



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Εφαρμογή Πρωτότυπης Τεχνικής Προβλεπτικού
Ελέγχου σε Υβριδικό Αντιστροφέα Τάσης
Τεσσάρων Επιπέδων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

ΝΙΚΟΛΑΟΥ Α.ΚΑΜΠΡΑ

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2010



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

**Εφαρμογή Πρωτότυπης Τεχνικής Προβλεπτικού
Ελέγχου σε Υβριδικό Αντιστροφέα Τάσης
Τεσσάρων Επιπέδων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

ΝΙΚΟΛΑΟΥ Α. ΚΑΜΠΡΑ

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Οκτωβρίου 2010

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

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

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2010

.....

ΝΙΚΟΛΑΟΣ Α. ΚΑΜΠΡΑΣ

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

Copyright © Νικόλαος Α. Κάμπρας, 2010

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας είναι η εφαρμογή μιας πρωτότυπης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου σε έναν υβριδικό αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τάσης, ο οποίος είναι κατάλληλος για εφαρμογές μεγάλης ισχύος και υψηλής τάσης. Αρχικά, αναφέρονται οι λόγοι για τους οποίους αναγκαζόμαστε να μεταβούμε από τους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης και παρουσιάζονται συνοπτικά οι κυριότερες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης μαζί με μερικές σημαντικές εφαρμογές τους. Έπειτα, παρουσιάζεται ο υβριδικός αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων τάσης καθώς και κάποιες κυματομορφές προσομοίωσης όταν εφαρμόζονται σε αυτόν οι κλασικές τεχνικές ελέγχου SMC-PWM και SVPWM. Στην συνέχεια, παρουσιάζεται η προτεινόμενη τεχνική προβλεπτικού ελέγχου για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων. Πραγματοποιείται η μαθηματική μοντελοποίηση του αντιστροφέα και εφαρμόζεται η πρωτότυπη τεχνική ελέγχου με σκοπό τον πλήρη έλεγχο του ρεύματος ή της ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα καθώς και την σταθεροποίηση των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ. Η αποτελεσματικότητα της προτεινόμενης τεχνικής ελέγχου επιβεβαιώνεται με αποτελέσματα προσομοιώσεων.

Λέξεις Κλειδιά

Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης, Σταθεροποίηση τάσεων πυκνωτών ζυγού ΣΡ, Έλεγχος ρεύματος, Έλεγχος ισχύος, Προβλεπτικός έλεγχος, Προβλεπτικός έλεγχος για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων, Συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος

ABSTRACT

The scope of this diploma thesis is the implementation of a novel predictive control strategy for a hybrid four-level inverter. Such topologies are suitable for Medium Voltage (MV) drives and high power applications in general. Initially a short discussion is done for the multilevel emerging technology and the advantages arising are compared with those provided by the traditional two level topologies. Then, the hybrid four-level inverter is tested under the well established control techniques like Space Vector Modulation (SVM) and Shift Multi-Carrier Pulse Width Modulation (SMC-PWM). Focusing to design an optimized controller simpler than the traditional control methods mentioned above, the whole topology (DC Bus, Inverter, Load) is modeled mathematically, and a novel Finite State Model Predictive Controller is implemented either as a current or as a PQ controller. Simulation results are illustrating the success of the introduced controller, providing it as an alternate control solution for this type of inverters.

Keywords

Voltage source multilevel inverter, DC-link capacitor voltage balancing, Current control, Power control, Predictive control, Finite states – model predictive control, AC drives

Ευχαριστίες

Ένα μεγάλο ευχαριστώ στον καθηγητή μου κ.Στέφανο Ν.Μανιά, Καθηγητή Ε.Μ.Π., για την εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπο μου να μου δώσει την δυνατότητα να ασχοληθώ και να φέρω εις πέρας ένα τόσο ενδιαφέρον αντικείμενο έρευνας. Όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου, ήταν ο άνθρωπος που με ώθησε να αγαπήσω και να ακολουθήσω την κατεύθυνση των Ηλεκτρονικών Ισχύος και για αυτό θα ήθελα να του εκφράσω την μεγάλη ευγνωμοσύνη μου.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον υποψήφιο διδάκτορα και μέλος ΕΕΔΙΠ κ.Παύλου Κωνσταντίνο για την πραγματικά πολύ μεγάλη και πολύτιμη βοήθειά του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας εργασίας.

Ακόμη, αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω τον συνάδελφο προπτυχιακό φοιτητή Κ.Κόλλια και τον συνάδελφο διπλωματούχο Μ.Βασιλαδιώτη για την ανταλλαγή απόψεων πάνω στο συγκεκριμένο ερευνητικό πεδίο.

Τέλος, αισθάνομαι το χρέος να ευχαριστήσω όλα τα αγαπημένα μου πρόσωπα και ιδιαίτερα τον πατέρα μου Άγγελο και την μητέρα μου Ελένη για την υπομονή και την συμπαράστασή τους.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Εξώφυλλο	1	
Φύλλο τίτλου	2	
Copyright ©	3	
Περίληψη	4	
Ευχαριστίες	6	
Περιεχόμενα	7	
Πίνακας Σχημάτων	10	
Πίνακας Πινάκων	14	
Αρκτικόλεξα	15	
Πρόλογος	17	
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1:	ΕΙΣΑΓΩΓΗ-ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΚΥΡΙΟΤΕΡΩΝ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΜΕ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ ΑΥΤΩΝ	19
1.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	20
1.2	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	21
1.3	ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ	22
1.4	ΑΝΑΓΚΑΙΟΤΗΤΑ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΑΠΟ ΤΟΥΣ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΥΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΣΤΟΥΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ	23
1.5	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ	28
1.6	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΣΥΝΔΕΣΗ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ, MCIC	31
1.6.1	Συμμετρικοί αντιστροφείς MCIC	31
1.6.2	Ασύμμετροι αντιστροφείς MCIC (Asymmetrical MCIC, AMCIC)	34
1.7	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΔΙΟΔΟΥΣ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΥ, NPDCMI	36
1.7.1	Αντιστροφείς NPDCMI	36
1.7.2	Ανομοιόμορφη κατανομή των τάσεων των πυκνωτών στο ζυγό ΣΡ αντιστροφέα NPDCMI	41
1.8	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΠΥΚΝΩΤΕΣ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΥ, MIFC	44
1.9	ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ	47
1.9.1	Αντιστάθμιση αέργου ισχύος	47
1.9.2	Ευέλικτα συστήματα μεταφοράς EP, FACTS	48
1.9.3	Σύγχρονος ηλεκτρονικός αντισταθμιστής σειράς, SSSC	48
1.9.4	Συστήματα FACTS συμμετρικής αντιστάθμισης γραμμής μεταφοράς σε συνθήκες σφάλματος	50
1.9.5	Ενοποιημένος ελεγκτής ροής ισχύος, UPFC	52
1.9.6	Συστήματα ελέγχου κινητήρων EP, ASDs	53
1.9.7	Συστήματα ASDs MT με αμφίπλευρη ροή ισχύος	54
1.10	ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ	55
	ΑΝΑΦΟΡΕΣ 1 ^{ου} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	57

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2:	ΥΒΡΙΔΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΤΕΣΣΑΡΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ (CONVENTIONAL-NEUTRAL POINT CLAMPED-4LEVEL, CONV-NPC-4L)	60
2.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	61
2.2	ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ CONV-NPC-4L	61
2.3	ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ CONV-NPC-4L	65
2.4	SMC-PWM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ CONV-NPC-4L	66
2.5	ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΑ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ CONV-NPC-4L	69
2.6	SVRPM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ CONV-NPC-4L	74
2.7	ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ ΤΑΣΕΩΝ ΠΥΚΝΩΤΩΝ ΖΥΓΟΥ ΣΡ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ CONV- NPC-4L	82
	ΑΝΑΦΟΡΕΣ 2 ^{ου} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	84
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3:	ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΠΡΩΤΟΤΥΠΟΥ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ ΣΕ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΕΣΣΑΡΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ CONV-NPC-4L	86
3.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΝ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ	87
3.2	ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΜΕ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΕΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΙΣ (FS-MPC)	89
3.3	ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ (FS-MPC) ΣΤΟΝ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ 4 ΕΠΙΠΕΔΩΝ CONV-NPC-4L	92
3.3.1	Περιγραφή της τεχνικής FS-MPC για τον έλεγχο του ρεύματος φορτίου	92
3.3.2	Μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος	97
3.3.3	Μετατροπή εξισώσεων κατάστασης στο διακριτό χρόνο	104
3.4	ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΙΣΧΥΟΣ P-Q ΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ (FS-MPC) ΣΤΟΝ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ 4 ΕΠΙΠΕΔΩΝ CONV-NPC-4L	109
3.4.1	Περιγραφή της τεχνικής FS-MPC για τον έλεγχο της ενεργού και άεργου ισχύος	109
3.4.2	Μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος	110
3.4.3	Μετατροπή εξισώσεων κατάστασης στο διακριτό χρόνο	112
	ΑΝΑΦΟΡΕΣ 3 ^{ου} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	114
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4:	ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ ΠΡΩΤΟΤΥΠΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ	118
4.1	ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ FS-MPC ΣΤΟΝ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ CONV-NPC-4L	119
4.1.1	Λειτουργία συστήματος στην μόνιμη κατάσταση	119

4.1.2	Δυναμική απόκριση συστήματος	129
4.2	ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΙΣΧΥΟΣ P-Q ΣΤΟΝ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ CONV-NPC-4L	137
4.2.1	Λειτουργία συστήματος στην μόνιμη κατάσταση	137
4.2.2	Δυναμική απόκριση συστήματος	145
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5:	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ - ΠΡΩΤΟΤΥΠΙΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ & ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ	150
5.1	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	151
5.2	ΠΡΩΤΟΤΥΠΙΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ & ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ	153
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ		154

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα	Περιγραφή	Σελίδα
Σχήμα 1.1	Δομικό διάγραμμα αντιστροφέα με πηγή τάσης (VSI) και αντιστροφέα με πηγή ρεύματος (CSI)	21
Σχήμα 1.2	Αντιστροφέας με πηγή τάσης δύο επιπέδων	22
Σχήμα 1.3	Οδήγηση μηχανής επαγωγής από τριφασικό αντιστροφέα με πηγή τάσης δύο επιπέδων	25
Σχήμα 1.4	Κατανομημένες χωρητικότητες μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και δρομέα, καθώς και μεταξύ πλαισίου μηχανής και δρομέα	26
Σχήμα 1.5	Κυκλοφορία ρεύματος διαρροής διαμέσου των ένσφαιρων τριβένων του άξονα κινητήρα, το οποίο προκαλείται από την ύπαρξη τάσης CMV και των υφισταμένων ηλεκτροστατικών ζεύξεων	26
Σχήμα 1.6	Απλοποιημένη διάταξη μονοφασικού αντιστροφέα (α) Δύο επιπέδων τάσης (β) Τριών επιπέδων τάσης (γ) η επιπέδων τάσης	28
Σχήμα 1.7	Διάταξη τυπικού αντιστροφέα 48 παλμών με μετασχηματιστές	29
Σχήμα 1.8	Μονοφασικός αντιστροφέας MCIC m επιπέδων τάσης	31
Σχήμα 1.9	Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα MCIC m επιπέδων τάσης	33
Σχήμα 1.10	(α) Τροφοδοσία δύο μονάδων διφασικού αντιστροφέα από κοινή πηγή τάσης (β) Πορεία βραχυκυκλώματος μέσω διακοπών Sa11 και Sa22	33
Σχήμα 1.11	(α) Τροφοδοσία δύο μονάδων μονοφασικού αντιστροφέα από κοινή πηγή τάσης (β) Πορεία βραχυκυκλώματος μέσω διακοπών Sa11 και Sb22	34
Σχήμα 1.12	Τριφασικός αντιστροφέας AMCIC επτά επιπέδων τάσης	35
Σχήμα 1.13	(α), (β) Τοπολογίες μονοφασικών αντιστροφένων NPDCMI η επιπέδων και πέντε επιπέδων τάσης αντίστοιχα	36
Σχήμα 1.14	(α), (β), (γ), (δ), (ε) Πορεία ρεύματος φορτίου μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης για επίπεδο τάσης στην έξοδο του $V_{dc}/2$, $V_{dc}/4$, $-V_{dc}/4$ και $-V_{dc}/2$ αντίστοιχα	38
Σχήμα 1.15	Συνδεσμολογία μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης με διόδους περιορισμού της ίδιας τάσης αποκοπής $V_{dc}/(m-1)$	39
Σχήμα 1.16	Τριφασικός αντιστροφέας NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης	41
Σχήμα 1.17	Κυματομορφές φασικής τάσης και ρεύματος φορτίου αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης για ωμικό φορτίο (α), (β), (γ) Ηλεκτρικά φορτία πυκνωτών για τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης (V2), (V3), (V4) αντίστοιχα	42
Σχήμα 1.18	Κυματομορφές φασικής τάσης και ρεύματος φορτίου αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης για καθαρά επαγωγικό φορτίο (α), (β), (γ) Ηλεκτρικά φορτία πυκνωτών για τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης (V2), (V3), (V4) αντίστοιχα	42
Σχήμα 1.19	Μετατροπείς NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης σε διαδοχική διάταξη (back-to-back) με αναγεννητική ικανότητα και δυνατότητα εξισορρόπησης των τάσεων των εσωτερικών επιπέδων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ	43
Σχήμα 1.20	(α) Τοπολογία αντιστροφέα MIFC τριών επιπέδων τάσης (β) Τοπολογία αντιστροφέα MIFC πέντε επιπέδων τάσης	44
Σχήμα 1.21	Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα MIFC πέντε επιπέδων τάσης	46
Σχήμα 1.22	Διάταξη αντιστάθμισης αέργου ισχύος με μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης	47
Σχήμα 1.23	Διάταξη σύγχρονου ηλεκτρονικού αντισταθμιστή σειράς	49

Σχήμα 1.24	Σύστημα FACTS για συμμετρική αντιστάθμιση σε συνθήκες ασύμμετρης λειτουργίας της γραμμής μεταφοράς	50
Σχήμα 1.25	Εναλλακτικές διατάξεις τριφασικών αντιστροφών NPDCMI τεσσάρων αγωγών του Σχ. 1.27, για την αντιμετώπιση της συνιστώσας μηδενικής ακολουθίας (α) Αντιστροφείας NPDCMI τριών σκελών (β) Αντιστροφείας NPDCMI τεσσάρων σκελών	51
Σχήμα 1.26	(α) Διάταξη UPFC με μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης (β) Ισοδύναμο κύκλωμα (γ) Διανυσματικά διαγράμματα	52
Σχήμα 1.27	Διάταξη με μετατροπείς NPDCMI τριών επιπέδων με δυνατότητα ανάκτησης ενέργειας σε συστήματα ASD MT	54
Σχήμα 2.1	(α) Τοπολογία μονοφασικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L (β) Κυματομορφή προσομοίωσης φασικής τάσης εξόδου (γ) Κυματομορφή προσομοίωσης ρεύματος φορτίου	62
Σχήμα 2.2	Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L	65
Σχήμα 2.3	(α) Δημιουργία ουδέτερου σημείου μεταξύ των δύο πηγών ΣΡ (β) Δημιουργία ουδέτερου σημείου μεταξύ των δύο μεσαίων πυκνωτών	66
Σχήμα 2.4	(α),(β) Κυματομορφές προσομοίωσης φασικής και πολικής τάσης αντίστοιχα (γ),(δ) Φάσματα αρμονικών για τη φασική και πολική τάση αντίστοιχα (ε) Κυματομορφές προσομοίωσης ρευμάτων φορτίου (στ) Φάσμα αρμονικών φασικού ρεύματος φορτίου. $V_{dc} = 3600 \text{ V}$, $m_f = 33$, $m_a = 0.8$, $f_{max} = 5 \text{ kHz}$, $R = 10 \text{ Ohms}$, $L = 20 \text{ mH}$	67
Σχήμα 2.5	Τυπική απόκλιση απωλειών αντιστροφέα CONV-NPC-4L για σταθερό φορτίο και συντελεστή διαμόρφωσης ($m_a = 0.8$) και για διαφορετικό συντελεστή ισχύος	72
Σχήμα 2.6	Προφίλ κατανομής απωλειών ισχύος για σταθερό φορτίο, σταθερό συντελεστή διαμόρφωσης και για διαφορετικούς συντελεστές ισχύος (α) Προτεινόμενος αντιστροφείας με SPWM διαμόρφωση σύμφωνα με την 9η διακοπτική στρατηγική (β) Συμβατικός αντιστροφείας NPDCMI τεσσάρων επιπέδων τάσης	72
Σχήμα 2.7	Απλοποιημένη διάταξη αντιστροφέα πηγής τάσης τεσσάρων επιπέδων	74
Σχήμα 2.8	Διάγραμμα διακριτών διανυσμάτων τάσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων	76
Σχήμα 2.9	Βήματα υλοποίησης αλγορίθμου SVPWM διαμόρφωσης αντιστροφέα CONV-NPC-4L	79
Σχήμα 2.10	Κυματομορφές προσομοίωσης αντιστροφέα CONV-NPC-4L τεσσάρων επιπέδων με SVPWM διαμόρφωση. Λειτουργία αντιστροφέα στον εξωτερικό δακτύλιο (α), (β) Κυματομορφή φασικής τάσης εξόδου V_{bN} αντιστροφέα και φάσμα αρμονικών αντίστοιχα (γ), (δ) Κυματομορφή πολικής τάσης εξόδου αντιστροφέα V_{ab} και φάσμα αρμονικών αντίστοιχα (ε), (στ) Κυματομορφή φασικής τάσης φορτίου V_{an} και φάσμα αρμονικών αντίστοιχα (ζ) Κυματομορφές ρευμάτων φορτίου i_a , i_b , i_c (η) Φάσμα αρμονικών ρεύματος φορτίου i_a . Παράμετροι προσομοίωσης: $V_{dc} = 3600 \text{ V}$, $m_f = 33$, $m_a = 0.8$, $f_{max} = 5 \text{ kHz}$, $R_{load} = 10 \text{ Ohms}$, $L_{load} = 10 \text{ mH}$	80
Σχήμα 3.1	Διάγραμμα του αλγορίθμου της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου FS-MPC	90
Σχήμα 3.2	Δομικό διάγραμμα της προτεινόμενης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος FS-MPC	92
Σχήμα 3.3	Τοπολογία του υβριδικού τριφασικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L	93

Σχήμα 3.4	Απλοποιημένη διάταξη αντιστροφέα πηγής τάσης τεσσάρων επιπέδων	94
Σχήμα 3.5	Διάγραμμα διακριτών διανυσμάτων τάσης και διακοπτικές καταστάσεις τριφασικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L	95
Σχήμα 3.6	Δομικό διάγραμμα της προτεινόμενης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος PQ	107
Σχήμα 3.7	Διάγραμμα του αλγορίθμου της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος FS-MPC για τον αντιστροφέα CONV-NPC-4L	109
Σχήμα 3.8	Διάγραμμα του αλγορίθμου της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος FS-MPC για τον αντιστροφέα CONV-NPC-4L	113
Σχήμα 4.1	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α),(β),(γ) Φασικές τάσεις αντιστροφέα V_{aN}, V_{bN}, V_{cN} (δ) Φάσμα αρμονικών φασικής τάσης αντιστροφέα V_{aN}	120
Σχήμα 4.2	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α),(β),(γ) Πολικές τάσεις αντιστροφέα V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} (δ) Φάσμα αρμονικών πολικής τάσης αντιστροφέα V_{ab}	122
Σχήμα 4.3	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α),(β),(γ) Φασικές τάσεις φορτίου V_{an}, V_{bn}, V_{cn} (δ) Φάσμα αρμονικών φασικής τάσης φορτίου V_{an}	124
Σχήμα 4.4	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α),(β),(γ) Τάσεις πυκνωτών ζυγού ΣΡ V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}	126
Σχήμα 4.5	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Λεπτομέρειες σχήματος 3.8	127
Σχήμα 4.6	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α) Ρεύματα φορτίου I_a, I_b, I_c . (β) Φάσμα αρμονικών ρεύματος φορτίου I_a	128
Σχήμα 4.7	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου (α) Ρεύμα φορτίου I_a . (β),(γ) Λεπτομέρεια σχ.3.11α	130
Σχήμα 4.8	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Φασική τάση αντιστροφέα V_{aN}	131
Σχήμα 4.9	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Πολική τάση αντιστροφέα V_{ab}	132
Σχήμα 4.10	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Φασική τάση φορτίου V_{an}	132
Σχήμα 4.11	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Τάσεις πυκνωτών ζυγού ΣΡ V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}	133
Σχήμα 4.12	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Ικανότητα πλήρους αποσύζευξης των συνιστωσών i_a και i_b του ρεύματος φορτίου	134

Σχήμα 4.13	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Λεπτομέρεια σχ.4.12 (α) Αλλαγή στο πλάτος της συνιστώσας i_{β} (β) Η συνιστώσα i_{β} μένει ανεπηρέαστη	135
Σχήμα 4.14	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Λεπτομέρεια σχ.4.12 (α) Αλλαγή στο πλάτος της συνιστώσας i_{β} (β) Η συνιστώσα i_{α} μένει ανεπηρέαστη	136
Σχήμα 4.15	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α) Ενεργός ισχύς ζήτησης P_{ref} , Ενεργός ισχύς εξόδου P_{out} (β) Λεπτομέρεια σχ.4.15α	138
Σχήμα 4.16	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α) Άεργος ισχύς ζήτησης Q_{ref} , Άεργος ισχύς εξόδου Q_{out} (β) Λεπτομέρεια σχ.4.16α	139
Σχήμα 4.17	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α),(β),(γ) Τάσεις πυκνωτών ζυγού ΣΡ V_{c1}, V_{c2}, V_{c3} (δ) Λεπτομέρειες σχήματος 4.17	140
Σχήμα 4.18	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, Ρεύμα εξόδου I_a και τάση δικτύου E_a	141
Σχήμα 4.19	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α),(β),(γ) Πολικές τάσεις αντιστροφεία V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} (δ) Φάσμα αρμονικών πολικής τάσης αντιστροφεία V_{ab}	142
Σχήμα 4.20	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α) Ρεύματα φορτίου I_a, I_b, I_c (β) Φάσμα αρμονικών ρεύματος φορτίου I_a	143
Σχήμα 4.21	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Ενεργός ισχύς ζήτησης P_{ref} , Ενεργός ισχύς εξόδου P_{out}	145
Σχήμα 4.22	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Άεργος ισχύς ζήτησης Q_{ref} , Άεργος ισχύς εξόδου Q_{out}	146
Σχήμα 4.23	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου (α) Ρεύμα εξόδου I_a και τάση δικτύου E_a για την πρώτη αλλαγή ζήτησης (β) Ρεύμα εξόδου I_a και τάση δικτύου E_a για την δεύτερη αλλαγή ζήτησης	146
Σχήμα 4.24	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Πολική τάση αντιστροφεία V_{ab}	147
Σχήμα 4.25	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Τάσεις πυκνωτών ζυγού ΣΡ V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}	148
Σχήμα 4.26	Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Ικανότητα πλήρους αποσύζευξης ενεργού και άεργου ισχύος στην έξοδο του αντιστροφεία	149

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας	Περιγραφή	Σελίδα
Πίνακας 1.1	Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης	37
Πίνακας 1.2	Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή για κάθε επίπεδο τάσης μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI (Σχ.1.15) πέντε επιπέδων, ανάλογα με την πολικότητα του ρεύματος φορτίου	38
Πίνακας 1.3	Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα MIFC πέντε επιπέδων τάσης	45
Πίνακας 2.1	Συνδυασμοί διακοπών για κάθε επίπεδο τάσης του αντιστροφέα CONV-NPC-4L	62
Πίνακας 2.2	Δυνατοί διακοπτικοί συνδυασμοί και είδος απωλειών ανά διακόπτη για τον αντιστροφέα CONV-NPC-4L	63
Πίνακας 2.3	Διακοπτικές στρατηγικές προτεινόμενου υβριδικού αντιστροφέα που προκύπτουν από τους διακοπτικούς συνδυασμούς του Πίνακα 2.2	64
Πίνακας 2.4	Απώλειες ισχύος ανά μονάδα και διακοπτική στρατηγική για τον υβριδικό αντιστροφέα CONV-NPC-4L. $\cos\phi = 0.8$ και $m_a = 0.8$	71
Πίνακας 3.1	Διακοπτικές καταστάσεις 3-φασικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L	95
Πίνακας 3.2	Διακοπτικές καταστάσεις και διακριτά διανύσματα τάσης 3-φασικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L	96
Πίνακας 4.1	Παράμετροι συστήματος για αποτελέσματα προσομοίωσης	119
Πίνακας 4.2	Παράμετροι συστήματος για αποτελέσματα προσομοίωσης	137

ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ

VSI	:	Αντιστροφέας με πηγής τάσης (Voltage Source Inverter)
CSI	:	Αντιστροφέας με πηγής ρεύματος (Current Source Inverter)
ASD	:	Διάταξη ρύθμισης στροφών κινητήρα (Adjustable Speed Drive)
FACTS	:	Ευέλικτα συστήματα μεταφοράς EP (Flexible AC Transmission Systems)
HVDC	:	Μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας υπό υψηλή τάση ΣΡ (High Voltage Direct Current)
ΑΠΕ	:	Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας
UPS	:	Διάταξη αδιάλειπτης παροχής ισχύος (Uninterruptible Power Supplies)
UPFC	:	Ενοποιημένος ελεγκτής ροής ισχύος (Unified Power Flow Controller)
SVC/SVG	:	Ανισταθμιστής αέργου ισχύος (Static Var Compensator/Generator)
AF	:	Ενεργό φίλτρο (Active Filter)
AFE	:	Active Front End
SSSC	:	Σύγχρονος ηλεκτρονικός ανισταθμιστής σειράς (Static Synchronous Series Compensator)
IGBT	:	Τρανζίστορ με απομονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IGCT	:	Θυρίστορ με ενσωματωμένο κύκλωμα οδήγησης πύλης (Integrated Gate-Commutated Thyristor)
GTO	:	Θυρίστορ με αποκοπή από την πύλη (Gate Turn-Off Thyristor)
MCT	:	Θυρίστορ οδηγούμενο από MOSFET (MOS-Controlled Thyristor)
EMI	:	Ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (Electromagnetic Interference)
ZCS	:	Μετάβαση ημιαγωγού διακόπτη υπό μηδενική ένταση ρεύματος (Zero Current Switching)
CMV	:	Συνιστώσα τάσης μηδενικής ακολουθίας (Common-Mode Voltage)
MINV	:	Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων τάσης (Multilevel Inverter)
MCIC	:	Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων τάσης με εν σειρά σύνδεση μονάδων (Multilevel Cascaded Inverter Configuration)
AMCIC	:	Ασύμμετρος αντιστροφέας MCIC (Asymmetrical Multilevel Cascaded Inverter Configuration)
NPDCMI	:	Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων τάσης με διόδους περιορισμού (Neutral-Point Diode-Clamped Multilevel Inverter)
MIFC	:	Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων τάσης με πυκνωτές περιορισμού (Multilevel Inverter Flying Capacitors)
GMIT	:	Γενικευμένη τοπολογία αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων τάσης (Generalized Multilevel Inverter Topology)
PWM	:	Διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation)

SPWM	:	Ημιτονοειδής διαμόρφωσης εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation)
SVM	:	Διαμόρφωση με βάση τα διακριτά διανύσματα τάσης (Space Vector Modulation)
SVPWM	:	Διαμόρφωση εύρους παλμών με βάση τα διακριτά διανύσματα τάσης (Space Vector Pulse Width Modulation)
SHE	:	Επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών (Selected Harmonic Elimination)
CONV-NPC-4L	:	Υβριδικός αντιστροφείας πηγής τάσης τεσσάρων επιπέδων (Conventional-Neutral Point Clamped-4Level)
MPC	:	Προβλεπτικός έλεγχος για μοντελοποιημένες διατάξεις (Model Predictive Control)
FS-MPC	:	Προβλεπτικός έλεγχος για μοντέλα με πεπερασμένες καταστάσεις (Finite-States Model Predictive Control)
DSP	:	Επεξεργαστές ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processors)
THD	:	Συνολική παραμόρφωση αρμονικών (Total Harmonic Distortion)

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία με τίτλο “Εφαρμογή Πρωτότυπης Τεχνικής Προβλεπτικού Ελέγχου σε Υβριδικό Αντιστροφέα Τάσης Τεσσάρων Επιπέδων” εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, υπό την επίβλεψη του Καθηγητή κ. Στέφανου Ν.Μανιά. Ο σκοπός της Διπλωματικής Εργασίας ήταν η εφαρμογή μιας πρωτότυπης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος σε ένα υβριδικό αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τάσης (CONV-NPC-4L), ο οποίος είναι κατάλληλος για εφαρμογές μέσης ή υψηλής τάσης και μεγάλης ισχύος.

Ο συγκεκριμένος αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων τάσης συγκαταλέγεται στους υβριδικούς αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων, αφού, όπως θα φανεί και στην συνέχεια, στη δομή του συνδυάζονται οι τοπολογίες των αντιστροφέων τριών και δύο επιπέδων. Κύριο χαρακτηριστικό του είναι η δυνατότητα δημιουργίας εναλλακτικών σεναρίων έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα. Με άλλα λόγια, παρέχονται πολλές διακοπτικές στρατηγικές, δηλαδή περισσότεροι βαθμοί ελευθερίας στην διαδικασία ελέγχου του συστήματος. Συγκρινόμενος με τον συμβατικό αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τάσης παρουσιάζει πιο ομοιόμορφη κατανομή απωλειών μεταξύ των ημιαγωγικών στοιχείων και μικρότερες απώλειες ισχύος για ωμικό-επαγωγικά φορτία μεγάλης ισχύος με υψηλό συντελεστή ισχύος και υψηλό συντελεστή διαμόρφωσης. Σημαντικά πλεονεκτήματα του είναι η ελαχιστοποίηση της αρμονικής παραμόρφωσης και η δυνατότητα ελεγχόμενης αμφίδρομης ροής ενέργειας.

Η πρωτοτυπία της Διπλωματικής Εργασίας συνίσταται στην εφαρμογή μιας πρωτότυπης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων (Finite States - Model Predictive Control, FS-MPC) στον προαναφερθέντα αντιστροφέα. Μέχρι στιγμής, ο συγκεκριμένος αντιστροφέας είχε ελεχθεί με τις κλασικές τεχνικές ελέγχου SMC-PWM και SVPWM. Όπως διαπιστώνεται όμως, η πολυπλοκότητα των αλγορίθμων αυτών των τεχνικών και ο μεγάλος υπολογιστικός φόρτος που απαιτείται για έναν πολυεπίπεδο αντιστροφέα όπως ο CONV-NPC-4L, μας οδήγησε στην εφαρμογή της τεχνικής FS-MPC. Αφού πρώτα πραγματοποιήσαμε την μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος, εφαρμόσαμε την τεχνική μη γραμμικού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος με αποτέλεσμα να επιτευχθούν τα ακόλουθα :

- Μεγάλη ακρίβεια προσέγγισης ρεύματος φορτίου και ρεύματος αναφοράς στην μόνιμη κατάσταση.
- Ταχύτατη δυναμική απόκριση στις μεταβολές του ρεύματος αναφοράς.
- Μικρό περιεχόμενο αρμονικών στις κυματομορφές ρεύματος και τάσης.
- Πλήρης αποσύζευξη των συνιστωσών ρεύματος φορτίου i_a και i_b .

Επιπλέον, με την προτεινόμενη τεχνική επετεύχθη η σταθεροποίηση των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ του αντιστροφέα, το οποίο είναι και το μεγαλύτερο πρόβλημα που αντιμετωπίζουν σήμερα οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. Τέλος, διαμορφώσαμε την τεχνική ελέγχου έτσι ώστε να πετύχουμε και τον έλεγχο της ενεργού και αέργου ισχύος που προσδίδεται ή απορροφάται από το δίκτυο (φορτίο).

Στο πρώτο κεφάλαιο, γίνεται μια εισαγωγή στα στοιχειώδη χαρακτηριστικά των αντιστροφέων, παρουσιάζονται οι λόγοι για τους οποίους αναγκαζόμαστε να μεταβούμε από τους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης και στην συνέχεια παρουσιάζονται οι κυριότερες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης με τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους. Τέλος, αναφέρονται μερικές σημαντικές εφαρμογές τους.

Στο δεύτερο κεφάλαιο, παρουσιάζονται ο μονοφασικός και ο τριφασικός υβριδικός αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων τάσης. Στην συνέχεια παρουσιάζονται οι κυματομορφές προσομοίωσης όταν εφαρμόζονται σε αυτόν οι κλασικές τεχνικές ελέγχου, SMC-PWM και SVPWM. Επίσης παρουσιάζεται η κατανομή απωλειών ισχύος στα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα καθώς και το πρόβλημα της σταθεροποίησης των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ.

Στο τρίτο κεφάλαιο, γίνεται μια εισαγωγή στα χαρακτηριστικά του προβλεπτικού ελέγχου και αναφέρονται τα πλεονεκτήματά του σε σχέση με τις τεχνικές ελέγχου SMC-PWM και SVPWM. Στην συνέχεια παρουσιάζεται η προτεινόμενη τεχνική προβλεπτικού ελέγχου για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων (FS-MPC). Τέλος, γίνεται η μαθηματική μοντελοποίηση του αντιστροφέα μέσω της οποίας θα εφαρμόσουμε την πρωτότυπη τεχνική ελέγχου ρεύματος και ισχύος.

Στο τέταρτο κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας καθώς και σε μεταβατικές καταστάσεις έπειτα από μεταβολές στα μεγέθη αναφοράς. Τέλος, σχολιάζονται οι κυματομορφές και εξάγονται συμπεράσματα.

Τέλος, στο πέμπτο κεφάλαιο συνοψίζονται τα συμπεράσματα που εξήχθησαν από την ανάπτυξη των προηγούμενων κεφαλαίων, διατυπώνεται ξανά η πρωτοτυπία της Διπλωματικής Εργασίας και γίνονται προτάσεις για μελλοντική έρευνα πάνω στο αντικείμενο αυτής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ - ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΚΥΡΙΟΤΕΡΩΝ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΜΕ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΑΥΤΩΝ

1.1 Εισαγωγή

Οι αντιστροφείς είναι ένα είδος ηλεκτρονικών μετατροπέων, οι οποίοι έχουν την ιδιότητα να μετατρέπουν την συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας, του πλάτους και της φάσης της παραγόμενης τάσης ΕΡ. Η μεγάλη ανάπτυξη της τεχνολογίας των ημιαγωγικών διακοπών και οι νέες τεχνικές ελέγχου σε συνδυασμό με τη χρήση των ψηφιακών επεξεργασιών σήματος (Digital Signal Processors,DSP) έχει βελτιώσει κατά πολύ την ποιότητά τους (μικρότερες απώλειες, ταχύτερη απόκριση) και έχει μειώσει το μέγεθος και το κόστος τους με αποτέλεσμα να χρησιμοποιούνται σε πολλές εφαρμογές [1.1].

Μερικές βασικές εφαρμογές των αντιστροφέων είναι οι εξής:

- 1) Συστήματα ελέγχου εναλλασσόμενων ηλεκτρικών μηχανών (Adjustable Speed Drives, ASD)
- 2) Ευέλικτα AC συστήματα μεταφοράς ισχύος (Flexible AC Transmission Systems,FACTS)
- 3) Συστήματα μεταφοράς Συνεχούς Ρεύματος Υψηλής Τάσης (High Voltage Direct Current, HVDC)
- 4) Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ)
- 5) Συστήματα αδιάλειπτης παροχής ισχύος (Uninterruptible Power Supplies,UPS)
- 6) Στατοί αντισταθμιστές αέργου ισχύος (Static Var Compansators/Generators,SVC/SVG)
- 7) Ενεργά φίλτρα για μείωση αρμονικών για την καλυτέρευση της ποιότητας ηλεκτρικής ενέργειας (Active Filters,AF)
- 8) Συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από κυψέλες υδρογόνου

Οι αντιστροφείς μπορούν να διακριθούν σε δύο κατηγορίες ανάλογα με το είδος της πηγής συνεχούς τροφοδοσίας:

- α) αντιστροφείς με πηγή τάσης (Voltage Source Inverter, VSI)
- β) αντιστροφείς με πηγή ρεύματος (Current Source Inverter, CSI)

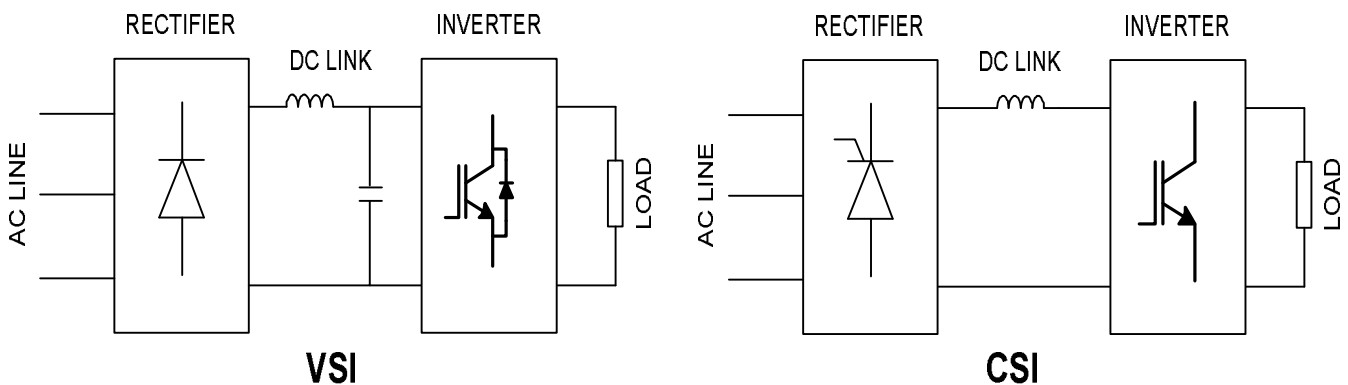
Επίσης, οι αντιστροφείς μπορούν να ταξινομηθούν σύμφωνα με το πόσα επίπεδα έχει η παραγόμενη τάση εξόδου σε:

- α) συμβατικοί αντιστροφείς δύο επιπέδων
- β) αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων

Στις ενότητες που ακολουθούν παρουσιάζονται συνοπτικά ο συμβατικός αντιστροφέας δύο επιπέδων τάσης, καθώς και οι ευρύτερα διαδεδομένες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων τάσης με τις πιο κοινές εφαρμογές τους.

1.2 Αντιστροφείς με πηγή τάσης και πηγή ρεύματος

Οι αντιστροφείς διακρίνονται σε αντιστροφείς με πηγή τάσης (Voltage Source Inverter, VSI) και αντιστροφείς με πηγή ρεύματος (Current Source Inverter, CSI). Οι αντιστροφείς VSI τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης. Συνήθως χρησιμοποιούνται μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις ή μπαταρίες για αυτό το σκοπό. Όπως φαίνεται στο Σχ. 1.1, αν χρησιμοποιήσουμε ανορθωτική διάταξη, ο αντιστροφέας τροφοδοτείται μέσω ενός ζυγού LC. Ο πυκνωτής αποτελεί την πραγματική πηγή συνεχούς τάσης εφόσον η τάση σε αυτόν παραμένει στην ουσία σταθερή. Ο κύριος σκοπός του πηνίου είναι να απομονώσει από την ανορθωτική διάταξη και το δίκτυο που προηγείται τις συνιστώσες υψηλής συχνότητας του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα. Σε αντίθεση με τον πυκνωτή, το πηνίο δεν είναι απαραίτητο και στην πράξη πολλές φορές παραλείπεται προκειμένου να μειωθεί το μέγεθος και το κόστος του αντιστροφέα καθώς και να αποφύγουμε την πτώση τάσης πάνω σε αυτό.



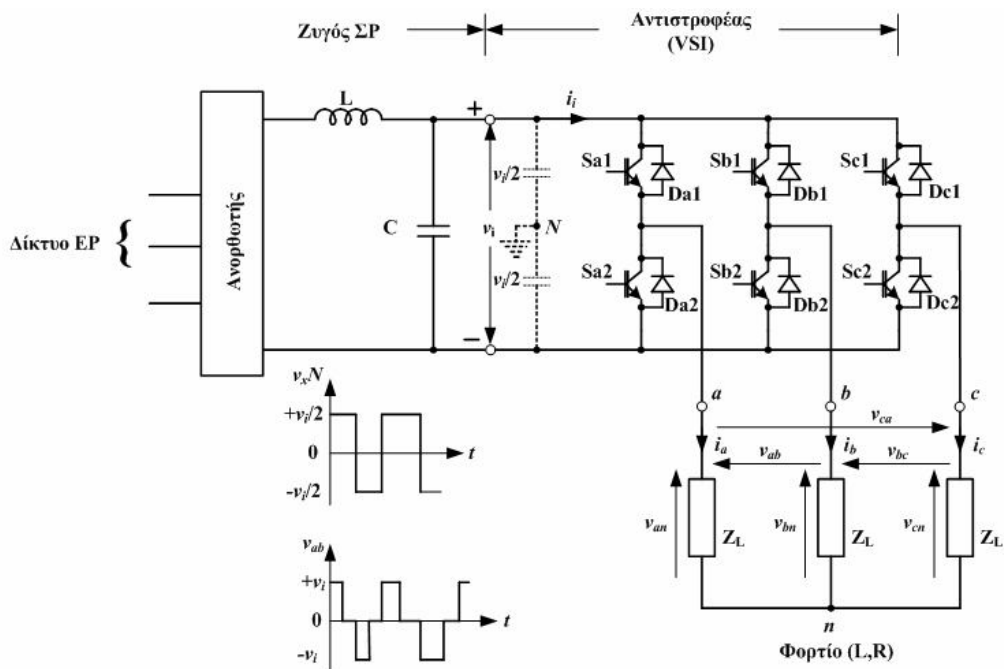
Σχήμα 1.1. Δομικό διάγραμμα αντιστροφέα με πηγή τάσης (VSI) και αντιστροφέα με πηγή ρεύματος (CSI)

Οι αντιστροφείς CSI τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος. Οι διόδους ελεύθερης διέλευσης των αντιστροφέων VSI είναι περιττές όταν ο αντιστροφέας τροφοδοτείται από μια πηγή συνεχούς ρεύματος αφού το ρεύμα σε κάθε κλάδο του αντιστροφέα δεν μπορεί να αλλάξει πολικότητα και συνεπώς ρέει μόνο μέσω των ημιαγωγικών διακοπών. Η χρήση των CSI εμποδίζει την εμφάνιση υψηλών ρευμάτων ακόμα και στην περίπτωση βραχυκυκλώματος στον αντιστροφέα ή το φορτίο. Η απουσία των διόδων ελεύθερης διέλευσης μειώνει το μέγεθος και το βάρος του κυκλώματος ισχύος και επιπλέον αυξάνει την αξιοπιστία του αντιστροφέα. Στην πράξη η πηγή συνεχούς ρεύματος υλοποιείται από ένα ελεγχόμενο ανορθωτή με ένα πηνίο στην έξοδο όπως φαίνεται στο Σχ.1.1. Το ρεύμα εξόδου του ανορθωτή διατηρείται σταθερό, ενώ το πηνίο διασύνδεσης μειώνει την διακύμανση. Οι αντιστροφείς CSI χρησιμοποιούνται κυρίως για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών. Στην παρούσα εργασία παρουσιάζονται μόνο αντιστροφείς VSI.

1.3 Συμβατικοί αντιστροφέες δύο επιπέδων με πηγή τάσης

Στο Σχ. 1.2 παρουσιάζεται η τοπολογία ενός τριφασικού αντιστροφέα με πηγή τάσης [1.2]. Η πηγή τάσης του αντιστροφέα διαμορφώνεται από τον ανορθωτή για τη μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου σε συνεχή και από το ζυγό ΣΡ, ο οποίος αποτελείται από την αυτεπαγωγή L και τον πυκνωτή C . Ο αντιστροφέας διαμορφώνεται από τρία σκέλη και σε κάθε σκέλος υπάρχουν δύο ημιαγωγοί διακόπτες (IGBT, IGCT, GTO, κλπ.) μαζί με τις αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης διέλευσης. Το φορτίο του αντιστροφέα είναι ωμικό-επαγωγικό, για παράδειγμα μπορεί να είναι ένας τριφασικός επαγωγικός κινητήρας ΕΡ. Ο αντιστροφέας του Σχ. 1.2 ονομάζεται αντιστροφέας δύο επιπέδων τάσης, διότι η κυματομορφή της φασικής τάσης εξόδου αντιστροφέα εμφανίζει δύο επίπεδα $+V_{in}$ και $-V_{in}$.

Επειδή η λειτουργία του VSI πραγματοποιείται με ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία, οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου διαμορφώνονται από διακριτές τιμές και επομένως εμφανίζουν μεγάλες μεταβολές τάσης (dv/dt). Εξαιτίας του γεγονότος αυτού και για τις περιπτώσεις όπου ο αντιστροφέας λειτουργεί με PWM διαμόρφωση, το φορτίο του VSI πρέπει να είναι επαγωγικό στις αρμονικές συχνότητες ώστε να μπορεί να παραχθεί ομαλή κυματομορφή ρεύματος. Αντιθέτως, χωρητικό φορτίο στους VSI προκαλεί υψηλές αιχμές ρεύματος, οι οποίες για να περιοριστούν απαιτείται η παρεμβολή επαγωγικού φίλτρου μεταξύ της εξόδου του αντιστροφέα και του φορτίου.



Σχήμα 1.2. Αντιστροφέας με πηγή τάσης δύο επιπέδων.

Η στιγμιαία τιμή του ρεύματος εισόδου i_i του αντιστροφέα παίρνει θετικές και αρνητικές τιμές. Για αρνητικές τιμές του i_i ο πυκνωτής C φορτίζεται, ενώ για θετικές τιμές του i_i ο πυκνωτής C εκφορτίζεται. Όταν το φορτίο του αντιστροφέα είναι κινητήρας, η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου έχει θετική τιμή. Ο πυκνωτής C, εκτός από δεξαμενή ενέργειας για την παροχή (και απορρόφηση) ενέργειας προς (από) το φορτίο, χρησιμεύει και ως πηγή για την εξάλειψη της αρμονικής συνιστώσας υψηλής συχνότητας του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα, ώστε αυτή να μην παρέχεται από το δίκτυο EP μέσω του ανορθωτή. Επιπλέον, ο πυκνωτής C εξομαλύνει και σταθεροποιεί την παραγόμενη τάση ΣΡ από τον ανορθωτή. Αντιθέτως, η χρήση της αυτεπαγωγής L είναι προαιρετική και αποτελεί έναν επιπλέον φραγμό για τον περιορισμό της αρμονικής συνιστώσας υψηλής συχνότητας του i_i από την πλευρά του δικτύου EP.

Οι ημιαγωγοί διακόπτες κάθε σκέλους (Sk_1, Sk_2 , όπου: $k = a, b, c$ οι τρεις φάσεις) λειτουργούν συμπληρωματικά, δηλαδή όταν ο ένας διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής (on), ο άλλος βρίσκεται σε αποκοπή (off) και αντιστρόφως. Διαφορετικά, εάν και οι δύο διακόπτες του ίδιου κλάδου είναι σε κατάσταση on, τότε προκαλείται βραχυκύκλωμα της πηγής ΣΡ. Ούτε πάλι πρέπει οι διακόπτες του ίδιου κλάδου να είναι σε κατάσταση off συγχρόνως, διότι τότε η πολικότητα της τάσης εξόδου καθορίζεται από τη δίοδο που άγει εκείνη τη στιγμή το ρεύμα φορτίου στην εξεταζόμενη φάση. Οι αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης ροής (Dk_1, Dk_2) εξασφαλίζουν εναλλακτικό δρόμο για τα ρεύματα φορτίου i_k , όταν αυτά έχουν αρνητική φορά (από το φορτίο προς την πηγή).

1.4 Αναγκαιότητα μετάβασης από τους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης

Εάν ένας αντιστροφέας δύο επιπέδων πρέπει να αποδώσει μεγαλύτερη ισχύ υπό υψηλότερη τάση, τότε πρέπει να αυξηθεί η τάση του ζυγού ΣΡ (V_i) και να συνδεθούν σε σειρά περισσότερα από ένα ημιαγωγικά στοιχεία της τάξης των kV. Στην περίπτωση αυτή πρέπει να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα του σωστού καταμερισμού της τάσης στα άκρα των ημιαγωγών διακοπών που συνδέονται σε σειρά. Και ενώ τούτο επιτυγχάνεται εύκολα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, είναι εντούτοις αρκετά δύσκολο να επιτευχθεί ικανοποιητικά σε μεταβατικές συνθήκες λειτουργίας εξαιτίας του διαφορετικού χρόνου σβέσης των εν σειρά συνδεδεμένων ημιαγωγών διακοπών [1.3], [1.4].

Η απαίτηση από τη βιομηχανία τα τελευταία χρόνια για χρήση ηλεκτρονικών μετατροπέων όλο και μεγαλύτερης ισχύος, της τάξης των megawatts, είναι υπαρκτή. Για παράδειγμα, συστήματα κίνησης EP της τάξης των megawatts πρέπει να συνδέονται απευθείας στη ΜΤ. Τούτο δεν είναι δυνατόν να επιτευχθεί με τους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων, διότι στην περίπτωση αυτή απαιτείται απευθείας σύνδεση κάθε ημιαγωγού διακόπτη στο δίκτυο ΜΤ (2.3, 3.3, 4.16 ή 6.9 kV). Για το λόγο αυτό, οι εφαρμογές των αντιστροφέων δύο επιπέδων τάσης περιορίζονται μόνο στην περιοχή της ΧΤ. Για εφαρμογές μέσης και υψηλής τάσης, χρησιμοποιούνται οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης. Πρόκειται για μια νέα εξελισσόμενη τεχνολογία αντιστροφέων, οι οποίοι εξασφαλίζουν κυματομορφές εξόδου διαμορφωμένες από πολλά επίπεδα τάσης και οι

οποίες κυματομορφές προσεγγίζουν τόσο περισσότερο την ημιτονοειδή καμπύλη, όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των επιπέδων τάσης του αντιστροφέα. Βέβαια, υπάρχουν και περιορισμοί στον αριθμό των επιπέδων τάσης και οι οποίοι οφείλονται στο ενδεχόμενο να πέσει το κύκλωμα σε αστάθεια.

Πριν την περιγραφή των κυριότερων τοπολογιών των αντιστροφένων πολλαπλών επιπέδων τάσης, κρίνεται σκόπιμο να αναφερθούν εν συντομία τα προβλήματα των συμβατικών αντιστροφένων δύο επιπέδων με πηγή τάσης και PWM διαμόρφωση, προβλήματα που γίνονται εντονότερα όταν πρόκειται οι αντιστροφείς δύο επιπέδων να εργαστούν σε υψηλότερες τάσεις. Τα προβλήματα αυτά είναι τα εξής [1.3], [1.5]-[1.6]:

1. **Υψηλός ρυθμός μεταβολής της τάσης dv/dt .** Η υψηλή τιμή του ρυθμού μεταβολής της τάσης προκαλεί έντονη καταπόνηση των ημιαγωγών στοιχείων, ιδιαίτερα όταν ο αντιστροφέας λειτουργεί σε ΥΤ.

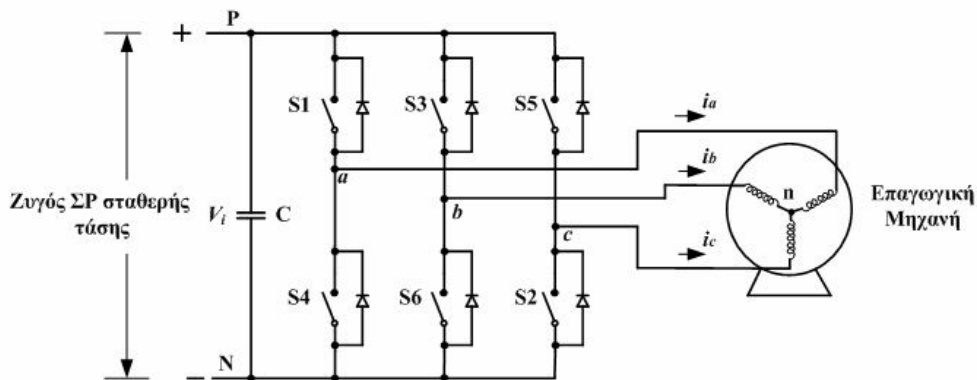
2. **Υψηλή διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών στοιχείων.** Στις υψηλές διακοπτικές συχνότητες, τα ημιαγωγικά στοιχεία παρουσιάζουν μεγάλες διακοπτικές απώλειες, αφού η διακοπτική τους συχνότητα είναι ίδια με τη συχνότητα του σήματος φορέα και επομένως ο βαθμός απόδοσης του αντιστροφέα μειώνεται.

3. **Ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση (Electromagnetic Interference, EMI).** Οι μικροί χρόνοι έναυσης και σβέσης των σύγχρονων ημιαγωγών στοιχείων (μικρότεροι από 1 μs για τάσεις λειτουργίας πάνω από 600V) προκαλούν υψηλές μεταβολές τάσης dv/dt και ρεύματος di/dt κατά τις μεταβάσεις του διακόπτη. Αυτές οι μεταβολές, σε συνδυασμό με τις υφιστάμενες ηλεκτρομαγνητικές ζεύξεις του κυκλώματος, προκαλούν ευρείας κλίμακας ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Τα επαγόμενα σήματα, τα οποία μεταδίδονται με αγωγή, ακτινοβολία και ζεύξη μέσω χωρητικών ή επαγωγικών αντιστάσεων, μπορούν να επηρεάσουν δυσμενώς τη λειτουργία των κυκλωμάτων ελέγχου, καθώς επίσης και τη λειτουργία παρακείμενων διατάξεων. Παρασιτικές αυτεπαγωγές σκέδασης ή αυτεπαγωγές ζεύξης του κυκλώματος, αν και σε μικρή τιμή, αποτελούν εντούτοις πηγές σημάτων EMI λόγω της μεγάλης επαγόμενης τάσης σε αυτές (Ldi/dt). Παρομοίως, υψηλές μεταβολές της τάσης προκαλούν σήματα EMI λόγω ισχυρών ρευμάτων αγωγιμότητας (Cdv/dt) που οφείλονται σε παρασιτικές χωρητικότητες του κυκλώματος. Γενικώς, η ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση είναι εντονότερη σε αντιστροφείς που δε διαθέτουν κυκλώματα προστασίας.

4. **Μείωση διάρκειας ζωής μονώσεων κινητήρα.** Η υψηλή τιμή dv/dt που εφαρμόζεται στις μονώσεις των τυλιγμάτων του στάτη των κινητήρων μπορεί να προκαλέσει ισχυρά ρεύματα μετατόπισης (Cdv/dt) με αποτέλεσμα τη μείωση διάρκειας ζωής των μονώσεων των τυλιγμάτων.

5. **Πρόωρη φθορά ένσφαιρων τριβένων κινητήρα.** Εάν το φορτίο του αντιστροφέα είναι συνδεδεμένο σε αστέρα με αγείωτο τον ουδέτερο κόμβο, όπως για παράδειγμα είναι τα τυλίγματα του στάτη ενός τριφασικού κινητήρα, μεταξύ ουδέτερου κόμβου φορτίου και γης υφίσταται μια συνιστώσα τάσης μηδενικής ακολουθίας (zero-sequence component), η οποία ονομάζεται και common-mode voltage (CMV). Για τον υπολογισμό της τάσης CMV του κινητήρα έχουμε σύμφωνα με το Σχ.1.3 :

$$\begin{aligned} V_{aN} &= V_{an} + V_{nN} \\ V_{bN} &= V_{bn} + V_{nN} \\ V_{cN} &= V_{cn} + V_{nN} \end{aligned} \quad (1.1)$$

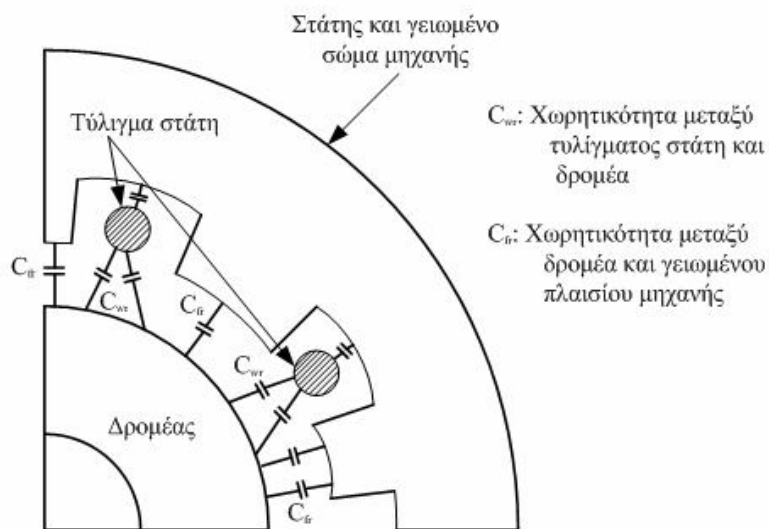


Σχήμα 1.3. Οδήγηση μηχανής επαγωγής από τριφασικό αντιστροφέα με πηγή τάσης δύο επιπέδων.

Επειδή σε ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα το άθροισμα των στιγμιαίων τιμών των τάσεων V_{an} , V_{bn} , V_{cn} είναι ίσο με μηδέν, η τάση V_{nN} του ουδετέρου κόμβου του φορτίου ως προς γη (με την προϋπόθεση ότι ο αρνητικός πόλος N του ζυγού ΣΡ γειώνεται) είναι:

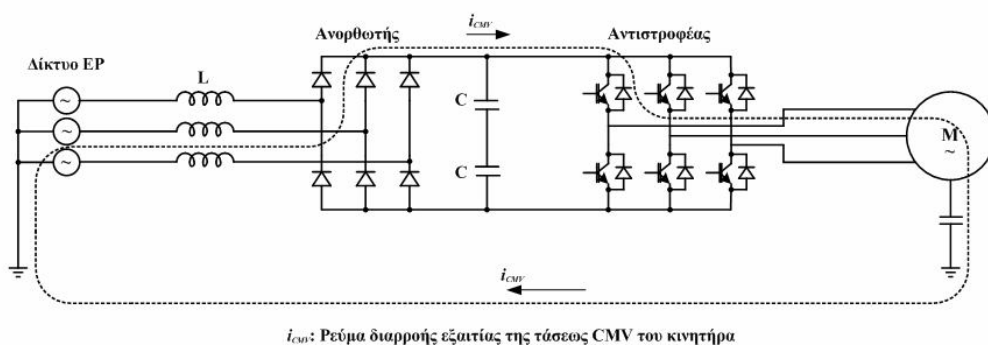
$$V_{nN} = \frac{1}{3}(V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}) \quad (1.2)$$

Οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} δεν είναι ημιτονοειδείς κυματομορφές, αλλά λαμβάνουν τις διακριτές τιμές 0 ή V_i ανάλογα με την κατάσταση των διακοπών S1-S6 (Σχ. 1.3). Επομένως, η τάση V_{nN} , η οποία είναι και η τάση CMV του κινητήρα, στη γενική περίπτωση λαμβάνει μη μηδενική τιμή [1.7]-[1.8]. Βεβαίως, η τάση V_{nN} είναι ίση με μηδέν στην περίπτωση που ο ουδέτερος κόμβος του κινητήρα είναι γειωμένος. Λόγω των κατανεμημένων χωρητικοτήτων που υφίστανται μεταξύ δρομέα και τυλιγμάτων στάτη, καθώς και μεταξύ δρομέα και σώματος μηχανής (Σχ. 1.4), η υφιστάμενη τάση V_{nN} επιφέρει μια αύξηση του ηλεκτρικού δυναμικού του άξονα της μηχανής ως προς γη. Όταν τώρα η τάση του άξονα της μηχανής γίνει μεγαλύτερη από την τάση διάσπασης του λιπαντικού των ένσφαιρων τριβών του άξονα, προκαλείται κυκλοφορία ηλεκτρικού ρεύματος διαμέσου των ένσφαιρων τριβών (Σχ. 1.5) με αποτέλεσμα την πρόωρη φθορά και καταστροφή τους. Τα αποτελέσματα του ρεύματος διαρροής διαμέσου των ένσφαιρων τριβών είναι τόσο πιο έντονα όσο μεγαλύτερη είναι η μεταβολή της τάσης dv/dt και όσο υψηλότερη είναι η διακοπτική συχνότητα της PWM διαμόρφωσης του αντιστροφέα.



Σχήμα 1.4. Κατανεμημένες χωρητικότητες μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και δρομέα, καθώς και μεταξύ πλαισίου μηχανής και δρομέα

Ακόμη, λόγω της ηλεκτροστατικής σύζευξης που υφίσταται μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και γειωμένου πλαισίου της μηχανής, η τάση CMV του κινητήρα προκαλεί ένα ισχυρό ρεύμα διαρροής προς γη, το οποίο είναι δυνατόν να προκαλέσει εσφαλμένη λειτουργία των ηλεκτρονόμων γης του κυκλώματος προστασίας του κινητήρα. Τελικώς, επειδή αυτό το ρεύμα διαρροής επιστρέφει πίσω στην πηγή εισόδου μέσω του αγωγού γης και των φάσεων του δικτύου (Σχ. 1.5), αποτελεί συγχρόνως σημαντική πηγή ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης.



i_{cmv} : Ρεύμα διαρροής εξαιτίας της τάσεως CMV του κινητήρα

Σχήμα 1.5. Κυκλοφορία ρεύματος διαρροής διαμέσου των ένσφαιρων τριβένων του άξονα κινητήρα, το οποίο προκαλείται από την ύπαρξη τάσης CMV και των υφισταμένων ηλεκτροστατικών ζεύξεων.

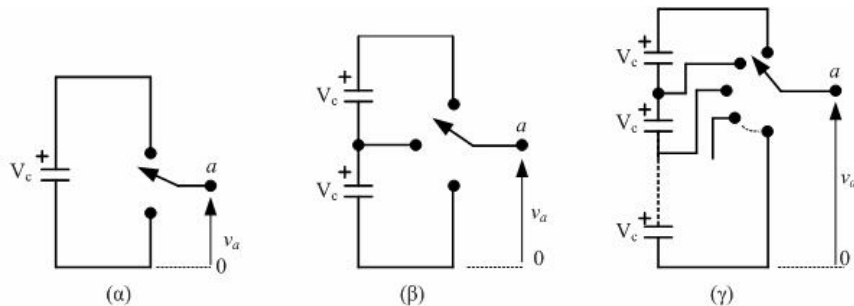
6. Εμφάνιση υπέρτασης στα άκρα της μηχανής. Συχνά, η σύνδεση PWM αντιστροφέα με το φορτίο πρέπει να γίνεται μέσω καλωδίου μεγάλου μήκους. Η μεταβολή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα dv/dt εμφανίζεται ενισχυμένη στα άκρα του φορτίου λόγω διαδοχικών ανακλάσεων οδεύοντος κύματος υψηλής συχνότητας πάνω στο καλώδιο σύνδεσης, με αποτέλεσμα να καταπονούνται έντονα οι μονώσεις των τυλιγμάτων του κινητήρα.

Τα παραπάνω προβλήματα αντιμετωπίζονται ικανοποιητικά χρησιμοποιώντας αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης (Multilevel Inverters, MINV). Στους αντιστροφείς MINV τα ημιαγωγικά στοιχεία εργάζονται σε χαμηλότερη τάση και συχνότητα απ' ό,τι τα ημιαγωγικά στοιχεία των αντιστροφέντων δύο επιπέδων τάσης για τα ίδια δεδομένα λειτουργίας. Επομένως, οι MINV εμφανίζουν υψηλότερο βαθμό απόδοσης και πολύ χαμηλότερη τιμή dv/dt συγκριτικά με τους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων.

Οι MINV παρουσιάζουν τα εξής πλεονεκτήματα έναντι των συμβατικών αντιστροφέντων δύο επιπέδων τάσης:

1. Είναι κατάλληλοι για εφαρμογές MT και YT.
2. Συνιστούν ιδανικό interface μεταξύ δικτύου και στοιχείων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (φωτοβολταϊκά στοιχεία, στοιχεία καυσίμου, κλπ.).
3. Εξασφαλίζουν μικρή μεταβολή τάσης (dv/dt) και επομένως μικρότερη καταπόνηση των διακοπτικών στοιχείων και των μονώσεων των τυλιγμάτων.
4. Εμφανίζουν υψηλό βαθμό απόδοσης (> 98%) λόγω της μικρής διακοπτικής συχνότητας των ημιαγωγών στοιχείων και επομένως των μειωμένων διακοπτικών απωλειών.
5. Μπορούν να επιφέρουν βελτίωση της ποιότητας ισχύος και της δυναμικής ευστάθειας του συστήματος του δικτύου μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας.
6. Επιφέρουν μικρότερα επίπεδα ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης (EMI).
7. Περιορίζουν σημαντικά την τάση μηδενικής συνιστώσας (CMV), ενώ είναι δυνατή η πλήρης εξάλειψή της υιοθετώντας ειδικές μεθόδους PWM διαμόρφωσης [1.9].
8. Εξασφαλίζουν κυματομορφές εξόδου με μικρότερο περιεχόμενο αρμονικών.
9. Απορροφούν ρεύμα εισόδου από την πηγή με πολύ μικρό περιεχόμενο αρμονικών.

Οι ΜΙΝV περιλαμβάνουν κατάλληλη διάταξη ημιαγωγών στοιχείων ανά φάση καθώς και ζυγό ΣΡ με πυκνωτές, με σκοπό στην έξοδο του αντιστροφέα να λαμβάνονται κλιμακωτές κυματομορφές από διακριτά επίπεδα τάσης διαμορφωμένες κατά SVM ή PWM. Στο Σχ. 1.6 παρουσιάζεται απλοποιημένη διάταξη μονοφασικού αντιστροφέα δύο, τριών και η επιπέδων τάσης, όπου ο αντιστροφέας θεωρείται ως ένας ιδανικός μεταγωγικός διακόπτης, στην έξοδο του οποίου λαμβάνεται το επιθυμητό επίπεδο τάσης. Ο αριθμός επαφών του μεταγωγικού διακόπτη συμπίπτει με τον αριθμό των επιπέδων τάσης του αντιστροφέα.



Σχήμα 1.6. Απλοποιημένη διάταξη μονοφασικού αντιστροφέα. (α) Δύο επιπέδων τάσης. (β) Τριών επιπέδων τάσης. (γ) η επιπέδων τάσης.

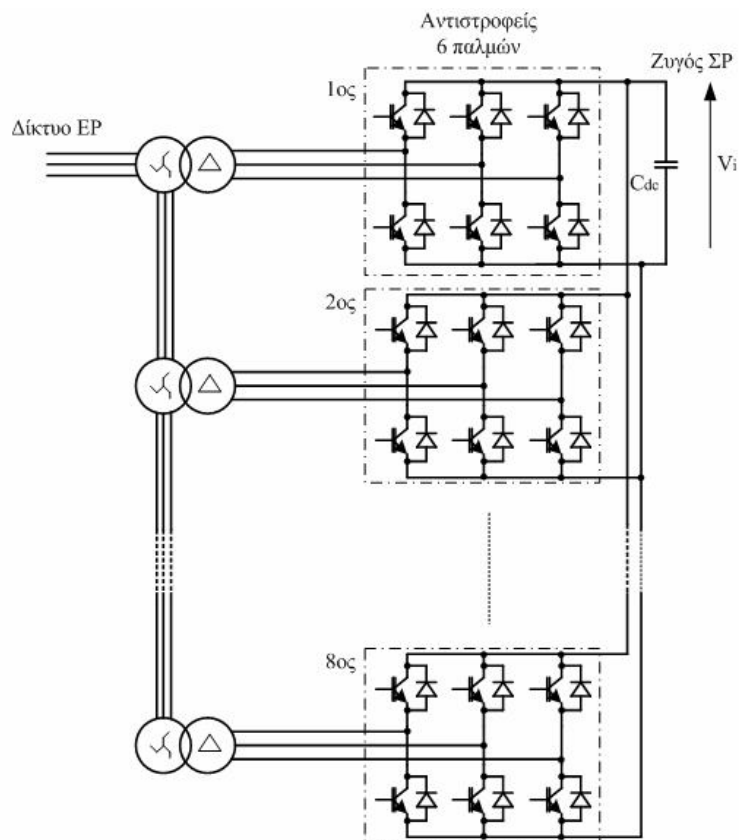
1.5 Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης

Η πρώτη γενιά αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης περιελάμβανε συμβατικούς αντιστροφείς έξι παλμών (Σχ. 1.3) και μετασχηματιστές ζεύξης στην πλευρά ΕΡ (Σχ. 1.7). Η τάση εξόδου αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων με μετασχηματιστές ήταν μια κλιμακωτή συνάρτηση σταθερού βήματος, συνήθως 18 ή 48 βημάτων (παλμών). Τούτο εξασφαλίζεται προβλέποντας μετασχηματιστές μεταβλητού λόγου μετασχηματισμού και σύνθετες συνδέσεις των τυλιγμάτων κατά zigzag, επιτυγχάνοντας έτσι κατάλληλη φασική μετατόπιση των τάσεων στα δευτερεύοντα τυλίγματα των μετασχηματιστών.

Κατ' αυτόν τον τρόπο, προκύπτουν τα επιθυμητά επίπεδα τάσης στην κυματομορφή εξόδου του αντιστροφέα και ταυτόχρονα επιτυγχάνεται η εξάλειψη αρμονικών χαμηλής τάξης [1.10],[1.11]. Για παράδειγμα, σε αντιστροφέα 18 παλμών εξαλείφονται πλήρως η 5η, 7η, 11η και 13η αρμονική και η πρώτη επικρατούσα ανώτερη αρμονική είναι η 19η. Τέτοιες διατάξεις χρησιμοποιήθηκαν με επιτυχία ως ανορθωτές για τη φόρτιση συστοιχιών συσσωρευτών, καθώς και ως στατοί αντισταθμιστές αέργου ισχύος [1.12].

Στο Σχ. 1.7 παρουσιάζεται τυπική διάταξη αντιστροφέα 48 παλμών. Ο αντιστροφέας αποτελείται από 8 τριφασικούς συμβατικούς αντιστροφείς 6 παλμών με κοινή πηγή ΣΡ, οι οποίοι συνδέονται σε μετασχηματιστές με κατάλληλες συνδέσεις των τυλιγμάτων τους προκειμένου να επιτευχθεί η εξάλειψη συγκεκριμένων αρμονικών. Λόγω της ύπαρξης των μετασχηματιστών, αυτός ο τύπος αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων τάσης εμφανίζει τα εξής μειονεκτήματα:

1. Οι μετασχηματιστές είναι ογκώδεις και αντιπροσωπεύουν το τμήμα του εξοπλισμού με το υψηλότερο κόστος στο σύστημα μετατροπής ισχύος.
2. Το 50% περίπου των συνολικών απωλειών ισχύος του συστήματος οφείλεται στους μετασχηματιστές.
3. Οι μετασχηματιστές δεσμεύουν μια μεγάλη επιφάνεια, η οποία ανέρχεται στο 40% περίπου της επιφάνειας που καταλαμβάνει το σύστημα μετατροπής ισχύος.
4. Η ύπαρξη των μετασχηματιστών καθιστά δυσκολότερο τον έλεγχο του συστήματος, εξαιτίας των προβλημάτων υπέρτασης και μαγνητικού κορεσμού των μετασχηματιστών που συμβαίνουν κατά τις μεταβατικές περιόδους λειτουργίας του αντιστροφέα.



Σχήμα 1.7. Διάταξη τυπικού αντιστροφέα 48 παλμών με μετασχηματιστές

Για την αντιμετώπιση των παραπάνω προβλημάτων που προκύπτουν από τη χρήση των μετασχηματιστών, έχουν προταθεί σύγχρονες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων τάσης, στις οποίες τα επίπεδα τάσης στην κυματομορφή εξόδου δεν προέρχονται από τάσεις μετασχηματιστών αλλά από τάσεις πυκνωτών. Πρόκειται δηλαδή για διατάξεις αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων χωρίς μετασχηματιστές (transformerless multilevel inverters). Οι κυριότερες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων χωρίς μετασχηματιστές είναι:

1. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης με εν σειρά σύνδεση μονάδων (Modules) (Multilevel Cascaded Inverter Configuration, MCIC) [1.4],[1.5],[1.11]-[1.13].
2. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης με διόδους περιορισμού (Neutral-Point Diode-Clamped Multilevel Inverter, NPDCMI) [1.4],[1.11],[1.14]-[1.15].
3. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης με πυκνωτές περιορισμού (Multilevel Inverter with Flying Capacitors, MIFC) [1.4],[1.11],[1.16],[1.17].

Εκτός των ανωτέρω βασικών τοπολογιών, υπάρχουν και οι υβριδικοί αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης, οι οποίοι είναι βασικά αντιστροφείς MCIC των οποίων οι μονάδες μπορεί να είναι είτε συμβατικοί αντιστροφείς δύο επιπέδων ή αντιστροφείς τύπου NPDCMI ή MIFC οποιουδήποτε αριθμού επιπέδων τάσης [1.18]. Επίσης, υπάρχουν και διατάξεις MINV με δυνατότητα τροφοδότησης των ανοιχτών τυλιγμάτων του στάτη επαγωγικού κινητήρα και από τα δύο άκρα [1.19].

Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης χωρίς μετασχηματιστές έχουν ιστορία τριάντα περίπου χρόνων. Το 1975 προτάθηκε ο αντιστροφέας MCIC αποτελούμενος από έναν αριθμό αντιστροφέων πλήρους γέφυρας συνδεδεμένων σε σειρά ανά φάση, όπου κάθε επιμέρους αντιστροφέας είχε τη δική του πηγή ΣΡ και η κυματομορφή της τάσης εξόδου προσέγγιζε την ημιτονοειδή καμπύλη διαμορφωμένη από διακριτά επίπεδα τάσης [1.4], [1.20]. Εντούτοις, αν και ο αντιστροφέας MCIC προτάθηκε πολύ νωρίς, η επικράτησή του στην αγορά έγινε στα μέσα του 1990. Η τεχνική εφαρμογής των διόδων περιορισμού (Neutral-Point Clamped, NPC) στους αντιστροφείς με πηγή τάσης προτάθηκε το 1980 [1.21]. Βασικό πλεονέκτημα της προταθείσης συνδεσμολογίας NPC, που ήταν και η αιτία να καθιερωθεί αμέσως στην αγορά, είναι ότι ο αντιστροφέας NPC τριών επιπέδων τάσης διπλασιάζει την τάση των στοιχείων στην έξοδο του αντιστροφέα, χωρίς να απαιτείται ακριβής προσαρμογή των τάσεων (voltage matching) μεταξύ των ημιαγωγών στοιχείων. Η επέκταση της τεχνικής NPC σε διατάξεις με περισσότερα επίπεδα τάσης έδωσε τους αντιστροφείς NPDCMI [1.22]. Τέλος, ο αντιστροφέας MIFC προτάθηκε το 1997 και αποτελεί την πιο πρόσφατη τοπολογία αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων τάσης [1.23], [1.24].

Σήμερα, οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης χωρίς μετασχηματιστές χρησιμοποιούνται ευρέως σε βιομηχανικές εφαρμογές MT και υψηλής ισχύος, όπως για παράδειγμα σε ελασματοουργεία, σε μύλους, σε ταινιόδρομους, σε αντλίες και ανεμιστήρες, σε συμπιεστές κλπ. Μεγάλη εφαρμογή βρίσκουν επίσης ως αντισταθμιστές αέργου ισχύος σε συστήματα ρύθμισης στροφών κινητήρων μεγάλης ισχύος MT με ή χωρίς αναγεννητική λειτουργία, ως ενεργά φίλτρα και ως ρυθμιστές ισχύος σε δίκτυα διανομής υψηλής τάσης [1.4].

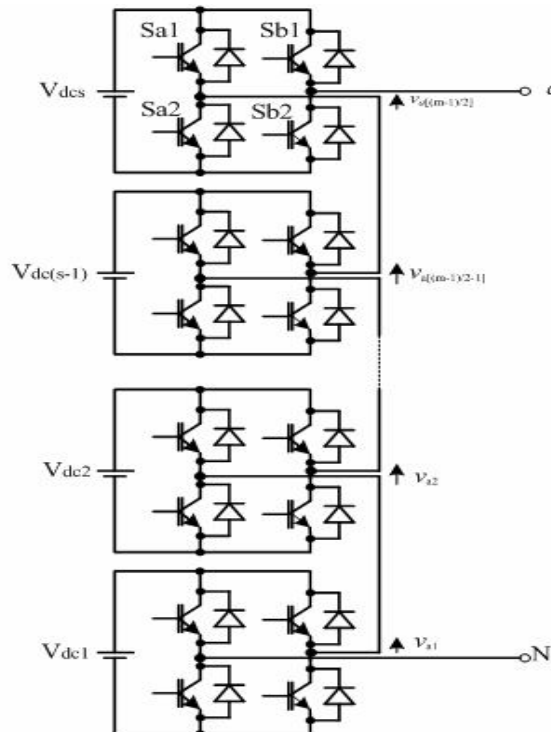
1.6 Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης με εν σειρά σύνδεση στοιχείων, MCIC

1.6.1 Συμμετρικοί αντιστροφείς MCIC

Η επίτευξη υψηλών τάσεων εξόδου με τους συμβατικούς αντιστροφείς απαιτεί τη σύνδεση σε σειρά περισσοτέρων του ενός διακοπτικών στοιχείων ισχύος της τάξεως των kV. Η λύση αυτή συνιστά τεχνικό πρόβλημα που δύσκολα επιλύεται στην πράξη εξαιτίας του διαφορετικού χρόνου σβέσης μεταξύ των εν σειρά συνδεδεμένων στοιχείων. Εναλλακτική λύση αποτελεί η σύνδεση σε σειρά ελεγχόμενων μονάδων (modules), δημιουργώντας έτσι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης [1.10], [1.2]. Συνδέοντας σε σειρά τον αναγκαίο αριθμό μονάδων, για την επίτευξη της επιθυμητής φασικής τάσης, διαμορφώνεται ο μονοφασικός αντιστροφέας MCIC (Σχ. 1.8). Κάθε μονάδα παράγει στην έξοδό της κυματομορφή τάσης τριών επιπέδων διαμορφωμένη κατά PWM και επειδή το δυναμικό των 0 V είναι κοινό για όλες τις εξόδους των μονάδων, ο αριθμός των επιπέδων τάσης της κυματομορφής της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα MCIC είναι:

$$m=2s+1 \quad (1.3)$$

Όπου m είναι ο αριθμός των επιπέδων τάσης και s είναι ο αριθμός των ανεξάρτητων πηγών ΣΡ των μονάδων κάθε φάσης. Η κυματομορφή της φασικής τάσης εξόδου V_{aN} διαμορφώνεται από τα επί μέρους επίπεδα τάσης των εν σειρά συνδεδεμένων μονάδων και είναι :



Σχήμα 1.8. Μονοφασικός αντιστροφέας MCIC m επιπέδων τάσης.

$$V_{aN} = \sum_{j=1}^{(m-1)/2} V_{ij} = \sum_{j=1}^{(m-1)/2} V_{dcj} \cdot S_{ij} \quad , j \in \{a,b,c\} \quad , S_{ij} \in \{-1,0,+1\} \quad (1.4)$$

Όπου S_{ij} είναι η διακοπτική συνάρτηση της j μονάδας της φάσης i και παράγεται από το κύκλωμα PWM ελέγχου του αντιστροφέα.

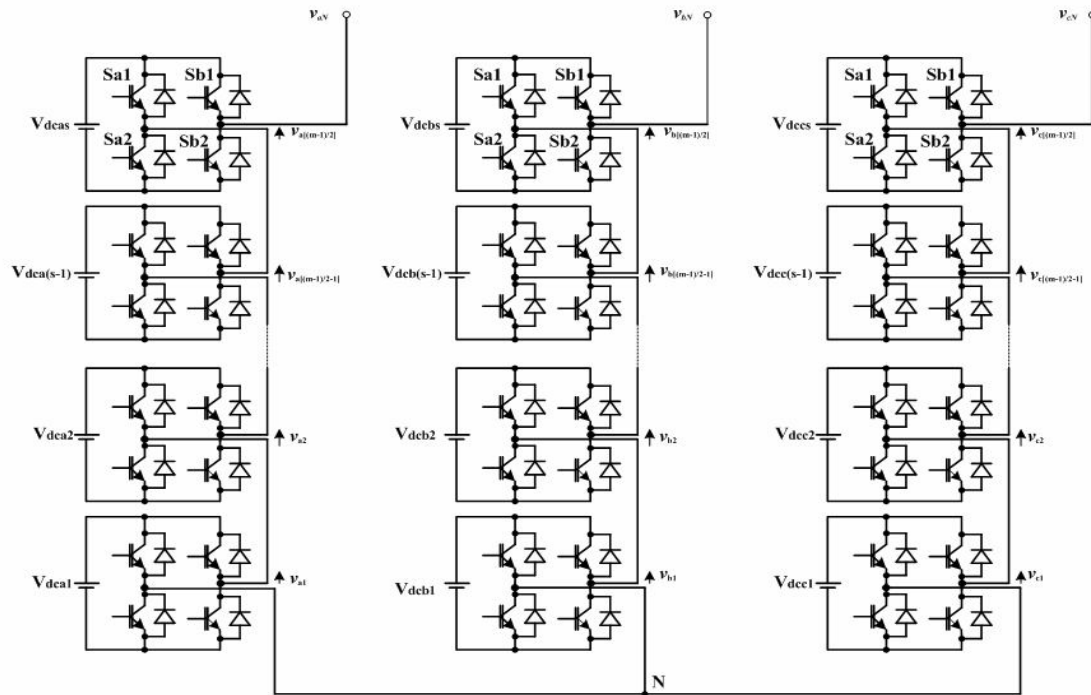
Με την αύξηση του αριθμού των επιπέδων τάσης η κυματομορφή της τάσης εξόδου V_{aN} προσεγγίζει την ημιτονοειδή καμπύλη με πολύ μικρό περιεχόμενο αρμονικών, ενώ η κυματομορφή ρεύματος (για ωμικό-επαγωγικό φορτίο) εμφανίζει σχεδόν μηδενικό περιεχόμενο αρμονικών. Αξίζει να σημειωθεί ότι, ενώ επιτυγχάνεται υψηλή τιμή της τάσης εξόδου με μεγάλη διακοπτική συχνότητα, τα ημιαγωγικά στοιχεία των μονάδων του αντιστροφέα λειτουργούν με χαμηλή συχνότητα και χαμηλή τάση. Βεβαίως, στην περίπτωση του MCIC αντιστροφέα, εκτός του ότι απαιτείται μεγάλος αριθμός ανεξάρτητων πηγών ΣP , αυξάνει επίσης και η πολυπλοκότητα του συστήματος παραγωγής PWM παλμών με την αύξηση του αριθμού των επιπέδων τάσης [1.4], [1.5],[1.11], [1.25]-[1.26].

Ο τριφασικός αντιστροφέας MCIC αποτελείται από τρεις όμοιους μονοφασικούς αντιστροφείς, οι οποίοι συνδέονται σε αστέρα ή τρίγωνο. Κάθε σκέλος του αντιστροφέα παράγει τάση, η οποία βρίσκεται σε διαφορά φάσης 120° με τις άλλες δύο φασικές τάσεις. Ο αριθμός των μονάδων που συνδέονται ανά φάση εξαρτάται από τον επιθυμητό αριθμό επιπέδων τάσης στην κυματομορφή της φασικής τάσης του αντιστροφέα. Μια τέτοια συνδεσμολογία τριφασικού αντιστροφέα MCIC m -επιπέδων τάσης δίνεται στο Σχ. 1.9. Το πλεονέκτημα του τριφασικού αντιστροφέα είναι ότι, με φασική μετατόπιση κατά $1/3$ της θεμελιώδους περιόδου, εξαλείφονται όλες οι τριπλές αρμονικές στην κυματομορφή της πολικής τάσης [1.27]-[1.28].

Θεωρητικώς, ο μέγιστος αριθμός k των επιπέδων τάσης των κυματομορφών των πολικών τάσεων του αντιστροφέα εξαρτάται από το συντελεστή διαμόρφωσης και είναι:

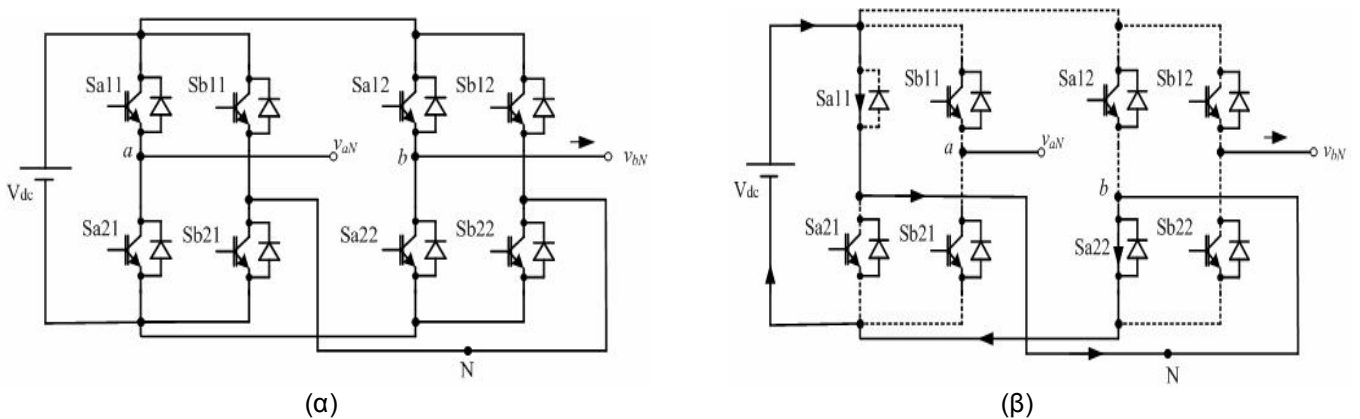
$$k = 2m-1 \quad (1.5)$$

Γενικώς, η τοπολογία MCIC εξασφαλίζει κυματομορφές εξόδου με το μικρότερο περιεχόμενο αρμονικών, συγκριτικά με τις τοπολογίες NPDCMI και MIFC, οι οποίες προσεγγίζουν ικανοποιητικά την ημιτονοειδή καμπύλη. Δε διαθέτουν διόδους περιορισμού ή πυκνωτές περιορισμού, απαιτούν όμως ένα μεγάλο αριθμό ανεξάρτητων πηγών ΣP , γεγονός που συνιστά και το βασικό μειονέκτημα αυτών των διατάξεων. Για το λόγο αυτό είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν σε περιπτώσεις όπου διατίθενται ανεξάρτητες πηγές τάσης, όπως φωτοβολταϊκά πλαίσια, ανεμογεννήτριες, συσσωρευτές και κυψέλες καυσίμου.

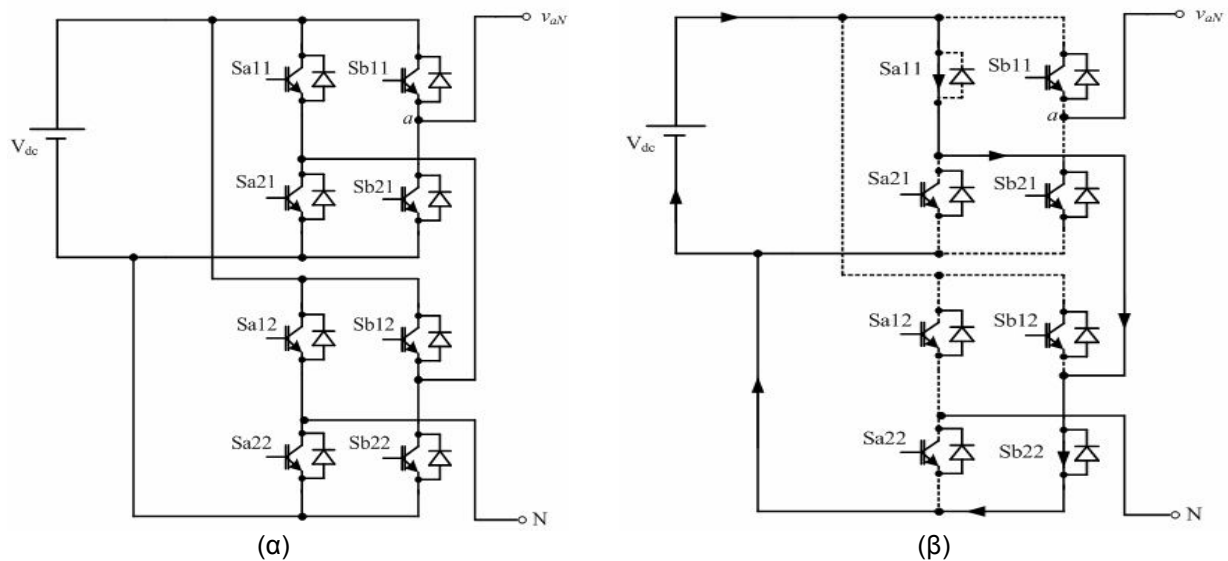


Σχήμα 1.9. Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα MCIC *m* επιπέδων τάσης

Τα στοιχεία του αντιστροφέα πρέπει να τροφοδοτούνται από ξεχωριστές πηγές τάσης ΣΡ και όχι από μία κοινή πηγή για να αποφευχθεί βραχυκύκλωμα στα άκρα της κοινής πηγής τάσης. Στα Σχ. 1.10 και 1.11 παρουσιάζεται η πορεία βραχυκυκλώματος της πηγής για έναν από τους πολλούς συνδυασμούς διακοπών που οδηγούν σε βραχυκύκλωμα. Για το κύκλωμα του Σχ. 1.10(β), το βραχυκύκλωμα της κοινής πηγής συμβαίνει όταν δοθούν ταυτόχρονα παλμοί έναυσης στους διακόπτες Sa11 και Sa22, ενώ για την περίπτωση του κυκλώματος του Σχ. 1.11(β), το βραχυκύκλωμα συμβαίνει όταν δοθούν ταυτόχρονα παλμοί έναυσης στους διακόπτες Sa11 και Sb22.



Σχήμα 1.10. (α) Τροφοδοσία δύο μονάδων διφασικού αντιστροφέα από κοινή πηγή τάσης. (β) Πορεία βραχυκυκλώματος μέσω διακοπών Sa11 και Sa22.



Σχήμα 1.11. (α) Τροφοδοσία δύο μονάδων μονοφασικού αντιστροφέα από κοινή πηγή τάσης. (β) Πορεία βραχυκυκλώματος μέσω διακοπών Sa11 και Sb22 .

1.6.2 Ασύμμετροι αντιστροφέες MCIC (Asymmetrical MCIC, AMCIC)

Οι μονάδες δόμησης του αντιστροφέα MCIC που εξετάστηκε στις προηγούμενες παραγράφους έχουν πηγές ΣΡ της ίδιας τιμής. Επομένως, για την αύξηση της τάσης του αντιστροφέα απαιτείται η σύνδεση περισσότερων μονάδων ανά φάση, γεγονός όμως που αυξάνει το κόστος αλλά και την πολυπλοκότητα των κυκλωμάτων ελέγχου του αντιστροφέα. Κάνοντας χρήση των ασύμμετρων αντιστροφέων AMCIC είναι δυνατόν να αυξηθεί ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξόδου του αντιστροφέα, με λιγότερες μονάδες ανά φάση [1.29]. Οι AMCIC έχουν την ίδια κατασκευαστική δομή με τους MCIC με τη διαφορά ότι οι πηγές ΣΡ των μονάδων έχουν διαφορετικές τιμές. Συνήθως, οι τιμές των πηγών ΣΡ των AMCIC αυξάνονται κατά γεωμετρική πρόοδο με λόγο δύο ή τρία και ο αριθμός των επιπέδων τάσης δίνεται αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$m=2^{(s+1)}-1, \text{ εάν } V_{dcj}=2^{(j-1)}V_{dc1} \text{ και } j=1\dots s \quad (1.6)$$

$$m=3^s, \text{ εάν } V_{dcj}=3^{(j-1)}V_{dc1} \quad (1.7)$$

Η κυματομορφή της φασικής τάσης διαμορφώνεται από ένα αριθμό βηματικών τάσεων \$V_{si1}, V_{si2}, \dots, V_{sim}\$ (\$i = a,b,c\$) σταθερού ύψους. Η φασική τάση για τον αντιστροφέα AMCIC υπολογίζεται από την εξ.(1.4) με τη διαφορά ότι το άνω όριο του αθροίσματος ισούται με τον αριθμό των μονάδων ανά φάση του αντιστροφέα. Γενικώς, ένας αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων τάσης έχει ομοιόμορφες βηματικές τάσεις εάν τα βήματα τάσης \$\Delta V_i\$ μεταξύ διαδοχικών επιπέδων (\$i = 2 \dots m\$) είναι ίσα μεταξύ τους. Στην περίπτωση του AMCIC το σταθερό βήμα τάσης στην κυματομορφή εξόδου ισούται με την ελάχιστη τιμή τάσης ΣΡ των μονάδων, που είναι αυτή της πρώτης μονάδας του αντιστροφέα και η οποία λαμβάνεται ως βάση για την ανά μονάδα (α.μ.) έκφραση των μεγεθών. Είναι:

$$\Delta I = (V_{si})_I - (V_{si})_{I-1} = V_{dc1} \quad , \forall I = 2 \dots m \quad (1.8)$$

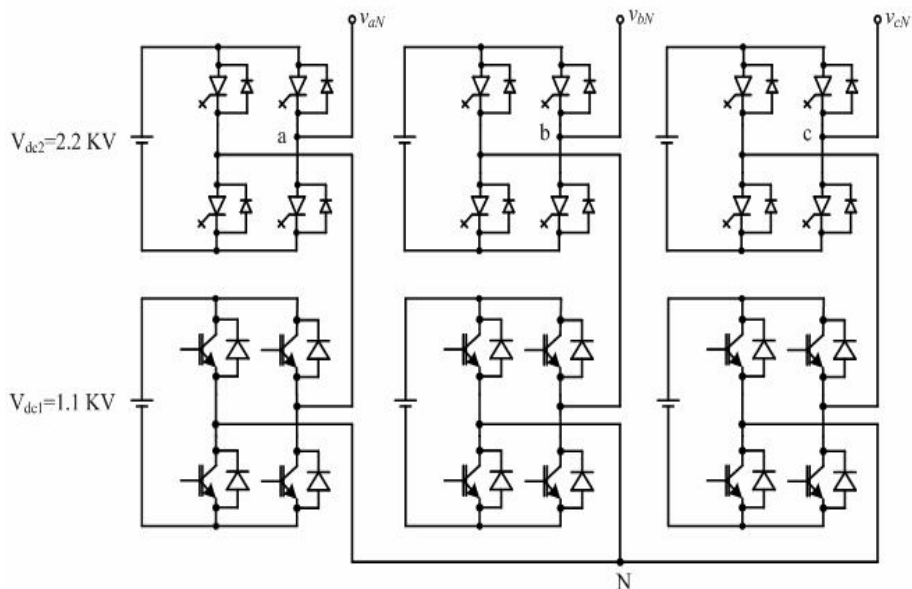
Για να διασφαλιστεί ότι ο AMCIC παρουσιάζει ομοιόμορφο βήμα τάσης (ΔV), οι πηγές τάσης των ενδιάμεσων μονάδων πρέπει να έχουν αυξανόμενη τιμή. Για τον προσδιορισμό της τιμής της πηγής τάσης V_{dcj} της j^{th} μονάδας του αντιστροφέα λαμβάνεται υπόψη ο περιορισμός:

$$V_{dcj} \leq 2 \left(\sum_{l=1}^{j-1} V_{dc1} \right) + 1 \quad \text{και} \quad V_{dc1} \leq V_{dc2} \leq \dots \leq V_{dcs} \quad (1.9)$$

Όπου V_{dcj} είναι η α.μ. τιμή των τάσεων των πηγών των μονάδων. Ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξαρτάται από τον αριθμό των μονάδων ανά φάση και από τις τιμές των τάσεων των πηγών ΣΡ των μονάδων, δίνεται δε και από τη σχέση:

$$m = 2 \left(\sum_{j=1}^s V_{dcj} \right) + 1 \quad (1.10)$$

Από την εξ.(1.10) γίνεται φανερό ότι υπάρχουν πέραν του ενός συνδυασμοί των τιμών των τάσεων V_{dcj} που μπορούν να δώσουν τον ίδιο αριθμό επιπέδων τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Οι εφεδρικοί συνδυασμοί εξασφαλίζουν μεγαλύτερη ελευθερία στη σχεδίαση του συστήματος και παρέχουν τη δυνατότητα να προσδιοριστεί ο βέλτιστος συνδυασμός, ο οποίος θα επιφέρει τις μικρότερες διακοπτικές απώλειες στα ημιαγωγικά στοιχεία των μονάδων.

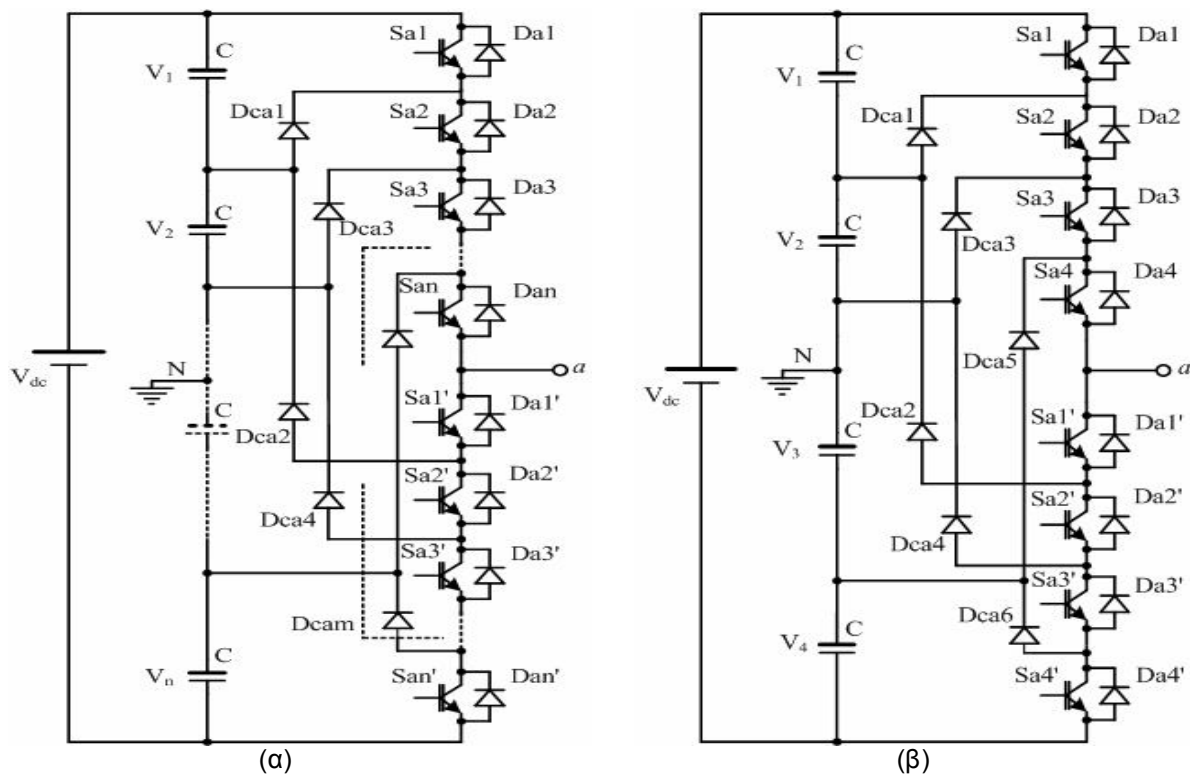


Σχήμα 1.12. Τριφασικός αντιστροφέας AMCIC επτά επιπέδων τάσης.

1.7 Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης με διόδους περιορισμού, NPDCMI

1.7.1 Αντιστροφείς NPDCMI

Στην παρούσα παράγραφο εξετάζεται η τοπολογία του αντιστροφέα τύπου NPDCMI [1.4], [1.11], που χρησιμοποιείται ευρέως σήμερα στην πράξη,. Η ονομασία Neutral-Point Diode-Clamped καθιερώθηκε από τους αντίστοιχους αντιστροφείς τριών επιπέδων τάσης, στους οποίους υπάρχει μόνο ένας (ουδέτερος) κόμβος στο ζυγό ΣΡ όπου και συνδέονται οι διόδοι περιορισμού [1.30]. Στους αντιστροφείς όμως NPDCMI με περισσότερα από τρία επίπεδα τάσης, η ονομασία αυτή δε θεωρείται δόκιμη, αφού υφίστανται περισσότεροι του ενός κόμβοι στο ζυγό ΣΡ (Σχ. 1.13(α)). Στο εξής όταν γίνεται αναφορά στην παρούσα εργασία στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης με διόδους περιορισμού θα αποκαλούνται εν συντομία ως NPDCMI αφού έτσι έχει επικρατήσει για όλους τους αντιστροφείς με διόδους περιορισμού.



Σχήμα 1.13. (α), (β) Τοπολογίες μονοφασικών αντιστροφέων NPDCMI η επιπέδων και πέντε επιπέδων τάσης αντίστοιχα

Στο Σχήμα 1.13(α) παρουσιάζεται γενική διάταξη μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI. Ο εν λόγω αντιστροφέας αποτελείται από n πηγές τάσης, V_1, V_2, \dots, V_n , συνδεδεμένες σε σειρά που συνιστούν το ζυγό ΣΡ του αντιστροφέα, από n κύρια διακοπτικά στοιχεία σε σειρά σε κάθε μισό του κλάδου, Sa_1, Sa_2, \dots, Sa_n , μαζί με τις αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης ροής, Da_1, Da_2, \dots, Da_n οι οποίες εξασφαλίζουν δίοδο στην αρνητική φορά του

ρεύματος φορτίου. Στο άλλο μισό του κλάδου συνδέονται τα διακοπτικά στοιχεία $Sa1', Sa2', \dots, San'$ μαζί με τις αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης ροής, $Da1', Da2', \dots, Dan'$. Τα διακοπτικά στοιχεία San και San' λειτουργούν συμπληρωματικά, δηλαδή όταν ο διακόπτης San είναι σε κατάσταση αγωγής ο διακόπτης San' βρίσκεται σε αποκοπή και αντιστρόφως. Οι επιμέρους πηγές τάσης του αντιστροφέα στη γενική περίπτωση μπορεί να έχουν διαφορετική τιμή, συνήθως όμως είναι: $V1 = V2 = \dots = Vn = V$. Επιπλέον, απαιτούνται και οι δίοδοι περιορισμού, $Dca1, Dca2, \dots, Dca[2(n-1)]$, οι οποίες εξασφαλίζουν σταθερή τάση αποκοπής (blocking voltage) στα άκρα κάθε διακοπτικού στοιχείου ίση με την τιμή της αντίστοιχης επιμέρους τάσης Vn του αντιστροφέα [1.10], [1.14], [1.31].

Γενικώς, ένας μονοφασικός αντιστροφέας NPDCMI με m επίπεδα στην κυματομορφή της τάσης εξόδου έχει $2(m-1)$ κύριους διακόπτες, $2(m-1)$ αντιπαράλληλες (κύριες) διόδους ελεύθερης ροής και $2(m-2)$ διόδους περιορισμού συνδεδεμένες στους κόμβους του ζυγού ΣΡ. Στην πράξη, στη θέση των πηγών προβλέπονται ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές (Σχ. 1.13(α) και (β)), στα άκρα των οποίων επιμερίζεται σχεδόν ομοιόμορφα η τάση της πηγής. Ο αριθμός των επιπέδων τάσης ενός μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI υπολογίζεται από τη σχέση:

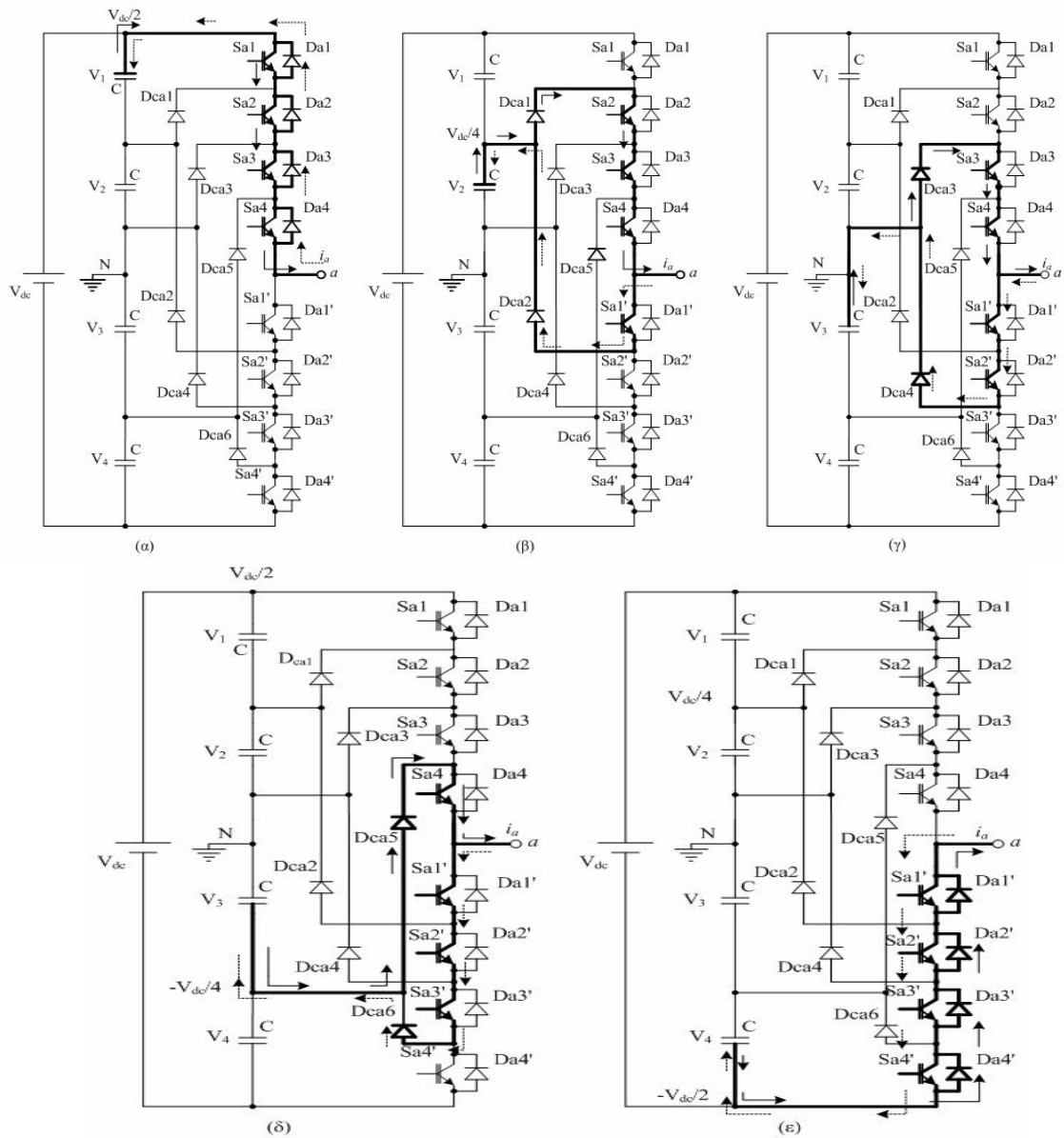
$$m=n+1 \quad (1.11)$$

Στο Σχ. 1.13(β) φαίνεται η τοπολογία μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης. Στον Πίνακα 1.1 συνοψίζονται οι καταστάσεις των διακοπών $Sa1$ έως $Sa4$ και $Sa1'$ έως $Sa4'$ για κάθε επίπεδο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Η διακοπτική συνάρτηση έναυσης και σβέσης των διακοπών εξασφαλίζεται από το κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα μέσω κατάλληλης τεχνικής διαμόρφωσης

Διακοπτική Κατάσταση	Καταστάσεις Διακοπών								Φασική τάση αντιστροφέα V_{KN} ($k=a,b,c$)
	S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	$S_{k1'}$	$S_{k2'}$	$S_{k3'}$	$S_{k4'}$	
1	1	1	1	1	0	0	0	0	+Vdc/2
2	0	1	1	1	1	0	0	0	+Vdc/4
3	0	0	1	1	1	1	0	0	0
4	0	0	0	1	1	1	1	0	-Vdc/4
5	0	0	0	0	1	1	1	1	-Vdc/2

Πίνακας 1.1. Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης.

Στο Σχ. 1.14 παρουσιάζεται η πορεία των ρευμάτων μέσα από τους ημιαγωγούς διακόπτες του μονοφασικού αντιστροφέα του Σχ. 1.13(β), ανάλογα με το επίπεδο τάσης στην έξοδο του [1.32]-[1.33]. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που άγουν σε κάθε επίπεδο τάσης, ανάλογα με την πολικότητα του ρεύματος φορτίου, παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.2. Τα βέλη με συνεχή γραμμή στο Σχ. 1.14 αντιπροσωπεύουν θετική φορά ρεύματος, δηλαδή φορά ρεύματος από τον αντιστροφέα προς το φορτίο και με διακεκομμένη γραμμή αρνητική φορά ρεύματος, δηλαδή από το φορτίο προς τον αντιστροφέα.

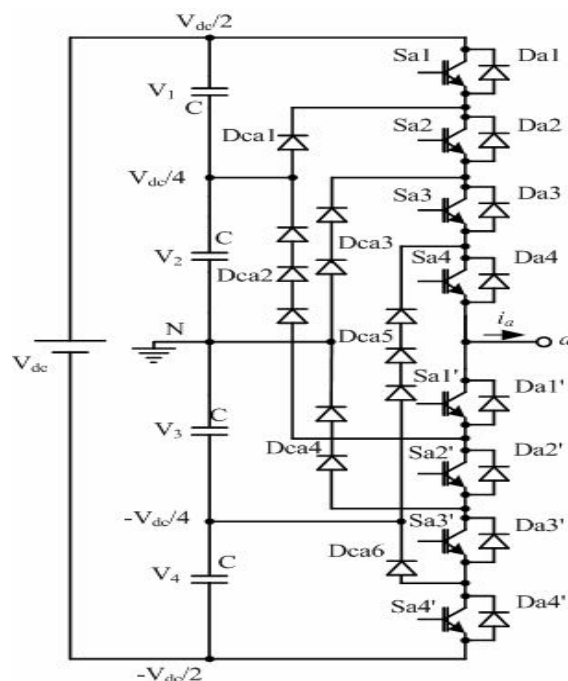


Σχήμα 1.14. (α), (β), (γ), (δ), (ε) Πορεία ρεύματος φορτίου μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης για επίπεδο τάσης στην έξοδό του $V_{dc}/2$, $V_{dc}/4$, $-V_{dc}/4$ και $-V_{dc}/2$ αντίστοιχα.

	$i_a > 0$ (θετική φορά ρεύματος)	$i_a < 0$ (αρνητική φορά ρεύματος)
Επίπεδο τάσης	Ημιαγωγικά στοιχεία	Ημιαγωγικά στοιχεία
$+V_{dc}/2$	Sa1, Sa2, Sa3, Sa4	Da1, Da2, Da3, Da4
$+V_{dc}/4$	Dca1, Sa2, Sa3, Sa4	Sa1', Dca2
0	Dca3, Sa3, Sa4	Sa1', Sa2', Dca4
$-V_{dc}/4$	Dca5, Sa4	Sa1', Sa2', Sa3', Dca6
$-V_{dc}/2$	Da1', Da2', Da3', Da4'	Sa1', Sa2', Sa3', Sa4'

Πίνακας 1.2. Ημιαγωγικά στοιχεία σε αγωγή για κάθε επίπεδο τάσης μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI (Σχ. 1.15) πέντε επιπέδων, ανάλογα με την πολικότητα του ρεύματος φορτίου.

Η λειτουργία των διόδων περιορισμού είναι εύκολο να επεξηγηθεί με αναφορά στο Σχ.1.14. Για παράδειγμα, εάν στην έξοδο του αντιστροφέα είναι το επίπεδο τάσης $V_{dc}/2$ (Σχ. 1.14(α)) οι διακόπτες $Sa1'$ έως $Sa4'$ που είναι συνδεδεμένοι σε σειρά δέχονται την πλήρη τάση της πηγής V_{dc} . Όμως, η τάση αποκοπής των τεσσάρων διακοπών δεν υπερβαίνει την τάση $V_{dc}/4$ εξαιτίας της δράσεως των διόδων περιορισμού. Συγκεκριμένα, η τάση αποκοπής του διακόπτη $Sa1'$ δεν υπερβαίνει την τάση V_1 λόγω της σύνδεσης της διόδου μανδάλωσης $Dca2$ στον κόμβο του ζυγού ΣΡ (μεταξύ των πηγών V_1 και V_2) και στον εκπομπό του διακόπτη $Sa1'$. Για τον ίδιο λόγο, οι τάσεις αποκοπής των διακοπών $Sa2'$, $Sa3'$, $Sa4'$, είναι ίσες με τις τάσεις V_2 , V_3 , V_4 αντίστοιχα εξαιτίας της δράσεως των διόδων περιορισμού $Dca4$ και $Dca6$. Κατά παρόμοιο τρόπο, εξασφαλίζεται ότι και για τα υπόλοιπα επίπεδα τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, οι τάσεις αποκοπής των διακοπών δεν ξεπερνούν την τιμή $V_{dc}/4$.



Σχήμα 1.15. Συνδεσμολογία μονοφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης με διόδους περιορισμού της ίδιας τάσης αποκοπής $V_{dc}/(m-1)$.

Αν και οι διακόπτες διαστασιολογούνται με τάση αποκοπής ίση με $V_{dc}/(m-1)$, δε συμβαίνει το ίδιο και για την τάση αποκοπής που υφίστανται οι διόδοι περιορισμού. Οι διόδοι περιορισμού της διάταξης του Σχ. 1.14 δέχονται διαφορετικές τάσεις αποκοπής απ' ότι οι διακόπτες (IGBT's). Τούτο εξηγείται ως εξής: όταν, για παράδειγμα, άγουν οι διακόπτες $Sa2'$ έως $Sa4'$ τότε η δίοδος περιορισμού $Dca2$ δέχεται τάση αποκοπής ίση με $3V_{dc}/4$ ($V_2+V_3+V_4$). Για τον ίδιο λόγο, οι διόδοι περιορισμού $Dca3$ και $Dca4$ δέχονται τάση αποκοπής ίση με $2V_{dc}/4$, ενώ η δίοδος περιορισμού $Dca5$ δέχεται τάση αποκοπής ίση με $3V_{dc}/4$.

Εάν οι διόδοι περιορισμού πρέπει να έχουν την ίδια τάση αποκοπής με αυτή των ενεργών διακοπών, τότε πρέπει να προβλεφθεί κατάλληλος αριθμός διόδων περιορισμού όπως δείχνει το Σχ.1.15, το οποίο αφορά αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης. Στην περίπτωση αυτή, ο απαιτούμενος αριθμός των διόδων περιορισμού ανά φάση αντιστροφέα NPDCMI m επιπέδων τάσης ανέρχεται σε $(m-1)*(m-2)$. Είναι προφανές ότι για αντιστροφέα με μεγάλο αριθμό επιπέδων τάσης απαιτείται ένας μεγάλος αριθμός διόδων περιορισμού, γεγονός που δυσχεραίνει την υλοποίηση του συστήματος και συνιστά μειονέκτημα της διάταξης.

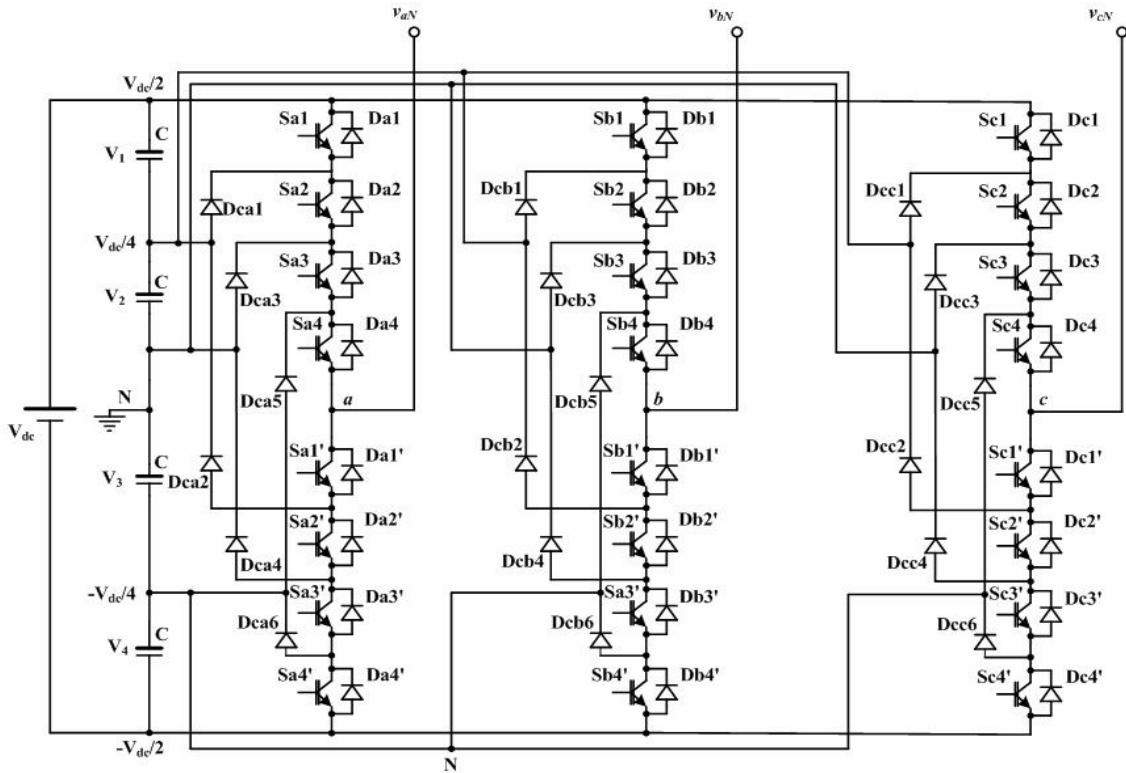
Τέλος, αναφερόμενοι στον Πίνακα 1.1 παρατηρούμε ότι οι διακόπτες Sa1 και Sa4' δέχονται τη μικρότερη φόρτιση, αφού άγουν μόνο στα επίπεδα τάσης $V_{dc}/2$ και $-V_{dc}/2$ αντίστοιχα, ενώ οι διακόπτες Sa4 και Sa1' δέχονται τη μεγαλύτερη καταπόνηση αφού άγουν στα επίπεδα τάσης $V_{dc}/2$, $V_{dc}/4$, 0, $-V_{dc}/4$ και $-V_{dc}/2$, $-V_{dc}/4$, 0, $V_{dc}/4$ αντίστοιχα. Επομένως, στην εν λόγω διάταξη, οι εσωτερικοί διακόπτες πρέπει να επιλέγονται με μεγαλύτερη ονομαστική ένταση ρεύματος απ' ότι οι ακραίοι διακόπτες. Εάν επιλεγούν ενιαίοι διακόπτες με βάση τη μεγαλύτερη ονομαστική ένταση ρεύματος, όπως γίνεται συνήθως στην πράξη, τότε οι ακραίοι διακόπτες υπερδιαστασιολογούνται. Εάν, οι διακόπτες επιλεγούν με βάση μια μέση ένταση ρεύματος, τότε οι ακραίοι διακόπτες υπερδιαστασιολογούνται, ενώ οι μεσαίοι διακόπτες υποδιαστασιολογούνται [1.34], [1.35]-[1.36].

Ο τριφασικός αντιστροφέας NPDCMI απαρτίζεται από τρεις ίδιους μονοφασικούς αντιστροφείς με τις αναγκαίες διασυνδέσεις μεταξύ των φάσεων, οι οποίοι μοιράζονται τις κοινές τάσεις των πυκνωτών στην πλευρά του ζυγού ΣΡ [1.37]-[1.38]. Στο Σχ. 1.16 παρουσιάζεται τριφασικός αντιστροφέας NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης. Η κυματομορφή της πολικής τάσης του τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI παρουσιάζει αριθμό επιπέδων τάσης k ίσο με:

$$k = 2n + 1 \quad (1.12)$$

Όπου n είναι ο αριθμός των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ ή διαφορετικά είναι το ήμισυ του αριθμού των ενεργών ημιαγωγών διακοπών που τοποθετούνται ανά κλάδο του αντιστροφέα.

Η κατάσταση των διακοπών των τριών φάσεων του αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης, ανάλογα με το επίπεδο τάσης στην έξοδο κάθε φάσης, δίνεται από τον Πίνακα 1.1. Η διακοπτική συνάρτηση έναυσης και σβέσης των διακοπών εξασφαλίζεται από το κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα μέσω κατάλληλης τεχνικής διαμόρφωσης (SPWM, SVPWM, SHE, κλπ.).



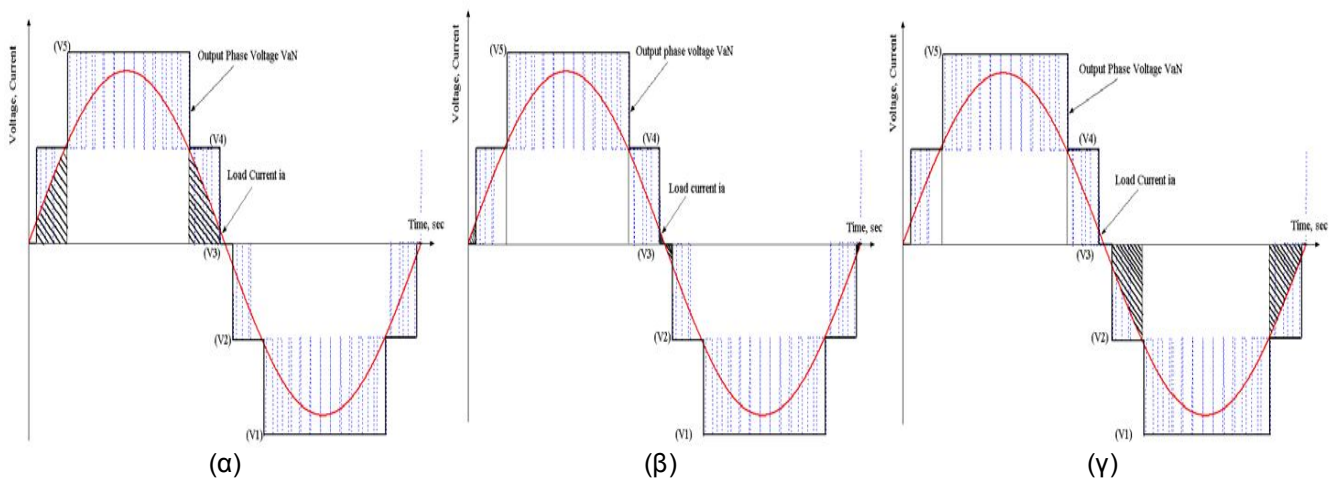
Σχήμα 1.16. Τριφασικός αντιστροφέας NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης.

1.7.2 Ανομοιόμορφη κατανομή των τάσεων των πυκνωτών στο ζυγό ΣΡ αντιστροφέα NPDCMI

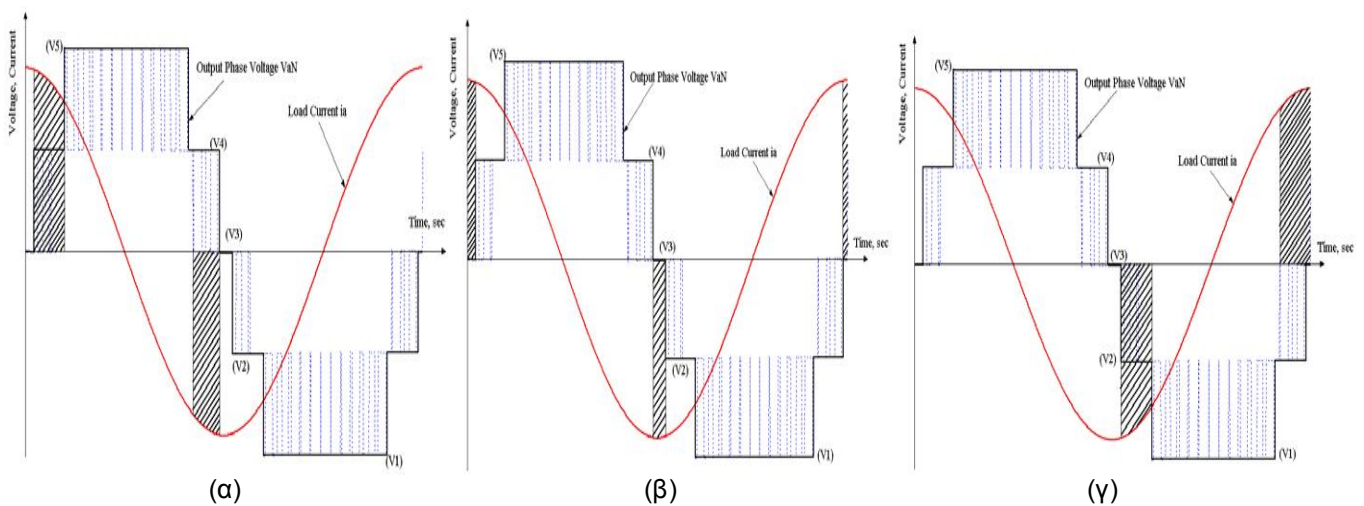
Όπως έχει ήδη αναφερθεί, στο ζυγό ΣΡ χρησιμοποιούνται πυκνωτές αντί σταθερών πηγών τάσης για τη δημιουργία των ενδιάμεσων επιπέδων τάσης στην κυματομορφή της τάσης εξόδου. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μεταβολή των ενδιάμεσων επιπέδων τάσης με το χρόνο και μάλιστα αυτή η μεταβολή είναι τόσο εντονότερη όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής ισχύος του φορτίου [1.11]-[1.12], [1.33]. Το πρόβλημα αντιμετωπίζεται είτε αντικαθιστώντας τους πυκνωτές με πηγές σταθερής τάσης ΣΡ, είτε προβλέποντας για κάθε επίπεδο τάσης ξεχωριστό ρυθμιστή τάσης.

Για την επεξήγηση του προβλήματος της ανομοιόμορφης κατανομής της τάσης στους πυκνωτές του ζυγού ΣΡ γίνεται αναφορά στα Σχ. 1.17 και 1.18 [1.39]-[1.40]. Στο Σχ. 1.17 παρουσιάζονται οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος εξόδου ενός αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης, όταν το ρεύμα είναι συμφασικό με την τάση ($\cos\phi=1$). Τα διαγραμμισμένα τμήματα αντιπροσωπεύουν τα ηλεκτρικά φορτία που ρέουν προς ή από τον πυκνωτή, όταν στην έξοδο του αντιστροφέα είναι συγκεκριμένο επίπεδο τάσης. Για χάρην απλότητας, θεωρείται ότι η κυματομορφή της τάσης στα Σχ. 1.17 και 1.18 είναι κλιμακωτή σταθερού βήματος και όχι διαμορφωμένη κατά PWM.

Για να παραμείνει σταθερή η τιμή της τάσης στα άκρα ενός πυκνωτή, θα πρέπει το αλγεβρικό άθροισμα των ηλεκτρικών φορτίων φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή εντός μιας θεμελιώδους περιόδου ρεύματος και για συγκεκριμένο επίπεδο τάσης να είναι ίσο με το μηδέν. Σύμφωνα με το Σχ.1.17(β), αυτό εξασφαλίζεται μόνο για το επίπεδο τάσης (V3). Αντιθέτως, για το χρονικό διάστημα που διαρκεί το επίπεδο τάσης (V4), συμβαίνει μόνο φόρτιση του αντίστοιχου πυκνωτή και επομένως η τιμή της τάσης του επιπέδου αυτού διαρκώς αυξάνει (Σχ. 1.17(α)). Το ίδιο συμβαίνει και για το επίπεδο τάσης (V2), με τη διαφορά ότι η τάση του επιπέδου αυτού διαρκώς μειώνεται εξαιτίας της μόνιμης εκφόρτισης του αντίστοιχου πυκνωτή.



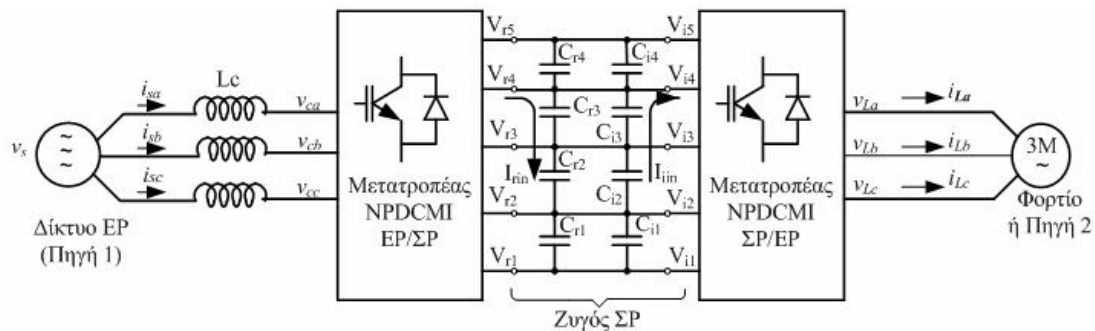
Σχήμα 1.17. Κυματομορφές φασικής τάσης και ρεύματος φορτίου αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης για ωμικό φορτίο. (α), (β), (γ) Ηλεκτρικά φορτία πυκνωτών για τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης (V4), (V3), (V2) αντίστοιχα.



Σχήμα 1.18. Κυματομορφές φασικής τάσης και ρεύματος φορτίου αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης για καθαρά επαγωγικό φορτίο. (α), (β), (γ) Ηλεκτρικά φορτία πυκνωτών για τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης (V4), (V3), (V2) αντίστοιχα.

Η ανωτέρω περιγραφή (Σχ. 1.17) αφορά λειτουργία ανορθωτή, όπου οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος εισόδου βρίσκονται σε φάση ($\cos\phi = 1$), ή στη γενική περίπτωση που το ρεύμα έχει μια συμφασική συνιστώσα με την τάση. Αποτέλεσμα αυτής της συμπεριφοράς είναι ότι, μετά την πάροδο σύντομου χρονικού διαστήματος, το επίπεδο τάσης (V_4) θα συμπίσει με το επίπεδο τάσης (V_5) και το επίπεδο τάσης (V_2) θα συμπίσει με το επίπεδο τάσης (V_1). Στην περίπτωση του αντιστροφέα, το ρεύμα βρίσκεται σε διαφορά φάσης 180° με την τάση και ισχύουν τα ίδια συμπεράσματα με αυτά του ανορθωτή με τη διαφορά όμως ότι τα επίπεδα τάσης (V_2) και (V_4) συγκλίνουν προς το επίπεδο τάσης (V_3) με την πάροδο του χρόνου.

Σε περίπτωση που το φορτίο είναι καθαρά επαγωγικό ή χωρητικό ($\cos\phi = 0$), τότε για κάθε ενδιάμεσο επίπεδο τάσης το συνολικό ηλεκτρικό φορτίο προς τον αντίστοιχο πυκνωτή εντός μιας θεμελιώδους περιόδου είναι μηδέν και επομένως τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης παραμένουν σταθερά με το χρόνο. Αυτό ισχύει για λειτουργία ανορθωτή και αντιστροφέα.



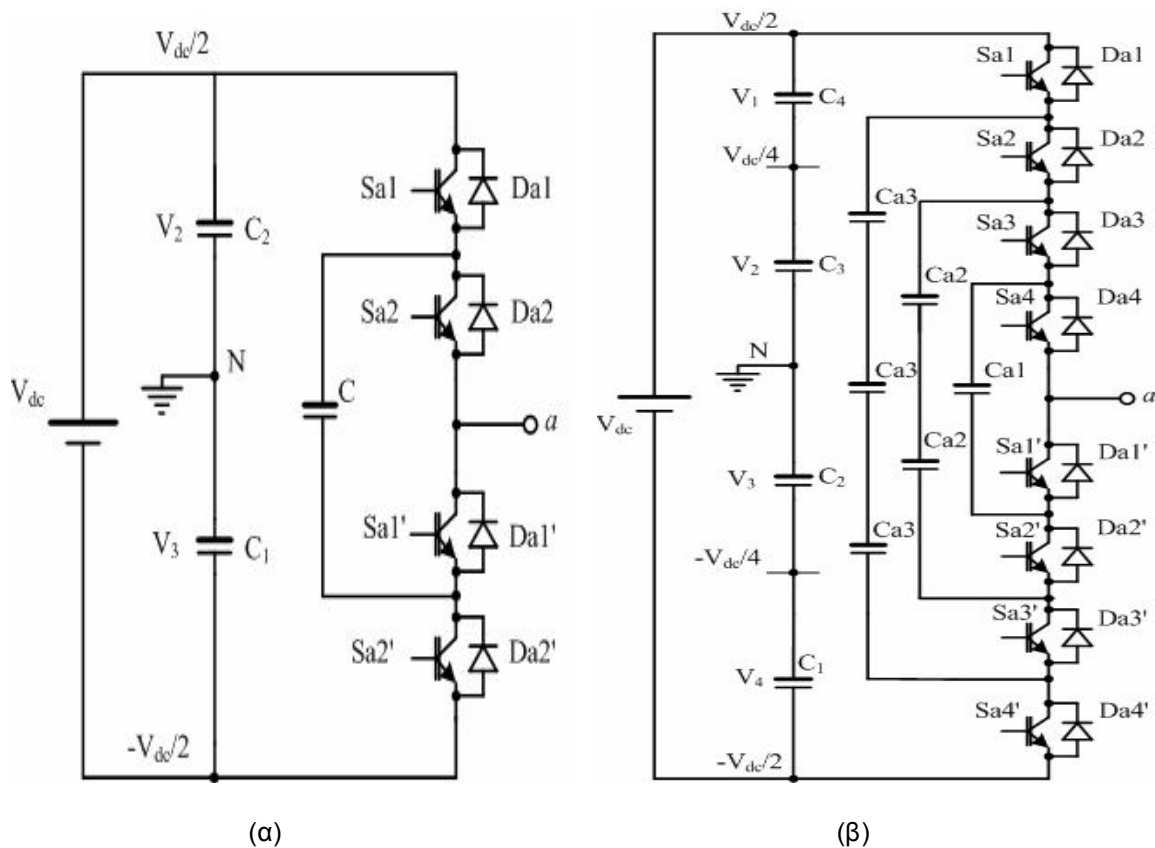
Σχήμα 1.19. Μετατροπείς NPDCMI πέντε επιπέδων τάσης σε διαδοχική διάταξη (back-to-back) με αναγεννητική ικανότητα και δυνατότητα εξισορρόπησης των τάσεων των εσωτερικών επιπέδων των πυκνωτών του ζυγού ΣΠ.

Για την αντιμετώπιση του προβλήματος της ανομοιόμορφης κατανομής της τάσης στα άκρα των πυκνωτών του ζυγού ΣΠ υιοθετούνται διάφορες τεχνικές ανάλογα με τα επίπεδα τάσης του αντιστροφέα και την τεχνική διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται. Κάποιες τοπολογίες αντιστροφένων πολλαπλών επιπέδων τάσης εξασφαλίζουν από μόνες τους ισοκατανομή της τάσης στα άκρα των πυκνωτών, απαιτούν όμως για το σκοπό αυτό μεγάλο αριθμό ημιαγωγών στοιχείων και μεγάλο επίσης αριθμό βοηθητικών πυκνωτών.

Η τοπολογία που παρουσιάζεται στο Σχ.1.19 [1.11], [1.39], όπου δύο μετατροπείς συνδέονται σε αντικριστή διάταξη (back-to-back) για την εξυπηρέτηση φορτίου με αναγεννητική δυνατότητα, εξασφαλίζει εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΠ. Οι δύο μετατροπείς συνδέονται σε κοινό ζυγό ΣΠ, ο οποίος αποτελείται από τους πυκνωτές του ανορθωτή και του αντιστροφέα. Οι πυκνωτές των δύο μετατροπέων συνδέονται μεταξύ τους παράλληλα, όπως δείχνει το Σχ. 1.19. Επειδή τώρα το ρεύμα εισόδου του ανορθωτή έχει μία συμφασική συνιστώσα με την τάση της πηγής, προκαλείται ένα ρεύμα I_{rin} το οποίο φορτίζει τους πυκνωτές C_{r2} και C_{r3} του ανορθωτή. Στην πλευρά του αντιστροφέα, επειδή το ρεύμα περιέχει μια συνιστώσα η οποία βρίσκεται σε διαφορά φάσης 180° με την τάση, προκαλείται ένα ρεύμα εκφόρτισης των πυκνωτών C_{i2} και C_{i3} του αντιστροφέα. Οι πυκνωτές όμως C_{r2} , C_{i2} και C_{r3} , C_{i3} είναι συνδεδεμένοι παράλληλα μεταξύ τους και επομένως επέρχεται εξισορρόπηση των τάσεων στα άκρα τους.

1.8 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων τάσης με πυκνωτές περιορισμού , MIFC

Ο αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων τάσης με πυκνωτές περιορισμού, ή αλλιώς με πλωτούς πυκνωτές, είναι μια παραλλαγή του αντιστροφέα NPDCMI. Αντί των διόδων περιορισμού, οι αντιστροφείς MIFC διαθέτουν πυκνωτές συνδεδεμένους σε εσωτερικούς βρόχους όπως δείχνουν τα Σχ. 1.20(α) και (β) [1.16]-[1.17]. Επειδή η τάση κάθε ενός πυκνωτή των εσωτερικών βρόχων δε ξεπερνά την τάση των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ [$V_{dc}/(m-1)$], οι πυκνωτές των βρόχων ονομάζονται πυκνωτές περιορισμού ή και πλωτοί πυκνωτές επειδή ακριβώς δε συνδέονται άμεσα στο ζυγό ΣΡ.



Σχήμα 1.20. (α) Τοπολογία αντιστροφέα MIFC τριών επιπέδων τάσης. (β) Τοπολογία αντιστροφέα MIFC πέντε επιπέδων τάσης.

Η κυματομορφή της φασικής τάσης εξόδου V_{aN} του αντιστροφέα τριών επιπέδων εμφανίζει τα επίπεδα τάσης: $V_{dc}/2$, 0 και $-V_{dc}/2$. Για το επίπεδο τάσης $V_{dc}/2$, τίθενται σε κατάσταση αγωγής οι διακόπτες S_{a1} και S_{a2} , για το επίπεδο τάσης $-V_{dc}/2$ τίθενται σε κατάσταση αγωγής οι διακόπτες $S_{a1'}$ και $S_{a2'}$, ενώ το επίπεδο τάσης 0 εξασφαλίζεται με την έναυση των διακοπών δύο συνδυασμών: των S_{a1} και $S_{a1'}$ ή S_{a2} και $S_{a2'}$. Με το συνδυασμό S_{a1} και $S_{a1'}$ ο πυκνωτής C φορτίζεται, ενώ με το συνδυασμό S_{a2} και $S_{a2'}$ ο πυκνωτής C εκφορτίζεται. Έτσι, το φορτίο του πυκνωτή, άρα και η τάση στα άκρα του, μπορεί να εξισορροπηθεί με κατάλληλη επιλογή του διακοπτικού συνδυασμού για το επίπεδο τάσης 0 [1.4], [1.41]-[1.42].

Επίπεδο τάσης	Συνδυασμοί	Καταστάσεις Διακοπών								Διαμόρφωση επιπέδου τάσης εξόδου V_{kN} ($\kappa=a,b,c$)
		S _{k1}	S _{k2}	S _{k3}	S _{k4}	S _{k1'}	S _{k2'}	S _{k3'}	S _{k4'}	
+V _{dc} /2	1	1	1	1	1	0	0	0	0	V _{dc} /2
+V _{dc} /4	1	1	1	1	0	1	0	0	0	V _{dc} /2-V _{dc} /4=V _{dc} /4
	2	0	1	1	1	0	0	0	1	3V _{dc} /4-V _{dc} /2=V _{dc} /4
	3	1	0	1	1	0	0	1	0	V _{dc} /2-3V _{dc} /4+V _{dc} /2=V _{dc} /4
0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	V _{dc} /2-V _{dc} /2=0
	2	0	0	1	1	0	0	1	1	V _{dc} /2-V _{dc} /2=0
	3	1	0	1	0	1	0	1	0	V _{dc} /2-3V _{dc} /4+V _{dc} /2-V _{dc} /4=0
	4	1	0	0	1	0	1	1	0	V _{dc} /2-3V _{dc} /4+V _{dc} /4=0
	5	0	1	0	1	0	1	0	1	3V _{dc} /4-V _{dc} /2+V _{dc} /4-V _{dc} /2=0
	6	0	1	1	0	1	0	0	1	3V _{dc} /4-V _{dc} /4-V _{dc} /2=0
-V _{dc} /4	1	1	0	0	0	1	1	1	0	V _{dc} /2-3V _{dc} /4=-V _{dc} /4
	2	0	0	0	1	0	1	1	1	V _{dc} /4-V _{dc} /2=-V _{dc} /4
	3	0	0	1	0	1	0	1	1	V _{dc} /2-V _{dc} /4-V _{dc} /2=-V _{dc} /4
-V _{dc} /2	1	0	0	0	0	1	1	1	1	-V _{dc} /2

Πίνακας 1.3. Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα MIFC πέντε επιπέδων τάσης.

Οι δυνατοί συνδυασμοί των διακοπών ενός αντιστροφέα MIFC πέντε επιπέδων τάσης (Σχ. 1.20(β)) ανάλογα με το επίπεδο τάσης στην έξοδο του παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.3. Για τα επίπεδα τάσης V_{dc}/2 και -V_{dc}/2 υπάρχει μόνο ένας συνδυασμός για κάθε επίπεδο, για τα επίπεδα τάσης V_{dc}/4 και -V_{dc}/4 υπάρχουν τρεις συνδυασμοί για κάθε επίπεδο και για το επίπεδο τάσης 0 υπάρχουν έξι συνδυασμοί διακοπών. Στην τελευταία στήλη του Πίνακα 1.3 αιτιολογείται η διαμόρφωση του επιπέδου τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα για κάθε δυνατό συνδυασμό διακοπών, εφαρμόζοντας το 2ο κανόνα του Kirchhoff στο βρόχο που σχηματίζεται: ζυγός ΣΡ- διακόπτες – πλωτοί πυκνωτές – φορτίο.

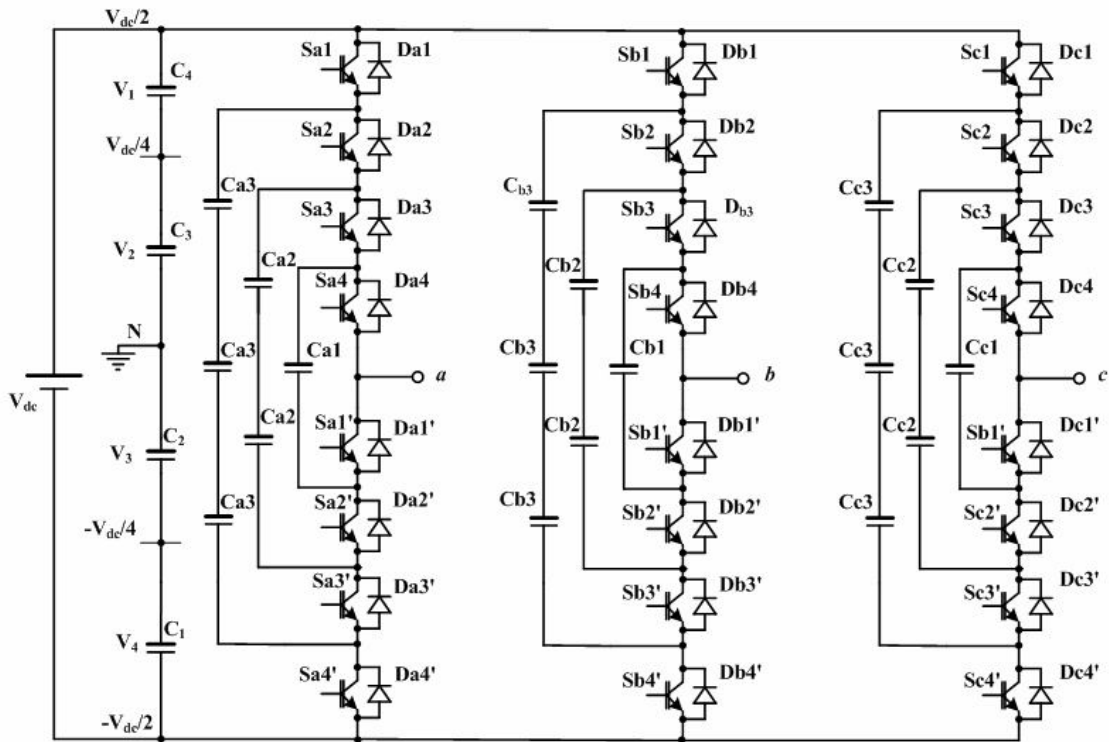
Αυτό το μεγάλο πλήθος διακοπτικών συνδυασμών που διαθέτει ο αντιστροφέας MIFC για τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης του εξασφαλίζει μια υπεροχή στο ζήτημα της εξισορρόπησης των τάσεων των πυκνωτών έναντι του αντίστοιχου αντιστροφέα NPDCMI, ο οποίος για κάθε επίπεδο τάσης διαθέτει μόνο ένα διακοπτικό συνδυασμό (Πίνακας 1.1) [1.43]. Έτσι, με κατάλληλη επιλογή των διακοπτικών συνδυασμών είναι δυνατή η εξισορρόπηση των φορτίων (άρα και των τάσεων) των πυκνωτών του αντιστροφέα MIFC.

Ο αριθμός των επιπέδων τάσης για αντιστροφέα MIFC με n κύριους πυκνωτές στο ζυγό ΣΡ υπολογίζεται από την εξ.(1.11). Ένα βασικό μειονέκτημα των αντιστροφέων MIFC είναι ότι απαιτείται για την υλοποίησή τους ένας μεγάλος αριθμός πυκνωτών, οι οποίοι όμως επιλέγονται με μικρότερη χωρητικότητα απ' ό,τι οι κύριοι πυκνωτές. Γενικώς, εάν επιλεγούν πλωτοί πυκνωτές ονομαστικής τάσης ίσης με την τάση αποκοπής των διακοπών, τότε για μονοφασικό αντιστροφέα MIFC m επιπέδων τάσης απαιτούνται $(m-1)$ κύριοι πυκνωτές στο ζυγό ΣΡ και $N_{fil,c}$ πυκνωτές περιορισμού στους εσωτερικούς βρόχους:

$$N_{fl.c} = \frac{(m-1)(m-2)}{2} \quad (1.13)$$

Επίσης, όπως φαίνεται και από τον Πίνακα 1.3, οι διακόπτες του αντιστροφέα MIFC δέχονται ανομοιόμορφη φόρτιση εντός μιας περιόδου ρεύματος, όπως συμβαίνει και με τους αντιστροφείς NPDCMI (Κεφ.1.7.1).

Στο Σχ. 1.21 παρουσιάζεται η τοπολογία ενός τριφασικού αντιστροφέα MIFC πέντε επιπέδων τάσης, ο οποίος διαμορφώνεται από τρεις μονοφασικούς αντιστροφείς MIFC (Σχ. 1.20(β)). Ο αριθμός των επιπέδων της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα MIFC υπολογίζεται από την εξ.(1.12).

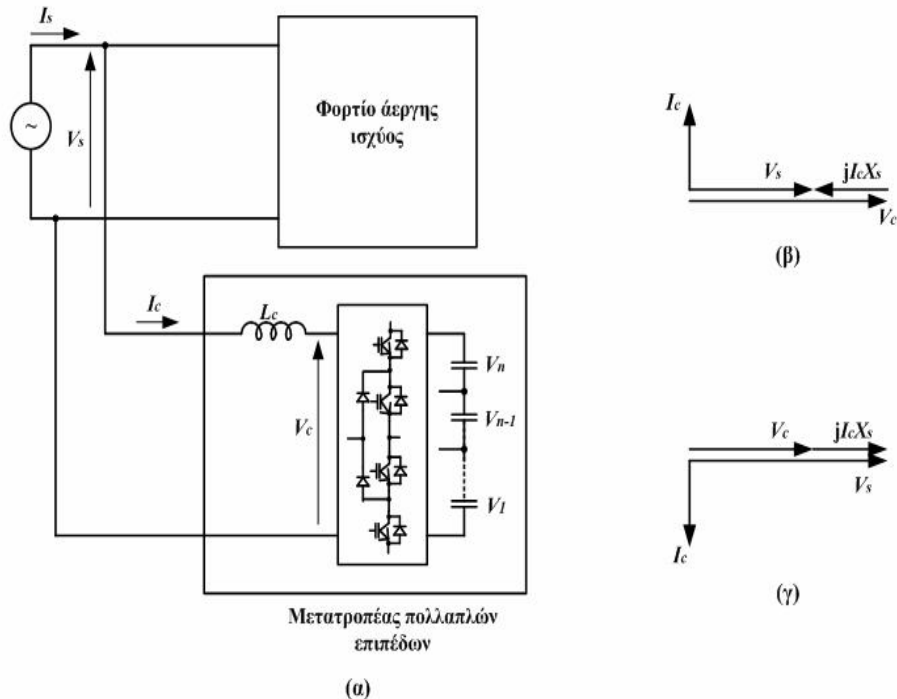


Σχήμα 1.21. Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα MIFC πέντε επιπέδων τάσης

1.9 Εφαρμογές μετατροπών πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης

1.9.1 Αντιστάθμιση αέργου ισχύος

Όταν ο μετατροπέας απορροφά (ή προσφέρει) μόνο άεργο ισχύ από (προς) το δίκτυο, τα διανύσματα φασικής τάσης και ρεύματος διαφέρουν μεταξύ τους κατά 90° . Υπό αυτές τις συνθήκες, η μέση τιμή του φορτίου των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ του αντιστροφέα εντός μιας θεμελιώδους περιόδου είναι μηδέν και επομένως δεν υφίσταται πρόβλημα ανισοκατανομής των τάσεων στα άκρα των πυκνωτών [1.12], [1.44]. Μια τέτοια διάταξη, όπου ο μετατροπέας προσφέρει μόνο άεργο ισχύ στο δίκτυο ΕΡ, ονομάζεται ηλεκτρονική γεννήτρια αέργου ισχύος (Static Var Generator, SVG) και παρουσιάζεται στο Σχ. 1.22.



Σχήμα 1.22. Διάταξη αντιστάθμισης αέργου ισχύος με μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης.

Ο μετατροπέας αέργου ισχύος στο Σχ. 1.22 μπορεί να είναι ένας από τους τρεις βασικούς τύπους μετατροπών πολλαπλών επιπέδων τάσης (MCIC, NPDCMI, MIFC). Ο μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων τάσης, εκτός του ότι εξασφαλίζει μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης και μικρότερο περιεχόμενο αρμονικών σε σχέση με το συμβατικό μετατροπέα δύο επιπέδων, παρέχει επίσης τη δυνατότητα της απευθείας σύνδεσής του στο δίκτυο μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας χωρίς την παρεμβολή μετασχηματιστή υποβιβασμού της τάσης. Από το Σχ. 1.22, προκύπτει:

$$\vec{V}_s = \vec{V}_c + j\vec{I}_c \cdot X_c \quad (1.14)$$

Όπου \vec{V}_s και \vec{V}_c είναι τα διανύσματα τάσης της πηγής ΕΡ και του μετατροπέα αντίστοιχα. \vec{I}_c είναι το διάνυσμα ρεύματος του μετατροπέα και X_c είναι η επαγωγική αντίσταση της αυτεπαγωγής L_c που παρεμβάλλεται μεταξύ δικτύου και μετατροπέα.

Η πολικότητα και το πλάτος του αέργου ρεύματος \vec{I}_c του μετατροπέα καθορίζεται από το πλάτος της τάσης του μετατροπέα \vec{V}_c , το οποίο είναι συνάρτηση της συνολικής τάσης του ζυγού ΣΡ και του βαθμού διαμόρφωσης του μετατροπέα. Από την εξ.(1.7) προκύπτει ότι όταν είναι: $\vec{V}_c > \vec{V}_s$, ο μετατροπέας συμπεριφέρεται ως πυκνωτής και προσφέρει άεργο ισχύ στο δίκτυο (Σχ. 1.22(β)), ενώ όταν ισχύει: $\vec{V}_c < \vec{V}_s$, ο μετατροπέας απορροφά άεργο ισχύ από το δίκτυο και συμπεριφέρεται ως αυτεπαγωγή (Σχ. 1.22(γ)) [1.45]-[1.46].

1.9.2 Ευέλικτα συστήματα μεταφοράς ΕΡ (Flexible AC Transmission Systems, FACTS)

Τα συστήματα FACTS χρησιμοποιούν την τελευταία τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος προκειμένου να ελέγξουν ηλεκτρονικά τις παραμέτρους λειτουργίας της γραμμής στην πλευρά ΥΤ δικτύων μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας. Συγκεκριμένα, τα συστήματα FACTS ελέγχουν βασικές παραμέτρους που καθορίζουν τη λειτουργία των γραμμών μεταφοράς, όπως για παράδειγμα τη σύνθετη αντίσταση και σύνθετη αγωγιμότητα της γραμμής, το ρεύμα, την τάση και τη φασική γωνία της γραμμής, καθώς επίσης και την απόσβεση των ταλαντώσεων με απώτερο στόχο να αυξήσουν την μεταφερόμενη ισχύ έως το θερμικό όριο της γραμμής.

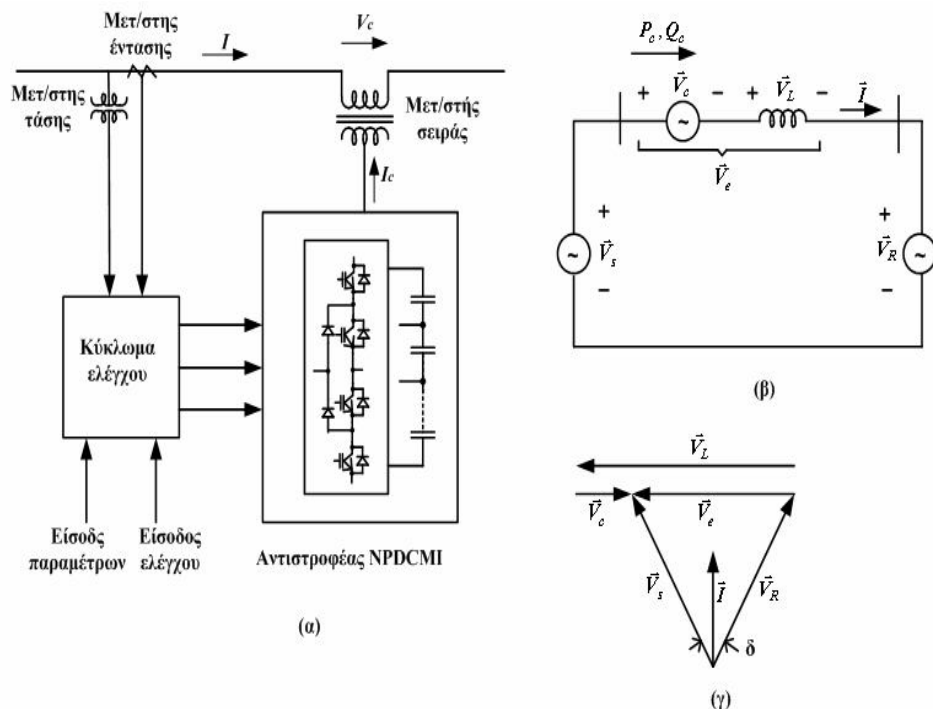
Μεγάλη δυνατότητα εφαρμογής σε συστήματα FACTS έχουν οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης, αφού μπορούν να συνδέονται απευθείας στην πλευρά της ΥΤ του δικτύου χωρίς την παρεμβολή μετασχηματιστή υποβιβασμού της τάσης. Στη συνέχεια, αναφέρονται μερικές βασικές εφαρμογές μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης σε συστήματα FACTS.

1.9.3 Σύγχρονος ηλεκτρονικός αντισταθμιστής σειράς (Static Synchronous Series Compensator, SSSC)

Ο SSSC ελέγχει την τάση της γραμμής μεταφοράς, εγχέοντας σε σειρά με τη γραμμή μεταφοράς τάση κατάλληλης φάσης και τιμής. Στο Σχ. 1.23 παρουσιάζεται διάταξη ελέγχου τάσης γραμμής μεταφοράς μέσω SSSC, η οποία αποτελείται από αντιστροφέα τριών

επιπέδων με πηγή τάσης NPDCMI και σύστημα ελέγχου [1.47]. Ο SSSC παράγει και εγχέει σε σειρά με τη γραμμή συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων, ανεξάρτητα από την τιμή του ρεύματος της γραμμής, των οποίων το πλάτος και η φάση ρυθμίζεται ταχύτατα με κατάλληλη παλμοδότηση των ημιαγωγών διακοπών του αντιστροφέα. Η διαφορά φάσης των τάσεων του SSSC ως προς τα αντίστοιχα ρεύματα γραμμής διατηρείται σταθερή και είναι ίση με 90° .

Η λειτουργία του SSSC εξηγείται με αναφορά στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ. 1.23(β). Εάν η τάση του αντιστροφέα \vec{V}_c καθυστερεί του ρεύματος της γραμμής \vec{I} , τότε ο αντιστροφέας προσφέρει χωρητική άεργο ισχύ στη γραμμή και μειώνει έτσι τη συνολική επαγωγική αντίδραση της γραμμής. Αντιθέτως, εάν η τάση \vec{V}_c προηγείται του ρεύματος της γραμμής \vec{I} , ο αντιστροφέας προσφέρει επαγωγική άεργο ισχύ και αυξάνει την επαγωγική αντίδραση της γραμμής.



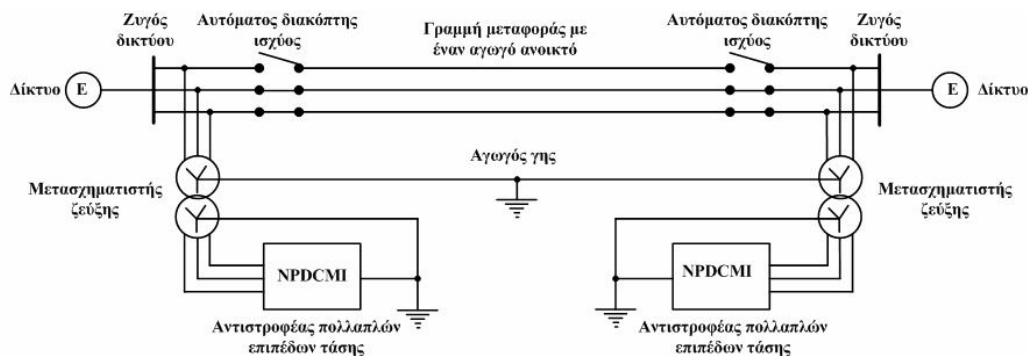
Σχήμα 1.23. Διάταξη σύγχρονου ηλεκτρονικού αντισταθμιστή σειράς

Ελέγχοντας την τιμή της συνολικής επαγωγικής αντίδρασης της γραμμής μέσω του SSSC, επιτυγχάνεται η διατήρηση της πτώσης τάσης, άρα και της ονομαστικής τάσης της γραμμής, εντός των επιτρεπτών ορίων ανεξαρτήτως του φορτίου της γραμμής. Στο φασικό διάγραμμα του Σχ. 1.23(γ), η γωνία δ μεταξύ των διανυσμάτων των τάσεων στην αναχώρηση και την άφιξη της γραμμής θεωρείται ότι διατηρείται σταθερή.

1.9.4 Συστήματα FACTS συμμετρικής αντιστάθμισης γραμμής μεταφοράς σε συνθήκες σφάλματος

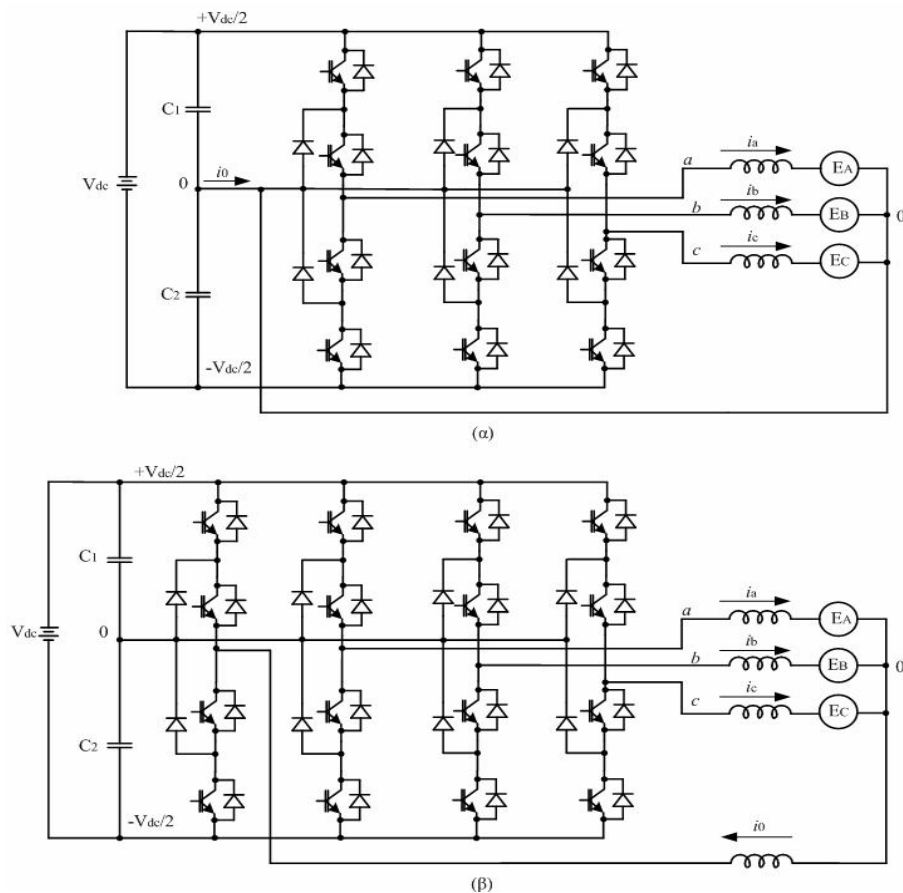
Στο Σχ. 1.24 παρουσιάζεται διάταξη συμμετρικού αντισταθμιστή γραμμής μεταφοράς σε συνθήκες σφάλματος [1.48]-[1.49], όπου σε κάθε άκρο της γραμμής μεταφοράς προβλέπεται αντιστροφείας NPDCMI τριών επιπέδων, οι οποίοι συνδέονται με τη γραμμή μέσω μετασχηματιστών σύζευξης.

Σε συνθήκες ασύμμετρου σφάλματος, εάν για παράδειγμα διακοπεί η μια από τις τρεις φάσεις της γραμμής (Σχ. 1.24), τότε πρέπει ο συμμετρικός αντισταθμιστής να διασφαλίσει τη συνέχιση της λειτουργίας των υπολοίπων υγιών φάσεων, χωρίς να επηρεάζεται η συμμετρία του συστήματος. Τούτο επιτυγχάνεται όταν ο αντιστροφείας NPDCMI στο ένα άκρο της γραμμής ρυθμίζεται για να εγχέει και ο αντιστροφείας στο άλλο άκρο της γραμμής να απορροφά τις συνιστώσες μηδενικής και αρνητικής ακολουθίας που προκύπτουν από την ασύμμετρη λειτουργία της γραμμής μεταφοράς. Κατ' αυτό τον τρόπο βελτιώνεται σημαντικά η ικανότητα διαχείρισης ισχύος της γραμμής μεταφοράς.



Σχήμα 1.24. Σύστημα FACTS για συμμετρική αντιστάθμιση σε συνθήκες ασύμμετρης λειτουργίας της γραμμής μεταφοράς

Στο Σχ. 1.25 παρουσιάζονται οι δύο δυνατές συνδεσμολογίες αντιστροφείας NPDCMI για την αντιμετώπιση της συνιστώσας μηδενικής ακολουθίας σε σύστημα τεσσάρων αγωγών. Κατά τον έναν τρόπο, ο αγωγός επιστροφής (τέταρτος αγωγός) συνδέεται απευθείας στο ενδιαμέσο σημείο μεταξύ των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ (Σχ. 1.25(α)), όπου στην περίπτωση αυτή πρέπει οι πυκνωτές να είναι σε θέση να διαχειριστούν ικανοποιητικά τα σημαντικά ρεύματα μηδενικής ακολουθίας χαμηλής συχνότητας. Η διάταξη αυτή είναι οικονομική και απλή, παρουσιάζει όμως τα εξής μειονεκτήματα: (α) δεν αξιοποιείται πλήρως η τάση του ζυγού ΣΡ, (β) εμφανίζεται υψηλή κυμάτωση των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ λόγω ισχυρών ρευμάτων του ουδετέρου αγωγού, εξαιτίας της ασύμμετρης φόρτισης ή ύπαρξης μη γραμμικού φορτίου και (γ) υφίσταται ασυμμετρία τάσεων στους πυκνωτές του ζυγού ΣΡ λόγω ισχυρών ρευμάτων ουδετέρου.

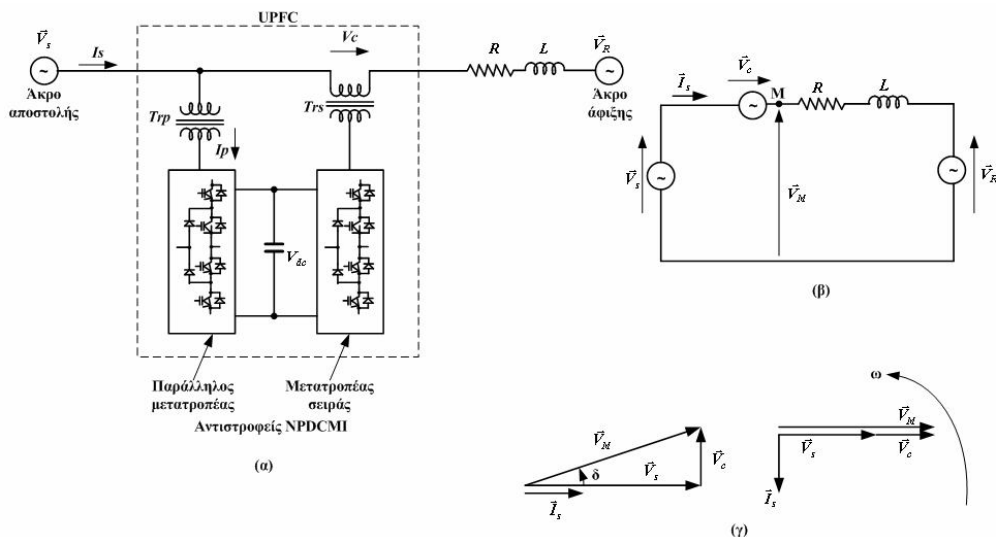


Σχήμα 1.25. Εναλλακτικές διατάξεις τριφασικών αντιστροφών NPDCMI τεσσάρων αγωγών του Σχ. 1.24, για την αντιμετώπιση της συνιστώσας μηδενικής ακολουθίας.
 (α) Αντιστροφέας NPDCMI τριών σκελών. (β) Αντιστροφέας NPDCMI τεσσάρων σκελών.

Κατά τον δεύτερο τρόπο, ο αγωγός επιστροφής συνδέεται σε ένα τέταρτο σκέλος του αντιστροφέα, όπως δείχνει το Σχ. 1.25(β). Η συνδεσμολογία αυτή είναι βέβαια πιο σύνθετη, αντιμετωπίζει όμως ικανοποιητικά τα προβλήματα της συνδεσμολογίας με τρία σκέλη. Συγκεκριμένα τα πλεονεκτήματα αντιστροφέα NPDCMI τριών επιπέδων με τέσσερα σκέλη είναι: (α) πλήρης αξιοποίηση της τάσης του ζυγού ΣΡ (επιτυγχάνονται τάσεις έως και 15% υψηλότερες από ότι στην περίπτωση αντιστροφέα τριών σκελών με την ίδια συνολική τάση πηγής ΣΡ), (β) με το τέταρτο σκέλος μειώνεται το ρεύμα στους πυκνωτές, γεγονός που οδηγεί σε μείωση της κυμάτωσης των τάσεων των πυκνωτών, αλλά και σε μείωση της χωρητικότητας των πυκνωτών και (γ) επιτυγχάνεται καλλίτερος έλεγχος εξισορρόπησης των τάσεων στους πυκνωτές του ζυγού ΣΡ [1.50].

1.9.5 Ενοποιημένος ελεγκτής ροής ισχύος (Unified Power Flow Controller, UPFC)

Ο ελεγκτής UPFC χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της τάσης και ροής ισχύος. Στο Σχ. 1.26(α) παρουσιάζεται διάταξη UPFC, η οποία αποτελείται από δύο μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης (MCIC, NPDCMI ή MIFC). Οι μετατροπείς, οι οποίοι έχουν κοινό ζυγό ΣΡ, συνδέονται ο ένας σε σειρά και ο άλλος παράλληλα προς το δίκτυο μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας μέσω μετασχηματιστών ζεύξης. Ο μετατροπέας που συνδέεται σε σειρά και ο οποίος εγχέει στο δίκτυο μέσω του μετασχηματιστή ζεύξης συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων με ελεγχόμενο πλάτος και φάση επιτελεί το κύριο έργο του UPFC λειτουργώντας ως πηγή ελεγχόμενης τάσης V_c . Η βασική λειτουργία του παράλληλου μετατροπέα είναι να παρέχει ή να απορροφά την ενεργό ισχύ που χρειάζεται ο μετατροπέας σειράς στον πυκνωτή του ζυγού ΣΡ, ώστε η τάση του πυκνωτή να διατηρείται σταθερή. Έτσι, ο παράλληλος μετατροπέας λειτουργεί ως πηγή ελεγχόμενου ρεύματος I_p . Επιπλέον, ο παράλληλος μετατροπέας μπορεί να παράγει ή να απορροφά μόνο άεργο ισχύ και να λειτουργεί αποκλειστικά ως αντισταθμιστής αέργου ισχύος του δικτύου.



Σχήμα 1.26. (α) Διάταξη UPFC με μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης. (β) Ισοδύναμο κύκλωμα. (γ) Διανυσματικά διαγράμματα.

Στο Σχ. 1.26(β) παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα του UPFC. Θεωρώντας ($\omega L \gg R$), η διανυσματική έκφραση του ρεύματος της γραμμής \vec{I}_s δίνεται από τη σχέση:

$$\vec{I}_s = \frac{\vec{V}_s - \vec{V}_R + \vec{V}_c}{j\omega L} \quad (1.15)$$

Όπου \vec{V}_S , \vec{V}_R , είναι οι τάσεις στην αναχώρηση και άφιξη του δικτύου αντίστοιχα, \vec{V}_C είναι η τάση του μετατροπέα σειράς και $\omega=2\pi f$ είναι η κυκλική γωνιακή συχνότητα του δικτύου. Θεωρώντας, για χάριν απλότητας, ότι ισχύει: $|\vec{V}_S| \approx |\vec{V}_R|$, προκύπτουν τα διανυσματικά διαγράμματα του Σχ. 1.26(γ). Αναφερόμενοι στο Σχ. 1.26(γ), παρατηρούμε ότι όταν η τάση \vec{V}_C προηγείται της τάσης \vec{V}_S κατά 90° , το ρεύμα γραμμής \vec{I}_s είναι σε φάση με την τάση \vec{V}_S και επομένως μεταφέρεται πραγματική ισχύς από το σημείο αναχώρησης προς το σημείο άφιξης της γραμμής. Εάν τώρα ρυθμιστεί η τάση του μετατροπέα σειράς \vec{V}_C ώστε να είναι σε φάση με τη \vec{V}_S , τότε το ρεύμα γραμμής \vec{I}_s καθυστερεί ως προς τη \vec{V}_S κατά 90° και επομένως μεταφέρεται άεργος ισχύς από το σημείο αναχώρησης προς το σημείο άφιξης της γραμμής [1.51]-[1.52].

1.9.6 Συστήματα ελέγχου κινητήρων EP (Adjustable-Speed Drives, ASDs)

Μέχρι πριν από μερικά χρόνια, οι αντιστροφείς που χρησιμοποιούνταν σε συστήματα ASD MT (2300/4160 V) μεγάλης ισχύος ήταν οι αντιστροφείς με πηγή ρεύματος (CSI) με ημιαγωγά στοιχεία GTOs. Μεγαλύτερες τάσεις γραμμής έως 6 kV αντιμετωπίζονταν με εν σειρά σύνδεση κατάλληλου αριθμού GTOs. Παρά τη δυνατότητα που παρέχουν οι CSI για αναγεννητική λειτουργία, καθώς και την προστασία που εξασφαλίζουν έναντι βραχυκυκλωμάτων, οι CSI με GTOs παρουσιάζουν τα εξής μειονεκτήματα [1.53]: (α) εμφανίζουν υψηλότερο κόστος ανά Kilowatt συγκρινόμενοι με τους VSI, (β) εμφανίζουν προβλήματα ευστάθειας, (γ) δεν είναι δυνατόν να τροφοδοτηθούν από τον ίδιο αντιστροφέα περισσότεροι από ένας κινητήρες, (δ) προκαλούν στρεπτικούς συντονισμούς (torsional resonances) στον κινητήρα, (ε) προκαλούν αυξημένη θέρμανση στον κινητήρα και (στ) παράγουν ρεύμα εισόδου κακής ποιότητας.

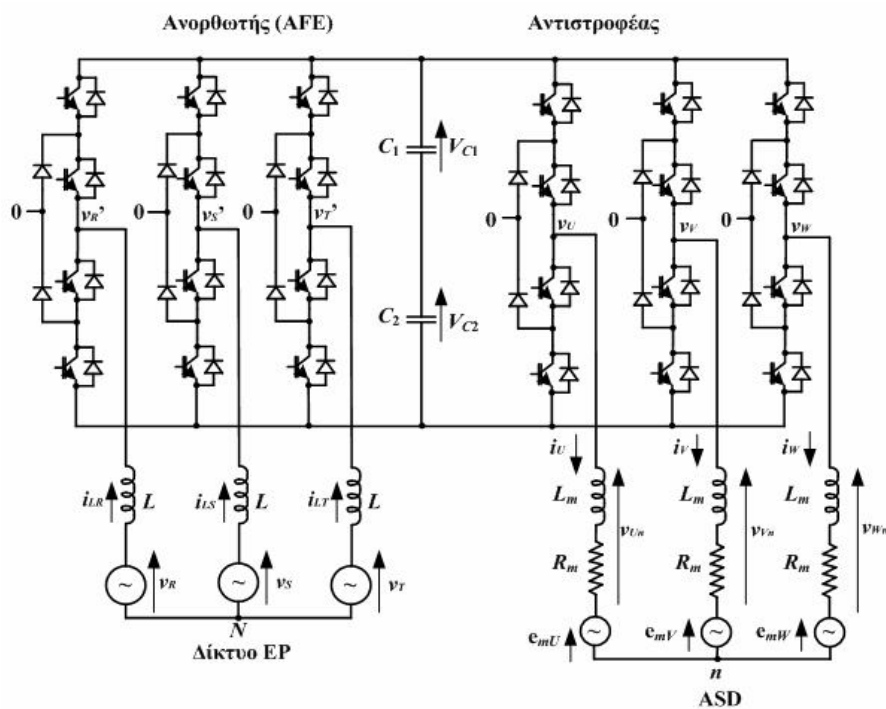
Για την αντιμετώπιση των παραπάνω μειονεκτημάτων, αντί των CSI χρησιμοποιούνται οι VSI πολλαπλών επιπέδων τάσης με PWM διαμόρφωση λόγω της υπεροχής που εμφανίζουν σε θέματα αρμονικών, συντελεστού ισχύος, διακύμανσης ροπής και εμφάνισης τάσεων μηδενικής ακολουθίας (CMV). [1.13]. Βέβαια, η προώθηση των PWM VSI σε συστήματα ASD MT ευνοήθηκε τελευταία από τη δυναμική εισαγωγή στην αγορά ημιαγωγών στοιχείων ισχύος υψηλής τάσης, όπως των IGCTs και IGBTs με ονομαστική τάση λειτουργίας έως 3.9 kV και 4.5 kV αντίστοιχα.

Σε συστήματα ASD MT μπορούν να χρησιμοποιηθούν και οι τρεις τύποι VSI πολλαπλών επιπέδων, οι οποίοι μπορεί να είναι συμμετρικοί, ασύμμετροι ή υβριδικοί αντιστροφείς με δυνατότητα εξασφάλισης ή όχι αναγεννητικής λειτουργίας στο σύστημα κίνησης. Στη συνέχεια, δίνονται αντιπροσωπευτικές διατάξεις εφαρμογών PWM VSI πολλαπλών επιπέδων τάσης σε συστήματα ASD MT.

1.9.7 Συστήματα ASDs MT με αμφίπλευρη ροή ισχύος

Στα συστήματα οδήγησης κινητήρων με μεταβολή της συχνότητας, η μείωση της ταχύτητας του κινητήρα γίνεται με μηχανική ή ηλεκτρική πέδηση. Κατά την ηλεκτρική πέδηση είναι δυνατόν να αντιστραφεί η λειτουργία του κινητήρα σε γεννήτρια και να επιστραφεί ηλεκτρική ενέργεια προς το δίκτυο βελτιώνοντας έτσι την απόδοση του συστήματος. Αυτό ονομάζεται αναγεννητική πέδηση και για να επιτευχθεί πρέπει να είναι δυνατή η αμφίδρομη ροή ηλεκτρικής ενέργειας από και προς το δίκτυο. Ο επαγωγικός κινητήρας μπορεί να λειτουργήσει ως γεννήτρια εάν περιστραφεί με ταχύτητα μεγαλύτερη από τη σύγχρονη ταχύτητα. Αυτό επιτυγχάνεται μειώνοντας τη συχνότητα του αντιστροφέα κάτω από τη συχνότητα περιστροφής της μηχανής. Ένας σύγχρονος κινητήρας μπορεί να λειτουργήσει ως γεννήτρια εάν αλλάξει πρόσημο η γωνία φορτίου (δ). Αναγεννητική πέδηση χρησιμοποιείται στην ηλεκτρική κίνηση και έλξη, στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, σε γεραμούς ανύψωσης μεγάλων φορτίων κ.λ.π. Στα συστήματα ASD, ο μετατροπέας που συνδέεται στην πλευρά του δικτύου EP λειτουργεί και ως αντιστροφέας για να επιτρέπει την έγχυση της ανακτώμενης ηλεκτρικής ενέργειας από τον κινητήρα προς το δίκτυο.

Στο Σχ. 1.27 παρουσιάζεται διάταξη με δυνατότητα ανάκτησης ηλεκτρικής ενέργειας κινητήρα, η οποία βρίσκει μεγάλη εφαρμογή σε συστήματα ASD MT μεγάλης ισχύος, όπως για παράδειγμα σε ελασματουργεία, σε κατηφορικούς ταινιόδρομους κ.λ.π.[1.4]. Ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου EP επιτρέπει τη ροή ενέργειας από και προς το φορτίο (Active Front End, AFE), ενώ ο αντιστροφέας στην πλευρά του φορτίου είναι NPDCMI τριών επιπέδων. Η διάταξη επιτρέπει την πλήρη ανάκτηση ηλεκτρικής ενέργειας του κινητήρα υπό υψηλό συντελεστή ισχύος και μειωμένο περιεχόμενο αρμονικών.



Σχήμα 1.27. Διάταξη με μετατροπείς NPDCMI τριών επιπέδων με δυνατότητα ανάκτησης ενέργειας σε συστήματα ASD MT.

1.10 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκαν και αναλύθηκαν οι κυριότερες τοπολογίες αντιστροφέων με πηγή τάσης πολλαπλών επιπέδων χωρίς μετασχηματιστή, καθώς και η τοπολογία συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων τάσης. Συγκεκριμένα, εξετάστηκαν οι εξής τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων τάσης: MCIC, AMCIC, NPDCMI και MIFC και επεξηγήθηκαν οι αλγόριθμοι παραγωγής των διακοπτικών συναρτήσεων των ημιαγωγών διακοπών τους. Τα επίπεδα τάσης των κυματομορφών εξόδου των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων διαμορφώνονται από τάσεις πυκνωτών στο ζυγό ΣΡ και όχι από μετασχηματιστές, μειώνοντας έτσι το βάρος και το κόστος της όλης διάταξης μετατροπής ισχύος. Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης, οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος μέσης και υψηλής τάσης, αντιμετωπίζουν ικανοποιητικά τα προβλήματα των συμβατικών αντιστροφέων δύο επιπέδων. Μεταξύ των άλλων, οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης εμφανίζουν υψηλό βαθμό απόδοσης, λόγω των μειωμένων διακοπτικών απωλειών και μικρό περιεχόμενο αρμονικών, γεγονός που τους επιτρέπει να λειτουργούν χωρίς φίλτρα εξομάλυνσης.

Οι αντιστροφείς MCIC διαμορφώνονται από ίδιες μονάδες συνδεδεμένες σε σειρά σε κάθε φάση, επιτρέποντας την εύκολη συναρμολόγηση των μονάδων στη θέση εργασίας, αλλά και την άμεση αντικατάσταση εσφαλμένων μονάδων. Από όλους τους τύπους αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων τάσης, οι MCIC απαιτούν το μικρότερο αριθμό ημιαγωγών στοιχείων, αφού δε χρειάζονται διόδους ή πυκνωτές περιορισμού. Εμφανίζουν υψηλή απόδοση, αφού η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών διακοπών των μονάδων είναι ίση με τη θεμελιώδη συχνότητα. Βασικό μειονέκτημα της διάταξης αυτής είναι η ανάγκη ύπαρξης πολλών ανεξάρτητων πηγών ΣΡ για την τροφοδότηση των μονάδων. Συγχρόνως, το χαρακτηριστικό αυτό καθιστά τους MCIC ως τους πλέον κατάλληλους αντιστροφείς για συστήματα μετατροπής ισχύος με στοιχεία ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, όπως στοιχεία καυσίμου, φωτοβολταϊκά πλαίσια, κλπ., αφού τα στοιχεία αυτά μπορούν να αποτελέσουν από μόνα τους ανεξάρτητες πηγές τάσης για τον αντιστροφέα. Ακόμη, οι MCIC δε δύναται να χρησιμοποιηθούν σε αντικριστή διάταξη διότι οι ανεξάρτητες πηγές των αντιστροφέων βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους σε περίπτωση που η διακοπτική λειτουργία των δύο αντιστροφέων δε συγχρονιστεί απολύτως.

Οι αντιστροφείς AMCIC επιτυγχάνουν μεγαλύτερο αριθμό επιπέδων τάσης σε σύγκριση με τους MCIC και με τον ίδιο αριθμό μονάδων ανά φάση. Επομένως, οι AMCIC προσφέρουν υψηλότερες τάσεις εξόδου με μικρότερο περιεχόμενο αρμονικών. Οι μονάδες στους AMCIC μπορεί να είναι συμβατικοί αντιστροφείς πλήρους γέφυρας τριών επιπέδων τάσης ή αντιστροφείς δύο φάσεων πολλαπλών επιπέδων (π.χ. NPDCMI, FCMI). Στη δεύτερη περίπτωση πρόκειται για υβριδικούς αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης.

Οι αντιστροφείς NPDCMI είναι οι περισσότερο διαδεδομένοι από τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης και βρίσκουν ευρεία εφαρμογή σε ASDs και FACTs. Δεν χρειάζονται ανεξάρτητες πηγές ΣΡ, όπως συμβαίνει στους MCIC και εμφανίζουν υψηλό βαθμό απόδοσης, αφού η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών διακοπών είναι ίση με τη θεμελιώδη συχνότητα του αντιστροφέα. Συνιστούν ιδανικό μετατροπέα σε αντικριστή διάταξη αμφίδρομης ροής ισχύος, με δυνατότητα αυτόματης εξισορρόπησης των τάσεων των πυκνωτών στο ζυγό ΣΡ υπό οποιοσδήποτε συνθήκες λειτουργίας, χωρίς πρόσθετες σταθεροποιητικές διατάξεις. Βασικό μειονέκτημα των NPDCMI είναι ο μεγάλος αριθμός διόδων περιορισμού που απαιτείται καθώς αυξάνει ο αριθμός επιπέδων τάσης, ιδιαίτερα στην περίπτωση που επιλεγούν δίοδοι περιορισμού με τάση αποκοπής ίσης με αυτήν των ενεργών διακοπών του αντιστροφέα. Ακόμη, για φορτία με υψηλό συντελεστή ισχύος, οι τάσεις στους μεσαίους πυκνωτές του ζυγού ΣΡ του αντιστροφέα παύουν να είναι ίσες μεταξύ τους και χρειάζεται η λήψη ειδικών μέτρων για την εξισορρόπησή τους. Ένα άλλο μειονέκτημα των NPDCMI είναι ότι δε διαθέτουν εναλλακτικές διακοπτικές στρατηγικές για την επίτευξη των διαφόρων επιπέδων τάσης. Εξαιτίας του γεγονότος αυτού, οι μεσαίοι διακόπτες φορτίζονται περισσότερο απ' ό,τι οι ακραίοι διακόπτες, διότι άγουν για περισσότερα επίπεδα τάσης εντός της θεμελιώδους περιόδου, γεγονός που οδηγεί σε ανισοκατανομή των απωλειών ισχύος στα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα.

Τέλος, οι αντιστροφείς MIFC είναι μια παραλλαγή των αντιστροφέων NPDCMI και χρησιμοποιούν πλωτούς πυκνωτές αντί διόδων περιορισμού. Το πλήθος των αναγκαίων πυκνωτών για την υλοποίηση της διάταξης, ιδιαίτερα για μεγάλο αριθμό επιπέδων τάσης, συνιστά το κύριο μειονέκτημα αυτού του είδους αντιστροφέα. Από την άλλη μεριά, η μεγάλη ποσότητα αποθηκευμένης ενέργειας στους πυκνωτές παρέχει τη δυνατότητα άμεσης κάλυψης του φορτίου σε περιπτώσεις βραχυχρόνιων ηλεκτρικών διακοπών. Όμως, οι πυκνωτές περιορισμού πρέπει να φορτίζονται στις επιθυμητές τάσεις πριν την έναρξη λειτουργίας του αντιστροφέα, γεγονός που περιπλέκει την υλοποίηση του κυκλώματος διαμόρφωσης του αντιστροφέα. Βασικό πλεονέκτημα των MIFC είναι ότι διαθέτουν περισσότερους από έναν διακοπτικούς συνδυασμούς για την επίτευξη των ενδιάμεσων επιπέδων τάσης, γεγονός που διευκολύνει την εξισορρόπηση των τάσεων στους πυκνωτές με τμήμα βέβαια την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας των ημιαγωγών διακοπών και της πολυπλοκότητας του κυκλώματος ελέγχου του αντιστροφέα.

Αναφορές 1^{ου} Κεφαλαίου

- [1.1] Στέφανος Ν. Μανιάς, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», Έκτη Έκδοση, Εκδόσεις Συμείων 2007.
- [1.2] Andrzej M. Trzynadlowski, “Control of Induction Motors”, Academic Press Edition, 2001.
- [1.3] Bimal K. Bose, “Modern Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall PTR Edition, 2002.
- [1.4] J. Rodriguez, J. S. Lai, F. Z. Peng, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, August 2002.
- [1.5] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, “Multilevel Converters for Large Electric Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp.36-44, January/February 1999.
- [1.6] E. Zhong, A. Lipo, “Improvements in EMC Performance of Inverter-Fed Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1247-1256, November/December 1995.
- [1.7] Paul C. Krause, “Analysis of Electric Machinery”, McGraw-Hill Book Company, 1986.
- [1.8] Chee-Mun Ong, “Dynamic Simulation of Electric Machinery”, Prentice Hall PTR, 1998.
- [1.9] H. Zhang, A. von Jouanne, S. Dai, A. K. Wallace, F. Wang, “Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, pp. 1645-1653, November/December 2000.
- [1.10] Muhammad H. Rashid, “Power Electronics Handbook”, Academic Press Edition, 2001.
- [1.11] J. S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel converters – A new breed of power converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 509-517, May/June 1996.
- [1.12] F. Z. Peng, J. S. Lai, J. W. McKeever, J. VanCoevering, “A Multilevel Voltage – Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1130-1138, September/October 1996.
- [1.13] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, E. Cengelci, P. N. Enjeti, “Multilevel Inverter by Cascading Industrial VSI”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 832-838, August 2002.
- [1.14] R. W. Menzies, P. Steimer, J. K. Steinke, “Five-Level GTO Inverters for Large Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 938-944, July/August 1994.
- [1.15] P. M. Bhagwat, V. Rstetefanovic, “Generalized structure of multilevel PWM inverter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19, no. 6, November/December 1983.
- [1.16] T. A. Meynard, H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters”, in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Toledo Spain, 1992, pp. 397-403.
- [1.17] G. Walker, G. Ledwich, “Bandwidth Considerations for Multilevel Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 74-81, January 1999.
- [1.18] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, T. A. Lipo, “Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 834-841, May/June 2000.
- [1.19] R. S. Kanchan, P. N. Tekwani, M.R. Baiju, K. Gopakumar, “A Four-level Inverter Scheme with Reduced Common Mode Voltage for an Induction Motor Drive”, *EPE Journal*, vol. 15, no. 3, pp. 49-59, August 2005.

- [1.20] R. H. Baker and L. H. Bannister, "Electric power converter", U. S. Patent 3 867 643, February 1975.
- [1.21] R. H. Baker, "Switching circuit", U. S. Patent 4 210 826, July 1980.
- [1.22] ---, "Bridge converter circuit", U. S. Patent 4 270 163, May 1981.
- [1.23] J. P. Lavieville, P. Carrere, T. Meynard, "Electronic circuit for converting electrical energy and a power supply installation making use thereof", U. S. Patent 5 668 711, September 1997.
- [1.24] T. Meynard, J. P. Lavieville, P. Carrere, J. Gonzalez, O. Bethoux, "Electronic circuit for converting electrical energy", U. S. Patent 5 706 188, January 1998.
- [1.25] J. Rodriguez, L. Moran, J. Pontt, J. L. Hernandez, L. Silva, C. Silva, P. Lezana, "High-Voltage Multilevel Converter with Regeneration Capability", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 839-846, August 2002.
- [1.26] N. P. Schibli, T. Nguyen, A. C. Rufer, "A Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Motors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 978-986, September 1998.
- [1.27] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, S. Tenconi, "A Non conventional Power Converter for plasma Stabilization", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 2, April 1990.
- [1.28] F. Iturriz, P. Ladoux, "Phase-controlled multilevel converters based on dual structure associations", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 1, pp. 92-102, January 2000.
- [1.29] J. S. Manguelle, A. Rufer, "Asymmetrical Multilevel Inverter For Large Induction Machine Drives", *Conference EDPE' 01*, pp.101-107, Slovakia, 2001.
- [1.30] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral point clamped PWM inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, no. 5, pp. 509-517, September/October 1981.
- [1.31] S. Ogasawara, H. Akagi, "Analysis of Variation of Neutral Point Potential in Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", *IEEE-IAS Conference Record*, pp. 965-970, 1993.
- [1.32] G. Lipphardt, "Using a Three-Level GTO Voltage Source Inverter in a HVDC Transmission System", *EPE Conference Record*, pp. 151-155, September, 1993.
- [1.33] Y. H. Lee, B. S. Suh, D. S. Hyun, "A Novel PWM Scheme for a Three Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 260-268, March/April 1996.
- [1.34] R. Sommer, A. Martens, M. Griggs, H. J. Conraths, M. Bruckmann, T. Greif, "New Medium Voltage Drive Systems using Three-Level Neutral Point Clamped Inverter with High Voltage IGBT", *IEEE-IAS Conference Record*, 1999.
- [1.35] G. Sinha, T. A. Lipo, "A Four Level Inverter Based Drive With a Passive Front End", *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 590-596, vol. 1, 1997.
- [1.36] A. C. Rufer, "An aid in the teaching of the multilevel inverters for high power applications", *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 347-352, 1995.
- [1.37] C. Hocgraf, R. H. Lasseter, "A Transformer-Less Static Synchronous Compensator Employing a Multi-Level Inverter", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 2, pp. 881-887, April, 1997.
- [1.38] B. Valaerts, P. Mathaus, D. Tatakis, "A Novel Approach to the Generation and Optimization of Three-Level PWM Waveforms", *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 1255-1262, 1988.

- [1.39] F. Z. Peng, J. S. Lai, J. McKeever, J. VanCoevering, "A Multilevel Voltage Source Converter System with Balanced DC Voltages", *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 1144-1150, 1995.
- [1.40] Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, B. T. Ooi, "Regulating and Equalizing DC Capacitance Voltages in Multilevel Statcom", *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 901-907, vol. 12, no. 2, April 1997.
- [1.41] T. A. Meynard, M. Fadel, N. Aouda, "Modeling of Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 356-364, June 1997.
- [1.42] Y. Liang, C. O. Nwankpa, "A Power Line Conditioner Based on Flying Capacitor Multilevel Voltage Source Converter with Phase Shift SPWM", *IEEE IAS Conference Record*, vol. 4, pp. 2337-2343, 1999.
- [1.43] X. Yuan, H. Stemmler, I. Barbi, "Investigation on the clamping voltage selfbalancing of the three-level capacitor clamping inverter", *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 1059-1064, 1999.
- [1.44] G. C. Cho, G. H. Jung, N. S. Choi, G. H. Cho, "Analysis and Controller Design of Static Var Compensator Using Three-Level GTO Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 57-65, January 1996.
- [1.45] F. Z. Peng, J. S. Lai, "Dynamic Performance and Control of a Static Var Generator Using Cascade Multilevel Inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 3, pp. 748-755, May/June 1997.
- [1.46] L. T. Moran, P. D. Ziogas, G. Joos, "Analysis and design of a three-phase current source solid-state var compensator", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 3, pp. 356-365, March/April 1989.
- [1.47] B. M. Han, H. J. Kim, S. T. Baek, "Performance analysis of SSSC based threelevel multi-bridge PWM inverter", *ELSEVIER, Electric Power Systems Research* 61, pp. 195-202, 2002.
- [1.48] B. A. Renz, etc., "World's First Unified Power Flow Controller on the AEP System", *CIGRE Paper* 14-107, 1998.
- [1.49] H. Glavitch, "System Symmetrization by FACTS for Increased Transmission Capacity", *CIGRE Colloquium: HVDC and FACTS (SC14)*, 1997, pp.1-11.
- [1.50] J. Yao, T. C. Green, "Three-Dimensional Space Vector Modulation for a Four-Leg Three-Level Inverter", *EPE 2005*, Dresden, Germany, 2005, CD-ROM.
- [1.51] L. Xu, V. G. Agelidis, "A Flying Capacitor Multilevel PWM Converter Based UPFC", *IEEE, PESC 2001*, pp.1905-1910.
- [1.52] B. Mwinyiwiwa, B. T. Ooi, Z. Wolanski, "UPFC using multiconverter operated by phase-shifted triangle carrier SPWM strategy", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 495-500, May/June 1998.
- [1.53] E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woo, P. Enjeti, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "A New Medium-Voltage PWM Inverter Topology for Adjustable-Speed Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 3, pp. 628-637, May/June 1999.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΥΒΡΙΔΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΤΕΣΣΑΡΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ CONV-NPC-4L (Conventional-Neutral Point Clamped-4Level)

2.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η τοπολογία ενός υβριδικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τάσης, ο οποίος είναι συνδυασμός ενός συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων τάσης και ενός αντιστροφέα τριών επιπέδων τάσης τύπου NPDCMI [2.1],[2.2]. Η διάταξη αυτή απλοποιεί την κατασκευή, αφού οι δύο αντιστροφείς μπορεί να είναι δύο ξεχωριστές μονάδες με τα δικά τους περιβλήματα και να συνδέονται μόνο εξωτερικά μεταξύ τους στο χώρο εργασίας. Ο συγκεκριμένος αντιστροφέας είναι κατάλληλος για εφαρμογές μεγάλης ισχύος, όπως για την μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με συνεχές ρεύμα HVDC (High Voltage Direct Current), τη διασύνδεση αιολικών πάρκων ανεμογεννητριών με δίκτυο εναλλασσομένου ρεύματος, σε συστήματα κίνησης EP, κλπ.

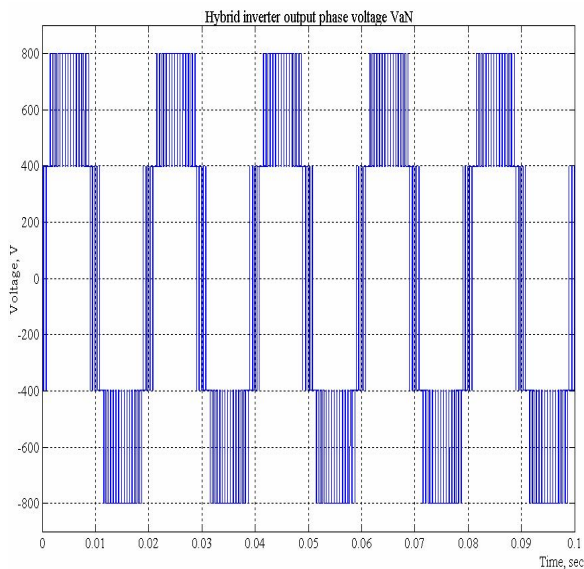
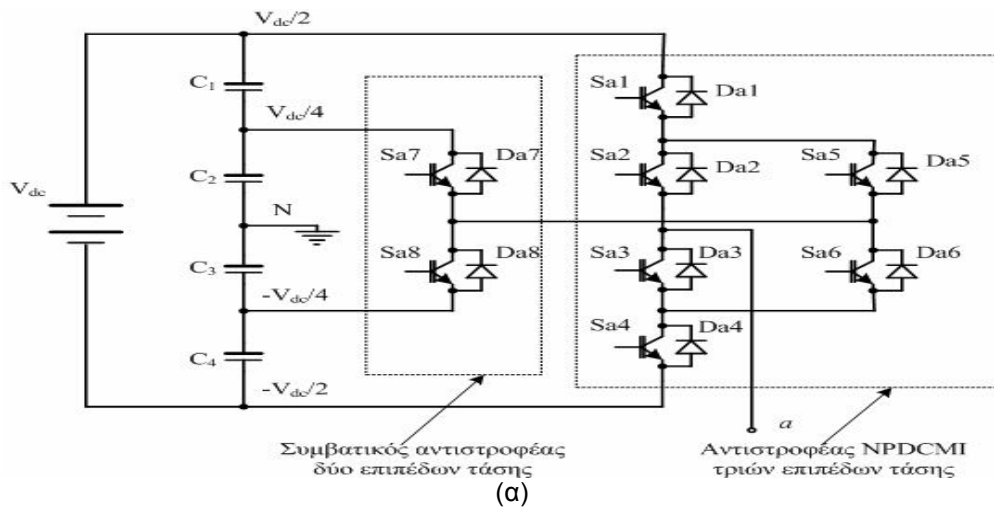
Σύμφωνα με μελέτη που έχει γίνει ο συγκεκριμένος αντιστροφέας παρουσιάζει πολύ καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά στο θέμα των απωλειών ισχύος των ημιαγωγικών στοιχείων του συγκριτικά με τα αντίστοιχα του συμβατικού αντιστροφέα NDPCMI τεσσάρων επιπέδων τάσης [2.3].

Στις παραγράφους που ακολουθούν παρουσιάζεται η τοπολογία του μονοφασικού και του τριφασικού υβριδικού αντιστροφέα καθώς και ο έλεγχος της τάσεως εξόδου μέσω των τεχνικών διαμόρφωσης SPWM και SVPWM. Ακολούθως, γίνεται αναφορά στο θέμα των απωλειών ισχύος στα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα για τις διάφορες διακοπτικές στρατηγικές. Τέλος, αναφέρεται το πρόβλημα της σταθεροποίησης των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ.

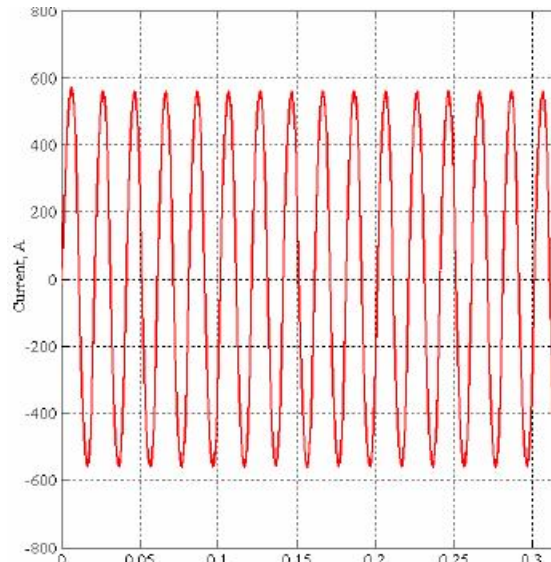
2.2 Μονοφασικός αντιστροφέας CONV-NPC-4L

Στο Σχ. 2.1 παρουσιάζεται η τοπολογία του υβριδικού μονοφασικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τάσης. Οι διακόπτες Sa1 έως Sa6 συνιστούν αντιστροφέα NPDCMI τριών επιπέδων τάσης με ενεργούς διακόπτες στη θέση των διόδων περιορισμού, ενώ οι διακόπτες Sa7 και Sa8 αποτελούν ένα συμβατικό αντιστροφέα δύο επιπέδων τάσης.

Τα στοιχεία Sa5 και Sa6 δεν είναι δίοδοι, όπως συμβαίνει στο συμβατικό αντιστροφέα NPDCMI, αλλά ενεργοί διακόπτες (π.χ. IGBTs, MCTs, GTOs, κλπ.). Η αντικατάσταση αυτή δίνει τη δυνατότητα ανάπτυξης διαφορετικών διακοπτικών στρατηγικών του αντιστροφέα, γεγονός που επιτρέπει τη μεταβολή των απωλειών ισχύος των ημιαγωγικών διακοπών ανάλογα με τη διακοπτική στρατηγική που επιλέγεται. Επομένως, επιλέγοντας την κατάλληλη διακοπτική στρατηγική, είναι δυνατόν να επιτευχθεί βέλτιστη κατανομή των απωλειών μεταξύ των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Τη δυνατότητα αυτή δεν την έχουν οι συμβατικοί αντιστροφείς NPDCMI τεσσάρων επιπέδων τάσης.



(β)



(γ)

Σχήμα 2.1.(α) Τοπολογία μονοφασικού αντιστροφείας CONV-NPC-4L.(β) Κυματομορφή προσομοίωσης φασικής τάσης εξόδου. (γ) Κυματομορφή προσομοίωσης ρεύματος φορτίου.

Επίπεδο τάσης	Συνδυασμοί	Διακόπτες σε αγωγή
+V _{dc} /2	1	Sa1,Sa2
+V _{dc} /4	1	Sa2,Sa5,Sa7
	2	Sa3,Sa6,Sa7
-V _{dc} /4	1	Sa2,Sa5,Sa8
	2	Sa3,Sa6,Sa8
-V _{dc} /2	1	Sa3,Sa4

Πίνακας 2.1. Συνδυασμοί διακοπών για κάθε επίπεδο τάσης του αντιστροφείας CONV-NPC-4L

Στον Πίνακα 2.1 δίνεται ο ελάχιστος αριθμός των διακοπών που πρέπει να είναι σε θέση αγωγής για την επίτευξη ενός συγκεκριμένου επιπέδου τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Παρατηρούμε ότι τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης $V_{dc}/4$ και $-V_{dc}/4$ υλοποιούνται με δύο διακοπτικούς συνδυασμούς, ενώ τα επίπεδα τάσης $V_{dc}/2$ και $-V_{dc}/2$ υλοποιούνται με ένα διακοπτικό συνδυασμό. Επομένως, είναι δυνατή η ανάπτυξη διαφορετικών διακοπτικών στρατηγικών με σκοπό την επιλογή εκείνης που εξασφαλίζει την καλύτερη δυνατή κατανομή απωλειών μεταξύ των ημιαγωγικών στοιχείων. Κατ' αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνεται πλήρης αξιοποίηση των δυνατοτήτων των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα.

Το είδος των απωλειών (απώλειες αγωγής ή διακοπτικές απώλειες) ενός ημιαγωγικού στοιχείου του αντιστροφέα εξαρτάται από τη διακοπτική στρατηγική που θα χρησιμοποιηθεί. Για παράδειγμα, εάν χρησιμοποιηθεί ο συνδυασμός 1 για το επίπεδο τάσης $V_{dc}/4$ τότε, κατά την μετάβαση από το επίπεδο τάσης $V_{dc}/4$ στο επίπεδο τάσης $V_{dc}/2$ και αντιστρόφως θα εμφανιστούν διακοπτικές απώλειες στους διακόπτες S_{x1} , S_{x5} και S_{x7} και απώλειες αγωγής μόνο στο διακόπτη S_{x2} . Παρομοίως, εάν χρησιμοποιηθεί ο συνδυασμός 2 για την επίτευξη του επιπέδου τάσης $V_{dc}/4$ τότε, κατά την μετάβαση από το επίπεδο τάσης $V_{dc}/4$ στο επίπεδο τάσης $V_{dc}/2$ και αντιστρόφως, όλοι οι συμμετέχοντες διακόπτες S_{x1} , S_{x2} , S_{x3} , S_{x6} και S_{x7} θα εμφανίζουν μόνο διακοπτικές απώλειες.

Μετάβαση μεταξύ διαδοχικών επιπέδων τάσης	Συνδυασμός διακοπών	Κυρίως διακοπτικές απώλειες	Κυρίως απώλειες αγωγής
$(+V_{dc}/2) \leftrightarrow (+V_{dc}/4)$	$S_{x1}, S_{x2} (V_{dc}/2)$ $S_{x2}, S_{x5}, S_{x7} (V_{dc}/4)$	S_{x1}, S_{x5}, S_{x7}	S_{x2}
$(+V_{dc}/2) \leftrightarrow (+V_{dc}/4)$	$S_{x1}, S_{x2} (V_{dc}/2)$ $S_{x3}, S_{x6}, S_{x7} (V_{dc}/4)$	$S_{x1}, S_{x2}, S_{x3},$ S_{x6}, S_{x7}	-
$(+V_{dc}/4) \leftrightarrow (-V_{dc}/4)$	$S_{x2}, S_{x5}, S_{x7} (V_{dc}/4)$ $S_{x2}, S_{x5}, S_{x8} (-V_{dc}/4)$	S_{x7}, S_{x8}	S_{x2}, S_{x5}
$(+V_{dc}/4) \leftrightarrow (-V_{dc}/4)$	$S_{x2}, S_{x5}, S_{x7} (V_{dc}/4)$ $S_{x3}, S_{x6}, S_{x8} (-V_{dc}/4)$	$S_{x2}, S_{x3}, S_{x5},$ S_{x6}, S_{x7}, S_{x8}	-
$(+V_{dc}/4) \leftrightarrow (-V_{dc}/4)$	$S_{x3}, S_{x6}, S_{x7} (V_{dc}/4)$ $S_{x2}, S_{x5}, S_{x8} (-V_{dc}/4)$	$S_{x2}, S_{x3}, S_{x5},$ S_{x6}, S_{x7}, S_{x8}	-
$(+V_{dc}/4) \leftrightarrow (-V_{dc}/4)$	$S_{x3}, S_{x6}, S_{x7} (V_{dc}/4)$ $S_{x3}, S_{x6}, S_{x8} (-V_{dc}/4)$	S_{x7}, S_{x8}	S_{x3}, S_{x6}
$(-V_{dc}/4) \leftrightarrow (-V_{dc}/2)$	$S_{x2}, S_{x5}, S_{x8} (-V_{dc}/4)$ $S_{x3}, S_{x4} (-V_{dc}/2)$	$S_{x2}, S_{x3}, S_{x4},$ S_{x5}, S_{x8}	-
$(-V_{dc}/4) \leftrightarrow (-V_{dc}/2)$	$S_{x3}, S_{x6}, S_{x8} (-V_{dc}/4)$ $S_{x3}, S_{x4} (-V_{dc}/2)$	S_{x4}, S_{x6}, S_{x8}	S_{x3}

Πίνακας 2.2. Δυνατοί διακοπτικοί συνδυασμοί και είδος απωλειών ανά διακόπτη για τον αντιστροφέα CONV-NPC-4L.

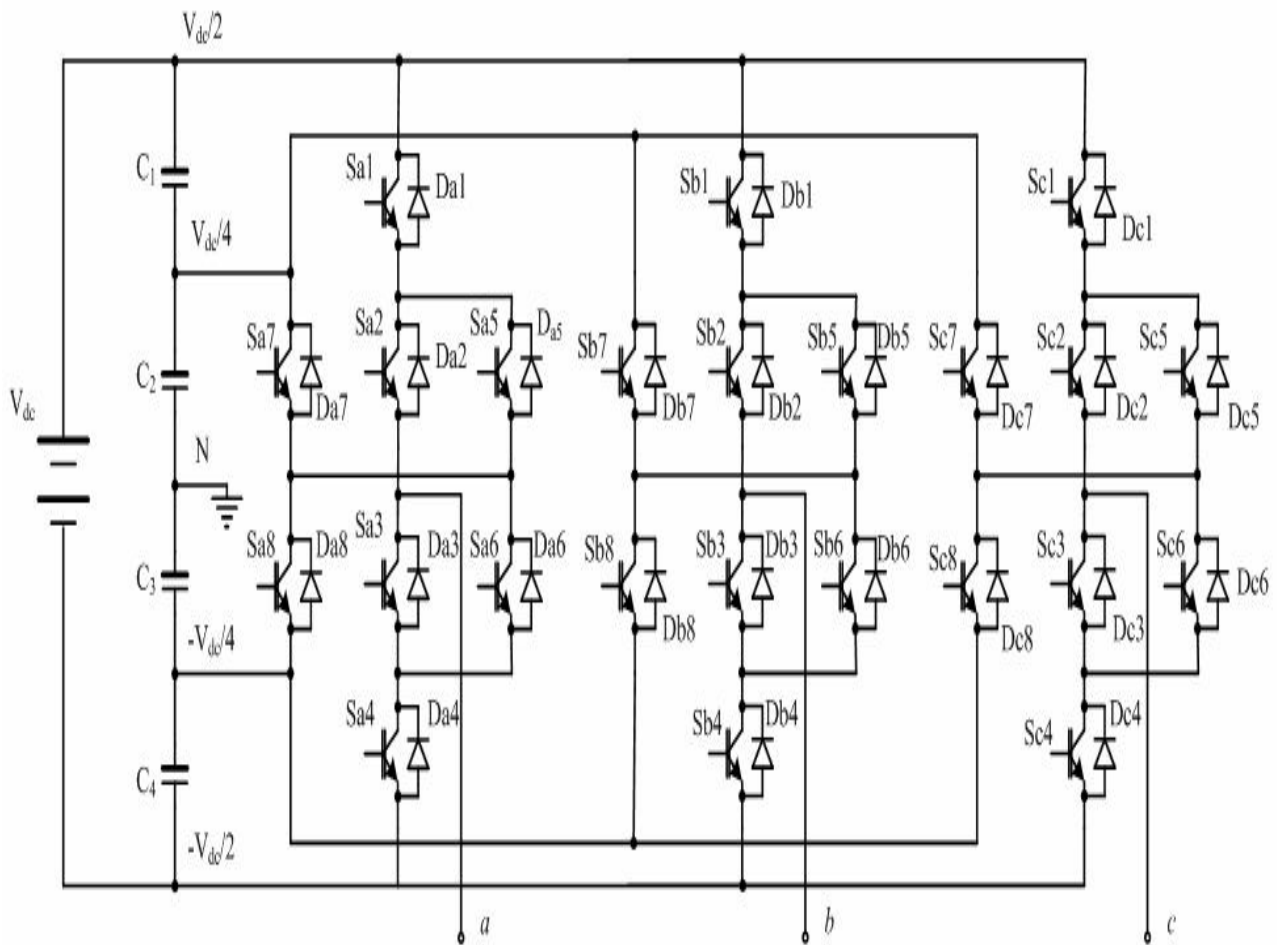
Διακοπτικές στρατηγικές						
Επίπεδο τάσης	1η	2η	3η	4η	5η	6η
(+Vdc/2)	Sx1,Sx2,Sx7	Sx1,Sx2,Sx6,Sx7	Sx1,Sx2,Sx7	Sx1,Sx2,Sx7	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2
(+Vdc/4)u	Sx2,Sx5,Sx7	Sx1,Sx3,Sx6,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7
(+Vdc/4)m	Sx2,Sx5,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7
(-Vdc/4)m	Sx2,Sx5,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8
(-Vdc/4)l	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx4,Sx5,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8
(-Vdc/2)	Sx3,Sx4,Sx8	Sx3,Sx4,Sx5,Sx8	Sx3,Sx4,Sx8	Sx3,Sx4,Sx8	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4
Επίπεδο τάσης	7η	8η	9η	10η	11η	12η
(+Vdc/2)	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2
(+Vdc/4)u	Sx2,Sx5,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7
(+Vdc/4)m	Sx3,Sx6,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7
(-Vdc/4)m	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8
(-Vdc/4)l	Sx2,Sx5,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8
(-Vdc/2)	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4
Επίπεδο τάσης	13η	14η	15η	16η	17η	18η
(+Vdc/2)	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2	Sx1,Sx2
(+Vdc/4)u	Sx3,Sx6,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7
(+Vdc/4)m	Sx2,Sx5,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx2,Sx5,Sx7	Sx3,Sx6,Sx7
(-Vdc/4)m	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8
(-Vdc/4)l	Sx2,Sx5,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx2,Sx5,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8	Sx3,Sx6,Sx8
(-Vdc/2)	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4	Sx3,Sx4

Πίνακας 2.3. Διακοπτικές στρατηγικές προτεινόμενου υβριδικού αντιστροφέα που προκύπτουν από τους διακοπτικούς συνδυασμούς του Πίνακα 2.2.

Στον Πίνακα 2.2, παρουσιάζονται οι δυνατοί διακοπτικοί συνδυασμοί για κάθε επίπεδο τάσης, καθώς και το είδος των απωλειών σε κάθε διακόπτη. Από τους συνδυασμούς του Πίνακα 2.2, προκύπτουν δεκαοχτώ διαφορετικές διακοπτικές στρατηγικές, οι οποίες παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.3.

2.3 Τριφασικός αντιστροφέας CONV-NPC-4L

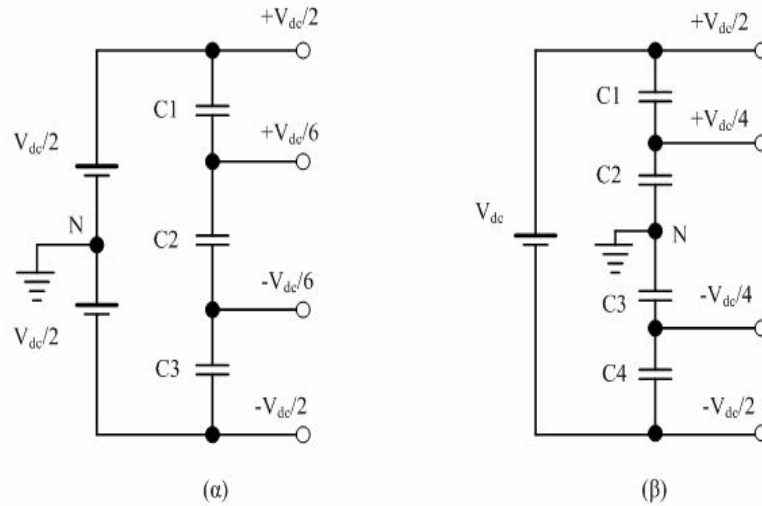
Ο τριφασικός αντιστροφέας CONV-NPC-4L προκύπτει από τη σύνθεση τριών αντίστοιχων μονοφασικών αντιστροφέων και παρουσιάζεται στο Σχ. 2.2.



Σχήμα 2.2. Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L.

Για την δημιουργία του ουδέτερου σημείου N στο ζυγό ΣΡ του αντιστροφέα, υπάρχουν δύο περιπτώσεις: (α) τοποθέτηση δύο ιδίων πηγών ΣΡ τάσης $V_{dc}/2$ με γειωμένο το κοινό σημείο των πηγών (Σχ. 2.3(α)) και (β) τοποθέτηση τεσσάρων ομοίων πυκνωτών με γειωμένο το κοινό σημείο των πυκνωτών C2 και C3 (Σχ. 2.3 (β)). Στο κεφάλαιο 4.4 της αναφοράς [2.3] παρουσιάζονται τα φάσματα αρμονικών της φασικής και πολικής τάσης του αντιστροφέα με διαμόρφωση SPWM και για τις δύο διατάξεις του Σχ. 2.3. Στα πλαίσια

αυτής της διπλωματικής εργασίας θα εξετάσουμε τον αντιστροφέα με την τοπολογία του Σχ. 2.3(α) για τον ζυγό συνεχούς τάσης, εκμεταλλευόμενοι τα πλεονεκτήματά του.



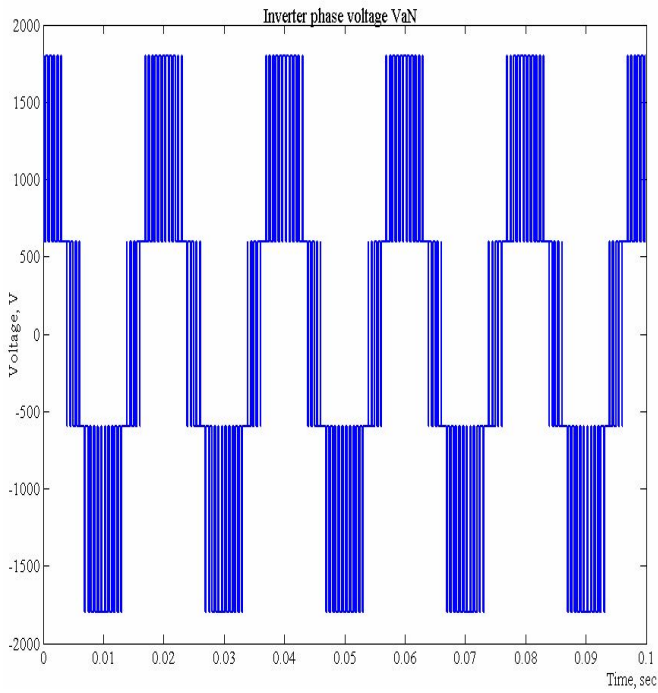
Σχήμα 2.3. (α) Δημιουργία ουδετέρου σημείου μεταξύ των δύο πηγών ΣΡ.
(β) Δημιουργία ουδετέρου σημείου μεταξύ των δύο μεσαίων πυκνωτών.

2.4 SMC-PWM διαμόρφωση αντιστροφέα CONV-NPC-4L

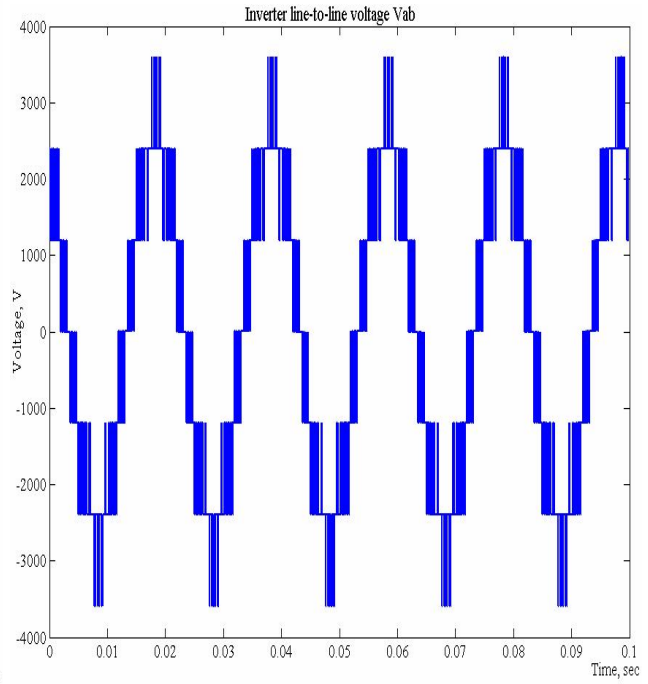
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται οι κυματομορφές προσομοίωσης του αντιστροφέα όταν εφαρμόζουμε σε αυτόν έλεγχο τάσης με διαμόρφωση SMC-PWM (Shift Multi-Carrier PWM). Χρησιμοποιούνται τρία τριγωνικά σήματα φορέα σε διάταξη PD και τρία ημιτονοειδή σήματα αναφοράς v_{rx} με διαφορά φάσης μεταξύ τους 120° .

$$v_{rx} = m_\alpha \cos\left(\omega t + j\frac{2\pi}{3}\right), \quad j=0,-1,1 \quad x=a,b,c \quad (2.1)$$

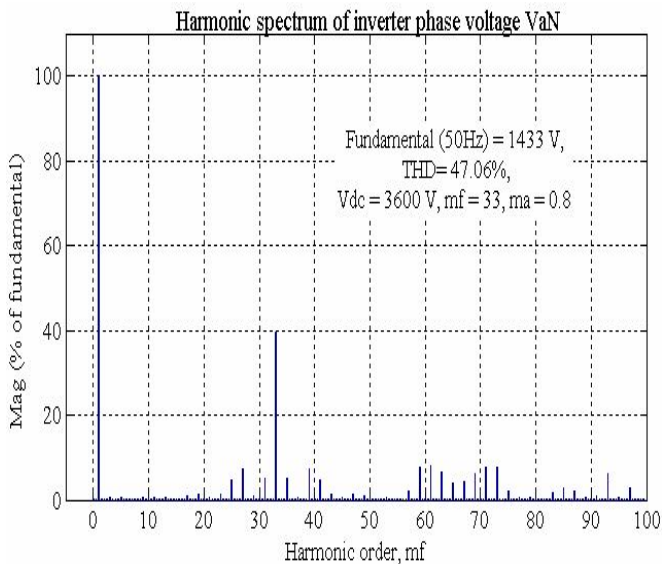
Όπου: m_α είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης του υβριδικού αντιστροφέα. Τα τρία τριγωνικά σήματα φορέα έχουν τα ίδια πλάτη A_c . Στο Σχ. 2.4 παρουσιάζονται οι κυματομορφές προσομοίωσης και τα φάσματα αρμονικών των τάσεων και του ρεύματος του αντιστροφέα.



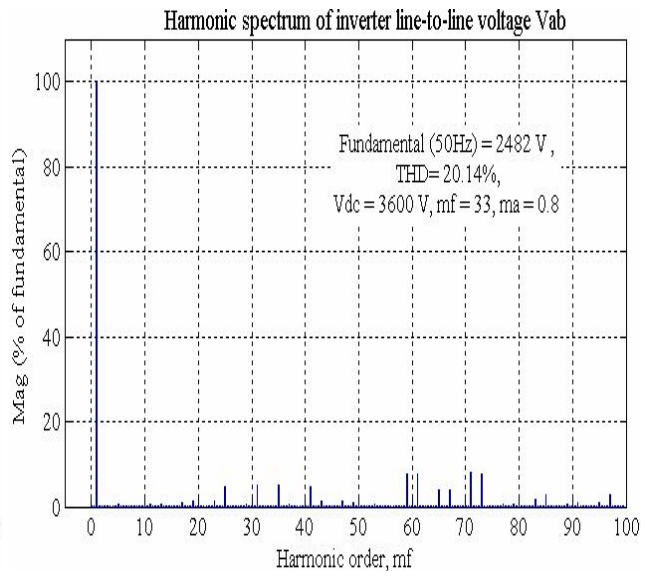
(a)



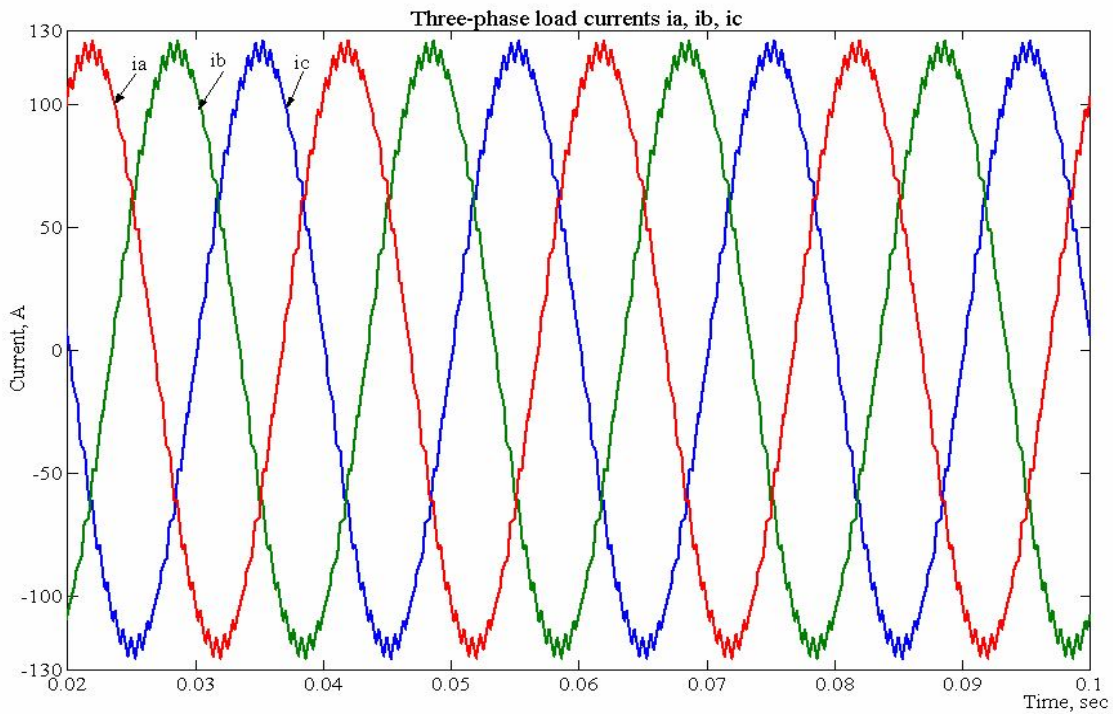
(b)



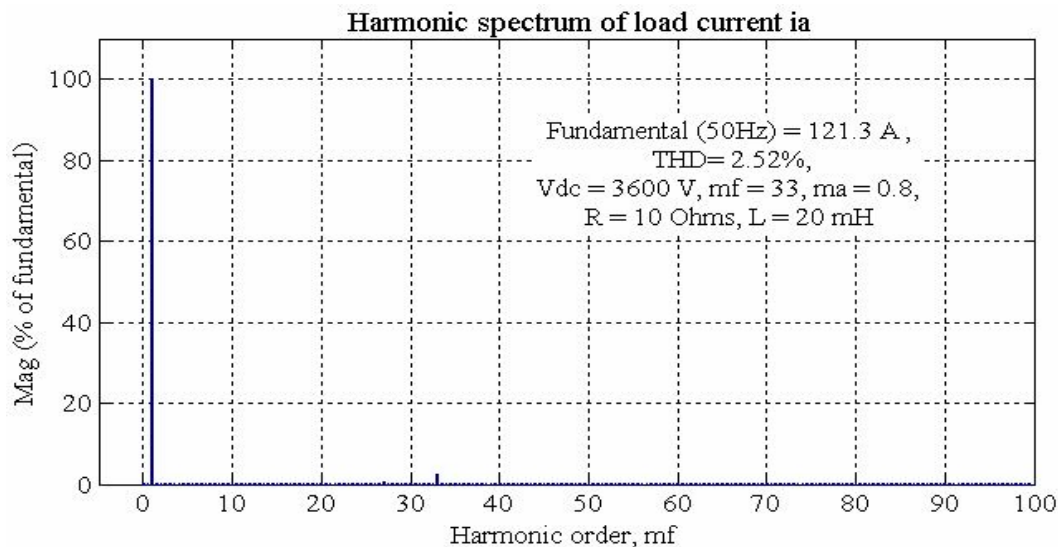
(c)



(d)



(ε)



(στ)

Σχήμα 2.4. (α),(β) Κυματομορφές προσομοίωσης φασικής και πολικής τάσης αντίστοιχα.
 (γ),(δ) Φάσματα αρμονικών για τη φασική και πολική τάση αντίστοιχα.
 (ε) Κυματομορφές προσομοίωσης ρευμάτων φορτίου.
 (στ) Φάσμα αρμονικών φασικού ρεύματος φορτίου. $V_{dc} = 3600$ V, $m_f = 33$, $m_a = 0.8$,
 $f_{max} = 5$ kHz, $R = 10$ Ohms, $L = 20$ mH.

2.5 Κατανομή απωλειών ισχύος στα ημιαγωγικά στοιχεία αντιστροφέα CONV-NPC-4L

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι δίοδοι περιορισμού που υπάρχουν σε ένα συμβατικό αντιστροφέα NPDCMI τριών επιπέδων τάσης έχουν αντικατασταθεί στον προτεινόμενο αντιστροφέα από τους ενεργούς διακόπτες Sx5 και Sx6 (Σχ. 2.2). Έτσι εξασφαλίζεται η ροή ρεύματος μέσα από τους διακόπτες Sx5 και Sx6 και προς τις δύο κατευθύνσεις, γεγονός που διευκολύνει τη δημιουργία εναλλακτικών στρατηγικών σειράς έναυσης και σβέσης των διακοπτικών στοιχείων για την επίτευξη συγκεκριμένου επιπέδου τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, προκύπτουν τουλάχιστον δεκαοχτώ διαφορετικές στρατηγικές για τον αντιστροφέα CONV-NPC-4L (Πίνακας 2.3), με δυνατότητα δημιουργίας επιπλέον διακοπτικών στρατηγικών με εφαρμογή της τεχνικής ZCS.

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η δυνατότητα βελτίωσης της κατανομής των απωλειών ισχύος μεταξύ των ημιαγωγών στοιχείων του αντιστροφέα, επιλέγοντας την πιο κατάλληλη διακοπτική στρατηγική. Βέβαια, σε έναν αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων τάσης, όπου τα ημιαγωγικά στοιχεία κάθε κλάδου εμφανίζουν διαφορετικούς χρόνους αγωγής εντός μιας θεμελιώδους περιόδου, η απόλυτη ισοκατανομή των απωλειών ισχύος δεν είναι δυνατόν να επιτευχθεί. Η διακοπτική στρατηγική η οποία εξασφαλίζει την καλύτερη δυνατή κατανομή απωλειών μεταξύ των ημιαγωγικών στοιχείων είναι αυτή η οποία επιλέγεται. Κατ' αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνεται βέλτιστη διαστασιολόγηση και πλήρης αξιοποίηση των δυνατοτήτων των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα. Επίσης, παρουσιάζεται συγκριτική παρουσίαση των αποτελεσμάτων των απωλειών ισχύος του αντιστροφέα CONV-NPC-4L με τα αντίστοιχα αποτελέσματα συμβατικού αντιστροφέα NPDCMI τεσσάρων επιπέδων τάσης.

Οι απώλειες ισχύος στα ημιαγωγικά στοιχεία ενός αντιστροφέα διακρίνονται: (α) στις απώλειες αγωγής, (β) στις απώλειες λόγω ρεύματος διαρροής και (γ) στις διακοπτικές απώλειες. Επειδή το ρεύμα διαρροής είναι αμελητέο κατά την διάρκεια της σβέσης των στοιχείων, λαμβάνουμε υπόψη μόνο τις (α) και (γ).

Οι απώλειες αγωγής ενός ημιαγωγού στοιχείου εμφανίζονται όταν το στοιχείο διαρρέεται από ηλεκτρικό ρεύμα, δηλαδή όταν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής. Επομένως, οι απώλειες αγωγής p_{cond} εξαρτώνται από την τάση κορεσμού του στοιχείου και από το ρεύμα φορτίου κατά τη διάρκεια αγωγής του.

Διακοπτικές απώλειες σε ένα ημιαγωγό στοιχείο συμβαίνουν κατά την περίοδο μετάβασης του στοιχείου από την έναυση στη σβέση και αντιστρόφως. Για υψηλές συχνότητες φέροντος σήματος (f_c), οι διακοπτικές απώλειες είναι σημαντικές και πρέπει να λαμβάνονται υπόψη στον υπολογισμό της θερμικής καταπόνησης του στοιχείου.

Στους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων τάσης, οι απώλειες ισχύος είναι ίδιες και στα δύο στοιχεία κάθε κλάδου. Τούτο δε συμβαίνει στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης, στους οποίους οι απώλειες ισχύος των ημιαγωγών διακοπών σε κάθε κλάδο είναι διαφορετικές μεταξύ τους και μάλιστα εξαρτώνται από το βαθμό χρησιμοποίησης του συγκεκριμένου στοιχείου, τον αριθμό επιπέδων τάσης, το συντελεστή ισχύος και το συντελεστή διαμόρφωσης του αντιστροφέα [2.4].

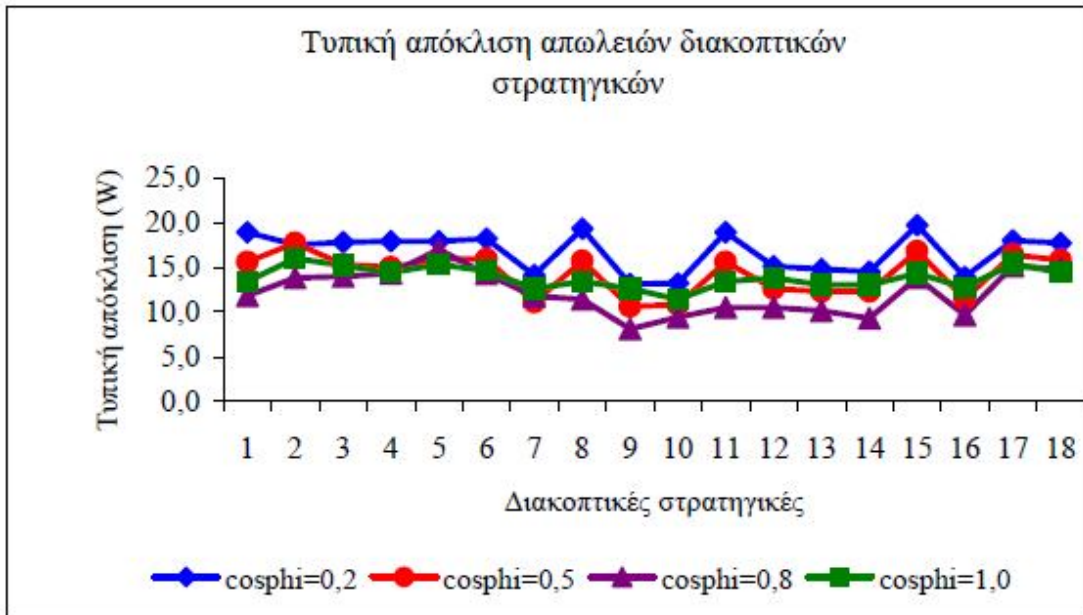
Για να περιοριστεί η ανισοκατανομή των απωλειών ισχύος μεταξύ των μονάδων του αντιστροφέα, πρέπει η διασπορά των τιμών των απωλειών ισχύος των μονάδων γύρω από τη μέση τιμή απωλειών να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Επομένως, το κριτήριο για την επιλογή της κατάλληλης διακοπτικής στρατηγικής είναι ακριβώς το μέτρο διασποράς των τιμών των απωλειών των μονάδων γύρω από τη μέση τιμή απωλειών.

Στον Πίνακα 2.4 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από το θεωρητικό υπολογισμό των απωλειών αγωγής και των διακοπτικών απωλειών για μονοφασικό αντιστροφέα, για $\cos\phi = 0.8$, $m_a = 0.8$. Στον Πίνακα 2.4 συμπεριλαμβάνονται επίσης οι συνολικές απώλειες, η μέση τιμή απωλειών και η τυπική απόκλιση απωλειών ανά διακοπτική στρατηγική.

Στο Σχ. 2.5 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της τυπικής απόκλισης για τις δεκαοχτώ διακοπτικές στρατηγικές για σταθερό φορτίο, σταθερό συντελεστή διαμόρφωσης και διαφορετικό συντελεστή ισχύος. Παρατηρούμε ότι η 9η διακοπτική στρατηγική εμφανίζει τη μικρότερη τυπική απόκλιση και επομένως εξασφαλίζει την καλύτερη κατανομή απωλειών ισχύος μεταξύ των ημιαγωγών στοιχείων συγκριτικά με τις υπόλοιπες διακοπτικές στρατηγικές. Για το λόγο αυτό, η 9η διακοπτική στρατηγική θα χρησιμοποιείται στο εξής ως η βέλτιστη διακοπτική στρατηγική του αντιστροφέα CONV-NPC-4L.

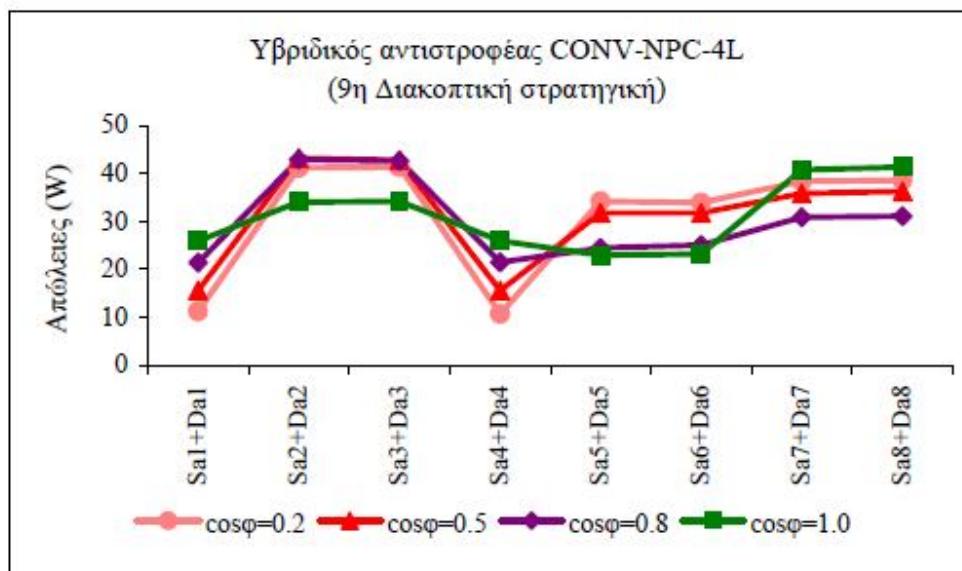
Απώλειες ισχύος για τις διακοπτικές στρατηγικές 1 έως 9 (W)									
Μονάδα	1η	2η	3η	4η	5η	6η	7η	8η	9η
Sa1+Da1	20.17	15.55	19.06	19.03	21.06	21.07	10.70	19.07	21.07
Sa2+Da2	52.54	37.00	55.00	30.50	66.00	52.00	45.00	51.00	42.80
Sa3+Da3	30.79	55.00	31.50	56.50	28.05	29.50	40.50	30.40	39.50
Sa4+Da4	20.09	16.10	19.05	21.05	18.03	18.03	17.53	20.11	21.07
Sa5+Da5	36.86	17.90	43.00	12.00	42.00	48.00	31.00	33.50	26.50
Sa6+Da6	14.70	39.00	12.50	44.10	11.50	11.00	22.00	15.50	26.50
Sa7+Da7	33.22	35.00	34.50	34.00	33.50	34.50	35.44	35.50	34.50
Sa8+Da8	32.36	28.00	30.00	30.00	28.00	28.00	34.00	28.50	30.00
Συνολικές Απώλειες (W)	240.73	243.55	244.61	247.18	248.14	242.10	236.17	233.58	241.94
Μέση Τιμή (W)	15.00	15.20	15.30	15.40	15.50	15.10	14.80	14.60	15.10
Τυπική απόκλιση (W)	11.96	13.79	13.94	14.32	16.98	14.22	11.78	11.39	8.09
Απώλειες ισχύος για τις διακοπτικές στρατηγικές 10 έως 18 (W)									
Μονάδα	10η	11η	12η	13η	14η	15η	16η	17η	18η
Sa1+Da1	21.07	20.06	16.02	15.87	16.87	15.72	16.70	15.82	15.70
Sa2+Da2	43.00	30.39	45.00	43.55	42.00	32.82	39.60	30.40	29.48
Sa3+Da3	45.00	48.50	44.09	42.93	40.93	56.70	44.30	57.14	56.23
Sa4+Da4	21.07	22.06	18.03	17.53	17.53	17.48	20.46	22.06	21.56
Sa5+Da5	24.00	15.55	30.14	28.86	28.86	17.86	21.50	11.00	10.79
Sa6+Da6	26.50	35.50	30.38	27.90	27.90	39.50	30.29	45.47	44.00
Sa7+Da7	34.50	35.00	33.25	32.10	32.20	31.90	33.60	33.00	32.40
Sa8+Da8	30.00	32.00	29.50	28.98	31.48	34.46	31.00	30.56	29.98
Συνολικές Απώλειες (W)	245.14	239.06	246.41	237.72	237.77	246.44	237.45	245.45	240.14
Μέση Τιμή (W)	15.30	14.90	15.40	14.90	14.90	15.40	14.80	15.30	15.00
Τυπική απόκλιση (W)	9.40	10.50	10.48	10.12	9.29	13.82	9.64	15.15	14.81

Πίνακας 2.4. Απώλειες ισχύος ανά μονάδα και διακοπτική στρατηγική για τον υβριδικό αντιστροφέα CONV-NPC-4L, $\cos\phi = 0.8$ και $m_a = 0.8$.

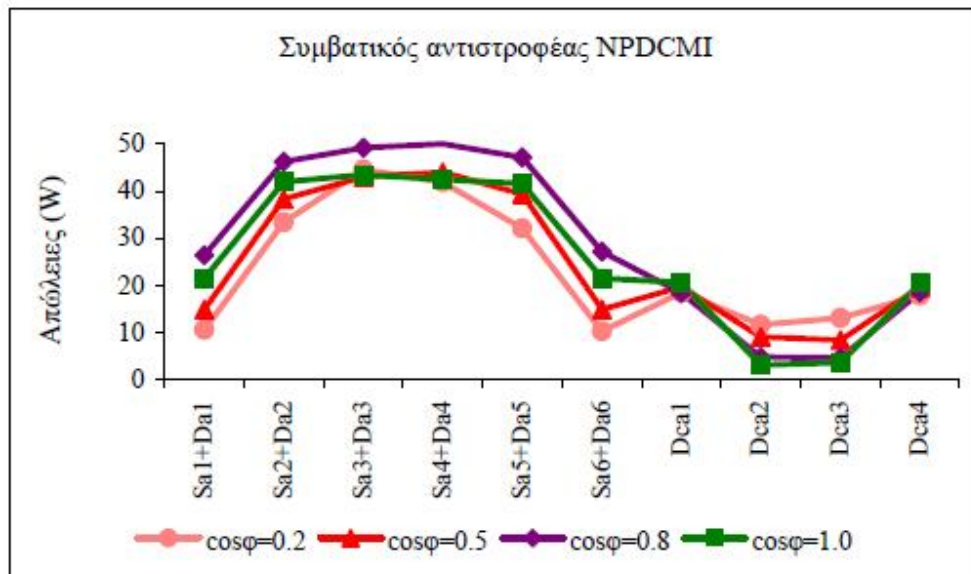


Σχήμα 2.5. Τυπική απόκλιση απωλειών αντιστροφέα CONV-NPC-4L για σταθερό φορτίο και συντελεστή διαμόρφωσης ($m_a = 0.8$) και για διαφορετικό συντελεστή ισχύος.

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα προφίλ κατανομής απωλειών ισχύος στα ημιαγωγικά στοιχεία του υβριδικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L και ενός συμβατικού αντιστροφέα NPDCMI τεσσάρων επιπέδων τάσης [2.5]-[2.6]. Οι απώλειες ισχύος υπολογίστηκαν για σταθερό ωμικό-επαγωγικό φορτίο, ίδια τάση ζυγού ΣΡ, ίδιο συντελεστή διαμόρφωσης και για διαφορετικούς συντελεστές ισχύος.



(α)



(β)

Σχήμα 2.6. Προφίλ κατανομής απωλειών ισχύος για σταθερό φορτίο, σταθερό συντελεστή διαμόρφωσης και για διαφορετικούς συντελεστές ισχύος. (α) Προτεινόμενος αντιστροφέας με SPWM διαμόρφωση σύμφωνα με την 9η διακοπτική στρατηγική. (β) Συμβατικός αντιστροφέας NPDCMI τεσσάρων επιπέδων τάσης.

Στο Σχ. 2.6 φαίνονται τα αποτελέσματα των απωλειών ισχύος, όπου δίνεται το προφίλ κατανομής απωλειών ισχύος και για τους δύο τύπους αντιστροφών. Παρατηρώντας τα διαγράμματα προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα:

1. Ο προτεινόμενος υβριδικός αντιστροφέας εμφανίζει πιο βελτιωμένη κατανομή απωλειών στα ημιαγωγικά στοιχεία από εκείνη του συμβατικού αντιστροφέα.

2. Στο συμβατικό αντιστροφέα, το 70% περίπου των συνολικών απωλειών ισχύος προκαλείται αποκλειστικά από τις μονάδες (Sa2 + Da2), (Sa3 + Da3), (Sa4 + Da4) και (Sa5 + Da5), ενώ το υπόλοιπο των απωλειών προκαλείται από τις μονάδες (Sa1 + Da1), (Sa6 + Da6), (Dca1) και (Dca4). Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι, οι διακόπτες Sa2 έως Sa5 άγουν για περισσότερα από ένα επίπεδα τάσης εντός μιας θεμελιώδους περιόδου, ενώ οι διακόπτες Sa1 και Sa6 άγουν μόνο στα επίπεδα τάσης +Vdc/2 και -Vdc/2 αντίστοιχα.

3. Στον υβριδικό αντιστροφέα, το 35% περίπου των συνολικών απωλειών ισχύος προκαλείται από τις μονάδες (Sa2 + Da2) και (Sa3 + Da3), ενώ το υπόλοιπο των απωλειών ισχύος κατανέμεται περίπου ομοιόμορφα στις υπόλοιπες μονάδες του αντιστροφέα.

4. Ως παράδειγμα σύγκρισης, αναφέρεται ότι για $m_a = 0.8$ και $\cos\phi = 0.8$, η τυπική απόκλιση του υβριδικού αντιστροφέα είναι 8.1 W, ενώ η αντίστοιχη τιμή για το συμβατικό αντιστροφέα είναι 18 W.

Στο κεφάλαιο 4.5.2 της αναφοράς [2.3] γίνεται συγκριτική παρουσίαση των συνολικών απωλειών του υβριδικού και του συμβατικού αντιστροφέα για σταθερό και μεταβλητό ωμικό-επαγωγικό φορτίο αντίστοιχα, ενώ ο συντελεστής ισχύος και ο συντελεστής διαμόρφωσης μεταβάλλονται. Τα συμπεράσματα που συνάγονται είναι τα εξής:

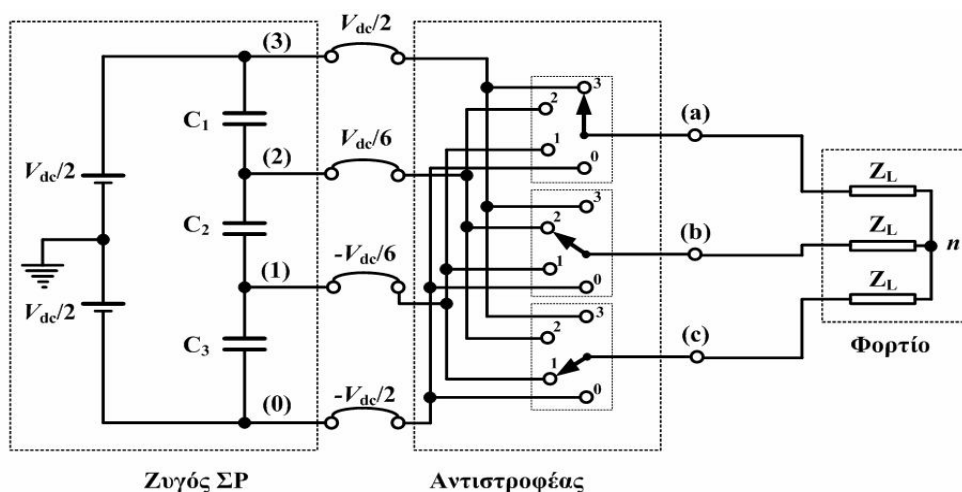
1. Για $\cos\phi < 0.5$ ο συμβατικός αντιστροφέας παρουσιάζει έως και 13% λιγότερες απώλειες ισχύος απ' ότι ο υβριδικός αντιστροφέας, ενώ για $\cos\phi \geq 0.5$ ο συμβατικός αντιστροφέας εμφανίζει έως και 30% υψηλότερες απώλειες ισχύος συγκριτικά με τον προτεινόμενο αντιστροφέα (π.χ. για $\cos\phi=1.0$ και $m_a = 1.0$).

2. Ο προτεινόμενος αντιστροφέας CONV-NPC-4L είναι πιο αποδοτικός από τον συμβατικό αντιστροφέα, όταν λειτουργεί σε υψηλά φορτία με υψηλό συντελεστή ισχύος και μεγάλο συντελεστή διαμόρφωσης.

2.6 SVPWM διαμόρφωση αντιστροφέα CONV-NPC-4L

Σε αυτή την ενότητα αναλύεται εν συντομία η τεχνική SVPWM προκειμένου να εφαρμοστεί στον υβριδικό αντιστροφέα και διαπιστώνεται η πολυπλοκότητα της και η ανάγκη να δοκιμάσουμε την προτεινόμενη τεχνική προβλεπτικού ελέγχου. Η τεχνική SVPWM βασίζεται στην δυνατότητα που υπάρχει να εκφραστούν οι τάσεις τριφασικού αντιστροφέα ως σταθερά διακριτά διανύσματα στο επίπεδο α - β , τα οποία ονομάζονται και χωρικά διανύσματα τάσης (voltage space vectors). Επειδή όμως, εμείς υποθέτουμε ότι τα τριφασικά συστήματα μας είναι συμμετρικά και επομένως δεν εμφανίζουν συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας (zero sequence component), στην ουσία δεν έχουμε διανύσματα στο χώρο αλλά στο μιγαδικό επίπεδο.

Οι δυνατοί διακοπτικοί συνδυασμοί που προσφέρει ένας αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων τάσης είναι: $4^3 = 64$. Κάθε διακοπτικός συνδυασμός προσδιορίζει και ένα διακριτό διάνυσμα τάσης στο μιγαδικό επίπεδο $\alpha, j\beta$.



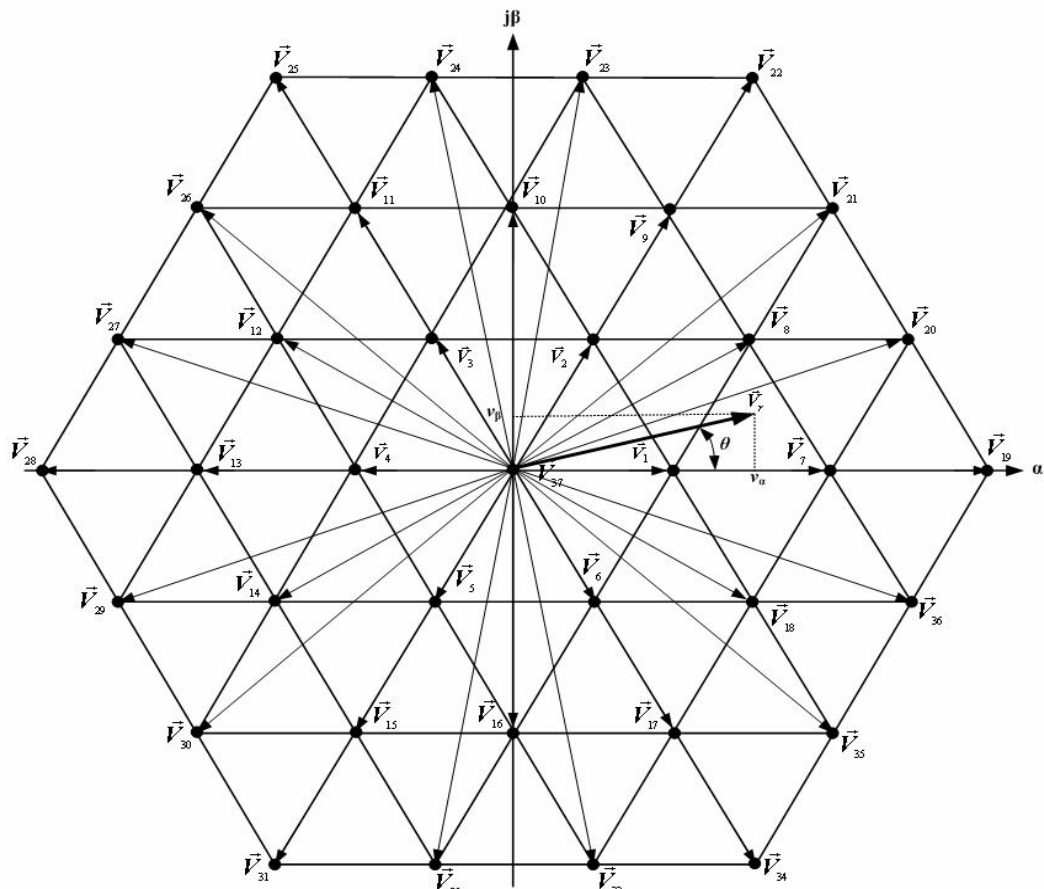
Σχήμα 2.7. Απλοποιημένη διάταξη αντιστροφέα πηγής τάσης τεσσάρων επιπέδων.

Στο Σχ. 2.7 παρουσιάζεται απλοποιημένη μορφή της διάταξης μετατροπής ισχύος, όπου ή κάθε φάση του αντιστροφέα παριστάνεται με ένα μεταγωγικό διακόπτη τεσσάρων θέσεων. Οι φάσεις του αντιστροφέα βρίσκονται κάθε φορά σε ένα από τα επίπεδα τάσης: $V_{dc}/2$, $V_{dc}/6$, $-V_{dc}/6$, $-V_{dc}/2$ ή διαφορετικά σε μία από τις διακοπτικές καταστάσεις 3, 2, 1, και 0 αντίστοιχα. Τούτο επιτυγχάνεται με κατάλληλη παλμοδότηση των διακοπών του αντιστροφέα. Εάν, για παράδειγμα, οι φάσεις a, b και c του αντιστροφέα συνδέονται στα σημεία 3, 1 και 2 αντίστοιχα, τότε οι τάσεις των φάσεων ως προς το σημείο N είναι: $V_{aN} = V_{dc}/2$, $V_{bN} = -V_{dc}/6$ και $V_{cN} = V_{dc}/6$. Η κατάσταση αυτή του αντιστροφέα θα συμβολίζεται στο εξής ως διακοπτική κατάσταση [312], όπου οι αριθμοί μέσα στην αγκύλη αντιπροσωπεύουν τους κόμβους του ζυγού ΣΡ, στους οποίους συνδέονται οι φάσεις a, b και c αντίστοιχα. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, οι δυνατές διακοπτικές καταστάσεις ενός αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τάσης είναι 64. Κάθε δυνατή διακοπτική κατάσταση δίνει ένα διακριτό διάνυσμα τάσης του αντιστροφέα.

Στον Πίνακα Π.2.1. του Παραρτήματος, παρουσιάζονται όλες οι πιθανές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων με τις αντίστοιχες τιμές των φασικών και πολικών τάσεων του αντιστροφέα, των φασικών τάσεων φορτίου, των συνιστωσών V_α , V_β και του μέτρου των διακριτών διανυσμάτων τάσης του αντιστροφέα στο μιγαδικό επίπεδο $\alpha\beta$. Οι τάσεις στον Πίνακα Π.2.1. είναι εκφρασμένες σε α.μ. τιμές, λαμβάνοντας ως τιμή βάσης την τάση V_{dc} του ζυγού ΣΡ.

Από τον Πίνακα Π.2.1., παρατηρούμε ότι κάποια διακριτά διανύσματα τάσης ορίζονται με περισσότερες από μία διακοπτικές καταστάσεις. Προκύπτουν έτσι 37 διακριτά διανύσματα τάσης, τα οποία παρουσιάζονται στον Πίνακα Π.2.2. (Παράρτημα). Με βάση τα αποτελέσματα του Πίνακα Π.2.2., σχεδιάστηκε το διάγραμμα των διακριτών διανυσμάτων τάσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων, το οποίο παρουσιάζεται στο Σχ. 2.8

Από τον Πίνακα Π.2.2., παρατηρούμε ότι τα διανύσματα τάσης $\vec{V}_1 - \vec{V}_6$ υλοποιούνται με τρεις διαφορετικούς διακοπτικούς συνδυασμούς, τα διανύσματα τάσης $\vec{V}_7 - \vec{V}_{18}$ υλοποιούνται με δύο διαφορετικούς διακοπτικούς συνδυασμούς, τα διανύσματα τάσης $\vec{V}_{19} - \vec{V}_{36}$ υλοποιούνται με ένα διακοπτικό συνδυασμό και το μηδενικό διάνυσμα τάσης \vec{V}_{37} υλοποιείται με τέσσερις διαφορετικούς διακοπτικούς συνδυασμούς. Η δυνατότητα αυτή υλοποίησης κάποιων διανυσμάτων τάσης με εναλλακτικούς διακοπτικούς συνδυασμούς συνιστά ένα βασικό πλεονέκτημα των ηλεκτρικών μετατροπών πολλαπλών επιπέδων τάσης, το οποίο εκμεταλλευόμαστε για την ανάπτυξη τεχνικών εξισορρόπησης των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ του μετατροπέα. Ακόμη, από το Σχ. 2.8 παρατηρούμε ότι για κάθε επιπλέον επίπεδο τάσης του αντιστροφέα προστίθεται εξωτερικά και ένας ακόμη δακτύλιος. Έτσι, τα διανύσματα τάσης $\vec{V}_1 - \vec{V}_6$ διαμορφώνουν το εσωτερικό εξάγωνο (αντιστροφέας δύο επιπέδων τάσης), τα διανύσματα τάσης $\vec{V}_7 - \vec{V}_{18}$ διαμορφώνουν το μεσαίο δακτύλιο (αντιστροφέας τριών επιπέδων τάσης) και τα διανύσματα τάσης $\vec{V}_{19} - \vec{V}_{36}$ διαμορφώνουν τον εξωτερικό δακτύλιο (αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων τάσης).



Σχήμα 2.8. Διάγραμμα διακριτών διανυσμάτων τάσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων.

Το επιθυμητό διάνυσμα τάσης αναφοράς στην έξοδο του αντιστροφεία \vec{V}_r ισούται κάθε στιγμή με:

$$\vec{V}_r = V_\alpha + j \cdot V_\beta \quad (2.2)$$

Ο προσδιορισμός των θέσεων των διανυσμάτων τάσης γίνεται με τον υπολογισμό των συνιστωσών V_α και V_β του διανύσματος τάσης αναφοράς \vec{V}_r , με τη βοήθεια του μετασχηματισμού (2.3).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Κάθε διάνυσμα \vec{V}_r , το οποίο βρίσκεται εντός του διαγράμματος του Σχ.2.8, μπορεί να εκφραστεί ως μέση τιμή του αθροίσματος των σταθμισμένων παρακείμενων διανυσμάτων, δηλαδή των διανυσμάτων που ορίζουν τον τομέα μέσα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα \vec{V}_r .

Για την υλοποίηση του αλγορίθμου της τεχνικής SVPWM ακολουθούνται τα εξής βήματα τα οποία φαίνονται και στο Σχ.2.9 :

1) Προσδιορίζεται η τριγωνική περιοχή μέσα στην οποία βρίσκεται το επιθυμητό διάνυσμα της τάσης αναφοράς $\vec{V}_r = V_\alpha + j \cdot V_\beta$. Αρχικά προσδιορίζεται το τεταρτημόριο μέσα στο οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς από τα πρόσημα των συνιστωσών V_α και V_β και στην συνέχεια ο τομέας. Τα όρια κάθε τομέα προκύπτουν από την επίλυση ενός συστήματος τριών ανισώσεων που ορίζουν οι ευθείες των πλευρών του τριγώνου.

Για παράδειγμα, η τριγωνική περιοχή που ορίζουν τα διανύσματα τάσης \vec{V}_8 , \vec{V}_9 και \vec{V}_{21} (Σχ.2.8) προσδιορίζεται από την επίλυση του συστήματος των ανισώσεων :

$$y + \sqrt{3} \cdot x \geq \frac{4\sqrt{3}}{9} \quad (2.4)$$

$$y - \sqrt{3} \cdot x \geq -\frac{2\sqrt{3}}{9} \quad (2.5)$$

$$y \leq \frac{2\sqrt{3}}{9} \quad (2.6)$$

Όπου x και y είναι οι συνιστώσες V_α και V_β αντίστοιχα του διανύσματος της τάσης αναφοράς \vec{V}_r . Η ευθεία της ανίσωσης (2.4) ορίζεται από τις κορυφές των διανυσμάτων \vec{V}_8 - \vec{V}_9 , η ευθεία της ανίσωσης (2.5) ορίζεται από τις κορυφές των διανυσμάτων \vec{V}_8 - \vec{V}_{21} και η ευθεία της ανίσωσης (2.) ορίζεται από τις κορυφές των διανυσμάτων \vec{V}_9 - \vec{V}_{21} .

2) Κάθε κυκλικός τομέας υποδιαιρείται σε επιμέρους τομείς , οι οποίοι αντιστοιχούν στα διαστήματα δειγματοληψίας T_s . Για κάθε διάστημα $T_s / 2$, υπολογίζονται οι βαθμοί χρησιμοποίησης των διακριτών διανυσμάτων τάσης που ορίζουν την τριγωνική περιοχή, εντός της οποίας βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς. Το διάνυσμα αναφοράς θεωρείται σταθερό εντός του διαστήματος δειγματοληψίας. Στην περίπτωση της συνεχούς SVPWM, κάθε ημιαγωγός διακόπτης που λαμβάνει μέρος στη διαμόρφωση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα πραγματοποιεί μία έναυση και μία σβέση εντός μιας περιόδου δειγματοληψίας T_s και επομένως $T_s = T_c$, όπου T_c είναι η διακοπτική περίοδος. Ο βαθμός χρησιμοποίησης διανύσματος τάσης ορίζεται ως :

$$d_i = \frac{T_i}{T_c} , i=1,2,3 \quad (2.7)$$

Έστω ότι το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται εντός της τριγωνικής περιοχής που ορίζεται από τα διανύσματα τάσης \vec{V}_k , \vec{V}_l και \vec{V}_m , οι βαθμοί χρησιμοποίησης των διακριτών διανυσμάτων τάσης προκύπτουν από τις εξισώσεις (2.8) και (2.9).

$$\vec{V}_r = \vec{V}_k \cdot d_k + \vec{V}_l \cdot d_l + \vec{V}_m \cdot d_m \quad (2.8)$$

$$1 = d_k + d_l + d_m \quad (2.9)$$

Όπου d_k, d_l, d_m είναι οι βαθμοί χρησιμοποίησης των διανυσμάτων τάσης \vec{V}_k, \vec{V}_l και \vec{V}_m αντιστοίχως.

Από την επίλυση του συστήματος των εξισώσεων (2.8) και (2.9) προκύπτει :

$$\begin{bmatrix} d_k \\ d_l \\ d_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha, \vec{V}_k} & V_{\alpha, \vec{V}_l} & V_{\alpha, \vec{V}_m} \\ V_{\beta, \vec{V}_k} & V_{\beta, \vec{V}_l} & V_{\beta, \vec{V}_m} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_r \cdot \cos\theta \\ V_r \cdot \sin\theta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Όπου :

$\theta = \omega_r t$: η γωνία περιστροφής του διανύσματος αναφοράς \vec{V}_r .

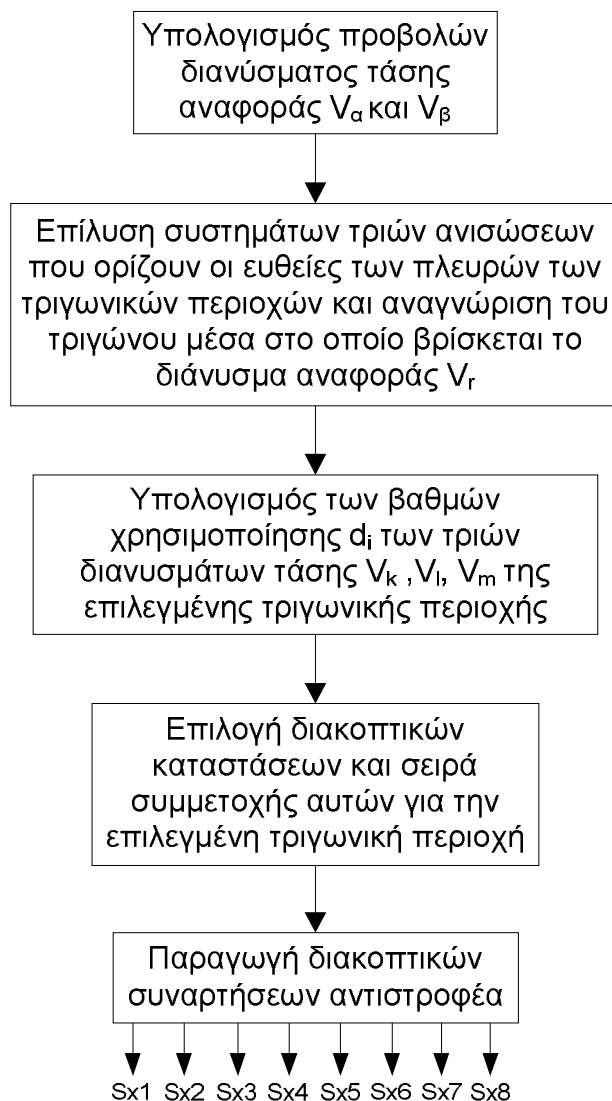
$(V_{\alpha, \vec{V}_k}, V_{\beta, \vec{V}_k}), (V_{\alpha, \vec{V}_l}, V_{\beta, \vec{V}_l}), (V_{\alpha, \vec{V}_m}, V_{\beta, \vec{V}_m})$: οι συνιστώσες των διανυσμάτων τάσης \vec{V}_k, \vec{V}_l και \vec{V}_m στους άξονες $\alpha\beta$ αντιστοίχως.

3) Έχοντας υπολογίσει τους χρόνους συμμετοχής των διανυσμάτων που συμμετέχουν στην διαμόρφωση της μέσης τιμής της τάσης αναφοράς του αντιστροφέα, επιλέγουμε τη σειρά συμμετοχής των διανυσμάτων έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η ελάχιστη δυνατή διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγικών διακοπών αλλά και η βέλτιστη αρμονική συμπεριφορά του αντιστροφέα.

4) Παράγονται οι διακοπτικές συναρτήσεις των ημιαγωγικών διακοπών για την PWM διαμόρφωση των κυματομορφών εξόδου του αντιστροφέα.

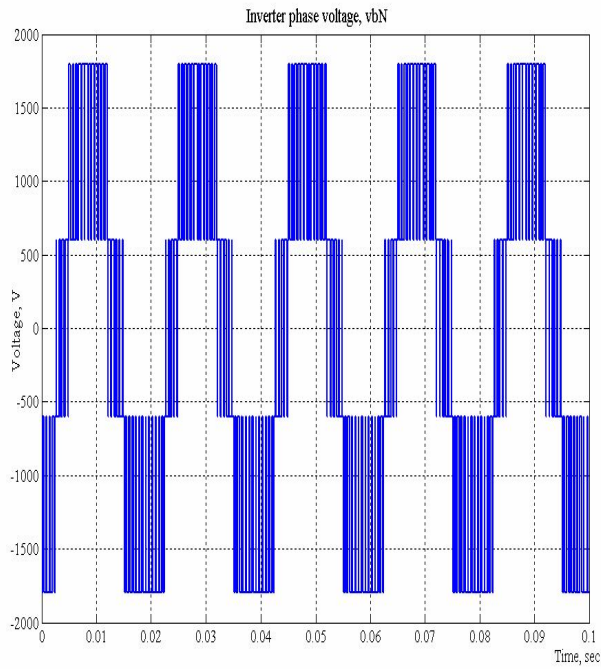
Μπορούμε εύκολα να διαπιστώσουμε ότι η εφαρμογή των παραπάνω βημάτων για τον έλεγχο ενός πολυεπίπεδου αντιστροφέα, όπου ο αριθμός των διανυσμάτων τάσης είναι μεγάλος και ως εκ τούτου το διάγραμμα διακριτών διανυσμάτων τάσεως πιο πολύπλοκο με περισσότερες τριγωνικές περιοχές, είναι μια διαδικασία που επιφέρει μεγάλο υπολογιστικό φόρτο και επομένως αποτελεί ένα σημαντικό μειονέκτημα για τοπολογίες πολυεπίπεδων αντιστροφέων. Όσον αφορά στον υβριδικό αντιστροφέα που εξετάζουμε εδώ, η επίλυση των συστημάτων τριών ανισώσεων που ορίζουν οι ευθείες των πλευρών όλων των τριγώνων, ο υπολογισμός των χρόνων συμμετοχής των σταθμισμένων διανυσμάτων που ορίζουν τον τομέα μέσα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα \vec{V}_r και η επιλογή των διακοπτικών συναρτήσεων των ημιαγωγικών διακοπών επιβαρύνουν πολύ την πολυπλοκότητα της τεχνικής ελέγχου. Αν συνυπολογίσουμε και το γεγονός ότι προκειμένου να παράγουμε το επιθυμητό διάνυσμα τάσης αναφοράς χρειαζόμαστε PI ελεγκτές τότε

έχουμε να αντιμετωπίσουμε ακόμα μεγαλύτερα προβλήματα στην υλοποίηση του αλγορίθμου ελέγχου. Η επιλογή των κατάλληλων κερδών K_p και K_i έτσι ώστε να παράγεται το επιθυμητό διάνυσμα τάσης και να ανταποκρίνεται ο έλεγχος σε τυχόν μεταβολές της αναφοράς αποτελεί μία πολύπλοκη διεργασία. Τέλος, σε περίπτωση που θέλουμε να επιτύχουμε και την σταθεροποίηση των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ χρησιμοποιώντας την διαμορφωμένη τεχνική SVVPWM με τα φανταστικά διανύσματα τάσης, τότε ο υπολογιστικός φόρτος του αλγορίθμου αυξάνεται κατά πολύ.

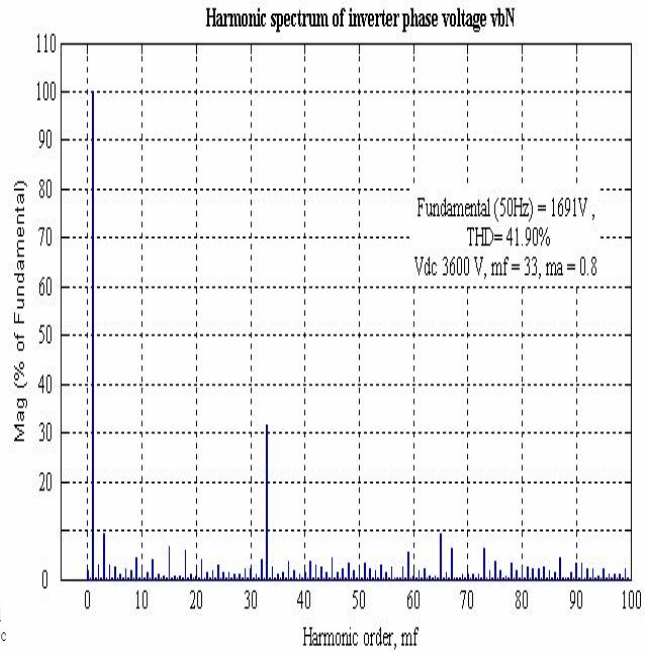


Σχήμα 2.9. Βήματα υλοποίησης αλγορίθμου SVPWM διαμόρφωσης αντιστροφεία CONV-NPC-4L.

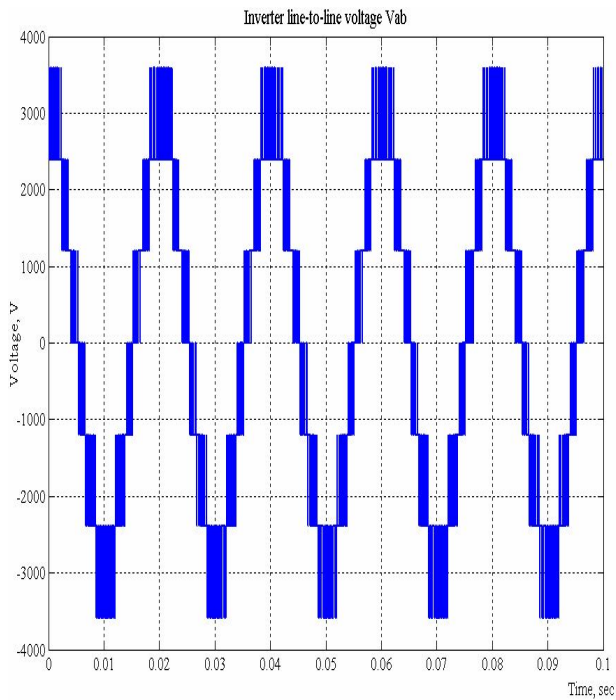
Στο Σχ. 2.10 παρατίθενται οι κυματομορφές τάσεων και εντάσεων, οι οποίες προέκυψαν μετά από προσομοίωση της λειτουργίας του αντιστροφεία CONV-NPC-4L με SVPWM διαμόρφωση για την περίπτωση όπου το διάνυσμα αναφοράς κινείται στην περιοχή του εξωτερικού δακτυλίου.



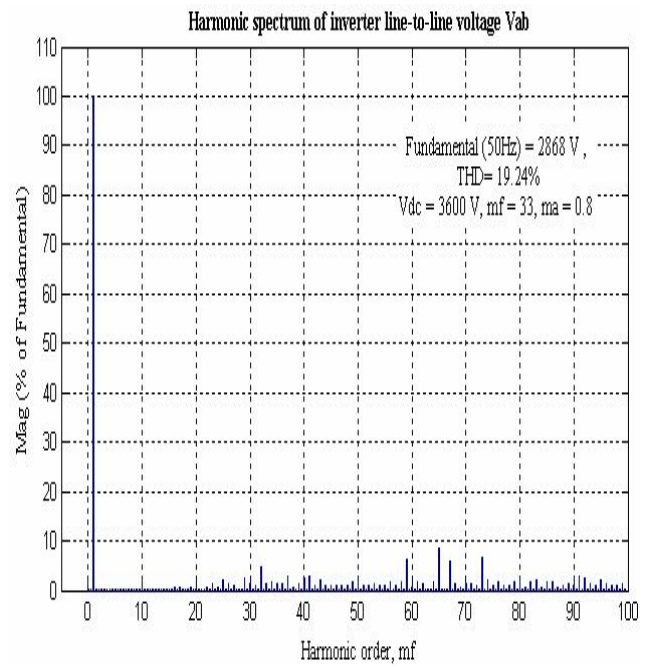
(α)



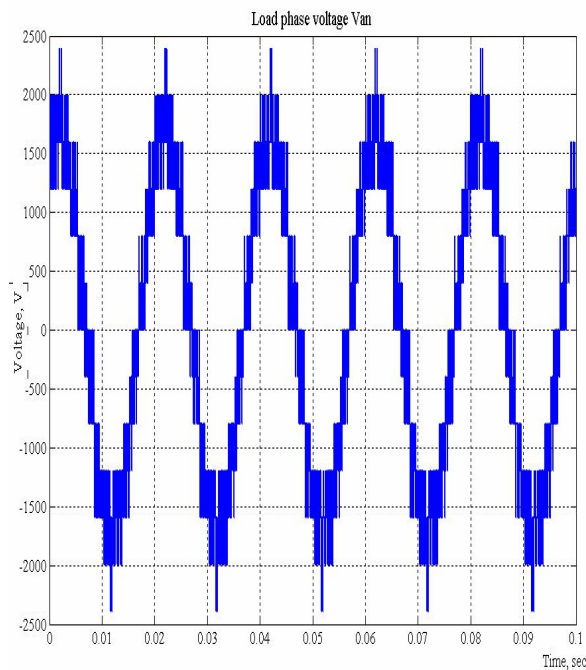
(β)



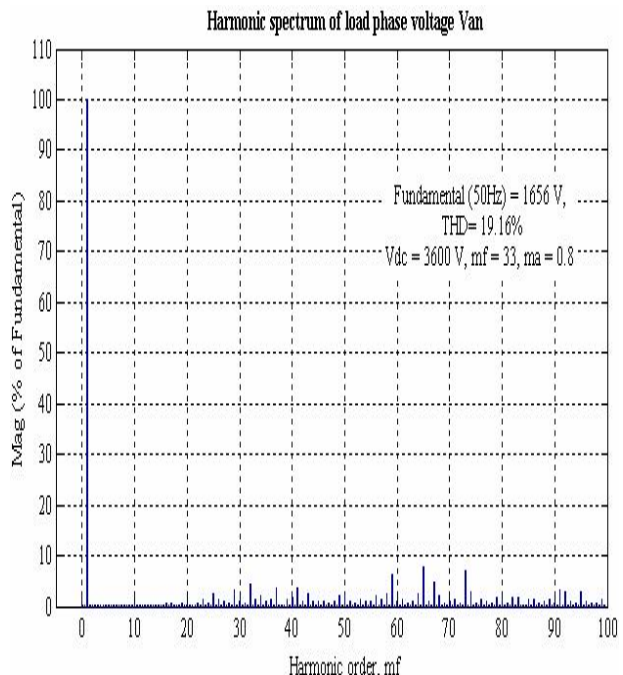
(γ)



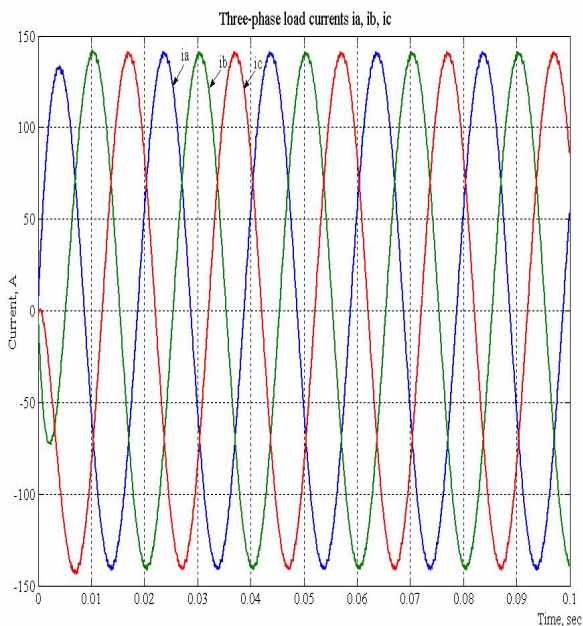
(δ)



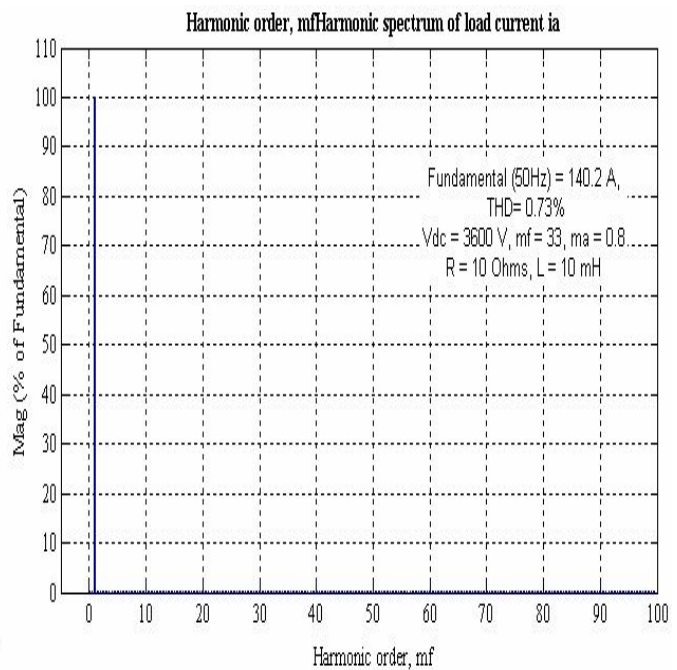
(ε)



(στ)



(ζ)



(η)

Σχήμα 2.10. Κυματομορφές προσομοίωσης αντιστροφέα CONV-NPC-4L τεσσάρων επιπέδων με SVPWM διαμόρφωση. Λειτουργία αντιστροφέα στον εξωτερικό δακτύλιο. (α), (β) Κυματομορφή φασικής τάσης εξόδου V_{bn} αντιστροφέα και φάσμα αρμονικών αντίστοιχα. (γ), (δ) Κυματομορφή πολικής τάσης εξόδου αντιστροφέα V_{ab} και φάσμα αρμονικών αντίστοιχα. (ε), (στ) Κυματομορφή φασικής τάσης φορτίου V_{an} και φάσμα αρμονικών αντίστοιχα. (ζ) Κυματομορφές ρευμάτων φορτίων i_a, i_b, i_c .

(η) Φάσμα αρμονικών ρεύματος φορτίου i_a . Παράμετροι προσομοίωσης:
 $V_{dc} = 3600 \text{ V}$, $m_f = 33$, $m_a = 0.8$, $f_{max} = 5 \text{ kHz}$, $R_{load} = 10 \text{ Ohms}$, $L_{load} = 10 \text{ mH}$.

2.7 Σταθεροποίηση τάσεων πυκνωτών ζυγού ΣΡ αντιστροφέα CONV-NPC-4L

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, τα επίπεδα τάσης στις κυματομορφές εξόδου αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων εξασφαλίζονται από πυκνωτές, οι οποίοι τοποθετούνται στο ζυγό ΣΡ του αντιστροφέα. Επιπλέον, οι πυκνωτές αποτελούν τις «δεξαμενές» ενέργειας για την παροχή ή αποθήκευση ηλεκτρικού φορτίου, ανάλογα με τη φορά του παρεχόμενου ρεύματος (motoring ή regenerative operation), από τον αντιστροφέα προς το φορτίο και αντιστρόφως.

Είναι, επομένως, απαραίτητο οι τάσεις των πυκνωτών να παραμένουν σταθερές υπό οποιεσδήποτε συνθήκες λειτουργίας του αντιστροφέα. Κατ' αυτόν τον τρόπο, αφενός διατηρείται η επιθυμητή κυματομορφή των τάσεων του αντιστροφέα με το μικρότερο περιεχόμενο αρμονικών και αφετέρου οι ημιαγωγοί διακόπτες δεν καταπονούνται με τάσεις μεγαλύτερες από τις προδιαγραφόμενες ονομαστικές τιμές τους.

Το πρόβλημα της ανομοιόμορφης κατανομής των τάσεων στους πυκνωτές του ζυγού ΣΡ αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων, εμφανίζεται στους ενδιάμεσους πυκνωτές (C2, C3 στο Σχ. 2.1α) όταν είναι $\cos\phi \neq 0$. Για παράδειγμα, σε αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης $\pm V_{dc}/4$ ή $\pm V_{dc}/6$ συγκλίνουν με το χρόνο προς το μηδέν με αποτέλεσμα ο αντιστροφέας των τεσσάρων επιπέδων να μετατραπεί σε αντιστροφέα τριών επιπέδων τάσης. Τούτο οφείλεται στο γεγονός ότι η μέση τιμή του ρεύματος φόρτισης και εκφόρτισης των πυκνωτών αυτών δεν είναι ίση με μηδέν εντός μιας θεμελιώδους περιόδου.

Οι τεχνικές που έχουν χρησιμοποιηθεί μέχρι σήμερα, για την αντιμετώπιση του προβλήματος της ανισοκατανομής των τάσεων στους πυκνωτές, αναφέρονται κυρίως σε αντιστροφείς τριών επιπέδων τάσης και διακρίνονται σε δύο κατηγορίες.

Στην πρώτη κατηγορία περιλαμβάνονται τεχνικές αλγορίθμων, οι οποίες βασίζονται στις δυνατότητες που παρέχουν οι μέθοδοι διαμόρφωσης SPWM και SVPWM του αντιστροφέα. Στην SPWM διαμόρφωση ο έλεγχος του ουδέτερου σημείου (neutral point, np) αντιστροφέα NPDCMI τριών επιπέδων τάσης επιτυγχάνεται με έγχυση στα σήματα αναφοράς ή στα σήματα φορέα κατάλληλου σήματος μηδενικής ακολουθίας (zero-sequence component), με στόχο να περιοριστεί στο ελάχιστο η μέση τιμή του ρεύματος του ουδέτερου σημείου i_{np} εντός μιας διακοπτικής περιόδου T_c [2.7], [2.8], [2.9], [2.10]-[2.11]. Στην πράξη αυτό επιτυγχάνεται με συστήματα ελέγχου κλειστού ή ανοικτού βρόχου. Στη SVPWM διαμόρφωση αξιοποιείται η δυνατότητα που υπάρχει στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων, ορισμένα διακριτά διανύσματα τάσης να υλοποιούνται με περισσότερες από μία διακοπτικές καταστάσεις. Για τη διαμόρφωση του αλγορίθμου σταθεροποίησης των τάσεων των πυκνωτών επιλέγονται κάθε φορά εκείνες οι εφεδρικές διακοπτικές καταστάσεις, για την υλοποίηση συγκεκριμένου διανύσματος τάσης του αντιστροφέα, οι οποίες επιφέρουν αντίθετο αποτέλεσμα στο ρεύμα i_{np} [2.12], [2.13], [2.14]-[2.15], [2.16], [2.17], [2.18]. Το αποτέλεσμα είναι να περιορίζεται στο ελάχιστο η μέση τιμή του ρεύματος i_{np} εντός μιας διακοπτικής περιόδου, εξασφαλίζοντας έτσι σταθερότητα τάσεων στους πυκνωτές. Και εδώ, οι τεχνικές σταθεροποίησης των τάσεων των πυκνωτών με SVPWM διαμόρφωση υλοποιούνται με συστήματα ελέγχου ανοικτού ή κλειστού βρόχου.

Στη δεύτερη κατηγορία περιλαμβάνονται τεχνικές, οι οποίες χρησιμοποιούν διατάξεις ελέγχου (hardware) για τη σταθεροποίηση των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ [2.19]. Η λύση αυτή επιβάλλεται και στις περιπτώσεις συστημάτων ASD, όπου απαιτείται ταυτόχρονος έλεγχος σταθεροποίησης τάσεων πυκνωτών και έλεγχος της τάσης μηδενικής ακολουθίας CMV του κινητήρα. Επειδή δεν είναι δυνατόν να ικανοποιηθούν ταυτόχρονα και οι δύο απαιτήσεις ελέγχου, τη σταθεροποίηση της τάσης των πυκνωτών αναλαμβάνουν διατάξεις ελέγχου, ενώ ο έλεγχος της τάσης CMV του κινητήρα πραγματοποιείται μέσω κατάλληλου αλγορίθμου βασιζόμενου στη SPWM ή SVPWM διαμόρφωση του αντιστροφέα [1.9], [2.20].

Το πρόβλημα της ανομοιόμορφης κατανομής των τάσεων στους πυκνωτές του ζυγού ΣΡ εμφανίζεται κυρίως στους αντιστροφείς NPDCMI. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι με τη SPWM διαμόρφωση κάθε επίπεδο τάσης υλοποιείται μόνο με μία διακοπτική στρατηγική, αποκλείοντας έτσι τη δυνατότητα ελέγχου του ρεύματος των πυκνωτών. Αντιθέτως, στους αντιστροφείς MIFC τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης υλοποιούνται με περισσότερες από μια διακοπτικές στρατηγικές, παρέχοντας έτσι τη δυνατότητα ελέγχου των ρευμάτων και κατά συνέπεια των τάσεων των πυκνωτών. Μάλιστα, αφού η τεχνική της SPWM διαμόρφωσης υλοποιείται για κάθε φάση χωριστά, είναι δυνατή η σταθεροποίηση των τάσεων των πυκνωτών και για μονοφασικό αντιστροφέα MIFC, κάτι που δεν είναι εφικτό στους μονοφασικούς αντιστροφείς NPDCMI. Όσον αφορά τους αντιστροφείς MCIC, αυτοί δεν παρουσιάζουν πρόβλημα ανισοκατανομής των τάσεων στους πυκνωτές, αφού κάθε μονάδα (module) φέρει τη δική της ξεχωριστή πηγή ΣΡ. Πάντως, και στους αντιστροφείς MCIC τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσης είναι δυνατόν να υλοποιηθούν με περισσότερες από μία διακοπτικές στρατηγικές.

Αναφορές 2^{ου} Κεφαλαίου

- [2.1] G. S. Perantzakis, F. H. Xepapas, S. N. Manias, "A New Four-Level PWM Inverter Topology for High Power Applications – Effect of Switching Strategies on Losses Distribution", *Conf. Record of Power Electronics Specialists Conference'04 (PESC'04)*, Aachen, Germany, June 2004. CD-ROM.
- [2.2] G. S. Perantzakis, F. H. Xepapas, S. N. Manias, "A Novel Four-Level Voltage Source Inverter – Influence of Switching Strategies on the Distribution of Power Losses", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 149-159, January 2007.
- [2.3] Γ.Σ.Περαντζάκης, "Ανάλυση και Σχεδίαση μιας Νέας Τοπολογίας Υβριδικού Αντιστροφέα Πολλαπλών Επιπέδων με Πηγή Τάσης", Διδακτορική Διατριβή, Αθήνα, Μάρτιος 2007.
- [2.4] T. J. Kim, D. W. Kang, Y. H. Lee, D. S. Hyun, "The Analysis of Conduction and Switching Losses in Multi-Level Inverter System", *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 1363-1368, 2001.
- [2.5] J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1063-1075, November/December 1991.
- [2.6] S. Hiti, D. Boroyevich, "Small-Signal Modeling of Three-Phase PWM Modulators", *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 550-555, 1996.
- [2.7] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 49-61, January 1999.
- [2.8] J. K. Steinke, "Switching Frequency Optimal PWM Control of a Three Level Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 487-496, July 1992.
- [2.9] K. Zhou, D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, February 2002.
- [2.10] I. Yamamoto, K. Matsui, S. Yamaguchi, H. Mori, F. Ueda, "Five-Level Inverter Having Only Double DC Power Supplies", *EPE 2005-Dresden*, Germany.
- [2.11] D. W. Kang, B. K. Lee, J. H. Jeon, T. J. Kim, D. S. Hyun, "A Symmetric Carrier Technique of CRPWM for Voltage Balance Method of Flying Capacitor Multilevel Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 879-888, June 2005.
- [2.12] N. Celanovic, D. Boroyevich, "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", *IEEE-APEC Conference Record*, 1999.
- [2.13] Y. H. Lec, B. S. Suh, D. S. Hyun, "A Novel PWM Scheme for a Three Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 260-268, March/April 1996.
- [2.14] J. H. Seo, C. H. Choi, D. S. Hyun, "A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 545-550, July 2001.
- [2.15] P. F. Seixas, M. A. S. Mendes, P. D. Garcia, "An Algebraic PWM Method for Three-Level Voltage Source Inverters", *Conf. Record of Power Electronics Specialists Conference'00 (PESC'00)*, 2000.

- [2.16] H. L. Liu, G. H. Cho, "Three-Level Space Vector PWM in Low Index Modulation Region Avoiding Narrow Pulse Problem", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 481-486, September 1994.
- [2.17] M. A. S. Mendes, Z. M. A. Peixoto, P. F. Seixas, P. D. Garcia, "A Space Vector PWM Method for Three-Level Flying-Capacitor Inverters", *Conf. Record of Power Electronics Specialists Conference'01 (PESC'01)*, pp. 182-187, 2001.
- [2.18] R. Rojas, T. Ohnishi, T. Suzuki, "An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral-Point-Clamped Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 666-672, November 1995.
- [2.19] N. S. Choi, J. G. Cho, G. H. Cho, "A GENERAL CIRCUIT TOPOLOGY OF MULTILEVEL INVERTER", *Conf. Record of Power Electronics Specialists Conference'91 (PESC'91)*, pp. 96-103, 1991.
- [2.20] A. von Jouanne, S. Dai, H. Zhang, "A Simple Method for Balancing The DC-Link Voltage of Three-Level Inverters", *Conf. Record of Power Electronics Specialist Conference '01 (PESC-2001)*, pp. 1341-1345, 2001.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΠΡΩΤΟΤΥΠΟΥ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ ΣΕ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΕΣΣΑΡΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ CONV-NPC-4L

3.1 Εισαγωγή στον προβλεπτικό έλεγχο

Οι αντιστροφείς με πηγή τάσης μετατρέπουν τη συνεχή τάση στην είσοδό τους σε κυματομορφές (τάσης και έντασης) εναλλασσομένου ρεύματος, προκειμένου να τροφοδοτήσουν το φορτίο στην έξοδό τους (ASD, UPS, κλπ.). Επειδή συνήθως οι απαιτήσεις φορτίου κατά τη διάρκεια λειτουργίας αλλάζουν, οι κυματομορφές εξόδου του αντιστροφέα πρέπει να προσαρμόζονται αυτόματα στις νέες συνθήκες. Επίσης, η πηγή τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα δεν είναι ιδανική, αλλά περιέχει συνήθως αρμονικές χαμηλής τάξης (6η, 12η, ...) και τούτο διότι στην πράξη η συνεχής τάση προέρχεται από ανορθωτή διόδων έξι παλμών. Η προσαρμογή της λειτουργίας του αντιστροφέα στις απαιτήσεις του φορτίου και ο περιορισμός των διαταραχών στην είσοδό του επιτυγχάνεται με το σχεδιασμό κατάλληλου συστήματος ελέγχου.

Τα συστήματα ελέγχου λειτουργίας ενός αντιστροφέα διακρίνονται σε συστήματα ανοικτού και κλειστού βρόχου, καθώς και σε γραμμικά και μη γραμμικά συστήματα ελέγχου. Οι τεχνικές PWM διαμόρφωσης είναι τεχνικές ανοικτού βρόχου ελέγχου της τάσης εξόδου. Εάν απαιτείται ο έλεγχος του ρεύματος εξόδου, το οποίο εξαρτάται από το ύψος της τάσης και τις παραμέτρους του φορτίου, τότε πρέπει να χρησιμοποιηθεί σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου. Στις περισσότερες εφαρμογές αντιστροφέων με πηγή τάσης και PWM διαμόρφωση (ASD, UPS, ενεργά φίλτρα, τροφοδοτικά, κλπ.) απαιτείται για τον έλεγχο της λειτουργίας τους ένας εσωτερικός βρόχος ελέγχου ρεύματος. Επομένως, η απόδοση του συστήματος του αντιστροφέα εξαρτάται άμεσα από την ποιότητα της στρατηγικής ελέγχου ρεύματος που υιοθετείται για τη συγκεκριμένη εφαρμογή.

Η βιβλιογραφία γύρω από το θέμα του ελέγχου ρεύματος μετατροπών ισχύος είναι εκτενής και έχουν προταθεί διάφορες γραμμικές και μη γραμμικές διατάξεις ελέγχου ρεύματος αντιστροφέων με πηγή τάσης. Τεχνικές ελέγχου ρεύματος εφαρμόζονται σε αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης [3.1], σε διατάξεις ενεργών φίλτρων [3.2],[3.3], καθώς και σε συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων με SPWM και SVPWM διαμόρφωση, όπου εφαρμόζεται κυρίως ο έλεγχος ρεύματος με ζώνη υστέρησης με στόχο τη μείωση ή τη σταθεροποίηση της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα [3.4]-[3.9]. Μια εκτεταμένη παρουσίαση των μεθόδων ελέγχου ρεύματος σε συμβατικούς αντιστροφείς με πηγή τάσης δύο επιπέδων παρουσιάζεται στην εργασία [3.10]. Αντίστοιχα, τεχνικές ελέγχου ρεύματος σε 3-φασικούς αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων παρουσιάζονται στις εργασίες [3.11],[3.12],[3.13],[3.14]-[3.16],[3.17],[3.18],[3.19],[3.20],[3.21]-[3.25],[3.26].

Η διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM) και ο διανυσματικός έλεγχος (Space Vector Modulation, SVM) είναι οι πιο κοινές τεχνικές έλεγχου σε αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων [3.27],[3.28]. Οι τεχνικές έλεγχου που βασίζονται σε συγκριτές με υστέρηση ή σε sliding mode ελεγκτές παρουσιάζουν μεγάλη σθεναρότητα και μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Παρ' όλα αυτά, χρειάζεται μεταβλητή διακοπτική συχνότητα μεγαλύτερη από αυτή των PWM και SVM για να εξασφαλίσουμε τα ίδια αποτελέσματα [3.13],[3.27],[3.28].

Μία τεχνική έλεγχου η οποία, αν και πρωτοεμφανίστηκε αρκετά χρόνια πριν (δεκαετία 1970), τα τελευταία χρόνια άρχισε να εφαρμόζεται ευρέως σε αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων παρουσιάζοντας βελτιωμένα αποτελέσματα συγκριτικά με τις κλασικές τεχνικές διαμόρφωσης, είναι ο προβλεπτικός έλεγχος [3.12],[3.19],[3.20],[3.21]-[3.25]. Στην πραγματικότητα, ο προβλεπτικός έλεγχος είναι ένα σύνολο τεχνικών έλεγχου με κοινό χαρακτηριστικό τη χρήση μαθηματικών μοντέλων των συστημάτων προκειμένου να προβλεφθούν μελλοντικές τους συμπεριφορές και να επιλεχθεί η καταλληλότερη κίνηση έλεγχου σύμφωνα με κάποιο κριτήριο βελτιστοποίησης. Οι προβλεπτικοί ελεγκτές μπορούν να υλοποιηθούν σε πραγματικό χρόνο χρησιμοποιώντας επεξεργαστές με σταθερή συχνότητα δειγματοληψίας [3.28]. Γρήγοροι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος με μεγάλες δυνατότητες (Digital Signal Processors, DSPs) είναι διαθέσιμοι στην αγορά και καθιστούν δυνατό τον σχεδιασμό ελεγκτών πραγματικού χρόνου μεγάλης αποδοτικότητας με τους οποίους επιτυγχάνουμε βελτιστοποίηση των συντελεστών χρησιμοποίησης των ημιαγωγικών διακοπών και επιτυγχάνουμε επίδοση υψηλής ποιότητας με πολύ μικρή ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) [3.29],[3.30]. Μερικές από τις τεχνικές προβλεπτικού έλεγχου που εφαρμόζονται σε μετατροπείς ισχύος και σε συστήματα οδήγησης μηχανών είναι ο Έλεγχος Νεκρού σημείου (Dead-Beat Controller) [3.31]-[3.37], ο Προβλεπτικός Έλεγχος για Μοντελοποιημένες διατάξεις (MPC) [3.38],[3.39], ο γενικευμένος Προβλεπτικός Έλεγχος [3.40] και ο Προβλεπτικός Έλεγχος για Μοντέλα με Πεπερασμένες Καταστάσεις (Finite-States Model Predictive Control, FS-MPC)[3.41].

Οι deadbeat ελεγκτές χρησιμοποιούνται για έλεγχο ρεύματος σε 3-φασικούς αντιστροφείς [3.42],[3.43],[3.44], ανορθωτές [3.45],[3.46], ενεργά φίλτρα (active filters, AF) [3.47],[3.48] και τροφοδοτικά αδιάλειπτης παροχής ισχύος (Uninterruptible Power Supplies, UPS). Ο Προβλεπτικός Έλεγχος για Μοντελοποιημένες διατάξεις είναι μια διαφορετική εκδοχή στην οποία θεωρούμε ένα μοντέλο του συστήματος με σκοπό να προβλέψουμε την συμπεριφορά του συστήματος για την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Μια συνάρτηση κόστους q αντιπροσωπεύει την επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος.

3.2 Προβλεπτικός έλεγχος για μοντέλα με πεπερασμένες καταστάσεις (FS-MPC)

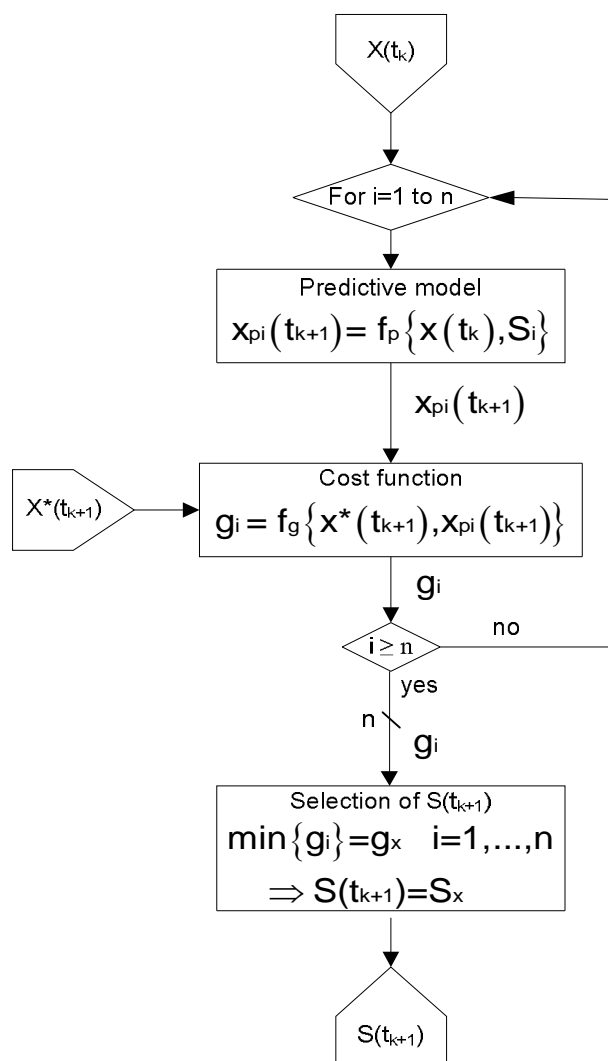
Με τον προβλεπτικό έλεγχο για μοντέλα με πεπερασμένες καταστάσεις (FS-MPC) καταφέρνουμε να ελέγξουμε αποτελεσματικά μετατροπείς εκμεταλλευόμενοι την διακριτή φύση τους και το γεγονός ότι μπορούν να περιγραφούν από πεπερασμένο αριθμό καταστάσεων ανάλογα με τους πεπερασμένους πιθανούς συνδυασμούς κατάστασης των ημιαγωγικών διακοπών. Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα του FS-MPC είναι ότι πολλές μεταβλητές και περιορισμοί μπορούν να συμπεριληφθούν σε μια συνάρτηση κόστους και να ελεγχθούν ταυτόχρονα. Με αυτό τον τρόπο μεταβλητές όπως το ρεύμα, η τάση, η ροπή και η μαγνητική ροή μπορούν να ελεγχθούν ενώ ταυτόχρονα επιτυγχάνονται επιπλέον απαιτήσεις όπως η μείωση της διακοπτικής συχνότητας, ο περιορισμός της τάσης μηδενικής συνιστώσας (CMV), ο έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος και η σταθεροποίηση της τάσης των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ.

Παρ' όλα αυτά, ο συνδυασμός δύο ή περισσότερων μεταβλητών σε μια συνάρτηση κόστους δεν είναι μια απλή διαδικασία, ειδικά όταν οι μεταβλητές είναι διαφορετικής φύσεως (διαφορετικές μονάδες και τάξη μεγέθους). Κάθε επιπλέον όρος σε μια συνάρτηση κόστους έχει ένα συγκεκριμένο συντελεστή βαρύτητας, ο οποίος ρυθμίζει την σημαντικότητα αυτού του όρου σε σχέση με τους υπόλοιπους όρους-μεταβλητές που ελέγχονται. Αυτοί οι συντελεστές πρέπει να ρυθμίζονται κατάλληλα προκειμένου να έχουμε το επιθυμητό αποτελέσματα. Δυστυχώς, δεν υπάρχουν αναλυτικές μέθοδοι και θεωρίες ελέγχου που να ρυθμίζουν αυτούς τους συντελεστές και επομένως αυτή η ρύθμιση γίνεται με εμπειρικές διαδικασίες. Παρ' όλα αυτά, υπάρχουν κάποιες κατευθυντήριες γραμμές για να ελαχιστοποιήσουμε την αβεβαιότητα σε αυτή την διαδικασία και να βελτιώσουμε την αποδοτικότητα [3.49]

Ο έλεγχος ενός μετατροπέα ισχύος μπορεί να ορισθεί ως ο καθορισμός μιας κατάλληλης ενέργειας ελέγχου $S(t)$ (π.χ. παλμοί ελέγχου ημιαγωγών διακοπών), η οποία θα οδηγήσει μια γενική μεταβλητή του συστήματος $x(t)$ όσο το δυνατόν πλησιέστερα σε μια επιθυμητή τιμή αναφοράς $x^*(t)$. Η συγκεκριμένη μεταβλητή δειγματοληπτείται τακτικά με περίοδο δειγματοληψίας T_s . Επειδή το σύνολο εντολών ελέγχου είναι πεπερασμένο σε πλήθος S_i , με $i=1, \dots, n$, όλες οι κινήσεις ελέγχου μπορούν να αξιολογηθούν μαζί με την μετρούμενη τιμή $x(t_k)$ βάσει μιας συνάρτησης πρόβλεψης f_p για την πρόβλεψη όλων των πιθανών μεταβάσεων του συστήματος $x_{pi}(t_{k+1}) = f_p \{x(t_k), S_i\}$, για $i=1, \dots, n$. Αυτή η συνάρτηση πρόβλεψης εξάγεται απευθείας από το διακριτό μοντέλο και τις παραμέτρους του συστήματος. Για τον προσδιορισμό της ενέργειας ελέγχου που πρέπει να επιλεγεί ορίζουμε μια συνάρτηση κόστους f_g , η οποία συνήθως εξαρτάται από την επιθυμητή τιμή αναφοράς και τις προβλέψεις $g_i = f_g \{x^*(t_{k+1}), x_{pi}(t_{k+1})\}$, για $i=1, \dots, n$. Πρέπει να σημειωθεί ότι χρειαζόμαστε και την μελλοντική τιμή αναφοράς $x^*(t_{k+1})$, η οποία μπορεί να θεωρηθεί ίση με την παρούσα τιμή αναφοράς $x^*(t_k)$, εφόσον η περίοδος δειγματοληψίας είναι αρκούντως μικρή σε σχέση με την δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Αν όμως χρειαστεί, η μελλοντική τιμή αναφοράς $x^*(t_k)$ μπορεί να εκτιμηθεί μέσω κατάλληλων μεθόδων προέκτασης.

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

Ένα απλοποιημένο διάγραμμα του σχετικού αλγορίθμου για την εκτέλεση του FS-MPC σε πραγματικό χρόνο φαίνεται στο Σχ.3.1, θεωρώντας μια γενική μεταβλητή $x(t)$.



Σχήμα 3.1. Διάγραμμα του αλγορίθμου της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου FS-MPC.

Η συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου έχει εφαρμοστεί επιτυχημένα για τον έλεγχο ρεύματος σε 3-φασικό αντιστροφέα [3.50], σε NPC αντιστροφέα 3-επιπέδων [3.51], σε μετατροπείς τύπου μήτρας (matrix converters) [3.52], έλεγχο ισχύος σε AFE ανορθωτή [3.53],[3.54] και για έλεγχο της ροπής και της μαγνητικής ροής μηχανής επαγωγής [3.55]. Έχει επίσης εφαρμοστεί ως ελεγκτής ρεύματος σε ένα τριφασικό αντιστροφέα 4-επιπέδων με διόδους περιορισμού, λαμβάνοντας ή μη υπ' όψιν το πρόβλημα της ισοκατανομής των τάσεων των πυκνωτών στον ζυγό ΣΡ [3.56].

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι η εφαρμογή της συγκεκριμένης πρωτότυπης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων στον υβριδικό αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L λαμβάνοντας υπ' όψιν και το πρόβλημα της σταθεροποίησης των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ. Με την προτεινόμενη τεχνική ελέγχου FS-MPC εξασφαλίζεται :

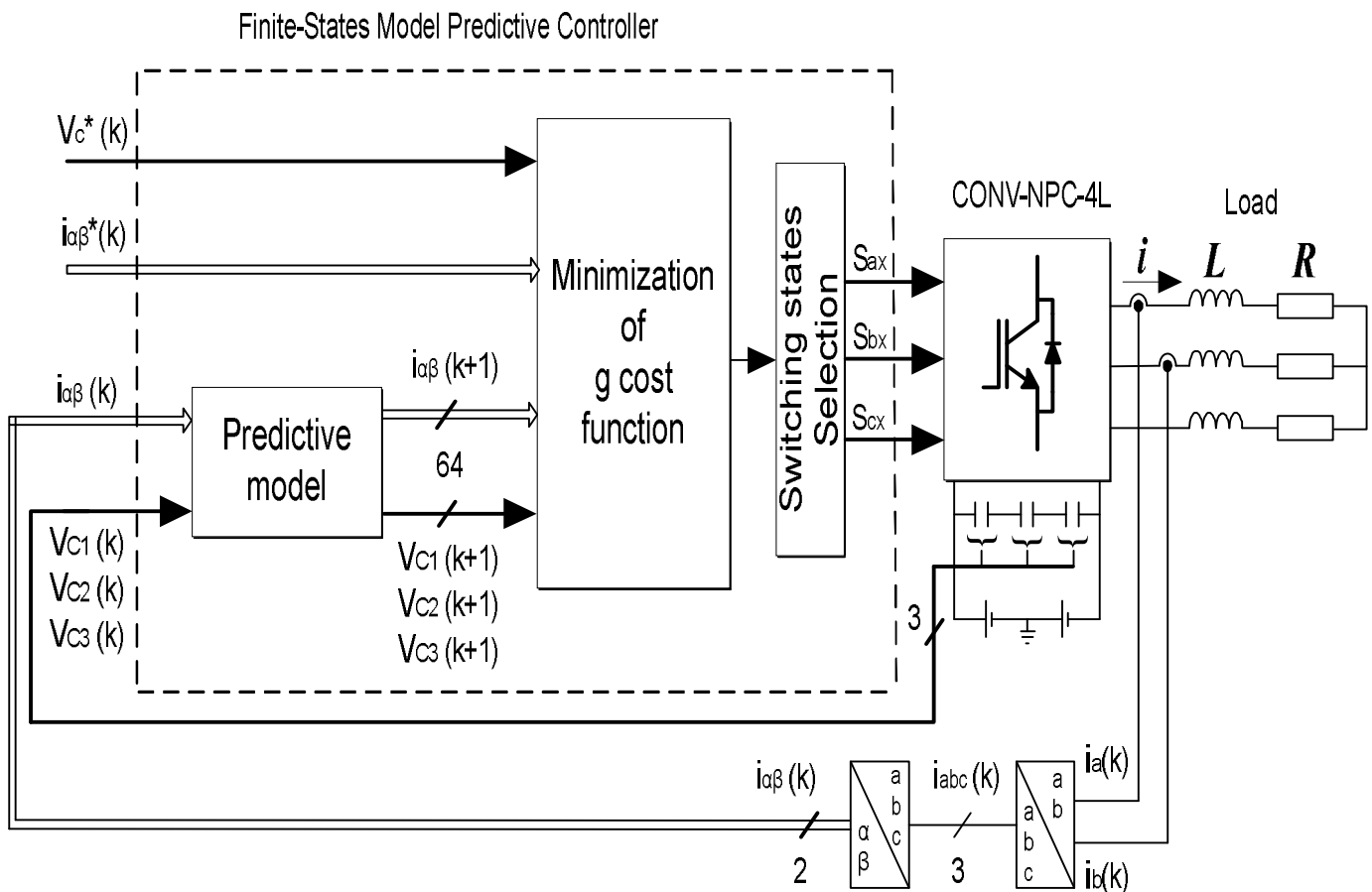
- Μεγάλη ακρίβεια προσέγγισης ρεύματος φορτίου και ρεύματος αναφοράς.
- Πλήρης αποσύζευξη των συνιστωσών ρεύματος φορτίου i_{α} και i_{β} .
- Ταχύτατη δυναμική απόκριση στις μεταβολές του ρεύματος αναφοράς.
- Μικρό περιεχόμενο αρμονικών στις κυματομορφές ρεύματος και τάσης.
- Ισοκατανομή της τάσης του ζυγού ΣΡ στους πυκνωτές.

Η εφαρμογή της προτεινόμενης μεθόδου μπορεί να επεκταθεί σε οποιοδήποτε τύπο αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης, ο οποίος εξυπηρετεί φορτία υψηλής τάσης και μεγάλης ισχύος.

3.3 Εφαρμογή τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για μοντέλο περασμένων καταστάσεων (FS-MPC) στον υβριδικό αντιστροφέα 4 επιπέδων CONV-NPC-4L

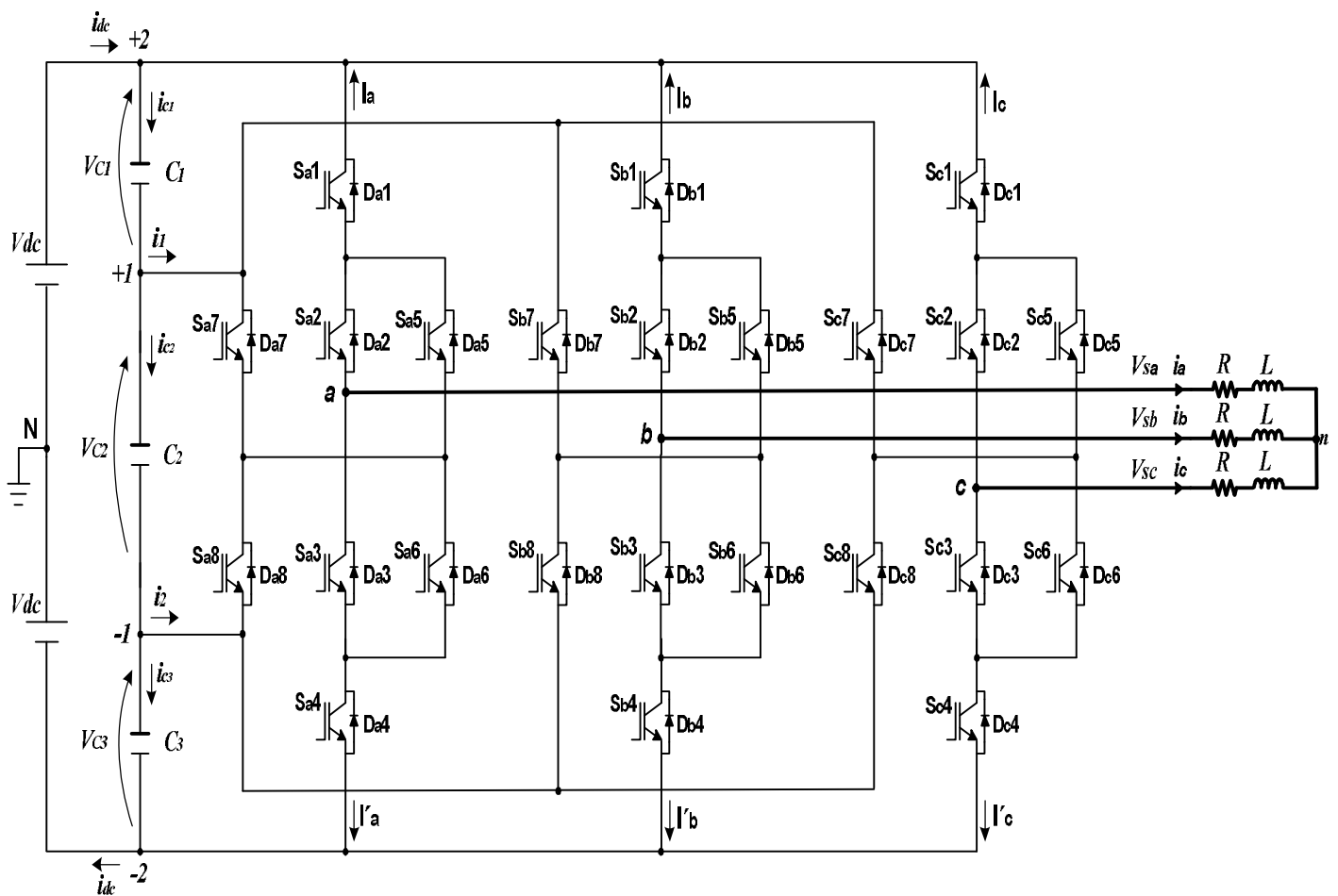
3.3.1 Περιγραφή της τεχνικής FS-MPC για τον έλεγχο του ρεύματος φορτίου

Σε αυτό το κεφάλαιο, έχοντας ήδη παρουσιάσει την αρχή λειτουργίας της τεχνικής FS-MPC στην γενική περίπτωση, θα δούμε πως εφαρμόζεται στην τοπολογία του υβριδικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τάσης CONV-NPC-4L με στόχο να επιτύχουμε ακριβή έλεγχο του ρεύματος φορτίου ενώ ταυτόχρονα θα εξασφαλίζεται η ισοκατανομή της τάσης του ζυγού ΣΡ στους πυκνωτές. Ένα μοντέλο διακριτού χρόνου του φορτίου και των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ χρησιμοποιείται για να προβλέψει την συμπεριφορά του ρεύματος φορτίου και των τάσεων των πυκνωτών για κάθε πιθανή διακοπτική κατάσταση. Μια συνάρτηση κόστους g , η οποία περιλαμβάνει το σφάλμα του ρεύματος φορτίου και το σφάλμα των τάσεων των πυκνωτών, χρησιμοποιείται για να εκτιμήσει κάθε πρόβλεψη. Η διακοπτική κατάσταση που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους είναι αυτή η οποία επιλέγεται από τον ελεγκτή και εφαρμόζεται για την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας $[(k+1)Ts]$.



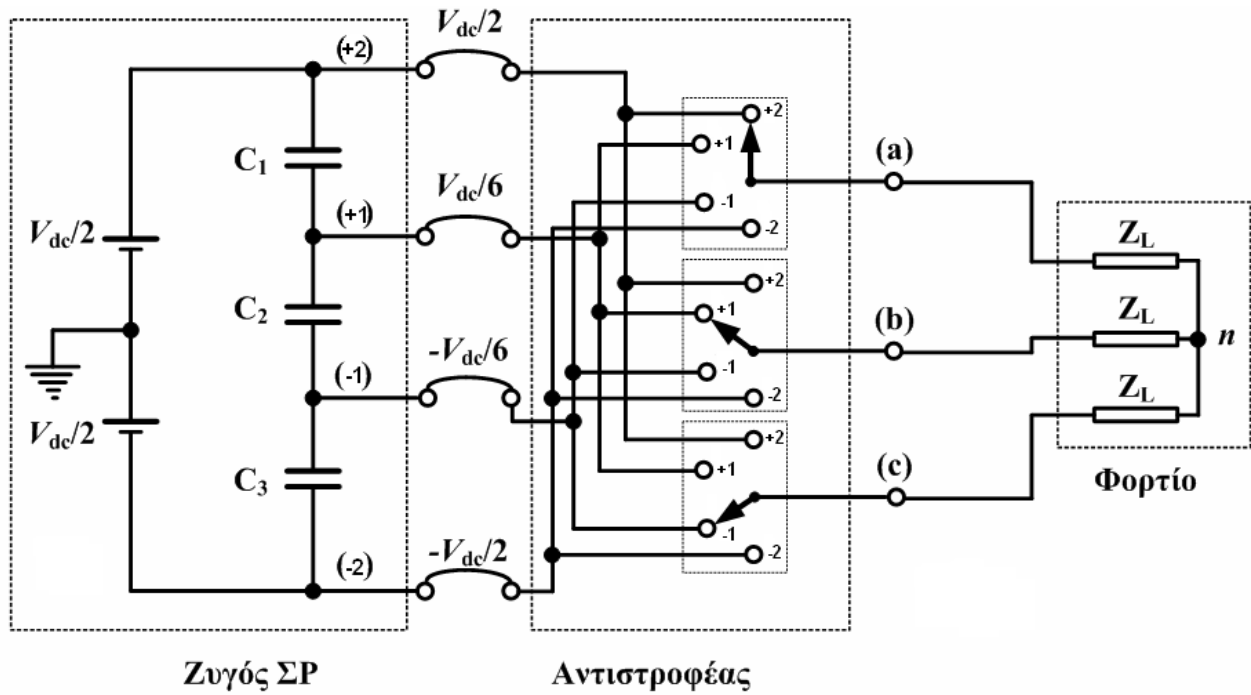
Σχήμα 3.2. Δομικό διάγραμμα της προτεινόμενης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος FS-MPC.

Στο Σχήμα 3.2 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα της προτεινόμενης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος. Όπως φαίνεται, οι μετρούμενες τιμές των τριών ρευμάτων φορτίου αφού μετασχηματιστούν σε α-β συντεταγμένες και οι μετρούμενες τιμές των τάσεων των 3 πυκνωτών είναι οι εισοδοί του ελεγκτή ο οποίος υπολογίζει τις προβλεπόμενες τιμές αυτών των μεταβλητών για όλες τις 64 πιθανές διακοπτικές καταστάσεις. Αυτές οι 64 προβλέψεις συγκρίνονται με τις τιμές αναφοράς σύμφωνα με την συνάρτηση κόστους και ανάλογα με το ποια διακοπτική κατάσταση ελαχιστοποιεί την τιμή της συνάρτησης κόστους, επιλέγεται η έξοδος του ελεγκτή, δηλαδή ποιοι διακόπτες του αντιστροφέα θα τροφοδοτηθούν έτσι ώστε να άγουν κατά την διάρκεια της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας.



Σχήμα 3.3. Τοπολογία του υβριδικού τριφασικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L .

Η τοπολογία του υβριδικού τριφασικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.3. Όπως έχει ήδη αναφερθεί στο κεφάλαιο 2, ο συγκεκριμένος αντιστροφέας προσφέρει 64 διαφορετικούς συνδυασμούς διακοπτικών καταστάσεων. Η κάθε φάση του αντιστροφέα μπορούν να συνδεθεί κάθε φορά σε ένα από τα τέσσερα σημεία +2,+1,-1,-2, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.4.



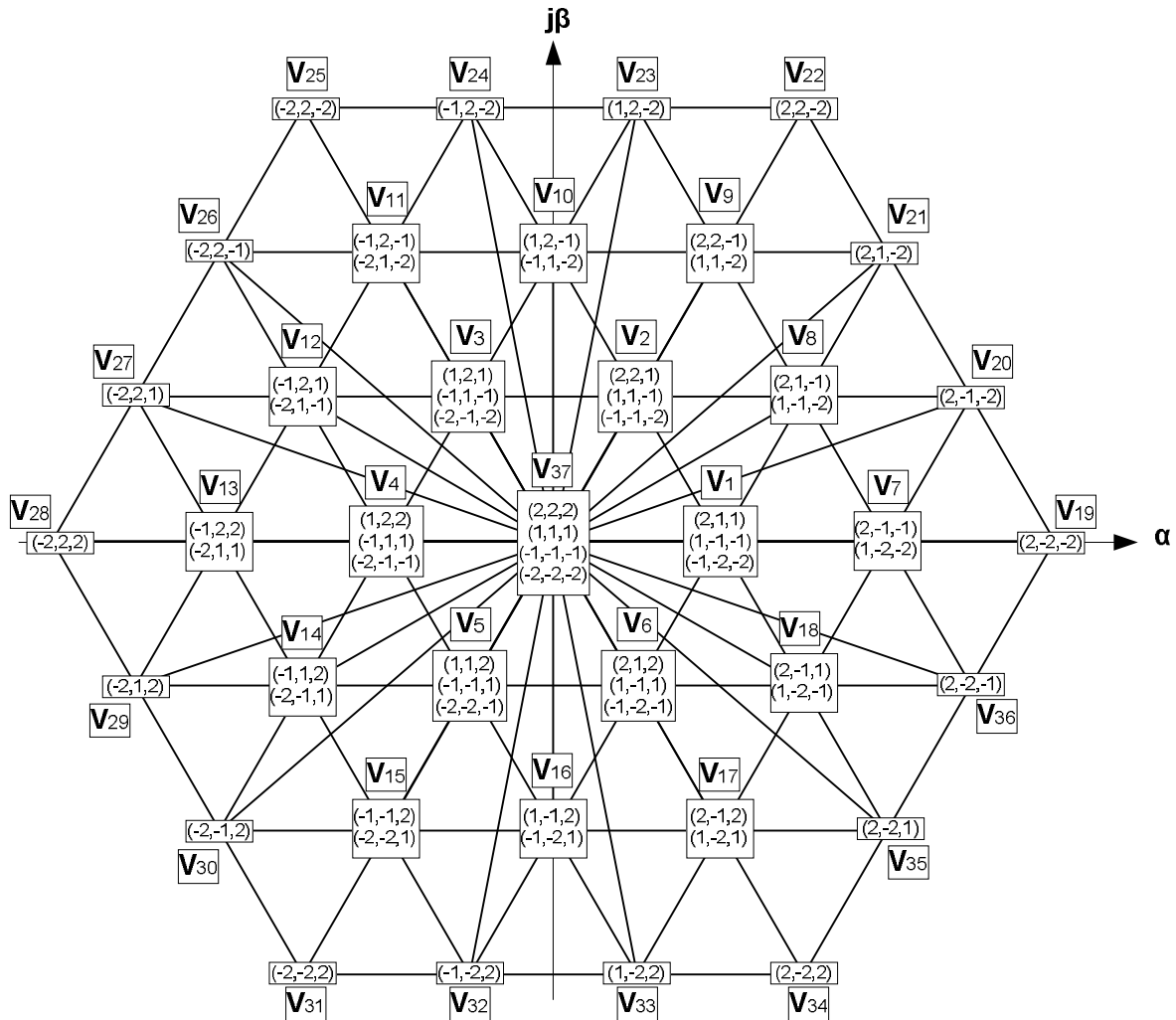
Σχήμα 3.4. Απλοποιημένη διάταξη αντιστροφέα πηγής τάσης τεσσάρων επιπέδων.

Η διακοπτική κατάσταση κάθε φάσης του αντιστροφέα αναπαρίσταται με την μεταβλητή ελέγχου κατάστασης γ_k όπου $\gamma_k \in \{+2,+1,-1,-2\}$ με $k \in \{a,b,c\}$. Οι σχέσεις μεταξύ της διακοπτικής κατάστασης γ_k ενός κλάδου, των καταστάσεων των ημιαγωγικών διακοπών S_{kj} , $j \in \{1,\dots,8\}$ αυτού του κλάδου και της αντίστοιχης φασικής τάσης αντιστροφέα V_{kN} φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

Διακοπτική Κατάσταση γ_{κ}	Καταστάσεις Διακοπών								Φασική τάση αντιστροφεία $V_{\kappa N}$ ($\kappa=a,b,c$)
	S κ 1	S κ 2	S κ 3	S κ 4	S κ 5	S κ 6	S κ 7	S κ 8	
2	1	1	0	0	0	0	0	0	+V _{dc} /2
1	0	1	0	0	1	0	1	0	+V _{dc} /6
-1	0	0	1	0	0	1	0	1	-V _{dc} /6
-2	0	0	1	1	0	0	0	0	-V _{dc} /2

Πίνακας 3.1 : Διακοπτικές καταστάσεις 3-φασικού αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L

Στον Πίνακα 3.2 δίνονται οι διακοπτικοί συνδυασμοί που αντιστοιχούν σε κάθε διακριτό δάνυσμα τάσης του αντιστροφεία καθώς επίσης και οι ανηγμένες τιμές των συνιστωσών u_{α}/V_{dc} , u_{β}/V_{dc} των διανυσμάτων τάσης, ενώ στο Σχήμα 3.5 φαίνεται το διάγραμμα διακριτών διανυσμάτων τάσης με τις αντίστοιχες διακοπτικές καταστάσεις του CONV-NPC-4L.



Σχήμα 3.5. Διάγραμμα διακριτών διανυσμάτων τάσης και διακοπτικές καταστάσεις τριφασικού αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L.

Διάνυσμα τάσης	Διακοπτική κατάσταση	v_a/V_{dc}	V_β/V_{dc}	$ \vec{V} /V_{dc}$	$\hat{\theta}$
\vec{V}_1	(322-211-100)	2/9	0	2/9	0°
\vec{V}_2	(332-221-110)	1/9	$\sqrt{3}/9$	2/9	60°
\vec{V}_3	(232-121-010)	-1/9	$\sqrt{3}/9$	2/9	120°
\vec{V}_4	(233-122-011)	-2/9	0	2/9	180°
\vec{V}_5	(223-112-001)	-1/9	$-\sqrt{3}/9$	2/9	240°
\vec{V}_6	(323-212-101)	1/9	$-\sqrt{3}/9$	2/9	300°
\vec{V}_7	(311-200)	4/9	0	4/9	0°
\vec{V}_8	(321-210)	1/3	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	30°
\vec{V}_9	(331-220)	2/9	$2\sqrt{3}/9$	4/9	60°
\vec{V}_{10}	(231-120)	0	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	90°
\vec{V}_{11}	(131-020)	-2/9	$2\sqrt{3}/9$	4/9	120°
\vec{V}_{12}	(132-021)	-1/3	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	150°
\vec{V}_{13}	(133-022)	-4/9	0	4/9	180°
\vec{V}_{14}	(123-012)	-1/3	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	210°
\vec{V}_{15}	(113-002)	-2/9	$-2\sqrt{3}/9$	4/9	240°
\vec{V}_{16}	(213-102)	0	$-2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	270°
\vec{V}_{17}	(313-202)	2/9	$-2\sqrt{3}/9$	4/9	300°
\vec{V}_{18}	(312-201)	1/3	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	330°
\vec{V}_{19}	(300)	2/3	0	2/3	0°
\vec{V}_{20}	(310)	5/9	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	20°
\vec{V}_{21}	(320)	4/9	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	40°
\vec{V}_{22}	(330)	1/3	$\sqrt{3}/3$	2/3	60°
\vec{V}_{23}	(230)	1/9	$\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$	80°
\vec{V}_{24}	(130)	-1/9	$\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$	100°
\vec{V}_{25}	(030)	-1/3	$\sqrt{3}/3$	2/3	120°
\vec{V}_{26}	(031)	-4/9	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	140°
\vec{V}_{27}	(032)	-5/9	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	160°
\vec{V}_{28}	(033)	-2/3	0	2/3	180°
\vec{V}_{29}	(023)	-5/9	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	200°
\vec{V}_{30}	(013)	-4/9	$-2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	220°
\vec{V}_{31}	(003)	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	2/3	240°
\vec{V}_{32}	(103)	-1/9	$-\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$	260°
\vec{V}_{33}	(203)	1/9	$-\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$	280°
\vec{V}_{34}	(303)	1/3	$-\sqrt{3}/3$	2/3	300°
\vec{V}_{35}	(302)	4/9	$-2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	320°
\vec{V}_{36}	(301)	5/9	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	340°
\vec{V}_{37}	(333-222-111-000)	0	0	0	0°

Πίνακας 3.2 : Διακοπτικές καταστάσεις και διακριτά διανύσματα τάσης 3-φασικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L

3.3.2 Μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος

Εφαρμόζοντας τους κανόνες του Kirchoff και λαμβάνοντας υπ' όψιν τα ονόματα των μεταβλητών του Σχήματος 3.3, προκύπτουν οι παρακάτω διαφορικές εξισώσεις για τα 3 εναλλασσόμενα ρεύματα φορτίου i_a , i_b , i_c και τις τάσεις των τριών πυκνωτών V_{c1} , V_{c2} και V_{c3} συναρτήσει των μετρούμενων μεγεθών, των παραμέτρων του κυκλώματος και των μεταβλητών ελέγχου κατάστασης γ_k .

- Για την τάση V_{c1} έχουμε αν εφαρμόσουμε τον κανόνα Kirchoff στον κόμβο (+2) του Σχήματος 3.3 :

$$i_{c1} = i_{dc} + I_a + I_b + I_c \quad (3.1)$$

Όπου τα ρεύματα I_k δίνονται από την παρακάτω σχέση :

$$I_k = \begin{cases} -i_k & \gamma_k = 2 \\ 0 & \gamma_k \neq 2 \end{cases} \Rightarrow I_k = -\frac{(\gamma_k-1)(\gamma_k+1)(\gamma_k+2)}{12} i_k, \quad k \in \{a,b,c\} \quad (3.2)$$

Αντικαθιστώντας την εξ.3.2 στην εξ.3.1 έχουμε :

$$i_{c1} = i_{dc} + I_a + I_b + I_c \Rightarrow C_1 \cdot \frac{dV_{c1}}{dt} = i_{dc} + I_a + I_b + I_c \Rightarrow \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{dc} + \frac{1}{C_1} I_a + \frac{1}{C_1} I_b + \frac{1}{C_1} I_c \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} \frac{dV_{c1}}{dt} = & \frac{1}{C_1} \left(-\frac{(\gamma_a-1)(\gamma_a+1)(\gamma_a+2)}{12} \right) i_a + \frac{1}{C_1} \left(-\frac{(\gamma_b-1)(\gamma_b+1)(\gamma_b+2)}{12} \right) i_b + \\ & + \frac{1}{C_1} \left(-\frac{(\gamma_c-1)(\gamma_c+1)(\gamma_c+2)}{12} \right) i_c + \frac{1}{C_1} i_{dc} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Θεωρώντας $\Gamma_{1k} = \frac{(\gamma_k-1)(\gamma_k+1)(\gamma_k+2)}{12}$, $k \in \{a,b,c\}$ η εξ.3.3 διαμορφώνεται ως εξής :

$$\frac{dV_{c1}}{dt} = -\frac{1}{C_1} \Gamma_{1a} \cdot i_a - \frac{1}{C_1} \Gamma_{1b} \cdot i_b - \frac{1}{C_1} \Gamma_{1c} \cdot i_c + \frac{1}{C_1} i_{dc} \quad (3.4)$$

- Για την τάση V_{c2} έχουμε αν εφαρμόσουμε τον κανόνα Kirchoff στον κόμβο (+1) του Σχήματος 3.3 :

$$i_{c2} = i_{c1} - i_1 \quad (3.5)$$

Όπου το ρεύμα i_1 δίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$i_1 = \sum_{\kappa=a,b,c} -\frac{(\gamma_{\kappa}-2)(\gamma_{\kappa}+1)(\gamma_{\kappa}+2)}{6} i_{\kappa} \quad (3.6)$$

Αντικαθιστώντας την εξ.3.6 στην εξ.3.5 έχουμε :

$$i_{c2} = i_{c1} - i_1 \Rightarrow C_2 \cdot \frac{dV_{C2}}{dt} = i_{dc} + I_a + I_b + I_c - i_1 \Rightarrow$$

$$C_2 \cdot \frac{dV_{C2}}{dt} = i_{dc} + \left(-\frac{(\gamma_a-1)(\gamma_a+1)(\gamma_a+2)}{12} \right) i_a + \left(-\frac{(\gamma_b-1)(\gamma_b+1)(\gamma_b+2)}{12} \right) i_b +$$

$$+ \left(-\frac{(\gamma_c-1)(\gamma_c+1)(\gamma_c+2)}{12} \right) i_c - \sum_{\kappa=a,b,c} -\frac{(\gamma_{\kappa}-2)(\gamma_{\kappa}+1)(\gamma_{\kappa}+2)}{6} i_{\kappa} \Rightarrow$$

$$C_2 \cdot \frac{dV_{C2}}{dt} = i_{dc} + \left(-\frac{(\gamma_a-1)(\gamma_a+1)(\gamma_a+2)}{12} \right) i_a + \left(-\frac{(\gamma_b-1)(\gamma_b+1)(\gamma_b+2)}{12} \right) i_b +$$

$$+ \left(-\frac{(\gamma_c-1)(\gamma_c+1)(\gamma_c+2)}{12} \right) i_c + \frac{(\gamma_a-2)(\gamma_a+1)(\gamma_a+2)}{6} i_a +$$

$$+ \frac{(\gamma_b-2)(\gamma_b+1)(\gamma_b+2)}{6} i_b + \frac{(\gamma_c-2)(\gamma_c+1)(\gamma_c+2)}{6} i_c$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \left[\frac{(\gamma_a-2)(\gamma_a+1)(\gamma_a+2)}{6} - \frac{(\gamma_a-1)(\gamma_a+1)(\gamma_a+2)}{12} \right] i_a +$$

$$+ \frac{1}{C_2} \left[\frac{(\gamma_b-2)(\gamma_b+1)(\gamma_b+2)}{6} - \frac{(\gamma_b-1)(\gamma_b+1)(\gamma_b+2)}{12} \right] i_b + \quad (3.7)$$

$$+ \frac{1}{C_2} \left[\frac{(\gamma_c-2)(\gamma_c+1)(\gamma_c+2)}{6} - \frac{(\gamma_c-1)(\gamma_c+1)(\gamma_c+2)}{12} \right] i_c + \frac{1}{C_2} i_{dc}$$

Θεωρώντας $\Gamma_{2k} = \left[\frac{(\gamma_k - 1)(\gamma_k + 1)(\gamma_k + 2)}{12} - \frac{(\gamma_k - 2)(\gamma_k + 1)(\gamma_k + 2)}{6} \right]$, $k \in \{a, b, c\}$ η εξ.3.7 διαμορφώνεται ως εξής :

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{1}{C_2} \Gamma_{2a} \cdot i_a - \frac{1}{C_2} \Gamma_{2b} \cdot i_b - \frac{1}{C_2} \Gamma_{2c} \cdot i_c + \frac{1}{C_2} i_{dc} \quad (3.8)$$

• Για την τάση V_{c3} έχουμε αν εφαρμόσουμε τον κανόνα Kirchoff στον κόμβο (-2) του Σχήματος 3.3 :

$$i_{c3} = i_{dc} + I'_a + I'_b + I'_c \quad (3.9)$$

Όπου τα ρεύματα I'_k δίνονται από την παρακάτω σχέση :

$$I'_k = \begin{cases} i_k & \gamma_k = -2 \\ 0 & \gamma_k \neq -2 \end{cases} \Rightarrow I'_k = -\frac{(\gamma_k - 2)(\gamma_k - 1)(\gamma_k + 1)}{12} i_k, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (3.10)$$

Αντικαθιστώντας την εξ.3.10 στην εξ.3.9 έχουμε :

$$i_{c3} = i_{dc} + I'_a + I'_b + I'_c \Rightarrow C_3 \cdot \frac{dV_{C3}}{dt} = i_{dc} + I'_a + I'_b + I'_c \Rightarrow \frac{dV_{C3}}{dt} = \frac{1}{C_3} i_{dc} + \frac{1}{C_3} I'_a + \frac{1}{C_3} I'_b + \frac{1}{C_3} I'_c \Rightarrow$$

$$\frac{dV_{C3}}{dt} = \frac{1}{C_3} \left(-\frac{(\gamma_a - 2)(\gamma_a - 1)(\gamma_a + 1)}{12} \right) i_a + \frac{1}{C_3} \left(-\frac{(\gamma_b - 2)(\gamma_b - 1)(\gamma_b + 1)}{12} \right) i_b +$$

$$+ \frac{1}{C_3} \left(-\frac{(\gamma_c - 2)(\gamma_c - 1)(\gamma_c + 1)}{12} \right) i_c + \frac{1}{C_3} i_{dc} \quad (3.11)$$

Θεωρώντας $\Gamma_{3k} = \frac{(\gamma_k - 2)(\gamma_k - 1)(\gamma_k + 1)}{12}$, $k \in \{a, b, c\}$ η εξ.3.11 διαμορφώνεται ως εξής :

$$\frac{dV_{C3}}{dt} = -\frac{1}{C_3} \Gamma_{3a} \cdot i_a - \frac{1}{C_3} \Gamma_{3b} \cdot i_b - \frac{1}{C_3} \Gamma_{3c} \cdot i_c + \frac{1}{C_3} i_{dc} \quad (3.12)$$

- Για τα φασικά ρεύματα έχουμε αν εφαρμόσουμε τον κανόνα Kirchoff στην έξοδο του αντιστροφέα :

$$V_{sk} = L \cdot \frac{di_k}{dt} + R \cdot i_k \quad , \kappa \in \{a, b, c\} \quad (3.13)$$

Όπου V_{sk} η φασική τάση φορτίου του αντιστροφέα όπως φαίνεται στο Σχ.3.3.

Λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι το σύστημα μας είναι ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα, εξάγουμε τις παρακάτω εξισώσεις για τις φασικές τάσεις φορτίου V_{sk} ως προς τον ουδέτερο κόμβο (n), συναρτήσει των τάσεων των τριών πυκνωτών του ζυγού ΣΡ :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= \frac{2\Gamma_{1a} - (\Gamma_{1b} + \Gamma_{1c})}{3} V_{C1} + \frac{2\Gamma_{2a} - (\Gamma_{2b} + \Gamma_{2c})}{3} V_{C2} + \frac{2\Gamma_{3a} - (\Gamma_{3b} + \Gamma_{3c})}{3} V_{C3} \\ V_{sb} &= \frac{2\Gamma_{1b} - (\Gamma_{1a} + \Gamma_{1c})}{3} V_{C1} + \frac{2\Gamma_{2b} - (\Gamma_{2a} + \Gamma_{2c})}{3} V_{C2} + \frac{2\Gamma_{3b} - (\Gamma_{3a} + \Gamma_{3c})}{3} V_{C3} \\ V_{sc} &= \frac{2\Gamma_{1c} - (\Gamma_{1a} + \Gamma_{1b})}{3} V_{C1} + \frac{2\Gamma_{2c} - (\Gamma_{2a} + \Gamma_{2b})}{3} V_{C2} + \frac{2\Gamma_{3c} - (\Gamma_{3a} + \Gamma_{3b})}{3} V_{C3} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Θεωρώντας $\Xi_{ki} = \frac{1}{3} \left[2\Gamma_{ik} - \sum_{\substack{j=a,b,c \\ j \neq k}} \Gamma_{ij} \right]$, $\kappa \in \{a, b, c\}$, $i \in \{1, 2, 3\}$ η εξ.3.14 διαμορφώνεται

ως εξής :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= \Xi_{a1} \cdot V_{C1} + \Xi_{a2} \cdot V_{C2} + \Xi_{a3} \cdot V_{C3} \\ V_{sb} &= \Xi_{b1} \cdot V_{C1} + \Xi_{b2} \cdot V_{C2} + \Xi_{b3} \cdot V_{C3} \\ V_{sc} &= \Xi_{c1} \cdot V_{C1} + \Xi_{c2} \cdot V_{C2} + \Xi_{c3} \cdot V_{C3} \end{aligned} \quad (3.15)$$

ή αλλιώς,

$$V_s = \Xi \cdot [V_{C1}, V_{C2}, V_{C3}]^T \quad (3.16)$$

όπου

$$\Xi = \begin{bmatrix} \Xi_{a1} & \Xi_{a2} & \Xi_{a3} \\ \Xi_{b1} & \Xi_{b2} & \Xi_{b3} \\ \Xi_{c1} & \Xi_{c2} & \Xi_{c3} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Έχουμε λοιπόν για τις φασικές τάσεις φορτίου του αντιστροφέα ότι :

$$V_{sk} = L \cdot \frac{di_k}{dt} + R \cdot i_k \Rightarrow L \cdot \frac{di_k}{dt} = V_{sk} - R \cdot i_k \Rightarrow \frac{di_k}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot i_k + \frac{1}{L} \cdot V_{sk} \quad , k \in \{a, b, c\} \quad (3.18)$$

Αντικαθιστώντας, επομένως, τις εξ.3.14 στην εξ.3.18 προκύπτουν οι παρακάτω διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν τα φασικά ρεύματα :

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_a + \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{1a} - (\Gamma_{1b} + \Gamma_{1c})}{3} \right] \cdot V_{C1} + \\ &+ \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{2a} - (\Gamma_{2b} + \Gamma_{2c})}{3} \right] \cdot V_{C2} + \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{3a} - (\Gamma_{3b} + \Gamma_{3c})}{3} \right] \cdot V_{C3} \Rightarrow \\ \frac{di_a}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_a + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{a1} \cdot V_{C1} + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{a2} \cdot V_{C2} + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{a3} \cdot V_{C3} \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_b}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_b + \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{1b} - (\Gamma_{1a} + \Gamma_{1c})}{3} \right] \cdot V_{C1} + \\ &+ \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{2b} - (\Gamma_{2a} + \Gamma_{2c})}{3} \right] \cdot V_{C2} + \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{3b} - (\Gamma_{3a} + \Gamma_{3c})}{3} \right] \cdot V_{C3} \Rightarrow \\ \frac{di_b}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_b + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{b1} \cdot V_{C1} + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{b2} \cdot V_{C2} + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{b3} \cdot V_{C3} \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_c}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_c + \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{1c} - (\Gamma_{1a} + \Gamma_{1b})}{3} \right] \cdot V_{C1} + \\ &+ \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{2c} - (\Gamma_{2a} + \Gamma_{2b})}{3} \right] \cdot V_{C2} + \frac{1}{L} \cdot \left[\frac{2\Gamma_{3c} - (\Gamma_{3a} + \Gamma_{3b})}{3} \right] \cdot V_{C3} \Rightarrow \\ \frac{di_c}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_c + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{c1} \cdot V_{C1} + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{c2} \cdot V_{C2} + \frac{1}{L} \cdot \Xi_{c3} \cdot V_{C3} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Σύμφωνα με τις Σχέσεις 3.4, 3.8, 3.12, 3.19, 3.20, 3.21 που περιγράφουν τη συμπεριφορά του ηλεκτρικού συστήματος του υβριδικού αντιστροφέα προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις κατάστασης :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{\Xi_{a1}}{L} & \frac{\Xi_{a2}}{L} & \frac{\Xi_{a3}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Xi_{b1}}{L} & \frac{\Xi_{b2}}{L} & \frac{\Xi_{b3}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\Xi_{c1}}{L} & \frac{\Xi_{c2}}{L} & \frac{\Xi_{c3}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1a}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1b}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1c}}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2a}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2b}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2c}}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{3a}}{C_3} & -\frac{\Gamma_{3b}}{C_3} & -\frac{\Gamma_{3c}}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{C_3} \end{bmatrix} \cdot i_{dc} \quad (3.22)$$

Όπου :

$$\Gamma_{1\kappa} = \frac{(\gamma_{\kappa}-1)(\gamma_{\kappa}+1)(\gamma_{\kappa}+2)}{12} \quad (3.23)$$

$$\Gamma_{2\kappa} = \left[\frac{(\gamma_{\kappa}-1)(\gamma_{\kappa}+1)(\gamma_{\kappa}+2)}{12} - \frac{(\gamma_{\kappa}-2)(\gamma_{\kappa}+1)(\gamma_{\kappa}+2)}{6} \right] \quad (3.24)$$

$$\Gamma_{3\kappa} = \frac{(\gamma_{\kappa}-2)(\gamma_{\kappa}-1)(\gamma_{\kappa}+1)}{12} \quad (3.25)$$

$$\Xi_{ki} = \frac{1}{3} \left[2\Gamma_{i\kappa} - \sum_{\substack{j=a,b,c \\ j \neq \kappa}} \Gamma_{ij} \right] , \kappa \in \{a,b,c\} , i \in \{1,2,3\} \quad (3.26)$$

Στην συνέχεια εφαρμόζουμε τον αλγεβρικό μετασχηματισμό Clarke στο αρχικό σύστημα συντεταγμένων a,b,c προκειμένου να μεταφερθούμε σε ένα νέο σύστημα αναφοράς δύο σταθερών κάθετων αξόνων α και β βάση της παρακάτω μήτρας μετασχηματισμού :

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Έτσι, αν εφαρμόσουμε τον μετασχηματισμό (3.27) στο μοντέλο (3.22) προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις κατάστασης :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L} & \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L} & \frac{\Gamma_{3\alpha}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\Gamma_{1\beta}}{L} & \frac{\Gamma_{2\beta}}{L} & \frac{\Gamma_{3\beta}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{3\alpha}}{C_3} & -\frac{\Gamma_{3\beta}}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{C_3} \end{bmatrix} \cdot i_{dc} \quad (3.28)$$

Όπου :

$$\Gamma_{i\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\Gamma_{ia} - \frac{\Gamma_{ib}}{2} - \frac{\Gamma_{ic}}{2} \right) \quad , i \in \{1,2,3\} \quad (3.29)$$

$$\Gamma_{i\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \Gamma_{ib} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \Gamma_{ic} \right) = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (\Gamma_{ib} - \Gamma_{ic}) \quad , i \in \{1,2,3\} \quad (3.30)$$

Εάν θέλουμε για συγκεκριμένες εφαρμογές να μεταφερθούμε από το σύστημα των α-β συντεταγμένων στο σύστημα αναφοράς των δύο σύγχρονων κάθετων αξόνων d-q εφαρμόζουμε τον παρακάτω γραμμικό μετασχηματισμό :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Εφαρμόζοντας, λοιπόν, τον μετασχηματισμό (3.31) στις εξισώσεις κατάστασης (3.28), προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις κατάστασης :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & \frac{\Gamma_{1d}}{L} & \frac{\Gamma_{2d}}{L} & \frac{\Gamma_{3d}}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & \frac{\Gamma_{1q}}{L} & \frac{\Gamma_{2q}}{L} & \frac{\Gamma_{3q}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1q}}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2d}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2q}}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{3d}}{C_3} & -\frac{\Gamma_{3q}}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{C_3} \end{bmatrix} \cdot i_{dc} \quad (3.32)$$

Όπου :

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{id} \\ \Gamma_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Gamma_{i\alpha} \\ \Gamma_{i\beta} \end{bmatrix} \quad , i \in \{1,2,3\} \quad (3.33)$$

3.3.3 Μετατροπή εξισώσεων κατάστασης στον διακριτό χρόνο

Από την επίλυση των διαφορικών εξισώσεων των ρευμάτων στην έξοδο του αντιστροφέα παίρνουμε την παρακάτω σχέση [3.57] :

$$i_x(t_{s+1}) = e^{-\frac{R}{L}T_s} \cdot i_x(t_s) + \int_{t_s}^{t_{s+1}} e^{-\frac{R}{L}\tau} \cdot \left[\frac{\Gamma_{1x}}{L} \cdot V_{C1}(\tau) + \frac{\Gamma_{2x}}{L} \cdot V_{C2}(\tau) + \frac{\Gamma_{3x}}{L} \cdot V_{C3}(\tau) \right] d\tau \quad , x \in \{\alpha, \beta\} \quad (3.34)$$

όπου $i_x(t_s)$ είναι το ρεύμα $i_x(t)$ την χρονική στιγμή δειγματοληψίας $t_s = k \cdot T_s$, ενώ αντίστοιχα $i_x(t_{s+1})$ είναι το προβλεπόμενο ρεύμα για την επόμενη χρονική στιγμή δειγματοληψίας $t_{s+1} = (k+1) \cdot T_s$. Υποθέτοντας ότι η περίοδος δειγματοληψίας T_s είναι αρκετά μικρή, οι τάσεις $V_{C1}(t_s)$, $V_{C2}(t_s)$ και $V_{C3}(t_s)$ μπορούν να θεωρηθούν σχεδόν σταθερές εντός του χρονικού διαστήματος μεταξύ δύο διαδοχικών δειγματοληψιών $k \cdot T_s$ και $(k+1) \cdot T_s$:

$$V_{Ci}(\tau) \approx V_{Ci}(t_s) \quad , t_s < \tau < t_{s+1} \quad (3.35)$$

όπου $V_{ci}(t_s)$ είναι η μετρούμενη τιμή της τάσης $V_{ci}(t)$ την χρονική στιγμή $t_s=k \cdot T_s$. Προκύπτει λοιπόν ότι :

$$i_x(t_{s+1}) \approx e^{-\frac{R}{L}T_s} \cdot i_x(t_s) + \left[\frac{\Gamma_{1x}}{L} \cdot V_{C1}(t_s) + \frac{\Gamma_{2x}}{L} \cdot V_{C2}(t_s) + \frac{\Gamma_{3x}}{L} \cdot V_{C3}(t_s) \right] \times \frac{L}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R}{L}T_s} \right) \quad (3.36)$$

Υποθέτοντας ότι $\frac{R}{L}T_s \ll 1$, η εκθετική συνάρτηση μπορεί να προσεγγιστεί από τους δύο πρώτους όρους της σειράς Taylor :

$$e^{-\frac{R}{L}T_s} \approx 1 - \frac{R}{L}T_s \quad (3.37)$$

Χρησιμοποιώντας την σχέση 3.37 στην σχέση 3.36 έχουμε ότι τα προβλεπόμενα ρεύματα για την επόμενη περίοδο T_s δίνεται από την σχέση :

$$\begin{aligned} i_x(t_{s+1}) &= i_x(t_s) - \frac{R}{L}T_s \cdot i_x(t_s) + \frac{\Gamma_{1x}}{L}T_s \cdot V_{C1}(t_s) + \frac{\Gamma_{2x}}{L}T_s \cdot V_{C2}(t_s) + \frac{\Gamma_{3x}}{L}T_s \cdot V_{C3}(t_s) \\ &= \left(1 - \frac{R}{L}T_s \right) \cdot i_x(t_s) + \frac{\Gamma_{1x}}{L}T_s \cdot V_{C1}(t_s) + \frac{\Gamma_{2x}}{L}T_s \cdot V_{C2}(t_s) + \frac{\Gamma_{3x}}{L}T_s \cdot V_{C3}(t_s) \quad , x \in \{\alpha, \beta\} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Από την επίλυση των διαφορικών εξισώσεων των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ παίρνουμε την παρακάτω σχέση [3.57] :

$$V_{Ci}(t_{s+1}) = V_{Ci}(t_s) + \int_{t_s}^{t_{s+1}} \left(-\frac{\Gamma_{i\alpha}}{C_i} i_\alpha(\tau) - \frac{\Gamma_{i\beta}}{C_i} i_\beta(\tau) + \frac{i_{dc}(\tau)}{C_i} \right) d\tau \quad (3.39)$$

όπου $V_{ci}(t_s)$ είναι οι δειγματοληπτούμενες τιμές την χρονική στιγμή $t_s=k \cdot T_s$. Με την προϋπόθεση ότι η περίοδος δειγματοληψίας T_s είναι αρκετά μικρή, θεωρούμε ότι το ρεύμα εισόδου $i_{DC}(t)$ και τα ρεύματα εξόδου $i_x(t)$ είναι σχεδόν σταθερά σε όλη την περίοδο δειγματοληψίας :

$$\begin{aligned} i_{dc}(\tau) &\approx i_{dc}(t_s) \\ & , t_s < \tau < t_{s+1} \\ i_x(\tau) &\approx i_x(t_s) \end{aligned} \quad (3.40)$$

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (3.40) στην σχέση (3.39) έχουμε ότι οι προβλεπόμενες τάσεις των πυκνωτών δίνονται από την σχέση :

$$V_{Ci}(t_{s+1}) \approx V_{Ci}(t_s) - \frac{\Gamma_{i\alpha}}{C_i} \Delta T \cdot i_{\alpha}(t_s) - \frac{\Gamma_{i\beta}}{C_i} \Delta T \cdot i_{\beta}(t_s) + \frac{\Delta T}{C_i} i_{dc}(t_s) \quad (3.41)$$

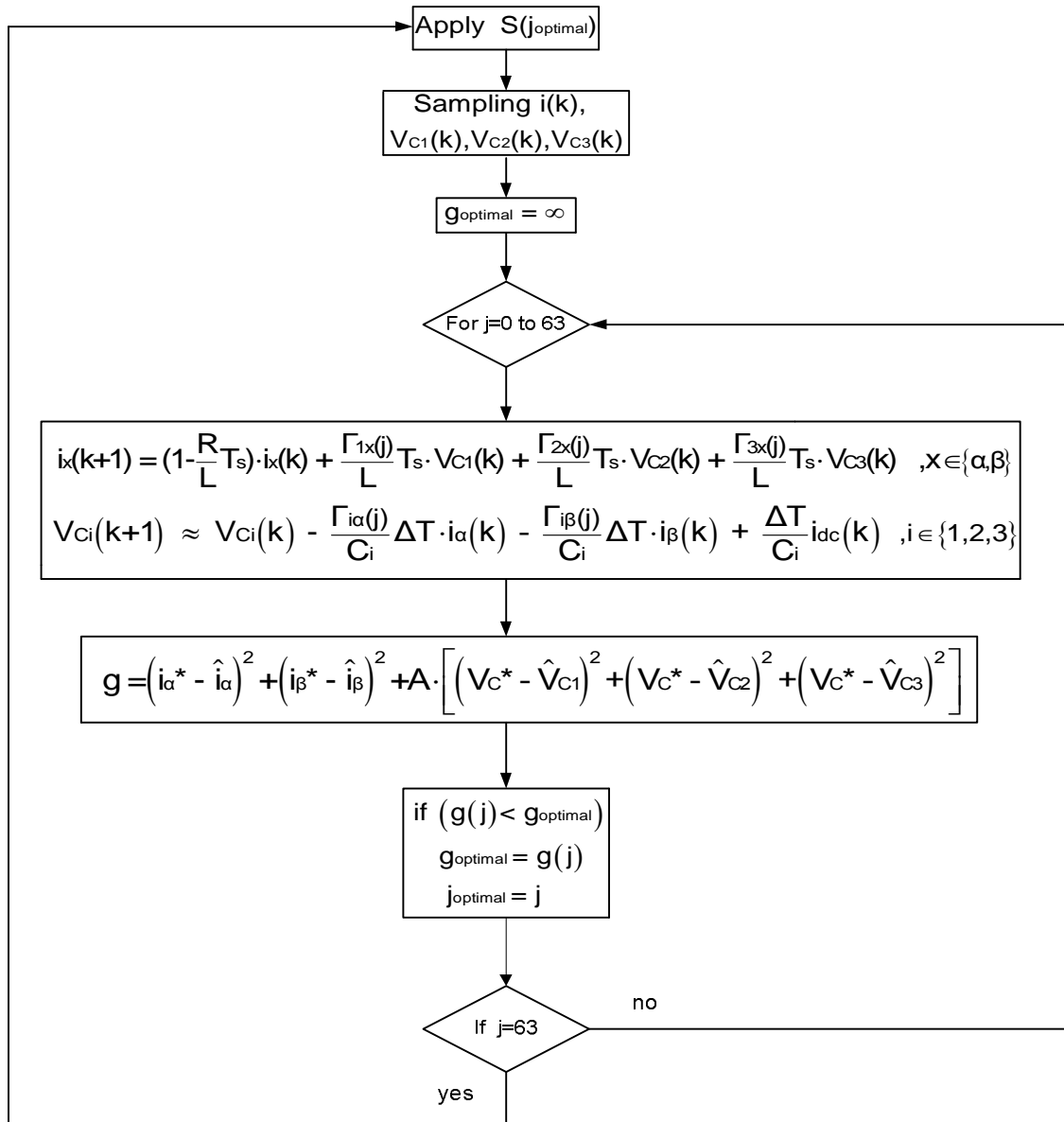
Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (3.38) και (3.41) και λαμβάνοντας υπ' όψιν τις μετρούμενες τιμές των συνιστωσών του ρεύματος φορτίου, των τάσεων των πυκνωτών και του ρεύματος του ζυγού ΣΡ την χρονική στιγμή δειγματοληψίας $t_s=k \cdot T_s$, είναι δυνατόν να προβλέψουμε το αναμενόμενο ρεύμα φορτίου και τις αναμενόμενες τάσεις των πυκνωτών για την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας για κάθε μία από τις 64 πιθανές διακοπτικές καταστάσεις. Κάθε πρόβλεψη εκτιμάται χρησιμοποιώντας την συνάρτηση κόστους g . Η διακοπτική κατάσταση που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους είναι αυτή η οποία επιλέγεται από τον ελεγκτή και εφαρμόζεται κατά την διάρκεια της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας.

Η συνάρτηση κόστους θα περιλαμβάνει δύο όρους. Ο πρώτος όρος εκτιμάει το σφάλμα του ρεύματος φορτίου σε α - β συντεταγμένες και ο δεύτερος όρος εκτιμάει τα σφάλματα των τάσεων των πυκνωτών.

$$g = (i_{\alpha}^* - \hat{i}_{\alpha})^2 + (i_{\beta}^* - \hat{i}_{\beta})^2 + A \cdot \left[(V_{c^*} - \hat{V}_{c1})^2 + (V_{c^*} - \hat{V}_{c2})^2 + (V_{c^*} - \hat{V}_{c3})^2 \right] \quad (3.42)$$

όπου το σύμβολο $\hat{}$ υποδηλώνει ότι αναφερόμαστε σε προβλεπόμενες τιμές των μεταβλητών για την χρονική στιγμή $k+1$. Ο παράγοντας A είναι ένας συντελεστής βάρους ο οποίος επιτρέπει την ρύθμιση της βαρύτητας των διαφορετικών όρων στην συνάρτηση κόστους. Η τάση αναφοράς για κάθε ένα από τους τρεις πυκνωτές ορίζεται ίση με $V_{c^*} = V_{DC}/3$.

Ένα απλοποιημένο διάγραμμα του αλγορίθμου της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος FS-MPC για τον αντιστροφέα 4 επιπέδων CONV-NPC-4L παρουσιάζεται στο Σχ.3.6.



Σχήμα 3.6. Διάγραμμα του αλγορίθμου της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος FS-MPC για τον αντιστροφέα CONV-NPC-4L.

Σε αυτό το σημείο, κρίνεται σκόπιμο να παρουσιαστεί μια γενικευμένη μεθοδολογία για την μοντελοποίηση οποιασδήποτε τοπολογίας αντιστροφέα N-επιπέδων. Κατόπιν αυτής της μοντελοποίησης θα είναι εύκολο να εφαρμοστεί πάνω σε ένα οποιοδήποτε αντιστροφέα n-επιπέδων ο προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων καθώς και άλλες παραλλαγές προβλεπτικού ελέγχου.

Έστω, λοιπόν, ότι έχουμε ένα τριφασικό αντιστροφέα N-επιπέδων. Λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι το σύστημα μας είναι ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα, οι φασικές τάσεις φορτίου V_{sk} ως προς τον ουδέτερο κόμβο (n), συναρτήσει των τάσεων των N-1 πυκνωτών του ζυγού ΣΡ εξάγονται από τις παρακάτω εξισώσεις.

$$\begin{aligned}
V_{sa} &= \sum_{i=1}^{N-1} \frac{2\Gamma_{ia} - (\Gamma_{ib} + \Gamma_{ic})}{3} V_{Ci} \\
V_{sb} &= \sum_{i=1}^{N-1} \frac{2\Gamma_{ib} - (\Gamma_{ia} + \Gamma_{ic})}{3} V_{Ci} \\
V_{sc} &= \sum_{i=1}^{N-1} \frac{2\Gamma_{ic} - (\Gamma_{ia} + \Gamma_{ib})}{3} V_{Ci}
\end{aligned} \tag{3.43}$$

Για τα 3 εναλλασσόμενα ρεύματα φορτίου i_a , i_b , i_c και τις τάσεις των $N-1$ πυκνωτών V_{C1} , V_{C2}, \dots, V_{CN-1} προκύπτουν οι παρακάτω διαφορικές εξισώσεις συναρτήσεων των μετρούμενων μεγεθών, των παραμέτρων του κυκλώματος και των μεταβλητών ελέγχου διακοπτικής κατάστασης γ_k :

$$\begin{aligned}
\frac{di_a}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_a + \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{N-1} \frac{2\Gamma_{ia} - (\Gamma_{ib} + \Gamma_{ic})}{3} \cdot V_{Ci} \\
\frac{di_b}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_b + \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{N-1} \frac{2\Gamma_{ib} - (\Gamma_{ia} + \Gamma_{ic})}{3} \cdot V_{Ci} \\
\frac{di_c}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_c + \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{N-1} \frac{2\Gamma_{ic} - (\Gamma_{ia} + \Gamma_{ib})}{3} \cdot V_{Ci}
\end{aligned} \tag{3.44}$$

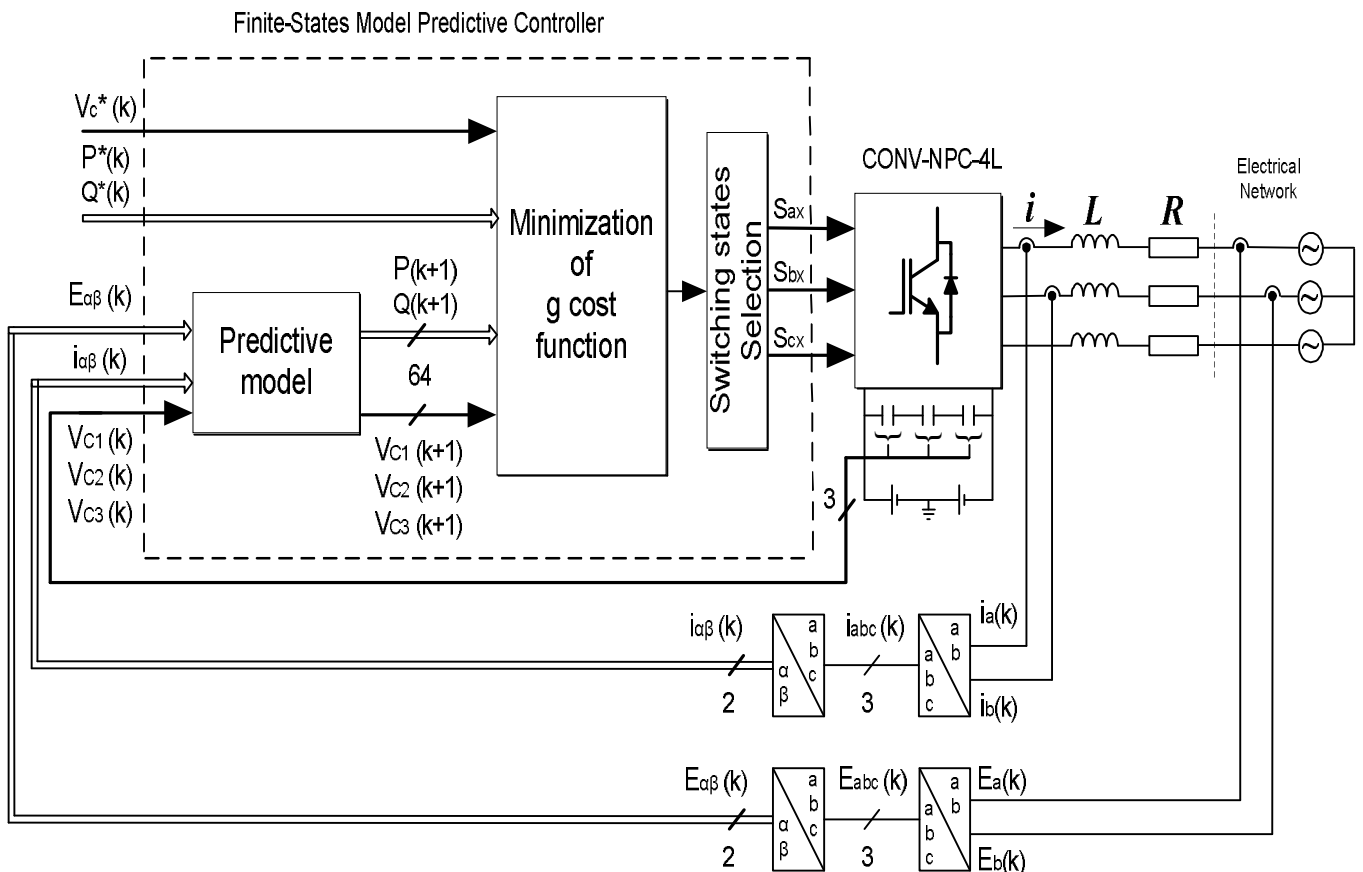
$$\begin{aligned}
C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} &= -(\Gamma_{1a} \cdot i_a + \Gamma_{1b} \cdot i_b + \Gamma_{1c} \cdot i_c) + i_{dc} \\
C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} &= -(\Gamma_{2a} \cdot i_a + \Gamma_{2b} \cdot i_b + \Gamma_{2c} \cdot i_c) + i_{dc} \\
&\dots \\
&\dots \\
C_{N-1} \frac{dV_{CN-1}}{dt} &= -(\Gamma_{N-1a} \cdot i_a + \Gamma_{N-1b} \cdot i_b + \Gamma_{N-1c} \cdot i_c) + i_{dc}
\end{aligned} \tag{3.45}$$

Όπου οι συντελεστές Γ_{ik} , $i \in \{1, 2, \dots, N-1\}$, $k \in \{a, b, c\}$ εξαγονται ανάλογα με τα επίπεδα του αντιστροφέα, μετά από παρόμοια ανάλυση με αυτή που ακολουθήσαμε για τον υβριδικό αντιστροφέα 4-επιπέδων CONV-NPC-4L, συναρτήσεως της μεταβλητής κατάστασης γ_k .

3.4 Εφαρμογή τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος P-Q για μοντέλο περασμένων καταστάσεων (FS-MPC) στον υβριδικό αντιστροφέα 4 επιπέδων CONV-NPC-4L

3.4.1 Περιγραφή της τεχνικής FS-MPC για τον έλεγχο της ενεργού και άεργου ισχύος

Σε αυτό το κεφάλαιο διαμορφώνουμε την τεχνική προβλεπτικού ελέγχου FS-MPC προκειμένου να επιτύχουμε τον έλεγχο της ενεργού και άεργου ισχύος που προσδίδεται ή απορροφάται από τον αντιστροφέα (προς και από τον δίκτυο-φορτίο), ενώ ταυτόχρονα επιτυγχάνουμε την σταθεροποίηση των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ και την ισοκατανομή σε αυτούς της τάσης εισόδου ΣΡ. Αντίστοιχα με την ανάλυση του κεφ.3.3, ένα μοντέλο διακριτού χρόνου του ζυγού ΣΡ, του αντιστροφέα και του δικτύου χρησιμοποιείται για να προβλέψουμε την συμπεριφορά της ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα και των τάσεων των πυκνωτών για κάθε πιθανή διακοπτική κατάσταση. Η συνάρτηση κόστους g περιλαμβάνει τα σφάλματα της ενεργού, της άεργου ισχύος και των τάσεων των πυκνωτών. Έτσι, η διακοπτική κατάσταση που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους είναι αυτή η οποία επιλέγεται από τον ελεγκτή και εφαρμόζεται για την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας $[(k+1)Ts]$.



Σχήμα 3.7. Δομικό διάγραμμα της προτεινόμενης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος PQ.

Στο Σχήμα 3.7 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα της προτεινόμενης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος PQ. Όπως φαίνεται, οι μετρούμενες τιμές των τριών ρευμάτων φορτίου i_a, i_b, i_c και των τάσεων του δικτύου e_a, e_b, e_c αφού μετασχηματιστούν σε α-β συντεταγμένες και οι μετρούμενες τιμές των τάσεων των 3 πυκνωτών είναι οι είσοδοι του ελεγκτή. ο οποίος υπολογίζει τις προβλεπόμενες τιμές της ενεργού και άεργου ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα και των τάσεων των πυκνωτών για όλες τις 64 πιθανές διακοπτικές καταστάσεις. Αυτές οι 64 προβλέψεις συγκρίνονται με τις τιμές αναφοράς σύμφωνα με την συνάρτηση κόστους και ανάλογα με το ποια διακοπτική κατάσταση ελαχιστοποιεί την τιμή της συνάρτησης κόστους, επιλέγεται η έξοδος του ελεγκτή, δηλαδή ποιοι διακόπτες του αντιστροφέα θα τροφοδοτηθούν έτσι ώστε να άγουν κατά την διάρκεια της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας.

3.4.2 Μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος

Αν ακολουθήσουμε την ανάλυση του κεφ.3.3.2 και λαμβάνοντας υπ' όψιν την τάση του δικτύου στο μοντέλο μας προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις κατάστασης που περιγράφουν τη συμπεριφορά του συστήματος :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{\Xi_{a1}}{L} & \frac{\Xi_{a2}}{L} & \frac{\Xi_{a3}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Xi_{b1}}{L} & \frac{\Xi_{b2}}{L} & \frac{\Xi_{b3}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\Xi_{c1}}{L} & \frac{\Xi_{c2}}{L} & \frac{\Xi_{c3}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1a}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1b}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1c}}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2a}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2b}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2c}}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{3a}}{C_3} & -\frac{\Gamma_{3b}}{C_3} & -\frac{\Gamma_{3c}}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dc} \\ e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Όπου :

$$\Gamma_{1k} = \frac{(\gamma_k - 1)(\gamma_k + 1)(\gamma_k + 2)}{12} \quad (3.47)$$

$$\Gamma_{2k} = \left[\frac{(\gamma_k - 1)(\gamma_k + 1)(\gamma_k + 2)}{12} - \frac{(\gamma_k - 2)(\gamma_k + 1)(\gamma_k + 2)}{6} \right] \quad (3.48)$$

$$\Gamma_{3k} = \frac{(\gamma_k - 2)(\gamma_k - 1)(\gamma_k + 1)}{12} \quad (3.49)$$

$$\Xi_{ki} = \frac{1}{3} \left[2\Gamma_{ik} - \sum_{\substack{j=a,b,c \\ j \neq k}} \Gamma_{ij} \right], \quad k \in \{a,b,c\}, \quad i \in \{1,2,3\} \quad (3.50)$$

Εφαρμόζοντας τον αλγεβρικό μετασχηματισμό Clarke (εξ.3.27) στο αρχικό σύστημα συντεταγμένων a,b,c προκειμένου να μεταφερθούμε στο σύστημα αναφοράς α και β προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις κατάστασης :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L} & \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L} & \frac{\Gamma_{3\alpha}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\Gamma_{1\beta}}{L} & \frac{\Gamma_{2\beta}}{L} & \frac{\Gamma_{3\beta}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{3\alpha}}{C_3} & -\frac{\Gamma_{3\beta}}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dc} \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Όπου :

$$\Gamma_{i\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\Gamma_{ia} - \frac{\Gamma_{ib}}{2} - \frac{\Gamma_{ic}}{2} \right), \quad i \in \{1,2,3\} \quad (3.52)$$

$$\Gamma_{i\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \Gamma_{ib} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \Gamma_{ic} \right) = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (\Gamma_{ib} - \Gamma_{ic}), \quad i \in \{1,2,3\} \quad (3.53)$$

3.4.3 Μετατροπή εξισώσεων κατάστασης στον διακριτό χρόνο

Από την επίλυση των διαφορικών εξισώσεων (εξ.3.51) παίρνουμε τις παρακάτω σχέσεις.

$$i_x(t_{s+1}) = \left(1 - \frac{R}{L} T_s\right) \cdot i_x(t_s) + \frac{\Gamma_{1x}}{L} T_s \cdot V_{C1}(t_s) + \frac{\Gamma_{2x}}{L} T_s \cdot V_{C2}(t_s) + \frac{\Gamma_{3x}}{L} T_s \cdot V_{C3}(t_s) - \frac{T_s}{L} \cdot e_x \quad (3.54)$$

$$V_{Ci}(t_{s+1}) \approx V_{Ci}(t_s) - \frac{\Gamma_{i\alpha}}{C_i} \Delta T \cdot i_\alpha(t_s) - \frac{\Gamma_{i\beta}}{C_i} \Delta T \cdot i_\beta(t_s) + \frac{\Delta T}{C_i} i_{dc}(t_s) \quad (3.55)$$

όπου $i_x(t_s)$ και $V_{Ci}(t_s)$ είναι οι δειγματοληπτούμενες τιμές την χρονική στιγμή $t_s = k \cdot T_s$, ενώ αντίστοιχα $i_x(t_{s+1})$ και $V_{Ci}(t_{s+1})$ είναι οι προβλεπόμενες τιμές για την επόμενη χρονική στιγμή δειγματοληψίας $t_{s+1} = (k+1) \cdot T_s$. Οι προβλεπόμενες τιμές για την ενεργό και άεργο ισχύ δίνονται από την παρακάτω σχέση.

$$\begin{bmatrix} P(t_{s+1}) \\ Q(t_{s+1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(t_s) & e_\beta(t_s) \\ e_\beta(t_s) & -e_\alpha(t_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t_{s+1}) \\ i_\beta(t_{s+1}) \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

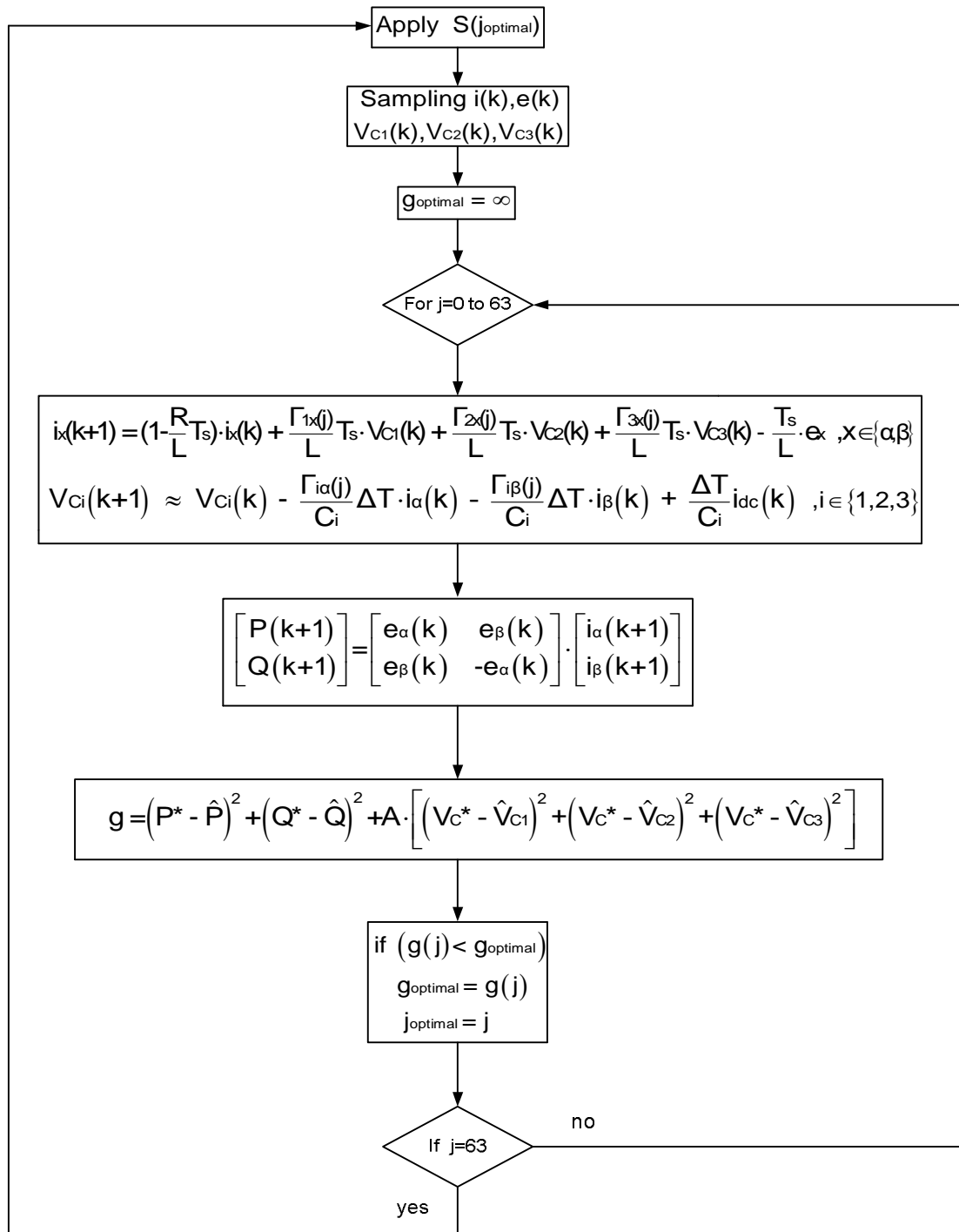
όπου $e_\alpha(t_s)$ και $e_\beta(t_s)$ είναι οι δειγματοληπτούμενες τιμές της τάσης του δικτύου την χρονική στιγμή $t_s = k \cdot T_s$, ενώ $i_\alpha(t_{s+1})$ και $i_\beta(t_{s+1})$ είναι οι προβλεπόμενες τιμές του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα για την επόμενη χρονική στιγμή δειγματοληψίας $t_{s+1} = (k+1) \cdot T_s$.

Η συνάρτηση κόστους θα περιλαμβάνει δύο όρους. Ο πρώτος όρος εκτιμάει το σφάλμα της ενεργού και άεργου ισχύος και ο δεύτερος όρος εκτιμάει τα σφάλματα των τάσεων των πυκνωτών. Η διακοπτική κατάσταση που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους είναι αυτή η οποία επιλέγεται από τον ελεγκτή και εφαρμόζεται κατά την διάρκεια της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας προκειμένου να έχουμε πλήρη έλεγχο των μεταβλητών μας.

$$g = \left(P^* - \hat{P}\right)^2 + \left(Q^* - \hat{Q}\right)^2 + A \cdot \left[\left(V_{C^*} - \hat{V}_{C1}\right)^2 + \left(V_{C^*} - \hat{V}_{C2}\right)^2 + \left(V_{C^*} - \hat{V}_{C3}\right)^2 \right] \quad (3.57)$$

όπου το σύμβολο $\hat{}$ υποδηλώνει ότι αναφερόμαστε σε προβλεπόμενες τιμές των μεταβλητών για την χρονική στιγμή $k+1$. Ο παράγοντας A είναι ένας συντελεστής βάρους ο οποίος επιτρέπει την ρύθμιση της βαρύτητας των διαφορετικών όρων στην συνάρτηση κόστους. Η τάση αναφοράς για κάθε ένα από τους τρεις πυκνωτές ορίζεται ίση με $V_{C^*} = V_{DC}/3$.

Ένα απλοποιημένο διάγραμμα του αλγορίθμου της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος FS-MPC για τον αντιστροφέα 4 επιπέδων CONV-NPC-4L παρουσιάζεται στο Σχ.3.8.



Σχήμα 3.8. Διάγραμμα του αλγορίθμου της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος FS-MPC για τον αντιστροφέα CONV-NPC-4L.

Αναφορές 3^{ου} Κεφαλαίου

- [3.1] M. Marchesoni, "High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 189-204, January 1992.
- [3.2] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli, "Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 722-729, October 1998.
- [3.3] H. Akagi, A. Nabae, "Control strategy of active power filters using multiple voltage source PWM converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 460-465, May/June 1986.
- [3.4] C. T. Pan, T. Y. Chang, "An Improved Hysteresis Current Controller for Reducing Switching Frequency", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 97-104, January 1994.
- [3.5] L. Malesani, P. Tenti, "A Novel Hysteresis Control Method for Current Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 1, pp. 88-92, January/February 1990.
- [3.6] B. H. Kwon, T. W. Kim, J. H. Youm, "A Novel SVM-Based Hysteresis Current Controller", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 2, pp. 297-307, March 1998.
- [3.7] A. Arias, M. G. Jayne, E. Aldabas, J.L. Romeral, "A New Hysteresis Band Current Controller", *IEEE-PESC'02 Conference Record*, pp. 1058-1062, 2002.
- [3.8] A. Tripathi, P. C. Sen, "Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 63-73, February 1992.
- [3.9] G. H. Bode, D. G. Holmes, "Implementation of Three Level Hysteresis Current Control for a Single Phase Voltage Source Inverter", *IEEE-PESC'00 Conference Record*, pp. 33-38, 2000.
- [3.10] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current Control Techniques for Three Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, May 1998.
- [3.11] Y. Xiong, D. Chen, X. Yang, C. Hu, and Z. Zhang, "Analysis and experimentation of a new three-phase multilevel current-source inverter," in *Proc. IEEE 35th Annu. PESC*, Aachen, Germany, Jun. 2004, pp. 548-551.
- [3.12] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodríguez, "Predictive torque control for inverter-fed induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 1073-1079, Apr. 2007.
- [3.13] J. F. Silva, N. Rodrigues, and J. Costa, "Space vector alpha-beta sliding mode current controllers for three-phase multilevel inverters," in *Proc. IEEE 31st Annu. PESC*, Jun. 2000, vol. 1, pp. 133-138.
- [3.14] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, I. Gabiola, J. Zaragoza, J. L. Villate, and D. Boroyevich, "Three-level converter topologies with switch breakdown fault tolerance capability," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 982-995, Mar. 2008.
- [3.15] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, Dec. 2007.

- [3.16] G. S. Perantzakis, F. H. Xepapas, S. A. Papathanassiou, and S. N. Manias, "A predictive current control technique for three-level NPC voltage source inverters," in *Proc. IEEE 36th Annu. PESC*, Recife, Brazil, Jun. 2005, pp. 1241–1246.
- [3.17] D. Xu and B. Wu, "Multilevel current source inverters with phase-shifted trapezoidal PWM," in *Proc. IEEE 36th Annu. PESC*, Recife, Brazil, Jun. 2005, pp. 2540–2546.
- [3.18] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and T. Lipo, "Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1293–1301, Nov. 2003.
- [3.19] J. Rodríguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, "Predictive current control of voltage source inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Feb. 2007.
- [3.20] S. A. Larrinaga, M. A. R. Vidal, E. Oyarbide, and J. R. T. Apraiz, "Predictive control strategy for DC/AC converters based on direct power control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1261–1271, Jun. 2007.
- [3.21] P. Cortés, J. Rodríguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, "Predictive current control strategy with imposed load current spectrum," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 612–618, Mar. 2008.
- [3.22] J. F. Silva, "Controlo preditivo por simulação para rectificadores com eliminação de falhas de comutação," Ph.D. dissertation, Electr. Comput. Eng., IST, TULisbon, Lisboa, Portugal, 1989.
- [3.23] J. F. Silva, B. Borges, and A. A. Anunciada, "Improving control strategies for HF resonant link converters: The current mode predictive modulator," in *Proc. IEEE PESC*, Boston, MA, Jun. 1991, pp. 268–275.
- [3.24] J. F. Silva, "Detailed model predictive control for a 3 phase thyristor current source," in *Proc. IMACS-MCTS*, Moudni, Borne, and Tzafestas, Eds., 1991, vol. I, pp. 236–241.
- [3.25] P. Zanchetta, D. B. Gerry, V. G. Monopoli, J. C. Clare, and P. W. Wheeler, "Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 163–172, Jan. 2008.
- [3.26] B. Singh, V. Verma, and J. Solanki, "Neutral network-based selective compensation of current quality problems in distribution system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 53–60, Feb. 2007.
- [3.27] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters*. Hoboken, NJ: Wiley, 2003.
- [3.28] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, Oct. 1998.
- [3.29] J. D. Barros and J. F. Silva, "Optimal predictive control of three-phase NPC multilevel inverter: Comparison to robust sliding mode controller," in *Proc. IEEE 38th Annu. PESC*, Orlando, FL, Jun. 17–21, 2007, pp. 2061–2067.
- [3.30] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, "Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, Oct. 2007.
- [3.31] O. Kukrer, "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, March 1996.
- [3.32] H.-T. Moon, H.-S. Kim, and M.-J. Youn, "A discrete-time predictive current control for PMSM," *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 464–472, January 2003.

- [3.33] L. Springob and J. Holtz, "High-bandwidth current control for torque ripple compensation in PM synchronous machines," *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 713–721, October 1998.
- [3.34] G. Bode, P. C. Loh, M. J. Newman, and D. G. Holmes, "An improved robust predictive current regulation algorithm," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1720–1733, November 2005.
- [3.35] S.-M. Yang and C.-H. Lee, "A deadbeat current controller for field oriented induction motor drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 772–778, September 2002.
- [3.36] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, and H. A. Toliyat, "Predictive current control of voltage source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 585–593, June 2004.
- [3.37] P. Mattavelli, "An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers," *Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 206–212, Feb. 2005.
- [3.38] E. F. Camacho and C. Bordons, "Model Predictive Control," Springer-Verlag, 1999.
- [3.39] A. Linder and R. Kennel, "Model predictive control for electrical drives," in *Proc. of IEEE PESC 05, Recife, Brazil, June 12-16 2005*, pp. 1793–1799.
- [3.40] R. Kennel, A. Linder, and M. Linke, "Generalized predictive control (GPC)-ready for use in drive applications?" *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC01*, vol. 4, pp. 1839–1844, 2001.
- [3.41] P. Cortes, J. Rodriguez, R. Vargas, and U. Ammann, "Cost function based predictive control for power converters," in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Nov. 2006, pp. 2268–2273.
- [3.42] G. Bode, P. C. Loh, M. J. Newman, and D. G. Holmes, "An improved robust predictive current regulation algorithm," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1720–1733, November 2005.
- [3.43] S.-M. Yang and C.-H. Lee, "A deadbeat current controller for field oriented induction motor drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 772–778, September 2002.
- [3.44] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, and H. A. Toliyat, "Predictive current control of voltage source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 585–593, June 2004.
- [3.45] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifier and active filters," *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 35, no. 3, pp. 613–620, May/June 1999.
- [3.46] Y. Nishida, O. Miyashita, T. Haneyoshi, H. Tomita, and A. Maeda, "A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonic current reduction," *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 337–343, June 1997.
- [3.47] S.-G. Jeong and M.-H. Woo, "DSP-based active power filter with predictive current control," *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 329–336, June 1997.
- [3.48] J. Mossoba and P. W. Lehn, "A controller architecture for high bandwidth active power filters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, part 2, pp. 317–325, January 2003.

- [3.49] Patricio Cortés, Samir Kouro, Bruno La Rocca, René Vargas, José Rodríguez, José I. León, Sergio Vazquez and Leopoldo G. Franquelo, "Guidelines for Weighting Factors Design in Model Predictive Control of Power Converters and Drives".
- [3.50] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495 – 503, February 2007.
- [3.51] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Cortes, and R. Vargas, "Predictive control of a three-phase neutral point clamped inverter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, pp. 1364–1369.
- [3.52] S. Muller, U. Ammann, and S. Rees, "New time-discrete modulation scheme for matrix converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1607–1615, December 2005.
- [3.53] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, U. Ammann, and P. Cortes, "Novel control strategy of an AC/DC/AC converter using power relations," in *International Conference on Power Electronics And Intelligent Control For Energy Conservation, Pelincec 2005*, Warsaw, Poland, 16-19 October 2005.
- [3.54] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, and P. Cortes, "Predictive power control of an AC/DC/AC converter," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 2, Oct. 2005, pp. 934–939.
- [3.55] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Cortes, S. Rees, and U. Ammann, "Predictive direct torque control of an induction machine," in *11th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2004*, Riga, Latvia, 2-4 September 2004.
- [3.56] G. S. Perantzakis, F. H. Xepapas, and S. N. Manias, "Efficient predictive current control technique for multilevel voltage source inverters," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, Sep. 2005.
- [3.57] H. Kwakernaak and R. Sivan, *Linear Optimal Control Systems*. New York: Wiley, 1972.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ ΠΡΩΤΟΤΥΠΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

4.1 Αποτελέσματα προσομοιώσεων τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος FS-MPC στον υβριδικό αντιστροφέα CONV-NPC-4L.

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της πρωτότυπης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων στον υβριδικό αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L. Οι προσομοιώσεις έγιναν στο προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab/Simulink. Σκοπός μας είναι να επιτύχουμε μεγάλη ακρίβεια προσέγγισης ρεύματος φορτίου και ρεύματος αναφοράς, μικρό περιεχόμενο αρμονικών στις κυματομορφές ρεύματος και τάσης, πλήρη αποσύζευξη των συνιστωσών ρεύματος φορτίου i_{α} και i_{β} , ταχύτατη δυναμική απόκριση στις μεταβολές του ρεύματος αναφοράς και ισοκατανομή της τάσης του ζυγού ΣΡ στους πυκνωτές. Για αυτό τον λόγο, προσομοιώσαμε το σύστημα μας σε συνθήκες λειτουργίας μόνιμης και μεταβατικής κατάστασης έτσι ώστε να ελέγξουμε την δυναμική του απόκριση. Οι τιμές των παραμέτρων του συστήματος που χρησιμοποιήθηκαν για τις προσομοιώσεις δίνονται στον Πίνακα 4.1.

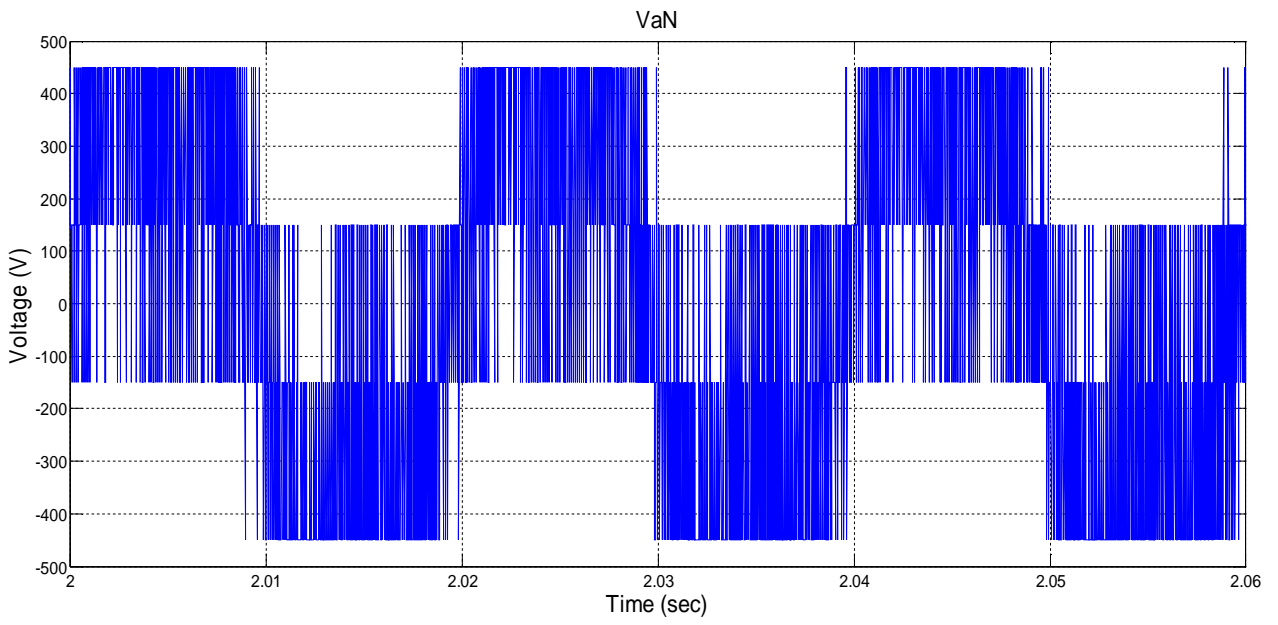
Vdc	Τάση ζυγού ΣΡ	900 V
C	Χωρητικότητα πυκνωτών ζυγού ΣΡ	2mF
R	Αντίσταση φορτίου	20Ω
L	Αυτεπαγωγή φορτίου	15mH
Ts	Περίοδος δειγματοληψίας	20μs
I_1^*	Πλάτος επιθυμητού ρεύματος εξόδου	17A
I_2^*	Πλάτος νέου επιθυμητού ρεύματος εξόδου	14A
I_3^*	Πλάτος νέου επιθυμητού ρεύματος εξόδου	19,6A
V_C^*	Επιθυμητή τιμή τάσης πυκνωτών	300V

Πίνακας 4.1 : Παράμετροι συστήματος για αποτελέσματα προσομοίωσης

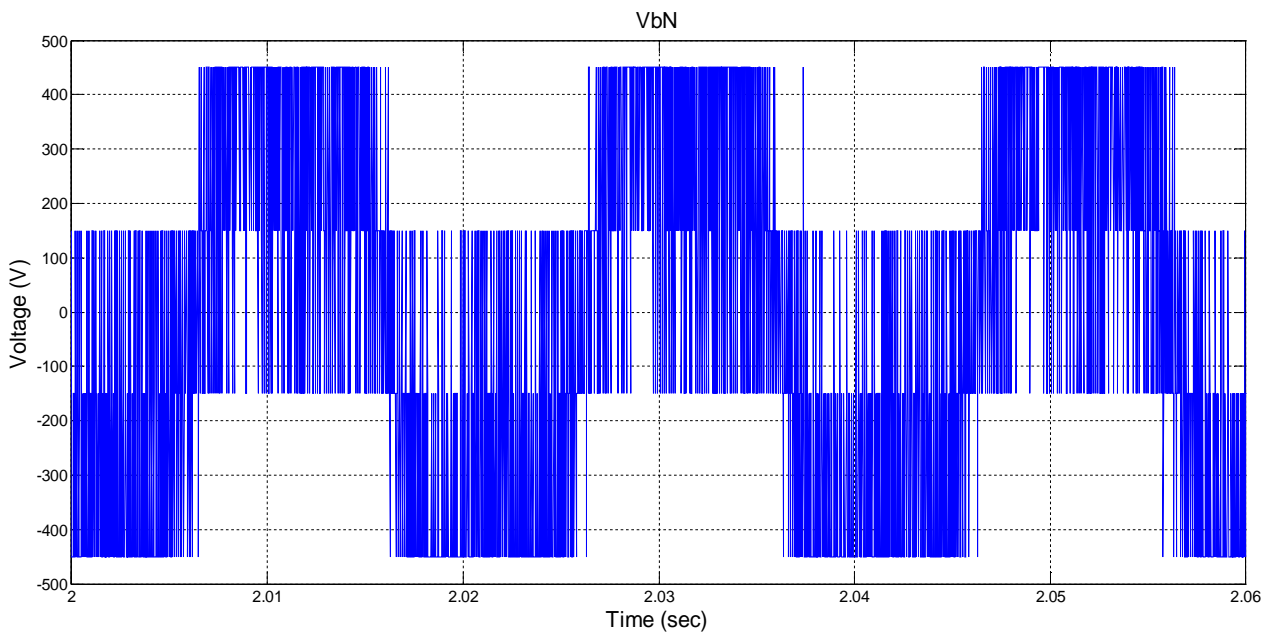
4.1.1 Λειτουργία συστήματος στην μόνιμη κατάσταση

Αρχικά, λοιπόν, προσομοιώσαμε το σύστημα στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Ορίσαμε επιθυμητό ρεύμα αναφοράς στην έξοδο του αντιστροφέα με πλάτος 17 A.

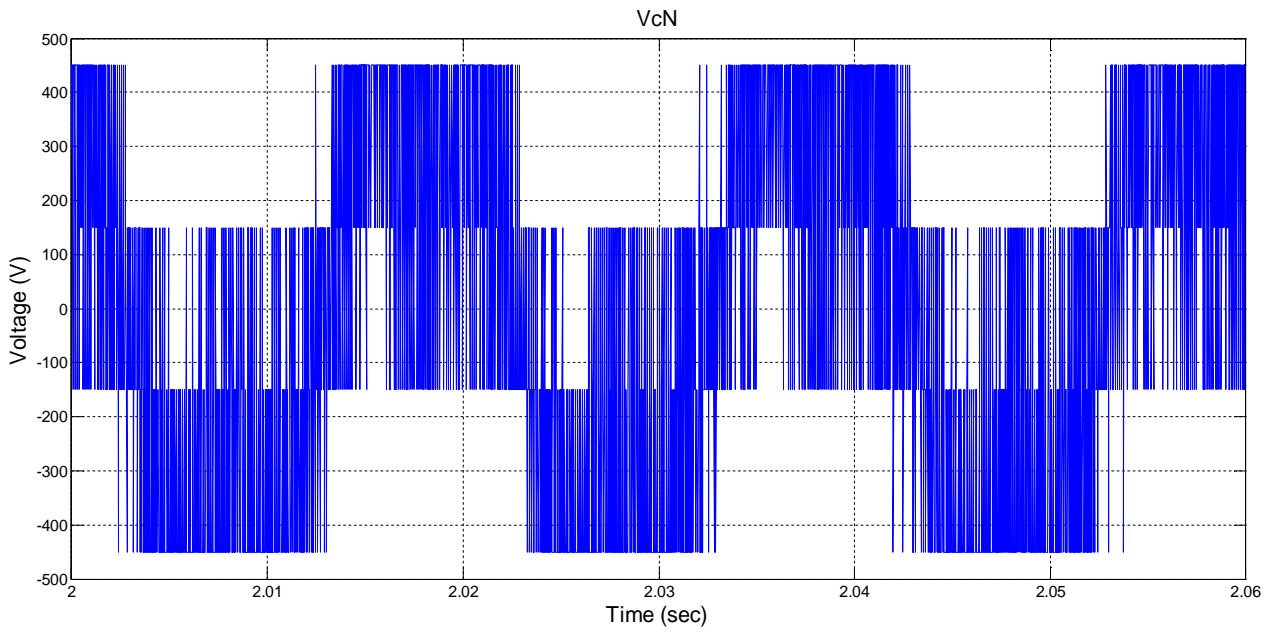
Inverter phase Voltages V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}



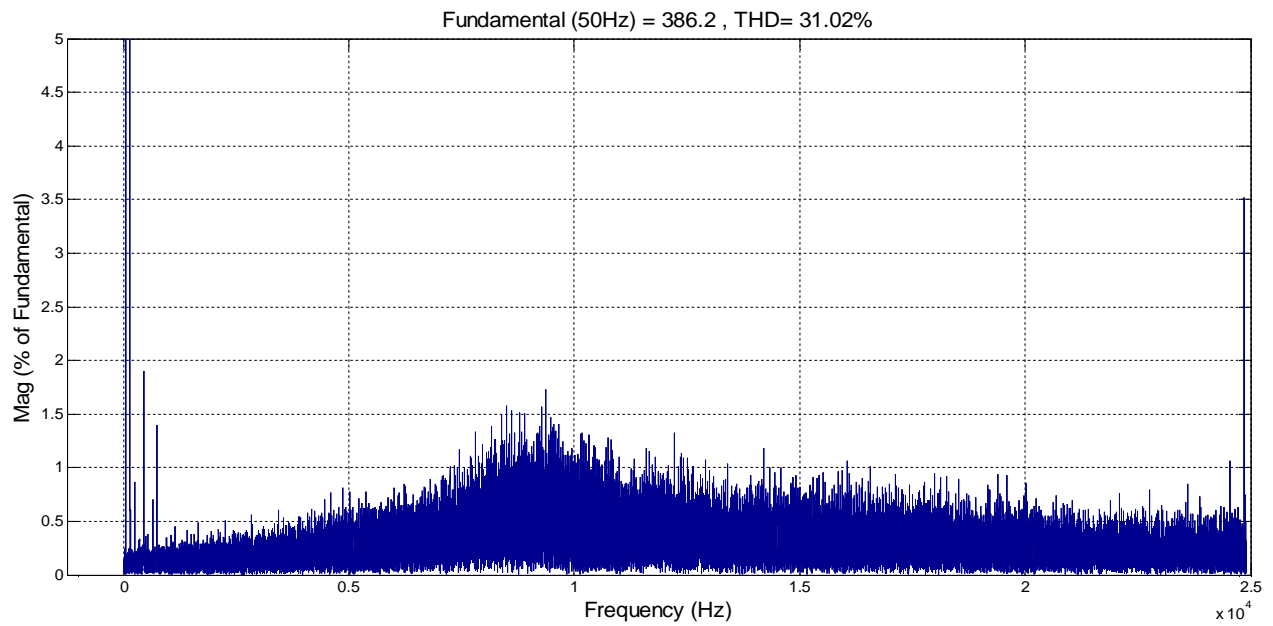
(α)



(β)



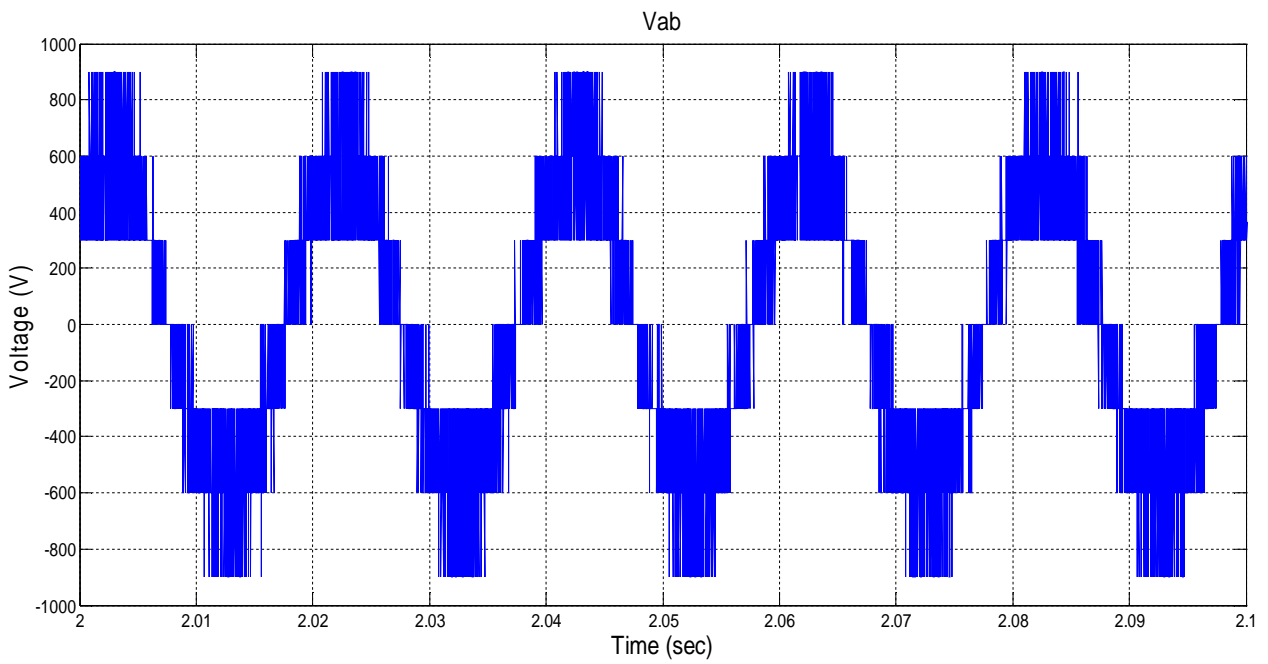
(γ)



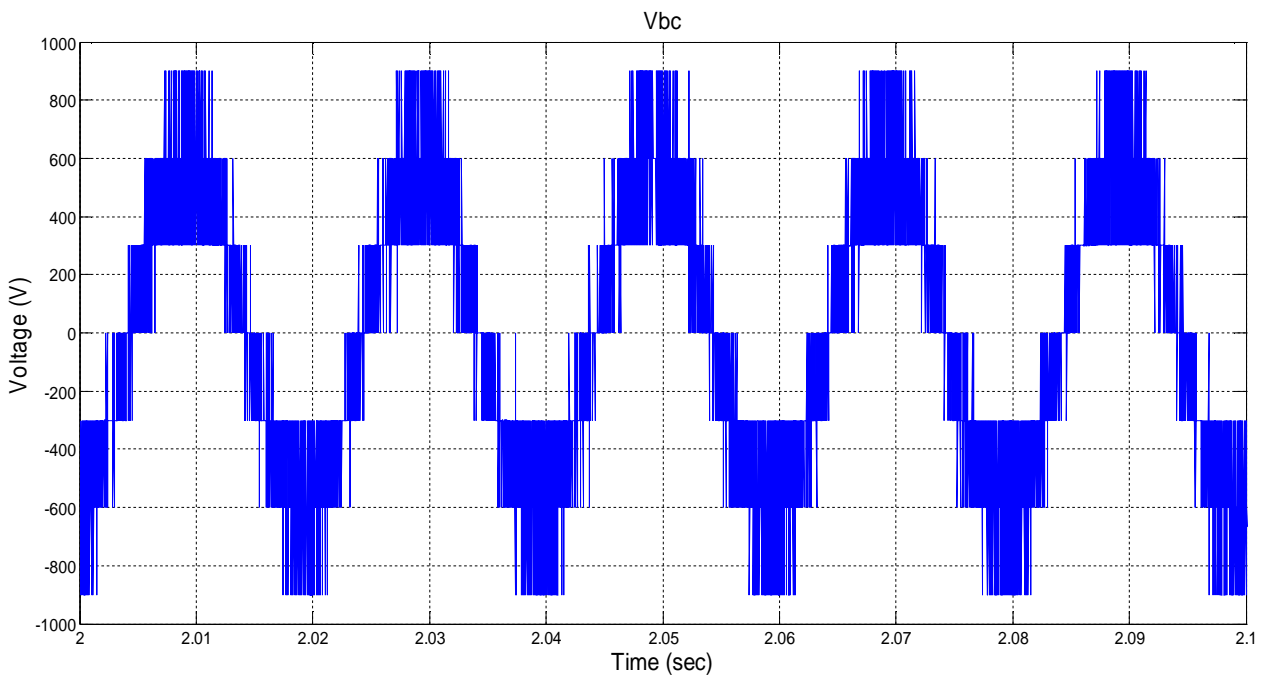
(δ)

Σχήμα 4.1. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
 (α), (β), (γ) Φασικές τάσεις αντιστροφέα V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} .
 (δ) Φάσμα αρμονικών φασικής τάσης αντιστροφέα V_{aN}

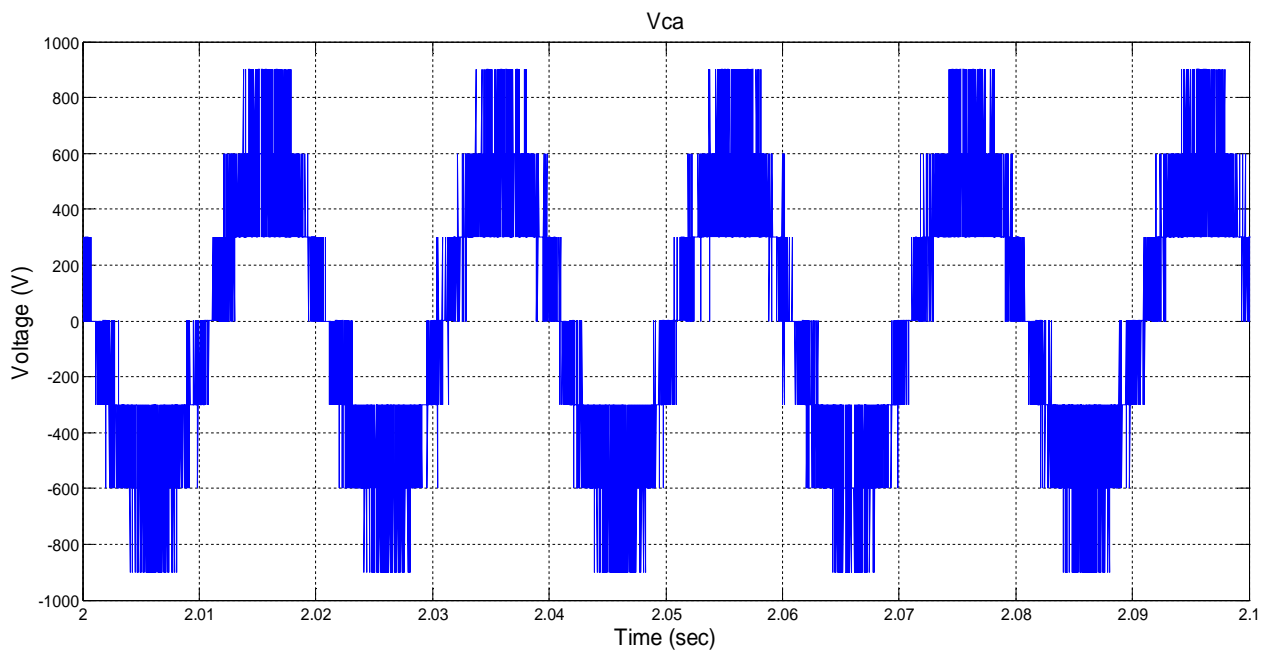
Line-to-line Voltages V_{ab}, V_{bc}, V_{ac}



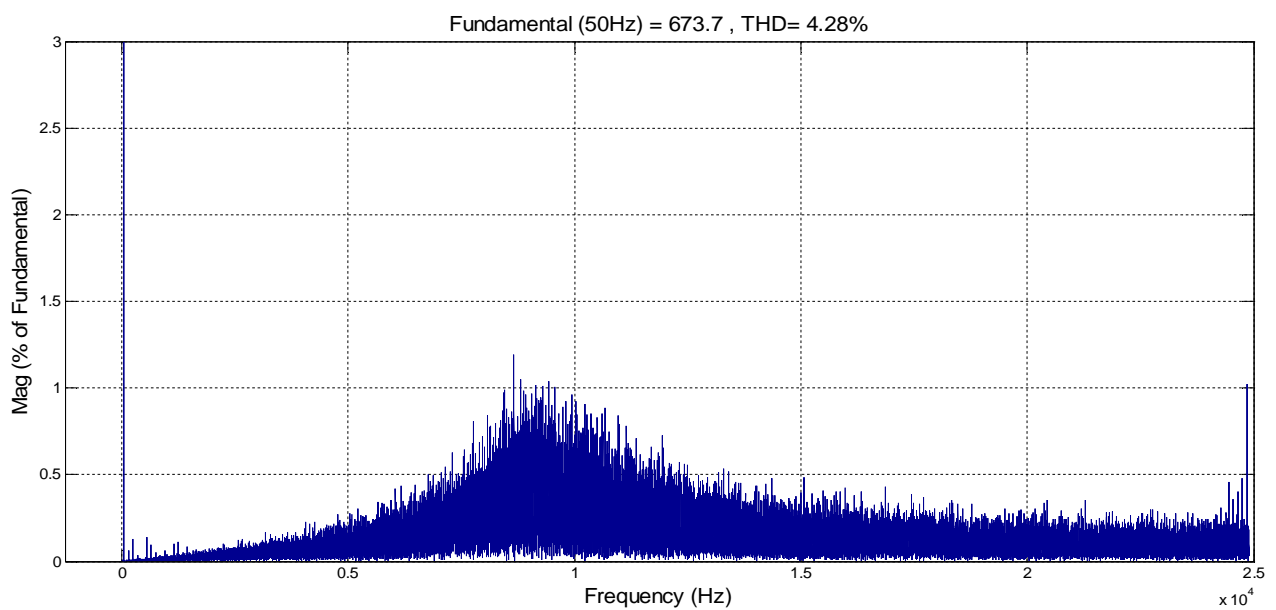
(a)



(b)



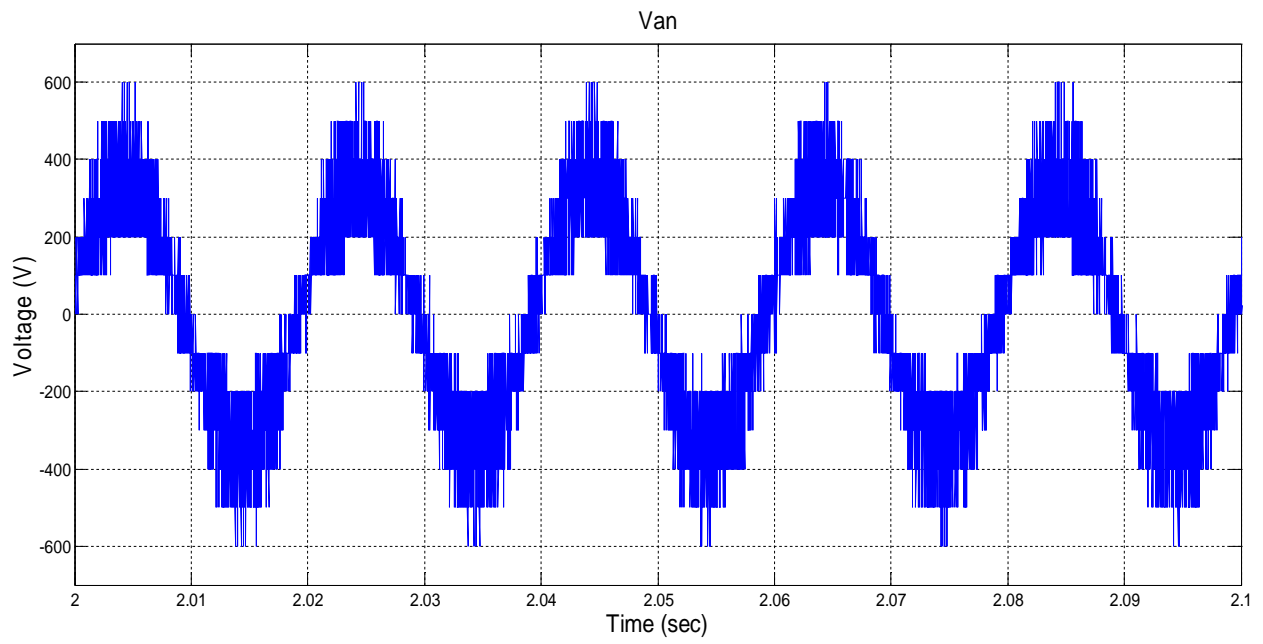
(γ)



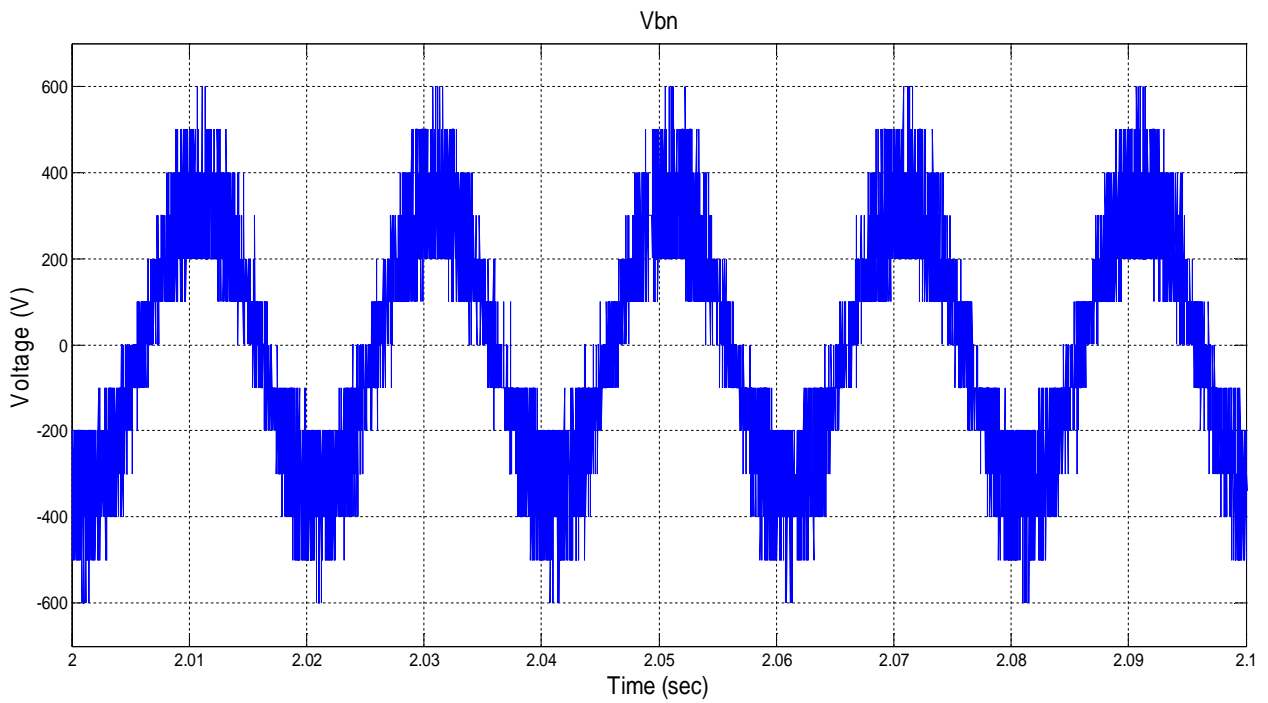
(δ)

Σχήμα 4.2. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
 (α), (β), (γ) Πολικές τάσεις αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} .
 (δ) Φάσμα αρμονικών πολικής τάσης αντιστροφέα V_{ab}

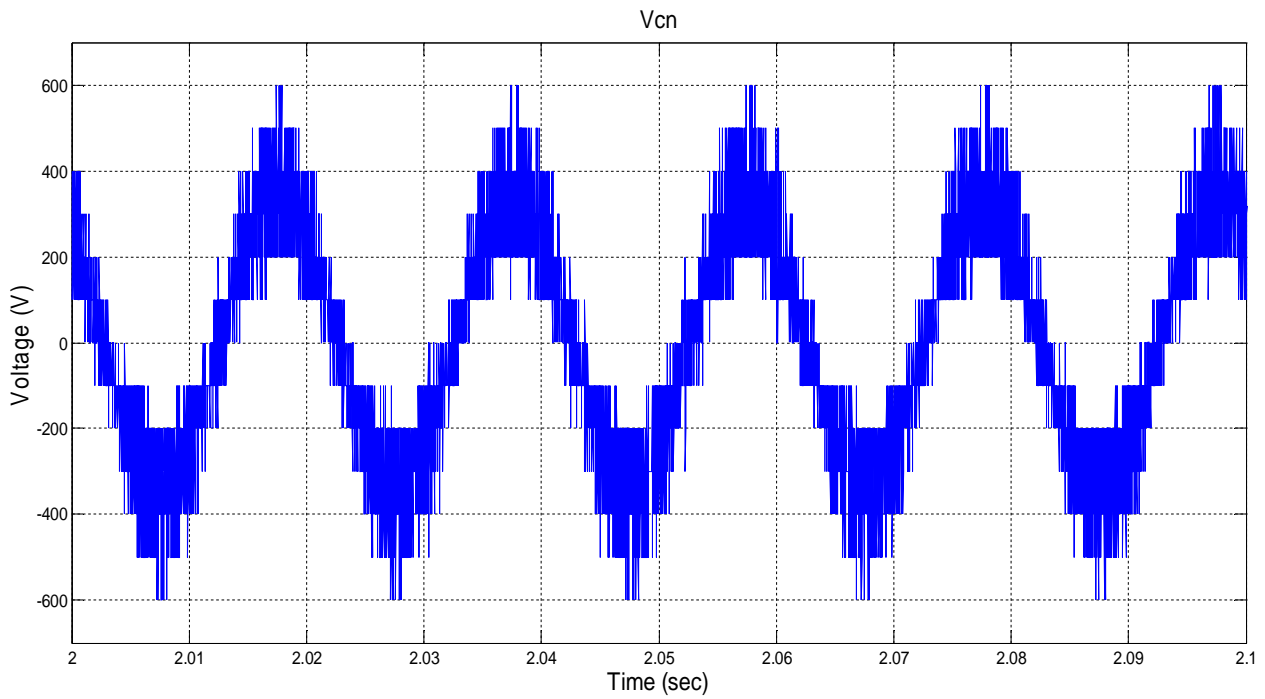
Load phase Voltages V_{an}, V_{bn}, V_{cn}



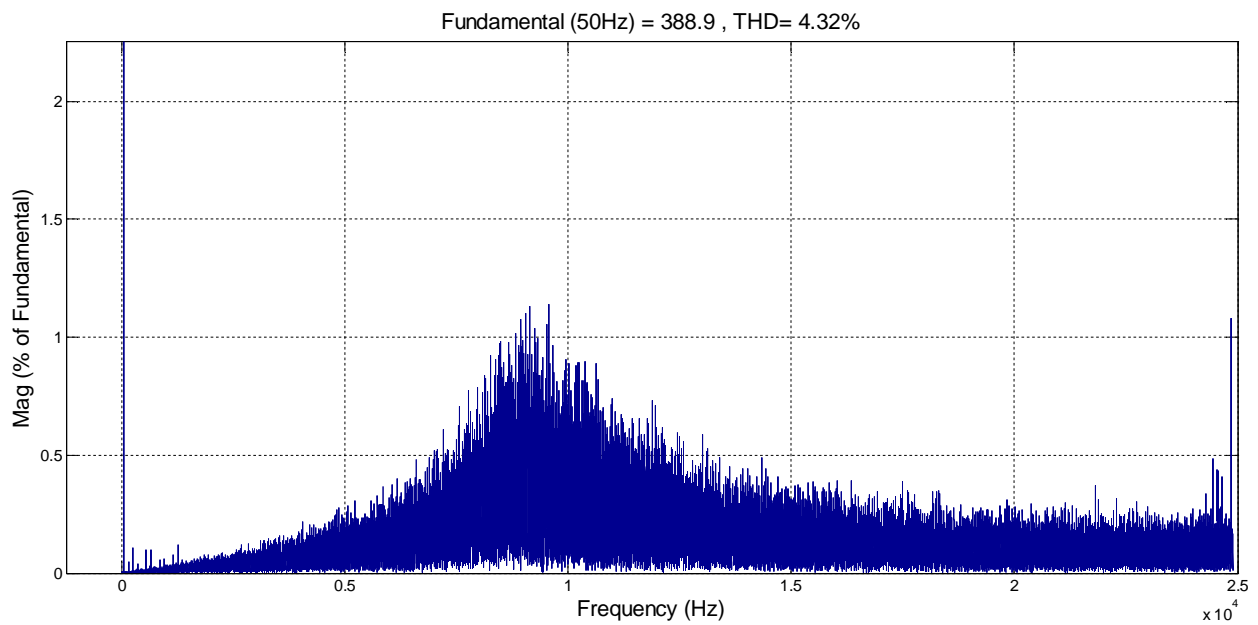
(α)



(β)



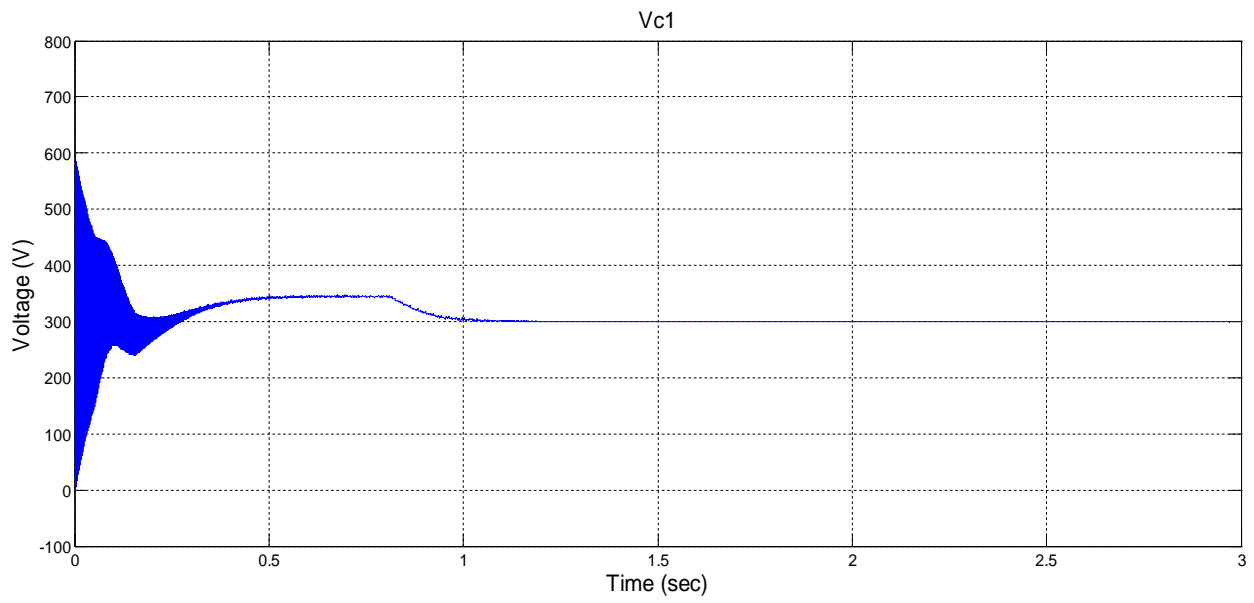
(γ)



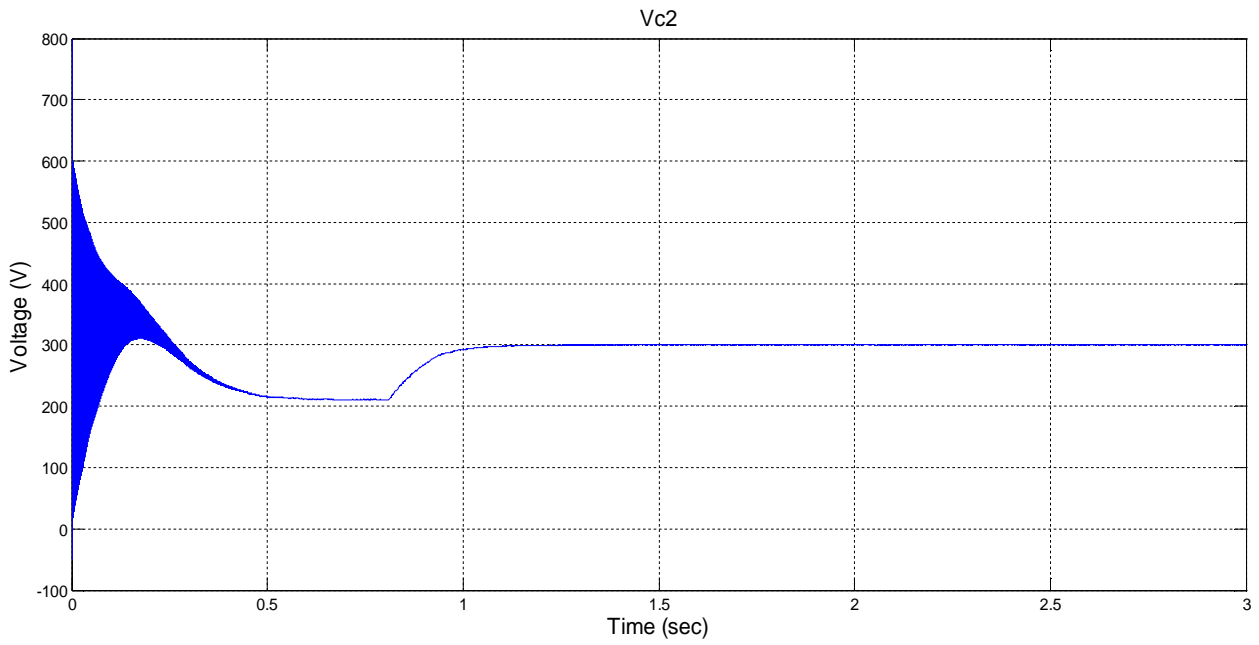
(δ)

Σχήμα 4.3. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
 (α), (β), (γ) Φασικές τάσεις φορτίου V_{an} , V_{bn} , V_{cn} .
 (δ) Φάσμα αρμονικών φασικής τάσης φορτίου V_{an}

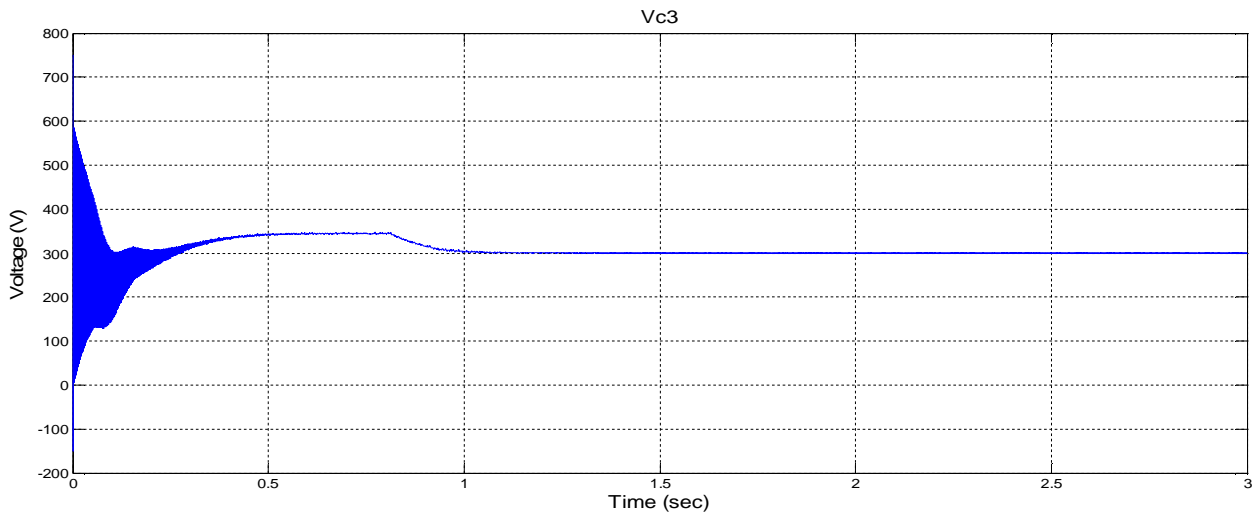
Capacitors Voltages Vc1,Vc2,Vc3



(α)

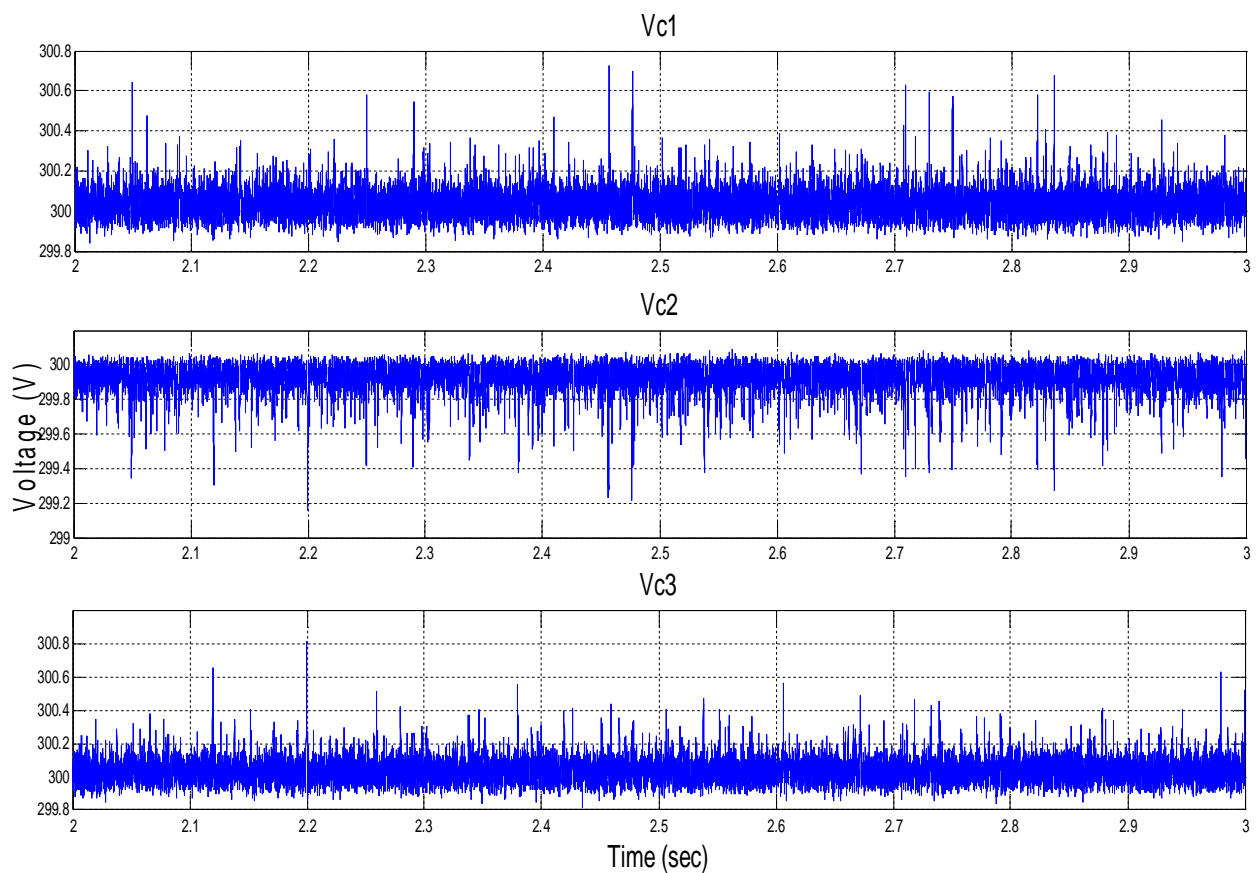


(β)

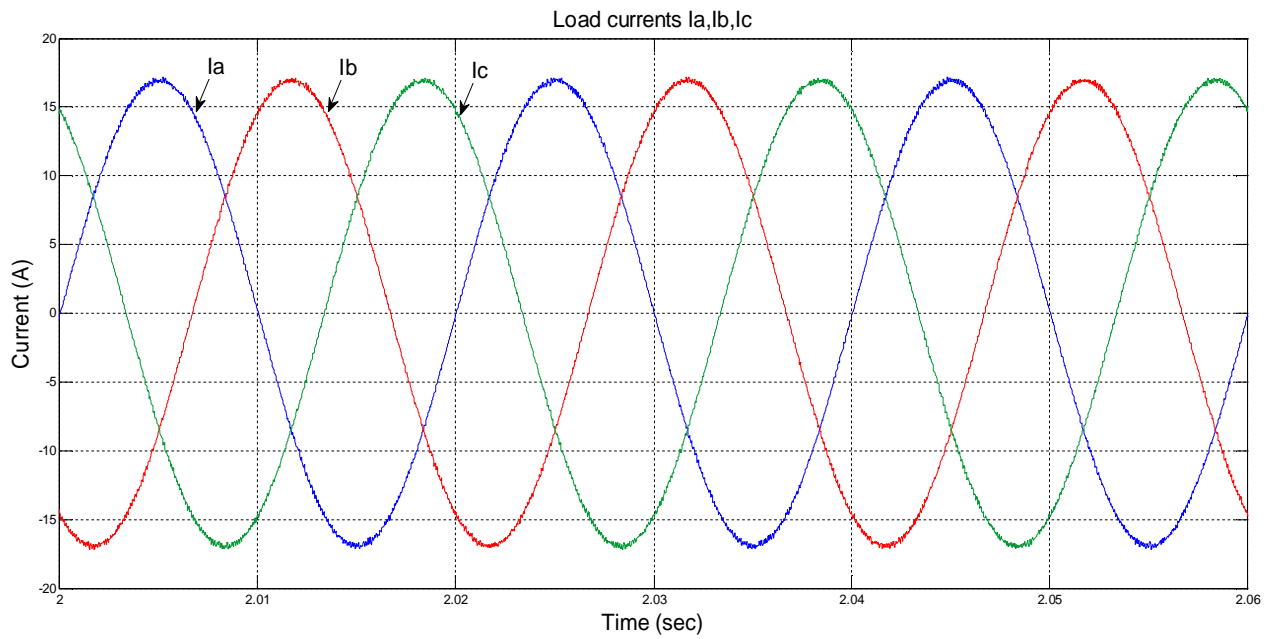


(γ)

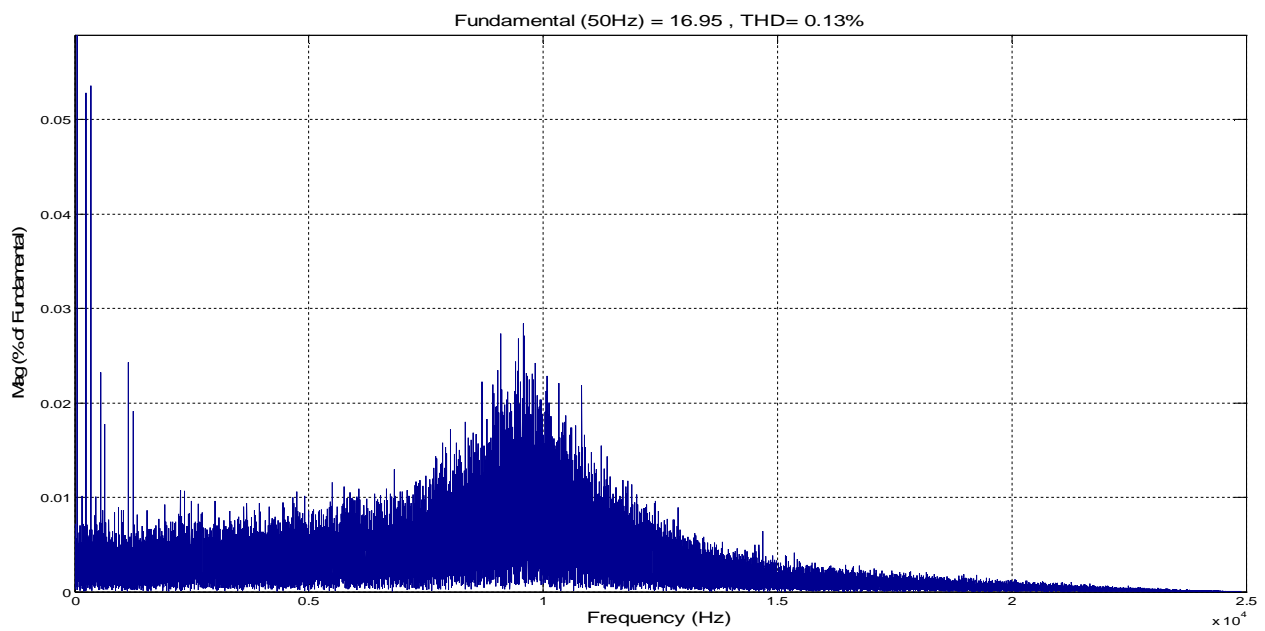
Σχήμα 4.4. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
(α),(β),(γ) Τάσεις πυκνωτών ζυγού ΣΡ V_{c1}, V_{c2}, V_{c3} .



Σχήμα 4.5. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Λεπτομέρειες σχήματος 4.4



(α)



(β)

Σχήμα 4.6. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
 (α) Ρεύματα φορτίου i_a, i_b, i_c . (β) Φάσμα αρμονικών ρεύματος φορτίου i_a .

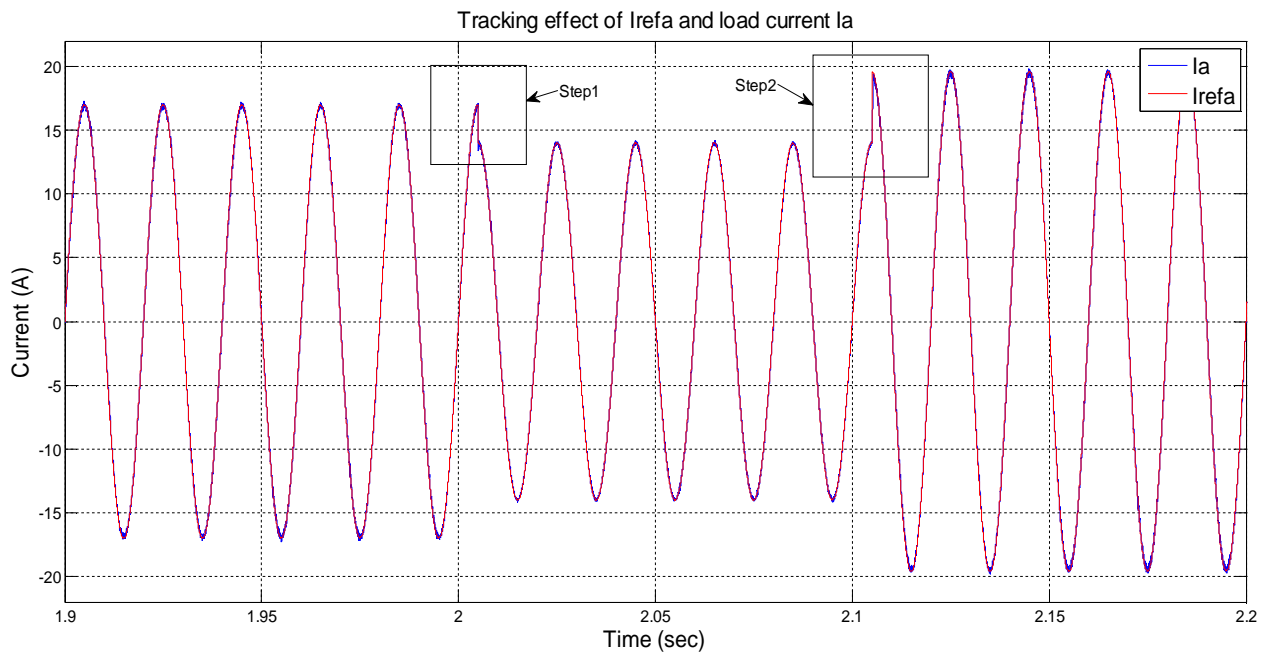
Στο Σχ. 4.1 φαίνονται οι φασικές τάσεις αντιστροφεία V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} . Όπως ήταν αναμενόμενο οι τάσεις αποτελούνται από τέσσερα επίπεδα τα οποία προκύπτουν κατευθείαν από τον ζυγό ΣΡ. Επίσης λόγω της διάταξης των πυκνωτών καταφέρνουμε κάθε μετάβαση από ένα επίπεδο σε ένα άλλο να γίνεται με σταθερή διαφορά τάσης καταφέροντας έτσι καταμερισμένες καταπονήσεις πάνω στα ημιαγωγικά στοιχεία του κυκλώματος. Στο Σχ. 4.2 βλέπουμε τις πολικές τάσεις V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} οι οποίες αποτελούνται από 7 επίπεδα τάσης, ενώ στο Σχ. 4.3 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις αντιστροφεία V_{an} , V_{bn} , V_{cn} που αποτελούνται από 13 επίπεδα τάσης.

Στα Σχ. 4.4 και Σχ. 4.5 φαίνονται οι τάσεις στα άκρα των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ. Παρατηρούμε ότι το μεταβατικό στάδιο διαρκεί περίπου 1 sec. Στην συνέχεια οι τάσεις των πυκνωτών σταθεροποιούνται στις επιθυμητές τιμές με σχεδόν μηδενική απόκλιση και διακύμανση. Επιτυγχάνεται πλήρως, λοιπόν, ο βασικός στόχος της τεχνικής ελέγχου που εφαρμόσαμε για σταθεροποίηση των τάσεων των πυκνωτών και ισοκαταμερισμό της τάσης της πηγής ΣΡ πάνω σε αυτούς.

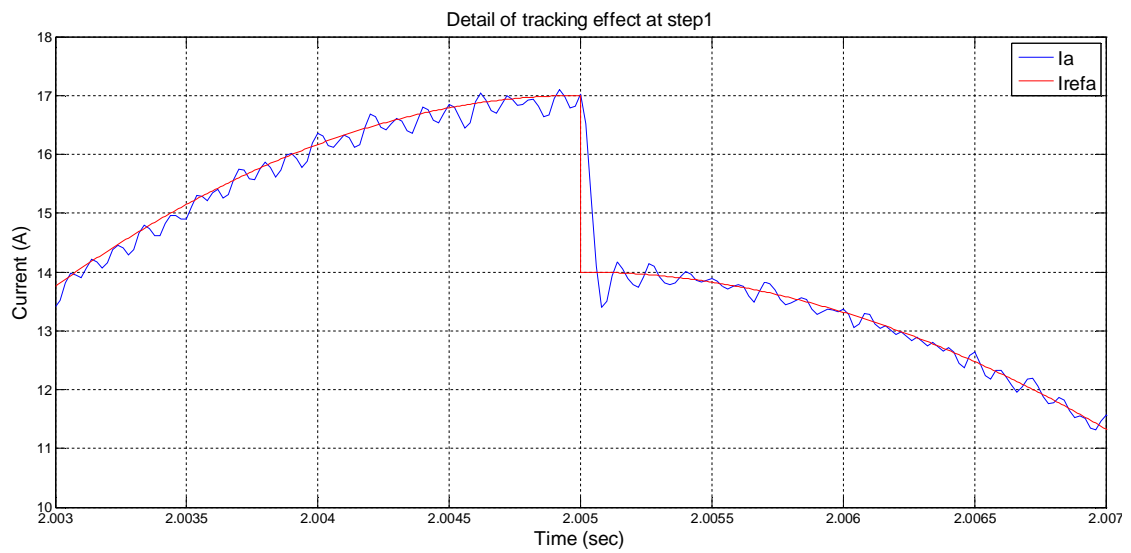
Τέλος, στο Σχ. 4.6 παρουσιάζονται τα ρεύματα εξόδου του αντιστροφεία I_a , I_b , I_c . Όπως φαίνεται καταφέρνουμε προσέγγιση του ρεύματος εξόδου και του ρεύματος αναφοράς με μεγάλη ακρίβεια. Η συνολική αρμονική παραμόρφωση έχει τιμή THD= 0.13%. Παράγουμε, λοιπόν, σχεδόν ένα τέλειο ημίτονο. Από το φάσμα αρμονικού περιεχομένου βλέπουμε ότι υπάρχουν κάποιες αρμονικές συνιστώσες στο σήμα μας με συχνότητες γύρω από τα 10kHz, οι οποίες όμως έχουν πολύ μικρές τιμές πλάτους.

4.1.2 Δυναμική απόκριση συστήματος

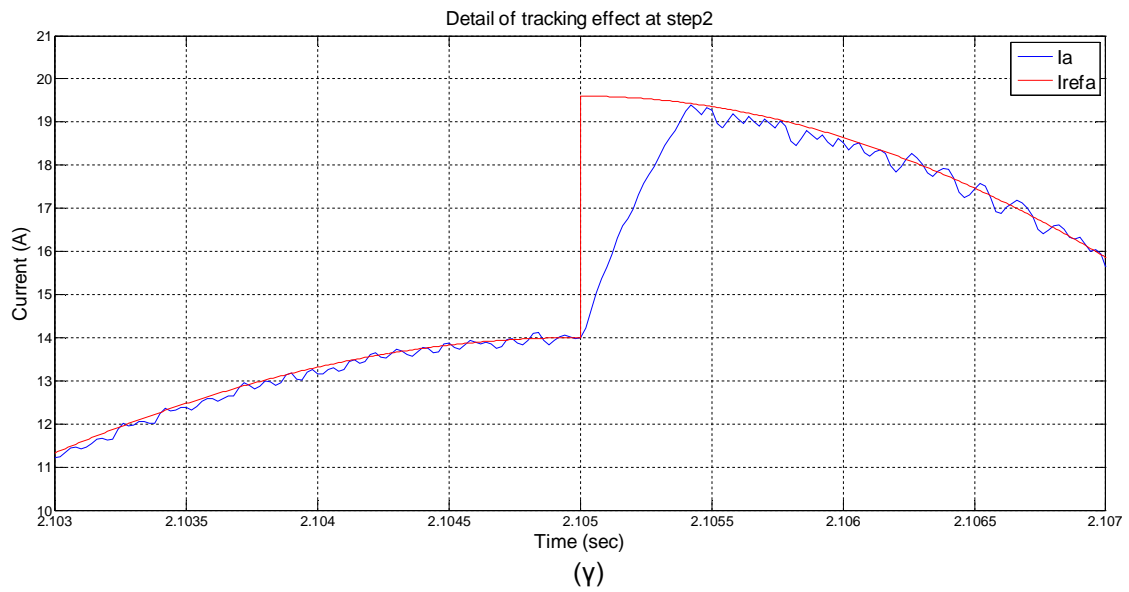
Αφού μελετήσαμε το σύστημα μας στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ελέγξαμε και την δυναμική του απόκριση σε διάφορες μεταβολές του ρεύματος αναφοράς στην έξοδο του αντιστροφεία. Στην συνέχεια, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Αρχικά απαιτήσαμε από το ρεύμα εξόδου να ακολουθήσει μια μεταβολή στο ρεύμα αναφοράς από τα 17 A στα 14 A την χρονική στιγμή $t= 2.005$ sec και στην συνέχεια μια μεταβολή από τα 14 A στα 19,6 A την χρονική στιγμή $t= 2.105$ sec.



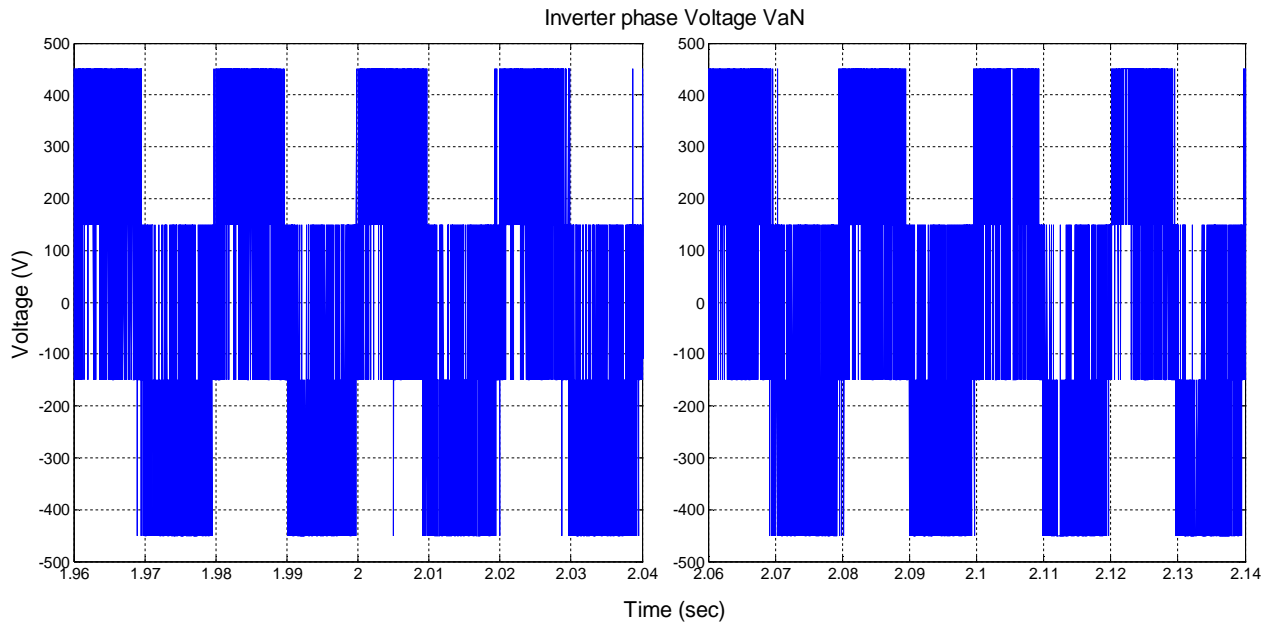
(α)



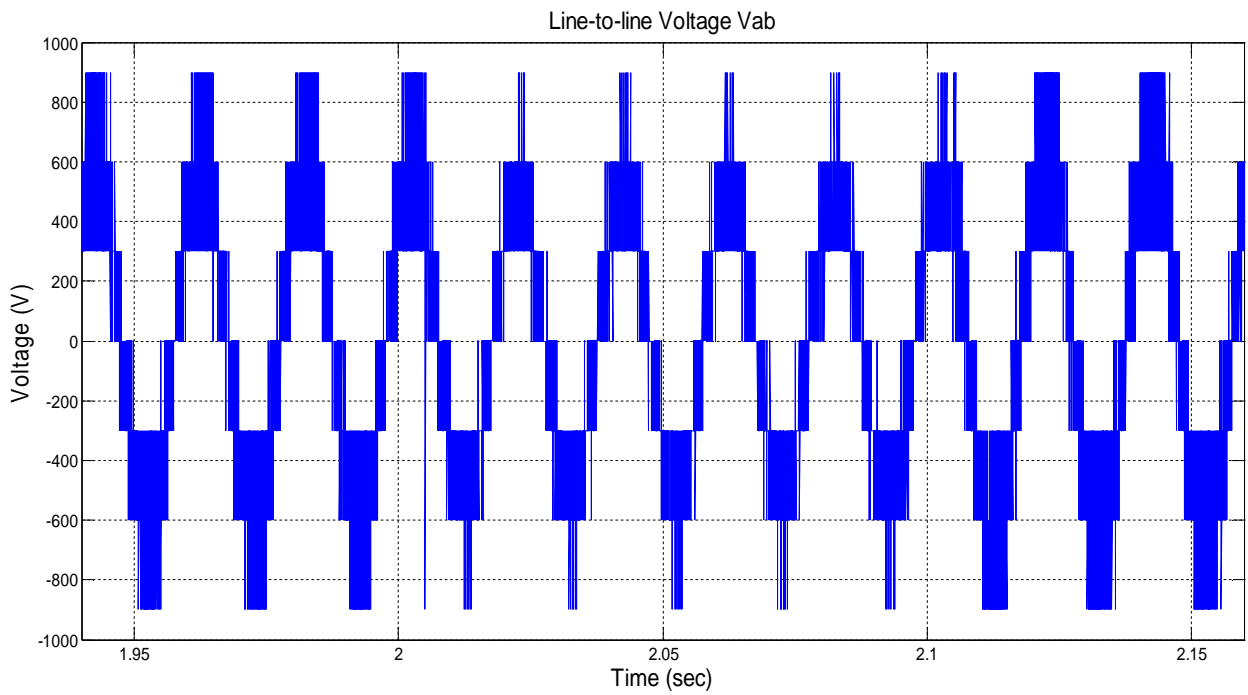
(β)



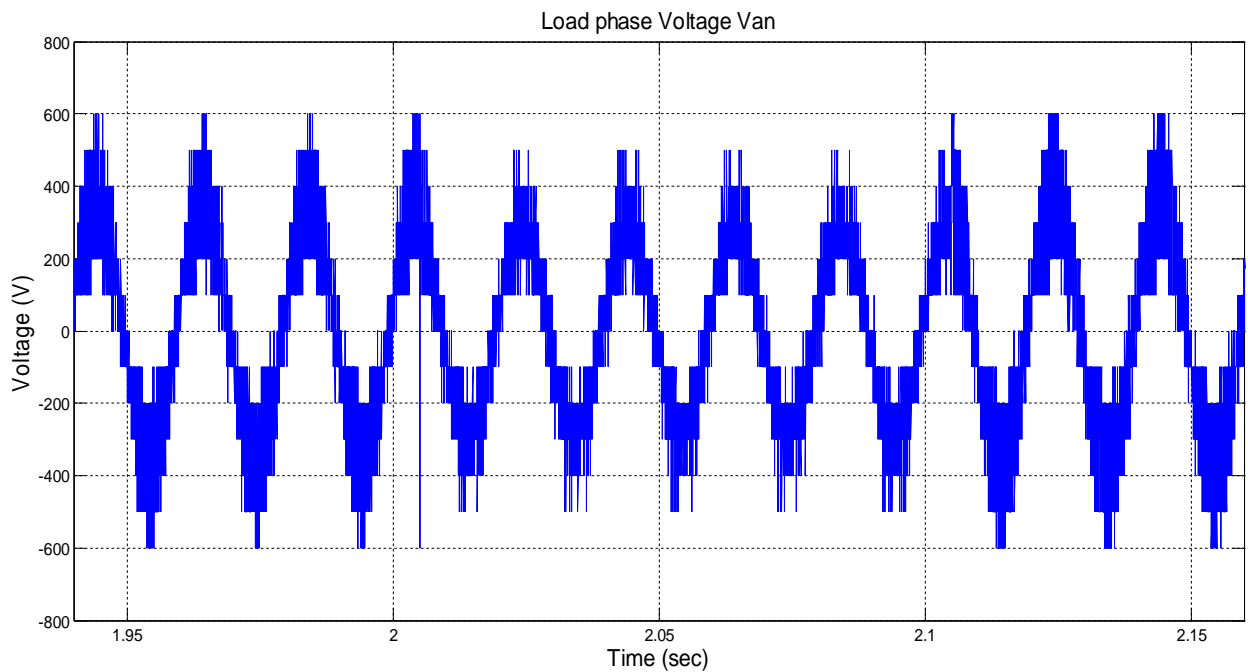
Σχήμα 4.7. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου.
(α) Ρεύμα φορτίου I_a . (β),(γ) Λεπτομέρεια σχ.4.7α.



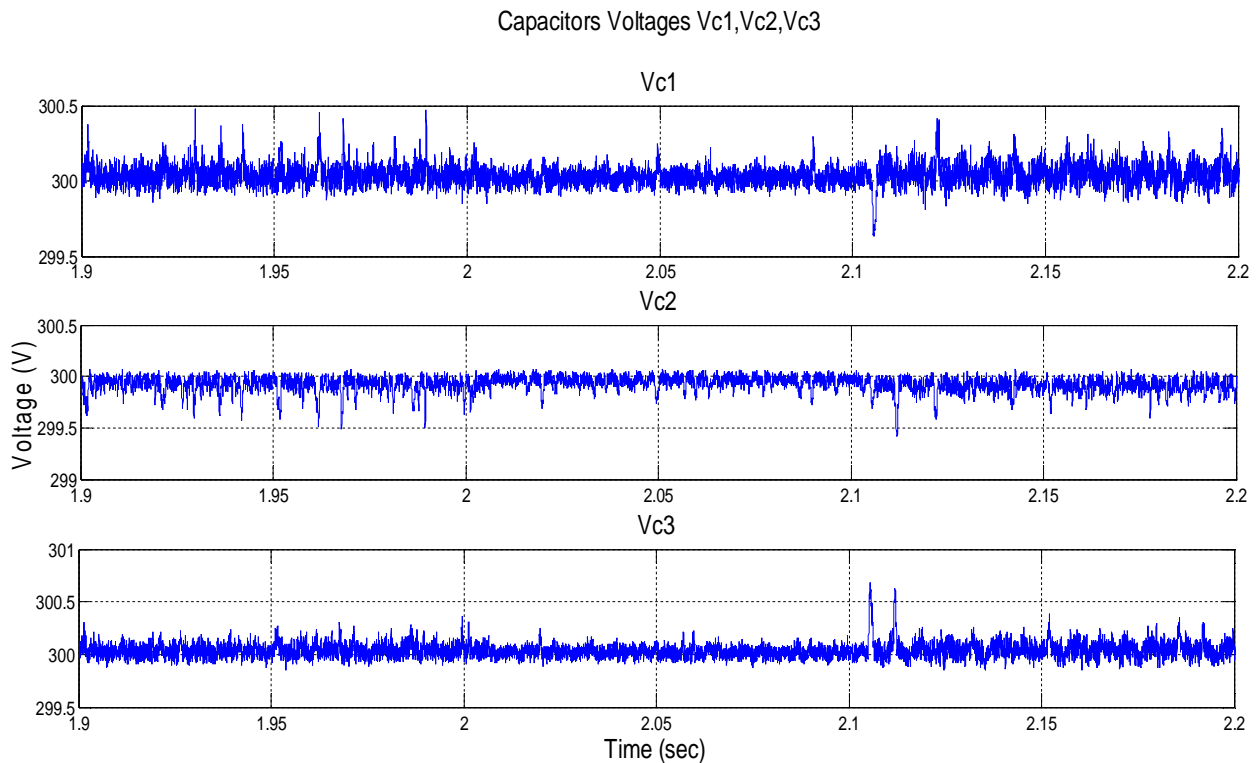
Σχήμα 4.8. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Φασική τάση αντιστροφεία V_{aN} .



Σχήμα 4.9. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Πολική τάση αντιστροφέα V_{ab} .



Σχήμα 4.10. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Φασική τάση φορτίου V_{an} .

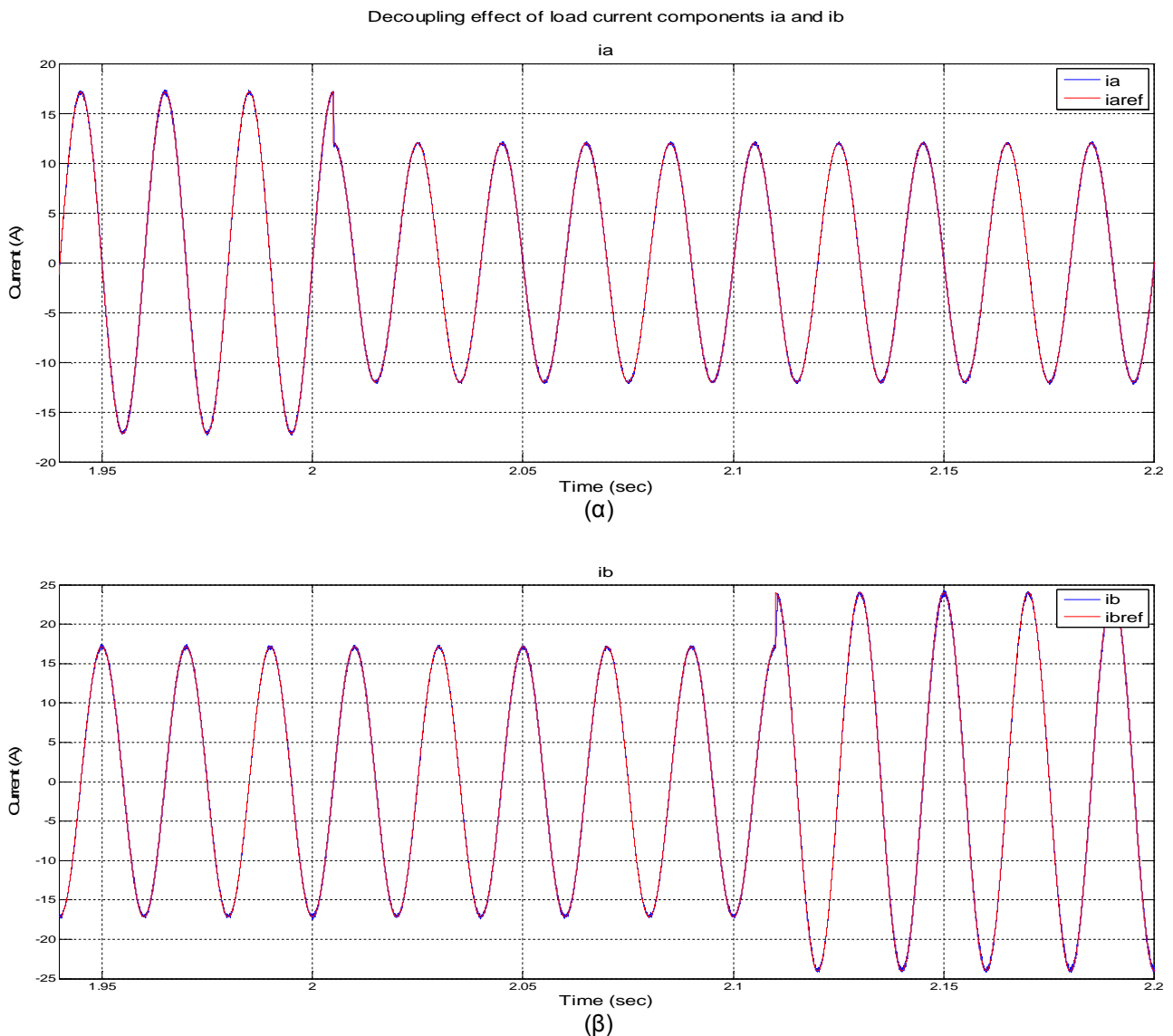


Σχήμα 4.11. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Τάσεις πυκνωτών ζυγού ΣΡ Vc1, Vc2, Vc3.

Στο Σχ. 4.7 παρουσιάζεται το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα I_a . Όπως φαίνεται καταφέρνουμε προσέγγιση του ρεύματος εξόδου και του ρεύματος αναφοράς με μεγάλη ακρίβεια. Και στις δύο μεταβολές του ρεύματος αναφοράς ο αντιστροφέας ανταποκρίνεται ταχύτατα.

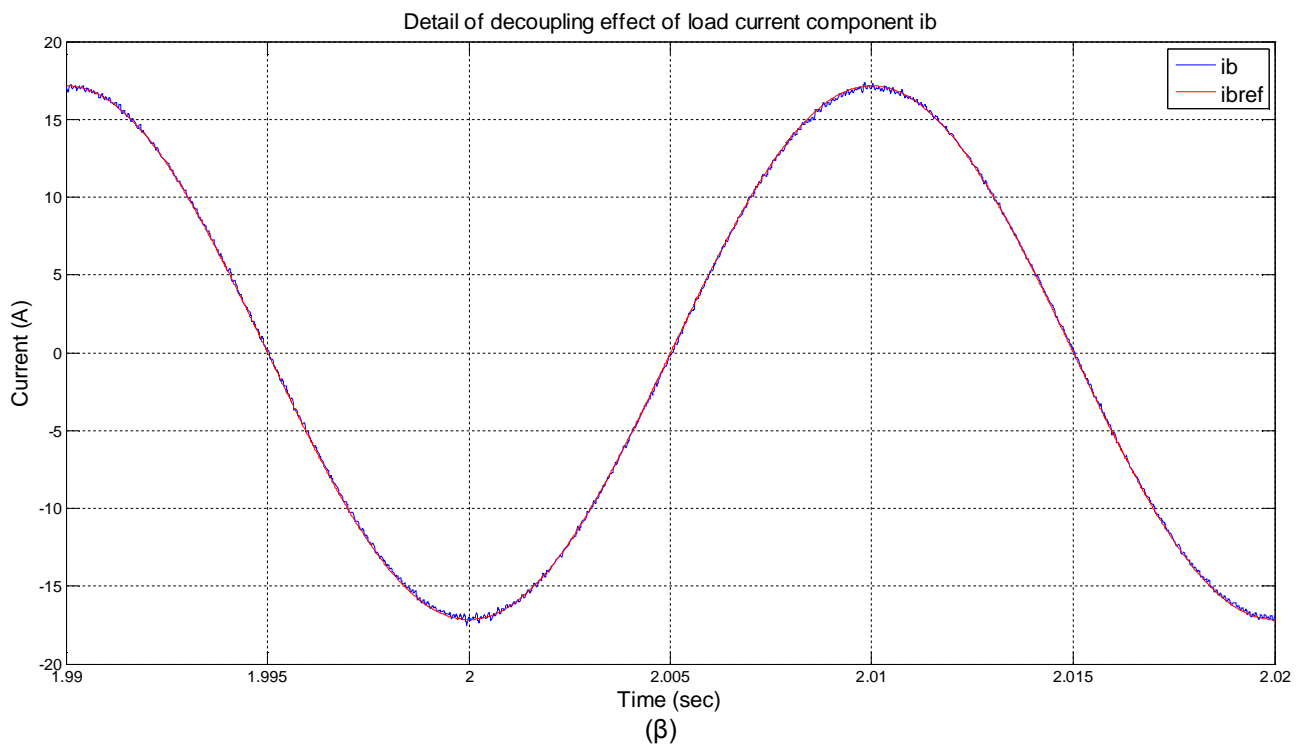
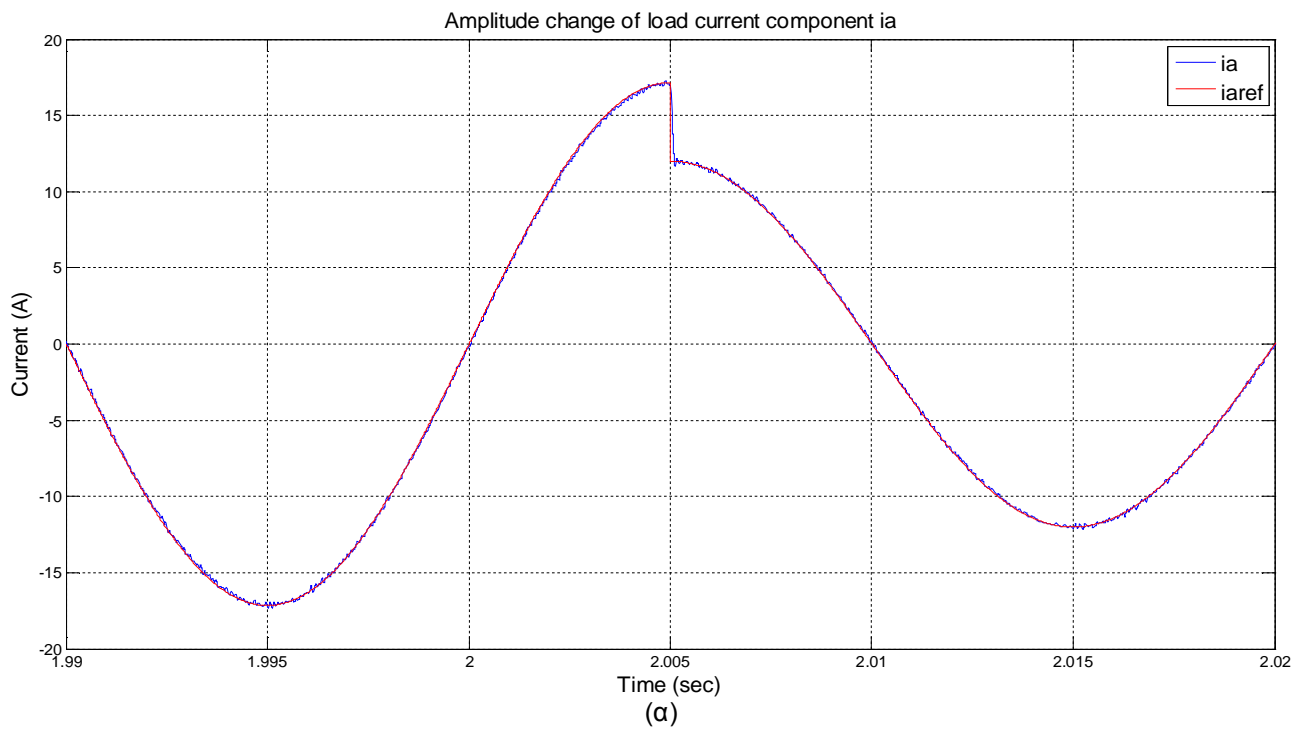
Στα Σχ. 4.8, 4.9 και 4.10 φαίνονται η φασική τάση αντιστροφέα V_{aN} , η πολική τάση V_{ab} και η φασική τάση V_{an} αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι και οι τρεις τάσεις διατηρούνται ίδιες ως προς την μορφή τους κατά την διάρκεια και των δύο μεταβολών του ρεύματος αναφοράς. Στην φασική τάση φορτίου V_{an} παρατηρούμε αλλαγές στα επίπεδα τάσης, το οποίο οφείλεται στην προσπάθεια του αντιστροφέα να αποδώσει την ζητούμενη ισχύ στο φορτίο ανάλογα με τις μεταβολές στο ρεύμα αναφοράς.

Τέλος, στο Σχ. 4.11 βλέπουμε τις τάσεις στα άκρα των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ. Όπως φαίνεται οι τάσεις των πυκνωτών παραμένουν σταθερές στην επιθυμητή τιμή χωρίς να επηρεάζονται από τις αλλαγές στο φορτίο.

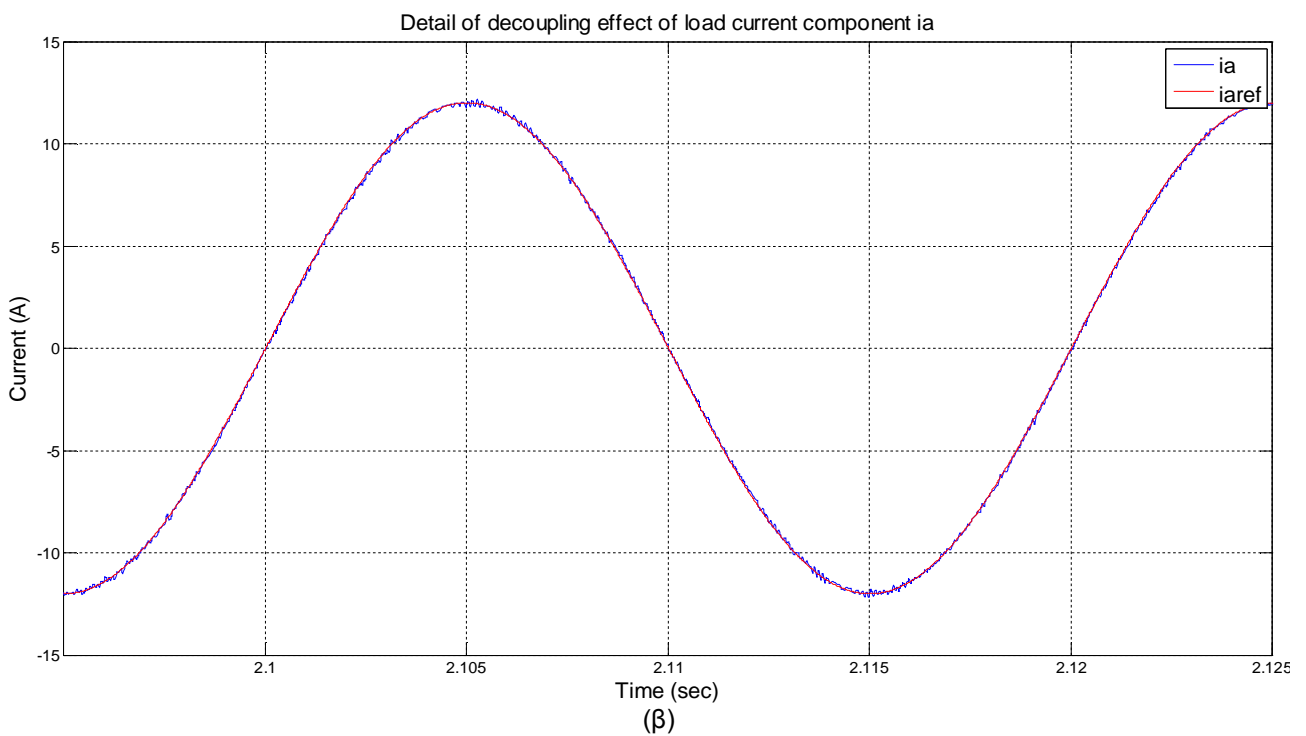
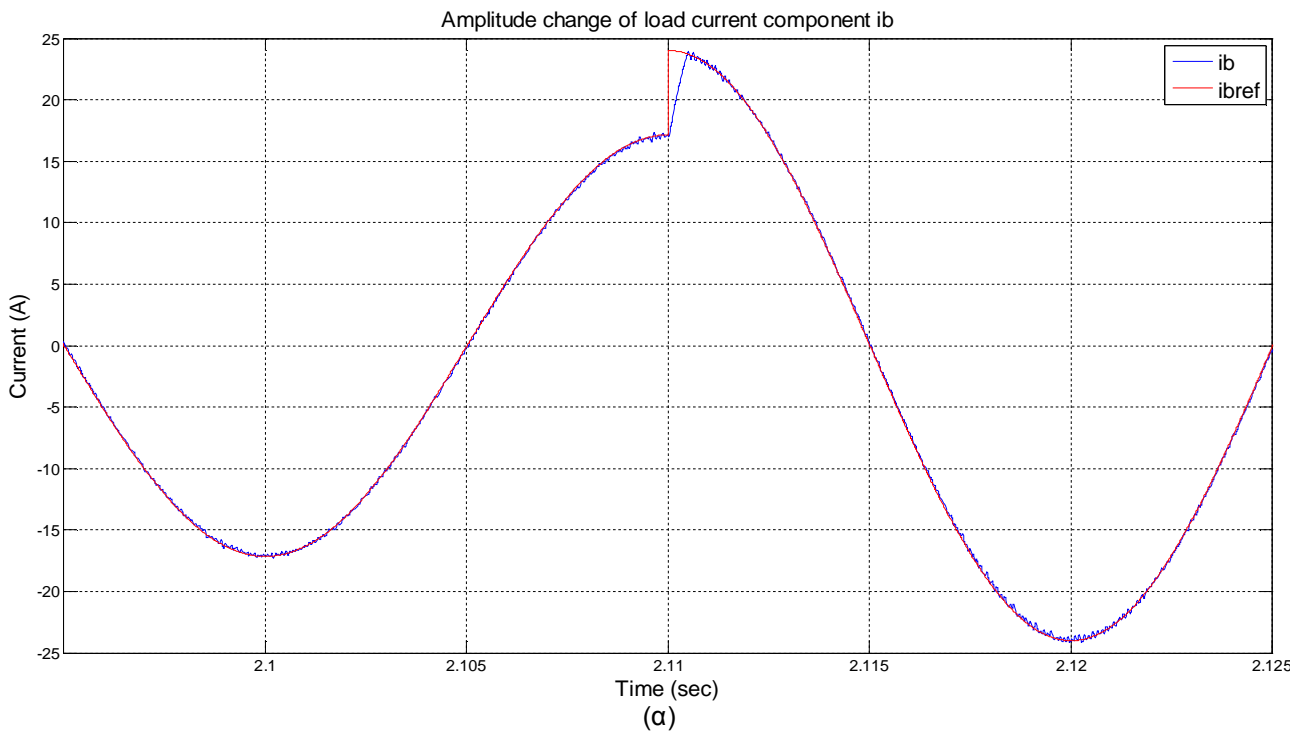


Σχήμα 4.12. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφής τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Ικανότητα πλήρους αποσύζευξης των συνιστωσών i_a και i_b του ρεύματος φορτίου.

Όπως φαίνεται στο Σχ.4.12 προσομοιώσαμε το σύστημά μας για αλλαγές στα πλάτη των συνιστωσών ρεύματος φορτίου i_a και i_b . Συγκεκριμένα, την χρονική στιγμή $t = 2.005$ sec μειώσαμε το πλάτος της συνιστώσας i_a και την χρονική στιγμή $t = 2.11$ sec αυξήσαμε το πλάτος της συνιστώσας i_b . Από το Σχ.4.12 καθώς και από τις λεπτομέρειες αυτού που παρουσιάζονται στα Σχήματα 4.13 και 4.14, διαπιστώνουμε ότι επιτυγχάνεται πλήρης αποσύζευξη μεταξύ των συνιστωσών του ρεύματος φορτίου i_a και i_b . Την στιγμή που μειώνεται το πλάτος της συνιστώσας i_a , η συνιστώσα i_b μένει ανεπηρέαστη, ενώ αντίστοιχα την στιγμή που αυξάνεται το πλάτος της συνιστώσας i_b , μένει ανεπηρέαστη η συνιστώσα i_a



Σχήμα 4.13. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Λεπτομέρεια σχ.4.12.
 (α) Αλλαγή στο πλάτος της συνιστώσας i_a . (β) Η συνιστώσα i_b μένει ανεπηρέαστη.



Σχήμα 4.14. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές φορτίου, Λεπτομέρεια σχ.4.12.
 (α) Αλλαγή στο πλάτος της συνιστώσας i_b . (β) Η συνιστώσα i_a μένει ανεπηρέαστη.

4.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος PQ στον υβριδικό αντιστροφέα CONV-NPC-4L.

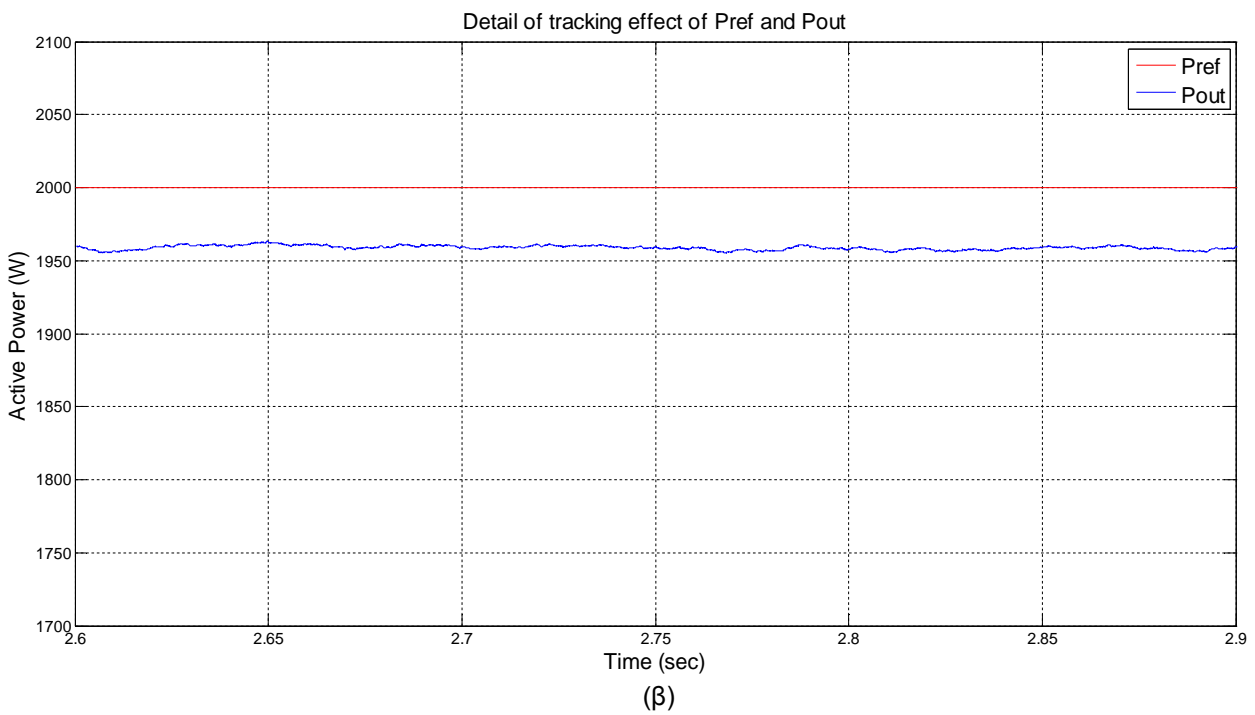
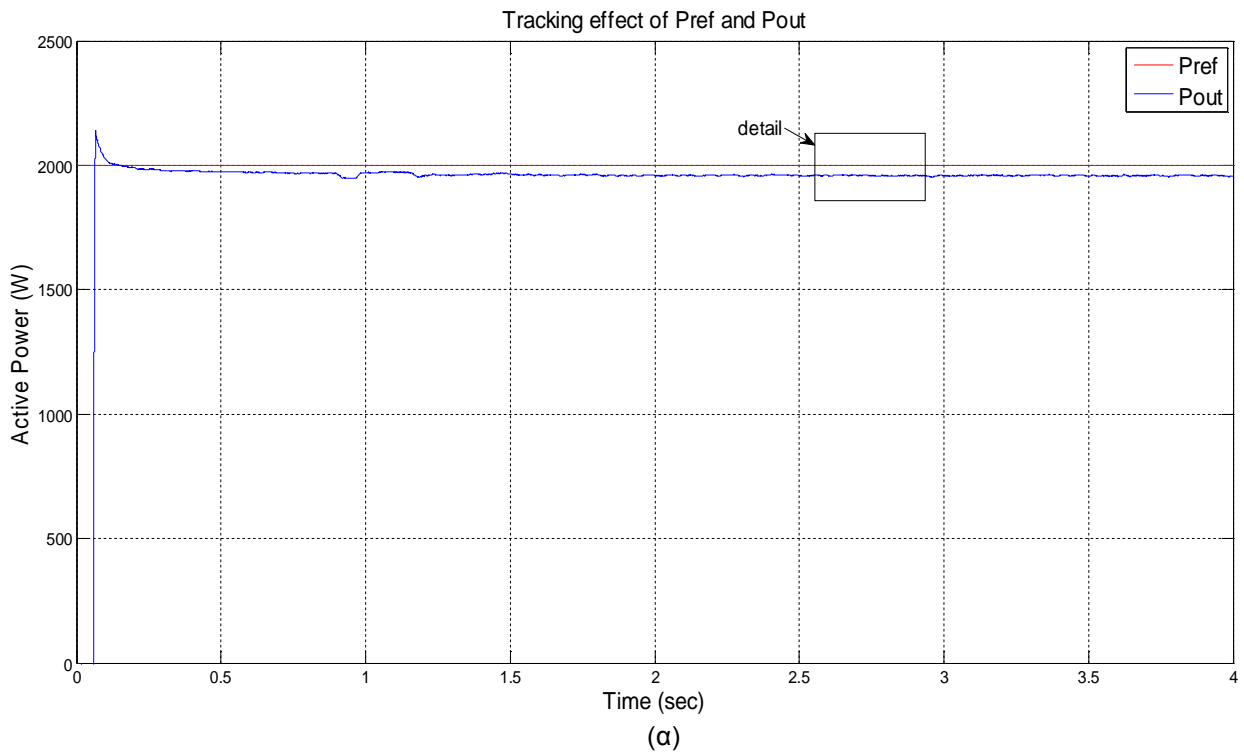
Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της πρωτότυπης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ενεργού και άεργου ισχύος που προσδίδει ή απορροφά ο αντιστροφέας. Οι προσομοιώσεις έγιναν στο προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab/Simulink. Σκοπός μας είναι να επιτύχουμε μεγάλης ακρίβειας προσέγγιση μεταξύ της ενεργού και της άεργου ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα και των απαιτήσεων του δικτύου, μικρό περιεχόμενο αρμονικών στις κυματομορφές ρεύματος και τάσης, ταχύτατη δυναμική απόκριση στις μεταβολές της ζητούμενης ισχύος από το δίκτυο και ισοκατανομή της τάσης του ζυγού ΣΡ στους πυκνωτές. Για αυτό τον λόγο, προσομοιώσαμε το σύστημα μας σε συνθήκες λειτουργίας μόνιμης και μεταβατικής κατάστασης έτσι ώστε να ελέγξουμε την δυναμική του απόκριση. Οι τιμές των παραμέτρων του συστήματος που χρησιμοποιήθηκαν για τις προσομοιώσεις δίνονται στον Πίνακα 4.2.

Vdc	Τάση ζυγού ΣΡ	900 V
C	Χωρητικότητα πυκνωτών ζυγού ΣΡ	2mF
R	Αντίσταση φορτίου	20Ω
L	Αυτεπαγωγή φορτίου	15mH
Ts	Περίοδος δειγματοληψίας	20μs
P ₁ *	Επιθυμητή ενεργός ισχύς εξόδου αντιστροφέα	2000W
P ₂ *	Νέα επιθυμητή ενεργός ισχύς αντιστροφέα	-2000W
Q ₁ *	Επιθυμητή άεργος ισχύς εξόδου αντιστροφέα	500VAr
Q ₂ *	Νέα επιθυμητή άεργος ισχύς αντιστροφέα	0
V _C *	Επιθυμητή τιμή τάσης πυκνωτών	300V

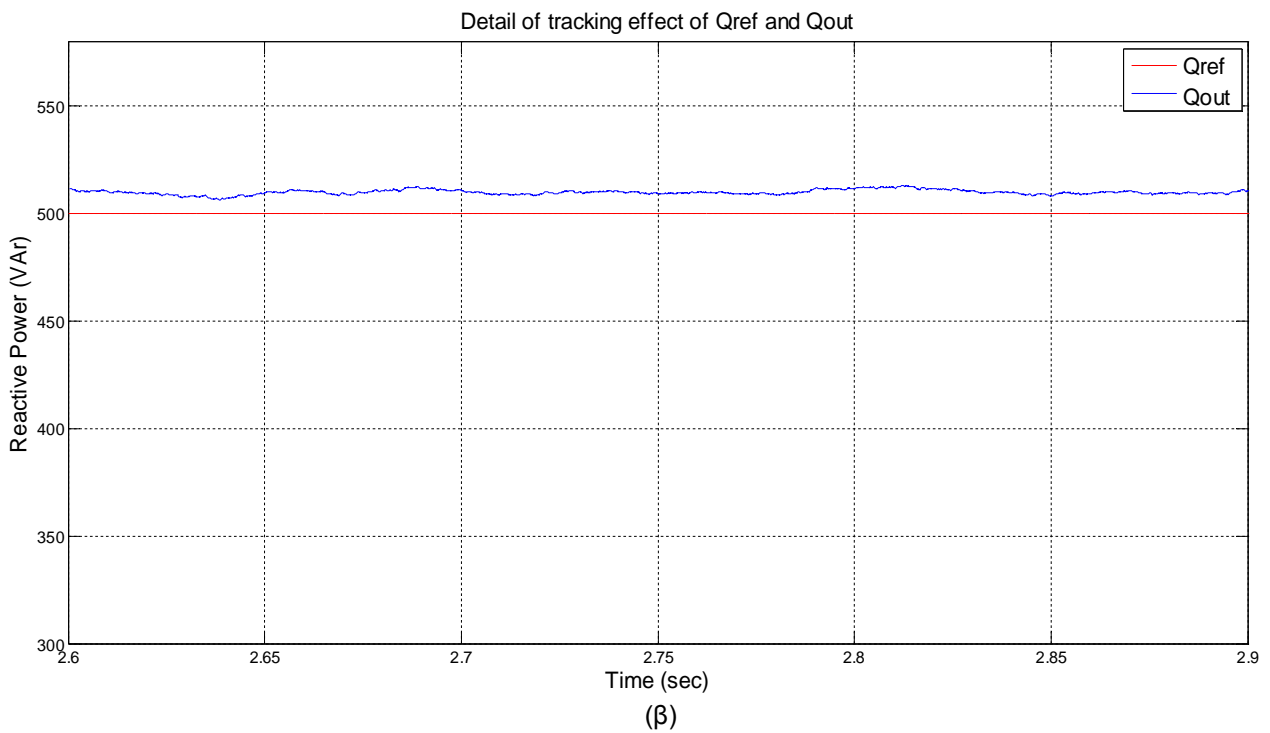
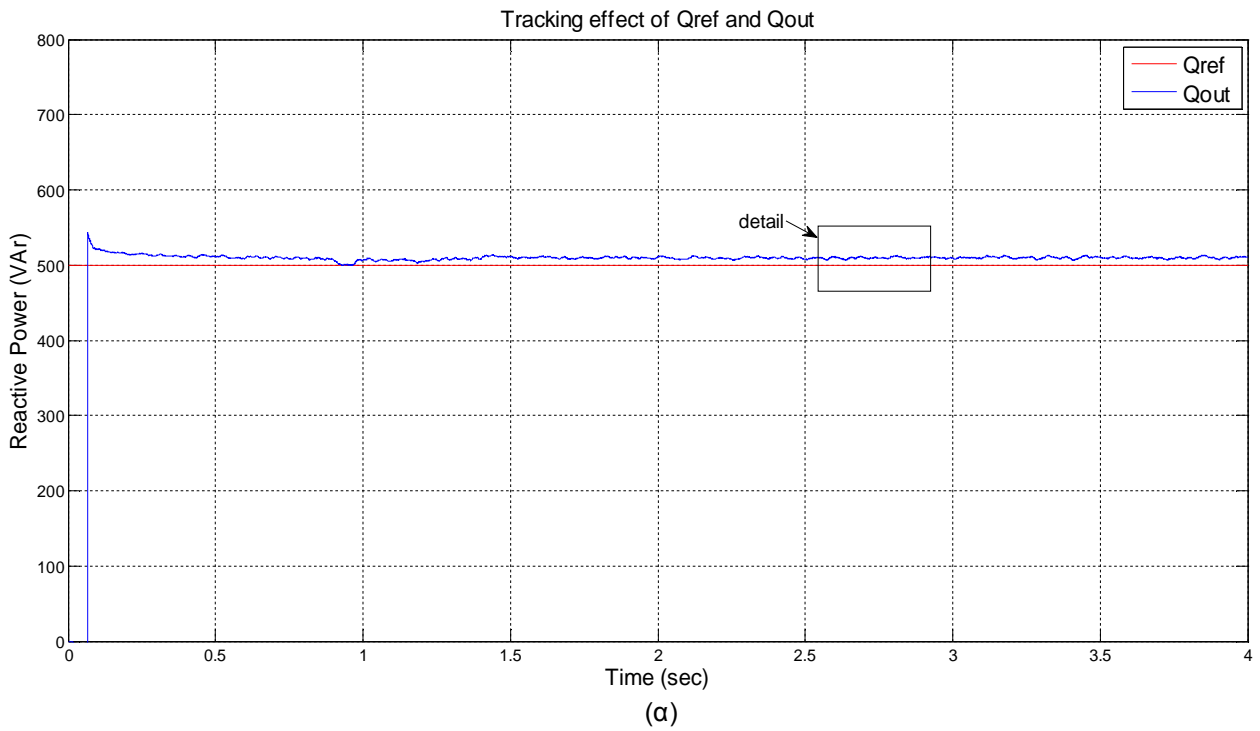
Πίνακας 4.2 : Παράμετροι συστήματος για αποτελέσματα προσομοίωσης

4.2.1 Λειτουργία συστήματος στην μόνιμη κατάσταση

Αρχικά, λοιπόν, προσομοιώσαμε το σύστημα στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Υποθέσαμε ότι το δίκτυο ζητάει από τον αντιστροφέα να του προσδώσει ενεργό ισχύ $P=2000W$ και να απορροφήσει άεργο ισχύ $Q=500Var$.



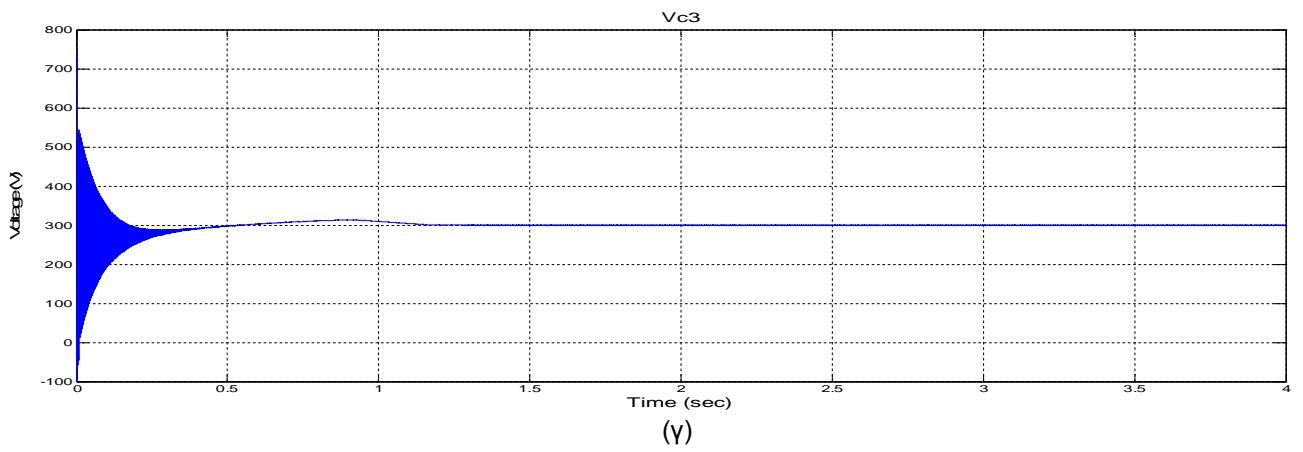
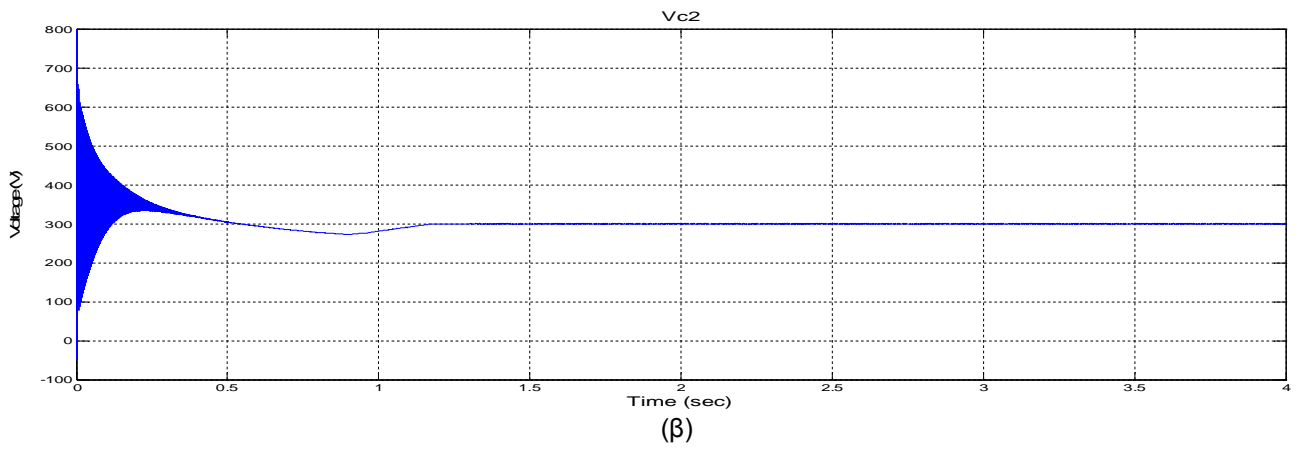
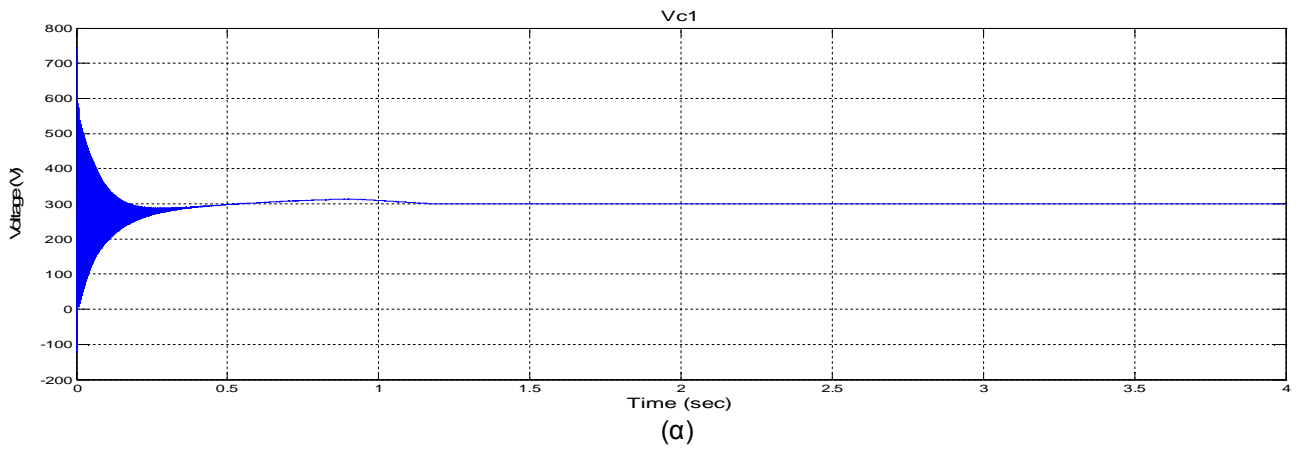
Σχήμα 4.15. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
 (α) Ενεργός ισχύς ζήτησης Pref, Ενεργός ισχύς εξόδου Pout.
 (β) Λεπτομέρεια σχ.4.15α.

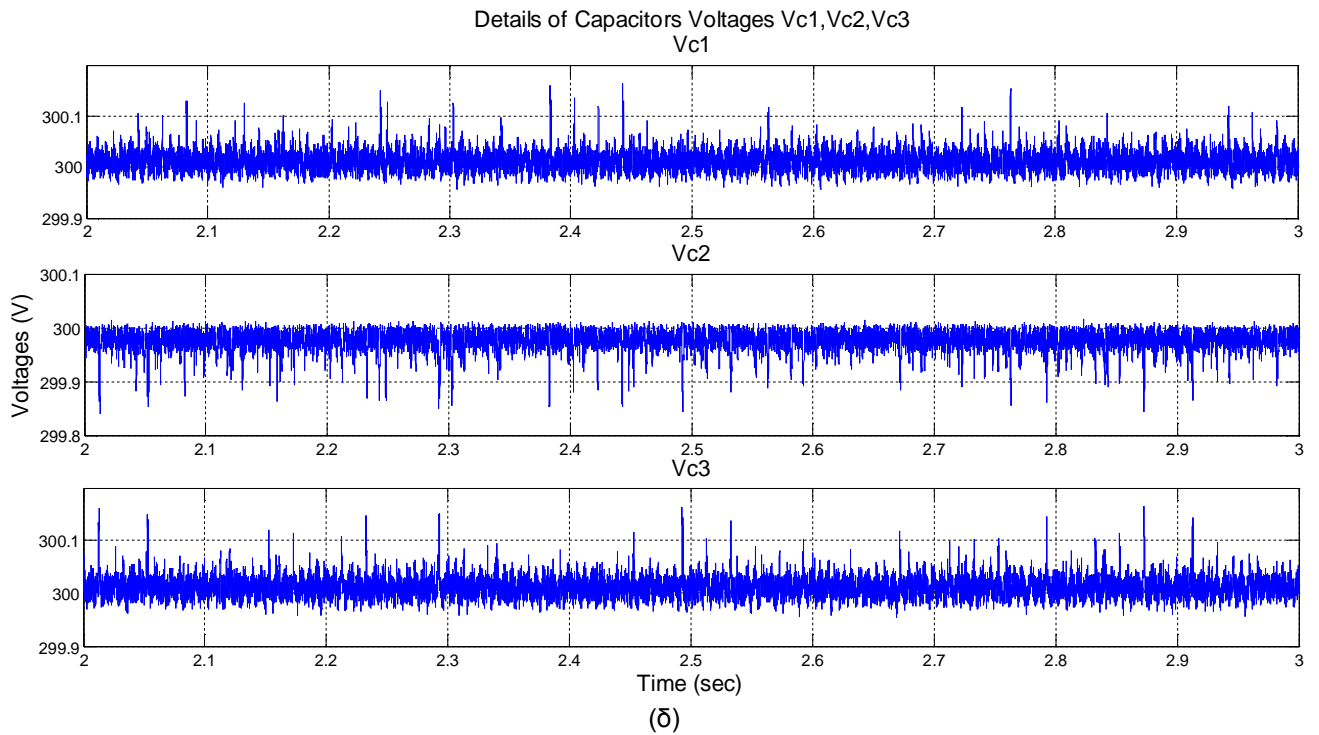


Σχήμα 4.16. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

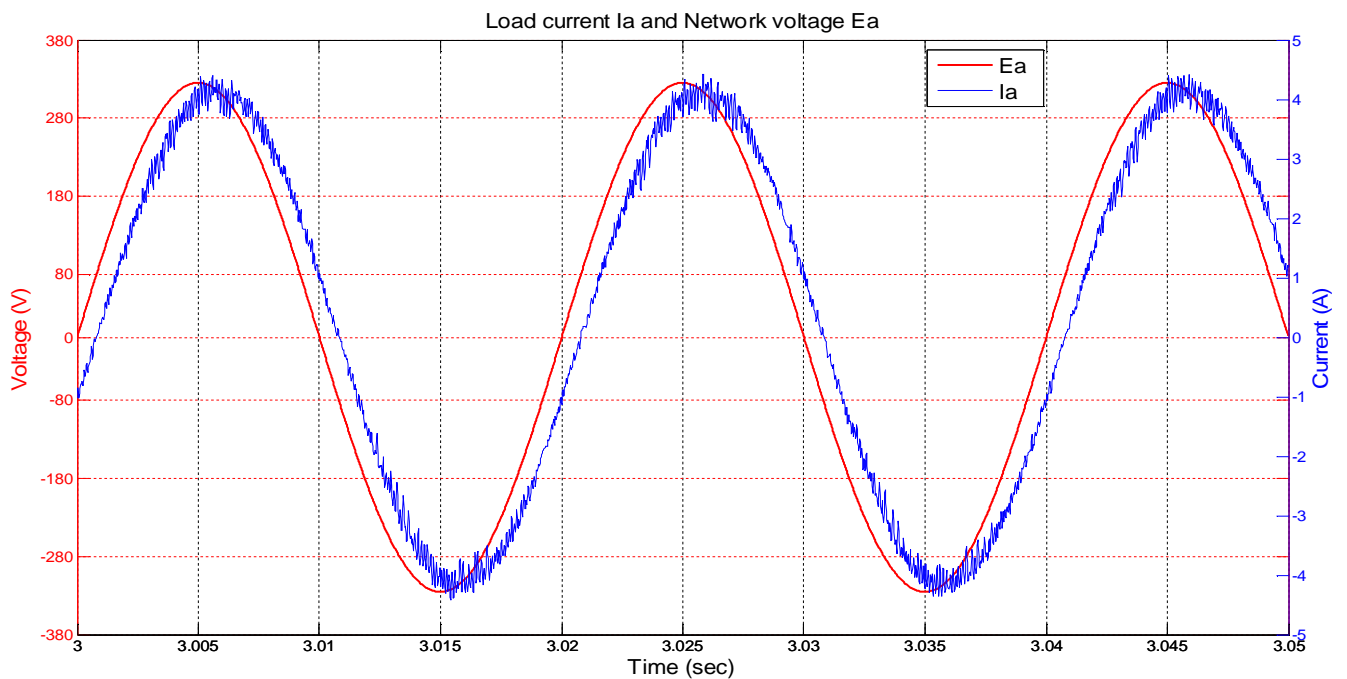
(α) Άεργος ισχύς ζήτησης Q_{ref} , Άεργος ισχύς εξόδου Q_{out} .
 (β) Λεπτομέρεια σχ.4.16α.

Capacitors Voltages Vc1,Vc2,Vc3



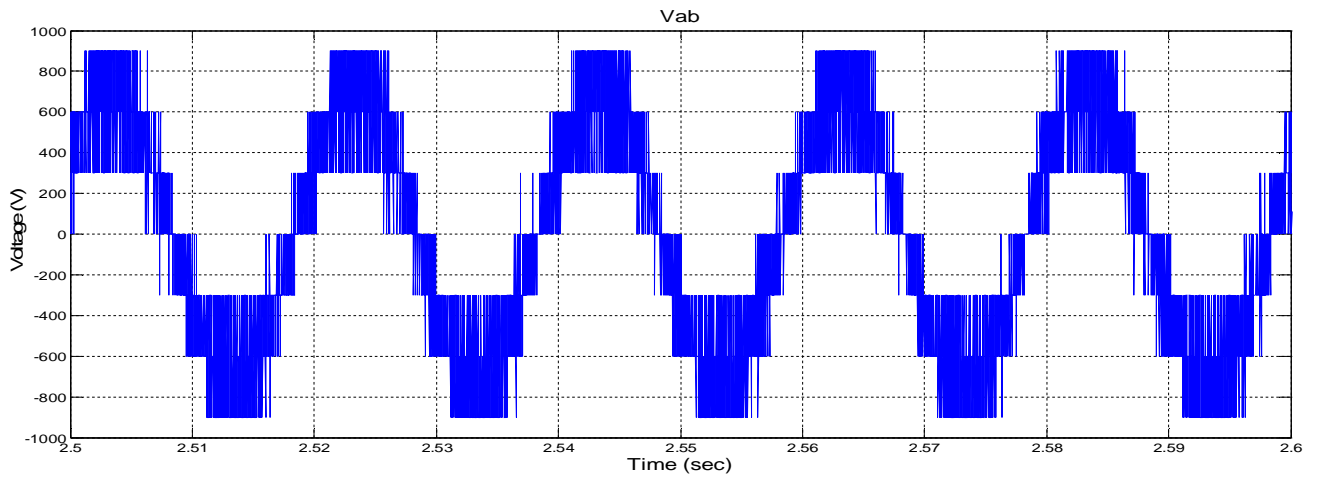


Σχήμα 4.17. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
 (α), (β), (γ) Τάσεις πυκνωτών ζυγού ΣΡ V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} .
 (δ) Λεπτομέρειες σχήματος 4.17.

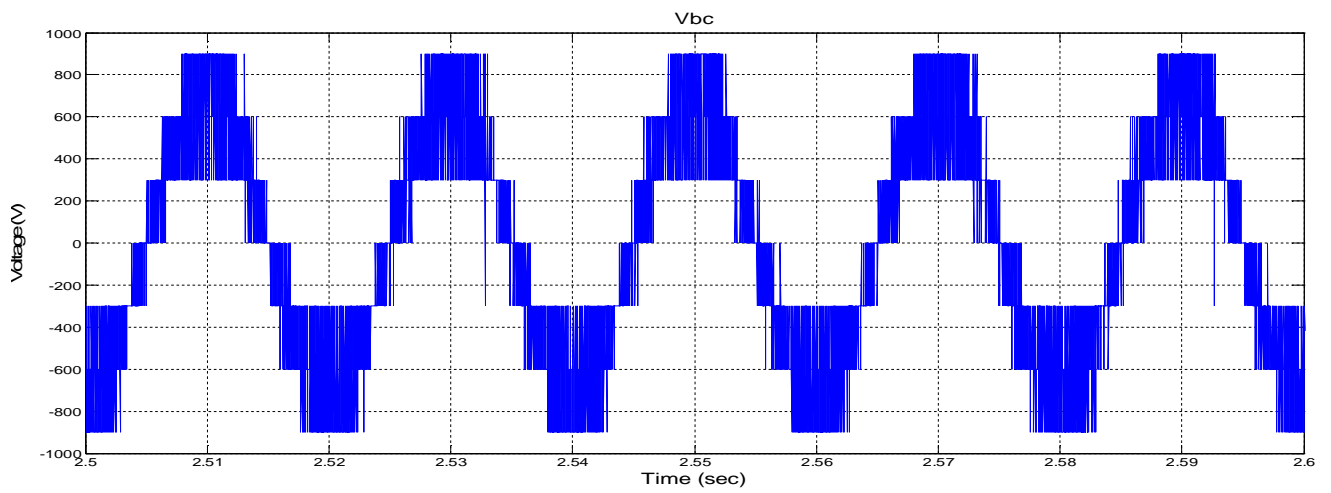


Σχήμα 4.18. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, Ρεύμα εξόδου I_a και τάση δικτύου E_a

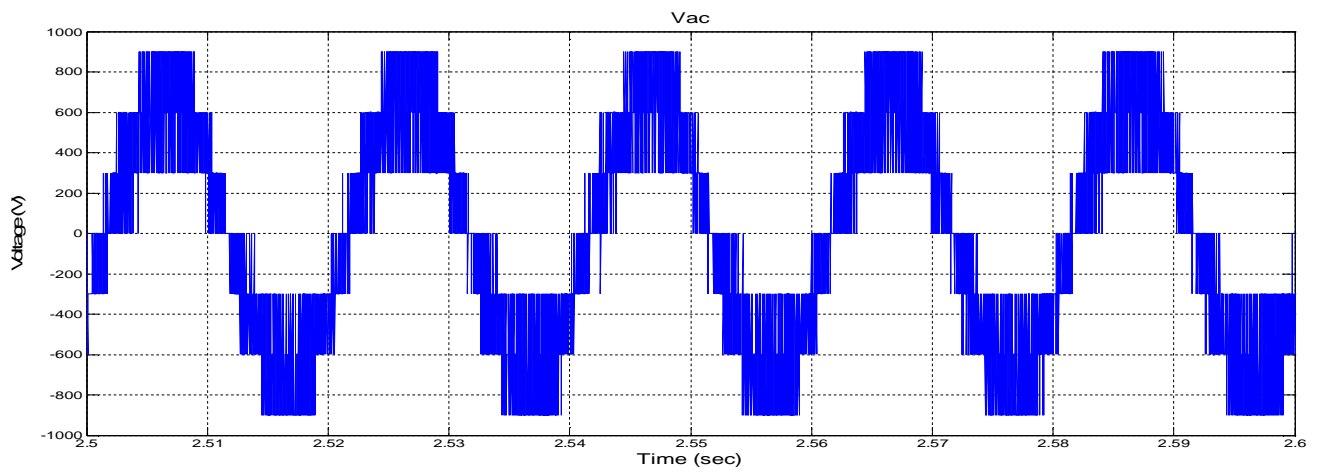
Line-to-line Voltages Vab,Vbc,Vac



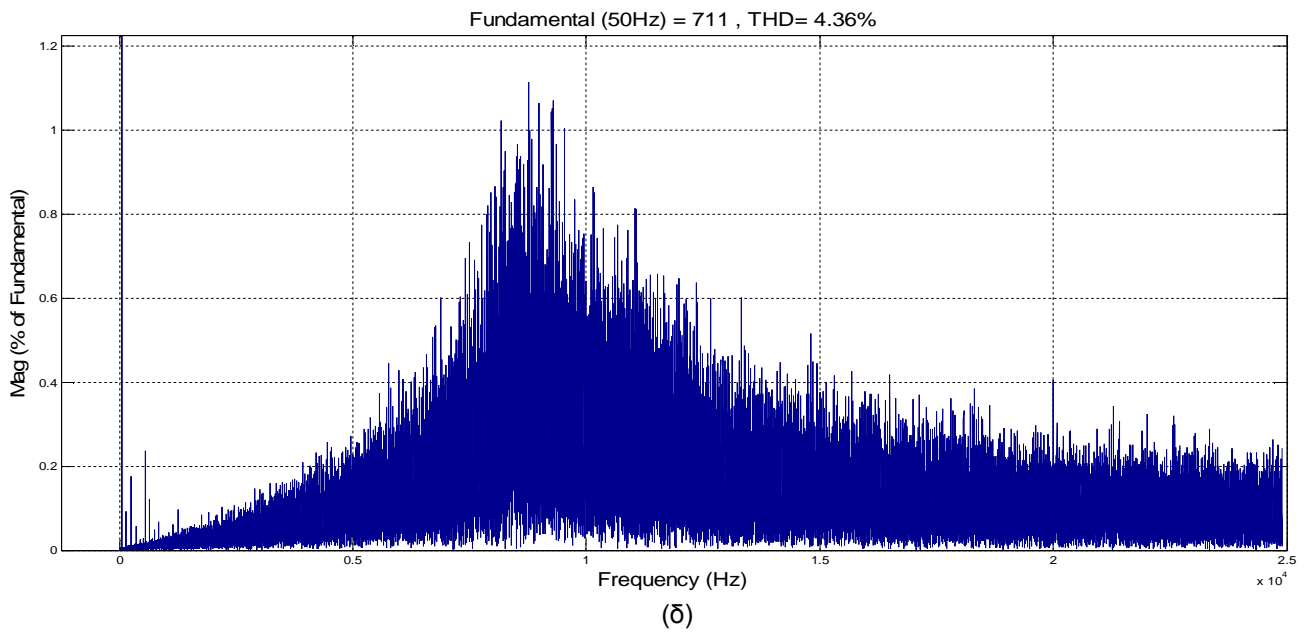
(a)



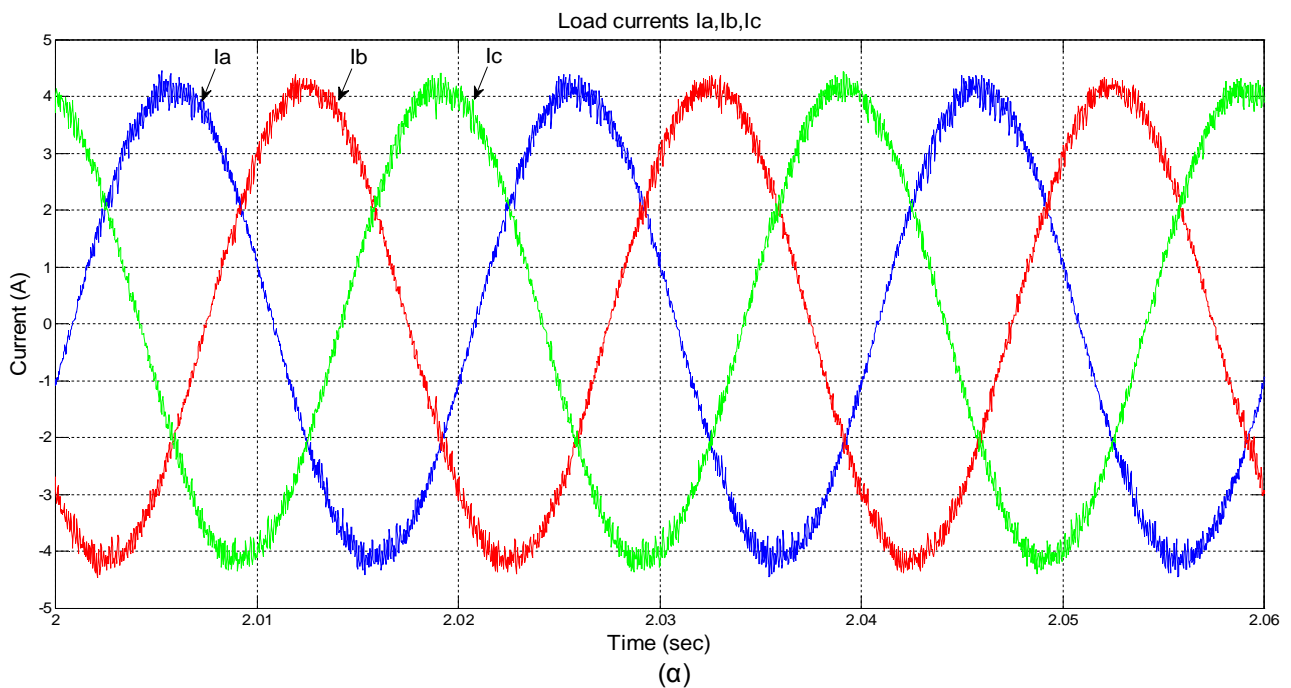
(b)

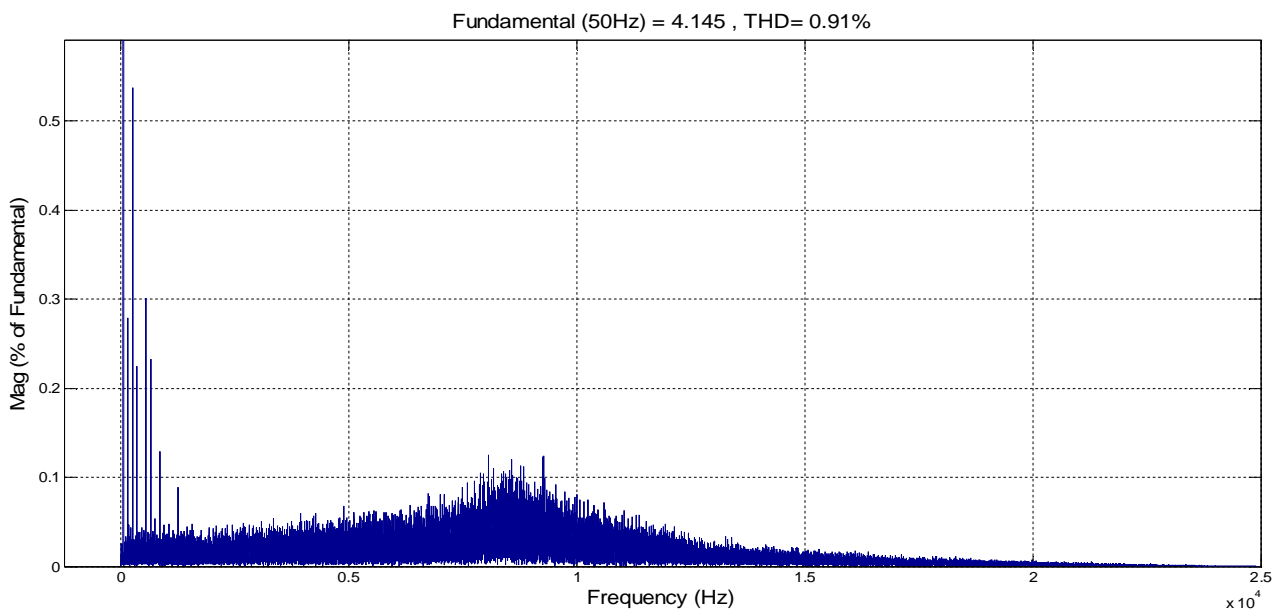


(c)



Σχήμα 4.19. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
 (α),(β),(γ) Πολικές τάσεις αντιστροφέα V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} .
 (δ) Φάσμα αρμονικών πολικής τάσης αντιστροφέα V_{ab} .





(β)

Σχήμα 4.20. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
(α) Ρεύματα φορτίου I_a, I_b, I_c . (β) Φάσμα αρμονικών ρεύματος φορτίου I_a .

Στο Σχ. 4.15 φαίνεται η προσέγγιση του ζητούμενης ενεργού ισχύος από την μετρούμενη ενεργό ισχύ που αποδίδει ο αντιστροφέας στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Παρατηρούμε ότι ο αντιστροφέας προσεγγίζει πολύ ικανοποιητικά την ζήτηση του δικτύου με μια απόκλιση μικρότερη του 2%. Αντίστοιχα, στο Σχ. 4.16 φαίνεται η προσέγγιση του ζητούμενης άεργου ισχύος από την μετρούμενη άεργο ισχύ που απορροφά ο αντιστροφέας στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Και εδώ ο αντιστροφέας προσεγγίζει πολύ ικανοποιητικά την ζήτηση του δικτύου με μια απόκλιση μικρότερη του 2%.

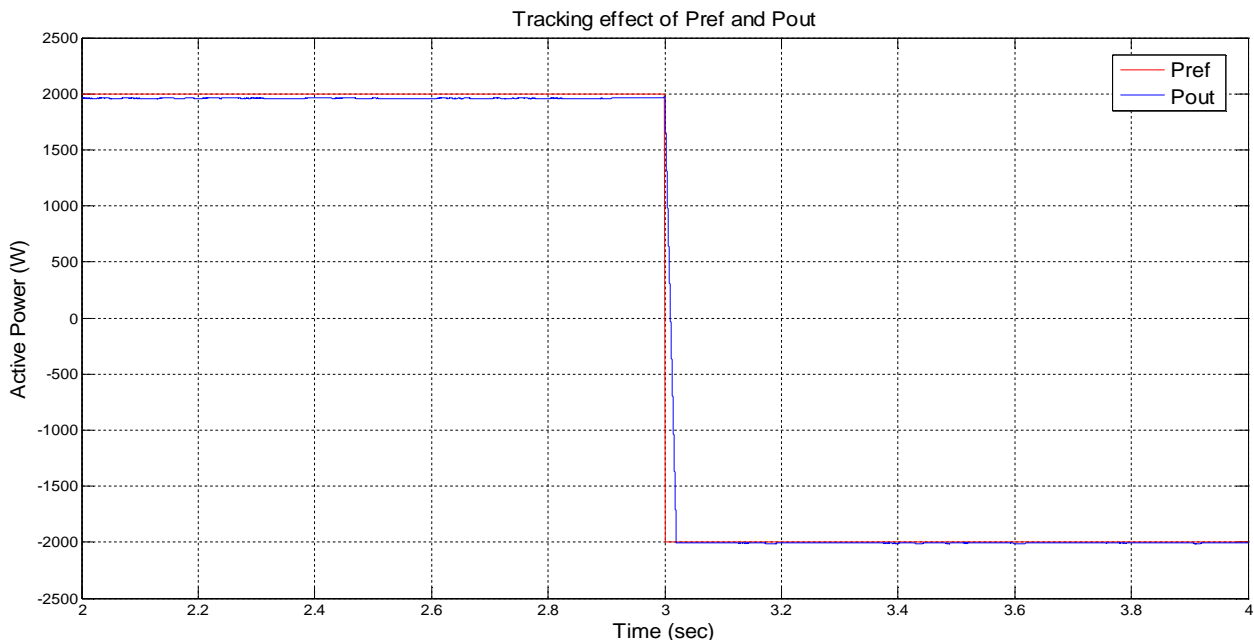
Στο Σχ. 4.17 φαίνονται οι τάσεις στα άκρα των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ. Παρατηρούμε ότι το μεταβατικό στάδιο διαρκεί περίπου 1,2 sec. Στην συνέχεια οι τάσεις των πυκνωτών σταθεροποιούνται στις επιθυμητές τιμές με σχεδόν μηδενική απόκλιση και διακύμανση. Επιτυγχάνεται πλήρως, λοιπόν, ο στόχος της τεχνικής ελέγχου που εφαρμόσαμε για σταθεροποίηση των τάσεων των πυκνωτών και ισοκαταμερισμό της τάσης της πηγής ΣΡ πάνω σε αυτούς.

Στο Σχ. 4.18 παρουσιάζονται το ρεύμα εξόδου I_a και η τάση δικτύου E_a . Μπορούμε να παρατηρήσουμε την διαφορά φάσης μεταξύ των δύο μεγεθών η οποία δικαιολογεί την κατανάλωση άεργου ισχύος από τον αντιστροφέα.

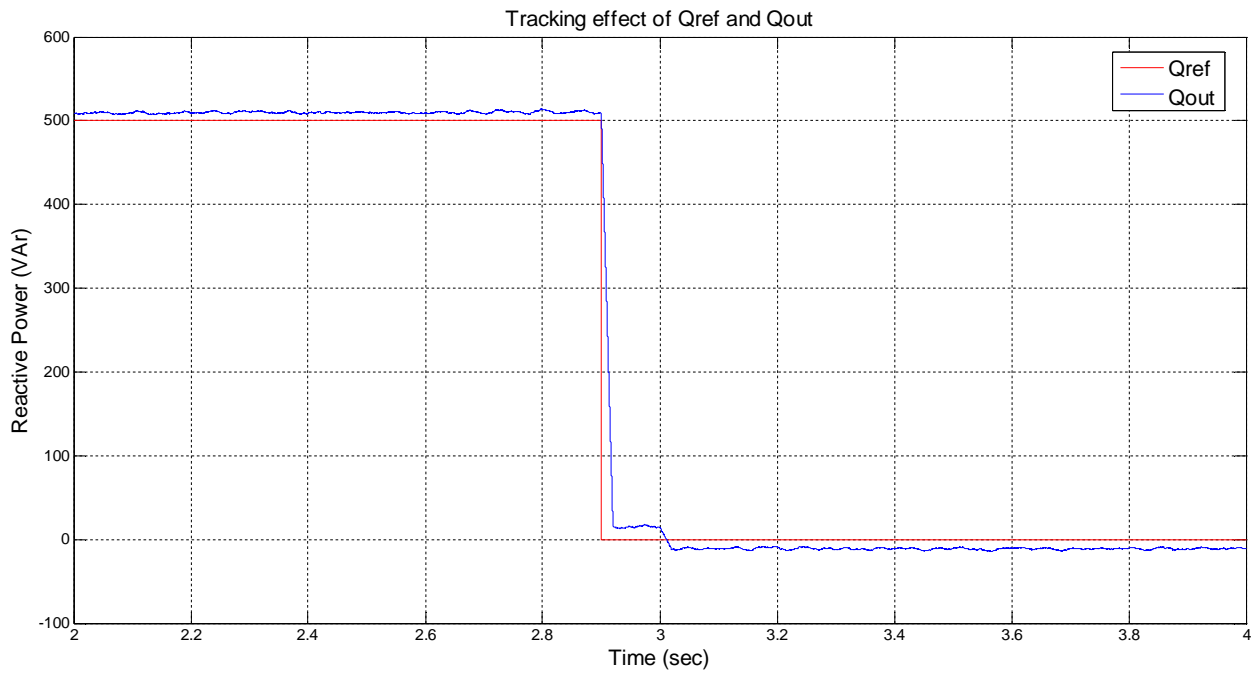
Στο Σχ. 4.19 βλέπουμε τις πολικές τάσεις V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} οι οποίες αποτελούνται από 7 επίπεδα τάσης, ενώ στο Σχ. 4.20 παρουσιάζονται τα ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα I_a , I_b , I_c . Η συνολική αρμονική παραμόρφωση έχει τιμή THD= 0.91%. Παράγουμε, λοιπόν, σχεδόν ένα τέλειο ημίτονο. Από το φάσμα αρμονικού περιεχομένου βλέπουμε ότι υπάρχουν κάποιες αρμονικές συνιστώσες στο σήμα μας με συχνότητες γύρω από τα 9kHz, οι οποίες όμως έχουν πολύ μικρές τιμές πλάτους.

4.2.2 Δυναμική απόκριση συστήματος

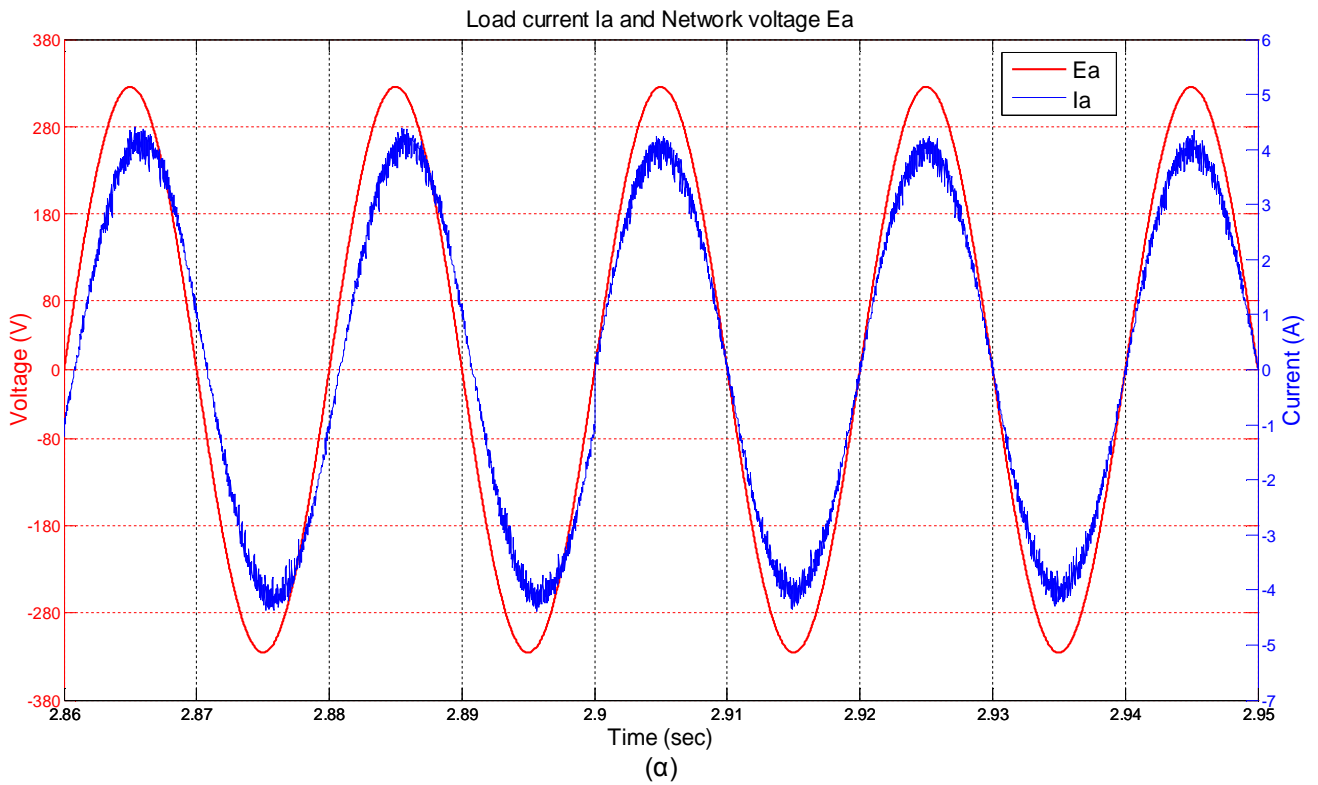
Αφού μελετήσαμε το σύστημα μας στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, ελέγξαμε και την δυναμική του απόκριση σε διάφορες μεταβολές της ζητούμενης ενεργού και άεργου ισχύος από το δίκτυο στην έξοδο του αντιστροφέα. Στην συνέχεια, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Αρχικά απαιτήσαμε από την άεργο ισχύ να ακολουθήσει μια μεταβολή από τα 500VA_r στο 0 την χρονική στιγμή $t= 2.9$ sec και στην συνέχεια απαιτήσαμε από την ενεργό ισχύ να ακολουθήσει μια μεταβολή από τα 2000W στα -2000W την χρονική στιγμή $t= 3$ sec. Την χρονική στιγμή $t= 2.9$ sec, λοιπόν, ο αντιστροφέας σταματά να απορροφά άεργο ισχύ από το δίκτυο, ενώ την χρονική στιγμή $t= 3$ sec ξεκινά να απορροφά ενεργό ισχύ.

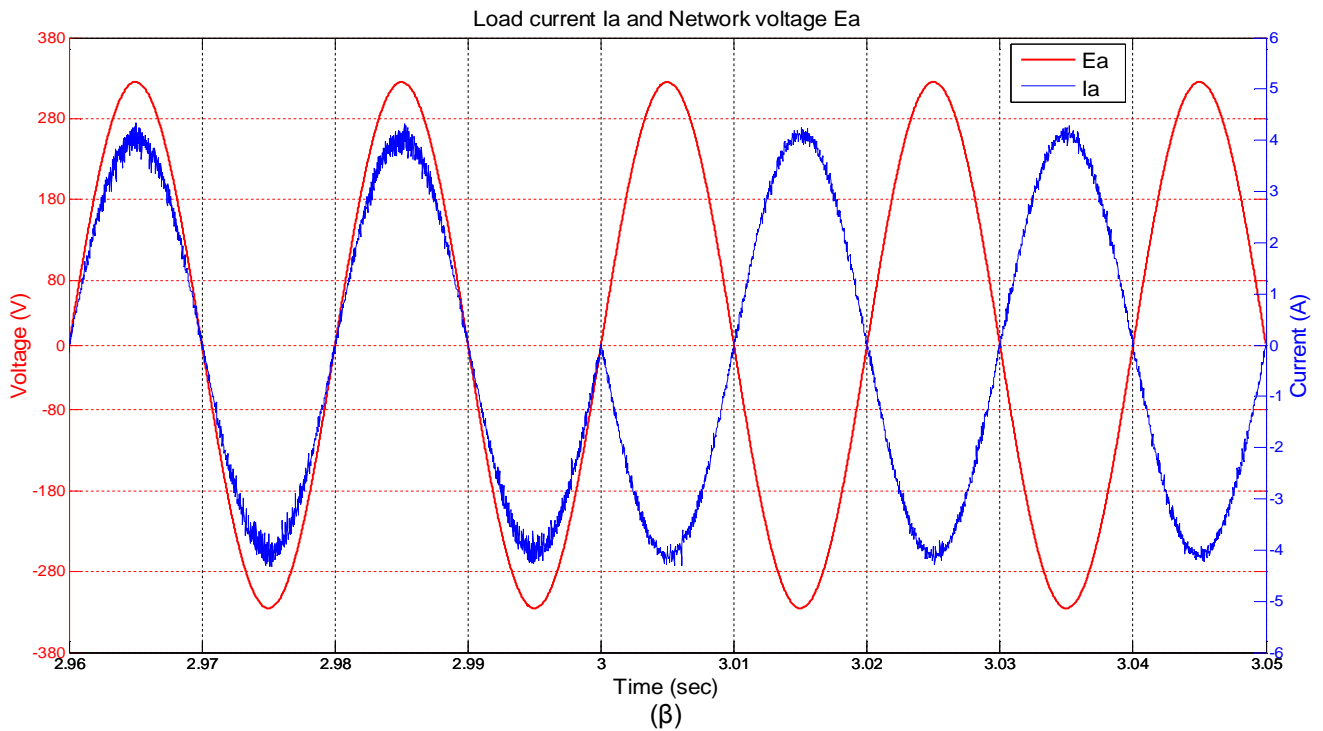


Σχήμα 4.21. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Ενεργός ισχύς ζήτησης Pref, Ενεργός ισχύς εξόδου Pout.

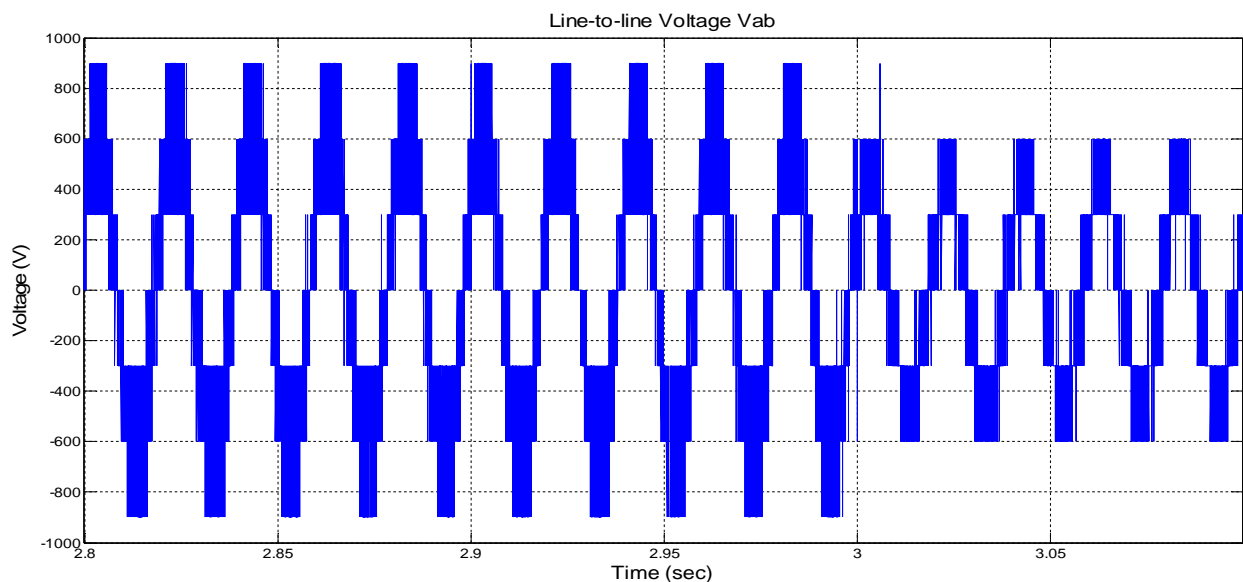


Σχήμα 4.22. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Άεργος ισχύς ζήτησης Q_{ref} , Άεργος ισχύς εξόδου Q_{out} .

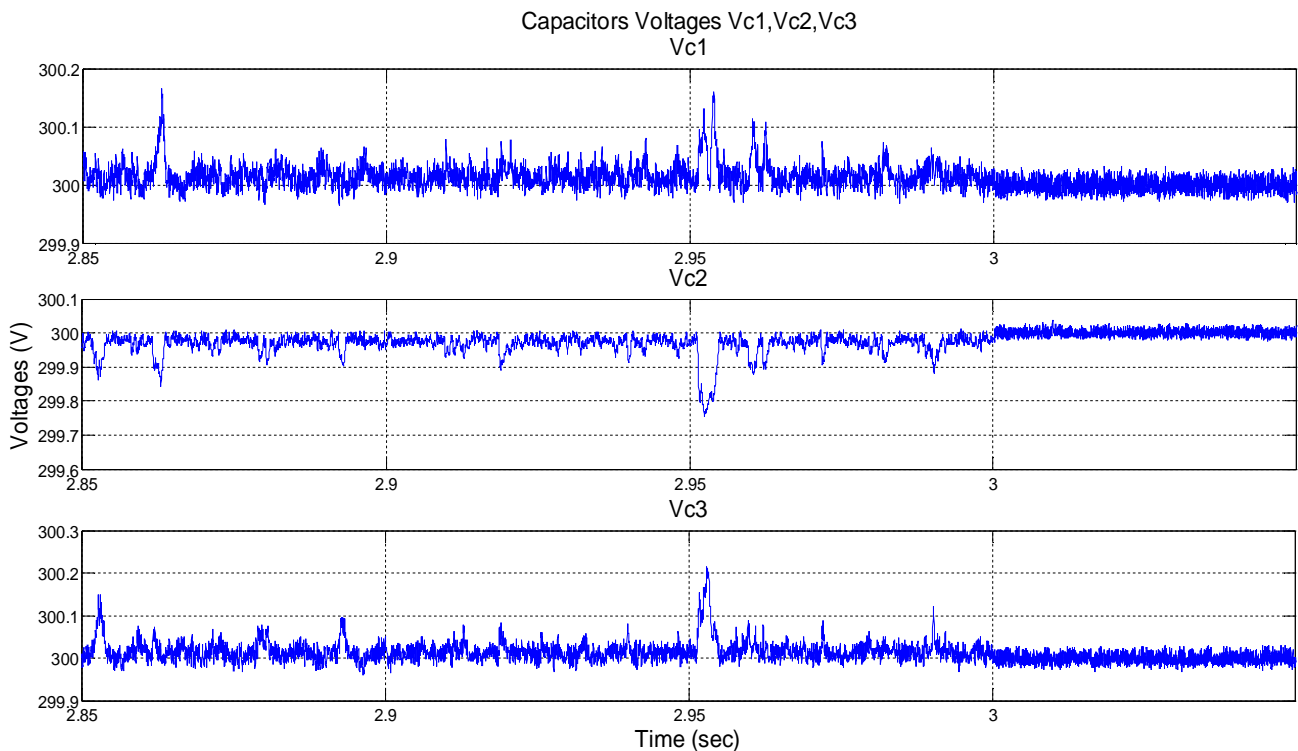




Σχήμα 4.23. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου
 (α) Ρεύμα εξόδου I_a και τάση δικτύου E_a για την πρώτη αλλαγή ζήτησης
 (β) Ρεύμα εξόδου I_a και τάση δικτύου E_a για την δεύτερη αλλαγή ζήτησης



Σχήμα 4.24. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Πολική τάση αντιστροφέα V_{ab} .

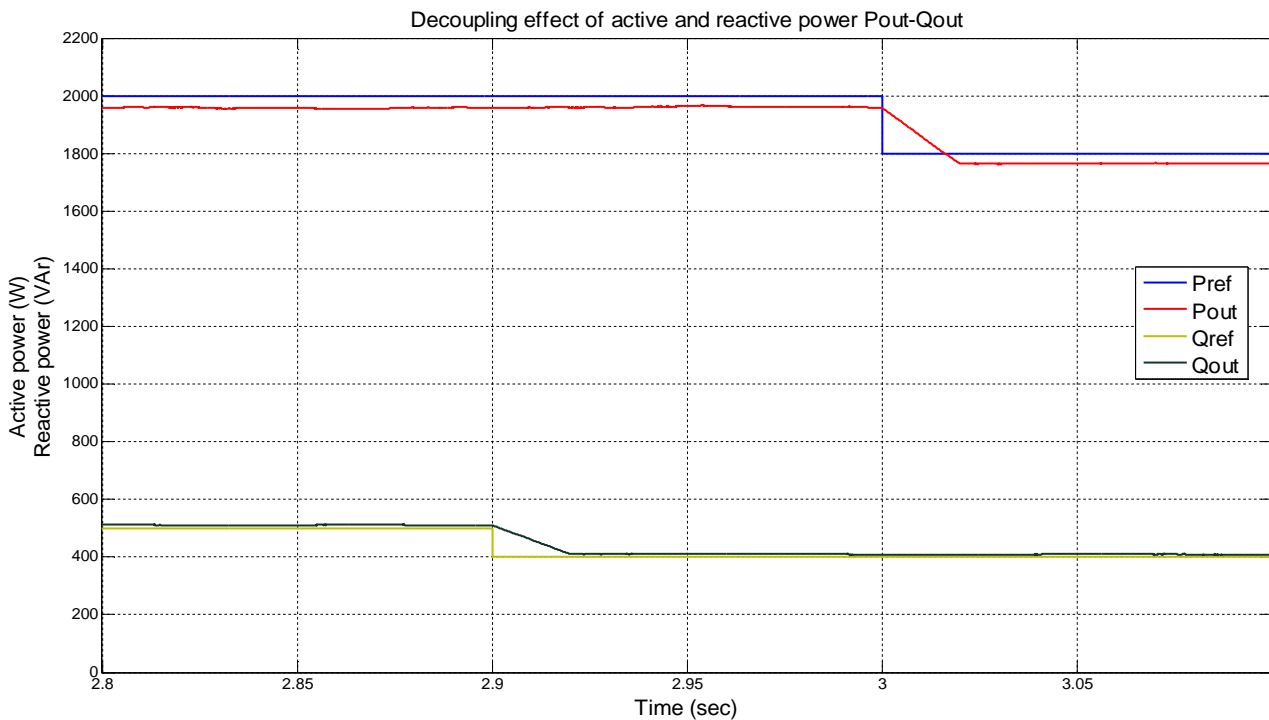


Σχήμα 4.25. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφής τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Τάσεις πυκνωτών ζυγού ΣΡ Vc1, Vc2, Vc3.

Στο Σχ. 4.21 βλέπουμε την δυναμική απόκριση του συστήματος στην αλλαγή της ζήτησης ενεργού ισχύος την χρονική στιγμή $t = 3 \text{ sec}$. Ο αντιστροφέας προσεγγίζει την νέα ζήτηση σε ελάχιστο χρόνο και με μεγάλη ακρίβεια. Το ίδιο συμβαίνει και για την αλλαγή της ζήτησης άεργου ισχύος την χρονική στιγμή $t = 2,9 \text{ sec}$ όπως φαίνεται στο Σχ.4.22.

Στο Σχ. 4.23α παρουσιάζονται το ρεύμα εξόδου I_a και η τάση δικτύου E_a την χρονική στιγμή $t = 2,9 \text{ sec}$. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο μεγεθών η οποία υπήρχε πριν την αλλαγή ζήτησης μηδενίζεται αμέσως όταν ζητάμε από τον αντιστροφέα να μην απορροφά καθόλου άεργο ισχύ. Αντίστοιχα, στο Σχ. 4.23β παρουσιάζονται το ρεύμα εξόδου I_a και η τάση δικτύου E_a την χρονική στιγμή $t = 3 \text{ sec}$. Παρατηρούμε ότι η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο μεγεθών γίνεται 180° αμέσως όταν ζητάμε από τον αντιστροφέα να καταναλώνει ενεργό ισχύ από το δίκτυο (λειτουργία ανορθωτή).

Στο Σχ. 4.24 φαίνεται η πολική τάση V_{ab} . Παρατηρούμε ότι διατηρείται ίδια ως προς την μορφή της κατά την διάρκεια και των δύο μεταβολών της ζητούμενης ισχύος. Τέλος, στο Σχ. 4.25 βλέπουμε τις τάσεις στα άκρα των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ, οι οποίες παραμένουν σταθερές στην επιθυμητή τιμή χωρίς να επηρεάζονται από τις αλλαγές ζήτησης.



Σχήμα 4.26. Αποτελέσματα προσομοίωσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων CONV-NPC-4L για αλλαγές στη ζήτηση του δικτύου, Ικανότητα πλήρους αποσύζευξης ενεργού και άεργου ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα.

Όπως φαίνεται στο Σχ.4.26 προσομοιώσαμε το σύστημά μας για αλλαγές στην ζητούμενη ισχύ, προκειμένου να διαπιστωθεί αν επιτυγχάνεται η πλήρης αποσύζευξη της ενεργού και της άεργου ισχύος. Συγκεκριμένα, την χρονική στιγμή $t= 2.9\text{sec}$ μειώσαμε την άεργο ισχύ που απορροφά ο αντιστροφέας από 500VAr σε 400VAr και την χρονική στιγμή $t= 3\text{sec}$ μειώσαμε την ενεργό ισχύ που απορροφά το δίκτυο από 2000W σε 1800W. Παρατηρείται, λοιπόν, ότι πράγματι η ενεργός ισχύς στην έξοδο του αντιστροφέα παραμένει ανεπηρέαστη από τις αλλαγές της άεργου ισχύος και αντίστοιχα η άεργος ισχύς παραμένει ανεπηρέαστη από τις μεταβολές της ενεργού ισχύος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΠΡΩΤΟΤΥΠΙΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ & ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

5.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα Διπλωματική Εργασία αναλύθηκαν αρχικά τα στοιχειώδη χαρακτηριστικά των αντιστροφέων και παρουσιάστηκαν οι λόγοι για τους οποίους αναγκαζόμαστε να μεταβούμε από τους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης.

Οι συμβατικοί αντιστροφείς δύο επιπέδων με πηγή τάσης, ενώ καλύπτουν ικανοποιητικά την περιοχή φορτίων χαμηλής ισχύος και ΧΤ, για μεγαλύτερα φορτία μέσης και υψηλής τάσης εμφανίζουν μια σειρά από προβλήματα όπως : υψηλό ρυθμό μεταβολής της τάσης dv/dt , υψηλή διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών διακοπών, υψηλά επίπεδα ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης, εμφάνιση τάσης μηδενικής ακολουθίας στα τυλίγματα κινητήρα, μείωση διάρκειας ζωής μονώσεων κινητήρα, πρόωση φθορά ένσφαιρων τριβένων κινητήρα και εμφάνιση υπερτάσεων στα άκρα της μηχανής. Τα προβλήματα αντιμετωπίζονται ικανοποιητικά με την χρήση αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων τάσης. Πρόκειται για αντιστροφείς χωρίς μετασχηματιστές, των οποίων τα επίπεδα τάσης στις κυματομορφές εξόδου προέρχονται από τάσεις πυκνωτών στο ζυγό ΣΡ και όχι από τάσεις μ/σ. αν και η διακοπτική συχνότητα των κυματομορφών εξόδου των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων τάσης είναι κατά κανόνα υψηλή, τα ημιαγωγά τους στοιχεία λειτουργούν υπό χαμηλή τάση και συχνότητα, εξασφαλίζοντας έτσι υψηλό βαθμό απόδοσης.

Στην συνέχεια παρουσιάστηκαν οι τρεις κυριότερες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης, MCIC, NPDCMI και MIFC. Αναλύθηκαν συνοπτικά τα χαρακτηριστικά τους, διευκρινίστηκαν τα βασικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά τους και αναφέρθηκαν μερικές σημαντικές εφαρμογές τους.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάστηκε η πρωτότυπη διάταξη υβριδικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L, ο οποίος είναι ένας συνδυασμός συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων και αντιστροφέα τριών επιπέδων τάσης τύπου NPDCMI. Ο αντιστροφέας δε διαθέτει διόδους περιορισμού, αλλά φέρει μόνο ενεργούς ημιαγωγούς διακόπτες, επιτρέποντας έτσι την αμφίδρομη ροή ρεύματος μέσα από αυτούς. Βασικό πλεονέκτημα του έναντι του συμβατικού αντιστροφέα NPDCMI είναι ότι διαθέτει εναλλακτικές διακοπτικές στρατηγικές για την επίτευξη συγκεκριμένων επιπέδων τάσης, επιτυγχάνοντας έτσι διαφορετικά προφίλ απωλειών ισχύος στα ημιαγωγά στοιχεία του αντιστροφέα, ανάλογα με την επιλεγείσα διακοπτική στρατηγική. Εξαιτίας της ιδιότητας αυτής, ο αντιστροφέας CONV-NPC-4L παρουσιάζει καλλίτερο προφίλ κατανομής απωλειών ισχύος από εκείνο του αντιστροφέα NPDCMI και εμφανίζει μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης όταν λειτουργεί με φορτία μεγάλης ισχύος υπό υψηλό συντελεστή ισχύος και υψηλό συντελεστή διαμόρφωσης.

Στην συνέχεια παρουσιάστηκαν οι κυματομορφές προσομοίωσης όταν εφαρμόζονται στον CONV-NPC-4L οι κλασικές τεχνικές ελέγχου, SMC-PWM και SVPWM. Η ανάδειξη των μειονεκτημάτων των κλασικών τεχνικών ελέγχου όσον αφορά στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων αποτέλεσε τον λόγο που μας ώθησε να επιχειρήσουμε την εφαρμογή μια πρωτότυπης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων (FS-MPC). Συγκεκριμένα, η πολυπλοκότητα αυτών των τεχνικών ελέγχου για μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης, ο μεγάλος υπολογιστικός φόρτος, η αναγκαιότητα χρήσης PI ελεγκτών και η δυσκολία αντιμετώπισης του προβλήματος της σταθεροποίησης των τάσεων των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ αποτελούν τα κυριότερα μειονεκτήματά τους.

Στο τρίτο κεφάλαιο, λοιπόν, έγινε μια εισαγωγή στα χαρακτηριστικά του προβλεπτικού και αναφέρθηκαν τα πλεονεκτήματα του σε σχέση με τις τεχνικές ελέγχου SPWM και SVPWM. Παρουσιάστηκε η προτεινόμενη τεχνική προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων (FS-MPC) και αφού έγινε η μαθηματική μοντελοποίηση του αντιστροφέα εφαρμόστηκε σε αυτόν. Έπειτα διαμορφώθηκε η προτεινόμενη τεχνική προκειμένου να επιτευχθεί ο έλεγχος της ροής ισχύος από και προς τον αντιστροφέα. Διαπιστώθηκε ότι από την στιγμή που καταφέραμε να μοντελοποιήσουμε το σύστημα μας εκμεταλλευόμενοι την διακριτή του φύση, έπειτα ήταν πολύ εύκολο να καταφέρουμε τον ταυτόχρονο έλεγχο μεταβλητών όπως των ρευμάτων εξόδου, της ενεργού και της άεργου ισχύος καθώς και των τάσεων των τριών πυκνωτών του ζυγού ΣΡ.

Τέλος, στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα από την εφαρμογή της προτεινόμενης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου για τον έλεγχο του ρεύματος εξόδου και της ισχύος του υβριδικού αντιστροφέα CONV-NPC-4L. Οι προσομοιώσεις έγιναν στο προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab/Simulink. Αρχικά, παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και σε μεταβατικές καταστάσεις έπειτα από μεταβολές στα ρεύμα αναφοράς για εφαρμογή σε αυτόν της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος. Έπειτα παρουσιάστηκαν οι αντίστοιχες προσομοιώσεις για εφαρμογή σε αυτόν της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ισχύος. Παρατηρήσαμε ότι οι τάσεις των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ παραμένουν σταθεροποιημένες στα επιθυμητά επίπεδα για οποιαδήποτε κατάσταση λειτουργίας, οι κυματομορφές ρεύματος και τάσης έχουν πολύ μικρό συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ενώ κατά την διάρκεια των αλλαγών στο ρεύμα και στην ισχύ ζήτησης παρατηρήσαμε ταχύτατη δυναμική απόκριση. Τέλος, διαπιστώθηκε η πλήρης αποσύζευξη των συνιστωσών του ρεύματος φορτίου i_a και i_b , καθώς και της ενεργού και άεργου ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα

5.2 Πρωτοτυπία διπλωματικής εργασίας & Προτεινόμενη μελλοντική έρευνα

Η πρωτοτυπία της Διπλωματικής Εργασίας συνίσταται στην μαθηματική μοντελοποίηση της τοπολογίας του υβριδικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων τάσης CONV-NPC-4L και στην εφαρμογή σε αυτόν πρωτότυπης τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος και ισχύος για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων (FS-MPC). Εφαρμόζοντας αυτήν την τεχνική μη γραμμικού προβλεπτικού ελέγχου επιτεύχθηκε μεγάλη ακρίβεια προσέγγισης των ελεγχόμενων μεταβλητών στην έξοδο του αντιστροφέα με τα αντίστοιχα ζητούμενα μεγέθη στην μόνιμη κατάσταση καθώς και ταχύτατη δυναμική απόκριση του συστήματος στις μεταβολές αυτών. Επίσης, επιτεύχθηκε η πλήρης αποσύζευξη των συνιστωσών του ρεύματος φορτίου i_a και i_b , καθώς και της ενεργού και άεργου ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα. Τέλος αντιμετωπίστηκε, χωρίς την χρησιμοποίηση ενός πολύπλοκου αλγόριθμου με μεγάλο υπολογιστικό φόρτο, το πρόβλημα της ισοκατανομής της τάσης εισόδου ΣΡ στους τρεις πυκνωτές το οποίο αποτελεί μεγάλο μειονέκτημα των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων.

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

1. Διερεύνηση του προφίλ κατανομής απωλειών ισχύος μεταξύ των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα CONV-NPC-4L για λειτουργία με την πρωτότυπη τεχνική προβλεπτικού ελέγχου για μοντέλο πεπερασμένων καταστάσεων FS-MPC.
2. Διερεύνηση της δυνατότητας μείωσης της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα διαμορφώνοντας την συνάρτηση κόστους της τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου.
3. Διερεύνηση της δυνατότητας περιορισμού των διακοπτικών μεταβάσεων των ημιαγωγών διακοπών και σταθεροποίησης της διακοπτικής περιόδου μέσω της χρήσης νέας τεχνικής προβλεπτικού ελέγχου η οποία συνδυάζεται με την SVM για τη διαμόρφωση των παλμών ελέγχου του αντιστροφέα.
4. Διερεύνηση της δυνατότητας μοντελοποίησης της τοπολογίας CONV-NPC-4L για λειτουργία σε διάταξη back-to-back μετατροπέα, ελεγχόμενη από την ίδια τεχνική προβλεπτικού ελέγχου FS-MPC, μέσω της οποίας επιτυγχάνεται αμφίπλευρη ροή ισχύος.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Πίνακες Κεφαλαίου 2

Πίνακας Π.2.1 : Διακοπτικές καταστάσεις και ανηγμένες τιμές τάσεων αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων.

Διακοπτική κατάσταση	V_{aN} / V_{dc}	V_{bN} / V_{dc}	V_{cN} / V_{dc}	V_{ab} / V_{dc}	V_{bc} / V_{dc}	V_{ca} / V_{dc}	V_{an} / V_{dc}	V_{bn} / V_{dc}	V_{cn} / V_{dc}	V_{α} / V_{dc}	V_{β} / V_{dc}	$ \bar{V} / V_{dc}$
333	1/2	1/2	1/2	0	0	0	0	0	0	0	0	0
332	1/2	1/2	1/6	0	1/3	-1/3	1/9	1/9	-2/3	1/9	$\sqrt{3}/9$	2/9
331	1/2	1/2	-1/6	0	2/3	-2/3	2/9	2/9	-4/9	2/9	$2\sqrt{3}/9$	4/9
330	1/2	1/2	-1/2	0	1	-1	1/3	1/3	-2/3	1/3	$\sqrt{3}/3$	2/3
323	1/2	1/6	1/2	1/3	-1/3	0	1/9	-2/9	1/9	1/9	$-\sqrt{3}/9$	2/9
322	1/2	1/6	1/6	1/3	0	-1/3	2/9	-1/9	-1/9	2/9	0	2/9
321	1/2	1/6	-1/6	1/3	1/3	-2/3	1/3	0	-1/3	1/3	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$
320	1/2	1/6	-1/2	1/3	2/3	-1	4/9	1/9	-5/9	4/9	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$
313	1/2	-1/6	1/2	2/3	-2/3	0	2/9	-4/9	2/9	2/9	$-2\sqrt{3}/9$	4/9
312	1/2	-1/6	1/6	2/3	-1/3	-1/3	1/3	-1/3	0	1/3	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$
311	1/2	-1/6	-1/6	2/3	0	-2/3	4/9	-2/9	-2/9	4/9	0	4/9
310	1/2	-1/6	-1/2	2/3	1/3	-1	5/9	-1/9	-4/9	5/9	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$
303	1/2	-1/2	1/2	1	-1	0	1/3	-2/3	1/3	1/3	$-\sqrt{3}/3$	2/3
302	1/2	-1/2	1/6	1	-2/3	-1/3	4/9	-5/9	1/9	4/9	$-2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$
301	1/2	-1/2	-1/6	1	-1/3	-2/3	5/9	-4/9	-1/9	5/9	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$
300	1/2	-1/2	-1/2	1	0	-1	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0	2/3
233	1/6	1/2	1/2	-1/3	0	1/3	-2/9	1/9	1/9	-2/9	0	2/9
232	1/6	1/2	1/6	-1/3	1/3	0	-1/9	2/9	-1/9	-1/9	$\sqrt{3}/9$	2/9
231	1/6	1/2	-1/6	-1/3	2/3	-1/3	0	1/3	-1/3	0	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$
230	1/6	1/2	-1/2	-1/3	1	-2/3	1/9	4/9	-5/9	1/9	$\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$
223	1/6	1/6	1/2	0	-1/3	1/3	-1/9	-1/9	2/9	-1/9	$-\sqrt{3}/9$	2/9
222	1/6	1/6	1/6	0	0	0	0	0	0	0	0	0
221	1/6	1/6	-1/6	0	1/3	-1/3	1/9	1/9	-2/9	1/9	$\sqrt{3}/9$	2/9
220	1/6	1/6	-1/2	0	2/3	-2/3	2/9	2/9	-4/9	2/9	$2\sqrt{3}/9$	4/9
213	1/6	-1/6	1/2	1/3	-2/3	1/3	0	-1/3	1/3	0	$-2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$
212	1/6	-1/6	1/6	1/3	-1/3	0	1/9	-2/9	1/9	1/9	$-\sqrt{3}/9$	2/9
211	1/6	-1/6	-1/6	1/3	0	-1/3	2/9	-1/9	-1/9	2/9	0	2/9
210	1/6	-1/6	-1/2	1/3	1/3	-2/3	1/3	0	-1/3	1/3	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$
203	1/6	-1/2	1/2	2/3	-1	1/3	1/9	-5/9	4/9	1/9	$-\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$
202	1/6	-1/2	1/6	2/3	-2/3	0	2/9	-4/9	2/9	2/9	$-2\sqrt{3}/9$	4/9
201	1/6	-1/2	-1/6	2/3	-1/3	-1/3	1/3	-1/3	0	1/3	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$
200	1/6	-1/2	-1/2	2/3	0	-2/3	4/9	-2/9	-2/9	4/9	0	4/9
133	-1/6	1/2	1/2	-2/3	0	2/3	-4/9	2/9	2/9	-4/9	0	4/9
132	-1/6	1/2	1/6	-2/3	1/3	1/3	-1/3	1/3	0	-1/3	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$
131	-1/6	1/2	-1/6	-2/3	2/3	0	-2/9	4/9	-2/9	-2/9	$2\sqrt{3}/9$	4/9
130	-1/6	1/2	-1/2	-2/3	1	-1/3	-1/9	5/9	-4/9	-1/9	$\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$
123	-1/6	1/6	1/2	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	0	1/3	-1/3	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$
122	-1/6	1/6	1/6	-1/3	0	1/3	-2/9	1/9	1/9	-2/9	0	2/9
121	-1/6	1/6	-1/6	-1/3	1/3	0	-1/9	2/9	-1/9	-1/9	$\sqrt{3}/9$	2/9
120	-1/6	1/6	-1/2	-1/3	2/3	-1/3	0	1/3	-1/3	0	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$

(Συνεχίζεται)

113	- 1/6	- 1/6	1/2	0	- 2/3	2/3	- 2/9	- 2/9	4/9	- 2/9	-2√3/9	4/9
112	- 1/6	- 1/6	1/6	0	- 1/3	1/3	- 1/9	- 1/9	2/9	- 1/9	-√3/9	2/9
111	- 1/6	- 1/6	- 1/6	0	0	0	0	0	0	0	0	0
110	- 1/6	- 1/6	- 1/2	0	1/3	- 1/3	1/9	1/9	- 2/9	1/9	√3/9	2/9
103	- 1/6	- 1/2	1/2	1/3	-1	2/3	- 1/9	- 4/9	5/9	- 1/9	-√3/3	2√7/9
102	- 1/6	- 1/2	1/6	1/3	- 2/3	1/3	0	- 1/3	1/3	0	-2√3/9	2√3/9
101	- 1/6	- 1/2	- 1/6	1/3	- 1/3	0	1/9	- 2/9	1/9	1/9	-√3/9	2/9
100	- 1/6	- 1/2	- 1/2	1/3	0	- 1/3	2/9	- 1/9	- 1/9	2/9	0	2/9
033	- 1/2	1/2	1/2	-1	0	1	- 2/3	1/3	1/3	- 2/3	0	2/3
032	- 1/2	1/2	1/6	-1	1/3	2/3	- 5/9	4/9	1/9	- 5/9	√3/9	2√7/9
031	- 1/2	1/2	- 1/6	-1	2/3	1/3	- 4/9	5/9	- 1/9	- 4/9	2√3/9	2√7/9
030	- 1/2	1/2	- 1/2	-1	1	0	- 1/3	2/3	- 1/3	- 1/3	√3/3	2/3
023	- 1/2	1/6	1/2	- 2/3	- 1/3	1	- 5/9	1/9	4/9	- 5/9	-√3/9	2√7/9
022	- 1/2	1/6	1/6	- 2/3	0	2/3	- 4/9	2/9	2/9	- 4/9	0	4/9
021	- 1/2	1/6	- 1/6	- 2/3	1/3	1/3	- 1/3	1/3	0	- 1/3	√3/9	2√3/9
020	- 1/2	1/6	- 1/2	- 2/3	2/3	0	- 2/9	4/9	- 2/9	- 2/9	2√3/9	4/9
013	- 1/2	- 1/6	1/2	- 1/3	- 2/3	1	- 4/9	- 1/9	5/9	- 4/9	-2√3/9	2√7/9
012	- 1/2	- 1/6	1/6	- 1/3	- 1/3	2/3	- 1/3	0	1/3	- 1/3	-√3/9	2√3/9
011	- 1/2	- 1/6	- 1/6	- 1/3	0	1/3	- 2/9	1/9	1/9	- 2/9	0	2/9
010	- 1/2	- 1/6	- 1/2	- 1/3	1/3	0	- 1/9	2/9	- 1/9	- 1/9	√3/9	2/9
003	- 1/2	- 1/2	1/2	0	-1	1	- 1/3	- 1/3	2/3	- 1/3	-√3/3	2/3
002	- 1/2	- 1/2	1/6	0	- 2/3	2/3	- 2/9	- 2/9	4/9	- 2/9	-2√3/9	4/9
001	- 1/2	- 1/2	- 1/6	0	- 1/3	1/3	- 1/9	- 1/9	2/9	- 1/9	-√3/9	2/9
000	- 1/2	- 1/2	- 1/2	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Πίνακας Π.2.2 : Διακριτά διανύσματα τάσης αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων.

Διάνυσμα τάσης \vec{V}_i	Διακοπτική κατάσταση	v_α Ndc	v_β Ndc	$ \vec{V} $ Ndc	$\hat{\theta}$
V ₁	(322-211-100)	2/9	0	2/9	0°
V ₂	(332-221-110)	1/9	$\sqrt{3}/9$	2/9	60°
V ₃	(232-121-010)	- 1/9	$\sqrt{3}/9$	2/9	120°
V ₄	(233-122-011)	- 2/9	0	2/9	180°
V ₅	(223-112-001)	- 1/9	$-\sqrt{3}/9$	2/9	240°
V ₆	(323-212-101)	1/9	$-\sqrt{3}/9$	2/9	300°
V ₇	(311-200)	4/9	0	4/9	0°
V ₈	(321-210)	1/3	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	30°
V ₉	(331-220)	2/9	$2\sqrt{3}/9$	4/9	60°
V ₁₀	(231-120)	0	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	90°
V ₁₁	(131-020)	- 2/9	$2\sqrt{3}/9$	4/9	120°
V ₁₂	(132-021)	- 1/3	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	150°
V ₁₃	(133-022)	- 4/9	0	4/9	180°
V ₁₄	(123-012)	- 1/3	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	210°
V ₁₅	(113-002)	- 2/9	$-2\sqrt{3}/9$	4/9	240°
V ₁₆	(213-102)	0	$-2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	270°
V ₁₇	(313-202)	2/9	$-2\sqrt{3}/9$	4/9	300°
V ₁₈	(312-201)	1/3	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{3}/9$	330°
V ₁₉	(300)	2/3	0	2/3	0°
V ₂₀	(310)	5/9	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	20°
V ₂₁	(320)	4/9	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	40°
V ₂₂	(330)	1/3	$\sqrt{3}/3$	2/3	60°
V ₂₃	(230)	1/9	$\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$	80°
V ₂₄	(130)	- 1/9	$\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$	100°
V ₂₅	(030)	- 1/3	$\sqrt{3}/3$	2/3	120°
V ₂₆	(031)	- 4/9	$2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	140°
V ₂₇	(032)	- 5/9	$\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	160°
V ₂₈	(033)	- 2/3	0	2/3	180°
V ₂₉	(023)	- 5/9	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	200°
V ₃₀	(013)	- 4/9	$-2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	220°
V ₃₁	(003)	- 1/3	$-\sqrt{3}/3$	2/3	240°
V ₃₂	(103)	- 1/9	$-\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$	260°
V ₃₃	(203)	1/9	$-\sqrt{3}/3$	$2\sqrt{7}/9$	280°
V ₃₄	(303)	1/3	$-\sqrt{3}/3$	2/3	300°
V ₃₅	(302)	4/9	$-2\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	320°
V ₃₆	(301)	5/9	$-\sqrt{3}/9$	$2\sqrt{7}/9$	340°
V ₃₇	(333-222-111-000)	0	0	0	0°

