



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧ/ΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧ/ΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ
ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΕΩΣ
ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ Α. ΚΑΡΦΟΠΟΥΛΟΣ

Επιβλέπων: Στέφανος Ν. Μανιάς, Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005

Ευάγγελος Λ. Καρφόπουλος
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών

Copyright © Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
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.

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και η σύγκριση των αντιστροφέων πηγής τάσεως πολλαπλών επιπέδων. Η σύγκριση των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων αφορούσε τους παρακάτω τομείς: αριθμός ημιαγωγών, κόστος υλοποίησης, πολυπλοκότητα κυκλώματος ελέγχου, DC τάση εισόδου, ποιότητα ισχύος, διακοπτική συχνότητα, ισοκατανομή τάσεως και πεδίο εφαρμογών.

Τα υπάρχοντα συστήματα συμβατικών αντιστροφέων δύο επιπέδων παρουσιάζουν δύο σημαντικά μειονεκτήματα. Πρώτον, οι αντιστροφείς δύο επιπέδων δεν μπορούν να συνδεθούν σε δίκτυα πολύ υψηλής τάσεως (2.2kV~), μιας και οι τελευταίας τεχνολογίας διακόπτες, IGBTs, που έχουν μέγιστη τάση αποκοπής ίση με 6.5kV δε είναι ασφαλείς να επιτρέψουν ένα τέτοιο εγχείρημα. Και δεύτερον, οι αντιστροφείς δύο επιπέδων υστερούν ως προς την ποιότητα ισχύος, μιας και οι κυματομορφές εξόδου περιέχουν σημαντικές αρμονικές συνιστώσες. Το πλεονέκτημα των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων είναι ότι μπορούν να συνδεθούν σε δίκτυα υψηλής τάσεως και παράλληλα να παρέχουν κυματομορφές εξόδου με λιγότερες αρμονικές συνιστώσες.

Για την πληρότητα της εργασίας, τη θεωρητική ανάλυση και σύγκριση των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων συμπληρώνουν οι προσομοιώσεις των κυκλωμάτων τους, που έγιναν με τη βοήθεια του προγράμματος *Orcad PSpice, version 9.2 by Cadence Design Systems*. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αναλύθηκαν και χρησιμοποιήθηκαν για την ολοκλήρωση της σύγκρισης των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων. Τα αποτελέσματα της σύγκρισης μπορούν να αποτελέσουν ένα κριτήριο για την επιλογή του καταλληλότερου αντιστροφέα.

Λέξεις κλειδιά

Συμβατικός αντιστροφέας, αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων, αρμονικές, κυματομορφές πολλαπλών επιπέδων, τεχνικές διαμόρφωσης παλμών, δίοδοι περιορισμού, αιωρούμενοι πυκνωτές, κυκλώματα οδήγησης, προσομοίωση, πρόγραμμα PSpice,

Abstract

This diploma thesis aims to the study and comparison among different topologies of multilevel voltage source inverters. The comparison of the multilevel voltage source inverters concerns the following sectors: the number of semiconductor devices, concretisation costs, complexity of the drivers, DC input source, power quality, switching frequency, capacitor voltage unbalancing and a variety of applications.

The existing systems of conventional two-level inverters present two major drawbacks. To begin with, the two-level inverters cannot connect to high power networks (2.2kV~), since the up-to-date switchers, IGBTs, that have a maximum blocking voltage equivalent to 6.5kV are not safe enough to come with such an experiment. Secondly, the two-level inverters present a handicap as far as the power quality is concerned since the output waveforms contain significant harmonic components, too. The comparative advantage of multilevel inverters is that they can connect to high power networks and at the same time provide output waveforms of low harmonic content.

For the completion of this thesis, the theoretical analysis and comparison of the multilevel inverters is complementary assisted by the presentation of their simulations that were carried out by Orcad PSPICE version 9.2 Cadence Design Systems. The simulation results were analysed and were used for the comparison of the multilevel inverters. The results of this comparison can form a criterion in order to select the most appropriate inverter.

Key Words

Conventional inverter, multilevel inverter, harmonic content, multilevel waveforms, pulse width modulations, clamping diodes, flying capacitors, drivers, simulation, PSpice programme

Περιεχόμενα	i
Πρόλογος	v

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Η ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ	1-1
1.1.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ	1-3
1.1.2 ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ	1-4
1.1.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΗΣ ΤΑΣΗΣ	1-5
1.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ	1-6
1.2.1 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	1-7
1.2.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	1-8
1.3 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ	1-11

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

2.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	2-1
2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	2-8
2.2.1 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΠΑΛΜΟΥΣ ΕΝΑΥΣΗΣ 180°.	2-9
2.3 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	2-15
2.3.1 ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ	2-15
2.3.2 ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΚΑΙ ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΙΚΗ ΠΕΔΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ	2-16
2.3.3 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΟΡΘΩΣΗΣ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΙΣΧΥΟΣ	2-18
2.3.3.1 ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΜΕ ΚΑΤΑΤΜΗΤΗ ΑΝΥΨΩΣΗΣ	2-18
2.3.3.2 PWM ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΩΣ ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ ΓΡΑΜΜΗΣ	2-20
2.3.4 ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΗΣ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ ΣΥΝΔΕΔΕΜΕΝΟΣ ΠΑΡΑΛΛΗΛΑ	2-24
2.3.5 ΔΙΑΤΑΞΗ ΕΝΕΡΓΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ	2-27
2.3.6 ΔΙΑΤΑΞΗ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΜΕ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ	2-28
2.3.7 ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ ΓΡΑΜΜΗ ΥΨΗΛΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	2-30

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	3-1
3.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΝΡDCΜΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	3-8

3.3	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΠΕΠΠΕΔΩΝ	3-15
3.4	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ SDCSMΙ ΠΕΝΤΕ ΠΕΠΠΕΔΩΝ	3-22
3.4.1	ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ	3-22
3.4.2	ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ SDCSMΙ ΠΕΝΤΕ ΠΕΠΠΕΔΩΝ	3-25
3.5	ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΣ ΒΑΣΙΚΩΝ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΠΟΛΥΕΠΠΕΔΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ	3-29
3.5.1	CASCADED DIODE-CLAMPED INVERTER	3-29
3.5.2	CASCADED MULTILEVEL H-BRIDGE INVERTER	3-31
3.5.3	CASCADED DIODE CLAMPED / H-BRIDGE INVERTER	3-32
3.6	ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΠΟΛΥΕΠΠΕΔΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ	3-33
3.6.1	ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΕΣ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ	3-33
3.6.2	ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΣΕΙΡΑΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ-ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ	3-35
3.6.3	ΟΔΗΓΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ	3-37

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΞΑΛΕΙΨΗΣ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ

4.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	4-1
4.2	ΦΙΛΤΡΑ ΕΙΣΟΔΟΥ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	4-4
4.2.1	ΦΙΛΤΡΑ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	4-5
4.2.2	ΦΙΛΤΡΑ ΕΙΣΟΔΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	4-7
4.3	ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (SPWM)	4-9
4.3.1	Η ΤΕΧΝΙΚΗ SPWM ΣΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΠΕΔΩΝ	4-12
4.3.2	Η ΤΕΧΝΙΚΗ SPWM ΣΕ ΠΟΛΥΕΠΠΕΔΟΥΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ	4-18
4.3.2.1	Η ΤΕΧΝΙΚΗ SPWM ΣΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ NPDCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΠΕΔΩΝ	4-20
4.3.2.2	Η ΤΕΧΝΙΚΗ SPWM ΣΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΠΕΔΩΝ	4-24
4.3.2.3	Η ΤΕΧΝΙΚΗ SPWM ΣΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ SDCSMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΠΕΔΩΝ	4-28
4.4	ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ ΜΕ ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΗ ΕΞΑΛΕΙΨΗ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ (SHPWM)	4-31
4.5	PWM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΧΩΡΙΚΑ ΣΙΑΝΥΣΜΑΤΑ (SVPWM)	4-34

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ORCAD PSPICE

5.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	5-1
5.2	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΥ 3Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΠΕΔΩΝ	5-4

5.2.1	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΥ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	5-8
5.2.2	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΥ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	5-19
5.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ		
5.3.1.1	3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΝΡΔCΜΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	5-30
5.3.1.2	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΝΡΔCΜΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	5-35
5.3.1.3	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	5-45
5.3.2.1	3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	5-54
5.3.2.2	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	5-59
5.3.2.3	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	5-68
5.3.3.1	3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ SDCSMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ	5-77
5.3.3.2	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ SDCSMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	5-82
5.3.3.3	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	5-91
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6		
ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ		
6.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	6-1
6.2	ΑΡΙΘΜΟΣ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΑΙ ΚΟΣΤΟΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ	6-2
6.3	ΠΟΛΥΠΛΟΚΟΤΗΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΕΝΑΥΣΗΣ ΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ	6-4
6.4	DC ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	6-5
6.5	ΑΡΜΟΝΙΚΟ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΟ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ (ΦΑΣΙΚΗΣ ΚΑΙ ΠΟΛΙΚΗΣ)	6-6
6.6	ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΑ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ	6-15
6.7	ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ	6-20
6.8	ΜΗ ΙΣΟΚΑΤΑΝΕΜΗΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΠΥΚΝΩΤΩΝ	6-21
6.9	ΠΕΔΙΟ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ	6-22
6.10	ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΟΣ ΠΙΝΑΚΑΣ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ	6-22

Περιεχόμενα

Βιβλιογραφία
Παράρτημα

I
Π-1

Η εργασία αυτή αποτελεί τη διπλωματική εργασία του φοιτητή Καρφόπουλου Ευάγγελου για την απόκτηση του διπλώματος του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και Μηχανικού Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Αντικείμενο της εργασίας αυτής είναι η μελέτη και σύγκριση των αντιστροφών πηγής τάσεως πολλαπλών επιπέδων. Η σύγκριση βασίστηκε σε συγκεκριμένες παραμέτρους, όπως αριθμός ημιαγωγών, κόστος υλοποίησης, πολυπλοκότητα κυκλώματος ελέγχου, DC τάση εισόδου, ποιότητα ισχύος, διακοπτική συχνότητα, ισοκατανομή τάσεως και πεδίο εφαρμογών. Για το σκοπό αυτό κατασκευάστηκαν και προσομοιώθηκαν οι τοπολογίες του συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων και των αντιστροφών πέντε επιπέδων στο *Orcad PSpICE, version 9.2 by Cadence Design Systems*. Αφού αναλύθηκαν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, στη συνέχεια εξήχθησαν συμπεράσματα για τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της εκάστοτε διάταξης. Στα Κεφάλαια 1 έως 5 γίνεται αναφορά στη θεωρία των αντιστροφών πηγής τάσεως, ενώ στα Κεφάλαια 6 και 7 γίνεται ανάλυση και σύγκριση της λειτουργίας τους με τη βοήθεια του ηλεκτρονικού υπολογιστή. Συγκεκριμένα:

Στο **Κεφάλαιο 1** γίνεται μια γενική αναφορά στα βασικά συστήματα των Ηλεκτρονικών Ισχύος και δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στα συστήματα μετατροπής συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση, αντιστροφείς. Επίσης, περιγράφονται οι επιμέρους κατηγορίες αντιστροφών και γίνεται εισαγωγή στις έννοιες των αντιστροφών δύο και πολλαπλών επιπέδων φασικής τάσης. Τέλος, γίνεται αναφορά στις τεχνικές εξάλειψης ή μείωσης των αρμονικών συνιστωσών της τάσης εξόδου των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων.

Στο **Κεφάλαιο 2** παρουσιάζονται λεπτομερώς οι τοπολογίες του αντιστροφέα δύο επιπέδων τόσο για μονοφασικά όσο και για τριφασικά συστήματα. Επίσης, περιγράφονται και αναλύονται με μετασχηματισμό Fourier οι φασικές τάσεις εξόδου για την εκάστοτε τοπολογία. Τέλος, περιγράφονται μερικές εφαρμογές στις οποίες ο αντιστροφέας αποτελεί τη βασική δομική μονάδα.

Στο **Κεφάλαιο 3** περιγράφονται οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων και αναλύεται η έννοια των πολλαπλών επιπέδων τάσης. Επίσης, περιγράφονται και αναλύονται οι τρεις βασικές τοπολογίες αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων: α) αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού και ουδέτερο σημείο, β) αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές και γ) αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς πλήρους γέφυρας συνδεδεμένους σε σειρά με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσεων. Στη συνέχεια αναφέρονται και κάποιες επιπρόσθετες τοπολογίες που προκύπτουν από το συνδυασμό των τριών βασικών τοπολογιών. Τέλος, περιγράφονται μερικές εφαρμογές των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων.

Στο **Κεφάλαιο 4** περιγράφονται κάποιες τεχνικές εξάλειψης αρμονικών συνιστωσών τάσης. Μια απλή μέθοδος εξάλειψης αρμονικών συνιστωσών είναι η χρήση βαθυπερατών φίλτρων εισόδου/εξόδου. Ιδιαίτερη αναφορά γίνεται στη τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, μιας και είναι η τεχνική η οποία θα εφαρμοστεί στις προσομοιώσεις. Τέλος, γίνεται αναφορά και σε δύο άλλες τεχνικές εξάλειψης αρμονικών: τη διαμόρφωση εύρους παλμών με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών και τη διαμόρφωση εύρους παλμών με χωρικά διανύσματα.

Στο **Κεφάλαιο 5** σχεδιάζονται και προσομοιώνονται οι τριφασικοί αντιστροφείς δύο και πέντε επιπέδων τάσης με τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή. Το πρόγραμμα προσομοίωσης που επιλέχθηκε είναι το *Orcad PSpICE, version 9.2 by Cadence Design Systems*. Ακόμα, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για την εκάστοτε τοπολογία και αναλύεται η ποιότητα των κυματομορφών εξόδου.

Τέλος, στο **Κεφάλαιο 6** γίνεται σύγκριση των τοπολογιών των αντιστροφέων πηγής τάσεως βάσει των αποτελεσμάτων του κεφαλαίου 5, αλλά και επιπρόσθετων προσομοιώσεων. Επίσης, γίνεται αιτιολόγηση των διαφορών που παρουσιάζονται και εκτιμώνται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της εκάστοτε διάταξης. Στο τέλος παρατίθεται ένας συγκεντρωτικός πίνακας που περιέχει τα αποτελέσματα της σύγκρισης, έτσι ώστε να είναι δυνατή η επιλογή του κατάλληλου αντιστροφέα ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

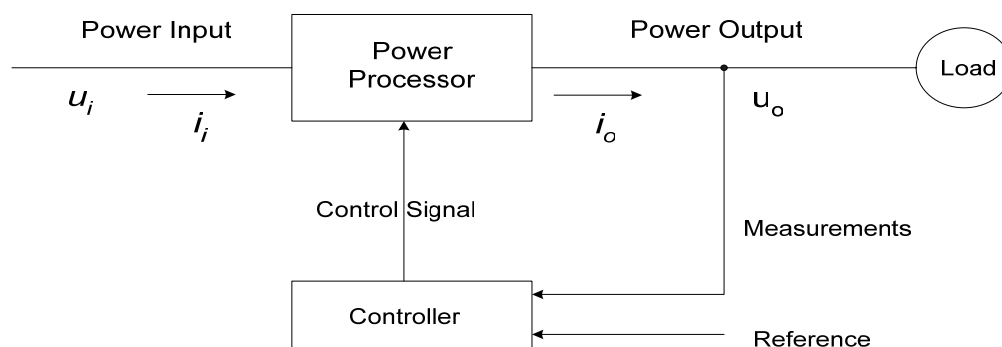
Με την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας ολοκληρώνεται ο προπτυχιακός κύκλος σπουδών μου και θα ήθελα να ευχαριστήσω τους ανθρώπους που στάθηκαν δίπλα μου και με βοήθησαν σε αυτή τη προσπάθεια. Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. **Στέφανο Ν. Μανιά**, καθηγητή του τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου για την έμπρακτη εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπο μου, την συμπαράσταση και την πολύτιμη καθοδήγηση του προς την ολοκλήρωση αυτής της διπλωματικής. Ευχαριστώ επίσης τα μέλη του εργαστηρίου, κ.κ. **Φώτη Ξέπαπα, Νίκο Παπαδόπουλο και Παναγιώτη Ζάννη** που πρόθυμα προσέφεραν τη βοήθεια τους και τις γνώσεις τους, συμβουλευόντας με για θέματα που αφορούσαν τη διπλωματική μου εργασία. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου, που όλα αυτά τα χρόνια πιστεύουν σε μένα και στηρίζουν ηθικά και υλικά τις επιλογές μου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

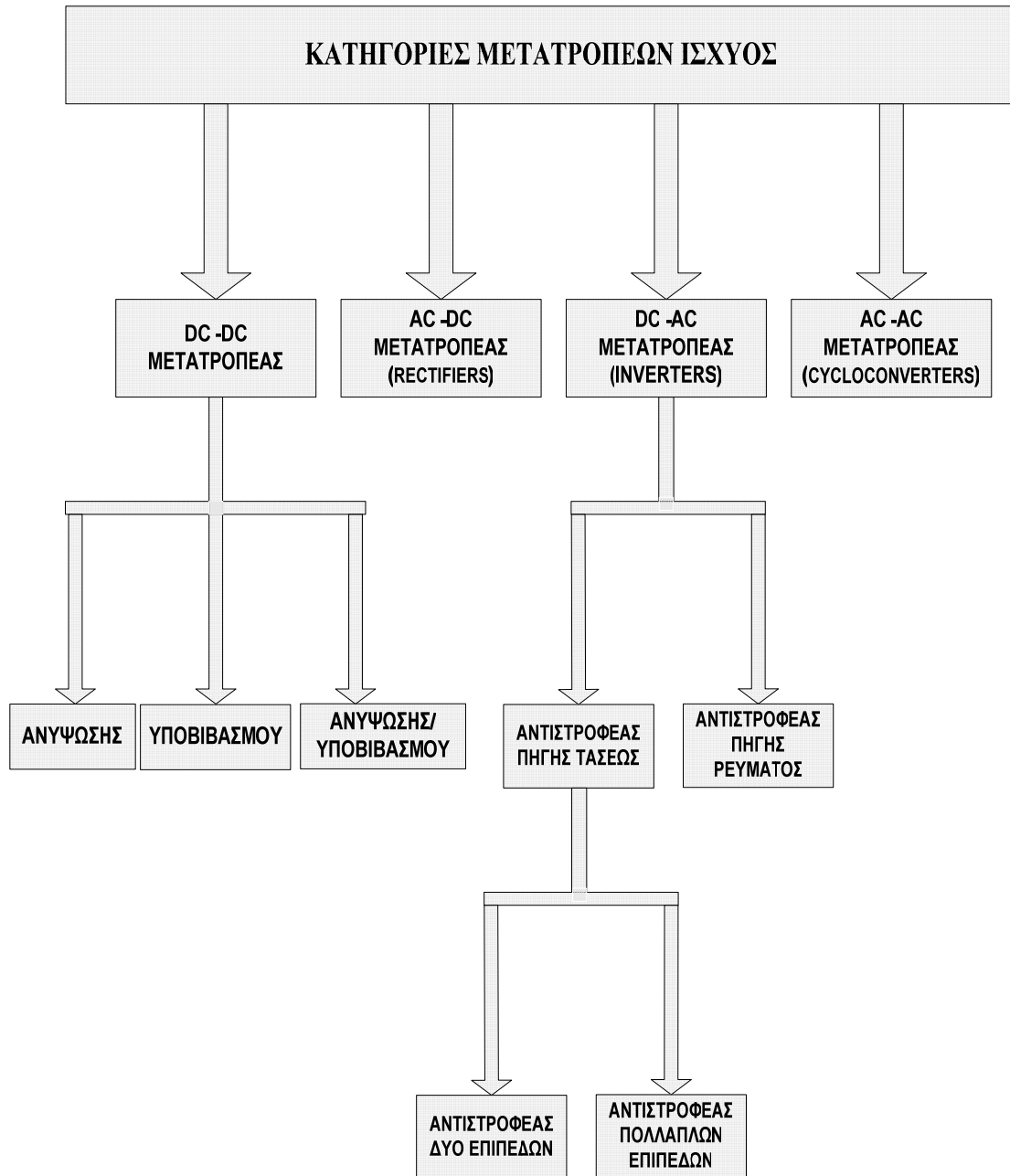
1.1 Η ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Υπό το πρίσμα μιας γενικής θεώρησης των ηλεκτρονικών ισχύος, σκοπός τους είναι η επεξεργασία και ο έλεγχος της ροής της ηλεκτρικής ενέργειας εφαρμόζοντας κατάλληλες τάσεις και κατάλληλα ρεύματα που να ικανοποιούν τις απαιτήσεις του χρήστη-φορτίου. Στο σχήμα 1.1.1 παρουσιάζεται ένα ηλεκτρονικό σύστημα ισχύος υπό τη μορφή δομικού διαγράμματος. Η ισχύς εισόδου σε αυτή τη διαδικασία ισχύος προέρχεται συνήθως, αλλά όχι πάντα, από κάποια επιχείρηση δημόσιας ωφέλειας σε μια συχνότητα 60Hz για την Αμερική και 50 Hz για την Ευρώπη, υπό μονοφασική ή τριφασική παροχή. Η φασική διαφορά μεταξύ τάσεως και ρεύματος εισόδου εξαρτάται από την τοπολογία και τον έλεγχο της ροής της ενέργειας. Η επιτελούμενη έξοδος (τάση, ρεύμα, συχνότητα, και αριθμός φάσεων) ενός τέτοιου συστήματος καθορίζεται έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι ανάγκες του φορτίου. Αν θεωρήσουμε την έξοδο του συστήματος ισχύος ως μια πηγή τάσης, τότε το ρεύμα εξόδου και η φασική διαφορά μεταξύ τάσης και ρεύματος εξόδου καθορίζονται από τον χαρακτήρα του φορτίου, ωμικός - επαγωγικός - χωρητικός. Επιπρόσθετα, ο έλεγχος της εξόδου, είτε τάσεως είτε ρεύματος, είναι απαραίτητος σε τέτοιου είδους συστήματα για την ομαλότερη και αποδοτικότερη λειτουργία τους. Ο έλεγχος αυτός επιτυγχάνεται μέσω ανάδρασης, όπου συγκρίνεται η κυματομορφή εξόδου με την κυματομορφή αναφοράς, και έτσι το σφάλμα ελαχιστοποιείται μέσω του συστήματος ελέγχου (Controller).



Σχ.1.1.1 Δομικό διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος[1].

Η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος (Power Electronics) ασχολείται με τεχνικές μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος από μια μορφή σε μια άλλη χρησιμοποιώντας ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος. Αυτά τα ημιαγωγικά στοιχεία μπορεί να είναι τρανζίστορ, Mosfet, θυρίστορ, GTO, IGBT, MCT, Triacs και δίοδοι. Στο σχήμα 1.1.2 παρουσιάζονται οι κατηγορίες μετατροπέων που διακρίνονται ανάλογα με το είδος μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος και τη ροή ενέργειας.

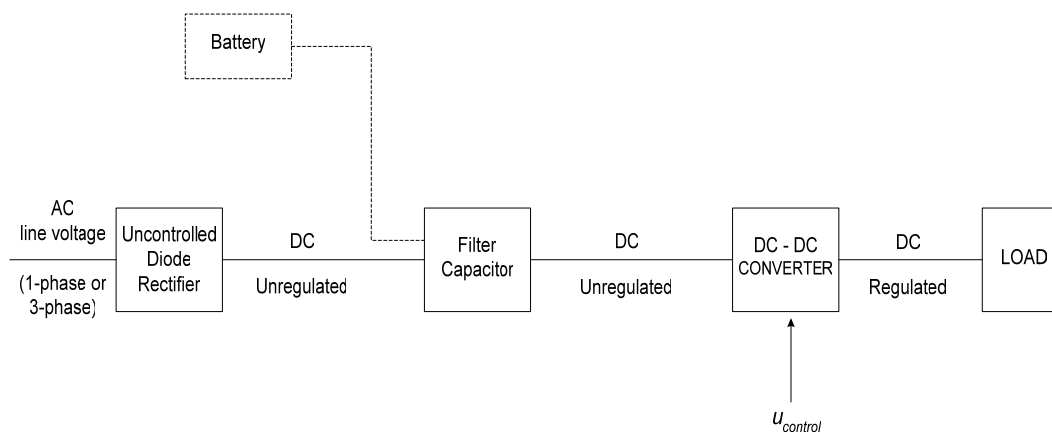


Σχ.1.1.2 Κατηγορίες μετατροπέων ισχύος.

Στη συνέχεια, γίνεται μια γενική παρουσίαση της κάθε κατηγορίας μετατροπέων καθώς επίσης και των επιμέρους κατηγοριών αυτών [1],[2].

1.1.1 Μετατροπείς συνεχούς τάσης (DC-DC converters)

Οι μετατροπείς συνεχούς τάσης είναι τα κυκλώματα εκείνα τα οποία χρησιμοποιούνται για την μετατροπή μιας μη σταθεροποιημένης dc τάσης εισόδου σε μια ελεγχόμενη dc τάση εξόδου με επιθυμητό πλάτος και πολικότητα. Οι μετατροπείς συνεχούς τάσης έχουν ευρεία εφαρμογή σε συστήματα ελέγχου ταχύτητας ηλεκτρικών μηχανών συνεχούς ρεύματος (ηλεκτρικά οχήματα, υπόγεια τρένα), σε συστήματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιών και διαστημικών συστημάτων, παλμοτροφοδοτικά ηλεκτρονικών και ηλεκτρικών κυκλωμάτων τα οποία είναι τροφοδοτικά υψηλής συχνότητας και υψηλής απόδοσης. Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.1.3, συνήθως η τάση εισόδου τέτοιων αντιστροφένων είναι μια μη σταθεροποιημένη dc τάση, η οποία μάλιστα προκύπτει από την ανόρθωση της ac τάσης δικτύου, και επομένως θα εμφανίζει φαινόμενα κυμάτωσης εξ αιτίας των στιγμιαίων μεταβολών της τάσης του δικτύου.



Σχ.1.1.3 Σύστημα μετατροπέα συνεχούς τάσης.

Οι μετατροπείς συνεχούς τάσης υποδιαιρούνται σε τρεις κύριες υποκατηγορίες, από τον συνδυασμό των οποίων μπορούν να προκύψουν επιμέρους τοπολογίες[1],[2]. Οι τρεις αυτές κύριες υποκατηγορίες είναι:

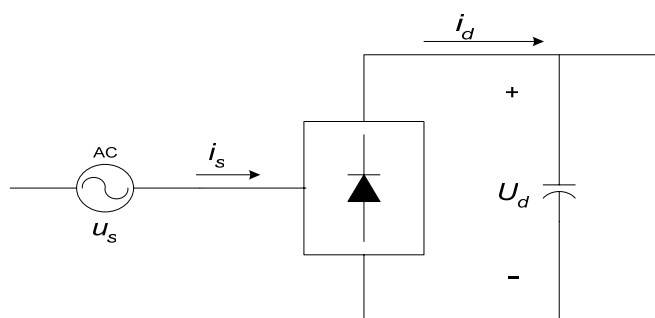
- i) Μετατροπέας υποβιβασμού (step-down / buck converter)
- ii) Μετατροπέας ανύψωσης (step-up/boost converter)
- iii) Μετατροπέας ανύψωσης-υποβιβασμού (Buck-boost converter)

1.1.2 Ανορθωτικές διατάξεις (AC - DC Rectifiers)

Οι ανορθωτές είναι κυκλώματα τα οποία χρησιμοποιούνται σε συστήματα όπου η ηλεκτρική ενέργεια μεταφέρεται από ένα σύστημα εναλλασσόμενης τάσης σε ένα σύστημα συνεχούς τάσης, για να μετατρέψουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή. Στο σχήμα 1.1.4 παρουσιάζεται η τοπολογία ενός συστήματος ισχύος που περιλαμβάνει ανορθωτή. Υπάρχουν δύο κατηγορίες ανορθωτών:

- i) Οι μη ελεγχόμενοι ανορθωτές, οι οποίοι υλοποιούνται με διόδους
- ii) Οι ελεγχόμενοι ανορθωτές, οι οποίοι υλοποιούνται με θυρίστορ.

Στις περισσότερες εφαρμογές ισχύος, όπως οδήγηση εναλλασσόμενου κινητήρα /σερβοκινητήρα συνεχούς ρεύματος, χρησιμοποιείται ανορθωτής με διόδους. Το χαμηλό κόστος ενός τέτοιου ανορθωτή είναι η βασικότερη αιτία της επικράτησης του έναντι του ανορθωτή με ημιαγωγικούς διακόπτες. Στους ανορθωτές με διόδους η ροή ισχύος έχει μία μόνο κατεύθυνση, από την πλευρά της εναλλασσόμενης τάσης προς την πλευρά της συνεχής τάσης.



Σχ.1.1.3 Σύστημα μετατροπέα συνεχούς τάσης.

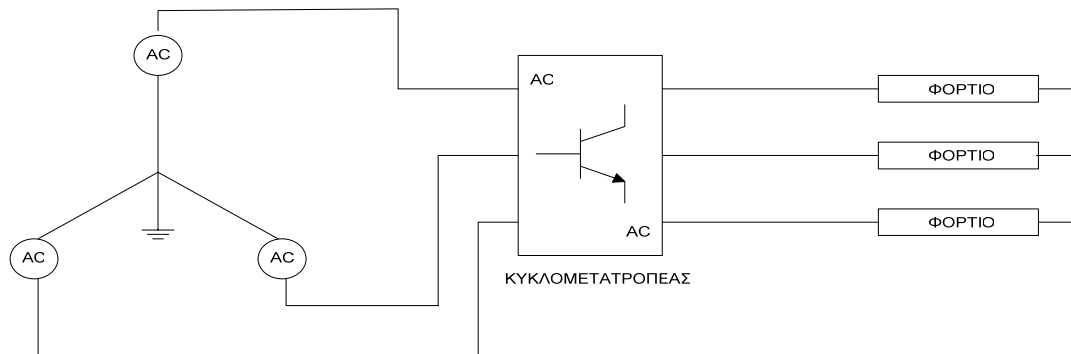
Το μειονέκτημα που παρουσιάζουν οι μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις έγκειται στο γεγονός ότι η τάση εξόδου μεταβάλλεται σύμφωνα με τις μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να αντιμετωπιστεί, μέχρι ενός βαθμού, με τη χρήση ενός πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας στην έξοδο, ο οποίος θα λειτουργεί σα φίλτρο. Ωστόσο, υπάρχουν εφαρμογές, όπως η φόρτιση μπαταριών, στις οποίες η dc τάση (ρεύμα) εξόδου είναι απαραίτητο να έχει σταθερή τιμή. Σε τέτοιες περιπτώσεις η χρήση ανορθωτών με ημιαγωγικά στοιχεία (θυρίστορ, IGBTs, Mosfets κτλ) κρίνεται απαραίτητη.

Οι ανορθωτές βρίσκουν εφαρμογές στις ακόλουθες περιοχές:

- Φορτιστές συσσωρευτών
- Τροφοδοσία ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών συσκευών
- Συστήματα ηλεκτρονικού ελέγχου κινητήρων συνεχούς ρεύματος
- Συστήματα αδιάκοπης παροχής ηλεκτρικής ισχύος (UPS)
- Συστήματα μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας
- Συστήματα διασύνδεσης σταθμών παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας.

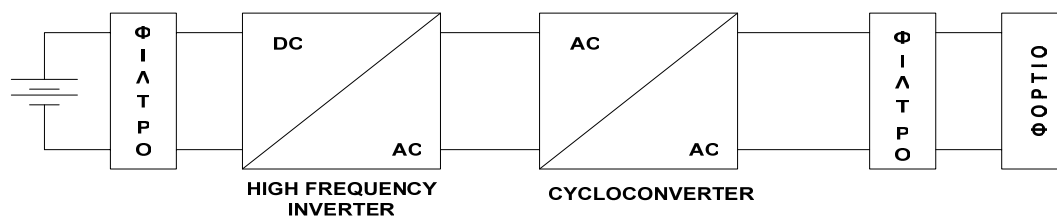
1.1.3 Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης (AC - AC converters)

Οι κυκλομετατροπείς είναι κυκλώματα που μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση μιας ορισμένης τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε εναλλασσόμενη τάση άλλης τιμής, άλλης συχνότητας και κατά περιπτώσεις άλλου αριθμού φάσεων. Στο σχήμα 1.1.4 παρουσιάζεται ένας μετατροπέας εναλλασσόμενης τάσης.



Σχ.1.1.4 Σύστημα μετατροπέα εναλλασσόμενης τάσης.

Μια σημαντική εφαρμογή του αντιστροφέα συναντάται στις κυψέλες υδρογόνου. Τοποθετείται στην έξοδο ενός αντιστροφέα υψηλής συχνότητας για να τροφοδοτήσει ένα φορτίο. Στο σχήμα 1.1.5 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη της παραπάνω εφαρμογής.



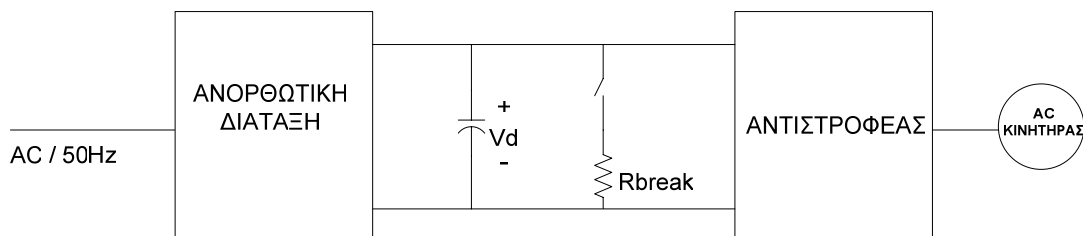
Σχήμα 1.1.5 Κυκλωματική διάταξη για κυψέλες υδρογόνου με κυκλομετατροπέα.

1.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ (DC-AC CONVERTERS)

Οι αντιστροφείς, που αποτελούν ένα είδος μετατροπέων, είναι στατές ηλεκτρονικές διατάξεις, οι οποίες έχουν την ιδιότητα να μετατρέπουν μια πηγή συνεχούς τάσης ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη, με μεταβλητή συχνότητα και πλάτος. Για παράδειγμα, αν έχουμε ένα συσσωρευτή των 12 Volts και επιθυμούμε να παράγουμε εναλλασσόμενη τάση, τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε έναν αντιστροφέα ισχύος, ο οποίος να μας δώσει στην έξοδο του 220 Volts RMS, συχνότητας 50Hz (60Hz για κάποιες χώρες της Αμερικής). Το φάσμα εφαρμογής των αντιστροφέων είναι αρκετά ευρύ:

- Σε συστήματα ελέγχου ταχύτητας εναλλασσόμενων ηλεκτρικών μηχανών
- Σε συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, ως στατοί αντισταθμιστές αέργου ισχύος (SVC-Static Var Compansator) ή ως ενεργά φίλτρα σε ευέλικτα συστήματα μεταφοράς ισχύος (FACTS-Flexible AC Transmission Systems)
- Σε συστήματα ελέγχου τάσης εξόδου αιολικών συστημάτων μετατροπής ενέργειας
- Σε συστήματα ελέγχου θερμοκρασίας με επαγωγή
- Σε συστήματα ήπιων μορφών ενέργειας
- Σε συστήματα Αδιάκοπης Παροχής Ισχύος (UPS-Uninterruptible Power Supplies)

Στο σχήμα 1.2.1 παρουσιάζεται ένα τυπικό σύστημα οδήγησης μιας εναλλασσόμενης ηλεκτρικής μηχανής. Η απαιτούμενη DC τάση εισόδου του αντιστροφέα παρέχεται έμμεσα από το δίκτυο. Η AC τάση του δικτύου ανορθώνεται, μέσω ανορθωτικών διατάξεων, και στη συνέχεια, αφού φιλτραριστεί η DC πλέον τάση μέσω του πυκνωτή - φίλτρου, παρέχεται στην είσοδο του αντιστροφέα.



Σχ.1.2.1 Τυπικό σύστημα οδήγησης εναλλασσόμενης ηλεκτρικής μηχανής.

Στην πραγματικότητα, ο αντιστροφέας του σχήματος 1.2.1 πρόκειται για έναν μετατροπέα μέσω του οποίου είναι δυνατή η αμφίπλευρη ροή ισχύος. Στις περισσότερες, όμως, περιπτώσεις η ροή ισχύος έχει κατεύθυνση από τη dc πλευρά προς την ac πλευρά, τον κινητήρα. Ως εκ τούτου, είναι σύνηθες το γεγονός ο αμφίπλευρος μετατροπέας να αναφέρεται ως αντιστροφέας. Η αντίσταση μετά το φίλτρο είναι απαραίτητη κατά τη λειτουργία επιβράδυνσης της μηχανής, όπου η κινητική ενέργεια, που σχετίζεται με την αδράνεια του κινητήρα και του φορτίου του, αναγεννάται και ο κινητήρας λειτουργεί ως γεννήτρια.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται κυρίως σε δύο κατηγορίες:

- i) Στους αντιστροφείς πηγής τάσεως (VSI-Voltage Source Inverters) που τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσεως και
- ii) Στους αντιστροφείς πηγής ρεύματος (CSI - Current Source Inverters) που τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσεως συμπεριφέρονται ως φυσική πηγή τάσης, κάτι που απαιτείται από τις περισσότερες βιομηχανικές εφαρμογές και γι' αυτό είναι πιο διαδεδομένοι στην πράξη. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος χρησιμοποιούνται σε μηχανές πολύ υψηλής ισχύος. Εξ αιτίας της περιορισμένης χρήσης των αντιστροφέων πηγής ρεύματος, δεν θα γίνει περαιτέρω αναφορά σε αυτούς. Θα ασχοληθούμε μόνο με τους αντιστροφείς πηγής τάσεως.

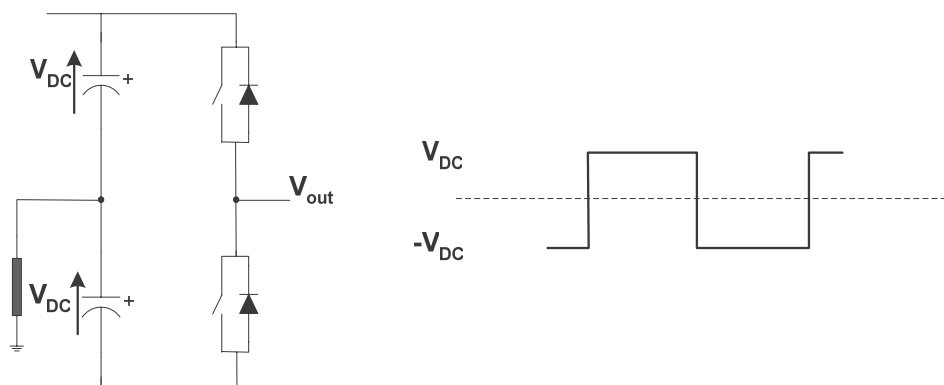
Οι δύο παραπάνω κατηγορίες μπορούν να υποδιαιρεθούν:

- i) Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας,
- ii) Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας
- iii) Στους τριφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.

Ανάλογα με τα επίπεδα της φασικής τάσης εξόδου τους οι αντιστροφείς μπορούν να διακριθούν σε αντιστροφείς δύο επιπέδων, τριών επιπέδων, τεσσάρων επιπέδων, πέντε επιπέδων κτλ.

1.2.1 Αντιστροφείς δύο επιπέδων

Οι αντιστροφείς δύο επιπέδων αποτελούν την πιο απλή τοπολογία αντιστροφέων. Στο σχήμα 1.2.2 παρουσιάζεται μια φάση του συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, του οποίου η τάση εξόδου πρόκειται για έναν τετραγωνικό παλμό δύο καταστάσεων (δηλαδή έχει θετικές ή αρνητικές τιμές), πλάτους $\pm V/2$. Ο αντιστροφέας δύο επιπέδων είναι πολύ συνηθισμένος και είναι γνωστός και ως «απλός» ή «τυπικός» αντιστροφέας.



Σχ.1.2.2 Τοπολογία μιας φάσης του συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων και φασική τάση εξόδου.

Στο κεφάλαιο 2 θα περιγραφούν και θα αναλυθούν με περισσότερη λεπτομέρεια οι αντιστροφείς δύο επιπέδων τόσο σε μονοφασικά συστήματα όσο και σε τριφασικά. Οι αντιστροφείς δύο επιπέδων τάσης (Σχήμα 1.1) παρουσιάζουν ένα σημαντικό μειονέκτημα, η κλίση της τάσης (dv/dt) είναι αρκετά μεγάλη. Αυτό έχει ως συνέπεια την ύπαρξη αυξημένης καταπόνησης στις μονώσεις του φορτίου. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με τη χρήση αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων τάσης (Multilevel Inverters), στους οποίους η κυματομορφή εξόδου συντίθεται από πολλά επίπεδα τάσης, επιτυγχάνοντας έτσι υψηλότερες τάσεις εξόδου με μικρότερη μεταβολή της τάσης (dv/dt) [9].

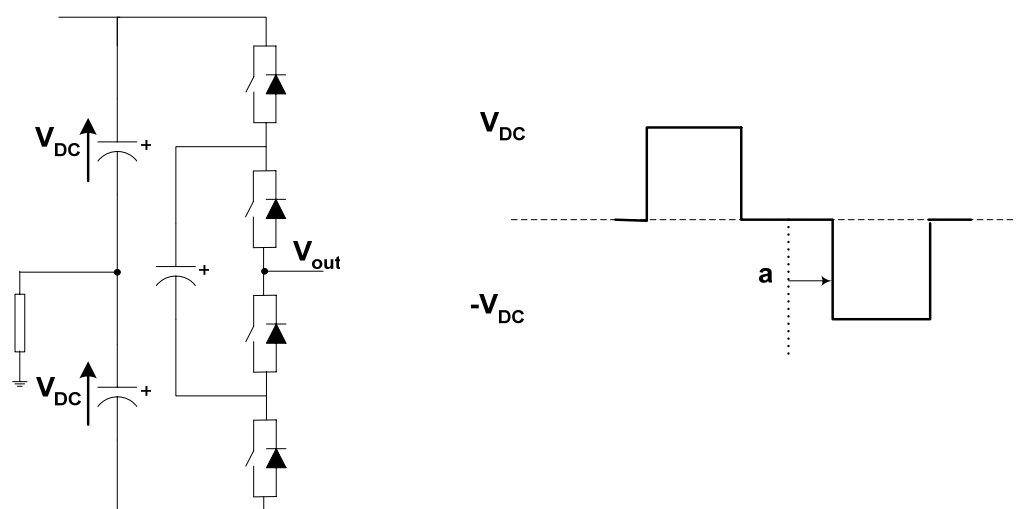
1.2.2 Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων

Τα τελευταία χρόνια η βιομηχανία άρχισε να αναζητά εξοπλισμό μεγαλύτερης ισχύος, που στις μέρες μας αγγίζει τα όρια των megawatt. Τα συστήματα ελέγχου κινητήρων της κλίμακας των megawatt συνδέονται συνήθως σε δίκτυα μέσης τάσης. Σήμερα, είναι δύσκολο να ενώσεις έναν ημιαγωγικό διακόπτη, μόνο του, απευθείας σε δίκτυο μέσης τάσης (2.3, 3.3, 4.16, 6.9 kV). Λύση στο πρόβλημα αυτό δόθηκε με την χρησιμοποίηση πολυεπίπεδων αντιστροφέων, οι οποίοι μάλιστα μπορούν να λειτουργούν σε δίκτυα υψηλών τάσεων. [4]-[6]. Η ιδέα των πολυεπίπεδων μετατροπέων έχει τις ρίζες της στις αρχές της δεκαετίας του '80, όπου για πρώτη φορά χρησιμοποιήθηκαν πολυεπίπεδοι μετατροπείς στην τεχνολογία των FACTS ως στατοί μετατοπιστές φάσεως [7],[8].

Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων περιλαμβάνουν μια σειρά από ημιαγωγικούς διακόπτες ισχύος και χωρητικότητες - πηγές τάσεως, η έξοδος των οποίων παράγει μια τάση με βηματική κυματομορφή. Οι πολυεπίπεδοι αντιστροφείς παρουσιάζουν δύο κύρια πλεονεκτήματα έναντι των απλών αντιστροφέων:

- Μπορούν να χειριστούν υψηλές dc τάσεις, κάτι το οποίο επιτυγχάνεται με την δημιουργία επιμέρους επιπέδων τάσης.
- Η τάση εξόδου τους παρουσιάζει μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο, κάτι το οποίο επιτυγχάνεται με τη μετακίνηση μεταξύ των πολλαπλών επιπέδων τάσεως.

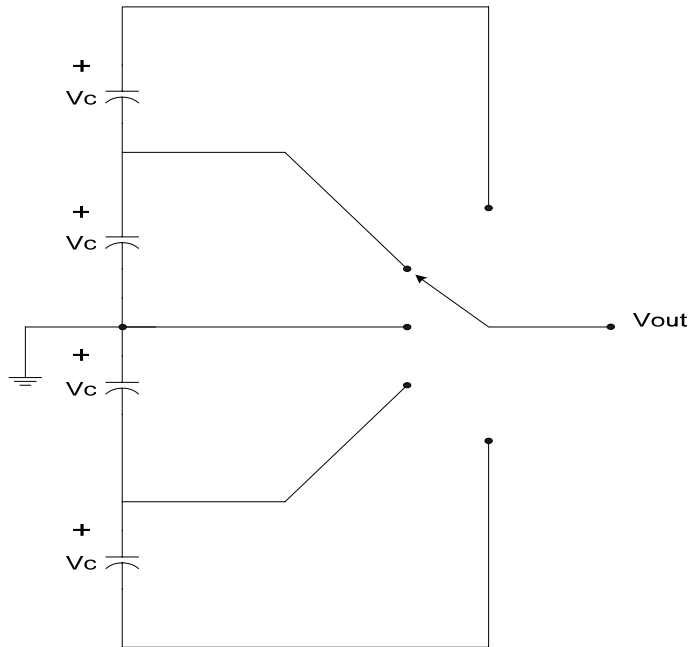
Στο σχήμα 1.2.3 παρουσιάζεται ο αντιστροφέας τριών επιπέδων. Η τάση εξόδου ενός τέτοιου αντιστροφέα είναι ένας τετραγωνικός παλμός τριών καταστάσεων, πλάτους $\pm V/2, 0$. Σε αντίθεση με τον αντιστροφέα δύο επιπέδων, ο οποίος παρουσιάζει στην έξοδο του μη μηδενική τάση, η τάση εξόδου του αντιστροφέα τριών επιπέδων παρουσιάζει, όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.2.3, ένα μηδενικό επίπεδο για το ήμισυ της περιόδου.



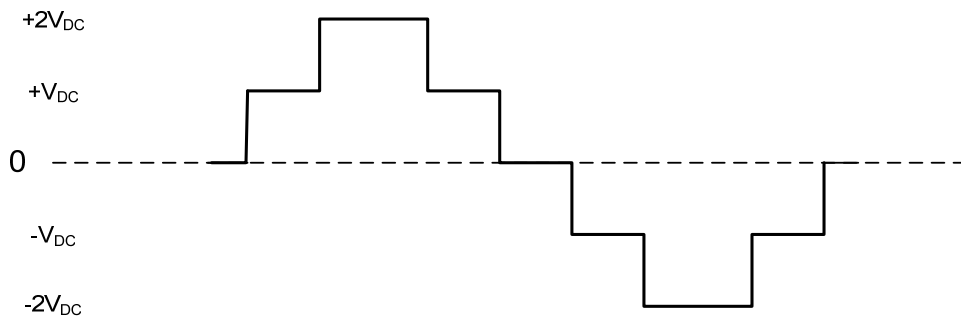
Σχ.1.2.3 Τοπολογία μιας φάσης ενός αντιστροφέα τριών επιπέδων και φασική τάση εξόδου.

Η βηματική ολίσθηση της τάσης εξόδου από το ένα επίπεδο στο άλλο, σε έναν αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων, έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση των παρασιτικών αρμονικών της τάσεως. Επομένως, είναι επιθυμητό η τάση εξόδου να έχει όσον το δυνατόν περισσότερα επίπεδα. Αντιθέτως, από τη σκοπιά της πολυπλοκότητας του κυκλώματος, όσο πιο πολλά επίπεδα παρουσιάζει η τάση εξόδου τόσο πιο πολλοί ημιαγωγικοί διακόπτες απαιτούνται και επομένως η διαδικασία αγωγής αυτών γίνεται πιο πολύπλοκη. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, οι τοπολογίες με πολλά επίπεδα τάσης (7-επίπεδα, 9-επίπεδα κτλ) από τη μια πλευρά να παρέχουν ποιοτικά βελτιωμένη τάση, αλλά από απόψεως λειτουργικότητας και κατασκευαστικής χρηστικότητας να μειονεκτούν. Η χρυσή τομή ανάμεσα σε αυτές τις δύο άκρως αντίθετες πλευρές βρίσκεται στους αντιστροφέες πέντε επιπέδων, οι οποίοι από απόψεως αρμονικών παρέχουν μια αρκετά ικανοποιητική τάση, ενώ παράλληλα η διαδικασία ελέγχου αγωγής των ημιαγωγικών στοιχείων είναι σχετικά απλή.

Στο σχήμα 1.2.4 απεικονίζεται η λογική ενός αντιστροφέα πέντε επιπέδων, καθώς επίσης και η κυματομορφή της τάσης εξόδου του. Η τάση εξόδου ενός τέτοιου αντιστροφέα πρόκειται για έναν τετραγωνικό παλμό πέντε καταστάσεων, πλάτους $\pm V/4$, $\pm V/2$, 0.



(α)



(β)

Σχ.1.2.3 Τοπολογία αντιστροφέα πέντε επιπέδων:

- (α) Γενική τοπολογία αντιστροφέων πέντε επιπέδων.
 (β) Κυματομορφή φασικής τάσης εξόδου.

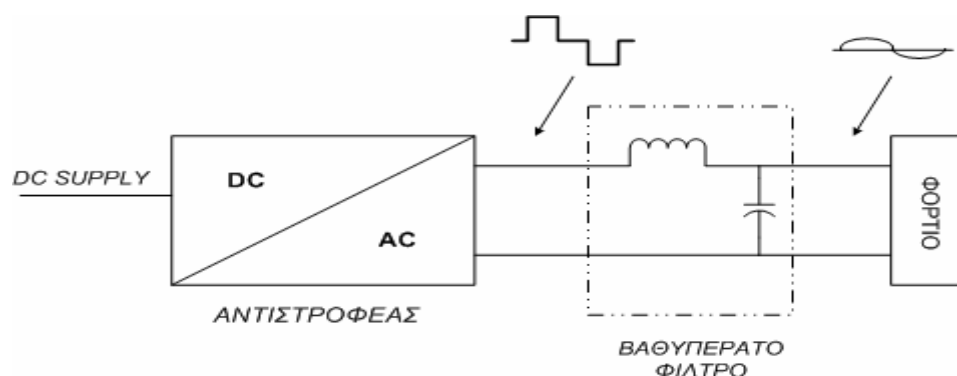
Υπάρχουν τρεις κύριες τοπολογίες αντιστροφέων πέντε επιπέδων:

- i) Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού και ουδέτερο σημείο (Neutral Point Diode Clamped Multilevel Inverter, NPDCMI)
- ii) Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying Capacitor-Clamped Multilevel Inverter, FCMI)
- iii) Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσεων (Cascaded - separate DC sources Multilevel Inverter, SDCSMI)

Οι αντιστροφείς πέντε επιπέδων θα περιγραφούν και θα αναλυθούν, σε θεωρητικό επίπεδο, εκτενέστερα στο κεφάλαιο 3, ενώ στα κεφάλαια 5 και 6 αναλύονται μέσω προγραμμάτων προσομοίωσης και γίνεται μια ποιοτική σύγκριση των τριών κατηγοριών αντιστροφέων.

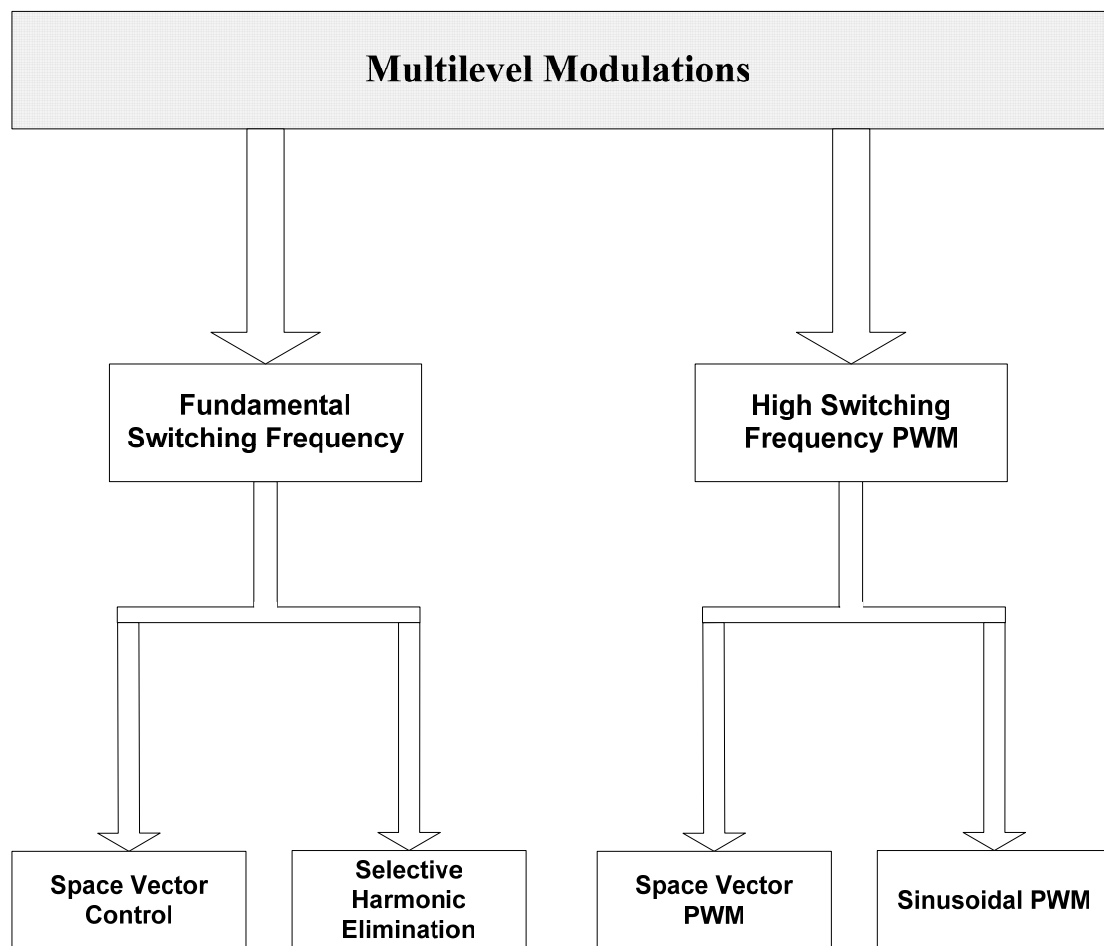
1.3 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, η τάση εξόδου του συμβατικού αντιστροφέα έχει τετραγωνική μορφή. Αυτό έχει ως συνέπεια, η κυματομορφή της τάσης εξόδου να αποτελείται από τη βασική αρμονική συνιστώσα και από τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες, που δεν είναι επιθυμητές και οι οποίες πρέπει να εξαλειφθούν ή να μειωθούν. Ακόμα και στη περίπτωση των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων, η τάση εξόδου τους αποτελεί ουσιαστικά υπέρθεση επιμέρους τετραγωνικών παλμών. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί τοποθετώντας ένα φίλτρο στην έξοδο της τοπολογίας του αντιστροφέα. Στο σχήμα 1.3.1 παρουσιάζεται ένας αντιστροφέας που στην έξοδο του έχει τοποθετηθεί ένα βαθυπερατό φίλτρο για την μείωση του αρμονικού περιεχομένου της τάσης εξόδου που τροφοδοτεί το φορτίο.



Σχ.1.3.1 Βαθυπερατό φίλτρο για εξάλειψη ή μείωση των αρμονικών της τάσης εξόδου αντιστροφέα.

Το μέγεθος, το βάρος και το κόστος του φίλτρου εξαρτώνται από το πλάτος και τη συχνότητα της πρώτης ανώτερης αρμονικής (κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική) σε σχέση με το πλάτος και τη συχνότητα της βασικής αρμονικής. Για παράδειγμα, αν η πρώτη ανώτερη αρμονική βρίσκεται σε συχνότητα 30 φορές μεγαλύτερη από τη συχνότητα της βασικής, τότε το φίλτρο εξόδου θα ήταν πολύ μικρότερο από το να βρίσκεται η πρώτη αρμονική σε συχνότητα 3 φορές μεγαλύτερη από τη συχνότητα της βασικής. Επομένως, όσο περισσότερο απέχει η πρώτη ανώτερη αρμονική από τη βασική, τόσο μικρότερο γίνεται και το φίλτρο εξόδου. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές οι οποίες χρησιμοποιούνται σήμερα για την εξάλειψη ή τη μείωση των ανώτερων αρμονικών. Στο σχήμα 1.3.2 παρουσιάζεται ένα διάγραμμα με τις πιο συνηθισμένες τεχνικές εξάλειψης ή μείωσης των ανώτερων αρμονικών που χρησιμοποιούνται στους πολυεπίπεδους αντιστροφείς.



Σχ.1.3.2 Τεχνικές εξάλειψης ή μείωσης αρμονικών της τάσης εξόδου πολυεπίπεδων αντιστροφέων.

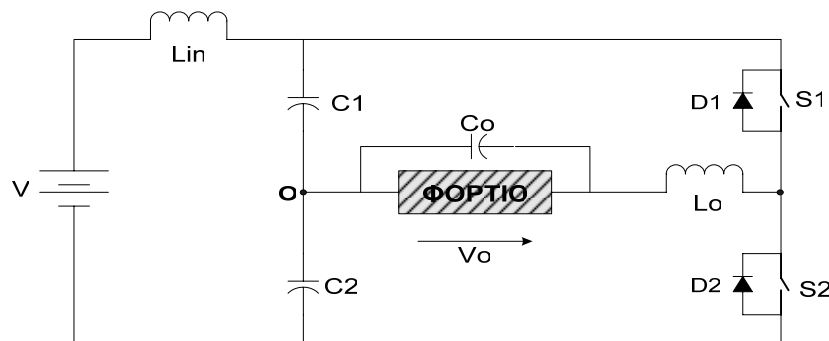
Οι τεχνικές αυτές, πέραν του ότι συμβάλουν στην εξάλειψη ή μείωση των αρμονικών συνιστωσών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, με κατάλληλες προσαρμογές μπορούν να συμβάλλουν και στον έλεγχο του πλάτους και της RMS τιμής των εξόδων. Το βαθυπερατό φίλτρο καθώς και οι προαναφερθείσες τεχνικές θα περιγραφούν και θα αναλυθούν εκτενέστερα στο κεφάλαιο 4.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

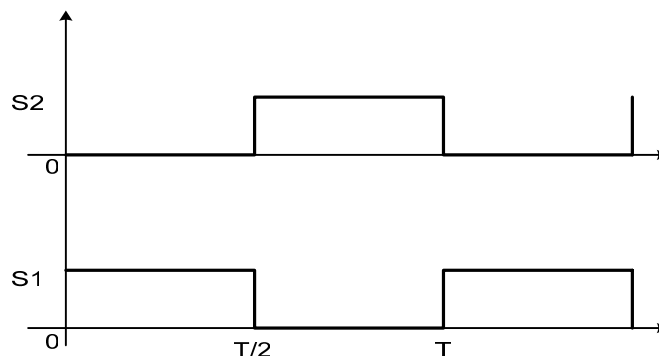
ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

2.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

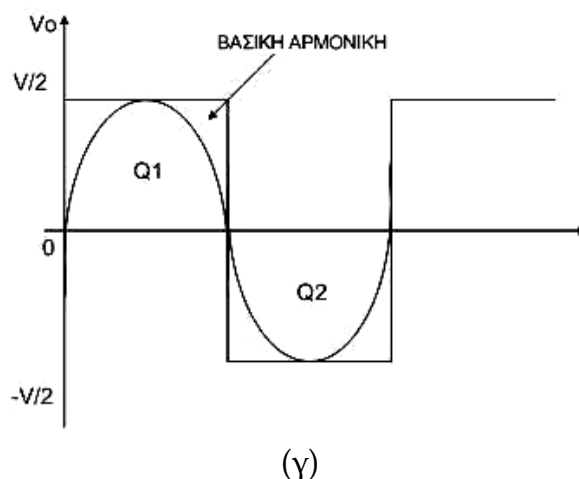
Στο σχήμα 2.1.1(α) παρουσιάζεται ένας μονοφασικός αντιστροφέας ημιγέφυρας δύο επιπέδων. Στη θέση των διακοπών S1 και S2 μπορούν να χρησιμοποιηθούν οποιαδήποτε ημιαγωγικά στοιχεία, τρανζίστορ/θυρίστορ/Mosfets/IGBTs/GTOs, ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου. Ακόμα, δύο ίδιοι πυκνωτές τοποθετούνται παράλληλα με την dc πηγή τάσης. Οι πυκνωτές αυτοί είναι συνδεδεμένοι μεταξύ του σε συνδεσμολογία σειράς και έτσι ο καθένας παρουσιάζει στα άκρα του τάση ίση με το ήμισυ της dc τάσης εισόδου ($V_{dc}/2$). Ο λόγος χρησιμοποίησης των πυκνωτών είναι να διατηρηθεί σταθερή η αναφορά στο σημείο O σε σχέση με τον αρνητικό κόμβο της DC πηγής τάσης, γι' αυτό και πρέπει να είναι μεγάλης χωρητικότητας. Οι παλμοί έναυσης των διακοπών S1 και S2 καθώς επίσης και η τάση εξόδου του αντιστροφέα για ωμικό φορτίο παρουσιάζονται στο σχήμα 2.1.1(β) και 2.1.1(γ) αντίστοιχα.



(α)



(β)



- Σχ.2.1.1** (α) Συνδεσμολογία μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας;
 (β) Παλμοί έναυσης των διακοπών S1 και S2.
 (γ) Τάση εξόδου του αντιστροφέα για ωμικό φορτίο.

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου V_o του αντιστροφέα ημιγέφυρας, όπως προκύπτει από το σχήμα 2.1.1(γ), είναι ένας τετραγωνικός παλμός δύο καταστάσεων (δηλαδή έχει θετικές και αρνητικές τιμές) του οποίου το πλάτος είναι $\pm V/2$. Ο έλεγχος της τάσης εξόδου μπορεί να επιτευχθεί με την αύξηση των χρονικών διαστημάτων αγωγής των διακοπών S1 και S2, μέσω των παλμών έναυσης τους. Όταν η τάση εξόδου πρέπει να αυξηθεί, τότε τα χρονικά διαστήματα αγωγής των διακοπών S1 και S2 πρέπει να ελαττωθούν. Επομένως, αυξομειώνοντας τα χρονικά διαστήματα αγωγής διακοπών S1 και S2, η τάση εξόδου V_o μπορεί να παραμείνει σταθερή στις διάφορες διακυμάνσεις της πηγής εισόδου.

Κάθε περιοδικό σήμα συνεχούς χρόνου, όπως αυτό της τάσης εξόδου του σχήματος 2.1.1 (γ), μπορεί να γραφτεί ως σειρά απείρων όρων ημιτονοειδών σημάτων, σύμφωνα με τη θεωρία Fourier [10]. Με αυτό το τρόπο, κάθε περιοδικό σήμα μπορεί να πάρει την παρακάτω μορφή αναπτύγματος:

$$F(t) = a_o + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) \quad (2.1)$$

Όπου

$$a_o = \frac{1}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) dt \quad (2.2\alpha)$$

$$a_m = \frac{2}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \quad (2.2\beta)$$

$$b_m = \frac{2}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \quad (2.2\gamma)$$

Η έξοδος της τάσης του μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων πρόκειται για έναν τετραγωνικό παλμό που αποτελεί μια περιοδική συνάρτηση. Ως εκ τούτου, είναι δυνατόν να εφαρμοστεί η ανάλυση Fourier στο περιοδικό αυτό σήμα. Η περίοδος του τετραγωνικού αυτού παλμού, όπως προκύπτει και από το σχήμα 2.1.1 (γ) είναι ίση με 2π . Η συνάρτηση $F(t)$, για τη συγκεκριμένη περίπτωση, δίνεται από τον τύπο:

$$F(t) = V_o = \begin{cases} V/2, & 0 \leq t \leq \pi \\ -V/2, & \pi < t \leq 2\pi \end{cases}$$

Πριν τον υπολογισμό του αναπτύγματος Fourier του σήματος, είναι απαραίτητος ο υπολογισμός των συντελεστών αυτού a_o, a_m, b_m .

$$\begin{aligned} a_o &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_o \cdot dt \xrightarrow{\text{από σχήμα 1.2.1(γ)}} a_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (V/2) dt + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (-V/2) dt \Rightarrow \\ a_o &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V}{2} \cdot (\pi - 0) - \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V}{2} \cdot (2\pi - \pi) \Rightarrow a_o = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V}{2} \cdot \pi - \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V}{2} \cdot \pi \Rightarrow \\ & \mathbf{a_o = 0} \end{aligned}$$

Ο συντελεστής a_o αντιπροσωπεύει τη μέση τιμή της συνάρτησης $F(t)$, που είναι γνωστή και ως τιμή DC. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, ο συντελεστής a_o είναι ίσος με μηδέν. Αυτό σημαίνει ότι η κυματομορφή της τάσης εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων δεν περιέχει συνεχή συνιστώσα ή ότι είναι μηδενικής μέσης τιμής.

Η κυματομορφή του σχήματος 2.1.1(γ) παρουσιάζει συμμετρία ως προς το σημείο 0 . Αυτό σημαίνει ότι η συνάρτηση που περιγράφει μια τέτοια κυματομορφή είναι περιττή. Σύμφωνα με θεώρημα της θεωρίας Fourier, όταν μια συνάρτηση είναι περιττή τότε οι συντελεστές a_m είναι μηδενικοί [10]. Το θεώρημα αυτό επαληθεύεται παρακάτω για τη κυματομορφή του σχήματος 2.1.1(γ):

$$\begin{aligned} a_m &= \frac{2}{T} \int_0^{2\pi} V_o \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) d\omega t \xrightarrow{\text{από σχήμα 1.2.1(γ)}} \\ a_m &= \frac{2}{T} \int_0^{\pi} V_o \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) d\omega t + \frac{2}{T} \int_{\pi}^{2\pi} V_o \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) d\omega t \xrightarrow{\omega = \frac{2\pi}{T} t} \end{aligned}$$

$$a_m = \frac{2}{T} \int_0^{\pi} (V/2) \cdot \cos(m\omega t) d\omega t + \frac{2}{T} \int_{\pi}^{2\pi} (-V/2) \cdot \cos(m\omega t) d\omega t \Rightarrow$$

$$a_m = \frac{V}{T} \cdot \frac{1}{m} \cdot \sin(m\omega t) \Big|_0^{\pi} - \frac{V}{T} \cdot \frac{1}{m} \cdot \sin(m\omega t) \Big|_{\pi}^{2\pi} \Rightarrow$$

$$a_m = \frac{V}{T} \cdot \frac{1}{m} \cdot [\sin(m\pi) - \sin(0)] - \frac{V}{T} \cdot \frac{1}{m} \cdot [\sin(2m\pi) - \sin(m\pi)]$$

$$a_m = 0$$

Τέλος, οι συντελεστές b_m θα είναι ίσοι με:

$$b_m = \frac{2}{T} \int_0^{2\pi} V_o \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) d\omega t \xrightarrow{\text{από σχήμα 1.2.1(γ)}} \rightarrow$$

$$b_m = \frac{2}{T} \int_0^{\pi} V_o \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) d\omega t + \frac{2}{T} \int_{\pi}^{2\pi} V_o \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) d\omega t \xrightarrow{\omega = \frac{2\pi}{T} t} \rightarrow$$

$$b_m = \frac{2}{T} \int_0^{\pi} (V/2) \cdot \sin(m\omega t) d\omega t + \frac{2}{T} \int_{\pi}^{2\pi} (-V/2) \cdot \sin(m\omega t) d\omega t \Rightarrow$$

$$b_m = -\frac{V}{T} \cdot \frac{1}{m} \cdot \cos(m\omega t) \Big|_0^{\pi} + \frac{V}{T} \cdot \frac{1}{m} \cdot \cos(m\omega t) \Big|_{\pi}^{2\pi} \Rightarrow$$

$$b_m = -\frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [\cos(m\pi) - \cos(0)] + \frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [\cos(2m\pi) - \cos(m\pi)]$$

Στη παραπάνω σχέση, για τον υπολογισμό του συντελεστή b_m , το όρισμα των συνημιτόνων είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του π . Αυτό σημαίνει ότι η αλγεβρική άθροιση των συνημιτόνων μπορεί να είναι είτε +1, αν το όρισμα τους είναι άρτιο πολλαπλάσιο του π , είτε -1 αν το όρισμα τους είναι περιττό πολλαπλάσιο του π . Επομένως, για τον υπολογισμό του συντελεστή b_m πρέπει να πραγματοποιηθεί διερεύνηση της παραπάνω σχέσης για m -άρτιο και m -περιττό.

✓ Αν m είναι άρτιος αριθμός τότε $m=2k$, όπου $k \in \mathbb{Z}$

$$b_m = -\frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [\cos(2k\pi) - \cos(0)] + \frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [\cos(2 \cdot 2k\pi) - \cos(2k\pi)] \Rightarrow$$

$$b_m = -\frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [1-1] + \frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [1-1] \Rightarrow$$

$$b_m = 0$$

Επομένως για άρτιες τιμές του m οι συντελεστές b_m είναι μηδενικοί και άρα το ανάπτυγμα Fourier της τάσης εξόδου δε θα έχει άρτιες συνιστώσες.

✓ Αν m είναι περιττός αριθμός τότε $m=2k+1$, όπου $k \in \mathbb{N}$

$$b_m = -\frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [\cos((2k+1)\pi) - \cos(0)] + \frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [\cos(2 \cdot (2k+1)\pi) - \cos((2k+1)\pi)] \Rightarrow$$

$$b_m = -\frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [-1-1] + \frac{V}{2\pi} \cdot \frac{1}{m} \cdot [1-(-1)] \Rightarrow$$

$$b_m = \frac{2V}{m\pi}$$

Επομένως για περιττές τιμές του m οι συντελεστές b_m είναι ίσοι με $2V/m\pi$.

Συνοψίζοντας τα παραπάνω, το ανάπτυγμα Fourier της κυματομορφής της τάσης εξόδου ενός μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων είναι ίση με:

$$V_o = a_o + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) \Rightarrow$$

$$V_o = 0 + 0 + \sum_{m=1,3,5,7}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \cdot \sin(m\omega t) \Rightarrow$$

$$V_o = \sum_{m=1,3,5,7}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \cdot \sin(m\omega t) \quad (2.3)$$

Το παραπάνω ανάπτυγμα Fourier αποτελεί ένα άθροισμα απείρων ημιτονοειδών συναρτήσεων, με πλάτος $2V/\pi$. Κάθε μια ημιτονοειδής συνάρτηση αποτελεί και μια αρμονική συνιστώσα σε συχνότητα $m\omega$. Μάλιστα, το ανάπτυγμα Fourier περιέχει μόνο περιττούς όρους, άρα θα έχουμε μόνο περιττές αρμονικές. Θα περίμενε κανείς το πλάτος των αρμονικών συνιστωσών να είναι της μορφής $4V/\pi$, αλλά επειδή η τάση εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων είναι ίση με το ήμισυ της DC τάσης εισόδου ($V=V_{in}/2$), το πλάτος των αρμονικών είναι ίσο με $2V/\pi$.

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται ένα μέρος του φασματικού περιεχομένου (οι πέντε πρώτες αρμονικές) της κυματομορφής της τάση εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, με τη συχνότητα που εμφανίζονται στο φάσμα (θεμελιώδη συχνότητα $f=50\text{Hz}$) και το αντίστοιχο πλάτος τους:

1^η αρμονική συνιστώσα για $m=1$ (βασική αρμονική συνιστώσα):

$$V_{o1}(t) = \frac{2V}{\pi} \cdot \sin(\omega t) = 1.273 * (V/2) \cdot \sin(\omega t), f_1=50\text{Hz}$$

2^η αρμονική συνιστώσα για $m=3$:

$$V_{o3}(t) = \frac{2V}{3\pi} \cdot \sin(3\omega t) = 0.424 * (V/2) \cdot \sin(3\omega t), f_2=150\text{Hz}$$

3^η αρμονική συνιστώσα για $m=5$:

$$V_{o5}(t) = \frac{2V}{5\pi} \cdot \sin(5\omega t) = 0.255 * (V/2) \cdot \sin(5\omega t), f_1=250\text{Hz}$$

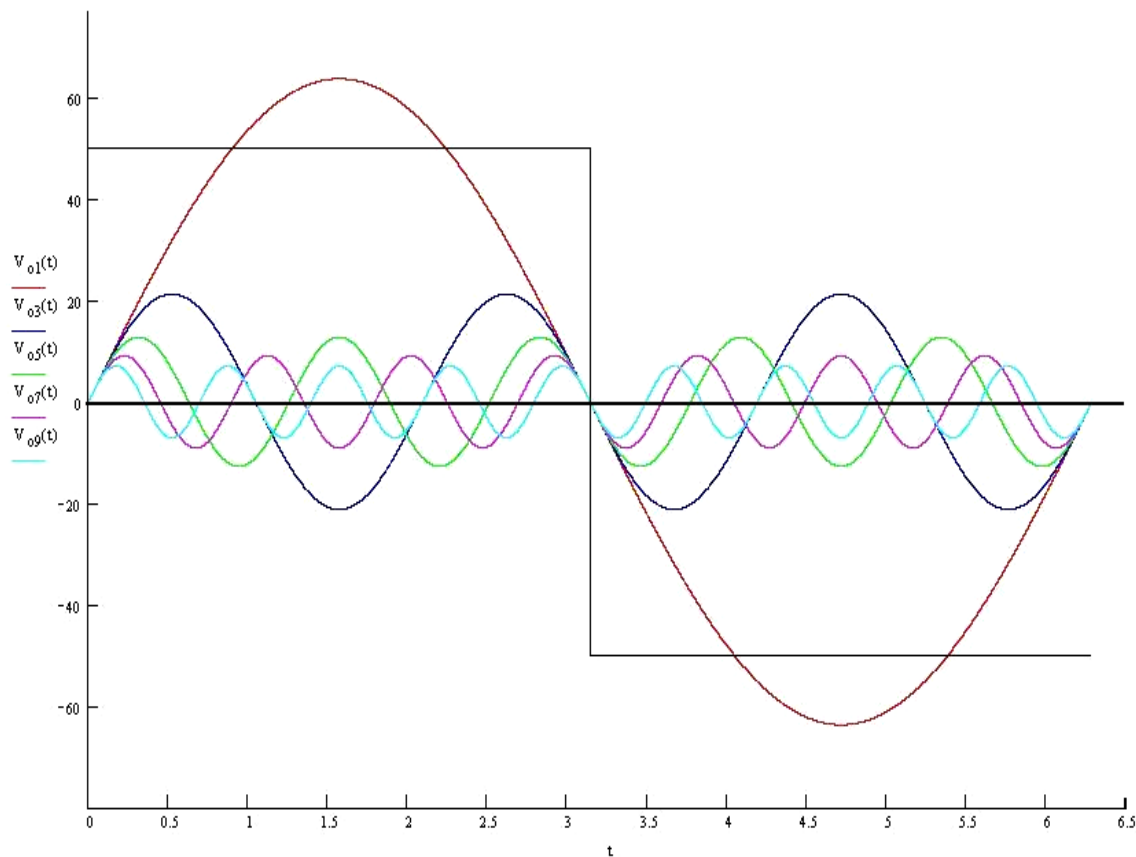
4^η αρμονική συνιστώσα για $m=7$:

$$V_{o7}(t) = \frac{2V}{7\pi} \cdot \sin(7\omega t) = 0.182 * (V/2) \cdot \sin(7\omega t), f_2=350\text{Hz}$$

5^η αρμονική συνιστώσα για $m=9$:

$$V_{o9}(t) = \frac{2V}{9\pi} \cdot \sin(9\omega t) = 0.141 * (V/2) \cdot \sin(9\omega t), f_1=450\text{Hz}$$

Στη συνέχεια, στο σχήμα 2.1.3 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της βασικής αρμονικής και των τεσσάρων ανώτερων αρμονικών σε συνάρτηση με το χρόνο:

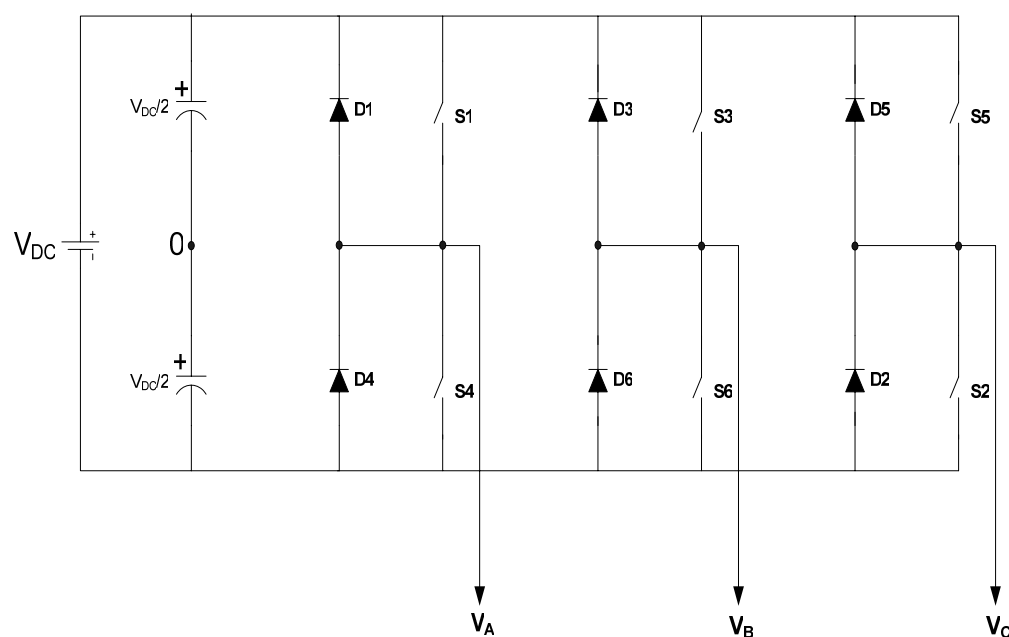


Σχήμα 2.1.3 Κυματομορφές βασικής αρμονικής και ανώτερων αρμονικών της τετραγωνικής μορφής τάσης εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων.

2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Είναι συνήθης η χρήση των τριφασικών αντιστροφέων σε εφαρμογές, όπως συστήματα αδιάκοπης τροφοδοσίας ισχύος και συστήματα οδήγησης κινητήρων, για την τροφοδοσία τριφασικού φορτίου. Η τροφοδοσία ενός τριφασικού φορτίου θα μπορούσε να γίνει και από τρεις ανεξάρτητους μονοφασικούς αντιστροφείς, οι οποίοι βέβαια θα υπακούουν στους νόμους των τριφασικών συστημάτων (κάθε αντιστροφέας παράγει μια έξοδο μετατοπισμένη κατά τέτοιο τρόπο ώστε οι τρεις έξοδοι να παρουσιάζουν φασική διαφορά 120°). Παρά το γεγονός ότι μια τέτοια τοπολογία θα ήταν ικανή να τροφοδοτήσει ένα τριφασικό φορτίο, η ανάγκη για ύπαρξη τριφασικού μετασχηματιστή εξόδου ή ξεχωριστής πρόσβασης σε κάθε μια από τις τρεις φάσεις του φορτίου, υποσκελίζει τη χρήση της σε πρακτικό επίπεδο.

Η πιο συνηθισμένη τοπολογία αντιστροφέα δύο επιπέδων παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2.1. Πρόκειται για τον συμβατικό αντιστροφέα δύο επιπέδων με τροφοδοσία συνεχούς τάσης.



Σχήμα 2.2.1 Τοπολογία τριφασικού συμβατικού αντιστροφέα.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2.1, ο τριφασικός αντιστροφέας είναι μια τοπολογία η οποία αποτελείται από τρεις αντιστροφείς ημιγέφυρας συνδεδεμένους εν παραλλήλω, με αποτέλεσμα η έξοδος κάθε φάσης, ξεχωριστά, να περιγράφεται από τις αρχές λειτουργίας του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, όπως περιγράφηκε αμέσως παραπάνω. Οι κυματομορφές της τάσης εξόδου των τριών αντιστροφέων ημιγέφυρας σε σχέση με το ουδέτερο «υποθετικό» σημείο O είναι ίδιες με μια μετατόπιση

φάσης 120° μεταξύ τους. Επομένως, για τον αντιστροφέα αυτόν ισχύουν οι σχέσεις:

$$\begin{aligned}V_{A0}(\omega t) &= V_{B0}(\omega t - 120^\circ) = V_{C0}(\omega t - 240^\circ) \\V_{AB}(\omega t) &= V_{A0}(\omega t) - V_{B0}(\omega t) \\V_{BC}(\omega t) &= V_{B0}(\omega t) - V_{C0}(\omega t) \\V_{CA}(\omega t) &= V_{C0}(\omega t) - V_{A0}(\omega t)\end{aligned}$$

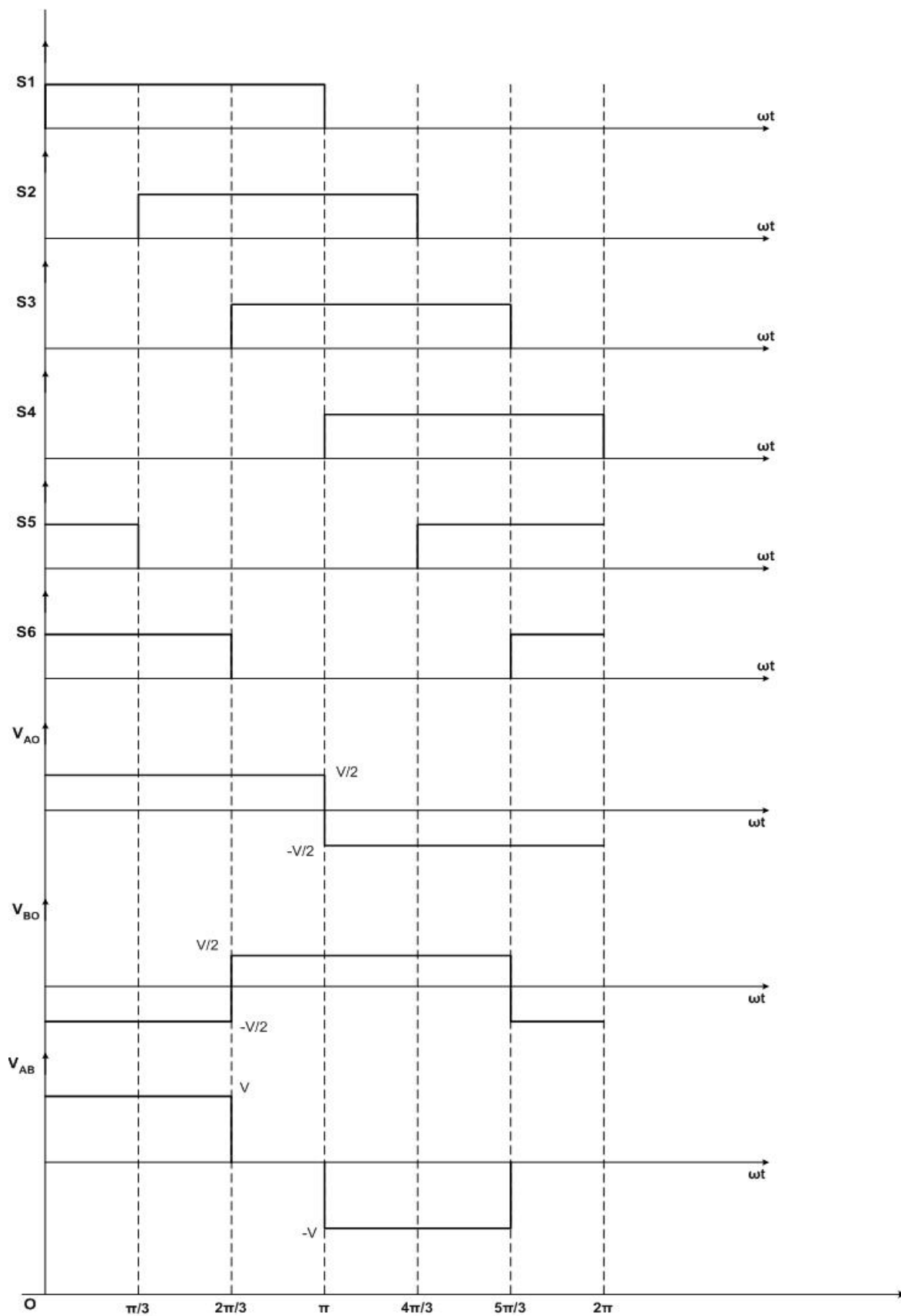
Η έξοδος κάθε φάσης, δηλαδή κάθε μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, εξαρτάται μόνο από τη dc τάση εισόδου V_{DC} και την κατάσταση αγωγής ή μη των διακοπών. Η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη από το ρεύμα εξόδου του φορτίου, και αυτό γιατί σε κάθε χρονική στιγμή ένας από τους δύο διακόπτες σε κάθε μονοφασικό αντιστροφέα είναι πάντα ανοιχτός.

Για να γίνει κατανοητή η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων παρουσιάζεται στη συνέχεια ένα παράδειγμα όπου οι διακόπτες S1-S6 παλμοδοτούνται με παλμούς έναυσης διάρκειας 180° .

2.2.1 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΠΑΛΜΟΥΣ ΕΝΑΥΣΗΣ 180°

Η λειτουργία ενός τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων μπορεί να διαιρεθεί σε χρονικά διαστήματα, που είναι ανάλογα του αριθμού των διακοπών που χρησιμοποιούνται. Αυτό σημαίνει ότι αν οι κυματομορφές εξόδου του αντιστροφέα είναι γνωστές, τότε μπορεί να βρεθούν και οι παλμοί έναυσης των διακοπών ή αντίθετα αν οι παλμοί έναυσης των διακοπών είναι γνωστοί, τότε μπορούν να βρεθούν οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, ανεξάρτητα με το είδος του φορτίου, το οποίο μπορεί να είναι ισορροπημένο ή μη και να έχει οποιοδήποτε συνδυασμό αντίστασης, αυτεπαγωγής και χωρητικότητας. Όπως φαίνεται και από το σχήμα 2.2.1, ο τριφασικός αντιστροφέας έχει έξι διακόπτες, επομένως τα χρονικά διαστήματα στα οποία μπορεί να χωριστεί η λειτουργία του αντιστροφέα είναι και αυτά έξι. Κάθε χρονικό διάστημα λειτουργίας έχει διάρκεια 60° , σε μια περίοδο.

Στο σχήμα 2.2.2 παρουσιάζονται οι παλμοί έναυσης των διακοπών S1-S6. Οι παλμοί έναυσης είναι διάρκειας 180° , επομένως οι παλμοί των πολικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα [$V_{AB}(\omega t)$, $V_{BC}(\omega t)$, $V_{CA}(\omega t)$] έχουν εύρος 120° . Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.2.2, για να λειτουργεί ομαλά ο τριφασικός αντιστροφέας δεν πρέπει να άγουν ταυτόχρονα τα ζεύγη (S1, S4), (S3, S6), (S5, S2), γιατί σε αντίθετη περίπτωση έχουμε βραχυκύκλωμα. Στην εξεταζόμενη περίπτωση, όπου οι παλμοί έναυσης έχουν διάρκεια 180° , τα παραπάνω ζεύγη πρέπει να οδηγούνται από συμπληρωματικούς παλμούς.



Σχήμα 2.2.2 Κομματομορφές αντιστροφεία για παλμούς έναυσης εύρους 180° .

Για να επιτευχθούν οι κυματομορφές του σχήματος 2.2.2 θα πρέπει σε κάθε χρονικό διάστημα (έξι συνολικά) της περιόδου μια κατάλληλη αλληλουχία διακοπών να άγει, ακολουθώντας πάντα τους περιορισμούς που αναφέρθηκαν παραπάνω. Αναλυτικότερα, στο πρώτο χρονικό διάστημα $[0, \pi/3]$ άγουν οι διακόπτες S1, S5, S6 και η φασική τάση εξόδου έχει πλάτος $+V/2$, στο δεύτερο χρονικό διάστημα $[\pi/3, 2\pi/3]$ άγουν οι διακόπτες S1, S2, S6 και η φασική τάση εξόδου έχει πλάτος $+V/2$, στο τρίτο χρονικό διάστημα $[2\pi/3, \pi]$ άγουν οι διακόπτες S1, S2, S3 και η φασική τάση εξόδου έχει πλάτος $+V/2$, στο τέταρτο χρονικό διάστημα $[\pi, 4\pi/3]$ άγουν οι διακόπτες S2, S4, S3 και η φασική τάση εξόδου έχει πλάτος $-V/2$, στο πέμπτο χρονικό διάστημα $[4\pi/3, 5\pi/3]$ άγουν οι διακόπτες S5, S4, S3 και η φασική τάση εξόδου έχει πλάτος $-V/2$, τέλος στο έκτο χρονικό διάστημα $[5\pi/3, 2\pi]$ άγουν οι διακόπτες S5, S4, S6 και η φασική τάση εξόδου έχει πλάτος $-V/2$. Στον παρακάτω πίνακα 2.1 συνοψίζονται οι έξι καταστάσεις λειτουργίας, η αλληλουχία αγωγής των διακοπών και το πλάτος της τάσης εξόδου.

ΑΡΙΘΜΟΣ ΧΡΟΝΙΚΟΥ ΔΙΑΣΤΗΜΑΤΟΣ	ΧΡΟΝΙΚΟ ΔΙΑΣΤΗΜΑ	ΑΛΛΗΛΟΥΧΙΑ ΑΓΩΓΗΣ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ	ΠΛΑΤΟΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ
1 ^ο χρονικό διάστημα	$[0, \pi/3]$	S1, S5, S6	$+V/2$
2 ^ο χρονικό διάστημα	$[\pi/3, 2\pi/3]$	S1, S2, S6	$+V/2$
3 ^ο χρονικό διάστημα	$[2\pi/3, \pi]$	S1, S2, S3	$+V/2$
4 ^ο χρονικό διάστημα	$[\pi, 4\pi/3]$	S1, S2, S3	$-V/2$
5 ^ο χρονικό διάστημα	$[4\pi/3, 5\pi/3]$	S5, S4, S3	$-V/2$
6 ^ο χρονικό διάστημα	$[5\pi/3, 2\pi]$	S5, S4, S6	$-V/2$

Πίνακας 2.1 Διαστήματα λειτουργίας, αλληλουχία αγωγής διακοπών, επίπεδα φασικής τάσης εξόδου για παλμούς έναυσης εύρους 180°.

Παρατηρώντας τον πίνακα 2.1 εξάγονται κάποια χρήσιμα συμπεράσματα. Σε κάθε χρονικό διάστημα λειτουργίας άγουν πάντοτε 3 διακόπτες, δύο από τους πάνω (S1, S3, S5) και ένας από τους κάτω διακόπτες (S2, S4, S6). Για την ορθή λειτουργία του αντιστροφέα δεν πρέπει να άγουν ταυτόχρονα οι τρεις πάνω ή οι τρεις κάτω διακόπτες. Επιπρόσθετα, σύμφωνα με την αλληλουχία των διακοπών δεν υπάρχει χρονικό διάστημα λειτουργίας στο οποίο να άγει ταυτόχρονα ένα εκ των ζευγών (S1, S4), (S3, S6), (S5, S2).

Όπως αναφέρθηκε και στη προηγούμενη ενότητα για το μονοφασικό αντιστροφέα, κάθε περιοδικό σήμα μπορεί να πάρει την παρακάτω μορφή αναπτύγματος:

$$F(t) = a_0 + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right)$$

Όπου

$$a_o = \frac{1}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) dt$$

$$a_m = \frac{2}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

$$b_m = \frac{2}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

Η έξοδος της φασικής τάσης του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων πρόκειται για έναν τετραγωνικό παλμό που αποτελεί μια περιοδική συνάρτηση. Η περίοδος του τετραγωνικού αυτού παλμού, όπως προκύπτει και από το σχήμα 2.2.2 είναι ίση με 2π . Η συνάρτηση $F(t)$ για τη συγκεκριμένη περίπτωση δίνεται από τον τύπο:

$$F(t) = \begin{cases} V/2, & 0 \leq t \leq \pi \\ -V/2, & \pi < t \leq 2\pi \end{cases}$$

Παρατηρώντας τη συνάρτηση που περιγράφει τη κυματομορφή της φασικής τάσης εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα και τη συνάρτηση της κυματομορφής της τάσης εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα όπως περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα, συμπεραίνουμε ότι πρόκειται για την ίδια συνάρτηση. Επομένως, θα έχουν και το ίδιο ανάπτυγμα Fourier. Συνεπώς, η φασική τάση εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα μπορεί να γραφτεί υπό τη μορφή σειράς Fourier ως εξής:

$$V_{AO} = \sum_{m=1,3,5,7}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \cdot \sin(m\omega t) \quad (2.4\alpha)$$

Επίσης, το ίδιο ισχύει και για τις δύο άλλες φάσεις:

$$V_{BO} = \sum_{m=1,3,5,7}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \cdot \sin(m(\omega t - 120^\circ)) \quad (2.4\beta)$$

$$V_{CO} = \sum_{m=1,3,5,7}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \cdot \sin(m(\omega t - 240^\circ)) \quad (2.4\gamma)$$

Όσον αφορά τις πολικές τάσεις εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$V_{AB} = \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \hat{V}_{AB,m} \cdot \sin(m(\omega t + 30^\circ))$$

όπου

$\hat{V}_{AB,m}$ = πλάτος της m-οστής αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης V_{AB}

$$\begin{aligned} &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin(m\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) \sin(m\omega t) d\omega t \\ &= \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} f(\omega t) \sin(m\omega t) d\omega t = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} V \sin(m\omega t) d\omega t \\ &= \frac{4V}{\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \end{aligned}$$

Όπως παρατηρούμε, για $m=3(2k-1)$, με $k \in N$ η παραπάνω σχέση δίνει $\hat{V}_{AB,m} = 0$. Αυτό σημαίνει ότι οι τριπλές, περιττές αρμονικές συνιστώσες (δηλ. $m = 3, 9, 15, 21, 27, \dots$ κλπ) των πολικών τάσεων εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα έχουν μηδενική τιμή. Επομένως, στο φάσμα συχνοτήτων θα εμφανίζονται μόνο οι αρμονικές $m=1, 5, 7, 11, \dots$ κλπ.

Η πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα δίνεται από τη σχέση:

$$V_{AB} = \sum_{m=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{4V}{m\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \cdot \sin(m(\omega t + 30^\circ)) \quad (2.5\alpha)$$

Επίσης, για τις δύο άλλες πολικές τάσεις ισχύει:

$$V_{BF} = \sum_{m=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{4V}{m\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \cdot \sin(m(\omega t + 30^\circ - 120^\circ)) \quad (2.5\beta)$$

$$V_{GA} = \sum_{m=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{4V}{m\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \cdot \sin(m(\omega t + 30^\circ - 240^\circ)) \quad (2.5\gamma)$$

Τέλος, η ενεργός ισχύς εξόδου, η οποία προέρχεται μόνο από τη βασική αρμονική συνιστώσα της τάσης και του ρεύματος εξόδου, δίνεται από τον τύπο:

$$P_o = 3P_p = 3\tilde{V}_{Aol} * \tilde{I}_{Aol} * \cos\phi_1 \quad (2.6)$$

όπου

P_p = ενεργός τιμή ισχύος της φάσης εξόδου

\tilde{I}_{A01} = ενεργός τιμή της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου

\tilde{V}_{A01} = ενεργός τιμή της βασικής αρμονικής της φασικής τάσης εξόδου

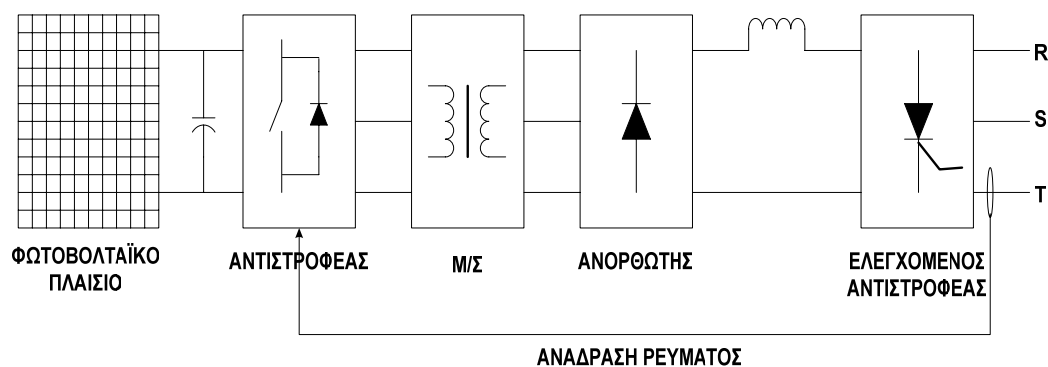
φ_1 = διαφορά φάσης μεταξύ των βασικών αρμονικών της φασικής τάσης και του φασικού ρεύματος εξόδου

2.3 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Οι αντιστροφείς δύο επιπέδων καλύπτουν ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών στη βιομηχανία, τη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας, την ηλεκτρική κίνηση, τις εγκαταστάσεις ήπιων μορφών ενέργειας κλπ. Ένα ηλεκτρικό όχημα χρειάζεται για την τροφοδότηση του AC επαγωγικού κινητήρα έναν αντιστροφέα, ο οποίος θα μετατρέψει την DC τάση του συσσωρευτή σε τριφασική AC τάση. Επιπρόσθετα, για την αξιοποίηση της ηλεκτρικής ενέργειας από διατάξεις ήπιων μορφών ενέργειας, όπως φωτοβολταϊκά στοιχεία, στοιχεία καυσίμου, ανεμογεννήτριες, απαιτείται η παρεμβολή αντιστροφέων. Παράλληλα, αντιστροφείς χρησιμοποιούνται και σε διατάξεις βελτίωσης του συντελεστή ισχύος, αντιστάθμισης αέργου ισχύος καθώς και ως ενεργά φίλτρα. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστούν κάποιες διατάξεις εφαρμογών, στις οποίες χρησιμοποιούνται αντιστροφείς δύο επιπέδων.

2.3.1 Φωτοβολταϊκή γεννήτρια

Στο σχήμα 2.3.1 παρουσιάζεται η τοπολογία μιας φωτοβολταϊκής διάταξης η οποία συνδέεται σε τριφασικό AC δίκτυο. Ένας αντιστροφέας πηγής τάσης, στον οποίο εφαρμόζουμε και ανάδραση ρεύματος, παραλαμβάνει τη DC τάση από τα φωτοβολταϊκά πλαίσια και τη μετατρέπει σε AC τάση υψηλής συχνότητας, την οποία εφαρμόζει στο μετασχηματιστή που ακολουθεί. Η συχνότητα του αντιστροφέα επιλέγεται υψηλή, πχ 20kHz, για τη μείωση του μεγέθους του μετασχηματιστή. Ο μετασχηματιστής εξασφαλίζει ηλεκτρική απομόνωση και προσαρμογή των τάσεων μεταξύ της φωτοβολταϊκής γεννήτριας και του σταθερού AC δικτύου. Η AC τάση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή μετατρέπεται σε DC τάση μέσω ανορθωτή με θυρίστορ. Μεταξύ των γεφυρών παρεμβάλλεται πηνίο, το οποίο μειώνει τη κυμάτωση του ρεύματος.



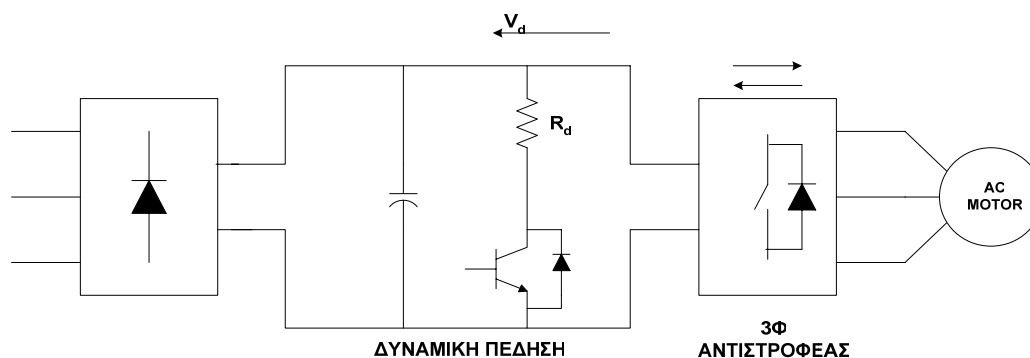
Σχήμα 2.3.1 Τοπολογία φωτοβολταϊκής διάταξης με παρεμβολή αντιστροφέα.

Ο έλεγχος ρεύματος του αντιστροφέα επιτυγχάνεται μέσω του βρόχου ανάδρασης ρεύματος, έτσι ώστε το ρεύμα που διοχετεύεται στο δίκτυο να διατηρεί ημιτονοειδή μορφή και να βρίσκεται διαρκώς σε φάση με τη φασική

τάση του δικτύου. Έτσι, η παραγόμενη ενέργεια από τη φωτοβολταϊκή διάταξη διοχετεύεται στο δίκτυο AC με όσο το δυνατόν μεγαλύτερο συντελεστή ισχύος.

2.3.2 Δυναμική και αναγεννητική πέδηση κινητήρα

Στα συστήματα οδήγησης επαγωγικών κινητήρων με μεταβολή της συχνότητας, η μείωση της ταχύτητας του κινητήρα γίνεται με μηχανική ή ηλεκτρική πέδηση. Η μηχανική πέδηση εφαρμόζεται εξωτερικά ή μπορεί να προκαλείται από το ίδιο το φορτίο του κινητήρα. Η ηλεκτρική πέδηση διακρίνεται στη δυναμική πέδηση και στην αναγεννητική πέδηση. Και στις δύο μορφές ηλεκτρικής πέδησης, ο κινητήρας υπό την επίδραση της κινούμενης μάζας του φορτίου του, λειτουργεί ως γεννήτρια μετατρέποντας την μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρική.



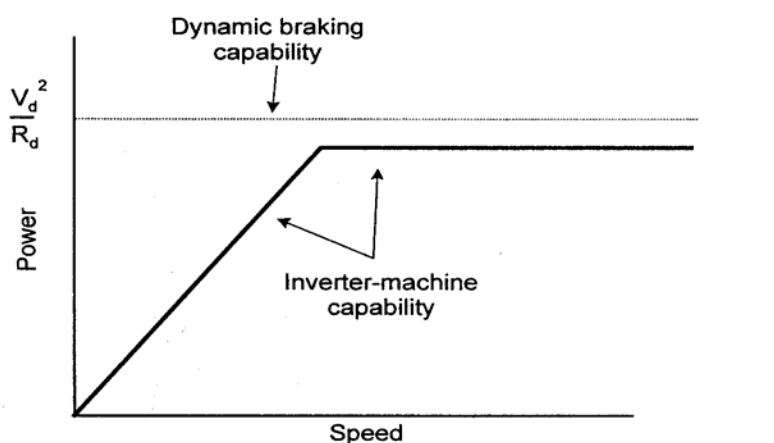
Σχήμα 2.3.2 (α) Διάταξη δυναμικής πέδησης κινητήρα με 3Φ αντιστροφή και γέφυρα διόδων [11].

Ο επαγωγικός κινητήρας μπορεί να λειτουργεί ως γεννήτρια, αν περιστραφεί με ταχύτητα μεγαλύτερη από τη σύγχρονη ταχύτητα. Αυτό επιτυγχάνεται μειώνοντας τη συχνότητα του αντιστροφέα (ω_e) κάτω από τη συχνότητα περιστροφής της μηχανής (ω_r), δηλαδή όταν $\omega_e < \omega_r$. Ένας σύγχρονος κινητήρας μπορεί να λειτουργήσει ως γεννήτρια, εάν αλλάξει πρόσημο η γωνία φορτίου δ , από αρνητική τιμή πάρει θετική τιμή.

Κατά τη δυναμική πέδηση, η ανακτώμενη ηλεκτρική ενέργεια από τη μηχανή μετατρέπεται σε DC τάση μέσω του αντιστροφέα, ο οποίος λειτουργεί τώρα ως ανορθωτής, και στη συνέχεια καταναλώνεται η ενέργεια πάνω στην αντίσταση R_d (σχήμα 2.3.2(α)). Με τον κινητήρα να λειτουργεί ως γεννήτρια και τον αντιστροφέα να λειτουργεί ως ανορθωτής, το DC ρεύμα του αντιστροφέα αλλάζει φορά. Επειδή αυτό το ανάστροφο ρεύμα δε μπορεί να περάσει τον ανορθωτή διόδων, φορτίζει τον πυκνωτή και αυξάνει προς στιγμή την DC τάση. Ελέγχοντας το συντελεστή χρησιμοποίησης του

ημιαγωγικού διακόπτη, δημιουργούμε τους κατάλληλους παλμούς έναυσης για τον ημιαγωγικό διακόπτη και έτσι η επιπλέον ενέργεια του πυκνωτή καταναλώνεται στην αντίσταση R_d με αποτέλεσμα η τάση V_d να διατηρείται σταθερή. Η ικανότητα δυναμικής πέδησης ενός αντιστροφέα παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3.2(β). Επειδή η DC τάση V_d είναι σταθερή, η μέγιστη ισχύς δυναμικής πέδησης που μπορεί να απορροφηθεί από τον αντιστάτη, όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης λειτουργεί με συντελεστή χρησιμοποίησης 100%, είναι V_d^2/R_d .

Η δυνατότητα παραγωγής ισχύος του συστήματος μηχανής-αντιστροφέα φαίνεται στο σχήμα 2.3.2(β), όπου το τμήμα της καμπύλης με σταθερή κλίση αντιστοιχεί σε σταθερή ροπή και το οριζόντιο τμήμα της καμπύλης αντιστοιχεί σε σταθερή ισχύ. Για κάθε ταχύτητα, επιλέγεται η κατάλληλη τιμή του συντελεστή χρησιμοποίησης του ημιαγωγικού διακόπτη, έτσι ώστε η παραγόμενη ισχύς πέδησης από τον κινητήρα να ισούται με την καταναλισκόμενη ισχύ στην αντίσταση.



Σχήμα 2.3.2(β) Ικανότητα δυναμικής πέδησης αντιστροφέα.

Η δυναμική πέδηση εφαρμόζεται σε συστήματα κίνησης μικρής ισχύος, π.χ. σε εργαλειομηχανές, σερβομηχανισμούς, ρομπότ κλπ., όπου η ενέργεια πέδησης είναι μικρή και δε συμφέρει η ανάκτησή της.

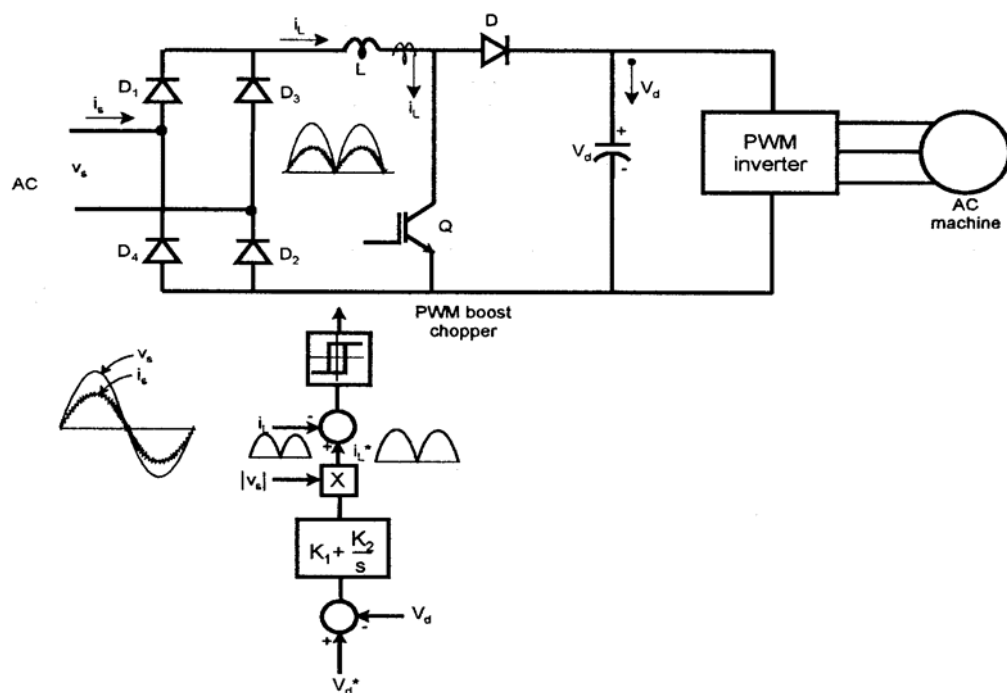
Στην αναγεννητική πέδηση, η ανακτώμενη ηλεκτρική ενέργεια οδηγείται στην πηγή ηλεκτρικής ενέργειας, βελτιώνοντας έτσι την απόδοση του συστήματος. Αναγεννητική πέδηση συναντάμε στην ηλεκτρική κίνηση και έλξη, στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα κ.λ.π. Στην περίπτωση της ανεμογεννήτριας έχουμε συνεχή αναγεννητική λειτουργία. Στα συστήματα κίνησης που τροφοδοτούνται από ηλεκτρικό δίκτυο, ο ανορθωτής που συνδέεται στην αρχή του δικτύου λειτουργεί και ως αντιστροφέας για να επιτρέψει την έγχυση της ανακτώμενης ενέργειας στο δίκτυο. Σε συστήματα με έλεγχο

ταχύτητας και στα τέσσερα τεταρτημόρια, η ταχύτητα της μηχανής μειώνεται στο μηδέν με αναγεννητική ή δυναμική πέδηση και στη συνέχεια αλλάζει η φορά περιστροφής του κινητήρα, αλλάζοντας τη σειρά των φάσεων μέσω του αντιστροφέα.

2.3.3 Τεχνικές διόρθωσης του συντελεστή ισχύος

2.3.3.1 Ανορθωτής διόδου με καταμητή ανύψωσης (Boost Converter)

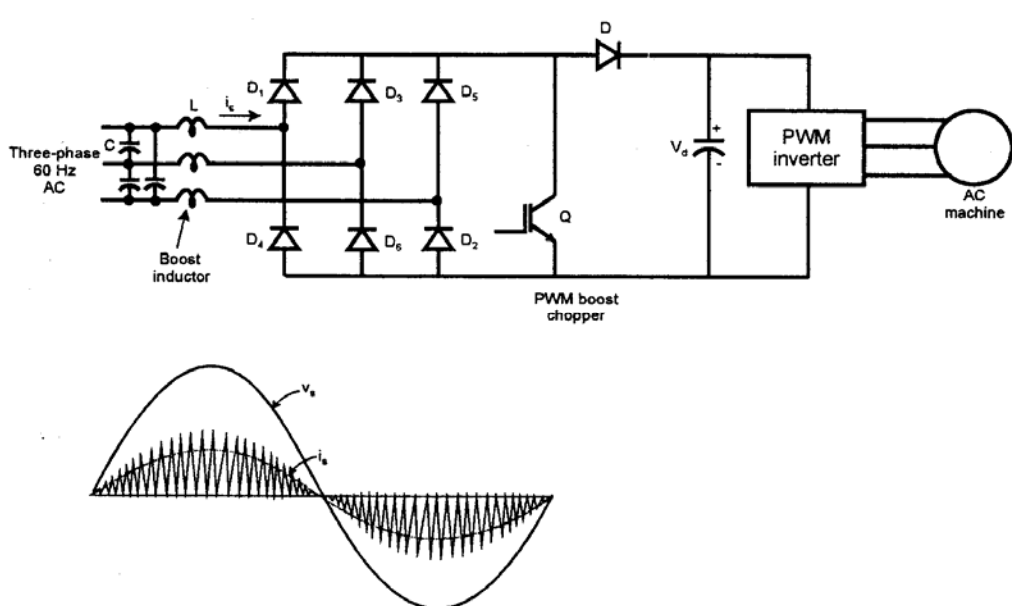
Αυτός ο τύπος μετατροπέα αποτελείται από μια γέφυρα διόδων σε σειρά, με έναν PWM καταμητή ανύψωσης και το φορτίο με τον PWM αντιστροφέα, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3.3 για σύνδεση σε μονοφασικό δίκτυο. Ο καταμητής ανύψωσης πραγματοποιεί βασικά δύο λειτουργίες: (α) ελέγχει την κυματομορφή του ρεύματος γραμμής να είναι ημιτονοειδής με συντελεστή ισχύος 100% και (β) ρυθμίζει την τιμή της τάσης του πυκνωτή V_d , η οποία πρέπει να είναι πάντοτε μεγαλύτερη από τη μέγιστη τιμή της τάσης της γραμμής.



Σχήμα 2.3.3 Διάταξη μονοφασικής γέφυρας διόδων με καταμητή ανύψωσης για διαμόρφωση της κυματομορφής του ρεύματος γραμμής [11].

Το σύστημα του σχήματος 2.3.3 επιτρέπει τη ροή ισχύος μόνο προς το φορτίο, δηλαδή δεν είναι δυνατή η εφαρμογή της αναγεννητικής πέδησης για ανάκτηση ενέργειας.

Το κύκλωμα ελέγχου φαίνεται στο κάτω μέρος του σχήματος 2.3.3. Η επιθυμητή τάση του πυκνωτή V_d^* συγκρίνεται με την πραγματική τάση V_d και το σφάλμα, μέσω ενός (P-I) ελεγκτή, πολλαπλασιάζεται με την απόλυτη τιμή της τάσης τροφοδοσίας $|V_s|$ για να προκύψει το ρεύμα ελέγχου του κατατμητή ανύψωσης i_L^* . Η τάση της γραμμής θεωρείται ως ιδανική πηγή τάσης. Το ρεύμα ελέγχου i_L^* συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα γραμμής i_L εντός σταθερής ζώνης υστέρησης (hysteresis band PWM) για να παραχθούν οι παλμοί έναυσης του IGBT του κατατμητή. Έτσι, το ρεύμα γραμμής i_s διαμορφώνεται στην επιθυμητή ημιτονοειδή κυματομορφή, η οποία βρίσκεται σε φάση με την τάση του δικτύου.



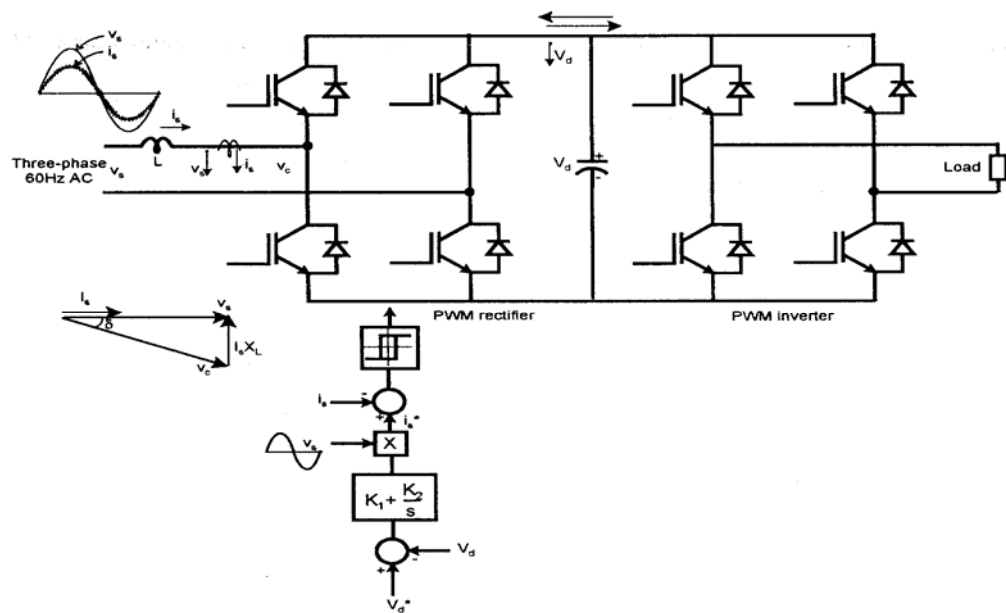
Σχήμα 2.3.4. Τριφασικός ανορθωτής διόδων με κατατμητή ανύψωσης για διαμόρφωση της κυματομορφής του ρεύματος γραμμής [11].

Για τριφασική παροχή, χρησιμοποιείται η διάταξη του σχήματος 2.3.4. Η αυτεπαγωγή του κατατμητή ανύψωσης μεταφέρεται στην πλευρά της τριφασικής παροχής και σε κάθε φάση συνδέεται σε σειρά η αυτεπαγωγή L . Ο κατατμητής λειτουργεί με σταθερή διακοπτική συχνότητα, αλλά με διαφορετικό συντελεστή χρησιμοποίησης για τη διαμόρφωση της κυματομορφής του ρεύματος γραμμής. Όταν το IGBT Q είναι σε κατάσταση αγωγής, στην έξοδο του ανορθωτή έχουμε συμμετρικό τριφασικό σφάλμα, τα φασικά ρεύματα αυξάνουν γραμμικά, ανεξάρτητα το ένα από το άλλο και το εύρος τους εξαρτάται από το εύρος της φασικής τάσης. Αυτό σημαίνει ότι θετικές τιμές των φασικών τάσεων προκαλούν θετικά ρεύματα στις πάνω διόδους, τα οποία επιστρέφουν ως αρνητικά ρεύματα από τις κάτω διόδους τα οποία

προκαλούνται από τις αρνητικές φασικές τάσεις. Όταν το IGBT Q είναι σε κατάσταση αποκοπής τα φασικά ρεύματα ρέουν προς τον πυκνωτή μέσω της διόδου D και μειώνονται γραμμικά μέχρι το μηδενισμό τους, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3.4. Το ρεύμα γραμμής συντίθεται από παλμούς, η κορυφή των οποίων ακολουθεί ημιτονική μεταβολή. Με τη χρήση μικρού φίλτρου LC είναι δυνατή η πλήρης εξομάλυνση του παλμικού ρεύματος γραμμής i_s σε ημιτονοειδές, με συντελεστή ισχύος 100%. Η αυτεπαγωγή σκέδασης της γραμμής (η οποία δε φαίνεται στο σχήμα) και η χωρητικότητα της γραμμής συνιστούν το αναγκαίο φίλτρο που απαιτείται για την εξομάλυνση του ρεύματος γραμμής. Ο συντελεστής χρησιμοποίησης του καταμητή διαμορφώνεται ανάλογα για τον έλεγχο του ημιτονικού ρεύματος γραμμής, ενώ η τάση V_d ελέγχεται όπως και στο σχήμα 2.3.3 με τον εξωτερικό βρόχο.

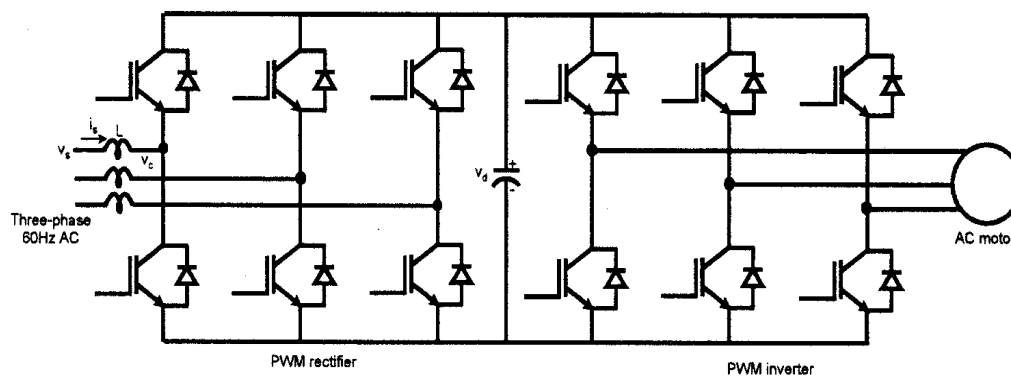
2.3.3.2. PWM Μετατροπέας ως ανορθωτής γραμμής

Στο σχήμα 2.3.5 δίνεται διάταξη παρόμοια με αυτή του σχήματος 2.3.3, με τη διαφορά ότι ο ανορθωτής διόδων στην πλευρά της τροφοδοσίας από το δίκτυο έχει αντικατασταθεί με PWM ανορθωτή. Πρόκειται δηλαδή για διάταξη διόρθωσης του συντελεστή ισχύος, με δύο PWM μετατροπείς σε αμφίπλευρη διάταξη, οι οποίοι μπορούν να εργαστούν είτε ως ανορθωτές είτε ως αντιστροφείς. Ο μετατροπέας στην πλευρά της γραμμής λειτουργεί κανονικά ως ανορθωτής, μπορεί όμως να λειτουργήσει και ως αντιστροφέας. Σε κάθε περίπτωση, ελέγχεται η λειτουργία του ώστε να διατηρείται σταθερή η τάση V_d . Η κυμάτωση της τάσης V_d , για συχνότητα δικτύου 60Hz, είναι 120Hz και για να εξαιρεθεί απαιτείται πυκνωτής μεγάλης χωρητικότητας. Ο PWM ανορθωτής λειτουργεί βασικά ως καταμητής ανύψωσης με διπολική AC τάση στην είσοδο, αλλά σταθερή μονοπολική DC τάση στην έξοδο, διατηρώντας έτσι ημιτονοειδή την κυματομορφή του ρεύματος γραμμής όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3.5. Η τάση V_d πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τη μέγιστη τιμή της τάσης του δικτύου $(2)^{1/2} V_s$. Το κύκλωμα του PWM ανορθωτή, για διατήρηση της ημιτονοειδούς μορφής του ρεύματος γραμμής με συντελεστή ισχύος 100%, φαίνεται στο κάτω μέρος του σχήματος 2.3.5. Η επιθυμητή τάση V_d^* συγκρίνεται με την πραγματική τιμή V_d και το σήμα σφάλματος, μέσω ενός P-I συγκριτή, πολλαπλασιάζεται με την κυματομορφή της τάσης γραμμής V_s και προκύπτει η επιθυμητή κυματομορφή ρεύματος ελέγχου i_s^* . Εφαρμόζοντας έλεγχο ρεύματος με σταθερή ζώνη υστέρησης, ελέγχουμε το ρεύμα γραμμής i_s του ανορθωτή, έτσι ώστε να ακολουθεί το ρεύμα ελέγχου i_s^* εντός της ζώνης υστέρησης.



Σχήμα 2.3.5 Διάταξη διόρθωσης συντελεστή ισχύος με PWM μετατροπείς σε αμφίπλευρη διάταξη σε μονοφασικό δίκτυο [11].

Στο σχήμα 2.3.5 δίνεται και το διανυσματικό διάγραμμα τάσεων και έντασης στη μεριά του δικτύου για συντελεστή ισχύος 100%. Η τάση V_C είναι η αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη ΑΗΕΔ (Counter Elektromotive Force, CHMF) του ανορθωτή και είναι βασικά μια κυματομορφή PWM διαμορφωμένη από την τάση V_d , η δε αυτεπαγωγή L βοηθά στην εξομάλυνση του ρεύματος γραμμής. Το εύρος και η φάση της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης V_C μπορούν να ρυθμιστούν από τον ανορθωτή. Για να είναι τα διανύσματα V_S και I_S συμφασικά θα πρέπει το εύρος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης V_C να είναι μεγαλύτερο απ' ότι της τάσης V_S και να καθυστερεί κατά γωνία δ ως προς την τάση V_S . Για υψηλές διακοπτικές συχνότητες θα πρέπει ο συντελεστής αυτεπαγωγής L και η πτώση τάσης $I_S X_L$ να μειωθούν, έτσι ώστε το διάνυσμα V_C να προσεγγίσει το V_S . Κατά την αναγεννητική λειτουργία και για συντελεστή ισχύος 100%, το διάνυσμα I_S αλλάζει φορά κατά 180° με αποτέλεσμα να αντιστραφεί το διάνυσμα $I_S X_L$ και η γωνία δ . Η διάταξη μπορεί να εργάζεται σε οποιοδήποτε επιθυμητό συντελεστή ισχύος, δηλαδή να εμφανίζει χωρητική ή επαγωγική συμπεριφορά.



Σχήμα 2.3.6 Διάταξη διόρθωσης συντελεστή ισχύος με PWM μετατροπείς σε αμφίπλευρη διάταξη σε τριφασικό δίκτυο.

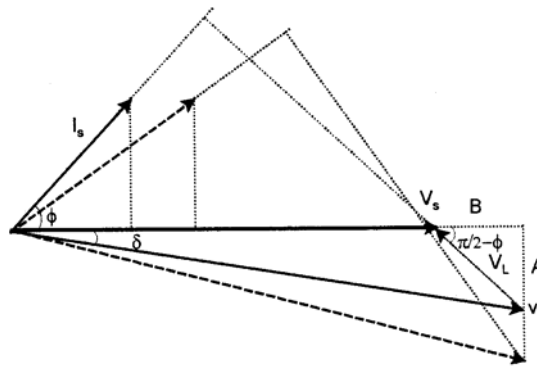
Παρόμοια διάταξη διόρθωσης συντελεστή ισχύος αλλά με τριφασική τροφοδότηση παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3.6. Η διάταξη αυτή είναι σημαντική για βιομηχανικές εφαρμογές. Τα βασικά χαρακτηριστικά της είναι τα εξής .

- Λειτουργία και στα τέσσερα τεταρτημόρια:** Στη λειτουργία ως κινητήρας, η ροή ισχύος είναι από το δίκτυο προς τον κινητήρα και ο μετατροπέας από την πλευρά της γραμμής λειτουργεί ως ανορθωτής , ενώ ο μετατροπέας στην πλευρά του φορτίου λειτουργεί ως αντιστροφέας. Κατά την αναγεννητική πέδηση, ο κινητήρας γίνεται γεννήτρια και ο μετατροπέας από την πλευρά του δικτύου γίνεται αντιστροφέας, ενώ ο μετατροπέας από την πλευρά του φορτίου λειτουργεί ως ανορθωτής. Η φορά περιστροφής του κινητήρα εξαρτάται από τη σειρά των φάσεων, η οποία ελέγχεται από τον μετατροπέα στην πλευρά του φορτίου. Εάν η μηχανή είναι μια γεννήτρια, για παράδειγμα μια ανεμογεννήτρια, τότε η διάταξη θα εργάζεται συνεχώς σε αναγεννητική λειτουργία.
- Αντιστάθμιση της βύθισης τάσης του δικτύου:** Επειδή ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου εργάζεται βασικά ως ανορθωτής ανύψωσης (boost rectifier) για να διατηρείται σταθερή η τάση V_d , ασχέτως της τιμής της τάσης του δικτύου, η διάταξη αντισταθμίζει τις βυθίσεις τάσεως του δικτύου και επομένως βελτιώνει την αξιοπιστία του συστήματος κίνησης.
- Προγραμματισμός επιθυμητού συντελεστή ισχύος:** Εκτός από τον ωμικό συντελεστή ισχύος, είναι δυνατός ο προγραμματισμός για την επίτευξη του επιθυμητού συντελεστή ισχύος, επαγωγικού ή χωρητικού. Στο σχήμα 2.3.7 φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα

στην πλευρά του δικτύου για χωρητική φόρτιση. Η πραγματική και η άεργος ισχύς στην πλευρά του δικτύου είναι:

$$P = 3V_s I_s \cos \phi \quad (2.7)$$

$$Q = 3V_s I_s \sin \phi \quad (2.8)$$



Σχήμα 2.3.7 Διανυσματικό διάγραμμα στην πλευρά του δικτύου με χωρητικό συντελεστή ισχύος.

Από το διανυσματικό διάγραμμα προκύπτουν οι εξής εκφράσεις :

$$V_L = \omega L I_s \quad (2.9)$$

$$V_L \sin\left(\frac{\pi}{2} - \phi\right) = A = V_C \sin \delta \quad (2.10)$$

$$V_L \cos\left(\frac{\pi}{2} - \phi\right) = B = V_C \cos \delta - V_s \quad (2.11)$$

όπου

L , η αυτεπαγωγή εξομάλυνσης του ρεύματος γραμμής,

ω , η συχνότητα δικτύου,

V_C , το διάνυσμα της ΑΗΕΔ του μετατροπέα και

δ , η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων V_s και V_C .

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (2.9)-(2.11) στις εξισώσεις (2.7) και (2.8) παίρνουμε :

$$P = \frac{3V_s V_C}{\omega L} \sin \delta \quad (2.12)$$

$$Q = \frac{3V_s}{\omega L} (V_C \cos \delta - V_s) \quad (2.13)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις (2.12) και (2.13), παρατηρούμε ότι ο έλεγχος της πραγματικής και άεργης ισχύος της διάταξης είναι εφικτός μέσω ελέγχου των μεγεθών V_C και δ . Εάν θέλουμε να κρατήσουμε σταθερή την άεργη ισχύ Q και να μεταβάλλουμε την πραγματική ισχύ P , πρέπει τα διανύσματα $I_s \sin \phi$ και $V_C \cos \delta$ να παραμείνουν σταθερά. Επίσης, για να είναι δυνατή η PWM διαμόρφωση της κυματομορφής της τάσης V_C πρέπει η τάση V_d να είναι αρκούντως μεγάλη, το οποίο εξασφαλίζεται όταν ισχύει:

$$\sqrt{2} V_s \leq \frac{1}{2} V_d$$

ή διαφορετικά :

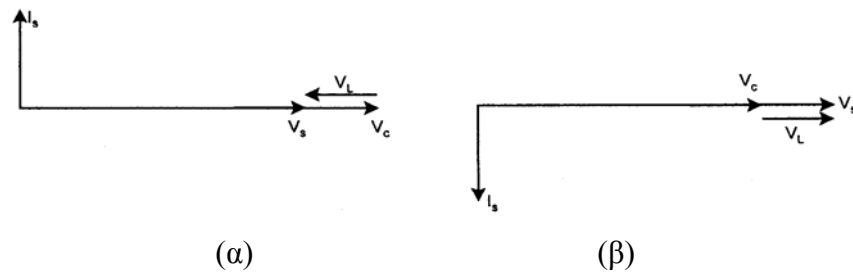
$$1,63V_L \leq V_d$$

όπου $V_L = (3)^{1/2}V_s =$ η πολική τάση της γραμμής.

2.3.4. Αντισταθμιστής αέργου ισχύος συνδεδεμένος παράλληλα

Στην προηγούμενη παράγραφο είδαμε πως είναι δυνατή η λειτουργία του PWM ανορθωτή σε οποιοδήποτε συντελεστή ισχύος. Εάν η ενεργός ισχύς είναι $P = 0$, τότε από τις σχέσεις (2.12) και (2.13) προκύπτει η άεργη ισχύς:

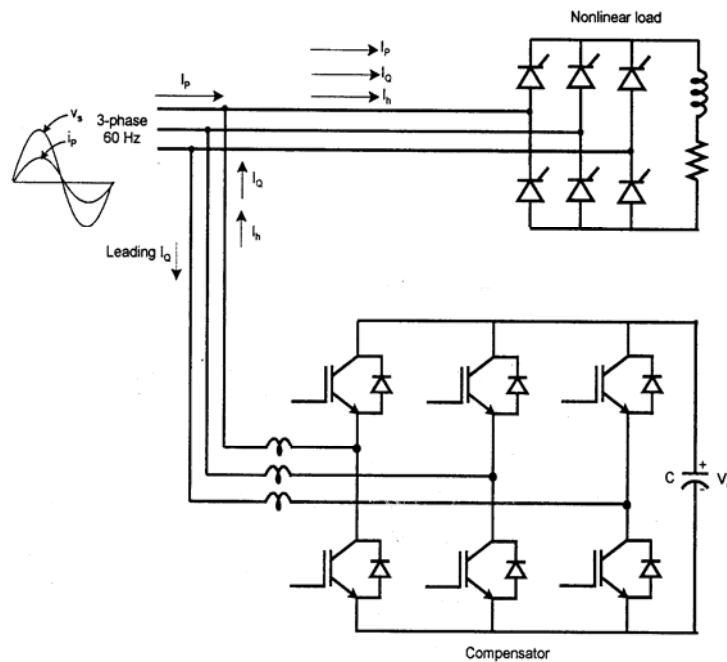
$$Q = 3V_s I_s = \frac{3V_s}{\omega L} (V_C - V_s) \quad (2.14)$$



Σχήμα 2.3.8 Διανυσματικό διάγραμμα για χωρητική φόρτιση (α) και επαγωγική φόρτιση (β).

Στο σχήμα 2.3.8 δίνεται το διανυσματικό διάγραμμα για χωρητική και επαγωγική φόρτιση. Αυτό σημαίνει ότι εάν αποσυνδεθεί ο αντιστροφέας από το φορτίο (κινητήρας) στη διάταξη του σχήματος 2.3.6 και αμεληθούν οι απώλειες του ανορθωτή, τότε ο PWM ανορθωτής μαζί με τον πυκνωτή μπορεί να λειτουργεί ως αντισταθμιστής αέργου ισχύος.

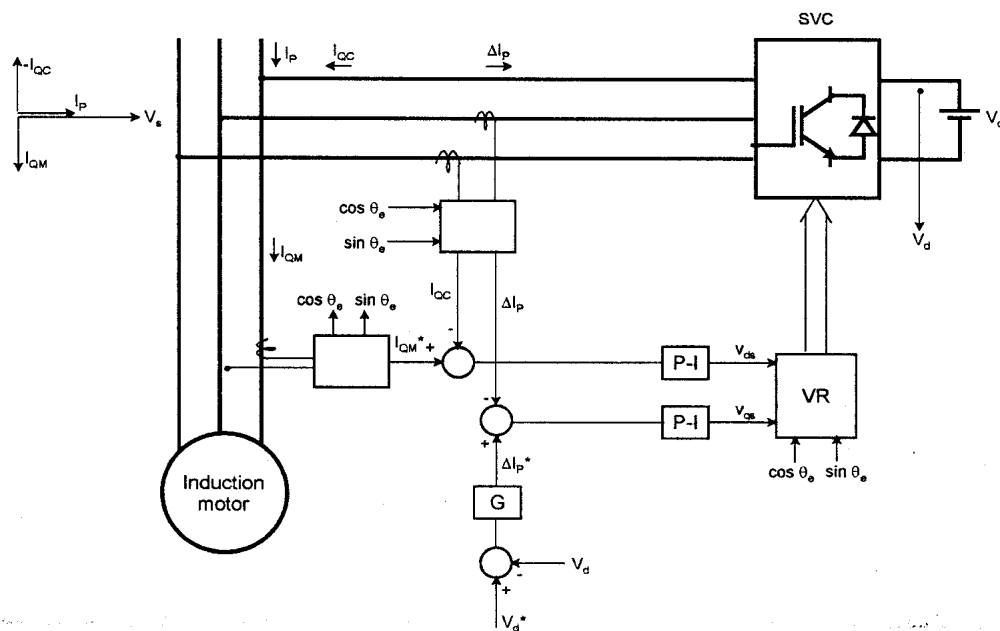
Μια τέτοια διάταξη παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3.9, όπου το μη γραμμικό φορτίο αποτελεί ένας ελεγχόμενος ανορθωτής με θυρίστορ.



Σχήμα 2.3.9 Στατός αντισταθμιστής αέργου ισχύος [11].

Εάν η διάταξη προσφέρει χωρητική άεργο ισχύ, συμπεριφέρεται ως ένας τριφασικός πυκνωτής μεταβλητής χωρητικότητας, ενώ εάν η διάταξη προσφέρει επαγωγική άεργο ισχύ συμπεριφέρεται ως ένα τριφασικό πηνίο με μεταβλητό συντελεστή αυτεπαγωγής. Κατά τη λειτουργία του PWM ανορθωτή κυκλοφορούν ισχυρά ρεύματα μέσα από τα διακοπτικά του στοιχεία, ενώ το ρεύμα μέσα από τον πυκνωτή παραμένει μηδενικό (εκτός των αρμονικών ρευμάτων) διατηρώντας έτσι την τάση V_d σταθερή. Αυτό συμβαίνει επειδή σε ένα ημιτονοειδές συμμετρικό τριφασικό σύστημα, η στιγμιαία ισχύς είναι μηδέν όταν πρόκειται για άεργο φορτίο.

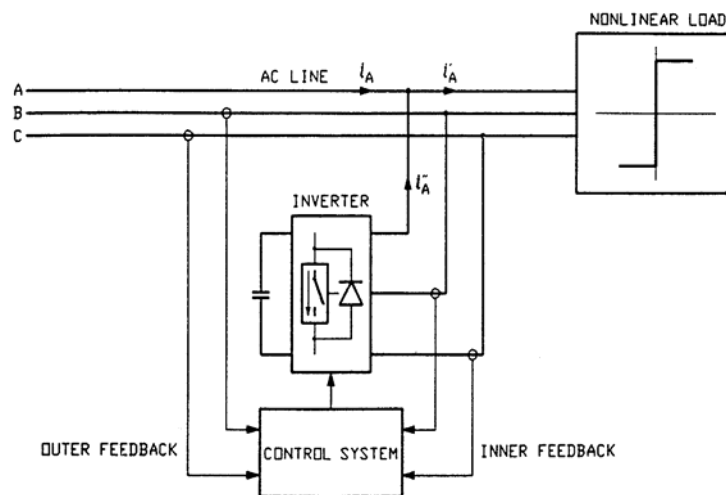
Στο σχήμα 2.3.9, η χωρητική άεργη ισχύς του PWM ανορθωτή αντισταθμίζει την επαγωγική άεργο ισχύ του φορτίου με συντελεστή ισχύος στην πλευρά του δικτύου ίσο με τη μονάδα. Ένα απλοποιημένο διάγραμμα ελέγχου αντισταθμιστή αέργου ισχύος με φορτίο επαγωγικό κινητήρα παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3.10. Η τάση του πυκνωτή V_d ελέγχεται στον εξωτερικό βρόχο με ανάδραση του ρεύματος απωλειών ΔI_p του αντισταθμιστή. Μετρίεται το άεργο ρεύμα του κινητήρα I_{QM}^* και ελέγχεται με ανάδραση το άεργο ρεύμα I_{QC} του αντισταθμιστή, έτσι ώστε το άεργο ρεύμα γραμμής να είναι μηδέν.



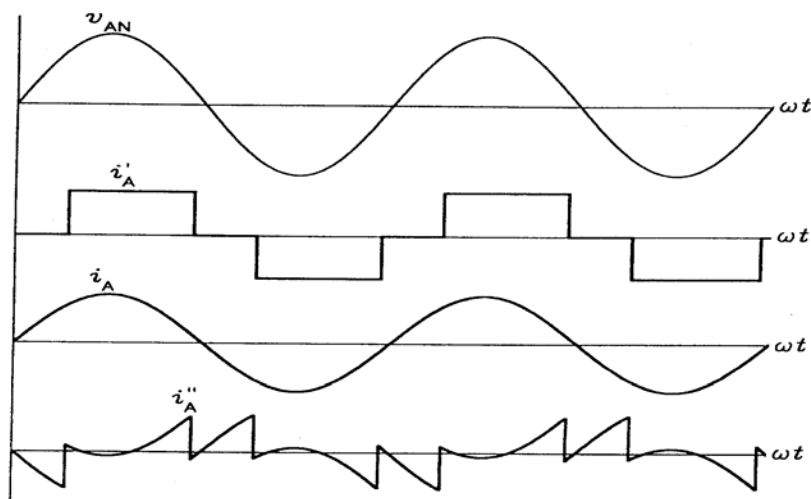
Σχήμα 2.3.10 Απλοποιημένο δομικό διάγραμμα ενός στατού αντισταθμιστή ισχύος με φορτίο επαγωγικό κινητήρα [11].

2.3.5 Διάταξη ενεργού φίλτρου

Στο σχήμα 2.3.11 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα ενός ενεργού φίλτρου. Το ενεργό φίλτρο χρησιμοποιείται σε μη γραμμικά φορτία για τη διατήρηση της ημιτονοειδούς κυματομορφής του ρεύματος στη γραμμή τροφοδοσίας. Χρησιμοποιούνται δύο βρόχοι ανάδρασης: ο εξωτερικός βρόχος για τον έλεγχο του ρεύματος γραμμής και ο εσωτερικός βρόχος για τον έλεγχο του αντιστροφέα με έλεγχο ρεύματος, ο οποίος πρέπει να παράγει τα κατάλληλα ρεύματα για την αντιστάθμιση των αρμονικών ρευμάτων της γραμμής. Με βάση τις μετρούμενες τιμές των ρευμάτων και των τάσεων της γραμμής, διαμορφώνονται από ένα σύστημα ελέγχου τα ημιτονοειδή σήματα αναφοράς για κάθε φάση χωριστά. Τα ρεύματα αναφοράς είναι σε φάση με τις αντίστοιχες φασικές τάσεις, ώστε να προκύπτει συντελεστής ισχύος 100%. Τα σήματα αναφοράς για τον αντιστροφέα προκύπτουν από την αφαίρεση των ρευμάτων αναφοράς από τα πραγματικά ρεύματα της γραμμής.



Σχήμα 2.3.11 Δομικό διάγραμμα ενεργού φίλτρου συνδεδεμένου σε μη γραμμικό φορτίο [12].



Σχήμα 2.3.12 Κυματομορφές ρεύματος της φάσης A του ενεργού φίλτρου [12].

Για τον αντιστροφέα του σχήματος 2.3.11 ισχύει η παρακάτω σχέση

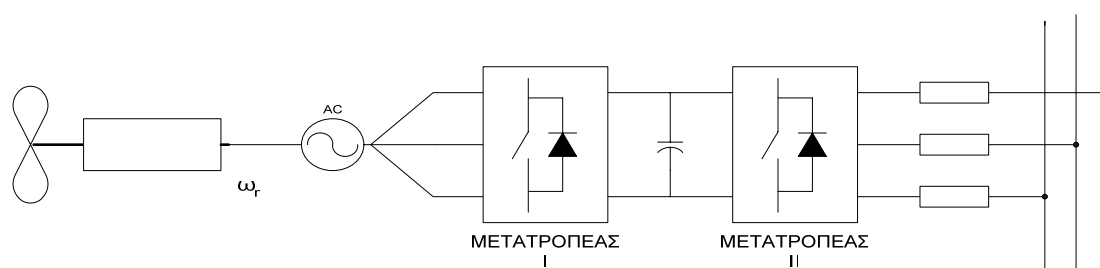
$$i_A'' = i_A' - i_A$$

όπου i_A'' , i_A' και i_A είναι το ρεύμα του αντιστροφέα, του φορτίου και της γραμμής αντίστοιχα. Αυτά τα ρεύματα φαίνονται στο σχήμα 2.3.12, όπου παρατηρούμε ότι το ρεύμα γραμμής είναι ημιτονοειδές και σε φάση με την αντίστοιχη κυματομορφή της φασικής τάσης, παρά το γεγονός ότι το ρεύμα φορτίου είναι τετραγωνικός παλμός. Η διατήρηση του ημιτονοειδούς ρεύματος γραμμής οφείλεται προφανώς στην αντισταθμιστική δράση του ρεύματος του αντιστροφέα.

2.3.6 Διάταξη ανεμογεννήτριας με μετατροπείς πηγής τάσης

Η ανεμογεννήτρια είναι συνήθως μια επαγωγική μηχανή τύπου κλωβού ή με δακτυλίδια, η οποία περιστρέφεται με ταχύτητα πάνω από τη σύγχρονη ταχύτητα και μετατρέπει με κάποιο βαθμό απόδοσης την αιολική ενέργεια σε ηλεκτρική. Στη συνέχεια, η ηλεκτρική ενέργεια παρέχεται συνήθως σε σταθερό ηλεκτρικό δίκτυο. Το μέγεθος και η συχνότητα της παραγόμενης τάσης μεταβάλλεται, αφού μεταβλητή είναι και η ταχύτητα του ανέμου. Χρειάζεται, επομένως, κατάλληλη διάταξη ηλεκτρονικών ισχύος για τη διαμόρφωση ημιτονοειδών κυματομορφών τάσης και έντασης, καθώς και σταθεροποίηση της συχνότητας του ρεύματος πριν την έκχυση της ενέργειας στο δίκτυο.

Η κατάλληλη διάταξη για την επίτευξη των παραπάνω σκοπών είναι αυτή του σχήματος 2.3.6, δηλαδή σύστημα δύο μετατροπέων σε αμφίπλευρη διάταξη. Στο σχήμα 2.3.13 παρουσιάζεται το ηλεκτρικό μέρος ανεμογεννήτριας, όπου χρησιμοποιείται η αμφίπλευρη διάταξη μετατροπέων για τον έλεγχο της ροής ενέργειας του συστήματος. Ο μετατροπέας 1 λειτουργεί ως ανορθωτής και μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση της ανεμογεννήτριας σε συνεχή τάση. Ο μετατροπέας 2 λειτουργεί ως αντιστροφέας και παράγει εναλλασσόμενη τάση ρυθμιζόμενης συχνότητας ή και μέτρου.

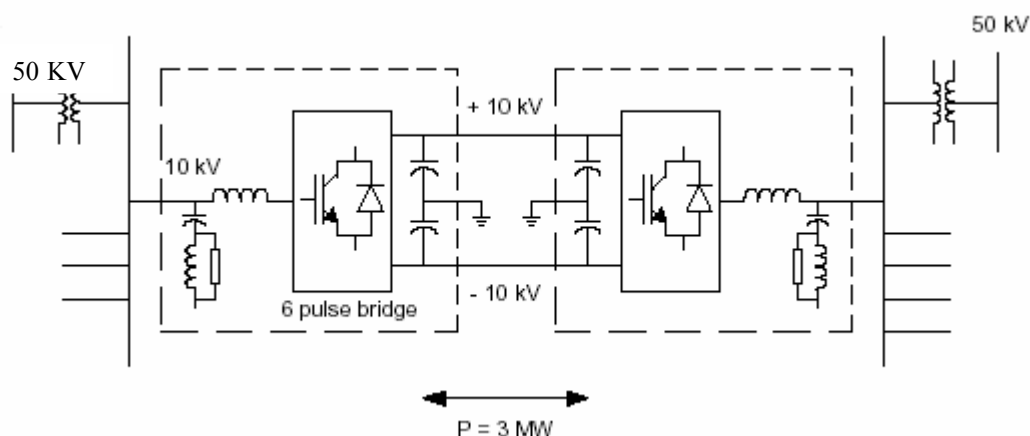


Σχήμα 2.3.13 Ανεμογεννήτρια συνδεδεμένη σε σταθερό ηλεκτρικό δίκτυο μέσω δύο αμφίπλευρων μετατροπέων.

Επιπλέον οι μετατροπείς έχουν τη δυνατότητα να εργάζονται υπό οποιοδήποτε συντελεστή ισχύος και επομένως να απορροφούν ή να προσφέρουν άεργη ισχύ. Αυτό είναι ιδιαίτερα πλεονεκτικό για την ανεμογεννήτρια, επειδή δεν απαιτείται η εγκατάσταση συστοιχίας πυκνωτών στους ακροδέκτες της για την παραγωγή άεργης ισχύος, αφού αυτή μπορεί να παρέχεται από το Μετατροπέα 1. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η αμφίπλευρη διάταξη των μετατροπέων επιτρέπει τη ροή ενεργού ισχύος και προς τις δύο κατευθύνσεις, από τη γεννήτρια προς το δίκτυο και αντίστροφα. Η δυνατότητα αυτή χρησιμοποιείται συνήθως για την εκκίνηση της ανεμογεννήτριας, όπου η ανεμογεννήτρια απορροφά ηλεκτρική ενέργεια από το δίκτυο και λειτουργεί ως κινητήρας έως ότου φτάσει τις ονομαστικές της στροφές.

2.3.7 Μεταφορά ισχύος με γραμμή υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (High Voltage Direct Current , HVDC)

Στο σχήμα 2.3.14 παρουσιάζεται διάταξη μεταφοράς ισχύος με γραμμή HVDC, όπου από τις δύο πλευρές του AC δικτύου τοποθετούνται μετατροπείς και οι οποίοι συνδέονται με DC γραμμή μεταφοράς. Η διάταξη προσφέρει τη δυνατότητα ροής ενεργούς ισχύος και στις δύο κατευθύνσεις. Η μεταφορά ισχύος με συνεχές ρεύμα εφαρμόστηκε αρχικά για τη διασύνδεση δικτύων με διαφορετική συχνότητα. Σήμερα, το σύστημα μεταφοράς HVDC υιοθετείται όλο και περισσότερο, ιδιαίτερα στις υποθαλάσσιες διασυνδέσεις με τις νησιωτικές περιοχές, όπου αποτελεί και τη μοναδική λύση.



Σχήμα 2.3.14 Μεταφορά ισχύος με σύστημα HVDC.

Τα κύρια πλεονεκτήματα του συστήματος μεταφοράς HVDC έναντι της μεταφοράς με υψηλή εναλλασσόμενη τάση είναι τα εξής: (α) μειωμένες απώλειες γραμμής, αφού η DC γραμμή δεν εμφανίζει επαγωγική και χωρητική αντίσταση, (β) δεν απαιτούνται αντισταθμιστές άεργης ισχύος, κάτι που χρειάζεται το δίκτυο AC, (γ) δυνατότητα διασύνδεσης δικτύων διαφορετικής συχνότητας, (δ) βελτίωση της ευστάθειας του συστήματος μέσω κατάλληλου ηλεκτρονικού ελέγχου και (ε) περιορισμός των ταλαντώσεων και της στάθμης του ρεύματος βραχυκύκλωσης με αλλαγή της γωνίας έναυσης των διακοπτικών στοιχείων.

Τα μειονεκτήματα της διάταξης είναι: (α) μεγαλύτερες απώλειες στο σταθμό παραγωγής και στο φορτίο και (β) αυξημένο κόστος λόγω των δύο μετατροπέων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

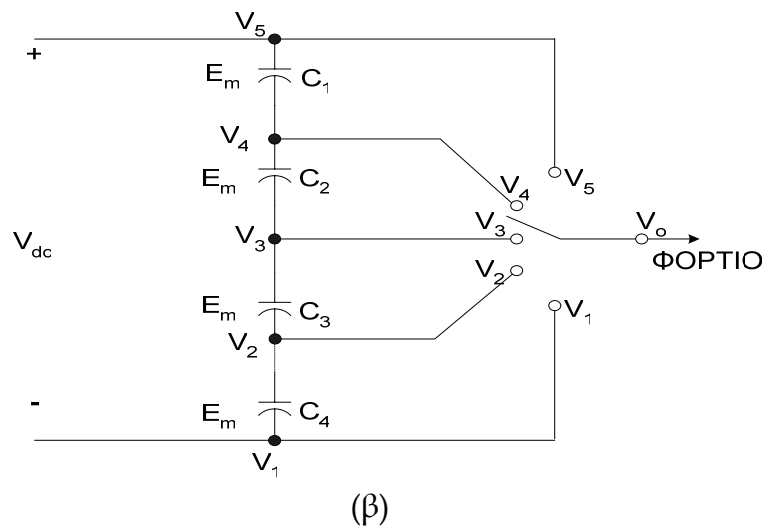
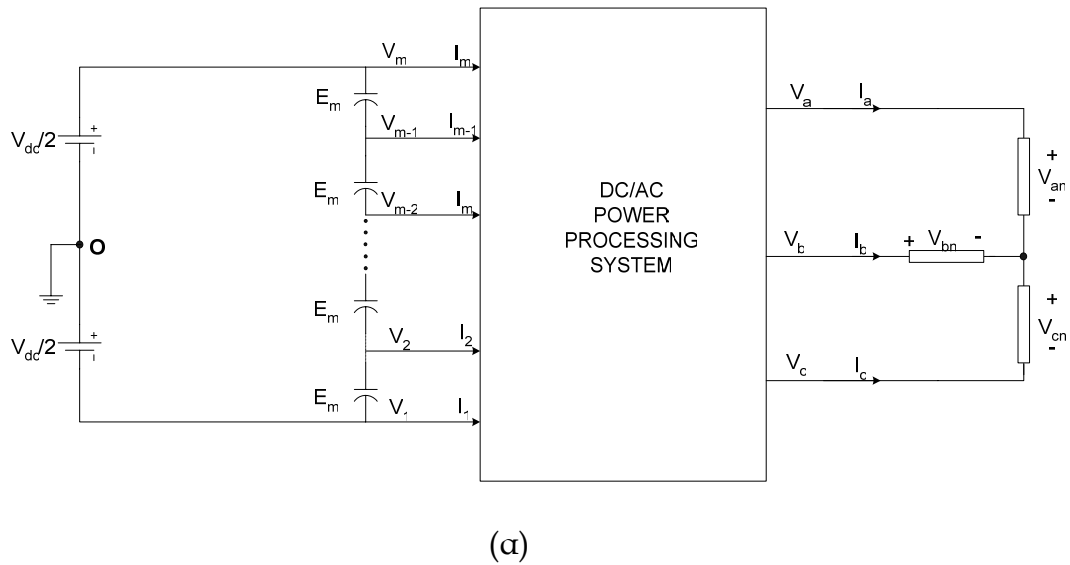
Οι αντιστροφείς τάσης πολλαπλών επιπέδων είναι μια σχετικά νέα τεχνολογία, η οποία έχει προσελκύσει μεγάλο επιστημονικό ενδιαφέρον την τελευταία δεκαπενταετία. Σε βιομηχανικό επίπεδο, οι αντιστροφείς αυτοί δεν έχουν ακόμα τόσο μεγάλη απήχηση, όμως, ολοένα και κερδίζουν έδαφος. Συστήματα παροχής ισχύος, συστήματα οδήγησης κινητήρων, ανεμογεννήτριες, είναι μερικές μόνο από τις εφαρμογές των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων, τις οποίες θα δούμε και θα αναλύσουμε στην ενότητα 3.6. Με τον όρο αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων αναφερόμαστε σε αντιστροφείς των οποίων η κυματομορφή φασικής τάσης εξόδου συντίθεται από ένα σύνολο επιπέδων τάσης, τα οποία συνήθως δημιουργούνται με διαίρεση της dc τάσης εισόδου από πυκνωτές. Στο κεφάλαιο αυτό, θα περιγραφούν μια τοπολογία αντιστροφέα τριών επιπέδων, αλλά και τρεις βασικές τοπολογίες αντιστροφέων πέντε επιπέδων, οι οποίοι παρουσιάζουν και το μεγαλύτερο θεωρητικό και πρακτικό ενδιαφέρον. Τα κύρια πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων έναντι των αντιστροφέων δύο επιπέδων, που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 2, είναι η δυνατότητα χειρισμού υψηλών τάσεων (kV) και η μείωση των αρμονικών της κυματομορφής εξόδου, χωρίς να απαιτείται η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας ή η μείωση της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα.

Ας υποθέσουμε ένα τριφασικό σύστημα αντιστροφέα, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1.1, που τροφοδοτείται από μια συνεχή τάση V_{dc} . Μια συστοιχία πυκνωτών, σε συνδεσμολογία σειράς, αποτελούν τη «δεξαμενή» ενέργειας για τον αντιστροφέα, ενώ παράλληλα παρέχουν κόμβους σύνδεσης στους οποίους ο πολυεπίπεδος αντιστροφέας μπορεί να συνδεθεί. Όλοι οι πυκνωτές είναι της ίδιας χωρητικότητας E_m , η οποία δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$E_m = \frac{V_{dc}}{m-1} \quad (3.1)$$

όπου $m \in \mathbb{N}$ και υποδηλώνει τον αριθμό των επιπέδων. Με τον όρο επίπεδα αναφερόμαστε, επίσης, και στον αριθμό των κόμβων που δημιουργούν οι πυκνωτές και στους οποίους μπορεί να συνδεθεί ο αντιστροφέας. Επομένως, όταν μιλάμε για έναν αντιστροφέα m -επιπέδων χρειάζονται $(m-1)$ πυκνωτές.

$$m\text{-επίπεδα φασικής τάσης} \rightarrow (m-1)\text{ πυκνωτές} \quad (3.2)$$



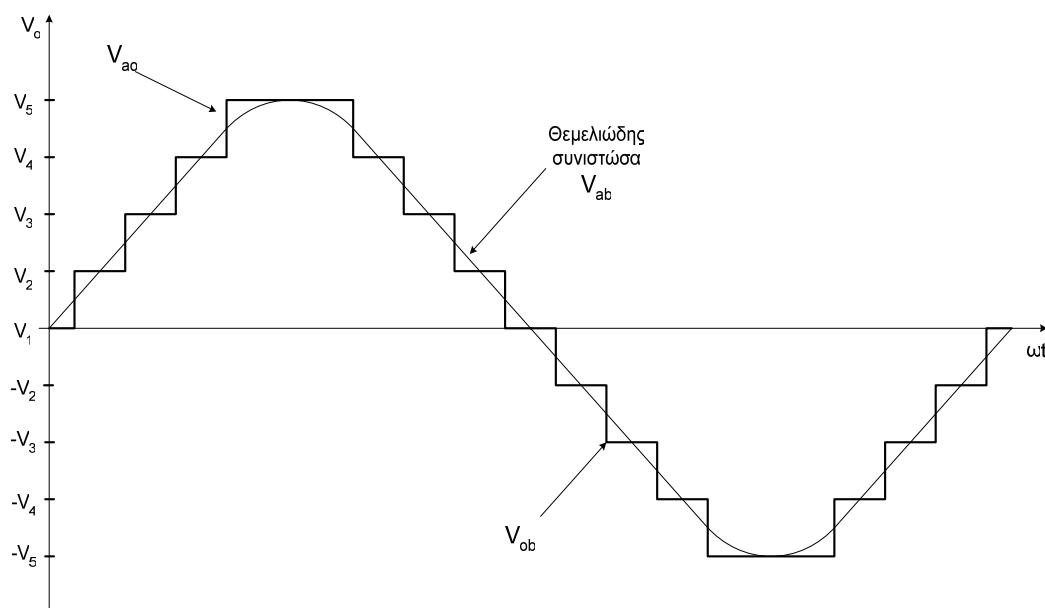
Σχήμα 3.1.1 Γενική τοπολογία αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων [13]:

(α) Τριφασικό σύστημα πολυεπίπεδου αντιστροφέα.

(β) Διάγραμμα μονοπολικού πολυεπίπεδου αντιστροφέα με απλό διακόπτη.

Ως φασική τάση εξόδου μπορεί να οριστεί η τάση μεταξύ του τερματικού ακροδέκτη του αντιστροφέα και του σημείου αναφοράς (γη), που αναφέρεται στο σχήμα 3.1.1(α) ως O . Επιπρόσθετα, οι φασικές τάσεις και τα ρεύματα εισόδου ορίζονται ως οι τάσεις και τα ρεύματα στους κόμβους που συνδέεται ο αντιστροφέας, έχοντας πάντα ως σημείο αναφοράς το σημείο O του σχήματος 3.1.1(α). Συνοψίζοντας, η dc τάση εισόδου προσδιορίζεται από τις επιμέρους υποδιαιρέσεις της, V_1, V_2 κλπ., και τα ρεύματα εισόδου προσδιορίζονται ως I_1, I_2 κλπ.. V_a, V_b, V_c είναι οι ενεργές τιμές (rms) της τάσης γραμμής της εξόδου του αντιστροφέα και I_a, I_b, I_c , είναι τα αντίστοιχα ρεύματα γραμμής. Στο σχήμα 3.1.1(β) παρουσιάζεται ένα γενικό διάγραμμα ενός πολυεπίπεδου

αντιστροφή, στον οποίο η φασική τάση εξόδου V_o μπορεί να πάρει οποιαδήποτε τιμή, αναλόγως με τη θέση του διακόπτη (V_1, V_2 κλπ). Ως εκ τούτου, ένας πολυεπίπεδος αντιστροφείας μπορεί να θεωρηθεί ως ένας διακόπτης πολλαπλών θέσεων. Τοποθετώντας τον ακροδέκτη του διακόπτη σε μια συγκεκριμένη θέση μπορεί κανείς να επιτύχει την επιθυμητή τάση. Στο σχήμα 3.1.2 φαίνεται η τυπική φασική τάση εξόδου ενός αντιστροφείας πέντε επιπέδων.



Σχήμα 3.1.2 Τυπική κυματομορφή φασικής τάσης εξόδου αντιστροφείας πέντε επιπέδων [13].

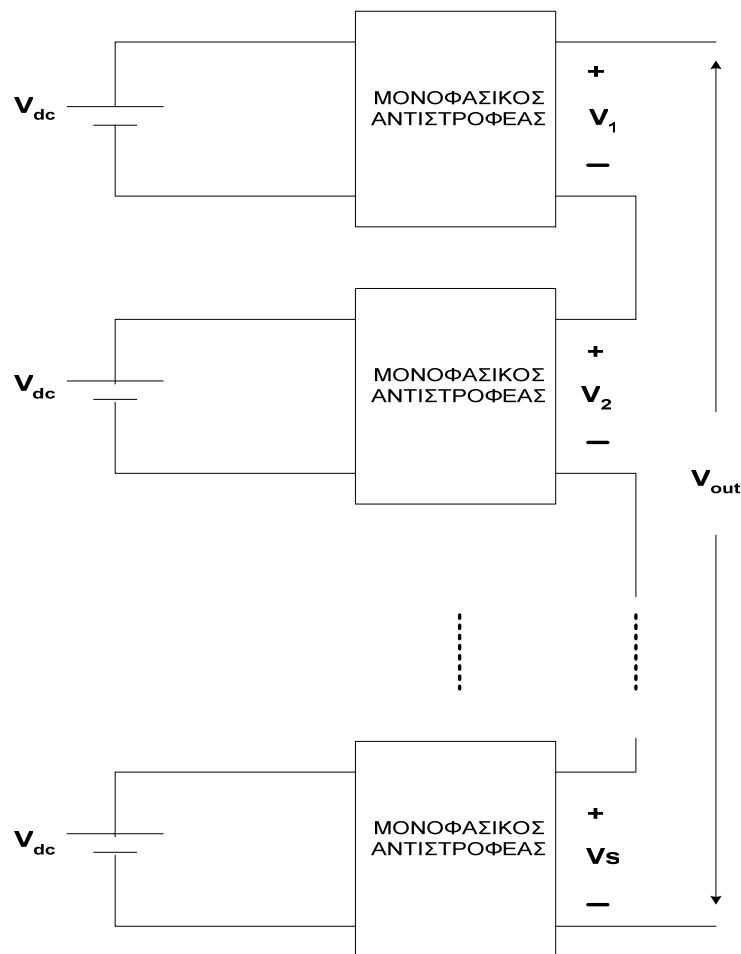
Όπως προαναφέραμε, ένα βασικό πλεονέκτημα των αντιστροφείων πολλαπλών επιπέδων είναι η μείωση των αρμονικών συνιστωσών του φάσματος της τάσης εξόδου. Όσο πιο πολλά επίπεδα τάσης εμφανίζονται στην τάση εξόδου, τόσο φτωχότερο, σε αρμονικές, θα είναι το φάσμα της. Για να γίνει αυτό κατανοητό, ακολουθεί ένα παράδειγμα αντιστροφείας ο οποίος παράγει κλιμακωτή τάση εξόδου. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1.3(α), υποθέτουμε μονοφασικούς αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται είτε μέσω απομονωμένων, ανεξάρτητων πηγών τάσης, είτε μέσω προσαρμοσμένων πυκνωτών. Δεχόμαστε σαν περιορισμό για τις διακοπτικές γωνίες, ότι η κυματομορφή τάσης εξόδου παρουσιάζει συμμετρία ενός τετάρτου κύματος. Παίρνουμε δηλαδή μια έξοδο της οποίας η μορφή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1.3(β).

Για τις περιπτώσεις κλιμακωτής τάσης εξόδου υπάρχουν τρεις τεχνικές μείωσης των αρμονικών[14],[15]:

- Με δεδομένα ίσα μήκη στον άξονα των διακοπτικών γωνιών, βελτιστοποιούνται τα ύψη των βημάτων.

- Με δεδομένα ίσα ύψη στον άξονα των τάσεων, βελτιστοποιούνται τα μήκη των βημάτων.
- Ταυτόχρονη βελτιστοποίηση και του μήκους και του ύψους των βημάτων.

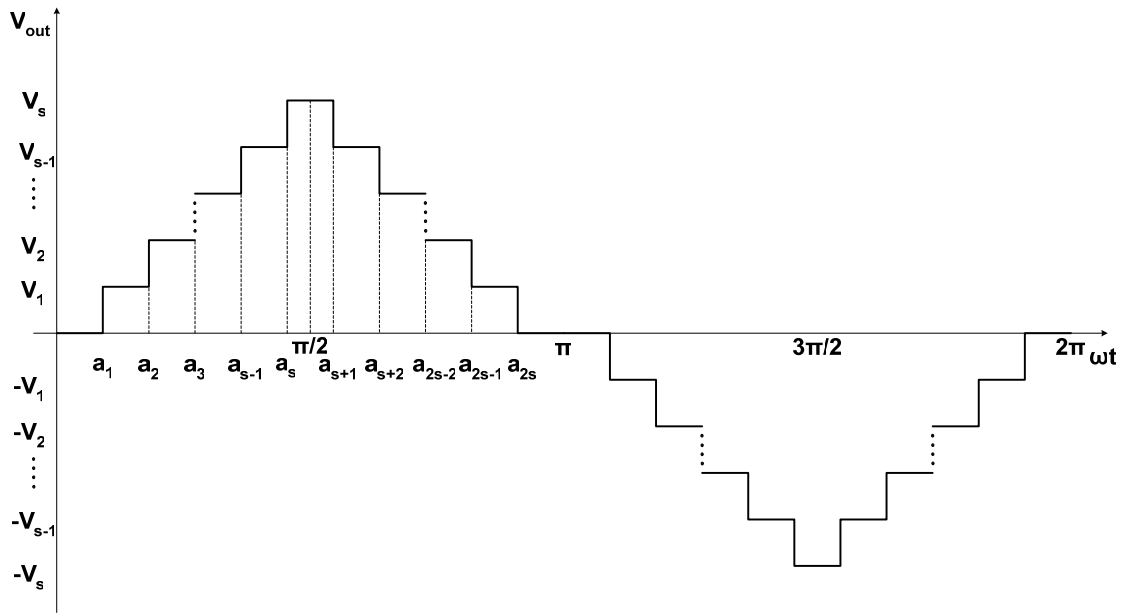
Στο παρών παράδειγμα θα χρησιμοποιήσουμε τη δεύτερη μέθοδο, γιατί είναι πιο εύκολο σχεδιαστικά να παρέχουμε στον αντιστροφέα ίσα επίπεδα τάσης, παρά να διατηρούμε ίσες διακοπτικές γωνίες. Παράλληλα, διευκολύνεται σημαντικά η επίλυση των συστημάτων με αγνώστους τις διακοπτικές γωνίες. Στο σχήμα 3.1.3(γ) παρουσιάζεται ένα μέρος της βηματικής συνάρτησης του σχήματος 3.1.3(β), για το διάστημα $[0, \pi/2]$, στο οποίο, λόγω συμμετρίας, αρκεί να εργαστούμε.



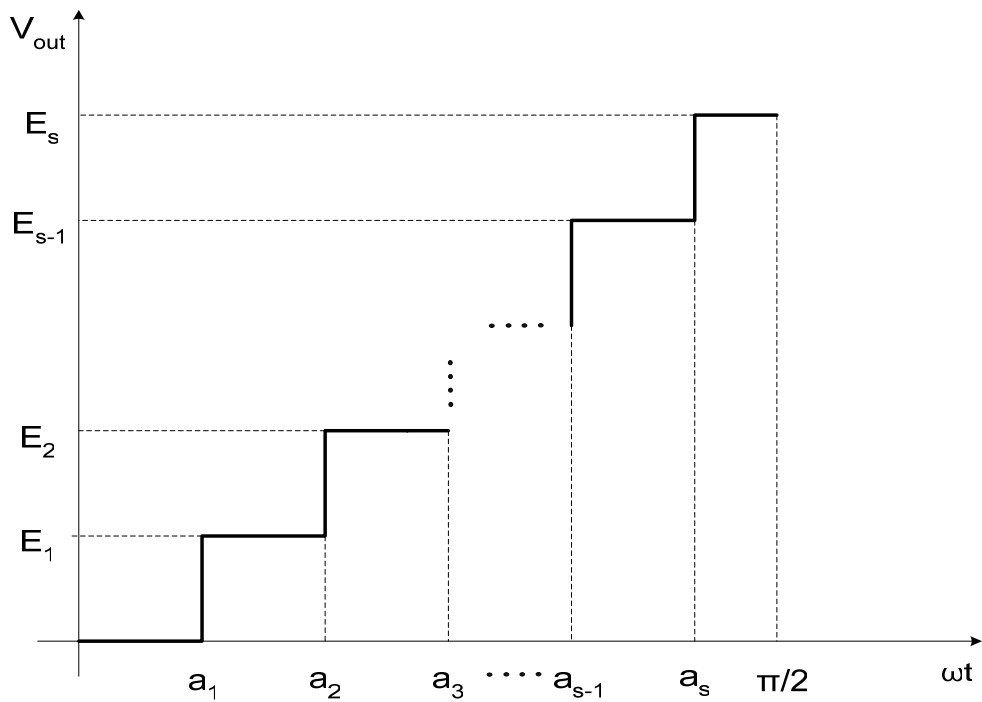
(α)

Σχήμα 3.1.3 Παράδειγμα βελτίωσης αρμονικού περιεχομένου κλιμακωτής συνάρτησης [14]:

(α) Τοπολογία αντιστροφέα για τη μελέτη της κλιμακωτής τάσης εξόδου.
(συνεχίζεται)



(β)



(γ)

Σχήμα 3.1.3 Παράδειγμα βελτίωσης αρμονικού περιεχομένου κλιμακωτής συνάρτησης [14]:

(β) Τάση εξόδου ενός πολυεπίεδου αντιστροφέα με $2s+1$ επίπεδα τάσης.

(γ) Η συνάρτηση της τάσης εξόδου για διάστημα ενός τέταρτου της περιόδου.

Αναλύοντας τη τάση εξόδου βάσει της θεωρίας των σειρών Fourier, τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών δίνονται από τη σχέση:

$$H_n(a) = \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^s \cos(na_k), \text{ για αρμονικές περιττής τάξης} \quad (3.3)$$

Επομένως θα έχουμε:

$$V_{\text{out}}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^s \cos(na_k) \frac{4E}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (3.4)$$

όπου s είναι το πλήθος των ανεξάρτητων πηγών

Αν το n πάρει άρτιες τιμές τότε τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών παίρνουν την τιμή μηδέν[14],[15]. Ταυτόχρονα, ισχύουν και οι σχέσεις:

$$E = E_2 - E_1 = \dots = E_s - E_{s-1} = V_{dc} \quad (3.5)$$

$$a_1, a_2, \dots, a_s < \pi/2$$

όπου V_{dc} η τιμή κάθε μιας από τις ισοδύναμες πηγές τάσης που τροφοδοτούν τους μονοφασικούς αντιστροφείς. Όπως είναι γνωστό οι αρμονικές, πλην της βασικής, είναι επιζήμιες για το σύστημα. Επομένως, για την καλύτερη απόδοση ενός πολυεπίπεδου αντιστροφέα είναι επιθυμητό να εξαλειφθούν αυτές οι αρμονικές, δηλαδή:

$$H_1(a) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^s \cos(a_k) \quad (3.6)$$

$$H_n(a) = 0 \quad (3.7)$$

Ως συντελεστής διαμόρφωσης ορίζεται το ημίτονο:

$$M = H_1/sE \quad (3.8)$$

Από τις σχέσεις (3.6)-(3.8) προκύπτει ένα $n \times s$ σύστημα μη γραμμικό με αγνώστους τις διακοπτικές γωνίες. Συνήθως επιλέγουμε να εξαλείψουμε τις s ανώτερες αρμονικές (μετά τη βασική) έτσι ώστε να προκύψει ένα ομοιόμορφο $s \times s$ μη γραμμικό σύστημα. Για την επίλυση αυτού του μη γραμμικού συστήματος χρησιμοποιούμε τη Newton-Raphson. Όσο μεγαλύτερο είναι το s τόσο μεγαλύτερο είναι το παραπάνω σύστημα και άρα έχω περισσότερες λύσεις. Αν αναγάγουμε τις λύσεις σε σημεία γραφικής παράστασης, τότε όσο μεγαλώνει το s θα έχουμε περισσότερα σημεία που θα προσεγγίζουν την ημιτονοειδή κυματομορφή.

Συνοψίζοντας τα παραπάνω διαπιστώνεται ότι είναι επιθυμητό να επιδιώκονται όσο το δυνατόν περισσότερα επίπεδα στην τάση εξόδου ενός πολυεπίπεδου αντιστροφέα. Επιπρόσθετα, ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα μιας τέτοιας κλιμακωτής τάσης εξόδου είναι το γεγονός ότι κάθε ημιαγωγικός διακόπτης περιέρχεται από τη κατάσταση σβέσης στη κατάσταση

αγωγής (ή και αντίστροφα) μόνο μία φορά ανά κύκλο λειτουργίας. Με το τρόπο αυτό, μειώνονται αισθητά οι διακοπτικές απώλειες και περιορίζεται το πρόβλημα της ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης, συμβάλλοντας έτσι στην βελτίωση της απόδοσης του συστήματος. Από την άλλη όμως, τα πολλά επίπεδα τάσης μπορούν να δημιουργήσουν προβλήματα αστάθειας στο κύκλωμα του αντιστροφέα. Ο αριθμός των επιπέδων της τάσης εξόδου καθορίζει και τον αριθμό των ημιαγωγικών διακοπών που είναι απαραίτητοι για την λειτουργία του αντιστροφέα. Η χρήση όμως πολλών ημιαγωγικών διακοπών προκαλεί αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος παλμοδότησης αυτών. Η αύξηση της πολυπλοκότητας παλμοδότησης των ημιαγωγικών στοιχείων δημιουργεί, με τη σειρά της, προβλήματα αστάθειας τάσεως. Επομένως, είναι απαραίτητο να βρεθεί μια μέση λύση, οποία να ικανοποιεί και τις δύο παραπάνω προϋποθέσεις.

Σήμερα, στις περισσότερες εφαρμογές χρησιμοποιείται ο αντιστροφέας των πέντε επιπέδων. Ο αντιστροφέας πέντε επιπέδων κατορθώνει να παράγει μια τάση εξόδου ποιοτικά ικανοποιητική, όσον αφορά τις αρμονικές συνιστώσες, ενώ παράλληλα το κύκλωμα ελέγχου των παλμών έναυσης είναι σχετικά απλό. Υπάρχουν τρεις κυρίως τοπολογίες αντιστροφέων που χρησιμοποιούνται σε συστήματα ισχύος και τα οποία θα μελετήσουμε στη συνέχεια:

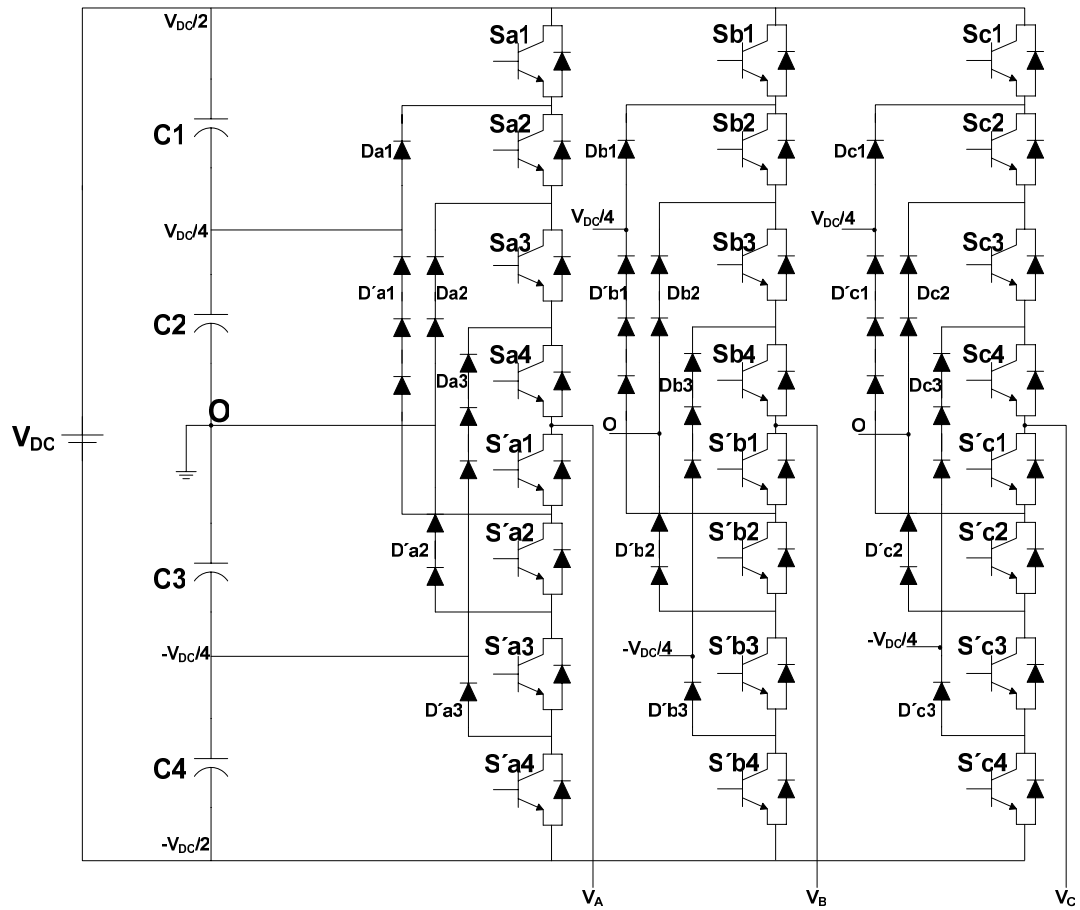
- ✓ **Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού και ουδέτερο σημείο (Neutral Point Diode Clamped Multilevel Inverter, NPDCMI)**
- ✓ **Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying Capacitor-Clamped Multilevel Inverter, FCMI)**
- ✓ **Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσεων (Cascaded - separate DC sources Multilevel Inverter, SDCSMI)**

3.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ NPDCMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

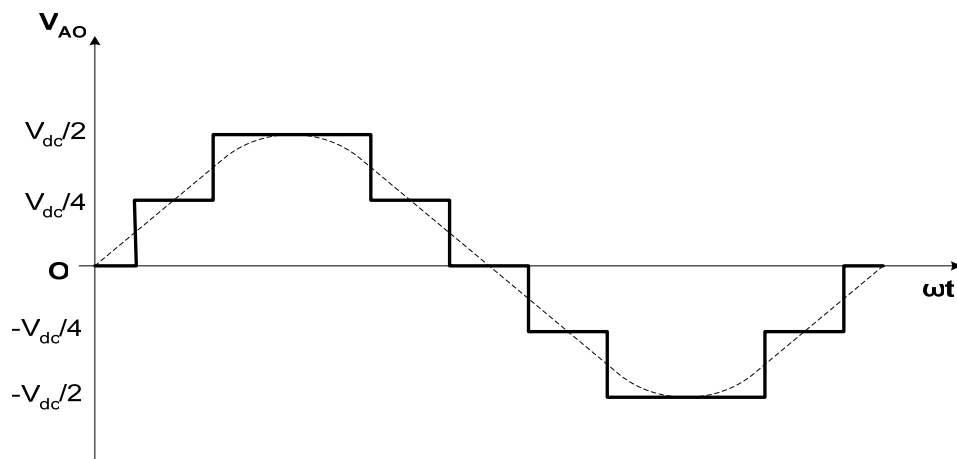
Στο σχήμα 3.2.1(α), παρουσιάζεται ο τριφασικός αντιστροφέας πέντε επιπέδων με διόδους περιορισμού και ουδέτερο σημείο. Η ιδέα μια τέτοιας τοπολογίας, για την παραγωγή μιας τάσης πολλαπλών επιπέδων, πρωτοεμφανίστηκε στις αρχές της δεκαετίας του 90 [16]-[18]. Πρόδρομος της τοπολογίας αυτής ήταν ο αντιστροφέας ουδέτερου σημείου, NPC [19], ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή τάσης τριών επιπέδων και είχε ευρεία εφαρμογή τόσο στη βιομηχανία [20],[21], όσο και στα συστήματα FACTS [22]. Όταν αργότερα επεκτάθηκε η χρήση του σε εφαρμογές όπου τα επίπεδα τάσεως ήταν περισσότερα, η τοπολογία του αντιστροφέα NPC βελτιώθηκε και μετονομάστηκε σε DCMI. Σήμερα, έχει επικρατήσει και χρησιμοποιείται ο όρος NPDCMI.

Όπως αναφέραμε και στην ενότητα 3.1, ο αριθμός των πυκνωτών εξαρτάται από τον αριθμό των επιπέδων της τάσης και συνδέονται μέσω της σχέσης (3.2). Στο κύκλωμα του NPDCMI χρησιμοποιούνται τέσσερις πυκνωτές. Το σημείο ανάμεσα στους δύο κεντρικούς πυκνωτές ($C_2 - C_3$) ορίζεται ως το ουδέτερο σημείο O (neutral point, σχήμα 3.2.1(α)). Αυτό σημαίνει ότι η dc τάση εισόδου υποδιαιρείται σε πέντε επίπεδα και επομένως η φασική τάση εξόδου θα έχει πέντε επίπεδα. Σύμφωνα με τη σχέση 3.1 στα άκρα κάθε πυκνωτή θα εφαρμόζεται τάση ίση με (η χωρητικότητα είναι ανάλογη της τάσης του πυκνωτή):

$$V_{\text{πυκνωτών}} = \frac{V_{dc}}{m-1} \xrightarrow{m=5} V_{\text{πυκνωτών}} = V_{dc}/4$$



(α)



(β)

Σχήμα 3.2.1 Αντιστροφέας NPDCMI πέντε επιπέδων [23]:

(α) Τοπολογία αντιστροφή.

(β) Κυματομορφή φασικής τάσης εξόδου.

Στο σχήμα 3.2.1(β) παρουσιάζεται η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων. Ως φασική τάση εξόδου ορίζεται η τάση που παρουσιάζει το σημείο V_A σε σχέση με το δυναμικό του σημείου O , που είναι μηδέν. Αυτή η φασική τάση, λοιπόν, αποτελείται από πέντε επίπεδα: $\pm V_{dc}/4$, $\pm V_{dc}/2$, 0 . Στο σημείο αυτό, να αναφέρουμε ότι η παρουσία του μηδενικού επιπέδου, ως ενδιάμεσου επιπέδου, και όχι ενός άλλου μη μηδενικού επιπέδου δεν είναι τυχαία, αλλά απαραίτητη για την ύπαρξη συμμετρίας. Είναι γνωστό ότι η φασική τάση εξόδου ενός αντιστροφέα είναι συμμετρική ως προς τον άξονα του χρόνου, δηλαδή η κυματομορφή της φασικής τάσης κατά τη θετική ημiperίοδο είναι ίση κατά μέτρο και αντίθετη κατά πρόσημο με την κυματομορφή της κατά την αρνητική ημiperίοδο. Επομένως, για να διατηρηθεί η συμμετρία σε μια φασική τάση πέντε επιπέδων είναι απαραίτητο το ενδιάμεσο επίπεδο να είναι το μηδενικό. Αν γενικεύσουμε αυτή τη παρατήρηση, διαπιστώνουμε ότι κάθε αντιστροφέας με περιττό αριθμό επιπέδων στη φασική του τάση, έχει πάντοτε ένα μηδενικό ενδιάμεσο επίπεδο. Αντίθετα, οι αντιστροφείς με άρτιο αριθμό επιπέδων στη φασική τους τάση δεν περιέχουν μηδενικό επίπεδο.

Στο σχήμα 3.2.1(α), παρατηρούμε ότι σε κάθε φάση υπάρχουν 8 συνολικά διακόπτες, τέσσερις κύριοι (S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} , S_{a4} , «πάνω διακόπτες») και οι άλλοι είναι συμπληρωματικοί τους (S'_{a1} , S'_{a2} , S'_{a3} , S'_{a4} , «κάτω διακόπτες»). Ο αριθμός των διακοπών που απαιτούνται είναι άμεση συνάρτηση των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου. Η σχέση που συνδέει τον αριθμό των διακοπών με τον αριθμό των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου ενός αντιστροφέα NPDCMI είναι $N_{\text{διακοπών}} = 2*(m-1)$, όπου m ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου. Επομένως, για τη συγκεκριμένη περίπτωση των πέντε επιπέδων της τάσεως εξόδου απαιτούνται 8 διακόπτες, τέσσερις κύριοι και οι συμπληρωματικοί τους.

Για την παραγωγή κάθε επιπέδου τάσης είναι απαραίτητη η αγωγή συγκεκριμένων διακοπών. Στον αντιστροφέα NPDCMI, κάθε επίπεδο παράγεται από μια και μοναδική αλληλουχία αγωγής διακοπών. Υπάρχουν, επομένως, πέντε κατάλληλοι συνδυασμοί αγωγής διακοπών, οι οποίοι περιγράφονται παρακάτω (ανάλογα με τα επίπεδα τάσης):

1. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = V_{dc}/2$, πρέπει να άγουν όλοι οι πάνω διακόπτες (S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} , S_{a4})
2. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = V_{dc}/4$, πρέπει να άγουν τρεις πάνω διακόπτες (S_{a2} , S_{a3} , S_{a4}), και ένας κάτω διακόπτης S'_{a1}
3. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = 0$, πρέπει να άγουν δύο πάνω διακόπτες (S_{a3} , S_{a4}), και δύο κάτω διακόπτες (S'_{a1} , S'_{a2})
4. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = -V_{dc}/4$, πρέπει να άγουν ένας πάνω διακόπτης (S_{a4}), και τρεις κάτω διακόπτες (S'_{a1} , S'_{a2} , S'_{a3})

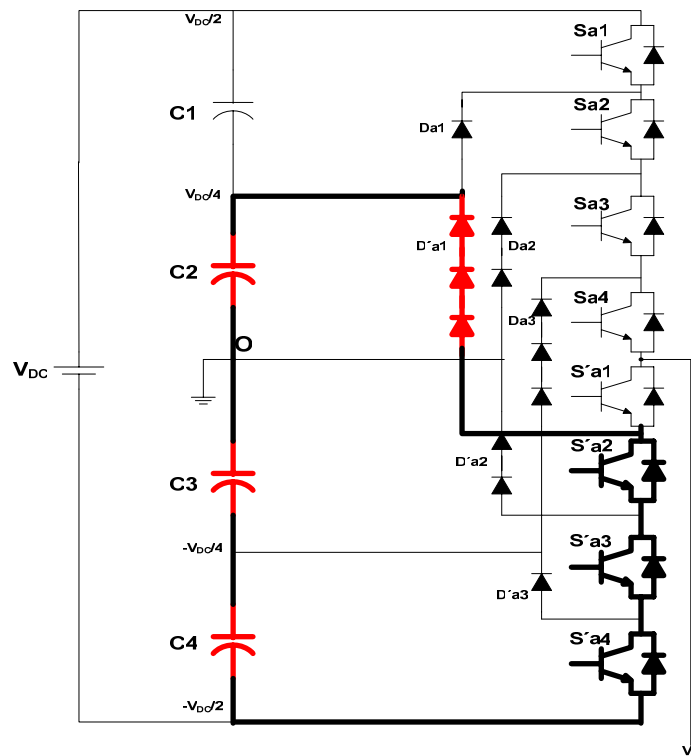
5. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = -V_{dc}/2$, πρέπει να άγουν όλοι οι κάτω διακόπτες ($S'a1, S'a2, S'a3, S'a4$).

Στο πίνακα 3.1 παρουσιάζονται συνοπτικά τα επίπεδα τάσεως και οι αντίστοιχες καταστάσεις των διακοπών. Η κατάσταση 1 αντιστοιχεί στη κατάσταση αγωγής του διακόπτη, ενώ η κατάσταση 0 στη κατάσταση αποκοπής του διακόπτη. Όπως αναφέρθηκε, έχουμε τέσσερις κύριους διακόπτες και τέσσερις συμπληρωματικούς. Δηλαδή έχουν σχηματιστεί τέσσερα ζευγάρια συμπληρωματικών διακοπών για την κάθε μια φάση του αντιστροφέα [($Sa1- S'a1$), ($Sa2- S'a2$), ($Sa3- S'a3$), ($Sa4- S'a4$)]. Παρατηρώντας τον πίνακα 3.1, συμπεραίνουμε ότι σε μια περίοδο, για κάθε ζευγάρι, μόνο ο ένας εκ των δύο διακοπών άγει, ενώ ο άλλος είναι σε κατάσταση αποκοπής. Έτσι αν ένας διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής, ο αντίστοιχος συμπληρωματικός του, στο ζευγάρι, θα είναι σε αποκοπή. Ένα ακόμα σημαντικό στοιχείο που εξάγεται από τον πίνακα 3.1, είναι το γεγονός ότι σε κάθε χρονική στιγμή άγουν πάντοτε τέσσερις συνολικά διακόπτες. Ο αριθμός αυτός δεν είναι τυχαίος. Ο αριθμός των διακοπών που πρέπει να άγουν σε κάθε χρονική στιγμή προκύπτει από τη σχέση $(m-1)$, όπου m ο επιθυμητός αριθμός επιπέδων στην φασική τάση εξόδου. Επομένως, στην προκειμένη περίπτωση των πέντε επιπέδων ($m=5$), δικαιολογημένα άγουν τέσσερις διακόπτες ($m-1=4$).

ΦΑΣΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ V_{AO}	ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ							
	$Sa1$	$Sa2$	$Sa3$	$Sa4$	$S'a1$	$S'a2$	$S'a3$	$S'a4$
$V_{DC}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{DC}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-V_{DC}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-V_{DC}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

Πίνακας 3.1 Επίπεδα φασικής τάσης εξόδου και οι αντίστοιχες καταστάσεις των διακοπών του αντιστροφέα NPDCMI.

Εκτός των διόδων ελεύθερης διελεύσεως, που είναι παράλληλα τοποθετημένες στα άκρα κάθε διακόπτη υπάρχουν και άλλες διόδοι, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2.1(α). Αυτές οι διόδοι έχουν διπλό ρόλο ανάλογα με τη χρονική στιγμή και την αλληλουχία των διακοπών που άγουν. Έτσι σε μια δεδομένη στιγμή κάποιες διόδοι μπορεί να λειτουργούν ως βραχυκύκλωμα και να μεταφέρουν στους διακόπτες επίπεδα τάσεως, ενώ ταυτόχρονα κάποιες άλλες μπορεί να λειτουργούν ως ανοιχτοκύκλωμα για να ανακόψουν τις ανάστροφες τάσεις, οι οποίες μπορεί να προκαλέσουν βραχυκύκλωμα στη φάση του αντιστροφέα. Παρόλο που κάθε ενεργό διακοπτικό στοιχείο απαιτείται να ανακόψει ένα επίπεδο τάσεως, τιμής $V_{dc}/(m-1)$, οι διόδοι, για να μπορούν να αποκόψουν τις ανάστροφες τάσεις, θα έπρεπε να έχουν διαφορετική διακοπτική ικανότητα. Για να γίνει πιο κατανοητή η λειτουργία των διόδων στη συνέχεια περιγράφεται ένα παράδειγμα μιας φάσης του αντιστροφέα για μία τυχαία χρονική στιγμή. Ας υποθέσουμε μια χρονική στιγμή κατά την οποία άγουν οι διακόπτες $S'a2$, $S'a3$, $S'a4$ (άγει και ο διακόπτης $S'a1$ αλλά δεν επηρεάζει, τάση εξόδου $-V_{dc}/2$). Παρατηρώντας το σχήμα 3.2.2, όταν άγουν αυτοί οι τρεις διακόπτες η διάδος $D'a1$ πρέπει να ανακόψει μια ανάστροφη τάση ίση με τη τάση τριών εν σειρά συνδεδεμένων πυκνωτών (κόκκινο χρώμα, σχήμα 3.2.2). Δηλαδή, θα πρέπει η διάδος $D'a1$ να έχει διακοπτική ικανότητα τάσεως $3V_{dc}/4$. Κάθε διακοπτικό στοιχείο, όμως, έχει δυνατότητα αποκοπής τάσεως $V_{dc}/(m-1)$ ή $V_{dc}/4$. Επομένως, για τη περίπτωση αυτή χρειάζεται να χρησιμοποιήσουμε μια συστοιχία των τριών διόδων, για να μπορεί η $D'a1$ να ανακόψει μια τάση $3V_{dc}/4$.



Σχήμα 3.2.2 Παράδειγμα αποκοπής ανάστροφης τάσης από τη συστοιχία διόδων $D'a1$, για μια φάση του αντιστροφέα NPDCMI [23].

Παρόμοια είναι και η λογική που ακολουθείται και για τις υπόλοιπες διόδους. Η διόδοι Da2 και D'a2 χρειάζεται να αποκόψουν μια τάση $V_{dc}/2$, και η διόδος Da3 χρειάζεται να αποκόψει μια τάση $3V_{dc}/4$.

Στη παραπάνω ανάλυση υποθέσαμε ότι κάθε διόδος έχει την ίδια διακοπτική ικανότητα με ένα ενεργό διακοπτικό στοιχείο, $V_{dc}/(m-1)$. Με αυτή τη προϋπόθεση, ο ακριβής αριθμός των διόδων που απαιτείται για την υλοποίηση μιας φάση του αντιστροφέα NPDCMI δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$N_{\text{διόδων}} = (m-1) \times (m-2) \quad (3.9)$$

Επομένως, στη συγκεκριμένη περίπτωση του αντιστροφέα πέντε επιπέδων θα έχουμε για $m=5$, συνολικά 12 διόδους. Παρατηρούμε στη σχέση 3.9 ότι ο αριθμός των διόδων είναι ένα πολυώνυμο δευτέρου βαθμού ως προς m . Αυτό σημαίνει ότι όσο αυξάνεται ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου, ο αριθμός των διόδων αυξάνεται με ρυθμό ανάλογο του τετραγώνου του m . Όταν ο αριθμός m είναι μεγάλος, τότε ο αριθμός των διόδων που απαιτούνται κάνει την τοπολογία μη υλοποιήσιμη. Έτσι, ενισχύεται η άποψη που αναφέρθηκε στην εισαγωγή ότι τα πολλά επίπεδα τάσης από τη μια βελτιώνουν την ποιότητα ισχύος, από την άλλη όμως δημιουργούν πρακτικά προβλήματα.

Παρατηρώντας τον πίνακα 3.1, διαπιστώνουμε ότι ο διακόπτης Sa1 άγει μόνο για τη χρονική στιγμή που $V_{AO} = V_{dc}/2$, ενώ ο διακόπτης Sa4 άγει σε όλη τη διάρκεια της περιόδου εκτός από τη χρονική στιγμή όπου $V_{AO} = -V_{dc}/2$. Μια τέτοια ασύμμετρη χρήση και φόρτιση των διακοπών έχει ως αποτέλεσμα οι διακόπτες Sa1 και Sa4 να επιβαρύνονται διαφορετικά, από απόψεως ρεύματος, κατά τη διάρκεια μιας περιόδου. Ως εκ τούτου, αν για τη σχεδίαση του αντιστροφέα χρησιμοποιείται το μέσο Duty Cycle για την αποτίμηση του μεγέθους των διακοπών, τότε οι «πάνω διακόπτες» (Sa1, Sa2, Sa3, Sa4) ίσως υπερεκτιμηθούν, όσον αφορά τις δυνατότητες λειτουργίας τους, ενώ οι «κάτω διακόπτες» (S'a1, S'a2, S'a3, S'a4) ίσως υποεκτιμηθούν. Εάν κατά τη σχεδίαση επιλεχθεί η χειρότερη περίπτωση, τότε σε κάθε φάση του αντιστροφέα NPDCMI θα υπάρχουν $2 \times (m-2)$ διακόπτες, το μέγεθος των οποίων θα έχει υπερεκτιμηθεί.

Ένα πρόβλημα που συναντάται στους αντιστροφείς NPDCMI είναι το φαινόμενο της ανομοιόμορφης κατανομής της τάσης των πυκνωτών, (Capacitor Voltage Unbalance, CVU). Επειδή τα επίπεδα τάσεως στα άκρα κάθε πυκνωτή είναι διαφορετικά, τα ρεύματα που παράγουν οι ίδιοι οι πυκνωτές θα είναι επίσης διαφορετικά. Σε περίπτωση λειτουργίας με συντελεστή ισχύος ίσο με τη μονάδα, ο χρόνος εκφόρτισης των πυκνωτών είναι διαφορετικός. Ένα τέτοιο προφίλ φόρτισης-εκφόρτισης των πυκνωτών επαναλαμβάνεται κάθε μισό κύκλο με αποτέλεσμα να εμφανίζεται το φαινόμενο CVU μεταξύ των διαφόρων επιπέδων τάσης. Αυτό το φαινόμενο μπορεί να εξαλειφθεί χρησιμοποιώντας στη θέση των πυκνωτών σταθερές πηγές τάσεως ή μπαταρίες, ή PWM ρυθμιστές τάσεως.

Τα κύρια πλεονεκτήματα που παρουσιάζει ο αντιστροφέας NPDCMI μπορούν να περιγραφούν επιγραμματικά παρακάτω:

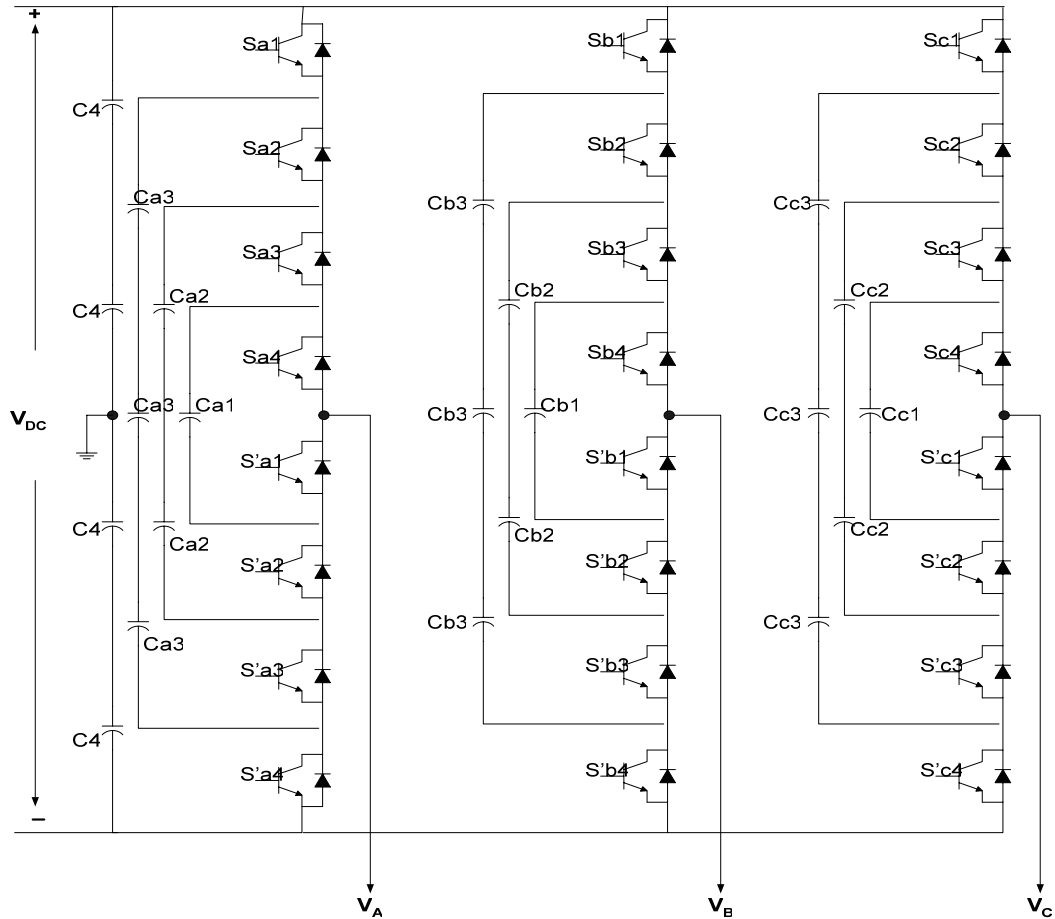
- Όταν ο αριθμός των επιπέδων είναι μεγάλος, το αρμονικό περιεχόμενο του φάσματος συχνοτήτων είναι αρκετά μικρό, έτσι ώστε να μην είναι απαραίτητη η χρήση φίλτρου στην έξοδο.
- Η αποδοτικότητα του αντιστροφέα είναι υψηλή, επειδή όλα τα στοιχεία έχουν διακοπτική συχνότητα ίση με τη θεμελιώδη συχνότητα.

Τα κύρια μειονεκτήματα που παρουσιάζει ο αντιστροφέας NPDCMI μπορούν να περιγραφούν επιγραμματικά παρακάτω:

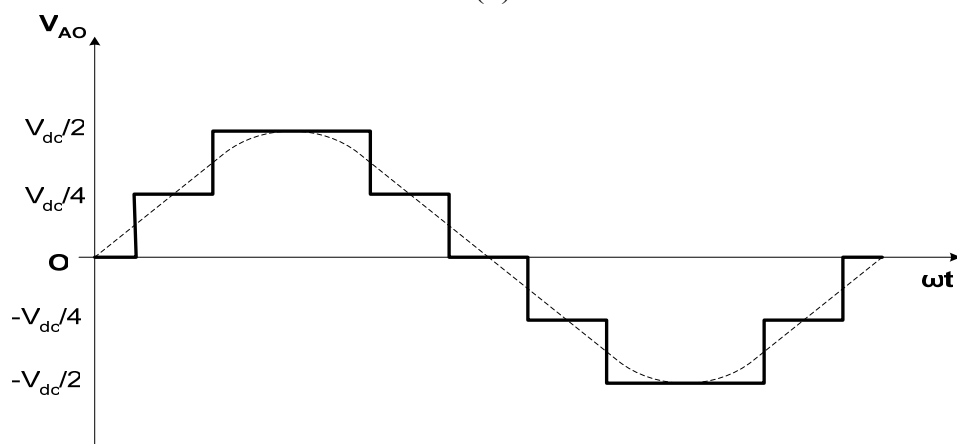
- Όταν ο αριθμός των επιπέδων είναι μεγάλος, ο απαιτούμενος αριθμός διόδων είναι ιδιαίτερα υψηλός, ακόμα και μη λειτουργικός.
- Είναι δύσκολο να ελέγξει κάποιος τη πραγματική ροή ισχύος ξεχωριστά του κάθε αντιστροφέα σε έναν αντιστροφέα σε ένα σύστημα με αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων.
- Το μέγιστο πλάτος της φασικής τάσης εξόδου είναι ίσο με το ήμισυ της dc τάσης εισόδου.

3.3 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στο σχήμα 3.3.1(α) παρουσιάζεται ο τριφασικός αντιστροφέας πέντε επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές [4],[13],[23]-[25].



(α)



(β)

Σχήμα 3.3.1 Αντιστροφέας FCMΙ πέντε επιπέδων [23]

(α) Τοπολογία αντιστροφέα.

(β) Κυματομορφή φασικής τάσης εξόδου.

Η dc τάση εισόδου με τη χρήση μια συστοιχίας εν σειρά πυκνωτών διαιρείται σε αντίστοιχα επίπεδα. Στη συγκεκριμένη περίπτωση όπου η φασική τάση εξόδου είναι πέντε επιπέδων απαιτείται η ύπαρξη τεσσάρων πυκνωτών, όπως ακριβώς αναλύσαμε και στην ενότητα 3.2 για τον αντιστροφέα NPDCMI. Το σημείο ανάμεσα στους δύο κεντρικούς πυκνωτές ($C_2 - C_3$) ορίζεται ως το ουδέτερο σημείο O (neutral point, σχήμα 3.3.1(α)). Σύμφωνα με τη σχέση 3.1 στα άκρα κάθε πυκνωτή θα εφαρμόζεται τάση ίση με (η χωρητικότητα είναι ανάλογη της τάσης του πυκνωτή):

$$V_{\text{πυκνωτών}} = \frac{V_{dc}}{m-1} \xrightarrow{m=5} V_{\text{πυκνωτών}} = V_{dc}/4$$

Στο σχήμα 3.3.1(β) παρουσιάζεται η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων. Ως φασική τάση εξόδου ορίζεται η τάση που παρουσιάζει το σημείο V_A σε σχέση με το δυναμικό του σημείου O , που είναι μηδέν. Αυτή η φασική τάση, λοιπόν, αποτελείται από πέντε επίπεδα: $\pm V_{dc}/4, \pm V_{dc}/2, 0$. Η ύπαρξη του μηδενικού ενδιάμεσου σημείου αιτιολογήθηκε στην ενότητα 3.2. Όπως παρατηρούμε, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα FCMΙ είναι ίδια με αυτή του αντιστροφέα NPDCMI (σχήμα 3.2.1(β))

Στο σχήμα 3.3.1(α) παρατηρούμε ότι σε κάθε φάση υπάρχουν 8 συνολικά διακόπτες, τέσσερις κύριοι ($Sa1, Sa2, Sa3, Sa4$, «πάνω διακόπτες») και οι άλλοι είναι συμπληρωματικοί τους ($S'a1, S'a2, S'a3, S'a4$, «κάτω διακόπτες»). Ο αριθμός των διακοπών που απαιτούνται είναι άμεση συνάρτηση των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου. Η σχέση που συνδέει τον αριθμό των διακοπών με τον αριθμό των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου ενός αντιστροφέα FCMΙ είναι $N_{\text{διακοπών}} = 2*(m-1)$, όπου m ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου. Επομένως, για τη συγκεκριμένη περίπτωση των πέντε επιπέδων της τάσεως εξόδου απαιτούνται 8 διακόπτες, τέσσερις κύριοι και οι συμπληρωματικοί τους.

Για την παραγωγή κάθε επιπέδου τάσης είναι απαραίτητη η αγωγή συγκεκριμένων διακοπών. Στον αντιστροφέα FCMΙ, σε αντίθεση με τον αντιστροφέα NPDCMI, κάθε επίπεδο τάσης δεν παράγεται από μια και μοναδική αλληλουχία αγωγής διακοπών. Για κάθε επίπεδο τάσης μπορεί να υπάρξουν δύο, τρεις ή και παραπάνω συνδυασμοί διακοπών που άγουν. Στη συνέχεια παρουσιάζονται για κάθε επίπεδο όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί αγωγής διακοπών:

1. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = V_{dc}/2$, πρέπει να άγουν όλοι οι πάνω διακόπτες ($Sa1, Sa2, Sa3, Sa4$)
2. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = V_{dc}/4$, υπάρχουν τρεις δυνατοί συνδυασμοί:
 - i) $Sa1, Sa2, Sa3, S'a1$, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/2 \text{ από τους πάνω } C4) - (V_{dc}/4 \text{ από τον } Ca1)$.
 - ii) $Sa2, Sa3, Sa4, S'a4$, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (3V_{dc}/4 \text{ από τον } Ca3) - (V_{dc}/2 \text{ από τους κάτω } C4)$.

- iii)** Sa1, Sa3, Sa4, S'a3, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/2 \text{ από τους πάνω } C4) - (3V_{dc}/4 \text{ από τους } Ca3) + (V_{dc}/2 \text{ από τους } Ca2)$.
3. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = 0$, υπάρχουν έξι δυνατοί συνδυασμοί:
- i)** Sa1, Sa2, S'a1, S'a2, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/2 \text{ από τους πάνω } C4) - (V_{dc}/2 \text{ από τους } Ca2)$.
- ii)** Sa3, Sa4, S'a3, S'a4, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/2 \text{ από τους } Ca2) - (V_{dc}/2 \text{ από τους κάτω } C4)$.
- iii)** Sa1, Sa3, S'a1, S'a3, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/2 \text{ από τους πάνω } C4) - (3V_{dc}/4 \text{ από τους } Ca3) + (V_{dc}/2 \text{ από τους } Ca2) - (V_{dc}/4 \text{ από τον } Ca1)$.
- iv)** Sa1, Sa4, S'a2, S'a3, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/2 \text{ από τους πάνω } C4) - (3V_{dc}/4 \text{ από τους } Ca3) + (V_{dc}/4 \text{ από τον } Ca1)$.
- v)** Sa2, Sa4, S'a2, S'a4, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (3V_{dc}/4 \text{ από τους } Ca3) - (V_{dc}/2 \text{ από τους } Ca2) + (V_{dc}/4 \text{ από τον } Ca1) - (V_{dc}/2 \text{ από τους κάτω } C4)$.
- vi)** Sa2, Sa3, S'a1, S'a4, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (3V_{dc}/4 \text{ από τους } Ca3) - (V_{dc}/4 \text{ από τον } Ca1) - (V_{dc}/2 \text{ από τους κάτω } C4)$.
4. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = -V_{dc}/4$, υπάρχουν τρεις δυνατοί συνδυασμοί:
- i)** Sa1, S'a1, S'a2, S'a3, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/2 \text{ από τους πάνω } C4) - (3V_{dc}/4 \text{ από τους } Ca3)$.
- ii)** Sa4, S'a2, S'a3, S'a4, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/4 \text{ από τον } Ca1) - (V_{dc}/2 \text{ από τους κάτω } C4)$.
- iii)** Sa3, S'a1, S'a3, S'a4, όπου η φασική τάση εξόδου ισούται με $V_{AO} = (V_{dc}/2 \text{ από τους } Ca2) - (V_{dc}/4 \text{ από τον } Ca1) - (V_{dc}/2 \text{ από τους κάτω } C4)$.
5. Για φασική τάση εξόδου $V_{AO} = -V_{dc}/2$, πρέπει να άγουν όλοι οι κάτω διακόπτες (S'a1, S'a2, S'a3, S'a4).

Στο πίνακα 3.2 παρουσιάζονται συνοπτικά τα επίπεδα τάσεως και οι αντίστοιχες καταστάσεις των διακοπών. Η κατάσταση 1 αντιστοιχεί στη κατάσταση αγωγής του διακόπτη, ενώ η κατάσταση 0 στη κατάσταση αποκοπής του διακόπτη. Σε αντίθεση με το αντιστροφέα NPDCMI, στον αντιστροφέα FCMΙ βλέπουμε ότι δεν υπάρχει κανένας περιορισμός ταυτόχρονης αγωγής συμπληρωματικών διακοπών.

ΦΑΣΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ V_{AO}	ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ							
	$Sa1$	$Sa2$	$Sa3$	$Sa4$	$S'a1$	$S'a2$	$S'a3$	$S'a4$
$V_{DC}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{DC}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	0	1	0	0	1
$-V_{DC}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	0	0	1	0	1	1	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
$-V_{DC}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

Πίνακας 3.2 Επίπεδα φασικής τάσης εξόδου και οι αντίστοιχες καταστάσεις των διακοπών του αντιστροφέα FCMI.

Ένα ακόμα σημαντικό στοιχείο που εξάγεται από τον πίνακα 3.2, και το οποίο συναντήσαμε και στον αντιστροφέα NPDCMI, είναι το γεγονός ότι σε κάθε χρονική στιγμή άγουν πάντοτε τέσσερις συνολικά διακόπτες. Ο αριθμός των διακοπών που πρέπει να άγουν σε κάθε χρονική στιγμή προκύπτει από τον παρακάτω τύπο $(m-1)$, όπου m ο επιθυμητός αριθμός επιπέδων στην φασική τάση εξόδου. Επομένως, στην προκειμένη περίπτωση των πέντε επιπέδων ($m=5$), δικαιολογημένα άγουν τέσσερις διακόπτες ($m-1=4$).

Παρατηρώντας τις διακοπτικές καταστάσεις, όπως περιγράφηκαν παραπάνω, διαπιστώνεται ότι η φασική τάση εξόδου εξαρτάται από το αλγεβρικό άθροισμα των συστοιχιών των πυκνωτών (του $Ca1$, των $Ca2$, των $Ca3$ και των $C4$). Η τάση των συστοιχιών αυτών άλλοτε αφαιρείται και άλλοτε προστίθεται στην φασική τάση εξόδου. Στις περιπτώσεις όπου εμφανίζουν θετικό πρόσημο, και άρα συνεισφέρουν θετικά στη τάση εξόδου, οι πυκνωτές των συστοιχιών αυτών εκφορτίζονται. Αντίθετα, στις περιπτώσεις όπου εμφανίζουν αρνητικό πρόσημο, και άρα συνεισφέρουν αρνητικά στη τάση εξόδου, οι πυκνωτές τους φορτίζονται. Με κατάλληλη επομένως επιλογή συνδυασμού αγωγής διακοπών είναι δυνατόν να ισορροπήσει ο κύκλος φόρτισης - εκφόρτισης των πυκνωτών.

Θεωρώντας ότι οι πυκνωτές που χρησιμοποιούνται έχουν ικανότητα τάσεως ίση με αυτή των διακοπών ισχύος, για έναν αντιστροφέα FCMI m επιπέδων απαιτούνται $(m-1) \times (m-2)/2$ πυκνωτές για κάθε φάση χωρίς βέβαια να συνυπολογίζουμε τους $(m-1)$ πυκνωτές για την διαίρεση της dc τάσης εισόδου. Στην περίπτωση του αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων ο συνολικός

αριθμός πυκνωτών που πρέπει να χρησιμοποιηθεί είναι $(5-1) \times (5-2) / 2 = 6$. Αν συγκρίνουμε τον αριθμό πυκνωτών (6 στο σύνολο χωρίς τους πυκνωτές C4 της dc εισόδου) που απαιτείται σε έναν αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων, με τον αριθμό διόδων που απαιτείται σε έναν αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων (12 στο σύνολο), θα διαπιστώσουμε ότι ο αριθμός των διόδων είναι διπλάσιος.

Αν στο σύνολο των πυκνωτών θέλουμε να συνοπολογίσουμε και τους πυκνωτές, που απαιτούνται για τη διαίρεση της dc τάσης εισόδου τα πράγματα τότε είναι διαφορετικά. Θεωρώντας ότι οι πυκνωτές που χρησιμοποιούνται έχουν ικανότητα τάσεως ίση με αυτή των διακοπών ισχύος, για μια φασική τάση εξόδου m επιπέδων απαιτούνται $(m-1)$ πυκνωτές στο dc κομμάτι της εισόδου. Επομένως, ο συνολικός αριθμός πυκνωτών που απαιτούνται σε έναν αντιστροφέα FCMI m επιπέδων είναι ίσος με $\sum_{j=1}^m (m-j)$. Άρα για τη συγκεκριμένη περίπτωση όπου $m=5$ απαιτούνται 10 συνολικά πυκνωτές, τέσσερις για το dc κομμάτι εισόδου και άλλοι έξι για τη διαμόρφωση των επιμέρους επιπέδων τάσεως. Παρατηρούμε ότι ο αριθμός των συνολικών πυκνωτών είναι αρκετά μεγάλος και όσο αυξάνονται τα επίπεδα τάσης τόσο αυξάνεται και ο αριθμός των πυκνωτών. Τέλος, να αναφέρουμε ότι οι πυκνωτές C4 στο dc κομμάτι της εισόδου είναι κοινοί και χρησιμοποιούνται και από τις άλλες δύο φάσεις.

Σε αντίθεση με τον αντιστροφέα NPDCMI, ο αντιστροφέας FCMI έχει αφθονία όσον αφορά τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσεως. Ένα επίπεδο τάσεως λέμε ότι υπάρχει σε αφθονία αν υπάρχουν δύο ή και περισσότεροι έγκυροι συνδυασμοί αγωγής διακοπών που μπορούν να το συνθέσουν. Αυτό σημαίνει ότι το φαινόμενο της ανομοιόμορφης κατανομής της τάσης των πυκνωτών που συναντήσαμε στην ενότητα 3.2 εδώ δεν δημιουργεί πρόβλημα. Η δυνατότητα της αφθονίας επιπέδων επιτρέπει τον καλύτερο έλεγχο της τάσης κάθε πυκνωτή χωριστά. Για την παραγωγή ενός επιπέδου της φασικής τάσεως εξόδου, ο αντιστροφέας μπορεί να χρησιμοποιεί διαφορετικούς συνδυασμούς πυκνωτών, έτσι ώστε να επιτρέπει επιλεκτικά τη φόρτιση ή εκφόρτιση των πυκνωτών. Αυτή η ευχέρεια επιλογής βοηθάει στο σωστό χειρισμό της τάσης των πυκνωτών καθώς επίσης και στη διατήρηση τους στα σωστά επίπεδα τάσεως. Είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν δύο ή περισσότεροι συνδυασμοί για τα μεσαία επίπεδα τάσεως ($3V_{dc}/4$, $V_{dc}/2$ και $V_{dc}/4$) σε μια ή περισσότερες περιόδους για να εξισορροπήσει η διαδικασία φόρτισης - εκφόρτισης των πυκνωτών.

Η παραπάνω δυνατότητα χειρισμού των συνδυασμών αγωγής των διακοπών έχει και αρνητικά αποτελέσματα. Σε πρακτικό επίπεδο, η επιλογή του κατάλληλου συνδυασμού γίνεται αρκετά πολύπλοκη και η διακοπτική συχνότητα χρειάζεται να γίνει μεγαλύτερη απ' ό,τι η θεμελιώδης συχνότητα. Διαπιστώσαμε, λοιπόν, ότι υπάρχουν πολλοί διακοπτικοί συνδυασμοί για την παραγωγή μια τάσεως πέντε επιπέδων. Για το λόγο, στον πίνακα 3.3 προτείνεται ένας συνδυασμός αγωγής διακοπών για κάθε επίπεδο τάσεως. Το σκεπτικό με το οποίο εξάγονται οι παρακάτω συνδυασμοί είναι απλό. Παρατηρώντας τον πίνακα 3.3 διαπιστώνουμε ότι σε μια περίοδο κάθε ένας διακόπτης αλλάζει μόνο μια φορά την κατάσταση του, από αγωγή σε

αποκοπή ή και το ανάστροφο. Αυτό έχει ως συνέπεια το κύκλωμα ελέγχου των παλμών έναυσης να απλοποιείται αρκετά. Επιπρόσθετα, οι διακοπτικές απώλειες μειώνονται αισθητά και έτσι η απόδοση του αντιστροφέα γίνεται μεγαλύτερη. Εν τούτοις, ο περιορισμός των επιλογών των διακοπτικών αλληλουχιών για κάθε επίπεδο τάσης, έχει αρνητικές επιπτώσεις στο VCU. Κάτι τέτοιο, όμως, σε πρακτικό επίπεδο ίσως είναι αναπόφευκτο.

ΦΑΣΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ V_{AO}	ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ							
	$Sa1$	$Sa2$	$Sa3$	$Sa4$	$S'a1$	$S'a2$	$S'a3$	$S'a4$
$V_{DC}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{DC}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
$-V_{DC}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
$-V_{DC}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

Πίνακας 3.3 Επίπεδα φασικής τάσης εξόδου και οι αντίστοιχες προτεινόμενες καταστάσεις των διακοπών του αντιστροφέα NPDCMI.

Τα κύρια πλεονεκτήματα του αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων παρουσιάζονται επιγραμματικά στη συνέχεια:

- Η χρήση μεγάλου αριθμού πυκνωτών, με μεγάλη χωρητικότητα, παρέχουν επιπλέον δυνατότητες σε περίπτωση διακοπής ρεύματος.
- Τέτοιοι αντιστροφείς παρέχουν αφθονία διακοπτικών καταστάσεων συμβάλλοντας στην ομοιόμορφη φόρτιση – εκφόρτιση διακοπών.
- Η φασική τάση εξόδου με τα πολλαπλά επίπεδα που παρουσιάζει έχει λιγότερες αρμονικές συνιστώσες στο φάσμα συχνοτήτων της και έτσι η χρήση φίλτρου εξόδου δεν είναι απαραίτητη.
- Τόσο η πραγματική όσο και η αναστρέφουσα ροή ισχύος μπορεί να ελεγχθεί.

Τα κύρια μειονεκτήματα του αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων παρουσιάζονται επιγραμματικά στη συνέχεια:

- Ένας μεγάλος αριθμός πυκνωτών απαιτείται όταν ο αριθμός των επιπέδων της τάσης εξόδου αυξηθεί. Οι αντιστροφείς πολλών επιπέδων παρουσιάζουν δυσκολία πακεταρίσματος εξ αιτίας των

μεγάλων και πολυάριθμων πυκνωτών που απαιτούνται αλλά και το αυξημένο κόστος κατασκευής.

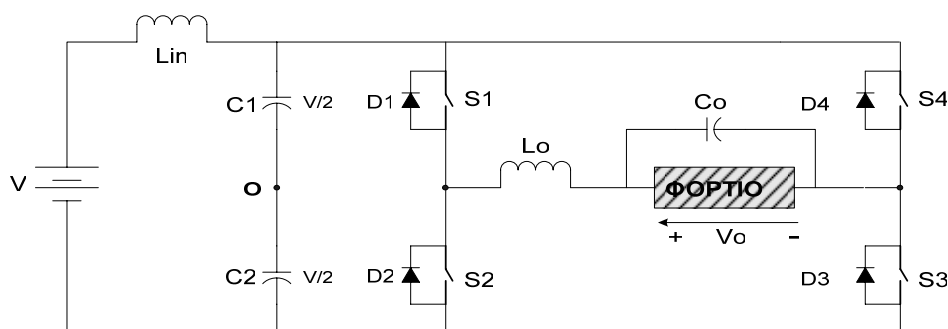
- Ο έλεγχος του αντιστροφέα μπορεί να είναι ιδιαίτερα πολύπλοκος
- Οι διακοπτική συχνότητα και οι διακοπτικές απώλειες είναι μεγαλύτερες.
- Το μέγιστο πλάτος της φασικής τάσης εξόδου είναι ίσο με το ήμισυ της dc τάσης εισόδου.

3.4 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ SDCSMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Προτού περάσουμε στην ανάλυση του αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων είναι σκόπιμο να αναλύσουμε τον μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, ο οποίος αποτελεί τη βασική δομική μονάδα της τοπολογίας αυτής.

3.4.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

Στο σχήμα 3.4.1 παρουσιάζεται ένας αντιστροφέας σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας, ο οποίος αποτελείται από δύο ημιγέφυρες. Χρησιμοποιώντας την ίδια DC τάση εισόδου, η μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας είναι διπλάσια από αυτή του αντιστροφέα ημιγέφυρας. Στο σχήμα 3.4.2 παρουσιάζονται οι κυματομορφές του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας[2].

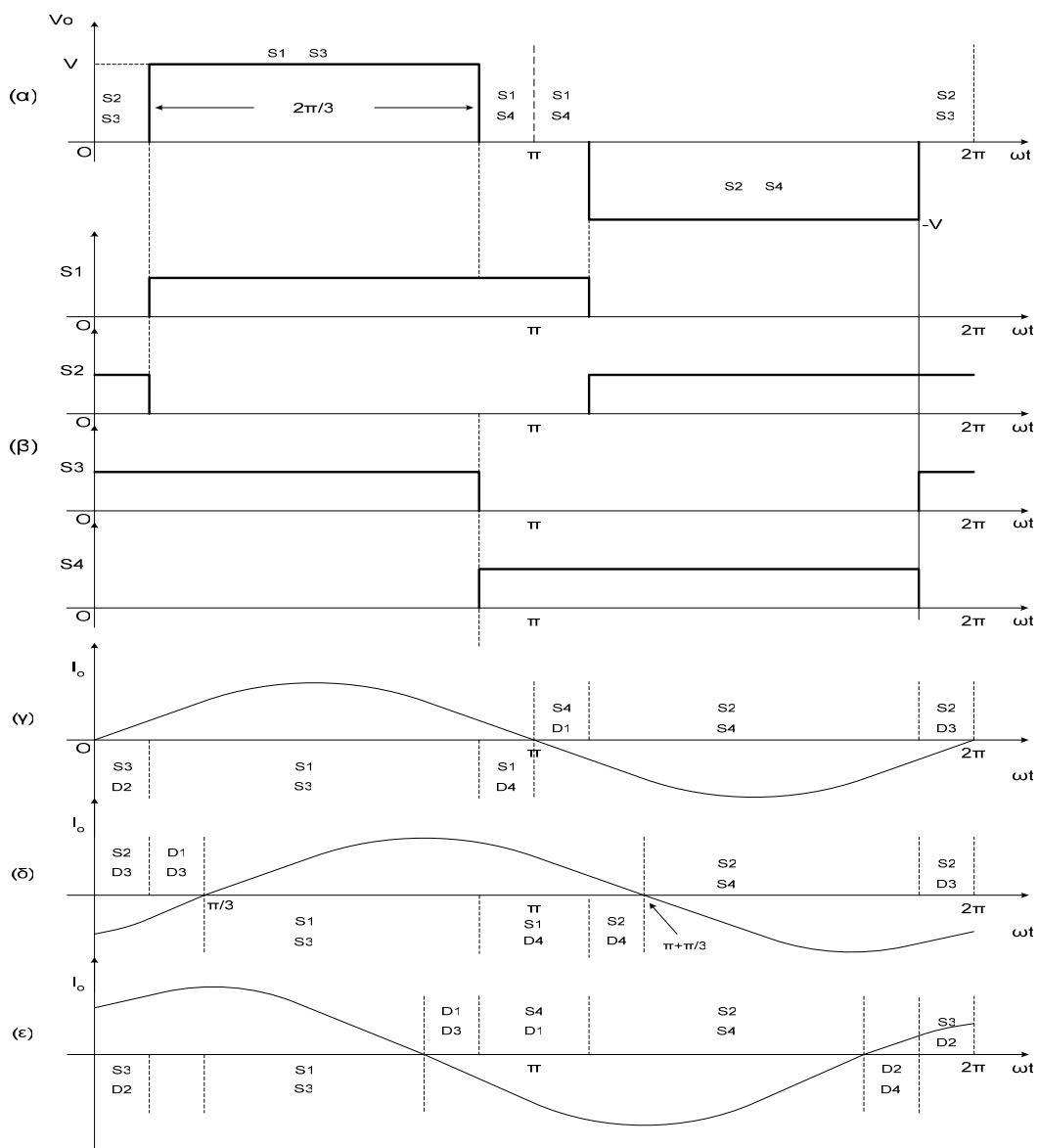


Σχ.3.4.1 Συνδεσμολογία αντιστροφέα πλήρους γέφυρας[2].

Εξετάζοντας το κύκλωμα και τις κυματομορφές της τοπολογίας του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας συμπεραίνουμε τα εξής:

- i) Όταν το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν θετικές τιμές (δηλ. το γινόμενο $v_o \cdot i_o$ είναι θετικό), τότε άγουν οι διακόπτες S1 και S3 και έτσι ενεργός ισχύς μεταφέρεται από την είσοδο του αντιστροφέα προς την έξοδο.
- ii) Όταν το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν ταυτόχρονα αρνητικές τιμές (δηλ. το γινόμενο $v_o \cdot i_o$ είναι θετικό), τότε άγουν οι διακόπτες S2 και S4 και έτσι ενεργός ισχύς μεταφέρεται από την είσοδο του αντιστροφέα προς την έξοδο.
- iii) Όταν η τάση εξόδου έχει μηδενική τιμή και ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει θετική τιμή (δηλ το γινόμενο $v_o \cdot i_o$ είναι μηδενικό), τότε μπορεί να άγει ένα από τα ζεύγη των ημιαγωγικών στοιχείων (S3, D2), (S1, D4) και έτσι επιτυγχάνεται η κυκλοφορία του ρεύματος

εξόδου. Δηλαδή αν στην περίπτωση αυτή άγει ο διακόπτης S3 τότε το ρεύμα εξαναγκάζει τη διόδο D2 να άγει και έτσι το ρεύμα κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα S3-φορτίο-D2. Το ρεύμα αυτό, το οποίο κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα ονομάζεται κυκλικό ρεύμα (circulating current).



Σχ.3.4.2 Κυματομορφές* αντιστροφέα πλήρους γέφυρας[2]:

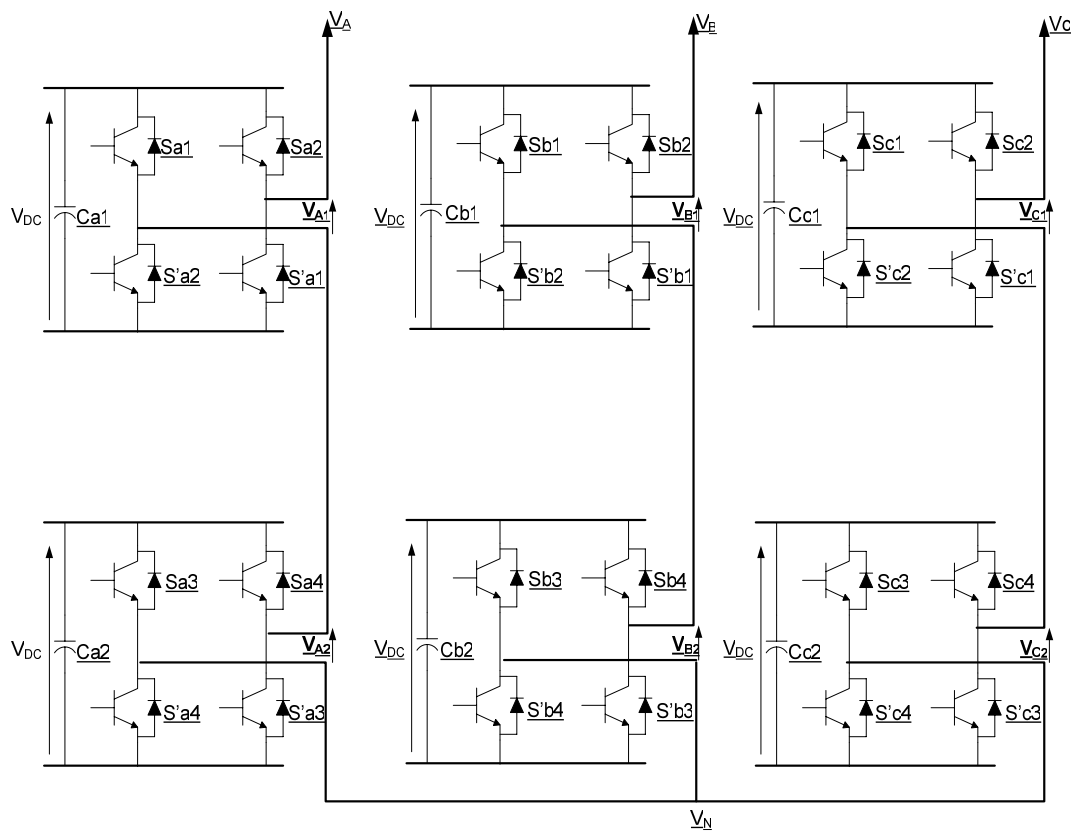
- (α) Τάση εξόδου.
- (β) Παλμοί έναυσης των διακοπών.
- (γ) Ρεύμα εξόδου για ωμικό φορτίο.
- (δ) Ρεύμα εξόδου για επαγωγικό φορτίο.
- (ε) Ρεύμα εξόδου για χωρητικό φορτίο.

*Έχει υποθεθεί ότι το φίλτρο εξόδου παρέχει ημιτονοειδές ρεύμα εξόδου και η μετατόπιση του ρεύματος οφείλεται μόνο στο φορτίο.

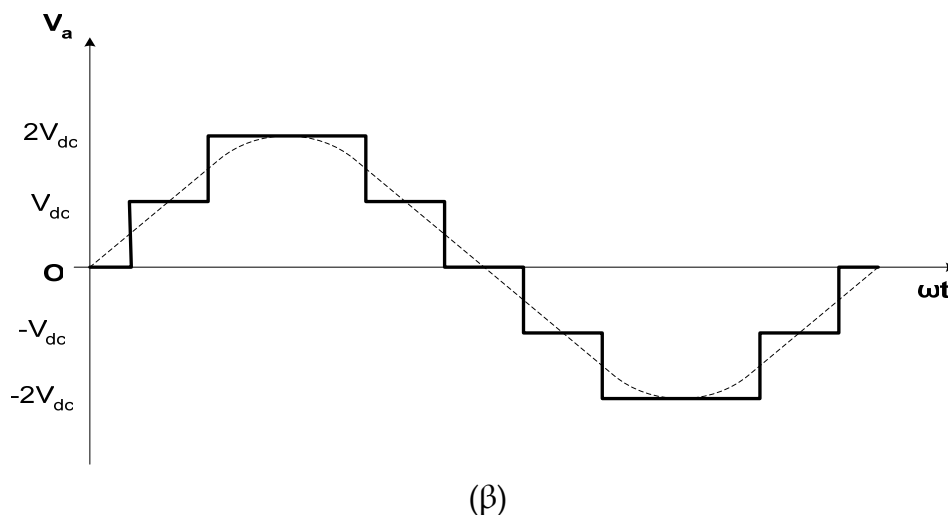
- iv) Όταν η τάση εξόδου έχει μηδενική τιμή και ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει αρνητική τιμή (δηλ το γινόμενο $v_o \cdot i_o$ είναι μηδενικό), τότε άγει ένα από τα ζεύγη των ημιαγωγικών στοιχείων (S4, D1), (S2, D3) και έτσι επιτυγχάνεται η κυκλοφορία του ρεύματος εξόδου. Δηλαδή αν στην περίπτωση αυτή άγει ο διακόπτης S4 τότε το ρεύμα εξαναγκάζει τη διόδο D1 να άγει και έτσι το ρεύμα κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα S4-φορτίο-D1. Το ρεύμα αυτό, το οποίο κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα ονομάζεται ανακυκλωμένο ρεύμα. Στην περίπτωση αυτή ηλεκτρική ισχύς μεταφέρεται από την αυτεπαγωγή του φορτίου προς την πηγή εισόδου. Αυτή η ηλεκτρική ισχύς ονομάζεται άεργος ισχύς και το ρεύμα άεργο ρεύμα.
- v) Όταν η τάση εξόδου έχει θετική τιμή και ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει αρνητική τιμή (δηλαδή το φορτίο είναι επαγωγικό και το γινόμενο $v_o \cdot i_o$ είναι αρνητικό), τότε οι διόδοι ελεύθερης διέλευσης D1 και D3 εξαναγκάζονται να άγουν και έτσι το ρεύμα κυκλοφορεί μέσω του υποκυκλώματος πηγή- D1-φορτίο-D3.
- vi) Όταν η τάση εξόδου έχει αρνητική τιμή και ταυτόχρονα το ρεύμα έχει θετική τιμή (δηλ. Το φορτίο είναι χωρητικό και το γινόμενο $v_o \cdot i_o$ είναι αρνητικό), τότε οι διόδοι ελεύθερης διέλευσης D2 και D4 εξαναγκάζονται να άγουν και έτσι το ρεύμα κυκλοφορεί μέσω του υποκυκλώματος πηγή- D2-φορτίο-D4. Στην περίπτωση αυτή άεργος ισχύς μεταφέρεται από τον πυκνωτή του φορτίου προς την πηγή εισόδου και το ρεύμα στην περίπτωση αυτή είναι επίσης άεργο ρεύμα.

3.4.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ SDCSMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων αποτελούν μια διαφορετική τοπολογία, η οποία ξεφεύγει από την λογική των δύο προηγούμενων αντιστροφέων NPDCMI και FCMI [23],[26]-[29]. Στο σχήμα 3.4.3(α) παρουσιάζεται ένας τριφασικός αντιστροφέας SDCSMI πέντε επιπέδων. Παρατηρώντας το σχήμα, διαπιστώνουμε ότι ουσιαστικά πρόκειται για έναν αντιστροφέα του οποίου κάθε μία φάση ξεχωριστά αποτελείται από δύο μονοφασικούς αντιστροφείς πλήρους γέφυρας συνδεδεμένους εν σειρά, με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσεων (SDCSMI).



(α)



Σχήμα 3.4.1 Αντιστροφείς FCMI πέντε επιπέδων [23]:

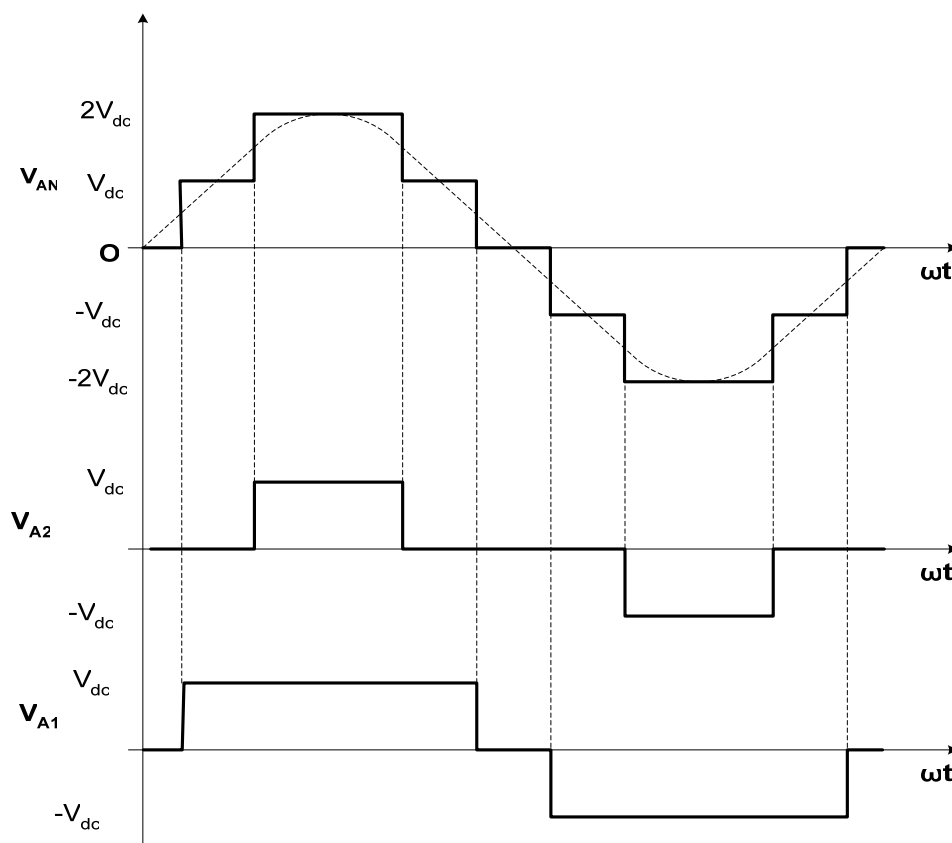
(α) Τοπολογία αντιστροφέα.

(β) Κυματομορφή φασικής τάσης εξόδου.

Στο σχήμα 3.4.3(β) παρουσιάζεται η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα SDCSMI. Παρατηρούμε ότι το μέγιστο πλάτος της φασικής τάσης είναι ίσο με το συνολικό άθροισμα των τάσεων των ανεξάρτητων πηγών(3.4.1(α)) που συνθέτουν κάθε φάση. Ο αριθμός των μονοφασικών αντιστροφέων που συνθέτουν μια φάση ή ισοδύναμα ο αριθμός των πηγών που συνθέτουν μια φάση καθορίζει και τον αριθμό των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου. Στην περίπτωση του αντιστροφέα πέντε επιπέδων, όπου η φασική τάση εξόδου παρουσιάζει πέντε επίπεδα (σχήμα 3.4.3(β)), απαιτούνται δύο μονοφασικοί αντιστροφείς πλήρους γέφυρας ή ισοδύναμα δύο ανεξάρτητες πηγές τάσεως για κάθε φάση. Γενικά ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$m = 2 \cdot s + 1 \quad (3.10)$$

όπου s ο αριθμός των ανεξάρτητων μονοφασικών αντιστροφέων ή ο αριθμός των ανεξάρτητων πηγών τάσεως. Η φασική τάση του αντιστροφέα SDCSMI προκύπτει από τη σύνθεση των τάσεων εξόδου των μονοφασικών αντιστροφέων. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4.4, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα SDCSMI προκύπτει από το άθροισμα της τάσης εξόδου των δύο αντιστροφέων, $V_{AN} = V_{A1} + V_{A2}$.



Σχήμα 3.4.4 Η φασική τάση εξόδου V_{AN} ως υπέρθεση των τάσεων των μονοφασικών αντιστροφέων πλήρους γέφυρας.

Τα κύρια πλεονεκτήματα ενός τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων παρουσιάζονται παρακάτω:

- Η παρούσα τοπολογία, εν αντιθέσει με τις προηγούμενες, απαιτεί τον ελάχιστο αριθμό στοιχείων για την παραγωγή m επιπέδων τάσης.
- Από κατασκευαστικής απόψεως, το πακετάρισμα μια τέτοιας τοπολογίας είναι πολύ εύκολο, λόγω του ότι κάθε επίπεδο τάσης έχει την ίδια δομή στοιχείων και δεν απαιτούνται επιπλέον συστοιχίες διόδων ή πυκνωτές εξισορρόπησης.
- Δεν απαιτούνται πολύπλοκες διακοπτικές τεχνικές για την μείωση των διακοπτικών απωλειών ή της καταπόνησης των διακοπών.
- Σε αντίθεση με τις άλλες δύο τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων, το μέγιστο πλάτος της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα SDCSMI είναι ίσο με αυτό της συνολικής dc τάσης εισόδου.

Κάθε μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας τροφοδοτείται από δική του, ξεχωριστή, ανεξάρτητη dc πηγή τάσης. Η πηγή αυτή τάσης μπορεί να είναι είτε μπαταρίες, είτε κυψέλες υδρογόνου, είτε ηλιακές κυψέλες. Η χρήση ανεξάρτητων πηγών τάσεως στους αντιστροφείς πλήρους γέφυρας περιορίζει το φάσμα εφαρμογών του αντιστροφέα SDCSMI. Μια τέτοια τοπολογία είναι κατάλληλη για συστήματα ανανεώσιμης ενέργειας, όπως για παράδειγμα κυψέλες υδρογόνου, φωτοβολταϊκά, βιομάζα.

3.5 ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΣ ΒΑΣΙΚΩΝ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ

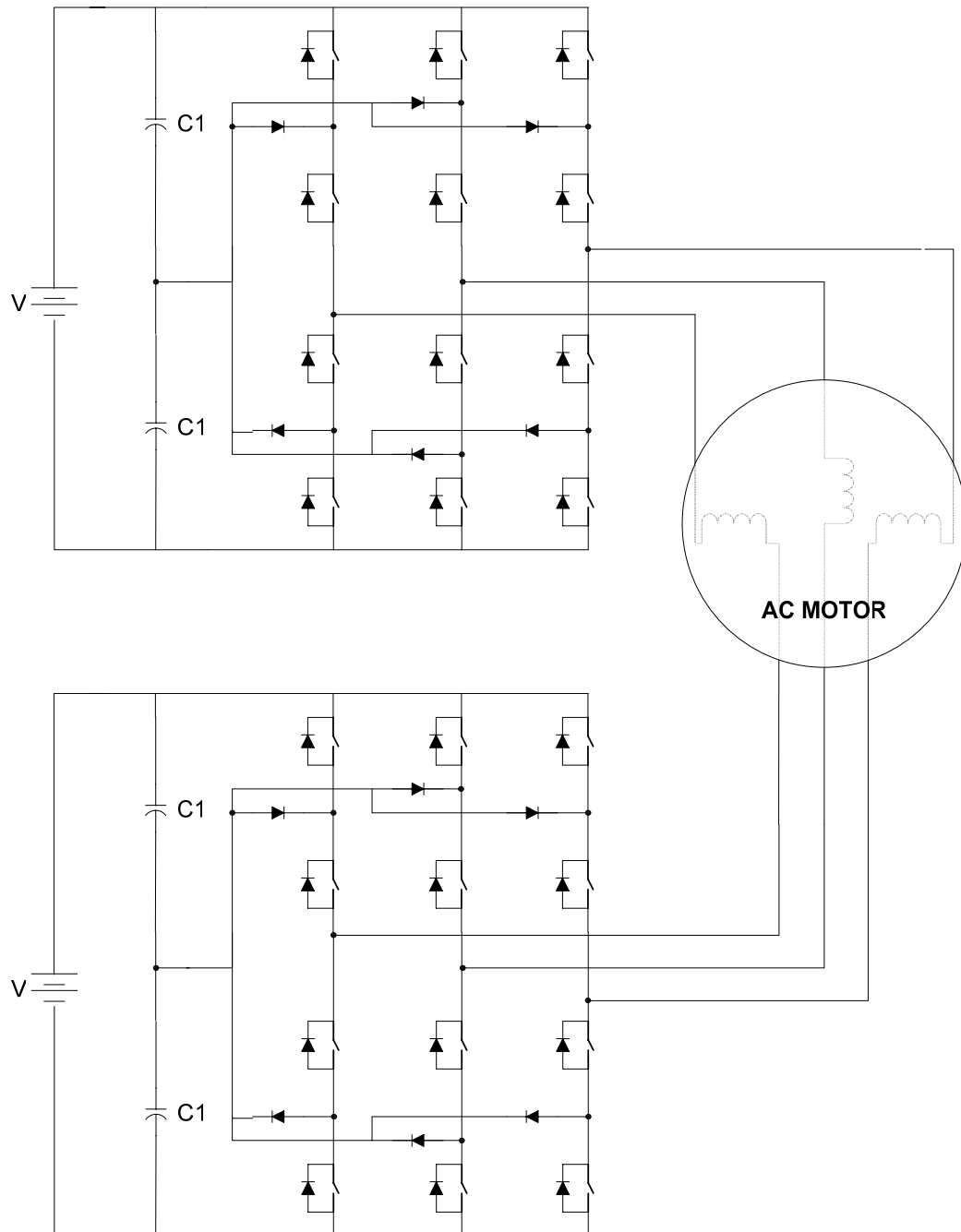
Πέραν των τριών βασικών τοπολογιών πολυεπίπεδων αντιστροφέων, που περιγράφηκαν παραπάνω (NPDCMI, FCMI, SDCSMI), υπάρχει η δυνατότητα δημιουργίας νέων τοπολογιών πολυεπίπεδων αντιστροφέων με την εν σειρά ή εν παραλλήλω σύνδεση των είδη υπαρχόντων. Οι τοπολογίες που προκύπτουν από τέτοιους συνδυασμούς είναι δυνατόν να εμφανίζουν πολύ περισσότερα πλεονεκτήματα σε σχέση με τις βασικές τοπολογίες.

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν τρεις νέες τοπολογίες. Η πρώτη τοπολογία αποτελεί συνδυασμό δύο αντιστροφέων NPDCMI τριών επιπέδων, οι οποίοι συνδέονται έμμεσα μέσω του φορτίου (cascaded diode-clamped inverter, CDCI). Η δεύτερη τοπολογία είναι συνδυασμός δύο αντιστροφέων, ενός τριών επιπέδων και ενός πέντε επιπέδων (cascaded multilevel H-bridge inverter, CHMI). Τέλος, η τρίτη τοπολογία πρόκειται για έναν συνδυασμό ενός κλασσικού αντιστροφέα NPDCMI τριών επιπέδων με έναν αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων (Cascaded diode-clamped/H- bridge inverter, DCHI) [30].

3.5.1 Cascaded Diode-Clamped Inverter

Στο σχήμα 3.5.1 παρουσιάζεται η τοπολογία ενός CDCI αντιστροφέα. Όπως διαπιστώνεται, ένας αντιστροφέας NPDCMI τριών επιπέδων τροφοδοτεί ένα τριφασικό φορτίο (πχ. κινητήρα), το οποίο δεν έχει ένα κοινό ουδέτερο σημείο, έτσι ώστε το άλλο άκρο κάθε φασικού τυλίγματος να μπορεί να συνδεθεί με έναν άλλο αντιστροφέα NPDCMI τριών επιπέδων. Παρατηρώντας την τοπολογία του σχήματος 3.5.1, και αναλογιζόμενοι την τάση εξόδου, διαπιστώνουμε ότι αυτός ο αντιστροφέας είναι ίδιος με τον SDCSMI. Ωστόσο, η νέα αυτή τοπολογία παρουσιάζει ένα σημαντικό πλεονέκτημα, η dc πηγή τάσης τροφοδοτεί τις τρεις φάσεις και καταργεί τα μονοφασικά dc ρεύματα χαμηλών συχνοτήτων, που εμφανίζονται στον αντιστροφέα SDCSMI. Σε αυτή τη τοπολογία παρατηρούμε ότι και οι δύο αντιστροφείς NPDCMI τριών επιπέδων τροφοδοτούνται από απομονωμένες και ανεξάρτητες πηγές τάσεως. Ο ένας αντιστροφέας λειτουργεί με υψηλή τάση και χαμηλή συχνότητα (κύριος αντιστροφέας), ενώ ο άλλος λειτουργεί σε χαμηλή τάση και υψηλή συχνότητα. Έτσι εάν για κάποιο λόγο τεθεί εκτός λειτουργίας ο κύριος (υψηλής τάσεως) αντιστροφέας, τότε το φορτίο μπορεί να οδηγηθεί από τον δευτερεύοντα (χαμηλής τάσης) αντιστροφέα με το σύστημα επαναδιαμόρφωσης. Ένα άλλο πλεονέκτημα του αντιστροφέα CDCI είναι η διπλή φύση του αντιστροφέα, η οποία τον βοηθάει να λειτουργεί ακόμα και σε συνθήκες σφάλματος. Εάν για κάποιο λόγο τεθεί εκτός λειτουργίας ο κύριος (υψηλής τάσεως) αντιστροφέας, τότε το φορτίο μπορεί να οδηγηθεί από τον δευτερεύοντα (χαμηλής τάσης) αντιστροφέα με το σύστημα επαναδιαμόρφωσης. Τέλος ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα που παρουσιάζει η παρούσα τοπολογία είναι η υψηλή ποιότητα ισχύος που

επιτυγχάνεται με ένα σχετικά μικρό αριθμό αγωγών, λόγω του φαινομένου της πολύπλεξης πολλαπλών επιπέδων τάσεως. Εξ αιτίας όλων των παραπάνω πλεονεκτημάτων η τοπολογία αυτή, τα τελευταία χρόνια, έχει προσελκύσει αρκετά το ενδιαφέρον των ερευνητών [31],[32].

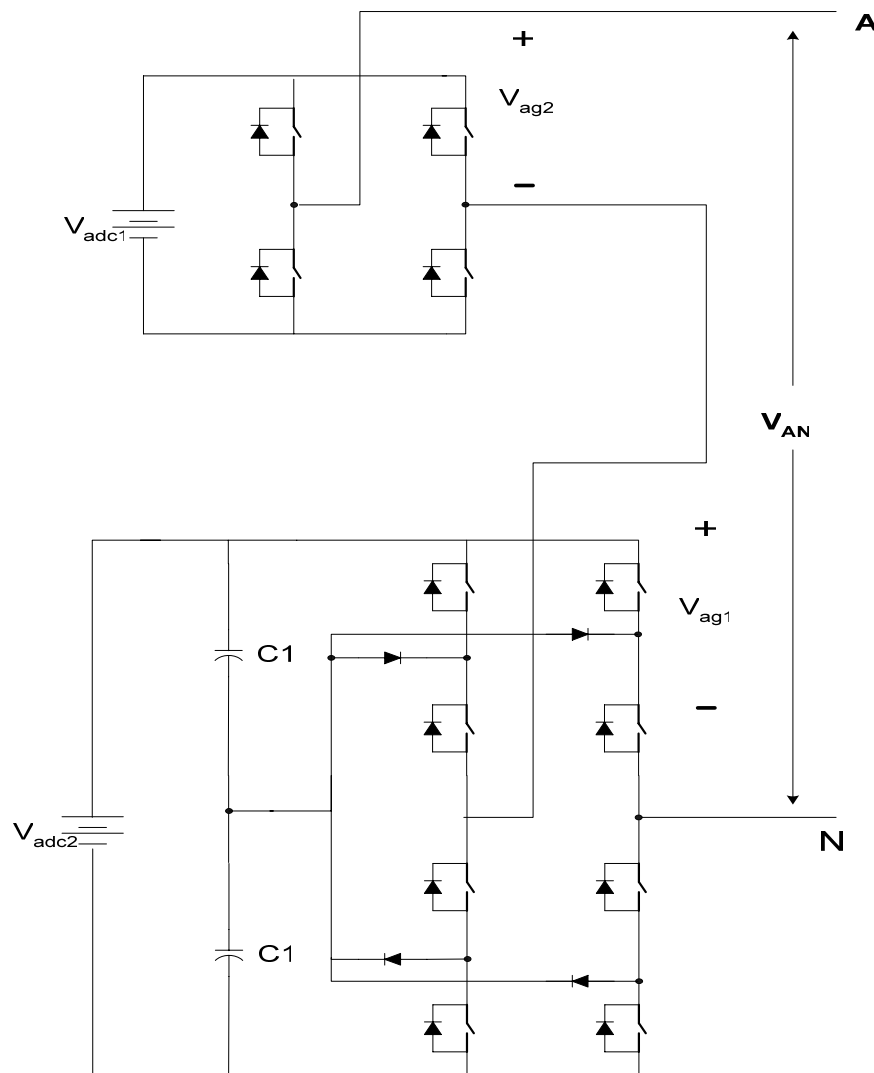


Σχήμα 3.5.1 Cascaded Diode-Clamped Inverter [30].

3.5.2 Cascaded Multilevel H-Bridge Inverter

Στο σχήμα 3.5.2 παρουσιάζεται η μία φάση ενός τριφασικού αντιστροφέα που προκύπτει από το συνδυασμό δύο αντιστροφέων δύο αντιστροφέων, ενός τριών επιπέδων και ενός πέντε επιπέδων. Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 3.5.2 ο πρώτος αντιστροφέας πέντε επιπέδων πρόκειται για έναν σύνθετο αντιστροφέα NPDCMI - H-Bridge [33]. Στη συνέχεια ο αντιστροφέας πέντε επιπέδων εισέρχεται στον αντιστροφέα γέφυρας τριών επιπέδων. Ο λόγος των dc τάσεων εισόδου επιλέγεται έτσι ώστε να επιτυγχάνεται μέγιστος αριθμός επιπέδων τάσης. Στη συγκεκριμένη περίπτωση έχει επιλεγθεί ένας λόγος $V_{adc1}=6V_{adc2}$ έτσι ώστε να προκύψει μια τάση εξόδου 15 επιπέδων.

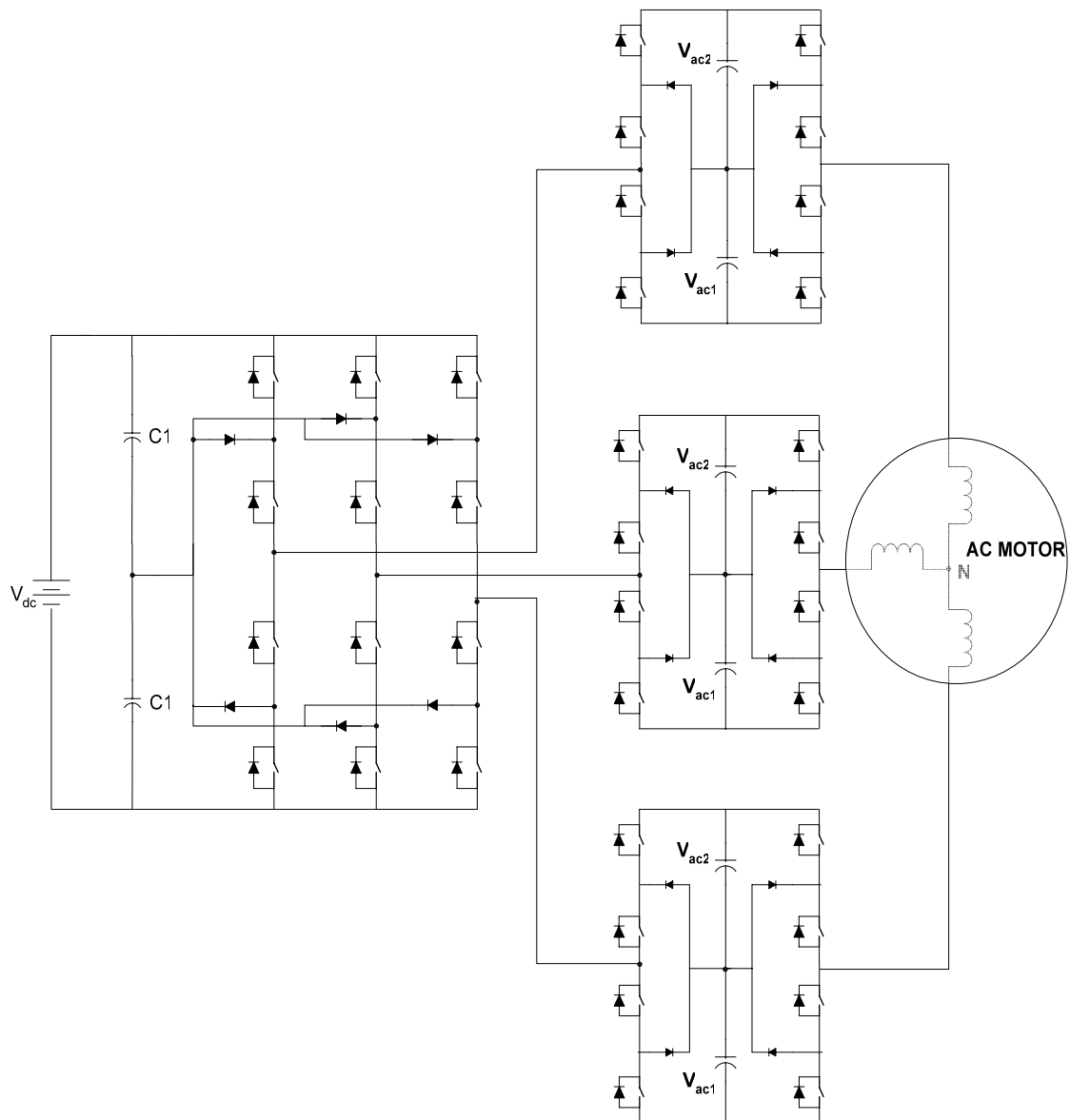
Ένα πλεονέκτημα που εμφανίζει ο συγκεκριμένος αντιστροφέας είναι η δυνατότητα μείωσης μιας εκ των dc πηγών τάσης σε κάθε φάση, αντικαθιστώντας τη με ένα πυκνωτή. Στη περίπτωση όμως αυτή θυσιάζουμε μερικά επίπεδα τάσης [34].



Σχήμα 3.5.2 Cascaded Multilevel H-Bridge Inverter [30].

3.5.3 Cascaded Diode Clamped / H-Bridge Inverter

Στο σχήμα 3.5.3 παρουσιάζεται μια μέθοδο συνδυασμού ενός αντιστροφέα NPDCMI τριών επιπέδων και ενός αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων[35]. Μια τέτοια τοπολογία μπορεί να παράγει μια τάση 15 επιπέδων, εάν η dc πηγές εισόδου έχουν λόγο $V_{dc} = 5 (v_{ac1} + v_{ca2})$. Ωστόσο είναι καλύτερο κάποια επίπεδα τάσης να θυσιαστούν ώστε να χρησιμοποιηθούν πυκνωτές αντί απομονωμένων πηγών τάσης. Πιο συγκεκριμένα αν ο αντιστροφέας αυτός παράγει 11 επίπεδα τάσης τότε οι αιωρούμενοι πυκνωτές θα διατηρούν την τάση τους σταθερή όπως ακριβώς συμβαίνει και στον αντιστροφέα τριών επιπέδων.



Σχήμα 3.5.3 Cascaded Diode Clamped / H-Bridge Inverter [30].

3.6 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ

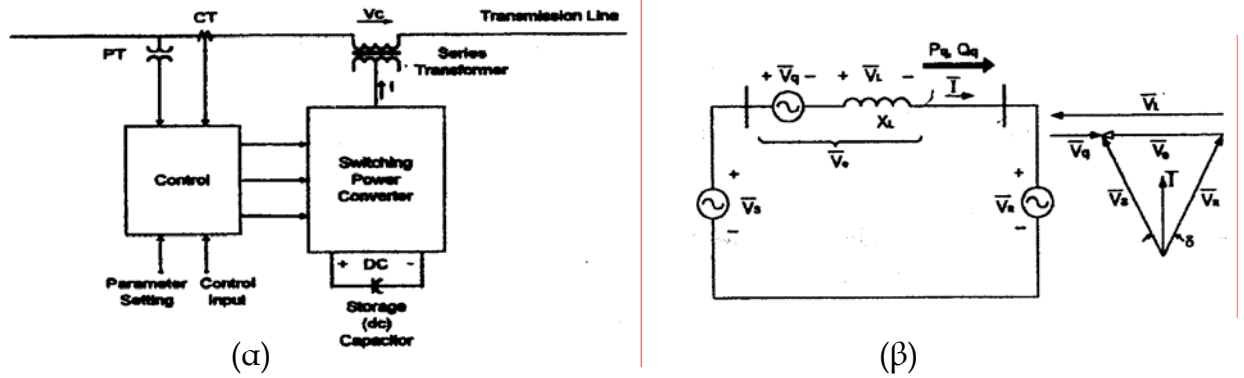
Οι αντιστροφείς πηγής τάσεως πολλαπλών επιπέδων παρουσιάζουν μεγάλο ενδιαφέρον κυρίως σε εφαρμογές υψηλών τάσεων. Στη μόνιμη κατάσταση, ένας αντιστροφέας μπορεί να παράγει ένα ελεγχόμενο αέριο ρεύμα, οπότε συμπεριφέρεται σαν στατός αέριος αντισταθμιστής (Static VAR Compensator). Επίσης, οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων μπορούν να μειώσουν το φυσικό μέγεθος των αντισταθμιστών και να βελτιώσουν τη λειτουργία του σε δυσμενείς περιπτώσεις. Η χρήση αντιστροφέων υψηλών τάσεων καθιστά ικανή την απευθείας σύνδεση με δίκτυα διανομής υψηλών τάσεων (πχ. 13kV), με αποτέλεσμα να απαιτούνται λιγότεροι μετασχηματιστές διανομής και άρα να μειώνεται το συνολικό κόστος του συστήματος. Επιπρόσθετα, το αρμονικό περιεχόμενο αυτών των αντιστροφέων περιέχει λιγότερες αρμονικές απ' ό,τι ένας συμβατικός αντιστροφέας και μάλιστα είναι δυνατόν οι αρμονικές αυτές να μειωθούν ακόμα περισσότερο με τη χρήση διακοπικών τεχνικών (κεφάλαιο 4), βελτιώνοντας έτσι την απόδοση του συστήματος. Οι πιο συνηθισμένες εφαρμογές αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων είναι: (1) αντισταθμιστές αέριου ισχύος, (2) τοπολογία σειράς ανόρθωση-αντιστροφέας, (3) συστήματα οδήγησης κινητήρων μεταβλητών στροφών.

3.6.1 Αντισταθμιστές αέριου ισχύος

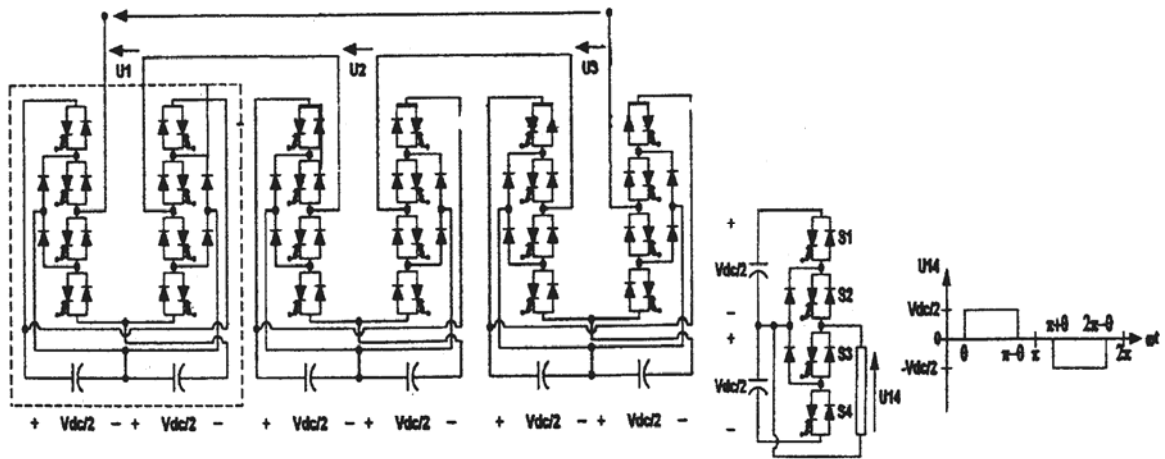
Ο σκοπός ενός αέριου αντισταθμιστή ισχύος είναι να ρυθμίζει την τάση του δικτύου με την έκχυση αέριου ισχύος στη γραμμή. Μια τέτοια διάταξη αντισταθμιστή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.6.1(α), όπου ο μετατροπέας της διάταξης συνδέεται στο δίκτυο υψηλής τάσης μέσω μετασχηματιστή. Αυτό επιβάλλεται, επειδή τα διακοπικά στοιχεία GTOs που χρησιμοποιεί ο μετατροπέας έχουν μέγιστη τάση περίπου 5 KV και γι' αυτό συνδέονται περισσότερα στοιχεία σε σειρά.

Για να αυξηθεί η τάση της διάταξης και να αποφευχθεί ο μετασχηματιστής είναι δυνατόν η χρησιμοποίηση αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων τάσης. Στο σχήμα 3.6.2 παρουσιάζεται η διάταξη ενός αντιστροφέα τριών επιπέδων τάσης, ο οποίος αποτελείται έξι ημιγέφυρες ανά φάση, τύπου NPDCMI. Επιπλέον, είναι δυνατή η επέκτασή της διάταξης με την προσθήκη modules ημιγέφυρας σε κάθε φάση, αυξάνοντας έτσι την τάση λειτουργίας του.

Ο αντισταθμιστής παράγει και εκχύνει σε σειρά με το δίκτυο ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων με διαφορά φάσεως 90° ως προς τα αντίστοιχα ρεύματα γραμμής. Η μεταβολή της φάσης και του εύρους των παραγομένων τάσεων είναι ταχύτερη και γίνεται με αλλαγή της γωνίας έναυσης των GTOs του αντιστροφέα.



Σχήμα 3.6.1. Αντισταθμιστής αέργου ισχύος:
 (α) Διάταξη αντισταθμιστή.
 (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.



Σχήμα 3.6.2 Διαμόρφωση αντιστροφέα τριών επιπέδων τάσης για έναν αντισταθμιστή [36].

Εάν η τάση του αντιστροφέα καθυστερεί του ρεύματος γραμμής κατά 90° , τότε παρέχει χωρητική άεργο ισχύ στο δίκτυο για να μειώσει την επαγωγική αντίδραση της γραμμής. Εάν η τάση του αντιστροφέα προπορεύεται του ρεύματος γραμμής κατά 90° , τότε παρέχει επαγωγική άεργο ισχύ για να αυξήσει την επαγωγική αντίδραση της γραμμής.

Ο αντισταθμιστής συμπεριφέρεται σαν μια πηγή τάσης, της οποίας η τάση εξόδου καθυστερεί ή προπορεύεται του ρεύματος κατά 90° . Με την έκχυση της ελεγχόμενης τάσης στο δίκτυο, ελέγχεται η τιμή της αντίδρασης της γραμμής. Στο διανυσματικό διάγραμμα, η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων των τάσεων των άκρων αποστολής και λήψης θεωρείται σταθερή και ίση με δ . Από το διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 3.6.1(β), η ενεργός ισχύς στη γραμμή είναι:

$$P_q = \frac{V^2}{X_L} \sin \delta \frac{1}{\left(1 - \frac{V_q}{V_L}\right)} \quad (3.10)$$

όπου $V_L = I X_L$ και λαμβάνεται από τη σχέση :

$$V_L = V_q + 2V \sin \frac{\delta}{2} \quad (3.11)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (3.11) στη (3.10) , η πραγματική ισχύς στη γραμμή θα είναι :

$$P_q = \frac{V^2}{X_L} \sin \delta + \frac{V}{X_L} V_q \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (3.12)$$

Η άεργη ισχύς στη γραμμή θα είναι :

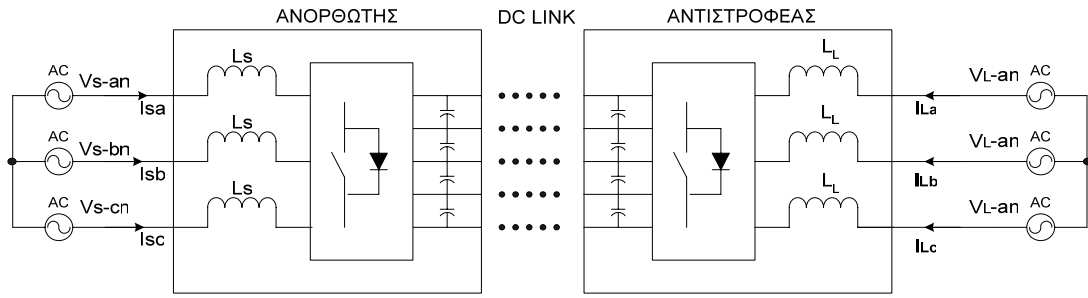
$$Q_q = \frac{V^2}{X_L} (1 - \cos \delta) + \frac{V}{X_L} V_q \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (3.13)$$

Από τη σχέση (3.12) προκύπτει ότι ο αντισταθμιστής μπορεί να μεταφέρει ενεργό ισχύ διαμέσου του δικτύου, όταν η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων αποστολής και λήψης είναι μηδέν.

3.6.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΣΕΙΡΑΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ- ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ

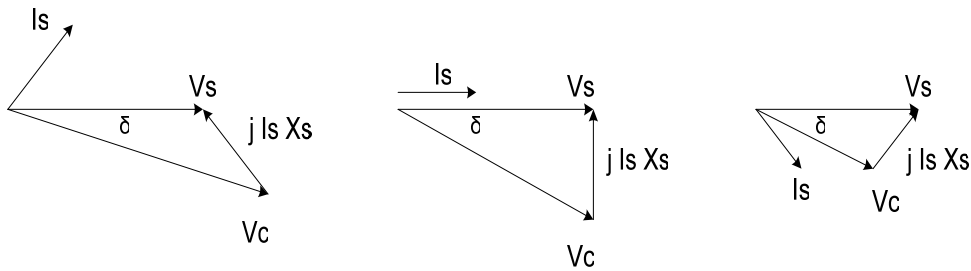
Στο σχήμα 3.6.3 παρουσιάζονται δύο πολυεπίπεδοι μετατροπείς NPDC οι οποίοι αλληλοσυνδέονται διαμέσου μιας συστοιχίας dc πυκνωτών. Ο μετατροπέας που βρίσκεται στην αριστερή πλευρά λειτουργεί ως ανορθωτική διάταξη, για την σύνδεση του δικτύου με τον άλλον μετατροπέα ο οποίος λειτουργεί ως αντιστροφή για να τροφοδοτήσει ένα AC φορτίο. Κάθε ένας διακόπτης παραμένει ανοιχτός μία μόνο φορά σε κάθε περίοδο. Η τάση στα άκρα κάθε πυκνωτή παραμένει αρκετά ισορροπημένη, ενώ ταυτόχρονα διατηρείται η βηματική κυματομορφή της τάσης, επειδή οι πυκνωτές, και στις δύο πλευρές, που δεν έχουν ισορροπήσει τείνουν να εξουδετερώσουν ο ένας τον άλλο.

Μια τοπολογία σειράς ανόρθωση-αντιστροφείας που ενώνει δύο ασύγχρονα δίκτυα μπορεί να θεωρηθεί ως: (1) μετατροπέας συχνότητας, (2) μετατοπιστής φάσεως, (3) ελεγκτής ροής ισχύος. Η ροή ισχύος μεταξύ δύο συστημάτων είναι αμφίπλευρη.



Σχήμα 3.6.3 Τοπολογία σειράς ανόρθωση-αντιστροφείας.

Στο σχήμα 3.6.4 παρουσιάζονται τα φασικά διαγράμματα του συστήματος. Ο μετατροπέας τάσεως είναι φασικά μετατοπισμένος κατά γωνία δ , σε σχέση με τη πηγή τάσης. Εάν η πηγή τάσης είναι σταθερή, τότε το ρεύμα ή η ροή ισχύος μπορεί να ελεγχθεί από τον μετατροπέα. Για γωνία $\delta=0$, το ρεύμα προηγείται ή έπεται κατά 90° , που σημαίνει ότι μόνο άεργος ισχύς παράγεται.

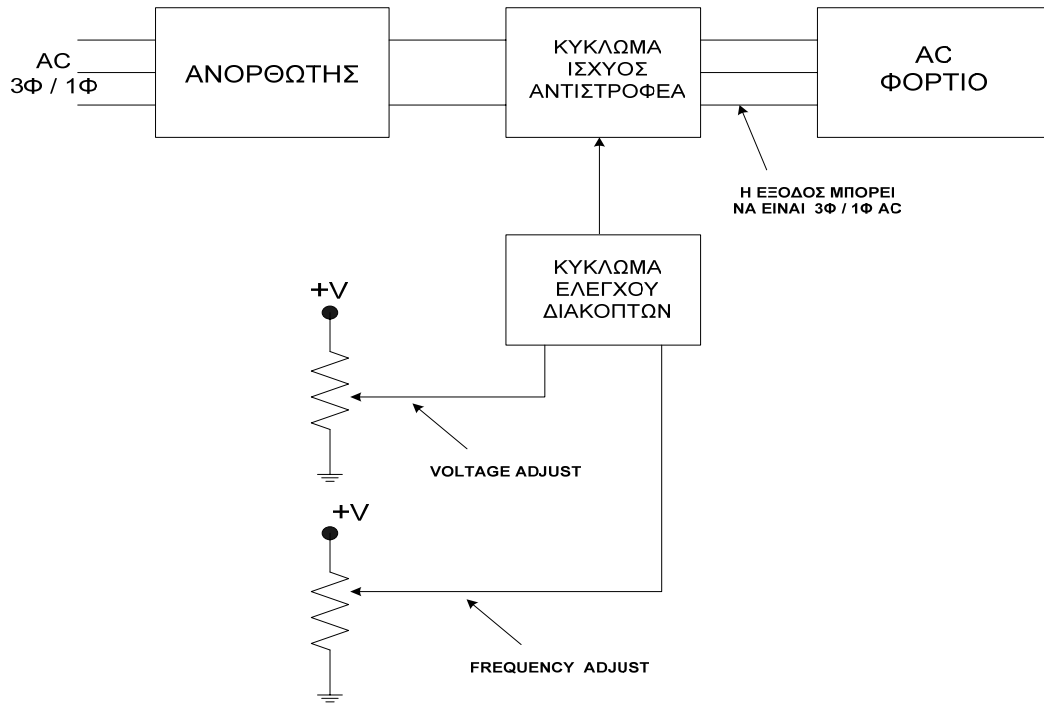


Σχήμα 3.6.4 Φασικά διαγράμματα των τάσεων της πηγής, του μετατροπέα και του ρεύματος.

3.6.3 ΟΔΗΓΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ

Η τοπολογία σειράς ανόρθωση-αντιστροφέας μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε συστήματα οδήγησης κινητήρων μεταβλητών στροφών, όπου ως είσοδο χρησιμοποιείται μια εναλλασσόμενη πηγή τάσεως, σταθερής συχνότητας, και ως έξοδος ένας ac κινητήρας μεταβλητής συχνότητας. Σε τέτοια συστήματα απαιτείται ισχύς υψηλής ποιότητας, η οποία θα έχει ασήμαντες αρμονικές, υψηλός βαθμός απόδοσης και αμελητέες ηλεκτρομαγνητικές παρενοχλήσεις. Στην περίπτωση χρήσης back-to-back *intertie* σε συστήματα οδήγησης κινητήρων μεταβλητών στροφών, θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στο μέγεθος των πυκνωτών. Αυτό συμβαίνει γιατί σε συστήματα όπου χρειάζεται ο χειρισμός διαφορετικών συχνοτήτων, οι πυκνωτές πρέπει να έχουν το κατάλληλο μέγεθος, έτσι ώστε να αποφευχθούν τυχόν ταλαντώσεις κάτω από δυναμικές συνθήκες.

Η ταχύτητα ενός ac κινητήρα επαγωγής ή σύγχρονου κινητήρα μπορεί να καθοριστεί από τη συχνότητα του ac σήματος. Ως εκ τούτου, η ταχύτητα μπορεί εύκολα να ρυθμιστεί τροφοδοτώντας τον κινητήρα μέσω ενός αντιστροφέα ρυθμιζόμενης συχνότητας. Ταυτόχρονα, πρέπει να τονιστεί το γεγονός ότι η πυκνότητα της μαγνητικής ροής καθορίζεται τόσο από τη συχνότητα όσο και από το πλάτος της ac τάσεως που εφαρμόζεται στο κινητήρα. Η διακύμανση της πυκνότητας είναι περίπου αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας, ενώ είναι περίπου ανάλογη με τη τάση. Μικρά επίπεδα ροής έχει ως αποτέλεσμα ο κινητήρας να εμφανίζει φτωχές χαρακτηριστικές ροπής, ενώ μια μεγάλη πυκνότητα ροής σχετίζεται με μαγνητικό κορεσμό, αύξηση του ρεύματος μαγνήτισης και αύξηση των απωλειών του κινητήρα. Επομένως, είναι απαραίτητο να επιτογχάνεται η βέλτιστη μαγνητική ροή στο κινητήρα, για όλα τα επίπεδα ταχύτητας, όταν η ταχύτητα μεταβάλλεται λόγω μεταβολής της συχνότητας. Αυτό σημαίνει ότι σε μια πρακτική εφαρμογή ελέγχου της ταχύτητας ενός κινητήρα είναι απαραίτητη η κατάλληλη μεταβολή και της τάσεως, όταν η συχνότητα μεταβάλλεται για να επιτευχθεί μεταβολή της ταχύτητας. Ένας τρόπος να επιτευχθεί αυτό φαίνεται στο σχήμα 3.6.5, όπου η τάση αναφοράς προσαρμόζεται στη συχνότητα.



Σχήμα 3.6.5 Κύκλωμα οδήγησης κινητήρα μεταβλητών στροφών.

Εάν η πηγή τροφοδοσίας είναι DC, όπως στην περίπτωση ενός ηλεκτροκίνητου οχήματος, ο ανορθωτής στο σχήμα 3.6.5 δε χρειάζεται. Συνήθως στα ηλεκτρικά οχήματα χρησιμοποιούνται ac κινητήρες παρά το γεγονός ότι η παροχή είναι dc τάση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΞΑΛΕΙΨΗΣ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ένα από τα μεγαλύτερα προβλήματα που καλείται να αντιμετωπίσει ένας μηχανικός όσον αφορά τη ποιότητα ισχύος σε ηλεκτρικά συστήματα είναι η εμφάνιση αρμονικών. Γενικά, οι αρμονικές διαχωρίζονται σε δύο κατηγορίες: 1) Αρμονικές τάσεως και 2) Αρμονικές ρεύματος. Οι αρμονικές ρεύματος οφείλονται κατά κύριο λόγο στην ύπαρξη αρμονικών στην παρεχόμενη τάση. Ένας σημαντικός παράγοντας που επηρεάζει το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος είναι το είδος του φορτίου. Δηλαδή το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος μεταβάλλεται ανάλογα με το αν το φορτίο είναι ωμικό, επαγωγικό ή χωρητικό. Από την άλλη πλευρά οι αρμονικές τάσεως παράγονται κυρίως από τροφοδοτικά που παράγουν μη ημιτονοειδή κυματομορφή τάσεως. Τόσο οι αρμονικές ρεύματος όσο και οι αρμονικές τάσεως μπορούν να παραχθούν είτε από τη μεριά της πηγής είτε από τη μεριά του φορτίου. Στην τελευταία περίπτωση οι αρμονικές που παράγονται από το φορτίο οφείλονται σε μη γραμμική λειτουργία των διατάξεων όπως για παράδειγμα ένας μετατροπέας ισχύος. Η ύπαρξη αρμονικών συνιστωσών στην κυματομορφή της τάσεως ή του ρεύματος μπορεί να προκαλέσει τη μη ομαλή λειτουργία ενός συστήματος ισχύος. Στη συνέχεια αναφέρονται μερικές από τις συνέπειες της ύπαρξης αρμονικών:

- Οι αρμονικές τάσεως μπορούν να προκαλέσουν επιπρόσθετη θέρμανση σε σύγχρονους κινητήρες και γεννήτριες.
- Οι αρμονικές τάσεως που παρουσιάζουν υψηλές αιχμές μπορούν να προκαλέσουν βλάβες στη μόνωση των καλωδίων και των πικνωτών.
- Οι αρμονικές τάσεως μπορούν να προκαλέσουν τη δυσλειτουργία των ηλεκτρονικών διατάξεων ή κυκλωμάτων τα οποία χρησιμοποιούν την κυματομορφή τάσεως για συγχρονισμό.
- Οι αρμονικές ρεύματος στα τυλίγματα του κινητήρα μπορούν να προκαλέσουν ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να παράγονται αντί-ροπές στον κινητήρα και ως εκ τούτου να επιβραδύνεται. Επιπρόσθετα οι αρμονικές ρεύματος προκαλούν επιπλέον θέρμανση των τυλιγμάτων του κινητήρα, αύξηση θερμικών απωλειών, με αποτέλεσμα να μειώνεται η απόδοση του κινητήρα.
- Οι αρμονικές ρεύματος που ρέουν διαμέσου των καλωδίων μπορούν να προκαλέσουν υψηλότερα επίπεδα θερμοκρασίας πέραν του κανονικού που δημιουργείται από τη θεμελιώδη συνιστώσα ρεύματος.
- Οι αρμονικές ρεύματος που ρέουν διαμέσου ενός μετασχηματιστή μπορούν να προκαλέσουν υψηλότερα επίπεδα θερμοκρασίας στον

πυρήνα του πέραν του κανονικού ορίου που δημιουργείται από τη θεμελιώδη συνιστώσα ρεύματος.

- Οι αρμονικές ρεύματος που ρέουν διαμέσου circuit breakers και switch-gear μπορούν να αυξήσουν τις θερμικές απώλειες.
- Συντονισμένα ρεύματα τα οποία δημιουργούνται από αρμονικές ρεύματος και από τις διάφορες τοπολογίες φίλτρων σε κυκλώματα ισχύος μπορούν να προκαλέσουν αστάθεια τάσης πυκνωτών ή αστοχία ασφαλειών σε κάποιο ηλεκτρικό κύκλωμα.
- Οι αρμονικές ρεύματος ή τάσεως μπορούν να προκαλέσουν εσφαλμένη διέγερση των ρελέ προστασίας και circuit breakers

Κάθε περιοδική κυματομορφή μπορεί μαθηματικά να χαρακτηριστεί ως η υπέρθεση μιας θεμελιώδους συνιστώσας και μιας σειράς αρμονικών συνιστωσών. Οι συνιστώσες αυτές μπορούν να διαχωριστούν και να επεξεργαστούν ξεχωριστά αν εφαρμόσουμε τη θεωρία σειρών Fourier στην περιοδική αυτή κυματομορφή. Κάθε αρμονική συνιστώσα έχει συχνότητα που είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας της θεμελιώδους συνιστώσας.

Σε κάθε διάταξη ισχύος είναι απαραίτητη η ποιοτική γνώση του αρμονικού περιεχομένου της τάσης ή/και του ρεύματος. Υπάρχει μια πληθώρα μεθόδων με τις οποίες είναι δυνατόν να καθοριστεί η ποσότητα των αρμονικών συνιστωσών. Η πιο διαδεδομένη μέθοδος είναι η «Total Harmonic Distortion» γνωστή ως και THD (βλ. 1.1). Πρόκειται για ένα συγκριτικό μέγεθος, το οποίο μας δίνει πληροφορίες για την έκταση του πλάτους των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών σε σχέση με το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_{(n)}^2}}{H_1} \quad (4.1)$$

όπου H_1 είναι το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας, στη συχνότητα ω_0 και $H_{(n)}$ είναι το πλάτος της εκάστοτε αρμονικής στη συχνότητα $n\omega_0$ (ο n είναι ακέραιος αριθμός). Έχει εκτιμηθεί ότι για την ορθή λειτουργία ενός συστήματος πρέπει το THD να είναι μικρότερο του 5%. Ορίζουμε, επίσης, το συντελεστή παραμόρφωσης (Distortion Factor) ως:

$$D = \frac{\hat{V}_{o,n}}{n^2}, \quad n > 1 \quad (4.2)$$

Η αρμονική η οποία παρουσιάζει τον μέγιστο συντελεστή παραμόρφωσης καλείται κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική (dominant harmonic) τάξης d . Στη πράξη ορίζουμε την κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική ως την αρμονική αμέσως μετά τη θεμελιώδη, η οποία έχει πλάτος περίπου ίσο ή μεγαλύτερο από το 5% του πλάτους της θεμελιώδους.

Συνοψίζοντας τα παραπάνω, συμπεραίνουμε ότι ένα σημαντικό στοιχείο κατά τη σχεδίαση ενός αντιστροφέα είναι η μελέτη και η εξάλειψη

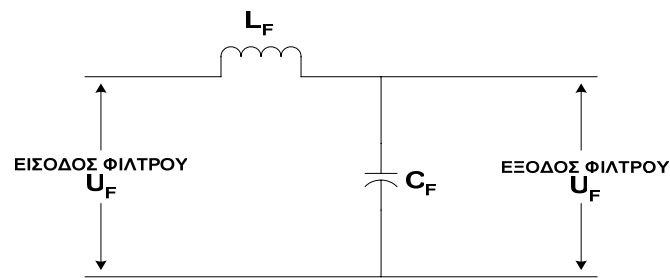
των αρμονικών. Η χρήση φίλτρων εξόδου στους αντιστροφείς, όπως θα δούμε στην ενότητα 4.2, είναι κάτι το οποίο προσθέτει κόστος, μέγεθος και βάρος σε ένα σύστημα ισχύος, μιας και το φίλτρο εξαρτάται από το πλάτος και τη συχνότητα των αρμονικών συνιστωσών (κυρίως της ανώτερης αρμονικής). Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάστηκε ένας τρόπος εξάλειψης αρμονικών, η χρήση πολυεπίπεδων αντιστροφέων των οποίων η τάση εξόδου έχει κλιμακωτή μορφή. Ωστόσο, υπάρχει η δυνατότητα περαιτέρω μείωσης των αρμονικών συνιστωσών με τη χρήση τεχνικών διαμόρφωσης παλμών. Αν η τεχνολογία των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων συνδυαστεί κατάλληλα με κάποιο μοντέλο διαμόρφωσης της τροφοδοτούμενης παλμοσειράς θα επιτευχθεί το βέλτιστο αποτέλεσμα από απόψεως αρμονικών. Υπάρχουν πολλές τεχνικές διαμόρφωσης παλμών οι οποίες μπορούν να εφαρμοστούν για την εξάλειψη των αρμονικών συνιστωσών. Οι τεχνικές αυτές χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: 1) τις παραδοσιακές τεχνικές πηγής τάσεως (PWM) και 2) τις τεχνικές ρύθμισης ρεύματος (Delta διαμόρφωση, Clocked sigma - delta modulation Hysteresis Control κτλ). Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν μόνο οι κυριότερες τεχνικές πηγής τάσεως οι οποίες αποτελούν τη βάση των διακοπτικών στρατηγικών οδήγησης των αντιστροφέων. Αυτές είναι:

- i) **Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών**
(*Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM*)
- ii) **Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών**
(*Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation, SHEPWM*)
- iii) **PWM Διαμόρφωση με Χωρικά Διανύσματα**
(*Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM*)

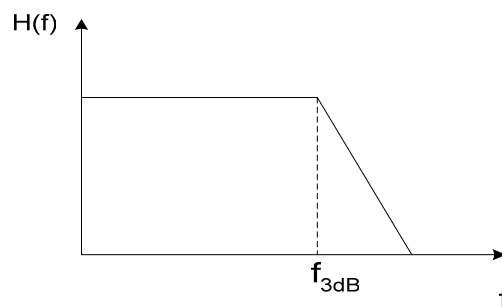
Ορισμένες από τις τεχνικές διαμόρφωση παλμών, όπως για παράδειγμα η SPWM, εκτός από την εξάλειψη αρμονικών συνιστωσών, με κατάλληλες προσαρμογές μπορούν να συμβάλουν στον έλεγχο των τιμών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών είναι η πιο συνηθισμένη τεχνική διαμόρφωσης και χρησιμοποιείται στη πλειοψηφία των εφαρμογών. Ως εκ τούτου, στη συνέχεια θα γίνει ιδιαίτερη ανάλυση στην τεχνική αυτή και στις εφαρμογές της σε όλα τα είδη αντιστροφέων, αντιστροφείς δύο επιπέδων και πολυεπίπεδοι αντιστροφείς.

4.2 ΦΙΛΤΡΑ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν ορισμένα στοιχεία για τη σχεδίαση φίλτρων εισόδου και εξόδου ενός αντιστροφέα. Βασική απαίτηση στο σχεδιασμό φίλτρων είναι οι κυματομορφές στην έξοδο του φίλτρου να παρουσιάζουν THD μικρότερο του 5%. Υπάρχουν πολλά είδη φίλτρων (παθητικά, ενεργά) που μπορούν να χρησιμοποιηθούν ανάλογα με τις περιστάσεις. Ο πιο απλός και συνηθισμένος τύπος φίλτρου, που χρησιμοποιείται στην είσοδο και έξοδο του αντιστροφέα, είναι το βαθυπερατό φίλτρο ή φίλτρο LC. Η τοπολογία ενός βαθυπερατού φίλτρου φαίνεται στο σχήμα 4.2.1(α) Πρόκειται για μια απλή τοπολογία που περιλαμβάνει μια αυτεπαγωγή L και μια χωρητικότητα C . Η λειτουργία του βαθυπερατού φίλτρου στηρίζεται στο γεγονός ότι επιτρέπει τη διέλευση των χαμηλών συχνοτήτων και αποτρέπει τη διέλευση των υψηλών συχνοτήτων (σχήμα 4.2.1(β)). Σε επίπεδο τάσης, αυτό σημαίνει ότι το φίλτρο LC επιτρέπει τη διέλευση της βασικής αρμονικής συνιστώσας και ένα μικρό μέρος των ανώτερων αρμονικών, με αποτέλεσμα να μειώνεται ο συντελεστής THD.



(α)



(β)

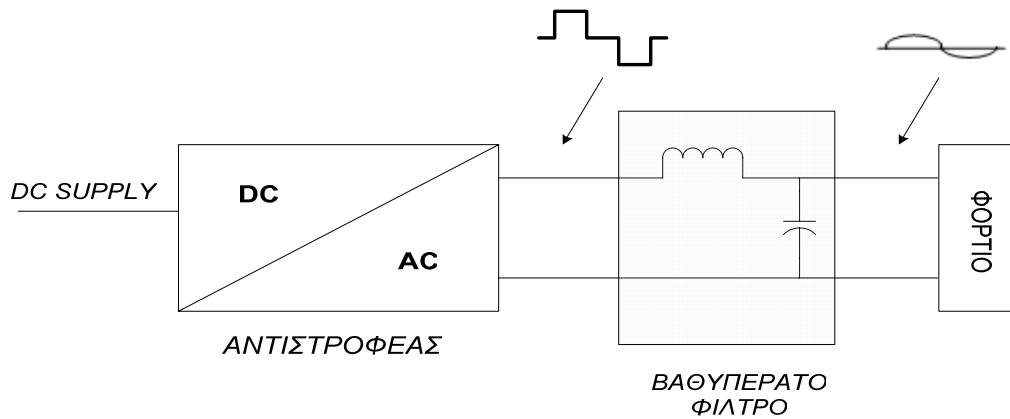
Σχήμα 4.2.1 Βαθυπερατό φίλτρο:

(α) Τοπολογία βαθυπερατού φίλτρου.

(β) Διάγραμμα συνάρτησης μεταφοράς.

4.2.1 ΦΙΛΤΡΑ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Στο σχήμα 4.2.2 παρουσιάζεται ένα βαθυπερατό φίλτρο εξόδου αντιστροφέα. Ας υποθέσουμε ότι η σύνθετη αντίσταση που παρουσιάζει το φορτίο είναι Z_L .



Σχήμα 4.2.2 Βαθυπερατό φίλτρο εξόδου.

Εφαρμόζοντας το Νόμο Τάσεων Kirchhoff για την έξοδο του αντιστροφέα θα πάρουμε την παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{U_o}{U_f} = \frac{1}{1 + j\omega_f \left(\frac{1}{Z_L} + j\omega_f \right)} \Leftrightarrow \frac{U_o}{U_f} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_f C_f + j\omega \cdot \frac{L_f}{Z_L}} \quad (4.3)$$

Από τη σχέση 4.3 μπορούμε να συμπεράνουμε ότι για τη n -οστή αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου θα ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$\frac{\hat{U}_{o,n}}{\hat{U}_{f,n}} = \frac{1}{1 - n^2 \omega^2 L_f C_f + \frac{jn\omega L_f}{Z_{L,n}}} \quad (4.4)$$

Κρατώντας αμετάβλητες τις τιμές της χωρητικότητας και της αυτεπαγωγής στη σχέση 4.4, για $Z_{L,n} \rightarrow \infty$ (δηλαδή για λειτουργία χωρίς φορτίο, εν κενώ) ο λόγος $\hat{U}_{o,n} / \hat{U}_{f,n}$ παίρνει τη μεγαλύτερη τιμή του και κατά συνέπεια έχουμε τη χειρότερη περίπτωση ανώτερων αρμονικών τάσης στο φορτίο. Επομένως, θέτοντας $1/Z_{L,n} = 0$, η σχέση 4.4 παίρνει την εξής μορφή:

$$\frac{\hat{U}_{o,n}}{\hat{U}_{f,n}} = \frac{1}{1 - n^2 \omega^2 L_f C_f} \quad (4.5)$$

Αποδεικνύεται ότι εάν η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα μειωθεί στο 3% της βασικής αρμονικής συνιστώσας από το φίλτρο εξόδου, τότε επιτυγχάνεται συντελεστής THD μικρότερος του 5% για λειτουργία εν κενώ που αποτελεί και τη χειρότερη περίπτωση λειτουργίας [37].

Αν θελήσουμε να μελετήσουμε τα φίλτρα εξόδου των τριφασικών αντιστροφέων με μία διαφορετική προσέγγιση, ιδιαίτερο βάρος έχει η παρατήρηση ότι η έξοδος στο πεδίο της συχνότητας αποτελείται από:

- i) Ανώτερες αρμονικές που βρίσκονται σε συχνότητες πολλαπλάσιες της συχνότητας φορέα, περιττής τάξης
- ii) Πλευρικές αρμονικές γύρω από το κάθε πολλαπλάσιο της φέρουσας συχνότητας, με απόσταση πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας.

Συνεπώς η θέση κάθε αρμονικής στον άξονα των συχνοτήτων, f_h , δίνεται από τη σχέση:

$$f_h = n \cdot f_c \pm m \cdot f_r, \text{ όπου } n, m \in Z \quad (4.6)$$

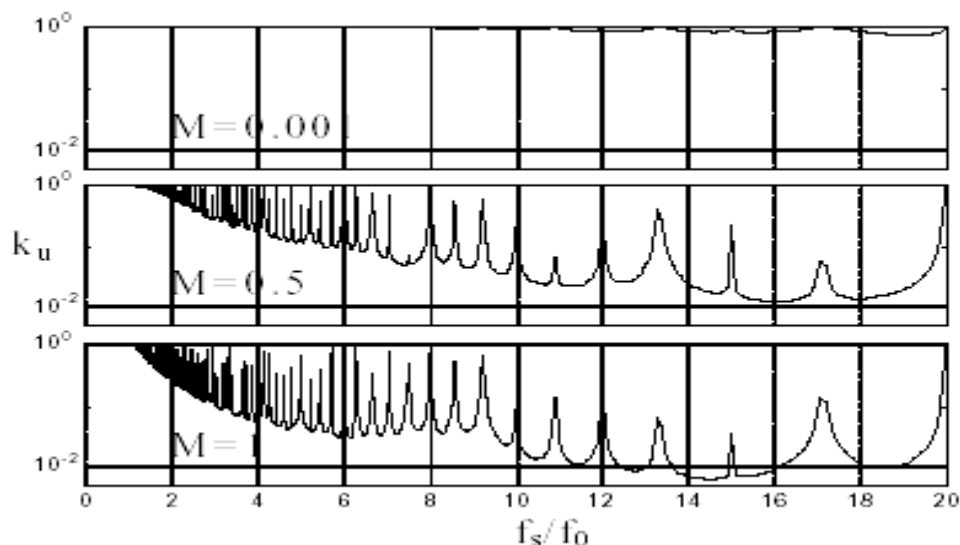
Οι κυριαρχούσες αρμονικές παρατηρούνται στη συχνότητα φορέα f_c και στις πλευρικές συχνότητες $f_h = f_c \pm 2f_r$. Ως εκ τούτου, απαιτείται φίλτρο εξόδου που να έχει συχνότητα συντονισμού f_o , $f_o = 1/2\pi\sqrt{LC}$, η οποία να ικανοποιεί το περιορισμό:

$$f_r < f_o < f_s - 2f_r \quad (4.7)$$

Βασικό κριτήριο για την απόδοση του φίλτρου είναι η ελαχιστοποίηση της κυμάτωση της τάσης εξόδου. Η κυμάτωση δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$k_R = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} (\hat{V}_{R,n}^2 - \hat{V}_{R,1}^2)}{\sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_{R,n}^2}} \quad \text{και} \quad \hat{V}_{R,1}^2 = M \frac{V_{DC}}{2} \quad (4.8)$$

Στο σχήμα 4.2.3 παρουσιάζεται η κυμάτωση συναρτήσει του λόγου συχνοτήτων f_c/f_o . Με δεδομένο ότι επιδιώκουμε συνήθως υψηλό δείκτη διαμόρφωσης (συνεπώς $M \rightarrow 1$), διαπιστώνουμε από το σχήμα 4.2.3 ότι η χαμηλότερη κυμάτωση ($k_R < 5\%$) παρατηρείται για $f_c/f_o \approx 14.5$. Επομένως, αν για παράδειγμα ένα σύστημα αντιστροφέα έχει διακοπτική συχνότητα 6kHz, τότε το φίλτρο εξόδου θα έχει συχνότητα συντονισμού περίπου 413.8Hz.



Σχήμα 4.2.3 Κανονικοποιημένη κυμάτωση της φασικής τάσης εξόδου εν συνάρτησει του λόγου συχνότητα φορέα προς τη συχνότητα συντονισμού του φίλτρου εξόδου, για διάφορες τιμές του δείκτη διαμόρφωσης.

4.2.2 ΦΙΛΤΡΑ ΕΙΣΟΔΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Θεωρούμε για ευκολία έναν μονοφασικό αντιστροφέα. Προσομοιώνουμε τη λειτουργία του με μια διακοπτική συνάρτηση $s(\omega t)$ η οποία προσδιορίζει τον προγραμματισμό αγωγής των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Η τάση εξόδου σε αυτήν την περίπτωση θα είναι:

$$v_{if}(\omega t) = V * s(\omega t) \quad (4.9)$$

Όμως, στο κεφάλαιο 2 αποδείχθηκε ότι για μονοφασικό αντιστροφέα ο προγραμματισμός αγωγής δίνεται από τη σχέση:

$$s(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t)$$

ή προσεγγιστικά

$$s(\omega t) \approx M_f \sin(\omega_o t) + \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t) \quad (4.10)$$

όπου d η τάξη της κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας.

Από τις σχέσεις 4.9 και 4.10 το ρεύμα εξόδου υπολογίζεται ως εξής:

$$i_i(\omega t) = \frac{V_{if}}{Z_o(\omega t)} = \frac{V \cdot M_f \cdot \sin(\omega t + \phi_1)}{|Z_{0,1}|} + \sum_{n=d}^{\infty} \frac{A_n \sin(n\omega_o t + \phi_n)}{|Z_{o,n}|} \quad (4.11)$$

όπου

$Z_{o,n}$: συμβολίζεται η σύνθετη αντίσταση εξόδου στη n-οστή αρμονική συνιστώσα και στην οποία συνυπολογίζεται η αντίσταση φορτίου και η αντίσταση του φίλτρου εξόδου.

ϕ_n : συμβολίζεται η διαφορά φάσης μεταξύ των n-οστών αρμονικών συνιστωσών της τάσης και του ρεύματος εξόδου.

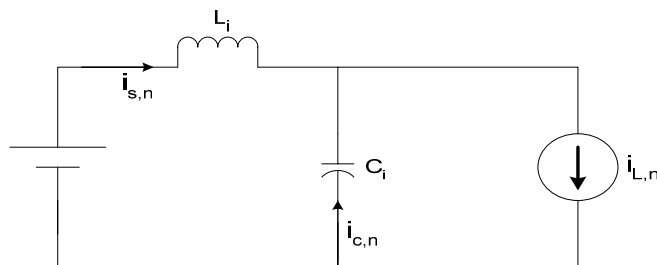
Το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα δίνεται από τη σχέση:

$$i_i(\omega t) = i_{if} * s(\omega t) \quad (4.12)$$

οπότε με περαιτέρω ανάλυση των σχέσεων 4.11 και 4.12 θα έχουμε:

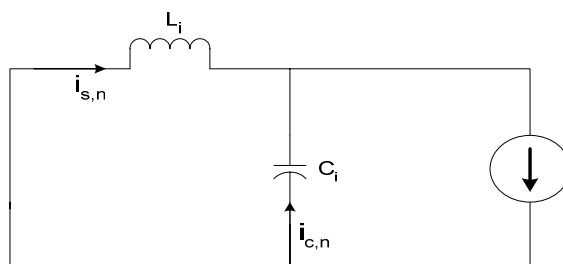
$$i_i(\omega t) = \frac{VM_f^2 \cos(\phi_1)}{2|Z_{0,1}|} + \frac{VM_f^2 \cos(2\omega_o t + \phi_1)}{2|Z_{0,1}|} + \frac{VM_f \sin(\omega_o t + \phi_1)}{|Z_{0,1}|} \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t) + \sum_{n=d}^{\infty} \sum_{k=d}^{\infty} \frac{A_n}{|Z_{0,n}|} A_k \sin(n\omega_o t + \phi_n) \sin(k\omega_o t) \quad (4.13)$$

Το ισοδύναμο κύκλωμα ολόκληρου του συστήματος του αντιστροφέα για τον υπολογισμό του φίλτρου εισόδου καθώς και το αρμονικό ισοδύναμο κύκλωμα, φαίνονται στο σχήμα 4.2.4. Από τα ισοδύναμα κυκλώματα και από τις παραπάνω σχέσεις, μπορούμε να υπολογίσουμε θεωρητικά τις κυματώσεις του ρεύματος και της τάσης εισόδου, και κατά συνέπεια από το σύστημα των εξισώσεων υπολογίζουμε τα στοιχεία αυτεπαγωγής και χωρητικότητας που συγκροτούν το φίλτρο εισόδου.



Σχήμα 4.2.4

(α) Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα για τον υπολογισμό του φίλτρου εισόδου.
(συνεχίζεται)



Σχήμα 4.2.4

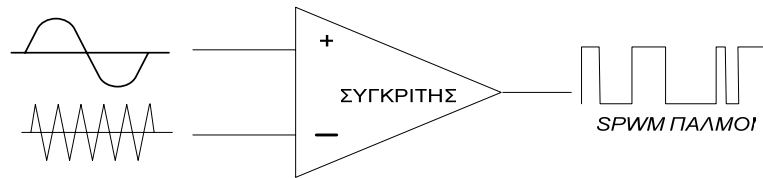
(β) Αρμονικό ισοδύναμο κύκλωμα.

4.3 ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION, SPWM)

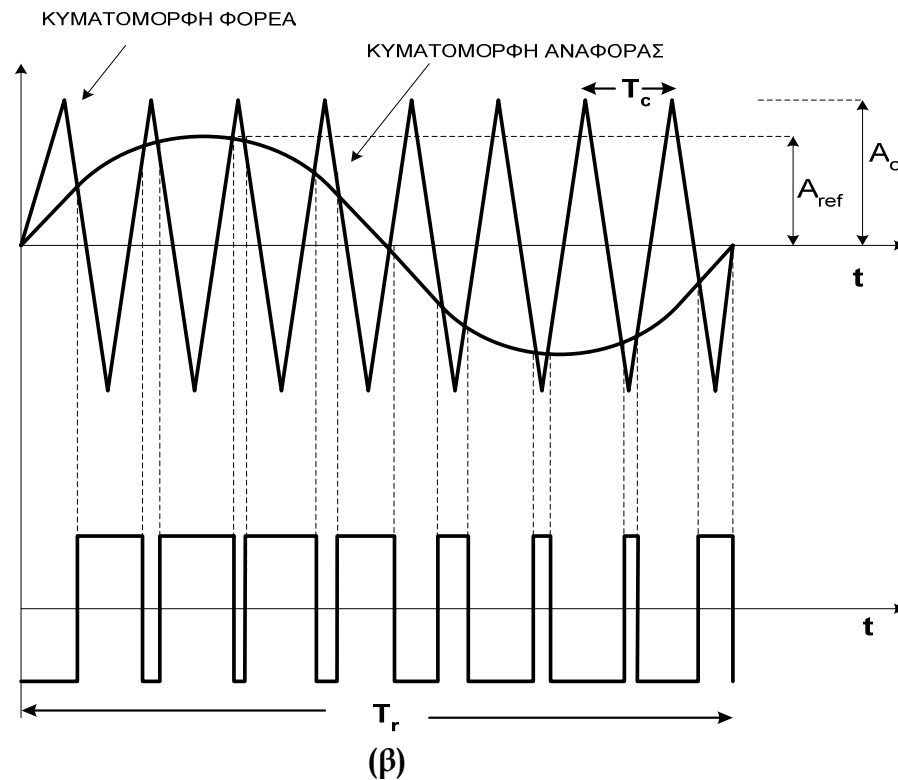
Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών είναι μια πολύ διαδεδομένη τεχνική και η οποία συναντάται στις περισσότερες εφαρμογές των ηλεκτρονικών ισχύος όπου ο έλεγχος της τάσης εξόδου είναι απαραίτητος. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της αυξομείωσης του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου σε σχέση με τις διακυμάνσεις της τάσης εισόδου. Η τεχνική αυτή έχει μερικά σημαντικά πλεονεκτήματα, όπως:

- Οι έξοδοι προσεγγίζουν καλύτερα τις ημιτονοειδείς μορφές που επιθυμούμε, ενώ παράλληλα το ρεύμα εξόδου παρουσιάζει χαμηλή κυμάτωση.
- Δίνεται η δυνατότητα απόλυτου ελέγχου της τιμής της τάσης εξόδου.
- Ελαχιστοποιείται η αρμονική παραμόρφωση στην έξοδο.
- Στην περίπτωση που ο αντιστροφέας χρησιμοποιείται για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών, επιτυγχάνεται ελάχιστη αύξηση της θερμοκρασίας στο εσωτερικό της μηχανής και πολύ χαμηλή παρασιτική ροπή.

Η παλμοσειρά που παράγεται σε επίπεδο κυκλώματος ελέγχου και τροφοδοτεί τους ημιαγωγικούς διακόπτες, είναι αποτέλεσμα της σύγκρισης δύο κυματομορφών. Η πρώτη κυματομορφή ονομάζεται κυματομορφή αναφορά V_{ref} και έχει ημιτονοειδή μορφή, ενώ η δεύτερη ονομάζεται φορές V_c και έχει τριγωνική μορφή. Οι δύο αυτές κυματομορφές εφαρμόζονται στην είσοδο ενός αντιστροφέα, ο οποίος στην έξοδο του παράγει μια παλμοσειρά μεταβλητού εύρους (σχήμα 4.3.1(α)). Η κυματομορφή εξόδου του συγκριτή εξαρτάται από τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών εισόδου όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3.1(β). Αναλυτικότερα, στα διαστήματα όπου $V_{ref} > V_c$ η έξοδος έχει τη τιμή λογικό 1 (10-18 Volts), ενώ όταν $V_{ref} < V_c$ η έξοδος έχει τιμή λογικό 0 (0 Volt).



(α)



(β)

Σχήμα 4.3.1 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών:
 (α) Η διαδικασία της SPWM διαμόρφωσης.
 (β) Κυματομορφή φορέα, κυματομορφή αναφοράς, παλμοί SPWM.

Έστω τα παρακάτω μεγέθη:

A_{ref} = το πλάτος κυματομορφής αναφοράς

A_c = το πλάτος κυματομορφής φορέα

$T_c = 1/F_c$ = η περίοδος της κυματομορφής φορέα

$T_r = 1/F_{ref}$ = η περίοδος της κυματομορφής αναφοράς

Ορίζουμε την ανηγμένη συχνότητα φορέα, F_{nc} , ως εξής:

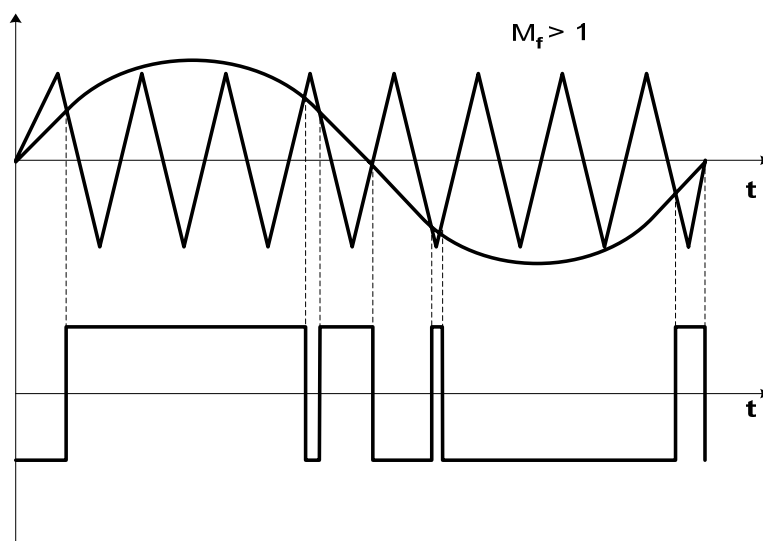
$$F_{nc} = \frac{F_c}{F_{ref}} \quad (4.14)$$

Η ανηγμένη συχνότητα φορέα, F_{nc} , επιλέγεται έτσι ώστε να είναι περιττός αριθμός πολλαπλάσιος του 3 για να μην περιέχει η τάση εξόδου ζυγές αρμονικές συνιστώσες [2].

Επίσης, ορίζουμε τον συντελεστή διαμόρφωσης, M_f (Modulation Factor) ως εξής:

$$M_f = \frac{A_{ref}}{A_c} \quad (4.15)$$

Ο συντελεστής διαμόρφωσης πρόκειται για έναν θετικό αριθμό, $M > 0$. Για να αποφύγουμε το φαινόμενο της υπερδιαμόρφωσης, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3.2 σχεδιάζουμε το κύκλωμα ελέγχου κατά τέτοιο τρόπο ώστε ο συντελεστής διαμόρφωσης να είναι μικρότερος της μονάδος, $M \leq 1$, δηλαδή $V_{ref} \leq A_c$.



Σχήμα 4.3.2 Κορεσμένη παλμοσειρά στην έξοδο του συγκριτή λόγω υπερδιαμόρφωσης.

Επομένως, για την ορθή λειτουργία του κυκλώματος ελέγχου θα πρέπει ο συντελεστής διαμόρφωσης να μεταβάλλεται ως εξής:

$$0 < M_f \leq 1$$

Αυξομειώνοντας το συντελεστή διαμόρφωσης από 0 έως 1, η κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή μεταβάλλεται.

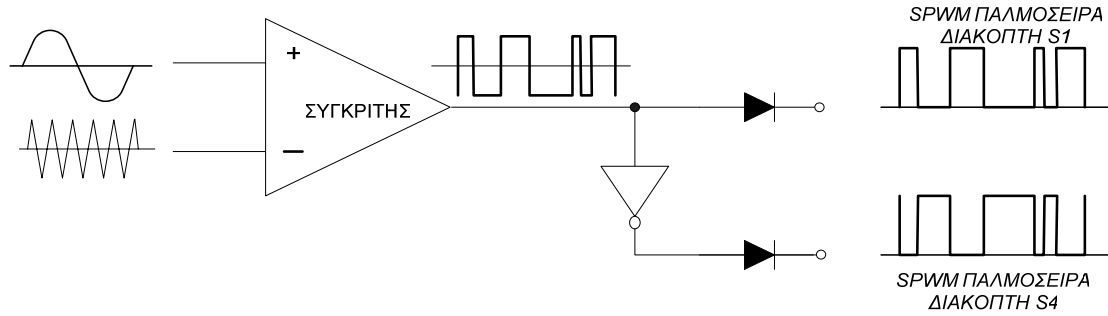
Στις επόμενες ενότητες θα αναλυθεί η τεχνική SPWM στον τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων καθώς επίσης και στις τρεις τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων, NPDCMI, FCMI, SDCSMI.

4.3.1 Η ΤΕΧΝΙΚΗ SPWM ΣΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Θεωρούμε τον τριφασικό αντιστροφέα του σχήματος 2.2.1. Για την εφαρμογή της τεχνικής SPWM απαιτούνται τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς. Κάθε μια αντιστοιχεί σε μια από τις τρεις φάσεις του αντιστροφέα, επομένως έχουν διαφορά φάσης 120° . Το πλάτος και η συχνότητα των κυματομορφών αναφοράς είναι ίδια και για τις τρεις φάσεις, A_r και F_c αντίστοιχα. Ακόμα, χρειαζόμαστε μια τριγωνική κυματομορφή φορέα, η οποία θα έχει πλάτος A_c και συχνότητα F_c . Οι κυματομορφές αυτές παράγονται από το κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα, από γεννήτριες κυματομορφών, και θα πρέπει να είναι συγχρονισμένες. Οι γεννήτριες κατασκευάζονται είτε με αναλογικά κυκλώματα (τελεστικούς ενισχυτές, OP-AMPS) είτε με ψηφιακά κυκλώματα (EPROM's και counters).

Λόγω συμμετρίας των τριών φάσεων, θα αναλυθεί αρχικά μία μόνο φάση και στη συνέχεια θα γενικεύσουμε τα συμπεράσματα και για τις άλλες δύο φάσεις. Ας υποθέσουμε ότι έχουμε την φάση A του αντιστροφέα. Στην ανάλυση του τριφασικού αντιστροφέα στο κεφάλαιο 2 αναφέρθηκε ότι η παλμοσειρά που πρέπει να εφαρμοστεί στο διακόπτη S4 είναι συμπληρωματική της παλμοσειράς που εφαρμόζεται στο διακόπτη S1. Επομένως, αν κατασκευάσουμε την παλμοσειρά για το διακόπτη S1 αρκεί η χρήση ενός λογικού αντιστροφέα, ο οποίος θα παράγει τη συμπληρωματική παλμοσειρά, για να παλμοδοτηθεί ο διακόπτης S4. Αυτό σημαίνει ότι για την παλμοδότηση των διακοπών της φάσης A του τριφασικού αντιστροφέα χρειάζεται μόνο ένας συγκριτής. Επομένως, για τις τρεις φάσεις του αντιστροφέα απαιτούνται συνολικά τρία τέτοια κυκλώματα συγκριτών. Στο σχήμα 4.3.3 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα της παραπάνω λογικής. Το δομικό αυτό διάγραμμα είναι το ίδιο και για τις δύο άλλες φάσεις, με τη μόνη διαφορά ότι το ημίτονο θα πρέπει να είναι κατάλληλα μετατοπισμένο κάθε φορά κατά 120° .

Η έξοδος κάθε συγκριτή είναι ένας διεπίπεδος παλμός, όπως δείξαμε στην προηγούμενη ενότητα, η μορφή του οποίου καθορίζεται από τα σημεία τομής της ημιτονοειδούς και τριγωνικής κυματομορφής. Τα σημεία τομής καθορίζονται από την τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης. Αυτός ο διεπίπεδος παλμός εφαρμόζεται στο διακόπτη αφού πρώτα ανορθωθεί (σχήμα 4.3.3).



Σχήμα 4.3.3 Δομικό διάγραμμα κυκλώματος παλμοδότησης της φάσης A του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων.

Στο σχήμα 4.3.4 παρουσιάζονται αναλυτικά οι παλμοσειρές των διακοπών. Οι παλμοί (β), (γ), (δ) ελέγχουν την έναυση των διακοπών S1, S3, S5, αντίστοιχα, ενώ οι παλμοί (ε), (στ), (ζ) είναι αποτελούν τους συμπληρωματικούς των παραπάνω παλμών και ελέγχουν την έναυση των διακοπών S4, S6, S2, αντίστοιχα. Επίσης, στο σχήμα 4.3.4 παρουσιάζονται και οι παραγόμενες φασικές και πολικές τάσεις του τριφασικού αντιστροφέα. Η μαθηματική έκφραση των φασικών τάσεων εξόδου ενός SPWM αντιστροφέα δίνεται από τον τύπο [38]:

$$V_{phase}(t) = M \frac{E}{2} \cos(\omega_r t + \phi) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} J_0\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos(m\omega_c t) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{m\pi M}{2}\right)}{m} \sin\left\{\frac{(n+m)\pi}{2}\right\} \cos\{m\omega_r t + n\omega_c t + (m+n)\phi\} \quad (4.16)$$

Όπου

ω_r = η κυκλική συχνότητα αναφοράς της ημιτονοειδούς κυματομορφής

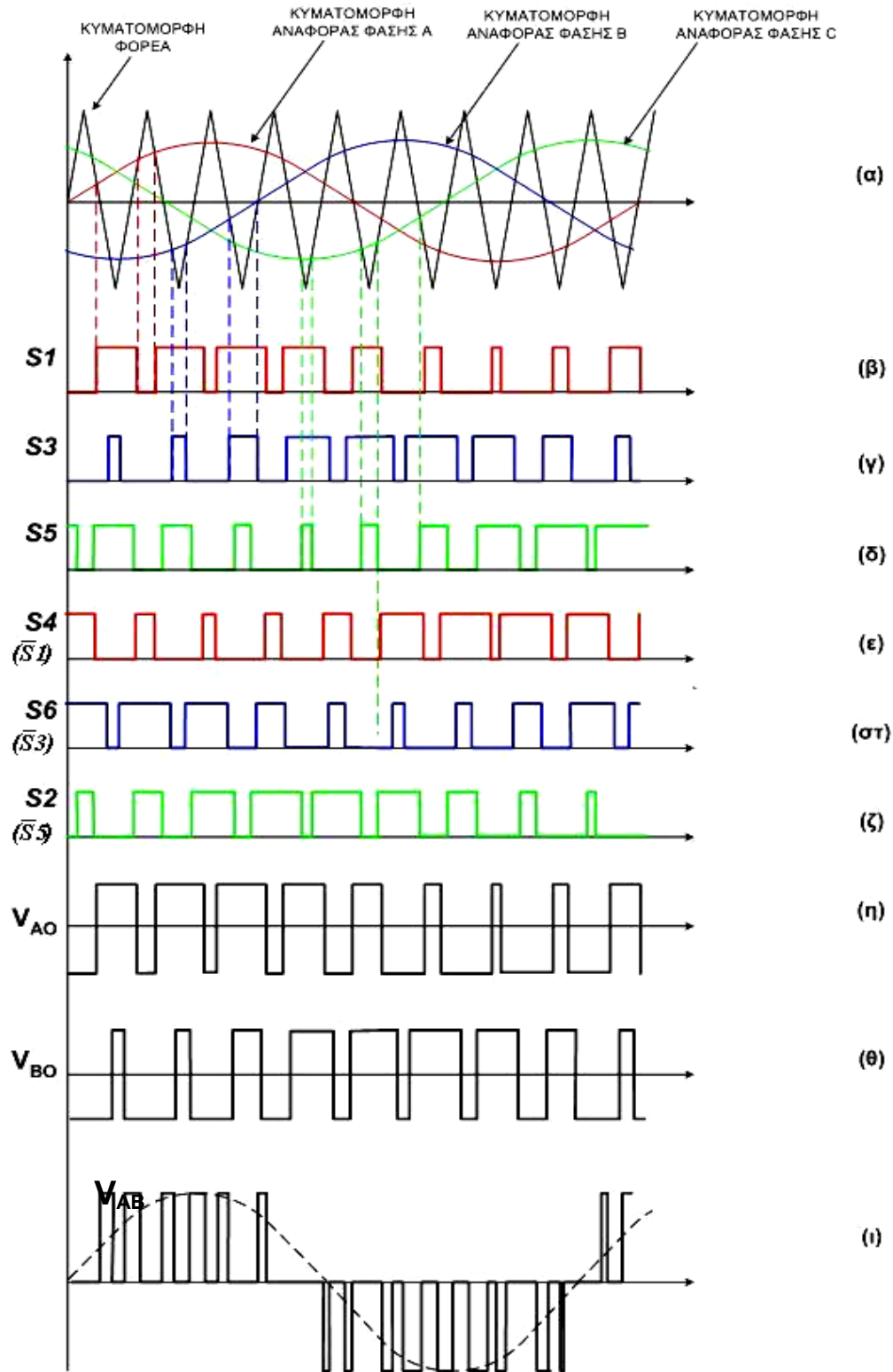
ω_c = η κυκλική συχνότητα φέροντος, του τριγωνικού σήματος

M = ο συντελεστής διαμόρφωσης

E = η dc τάση τροφοδοσίας

ϕ = η διαφορά φάσης μεταξύ της κυματομορφής φορέα και φέροντος. (στη παρούσα περίπτωση, επειδή έχουμε θεωρήσει ότι οι κυματομορφές είναι συγχρονισμένες, $\phi=0$)

J_0, J_n = οι συναρτήσεις Bessel πρώτου είδους μηδενικής τάξης και τάξης n



Σχήμα 4.3.4

- (α) Κυματομορφή αναφοράς και κυματομορφή φορέα.
 (β-ζ) SPWM παλμοί ελέγχου των διακοπών τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων.
 (η-ι) Φασικές και πολικές τάσεις εξόδου αντιστροφέα.

Με τη βοήθεια ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή, τα σημεία τομής μεταξύ των κυματομορφών αναφοράς και του φορέα μπορούν να υπολογιστούν για διάφορες τιμές των μεταβλητών της τεχνικής SPWM. Στο σχήμα 4.3.5(α) και 4.3.5(β) παρουσιάζεται μια ποιοτική αναπαράσταση των φασματικών περιεχομένων της φασικής και της πολικής τάσης εξόδου. Βάσει αυτού του σχήματος και των υπολογιστικών διεργασιών από τις οποίες προέκυψε, μπορούμε να καταστρώσουμε τον πίνακα 4.1. Στον πίνακα αυτό παρουσιάζονται οι κυριότερες αρμονικές συνιστώσες του φάσματος της φασικής τάσης εξόδου ενός τριφασικού αντιστροφέα και τα αντίστοιχα πλάτη τους [1].

M_f	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
ΤΑΞΗ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΣΥΝΙΣΤΩΣΑΣ	<i>RMS ΤΙΜΗ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ</i>				
ΒΑΣΙΚΗ	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$F_{nc} \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$F_{nc} \pm 4$				0.05	0.011
$2 F_{nc} \pm 1$	0.0116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2 F_{nc} \pm 5$				0.008	0.020
$3 F_{nc} \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3 F_{nc} \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4 F_{nc} \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4 F_{nc} \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4 F_{nc} \pm 7$				0.010	0.030

Πίνακας 4.1 Πίνακας κυριότερων αρμονικών της φασικής τάσης εξόδου ενός αντιστροφέα, για συντελεστή παραμόρφωσης M_f περιττό αριθμό και πολλαπλάσιο του 3 [1].

Από τον πίνακα 4.1 μπορούμε να διαπιστώσουμε τα εξής:

- Αν επιλέξουμε $F_{nc} = 3k$, ($k \in \mathbb{N}$), τότε η κυριαρχούσα αρμονική ανηγμένης συχνότητας F_{nc} εξαλείφεται από το φάσμα της πολικής τάσης εξόδου, διότι γνωρίζουμε ότι στο φάσμα της πολικής τάσης εξόδου δε συνεισφέρουν οι συχνότητες άρτιας τάξης και οι συχνότητες περιττής τάξης πολλαπλασίας του 3.
- Η τιμή της τάξης της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας, η οποία χρειάζεται για την κατασκευή του φίλτρου εξόδου, δίνεται ανεξάρτητα από την τιμή του M_f από τη σχέση:

$$d = F_{nc} - 2 \quad (4.17)$$

- Από τον πρώτο όρο της σχέσης (4.16) διαπιστώνουμε ότι το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας των εξόδων είναι ευθέως ανάλογο του δείκτη διαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι:

$$V_{\text{πολική}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot E \cdot M_f \quad (4.18)$$

όπου $E = \eta$ DC τάση εισόδου του αντιστροφέα.

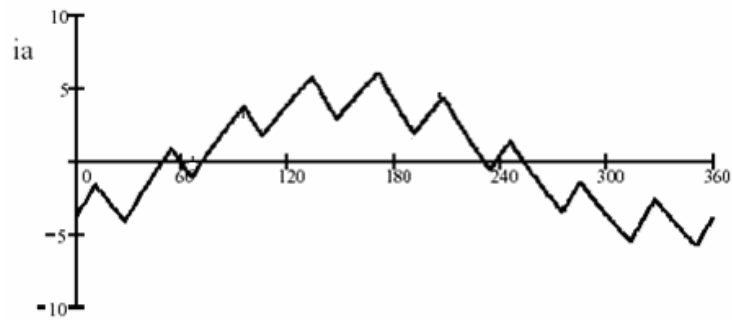
- Ο δεύτερος όρος της σχέσης (4.16) δίνει το πλάτος της συνιστώσας στη συχνότητα φέροντος και των ανώτερων αρμονικών της συχνότητας αυτής. Το μέτρο του όρου αυτού μειώνεται καθώς ο δείκτης διαμόρφωσης αυξάνεται. Λόγω της παρουσίας του παράγοντα $\sin(\frac{m\pi}{2})$, οι άρτιες τάξης αρμονικές του φέροντος εξαλείφονται.
- Ο τρίτος όρος δίνει το πλάτος των πλευρικών αρμονικών γύρω από κάθε πολλαπλάσιο της συχνότητας φέροντος. Το σημαντικό στοιχείο που γίνεται φανερό από αυτόν τον όρο είναι ότι αυξάνοντας τη διακοπτική συχνότητα, δεν μειώνεται το πλάτος των αρμονικών αλλά μετατοπίζονται οι κυριαρχούσες σε υψηλότερες συχνότητες. Συνεπώς, οι προδιαγραφές του απαιτούμενου φίλτρου εξόδου μπορούν να βελτιωθούν.

Γενικά, μπορούμε να πούμε ότι το φάσμα φασικής τάσης ενός τριφασικού SPWM αντιστροφέα περιέχει αρμονικές στις συχνότητες που δίνονται από τη σχέση:

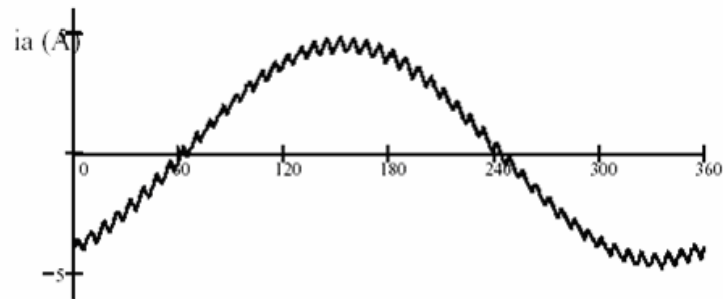
$$f_h = f_r [(2n-1)F_{nc} \pm 2m], \quad n, m \in N^* \quad (4.19)$$

Από τη σχέση (4.19) προκύπτουν οι κυριαρχούσες αρμονικές για $n=m=1$. Πρέπει να τονιστεί ότι η σχέση (4.19) δεν δίνει πληροφορία για το πλάτος των αρμονικών στις διάφορες συχνότητες αλλά μόνο για τη θέση των συχνοτήτων αυτών. Το πλάτος σε κάθε θέση αποτελεί μία πολύπλοκη συνάρτηση των n, m και μπορεί να εξαχθεί από τον τύπο (4.16).

Παρακάτω ακολουθούν οι κυματομορφές του ρεύματος εξόδου:



(α)



(β)

Σχήμα 4.3.5 Επίδραση του λόγου συχνοτήτων της μεθόδου SPWM στην κυμάτωση του ρεύματος εξόδου:

$$(α) \frac{f_c}{f_r} = 9, \quad (β) \frac{f_c}{f_r} = 48.$$

4.3.2 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ SPWM ΣΕ ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΟΥΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

Η τεχνική SPWM μπορεί να εφαρμοστεί και στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων [23], [38]-[41]. Οι βασικές αρχές της τεχνικής SPWM, όπως αυτές εφαρμόστηκαν στον τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων παραμένουν ίδιες και για τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. Και σε αυτή τη περίπτωση, η παλμοσειρά που τροφοδοτεί τους διακόπτες προέρχεται από την ανόρθωση της εξόδου του συγκριτή, ο οποίος συγκρίνει την ημιτονοειδή κυματομορφή αναφοράς με τη τριγωνική κυματομορφή φέροντος. Η μόνη διαφοροποίηση που συναντάται είναι ότι για να επιτευχθούν τα πολλαπλά επίπεδα τάσης είναι απαραίτητη η ύπαρξη περισσότερων της μιας κυματομορφής φορέα (**Multicarrier Sinusoidal Pulse Width Modulation, MSPWM**). Στη περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, σε κάθε φάση υπήρχαν δύο διακόπτες συμπληρωματικοί. Στην περίπτωση των τριφασικών αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων, σε κάθε φάση υπάρχουν τουλάχιστον τέσσερις διακόπτες (δύο κύριοι και δύο συμπληρωματικοί, αντιστροφέα τριών επιπέδων). Επομένως, μια μόνο σύγκριση μιας κυματομορφής αναφοράς με μια κυματομορφή φορέα δεν επαρκεί για να τροφοδοτηθούν κατάλληλα όλοι οι διακόπτες.

Για να παραχθούν οι κατάλληλες παλμοσειρές των διακοπών στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων είναι απαραίτητη η σύγκριση της κυματομορφής αναφοράς με πολλαπλές κυματομορφές φορέα. Ο αριθμός των κυματομορφών φορέα, N_c , που απαιτούνται εξαρτάται από τον αριθμό των διακοπών. Όμως, όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 3, ο αριθμός των διακοπών σε ένα πολυεπίπεδο αντιστροφέα έχει άμεση σχέση με τον αριθμό των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου. Ως εκ τούτου, ο αριθμός των κυματομορφών φορέα που απαιτούνται σε έναν πολυεπίπεδο αντιστροφέα εξαρτάται τελικά από τον αριθμό των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου, σύμφωνα με τη σχέση:

$$N_c = m - 1 \quad (4.20)$$

όπου m ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου

Υπάρχουν τρεις εναλλακτικές MSPWM στρατηγικές για να διοχετεύσουμε τις κυματομορφές φορέα στο κύκλωμα ελέγχου ενός αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων. Αυτές είναι:

- Η κυματομορφή κάθε φορέα είναι φασικά μετατοπισμένη κατά 180° από τη κυματομορφή του γειτονικού φορέα (*Alternative Phase Opposition Disposition, APOD*).
- Όλες οι κυματομορφές φορέα που βρίσκονται πάνω από το σημείο μηδενισμού της ημιτονοειδούς κυματομορφής αναφοράς βρίσκονται μεταξύ τους εν φάσει, αλλά σε αντίθετη φάση με αυτές

που βρίσκονται κάτω από το σημείο μηδενισμού (*Phase Opposition Disposition, POD*).

- Όλες οι κυματομορφές φορέα βρίσκονται σε φάση (*Phase Disposition, PD*).

(Να αναφέρουμε στο σημείο αυτό ότι οι στρατηγικές APOD και POD είναι ισοδύναμες για τον αντιστροφέα τριών επιπέδων)

Ποια MSPWM στρατηγική επιλέγεται κάθε φορά εξαρτάται από τις διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα και το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου. Για να κατανοήσουμε περισσότερο τις MSPWM στρατηγικές, στους πίνακες 4.2, 4.3 και 4.4 παρουσιάζεται η επίδραση των PD, POD και APOD στις διακοπτικές απώλειες και στο αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου ενός τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων [41]. Εδώ, ο συντελεστής THD_v αφορά τη τάση V_{ab} , V_{ab1} είναι η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους αρμονικής, N_{sn} ($n=1,2, \dots, 4$) είναι ο αριθμός των διακοπτικών μεταβάσεων ανά θεμελιώδη περίοδο για τους κύριους διακόπτες και N_{total} είναι το άθροισμα των προαναφερθέντων N_{sn} .

F_{nc}	1	15	21	31	45	61
$THD_v(\%)$	15.89	16.9	15.75	15.56	14.41	13.18
$V_{ab}(kV)$	10.27	9.85	9.84	9.79	9.83	9.83
N_{s1}	2	10	14	20	28	40
N_{s2}	2	4	6	10	14	20
N_{s3}	2	4	6	10	14	20
N_{s4}	2	10	14	20	28	40
N_{total}	8	28	40	60	84	120

Πίνακας 4.2 Αποτελέσματα τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων με PD-MSPWM μέθοδο, $M_f = 0.95$, $V_{dc} = 12kV$ [41].

F_{nc}	1	15	21	31	45	61
$THD_v(\%)$	21.05	25.89	25.30	25.29	24.42	24.07
$V_{ab}(kV)$	10.10	9.83	9.84	9.82	9.83	9.80
N_{s1}	2	10	14	20	28	40
N_{s2}	2	4	6	10	14	20
N_{s3}	2	6	8	12	16	22
N_{s4}	2	10	14	20	30	38
N_{total}	8	30	42	62	88	120

Πίνακας 4.3 Αποτελέσματα τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων με POD-MSPWM μέθοδο, $M_f = 0.95$, $V_{dc} = 12kV$ [41].

F_{nc}	1	15	21	31	45	61
THD _v (%)	24.32	26.88	26.58	2.28	25.65	25.54
V _{ab} (kV)	10.10	9.83	9.84	9.82	9.83	9.80
N _{s1}	2	10	14	20	28	40
N _{s2}	2	6	8	12	16	20
N _{s3}	2	4	6	10	14	20
N _{s4}	2	10	14	20	30	38
N _{total}	8	30	42	62	88	118

Πίνακας 4.4 Αποτελέσματα τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων με APOD-MSPWM μέθοδο, $M_f = 0.95$, $V_{dc} = 12\text{kV}$ [41].

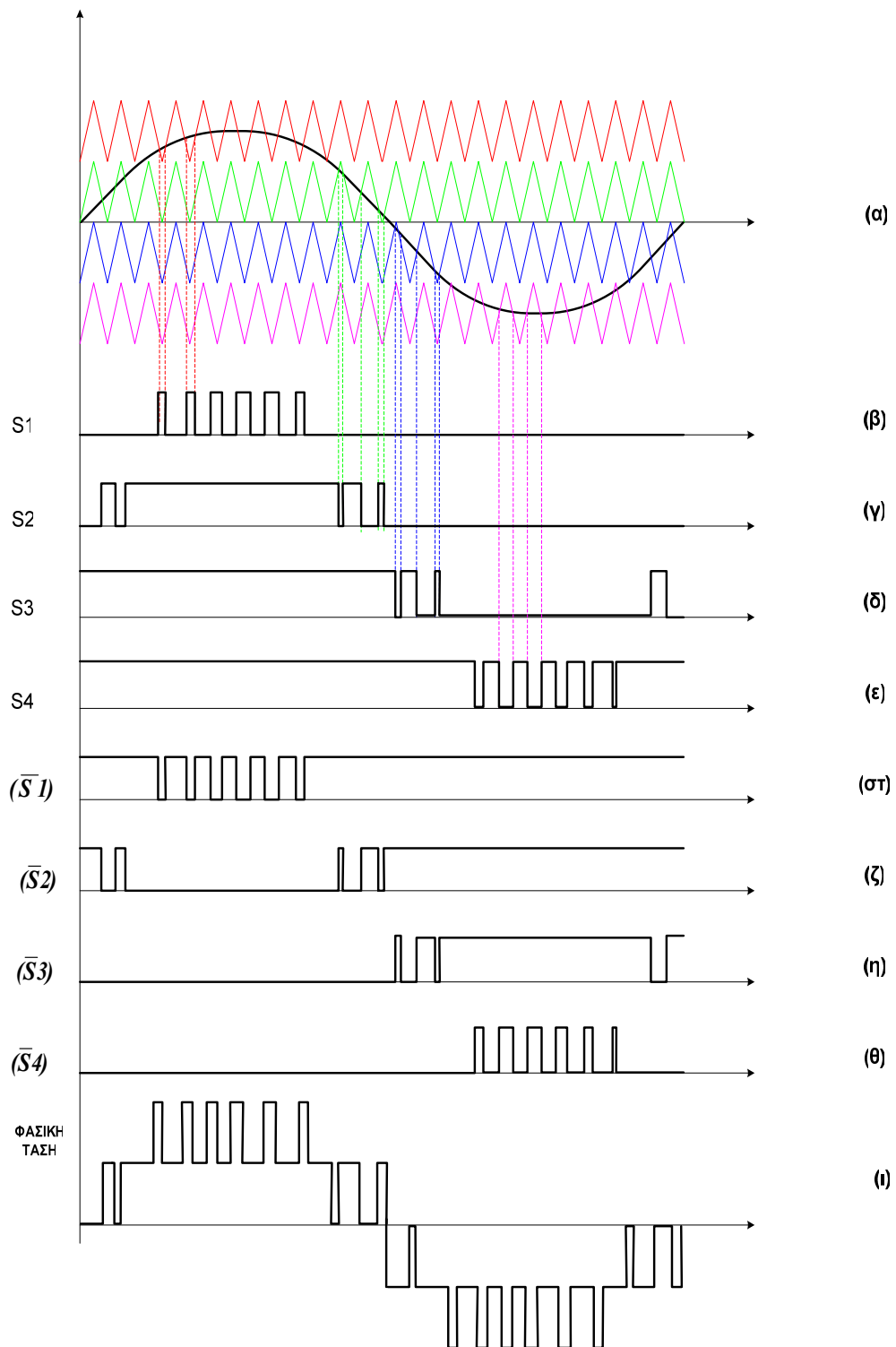
Από τους παραπάνω πίνακες μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η PD-MSPWM μέθοδος είναι η καταλληλότερη μέθοδος για τον αντιστροφέα NPDCMI, εν συγκρίσει με τις άλλες μεθόδους, όσον αφορά τη ποιότητα τάσεως εξόδου και τις διακοπτικές απώλειες. Επιπρόσθετα, παρατηρούμε ότι η POD μέθοδος πλεονεκτεί ελαχίστως της μεθόδου APOD.

Στη συνέχεια, περιγράφεται ο τρόπος με τον οποίο εφαρμόζεται η τεχνική SPWM σε κάθε μια τοπολογία αντιστροφέα πέντε επιπέδων. Η τεχνική που επιλέγεται για τις κυματομορφές φορέα είναι η PD, όπου όλες οι κυματομορφές είναι σε φάση.

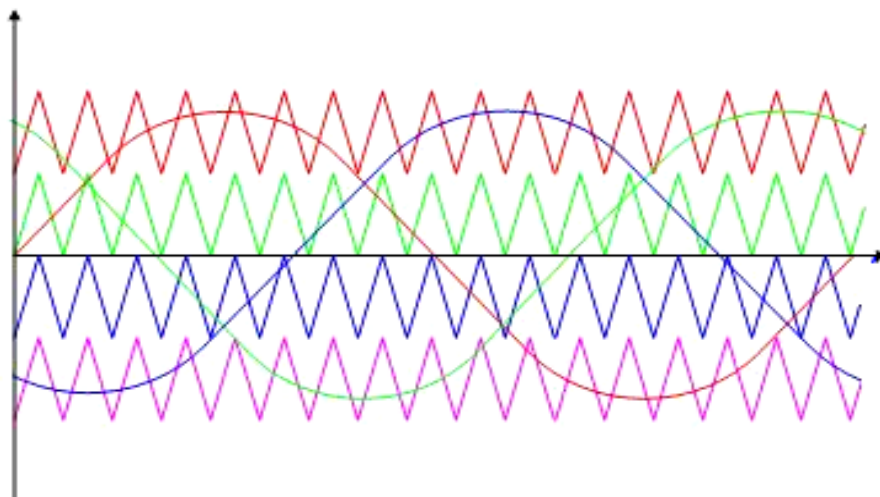
4.3.2.1 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ SPWM ΣΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ NPDCMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε το τρόπο εφαρμογής της τεχνικής SPWM στον αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων. Η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα αυτού παρουσιάζει πέντε επίπεδα τάσεως, οπότε σύμφωνα με τη σχέση 4.20 απαιτούνται συνολικά τέσσερις κυματομορφές φορέα. Στο σχήμα 4.3.6 παρουσιάζονται οι τέσσερις κυματομορφές φορέα μαζί με το ημίτονο αναφοράς για μια μόνο φάση. Όλες οι κυματομορφές φορέα είναι ίδιες, δηλαδή έχουν ίδιο πλάτος A_c και ίδια συχνότητα f_c , απλά είναι μετατοπισμένες κατά τέτοιο τρόπο ώστε να καλύπτουν όλη τη περιοχή από $+V_{dc}$ έως $-V_{dc}$. Επίσης παρατηρούμε ότι οι κυματομορφές φορέα είναι τοποθετημένες συμμετρικά ως προς τον άξονα του χρόνου.

Στη περίπτωση που έχουμε τριφασικό αντιστροφέα NPDCMI ακολουθούμε την ίδια διαδικασία με αυτή που περιγράφεται στο σχήμα 4.3.6 και για τις άλλες δύο φάσεις. Όμως θα πρέπει οι κυματομορφές αναφοράς να ακολουθούν τις συμμετρίες ενός τριφασικού συστήματος, δηλαδή θα πρέπει να είναι μετατοπισμένες κατά 120° σε σχέση με την κυματομορφή αναφοράς της φάσης A. Οι κυματομορφές φορέα παραμένουν αμετάβλητες. Στο σχήμα 4.3.7 παρουσιάζονται οι κυματομορφές αναφοράς και φορέα για τριφασικό αντιστροφέα NPDCMI.



Σχήμα 4.3.6 Ανάλυση της φάσης Α τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI:
 (α) Κυματομορφές αναφοράς και φορέα.
 (β-θ) SPWM παλμοί ελέγχου των διακοπών.
 (ι) φασική τάση εξόδου διαμορφωμένη κατά SPWM.



Σχήμα 4.3.7 Κυματομορφές αναφοράς και φορέα τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.

Στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων, η ανηγμένη συχνότητα φορέα είναι $F_{nc} = F_c / F_r$ και ο συντελεστής διαμόρφωσης υπολογίζεται από τη σχέση:

$$M_f = \frac{A_r}{(m-1) \cdot A_c} \quad (4.21)$$

Ο συντελεστής διαμόρφωσης δίνεται από τη σχέση 4.21 και για τις τρεις εναλλακτικές στρατηγικές MSPWM, PD, APOD, POD. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι για μικρές τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης εμφανίζεται μείωση των επιπέδων τάσης, με αποτέλεσμα να μη γίνεται πλήρης εκμετάλλευση των δυνατοτήτων του αντιστροφέα. Το πρόβλημα αντιμετωπίζεται μεταθέτοντας κυκλικά τις κυματομορφές αναφοράς σε διαφορετικές θέσεις εντός της περιοχής κυματομορφών φορέα. Πάντως, η ελάχιστη επιτρεπτή τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης ενός αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων τάσης με τεχνική SPWM, ώστε στην έξοδο να υπάρχουν όλα τα επίπεδα τάσης υπολογίζεται από τη σχέση:

$$M_{f,\min} = \frac{m-3}{m-1} \quad (4.22)$$

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων μπορεί να περιγραφεί από μια άπειρη σειρά αρμονικών συνιστωσών. Η μη περιοδική φύση της τάσης εξόδου. Η ανάλυση Fourier μιας τόσο πολύπλοκης κυματομορφής όπως αυτή του αντιστροφέα NPDCMI είναι αρκετά πολύπλοκη [39]. Για το λόγο αυτό θα δοθούν μόνο τα τελικά αποτελέσματα της μεθόδου SPWM-PD :

$$\begin{aligned}
V_{PD_AO}(t) = & \frac{m-1}{2} M_f E \cos(\omega_o t) + \frac{8E}{\pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \left\{ \frac{A_{i_odd_0}}{2i+1} \cos((2i+1)\omega_c t) \right\} + \\
& + \frac{4E}{\pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \frac{A_{i_odd_n_even}}{2i+1} \cos((2i+1)\omega_c t + 2n\omega_o t) \right\} + \\
& + \frac{E}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{i} J_{2n-1}((m-1)i\pi M_f) \cos((n-1)\pi) \cos(2i\omega_c t + (2n-1)\omega_o t) \right\}
\end{aligned} \tag{4.23}$$

όπου

m = ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου

$M_f \in (0,1)$ = ο συντελεστής διαμόρφωσης πολυεπίπεδων αντιστροφών,

E = η DC τάση εισόδου του αντιστροφέα

$$\begin{aligned}
A_{i_odd_0} = & \sum_{k=0}^{\infty} [\cos(k\pi) J_{2k+1} \left((2i+1) \frac{m-1}{2} \pi M_f \right) * \left\{ \frac{1}{(2k+1)} \left[\sin \left((2k+1) \frac{\pi}{2} \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. + \left\{ \frac{1}{(2k+1)} \left[\sin \left((2k+1) \frac{\pi}{2} \right) + 2 \sum_{h=1}^{\frac{m-1}{2}-1} \sin \left((2k+1) \cos^{-1} \left(\frac{h}{\frac{m-1}{2} M_f} \right) \right) \cos(h\pi) \right] \right\} \right]
\end{aligned}$$

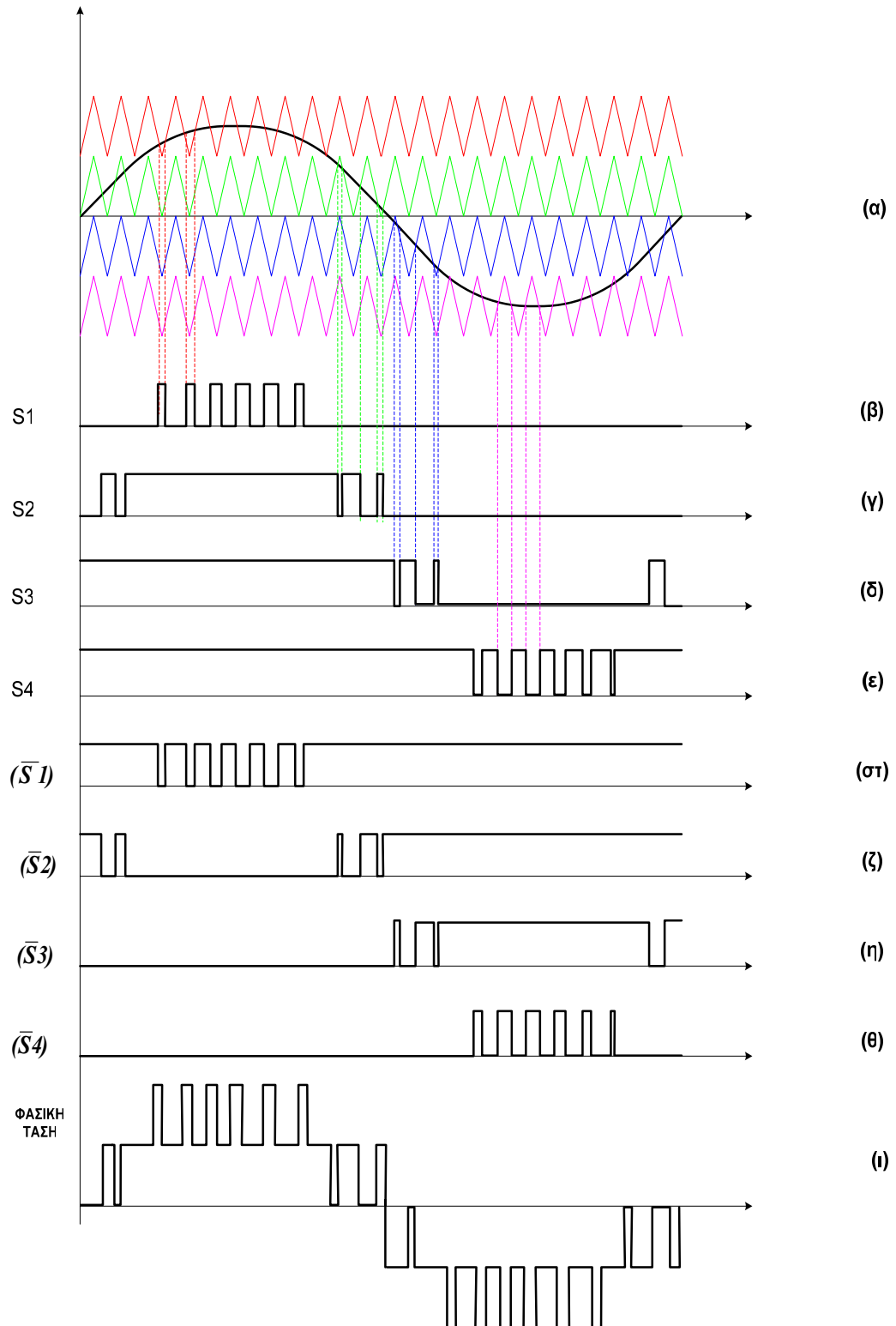
$$\begin{aligned}
A_{i_odd_n_even} = & \sum_{k=0}^{\infty} \left[\cos(k\pi) J_{2k+1} \left((2i+1) \frac{m-1}{2} \pi M_f \right) * \right. \\
& \left. \left\{ \frac{1}{(2n-2k-1)} \left[\sin \left((2n-2k-1) \frac{\pi}{2} \right) + 2 \sum_{h=1}^{\frac{m-1}{2}-1} \sin \left((2n-2k-1) \cos^{-1} \left(\frac{h}{\frac{m-1}{2} M_f} \right) \right) \cos(h\pi) \right] \right. \right. \\
& \left. \left. + \frac{1}{(2n+2k+1)} \left[\sin \left((2n+2k+1) \frac{\pi}{2} \right) + 2 \sum_{h=1}^{\frac{m-1}{2}-1} \sin \left((2n+2k+1) \cos^{-1} \left(\frac{h}{\frac{m-1}{2} M_f} \right) \right) \cos(h\pi) \right] \right]
\end{aligned}$$

4.3.2.2 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ SPWM ΣΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε το τρόπο εφαρμογής της τεχνικής SPWM στον αντιστροφέα FCMΙ πέντε επιπέδων. Όπως είδαμε στο κεφάλαιο 3, η διακοπτική στρατηγική του αντιστροφέα FCMΙ δε διαφέρει από αυτή του αντιστροφέα NPDCMΙ, επομένως και η τεχνική SPWM αναμένεται να είναι η ίδια.

Η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα αυτού παρουσιάζει πέντε επίπεδα τάσεως, οπότε σύμφωνα με τη σχέση 4.20 απαιτούνται συνολικά τέσσερις κυματομορφές φορέα. Στο σχήμα 4.3.8(α) παρουσιάζονται οι τέσσερις κυματομορφές φορέα μαζί με το ημίτονο αναφοράς για μια μόνο φάση. Όλες οι κυματομορφές φορέα είναι ίδιες, δηλαδή έχουν ίδιο πλάτος A_c και ίδια συχνότητα f_c , απλά είναι μετατοπισμένες κατά τέτοιο τρόπο ώστε να καλύπτουν όλη τη περιοχή από $+V_{dc}$ έως $-V_{dc}$. Επίσης παρατηρούμε ότι οι κυματομορφές φορέα είναι τοποθετημένες συμμετρικά ως προς τον άξονα του χρόνου. Στα σχήματα 4.3.8(β) – 4.3.8(ε) παρουσιάζονται οι παραγόμενες παλμοσειρές, ανορθωμένες, για τους άνω ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα FCMΙ, ενώ στα σχήματα 4.3.8(στ) – 4.3.8(θ) παρουσιάζονται οι συμπληρωματικές των προαναφερθέντων παλμοσειρών. Επίσης, στο σχήμα 4.3.8(ι) παρουσιάζεται η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα, στην οποία μπορούμε να διακρίνουμε τα πέντε επίπεδα τάσεως (συμπεριλαμβανομένου και του μηδενικού επιπέδου).

Το σχήμα 4.3.8 όπως είδαμε αναφέρεται σε μια φάση (φάση Α) του αντιστροφέα FCMΙ. Στη περίπτωση που έχουμε τριφασικό αντιστροφέα ακολουθούμε την ίδια διαδικασία με αυτή που περιγράφεται στο σχήμα 4.3.8 και για τις άλλες δύο φάσεις Β, C. Όμως θα πρέπει οι κυματομορφές αναφοράς να ακολουθούν τις συμμετρίες ενός τριφασικού συστήματος, δηλαδή θα πρέπει να είναι μετατοπισμένες κατά 120° σε σχέση με την κυματομορφή αναφοράς της φάσης Α. Οι κυματομορφές φορέα παραμένουν αμετάβλητες. Στο σχήμα 4.3.9 παρουσιάζονται οι κυματομορφές αναφοράς και φορέα για τριφασικό αντιστροφέα FCMΙ.

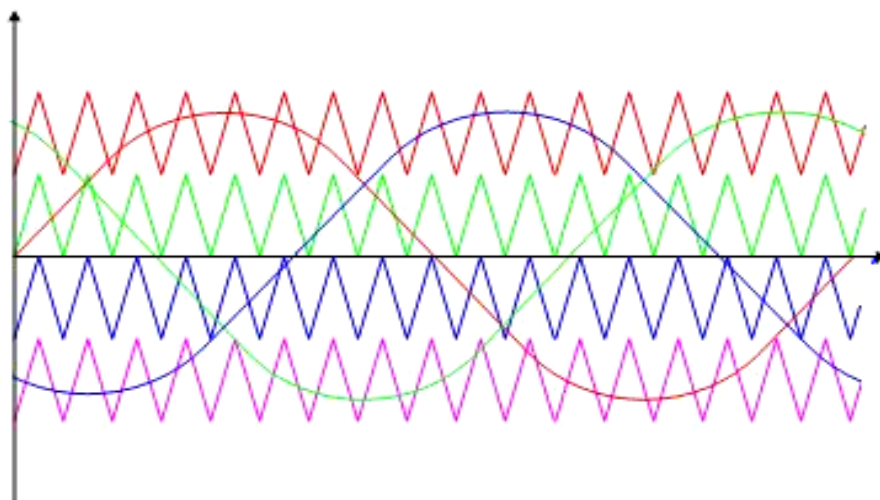


Σχήμα 4.3.8 Ανάλυση της φάσης Α τριφασικού αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων:

(α) Κυματομορφές αναφοράς και φορέα.

(β-θ) SPWM παλμοί ελέγχου των διακοπών.

(ι) φασική τάση εξόδου διαμορφωμένη κατά SPWM.



Σχήμα 4.3.7 Κυματομορφές αναφοράς και φορέα τριφασικού αντιστροφέα FCMV πέντε επιπέδων.

Στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων, η ανηγμένη συχνότητα φορέα είναι $F_{nc} = F_c / F_r$ και ο συντελεστής διαμόρφωσης υπολογίζεται από τη σχέση:

$$M_f = \frac{A_r}{(m-1) \cdot A_c} \quad (4.24)$$

Όπως και στη περίπτωση του αντιστροφέα NPDCMV, για μικρές τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης εμφανίζεται μείωση των επιπέδων τάσης, με αποτέλεσμα να μη γίνεται πλήρης εκμετάλλευση των δυνατοτήτων του αντιστροφέα. Το πρόβλημα αντιμετωπίζεται μεταθέτοντας κυκλικά τις κυματομορφές αναφοράς σε διαφορετικές θέσεις εντός της περιοχής κυματομορφών φορέα. Πάντως, η ελάχιστη επιτρεπτή τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης ενός αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων τάσης με τεχνική SPWM, ώστε στην έξοδο να υπάρχουν όλα τα επίπεδα τάσης υπολογίζεται από τη σχέση:

$$M_{f,\min} = \frac{m-3}{m-1} \quad (4.25)$$

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα NPDCMV πέντε επιπέδων μπορεί να περιγραφεί από μια άπειρη σειρά αρμονικών συνιστωσών. Η μη περιοδική φύση της τάσης εξόδου. Η ανάλυση Fourier μιας τόσο πολύπλοκης κυματομορφής όπως αυτή του αντιστροφέα FCMV είναι αρκετά πολύπλοκη [39]. Για το λόγο αυτό θα δοθούν μόνο τα τελικά αποτελέσματα της μεθόδου SPWM-PD:

$$\begin{aligned}
V_{PD_AO}(t) = & \frac{m-1}{2} M_f E \cos(\omega_o t) + \frac{8E}{\pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \left\{ \frac{A_{i_odd_0}}{2i+1} \cos((2i+1)\omega_c t) \right\} + \\
& + \frac{4E}{\pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \frac{A_{i_odd_n_even}}{2i+1} \cos((2i+1)\omega_c t + 2n\omega_o t) \right\} + \\
& + \frac{E}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{i} J_{2n-1}((m-1)i\pi M_f) \cos((n-1)\pi) \cos(2i\omega_c t + (2n-1)\omega_o t) \right\}
\end{aligned} \tag{4.26}$$

όπου

m = ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου

$M_f \in (0,1)$ = ο συντελεστής διαμόρφωσης πολυεπίπεδων αντιστροφών,

E = η DC τάση εισόδου του αντιστροφέα

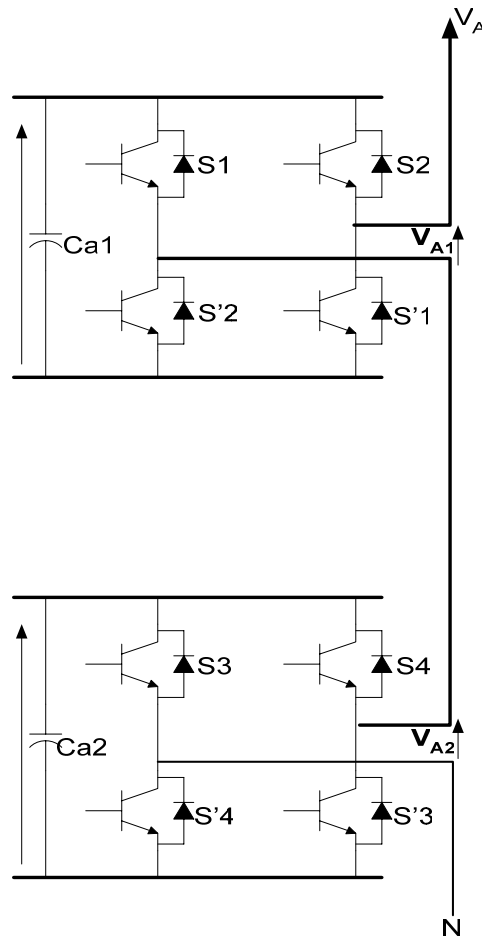
$$\begin{aligned}
A_{i_odd_0} = & \sum_{k=0}^{\infty} [\cos(k\pi) J_{2k+1} \left((2i+1) \frac{m-1}{2} \pi M_f \right) * \left\{ \frac{1}{(2k+1)} \left[\sin \left((2k+1) \frac{\pi}{2} \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. + \left\{ \frac{1}{(2k+1)} \left[\sin \left((2k+1) \frac{\pi}{2} \right) + 2 \sum_{h=1}^{\frac{m-1}{2}} \sin \left((2k+1) \cos^{-1} \left(\frac{h}{\frac{m-1}{2} M_f} \right) \right) \cos(h\pi) \right] \right\} \right] \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{i_odd_n_even} = & \sum_{k=0}^{\infty} \left[\cos(k\pi) J_{2k+1} \left((2i+1) \frac{m-1}{2} \pi M_f \right) * \right. \\
& \left. \left\{ \frac{1}{(2n-2k-1)} \left[\sin \left((2n-2k-1) \frac{\pi}{2} \right) + 2 \sum_{h=1}^{\frac{m-1}{2}} \sin \left((2n-2k-1) \cos^{-1} \left(\frac{h}{\frac{m-1}{2} M_f} \right) \right) \cos(h\pi) \right] \right. \right. \\
& \left. \left. + \frac{1}{(2n+2k+1)} \left[\sin \left((2n+2k+1) \frac{\pi}{2} \right) + 2 \sum_{h=1}^{\frac{m-1}{2}} \sin \left((2n+2k+1) \cos^{-1} \left(\frac{h}{\frac{m-1}{2} M_f} \right) \right) \cos(h\pi) \right] \right] \right\}
\end{aligned}$$

4.3.2.3 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ SPWM ΣΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ SDCSMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

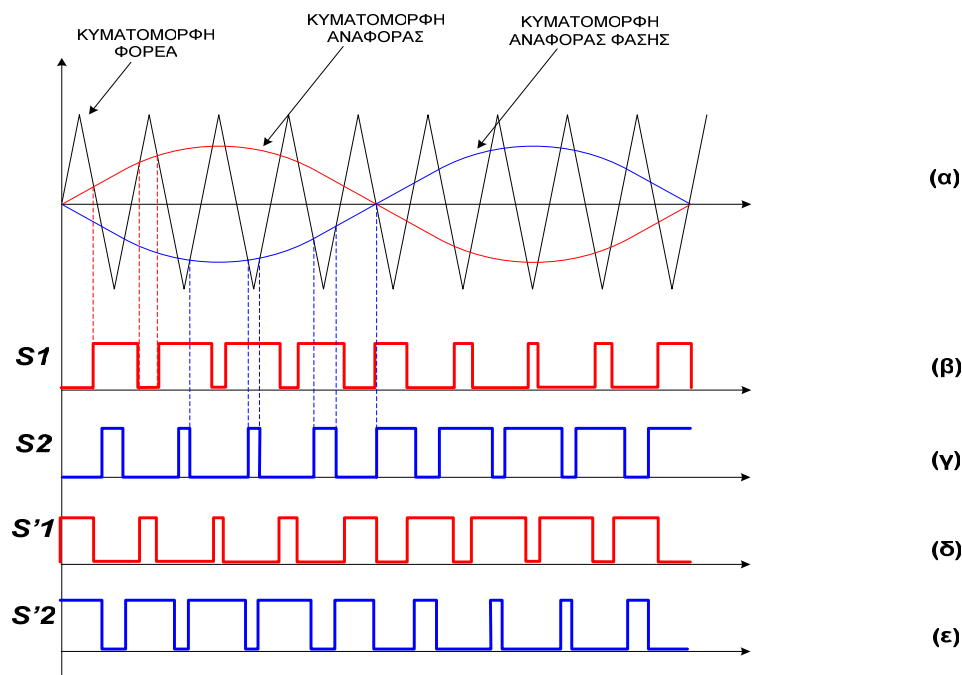
Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε το τρόπο εφαρμογής της τεχνικής SPWM στον αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων. Επειδή ο αντιστροφέας SDCSMI προκύπτει από την εν σειρά σύνδεση μονοφασικών αντιστροφέων δύο επιπέδων, μπορούμε να πούμε ότι η τεχνική SPWM έχει στοιχεία από την τεχνική SPWM τόσο των αντιστροφέων δύο επιπέδων όσο και των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων. Η τεχνική που θα χρησιμοποιήσουμε και η οποία περιγράφεται στη συνέχεια ονομάζεται *Phase Shifted Carrier PWM (PSCPWM)* [42].

Θεωρούμε ένα τριφασικό αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων. Όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3, κάθε φάση του αποτελείται από δύο μονοφασικούς αντιστροφέες πλήρους γέφυρας (σχήμα 4.3.9). Κάθε μονοφασικός αντιστροφέας αποτελείται από τέσσερις διακόπτες, δύο κύριους (S_1, S_2 ή S_3, S_4) και τους συμπληρωματικούς τους (S'_1, S'_2 ή S'_3, S'_4).



Σχήμα 4.3.9 Μια φάση ενός τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων.

Στο σχήμα 4.3.10(α) παρουσιάζονται οι κυματομορφές αναφοράς και φορέα για τον μονοφασικών αντιστροφέων γέφυρας (S1, S2, S'1, S'2). Όπως παρατηρούμε η κυματομορφή φορέα πρόκειται για έναν τετραγωνικό παλμό, ο οποίος μάλιστα είναι κοινός και για τους τέσσερις διακόπτες. Δε συμβαίνει, όμως, το ίδιο και με την ημιτονοειδή κυματομορφή αναφοράς. Το ημίτονο αναφοράς για τους διακόπτες S2, S'2 είναι φασικά μετατοπισμένο κατά 180° σε σχέση με το ημίτονο αναφοράς των διακοπών S1, S'1. Στα σχήματα 4.3.10(β-ε) παρουσιάζονται οι SPWM παλμοσειρές για τους διακόπτες του αντιστροφέα γέφυρας.



Σχήμα 4.3.10 Τεχνική SPWM για μονοφασικούς αντιστροφέας γέφυρας:
 (α) Κυματομορφές αναφοράς και φορέα.
 (β-ε) SPWM παλμοσειρές διακοπών.

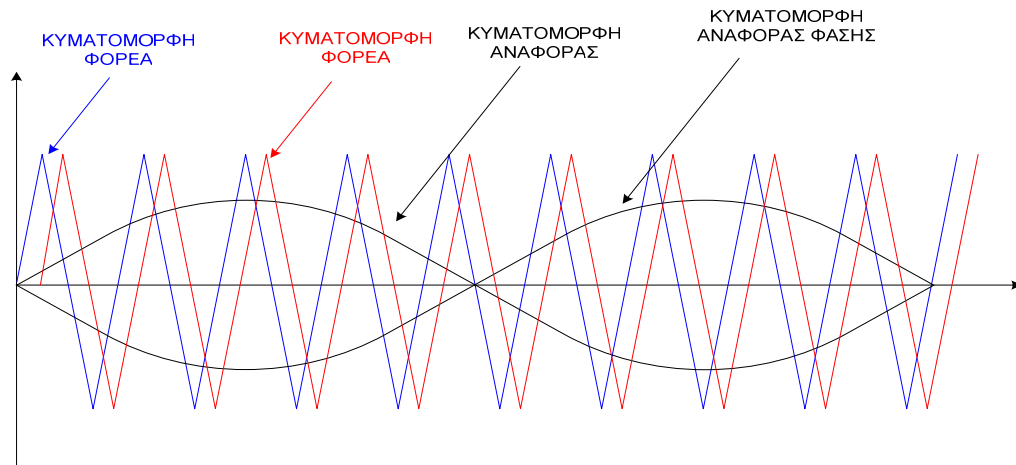
Είδαμε παραπάνω την ημιτονοειδή διαμόρφωση παλμών για ένα αντιστροφέα γέφυρας, μιας φάσης του αντιστροφέα FCMI. Αντίστοιχη είναι η λογική που ακολουθείται και για του άλλους αντιστροφείς γέφυρας της ίδιας φάσης. Η μόνη διαφοροποίηση είναι στη κυματομορφή φέροντος. Η κυματομορφή φορέα κάθε αντιστροφέα γέφυρας, της ίδιας φάσης, είναι μετατοπισμένη κατά μια γωνία δ σε σχέση με αυτή του προηγούμενου αντιστροφέα γέφυρας. Η φασική μετατόπιση δ του τριγωνικού φορέα εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τον αριθμό των ανεξάρτητων μονοφασικών αντιστροφέων γέφυρας, σε κάθε φάση του τριφασικού αντιστροφέα FCMI. Επομένως, η φασική μετατόπιση δ θα δίνεται από τον τύπο:

$$\delta = \frac{180^\circ}{N'} \quad (4.27)$$

όπου

N' = ο αριθμός των ανεξάρτητων μονοφασικών αντιστροφών γέφυρας, σε κάθε φάση του τριφασικού αντιστροφέα FCMI.

Στη περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων, κάθε φάση αποτελείται από δύο αντιστροφείς γέφυρας. Επομένως, η κυματομορφή φορέα αυτών των δύο αντιστροφέων γέφυρας θα είναι μετατοπισμένη κατά 90° ($=180^\circ/2$). Στο σχήμα 4.3.11 παρουσιάζονται οι κυματομορφές αναφοράς και φορέα των δύο αντιστροφέων γέφυρας.



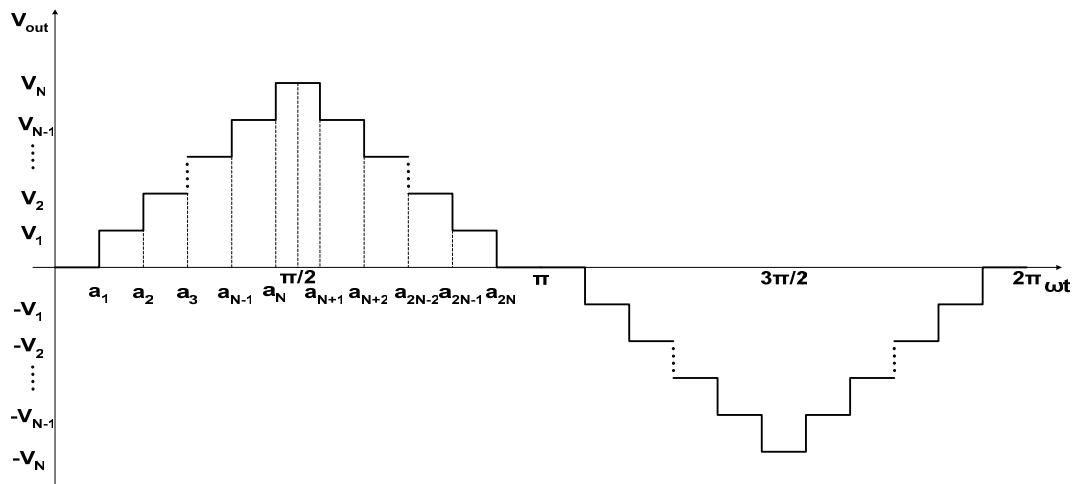
Σχήμα 4.3.11 Τεχνική SPWM για μια φάση του τριφασικού αντιστροφέα FCMI.

- Κυματομορφή φορέα αντιστροφέα γέφυρας (S1,S2,S'1,S'2).
- Κυματομορφή φορέα αντιστροφέα γέφυρας (S3,S4,S'3,S'4).

Για τις άλλες δύο φάσεις του αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων ακολουθούμε την παραπάνω λογική με τη μόνη διαφορά ότι οι ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς είναι φασικά μετατοπισμένες κατά 120° μεταξύ τους.

4.4 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ ΜΕ ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΗ ΕΞΑΛΕΙΨΗ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ (SHEPWM)

Στο σχήμα 4.4.1 παρουσιάζεται η γενική μορφή μιας κλιμακωτής συμμετρικής κυματομορφής, η οποία παράγεται από ένα αντιστροφέα (2N+1) επιπέδων.



Σχήμα 4.4.1 Γενικευμένη κλιμακωτή κυματομορφή τάσεως.

Εφαρμόζοντας την ανάλυση σειρών Fourier, το πλάτος κάθε n-οστής περιττής αρμονικής θα δίνεται από τη σχέση 4.28, ενώ αντίθετα το πλάτος όλων των ζυγών αρμονικών είναι μηδέν.

$$H_n = \begin{cases} \frac{2V}{n\pi} \left[(-1)^N \left(1 + 2 \sum_{k=1}^N [(-1)^k \cos(na_k)] \right) \right] & (\alpha) \\ 0, \text{ για } n \text{ αρτιο} & (\beta) \end{cases} \quad (4.28)$$

όπου

V = η τιμή της dc τάσης εισόδου

n = περιττός αριθμός αρμονικής συνιστώσας

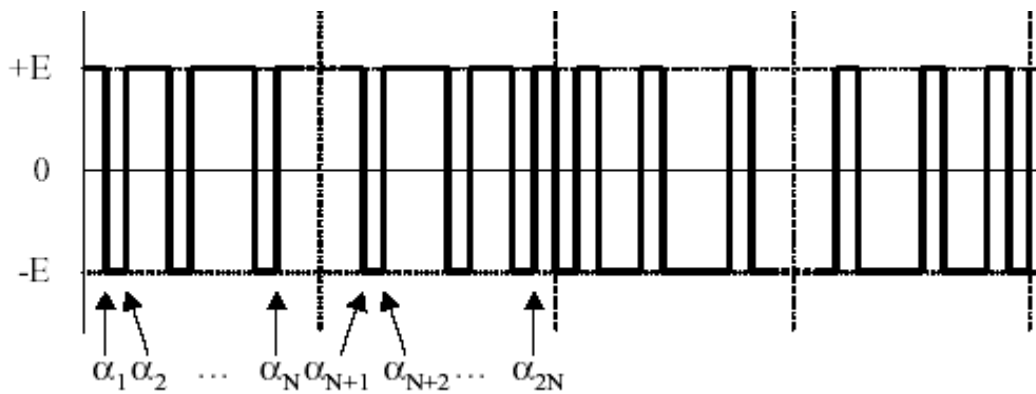
N = ο αριθμός των διακοπτικών γωνιών

a_k = η k-οστή διακοπτική γωνία

Σύμφωνα με το σχήμα 4.4.1 οι διακοπτικές γωνίες a_1 έως a_N πρέπει να ικανοποιούν τη συνθήκη $a_1 < a_2 < \dots < a_N < \pi/2$.

Η μείωση των παρασιτικών ανώτερων αρμονικών θα έχει ως συνέπεια η κυματομορφή της τάσης να πλησιάζει την ημιτονοειδής μορφή. Ο μέγιστος αριθμός των αρμονικών που μπορούν να αποκοπούν από τη τάση του σχήματος 4.4.1 είναι $(N-1)$. Οι αρμονικές που επιλέγονται για να εξαλειφθούν με τη μέθοδο διαμόρφωσης εύρους παλμών με επλεκτική εξάλειψη αρμονικών, συναντώνται στο φάσμα σε χαμηλές συχνότητες. Αντίθετα, οι υψίσυχνες αρμονικές συνιστώσες μπορούν να απομακρυνθούν με τη χρήση φίλτρων.

Η απομάκρυνση των αρμονικών συνιστωσών επιτυγχάνεται με τη δημιουργία ζευγών από συμμετρικά τοποθετημένα κενά τάσης σε κάθε ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού ελέγχου[23],[43],[44]. Στο σχήμα 4.4.2 παρουσιάζεται η γενική μορφή της μεθόδου αυτής. Σε κάθε ημιπερίοδο των τροφοδοτούμενων παλμών δημιουργούνται N συμμετρικά ζεύγη κενών ή συνολικά $2N$ κενά τάσης.



Σχήμα 4.4.2 Κενά τάσης σε παλμοσειρά διαμορφωμένη κατά SHEPWM.

Είναι αυτονόητο ότι θα εξαλειφθούν τόσες αρμονικές συνιστώσες, όσα είναι και τα ζεύγη κενών τάσης που δημιουργούμε στους παλμούς, στη συγκεκριμένη περίπτωση N . Αν n είναι η τάξη των αρμονικών που επιθυμούμε να εξαλείψουμε, θα ισχύει η σχέση:

$$H(n, i) = 0 \quad (4.29)$$

Η σχέση 4.28 δείχνει ότι $M-1$ περιττές αρμονικές ($3^{\text{η}}$, $5^{\text{η}}$, ...) και $M-1$ μη τριπλές περιττές αρμονικές μπορούν να εξαλειφθούν από τη κυματομορφή ενός μονοφασικού ή τριφασικού αντιστροφέα αντίστοιχα, επιλύοντας τις $N \times N$ σύστημα που ακολουθεί:

$$H_1(a) = M(V/2)$$

και

$$H_k(a) = 0$$

όπου

k = είναι η σειρά εξαλειφθέντων αρμονικών.

M = δείκτης διαμόρφωσης

V = η τιμή της dc τάσης εισόδου

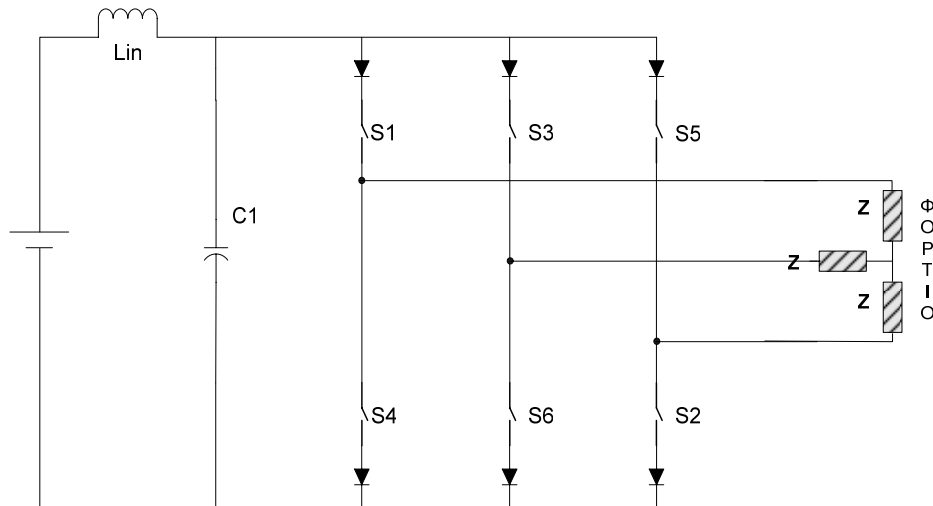
Λόγω της μη γραμμικότητας του παραπάνω συστήματος είναι απαραίτητη η χρήση επαναληπτικών μεθόδων, όπως Gauss-Seidel, Newton-Raphson κτλ.

Η τεχνική SHEPWM μπορεί να παρέχει αρκετές δυνατότητες για την εξάλειψη ανώτερων αρμονικών, παρουσιάζει όμως το σοβαρό μειονέκτημα της δυσκολίας ελέγχου της τάσης εξόδου. Αυτό συμβαίνει διότι με την τεχνική αυτή δεν είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί παράλληλα PWM, μιας και οι γωνίες α πρέπει να διατηρούνται πάντα σταθερές κατά τη λειτουργία του αντιστροφέα, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η εξάλειψη των επιθυμητών αρμονικών. Για τον αντιστροφέα γέφυρας, ο έλεγχος της τάσης εξόδου μπορεί να επιτευχθεί μετατοπίζοντας τους παλμούς έναυσης της μιας ημιγέφυρας σε σχέση με τους παλμούς έναυσης της άλλης ημιγέφυρας.

Όσον αφορά τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων, η τεχνική SHEPWM εφαρμόζεται μόνο σε αντιστροφείς τριών επιπέδων. Εξ αιτίας της αδυναμίας αποδοτικής επίλυσης του μη γραμμικού συστήματος που προκύπτει είναι δύσκολο να επιτευχθούν περισσότερα των τριών επιπέδων φασικής τάσης εξόδου. Έτσι η μέθοδος αυτή δεν εφαρμόζεται αρκετά στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων.

4.5 PWM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΧΩΡΙΚΑ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΑ (SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION, SVPWM)

Η μέθοδος SVPWM αναφέρεται σε μια διαδικασία εναλλαγών των τριών πάνω ημιαγωγικών διακοπών ισχύος ενός συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα τάσης. Γνωρίζοντας τους διακοπτικούς συνδυασμούς των πάνω διακοπών μπορούμε να ορίσουμε και τους αντίστοιχους συνδυασμούς για τους κάτω διακόπτες, λαμβάνοντας υπόψη την συμπληρωματικότητα τους.



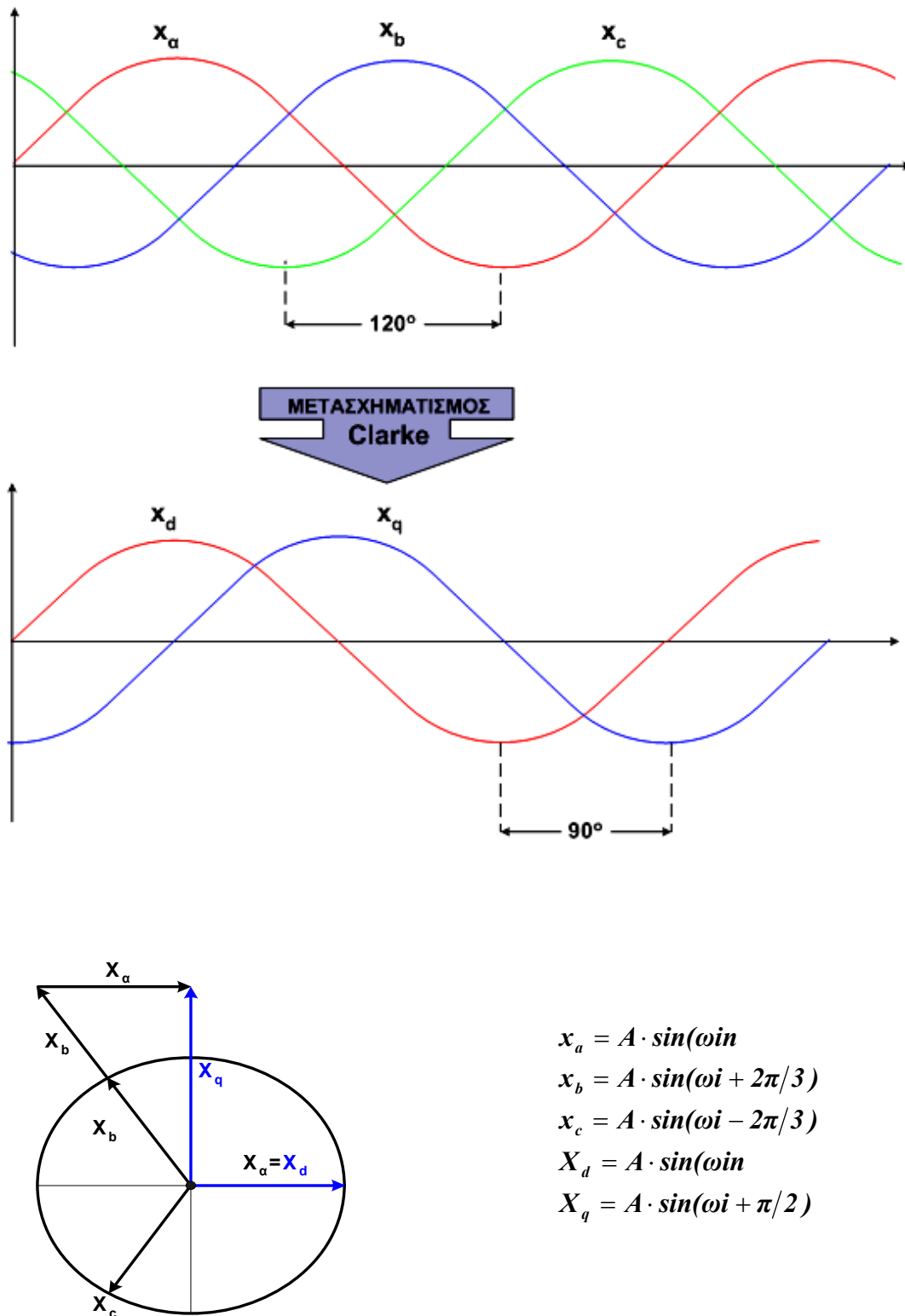
Σχήμα 4.5.1 Συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας τάσης.

Η διαδικασία του διανυσματικού ελέγχου βασίζεται στο μετασχηματισμό Clarke. Για το λόγο αυτό κρίνεται απαραίτητη μια ενδεικτική αναφορά σε αυτόν. Ο μετασχηματισμός Clarke μετατρέπει μεταβλητές από συμμετρικό τριφασικό σύστημα σε διφασικό ορθογώνιο στατικό σύστημα αναφοράς. Αποτελείται από το σύστημα των δύο εξισώσεων:

$$X_d = x_a \quad (4.30)$$

$$X_q = \frac{2x_b + x_c}{\sqrt{3}}$$

όπου x_a, x_b, x_c είναι οι μεταβλητές συμμετρικού τριφασικού συστήματος εισόδου και X_q, X_d οι μετασχηματισμένες μεταβλητές συμμετρικού διφασικού ορθογώνιου στατικού συστήματος εξόδου. Διαγραμματικά, ο μετασχηματισμός Clarke παρουσιάζεται στο σχήμα 4.5.2.



Σχήμα 4.5.2 Μετασχηματισμός Clarke, διανυσματικό διάγραμμα και στιγμιαίες εξισώσεις των μεταβλητών εισόδου-εξόδου.

Για τον αντιστροφέα του σχήματος 4.5.1 υπάρχουν 8 ($=2^3$) δυνατοί διακοπτικοί συνδυασμοί αγωγής-σβέσης για τους πάνω διακόπτες. Οι συνδυασμοί αυτοί καθώς και οι προκύπτουσες στιγμιαίες τιμές των φασικών και πολικών τάσεων για δεδομένη τάση V_{dc} φαίνονται παρακάτω πίνακα 4.5

c	b	a	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
1	0	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	0	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Πίνακα 4.5 Διακοπτικοί συνδυασμοί στην περίπτωση SVPWM διαμόρφωσης, πολικές και φασικές τάσεις.

Οι ορθογώνιες ποσότητες στο πεδίο Clarke (έστω το $\{\alpha, \beta\}$) που αντιστοιχούν στις τριφασικές τάσεις του πίνακα 4.5 δίνονται από το γενικό μετασχηματισμό Clarke ο οποίος περιγράφηκε παραπάνω:

$$V_{sa} = V_{AN} \quad (4.31)$$

$$V_{s\beta} = \frac{2V_{BN} + V_{AN}}{\sqrt{3}}$$

Σε μορφή πίνακα οι εξισώσεις (4.31) μπορούν να γραφτούν:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

όπου

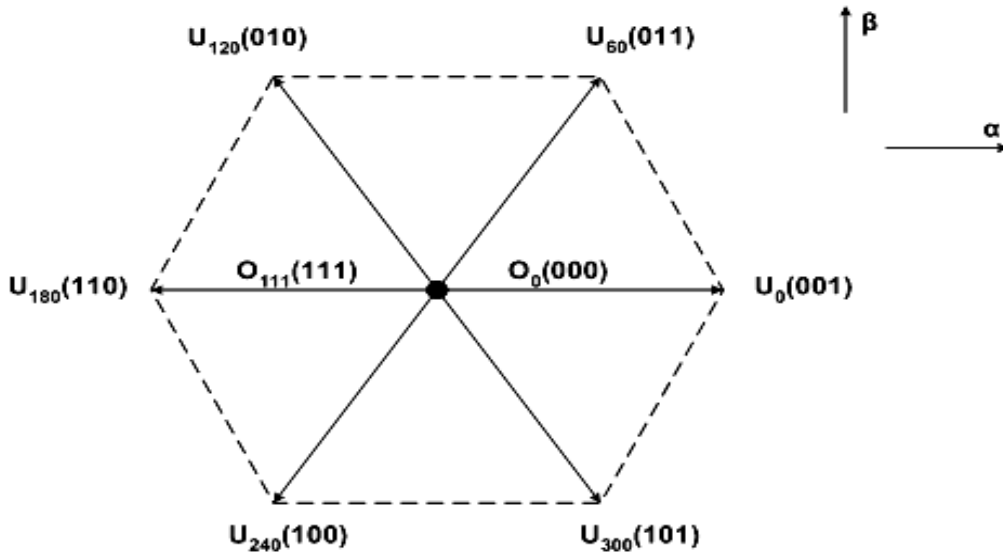
$$V_{CN} = -V_{AN} - V_{BN}, \text{ λόγω συνδεσμολογίας του φορτίου σε αστέρα}$$

Σε αυτό το σημείο μπορούμε να κάνουμε την αντιστοιχία μεταξύ των διακοπτικών καταστάσεων των ημιαγωγών και των μετασχηματισμένων στο πεδίο $\{\alpha, \beta\}$ τάσεων, από τον πίνακα 4.5 και τις σχέσεις 4.31 και 4.32. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν φαίνονται στον πίνακα 4.6

<i>c</i>	<i>b</i>	<i>a</i>	V_{sa}	$V_{s\beta}$	Διάνοσμα
0	0	0	0	0	O_o
0	0	1	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0	U_o
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{120}
0	1	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{60}
1	0	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{240}
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{300}
1	1	0	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	U_{180}
1	1	1	0	0	O_{111}

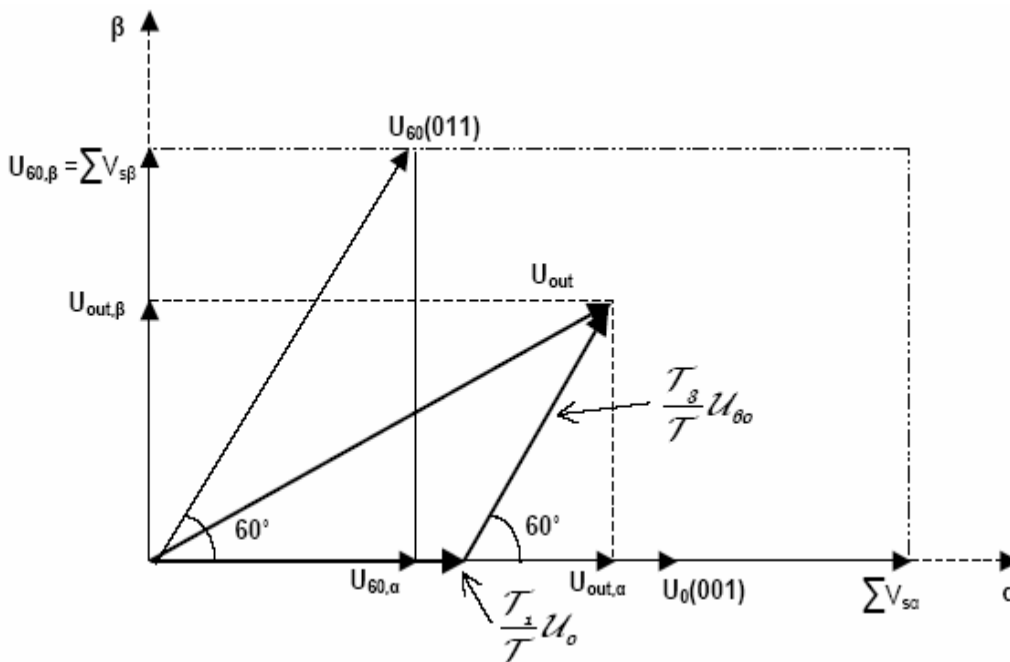
Πίνακας 4.6 Διακοπτικοί συνδυασμοί και αντίστοιχες τάσεις μετασχηματισμένες στο $\{\alpha, \beta\}$ πεδίο.

Αυτές οι τιμές των V_{sa} και $V_{s\beta}$ που φαίνονται στον πίνακα 4.6 ονομάζονται τα (α, β) στοιχεία των βασικών χωρικών διανυσμάτων που αντιστοιχούν στα κατάλληλα σήματα ελέγχου (c, b, a) των διακοπτικών συσκευών. Τα 8 χωρικά διανύσματα που αντιστοιχούν στα σήματα (c, b, a) φαίνονται στην τελευταία στήλη του πίνακα 4.6 και διαγραμματικά στο παρακάτω σχήμα 4.5.3.



Σχήμα 4.5.3 Βασικά διανύσματα στο πεδίο $\{\alpha, \beta\}$ (εξαγωνική δομή).

Ο σκοπός της μεθόδου SVPWM είναι να προσεγγίσει ένα δεδομένο διάνυσμα εξόδου U_{out} του αντιστροφέα (βάσει των προδιαγραφών του φορτίου) με ένα συνδυασμό των εναλλαγών που αντιστοιχούν στα βασικά χωρικά διανύσματα. Το διάνυσμα U_{out} αναπαρίσταται με τα (α, β) στοιχεία του, $U_{out,\alpha}$ και $U_{out,\beta}$. Στο σχήμα 4.5.4 φαίνεται το διάνυσμα εξόδου, τα (α, β) στοιχεία του και δύο από τα βασικά χωρικά διανύσματα U_0 και U_{60} (αν υποθέσουμε ότι το διάνυσμα U_{out} περιέχεται στον τομέα που ορίζεται από τα U_0 και U_{60}). Στο σχήμα 4.5.4 φαίνονται επίσης και τα σχηματιζόμενα α και β στοιχεία για τα συγκεκριμένα βασικά διανύσματα.



Σχήμα 4.5.4 Προβολή του διανύσματος εξόδου του αντιστροφέα στο $\{\alpha, \beta\}$ πεδίο.

Είναι:

$$\begin{aligned}\sum V_{s\beta} &= U_{o,\beta} + U_{60,\beta} = 0 + \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \\ \sum V_{sa} &= U_{0,a} + U_{60,a} = \frac{2V_{DC}}{3} + \frac{V_{DC}}{3} = V_{DC}\end{aligned}\quad (4.33)$$

τα αθροίσματα των α, β όρων των βασικών χωρικών διανυσμάτων.

Το διάνυσμα εξόδου μπορεί να παρασταθεί ως γραμμικός συνδυασμός των βασικών χωρικών διανυσμάτων U_o , U_{60} . Συνεπώς:

$$U_{out} = \frac{T_1}{T}U_o + \frac{T_3}{T}U_{60} \quad (4.34)$$

όπου $T = T_1 + T_2 + T_0$ και T_1 , T_3 είναι τα χρονικά διαστήματα εφαρμογής των διανυσμάτων U_o , U_{60} μέσα σε μια περίοδο T , και T_0 είναι το χρονικό διάστημα εφαρμογής του μηδενικού διανύσματος U_o . Βάσει του σχήματος 4.5.4, οι παραπάνω χρονικές διάρκειες μπορούν να υπολογιστούν από τις παρακάτω σχέσεις:

$$U_{out,\beta} = \frac{T_3}{T}|U_{60}|\sin 60^\circ \quad (4.35)$$

$$U_{out,a} = \frac{T_1}{T}|U_o| + \frac{T_{31}}{T}|U_{60}|\cos 60^\circ$$

Το πλάτος όλων των χωρικών διανυσμάτων είναι $2V_{DC}/3$. Η μέγιστη φασική τάση είναι $V_{DC}/\sqrt{3}$. Άρα, αν κανονικοποιήσουμε προς το πλάτος της φασικής τάσης θα είναι $|U_{60}| = |U_o| = \frac{2}{\sqrt{3}}$. Από τη σχέση 4.35 παίρνουμε για τα διακοπτικά διαστήματα T_1 , T_3 :

$$T_1 = \frac{T}{2}(\sqrt{3}U_{out,a}^* - U_{out,\beta}^*) \quad (4.36)$$

$$T_3 = TU_{out,\beta}^*$$

όπου $U_{out,a}^*$ και $U_{out,\beta}^*$ είναι οι κανονικοποιημένες εκφράσεις των $U_{out,a}$ και $U_{out,\beta}$ ως προς το πλάτος της φασικής τάσης. Στο υπόλοιπο χρονικό διάστημα της μιας περιόδου, στο σύστημα εφαρμόζεται το μηδενικό διάνυσμα.

Αυτές είναι οι βασικές αρχές του διανυσματικού ελέγχου αντιστροφών. Οι βαθμοί ελευθερίας που παρέχει στο σχεδιαστή ο διακοπτικός έλεγχος του αντιστροφέα μέσω της μεθόδου SVPWM είναι οι παρακάτω:

- i) Η επιλογή του μηδενικού διανύσματος – μπορεί να είναι είτε το O_0 είτε το O_{111}
- ii) Η διαδοχή των χωρικών διανυσμάτων στην εξαγωνική δομή του σχήματος 4.5.3
- iii) Διάρθρωση των χρονικών περιόδων εφαρμογής των διανυσμάτων, χωρίς να είναι απαραίτητες κάποιες επιπρόσθετες διακοπτικές μεταβάσεις.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ORCAD PSPICE

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα προηγούμενα κεφάλαια έγινε εκτενή θεωρητική ανάλυση της λειτουργίας των διαφόρων τοπολογιών αντιστροφέα τάσης (VSI), δύο ή πέντε επιπέδων. Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε με την προσομοίωση, στον ηλεκτρονικό υπολογιστή, της λειτουργίας των τοπολογιών αυτών σε τριφασικά συστήματα. Το πρόγραμμα με το οποίο θα πραγματοποιηθούν οι προσομοιώσεις είναι το *Spice*.

Το Spice (Simulation Program of Integrated Circuit Electronics) είναι ένα πρόγραμμα προσομοίωσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, το οποίο αναπτύχθηκε από το Πανεπιστήμιο της California, Berkley. Με το πρόγραμμα αυτό δίνεται η δυνατότητα πρόβλεψης της πραγματικής λειτουργίας των διατάξεων και των πιθανών σχεδιαστικών σφαλμάτων που μπορεί να προκύψουν. Μέχρι σήμερα, έχουν αναπτυχθεί αρκετές εκδόσεις του Spice από διαφορετικές εταιρείες, όπως το PSpice από τη MicroSim, το ISpice από τη IntuSoft κ.α.. Η PSpice έκδοση του προγράμματος Spice είναι κατάλληλη για την προσομοίωση σύνθετων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων και περιλαμβάνει μια πλούσια βιβλιοθήκη στοιχείων. Στη παρούσα εργασία χρησιμοποιούμε το *Orcad PSPICE, version 9.2 by Cadence Design Systems*.

Όσον αφορά τη δομή του PSpice, μπορούμε να διακρίνουμε τέσσερις δομικές μονάδες του προγράμματος:

- **Schematic Capture**
Επιτρέπει στο χρήστη να σχεδιάζει και να κατασκευάζει νέα σύμβολα και μοντέλα στοιχείων εισάγοντας τις επιθυμητές προδιαγραφές. Τα μοντέλα αυτά μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την προσομοίωση κυκλωμάτων.
- **Text Editor**
Επιτρέπει στο χρήστη να ελέγχει και να επεξεργάζεται τον κώδικα του προγράμματος (output file) καθώς και να ειδοποιείται για τα σχεδιαστικά σφάλματα που προκύπτουν.
- **Simulator**
Επιτρέπει στο χρήστη τη σχεδίαση και προσομοίωση ενός κυκλώματος. Αυτό επιτυγχάνεται με την επίλυση αριθμητικών εξισώσεων, με επαναληπτικές μεθόδους σύγκλισης και κάτω από δεδομένες αρχικές συνθήκες.

- **Graphic Post Processor**

Επιτρέπει στο χρήστη την οπτική απεικόνιση του συνόλου των λύσεων, είτε στο πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο της συχνότητας.

Για την έναρξη της προσομοίωσης είναι απαραίτητη η απόδοση κάποιων αρχικών συνθηκών, από το πρόγραμμα, στις τάσεις κόμβων του κυκλώματος. Στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας τις αντίστοιχες κυκλωματικές εξισώσεις των στοιχείων που συνθέτουν τη διάταξη, υπολογίζονται οι αρχικές τιμές των ρευμάτων κλάδων. Αυτές οι τιμές των ρευμάτων χρησιμοποιούνται για να υπολογιστούν οι τιμές των κομβικών τάσεων και αρχίζει η αναδρομική ακολουθία επίλυσης. Η επαναληπτική διαδικασία συνεχίζεται μέχρι να επιλυθούν οι κυκλωματικές εξισώσεις με δεδομένη από το χρήστη ακρίβεια, οπότε συγκλίνει (convergence) η χρησιμοποιούμενη από τον simulator αναδρομική μέθοδος. Η επαναληπτική μέθοδος που χρησιμοποιείται για την επίλυση της μήτρας των κυκλωματικών εξισώσεων εξαρτάται από τη γραμμικότητα ή μη του κυκλώματος. Έτσι, όταν το κύκλωμα περιέχει μη γραμμικά στοιχεία η μέθοδος επίλυσης είναι η Newton-Raphson, ενώ αντίθετα αν το κύκλωμα περιέχει μόνο γραμμικά στοιχεία χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος απαλοιφής τους Gauss.

Ο simulator του προγράμματος αποτελείται από δύο μονάδες προσομοίωσης, μια αναλογική και μια ψηφιακή. Η αναλογική μονάδα προσομοίωσης επιλύει αριθμητικά τους νόμους του Kirchoff στους κόμβους και στους κλάδους του κυκλώματος και η ψηφιακή μονάδα εκτελεί πράξεις Boolean δυαδικής λογικής.

Ανάλογα με τις απαιτήσεις του χρήστη, το Spice μπορεί να παρέχει τρία είδη κυκλωματικής ανάλυσης: i)DC ανάλυση, ii)Transient ανάλυση, iii)AC ανάλυση.

- ✓ **DC ANALYSIS**

Η DC ανάλυση πραγματοποιείται πάντα, πριν αρχίσει οποιαδήποτε άλλη απαιτούμενη ανάλυση, και αυτό γίνεται για να καθοριστεί το σημείο DC λειτουργίας του κυκλώματος. Αν για οποιοδήποτε λόγο δεν επιτευχθεί σύγκλιση της αριθμητικής μεθόδου (convergence problem) για τον καθορισμό αυτού του σημείου λειτουργίας, τότε καμία άλλη διεργασία δεν μπορεί να πραγματοποιηθεί. Για να πραγματοποιηθεί η DC ανάλυση απαιτούνται από το Spice ορισμένες παραδοχές. Θεωρεί τις αυτεπαγωγές μηδενικής σύνθετης αντίστασης, δηλαδή αντικαθιστά τα πηνία με βραχυκύκλωμα, και τις χωρητικότητες άπειρης σύνθετης αντίστασης, δηλαδή αντικαθιστά τους πυκνωτές με ανοιχτοκύκλωμα. Αν το κύκλωμα περιέχει ημιαγωγά στοιχεία, η σύγκλιση της επαναληπτικής μεθόδου είναι πολλές φορές αμφίβολη, διότι παρουσιάζονται περιοχές μηδενική αγωγιμότητας, οι οποίες ενδεχομένως να έχουν σαν αποτέλεσμα την εμφάνιση μηδενικών παρονομαστών κατά τον υπολογισμό της κυκλωματικής μήτρας. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να επιλυθεί αφού το Spice προσφέρει την επιλογή τοποθέτησης μιας ελάχιστης διαγωγιμότητας **GMIN** παράλληλα σε κάθε PN

ημιαγωγική επαφή. Όσο μεγαλύτερη είναι η GMIN τόσο ταχύτερα συγκλίνει η μέθοδος Newton-Raphson.

✓ *TRANSIENT ANALYSIS*

Η transient ανάλυση γίνεται στο πεδίο του χρόνου και αφού έχει ολοκληρωθεί επιτυχώς η DC ανάλυση. Ο καθορισμός του DC σημείου λειτουργίας είναι στην ουσία το διάνυσμα των κομβικών τάσεων του κυκλώματος τη χρονική στιγμή $T=0$. Από εκείνη τη στιγμή και μετά, το SPICE εισάγει προς επεξεργασία τις I-V σχέσεις των αυτεπαγωγών και των χωρητικότητων και χρησιμοποιεί μια ρουτίνα αριθμητικής ολοκλήρωσης για να δημιουργήσει μία ισοδύναμη μήτρα κόμβων για όλο το κύκλωμα πλέον. Σε κάθε χρονικό βήμα, η μήτρα κόμβων του κυκλώματος αλλάζει και η αρχική τιμή για την επανάληψη του αλγορίθμου Newton-Raphson στην τρέχουσα μήτρα είναι το αμέσως προηγούμενο διάνυσμα κομβικών τάσεων. Σε κάθε χρονικό βήμα, το πρόγραμμα που εκτελεί την transient ανάλυση καθορίζει το σημείο λειτουργίας, με αποτέλεσμα να έχουμε την επίλυση του κυκλώματος για κάθε χρονική στιγμή, όσο το βήμα διατηρείται μικρό. Η απαίτηση για μικρό βήμα έχει ιδιαίτερη σημασία σε διακοπτικά κυκλώματα, όπου όσο μεγαλύτερο είναι το βήμα τόσο μεγαλύτερη είναι η πιθανότητα να μην προσομοιωθεί καλά η λειτουργία του κυκλώματος κατά τις διακοπτικές μεταβάσεις. Αν επιτευχθεί σύγκλιση της ακολουθίας με την επιθυμητή ακρίβεια η διαδικασία τερματίζεται. Αν όμως υπάρχει περιθώριο και για άλλες επαναλήψεις μέχρι να επιτευχθεί σύγκλιση, η διαδικασία συνεχίζεται με ελαττωμένο βήμα κατά $1/8$. Η transient ανάλυση έχει αποδειχθεί ότι είναι το είδος ανάλυσης στο SPICE που φτάνει δυσκολότερα σε σύγκλιση.

✓ *AC ANALYSIS*

Στην AC ανάλυση, αφού έχει ολοκληρωθεί ο καθορισμός του σημείου λειτουργίας του κυκλώματος, τα μη γραμμικά στοιχεία του κυκλώματος αντικαθίστανται με τα ισοδύναμα γραμμικά μοντέλα ασθενούς σήματος. Δημιουργούνται τα αντίστοιχα διαγράμματα Bode και οι αντίστοιχες φασματικές αποκρίσεις. Επίσης, παράγονται όλες οι πληροφορίες σχετικά με το πλάτος, τη φάση, τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη όλων των μεγεθών σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

Στις επόμενες ενότητες παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τον τριφασικό συμβατικό αντιστροφέα δύο επιπέδων, τον τριφασικό αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων, τον τριφασικό αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων και τον τριφασικό αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων. Θα παρουσιαστούν τα κύρια κυκλώματα των αντιστροφών καθώς επίσης και τα κυκλώματα οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών. Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε ότι η τεχνική που χρησιμοποιείται για την διαμόρφωση των παλμών είναι η SPWM. Ακόμα, θα παρατεθούν και διάφορες κυματομορφές του κυκλώματος, όπως ρεύμα εισόδου/εξόδου, τάση εξόδου κλπ.

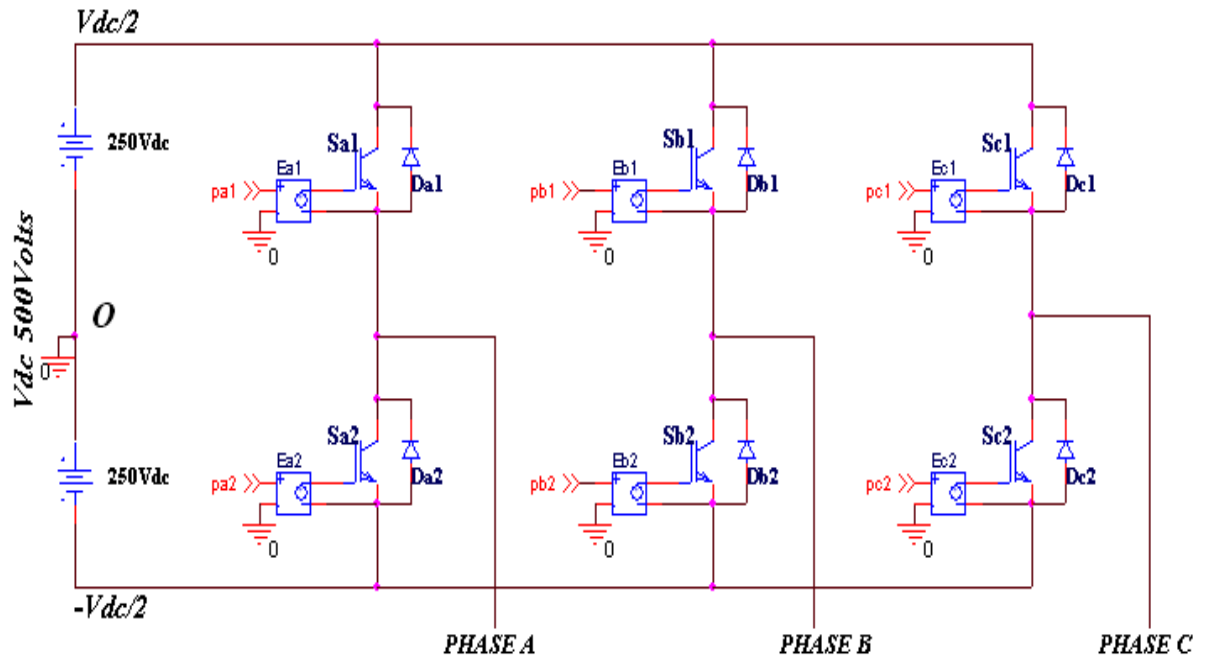
Σε όλες τις προσομοιώσεις θα χρησιμοποιούνται IGBT's τύπου IXGH40N60A, δίοδοι τύπου D1N4004 και ως συγκριτές θα χρησιμοποιούνται τελεστικοί ενισχυτές τύπου TL082. Τα αντίστοιχα data sheets παρατίθενται στο παράρτημα.

5.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΥ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στην παρούσα εφαρμογή σχεδιάζεται και προσομοιώνεται η λειτουργία ενός συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική διαμόρφωσης SPWM. Για να αποκτήσουμε μια πιο ολοκληρωμένη εικόνα για τον συμβατικό αντιστροφέα θα εξεταστεί ξεχωριστά η λειτουργία του αντιστροφέα για ωμικό και ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Η κυκλωματική διάταξη του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2 (σχήμα 2.2.1).

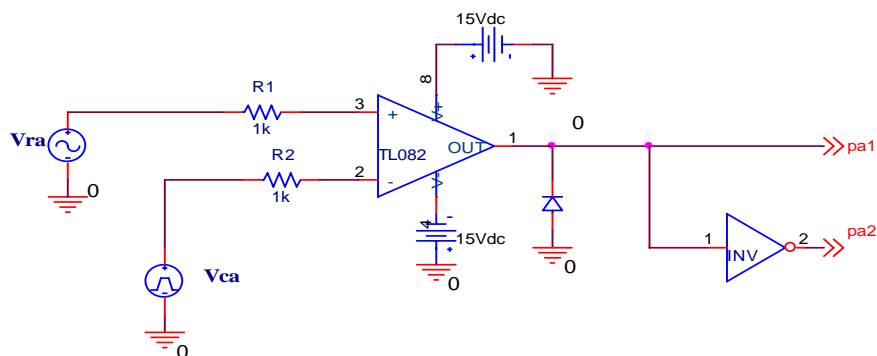
Στο σχήμα 5.2.1 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη του Spice. Οι ρυθμίσεις λειτουργίας περιλαμβάνουν:

- Διακοπτικά στοιχεία ισχύος IGBT τύπου IXGH40N60A
- Δίοδοι ελεύθερης διέλευσης τύπου D1N4004
- Πηγή συνεχούς τάσεως ονομαστικής τιμής 500V
- Για τη σχεδίαση των κυκλωμάτων οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων χρησιμοποιούνται ως συγκριτές οι τελεστικοί ενισχυτές TL082 και για την παραγωγή των κυματομορφών φορέα και αναφοράς χρησιμοποιούνται οι γεννήτριες VPULSE και VSIN, αντίστοιχα
- Ανηγμένη συχνότητα φορέα $F_{nc} = 45$. Επιλέξαμε έναν περιττό αριθμό πολλαπλασίου του τρία, γιατί σε αυτή τη περίπτωση, όπως είδαμε στο θεωρητικό κομμάτι, το φάσμα συχνοτήτων της τάσης εξόδου δεν περιέχει ζυγές αρμονικές συνιστώσες
- Συχνότητα ημιτόνου αναφοράς είναι η συχνότητα δικτύου 50Hz
- Πλάτος κυματομορφής αναφοράς $A_r = 8\text{Volts}$
- Συχνότητα φορέα $F_c = F_{nc} * F_r = 45 * 50 = 2.25\text{kHz}$
- Οι κυματομορφές φορέα θα είναι τριγωνικοί παλμοί πλάτους [-10V, 10V]
- Συντελεστής διαμόρφωσης $M_f = A_r / A_c = 8 / 10 = 0.8$
- Τάση πόλωσης τελεστικών ενισχυτών $\pm 15\text{Volts}$

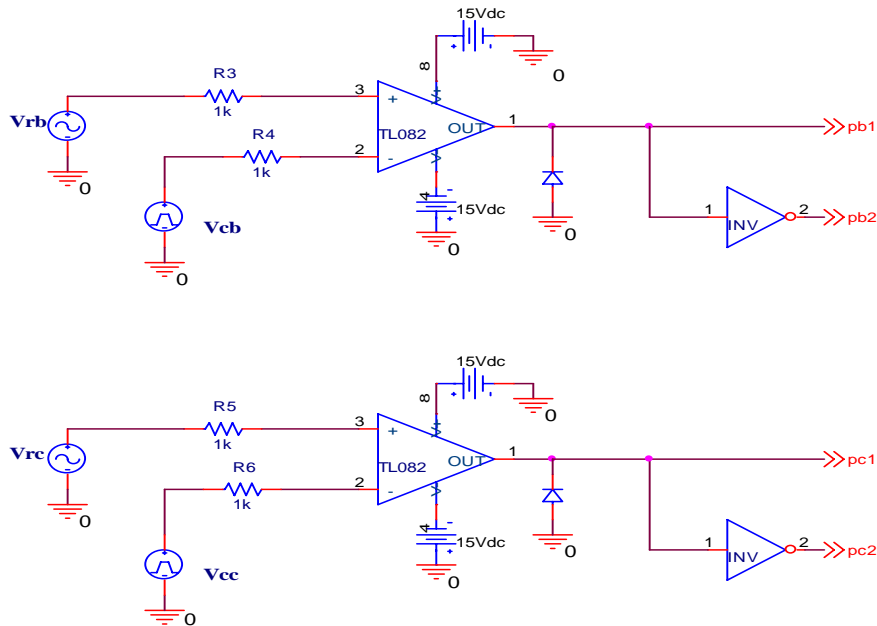


Σχήμα 5.2.1 Κύκλωμα προσομοίωσης συμβατικού 3-Φ αντιστροφέα δύο επιπέδων.

Στο σχήμα 5.2.2 παρουσιάζονται τα κυκλώματα οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα. Οι παλμοί έναυσης των IGBT's διαμορφώνονται για κάθε φάση ξεχωριστά. Αντίθετα, οι παλμοί έναυσης των συμπληρωματικών IGBT's κάθε φάσης διαμορφώνονται από τον ίδιο τελεστικό ενισχυτή με τη χρήση ενός λογικού αντιστροφέα (INV). Γι' αυτό και απαιτούνται τρεις τελεστικοί ενισχυτές.



Σχήμα 5.2.2 Κυκλώματα οδήγησης των IGBT's του συμβατικού αντιστροφέα:
(α) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's της φάσης A.
(συνεχίζεται)



Σχήμα 5.2.2 Κυκλώματα οδήγησης των IGBT's του συμβατικού αντιστροφέα:
 (β) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's της φάσης B.
 (γ) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's της φάσης C.

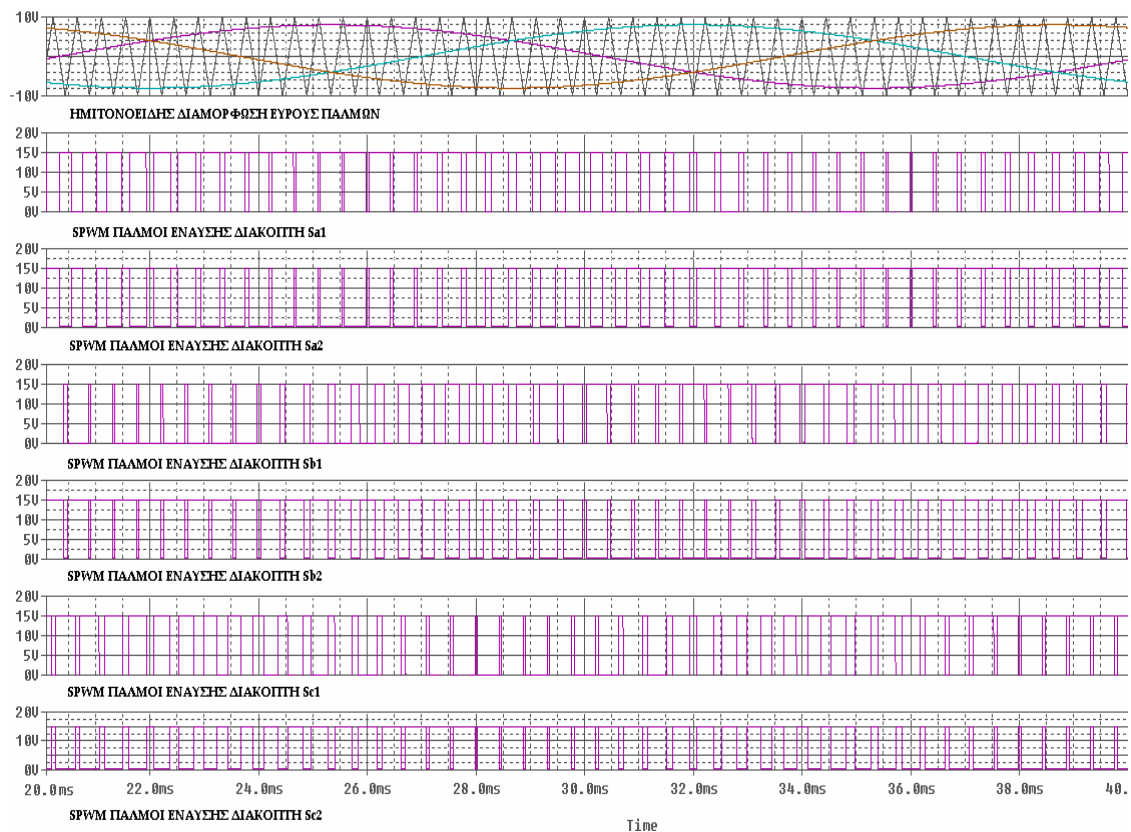
Αναλυτικότερα, τα χαρακτηριστικά των τελεστικών ενισχυτών περιγράφονται στη συνέχεια:

- **Vpulse** (V_{ca} , V_{cb} , V_{cc}): Κοινή και για τους τρεις τελεστικούς
 Περίοδος 0.44444msec,
 Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
 Εύρος παλμού 0.2μsec,
 Μέγιστη τιμή τάσης -10V,
 Ελάχιστη τιμή τάσης 10 V
- **Vsin** (V_{ra} , V_{rb} , V_{rc}):
 ΦΑΣΗ A: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 8V$, $PHASE = 0^\circ$, $FREQ = 50Hz$
 ΦΑΣΗ B: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 8V$, $PHASE = -120^\circ$, $FREQ = 50Hz$
 ΦΑΣΗ C: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 8V$, $PHASE = +120^\circ$, $FREQ = 50Hz$

Κάθε κύκλωμα οδήγησης περιλαμβάνει τις γεννήτριες παλμών, τον τελεστικό ενισχυτή, τις dc πηγές πόλωσης, δύο αντιστάσεις, έναν απομονωτή και μια διόδο. Οι γεννήτριες παλμών είναι απαραίτητες για την παραγωγή του ημιτόνου αναφοράς και του τριγωνικού παλμού φορέα. Οι dc πηγές τάσης πόλωσης είναι απαραίτητες για την πόλωση του τελεστικού ενισχυτή και είναι αυτές που καθορίζουν τα επίπεδα κορεσμού της τάσης εξόδου - στη περίπτωση μας είναι $\pm 15Volts$. Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να αναφέρουμε ότι αν η τιμή της dc τάσης πόλωσης είναι πολύ κοντά στην τιμή της τάσης των κυματομορφών αναφοράς και φορέα, τότε παρατηρείται το φαινόμενο του ψαλιδισμού, με αποτέλεσμα να μην γίνεται ορθή διαμόρφωση. Για το λόγο

αυτό, θα πρέπει η τάση της κυματομορφής φορέα και αναφοράς να είναι τουλάχιστον 2-3Volts μικρότερη από τη dc τάση πόλωσης. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, έχουμε επιλέξει 15Volts dc τάση πόλωσης, 10 Volts τάση κυματομορφής φορέα και 8 Volts τάση κυματομορφής αναφοράς. Οι αντιστάσεις είναι απαραίτητες για τη μείωση του θορύβου της τάσης εξόδου. Για να λειτουργεί ένας συγκριτής, όσο το δυνατόν, κάτω από ιδανικές συνθήκες θα πρέπει τα ρεύματα στους ακροδέκτες εισόδου να είναι πολύ μικρά ή σε ιδανική περίπτωση μηδενικά. Σε αντίθετη περίπτωση, τα ρεύμα αυτά δημιουργούν επιπρόσθετες dc τάσεις οι οποίες εμφανίζονται στη τάση εξόδου. Η έξοδος του συγκριτή είναι μια παλμική τάση με τιμές +15V και -15V. Οι παλμοί έναυσης, όμως, των ημιαγωγικών στοιχείων πρέπει να είναι μια παλμοσειρά με τιμές +15V και 0. Ως εκ τούτου, χρησιμοποιούμε μια διόδο στην έξοδο του συγκριτή, με συνέπεια τα αρνητικά σήματα της τάσης εξόδου του συγκριτή να πηγαίνουν στη γείωση και το σήμα που καταλήγει στο παλμό να είναι μηδενικό. Τέλος, οι απομονωτές E είναι αναγκαίοι για την γαλβανική απομόνωση του παλμού έναυσης από το κύκλωμα ισχύος στο διακόπτη.

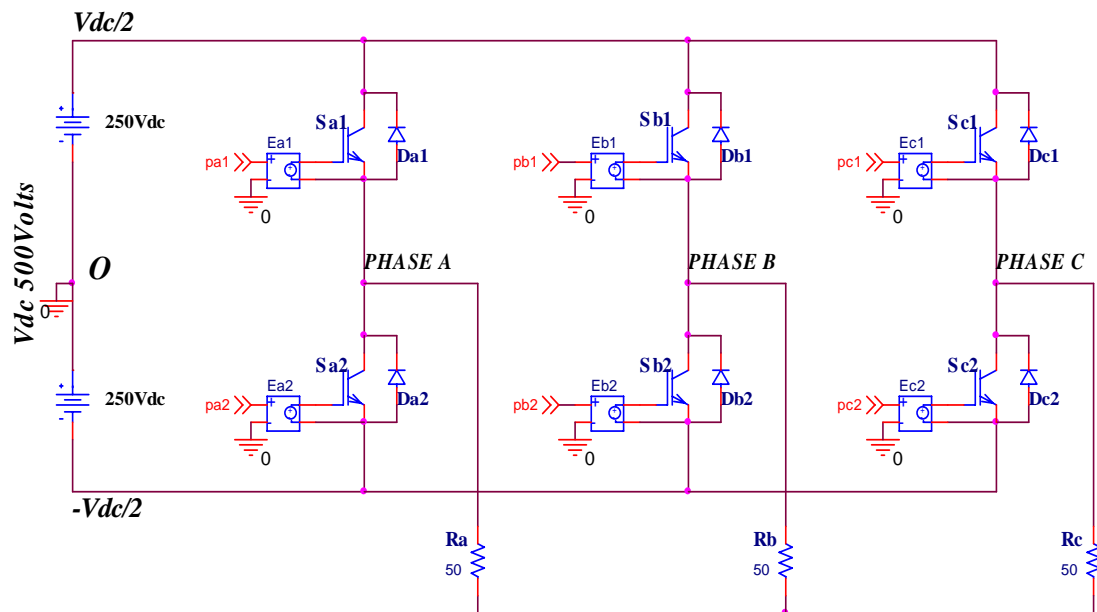
Στο σχήμα 5.2.3 παρουσιάζονται οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών. Οι παλμοί έναυσης έχουν εύρος 180°.



Σχήμα 5.2.3 Κυματομορφές προσομοίωσης παλμών έναυσης ημιαγωγικών διακοπών 3Φ συμβατικού αντιστροφέα, διαμορφωμένες κατά SPWM [$M_f=0.8$, $F_{nc}=45$].
(απεικόνιση μιας περιόδου)

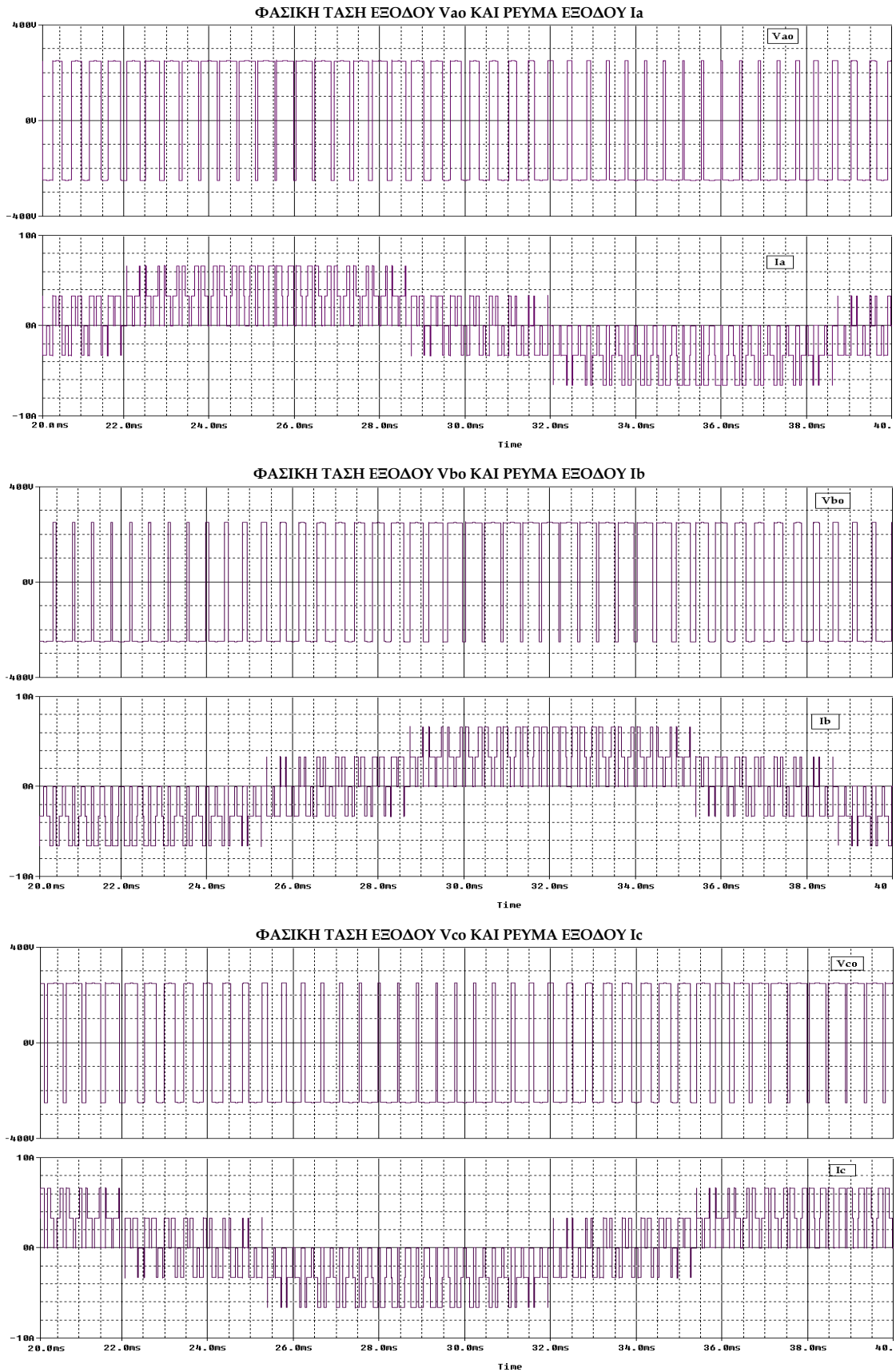
5.2.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΥ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στη παράγραφο αυτή, θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού συμβατικού αντιστροφέα για φορτίο καθαρά ωμικό (σχήμα 5.2.4). Η αντίσταση κάθε φάσης είναι ίση με 50Ω και είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους σε συνδεσμολογία αστέρα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και σχολιάζονται οι διάφορες κυματομορφές του αντιστροφέα.



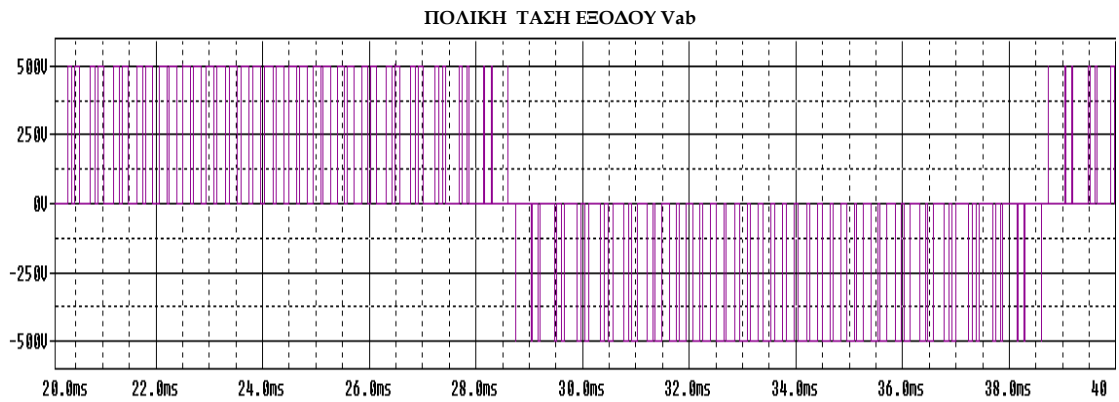
Σχήμα 5.2.4 Κύκλωμα προσομοίωσης συμβατικού 3-Φ αντιστροφέα δύο επιπέδων με ωμικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα.

Στο σχήμα 5.2.5 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις V_{ao} , V_{bo} και V_{co} του συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, καθώς επίσης και τα αντίστοιχα ρεύματα εξόδου. Όπως παρατηρούμε, οι φασικές τάσεις είναι διαμορφωμένες κατά SPWM και παρουσιάζουν μόνο δύο επίπεδα τάσεως, $\pm 250V$.

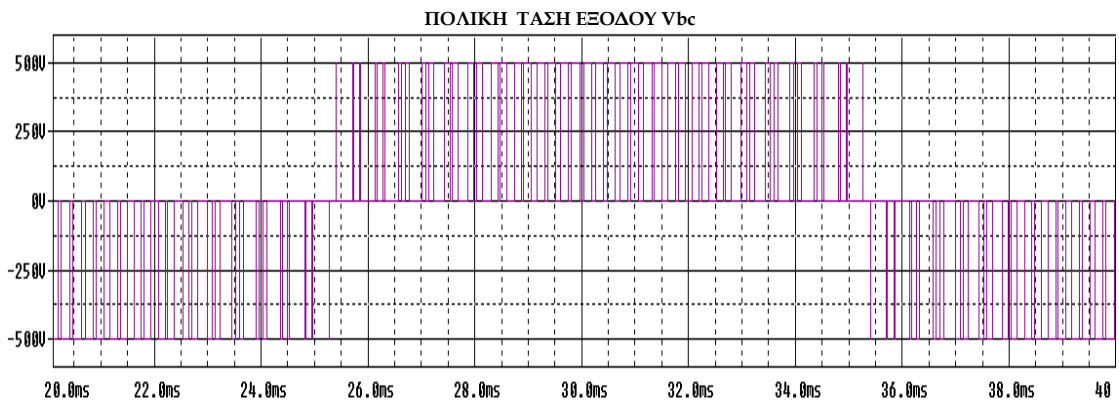


Σχήμα 5.2.5 Κυματομορφές φασικών τάσεων και ρευμάτων εξόδου 3Φ συμβατικού αντιστροφέα, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

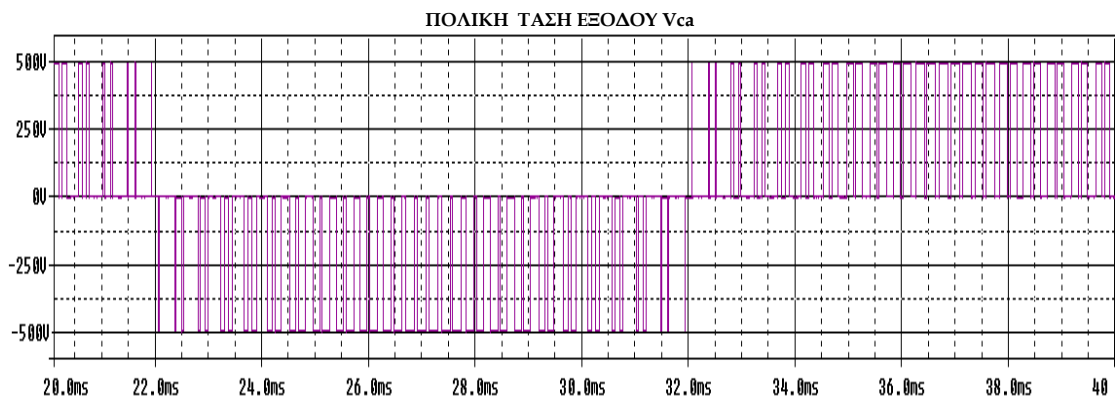
Επιπρόσθετα, στο σχήμα 5.2.6 παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} και V_{ca} , οι οποίες μάλιστα παρουσιάζουν τρία επίπεδα τάσης, $\pm 250V$ και 0.



(α)



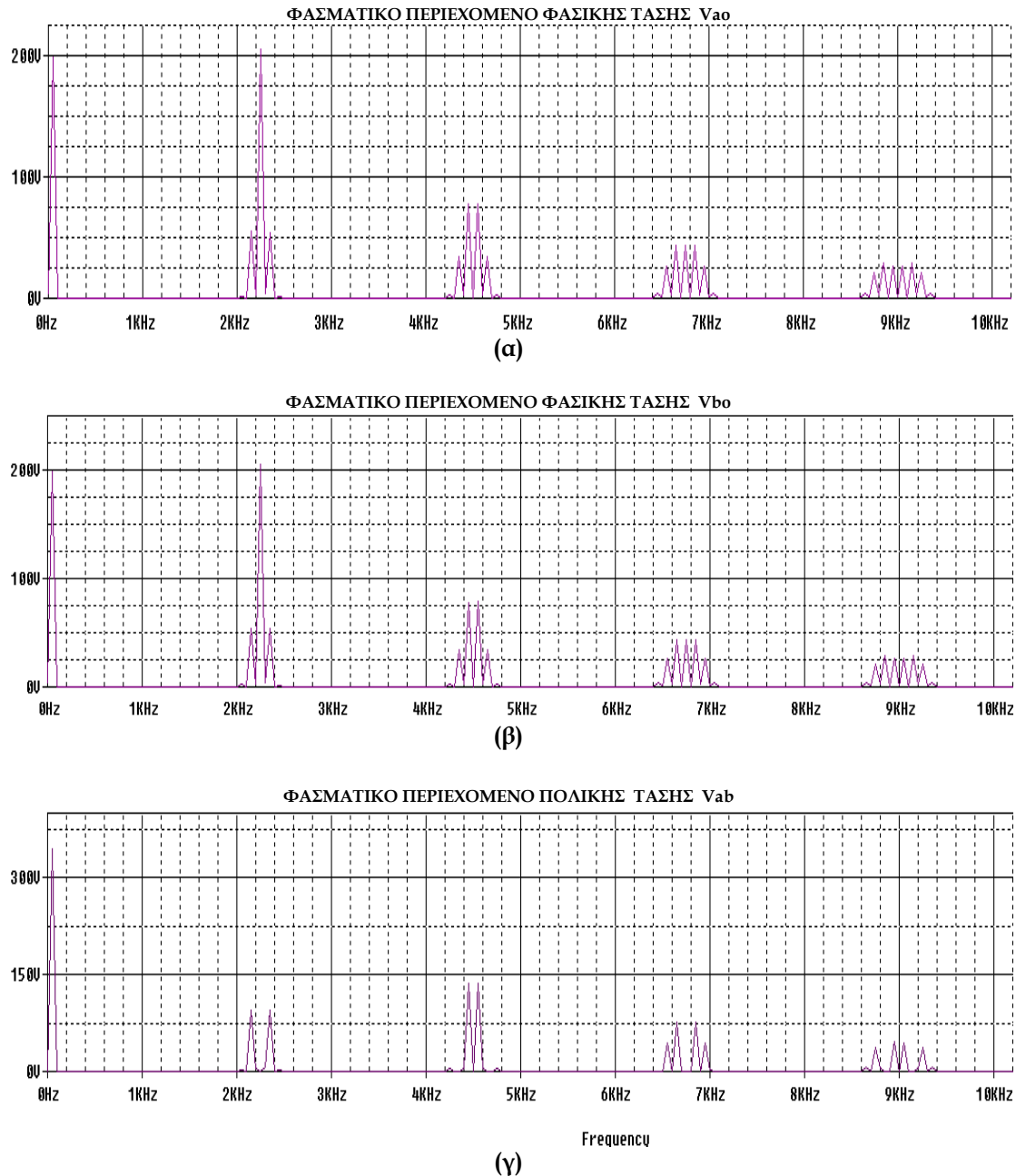
(β)



(γ)

Σχήμα 5.2.6 Κυματομορφές πολικών τάσεων εξόδου 3Φ συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
 $[V_{dc}=500V, M_f=0.8, F_{nc}=45, \cos\phi=1]$

Αφού παρουσιάστηκαν συνοπτικά οι κυματομορφές εξόδου του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων με ωμικό φορτίο, μπορούμε να προχωρήσουμε σε μια βαθύτερη ανάλυση των κυματομορφών αυτών. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών αυτών για να εξάγουμε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, τα οποία θα μας επιτρέψουν να αποφανθούμε για την ποιότητα των κυματομορφών. Στο σχήμα 5.2.7 παρουσιάζονται το φασματικό περιεχόμενο των φασικών τάσεων εξόδου V_{ao} και V_{bo} , καθώς επίσης και της πολικής τάσης εξόδου V_{ab} .



Σχήμα 5.2.7 Φασματικό περιεχόμενο φασικών τάσεων εξόδου V_{ao} , V_{bo} και πολικής τάσης εξόδου V_{ab} 3Φ συμβατικού αντιστροφέα.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=1$]

Από το σχήμα 5.2.7(α) παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκεται στη συχνότητα των 50 Hz, που είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς. Το πλάτος της είναι ίσο με $\hat{V}_{ao,1} = 198.584 \text{ Volts}$, ενώ η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της, ως προς τη τάση του dc ζυγού, είναι ίση με 0.397. Επομένως, το πάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δίνεται από τον τύπο $\hat{V}_{o,1} = \frac{1}{2} M_f V_{DC}$.

Παρατηρούμε ότι οι αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου έχουν αρκετά υψηλό πλάτος. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη συχνότητα των 2.15kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 54,857 Volts (=27,6% $\hat{V}_{o,1}$). Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-2$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.276$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται στα 2.15kHz [= (45-2)*50Hz], 2.25kHz [=45*50Hz], 2.35kHz [= (45+2)*50Hz], 4.35kHz [= (2*45-3)*50Hz] κτλ. Αυτό είναι κάτι το αναμενόμενο, γιατί όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, οι ανώτερες αρμονικές θα πρέπει να βρίσκονται σε συχνότητες $F_{nc} \cdot 50\text{Hz}$, $(F_{nc} \pm 1) \cdot 50\text{Hz}$, $(F_{nc} \pm 2) \cdot 50\text{Hz}$, $(2F_{nc} \pm 1) \cdot 50\text{Hz}$, $(2F_{nc} \pm 2) \cdot 50\text{Hz}$ κτλ. Επιπρόσθετα, όλες οι ανώτερες αρμονικές είναι περιττής τάξεως, κάτι το οποίο επιδιώξαμε επιλέγοντας ανηγμένη συχνότητα φορέα F_{nc} κατάλληλης τιμής. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_v\%$ της φασικής τάσης εισόδου ως ακολούθως:

$$THD_v\% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{43}^2 + \hat{V}_{45}^2 + \hat{V}_{47}^2 + \hat{V}_{87}^2 + \hat{V}_{89}^2 + \hat{V}_{91}^2 + \hat{V}_{93}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD_v\% = 126.18\%$$

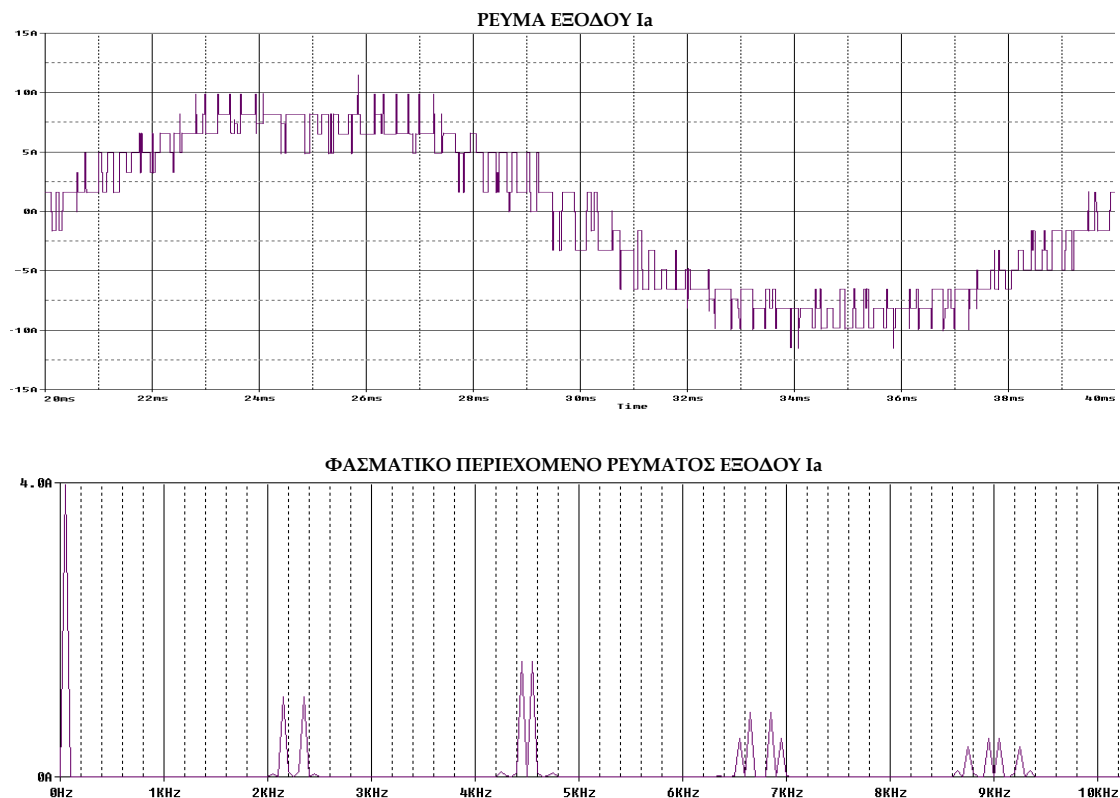
Όσον αφορά την πολική τάση εξόδου, παρατηρούμε ότι η βασική αρμονική είναι στα 50Hz. Το πλάτος της βασικής αρμονικής, όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 4, θα πρέπει να δίνεται από τον τύπο: $\hat{V}_{ab,1}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M_f \cdot V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot 0.8 \cdot 500V = 346.41 \text{ Volts}$. Σύμφωνα με το φάσμα της πολικής τάσης του σχήματος 5.2.7(γ), το πλάτος της βασικής αρμονικής είναι $\hat{V}_{ab,1} = 343.805 \text{ Volts}$, δηλαδή υπάρχει μια απόκλιση της τάξης του 0.7% από την αναμενόμενη τιμή. Η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους, ως προς τη τάση του dc ζυγού είναι ίση με 0.688. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα των 2.15kHz (όπως και στη φασική τάση) και το πλάτος της είναι ίσο με 94.985Volts. Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-2$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.276$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης

εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται σε συχνότητες $2.15\text{kHz} [= (45-2)*50\text{Hz}]$, $2.35\text{kHz} [= (45+2)*50\text{Hz}]$, $4.45\text{kHz} [= (2*45-1)*50\text{Hz}]$ κτλ, δηλαδή η πολική τάση παρουσιάζει μόνο περιττής τάξεως αρμονικές. Συγκρίνοντας το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσεως με αυτό της φασικής τάσεως διαπιστώνουμε ότι το φάσμα της πολικής τάσεως προκύπτει από το αντίστοιχο της φασικής, αφαιρώντας μόνο τις τρίτες αρμονικές. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_V\%$ της πολικής τάσης εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_V\% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{43}^2 + \hat{V}_{47}^2 + \hat{V}_{89}^2 + \hat{V}_{91}^2 + \hat{V}_{131}^2 + \hat{V}_{133}^2 + \hat{V}_{137}^2 + \hat{V}_{139}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD_V\% = 77.34\%$$

Στο σχήμα 5.2.8 παρουσιάζονται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_a καθώς επίσης και το φασματικό περιεχόμενό του.

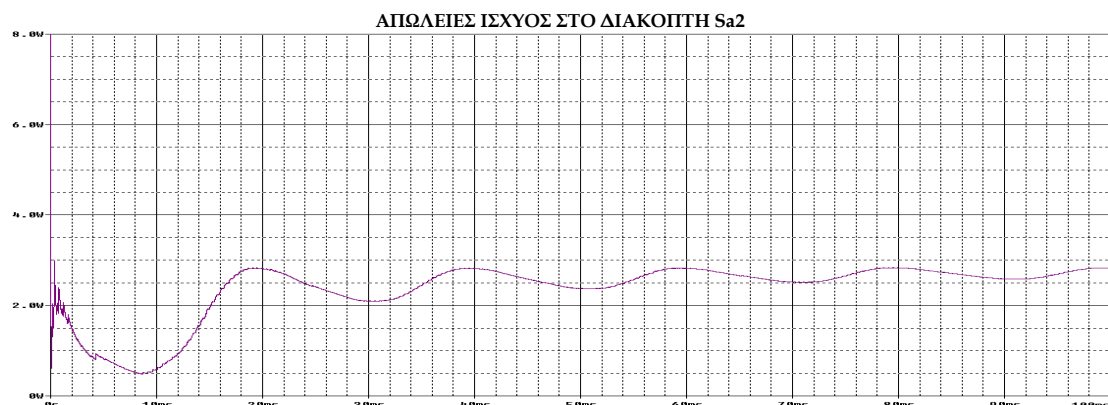
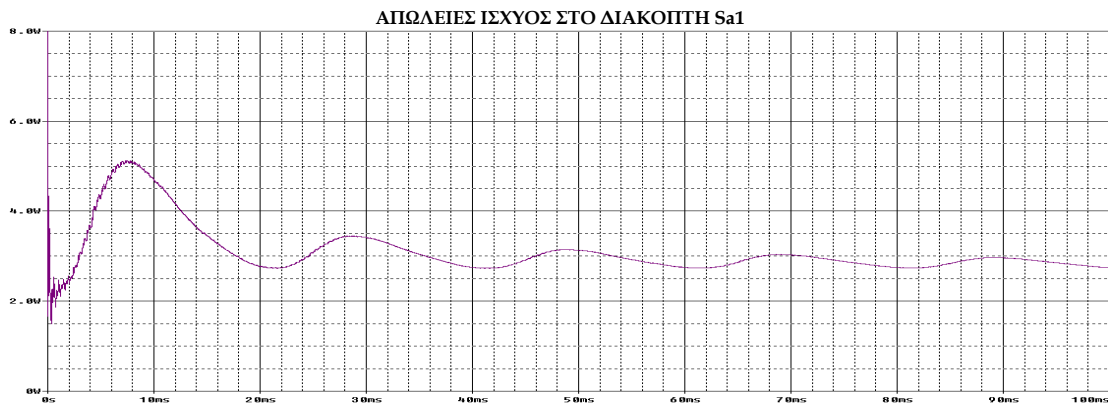


Σχήμα 5.2.8 Κυματομορφή και φασματικό περιεχόμενο ρεύματος εξόδου I_a 3Φ συμβατικού αντιστροφέα.
[$V_{dc}=500\text{V}$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=1$]

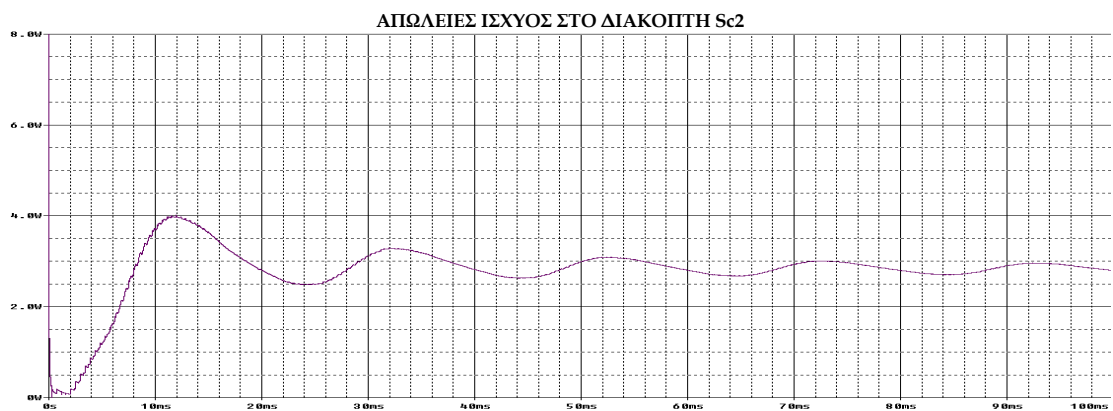
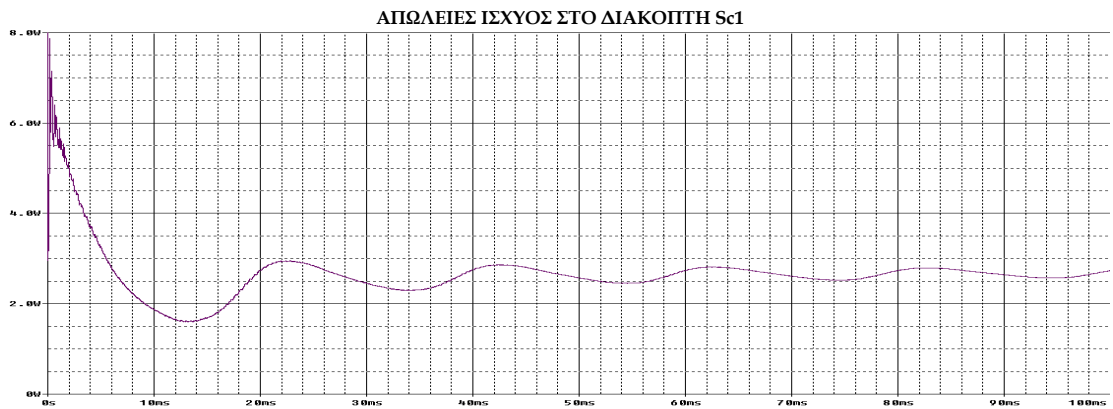
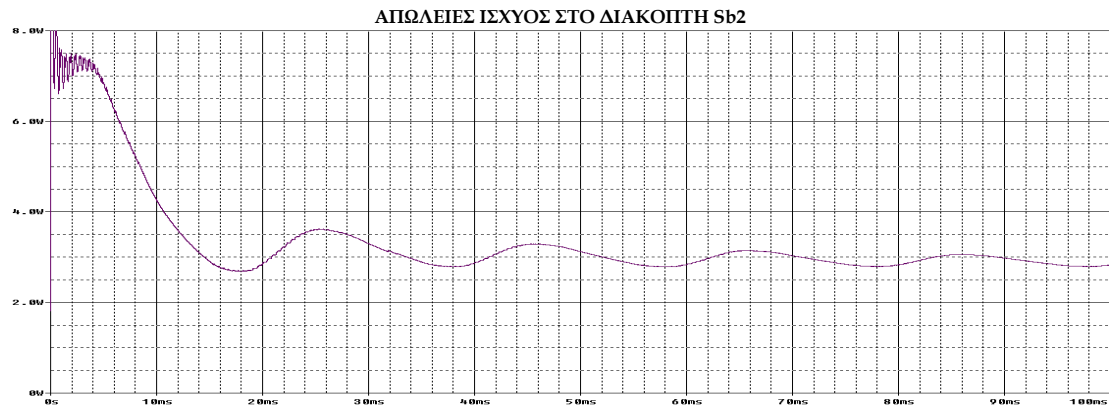
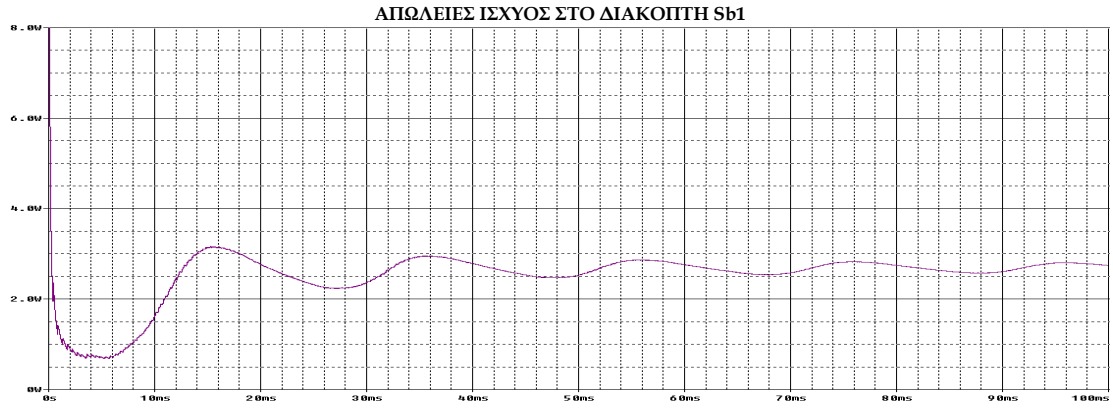
Από το σχήμα 5.2.8 βρίσκουμε ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου είναι 3.972A, ενώ το πλάτος της κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας είναι 1,088A. Επομένως η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας ως προς τη θεμελιώδη είναι ίση με 0.274. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστώσων, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_1\%$ του ρεύματος εξόδου:

$$THD_1\% = 67.798\%$$

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις απώλειες ισχύος που έχουμε στα ημιαγωγά στοιχεία. Στο σχήμα 5.2.9 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος όλων των ημιαγωγικών διακοπών του κυκλώματος.



Σχήμα 5.2.9 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες 3Φ συμβατικού αντιστροφέα [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$].
(συνεχίζεται)

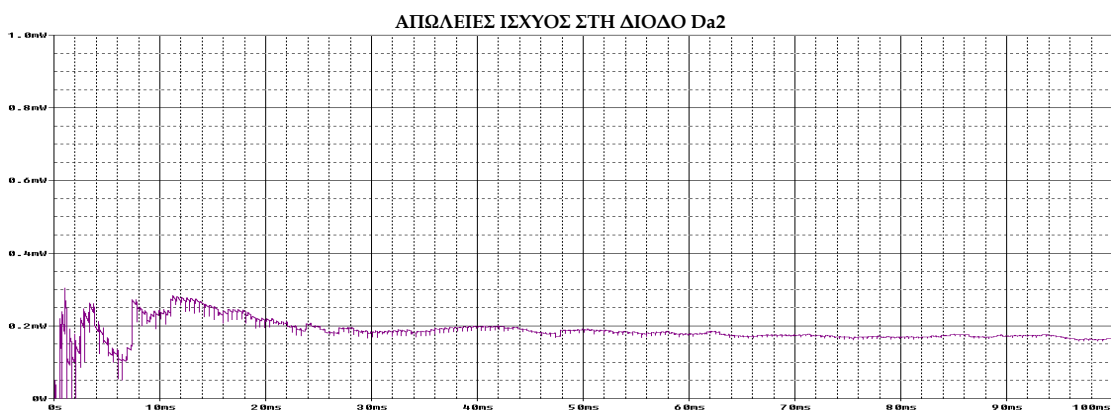
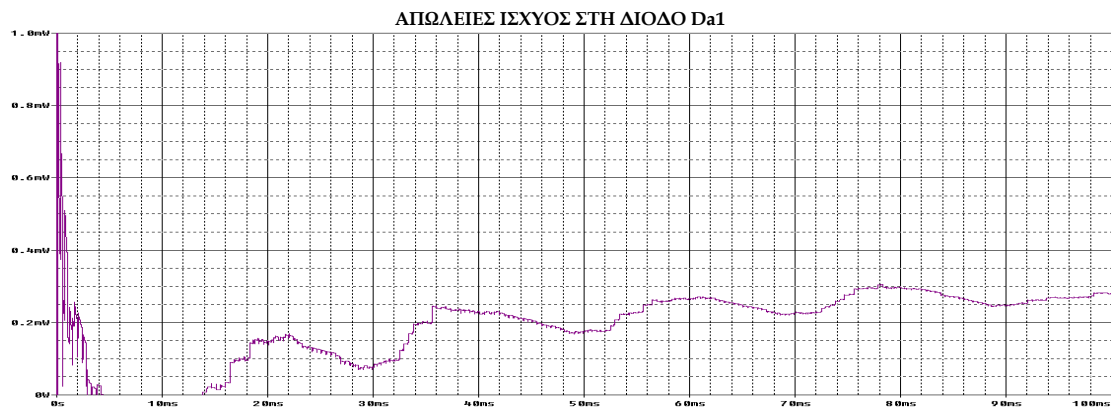


Σχήμα 5.2.9 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες 3Φ συμβατικού αντιστροφέα [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$].

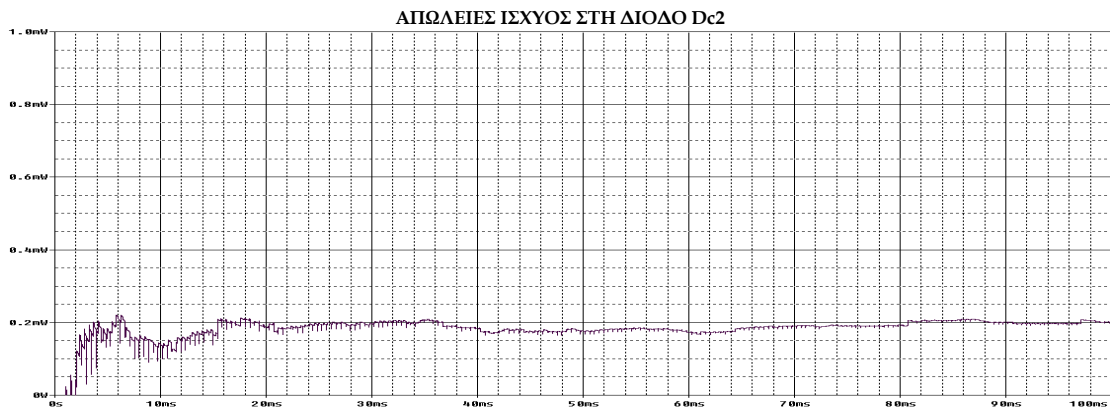
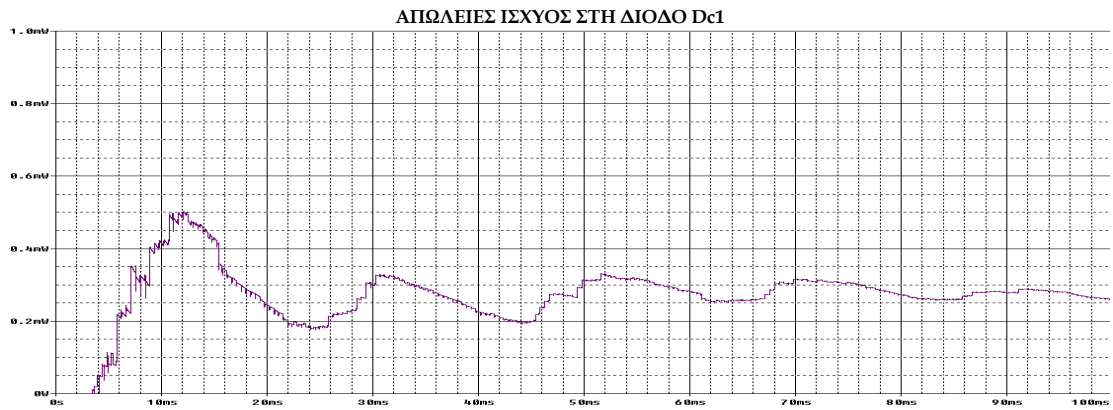
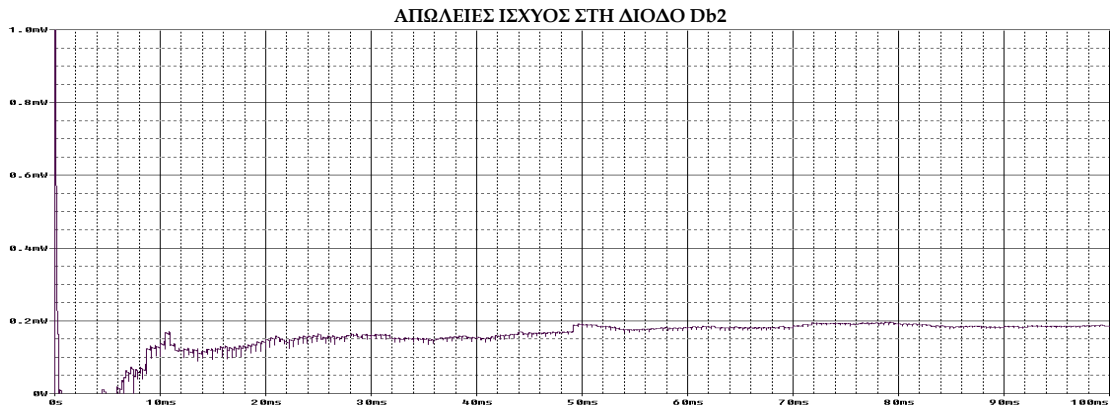
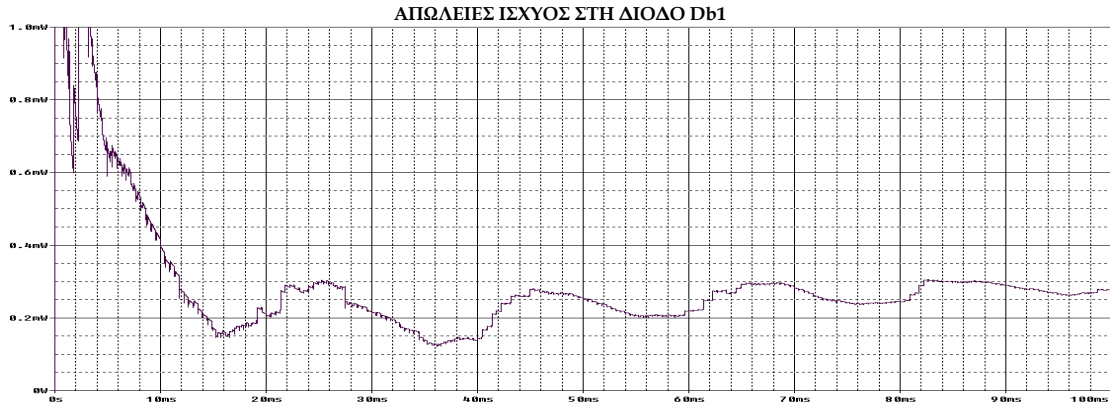
Παρατηρούμε ότι οι μέσες απώλειες των διακοπών είναι ομοιόμορφες για τον συμβατικό αντιστροφέα. Κάθε διακόπτης καταναλώνει μέση ισχύ περίπου 2.8Watt. Επομένως, οι συνολικές απώλειες ισχύος στον συμβατικό τριφασικό αντιστροφέα είναι ίσες με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} = \sum_{n=1}^6 P_{Sn} = P_{S1} + P_{S2} + P_{S3} + P_{S4} + P_{S5} + P_{S6} = 16.8Watt$$

Στο σχήμα 5.2.10 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος σε κάθε μια από τις διόδους του κυκλώματος. Η μέση ισχύς απωλειών των διόδων είναι πρακτικά μηδενική και οφείλεται στο γεγονός ότι η διάδος δε διαρρέεται από ρεύματα επιστροφής μεγάλης διάρκειας και τιμής από το φορτίο προς την πηγή, αφού πρόκειται για ωμικό και όχι επαγωγικό φορτίο. Επομένως, η μέση ισχύς απωλειών των διόδων στο κύκλωμα είναι πρακτικά μηδενική.



Σχήμα 5.2.10 Απώλειες ισχύος στις διόδους 3Φ συμβατικού αντιστροφέα.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]
(συνεχίζεται)

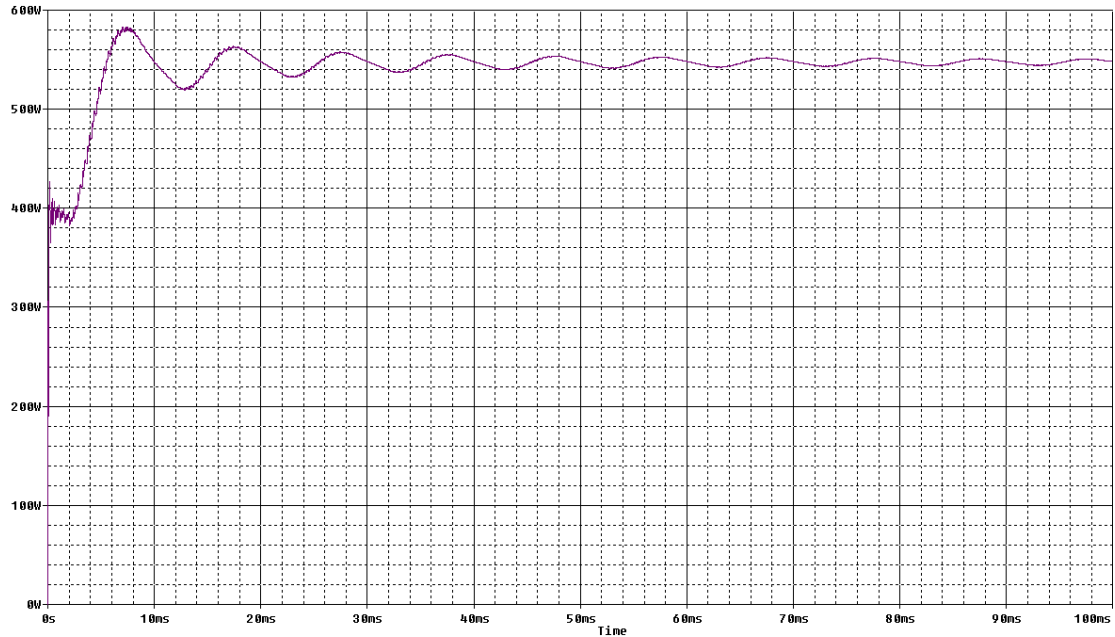


Σχήμα 5.2.10 Απώλειες ισχύος στις διόδους 3Φ συμβατικού αντιστροφέα.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=1$]

Επομένως, οι συνολικές μέσες απώλειες των ημιαγωγών στοιχείων του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα θα είναι ίση με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = \bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} + \bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΟΔΩΝ} = 16.8Watt + 0 = 16.8Watt$$

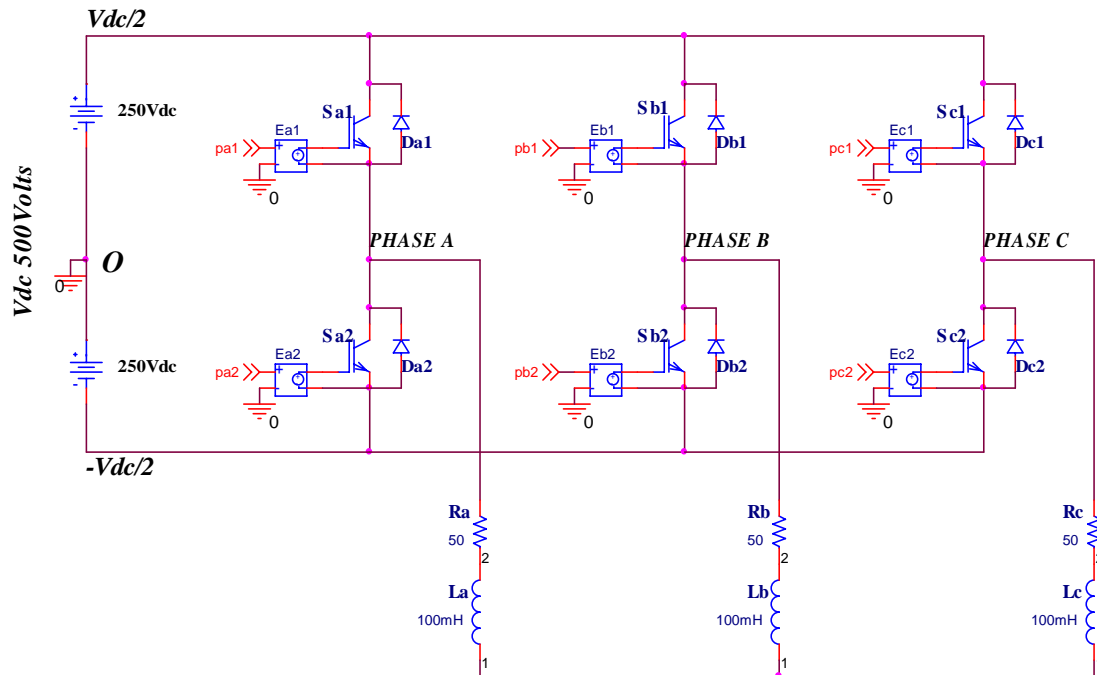
Στο σχήμα 5.2.11 παρουσιάζεται η ισχύς εξόδου της φάσης A του αντιστροφέα. Η ισχύς εξόδου προκύπτει περίπου ίση με 547Watt.



Σχήμα 5.2.11 Μέση ισχύς εξόδου της φάσης A του 3Φ συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=1$].

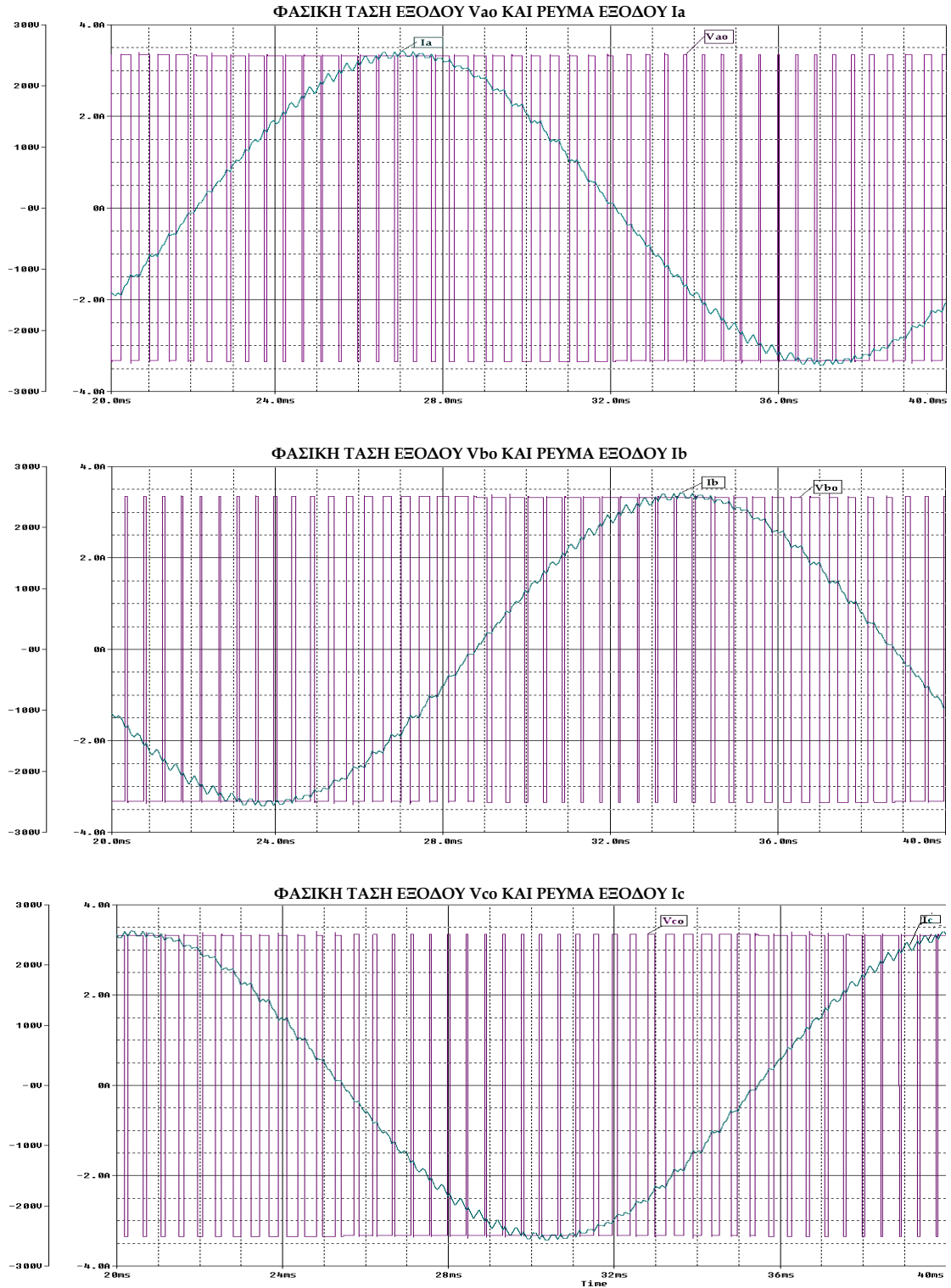
5.2.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΥ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στη παράγραφο αυτή θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού συμβατικού αντιστροφέα για φορτίο ωμικό-επαγωγικό (σχήμα 5.2.12). Η αντίσταση και η επαγωγή κάθε φάσης είναι ίση με 50Ω και 100mH , αντίστοιχα. Οι σύνθετες αντιστάσεις των τριών φάσεων είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους σε συνδεσμολογία αστέρα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και σχολιάζονται οι διάφορες κυματομορφές του αντιστροφέα.



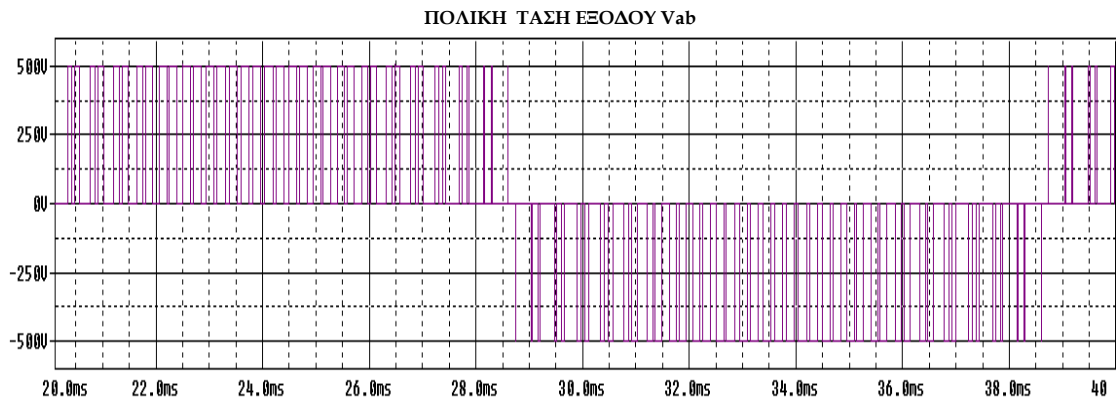
Σχήμα 5.2.12 Κύκλωμα προσομοίωσης συμβατικού 3-Φ αντιστροφέα δύο επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα.

Στο σχήμα 5.2.13 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις V_{ao} , V_{bo} και V_{co} του αντιστροφέα δύο επιπέδων, καθώς επίσης και τα αντίστοιχα ρεύματα εξόδου. Όπως παρατηρούμε, οι φασικές τάσεις είναι διαμορφωμένες κατά SPWM και παρουσιάζουν μόνο δύο επίπεδα τάσεως, $\pm 200\text{V}$.

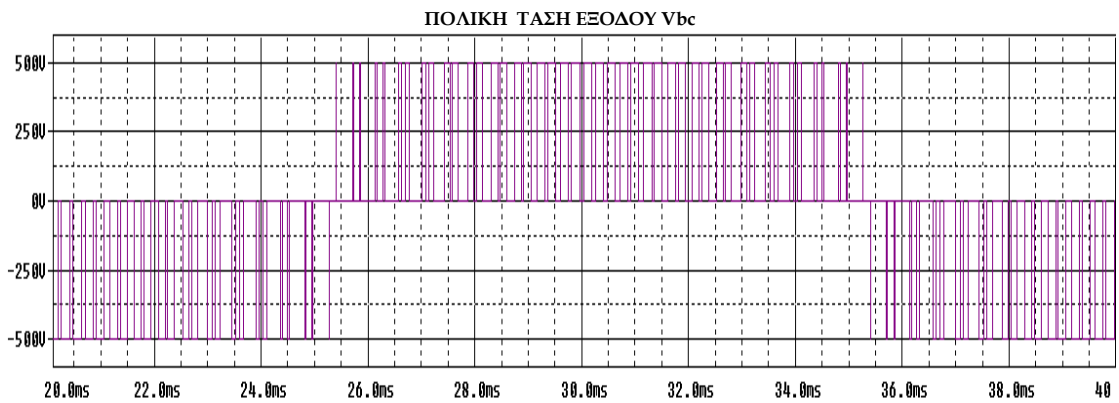


Σχήμα 5.2.13 Κυματομορφές φασικών τάσεων και ρευμάτων εξόδου 3Φ συμβατικού αντιστροφέα, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[V_{dc}=500V, M_f=0.8, F_{nc}=45, cosφ=0.85]

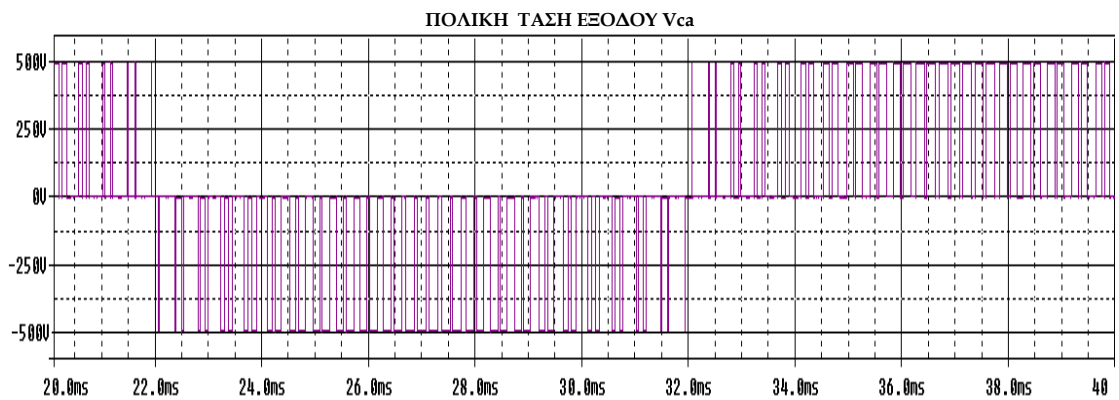
Επιπρόσθετα, στο σχήμα 5.2.14 παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} και V_{ca} , οι οποίες μάλιστα παρουσιάζουν τρία επίπεδα τάσης, $\pm 200V$ και 0.



(α)



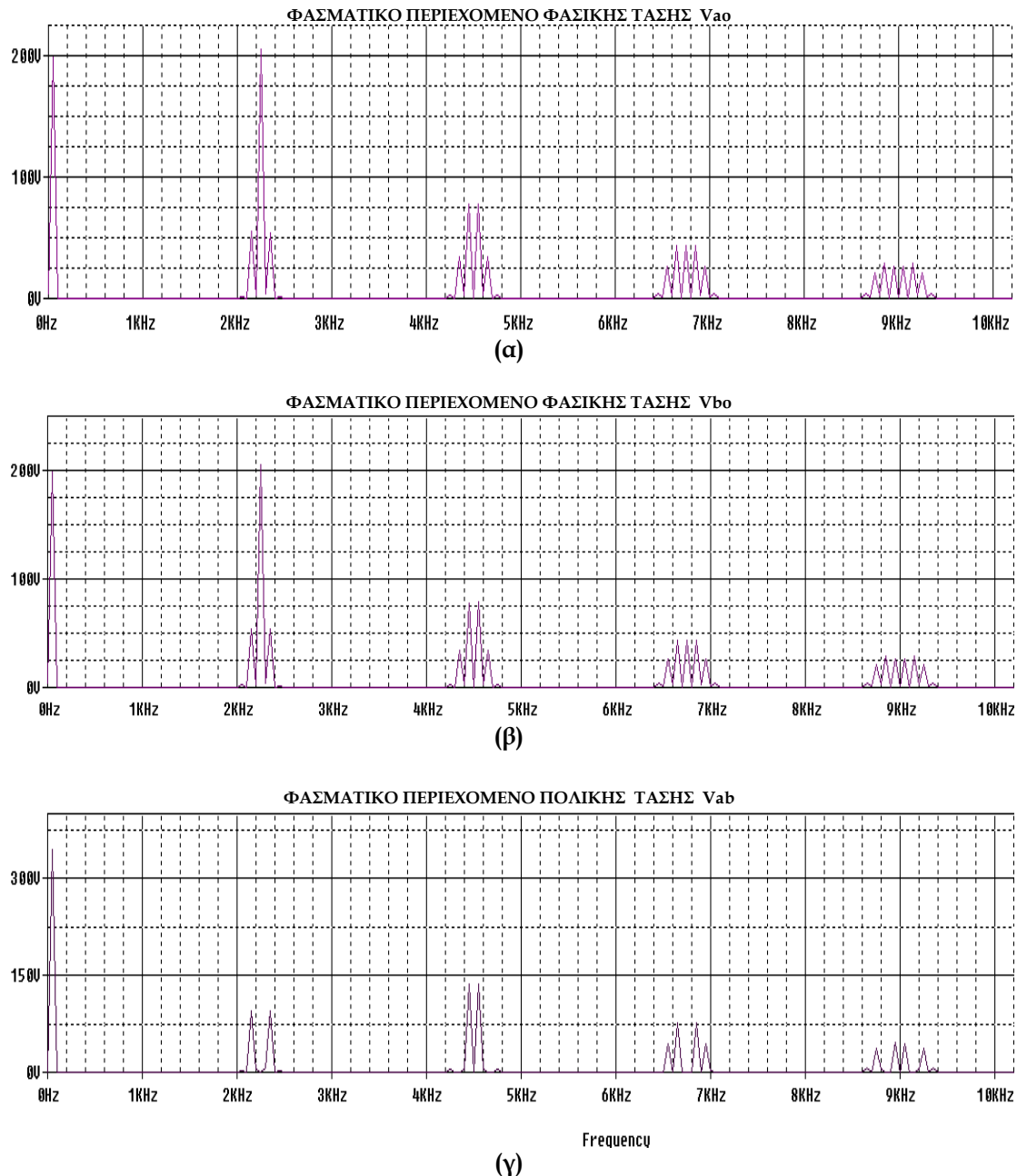
(β)



(γ)

Σχήμα 5.2.14 Κυματομορφές πολικών τάσεων εξόδου 3Φ συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$]

Αφού παρουσιάστηκαν συνοπτικά οι κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο, μπορούμε να προχωρήσουμε σε μια βαθύτερη ανάλυση των κυματομορφών αυτών. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών για να εξάγουμε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, τα οποία θα μας επιτρέψουν να αποφανθούμε για την ποιότητα των κυματομορφών. Στο σχήμα 5.2.15 παρουσιάζονται το φασματικό περιεχόμενο των φασικών τάσεων V_{ao} και V_{bo} , καθώς επίσης και της πολικής τάσης V_{ab} .



Σχήμα 5.2.15 Φασματικό περιεχόμενο φασικών τάσεων εξόδου V_{ao} , V_{bo} και πολικής τάσης εξόδου V_{ab} 3Φ συμβατικού αντιστροφέα.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$]

Από το σχήμα 5.2.15(α) παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκεται στη συχνότητα των 50 Hz, που είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς. Το πλάτος της είναι ίσο με $\hat{V}_{ao,1} = 198.584 \text{ Volts}$, ενώ η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της, ως προς τη τάση του dc ζυγού, είναι ίση με 0.397. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δίνεται από τον τύπο $\hat{V}_{o,1} = \frac{1}{2} M_f V_{DC}$.

Παρατηρούμε ότι οι αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου έχουν αρκετά υψηλό πλάτος. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη συχνότητα των 2.15kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 54,857 Volts (=27,6% $\hat{V}_{o,1}$). Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d = F_{nc} - 2$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d = 0.276$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται στα 2.15kHz [= (45-2)*50Hz], 2.25kHz [= 45*50Hz], 2.35kHz [= (45+2)*50Hz], 4.35kHz [= (2*45-3)*50Hz] κτλ. Αυτό είναι κάτι το αναμενόμενο, γιατί όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, οι ανώτερες αρμονικές θα πρέπει να βρίσκονται σε συχνότητες $F_{nc} * 50 \text{ Hz}$, $(F_{nc} \pm 1) * 50 \text{ Hz}$, $(F_{nc} \pm 2) * 50 \text{ Hz}$, $(2F_{nc} \pm 1) * 50 \text{ Hz}$, $(2F_{nc} \pm 2) * 50 \text{ Hz}$ κτλ. Επιπρόσθετα, όλες οι ανώτερες αρμονικές είναι περιττής τάξεως, κάτι το οποίο επιδιώξαμε επιλέγοντας ανηγμένη συχνότητα φορέα F_{nc} κατάλληλης τιμής. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το THD% της φασικής τάσης εισόδου ως ακολούθως:

$$THD_V \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{43}^2 + \hat{V}_{45}^2 + \hat{V}_{47}^2 + \hat{V}_{87}^2 + \hat{V}_{89}^2 + \hat{V}_{91}^2 + \hat{V}_{93}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD_V \% = 126.18\%$$

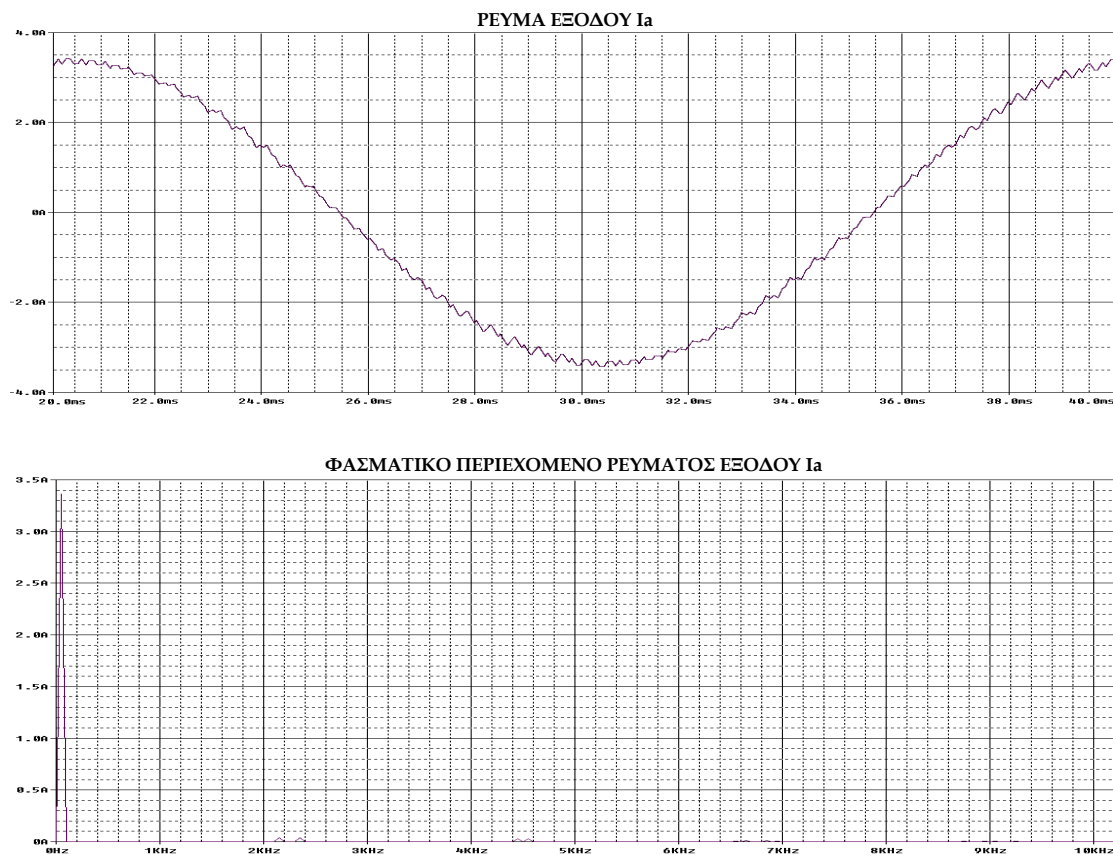
Όσον αφορά την πολική τάση εξόδου, παρατηρούμε ότι η βασική αρμονική είναι στα 50Hz. Το πλάτος της βασικής αρμονικής, όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 4, θα πρέπει να δίνεται από τον τύπο: $\hat{V}_{ab,1}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M_f \cdot V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot 0.8 \cdot 500 \text{ V} = 346.41 \text{ Volts}$. Σύμφωνα με το φάσμα της πολικής τάσης του σχήματος 5.2.15(γ), το πλάτος της βασικής αρμονικής είναι $\hat{V}_{ab,1} = 343.805 \text{ Volts}$, δηλαδή υπάρχει μια απόκλιση της τάξης του 0.7% από την αναμενόμενη τιμή. Η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους, ως προς τη τάση του dc ζυγού είναι ίση με 0.688. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα των 2.15kHz (όπως και στη φασική τάση) και το πλάτος της είναι ίσο με 94.985 Volts. Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d = F_{nc} - 2$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d = 0.276$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης

εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται σε συχνότητες $2.15\text{kHz} [= (45-2)*50\text{Hz}]$, $2.35\text{kHz} [= (45+2)*50\text{Hz}]$, $4.45\text{kHz} [= (2*45-1)*50\text{Hz}]$ κτλ, δηλαδή η πολική τάση παρουσιάζει μόνο περιττής τάξεως αρμονικές. Συγκρίνοντας το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσεως με αυτό της φασικής τάσεως συμπεραίνουμε ότι το φάσμα της πολικής τάσεως προκύπτει από το αντίστοιχο της φασικής τάσεως, αφαιρώντας μόνο τις τρίτες αρμονικές. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_V\%$ της φασικής τάσης εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_V\% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{43}^2 + \hat{V}_{47}^2 + \hat{V}_{89}^2 + \hat{V}_{91}^2 + \hat{V}_{131}^2 + \hat{V}_{133}^2 + \hat{V}_{137}^2 + \hat{V}_{139}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD_V\% = 77.34\%$$

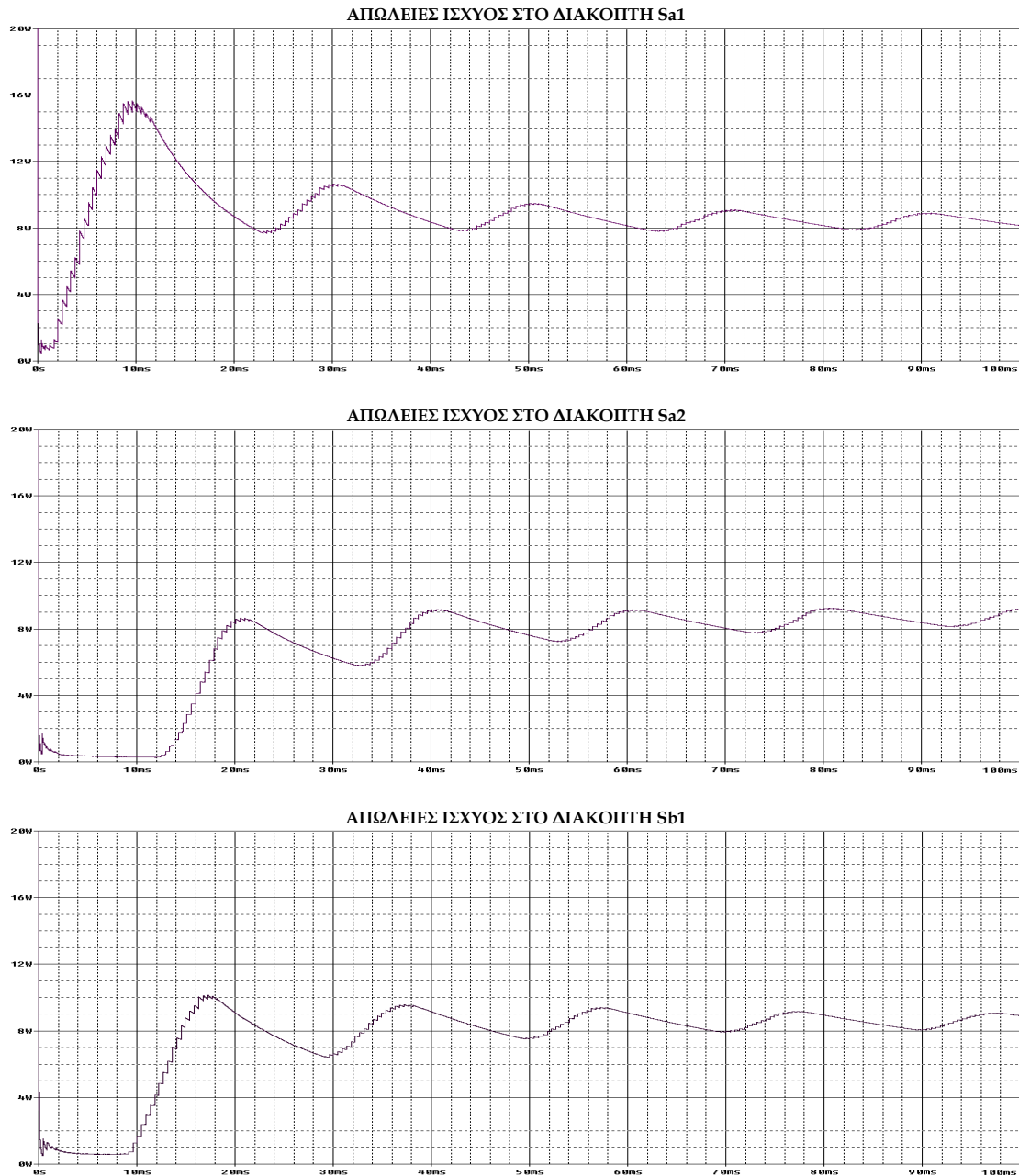
Στο σχήμα 5.2.16 παρουσιάζονται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_a καθώς επίσης και το φασματικό περιεχόμενό του.



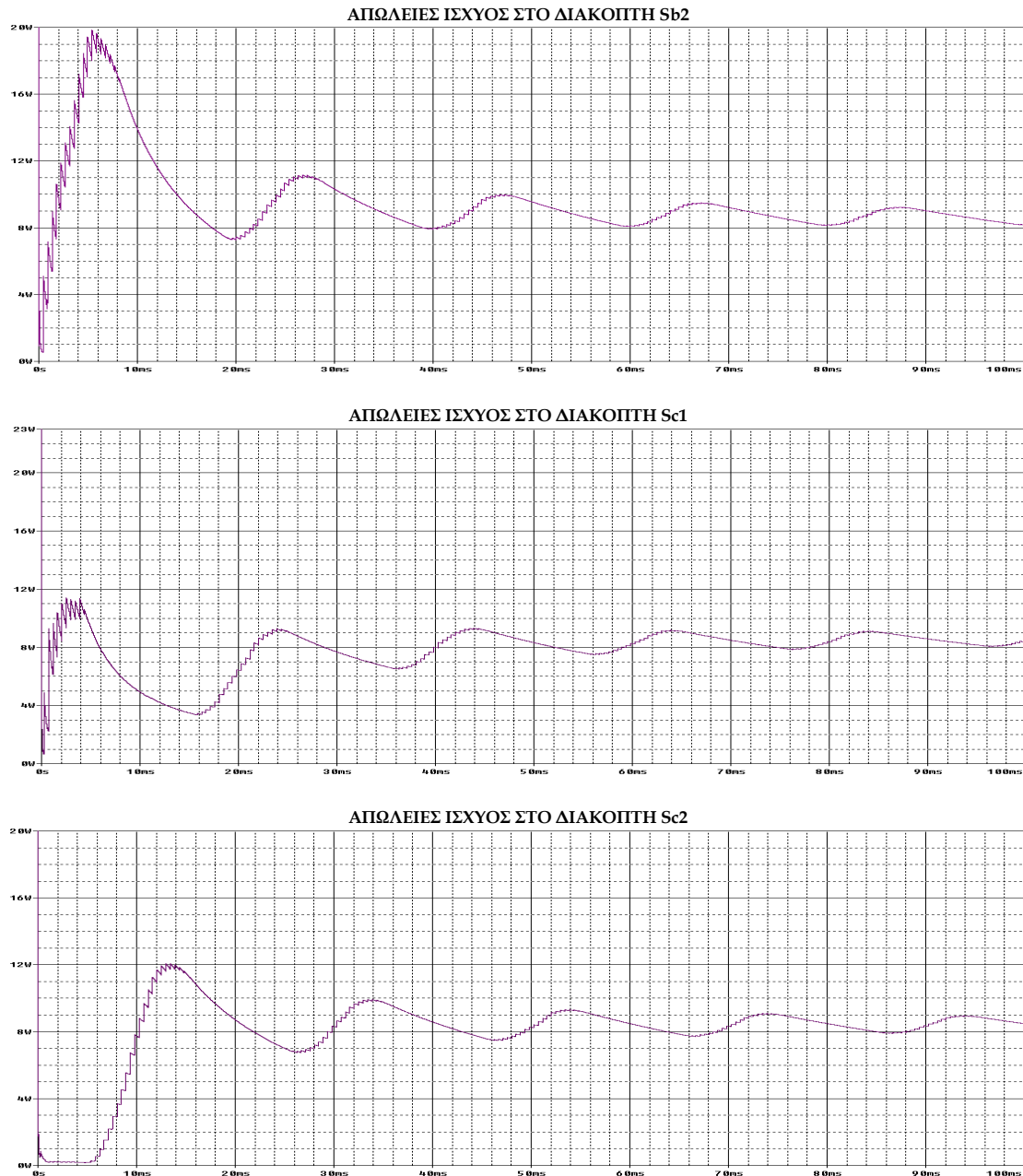
Σχήμα 5.2.16 Κυματομορφή και φασματικό περιεχόμενο ρεύματος εξόδου I_a 3Φ συμβατικού αντιστροφέα.
[$V_{dc}=500\text{V}$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$]

Από το σχήμα 5.2.16 βρίσκουμε ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου είναι 3.362A, ενώ το πλάτος των ανωτέρων αρμονικών είναι μικρότερο από το 3% του πλάτους της θεμελιώδους. Η εξομάλυνση του ρεύματος εξόδου οφείλεται στην ύπαρξη αυτεπαγωγής στο φορτίο εξόδου.

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις απώλειες ισχύος που έχουμε στα ημιαγωγά στοιχεία. Στο σχήμα 5.2.17 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος όλων των ημιαγωγικών διακοπών του κυκλώματος του συμβατικού αντιστροφέα.



Σχήμα 5.2.17 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες του 3Φ συμβατικού αντιστροφέα [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$].
(συνεχίζεται)

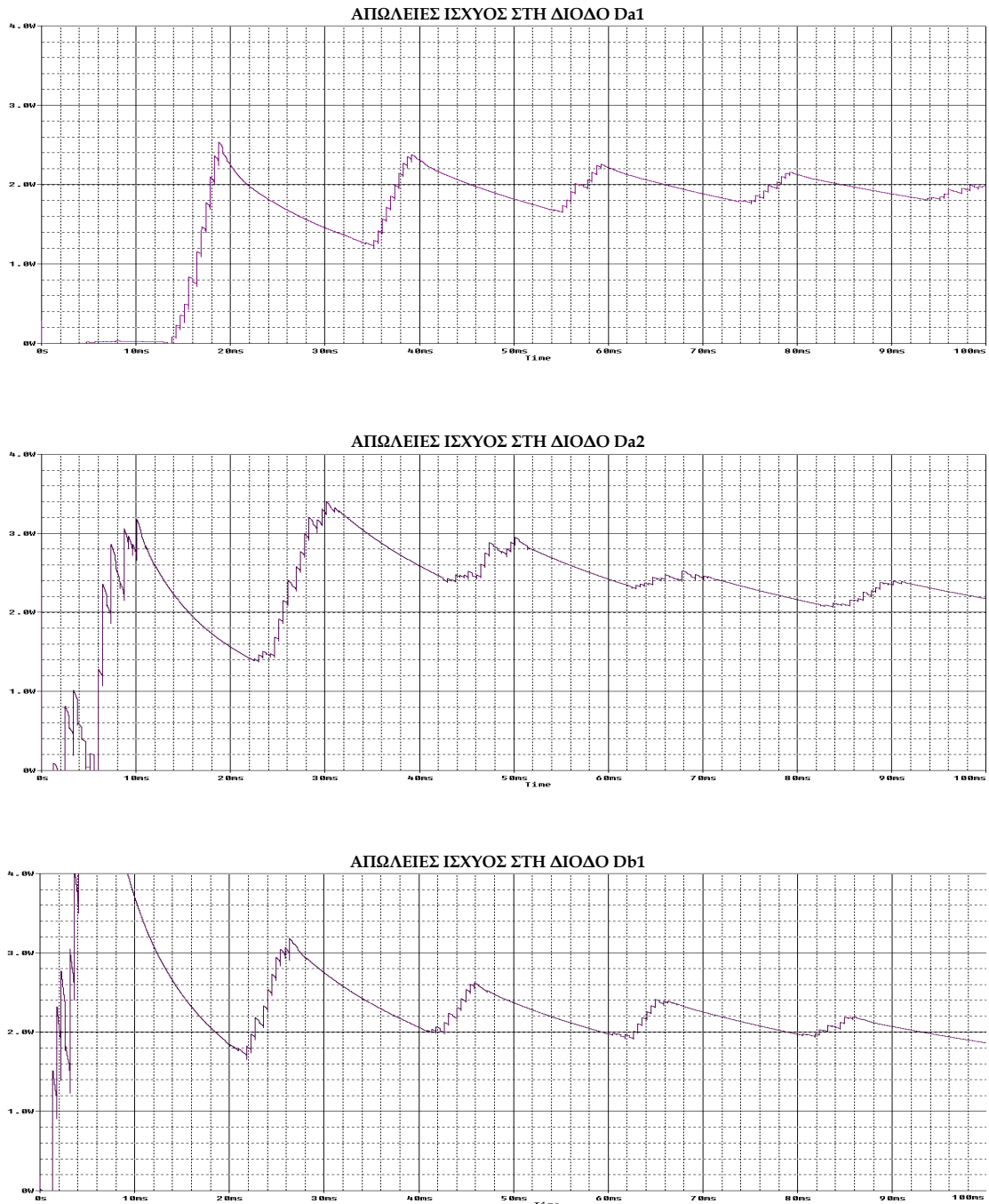


Σχήμα 5.2.17 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες του 3Φ συμβατικού αντιστροφέα [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$].

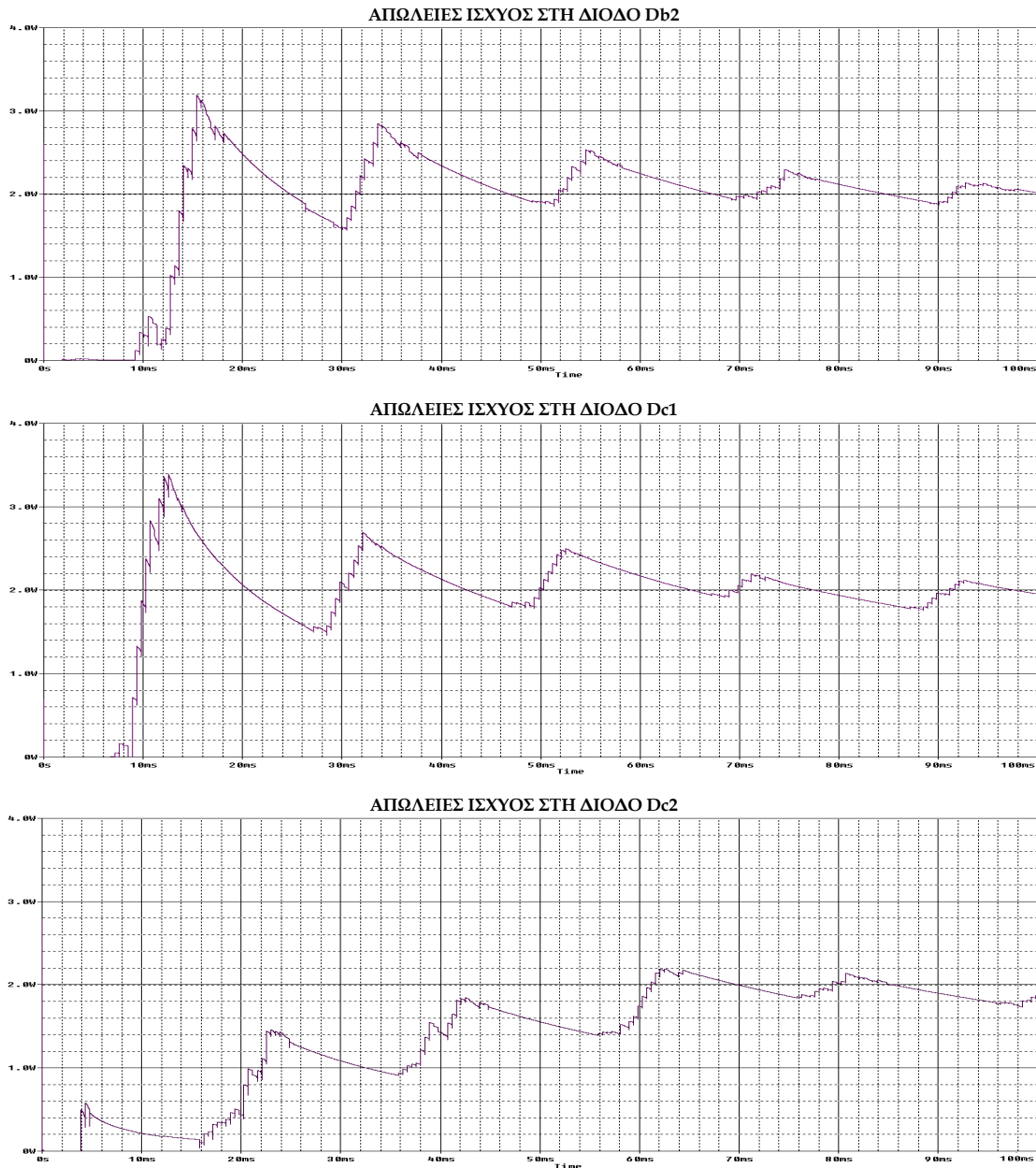
Παρατηρούμε ότι οι μέσες απώλειες των διακοπών είναι ομοιόμορφες για ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Η μέση ισχύς απωλειών των διακοπών είναι περίπου 8.5Watt. Επομένως, οι συνολικές απώλειες ισχύος των διακοπών στον συμβατικό τριφασικό αντιστροφέα, με ωμικό-επαγωγικό φορτίο, είναι ίσες με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} = \sum_{\substack{i=a,b,c \\ j=1,2}}^6 P_{S_{i,j}} = 51Watt$$

Στο σχήμα 5.2.18 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος σε κάθε μια από τις αντιπαράλληλες διόδους του κυκλώματος. Η μέση ισχύς απωλειών των διόδων δεν είναι μηδενική, όπως στη περίπτωση του ωμικού φορτίου. Αυτό οφείλεται στη ύπαρξη αυτεπαγωγής στο φορτίο το οποίο προκαλεί ανάστροφα ρεύματα κατά την εκφόρτιση του.



Σχήμα 5.2.18 Απώλειες ισχύος στις αντιπαράλληλες διόδους του 3Φ συμβατικού αντιστροφέα [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$].
(συνεχίζεται)



Σχήμα 5.2.18 Απώλειες ισχύος στις αντιπαράλληλες διόδους του 3Φ συμβατικού αντιστροφέα [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$].

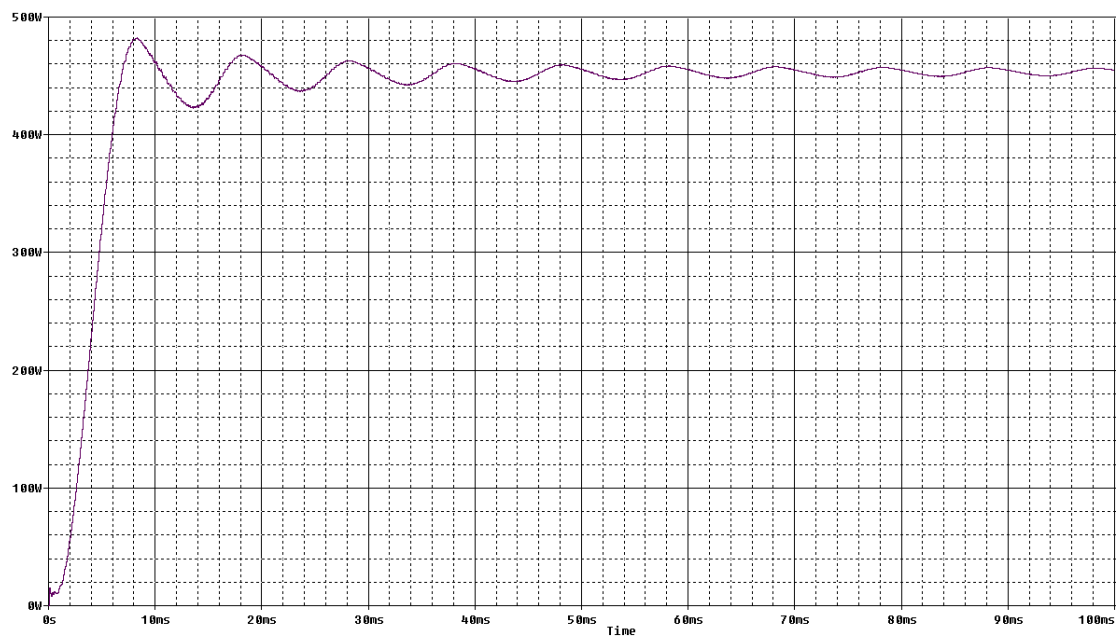
Από το σχήμα 5.2.18 παρατηρούμε ότι οι απώλειες ισχύος των διόδων είναι ομοιόμορφες. Η μέση ισχύς απωλειών κάθε διόδου είναι περίπου ίση με 2Watt. Επομένως, οι συνολικές απώλειες ισχύος των διόδων θα είναι ίσες με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΟΔΩΝ} = \sum_{\substack{i=a,b,c \\ j=1,2}}^6 P_{Di,j} = 12Watt$$

Συνοψίζοντας, οι συνολικές μέσες απώλειες των ημιαγωγών στοιχείων του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα με ωμικό-επαγωγικό φορτίο θα είναι ίση με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = \bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} + \bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΟΔΩΝ} = 51Watt + 12Watt = 63Watt$$

Στο σχήμα 5.2.19 παρουσιάζεται η ισχύς εξόδου της φάσης A του αντιστροφέα. Η μέση ισχύς εξόδου προκύπτει περίπου ίση με 453Watt.



Σχήμα 5.2.19 Μέση ισχύς εξόδου της φάσης A του συμβατικού 3Φ αντιστροφέα δύο επιπέδων [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$].

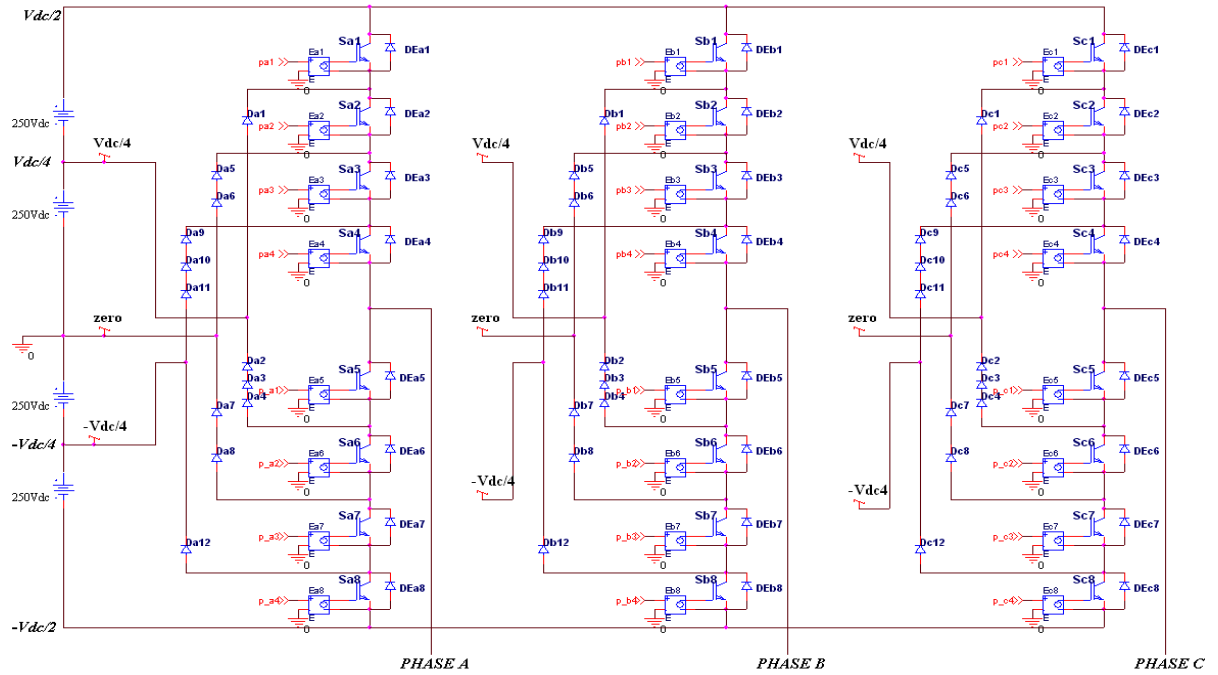
5.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

5.3.1.1 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ NPDCMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στην παρούσα εφαρμογή σχεδιάζεται και προσομοιώνεται η λειτουργία ενός τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων, ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική διαμόρφωσης SPWM. Θα εξεταστεί ξεχωριστά η λειτουργία του αντιστροφέα για ωμικό και ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Η κυκλωματική διάταξη του τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3 (σχήμα 3.2.1(α).)

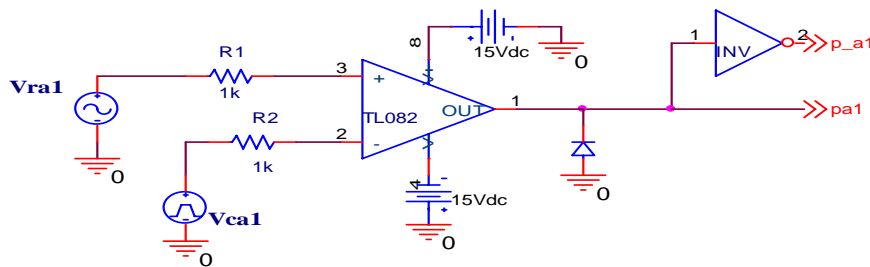
Στο σχήμα 5.3.1.1 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη του Spice. Οι ρυθμίσεις λειτουργίας περιλαμβάνουν:

- Διακοπτικά στοιχεία ισχύος IGBT τύπου IXGH40N60A
- Δίοδοι ελεύθερης διέλευσης τύπου D1N4004
- Πηγή συνεχούς τάσεως ονομαστικής τιμής 1kV.
- Για τη σχεδίαση των κυκλωμάτων οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων χρησιμοποιούνται ως συγκριτές οι τελεστικοί ενισχυτές TL082 και για την παραγωγή των κυματομορφών φορέα και αναφοράς χρησιμοποιούνται αντιστοιχώς οι γεννήτριες VPULSE και VSIN
- Ανηγμένη συχνότητα φορέα $F_{nc} = 45$
- Συχνότητα ημιτόνου αναφοράς είναι η συχνότητα δικτύου 50Hz
- Πλάτος κυματομορφής αναφοράς $A_r = 9\text{Volts}$
- Συχνότητα φορέα $F_c = F_{nc} * F_r = 45 * 50 = 2,25\text{kHz}$
- Οι κυματομορφές φορέα ακολουθούν την τεχνική PD(Phase Disposition), δηλαδή βρίσκονται εν φάσει. Το πλάτος κάθε κυματομορφής φορέα είναι διαφορετικό.
- Συντελεστής διαμόρφωσης $M_f = A_r / (m-1)A_c = 9 / [(5-1)*10] = 0.225$
- Τάση πόλωσης τελεστικών ενισχυτών $\pm 15\text{Volts}$.



Σχήμα 5.3.1.1 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα NPDCMI, πέντε επιπέδων.

Στο σχήμα 5.3.1.2 παρουσιάζονται τα κυκλώματα οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων της φάσης A του αντιστροφέα. Οι παλμοί έναυσης των IGBT's διαμορφώνονται για κάθε φάση ξεχωριστά, γι' αυτό και απαιτούνται τρεις τελεστικοί ενισχυτές. Αντίθετα, οι παλμοί έναυσης των συμπληρωματικών IGBT's κάθε φάσης διαμορφώνονται από τον ίδιο τελεστικό ενισχυτή με τη χρήση ενός λογικού αντιστροφέα (INV).

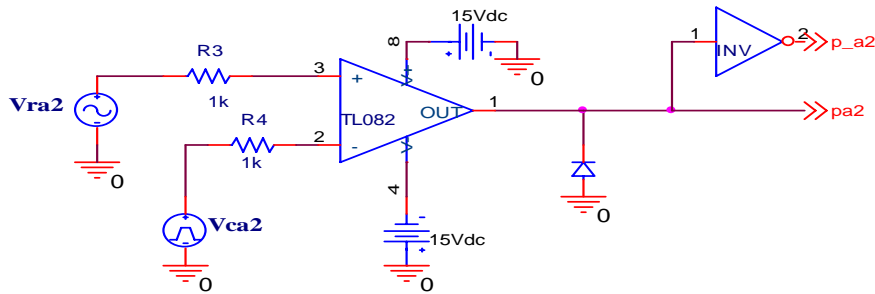


Σχήμα 5.3.1.2(α) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa1 και Sa5 της φάσης A του αντιστροφέα NPDCMI.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- Vpulse:
 Περίοδος 0,44444msec,
 Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
 Εύρος παλμού 0.2μsec,
 Μέγιστη τιμή τάσης 10V,
 Ελάχιστη τιμή τάσης 5 V

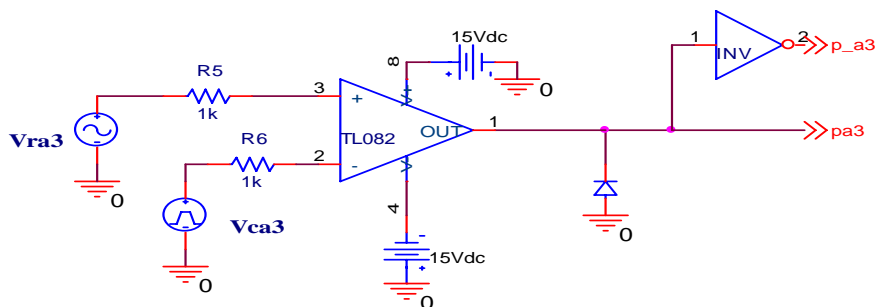
- Vsin:
VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0°, FREQ = 50Hz



Σχήμα 5.3.1.2(β) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa2 και Sa6 της φάσης A του αντιστροφέα NPDCMI.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

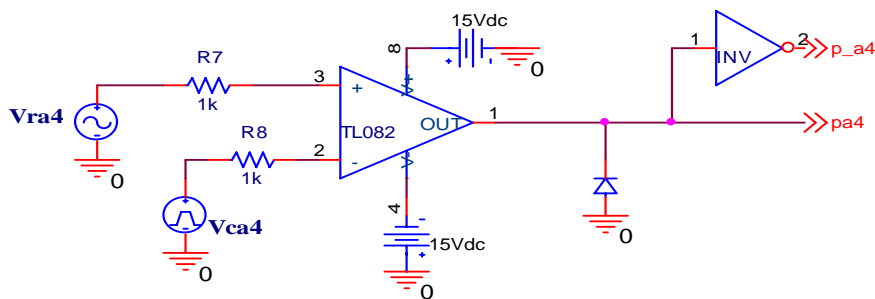
- Vpulse:
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης 5V,
Ελάχιστη τιμή τάσης 0 V
- Vsin:
VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0°, FREQ = 50Hz



Σχήμα 5.3.1.2(γ) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa3 και Sa7 της φάσης A του αντιστροφέα NPDCMI.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- Vpulse:
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης 0V,
Ελάχιστη τιμή τάσης -5 V
- Vsin:
VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0°, FREQ = 50Hz



Σχήμα 5.3.1.2(δ) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa4 και Sa8 της φάσης A του αντιστροφέα NPDCMI.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

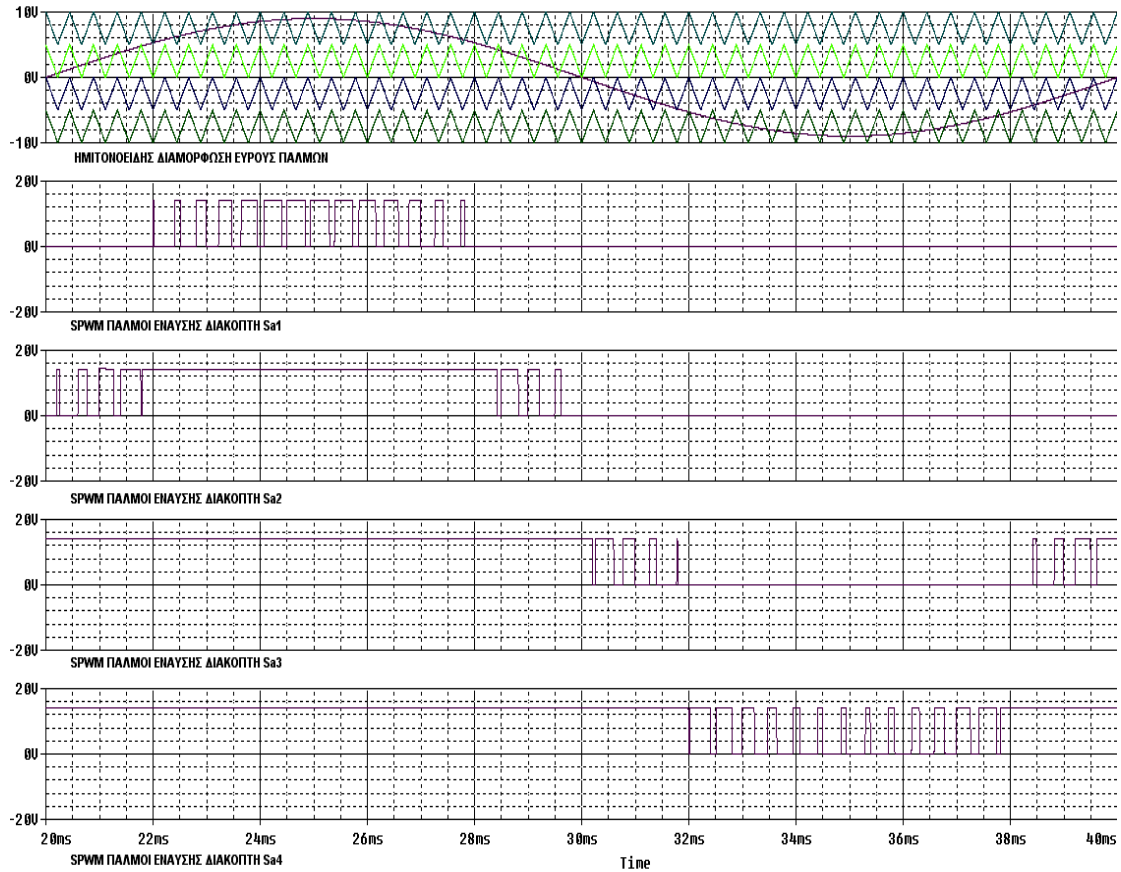
- Vpulse:
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης -5V,
Ελάχιστη τιμή τάσης -10 V
- Vsin:
VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0°, FREQ = 50Hz

Στην ενότητα 5.2 έγινε λεπτομερής αναφορά στη χρησιμότητα και στη λειτουργία των στοιχείων του κυκλώματος οδήγησης ενός IGBT. Ως εκ τούτου, δε θα γίνει επιπρόσθετη αναφορά σε αυτά.

Τα κυκλώματα οδήγησης που περιγράφηκαν παραπάνω αφορούν τη φάση A του αντιστροφέα. Για τις άλλες δύο φάσεις ακολουθείται παρόμοια διαδικασία, με τη μόνη διαφοροποίηση ότι οι κυματομορφές αναφοράς είναι κατάλληλα μετατοπισμένες κατά 120°, θετικά ή αρνητικά.

ΦΑΣΗ Α: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 9V$, $PHASE = 0^\circ$, $FREQ = 50Hz$
 ΦΑΣΗ Β: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 9V$, $PHASE = -120^\circ$, $FREQ = 50Hz$
 ΦΑΣΗ Γ: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 9V$, $PHASE = 120^\circ$, $FREQ = 50Hz$

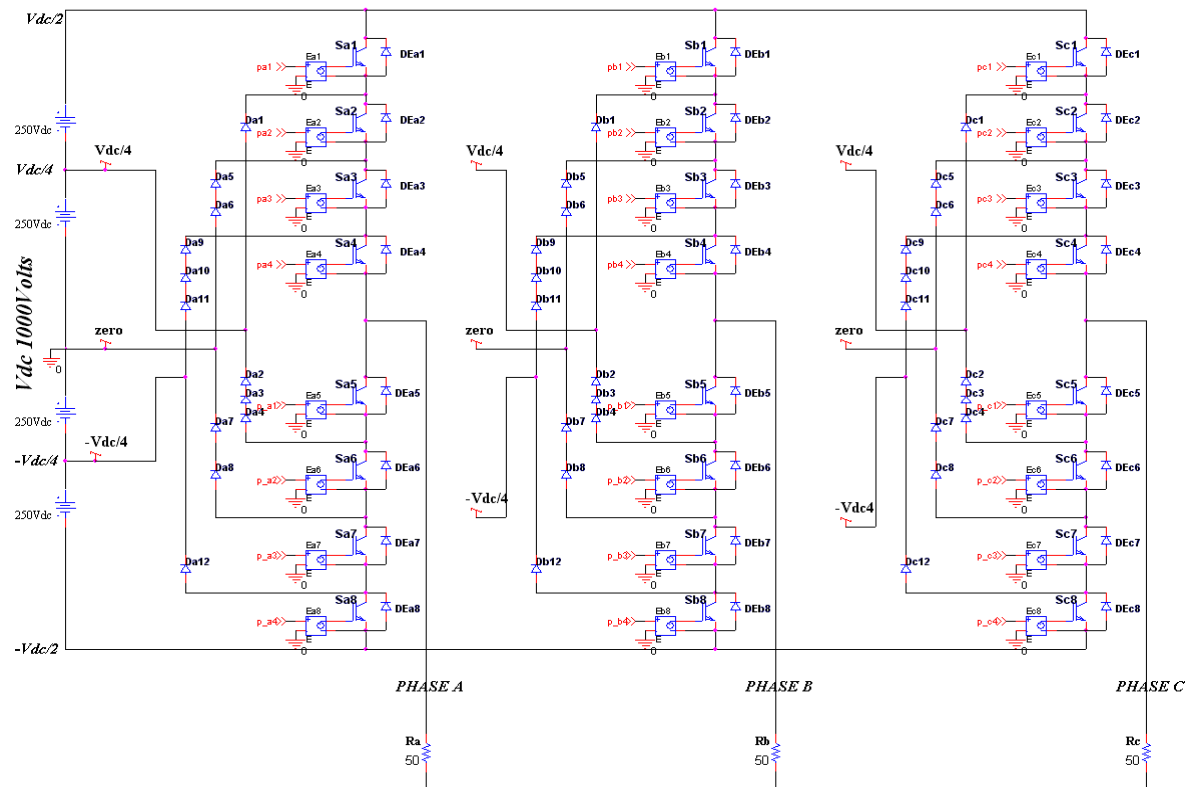
Στο σχήμα 5.3.1.3 παρουσιάζονται οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών. Οι παλμοί έναυσης έχουν εύρος 180° .



Σχήμα 5.3.1.3 Κυματομορφές προσομοίωσης παλμών έναυσης «πάνω» διακοπών του αντιστροφέα NPDCMI, διαμορφωμένες κατά SPWM [$M_f=0.225$, $F_{nc}=45$]. (απεικόνιση μιας περιόδου)

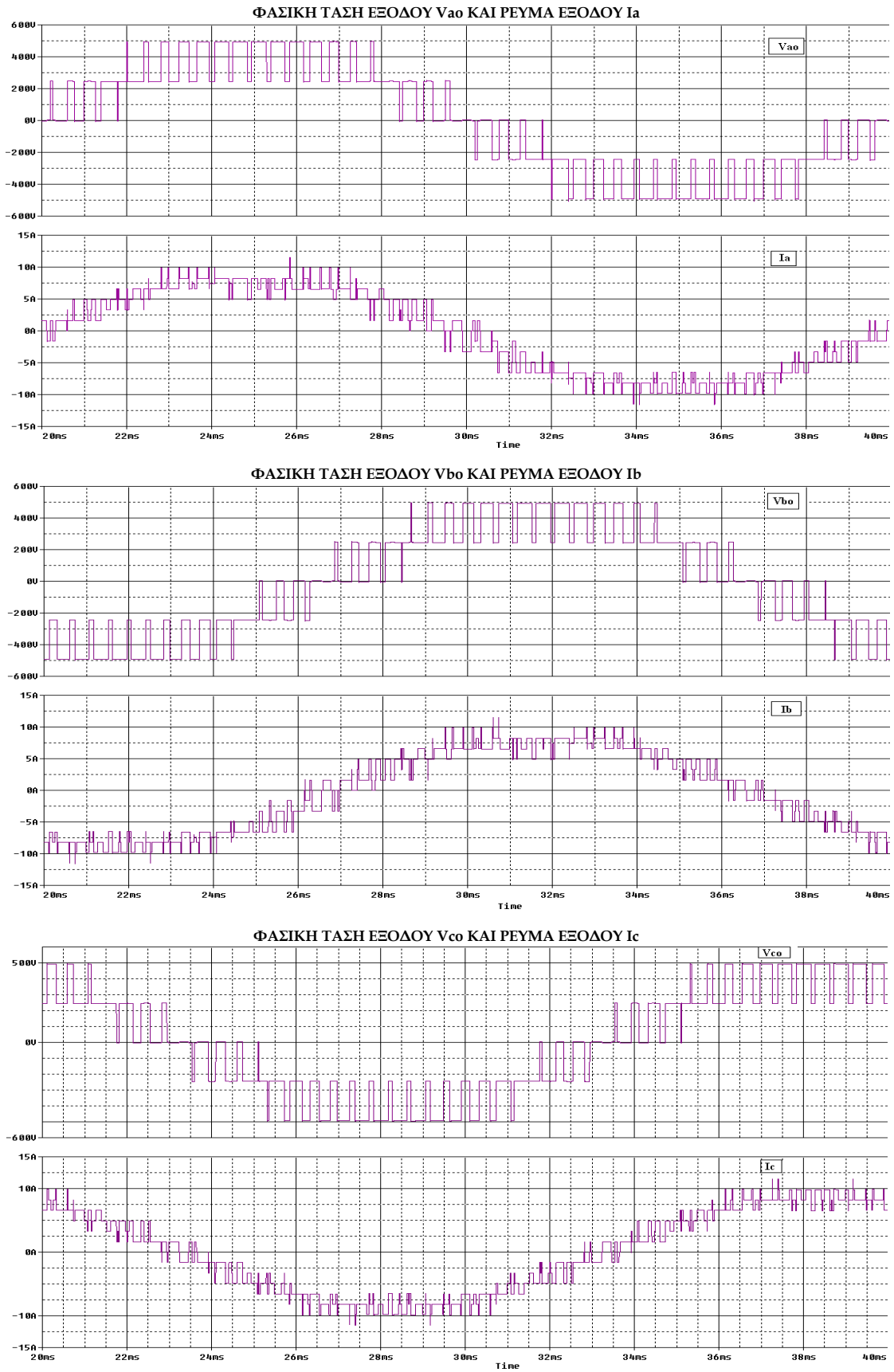
5.3.1.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ NPDCMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στη παράγραφο αυτή θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων για φορτίο καθαρά ωμικό (σχήμα 5.3.1.4). Η αντίσταση κάθε φάσης είναι ίση με 50Ω και είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους σε συνδεσμολογία αστέρα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και σχολιάζονται οι διάφορες κυματομορφές του αντιστροφέα.

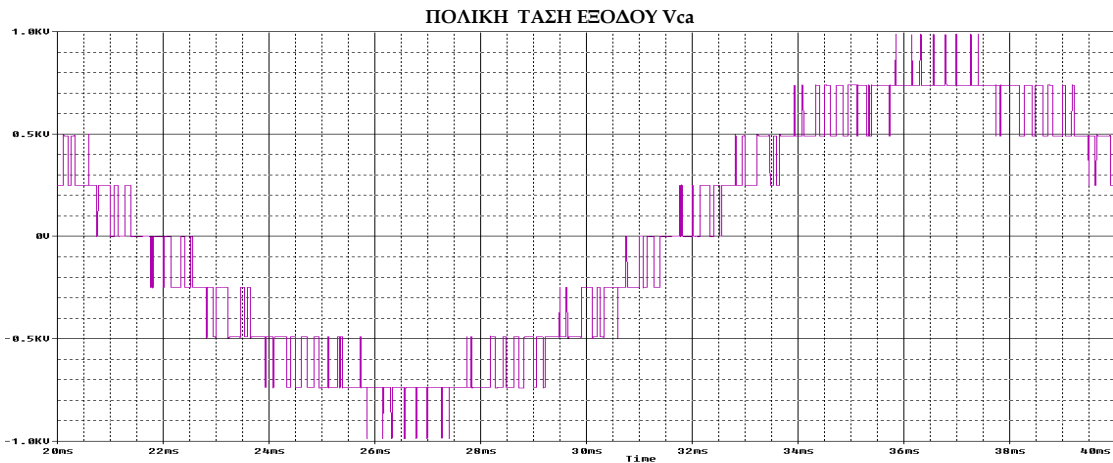
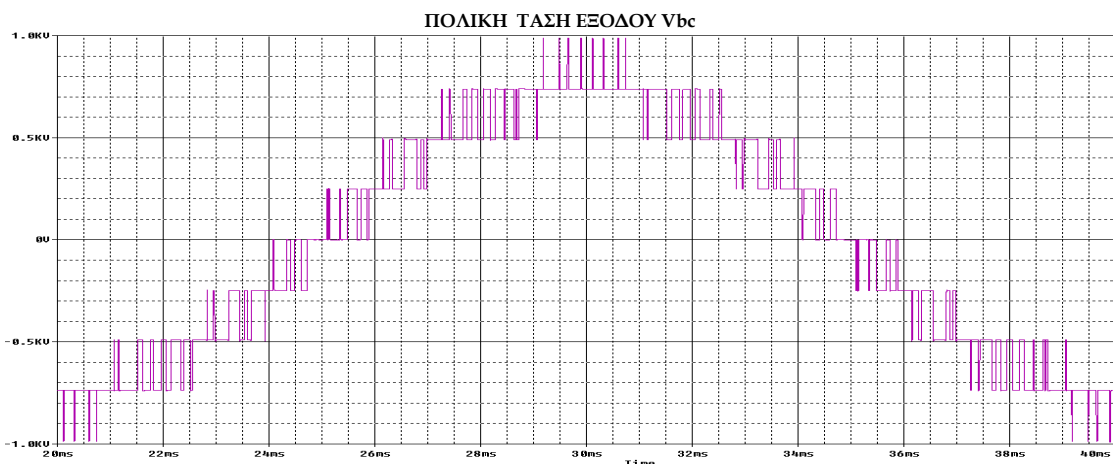
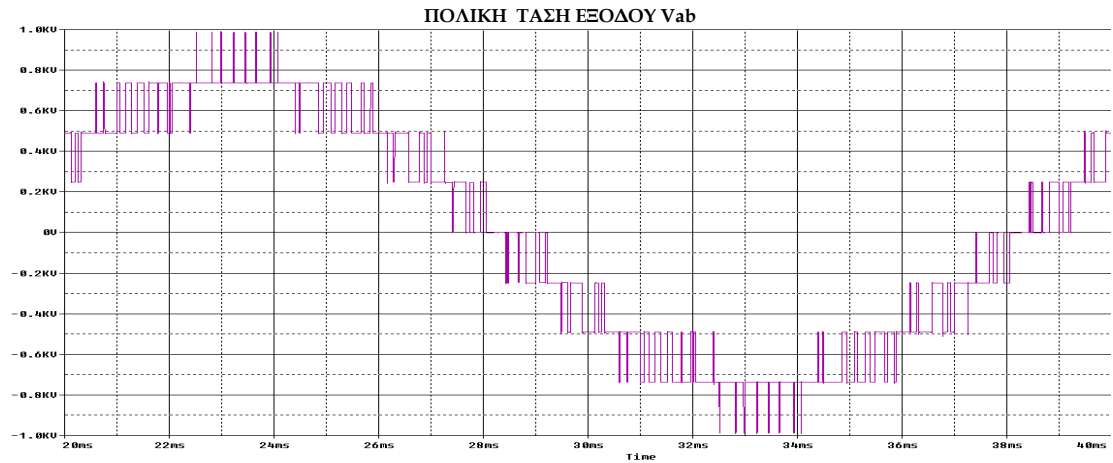


Σχήμα 5.3.1.4 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων με ωμικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα.

Στο σχήμα 5.3.1.5 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις V_{ao} , V_{bo} και V_{co} του αντιστροφέα NPDCMI, καθώς επίσης και τα αντίστοιχα ρεύματα εξόδου. Όπως παρατηρούμε, οι φασικές τάσεις είναι διαμορφωμένες κατά SPWM και παρουσιάζουν πέντε επίπεδα τάσεως, $\pm 250V$, $\pm 500V$, 0 . Επιπρόσθετα, στο σχήμα 5.3.1.6 παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} και V_{ca} , οι οποίες μάλιστα παρουσιάζουν εννέα επίπεδα τάσης, $\pm 250V$, $\pm 500V$, $\pm 750V$, $\pm 1kV$ και 0 .

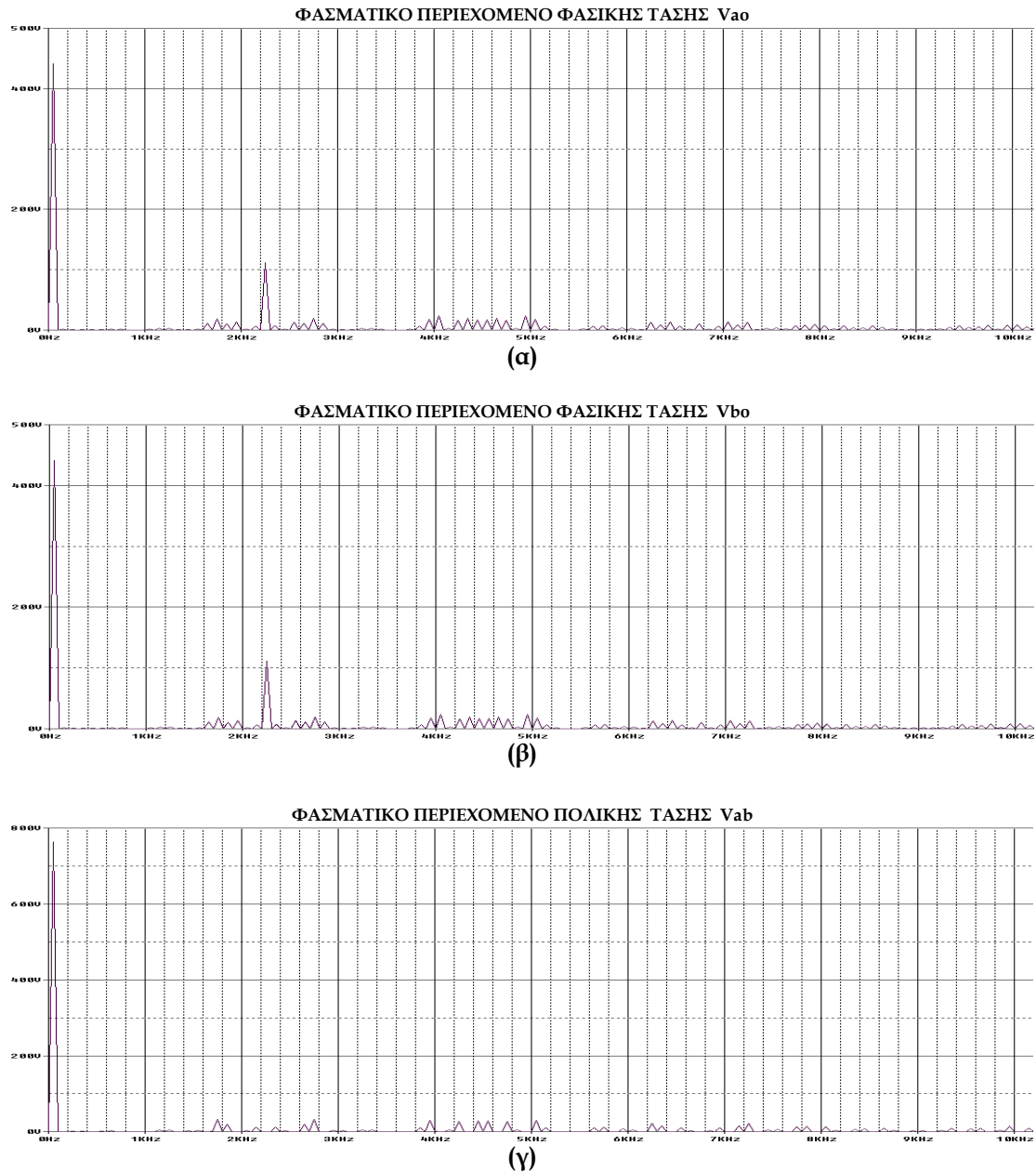


Σχήμα 5.3.1.5 Κυματομορφές φασικών τάσεων και ρευμάτων εξόδου 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[V_{dc}=1kV, M_f=0.225, F_{nc}=45, cosφ=1]



Σχήμα 5.3.1.6 Κυματομορφές πολικών τάσεων εξόδου 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

Αφού παρουσιάστηκαν συνοπτικά οι κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων με ωμικό φορτίο, μπορούμε να προχωρήσουμε σε μια βαθύτερη ανάλυση των κυματομορφών αυτών. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών για να εξάγουμε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, τα οποία θα μας επιτρέψουν να αποφανθούμε για την ποιότητα των κυματομορφών. Στο σχήμα 5.3.1.7 παρουσιάζονται το φασματικό περιεχόμενο των φασικών τάσεων V_{ao} και V_{bo} , καθώς επίσης και της πολικής τάσης V_{ab} .



Σχήμα 5.3.1.7 Φασματικό περιεχόμενο φασικών τάσεων V_{ao} , V_{bo} και πολικής τάσης V_{ab} , 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=1$]

Από το σχήμα 5.3.1.7(α) παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκεται στη συχνότητα των 50 Hz, που είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς. Το πλάτος της είναι ίσο με $\hat{V}_{ao,1} = 441.368 \text{Volts}$, ενώ η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της, ως προς τη τάση του dc ζυγού, είναι ίση με 0.441. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δίνεται από τον τύπο $\hat{V}_{o,1} = \frac{1}{2}(m-1)M_f V_{DC}$. Παρατηρούμε ότι τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της φασικής τάσης εξόδου έχουν περιοριστεί, συγκρινόμενα με τα αντίστοιχα του συμβατικού αντιστροφέα. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη συχνότητα των 1.75kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 18.73 Volts (=4.2% $\hat{V}_{o,1}$). Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-10$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.042$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται στα 1.75kHz [= (45-10)*50Hz], 1.95kHz [= (45-6)*50Hz], 2.25kHz [= 45*50Hz], 2.55kHz [= (45+6)*50Hz] κτλ. Αυτό είναι κάτι το αναμενόμενο, γιατί όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, οι ανώτερες αρμονικές θα πρέπει να βρίσκονται σε συχνότητες $F_{nc} * 50 \text{Hz}$, $(F_{nc} \pm 1) * 50 \text{Hz}$, $(F_{nc} \pm 2) * 50 \text{Hz}$, $(2F_{nc} \pm 1) * 50 \text{Hz}$, $(2F_{nc} \pm 2) * 50 \text{Hz}$ κτλ. Επιπρόσθετα, όλες οι ανώτερες αρμονικές είναι περιττής τάξεως, κάτι το οποίο επιδιώξαμε επιλέγοντας ανηγμένη συχνότητα φορέα F_{nc} κατάλληλης τιμής. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_v\%$ της φασικής τάσης εισόδου ως ακολούθως:

$$THD_v \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{35}^2 + \hat{V}_{39}^2 + \hat{V}_{45}^2 + \hat{V}_{51}^2 + \hat{V}_{55}^2 + \hat{V}_{79}^2 + \hat{V}_{81}^2 + \hat{V}_{85}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD_v \% = 27.45\%$$

Όσον αφορά την πολική τάση εξόδου, παρατηρούμε ότι η βασική αρμονική είναι στα 50Hz. Βάσει της παραπάνω σχέσης για τη φασική τάση εξόδου, το πλάτος της βασικής αρμονικής της πολικής τάσης θα πρέπει να δίνεται από τον τύπο:

$$\hat{V}_{ab,1}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (m-1) \cdot M_f \cdot V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (5-1) \cdot 0.225 \cdot 1000V = 779.423 \text{Volts}$$

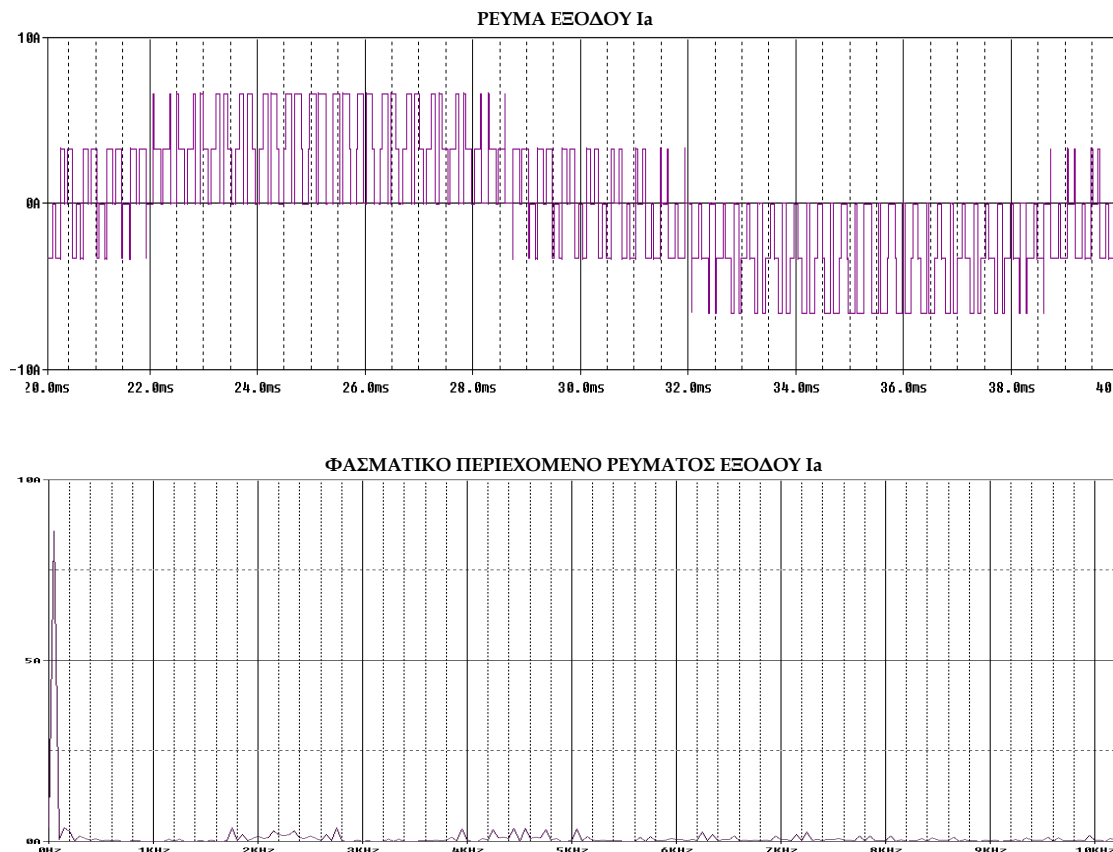
Σύμφωνα με το φάσμα της πολικής τάσης του σχήματος 5.3.1.7(γ), το πλάτος της βασικής αρμονικής είναι $\hat{V}_{ab,1} = 769.618 \text{ Volts}$, δηλαδή υπάρχει μια απόκλιση της τάξης του 1.2% από την αναμενόμενη τιμή. Η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους, ως προς τη τάση του dc ζυγού είναι ίση με 0.7696. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα των 1.75kHz (όπως και στη φασική τάση) και το πλάτος της είναι ίσο με 32.573Volts. Επομένως, η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου είναι

τάξεως $d=F_{nc}-10$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.042$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται σε συχνότητες $1.75\text{kHz}[(45-10)*50\text{Hz}]$, $2.75\text{kHz} [(45+10)*50\text{Hz}]$, $3.95\text{kHz}[(2*45-11)*50\text{Hz}]$ κτλ, δηλαδή η πολική τάση παρουσιάζει μόνο περιττής τάξεως αρμονικές. Συγκρίνοντας το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσεως με αυτό της φασικής τάσεως συμπεραίνουμε ότι το φάσμα της πολικής τάσεως προκύπτει από το αντίστοιχο της φασικής τάσεως αφαιρώντας μόνο τις τρίτες αρμονικές. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_V\%$ της πολικής τάσης εξόδου:

$$THD_V \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{35}^2 + \hat{V}_{55}^2 + \hat{V}_{79}^2 + \hat{V}_{85}^2 + \hat{V}_{89}^2 + \hat{V}_{91}^2 + \hat{V}_{95}^2 + \hat{V}_{101}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD\% = 10.92\%$$

Στο σχήμα 5.3.1.8 παρουσιάζονται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_a καθώς επίσης και το φασματικό περιεχόμενό του.

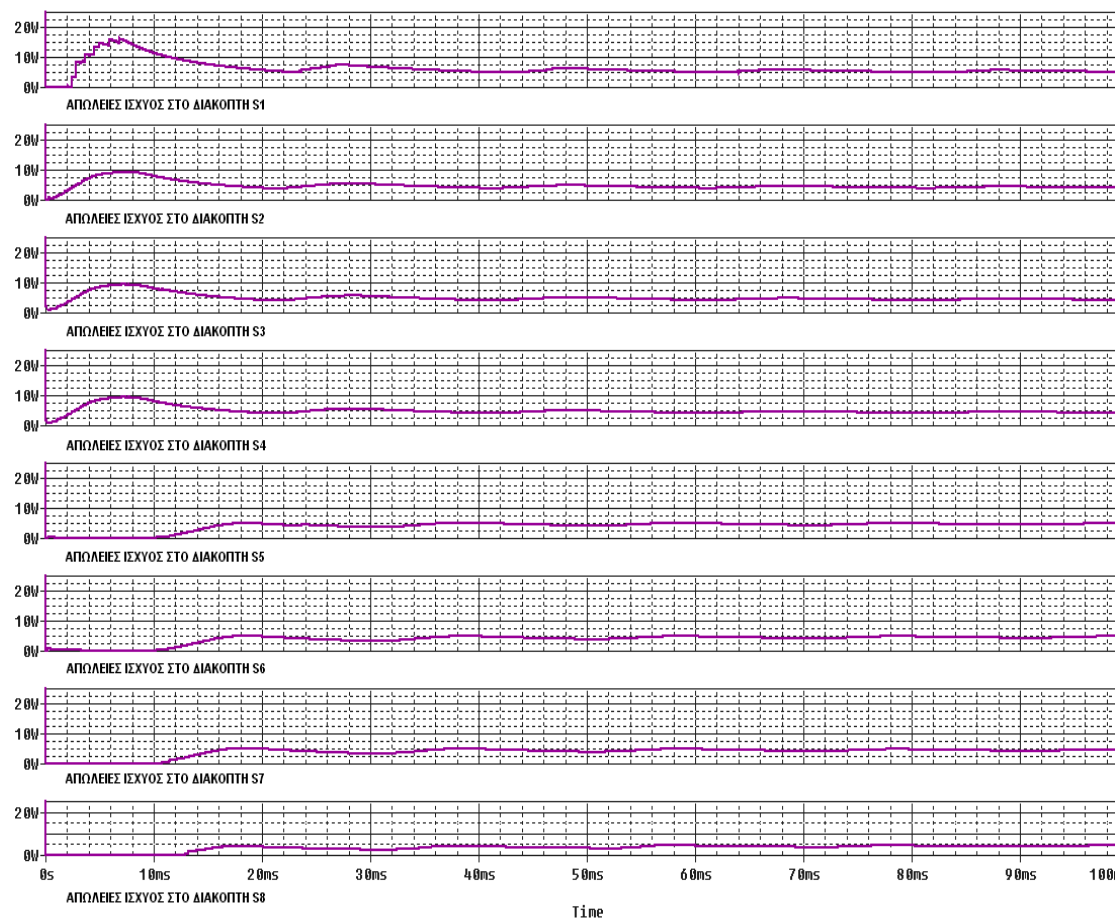


Σχήμα 5.3.1.8 Κυματομορφή και φασματικό περιεχόμενο ρεύματος εξόδου I_a 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1\text{kV}$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

Από το σχήμα 5.3.1.8 βρίσκουμε ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου είναι 8.583A, ενώ το πλάτος της κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας είναι 374.593mA. Επομένως η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας ως προς τη θεμελιώδη είναι ίση με 0.0436. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστώσων, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_1\%$ του ρεύματος εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_1\% = 8.97\%$$

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις απώλειες ισχύος που έχουμε στα ημιαγωγά στοιχεία. Στο σχήμα 5.3.1.9 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος όλων των ημιαγωγικών διακοπών της φάσης Α του αντιστροφέα.



Σχήμα 5.3.1.9 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.

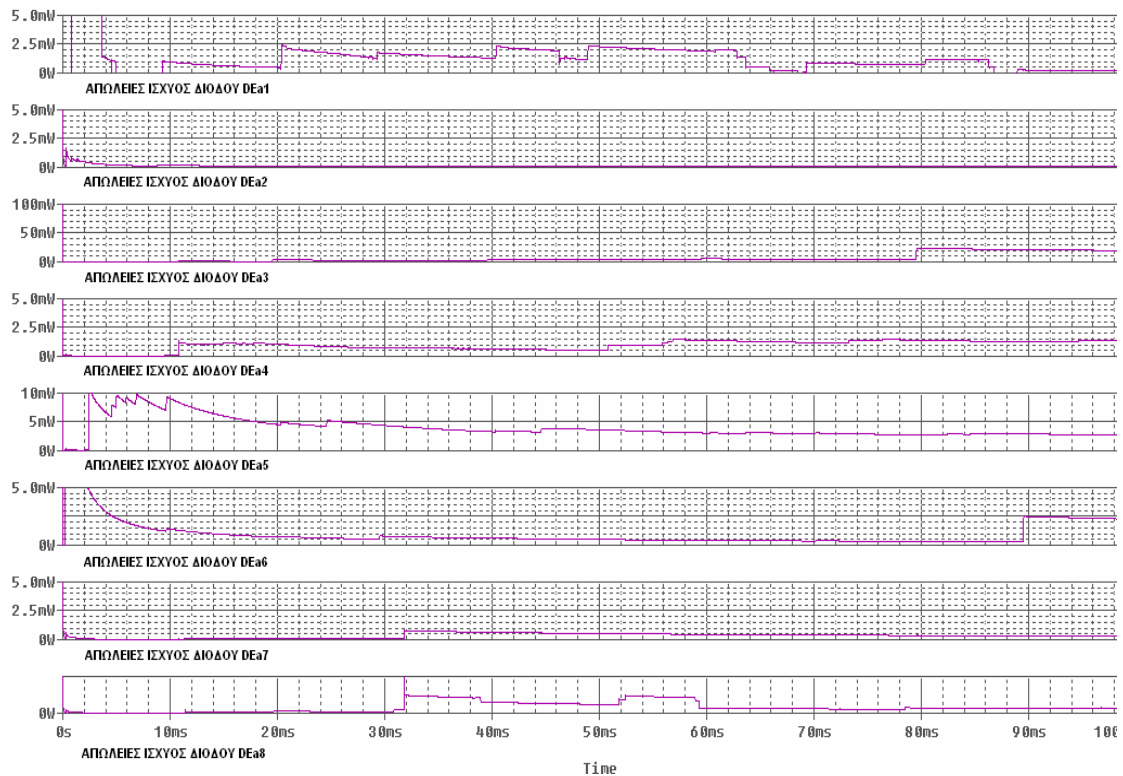
$$[V_{dc}=1kV, M_f=0.225, F_{nc}=45, \cos\varphi=1]$$

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3.1.9, οι απώλειες ισχύος πάνω στους διακόπτες είναι ίδιες. Αυτό σημαίνει ότι σε κάθε περίοδο όλοι οι διακόπτες λειτουργούν για ίσο χρονικό διάστημα και επομένως καταπονούνται το ίδιο.

Οι απώλειες κάθε διακόπτη είναι περίπου ίσες με 4.5Watt. Λόγω συμμετρίας των τριών φάσεων, οι απώλειες των διακοπών στις φάσεις Β και C θα είναι ίδιες με αυτές της φάσης Α. Άρα, οι συνολικές απώλειες των διακοπών ενός τριφασικού NPDCMI πέντε επιπέδων θα είναι:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} = \sum_{\substack{i=a,b,c \\ j=1,2,\dots,8}} P_{Sij} = 4.5 * 24 = 108Watt$$

Στο σχήμα 5.3.1.10 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων της φάση Α του αντιστροφέα NPDCMI.



Σχήμα 5.3.1.10 Απώλειες ισχύος στις αντιπαράλληλες διόδους DEa (όπου n=1,2,...) 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.
[V_{dc}=1kV, M_f=0.9, F_{nc}=45, cosφ=1]

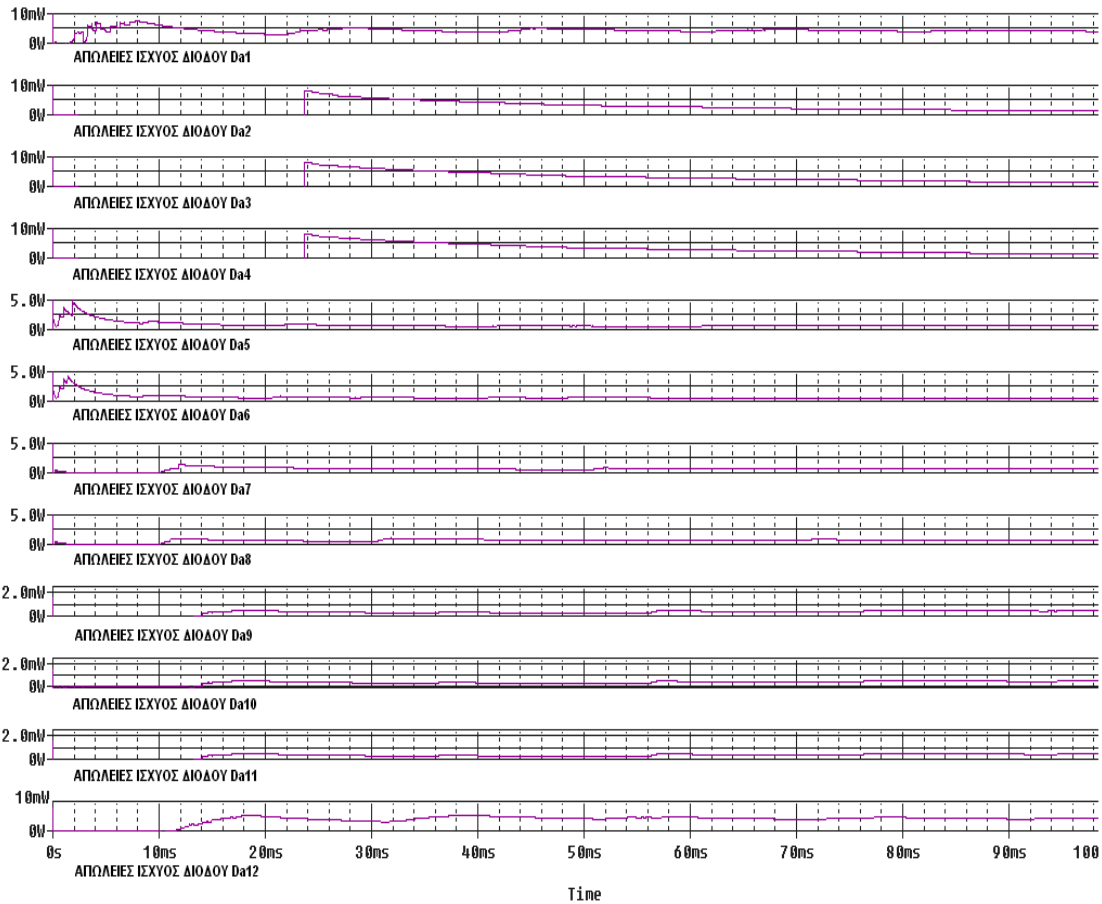
Από το σχήμα 5.3.1.10 παρατηρούμε ότι οι απώλειες ισχύος της εκάστοτε διόδου δεν ξεπερνά τα 5 mW. Αυτό σημαίνει ότι οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων δεν επηρεάζουν την απόδοση του αντιστροφέα.

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις απώλειες ισχύος των διόδων που είναι υπεύθυνες για τη μεταφορά των επιμέρους επιπέδων τάσεως στους ημιαγωγικούς διακόπτες. Στο σχήμα 5.3.1.11 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος αυτών των διόδων. Όπως παρατηρούμε από το σχήμα και για τις διόδους αυτές οι απώλειες ισχύος είναι πολύ μικρές και δεν επηρεάζουν ουσιαστικά την απόδοση του αντιστροφέα.

Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, οι συνολικές απώλειες ισχύος που οφείλονται στα ημιαγωγά στοιχεία θα είναι:

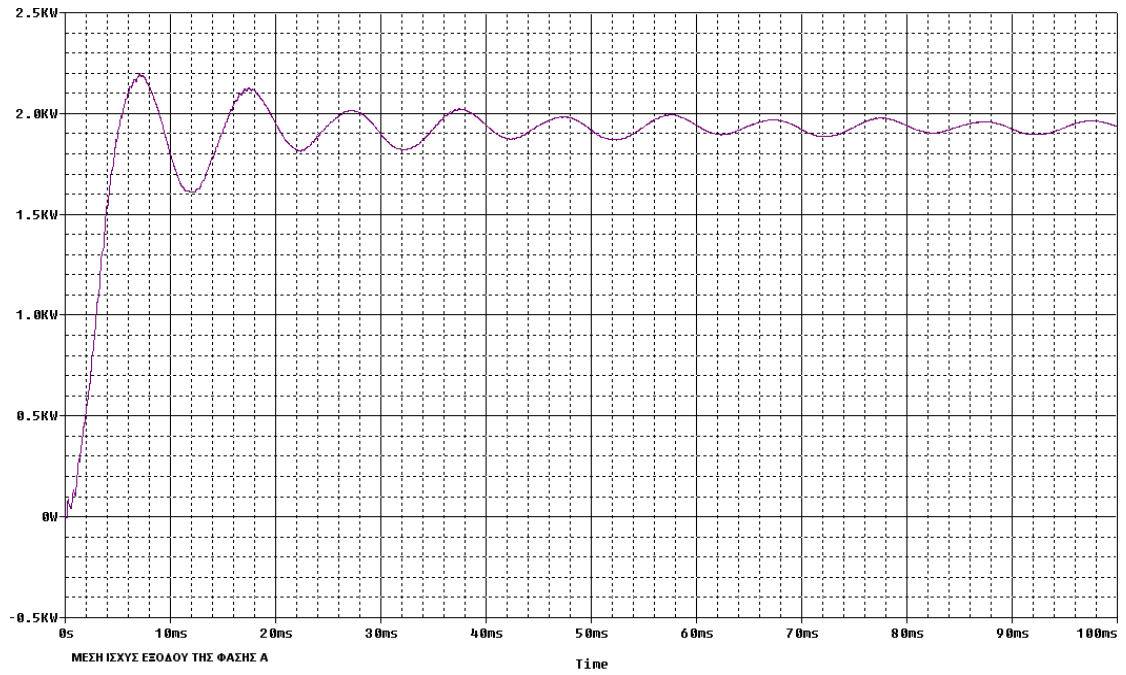
$$\bar{P}_{3\Phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = \bar{P}_{3\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} + \bar{P}_{3\Phi_ΑΝΤ.ΔΙΟΔΩΝ} + \bar{P}_{3\Phi_ΔΙΟΔΩΝ} \Rightarrow$$

$$\bar{P}_{3\Phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = 108\text{Watt} + 0\text{Watt} + 0\text{Watt} = 108\text{Watt}$$



Σχήμα 5.3.1.11 Απώλειες ισχύος στις διόδους Da_n (όπου $n=1,2,\dots$) 3Φ αντιστροφή NPDCMI πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1\text{kV}$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$].

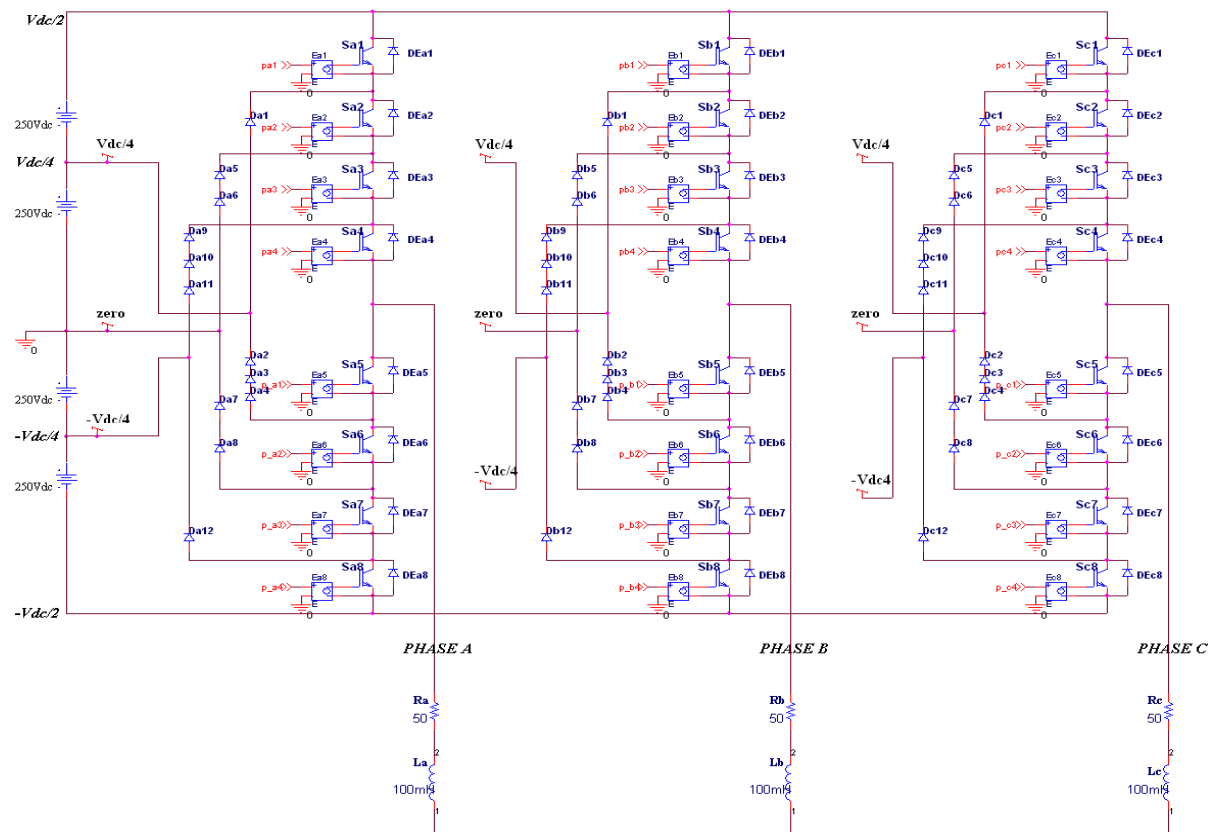
Στο σχήμα 5.3.1.12 παρουσιάζεται η μέση ισχύς εξόδου της φάσης Α του αντιστροφέα. Η μέση ισχύς εξόδου προκύπτει περίπου ίση με 1.95kWatt.



Σχήμα 5.3.1.12 Μέση ισχύς εξόδου της φάσης Α του 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$].

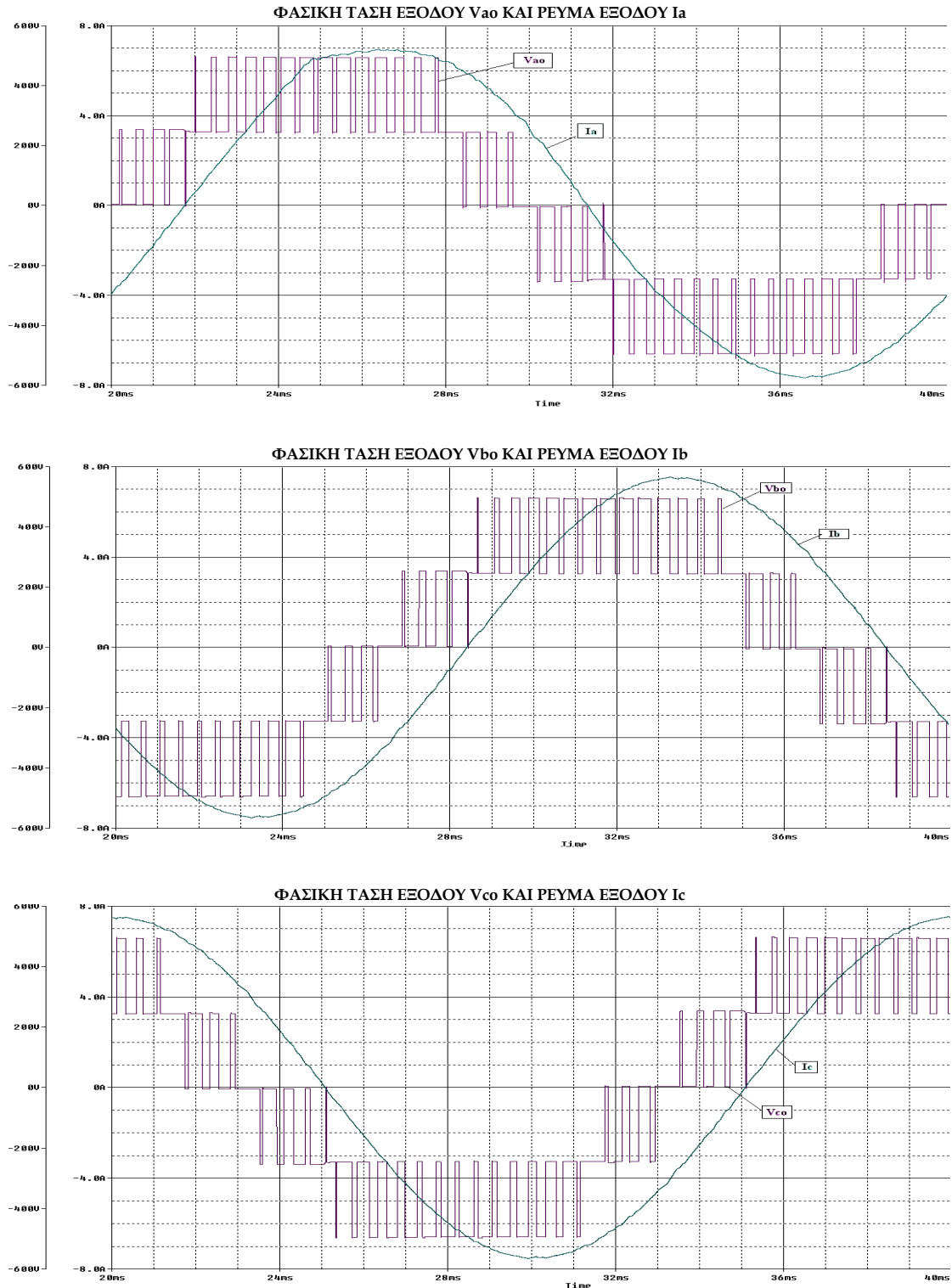
5.3.1.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ NPDCMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων για φορτίο ωμικό-επαγωγικό (σχήμα 5.3.1.13). Η αντίσταση και η επαγωγή κάθε φάσης είναι ίση με 50Ω και 100mH , αντίστοιχα. Οι σύνθετες αντιστάσεις των τριών φάσεων είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους σε συνδεσμολογία αστέρα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και σχολιάζονται οι διάφορες κυματομορφές του αντιστροφέα.

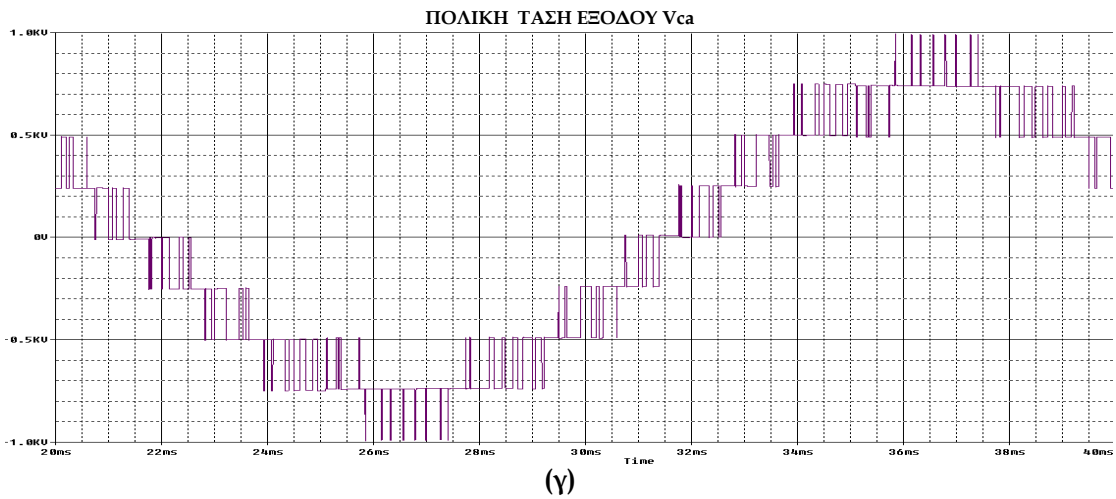
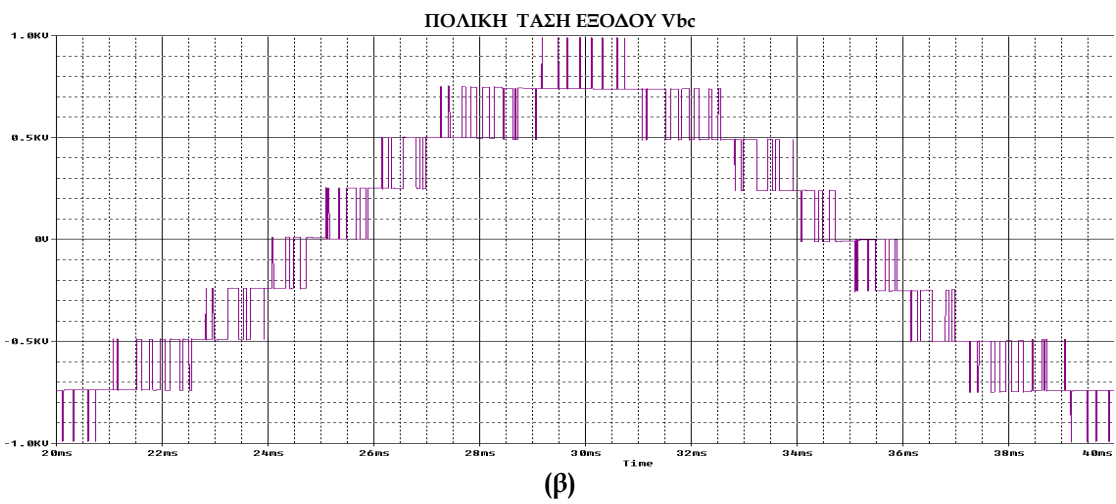
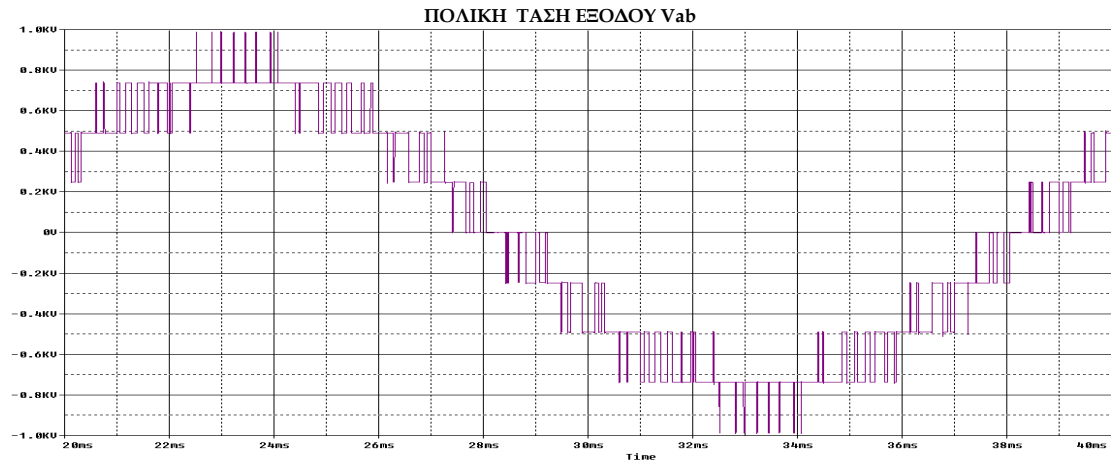


Σχήμα 5.3.1.13 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα.

Στο σχήμα 5.3.1.14 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις V_{ao} , V_{bo} και V_{co} του αντιστροφέα NPDCMI, καθώς επίσης και τα αντίστοιχα ρεύματα εξόδου. Όπως παρατηρούμε, οι φασικές τάσεις είναι διαμορφωμένες κατά SPWM και παρουσιάζουν πέντε επίπεδα τάσεως, $\pm 250\text{V}$, $\pm 500\text{V}$, 0 . Επιπρόσθετα, στο σχήμα 5.3.1.15 παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} και V_{ca} , οι οποίες μάλιστα παρουσιάζουν εννέα επίπεδα τάσης, $\pm 250\text{V}$, $\pm 500\text{V}$, $\pm 750\text{V}$, $\pm 1\text{kV}$ και 0 .

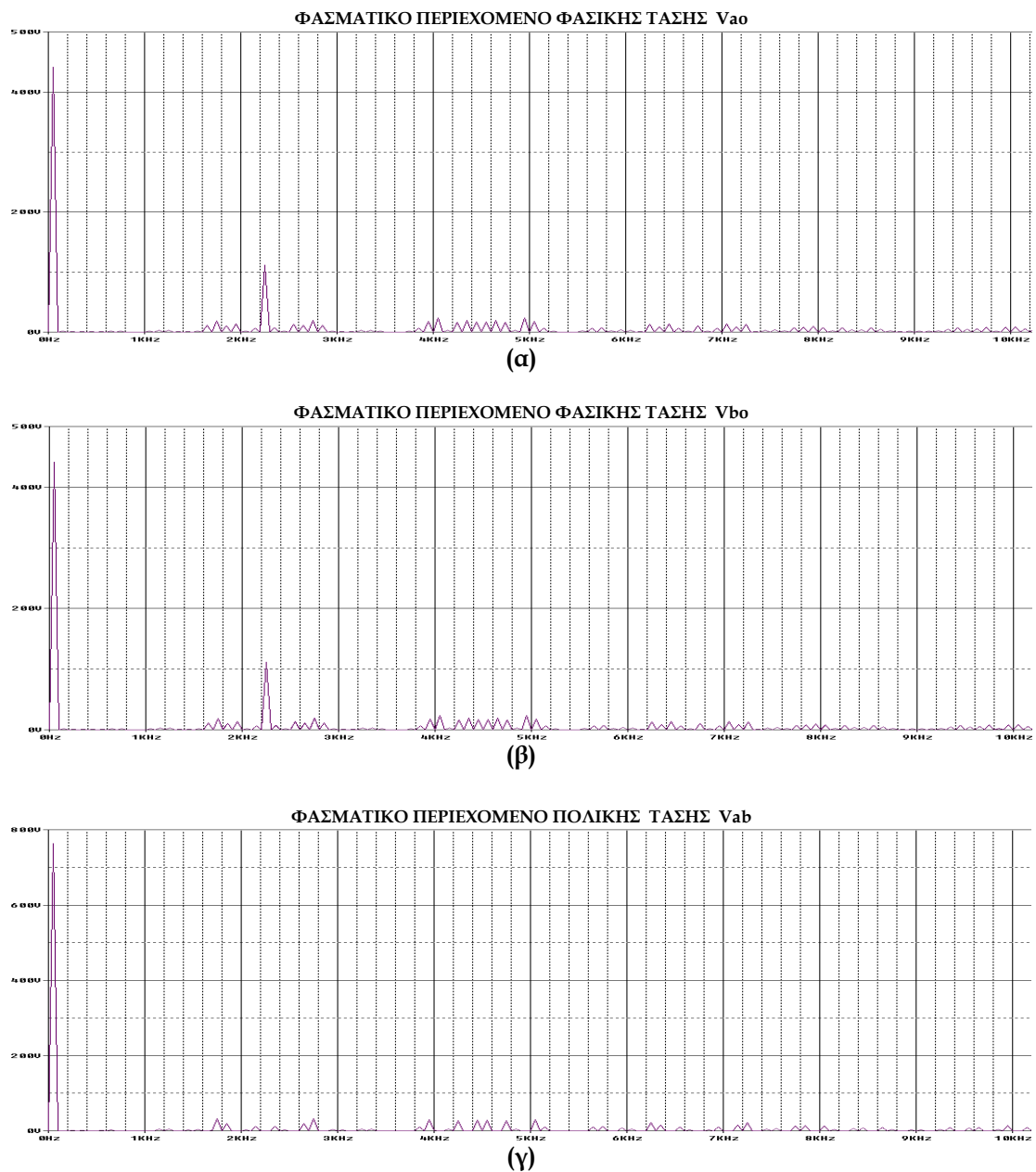


Σχήμα 5.3.1.14 Κυματομορφές φασικών τάσεων και ρευμάτων εξόδου 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM. [V_{dc}=1kV, M_f=0.225, F_{nc}=45, cosφ=0.85]



Σχήμα 5.3.1.15 Κυματομορφές πολικών τάσεων εξόδου 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$]

Αφού παρουσιάστηκαν συνοπτικά οι κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο, μπορούμε να προχωρήσουμε σε μια βαθύτερη ανάλυση των κυματομορφών αυτών. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών για να εξάγουμε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, τα οποία θα μας επιτρέψουν να αποφανθούμε για την ποιότητα των κυματομορφών. Στο σχήμα 5.3.1.16 παρουσιάζονται το φασματικό περιεχόμενο των φασικών τάσεων V_{a0} και V_{b0} , καθώς επίσης και της πολικής τάσης V_{ab} .



Σχήμα 5.3.1.16 Φασματικό περιεχόμενο φασικών τάσεων V_a και V_b και πολικής τάσης V_{ab} 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$]

Από το σχήμα 5.3.1.16(α) παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκεται στη συχνότητα των 50 Hz, που είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς. Το πλάτος της είναι ίσο με $\hat{V}_{ao,1} = 441.368 \text{ Volts}$, ενώ η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της, ως προς τη τάση του dc ζυγού, είναι ίση με 0.441. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δίνεται από τον τύπο $\hat{V}_{o,1} = \frac{1}{2}(m-1)M_f V_{DC}$. Παρατηρούμε ότι τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της φασικής τάσης εξόδου έχουν περιοριστεί συγκρινόμενα με τα αντίστοιχα του συμβατικού αντιστροφέα. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη συχνότητα των 1.75kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 18.73 Volts (=4.2% $\hat{V}_{o,1}$). Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-10$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.042$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται στα 1.75kHz [= (45-10)*50Hz], 1.95kHz [= (45-6)*50Hz], 2.25kHz [= 45*50Hz], 2.55kHz [= (45+6)*50Hz] κτλ. Αυτό είναι κάτι το αναμενόμενο, γιατί όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, οι ανώτερες αρμονικές θα πρέπει να βρίσκονται σε συχνότητες $F_{nc} * 50 \text{ Hz}$, $(F_{nc} \pm 1) * 50 \text{ Hz}$, $(F_{nc} \pm 2) * 50 \text{ Hz}$, $(2F_{nc} \pm 1) * 50 \text{ Hz}$, $(2F_{nc} \pm 2) * 50 \text{ Hz}$ κτλ. Επιπρόσθετα, όλες οι ανώτερες αρμονικές είναι περιττής τάξεως, κάτι το οποίο επιδιώξαμε επιλέγοντας ανηγμένη συχνότητα φορέα F_{nc} κατάλληλης τιμής. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το THD% της φασικής τάσης εισόδου ως ακολούθως:

$$THD_V \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{35}^2 + \hat{V}_{39}^2 + \hat{V}_{45}^2 + \hat{V}_{51}^2 + \hat{V}_{55}^2 + \hat{V}_{79}^2 + \hat{V}_{81}^2 + \hat{V}_{85}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD\% = 27.45\%$$

Όσον αφορά την πολική τάση εξόδου, παρατηρούμε ότι η βασική αρμονική είναι στα 50Hz. Βάσει της σχέσης για την φασική τάση εξόδου, το πλάτος της βασικής αρμονικής, θα πρέπει να δίνεται από τον τύπο:

$$\hat{V}_{ab,1}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (m-1) \cdot M_f \cdot V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (5-1) \cdot 0.225 \cdot 1000V = 779.423 \text{ Volts}. \text{ Σύμφωνα}$$

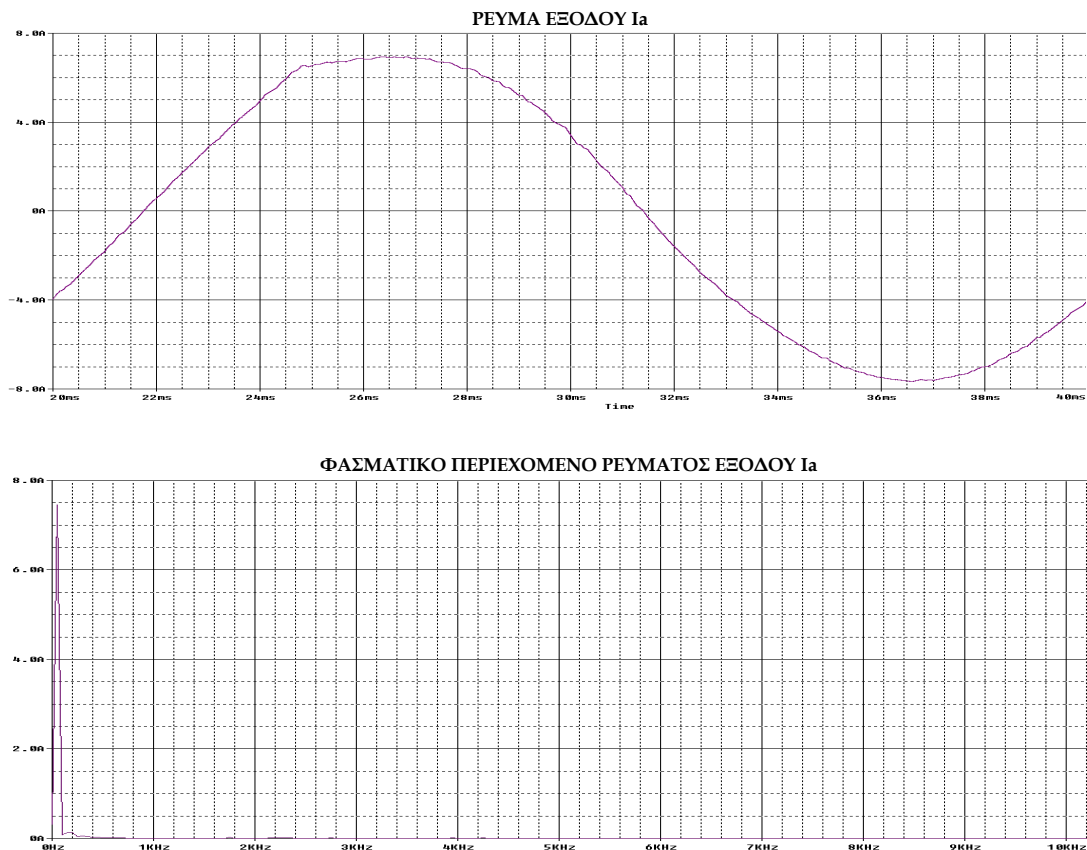
με το φάσμα της πολικής τάσης του σχήματος 5.3.1.16(γ), το πλάτος της βασικής αρμονικής είναι $\hat{V}_{ab,1} = 769.618 \text{ Volts}$, δηλαδή υπάρχει μια απόκλιση της τάξης του 1.2% από την αναμενόμενη τιμή. Η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους, ως προς τη τάση του dc ζυγού είναι ίση με 0.7696. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα των 1.75kHz (όπως και στη φασική τάση) και το πλάτος της είναι ίσο με 32.573Volts. Επομένως, η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-10$ και έχει

κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.042$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται σε συχνότητες $1.75\text{kHz} [= (45-10)*50\text{Hz}]$, $2.75\text{kHz} [= (45+10)*50\text{Hz}]$, $3.95\text{kHz} [= (2*45-11)*50\text{Hz}]$ κτλ, δηλαδή η πολική τάση παρουσιάζει μόνο περιττής τάξεως αρμονικές. Συγκρίνοντας το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσεως με αυτό της φασικής τάσεως συμπεραίνουμε ότι το φάσμα της πολικής τάσεως προκύπτει από το αντίστοιχο της φασικής τάσεως, αφαιρώντας μόνο τις τρίτες αρμονικές. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_V\%$ της πολικής τάσης εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_V\% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{35}^2 + \hat{V}_{55}^2 + \hat{V}_{79}^2 + \hat{V}_{85}^2 + \hat{V}_{89}^2 + \hat{V}_{91}^2 + \hat{V}_{95}^2 + \hat{V}_{101}^2}}{\hat{V}_{0,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD\% = 10.92\%$$

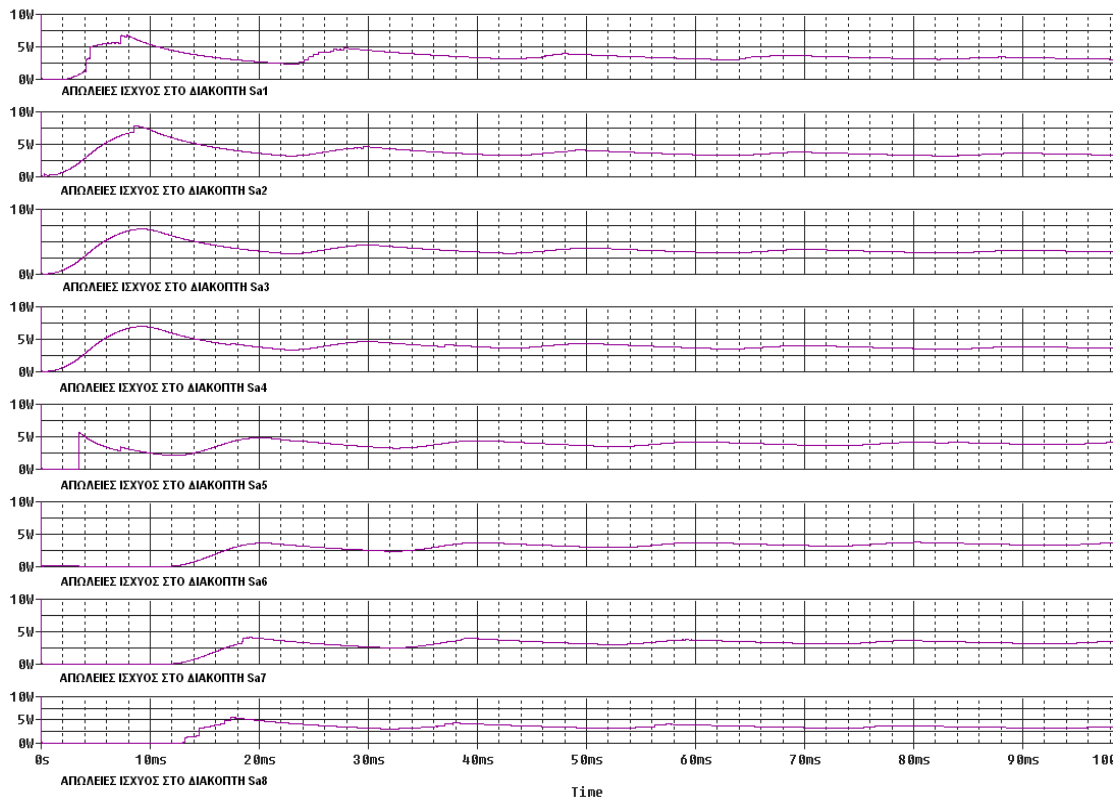
Στο σχήμα 5.3.1.17 παρουσιάζονται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_a καθώς επίσης και το φασματικό περιεχόμενό του.



Σχήμα 5.3.1.17 Κυματομορφή και φασματικό περιεχόμενο ρεύματος εξόδου I_a , 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1\text{kV}$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$]

Από το σχήμα 5.3.1.17 βρίσκουμε ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου είναι 7.453A. Επιπρόσθετα παρατηρούμε ότι η κυματομορφή του ρεύματος είναι ένα ημίτονο, γι' αυτό και στο φασματικό του περιεχόμενο δεν παρατηρούμε ανώτερες αρμονικές. Συγκρίνοντας το φασματικό περιεχόμενο του ρεύματος εξόδου του συμβατικού αντιστροφέα με το αντίστοιχο του αντιστροφέα NPDCMI, για ωμικό-επαγωγικό φορτίο, διαπιστώνουμε ότι το ρεύμα στη δεύτερη περίπτωση έχει βελτιωθεί σε αρκετά μεγάλο βαθμό.

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις διακοπτικές απώλειες που έχουμε στα ημιαγωγά στοιχεία. Στο σχήμα 5.3.1.18 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος των ημιαγωγικών διακοπών της φάσης A του αντιστροφέα NPDCMI.

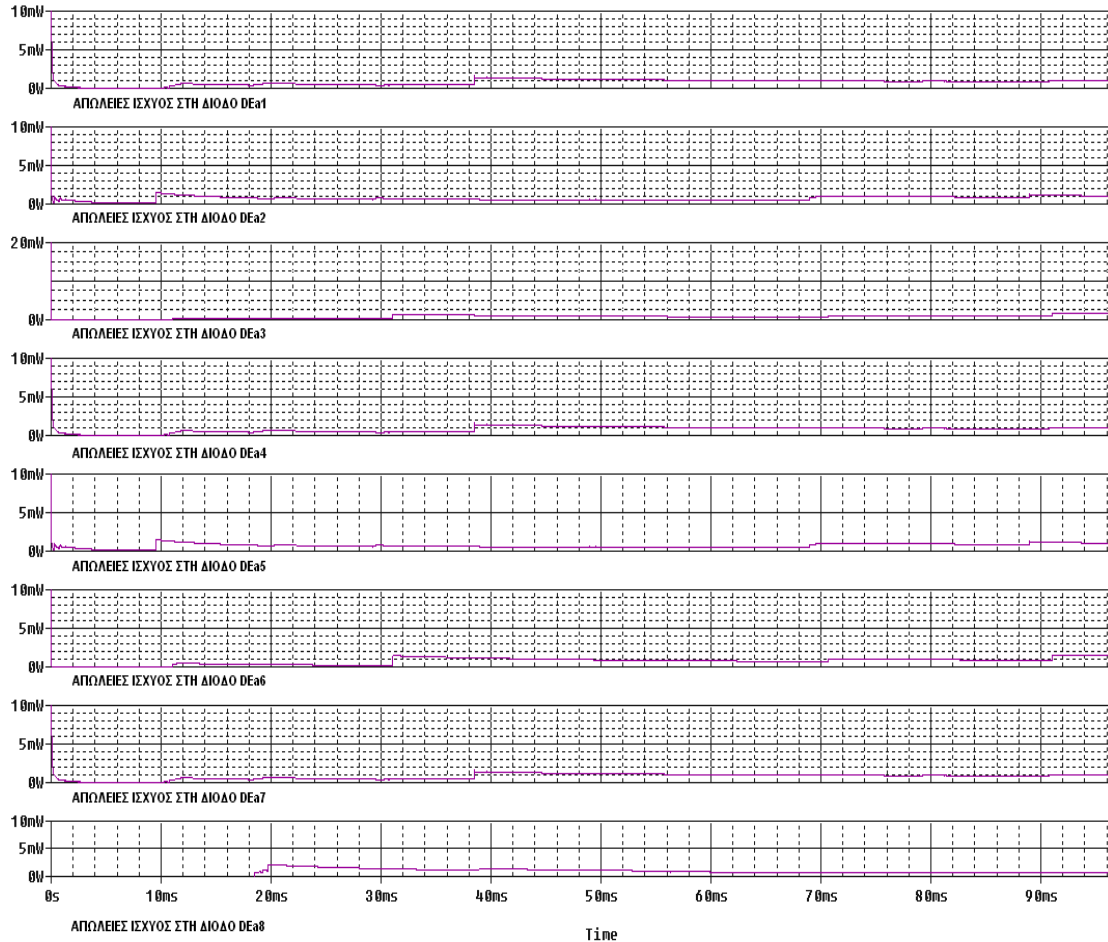


Σχήμα 5.3.1.18 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες της φάσης A του 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$]

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3.1.18, οι απώλειες ισχύος πάνω στους διακόπτες είναι ίδιες. Αυτό σημαίνει ότι σε κάθε περίοδο όλοι οι διακόπτες λειτουργούν το ίδιο χρονικό διάστημα και επομένως καταπονούνται το ίδιο. Οι απώλειες κάθε διακόπτη είναι περίπου ίσες με 3.5Watt. Λόγω συμμετρίας των τριών φάσεων, οι απώλειες των διακοπών στις φάσεις B και C θα είναι ίδιες με αυτές της φάσης A. Άρα, οι συνολικές απώλειες των διακοπών ενός τριφασικού αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων θα είναι:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} = \sum_{\substack{i=a,b,c \\ j=1,2,\dots,8}} P_{Sij} = 4 * 24 = 84Watt$$

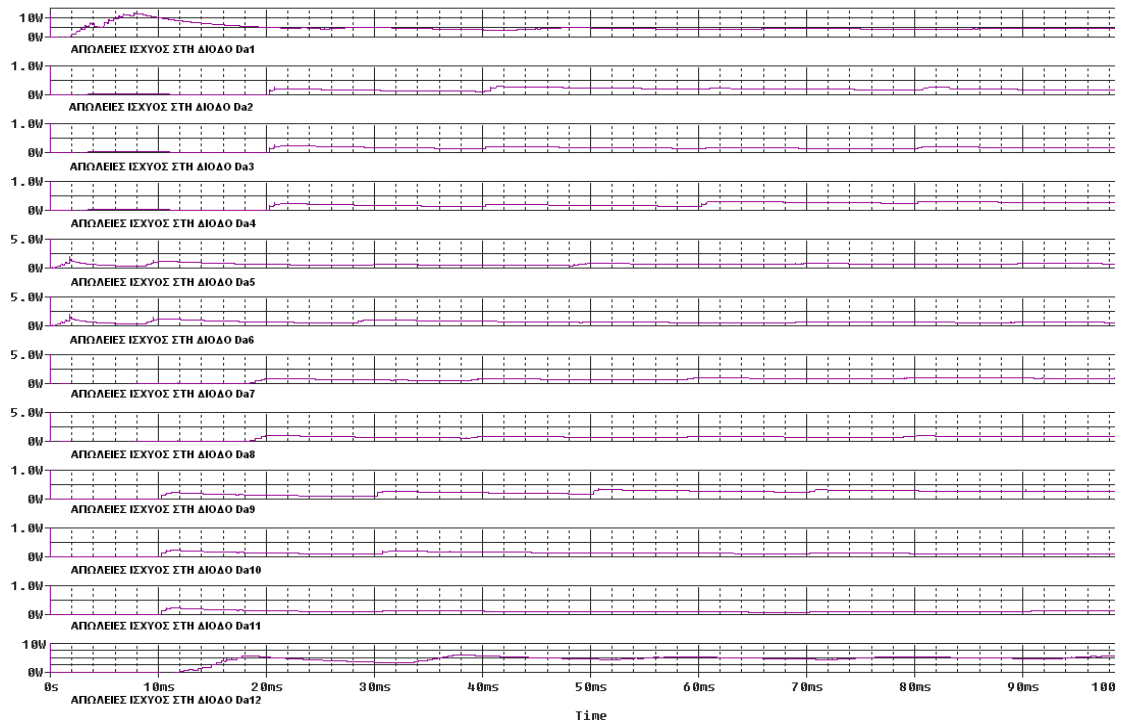
Στο σχήμα 5.3.1.19 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων που είναι τοποθετημένες παράλληλα με τα IGBT's.



Σχήμα 5.3.1.19 Απώλειες ισχύος στις διόδους DEan (όπου n=1,2,...) του 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.
[V_{dc}=1kV, M_f=0.225, F_{nc}=45, cosφ=0.85]

Από το σχήμα 5.3.1.19 παρατηρούμε ότι οι απώλειες ισχύος της εκάστοτε διόδου δεν ξεπερνά τα 1,5 mW. Αυτό σημαίνει ότι οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων δεν επηρεάζουν την απόδοση του αντιστροφέα.

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις απώλειες ισχύος των διόδων που είναι υπεύθυνες για τη μεταφορά των επιμέρους επιπέδων τάσεως στους ημιαγωγικούς διακόπτες. Στο σχήμα 5.3.1.20 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος αυτών των διόδων. Όπως παρατηρούμε από το σχήμα, οι απώλειες είναι ίσες περίπου με 18Watt, για τη φάση A του αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων.

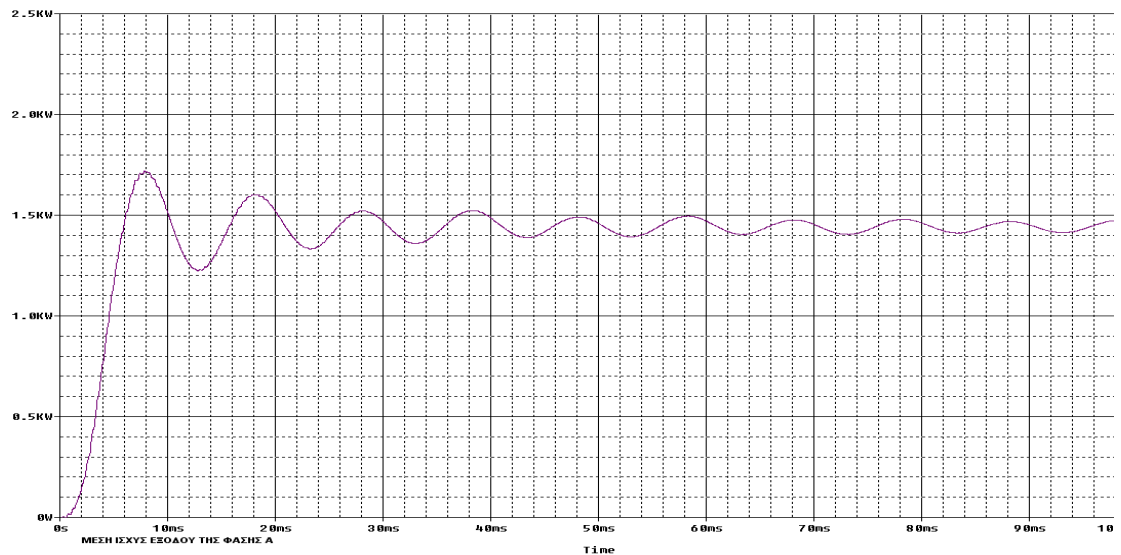


Σχήμα 5.3.20 Απώλειες ισχύος στις διόδους D_{an} (όπου $n=1,2,\dots$) του 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$].

Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, οι συνολικές απώλειες ισχύος που οφείλονται στα ημιαγωγά στοιχεία θα είναι:

$$\overline{P}_{3-\Phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = \overline{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} + \overline{P}_{3-\Phi_ΔΙΟΔΩΝ} = 84Watt + 54Watt = 138Watt$$

Στο σχήμα 5.3.1.21 παρουσιάζεται η μέση ισχύς εξόδου της φάσης A του αντιστροφέα. Η μέση ισχύς εξόδου προκύπτει περίπου ίση με 1.45kWatt.



Σχήμα 5.3.1.21 Μέση ισχύς εξόδου της φάσης A του 3Φ αντιστροφέα NPDCMI πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$].

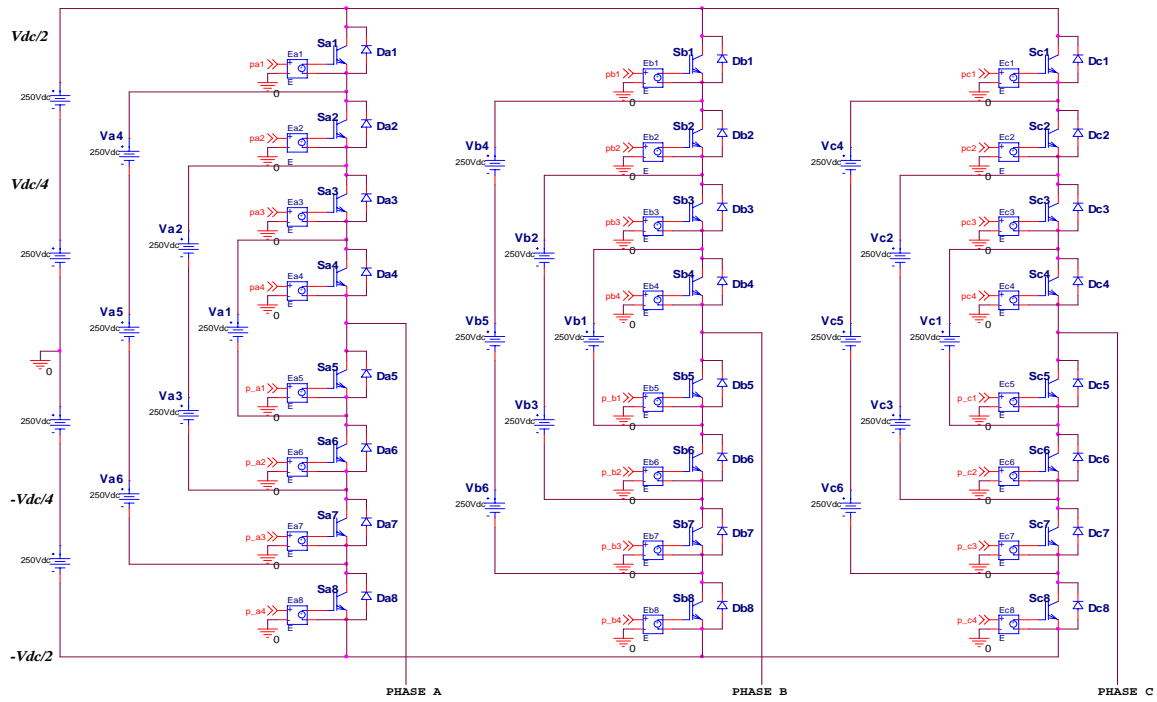
5.3.2.1 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στην παρούσα εφαρμογή σχεδιάζεται και προσομοιώνεται η λειτουργία ενός τριφασικού αντιστροφέα FCMΙ πέντε επιπέδων, ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική διαμόρφωσης SPWM. Θα εξεταστεί ξεχωριστά η λειτουργία του αντιστροφέα για ωμικό και ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Η κυκλωματική διάταξη του τριφασικού αντιστροφέα FCMΙ παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3 (σχήμα 3.3.1(α).)

Στο σχήμα 5.3.2.1 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη του Spice. Οι ρυθμίσεις λειτουργίας περιλαμβάνουν:

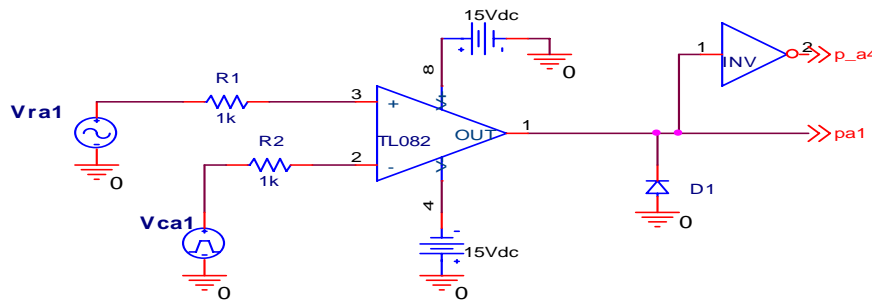
- Διακοπτικά στοιχεία ισχύος IGBT τύπου IXGH40N60A
- Δίοδοι ελεύθερης διέλευσης τύπου D1N4004
- Πηγή συνεχούς τάσεως ονομαστικής τιμής 1kV.
- Για τη σχεδίαση των κυκλωμάτων οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων χρησιμοποιούνται ως συγκριτές οι τελεστικοί ενισχυτές TL082 και για την παραγωγή των κυματομορφών φορέα και αναφοράς χρησιμοποιούνται αντιστοιχώς οι γεννήτριες VPULSE και VSIN
- Ανηγμένη συχνότητα φορέα $F_{nc} = 45$
- Συχνότητα ημιτόνου αναφοράς είναι η συχνότητα δικτύου 50Hz
- Πλάτος κυματομορφής αναφοράς $A_r = 9\text{Volts}$
- Συχνότητα φορέα $F_c = F_{nc} * F_r = 45 * 50 = 2,25\text{kHz}$
- Οι κυματομορφές φορέα ακολουθούν την τεχνική PD(Phase Disposition), δηλαδή βρίσκονται εν φάσει. Το πλάτος κάθε κυματομορφής φορέα είναι διαφορετικό.
- Συντελεστής διαμόρφωσης $M_f = A_r / (m-1)A_c = 9 / [(5-1)*10] = 0.225$
- Τάση πόλωσης τελεστικών ενισχυτών $\pm 15\text{Volts}$.

Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε ότι οι πυκνωτές που απαιτούνται για την δημιουργία των επιπέδων τάσης έχουν αντικατασταθεί από πηγές συνεχούς τάσεως. Μια τέτοια παραδοχή είναι απαραίτητη για την προσομοίωση της συγκεκριμένης τοπολογίας με το πρόγραμμα Orcad Spice.



Σχήμα 5.3.2.1 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων.

Στο σχήμα 5.3.2.2 παρουσιάζονται τα κυκλώματα οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα. Οι παλμοί έναυσης των IGBT's διαμορφώνονται για κάθε φάση ξεχωριστά. Αντίθετα, οι παλμοί έναυσης των συμπληρωματικών IGBT's κάθε φάσης διαμορφώνονται από τον ίδιο τελεστικό ενισχυτή με τη χρήση ενός λογικού αντιστροφέα (INV). Γι' αυτό απαιτούνται τέσσερις τελεστικοί ενισχυτές ανά φάση.



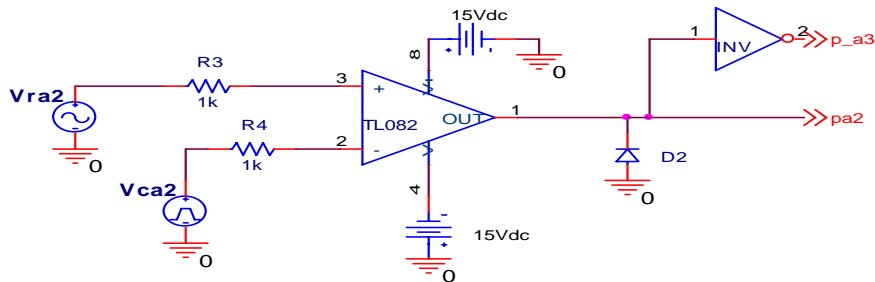
Σχήμα 5.3.2.2(α) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa1 και Sa8 της φάσης A του 3Φ αντιστροφέα FCMI, πέντε επιπέδων.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- **Vpulse:**
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης 10V,

Ελάχιστη τιμή τάσης 5 V

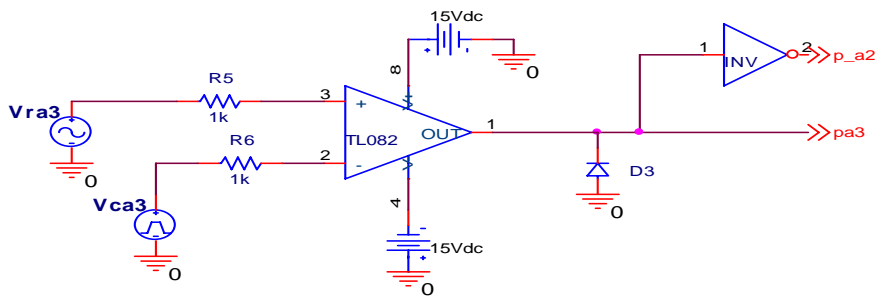
- Vsin:
VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0⁰, FREQ = 50Hz



Σχήμα 5.3.2.2(β) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa2 και Sa7 της φάσης A του 3Φ αντιστροφέα FCMI, πέντε επιπέδων.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- Vpulse:
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης 5V,
Ελάχιστη τιμή τάσης 0 V
- Vsin:
VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0⁰, FREQ = 50Hz

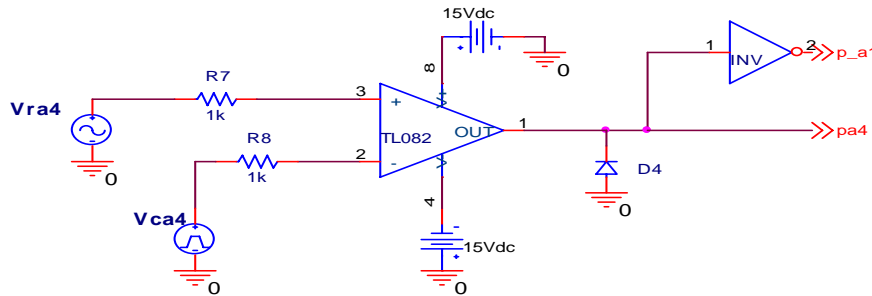


Σχήμα 5.3.2.2(γ) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa3 και Sa6 της φάσης A του 3Φ αντιστροφέα FCMI, πέντε επιπέδων.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- Vpulse:
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης 0V,
Ελάχιστη τιμή τάσης -5 V

- Vsin:
VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0°, FREQ = 50Hz



Σχήμα 5.3.2.2(δ) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa4 και Sa5 της φάσης A του 3Φ αντιστροφέα FCMI, πέντε επιπέδων.

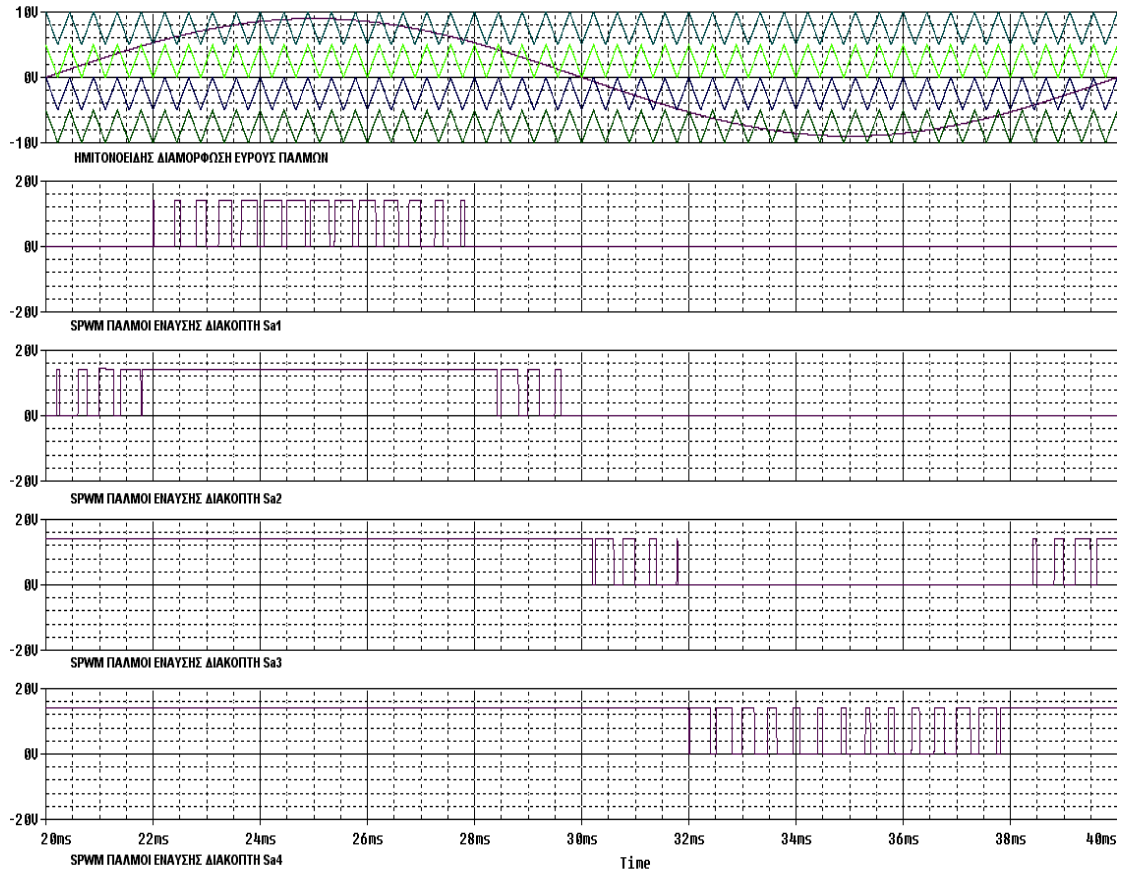
Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- Vpulse:
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης -5V,
Ελάχιστη τιμή τάσης -10 V
- Vsin:
VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0°, FREQ = 50Hz

Κάθε κύκλωμα οδήγησης περιλαμβάνει τις γεννήτριες παλμών, τον τελεστικό ενισχυτή, τις dc πηγές πόλωσης, δύο αντιστάσεις, έναν απομονωτή και μια διόδο. Στην ενότητα 5.2 εξηγήθηκε αναλυτικά η χρησιμότητα κάθε στοιχείου. Τα κυκλώματα οδήγησης που περιγράφηκαν παραπάνω αφορούν τη φάση A του αντιστροφέα. Για τις άλλες δύο φάσεις ακολουθείται παρόμοια διαδικασία, με τη μόνη διαφοροποίηση ότι οι κυματομορφές αναφοράς είναι κατάλληλα μετατοπισμένες κατά 120°, θετικά ή αρνητικά.

ΦΑΣΗ A: VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 0°, FREQ = 50Hz
 ΦΑΣΗ B: VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = -120°, FREQ = 50Hz
 ΦΑΣΗ C: VOFF = 0V, VAMPL = 9V, PHASE = 120°, FREQ = 50Hz

Στο σχήμα 5.3.2.3 παρουσιάζονται οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών. Οι παλμοί έναυσης έχουν εύρος 180°.



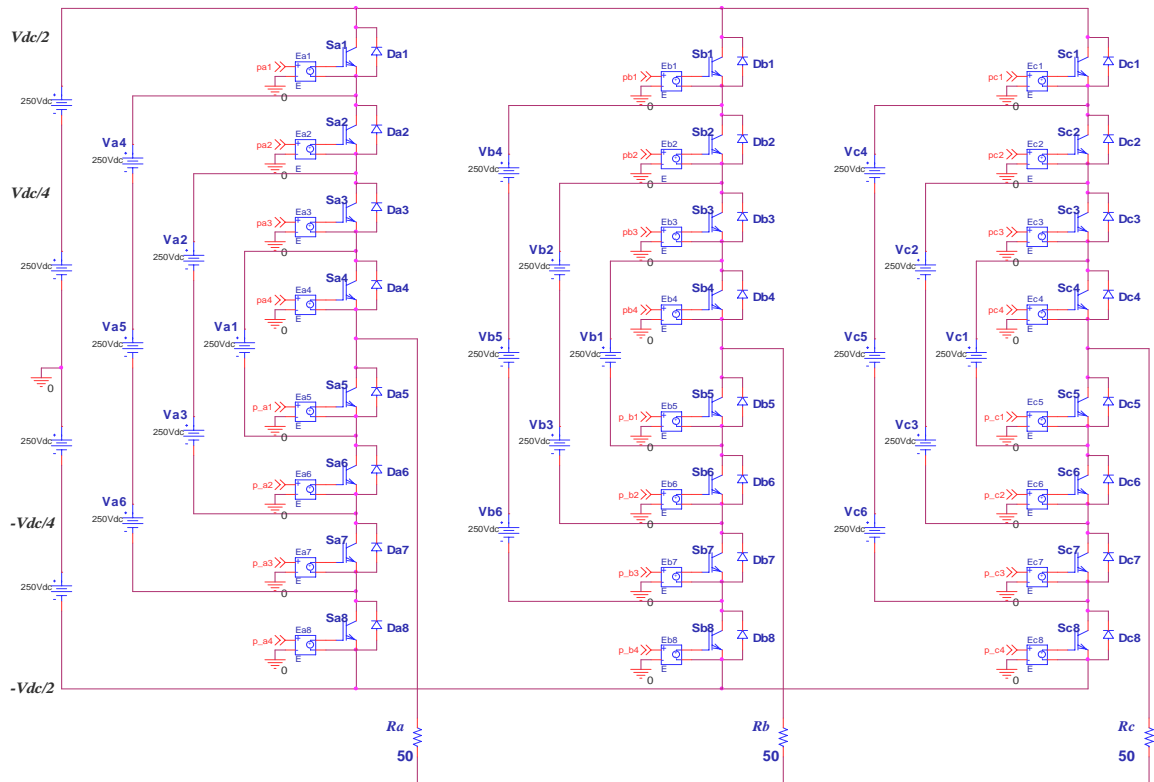
Σχήμα 5.3.2.3 Κυματομορφές προσομοίωσης παλμών έναυσης «πάνω» διακοπών 3Φ αντιστροφή FCMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.

$$[M_f=0.9, F_{nc}=45]$$

(απεικόνιση μιας περιόδου)

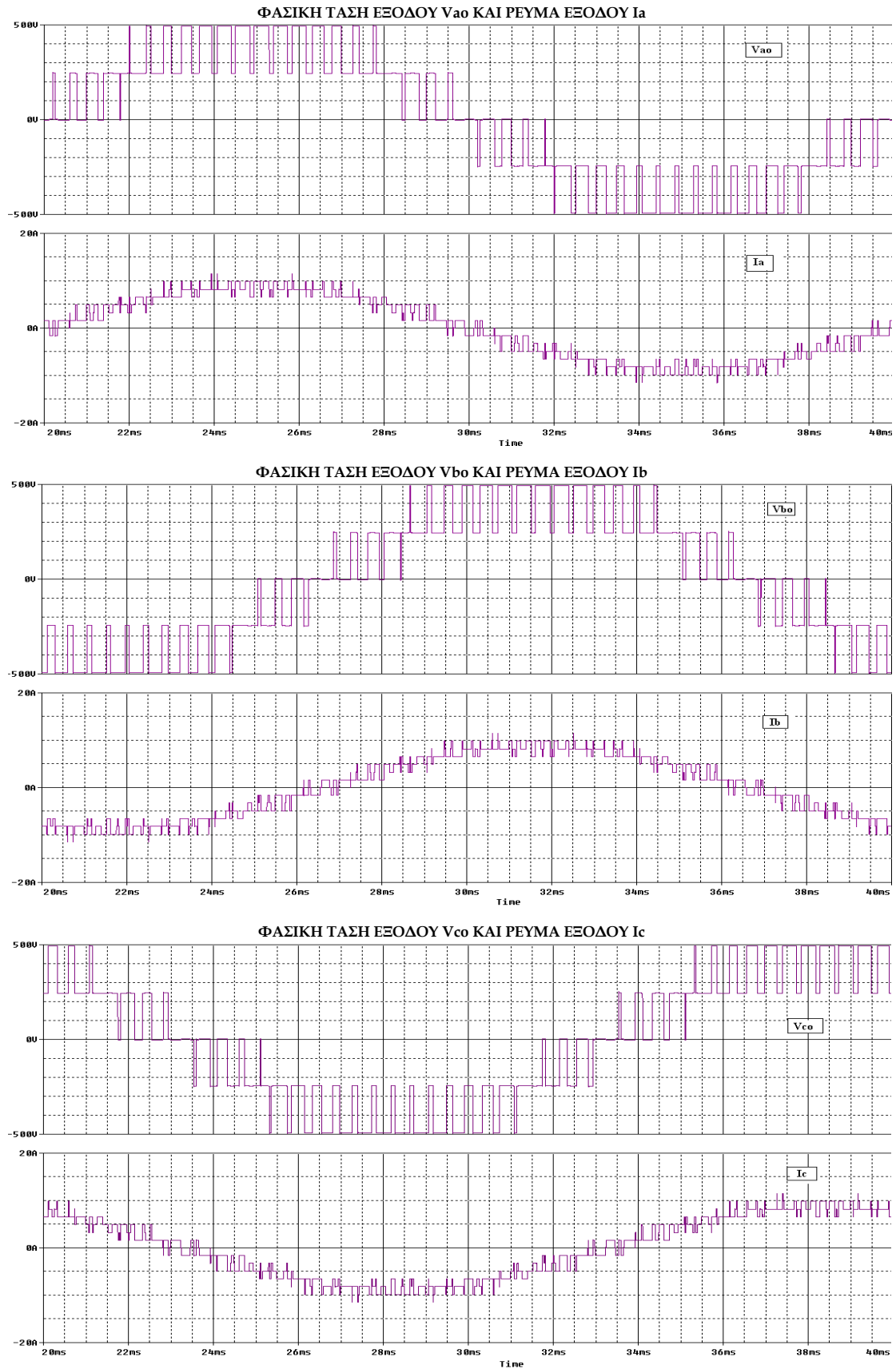
5.3.2.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ FCMΙ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στη παράγραφο αυτή θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα FCMΙ πέντε επιπέδων για φορτίο καθαρά ωμικό (σχήμα 5.3.2.4). Η αντίσταση κάθε φάσης είναι ίση με 50Ω και είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους σε συνδεσμολογία αστέρα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και σχολιάζονται οι διάφορες κυματομορφές του αντιστροφέα.

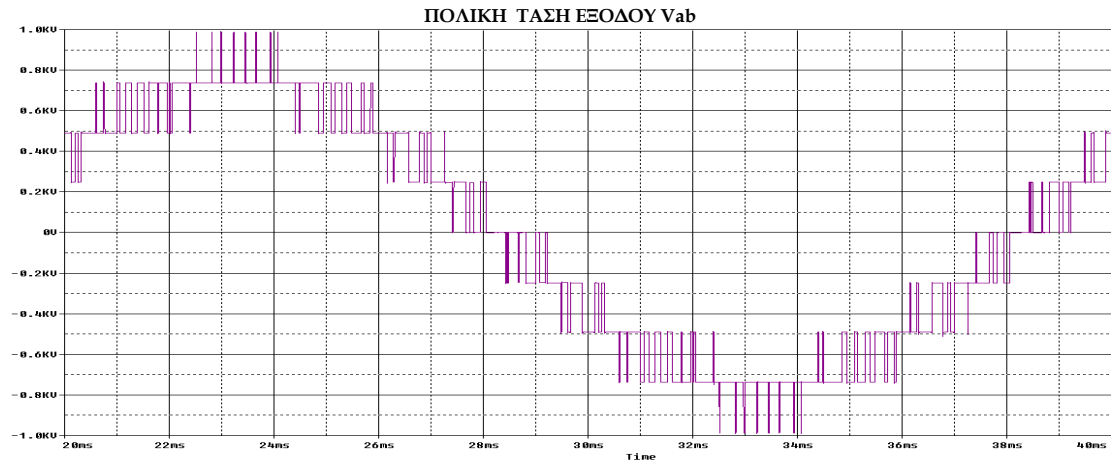


Σχήμα 5.3.2.4 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα FCMΙ πέντε επιπέδων με ωμικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα.

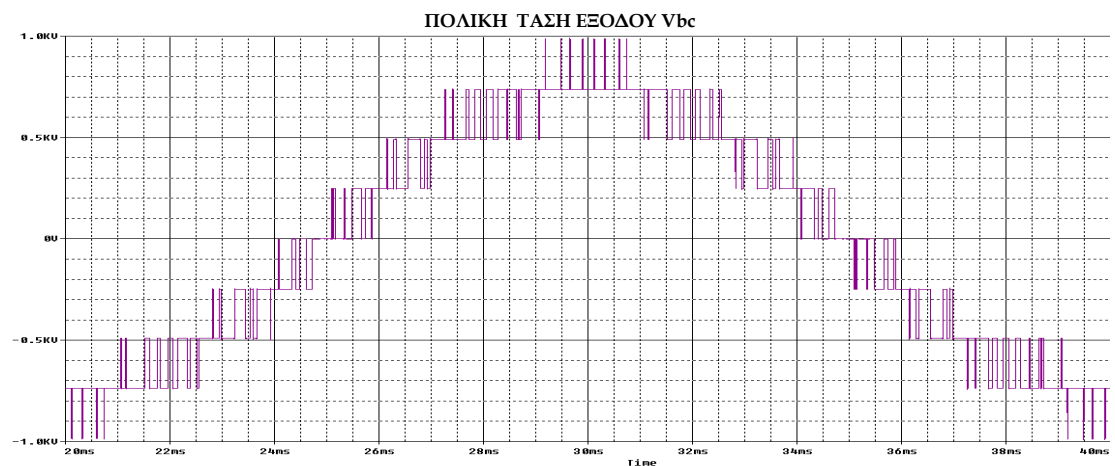
Στο σχήμα 5.3.2.5 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις V_{ao} , V_{bo} και V_{co} του αντιστροφέα FCMΙ, καθώς επίσης και τα αντίστοιχα ρεύματα εξόδου. Όπως παρατηρούμε, οι φασικές τάσεις είναι διαμορφωμένες κατά SPWM και παρουσιάζουν πέντε επίπεδα τάσεως, $\pm 250V$, $\pm 500V$, 0 . Επιπρόσθετα, στο σχήμα 5.3.2.6 παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} και V_{ca} , οι οποίες μάλιστα παρουσιάζουν εννέα επίπεδα τάσης, $\pm 250V$, $\pm 500V$, $\pm 750V$, $\pm 1kV$ και 0 .



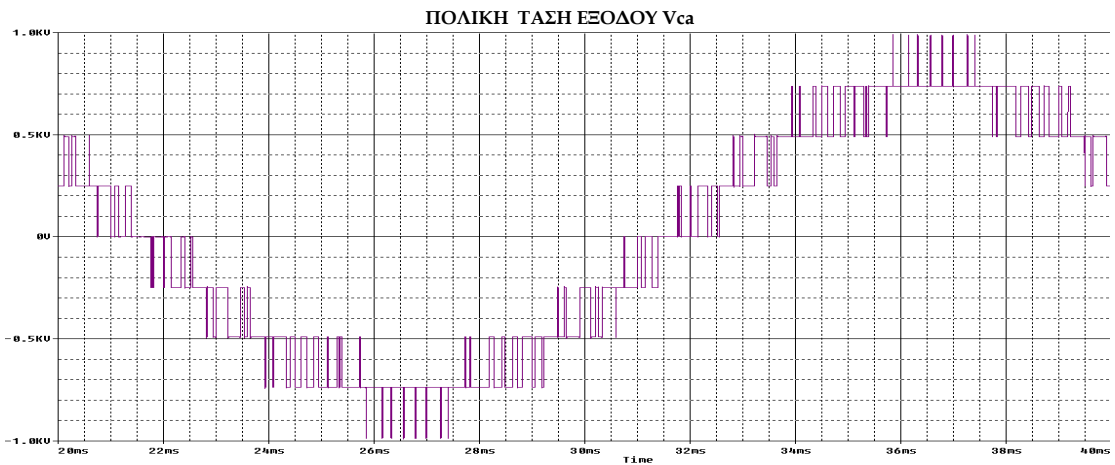
Σχήμα 5.3.2.5 Κυματομορφές φασικών τάσεων και ρευμάτων εξόδου 3Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]



(α)



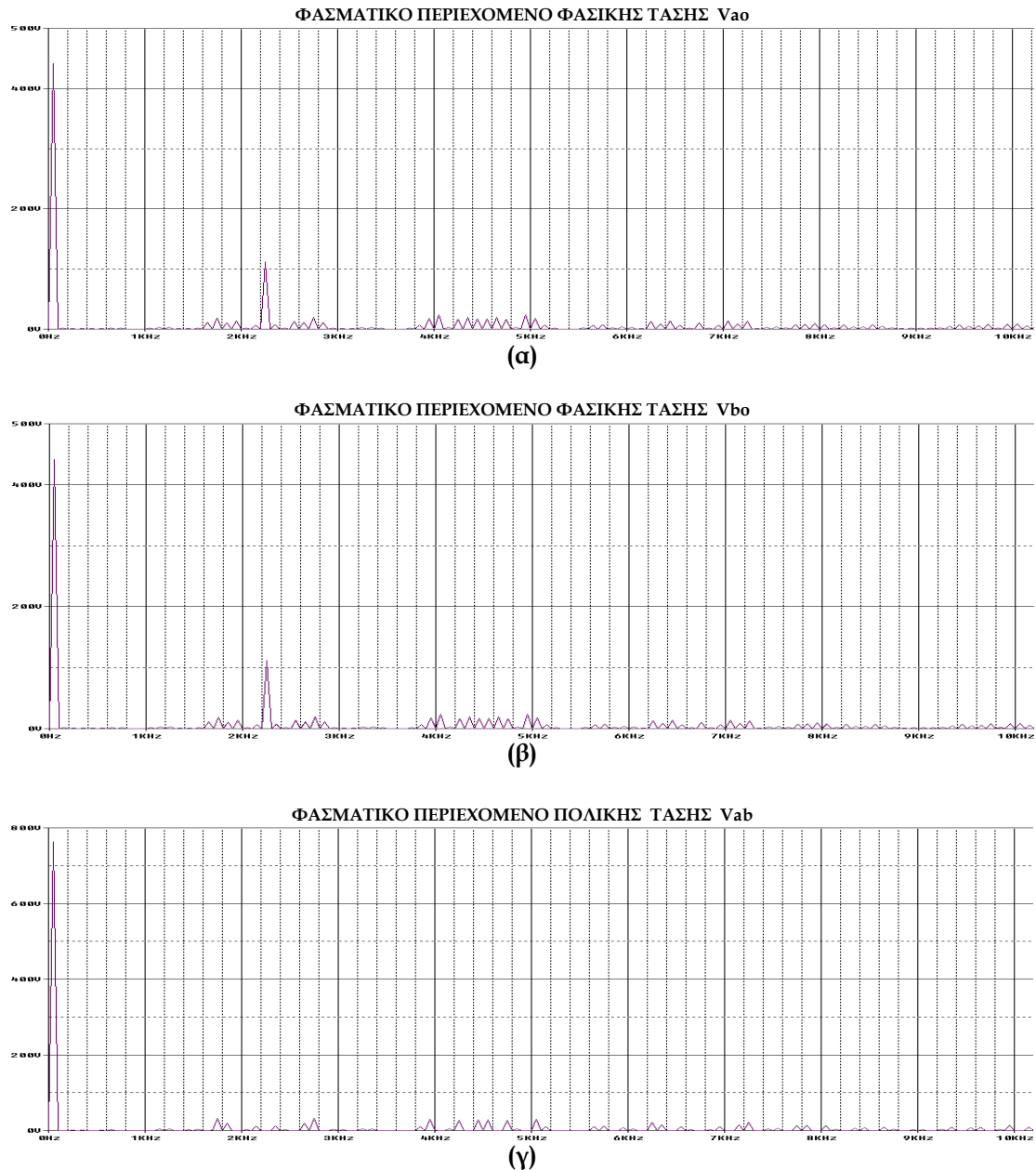
(β)



(γ)

Σχήμα 5.3.2.6 Κυματομορφές πολικών τάσεων εξόδου 3Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

Αφού παρουσιάστηκαν συνοπτικά οι κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων με ωμικό φορτίο, μπορούμε να προχωρήσουμε σε μια βαθύτερη ανάλυση των κυματομορφών αυτών. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών για να εξάγουμε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, τα οποία θα μας επιτρέψουν να αποφανθούμε για την ποιότητα των κυματομορφών. Στο σχήμα 5.3.2.7 παρουσιάζονται το φασματικό περιεχόμενο των φασικών τάσεων V_{ao} και V_{bo} , καθώς επίσης και της πολικής τάσης V_{ab} .



Σχήμα 5.3.2.7 Φασματικό περιεχόμενο φασικών τάσεων εξόδου V_{ao} και V_{bo} και πολικής τάσης εξόδου V_{ab} 3Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

Από το σχήμα 5.3.2.7(α) παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκεται στη συχνότητα των 50 Hz, που είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς. Το πλάτος της είναι ίσο με $\hat{V}_{ao,1} = 443.299\text{Volts}$, ενώ η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της, ως προς τη τάση του dc ζυγού, είναι ίση με 0.443. Επομένως, το πάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δίνεται από τον τύπο $\hat{V}_{o,1} = \frac{1}{2}(m-1)M_f V_{DC}$.

Παρατηρούμε ότι τα πλάτη των αρμονικών συνιστώσων της φασικής τάσης εξόδου έχουν περιοριστεί συγκρινόμενα με τα αντίστοιχα του συμβατικού αντιστροφέα. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη συχνότητα των 1.75kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 19.76 Volts (=4.46% $\hat{V}_{o,1}$). Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-10$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.045$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται στα 1.75kHz [= (45-10)*50Hz], 1.95kHz [= (45-6)*50Hz], 2.25kHz [= 45*50Hz], 2.55kHz [= (45+6)*50Hz] κτλ. Αυτό είναι κάτι το αναμενόμενο, γιατί όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, οι ανώτερες αρμονικές θα πρέπει να βρίσκονται σε συχνότητες $F_{nc}*50\text{Hz}$, $(F_{nc}\pm 1)*50\text{Hz}$, $(F_{nc}\pm 2)*50\text{Hz}$, $(2F_{nc}\pm 1)*50\text{Hz}$, $(2F_{nc}\pm 2)*50\text{Hz}$ κτλ. Επιπρόσθετα, όλες οι ανώτερες αρμονικές είναι περιττής τάξεως, κάτι το οποίο επιδιώξαμε επιλέγοντας ανηγμένη συχνότητα φορέα F_{nc} κατάλληλης τιμής. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστώσων, μπορούμε να υπολογίσουμε το THD% της φασικής τάσης εισόδου ως ακολούθως:

$$THD_v \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{35}^2 + \hat{V}_{39}^2 + \hat{V}_{45}^2 + \hat{V}_{51}^2 + \hat{V}_{55}^2 + \hat{V}_{79}^2 + \hat{V}_{81}^2 + \hat{V}_{85}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD\% = 26.91\%$$

Όσον αφορά την πολική τάση εξόδου, παρατηρούμε ότι η βασική αρμονική είναι στα 50Hz. Βάσει της σχέσης για τη φασική τάση εξόδου, η πολική τάση εξόδου του FCMI θα πρέπει να δίνεται από τον τύπο: $\hat{V}_{ab,1}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (m-1) \cdot M_f \cdot V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (5-1) \cdot 0.225 \cdot 1000V = 779.423\text{Volts}$.

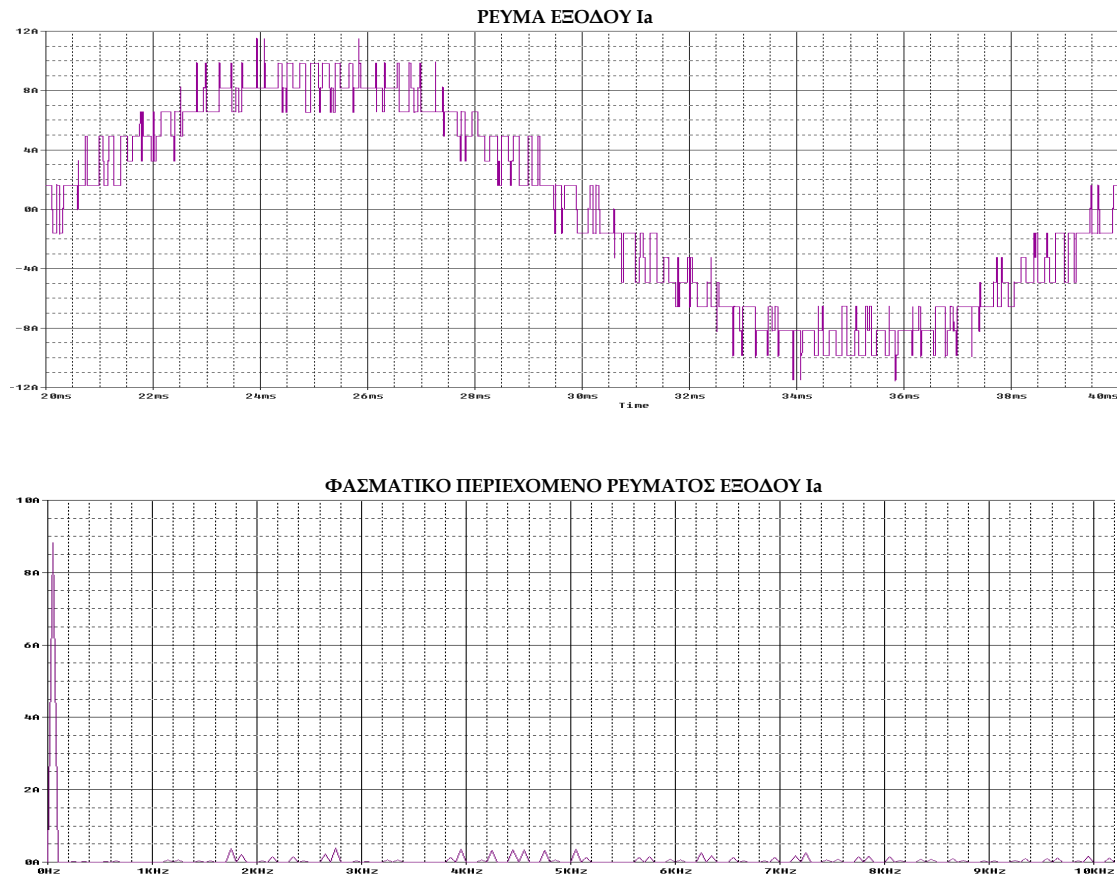
Σύμφωνα με το φάσμα της πολικής τάσης του σχήματος 5.3.2.7(γ), το πλάτος της βασικής αρμονικής είναι $\hat{V}_{ab,1} = 767.018\text{ Volts}$, δηλαδή υπάρχει μια απόκλιση της τάξης του 1.6% από την αναμενόμενη τιμή. Η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους, ως προς τη τάση του dc ζυγού είναι ίση με 0.767. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα των 1.75kHz (όπως και στη φασική τάση) και το πλάτος της είναι ίσο με 32.99Volts. Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-10$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους

ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.043$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται σε συχνότητες $1.75\text{kHz}[(45-10)*50\text{Hz}]$, $2.75\text{kHz}[(45+10)*50\text{Hz}]$, $3.95\text{kHz}[(2*45-11)*50\text{Hz}]$ κτλ, δηλαδή η πολική τάση παρουσιάζει μόνο περιττής τάξεως αρμονικές. Συγκρίνοντας το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσεως με αυτό της φασικής τάσεως συμπεραίνουμε ότι το φάσμα της πολικής τάσεως προκύπτει από το αντίστοιχο της φασικής τάσεως, αφαιρώντας μόνο τις τρίτες αρμονικές. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_V\%$ της πολικής τάσης εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_V\% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{35}^2 + \hat{V}_{55}^2 + \hat{V}_{79}^2 + \hat{V}_{85}^2 + \hat{V}_{89}^2 + \hat{V}_{91}^2 + \hat{V}_{95}^2 + \hat{V}_{101}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD_V\% = 9.97\%$$

Στο σχήμα 5.3.2.8 παρουσιάζονται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_a καθώς επίσης και το φασματικό περιεχόμενό του.



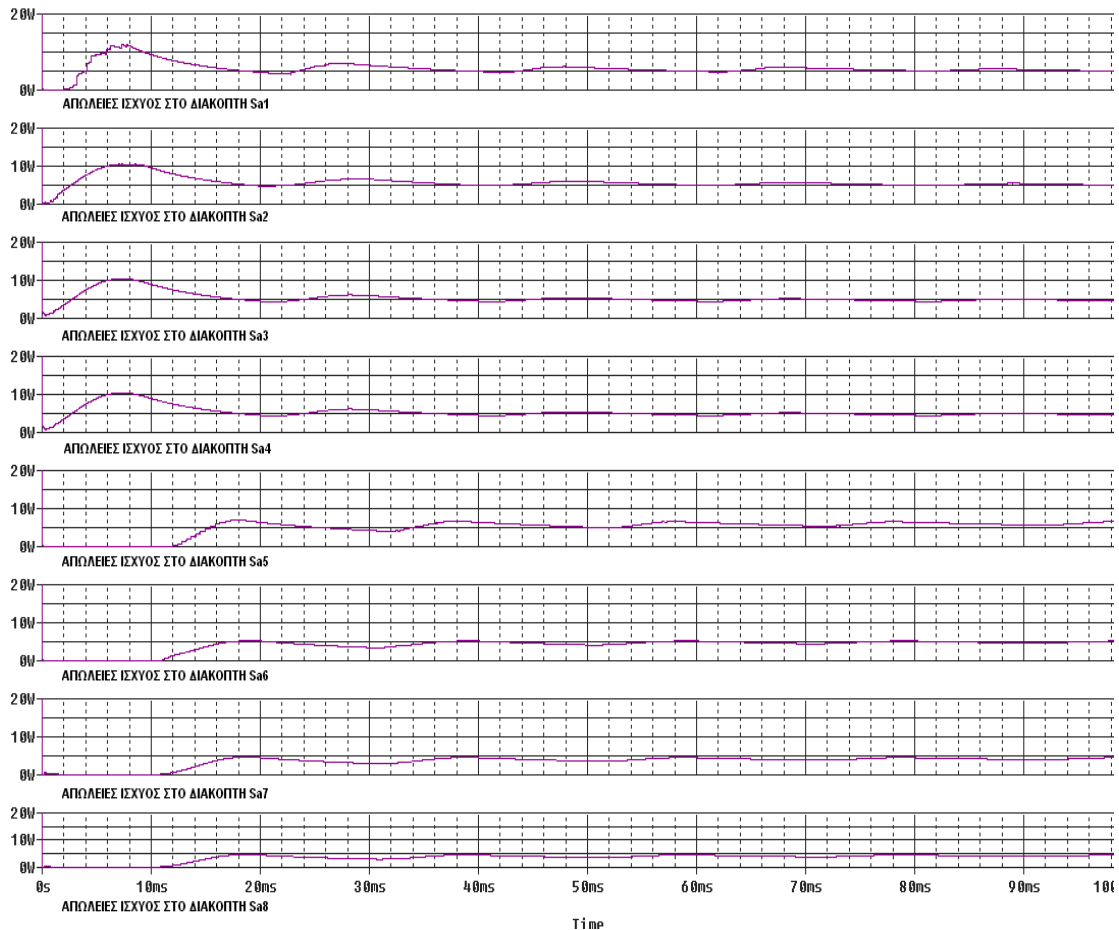
Σχήμα 5.3.2.8 Κυματομορφή και φασματικό περιεχόμενο ρεύματος εξόδου I_a 3Φ αντιστροφή FCMΙ πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1\text{kV}$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

Από το σχήμα 5.3.2.8 βρίσκουμε ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου είναι 8.814A, ενώ το πλάτος της κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας είναι 378.007mA. Επομένως, η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας ως προς τη θεμελιώδη είναι ίση με 0.0429. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστώσων, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_1\%$ του ρεύματος εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_1\% = 8.95\%$$

Συγκρίνοντας το φασματικό περιεχόμενο του ρεύματος εξόδου του συμβατικού αντιστροφέα με το αντίστοιχο του αντιστροφέα FCMI, για ωμικό φορτίο, διαπιστώνουμε ότι το ρεύμα στη δεύτερη περίπτωση έχει βελτιωθεί σε μεγάλο βαθμό.

Στη συνέχεια, θα μελετήσουμε τις απώλειες ισχύος που έχουμε στα ημιαγωγά στοιχεία. Στο σχήμα 5.3.2.9 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος όλων των ημιαγωγικών διακοπών της φάσης A του αντιστροφέα.

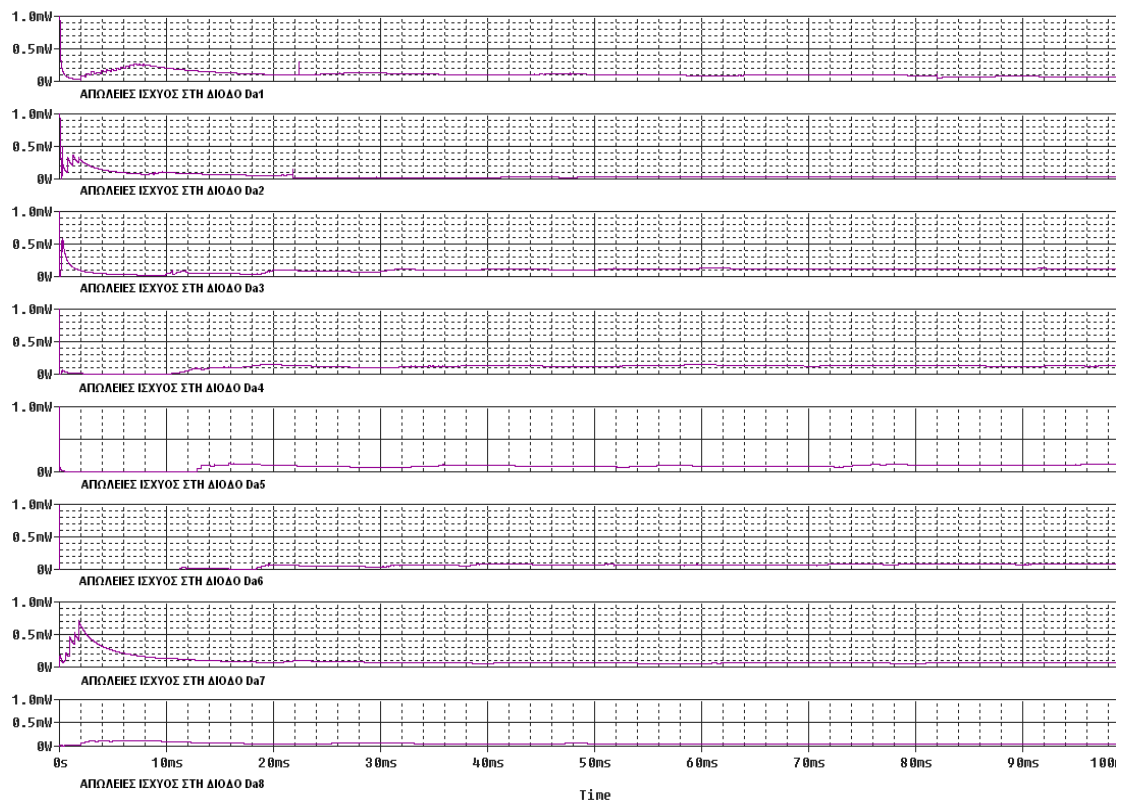


Σχήμα 5.3.2.9 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες 3Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$].

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3.2.9, οι απώλειες ισχύος πάνω στους διακόπτες είναι ίδιες. Αυτό σημαίνει ότι σε κάθε περίοδο όλοι οι διακόπτες λειτουργούν το ίδιο χρονικό διάστημα και επομένως καταπονούνται το ίδιο. Οι απώλειες κάθε διακόπτη είναι περίπου ίσες με 5Watt. Λόγω συμμετρίας των τριών φάσεων, οι απώλειες των διακοπών στις φάσεις Β και C θα είναι ίδιες με αυτές της φάσης Α. Άρα, οι συνολικές απώλειες των διακοπών ενός τριφασικού FCMΙ πέντε επιπέδων θα είναι:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} = \sum_{\substack{i=a,b,c \\ j=1,2,\dots,8}} P_{Sij} = 5 * 24 = 120Watt$$

Στο σχήμα 5.3.2.10 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων της φάσης Α του αντιστροφέα FCMΙ, πέντε επιπέδων.



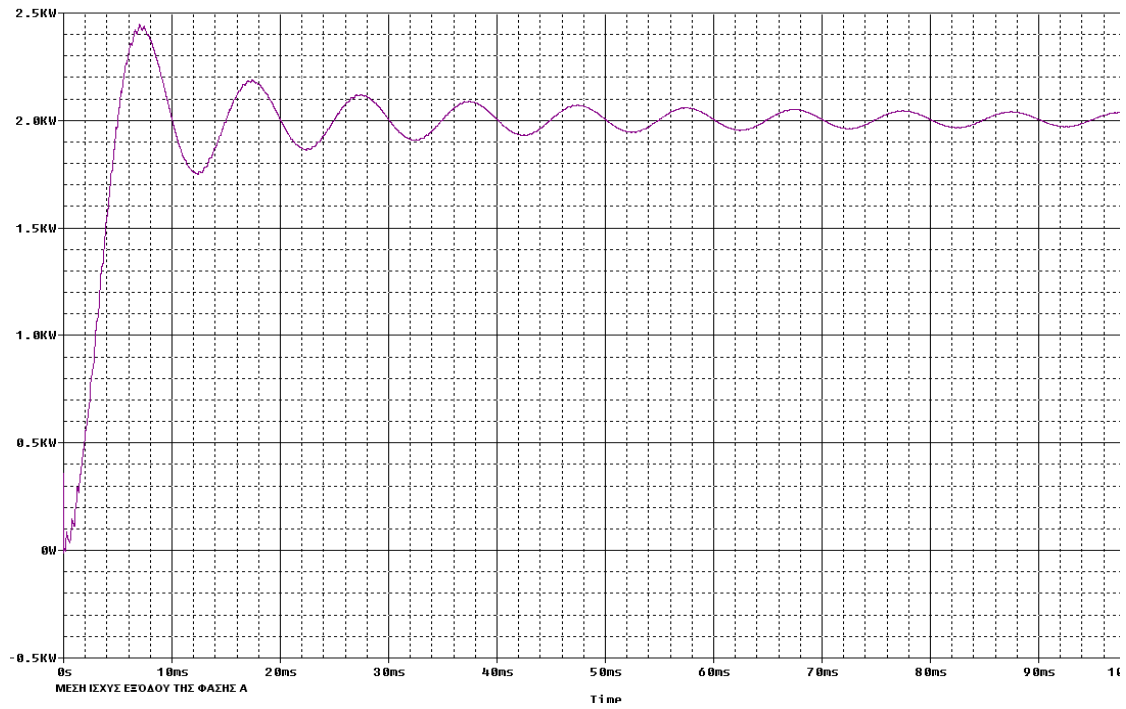
Σχήμα 5.3.2.10 Απώλειες ισχύος στις διόδους D_{an} (όπου $n=1,2,\dots$) 3Φ αντιστροφέα FCMΙ πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$].

Από το σχήμα 5.3.2.10 παρατηρούμε ότι οι απώλειες ισχύος της εκάστοτε διόδου δεν ξεπερνά τα 0.25 mW. Αυτό σημαίνει ότι οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων δεν επηρεάζουν την απόδοση του αντιστροφέα.

Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, οι συνολικές τριφασικές απώλειες ισχύος που οφείλονται στα ημιαγωγά στοιχεία θα είναι:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = \bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} + \bar{P}_{3-\Phi_ΑΝΤ.ΔΙΟΔΩΝ} = 120Watt + 0Watt = 120Watt$$

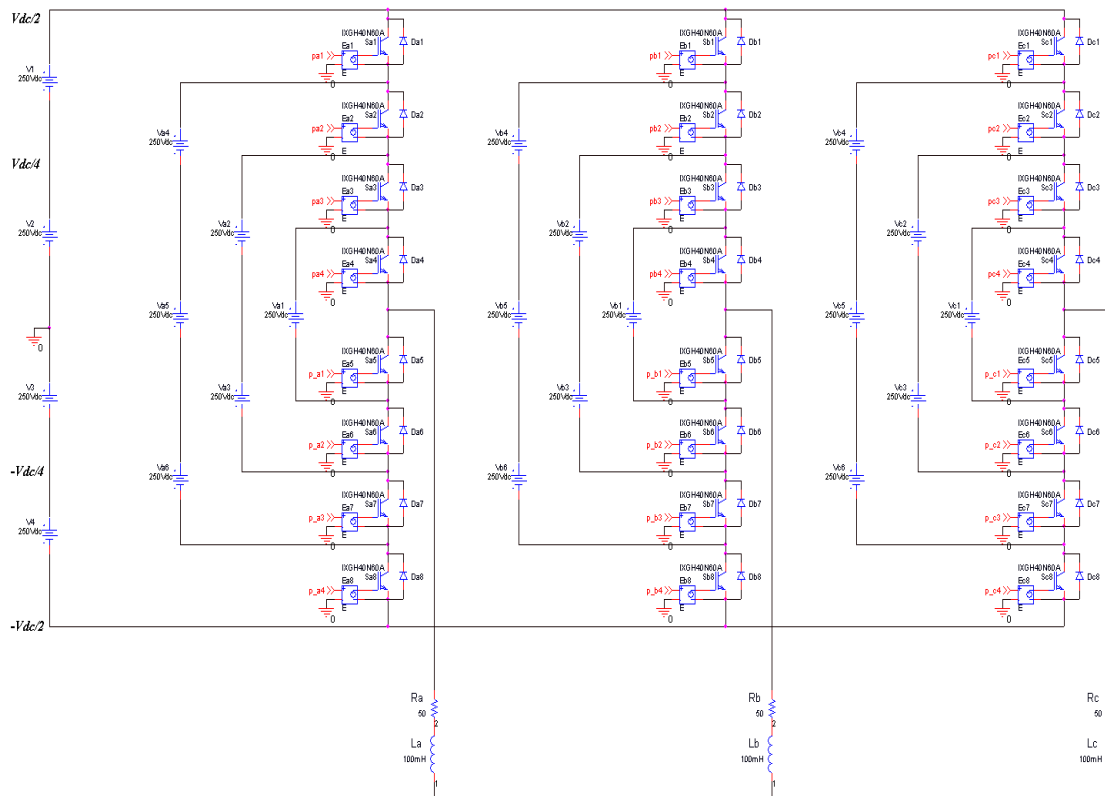
Στο σχήμα 5.3.2.11 παρουσιάζεται η μέση ισχύς εξόδου της φάσης A του αντιστροφέα. Η μέση ισχύς εξόδου προκύπτει περίπου ίση με 2kWatt.



Σχήμα 5.3.2.11 Μέση ισχύς εξόδου της φάσης A του αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=1$].

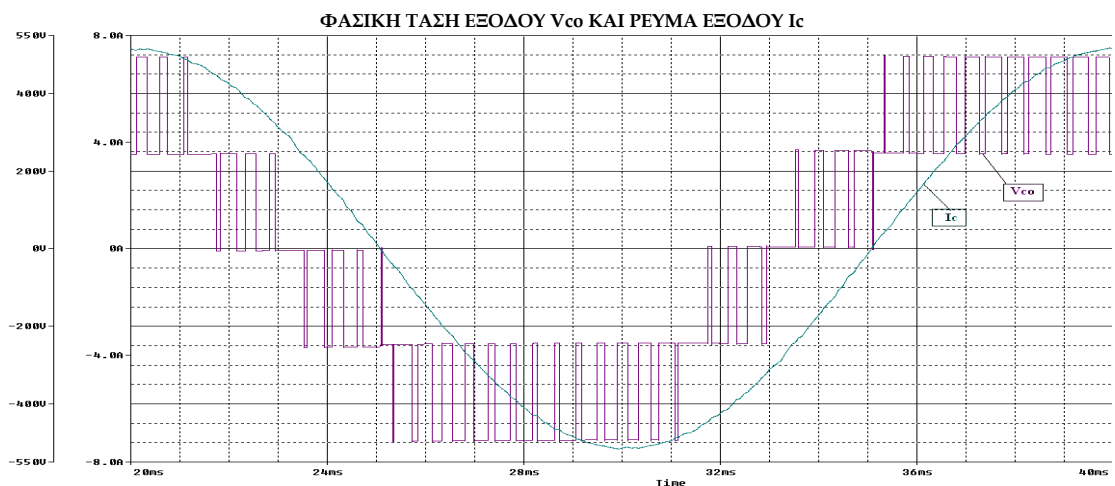
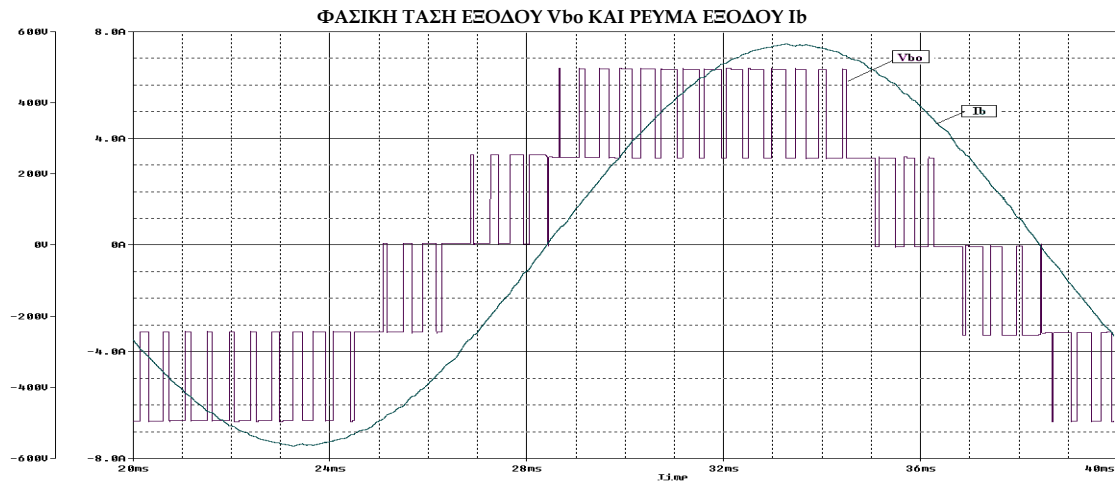
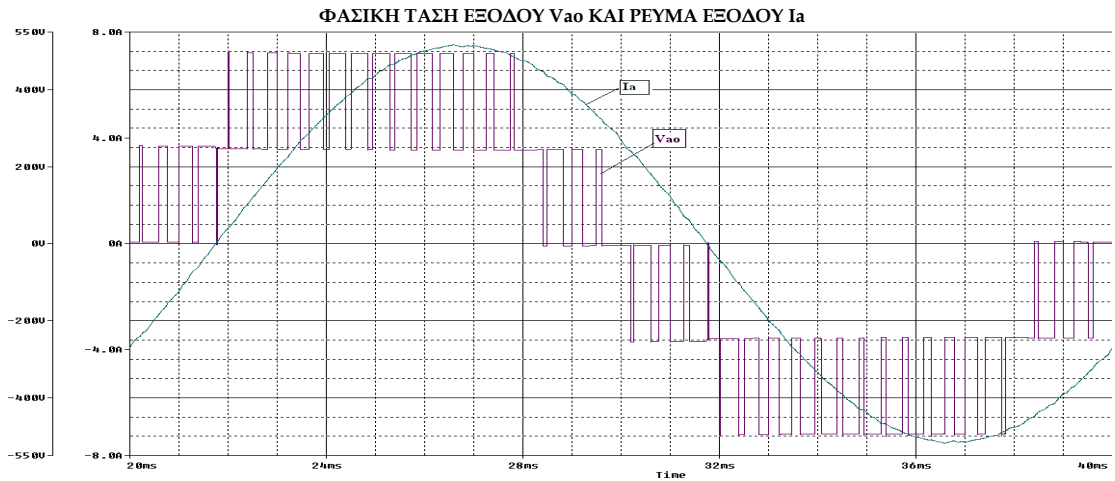
5.3.2.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ FCMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων για φορτίο ωμικό-επαγωγικό (σχήμα 5.3.2.12). Η αντίσταση και η επαγωγή κάθε φάσης είναι ίση με 50Ω και 100mH , αντίστοιχα. Οι σύνθετες αντιστάσεις των τριών φάσεων είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους σε συνδεσμολογία αστέρα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και σχολιάζονται οι διάφορες κυματομορφές του αντιστροφέα.

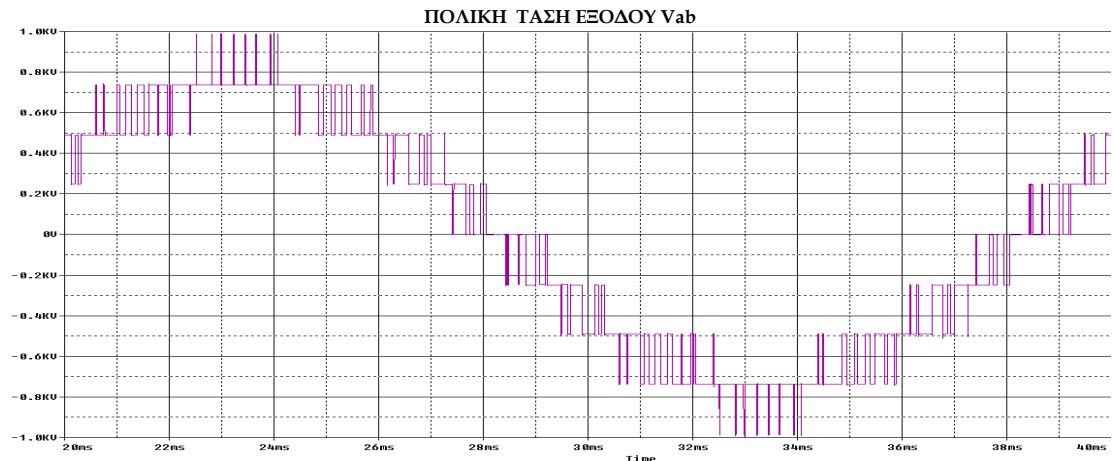


Σχήμα 5.3.2.12 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα.

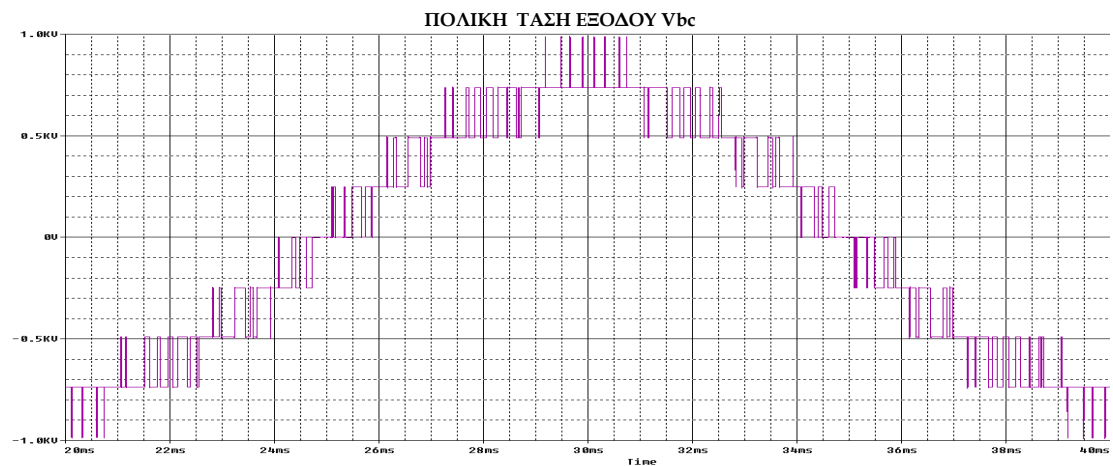
Στο σχήμα 5.3.2.13 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις V_{ao} , V_{bo} και V_{co} του αντιστροφέα FCMI, καθώς επίσης και τα αντίστοιχα ρεύματα εξόδου. Όπως παρατηρούμε, οι φασικές τάσεις είναι διαμορφωμένες κατά SPWM και παρουσιάζουν πέντε επίπεδα τάσεως, $\pm 250\text{V}$, $\pm 500\text{V}$, 0 . Επιπρόσθετα, στο σχήμα 5.3.2.14 παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} και V_{ca} , οι οποίες μάλιστα παρουσιάζουν εννέα επίπεδα τάσης, $\pm 250\text{V}$, $\pm 500\text{V}$, $\pm 750\text{V}$, $\pm 1\text{kV}$ και 0 .



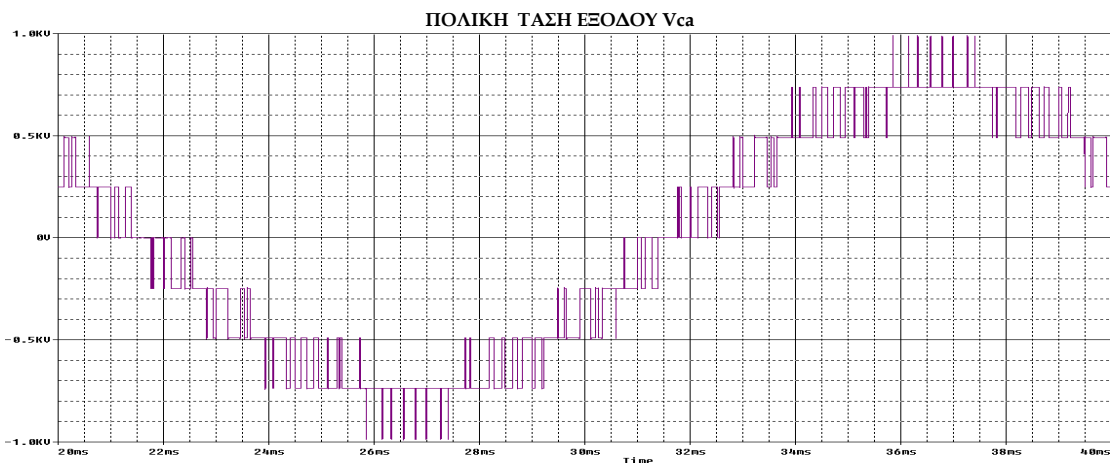
Σχήμα 5.3.2.13 Κυματομορφές φασικών τάσεων και ρευμάτων εξόδου 3Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$]



(α)



(β)

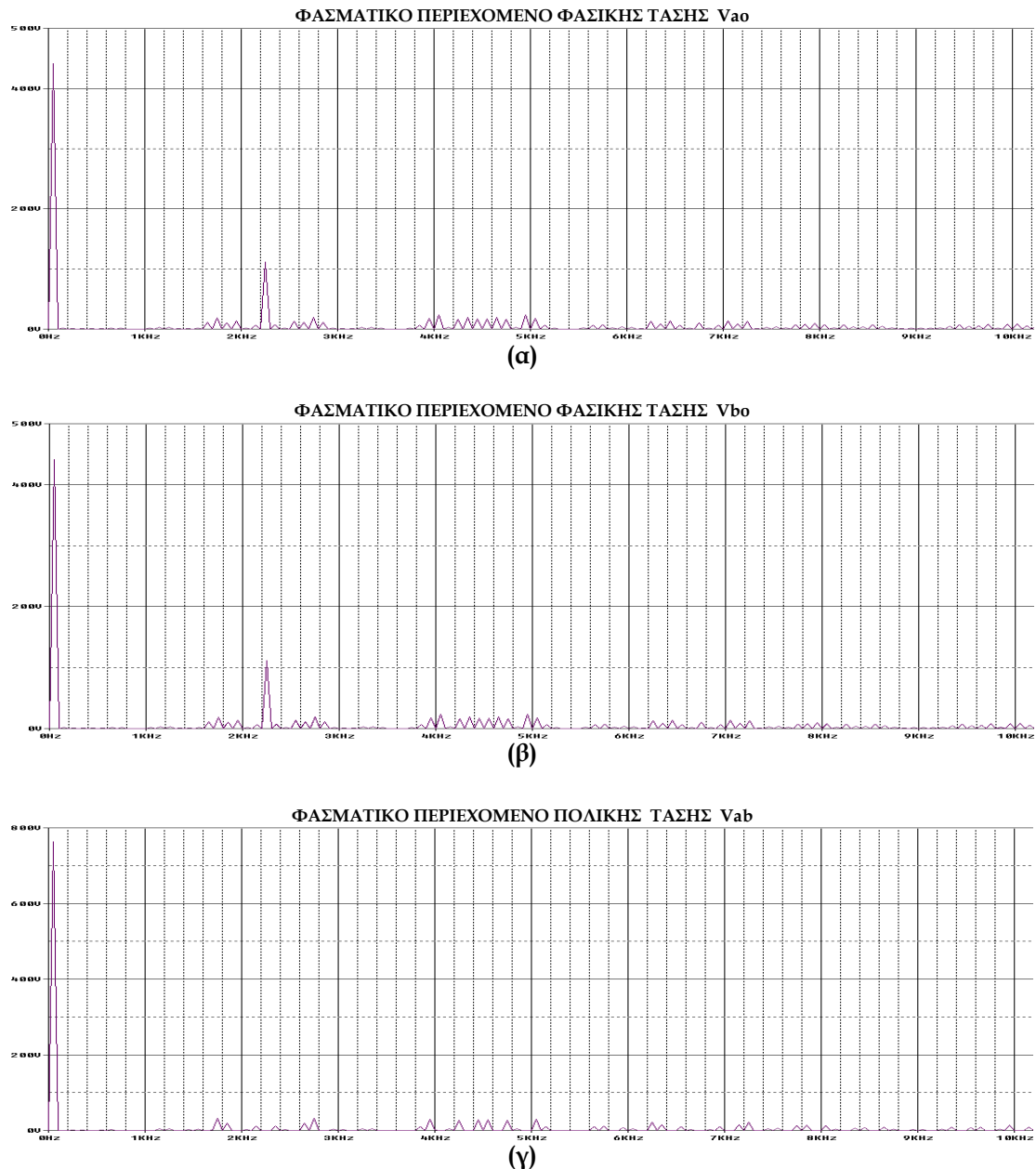


(γ)

Σχήμα 5.3.2.14Κυματομορφές πολικών τάσεων εξόδου 3Φ αντιστροφέα FCMΙ πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$]

Αφού παρουσιάστηκαν συνοπτικά οι κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο, μπορούμε να προχωρήσουμε σε μια βαθύτερη ανάλυση των κυματομορφών αυτών. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών για να εξάγουμε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, τα οποία θα μας επιτρέψουν να αποφανθούμε για την ποιότητα των κυματομορφών.

Στο σχήμα 5.3.2.15 παρουσιάζονται το φασματικό περιεχόμενο των φασικών τάσεων V_{ao} και V_{bo} , καθώς επίσης και της πολικής τάσης V_{ab} .



Σχήμα 5.3.2.15 Φασματικό περιεχόμενο φασικών τάσεων εξόδου V_{ao} , V_{bo} και πολικής τάσης εξόδου V_{ab} 3Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1\text{kV}$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$]

Από το σχήμα 5.3.2.15(α) παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκεται στη συχνότητα των 50 Hz, που είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς. Το πλάτος της είναι ίσο με $\hat{V}_{ao,1} = 443.299\text{Volts}$, ενώ η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της, ως προς τη τάση του dc ζυγού, είναι ίση με 0.443. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δίνεται από τον τύπο $\hat{V}_{o,1} = \frac{1}{2}(m-1)M_f V_{DC}$. Παρατηρούμε ότι τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της φασικής τάσης εξόδου έχουν περιοριστεί συγκρινόμενα με τα αντίστοιχα του συμβατικού αντιστροφέα. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη συχνότητα των 1.75kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 19.76 Volts (=4.46% $\hat{V}_{o,1}$). Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-10$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.045$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται στα 1.75kHz [= (45-10)*50Hz], 1.95kHz [= (45-6)*50Hz], 2.25kHz [= 45*50Hz], 2.55kHz [= (45+6)*50Hz] κτλ. Αυτό είναι κάτι το αναμενόμενο, γιατί όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, οι ανώτερες αρμονικές θα πρέπει να βρίσκονται σε συχνότητες $F_{nc}*50\text{Hz}$, $(F_{nc}\pm 1)*50\text{Hz}$, $(F_{nc}\pm 2)*50\text{Hz}$, $(2F_{nc}\pm 1)*50\text{Hz}$, $(2F_{nc}\pm 2)*50\text{Hz}$ κτλ. Επιπρόσθετα, όλες οι ανώτερες αρμονικές είναι περιττής τάξεως, κάτι το οποίο επιδιώξαμε επιλέγοντας ανηγμένη συχνότητα φορέα F_{nc} κατάλληλης τιμής. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_v\%$ της φασικής τάσης εισόδου ως ακολούθως:

$$THD_v \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{35}^2 + \hat{V}_{39}^2 + \hat{V}_{45}^2 + \hat{V}_{51}^2 + \hat{V}_{55}^2 + \hat{V}_{79}^2 + \hat{V}_{81}^2 + \hat{V}_{85}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD_v \% = 26.91\%$$

Όσον αφορά την πολική τάση εξόδου, παρατηρούμε ότι η βασική αρμονική είναι στα 50Hz. Βάσει της σχέσης για τη φασική τάση εξόδου, η πολική τάση εξόδου του FCMI θα πρέπει να δίνεται από τον τύπο: $\hat{V}_{ab,1}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (m-1) \cdot M_f \cdot V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (5-1) \cdot 0.225 \cdot 1000V = 779.423\text{Volts}$.

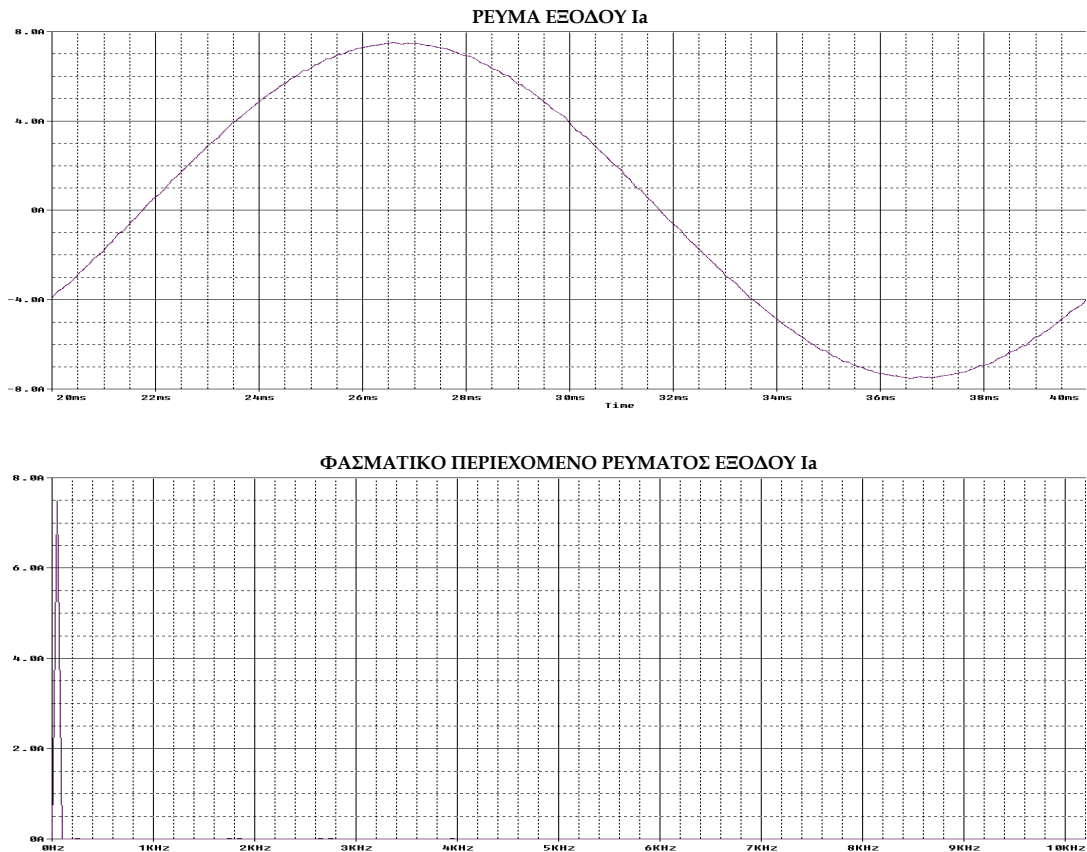
Σύμφωνα με το φάσμα της πολικής τάσης του σχήματος 5.3.2.15(γ), το πλάτος της βασικής αρμονικής είναι $\hat{V}_{ab,1} = 767.018\text{ Volts}$, δηλαδή υπάρχει μια απόκλιση της τάξης του 1.6% από την αναμενόμενη τιμή. Η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους, ως προς τη τάση του dc ζυγού είναι ίση με 0.767. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα των 1.75kHz (όπως και στη φασική τάση) και το πλάτος της είναι ίσο με 32.99Volts. Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=F_{nc}-10$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους

ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.043$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται σε συχνότητες $1.75\text{kHz}[(45-10)*50\text{Hz}]$, $2.75\text{kHz}[(45+10)*50\text{Hz}]$, $3.95\text{kHz}[(2*45-11)*50\text{Hz}]$ κτλ, δηλαδή η πολική τάση παρουσιάζει μόνο περιττής τάξεως αρμονικές. Συγκρίνοντας το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσεως με αυτό της φασικής τάσεως συμπεραίνουμε ότι το φάσμα της πολικής τάσεως προκύπτει από το αντίστοιχο της φασικής τάσεως, αφαιρώντας μόνο τις τρίτες αρμονικές. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_V\%$ της πολικής τάσης εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_V\% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{35}^2 + \hat{V}_{55}^2 + \hat{V}_{79}^2 + \hat{V}_{85}^2 + \hat{V}_{89}^2 + \hat{V}_{91}^2 + \hat{V}_{95}^2 + \hat{V}_{101}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD_V\% = 9.97\%$$

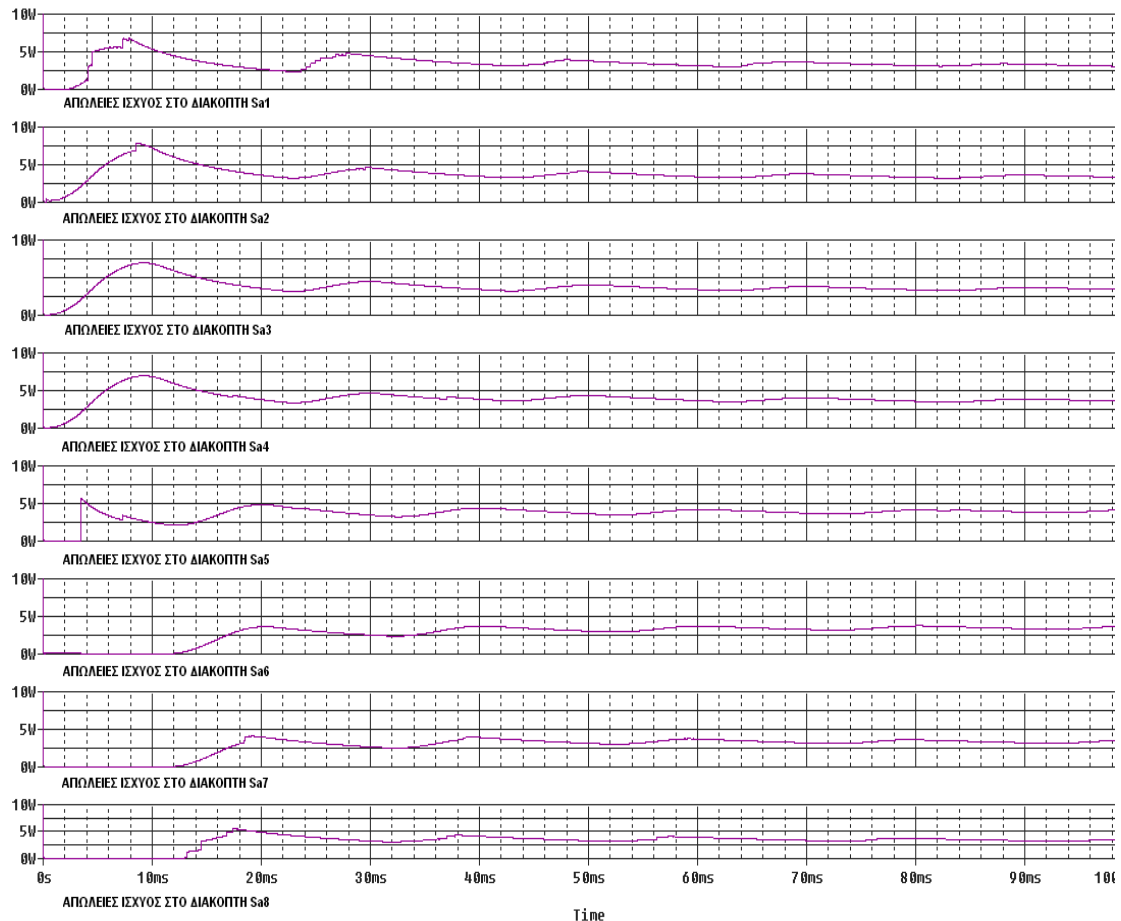
Στο σχήμα 5.3.2.16 παρουσιάζονται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_a καθώς επίσης και το φασματικό περιεχόμενό του.



Σχήμα 5.3.2.16 Κυματομορφή και φασματικό περιεχόμενο ρεύματος εξόδου I_a του 3Φ αντιστροφέα FCM1 πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=1\text{kV}$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$]

Συγκρίνοντας το φασματικό περιεχόμενο του ρεύματος εξόδου του συμβατικού αντιστροφέα με το αντίστοιχο του αντιστροφέα FCMI, για ωμικό-επαγωγικό φορτίο, διαπιστώνουμε ότι το ρεύμα στη δεύτερη περίπτωση έχει βελτιωθεί.

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις διακοπτικές απώλειες που έχουμε στα ημιαγωγά στοιχεία. Στο σχήμα 5.3.2.17 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος όλων των ημιαγωγικών διακοπών της φάσης A του αντιστροφέα.

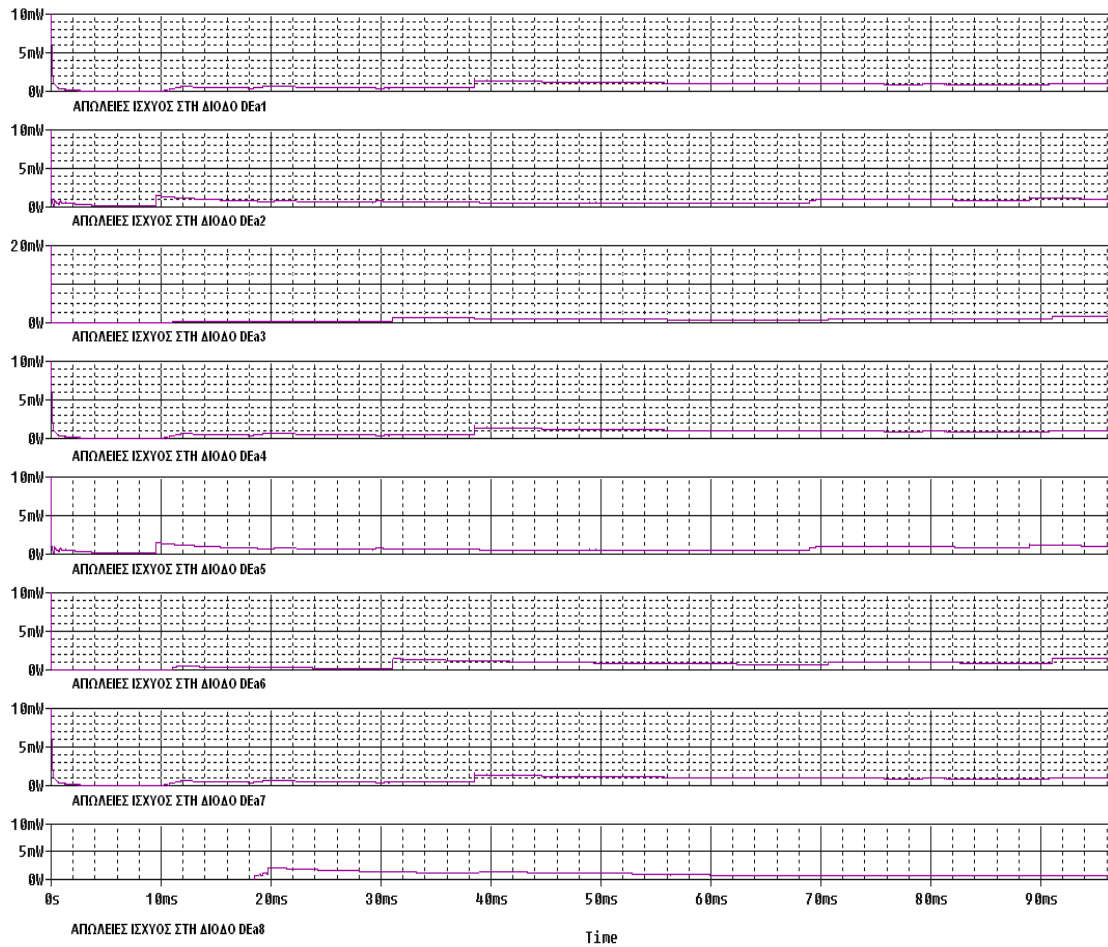


Σχήμα 5.3.2.17 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες του 3Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.9$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$].

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3.2.17, οι απώλειες ισχύος πάνω στους διακόπτες είναι ίδιες. Αυτό σημαίνει ότι σε κάθε περίοδο όλοι οι διακόπτες λειτουργούν για ίσο χρονικό διάστημα και επομένως καταπονούνται το ίδιο. Οι απώλειες κάθε διακόπτη είναι περίπου ίσες με 3.5Watt. Λόγω συμμετρίας των τριών φάσεων, οι απώλειες των διακοπών στις φάσεις B και C θα είναι ίδιες με αυτές της φάσης A. Άρα, οι συνολικές απώλειες των διακοπών ενός τριφασικού NPDCMI πέντε επιπέδων θα είναι:

$$\bar{P}_{3-\phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} = \sum_{\substack{i=a,b,c \\ j=1,2,\dots,8}} P_{Sij} = 3.5 * 24 = 84Watt$$

Στο σχήμα 5.3.2.18 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων της φάσης A του αντιστροφέα FCMI.



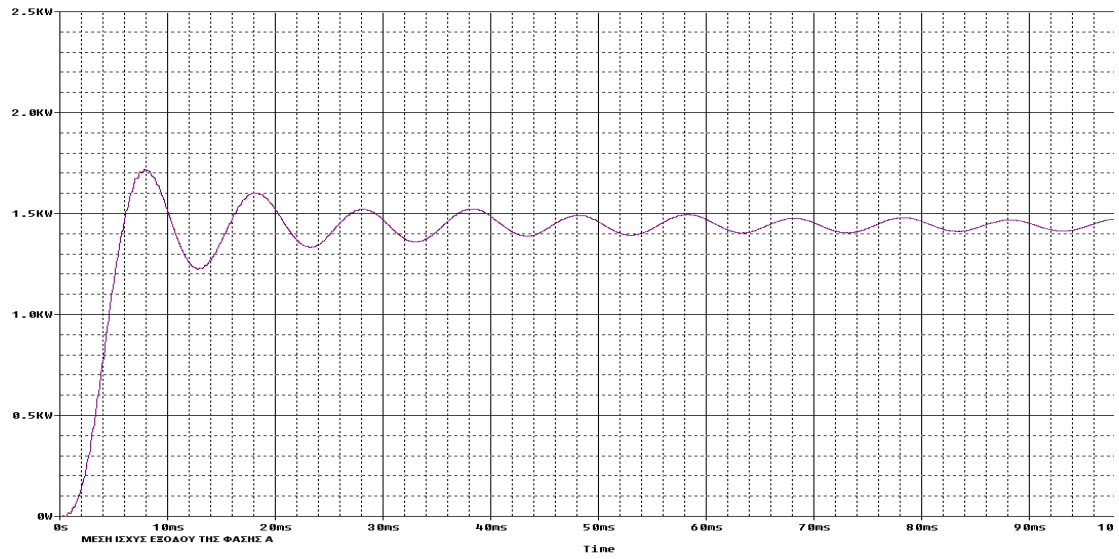
Σχήμα 5.3.2.18 Απώλειες ισχύος στις διόδους Dean (όπου $n=1,2,\dots$) του 3Φ αντιστροφέα FCMI πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$].

Από το σχήμα 5.3.2.18 παρατηρούμε ότι οι απώλειες ισχύος της εκάστοτε διόδου δεν ξεπερνά τα 1,5 mW. Αυτό σημαίνει ότι οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων δεν επηρεάζουν την απόδοση του αντιστροφέα.

Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, οι συνολικές τριφασικές απώλειες ισχύος που οφείλονται στα ημιαγωγά στοιχεία θα είναι:

$$\bar{P}_{3-\phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = \bar{P}_{3-\phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} + \bar{P}_{3-\phi_ΑΝΤ.ΔΙΟΔΩΝ} = 84Watt + 0Watt = 84Watt$$

Στο σχήμα 5.3.2.19 παρουσιάζεται η μέση ισχύς εξόδου της φάσης Α του αντιστροφέα. Η μέση ισχύς εξόδου προκύπτει περίπου ίση με 1.45kWatt.



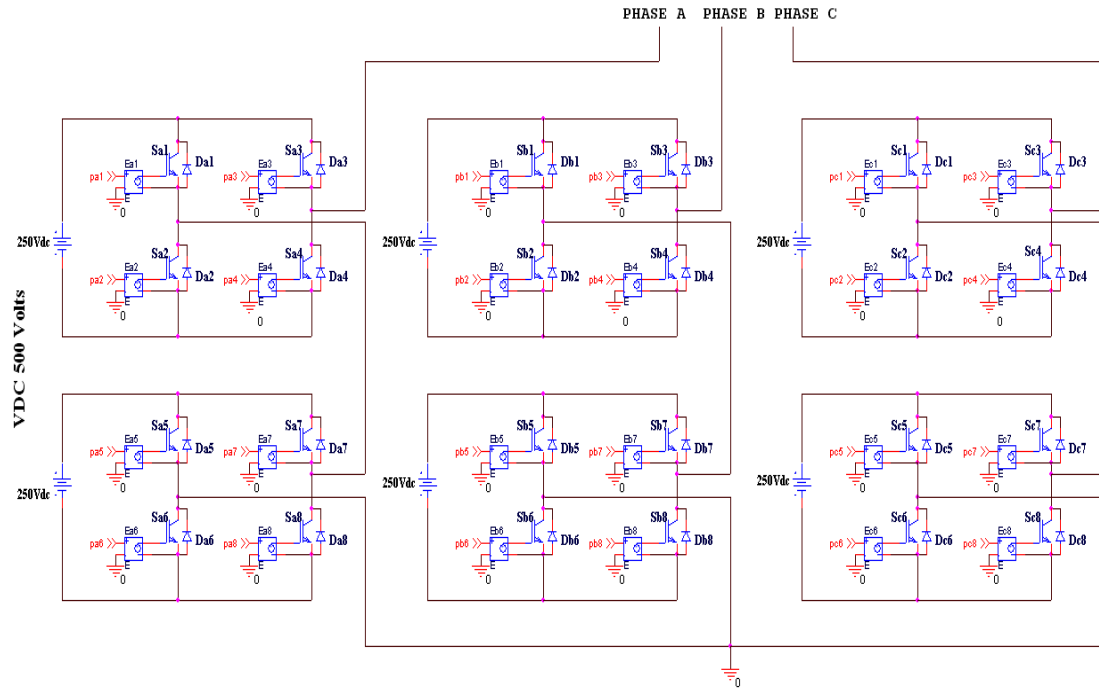
Σχήμα 5.3.2.19 Μέση ισχύς εξόδου της φάσης Α του 3Φ αντιστροφέα FCMΙ πέντε επιπέδων [$V_{dc}=1kV$, $M_f=0.225$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$].

5.3.3.1 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ SDCSMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στην παρούσα εφαρμογή σχεδιάζεται και προσομοιώνεται η λειτουργία ενός τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων, ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική διαμόρφωσης SPWM. Θα εξεταστεί ξεχωριστά η λειτουργία του αντιστροφέα για ωμικό και ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Η κυκλωματική διάταξη του τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3 (σχήμα 3.4.3(α).)

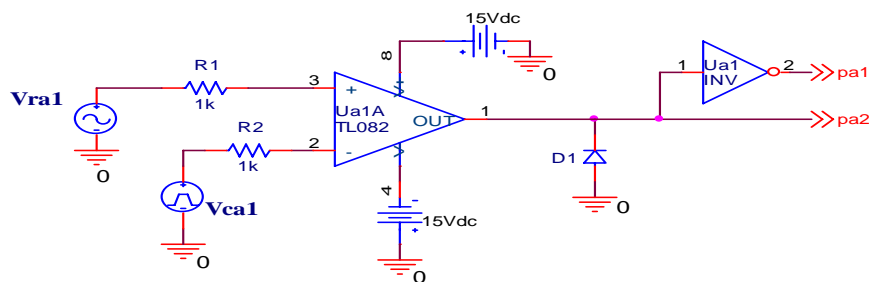
Στο σχήμα 5.3.3.1 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη του Spice. Οι ρυθμίσεις λειτουργίας περιλαμβάνουν:

- Διακοπτικά στοιχεία ισχύος IGBT τύπου IXGH40N60A
- Δίοδοι ελεύθερης διέλευσης τύπου D1N4004
- Συνολική συνεχής τάση εισόδου 500Volts, από ανεξάρτητες πηγές συνεχούς τάσεως ονομαστικής τιμής 250V.
- Για τη σχεδίαση των κυκλωμάτων οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων χρησιμοποιούνται ως συγκριτές οι τελεστικοί ενισχυτές TL082 και για την παραγωγή των κυματομορφών φορέα και αναφοράς χρησιμοποιούνται αντιστοίχως οι γεννήτριες VPULSE και VSIN
- Ανηγμένη συχνότητα φορέα $F_{nc} = 45$
- Συχνότητα ημιτόνου αναφοράς είναι η συχνότητα δικτύου 50Hz
- Πλάτος κυματομορφής αναφοράς $A_r = 8\text{Volts}$
- Συχνότητα φορέα $F_c = F_{nc} * F_r = 45 * 50 = 2,25\text{kHz}$
- Οι κυματομορφές φορέα πρόκειται για τριγωνικούς παλμούς πλάτους [+10, -10]
- Συντελεστής διαμόρφωσης $M_f = A_r / A_c = 8 / 10 = 0.8$
- Τάση πόλωσης τελεστικών ενισχυτών $\pm 15\text{Volts}$.



Σχήμα 5.3.3.1 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων.

Στο σχήμα 5.3.3.2 παρουσιάζονται τα κυκλώματα οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων των μονοφασικών αντιστροφέων πλήρους γέφυρας για τη φάση A του τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI. Οι παλμοί έναυσης των IGBT's διαμορφώνονται για κάθε φάση ξεχωριστά. Αντίθετα, οι παλμοί έναυσης των συμπληρωματικών IGBT's κάθε φάσης διαμορφώνονται από τον ίδιο τελεστικό ενισχυτή με τη χρήση ενός λογικού αντιστροφέα (*INV*).



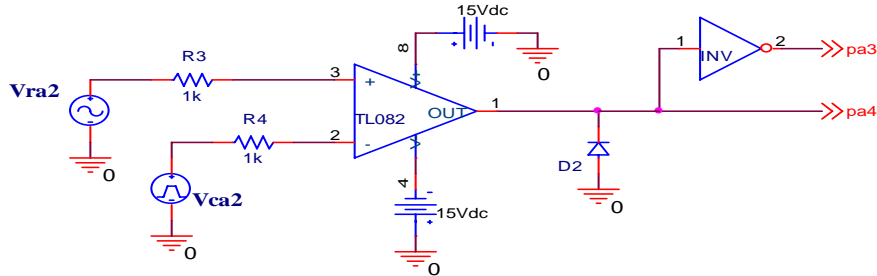
Σχήμα 5.3.3.2(α) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa1 και Sa2 της φάσης A του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- *Vpulse*:
 Περίοδος 0,44444msec,
 Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
 Εύρος παλμού 0.2μsec,
 Μέγιστη τιμή τάσης 10V,

Ελάχιστη τιμή τάσης -10 V

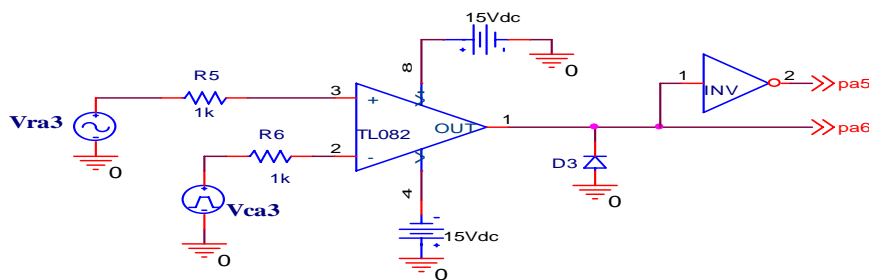
- V_{sin} :
VOFF = 0V, VAMPL = 8V, PHASE = 0°, FREQ = 50Hz



Σχήμα 5.3.3.2(β) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa3 και Sa4 της φάσης A του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- V_{pulse} :
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης 10V,
Ελάχιστη τιμή τάσης -10 V
- V_{sin} :
VOFF = 0V, VAMPL = 8V, PHASE = 180°, FREQ = 50Hz



Σχήμα 5.3.3.2(γ) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa5 και Sa6 της φάσης A του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.

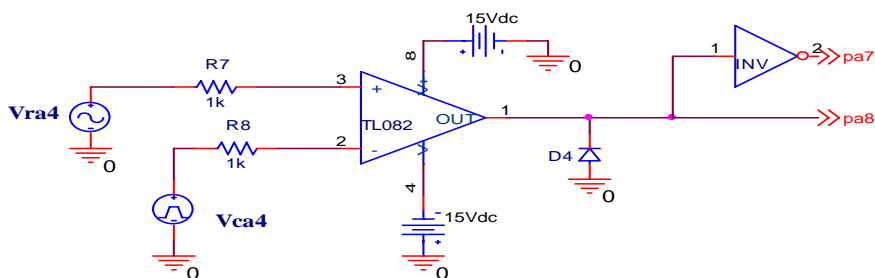
Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- V_{pulse} :
Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Φασική μετατόπιση 0.11111msec (90°)

Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης 10V,
Ελάχιστη τιμή τάσης -10 V

- V_{sin} :

$V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 8V$, $PHASE = 0^\circ$, $FREQ = 50Hz$



Σχήμα 5.3.3.2(δ) Κύκλωμα οδήγησης των IGBT's Sa4 και Sa5 της φάσης A του αντιστροφέα NPDCMI.

Τα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης είναι:

- V_{pulse} :

Περίοδος 0,44444msec,
Χρόνος ανόδου και καθόδου 0.22222msec,
Φασική μετατόπιση 0.11111msec (90°)
Εύρος παλμού 0.2μsec,
Μέγιστη τιμή τάσης 10V,
Ελάχιστη τιμή τάσης -10 V

- V_{sin} :

$V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 8V$, $PHASE = 180^\circ$, $FREQ = 50Hz$

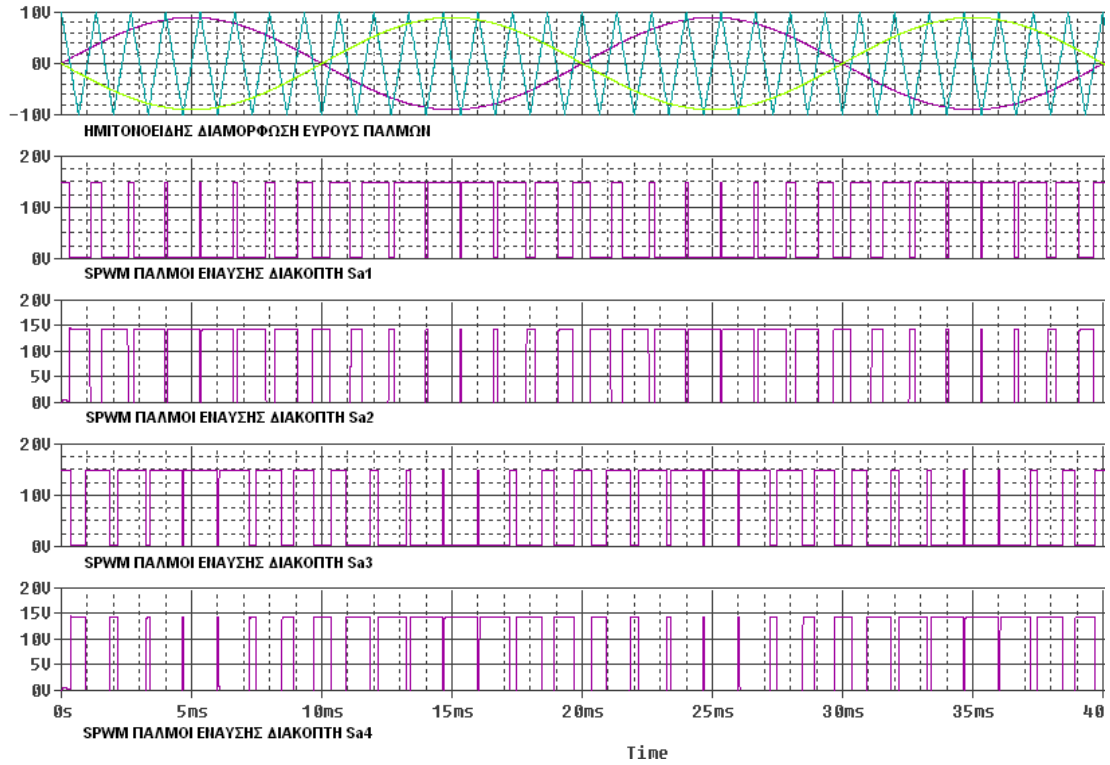
Τα κυκλώματα οδήγησης που περιγράφηκαν παραπάνω αφορούν τη φάση A του αντιστροφέα. Για τις άλλες δύο φάσεις ακολουθείται η ίδια διαδικασία, με τη μόνη διαφοροποίηση ότι οι κυματομορφές αναφοράς είναι κατάλληλα μετατοπισμένες κατά 120° , θετικά ή αρνητικά.

ΦΑΣΗ A: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 8V$, $PHASE = 0^\circ$, $FREQ = 50Hz$

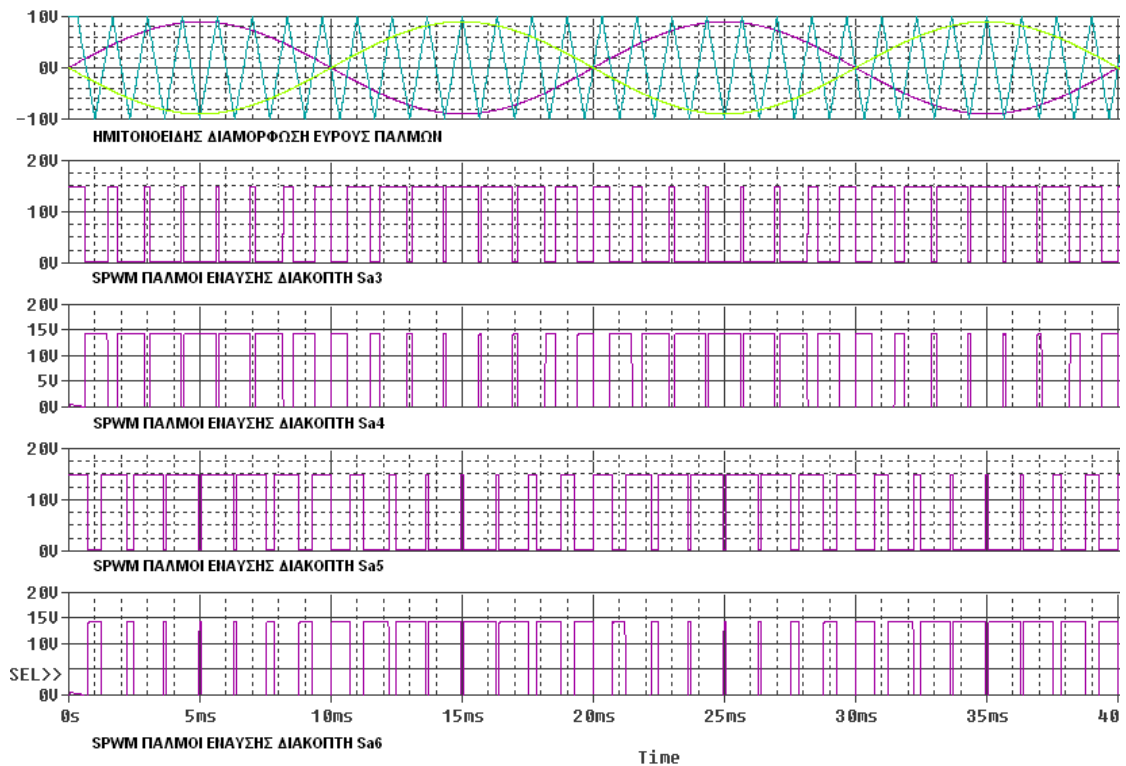
ΦΑΣΗ B: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 8V$, $PHASE = -120^\circ$, $FREQ = 50Hz$

ΦΑΣΗ C: $V_{OFF} = 0V$, $V_{AMPL} = 8V$, $PHASE = 120^\circ$, $FREQ = 50Hz$

Στο σχήμα 5.3.3.3(α) παρουσιάζονται οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (Sa1, Sa2, Sa3, Sa4) της φάσης A, ενώ στο σχήμα 5.3.3.3(β) παρουσιάζονται οι παλμοί έναυσης για τον μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (Sa5, Sa6, Sa7, Sa8). Οι παλμοί έναυσης έχουν εύρος 180° .



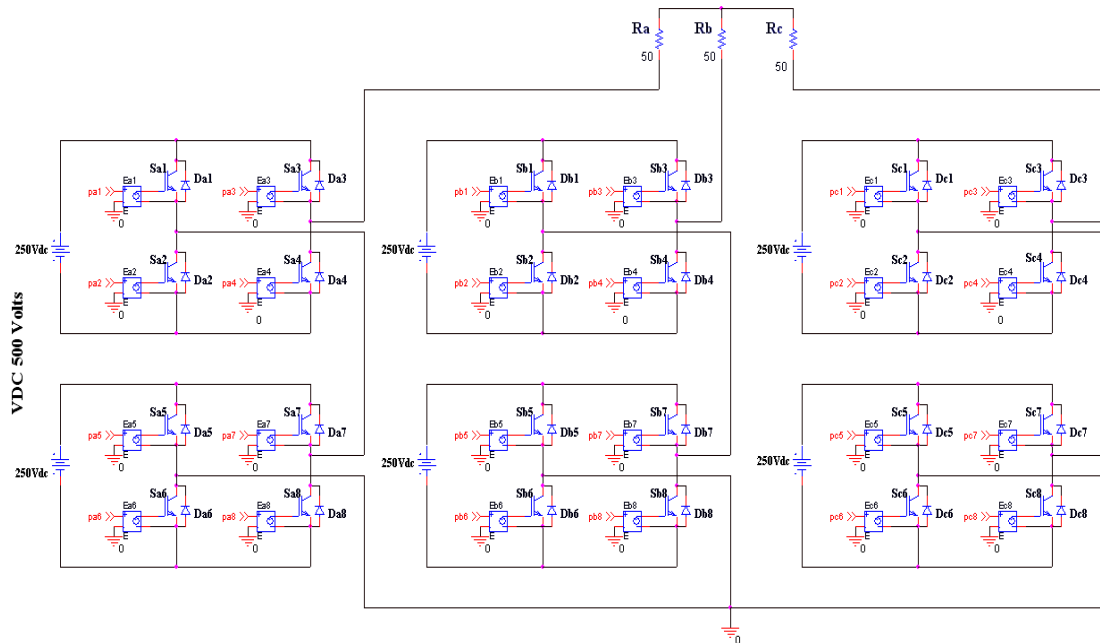
Σχήμα 5.3.3.3(α) Κομματομορφές προσομοίωσης παλμών έναυσης του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (Sa1, Sa2, Sa3, Sa4), της φάσης A του SDCSMI, διαμορφωμένες κατά SPWM (απεικόνιση μιας περιόδου) [$F_{nc}=45$, $M_f=0.8$].



Σχήμα 5.3.3.3(β) Κομματομορφές προσομοίωσης παλμών έναυσης του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (Sa3, Sa4, Sa5, Sa6) της φάσης A του SDCSMI, διαμορφωμένες κατά SPWM (απεικόνιση μιας περιόδου) [$F_{nc}=45$, $M_f=0.8$].

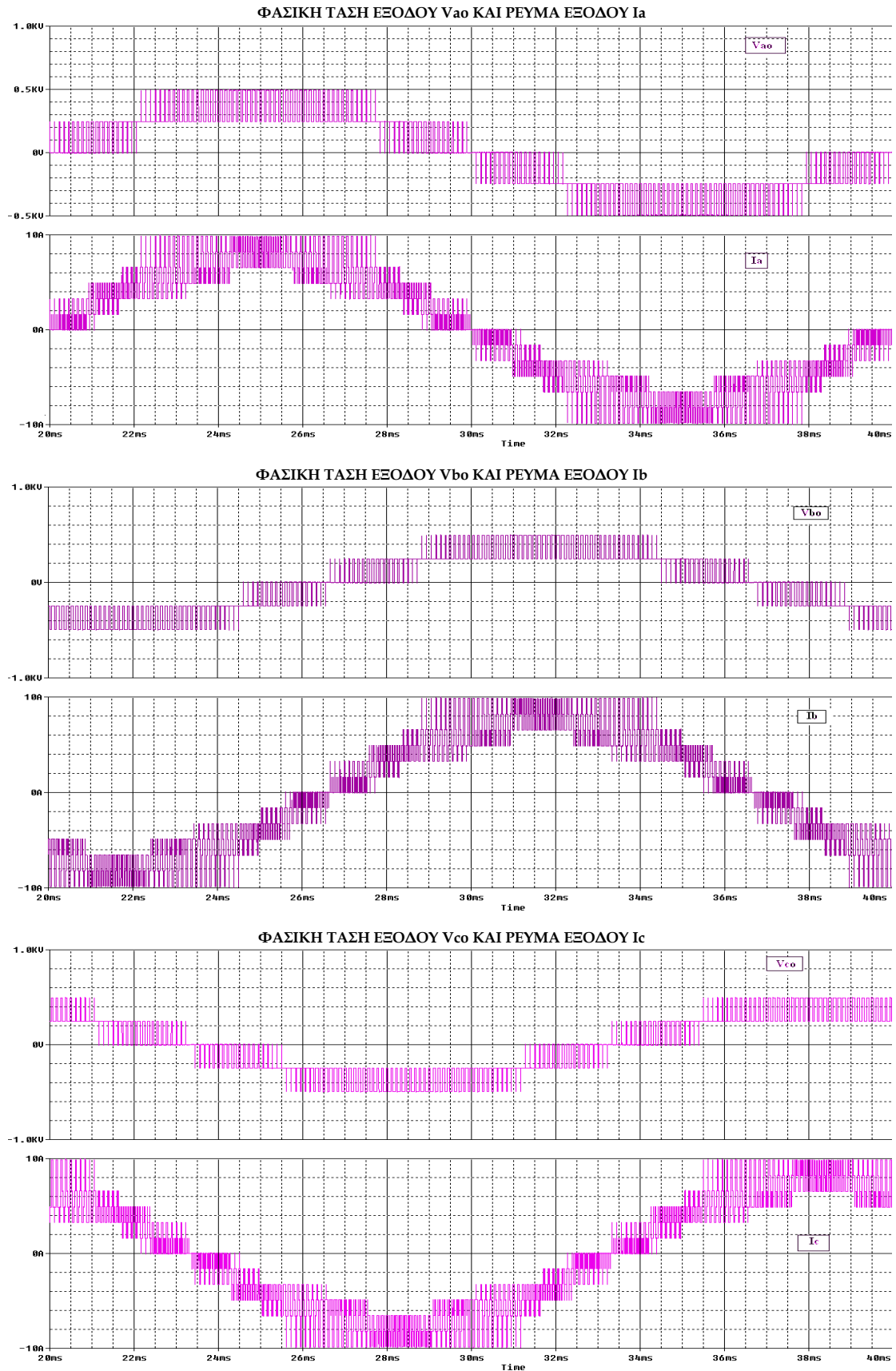
5.3.3.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ SDCSMI ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στην παράγραφο αυτή θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων για φορτίο καθαρά ωμικό (σχήμα 5.3.3.4). Η αντίσταση κάθε φάσης είναι ίση με 50Ω και είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους σε συνδεσμολογία αστέρα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και σχολιάζονται οι διάφορες κυματομορφές του αντιστροφέα.

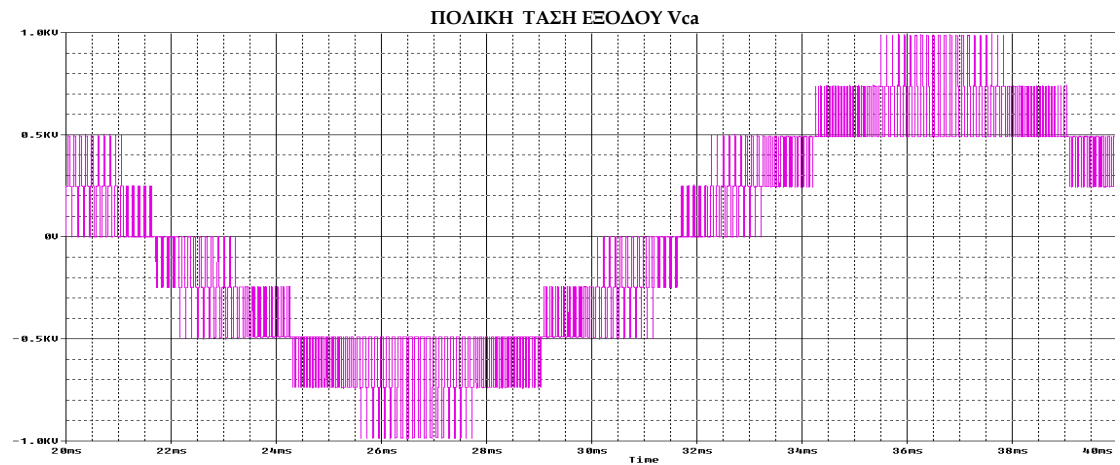
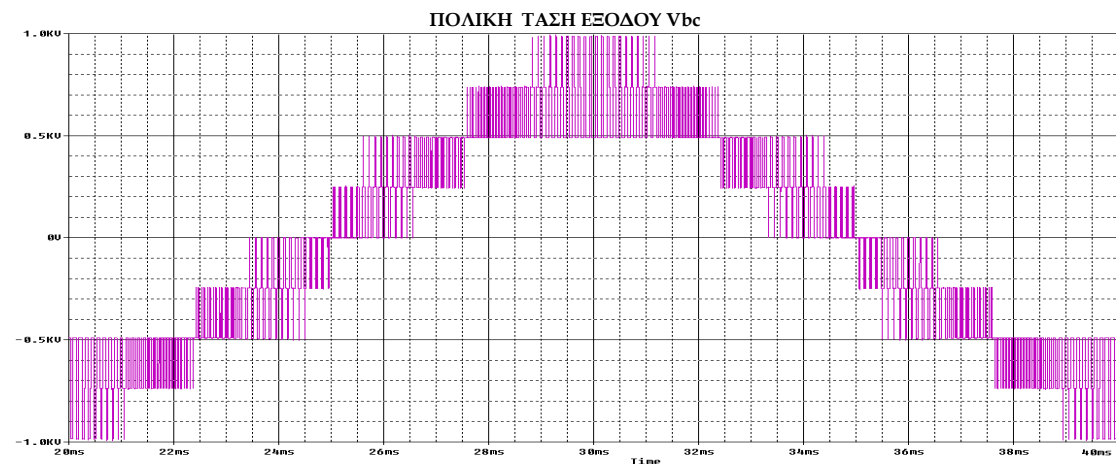
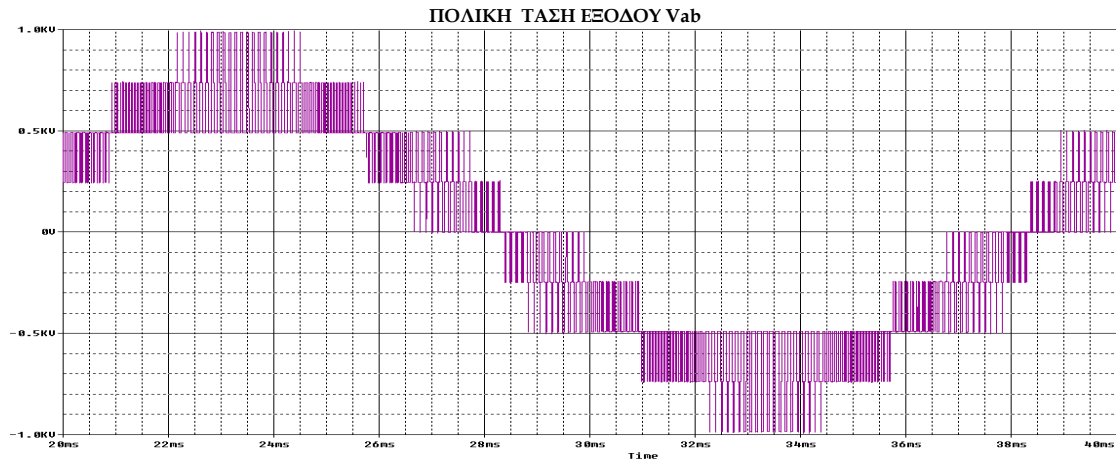


Σχήμα 5.3.3.4 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων με ωμικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα.

Στο σχήμα 5.3.3.5 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις V_{ao} , V_{bo} και V_{co} του αντιστροφέα SDCSMI, καθώς επίσης και τα αντίστοιχα ρεύματα εξόδου. Όπως παρατηρούμε, οι φασικές τάσεις είναι διαμορφωμένες κατά SPWM και παρουσιάζουν πέντε επίπεδα τάσεως, $\pm 250V$, $\pm 500V$, 0 . Επιπρόσθετα, στο σχήμα 5.3.3.6 παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} και V_{ca} , οι οποίες μάλιστα παρουσιάζουν εννέα επίπεδα τάσης, $\pm 250V$, $\pm 500V$, $\pm 750V$, $\pm 1kV$ και 0 .

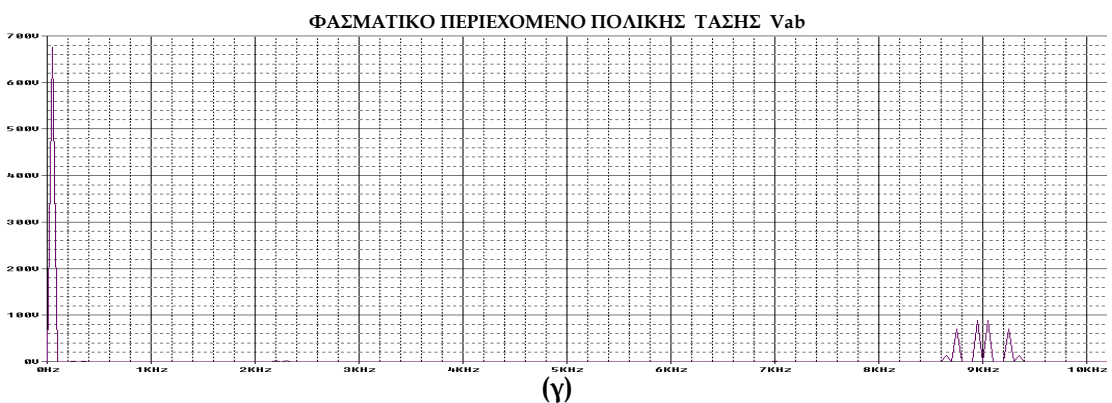
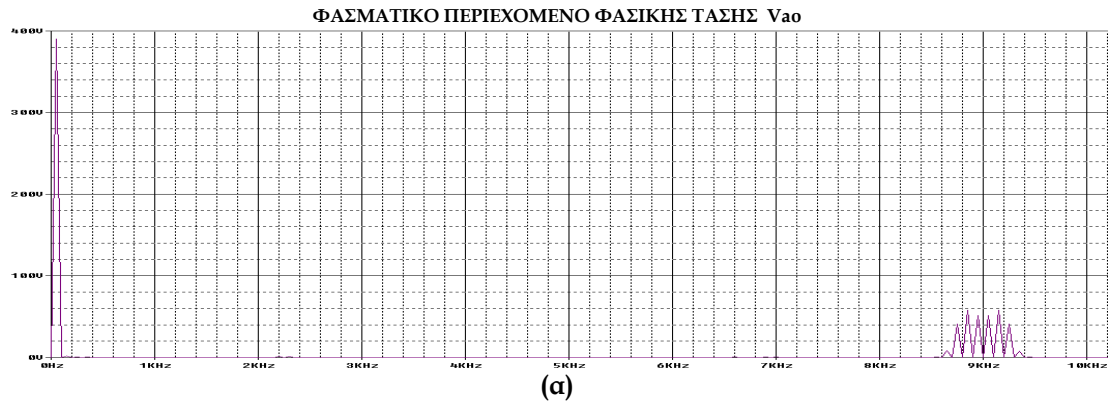


Σχήμα 5.3.3.5 Κυματομορφές φασικών τάσεων και ρευμάτων εξόδου 3Φ αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=1$]



Σχήμα 5.3.3.6 Κυματομορφές πολικών τάσεων εξόδου 3Φ αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

Αφού παρουσιάστηκαν συνοπτικά οι κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων με ωμικό φορτίο, μπορούμε να προχωρήσουμε σε μια βαθύτερη ανάλυση των κυματομορφών αυτών. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών για να εξάγουμε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, τα οποία θα μας επιτρέψουν να αποφανθούμε για την ποιότητα των κυματομορφών. Στο σχήμα 5.3.3.7 παρουσιάζονται το φασματικό περιεχόμενο των φασικών τάσεων V_{ao} και V_{bo} , καθώς επίσης και της πολικής τάσης V_{ab} .



Σχήμα 5.3.3.7 Φασματικό περιεχόμενο φασικών τάσεων εξόδου V_{ao} , V_{bo} και πολικής τάσης εξόδου V_{ab} 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=1$]

Από το σχήμα 5.3.3.7(α) παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκεται στη συχνότητα των 50 Hz, που είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς. Το πλάτος της είναι ίσο με $\hat{V}_{ao,1} = 392.182 \text{Volts}$, ενώ η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της, ως προς τη τάση του dc ζυγού, είναι ίση με 0.784. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δίνεται από τον τύπο $\hat{V}_{o,1} = M_f V_{DC}$. Παρατηρούμε ότι τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της φασικής τάσης εξόδου έχουν περιοριστεί συγκρινόμενα με τα αντίστοιχα του συμβατικού αντιστροφέα. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη συχνότητα των 8.75kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 41.694 Volts (=10.63% $\hat{V}_{o,1}$). Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=2sFnc-5$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.1063$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται στα 8.75kHz[=(2*2*45*50)-5Hz], 8.85kHz[=(2*2*45*50)-3Hz], 8.95kHz[=(2*2*45*50)-1Hz], 9.05kHz[=(2*2*45*50)+1Hz], 9.15kHz[=(2*2*45*50)+3Hz] κτλ. Επιπρόσθετα, όλες οι ανώτερες αρμονικές είναι περιττής τάξεως, κάτι το οποίο επιδιώξαμε επιλέγοντας ανηγμένη συχνότητα φορέα, F_{nc} , κατάλληλης τιμής. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το THD% της φασικής τάσης εισόδου ως ακολούθως:

$$THD_V \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{175}^2 + \hat{V}_{177}^2 + \hat{V}_{179}^2 + \hat{V}_{181}^2 + \hat{V}_{183}^2 + \hat{V}_{185}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD\% = 31.88\%$$

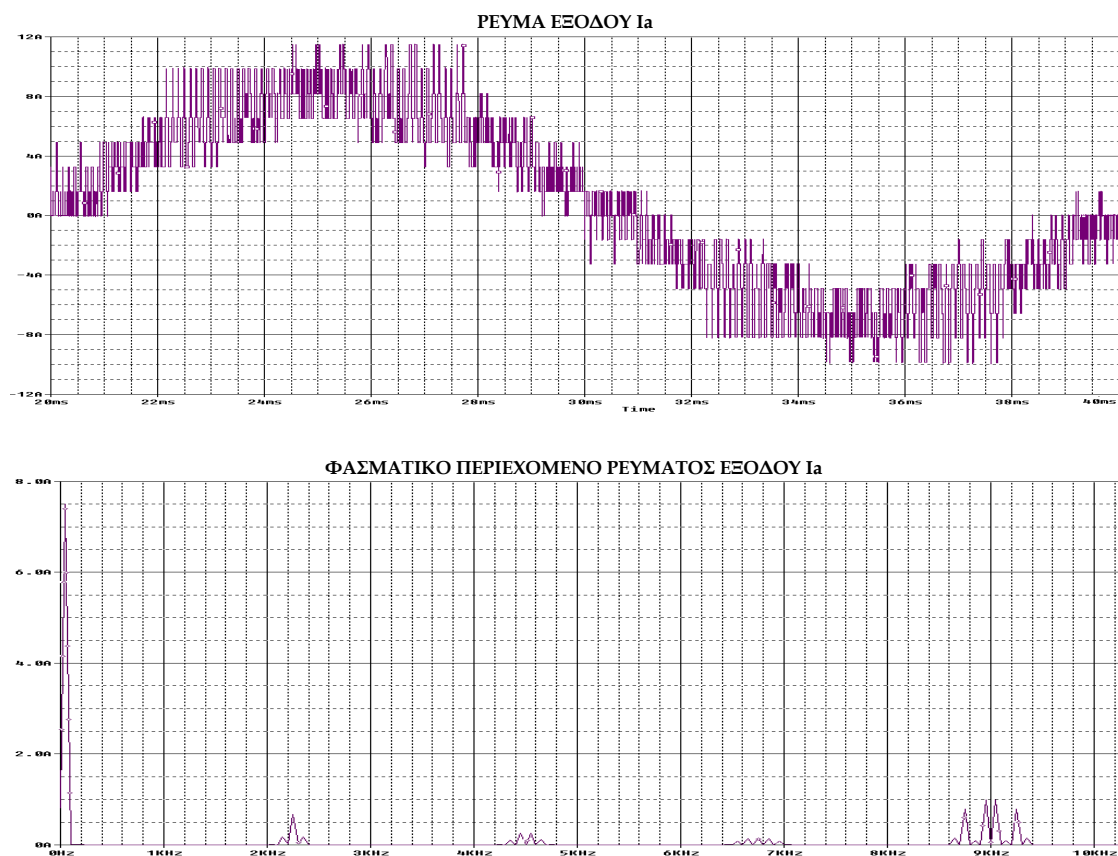
Όσον αφορά την πολική τάση εξόδου, παρατηρούμε ότι η βασική αρμονική είναι στα 50Hz. Βάσει της σχέσεως για τη φασική τάση εξόδου, το πλάτος της βασικής αρμονικής της πολικής τάσης θα πρέπει να δίνεται από τον τύπο: $\hat{V}_{ab,1}^* = \sqrt{3} \cdot M_f \cdot V_{dc} = \sqrt{3} \cdot 0.2 \cdot 500V = 692.82 \text{Volts}$. Σύμφωνα με το φάσμα της πολικής τάσης του σχήματος 5.3.3.7(γ), το πλάτος της βασικής αρμονικής είναι $\hat{V}_{ab,1} = 679.479 \text{Volts}$, δηλαδή υπάρχει μια απόκλιση της τάξης του 1.9% από την αναμενόμενη τιμή. Η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους, ως προς τη τάση του dc ζυγού είναι ίση με 1.359. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα των 8.75kHz (όπως και στη φασική τάση) και το πλάτος της είναι ίσο με 71.824Volts. Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=2sFnc-5$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.1057$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται σε συχνότητες 8.75kHz[=(2*2*45*50)-5Hz], 8.95kHz[=(2*2*45*50)-1Hz], 9.05kHz[=(2*2*45*50)+1Hz], 9.25kHz[=(2*2*45*50)+5Hz] κτλ., δηλαδή η πολική τάση παρουσιάζει

μόνο περιττής τάξεως αρμονικές. Συγκρίνοντας το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσεως με αυτό της φασικής τάσεως συμπεραίνουμε ότι το φάσμα της πολικής τάσεως προκύπτει από το αντίστοιχο της φασικής, αφαιρώντας μόνο τις τρίτες αρμονικές. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_V\%$ της πολικής τάσης εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_V \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{175}^2 + \hat{V}_{179}^2 + \hat{V}_{181}^2 + \hat{V}_{185}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD\% = 21.98\%$$

Στο σχήμα 5.3.3.8 παρουσιάζονται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_a καθώς επίσης και το φασματικό περιεχόμενό του.



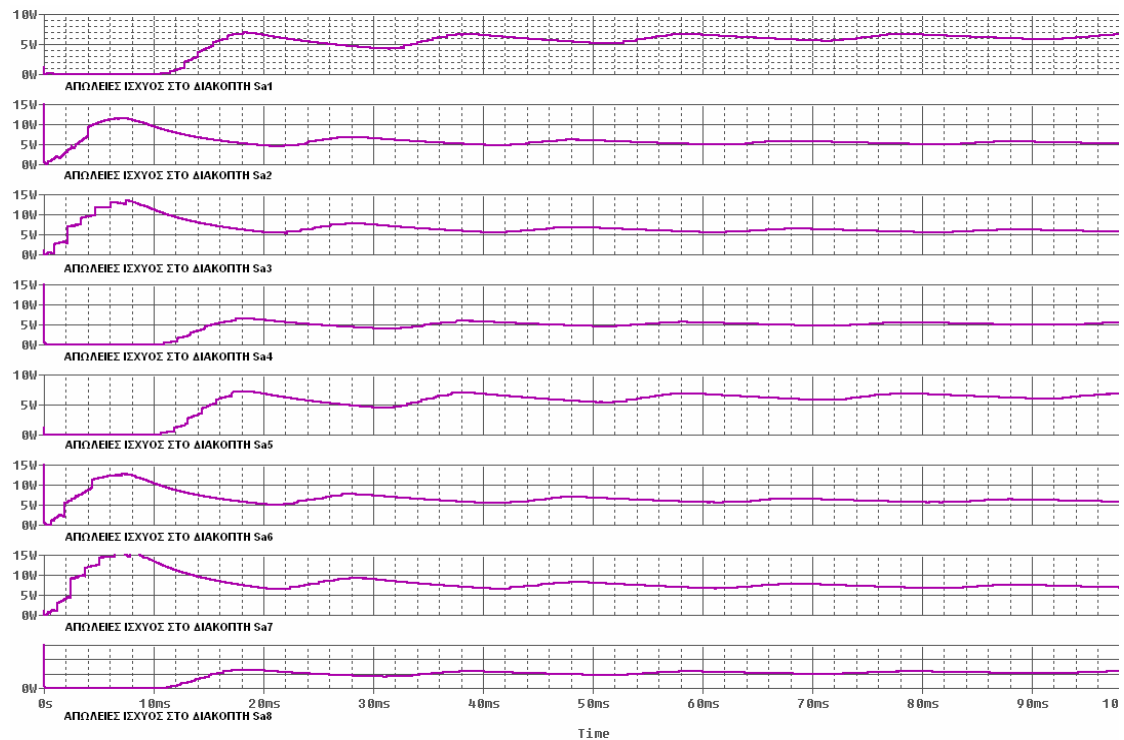
Σχήμα 5.3.3.8 Κυματομορφή και φασματικό περιεχόμενο ρεύματος εξόδου I_a του 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

Από το σχήμα 5.3.3.8 βρίσκουμε ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου είναι 7.504A, ενώ το πλάτος της κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας είναι 672.566mA. Επομένως η κανονικοποιημένη τιμή

του πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας ως προς τη θεμελιώδη είναι ίση με 0.0896. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_1\%$ του ρεύματος εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_1\% = 25,9\%$$

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις διακοπτικές απώλειες που έχουμε στα ημιαγωγά στοιχεία. Στο σχήμα 5.3.3.9 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος όλων των ημιαγωγικών διακοπών της φάσης A του αντιστροφέα SDCSMI.

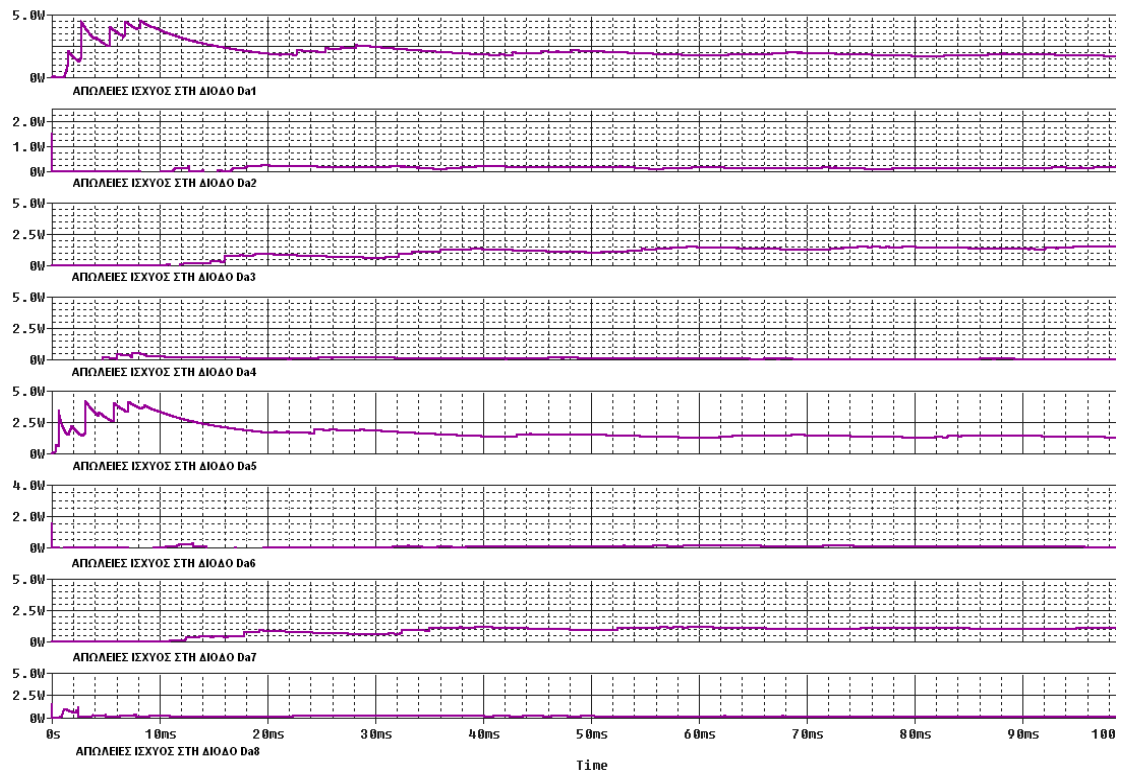


Σχήμα 5.3.3.9 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες της φάσης A του αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$].

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3.3.9, οι απώλειες ισχύος πάνω στους διακόπτες είναι ίδιες. Αυτό σημαίνει ότι σε κάθε περίοδο όλοι οι διακόπτες λειτουργούν για ίσο χρονικό διάστημα και επομένως καταπονούνται το ίδιο. Οι απώλειες κάθε διακόπτη είναι περίπου ίσες με 5.3Watt. Λόγω συμμετρίας των τριών φάσεων, οι απώλειες των διακοπών στις φάσεις B και C θα είναι ίδιες με αυτές της φάσης A. Άρα, οι συνολικές απώλειες των διακοπών ενός τριφασικού SDCSMI πέντε επιπέδων θα είναι:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} = \sum_{\substack{i=a,b,c \\ j=1,2,\dots,8}} P_{Sij} = 5.3 * 24 = 127.2Watt$$

Στο σχήμα 5.3.3.10 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων της φάσης A του SDCSMI



Σχήμα 5.3.3.10 Απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων DEan (όπου $n=1,2,\dots$) της φάσης A του 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$]

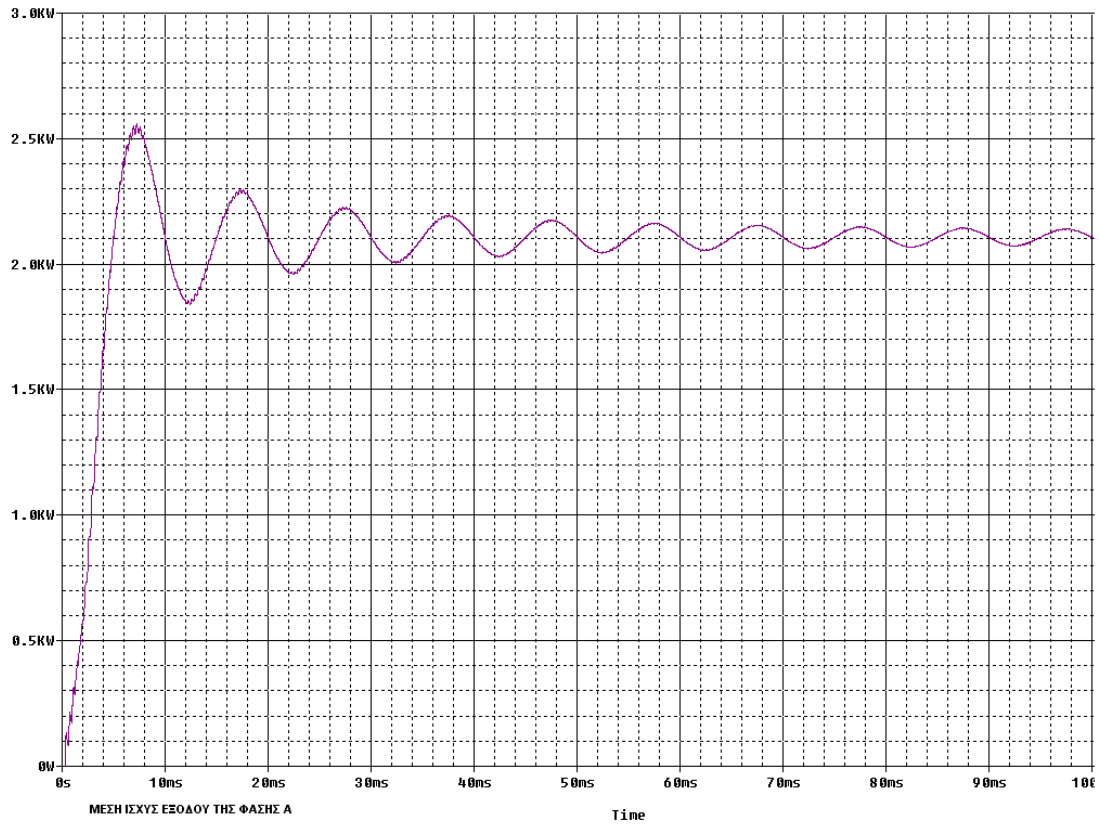
Από το σχήμα 5.3.3.10 παρατηρούμε ότι οι απώλειες ισχύος των διόδων δεν είναι ομοιόμορφες. Οι διόδοι, που είναι τοποθετημένες παράλληλα στα «άνω» IGBT's κάθε μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, παρουσιάζουν μια κατανάλωση ισχύος περίπου ίση με 1.5Watt. Αντίθετα, οι διόδοι, που είναι τοποθετημένες παράλληλα στα «κάτω» IGBT's κάθε μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, παρουσιάζουν ελάχιστη κατανάλωση ισχύος. Επομένως, οι συνολικές τριφασικές απώλειες ισχύος στις αντιπαράλληλες διόδους θα είναι ίσες με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ANT.ΔΙΟΔΩΝ} = 12 * 1.5Watt + 12 * 0Watt = 18Watt$$

Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, οι συνολικές τριφασικές απώλειες ισχύος των ημιαγωγών στοιχείων του τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων, θα είναι ίσες με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = \bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} + \bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΟΔΩΝ} = 127.2Watt + 18Watt = 145.2Watt$$

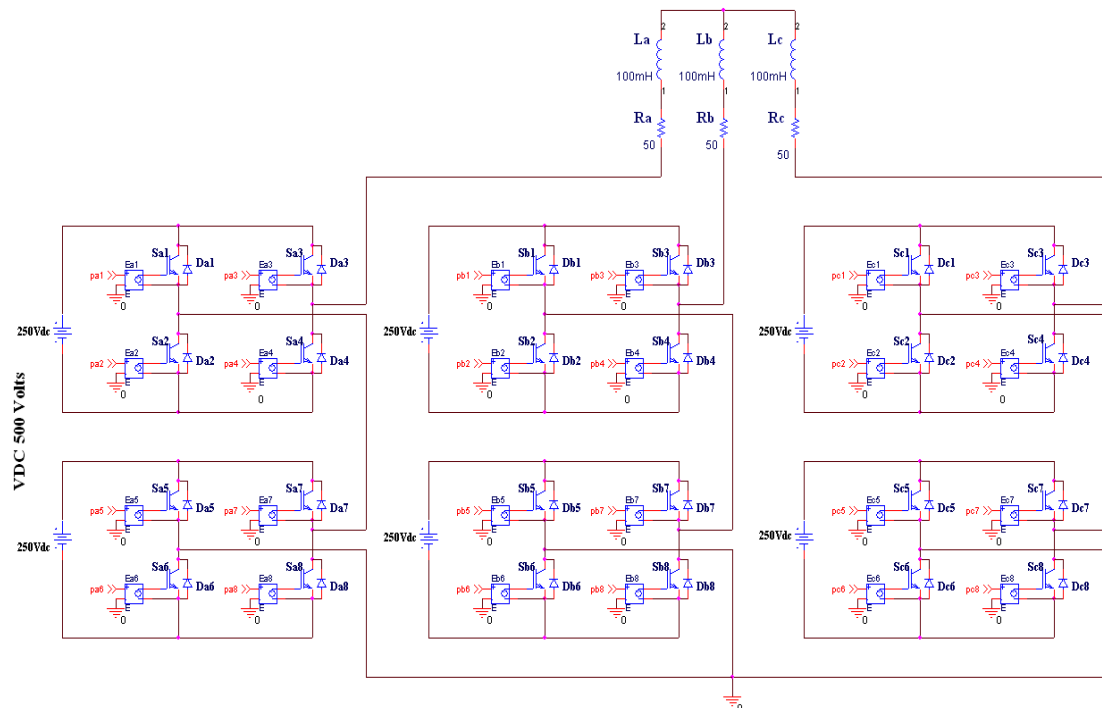
Στο σχήμα 5.3.3.11 παρουσιάζεται η μέση ισχύς εξόδου της φάσης Α του αντιστροφέα. Η μέση ισχύς εξόδου προκύπτει περίπου ίση με 2.1 kWatt.



Σχήμα 5.3.3.11 Μέση ισχύς εξόδου της φάσης Α του 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=1$].

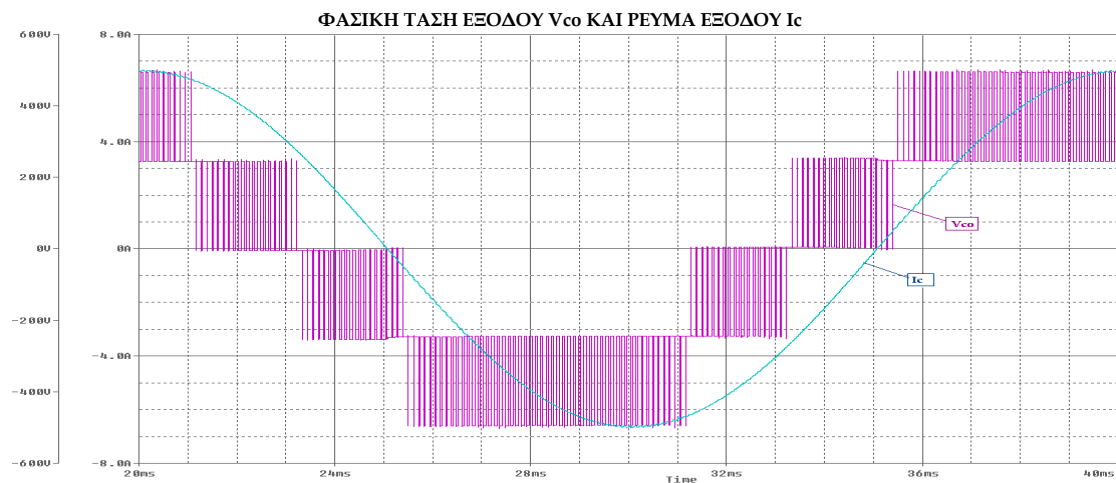
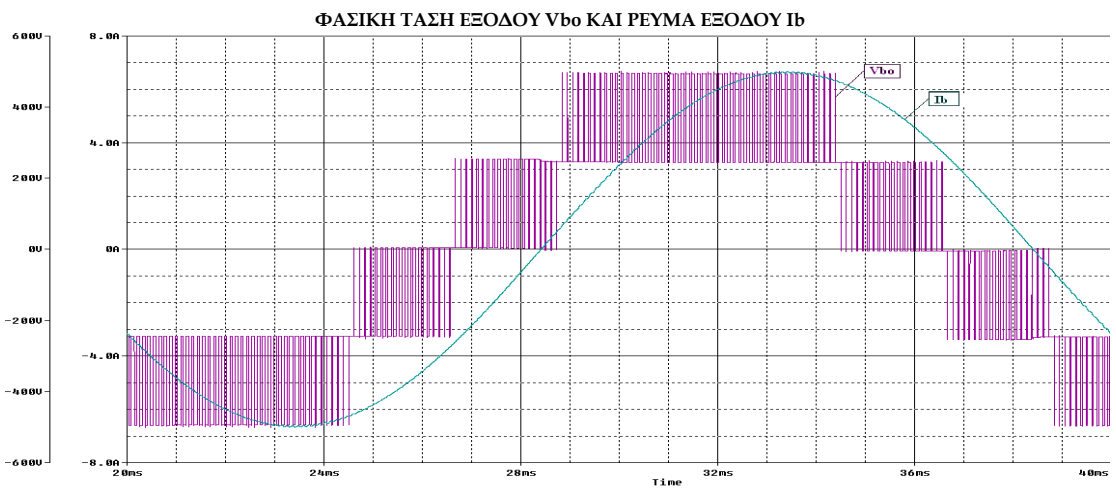
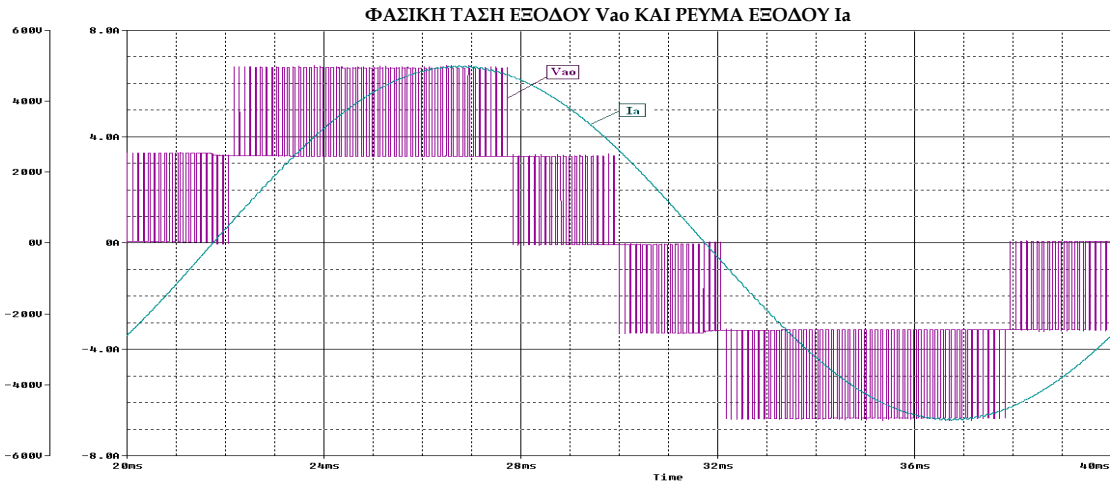
5.3.3.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 3-Φ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΕΝΤΕ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων για φορτίο ωμικό-επαγωγικό (σχήμα 5.3.3.12). Η αντίσταση και η επαγωγή κάθε φάσης είναι ίση με 50Ω και 100mH , αντίστοιχα. Οι σύνθετες αντιστάσεις των τριών φάσεων είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους σε συνδεσμολογία αστέρα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και σχολιάζονται οι διάφορες κυματομορφές του αντιστροφέα.

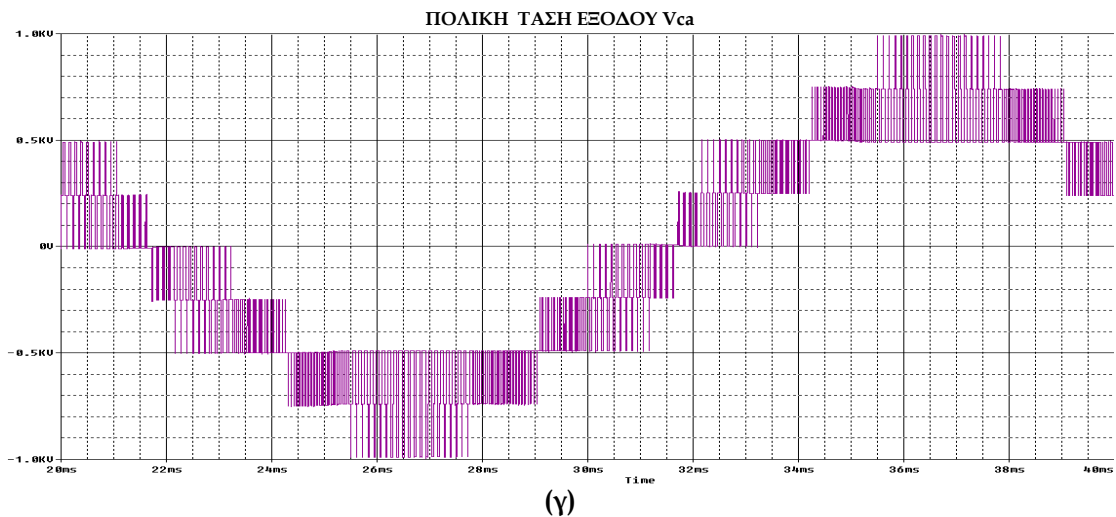
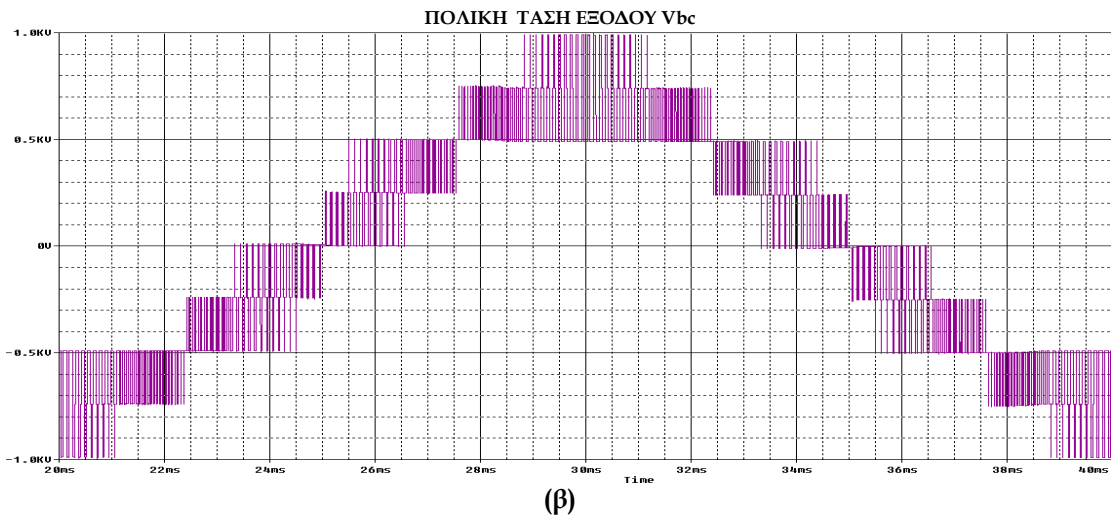
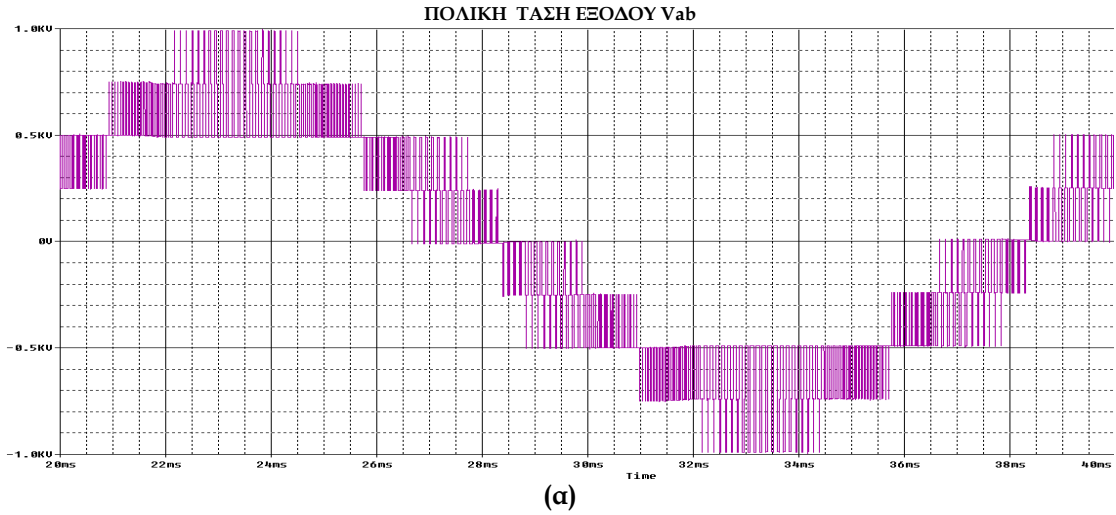


Σχήμα 5.3.3.12 Κύκλωμα προσομοίωσης 3-Φ αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα.

Στο σχήμα 5.3.3.13 παρουσιάζονται οι φασικές τάσεις V_{ao} , V_{bo} και V_{co} του αντιστροφέα SDCSMI, καθώς επίσης και τα αντίστοιχα ρεύματα εξόδου. Όπως παρατηρούμε, οι φασικές τάσεις είναι διαμορφωμένες κατά SPWM και παρουσιάζουν πέντε επίπεδα τάσεως, $\pm 250\text{V}$, $\pm 500\text{V}$, 0 . Επιπρόσθετα, στο σχήμα 5.3.3.14 παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα V_{ab} , V_{bc} και V_{ca} , οι οποίες μάλιστα παρουσιάζουν εννέα επίπεδα τάσης, $\pm 250\text{V}$, $\pm 500\text{V}$, $\pm 750\text{V}$, $\pm 1\text{kV}$ και 0 .

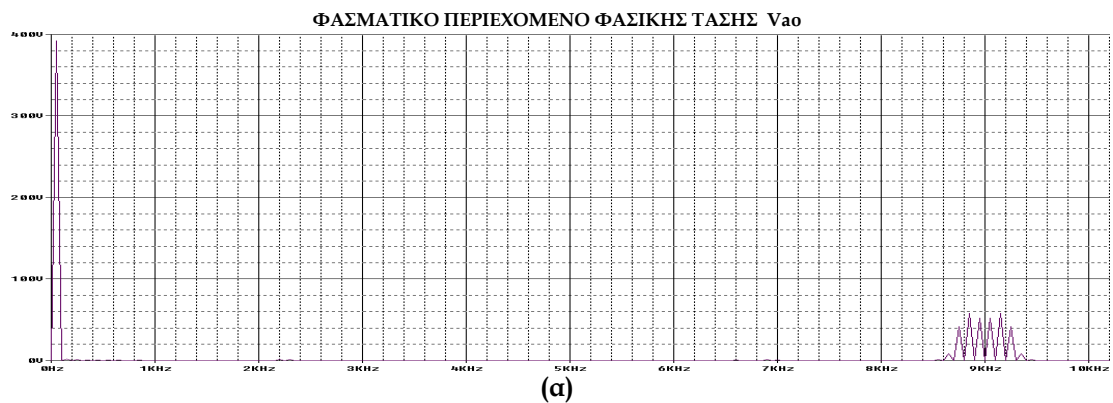


Σχήμα 5.3.13 Κυματομορφές φασικών τάσεων και ρευμάτων εξόδου 3Φ αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM. [V_{dc}=500V, M_f=0.8, F_{nc}=45, cosφ=0.85]



Σχήμα 5.3.3.14 Κυματομορφές πολικών τάσεων εξόδου 3Φ αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων, διαμορφωμένες κατά SPWM.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$]

Αφού παρουσιάστηκαν συνοπτικά οι κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο, μπορούμε να προχωρήσουμε σε μια βαθύτερη ανάλυση των κυματομορφών αυτών. Συγκεκριμένα, θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών για να εξάγουμε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, τα οποία θα μας επιτρέψουν να αποφανθούμε για την ποιότητα των κυματομορφών. Στο σχήμα 5.3.3.15 παρουσιάζονται το φασματικό περιεχόμενο των φασικών τάσεων V_{ao} και V_{bo} , καθώς επίσης και της πολικής τάσης V_{ab} .



Σχήμα 5.3.3.15 Φασματικό περιεχόμενο φασικών τάσεων εξόδου V_{ao} , V_{bo} και πολικής τάσης εξόδου V_{ab} 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων.

$$[V_{dc}=500V, M_f=0.8, F_{nc}=45, \cos\varphi=0.85]$$

Από το σχήμα 5.3.3.15(α) παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκεται στη συχνότητα των 50 Hz, που είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς. Το πλάτος της είναι ίσο με $\hat{V}_{ao,1} = 392.182\text{Volts}$, ενώ η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της, ως προς τη τάση του dc ζυγού, είναι ίση με 0.784. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δίνεται από τον τύπο $\hat{V}_{o,1} = M_f V_{DC}$. Παρατηρούμε ότι τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της φασικής τάσης εξόδου έχουν περιοριστεί συγκρινόμενα με τα αντίστοιχα του συμβατικού αντιστροφέα. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη συχνότητα των 8.75kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 41.694 Volts (=10,63% $\hat{V}_{o,1}$). Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=2sFnc-5$, όπου s ο αριθμός των ανεξάρτητων αντιστροφών πλήρους γέφυρας ανά φάση, και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.1063$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται στα 8.75kHz[=(2*2*45*50)-5Hz], 8.85kHz[=(2*2*45*50)-3Hz], 8.95kHz[=(2*2*45*50)-1Hz], 9.05kHz[=(2*2*45*50)+1Hz], 9.15kHz[=(2*2*45*50)+3Hz] κτλ. Επιπρόσθετα, όλες οι ανώτερες αρμονικές είναι περιττής τάξεως, κάτι το οποίο επιδιώξαμε επιλέγοντας ανηγμένη συχνότητα φορέα Fnc κατάλληλης τιμής. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το THD% της φασικής τάσης εισόδου ως ακολούθως:

$$THD_V \% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{175}^2 + \hat{V}_{177}^2 + \hat{V}_{179}^2 + \hat{V}_{181}^2 + \hat{V}_{183}^2 + \hat{V}_{185}^2}}{\hat{V}_{o,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD\% = 31.88\%$$

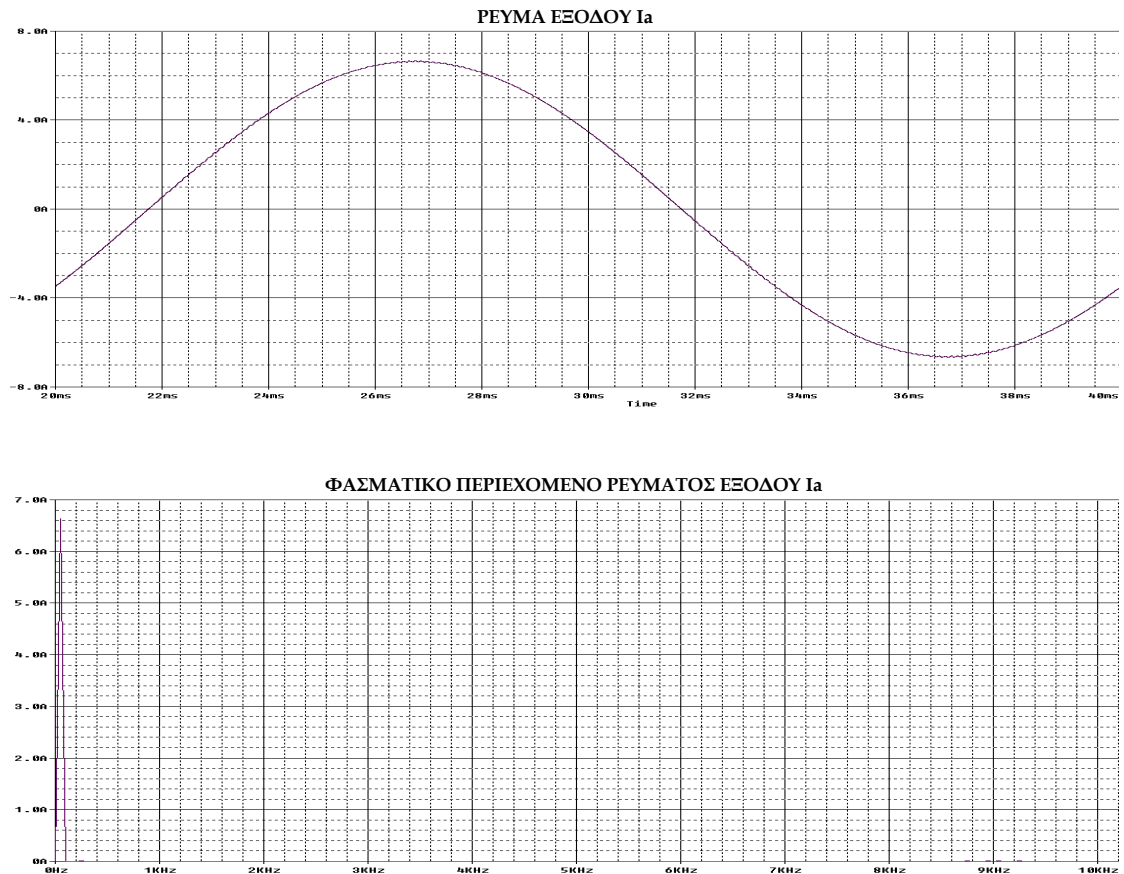
Όσον αφορά την πολική τάση εξόδου, παρατηρούμε ότι η βασική αρμονική είναι στα 50Hz. Βάσει της σχέσεως για τη φασική τάση εξόδου, το πλάτος της βασικής αρμονικής της πολικής τάσης θα πρέπει να δίνεται από τον τύπο: $\hat{V}_{ab,1}^* = \sqrt{3} \cdot M_f \cdot V_{dc} = \sqrt{3} \cdot 0.2 \cdot 1000V = 692.82\text{Volts}$. Σύμφωνα με το φάσμα της πολικής τάσης του σχήματος 5.3.3.15(γ), το πλάτος της βασικής αρμονικής είναι $\hat{V}_{ab,1} = 679.479\text{ Volts}$, δηλαδή υπάρχει μια απόκλιση της τάξης του 1.9% με τη θεωρητική τιμή. Συνεπώς, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης είναι εναρμονισμένα με τη θεωρία. Η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους, ως προς τη τάση του dc ζυγού είναι ίση με 1.359. Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα των 8.75kHz (όπως και στη φασική τάση) και το πλάτος της είναι ίσο με 71.824Volts. Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της πολικής τάσης εξόδου είναι τάξεως $d=2sFnc-5$ και έχει κανονικοποιημένη τιμή πλάτους ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ίση με $A_d=0.1057$. Όσον αφορά τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης εξόδου παρατηρούμε ότι συναντώνται σε

συχνοτήτες $8.75\text{kHz}[(2 \cdot 2 \cdot 45 \cdot 50) - 5\text{Hz}]$, $8.95\text{kHz}[(2 \cdot 2 \cdot 45 \cdot 50) - 1\text{Hz}]$, $9.05\text{kHz}[(2 \cdot 2 \cdot 45 \cdot 50) + 1\text{Hz}]$, $9.25\text{kHz}[(2 \cdot 2 \cdot 45 \cdot 50) + 5\text{Hz}]$ κτλ., δηλαδή η πολική τάση παρουσιάζει μόνο περιττής τάξεως αρμονικές. Συγκρίνοντας το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσεως με αυτό της φασικής τάσεως συμπεραίνουμε ότι το φάσμα της πολικής τάσεως προκύπτει από το αντίστοιχο της φασικής, αφαιρώντας μόνο τις τρίτες αρμονικές. Επιλέγοντας ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ανώτερων αρμονικών συνιστωσών, μπορούμε να υπολογίσουμε το $THD_V\%$ της πολικής τάσης εξόδου ως ακολούθως:

$$THD_V\% = \frac{\sqrt{\hat{V}_{175}^2 + \hat{V}_{179}^2 + \hat{V}_{181}^2 + \hat{V}_{185}^2}}{\hat{V}_{0,1}} \cdot 100\% \Rightarrow$$

$$THD\% = 21.98\%$$

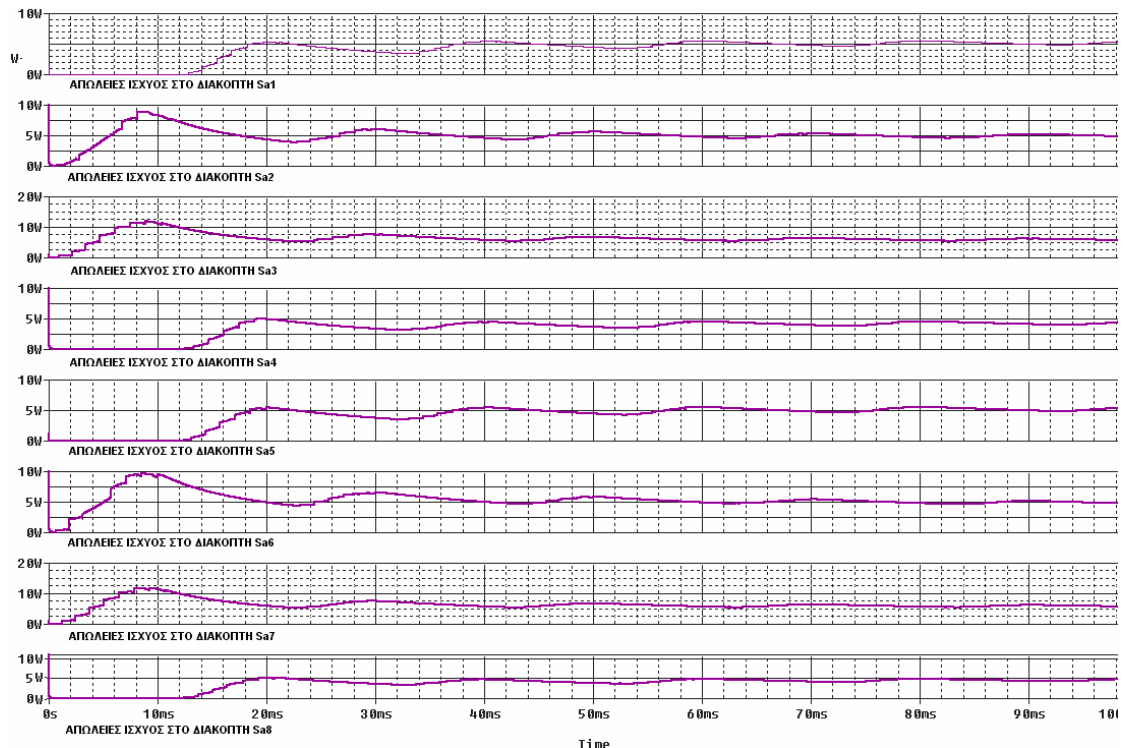
Στο σχήμα 5.3.3.16 παρουσιάζονται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_a καθώς επίσης και το φασματικό περιεχόμενό του.



Σχήμα 5.3.3.16 Κυματομορφή και φασματικό περιεχόμενο ρεύματος εξόδου I_a του 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=500\text{V}$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$]

Από το σχήμα 5.3.3.16 βρίσκουμε ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου είναι 6.635A. Επιπρόσθετα παρατηρούμε ότι η κυματομορφή του ρεύματος είναι ένα ημίτονο, γι' αυτό και στο φασματικό του περιεχόμενο δεν παρατηρούμε ανώτερες αρμονικές. Συγκρίνοντας το φασματικό περιεχόμενο του ρεύματος εξόδου του συμβατικού αντιστροφέα με το αντίστοιχο του αντιστροφέα SDCSMI, για ωμικό-επαγωγικό φορτίο, διαπιστώνουμε ότι το ρεύμα στη δεύτερη περίπτωση έχει βελτιωθεί σε αρκετά μεγάλο βαθμό.

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις διακοπτικές απώλειες που έχουμε στα ημιαγωγά στοιχεία. Στο σχήμα 5.3.3.17 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος όλων των ημιαγωγικών διακοπών της φάσης A του αντιστροφέα.

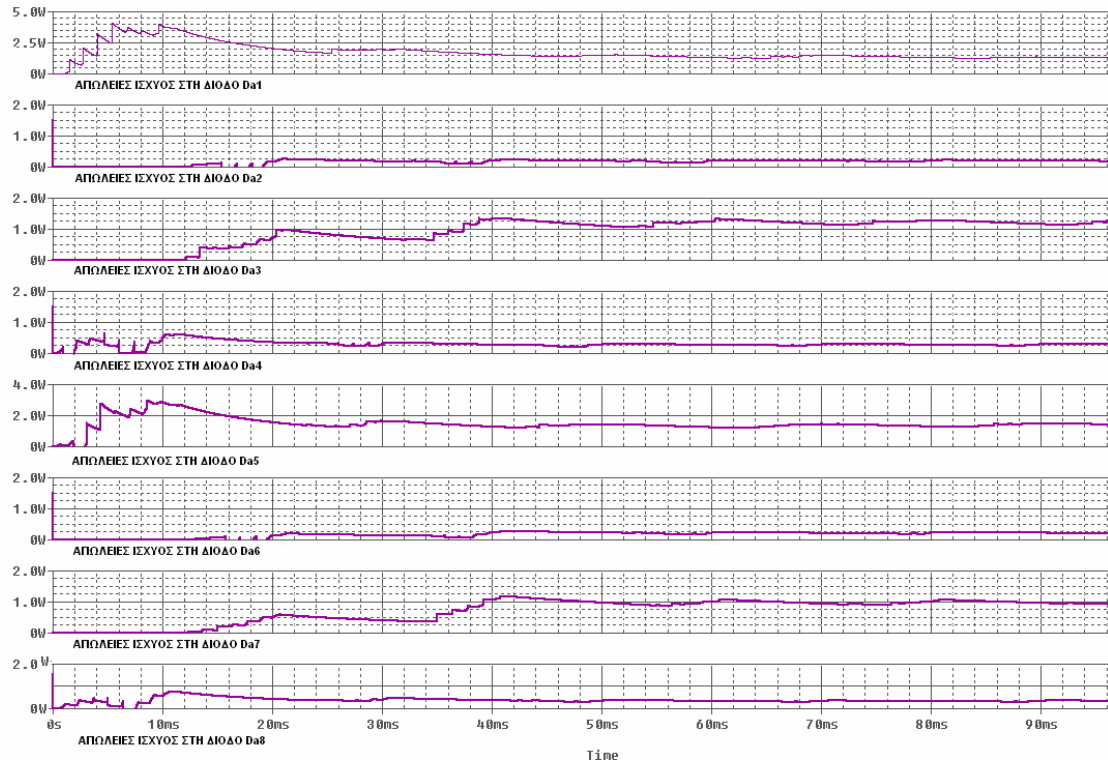


Σχήμα 5.3.3.17 Απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες του 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων $[V_{dc}=500V, M_f=0.8, F_{nc}=45, \cos\phi=0.85]$.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3.3.17, οι απώλειες ισχύος πάνω στους διακόπτες είναι ίδιες. Αυτό σημαίνει ότι σε κάθε περίοδο όλοι οι διακόπτες λειτουργούν για ίσο χρονικό διάστημα και επομένως καταπονούνται το ίδιο. Οι απώλειες κάθε διακόπτη είναι περίπου ίσες με 5Watt. Λόγω συμμετρίας των τριών φάσεων, οι απώλειες των διακοπών στις φάσεις B και C θα είναι ίδιες με αυτές της φάσης A. Άρα, οι συνολικές απώλειες των διακοπών ενός τριφασικού αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων θα είναι:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} = \sum_{\substack{i=a,b,c \\ j=1,2,\dots,8}} P_{Sij} = 5 * 24 = 120Watt$$

Στο σχήμα 5.3.3.18 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων της φάσης Α του αντιστροφέα SDCSMI.



Σχήμα 5.3.3.18 Απώλειες ισχύος στις διόδους D_{an} (όπου $n=1,2,\dots$) του 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων.
[$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\varphi=0.85$]

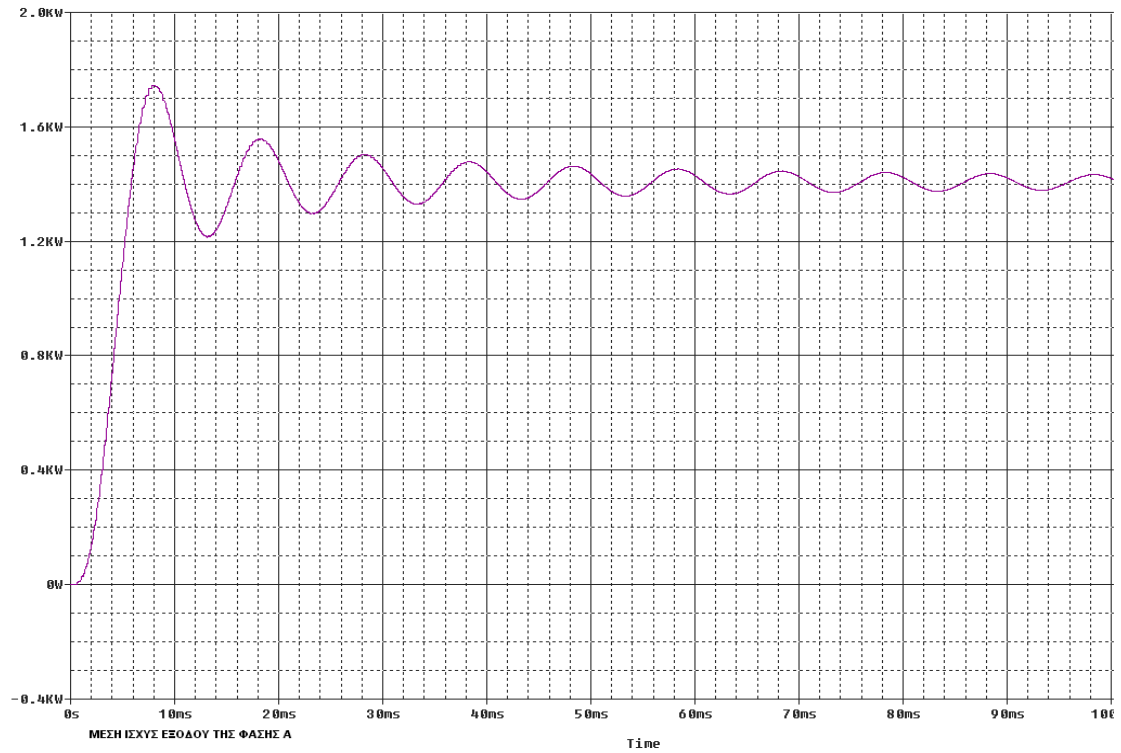
Από το σχήμα 5.3.3.18 παρατηρούμε ότι οι απώλειες ισχύος των διόδων δεν είναι ομοιόμορφες. Οι διόδοι, που είναι τοποθετημένες παράλληλα στα «άνω» IGBT's κάθε μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, παρουσιάζουν μια κατανάλωση ισχύος περίπου ίση με 1Watt. Αντίθετα, οι διόδοι που είναι τοποθετημένες παράλληλα στα «κάτω» IGBT's κάθε μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, παρουσιάζουν μικρή κατανάλωση ισχύος, 0.25Watt. Επομένως, οι τριφασικές απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων θα είναι ίσες με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ANT.ΔΙΟΔΩΝ} = 12 * 1 + 12 * 0.25 = 15Watt$$

Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, οι συνολικές απώλειες ισχύος που οφείλονται στα ημιαγωγικά στοιχεία θα είναι ίσες με:

$$\bar{P}_{3-\Phi_ΑΠΩΛΕΙΩΝ} = \bar{P}_{3-\Phi_ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ} + \bar{P}_{3-\Phi_ANT.ΔΙΟΔΩΝ} = 120Watt + 15Watt = 135Watt$$

Στο σχήμα 5.3.3.19 παρουσιάζεται η μέση ισχύς εξόδου της φάσης Α του αντιστροφέα SDCSMI. Η μέση ισχύς εξόδου προκύπτει περίπου ίση με 1.4kWatt.



Σχήμα 5.3.3.19 Μέση ισχύς εξόδου της φάσης Α του 3Φ αντιστροφέα SDCSMI, πέντε επιπέδων [$V_{dc}=500V$, $M_f=0.8$, $F_{nc}=45$, $\cos\phi=0.85$].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που παρουσιάζουν οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων εν συγκρίσει με τον συμβατικό αντιστροφέα δύο επιπέδων. Οι παράμετροι πάνω στις οποίες θα βασιστεί η σύγκριση, για την εξαγωγή συμπερασμάτων, παρουσιάζονται συνοπτικά παρακάτω:

- Αριθμός ημιαγωγών στοιχείων που απαιτούνται για την υλοποίηση της εκάστοτε τοπολογίας και συνολικό κόστος.
- Πολυπλοκότητα κυκλώματος ελέγχου έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών.
- DC τάση εισόδου
- Αρμονικό περιεχόμενο τάσεων (φασικής και πολικής):
 - Ανηγμένο πλάτος θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας.
 - Τάξη κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας.
 - Ανηγμένο πλάτος ανώτερης αρμονικής.
 - THD%.
- Απώλειες ισχύος των ημιαγωγικών διακοπών.
- Διακοπτική συχνότητα.
- Μη ισοκατανομή της τάσεως των πυκνωτών.
- Πεδίο εφαρμογών.

6.2 ΑΡΙΘΜΟΣ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΑΙ ΚΟΣΤΟΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ

Στην ενότητα αυτή θα συγκριθούν οι διάφοροι τύποι αντιστροφών, με κριτήριο τον αριθμό των ημιαγωγών στοιχείων που απαιτούνται για την υλοποίηση της εκάστοτε τοπολογίας καθώς επίσης και το κόστος κατασκευής. Όσον αφορά τον αριθμό των ημιαγωγών στοιχείων, IGBT's, δίοδοι και πυκνωτές συνυπολογίζονται. Οι περισσότεροι τύποι IGBT's που υπάρχουν στο εμπόριο έχουν ενσωματωμένη τη δίοδο ελεύθερης διέλευσης, οπότε δεν χρειάζεται η τοποθέτηση επιπρόσθετων αντιπαράλληλων διόδων. Ως εκ τούτου, από εδώ και πέρα όταν γίνεται αναφορά στον αριθμό των ημιαγωγικών διακοπών θα υπονοείται ότι αυτοί έχουν ενσωματωμένες και τις διόδους ελεύθερης διέλευσης. Ως εκ τούτου, στον αριθμός των διόδων λαμβάνονται υπόψη μόνο οι «clamping diodes».

Στο κεφάλαιο 2 αναλύθηκε η τοπολογία του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων (σχ. 2.2.1). Ξεκινώντας από το DC μέρος της τοπολογίας αυτής παρατηρούμε ότι είναι απαραίτητη η χρήση δύο ηλεκτρολυτικών πυκνωτών, για τη δημιουργία του σημείου αναφοράς του κυκλώματος. Επίσης, για τη λειτουργία του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα απαιτούνται, συνολικά, 6 ημιαγωγικοί διακόπτες (2 ανά φάση) – με τις αντίστοιχες αντιπαράλληλες διόδους. Κανένα άλλο ημιαγωγό στοιχείο, πυκνωτές ή δίοδοι, δεν απαιτείται σε έναν συμβατικό αντιστροφέα. Ο μικρός αριθμός ημιαγωγών στοιχείων, είναι ένα από τα πλεονεκτήματα του συμβατικού αντιστροφέα, μιας και το κόστος υλοποίησής του θα είναι μικρό.

Αντίθετα με τον συμβατικό αντιστροφέα, στους πολυεπίπεδους αντιστροφείς ο αριθμός των ημιαγωγών στοιχείων είναι αυξημένος. Αναλυτικότερα, στον τριφασικό αντιστροφέα NPDCMI, όσον αφορά το DC μέρος του, ο αριθμός των πυκνωτών εξαρτάται από τα επίπεδα τάσεως της φασικής τάσης εξόδου (σχέση 3.2). Έτσι αν m είναι τα επιθυμητά επίπεδα τάσεως, τότε απαιτούνται $(m-1)$ πυκνωτές στο DC ζυγό. Όσον αφορά τους ημιαγωγικούς διακόπτες, ο αριθμός τους εξαρτάται και αυτός από τα επίπεδα τάσεως, βάσει της σχέσεως $N_{\text{διακοπών}} = 2*(m-1)$ ανά φάση. Τέλος, στον αντιστροφέα NPDCMI είναι απαραίτητη η χρήση επιπλέον διόδων («clamping diodes») για την μεταφορά των επιμέρους επιπέδων τάσεων στην έξοδο. Ο αριθμός τους είναι άμεση συνάρτηση των επιπέδων τάσεως και δίνεται από τη σχέση $N_{\text{διόδων}} = (m-1) \times (m-2)$ ανά φάση.

Στον τριφασικό αντιστροφέα FCMI, το DC μέρος του είναι ίδιο με αυτό του NPDCMI. Ως εκ τούτου, απαιτούνται $(m-1)$ πυκνωτές στο DC ζυγό. Όσον αφορά τους ημιαγωγικούς διακόπτες, ο αριθμός τους είναι άμεση συνάρτηση των επιπέδων τάσης και δίνεται από τον τύπο $N_{\text{διακοπών}} = 2*(m-1)$ ανά φάση. Τέλος, στον αντιστροφέα FCMI είναι απαραίτητη η χρήση επιπλέον πυκνωτών για τη μεταφορά των επιμέρους επιπέδων τάσεως στην έξοδο. Ο αριθμός τους εξαρτάται από τα επίπεδα τάσεως και δίνεται από τη σχέση $N_{\text{πυκνωτών}} = (m-1) \times (m-2)/2$ ανά φάση.

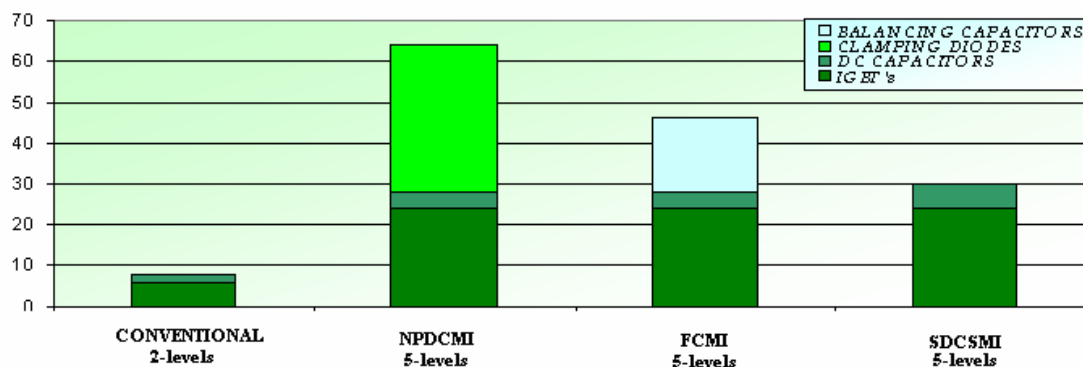
Στον τριφασικό αντιστροφή SDCSMI, ο αριθμός των πυκνωτών που απαιτούνται στο DC μέρος εξαρτάται από τον αριθμό των επιπέδων τάσεως. Έτσι αν m είναι τα επιθυμητά επίπεδα τάσεως, τότε απαιτούνται $(m-1)/2$ πυκνωτές στο DC ζυγό. Όσον αφορά τους ημιαγωγικούς διακόπτες, ο αριθμός τους είναι άμεση συνάρτηση των επιπέδων τάσης και του αριθμού των μονοφασικών αντιστροφών πλήρους γέφυρας και δίνεται από τον τύπο $N_{\text{διακοπών}} = s*(m-1)$ ανά φάση.

Στο πίνακα 6.2.1 παρουσιάζονται τα ημιαγωγικά στοιχεία που απαιτούνται σε κάθε τοπολογία ανά φάση. Ο αριθμός των ημιαγωγών στοιχείων που απαιτούνται στους πολυεπίπεδους αντιστροφείς είναι άμεση συνάρτηση του αριθμού των επιπέδων της τάσεως, κάτι το οποίο είναι μεγάλο μειονέκτημα σε περιπτώσεις όπου επιθυμούμε μεγάλο αριθμό επιπέδων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να απαιτούνται περισσότερα ημιαγωγικά στοιχεία στους πολυεπίπεδους αντιστροφείς εν συγκρίσει με τον αντιστροφή δύο επιπέδων.

ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ	ΤΥΠΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ			
	ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ	NPDCMI	FCMI	SDCSMI
ΚΥΡΙΟΙ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ ΑΝΤΙΠΑΡΑΛΛΗΛΕΣ ΔΙΟΔΟΥΣ ΑΝΑ ΦΑΣΗ	2	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$s(m-1)$
“CLAMPING DIODES” ΑΝΑ ΦΑΣΗ	0	$(m-1)(m-2)$	0	0
ΠΥΚΝΩΤΕΣ DC ΖΥΓΟΥ	2	$(m-1)$	$(m-1)$	$3*(m-1)/2$
“BALANCING CAPACITORS” ΑΝΑ ΦΑΣΗ	0	0	$(m-1)(m-2)/2$	0

Πίνακας 6.2.1 Σύγκριση αριθμού ημιαγωγών στοιχείων ανά φάση για τους αντιστροφείς δύο ή περισσότερων επιπέδων.

Στο σχήμα 6.2.1 παρουσιάζεται ένα παράδειγμα σύγκρισης του αριθμού των ημιαγωγών στοιχείων που απαιτούνται στους αντιστροφείς δύο και πέντε επιπέδων.



Σχήμα 6.2.1 Σύγκριση αριθμού ημιαγωγών στοιχείων για τους 3Φ αντιστροφείς δύο και πέντε επιπέδων.

Ο αριθμός των ημιαγωγικών διακοπών στους αντιστροφείς πέντε επιπέδων είναι τριπλάσιος από αυτόν του συμβατικού αντιστροφέα. Όσον

αφορά τους dc πυκνωτές, ο αντιστροφέας SDCSMI απαιτεί τους περισσότερους, πράγμα το οποίο οφείλεται στην ανάγκη ύπαρξης απομονωμένων πηγών τάσης και στις τρεις φάσεις. Το μειονέκτημα των αντιστροφών FCMI και NPDCMI είναι η χρήση επιπρόσθετων ημιαγωγών στοιχείων για τη μεταφορά των επιμέρους επιπέδων τάσης. Ο αριθμός αυτών των στοιχείων είναι αρκετά μεγάλος, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.2.1, με αποτέλεσμα να αυξάνεται κατά πολύ ο συνολικός αριθμός των ημιαγωγών στοιχείων και κατά συνέπεια να μεγαλώνει το κόστος.

6.3 ΠΟΛΥΠΛΟΚΟΤΗΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΕΝΑΥΣΗΣ ΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ

Στην ενότητα αυτή θα γίνει μια γενική αναφορά στην πολυπλοκότητα του κυκλώματος ελέγχου έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών. Βέβαια δε θα γίνει καμία μαθηματική ανάλυση για τον ακριβή προσδιορισμό του βαθμού πολυπλοκότητας ($O(x)$), γιατί κάτι τέτοιο ξεφεύγει από τη λογική της παρούσας εργασίας.

Είναι δυνατόν να βγάλουμε ένα γενικό συμπέρασμα για την πολυπλοκότητα του κυκλώματος ελέγχου, αν αναλογιστούμε τον αριθμό των ημιαγωγικών στοιχείων που απαιτούνται για την υλοποίηση των αντιστροφών. Πιο συγκεκριμένα, ένα κύκλωμα που δομείται από πολλούς ημιαγωγικούς διακόπτες είναι λογικό να έχει πολυπλοκότερες διαδικασίες ελέγχου από ένα άλλο που δομείται από λιγότερους διακόπτες. Ως εκ τούτου, αναμένουμε το κύκλωμα ελέγχου των πολυεπίπεδων αντιστροφών να είναι πολυπλοκότερο από το αντίστοιχο του συμβατικού αντιστροφέα.

Στον συμβατικό αντιστροφέα δύο επιπέδων για την παλμοδότηση των ημιαγωγικών διακοπών μια φάσης απαιτείται ένας τελεστικός ενισχυτής που λειτουργεί ως συγκριτής. Ακόμα, απαιτούνται ένα τριγωνικό σήμα (φέρων), ένα ημιτονοειδές σήμα (αναφορά), και ένας λογικός αντιστροφέας για τη παλμοδότηση του συμπληρωματικού διακόπτη. Επομένως, το κύκλωμα ελέγχου στον συμβατικό αντιστροφέα δύο επιπέδων δεν είναι ιδιαίτερα πολύπλοκο.

Τα κυκλώματα ελέγχου των αντιστροφών NPDCMI και FCMI είναι παρόμοια και άρα θα μελετηθούν από κοινού. Καταρχήν, ο αριθμός των συγκριτών που απαιτούνται είναι άμεση συνάρτηση των επιπέδων τάσης. Αν για τη φασική τάση του αντιστροφέα επιθυμούμε m επίπεδα τάσεως, τότε απαιτούνται $(m-1)$ συγκριτές ανά φάση. Όπως και στον αντιστροφέα δύο επιπέδων, είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς. Η παράμετρος που μεταβάλλει την πολυπλοκότητα του κυκλώματος ελέγχου είναι η ύπαρξη πολλαπλών τριγωνικών κυματομορφών φορέα. Στους αντιστροφείς NPDCMI και FCMI, ο αριθμός των κυματομορφών φορέα που απαιτούνται εξαρτάται από τα επίπεδα τάσεως. Έτσι αν επιθυμούμε m επίπεδα τάσεως, τότε απαιτούνται $(m-1)$ κυματομορφές

φορέα. Το πλάτος των κυματομορφών είναι τέτοιο ώστε να μην υπάρχει καμία επικάλυψη μεταξύ τους.

Το κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα SDCSMI είναι και αυτό πολύπλοκο. Η πολυπλοκότητα του εξαρτάται από το αριθμό επιπέδων της τάσεως. Είδαμε στο κεφάλαιο 3 ότι ο αντιστροφέας SDCSMI αποτελείται από μονοφασικούς αντιστροφείς πλήρους γέφυρας (σχ. 3.4.1.(α)). Σε κάθε αντιστροφέα πλήρους γέφυρας απαιτούνται δύο συγκριτές, μια τριγωνική κυματομορφή φορέα και ένα ημίτονο αναφοράς. Το ημίτονο αναφοράς, όμως, για το ένα ζεύγος διακοπών του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας είναι μετατοπισμένο κατά 180° . Για τους υπόλοιπους αντιστροφείς πλήρους γέφυρας μιας φάσης του SDCSMI ακολουθούμε τις ίδιες παραμέτρους, με τη διαφορά ότι η κυματομορφή φορέα κάθε αντιστροφέα πλήρους γέφυρας διαφέρει κατά μια γωνία $\delta = \frac{180^\circ}{N'}$ σε σχέση με την αντίστοιχη κυματομορφή φορέα του προηγούμενου του.

Από τις παραπάνω περιγραφές μπορούμε να συμπεράνουμε ότι το κύκλωμα ελέγχου του συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων είναι αρκετά απλό και εύκολα υλοποιήσιμο σε σχέση με το αντίστοιχο των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων. Η πολυπλοκότητα είναι ένα σημαντικό κομμάτι όσον αφορά τη χρησιμότητα και την ασφάλεια ενός συστήματος. Ως εκ τούτου, από απόψεως λειτουργικότητας ο συμβατικός αντιστροφέας παρουσιάζει μεγάλο πλεονέκτημα.

6.4 DC ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ

Στην ενότητα αυτή θα συγκρίνουμε τις δυνατότητες κάθε τύπου αντιστροφέα όσον αφορά τη dc τάση εισόδου. Είναι σημαντικό να γνωρίζουμε τα επίπεδα dc τάσης που μπορεί να λειτουργήσει ένας αντιστροφέας, μιας και αποτελεί ένα κριτήριο για τις εφαρμογές στις οποίες μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τα δίκτυα στα οποία μπορεί να συνδεθεί.

Στον συμβατικό αντιστροφέα δύο επιπέδων σε κάθε φάση υπάρχουν δύο διακόπτες. Ο ένας άγει κατά τη θετική ημιπερίοδο ενώ ο άλλος κατά την αρνητική. Αν θεωρήσουμε ότι V_{dc} είναι η τάση εισόδου που εφαρμόζουμε στο dc ζυγό του αντιστροφέα, τότε η τάση εξόδου θα έχει πλάτος $\pm V_{dc}/2$. Αυτό σημαίνει ότι κάθε διακόπτης αποκόπτει τη διέλευση μιας τάσεως ίσης με V_{dc} , κατά απόλυτη τιμή. Αυτό σημαίνει ότι αν η τάση εισόδου είναι αρκετά μεγάλη, τότε οι διακόπτες είναι αναγκασμένοι να χειριστούν αρκετά υψηλές τάσεις, που ίσως να ξεφεύγουν από τα όρια των μέχρι τώρα προδιαγραφών τους.

Αντίθετα με τον συμβατικό αντιστροφέα, οι πολυεπίπεδοι αντιστροφείς έχουν την δυνατότητα χειρισμού υψηλών τάσεων. Το πλεονέκτημα αυτό το αποκτούν λόγω της κλιμακωτής κυματομορφής της τάσεως. Η κατάλληλη εναλλαγή των επιπέδων τάσης μεταξύ των διακοπών δίνει τη δυνατότητα χειρισμού υψηλών τάσεων, ενώ παράλληλα η τάση που πρέπει να χειριστούν οι ημιαγωγικοί διακόπτες είναι αρκετά μικρότερη. Συγκεκριμένα, αυτό που

πετυχαίνεται με την εναλλαγή των επιπέδων τάσης μεταξύ των διακοπών είναι κάθε διακόπτης να έχει τάση στα άκρα του ίση με $V_{dc}/(m-1)$. Επομένως, όσα περισσότερα επίπεδα τάσεως επιδιώκουμε, τόσο μεγαλύτερες τάσεις μπορεί να χειριστεί ένας αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να διευρύνεται το εύρος των εφαρμογών των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων. Ένα παράδειγμα που επιβεβαιώνει το παραπάνω είναι η χρήση των αντιστροφών σε δίκτυα υψηλής τάσεως (2kV και άνω).

6.5 ΑΡΜΟΝΙΚΟ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΟ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ (ΦΑΣΙΚΗΣ ΚΑΙ ΠΟΛΙΚΗΣ)

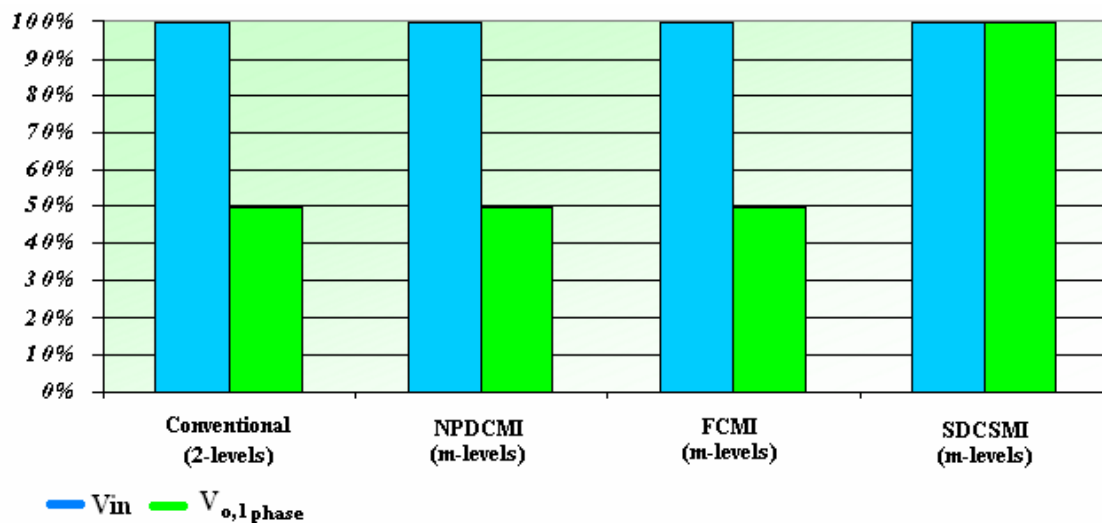
Στην ενότητα αυτή θα αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο των τάσεων εξόδου, με απώτερο σκοπό την ποιοτική ανάλυση της εξόδου των αντιστροφών. Θα μελετήσουμε τόσο τη φασική τάση εξόδου όσο και τη πολική τάση εξόδου. Αναλυτικότερα, θα συγκρίνουμε τη σχέση που μας δίνει τις κανονικοποιημένες τιμές πλάτους της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας, την τάξη και την ανηγμένη τιμή πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας, και το συντελεστή THD%.

Στο κεφάλαιο 4, όπου έγινε ανάλυση της SPWM τεχνικής διαμόρφωσης παλμών, περιγράφηκαν οι σχέσεις από τις οποίες προκύπτουν τα πλάτη των θεμελιωδών αρμονικών συνιστωσών της φασικής και της πολικής τάσης εξόδου για τους διάφορους τύπους αντιστροφών. Συνοψίζοντας αυτά τα αποτελέσματα, στο πίνακα 6.5.1 παρουσιάζονται οι σχέσεις για τις κανονικοποιημένες τιμές του πλάτους των θεμελιωδών αρμονικών συνιστωσών της φασικής και της πολικής τάσης εξόδου, ως προς τη συνεχή τάση εισόδου. A_r είναι το πλάτος του ημιτόνου αναφοράς και A_c το πλάτος του φέροντος. Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να διευκρινίσουμε ότι στη περίπτωση των αντιστροφών NPDCMI και FCMI, όπου έχουμε περισσότερες από μια κυματομορφές φέροντος, ως A_c ορίζεται το ήμισυ του συνολικού εύρους που καλύπτουν τα πλάτη των τριγωνικών κυματομορφών.

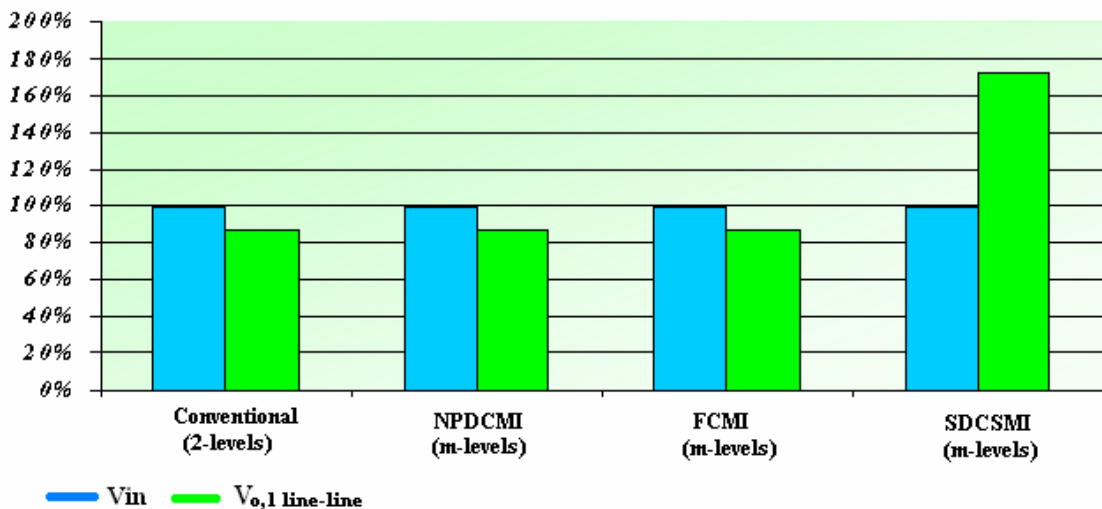
	ΤΥΠΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ			
	ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ	NPDCMI	FCMI	SDCSMI
ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΜΕΝΗ ΤΙΜΗ ΠΛΑΤΟΥΣ ΘΕΜΕΛΙΩΔΟΥΣ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΦΑΣΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ	$(1/2) A_r/A_c$	$(1/2) A_r/A_c$	$(1/2) A_r/A_c$	A_r/A_c
ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΜΕΝΗ ΤΙΜΗ ΠΛΑΤΟΥΣ ΘΕΜΕΛΙΩΔΟΥΣ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΠΟΛΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ	$(\sqrt{3}/2) A_r/A_c$	$(\sqrt{3}/2) A_r/A_c$	$(\sqrt{3}/2) A_r/A_c$	$\sqrt{3} A_r/A_c$

Πίνακας 6.5.1 Κανονικοποιημένες τιμές του πλάτους των θεμελιωδών αρμονικών συνιστωσών της φασικής και της πολικής τάσης εξόδου ως προς τη συνεχή τάση εισόδου, για τους διάφορους τύπους αντιστροφών.

Παρατηρώντας τον πίνακα 6.5.1 διαπιστώνουμε ότι οι κανονικοποιημένες τιμές του πλάτους της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας, τόσο της φασικής όσο και της πολικής τάσης εξόδου, είναι ίδια για τον συμβατικό αντιστροφέα, τον NPDCMI και τον FCMI. Αντίθετα, στον SDCSMI αντιστροφέα, οι κανονικοποιημένες τιμές του πλάτους της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της φασικής και της πολικής τάσης εξόδου είναι διπλάσιες εν συγκρίσει με τις προηγούμενες. Δηλαδή αν υποθέσουμε ότι και στους τέσσερις τύπους αντιστροφέων εφαρμόζουμε την ίδια συνεχή τάση στο DC ζυγό, τότε θα διαπιστώσουμε ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας του αντιστροφέα SDCSMI είναι διπλάσιο από το αντίστοιχο των άλλων αντιστροφέων. Αυτό αποτελεί ένα σημαντικό πλεονέκτημα του αντιστροφέα SDCSMI, μιας και έτσι αξιοποιείται αποδοτικότερα η συνεχή τάση εισόδου (σχήμα 6.5.1).



Σχήμα 6.5.1(α) Σύγκριση πλάτους θεμελιωδών αρμονικών συνιστωσών της φασικής τάσης εξόδου των διαφόρων τύπου αντιστροφέων ($A_r/A_c=1$).



Σχήμα 6.5.1(β) Σύγκριση πλάτους θεμελιωδών αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου των διαφόρων τύπου αντιστροφέων ($A_r/A_c=1$).

Στη συνέχεια, θα συγκρίνουμε το φασματικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου (φασικής και πολικής) των διαφόρων τύπων αντιστροφένων. Πιο συγκεκριμένα θα μελετήσουμε πώς μεταβάλλεται το φασματικό περιεχόμενο κάθε αντιστροφή ανάλογα με τη μεταβολή του λόγου A_r/A_c . Για να είναι δυνατή μια τέτοια σύγκριση θα πρέπει η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα να έχει σταθερό πλάτος σε κάθε μεταβολή του λόγου A_r/A_c . Κατά συνέπεια, αυτό που θα μεταβάλλεται είναι το πλάτος των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών.

Σύμφωνα με το πίνακα 6.5.1, για να διατηρηθεί το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας σταθερό, όταν μεταβάλλεται ο λόγος A_r/A_c , θα πρέπει να μεταβάλλεται κατάλληλα και η dc τάση εισόδου. Αυτές οι μεταβολές της τάσης εισόδου μεταφέρονται και στη τάση εξόδου, κάτι το οποίο δε είναι επιθυμητό. Ως εκ τούτου, για να λειτουργήσει ένα σύστημα ορθά θα πρέπει οι τυχόν διακυμάνσεις τις τάσεις να ακολουθούν ορισμένες προδιαγραφές. Σύμφωνα, λοιπόν, με αυτές τις προδιαγραφές, επιτρέπεται μια μείωση της τάσεως εισόδου έως και 20%, ενώ αντίθετα επιτρέπεται μια αύξηση έως και 10%. Άρα οι επιτρεπόμενες μεταβολές της τάσεως εισόδου κυμαίνονται [(1-20%) $V_{\text{αρχ}}$... (1+10%) $V_{\text{αρχ}}$].

Συνοψίζοντας, για να μπορέσουμε να διατηρήσουμε τη θεμελιώδη συνιστώσα σταθερή, θα πρέπει να ο λόγος A_r/A_c να «ακολουθεί» τις αντίστοιχες μεταβολές της τάσης εισόδου και να αυξομειώνεται βάσει των προαναφερθέντων ποσοστών. Από τον πίνακα 6.5.1 μπορούμε να υπολογίσουμε αυτές τις μεταβολές του λόγου A_r/A_c .

✓ ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ, NPDCMI, FCFI

Για μια αύξηση της V_{in} κατά 10%

$$\left. \begin{aligned} \hat{V}_{o,1} &= \frac{1}{2} V_{in} \frac{A_r}{A_c} \\ \hat{V}_{o,1} &= \frac{1}{2} (V_{in} + 10\%V_{in}) \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{1}{2} (V_{in} + 10\%V_{in}) \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = \frac{1}{2} V_{in} \frac{A_r}{A_c}$$

$$\Rightarrow 1,1V_{in} \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = V_{in} \frac{A_r}{A_c} \Rightarrow \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = 0,91 \frac{A_r}{A_c}$$

(μείωση του λόγου A_r/A_c κατά 9%)

Για μια μείωση της V_{in} κατά 20%

$$\left. \begin{aligned} \hat{V}_{o,1} &= \frac{1}{2} V_{in} \frac{A_r}{A_c} \\ \hat{V}_{o,1} &= \frac{1}{2} (V_{in} - 20\%V_{in}) \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{1}{2} (V_{in} - 20\%V_{in}) \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = \frac{1}{2} V_{in} \frac{A_r}{A_c}$$

$$\Rightarrow 0.8V_{in} \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = V_{in} \frac{A_r}{A_c} \Rightarrow \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = 1.25 \frac{A_r}{A_c}$$

(αύξηση του λόγου A_r/A_c κατά 25%)

✓ SDCSMI

Για μια αύξηση της V_{in} κατά 10%

$$\left. \begin{aligned} \hat{V}_{o,1} &= V_{in} \frac{A_r}{A_c} \\ \hat{V}_{o,1} &= (V_{in} + 10\%V_{in}) \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} \end{aligned} \right\} \Rightarrow (V_{in} + 10\%V_{in}) \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = V_{in} \frac{A_r}{A_c}$$

$$\Rightarrow 1.1V_{in} \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = V_{in} \frac{A_r}{A_c} \Rightarrow \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = 0.91 \frac{A_r}{A_c}$$

(μείωση του λόγου A_r/A_c κατά 9%)

Για μια μείωση της V_{in} κατά 20%

$$\left. \begin{aligned} \hat{V}_{o,1} &= V_{in} \frac{A_r}{A_c} \\ \hat{V}_{o,1} &= (V_{in} - 20\%V_{in}) \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} \end{aligned} \right\} \Rightarrow (V_{in} - 20\%V_{in}) \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = V_{in} \frac{A_r}{A_c}$$

$$\Rightarrow 0.8V_{in} \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = V_{in} \frac{A_r}{A_c} \Rightarrow \left(\frac{A_r}{A_c} \right)_{new} = 1.25 \frac{A_r}{A_c}$$

(αύξηση του λόγου A_r/A_c κατά 25%)

Λαμβάνοντας υπόψη αυτές τις μεταβολές του λόγου A_r/A_c , θα πρέπει να προσέχουμε η τιμή του να μην ξεπερνά τη μονάδα, γιατί σε αντίθετη περίπτωση θα έχουμε το φαινόμενο της υπερδιαμόρφωσης. Αν επιλέξουμε μια τιμή για τον λόγο ίση με 0.8, τότε για μια αύξηση του κατά 25% θα γίνει ίσος με μονάδα, ενώ για μια μείωση κατά 9% θα γίνει ίσος περίπου με 0.7. Συνεπώς, η τιμή 0.8 του λόγου A_r/A_c είναι μια αποδεκτή τιμή για την αρχικοποίηση του συστήματος ενός αντιστροφέα, και μάλιστα είναι η μέγιστη δυνατή.

Συνοψίζοντας τις παραπάνω παρατηρήσεις, θα μελετήσουμε τη μεταβολή του φασματικού περιεχομένου του κάθε αντιστροφέα, δίνοντας στο λόγο A_r/A_c τις τιμές (0.7, 0.8, 1) και μεταβάλλοντας παράλληλα τη τάση εισόδου έτσι ώστε διατηρείται η θεμελιώδης συνιστώσα σταθερή. Οι προσομοιώσεις για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων έγιναν στο πρόγραμμα Orcad Pspice. Στους πίνακες 6.5.2 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, για τον κάθε αντιστροφέα.

ΤΥΠΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	A_r/A_c		
	0.7	0.8	1
ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ (2-levels)	$V_{in} = 550V$	$V_{in} = 500V$	$V_{in} = 400V$
	$Fnc-2$	$Fnc-2$	$Fnc-2$
NPDCMI (5-levels)	$V_{in} = 1100V$	$V_{in} = 1000V$	$V_{in} = 800V$
	$Fnc-8$	$Fnc-10$	$Fnc-10$
FCMI (5-levels)	$V_{in} = 1100V$	$V_{in} = 1000V$	$V_{in} = 800V$
	$Fnc-8$	$Fnc-10$	$Fnc-10$
SDCSMI (5-levels)	$V_{in} = 550V$	$V_{in} = 500V$	$V_{in} = 400V$
	$2sFnc-5$	$2sFnc-5$	$2sFnc-7$

Πίνακας 6.5.2(α) Τάξη κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας φασικής τάσης εξόδου.

ΤΥΠΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	A_r/A_c		
	0.7	0.8	1
ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ (2-levels)	$V_{in} = 550V$	$V_{in} = 500V$	$V_{in} = 400V$
	$Fnc-2$	$Fnc-2$	$Fnc-2$
NPDCMI (5-levels)	$V_{in} = 1100V$	$V_{in} = 1000V$	$V_{in} = 800V$
	$Fnc-8$	$Fnc-10$	$Fnc-10$
FCMI (5-levels)	$V_{in} = 1100V$	$V_{in} = 1000V$	$V_{in} = 800V$
	$Fnc-8$	$Fnc-10$	$Fnc-10$

SDCSMI (5-levels)	$V_{in} = 550V$	$V_{in} = 500V$	$V_{in} = 400V$
	2sFnc-5	2sFnc-5	2sFnc-7

Πίνακας 6.5.2(β) Τάξη κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας πολικής τάσης εξόδου.

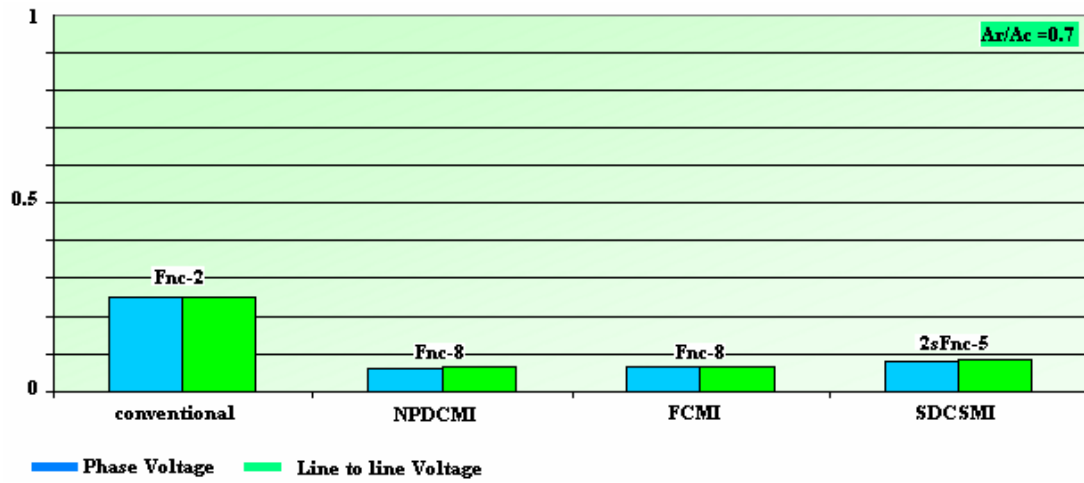
ΤΥΠΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	A_r/A_c		
	0.7	0.8	1
ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ (2-levels)	$V_{in} = 550V$	$V_{in} = 500V$	$V_{in} = 400V$
	0.251	0.276	0.312
NPDCMI (5-levels)	$V_{in} = 1100V$	$V_{in} = 1000V$	$V_{in} = 800V$
	0.063	0.045	0.04
FCMI (5-levels)	$V_{in} = 1100V$	$V_{in} = 1000V$	$V_{in} = 800V$
	0.065	0.042	0.04
SDCSMI (5-levels)	$V_{in} = 550V$	$V_{in} = 500V$	$V_{in} = 400V$
	0.08	0.1063	0.145

Πίνακας 6.5.2(γ) Κανονικοποιημένη τιμή πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου, ως προς το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής [Fnc=45].

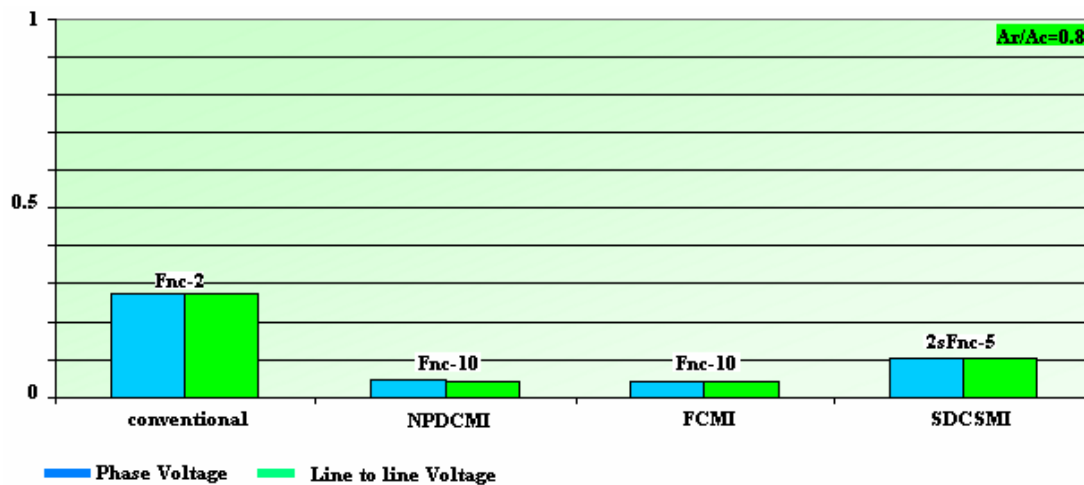
ΤΥΠΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	A_r/A_c		
	0.7	0.8	1
ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ (2-levels)	$V_{in} = 550V$	$V_{in} = 500V$	$V_{in} = 400V$
	0.251	0.276	0.314
NPDCMI (5-levels)	$V_{in} = 1100V$	$V_{in} = 1000V$	$V_{in} = 800V$
	0.065	0.042	0.039
FCMI (5-levels)	$V_{in} = 1100V$	$V_{in} = 1000V$	$V_{in} = 800V$
	0.065	0.042	0.04
SDCSMI (5-levels)	$V_{in} = 550V$	$V_{in} = 500V$	$V_{in} = 400V$
	0.083	0.105	0.144

Πίνακας 6.5.2(δ) Κανονικοποιημένη τιμή πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου, ως προς το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής [Fnc=45].

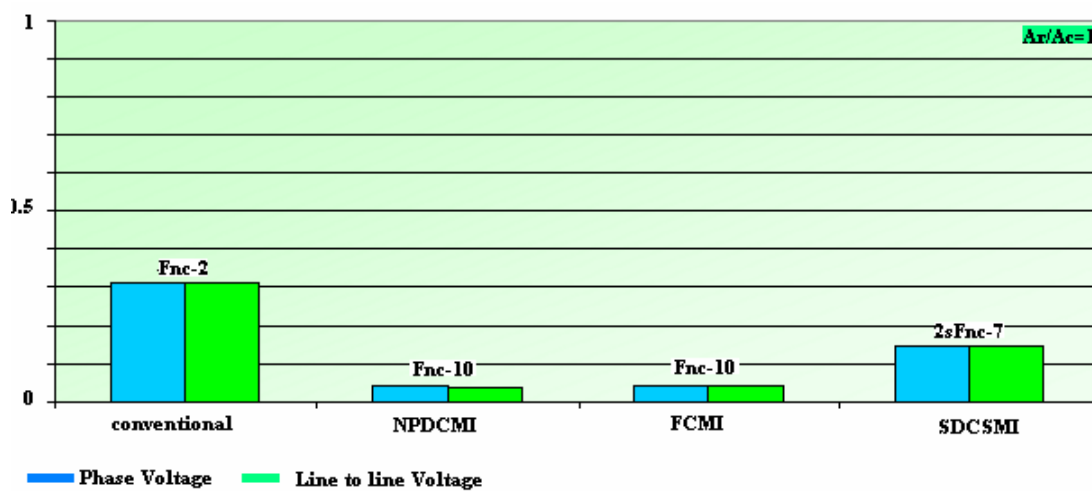
Στα παρακάτω ραβδογράμματα σχ.6.5.2(α-ε), παρουσιάζονται τα παραπάνω αποτελέσματα για την εξαγωγή συγκριτικών συμπερασμάτων.



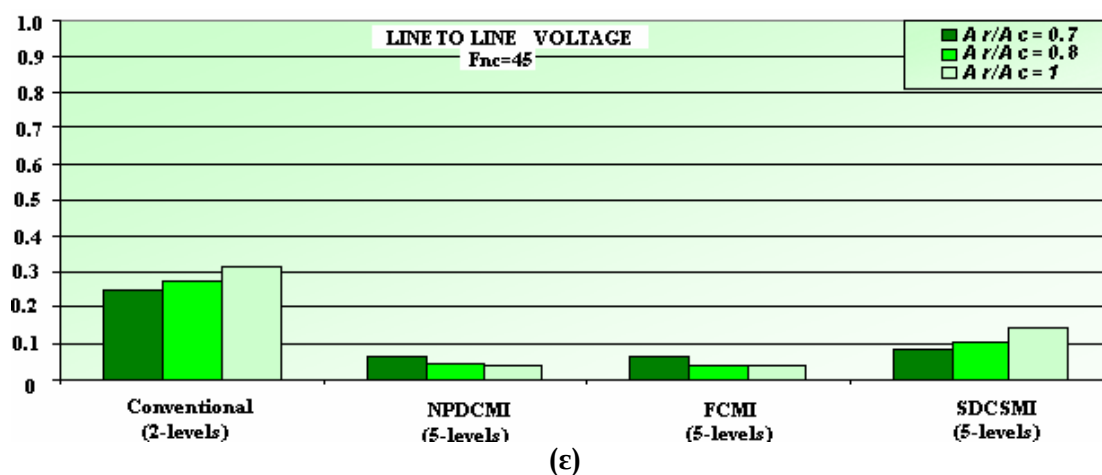
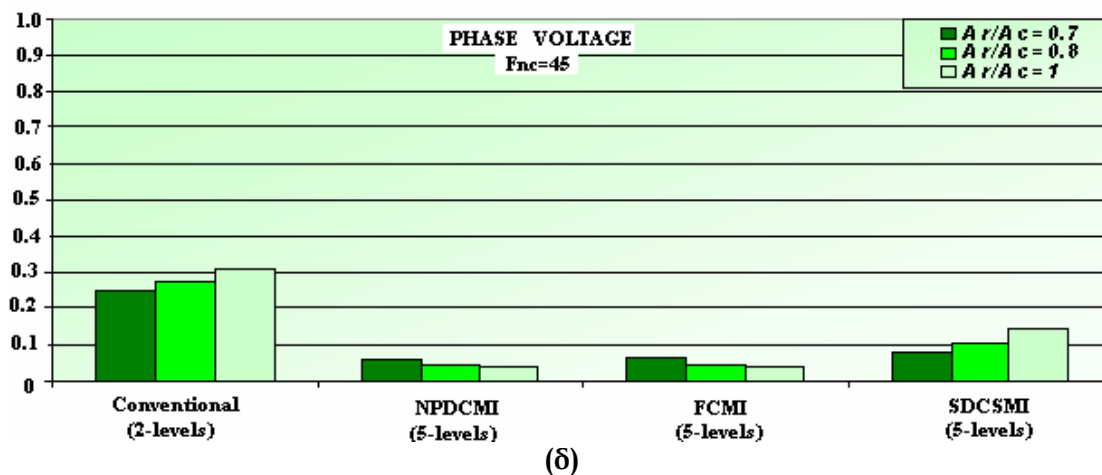
(α)



(β)



(γ)

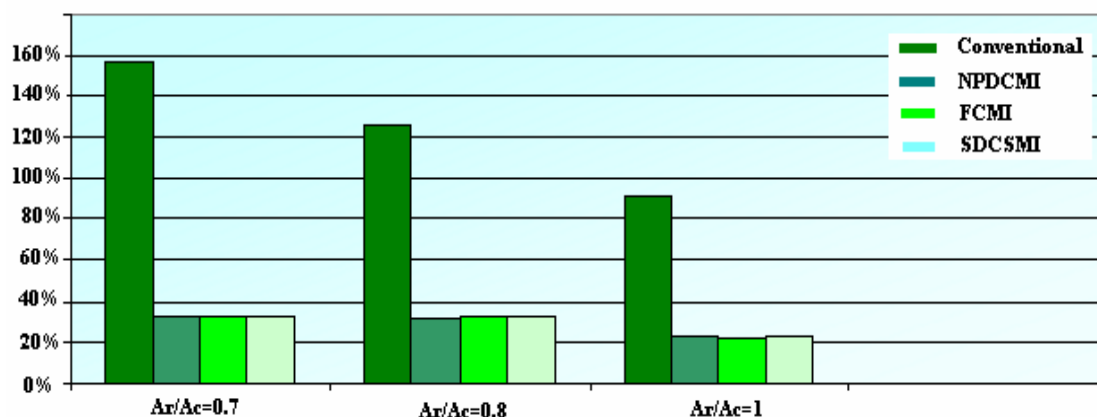


Σχήμα 6.5.2 Τάξη και κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας, ως προς τη θεμελιώδη, για διαφορετικές τιμές του λόγου A_r/A_c .

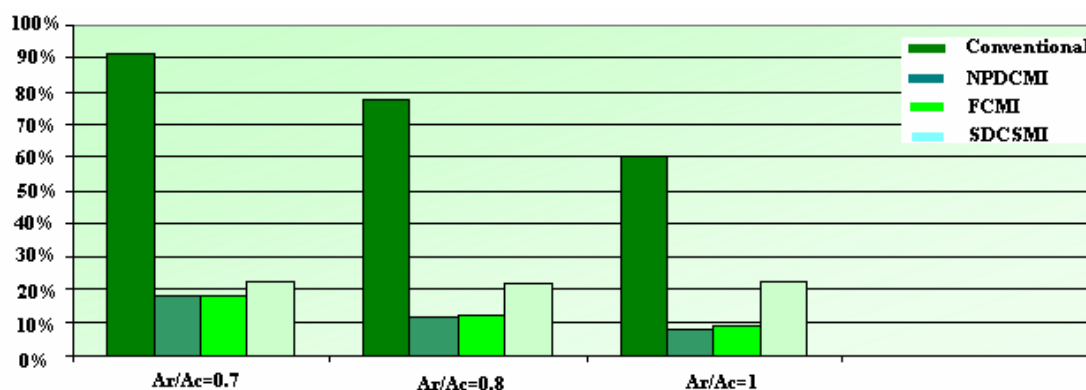
Από τα παραπάνω ραβδογράμματα διαπιστώνουμε ότι η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας της φασικής τάσης, ως προς τη θεμελιώδη, είναι πολύ μεγαλύτερη στον συμβατικό αντιστροφέα εν συγκρίσει με τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. Αν συγκρίνουμε το συμβατικό αντιστροφέα με τους NPDCMI και FCMI, θα διαπιστώσουμε ότι η διαφορά των κανονικοποιημένων τιμών του πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής της φασικής τάσης γίνεται μέγιστη, όταν ο λόγος A_r/A_c γίνει ίσος με τη μονάδα. Αντίθετα, στη περίπτωση σύγκρισης του συμβατικού αντιστροφέα με τον SDCSMI η διαφορά αυτή γίνεται μέγιστη όταν A_r/A_c γίνει 0.7. Μια άλλη παρατήρηση που μπορούμε να επισημάνουμε είναι το γεγονός ότι ενώ στον NPDCMI και στον FCMI η κανονικοποιημένη τιμή του πλάτους της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής της φασικής τάσης μειώνεται καθώς αυξάνεται ο λόγος, στην περίπτωση του συμβατικού αντιστροφέα και του SDCSMI παρατηρείται αύξηση της κανονικοποιημένης τιμής. Ένα ακόμα στοιχείο που αξίζει να σημειώσουμε είναι τα παρόμοια χαρακτηριστικά των αντιστροφών NPDCMI

και FCMI. Παρατηρούμε ότι οι ανηγμένες τιμές του πλάτους της κυριαρχούσας αρμονικής των αντιστροφών NPDCMI και FCMI είναι πολύ κοντά. Αυτό μπορεί να δικαιολογηθεί από το γεγονός ότι οι δύο αυτοί τύποι αντιστροφών χρησιμοποιούν την ίδια διακοπτική στρατηγική και οι τοπολογίες τους παρουσιάζουν πολλά κοινά χαρακτηριστικά λειτουργίας. Όσον αφορά τη τάξη της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας της φασικής τάσης, η καλύτερη περίπτωση είναι αυτή του αντιστροφέα SDCSMI. Η συχνότητα, δηλαδή, που εμφανίζεται η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική στον αντιστροφέα SDCSMI είναι αρκετά μεγαλύτερη από την αντίστοιχη της θεμελιώδους αρμονικής, με αποτέλεσμα να μειώνεται και το κόστος αλλά και το βάρος του φίλτρου που θα χρησιμοποιηθεί, αν κριθεί απαραίτητο. Όσον αφορά τη σύγκριση των πολικών τάσεων εξόδου των διαφόρων τύπων αντιστροφών, τα συμπεράσματα είναι όμοια με αυτά της φασικής τάσεως.

Μια άλλη παράμετρο που θα μελετήσουμε και αφορά το φασματικό περιεχόμενο είναι ο συντελεστής THD%. Στο σχήμα 6.5.3(α,β) παρουσιάζονται οι τιμές του συντελεστή THD% της φασικής και της πολικής τάσης εξόδου, για του διάφορους αντιστροφείς. Παρατηρούμε ότι και στους τέσσερις τύπους αντιστροφών ο συντελεστής THD% μειώνεται καθώς ο λόγος A_r/A_c αυξάνεται. Στο σχήμα 6.5.3(α) φαίνεται ξεκάθαρα το πλεονέκτημα των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων έναντι του συμβατικού, όσον αφορά τη ποιότητα τάσεως. Επιπρόσθετα, παρατηρούμε ότι ο συντελεστής THD% των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων είναι περίπου ίδιος και για τους τρεις τύπους. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι και στους τρεις αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων η τάση εξόδου έχει την ίδια μορφή, την κλιμακωτή. Η κλιμακωτή μορφή της τάσεως εξόδου έχει ως αποτέλεσμα ο συντελεστής THD% να είναι μικρότερος στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων απ' ότι στο συμβατικό. Ως εκ τούτου απαιτούνται μικρότερα φίλτρα, με αποτέλεσμα να μειώνονται το κατασκευαστικό κόστος, το βάρος και οι διαστάσεις του συστήματος. Επιπρόσθετα, μειώνονται οι απώλειες στις καλωδιώσεις και στις μηχανές, οι οποίες οφείλονται στην άεργο ισχύ. Παρόμοια συμπεράσματα εξαγονται και για το συντελεστή THD% για την πολική τάση εξόδου (6.5.3(β)).



Σχήμα 6.5.3 (α) Συντελεστής THD% της φασικής τάσης εξόδου, για τους διάφορους τύπους αντιστροφών [$F_{nc}=45$].



Σχήμα 6.5.3 (β) Συντελεστής THD% της πολικής τάσης εξόδου, για τους διάφορους τύπους αντιστροφών [$F_{nc}=45$].

6.6 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΑ ΗΜΙΑΓΩΓΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

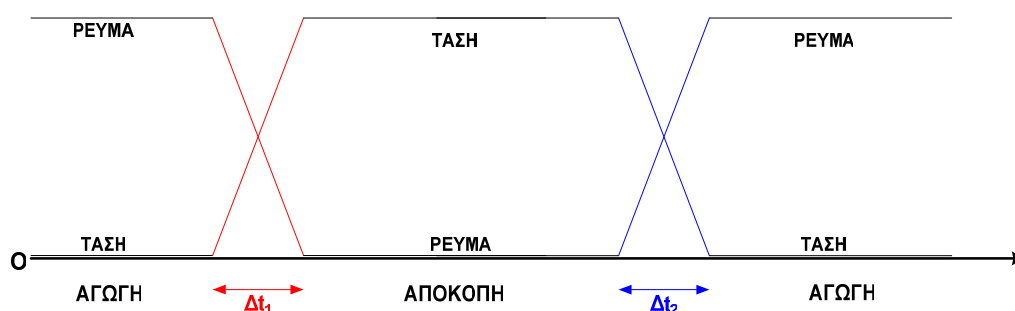
Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε τις απώλειες των ημιαγωγών στοιχείων, για τους διάφορους τύπους αντιστροφών. Οι απώλειες αυτές οφείλονται στη μη ιδανική λειτουργία των ημιαγωγών στοιχείων. Οι απώλειες των ημιαγωγών στοιχείων μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες:

- ✓ Στις απώλειες αγωγής και αποκοπής
- ✓ Στις διακοπτικές απώλειες

Οι απώλειες αγωγής παρουσιάζονται το χρονικό διάστημα κατά το οποίο τα ημιαγωγά στοιχεία είναι σε αγωγή. Κάτω από ιδανικές συνθήκες, όταν ένα ημιαγωγό στοιχείο άγει, συμπεριφέρεται ως βραχυκύκλωμα και επομένως παρουσιάζει μηδενική αντίσταση. Στη πραγματικότητα, όμως, αυτό δε συμβαίνει. Λόγω της μη ιδανικής λειτουργίας τους, όταν βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής παρουσιάζουν μια μικρή ωμική αντίσταση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα αφενός μεν να εμφανίζεται μια πτώση τάσης στα άκρα τους, αφετέρου δε να καταναλώνουν ισχύ. Η ισχύς αυτή που καταναλώνεται πάνω στο ημιαγωγό στοιχείο κατά το διάστημα στο οποίο άγει ονομάζεται ισχύς αγωγής ή απώλειες αγωγής. Το ίδιο συμβαίνει και κατά το χρονικό διάστημα που τα ημιαγωγά στοιχεία είναι σε κατάσταση αποκοπής. Λόγω της μη ιδανικότητάς τους, δεν συμπεριφέρονται σαν ανοιχτοκύκλωμα, αλλά σαν μια πολύ μεγάλη αντίσταση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να διαρρέονται από ρεύμα, το οποίο βέβαια είναι πολύ μικρό, και ως εκ τούτου να υπάρχει μια κατανάλωση ισχύος πάνω στο ημιαγωγό στοιχείο. Η ισχύς αυτή ονομάζεται ισχύς αποκοπής ή απώλειες αποκοπής.

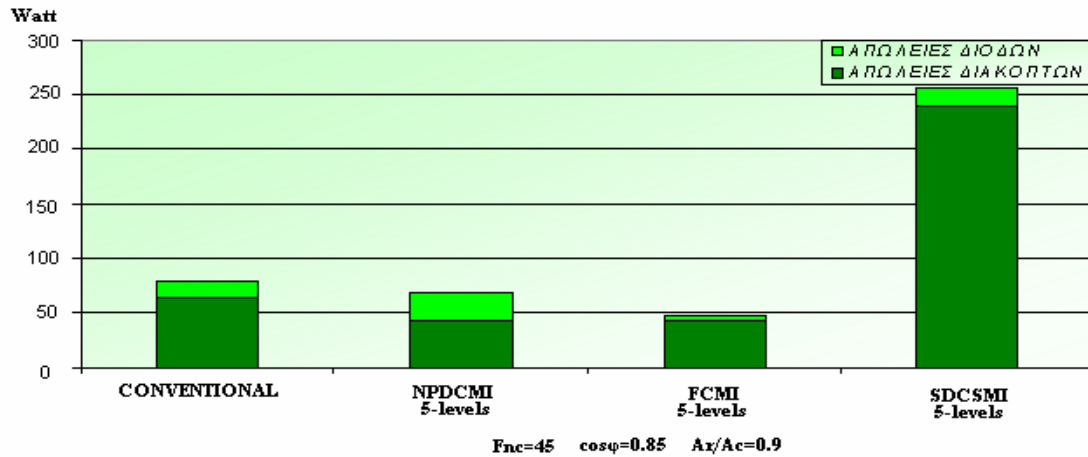
Οι διακοπτικές απώλειες παρουσιάζονται το χρονικό διάστημα κατά το οποίο τα ημιαγωγά στοιχεία αλλάζουν την κατάσταση λειτουργίας τους, από την αγωγή περνάνε στην αποκοπή και αντίστροφα. Όταν ένα ημιαγωγό στοιχείο βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής, τότε συμπεριφέρεται ως βραχυκύκλωμα. Δηλαδή διαρρέεται από κάποιο ρεύμα, ενώ η τάση στα άκρα

του είναι, ιδανικά, μηδενική. Όταν περάσει στη κατάσταση αποκοπής, τότε το ρεύμα γίνεται, ιδανικά, μηδενικό και η τάση στα άκρα του παίρνει τη μέγιστη τιμή. Η μεταβολές στη τάση και στο ρεύμα δεν είναι ιδανικές, δηλαδή δε γίνονται ακαριαία. Στο σχήμα 6.6.1, επεξηγείται σχηματικά ο τρόπος μετάβασης από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής. Παρατηρούμε ότι υπάρχει ένα διάστημα Δt_1 , κατά το οποίο το ρεύμα και η τάση έχουν μη μηδενική τιμή, ταυτόχρονα. Αυτό σημαίνει ότι καταναλώνεται ισχύς. Το ίδιο συμβαίνει και κατά την μετάβαση από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγής. Η ισχύς που καταναλώνεται κατά την μετάβαση ενός ημιαγωγού στοιχείου από τη μια κατάσταση στην άλλη ονομάζεται διακοπτικές απώλειες.

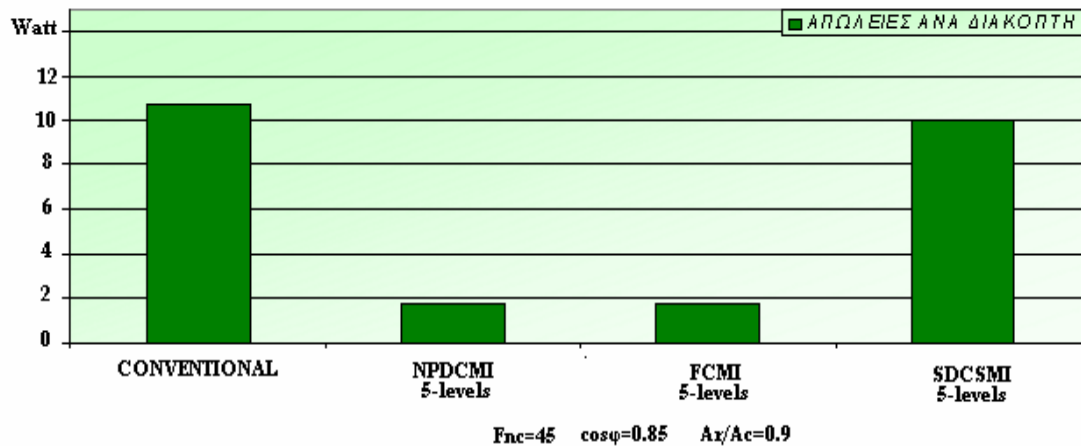


Σχήμα 6.6.1 Κύκλος λειτουργίας ενός ημιαγωγού στοιχείου.

Στη μελέτη των απωλειών που ακολουθεί υπολογίζονται από κοινού οι απώλειες αγωγής/αποκοπής και διακοπτικές απώλειες. Στις προσομοιώσεις στο πρόγραμμα Orcad Spice μελετάμε συνολικά τις απώλειες ισχύος, μιας και αυτό που μας ενδιαφέρει είναι οι συνολικές απώλειες όλων των ημιαγωγών στοιχείων. Στο σχήμα 6.6.2 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος των IGBT's μαζί με τις αντιπαράλληλες διόδους τους, για τους διάφορους τύπους αντιστροφών. Για να αποκτήσουμε μια καλύτερη συγκριτική εικόνα των απωλειών των διακοπών θα μελετήσουμε τις απώλειες ισχύος ανά ημιαγωγικό διακόπτη. Στο σχήμα 6.6.3 παρουσιάζονται οι απώλειες ισχύος ανά διακόπτη.



Σχήμα 6.6.2 Συνολικές απώλειες ισχύος στα ημιαγωγά στοιχεία για τους διάφορους τύπους αντιστροφών.

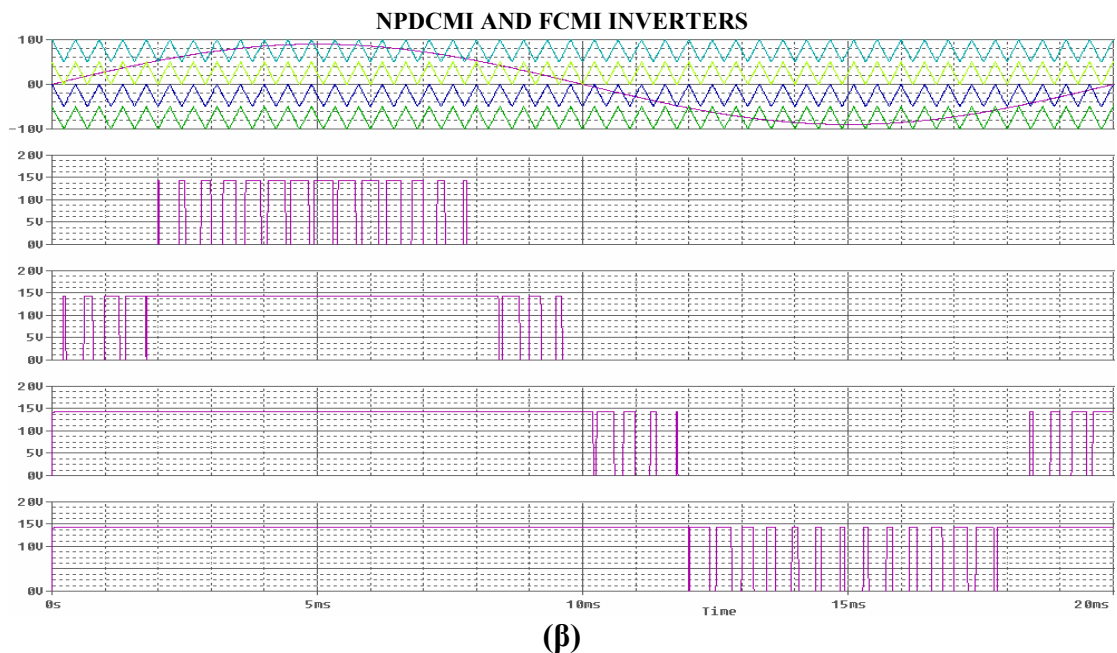
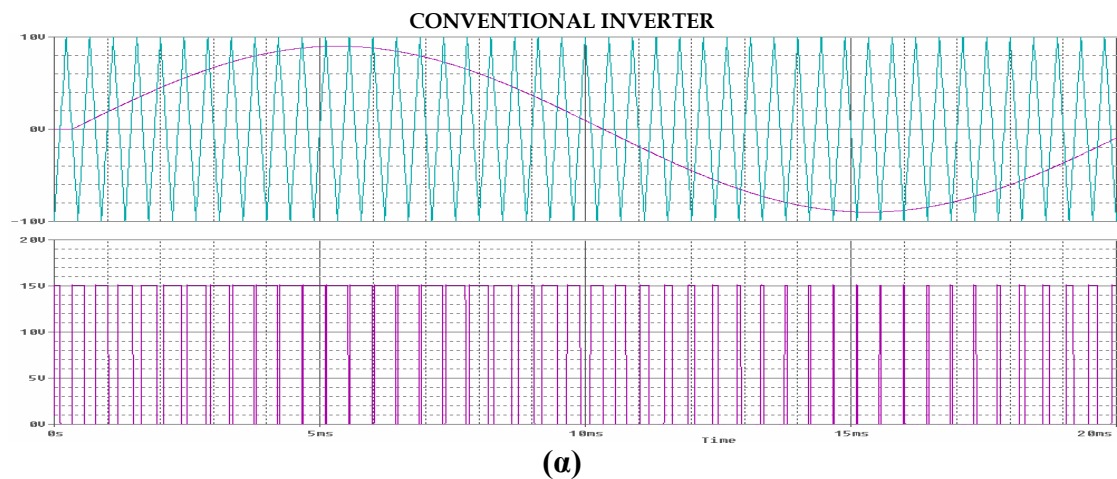


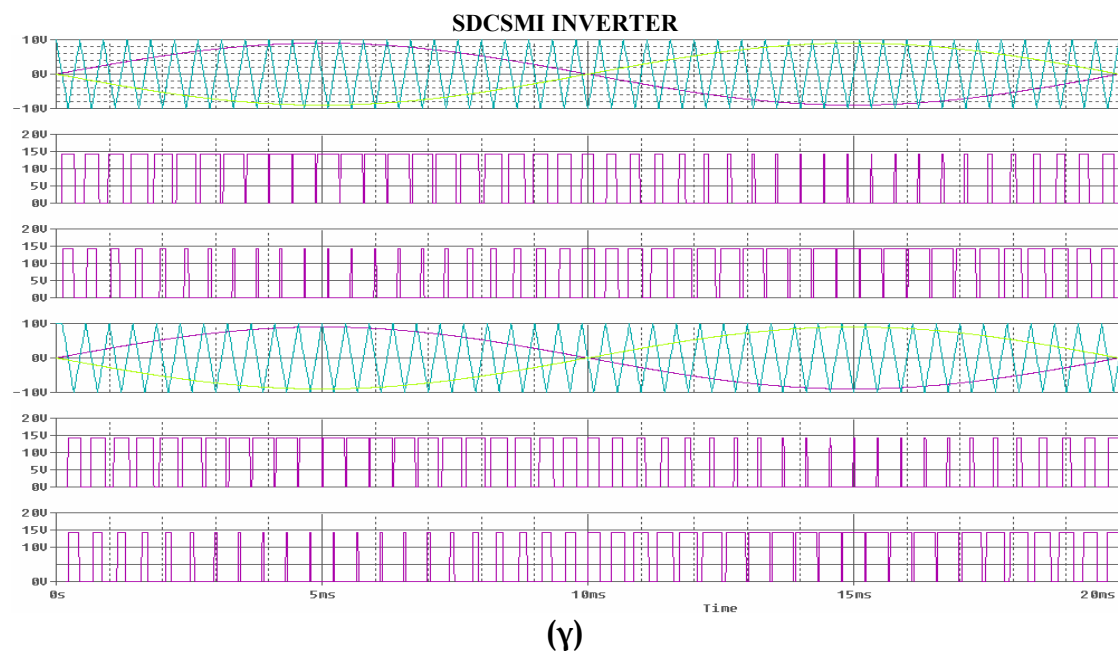
Σχήμα 6.6.3 Απώλειες ισχύος ανά ημιαγωγικό διακόπτη ισχύος για τους διάφορους τύπους αντιστροφών.

Από το σχήμα 6.6.2 παρατηρούμε ότι ο αντιστροφέας με τις μεγαλύτερες συνολικές απώλειες ημιαγωγικών στοιχείων είναι ο SDCSMI. Οι αυξημένες συνολικές απώλειες ισχύος που παρουσιάζει ο SDCSMI οφείλονται στις σημαντικές απώλειες που παρουσιάζουν οι ημιαγωγικοί διακόπτες. Αυτό οφείλεται σε δύο συνιστώσες: Πρώτον, σαν τοπολογία, ο αντιστροφέας SDCSMI απαιτεί μεγάλο αριθμό ημιαγωγικών στοιχείων και δεύτερον οι απώλειες ανά διακόπτη είναι αυξημένες σε σχέση με τους άλλους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. Η καλύτερη περίπτωση, όσον αφορά τις συνολικές απώλειες ισχύος, είναι αυτή του αντιστροφέα FCFI. Ο αντιστροφέας FCFI παρουσιάζει τις λιγότερες απώλειες ισχύος.

Παρατηρώντας το σχήμα 6.6.2, είναι φανερό ότι οι αντιστροφείς NPDCMI και FCFI παρουσιάζουν τις μικρότερες απώλειες ισχύος. Αυτό, αρχικά, φαίνεται να είναι παράδοξο μιας και οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων χρησιμοποιούν μεγαλύτερο αριθμό ημιαγωγικών διακοπών, εν συγκρίσει με τον συμβατικό αντιστροφέα. Παρατηρώντας, όμως, το σχήμα 6.6.3, διαπιστώνουμε ότι οι απώλειες ανά ημιαγωγικό διακόπτη είναι αρκετά

μεγαλύτερες στον συμβατικό αντιστροφέα απ' ότι στους αντιστροφείς NPDCMI και FCMI. Αυτή η διαφορά απωλειών ανά διακόπτη οφείλεται στη διακοπτική στρατηγική που ακολουθείται σε κάθε αντιστροφή. Οι αντιστροφείς NPDCMI και FCMI χρησιμοποιούν την ίδια διακοπτική στρατηγική γι' αυτό και παρουσιάζουν τις ίδιες απώλειες διακοπών (σχήμα 6.6.2). Στο σχήμα 6.6.4 παρουσιάζονται οι διακοπτικές στρατηγικές για τον κάθε τύπο αντιστροφέα. Είναι φανερό πως ο διακόπτης ενός συμβατικού αντιστροφέα και ενός SDCSMI αντιστροφέα αλλάζει συνεχώς κατάσταση λειτουργίας (αγωγή-αποκοπή-αγωγή), καθ' όλη τη περίοδο λειτουργίας του αντιστροφέα. Αντίθετα, σου αντιστροφείς NPDCMI και FCMI κάθε διακόπτης παρουσιάζει μεταβολές στη λειτουργική του κατάσταση, για ένα ορισμένο χρονικό διάστημα της περιόδου. Ως εκ τούτου, είναι λογικό στον συμβατικό αντιστροφέα και στον SDCSMI οι απώλειες ανά διακόπτη να είναι μεγαλύτερες. Από τα αποτελέσματα των σχημάτων 6.6.2-4 συμπεραίνουμε ότι η διακοπτική στρατηγική που ακολουθείται στους αντιστροφείς NPDCMI και FCMI πλεονεκτεί έναντι αυτής του συμβατικού αντιστροφέα και του SDCSMI, μιας και καταπονεί λιγότερο τους διακόπτες.





Σχήμα 6.6.4 Σύγκριση απωλειών ισχύος ανά διακόπτη με παράμετρο τη διακοπτική στρατηγική [$F_{nc}=45$, $M_f=0.9$].

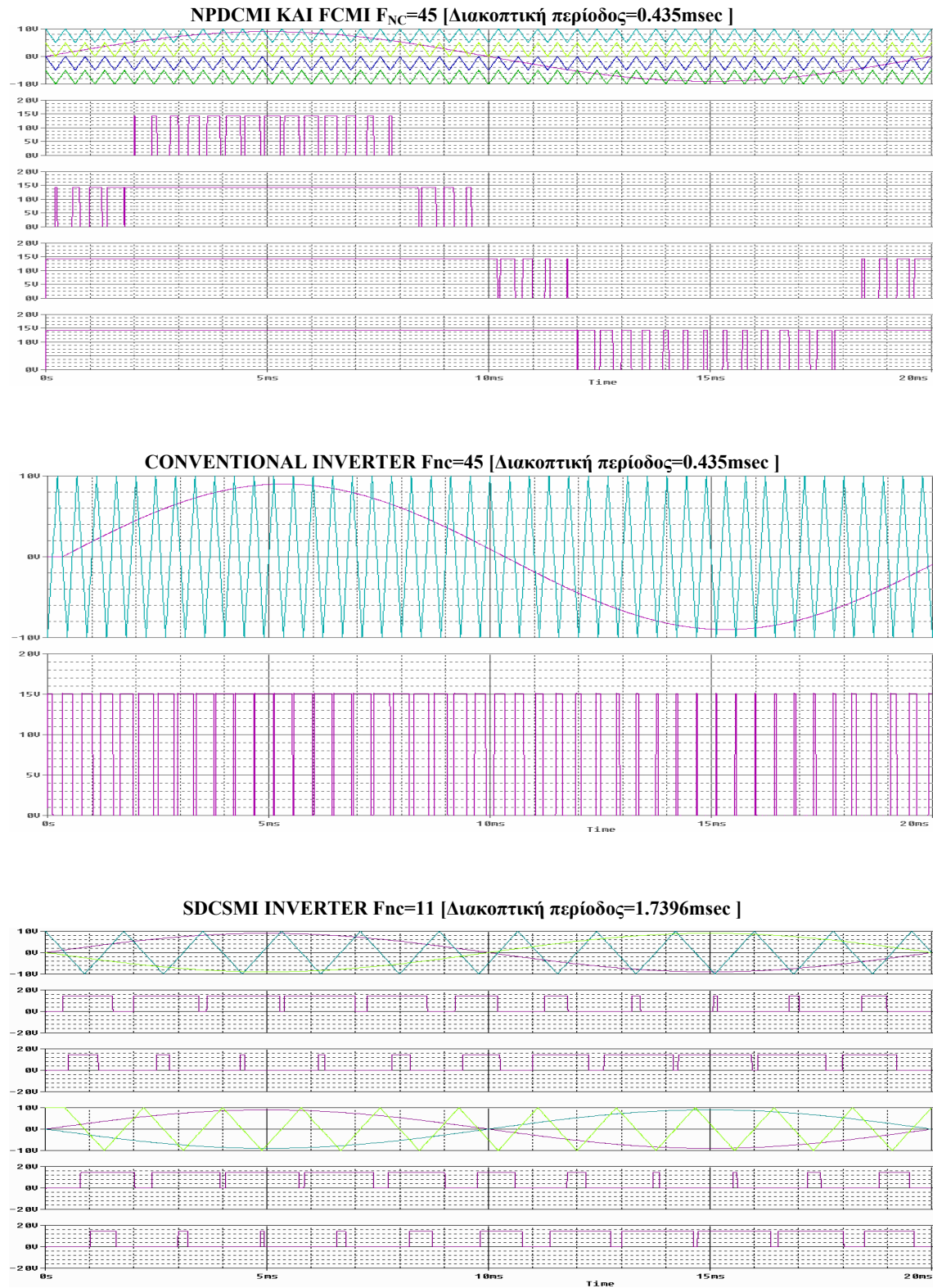
Ένας ακόμα λόγος για τον οποίο οι απώλειες ισχύος των διακοπών είναι μεγαλύτερες στον συμβατικό αντιστροφέα και στον SDCSMI, απ' ότι στους αντιστροφείς NPDCMI και FCMI είναι και η διαφορετική τάση που εφαρμόζεται άκρα των διακοπών. Στον συμβατικό αντιστροφέα η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα κάθε διακόπτη είναι ίση με $V_{dc}/2$. Αντίθετα, στους αντιστροφείς NPDCMI και FCMI πέντε επιπέδων η τάση στα άκρα των διακοπών είναι ίση με $V_{dc}/4$ ($V_{dc}/(m-1)$). Στον αντιστροφέα SDCSMI πέντε επιπέδων η τάση αυτή είναι ίση με $V_{dc}/2$ (V_{dc}/s , όπου s ο αριθμός των ανεξάρτητων μονοφασικών αντιστροφών πλήρους γέφυρας, και V_{dc} η συνολική τάση όλων των απομονωμένων πηγών μιας φάσης του SDCSMI). Η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα κάθε διακόπτη στη περίπτωση του συμβατικού αντιστροφέα και του SDCSMI είναι μεγαλύτερη απ' ότι η αντίστοιχη τάση για τη περίπτωση των αντιστροφών NPDCMI και FCMI. Έτσι, αν στην έξοδο των αντιστροφών εφαρμόσουμε το ίδιο φορτίο και χρησιμοποιήσουμε ίδια χαρακτηριστικά λειτουργίας (F_{nc} , A_r/A_c , M_f , V_{dc}), τότε, σύμφωνα με τα παραπάνω, οι απώλειες διακοπών του συμβατικού αντιστροφέα και του αντιστροφέα SDCSMI αναμένεται να είναι μεγαλύτερες από αυτές των αντιστροφών FCMI και NPDCMI.

Όσον αφορά τις απώλειες ισχύος των διόδων, διαπιστώνεται ότι είναι μεγαλύτερες στη περίπτωση του αντιστροφέα NPDCMI. Αυτό είναι αναμενόμενο μιας και στον αντιστροφέα NPDCMI απαιτείται μεγαλύτερος αριθμός διόδων. Στις απώλειες ισχύος των αντιπαράλληλων διόδων προστίθενται και οι απώλειες των «clamping diodes», με τελικό αποτέλεσμα οι συνολικές απώλειες των διόδων να είναι μεγαλύτερες απ' ότι στους άλλους αντιστροφείς.

6.7 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ

Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά των διαφόρων τύπων αντιστροφών ως προς τη παράμετρο της διακοπτικής συχνότητας. Η παράμετρος αυτή μπορεί να εκφραστεί από τη μεταβλητή F_{nc} . Μια πρώτη άποψη για τη διακοπτική συχνότητα, σχηματίστηκε από την ενότητα 6.6 και πιο συγκεκριμένα από το σχήμα 6.6.4. Είδαμε, λοιπόν, χρησιμοποιώντας την ίδια διακοπτική συχνότητα, ότι στον συμβατικό αντιστροφή και στον αντιστροφή SDCSMI οι διακόπτες καταπονούνται περισσότερο απ' ό,τι στους αντιστροφείς NPDCMI και FCMI. Η καταπόνηση ενός διακόπτη έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της θερμοκρασίας του, κάτι το οποίο αυξάνει τις θερμικές απώλειες.

Μια άλλη συνιστώσα, από την οποία μπορούμε να εξάγουμε συμπεράσματα για την διακοπτική συχνότητα, είναι η τάξη της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας της φασικής (πολικής) τάσης εξόδου. Στην ενότητα 6.4, έγινε εκτενή μελέτη των αρμονικών της τάσης εξόδου. Από τον πίνακα 6.4.2(α), διαπιστώνουμε ότι η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της φασικής (πολικής) τάσης εξόδου του συμβατικού αντιστροφέα, του NPDCMI και του FCMI βρίσκεται σχετικά κοντά στη συχνότητα του φέροντος σήματος, δηλαδή βρίσκεται σε μια μικρή περιοχή γύρω από τη συχνότητα $F_{nc} \cdot 50$. Αντίθετα, στον αντιστροφή SDCSMI η συχνότητα της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής βρίσκεται σε αρκετά μεγαλύτερη συχνότητα από τη συχνότητα φέροντος. Μάλιστα, η συχνότητα της κυριαρχούσας αρμονικής είναι συνάρτηση του s (του αριθμού των μονοφασικών αντιστροφών πλήρους γέφυρας ανά φάση). Έτσι, σύμφωνα με τον πίνακα 6.4.2(α) αν η συχνότητα της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής του SDCSMI, για διακοπτική συχνότητα F_{nc} , βρίσκεται σε συχνότητα f , τότε για να πετύχουμε παρόμοια συχνότητα κυριαρχούσας αρμονικής και στους άλλους τύπους αντιστροφών θα πρέπει η διακοπτική συχνότητα να είναι $(2s)$ φορές μεγαλύτερη. Αυτό αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα για τον αντιστροφή SDCSMI, γιατί, για χαμηλές τιμές του F_{nc} , η κυριαρχούσα αρμονική μετατοπίζεται σε υψηλές συχνότητες, με αποτέλεσμα να έχουμε χαμηλές απώλειες ισχύος ανά διακόπτη και ταυτόχρονα να το κόστος του φίλτρου να είναι πολύ χαμηλό. Εάν επιδιώξουμε να διατηρήσουμε το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας ίδιο, και στις τέσσερις τοπολογίες, και ταυτόχρονα η συχνότητα της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής να κυμαίνεται εντός μιας μικρής περιοχής γύρω από τα 2,25kHz, τότε η διακοπτική συχνότητα που απαιτείται να χρησιμοποιηθεί σε κάθε διάταξη φαίνεται στο σχήμα 6.7.1.



Σχήμα 6.7.1 Η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα δύο επιπέδων και των αντιστροφών πέντε επιπέδων, για ίδιο πλάτος θεμελιώδους αρμονικής και συχνότητα κυριαρχούσας αρμονικής εντός μιας περιοχής των 2.25kHz.

6.8 ΜΗ ΙΣΟΚΑΤΑΝΕΜΗΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΠΥΚΝΩΤΩΝ

Ένα πρόβλημα που συναντάται στους αντιστροφείς NPDCMI είναι το φαινόμενο της ανομοιόμορφης φόρτισης των πυκνωτών, (Capacitor Voltage Unbalance, CVU). Επειδή τα επίπεδα τάσεως στα άκρα κάθε πυκνωτή είναι διαφορετικά, τα ρεύματα που παράγουν οι ίδιοι οι πυκνωτές θα είναι επίσης διαφορετικά. Σε περίπτωση λειτουργίας με συντελεστή ισχύος ίσο με τη μονάδα, ο χρόνος εκφόρτισης των πυκνωτών είναι διαφορετικός. Ένα τέτοιο προφίλ φόρτισης-εκφόρτισης των πυκνωτών επαναλαμβάνεται κάθε μισό κύκλο με αποτέλεσμα να εμφανίζεται το φαινόμενο CVU μεταξύ των διαφόρων επιπέδων τάσης. Αυτό το φαινόμενο μπορεί να εξαλειφθεί χρησιμοποιώντας στη θέση των πυκνωτών σταθερές πηγές τάσεως ή μπαταρίες, ή PWM ρυθμιστές τάσεως.

Σε αντίθεση με τον αντιστροφέα NPDCMI, ο αντιστροφέας FCMI έχει αφθονία όσον αφορά τα ενδιάμεσα επίπεδα τάσεως. Η δυνατότητα της αφθονίας επιπέδων επιτρέπει τον καλύτερο έλεγχο της τάσης κάθε πυκνωτή χωριστά. Για την παραγωγή ενός επιπέδου της φασικής τάσεως εξόδου, ο αντιστροφέας μπορεί να χρησιμοποιεί διαφορετικούς συνδυασμούς πυκνωτών, έτσι ώστε να επιτρέπει επιλεκτικά τη φόρτιση ή εκφόρτιση των πυκνωτών. Αυτή η ευχέρεια επιλογής βοηθάει στο σωστό χειρισμό της τάσης των πυκνωτών καθώς επίσης και στη διατήρηση τους στα σωστά επίπεδα τάσεως. Από την άλλη, όμως, η εναλλαγή ανάμεσα σε πολλούς διακοπτικούς συνδυασμούς οδηγεί σε πολύπλοκα συστήματα ελέγχου των παλμών έναυσης των διακοπών. Για να είναι όσο το δυνατόν πιο πρακτικό το κύκλωμα ελέγχου των παλμών είναι απαραίτητος ο περιορισμός των διακοπτικών συνδυασμών. Αυτό, όμως, συντελεί στην εμφάνιση του προβλήματος του CVU. Το πρόβλημα αυτό, μάλιστα, επιδεινώνεται κάθε φορά που αποκλείεται ένας συνδυασμός, λόγω του μεγάλου αριθμού των πυκνωτών που δομούν τον FCMI.

Μικρότερο είναι το πρόβλημα αυτό στον συμβατικό αντιστροφέα και στον αντιστροφέα SDCSMI. Στο συμβατικό αντιστροφέα, η μη ύπαρξη πολλαπλών επιπέδων τάσης έχει ως αποτέλεσμα οι πυκνωτές να φορτίζονται και να εκφορτίζονται ομοιόμορφα. Έτσι το πρόβλημα του CVU είναι αμελητέο. Στον αντιστροφέα SDCSMI χρησιμοποιείται ένας πυκνωτής για κάθε μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Οι πυκνωτές αυτοί λειτουργούν ως ανεξάρτητες και απομονωμένες πηγές. Αυτό έχει ως συνέπεια το φαινόμενο CVU να είναι αμελητέο.

6.9 ΠΕΔΙΟ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

Στην ενότητα αυτή θα αναλύσουμε το εύρος των εφαρμογών των διαφόρων τύπων αντιστροφέων. Από όλους τους τύπους αντιστροφέων, ο αντιστροφέας SDCSMI παρουσιάζει το μεγαλύτερο μειονέκτημα, λόγω της αναγκαιότητας ύπαρξης απομονωμένων πηγών τάσεως. Μια τέτοια τοπολογία είναι κατάλληλη μόνο για συστήματα ανανεώσιμης ενέργειας, όπως για παράδειγμα κυψέλες υδρογόνου, φωτοβολταϊκά, βιομάζα. Αντίθετα, οι αντιστροφείς NPDCMI και FCMI δεν έχουν κανένα περιορισμό όσον αφορά το πεδίο εφαρμογών τους. Το γεγονός αυτό ενισχύεται από τη δυνατότητα αυτών των αντιστροφέων να λειτουργούν σε αρκετά υψηλές τάσεις, αλλά και από τη δυνατότητα να παρέχουν τάση εξόδου ποιοτικά καλύτερη. Ένας παράγοντας που θα μπορούσε να λειτουργήσει ανασταλτικά είναι τα πολλά ημιαγωγά στοιχεία που απαιτούνται και κατ' επέκταση η πολυπλοκότητα του κυκλώματος ελέγχου.

Όσον αφορά το συμβατικό αντιστροφέα, η απλότητα του κυκλώματος ελέγχου των παλμών έναυσης των διακοπών έχει δώσει μεγάλη ώθηση στην εφαρμογή του. Οι περισσότερες εταιρείες συνεχίζουν να προτιμούν τους συμβατικούς αντιστροφείς, επειδή το κύκλωμα ελέγχου που απαιτούν είναι απλούστερο από αυτό που χρησιμοποιούν οι πολυεπίπεδοι αντιστροφείς. Ωστόσο, η χρήση των συμβατικών αντιστροφέων περιορίζεται όταν πρόκειται για εφαρμογές που απαιτούνται αρκετά υψηλές τάσεις.

6.10 ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΟΣ ΠΙΝΑΚΑΣ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ

Στις προηγούμενες ενότητες του παρόντος κεφαλαίου έγινε μελέτη και σύγκριση της συμπεριφοράς των αντιστροφέων πηγής τάσεως, για συγκεκριμένη παράμετρο κάθε φορά. Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, μπορούμε να δημιουργήσουμε έναν συγκεντρωτικό πίνακα (πιν. 6.10.1), ο οποίος θα περιέχει όλες τις παραπάνω παραμέτρους σύγκρισης. Με το τρόπο αυτό θα αποκτήσουμε μια συνολική συγκριτική εικόνα των αντιστροφέων πηγής τάσεως, η οποία θα βοηθήσει στην επιλογή του κατάλληλου αντιστροφέα για κάθε περίπτωση.

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ	ΤΥΠΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ			
	ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ	NPDCMI	FCMI	SDCSMI
ΚΥΡΙΟΙ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ ΑΝΤΙΠΑΡΑΛΛΗΛΕΣ ΔΙΟΔΟΥΣ ΑΝΑ ΦΑΣΗ	2	2(m-1)	2(m-1)	s(m-1)
“CLAMPING DIODES” ΑΝΑ ΦΑΣΗ	0	(m-1)(m-2)	0	0
ΠΥΚΝΩΤΕΣ DC ΖΥΓΟΥ	2	(m-1)	(m-1)	3*(m-1)/2
“BALANCING CAPACITORS” ΑΝΑ ΦΑΣΗ	0	0	(m-1)(m-2)/2	0
ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΠΛΑΤΟΣ ΘΕΜΕΛΙΩΔΟΥΣ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΦΑΣΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ	(1/2) A_r/A_c	(1/2) (m-1) A_r/A_c	(1/2) (m-1) A_r/A_c	A_r/A_c
ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΠΛΑΤΟΣ ΘΕΜΕΛΙΩΔΟΥΣ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΠΟΛΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ	$(\frac{\sqrt{3}}{2}) A_r/A_c$	$(\frac{\sqrt{3}}{2}) (m-1) A_r/A_c$	$(\frac{\sqrt{3}}{2}) (m-1) A_r/A_c$	$\sqrt{3} A_r/A_c$
ΤΑΣΗ ΚΥΡΙΑΡΧΟΥΣΑΣ ΑΝΩΤΕΡΗΣ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΣΥΝΙΣΤΩΣΑΣ (ΦΑΣΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ) $A_r/A_c=0.96$	d=Fnc-2	d=Fnc-10	d=Fnc-10	d=2sFnc-7
ΤΑΣΗ ΚΥΡΙΑΡΧΟΥΣΑΣ ΑΝΩΤΕΡΗΣ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΣΥΝΙΣΤΩΣΑΣ (ΠΟΛΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ) $A_r/A_c=0.96$	d=Fnc-2	d=Fnc-10	d=Fnc-10	d=2sFnc-7
ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΜΕΝΗ ΤΙΜΗ ΠΛΑΤΟΥΣ ΚΥΡΙΑΡΧΟΥΣΑΣ ΑΝΩΤΕΡΗΣ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΣΥΝΙΣΤΩΣΑΣ ΦΑΣΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ (χειρότερη περίπτωση)	0.312 για $A_r/A_c=1$	0.063 για $A_r/A_c=0.7$	0.065 για $A_r/A_c=0.7$	0.145 για $A_r/A_c=1$
ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΜΕΝΗ ΤΙΜΗ ΠΛΑΤΟΥΣ ΚΥΡΙΑΡΧΟΥΣΑΣ ΑΝΩΤΕΡΗΣ ΑΡΜΟΝΙΚΗΣ ΣΥΝΙΣΤΩΣΑΣ ΠΟΛΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ (χειρότερη περίπτωση)	0.314 για $A_r/A_c=1$	0.065 για $A_r/A_c=0.7$	0.065 για $A_r/A_c=0.7$	0.144 για $A_r/A_c=1$
THD % ΦΑΣΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ (ΧΕΙΡΟΤΕΡΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ $A_r/A_c=0.7$)	156.1%	32.9%	33.1%	33.2%
THD % ΠΟΛΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ (ΧΕΙΡΟΤΕΡΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ $A_r/A_c=0.7$)	91.7%	18%	18.1 %	22.4%
ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΓΙΑ ΤΟΝ SPWM ΕΛΕΓΧΟ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ	Fnc	Fnc	Fnc	Fnc/2s
ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ (Watt)	79.2	68.2	47.8	257
ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΝΑ ΔΙΑΚΟΠΤΗ (Watt)	10.7	1.8	1.8	10
ΠΡΟΒΛΗΜΑ ΜΗ ΙΣΟΚΑΤΑΝΟΜΗΣ ΤΗΣ ΤΑΣΕΩΣ ΤΩΝ ΠΥΚΝΩΤΩΝ	ΜΙΚΡΟ	ΜΕΤΡΙΟ	ΥΨΗΛΟ	ΜΙΚΡΟ
ΠΟΛΥΠΛΟΚΟΤΗΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΠΑΛΜΩΝ	ΑΠΛΗ	ΜΕΤΡΙΑ	ΜΕΤΡΙΑ	ΜΕΤΡΙΑ
ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ	<ul style="list-style-type: none"> • ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ • ΟΔΗΓΗΣΗ • ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ • ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΗΣ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ-ΕΝΕΡΓΟ ΦΙΛΤΡΟ 	<ul style="list-style-type: none"> • ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ • ΟΔΗΓΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ • ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΗΣ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ-ΕΝΕΡΓΟ ΦΙΛΤΡΟ • ΜΕΤΑΦΟΡΑ 	<ul style="list-style-type: none"> • ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ • ΟΔΗΓΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ • ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΗΣ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ-ΕΝΕΡΓΟ ΦΙΛΤΡΟ • ΜΕΤΑΦΟΡΑ 	<ul style="list-style-type: none"> • ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ • ΚΥΨΕΛΕΣ ΥΔΡΟΓΟΝΟΥ

	• ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ	ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ	ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ	
--	---------------------------------------	----------------------	----------------------	--

Πίνακας 6.10.1 Συγκεντρωτικός πίνακας σύγκρισης αντιστροφών πηγής τάσεως.

Β Ι Β Λ Ι Ο Γ Ρ Α Φ Ι Α

- [1] Mohan, Underland, Robbins, "Power Electronics...Converters, Applications, and Design", third edition, John Wiley, 2003
- [2] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Ηλεκτρονικά Ισχύος", Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ 2000
- [3] Στέφανος Ν. Μανιάς, Α. Καλετσάνος "Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά", Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ 2001
- [4] J.S. LAI and F. Z.PENG "Multilevel converters- A new breed of power converters", IEE Trans. Ind. Applicat. ,vol. 32, pp 509-517, May/June 1996
- [5] L. Tolbert, F. Z.PENG and T. Habelter, "Multilevel converters for large Electric drives", IEE Trans. Ind. Applicat. ,vol. 35, pp 36-44, Jan/Feb 1999
- [6] R. Teodorescu, F. Beaabjerg, J. K. Pedersen, E. Cengelsi, S. Sulistijo, B. Woo, and P. Enjeti, "Multilevel converters – A survey" , in Proc. European Power Electronics Conf. (EPE '99), Lausanne, Switzerland, 1999
- [7] H. Stemmler and G. Guth, "The thyristor-controlled static phase-shifter A new tool for power system flow control in ac transmission system", Brown Boveri Rev., vol 69, pp. 86-91, 1982
- [8] J. G. Kappenaman and D. L. VanHouse, "Static phase shifter applications and concepts for the Minnesota-Odario interconnection" FACTs Applications, IEEE Power Engineering Society, pp 8-12-8-18, 1996
- [9] Περατζάκης Γεώργιος, "Ανάλυση και Σχεδίαση Αντιστροφή Πολ-λαπλών Επιπέδων Τάσης", Μεταπτυχιακή διπλωματική εργασία, 2002
- [10] Γ. Καραγιάννης, " Σήματα και Συστήματα", Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ 1999
- [11] Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall Edition, 2002
- [12] Andrzej M. Trzynadlowski, "Introduction to Modern Power Electronics", JohnWiley & Sons Edition, 1998

- [13] Muhammad H. Rachid, "Power Electronics Handbook", Academic Press Edition 2001
- [14] Pradeep M. Bhagwat, V. R. Stefanovic, "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter", IEEE Transactions Ind. Applicat., vol IA-19, No 6, Nov./Dec. 1983
- [15] P. D. Corey, "Methods for Optimizing the waveform of stepped-wave static inverters", AIEE Paper, cp.62-1147, Denver, June 1962
- [16] J. M. Andrejak and M. Lescure, "High voltage converters promising technological developments", in Proc. Rec. EPE Conf., 1987, pp.1.159-1.162
- [17] N. S. Choi, J. G. Cho and G.H.Cho, "A general circuit topology of multilevel Inverters", in Proc. Rec. IEEE PESC 1991, pp 96-103
- [18] M. Carpita and S. Tencomi, "A novel multilevel structure for voltage source Inverter", in Proc. Rec. EPE Conf., 1991, pp1.90-1.94
- [19] A. Nabae, I. Takahashi and A Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol 19, pp518-523, Sept/Oct. 1981
- [20] H. Stemmler, "High power industrial drives", Proc. IEEE, vol 82, pp 1266-1286, Aug. 1994
- [21] A Steimel, "Electric railway traction in europe", IEEE Ind. Applicat. Mag., pp7-17 Nov./Dec. 1996
- [22] B.A Renz, A. J. F. Heri, A. S. Mehraban, J.P. Kessinger, C.D. Cehauder, L. Gyugyi, L. J. Kovalsky, and A.A. Edris, " World's First Unified Power flow Controller on the AEP System", Tech Rep, CIGRE Paper 14-107, 1998
- [23] J. Rodriguez, J. S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A survey of Topologies, Controls and Applications, IEEE Trans. Ind. Electronics, vol 49, No 4, pp 724-738, Aug. 2002
- [24] T. A. Meynard and H. Foch, "Multilevel choppers for high voltage applications", Eur. Power Electron. Drives J., vol 2, no 1, p. 41, Mar. 1992
- [25] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan and T. A. Lipo, "Comparison of multilevel inverters for static var compensation", in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1994, pp 921-928.

- [26] R. H. Baker, Electric Power Converter, U.S. Patent Number 3,867,643, February 1975.
- [27] P. W. Hammond, "Medium Voltage PWM Drive and Method", U.S. Patent number 05,625,545, assigned to Halmar Robicon Group, April 1997.
- [28] G. A. Duba, E. S. Thaxton and J. Walter, "Modular Static Power Converter Connected in a Multi-level, Multi-Phase, Multi-Circuit Configuration", U.S. patent number 05,933,339, assigned to Electric Boat Corporation, August 1999
- [29] Y. Khersonsky, "Step Switched PWM Sine Generator", U.S. patent number 06, 556,461, assigned to Power Paragon Incorporated, April 2003.
- [30] K. Corzine, "Operation and Design of Multilevel Inverters", Dec. 2003
- [31] K. A. Corzine, M. W. Wielebski, F. Z. Peng and J. Wang, "Control of cascaded Multi-level Inverters", Accepted for publication in IEEE Transaction on Power Electronics, 2004
- [32] M. R. Baiju, K. Gopakumar K. K. Mohapatra, V.T. Somasekhar, L. Umanand, "A high Resolution Multilevel Voltage Space Phasor Generation for an open-en winding induction motor drive", European Power Electronics and Drive Journal, volume 13, number 4 pages 29-37, Sept./ Oct. Novem. 2003.
- [33] J. P. Lyons, V. Vlatkovic, P. M. Espelange, A. A. M. Esse rand F. F. Want, "Five Level High Power Motor Drive Converter And Control System", U.S. patent number 06,058,031 assigned to General Electric Company, May 2000
- [34] K.A Corzine, F. A. Hardrick and Y.L. Familiant, " A cascaded Multi-level H-Bridge Inverter Utilizing Capacitor Voltages Sources, Proceedings of the IASTAD Power Electronics Technology and Applications Conference, Feb. 2003
- [35] P. Steimer, "Operating a Power ELECTRONIC Circuit Arrangement Having Multiple Power Converters, U.S. patent number 06, 009,002 assigned to Asea Brown Boveri, Dec, 1999.
- [36] Byung-Moon Han, Hee-Joong Kim, Seung-Taek Baek, «Performance analysis of SSSC based on three-level multi-bridge PWM inverter», Internet/Elsevier .com.

- [37] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος", Εκδόσεις Παπασωτηρίου 1997.
- [38] S. R. Bowes, "New Sinusoidal Pulse Width-Modulated Inverter", Proc. IEE, Vol.122, No.11, Nov. 1975.
- [39] B. P. McGrath, D.G. Holmes, "Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters, IEEE Trans. On Ind. Electron., vol 49, No 4, Aug. 2002.
- [40] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari and G. Sciutto, "A New Multilevel PWM Method: Theoretical analysis", IEEE Trans. Power Electron., vol 7, pp. 497-505, July 1992.
- [41] Chunmei Feng, V. G. Agelidis, "On the Comparison of fundamental and High Frequency Carrier-Based PWM Techniques for Multilevel NPC Inverters"
- [42] Y. Liang and C. O. Nwankpa, "New type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted unipolar SPWM", in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1998, pp. 1447-1453.
- [43] L. Li, D. Czaskowski, Y. Liu and P. Pillay, "Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters" in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1998, pp. 1454-1461
- [44] S. Sirisukprasert, J. S. Lai and T.H. Liu, "Optimum Harmonic Reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters", in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Rome, Italy, Oct. 2000, pp.2094-2099