ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Εφαρμογή Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού PQ Ελέγχου για τη Διασύνδεση Τριφασικού Αντιστροφέα στο Δίκτυο Ηλεκτρικής Ενέργειας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Δ. Κορακίτης

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

Αθήνα, Μάρτιος 2011

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Εφαρμογή Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού PQ Ελέγχου για τη Διασύνδεση Τριφασικού Αντιστροφέα στο Δίκτυο Ηλεκτρικής Ενέργειας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Δ. Κορακίτης

Επιβλέπων: Στέφανος Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 8η Μαρτίου 2011

……	……	……
Στ. Ν. Μανιάς	Α. Κλαδάς	Στ. Παπαθανασίου
Καθηγητής	Καθηγητής	Επίκουρος Καθηγητής

Αθήνα, Μάρτιος 2011

……

Κωνσταντίνος Δ. Κορακίτης

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

Copyright © Κωνσταντίνος Δ. Κορακίτης, 2011
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

Ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος έχει γίνει τα τελευταία χρόνια μια ιδιαίτερα δημοφιλής μέθοδος ελέγχου μετατροπέων ισχύος (αντιστροφείς, ανορθωτές κλπ.), κυρίως λόγω της εξαιρετικής ευρωστίας που παρέχει αλλά και της δυνατότητας ελέγχου πολλών μεταβλητών κάτω από έναν ενιαίο και ξεκάθαρο τρόπο. Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται η εφαρμογή του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου για τον έλεγχο ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης που διασυνδέεται στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, με απώτερο στόχο τον καθορισμό της διακινούμενης ενεργού και αέργου ισχύος (PQ έλεγχος). Προκειμένου να αξιολογηθεί πληρέστερα, η μέθοδος αυτή συγκρίνεται με ένα κλασικό σχήμα γραμμικού PQ ελεγκτή, ο οποίος βασίζεται στη ευρέως διαδεδομένη τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM). Η σύγκριση των παραπάνω τεχνικών ελέγχου γίνεται τόσο σε επίπεδο αποτελεσμάτων προσομοίωσης με τη βοήθεια του λογισμικού MATLAB/SIMULINK, όσο και σε επίπεδο αποτελεσμάτων από την πειραματική εφαρμογή τους σε διάταξη τριφασικού αντιστροφέα που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ. Η πειραματική διαδικασία αποτελεί σημαντικότατο κομμάτι της διπλωματικής εργασίας καθώς επιβεβαιώνει στην πράξη την εγκυρότητα των θεωρητικών εκτιμήσεων. Για το λόγο αυτό δίνεται μια αναλυτική περιγραφή της διαδικασίας κατασκευής της διάταξης αντιστροφέα καθώς και της εφαρμογής των αλγορίθμων ελέγχου σε πραγματικό χρόνο με τη χρήση κατάλληλης μονάδας μικροελεγκτή.

Λέξεις Κλειδιά:

Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος, τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης, διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα, PQ έλεγχος, μετασχηματισμός Clarke/Park, θεωρία στιγμιαίας ενεργού και αέργου ισχύος (θεωρία p-q), μικροελεγκτής

ABSTRACT

Model predictive control (MPC) has become a particularly popular method for controlling power converters (inverters, rectifiers etc.) in the past few years, mainly due the exceptional robustness that it provides and its ability to handle multiple variables in a unified and clear manner. In the present diploma thesis, an implementation of finite-set model predictive control (FS-MPC) is studied so as to control a grid connected three phase voltage source inverter. The purpose of the control process is to determine the amount of active and reactive power that is produced and delivered to the grid (PQ control). For a better assessment, the proposed method is compared to a classic linear PQ controller, which is based on the widely used space vector pulse width modulation (SVPWM). The comparison between the above mentioned techniques is carried out at a level of simulation results using the MATLAB/SIMULINK software as well as at a level of experimental results applying the control techniques on the laboratory setup of the three phase inverter constructed in the Electrical Machines & Power Electronics Laboratory of NTUA. The experimental process is of paramount importance regarding the practical evaluation of the theoretical assumptions. Therefore a thorough description of the laboratory setup is given and the real-time implementation of the control algorithms in a microcontroller unit (MCU) is explained in detail.

Key words:

Model predictive control (MPC), three phase voltage source inverter, space vector pulse width modulation, PQ control, Clarke/Park transformation, instantaneous active and reactive power theory (p-q theory), microcontroller (MCU)

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα καθηγητή κ. Στέφανο Μανιά για τη δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ και να φέρω εις πέρας ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα. Επίσης, ευχαριστώ θερμά τον υποψήφιο διδάκτορα και μέλος ΕΕΔΙΠ Κωνσταντίνο Παύλου για την αμέριστη βοήθεια που μου προσέφερε καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας καθώς συνέβαλε τα μέγιστα για την ολοκλήρωσή της. Ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω και στο μέλος ΕΤΕΠ κ. Παναγιώτη Ζάνη, στο διδάκτορα Ιάκωβο Μανωλά και στον υποψήφιο διδάκτορα Πέτρο Καραμανάκο για τις πολύτιμες συμβουλές και υποδείξεις τους. Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους μου για την υποστήριξη τους, η οποία συνέβαλε καταλυτικά στο τελικό αποτέλεσμα.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ……...…….……15

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ……...21
2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ……..21
2.2.1 Λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης……23
2.2.2 Λειτουργία με διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation - PWM)……26
2.2.2.1 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation – SPWM)……..27
2.2.2.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Sinusoidal Pulse Width Modulation – SVPWM)……32
2.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΤΡΙΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ……43

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ……...47
3.2 ΜΕΘΟΔΟΙ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ……48
3.2.1 Προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε βρόχο υστέρησης (Hysteresis-Based Predictive Control)……50
3.2.2 Προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε έλεγχο τροχιάς (Trajectory-Based Predictive Control)……52
3.2.3 Έλεγχος Deadbeat (Deadbeat Control)……54
3.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ (MODEL PRDICTIVE CONTROL – MPC)……...57
3.3.1 Συνεχής μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (Continuous Set Model Predictive Control, CS-MPC)……57
3.3.2 Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (Finite Set Model Predictive Control, FS-MPC)……61
3.4 ΔΙΑΚΡΙΤΟΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ..66
3.4.1 Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος σε τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων……...66
3.4.2 Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος σε τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης τριών επιπέδων ουδέτερου σημείου……...76

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: PQ ΕΛΕΓΧΟΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ……...81
4.2 PQ ΕΛΕΓΧΟΣ ΒΑΣΙΣΜΕΝΟΣ ΣΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ ΜΕ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΑ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ (SVPWM)……...84
4.3 PQ ΕΛΕΓΧΟΣ ΒΑΣΙΣΜΕΝΟΣ ΣΤΟ ΔΙΑΚΡΙΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ (FS-MPC)……91

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ……103
5.2 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ……104
5.2.1 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων……..107
5.2.2 Μικροελεγκτής (MCU)……..108
5.2.3 Μετρητικά συστήματα τάσης και ρεύματος……..109
5.2.4 Κυκλώματα οδήγησης (drivers)……113
5.3 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ……115
5.3.1 Προσομοίωση ελέγχου ρεύματος σε απομονωμένο τριφασικό φορτίο……121
5.3.1.1 Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (FS-MP Current Control)……121
5.3.1.2 Έλεγχος ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based Current Control)..125
5.3.2 Προσομοίωση ελέγχου PQ κατά τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας…...135
5.3.2.1 Έλεγχος PQ βασισμένος στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (FS-MPC Based PQ Control)……135
5.3.2.2 Έλεγχος PQ βασισμένος στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based PQ Control)…….141
5.4 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑΣ……..146
5.4.1 Πειραματική εφαρμογή του ελέγχου ρεύματος σε απομονωμένο τριφασικό φορτίο……146
5.4.1.1 Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (FS-MP Current Control)……146
5.4.1.2 Έλεγχος ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based Current Control)..150
5.4.2 Πειραματική εφαρμογή του ελέγχου PQ κατά τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας……..156
5.4.2.1 Έλεγχος PQ βασισμένος στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (FS-MPC Based PQ Control)……156
5.4.2.2 Έλεγχος PQ βασισμένος στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based PQ Control)…….161

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ

6.1 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ…….……..166
6.2 ΜΕΛΟΝΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ…….171

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ……...……..181

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ……...……..187

ΕΙΣΑΓΩΓΗ 1

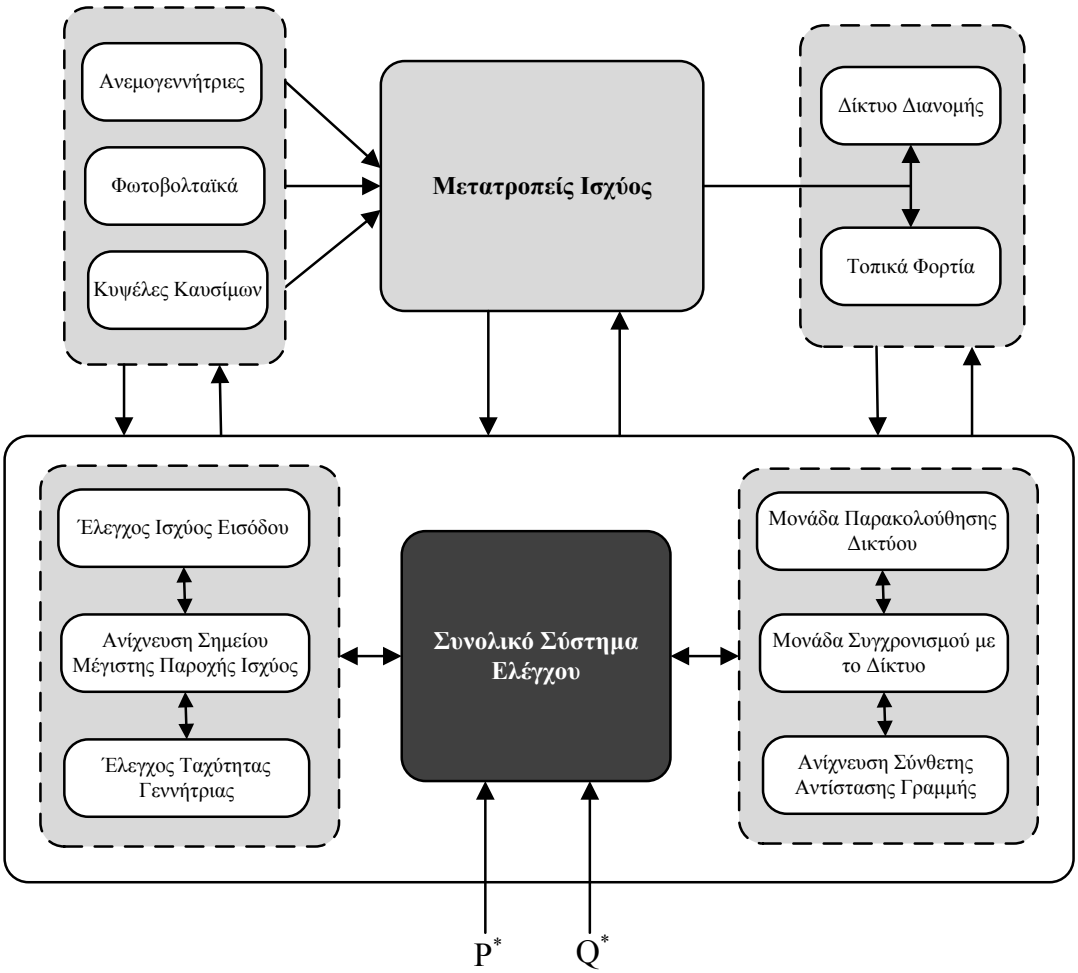
Τη σημερινή εποχή, τα ορυκτά καύσιμα αποτελούν την κύρια ενεργειακή πηγή παγκοσμίως, η σημαντική όμως συμβολή τους στην ατμοσφαιρική ρύπανση και η σταδιακή μείωση των αποθεμάτων τους, έχει οδηγήσει τους ανθρώπους στην αναζήτηση εναλλακτικών πηγών για την κάλυψη των ενεργειακών τους αναγκών. Επιπρόσθετα, η καθημερινά αυξανόμενη ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας εγείρει ζήτημα αξιοπιστίας των δικτύων διανομής, καθώς η αδιάλειπτη και χωρίς προβλήματα παροχή ηλεκτρικής ισχύος είναι πρωτεύουσας σημασίας . Η ανάγκη, λοιπόν, για παραγωγή περισσότερης ενέργειας σε συνδυασμό με το ενδιαφέρον για "καθαρές" τεχνολογίες συνηγορούν σε μια ραγδαία ανάπτυξη δικτύων διανομής στα οποία διεισδύουν ως ένα βαθμό και ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.

Ανάμεσα στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας με τη μεγαλύτερη εφαρμογή παγκοσμίως συγκαταλέγονται η υδροηλεκτρική και η αιολική, ενώ και η ηλιακή κερδίζει σταδιακά έδαφος αξιοποιώντας τη φωτοβολταϊκή τεχνολογία. Υδροηλεκτρικές μονάδες μικρής ή μεγάλης κλίμακας (άνω των 30 MW) εγκαθίστανται σε χώρες με αφθονία σε υδάτινους πόρους προκειμένου να καλυφθούν οι ανάγκες τους σε ηλεκτρισμό. Η δυνατότητα αξιοποίησης της αιολικής ενέργειας έχει δημιουργήσει έντονο ενδιαφέρον για την ανάπτυξη της τεχνολογίας των ανεμογεννητριών και την κατασκευή αιολικών πάρκων ισχύος πολλών kW έως κάποιων MW. Αυτή τη στιγμή στην Ευρώπη λειτουργούν πάνω από 25.000 αιολικά πάρκα συνολικής εγκαταστημένης ισχύος 80 GW, ενώ η δυναμικότητα αυτή αναμένεται να διπλασιαστεί μέχρι το 2015. Τα φωτοβολταϊκά, αν και ακόμα κατέχουν ένα πολύ μικρό ποσοστό στην παγκόσμια αγορά, είναι η γρηγορότερα αυξανόμενη τεχνολογία παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς από το 2004 έως το 2009 η συνολική εγκαταστημένη ισχύς αυξήθηκε κατά 60% φτάνοντας σήμερα στην Ευρώπη τα 16 GW.

Η διασύνδεση των διεσπαρμένων μονάδων παραγωγής με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας πραγματοποιείται συνήθως με τη βοήθεια μετατροπέων ισχύος (αντιστροφείς, ανορθωτές κτλ.), οι οποίοι είναι υπεύθυνοι για την τελική παραγωγή εναλλασσόμενων τάσεων και ρευμάτων σύμφωνα με τις ποιοτικές προδιαγραφές παρεχόμενης ισχύος που έχουν τεθεί. Ο έλεγχος των μετατροπέων αυτών έχει γίνει αντικείμενο διεξοδικής μελέτης τα τελευταία χρόνια ενώ τα δύο εναλλακτικά γενικά σχήματα ελέγχου για τη μονάδα παραγωγής είναι τα εξής [25]:

- *Έλεγχος Vf*: Η μονάδα διεσπαρμένης παραγωγής, λειτουργώντας αυτόνομα, καθορίζει την τάση του δικτύου κατά πλάτος και συχνότητα.
- *Έλεγχος PQ*: Η μονάδα παραγωγής λειτουργεί παράλληλα με το δίκτυο και διοχετεύει ενεργό και άεργο ισχύ σύμφωνα με προκαθορισμένες αναφορές.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η γενική δομή των συστημάτων διεσπαρμένης παραγωγής, στα οποία εφαρμόζεται ο τύπος ελέγχου που συναντάται συχνότερα, δηλαδή ο έλεγχος PQ. Η εκάστοτε μορφή ενέργειας (ηλιακή, αιολική κτλ.) μετατρέπεται σε ηλεκτρική μέσω μιας μονάδας μετατροπέων ισχύος, η δομή της οποίας εξαρτάται άμεσα από τη φύση της ανανεώσιμης πηγής εισόδου. Η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια διοχετεύεται εν συνεχεία στο δίκτυο διανομής ή στα τοπικά φορτία, ανάλογα με το σημείο σύνδεσης της μονάδα παραγωγής.



Σχήμα 1.1: Γενική δομή διασύνδεσης διεσπαρμένων μονάδων παραγωγής στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

Οι αρμοδιότητες που καλείται να αναλάβει ο ελεγκτής του συστήματος μπορούν να χωριστούν σε δύο ευρύτερες κατηγορίες [28]:

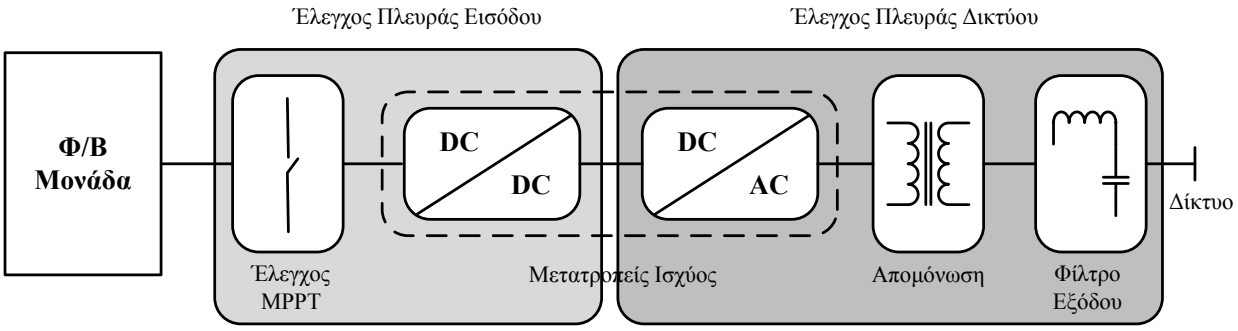
1) Έλεγχος από την πλευρά της εισόδου, ο οποίος αποσκοπεί στη μέγιστη αξιοποίηση της ισχύος της πηγής εισόδου.

2) Έλεγχος από την πλευρά του δικτύου, οποίος μπορεί να περιλαμβάνει τις εξής ενέργειες:
   - Έλεγχος της ενεργού ισχύος που διοχετεύεται στο δίκτυο
   - Έλεγχος της αέργου ισχύος που διακινείται από και προς το δίκτυο
   - Διασφάλιση υψηλής ποιότητας παρεχόμενης ισχύος

- Συγχρονισμός με το δίκτυο

Όπως σημειώθηκε και παραπάνω, οι μετατροπείς ισχύος που χρησιμοποιούνται για τη διασύνδεση κάθε μονάδας διεσπαρμένης παραγωγής με το δίκτυο εξαρτώνται από τον τύπο της ανανεώσιμης πηγής και το είδος της τάσης που αυτή παράγει. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν οι συχνότερα χρησιμοποιούμενες δομές διασύνδεσης τόσο για πηγές που παράγουν συνεχή τάση, όπως τα φωτοβολταϊκά και οι κυψέλες καυσίμου, όσο και για μονάδες που παράγουν εναλλασσόμενη τάση, όπως οι ανεμογεννήτριες.

Έτσι, ένα τυπικό σχήμα διασύνδεσης φωτοβολταϊκής μονάδας στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας δίνεται παρακάτω:



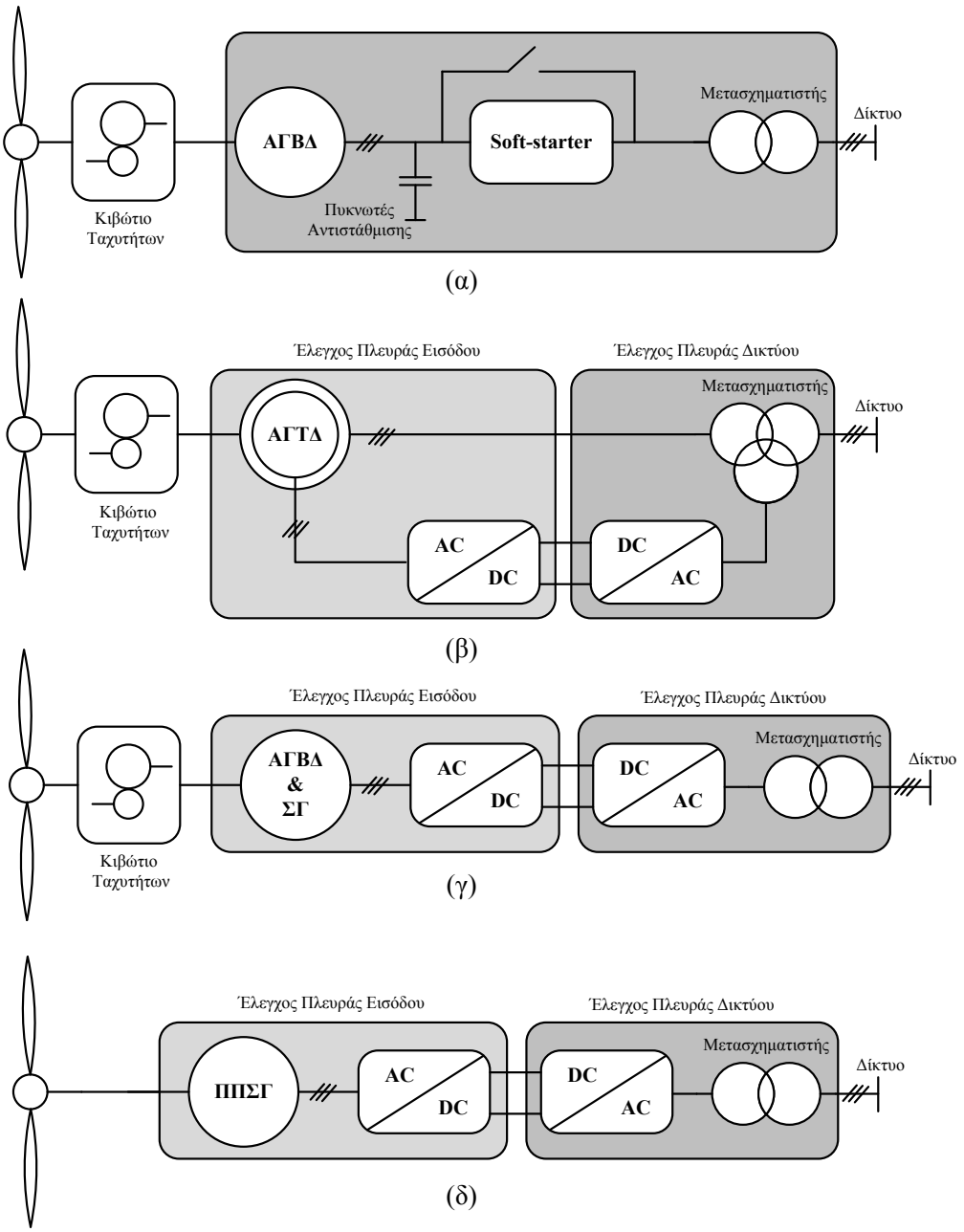
Σχήμα 1.2: Τυπική δομή διασύνδεσης φωτοβολταϊκής μονάδας στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

Αν και η συνεχής τάση εξόδου των φωτοβολταϊκών είναι αρκετά χαμηλή, περισσότερες συστοιχίες μπορούν να συνδεθούν εν σειρά ή παράλληλα προκειμένου να φτάσουμε στο απαιτούμενο επίπεδο τάσης και ισχύος. Παρ' όλα αυτά ένας DC-DC μετατροπέας χρησιμοποιείται για την περαιτέρω ανύψωση και τη σταθεροποίηση της συνεχούς τάσης που εν συνεχεία μετατρέπεται σε εναλλασσόμενη μέσω ενός αντιστροφέα. Για την εξομάλυνση του ρεύματος εξόδου, χρησιμοποιείται συνήθως ένα RL ή ένα LC φίλτρο, το οποίο τοποθετείται μεταξύ της φωτοβολταϊκής μονάδας και του δικτύου. Επιπρόσθετα, σε πολλές χώρες απαιτείται η απομόνωση του συστήματος παραγωγής ενέργειας από το δίκτυο. Η απομόνωση αυτή μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη χρήση είτε ενός DC-DC μετατροπέα είτε ενός μετασχηματιστή απομόνωσης στην έξοδο του αντιστροφέα.

Τα εναλλακτικά σχήματα διασύνδεσης ανεμογεννητριών στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας φαίνονται στο Σχήμα 1.3 [28]. Όπως παρατηρούμε, αυτά μπορούν να διαχωριστούν σε δύο ευρύτερες κατηγορίες ανάλογα με το αν κάνουν χρήση μετατροπέων ισχύος:

- *Συστήματα Α/Γ που δε συμπεριλαμβάνουν μετατροπείς ισχύος*: Οι περισσότερες από αυτές τις τοπολογίες βασίζονται σε ασύγχρονες γεννήτριες βραχυκυκλωμένου δρομέα (ΑΓΒΔ), οι οποίες συνδέονται απευθείας στο δίκτυο. Για τον περιορισμό των υψηλών ρευμάτων εκκίνησης χρησιμοποιούνται συνήθως soft starters. Επιπλέον, μια συστοιχία πυκνωτών είναι απαραίτητη για την αντιστάθμιση της αέργου ισχύος που απαιτείται για τη λειτουργία της μηχανής επαγωγής, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.3(α).

- *Συστήματα Α/Γ που συμπεριλαμβάνουν μετατροπείς ισχύος*: Η πολυπλοκότητα των συστημάτων αυτών είναι σαφώς μεγαλύτερη λόγω της χρήσης των ηλεκτρονικών ισχύος ενώ και το κόστος τους αυξάνεται ανάλογα. Σε κάθε περίπτωση, όμως, επιτυγχάνεται καλύτερη αξιοποίηση της ενέργειας εισόδου και ποιοτικότερος έλεγχος της παρεχόμενης στο δίκτυο ισχύος. Για παράδειγμα, μπορεί να απορροφηθεί η μέγιστή ισχύς από την Α/Γ για ένα ευρύ φάσμα ταχύτητας ανέμων ενώ παράλληλα ελέγχονται με ακρίβεια η ενεργός και άεργος ισχύς που διακινούνται από και προς το δίκτυο.



Σχήμα 1.3: Εναλλακτικές δομές διασύνδεσης συστημάτων ανεμογεννητριών στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

Η χρήση ασύγχρονων γεννητριών τυλιγμένου δρομέα (ΑΓΤΔ) στα συστήματα Α/Γ μπορεί να γίνει με την προσθήκη εξωτερικών αντιστάσεων στο δρομέα , η οποία είναι δυνατό να δώσει ένα

εύρος μεταβολής της ταχύτητας από 2% - 4%. Ο μετατροπέας ισχύος, που ελέγχει τις αντιστάσεις αυτές, θα πρέπει να είναι σχεδιασμένος για μικρές τάσεις αλλά υψηλά ρεύματα. Σε κάθε περίπτωση, όμως, η λύση αυτή απαιτεί soft-starter και αντιστάθμιση αέργου ισχύος. Μια αρκετά αποδοτικότερη λύση φαίνεται στο Σχήμα 1.3(β), όπου ένας μετατροπέας με στάδια ανορθωτή και αντιστροφέα συνδέεται μέσω δακτυλίων στο δρομέα της μηχανής προκειμένου να ελέγξει τα παραγόμενα ρεύματα του δρομέα. Αν η γεννήτρια περιστρέφεται με ταχύτητα μικρότερη της σύγχρονης, η ηλεκτρική ισχύς μεταφέρεται από το δίκτυο στο δρομέα. Σε γενικές γραμμές μπορεί να επιτευχθεί ένα εύρος ταχυτήτων της τάξης του 60% γύρω από τη σύγχρονη ταχύτητα με τη χρήση ενός μετατροπέα ισχύος κατά 2/3 μικρότερη από την ισχύ της μηχανής. Με την προσθήκη ενός μετατροπέα πλήρους κλίμακας για τη διασύνδεση της γεννήτριας με το δίκτυο, μπορούμε να πετύχουμε επιπλέον τεχνικά χαρακτηριστικά για τη λειτουργία του συστήματος με το κόστος, όμως, των υψηλότερων ενεργειακών απωλειών. Ο συνηθέστερα χρησιμοποιούμενος τύπος γεννήτριας στην περίπτωση αυτή είναι η σύγχρονη, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.3(γ), ενώ, προκειμένου να εξαλειφθεί το κιβώτιο ταχυτήτων, δυνατή είναι και η χρήση πολυπολικής σύγχρονης γεννήτριας (ΠΠΣΓ) ή γεννήτριας μονίμων μαγνητών (Σχήμα 1.3(δ))

Από την παραπάνω παρουσίαση των εναλλακτικών δομών διασύνδεσης για τις μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής μπορεί να παρατηρηθεί ότι, στην πλειονότητα των περιπτώσεων, οι μετατροπείς DC-AC ή αντιστροφείς χρησιμοποιούνται ως το τελικό στάδιο πριν τη σύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Για το λόγο αυτό, ο έλεγχος τους αποτελεί κομμάτι ιδιαίτερης σημασίας καθορίζοντας σε μεγάλο βαθμό την ποιότητα της παρεχόμενης ισχύος στο δίκτυο. Αν και έχουν προταθεί σχήματα ελέγχου και της τάσης και του ρεύματος εξόδου των αντιστροφέων, ο έλεγχος ρεύματος είναι αυτός που προτιμάται στην πράξη λόγω της εξαιρετικής δυναμικής συμπεριφοράς του και της εγγενούς προστασίας από υπερεντάσεις που προσφέρει. Οι ελεγκτές ρεύματος που εφαρμόζονται συνήθως είναι γραμμικοί και αποτελούνται από δυο διακριτά στάδια: ένα για την παραγωγή των ρευμάτων αναφοράς που πρέπει να ακολουθηθούν βάσει των απαιτήσεων σε ενεργό και άεργο ισχύ και ένα για την παραγωγή των παλμών για τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα σύμφωνα με κάποια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας αποτελεί η μελέτη και η εφαρμογή ενός νέου μη γραμμικού ελεγκτή που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (Finite Set-Model Predictive Control ή FS-MPC) για τον έλεγχο PQ ενός τριφασικού αντιστροφέα που συνδέεται στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Προκειμένου να αξιολογηθεί η νέα μέθοδος, συγκρίνεται με ένα κλασσικό σχήμα γραμμικού ελεγκτή που βασίζεται στην ευρέως διαδεδομένη τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM ή SVPWM). Η σύγκριση αυτή πραγματοποιείται τόσο σε επίπεδο αποτελεσμάτων προσομοίωσης όσο και σε επίπεδο πειραματικών αποτελεσμάτων που έχουν προκύψει από την εφαρμογή των αλγορίθμων ελέγχου σε πραγματικό χρόνο σε διάταξη τριφασικού αντιστροφέα που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ.

ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ 2

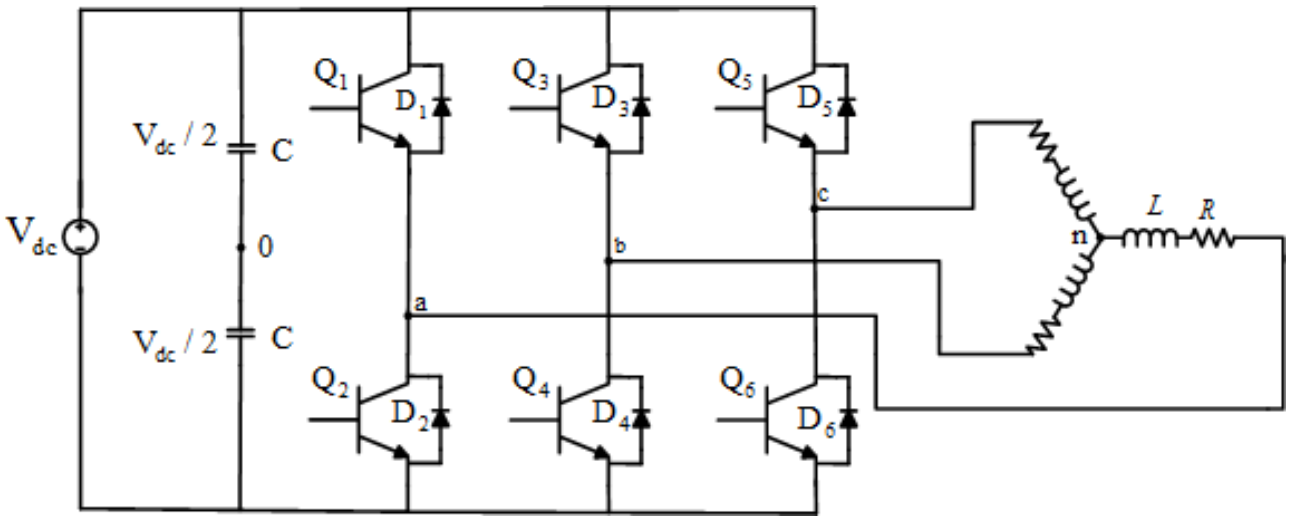
2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι τριφασικοί αντιστροφείς ισχύος είναι ηλεκτρικές διατάξεις που επιτρέπουν τη μετατροπή της συνεχούς τάσης ή του συνεχούς ρεύματος εισόδου σε τριφασική εναλλασσόμενη τάση ή ρεύμα αντίστοιχα, με το επιθυμητό πλάτος και την επιθυμητή συχνότητα. Επομένως προκύπτει η διάκριση σε τριφασικούς αντιστροφείς τροφοδοτούμενων από πηγή τάσης (Voltage-Fed Inverters) και σε αυτούς που τροφοδοτούνται από πηγή ρεύματος (Current-Fed Inverters). Οι ημιαγωγοί της πρώτης κατηγορίας αντιστροφέων παραμένουν συνεχώς ορθά πολωμένοι, λόγω της συνεχούς πηγής τάσης, και έτσι χρησιμοποιούνται στοιχεία όπως τα BJTs (Bipolar Junction Transistors), τα IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors), τα GTOs (Gate Turn-off Thyristors), τα Power MOSFETs (Power Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors) και τα IGCTs (Integrated Gate Commutated Thyristors). Αντιπαράλληλα με αυτά συνδέεται πάντα από μια δίοδος ελεύθερης διέλευσης προκειμένου να επιτρέπεται η πιθανή ροή ρεύματος προς τη συνεχή πηγή τάσης. Στους τριφασικούς αντιστροφείς πηγής ρεύματος, τα ημιαγωγικά στοιχεία θα πρέπει να αντέχουν σε ανάστροφη πόλωση και έτσι μόνο GTOs και Thyristors μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Ο μόνη περίπτωση χρήσης των προαναφερθέντων ημιαγωγών ορθής πόλωσης είναι η τοποθέτηση σε σειρά με αυτούς διόδων ελεύθερης διέλευσης. Επειδή κατά κύριο λόγο στις διάφορες εφαρμογές χρησιμοποιούνται οι τριφασικοί αντιστροφείς πηγής τάσης, είναι και αυτοί που στη συνέχεια μελετούνται και αναλύονται [1],[2],[3],[4],[5].

Οι τοπολογίες των αντιστροφέων πηγής τάσης που έχουν προταθεί είναι πάρα πολλές και με διαφορετικά χαρακτηριστικά, καθιστώντας τους κατάλληλους για μια πλειάδα εφαρμογών. Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα δοθεί η αρχή λειτουργίας του τυπικού τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων. Θα μελετηθούν οι διάφορες λειτουργικές του καταστάσεις και θα παρουσιαστούν οι συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες τεχνικές ελέγχου του . Τέλος θα μελετηθεί ο τριφασικός αντιστροφέας τριών επιπέδων ως μια εισαγωγή στους αντιστροφείς πολλών επιπέδων και στις μεγάλες δυνατότητες που αυτοί προσφέρουν.

2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένας τυπικός τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας, ο οποίος τροφοδοτεί τριφασικό φορτίο συνδεδεμένο σε αστέρα:



Σχήμα 2.1: Τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας

Όπως βλέπουμε ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από έξι ημιαγωγικά στοιχεία Q_1 έως Q_6 (μπορεί να ανήκουν σε έναν από τους τύπους που αναφέρθηκαν στην εισαγωγή) και έξι διόδους ελεύθερης διέλευσης D_1 έως D_6 που συνδέονται αντιπαράλληλα με αυτά. Η είσοδός του τροφοδοτείται από μια συνεχή τάση V_{dc} που μπορεί να προέρχεται είτε από μια πηγή συνεχούς τάσης (π.χ. φωτοβολταϊκές συστοιχίες, μπαταρίες κτλ.) είτε από κάποια ανορθωτική διάταξη. Παράλληλα με την πηγή συνεχούς τάσης στην είσοδο παρατηρούμε ότι υπάρχει ένας χωρητικός καταμεριστής που αποτελείται από δύο όμοιους πυκνωτές και στα άκρα του καθενός υπάρχει τάση ίση με το μισό της τάσης εισόδου. Στόχος του χωρητικού καταμεριστή είναι η δημιουργία ενός κόμβου αναφοράς (στο σχήμα συμβολίζεται με 0) που είναι χρήσιμο για τη μέτρηση των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα (σημειώνεται πως η ύπαρξη του κόμβου αυτή δεν είναι απαραίτητη για τη λειτουργία του αντιστροφέα και έτσι ο καταμεριστής μπορεί να παραλειφθεί). Ουσιαστικά το κύκλωμα του αντιστροφέα αποτελείται από τρείς κλάδους (ημιγέφυρες) με δύο ημιαγωγικά στοιχεία ο καθένας και μέσω του κατάλληλου χειρισμού αυτών (αγωγή και σβέση των ημιαγωγικών διακοπτών) επιτυγχάνουμε την επιθυμητή τριφασική εναλλασσόμενη τάση στην έξοδό του.

Ο χειρισμός των ημιαγωγικών διακοπτών γίνεται μέσω κατάλληλης παλμοδότησης στην πύλη τους. Οι περισσότεροι τύποι των χρησιμοποιούμενων ημιαγωγών που προαναφέρθηκαν (λ.χ. IGBTs) απαιτείται αν λαμβάνουν παλμό στην πύλη τους καθ' όλη τη διάρκεια της αγωγής τους. Εξαίρεση αποτελούν τα Thyristors που χρειάζονται παλμοδότηση μικρής χρονική διάρκειας. Οι δύο στοιχειώδεις μέθοδοι ελέγχου των ημιαγωγικών στοιχειών του τριφασικού αντιστροφέα που καθορίζουν και τις αντίστοιχες βασικές καταστάσεις λειτουργίας του είναι:

- Η λειτουργία με Τετραγωνική Κυματομορφή Τάσης ενός Παλμού ανά Ημιπερίοδο
- Η λειτουργία με Διαμόρφωση Εύρους Πολλαπλών Παλμών ανά Ημιπερίοδο (Pulse Width Modulation - PWM).

Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα προχωρήσουμε σε ανάλυση των δύο αυτών λειτουργιών.

2.2.1 Λειτουργία με Τετραγωνική Κυματομορφή Τάσης ενός Παλμού ανά Ημιπερίοδο

Το Σχήμα 2.2 εξηγεί την παραγωγή των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα κατά τη λειτουργία υπό τετραγωνική κυματομορφή τάσης ενός παλμού ανά ημιπερίοδο. Όπως δηλώνει και το όνομά της, η λειτουργία αυτή παράγει φασικές τάσης τετραγωνικής μορφής με αποτέλεσμα να έχουν μεγάλο αρμονικό περιεχόμενο. Οι τρείς ημιγέφυρες του αντιστροφέα παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120° , ώστε να δημιουργηθούν οι τριφασικές κυματομορφές τάσης. Από την ανάλυση Fourier για τις φασικές τάσεις ως προς τον κόμβο αναφοράς που δημιουργεί ο χωρητικός καταμεριστής παίρνουμε τις σχέσεις:

$$v_{a0} = \frac{2V_{dc}}{\pi}\left[\cos\omega t - \frac{1}{3}\cos 3\omega t + \frac{1}{5}\cos 5\omega t - \ldots\right] \tag{2.1}$$

$$v_{b0} = \frac{2V_{dc}}{\pi}\left[\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{3}\cos 3(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5}\cos 5(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \ldots\right] \tag{2.2}$$

$$v_{c0} = \frac{2V_{dc}}{\pi}\left[\cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{3}\cos 3(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5}\cos 5(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \ldots\right] \tag{2.3}$$

Οι πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα μπορούν επομένως να προκύψουν από τις σχέσεις (2.1) έως (2.3) ως εξής:

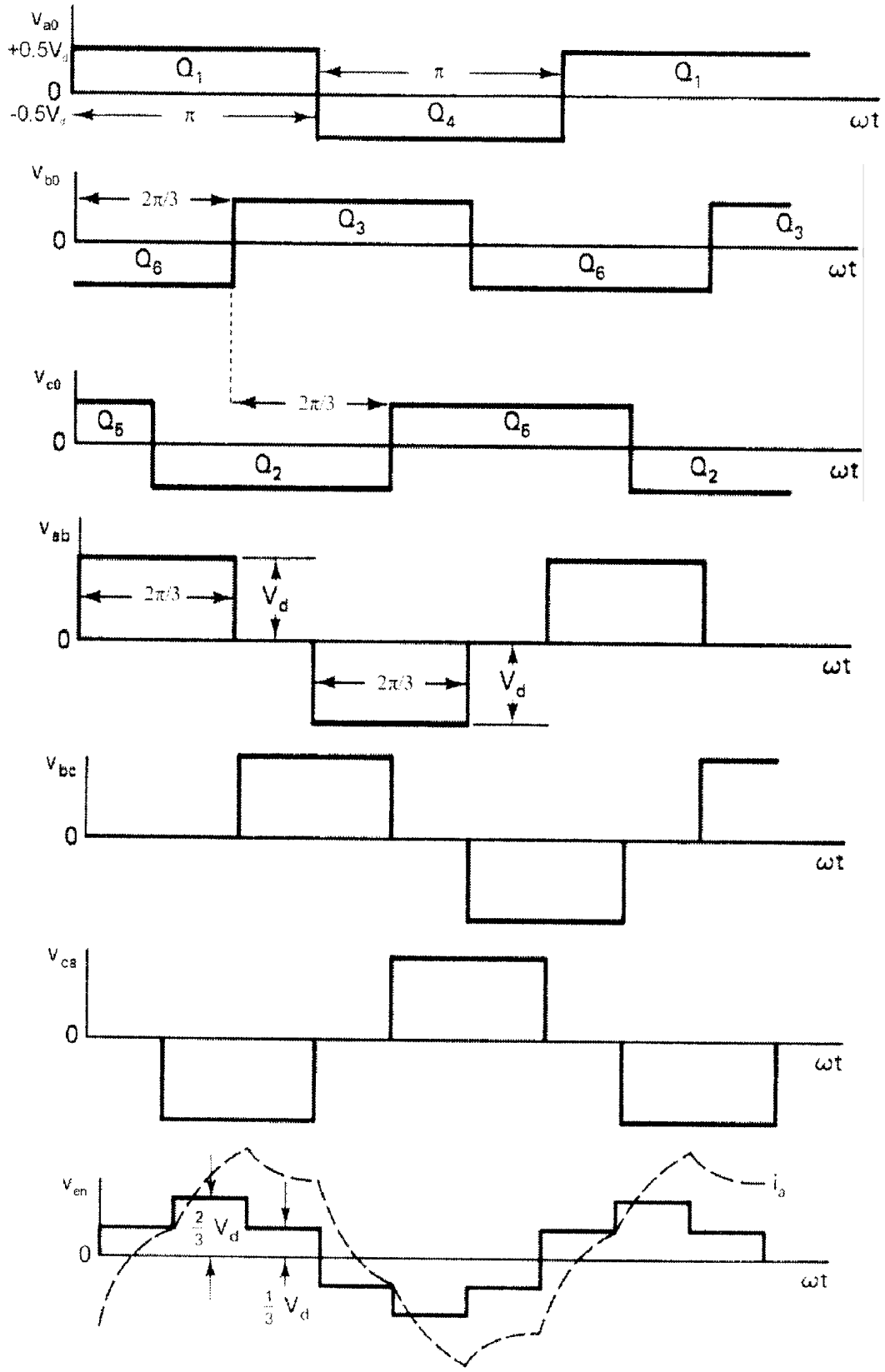
$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{a0} - v_{b0} = \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi}\left[\cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) + 0 - \frac{1}{5}\cos 5(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{7}\cos 7(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \ldots\right] \end{aligned} \tag{2.4}$$

$$\begin{aligned} v_{bc} &= v_{b0} - v_{c0} = \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi}\left[\cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) + 0 - \frac{1}{5}\cos 5(\omega t - \frac{\pi}{2}) - \frac{1}{7}\cos 7(\omega t - \frac{\pi}{2}) + \ldots\right] \end{aligned} \tag{2.5}$$

$$\begin{aligned} v_{ca} &= v_{c0} - v_{a0} = \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi}\left[\cos(\omega t + \frac{5\pi}{6}) + 0 - \frac{1}{5}\cos 5(\omega t + \frac{5\pi}{6}) - \frac{1}{7}\cos 7(\omega t + \frac{5\pi}{6}) + \ldots\right] \end{aligned} \tag{2.6}$$

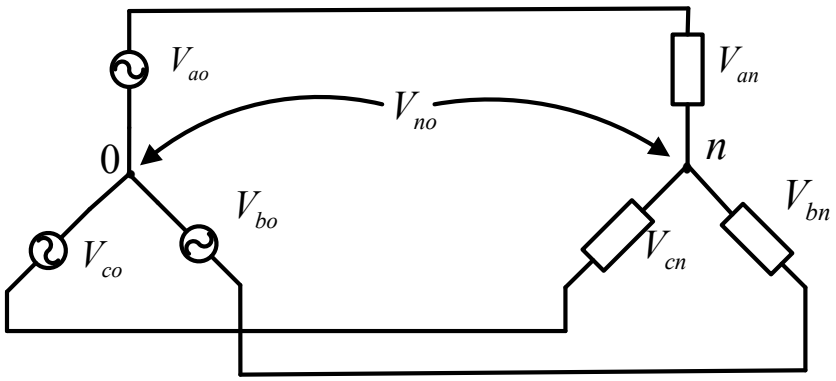
Υπενθυμίζεται ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι $\sqrt{3}$ φορές αυτή της φασικής τάσης, ενώ προπορεύεται φασικά κατά γωνία $\frac{\pi}{6}$

.



Σχήμα 2.2: Σύνθεση των τάσεων εξόδου κατά τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης ενός παλμού ανά ημιπερίοδο

Οι κυματομορφές των πολικών τάσεων, που φαίνονται στο Σχήμα 2.2, παρουσιάζουν τετραγωνική μορφή και οι τάξεις των αρμονικών συνιστωσών τους είναι (όπως προκύπτει και από τις εξισώσεις (2.4) έως (2.6)) οι $6n \pm 1$, όπου n είναι ακέραιος. Οι τριφασικές θεμελιώδεις και αρμονικές συνιστώσες είναι συμμετρικές και παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120°. Αν ο ουδέτερος κόμβος n του συνδεδεμένου σε αστέρα τριφασικού φορτίου είναι ενωμένος με τον κόμβο αναφοράς 0, τότε οι φασικές τάσεις του φορτίου είναι οι v_{a0}, v_{b0} και v_{c0} που δίνονται από τις σχέσεις (2.1), (2.2) και (2.3) αντίστοιχα. Για φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο (όπως αυτό του Σχήματος 2.1), το ισοδύναμο κύκλωμα του αντιστροφέα θα είναι το παρακάτω:



Σχήμα 2.3: Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα που τροφοδοτεί φορτίο συνδεδεμένο σε αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο

Από το κύκλωμα αυτό μπορούν να εξαχθούν οι παρακάτω εξισώσεις που αφορούν τις φασικές τάσεις του αντιστροφέα και τις τάσεις σε σχέσης με τον κόμβο αναφοράς 0 που δημιουργείται από τον χωρητικό καταμεριστή της εισόδου:

$$v_{a0} = v_{an} + v_{n0} \tag{2.7}$$

$$v_{b0} = v_{bn} + v_{n0} \tag{2.8}$$

$$v_{c0} = v_{cn} + v_{n0} \tag{2.9}$$

Για συμμετρικό φορτίο ισχύει ότι $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ και έτσι, προσθέτοντας τις παραπάνω εξισώσεις, παίρνουμε:

$$3v_{n0} + 0 = v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} \tag{2.10}$$

ή

$$v_{n0} = \frac{1}{3}\left(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}\right) \tag{2.11}$$

Τελικά, αντικαθιστώντας τη (2.11) στις (2.7), (2.8) και (2.9), παίρνουμε για τις φασικές τάσεις του αντιστροφέα:

$$v_{an} = \frac{2}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{c0} \tag{2.12}$$

$$v_{bn} = \frac{2}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{c0} \tag{2.13}$$

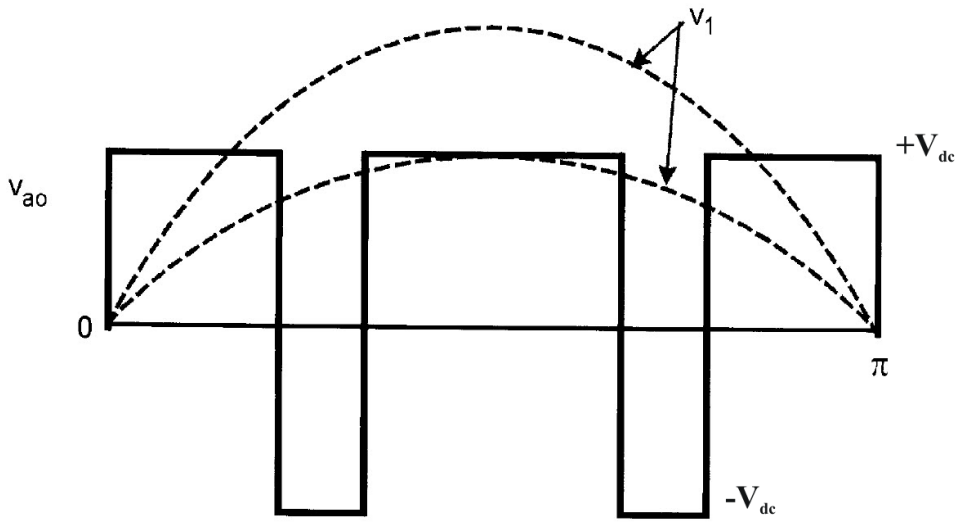
$$v_{cn} = \frac{2}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} \tag{2.14}$$

Οι φασικές αυτές τάσεις του φορτίου με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο, μπορούν να περιγραφούν είτε με σειρές Fourier είτε να κατασκευαστούν γραφικά, όπως φαίνεται στην τελευταία κυματομορφή του Σχήματος 2.2. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι και αυτή είναι μια τετραγωνική κυματομορφή, με τη διαφορά ότι η θεμελιώδης συνιστώσα της είναι μετατοπισμένη φασικά κατά 30° σε σχέση με την αντίστοιχη πολική τάση. Για την ακρίβεια, οι φασικές τάσεις v_{an} και v_{a0} ,που αφορούν φορτίο με απομονωμένο και συνδεδεμένο ουδέτερο κόμβο αντίστοιχα, είναι οι ίδιες, με τη διαφορά ότι στην πρώτη περίπτωση απουσιάζουν οι αρμονικές συνιστώσες τρίτης τάξης και τα πολλαπλάσια αυτών.

2.2.2 Λειτουργία με Διαμόρφωση Εύρους Πολλαπλών Παλμών ανά Ημιπερίοδο (Pulse Width Modulation – PWM)

Η λειτουργία του αντιστροφέα υπό τετραγωνική κυματομορφή τάσης ενός παλμού ανά ημιπερίοδο, που αναλύθηκε πιο πάνω, έχει κάποια πλεονεκτήματα και πολλούς περιορισμούς. Ο έλεγχος του αντιστροφέα είναι πολύ απλός και οι διακοπτικές απώλειες είναι μικρές καθώς συμβαίνουν μόνο έξι διακοπτικές μεταβάσεις σε κάθε περίοδο της τάσης εξόδου. Από την άλλη πλευρά, οι χαμηλής τάξης αρμονικές της κυματομορφής της τάσης προκαλεί μεγάλη παραμόρφωση στο ρεύμα εξόδου με αποτέλεσμα να απαιτούνται ογκώδη και αντιοικονομικά χαμηλοπερατά φίλτρα για την εξομάλυνσή του.

Η τεχνική της διαμόρφωσης εύρους πολλαπλών παλμών ανά ημιπερίοδο ή συνηθέστερα απλά διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation-PWM) στηρίζεται στον ταχύτατο χειρισμό (άνοιγμα και κλείσιμο) των ημιαγωγικών διακοπτών τοδυ αντιστροφέα με σκοπό τον έλεγχο της τάσης εξόδου (κατά πλάτος και συχνότητα) και την ελαχιστοποίηση του αρμονικού περιεχομένου της. Η αρχή λειτουργίας της φαίνεται καλύτερα στο Σχήμα 2.4. Η θεμελιώδης συνιστώσα V_1 της τάσης v_{a0} αποκτά το μέγιστο πλάτος της ($4V_{dc}/\pi$) για έναν τετραγωνικό παλμό. Με τη δημιουργία, όμως, δύο αρνητικών παλμών όπως φαίνεται, το πλάτος αυτό μπορεί να μειωθεί. Αν τα εύρη των παλμών αυτών αυξηθούν περαιτέρω, τότε το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας θα μειωθεί κι άλλο.



Σχήμα 2.4: Αρχή λειτουργίας της τεχνικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM)

Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί πολλές διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών, οι σημαντικότερες εκ των οποίων είναι:

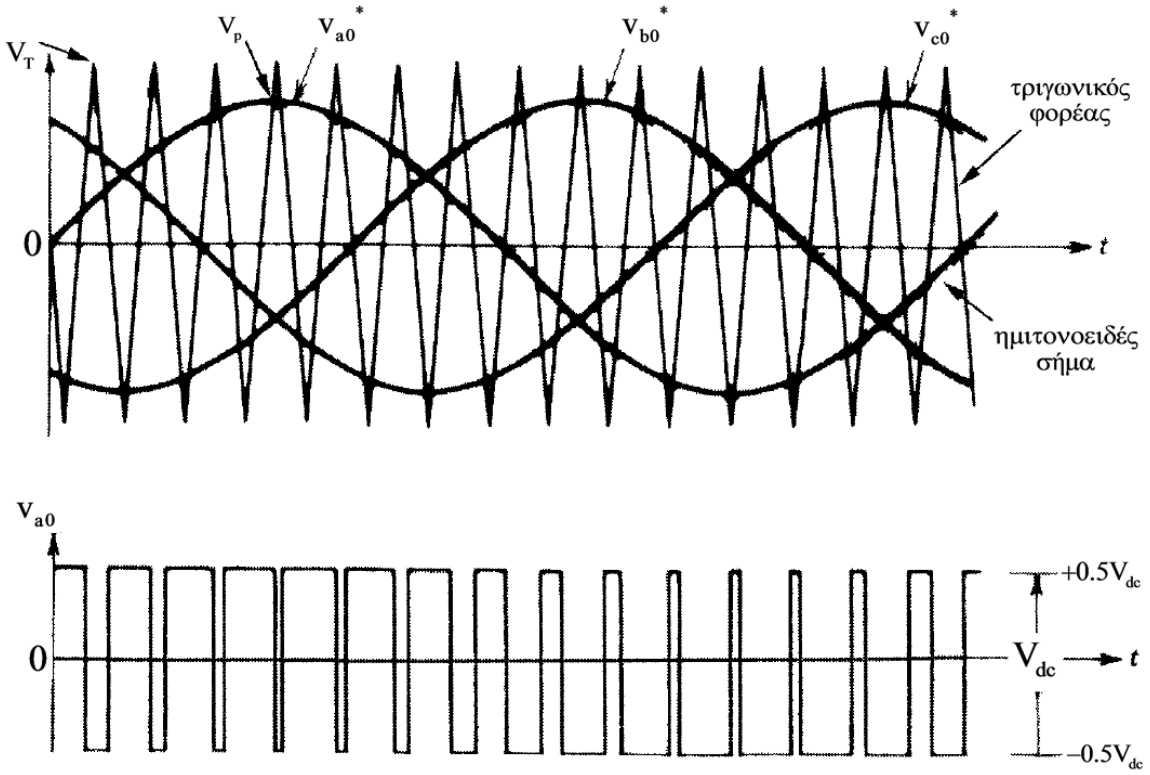
- Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)
- PWM για εξάλειψη επιλεγμένων αρμονικών (Selected Harmonic Elimination PWM-SHE-PWM
- PWM για την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης του ρεύματος (Minimum Ripple Current PWM)
- PWM με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM-SVPWM)
- Τυχαίο PWM (Random PWM)
- PWM για έλεγχο ρεύματος σε βρόχο υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)
- Ημιτονοειδής PWM με στιγμιαίο έλεγχο ρεύματος (Sinusoidal PWM with Instantaneous Current Control)
- Delta Modulation
- Sigma-Delta Modulation

Από τις παραπάνω τεχνικές, στη συνέχεια θα αναλυθούν οι πιο αντιπροσωπευτικές και συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες SPWM (Sinusoidal PWM) και SVPWM (Space Vector PWM), με ιδιαίτερη έμφαση στη δεύτερη, ως η μία από τις συγκρινόμενες τεχνικές της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

2.2.2.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)

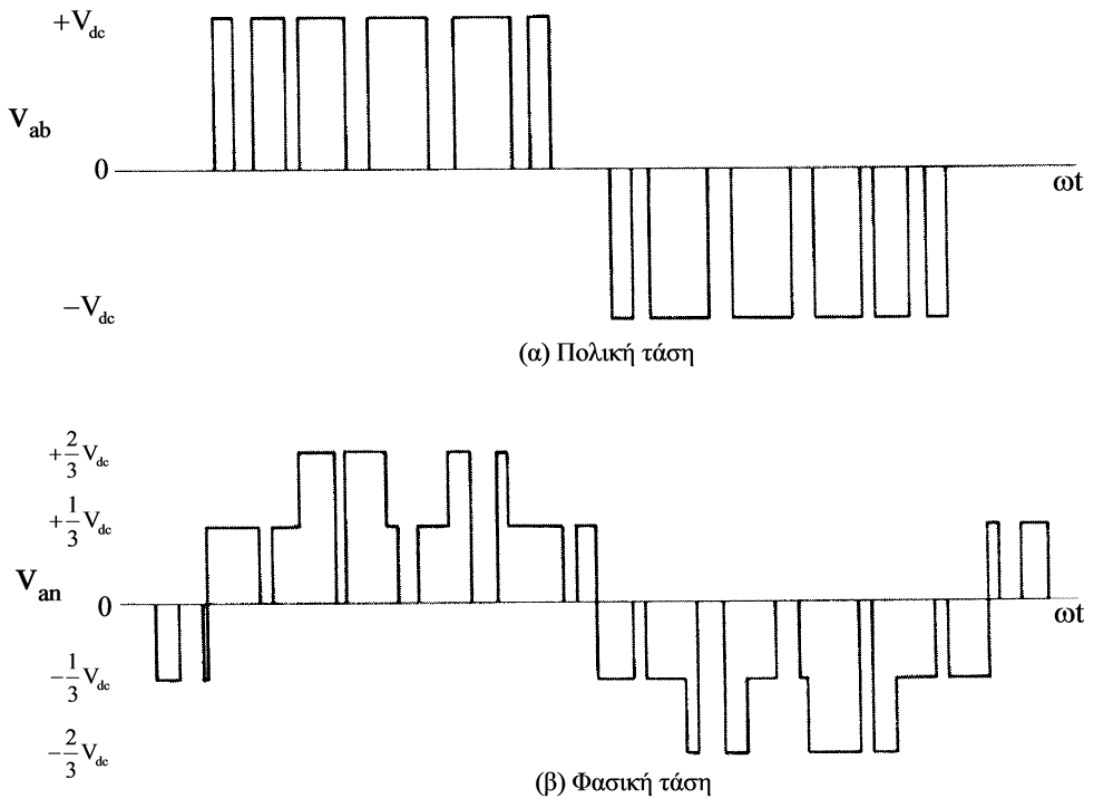
Η Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM) είναι ιδιαίτερα δημοφιλής για μια σειρά βιομηχανικών και άλλων εφαρμογών, ενώ έχει αναλυθεί εκτεταμένα σε όλη τη σχετική βιβλιογραφία. Η γενική αρχή λειτουργίας της τεχνικής αυτής φαίνεται στο Σχήμα 2.5, όπου ένα ισοσκελής τριγωνικός φορέας συχνότητας f_c συγκρίνεται με ένα διαμορφώνον ημιτονοειδές σήμα

θεμελιώδους συχνότητας f, ενώ τα σημεία τομής τους καθορίζουν τα χρονικά σημεία αγωγής και σβέσης των ημιαγωγικών διακοπτών. Για παράδειγμα, στο σχήμα φαίνεται η παραγωγή της τάσης v_{a0} μέσω του διαδοχικού ανοίγματος και κλεισίματος των ημιαγωγών Q_1 και Q_2 (όπως είναι λογικό, δεν μπορούν να άγουν ταυτόχρονα αμφότεροι οι διακόπτες κάθε κλάδου του αντιστροφέα καθώς τότε θα προέκυπτε βραχυκύκλωμα στ άκρα της συνεχούς τάσης εισόδου). Όταν το ημιτονοειδές σήμα είναι μεγαλύτερο από τον τριγωνικό φορέα άγει ο διακόπτης Q_1 (με τον Q_2 να παραμένει κλειστός) με αποτέλεσμα η φάση a να συνδέεται με το θετικό μισό της τάσης εισόδου. Στην αντίθετη περίπτωση άγει ο Q_2 με αποτέλεσμα να είναι $v_{a0} = -V_{dc} / 2$.



Σχήμα 2.5: Αρχή λειτουργίας της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM)

Το εύρος των παλμών της τάσης v_{a0} (αντιστοίχως και των υπολοίπων τάσεων) μεταβάλλεται με τρόπο ώστε η συχνότητά της να παραμένει ίδια με τη θεμελιώδη συχνότητα f, ενώ το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της συνιστώσας να είναι ανάλογο του πλάτους του διαμορφώνοντος ημιτονοειδούς σήματος. Ο ίδιος τριγωνικός φορέας μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τις τρεις φάσεις. Οι τυπικές κυματομορφές των πολικών και φασικών τάσεων για ένα φορτίο απομονωμένου ουδετέρου μπορούν να παρασταθούν γραφικά όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.6: Κυματομορφές πολικών και φασικών τάσεων αντιστροφέα που ελέγχεται με την τεχνική SPWM

Από την ανάλυση Fourier της τάσης v_{a0} που φαίνεται στο Σχήμα 2.5 προκύπτει η παρακάτω σχέση:

$$v_{a0} = 0.5 m_a V_{dc} \sin(\omega \cdot t + \varphi) + \{\text{Ανώτερες αρμονικές τάξης } M\omega_c \pm N\omega\} \qquad (2.15)$$

,όπου m_a είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους, ω: η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα σε rad/sec και φ η φασική απόκλιση της εξόδου που προκύπτει από τη σχετική θέση του φορέα και της κυματομορφής αναφοράς (ημιτονοειδές σήμα) για την εκάστοτε φάση. Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους m_a ορίζεται ως ο λόγος:

$$m_a = \frac{V_p}{V_T} \qquad (2.16)$$

,όπου, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.5, V_p είναι το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς και V_T το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής του φορέα. Γενικά, ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους μπορεί να πάρει τιμές από 0 έως 1 δίνοντας μια γραμμική σχέση μεταξύ της κυματομορφής του διαμορφώνοντος σήματος και της κυματομορφής της τάσης εξόδου. Βάση της θεώρησης αυτής, ο αντιστροφέας λειτουργεί ως γραμμικός ενισχυτής. Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.15) και (2.16) το κέρδος G του ενισχυτή είναι:

$$G = \frac{0.5 m_a V_{dc}}{V_p} = \frac{0.5 V_{dc}}{V_T} \tag{2.17}$$

Για $m = 1$, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα μεταξύ μιας φάσης του και του κόμβου αναφοράς 0 είναι $0.5V_{dc}$, που αντιστοιχεί στο 78.55% του πλάτους ($4V_{dc}/2\pi$) κατά τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης. Στην πράξη, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας στη γραμμική περιοχή μπορεί να ανέλθει στο 90.7% αυτού για λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης, αν στις ημιτονοειδής κυματομορφές αναφοράς (διαμορφώνοντα σήματα) υπερθέσουμε κατάλληλες κυματομορφές τρίτων αρμονικών. Για $m = 0$, η v_{a0} (και αντίστοιχα οι v_{b0} και v_{c0}) είναι ένας συμμετρικός τετραγωνικός παλμός που έχει συχνότητα ίση με αυτή του τριγωνικού φορέα (f_c).

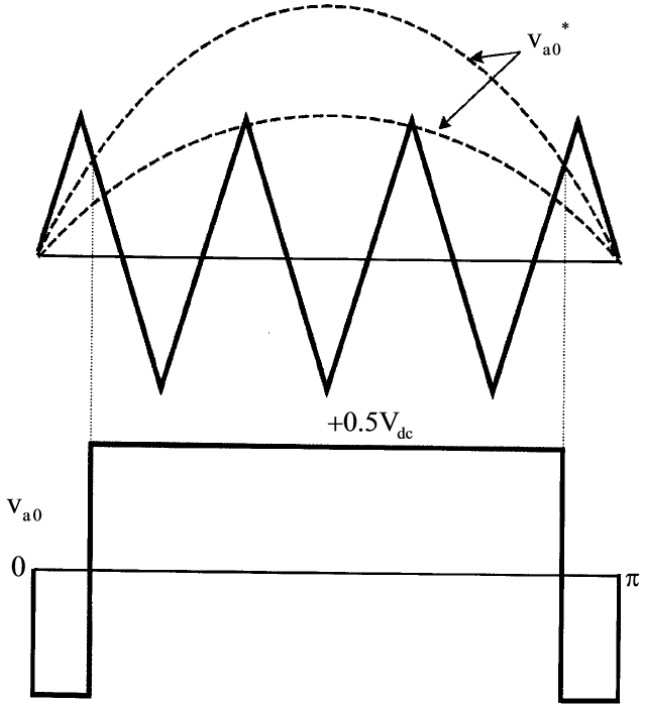
Οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα που ελέγχεται με την τεχνική SPWM περιέχουν ανώτερες αρμονικές σε συχνότητες, οι οποίες σχετίζονται με τις συχνότητα του τριγωνικού φορέα και των σημάτων αναφοράς, με μορφή $M\omega_c \pm N\omega$ (όπως φαίνεται και στην εξίσωση (2.15)), όπου M και N είναι ακέραιοι και ισχύει $M + N =$ περιττός ακέραιος. Γίνεται λοιπόν φανερό ότι οι συχνότητες στις οποίες βρίσκονται οι ανώτερες αρμονικές εξαρτώνται από τη συχνότητα του φορέα (ω_c) και επομένως μπορούν αν καθοριστούν από μας. Επιλέγοντας υψηλή συχνότητα φορέα, λοιπόν, μπορούμε να μετατοπίσουμε τις ανώτερες αρμονικές σε μεγάλες συχνότητες, μειώνοντας έτσι το μέγεθος και το κόστος των φίλτρων που απαιτείται για την καταστολή τους. Μπορούμε να ορίσουμε το συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας φορέα ως το λόγο της συχνότητας του φέροντος προς τη συχνότητας αναφοράς ως εξής:

$$m_f = \frac{\omega_c}{\omega} \tag{2.18}$$

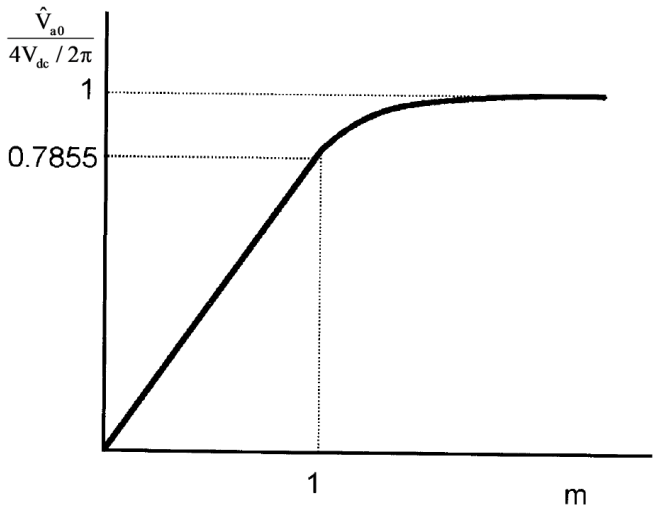
Κάνοντας χρήση των σχέσεων (2.15) και (2.18) μπορεί να αποδειχτεί ότι οι ανώτερες αρμονικές βρίσκονται σε συχνότητες $\omega(M \cdot m_f \pm N)$. Τέλος, μπορεί να δειχτεί ότι το πλάτος των ανώτερων αρμονικών είναι ανεξάρτητο του m_f και μειώνεται με την αύξηση των M και N.

Όσο ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους m_a προσεγγίζει το 1, τα εύρη των παλμών κοντά στο κέντρο των θετικών και αρνητικών ημιπεριόδων, αντίστοιχα, τείνουν προς το 0. Για τη συνέχιση της ομαλής λειτουργίας των φορτίων που τροφοδοτεί ο αντιστροφέας, είναι αναγκαίο να διατηρηθούν τα ελάχιστα εύρη των παλμών αυτών. Όταν τα ελάχιστα αυτά όρια ξεπεραστούν, θα υπάρξει ένα μεταβατικό φαινόμενο με ξαφνική αύξηση του ρεύματος του φορτίου. Η αύξηση αυτή μπορεί να είναι μικρή για αντιστροφείς με IGBTs, είναι ουσιώδης όμως για υψηλής ισχύος αντιστροφείς με GTOs, που έχουν μικρή διακοπτική συχνότητα. Η τιμή του m μπορεί να αυξηθεί πέραν του 1 περνώντας έτσι στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης ή οιονεί-SPWM περιοχή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.7 μόνο για τη θετική ημιπερίοδο. Η κυματομορφή της τάσης v_{a0} καταδεικνύει ότι οι παλμοί κοντά στο κέντρο της θετικής ημιπεριόδου (και αντίστοιχα της αρνητικής) έχουν εξαφανιστεί, δίνοντας μια οιονεί τετραγωνική κυματομορφή με θεμελιώδη συνιστώσα μεγαλύτερου πλάτους. Η συνάρτηση μεταφοράς του αντιστροφέα στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης είναι μη

γραμμική, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.8, ενώ οι αρμονικές $5^{ης}$, $7^{ης}$ κτλ. τάξης επανεμφανίζονται. Τελικά, για ένα μεγάλο δείκτη διαμόρφωσης (δηλαδή για ένα μεγάλο σήμα αναφοράς), θα υπάρχουν σε κάθε ημιπερίοδο μόνο δύο μεταγωγές από τα θετικά στα αρνητικά και το αντίθετο (μία στην αρχή και μία στο τέλος) οδηγώντας έτσι σε μια τετραγωνική κυματομορφή. Σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας είναι $4V_{dc}/2\pi$, που είναι το 100% αυτού στη λειτουργία τετραγωνικού παλμού τάσης.



Σχήμα 2.7: Κυματομορφές στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης



Σχήμα 2.8: Διάγραμμα συντελεστή διαμόρφωσης – ανηγμένου πλάτους της τάσης εξόδου ως προς το πλάτος της κατά τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης

2.2.2.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Διανύσματα Κατάστασης του Αντιστροφέα (Space Vector Pulse Width Modulation – SVPWM)

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM) είναι μια προηγμένη, εντατικού υπολογισμού τεχνική PWM και πιθανώς η καλύτερη PWM τεχνική απ' όλες. Εξαιτίας της ανωτερότητας των χαρακτηριστικών λειτουργίας της, βρίσκει τα τελευταία χρόνια ευρεία αποδοχή για μια σειρά βιομηχανικών και άλλων εφαρμογών.

Στην SPWM τεχνική, που αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, η παραγωγή των παλμών γίνεται ανεξάρτητα για κάθε μια από τις τρείς ημιγέφυρες του αντιστροφέα. Αν ο ουδέτερος κόμβος του φορτίου είναι συνδεδεμένος με τον κόμβο αναφοράς της συνεχούς πηγής τάσης, οι τρεις αυτές ημιγέφυρες λειτουργούν ανεξάρτητα, δίνοντας ικανοποιητικά αποτελέσματα. Για ένα φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο, όμως, υπάρχει αλληλεπίδραση μεταξύ των φάσεων, η οποία δε λαμβάνεται υπ' όψη στην ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών. Η SVPWM τεχνική, αντίθετα, στηρίζεται σε αυτή τη θεώρηση της αλληλεπίδρασης και βελτιστοποιεί το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου. Προκειμένου να γίνει κατανοητή η αρχή λειτουργίας της, είναι απαραίτητη η αναφορά στην έννοια του σύγχρονα περιστρεφόμενου διανύσματος. Έστω το τριφασικό και συμμετρικό σύστημα τάσεων που περιγράφεται από τις εξισώσεις:

$$v_a = V_m \cos \omega t \tag{2.19}$$

$$v_b = V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{2.20}$$

$$v_c = V_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{2.21}$$

Μετασχηματίζοντας τις παραπάνω εξισώσεις σε στατό πλαίσιο αναφοράς (κάνοντας χρήση του μετασχηματισμού Π.8 του ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΟΣ) προκύπτει ένα διάνυσμα $\bar{V}$, το οποίο έχει μέτρο V_m και περιστρέφεται σε κυκλική τροχιά με γωνιακή ταχύτητα ω, ενώ η φορά της περιστροφής του εξαρτάται από τη διαδοχή των φάσεων του τριφασικού συστήματος τάσεων. Θεωρώντας ένα τέτοιο περιστρεφόμενο διάνυσμα ως αναφορά, η μέθοδος SVPWM καλείται να παράξει τους παλμούς των ημιαγωγών του αντιστροφέα με τρόπο τέτοιο, ώστε το διάνυσμα των τάσεων εξόδου να ακολουθεί το διάνυσμα αναφοράς με την ελάχιστη δυνατή αρμονική παραμόρφωση. Στη συνέχεια θα δοθεί αναλυτικότερα η διανυσματική ανάλυση του αντιστροφέα προκειμένου να γίνει πιο κατανοητή η μέθοδος αυτή.

Ένας τυπικός τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας, όπως αυτός του Σχήματος 2.1, έχει $2^3 = 8$ επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις. Και αυτό, γιατί δεν είναι δυνατό να άγουν ταυτόχρονα αμφότεροι οι διακόπτες ενός κλάδου του αντιστροφέα (λ.χ. ο Q_1 και ο Q_2), καθώς τότε θα είχαμε βραχυκύκλωμα στα άκρα της συνεχούς πηγής τάσης. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει όλες τις διακοπτικές καταστάσεις και τις αντίστοιχες τάσεις κάθε φάσης του αντιστροφέα ως προς τον κοινό κόμβο n ενός φορτίου απομονωμένου ουδετέρου:

Πίνακας 2.1: Οι οκτώ επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα και οι αντίστοιχες τάσεις εξόδου στα άκρα του φορτίου

Αριθμός κατάστασης	**Διακόπτες σε Αγωγή**	**Πλάτη Τάσεων Εξόδου στα Άκρα του Φορτίου κάθε Φάσης**			**Διάνυσμα Κατάστασης Αντιστροφέα**
		v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	
0	Q_2, Q_4, Q_6	0	0	0	$\overline{V}_0(000)$
1	Q_1, Q_4, Q_6	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\overline{V}_1(100)$
2	Q_1, Q_3, Q_6	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$\overline{V}_2(110)$
3	Q_2, Q_3, Q_6	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\overline{V}_3(010)$
4	Q_2, Q_3, Q_5	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\overline{V}_4(011)$
5	Q_2, Q_4, Q_5	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$\overline{V}_5(001)$
6	Q_1, Q_4, Q_5	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\overline{V}_6(101)$
7	Q_1, Q_3, Q_5	0	0	0	$\overline{V}_7(111)$

Ας θεωρήσουμε, για παράδειγμα, την κατάσταση 1, κατά την οποία άγουν οι διακόπτες Q_1, Q_4 και Q_6. Με τον τρόπο αυτό, η φάση a συνδέεται με τη θετική τάση ενώ οι b και c με την αρνητική. Έτσι για τις τάσεις των τριών φάσεων ως προς τον κόμβο αναφοράς 0 της πηγής εισόδου ισχύουν ότι $v_{a0} = +V_{dc}/2$ και $v_{b0} = v_{c0} = -V_{dc}/2$. Κάνοντας χρήση των σχέσεων (2.12)-(2.14) εύκολα υπολογίζεται ότι $v_{an} = 2V_{dc}/3$, $v_{bn} = -V_{dc}/3$ και $v_{cn} = -V_{dc}/3$. Ο αντιστροφέας έχει έξι ενεργές διακοπτικές καταστάσεις (1-6), οπότε και εφαρμόζεται τάση πάνω στο φορτίο, και δύο μηδενικές (0 και 7), οπότε οι ακροδέκτες του φορτίου βραχυκυκλώνονται μέσω της πάνω ή της κάτω ομάδας ημιαγωγικών διακοπτών αντίστοιχα. Οι τρεις φασικές τάσεις κάθε διακοπτικής κατάστασης μπορούν να μετασχηματιστούν σε στατό πλαίσιο αναφοράς με τη βοήθεια των εξισώσεων Π.6 και Π.7 και να προκύψει από ένα διάνυσμα κατάστασης $\overline{V}$ για κάθε μια από τις οκτώ καταστάσεις. Θεωρώντας πάλι την κατάσταση 1 και από το μετασχηματισμό Clarke των φασικών τάσεων προκύπτουν οι σχέσεις:

$$v_\alpha = \frac{2}{3}\cdot\frac{2V_{dc}}{3} - \frac{1}{3}\cdot\left(-\frac{V_{dc}}{3}\right) - \frac{1}{3}\cdot\left(-\frac{V_{dc}}{3}\right) = \frac{2V_{dc}}{3} \tag{2.22}$$

$$v_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{V_{dc}}{3}\right) + \frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{V_{dc}}{3}\right) \tag{2.23}$$

$$\overline{V}_1 = v_\alpha + jv_\beta = \frac{2V_{dc}}{3}\angle 0^\circ \tag{2.24}$$

Δηλαδή προκύπτει ένα διάνυσμα, σταθερό στο χώρο, με πλάτος $2V_{dc}/3$ και το οποίο κείται στον οριζόντιο άξονα. Με τον ίδιο τρόπο εξάγονται και τα υπόλοιπα πέντε ενεργά διανύσματα ($\overline{V}_2$ έως $\overline{V}_6$) καθώς και τα δύο μηδενικά ($\overline{V}_0$ και $\overline{V}_7$), ενώ παριστάνονται γραφικά στο Σχήμα 2.9. Στις παρενθέσεις φαίνονται οι χειρισμοί που πρέπει να γίνουν στους τρεις άνω διακόπτες των τριών κλάδων του αντιστροφέα, ώστε να πάρουμε το εκάστοτε διάνυσμα (η κωδικοποίηση έχει ως εξής: 1→Διακόπτης κλειστός και 0→Διακόπτης ανοιχτός). Όλα τα ενεργά διανύσματα έχουν μέτρο $2V_{dc}/3$,εμφανίζουν διαφορά φάσης 60° και, όπως είναι ευνόητο, σχηματίζουν ένα κανονικό εξάγωνο (φαίνεται με τις διακεκομμένες γραμμές). Τα δύο μηδενικά διανύσματα βρίσκονται στην αρχή των αξόνων.

Στη συνέχεια θα αναλυθεί ο τρόπος με τον οποίο ελέγχονται τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα, προκειμένου να παραχθούν τάσεις εξόδου με βέλτιστο αρμονικό περιεχόμενο, τόσο στη γραμμική περιοχή λειτουργίας όσο και στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης.

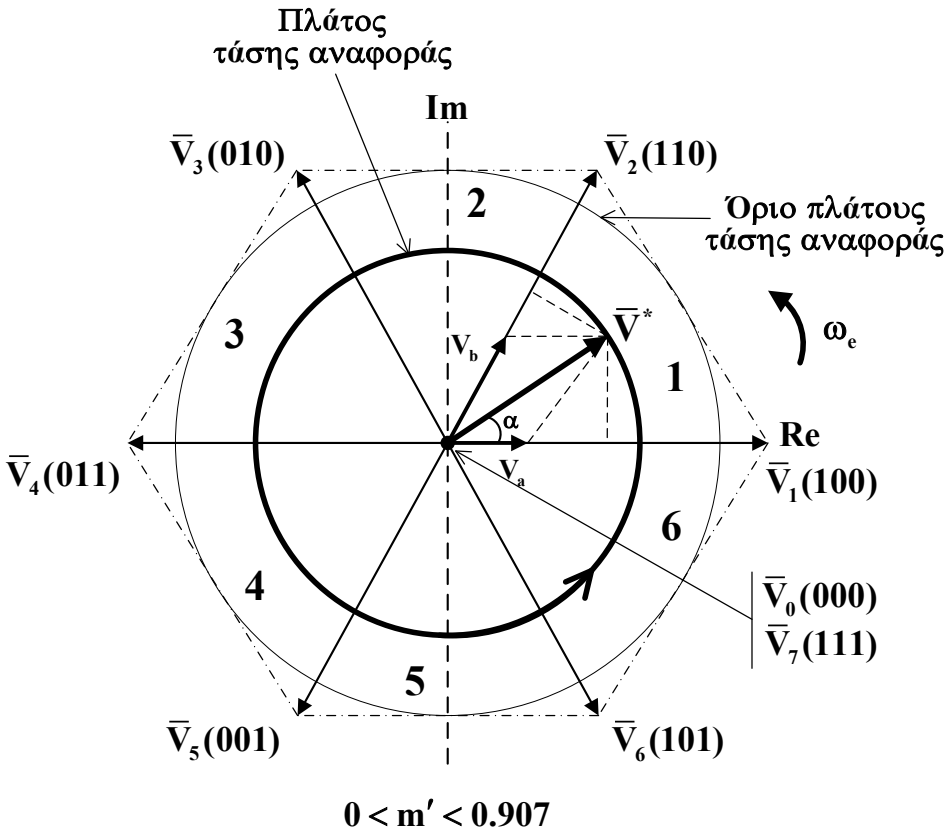
❖ <u>Γραμμική περιοχή λειτουργίας</u>

Οι τάσεις αναφοράς ενός τριφασικού αντιστροφέα, στον οποίο εφαρμόζεται η τεχνική SVPWM, είναι ημιτονοειδείς και συμμετρικές, και επομένως, συνθέτουν ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς $\overline{V}^*$, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.9. Στο Σχήμα 2.9 βλέπουμε επίσης τα οκτώ επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα, τα οποία διαιρούν το επίπεδο σε έξι τομείς με το διάνυσμα αναφοράς να βρίσκεται στον πρώτο (προφανώς σε κάθε θεμελιώδη περίοδο των ημιτονοειδών τάσεων, το παραγόμενο διάνυσμα $\overline{V}^*$ εκτελεί μια πλήρη περιστροφή γύρω από την αρχή των αξόνων περνώντας και από τους έξι τομείς). Τέλος στο ίδιο σχήμα παρατηρούμε και δύο ομόκεντρους κύκλους. Ο εσωτερικός, που είναι και εντονότερος, έχει ακτίνα ίση με το μέτρο του επιθυμητού διανύσματος αναφοράς και υποδηλώνει το πλάτος των ημιτονοειδών τάσεων αναφοράς, ενώ ο εξωτερικός είναι ο εγγεγραμμένος κύκλος του κανονικού εξαγώνου και συμβολίζει το ανώτερο όριο πλάτους των τάσεων αναφοράς για την οποία παραμένουμε στη γραμμική περιοχή λειτουργίας. Τα ίδια πλάτη φαίνονται και στο Σχήμα 2.10 στο πεδίο του χρόνου, όπου παριστάνεται μια εκ των τριών ημιτονοειδών κυματομορφών τάσης για διάστημα μισής περιόδου. Για να λάβουμε το επιθυμητό διάνυσμα αναφοράς $\overline{V}^*$ στην έξοδο του αντιστροφέα, θα πρέπει να χρησιμοποιούμε τις επιτρεπτές καταστάσεις του για συγκεκριμένους χρόνους. Για παράδειγμα, στην περίπτωση του Σχήματος 2.9 που το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον τομέα 1, ο καταλληλότερος τρόπος για να παραχθεί η τάση εξόδου είναι να χρησιμοποιηθούν τα προσκείμενα στον τομέα διανύσματα κατάστασης $\overline{V}_1$ και $\overline{V}_2$ για χρονικά διανύσματα που ικανοποιούν καλύτερα την απαίτηση της αναφοράς. Έτσι, για τις συνιστώσες του $\overline{V}^*$ πάνω στους άξονες που ορίζουν τα δύο διανύσματα κατάστασης, παίρνουμε τις σχέσεις:

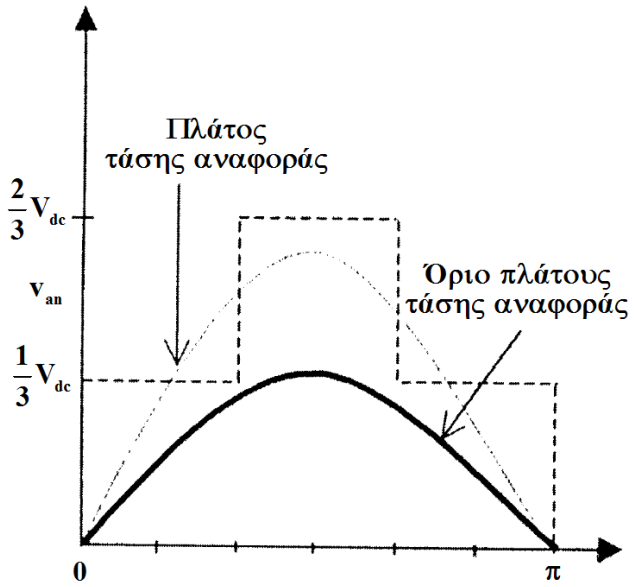
$$\hat{V}^* \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) = V_a \sin\frac{\pi}{3} \tag{2.25}$$

$$\hat{V}^* \sin\alpha = V_b \sin\frac{\pi}{3} \tag{2.26}$$

δηλαδή:



Σχήμα 2.9: Επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων και τροχιά του διανύσματος αναφοράς



Σχήμα 2.10: Αναπαράσταση της φασικής τάσης αναφοράς στο πεδίο του χρόνου

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \hat{V}^* \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) \tag{2.27}$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} \hat{V}^* \sin \alpha \tag{2.28}$$

,όπου οι V_a και V_b είναι οι συνιστώσες του $\overline{V}^*$ πάνω στους άξονες που ορίζουν τα διανύσματα $\overline{V}_1$ και $\overline{V}_2$ αντίστοιχα. Στη συνέχεια θα πρέπει να προσδιοριστούν οι χρόνοι χρησιμοποίησης του κάθε επιτρεπτού διανύσματος κατάστασης προκειμένου να λάβουμε την επιθυμητή έξοδο. Θεωρώντας τη χρονική περίοδο T_c στην οποία η μέση τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα πρέπει να είναι ίση με την επιθυμητή τάση, μπορούμε να γράψουμε τη διανυσματική πρόσθεση:

$$\hat{V}^* = V_a + V_b = V_1 \frac{t_a}{T_c} + V_2 \frac{t_b}{T_c} + (V_0, \mathrm{V}_7) \frac{t_0}{T_c} \tag{2.29}$$

ή

$$\hat{V}^* T_c = V_1 t_a + V_2 t_b + (V_0, \mathrm{V}_7) t_0 \tag{2.30}$$

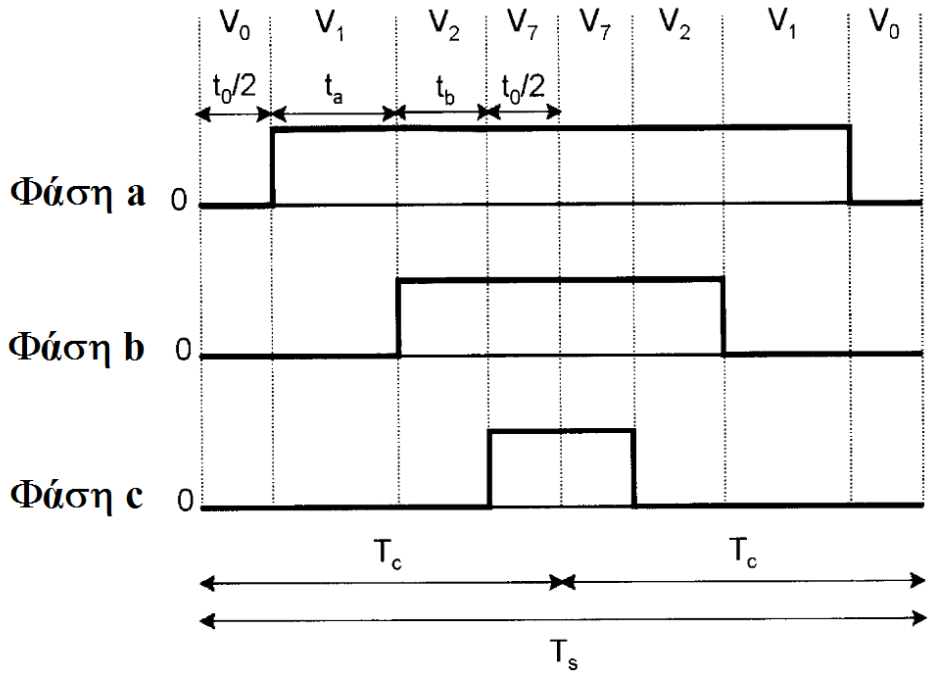
όπου

$$t_a = \frac{V_a}{V_1} T_c \tag{2.31}$$

$$t_b = \frac{V_b}{V_2} T_c \tag{2.32}$$

$$t_0 = T_c - (t_a + t_b) \tag{2.33}$$

Σημειώνεται ότι τα χρονικά διαστήματα t_a και t_b ικανοποιούν την επιθυμητή τάση αναφοράς, ενώ ο χρόνος t_0 συμπληρώνει το υπολειπόμενο διάστημα του T_c με ένα από τα δύο μηδενικά διανύσματα. Το Σχήμα 2.11 δείχνει τη συμμετρική κατασκευή των παλμών των τριών φάσεων για δύο διαδοχικές περιόδους T_c που ικανοποιούν τις εξισώσεις (2.31)-(2.34). Η περίοδος δειγματοληψίας στην περίπτωση αυτή είναι $T_s = 2T_c = 1/f_s$ (όπου f_s είναι η διακοπτική συχνότητα). Είναι αξιοσημείωτο ότι το χρονικό διάστημα t_0 διαμοιράζεται μεταξύ των μηδενικών διανυσμάτων V_0 και V_7 προκειμένου να παραχθούν συμμετρικοί παλμοί τάσης. Μελέτες έχουν αποδείξει ότι η συμμετρία αυτή συμβάλλει στην ελαχιστοποίηση της αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης εξόδου.



Σχήμα 2.11: Κατασκευή συμμετρικών παλμών για τις τρεις φάσεις του αντιστροφέα

Στη γραμμική περιοχή λειτουργίας, που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 2.9, το διάνυσμα αναφοράς $\overline{V}^*$ παραμένει διαρκώς μέσα στο εξάγωνο. Η λειτουργία αυτή τερματίζεται στο ανώτατο όριο όταν η τροχιά του περιστρεφόμενου διανύσματος $\overline{V}^*$ ταυτίζεται με τον εγγεγραμμένο κύκλο του εξαγώνου. Ας ορίσουμε τον τροποποιημένο συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m'_a που δίνεται από τη σχέση:

$$m'_a = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_{1sw}} \tag{2.34}$$

, όπου $\hat{V}^*$ είναι το μέτρο του διανύσματος αναφοράς (ή το πλάτος των επιθυμητών ημιτονοειδών τάσεων) και $\hat{V}_{1sw}$ το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας ($2V_{dc}/\pi$) της τετραγωνικής κυματομορφής τάσης. Το m'_a κυμαίνεται από το 0 έως το 1, όπου και έχουμε τετραγωνική κυματομορφή τάσης εξόδου. Η μέγιστη δυνατή τιμή του m'_a στο τέλος της γραμμικής περιοχής λειτουργίας μπορεί να εξαχθεί από τη γεωμετρία του Σχήματος 2.9. Η ακτίνα του εγγεγραμμένου κύκλου είναι:

$$\hat{V}_m^* = \frac{2}{3} V_{dc} \cos\frac{\pi}{6} = 0.577 V_{dc} \tag{2.35}$$

Επομένως, ο τροποποιημένος συντελεστής διαμόρφωσης σε αυτή την κατάσταση προκύπτει ότι είναι:

$$m'_a = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_{1sw}} = \frac{\hat{V}_m^*}{\hat{V}_{1sw}} = \frac{0.577V_{dc}}{2V_{dc}/\pi} = 0.907 \tag{2.36}$$

Αυτό σημαίνει ότι στη γραμμική περιοχή λειτουργίας είναι διαθέσιμο το 90.7% της θεμελιώδους συνιστώσας της τετραγωνικής κυματομορφής τάσης, σε αντίθεση με το 78.55% της τεχνικής SPWM

❖ <u>Περιοχή υπερδιαμόρφωσης</u>

Η λειτουργία της υπερδιαμόρφωσης ξεκινά όταν το διάνυσμα αναφοράς $\overline{V}_*$ ξεπερνά το όριο του εξαγώνου. Στην 1η υποπεριοχή της υπερδιαμόρφωσης, που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.12, το $\overline{V}_*$ τέμνει το εξάγωνο σε δύο σημεία ανά τομέα. Όπως είναι λογικό, στις περιοχές που το διάνυσμα αναφοράς ξεπερνά το όριο του εξαγώνου, θα υπάρχει απώλεια για τη θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης εξόδου. Προκειμένου να αντισταθμιστεί η απώλεια αυτή, επιλέγεται μια τροποποιημένη τροχιά τάσης αναφοράς, η οποία παραμένει εν μέρει πάνω στο εξάγωνο και εν μέρει ακολουθεί μια κυκλική τροχιά. Αυτό το κυκλικό μέρος της τροποποιημένης τροχιάς έχει ακτίνα $\hat{V}_m^*$ που είναι μεγαλύτερη από το μέτρο $\hat{V}^*$ του πραγματικού διανύσματος αναφοράς, ενώ τέμνει το εξάγωνο υπό γωνία θ . Σημειώνεται ότι οι εξισώσεις (2.31)-(2.33) εξακολουθούν να ισχύουν για το κυκλικό κομμάτι της τροχιάς, με τη διαφορά ότι το πλάτος $\hat{V}^*$ αντικαθίσταται από την ακτίνα $\hat{V}_m^*$. Στο κομμάτι της τροχιάς που ανήκει στο εξάγωνο, όμως, ο χρόνος t_0 απουσιάζει, δίνοντας μόνο χρονικά διαστήματα t_a και t_b. Στην περιοχή αυτή, οι εκφράσεις για τα t_a και t_b προκύπτουν ότι είναι:

$$t_a = T_c\left[\frac{\sqrt{3}\cos\alpha - \sin\alpha}{\sqrt{3}\cos\alpha + \sin\alpha}\right] \tag{2.37}$$

$$t_b = T_c - t_a \tag{2.38}$$

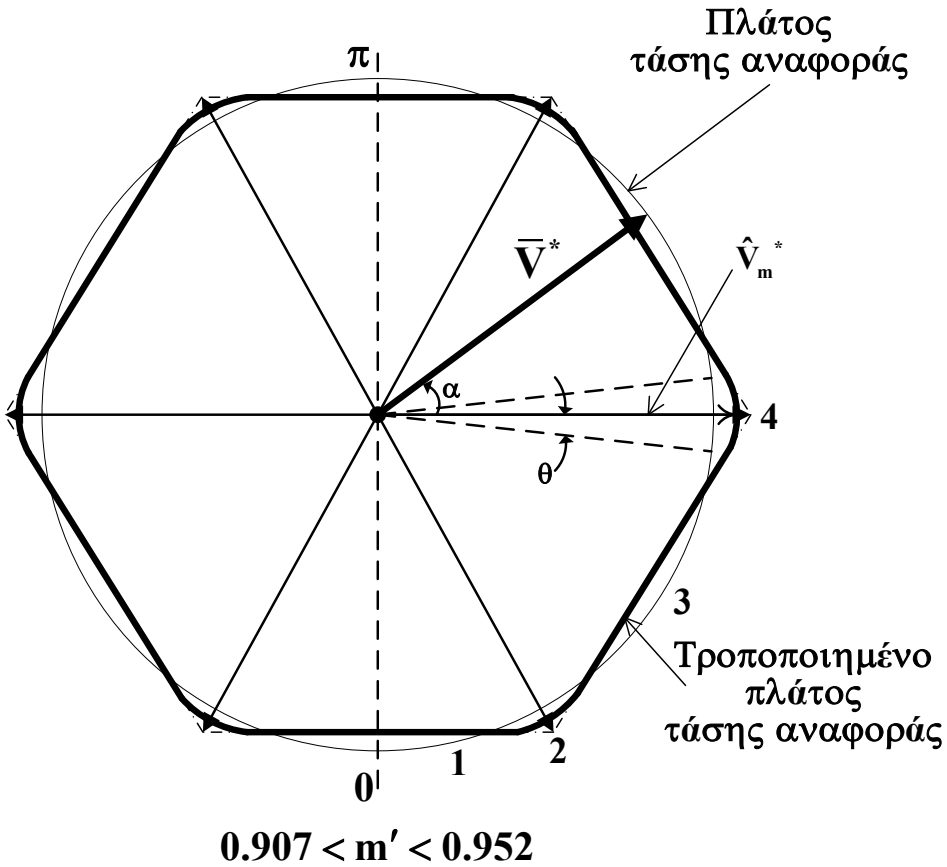
Αντικαθιστώντας $\alpha = 0$ και $\pi/3$ στις εξισώσεις αυτές, επιβεβαιώνονται οι αναμενόμενες τιμές $t_a = T_c,\ t_b = 0$ και $t_a = 0,\ t_b = T_c$ αντίστοιχα. Στο Σχήμα 2.13 φαίνεται η αναπαράσταση στο χρόνο μιας εκ των τριών φασικών τάσεων αναφοράς. Η τροποποιημένη τάση δίνεται κατά προσέγγιση από γραμμικά τμήματα για τα κομμάτια της τροχιάς που ανήκουν στο εξάγωνο και από ημιτονοειδή τμήματα για τα κομμάτια της κυκλικής τροχιάς. Οι εξισώσεις για τα τέσσερα τμήματα της τάσης (συμβολίζονται 1 έως 4 στο Σχήμα 2.13) του πρώτου τεταρτημορίου μπορούν να γραφούν ως εξής:

Τμήμα 1:

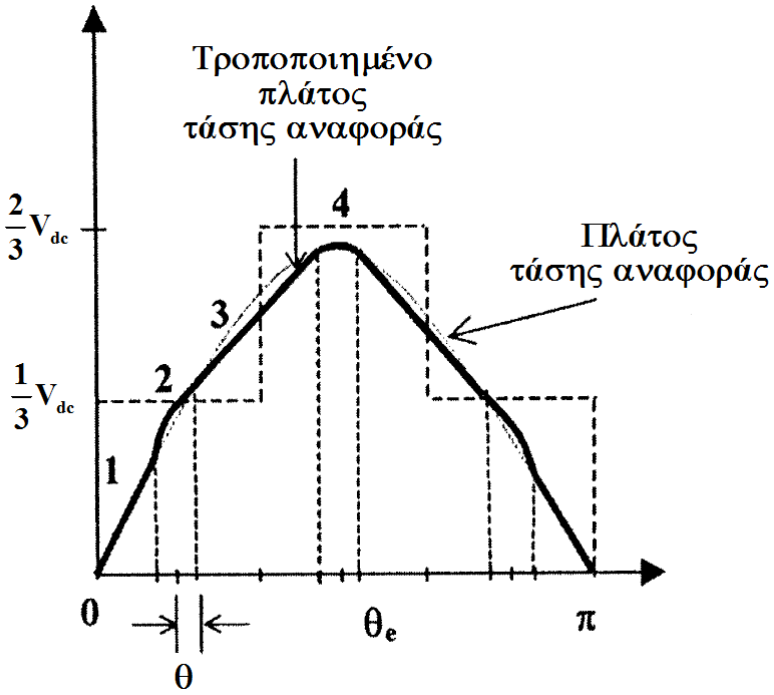
$$v_1 = m_1\theta_e \quad \text{για} \quad 0 < \theta_e < (\frac{\pi}{6} - \theta) \tag{2.39}$$

Τμήμα 2:

$$v_2 = \hat{V}_m^* \sin\theta_e \quad \text{για} \quad (\frac{\pi}{6} - \theta) < \theta_e < (\frac{\pi}{6} + \theta) \tag{2.40}$$



Σχήμα 2.12: Τροχιά του διανύσματος αναφοράς στην 1η υποπεριοχή υπερδιαμόρφωσης



Σχήμα 2.13: Αναπαράσταση της φασικής τάσης αναφοράς στο πεδίο του χρόνου

Τμήμα 3:

$$v_3 = A + \frac{m_1}{2}\theta_e \quad \text{για} \quad (\frac{\pi}{6} + \theta) < \theta_e < (\frac{\pi}{2} - \theta) \tag{2.41}$$

Τμήμα 4:

$$v_4 = \hat{V}_m^{\,*} \sin\theta_e \text{για} \quad (\quad \frac{\pi}{2} -)\theta \ < \theta_e < \frac{\pi}{2} \tag{2.42}$$

, όπου $\theta_e = \omega_e t$, $m_1 = 2V_{dc} / \pi =$ κλίση του γραμμικού τμήματος 1 και $A = V_{dc} / 6$. Η τάση $\hat{V}_m^{\,*}$ μπορεί να υπολογιστεί σαν συνάρτηση της γωνίας θ εξισώνοντας τις σχέσεις (2.40) και (2.41) για γωνία $(\pi / 6 - \theta)$ ως εξής:

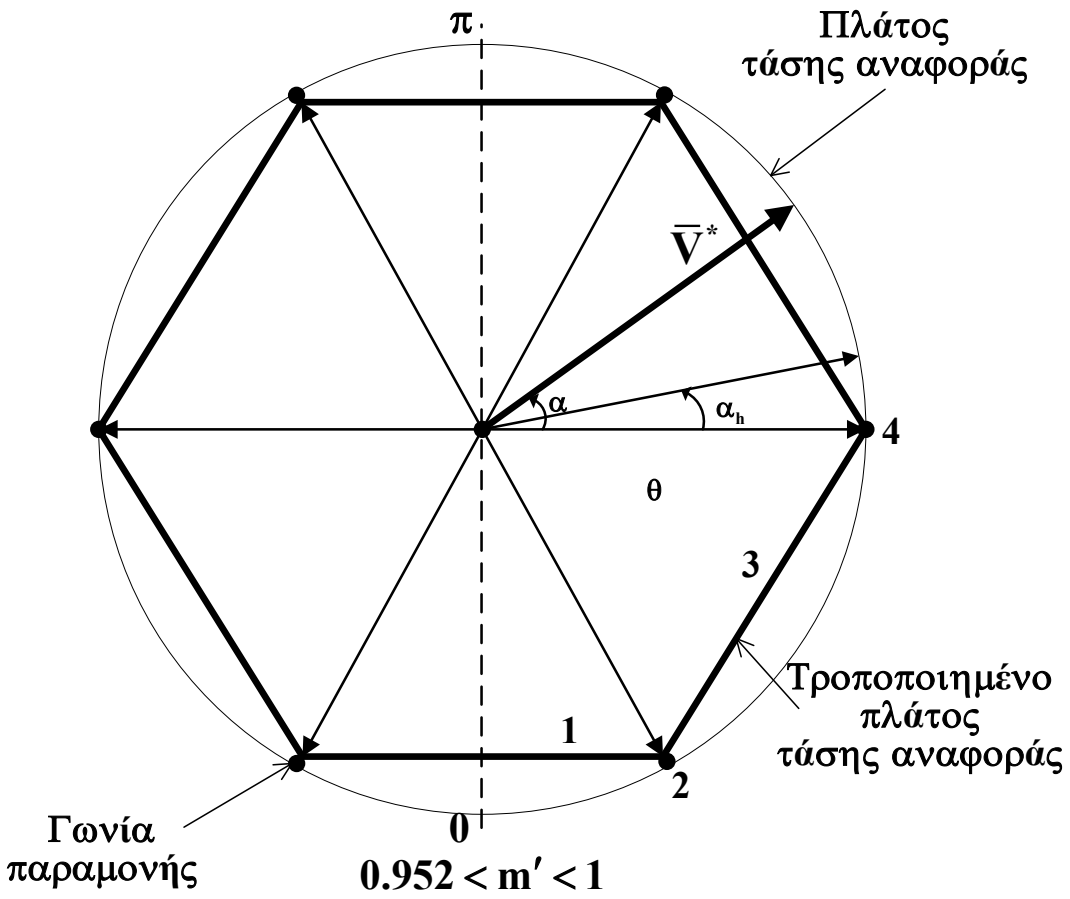
$$\hat{V}_m^{\,*} = \frac{2V_{dc}(\frac{\pi}{6} - \theta)}{\pi \sin(\frac{\pi}{6} - \theta)} \tag{2.43}$$

Λόγω συμμετρίας, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μπορεί να γραφεί χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (2.39)-(2.42):

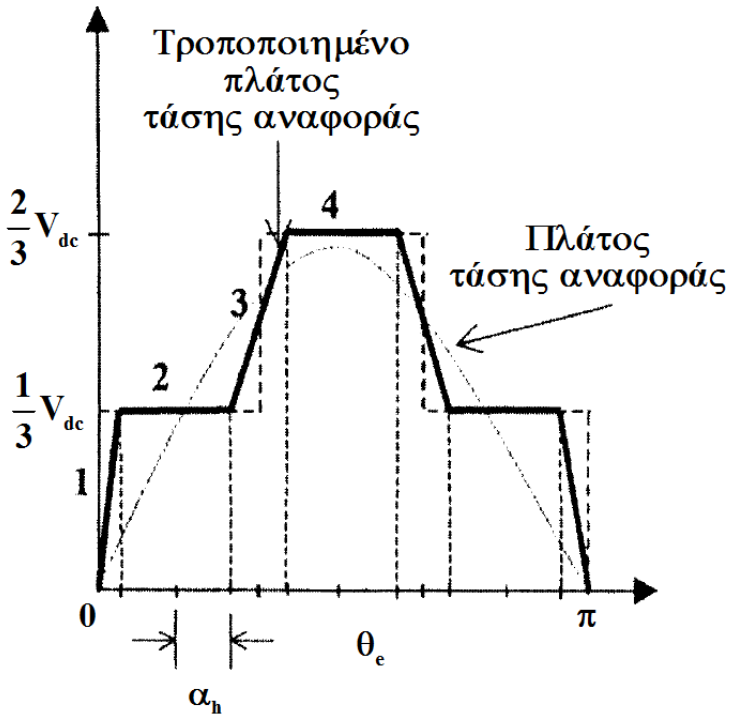
$$V_1 = \frac{4}{\pi}\left[\int_0^{\frac{\pi}{6}-\theta} v_1 \sin\theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}-\theta}^{\frac{\pi}{6}+\theta} v_2 \sin\theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}+\theta}^{\frac{\pi}{2}-\theta} v_3 \sin\theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{\pi}{2}} v_4 \sin\theta_e d\theta_e\right] \tag{2.44}$$

Μέσω γνωστών γραφημάτων μπορούμε να πάρουμε τη σχέση μεταξύ της γωνίας θ και του τροποποιημένου συντελεστή διαμόρφωσης m'. Η 1η υποπεριοχή της λειτουργίας υπερδιαμόρφωσης που εξετάσαμε τελειώνει όταν η γωνία θ γίνει μηδέν για $m' = 0.952$, οπότε δηλαδή η τροποποιημένη τροχιά βρίσκεται πλήρως πάνω στο εξάγωνο δίνοντας μόνο γραμμικά τμήματα για την κυματομορφή της φασικής τάσης.

Στη 2η υποπεριοχή της λειτουργίας υπερδιαμόρφωσης, το μέτρο του διανύσματος αναφοράς αυξάνεται και άλλο, ωθώντας τις τάσεις εξόδου σε τετραγωνικές κυματομορφές. Και σε αυτήν την περίπτωση, η πραγματική τροχιά αναφοράς τροποποιείται προκειμένου να πετύχουμε τις ελάχιστες δυνατές απώλειες για τη θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης εξόδου. Η λειτουργία στην περιοχή αυτή, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.14, χαρακτηρίζεται από την εν μέρει παραμονή του τροποποιημένου διανύσματος αναφοράς στις γωνίες του εξαγώνου για μια γωνία παραμονής α_h, και την εν μέρει διατήρησή του στις πλευρές του εξαγώνου. Κατά τη διάρκεια παραμονής του στα όρια της γωνίας α_h, το πλάτος των τριών φασικών τάσεων αναφοράς (μια εκ των οποίων φαίνεται στη χρονική αναπαράσταση του Σχήματος 2.15) παραμένουν σταθερά, ενώ για τα τμήματα της τροχιάς που ανήκουν στο εξάγωνο τα πλάτη αυτά μεταβάλλονται γραμμικά. Στο τέλος της 2ης υποπεριοχής υπερδιαμόρφωσης, τα γραμμικά τμήματα εξαφανίζονται, οδηγώντας σε τετραγωνικές κυματομορφές τάσεων εξόδου, οπότε το τροποποιημένο διάνυσμα αναφοράς παραμένει στην κάθε μία γωνία του



Σχήμα 2.14: Τροχιά του διανύσματος αναφοράς στην 2η υποπεριοχή υπερδιαμόρφωσης



2.15: Αναπαράσταση της φασικής τάσης αναφοράς στο πεδίο του χρόνου

εξαγώνου για $\pi/3$, δηλαδή για γωνία $\alpha_h = \pi/6$. Τα γραμμικά τμήματα 1 και 3, που φαίνονται στο Σχήμα 2.14, δίνονται από τις εξισώσεις (2.39) και (2.41) αντίστοιχα. Συνολικά και για τα τέσσερα τμήματα έχουμε:

Τμήμα 1:

$$v_1 = m_1\theta_e \quad \text{για} \quad 0 < \theta_e < (\frac{\pi}{6} - \alpha_h) \tag{2.45}$$

Τμήμα 2:

$$v_2 = \frac{1}{3}\mathrm{V}_{dc} \quad \text{για} \quad (\frac{\pi}{6} - \alpha_h) < \theta_e < (\frac{\pi}{6} + \alpha_h) \tag{2.46}$$

Τμήμα 3:

$$v_3 = A + m_2\theta_e \quad \text{για} \quad (\frac{\pi}{6} + \alpha_h) < \theta_e < (\frac{\pi}{2} - \alpha_h) \tag{2.47}$$

Τμήμα 4:

$$v_4 = \frac{2}{3}\mathrm{V}_{dc} \quad \text{για} \quad (\frac{\pi}{2} - \alpha_h) < \theta_e < \frac{\pi}{2} \tag{2.48}$$

όπου:

$$m_1 = \frac{V_{dc}}{3(\frac{\pi}{6} - \alpha_h)} \tag{2.49}$$

$$m_2 = \frac{V_{dc}}{3(\frac{\pi}{3} - 2\alpha_h)} \tag{2.50}$$

$$A = \frac{V_{dc}(\frac{\pi}{6} - 3\alpha_h)}{3(\frac{\pi}{3} - 2\alpha_h)} \tag{2.51}$$

Και πάλι λόγω συμμετρίας, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου είναι:

$$V_1 = \frac{4}{\pi}\left[\int_0^{\frac{\pi}{6}-\alpha_h} v_1 \sin\theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha_h}^{\frac{\pi}{6}+\alpha_h} v_2 \sin\theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_h}^{\frac{\pi}{2}-\alpha_h} v_3 \sin\theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}-\alpha_h}^{\frac{\pi}{2}} v_4 \sin\theta_e d\theta_e\right] \tag{2.52}$$

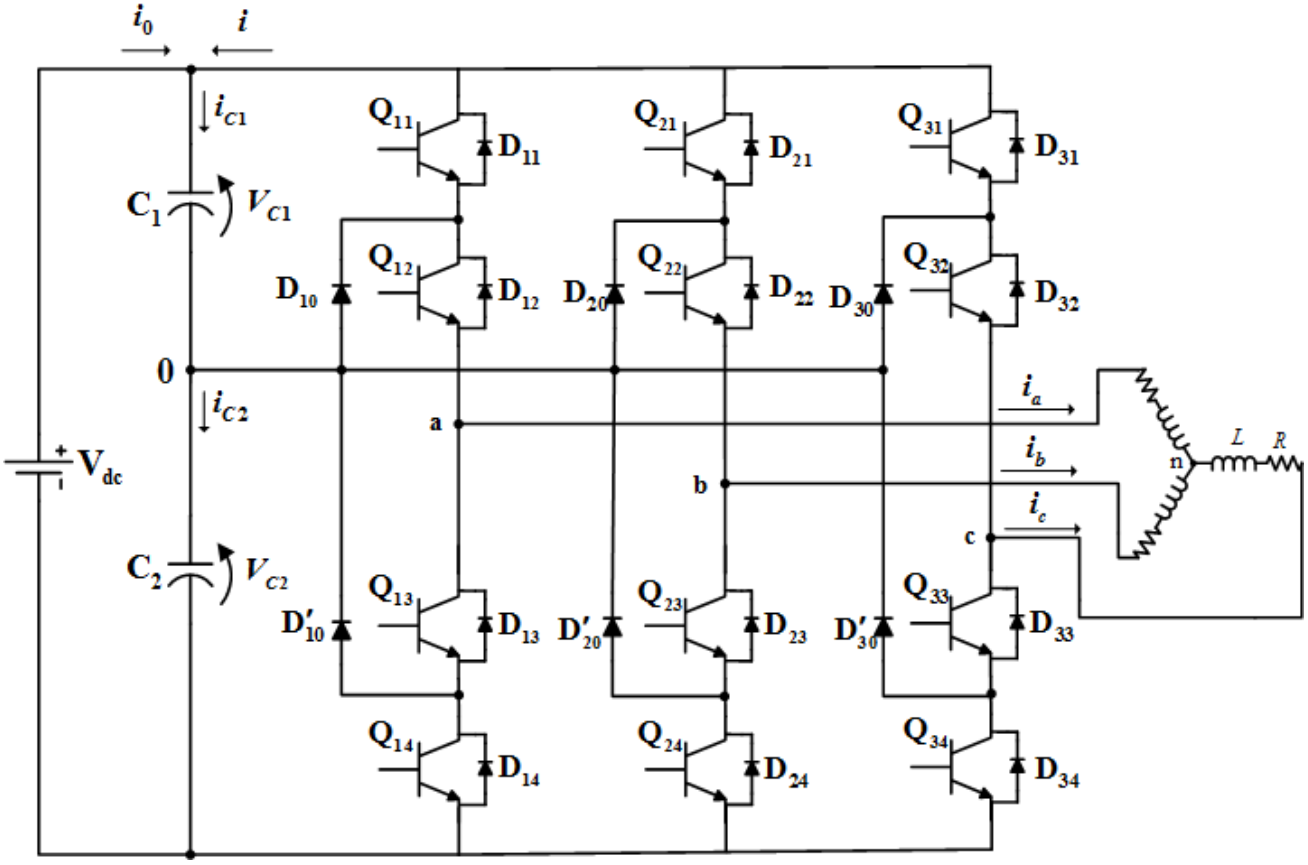
Και σε αυτή την περιοχή λειτουργίας, η σχέση μεταξύ της γωνίας παραμονής α_h και του τροποποιημένου συντελεστή διαμόρφωσης προκύπτει μέσω γνωστών γραφικών παραστάσεων.

2.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΤΡΙΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

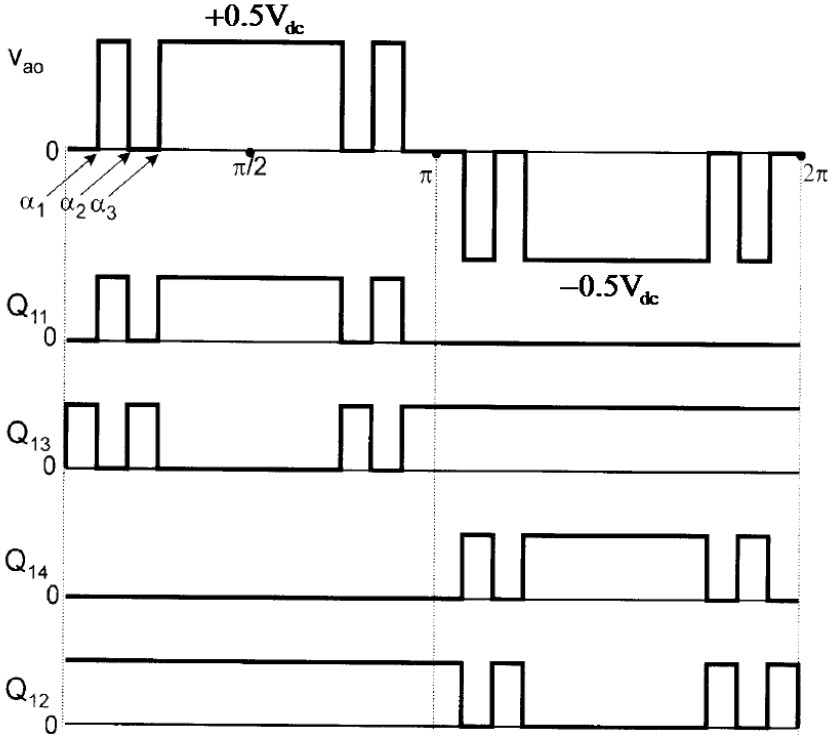
Μέχρι στιγμής στο κεφάλαιο αυτό έχουμε συζητήσει για τον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων, που φαίνεται στο Σχήμα 2.1. Σε αυτόν τον τύπο αντιστροφέα, η αγωγή του πάνω ή του κάτω διακόπτη κάθε ημιγέφυρας παράγει μια τάση της κάθε φάσης ως προς τον κόμβο αναφοράς με θετικό ή αρνητικό επίπεδο ($+0.5V_{dc}$ ή $-0.5V_{dc}$) αντίστοιχα. Αν πρέπει η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου και η παραγόμενη ισχύς να αυξηθούν σε μεγαλύτερο επίπεδο, η συνεχής τάση εισόδου V_{dc} θα πρέπει να αυξηθεί και αυτή ενώ οι διατάξεις θα πρέπει να συνδεθούν εν σειρά. Χρησιμοποιώντας διασυνδεδεμένες εν σειρά διατάξεις, ενώ η στατική διαμοίραση τάσης είναι σχετικά εύκολη, η δυναμική διαμοίραση τάσης κατά τη διάρκεια της αγωγής και σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων ενέχει δυσκολίες. Το πρόβλημα μπορεί να λυθεί χρησιμοποιώντας έναν αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων (multilevel inverter). Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί πολλές και διαφορετικές τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων όπως οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Inverters, DCMI), οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying-Capacitors Multilevel Inverters) και οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσης (Cascaded-Inverters with Separated DC Sources, SDCSMI). Στη συνέχεια θα γίνει μια σύντομή εισαγωγή στην πρώτη κατηγορία (DCMI) που ονομάζεται και αντιστροφέας ουδέτερου σημείου (neutral point clamped (NPC) inverter.

Στο Σχήμα 2.16 φαίνεται ένας τριφασικός αντιστροφέας ουδέτερου σημείου τριών επιπέδων που τροφοδοτεί ένα τριφασικό φορτίο. Στην είσοδο χρησιμοποιείται ένας χωρητικός καταμεριστής προκειμένου να δημιουργηθεί το ουδέτερο σημείο 0. Στη συνέχεια θα αναφερθούμε στην ημιγέφυρα που αντιστοιχεί στη φάση a, μιας και η λειτουργία είναι πανομοιότυπη και για τις τρεις φάσεις. Κάθε τμήμα της ημιγέφυρας (πάνω και κάτω) αποτελείται από ένα ζευγάρι ημιαγωγικών στοιχείων (π.χ. IGBTs) με αντιπαράλληλα συνδεδεμένες διόδους ελεύθερης διέλευσης, καθώς και από μια επιπρόσθετη δίοδο που συνδέεται μεταξύ του ουδέτερου σημείου και το κέντρο του ζευγαριού. Τα στοιχεία Q_{11} και Q_{14} λειτουργούν ως κύριοι διακόπτες (όπως και στον αντιστροφέα δύο επιπέδων) και τα Q_{12} και Q_{13} ως βοηθητικοί που αποσκοπούν να φέρουν το δυναμικό της φάσης a στο δυναμικό του ουδέτερου σημείου με τη βοήθεια των διόδων D_{10} και D'_{10}.

Προκειμένου να γίνει πιο κατανοητή η λειτουργία του αντιστροφέα, ας θεωρήσουμε την τάση της φάσης a ως προς το ουδέτερο σημείο 0 για μια μέθοδο PWM και τους αντίστοιχους χειρισμούς των διακοπτών της πρώτης ημιγέφυρας, όπως φαίνονται στο Σχήμα 2.17. Σημειώνεται ότι οι κύριοι διακόπτες (Q_{11} και Q_{14}) παράγουν την τάση v_{a0}, ενώ οι βοηθητικοί (Q_{12} και Q_{13}) λειτουργούν συμπληρωματικά ως προς τους κύριους. Με τον τρόπο αυτό, κατά την διάρκεια που δεν άγει κανείς από τους κύριους διακόπτες, η φάση a συνδέεται με το ουδέτερο σημείο 0 και έρχεται στο δυναμικό του.



2.16: Τριφασικός αντιστροφές ουδέτερου σημείου τριών επιπέδων (Three Level NPC Inverter)



2.16: Τάση της φάσης a ως προς το ουδέτερο σημείο και ο αντίστοιχος χειρισμός των ημιαγωγικών διακοπτών

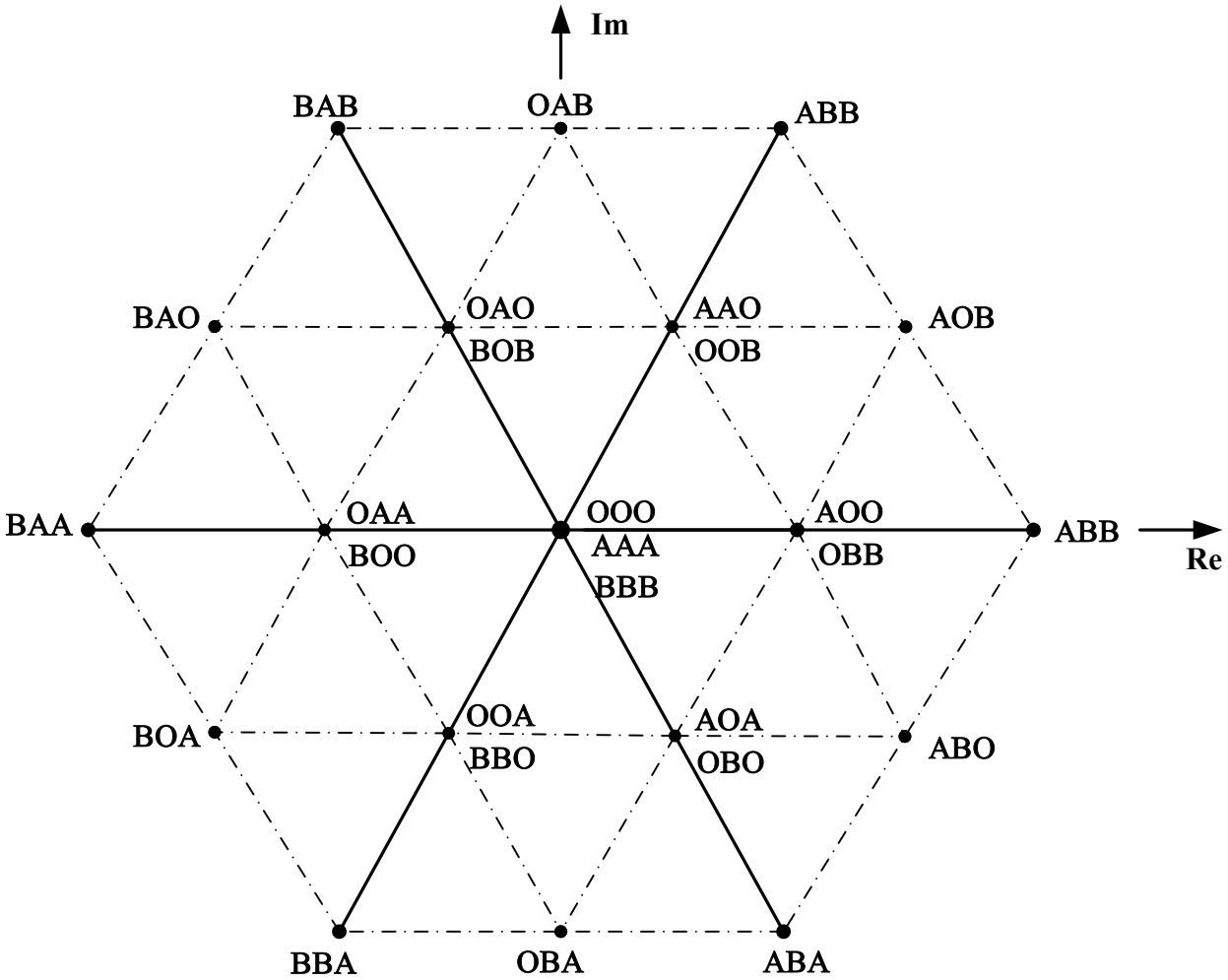
Προφανώς, το θετικό ρεύμα $+i_a$ θα περνά μέσα από τους διακόπτες Q_{11} και Q_{12} όταν η τάση v_{a0} είναι θετική, από τις διόδους ελεύθερης διέλευσης D_{13} και D_{14} όταν η v_{a0} είναι αρνητική, και από τη δίοδο διαφυγής D_{10} και το διακόπτη Q_{12} κατά τη διάρκεια της σύνδεσης της φάσης a με το ουδέτερο σημείο 0. Από την άλλη πλευρά, το αρνητικό ρεύμα $-i_a$ περνά μέσα από τις διόδους ελεύθερης διέλευσης D_{11} και D_{12} όταν η τάση v_{a0} είναι θετική, από τους διακόπτες Q_{13} και Q_{14} όταν η v_{a0} είναι αρνητική, και από τη δίοδο διαφυγής D'_{10} και το διακόπτη Q_{13} κατά τη διάρκεια της σύνδεσης της φάσης a με το ουδέτερο σημείο 0. Η λειτουργία αυτή δίνει τρία επίπεδα τάσης ($+0.5V_{dc}$, 0 και $-0.5V_{dc}$) για την τάση v_{a0}, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.16, σε αντίθεση με τα δύο επίπεδα ($+0.5V_{dc}$ και $-0.5V_{dc}$) του αντιστροφέα δύο επιπέδων. Τα επίπεδα της πολικής τάσης v_{ab} είναι $+0.5V_{dc}$, $-0.5V_{dc}$, $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ και 0 σε σύγκριση με τα επίπεδα $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ και 0 του αντιστροφέα δύο επιπέδων.

Αγνοώντας τις διακυμάνσεις του δυναμικού του ουδέτερου σημείου, είναι προφανές ότι κάθε στοιχείο δέχεται στα άκρα του τάση $0.5V_{dc}$. Όταν, για παράδειγμα, άγουν οι κάτω διακόπτες (Q_{13} και Q_{14}), οι πάνω ομάδα διακοπτών εν σειρά δέχεται ολόκληρη τη συνεχή τάση V_{dc}, δηλαδή κάθε ένας από τους διακόπτες Q_{11} και Q_{12} δέχεται στα άκρα του τάση $0.5V_{dc}$. Αυτό αποδεικνύει ότι η συνεχής τάσης εισόδου μπορεί να αυξηθεί στο διπλάσιο σε σχέση με ένα αντιστροφέα δύο επιπέδων χωρίς να απαιτούνται ημιαγωγικά στοιχεία με μεγαλύτερη ανοχή.

Συνοψίζοντας τη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα ουδέτερου σημείου τριών επιπέδων, κάθε ημιγέφυρά του έχει τις εξής επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις:

- Κατάσταση A: Άγει η πάνω ομάδα διακοπτών
- Κατάσταση B: Άγει η κάτω ομάδα διακοπτών
- Κατάσταση 0: Άγουν οι βοηθητικοί διακόπτες

Επομένως, ο αντιστροφέας τριών επιπέδων έχει $3^3 = 27$ επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις σε σύγκριση με τις 8 του αντιστροφέα δύο επιπέδων. Το Σχήμα 2.17 το διάγραμμα διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα με όλες τις διακοπτικές καταστάσεις. Οι καταστάσεις ABB, AAB, BAB, BAA, BBA και ABA του μεγαλύτερου εξαγώνου είναι ίδιες με του αντιστροφέα δύο επιπέδων. Οι τρεις μηδενικές καταστάσεις 000, AAA και BBB είναι δυνατές λόγω της αγωγής μόνο των βοηθητικών διακοπτών, μόνο των πάνω διακοπτών ή μόνο των κάτω διακοπτών αντίστοιχα. Κάθε διάνυσμα κατάστασης το εσωτερικού εξαγώνου αντιστοιχεί σε δύο δυνατές διακοπτικές καταστάσεις, όπως φαίνεται και στο σχήμα. Τέλος, υπάρχουν έξι διανύσματα που αντιστοιχούν στο κέντρο κάθε πλευράς του εξωτερικού εξαγώνου.



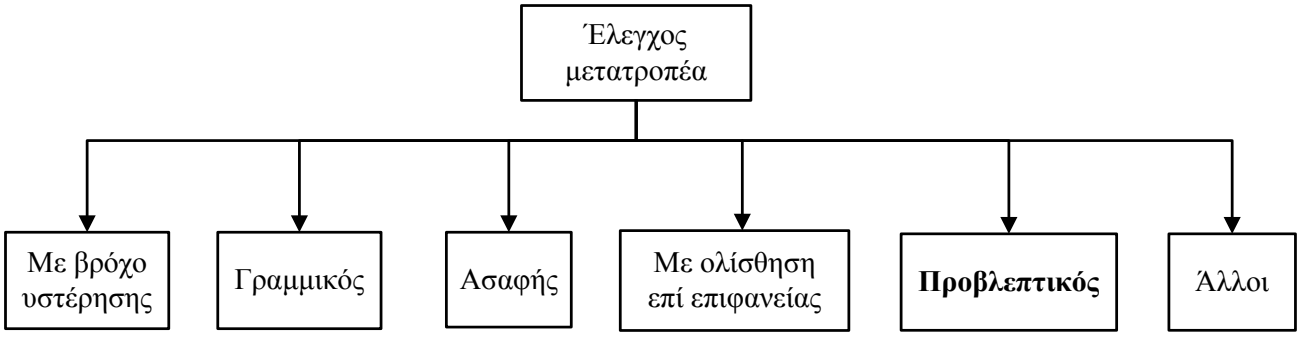
2.17: Διάγραμμα διανυσμάτων κατάστασης τριφασικού αντιστροφέα τριών επιπέδων

Πολύ σημαντικό είναι το ουδέτερο σημείο 0 να διατηρεί μηδενικό δυναμικό ή με άλλα λόγια η τάση στα άκρα των δύο πυκνωτών εισόδου να παραμένει σταθερή και ίση με $+0.5V_{dc}$ ως προς την αρνητική τροφοδοσία καθώς, διαφορετικά, η τάση εξόδου θα έχει επιπλέον παραμόρφωση. Αν ρεύσει θετικό ρεύμα από το ουδέτερο σημείο, ο πάνω πυκνωτής θα φορτιστεί και ο κάτω θα αποφορτιστεί, γεγονός που θα οδηγήσει σε μείωση του δυναμικού του ουδέτερου σημείου. Αν, αντιθέτως, το ουδέτερο σημείο απορροφήσει ρεύμα το δυναμικό του θα ανέβει. Επομένως ο έλεγχος που εφαρμόζεται στον αντιστροφέα τριών επιπέδων θα πρέπει να φροντίζει ώστε η μέση τιμή του ρεύματος που απορροφάται από το ουδέτερο σημείο να είναι μηδενική προκειμένου να διατηρείται σταθερό το δυναμικό του. Σημειώνεται ότι οι διακοπτικές καταστάσεις που αντιστοιχούν στις γωνίες του εξωτερικού εξαγώνου καθώς και οι μηδενικές δεν προκαλούν ροή ρεύματος από ή προς το ουδέτερο σημείο.

ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ 3

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι μετατροπείς ισχύος (αντιστροφείς, ανορθωτές, ac ρυθμιστές, κυκλομετατροπείς κτλ.) βρίσκονται υπό συνεχή έρευνα και ανάπτυξη ήδη από το δεύτερο μισό του 20^{ου} αιώνα, ενώ η χρήση τους έχει γίνει ευρεία για μια πλειάδα εφαρμογών, όπως η οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών, η μετατροπή ηλεκτρικής ενέργειας, η κίνηση και η διεσπαρμένη παραγωγή. Ο έλεγχος τους έχει μελετηθεί εκτεταμένα και κάθε χρόνο παρουσιάζονται νέα σχήματα, τα οποία αξιοποιούν τις μεγάλες δυνατότητες των σημερινών μικροεπεξεργαστών που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο. Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται κάποιες από τις βασικότερες μεθόδους ελέγχου των μετατροπέων:



Σχήμα 3.1: Βασικές μέθοδοι ελέγχου μετατροπέων

Από αυτές, ο **έλεγχος με βρόχο υστέρησης** (hysteresis) και ο **γραμμικός έλεγχος** (linear control) με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) γνώρισαν αρχικά (και συνεχίζουν να γνωρίζουν) ιδιαίτερη απήχηση, κυρίως λόγω της δυνατότητας εφαρμογής τους με απλά αναλογικά κυκλώματα ελέγχου. Παρ' όλα αυτά, με τη ραγδαία εξέλιξη της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων και την ανάπτυξη ταχύτερων και ισχυρότερων μικροεπεξεργαστών, είναι δυνατή η εφαρμογή νεότερων και πιο περίπλοκων σχημάτων ελέγχου. Μερικά από αυτά περιλαμβάνουν την **ασαφή λογική** (fuzzy logic), τον **έλεγχο με ολίσθηση επί επιφανείας** (sliding mode) και τον **προβλεπτικό έλεγχο** (predictive control). Η ασαφής λογική είναι περισσότερο κατάλληλη για εφαρμογές στις οποίες το υπό έλεγχο σύστημα ή κάποιες παράμετροί του είναι άγνωστοι. Ο έλεγχος με ολίσθηση επί επιφανείας προσφέρει ευρωστία ενώ λαμβάνει υπ' όψη και τη διακοπτική φύση του μετατροπέα

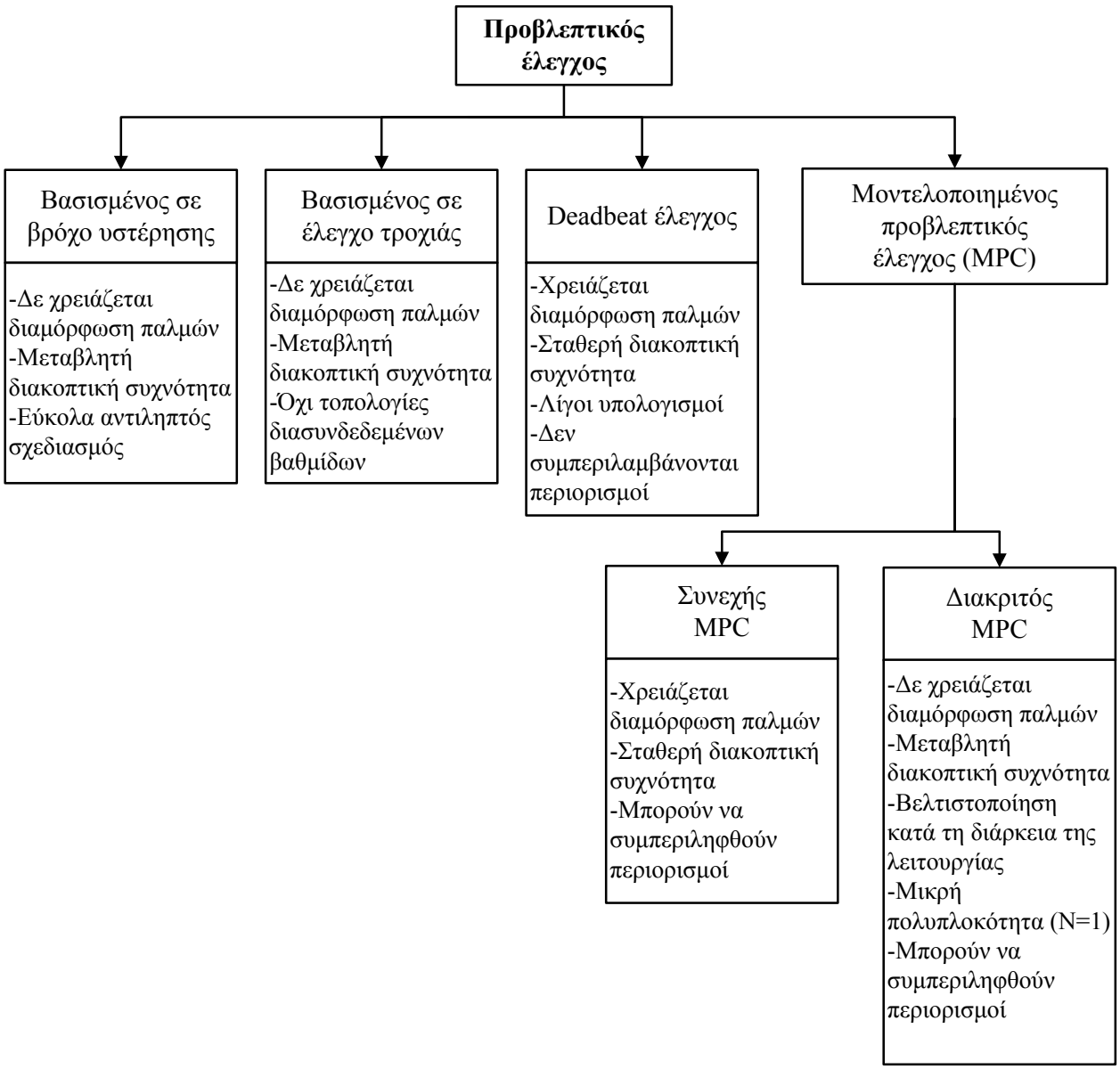
ισχύος. Άλλα σχήματα ελέγχου που συναντά κανείς περιλαμβάνουν νευρωνικά δίκτυα (neural networks), νεύρο-ασαφή δίκτυα (neuro-fuzzy networks) και άλλες προηγμένες τεχνικές.

Ο προβλεπτικός έλεγχος παρουσιάζει μια σειρά πλεονεκτημάτων που τον κάνουν κατάλληλο και εξαιρετικά χρήσιμο για τον έλεγχο των μετατροπέων ισχύος. Καταρχάς η λογική του είναι αρκετά κατανοητή, μπορεί να εφαρμοστεί σε μια πλειάδα συστημάτων, μπορεί εύκολα να συμπεριλάβει διάφορους περιορισμούς καθώς και μη γραμμικότητες του υπό εξέταση συστήματος και τελικά ο ελεγκτής που παράγεται είναι πολύ εύκολο να εφαρμοστεί. Ένα σημαντικό μειονέκτημά του είναι ότι απαιτεί μεγάλο όγκο υπολογισμών συγκριτικά με κλασσικά σχήματα (π.χ. γραμμικός έλεγχος). Παρ' όλα αυτά, όπως προαναφέρθηκε, οι σημερινοί ισχυρότατοι μικροεπεξεργαστές καθιστούν δυνατή την εφαρμογή του προβλεπτικού ελέγχου χωρίς ιδιαίτερο πρόβλημα. Σε γενικές γραμμές μπορεί να ειπωθεί ότι, η ποιότητα του ελεγκτή εξαρτάται από την ποιότητα του μοντέλου.

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί αρχικά μια κατηγοριοποίηση των σημαντικότερων τύπων προβλεπτικού ελέγχου που εφαρμόζονται στα ηλεκτρονικά ισχύος. Στη συνέχεια θα πραγματοποιηθεί μια σύντομη περιγραφή του κάθε τύπου καθώς θα παρουσιαστούν και κάποια παραδείγματα εφαρμογών στις οποίες χρησιμοποιούνται. Τέλος θα γίνει μια εις βάθος ανάλυση του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου (Finite Set Model Predictive Control, FS-MPC), ενώ θα δοθούν και πρακτικά σχήματα ελεγκτών στα οποία χρησιμοποιείται.

3.2 ΜΕΘΟΔΟΙ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

Ο προβλεπτικός έλεγχος αποτελεί μια ευρύτερη τάξη ελεγκτών, η οποία μπορεί να χωριστεί σε επιμέρους τύπους με ξεχωριστά χαρακτηριστικά ο καθένας τους. Αυτοί είναι ο **βασισμένος σε βρόχο υστέρησης** (hysteresis-based), ο **βασισμένος σε έλεγχο τροχιάς** (trajectory-based), ο **έλεγχος deadbeat** και ο **μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος** (model predictive control, MPC) που μπορεί να χωριστεί στο **συνεχή** (continuous set) και το **διακριτό** (finite set). Η κατηγοριοποίηση αυτή φαίνεται πιο συνοπτικά στο παρακάτω σχήμα, μαζί με κάποια γενικά χαρακτηριστικά για τον κάθε τύπο [8]:



Σχήμα 3.2: Κατηγοριοποίηση μεθόδων προβλεπτικού ελέγχου

Το κύριο χαρακτηριστικό του προβλεπτικού ελέγχου είναι η χρησιμοποίηση του μοντέλου του συστήματος για την πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των υπό έλεγχο μεταβλητών. Οι προβλεπόμενες αυτές τιμές χρησιμοποιούνται εν συνεχεία από τον ελεγκτή προκειμένου να επιλεχθεί η βέλτιστη δράση σύμφωνα με κάποια κριτήρια βελτιστοποίησης. Το κριτήριο βελτιστοποίησης στον προβλεπτικό έλεγχο με βρόχο υστέρησης είναι να παραμένουν οι υπό έλεγχο μεταβλητές μέσα στα όρια ενός βρόχου υστέρησης, ενώ στο βασισμένο σε έλεγχο τροχιάς οι μεταβλητές "ωθούνται" να ακολουθήσουν μια προκαθορισμένη τροχιά. Στον deadbeat έλεγχο, η βέλτιστη δράση είναι αυτή που μηδενίζει το σφάλμα κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Τέλος, στον μοντελοποιημένο προγνωστικό έλεγχο, χρησιμοποιείται ένα πιο ευέλικτο κριτήριο βελτιστοποίησης που εκφράζεται με την προσπάθεια να ελαχιστοποιηθεί μια συνάρτηση κόστους.

Μια βασικότατη διαφορά ανάμεσα σε αυτούς τους τύπους είναι ότι ο deadbeat έλεγχος και ο συνεχής MPC χρειάζονται ένα στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών, όπως η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation – SPWM), προκειμένου να παράγουν την επιθυμητή τάση (ή ρεύμα). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο μετατροπέας, στον οποίο εφαρμόζεται ο έλεγχος, να λειτουργεί υπό σταθερή διακοπτική συχνότητα. Οι υπόλοιποι τύποι που αναφέρονται παραπάνω παράγουν τα σήματα ελέγχου απευθείας (χωρίς να χρειάζεται διαμόρφωση), γεγονός που οδηγεί σε μεταβλητή διακοπτική συχνότητα.

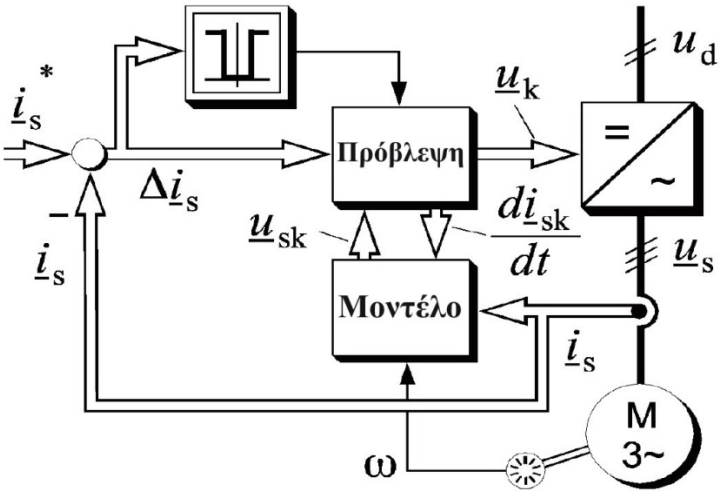
Όπως προαναφέρθηκε, ένα πολύ σημαντικό προτέρημα του προβλεπτικού ελέγχου είναι η σχετική ευκολία στην κατανόησή του. Κάποιοι από τους τύπους του, όπως ο MPC διακριτού χρόνου και ο deadbeat έλεγχος, προσφέρουν εξίσου εύκολη εφαρμογή. Βέβαια παραλλαγές των βασικών σχημάτων, για προσαρμογή στη εκάστοτε εφαρμογή, μπορούν να γίνουν εξαιρετικά πολύπλοκες και δύσκολες στην κατανόηση. Ακόμα, με τη χρήση του προβλεπτικού ελέγχου, είναι δυνατή η αποφυγή τοπολογιών διασυνδεδεμένων βαθμίδων (cascaded structures) που συχνά βρίσκονται στα σχήματα του γραμμικού ελέγχου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τα συστήματα να αποκτούν καλύτερη δυναμική συμπεριφορά.

Τέλος, οι μη γραμμικότητες των συστημάτων μπορούν να συμπεριληφθούν στο μοντέλο, αποφεύγοντας την ανάγκη για γραμμικοποίηση του σε συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας και βελτιώνοντας έτσι την απόδοσή του για όλες τις καταστάσεις. Είναι ακόμα δυνατή η εισαγωγή περιορισμών (constraints) σε όλες ή σε μερικές μεταβλητές του συστήματος κατά τη διάρκεια του σχεδιασμού του ελεγκτή. Αυτά μπορούν σχετικά εύκολα να υλοποιηθούν σε κάποιους τύπους, όπως στο μοντελοποιημένο προγνωστικό έλεγχο, και πολύ δύσκολα σε κάποιους άλλους, όπως στον deadbeat έλεγχο.

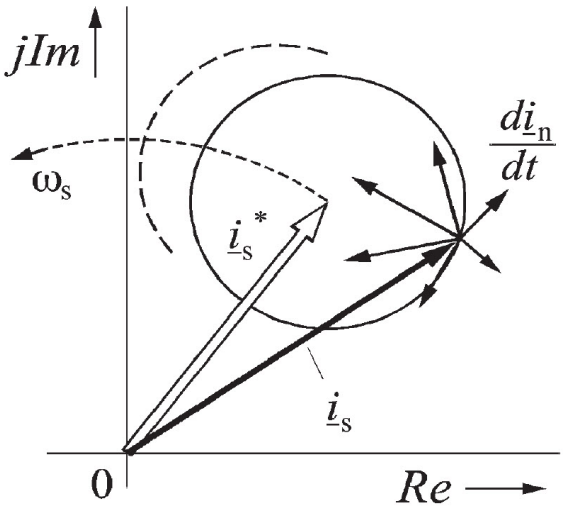
Στη συνέχεια δίνεται μια πιο αναλυτική παρουσίαση των τύπων προβλεπτικού ελέγχου του Σχήματος 3.2.

3.2.1 Προβλεπτικός Έλεγχος Βασισμένος σε Βρόχο Υστέρησης (Hysteresis-Based Predictive Control)

Όπως δηλώνεται και από το όνομά τους, οι στρατηγικές προβλεπτικού ελέγχου βασισμένες σε βρόχο υστέρησης προσπαθούν να κρατήσουν τις μεταβλητές του υπό έλεγχο συστήματος μέσα στα όρια ενός βρόχου ή χώρου υστέρησης. Αν και συχνά στη βιβλιογραφία οι ελεγκτές αυτού του τύπου δε θεωρούνται υποκατηγορία του προβλεπτικού ελέγχου, κάποια χαρακτηριστικά τους δείχνουν ξεκάθαρα αυτή τους την ιδιότητα. Μια προηγμένη μέθοδος αυτού του τύπου είναι ο προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος που προτάθηκε από τους Holtz και Stadtfeld, ενώ το αντίστοιχο διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 3.3 .



Σχήμα 3.3: Προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε βρόχο υστέρησης



Σχήμα 3.4: Βρόχος υστέρησης σε προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος

Στον έλεγχο αυτό, οι παλμοί του αντιστροφέα παράγονται με την απαίτηση το διάνυσμα του ρεύματος εξόδου να παραμένει στα όρια σφάλματος που ορίζει κάποιο διάνυσμα αναφοράς. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 3.4 όπου ένα κυκλικό όριο σφάλματος καθορίζεται από τη θέση του στρεφόμενου διανύσματος αναφοράς ρεύματος $\underline{i}_s^*$. Όταν το διάνυσμα του ρεύματος εξόδου $\underline{i}_s$ ακουμπά το κυκλικό αυτό όριο (ή το σφάλμα $\Delta\underline{i}_s$ ξεπεράσει σε μέτρο την ακτίνα του κύκλου), η επόμενη διακοπτική κατάσταση $\underline{u}_k$ αποφασίζεται με πρόβλεψη και βελτιστοποίηση. Πιο συγκεκριμένα, υπολογίζεται το διάνυσμα ρεύματος για κάθε πιθανή διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα και δημιουργούνται προβλέψεις για το χρόνο που απαιτείται προκειμένου να εισέλθει ξανά στο κυκλικό όριο. Οι υπολογισμοί αυτοί βασίζονται στο μαθηματικό μοντέλο του συστήματος ενώ τελικά επιλέγεται το διάνυσμα που οδηγεί στην ταχύτερη επαναφορά στα όρια της κυκλικής περιοχής σφάλματος.

Η μέγιστη δυνατή διακοπτική συχνότητα περιορίζεται από το χρόνο επίλυσης του αλγορίθμου που αποφασίζει την επιλογή του καταλληλότερου διανύσματος ρεύματος εξόδου. Για την επίτευξη υψηλότερων συχνοτήτων εφαρμόζεται η μέθοδος της διπλής πρόβλεψης: Αρκετά πριν το διάνυσμα του ρεύματος αγγίξει το όριο, προβλέπεται η τροχιά του προκειμένου να προσδιοριστεί η χρονική στιγμή που θα συμβεί αυτό. Με βάση τη χρονική αυτή στιγμή προβλέπονται και οι τιμές των υπολοίπων μεταβλητών που συμμετέχουν στις εξισώσεις του συστήματος και στη συνέχεια, όπως περιγράφηκε παραπάνω, επιλέγεται η βέλτιστη διακοπτική κατάσταση.

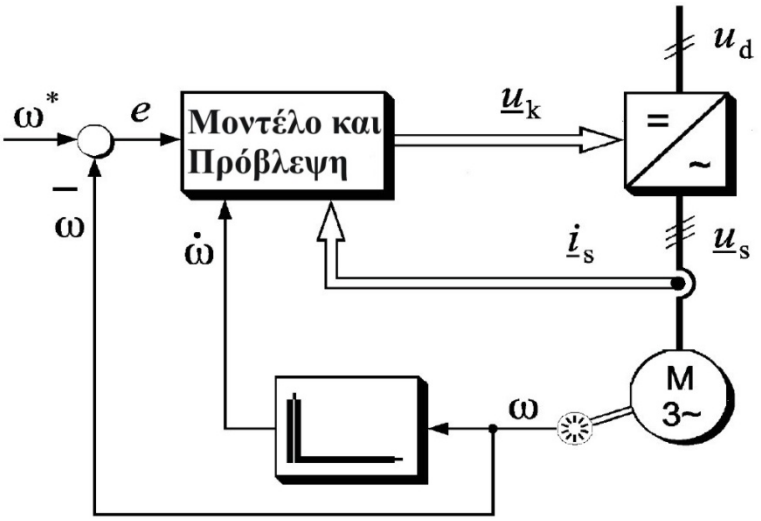
Μείωση της διακοπτικής συχνότητας, που μπορεί να είναι απαραίτητη σε εφαρμογές υψηλής ισχύος, μπορεί να επιτευχθεί καθορίζοντας ένα ορθογώνιο όριο σφάλματος που, στην περίπτωση οδήγησης ηλεκτρικής μηχανής, θα ευθυγραμμίζεται με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής. Χρησιμοποιώντας δηλαδή προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος με προσανατολισμό πεδίου, η διακοπτική συχνότητα μπορεί να μειωθεί περισσότερο σε σχέση με τη χρήση κυκλικού ορίου σφάλματος.

Οι Holtz και Stadtfeld βελτιστοποίησαν τον ελεγκτή τους για ελάχιστη διακοπτική συχνότητα. Γενικά, διάφορα κριτήρια βελτιστοποίησης μπορούν να ληφθούν υπ' όψη , όπως ρεύμα εξόδου χαμηλής αρμονικής παραμόρφωσης (THD) για διασύνδεση στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας ή χαμηλή ηλεκτρομαγνητική διαταραχή (EMIs) σε συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών. Επομένως ο προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε βρόχο υστέρησης επιδέχεται πολλές παραλλαγές.

3.2.2 Προβλεπτικός Έλεγχος Βασισμένος σε Έλεγχο Τροχιάς (Trajectory-Based Predictive Control

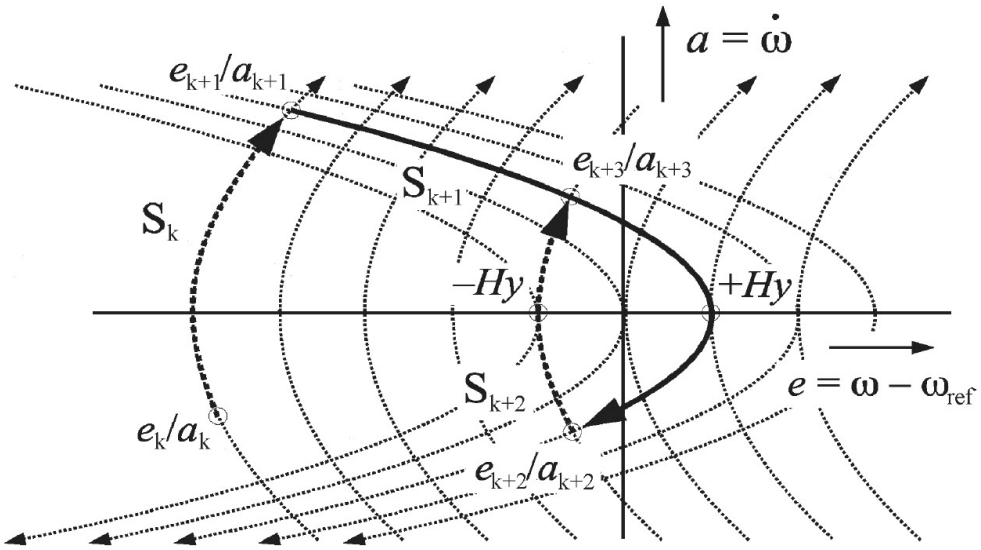
Η βασική αρχή αυτού του τύπου προβλεπτικού ελέγχου είναι να ωθήσει τις μεταβλητές τους συστήματος να ακολουθήσουν προκαθορισμένες τροχιές. Βασικοί αλγόριθμοι ελέγχου, σύμφωνα με αυτή τη στρατηγική, έχουν προταθεί κυρίως για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής και είναι ο απευθείας αυτοέλεγχος (Direct Self Control) του Depenbrock και ο απευθείας έλεγχος μέσης ροπής (Direct Mean Torque Control) του Flach. Κάποιες επιπρόσθετες μέθοδοι, όπως ο έλεγχος με ολίσθηση επί επιφανείας (sliding mode control) ή ο απευθείας έλεγχος ροπής (Direct Torque Control), είναι συνδυασμοί τεχνικών βασισμένων σε βρόχο υστέρησης και έλεγχο τροχιάς, ενώ ο απευθείας έλεγχος ταχύτητας (Direct Speed Control ή DSPC) από τον Mutschler μπορεί να αναγνωριστεί ως σύστημα του δεύτερου τύπου αν και έχει κάποια χαρακτηριστικά και από τον πρώτο. Ο DSPC θα αναλυθεί περαιτέρω ως ένα παράδειγμα προβλεπτικού ελέγχου βασισμένου σε έλεγχο τροχιάς που μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής.

Σε αντίθεση με σχήματα διασυνδεδεμένων βαθμίδων, οι προβλεπτικοί αλγόριθμοι προσφέρουν τη δυνατότητα απευθείας ελέγχου των επιθυμητών μεταβλητών του συστήματος. Οι περισσότερες μέθοδοι που έχουν προταθεί μέχρι στιγμής επικεντρώνονται απευθείας στα ρεύματα του στάτη, στη ροπή ή τη μαγνητική ροή ενώ η ταχύτητα του δρομέα ελέγχεται μέσω εσωτερικών βρόχων ανάδρασης. Ο DSPC που φαίνεται στο Σχήμα 3.5, αντίθετα, δεν έχει εσωτερικό βρόχο τέτοιου τύπου καθώς οι διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα υπολογίζονται με τρόπο τέτοιο ώστε η ταχύτητα του δρομέα να ελέγχεται απευθείας σε ένα βέλτιστο χρονικά ορίζοντα.



Σχήμα 3.5: Απευθείας έλεγχος ταχύτητας (DSPC)

Έτσι, σύμφωνα με το προτεινόμενο σχήμα του Depenbrock, οι διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα κατατάσσονται σε αυξανόμενης ροπής (torque increasing), βραδέως μειούμενης ροπής (slowly torque decreasing) ή ταχέως μειούμενης ροπής (rapidly torque decreasing). Δεδομένων πολύ μικρών χρονικών διαστημάτων (πρακτικά μηδενικών), η αδράνεια του συστήματος, η ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή του φορτίου υποθέτονται σταθερές τιμές. Η συμπεριφορά του συστήματος οδηγεί σε μια ομάδα παραβολών που εκφράζουν τη σχέση ανάμεσα στο σφάλμα ταχύτητας και στην επιτάχυνση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6:



Σχήμα 3.6: Τροχιές στο επίπεδο e-α

Το αρχικό σημείο λειτουργίας του συστήματος υποτίθεται ότι είναι το e_k / a_k. Στο σημείο αυτό πρέπει να παραχθεί από τον αντιστροφέα ένα διάνυσμα τάσης αυξανόμενης ροπής, και έτσι, επιλέγεται η διακοπτική κατάσταση S_k. Η κατάσταση αυτή τώρα, μέσω της διακεκομμένης παραβολής, οδηγεί το σύστημα στο νέο σημείο λειτουργίας e_{k+1} / a_{k+1}. Εκεί επενεργεί το διάνυσμα

μειούμενης ροπής S_{k+1} και, μέσω της νέας παραβολής στην οποία αντιστοιχεί, το σύστημα φτάνει στο σημείο $+H_y$. Το σημείο τομής των δύο παραβολών δεν είναι τυχαίο, παρά έχει προϋπολογιστεί ως η βέλτιστη ενέργεια προκειμένου να επιτευχθεί το $+H_y$ όσο γρηγορότερα γίνεται. Στη συνέχεια, με την ίδια λογική, συναντάται το σημείο e_{k+2} / a_{k+2} και εφαρμόζεται η S_{k+2} (διάνυσμα αυξανόμενης ροπής) με σκοπό το σύστημα να φτάσει το $-H_y$. Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, το σύστημα κινείται στην κλειστή διαδρομή που καθορίζεται από τα σημεία $+H_y$, e_{k+2} / a_{k+2}, $-H_y$, e_{k+3} / a_{k+3}, $+H_y$. Έτσι το σφάλμα ταχύτητας παραμένει στα όρια του βρόχου υστέρησης που καθορίζουν τα σημεία $-H_y$ και $+H_y$. Φυσικά το βέλτιστο σημείο λειτουργίας στη μόνιμη κατάσταση θα ήταν η αρχή των αξόνων, η απαίτηση όμως να παραμείνει η διακοπτική συχνότητα σε αποδεκτά επίπεδα επιβάλλει τη χρήση του βρόχου αυτού.

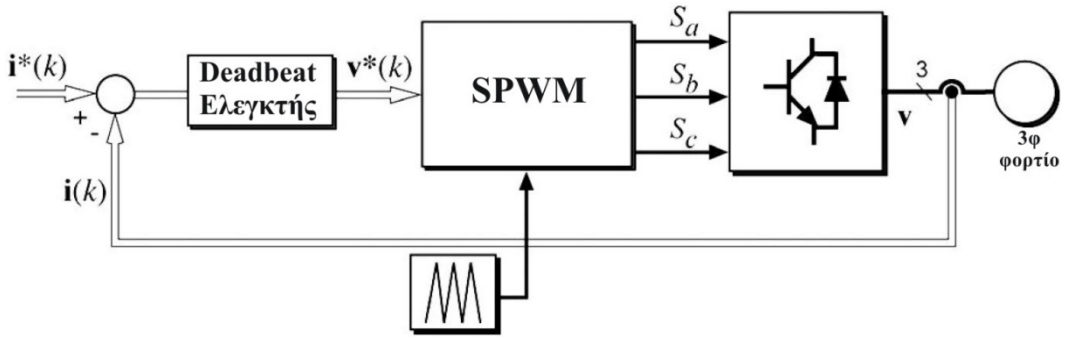
Ο αλγόριθμος του απευθείας ελέγχου ταχύτητας δείχνει καθαρά τη βασική αρχή του προβλεπτικού ελέγχου που είναι η γνώση των παραμέτρων του συστήματος, η οποία αξιοποιείται για τον προϋπολογισμό των βέλτιστων διακοπτικών καταστάσεων. Το χαρακτηριστικό αυτό το διαχωρίζει από άλλα σχήματα που προσπαθούν να γραμμικοποιήσουν τα μη γραμμικά μέρη του συστήματος και στη συνέχεια να τα ελέγξουν με PI ελεγκτές.

3.2.3 Έλεγχος Deadbeat (Deadbeat Control)

Η βασική αρχή λειτουργίας του ελέγχου deadbeat είναι η χρησιμοποίηση του μοντέλου του συστήματος προκειμένου να υπολογιστεί – μια φορά σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας – η απαιτούμενη τιμή της ελεγχόμενης μεταβλητής (τάση, ρεύμα κτλ) για να επιτευχθεί η αντίστοιχη αναφορά κατά την επόμενη περίοδο. Στη συνέχεια η τιμή αυτή χρησιμοποιείται έτσι ώστε με κάποια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (π.χ. ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών ή SPWM) να παραχθούν οι παλμοί των ημιαγωγών του αντιστροφέα. Στο στάδιο αυτό της διαμόρφωσης οφείλεται και η σταθερή διακοπτική συχνότητα λειτουργίας της τεχνικής αυτής.

Ο έλεγχος deadbeat έχει εφαρμοστεί σε μια πλειάδα εφαρμογών όπως για έλεγχο ρεύματος σε τριφασικούς αντιστροφείς τάσης, σε ανορθωτές, σε ενεργά φίλτρα, σε UPS, σε DC-DC μετατροπείς καθώς και σε έλεγχο ροπής ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής. Αν και η εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά που προσφέρει είναι βασικότατο πλεονέκτημα, λάθη κατά τη σχεδίαση του μοντέλου ή απρόβλεπτες μεταβολές κάποιων παραμέτρων του μπορεί να οδηγήσουν σε κακή λειτουργία ή ακόμα και σε αστάθεια. Ακόμα ένα μειονέκτημα είναι η αδυναμία ενσωμάτωσης τόσο μη γραμμικοτήτων του συστήματος όσο και περιορισμών για τις παραμέτρους του.

Στο σχήμα 3.7 φαίνεται ένα τυπικό παράδειγμα χρήσης του deadbeat ελέγχου, ο deadbeat έλεγχος ρεύματος. Μια βασική διαφορά από τα κλασικά σχήματα ελέγχου ρεύματος είναι η απουσία PI ελεγκτή και η αντικατάστασή του με ένα deadbeat ελεγκτή ο οποίος αναλαμβάνει τη διαδικασία που περιγράφηκε πιο πάνω, δηλαδή την πρόβλεψη της τιμής αναφοράς που εισάγεται στη διαμόρφωση παλμών έπειτα από υπολογισμούς με βάση το μοντέλο του συστήματος.



Σχήμα 3.7: Deadbeat έλεγχος ρεύματος

Το μοντέλο του συστήματος για τροφοδότηση τριφασικού ωμικό-επαγωγικού φορτίου περιγράφεται από την παρακάτω διανυσματική εξίσωση:

$$v = Ri + L\frac{di}{dt} + e \tag{3.1}$$

, όπου v είναι το διάνυσμα τάσης του αντιστροφέα, i το διάνυσμα του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα και e το διάνυσμα της Ηλεκτρεγερτικής Δύναμης (ΗΕΔ).

Από την (1) και για περίοδο δειγματοληψίας T_s , προκύπτει η παρακάτω εξίσωση διακριτού χρόνου:

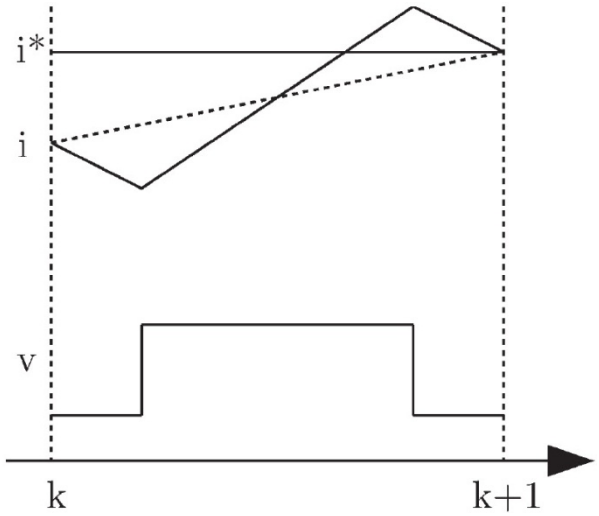
$$\frac{1}{\delta}i(k+1) - \frac{\chi}{\delta}i(k) = v(k) - e(k) \tag{3.2}$$

, όπου $\delta = e^{-T_s R/L}$ και $\chi = 1/R(1 - e^{-T_s R/L})$.

Με βάση την εξίσωση (3.2), το υπολογιζόμενο διάνυσμα τάσης αναφοράς που δίνεται στην είσοδο του διαμορφωτή εύρους παλμών είναι:

$$v^*(k) = \frac{1}{\delta}[i^*(k+1) - \chi i(k)] + e(k) \tag{3.3}$$

Η βασική αρχή λειτουργίας του deadbeat ελέγχου ρεύματος παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.8: Υπολογισμός διανύσματος τάσης αναφοράς

Όπως φαίνεται, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα i τη στιγμή k είναι διαφορετικό από το ρεύμα αναφοράς i^*. Το σφάλμα αυτό, δεδομένων των παραμέτρων του συστήματος και της περιόδου δειγματοληψίας, χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της τάσης αναφοράς v^* που καλείται να εφαρμόσει στο φορτίο ο αντιστροφέας. Με τον τρόπο αυτό επιδιώκεται να φτάσει το ρεύμα εξόδου την τιμή αναφοράς την επόμενη χρονική στιγμή $k+1$.

Ένα σημαντικό πρόβλημα που μπορεί να προκύψει κατά την εφαρμογή του παραπάνω ελέγχου είναι η καθυστέρηση που εισάγεται κατά το στάδιο του υπολογισμού της επιθυμητής τάσης και κατά τη διαδικασία παραγωγής των παλμών του αντιστροφέα, ειδικά όταν χρησιμοποιείται πολύ μικρή περίοδος δειγματοληψίας. Η δυσκολία αυτή μπορεί να ξεπεραστεί με την ακριβή γνώση του χρόνου καθυστέρησης και με την εισαγωγή του στο μοντέλο του συστήματος.

Ακόμα ένα εξίσου σημαντικό θέμα, όπως προαναφέρθηκε, είναι η ευαισθησία του ελεγκτή στις αβεβαιότητες των παραμέτρων του συστήματος ή και στη λανθασμένη εκτίμησή τους κατά τη διαδικασία της σχεδίασης. Το πρόβλημα αυτό έχει ερευνηθεί διεξοδικά και έχουν προταθεί πολλές λύσεις όπως η χρήση προσαρμοζόμενων και αυτορυθμιζόμενων σχημάτων (adaptive self-tuning schemes), η ενσωμάτωση εσωτερικών προβλεπτικών μοντέλων καθώς και η αξιοποίηση νευρωνικών δικτύων. Σε μερικές εφαρμογές είναι χρήσιμη για τον έλεγχο η πληροφορία σχετικά με διαταραχές του συστήματος αν και περιλαμβάνουν μεταβλητές που δεν μετρούνται άμεσα. Στις περιπτώσεις αυτές έχει η προταθεί η χρήση παρατηρητών, προκειμένου να εκτιμηθούν οι διαταραχές αυτές έμμεσα και να εισαχθούν στο μοντέλο του συστήματος. Τέλος κάποιες εφαρμογές μπορεί να απαιτούν μειωμένη διακοπτική συχνότητα, γεγονός που επιβάλλει την τροποποίηση του βασικού αλγορίθμου και εισαγωγή της παραμέτρου αυτής στον έλεγχο.

3.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ (MODEL PREDICTIVE CONTROL – MPC)

Ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος – συχνά αναφερόμενος και ως έλεγχος μεταβαλλόμενου χρονικού ορίζοντα (receding horizon control) – είναι ίσως η μόνη από τις λεγόμενες προηγμένες τεχνικές ελέγχου (δηλαδή τεχνικές πιο προηγμένες από τα κλασσικά PID σχήματα) που έχει αποδειχτεί ιδιαιτέρως επιτυχημένη σε πρακτικές εφαρμογές τις τελευταίες δεκαετίες, ασκώντας παράλληλα τεράστια επιρροή στην έρευνα και ανάπτυξη νέων βιομηχανικών συστημάτων ελέγχου. Ένα από τα πιο ελκυστικά χαρακτηριστικά του είναι ότι αντιμετωπίζει μη γραμμικά συστήματα πολλαπλών εισόδων και εξόδων με έναν ενοποιημένο και ξεκάθαρο τρόπο.

Όπως αναφέρθηκε και στην αρχική κατηγοριοποίηση, ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος διαχωρίζεται στον συνεχή (CS-MPC) και τον διακριτό (FS-MPC) [7]. Η βασική διαφορά τους είναι ότι ο πρώτος απαιτεί ένα στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών προκειμένου να παραχθούν οι παλμοί των ημιαγωγών του μετατροπέα ενώ στον δεύτερο θεωρούνται διακριτές διακοπτικές καταστάσεις, οι οποίες και επιλέγονται απευθείας χωρίς στάδιο διαμόρφωσης. Αν και οι δύο εμπεριέχουν τις ίδιες βασικές αρχές, παρακάτω θα γίνει μια ξεχωριστή παρουσίαση και ανάλυσή τους. Έτσι στην παρουσίαση του συνεχούς μοντελοποιημένου ελέγχου θα παρατεθούν στοιχεία που αφορούν και τον διακριτό, αν και ο FS-MPC θα μελετηθεί σε μεγαλύτερο βάθος καθώς αποτελεί και το κύριο αντικείμενο έρευνας της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

3.3.1 Συνεχής Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος (Continuous Set Model Predictive Control, CS-MPC)

- Μοντέλο συστήματος

Οι περισσότερες μοντελοποιημένες προβλεπτικές τεχνικές σχεδιάζονται και αναλύονται σε διακριτό χρόνο θεωρώντας σταθερό διάστημα δειγματοληψίας, π.χ. $h > 0$. Έτσι, οι είσοδοι του συστήματος περιορίζονται να μεταβάλλουν τις τιμές τους μόνο σε ακέραια πολλαπλάσια του διαστήματος αυτού, δηλαδή σε χρόνους $t = kh$, όπου $k \in \{0,1,2,...\}$ είναι η στιγμή της δειγματοληψίας. Μιας και οι περισσότερες εφαρμογές των ηλεκτρονικών ισχύος διατρέχονται από μη γραμμικές, δυναμικές σχέσεις, είναι χρήσιμο να παρουσιαστεί το υπό έλεγχο σύστημα μέσω εξισώσεων κατάστασης διακριτού χρόνου της μορφής:

$$x(k+1) = f(x(k), u(k)), \qquad \mathrm{k} \in \{0,1,2,...\} \tag{3.4}$$

,όπου $x(k)$ είναι η τιμή της μεταβλητής κατάστασης τη χρονική στιγμή k, ενώ $u(k)$ είναι η είσοδος του συστήματος για την ίδια στιγμή.

Όπως προαναφέρθηκε, το κύριο χαρακτηριστικό του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου είναι ότι η έξοδος του ελεγκτή τροφοδοτεί ένα στάδιο διαμόρφωσης που στη συνέχεια παράγει τους απαιτούμενους παλμούς των ημιαγωγών του μετατροπέα. Συνεπώς περιορίζουμε τις εισόδους $\{u(k)\}$ του συστήματος σύμφωνα με τη σχέση:

$$u(k) \in U \subseteq \mathbb{R}^p, \quad k \in \{0,1,2,...\} \tag{3.5}$$

, όπου ο U αποτελεί έναν τόπο ενώ η μεταβλητή p δηλώνει τον αριθμό των διακοπτών (ημιαγωγών) του μετατροπέα. Για παράδειγμα, οι συνιστώσες του $u(k)$ μπορεί να αντιπροσωπεύουν κάποιο duty cycle ή κάποια τιμή αναφοράς στην είσοδο μιας τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών (π.χ. στρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς στην είσοδο της διανυσματικής διαμόρφωσης εύρους παλμών ή SVPWM), στη οποία περίπτωση το U ανταποκρίνεται στη σχέση $U = [0,1]^p$. Παράλληλα, εκτός από τους περιορισμούς που αφορούν τις εισόδους του συστήματος, ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος επιτρέπει την ενσωμάτωση περιορισμών και για τις υπό έλεγχο μεταβλητές, π.χ. :

$$x(k) \in X \subseteq \mathbb{R}^n \tag{3.6}$$

Οι προαναφερθέντες περιορισμοί αφορούν μια πλειάδα μεγεθών που μπορεί να είναι υπό έλεγχο σε ένα σύστημα, όπως τα ρεύματα εξόδου ενός τυπικού αντιστροφέα πηγής τάσης ή η τάσης στα άκρα των πυκνωτών σε έναν αντιστροφέα τριών επιπέδων.

- <u>Συνάρτηση κόστους</u>

Στο μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο, σε κάθε χρονική στιγμή κ και για δεδομένες (μετρούμενες ή εκτιμώμενες) τιμές των μεταβλητών κατάστασης $x(k)$, γίνεται ελαχιστοποίηση μιας συνάρτησης κόστους υπολογισμένης σε ένα χρονικό ορίζοντα τάξης N. Η παρακάτω έκφραση αποτελεί μια γενική παρουσίαση αυτής της συνάρτησης κόστους, περικλείοντας πολλές εναλλακτικές περιπτώσεις που έχουν καταγραφεί στη βιβλιογραφία:

$$V(x(k),\vec{u}'(k)) \triangleq F(x'(k+N)) + \sum_{l=k}^{k+N-1} L(x'(l),u'(l)) \tag{3.7}$$

Η έκφραση αυτή δηλώνει ότι η συνάρτηση κόστους είναι συνάρτηση της μεταβλητής κατάστασης, της οποίας η τιμή έχει προβλεφθεί σε ένα χρονικό ορίζοντα N (δηλ βάση ενός μαθηματικού μοντέλου εκτιμάται η τιμή που θα έχει μετά από N περιόδους δειγματοληψίας), καθώς και των εισόδων του συστήματος που στην περίπτωση του CS-MPC είναι απεριόριστες ενώ για τον FS-MPC (όπως θα αναλυθεί διεξοδικότερα παρακάτω) είναι περιορισμένες. Οι $L(.,.)$ και $F(.)$ είναι συναρτήσεις βάρους που αποσκοπούν στο να προσεγγίσουν οι προβλεπόμενες τιμές τις τιμές αναφοράς όσο ακριβέστερα γίνεται. Οι προβλέψεις αυτές των μεταβλητών κατάστασης πραγματοποιούνται μέσω της αναδρομικής σχέσης:

$$x'(l+1) = f(x'(l),u'(l)), \quad l \in \{k,k+1,...,k+N-1\} \tag{3.8}$$

,όπου

$$u'(l) \in U, \quad l \in \{k,k+1,...,k+N-1\} \tag{3.9}$$

Η αναδρομή της σχέσης (3.8) αρχικοποιείται με τις μετρούμενες (ή εκτιμώμενες μέσω παρατηρητών) τιμές των μεταβλητών κατάστασης, δηλ:

$$x^{'}(k) \leftarrow x(k) \tag{3.10}$$

Έτσι η (3.8) αναφέρεται στις προβλέψεις των υπό έλεγχο μεταβλητών που θα συνέβαιναν αν οι είσοδοι του συστήματος τις χρονικές στιγμές $\{k, k+1, ..., k+N-1\}$ θέτονταν ίσες με τις τιμές που θα οδηγούσαν στην αντίστοιχη πρόβλεψη, δηλ

$$\vec{u^{'}}(k) \triangleq \{u^{'}(k), u^{'}(k+1), ..., u^{'}(k+N-1)\} \tag{3.11}$$

Ακόμα, όπως προαναφέρθηκε, οι είσοδοι και οι μεταβλητές κατάστασης του συστήματος υπακούουν σε συγκεκριμένους περιορισμούς που καταγράφηκαν με τις μαθηματικές σχέσεις (2.5) και (2.6) αντίστοιχα. Για λόγους ευστάθειας, όμως, είναι απαραίτητο πολλές φορές η προβλεπόμενη τιμή της υπό έλεγχο μεταβλητής κατά το τελευταίο στάδιο του χρονικού ορίζοντα να υπόκειται σε έναν επί πλέον περιορισμό, το λεγόμενο τερματικό περιορισμό κατάστασης:

$$x^{'}(k+N) \in X_f \subseteq X \subseteq \mathbb{R}^n \tag{3.12}$$

Τελικός σκοπός είναι, η ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους (3.7) να δώσει τη βέλτιστη ακολουθία ελέγχου τη χρονική στιγμή k και για την κατάσταση $x(k)$. Δηλ για ένα χρονικό ορίζοντα πρόβλεψης τάξης N, υπολογίζεται η ακολουθία των τιμών των μεταβλητών εισόδου που προσεγγίζουν ακριβέστερα το στόχο του ελέγχου:

$$\vec{u}(k) \triangleq \{u^{'}(k;k), u^{'}(k+1;k), ..., u^{'}(k+N-1;k)\} \tag{3.13}$$

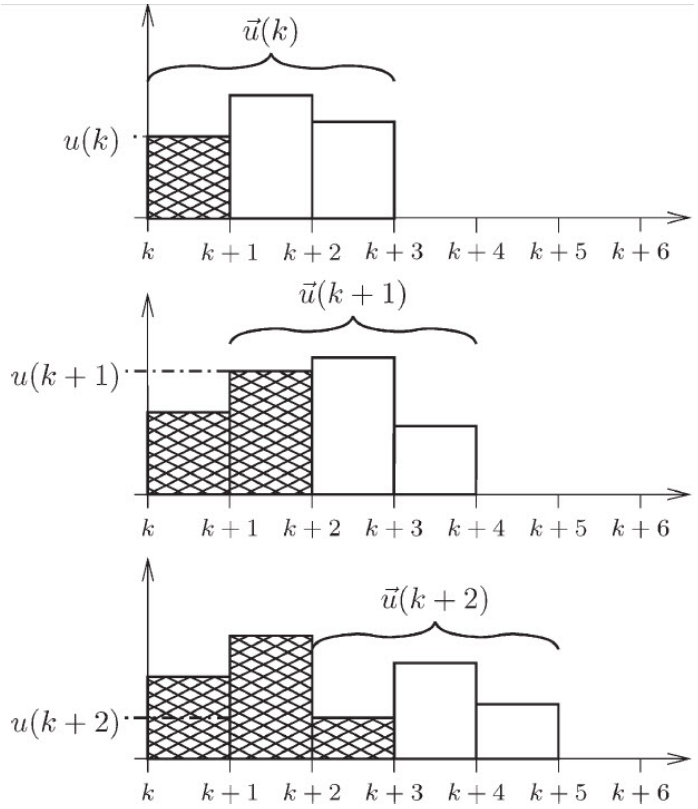
➢ <u>Ολίσθηση χρονικού ορίζοντα</u>

Παρά το γεγονός ότι το διάνυσμα $\vec{u}(k)$ στη σχέση (3.13) περιλαμβάνει τη βέλτιστη ακολουθία εισόδων για ολόκληρο το χρονικό ορίζοντα υπολογισμού, στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου, μόνο το πρώτο στοιχείο του διανύσματος αυτού χρησιμοποιείται, δηλ στην είσοδο του συστήματος δίνεται:

$$u(k) \leftarrow u(k;k) \tag{3.14}$$

Αυτό σημαίνει πως χρησιμοποιείται μόνο η είσοδος της χρονικής στιγμής k που κατά την επόμενη στιγμή $k+1$ θα προκαλέσει το βέλτιστο δυνατό επιθυμητό αποτέλεσμα. Τη χρονική στιγμή $k+1$ οι μεταβλητές κατάστασης μετρούνται (ή εκτιμώνται) εκ νέου, ο χρονικός ορίζοντας ολισθαίνει δεξιά κατά ένα βήμα και η διαδικασία βελτιστοποίησης (με την ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους) επαναλαμβάνεται από την αρχή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τον υπολογισμό του διανύσματος $\vec{u}(k+1)$ που είναι η βέλτιστη είσοδος του συστήματος για τη στιγμή $k+1$ δηλ. $u(k+1) = u(k+1;k+1)$ κοκ. Η διαδικασία αυτή φαίνεται στο Σχήμα 3.9 για έναν αλγόριθμο χρονικού ορίζοντα $N = 3$. Όπως περιγράφηκε, αν και η είσοδος υπολογίζεται για τις επόμενες τρείς

περιόδους δειγματοληψίας, μόνο ο πρώτος χρονικά υπολογισμός χρησιμοποιείται. Για αυτό άλλωστε παρατηρείται στο σχήμα ότι η αρχική βέλτιστη είσοδος για τη στιγμή $k+2$ διαφέρει αρκετά από αυτή που υπολογίστηκε αφού μετακύλησε ο χρονικός ορίζοντας κατά δύο περιόδους .



Σχήμα 3.9: Ολίσθηση χρονικού ορίζοντα

➢ Παράμετροι σχεδίασης

Η προηγούμενη θεωρητική παρουσίαση των αρχών του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου αποδεικνύει την ιδιότητά του να διαχειρίζεται μη γραμμικά συστήματα πολλών μεταβλητών με έναν σχετικά απλό τρόπο. Εκτός από την επιλογή της περιόδου δειγματοληψίας h, βασικά σημεία σχεδίασης είναι η επιλογή της συνάρτησης κόστους (δηλ. των συναρτήσεων βάρους $L(.,.)$ και $F(.)$), του μήκους N του χρονικού ορίζοντα και, πιθανώς, των περιορισμών X και X_f που διατρέχουν τις μεταβλητές κατάστασης. Για τις παραμέτρους αυτές μπορούν να ειπωθούν τα εξής:

❖ **Συνάρτηση κόστους**: Ο καθορισμός των συναρτήσεων βάρους $L(.,.)$ και $F(.)$ εξαρτάται αποκλειστικά από τους στόχους που καλείται αν επιτύχει ο ελεγκτής. Τυπικές μεταβλητές ελέγχου για ένα μετατροπέα ισχύος, όπως τάση και ρεύμα ή ροπή και μαγνητική ροή στην περίπτωση οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών, μπορούν να συμπεριληφθούν σε μια συνάρτηση κόστους και να ωθηθούν να ακολουθήσουν κάποιες τιμές αναφοράς. Εν συνεχεία, τροποποιήσεις στη συνάρτηση αυτή μπορούν να οδηγήσουν σε εκπλήρωση περαιτέρω απαιτήσεων του ελέγχου,

όπως μείωση της διακοπτικής συχνότητας του μετατροπέα, διαμόρφωση του φάσματος αρμονικών συχνοτήτων για προσαρμογή στην εκάστοτε εφαρμογή κτλ. Παρ' όλα αυτά, ο συνδυασμός δύο ή περισσότερων μεταβλητών σε μία συνάρτηση κόστους δεν είναι απλό εγχείρημα όταν είναι διαφορετικής φύσης (όταν έχουν διαφορετικές μονάδες μέτρησης ή διαφορετικές τάξεις μεγέθους). Για το λόγο αυτό κάθε όρος της συνάρτησης έχει ένα συγκεκριμένο συντελεστή βάρους, ο οποίος πρέπει να επιλεγεί προσεκτικά προκείμενου η επίδραση του να είναι η αναμενόμενη.

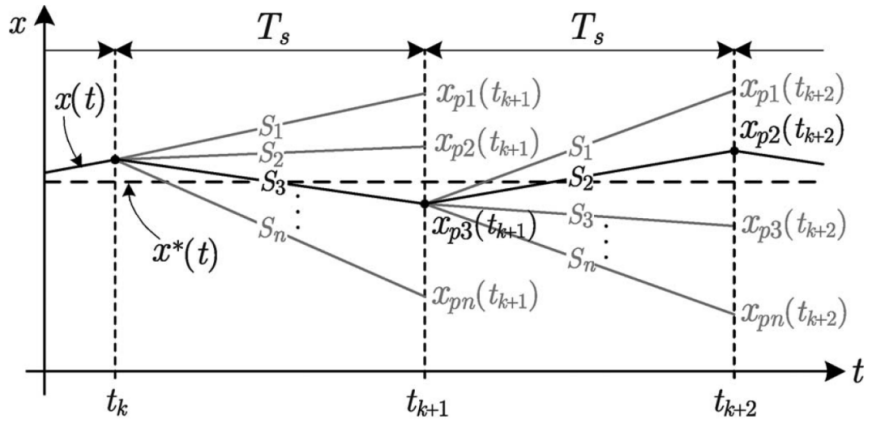
- **Μήκος χρονικού ορίζοντα**: Για δεδομένη περίοδο δειγματοληψίας $1/h$ και για μεγαλύτερα μήκη N του χρονικού ορίζοντα πρόβλεψης, θα παραχθούν, γενικότερα, πιο αξιόπιστα αποτελέσματα. Όντως μπορεί κανείς να περιμένει ότι, για ένα μήκος N αρκετά μεγάλο, η επιρροή της εισόδου $u(k)$ στην πρόβλεψη $x^{'}(l)$ για $l > k + N$ θα είναι αμελητέα, και συνεπώς, ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος θα προσεγγίζει τη συμπεριφορά ενός βέλτιστου ελεγκτή απεριόριστου ορίζοντα. Από την άλλη πλευρά, με την αύξηση του χρονικού ορίζοντα πρόβλεψης αυξάνεται σημαντικά και η υπολογιστική πολυπλοκότητα. Αυτό έχει ως συνέπεια, καθώς η επίλυση σε πραγματικό χρόνο του προβλήματος βελτιστοποίησης περιορίζεται από την υπολογιστική ισχύ του μικροεπεξεργαστή, να πρέπει να ελαττωθεί το μήκος του ορίζοντα σε ένα λογικό επίπεδο. Στην πράξη έχει αποδειχτεί ότι μπορούν να επιτευχθούν εξαιρετικά αποτελέσματα ακόμα και με μικρούς ορίζοντες πρόβλεψης, της τάξης $N = 1$ ή $N = 2$.

- **Περιορισμοί**: Οι περιορισμοί που προαναφέρθηκαν και διατυπώθηκαν με τις μαθηματικές σχέσεις (3.6) και (3.12) αποσκοπούν στη βέλτιστη παρακολούθηση των τιμών αναφοράς και συνεπώς στην ακριβέστερη επίτευξη των στόχων του ελέγχου. Η πρακτική εφαρμογή των περιορισμών αυτών πραγματοποιείται μέσω της τροποποίησης της συνάρτησης κόστους σε περίπτωση που οι τιμές των μεταβλητών κατάστασης ξεπεράσουν κάποια όρια. Π.χ. για $x(k) > m$ οι συναρτήσεις βάρους μεταβάλλονται από $L(.,.)$, $F(.)$ σε $L'(.,.)$ και $F'(.)$, ενώ όταν οι μεταβλητές ελέγχου εισέλθουν ξανά στα επιτρεπτά όρια η συνάρτηση κόστους ξαναπαίρνει την αρχική της μορφή.

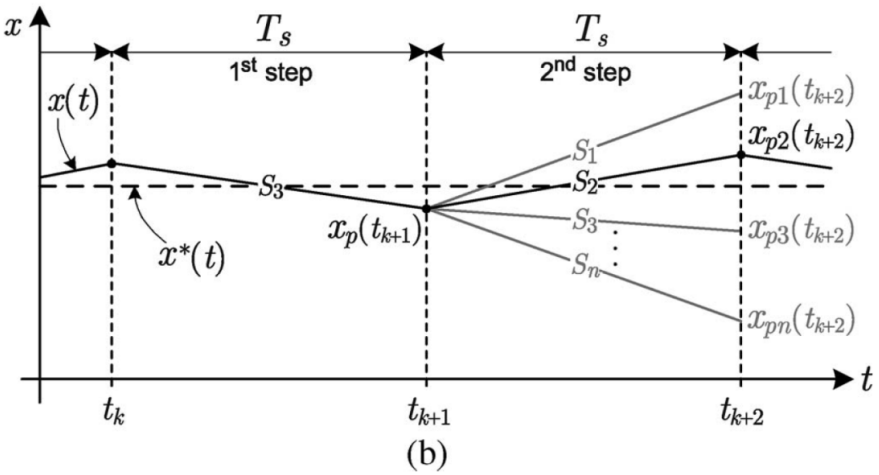
3.3.2 Διακριτός Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος (Finite Set Model Predictive Control, FS-MPC)

Η προσέγγιση του διακριτού MPC στον έλεγχο των μετατροπέων ισχύος είναι κατά βάση η αξιοποίηση της διακριτής φύσης τους. Με τον όρο αυτό εννοείται ο πεπερασμένος αριθμός διακοπτικών καταστάσεων στις οποίες μπορούν να περιέλθουν, δηλαδή το περιορισμένο για κάθε μετατροπέα σύνολο επιτρεπτών συνδυασμών αγωγής και σβέσης των ημιαγωγών που δεν οδηγούν σε βραχυκύκλωμα. Η θεώρηση αυτή είναι πολύ σημαντική, καθώς το πρόβλημα βελτιστοποίησης, που αναλύθηκε παραπάνω, μπορεί να περιοριστεί στην πρόβλεψη της συμπεριφοράς του συστήματος μόνο για τις πιθανές διακοπτικές καταστάσεις. Στη συνέχεια, κάθε μία πρόβλεψη χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της τιμής μιας προκαθορισμένης συνάρτησης κόστους και τέλος η διακοπτική κατάσταση που αντιστοιχεί στο ελάχιστο κόστος είναι αυτή που επιλέγεται και εφαρμόζεται [9].

Το πρόβλημα ελέγχου των μετατροπέων ισχύος έγκειται στην επιλογή της βέλτιστης δράσης ελέγχου $S(t)$ (συνήθως οι απαιτούμενοι παλμοί των ημιαγωγών του μετατροπέα) που θα οδηγήσει τη μεταβλητή $x(t)$ ενός συστήματος όσο πιο κοντά γίνεται στην επιθυμητή τιμή αναφοράς $x^*(t)$. Ας θεωρήσουμε την ποιοτική συμπεριφορά της $x(t)$ και τη συχνά δειγματοληπτούμενη $x(t_k)$ για μια περίοδο δειγματοληψίας T_s σε ένα σύστημα με πεπερασμένο αριθμό δράσεων ελέγχου n, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.9(α), όπου οι μετρήσεις, οι υπολογισμοί και οι δράσεις ελέγχου πραγματοποιούνται στιγμιαία (ιδανική περίπτωση). Μιας και το σύνολο των επιτρεπτών δράσεων ελέγχου είναι ένας πεπερασμένος αριθμός S_i , με $i=1,...,n$, μπορεί για κάθε μία από αυτές, με βάση τη μετρούμενη τιμή $x(t_k)$ και μια συνάρτηση πρόβλεψης f_p, να προβλεφθεί η μελλοντική τιμή της υπό έλεγχο μεταβλητής δηλ. η $x_{pi}(t_k+1)=f_p\left\{x(t_k),S_i\right\}$ για $i=1,...,n$. Η συνάρτηση πρόβλεψης εξάγεται κατευθείαν από το διακριτό μοντέλο και τις παραμέτρους του συστήματος. Για να αποφασιστεί ποια από τις δράσεις ελέγχου θα επιλεγεί τελικά, πρέπει να οριστεί μια συνάρτηση απόφασης ή κόστους f_g που συχνά εξαρτάται από την επιθυμητή τιμή αναφοράς και τις προβλέψεις $g_i=f_g\left\{x^*(t_{k+1}),x_{pi}(t_{k+1})\right\}$ για $i=1,...,n$. Σημειώνεται ότι η μελλοντική τιμή αναφοράς $x^*(t_{k+1})$ μπορεί να θεωρηθεί ίση με την πραγματική τιμή $x^*(t_k)$, μιας και η περίοδος δειγματοληψίας είναι επαρκώς μικρή συγκρινόμενη με τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος και συνεπώς μπορεί να θεωρηθεί σταθερή για όλη τη διάρκεια T_s. Σε περίπτωση συστημάτων που απαιτούν εξαιρετικά γρήγορη δυναμική συμπεριφορά, η μελλοντική τιμή αναφοράς $x^*(t_{k+1})$ μπορεί να εκτιμηθεί μέσω κατάλληλης μεθόδου παρέκτασης (extrapolation method). Ένα τυπικό παράδειγμα συνάρτησης κόστους f_g είναι το απόλυτο σφάλμα μεταξύ των προβλέψεων και της τιμής αναφοράς, δηλ η $g_i=\left|x^*(t_{k+1})-x_{pi}(t_{k+1})\right|$. Η εκτίμηση αυτής της συνάρτησης κόστους με τις n προβλέψεις $x_{pi}(t_k+1)$ (με $i=1,...,n$) θα οδηγήσει σε n διαφορετικά κόστη. Φυσιολογικά, η δράση ελέγχου που οδηγεί στο ελάχιστο κόστος ($\min\left\{g_i\right\}$ για $i=1,...,n$) επιλέγεται και εφαρμόζεται στο σύστημα.



(a)



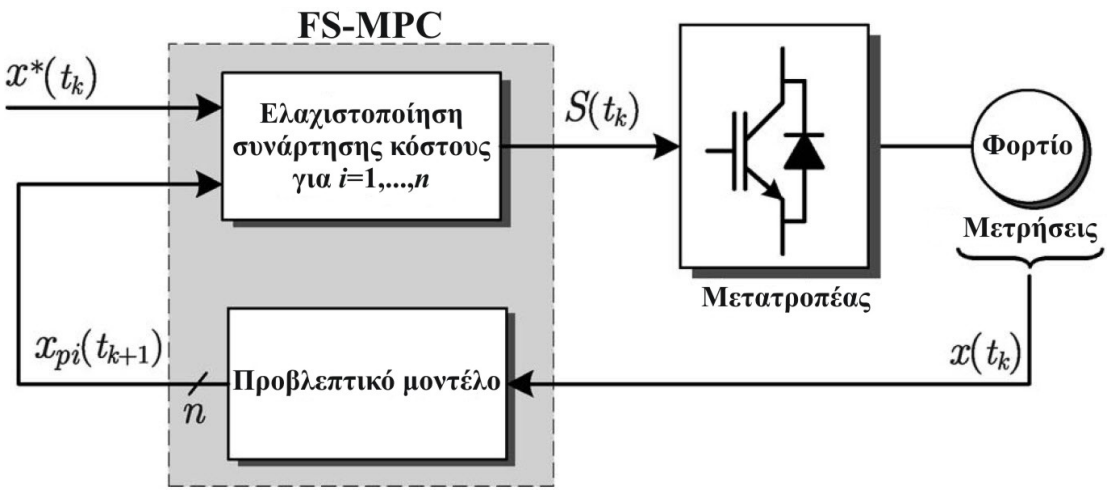
Σχήμα 3.10: Αρχή λειτουργίας διακριτού μοντελοποιημένου ελέγχου. (α) Ιδανική θεωρητική περίπτωση. (β) Πρακτική περίπτωση.

Με βάση το παράδειγμα που δίνεται στο Σχήμα 3.10(α), η προβλεπόμενη τιμή $x_{p3}(t_{k+1})$ είναι η πλησιέστερη στην τιμή αναφοράς $x^*(t_{k+1})$ και έτσι η δράση S_3 επιλέγεται και εφαρμόζεται τη χρονική στιγμή $t = t_k$. Ακολουθώντας το ίδιο κριτήριο βελτιστοποίησης , κατά την $t = t_{k+1}$ επιλέγεται και εφαρμόζεται η S_2. Παρ' όλα αυτά, η ιδανική θεωρητική περίπτωση κατά την οποία οι μεταβλητές μπορούν να μετρηθούν, να προβλεφθούν και να ελεγχθούν απευθείας τη χρονική στιγμή $t = t_k$ δεν είναι εφαρμόσιμη στην πραγματικότητα. Στην ουσία αυτό που χρησιμοποιείται είναι η διαδικασία της πρόβλεψης σε δύο βήματα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.9(β), κατά την οποία αποφασίζεται η δράση ελέγχου $S(t_{k+1})$ που θα εφαρμοστεί την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Με τον τρόπο αυτό μια ολόκληρη περίοδος T_s είναι διαθέσιμη για την εκτέλεση του αλγορίθμου. Εννοείται, βέβαια, ότι η T_s πρέπει να έχει μεγαλύτερη διάρκεια από τον αθροιστικό χρόνο που χρειάζεται για τις μετρήσεις, τους υπολογισμούς και την εφαρμογή των βέλτιστων δράσεων.

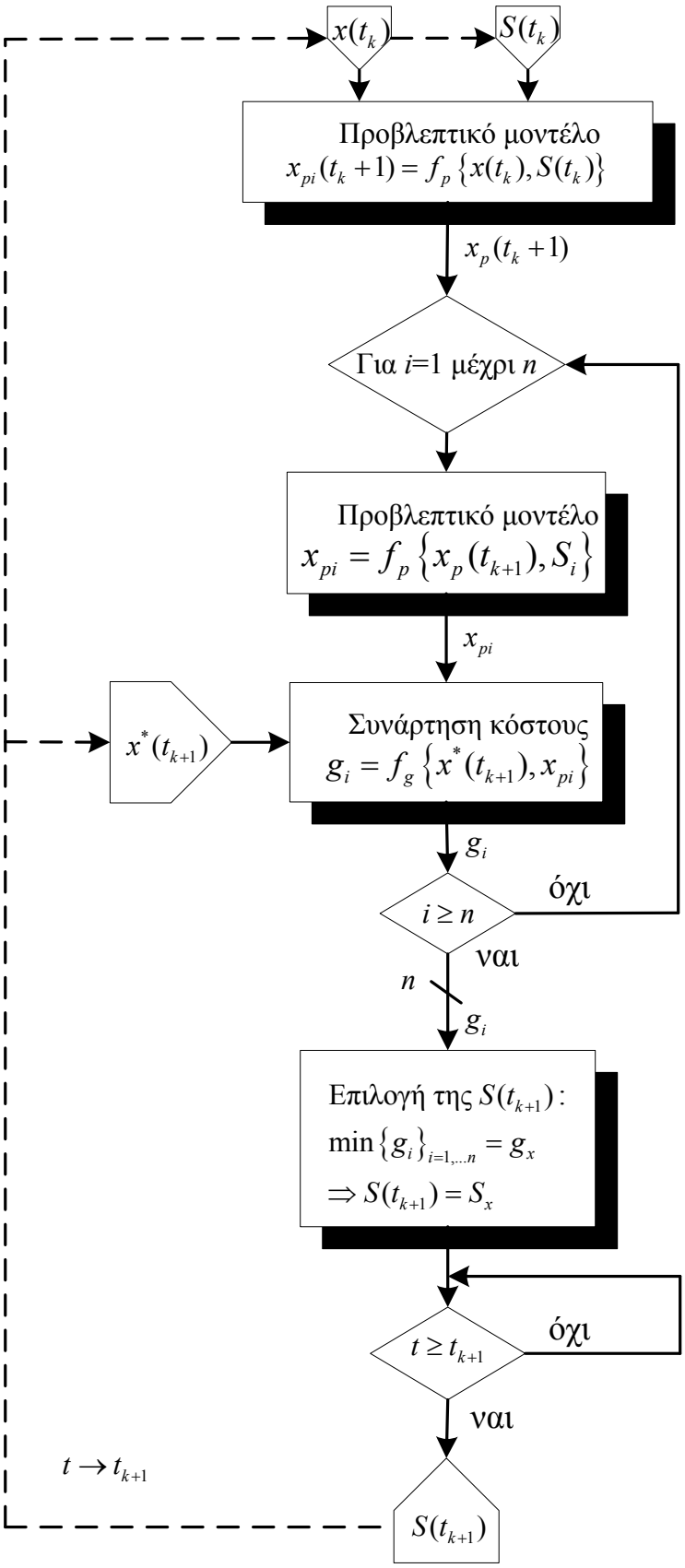
Για να γίνει πιο κατανοητή η προαναφερθείσα πρόβλεψη σε δύο βήματα, ας υποθέσουμε ότι, τη χρονική στιγμή t_k πραγματοποιείται η μέτρηση $x(t_k)$ ενώ παράλληλα εφαρμόζεται η (από την προηγούμενη περίοδο δειγματοληψίας) δράση ελέγχου $S(t_k)$. Με την πληροφορία αυτή και έχοντας εξάγει το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, μια πρώτη πρόβλεψη μπορεί να πραγματοποιηθεί για να αποκτηθεί η μελλοντική τιμή $x(t_k + 1)$ (αυτό είναι το πρώτο βήμα της πρόβλεψης). Στη συνέχεια, κάνοντας χρήση της τιμής αυτής, ο διακριτός μοντελοποιημένος αλγόριθμος εκτελείται για τις n επιτρεπτές δράσεις ελέγχου, οδηγώντας σε μία βέλτιστη επιλογή $S(t_{k+1})$ (αυτό είναι το δεύτερο βήμα της πρόβλεψης). Και τα δύο βήματα πραγματοποιούνται κατά τη διάρκεια της πρώτης περιόδου δειγματοληψίας και, στη συνέχεια, τη χρονική στιγμή t_{k+1}, η βέλτιστα υπολογισμένη δράση $S(t_{k+1})$ εφαρμόζεται, ενώ παράλληλα πραγματοποιείται η μέτρηση $x(t_{k+1})$ προκειμένου να εκτελεστεί ο αλγόριθμος ξανά από την αρχή. Όπως φαίνεται και από το παράδειγμα του Σχήματος 3.9(β), μόνο μια πρόβλεψη υπάρχει για το πρώτο βήμα, η οποία δίνεται

από τη δράση $S(t_k) = S_3$ που αποφασίστηκε κατά την προηγούμενη εκτέλεση του αλγορίθμου, ενώ η $S(t_{k+1}) = S_2$ επιλέγεται από τις n προβλέψεις για το δεύτερο βήμα.

Ένα απλοποιημένο διάγραμμα ελέγχου και το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου για την πρακτική εφαρμογή του διακριτού μοντελοποιημένου ελέγχου φαίνονται στα Σχήματα 3.11 και 3.12 αντίστοιχα, θεωρώντας μια μεταβλητή ελέγχου $x(t)$. Αξίζει να σημειωθεί ότι η μέθοδος αυτή δεν περιορίζεται στον έλεγχο μίας μόνο μεταβλητής. Αντίθετα, πολλαπλές μεταβλητές, περιορισμοί του συστήματος, διαταραχές, κορεσμοί και, βασικά, κάθε χαρακτηριστικό που μπορεί να μοντελοποιηθεί μαθηματικά και να μετρηθεί είναι δυνατό να συμπεριληφθεί στο προβλεπτικό μοντέλο και τη συνάρτηση κόστους. Αυτή είναι η αρχή στην οποία αποδίδεται η αξιοσημείωτη ευελιξία και οι τεράστιες δυνατότητες του διακριτού MPC. Επιπροσθέτως, το γεγονός ότι οι μετατροπείς ισχύος έχουν πεπερασμένο αριθμό επιτρεπτών διακοπτικών καταστάσεων, καθιστά τη μέθοδο αυτή εφαρμόσιμη με τη χρήση των σημερινών πανίσχυρων μικροεπεξεργαστών. Τέλος, καθώς μόνο το διακριτό μοντέλο του συστήματος είναι απαραίτητο και όχι προσεγγιστικά γραμμικά μοντέλα, μπορεί να επιτευχθεί μια απλούστερη και πιο άμεση εφαρμογή του ελέγχου.



Σχήμα 3.11: Διάγραμμα ελέγχου Διακριτού Μοντελοποιημένου Ελέγχου (FS-MPC)



Σχήμα 3.12: Γενικός αλγόριθμος Διακριτού Μοντελοποιημένου Ελέγχου (FS-MPC)

3.4 ΔΙΑΚΡΙΤΟΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

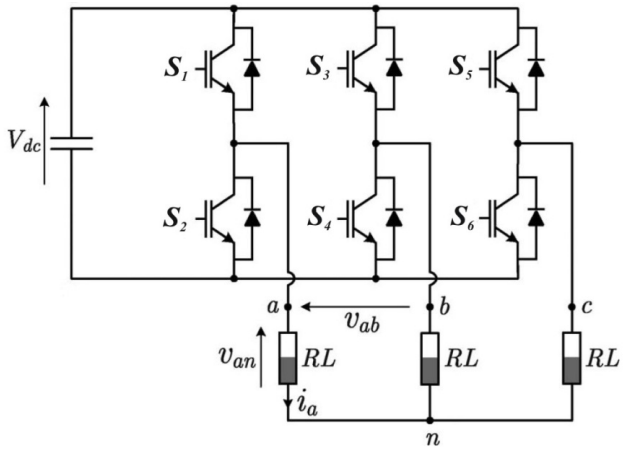
Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα μελετηθεί μια πρακτική εφαρμογή του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου όπως είναι ο έλεγχος του ρεύματος εξόδου σε ένα τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης. Σε γενικές γραμμές, ο έλεγχος ρεύματος σε τριφασικούς αντιστροφείς έχει μελετηθεί εκτεταμένα τις τελευταίες δεκαετίες. Μη γραμμικές μέθοδοι, όπως ο έλεγχος με βρόχο υστέρησης, καθώς και γραμμικές, όπως οι PI ελεγκτές που χρησιμοποιούν στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών, είναι ευρέως αποδεκτές και έχουν μελετηθεί διεξοδικά στη βιβλιογραφία. Με την ανάπτυξη όμως ισχυρών και γρήγορων μικροεπεξεργαστών, έχει δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στη μελέτη του προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος. Σε αυτή τη μέθοδο, χρησιμοποιείται το μαθηματικό μοντέλο τόσο του αντιστροφέα όσο και του φορτίου προκειμένου να γίνει πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς του ρεύματος εξόδου [10-12].

Αρχικά θα μελετηθεί αναλυτικά ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος σε ένα τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων που τροφοδοτεί ένα απομονωμένο φορτίο. Θα εξηγηθεί η μαθηματική μοντελοποίηση τόσο του αντιστροφέα όσο και του φορτίου καθώς και η μέθοδος διακριτοποίησης που χρησιμοποιείται προκειμένου να περάσουμε από το συνεχή στο διακριτό χρόνο. Τέλος θα δοθεί η υλοποίηση του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος και για ένα τριφασικό αντιστροφέα ουδέτερου σημείου τριών επιπέδων, ως μια εισαγωγή στην εφαρμογή του προβλεπτικού ελέγχου κα σε αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων.

3.4.1 Διακριτός Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος Ρεύματος σε Τριφασικό Αντιστροφέα Πηγής Τάσης Δύο Επιπέδων

➢ *Μοντελοποίηση αντιστροφέα*

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένας τυπικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων ο οποίος τροφοδοτεί ένα ωμικό-επαγωγικό φορτίο:



Σχήμα 3.13: Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων

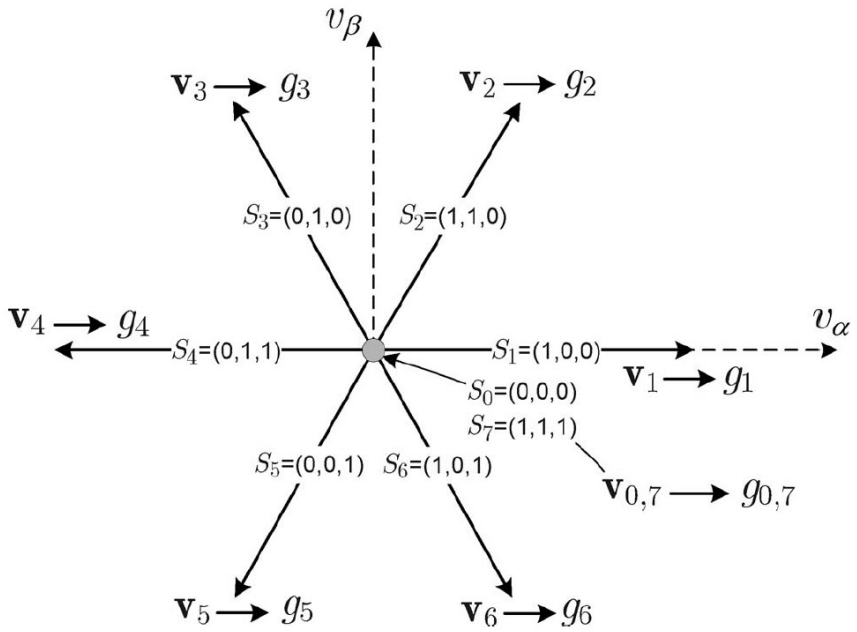
Η λειτουργία του αντιστροφέα δύο επιπέδων δόθηκε διεξοδικά στο Κεφάλαιο 2. Αν αναλογιστεί κανείς πως δεν μπορούν να άγουν συγχρόνως αμφότεροι οι διακόπτες ενός κλάδου του αντιστροφέα (λ.χ. ο S_1 και ο S_2), καθώς τότε θα έχουμε βραχυκύκλωμα στα άκρα της συνεχούς πηγής τάσης, προκύπτουν οκτώ διαφορετικοί συνδυασμοί έαυσης των διακοπτικών στοιχείων και περιγράφονται με τις μεταβλητές S_a, S_b και S_c σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$S_a = \begin{cases} 1 \text{ αν } S_1 \text{ κλειστός και } S_2 \text{ ανοικτός} \\ 0 \text{ αν } S_1 \text{ ανοικτός και } S_2 \text{ κλειστός} \end{cases} \tag{3.15}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 \text{ αν } S_3 \text{ κλειστός και } S_4 \text{ ανοικτός} \\ 0 \text{ αν } S_3 \text{ ανοικτός και } S_4 \text{ κλειστός} \end{cases} \tag{3.16}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 \text{ αν } S_5 \text{ κλειστός και } S_6 \text{ ανοικτός} \\ 0 \text{ αν } S_5 \text{ ανοικτός και } S_6 \text{ κλειστός} \end{cases} \tag{3.17}$$

, ενώ τα παραγόμενα διανύσματα κατάστασης και οι αντίστοιχοι χειρισμοί των ημιαγωγικών διακοπτών για τις οκτώ επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα (η αναλυτική περιγραφή για την εξαγωγική των διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα δόθηκε στην παράγραφο 2.2.2.2):



Σχήμα 3.14: Διανυσματικό διάγραμμα των διακοπτικών καταστάσεων του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων

Μια διαφορετική προσέγγιση για την εξαγωγή των διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα μπορεί να δοθεί κάνοντας χρήση των σχέσεων (3.15)-(3.17). Οι διακοπτικές του καταστάσεις μπορούν να εκφραστούν σε διανυσματική μορφή με τη σχέση:

$$\vec{S} = \frac{2}{3}(S_a + \vec{a}S_b + \vec{a}^2 S_c) \tag{3.18}$$

,όπου $\vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

Τα διανύσματα τάσης του αντιστροφέα μπορούν επίσης να εκφραστούν με τη σχέση:

$$\vec{V} = \frac{2}{3}(v_{an} + \vec{a}v_{bn} + \vec{a}^2 v_{cn}) \tag{3.19}$$

Με αυτόν τον τρόπο, το διάνυσμα των φασικών τάσεων του αντιστροφέα $\vec{V}$ σχετίζεται με το διάνυσμα της διακοπτικής του κατάστασης $\vec{S}$ σύμφωνα με την εξίσωση:

$$\vec{V} = V_{dc}\vec{S} \tag{3.20}$$

, όπου V_{dc} είναι η τιμή της συνεχούς τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα.

Συνοψίζοντας, η μοντελοποίηση του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων για την εφαρμογή του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου στηρίζεται στη διακριτή φύση του. Και με αυτή εννοείται η ύπαρξη οκτώ επιτρεπτών διακοπτικών καταστάσεων που παράγουν και τα αντίστοιχα διανύσματα τάσης στην έξοδό του (έξι ενεργά και δύο μηδενικά). Κοινώς ο αντιστροφέας αντιμετωπίζεται ως ένα μη γραμμικό σύστημα με μόνο επτά διαφορετικές διακοπτικές καταστάσεις.

- *Μοντελοποίηση φορτίου*

Όπως φανερώνει το όνομά του και όπως έχει προαναφερθεί, ο διακριτός μοντελοποιημένος έλεγχος βασίζεται στην μαθηματική περιγραφή (μοντέλο) του εκάστοτε συστήματος. Επομένως η ακριβής εξαγωγή του είναι πρώτιστης σημασίας, ενώ αβεβαιότητες των στοιχείων που το αποτελούν μπορεί να οδηγήσουν σε λανθασμένη λειτουργία του ελεγκτή ή και αστάθεια. Για το κύκλωμα του αντιστροφέα του Σχήματος 3.12 μπορούν να εξαχθούν οι παρακάτω εξισώσεις για τις τρεις φάσεις του:

$$v_{an}(t) = R \cdot i_a(t) + L \cdot \frac{di_a(t)}{dt} \tag{3.21}$$

$$v_{bn}(t) = R \cdot i_b(t) + L \cdot \frac{di_b(t)}{dt} \tag{3.22}$$

$$v_{cn}(t) = R \cdot i_c(t) + L \cdot \frac{di_c(t)}{dt} \tag{3.23}$$

Προκειμένου να αξιοποιήσουμε τη διανυσματική ανάλυση του αντιστροφέα που προηγήθηκε, μετασχηματίζουμε τις παραπάνω εξισώσεις σε στατό πλαίσιο και παίρνουμε τις παρακάτω συνιστώσες για τον α και β άξονα αντίστοιχα:

$$v_\alpha(t) = R \cdot i_\alpha(t) + L\frac{di_\alpha(t)}{dt} \tag{3.24}$$

$$v_\beta(t) = R \cdot i_\beta(t) + L\frac{di_\beta(t)}{dt} \tag{3.25}$$

, οι οποίες όμως αποτελούν στην ουσία τη διανυσματική εξίσωση:

$$\vec{v}_{\alpha\beta}(t) = R \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}(t) + L\frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}(t)}{dt} \tag{3.26}$$

, όπου $\vec{v}_{\alpha\beta}(t)$ είναι το διάνυσμα τάσης (κατάστασης) του αντιστροφέα τη χρονική στιγμή t ενώ $\vec{i}_{\alpha\beta}(t)$ είναι το διάνυσμα του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα τη χρονική στιγμή t (ο μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο ενός συστήματος τριφασικών εναλλασσόμενων μεγεθών δίνει επίσης εναλλασσόμενες συνιστώσες και έτσι το $\vec{i}_{\alpha\beta}(t)$ δεν είναι σταθερό στο χρόνο.

- *Διακριτοποίηση μοντέλου*

Προκειμένου να συνεχίσουμε την ανάλυση και να παράγουμε από τις εξισώσεις (3.24) και (3.25) μια πρόβλεψη της μελλοντικής τιμής του ρεύματος εξόδου για κάθε πιθανή διακοπτική του κατάσταση του αντιστροφέα, είναι απαραίτητη η διακριτοποίηση των εξισώσεων αυτών κάνοντας χρήση της μεθόδου του Euler.

Σύμφωνα λοιπόν με τη μέθοδο του Euler (ή διακριτοποίηση πρώτης τάξης) είναι δυνατό, δοθείσης μιας διαφορικής εξίσωσης πρώτης τάξης και μιας αρχικής συνθήκης για $t = t_0$, να προσεγγιστεί η τιμή της συνάρτησης για κάποια χρονική στιγμή $t = t_0 + h$ συναρτήσει του h. Προκειμένου να γίνει πιο κατανοητή η μέθοδος ας θεωρήσουμε τη διαφορική εξίσωση πρώτης τάξης:

$$\frac{dy(t)}{dt} + a \cdot y(t) = f(t) \tag{3.27}$$

με μια αρχική συνθήκη $y(t_0)$ για $t = t_0$. Ξεκινώντας από αυτή τη χρονική στιγμή, η τιμή της $y(t_0 + h)$ μπορεί να προσεγγιστεί από την τιμή της $y(t_0)$ συν το χρονικό βήμα h πολλαπλασιασμένο με την κλίση της συνάρτησης για $t = t_0$. Δηλαδή ισχύει ότι:

$$y(t_0 + h) \approx y(t_0) + h\left.\frac{dy(t)}{dt}\right|_{t=t_0} \tag{3.28}$$

από την οποία προκύπτει για την παράγωγο μια συνάρτησης σε ένα σημείο:

$$\left.\frac{dy(t)}{dt}\right|_{t=t_0} \approx \frac{y(t_0+h)-y(t_0)}{h} \tag{3.29}$$

Η σχέση (3.29) είναι πολύ σημαντική καθώς με βάση αυτή μπορούμε να προχωρήσουμε στη διακριτοποίηση των εξισώσεων (3.24) και (3.25). Έτσι θεωρώντας περίοδο δειγματοληψίας T_s και κάνοντας χρήση της μεθόδου του Euler μπορεί να εξαχθεί η σχέση:

$$\frac{di(t)}{dt} \approx \frac{i(k+1)-i(k)}{T_s} \tag{3.30}$$

,όπου $i(k)$ είναι η παρούσα δειγματοληπτούμενη τιμή του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα ενώ $i(k+1)$ είναι η τιμή του κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Έτσι, περνώντας από το συνεχή στο διακριτό χρόνο, οι εξισώσεις (3.24) και (3.25) γίνονται:

$$v_\alpha(k) = R \cdot i_\alpha(k) + L \cdot \frac{i_\alpha(k+1)-i_\alpha(k)}{T_s} \tag{3.31}$$

$$v_\beta(k) = R \cdot i_\beta(k) + L \cdot \frac{i_\beta(k+1)-i_\beta(k)}{T_s} \tag{3.32}$$

και τελικά για τις συνιστώσες του ρεύματος αλλά και το διάνυσμά του κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας έχουμε:

$$i_\alpha(k+1) = (1-\frac{RT_s}{L})i_\alpha(k) + \frac{T_s}{L}v_\alpha(k) \tag{3.33}$$

$$i_\beta(k+1) = (1-\frac{RT_s}{L})i_\beta(k) + \frac{T_s}{L}v_\beta(k) \tag{3.34}$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta}(k+1) = (1-\frac{RT_s}{L})\vec{i}_{\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{L}\vec{v}_{\alpha\beta}(k) \tag{3.35}$$

Δηλαδή αυτό που πετυχαίνουμε με το πέρασμα στο διακριτό χρόνο είναι η δημιουργία μιας πρόβλεψης της τιμής του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα για τη χρονική στιγμή $k+1$ συναρτήσει της μέτρησης του ρεύματος τη στιγμή k αλλά και την εφαρμοζόμενη διακοπτική κατάσταση (που εκφράζεται με το διάνυσμα τάσης $\vec{v}_{\alpha\beta}(k)$). Η μελλοντική αυτή τιμή του ρεύματος υπολογίζεται με βάση και τις επτά διακριτές διακοπτικές καταστάσεις (δηλαδή κατά τη χρονική στιγμή k πραγματοποιούνται επτά διαφορετικές προβλέψεις). Στη συνέχεια κάθε πρόβλεψη χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό μιας συνάρτησης κόστους (που θα αναλυθεί στην επόμενη ενότητα) και η διακοπτική κατάσταση που αντιστοιχεί στην πρόβλεψη που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση αυτή είναι που επιλέγεται να εφαρμοστεί. Αξίζει να σημειωθεί ότι η διακριτοποίηση πρώτης τάξης που επιλέχθηκε δίνει προσεγγιστικά αποτελέσματα ενώ υπάρχουν και άλλες μέθοδοι πιο ακριβείς. Η χρήση όμως αρκετά μικρής περιόδου δειγματοληψίας (που είναι δυνατή λόγω των

σημερινών ισχυρών μικροεπεξεργαστών) καθιστά τη μέθοδο του Euler αρκετά ακριβή και αξιόπιστη.

Μια παράμετρος που πρέπει να προσεχτεί αναφορικά με τις εξισώσεις (3.33)-(3.35) είναι ο χρόνος που απαιτείται για την πραγματοποίηση των υπολογισμών που καταλήγουν στη βέλτιστη δράση ελέγχου κατά την επόμενη περίοδο. Οι εξισώσεις αυτές υπολογίζονται με βάση τη μετρούμενη τιμή του ρεύματος τη χρονική στιγμή k και υποτίθεται ότι το διάνυσμα κατάστασης που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους εφαρμόζεται επίσης τη στιγμή k, γεγονός που είναι αδύνατο λόγω του χρόνου που απαιτεί η εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου ενώ μπορεί να οδηγήσει σε σφάλματα κατά την εφαρμογή. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί λαμβάνοντας υπόψη την καθυστέρηση αυτή στο προβλεπτικό μοντέλο.

Έτσι, θεωρώντας ότι το υπολογισμένο διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα θα εφαρμοστεί κατά τη χρονική στιγμή $k+1$, είναι απαραίτητο να προβλεφθεί η τιμή του ρεύματος εξόδου μέχρι τη χρονική στιγμή $k+2$. Μετακινώντας χρονικά τη (3.35) ένα βήμα μπροστά, η έκφραση για την το διάνυσμα του ρεύματος θα γίνει:

$$\vec{i}_{\alpha\beta}(k+2) = (1-\frac{RT_s}{L})\vec{i}_{\alpha\beta}(k+1) + \frac{T_s}{L}\vec{v}_{\alpha\beta}(k+1) \tag{3.36}$$

, όπου το $\vec{i}_{\alpha\beta}(k+1)$ υπολογίζεται από τη σχέση (3.35) με τη μέτρηση του ρεύματος και το διάνυσμα τάσης που εφαρμόζεται τη στιγμή k. Η τάση $\vec{v}_{\alpha\beta}(k+1)$ είναι αυτή που θα εφαρμοστεί κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Βέβαια, με την τεράστια προαναφερθείσα δυναμική των σημερινών επεξεργαστών που αναλαμβάνουν να εκτελέσουν τον αλγόριθμο του ελέγχου, η αρχική προσέγγιση των εξισώσεων (3.33)-(3.35) είναι αρκετά ικανοποιητική ενώ ο όγκος των υπολογισμών είναι μικρότερος.

- *Συνάρτηση κόστους*

Όπως έχει περιγραφεί, το κύριο χαρακτηριστικό του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου είναι η επιλογή του διανύσματος τάσης του αντιστροφέα που ελαχιστοποιεί μια συνάρτηση κόστους g. Στην περίπτωση του ελέγχου ρεύματος που εξετάζουμε, αυτό που μας ενδιαφέρει είναι η σύγκριση του προβλεπόμενου διανύσματος $\vec{i}_{\alpha\beta p}$ με ένα διάνυσμα ρεύματος αναφοράς $\vec{i}_{\alpha\beta}{}^*$ και η επιλογή της διακοπτική κατάστασης που κατά τη χρονική στιγμή της πρόβλεψης ελαχιστοποιεί το σφάλμα. Έτσι μια μορφή της συνάρτηση κόστους που εκφράζει το σφάλμα του ρεύματος εξόδου κατά την επόμενη περίοδο δειγματολειψίας είναι σε στατό πλαίσιο αναφοράς η:

$$g = \left|i_\alpha{}^* - i_\alpha{}^p\right| + \left|i_\beta{}^* - i_\beta{}^p\right| \tag{3.37}$$

Η προβλεπόμενη τιμή ρεύματος $(i_\alpha{}^p, i_\beta{}^p)$ που ελαχιστοποιεί τη g είναι και αυτή που επιλέγεται μέσω του αντίστοιχου διανύσματος τάσης του αντιστροφέα. Η συνάρτηση κόστους, που

συμβάλλει με την ελαχιστοποίησή της στην επιλογή της βέλτιστης διακοπτικής κατάστασης του αντιστροφέα, μπορεί να έχει διάφορες μορφές όπως:

$$g = \left| x^* - x_p \right| \tag{3.38}$$

$$g = \left| x^* - x_p \right|^2 \tag{3.39}$$

$$g = \frac{1}{T_s} \int^{T_s} \left[x^*(t) - x_p(t) \right] dt \tag{3.40}$$

Η διαφορά μεταξύ της (3.38) και (3.39) είναι ότι η δεύτερη αποτελεί μια συνάρτηση κόστους που δίνει μεγαλύτερη έμφαση στα μεγάλα σφάλματα παρά στα μικρότερα. Αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί προκειμένου να ελεγχθούν μεταβλητές πλησιέστερα στις τιμές αναφοράς και για να μειωθεί η διακύμανση του πλάτους τους. Στην πράξη, η μέτρηση του σφάλματος θα παράξει ένα γρηγορότερο ελεγκτή για τη συγκεκριμένη μεταβλητή, θα οδηγήσει, όμως σε υψηλότερη διακοπτική συχνότητα. Η συνάρτηση κόστους (3.40) λαμβάνει υπ' όψη την πρόβλεψη καθ' όλη τη διάρκεια της περιόδου δειγματοληψίας T_s, και όχι μόνο αυτή για τη χρονική στιγμή t_{k+1}. Έτσι, η μέση τιμή της μεταβλητής ελέγχου παραμένει πλησιέστερα στην τιμή αναφοράς, οδηγώντας σε ακριβέστερα αποτελέσματα. Θεωρώντας μεγάλες συχνότητες δειγματοληψίας, οι οποίες είναι δυνατές λόγω των σημερινών μικροεπεξεργαστών, οι τρεις παραπάνω συναρτήσεις κόστους δεν παρουσιάζουν σημαντικές διαφοροποιήσεις. Παρ' όλα αυτά, για λόγους απλότητας και μείωσης του υπολογιστικού όγκου, η (3.38) χρησιμοποιείται στην πράξη στις περισσότερες εφαρμογές.

- *Επιλογή διανύσματος κατάστασης αντιστροφέα*

Όπως προαναφέρθηκε, κατά την εκτέλεση του προτεινόμενου προβλεπτικού αλγορίθμου, η (3.35) υπολογίζεται για κάθε ένα από τα επτά επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα, δίνοντας επτά διαφορετικές προβλέψεις για το ρεύμα εξόδου. Το διάνυσμα τάσης, του οποίου η πρόβλεψη ρεύματος είναι πλησιέστερα στην αναμενόμενη τιμή αναφοράς, εφαρμόζεται στο φορτίο κατά τη δεδομένη περίοδο δειγματοληψίας. Κοινώς, το διάνυσμα που επιλέγεται είναι αυτό που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση:

$$g = \left| i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha(k+1) \right| + \left| i_\beta^*(k+1) - i_\beta(k+1) \right| \tag{3.41}$$

Η μελλοντική τιμή του ρεύματος αναφοράς $\vec{i}_{\alpha\beta}^{\,*}(k+1)$, όμως, που χρειάζεται για την παραπάνω εξίσωση είναι άγνωστη. Επομένως, θα πρέπει να προβλεφθεί από την παρούσα και από προηγούμενες τιμές του ρεύματος αναφοράς χρησιμοποιώντας μια παρέκταση δεύτερης τάξης που δίνεται από τη σχέση:

$$\vec{i}_{\alpha\beta}^{\,*}(k+1) = 3\vec{i}_{\alpha\beta}^{\,*}(k) - 3\vec{i}_{\alpha\beta}^{\,*}(k-1) + \vec{i}_{\alpha\beta}^{\,*}(k-2) \tag{3.42}$$

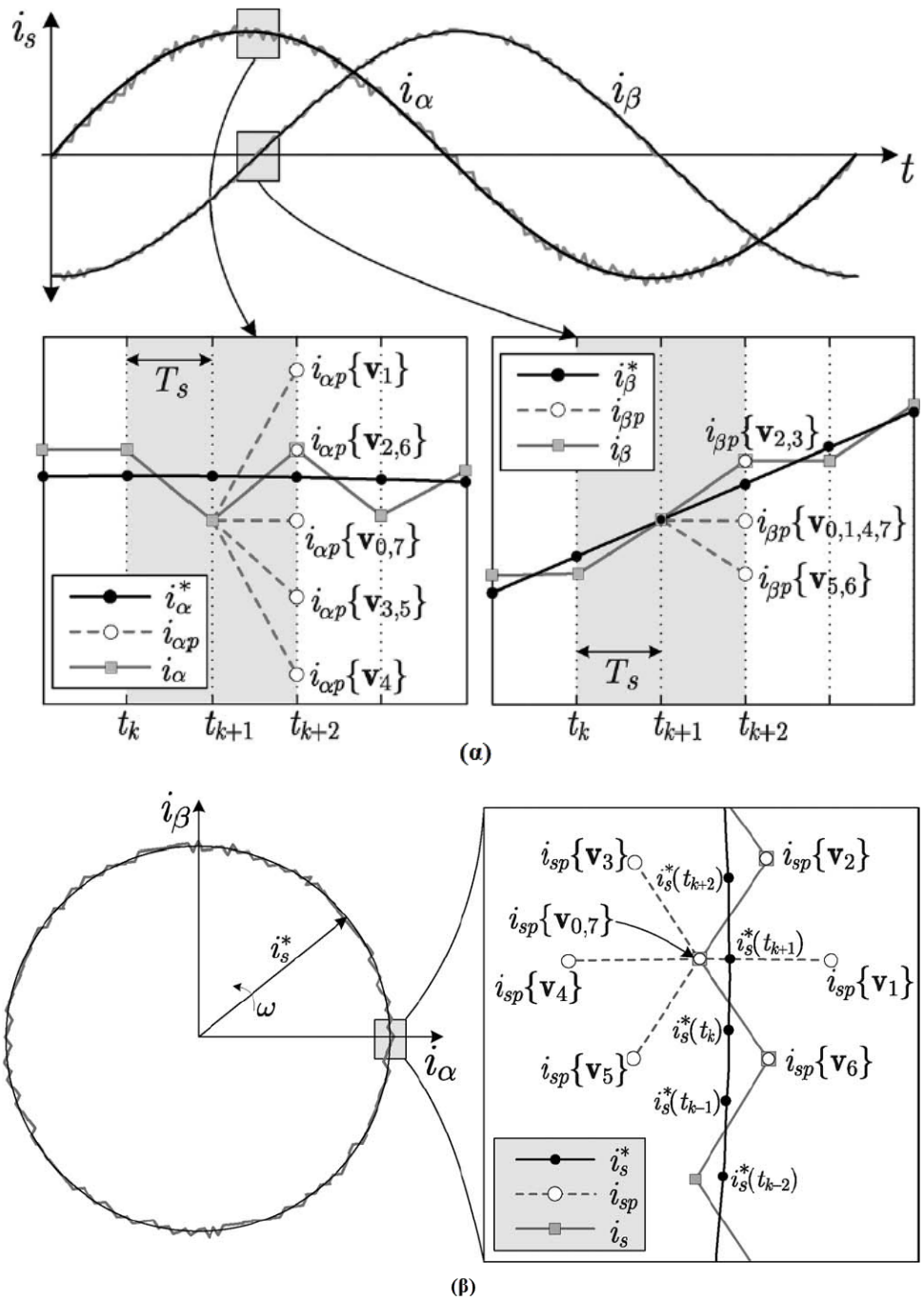
, η οποία προκύπτει από την παρέκταση κατά Lagrange για n=2 (quadratic Lagrange extrapolation) και είναι κατάλληλη για ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων του $\vec{i}_{\alpha\beta}^{\,*}$. Για επαρκώς μικρές

περιόδους δειγματοληψίας, όμως, μπορεί να υποτεθεί ότι $\vec{i}_{\alpha\beta}{}^{*}(k+1) = \vec{i}_{\alpha\beta}{}^{*}(k)$ με αποτέλεσμα να μην είναι αναγκαία η πραγματοποίηση της παραπάνω παρέκτασης και ο αλγόριθμος ελέγχου να παραμένει σχετικά απλός.

- *Διακοπτική συχνότητα*

Ίσως το βασικότερο μειονέκτημα του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου είναι η λειτουργία του αντιστροφέα (ή οποιουδήποτε άλλου μετατροπέα στον οποίο εφαρμόζεται) υπό μεταβλητή διακοπτική συχνότητα. Όπως είναι γνωστό, το φάσμα των αρμονικών συχνοτήτων της τάσης εξόδου ενός αντιστροφέα, που χρησιμοποιεί κάποια τεχνική PWM (π.χ. SPWM), συγκεντρώνεται γύρω από τη συχνότητα του φορέα και στα ακέραια πολλαπλάσια αυτής. Το φάσμα συχνοτήτων στην περίπτωση του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου παρουσιάζει παρόμοιες διακριτές φασματικές γραμμές, με τη διαφορά ότι δεν είναι τόσο συγκεντρωμένες αλλά περισσότερο ¨απλωμένες¨ στο πεδίο της συχνότητας. Το φαινόμενο αυτό οφείλεται στο γεγονός, ότι η διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα μπορεί να αλλάξει το πολύ μια φορά στη διάρκεια μιας περιόδου δειγματοληψίας (T_s) και έτσι η διακοπτική συχνότητα περιορίζεται στο μισό της συχνότητας δειγματοληψίας (f_s). Παρ' όλα αυτά , η διακοπτική κατάσταση δεν αλλάζει σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας (καθώς το βέλτιστο διάνυσμα τάσης του αντιστροφέα για την επόμενη χρονική στιγμή μπορεί να είναι αυτό που εφαρμόζεται ήδη), με αποτέλεσμα η μέση διακοπτική συχνότητα να είναι πάντα μικρότερη από το μισό της συχνότητας δειγματοληψίας ($f < f_s / 2$). Μελέτες και ερευνητικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι η μέση διακοπτική συχνότητα κυμαίνεται μεταξύ $f_s / 5$ και $f_s / 4$ [10].

Για την περαιτέρω κατανόηση της λειτουργίας του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος, τα Σχήματα 3.15(α) και (β) δείχνουν τη συμπεριφορά ενός συστήματος στο χρόνο και στο διανυσματικό επίπεδο αντίστοιχα:

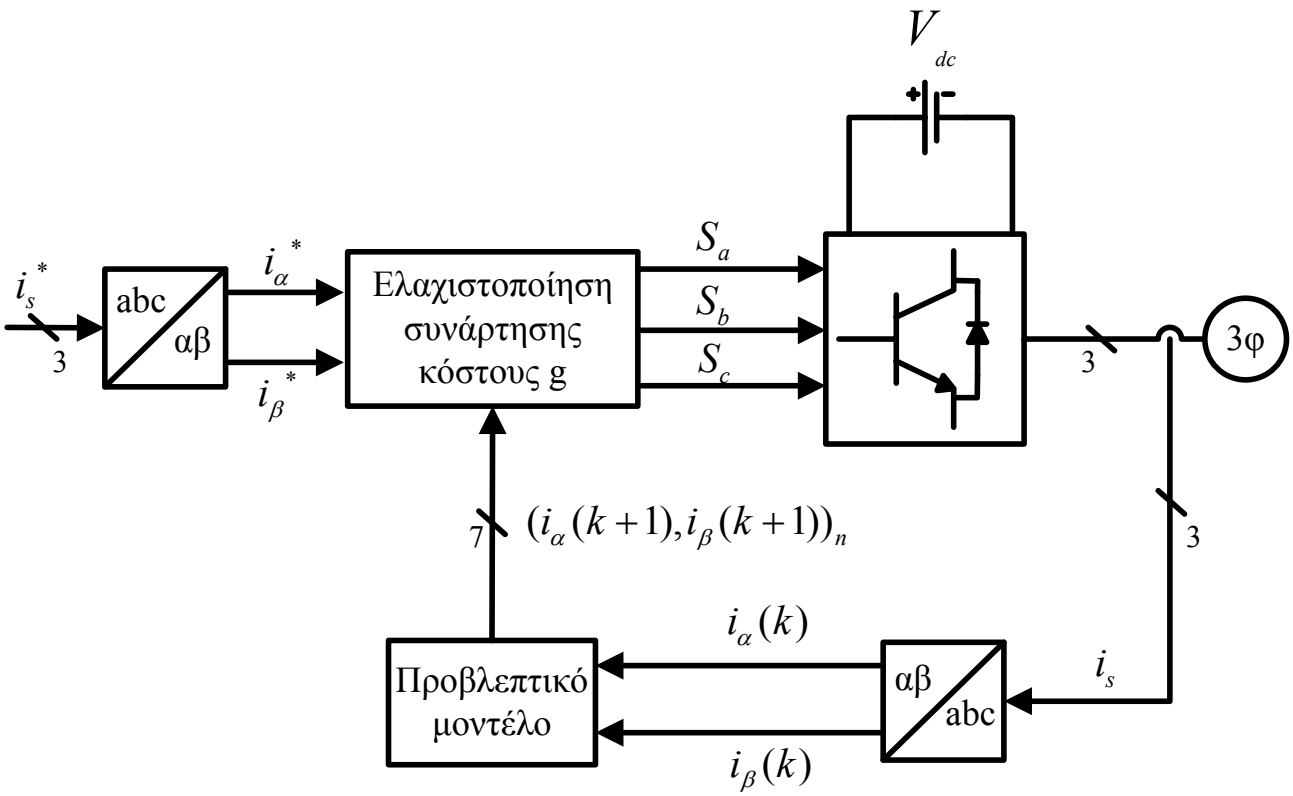


Σχήμα 3.15: Αρχή λειτουργίας Διακριτού Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελέγχου Ρεύματος. (α) Αναπαράσταση στο χρόνο (β) Διανυσματική αναπαράσταση

Οι σκιασμένες περιοχές αντιστοιχούν σε μια πρόβλεψη ρεύματος δύο βημάτων, όπως αυτή που δίνεται στη σχέση (3.36). Είναι αξιοσημείωτο ότι, ουσιαστικά, δύο μεταβλητές (i_α, i_β) ελέγχονται με μια ενιαία συνάρτηση κόστους όπως αυτή της σχέσης (3.37). Από τις κυματομορφές του Σχήματος 3.14(α) φαίνεται ξεκάθαρα ότι κάποια ζευγάρια διανυσμάτων έχουν την ίδια επίδραση στην α-συνιστώσα του ρεύματος εξόδου. Για παράδειγμα, τα V_2 και V_6 προκαλούν μια αύξηση της συνιστώσας i_α , ενώ τα V_3 και V_5 οδηγούν σε μια μείωση. Επιπρόσθετα, τα διανύσματα τάσης V_1

και V_4 έχουν ως αποτέλεσμα μια μεγαλύτερη αύξηση και μια μεγαλύτερη μείωση αντίστοιχα. Γι' αυτό άλλωστε, στη χρονική αναπαράσταση, η πρόβλεψη $i_{\alpha p}\{V_1\}$ είναι πιο πάνω από όλες τις προβλέψεις ρεύματος. Όπως είναι αναμενόμενο, τα μηδενικά διανύσματα V_0 και V_7 δε μεταβάλλουν τη συνιστώσα i_α καθόλου. Με τον ίδιο ακριβώς τρόπο, η συνιστώσα i_β αυξάνεται με τα V_2 , V_3 , μειώνεται για τα V_5 , V_6 και παραμένει ίδια για τα V_0, V_1, V_4 και V_7. Με βάση τις προβλέψεις του Σχήματος 3.14(α), τα βέλτιστα διανύσματα για τη i_α (δηλαδή τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα που τη χρονική στιγμή $k+2$ οδηγούν πιο κοντά στη συνιστώσα αναφοράς $i_\alpha{}^*$) είναι τα V_2 και V_6 ενώ για τη i_β τα V_2 , V_3. Η τελική επιλογή, που εκπληρώνει και τους δύο όρους, είναι το διάνυσμα V_2 πράγμα που φαίνεται και στη διανυσματική αναπαράσταση του Σχήματος 3.15(β).

Στο Σχήμα 3.16 φαίνεται το διάγραμμα ελέγχου του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για έναν τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων που τροφοδοτεί ένα τριφασικό φορτίο:



Σχήμα 3.16: Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος

3.4.2 Διακριτός Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος Ρεύματος σε Τριφασικό Αντιστροφέα Πηγής Τάσης Ουδέτερου Σημείου Τριών Επιπέδων (Three Level NPC Inverter)

Οι αρχές λειτουργίας του τριφασικού αντιστροφέα τριών επιπέδων ουδέτερου σημείου παρουσιάστηκαν στην Παράγραφο 2.3 του προηγούμενου Κεφαλαίου. Μια επιπλέον παράμετρος που πρέπει να λάβουμε υπ' όψη σε σχέση με την εφαρμογή του διακριτού μοντελοποιημένου ελέγχου ρεύματος σε έναν τυπικό τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων, είναι η εξισορρόπηση των τάσεων στα άκρα των δύο πυκνωτών εισόδου. Έτσι, εκτός από την πρόβλεψη των μελλοντικών τιμών ρευμάτων φορτιού, απαιτείται και η πρόβλεψη των μελλοντικών τιμών της διαφοράς δυναμικού στα άκρα των δύο πυκνωτών, προκειμένου να προστεθούν και αυτές σε μια ενιαία συνάρτηση κόστους. Η ελαχιστοποίηση της συνάρτησης αυτής θα καθορίσει τη βέλτιστη διακοπτική κατάσταση που βεβαιώνει: α) τη διατήρηση των ρευμάτων φορτίου όσο πιο κοντά γίνεται στις επιθυμητές αναφορές β) τη διατήρηση του μηδενικού δυναμικού στο ουδέτερο σημείο 0. Όπως γίνεται κατανοητό, θα πρέπει να εξαχθεί ένα μαθηματικό μοντέλο του συστήματος αντιστροφέα τριών επιπέδων, το οποίο θα περιγράφεται από τις εξισώσεις κατάστασης των τριών ρευμάτων φορτίου (i_a, i_b και i_c) και των τάσεων στα άκρα των δύο πυκνωτών εισόδου (V_{C1} και V_{C2}). Από τη διακριτοποίηση των εξισώσεων αυτών θα προκύψουν και οι προβλέψεις για τις μελλοντικές τιμές των μεγεθών που μας ενδιαφέρουν [16-17].

Από το κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα του Σχήματος 2.16 μπορούν να εξαχθούν οι εξισώσεις για τις τρείς φάσεις του:

$$\frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_a(t) + \frac{v_{an}(t)}{L} \tag{3.43}$$

$$\frac{di_b(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_b(t) + \frac{v_{bn}(t)}{L} \tag{3.44}$$

$$\frac{di_c(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_c(t) + \frac{v_{cn}(t)}{L} \tag{3.45}$$

Οι φασικές τάσεις του αντιστροφέα μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει των διαφορών δυναμικού σε σχέση με το ουδέτερο σημείο 0 σύμφωνα με τις σχέσεις (2.7)-(2.9), οι οποίες δίνονται και παρακάτω για λόγου ευκολίας:

$$v_{an} = \frac{2}{3} v_{a0} - \frac{1}{3} v_{b0} - \frac{1}{3} v_{c0} \tag{3.46}$$

$$v_{bn} = \frac{2}{3} v_{b0} - \frac{1}{3} v_{a0} - \frac{1}{3} v_{c0} \tag{3.47}$$

$$v_{cn} = \frac{2}{3} v_{c0} - \frac{1}{3} v_{a0} - \frac{1}{3} v_{b0} \tag{3.48}$$

Εν συνεχεία θα πρέπει να εκφράσουμε τις τάσεις v_{a0}, v_{b0} και v_{c0} ως προς τις τάσεις των δύο πυκνωτών εισόδου V_{C1} και V_{C2} αλλά συναρτήσει της εφαρμοζόμενης διακοπτικής κατάστασης. Με βάση την ανάλυση της παραγράφου 2.3 για τις επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις του τριφασικού αντιστροφέα τριών επιπέδων, μπορεί να οριστεί η μεταβλητή $\gamma_k(t)$ η οποία περιγράφει την έξοδο της ημιγέφυρας k του αντιστροφέα ($k = 1,2,3$):

$$\gamma_k(t) = \begin{cases} 1 \text{ αν } (Q_{k1} \text{ και } Q_{k2}) \text{κλειστοί και } (Q_{k3} \text{ και } Q_{k4}) \text{ανοιχτοί} \\ 0 \text{ αν } (Q_{k2} \text{ και } Q_{k3}) \text{κλειστοί και } (Q_{k1} \text{ και } Q_{k4}) \text{ανοιχτοί} \\ -1 \text{ αν } (Q_{k3} \text{ και } Q_{k4}) \text{κλειστοί και } (Q_{k1} \text{ και } Q_{k2}) \text{ανοιχτοί} \end{cases} \tag{3.49}$$

Έτσι, όπως προκύπτει από το κύκλωμα του Σχήματος 2.16, η τάση v_{a0} ως προς τις τάσεις V_{C1}, V_{C2} και με βάση τις σχέσεις (3.49) για την ημιγέφυρα που αντιστοιχεί στη φάση a, γράφεται:

$$v_{a0} = \frac{\gamma_1(1+\gamma_1)V_{C1} + \gamma_1(1-\gamma_1)V_{C2}}{2} \tag{3.50}$$

Δηλαδή, αν για παράδειγμα βρισκόμαστε στην Κατάσταση Β, όπου άγει μόνο η κάτω ομάδα διακοπτών Q_{13} και Q_{14} και ισχύει $\gamma_1 = -1$, η τάση που θα εφαρμοστεί ανάμεσα στη φάση a και το ουδέτερο σημείο 0 θα είναι $v_{a0} = -V_{C2}$. Αντίστοιχα για τις τάσεις των άλλων δύο φάσεων ισχύουν οι σχέσεις:

$$v_{b0} = \frac{\gamma_2(1+\gamma_2)V_{C1} + \gamma_2(1-\gamma_2)V_{C2}}{2} \tag{3.51}$$

$$v_{c0} = \frac{\gamma_3(1+\gamma_3)V_{C1} + \gamma_3(1-\gamma_3)V_{C2}}{2} \tag{3.52}$$

Προκειμένου να απλοποιήσουμε τις παραπάνω εξισώσεις, μπορούμε να ορίσουμε τις παρακάτω μεταβλητές:

$$X_k = \frac{\gamma_\kappa(1+\gamma_\kappa)}{2} \tag{3.53}$$

$$Y_k = \frac{\gamma_\kappa(1-\gamma_\kappa)}{2} \tag{3.54}$$

Τελικά, λόγω των εξισώσεων 3.46-3.54, οι εξισώσεις των τριών φάσεων (3.43)-(3.45) γίνονται:

$$\frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_a(t) + \frac{1}{3}(2X_1 - X_2 - X_3)\frac{V_{C1}(t)}{L} + \frac{1}{3}(2Y_1 - Y_2 - Y_3)\frac{V_{C2}(t)}{L} \tag{3.55}$$

$$\frac{di_b(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_b(t) + \frac{1}{3}(-X_1 + 2X_2 - X_3)\frac{V_{C1}(t)}{L} + \frac{1}{3}(-Y_1 + 2Y_2 - Y_3)\frac{V_{C2}(t)}{L} \tag{3.56}$$

$$\frac{di_c(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_c(t) + \frac{1}{3}(-X_1 - X_2 + 2X_3)\frac{V_{C1}(t)}{L} + \frac{1}{3}(-Y_1 - Y_2 + 2Y_3)\frac{V_{C2}(t)}{L} \tag{3.57}$$

Προκειμένου να εισάγουμε τις παραγώγους των τάσεων εισόδου στις εξισώσεις κατάστασης του συστήματος, εφαρμόζουμε το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff για τον αντιστροφέα του Σχήματος 2.16 και παίρνουμε:

$$i_{C1}(t) = i(t) + i_0(t) \Leftrightarrow$$

$$\frac{dV_{C1}(t)}{dt} = -X_1 \frac{i_a(t)}{C} - X_2 \frac{i_b(t)}{C} - X_3 \frac{i_c(t)}{C} + \frac{i_0(t)}{C} \tag{3.58}$$

$$\frac{dV_{C2}(t)}{dt} = -Y_1 \frac{i_a(t)}{C} - Y_2 \frac{i_b(t)}{C} - Y_3 \frac{i_c(t)}{C} + \frac{i_0(t)}{C} \tag{3.59}$$

Τελικά, οι εξισώσεις κατάστασης του συστήματος σε μορφή πίνακα είναι:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{A_{11}}{L} & \frac{A_{12}}{L} \\ 0 & \frac{-R}{L} & 0 & \frac{A_{21}}{L} & \frac{A_{22}}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} & \frac{A_{31}}{L} & \frac{A_{32}}{L} \\ \frac{-X_1}{C} & \frac{-X_2}{C} & \frac{-X_3}{C} & 0 & 0 \\ \frac{-Y_1}{C} & \frac{-Y_2}{C} & \frac{-Y_3}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{i_0}{C} \\ \frac{i_0}{C} \end{bmatrix} \tag{3.60}$$

, όπου:

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \\ A_{31} & A_{32} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2X_1 - X_2 - X_3 & 2Y_1 - Y_2 - Y_3 \\ -X_1 + 2X_2 - X_3 & -Y_1 + 2Y_2 - Y_3 \\ -X_1 - X_2 + 2X_3 & -Y_1 - Y_2 + 2Y_3 \end{bmatrix} \tag{3.61}$$

Μετασχηματίζοντας τις εξισώσεις (3.60) σε στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta$, παίρνουμε:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & \frac{X_\alpha}{L} & \frac{Y_\alpha}{L} \\ 0 & \frac{-R}{L} & \frac{X_\beta}{L} & \frac{Y_\beta}{L} \\ \frac{-X_\alpha}{C} & \frac{-X_\beta}{C} & 0 & 0 \\ \frac{-Y_\alpha}{C} & \frac{-Y_\beta}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{i_0}{C} \\ \frac{i_0}{C} \end{bmatrix} \tag{3.62}$$

Εφαρμόζοντας της διακριτοποίηση πρώτης τάξης στις παραπάνω εξισώσεις, η οποία παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο, καταλήγουμε στις μελλοντικές τιμές των συνιστωσών του ρεύματος φορτίου και των τάσεων των δύο πυκνωτών εισόδου:

$$i_\alpha(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_\alpha(k) + \frac{X_\alpha T_s}{L}V_{C1}(k) + \frac{Y_\alpha T_s}{L}V_{C2}(k) \tag{3.63}$$

$$i_\beta(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_\beta(k) + \frac{X_\beta T_s}{L}V_{C1}(k) + \frac{Y_\beta T_s}{L}V_{C2}(k) \tag{3.64}$$

$$V_{C1}(k+1) = V_{C1}(k) - \frac{X_\alpha T_s}{C}i_\alpha(k) - \frac{X_\beta T_s}{C}i_\beta(k) + \frac{T_s}{C}i_0(k) \tag{3.65}$$

$$V_{C2}(k+1) = V_{C2}(k) - \frac{Y_\alpha T_s}{C}i_\alpha(k) - \frac{Y_\beta T_s}{C}i_\beta(k) + \frac{T_s}{C}i_0(k) \tag{3.66}$$

Τα μεγέθη που μετρούνται από το κύκλωμα ισχύος προκειμένου να πάρουμε τις παραπάνω προβλέψεις είναι τα τρία ρεύματα φάσεων $i_a(k)$, $i_b(k)$ και $i_c(k)$ (από τα οποία με μετασχηματισμό σε $\alpha\beta$ επίπεδο προκύπτουν τα $i_a(k)$ και $i_\beta(k)$) και ο τάσεις στα άκρα των πυκνωτών εισόδου $V_{C1}(k)$ και $V_{C2}(k)$. Καθώς το ρεύμα $i_0(k)$ δεν μετράται, οι εξισώσεις (3.65) και (3.66) δεν μπορούν να υπολογιστούν άμεσα. Καθώς, όμως, μας ενδιαφέρει η εξίσωση των τάσεων V_{C1} και V_{C2}, θέλουμε το σφάλμα $V_{C1}(k+1) - V_{C2}(k+1)$ να είναι ελάχιστο. Η τιμή του σφάλματος αυτού είναι ανεξάρτητη από το $i_0(k)$ και δίνεται από τη σχέση:

$$V_{C1}_V_{C2}(k+1) = V_{C1}(k) - V_{C2}(k) + (Y_\alpha - X_\alpha)\frac{T_s}{C}i_\alpha(k) + (Y_\beta - X_\beta)\frac{T_s}{C}i_\beta(k) \tag{3.67}$$

Οι προβλέψεις των σχέσεων (3.63),(3.64) και (3.67) πραγματοποιούνται και για τις 27 διακριτές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα και χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό μιας συνάρτησης κόστους, της οποίας μια πιθανή μορφή είναι:

$$g = q\left|i_{\alpha}^{*}(k+1) - i_{\alpha}(k+1)\right| + w\left|i_{\beta}^{*}(k+1) - i_{\beta}(k+1)\right| + r\left|V_{C1}_V_{C2}(k+1)\right| \qquad (3.68)$$

, όπου i_{α}^{*} και i_{β}^{*} είναι οι μετασχηματισμένες σε στατό πλαίσιο αναφοράς συνιστώσες του τριφασικού συστήματος ρευμάτων αναφοράς και q, w και r είναι παράγοντες βάρους (weighting factors). Η διακοπτική κατάσταση που αντιστοιχεί στις προβλέψεις ρευμάτων και τάσεων και ελαχιστοποιεί την παραπάνω εξίσωση, είναι και αυτή που επιλέγεται για εφαρμογή στην παρούσα περίοδο δειγματοληψίας.

PQ ΕΛΕΓΧΟΣ 4

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Με την απελευθέρωση της αγοράς ενέργειας και τη δέσμευση για μείωση της εκπομπής των αερίων του θερμοκηπίου από τις συμβατικές μονάδες παραγωγής, η διεσπαρμένη παραγωγή, που στηρίζεται σε ανανεώσιμες πηγές (ανεμογεννήτριες, φωτοβολταϊκά κτλ), προβάλλει ως μια σημαντική δυνατότητα για την κάλυψη της διαρκώς αυξανόμενης παγκόσμιας ζήτησης για ηλεκτρική ενέργεια. Η χρήση DC-AC μετατροπέων (αντιστροφέων), για τη διασύνδεση τέτοιων μονάδων στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, έχει επικρατήσει να είναι ο κανόνας ενώ στη συντριπτική πλειοψηφία τους οι αντιστροφείς αυτοί (είτε μονοφασικοί είτε τριφασικοί) είναι τύπου πηγής τάσης (voltage source inverters). Η αναγκαιότητα του κατάλληλου ελέγχου των αντιστροφέων, στην περίπτωση που λειτουργούν παράλληλα με τις συμβατικές μονάδες παραγωγής, έγκειται αφενός στην τήρηση των απαιτούμενων κριτηρίων διασύνδεσης και ποιότητας ηλεκτρικής ισχύος, αφετέρου στον έλεγχο της διακινούμενης ισχύος (ενεργού και αέργου) από και προς το δίκτυο (PQ έλεγχος).

Μιας και μια μονάδα διεσπαρμένης παραγωγής δεν πρέπει να ρυθμίζει την τάση στο σημείο κοινής σύνδεσης, η ποιότητα και το μέγεθος της παραγόμενης ισχύος εξαρτάται από το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα. Έτσι ρεύμα καλής ποιότητας (χαμηλού THD) αποτελεί τη βασική προϋπόθεση διασύνδεσης ενώ η ρύθμιση του μέτρου και της φάσης του οδηγεί στον προσδιορισμό της ενεργής και αέργου ισχύος που απορροφάται από το ζυγό διασύνδεσης (μιας και η τάση σε αυτόν είναι δεδομένη).

Αν και στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί και σχήματα ελέγχου ρεύματος και ελέγχου τάσης, η μέθοδος ελέγχου του ρεύματος εξόδου των αντιστροφέων προτιμάται για την πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά της και την εγγενή προστασία από υπερεντάσεις. Οι περισσότερες τεχνικές ελέγχου ρεύματος των τριφασικών αντιστροφέων πηγής τάσης έχουν την κοινή δομή ενός εσωτερικού βρόχου ανάδρασης ρεύματος, ο οποίος εκπληρώνεται σε δύο στάδια: τη σύγκριση των μετρούμενων από τη γραμμή διασύνδεσης ρευμάτων με κάποια ρεύματα αναφοράς (τα οποία υπαγορεύονται από τη δεδομένη απαίτηση παρεχόμενης ισχύος) και εν συνεχεία την παραγωγή των παλμών έναυσης των ημιαγωγικών διακοπτών του αντιστροφέα. Οι τεχνικές αυτές ελέγχου μπορούν να καταταγούν σε δύο ευρύτερες κατηγορίες: τους γραμμικούς και τους μη γραμμικούς ελεγκτές.

Στην πρώτη κατηγορία, κυρίαρχη θέση καταλαμβάνουν οι ελεγκτές ρεύματος που βασίζονται στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM ή SVPWM), μπορούν δε να υλοποιηθούν με οποιαδήποτε άλλη γνωστή PWM τεχνική (π.χ. SPWM). Οι ελεγκτές αυτοί κάνουν σαφή διαχωρισμό των δύο σταδίων που περιγράφηκαν παραπάνω (σύγκριση ρευμάτων και παραγωγή PWM), κάνοντας έτσι δυνατή την πλήρη αξιοποίηση

των πλεονεκτημάτων του διανυσματικού ελέγχου. Αυτά είναι η σταθερή διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα, το καλά καθορισμένο φάσμα αρμονικών συχνοτήτων και η βέλτιστη επιλογή διακοπτικών καταστάσεων. Από τη άλλη ο SVPWM αποτελεί ελεγκτή τύπου τάσης, δηλαδή δέχεται ως αναφορά ένα διάνυσμα τάσης το οποίο και καλείται να ακολουθήσει. Έτσι ο καθορισμός των ρευμάτων του αντιστροφέα (που είναι και ο βασικός στόχος στον PQ έλεγχο) γίνεται εμμέσως μέσω του καθορισμού της τάσης του. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε προβλήματα λόγω των διαταραχών της τάσης και της μη γραμμικότητας του δικτύου αλλά και λόγω της έλλειψης εγγενούς προστασίας από υπερεντάσεις. Τέλος η αναγκαία παρουσία PI (ή PID) ελεγκτή μπορεί να οδηγεί σε καλές κυματομορφές ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση αλλά η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος υστερεί.

Η κατηγορία των μη γραμμικών ελεγκτών είναι μεγαλύτερη και περιλαμβάνει κάποια αρκετά περίπλοκα σχήματα. Ίσως το απλούστερο στη σχεδίαση και το πιο ευρέως διαδεδομένο είναι ο έλεγχος ρεύματος με βρόχο υστέρησης (Hysteresis Current Control ή HCC). Σε αυτό οι παλμοί των ημιαγωγών παράγονται απευθείας από τη σύγκριση των μετρούμενων ρευμάτων του αντιστροφέα με τα ρεύματα αναφοράς χωρίς τη χρήση PI ελεγκτή. Έτσι το σύστημα έχει καλή δυναμική συμπεριφορά μεν, αλλά η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα και το μεγάλο THD του ρεύματος αποτελούν σημαντικά μειονεκτήματα.

Μια ιδιαίτερα υποσχόμενη τεχνική της κατηγορίας των μη γραμμικών ελεγκτών αποτελεί ο προβλεπτικός άμεσος έλεγχος ισχύος (Predictive Direct Power Control) που κάνει χρήση του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου. Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή, κάθε χρονική στιγμή k δημιουργούνται προβλέψεις τόσο για την ενεργό όσο και για την άεργο ισχύ που παρέχεται στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας σε ένα χρονικό ορίζοντα N (π.χ. δημιουργούνται οι προβλέψεις $P(k+1)$ και $Q(k+1)$ της ενεργού και αέργου ισχύος αντίστοιχα για την επόμενη χρονική στιγμή $k+1$). Όπως έχει αναλυθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο για το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος, οι προβλέψεις αυτές πραγματοποιούνται για όλες τις επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα. Έτσι για έναν αντιστροφέα δύο επιπέδων, δημιουργούνται επτά διαφορετικές προβλέψεις, οι οποίες χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό μιας συνάρτησης κόστους. Η διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους είναι και αυτή που επιλέγεται ως η βέλτιστη. Η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα παραμένει πρόβλημα, το THD του ρεύματος όμως είναι μικρότερο και η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος είναι εξαιρετική.

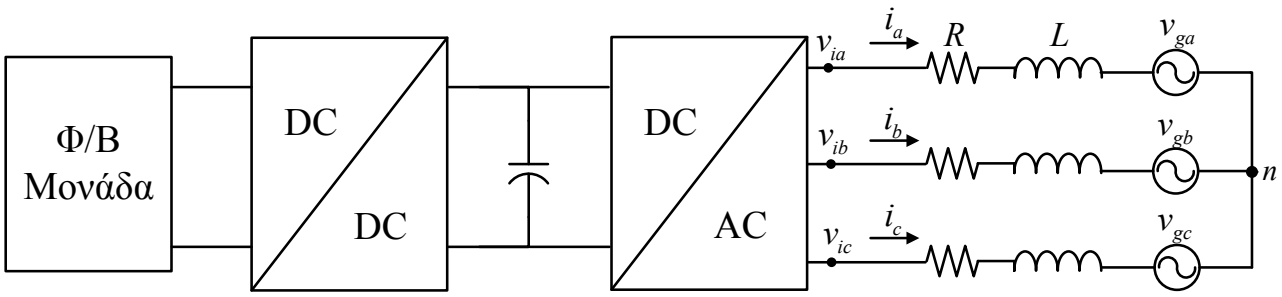
Κατά τη διασύνδεση των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στον έλεγχό τους. Οι αρμοδιότητες του ελέγχου μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες:

- Έλεγχος από την πλευρά της εισόδου: κύριος στόχος αυτού του κομματιού του ελέγχου είναι να απορροφηθεί η μέγιστη ισχύς από την πηγή εισόδου (π.χ. φωτοβολταϊκή μονάδα). Επιπρόσθετη προστασία του μετατροπέα που χρησιμοποιείται για αυτή την εργασία θα πρέπει να ληφθεί υπ' όψη.

- Έλεγχος από την πλευρά του δικτύου, ο όποιος έχει τους εξής στόχους:
  - έλεγχος της ενεργού ισχύος που απορροφάται από το δίκτυο
  - έλεγχος της αέργου ισχύος που μεταφέρεται από ή προς το δίκτυο

- έλεγχος της DC τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα
- διασφάλιση υψηλής ποιότητας παρεχόμενης ισχύος
- συγχρονισμός με το δίκτυο

Ένα τυπικό σχήμα διασύνδεσης φωτοβολταϊκής μονάδας στο δίκτυο ηλεκτρική ενέργειας φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα:



Σχήμα 4.1: Τυπικό σχήμα διασύνδεσης φωτοβολταϊκής μονάδας στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

Ένας DC-DC μετατροπέας είναι απαραίτητος για τη διατήρηση της συνεχούς τάσης στην είσοδο του μετατροπέα σε επίπεδα που διασφαλίζουν την καλή ποιότητα ρεύματος που τροφοδοτεί το δίκτυο. Συγκεκριμένα η συνεχής τάση πρέπει να είναι επαρκώς υψηλή προκειμένου να αποφευχθούν οι αρμονικές χαμηλής τάξης για το ρεύμα εξόδου, οι οποίες οφείλονται στην υπερδιαμόρφωση του αντιστροφέα. Στη συνέχεια, ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης συνδέεται μέσω φίλτρου για την εξομάλυνση του ρεύματος στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας (η ωμική αντίσταση είναι συνήθως πολύ μικρή και πρακτικά μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα). Ο έλεγχος της διακινούμενης ενεργού και αέργου ισχύος (PQ έλεγχος) στηρίζεται στη διαρκή μέτρηση των τάσεων του δικτύου (v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}) καθώς και των ρευμάτων της γραμμής διασύνδεσης (i_a, i_b, i_c) και τη σύγκρισή τους με τα μεγέθη αναφοράς (ενεργός και άεργος ισχύς) προκειμένου να επιτευχθεί ο στόχος.

Στην πορεία του κεφαλαίου θα περιγραφεί αρχικά η διαδικασία κατασκευής ενός γραμμικού PQ ελεγκτή που στηρίζεται στην τεχνική PWM με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM ή SVPWM). Εν συνεχεία θα δοθεί αναλυτικά η δομή του μη γραμμικού PQ ελεγκτή που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (ή προβλεπτικό άμεσο έλεγχο ισχύος). Σημειώνεται ότι η ανάλυση και στις δύο περιπτώσεις επικεντρώνεται στον έλεγχο του αντιστροφέα (δηλαδή η DC τάση εισόδου του θεωρείται σταθερή και επαρκώς μεγάλη για τις απαιτήσεις ισχύος). Και τα δύο σχήματα ελέγχου είναι γενικευμένα και ανεξάρτητα από την πηγή εισόδου ενώ μπορούν να θεωρηθούν επαρκή για μικρής κλίμακας μονάδες, τυπικά μέχρι κάποιες δεκάδες KW, προκειμένου να διασυνδεθούν στο δίκτυο χαμηλής τάσης.

4.2 PQ ΕΛΕΓΧΟΣ ΒΑΣΙΣΜΕΝΟΣ ΣΤΗΝ ΤΧΝΙΚΗ PWM ΜΕ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΑ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ (SVPWM)

Ο έλεγχος ισχύος, ενός συνδεδεμένου στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης, με την τεχνική SVPWM μπορεί να διαχωριστεί σε δύο ανεξάρτητα στάδια. Το πρώτο αφορά έναν εξωτερικό ελεγκτή για την παραγωγή του κατάλληλου περιστρεφόμενου διανύσματος αναφοράς τάσης που δίνεται ως είσοδος στο δεύτερο στάδιο, το οποίο είναι υπεύθυνο για την παραγωγή των παλμών των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα σύμφωνα με την τεχνική SVPWM (η μέθοδος αυτή έχει μελετηθεί αναλυτικά στην Παράγραφο 2.2.2.2). Προκειμένου να παραχθεί το επιθυμητό διάνυσμα τάσης, τα μετρούμενα ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα μετασχηματίζονται σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (το οποίο περιστρέφεται με την ηλεκτρική συχνότητα ω_e της τάσης του δικτύου) ενώ ο συγχρονισμός με το δίκτυο επιτυγχάνεται με κατάλληλη μέθοδο ανίχνευσης φάσης (PLL ή Phase-Locked Loop). Από τις συνιστώσες των μετασχηματισμένων ρευμάτων και από αυτές των ρευμάτων αναφοράς (τα οποία προκύπτουν από τη δεδομένη απαίτηση για ενεργό και άεργο ισχύ) παράγεται μέσω PI ελεγκτών το επιθυμητό περιστρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς. Η χρήση στατού πλαισίου αναφοράς για το μετασχηματισμό των ρευμάτων είναι επίσης δυνατή, παρ' όλα αυτά δεν προτιμάται, λόγω των σφαλμάτων που εισάγουν οι PI ελεγκτές στο πλάτος και τη φάση κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Αντίθετα, όταν τα ρεύματα μετασχηματίζονται σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, οπότε μετατρέπονται σε dc ποσότητες (στην περίπτωση συμμετρικών ημιτονοειδών κυματομορφών και τέλειου συγχρονισμού με το δίκτυο), οι PI ελεγκτές επιτυγχάνουν μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης λειτουργίας [23-24],[26].

Από το διάγραμμα του Σχήματος 4.1 μπορούν να εξαχθούν οι παρακάτω εξισώσεις για τις φασικές τάσεις του αντιστροφέα:

$$v_{ian}(t) = Ri_a(t) + L\frac{di_a(t)}{dt} + v_{ga}(t) \tag{4.1}$$

$$v_{ibn}(t) = Ri_b(t) + L\frac{di_b(t)}{dt} + v_{gb}(t) \tag{4.2}$$

$$v_{icn}(t) = Ri_c(t) + L\frac{di_c(t)}{dt} + v_{gc}(t) \tag{4.3}$$

όπου $v_{ikn}(t),\ k = a,b,c$ είναι οι τάσεις των τριών φάσεων του αντιστροφέα ως προς τον ουδέτερο του δικτύου, $v_{gk},\ k = a,b,c$ οι τάσεις των τριών φάσεων του δικτύου ως προς τον ουδέτερο, L η τιμή της επαγωγής του πηνίου διασύνδεσης και R η ωμική αντίσταση της γραμμής διασύνδεσης (η οποία είναι πολύ μικρή και μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα).

Μετασχηματίζοντας τις παραπάνω εξισώσεις σε στατό πλαίσιο αναφοράς (μετασχηματισμός Clarke), κάνοντας χρήση της σχέσης Π.8 του ΠΑΡΑΤΗΜΑΤΟΣ, παίρνουμε τις παρακάτω συνιστώσες για το $\alpha\beta$ επίπεδο:

$$v_{i\alpha}(t) = Ri_{\alpha}(t) + L\frac{di_{\alpha}(t)}{dt} + v_{g\alpha}(t) \tag{4.4}$$

$$v_{i\beta}(t) = Ri_{\beta}(t) + L\frac{di_{\beta}(t)}{dt} + v_{g\beta}(t) \tag{4.5}$$

ενώ σε μορφή διανύσματος προκύπτει η σχέση:

$$\vec{v}_{i\ \alpha\beta}(t) = R\vec{i}_{\alpha\beta}(t) + L\frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}(t)}{dt} + \vec{v}_{g\ \alpha\beta}(t) \tag{4.6}$$

Όπως παρατηρούμε από τις σχέσεις (4.4) και (4.5), οι συνιστώσες που παράγονται από το μετασχηματισμό σε στατό πλαίσιο αναφοράς είναι μεταβαλλόμενες στο χρόνο ενώ αντίστοιχα το διάνυσμα της σχέσης (4.6) είναι ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα το όποιο στρέφεται με τη γωνιακή ταχύτητα ω_e των τάσεων του δικτύου. Όπως αναφέρθηκε και πρωτύτερα, η χρήση PI ελεγκτών για τη ρύθμιση των ρευμάτων εξόδου του αντιστροφέα υπαγορεύει τη χρήση σταθερών στο χρόνο μεγεθών προκειμένου να μειωθούν τα σφάλματα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Έτσι, αξιοποιώντας τη σχέση Π.18 του ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΟΣ και θεωρώντας ανθωρολογιακή φορά περιστροφής του διανύσματος (4.6), μπορούμε να μετασχηματίσουμε τις σχέσεις (4.4) και (4.5) σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{id} \\ v_{iq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i\alpha} \\ v_{i\beta} \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ri_{\alpha} \\ Ri_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L\dfrac{di_{\alpha}}{dt} \\ L\dfrac{di_{\beta}}{dt} \end{bmatrix} \\
&\quad + \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.7}$$

ή

$$\begin{bmatrix} v_{id} \\ v_{iq} \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \cdot L\frac{d}{dt}\left\{\begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}\right\} + \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

ή

$$\begin{bmatrix} v_{id} \\ v_{iq} \end{bmatrix} = L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + R\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e L\begin{bmatrix} -i_q \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} \tag{4.9}$$

Τελικά, θεωρώντας τα μεγέθη i_d και i_q πρακτικά σταθερά, οι συνιστώσες των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα στο σύγχρονα περιστρεφόμενο $d-q$ πλαίσιο είναι:

$$v_{id} = Ri_d - \omega_e L i_q + v_{gd} \tag{4.10}$$

$$v_{iq} = Ri_q + \omega_e L i_d + v_{gq} \tag{4.11}$$

ενώ σε μορφή σταθερού στο χώρο διανύσματος:

$$\begin{aligned} \vec{v}_{i\,dq} &= v_{id} + jv_{iq} = \\ &= R\vec{i}_{dq} + j\omega_e L\vec{i}_{dq} + \vec{v}_{\mathrm{g}\,dq} \end{aligned} \tag{4.12}$$

Όπως προαναφέρθηκε, ο συγχρονισμός με το δίκτυο και η ανάκτηση της ηλεκτρικής συχνότητας ω_e που χρησιμοποιείται στις σχέσεις (4.7) και (4.8), γίνεται μέσω κατάλληλης μεθόδου ανίχνευσης φάσης (PLL ή Phase-Locked Loop). Σε γενικές γραμμές μια μονάδα PLL είναι ένα σύστημα ελέγχου, το οποίο προσπαθεί να παράξει ένα σήμα εξόδου του οποίου η φάση σχετίζεται με τη φάση του σήματος εισόδου. Το κύκλωμα ανίχνευσης φάσης συγκρίνει τη φάση του σήματος εισόδου με τη φάση ενός σήματος παραγόμενο από έναν ταλαντωτή και προσαρμόζει τη συχνότητα του ταλαντωτή προκειμένου να παραμένουν τα δύο σήματα συμφασικά. Ως γνωστόν η συχνότητα είναι η παράγωγος της φάσης. Έτσι διατηρώντας τα σήματα εισόδου και εξόδου συμφασικά έχει ως αποτέλεσμα τα δύο σήματα να έχουν την ίδια συχνότητα. Δηλαδή μια μονάδα PLL μπορεί να ανιχνεύσει τη συχνότητα ενός σήματος εισόδου ή να παράξει μια συχνότητα πολλαπλάσια αυτής.

Από τις σχέσεις (4.10) και (4.11) παρατηρούμε ότι, καθώς οι τιμές R και L είναι γνωστές ενώ οι τάσεις και η συχνότητα του δικτύου μετρώνται και είναι και αυτά γνωστά, ο καθορισμός των συνιστωσών του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα i_d και i_q προσδιορίζει και τις συνιστώσες των φασικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα v_{id} και v_{iq} στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Ο μετασχηματισμός, εν συνεχεία, αυτών των συνιστωσών στο στατό πλαίσιο αναφοράς θα παράξει το περιστρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς τάσης που πρέπει να δοθεί ως είσοδος προκειμένου να παραχθούν οι παλμοί των διακοπτών του αντιστροφέα σύμφωνα με την τεχνική SVPWM. Τα σφάλματα των διαρκώς μετρούμενων ρευμάτων σε σχέση με κάποια ρεύματα αναφοράς (τα οποία καθορίζονται σύμφωνα με τις απαιτήσεις για ενεργό και άεργο ισχύ) δίνονται στην είσοδο PI ελεγκτών (ένας για κάθε συνιστώσα του ρεύματος) προκειμένου να υπολογιστούν οι εξισώσεις (4.10) και (4.11) και εν συνεχεία το διάνυσμα αναφοράς τάσης.

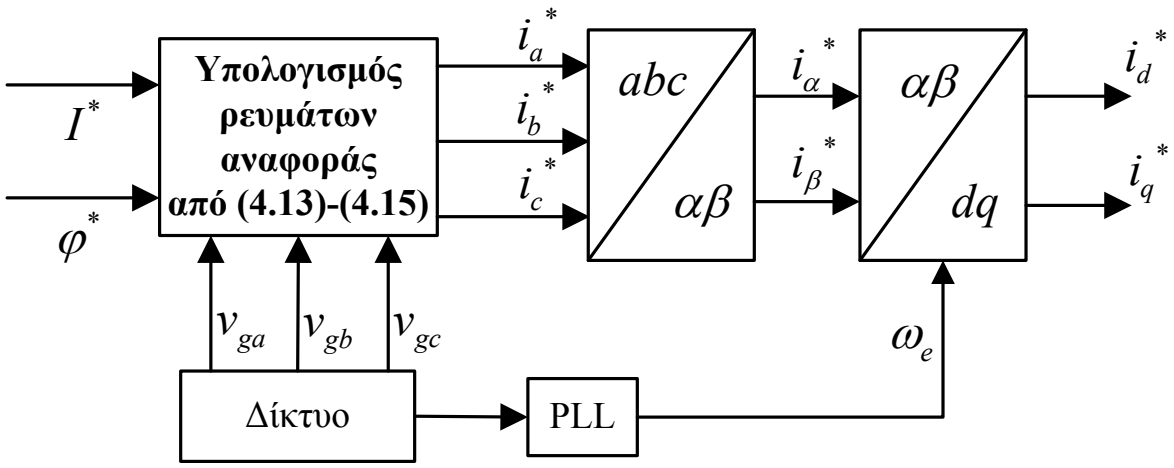
Για τον προσδιορισμό των ρευμάτων αναφοράς σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μπορούν υιοθετηθούν δύο εναλλακτικές μέθοδοι, οι οποίες έχουν τη μορφή ενός επιπλέον εξωτερικού ελεγκτή ρεύματος. Η πρώτη από αυτές προσδιορίζει εμμέσως την ενεργό και άεργο ισχύ που διακινείται από και προς το δίκτυο δεχόμενη ως αναφορά το επιθυμητό πλάτος και την επιθυμητή φασική μετατόπιση του ρεύματος σε σχέση με την τάση του δικτύου. Έτσι τα ρεύματα αναφοράς των τριών φάσεων του αντιστροφέα προκύπτουν από τις σχέσεις:

$$i_a^* = \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{I^*}{V_N}\left[v_{ga}\cos\varphi^* + (\frac{v_{gc}-v_{gb}}{\sqrt{3}})\sin\varphi^* \right] \tag{4.13}$$

$$i_b^* = \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{I^*}{V_N}\left[v_{gb}\cos\varphi^* + (\frac{v_{ga}-v_{gc}}{\sqrt{3}})\sin\varphi^* \right] \tag{4.14}$$

$$i_c^* = -i_a^* - i_b^* \tag{4.15}$$

όπου I^* είναι το πλάτος του ρεύματος αναφοράς, φ^* η φασική απόκλιση αναφοράς σε σχέση με τις φασικές τάσεις του δικτύου και V_N η ονομαστική πολική τάση του δικτύου. Οι σχέσεις (4.13)-(4.15), αφού μετασχηματιστούν σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, δίνουν τις συνιστώσες των ρευμάτων αναφοράς στο $d-q$ επίπεδο. Το διάγραμμα του εξωτερικού αυτού ελεγκτή δίνεται στο παρακάτω Σχήμα:



Σχήμα 4.2: Στρατηγική ελέγχου για την παραγωγή των ρευμάτων αναφοράς δεδομένων του πλάτους αναφοράς I^* και της φασικής απόκλισης αναφοράς φ^*

Σύμφωνα με τη δεύτερη εναλλακτική μέθοδο, τα ρεύματα αναφοράς i_d^* και i_q^* παράγονται απευθείας από τη δεδομένη απαίτηση για ενεργό και άεργο ισχύ. Για ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα (απ' όπου απουσιάζουν οι συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας), η ενεργός και η άεργος ισχύς προκύπτουν από τις συνιστώσες των ρευμάτων και των τάσεων σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \tag{4.16}$$

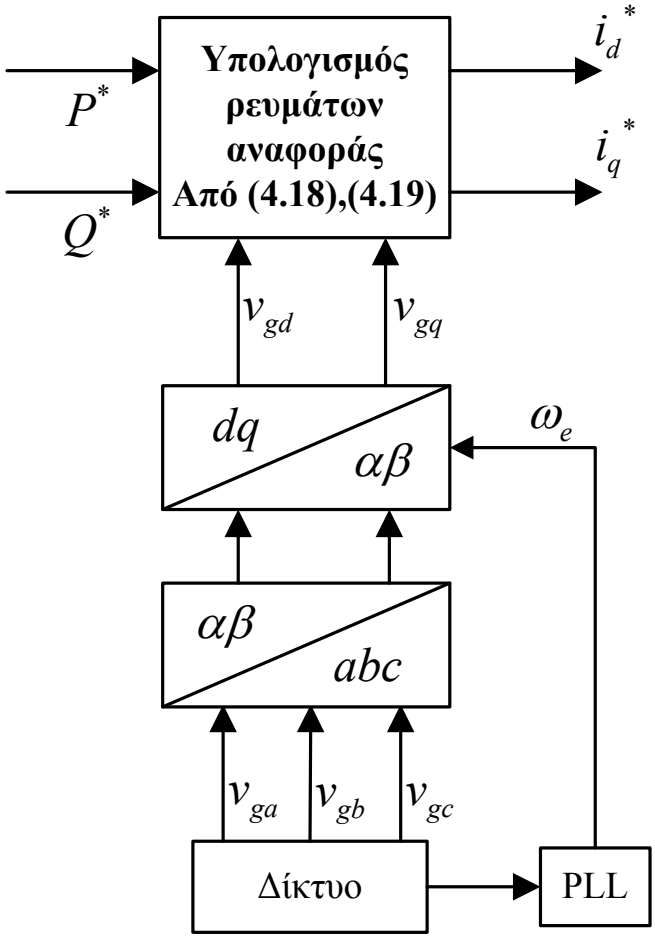
$$Q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \tag{4.17}$$

Έτσι για τα μεγέθη της τοπολογίας του Σχήματος 4.1 και κάνοντας χρήση των σχέσεων (4.16) και (4.17), τα μετασχηματισμένα σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο ρεύματα αναφοράς προκύπτουν από την ενεργό ισχύ αναφοράς P^* και από την άεργο ισχύ αναφοράς Q^* από τις παρακάτω σχέσεις:

$$i_d^* = \frac{2}{3}\frac{(P^* v_{gd} + Q^* v_{gq})}{(v_{gd}^2 + v_{gq}^2)} \tag{4.18}$$

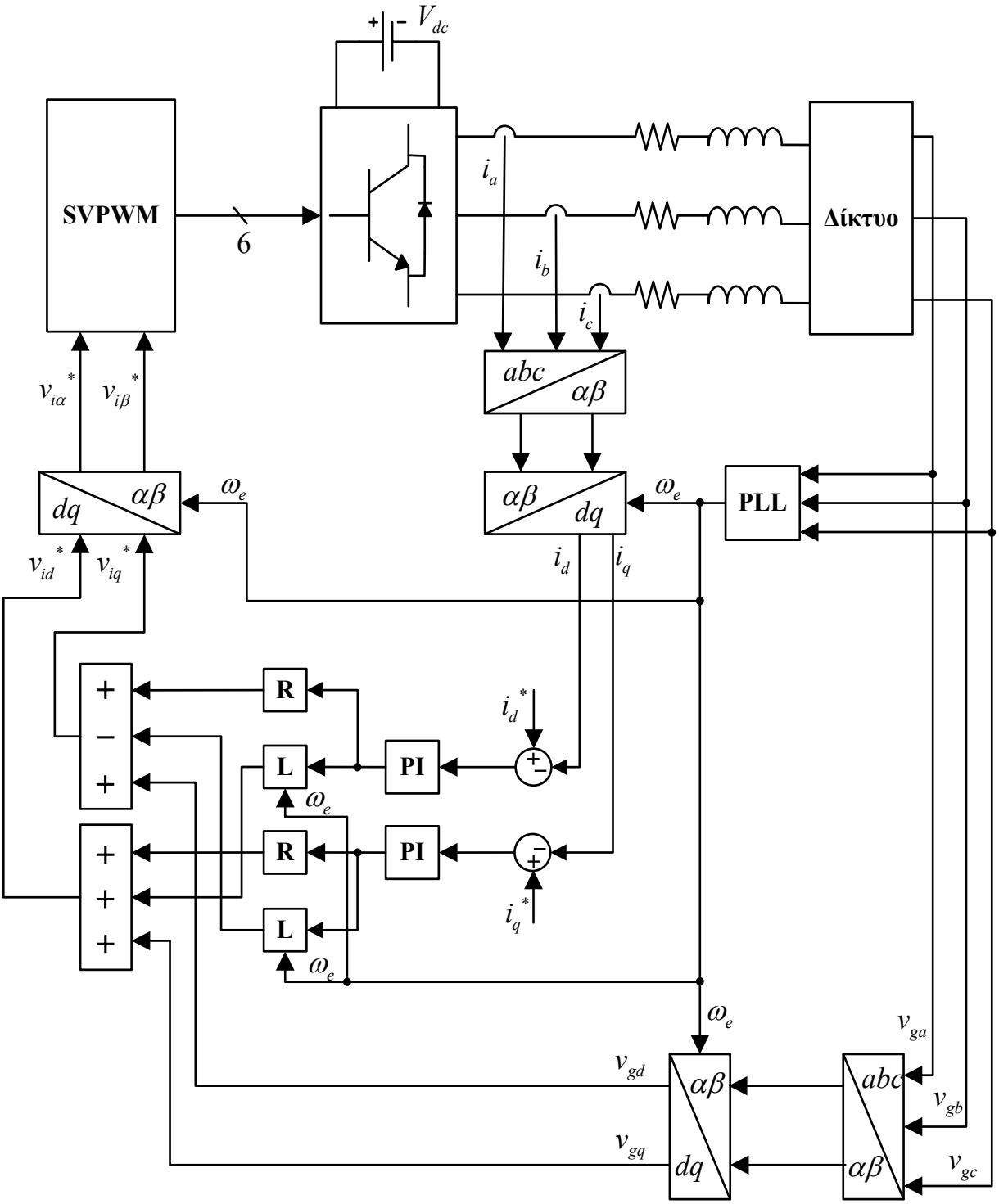
$$i_q^* = \frac{2}{3}\frac{(P^* v_{gq} - Q^* v_{gd})}{(v_{gd}^2 + v_{gq}^2)} \tag{4.19}$$

Το αντίστοιχο διάγραμμα του εξωτερικού ελεγκτή για την παραγωγή των ρευμάτων αναφοράς από τη δεδομένη απαίτηση ισχύος φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα:



Σχήμα 4.3: Στρατηγική ελέγχου για την παραγωγή των ρευμάτων αναφοράς δεδομένων της ενεργού ισχύος αναφοράς $P*$ και της αέργου ισχύος αναφοράς Q^*

Αφού αναπτύχθηκαν και οι δύο εναλλακτικές μέθοδοι για την παραγωγή των ρευμάτων αναφοράς που καλείται να ακολουθήσει ο αντιστροφέας προκειμένου να διακινηθεί η απαιτούμενη ενεργός και άεργος ισχύς προς και από το δίκτυο, το διάγραμμα του Σχήματος 4.4 παρουσιάζει την τελική μορφή του PQ ελεγκτή που βασίζεται στην τεχνική SVPWM. Με βάση τις εξισώσεις (4.10) και (4.11) καθώς και τους μετασχηματισμούς στα κατάλληλα πλαίσια αναφοράς, παράγεται τελικά το περιστρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς $\vec{V}_i^*$ (με συνιστώσες v_{ia}^* και $v_{i\beta}^*$) που δίνεται ως είσοδος στη διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα. Όπως προαναφέρθηκε, η μελέτη επικεντρώνεται στον έλεγχο του αντιστροφέα και έτσι η συνεχής τάση εισόδου του θεωρείται σταθερή και επαρκής για τις ισχύεις αναφοράς. Επίσης τα ρεύματα αναφοράς i_d^* και i_q^* μπορούν να προκύψουν με οποιαδήποτε από τις δύο στρατηγικές ελέγχου που παρουσιάζονται στα Σχήματα 4.2 και 4.3



Σχήμα 4.4: Διάγραμμα PQ ελεγκτή που βασίζεται στην τεχνική SVPWM

4.3 PQ ΕΛΕΓΧΟΣ ΒΑΣΙΣΜΕΝΟΣ ΣΤΟ ΔΙΑΚΡΙΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ (FS-MPC)

Σε αντίθεση με τον PQ έλεγχο που στηρίζεται στη Space Vector PWM τεχνική και που αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, ο PQ έλεγχος που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (Finite-Set Model Predictive Control ή FS-MPC) αποτελείται από ένα μοναδικό στάδιο ελέγχου καθώς οι παλμοί των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα παράγονται απευθείας από τις απαιτήσεις για ενεργό και άεργο ισχύ χωρίς να χρειάζονται PI ελεγκτές και στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών. Πιο συγκεκριμένα, σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας δημιουργούνται προβλέψεις για την ενεργό και άεργο ισχύ που πρόκειται να διακινηθούν από και προς το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας κατά την επόμενη περίοδο (ή γενικότερα στην περίοδο που αντιστοιχεί σε ένα χρονικό ορίζοντα N). Οι προβλέψεις αυτές, όπως μελετήθηκε αναλυτικότερα και στο Κεφάλαιο 3, γίνονται για κάθε επιτρεπτή διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα (επτά διακριτές για ένα τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων) και εν συνεχεία χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό μιας συνάρτησης κόστους που υπαγορεύεται από τις απαιτήσεις ισχύος. Το διάνυσμα κατάστασης που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση αυτή επιλέγεται ως το βέλτιστο για να εφαρμοστεί κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας.

Ιδιαίτερη έμφαση πρέπει να δοθεί στον τρόπο υπολογισμού των προβλέψεων ισχύος. Όπως προαναφέρθηκε, σε κάθε χρονική στιγμή (για την ακρίβεια στην αρχή κάθε περιόδου δειγματοληψίας) γίνεται στιγμιαία πρόβλεψη της ενεργού και αέργου ισχύος που πρόκειται να απορροφηθεί από το δίκτυο κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Καθώς, όμως, οι τιμές αναφοράς (που εκφράζονται μέσω της συνάρτησης κόστους) αφορούν τη μέση τιμή της ενεργού και αέργου ισχύος (όπως και οι σχέσεις (4.16) και (4.17) της προηγούμενης παραγράφου), οι στιγμιαίες αυτές προβλέψεις θα πρέπει με κάποιο τρόπο να σχετίζονται με τις μέσες τιμές. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητη η χρήση της θεωρίας της στιγμιαίας ενεργού και αέργου ισχύος (instantaneous active and reactive power theory), η οποία θα αναλυθεί στη συνέχεια.

Η θεωρία της στιγμιαίας ενεργού και αέργου ισχύος ή p-q Θεωρία διατυπώθηκε για πρώτη φορά από τους Akagi, Kanazawa και Nabae το 1983 στα Ιαπωνικά, κυρίως –αλλά όχι μόνο- για τη θεμελίωση και τη βελτίωση της λειτουργίας των ενεργών φίλτρων. Η μεγάλη διείσδυση των ηλεκτρονικών ισχύος από τα τέλη της δεκαετίας του 1960 οδήγησε στη σημαντική αύξηση των μη γραμμικών φορτίων που απορροφούν από το δίκτυο, εκτός από άεργο ισχύ, σημαντικό αριθμό αρμονικών ρεύματος. Το γεγονός αυτό έκανε σαφές, ότι οι συμβατικές θεωρίες ισχύος που βασίζονται στη μέση ή rms τιμή της τάσης και του ρεύματος υστερούσαν στην ανάλυση και το σχεδιασμό μετατροπέων ισχύος και δικτύων ηλεκτρικής ενέργειας. Έτσι ήταν επιτακτική η ανάγκη για την καθιέρωση μιας σειράς ορισμών ισχύος που θα συνέβαλε στο σχεδιασμό ενεργών φίλτρων ικανά τόσο για την αντιστάθμιση της αέργου ισχύος όσο και για την εξάλειψη των αρμονικών του δικτύου. Η p-q Θεωρία παρουσιάστηκε ως ιδανική λύση του προβλήματος αυτού με την εισαγωγή μιας ομάδας ορισμών στιγμιαίων ισχύων στο πεδίο του χρόνου. Μιας και δεν υπάρχουν περιορισμοί στη συμπεριφορά των ρευμάτων και των τάσεων, η θεωρία είναι εφαρμόσιμη σε τριφασικά συστήματα με ή χωρίς ουδέτερο αγωγό καθώς και σε γενικευμένες κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων. Ακόμα ισχύει και στη μόνιμη κατάσταση και στα μεταβατικά φαινόμενα. Η p-q Θεωρία χρησιμοποιεί το μετασχηματισμό στο αβ0 πλαίσιο, που είναι γνωστός ως μετασχηματισμός του

Clarke, και μετασχηματίζει τις τριφασικές τάσεις και ρεύματα στο στατό πλαίσιο αναφοράς υπολογίζοντας τις στιγμιαίες ισχύεις στις συντεταγμένες αυτές. Έτσι, το τριφασικό σύστημα αντιμετωπίζεται ως μονοφασικό και όχι ως υπέρθεση ή άθροισμα τριών μονοφασικών κυκλωμάτων [22-24].

Ο μετασχηματισμός του Clarke για ένα γενικευμένο σύστημα τριφασικών τάσεων δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Ο μετασχηματισμός αυτός είναι ίδιος με τον (Π.9) του ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΟΣ με τη διαφορά ότι ο συντελεστής που πολλαπλασιάζεται με τον πίνακα είναι ο $\sqrt{2/3}$ και όχι ο $2/3$, γεγονός που είναι απαραίτητο για τον ορθό υπολογισμό των ισχύων. Ομοίως, η σχέση (4.20) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για το μετασχηματισμό στο αβ0 επίπεδο ενός γενικευμένου τριφασικού συστήματος ρευμάτων $\left[i_a \; i_b \; i_c\right]^T$.

Ένα πλεονέκτημα της εφαρμογής του μετασχηματισμού σε στατό πλαίσιο αναφοράς είναι ο διαχωρισμός της συνιστώσας μηδενικής ακολουθίας από τις συνιστώσες των τριών φάσεων a, b και c. Όπως είναι λογικό, οι συνιστώσες του α- και του β-άξονα δε συνεισφέρουν στη συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας. Σε ένα τριφασικό δίκτυο τριών αγωγών (και κάτω από ημιτονοειδείς συνθήκες) δεν υπάρχει συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας ρεύματος και έτσι το i_0 μπορεί να παραλειφθεί από την παραπάνω σχέση οδηγώντας σε απλούστευση των εξισώσεων. Ακόμα, αν το τριφασικό σύστημα τάσεων είναι συμμετρικό, απουσιάζει και η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας της τάσης v_0. Παρ' όλα αυτά, σε περίπτωση που οι συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας του ρεύματος και της τάσης είναι παρούσες, θα πρέπει να θεωρηθεί ο πλήρης μετασχηματισμός.

Ας θεωρήσουμε τις παρακάτω ημιτονοειδείς, συμμετρικές, φασικές τάσεις και ρεύματα γραμμής ενός τριφασικού γραμμικού κυκλώματος:

$$\begin{cases} v_a(t) = \sqrt{2}\tilde{V}\cos(\omega t) \\ v_b(t) = \sqrt{2}\tilde{V}\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = \sqrt{2}\tilde{V}\cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \begin{cases} i_a(t) = \sqrt{2}\tilde{I}\cos(\omega t + \varphi) \\ i_b(t) = \sqrt{2}\tilde{I}\cos(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c(t) = \sqrt{2}\tilde{I}\cos(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \tag{4.21}$$

Η γωνία φ υποδηλώνει τη φασική απόκλιση του ρεύματος σε σχέση με την τάση. Οι παραπάνω τάσεις και ρεύματα αποτελούνται από θεμελιώδεις θετικές ακολουθίες. Κάνοντας χρήση του μετασχηματισμού στο $\alpha\beta$ επίπεδο προκύπτουν οι σχέσεις:

$$\begin{cases} v_\alpha = \sqrt{3}\tilde{V}\cos(\omega t) \\ v_\beta = \sqrt{3}\tilde{V}\sin(\omega t) \end{cases} \quad \begin{cases} i_\alpha = \sqrt{3}\tilde{I}\cos(\omega t + \varphi) \\ i_\beta = \sqrt{3}\tilde{I}\sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \tag{4.22}$$

Όλοι οι παραδοσιακοί ορισμοί ισχύος προϋποθέτουν ότι το σύστημα βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η τριφασική στιγμιαία ενεργός ισχύς $p_{3\varphi}(t)$ έχει μια ξεκάθαρη και ευρέως αποδεκτή φυσική ερμηνεία ενώ ισχύει και στα μεταβατικά φαινόμενα. Η $p_{3\varphi}(t)$ υπολογίζεται από τις στιγμιαίες φασικές τάσεις και ρεύματα ενώ σχετίζεται με τις συνιστώσες του $\alpha\beta 0$ μετασχηματισμού σύμφωνα με τη σχέση:

$$p_{3\varphi}(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \tag{4.23}$$

Για ένα σύστημα χωρίς ουδέτερο αγωγό, οι τάσεις v_a, v_b και v_c μετρούνται σε σχέση με ένα κοινό σημείο αναφοράς, το οποίο μπορεί να ονομάζεται "γη" ή "φανταστικό σημείο αστέρα". Παρ' όλα αυτά, το σημείο αναφοράς μπορεί να οριστεί αυθαίρετα και ο υπολογισμός της (4.23) καταλήγει πάντα στην ίδια τιμή για κάθε πιθανό αυθαίρετο σημείο.

Η p-q Θεωρία ισχύει για τριφασικά συστήματα, με ή χωρίς ουδέτερο αγωγό. Ορίζονται τρεις στιγμιαίες ισχύεις: **η στιγμιαία πραγματική ισχύς p** (instantaneous real power), **η στιγμιαία φανταστική ισχύς q** (instantaneous imaginary power) και **η στιγμιαία ισχύς μηδενικής ακολουθίας p_0** (instantaneous zero-sequence power) σύμφωνα με τις παρακάτω σχέσεις:

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \tag{4.24}$$

$$q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \tag{4.25}$$

$$p_0 = v_0 i_0 \tag{4.26}$$

ή σε μορφή πίνακα:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \\ v_0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{4.27}$$

Όπως προαναφέρθηκε, στα τριφασικά συστήματα τριών αγωγών δεν υπάρχει συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας ρεύματος, είναι δηλαδή $i_0 = 0$. Στην περίπτωση αυτή, μόνο οι στιγμιαίες ισχύεις που ορίζονται στο $\alpha\beta$-επίπεδο είναι παρούσες, επειδή το γινόμενο $v_0 i_0$ είναι μηδενικό. Έτσι, η στιγμιαία πραγματική ισχύς p αντιπροσωπεύει τη συνολική ροή ενέργειας ανά μονάδα χρόνου κάνοντας χρήση των $\alpha\beta$-συνιστωσών και ισχύει ότι $p = p_{3\varphi}$. Πρέπει να σημειωθεί ότι η μονάδα μέτρησης της p είναι το Watt, καθώς και τα δύο μέλη του αθροίσματος ($v_\alpha i_\alpha$ και $v_\beta i_\beta$) προκύπτουν από το γινόμενο της στιγμιαίας τάσης ενός άξονα και του στιγμιαίου ρεύματος του ίδιου άξονα. Αντίθετα, η στιγμιαία φανταστική ισχύς q αποτελείται από γινόμενα συνιστωσών σε διαφορετικούς άξονες, με αποτέλεσμα να αποκλίνει από την παραδοσιακή έννοια της αέργου ισχύος. Οι εισηγητές της Θεωρίας πρότειναν τη χρήση της μονάδας Volt-Ampere Imaginary και το σύμβολο "vai" , ως μια αναλογία του συμβόλου "var" που υποδηλώνει τη μονάδα Volt-Ampere Reactive. Στη συνέχεια θα δοθεί μια σειρά παραδειγμάτων που αναδεικνύουν τη σημασία της p-q Θεωρίας στην πράξη:

α) Παράδειγμα #1 – Ημιτονοειδείς τάσεις και ρεύματα

Ας υποθέσουμε μια τριφασική ιδανική πηγή τάσης που τροφοδοτεί ένα τριφασικό συμμετρικό φορτίο όπως περιγράφεται από τις εξισώσεις (4.21). Ο μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο των τάσεων και των ρευμάτων δίνεται στης εξισώσεις (4.22). Στην περίπτωση αυτή η στιγμιαία πραγματική ισχύς p και η στιγμιαία φανταστική ισχύς q είναι σταθερές και δίνονται από τις σχέσεις:

$$p = 3\tilde{V}\tilde{I}\cos\varphi \qquad q = -3\tilde{V}\tilde{I}\sin\varphi \tag{4.28}$$

δηλαδή η p ισούται με το συμβατικό ορισμό της μέσης τριφασικής ενεργού ισχύος $P_{3\varphi}$ ενώ η q ισούται με το συμβατικό ορισμό της μέσης τριφασικής αέργου ισχύος $Q_{3\varphi}$. Το παράδειγμα αυτό καταδεικνύει τη συσχέτιση μεταξύ της p-q Θεωρίας και της συμβατικής θεωρίας ισχύος στην περίπτωση ημιτονοειδών, συμμετρικών τάσεων και γραμμικών φορτίων. Αν το φορτίο έχει επαγωγικά χαρακτηριστικά, η φανταστική ισχύς q έχει θετική τιμή, ενώ αν έχει χωρητικά, η τιμή είναι αρνητική, σε συμφωνία με τον κοινό ορισμό της αέργου ισχύος.

β) Παράδειγμα #2 – Συμμετρικές τάσεις και χωρητικά φορτία

Προκειμένου να γίνει περισσότερο κατανοητή η p-q Θεωρία, εξετάζονται οι ακόλουθες δύο περιπτώσεις: (i) μια τριφασική συμμετρική πηγή τάσης με ένα τριφασικό συμμετρικό χωρητικό φορτίο (χωρητικότητα C) και (ii) ένα μη συμμετρικό φορτίο (μόνο ένας πυκνωτής συνδεδεμένος μεταξύ δύο φάσεων).

Στην πρώτη περίπτωση, το φορτίο είναι συμμετρικό στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και ισχύει:

$$p = 0 \qquad q = 3\tilde{V}^2 / X_c \tag{4.29}$$

Ο όρος X_c αντιπροσωπεύει την αντίδραση του πυκνωτή. Όπως είναι αναμενόμενο, στην περίπτωση αυτή δεν υπάρχει ροή ενεργού ισχύος από την πηγή στο φορτίο. Επιπρόσθετα, η στιγμιαία φανταστική ισχύς είναι σταθερή και συμπίπτει με τη συμβατική μέση τριφασική άεργο ισχύ.

Στη δεύτερη περίπτωση, ένας πυκνωτής (με χωρητικότητα C) είναι συνδεδεμένος μεταξύ της φάσης a και b. Η στιγμιαία πραγματική και φανταστική ισχύς δίνονται από τις σχέσεις:

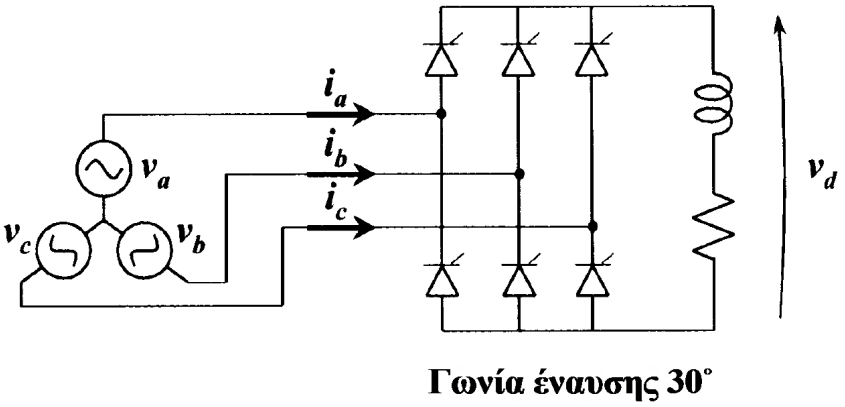
$$p = \frac{3\tilde{V}^2}{X_c}\cos(2\omega t) \qquad q = \frac{3\tilde{V}^2}{X_c}\sin(2\omega t + \frac{\pi}{2}) \tag{4.30}$$

Οι ισχύεις αυτές δεν έχουν σταθερά μέρη και αποτελούνται μόνο ταλαντευόμενες συνιστώσες. Από τη συμβατική θεωρία ισχύος, θα ήταν λογικό να αναμένουμε ροή αέργου ισχύος (μέση άεργο ισχύ) και καθόλου ενεργό ισχύ. Παρ' όλα αυτά τα αποτελέσματα είναι διαφορετικά και θα πρέπει να συζητηθούν. Ο λόγος που η πραγματική ισχύς δεν είναι σταθερή είναι γιατί η τάση στα άκρα του πυκνωτή μεταβάλλεται ως ημιτονοειδές κύμα και έτσι φορτίζεται και αποφορτίζεται, δικαιολογώντας τη ροή ενέργειας που δίνεται από τον εναλλασσόμενο όρο p. Αντίθετα, στο προηγούμενο παράδειγμα με τους τρείς συμμετρικούς πυκνωτές, όταν ένας πυκνωτής αποφορτίζεται, οι άλλοι φορτίζονται. Έτσι, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, δεν υπάρχει συνολική (τριφασική) ροή ισχύος από την πηγή στους πυκνωτές.

Η στιγμιαία φανταστική ισχύς μεταβάλλεται επίσης με το χρόνο, χωρίς να έχει dc συνιστώσα, αλλά μόνο εναλλασσόμενη. Από αυτό το παράδειγμα γίνεται φανερό, ότι κάτω από μη συμμετρικές καταστάσεις φορτίου η p-q Θεωρία παρουσιάζει κάποια πολύ σημαντικά αποτελέσματα, τα οποία δεν μπορούμε να τα δούμε από τη συμβατική θεωρία ισχύος στο πεδίο της συχνότητας.

γ) Παράδειγμα #3 – Ημιτονοειδείς συμμετρικές τάσεις και μη γραμμικό φορτίο

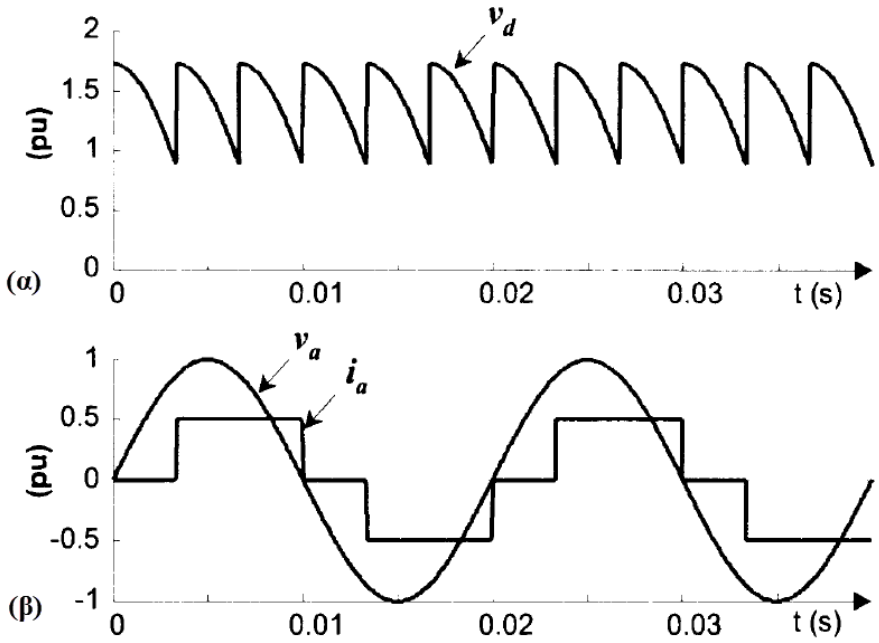
Το τρίτο αυτό παράδειγμα καταδεικνύει σε μεγαλύτερο βαθμό τη συμβολή της p-q Θεωρίας στη θεμελίωση του PQ ελέγχου που στηρίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο έλεγχο. Εδώ, ως μη γραμμικό φορτίο, θα θεωρήσουμε μια τυπική ελεγχόμενη ανόρθωση με θυρίστορ που λειτουργεί με γωνία έναυσης 30° καθώς και μια τριφασική πηγής τάσης που περιγράφεται από την αριστερά στήλη των εξισώσεων (4.21). Το πηνίο εξομάλυνσης στην dc πλευρά θεωρείται επαρκώς μεγάλο προκειμένου το ρεύμα του φορτίου να θεωρείται συνεχές. Στο Σχήμα 4.5 φαίνεται το ιδανικό κύκλωμα:



Σχήμα 4.5: Τριφασική ελεγχόμενη ανόρθωση με θυρίστορ

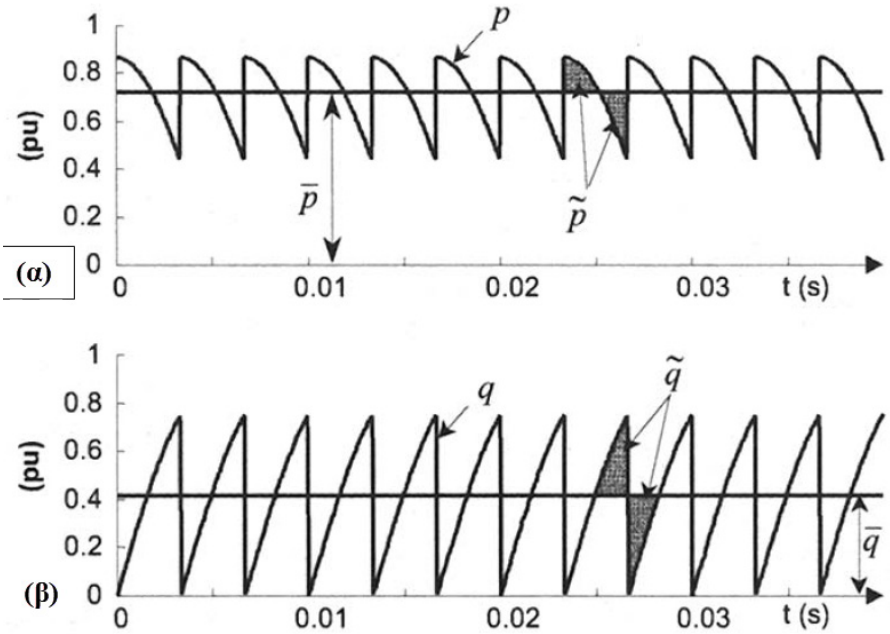
Το Σχήμα 4.6(a) δείχνει την κυματομορφή τάσης εξόδου v_d του ανορθωτή και στο Σχήμα 4.6(b) φαίνεται η τάση της φάσης a και η ιδανική κυματομορφή ρεύματος της ίδιας φάσης. Όπως είναι γνωστό η κυματομορφή αυτή ρεύματος περιέχει, εκτός από τη θεμελιώδη, αρμονικές συνιστώσες τάξης $6n \pm 1, \quad n = 1,2,3...$ Οι $6n-1$ αρμονικές είναι τύπου αρνητικής ακολουθίας ενώ οι $6n+1$ αρμονικές είναι τύπου θετικής ακολουθίας. Το ρεύμα της φάσης a για την ελεγχόμενη ανόρθωση με θυρίστορ που λειτουργεί με γωνία έναυσης 30° μπορεί να εκφραστεί με σειρά Fourier σύμφωνα με τη σχέση:

$$i_a(t) = \sqrt{2}\tilde{I}_1 \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) - \sqrt{2}\tilde{I}_5 \sin(5\omega t - \frac{\pi}{6}) + \sqrt{2}\tilde{I}_7 \sin(7\omega t - \frac{\pi}{6}) - ... \qquad (4.31)$$



Σχήμα 4.6: (α) Τάση εξόδου (β) Τάση και ρεύμα φάσης a

Στα Σχήματα 4.7 (a) και (b) φαίνονται η στιγμιαία πραγματική ισχύς p και η στιγμιαία φανταστική ισχύς q , αντίστοιχα. Η πραγματική ισχύς υπολογίστηκε χρησιμοποιώντας τις τάσεις και τα ρεύματα της ac πλευράς, και είναι η ίδια με αυτή που υπολογίζεται από το γινόμενο της dc τάσης v_d και του dc ρεύματος με την προϋπόθεση ότι δεν υπάρχουν απώλειες πάνω στα ημιαγωγικά στοιχεία του ανορθωτή. Η φανταστική ισχύς ορίζεται μόνο για εναλλασσόμενα πολυφασικά συστήματα και έτσι μπορεί να υπολογιστεί μόνο από την ac πλευρά.



Σχήμα 4.7: (α) στιγμιαία πραγματική ισχύς p (β) στιγμιαία φανταστική ισχύς q

Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα, οι κυματομορφές των δύο αυτών ισχύων είναι εναλλασσόμενες με κάποια dc συνιστώσα. Για το λόγο αυτό, είναι χρήσιμο να διαχωρίσουμε τις p και q σε δύο μέρη:

$$\begin{aligned} \textit{πραγματική ισχύς} &\Rightarrow \quad p = \overline{p} + \tilde{p} \\ \textit{φανταστική ισχύς} &\Rightarrow \quad q = \overline{q} + \tilde{q} \end{aligned} \tag{4.32}$$

, όπου $\overline{p}$ και $\tilde{p}$ αντιπροσωπεύουν το μέσο και το εναλλασσόμενο μέρος της p αντίστοιχα και $\overline{q}$ και $\tilde{q}$ αντιπροσωπεύουν το μέσο και το εναλλασσόμενο μέρος της q αντίστοιχα . Η πραγματική ισχύς p αντιστοιχεί στη συνολική (τριφασική) ροή ενέργειας ανά μονάδα χρόνου από την πηγή στο φορτίο. Η μέση τιμή $\overline{p}$ αντιπροσωπεύει την ενέργεια ανά μονάδα χρόνου που ρέει μόνο προς μία κατεύθυνση. Αν οι $\overline{p}$ και $\overline{q}$ υπολογιστούν από τις abc-συνιστώσες των εξισώσεων (4.21) και (4.31), καταλήγουμε στις σχέσεις:

$$\overline{p} = 3\tilde{V}\tilde{I}_1 \cos\frac{\pi}{6} \qquad \overline{q} = 3\tilde{V}\tilde{I}_1 \sin\frac{\pi}{6} \tag{4.33}$$

Και σε αυτή την περίπτωση, η μέση τιμή της πραγματική και φανταστικής ισχύος που δίνονται από την p-q Θεωρία, συμφωνούν με τη μέση τριφασική ενεργό και άεργο ισχύ, $P_{3\varphi}$ και $Q_{3\varphi}$ αντίστοιχα, της συμβατικής θεωρίας. Το εναλλασσόμενο μέρος $\tilde{p}$ αντιστοιχεί στην ταλαντευόμενη ροή ενέργειας ανά μονάδα χρόνου, η οποία φυσικά παράγει μηδενική μέση τιμή, αντιπροσωπεύοντας ένα μέρος επιπρόσθετης ενέργειας που ρέει στο σύστημα χωρίς να συμβάλλει στην αποτελεσματική μεταφορά ενέργεια από την πηγή στο φορτίο και αντίστροφα. Αντίστοιχα η μέση τιμή της φανταστικής ισχύος $\overline{q}$ αντιστοιχεί στη συμβατική μέση τριφασική άεργο ισχύ και δε συμβάλλει στη μεταφορά ενέργειας. Το εναλλασσόμενο μέρος της φανταστικής ισχύος, $\tilde{q}$, αποτελεί ένα κομμάτι ενέργειας που ανταλλάσσεται μεταξύ των φάσεων, χωρίς να μεταφέρει ενέργεια μεταξύ της πηγής και του φορτίου. Στο παράδειγμα αυτό, και η εναλλασσόμενη πραγματική ($\tilde{p}$) και η εναλλασσόμενη φανταστική ($\tilde{q}$) ισχύς σχετίζονται αποκλειστικά με την παρουσία αρμονικών ρεύματος (οι τάσεις είναι ημιτονοειδείς και συμμετρικές).

Η τελευταία αυτή παρατήρηση είναι πολύ σημαντική για τον έλεγχο της διακινούμενης ενεργού και αέργου ισχύος (PQ έλεγχος) με τη χρήση του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου. Αν υποθέσουμε ότι η τάση στο σημείο κοινής σύνδεσης είναι ημιτονοειδής και συμμετρική (δηλαδή απουσιάζει ο όρος μηδενικής ακολουθίας v_0), η στιγμιαία ισχύς μηδενικής ακολουθίας p_0 θα είναι μηδενική επειδή το γινόμενο $v_0 i_0$ θα είναι μηδενικό (στην περίπτωση συστήματος χωρίς αγωγό ουδετέρου, ο όρος μηδενικής ακολουθίας του ρεύματος i_0 υπάρχει λόγω του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα). Έτσι, η μόνη παράμετρος που

συμβάλει στη μεταφορά ενεργού ισχύος προς το δίκτυο είναι η στιγμιαία πραγματική ισχύς p και πιο συγκεκριμένα η μέση τιμή της $\overline{p}$, η οποία συμπίπτει με τη μέση τριφασική ενεργό ισχύ $P_{3\varphi}$ της συμβατικής θεωρίας. Έτσι, ωθώντας την ισχύ p να ακολουθήσει κάποια τιμή μέσης τριφασικής ενεργού ισχύος αναφοράς $P_{3\varphi}^{*}$, επιτυγχάνονται δύο στόχοι: *i*) η μέση συνολική ισχύς που διακινείται προς το δίκτυο να ακολουθεί την ισχύ αναφοράς (που είναι και ο στόχος του ελέγχου ισχύος) και *ii*) εφ' όσον η p θα προσεγγίζει κάποια σταθερή τιμή, το ac μέρος της θα τείνει να εξαλειφθεί, γεγονός που (σύμφωνα με το *Παράδειγμα #1*) μεταφράζεται σε ημιτονοειδείς κυματομορφές ρεύματος και συνεπώς σε εξάλειψη των αρμονικών. Τα ίδια ακριβώς ισχύουν και για τη στιγμιαία φανταστική ισχύ q, η οποία καλείται να ακολουθήσει κάποιαν τιμή μέσης τριφασικής αέργου ισχύος αναφοράς $Q_{3\varphi}^{*}$.

Ο τρόπος με τον οποίο ωθούνται οι μεταβλητές p και q να ακολουθήσουν τις τιμές αναφοράς σύμφωνα με το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο, περιγράφηκε συνοπτικά στην αρχή της παραγράφου. Θεωρώντας ορίζοντα πρόβλεψης $N=1$, κάθε χρονική στιγμή k και με βάση το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος δημιουργούνται προβλέψεις για τη στιγμιαία πραγματική ισχύ και τη στιγμιαία φανταστική ισχύ της επόμενης χρονικής στιγμής $k+1$ ($p(k+1)$ και $q(k+1)$ αντίστοιχα). Η κάθε μια από τις δύο αυτές προβλέψεις ισχύων πραγματοποιείται και για τις επτά διακριτές, επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα και στη συνέχεια χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό μιας συνάρτησης κόστους, που στόχο έχει να εκτιμήσει το σφάλμα σε σχέση με τις τιμές αναφοράς $P_{3\varphi}^{*}$ και $Q_{3\varphi}^{*}$. Το διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους είναι αυτό που επιλέγεται και οδηγεί στο μικρότερο σφάλμα κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Στη συνέχεια θα δοθούν αναλυτικά τα στάδια σχεδιασμού του PQ ελεγκτή που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο.

Και πάλι από το διάγραμμα του Σχήματος 4.1 μπορούμε να πάρουμε τις παρακάτω εξισώσεις για τις φασικές τάσεις του αντιστροφέα:

$$v_{ian}(t) = Ri_a(t) + L\frac{di_a(t)}{dt} + v_{ga}(t) \tag{4.34}$$

$$v_{ibn}(t) = Ri_b(t) + L\frac{di_b(t)}{dt} + v_{gb}(t) \tag{4.35}$$

$$v_{icn}(t) = Ri_c(t) + L\frac{di_c(t)}{dt} + v_{gc}(t) \tag{4.36}$$

, ενώ κάνοντας χρήση του μετασχηματισμού (4.20), παίρνουμε τις εξισώσεις για το $\alpha\beta-$ επίπεδο:

$$v_{i\alpha}(t) = Ri_{\alpha}(t) + L\frac{di_{\alpha}(t)}{dt} + v_{g\alpha}(t) \tag{4.37}$$

$$v_{i\beta}(t) = Ri_{\beta}(t) + L\frac{di_{\beta}(t)}{dt} + v_{g\beta}(t) \tag{4.38}$$

ή σε μορφή διανύσματος:

$$\vec{v}_{i\ \alpha\beta}(t) = v_{i\alpha}(t) + jv_{i\beta}(t) \tag{4.39}$$

Προκειμένου να παραχθούν προβλέψεις για τις μελλοντικές τιμές της πραγματικής και φανταστικής ισχύος που διακινούνται προς το δίκτυο, είναι απαραίτητο να δημιουργηθούν προβλέψεις τόσο για τις μελλοντικές τιμές των ρευμάτων εξόδου του αντιστροφέα όσο και για αυτές των τάσεων του δικτύου. Όσον αφορά τα ρεύματα, κάνοντας χρήση της μεθόδου του Euler ή διακριτοποίηση $1^{ης}$ τάξης για τις εξισώσεις (4.37) και (4.38) (η μέθοδος αυτή δόθηκε αναλυτικά στην παράγραφο 3.4.1) και για περίοδο δειγματοληψίας T_s, η τιμές των ρευμάτων για τη χρονική στιγμή $k+1$ στο $\alpha\beta-$επίπεδο θα είναι :

$$i_{\alpha}(k+1) = (1-\frac{RT_s}{L})i_{\alpha}(k) + \frac{T_s}{L}v_{i\alpha}(k) - \frac{T_s}{L}v_{g\alpha}(k) \tag{4.40}$$

$$i_{\beta}(k+1) = (1-\frac{RT_s}{L})i_{\beta}(k) + \frac{T_s}{L}v_{i\beta}(k) - \frac{T_s}{L}v_{g\beta}(k) \tag{4.41}$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta}(k+1) = i_{\alpha}(k+1) + ji_{\beta}(k+1) \tag{4.42}$$

Σημειώνεται ότι για να παραχθούν οι παραπάνω εξισώσεις, απαιτείται η διαρκής μέτρηση των ρευμάτων και των τάσεων του δικτύου (φασικών ή πολικών). Έτσι οι τιμές $i_{\alpha}(k)$, $i_{\beta}(k)$, $v_{g\alpha}(k)$ και $v_{g\beta}(k)$ είναι τα -μετασχηματισμένα σε στατό πλαίσιο αναφοράς- μετρούμενα τη χρονική στιγμή k ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα και τάσεις του δικτύου. Όσον αφορά τα μεγέθη $v_{i\alpha}(k)$ και $v_{i\beta}(k)$, πρόκειται για τις συνιστώσες στο $\alpha\beta-$επίπεδο του διανύσματος τάσης (ή κατάστασης) του αντιστροφέα. Επομένως, οι εξισώσεις (4.40) και (4.41) υπολογίζονται επτά φορές για τις επτά διακριτές, επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις.

Για τον υπολογισμό των $\alpha\beta-$ συνιστωσών της τάσης του δικτύου για τη χρονική στιγμή $k+1$, μπορούμε να κάνουμε χρήση της παρέκτασης κατά Lagrange για $n=2$ (quadratic Lagrange extrapolation). Έτσι χρησιμοποιώντας τις παρούσες μετρούμενες τιμές άλλα και παρελθοντικές, μπορούμε να πάρουμε τις παρακάτω εκφράσεις:

$$v_{g\alpha}(k+1) = v_{g\alpha}(k) - v_{g\alpha}(k-1) + v_{g\alpha}(k-2) \tag{4.43}$$

$$v_{g\beta}(k+1) = v_{g\beta}(k) - v_{g\beta}(k-1) + v_{g\beta}(k-2) \tag{4.44}$$

Για επαρκώς μικρές περιόδους δειγματοληψίας και για απλοποίηση του αλγορίθμου ελέγχου, μπορούμε να κάνουμε την παραδοχή ότι $\vec{v}_{g\ \alpha\beta}(k+1) \approx \vec{v}_{g\ \alpha\beta}(k)$ παίρνοντας πρακτικά τα ίδια αποτελέσματα.

Έχοντας υπολογίσει τις μελλοντικές τιμές των ρευμάτων εξόδου του αντιστροφέα από τις εξισώσεις (4.40), (4.41) αλλά και αυτές των τάσεων του δικτύου από τις εξισώσεις (4.43), (4.44), μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τις σχέσεις (4.24), (4.25) προκειμένου να υπολογίσουμε τη στιγμιαία πραγματική και φανταστική ισχύ που απορροφά το δίκτυο τη χρονική στιγμή $k+1$:

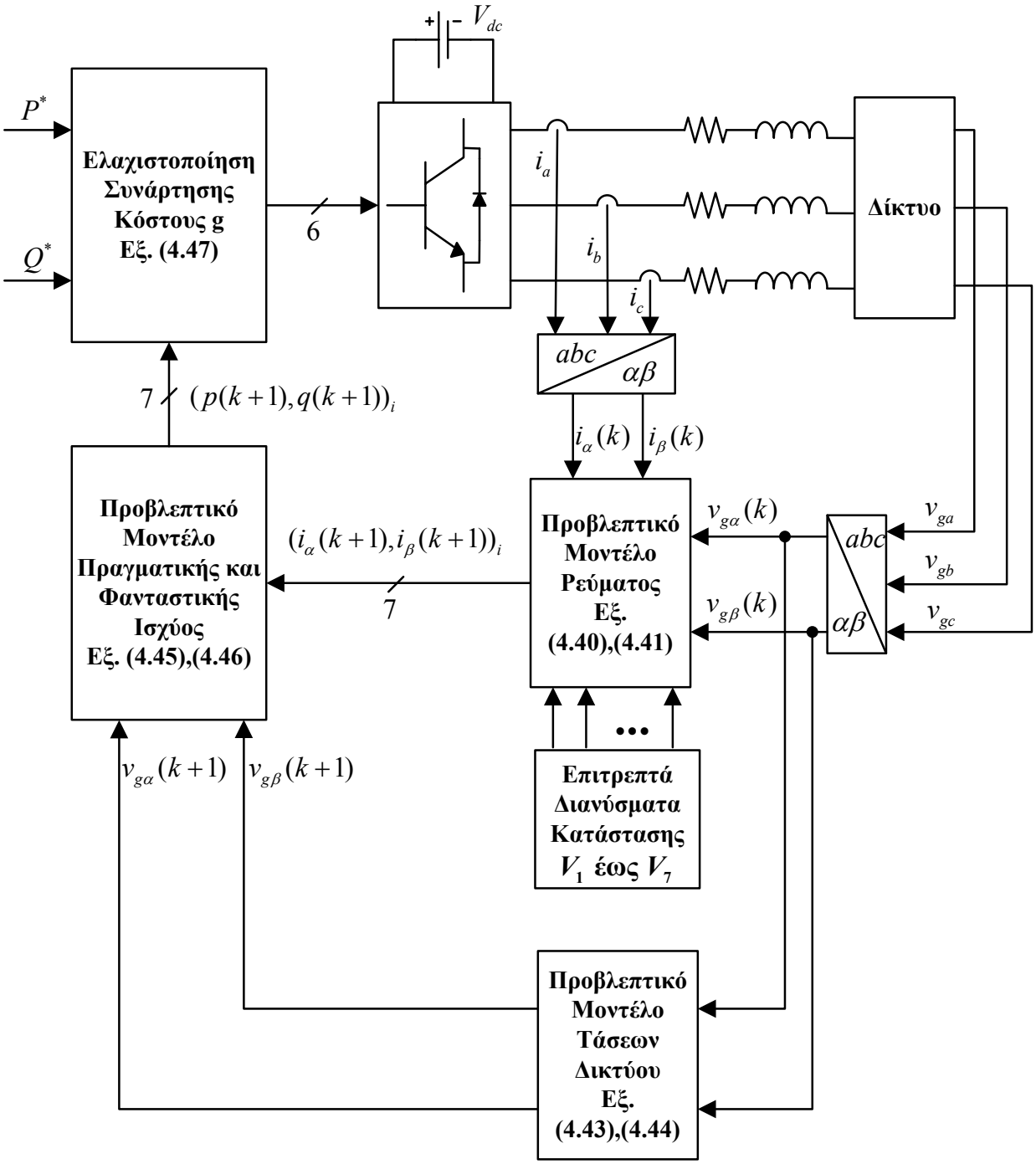
$$p(k+1) = v_{g\alpha}(k+1) \cdot i_{\alpha}(k+1) + v_{g\beta}(k+1) \cdot i_{\beta}(k+1) \tag{4.45}$$

$$q(k+1) = v_{g\beta}(k+1) \cdot i_{\alpha}(k+1) - v_{g\alpha}(k+1) \cdot i_{\beta}(k+1) \tag{4.46}$$

Αφού έχουν υπολογιστεί η στιγμιαία πραγματική και φανταστική ισχύς για κάθε επιτρεπτή διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα, δηλαδή οι $p_i(k+1)$ και $q_i(k+1)$ με $i = 0,1,...,7$ για τα οκτώ (επτά διακριτά) διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα V_0 έως V_7, στη συνέχεια χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό μιας κατάλληλης συνάρτησης κόστους g, που στόχο έχει να εκτιμήσει το σφάλμα σε σχέση με τριφασική μέση ενεργό ισχύ αναφοράς P^* και την τριφασική μέση άεργο ισχύ αναφοράς Q^*. Στις σχέσεις (3.38)-(3.40) της παραγράφου 3.4.1 παρουσιάζονται κάποιες πιθανές συναρτήσεις κόστους. Ως συνηθέστερα χρησιμοποιούμενη στις περισσότερες εφαρμογές, η συνάρτηση κόστους που επιλέγεται για το συγκεκριμένο ελεγκτή είναι η:

$$g = \left|P^* - p(k+1)\right| + \left|Q^* - q(k+1)\right| \tag{4.47}$$

Όπως γίνεται αντιληπτό, η g υπολογίζεται για όλα τα ζευγάρια $(p_i(k+1), q_i(k+1))$ δηλαδή υπολογίζονται οι τιμές g_i με $i = 0,...,7$. Η διακοπτική κατάσταση που αντιστοιχεί στην ελάχιστη g_i επιλέγεται τη χρονική στιγμή k. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται αναλυτικά το διάγραμμα ελέγχου που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο.



Σχήμα 4.4: Διάγραμμα PQ ελεγκτή που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ 5

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο προηγούμενο κεφάλαιο (κεφάλαιο 4) παρουσιάστηκε θεωρητικά η μέθοδος ελέγχου της διακινούμενης ενεργού και αέργου ισχύος (PQ έλεγχος) ενός τριφασικού αντιστροφέα διασυνδεδεμένου στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, τόσο με την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM ή SVPWM), όσο και με το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (Finite Set Model Predictive Control ή FS-MPC). Στο παρόν κεφάλαιο μπορούμε πλέον να περάσουμε από τη θεωρητική ανάλυση στην πρακτική εφαρμογή και αξιολόγηση των μεθόδων αυτών σε ένα πραγματικό σύστημα.

Το μεταβατικό στάδιο από τη θεωρητική ανάλυση στην πρακτική εφαρμογή αποτελεί η διαδικασία της προσομοίωσης, η οποία πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή. Πιο συγκεκριμένα, για την προσομοίωση των παραπάνω μεθόδων και τεχνικών, χρησιμοποιήθηκε το ιδιαίτερα γνωστό και διαδεδομένο πακέτο προγραμμάτων αριθμητικής ανάλυσης γενικής χρήσης, το MATLAB, και ειδικότερα το λογισμικό προσομοίωσης που το συνοδεύει, το SIMULINK. Όπως είναι ευνόητο, η προσομοίωση αποτελεί απλά μια προσπάθεια προσέγγισης της συμπεριφοράς ενός πραγματικού συστήματος, ενώ η ακρίβεια των αποτελεσμάτων έγκειται στη δυνατότητα του χρησιμοποιούμενου μοντέλου να προβλέψει σωστά και επακριβώς την απόκριση του υπό εξέταση συστήματος. Επειδή οι παράμετροι του θεωρητικού μαθηματικού μοντέλου μπορεί να αποκλίνουν από αυτές του πραγματικού κυκλώματος (π.χ. λόγω αδυναμίας των οργάνων μέτρησης να δώσουν ακριβή αποτελέσματα ή λόγω μεταβολής των τιμών των παραμέτρων κατά τη διάρκεια λειτουργίας της πειραματικής διάταξης), τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων θα διαφέρουν εν γένει από τα αντίστοιχα του πραγματικού συστήματος. Θα βρίσκονται όμως κοντά σε αυτά, ενώ αποτελούν ένα πάρα πολύ χρήσιμο εργαλείο για την εκτίμηση της συμπεριφοράς μιας νέας τεχνικής ελέγχου πριν αυτή εφαρμοστεί σε έναν πραγματικό σύστημα, χωρίς τον κίνδυνο ατυχήματος ή άλλου ανεπιθύμητου αποτελέσματος.

Μετά την προσομοίωση των μεθόδων ελέγχου που εξετάζουμε, θα προχωρήσουμε στην εφαρμογή των μεθόδων σε πραγματικό χρόνο με την πειραματική διάταξη αντιστροφέα που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ, τόσο για την απομονωμένη λειτουργία του (τροφοδοτώντας ένα συμμετρικό τριφασικό φορτίο), όσο, βέβαια, και για τη διασύνδεσή του στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα περιγραφούν αναλυτικά τα διάφορα μέρη από τα οποία αποτελείται η πειραματική διάταξη καθώς και η διαδικασία και τα στάδια κατασκευής της, ενώ ακολούθως θα δοθούν τα αποτελέσματα τωνν προσομοιώσεων και της πειραματικής διαδικασίας.

για τον PQ έλεγχο (αλλά και για τον έλεγχο ρεύματος ενός τριφασικού φορτίου) και θα παρουσιαστούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους.

5.2 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ

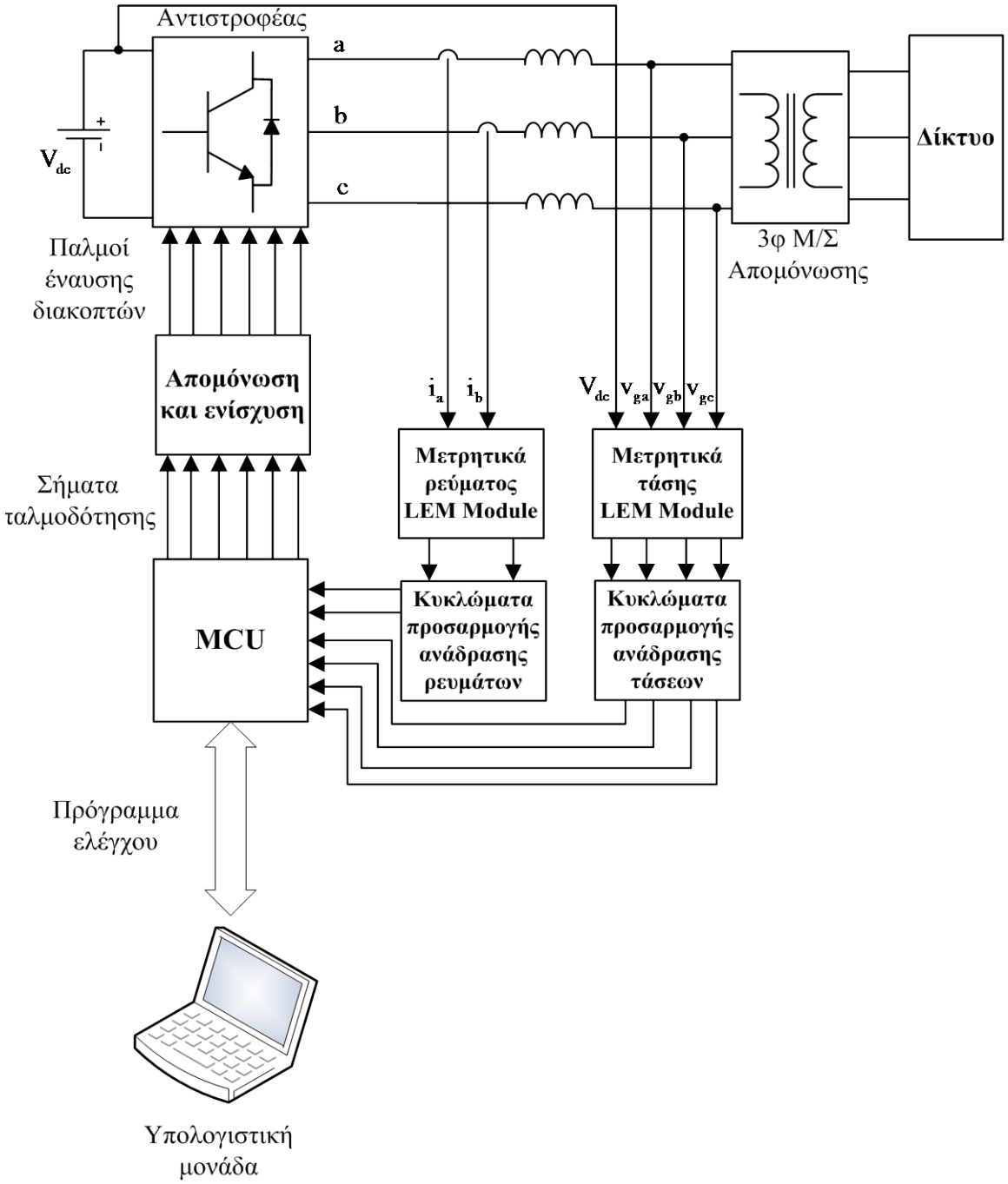
Η πειραματική διάταξη αντιστροφέα για τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος, αποτελείται από δύο ευρύτερα μέρη:

- Το κύκλωμα ισχύος.
- Τα συστήματα μετρήσεων και ελέγχου.

Το σχηματικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο Σχήμα 2.1 . Το κύκλωμα ισχύος αποτελείται από έναν τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας (Σχήμα 2.1) με ημιαγωγικά στοιχεία IGBTs και αντιπαράλληλα με αυτά τοποθετημένες διόδους. Η πηγή συνεχούς τάσης είναι ένας ρυθμιζόμενος αυτομετασχηματιστής (VARIAC), ο οποίος παρέχει συνεχή τάση μέχρι 400V. Ο τριφασικός αντιστροφέας συνδέεται μέσω πηνίων (που συνιστούν χαμηλοπερατό φίλτρο για την εξομάλυνση του παρεχόμενου ρεύματος) στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, το οποίο παρέχεται από μετασχηματισμό (επίσης μέσω ρυθμιζόμενων αυτομετασχηματιστών) της τριφασικής χαμηλής τάσης του δικτύου. Στη διασύνδεση του αντιστροφέα με το δίκτυο μεσολαβεί ακόμα ένας τριφασικός μετασχηματιστής απομόνωσης σε συνδεσμολογία αστέρας-τρίγωνο (η συνδεσμολογία του τριγώνου βρίσκεται από την πλευρά του δικτύου), για λόγους προστασίας και εξάλειψης των συνιστωσών μηδενικής ακολουθίας της τάσης. Για την υλοποίηση των μεθόδων ελέγχου που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 4, απαιτείται μέτρηση του ρεύματος δύο φάσεων, το οποίο μετατρέπεται σε κατάλληλο σήμα ανάδρασης μέσω δύο μετρητικών ρεύματος (LEM Current Transducers), καθώς και η μέτρηση της συνεχούς τάσης εισόδου και των τριών φασικών τάσεων του δικτύου, μέσω αντίστοιχων μετρητικών τάσης (LEM Voltage Transducers). Η χρήση μόνο δύο μετρητικών ρεύματος (για τις ανάγκες των αλγορίθμων ελέγχου απαιτείται η γνώση των ρευμάτων και των τριών φάσεων) είναι εφικτή λόγω της χρήσης του τριφασικού μετασχηματιστή απομόνωσης, με τη συνδεσμολογία αστέρα να βρίσκεται από την πλευρά του αντιστροφέα καθώς και των μετρητικών ρεύματος. Ο ουδέτερος κόμβος του αστέρα παραμένει απομονωμένος (δηλαδή δεν γειώνεται ούτε απευθείας ούτε μέσω αντίστασης), με αποτέλεσμα να μην κυκλοφορεί ρεύμα ουδετέρου και έτσι το τρίτο ρεύμα να υπολογίζεται από τα ρεύματα των άλλων δύο φάσεων με απλή εφαρμογή του νόμου ρευμάτων Kirchhoff στον ουδέτερο κόμβο. Ο ουδέτερος κόμβος του αστέρα είναι επίσης και το σημείο αναφοράς ως προς το οποίο μετρώνται οι φασικές τάσεις του δικτύου.

Τα σήματα ανάδρασης από τις μετρήσεις των ρευμάτων και των τάσεων, αφού υποστούν κατάλληλη προσαρμογή (που θα περιγραφεί παρακάτω), δίνονται ως είσοδοι στο μικροελεγκτή

(Microcontroller ή MCU), ο οποίος είναι συνδεδεμένος με την υπολογιστική μονάδα για την εφαρμογή του αλγορίθμου ελέγχου. Ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήθηκε στη συγκεκριμένη διάταξη είναι της εταιρίας Texas Instruments, μοντέλο TMS320F28335, ενώ η υπολογιστική μονάδα είναι ένας ψηφιακός φορητός υπολογιστής γενικού σκοπού (Laptop). Στη συνέχεια, με γνωστές τις αναδράσεις, οι οποίες στην ουσία παρέχουν πληροφορία για την παρούσα κατάσταση

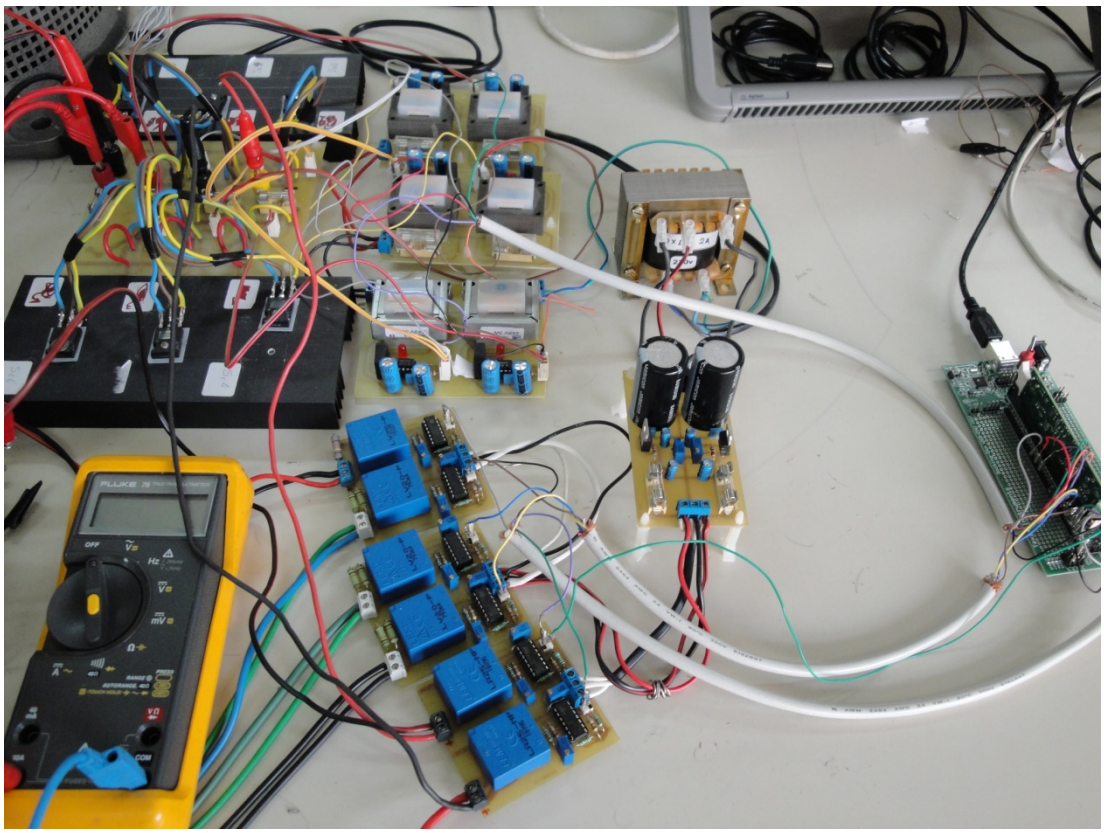


Σχήμα 5.1: Σχηματικό διάγραμμα πειραματικής διάταξης εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος στην οποία θα εφαρμοστούν οι μελετώμενες μέθοδοι ελέγχου.

του συστήματος, εκτελείται από τον μικροελεγκτή ο αλγόριθμος της εκάστοτε εφαρμοζόμενης τεχνικής ελέγχου. Η υπολογιστική μονάδα χρησιμοποιείται για το "κατέβασμα" του προς εκτέλεση

αλγορίθμου στο μικροελεγκτή μέσω κατάλληλου λογισμικού επικοινωνίας, το Code Composer Studio. Αυτό, αναλαμβάνει στην ουσία τη μεταγλώττιση των αλγορίθμων ελέγχου, που περιλαμβάνονται στα θεωρητικά μοντέλα και προσομοιώνονται με το ειδικό λογισμικό SIMULINK, προκειμένου να εκτελεστούν από τη μονάδα MCU. Βάσει του εκάστοτε αλγορίθμου παράγονται από το μικροελεγκτή και οι κατάλληλοι παλμοί έναυσης για τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα, οι οποίοι έχουν δημιουργηθεί με σκοπό να οδηγήσουν το σύστημα στη νέα επιθυμητή κατάσταση. Οι παλμοί όμως αυτοί είναι ασθενείς (μικρής τάσης), με συνέπεια να μην μπορούν να φέρουν τα ημιαγωγικά στοιχεία (IGBTs) σε αγωγή. Για το λόγο αυτό, οδηγούνται σε κατάλληλα κυκλώματα οδήγησης (drivers), τα οποία αναλαμβάνουν να τα ενισχύσουν προκειμένου να μπορέσουν να οδηγήσουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα. Τα κυκλώματα οδήγησης έχουν μια ακόμα πολύ σημαντική αρμοδιότητα, αυτή της απομόνωσης του (εξαιρετικά ευαίσθητου σε υπερτάσεις) μικροελεγκτή από το κύκλωμα ισχύος και τις όποιες ανεπιθύμητες παρενέργειες που μπορεί να προκληθούν.

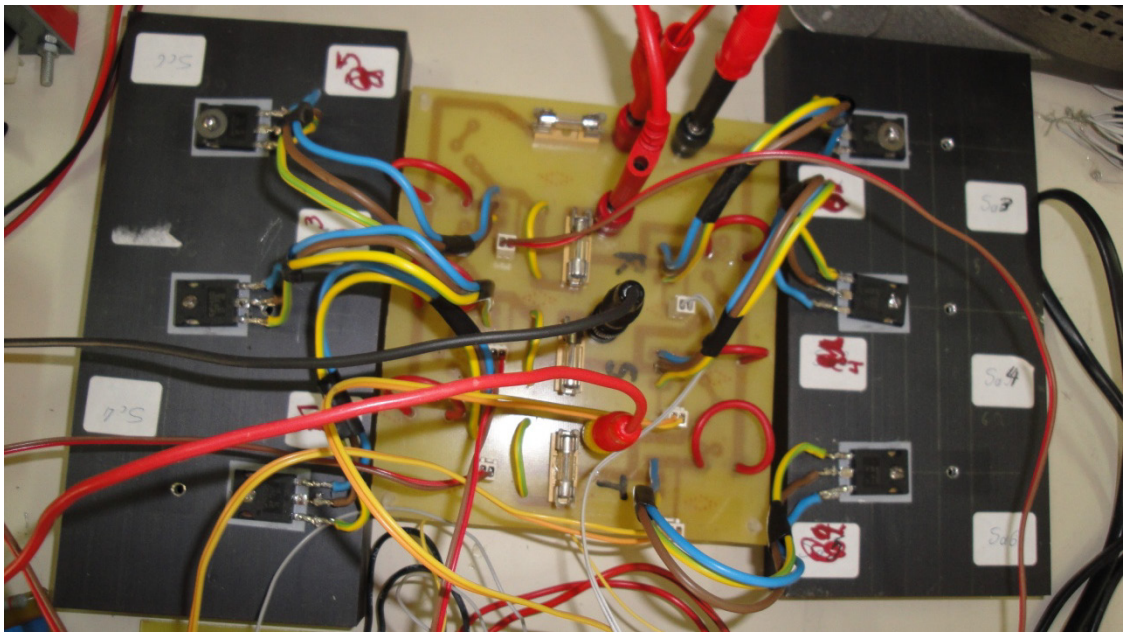
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η περιγραφείσα πειραματική διάταξη ενώ στη συνέχεια θα δοθούν κάποιες περαιτέρω λεπτομέρειες για τα δομικά μέρη που την αποτελούν:



Σχήμα 5.2: Γενική άποψη πειραματικής διάταξης αντιστροφέα

5.2.1 Τριφασικός αντιστροφέας

Όπως περιγράφηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 2, ο τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας αποτελείται από τρεις ημιγέφυρες, η κάθε μία εκ των οποίων έχει δύο ημιαγωγικά στοιχεία συνδεδεμένα σε σειρά και το καθένα από αυτά έχει συνδεδεμένη αντιπαράλληλα μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα πειραματική διάταξη είναι IGBTs, και συγκεκριμένα τα G4PH40KD της εταιρίας International Rectifier. Οι ημιαγωγοί αυτοί έχουν δυνατότητα μέγιστης διέλευσης ρεύματος συλλέκτη I_C έως και 30A σε θερμοκρασία 25°, ενώ η μέγιστη τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} είναι η $V_{CE,\max} = 1200V$. Προκειμένου να ξεκινήσουν να άγουν τα IGBTs, απαιτείται μια τάση πύλης-εκπομπού V_{GE}, τα μέγιστα όρια της οποίας είναι $V_{GE,\max} = \pm 20V$. Στη συγκεκριμένη διάταξη θα δίνουμε την ονομαστική τάση (μέσω των drivers) $V_{GE} = 15V$ για να αρχίσουν να άγουν τα IGBTs, ενώ για τη σβέση τους θα εφαρμόζεται τάση $V_{GE} = -12V$. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται μια πιο λεπτομερής άποψη του τριφασικού αντιστροφέα γέφυρας του πειράματος:



Σχήμα 5.2: Τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας

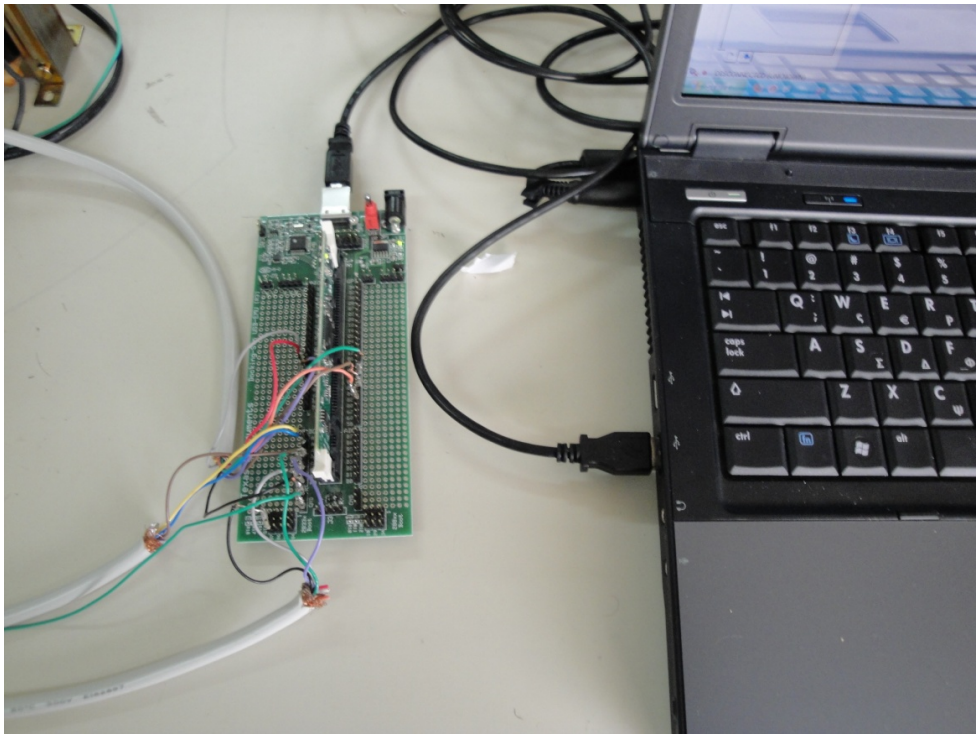
Όπως παρατηρείται, τα IGBTs (με τις αντιπαράλληλα συνδεδεμένες διόδους ελεύθερης διέλευσης) είναι τοποθετημένα πάνω σε ψύκτρες κατάλληλου μεγέθους για την ψύξη τους. Ακόμα, για την προστασία του κυκλώματος ισχύος και της πειραματικής διάταξης γενικότερα, έχουν τοποθετηθεί ασφάλειες των 10A σε κάθε μια από τις τρεις φάσεις του αντιστροφέα καθώς και μια ασφάλεια των 20A στην πλευρά της συνεχούς πηγής τάσης.

5.2.2 Μικροελεγκτής (MCU)

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή, η μονάδα μικροελεγκτή που χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διαδικασία είναι η TMS320F28335 της Texas Instruments. Αυτή ενσωματώνει επεξεργαστή 32-bit κινητής υποδιαστολής απλής ακρίβειας (IEE-754 Single –Precision Floating-Point Unit ή FPU), ενώ η συχνότητα ρολογιού είναι στα 150MHz. Στο ολοκληρωμένο κύκλωμα ενσωματώνονται ακόμα μια μνήμη Flash 256K x 16 (το 16 συνιστά το μέγεθος κάθε λέξης σε bit) καθώς και μια μνήμη RAM μονής προσπέλασης (Single-access RAM ή SARAM) μεγέθους 34K x 16. Προκειμένου να πραγματοποιηθεί η σύνδεση με την υπολογιστική μονάδα καθώς και να γίνουν εύκολα προσιτές οι είσοδοι και οι έξοδοι της κάρτας ελέγχου, αυτή τοποθετείται σε ειδική υποδοχή (docking station), που αποτελεί στην ουσία μια μικρή μητρική κάρτα με τα εξής γενικά χαρακτηριστικά:

- θύρα USB για την τροφοδοσία του μικροελεγκτή και την επικοινωνία του με την υπολογιστική μονάδα
- 16 αναλογικές είσοδοι (ADC) - 12 bit - χρόνος μετατροπής 80ns
- 88 είσοδοι/έξοδοι γενικού σκοπού (GPIO)
- 18 ψηφιακές έξοδοι

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ο μικροελεγκτής που συνδέεται, μέσω USB θύρας, με την υπολογιστική μονάδα:



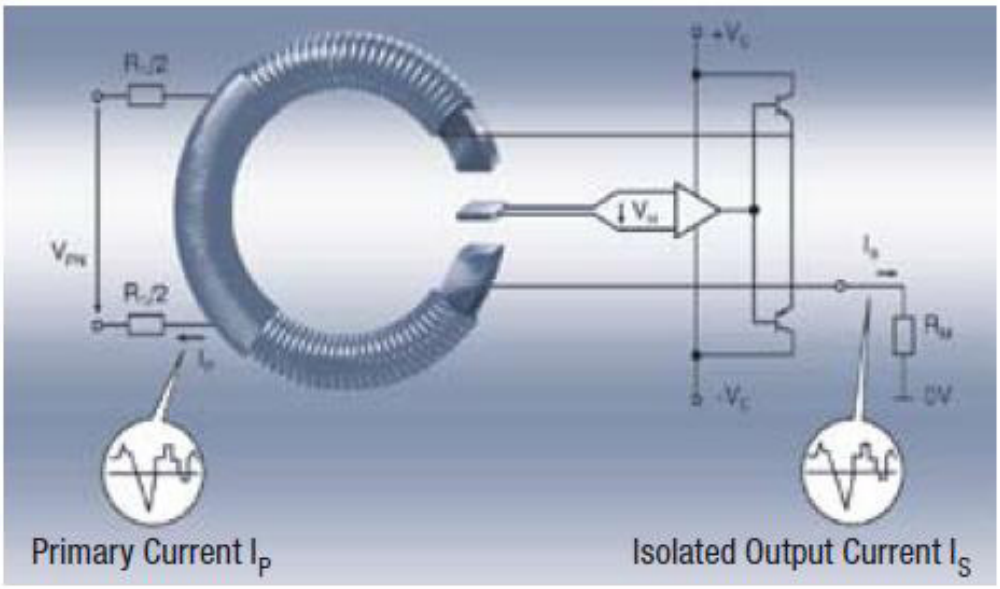
Σχήμα 5.3: Σύνδεση κάρτας TMS320F28335 με την υπολογιστική μονάδα

Όπως περιγράφηκε και πρωτύτερα, τα μετρούμενα μεγέθη του κυκλώματος (τάσεις και ρεύματα) δίνονται ως αναλογικές είσοδοι στη μονάδα μικροελεγκτή και, ανάλογα με τον αλγόριθμο ελέγχου που έχει εφαρμοστεί από τον υπολογιστή μέσω του λογισμικού επικοινωνίας, παράγονται από τις ψηφιακές εξόδους οι παλμοί έναυσης για τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα. Όπως είναι ευνόητο, τα μετρούμενα μεγέθη από το κύκλωμα ισχύος δεν μπορούν να μεταφερθούν άμεσα στον μικροελεγκτή, καθώς πρόκειται για ένα εξαιρετικά ευαίσθητο κύκλωμα. Για την ακρίβεια, τα σήματα τάσης που μπορούμε να εισάγουμε ή να εξάγουμε προς ή από την κάρτα ελέγχου πρέπει να έχουν πλάτος από 0V έως και 3.3V. Έτσι, για την εισαγωγή στον μικροελεγκτή των μετρήσεων τάσεων και ρευμάτων χρησιμοποιούνται μετρητικά τάσης και ρεύματος αντίστοιχα (LEM Transducers), προκειμένου να μετατραπούν σε σήματα τάσης κατάλληλου πλάτους. Όσο για τα εξαγόμενα ψηφιακά σήματα παλμών, αυτά ενισχύονται μέσω των drivers προκειμένου να είναι ικανά να οδηγήσουν τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα.

5.2.3 Μετρητικά συστήματα τάσης και ρεύματος

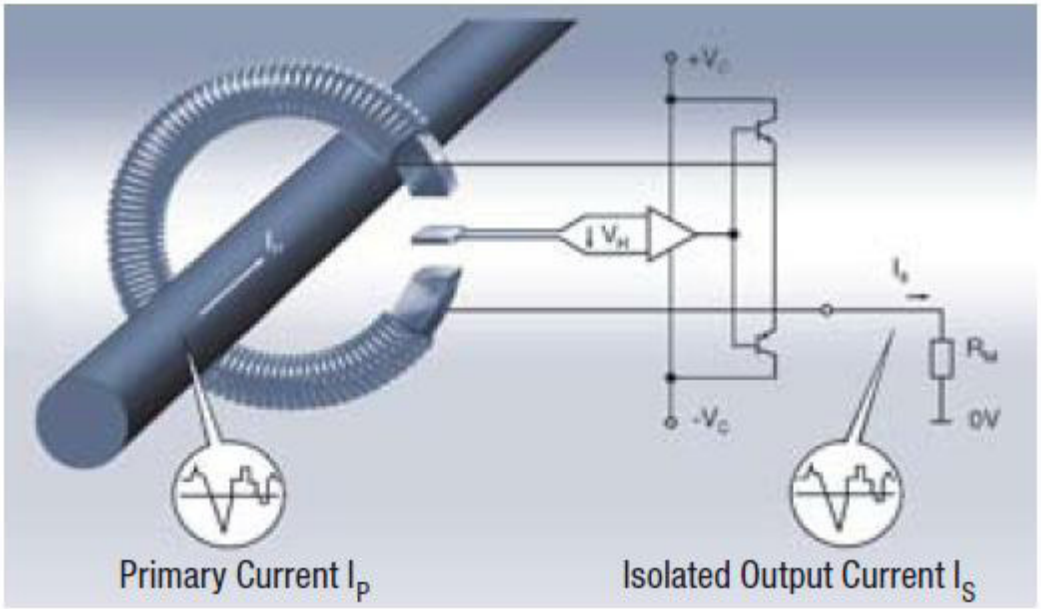
Για να μπορέσουμε να εισάγουμε τις τιμές των μετρήσεων από το κύκλωμα ισχύος στις αναλογικές εισόδους του μικροελεγκτή χρησιμοποιούμε υποβιβαστές τάσης και ρεύματος, οι οποίοι υποβιβάζουν την τάση σε ένα εύρος από 0 έως 3V και μετατρέπουν το ρεύμα σε σήμα τάσης με το ίδιο εύρος τιμών (0 έως 3V). Για να το πετύχουμε αυτό αξιοποιούμε τη λειτουργία κατάλληλων μετρητικών τάσης και ρεύματος (Voltage and Current Transducers). Στη συγκεκριμένη πειραματική διάταξη χρησιμοποιήσαμε μετρητικά της εταιρίας LEM και ειδικότερα για τη μέτρηση των τάσεων τα LEM LV25-P και LV20-P, ενώ για την μέτρηση των ρευμάτων τα LEM LA25-NP.

Η αρχή λειτουργίας των μετρητικών συστημάτων LEM βασίζεται στο φαινόμενο Hall κλειστού βρόχου. Το Σχήμα 5.4 παρουσιάζει το εσωτερικό κύκλωμα ενός LEM τάσης. Ένα πολύ μικρό ρεύμα, το οποίο προκύπτει από τη μετρούμενη τάση και περιορίζεται από μια εν σειρά τοποθετημένη αντίσταση, οδηγείται στο πρωτεύον τύλιγμα. Η μαγνητική ροή που δημιουργείται από το πρωτεύον ρεύμα I_P εξισορροπείται από μια συμπληρωματική ροή, η οποία δημιουργείται οδηγώντας ένα ρεύμα στο δευτερεύον τύλιγμα. Μια συσκευή Hall και το συναφές ηλεκτρικό κύκλωμα χρησιμοποιούνται για την παραγωγή του δευτερεύοντος (συμπληρωματικού) ρεύματος, το οποίο είναι μια ακριβής αναπαράσταση της τάσης που εφαρμόζεται στο πρωτεύον τύλιγμα.



Σχήμα 5.4: Εσωτερικό κύκλωμα LEM τάσης

Όσον αφοράς το LEM ρεύματος (Σχήμα 5.5), η μαγνητική ροή που δημιουργείται από το ρεύμα I_P του πρωτεύοντος τυλίγματος (που αποτελεί και το μετρούμενο από το κύκλωμα ισχύος ρεύμα) εξισορροπείται από μια συμπληρωματική ροή που παράγεται οδηγώντας ένα ρεύμα στο δευτερεύον τύλιγμα. Και πάλι μια διάταξη Hall χρησιμοποιείται για την παραγωγή του δευτερεύοντος (συμπληρωματικού) ρεύματος, το οποίο είναι ακριβής αναπαράσταση του πρωτεύοντος ρεύματος άλλα μικρότερης τιμής (της τάξης των mA).



Σχήμα 5.5: Εσωτερικό LEM ρεύματος

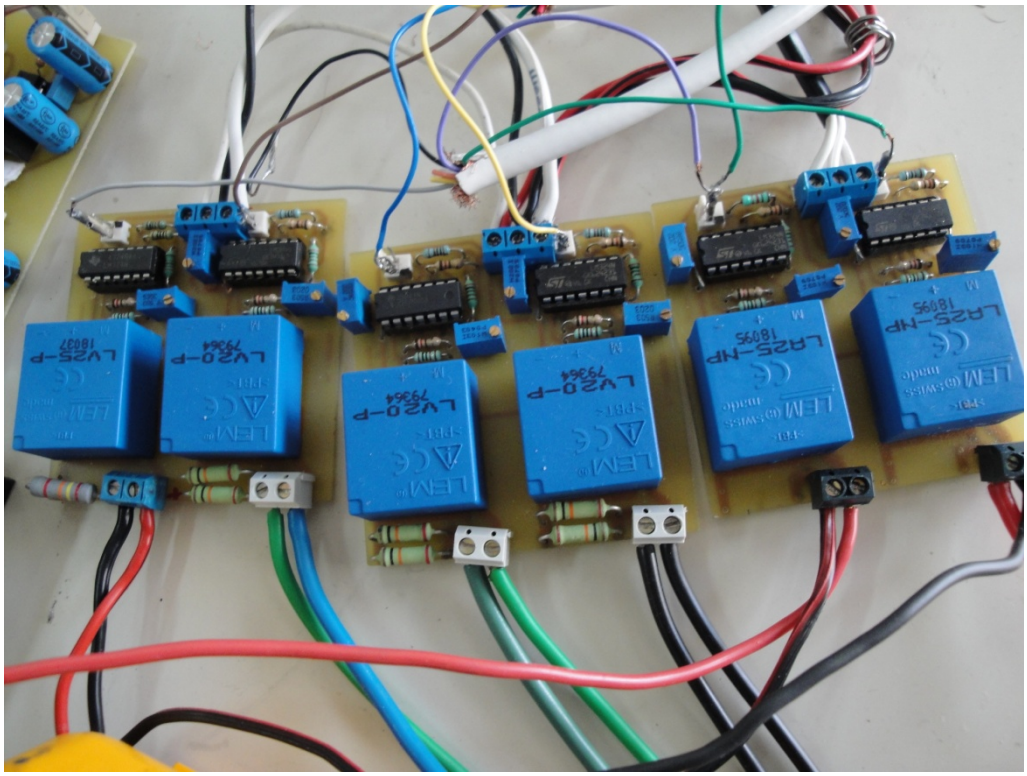
Από τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό, ότι τα μετρητικά τάσης και ρεύματος δέχονται στην είσοδό τους κάποιο ρεύμα και παράγουν στην έξοδο τους ένα ακριβές αντίγραφο του, από το οποίο μπορούμε να εξάγουμε ένα σήμα τάσης για να το δώσουμε ως είσοδο στο μικροελεγκτή. Για τα LEM τάσης, ένα ρεύμα ανάλογο της μετρούμενης τάσης πρέπει να περάσει μέσα από μια εξωτερική αντίσταση R_1, η οποία συνδέεται εν σειρά με το πρωτεύον τύλιγμα του μετρητικού και επιλέγεται από εμάς ανάλογα με την εφαρμογή και τα επίπεδα τάσης που πρέπει να μετρηθούν. Για μέγιστη ακρίβεια στη μέτρηση των LEM LV25-P και LV20-P, η αντίσταση R_1 πρέπει να επιλέγεται έτσι ώστε, στην ονομαστική τάση που μετράται, το ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον τύλιγμα να είναι όσο πιο κοντά γίνεται στα $10mA$. Γενικά το εύρος των ρευμάτων του πρωτεύοντος τυλίγματος μπορεί να κυμαίνεται από 0 έως $\pm 14mA$. Αντίστοιχα στο δευτερεύον κύκλωμα συνδέεται μια αντίσταση R_m, από τα άκρα της οποίας παίρνουμε το επιθυμητό σήμα τάσης. Το ονομαστικό ρεύμα του δευτερεύοντος τυλίγματος θα πρέπει να είναι περίπου $25mA$.

Για το μετρητικό ρεύματος LEM LA25-NP δεν απαιτείται η προσθήκη εξωτερικής αντίστασης στο πρωτεύον τύλιγμα, καθώς μετράται απευθείας ρεύμα. Αυτό που χρειάζεται είναι η κατάλληλη βραχυκύκλωση των ακροδεκτών του (1 έως 10), σύμφωνα με τις τεχνικές προδιαγραφές της εταιρίας, προκειμένου να δημιουργηθεί ο κατάλληλος λόγος ελιγμάτων που απαιτείται για τη μέτρηση του ονομαστικού ρεύματος του κυκλώματος ισχύος. Σε κάθε περίπτωση το ονομαστικό ρεύμα του δευτερεύοντος είναι γύρω στα $25mA$. Και για τα μετρητικά ρεύματος απαιτείται η σύνδεση αντίστασης R_m στο δευτερεύον τύλιγμα, προκειμένου να μετρήσουμε στα άκρα της την τάση που θα δοθεί ως αναλογική είσοδος στο μικροελεγκτή.

Όπως σημειώθηκε στα χαρακτηριστικά του μικροεπεξεργαστή TMS320F28335 της Texas Instruments, τα σήματα τάσης που δίνονται ως είσοδοι σε αυτόν πρέπει να είναι από 0V έως και 3.3V. Το 0V αποτελεί την τάση αναφοράς για το κύκλωμα ελέγχου και το παίρνουμε από τη μεσαία λήψη του μετασχηματιστή που χρησιμοποιείται για την τροφοδότηση (με $+15V$ και $-15V$) των μετρητικών τάσης και ρεύματος. Εφ' όσον η κάρτα ελέγχου συνδέεται μέσω USB θύρας με τον υπολογιστή, η γείωση του μικροελεγκτή είναι floating. Έτσι η σύνδεση του GND της κάρτας με τη μεσαία λήψη του μετασχηματιστή δεν προκαλεί την κυκλοφορία ρεύματος (με κίνδυνο να καταστρέψει τον μικροεπεξεργαστή) ενώ παράλληλα δημιουργεί την κοινή τάση αναφοράς των 0V.

Προκειμένου τα σήματα τάσης που εξέρχονται από τα μετρητικά LEM και δίνονται ως αναλογικές είσοδοι στο μικροελεγκτή να βρίσκονται μέσα στα αποδεκτά όρια (έως 3V για μεγαλύτερη ασφάλεια), θα πρέπει να προσαρμοστούν μέσω κατάλληλων κυκλωμάτων ενίσχυσης. Έτσι τα εναλλασσόμενα σήματα θα πρέπει να ενισχύονται κατάλληλα και να υπερτίθεται σε αυτά μια dc συνιστώσα, προκειμένου η μέγιστη μετρούμενη εναλλασσόμενη τιμή από το κύκλωμα ισχύος να εισάγει στην κάρτα ελέγχου ένα εναλλασσόμενο σήμα τάσης 3V peak-peak με ένα dc offset 1.5V (αντίστοιχα όλες οι υπόλοιπες μετρήσεις, όπως η ονομαστική, θα εισάγουν θετικά εναλλασσόμενα σήματα μικρότερου πλάτους). Τα συνεχή σήματα που μετρούνται από το κύκλωμα ισχύος χρειάζεται απλά να ενισχύονται προκειμένου να βρίσκονται μέσα στα επιτρεπτά όρια. Για την υλοποίηση των κυκλωμάτων προσαρμογής χρησιμοποιήθηκαν τα ολοκληρωμένα LM324N, τα οποία αποτελούνται από τέσσερις ανεξάρτητους, υψηλού κέρδους τελεστικούς ενισχυτές, καθώς και οι κατάλληλες αντιστάσεις και πολύστροφα ποτενσιόμετρα ακριβείας προκειμένου να επιτευχθούν τα επιθυμητά

κέρδη για τα σήματα τάσης που δίνονται ως είσοδοι στο μικροελεγκτή. Στο ακόλουθο σχήμα φαίνονται τα μετρητικά LEM που χρησιμοποιήθηκαν στην πειραματική διάταξη (με το μπλε χρώμα) και τα αντίστοιχα κυκλώματα προσαρμογής:

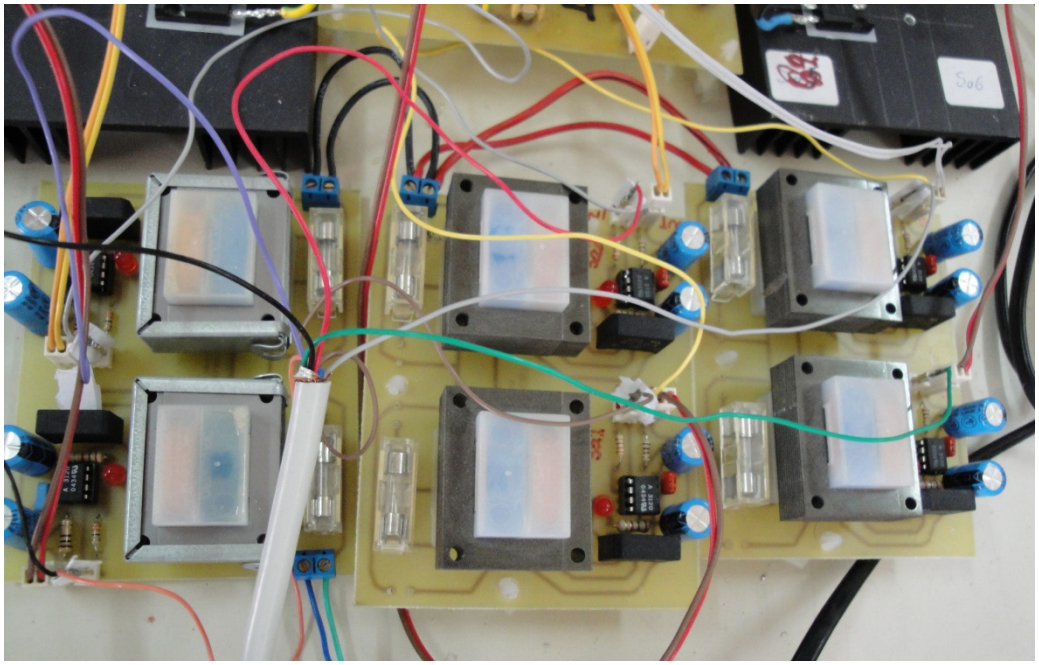


Σχήμα 5.6: Μετρητικά LEM τάσης και ρεύματος σε συνδυασμό με κυκλώματα προσαρμογής για την ασφαλή εισαγωγή σημάτων τάσης στο μικροελεγκτή

Όπως σημειώθηκε και στην εισαγωγή της παραγράφου, για την υλοποίηση της πειραματικής διάταξης απαιτήθηκαν τέσσερα μετρητικά LEM τάσης (ένα για τη μέτρηση της συνεχούς τάσης εισόδου του αντιστροφέα και τρία για τη μέτρηση των φασικών τάσεων του δικτύου) και δύο LEM ρεύματος. Στο Σχήμα 5.4 φαίνονται από αριστερά προς τα δεξιά τα LEM τάσης και ρεύματος αντίστοιχα. Για τα LEM τάσης μπορούν να παρατηρηθούν οι εξωτερικές αντιστάσεις που έχουν συνδεθεί εν σειρά με τα πρωτεύοντα τυλίγματα των μετρητικών, προκειμένου κατά τη μέτρηση των ονομαστικών μεγεθών (που θα δοθούν αναλυτικά στη συνέχεια) η ένταση του ρεύματος που εισέρχεται να είναι περίπου $10mA$. Οι έξοδοι των κυκλωμάτων προσαρμογής είναι διαφορικές, με το αρνητικό τους μέρος να είναι κοινό και να συνδέεται με την μεσαία λήψη του μετασχηματιστή του τροφοδοτικού, δηλαδή την τάση αναφοράς $0V$. Κάθε θετικό μέρος εισάγεται σε μια αναλογική είσοδο του μικροελεγκτή, ενώ η τάση αναφοράς συνδέεται στην έξοδο GND (γείωση του μικροελεγκτή).

5.2.4 Κυκλώματα οδήγησης (drivers)

Τα ψηφιακά σήματα τάσης που εξέρχονται από το μικροεπεξεργαστή και που σκοπό έχουν να παλμοδοτήσουν τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα (IGBTs), είναι ασθενή ($0V$ και $3.3V$) και έτσι δεν μπορούν να φέρουν σε αγωγή τους διακόπτες. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται ειδικά κυκλώματα οδήγησης, τα οποία ενισχύουν τα σήματα αυτά ενώ παράλληλα απομονώνουν το ευαίσθητο κύκλωμα δημιουργίας παλμών από το κύκλωμα ισχύος.



Σχήμα 5.7: Κυκλώματα οδήγησης παλμών (drivers)

Προκειμένου να έρθουν σε αγωγή τα IGBTs του τριφασικού αντιστροφέα, ο θετικός ψηφιακός παλμός που παράγεται από το μικροελεγκτή ενισχύεται και η τάση που εφαρμόζεται τελικά μεταξύ πύλης και εκπομπού είναι $V_{GE} = +15V$. Για τη σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων, αν και επιτυγχάνεται με το μηδενισμό της τάσης V_{GE}, εφαρμόζεται μια αρνητική τάση $V_{GE} = -12V$ προκειμένου να διασφαλιστεί ότι δε θα υπάρχει αγωγή. Η απομόνωση των κυκλωμάτων οδήγησης από το κύκλωμα δημιουργίας παλμών (μικροεπεξεργαστής) δεν είναι γαλβανική αλλά οπτική και πραγματοποιείται μέσω opto-coupler, δηλαδή ζεύγους φωτοτρανζίστορ-φωτοδιόδου LED.

Τα αποτελέσματα και οι μετρήσεις που λήφθηκαν κατά τη διάρκεια της πειραματικής διαδικασίας αφορούν δύο ευρύτερες κατηγορίες: την απομονωμένη λειτουργία του αντιστροφέα, όπου τροφοδοτήθηκε ένα τριφασικό, συμμετρικό ωμικό-επαγωγικό φορτίο, καθώς, βέβαια, και τη διασύνδεσή του με το δίκτυο χαμηλής τάσης. Κατά την απομονωμένη λειτουργία πραγματοποιήθηκε έλεγχος του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα τόσο με τη μέθοδο του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος (Finite Set Model Predictive Current Control), που αναλύθηκε εκτενώς στην παράγραφο 3.4.1, όσο και με τη μέθοδο του ελέγχου ρεύματος βασισμένου στην

τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM), οι βασικές αρχές της οποίας παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 2.2.2.2 . Κατά τη διασύνδεση με το δίκτυο, εφαρμόστηκε ο έλεγχος PQ για τον καθορισμό της διακινούμενης ενεργού και αέργου ισχύος με αυτό, ενώ οι τεχνικές στις οποίες βασίστηκε αναλύθηκαν στο Κεφάλαιο 4 και αφορούν το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (FS-MPC) και την PWM τεχνική με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM).

Η μελέτη της συμπεριφοράς του αντιστροφέα στην απομονωμένη λειτουργία αποτέλεσε ένα σημαντικότατο κομμάτι της πειραματικής διαδικασίας. Και αυτό γιατί σε ένα πρώτο επίπεδο έδωσε τη δυνατότητα ελέγχου της πειραματικής διάταξης – σε ένα ασφαλέστερο σε σχέση με τη διασύνδεση στο δίκτυο περιβάλλον – όσον αφορά τις κολλήσεις και τις διάφορες συνδέσεις αλλά και τις ρυθμίσεις των κυκλωμάτων προσαρμογής των μετρητικών (επιλογή κατάλληλων αντιστάσεων στα πρωτεύοντα τυλίγματα των LEM τάσης και ρύθμιση των κερδών μέσω των πολύστροφων ποτενσιομέτρων ακριβείας). Το κυριότερο, όμως, είναι ότι ο έλεγχος ρεύματος του απομονωμένου τριφασικού φορτίου αποτέλεσε μια ιδανική εφαρμογή για τη διερεύνηση των μεγάλων δυνατοτήτων και πλεονεκτημάτων που προσφέρει ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (βασικό αντικείμενο μελέτης της παρούσας διπλωματικής εργασίας) αλλά και μια εισαγωγή στο έλεγχο της παρεχόμενης ισχύος κατά τη διασύνδεση στο δίκτυο, όπου, στην ουσία, ελέγχεται το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα.

Στις προσομοιώσεις που προηγήθηκαν της πειραματικής διαδικασίας (με τη βοήθεια του ειδικού λογισμικού προσομοίωσης MATLAB SIMULINK) , οι παράμετροι των μοντέλων που χρησιμοποιήθηκαν ήταν σε πλήρη συμφωνία με τις τιμές των στοιχείων του πραγματικού κυκλώματος ισχύος, προκειμένου να υπάρχει άμεση σύγκριση. Έτσι, όσον αφορά την επιλογή των πηνίων που χρησιμοποιήθηκαν κατά την απομονωμένη λειτουργία (ως ωμικό-επαγωγικά φορτίο) και κατά τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας (ως πηνία διασύνδεσης), αυτή έγινε βάση των διαθέσιμων στοιχείων του Εργαστηρίου. Λόγω της περιορισμένης δυνατότητας αγωγής τους (μέγιστη ένταση ρεύματος περίπου $10A$), τα σημεία λειτουργίας στην τροφοδότηση του απομονωμένου φορτίου καθορίστηκαν από το όριο αυτό ενώ κατά τον έλεγχο PQ, η τάση δικτύου δόθηκε από το μετασχηματισμό - μέσω ρυθμιζόμενων αυτομετασχηματιστών – της τριφασικής χαμηλής τάσης δικτύου και έτσι ήταν υποβιβασμένη. Σε κάθε περίπτωση, η δομή και η φιλοσοφία του ελέγχου παραμένει αναλλοίωτη, και επομένως τα πειραματικά αποτελέσματα που ελήφθησαν δίνουν ασφαλή συμπεράσματα για τη διασύνδεση ενός πραγματικού συστήματος (π.χ. μια φωτοβολταϊκή μονάδα) στο δίκτυο χαμηλής τάσης.

Όπως περιγράφηκε και στην εισαγωγή του κεφαλαίου, η εφαρμογή των αλγορίθμων ελέγχου σε πραγματικό χρόνο πραγματοποιείται μέσω της υπολογιστικής μονάδας και του εξωτερικού μικροεπεξεργαστή. Οι αλγόριθμοι, που έχουν υλοποιηθεί στον υπολογιστή με το ειδικό πρόγραμμα προσομοίωσης SIMULINK, μεταφέρονται μέσω κατάλληλου λογισμικού διεπαφής, το Code Composer Studio, στο μικροελεγκτή, από τον οποίο παράγονται οι ψηφιακοί παλμοί προς τους ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα. Η συχνότητα δειγματοληψίας των αναλογικών εισόδων της κάρτας ελέγχου αλλά και η συχνότητα εκτέλεσης των υπολογισμών από τον επεξεργαστή του μικροελεγκτή καθορίζεται από εμάς, αλλά περιορίζεται από την υπολογιστική ισχύ του και από την πολυπλοκότητα του εκάστοτε αλγορίθμου ελέγχου. Έτσι η επιλογή των χρόνων δειγματοληψίας για κάθε αλγόριθμο που εφαρμόστηκε έγινε με κριτήριο το μέγιστο ανεκτό υπολογιστικό φόρτο από το

μικροεπεξεργαστή έτσι ώστε να υπάρχει ομαλή ροή εκτέλεσης του. Προκειμένου να μπορεί να γίνει άμεση σύγκριση, οι χρόνοι αυτοί χρησιμοποιήθηκαν και στο στάδιο των προσομοιώσεων, όπου για όλους του αλγορίθμους ελέγχου πραγματοποιήθηκε επίλυση σε διακριτό επίπεδο. Είναι προφανές, ότι η δυνατότητα να περάσουμε σε μεγαλύτερες συχνότητες υπολογισμού θα έδινε βελτιωμένα αποτελέσματα, αν και σε κάποιες περιπτώσεις με κόστος την αυξημένη διακοπτική συχνότητα.

Στον ακόλουθο πίνακα παρουσιάζονται αναλυτικά τα στοιχεία και οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν τόσο στο στάδιο της προσομοίωσης όσο και στην πειραματική διαδικασία:

Πίνακας 5.1: Παράμετροι πειραματικής διαδικασίας

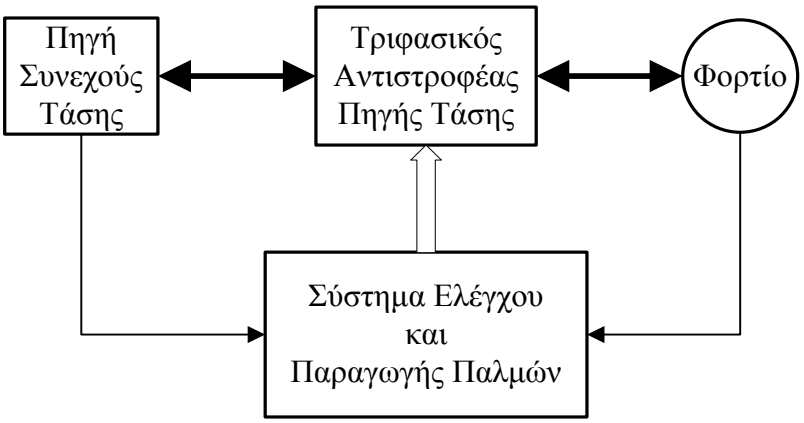
	Λειτουργία φορτίου		**Λειτουργία δικτύου**	
	FS-MPC	SVPWM	FS-MPC	SVPWM
Συχνότητα δειγματοληψίας	20 kHZ	25 kHz	20 kHz	16.7 kHz
Αντίσταση πηνίων R	900 mΩ			
Επαγωγή πηνίων L	4 mH			
Χωρητικότητα πυκνωτή DC πλευράς	2200 pF			
Διακοπτική συχνότητα	4-5 kHz	4.2 kHz	4-5 kHz	2.8 kHz
Πολική τάση δικτύου	-		50 V RMS	
Συνεχής τάση τροφοδοσίας	30 V		120 V	

5.3 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ

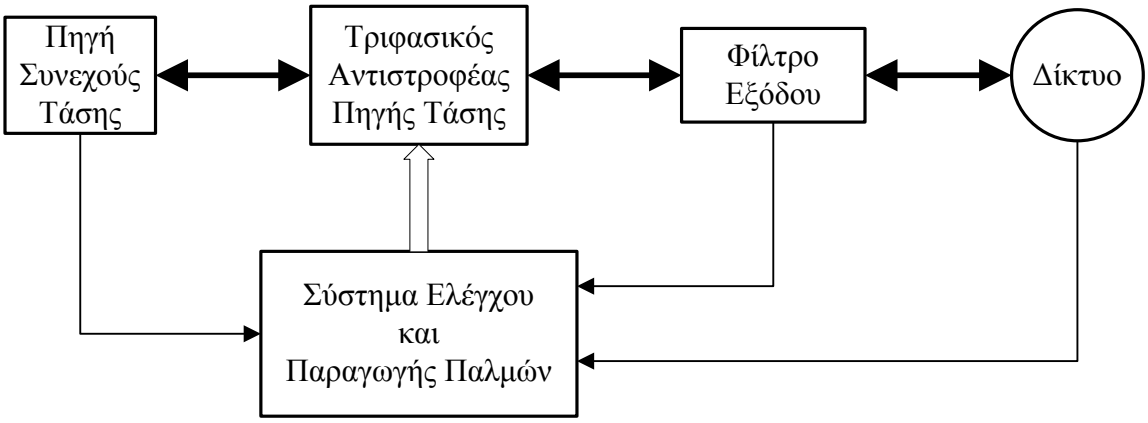
Στις επόμενες παραγράφους θα παρουσιαστούν αναλυτικά τα δομικά στοιχεία των μαθηματικών μοντέλων που υλοποιήθηκαν στο SIMULINK και περιγράφουν τις δύο κύριες εξεταζόμενες τεχνικές ελέγχου (FS-MPC και SVPWM) ενός τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, όσον αφορά των έλεγχο της διακινούμενης ενεργού και αέργου ισχύος κατά τη διασύνδεσή του στο δίκτυο και τον έλεγχο ρεύματος κατά την απομονωμένη λειτουργία του. Οι προσομοιώσεις που διενεργήθηκαν είχαν ως σκοπό την κάλυψη δύο βασικών τομέων :

- τη μελέτη της απόκρισης των παραπάνω συστημάτων κατά τη **μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**. Όσον αφορά το PQ έλεγχο, μας ενδιαφέρει η ανταπόκριση των αλγορίθμων ελέγχου στις δεδομένες απαιτήσεις ισχύος (ενεργού και αέργου) καθώς και η ποιότητα του παρεχόμενου στο δίκτυο ρεύματος. Κατά την απομονωμένη λειτουργία, στόχος είναι, το απορροφώμενο από το φορτίο ρεύμα να ακολουθεί κάποια ημιτονοειδή αναφορά.
- τη μελέτη της **δυναμικής συμπεριφοράς** των συστημάτων ελέγχου.

Παρακάτω, στα Σχήματα 5.8 και 5.9, βλέπουμε τα γενικά διαγράμματα ελέγχου των μελετώμενων συστημάτων, στα οποία φαίνονται και τα υποσυστήματα προς μοντελοποίηση. Τα υποσυστήματα αυτά είναι: Η πηγή ισχύος συνεχούς τάσης, ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων, το φορτίο (για το απομονωμένο σύστημα) , το φίλτρο εξόδου και το δίκτυο (για το διασυνδεδεμένο σύστημα) καθώς και το σύστημα μετρήσεων και ελέγχου. Όλες οι μελετώμενες τεχνικές ελέγχου χρησιμοποιούν το ίδιο μοντέλο για το κύκλωμα ισχύος και όλες οι διαφοροποιήσεις γίνονται στο κύκλωμα ελέγχου, δηλαδή στο περιεχόμενο του μπλοκ του υποσυστήματος μετρήσεων και ελέγχου.



Σχήμα 5.8: Γενικό διάγραμμα ελέγχου αντιστροφέα σε απομονωμένη λειτουργία προς προσομοίωση

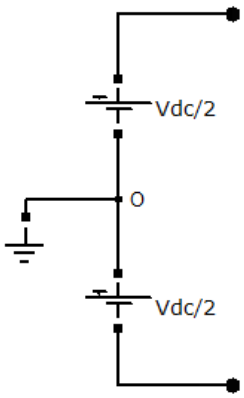


Σχήμα 5.9: Γενικό διάγραμμα ελέγχου αντιστροφέα διασυνδεδεμένου στο δίκτυο προς προσομοίωση

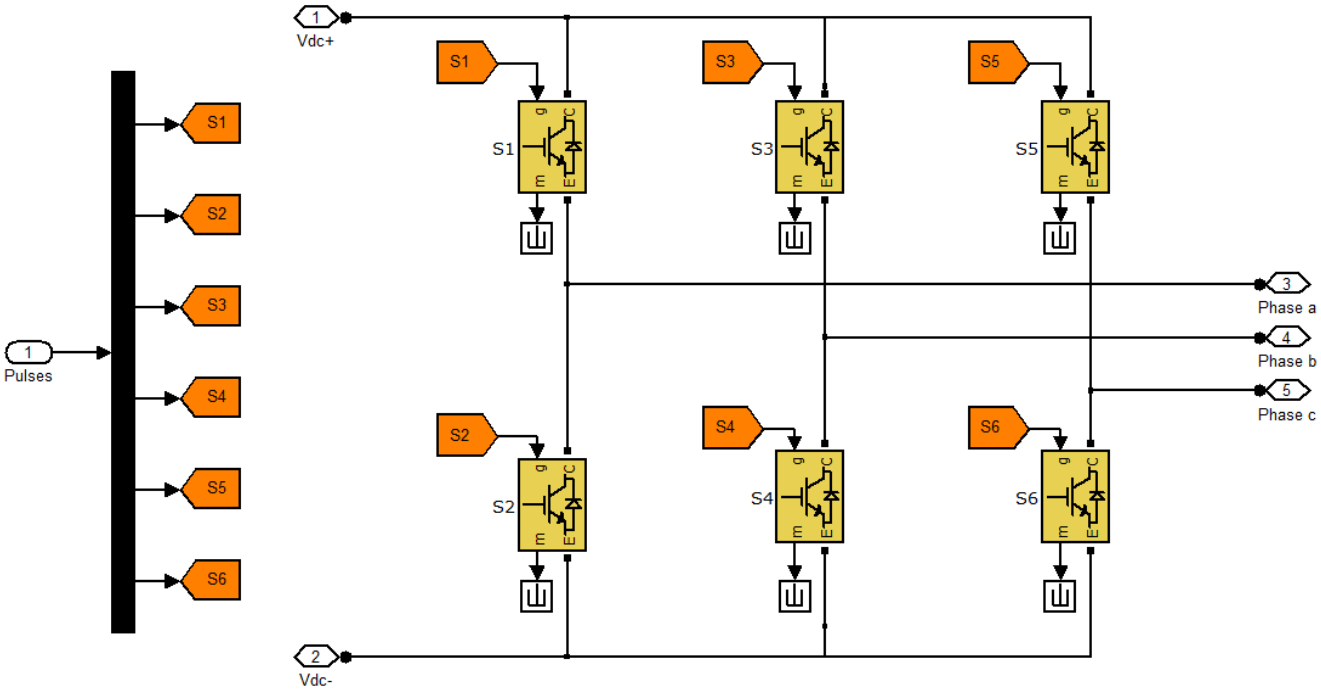
Η πηγή συνεχούς τάσης του πραγματικού κυκλώματος ισχύος είναι το τριφασικό σύστημα τάσεων του δικτύου, το οποίο εν συνεχεία ανορθώνεται με τη βοήθεια ενός τριφασικού ανορθωτή και τροφοδοτεί τον αντιστροφέα. Επειδή θεωρούμε ιδανικό ανορθωτή και πάντα επιλέγουμε σταθερή τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα, μοντελοποιούμε το σύστημα αυτό με μια πηγή συνεχούς τάσης (DC) με σταθερή τιμή. Μάλιστα χωρίζουμε την τάση αυτή σε δύο ίσα τμήματα με δύο όμοιες πηγές, προκειμένου να λάβουμε τον κόμβο αναφοράς 0 -αντίστοιχο αυτού που

δημιουργεί ένας χωρητικός καταμεριστής- για τις μετρήσεις (Σχήμα 5.10). Στο Σχήμα 5.11 φαίνεται και η μοντελοποίηση του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν είναι IGBTs με αντιπαράλληλα τοποθετημένες διόδους ελεύθερης διέλευσης. Ως είσοδοι –εκτός από την DC τάση- εισάγονται και οι παλμοί για τα IGBTs (S1 έως S6), οι οποίοι παράγονται από το εκάστοτε κύκλωμα ελέγχου.

Οι τελικές υλοποιήσεις στο SIMULINK, των συστημάτων αντιστροφέα κατά τη λειτουργία τροφοδότησης φορτίου και κατά τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, παρουσιάζονται στα Σχήματα 5.12 και 5.13 αντίστοιχα (σε αυτά φαίνονται και τα αναγκαία για τους ελέγχους μετρητικά τάσεων και ρευμάτων). Στην πρώτη περίπτωση, το φορτίο είναι ωμικό-επαγωγικό, συνδεδεμένο σε αστέρα και με τον κοινό κόμβο απομονωμένο (δηλαδή δε γειώνεται ούτε συνδέεται

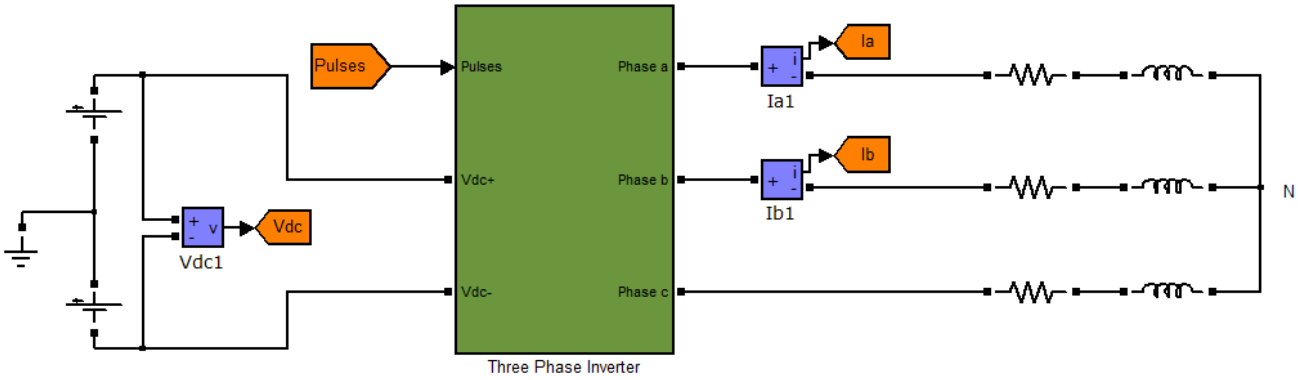


Σχήμα 5.10: Μοντέλο πηγής συνεχούς τάσης προς προσομοίωση

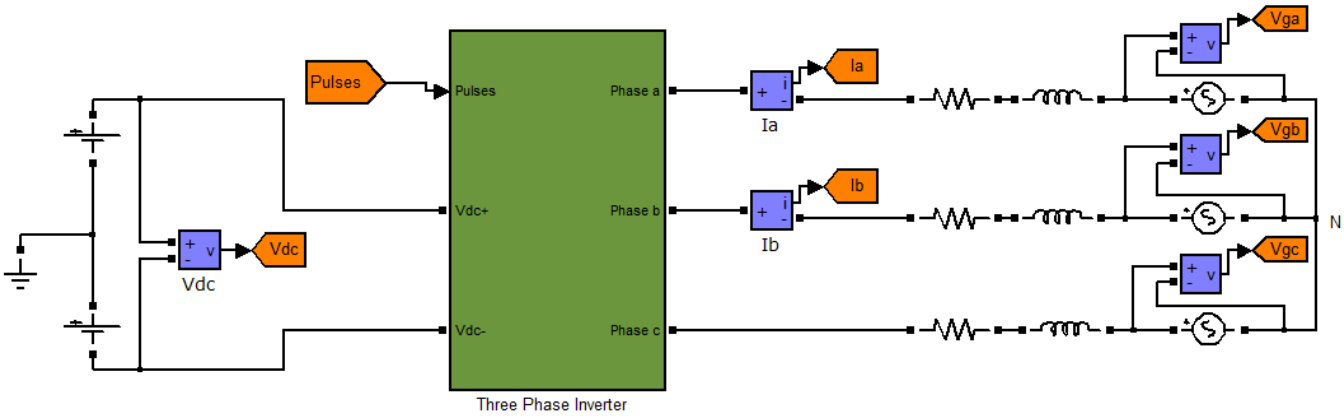


Σχήμα 5.11: Μοντέλο τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων

με τον κόμβο αναφοράς της πηγής τάσης). Σημειώνεται ότι ως φορτίο θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί οτιδήποτε μπορεί να τροφοδοτηθεί από ένα τριφασικό αντιστροφέα, όπως, για παράδειγμα, μια τριφασική ασύγχρονη ηλεκτρική μηχανή επαγωγής. Βέβαια, και στην περίπτωση αυτή, θα ήταν αναγκαία η εξαγωγή ενός δυναμικού μοντέλου που να την περιγράφει προκειμένου να μπορεί να εφαρμοστεί η FS-MPC τεχνική (εξάρτηση του ελέγχου από το μοντέλο του συστήματος). Στην περίπτωση της λειτουργίας δικτύου, το φίλτρο εξόδου του αντιστροφέα είναι ένα κοινό RL (χαμηλοπερατό) φίλτρο, ενώ το δίκτυο υλοποιείται με τρεις ημιτονοειδείς πηγές τάσης συνδεδεμένες σε αστέρα. Ο κοινός κόμβος τους είναι απομονωμένος, όπως συμβαίνει και στο πραγματικό κύκλωμα με τη χρήση του τριφασικού μετασχηματιστή αστέρας-τρίγωνο.

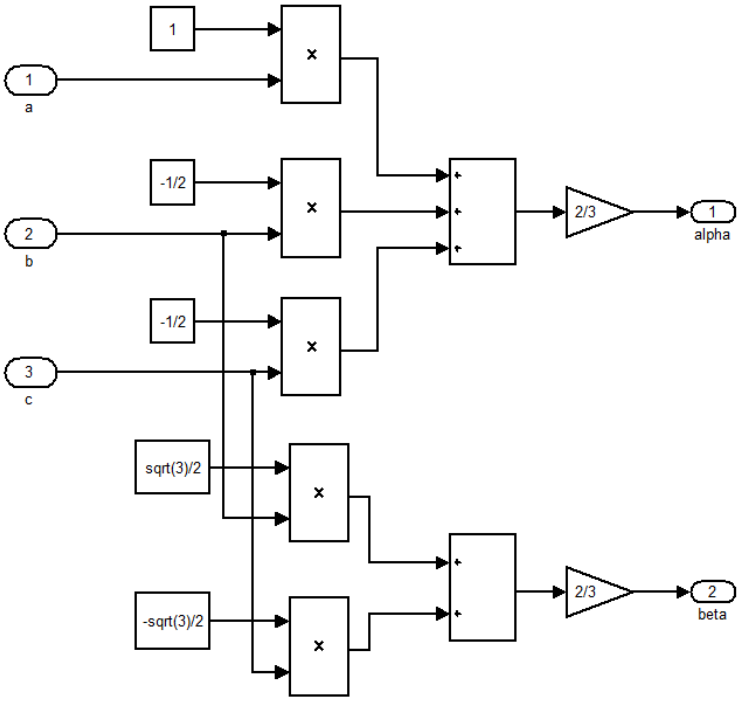


Σχήμα 5.12: Μοντελοποίηση συστήματος αντιστροφέα σε απομονωμένη λειτουργία

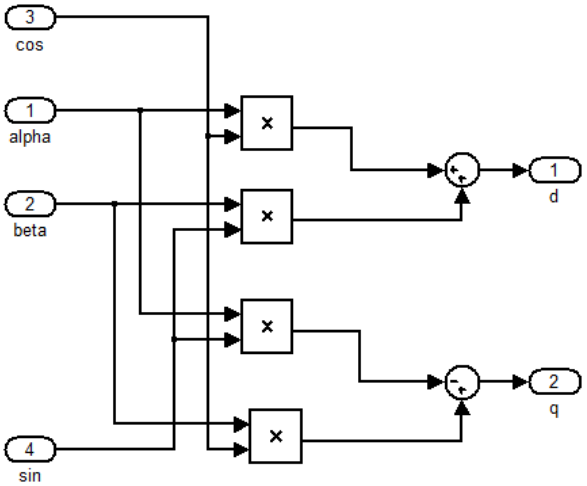


Σχήμα 5.13: Μοντελοποίηση συστήματος αντιστροφέα διασυνδεδεμένου στο δίκτυο μέσω RL φίλτρου

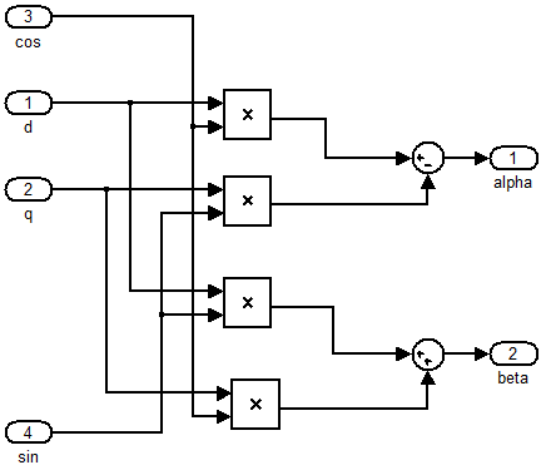
Πριν προχωρήσουμε στις προσομοιώσεις των επιμέρους συστημάτων ελέγχου, θα ήταν χρήσιμο να δοθούν και οι υλοποιήσεις στο SIMULINK των χρησιμοποιούμενων αλγεβρικών μετασχηματισμών, οι οποίοι παρουσιάστηκαν αναλυτικά στο ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ. Σημειώνεται ότι από τα μοντέλα έχουν παραληφθεί οι υπολογισμοί των όρων μηδενικής ακολουθίας καθώς ασχολούμαστε με συμμετρικά τριφασικά συστήματα ή συστήματα με αμελητέες ασυμμετρίες. Οι κυματομορφές που παρουσιάζονται εν συνεχεία αφορούν το μετασχηματισμό ενός συμμετρικού τριφασικού συστήματος τάσεων στα δύο κυριότερα πλαίσια αναφοράς, το στατό και το σύγχρονα περιστρεφόμενο.



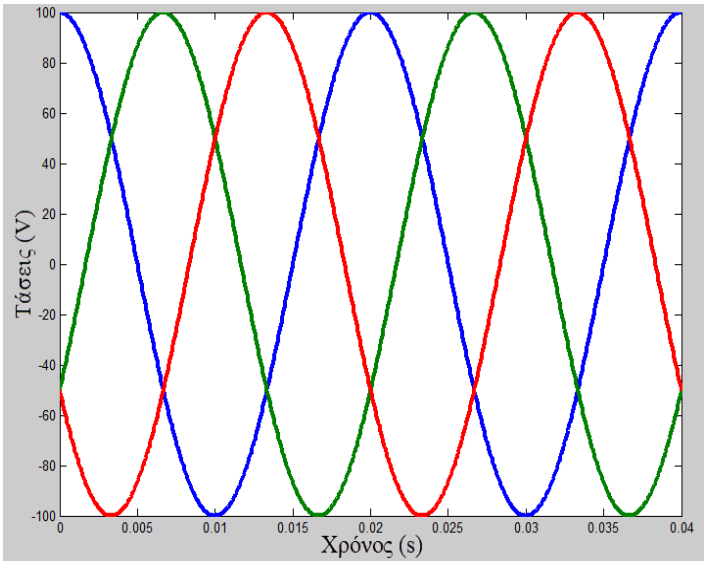
Σχήμα 5.14: Υλοποίηση στο SIMULINK του μετασχηματισμού ενός τριφασικού συστήματος σε στατό πλαίσιο αναφοράς



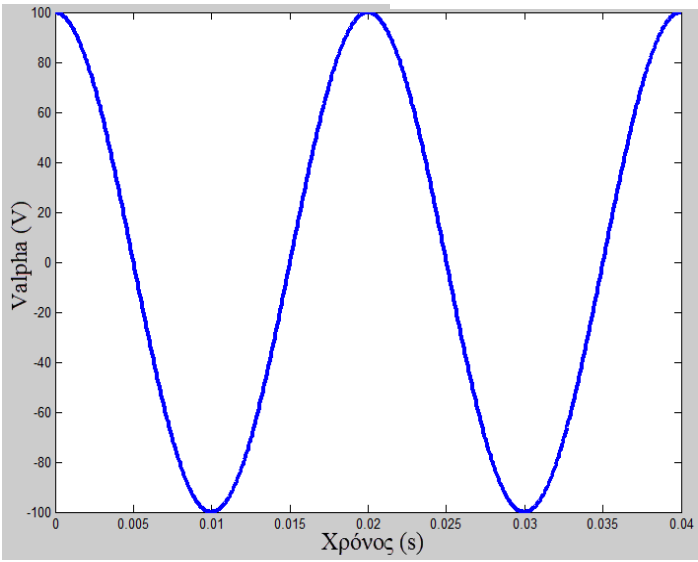
Σχήμα 5.15: Υλοποίηση στο SIMULINK του μετασχηματισμού από στατό σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς



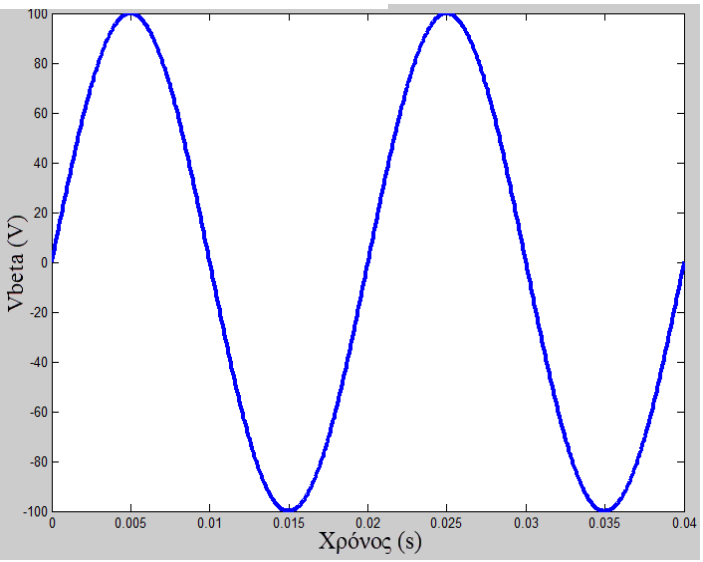
Σχήμα 5.16: Υλοποίηση στο SIMULINK του μετασχηματισμού από σύγχρονα περιστρεφόμενο σε στατό πλαίσιο αναφοράς



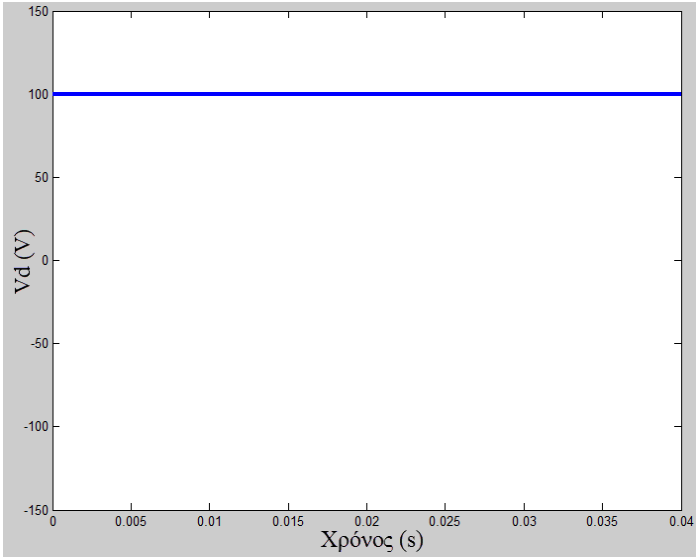
(α)



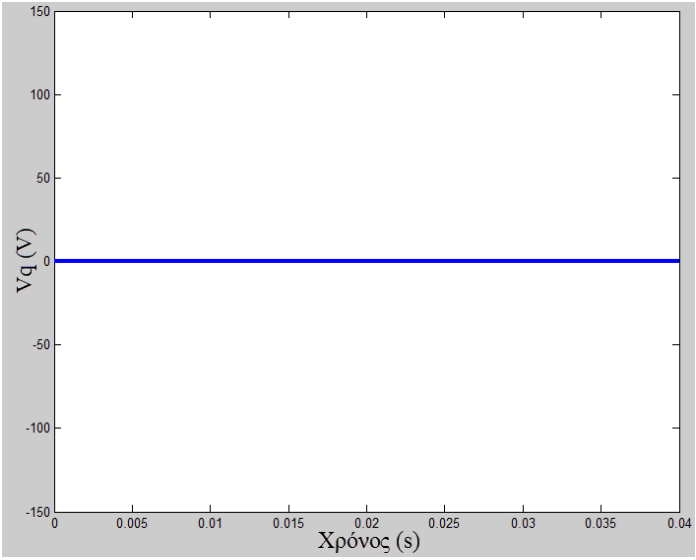
(β)



(γ)



(δ)



(ε)

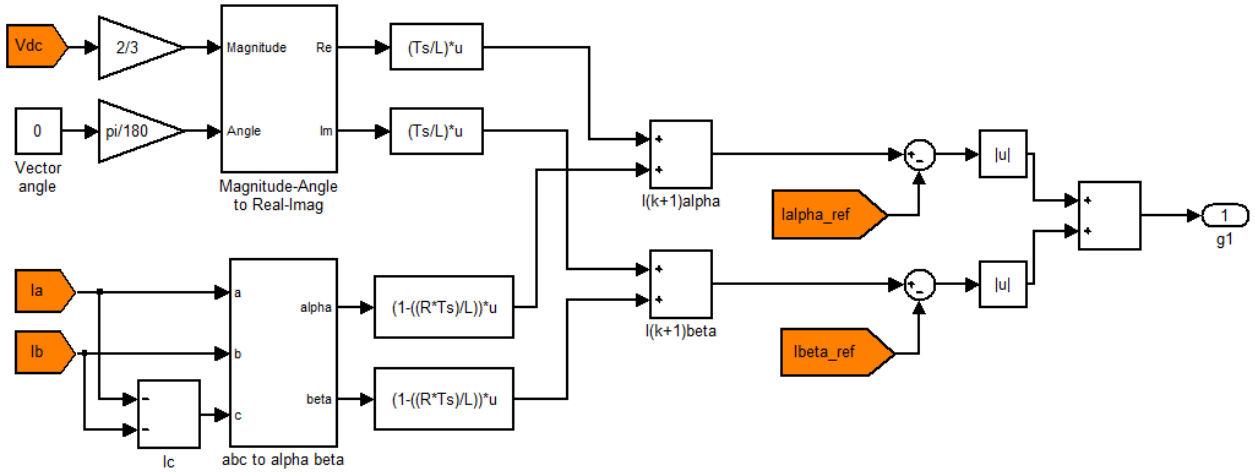
<u>Σχήμα 5.17:</u> Μετασχηματισμός συμμετρικού τριφασικού συστήματος (**(α)**) σε συντεταγμένες στατού (**(β)** και **(γ)**) και σύγχρονα περιστρεφόμενου (**(δ)** και **(ε)**) πλαισίου αναφοράς στο SIMULINK

5.3.1 Προσομοίωση ελέγχου ρεύματος σε απομονωμένο τριφασικό φορτίο

Σε αυτό το σημείο θα προχωρήσουμε με τις προσομοιώσεις που αφορούν τον έλεγχο ρεύματος κατά την απομονωμένη λειτουργία ενός τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων. Αρχικά θα δοθεί η υλοποίηση του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος (FS-MP Current Control) εν συνεχεία ο έλεγχος ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based Current Control). Σημειώνεται και πάλι ότι το κύκλωμα ισχύος είναι κοινό για τις δύο συγκρινόμενες τεχνικές (Σχήμα 5.12) και έτσι θα παρουσιαστούν μόνο τα κυκλώματα ελέγχου και παραγωγής παλμών.

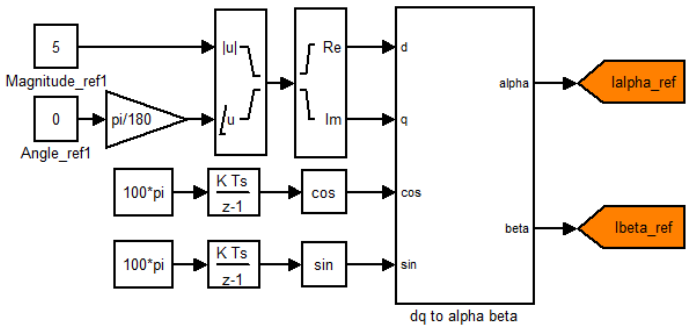
5.3.1.1 Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (FS-MP Current Control)

Με βάση την ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στην παράγραφο 3.4.1, στο αμέσως παρακάτω σχήμα παρατίθεται η υλοποίηση στο SIMULINK του υπολογισμού μίας εκ των επτά διακριτών συναρτήσεων κόστους προς ελαχιστοποίηση (συγκεκριμένα αυτής που αντιστοιχεί στο διάνυσμα κατάστασης V_1 του διανυσματικού διαγράμματος του Σχήματος 3.13):



Σχήμα 5.18: Υπολογισμός των συναρτήσεων κόστους προς ελαχιστοποίηση για την πρόβλεψη της βέλτιστης διακοπτικής κατάστασης

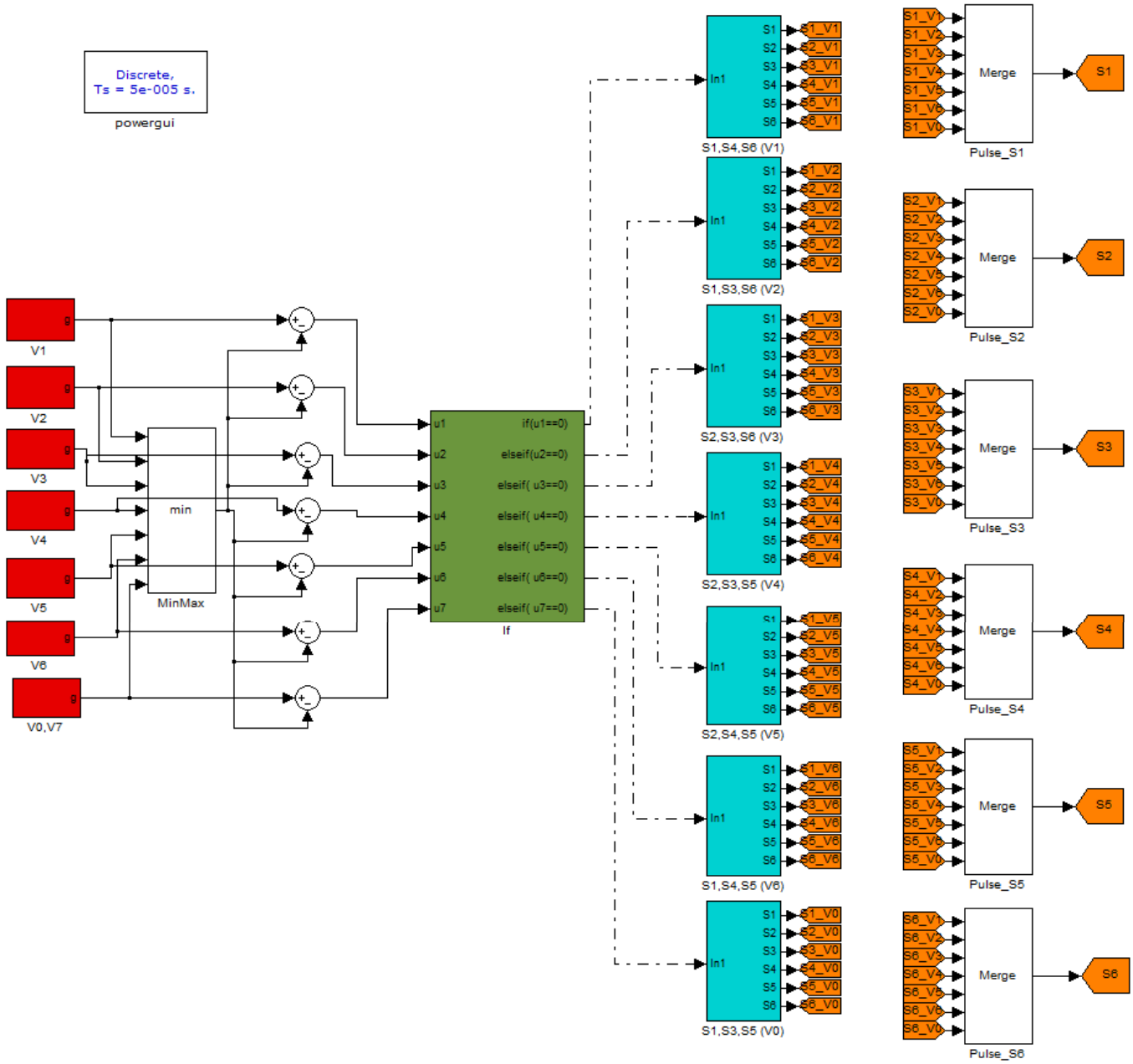
Σημειώνεται ότι η υλοποίηση του μπλοκ abc to alpha beta παρουσιάστηκε στο Σχήμα 5.14, ενώ η τάση Vdc και τα ρεύματα Ia και Ib προέρχονται από τις αντίστοιχες μετρήσεις του κυκλώματος ισχύος του Σχήματος 5.12. Οι συνιστώσες σε στατό πλαίσιο αναφοράς Ialpha_ref και Ibeta_ref προκύπτουν από το επιθυμητό πλάτος και τη φασική απόκλιση του συμμετρικού τριφασικού συστήματος ρευμάτων αναφοράς, σύμφωνα με την παρακάτω υλοποίηση:



Σχήμα 5.19: Δημιουργία ρευμάτων αναφοράς

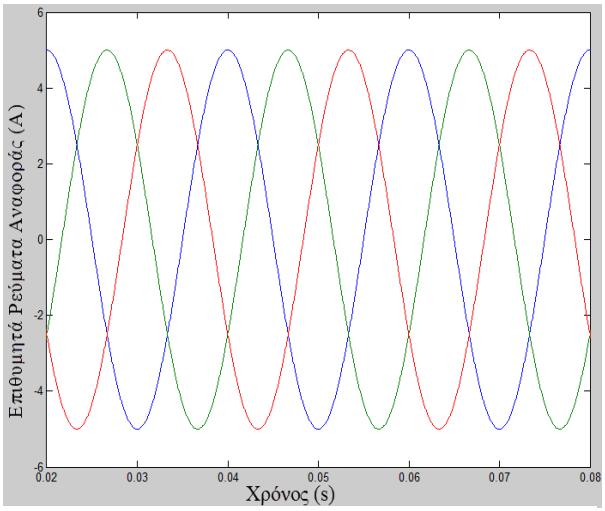
, όπου η υλοποίηση του μπλοκ dq to alpha beta δόθηκε στο Σχήμα 5.16.

Το τελικό μοντέλο που θα χρησιμοποιήσουμε για το διακριτό μοντελοποιημένο έλεγχο ρεύματος φαίνεται αμέσως παρακάτω:

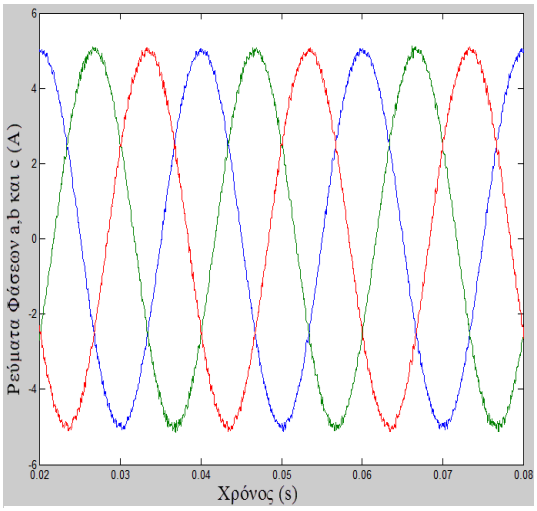


Σχήμα 5.20: Προσομοίωση στο SIMULINK του διακριτού μοντελοποιημένου ελέγχου ρεύματος

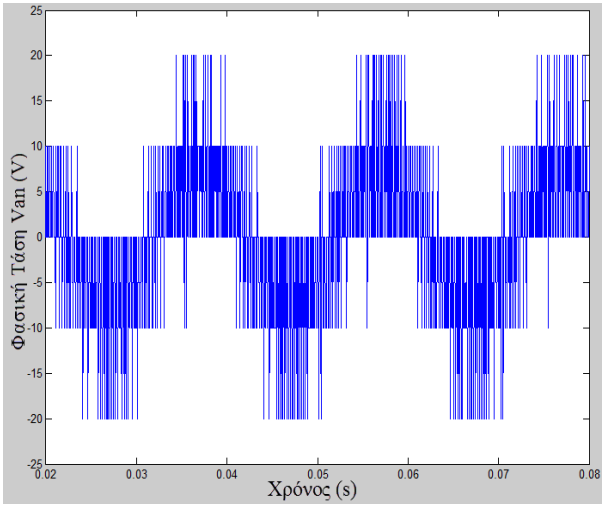
Στα κόκκινα μπλοκ υπολογίζονται οι συναρτήσεις κόστους που αντιστοιχούν στα οκτώ διακριτά διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα ενώ, εν συνεχεία, μέσω της ελαχιστοποίησης τους επιλέγεται η βέλτιστη διακοπτική κατάσταση κατά την επόμενη χρονική στιγμή. Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων:



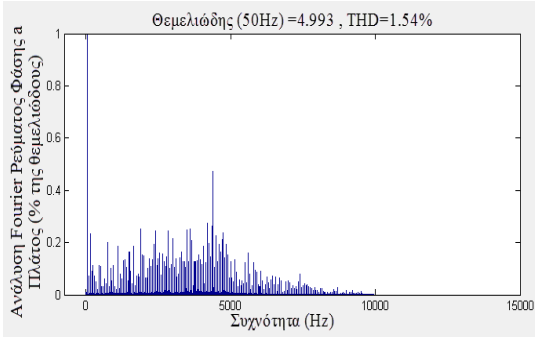
(α)



(β)

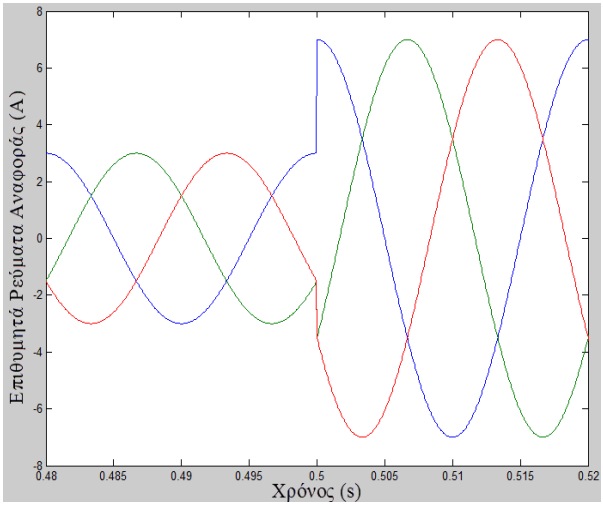


(γ)

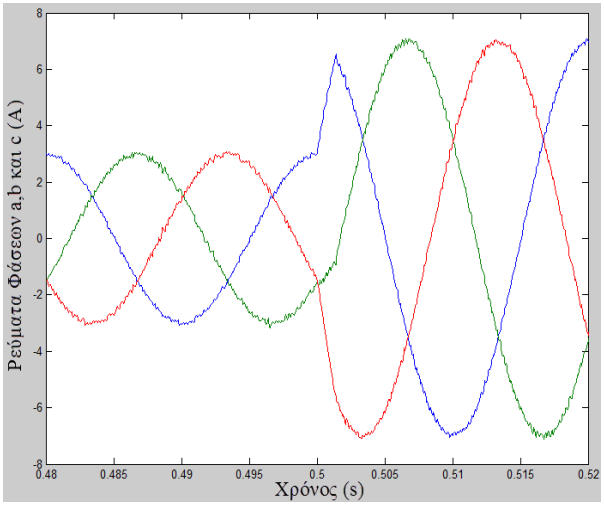


(δ)

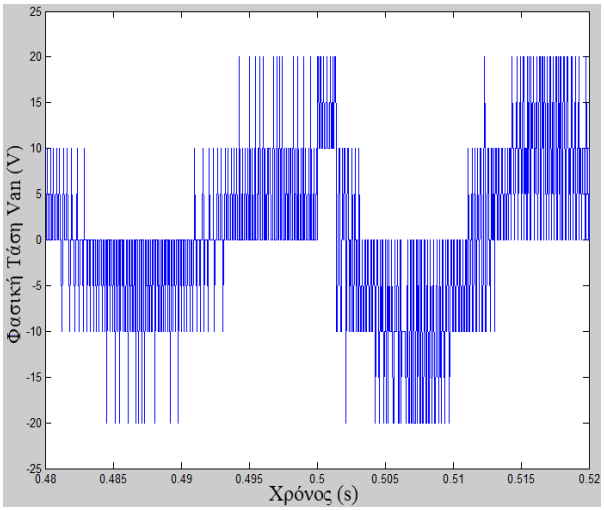
<u>Σχήμα 5.21:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α) επιθυμητά ρεύματα αναφοράς, (β) ρεύματα φάσεων a,b και c, (γ) φασική τάση Van, (δ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a



(α)



(β)

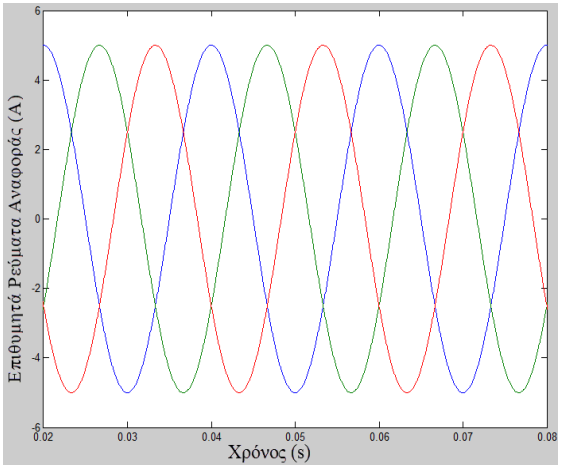


(γ)

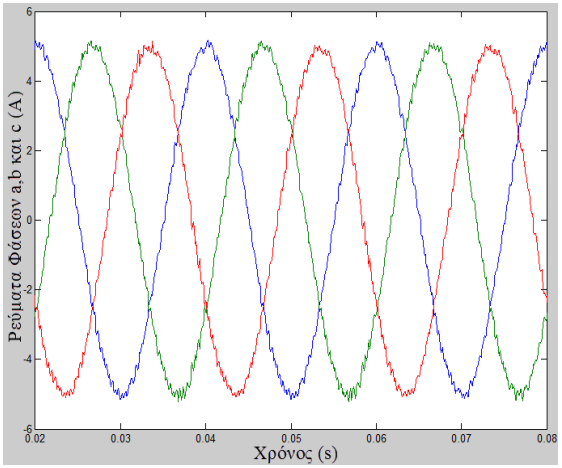
Σχήμα 5.22: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος κατά τη μεταβολή των ρευμάτων αναφοράς (α) επιθυμητά ρεύματα αναφοράς, (β) ρεύματα φάσεων a,b και c, (γ) φασική τάση Van

Οι παραπάνω προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν με περίοδο δειγματοληψίας $T_s = 50e^{-6}\ \mu s$.

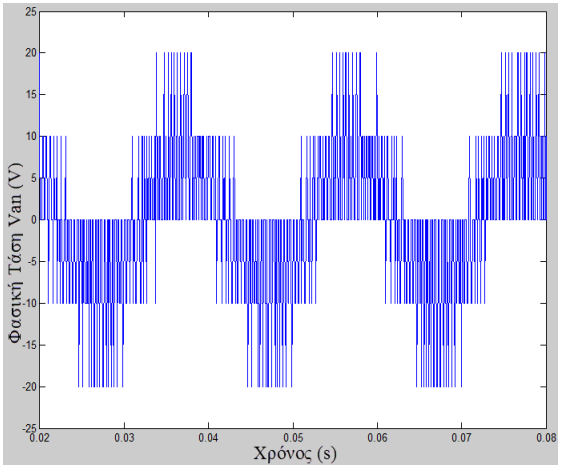
Οι κυματομορφές για $T_s = 80e^{-6}\ \mu s$ και $T_s = 100e^{-6}\ \mu s$ φαίνονται παρακάτω:



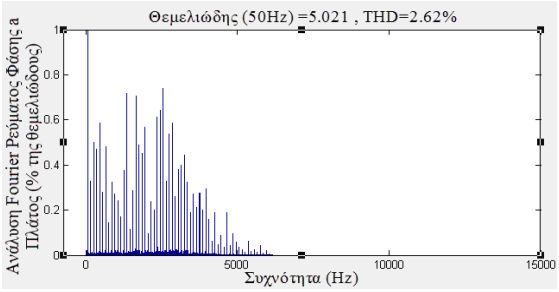
(α)



(β)

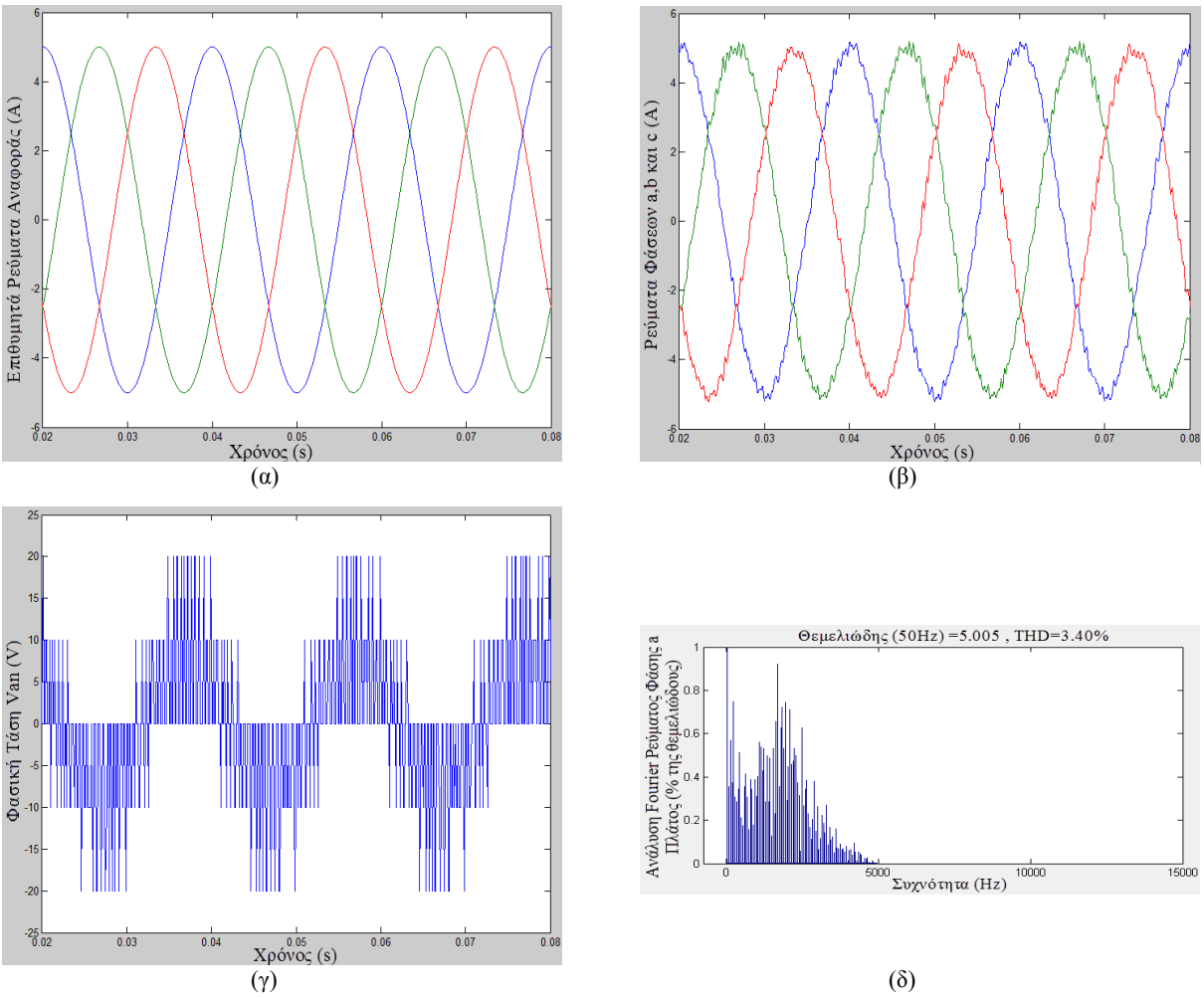


(γ)



(δ)

Σχήμα 5.23: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για $T_s = 80\ \mu s$ (α) επιθυμητά ρεύματα αναφοράς, (β) ρεύματα φάσεων a,b και c, (γ) φασική τάση Van, (δ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a



Σχήμα 5.24: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για $T_s = 100\ \mu s$ (α) επιθυμητά ρεύματα αναφοράς, (β) ρεύματα φάσεων a,b και c, (γ) φασική τάση Van, (δ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a

5.3.1.2 Έλεγχος ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based Current Control)

Πριν προχωρήσουμε στην προσομοίωση του ελέγχου ρεύματος με τη χρήση της μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα, θα ήταν χρήσιμο να δοθεί η υλοποίηση στο SIMULINK της SVPWM τεχνικής, οι βασικές αρχές της οποίας παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 2.2.2.2.

Αρχικά, προκειμένου να εντοπιστεί σε ποιόν από τους έξι τομείς (βλ. Σχήμα 2.9) βρίσκεται το στρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς τάσης $\bar{V}^*$, θεωρούμε τις παρακάτω εξισώσεις που κάνουν χρήση των συντεταγμένων σε στατό πλαίσιο αναφοράς του τριφασικού συστήματος τάσεων αναφοράς:

$$B_0 = U_\beta \tag{5.1}$$

$$B_1 = \sin 60^\circ U_\alpha - \sin 30^\circ U_\beta \tag{5.2}$$

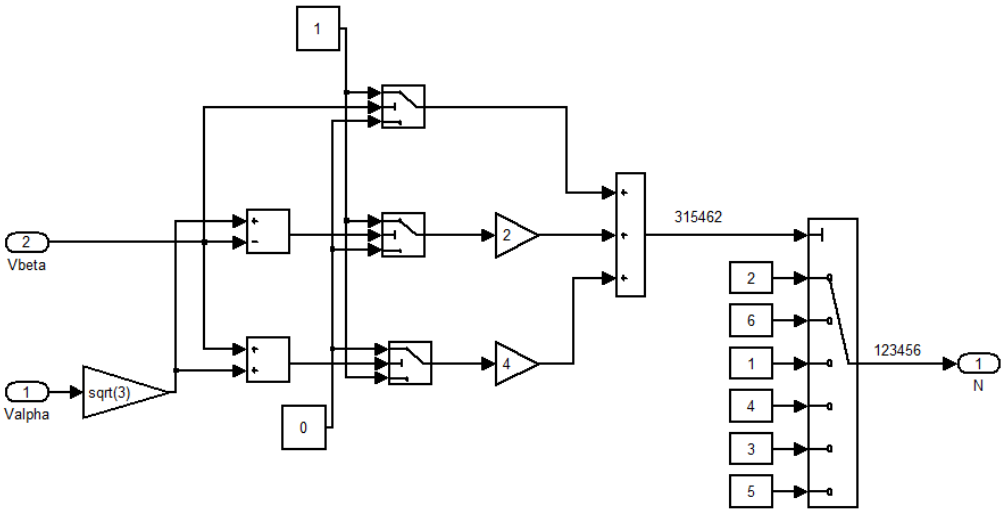
$$B_2 - \sin 60^\circ U_\alpha - \sin 30^\circ U_\beta \tag{5.3}$$

$$P = 4sign(B_2) + 2sign(B1) + sign(B_0) \tag{5.4}$$

Έτσι βάση της υπολογισμένης, από τις εισόδους U_α και U_β, τιμής του P, από τον παρακάτω πίνακα προκύπτει σε ποιον τομές βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς:

Πίνακας 5.2: Σχέση τιμής P με αριθμό τομέα

P	1	2	3	4	5	6
Αριθμός Τομέα	II	VI	I	IV	III	V



Σχήμα 5.25: Υλοποίηση στο SIMULINK της επιλογής αριθμού τομέα για το στρεφόμενο διάνυσμα τάσης αναφοράς

Αφού έχει αποφασιστεί ο τομέας στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα τάσης αναφοράς, θα πρέπει να προσδιοριστούν οι χρόνοι χρησιμοποίησης των δύο ενεργών διανυσμάτων που ορίζουν τον τομέα αυτό. Αυτό γίνεται υπολογίζοντας του χρόνους X, Y και Z των παρακάτω εξισώσεων (5.5) έως (5.7) και συσχετίζοντάς τους με τον αριθμό του τομές σύμφωνα με τον Πίνακα 5.3:

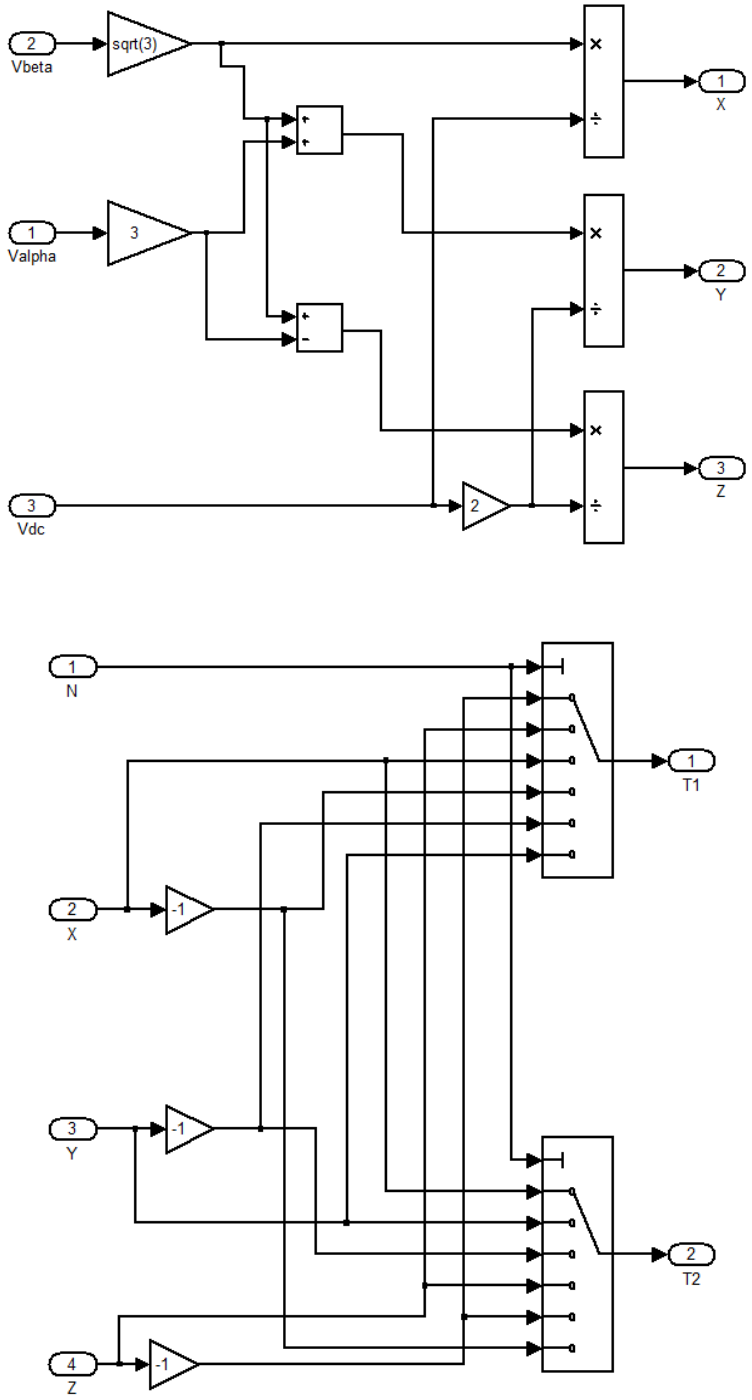
$$X = \sqrt{3}\frac{U_\beta}{V_{dc}} \tag{5.5}$$

$$Y = \frac{1}{2V_{dc}}(3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta) \tag{5.6}$$

$$Z = \frac{1}{2V_{dc}}(-3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta) \tag{5.7}$$

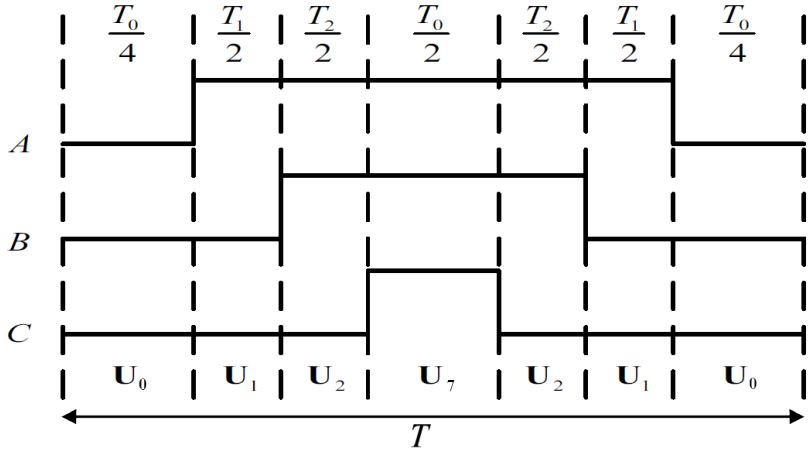
Πίνακας 5.3: Προσδιορισμός χρόνων χρησιμοποίησης ενεργών διανυσμάτων κάθε τομέα

Αριθμός Τομέα	**I**	**II**	**III**	**IV**	**V**	**VI**
T_1	$-Z$	Z	X	$-X$	$-Y$	Y
T_2	X	Y	$-Y$	$-Z$	$-Z$	$-X$



Σχήμα 5.26: Υπολογισμός χρόνων χρησιμοποίησης ενεργών διανυσμάτων σε συνάρτηση με τον αριθμό τομέα με τη χρήση του SIMULINK

Όπως σημειώθηκε και στο Κεφάλαιο 2, το χρονικό διάστημα T_0 (δηλαδή ο χρόνος κατά τον οποίο δεν χρησιμοποιείται κάποιο ενεργό διάνυσμα τάσης) διαμοιράζεται μεταξύ των μηδενικών διανυσμάτων V_0 και V_7 προκειμένου να παραχθούν συμμετρικοί παλμοί τάσεις. Η λογική αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, σε μια περίπτωση που το στρεφόμενο διάνυσμα τάσης αναφοράς βρίσκεται στον πρώτο τομέα:



Σχήμα 5.27: Συμμετρική χρησιμοποίηση ενεργών και μηδενικών διανυσμάτων στην περίπτωση που το στρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον πρώτο τομέα

Όπως φαίνεται από το παραπάνω παράδειγμα για την κάθε φάση, οι χρόνοι στους οποίους δεν υπάρχει αγωγή κατά την περίοδο $T_c = T/2$ (όπου T η περίοδος δειγματοληψίας των συντεταγμένων του στρεφόμενου διανύσματος αναφοράς και $f_c = 1/T_c$ η διακοπτική συχνότητα) είναι:

$$T_a = (T - T_1 - T_2)/4 \tag{5.8}$$

$$T_b = T_a + T_1/2 \tag{5.9}$$

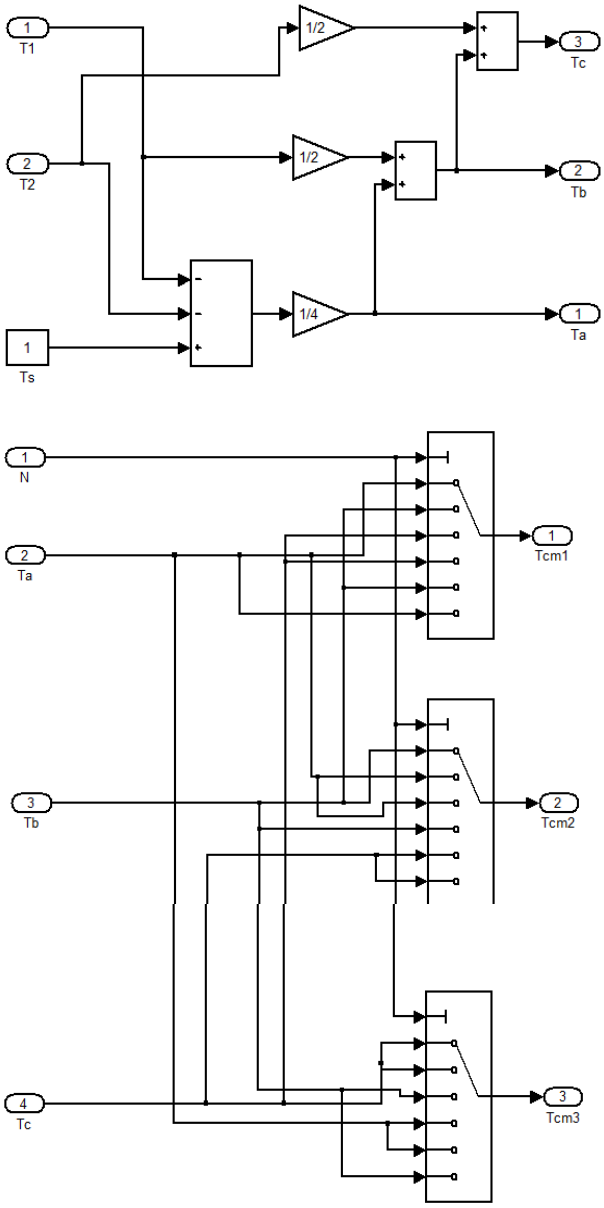
$$T_c = T_b + T_2/2 \tag{5.10}$$

Οι αντίστοιχοι χρόνοι για όλους τους τομείς φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 5.4: Χρόνοι μη αγωγής κάθε φάσης σε σχέση με τον αριθμό τομέα

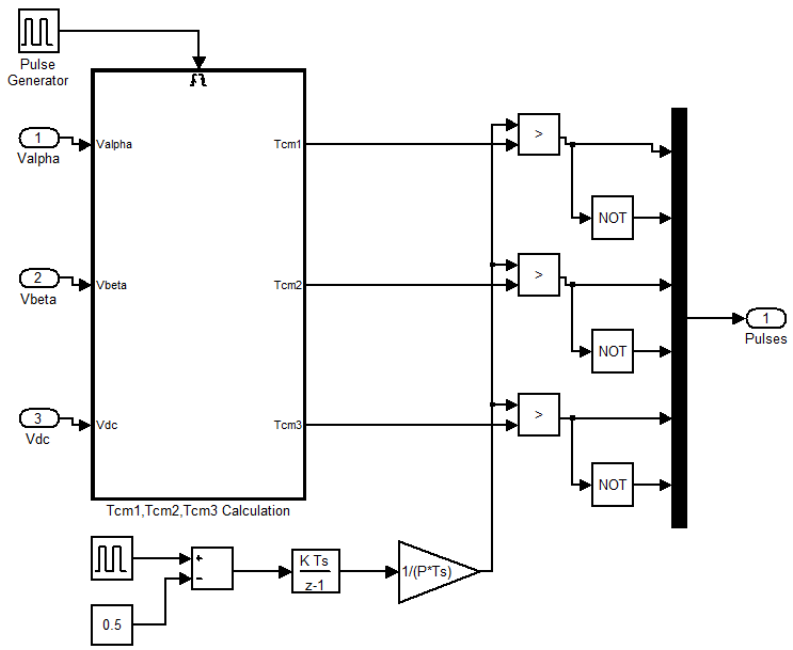
Αριθμός Τομέα	**I**	**II**	**III**	**IV**	**V**	**VI**
T_{cm1}	T_a	T_b	T_c	T_c	T_b	T_a
T_{cm2}	T_b	T_a	T_a	T_b	T_c	T_c
T_{cm3}	T_c	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b

Παρακάτω φαίνονται οι υλοποιήσεις στο SIMULINK των υπολογισμών αυτών, θεωρώντας κανονικοποιημένη περίοδο δειγματοληψίας ($T_s = 1$), όπως άλλωστε υπολογίστηκαν και οι χρόνοι X, Y και Z :



Σχήμα 5.28: Υπολογισμός των χρόνων μη αγωγής κάθε φάσης ανάλογα με τον αριθμό τομέα

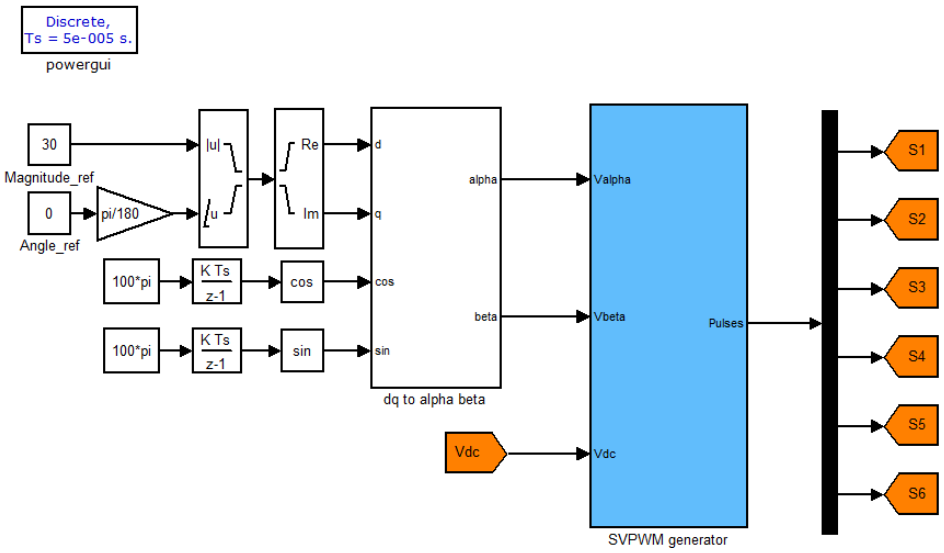
Οι χρόνοι T_{cm1}, T_{cm2} και T_{cm3}, οι οποίοι υπολογίζονται ανά περίοδο δειγματοληψίας T, συγκρίνονται εν συνεχεία με έναν τριγωνικό φορέα πλάτους $0,5$ και περιόδου T προκειμένου να παραχθούν οι παλμοί για τους έξι ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα. Η τελική αυτή μοντελοποίηση φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (το ενεργοποιούμενο υποσύστημα Tcm1,Tcm2,Tcm3 Calculation περιλαμβάνει τις υλοποιήσεις των Σχημάτων 5.25, 5.26 και 5.28) :



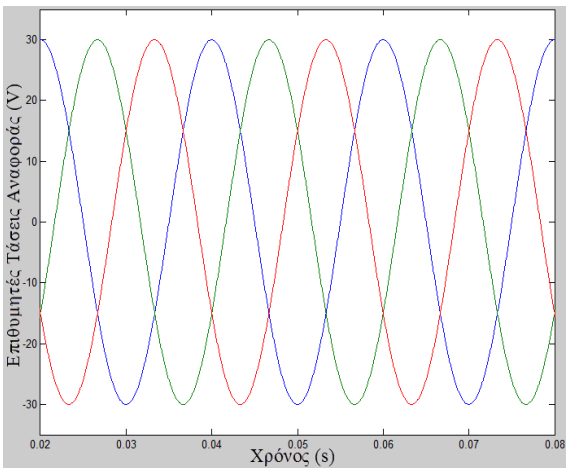
Σχήμα 5.29: Μοντελοποίηση της SVPWM τεχνικής με το SIMULINK

Το υποσύστημα που υπολογίζει τους τρείς χρόνους προς σύγκριση "πυροδοτείται" ανά $T = 2PT_s$, όπου P είναι ακέραιος και T_s είναι η περίοδος δειγματοληψίας όσον αφορά την επίλυση του αλγορίθμου. Ο τριγωνικός φορέας παράγεται από την ολοκλήρωση ενός τετραγωνικού παλμού περιόδου $2PT_s$ και πλάτους $0,5$ και τον εν συνεχεία πολλαπλασιασμό του με τη διακοπτική συχνότητα $1/(PT_s)$. Όπως είναι φανερό, η χρήση μικρού P για δεδομένο T_s αυξάνει τη διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών του αντιστροφέα (αυξάννοντας έτσι και τις ενεργειακές απώλειες), μειώνει δε την ακρίβεια ως προς την επίτευξη των στόχων που θέτει το στρεφόμενο διάνυσμα τάσης αναφοράς. Αυτό συμβαίνει, διότι $2P$ είναι το σύνολο των σημείων που ορίζουν τον τριγωνικό φορέα και έτσι μικρός αριθμός αυτών οδηγεί σε ανακριβείς συγκρίσεις με τους χρόνους $Tcm1$, $Tcm2$ και $Tcm3$ έτσι ώστε να παραχθούν οι ορθοί παλμοί του αντιστροφέα. Προκύπτει λοιπόν το συμπέρασμα ότι, για δεδομένη διακοπτική συχνότητα λειτουργίας, η δυνατότητα χρήσης μικρών περιόδων δειγματοληψίας T_s (γεγονός που εξαρτάται από την ισχύ του μικροεπεξεργαστή που εκτελεί τον αλγόριθμο) μας επιτρέπει την αύξηση του αριθμού των σημείων που ορίζουν τον τριγωνικό φορέα και έτσι καταλήγουμε σε ακριβέστερα αποτελέσματα.

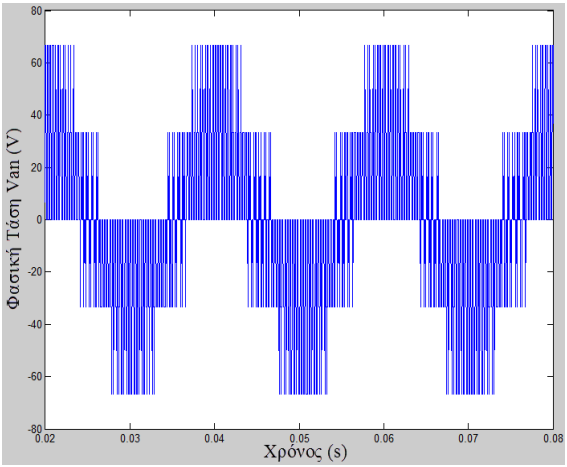
Στα σχήματα που ακολουθούν, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που αφορούν την εφαρμογή της SVPWM τεχνικής για τον έλεγχο σε ανοιχτό βρόχο της τάσης εξόδου ενός αντιστροφέα σε απομονωμένη λειτουργία:



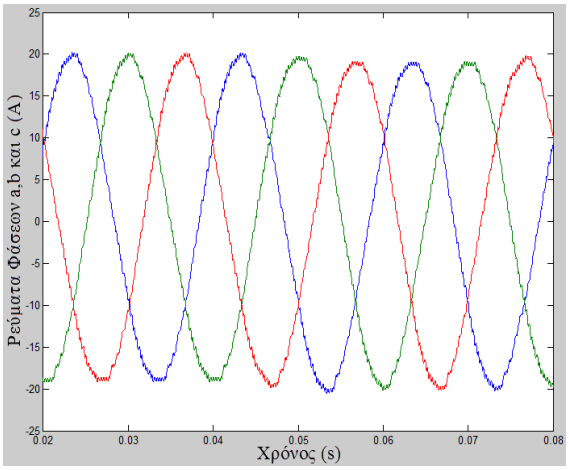
Σχήμα 5.30: Προσομοίωση στο SIMULINK του ελέγχου τάσης σε ανοιχτό βρόχο με την SVPWM τεχνική για τον αντιστροφέα του Σχήματος 5.12



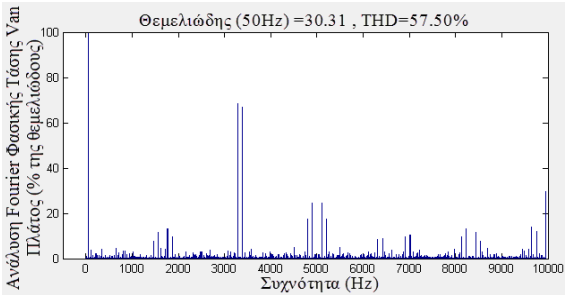
(α)



(β)



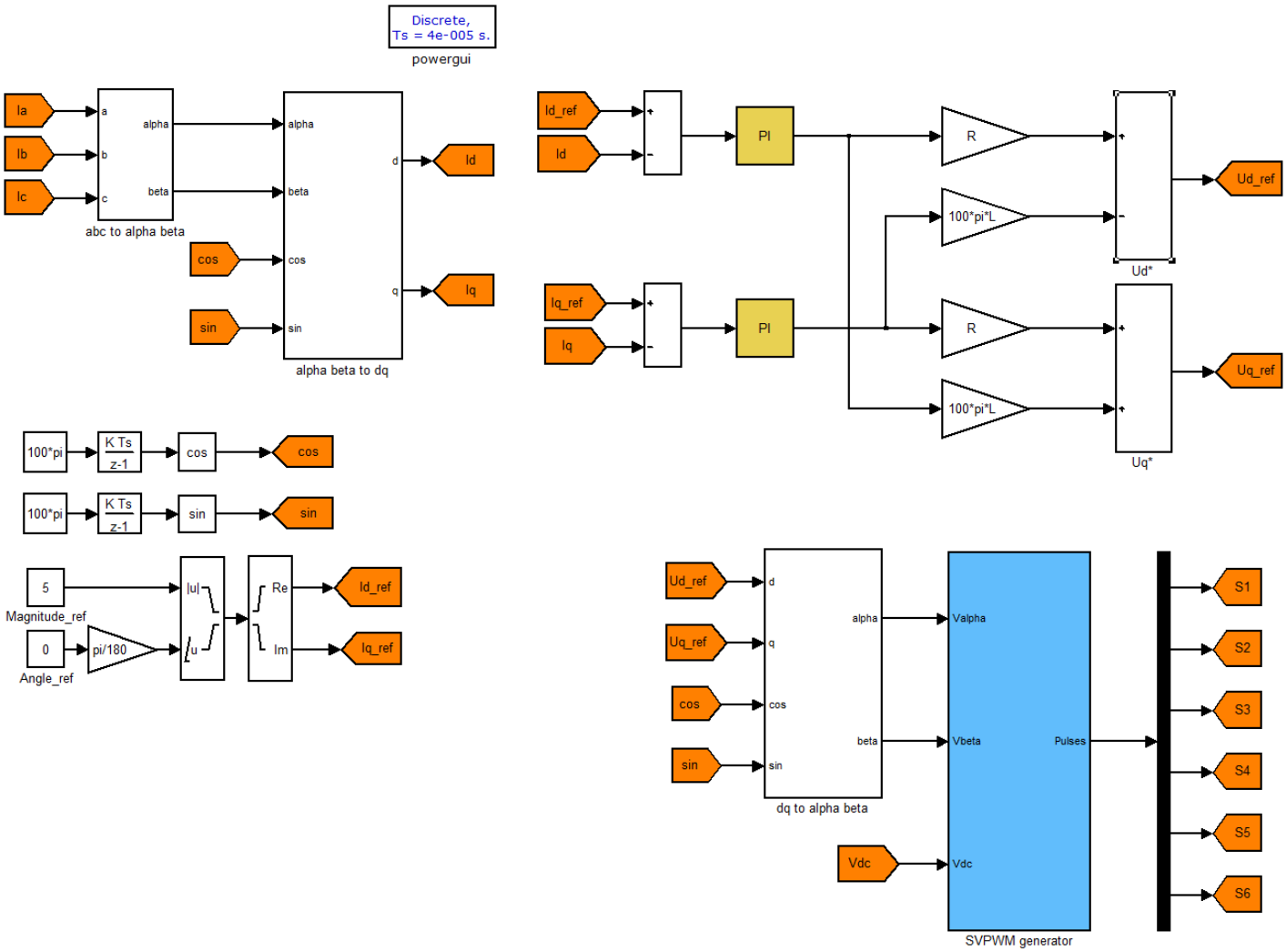
(γ)



(δ)

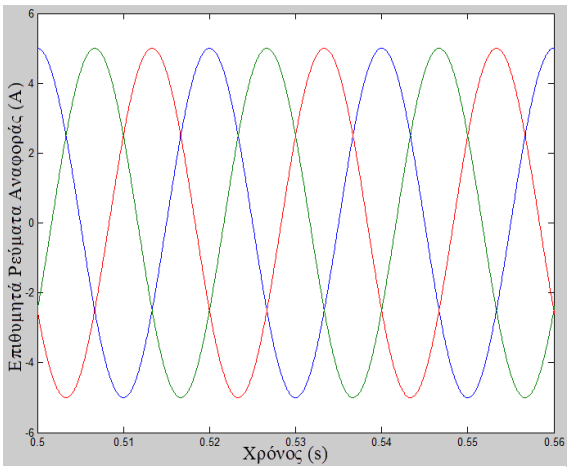
Σχήμα 5.31: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του ελέγχου τάσης σε ανοιχτό βρόχο απομονωμένου αντιστροφέα με την SVPWM τεχνική ($T_s = 50\ \mu s,\ P = 6$) (α) επιθυμητές τάσεις αναφοράς, (β) φασική τάση Van, (γ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (δ) ανάλυση Fourier φασικής τάσης Van

Έχοντας αναλύσει τη διαδικασία υλοποίησης στο SIMULINK της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης τους αντιστροφέα (SVPWM), μπορούμε να προχωρήσουμε στη μοντελοποίηση του συστήματος ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική αυτή για ένα τριφασικό αντιστροφέα που τροφοδοτεί ένα απομονωμένο φορτίο. Στο παρακάτω Σχήμα φαίνεται το τελικό μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε, το οποίο περιλαμβάνει τον εξωτερικό ελεγκτή που παράγει το στρεφόμενο διάνυσμα τάσης αναφοράς δεδομένου του τριφασικού συστήματος των επιθυμητών ρευμάτων αναφοράς, καθώς και το στάδιο παραγωγής παλμών με την SVPWM τεχνική (τα στοιχεία της προσομοίωσης φαίνονται στον Πίνακα 5.1):

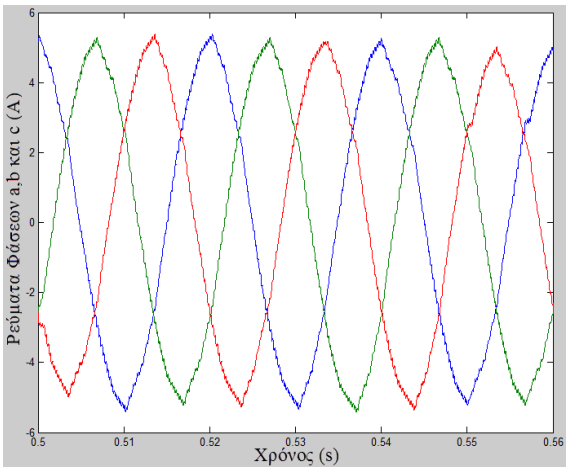


Σχήμα 5.32: Προσομοίωση στο SIMULINK του ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην SVPWM τεχνική

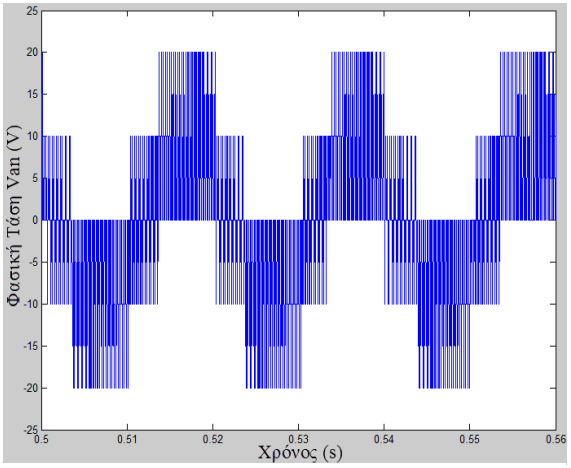
Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα:



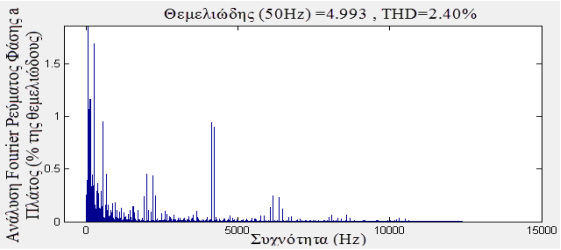
(α)



(β)

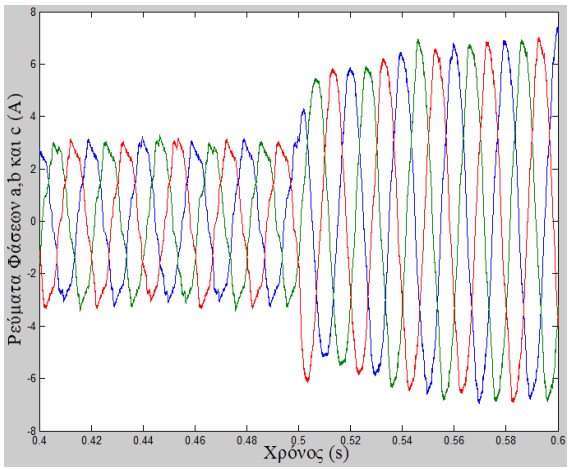


(γ)

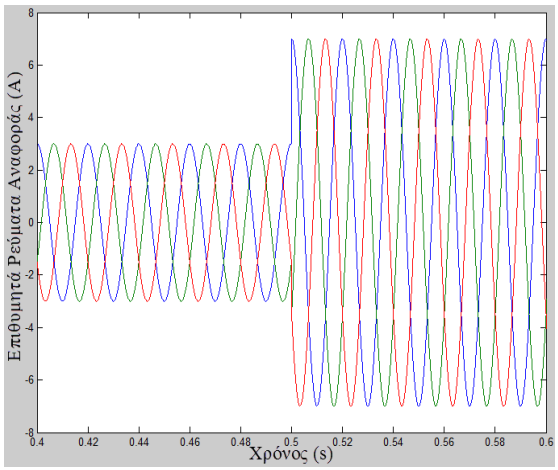


(δ)

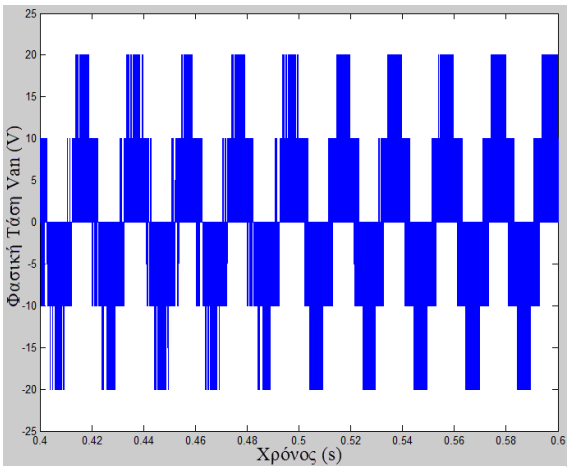
<u>Σχήμα 5.33:</u> Αποτέλεσμα προσομοίωσης στο SIMULINK του ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην SVPWM τεχνική κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ($P = 6$. Κέρδη PI ελεγκτή: $K_P = 1.5,\ K_I = 50$) (α) επιθυμητά ρεύματα αναφοράς, (β) ρεύματα φάσεων a,b και c, (γ) φασική τάση Van, (δ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a



(α)



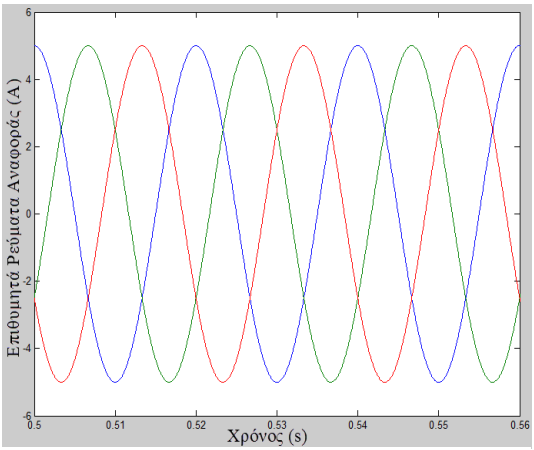
(β)



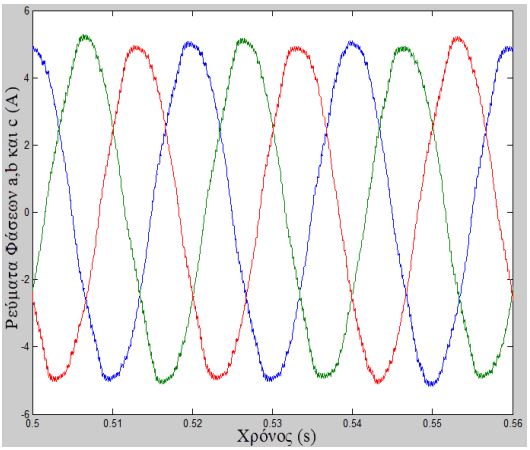
(γ)

Σχήμα 5.34: Αποτέλεσμα προσομοίωσης στο SIMULINK του ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην SVPWM τεχνική κατά τη μεταβολή των ρευμάτων αναφοράς ($P = 6$. Κέρδη PI ελεγκτή: $K_P = 1.5,\ \mathrm{K}_I = 50$) (α) επιθυμητά ρεύματα αναφοράς, (β) ρεύματα φάσεων a,b και c, (γ) φασική τάση Van

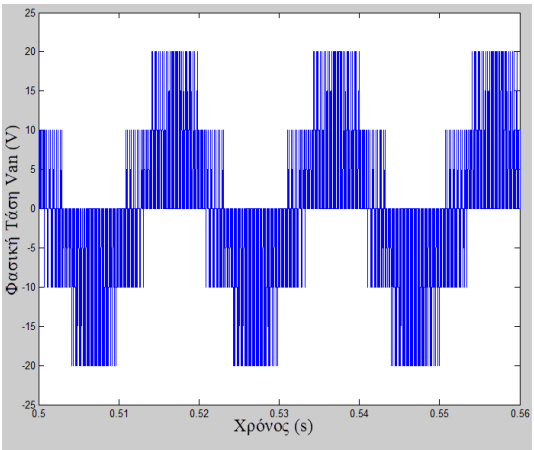
Για την ίδια διακοπτική συχνότητα ($f_c = 4.2\ kHz$), έχει αξία να παρουσιαστούν και τα αποτελέσματα για τη δυνατότητα μείωσης της περιόδου δειγματοληψίας ($T = 20\ \mu s$) και παράλληλα της αύξησης των σημείων που ορίζουν τον τριγωνικό φορέα ($P = 12$):



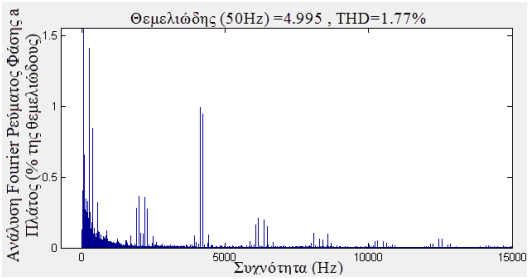
(α)



(β)

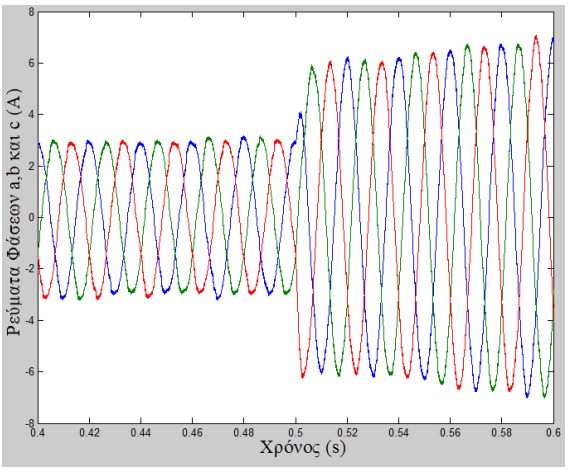


(γ)

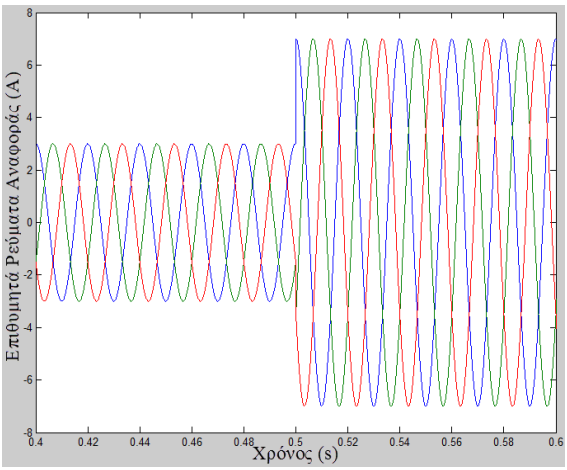


(δ)

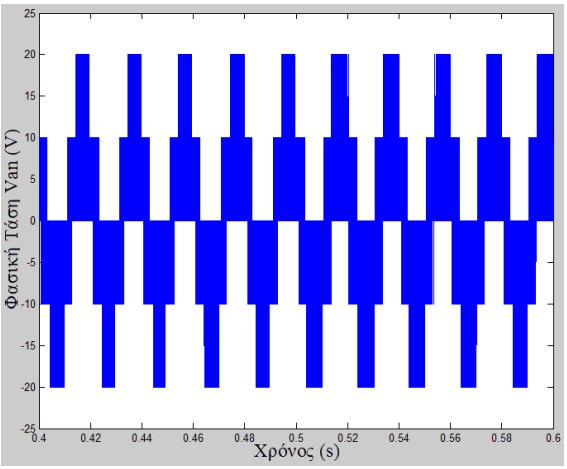
Σχήμα 5.35: Αποτέλεσμα προσομοίωσης στο SIMULINK του ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην SVPWM τεχνική κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ($T_s = 20\ \mu s,\ P = 12$. Κέρδη PI ελεγκτή: $K_P = 1.5,\ \mathrm{K}_I = 50$) (α) επιθυμητά ρεύματα αναφοράς, (β) ρεύματα φάσεων a,b και c, (γ) φασική τάση Van (δ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a



(α)



(β)



(γ)

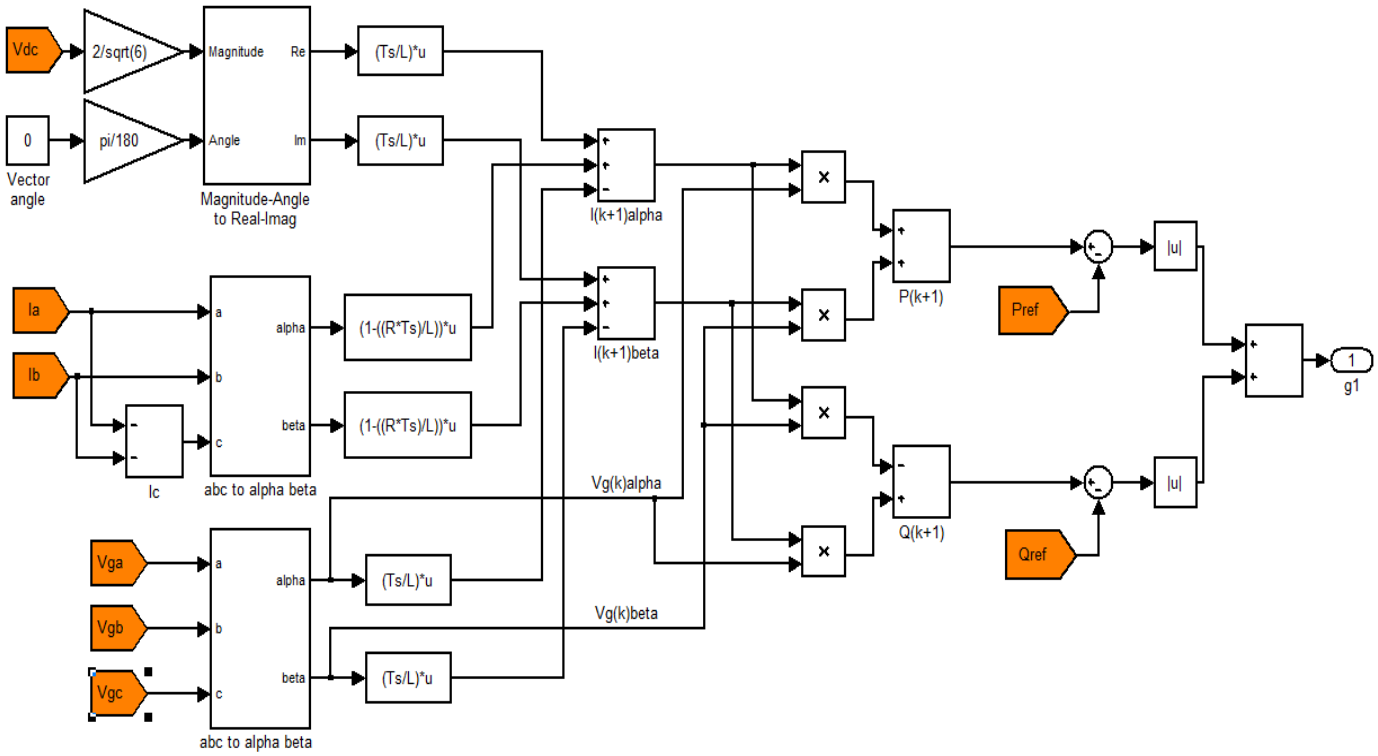
Σχήμα 5.36: Αποτέλεσμα προσομοίωσης στο SIMULINK του ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην SVPWM τεχνική κατά τη μεταβολή των ρευμάτων αναφοράς (α) επιθυμητά ρεύματα αναφοράς, (β) ρεύματα φάσεων a,b και c, (γ) φασική τάση Van

5.3.2 Προσομοίωση ελέγχου PQ κατά τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

Στη συνέχεια τη παραγράφου, θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που αφορούν τον έλεγχο της διακινούμενης ενεργού και αέργου ισχύος (PQ έλεγχος) ενός τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Η διαδικασία κατασκευής των PQ ελεγκτών που βασίζονται στις δύο κύριες εξεταζόμενες τεχνικές (FS-MPC και SVPWM) δόθηκε αναλυτικά στο Κεφάλαιο 4. Το κύκλωμα ισχύος είναι κοινό και σε αυτή την περίπτωση (Σχήμα 5.13) ενώ οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις είναι ίδιες με αυτές της πειραματικής διαδικασίας και φαίνονται στον Πίνακα 5.1. Για λόγους πληρότητας, όμως, θα δοθούν και τα αποτελέσματα που αφορούν τη δυνατότητα απευθείας διασύνδεσης στο δίκτυο χαμηλής τάσης, χωρίς δηλαδή την παρεμβολή αυτομετασχηματιστών για τον υποβιβασμό αυτής.

5.3.2.1 Έλεγχος PQ βασισμένος στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (FS-MPC Based PQ Control)

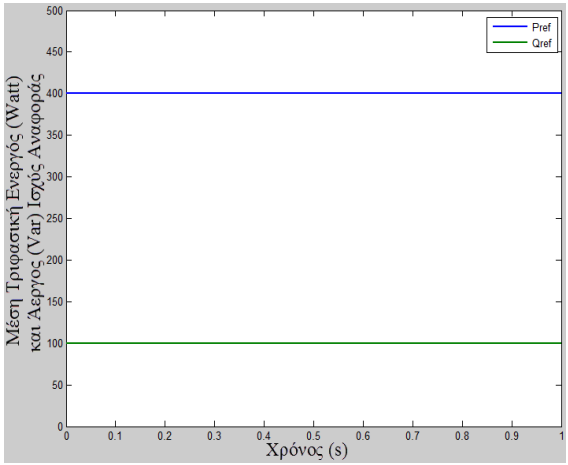
Από την ανάλυση που προηγήθηκε στη παράγραφο 4.3, στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η υλοποίηση στο SIMULINK του υπολογισμού ενός εκ των επτά διακριτών συναρτήσεων κόστους προς ελαχιστοποίηση (αυτής που αντιστοιχεί στο διάνυσμα κατάστασης V_1) προκειμένου να υπολογιστεί η βέλτιστη διακοπτική κατάσταση κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας:



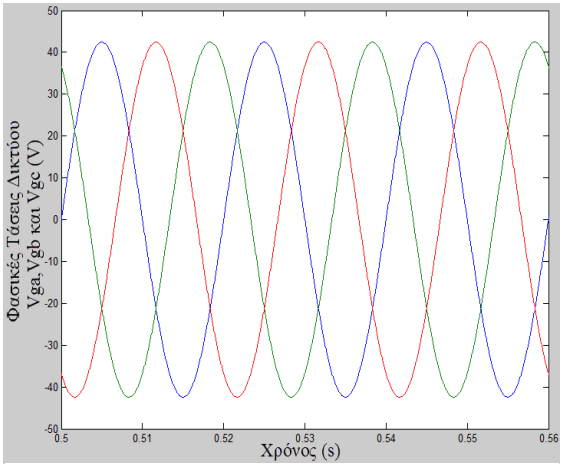
Σχήμα 5.37: Υπολογισμός συνάρτησης κόστους προς ελαχιστοποίηση (για το διάνυσμα κατάστασης V_1) προκειμένου να αποφασιστεί η βέλτιστη διακοπτική κατάσταση αναφορικά με την επίτευξη των αναφορών ενεργής και αέργου ισχύος

Σημειώνεται ότι στην παραπάνω υλοποίηση, οι μετασχηματισμοί σε στατό πλαίσιο αναφοράς που χρησιμοποιούνται προκύπτουν από τη σχέση (4.20), δηλαδή στη μοντελοποίηση του Σχήματος 5.14 οι πολλαπλασιαζόμενοι συντελεστές είναι $\sqrt{2/3}$ και όχι $2/3$. Από το μετασχηματισμό αυτό άλλωστε προκύπτει ότι το πλάτος των ενεργών διανυσμάτων τάσης του αντιστροφέα είναι $2V_{dc}/\sqrt{6}$ (στον παραπάνω υπολογισμό χρησιμοποιείται το ενεργό διάνυσμα $\vec{V}_1 = \frac{2V_{dc}}{\sqrt{6}}\angle 0^\circ$). Ακόμα, τα μεγέθη Pref και Qref αντιστοιχούν στις καθοριζόμενες από εμάς τιμές της τριφασικής ενεργού ισχύος αναφοράς $P_{3\varphi}^*$ και της τριφασικής αέργου ισχύος αναφοράς $Q_{3\varphi}^*$ αντίστοιχα. Η τελική μοντελοποίηση στο SIMULINK για την ελαχιστοποίηση των συναρτήσεων κόστους και την επιλογή της βέλτιστης διακοπτικής κατάστασης είναι ίδια με αυτή του Σχήματος 5.20, όπου στην περίπτωση αυτή τα κόκκινα μπλοκ περιλαμβάνουν την υλοποίηση του Σχήματος 5.37 για τις επτά διακριτές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα.

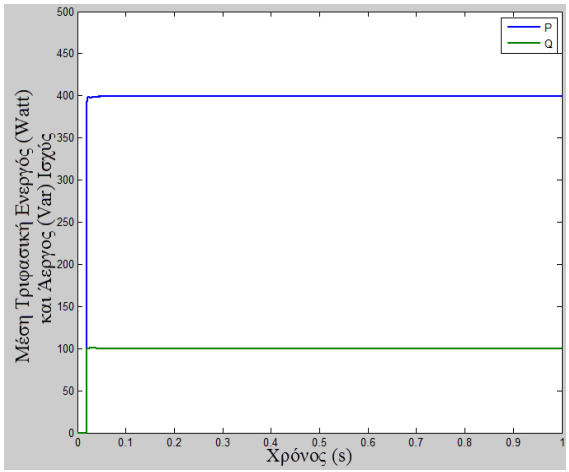
Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τον PQ έλεγχο που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο:



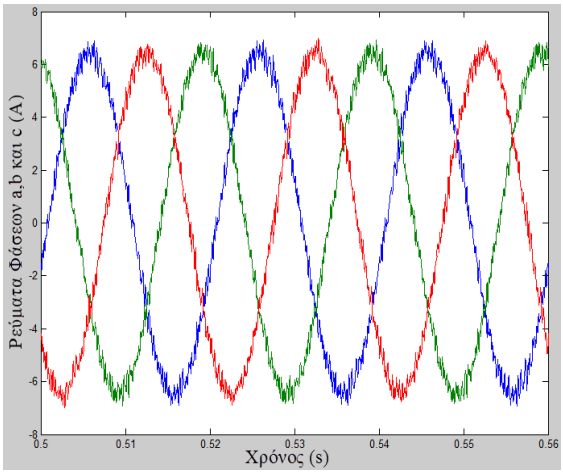
(α)



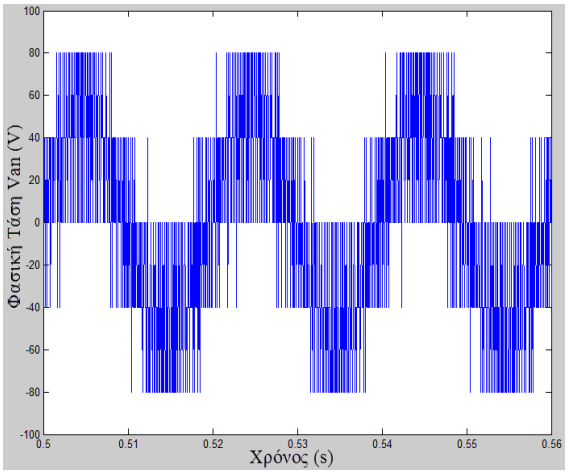
(β)



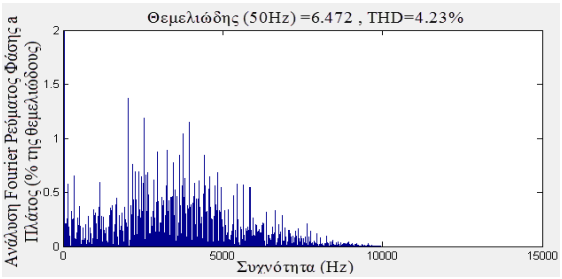
(γ)



(δ)

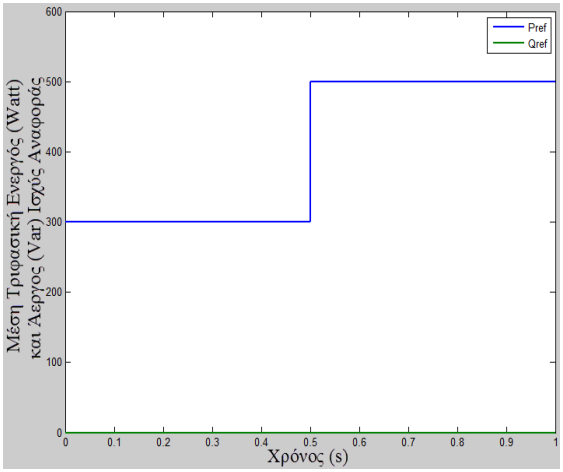


(ε)

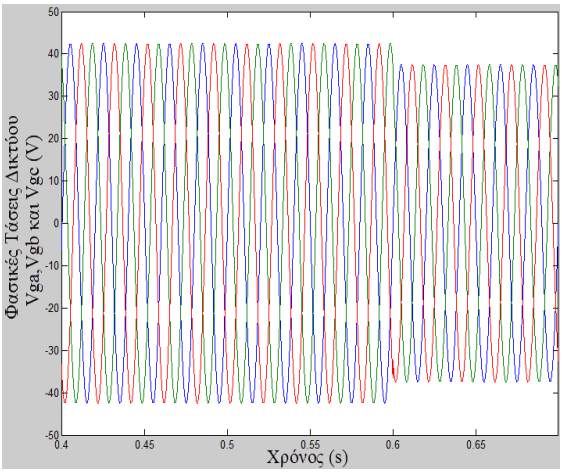


(ζ)

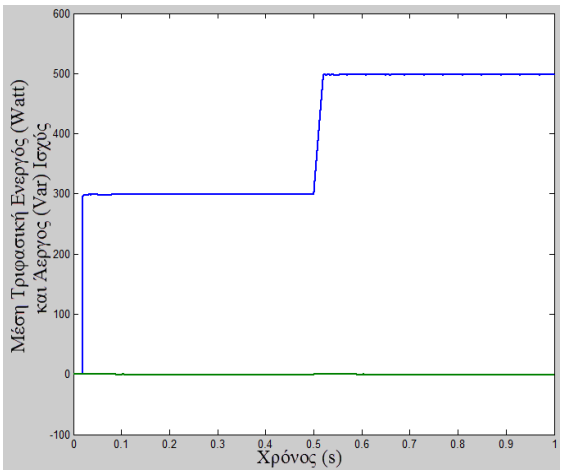
<u>Σχήμα 5.38:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van, (ζ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a



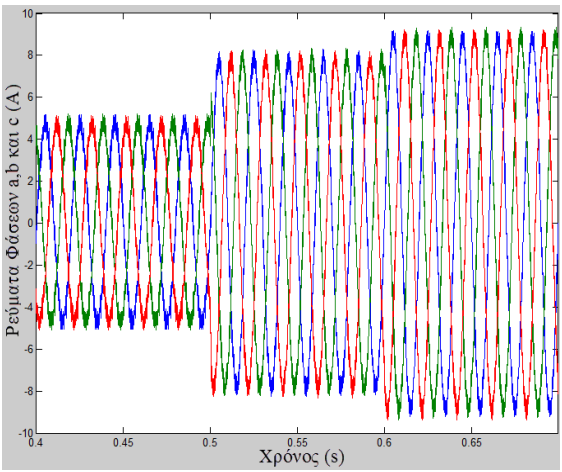
(α)



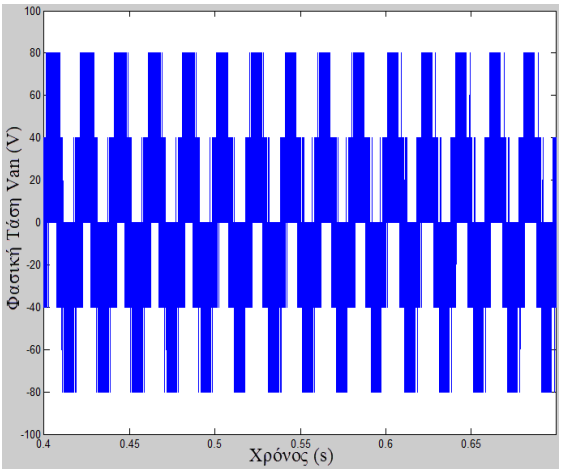
(β)



(γ)



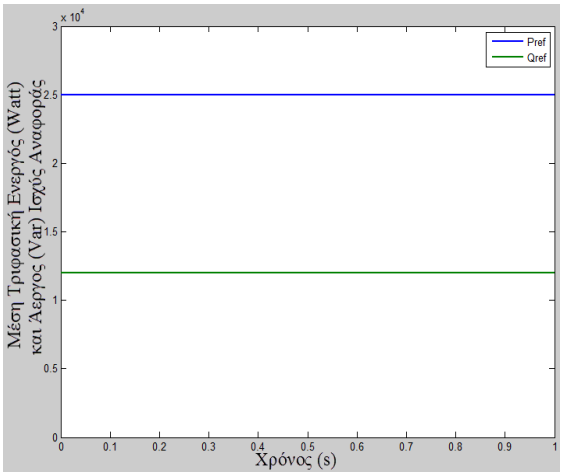
(δ)



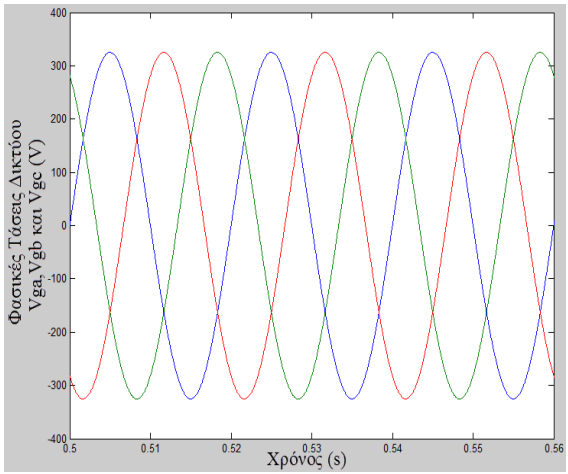
(ε)

<u>Σχήμα 5.39:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας (α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van

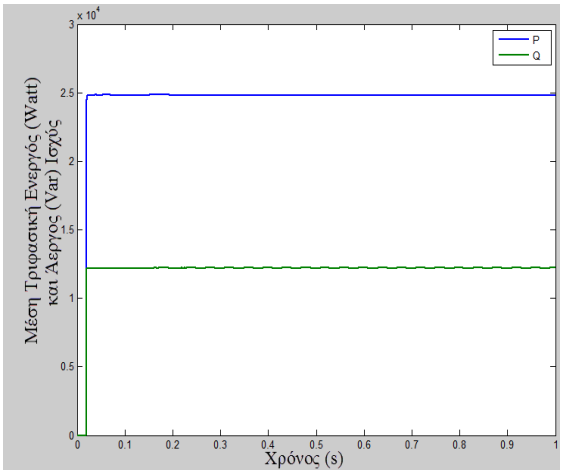
Στη συνέχεια παραθέτονται και τα αποτελέσματα που αφορούν τη διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο χαμηλής τάσης με δυνατότητα χρήσης περιόδου δειγματοληψίας ίσης με $T_s = 25\ \mu s$:



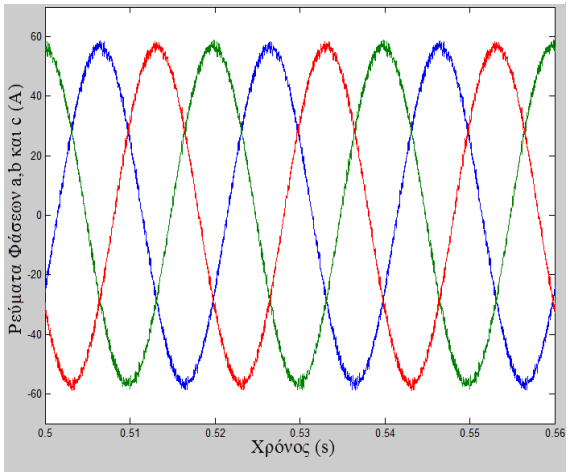
(α)



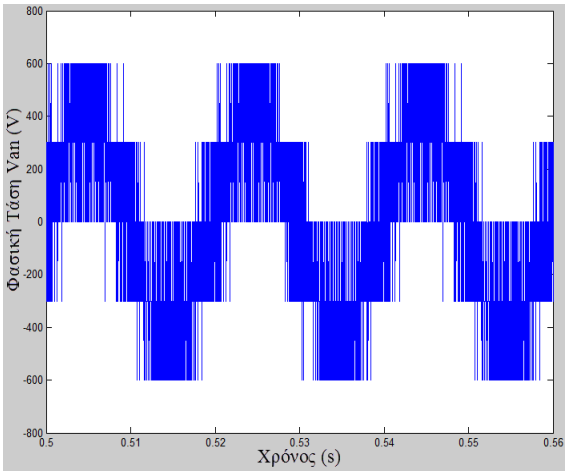
(β)



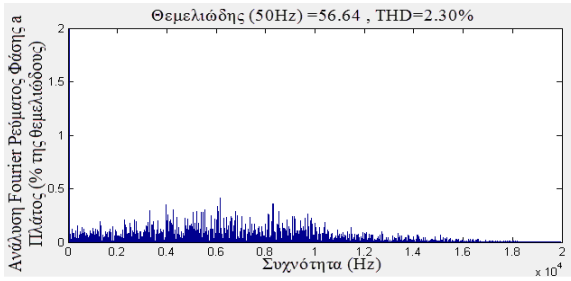
(γ)



(δ)

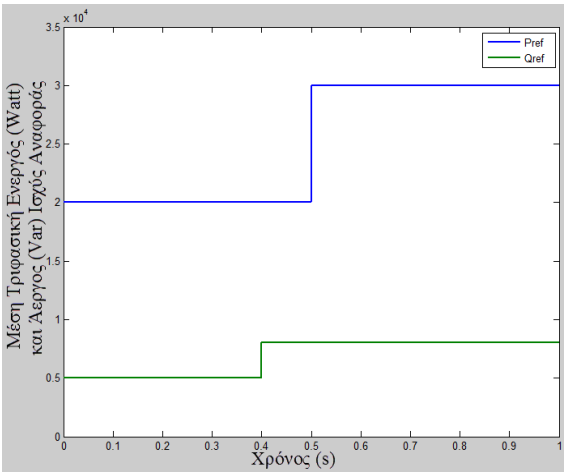


(ε)

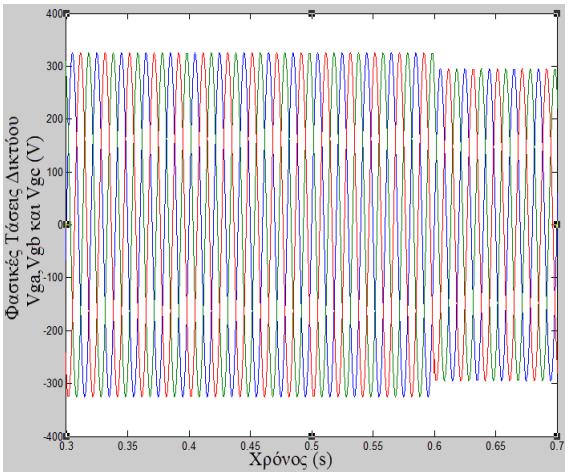


(ζ)

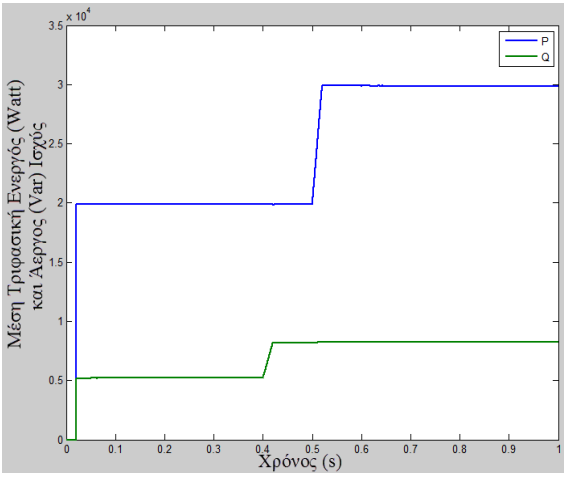
<u>Σχήμα 5.40:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στον FS-MPC για αντιστροφέα διασυνδεδεμένο στο δίκτυο χαμηλής τάσης κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ($T_s = 25\ \mu s$) (α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van, (ζ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a



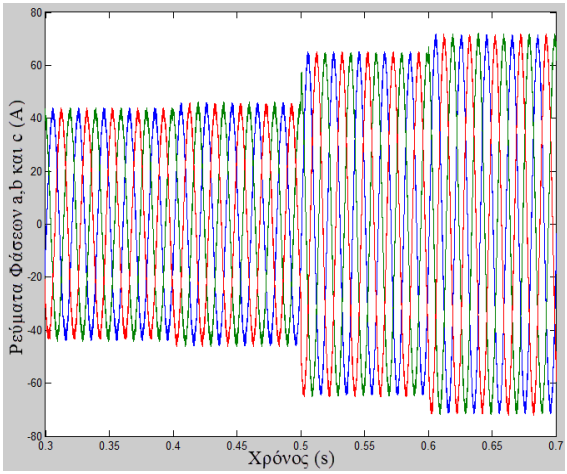
(α)



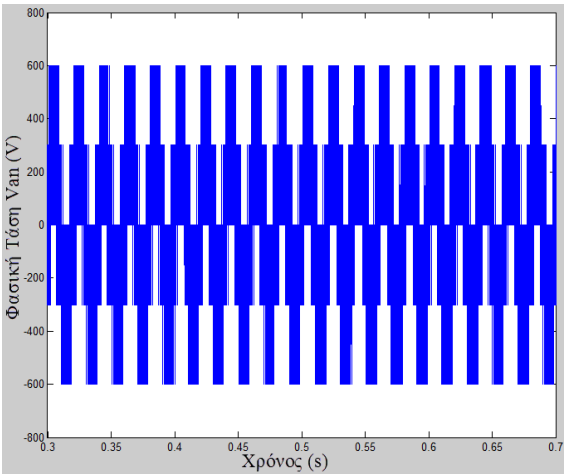
(β)



(γ)



(δ)

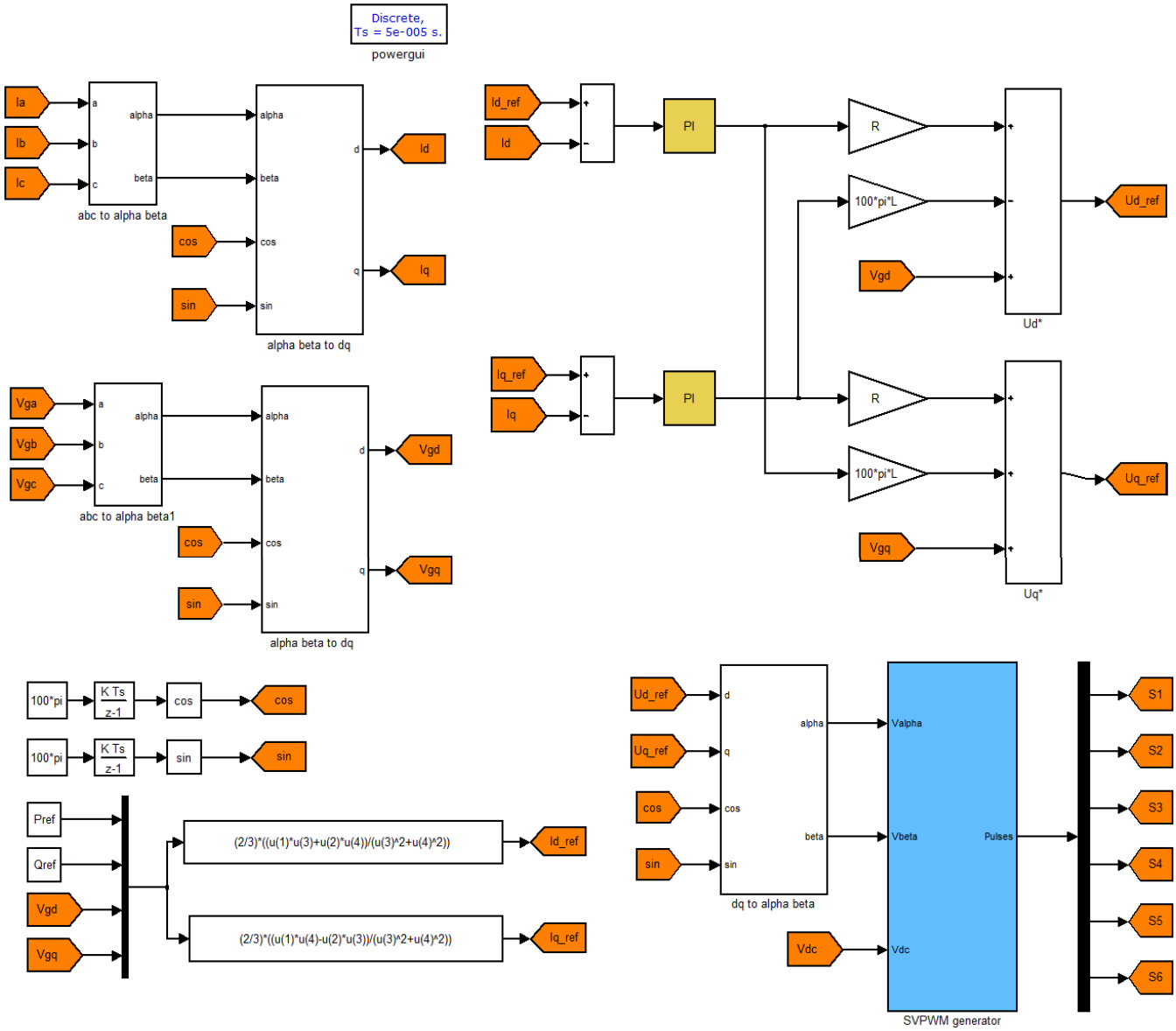


(ε)

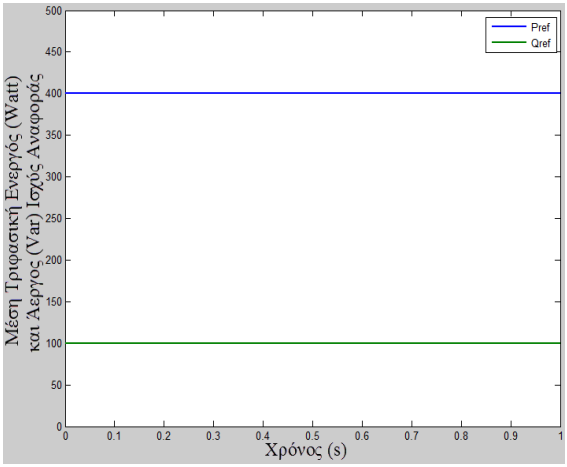
<u>Σχήμα 5.41:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στον FS-MPC για αντιστροφέα διασυνδεδεμένο στο δίκτυο χαμηλής τάσης για μεταβατική κατάσταση λειτουργίας ($T_s = 25\ \mu s$)(α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van

5.3.2.2 Έλεγχος PQ βασισμένος στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based PQ Control)

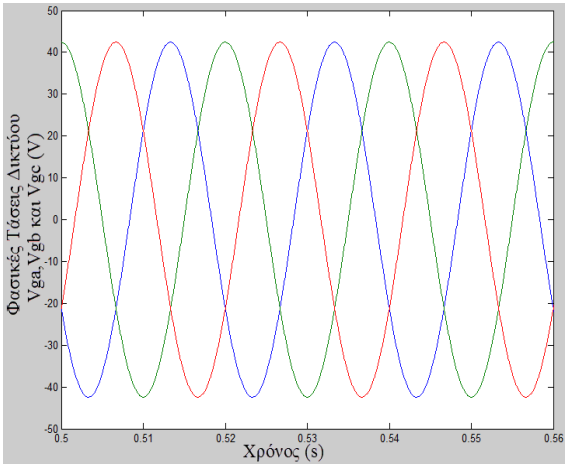
Στην παράγραφο 4.2 παρουσιάστηκε αναλυτικά ο PQ έλεγχος που στηρίζεται στην SVPWM τεχνική ενώ στο Σχήμα 4.4 δόθηκε το τελικό διάγραμμα ελέγχου. Στο Σχήμα 5.42 φαίνεται η μοντελοποίηση στο SIMULINK ενώ στα Σχήματα 5.43 και 5.44 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων:



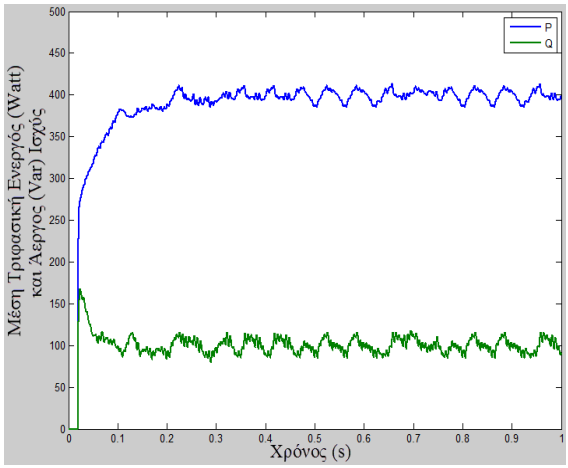
Σχήμα 5.42: Προσομοίωση στο SIMULINK του ελέγχου PQ βασισμένου στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα



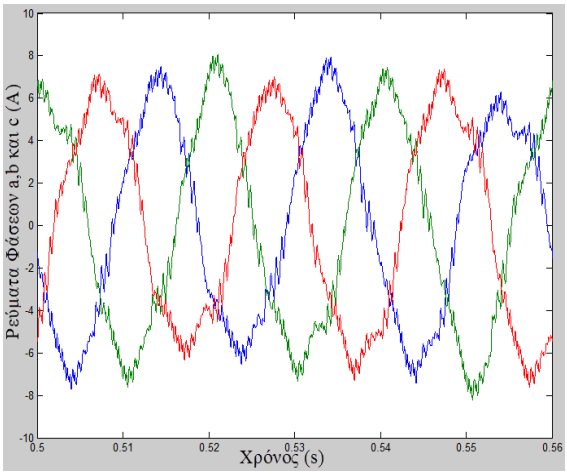
(α)



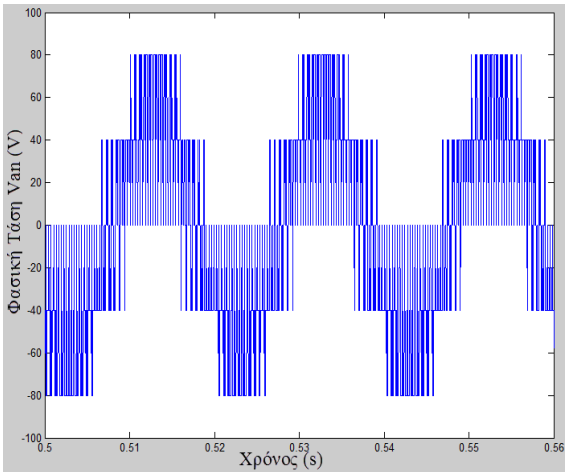
(β)



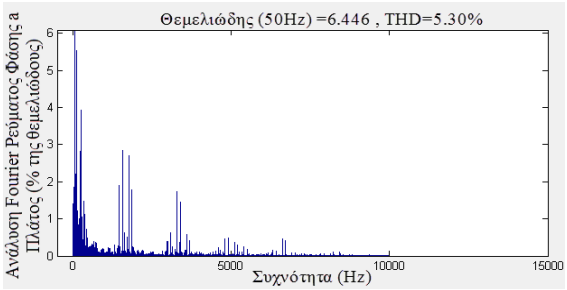
(γ)



(δ)

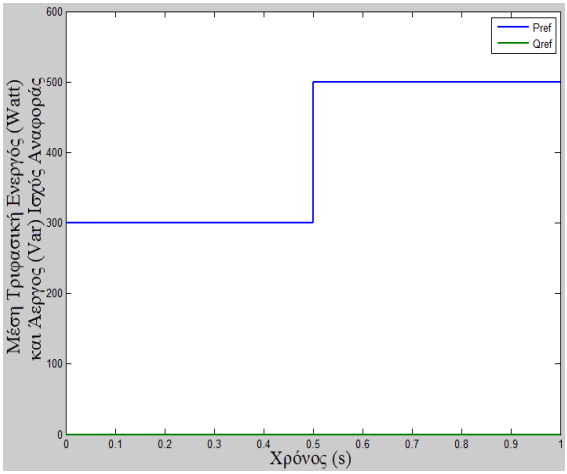


(ε)

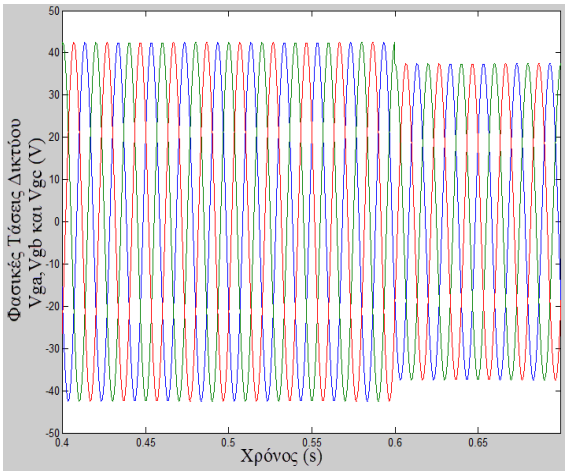


(ζ)

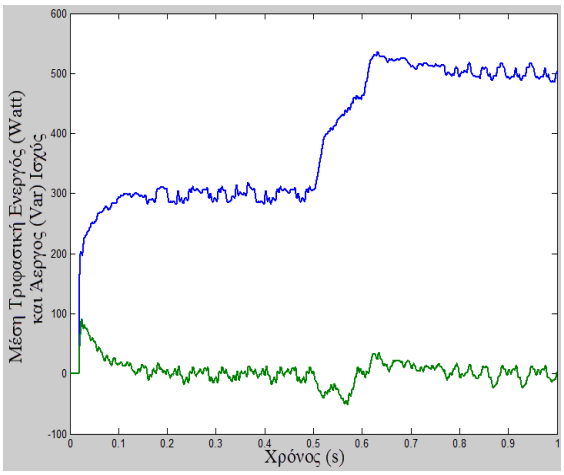
<u>Σχήμα 5.43:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στην SVPWM τεχνική κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ($P = 6$. Κέρδη PI ελεγκτή: $K_P = 3,\ K_I = 60$) (α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van, (ζ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a



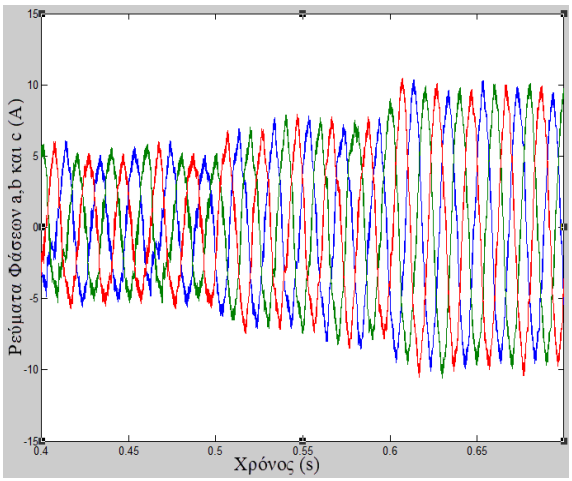
(α)



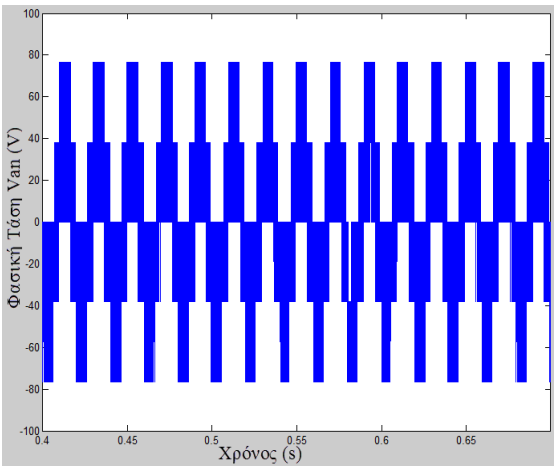
(β)



(γ)



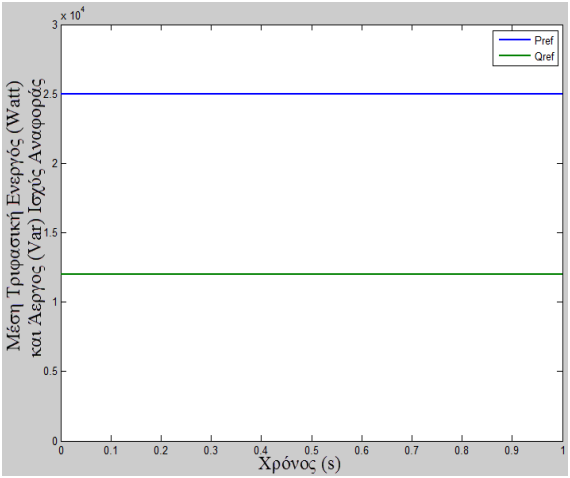
(δ)



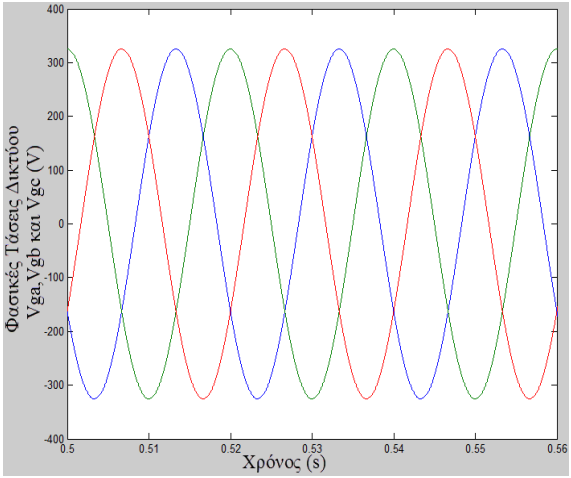
(ε)

<u>Σχήμα 5.44:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στην SVPWM τεχνική κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας ($P = 6$. Κέρδη PI ελεγκτή: $K_P = 3,\ K_I = 60$) (α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van

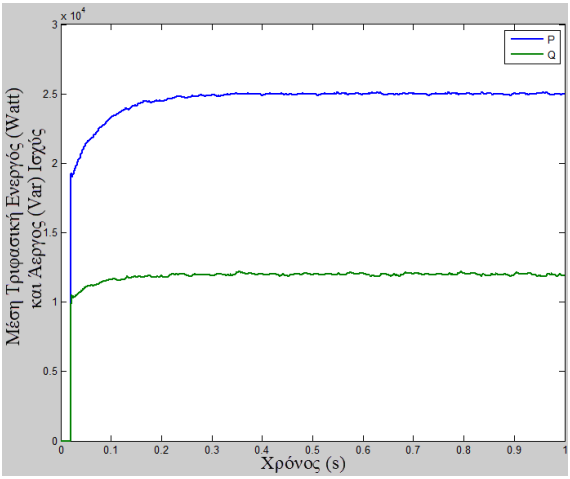
Στη συνέχεια παρουσιάζονται και τα αποτελέσματα που αφορούν τη διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο χαμηλής τάσης για διακοπτική συχνότητα $f_c = 9.1\,kHz$ με δυνατότητα χρήσης περιόδου δειγματοληψίας $T_s = 5\ \mu s$:



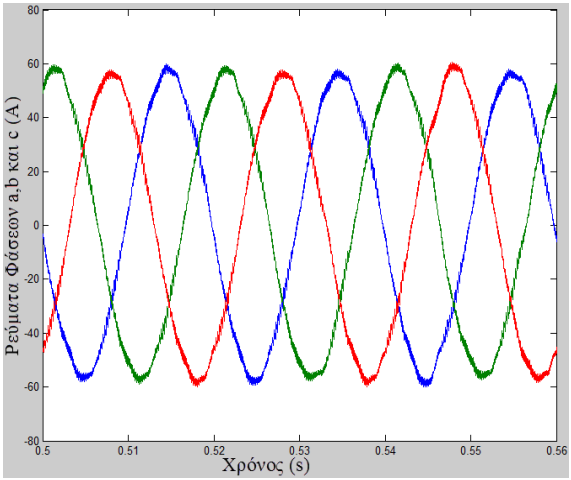
(α)



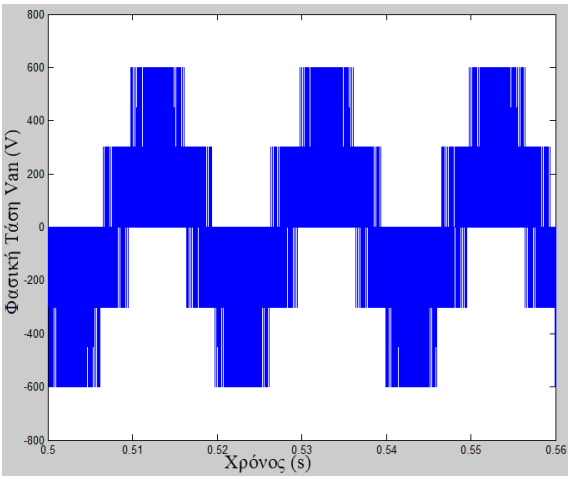
(β)



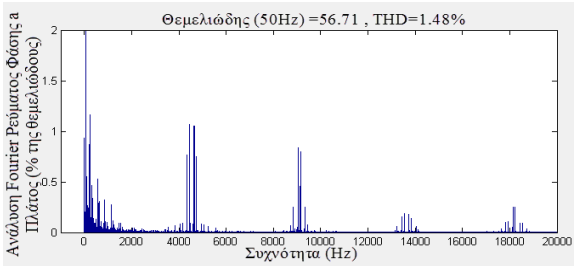
(γ)



(δ)

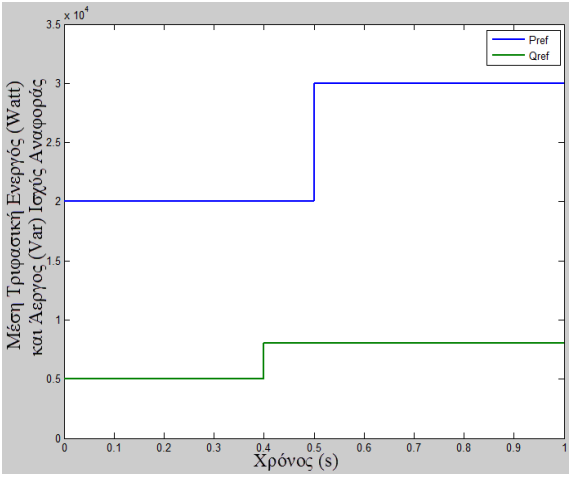


(ε)

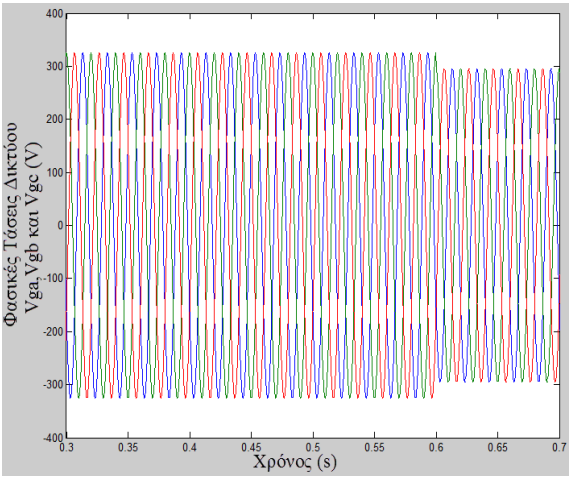


(ζ)

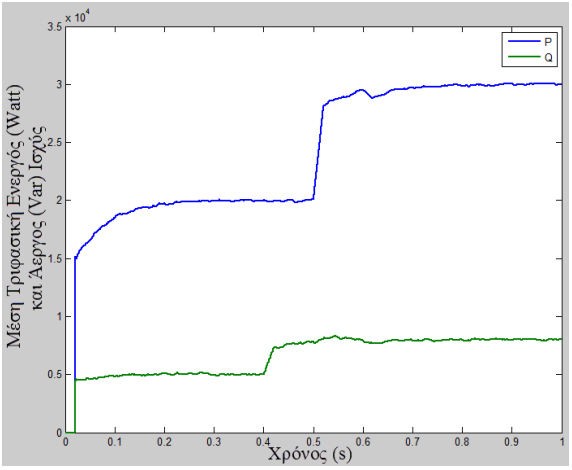
<u>Σχήμα 5.45:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στην SVPWM τεχνική για αντιστροφέα διασυνδεδεμένο στο δίκτυο χαμηλής τάσης κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ($T_s = 5\ \mu s,\ P = 22$. Κέρδη PI ελεγκτή: $K_P = 3,\ K_I = 60$) (α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van, (ζ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a



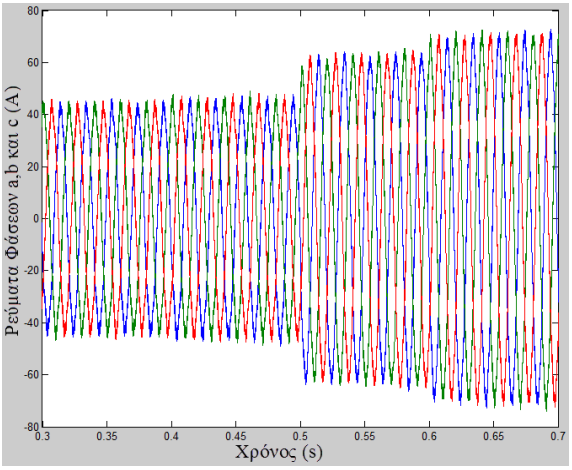
(α)



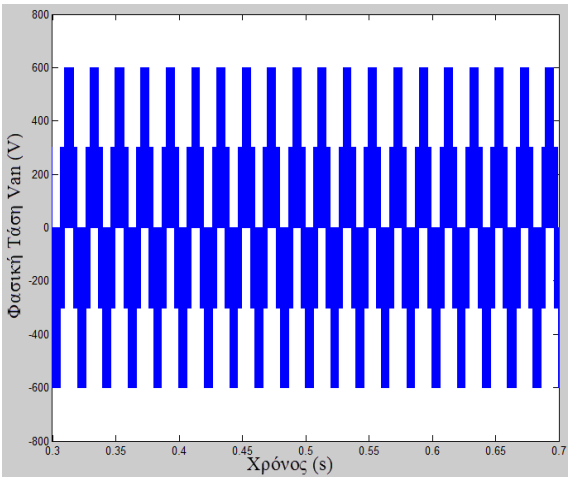
(β)



(γ)



(δ)



(ε)

<u>Σχήμα 5.46:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στην SVPWM τεχνική για αντιστροφέα διασυνδεδεμένο στο δίκτυο χαμηλής τάσης για μεταβατική κατάσταση λειτουργίας ($T_s = 5\ \mu s,\ P = 22$. Κέρδη PI ελεγκτή: $K_P = 3,\ \mathrm{K}_I = 60$) (α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van

5.4 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑΣ

Στην παράγραφο 5.1 παρουσιάστηκαν λεπτομερώς τα δομικά στοιχεία της πειραματικής διάταξης ενώ στον Πίνακα 5.1 δόθηκαν οι κύριες παράμετροι του κυκλώματος ισχύος και της διαδικασίας του ελέγχου. Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα που ελήφθησαν κατά τη διάρκεια της πειραματικής διαδικασίας και αφορούν τους τομείς που καλύφθηκαν και στο στάδιο των προσομοιώσεων, δηλαδή την απομονωμένη λειτουργία του αντιστροφέα και τη διασύνδεσή του στο δίκτυο.

Όπως σημειώθηκε και προηγούμενα, η εφαρμογή των αλγορίθμων ελέγχου σε πραγματικό χρόνο για την εκτέλεσή τους από το μικροελεγκτή γίνεται μέσω του συνεργαζόμενου με το MATLAB λογισμικού διεπαφής Code Composer Studio. Για την ακρίβεια οι αλγόριθμοι, που στην περίπτωση των προσομοιώσεων της προηγούμενης παραγράφου μοντελοποιήθηκαν με τη βοήθεια του γραφικού περιβάλλοντος του SIMULINK, μετατρέπονται σε αναγνώσιμο κώδικα C ή C++, ο οποίος εν συνεχεία μεταγλωττίζεται και εκτελείται από τον εξωτερικό μικροεπεξεργαστή. Τα μοντέλα που χρησιμοποιήθηκαν στην πειραματική διαδικασία δεν υλοποιήθηκαν γραφικά, όπως στις προσομοιώσεις, αλλά με τη χρήση της καλύτερα δομημένης γλώσσας κειμένου του MATLAB. Συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκαν ειδικά μπλοκ συναρτήσεων (Embedded MATLAB Function Blocks) , που λειτουργούν με ένα υποσύνολο της γλώσσας MATLAB (Embedded MATLAB Subset), το οποίο προσφέρει βελτιστοποιήσεις για την παραγωγή ποιοτικού και αποδοτικού κώδικα σε C. Σε κάθε περίπτωση, πριν από την παρουσίαση των πειραματικών αποτελεσμάτων, θα δοθεί ο χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος ελέγχου σε γλώσσα MATLAB καθώς και το τελικό μοντέλο για την εφαρμογή του ελέγχου σε πραγματικό χρόνο.

5.4.1 Πειραματική εφαρμογή του ελέγχου ρεύματος σε απομονωμένο τριφασικό φορτίο

Θα ξεκινήσουμε με την πειραματική εφαρμογή του ελέγχου ρεύματος στο απομονωμένο τριφασικό φορτίο Θα εξεταστούν οι ελεγκτές που βασίζονται στις δύο μελετώμενες μεθόδους, το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (FS-MPC) και την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM).

5.4.1.1 Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (FS-MP Current Control)

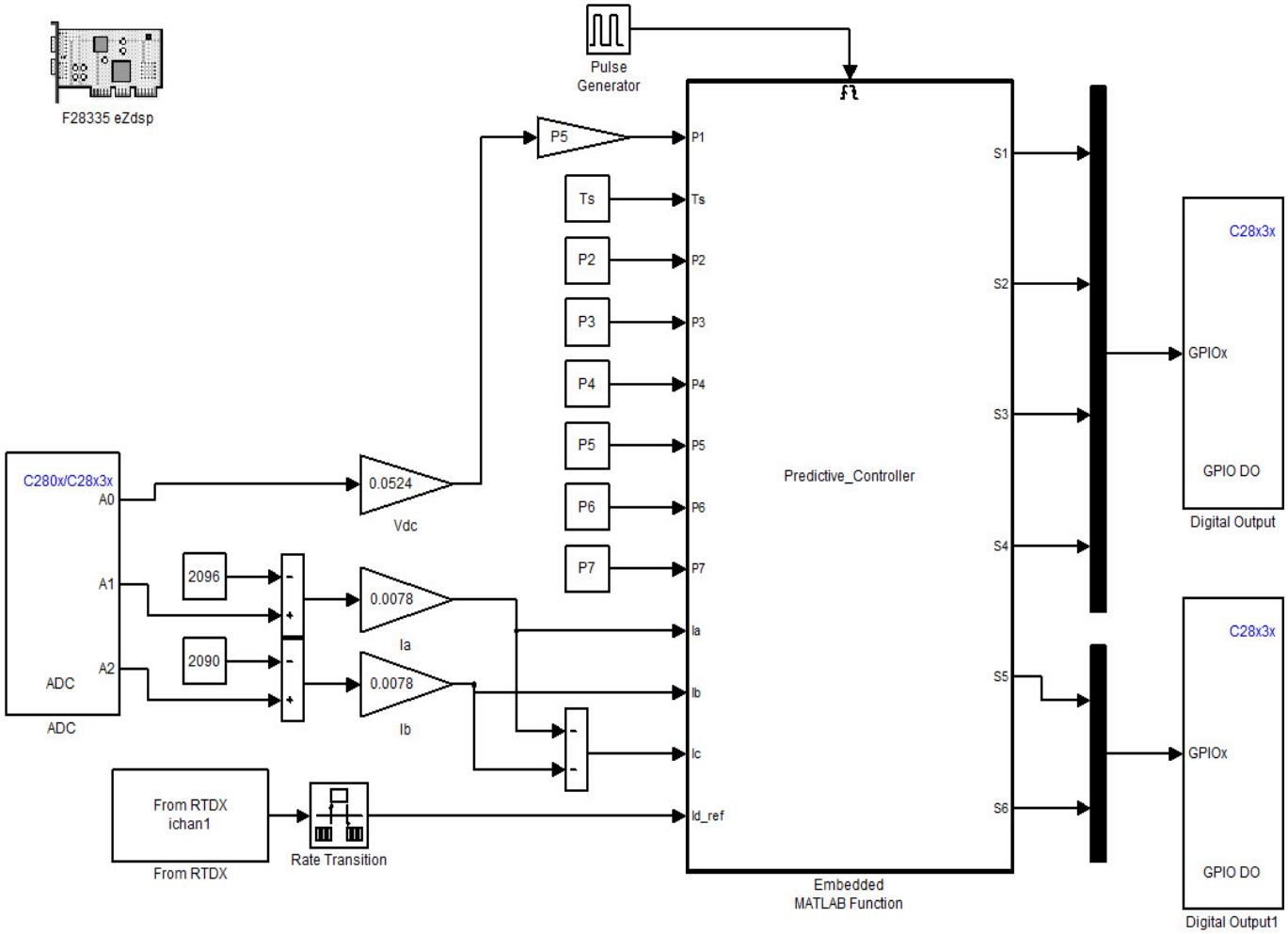
Ο χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος για το μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος δίνεται παρακάτω:

```
function [S1,S2,S3,S4,S5,S6] =
Predictive_Controller(P1,Ts,P2,P3,P4,P5,P6,P7,Ia,Ib,Ic,Id_ref)

% P2=Ts/L, P3=1-R*(Ts/L), P4=pi/180, P5=2/3, P6=sqrt(3)/2, P7=100*pi

persistent t_1
if isempty(t_1)
    t_1=0;
end

S1=nan; S3=nan; S5=nan;
```

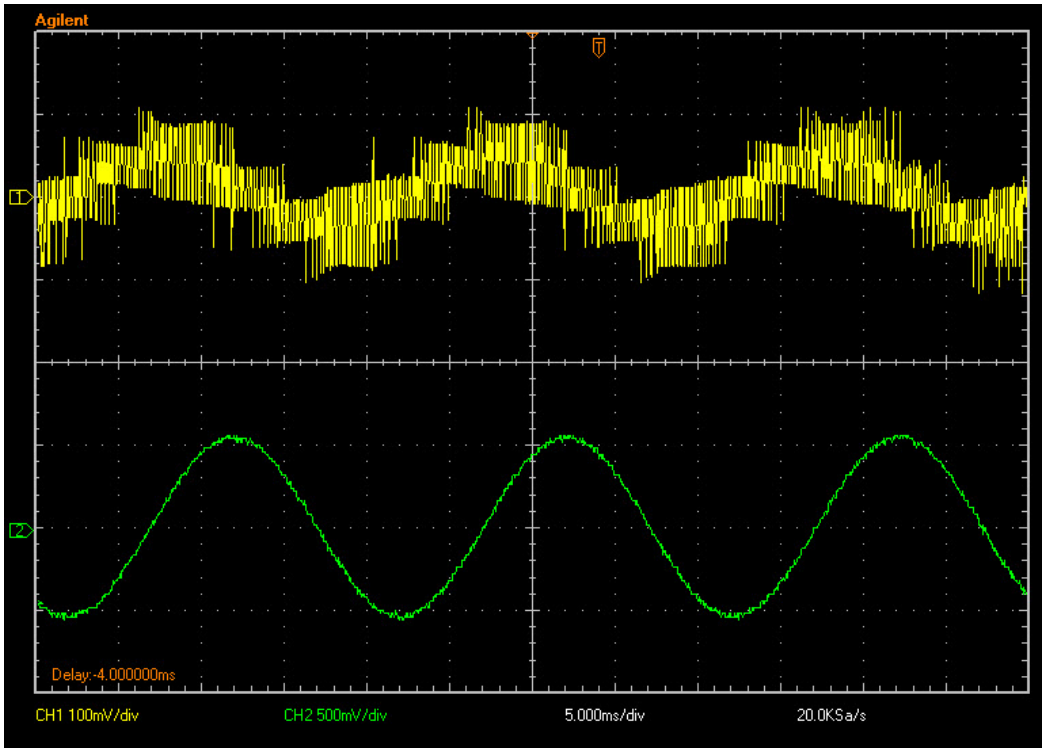
```
S2=nan; S4=nan; S6=nan;

t=t_1+Ts;
cosine=cos(P7*t);
sinus=sin(P7*t);

[Ialpha_ref,Ibeta_ref]=dq_to_alphabeta(Id_ref,0,cosine,sinus);

[Ikalpha,Ikbeta]=abc_to_alphabeta(Ia,Ib,Ic,P5,P6);

g=inf;
k=0;

for i=0:60:360

    if (i<360)
        z=i*P4;
        Ik1alpha=P1*cos(z)*P2+Ikalpha*P3;
        Ik1beta=P1*sin(z)*P2+Ikbeta*P3;
    else
        Ik1alpha=Ikalpha*P3;
        Ik1beta=Ikbeta*P3;
    end

    g1=abs(Ik1alpha-Ialpha_ref)+abs(Ik1beta-Ibeta_ref);

    if (g1<g)
        k=i;
        g=g1;
    end

end

if (k==0)
    S1=1; S3=0; S5=0;
    S2=0; S4=1; S6=1;

elseif (k==60)
    S1=1; S3=1; S5=0;
    S2=0; S4=0; S6=1;

elseif (k==120)
    S1=0; S3=1; S5=0;
    S2=1; S4=0; S6=1;

elseif (k==180)
    S1=0; S3=1; S5=1;
    S2=1; S4=0; S6=0;

elseif (k==240)
    S1=0; S3=0; S5=1;
    S2=1; S4=1; S6=0;

elseif (k==300)
    S1=1; S3=0; S5=1;
    S2=0; S4=1; S6=0;

elseif (k==360)
    S1=1; S3=1; S5=1;
    S2=0; S4=0; S6=0;
```

```
end

t_1=t;

function [alpha,beta] = abc_to_alphabeta(x1,x2,x3,P5,P6)

alpha=P5*(x1-0.5*(x2+x3));
beta=P5*(P6*(x2-x3));

function  [alpha,beta] = dq_to_alphabeta(x1,x2,x3,x4)

alpha=x1*x3-x2*x4;
beta=x1*x4+x2*x3;
```

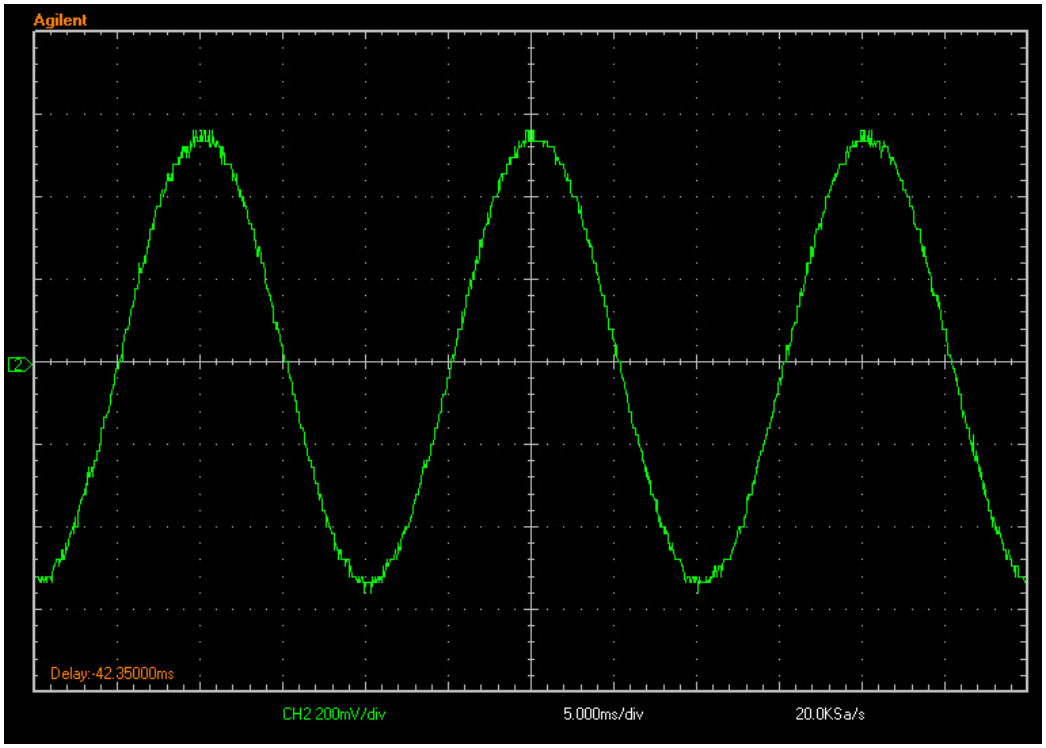
Ο παραπάνω αλγόριθμος πρέπει να εκτελείται ανά T_s (περίοδος δειγματοληψίας), οπότε χρησιμοποιείται μια παλμογεννήτρια ίδιας περιόδου για την ενεργοποίησή του. Στα επόμενα σχήματα δίνεται το τελικό μοντέλο για την εφαρμογή του αλγορίθμου σε πραγματικό χρόνο καθώς και τα πειραματικά αποτελέσματα που προκύπτουν:



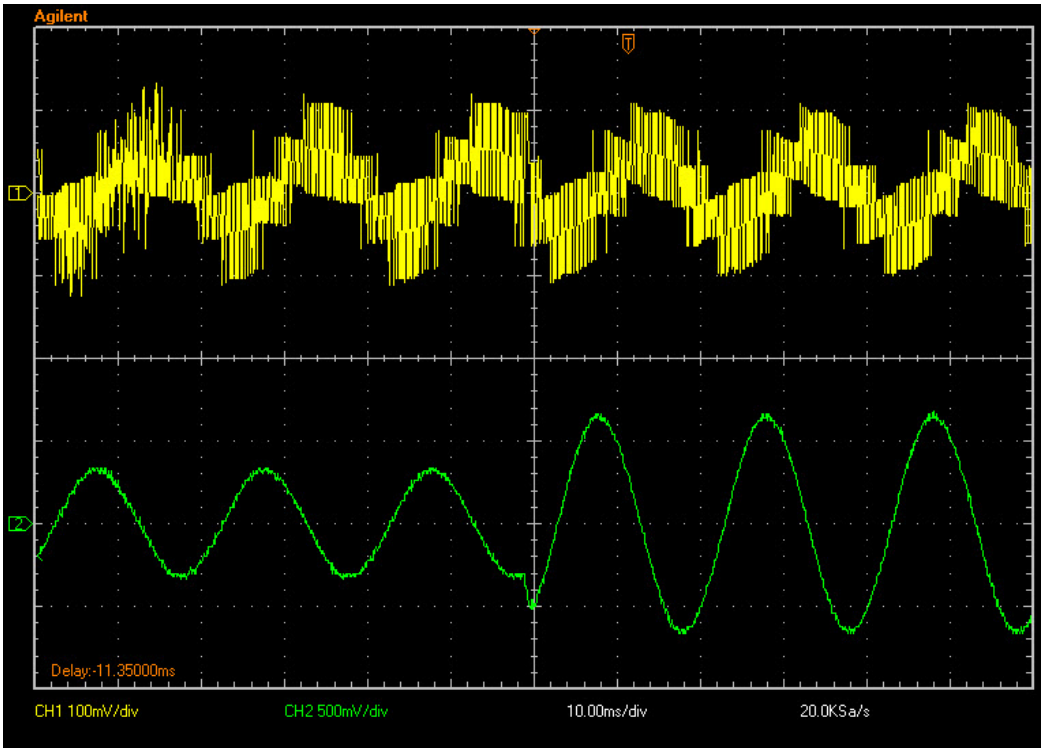
Σχήμα 5.47: Μοντέλο για την εφαρμογή του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος σε πραγματικό χρόνο



Σχήμα 5.48: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για ημιτονοειδή αναφορά πλάτους 5 A. Από επάνω: τάση φάσης a (20V/div), ρεύμα φάσης a (5A/div)



Σχήμα 5.49: Λεπτομέρεια του ρεύματος της φάσης a (2A/div)



Σχήμα 5.50: Μεταβολή του πλάτους της ημιτονοειδούς αναφοράς ρεύματος από 3 σε 7 A. Από επάνω: τάση φάσης a (20V/div), ρεύμα φάσης a (5A/div)

5.4.1.2 Έλεγχος ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based Current Control)

Αρχικά δίνεται ο αλγόριθμος για την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM), από τον οποίο υπολογίζονται οι χρόνοι T_{cm1}, T_{cm2} και T_{cm3}

```
function [Tcm1,Tcm2,Tcm3]  = SVPWM(Vdc,A4,A5,Va,Vb)

% A4=180/pi, A5=sqrt(3)

z=complex(Va,Vb);
theta=angle(z)*A4;

N=nan;

if ((theta>=0)&&(theta<60))
    N=1;
elseif ((theta>=60)&&(theta<120))
    N=2;
elseif ((theta>=120)&&(theta<180))
    N=3;
elseif ((theta>=-180)&&(theta<-120))
    N=4;
elseif ((theta>=-120)&&(theta<-60))
```

```
    N=5;
elseif ((theta>=-60)&&(theta<0))
    N=6;
end

X=A5*Vb/Vdc;
Y=(3*Va+A5*Vb)/(2*Vdc);
Z=(-3*Va+A5*Vb)/(2*Vdc);

T1=nan; T2=nan;

if (N==1)
    T1=-Z; T2=X;
elseif (N==2)
    T1=Z; T2=Y;
elseif (N==3)
    T1=X; T2=-Y;
elseif (N==4)
    T1=-X; T2=Z;
elseif (N==5)
    T1=-Y; T2=-Z;
elseif (N==6)
    T1=Y; T2=-X;
end

Ta=(1-T1-T2)/4;
Tb=Ta+T1/2;
Tc=Tb+T2/2;

Tcm1=nan; Tcm2=nan; Tcm3=nan;

if (N==1)
    Tcm1=Ta; Tcm2=Tb; Tcm3=Tc;
elseif (N==2)
    Tcm1=Tb; Tcm2=Ta; Tcm3=Tc;
elseif (N==3)
    Tcm1=Tc; Tcm2=Ta; Tcm3=Tb;
elseif (N==4)
    Tcm1=Tc; Tcm2=Tb; Tcm3=Ta;
elseif (N==5)
    Tcm1=Tb; Tcm2=Tc; Tcm3=Ta;
elseif (N==6)
    Tcm1=Ta; Tcm2=Tc; Tcm3=Tb;
end
```

Ο αλγόριθμος αυτός, όπως αναλύθηκε και στην παράγραφο 5.2.1.2, εκτελείται ανά $2PT_s$ όπου P ακέραιος. Για τη δημιουργία του τριγωνικού φορέα και τη σύγκρισή του με τους χρόνους T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3} χρησιμοποιείται ο ακόλουθος αλγόριθμος:

```
function [S1,S2,S3,S4,S5,S6] = Comparator(Tcm1,Tcm2,Tcm3,u,Ts,A6,A7)

% A6=Ts/2, A7=1/(P*Ts)

persistent triangle_1
if isempty(triangle_1)
```

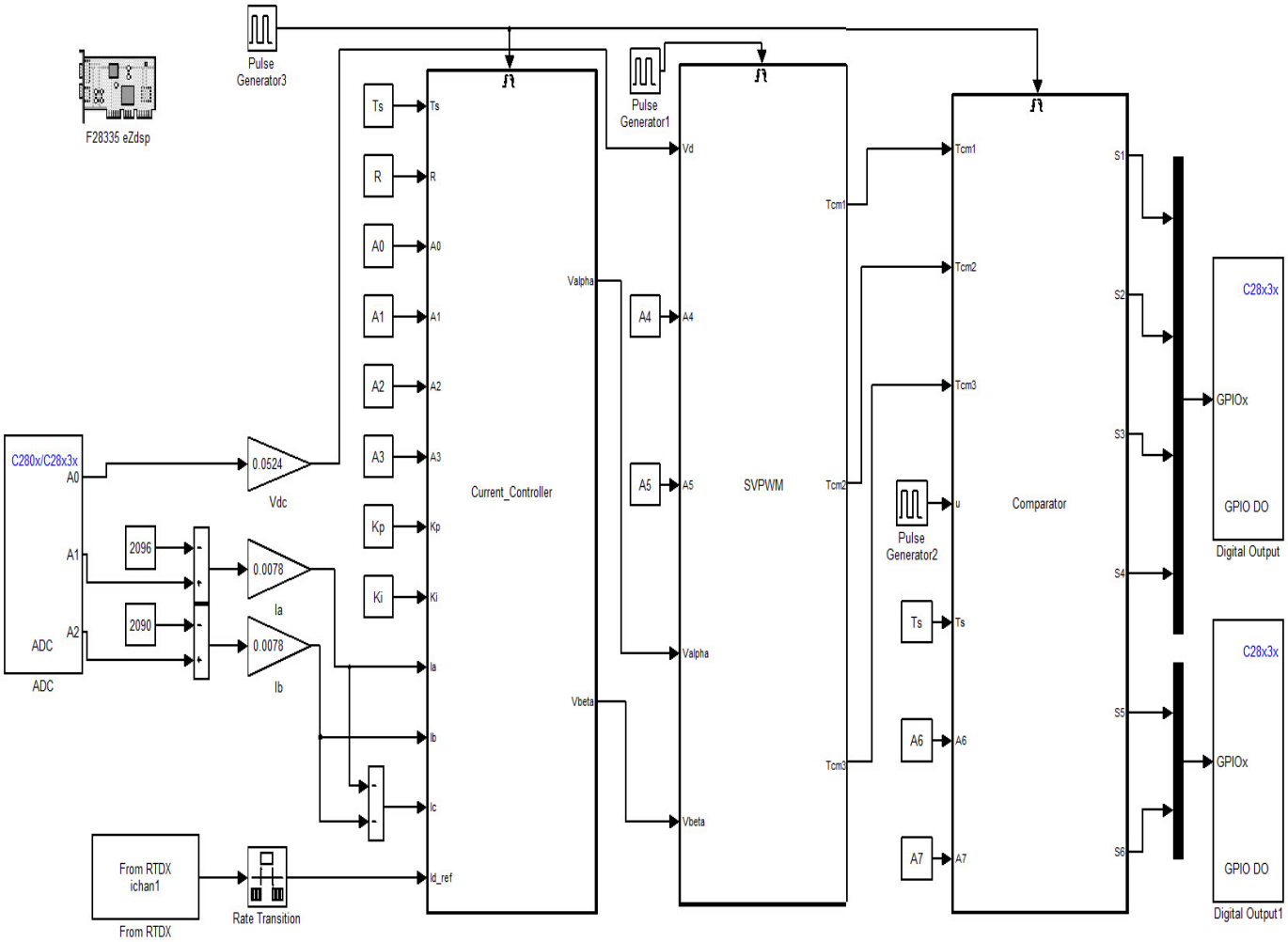
```
    triangle_1=0;
end

triangle=triangle_1+(u-0.5)*Ts;
z=(triangle+A6)*A7;



if (z>Tcm1)
    S1=1; S2=0;
else
    S1=0; S2=1;
end

if (z>Tcm2)
    S3=1; S4=0;
else
    S3=0; S4=1;
end

if (z>Tcm3)
    S5=1; S6=0;
else
    S5=0; S6=1;
end

triangle_1=triangle;
```

Το όρισμα u της παραπάνω συνάρτησης είναι μια τετραγωνική παλμογεννήτρια περιόδου $2PT_s$. Ο αλγόριθμος του εξωτερικού ελεγκτή ρεύματος για την παραγωγή του στρεφόμενου διανύσματος αναφοράς τάσης δίνεται παρακάτω:

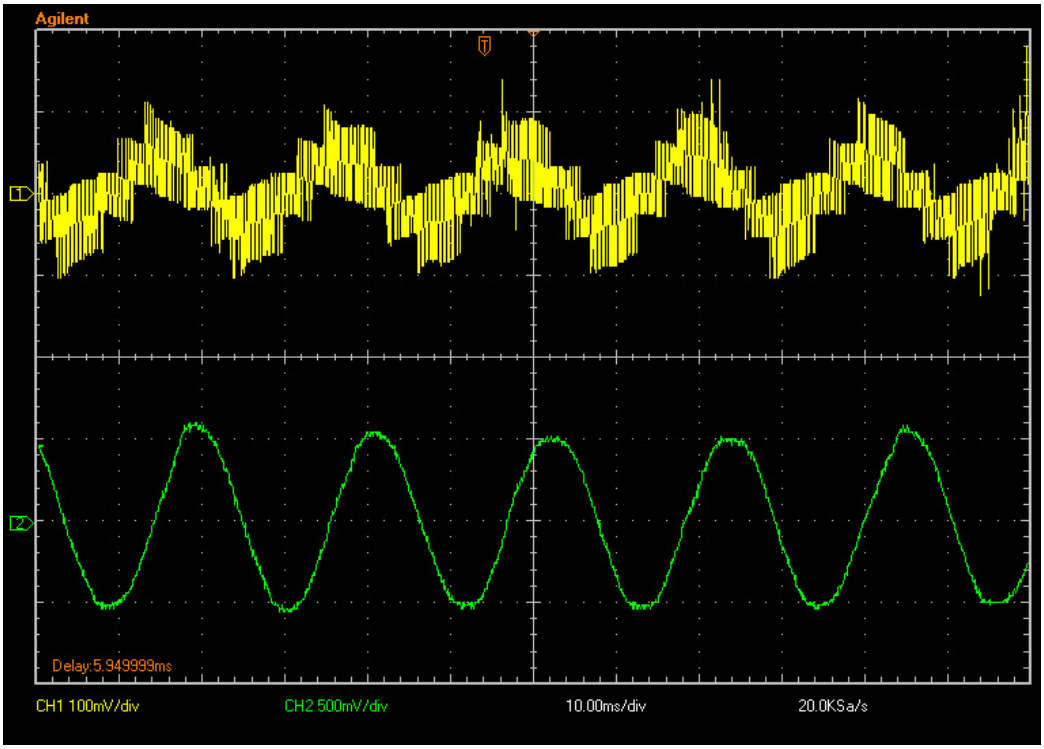
```
function [Va,Vb] = Current_Controller(Ts,R,A0,A1,A2,A3,Kp,Ki,Ia,Ib,Ic,Id_ref)

% A0=100*pi, A1=100*pi*L, A2= 2/3, A3=sqrt(3)/2

persistent t_1
if isempty(t_1)
    t_1=0;
end

persistent integral_p1
if isempty(integral_p1)
    integral_p1=0;
end

persistent integral_p2
if isempty(integral_p2)
    integral_p2=0;
end
```

```
t=t_1+Ts;
cosine=cos(A0*t);
sinus=sin(A0*t);


[Id,Iq]=abc_to_dq(Ia,Ib,Ic,cosine,sinus,A2,A3);


error1=Id_ref-Id;
integral1=integral_p1+error1*Ts;
PI1=Kp*error1+Ki*integral1;

error2=-Iq;
integral2=integral_p2+error2*Ts;
PI2=Kp*error2+Ki*integral2;

Vd=PI1*R-PI2*A1;
Vq=PI1*A1+PI2*R;

[Va,Vb]=dq_to_alphabeta(Vd,Vq,cosine,sinus);

t_1=t;
integral_p1=integral1;
integral_p2=integral2;



function  [d,q] = abc_to_dq(x1,x2,x3,x4,x5,A,B)

alpha=A*(x1-0.5*(x2+x3));
beta=A*(B*(x2-x3));

d=alpha*x4+beta*x5;
q=beta*x4-alpha*x5;

function  [a,b] = dq_to_alphabeta(x1,x2,x3,x4)

a=x1*x3-x2*x4;
b=x1*x4+x2*x3;
```

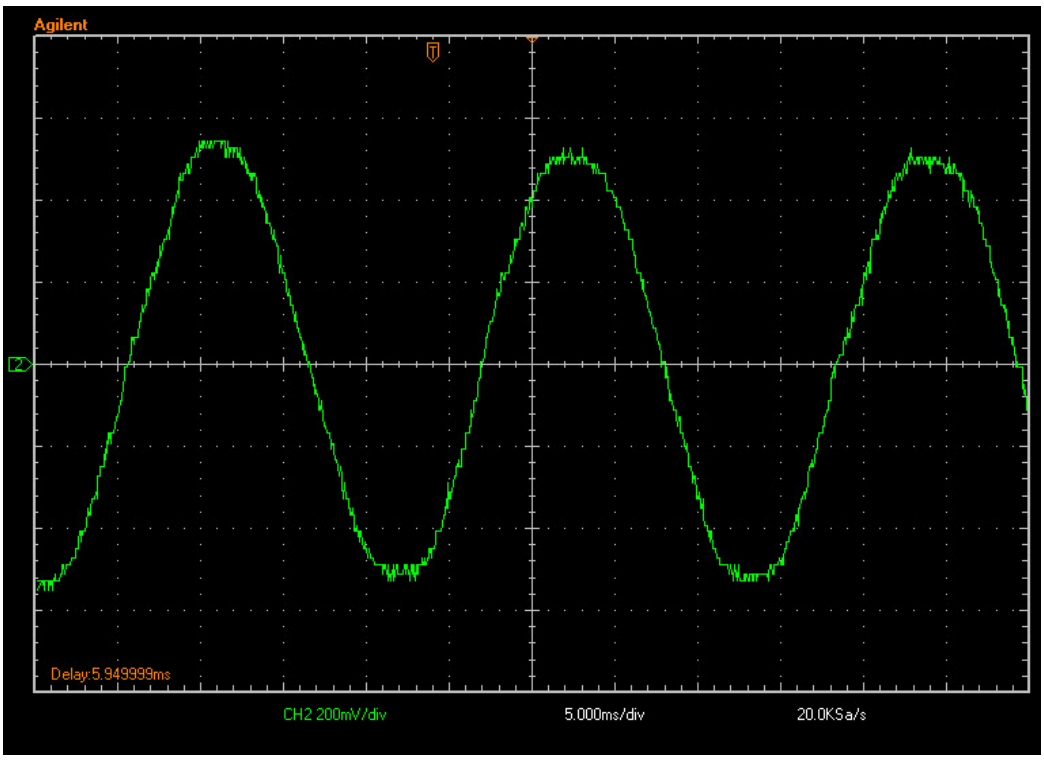
Οι δύο τελευταίοι αλγόριθμοι, δηλαδή αυτό της παραγωγής του τριγωνικού φορέα και των συγκρίσεων και αυτός του εξωτερικού ελεγκτή ρεύματος, πρέπει να εκτελούνται ανά περίοδο ίση με την περίοδο δειγματοληψίας T_s. Στα παρακάτω σχήματα δίνεται ο τελικός αλγόριθμος ελέγχου για την εφαρμογή του σε πραγματικό χρόνο καθώς και τα αποτελέσματα της πειραματικής διαδικασία



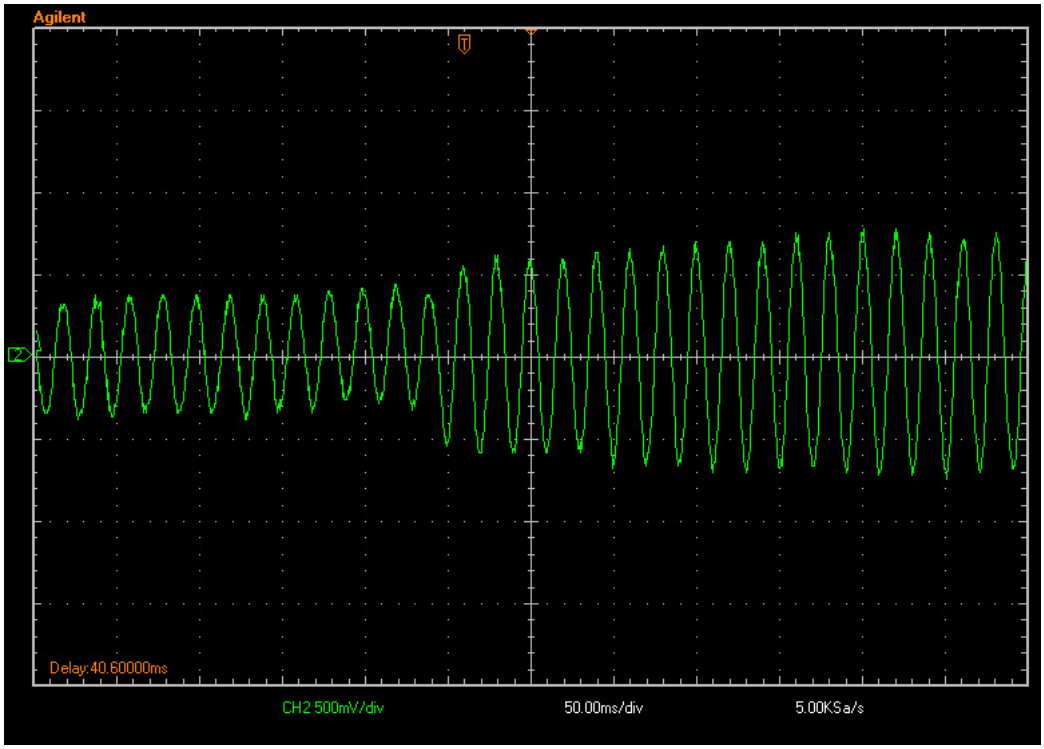
Σχήμα 5.51: Μοντέλο για την εφαρμογή του ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική SVPWM σε πραγματικό χρόνο



Σχήμα 5.52: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην SVPWM τεχνική για ημιτονοειδή αναφορά ρεύματος πλάτους 5 A. Από επάνω: τάση φάσης a (20V/div), ρεύμα φάσης a (5A/div)



Σχήμα 5.53: Λεπτομέρεια του ρεύματος της φάσης a (2A/div)



Σχήμα 5.54: Μεταβολή του πλάτους της ημιτονοειδούς αναφοράς ρεύματος από 3 σε 7 A. Ρεύμα φάσης a (5A/div)

5.4.2 Πειραματική εφαρμογή του ελέγχου PQ κατά τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

Στη συνέχεια θα προχωρήσουμε με τα αποτελέσματα της πειραματικής διαδικασίας που αφορούν τον έλεγχο PQ ενός τριφασικού αντιστροφέα που συνδέεται με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Θα εξετάσουμε τις δύο κύριες περιπτώσεις ελέγχου, αυτόν που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο και αυτόν που βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα.

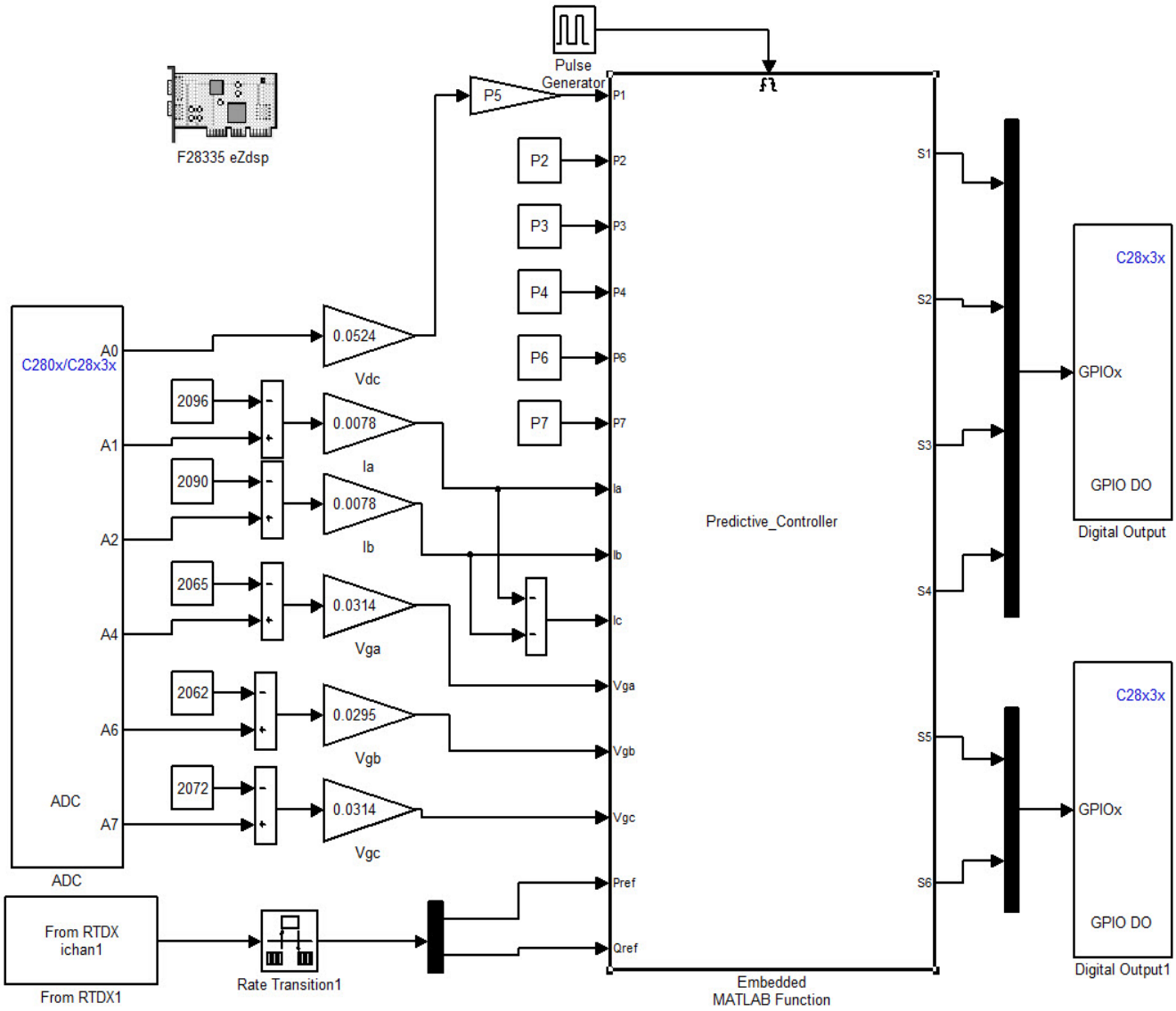
5.4.2.1 Έλεγχος PQ βασισμένος στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (FS-MPC Based PQ Control)

Ο αλγόριθμος που χρησιμοποιήθηκε για την εφαρμογή του ελέγχου PQ που στηρίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο δίνεται παρακάτω:

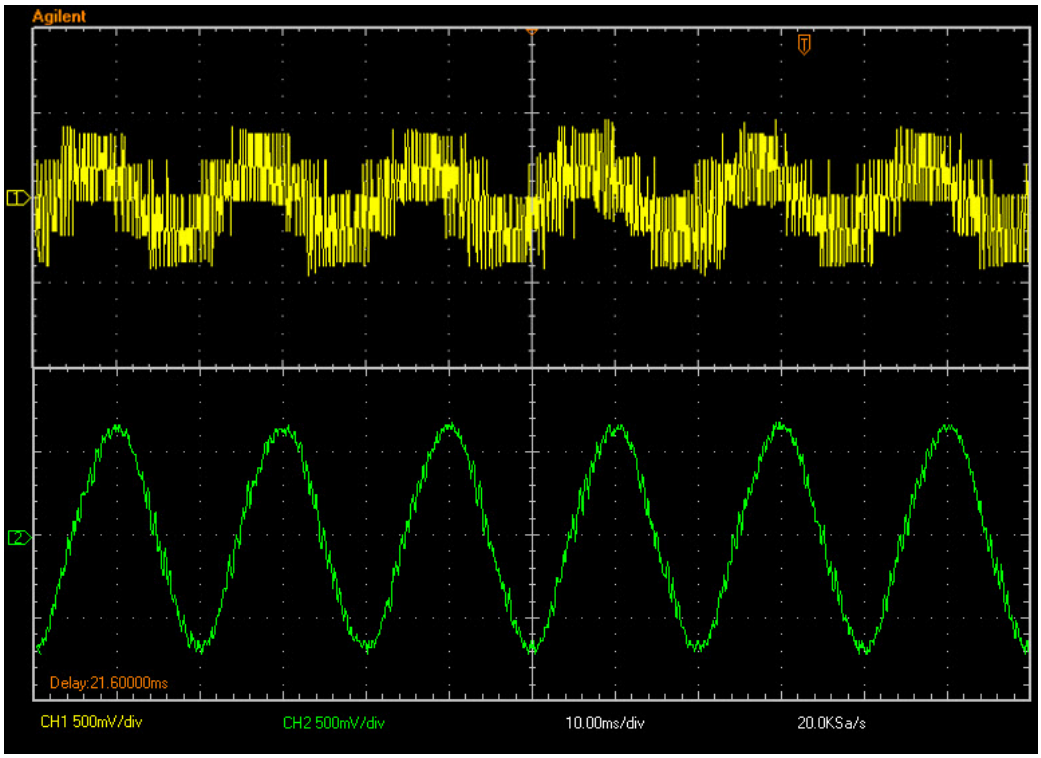
```
function [S1,S2,S3,S4,S5,S6] =
Predictive_Controller(P1,P2,P3,P4,P6,P7,Ia,Ib,Ic,Vga,Vgb,Vgc,Pref,Qref)

% P2=Ts/L, P3=1-(R*Ts)/L, P4=pi/180, P5=2/sqrt(6), P6=sqrt(2/3), P7=sqrt(3)/2

S1=nan; S3=nan; S5=nan;
S2=nan; S4=nan; S6=nan;

[Ikalpha,Ikbeta]=abc_to_alphabeta(Ia,Ib,Ic,P6,P7);

[Vgkalpha,Vgkbeta]=abc_to_alphabeta(Vga,Vgb,Vgc,P6,P7);

g=inf;
k=0;

for i=0:60:360

    if (i<360)
        z=i*P4;
        Ik1alpha=(P1*cos(z)-Vgkalpha)*P2+Ikalpha*P3;
        Ik1beta=(P1*sin(z)-Vgkbeta)*P2+Ikbeta*P3;
        Pk1=Vgkalpha*Ik1alpha+Vgkbeta*Ik1beta;
        Qk1=Vgkalpha*Ik1beta-Vgkbeta*Ik1alpha;
    else
        Ik1alpha=Ikalpha*P3-Vgkalpha*P2;
        Ik1beta=Ikbeta*P3-Vgkbeta*P2;
        Pk1=Vgkalpha*Ik1alpha+Vgkbeta*Ik1beta;
        Qk1=Vgkalpha*Ik1beta-Vgkbeta*Ik1alpha;
    end

    g1=abs(Pk1-Pref)+abs(Qk1-Qref);

    if (g1<g)
        k=i;
        g=g1;
    end

end

if (k==0)
    S1=1; S3=0; S5=0;
    S2=0; S4=1; S6=1;

elseif (k==60)
    S1=1; S3=1; S5=0;
    S2=0; S4=0; S6=1;

elseif (k==120)
    S1=0; S3=1; S5=0;
    S2=1; S4=0; S6=1;

elseif (k==180)
    S1=0; S3=1; S5=1;
    S2=1; S4=0; S6=0;

elseif (k==240)
    S1=0; S3=0; S5=1;
    S2=1; S4=1; S6=0;

elseif (k==300)
    S1=1; S3=0; S5=1;
```

```
    S2=0; S4=1; S6=0;

elseif (k==360)
    S1=1; S3=1; S5=1;
    S2=0; S4=0; S6=0;

end

function [alpha,beta] = abc_to_alphabeta(x1,x2,x3,P6,P7)

alpha=P6*(x1-0.5*(x2+x3));
beta=P6*(P7*(x2-x3));
```

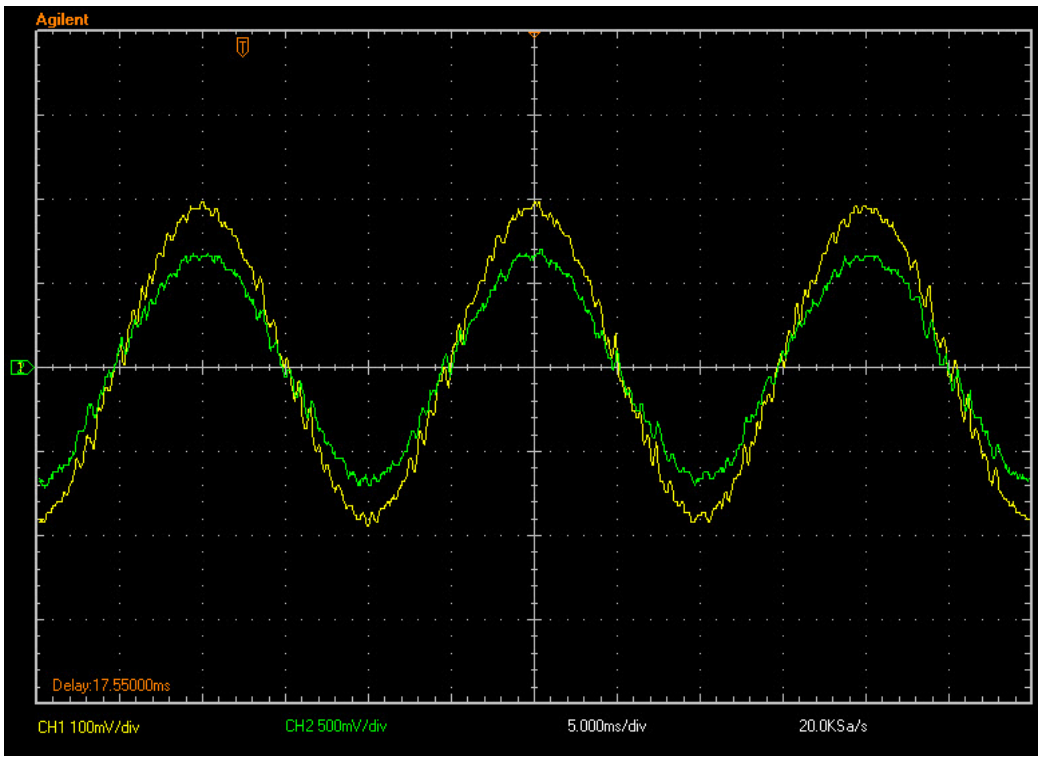
Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζονται το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για την εφαρμογή του PQ ελέγχου που βασίζεται στον FS-MPC σε πραγματικό χρόνο καθώς και οι σχετικές κυματομορφές από την πειραματική διαδικασία:



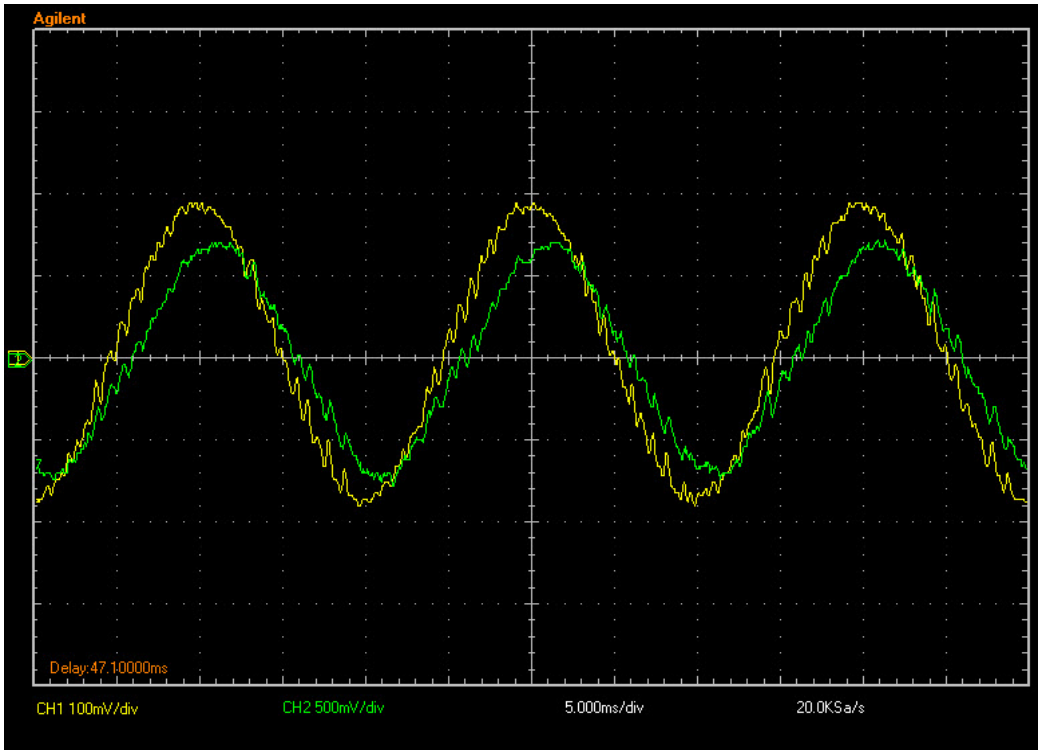
Σχήμα 5.55: Μοντέλο για την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο σε πραγματικό χρόνο



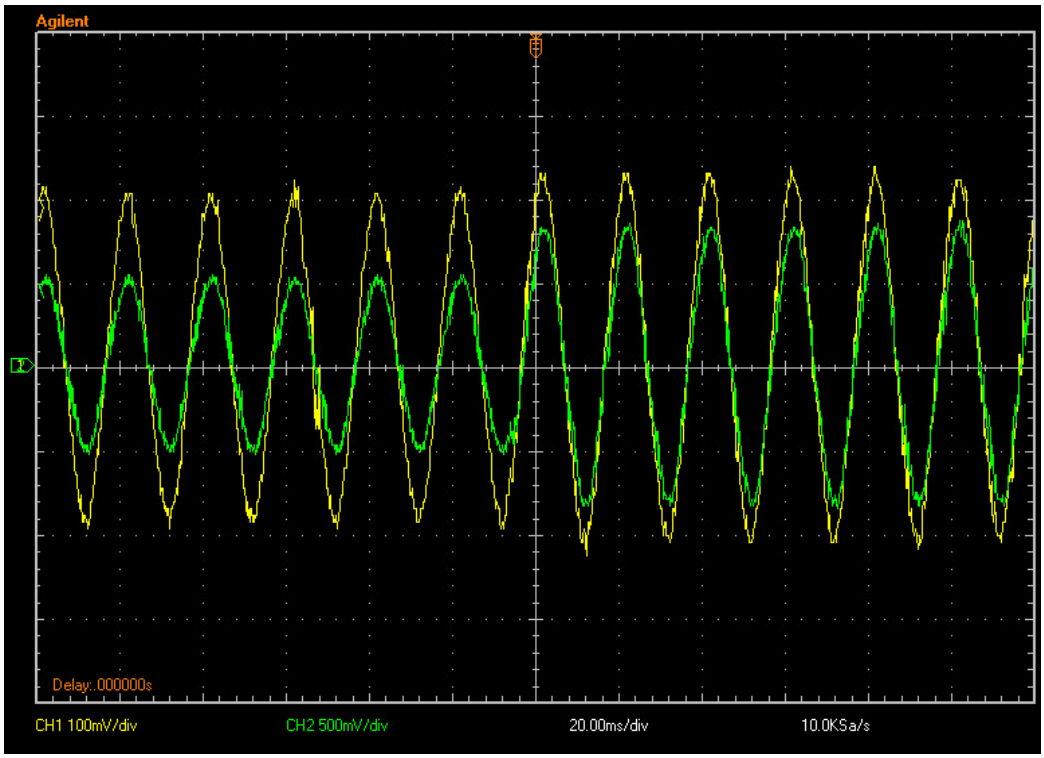
Σχήμα 5.56: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο για αναφορές Pref=400W και Qref=0Var. Από επάνω: τάση φάσης a (100V/div), ρεύμα φάσης a (5A/div)



Σχήμα 5.57: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο για αναφορές Pref=400W και Qref=0Var. Κίτρινο: τάση φάσης a (20V/div). Πράσινο: ρεύμα φάσης a (5A/div)



Σχήμα 5.58: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο για αναφορές Pref=400W και Qref=100Var. Κίτρινο: τάση φάσης a (20V/div). Πράσινο: ρεύμα φάσης a (5A/div)



Σχήμα 5.59: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο για μεταβολή της αναφοράς Pref από 300 σε 500W και Qref=100Var. Κίτρινο: τάση φάσης a (20V/div). Πράσινο: ρεύμα φάσης a (5A/div)

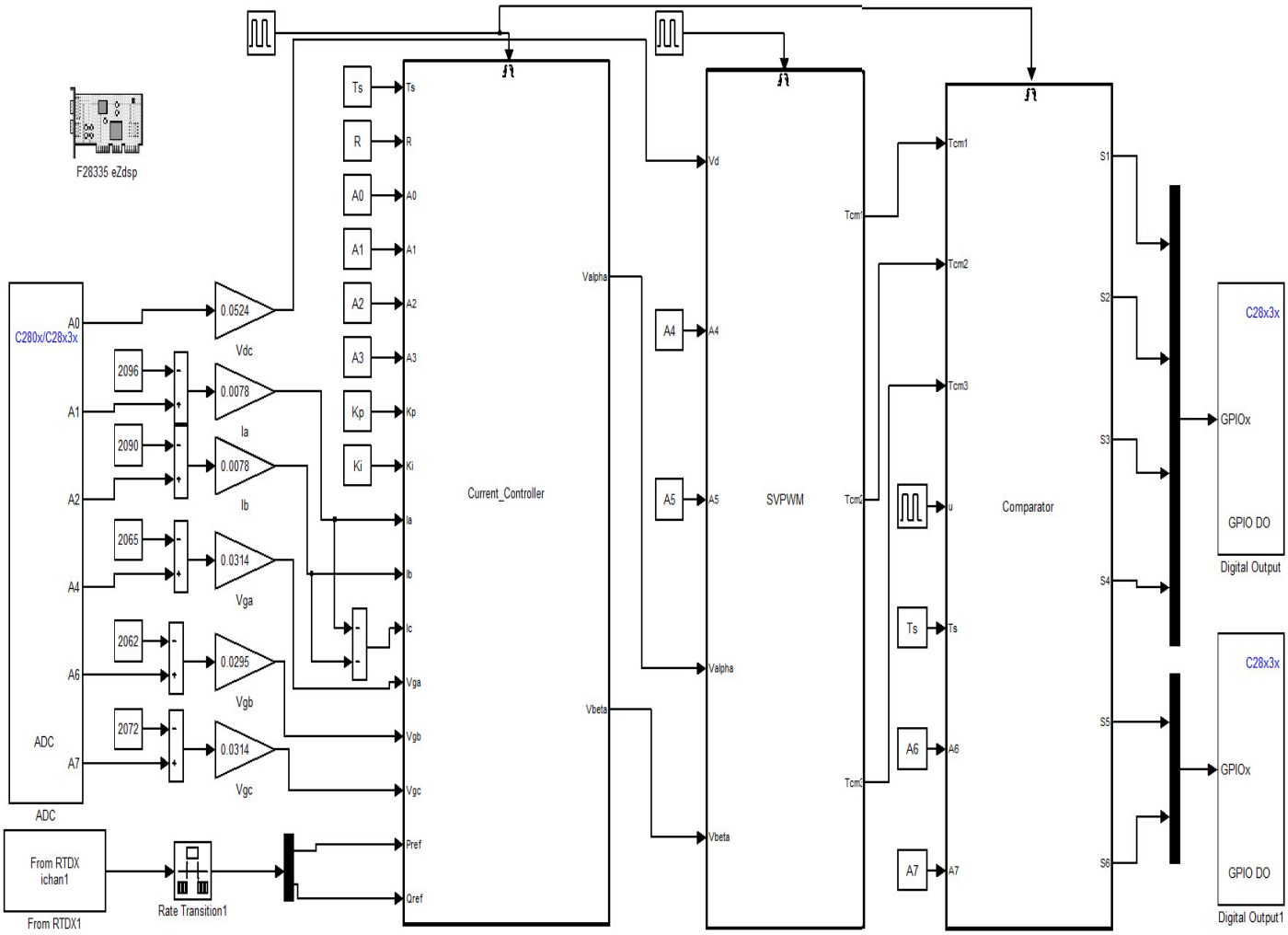
5.4.2.2 Έλεγχος PQ βασισμένος στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (SVPWM Based PQ Control)

Στην παράγραφο 5.3.1.2 δόθηκαν οι αλγόριθμοι για το στάδιο παραγωγής των παλμών του αντιστροφέα με την τεχνική SVPWM, οι οποίοι αφορούν τους υπολογισμούς των χρόνων T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3} και τη μετέπειτα σύγκρισή τους με τον τριγωνικό φορέα αναφοράς. Όπως είναι ευνόητο, το στάδιο αυτό παραμένει το ίδιο και στον έλεγχο PQ, ενώ αυτό που διαφοροποιείται είναι ο εξωτερικός ελεγκτής ρεύματος. Ο σχετικό αλγόριθμος δίνεται παρακάτω:

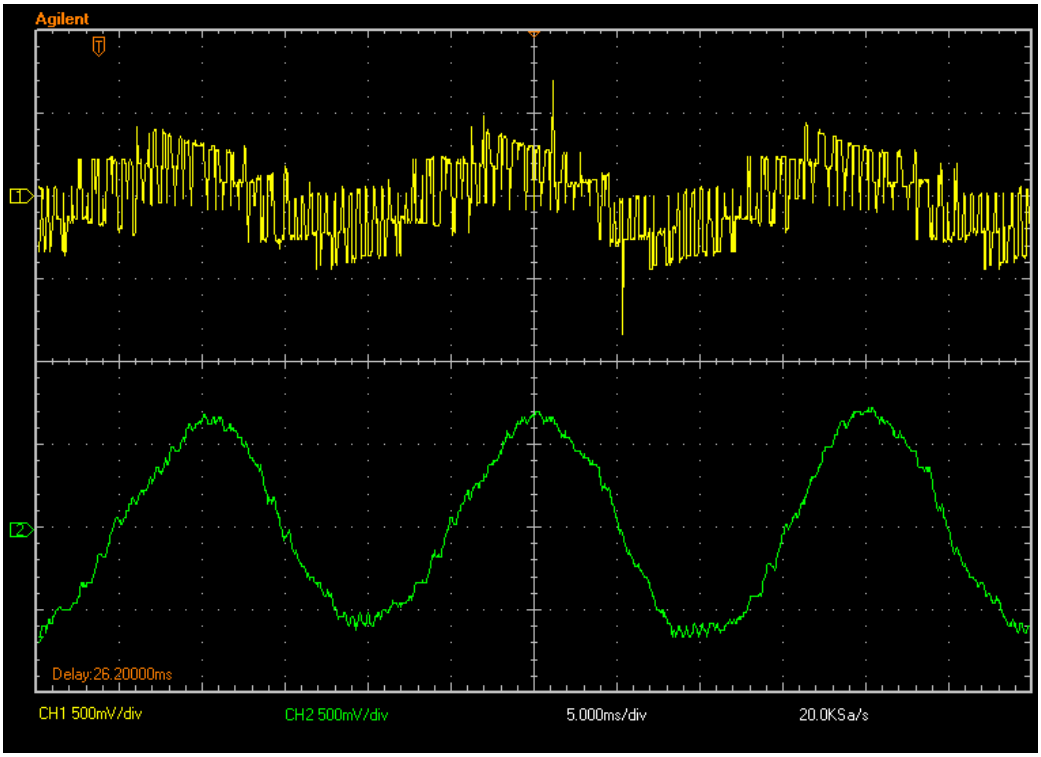
```
function [Valpha,Vbeta] =
Current_Controller(Ts,R,A0,A1,A2,A3,Kp,Ki,Ia,Ib,Ic,Vga,Vgb,Vgc,Pref,Qref)

% A0=100*pi, A1=100*pi*L, A2= 2/3, A3=sqrt(3)/2

persistent t_1
if isempty(t_1)
    t_1=0;
end

persistent integral_p1
if isempty(integral_p1)
    integral_p1=0;
end

persistent integral_p2
if isempty(integral_p2)
    integral_p2=0;
end

t=t_1+Ts;
cosine=cos(A0*t);
sinus=sin(A0*t);


[Id,Iq]=abc_to_dq(Ia,Ib,Ic,cosine,sinus,A2,A3);
[Vgd,Vgq]=abc_to_dq(Vga,Vgb,Vgc,cosine,sinus,A2,A3);

k=Vgd^2+Vgq^2;
Id_ref=A2*(Pref*Vgd+Qref*Vgq)/k;
Iq_ref=A2*(Pref*Vgq-Qref*Vgd)/k;

error1=Id_ref-Id;
integral1=integral_p1+error1*Ts;
PI1=Kp*error1+Ki*integral1;

error2=Iq_ref-Iq;
integral2=integral_p2+error2*Ts;
PI2=Kp*error2+Ki*integral2;

Vd=PI1*R-PI2*A1+Vgd;
Vq=PI1*A1+PI2*R+Vgq;

[Valpha,Vbeta]=dq_to_alphabeta(Vd,Vq,cosine,sinus);

t_1=t;
integral_p1=integral1;
```

```
integral_p2=integral2;


function  [d,q] = abc_to_dq(x1,x2,x3,x4,x5,A,B)

alpha=A*(x1-0.5*(x2+x3));
beta=A*(B*(x2-x3));

d=alpha*x4+beta*x5;
q=beta*x4-alpha*x5;

function  [a,b] = dq_to_alphabeta(x1,x2,x3,x4)

a=x1*x3-x2*x4;
b=x1*x4+x2*x3;
```

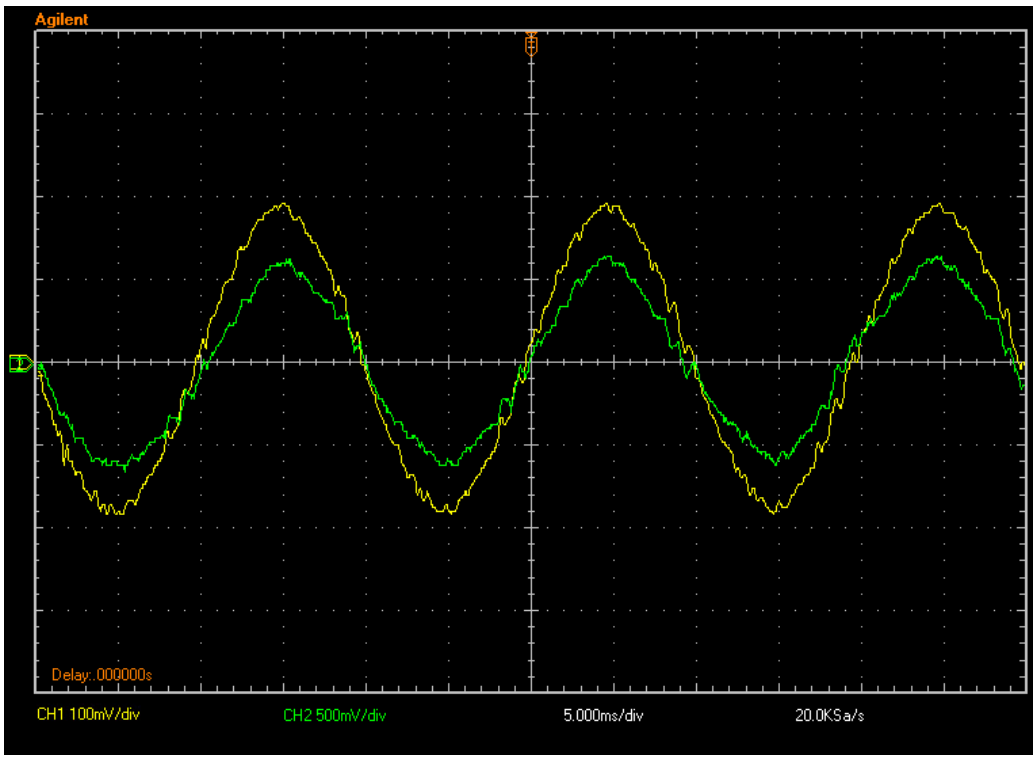
Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για την εφαρμογή του ελέγχου και τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν φαίνονται στα παρακάτω σχήματα:



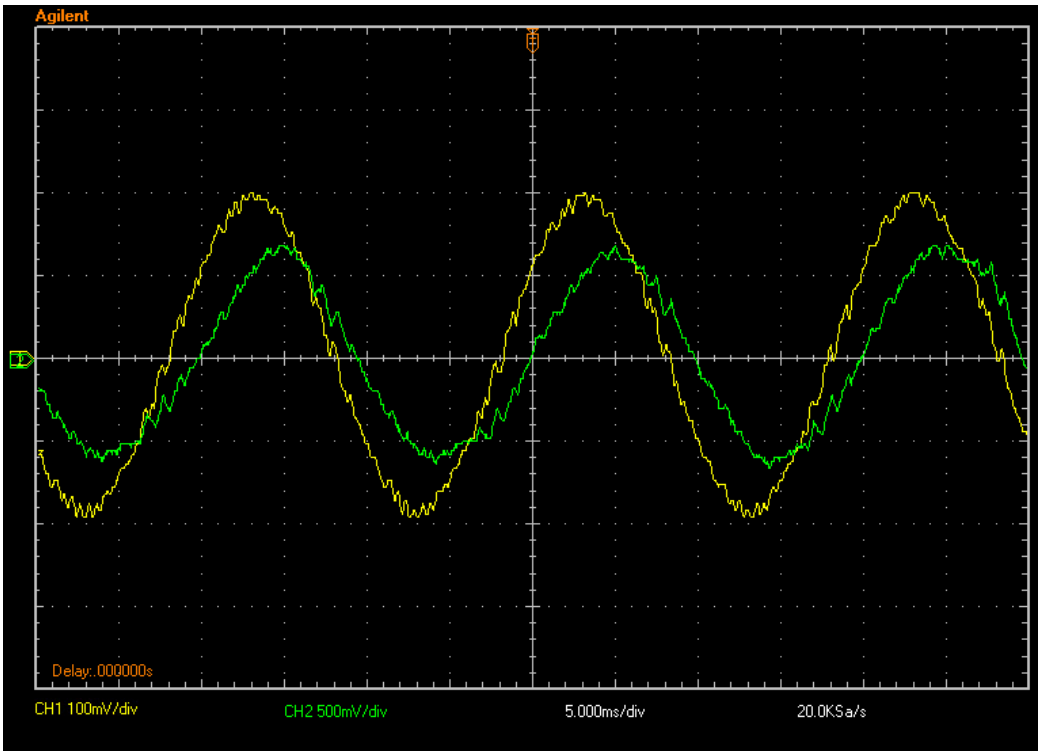
Σχήμα 5.60: Μοντέλο για την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στην SVPWM τεχνική σε πραγματικό χρόνο



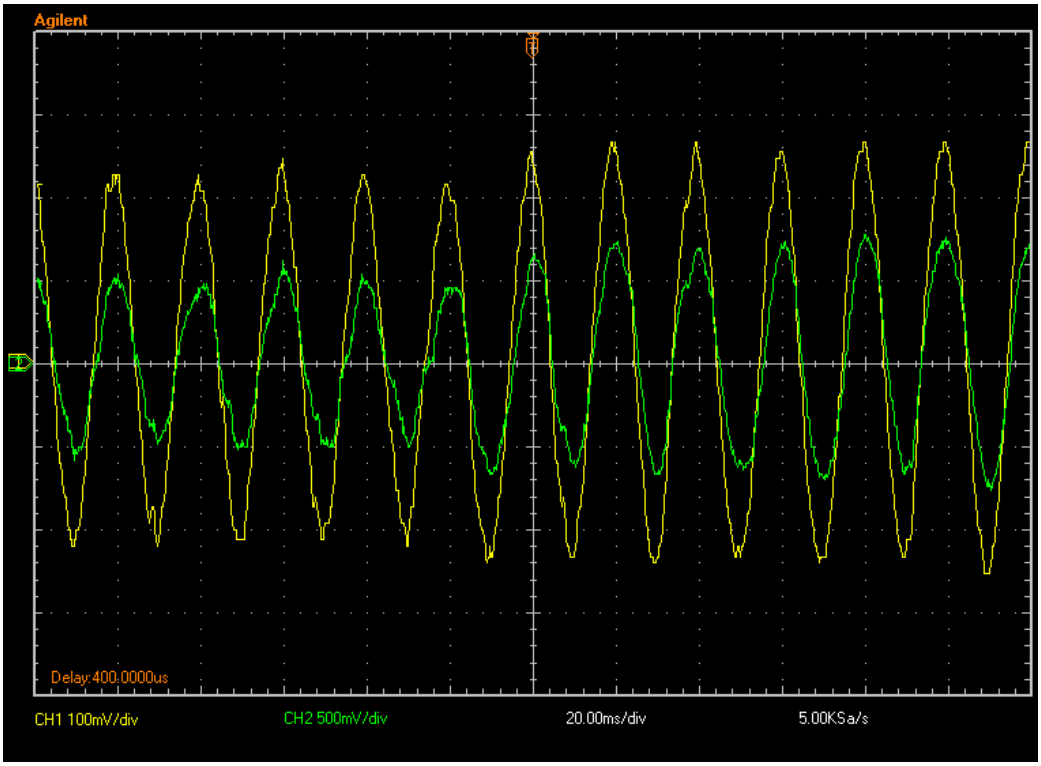
Σχήμα 5.61: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στην SVPWM τεχνική για αναφορές Pref=400W και Qref=0Var. Από επάνω: τάση φάσης a (100V/div), ρεύμα φάσης a (5A/div)



Σχήμα 5.62: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στην SVPWM τεχνική για αναφορές Pref=400W και Qref=0Var. Κίτρινο: τάση φάσης a (20V/div). Πράσινο: ρεύμα φάσης a (5A/div)



Σχήμα 5.63: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στην SVPWM τεχνική για αναφορές Pref=400W και Qref=100Var. Κίτρινο: τάση φάσης a (20V/div). Πράσινο: ρεύμα φάσης a (5A/div)



Σχήμα 5.64: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του ελέγχου PQ που βασίζεται στην SVPWM τεχνική για μεταβολή της αναφοράς Pref από 300 σε 500W και Qref=100Var. Κίτρινο: τάση φάσης a (20V/div). Πράσινο: ρεύμα φάσης a (5A/div)

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ 6

6.1 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε η δυνατότητα χρησιμοποίησης της σημαντικότερης υποκατηγορίας του προβλεπτικού ελέγχου, αυτής του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου (Finite Set-Model Predictive Control ή FS-MPC), σε μια κοινή εφαρμογή, όπως είναι ο έλεγχος ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων κατά τη διασύνδεσή του με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Η μέθοδος που εφαρμόστηκε ήταν ο έλεγχος PQ, δηλαδή ο καθορισμός της ενεργού και αέργου ισχύος που διακινείται από και προς το δίκτυο μέσω του προσδιορισμού του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Σε αντιδιαστολή με το μη γραμμικό PQ ελεγκτή που βασίζεται στον FS-MPC, εφαρμόστηκε για λόγους σύγκρισης και ένας γραμμικός, ο οποίος στηρίζεται στην ευρέως διαδεδομένη τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM ή SVPWM). Ο έλεγχος του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα με βάση τις δύο εξεταζόμενες τεχνικές (FS-MPC και SVPWM) πραγματοποιήθηκε και για την τροφοδότηση ενός τριφασικού ωμικό-επαγωγικού φορτίου. Τα στάδιο αυτό κρίθηκε απαραίτητο για τη δοκιμή των δύο τεχνικών σε μια παραπλήσια αλλά απλούστερη σε σχέση με τον PQ έλεγχο εφαρμογή. Στη συνέχεια και συνοψίζοντας τη διενεργειθήσα θεωρητική και πειραματική μελέτη, θα διατυπώσουμε ορισμένα συμπεράσματα που προέκυψαν από την εφαρμογή του FS-MPC και της SVPWM τόσο κατά την απομονωμένη λειτουργία του αντιστροφέα, όσο κυρίως κατά τη σύνδεση του στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.

- **Δομές ελεγκτών**

Η δομή των ελεγκτών που βασίζονται στον FS-MPC είναι ενιαία, δηλαδή το στάδιο ελέγχου δε διαχωρίζεται από το στάδιο παραγωγής των παλμών. Συγκεκριμένα, στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος οι παλμοί του αντιστροφέα παράγονται από την ελαχιστοποίηση επτά διακριτών συναρτήσεων κόστους (για τις επτά διακριτές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα), οι οποίες υπολογίζονται βάση των προβλέψεων για το ρεύμα εξόδου κατά την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας και βάση του τριφασικού συστήματος επιθυμητών ρευμάτων που δίνεται ως αναφορά. Αντίστοιχα, στον PQ έλεγχο που στηρίζεται στον FS-MPC, οι συναρτήσεις κόστους λαμβάνουν υπ' όψη τις προβλέψεις για τη στιγμιαία ενεργό και άεργο ισχύ που πρόκειται να διακινηθούν από τον αντιστροφέα κατά την επόμενη περίοδο καθώς και την επιθυμητή μέση τριφασική ενεργό και άεργο ισχύ αναφοράς. Το γεγονός ότι η βέλτιστη διακοπτική κατάσταση επιλέγεται ανά T_s (περίοδος δειγματοληψίας) ανάλογα με τις προβλέψεις που πραγματοποιούνται, οδηγεί στο ότι ο αντιστροφέας λειτουργεί υπό μεταβλητή διακοπτική συχνότητα. Βέβαια, όπως σημειώθηκε στο Κεφάλαιο 3, η διακοπτική κατάσταση αλλάζει το πολύ μια φορά ανά T_s ενώ μπορεί

να μην αλλάξει και καθόλου, οπότε η διακοπτική συχνότητα είναι σίγουρα μικρότερη από τη συχνότητα δειγματοληψίας ($f_c < f_s / 2$). Μελέτες και ερευνητικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι η μέση διακοπτική συχνότητα κυμαίνεται μεταξύ $f_s / 5$ και $f_s / 4$.

Αντίθετα, οι γραμμικοί ελεγκτές που βασίζονται στην SVPWM τεχνική κάνουν σαφή διαχωρισμό ανάμεσα στο στάδιο ελέγχου και στο στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών, οδηγώντας έτσι σε σταθερή διακοπτική κατάσταση λειτουργίας του αντιστροφέα. Τόσο κατά την απομονωμένη λειτουργία όσο και κατά τη διασύνδεση με το δίκτυο, ένα εξωτερικός ελεγκτής ρεύματος αναλαμβάνει την παραγωγή του στρεφόμενου διανύσματος τάσης αναφοράς που δίνεται εν συνεχεία ως είσοδος στην τεχνική SVPWM για την παραγωγή των παλμών του αντιστροφέα. Όπως γίνεται αντιληπτό, δηλαδή, το ρεύμα εξόδου κατά την τροφοδότηση του απομονωμένου φορτίου και η ενεργός και άεργος ισχύς κατά τη σύνδεση με το δίκτυο δεν ελέγχονται άμεσα, αλλά έμμεσα μέσω του ελέγχου της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

- **Συνθήκες μελέτης**

Όλα τα σχήματα ελέγχου προσομοιώθηκαν αρχικά με το SIMULINK και εν συνεχεία εφαρμόστηκαν σε πραγματικό χρόνο για την πειραματική διαδικασία. Οι συχνότητες δειγματοληψίας των αλγορίθμων ελέγχου επιλέχθηκαν με βάση τον υπολογιστικό φόρτο που μπορούσε να αναλάβει για τον καθένα ο διαθέσιμος μικροελεγκτής. Οι τιμές της συχνότητας δειγματοληψίας f_s και της διακοπτικής συχνότητας f_c, αντίστοιχα, ήταν: α) Έλεγχος ρεύματος που βασίζεται στον FS-MPC: $f_s = 20\ kHz$, $f_c = 4-5\ kHz$ (μέση), β) Έλεγχος ρεύματος που βασίζεται στην SVPWM τεχνική: $f_s = 25\ kHz$, $f_c = 4.2\ kHz$, γ) Έλεγχος PQ που βασίζεται στον FS-MPC: $f_s = 20\ kHz$, $f_c = 4-5\ kHz$ (μέση), δ) Έλεγχος PQ που βασίζεται στην SVPWM τεχνική: $f_s = 16.7\ kHz$, $f_c = 2.8\ kHz$.

Ορισμένες παρατηρήσεις σχετικά με τις παραπάνω επιλογές: α) Αν και θα μπορούσαμε να περάσουμε σε ακόμα μεγαλύτερες συχνότητες δειγματοληψίας (με αύξηση όμως της διακοπτικής συχνότητας), η επιλεχθείσα f_s κρίθηκε ότι δίνει αρκετά καλά αποτελέσματα β) Και σε αυτή την περίπτωση πετύχαμε παραπλήσια διακοπτική συχνότητα ($f_c = 4.2\ kHz$) με αυξημένη όμως συχνότητα δειγματοληψίας ($f_s = 25\ kHz$), η οποία ήταν και η μέγιστη που μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε. Η δυνατότητα χρήσης ακόμα μεγαλύτερης f_s και για την ίδια f_c θα μας έδινε ακριβέστερα αποτελέσματα (βλ υλοποίηση παραγράφου 5.2.1.2) γ) Λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας του αλγορίθμου σε σχέση με την απομονωμένη λειτουργία, η συχνότητα $f_s = 20\ kHz$ ήταν η μέγιστη που μπορέσαμε να χρησιμοποιήσουμε. Αν και ιδανική διακοπτική συχνότητα για την εφαρμογή είναι $8-10\ kHz$, τα αποτελέσματα που πήραμε τόσο από τις προσομοιώσεις όσο και από την πειραματική μελέτη ήταν ικανοποιητικά δ) Η ακόμα μεγαλύτερη πολυπλοκότητα του αλγορίθμου ελέγχου που βασίζεται στην SVPWM τεχνική, μας περιόρισε σε ακόμα μικρότερη συχνότητα δειγματοληψίας ($f_s = 16.7\ kHz$) με συνέπεια να περιοριστεί αρκετά και η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα. Όπως φάνηκε και από τις προσομοιώσεις

και θα σχολιαστεί αναλυτικότερα παρακάτω, για το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου απαιτείται αρκετά μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύς από αυτή του μικροεπεξεργαστή που είχαμε στη διάθεσή μας.

- **Μόνιμη και μεταβατική κατάσταση λειτουργίας**

- Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και της πειραματικής διαδικασίας για το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος δόθηκαν στις παραγράφους 5.2.1.1 και 5.3.1.1 αντίστοιχα. Η μόνιμη κατάσταση λειτουργίας παρουσιάστηκε στα Σχήματα 5.21 και 5.48, 5.49 με τις πειραματικές μετρήσεις να επιβεβαιώνουν τη θεωρητική μελέτη. Ο έλεγχος του πλάτους της ημιτονοειδούς αναφοράς ρεύματος επιτυγχάνεται επακριβώς ενώ η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος είναι πολύ μικρή. Από την ανάλυση Fourier που πραγματοποιήθηκε στο ρεύμα εξόδου επαληθεύεται η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα, καθώς το φάσμα των αρμονικών συχνοτήτων δε συγκεντρώνεται γύρω από κάποια συχνότητα και ακέραια πολλαπλάσια αυτής αλλά είναι περισσότερο "απλωμένο" στο πεδίο των συχνοτήτων. Προκειμένου να αποδειχτεί η εξάρτηση της διακοπτικής συχνότητα λειτουργίας από τη συχνότητα δειγματοληψίας του αλγορίθμου ελέγχου, στα Σχήματα 5.23 και 5.24 δόθηκαν τα αποτελέσματα για περιόδους $T_s = 80\ \mu s$ και $T_s = 100\ \mu s$ αντίστοιχα. Από την ανάλυση Fourier παρατηρείται πως με τη μείωση της συχνότητας δειγματοληψίας το φάσμα των αρμονικών συχνοτήτων μετακινείται προς την αρχή των αξόνων, ενώ λόγω της μικρότερης διακοπτικής συχνότητας το THD του ρεύματος εξόδου αυξάνεται.

Η δυναμική συμπεριφορά του FS-MPC αποτυπώνεται στις προσομοιώσεις του Σχήματος 5.22 και τα πειραματικά αποτελέσματα του Σχήματος 5.50 για μια μεταβολή του πλάτους του ρεύματος αναφοράς από 3 σε 7 A. Η αναφορά ακολουθείται με μια εξαιρετικά γρήγορη δυναμική συμπεριφορά, η οποία ρυθμίζει το πλάτος σε χρόνο μικρότερο από το $1/4$ της περιόδου του ρεύματος εξόδου.

- Έλεγχος ρεύματος που βασίζεται στην τεχνική SVPWM

Τα αποτελέσματα που προέκυψαν από το στάδιο της προσομοίωσης αλλά και της πειραματικής μελέτης παρουσιάστηκαν στις παραγράφους 5.2.1.2 και 5.3.1.2. Στα Σχήματα 5.33 (προσομοίωση) και 5.52,5.53 (πείραμα) δόθηκαν τα αποτελέσματα της μόνιμη κατάστασης λειτουργίας. Το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος εξόδου είναι και σε αυτή την περίπτωση μικρό (εξάλλου η διακοπτική συχνότητα είναι παραπλήσια με τον FS-MPC) ενώ το πλάτος ακολουθεί την ημιτονοειδή αναφορά αν και με μια ελαφρά διακύμανση. Το φάσμα αρμονικών συχνοτήτων παρουσιάζει σε αυτή την περίπτωση διακριτές φασματικές γραμμές γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και ακέραια πολλαπλάσια αυτής, όπως και αναμένεται από την ύπαρξη του σταδίου διαμόρφωσης εύρους παλμών.

Η μεταβατική κατάσταση λειτουργίας του συστήματος ελέγχου ρεύματος που βασίζεται στην SVPWM τεχνική παρουσιάστηκε στις προσομοιώσεις του Σχήματος 5.34 και το πειραματικό αποτέλεσμα του Σχήματος 5.54. Η δυναμική συμπεριφορά είναι σαφώς κατώτερη από αυτή που προσφέρει ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος, καθώς εξαρτάται από την απόδοση του εξωτερικού ελεγκτή ρεύματος ο οποίος και βασίζεται σε PI ελεγκτές.

Αξία παρουσιάζουν οι προσομοιώσεις των Σχημάτων 5.35 και 5.36, οι οποίες διενεργήθηκαν για δυνατότητα χρήσης μικρότερης περιόδου δειγματοληψίας ($T = 20\ \mu s$) αλλά και ταυτόχρονης αύξησης των σημείων που ορίζουν τον τριγωνικό φορέα που χρησιμοποιείται για την παραγωγή των συμμετρικών παλμών τάσης εξόδου ($P = 12$). Με τον τρόπο αυτό δε μεταβλήθηκε η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα ($f_c = 4.2\ kHz$) ενώ παράλληλα πήραμε ακριβέστερα αποτελέσματα. Η μεγαλύτερη βελτίωση παρατηρήθηκε στη δυνατότητα καθορισμού ρευμάτων εξόδου με μικρό πλάτος όπως είναι η αναφορά πλάτους των 3 A στα Σχήματα 5.34 και 5.34. Στην πρώτη περίπτωση παρατηρείται σημαντική αρμονική παραμόρφωση των τριών φασικών ρευμάτων ενώ με την αύξηση της περιόδου δειγματοληψίας η παραμόρφωση αυτή μειώθηκε αισθητά.

- <u>Έλεγχος PQ βασισμένος στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο</u>

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και της πειραματικής διαδικασίας για τον PQ έλεγχο που βασίζεται στον FS-MPC παρουσιάστηκαν στις παραγράφους 5.2.2.1 και 5.3.2.1 αντίστοιχα. Οι προσομοιώσεις του συστήματος ελέγχου κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας δόθηκαν στο Σχήμα 5.38 ενώ τα αντίστοιχα αποτελέσματα της πειραματικής μελέτης στα Σχήματα 5.56-5.58. Ενώ στη θεωρητική προσέγγιση των προσομοιώσεων θεωρήθηκε ημιτονοειδές και συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων δικτύου, στην πράξη οι τάσεις παρουσίαζαν μια μικρή ασυμμετρία ενώ και το αρμονικό τους περιεχόμενο ήταν σημαντικό. Παρ' όλα αυτά τα αποτελέσματα που πήραμε ήταν αρκετά ικανοποιητικά και κοντά στα θεωρητικώς αναμενόμενα. Αν και είχαμε τη δυνατότητα να αποτυπώσουμε μόνο την τάση και το ρεύμα μιας φάσης (χρησιμοποιήθηκε αναλογικός παλμογράφος δύο καναλιών), οι μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς που μετρήθηκε από το κύκλωμα ισχύος ήταν σύμφωνα με τις αναφορές που δίναμε. Εξάλλου αυτό φαίνεται και από το πλάτος και τη φασική απόκλιση των ρευμάτων εξόδου σε σύγκριση με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, όπου παρατηρούμε ότι ο έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος επιτυγχάνεται επακριβώς. Το φάσμα των αρμονικών συχνοτήτων είναι και σε αυτή την περίπτωση διεσπαρμένο στο πεδίο της συχνότητας λόγω της μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας.

Η μεταβατική κατάσταση λειτουργίας του ελέγχου PQ που βασίζεται στον FS-MPC φαίνεται στις προσομοιώσεις του Σχήματος 5.39 και στα πειραματικά αποτελέσματα του Σχήματος 5.59. Όπως ήταν αναμενόμενο, η δυναμική συμπεριφορά του ελέγχου είναι εξαιρετική, με τα πλάτη των ρευμάτων των τριών φάσεων να προσαρμόζονται άμεσα προκειμένου να ανταποκριθεί το σύστημα αντιστροφέα στην αυξημένη ζήτηση ενεργού ισχύος ενώ παράλληλα η ζήτηση αέργου ισχύος είναι μηδενική. Στις προσομοιώσεις συμπεριλήφθηκε και μια μεταβολή στα πλάτη των φασικών τάσεων του δικτύου, όπου και σε αυτή την περίπτωση τα τρία ρεύματα αυξήθηκαν στιγμιαία προκειμένου να παραμείνει σταθερή η παρεχόμενη ενεργός ισχύς. Ιδιαίτερη αξία παρουσιάζει και η μη συζευγμένη παροχή ενεργού και αέργου ισχύος, το γεγονός δηλαδή ότι η μεταβολή του ενός μεγέθους δεν μεταβάλλει και το άλλο.

Στα Σχήματα 5.40 και 5.41 παρουσιάστηκαν οι προσομοιώσεις από τη μόνιμη και μεταβατική κατάσταση λειτουργίας του συστήματος αντιστροφέα για τη δυνατότητα διασύνδεσης απευθείας στο δίκτυο χαμηλής τάσης και για μια συχνότητα δειγματοληψίας $f_s = 40\ kHz$. Λόγω της αυξημένης διακοπτικής συχνότητας ($f_c = 8-10kHz$) τα ρεύματα εξόδου παρουσιάζουν μικρότερο THD, αλλά τα παραπλήσια αποτελέσματα καταδεικνύουν το γεγονός ότι η φιλοσοφία του ελέγχου παραμένει αναλλοίωτη παρά τη χρήση υποβιβασμένης τάσης για τις ανάγκες της πειραματικής διαδικασίας.

- <u>Έλεγχος PQ βασισμένος στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα</u>

Στις παραγράφους 5.2.2.2 και 5.3.2.2 δόθηκαν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και της πειραματικής διαδικασίας για τον έλεγχο PQ που βασίζεται στην SVPWM τεχνική. Τα αποτελέσματα της μόνιμης κατάστασης λειτουργίας (Σχήμα 5.43 των προσομοιώσεων και Σχήματα 5.61-5.63 της πειραματικής διερεύνησης) καταδεικνύουν την κατώτερη απόδοση σε σχέση με το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο, κυρίως λόγω της χρήσης μικρής συχνότητας δειγματοληψίας ($T_s = 60\ \mu s$), γεγονός που απορρέει από την αυξημένη πολυπλοκότητα του αλγορίθμου ελέγχου. Προκειμένου να χρησιμοποιηθεί ένας επαρκής αριθμό σημείων τριγωνικού φορέα ($P = 6$), η τελική διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα ήταν $2.8\ kHz$. Το αρμονικό περιεχόμενο των ρευμάτων των τριών φάσεων είναι μεγαλύτερο ενώ η διακύμανση στα πλάτη τους και η ύπαρξη dc συνιστωσών (οι οποίες δεν μπορούν να αποτυπωθούν πλήρως στα πειραματικά αποτελέσματα λόγω της παρουσίασης του ρεύματος μόνο της μίας φάσης) οδηγούν σε διακύμανση και της παραγόμενης ενεργού και αέργου ισχύος, γεγονός που παρατηρήθηκε και από τη μέτρησή τους σε πραγματικό χρόνο από το κύκλωμα ισχύος.

Η μεταβατική κατάσταση λειτουργίας του συστήματος ελέγχου παρουσιάστηκε στις προσομοιώσεις του Σχήματος 5.44 και στα πειραματικά αποτελέσματα του Σχήματος 5.64. Η προσαρμογή των ρευμάτων εξόδου στη μεταβολή της αναφοράς ενεργού ισχύος είναι σαφώς πιο αργή σε σχέση με τον FS-MPC ενώ παρατηρήθηκε και φαινόμενο σύζευξης κατά τη μεταβολή αυτή σε σχέση με την παραγόμενη άεργο ισχύ.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων των Σχημάτων 5.45 και 5.46 αφορούν την εφαρμογή του ελέγχου σε αντιστροφέα που συνδέεται στο δίκτυο χαμηλής τάσης. Προκειμένου να πετύχουμε παραπλήσια διακοπτική συχνότητα ($9.1\ kHz$) σε σχέση με τα αντίστοιχα αποτελέσματα του διακριτού μοντελοποιημένου ελέγχου, έπρεπε να αυξήσουμε αρκετά τη συχνότητα δειγματοληψίας, γεγονός που για την εφαρμογή σε πραγματικό χρόνο απαιτεί ισχυρότερο και ακριβότερο μικροεπεξεργαστή. Στην περίπτωση αυτή τα αποτελέσματα της μόνιμης κατάστασης λειτουργίας είναι αισθητά βελτιωμένα, με το THD των ρευμάτων των τριών φάσεων να είναι πολύ μικρό και τον έλεγχο της ενεργού και αέργου ισχύος να επιτυγχάνεται σε πολύ ικανοποιητικό βαθμό. Η δυναμική συμπεριφορά όμως παρουσιάζει τα ίδια μειονεκτήματα, καθώς εξαρτάται από την ποιότητα του εξωτερικού ελεγκτή ρεύματος.

Στον παρακάτω Πίνακα παρουσιάζονται συνοπτικά τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των PQ ελεγκτών που βασίζονται στις δύο εξεταζόμενες τεχνικές, το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος και τη διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα:

Πίνακας 6.1: Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα ελέγχου PQ για τριφασικό αντιστροφέα διασυνδεδεμένο στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

ΤΕΧΝΙΚΗ	ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ	ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ
FS-MPC	• Όχι ξεχωριστό στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών • Όχι εξωτερικοί ελεγκτές ρεύματος • Όχι PI ελεγκτές • Απλός αλγόριθμος ελέγχου, εύκολα εφαρμόσιμος σε πραγματικό χρόνο • Μη συζευγμένος έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος • Εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά	• Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα • Δυσκολία προσδιορισμού φίλτρου εξόδου • Αδυναμία προσδιορισμού διακοπτικών απωλειών
SVPWM	• Σταθερή διακοπτική συχνότητα • Εύκολος σχεδιασμός φίλτρου εισόδου • Χαμηλό THD ρευμάτων φάσεων κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας	• Πολύπλοκος αλγόριθμος ελέγχου • Απαιτούνται μεγαλύτερες συχνότητες δειγματοληψίας • Απαιτούνται ισχυρότεροι και ακριβότεροι μικροεπεξεργαστές • Συζευγμένος έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος • Χειρότερη δυναμική συμπεριφορά σε σχέση με τον FS-MPC

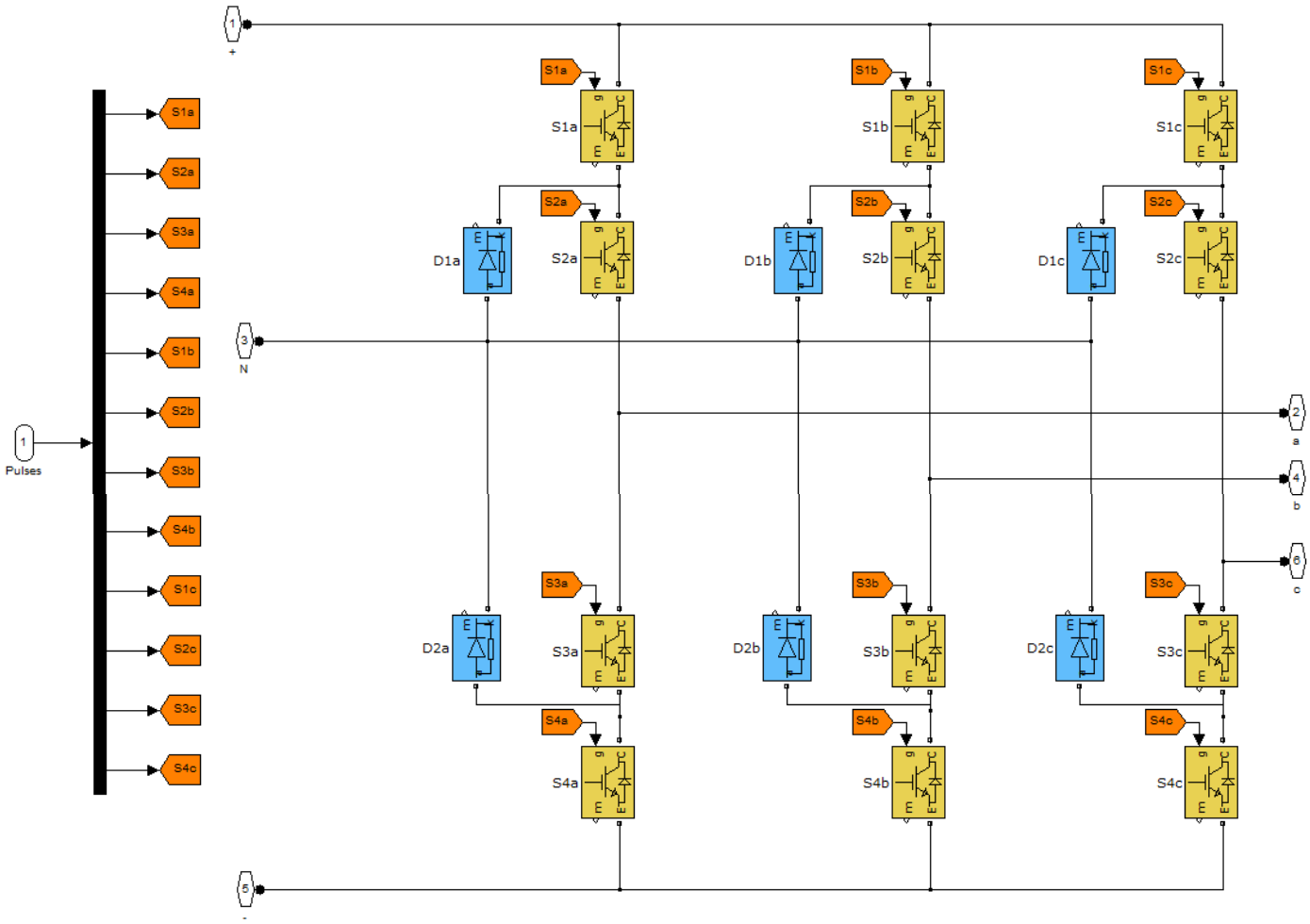
6.2 ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ

Αντικείμενο μελλοντικής μελέτης θα μπορούσε να αποτελέσει η εφαρμογή του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου για τον έλεγχο ενός αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων (Multilevel Inverter), ο οποίος συνδέεται στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Στο Κεφάλαιο 2 έγινε μια σύντομη εισαγωγή στη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα ουδέτερου σημείου τριών επιπέδων (Neutral Point Clamped ή NPC Inverter) ενώ στην τελευταία παράγραφο του Κεφαλαίου 3 δόθηκε η μέθοδος για την εφαρμογή σε αυτόν του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος ενός απομονωμένου τριφασικού φορτίου. Οι αντιστροφείς τριών επιπέδων υπερέχουν σε δύο βασικά σημεία έναντι των συμβατικών αντιστροφέων δύο επιπέδων:

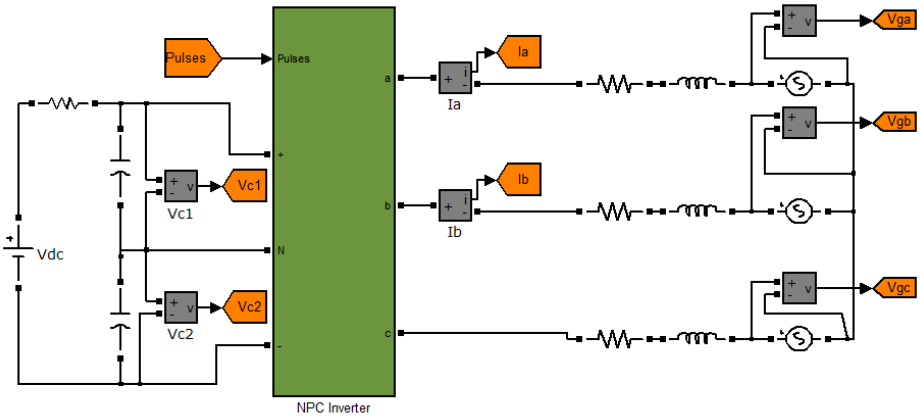
- επιτρέπουν τη χρήση διπλάσιας συνεχούς τάσης εισόδου χωρίς να απαιτούνται ημιαγωγικά στοιχεία με μεγαλύτερη ανοχή
- παράγουν τάσεις και ρεύματα με μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο για την ίδια διακοπτική συχνότητα

Στη συνέχεια θα δοθεί η μοντελοποίηση στο SIMULINK ενός συστήματος αντιστροφέα τριών επιπέδων που συνδέεται στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας καθώς και ο αλγόριθμος PQ που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που θα διενεργηθούν θα συγκριθούν με τα αντίστοιχα του τυπικού αντιστροφέα δύο επιπέδων που παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 5, προκειμένου να γίνει η σύγκριση.

Στα παρακάτω Σχήματα φαίνονται η υλοποίηση στο SIMULINK της τοπολογίας του τριφασικού αντιστροφέα τριών επιπέδων ουδέτερου σημείου καθώς και το κύκλωμα ισχύος με τα απαιτούμενα μετρητικά όργανα:



Σχήμα 6.1: Μοντέλο τριφασικού αντιστροφέα ουδέτερου σημείου τριών επιπέδων



Σχήμα 6.2: Μοντελοποίηση συστήματος αντιστροφέα τριών επιπέδων διασυνδεδεμένου στο δίκτυο μέσω RL φίλτρου

Ο έλεγχος PQ που βασίζεται στον FS-MPC προκύπτει από τη μαθηματική μοντελοποίηση που έγινε στην Παράγραφο 3.4.2 για το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος, με την εισαγωγή και των τάσεων δικτύου και τον υπολογισμό της στιγμιαίας ενεργού και αέργου ισχύος, όπως αυτή παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 4. Ο τελικός αλγόριθμος ελέγχου φαίνεται παρακάτω:

```
function [S1a,S2a,S3a,S4a,S1b,S2b,S3b,S4b,S1c,S2c,S3c,S4c]  =
npc(Ts,R,L,C,fc,Vc1,Vc2,Ia,Ib,Ic,Vga,Vgb,Vgc,Pref,Qref)

S1a=nan; S1b=nan; S1c=nan;
S2a=nan; S2b=nan; S2c=nan;
S3a=nan; S3b=nan; S3c=nan;
S4a=nan; S4b=nan; S4c=nan;

[Ikalpha,Ikbeta]=abc_to_alphabeta(Ia,Ib,Ic);
[Vkalpha,Vkbeta]=abc_to_alphabeta(Vga,Vgb,Vgc);


g=inf;
k=0;

for v=1:27

    [a1,a2,a3]=state(v);

    [X1,X2,X3]=X(a1,a2,a3);
    [Y1,Y2,Y3]=Y(a1,a2,a3);

    [Xa,Xb]=abc_to_alphabeta(X1,X2,X3);
    [Ya,Yb]=abc_to_alphabeta(Y1,Y2,Y3);

    Ik1alpha=(1-R*Ts/L)*Ikalpha+Xa*Ts/L*Vc1+Ya*Ts/L*Vc2-Ts/L*Vkalpha;
    Ik1beta=(1-R*Ts/L)*Ikbeta+Xb*Ts/L*Vc1+Yb*Ts/L*Vc2-Ts/L*Vkbeta;
    Pk1=Ik1alpha*Vkalpha+Ik1beta*Vkbeta;
    Qk1=-Ik1alpha*Vkbeta+Ik1beta*Vkalpha;

    Vc1_Vc2k1=Vc1-Vc2+(Ya-Xa)*Ts/C*Ikalpha+(Yb-Xb)*Ts/C*Ikbeta;

    g1=abs(Pk1-Pref)+abs(Qk1-Qref)+fc*abs(Vc1_Vc2k1);

    if (g1<g)
```

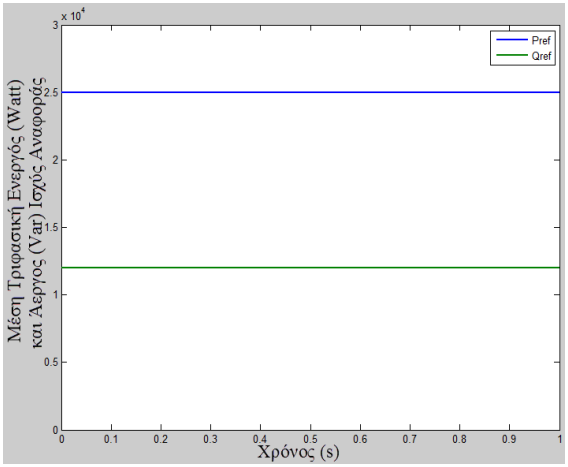
```
        k=v;
        g=g1;
    end

end

if k==1
    S1a=1; S1b=0; S1c=0;
    S2a=1; S2b=0; S2c=0;
    S3a=0; S3b=1; S3c=1;
    S4a=0; S4b=1; S4c=1;
elseif k==2
    S1a=1; S1b=0; S1c=0;
    S2a=1; S2b=1; S2c=0;
    S3a=0; S3b=1; S3c=1;
    S4a=0; S4b=0; S4c=1;
elseif k==3
    S1a=1; S1b=1; S1c=0;
    S2a=1; S2b=1; S2c=0;
    S3a=0; S3b=0; S3c=1;
    S4a=0; S4b=0; S4c=1;
elseif k==4
    S1a=0; S1b=1; S1c=0;
    S2a=1; S2b=1; S2c=0;
    S3a=1; S3b=0; S3c=1;
    S4a=0; S4b=0; S4c=1;
elseif k==5
    S1a=0; S1b=1; S1c=0;
    S2a=0; S2b=1; S2c=0;
    S3a=1; S3b=0; S3c=1;
    S4a=1; S4b=0; S4c=1;
elseif k==6
    S1a=0; S1b=1; S1c=0;
    S2a=0; S2b=1; S2c=1;
    S3a=1; S3b=0; S3c=1;
    S4a=1; S4b=0; S4c=0;
elseif k==7
    S1a=0; S1b=1; S1c=1;
    S2a=0; S2b=1; S2c=1;
    S3a=1; S3b=0; S3c=0;
    S4a=1; S4b=0; S4c=0;
elseif k==8
    S1a=0; S1b=0; S1c=1;
    S2a=0; S2b=1; S2c=1;
    S3a=1; S3b=1; S3c=0;
    S4a=1; S4b=0; S4c=0;
elseif k==9
    S1a=0; S1b=0; S1c=1;
    S2a=0; S2b=0; S2c=1;
    S3a=1; S3b=1; S3c=0;
    S4a=1; S4b=1; S4c=0;
elseif k==10
    S1a=0; S1b=0; S1c=1;
    S2a=1; S2b=0; S2c=1;
    S3a=1; S3b=1; S3c=0;
    S4a=0; S4b=1; S4c=0;
elseif k==11
    S1a=1; S1b=0; S1c=1;
    S2a=1; S2b=0; S2c=1;
    S3a=0; S3b=1; S3c=0;
    S4a=0; S4b=1; S4c=0;
elseif k==12
    S1a=1; S1b=0; S1c=0;
    S2a=1; S2b=0; S2c=1;
    S3a=0; S3b=1; S3c=1;
    S4a=0; S4b=1; S4c=0;
elseif k==13
    S1a=1; S1b=0; S1c=0;
```

```
S2a=1; S2b=1; S2c=1;
    S3a=0; S3b=1; S3c=1;
    S4a=0; S4b=0; S4c=0;
elseif k==14
    S1a=0; S1b=0; S1c=0;
    S2a=1; S2b=0; S2c=0;
    S3a=1; S3b=1; S3c=1;
    S4a=0; S4b=1; S4c=1;
elseif k==15
    S1a=1; S1b=1; S1c=0;
    S2a=1; S2b=1; S2c=1;
    S3a=0; S3b=0; S3c=1;
    S4a=0; S4b=0; S4c=0;
elseif k==16
    S1a=0; S1b=0; S1c=0;
    S2a=1; S2b=1; S2c=0;
    S3a=1; S3b=1; S3c=1;
    S4a=0; S4b=0; S4c=1;
elseif k==17
    S1a=0; S1b=1; S1c=0;
    S2a=1; S2b=1; S2c=1;
    S3a=1; S3b=0; S3c=1;
    S4a=0; S4b=0; S4c=0;
elseif k==18
    S1a=0; S1b=0; S1c=0;
    S2a=0; S2b=1; S2c=0;
    S3a=1; S3b=1; S3c=1;
    S4a=1; S4b=0; S4c=1;
elseif k==19
    S1a=0; S1b=1; S1c=1;
    S2a=1; S2b=1; S2c=1;
    S3a=1; S3b=0; S3c=0;
    S4a=0; S4b=0; S4c=0;
elseif k==20
    S1a=0; S1b=0; S1c=0;
    S2a=0; S2b=1; S2c=1;
    S3a=1; S3b=1; S3c=1;
    S4a=1; S4b=0; S4c=0;
elseif k==21
    S1a=0; S1b=0; S1c=1;
    S2a=1; S2b=1; S2c=1;
    S3a=1; S3b=1; S3c=0;
    S4a=0; S4b=0; S4c=0;
elseif k==22
    S1a=0; S1b=0; S1c=0;
    S2a=0; S2b=0; S2c=1;
    S3a=1; S3b=1; S3c=1;
    S4a=1; S4b=1; S4c=0;
elseif k==23
    S1a=1; S1b=0; S1c=1;
    S2a=1; S2b=1; S2c=1;
    S3a=0; S3b=1; S3c=0;
    S4a=0; S4b=0; S4c=0;
elseif k==24
    S1a=0; S1b=0; S1c=0;
    S2a=1; S2b=0; S2c=1;
    S3a=1; S3b=1; S3c=1;
    S4a=0; S4b=1; S4c=0;
elseif k==25
    S1a=1; S1b=1; S1c=1;
    S2a=1; S2b=1; S2c=1;
    S3a=0; S3b=0; S3c=0;
    S4a=0; S4b=0; S4c=0;
elseif k==26
    S1a=0; S1b=0; S1c=0;
    S2a=1; S2b=1; S2c=1;
    S3a=1; S3b=1; S3c=1;
    S4a=0; S4b=0; S4c=0;
```

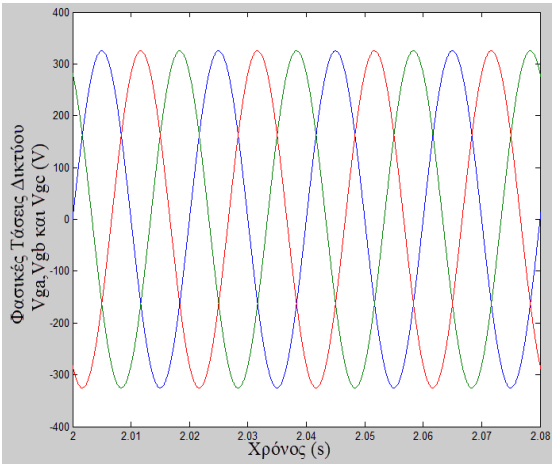
```
elseif k==27
    S1a=0; S1b=0; S1c=0;
    S2a=0; S2b=0; S2c=0;
    S3a=1; S3b=1; S3c=1;
    S4a=1; S4b=1; S4c=1;
end




function [g1,g2,g3] = state(x)

g1=nan; g2=nan; g3=nan;

if x==1
    g1=1; g2=-1; g3=-1;
elseif x==2
    g1=1; g2=0; g3=-1;
elseif x==3
    g1=1; g2=1; g3=-1;
elseif x==4
    g1=0; g2=1; g3=-1;
elseif x==5
    g1=-1; g2=1; g3=-1;
elseif x==6
    g1=-1; g2=1; g3=0;
elseif x==7
    g1=-1; g2=1; g3=1;
elseif x==8
    g1=-1; g2=0; g3=1;
elseif x==9
    g1=-1; g2=-1; g3=1;
elseif x==10
    g1=0; g2=-1; g3=1;
elseif x==11
    g1=1; g2=-1; g3=1;
elseif x==12
    g1=1; g2=-1; g3=0;
elseif x==13
    g1=1; g2=0; g3=0;
elseif x==14
    g1=0; g2=-1; g3=-1;
elseif x==15
    g1=1; g2=1; g3=0;
elseif x==16
    g1=0; g2=0; g3=-1;
elseif x==17
    g1=0; g2=1; g3=0;
elseif x==18
    g1=-1; g2=0; g3=-1;
elseif x==19
    g1=0; g2=1; g3=1;
elseif x==20
    g1=-1; g2=0; g3=0;
elseif x==21
    g1=0; g2=0; g3=1;
elseif x==22
    g1=-1; g2=-1; g3=0;
elseif x==23
    g1=1; g2=0; g3=1;
elseif x==24
    g1=0; g2=-1; g3=0;
elseif x==25
    g1=1; g2=1; g3=1;
elseif x==26
    g1=0; g2=0; g3=0;
```

```
elseif x==27
    g1=-1; g2=-1; g3=-1;
end


function [g1,g2,g3] = X(x1,x2,x3)

g1=x1/2*(1+x1);
g2=x2/2*(1+x2);
g3=x3/2*(1+x3);

function [g1,g2,g3] = Y(x1,x2,x3)

g1=x1/2*(1-x1);
g2=x2/2*(1-x2);
g3=x3/2*(1-x3);

function [a,b] = abc_to_alphabeta(x1,x2,x3)

a=sqrt(2/3)*(x1-x2/2-x3/2);
b=sqrt(2/3)*(sqrt(3)/2*x2-sqrt(3)/2*x3);
```

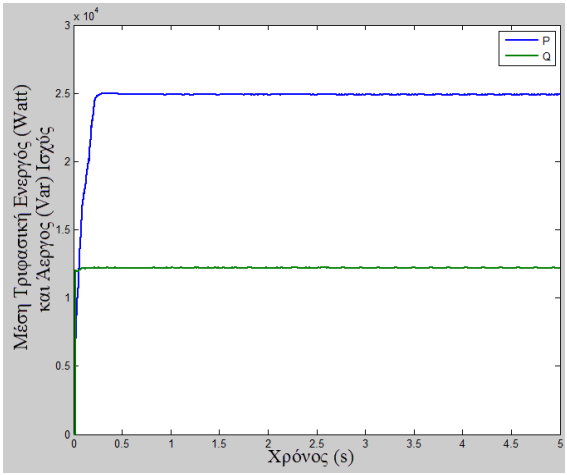
Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα με αυτά που δόθηκαν στα Σχήματα 5.40 και 5.41. Προκειμένου να υπάρχει άμεση σύγκριση χρησιμοποιήθηκαν οι ίδιες αναφορές ενεργού και αέργου ισχύος καθώς και η ίδια περίοδος δειγματοληψίας $T_s = 25\ \mu s$:



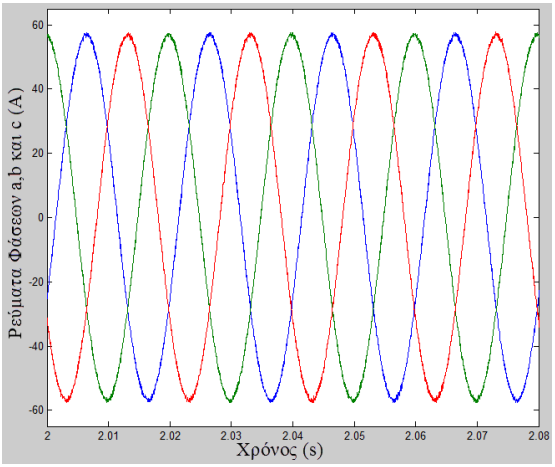
(α)



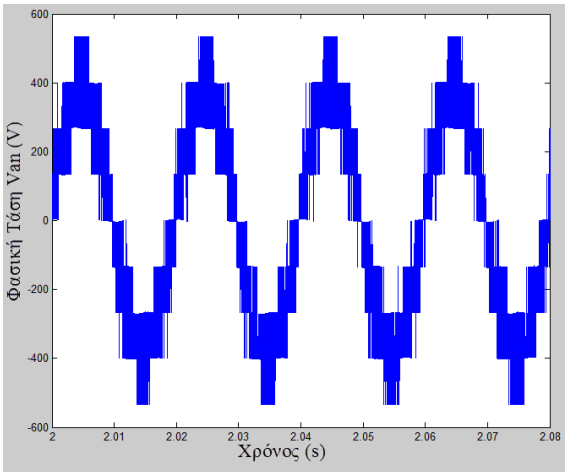
(β)



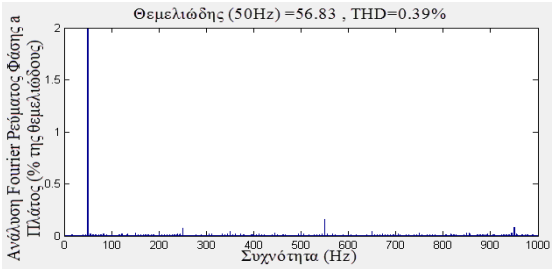
(γ)



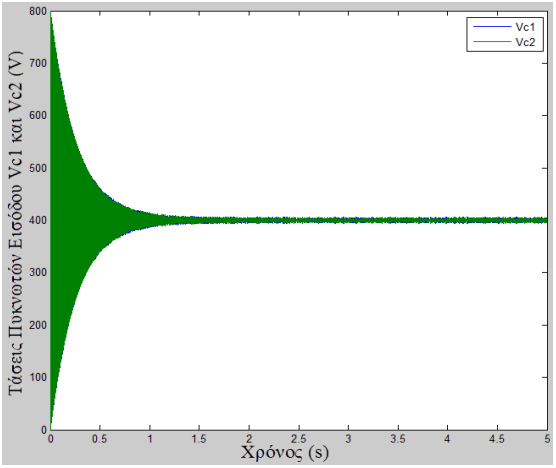
(δ)



(ε)

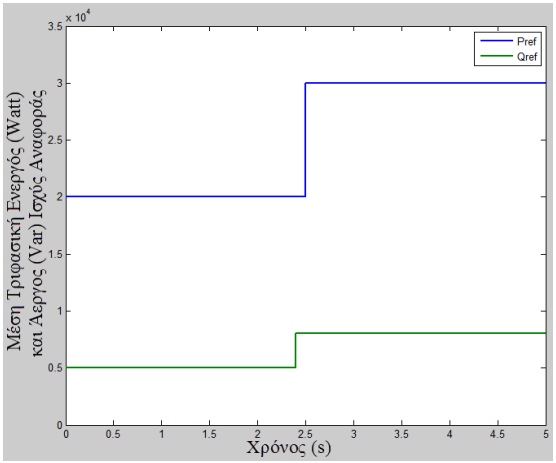


(ζ)

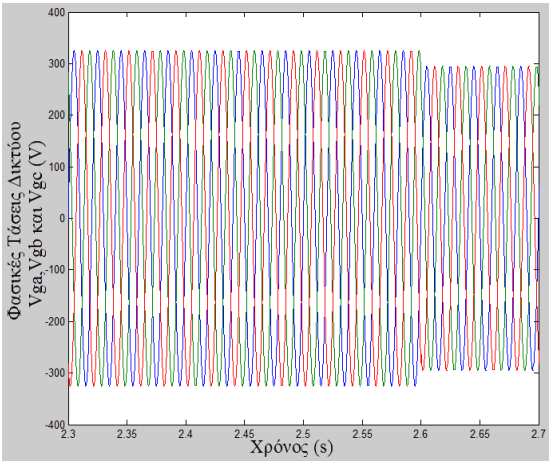


(η)

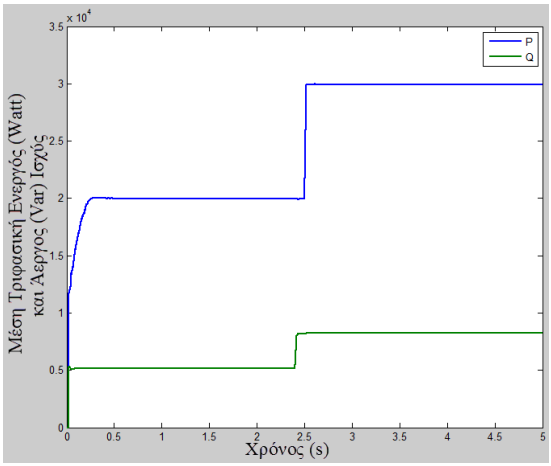
<u>Σχήμα 6.3:</u> Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στον FS-MPC για αντιστροφέα τριών επιπέδων διασυνδεδεμένο στο δίκτυο χαμηλής τάσης κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ($T_s = 25\ \mu s$)(α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van, (ζ) ανάλυση Fourier ρεύματος φάσης a, (η) τάσεις πυκνωτών εισόδου



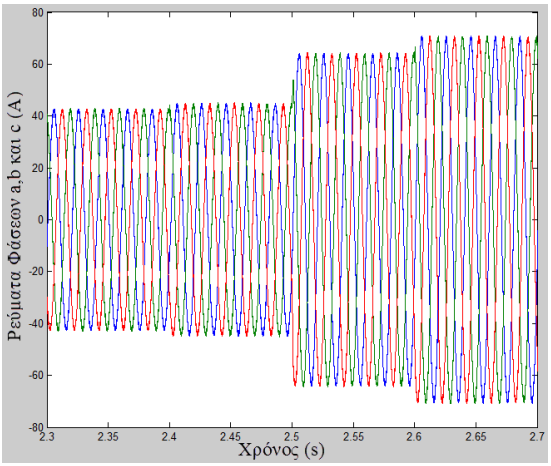
(α)



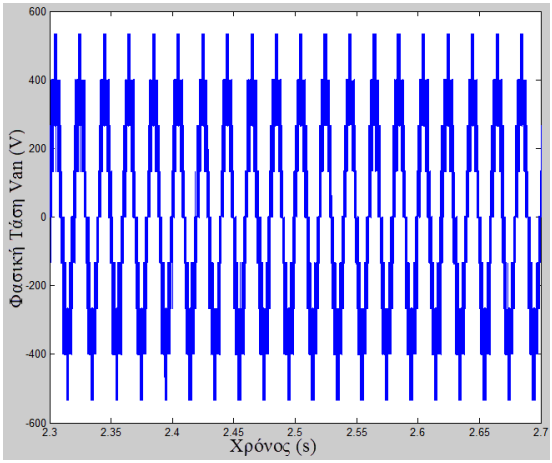
(β)



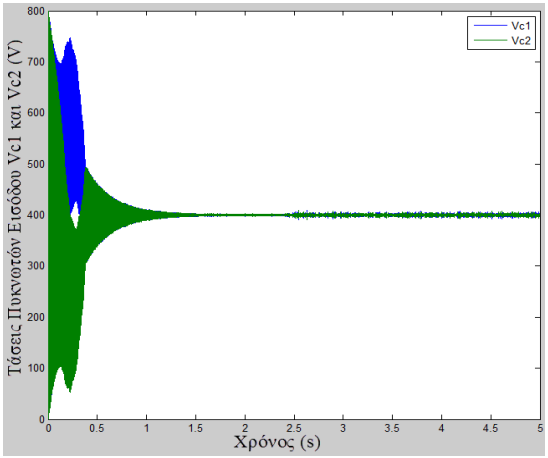
(γ)



(δ)



(ε)



(ζ)

Σχήμα 6.4: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του PQ ελέγχου βασισμένου στον FS-MPC για αντιστροφέα τριών επιπέδων διασυνδεδεμένο στο δίκτυο χαμηλής τάσης κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας ($T_s = 25\ \mu s$)(α) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς αναφοράς, (β) φασικές τάσεις δικτύου, (γ) μέση τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς, (δ) ρεύματα φάσεων a,b και c, (ε) φασική τάση Van, (ζ) τάσεις πυκνωτών εισόδου

Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συμπεραίνουμε, πως, για την ίδια συχνότητα δειγματοληψίας, το αρμονικό περιεχόμενο των ρευμάτων εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα τριών επιπέδων είναι σαφώς μικρότερο από το αντίστοιχο του αντιστροφέα δύο επιπέδων. Αυτό συμβαίνει λόγω του πολύ μεγαλύτερου αριθμού διανυσμάτων τάσης που συμμετέχουν στον έλεγχο (27 έναντι 8), με αποτέλεσμα οι αναφορές να προσεγγίζονται με μεγαλύτερη ακρίβεια. Κατά τα αλλά, τα σημαντικά πλεονεκτήματα του PQ ελέγχου που βασίζεται στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος παραμένουν, όπως ο μη συζευγμένος έλεγχος της ενεργού και αέργου ισχύος που διακινείται από και προς τον αντιστροφέα καθώς και η εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά κατά τη μεταβολή των αναφορών ισχύος και των τάσεων του δικτύου. Τέλος, η εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών εισόδου επιτυγχάνεται σε πολύ ικανοποιητικό βαθμό, με συνέπεια το δυναμικό του ουδέτερου σημείου να διατηρείται κοντά στο μηδέν.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Η χρήση αλγεβρικών μετασχηματισμών προέκυψε από την ανάγκη απλοποίησης των εξισώσεων που περιγράφουν τις τριφασικές μηχανές επαγωγής και την αναγωγή πολύπλοκων διαφορικών εξισώσεων σε συνήθεις διαφορικές εξισώσεις με σταθερούς στο χρόνο συντελεστές. Βέβαια στην πορεία οι μετασχηματισμοί αυτοί χρησιμοποιήθηκαν σε κάθε εφαρμογή όπου τριφασικά συμμετρικά συστήματα μεταβλητών (τάσεις, ρεύματα κτλ.) ήταν ευκολότερο να αναχθούν σε πλαίσια δύο αξόνων για τη μελέτη τους σε διανυσματικό επίπεδο.

Ήδη από το τέλος της δεκαετίας του 1920, που ο R. H. Park πρότεινε την αναγωγή των μεταβλητών του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής σε μεταβλητές φανταστικών τυλιγμάτων που περιστρέφονταν μαζί με το δρομέα με τη σύγχρονη ταχύτητα, έχουν προταθεί πάρα πολλοί αλγεβρικοί μετασχηματισμοί. Αν και με μια πρώτη ματιά μπορεί να φαίνονταν διαφορετικοί, αργότερα αποδείχθηκε ότι όλοι τους αποτελούσαν υποπεριπτώσεις ενός γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού που μετασχηματίζει ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα $f_{abc} = \left[f_a \, f_b \, f_c \right]^T$ σε ένα πλαίσιο αναφοράς $f_{dq0} = \left[f_d \, f_q \, f_0 \right]^T$ το οποίο περιστρέφεται με μια αυθαίρετη ταχύτητα $\theta = \omega \cdot t$ και του οποίου οι άξονες έχει επικρατήσει να ονομάζονται ευθύς άξονας (direct axis – d), εγκάρσιος άξονας (quadratic axis – q) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (zero axis – 0). Ο μετασχηματισμός εκφράζεται με τη μορφή πινάκων ως εξής:

$$f_{dq0} = K \cdot f_{abc} \tag{Π.1}$$

,όπου

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{Π.2}$$

Όπως προαναφέρθηκε η μεταβλητή θ συμβολίζει την ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου στο όποιο ανάγεται το τριφασικό σύστημα και μπορεί να είναι σταθερή ή και μεταβαλλόμενη, ανάλογα με το τι μας εξυπηρετεί στην κάθε εφαρμογή. Ακόμα ο όρος της μηδενικής ακολουθίας απουσιάζει για συμμετρικά τριφασικά συστήματα ενώ αποκτά τιμή σε περίπτωση ασυμμετρίας. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι δύο σημαντικότεροι μετασχηματισμοί, ο μετασχηματισμός σε στατό (ακίνητο) πλαίσιο αναφοράς ή πλαίσιο αβ0 που προτάθηκε από τον Clarke και ο μετασχηματισμός σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ή πλαίσιο dq0 που προτάθηκε από τον Park.

- <u>Μετασχηματισμός σε στατό (ακίνητο) πλαίσιο αναφοράς ή μετασχηματισμός του Clarke</u>

Κάνοντας χρήση των σχέσεων (Π.1) και (Π.2) οι εξισώσεις που προκύπτουν για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα είναι (ο ευθύς και ο εγκάρσιος άξονας έχει επικρατήσει να συμβολίζονται με α και β αντίστοιχα για το μετασχηματισμό του Clarke):

$$f_\alpha = \frac{2}{3}\left[f_a \cdot \cos\theta + f_b \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + f_c \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\Pi.3)$$

$$f_\beta = \frac{2}{3}\left[f_a \cdot \sin\theta + f_b \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + f_c \cdot \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\Pi.4)$$

$$f_0 = \frac{2}{3}\left[f_a \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} + f_b \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} + f_c \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right] = 0 \quad (\Pi.5)$$

Καθώς πρόκειται για στατό (ακίνητο) πλαίσιο αναφοράς, προφανώς είναι $\theta = \omega t = 0$. Έτσι αντικαθιστώντας την τιμή αυτή του θ στις σχέσεις (Π.3) και (Π.4) παίρνουμε για τις συνιστώσες του ορθού και του εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα:

$$f_\alpha = \frac{2}{3}(f_a - \frac{1}{2}f_b - \frac{1}{2}f_c) = \frac{2}{3}f_a - \frac{1}{3}f_b - \frac{1}{3}f_c \quad (\Pi.6)$$

$$f_\beta = \frac{2}{3}(-\frac{\sqrt{3}}{2}f_b + \frac{\sqrt{3}}{2}f_c) = -\frac{1}{\sqrt{3}}f_b + \frac{1}{\sqrt{3}}f_c \quad (\Pi.7)$$

Επομένως βλέπουμε ότι ο μετασχηματισμός του Clarke είναι μια απλή αλγεβρική πράξη μεταξύ των μεταβλητών εισόδου. Ο τελικός μετασχηματισμός σε μορφή πινάκων είναι ο:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\Pi.8)$$

Σημειώνεται ότι ο μετασχηματισμός αυτός αφορά τριφασικά ημιτονοειδή και συμμετρικά συστήματα, από τα οποία απουσιάζει ο όρος μηδενικής ακολουθίας f_0. Για λόγους πληρότητας, ο γενικός μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο αναφοράς για κάθε τριφασικό σύστημα είναι ο:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\Pi.9)$$

- <u>Μετασχηματισμός σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ή μετασχηματισμός του Park</u>

Ο μετασχηματισμός αυτός, αν και αρχικά προτάθηκε από τον Park για το σκοπό που προαναφέρθηκε, μπορεί να επεκταθεί για την ανάλυση οποιουδήποτε τριφασικού συστήματος και την αναγωγή του σε ένα πλαίσιο που περιστρέφεται με κάποια ταχύτητα αναφοράς, όπως π.χ. η συχνότητα του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας. Και πάλι από τις σχέσεις (Π.1) και (Π.2) παίρνουμε για τις συνιστώσες του d-άξονα και q-άξονα:

$$f_d = \frac{2}{3}\left[f_a \cdot \cos\omega_e t + f_b \cdot \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) + f_c \cdot \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \right] \qquad (\Pi.10)$$

$$f_q = \frac{2}{3}\left[f_a \cdot \sin\omega_e t + f_b \cdot \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) + f_c \cdot \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \right] \qquad (\Pi.11)$$

,όπου ω_e είναι η κυκλική ταχύτητα αναφοράς. Προκειμένου οι σχέσεις αυτές να απλοποιηθούν περισσότερο (π.χ. για υλοποίηση σε ηλεκτρονικό υπολογιστή), μπορεί να γίνει χρήση των παρακάτω γνωστών τριγωνομετρικών σχέσεων:

$$\sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) = -\frac{1}{2}\sin\omega_e t - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\omega_e t \qquad (\Pi.12)$$

$$\sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) = -\frac{1}{2}\sin\omega_e t + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\omega_e t \qquad (\Pi.13)$$

$$\cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) = -\frac{1}{2}\cos\omega_e t + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\omega_e t \qquad (\Pi.14)$$

$$\cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) = -\frac{1}{2}\cos\omega_e t - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\omega_e t \qquad (\Pi.15)$$

Παρατηρούμε ότι ο μετασχηματισμός αυτός καταλήγει να είναι πιο περίπλοκος από τον προηγούμενο και οι μετασχηματισμένες μεταβλητές είναι και αυτές συνάρτηση του χρόνου. Ο τελικός μετασχηματισμός σε μορφή πινάκων είναι:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_e t) & \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \qquad (\Pi.16)$$

Ο γενικός μετασχηματισμός σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με την παρουσία και όρου μηδενικής ακολουθίας είναι ο:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_e t) & \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \tag{Π.17}$$

- <u>Σχέση μεταξύ στατού και σύγχρονα περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς</u>

Ο μετασχηματισμός σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μπορεί να προκύψει από αυτόν σε στατό πλαίσιο μέσω των παρακάτω αλγεβρικών σχέσεων:

$$f_d = f_\alpha \cdot \cos\omega_e t - f_\beta \cdot \sin\omega_e t \tag{Π.18}$$

$$f_q = f_\alpha \cdot \sin\omega_e t + f_\beta \cdot \cos\omega_e t \tag{Π.19}$$

, ενώ σε μορφή πίνακα έχουμε:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & -\sin\omega_e t \\ \sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \tag{Π.20}$$

Αντίστοιχα για να περάσουμε από το στατό πλαίσιο αναφοράς στο σύγχρονα περιστρεφόμενο μπορούμε να κάνουμε χρήση των σχέσεων:

$$f_\alpha = f_d \cdot \cos\omega_e t + f_q \cdot \sin\omega_e t \tag{Π.21}$$

$$f_\beta = -f_d \cdot \sin\omega_e t + f_q \cdot \cos\omega_e t \tag{Π.22}$$

ή σε μορφή πίνακα:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \tag{Π.23}$$

Ο αντίστροφος γενικός αλγεβρικός μετασχηματισμός, προκειμένου να περάσουμε από ένα μετασχηματισμένο πλαίσιο που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα σε ένα τριφασικό σύστημα είναι ο ακόλουθος:

$$f_{abc} = K^{-1} f_{dq0} \tag{Π.24}$$

, όπου η μήτρα K^{-1} δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$K^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \tag{П.25}$$

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] Στέφανος Ν. Μανιάς, ***Ηλεκτρονικά Ισχύος***, Συμεών, 2007

[2] Στέφανος Ν. Μανιάς, Αθανάσιος Καλετσάνος, ***Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά***, Συμεών, 2003

[3] Bimal K. Bose, ***Modern Power Electronics and AC Drives***, Prentice-Hall, 2002

[4] Muhammad H. Rashid, ***Power Electronics - Circuits, Devices and Applications, Third Edition***, Prentice Hall, 2004

[5] D. Graham Holmes, Thomas A. Lipo, ***Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practice***, Wiley-IEEE Press, 2003

[6] Jan Marian Maciejowski, ***Predictive Control with Constraints***, Prentice Hall, 2000

[7] J.A. Rossiter, ***Model-Based Predictive Control: A Practical Approach***, CRC Press, 2003

[8] P. Coortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, J. Rodriguez, ***Predictive Control in Power Electronics and Drives***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 12, December 2008

[9] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, J. Rodriguez, ***Model Predictive Control – A Simple and Powerful Method to Control Power Converters***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, June 2009

[10] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, U. Ammann, ***Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, February 2007

[11] J. Rodriguez, R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, ***Cost Function – Based Predictive Control for Power Converters,*** IEEE Industrial Electronics, IECON 2006

[12] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, ***Predictive Power Control of an AC/DC/AC Converter***, Industry Applications Conference, 2005

[13] J. Rodriguez, P. Cortes, P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, ***Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control***, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 5, September 2008

[14] J. Rodriguez, P. Cortes, D. E. Quevedo, C. Silva, ***Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum***, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 2, March 2008

[15] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Vazquez, L.G. Franquelo, ***Guidelines for Weighting Factors Design in Model Predictive Control of Power Converters and Drives***, IEEE International Conference on Industrial Technology, Vol. 23, No. 2, 2009

[16] G.S. Perantzakis, F.H. Xepapas, S.A. Papathanassiou, S.N Manias, ***A Predictive Current Control Technique for Three-Level NPC Voltage Source Inverters,*** Power Electronics Specialists Conference PESC '05, 2005

[17] J.D. Barros, J.F. Silva, ***Optimal Predictive Control of Three-Phase NPC Multilevel Converter for Power Quality Applications***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, February 2007

[18] N.P. Filho, J.O.P. Pinto. L.E. Borges da Silva, B.K. Bose, ***A Simple and Ultra-Fast DSP-Based Space Vector PWM Algorithm and its Implementation on a Two-Level Inverter Covering Undermodulation and Overmodulation***, The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2-6, 2004

[19] Xing Shaobang, Zhao Ke-You***, Research on A Novel SVPWM Algorithm***, 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2007

[20] E.H. Watanabe, H. Akagi, M. Aredes, ***Instantaneous p-q Power Theory for Compensating Nonsinusoidal Systems,*** International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, ISNCC 2008

[21] L.S. Czarnecki, ***Instantaneous Reactive Power p-q Theory and Power Properties of Three-Phase Systems***, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006

[22] H. Kim, H. Akagi, ***The instantaneous Power Theory on the Rotating p-q-r Reference Frames***, IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99, July 1999

[23] Q. Zeng, L. Chang, ***Improved Current Controller Based on SVPWM for Three-phase Grid-connected Voltage Source Inverters,*** Power Electronics Specialists Conference PESC '05, 2005.

[24] F.N. Gakis, S.A. Papathanasiou, ***Simple Control Schemes for Grid-Connected Three-Phase Voltage-Source Inverters of DG Units***, Proc ICEM '06, September 2006

[25] J.A. Lopes, C.L. Moreira, A.G. Madureira, F.O. Rosende, N. Jenkins, F. Kanellos, N. Hatziargyriou, ***Control Strategies for MicroGrids Emergency Operation***

[26] Y. Yang, Y. Ruan, H. Shen, Y. Tang, Y. Yang, ***Grid-Connected Inverter for Wind Power Generation System***, Journal of Shanghai University (English Edition), Vol. 13, No. 1, 2009

[27] S.A. Papathanassiou, N.D. Hatziargyriou, ***Technical Requirements for the Connection of Dispersed Generation to the Grid***

[28] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A.V. Timbus, ***Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems,*** IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 5, October 2006

[29] J. Svensson, ***Synchronisation Methods for Grid-Connected Voltage Source Converters***, Proc. Inst. Electr. Eng.—Gener. Transm. Distrib., Vol. 148, May 2001

[30] G. C. Hsieh, J. C. Hung, ***Phase-Locked Loop Techniques—A Survey***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 6, December 1996