



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Ένας Νέος Τριφασικός Αντιστροφέας Τάσης Τεσσάρων Επιπέδων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

Παπαδόπουλου Π. Νικόλαου

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

Αθήνα, Νοέμβριος 2003

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας ολοκληρώνεται ο προπτυχιακός κύκλος σπουδών μου, ο οποίος, για κάθε φοιτητή, αναμφισβήτητα αποτελεί το πιο καθοριστικό διάστημα αφομοίωσης των σύγχρονων εξελίξεων στο γνωστικό αντικείμενο της σχολής των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών. Σε αυτό το διάστημα των πέντε ετών, ήταν αρκετοί οι άνθρωποι των οποίων η αμέριστη συμπαράσταση με ώθησε να αγαπήσω την παρεχόμενη γνώση αλλά και να κατασταλάξω στην κατεύθυνση που στο μέλλον θα κληθώ να εφαρμόσω όλα όσα εισέπραξα κατά τη διάρκεια των σπουδών μου. Η κατεύθυνση αυτή αφορά στα Ηλεκτρονικά Ισχύος και στις εφαρμογές τους, συνεπώς, δεν μπορώ παρά να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον άνθρωπο ο οποίος μου έδειξε την κατεύθυνση αυτή και με εφοδίασε με όλες τις απαραίτητες γνώσεις. Ένα μεγάλο ευχαριστώ στον καθηγητή μου κ. Στέφανο Μανιά, Καθηγητή Ε.Μ.Π, για την πολύτιμη συμβολή του στην επιτυχή διεκπεραίωση της διπλωματικής μου εργασίας, και κατ' επέκταση των σπουδών μου, αν και μια απλή ευχαριστία είναι λίγη σε σχέση με το μέγεθος της προσφοράς του στην προσπάθειά μου για σφαιρική επιστημονική κατάρτιση. Κατά δεύτερο λόγο, νιώθω την ανάγκη να ευχαριστήσω τα μέλη της τριμελούς επιτροπής, κυρίως Α. Κλαδά και Σ. Παπαθανασίου, Αν. Καθηγητή Ε.Μ.Π και Λέκτορα Ε.Μ.Π αντίστοιχα, καθώς και όλα τα μέλη του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος.

Τελευταίους αφήνω τους ανθρώπους οι οποίοι, όπως σε όλη μου τη ζωή, έτσι και κατά τη διάρκεια των σπουδών μου στάθηκαν δίπλα μου προσφέροντας μου τα πάντα για να γίνω, όχι μόνο ένας καλός επιστήμονας, αλλά ένας καλός άνθρωπος. Όσο μικρό και άχαρο και αν φαίνεται, ένα τεράστιο ευχαριστώ στην οικογένειά μου, τον πατέρα μου Τάκη, την μητέρα μου Μιράντα και τον αδερφό μου Τάσο.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η θεωρητική μελέτη και η προσομοίωση σε ηλεκτρονικό υπολογιστή της λειτουργίας συστημάτων αντιστροφών, με έμφαση στην περιγραφή και προσομοίωση μιας νέας τοπολογίας τριφασικού αντιστροφέα τάσης τεσσάρων επιπέδων. Οι αντιστροφείς που θα παρουσιαστούν ανήκουν ως επί το πλείστον στην κατηγορία των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων (*multi-level inverters*). Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης υιοθετούνται όλο και περισσότερο σε εγκαταστάσεις υψηλής ισχύος, όπως δίκτυα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, διατάξεις ανανεώσιμων πηγών ενέργειας κ.λ.π., εξαιτίας κυρίως της ικανότητας των να διαχειρίζονται αποτελεσματικά μεγάλες ισχύεις εξασφαλίζοντας ταυτόχρονα υψηλή ποιότητα ισχύος, αφού εμφανίζουν περιορισμένη παραμόρφωση λόγω αρμονικών και χαμηλότερα επίπεδα ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης. Οι έξοδοι αυτών των συστημάτων βελτιστοποιούνται ανάλογα με την τακτική οδήγησης των διακοπτικών συστημάτων τους, συνεπώς, σημαντικό μέρος της εργασίας αφορά στην παρουσίαση των τεχνικών διαμόρφωσης παλμών και των διακοπτικών στρατηγικών που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο των αντιστροφών ισχύος.

Η προτεινόμενη τοπολογία αντιστροφέα τάσης τεσσάρων επιπέδων συγκαταλέγεται στους υβριδικούς αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων, αφού, όπως θα φανεί και στη συνέχεια, στη δομή της συνδυάζονται οι δομές των αντιστροφών τριών και δύο επιπέδων. Με αυτόν τον τρόπο σχεδιασμού παρέχεται η δυνατότητα δημιουργίας εναλλακτικών σεναρίων έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα, με άλλα λόγια παρέχονται βαθμοί ελευθερίας στη διαδικασία ελέγχου του συστήματος με γνώμονα την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος αλλά και την ισοκατανομή τους στους διακόπτες. Επίσης, ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα της προτεινόμενης τοπολογίας είναι η ελαχιστοποίηση της αρμονικής παραμόρφωσης. Ωστόσο, η διάταξη «υποφέρει» από σχετικά υψηλές απώλειες λόγω του μεγάλου αριθμού ημιαγωγικών στοιχείων που περιέχει (8 διακόπτες ανά φάση).

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μία εισαγωγή στα στοιχειώδη χαρακτηριστικά του αντιστροφέα, στις διάφορες τοπολογίες αντιστροφών που υπάρχουν καθώς και στις εφαρμογές τους. Επίσης, θα γίνει αναφορά στη φασματική συμπεριφορά των συστημάτων αντιστροφών καθώς και στην αρχή λειτουργίας των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων, για να γίνει με αυτόν τον τρόπο η εισαγωγή στην υπό εξέταση προτεινόμενη τοπολογία του αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται αναφορά και ποιοτική σύγκριση μεταξύ των πιο συνηθισμένων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος. Τα στοιχεία αυτά συναποτελούν τους ημιαγωγικούς διακόπτες, οι οποίοι προσφέρουν τη δυνατότητα ελέγχου των χρονικών διαστημάτων αγωγής και σβέσης των, ανάλογα με την τάση ή το ρεύμα που εφαρμόζεται σε κάποιον από τους ακροδέκτες αυτών.

Στο τρίτο κεφάλαιο εξετάζονται οι διαδικασίες παλμοδότησης ελέγχου ενός συστήματος αντιστροφέα τάσης, που είναι ιδιαίτερως σημαντικές για την απόδοση του συστήματος. Γι' αυτόν το λόγο ακολουθούνται συγκεκριμένες τεχνικές διαμόρφωσης παλμών έτσι ώστε να ικανοποιούνται τρεις βασικοί στόχοι: η εξάλειψη ή μείωση ανώτερων αρμονικών, ο έλεγχος της τάσης εξόδου και η ελαχιστοποίηση και ισοκατανομή των απωλειών ισχύος. Οι τεχνικές διαμόρφωσης συνήθως συνδυάζονται και πραγματοποιούνται βάσει ορισμένων διακοπτικών στρατηγικών (*switching strategies*) οι οποίες ως στόχο έχουν τη βέλτιστη δυναμική συμπεριφορά των διατάξεων και την πλήρη αξιοποίηση των διακοπτικών στοιχείων. Ο στόχος αυτός επιτυγχάνεται μέσω της ισοκατανομής των απωλειών ισχύος στους διακόπτες, γι' αυτόν το λόγο απαιτείται ο βέλτιστος συνδυασμός έναυσης και σβέσης των διακοπών.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι διάφορες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων. Το μεγάλο πλεονέκτημα της μεθόδου «κλιμακωτής εξόδου» που επιτυγχάνεται με τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων είναι ότι επιτυγχάνει τη μείωση των αρμονικών στην κυματομορφή εξόδου χωρίς να απαιτείται η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας ή η μείωση της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα. Η αρμονική παραμόρφωση τείνει προς το μηδέν όσο ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξόδου αυξάνεται, χωρίς να αγνοούνται ορισμένοι περιορισμοί που ενδεχομένως θα κάνουν το κύκλωμα ασταθές.

Στο πέμπτο κεφάλαιο θα ασχοληθούμε με την προσομοίωση, στον ηλεκτρονικό υπολογιστή, της λειτουργίας συστημάτων αντιστροφέων τάσης. Θα σχεδιαστούν και θα προσομοιωθούν διατάξεις τριφασικών αντιστροφέων οι οποίες περιγράφηκαν θεωρητικά σε προηγούμενα κεφάλαια όπως ο συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας με απλούς παλμούς ελέγχου, ο συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας με SPWM διαμόρφωση παλμών και ο NPC-SPWM τριφασικός αντιστροφέας 3 επιπέδων. Το βασικό εργαλείο προσομοίωσης θα είναι το πρόγραμμα SPICE.

Στο έκτο κεφάλαιο εξετάζουμε την τοπολογία και τη λειτουργία της προτεινόμενης τοπολογίας, δηλαδή ενός νέου τριφασικού αντιστροφέα ισχύος τεσσάρων επιπέδων, ο οποίος χρησιμοποιεί 8 διακοπτικά στοιχεία σε κάθε κλάδο φάσης. Ο DC/AC μετατροπέας αυτός μπορεί να θεωρηθεί ως συνδυασμός του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα 2 επιπέδων και του τριφασικού αντιστροφέα ουδετέρου σημείου 3 επιπέδων. Υπάρχουν εναλλακτικές διακοπτικές στρατηγικές ελέγχου του αντιστροφέα, βασισμένες στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών, έτσι ώστε να επιτευχθεί η βέλτιστη ισοκατανομή των απωλειών ισχύος ανάμεσα στα στοιχεία της τοπολογίας. Το πεδίο εφαρμογών του μετατροπέα αυτού περιλαμβάνει εφαρμογές μεταφοράς ηλεκτρικής ισχύος, HVDC μεταφοράς (μεταφορά υψηλής τάσης) και διασύνδεσης αιολικών πάρκων στο κύριο ενεργειακό δίκτυο.

Τέλος, το έβδομο κεφάλαιο συνοψίζει τα συμπεράσματα που εξήχθησαν από την ανάπτυξη των προηγούμενων κεφαλαίων, με συγκριτικές γραφικές παραστάσεις και διαγράμματα, μέσα από τα οποία φαίνονται τα σημεία στα οποία είτε μειονεκτεί είτε πλεονεκτεί ο προτεινόμενος υβριδικός αντιστροφέας σε σχέση με τις υπόλοιπες τοπολογίες.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας ολοκληρώνεται ο προπτυχιακός κύκλος σπουδών μου, ο οποίος, για κάθε φοιτητή, αναμφισβήτητα αποτελεί το πιο καθοριστικό διάστημα αφομοίωσης των σύγχρονων εξελίξεων στο γνωστικό αντικείμενο της σχολής των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών. Σε αυτό το διάστημα των πέντε ετών, ήταν αρκετοί οι άνθρωποι των οποίων η αμέριστη συμπαράσταση με ώθησε να αγαπήσω την παρεχόμενη γνώση αλλά και να κατασταλάξω στην κατεύθυνση που στο μέλλον θα κληθώ να εφαρμόσω όλα όσα εισέπραξα κατά τη διάρκεια των σπουδών μου. Η κατεύθυνση αυτή αφορά στα Ηλεκτρονικά Ισχύος και στις εφαρμογές τους, συνεπώς, δεν μπορώ παρά να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον άνθρωπο ο οποίος μου έδειξε την κατεύθυνση αυτή και με εφοδίασε με όλες τις απαραίτητες γνώσεις. Ένα μεγάλο ευχαριστώ στον καθηγητή μου κ. Στέφανο Μανιά, Καθηγητή Ε.Μ.Π, για την πολύτιμη συμβολή του στην επιτυχή διεκπεραίωση της διπλωματικής μου εργασίας, και κατ' επέκταση των σπουδών μου, αν και μια απλή ευχαριστία είναι λίγη σε σχέση με το μέγεθος της προσφοράς του στην προσπάθειά μου για σφαιρική επιστημονική κατάρτιση. Κατά δεύτερο λόγο, νιώθω την ανάγκη να ευχαριστήσω τα μέλη της τριμελούς επιτροπής, κυρίως Α. Κλαδά και Σ. Παπαθανασίου, Αν. Καθηγητή Ε.Μ.Π και Λέκτορα Ε.Μ.Π αντίστοιχα, καθώς και όλα τα μέλη του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος.

Τελευταίους αφήνω τους ανθρώπους οι οποίοι, όπως σε όλη μου τη ζωή, έτσι και κατά τη διάρκεια των σπουδών μου στάθηκαν δίπλα μου προσφέροντας μου τα πάντα για να γίνω, όχι μόνο ένας καλός επιστήμονας, αλλά ένας καλός άνθρωπος. Όσο μικρό και άχαρο και αν φαίνεται, ένα τεράστιο ευχαριστώ στην οικογένειά μου, τον πατέρα μου Τάκη, την μητέρα μου Μιράντα και τον αδερφό μου Τάσο.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η θεωρητική μελέτη και η προσομοίωση σε ηλεκτρονικό υπολογιστή της λειτουργίας συστημάτων αντιστροφών, με έμφαση στην περιγραφή και προσομοίωση μιας νέας τοπολογίας τριφασικού αντιστροφέα τάσης τεσσάρων επιπέδων. Οι αντιστροφείς που θα παρουσιαστούν ανήκουν ως επί το πλείστον στην κατηγορία των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων (*multi-level inverters*). Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τάσης υιοθετούνται όλο και περισσότερο σε εγκαταστάσεις υψηλής ισχύος, όπως δίκτυα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, διατάξεις ανανεώσιμων πηγών ενέργειας κ.λ.π., εξαιτίας κυρίως της ικανότητας των να διαχειρίζονται αποτελεσματικά μεγάλες ισχύεις εξασφαλίζοντας ταυτόχρονα υψηλή ποιότητα ισχύος, αφού εμφανίζουν περιορισμένη παραμόρφωση λόγω αρμονικών και χαμηλότερα επίπεδα ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης. Οι έξοδοι αυτών των συστημάτων βελτιστοποιούνται ανάλογα με την τακτική οδήγησης των διακοπτικών συστημάτων τους, συνεπώς, σημαντικό μέρος της εργασίας αφορά στην παρουσίαση των τεχνικών διαμόρφωσης παλμών και των διακοπτικών στρατηγικών που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο των αντιστροφών ισχύος.

Η προτεινόμενη τοπολογία αντιστροφέα τάσης τεσσάρων επιπέδων συγκαταλέγεται στους υβριδικούς αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων, αφού, όπως θα φανεί και στη συνέχεια, στη δομή της συνδυάζονται οι δομές των αντιστροφών τριών και δύο επιπέδων. Με αυτόν τον τρόπο σχεδιασμού παρέχεται η δυνατότητα δημιουργίας εναλλακτικών σεναρίων έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα, με άλλα λόγια παρέχονται βαθμοί ελευθερίας στη διαδικασία ελέγχου του συστήματος με γνώμονα την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος αλλά και την ισοκατανομή τους στους διακόπτες. Επίσης, ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα της προτεινόμενης τοπολογίας είναι η ελαχιστοποίηση της αρμονικής παραμόρφωσης. Ωστόσο, η διάταξη «υποφέρει» από σχετικά υψηλές απώλειες λόγω του μεγάλου αριθμού ημιαγωγικών στοιχείων που περιέχει (8 διακόπτες ανά φάση).

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μία εισαγωγή στα στοιχειώδη χαρακτηριστικά του αντιστροφέα, στις διάφορες τοπολογίες αντιστροφών που υπάρχουν καθώς και στις εφαρμογές τους. Επίσης, θα γίνει αναφορά στη φασματική συμπεριφορά των συστημάτων αντιστροφών καθώς και στην αρχή λειτουργίας των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων, για να γίνει με αυτόν τον τρόπο η εισαγωγή στην υπό εξέταση προτεινόμενη τοπολογία του αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται αναφορά και ποιοτική σύγκριση μεταξύ των πιο συνηθισμένων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος. Τα στοιχεία αυτά συναποτελούν τους ημιαγωγικούς διακόπτες, οι οποίοι προσφέρουν τη δυνατότητα ελέγχου των χρονικών διαστημάτων αγωγής και σβέσης των, ανάλογα με την τάση ή το ρεύμα που εφαρμόζεται σε κάποιον από τους ακροδέκτες αυτών.

Στο τρίτο κεφάλαιο εξετάζονται οι διαδικασίες παλμοδότησης ελέγχου ενός συστήματος αντιστροφέα τάσης, που είναι ιδιαίτερως σημαντικές για την απόδοση του συστήματος. Γι' αυτόν το λόγο ακολουθούνται συγκεκριμένες τεχνικές διαμόρφωσης παλμών έτσι ώστε να ικανοποιούνται τρεις βασικοί στόχοι: η εξάλειψη ή μείωση ανώτερων αρμονικών, ο έλεγχος της τάσης εξόδου και η ελαχιστοποίηση και ισοκατανομή των απωλειών ισχύος. Οι τεχνικές διαμόρφωσης συνήθως συνδυάζονται και πραγματοποιούνται βάσει ορισμένων διακοπτικών στρατηγικών (*switching strategies*) οι οποίες ως στόχο έχουν τη βέλτιστη δυναμική συμπεριφορά των διατάξεων και την πλήρη αξιοποίηση των διακοπτικών στοιχείων. Ο στόχος αυτός επιτυγχάνεται μέσω της ισοκατανομής των απωλειών ισχύος στους διακόπτες, γι' αυτόν το λόγο απαιτείται ο βέλτιστος συνδυασμός έναυσης και σβέσης των διακοπών.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι διάφορες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων. Το μεγάλο πλεονέκτημα της μεθόδου «κλιμακωτής εξόδου» που επιτυγχάνεται με τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων είναι ότι επιτυγχάνει τη μείωση των αρμονικών στην κυματομορφή εξόδου χωρίς να απαιτείται η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας ή η μείωση της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα. Η αρμονική παραμόρφωση τείνει προς το μηδέν όσο ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξόδου αυξάνεται, χωρίς να αγνοούνται ορισμένοι περιορισμοί που ενδεχομένως θα κάνουν το κύκλωμα ασταθές.

Στο πέμπτο κεφάλαιο θα ασχοληθούμε με την προσομοίωση, στον ηλεκτρονικό υπολογιστή, της λειτουργίας συστημάτων αντιστροφέων τάσης. Θα σχεδιαστούν και θα προσομοιωθούν διατάξεις τριφασικών αντιστροφέων οι οποίες περιγράφηκαν θεωρητικά σε προηγούμενα κεφάλαια όπως ο συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας με απλούς παλμούς ελέγχου, ο συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας με SPWM διαμόρφωση παλμών και ο NPC-SPWM τριφασικός αντιστροφέας 3 επιπέδων. Το βασικό εργαλείο προσομοίωσης θα είναι το πρόγραμμα SPICE.

Στο έκτο κεφάλαιο εξετάζουμε την τοπολογία και τη λειτουργία της προτεινόμενης τοπολογίας, δηλαδή ενός νέου τριφασικού αντιστροφέα ισχύος τεσσάρων επιπέδων, ο οποίος χρησιμοποιεί 8 διακοπτικά στοιχεία σε κάθε κλάδο φάσης. Ο DC/AC μετατροπέας αυτός μπορεί να θεωρηθεί ως συνδυασμός του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα 2 επιπέδων και του τριφασικού αντιστροφέα ουδετέρου σημείου 3 επιπέδων. Υπάρχουν εναλλακτικές διακοπτικές στρατηγικές ελέγχου του αντιστροφέα, βασισμένες στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών, έτσι ώστε να επιτευχθεί η βέλτιστη ισοκατανομή των απωλειών ισχύος ανάμεσα στα στοιχεία της τοπολογίας. Το πεδίο εφαρμογών του μετατροπέα αυτού περιλαμβάνει εφαρμογές μεταφοράς ηλεκτρικής ισχύος, HVDC μεταφοράς (μεταφορά υψηλής τάσης) και διασύνδεσης αιολικών πάρκων στο κύριο ενεργειακό δίκτυο.

Τέλος, το έβδομο κεφάλαιο συνοψίζει τα συμπεράσματα που εξήχθησαν από την ανάπτυξη των προηγούμενων κεφαλαίων, με συγκριτικές γραφικές παραστάσεις και διαγράμματα, μέσα από τα οποία φαίνονται τα σημεία στα οποία είτε μειονεκτεί είτε πλεονεκτεί ο προτεινόμενος υβριδικός αντιστροφέας σε σχέση με τις υπόλοιπες τοπολογίες.

Ένας νέος τριφασικός αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων

ΠΑΠΑΔΟΠΟΥΛΟΣ Π. ΝΙΚΟΣ
-03097038-

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

	σελ.
1.	
<i>Εισαγωγή</i>	1
1.1. Γενικά για τους αντιστροφείς.....	1
1.2. Μονοφασικοί αντιστροφείς.....	2
1.2.1. Μονοφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.....	2
1.2.2. Μονοφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας.....	3
1.3. Τριφασικοί αντιστροφείς.....	4
1.4. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM).....	12
1.5. Στοιχεία για τη φασματική συμπεριφορά των αντιστροφέων.....	15
1.5.1. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων.....	16
1.5.2. Τεχνικές διαμόρφωσης παλμών.....	17
1.5.3. Φίλτρα εισόδου-εξόδου αντιστροφέων.....	18
1.7. Η προτεινόμενη τοπολογία αντιστροφέα.....	21
2. Ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος	23
2.1. Bipolar Junction Transistor (BJT).....	24
2.2. Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET).....	25

2.3. Silicon Control Rectifier (SCR).....	27
2.4. Gate Turn-Off Thyristor (GTO).....	28
2.5. Mos-Controlled Thyristor (MCT).....	28
2.6. Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT).....	29
2.6.1. Λειτουργία-Χαρακτηριστικές IGBT.....	29
2.6.2. Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα IGBT.....	32
2.6.3. Απώλειες ισχύος.....	32
3. Τεχνικές διαμόρφωσης-Διακοπτικές στρατηγικές.....	38
3.1. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών (Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation, SHEPWM, ή μέθοδος Patel-Hoft).....	39
3.2. Διαμόρφωση «Δ» (Delta Modulation).....	40
3.3. PWM διαμόρφωση με Χωρικά Διανύσματα (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM).....	42
3.4. Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM).....	50
3.5. Διακοπτικές στρατηγικές.....	55
4. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων.....	61
4.1. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Inverters, DCMI).....	61
4.2. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying-Capacitors Multilevel Inverters, FCMI).....	63
4.3. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσης (Multilevel Inverters using Cascaded-Inverters with Separated DC Sources, SDCSMI).....	64

4.4. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων ουδέτερου σημείου (Neutral Point-Clamped Multilevel Inverters, NPCMI).....	65
4.5. Βελτιστοποίηση αρμονικών με κλιμακωτή κυματομορφή (Optimized Harmonics Stepped-Waveform, OHSW).....	67
4.6. Εφαρμογή τεχνικών διαμόρφωσης σε multilevel αντιστροφείς.....	70
5. Προσομοίωση συστημάτων αντιστροφέν.....	75
5.1. Γενικά για το SPICE.....	75
5.2. Προσομοίωση συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα.....	77
5.2.1. Προσομοίωση συμβατικού 3-Φ αντιστροφέα ορθογωνικής τάσης εξόδου.....	77
5.2.2. Προσομοίωση συμβατικού 3-Φ αντιστροφέα με SPWM διαμόρφωση παλμών.....	81
5.3. Προσομοίωση τριφασικού NPC αντιστροφέα, 3 επιπέδων, με έλεγχο SPWM (NPC-SPWM VSI).....	91
6. Ο προτεινόμενος αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων.....	105
6.1. Γενικά για τη διάταξη.....	105
6.2. SPWM έλεγχος.....	107
6.3. Αναγνώριση-καθορισμός επιθυμητών επιπέδων τάσης.....	110
6.4. Υλοποίηση διακοπτικών στρατηγικών.....	112
6.5. Αντιστροφέας ισχύος.....	118
6.6. Η επίδραση του συντελεστή ισχύος φορτίου.....	137
6.7. Εναλλακτικές συνθήκες λειτουργίας.....	144

7. Συγκρίσεις και συμπεράσματα.....	151
7.1. Συμπεράσματα για τον συμβατικό τριφασικό SPWM αντιστροφέα.....	152
7.2. Συμπεράσματα για τον τριφασικό NPC –SPWM αντιστροφέα.....	153
7.3. Συμπεράσματα για τον προτεινόμενο υβριδικό αντιστροφέα- Συγκριτικά στοιχεία.....	155
Παράρτημα.....	164
A. Διαδικασία προσωμοίωσης.....	165
B. Data sheets.....	168
Βιβλιογραφία.....	176

Κεφάλαιο 1

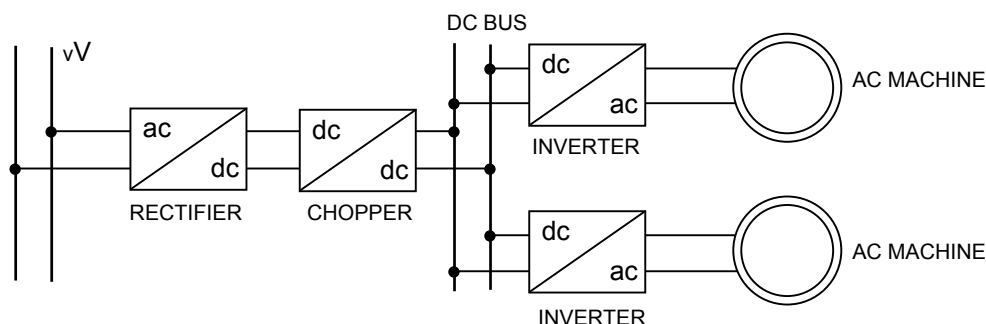
Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα εξεταστούν τα στοιχειώδη χαρακτηριστικά του αντιστροφέα, οι διάφορες τοπολογίες αντιστροφέν που υπάρχουν καθώς και οι εφαρμογές τους. Επίσης, θα γίνει αναφορά στη φασματική συμπεριφορά των συστημάτων αντιστροφέν καθώς και στην αρχή λειτουργίας των αντιστροφέν πολλαπλών επιπέδων, για να γίνει με αυτόν τον τρόπο η εισαγωγή στην υπό εξέταση προτεινόμενη τοπολογία του αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων.

1.1. Γενικά για τους αντιστροφείς

Οι αντιστροφείς είναι ένας τύπος μετατροπέν ισχύος, οι οποίοι έχουν την ιδιότητα να μετατρέπουν μια είσοδο συνεχούς τάσης ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη έξοδο με δυνατότητα μεταβλητής συχνότητας και μεταβλητού πλάτους. Οι αντιστροφείς βρίσκουν εφαρμογές στις παρακάτω περιοχές:

- Συστήματα ελέγχου ταχύτητας εναλλασσόμενων ηλεκτρικών μηχανών
- Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας
- Συστήματα ελέγχου τάσης εξόδου αιολικών συστημάτων μετατροπής ενέργειας
- Συστήματα ελέγχου θερμοκρασίας με επαγωγή
- Συστήματα ήπιων μορφών ενέργειας
- Συστήματα Αδιάλειπτης Παροχής Ισχύος (UPS)



Τυπικό σύστημα οδήγησης εναλλασσόμενης ηλεκτρικής μηχανής.

Η εναλλασσόμενη τάση δικτύου ανορθώνεται (rectifier), υποβιβάζεται ή ανυψώνεται στο επιθυμητό σημείο dc λειτουργίας (chopper) και τέλος επανέρχεται σε εναλλασσόμενη μορφή ελεγχόμενης τιμής και ελεγχόμενου φάσματος (inverter).

Οι αντιστροφείς μπορούν να ταξινομηθούν κυρίως σε δύο κατηγορίες:

- α) Στους αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης
- β) Στους αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος

Η δεύτερη και βασικότερη κατηγοριοποίηση των αντιστροφέων γίνεται με κριτήριο την συνδεσμολογία τους. Έτσι έχουμε:

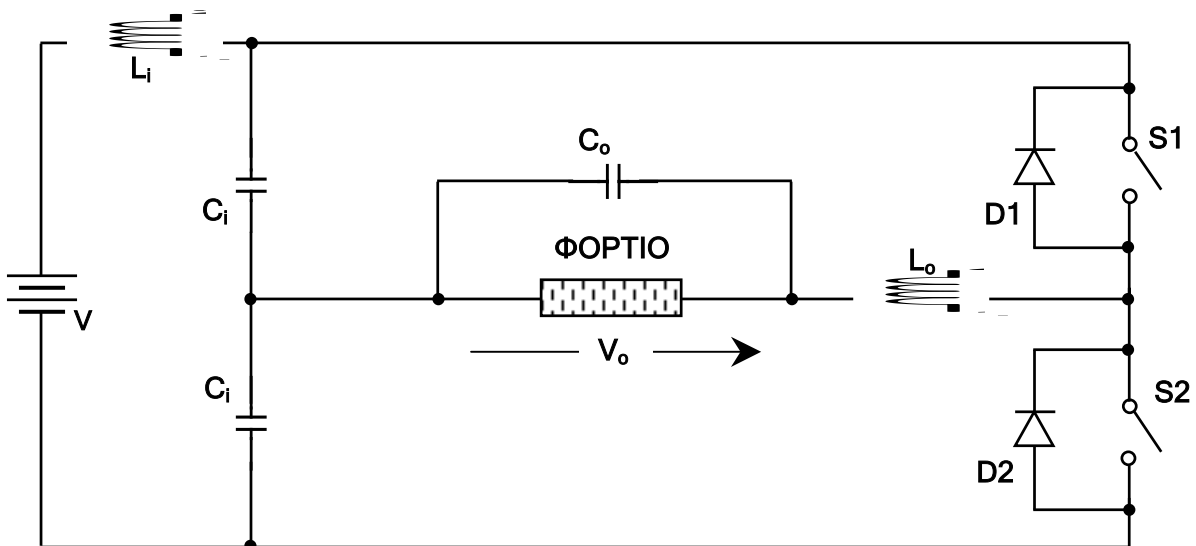
- I. Μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας
- II. Μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας
- III. Τριφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας

Στην παρούσα εργασία θα ασχοληθούμε με τοπολογίες τριφασικών αντιστροφέων με τροφοδοσία συνεχούς τάσης¹ (οι οποίοι άλλωστε παρουσιάζουν και το μεγαλύτερο πρακτικό ενδιαφέρον), συνεπώς θα αναφερθούμε συνοπτικά στους μονοφασικούς αντιστροφείς στην παράγραφο που ακολουθεί, και κατόπιν, με περισσότερες λεπτομέρειες θα εξετάσουμε τη λειτουργία και τις κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα.

1.2. Μονοφασικοί αντιστροφείς

1.2.1. Μονοφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας

Η συνδεσμολογία ημιγέφυρας για τον μονοφασικό αντιστροφέα φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.1
Μονοφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας

¹ 3-Φ VSI (Voltage Source Inverters)

Οι διακόπτες S1, S2 μπορεί να είναι *BJTs*, *MOSFETs*, *IGBTs*, *GTOs* ή *θυρίστορ* ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου². Οι δίοδοι D1, D2 ονομάζονται *δίοδοι ελεύθερης διέλευσης* και χρησιμοποιούνται για να επιτρέψουν τη διέλευση του ρεύματος εξόδου όταν οι διακόπτες S1, S2 βρίσκονται σε κατάσταση αποκοπής (ανάλογα πάντα με το είδος του φορτίου).

Η τάση εξόδου είναι ένας δικατάστατος τετραγωνικός παλμός με πλάτος $\pm V/2$. Ο έλεγχος της τάσης εξόδου είναι δυνατόν να επιτευχθεί με τη μεταβολή των διαστημάτων αγωγής των διακοπών S1, S2 μέσω των παλμών έναυσης αυτών.

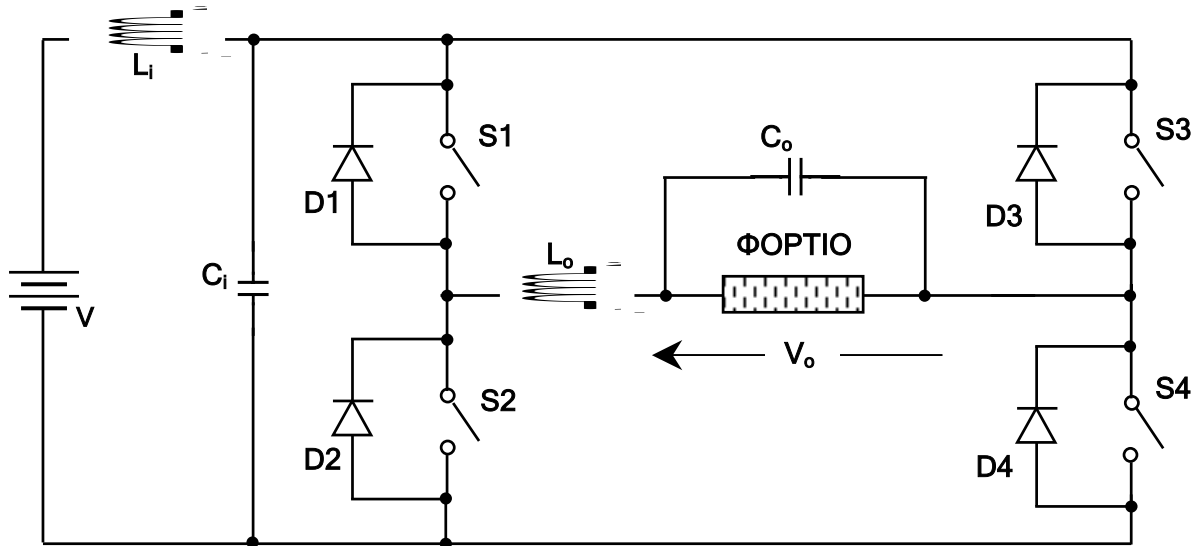
Όταν η τάση εξόδου πρέπει να αυξηθεί, τότε τα χρονικά διαστήματα αγωγής των διακοπών πρέπει να αυξηθούν και αντίστοιχα, όταν επιθυμούμε μείωση της τάσης εξόδου, τα χρονικά διαστήματα αγωγής των διακοπών πρέπει να μειωθούν. Συνεπώς, με κατάλληλη αυξομείωση των διαστημάτων αγωγής των ημιαγωγικών διακοπών (μέσω των αντίστοιχων παλμών έναυσης) μπορούμε να επιτύχουμε σταθεροποίηση της τάσης εξόδου σε σχέση με τις διάφορες διακυμάνσεις της πηγής εισόδου.

Ο συγκεκριμένος μονοφασικός αντιστροφέας ημιγέφυρας παρουσιάζει τρία κυρίως μειονεκτήματα:

- Για την κατασκευή του χρειάζονται δύο πυκνωτές μεσαίας λήψης.
- Δεν μπορεί να δημιουργήσει τάση εξόδου με διαστήματα μηδενικής τάσης για μη ωμικά φορτία.
- Το πλάτος της τάσης εξόδου έχει τη μισή τιμή της τάσης εισόδου.

1.2.2. Μονοφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας

Τα μειονεκτήματα του μονοφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας εξαλείφονται με τη συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.2

Μονοφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας

² Στοιχεία για την συμπεριφορά των διαφόρων ημιαγωγικών διακοπών παρατίθενται στο κεφάλαιο 2.

Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η παραπάνω τοπολογία αποτελείται ουσιαστικά από δύο ημιγέφυρες με αποτέλεσμα η τάση εξόδου να έχει ίσο πλάτος με την τάση εισόδου.

- Όταν το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν ομόσημες τιμές τότε ενεργός ισχύς μεταφέρεται από την είσοδο του αντιστροφέα προς την έξοδο. Πιο συγκεκριμένα, όταν η τάση και το ρεύμα εξόδου έχουν θετικές τιμές, παρατηρούμε ότι άγει το ζεύγος διακοπών [S1, S4], ενώ όταν έχουν αρνητικές τιμές άγει το ζεύγος [S2, S3].
- Αν η τάση εξόδου έχει μηδενική τιμή και το ρεύμα εξόδου έχει θετική τιμή τότε μπορεί να άγει ένα από τα ζεύγη των ημιαγωγικών στοιχείων [S4, D2], [S1, D4] επιτρέποντας έτσι στο λεγόμενο *κυκλικό ρεύμα (circulating current)* να κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα του φορτίου.
- Στην περίπτωση που η τάση εξόδου έχει μηδενική τιμή και το ρεύμα εξόδου έχει αρνητική τιμή, το υποκύκλωμα του φορτίου διαρρέεται πάλι από κυκλικό ρεύμα αφού άγει ένα από τα ζεύγη [S3, D1] [S2, D3]. Το κυκλικό ρεύμα σε αυτήν την περίπτωση καλείται και *άεργο ρεύμα* διότι ο αυτεπαγωγικός χαρακτήρας του φορτίου ευθύνεται για τη μεταφορά αέργου ισχύος από την έξοδο προς την είσοδο.
- Όταν η τάση εξόδου έχει θετική τιμή και το ρεύμα εξόδου έχει αρνητική τιμή, το φορτίο είναι προφανώς επαγωγικό και άγει το ζεύγος διόδων [D1, D3].
- Αντίστοιχα, όταν η τάση εξόδου έχει αρνητική τιμή και το ρεύμα εξόδου έχει θετική τιμή, το φορτίο είναι χωρητικό και άγει το ζεύγος διόδων [D2, D4].

Στο σημείο αυτό πρέπει να τονίσουμε ότι τα δικτυώματα παθητικών στοιχείων L_i , C_i και L_o , C_o που φαίνονται στα σχήματα 1.1, 1.2 αποτελούν τα φίλτρα εισόδου και εξόδου αντίστοιχα των τοπολογιών και ποικίλλουν ανάλογα με τις προδιαγραφές των εφαρμογών³.

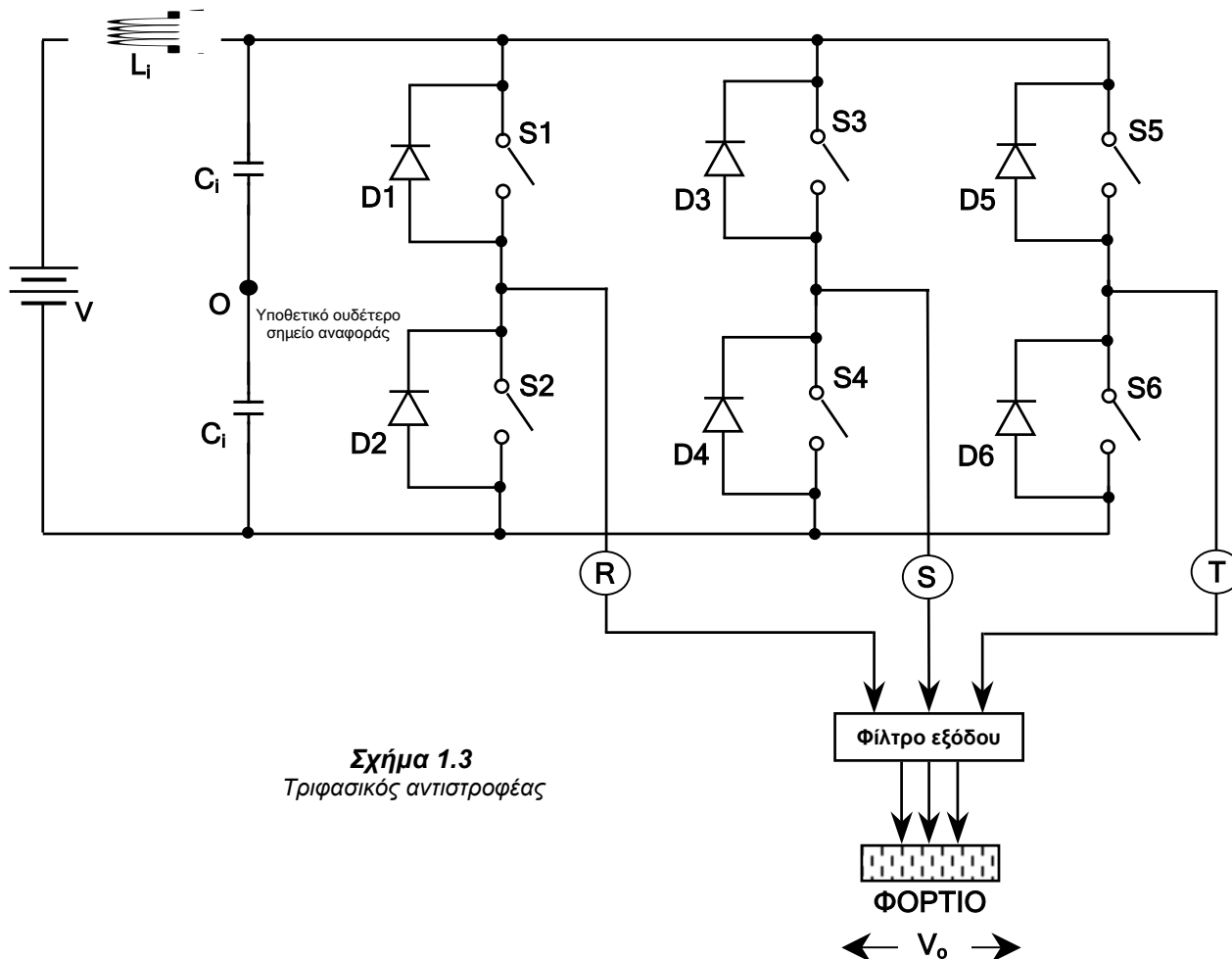
1.3. Τριφασικοί αντιστροφείς

Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε στο σχήμα 1.3 που ακολουθεί στην επόμενη σελίδα, ο συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας αποτελείται στην ουσία από τρεις ημιγέφυρες συνδεδεμένες παράλληλα, με αποτέλεσμα η έξοδος σε κάθε φάση ξεχωριστά να περιγράφεται από την αρχή λειτουργίας του μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, όπως παρατέθηκε στην παράγραφο 1.2.1. Είναι ευνόητο ότι οι κυματομορφές εξόδου διαφέρουν κατά 120° ανά φάση και έχουν το ίδιο πλάτος. Το υποθετικό ουδέτερο σημείο Ο είναι το σημείο αναφοράς για τις φασικές τάσεις και συχνά συμπίπτει με τη γείωση του συστήματος (ως γείωση θα χρησιμοποιηθεί και στην προτεινόμενη τοπολογία). Ορίζεται ανάλογα με τα επίπεδα dc τάσης που επιθυμούμε να τροφοδοτούν το σύστημα. Όσον αφορά στο φορτίο του συστήματος, μπορεί να είναι ισορροπημένο ή μη και να περιέχει οποιοδήποτε συνδυασμό αντίστασης, αυτεπαγωγής ή χωρητικότητας. Συνδέεται είτε κατ' αστέρα είτε κατά τρίγωνο και αντιστοίχως προσαρμόζεται και το φίλτρο εξόδου.

Για να περιγράψουμε τη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα θα θεωρήσουμε δύο παραδείγματα. Στην πρώτη περίπτωση, η αγωγή και η σβέση των διακοπών ρυθμίζεται από τροφοδοτούμενες παλμοσειρές εύρους 180° (σχήμα 1.4) και στη δεύτερη περίπτωση που θα εξετάσουμε οι παλμοί έχουν εύρος 120° (σχήμα 1.6). Γενικά, μπορούμε να διαιρέσουμε τη λειτουργία του αντιστροφέα σε ίσα χρονικά διαστήματα της περιόδου της τάσης εξόδου ανάλογα με τον αριθμό των διακοπών που χρησιμοποιούνται, για διευκόλυνση στην περιγραφή του φαινομένου. Συνεπώς, στην περίπτωση μας η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα σε μία περίοδο της τάσης εξόδου διαιρείται σε 6 διαστήματα των 60° .

³ Σχετική αναφορά για τα φίλτρα εισόδου-εξόδου των αντιστροφέων γίνεται στην παράγραφο 1.5.3.

Οι παλμοί για το πρώτο παράδειγμα φαίνονται στο σχήμα 1.4(α)-(στ). Εύκολα καταλαβαίνει κανείς ότι για να λειτουργήσει η συνδεσμολογία ως αντιστροφέας δεν πρέπει να έχουμε ταυτόχρονη αγωγή των ζευγών διακοπών S1-S2, S3-S4, S5-S6. Στην περίπτωση την οποία εξετάζουμε που οι παλμοί οδήγησης έχουν εύρος 180°, τα παραπάνω ζεύγη οδηγούνται από συμπληρωματικές παλμοσειρές. Στην γενικότερη περίπτωση, τα παραπάνω ζεύγη πρέπει να οδηγούνται από παλμούς με μία διαφορά φάσης π ακτίνων. Για να επιτευχθούν οι επιθυμητές κυματομορφές των φασικών τάσεων εξόδου που φαίνονται στο σχήμα 1.4(ζ)-(η), συμπεραίνουμε ότι πρέπει να ισχύουν οι αντιστοιχίες μεταξύ των διακοπών που άγουν και των επιπέδων τάσης εξόδου (έστω για την φασική τάση V_{RO}) που φαίνονται στον πίνακα 1.1 της επόμενης σελίδας.

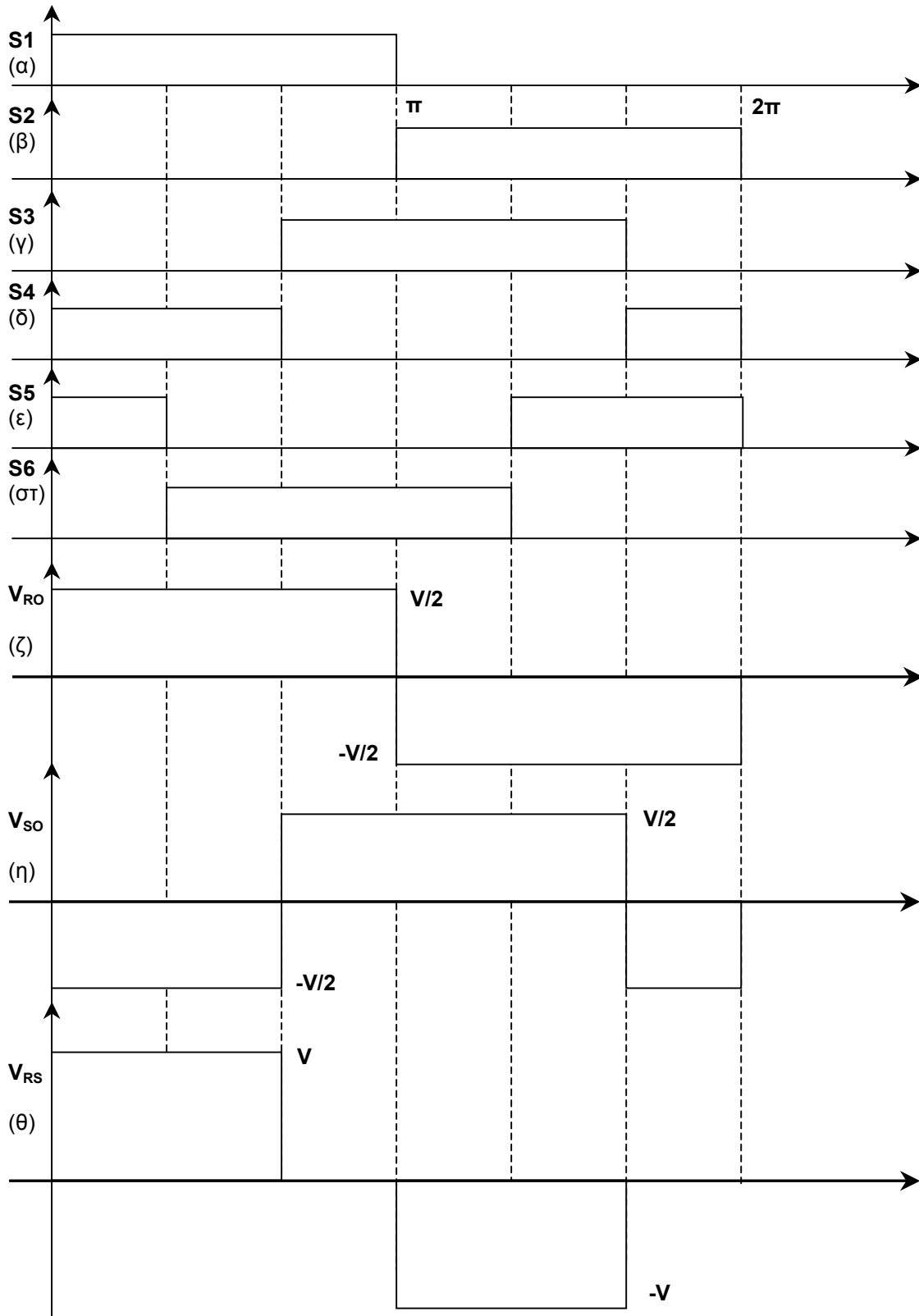


Σχήμα 1.3
Τριφασικός αντιστροφέας

Επίπεδο φασικής τάσης εξόδου V_{RO}	Διακόπτες που άγουν
$+V/2$ (0, $\pi/3$)	S1, S4, S5
$+V/2$ ($\pi/3, 2\pi/3$)	S1, S4, S6
$+V/2$ ($2\pi/3, \pi$)	S1, S3, S6
$-V/2$ ($\pi, 4\pi/3$)	S2, S3, S6
$-V/2$ ($4\pi/3, 5\pi/3$)	S2, S3, S5
$-V/2$ ($5\pi/3, 2\pi$)	S2, S4, S5

Πίνακας 1.1

Διακοπτικοί συνδυασμοί και αντίστοιχα παραγόμενα επίπεδα φασικής τάσης εξόδου, για εύρος διακοπτικών παλμών 180°.



Σχήμα 1.4

Θεωρητικές κυματομορφές τριφασικού αντιστροφέα με εύρος παλμών φασικής τάσης 180° .
 (α)-(στ) Παλμοί έναυσης ημιαγωγικών διακοπών εύρους 180° ,
 (ζ)-(η) Φασικές τάσεις R-O, S-O, (θ) Πολική τάση R-S

Θα εφαρμόσουμε τώρα την περιοδική σειρά Fourier για να προσδιορίσουμε το φασματικό περιεχόμενο των κυματομορφών τάσης εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα. Στην περίπτωση μας, η σειρά Fourier στην τριγωνομετρική της μορφή γράφεται ως εξής:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{2\pi n}{T}t\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{2\pi n}{T}t\right) \quad (1.1)$$

διότι ο σταθερός όρος a_0 της σειράς παραλείπεται αφού παριστάνει την dc φασματική συνιστώσα. Στην ουσία, ο σταθερός αυτός όρος εκφράζει την μέση τιμή του σήματος $f(t)$ η οποία λόγω συμμετρίας είναι μηδενική. Στη σχέση (1.1) είναι:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos\left(\frac{2\pi n}{T}t\right) dt \quad \text{ή} \quad a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_0}^{\varphi_0+2\pi} f(t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (1.2)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin\left(\frac{2\pi n}{T}t\right) dt \quad \text{ή} \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_0}^{\varphi_0+2\pi} f(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (1.3)$$

Ονομάζουμε δ το εύρος των παλμών της **φασικής τάσης εξόδου** του αντιστροφέα, στη γενική του περίπτωση. Επίσης, θεωρούμε ότι $\varphi_0 = -\pi$.

Θα μετατοπίσουμε τη γραφική παράσταση του σήματος 1.4(θ) κατά μια γωνία $\varphi = \frac{\pi - \delta}{2}$ προς τα δεξιά για να διαπιστώσουμε καλύτερα τις συμμετρίες της κυματομορφής, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.5(β). Από το σχήμα 1.5(β) μπορούμε να συμπεράνουμε τα εξής:

- Η ολοκληρωτέα συνάρτηση της σχέσης (1.2) είναι περιττή (διότι η παλμοσειρά $f(t)$ είναι περιττή και η συνάρτηση $\cos x$ είναι άρτια στο $[-\pi, \pi]$), οπότε είναι $\mathbf{a_n=0}$.

- Η ολοκληρωτέα συνάρτηση της σχέσης (1.3) είναι άρτια (διότι η παλμοσειρά $f(t)$ είναι περιττή και η συνάρτηση $\sin x$ είναι περιττή στο $[-\pi, \pi]$), οπότε είναι:

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \sin(n\omega t) d\omega t \Rightarrow b_n = \frac{2U}{\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} \sin(n\omega t) d\omega t \quad \left\{ \text{είναι } f(t) = U \text{ στο } \left[\frac{\pi-\delta}{2}, \frac{\pi+\delta}{2} \right] \right\}$$

Άρα:

$$b_n = -\frac{2U}{n\pi} \left\{ \cos\left[n\left(\frac{\pi+\delta}{2}\right)\right] - \cos\left[n\left(\frac{\pi-\delta}{2}\right)\right] \right\} \quad . \text{ Από γνωστό τριγωνομετρικό τύπο παίρνουμε:}$$

$$b_n = \frac{4U}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \quad (1.4)$$

Παρατηρούμε ότι για άρτιες τάξεις συχνοτήτων, η σχέση (1.4) δίνει $b_n = 0$. Οπότε :

$$|b_n| = \frac{4U}{n\pi} \left| \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \right|, \quad \text{για } n = 2k - 1, k \in \mathbf{N}^* \quad (1.5)$$

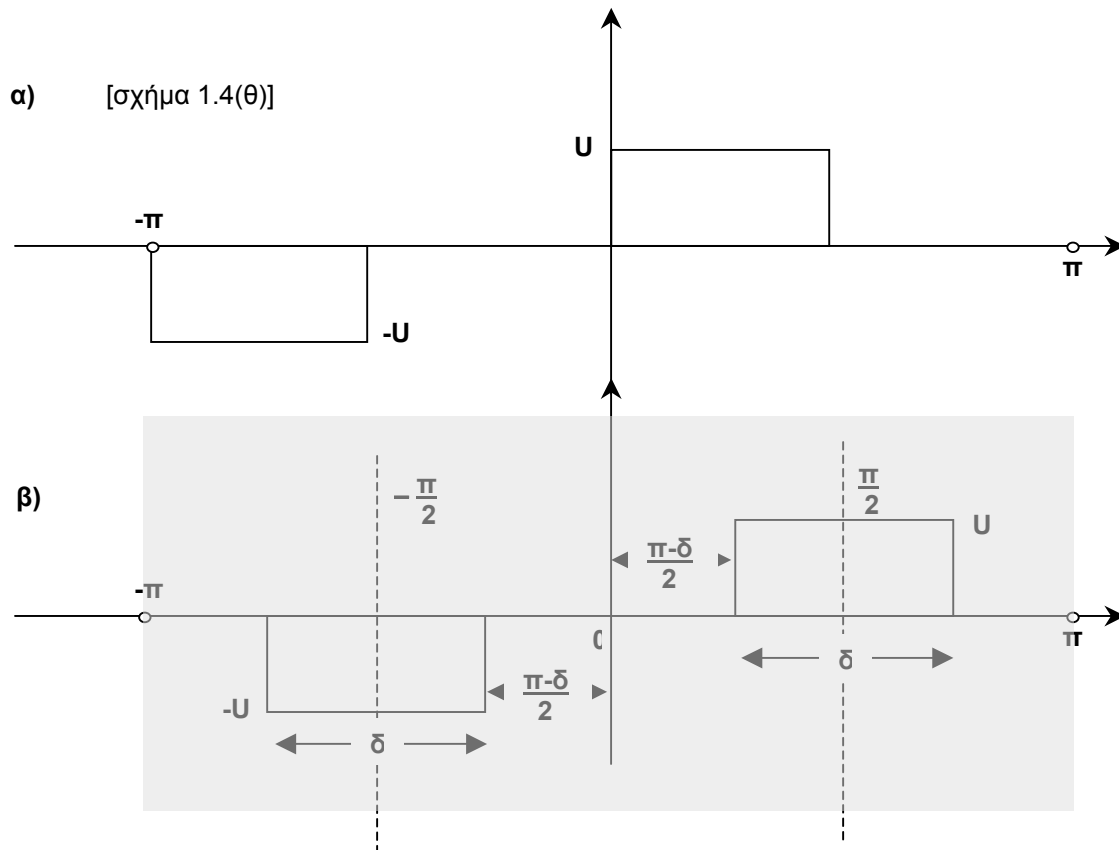
Συνοψίζοντας, θα είναι $a_n = 0$ και επίσης μόνο οι συχνότητες περιττής τάξης θα έχουν μη μηδενικό πλάτος στο φάσμα της φασικής τάσης εξόδου.⁴

⁴ Από εδώ και στο εξής, οι συντελεστές Fourier b_n θα αναφέρονται ως απόλυτες τιμές.

Συνεπώς, γενικά για τους αντιστροφείς ισχύει:

$$f(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{2\pi n}{T} t\right) \quad (1.6)$$

όπου $f(t)$ είναι η τάση εξόδου (η φασική τάση εξόδου, αν εξετάσουμε περίπτωση τριφασικού αντιστροφέα, όπως παρακάτω) και b_n είναι το πλάτος που αντιστοιχεί σε κάθε αρμονική τάξης n , και το οποίο δίνεται από τη σχέση (1.5).



Σχήμα 1.5

Μετατοπισμένοι άξονες για τον υπολογισμό των φασματικών συνιστωσών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Άρα, από τις σχέσεις (1.1)-(1.6), μπορούμε να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα στο πεδίο της συχνότητας (για το πρώτο παράδειγμα), χρησιμοποιώντας την τριγωνομετρική σειρά Fourier. Θα αναλύσουμε τη φασική τάση V_{RO} . Σύμφωνα με τα παραπάνω:

$$V_{RO} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \hat{V}_{RO,n} \sin\left(\frac{2\pi n}{T} t\right) \quad (1.7)$$

$$\hat{V}_{RO,n} = \frac{2V}{n\pi} \quad \text{για } \delta = 180^\circ \quad (1.8)$$

Παρατήρηση

Θα περιμέναμε η σχέση (1.7) να είναι $\hat{V}_{RO,n} = \frac{4V}{n\pi}$, όπως άλλωστε προκύπτει από την (1.5), αντί για $\hat{V}_{RO,n} = \frac{2V}{n\pi}$ που πραγματικά είναι. Η διαίρεση με έναν παράγοντα 2 οφείλεται στο γεγονός ότι η συνδεσμολογία ημιγέφυρας παρέχει στις φασικές εξόδους το μισό πλάτος της τάσης εισόδου, με αποτέλεσμα κατά τον υπολογισμό της σχέσης (1.4) να έχουμε $f(t) \equiv \frac{V}{2}$ αντί για $f(t) \equiv V$.

Άρα, τελικά θα έχουμε για τις φασικές τάσεις:

$$V_{RO} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (1.9)$$

$$V_{SO} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \sin\{n(\omega t - 120^\circ)\} \quad (1.10)$$

$$V_{TO} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \sin\{n(\omega t - 240^\circ)\} \quad (1.11)$$

Για τις πολική τάση εξόδου V_{RS} του αντιστροφέα ισχύουν:

$$V_{RS} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \hat{V}_{RS,n} \sin\{n(\omega t + 30^\circ)\} \quad \text{όπου :}$$

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

και

$$\hat{V}_{RS,n} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V \sin(n\omega t) d\omega t = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} V \sin(n\omega t) d\omega t \Rightarrow \hat{V}_{RS,n} = \frac{4V}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad (1.12)$$

Παρατηρούμε ότι για $n = 3(2k - 1), k \in \mathbb{N}^*$, η σχέση (1.11) δίνει $\hat{V}_{RS,n} = 0$ γεγονός που σημαίνει ότι **οι συχνότητες με συντελεστή $n = 3, 9, 15, 21$ κ.ο.κ δεν συνεισφέρουν στο φασματικό περιεχόμενο της πολικής τάσης εξόδου⁵.**

Άρα, θα έχουμε για τις πολικές τάσεις:

⁵ Με άλλα λόγια η αρμονική συνιστώσα με το αμέσως μεγαλύτερο πλάτος μετά την βασική αρμονική είναι η 5^η, συνιστώσα η οποία προξενεί αρκετά προβλήματα σε βιομηχανικές εφαρμογές.

$$V_{RS} = \sum_{n=1,5,7,11\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\{n(\omega t + 30^\circ)\} \quad (1.13)$$

$$V_{ST} = \sum_{n=1,5,7,11\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\{n(\omega t + 30^\circ - 120^\circ)\} \quad (1.14)$$

$$V_{TR} = \sum_{n=1,5,7,11\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\{n(\omega t + 30^\circ - 240^\circ)\} \quad (1.15)$$

Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφέρουμε ότι η ενεργός ισχύς εξόδου του συστήματος του τριφασικού αντιστροφέα προέρχεται αποκλειστικά από τη βασική αρμονική συνιστώσα της τάσης και του ρεύματος εξόδου και δίνεται από τη σχέση:

$$P_o = 3P_p = 3\tilde{V}_{R,1} \times \tilde{I}_{R,1} \times \cos\phi_1 \quad (1.16)$$

όπου: P_p = ενεργός ισχύς μιας φάσης εξόδου (έστω της R)

$\tilde{I}_{R,1}$ = ενεργός τιμή της βασικής αρμονικής του φασικού ρεύματος εξόδου

$\tilde{V}_{R,1}$ = 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

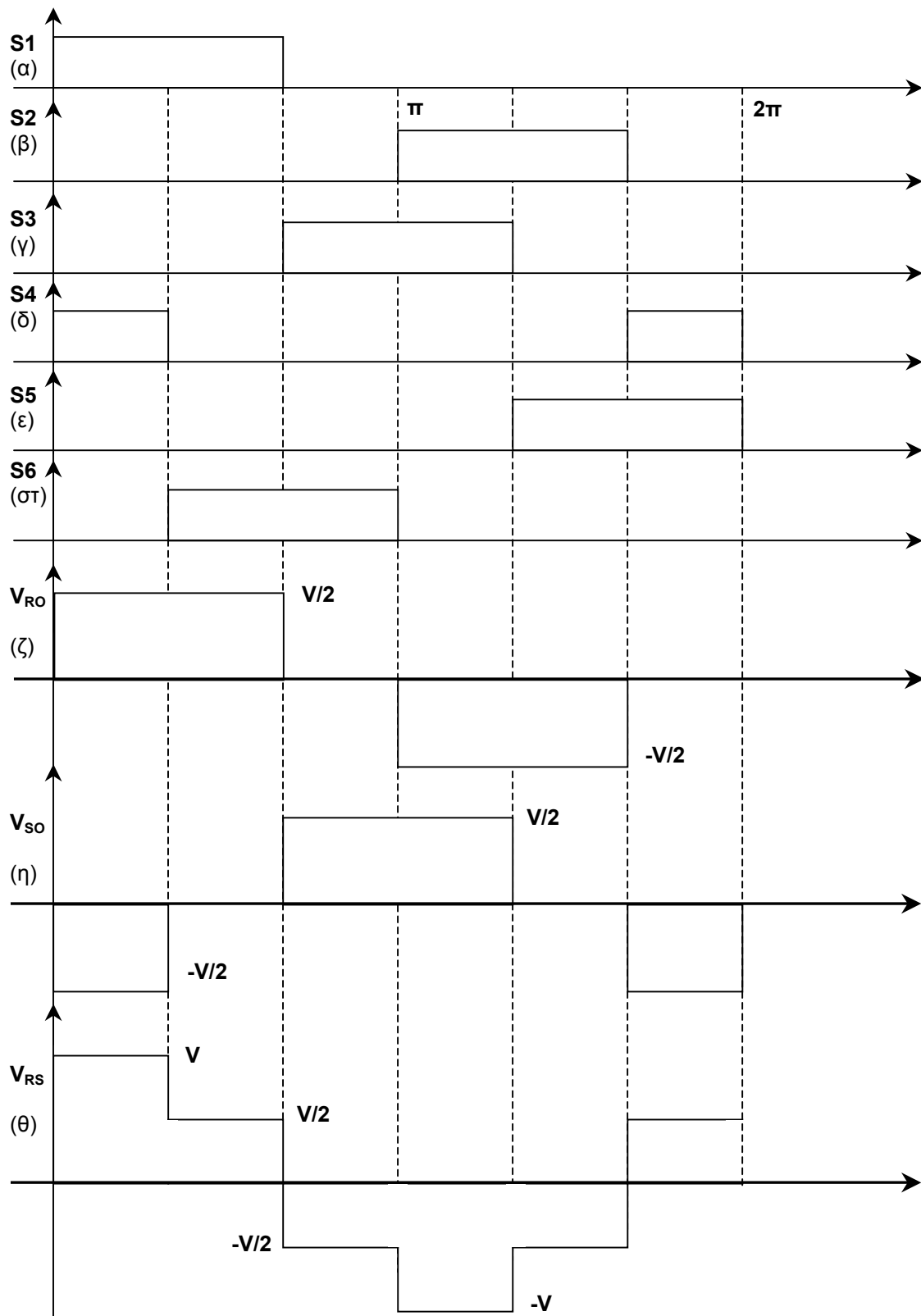
Ας εξετάσουμε τώρα, ποιοτικά, και το δεύτερο παράδειγμα τριφασικού αντιστροφέα, του οποίου οι διακόπτες οδηγούνται από παλμούς εύρους 120° . Οι κυματομορφές φαίνονται στο σχήμα 1.5. Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία με το προηγούμενο παράδειγμα, καταστρώνουμε τον παρακάτω πίνακα για τη σειρά αγωγής των διακοπών:

Επίπεδο φασικής τάσης εξόδου V_{RO}	Διακόπτες που άγουν
$+V/2$ (0, $\pi/3$)	S1, S4
$+V/2$ ($\pi/3, 2\pi/3$)	S1, S6
0 ($2\pi/3, \pi$)	S3, S6
$-V/2$ ($\pi, 4\pi/3$)	S2, S3
$-V/2$ ($4\pi/3, 5\pi/3$)	S2, S5
0 ($5\pi/3, 2\pi$)	S4, S5

Πίνακας 1.2

Διακοπτικοί συνδυασμοί και αντίστοιχα παραγόμενα επίπεδα φασικής τάσης εξόδου, για εύρος διακοπτικών παλμών 120° .

Τα δύο προηγούμενα παραδείγματα παρουσιάστηκαν για να εξαχθούν ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με το πώς το εύρος των παλμών οδήγησης επηρεάζει τη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα, συμπεράσματα τα οποία συνοψίζονται στις παρατηρήσεις που θα ακολουθήσουν.



Σχήμα 1.5

Θεωρητικές κυματομορφές τριφασικού αντιστροφέα με εύρος παλμών φασικής τάσης 120° .

(α)-(στ) Παλμοί έναυσης ημιαγωγικών διακοπών εύρους 120° ,

(ζ)-(η) Φασικές τάσεις R-O, S-O, (θ) Πολική τάση R-S

Παρατηρήσεις

- Από τους πίνακες 1.1 και 1.2 διαπιστώνουμε ότι σε κάθε διάστημα άγουν 3 και 2 διακόπτες αντίστοιχα. Για να έχουμε ορθή λειτουργία του αντιστροφέα, οι διακόπτες που άγουν δεν πρέπει να είναι όλοι της ίδιας σειράς (οι δύο σειρές διακοπών είναι οι S1-S3-S5 και S2-S4-S6).
- Αν οι παλμοί που οδηγούν τους διακόπτες κάθε κλάδου φάσης (*phase leg*) δεν είναι απολύτως συμπληρωματικοί μεταξύ τους, δηλαδή
 - είτε υπάρχει ένα διάστημα από το πέρας του πρώτου μέχρι την έναρξη του δεύτερου όπου και οι δύο διακόπτες είναι σε κατάσταση σβέσης (π.χ παλμοί εύρους 120°),
 - είτε υπάρχει ένα διάστημα πριν το πέρας του πρώτου και μετά την έναρξη του δεύτερου όπου και οι δύο διακόπτες είναι σε κατάσταση αγωγής (π.χ παλμοί εύρους 240°),
 τότε η κυματομορφή της φασικής τάσης είναι τριεπίπεδη ($-V/2, 0, V/2$) και η κυματομορφή της πολικής τάσης είναι τετραεπίπεδη ($-V, -V/2, V/2, V$). Αυτό το είδαμε στο σχήμα 1.5 στην περίπτωση που οι παλμοί έχουν εύρος 120° . Στο πρώτο παράδειγμα, στο σχήμα 1.4, που οι παλμοί έχουν εύρος 180° και είναι συμπληρωματικοί, δεν έχουμε διαστήματα μηδενικής φασικής τάσης ($-V/2, V/2$) και η πολική τάση είναι τριεπίπεδη ($-V, 0 V$).

Με περισσότερες λεπτομέρειες θα παρουσιαστούν οι κυματομορφές εξόδου και οι φασματικές αποκρίσεις των τριφασικών αντιστροφέων στο κεφάλαιο 4 (αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων), στο κεφάλαιο 3 (τεχνικές διαμόρφωσης) και στο κεφάλαιο 5 (προσωμοίωση συστημάτων VSI) όπου και θα εξομοιωθεί η λειτουργία τους.

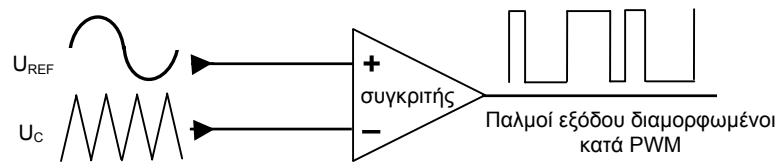
1.4. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (*Pulse Width Modulation, PWM*)

Στις περισσότερες πρακτικές περιπτώσεις που εμπλέκουν συστήματα αντιστροφέων, το στοιχείο το οποίο συγκεντρώνει το ενδιαφέρον του σχεδιαστή είναι ο έλεγχος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Ο στόχος αυτός επιτυγχάνεται μέσω της αυξομείωσης του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου σε σχέση με τις διακυμάνσεις της τάσης εισόδου, με την μέθοδο της Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (*Pulse Width Modulation, PWM*).

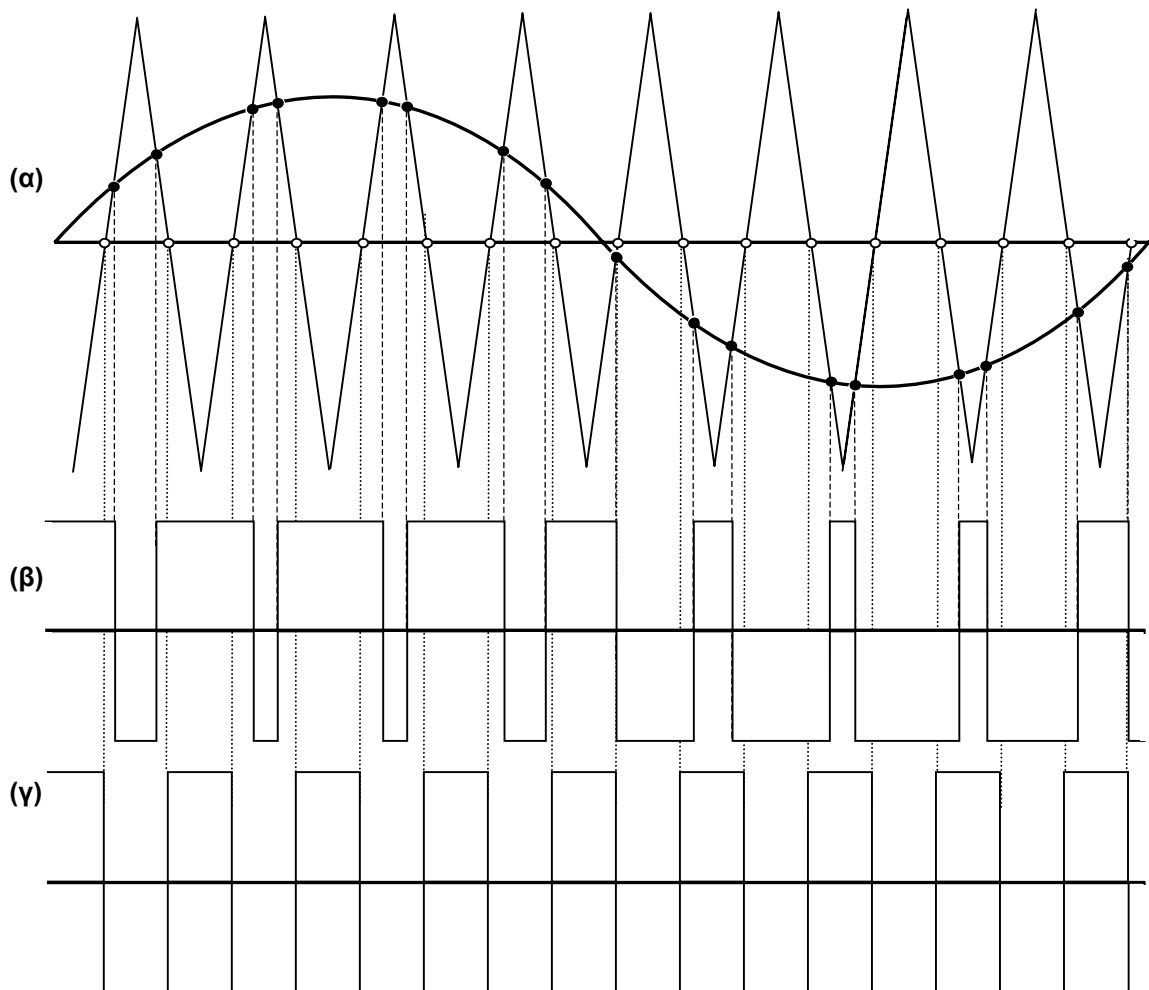
Με την τεχνική αυτή, παράγονται σε επίπεδο κυκλώματος ελέγχου (ασθενή σήματα) δύο συγχρονισμένες μεταξύ τους κυματομορφές, εκ των οποίων η μία ονομάζεται κυματομορφή αναφοράς, έστω U_{REF} , και η άλλη ονομάζεται κυματομορφή φορέα, έστω U_C . **Συνήθως, η κυματομορφή αναφοράς είναι ημιτονική και ο φορέας είναι τριγωνική κυματομορφή⁶.**

Οι δύο προαναφερθείσες κυματομορφές εφαρμόζονται στην είσοδο ενός συγκριτή (*comparator*), όπως φαίνεται στο σχήμα 1.6, η έξοδος του οποίου θα είναι μία παλμοσειρά μεταβλητού εύρους. Η κυματομορφή εξόδου του συγκριτή εξαρτάται από τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών εισόδου, όπως φαίνεται στη γραφική απεικόνιση του σχήματος 1.7. Πιο συγκεκριμένα, στα διαστήματα που $U_{REF} > U_C$ η έξοδος είναι ON ενώ όταν $U_{REF} < U_C$ η έξοδος είναι OFF.

⁶ Τα στοιχεία αυτά συγκροτούν την τεχνική SPWM η οποία θα αναλυθεί στο τρίτο κεφάλαιο. Για διευκόλυνση, θα εξετάσουμε την μέθοδο PWM χρησιμοποιώντας ημιτονοειδή αναφορά.



Σχήμα 1.6
Η διαδικασία της PWM διαμόρφωσης

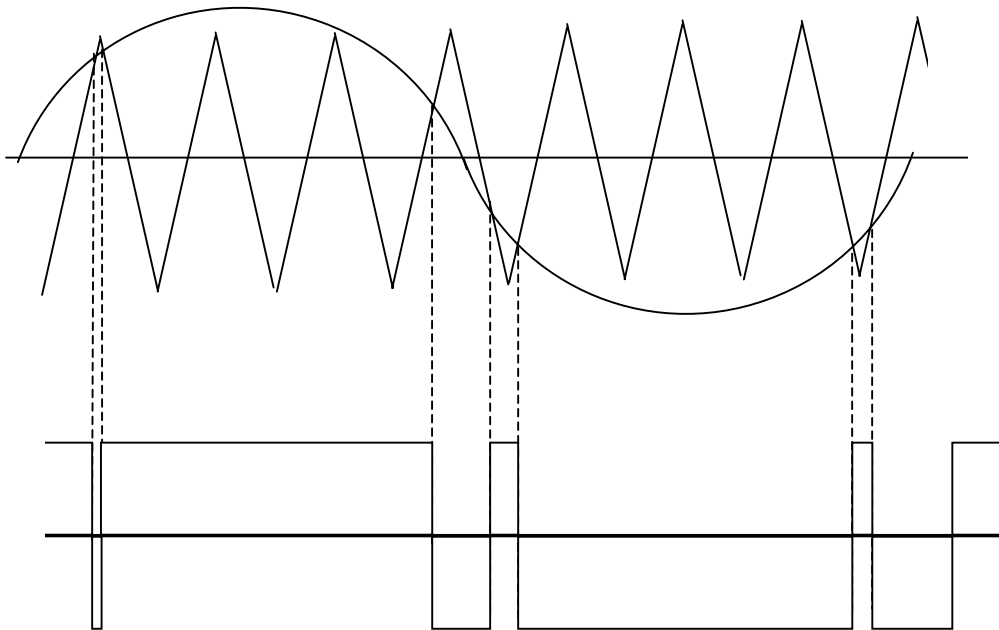


Σχήμα 1.7
Γραφική απεικόνιση της Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών
(α) Κυματομορφή φορέα (τριγωνική) και δύο ενδεχόμενες κυματομορφές αναφοράς: ημιτονοειδής και σταθερή.
(β) Παλμοί διαμορφωμένοι από το ημιτονοειδές σήμα, (γ) Παλμοί διαμορφωμένοι από το σταθερό σήμα

Έστω ότι είναι $\max\{U_{REF}\} = A_{REF}$ το πλάτος της κυματομορφής αναφοράς και $\max\{U_C\} = A_C$ το πλάτος της κυματομορφής φορέα. Ορίζουμε τον **συντελεστή διαμόρφωσης** M_f ως εξής:

$$M_f = \frac{\max\{U_{REF}\}}{\max\{U_C\}} = \frac{A_{REF}}{A_C}$$

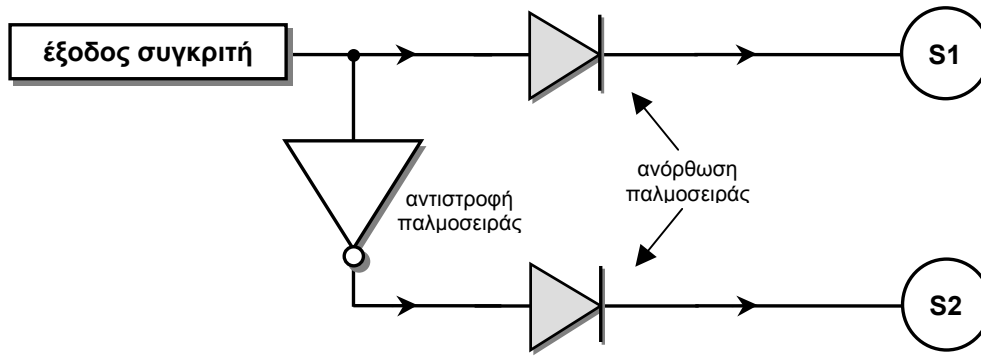
Για να αποφύγουμε το **φαινόμενο της υπερδιαμόρφωσης**, που φαίνεται στο σχήμα 1.8, σχεδιάζουμε τις τοπολογίες αντιστροφών που χρησιμοποιούν PWM διαμόρφωση έτσι ώστε να είναι $0 < M_f \leq 1$, δηλαδή να ισχύει $A_{REF} \leq A_C$. Συνεπώς, αυξομειώνοντας το συντελεστή διαμόρφωσης από 0 έως 1, η κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή μεταβάλλεται.



Σχήμα 1.8

Κορεσμένη παλμοσειρά στην έξοδο του συγκριτή που οφείλεται σε υπερδιαμόρφωση. Φαίνεται ότι η υπερδιαμόρφωση είναι ανεπιθύμητη διότι χάνουμε μέρος της «πληροφορίας» του φέροντος σήματος.

Το ερώτημα που προκύπτει άμεσα είναι πώς εφαρμόζονται οι διαμορφωμένοι παλμοί των διαγραμμάτων 1.7(β) και 1.7(γ) στους διακόπτες ενός συστήματος τριφασικού αντιστροφέα, όπως του σχήματος 1.3. Το ζήτημα της οδήγησης των διακοπών από PWM παλμούς, για την βασική τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα, θα εξεταστεί για μία φάση, π.χ την R και τους αντίστοιχους διακόπτες S1, S2. Σχηματικά, η διαδικασία φαίνεται στο σχήμα 1.9 που ακολουθεί στην επόμενη σελίδα. Το αρνητικό μέρος της τάσης εξόδου του συγκριτή ορίζει τους παλμούς έναυσης των «κάτω» διακοπών και το θετικό μέρος της τάσης εξόδου του συγκριτή ορίζει τους παλμούς έναυσης των «πάνω» διακοπών. Οι παλμοί οι οποίοι θα οδηγήσουν τους διακόπτες των φάσεων S, T προκύπτουν από σύγκριση της κυματομορφής φορέα με την κυματομορφή αναφοράς, μετατοπισμένη προς τα δεξιά κατά 120° και 240° αντίστοιχα, και αφού έχουν περάσει την επεξεργασία του σχήματος 1.9. Άρα, εύλογο είναι το συμπέρασμα ότι **για την υλοποίηση του τριφασικού αντιστροφέα με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών, χρειαζόμαστε τρεις συγκριτές**. Οι κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών θα παρουσιαστούν σε επόμενο κεφάλαιο, κατά την παρουσίαση της τεχνικής SPWM.



Σχήμα 1.9
Δημιουργία παλμών οδήγησης⁷

1.5. Στοιχεία για τη φασματική συμπεριφορά των αντιστροφών

Ένα από τα μεγαλύτερα προβλήματα, όχι μόνο στα συστήματα αντιστροφών αλλά στα γενικότερα ζητήματα που άπτονται της ποιότητας ισχύος, είναι η ύπαρξη αρμονικών συνιστωσών στο φασματικό περιεχόμενο των ηλεκτρικών συστημάτων. Αρμονικές, όπως τις είδαμε και σε προηγούμενη παράγραφο κατά την ανάλυση Fourier, ονομάζονται οι συνιστώσες του πλάτους του σήματος οι οποίες εμφανίζονται σε συχνότητες πολλαπλάσιες της θεμελιώδους συχνότητας λειτουργίας του εκάστοτε συστήματος. Δηλαδή, η ισχύς του συστήματος δεν συγκεντρώνεται στη θεμελιώδη συχνότητα λειτουργίας του, αλλά κατανέμεται σε και πολλαπλάσιες συχνότητες. Η κατανομή ισχύος στο φάσμα του σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη της αύξησης της συχνότητας.

Γενικά, μπορούμε να διακρίνουμε δύο τύπους αρμονικών: τις **αρμονικές ρεύματος** και τις **αρμονικές τάσης**. Και οι δύο τύποι αρμονικών βρίσκονται σε άμεση εξάρτηση από το είδος του φορτίου (αντίσταση, χωρητικότητα ή επαγωγή) και είναι δυνατόν να δημιουργηθούν είτε εξαιτίας της επίδρασης του φορτίου στο κύκλωμα είτε εξαιτίας της επίδρασης της πηγής.

Αρμονικές που οφείλονται στο φορτίο

Δημιουργούνται από τη μη γραμμική λειτουργία στοιχείων ενός συστήματος, όπως στην περίπτωση μας οι μετατροπείς ισχύος. Συνήθως είναι υπεύθυνες για την υπερθέρμανση των μηχανών και των μαγνητικών πυρήνων των μετασχηματιστών.

Αρμονικές που οφείλονται στην πηγή

Δημιουργούνται από την τροφοδοσία ισχύος με μη ημιτονοειδή κυματομορφή τάσης. Μπορούν να προξενήσουν απώλειες ισχύος, ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση (*ElectroMagnetic Interference, EMI*) και παρασιτική ροπή σε μηχανές εναλλασσόμενης τάσης.

Από τα παραπάνω συνάγεται το συμπέρασμα ότι κάθε περιοδική κυματομορφή μπορεί να θεωρηθεί ως η υπέρθεση μιας θεμελιώδους συχνότητας και ενός συνόλου αρμονικών συνιστωσών. Λόγω της ανεπιθύμητης δράσης των αρμονικών, κατά τη σχεδίαση κάθε συστήματος γίνεται προσπάθεια αρχικά να προσδιορίζεται η ποσότητα αυτών και κατόπιν να ελαχιστοποιείται η δράση τους.

⁷ Στο παραπάνω σχήμα, οι διακόπτες οδηγούνται από ανορθωμένους παλμούς διότι, όπως θα δούμε και στην παράγραφο 1.7, τα ημιαγωγικά στοιχεία λειτουργούν δικατάστατα (ON-OFF) όταν εφαρμόζεται ως είσοδος ελέγχου – συνήθως – παλμός από 0 έως V Volts, όπου η τάση V εξαρτάται από τον τύπο του ημιαγωγού.

Ο πιο ευρέως χρησιμοποιούμενος τρόπος για τη μέτρηση των αρμονικών είναι ο υπολογισμός του **Συντελεστή Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion, THD)** ο οποίος μαθηματικά δίνεται από τον τύπο:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_{(n)}^2}}{H_1} \quad (1.17)$$

Με τον συντελεστή THD δηλαδή, υπολογίζουμε το ποσοστό της ισχύος η οποία **δεν** συγκεντρώνεται στη θεμελιώδη συχνότητα (H_n είναι τα πλάτη των αρμονικών τάξης n και H_1 είναι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας). Έχει εκτιμηθεί ότι για την ορθή λειτουργία του εκάστοτε συστήματος πρέπει να είναι $THD \leq 5\%$. Ορίζουμε, επίσης, τον **συντελεστή παραμόρφωσης (Distortion Factor)** ως εξής:

$$D = \frac{\hat{V}_{o,n}}{n^2}, \quad n > 1 \quad (1.18)$$

Η αρμονική η οποία παρουσιάζει τον μέγιστο συντελεστή παραμόρφωσης καλείται **κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική (dominant harmonic) τάξης d**. Στις πρακτικές περιπτώσεις 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.

Ωστόσο, το σημαντικότερο στοιχείο κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος αντιστροφέα, πέρα από τον υπολογισμό του πλήθους των αρμονικών, είναι η μεθοδολογία εξάλειψης ή μείωσης των ανώτερων αρμονικών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με την προσθήκη ενός φίλτρου στην έξοδο του 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 αντίστοιχα 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 (και συνεπώς μικρότερος κόστους στις περισσότερες των περιπτώσεων) από το να βρίσκεται η πρώτη ανώτερη αρμονική σε συχνότητα 3 φορές μεγαλύτερη από τη συχνότητα της βασικής. Οι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται για τη μείωση ή την εξάλειψη των αρμονικών διακρίνονται σε δύο κατηγορίες:

- Σχεδίαση των αντιστροφέων έτσι ώστε η τάση εξόδου να αποτελείται από συνεχείς παλμοσειρές πολλαπλών επιπέδων. Οι τοπολογίες αυτές καλούνται **Αντιστροφείς Πολλαπλών Επιπέδων (Multilevel Inverters)**.
- Διαμόρφωση των παλμών ελέγχου των διακοπών του αντιστροφέα, αξιοποιώντας κατά κύριο λόγο τη μέθοδο PWM. Συνήθως οι διαδικασίες αυτές ονομάζονται **τεχνικές διαμόρφωσης παλμών (Pulse Modulation Techniques)**.

1.5.1. Αντιστροφείς Πολλαπλών Επιπέδων (Multilevel Inverters)

Οι αντιστροφείς τάσης πολλαπλών επιπέδων χρησιμοποιούνται σε πολλές βιομηχανικές εφαρμογές όπως τα συστήματα παροχής ισχύος και τα συστήματα οδήγησης κινητήρων. Το μεγάλο πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι επιτυγχάνει τη μείωση των αρμονικών στην κυματομορφή εξόδου χωρίς να απαιτείται η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας ή η μείωση της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα. Η κυματομορφή της τάσης εξόδου συντίθεται από ένα σύνολο επιπέδων τάσης, τα οποία συνήθως δημιουργούνται με διαίρεση της dc τάσης εισόδου από πυκνωτές. **Όσο ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξόδου αυξάνεται, ο συντελεστής THD τείνει προς το μηδέν.** Βέβαια, υπάρχουν και

περιορισμοί στον αριθμό των επιπέδων τάσης που θα έχει τελικά η κυματομορφή εξόδου και οι οποίοι οφείλονται στο ενδεχόμενο να πέσει το κύκλωμα σε αστάθεια.
Οι βασικότεροι τύποι αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων είναι οι εξής:

- 1) **Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Inverters, DCM)**
- 2) **Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying-Capacitor Multilevel Inverters, FCMI)**
- 3) **Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσης (Cascaded-Inverters with Separated DC Sources, SDCSMI)**
- 4) **Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων ουδέτερου σημείου (Neutral Point-Clamped Multilevel Inverter, NPCMI)**

Οι τύποι των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων θα αναλυθούν στο 4^ο κεφάλαιο καθώς και η μέθοδος OHSW⁸ σύμφωνα με την οποία επιτυγχάνεται η μείωση των αρμονικών.

1.5.2. Τεχνικές διαμόρφωσης παλμών

Είναι γενικά παραδεκτό ότι η λειτουργία ενός αντιστροφέα, χωρίς κάποια τεχνική διαμόρφωση κατά τη δημιουργία και τροφοδότηση των παλμών ελέγχου, επιτρέπει την εμφάνιση ανεπιθύμητων αρμονικών συνιστωσών στην τάση εξόδου. Η διαμόρφωση της τροφοδοτούμενης παλμοσειράς σύμφωνα με κάποιο μοντέλο έχει ως στόχο την εξάλειψη των ανώτερων αρμονικών ή την απομάκρυνση τους στο πεδίο της συχνότητας από τη βασική αρμονική, και σχεδόν πάντα εφρμόζεται σε συνδυασμό με την τεχνολογία των πολλαπλών επιπέδων που προαναφέρθηκε, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται το βέλτιστο φάσμα της κυματομορφής εξόδου. Οι κυριότερες τεχνικές διαμόρφωσης, οι οποίες αποτελούν τη βάση των διακοπτικών στρατηγικών οδήγησης των αντιστροφών, είναι οι παρακάτω:

- 1) **Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM, ή και Subharmonic Natural Pulse Width Modulation).** Με την τεχνική αυτή επιτυγχάνεται επίσης και έλεγχος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα γι' αυτό χρήζει ιδιαίτερης ανάλυσης.
- 2) **Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών (Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation, SHEPWM)⁹**
- 3) **PWM Διαμόρφωση με Χωρικά Διανύσματα (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)**
- 4) **Διαμόρφωση «Δ» (Delta Modulation)**

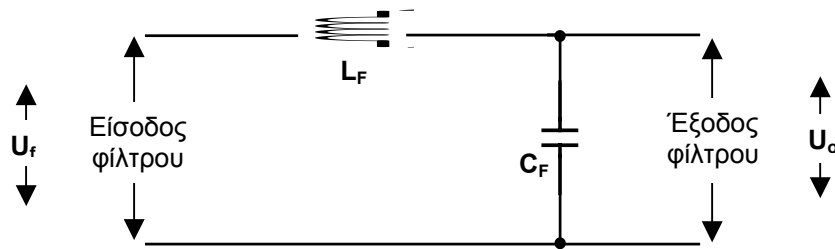
Όπως έχουμε ήδη αναφέρει και κατά τη γενική αναφορά της μεθόδου PWM σε προηγούμενη παράγραφο, ορισμένες από τις τακτικές διαμόρφωσης, εκτός από τη βελτιστοποίηση του φάσματος των κυματομορφών εξόδου, με κατάλληλες προσαρμογές μπορούν να προσφέρουν και έλεγχο των τιμών των εξόδων αυτών. Άρα, οι τεχνικές διαμόρφωσης και οι διακοπτικές στρατηγικές έχουν ιδιαίτερη σημασία στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος γι' αυτό και θα αναλυθούν στο 3^ο κεφάλαιο.

⁸ Βελτιστοποίηση αρμονικών με Κλιμακωτή Κυματομορφή (Optimized Harmonics Stepped-Waveform, OHSW)

⁹ Συχνά, η γενική αρχή της μεθόδου αυτής αναφέρεται και ως τεχνική Patel-Hoft από τα ονόματα των Hasnukh S. Patel και Richard G. Hoft οι οποίοι ασχολήθηκαν επιστημονικά με το ζήτημα της εξάλειψης των αρμονικών

1.5.3. Φίλτρα εισόδου-εξόδου αντιστροφών

Στην παράγραφο αυτή θα παρατεθούν ορισμένα στοιχεία για το σχεδιασμό των φίλτρων εισόδου-εξόδου των αντιστροφών¹⁰. Βασική προδιαγραφή στο σχεδιασμό φίλτρων είναι οι κυματομορφές που «φιλτράρονται» να παρουσιάζουν $THD \leq 5\%$ κάτω από τις χειρότερες συνθήκες λειτουργίας. Ο πιο συνηθισμένος τύπος φίλτρου που χρησιμοποιείται στην είσοδο και στην έξοδο των αντιστροφών αποτελείται από μία συνολική αυτεπαγωγή L και μία συνολική χωρητικότητα C (LC φίλτρο) συνδεδεμένες όπως στο σχήμα 1.10 που ακολουθεί:



Σχήμα 1.10

Βασική τοπολογία φίλτρων εισόδου-εξόδου

Φίλτρα εξόδου

Αν υποθέσουμε ότι το φίλτρο του σχήματος 1.10 παρεμβάλλεται μεταξύ της εξόδου του αντιστροφέα και ενός φορτίου Z_L , τότε παίρνουμε την παρακάτω σχέση η οποία στην ουσία αποτελεί και τη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου:

$$\frac{U_o}{U_f} = \frac{1}{1 + j\omega L_F \left(\frac{1}{Z_L} + j\omega C_F \right)} \Leftrightarrow \frac{U_o}{U_f} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_F C_F + \frac{j\omega L_F}{Z_L}} \quad (1.19)$$

Από τη σχέση (1.19) μπορούμε να συμπεράνουμε ότι για τη n -οστή αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου θα ισχύει:

$$\frac{\hat{U}_{0,n}}{\hat{U}_{f,n}} = \frac{1}{1 - n^2 \omega^2 L_F C_F + \frac{j n \omega L_F}{Z_{L,n}}} \quad (1.20)$$

Κρατώντας αμετάβλητες τις τιμές της χωρητικότητας και της αυτεπαγωγής στη σχέση (1.20), τότε για $Z_{L,n} \rightarrow \infty$ (δηλαδή για λειτουργία εν κενώ, χωρίς φορτίο) ο λόγος $\frac{\hat{U}_{0,n}}{\hat{U}_{f,n}}$ παίρνει τη μεγαλύτερη τιμή του και κατά συνέπεια έχουμε τη χειρότερη περίπτωση ανώτερων αρμονικών τάσης στο φορτίο. Επομένως, θέτοντας $\frac{1}{Z_{L,n}} = 0$, η σχέση (1.20) γράφεται:

$$\frac{\hat{U}_{0,n}}{\hat{U}_{f,n}} = \frac{1}{1 - n^2 \omega^2 L_F C_F} \quad (1.21)$$

Έχει αποδειχθεί 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 $THD \leq 5\%$ στη χειρότερη περίπτωση λειτουργίας του αντιστροφέα (λειτουργία εν κενώ).

¹⁰ Ο σχεδιασμός φίλτρων γενικά αποτελεί ένα ογκώδες τμήμα της βιβλιογραφίας, γι' αυτό δεν θα επεκταθούμε ιδιαίτερα στην παράγραφο αυτή.

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

- α) ανώτερες αρμονικές που βρίσκονται σε συχνότητες πολλαπλάσιες της συχνότητας φορέα, περιπτώς τάξης¹¹ και
- β) 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:

$$f_h = n \cdot f_c \pm m \cdot f_r \quad (1.22)$$

όπου $n, m \in \mathbb{Z}$.

Όπως θα δούμε σε επόμενο κεφάλαιο, οι κυριαρχούσες αρμονικές παρατηρούνται στη συχνότητα φορέα f_c και στις πλευρικές συχνότητες $f_h = f_c \pm 2f_r$ ¹². Άρα, ευνόητο είναι ότι απαιτούμε το φίλτρο εξόδου να έχει συχνότητα συντονισμού f_0 (με $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$) η οποία να

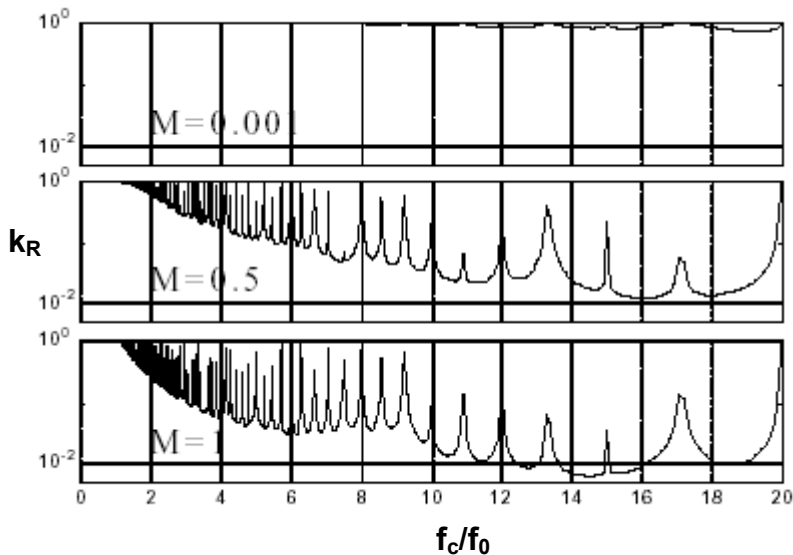
ικανοποιεί τον περιορισμό:

$$f_r < f_0 < f_s - 2f_r \quad (1.23)$$

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

$$k_R = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} (\hat{V}_{R,n}^2 - \hat{V}_{R,1}^2)}{\sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_{R,n}^2} \quad \text{και} \quad \hat{V}_{R,1} = M \frac{V_{DC}}{2} \quad (1.24)$$

Η κυμάτωση σε συνάρτηση του λόγου συχνοτήτων f_c/f_0 φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 1.11:



Σχήμα 1.11

Κανονικοποιημένη κυμάτωση της φασικής τάσης εξόδου σε συνάρτηση με το λόγο της συχνότητας φορέα προς τη συχνότητα συντονισμού του φίλτρου εξόδου, για διάφορες τιμές του δείκτη διαμόρφωσης.

¹¹ Ιδιαίτερα στην πολική έξοδο, όπως είδαμε και παραπάνω, δεν συμπεριλαμβάνονται όλες οι αρμονικές περιπτώς τάξης, αλλά εξαλείφονται οι τριπλές αρμονικές.

¹² Οι πρώτες πλευρικές αρμονικές βρίσκονται στη θέση $f_h = f_c \pm 2f_r$ και όχι, για παράδειγμα, στη θέση $f_h = f_c \pm f_r$, διότι θα είχαμε αρμονική άρτιας τάξης ενώ η θεωρία έδειξε ότι οι άρτιας τάξης αρμονικές είναι μηδενικές.

Με δεδομένο ότι επιδιώκουμε συνήθως υψηλό δείκτη διαμόρφωσης (συνεπώς $M \rightarrow 1$), διαπιστώνουμε από το σχήμα 1.11 ότι η χαμηλότερη κυμάτωση ($k_R < 5\%$) παρατηρείται για $(f_c/f_0) \approx 14.5$. Άρα, για παράδειγμα, αν ένα σύστημα αντιστροφέα έχει διακοπτική συχνότητα 6 KHz τότε το φίλτρο που θα πρέπει να προσαρμοστεί στην έξοδο θα έχει συχνότητα συντονισμού περίπου 413.8 Hz.

Φίλτρα εισόδου

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

$$v_{if}(\omega t) = V * s(\omega t) \quad (1.25)$$

Όμως, έχουμε αποδείξει ότι για μονοφασικό αντιστροφέα ο προγραμματισμός αγωγής δίνεται από τη σχέση:

$$s(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t)$$

ή προσεγγιστικά

$$s(\omega t) \approx M_f \sin(\omega_0 t) + \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t) \quad (1.26)$$

όπου d η τάξη της κυριαρχούσας αρμονικής.

Άρα, από τις σχέσεις (1.25), (1.26) το ρεύμα εξόδου υπολογίζεται ως εξής:

$$i_{if}(\omega t) = \frac{v_{if}}{Z_0(\omega t)} = \frac{VM_f \sin(\omega_0 t + \varphi_1)}{|Z_{0,1}|} + \sum_{n=d}^{\infty} \frac{A_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n)}{|Z_{0,n}|} \quad (1.27)$$

όπου με $Z_{0,n}$ συμβολίζεται η σύνθετη αντίσταση εξόδου στη n -οστή αρμονική συνιστώσα και στην οποία συνυπολογίζεται η αντίσταση φορτίου και η αντίσταση του φίλτρου εξόδου. Με φ_n συμβολίζεται η διαφορά φάσης μεταξύ των n -οστών αρμονικών συνιστωσών της τάσης και του ρεύματος εξόδου.

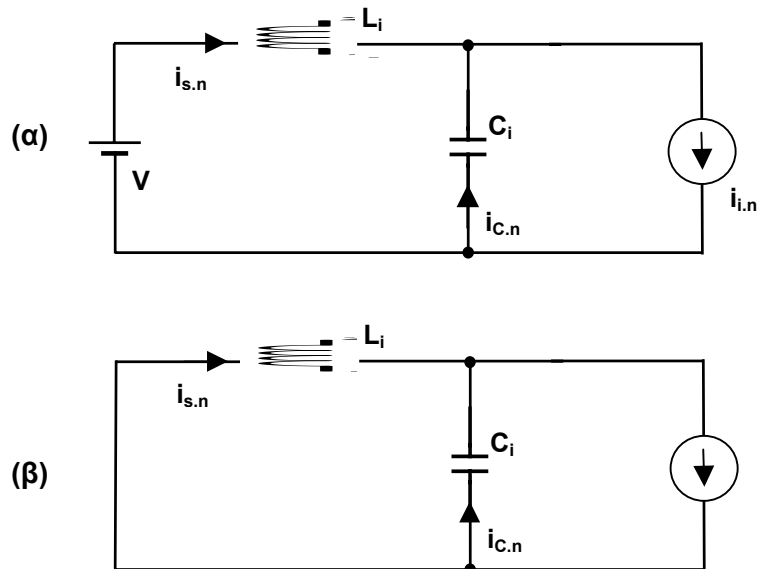
Το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα δίνεται από τη σχέση:

$$i_i(\omega t) = i_{if} * s(\omega t) \quad (1.28)$$

οπότε με αριθμητικές αντικαταστάσεις και εφαρμογή γνωστών τριγωνομετρικών τύπων παίρνουμε από τις σχέσεις (1.27), (1.28):

$$i_i(\omega t) = \frac{VM_f^2 \cos(\varphi_1)}{2|Z_{0,1}|} + \frac{VM_f^2 \cos(2\omega_0 t + \varphi_1)}{2|Z_{0,1}|} + \frac{VM_f \sin(\omega_0 t + \varphi_1)}{|Z_{0,1}|} \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t) + \sum_{n=d}^{\infty} \sum_{k=d}^{\infty} \frac{A_n}{|Z_{0,n}|} A_k \sin(n\omega_0 t + \varphi_n) \sin(k\omega_0 t) \quad (1.29)$$

Το ισοδύναμο κύκλωμα ολόκληρου του συστήματος του αντιστροφέα για τον υπολογισμό του φίλτρου εισόδου καθώς και το αρμονικό ισοδύναμο κύκλωμα, φαίνονται στο σχήμα 1.12. 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 εισόδου¹³.



Σχήμα 1.12

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

(β) Αρμονικό ισοδύναμο κύκλωμα

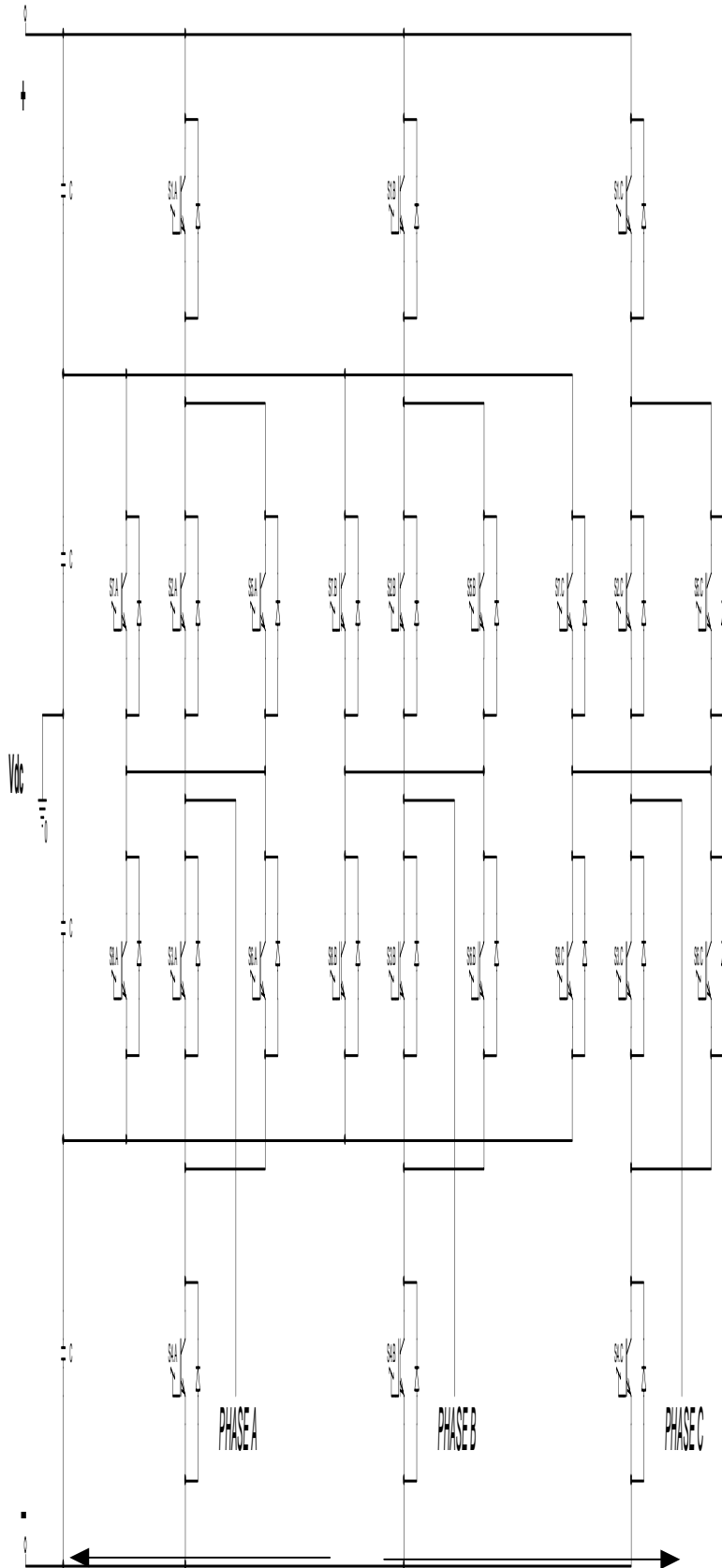
Είναι $i_{s,n}$ = n-οστή αρμονική συνιστώσα του ρεύματος εισόδου, $i_{i,n}$ = n-οστή αρμονική συνιστώσα του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα, $i_{c,n}$ = n-οστή αρμονική συνιστώσα του ρεύματος του πυκνωτή στο φίλτρο εισόδου.

1.7. Η προτεινόμενη τοπολογία αντιστροφέα

Στο σημείο αυτό, καλό θα ήταν να γίνει μία γενική εισαγωγή σχετικά με την προτεινόμενη τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων, η οποία θα μελετηθεί και θα προσωποποιηθεί στο κεφάλαιο 6. Είναι ένας τριφασικός αντιστροφέας ο οποίος ανήκει στην οικογένεια των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων, και ο οποίος παρέχει τέσσερα διακριτά επίπεδα φασικής τάσης εξόδου. Υλοποιείται με οκτώ αμφίδρομους ημιαγωγικούς διακόπτες ανά φάση (σχήμα 1.13). Ο αντιστροφέας αυτός μπορεί να θεωρηθεί ως ένας υβριδικός συνδυασμός ενός συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων και ενός NPC αντιστροφέα τριών επιπέδων¹⁴. Η διακοπτική στρατηγική οδήγησης του αντιστροφέα βασίζεται στην SPWM τεχνική διαμόρφωσης. Σημαντικά πλεονεκτήματα της τοπολογίας αυτής είναι η μείωση των απωλειών αγωγής και των διακοπτικών απωλειών των ημιαγωγικών στοιχείων, καθώς και η αποδοτική βελτιστοποίηση του φάσματος εξόδου (μείωση αρμονικών) αν λάβουμε υπόψη τις μεσαίες-υψηλές τάσεις που αυτός ο αντιστροφέας προορίζεται να διαχειριστεί.

¹³ Περαιτέρω επέκταση στη θεωρία των φίλτρων δεν κρίνεται σημαντική για το θέμα της εργασίας.

¹⁴ Στοιχεία για τα είδη και τις διατάξεις των multilevel αντιστροφέων παρατίθενται στο κεφάλαιο 4.



Σχήμα 1.13
Η προτεινόμενη τοπολογία multilevel τριφασικού αντιστροφέα υλοποιημένου με IGBT's

Κεφάλαιο 2

Ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει αναφορά και ποιοτική σύγκριση μεταξύ των πιο συνηθισμένων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος. Σε όλο το κεφάλαιο της εισαγωγής, τα συστήματα αντιστροφών αναπαραστάθηκαν χρησιμοποιώντας μία γενική μορφή διακόπτη S. Στην πραγματικότητα, υπάρχουν ημιαγωγικοί διακόπτες, οι οποίοι προσφέρουν τη δυνατότητα ελέγχου των χρονικών διαστημάτων αγωγής και σβέσης των, ανάλογα με την τάση ή το ρεύμα που εφαρμόζεται σε κάποιον από τους ακροδέκτες αυτών. Τα σημαντικότερα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, τα οποία μας ενδιαφέρουν στη σχεδίαση των αντιστροφών, είναι το τρανζίστορ επαφής (*Bipolar Junction Transistor, BJT*), το MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*), το IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), το θυρίστορ (*Silicon Control Rectifier, SCR*), το θυρίστορ με αποκοπή από την πύλη του (*Gate Turn-Off Thyristor, GTO*), το θυρίστορ οδηγούμενο από MOSFET (*Mos-Controlled Thyristor, MCT*) και το οπτο-θυρίστορ (*Light-Activated SCR, LASCR*). Ο τύπος του ημιαγωγικού στοιχείου που θα χρησιμοποιηθεί σε κάποια εφαρμογή εξαρτάται κυρίως από τις απαιτήσεις:

- Ισχύος
- Τάσης
- Ρεύματος
- Διακοπτικής συχνότητας

Άλλοι σχετικοί παράγοντες που καθορίζουν την επιλογή του ημιαγωγικού στοιχείου είναι:

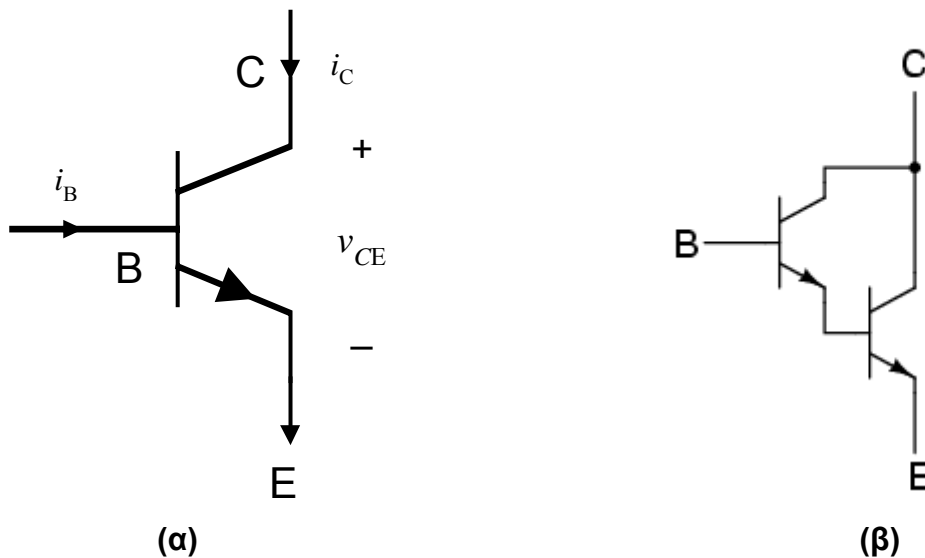
- η θερμοκρασία περιβάλλοντος
- οι λειτουργικοί έλεγχοι που απαιτούνται
- η θεώρηση συνολικού κόστους συστήματος
- η θεώρηση συνολικού βάρους και μεγέθους του συστήματος

2.1. Bipolar Junction Transistor (BJT)

Τα BJT's είναι στοιχεία τριών ακροδεκτών (B-βάση, C-συλλέκτης, E-εκπομπός) και μπορούν να είναι ηρη ή ρηρ ανάλογα με το είδος της πόλωσης τους (σχήμα 2.1). Τα ηρη κατασκευάζονται από πυρίτιο και οι φορείς του ρεύματος στο εσωτερικό τους είναι τα ελεύθερα ηλεκτρόνια που είναι οι φορείς πλειονότητας. Αντίστοιχα, στα ρηρ, φορείς πλειονότητας είναι οι οπές και τα τρανζίστορ αυτού του είδους κατασκευάζονται από γερμάνιο. Τα BJT's έχουν τρεις περιοχές λειτουργίας¹⁵:

- *ενεργός περιοχή*, όπου η επαφή εκπομπού-βάσης είναι ορθά πολωμένη και η επαφή βάση-συλλέκτη είναι ανάστροφα πολωμένη.
- *περιοχή αποκοπής*, όπου και οι δύο επαφές n-p είναι αρνητικά πολωμένες. Σε αυτήν την περιοχή λειτουργίας θεωρούμε το τρανζίστορ σαν ανοιχτό διακόπτη διότι τα ρεύματα που δημιουργούνται στους ακροδέκτες του είναι ελάχιστα.
- *περιοχή κορεσμού*, όπου και οι δύο n-p επαφές είναι ορθά πολωμένες. Τότε, το τρανζίστορ θεωρείται κλειστός διακόπτης.

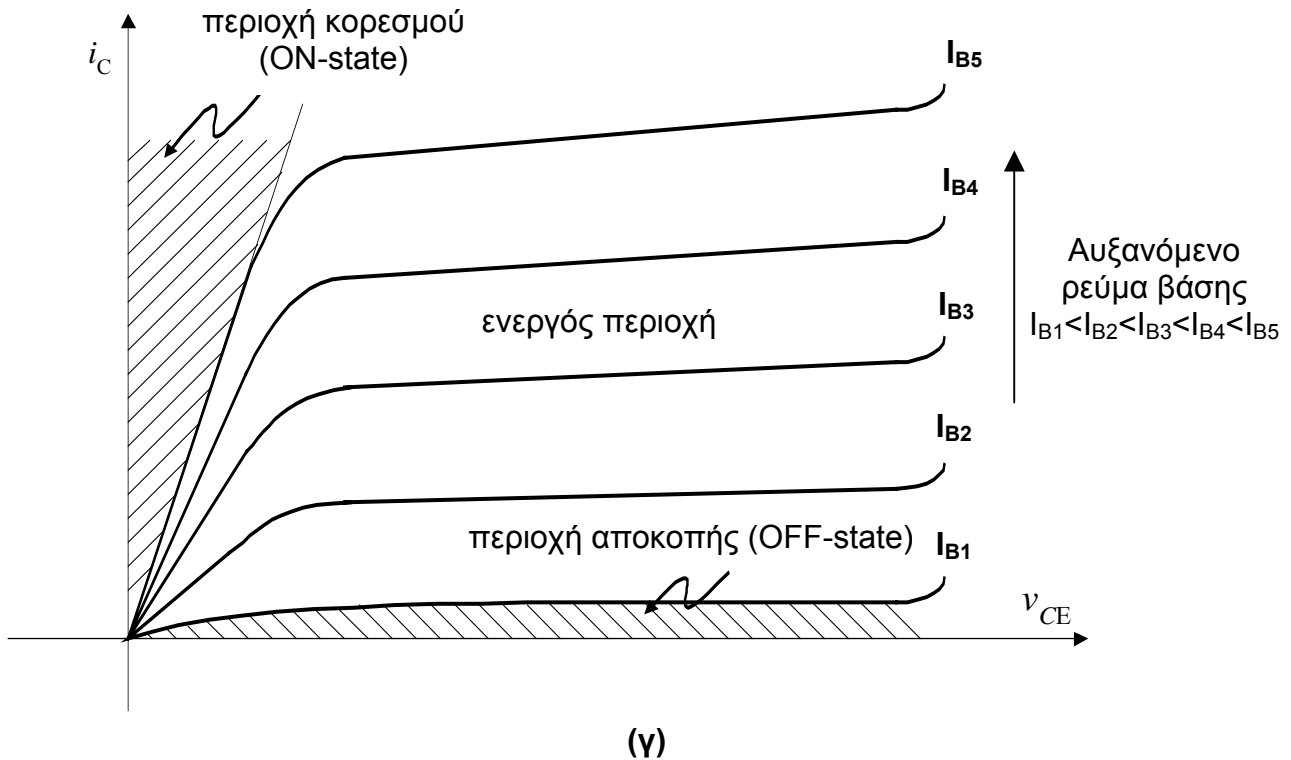
Το γεγονός ότι τα BJT's έχουν χρησιμοποιηθεί κατά κόρον σε ενισχυτικές διατάξεις, δείχνει ότι είναι ημιαγωγικά στοιχεία με υψηλές προδιαγραφές ισχύος, καθώς και ρεύματος και τάσης ξεχωριστά¹⁶. Ωστόσο, δεν ενδείκνυνται για εφαρμογές αντιστροφένων με υψηλή διακοπτική συχνότητα, λόγω της σχετικά μεγάλης καθυστέρησης που παρουσιάζει η απόκριση σε παλμική κυρίως διέγερση.



(συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα)

¹⁵ Εξετάζουμε ηρη BJT

¹⁶ Πάνω σε αυτήν την κατεύθυνση δημιουργήθηκε και η συνδεσμολογία τρανζίστορ Darlington, που φαίνεται στο σχήμα, και η οποία παρέχει αρκετά υψηλότερο κέρδος ρεύματος.



Σχήμα 2.1

(α) Διπολικό τρανζίστορ, (β) Συνδεσμολογία Darlington, (γ) Χαρακτηριστική εξόδου BJT (i_C - v_{CE})

2.2. Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET)

Και το MOSFET, όπως το BJT, είναι στοιχείο τριών ακροδεκτών (G-πύλη, D-υποδοχή, S-πηγή) και διακρίνεται σε n-MOSFET ή p-MOSFET ανάλογα με τη νόθευση του υποστρώματος πάνω στο οποίο πρόκειται να δημιουργηθεί το κανάλι αγωγής του ρεύματος, κατά την επίδραση του εγκάρσιου ηλεκτρικού πεδίου. Υπάρχει μία οριακή τιμή της τάσης πύλης βάσει της οποίας το τρανζίστορ αρχίζει να λειτουργεί, και ονομάζεται **τάση κατωφλίου (threshold voltage, V_T)**¹⁷. Οι περιοχές λειτουργίας είναι και σε αυτήν την περίπτωση τρεις¹⁸:

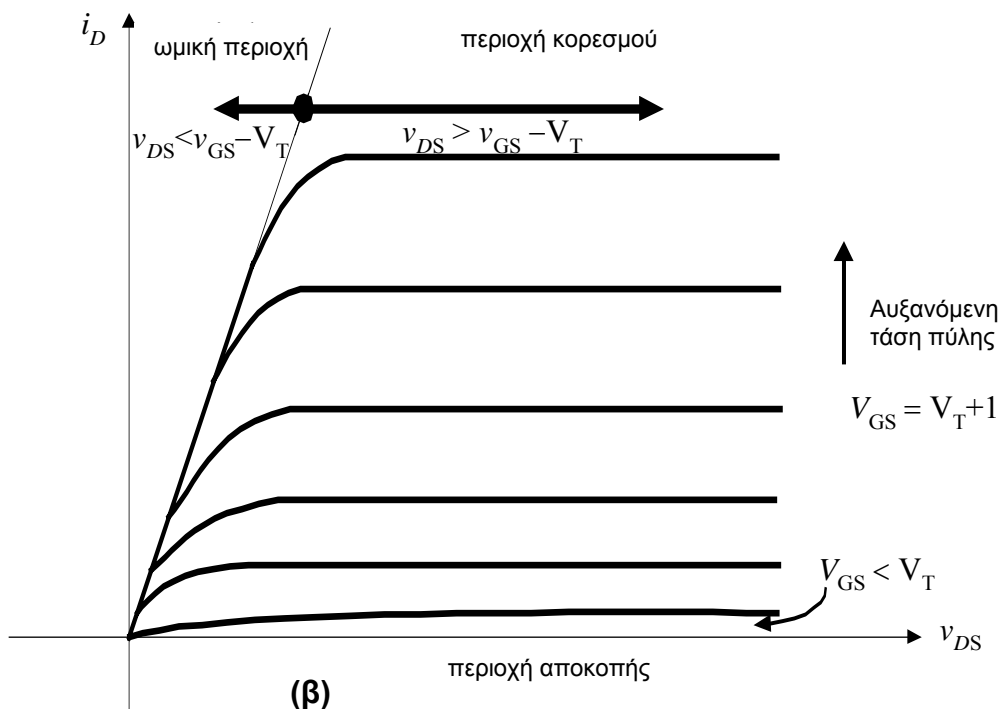
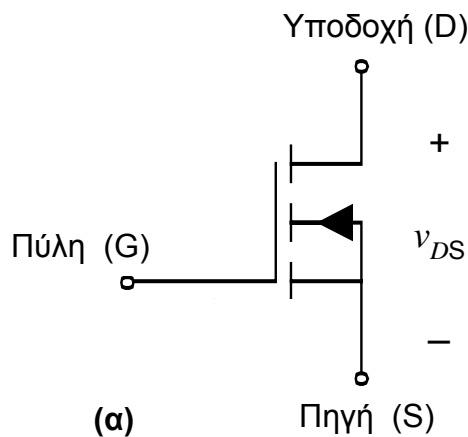
- **περιοχή αποκοπής**, όπου η τάση πύλης δεν έχει αποκτήσει την απαραίτητη τιμή κατωφλίου.
- **περιοχή αγωγής ή ωμική περιοχή**, όταν ανάμεσα στην υποδοχή και στην πηγή αρχίζει να επιβάλλεται θετική τάση πεδίου αλλά ακόμα δεν έχει υπερβεί τη διαφορά $V_{GS} - V_T$.
- **περιοχή κορεσμού ή ενεργός περιοχή**, όταν $V_{GS} - V_T < V_{DS}$.

¹⁷ Η τιμή της τάσης κατωφλίου δίνεται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή και κυμαίνεται από 1-3 Volts.

¹⁸ Εξετάζουμε n-MOSFET

Τα παραπάνω δείχνονται στο σχήμα 2.2. Μπορούμε να εξάγουμε τα παρακάτω συγκριτικά συμπεράσματα, όσον αφορά στα MOSFET's και στα BJT's:

- Η ομάδα των καμπυλών του MOSFET παράγεται από τις αλλαγές της τάσης της πύλης και όχι από τις αλλαγές του ρεύματος βάσης όπως συμβαίνει με το BJT. Γι' αυτόν το λόγο χαρακτηρίζουμε το MOSFET ως ημιαγωγικό στοιχείο τάσης ενώ το BJT ως ημιαγωγικό στοιχείο ρεύματος.
- Η κλίση της καμπύλης στην περιοχή κορεσμού του BJT είναι μεγαλύτερη από αυτήν της ωμικής περιοχής του MOSFET. Αυτό δείχνει ότι η αντίσταση αγωγής του MOSFET είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη αντίσταση αγωγής του BJT.
- Η κλίση της καμπύλης του BJT στην ενεργό περιοχή είναι μεγαλύτερη από αυτήν της αντίστοιχης ενεργούς περιοχής του MOSFET. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να καθίσταται το MOSFET καλύτερη πηγή σταθερού ρεύματος.



Σχήμα 2.2

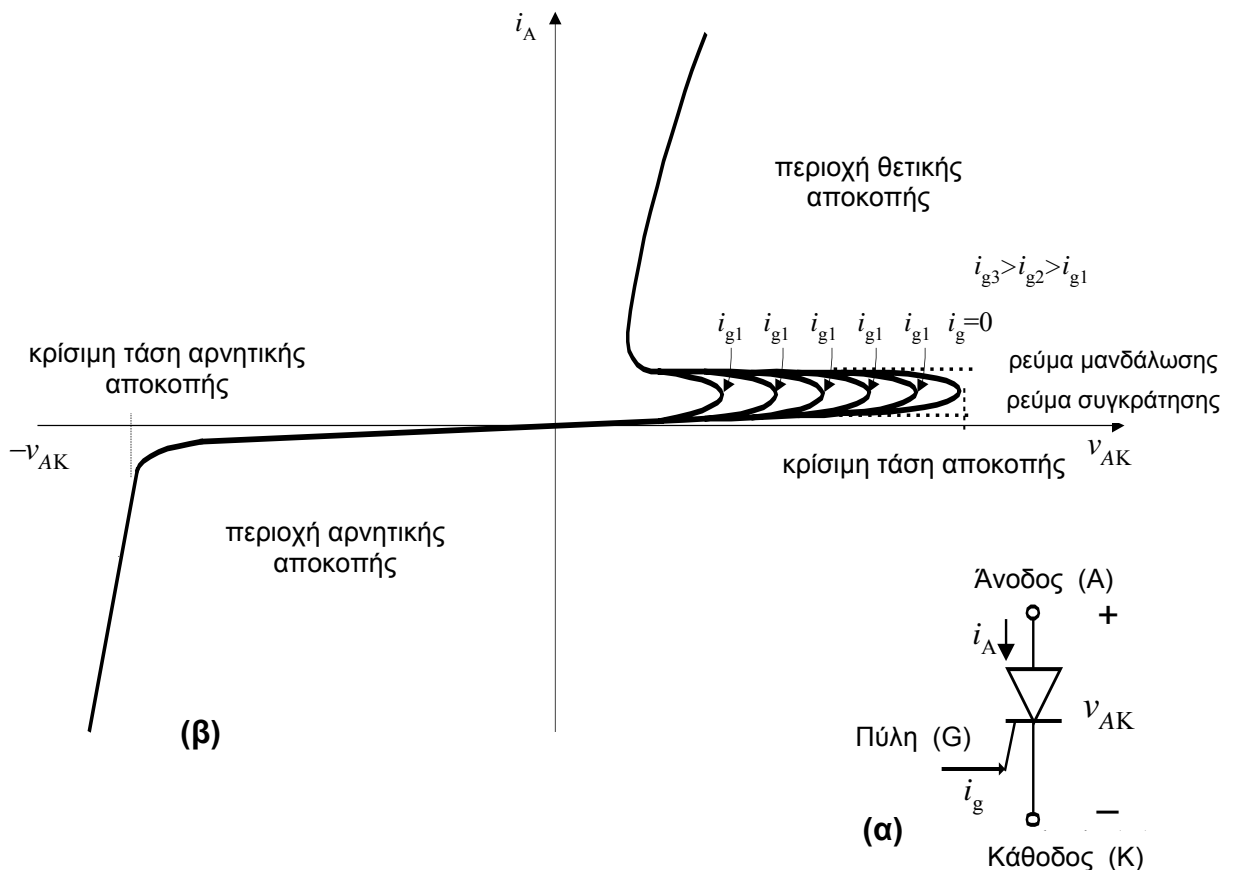
(α) n-MOSFET, (β) Χαρακτηριστική εξόδου (i_D - v_{DS})

2.3. Silicon Control Rectifier (SCR)

Το θυρίστορ είναι ένας ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου τεσσάρων στρωμάτων p-n-p-n ή n-p-n-p, έτσι ώστε να μπορούμε να το θεωρήσουμε σαν συνδυασμό δύο διπολικών τρανζίστορ. Είναι στοιχείο τριών ακροδεκτών (G-πύλη, A-άνοδος, K-κάθοδος). Για να μεταβεί το θυρίστορ στην κατάσταση αγωγής, πρέπει στην πύλη του να δοθεί παλμός έναυσης, με την προϋπόθεση ότι το θυρίστορ είναι θετικά πολωμένο. Ένα τέτοιο στοιχείο όταν βρεθεί σε κατάσταση αγωγής, μετά την εφαρμογή του παλμού έναυσης, θα εξακολουθεί να παραμένει στην κατάσταση αυτή ακόμα και αν ο παλμός έναυσης αφαιρεθεί. Μπορεί να διακοπεί η κατάσταση αγωγής μόνο όταν το ρεύμα το οποίο ρέει μέσα από το θυρίστορ μηδενισθεί ή η πολικότητα της ανόδου γίνει αρνητική σε σχέση με την κάθοδο. Και για το θυρίστορ, οι περιοχές λειτουργίας είναι τρεις (σχήμα 2.3):

- *περιοχή αγωγής*, όπου το θυρίστορ άγει και ρεύμα ρέει από την άνοδο προς την κάθοδο.
- *περιοχή θετικής αποκοπής*, όπου το θυρίστορ είναι θετικά πολωμένο αλλά βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Αν δοθεί παλμός έναυσης στην πύλη του, τότε το θυρίστορ μεταβαίνει σε κατάσταση διέλευσης.
- *περιοχή αρνητικής αποκοπής*, όπου μία αρνητική τάση εφαρμόζεται μεταξύ ανόδου και καθόδου και επιτυγχάνεται η σβέση του.

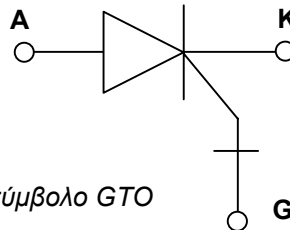
Στην ίδια κατηγορία των SCR's ανήκουν και τα GTO's και τα MCT's με ορισμένες διαφοροποιήσεις βέβαια στον τρόπο λειτουργίας και στις ιδιότητές τους σε σχέση με το τυπικό θυρίστορ.



Σχήμα 2.3
 (α) Σύμβολο του θυρίστορ, (β) Χαρακτηριστική του θυρίστορ

2.4. Gate Turn-Off thyristor (GTO)

Το GTO είναι ένα είδος θυρίστορ του οποίου η αποκοπή επιτυγχάνεται μέσω της πύλης του. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με το απλό θυρίστορ, του οποίου η αποκοπή δεν επιτυγχάνεται μέσω της πύλης του αλλά μέσω του μηδενισμού του ρεύματος του ή μέσω της ανάστροφης πόλωσης του. Είναι σε θέση να διατηρεί πολύ μικρή πτώση τάσης στα άκρα του κατά την αγωγή του, γεγονός που επιτρέπει τη διέλευση υψηλών τιμών ρεύματος. Το πεδίο χρήσης των GTO's είναι οι εφαρμογές ισχύος μεταξύ 3 και 10 MW. Η διακοπτική του ταχύτητα φτάνει και μέχρι 10KHz.

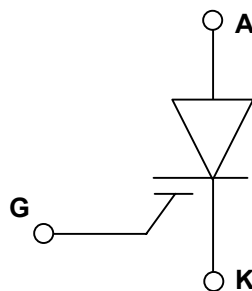


Κυκλωματικό σύμβολο GTO

2.5. Mos-Controlled Thyristor (MCT)

Το MCT είναι ένα ημιαγωγικό στοιχείο το οποίο συνδυάζει στην εσωτερική του δομή δύο MOSFET's (για υψηλές αποδόσεις συχνότητας) και ένα θυρίστορ (για υψηλές αποδόσεις ισχύος). Τα πλεονεκτήματα του MCT έναντι του θυρίστορ είναι τα ακόλουθα:

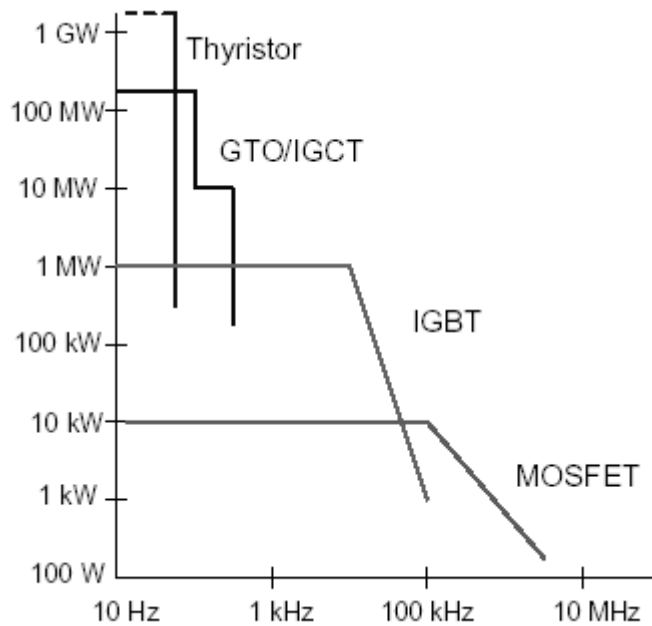
- Έχει μεγαλύτερες διακοπτικές συχνότητες.
- Έχει μικρότερη τάση αγωγής και κατά συνέπεια μικρότερες απώλειες αγωγής.
- Η σβέση του επιτυγχάνεται δια μέσου της πύλης.



Κυκλωματικό σύμβολο MCT

Στο σημείο αυτό, θα περιγράψουμε τα χαρακτηριστικά σημεία του ημιαγωγικού στοιχείου IGBT, το οποίο και θα χρησιμοποιήσουμε από εδώ και στο εξής σε όλες τις διατάξεις αντιστροφέν που θα διερευνήσουμε. Αξίζει να αναφέρουμε ότι, ενώ το IGBT προσφέρει τον καλύτερο συνδυασμό προδιαγραφών ισχύος και διακοπτικής συχνότητας, θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε και MCT's ή GTO's, στοιχεία τα οποία θα μπορούσαν να υποκαταστήσουν το IGBT στην τάξη ισχύος και στις διακοπτικές συχνότητες λειτουργίας των αντιστροφέν που μας ενδιαφέρουν (στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα συγκριτικό διάγραμμα για τις δυνατότητες ισχύος και τις διακοπτικές συμπεριφορές των διάφορων ημιαγωγικών διακοπών). Ωστόσο, οι βιβλιοθήκες του προγράμματος PSpice που χρησιμοποιήθηκε στην προσωμοίωση των διατάξεων διαθέτουν πολύ μεγαλύτερη ποικιλία

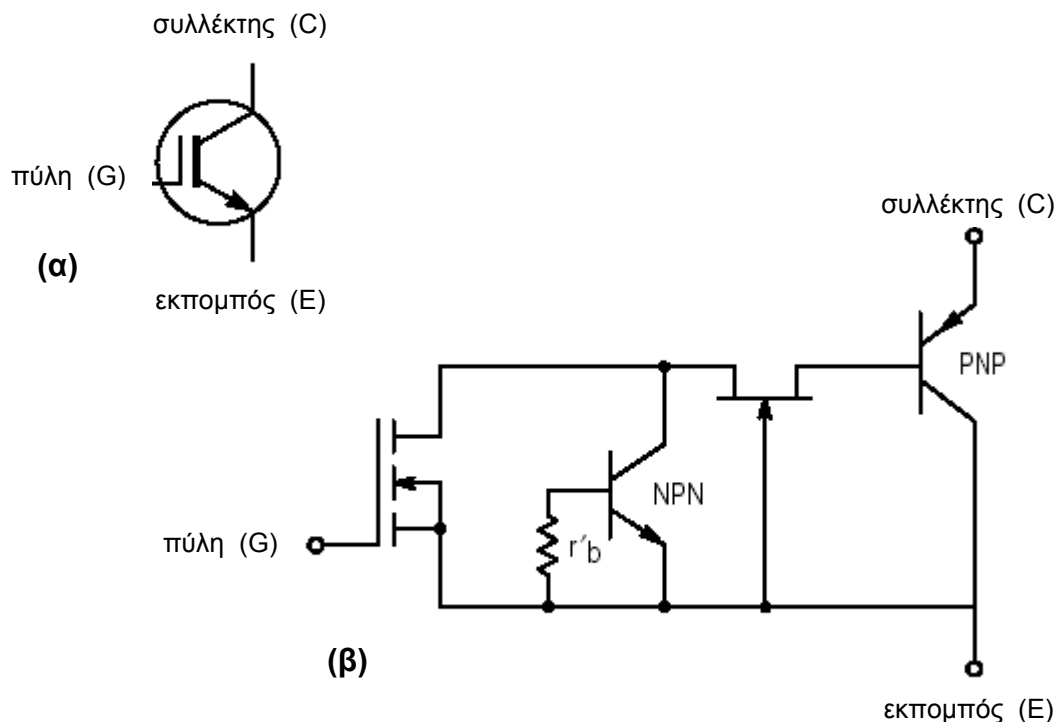
από στοιχεία IGBT's, έτσι προτιμήθηκαν αυτά για να βρεθεί ο τύπος του ημιαγωγού ο οποίος θα προσωμοιάσει με το βέλτιστο αποτέλεσμα τη λειτουργία των διατάξεων.



2.6. Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

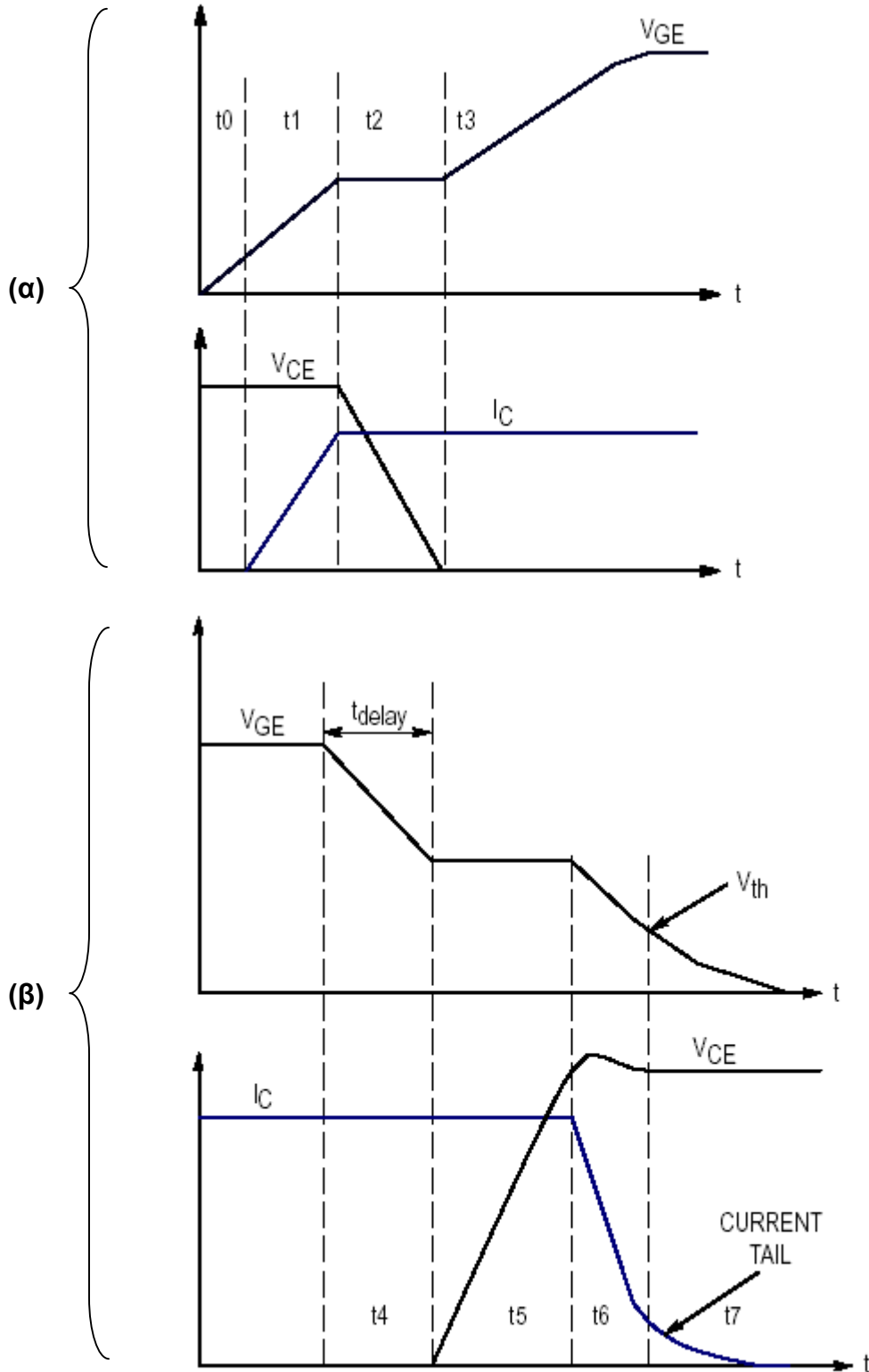
2.6.1. Λειτουργία-Χαρακτηριστικές IGBT

Το IGBT προέκυψε σαν ένας συμβιβασμός μεταξύ των χαρακτηριστικών του MOSFET ισχύος και του BJT ισχύος. Συνεπώς, μπορεί να λειτουργήσει σε υψηλότερες διακοπτικές συχνότητες από το διπολικό τρανζίστορ, ενώ ταυτόχρονα μπορεί να χειριστεί υψηλότερες τάσεις και ρεύματα από ένα MOSFET.



Σχήμα 2.4
(α) Κυκλωματικό σύμβολο για το IGBT, (β) Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα εσωτερικής λειτουργίας

Όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα 2.4, η εσωτερική δομή του IGBT αποτελείται από ένα n-MOSFET, ένα pnp BJT, ένα npn BJT και ένα JFET (το οποίο είναι προαιρετικό και περιέχεται κυρίως στις νεότερες τεχνικές «πακεταρίσματος» των IGBT's). Συμπεριλαμβάνεται μία εσωτερική αντίσταση η οποία χρησιμεύει για την εκφόρτιση των παρασιτικών χωρητικότητων. Στο σχήμα 2.5 φαίνονται οι χαρακτηριστικές έναυσης και σβέσης.

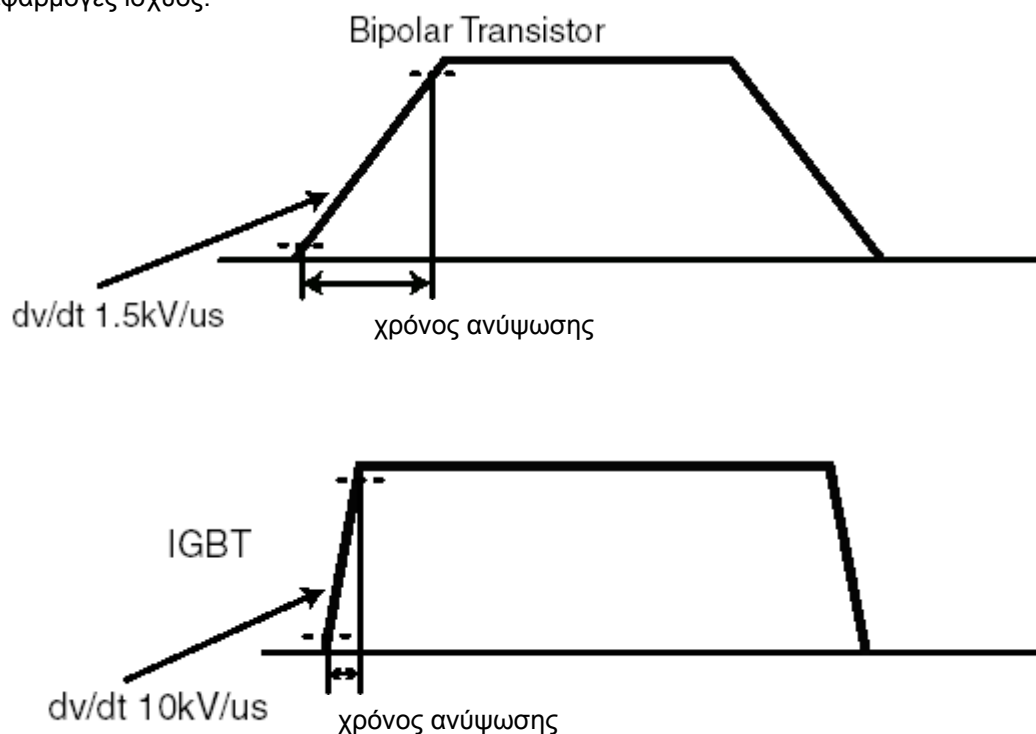


Σχήμα 2.5

Ενδεικτικές δυναμικές χαρακτηριστικές IGBT

(α) TURN-ON χαρακτηριστικές, (β) TURN-OFF χαρακτηριστικές

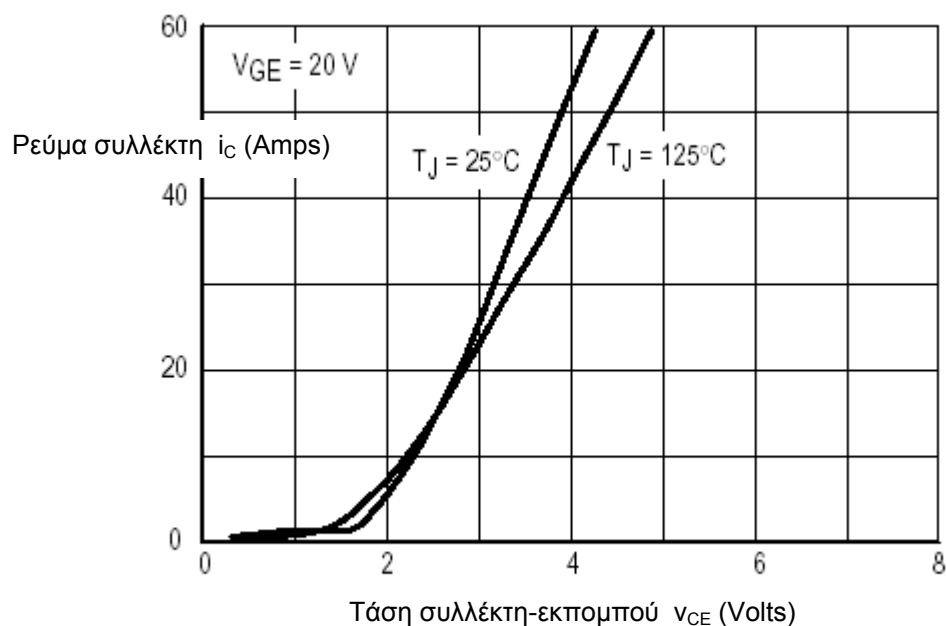
Οι απαιτήσεις ισχύος του εκάστοτε κυκλώματος οδήγησης είναι μικρές, ενώ η υψίσυχη διακοπτική λειτουργία του, δημιουργεί μεγάλες κλίσεις dv/dt (σχήμα 2.6). Οι μετατροπείς ισχύος με IGBT καλύπτουν ένα εύρος ισχύος που μπορεί να ξεπερνά το 1 MW. Πιο συγκεκριμένα, ακολουθούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της χρήσης IGBT's σε εφαρμογές ισχύος.



Σχήμα 2.6

Συγκριτικά διαγράμματα των αποκρίσεων σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες, μεταξύ ενός BJT και ενός IGBT. Φαίνεται καθαρά ότι ο ρυθμός αποκατάστασης της τάσης είναι πολλαπλάσιος στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε IGBT ως προς την περίπτωση που χρησιμοποιούμε BJT.

Ακολουθεί η χαρακτηριστική εξόδου ενός τυπικού IGBT.



Σχήμα 2.7

Χαρακτηριστικές εξόδου IGBT για δύο διαφορετικές θερμοκρασίες

2.6.2. Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα IGBT

Πλεονεκτήματα IGBT

- Η λειτουργία του IGBT ρυθμίζεται μέσω της κατάστασης της πύλης του.

Το IGBT περιέρχεται σε κατάσταση είτε αγωγής είτε σβέσης ανάλογα με την οδηγούμενη τάση στην πύλη του, διαδικασία η οποία αφ' ενός έχει χαμηλές απαιτήσεις ισχύος και αφ' ετέρου εξασφαλίζει υψηλή εμπέδηση πύλης στο IGBT, παραπλήσια του MOSFET. Η χαμηλή απαίτηση ισχύος οφείλεται στην πολύ μικρή παρασιτική χωρητικότητα πύλης η οποία δεν προϋποθέτει παρά μία μικρή τιμή ρεύματος για τις διαδοχικές φορτίσεις-εκφορτίσεις.

- Το IGBT παρουσιάζει μειωμένες απώλειες αγωγής.

Για δεδομένη επιβαλλόμενη τάση, η πυκνότητα ρεύματος ορθής πόλωσης είναι 20 φορές μεγαλύτερη από την αντίστοιχη του MOSFET και 5 φορές μεγαλύτερη από την αντίστοιχη του BJT. Άρα, η αντίσταση αγωγής του IGBT είναι μειωμένη και συνεπώς, οι απώλειες αγωγής ελαχιστοποιούνται.

- Το IGBT είναι εξαιρετικά σταθερό σε σχέση με τις θερμοκρασιακές μεταβολές.

Ο θερμοκρασιακός συντελεστής της αντίστασης αγωγής είναι θετικός με αποτέλεσμα, σε υψηλά ρεύματα που η αντίσταση αγωγής αυξάνεται αναλογικά με τη θερμοκρασία, το IGBT να μην παρουσιάζει της θερμική δυσλειτουργία των BJT's και των MOSFET's. Άλλωστε, συνήθως κάτω από τις ονομαστικές ή και χαμηλότερες τιμές ρεύματος συλλέκτη, ο θερμοκρασιακός συντελεστής αντίστασης αγωγής των στοιχείων είναι αρνητικός, γεγονός που κάνει βέλτιστη την απόδοση του IGBT σε υψηλές τάσεις και ρεύματα.

- Ύπαρξη εσωτερικής αντι-παράλληλης διόδου.

Η παρουσία της αντι-παράλληλης διόδου – η οποία υπάρχει και στην εσωτερική δομή του MOSFET– στο εσωτερικό του, επιτρέπει στο IGBT να περιορίζει την τάση πύλης σε περίπτωση που υπάρξει ανάδραση μεταξύ του συλλέκτη και της πύλης του μέσω της αντίστοιχης παρασιτικής χωρητικότητας. Αποτέλεσμα είναι η προστασία του IGBT από περιπτώσεις αγωγής με μεγάλες κλίσεις dv/dt και η δυνατότητα παροχής αμφίπλευρης ροής ρεύματος.

Βασικό μειονέκτημα IGBT

- «Ουρά» ρεύματος (*current tail*).

Ενώ η διακοπτική συμπεριφορά του IGBT είναι πολύ καλύτερη από το BJT, μειονεκτεί συγκρινόμενη με τη διακοπτική ταχύτητα του MOSFET. Έτσι, ενώ το χρονικό διάστημα έναυσης του στοιχείου είναι μικρό, κατά τη σβέση του παρατηρείται καθυστέρηση στο μηδενισμό του ρεύματος (η «ουρά» που φαίνεται στην περιοχή t_7 του σχήματος 2.5(β)). Αυτό οφείλεται στην παρεμπόδιση της επανασύνδεσης των ημιαγωγικών φορέων στη n-περιοχή επίταξης κατά την απόσυρση της τάσης πύλης, λόγω της υψηλής αντίστασης σβέσης που χαρακτηρίζει την περιοχή αυτή.

2.6.3. Απώλειες ισχύος

Οι απώλειες ισχύος σε μία συνδεσμολογία με IGBT συνίστανται κυρίως στις απώλειες αγωγής του στοιχείου και στις διακοπτικές απώλειες κατά τις “ON/OFF” μεταβάσεις, και κατά δεύτερο λόγο στις απώλειες που προέρχονται από την εσωτερική αντι-παράλληλη διόδο και στη διασπορά ενέργειας λόγω της σκεδαζόμενης αυτεπαγωγής του ισοδύναμου κυκλώματος¹⁹.

¹⁹ Σκεδαζόμενη αυτεπαγωγή ή *stray inductance* ονομάζουμε μια υποθετική συγκεντρωμένη αυτεπαγωγή στην είσοδο της συνδεσμολογίας η οποία αναπαριστά-υποκαθιστά όλες τις διανεμημένες αυτεπαγωγές που μπορούν να εντοπίζονται είτε στους dc πυκνωτές είτε στις γραμμές τροφοδοσίας είτε στην ολοκληρωμένη δομή των IGBT's.

Έχει διαπιστωθεί ότι οι απώλειες κατά τη μετάβαση αγωγής (*TURN-ON losses*) είναι πιο ευαίσθητες στις κυκλωματικές συνθήκες από ότι οι απώλειες κατά τη μετάβαση σβέσης (*TURN-OFF losses*)²⁰. Γενικά, οι OFF απώλειες είναι οι κύριες διακοπτικές απώλειες σε χαμηλές τάσεις, ενώ οι ON απώλειες είναι οι κύριες διακοπτικές απώλειες σε τάσεις υψηλότερες από 500 Volts.

Απώλειες αγωγής

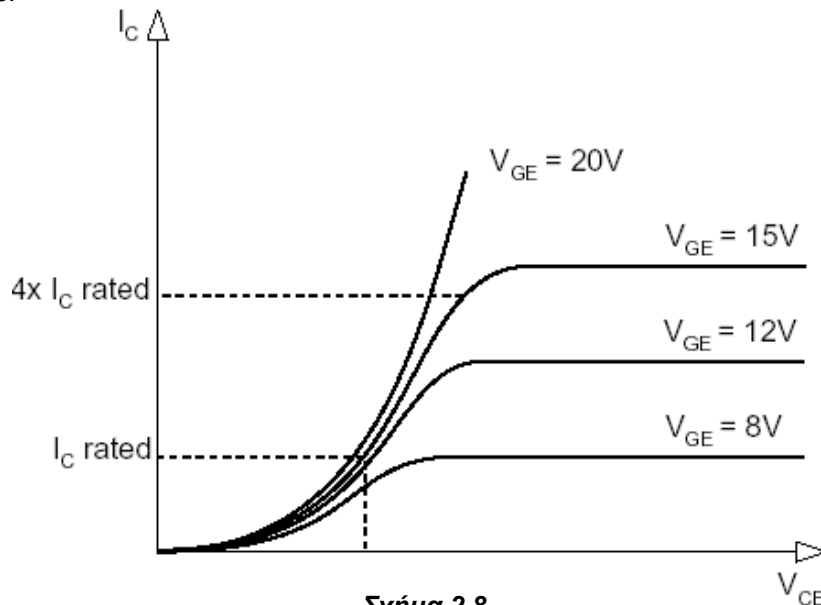
Όταν ένα IGBT περιέρχεται σε κατάσταση αγωγής η τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} είναι συνάρτηση της τάσης πύλης-εκπομπού V_{GE} . Όσο η τάση V_{GE} αυξάνεται οι απώλειες αγωγής μειώνονται, όπως μπορεί να φανεί και στο σχήμα 2.8 που ακολουθεί, και το οποίο στην ουσία είναι επέκταση της χαρακτηριστικής εξόδου του σχήματος 2.7 για χαμηλότερες τάσεις πύλης. Άρα, λογικό θα ήταν να παλμοδοτούμε τα IGBT's με παλμοσειρές του μέγιστου επιτρεπόμενου πλάτους (συνήθως 13-17 Volts). Η χρονική εξάρτηση των απωλειών αγωγής δίνεται από τον τύπο:

$$P_{COND}(t) = V_{CEsat}(t) \times i_c(t) \quad (2.1)$$

Θεωρούμε ότι κατά το διάστημα της αγωγής, η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο ημιαγωγικό στοιχείο είναι μία σταθερή συνάρτηση του χρόνου, συγκεκριμένης και αμετάβλητης τιμής²¹, αφού η τάση στα άκρα του δε μηδενίζεται τελείως αλλά σταθεροποιείται στην τιμή πτώσης τάσης ορθής πόλωσης V_f (*forward voltage drop*, 2-7 Volts). Το ρεύμα επίσης θεωρείται σταθερό, με τιμή που εξαρτάται από την επιλογή του φορτίου. Μια καλή προσέγγιση για τη μέση τιμή των απωλειών αγωγής δίνεται από τον τύπο:

$$\langle P_{COND} \rangle = V_{t,av} + i_{RMS}^2 r_{on} \quad (2.2)$$

όπου η RMS και η μέση τιμή τιμή του ρεύματος που διαρρέει το στοιχείο λαμβάνονται σε μια θεμελιώδη περίοδο και r_{on} είναι η αντίσταση αγωγής του εκάστοτε IGBT και δίνεται από τα data sheets.



Σχήμα 2.8

Χαρακτηριστική εξόδου IGBT παραμετρικά με την τάση πύλης.

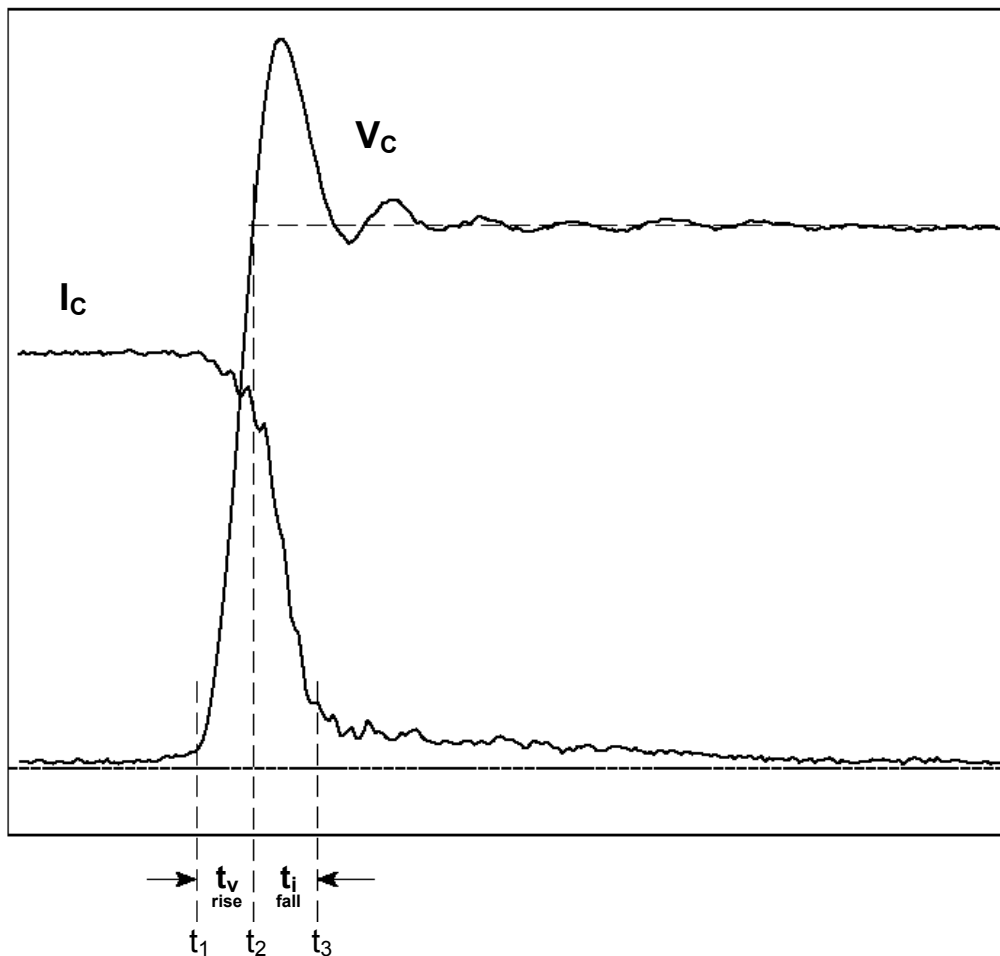
Φαίνεται ότι όσο αυξάνεται η τάση πύλης, η περιοχή κορεσμού (μη ελεγχόμενο ρεύμα) συρρικνώνεται με αποτέλεσμα οι απώλειες ισχύος να ελαττώνονται.

²⁰ Για συντομία θα αναφέρουμε από εδώ και στο εξής τις απώλειες κατά τη μετάβαση αγωγής ως «ON απώλειες» και τις απώλειες κατά τη μετάβαση σβέσης ως «OFF απώλειες».

²¹ Στην πραγματικότητα, όπως θα διαπιστώσουμε κατά τις προσομοιώσεις, η μέση ισχύς απωλειών αγωγής δεν είναι εξ' αρχής σταθερή, αλλά σταθεροποιείται όταν η διάταξη εισέλθει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Διακοπτικές απώλειες

Οι κυματομορφές για τον υπολογισμό των απωλειών ισχύος κατά τη μετάβαση σβέσης φαίνονται στο σχήμα 2.9²². Κατά την αγωγή του διακόπτη η τάση πύλης πέφτει κάτω από το επίπεδο κατωφλίου με αποτέλεσμα η τάση συλλέκτη να αυξάνεται με μικρό ρυθμό, λόγω της φόρτισης της μεγάλης χωρητικότητας συλλέκτη-πύλης σε χαμηλή τάση. Μετά τη χρονική στιγμή t_1 , η χωρητικότητα αυτή μειώνεται άμεσα, γεγονός το οποίο συνεπάγεται την επιτάχυνση της αύξησης της τάσης συλλέκτη. Τη χρονική στιγμή t_2 η τάση συλλέκτη παίρνει τη μέγιστη τιμή της, αλλά ταυτόχρονα ενεργοποιείται η δίοδος ελεύθερης διέλευσης και, συνεπώς, αρχίζει να μειώνεται μέχρι να σταθεροποιηθεί στη μόνιμη τιμή της τη χρονική στιγμή t_3 . Η «ουρά ρεύματος» (*current tail*) που συναντήσαμε και σε προηγούμενη παράγραφο, δημιουργείται κατά την αυξομείωση της τάσης συλλέκτη (πριν τη χρονική στιγμή t_3) και ο ρυθμός μεταβολής της εξαρτάται από τη διάρκεια ζωής των ημιαγωγικών φορέων στη πύλη του στοιχείου.

**Σχήμα 2.9**

Διακοπτική μετάβαση σβέσης IGBT, TURN-OFF losses

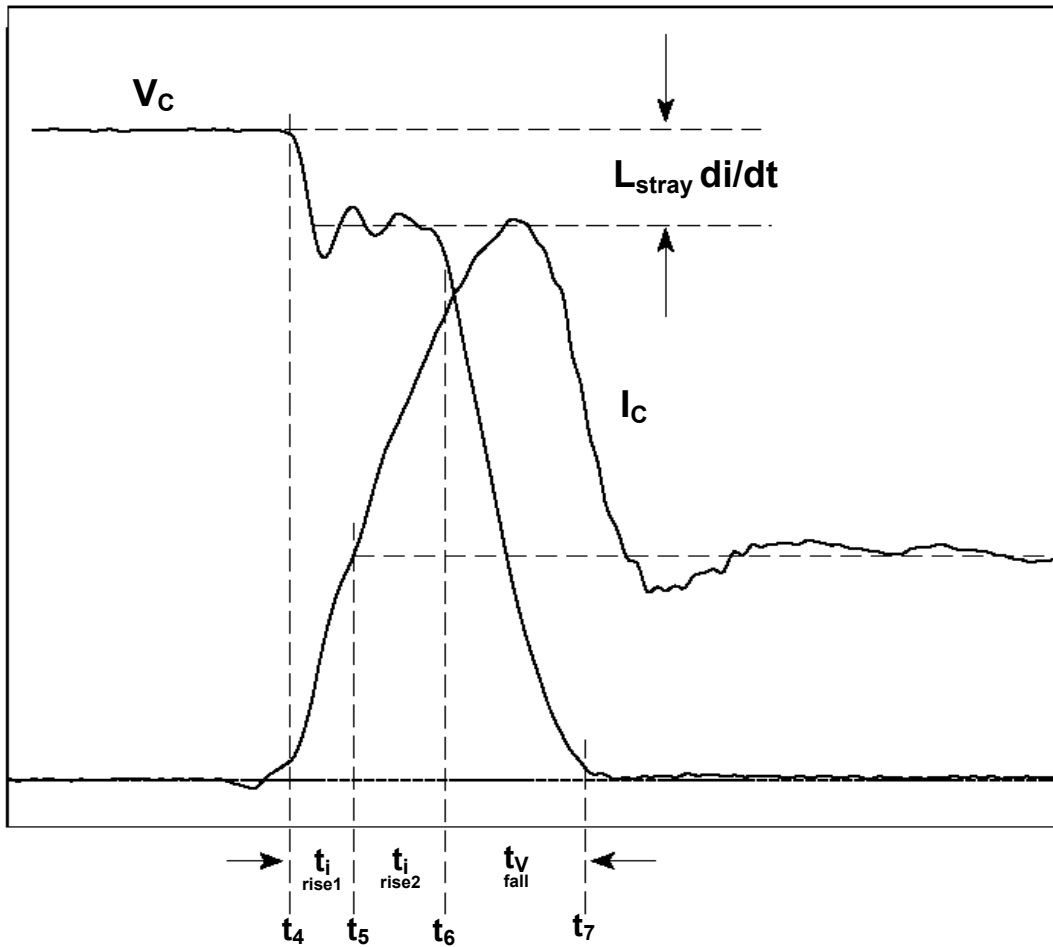
Με βάση την παραπάνω περιγραφή και το σχήμα 2.9, οι OFF απώλειες ενέργειας προσεγγίζονται από τον παρακάτω τύπο²³:

$$E_{\text{OFF}} = \frac{1}{2} I_c V_c (t_{\text{rise}} + t_{\text{fall}}) + V_c \left(\frac{t_{\text{fall}} I_{\text{tail}}}{2} + Q_{\text{tail}} \right) \quad (2.3)$$

²² Τόσο το σχήμα 2.9 όσο και το σχήμα 2.10 αποτελούν βελτιωμένη αναπαράσταση των δυναμικών χαρακτηριστικών του IGBT που φαίνονται στο σχήμα 2.5.

²³ Q_{tail} ονομάζουμε το φορτίο που δημιουργεί την ουρά ρεύματος.

Οι κυματομορφές για τον υπολογισμό των απωλειών κατά τη μετάβαση αγωγής φαίνονται στο σχήμα 2.10. Όσο η τάση πύλης του IGBT αυξάνεται πάνω από την τάση κατωφλίου προς τη χρονική στιγμή t_4 , το ρεύμα που διαρρέει το στοιχείο αυξάνεται με ρυθμό που εξαρτάται από την παρασιτική χωρητικότητα πύλης-εκπομπού, την τάση γραμμής και τη σκεδαζόμενη αυτεπαγωγή. Η τάση συλλέκτη, άμεσα, πέφτει στο επίπεδο που καθορίζεται από την τιμή της σκεδαζόμενης αυτεπαγωγής (L_{stray}) και το ρυθμό μεταβολής ρεύματος di/dt τον οποίο επιτρέπουν οι προδιαγραφές του στοιχείου. Τη χρονική στιγμή t_5 το ρεύμα φτάνει το επίπεδο του ονομαστικού ρεύματος φορτίου και, πλέον, η διόδος ελεύθερης διέλευσης αρχίζει να πολώνεται ανάστροφα με αποτέλεσμα, τη χρονική στιγμή t_6 που η διόδος βρίσκεται πλήρως σε αποκοπή, η τάση συλλέκτη να αρχίζει να μειώνεται με μεγάλη κλίση προς τη σταθεροποιημένη τιμή ορθής πόλωσης.



Σχήμα 2.10
 Διακοπτική μετάβαση αγωγής IGBT, TURN-ON losses

Η μαθηματική προσέγγιση για τις ενεργειακές απώλειες κατά τη μετάβαση αγωγής του IGBT δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$E_{ON} = \frac{1}{2} \left(V_c - L_{stray} \frac{di}{dt} \right) \left[\left(t_{rise1} + t_{rise2} \right)^2 \frac{di}{dt} + \left(I_{load} + \frac{2I_{rr}}{3} \right) t_{fall} \right] \quad (2.4)$$

όπου I_{rr} είναι το ρεύμα κορυφής της ανάστροφης πόλωσης της διόδου ελεύθερης διέλευσης. Παρατηρούμε, δηλαδή, ότι οι ON απώλειες μπορούν άμεσα να επηρεαστούν από τις ιδιότητες της διόδου ελεύθερης διέλευσης. Ένας τρόπος ελαχιστοποίησης των απωλειών λόγω της διόδου είναι η ενεργοποίηση του IGBT με παλμό πύλης μικρότερου πλάτους ώστε να μειώνεται το ρεύμα κορυφής της ανάστροφης πόλωσης.

Η συνολική μέση απώλεια ισχύος για ένα IGBT σε χρόνο ενός διακοπτικού κύκλου δίνονται από τη σχέση:

$$P_{\text{απωλ.}} = f_c (E_{\text{ON}} + E_{\text{COND}} + E_{\text{OFF}}) \quad (2.5)$$

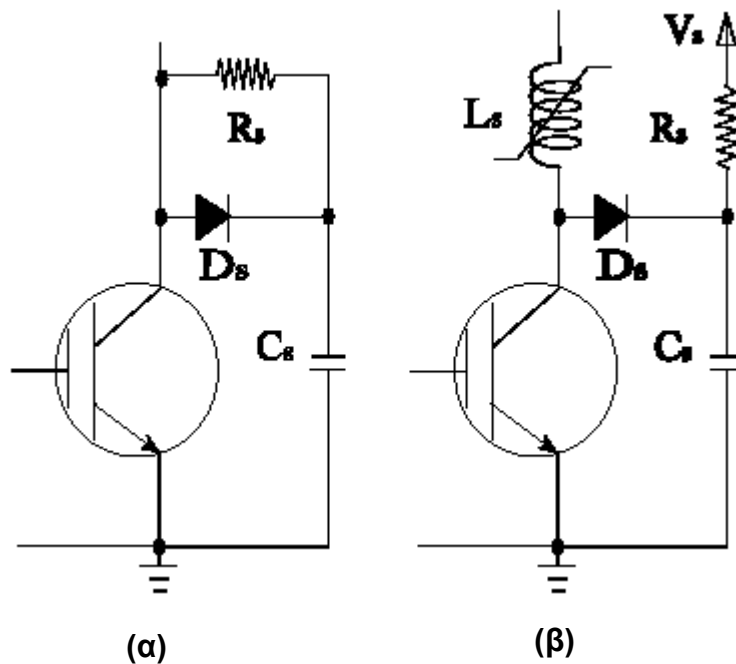
όπου f_c είναι η διακοπτική συχνότητα του συστήματος.

Οι σχέσεις (2.1), (2.2) μπορούν να απλοποιηθούν κάνοντας διάφορες προσεγγίσεις ανάλογα με τη φύση της εφαρμογής.

Ο πιο συνηθισμένος τρόπος περιορισμού των απωλειών ισχύος που προξενούνται από τα IGBT's σε τοπολογίες μετατροπών είναι η διασύνδεση των ημιαγωγικών στοιχείων με προστατευτικά δικτυώματα που ονομάζονται **snubbers**. Είναι κυκλώματα τα οποία περιορίζουν την ενεργειακή διασπορά των ημιαγωγών, κυρίως κατά τις διακοπτικές μεταβάσεις, και βελτιώνουν την απόδοσή τους μειώνοντας τους διακοπτικούς χρόνους. Πιο συγκεκριμένα:

- ✓ Μειώνουν ή και εξαλείφουν τα spikes ρεύματος και τάσης.
- ✓ Περιορίζουν τους ρυθμούς μεταβολής ρεύματος (di/dt) και τάσης (dV/dt).
- ✓ Διαμορφώνουν την παροχή ισχύος προς το φορτίο ώστε τα κυκλώματα να παραμένουν στην περιοχή ασφαλούς λειτουργίας τους (*Safe Operating Area, SOA*).
- ✓ Μεταβιβάζουν τις πιθανές απώλειες ισχύος που δημιουργούνται στους διακόπτες σε χρήσιμα φορτία.
- ✓ Μειώνουν την ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση.

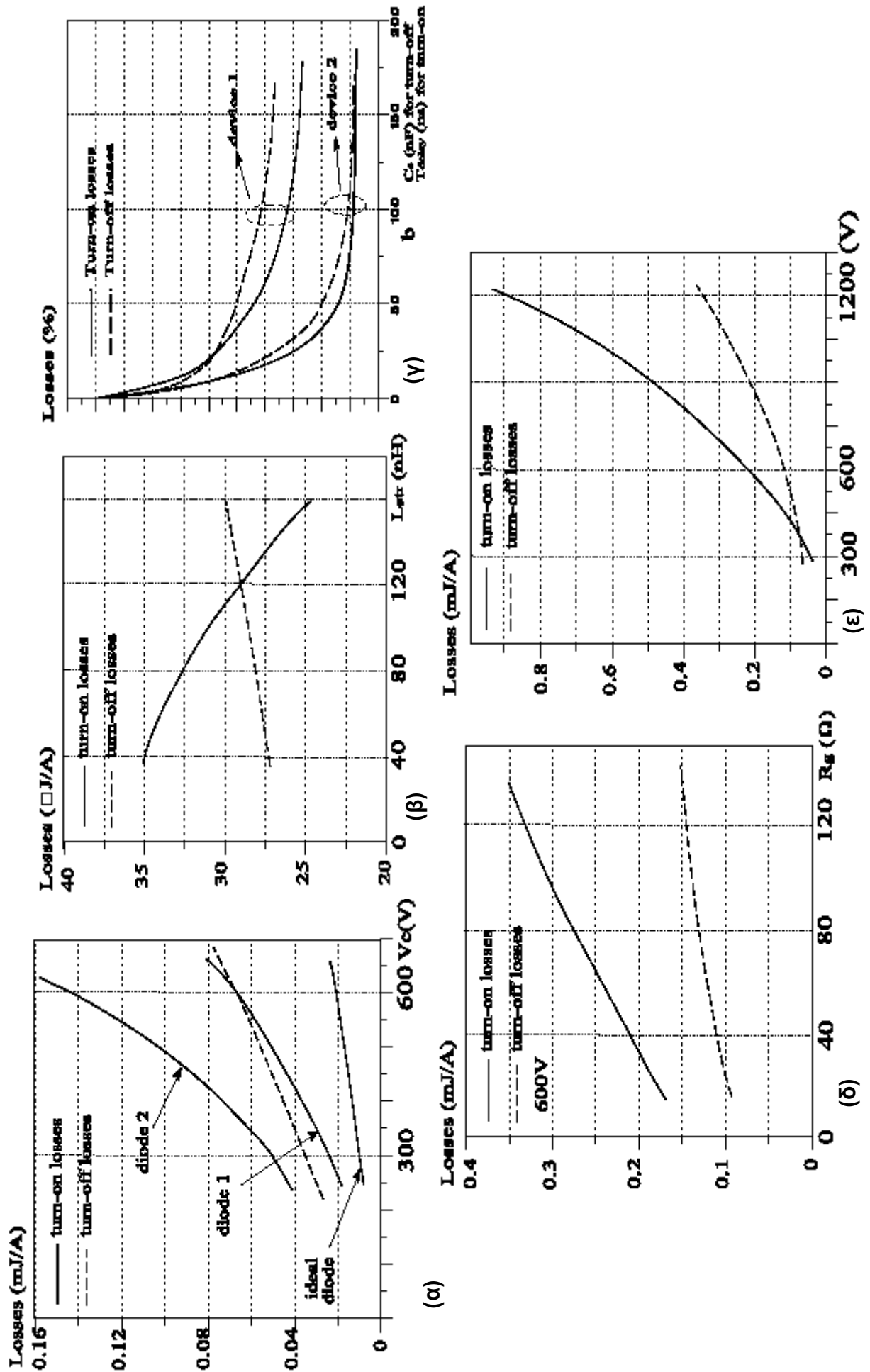
Υπάρχουν διάφοροι τύποι snubbers οι πιο κοινοί εκ των οποίων φαίνονται στο σχήμα 2.11 που ακολουθεί (R-C snubbers):



Σχήμα 2.11

Snubbers για: (α) μετάβαση σβέσης, (β) μετάβαση αγωγής

Στις επόμενες δύο σελίδες παρατίθενται ορισμένες γραφικές παραστάσεις που δείχνουν την εξάρτηση των διακοπτικών απωλειών του IGBT από διάφορους παράγοντες, όπως (α) ο τύπος της διόδου ελεύθερης διέλευσης, (β) η σκεδαζόμενη αυτεπαγωγή, (γ) η ύπαρξη ή όχι των snubbers, (δ) η εμπέδηση πύλης και (ε) η διακοπτική τάση.



Κεφάλαιο 3

Τεχνικές διαμόρφωσης Διακοπτικές στρατηγικές

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει στο κεφάλαιο της εισαγωγής, η παλμοδότηση ελέγχου ενός συστήματος VSI είναι ιδιαίτερως σημαντική για την απόδοση του συστήματος. Γι' αυτόν το λόγο ακολουθούνται συγκεκριμένες τεχνικές διαμόρφωσης παλμών έτσι ώστε να ικανοποιούνται τρεις βασικοί στόχοι:

- α) **Εξάλειψη ή μείωση ανώτερων αρμονικών**
- β) **Έλεγχος της τάσης εξόδου**
- γ) **Ελαχιστοποίηση και ισοκατανομή των απωλειών ισχύος**

Από τις μεθόδους που θα αναλυθούν παρακάτω, ορισμένες υλοποιούν μόνο τον πρώτο από τους παραπάνω στόχους και ορισμένες προσφέρουν συνδυασμό αποτελεσμάτων. Θα εξεταστεί η Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (*Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM, ή και Subharmonic Natural Pulse Width Modulation*), η Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών (*Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation, SHEPWM ή και μέθοδος Patel-Hoft*), η Διαμόρφωση «Δ» (*Delta Modulation*) και η PWM Διαμόρφωση με Χωρικά Διανύσματα (*Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM*). Κρίνεται σκόπιμο να εστιάσουμε το ενδιαφέρον μας στις μεθόδους SPWM και SVPWM, για τις οποίες, τόσο τα πειραματικά όσο και τα θεωρητικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι πρόκεινται για τις πιο αξιόπιστες μεθόδους. Στις μεθόδους SHEPWM και Delta Modulation θα γίνει περιγραφική αναφορά.

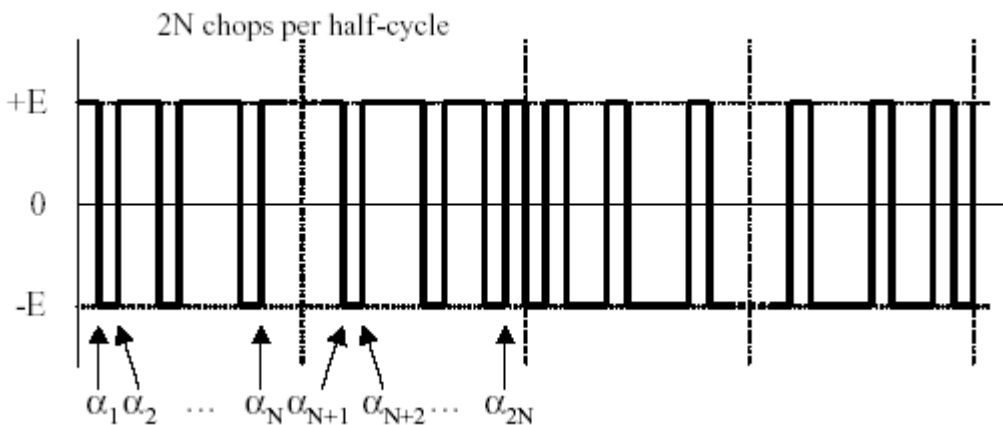
Οι τεχνικές διαμόρφωσης συνήθως συνδυάζονται και πραγματοποιούνται βάσει ορισμένων διακοπτικών στρατηγικών (*switching strategies*) οι οποίες ως στόχο έχουν τη βέλτιστη δυναμική συμπεριφορά των διατάξεων και την πλήρη αξιοποίηση των διακοπτικών στοιχείων. Ο στόχος αυτός επιτυγχάνεται μέσω της ισοκατανομής των απωλειών ισχύος στους διακόπτες, γι' αυτόν το λόγο απαιτείται ο βέλτιστος συνδυασμός έναυσης και σβέσης των διακοπτών.

3.1. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Επιλεκτική Εξάλειψη Αρμονικών (SHEPWM ή μέθοδος Patel-Hoft)

Με αυτήν την τεχνική, κάποιο επιθυμητό σύνολο ανώτερων αρμονικών συνιστωσών μπορεί να εξαλειφθεί από το φάσμα συχνοτήτων της τάσης εξόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη δημιουργία ζευγών από συμμετρικά τοποθετημένα κενά τάσης σε κάθε ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού ελέγχου. Στη γενική της μορφή, η μέθοδος παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1, όπου σε διάταξη είτε μονοφασικού είτε τριφασικού συμβατικού αντιστροφέα ημιγέφυρας δημιουργούνται $2N$ κενά τάσης (δηλαδή N συμμετρικά ζεύγη κενών) σε κάθε ημιπερίοδο των τροφοδοτούμενων παλμών.

Ως γνωστόν, η περιοδική κυματομορφή της εξόδου παρουσιάζει συμμετρία ενός τετάρτου κύματος, δηλαδή για τις γωνίες φάσης α οι οποίες «δείχνουν» τα κενά, θα ισχύει:

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2N-k+1} \quad , \quad \text{όπου } k = N+1, N+2, \dots, 2N \quad (3.1)$$



Σχήμα 3.1

Κενά τάσης σε παλμοσειρά διαμορφωμένη κατά SHEPWM ($E = V/2$)

Αν δεχθούμε την αναπαράσταση της φασικής τάσης εξόδου με σειρά Fourier της μορφής της σχέσης (1.6) [σελ. 8], τότε, μετά από αριθμητικούς υπολογισμούς τα πλάτη $H_{(n)}$ των αρμονικών συνιστωσών δίνονται από τον τύπο:

$$H_{(n)} = \frac{2V}{n\pi} (-1)^N \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad , \quad \text{για περιπτώ } n \quad (3.2)$$

Όπως έχει δειχθεί στο κεφάλαιο της εισαγωγής, οι αρμονικές άρτιας τάξης έχουν μηδενικό πλάτος. Για την ολοκλήρωση της μεθόδου, αρκεί να απαιτήσουμε :

$$H_{(n,i)} = 0 \quad , \quad (3.3)$$

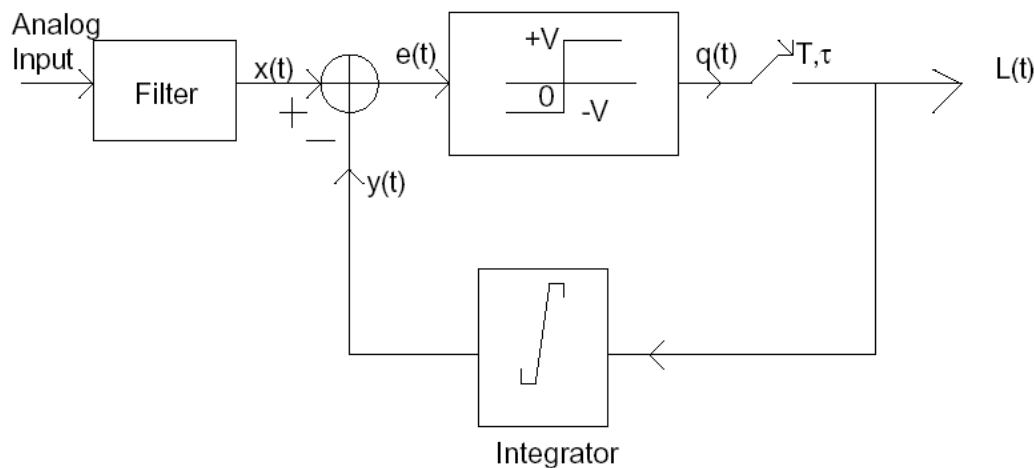
όπου n είναι η τάξεις των αρμονικών που επιθυμούμε να εξαλειφθούν και $i = 1, 2, 3, \dots, N$. Είναι ευνόητο ότι θα εξαλειφθούν τόσες αρμονικές συνιστώσες, όσα είναι και τα ζεύγη κενών τάσης που δημιουργούμε στους παλμούς, δηλαδή στην προκειμένη περίπτωση N . Η σχέση (3.3) οδηγεί σε ένα $N \times N$ μη γραμμικό σύστημα με αγνώστους τις γωνίες $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$. Για την επίλυση του συστήματος συνήθως χρησιμοποιούμε την αριθμητική μέθοδο Newton-Raphson.

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 παράλληλα να χρησιμοποιηθεί PWM, εφόσον 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 μίας ημιγέφυρας σε σχέση με τους παλμούς έναυσης της άλλης ημιγέφυρας.

Στην περίπτωση που η τεχνική SHEPWM συνδυάζεται με τοπολογία αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων, είναι δύσκολο να επιτευχθούν περισσότερα από τρία επίπεδα στην φασική τάση εξόδου λόγω της αδυναμίας αποδοτικής επίλυσης του μη γραμμικού συστήματος που προκύπτει. Γι' αυτό το εύρος χρησιμοποίησης της μεθόδου αυτής περιορίζεται.

3.2. Διαμόρφωση «Δ» (Delta Modulation)

Η διαμόρφωση «Δ» καθώς και η πιο σύγχρονη εφαρμογή της, η διαμόρφωση «Σ-Δ» (Sigma-Delta Modulation), ανήκουν στην κατηγορία της Διαμόρφωσης Πυκνότητας Παλμών (Pulse Density Modulation, PDM). Η μέθοδος PDM εφαρμόζεται συνήθως όταν επιθυμούμε έλεγχο του ρεύματος εξόδου. Είναι μία ασφαλής μέθοδος προσαρμογής αναλογικών σημάτων σε ψηφιακές εφαρμογές. Η αρχή λειτουργίας της γραμμικής διαμόρφωσης-Δ φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.2:



Σχήμα 3.2

Κυκλωματικό διάγραμμα της γραμμικής διαμόρφωσης-Δ

Όπως μπορούμε να δούμε στο σχήμα 3.3, ο διαμορφωτής κωδικοποιεί ένα ζωνοπερατό αναλογικό σήμα $x(t)$ σε μία δυαδική έξοδο $L(t)$. Η δυαδική έξοδος ανατροφοδοτείται μέσω ενός ολοκληρωτή στην είσοδο και δημιουργείται η διαφορά του σε σχέση με το σήμα αναφοράς V_R . Το ολοκληρωμένο σήμα $y(t)$ είναι πολυεπίπεδη παλμοσειρά βημάτων $\pm V_t$ Volts με διάρκεια T , και κυματώνεται γύρω από το σήμα αναφοράς. Το σήμα διαφοράς $e(t)$ κβαντίζεται σε επίπεδα $\pm V$ Volts.

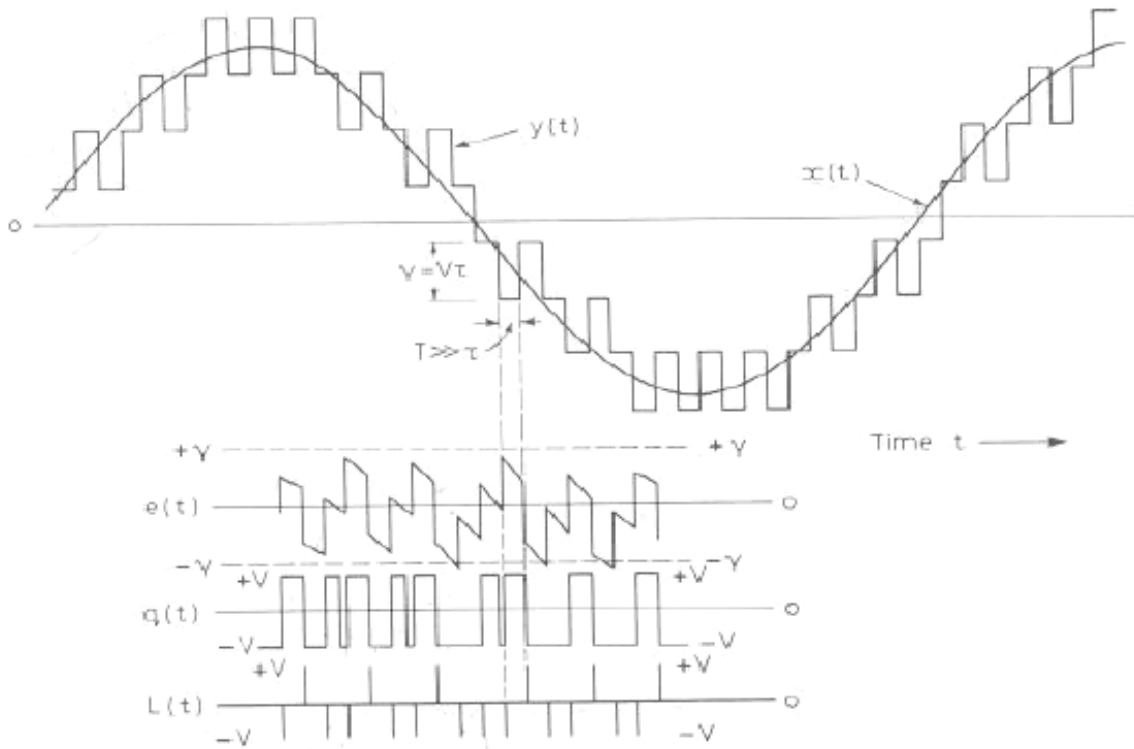
Η κβαντοποίηση πραγματοποιείται από έναν συγκριτή. Η παλμοσειρά $q(t)$ υπόκειται σε διαδικασία δειγματοληψίας, όπου οι παλμοί εξόδου έχουν διάρκεια τ με $\tau \rightarrow 0$ έτσι ώστε $T \gg \tau$, και T είναι το εύρος των παλμών του συγκριτή και παράλληλα η περίοδος δειγματοληψίας. Ο βρόχος ανάδρασης διασφαλίζει ότι το ολοκληρωμένο σήμα $y(t)$, το οποίο στην περίπτωση μας είναι το σήμα φορέα, διαμορφώνει «αξιόπιστα» τη συνάρτηση αναφοράς²⁴.

Η διάταξη της διαμόρφωσης «Σ-Δ» προκύπτει από τη διάταξη της διαμόρφωσης-Δ με την προσθήκη ενός επιπλέον ολοκληρωτή. Ο «Δ» διαμορφωτής θα διαμορφώσει πλέον το ολοκλήρωμα του σήματος αναφοράς. Το σήμα ανάδρασης $y(t)$ θα παρεμβάλει την ολοκληρωμένη μορφή του $x(t)$. Για να αποφύγουμε τη χρήση δύο ολοκληρωτών, μπορούμε να τοποθετήσουμε έναν ολοκληρωτή μετά τη δημιουργία της συνάρτησης διαφοράς, λόγω της αυτονόητης σχέσης:

$$\int x(t)dt - \int L(t)dt = \int e(t)dt \quad (3.4)$$

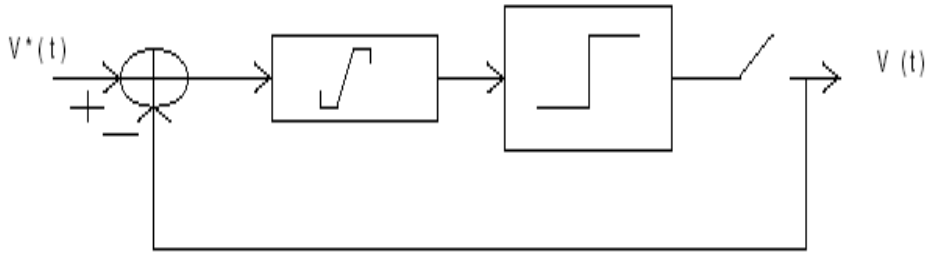
Δηλαδή, η χρήση των δύο ολοκληρωτών του α' μέλους της (3.4) ισοδυναμεί με τη χρήση του ενός ολοκληρωτή του β' μέλους.

Η διαφοροποίηση της διαμόρφωσης «Σ-Δ» σε σχέση με τη διαμόρφωση «Δ» οφείλεται στο γεγονός ότι μειώνεται το επίπεδο θορύβου που προσθέτει στο κύκλωμα η διαδικασία του κβαντισμού. Επίσης, στα θετικά της μεθόδου αυτής συμπεριλαμβάνεται το ότι το φάσμα του σήματος διαφοράς $e(t)$ (*error signal*) μετατοπίζεται προς υψηλότερες συχνότητες και συνεπώς, με ένα απλό φίλτρο μειώνονται κατά πολύ οι αρμονικές της εξόδου.



Σχήμα 3.3
 Κυματομορφές της διαμόρφωσης «Δ»

²⁴Η αξιοπιστία που διασφαλίζεται από το βρόχο ανάδρασης έχει την έννοια ότι μεταφέρεται όλη και αμετάβλητη η πληροφορία που δημιουργείται από τον κβαντισμό και την επιλεγμένη συχνότητα δειγματοληψίας προς τη δυαδική παλμοσειρά εξόδου.

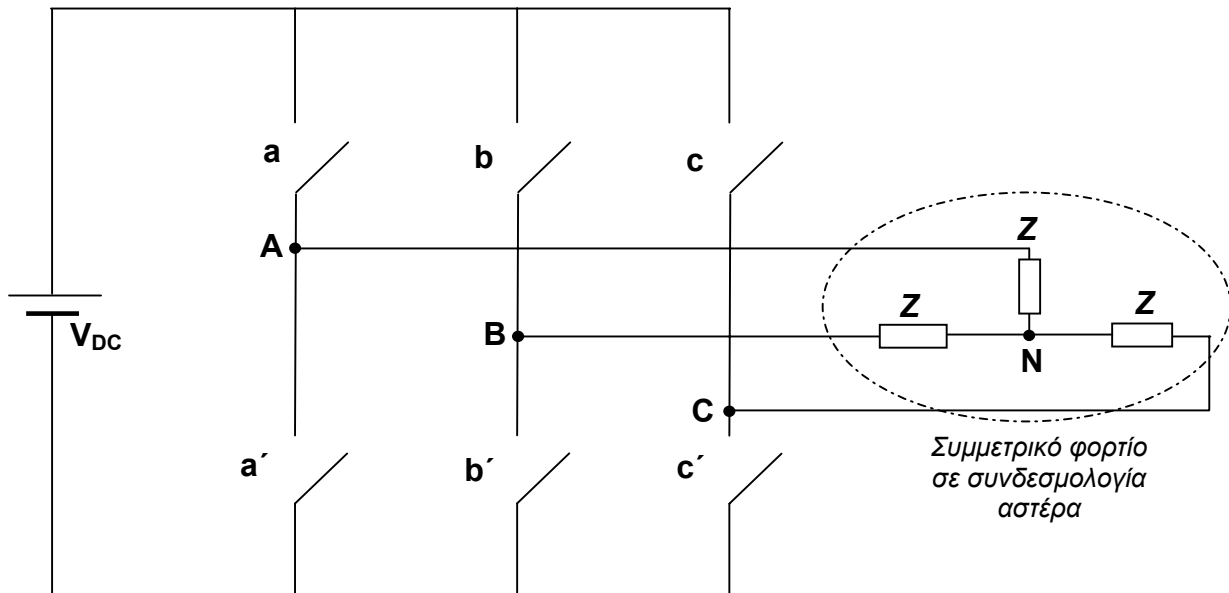


Σχήμα 3.4

Διάταξη της διαμόρφωσης «Σ-Δ». Ο ολοκληρωτής του συστήματος τοποθετείται μετά τη δημιουργία του σήματος διαφοράς

3.3 PWM Διαμόρφωση με Χωρικά Διανύσματα (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)

Η μέθοδος SVPWM αναφέρεται σε μία ειδική διαδικασία εναλλαγών των τριών «πάνω» διακοπτικών συσκευών ισχύος²⁵ ενός τριφασικού αντιστροφέα τάσης (θα θεωρήσουμε έναν συμβατικό τριφασικό αντιστροφέα για να μελετήσουμε τη μέθοδο), και ο οποίος χρησιμοποιείται σε εφαρμογές οδήγησης και ελέγχου επαγωγικών κινητήρων.



Σχήμα 3.5

Γέφυρα ισχύος για ένα τριφασικό VSI

²⁵ Ουσιαστικά, καλύπτουμε τους διακοπτικούς συνδυασμούς και των 6 ημιαγωγών με αυτήν τη διαδικασία, αφού γνωρίζουμε ότι οι «κάτω» διακόπτες είναι συμπληρωματικοί των «πάνω».

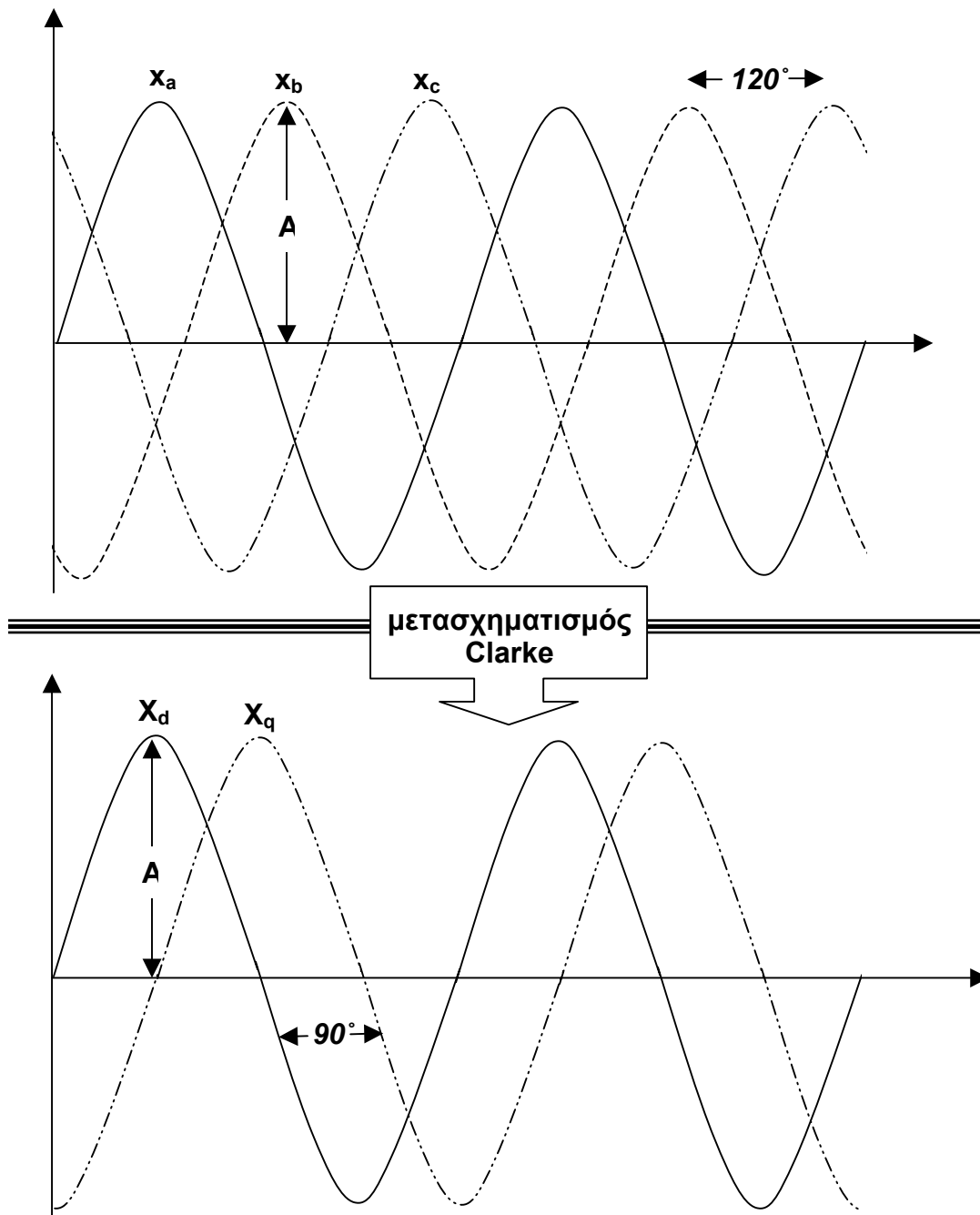
Σε αυτό το σημείο κρίνεται σκόπιμο να κάνουμε μία ενδεικτική αναφορά στο **μετασχηματισμό Clarke**, στον οποίο βασίζεται η διαδικασία του διανυσματικού ελέγχου. Ο μετασχηματισμός Clarke μετατρέπει μεταβλητές από συμμετρικό τριφασικό σύστημα, σε συμμετρικό διφασικό ορθογώνιο στατικό σύστημα αναφοράς. Αποτελείται από το σύστημα των παρακάτω δύο εξισώσεων:

$$X_d = x_a$$

(3.5)

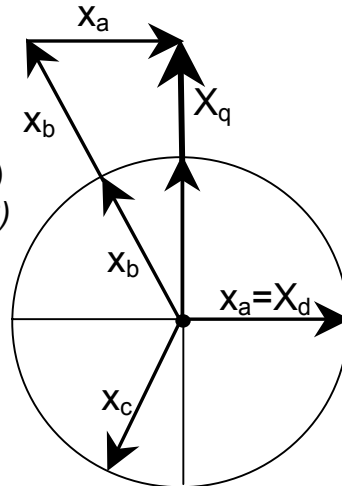
$$X_q = \frac{2x_b + x_c}{\sqrt{3}}$$

όπου x_a, x_b, x_c είναι οι μεταβλητές συμμετρικού τριφασικού συστήματος εισόδου και X_d, X_q οι μετασχηματισμένες μεταβλητές συμμετρικού διφασικού ορθογώνιου στατικού συστήματος εξόδου. Διαγραμματικά, ο μετασχηματισμός Clarke παρουσιάζεται στο σχήμα 3.6.



(συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα)

$$\begin{aligned}
 x_a &= A \times \sin(\omega t) \\
 x_b &= A \times \sin(\omega t + 2\pi/3) \\
 x_c &= A \times \sin(\omega t - 2\pi/3) \\
 X_d &= A \times \sin(\omega t) \\
 X_q &= A \times \sin(\omega t + \pi/2)
 \end{aligned}$$

**Σχήμα 3.6**

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

Για τον αντιστροφέα του σχήματος 3.5 υπάρχουν $2^3=8$ δυνατοί διακοπτικοί συνδυασμοί on-off για τους «πάνω» διακόπτες. Οι συνδυασμοί αυτοί καθώς και οι προκύπτουσες στιγμιαίες τιμές των φασικών και πολικών τάσεων για δεδομένη τάση V_{DC} φαίνονται στον παρακάτω πίνακα 3.1:

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

Πίνακας 3.1

Διακοπτικοί συνδυασμοί στην περίπτωση SVPWM διαμόρφωσης τιμές των φασικών και πολικών τάσεων

Οι ορθογώνιες ποσότητες στο πεδίο Clarke (έστω το {α,β}) που αντιστοιχούν στις τριφασικές τάσεις του πίνακα 3.1 δίνονται από το γενικό μετασχηματισμό Clarke ο οποίος περιγράφηκε παραπάνω:

$$\begin{aligned} V_{sa} &= V_{AN} \\ V_{sb} &= \frac{2V_{BN} + V_{AN}}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Σε μορφή πίνακα οι εξισώσεις (3.6) μπορούν να γραφούν²⁶:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Σε αυτό το σημείο, μπορούμε να κάνουμε την αντιστοιχία μεταξύ των διακοπτικών καταστάσεων των ημιαγωγών και των μετασχηματισμένων στο πεδίο {α,β} τάσεων, από τον πίνακα 3.1 και τις σχέσεις (3.6), (3.7). Τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 3.2 που ακολουθεί:

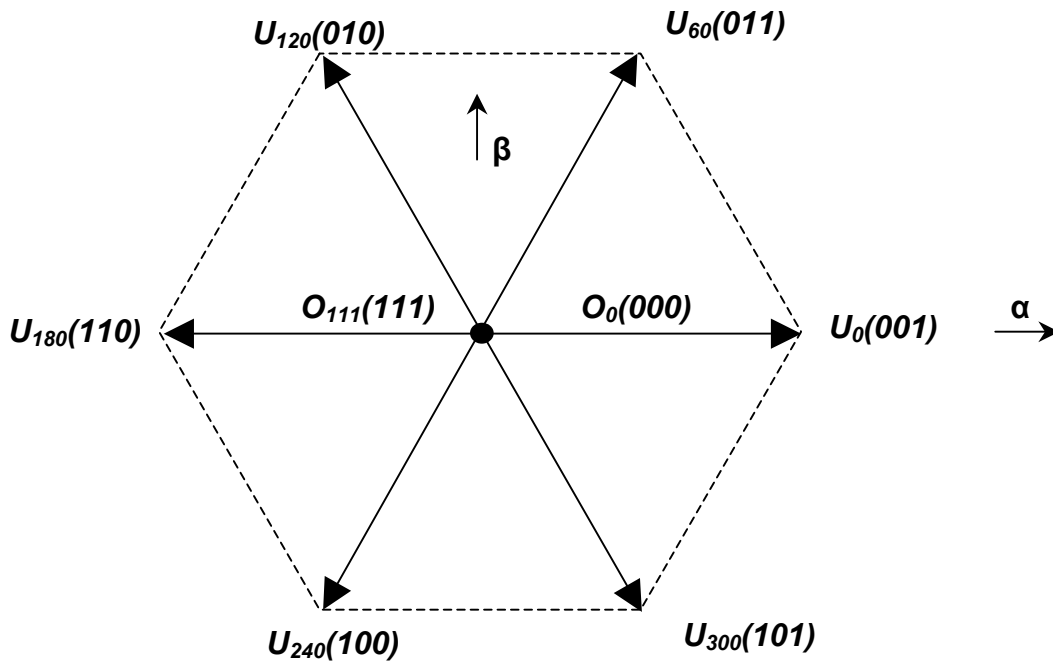
c	b	a	V_{sa}	V_{sb}	Διάνυσμα
0	0	0	0	0	O_0
0	0	1	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0	U_0
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{120}
0	1	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{60}
1	0	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{240}
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{300}
1	1	0	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	U_{180}
1	1	1	0	0	O_{111}

Πίνακας 3.2

Διακοπτικοί συνδυασμοί και αντίστοιχες τάσεις μετασχηματισμένες στο {α,β} πεδίο.

Αυτές οι τιμές των V_{sa} και V_{sb} που φαίνονται στον πίνακα 3.2, ονομάζονται τα (α,β) στοιχεία των βασικών χωρικών διανυσμάτων που αντιστοιχούν στα κατάλληλα σήματα ελέγχου (c,b,a) των διακοπτικών συσκευών. Τα 8 βασικά χωρικά διανύσματα που αντιστοιχούν στα σήματα (c,b,a) φαίνονται στην τελευταία στήλη του πίνακα 3.2 και, διαγραμματικά, στο σχήμα 3.7 που ακολουθεί στην επόμενη σελίδα:

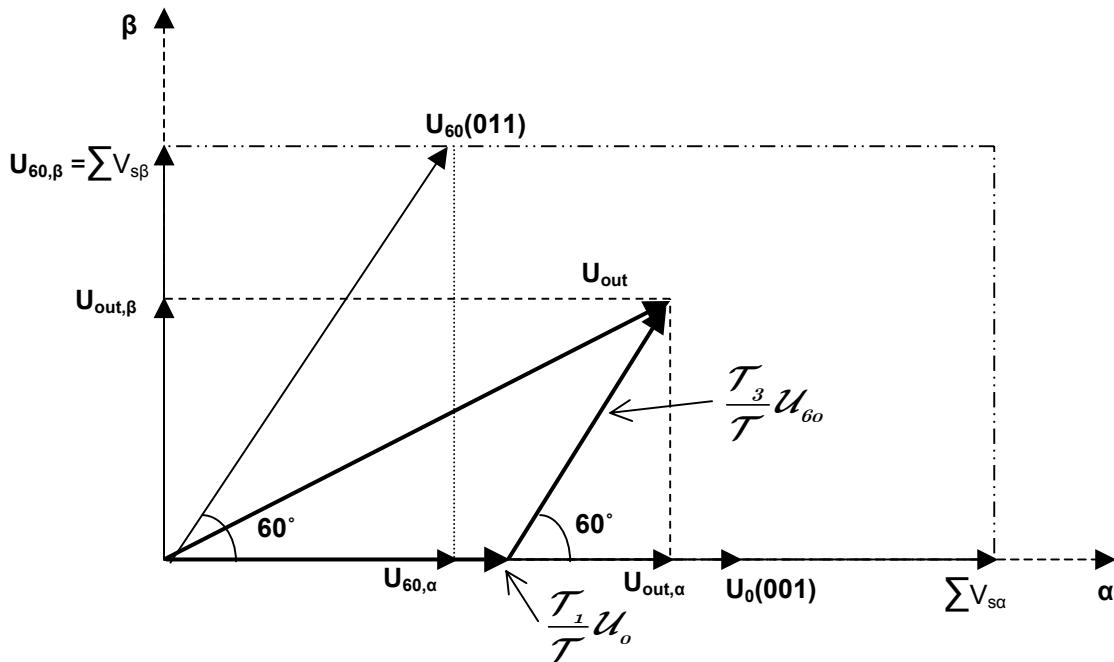
²⁶ Η σχέση (3.7) παράγεται από την (3.6) αν εφαρμόσουμε τη βασική ιδιότητα του τριφασικού αντιστροφέα με φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα: $V_{CN} = -V_{AN} - V_{BN}$.



Σχήμα 3.7

Βασικά χωρικά διανύσματα στο πεδίο $\{\alpha, \beta\}$. Παρατηρούμε την εξαγωνική δομή της διαδικασίας.

Ο σκοπός της μεθόδου SVPWM είναι να προσεγγιστεί 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 3.8 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 3.8 φαίνονται επίσης και τα σχηματιζόμενα α και β στοιχεία για τα συγκεκριμένα βασικά χωρικά διανύσματα.



Σχήμα 3.8

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

Είναι:

$$\sum v_{s,\beta} = u_{0,\beta} + u_{60,\beta} = 0 + \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (3.8)$$

$$\sum v_{s,a} = u_{0,a} + u_{60,a} = \frac{2V_{DC}}{3} + \frac{V_{DC}}{3} = V_{DC}$$

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

Το διάνυσμα εξόδου μπορεί να παρασταθεί ως γραμμικός συνδυασμός των βασικών χωρικών διανυσμάτων U_0, U_{60} . Συνεπώς:

$$U_{out} = \frac{T_1}{T} U_0 + \frac{T_3}{T} U_{60} \quad (3.9)$$

όπου $T = T_1 + T_3 + T_0$, και T_1, T_3 είναι τα χρονικά διαστήματα εφαρμογής των διανυσμάτων U_0, U_{60} μέσα σε μια περίοδο T , και T_0 είναι το χρονικό διάστημα εφαρμογής του μηδενικού διανύσματος O_0 . Βάσει του σχήματος 3.8, οι παραπάνω χρονικές διάρκειες μπορούν να υπολογιστούν από τις παρακάτω σχέσεις.

$$U_{out,\beta} = \frac{T_3}{T} |U_{60}| \sin 60^\circ \quad (3.10)$$

$$U_{out,\alpha} = \frac{T_1}{T} |U_0| + \frac{T_3}{T} |U_{60}| \cos 60^\circ$$

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 $|U_{60}| = |U_0| = \frac{2}{\sqrt{3}}$. Από την σχέση (3.10) παίρνουμε για τα διακοπτικά διαστήματα T_1, T_3 :

$$T_1 = \frac{T}{2} (\sqrt{3} U'_{out,\alpha} - U'_{out,\beta}) \quad (3.11)$$

$$T_3 = T U'_{out,\beta}$$

όπου $U'_{out,\alpha}$ και $U'_{out,\beta}$ είναι οι κανονικοποιημένες εκφράσεις των $U_{out,\alpha}$ και $U_{out,\beta}$ ως προς το πλάτος της φασικής τάσης. Στο υπόλοιπο χρονικό διάστημα της μίας 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:

- α) Η επιλογή του μηδενικού διανύσματος – μπορεί να είναι είτε το O_0 είτε το O_{111} .
- β) Η διαδοχή των χωρικών διανυσμάτων στην εξαγωνική δομή του σχήματος 3.7.
- γ) Διάρθρωση των χρονικών περιόδων εφαρμογής των διανυσμάτων, χωρίς να είναι απαραίτητες κάποιες επιπρόσθετες διακοπτικές μεταβάσεις.

Τα διακοπτικά μοντέλα για τη μέθοδο SVM είναι, κυρίως, τα παρακάτω:

1. Ακολουθία παλμοδότησης με δεξιά στοίχιση
(*Right Aligned Sequence, SVM1*)

Σε αυτήν την τεχνική, φέρνουμε σε κατάσταση “on” όλους τους πάνω (ή τους «κάτω») διακόπτες στην αρχή του διακοπτικού κύκλου (ως αρχική κατάσταση), και κατόπιν τους φέρνουμε σε “off” κατάσταση διαδοχικά, έτσι ώστε το μηδενικό διάνυσμα να διαιρείται ισομερώς μεταξύ του O_0 και O_{111} . Η διαδικασία περιλαμβάνει τρεις “on” μεταβάσεις και τρεις “off” μεταβάσεις ανά διακοπτικό κύκλο.

2. Συμμετρική ακολουθία παλμοδότησης
(*Symmetric Sequence, SVM2*)

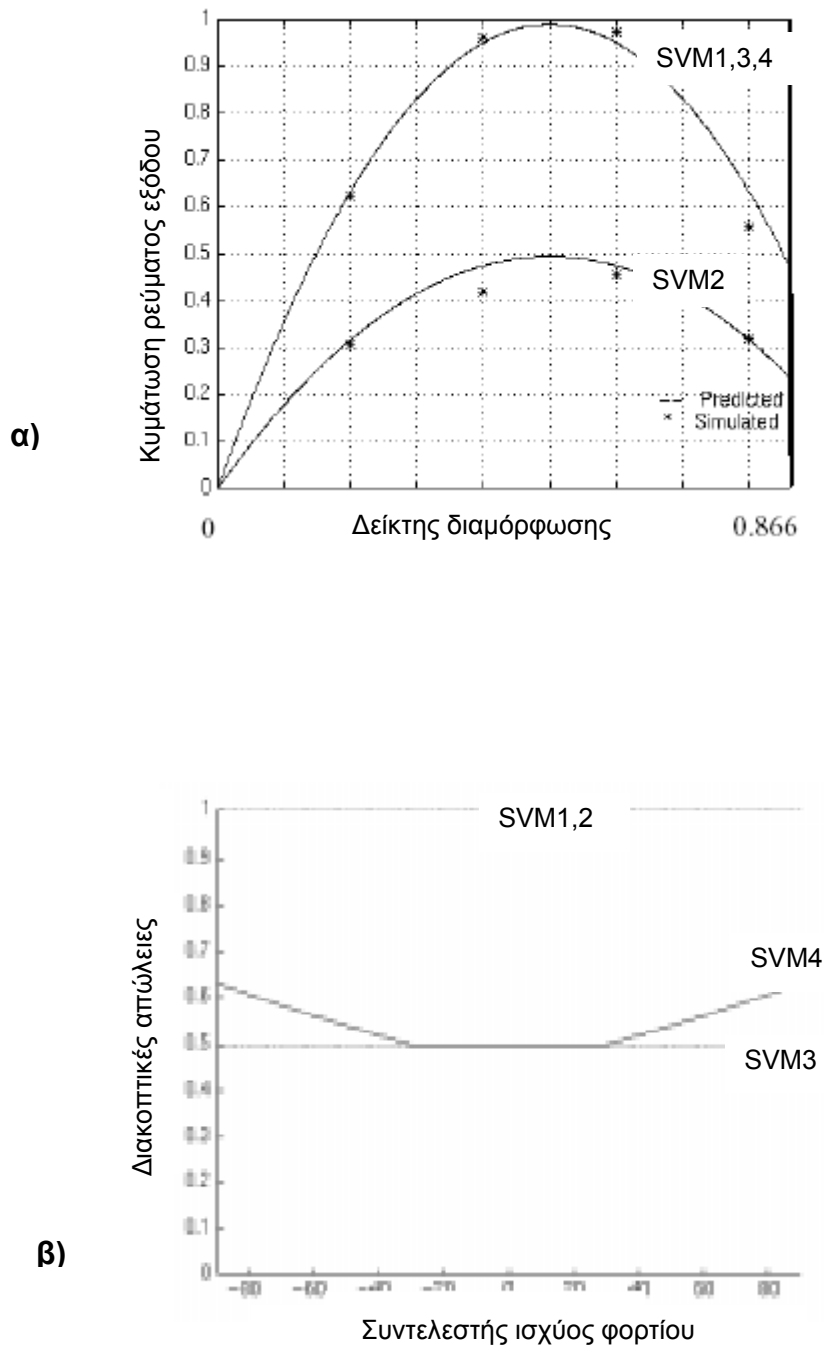
Σε αυτήν την τεχνική, διαμορφώνουμε τους τροφοδοτούμενους παλμούς έτσι ώστε να είναι συμμετρικοί ως προς τον άξονα που διέρχεται από το ήμισυ της διακοπτικής περιόδου. Παρουσιάζει το χαμηλότερο THD εξόδου αλλά οι διακοπτικές απώλειες είναι όμοιες με τη SVM1 μέθοδο αφού ο αριθμός των συνολικών διακοπτικών μεταβάσεων είναι ίδιος (6).

3. Ακολουθία παλμοδότησης εναλλασσόμενου μηδενικού διανύσματος
(*Alternate Zero Vector Sequence, SVM3*)

Τα διανύσματα O_0 και O_{111} χρησιμοποιούνται εναλλάξ ανά κύκλο λειτουργίας ως μηδενικό διάνυσμα. Παρατηρούμε σημαντική μείωση των διακοπτικών απωλειών με παράλληλη σημαντική αύξηση του THD.

4. Ακολουθία παλμοδότησης με μη διακοπτόμενο μέγιστο ρεύμα
(*Highest Current Not-Switched Sequence*)

Αυτή η πρακτική βασίζεται στο γεγονός ότι οι διακοπτικές απώλειες είναι προσεγγιστικά ανάλογες με το μέτρο του ρεύματος που διακόπτεται. Άρα, σχεδιαστικά συμφέρει να αποφεύγουμε τις διακοπτικές μεταβάσεις στα στοιχεία που διαρρέονται από το μέγιστο στιγμιαίο ρεύμα. Αυτή η ιδέα προϋποθέτει τη χρησιμοποίηση ενός μόνο εκ των διανυσμάτων O_0 και O_{111} ως μηδενικό διάνυσμα.



Σχήμα 3.9
Διάφορες χαρακτηριστικές για τους τρόπους υλοποίησης του διανυσματικού ελέγχου

3.4. Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (*Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM*)

Η μέθοδος SPWM αποτελεί την πιο σημαντική και πιο συνηθισμένη τακτική διαμόρφωσης των διακοπτικών παλμών για έναν αντιστροφέα. Ως διακοπτική μέθοδος έχει σημαντικά θετικά στοιχεία, όπως:

- Οι έξοδοι προσεγγίζουν καλύτερα τις ημιτονικές μορφές που επιθυμούμε (το ρεύμα εξόδου παρουσιάζει χαμηλή κυμάτωση).
- Προσφέρεται απόλυτος έλεγχος της RMS τιμής της τάσης εξόδου.
- Ελαχιστοποιείται η αρμονική παραμόρφωση στην έξοδο.
- Στην περίπτωση που ο αντιστροφέας χρησιμοποιείται για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών, επιτυγχάνεται ελάχιστη αύξηση θερμοκρασίας στο εσωτερικό της μηχανής και πολύ χαμηλή παρασιτική ροπή.

Θα τη μελετήσουμε θεωρώντας τριφασικό συμβατικό αντιστροφέα. Στη μέθοδο αυτή δημιουργούνται τρεις ημιτονικές κυματομορφές αναφοράς (καθεμία αντιστοιχεί σε μία από τις τρεις φάσεις του αντιστροφέα, επομένως έχουν διαφορά φάσης 120° , ίσο πλάτος A_r και ίση συχνότητα F_r) και μία τριγωνική κυματομορφή φορέα (με πλάτος A_c και συχνότητα F_c). Οι κυματομορφές αυτές παράγονται από το κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα (από γεννήτριες κυματομορφών) και είναι συγχρονισμένες. Οι γεννήτριες κατασκευάζονται είτε με αναλογικά κυκλώματα (τελεστικούς ενισχυτές, OP-AMPS) είτε με ψηφιακά κυκλώματα (EPROM's και counters).

Στη γενική αρχή της μεθόδου, ορίζουμε δύο βασικές παραμέτρους:

- 1) το λόγο $F_{nc} = \frac{F_c}{F_r}$ που ονομάζεται **ανηγμένη συχνότητα φορέα (frequency ratio)**.
- 2) το λόγο $M = \frac{A_r}{A_c}$ που ονομάζεται **δείκτης διαμόρφωσης (modulation index)**²⁷.

Κάθε μία από τις κυματομορφές αναφοράς εφαρμόζεται μαζί με τη κυματομορφή φορέα στην είσοδο ενός συγκριτή (επομένως η διάταξη αποτελείται από τρεις συγκριτές), η έξοδος του οποίου είναι ένας διεπίπεδος παλμός. Η μορφή καθεμιάς από τις τρεις παραγόμενες παλμοσειρές καθορίζεται από τα σημεία τομής της ημιτονικής με την τριγωνική κυματομορφή, και τα σημεία τομής καθορίζονται από την τιμή του δείκτη διαμόρφωσης.

Πολλά στοιχεία για τη μέθοδο SPWM έχουν παρατεθεί και στην παράγραφο 1.4 της εισαγωγής κατά την παρουσίαση της γενικής μεθόδου PWM. Θα επαναληφθούν όπου κρίνεται απαραίτητο για την πλήρη κάλυψη του ζητήματος. Η σύγκριση των κυματομορφών αναφοράς με την κυματομορφή φορέα καθώς και οι διαμορφωμένοι κατά SPWM παλμοί (έξοδοι των συγκριτών) φαίνονται στο σχήμα 3.10. Η μορφή των παλμοσειρών καθορίζει τις φασικές και πολικές εξόδους του αντιστροφέα, οι οποίες παρουσιάζονται στο σχήμα 3.10 κατ' αντιστοιχία με τους διακοπτικούς παλμούς που τις δημιουργούν. Η διάταξη του αντιστροφέα στον οποίον θεωρούμε ότι εφαρμόζονται οι SPWM παλμοί είναι αυτή του σχήματος 1.3, σελ. 4. Επίσης, στο σχήμα 3.10, εκτός από τις εξόδους των συγκριτών παρουσιάζονται και οι ανάστροφοι παλμοί αυτών. Έτσι, οι παλμοσειρές (β), (δ) και (στ) είναι τα άμεσα προϊόντα της διαμόρφωσης ενώ οι παλμοσειρές (γ), (ε) και (ζ) είναι οι ανεστραμμένες αυτών.

²⁷ Όπως έχουμε εξηγήσει στο κεφάλαιο της εισαγωγής, είναι $M < 1$ για να αποφύγουμε το φαινόμενο της υπερδιαμόρφωσης.

Σύμφωνα με τη μέθοδο, οι παλμοί (δ), (στ), (β) ελέγχουν την έναυση των διακοπών S1, S3, S5 αντίστοιχα ενώ οι ανεστραμμένοι παλμοί (ε), (ζ), (γ) ελέγχουν την έναυση των συμπληρωματικών διακοπών S2, S4, S6. Η μαθηματική έκφραση των φασικών τάσεων εξόδου ενός SPWM αντιστροφέα (δύο εκ των οποίων, οι V_{RO} και V_{TO} φαίνονται στο σχήμα 3.10), προκύπτει από την εργασία του Bowes²⁸ και δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$V_{PH}(t) = M \frac{E}{2} \cos(\omega_r t + \varphi) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} J_0\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos(m\omega_c t) +$$

$$+ \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{m\pi M}{2}\right)}{m} \sin\left\{\frac{(n+m)\pi}{2}\right\} \cos\{m\omega_r t + n\omega_c t + (m+n)\varphi\} \quad (3.12)$$

Στη σχέση (3.12) είναι ω_r η κυκλική συχνότητα αναφοράς (του ημιτονικού σήματος), ω_c η κυκλική συχνότητα φέροντος (του τριγωνικού σήματος), M είναι ο δείκτης διαμόρφωσης, E η dc τάση τροφοδοσίας, φ η διαφορά φάσης μεταξύ της κυματομορφής φορέα και φέροντος (στην περίπτωση μας είναι $\varphi=0$ διότι εξ' αρχής υποθέσαμε ότι οι κυματομορφές είναι συγχρονισμένες) και J_0, J_n οι συναρτήσεις Bessel πρώτου είδους μηδενικής τάξης και τάξης n αντίστοιχα²⁹.

Λόγω της αντικειμενικής δυσκολίας που παρουσιάζει η μαθηματική επεξεργασία της συνάρτησης (3.12), το φάσμα εξόδου ενός τριφασικού SPWM αντιστροφέα προκύπτει με τη βοήθεια προγραμμάτων ηλεκτρονικού υπολογιστή. Τα προγράμματα αυτά υπολογίζουν τα σημεία τομής μεταξύ των κυματομορφών αναφοράς και της κυματομορφής φορέα, παραμετρικά με τις τιμές του δείκτη διαμόρφωσης και της ανηγμένης συχνότητας φορέα, και κατόπιν εφαρμόζουν δειγματοληπτικά τη διακριτή ανάλυση Fourier. Στο παρακάτω σχήμα (3.11) φαίνεται μια ποιοτική αναπαράσταση των φασματικών περιεχομένων της φασικής και της πολικής τάσης εξόδου. Βάσει του σχήματος (3.11) και των υπολογιστικών διεργασιών από τις οποίες προέκυψε, μπορούμε να καταστρώσουμε τον παρακάτω συγκεντρωτικό πίνακα, που περιέχει τις πιο σημαντικές αρμονικές του φάσματος της φασικής τάσης εξόδου καθώς και τα αντίστοιχα πλάτη (τα οποία είναι ανηγμένα ως προς την τάση εισόδου).

M	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Τάξη αρμονικής συνιστώσας	<i>RMS τιμή πλάτους αρμονικής</i>				
Βασική	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
F_{nc}	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$F_{nc} \pm 2$	--	--	--	0.005	0.011
$F_{nc} \pm 4$	--	--	--	--	--

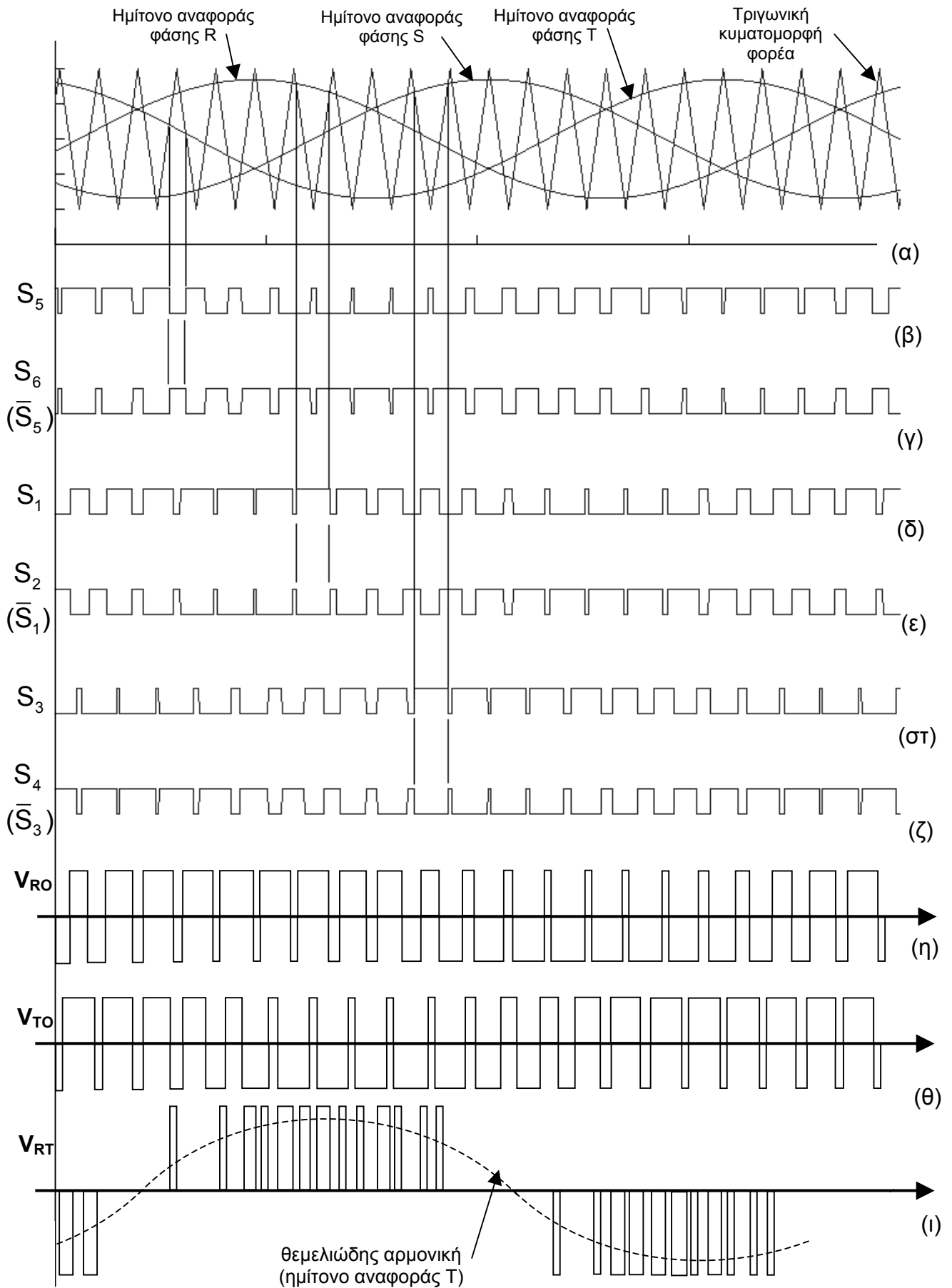
Πίνακας 3.3

Τα πλάτη των πιο σημαντικών αρμονικών συνιστωσών της SPWM διαμόρφωσης σε συνάρτηση με τον δείκτη διαμόρφωσης.

²⁸ S. R. Bowes, "New Sinusoidal Pulse Width-Modulated Inverter", Proc. IEE, Vol.122, No.11, Nov.1975.

²⁹ Η συνάρτηση Bessel πρώτου είδους, τάξης n , με όρισμα β ορίζεται ως εξής :

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{i(\beta \sin x - nx)} dx \quad \text{με βασικές ιδιότητες: } J_n(\beta) \in \mathbb{R}, \quad J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta), \quad \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(\beta) = 1$$

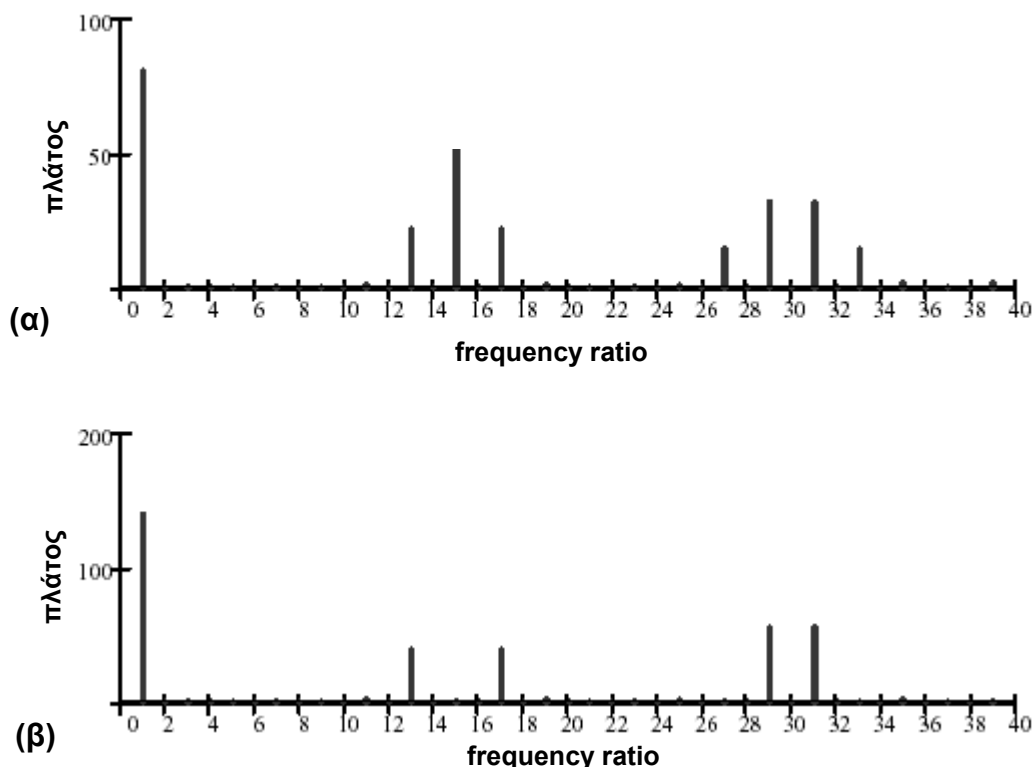


(συνεχίζεται)

Σχήμα 3.10 (σελ. 52)

Κυματομορφές που παράγονται κατά την SPWM μέθοδο

- α) Κυματομορφές αναφοράς και φορέα που εφαρμόζονται στους συγκριτές
 β-ζ) Παλμοί ελέγχου των διακοπών S1-S6 του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα, διαμορφωμένοι κατά SPWM
 η-θ) Φασικές τάσεις των φάσεων R, T. Προέρχονται από τη σύγκριση των παλμοσειρών δ)- ε) και β)- γ) αντίστοιχα.
 ι) Πολική τάση R-T. Είναι $V_{RT} = V_{RO} - V_{TO}$.



Σχήμα 3.11

(α) Αρμονικές φασικής τάσης, (β) Αρμονικές πολικής τάσης
 σε σύστημα τριφασικού SPWM αντιστροφέα με $E_{dc} = 200V$, $F_{nc} = 15$ και $M = 0.8$

Από τον πίνακα 3.3 σε συνδυασμό με τη σχέση (3.12) και το σχήμα (3.11) μπορούμε να διαπιστώσουμε τα εξής:

- Οι κυριαρχούσες αρμονικές της φασικής τάσης εξόδου είναι τάξης F_{nc} και $F_{nc} \pm 2$ με $\hat{V}_o(F_{nc}) > \hat{V}_o(F_{nc} \pm 2)$. Άρα, 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.
- Πλέον, 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 από τη σχέση:

$$d = F_{nc} - 2 \quad (3.13)$$

- Από τον πρώτο όρο της σχέσης (3.12) καταλαβαίνουμε ότι το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας των εξόδων είναι ευθέως ανάλογο του δείκτη διαμόρφωσης. Πιο συγκεκριμένα, το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι:

$$\hat{V}_{line-to-line} = \frac{\sqrt{3}}{2} M \times E \quad (3.14)$$

όπου E είναι η DC τάση εισόδου του αντιστροφέα.

- Ο δεύτερος όρος της σχέσης (3.12) 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 $\sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)$, οι άρτιας 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 γράψουμε ότι το φάσμα φασικής τάσης ενός τριφασικού SPWM αντιστροφέα περιέχει αρμονικές στις συχνότητες που δίνονται από τη σχέση:

$$f_h = f_r [(2n-1)F_{nc} \pm 2m], \quad n, m \in \mathbb{N}^* \quad (3.15)$$

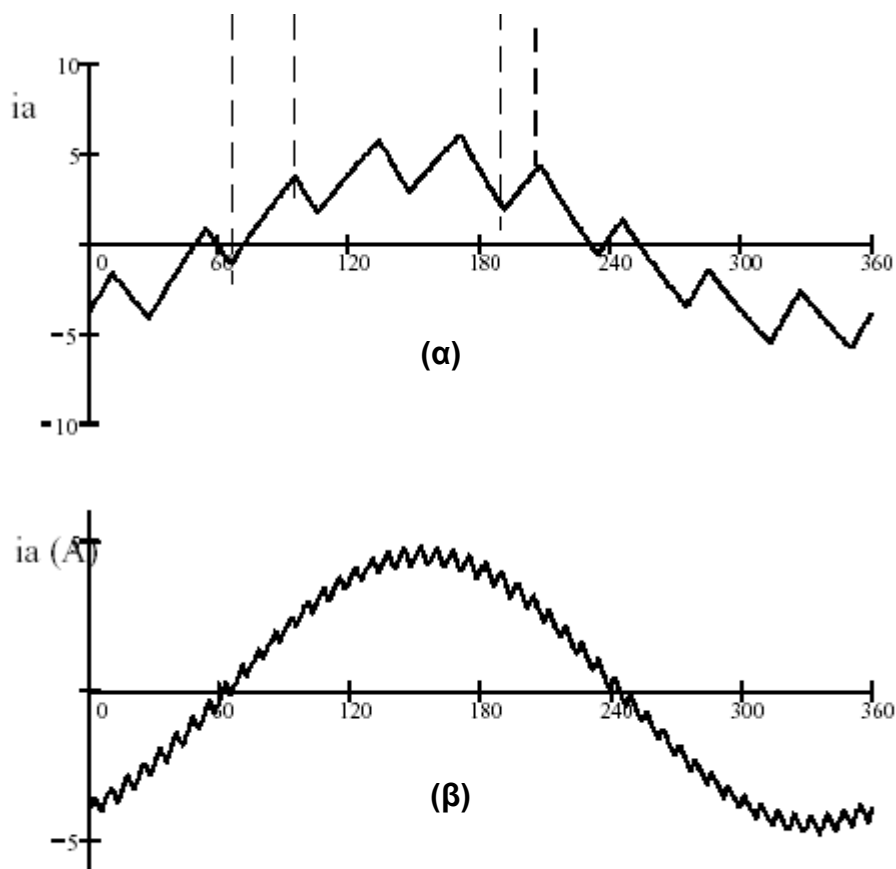
Από τη σχέση (3.15) προκύπτουν οι κυριαρχούσες αρμονικές για $n=m=1$. Πρέπει να τονιστεί ότι η σχέση (3.15) δεν δίνει πληροφορία για το πλάτος των αρμονικών στις διάφορες συχνότητες αλλά μόνο για τη θέση των συχνοτήτων αυτών. Το πλάτος σε κάθε θέση απορρέει από μία πολύπλοκη συνάρτηση των n , m και μπορεί να εξαχθεί από τον τύπο του Bowes.

Στην περίπτωση που η τεχνική SPWM εφαρμόζεται σε multilevel αντιστροφείς (οι οποίοι θα εξεταστούν στο επόμενο κεφάλαιο) διακρίνουμε τρεις κατηγορίες, ανάλογα με τον τρόπο διοχέτευσης των κυματομορφών φορέα στο σύστημα³⁰:

- Όλοι οι φορείς βρίσκονται εναλλάξ σε αντίθετη φάση.
(APO disposition)
- Όλοι οι φορείς πάνω από τον άξονα του χρόνου (δηλαδή με θετικές τιμές) βρίσκονται εν φάσει, αλλά σε αντίθετη φάση με αυτούς που βρίσκονται κάτω από τον άξονα του χρόνου.
(PO disposition)
- Όλοι οι φορείς βρίσκονται εν φάσει.
(PH disposition)

Παρακάτω ακολουθούν οι κυματομορφές του ρεύματος εξόδου:

³⁰ Όπως θα δούμε και παρακάτω, σε περιπτώσεις multilevel αντιστροφέων, η τεχνική SPWM διαφοροποιείται, αφού υπάρχουν περισσότερες από μία κυματομορφές φορέα, ανάλογα με τα επίπεδα τάσης εξόδου που επιθυμούμε να δημιουργηθούν.



Σχήμα 3.12

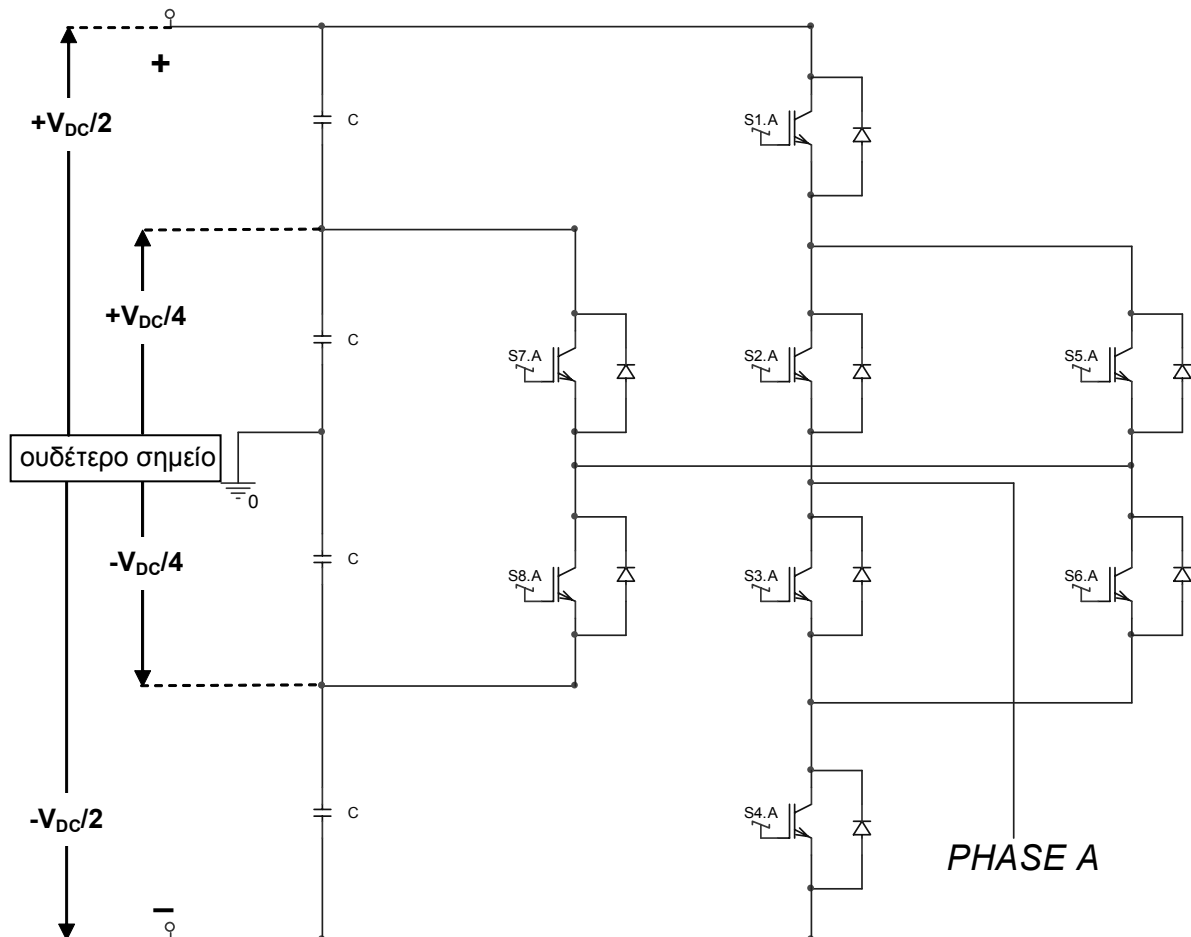
Επίδραση του λόγου συχνοτήτων της μεθόδου SPWM στη κυμάτωση του ρεύματος εξόδου.

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

3.5. Διακοπτικές στρατηγικές

Οι διακοπτικές στρατηγικές είναι μέθοδοι παλμοδοσίας αντιστροφέων οι οποίες προσφέρουν εναλλακτικά σενάρια σβέσης και έναυσης των διακοπτικών στοιχείων. Όπως προαναφέρθηκε, η διαδικασία αυτή συνεισφέρει στην βέλτιστη ισοκατανομή των απωλειών ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η πλήρης αξιοποίηση των δυνατοτήτων τους. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, σε περιπτώσεις αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων, ένα επίπεδο τάσης να μπορεί να παράγεται από περισσότερους του ενός συνδυασμούς διακοπών. Σχεδιαστικά, εύλογο είναι κάποιος να επιλέξει την οδήγηση των διακοπών από τη διακοπτική στρατηγική που συνεπάγεται τις χαμηλότερες συνολικές απώλειες στους ημιαγωγούς και τη βέλτιστη κατανομή αυτών, αφού δεν υπάρχει επίπτωση στη μορφή των εξόδων.

Οι διακοπτικές στρατηγικές υλοποιούνται με ψηφιακή λογική, όπως θα δούμε παρακάτω σε ένα παράδειγμα. Θεωρούμε την πρώτη φάση της προτεινόμενης τοπολογίας αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων η οποία αποτελείται από 8 ημιαγωγικούς διακόπτες και φαίνεται στο σχήμα 3.13. Η τοπολογία αυτή θα εξεταστεί στο κεφάλαιο 6, γι' αυτό στο σημείο αυτό θα παρουσιαστεί απλά η λογική δημιουργίας των εναλλακτικών σεναρίων παλμοδοσίας χωρίς να αναλυθούν τα χαρακτηριστικά της διάταξης.



Σχήμα 3.13

Η διάταξη των ημιαγωγικών διακοπών στην πρώτη φάση της προτεινόμενης τοπολογίας αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων.

Η παραπάνω διάταξη προσφέρει τα επίπεδα φασικής τάσης εξόδου $+V_{DC}/2$ (επίπεδο 1), $+V_{DC}/4$ (επίπεδο 2), $-V_{DC}/4$ (επίπεδο 3) και $-V_{DC}/2$ (επίπεδο 4). Για κάθε επίπεδο υπάρχει τουλάχιστον ένας διακόπτης ο οποίος είναι αναγκαίος για τη δημιουργία του. Για το επίπεδο 1 είναι απαραίτητο να άγουν οι διακόπτες S1A και S2A. Για το επίπεδο 2 είναι απαραίτητο να άγει ο διακόπτης S7A. Για το επίπεδο 3 είναι απαραίτητο να άγει ο διακόπτης S8A. Τέλος, για το επίπεδο 4 είναι απαραίτητο να άγουν οι διακόπτες S3A και S4A. Από εκεί και πέρα, υπάρχουν εναλλακτικοί διακοπτικοί συνδυασμοί υλοποίησης των επιπέδων τάσης, με δεδομένο πάντα ότι για κάθε επίπεδο τάσης θα άγει ο αντίστοιχος απαραίτητος διακόπτης. Παρατηρούμε ότι το ρόλο των παραμετρικών δρόμων υλοποίησης των διακοπτικών στρατηγικών στην περίπτωση μας παίζουν τα στοιχεία S5A και S6A. Στον παρακάτω πίνακα 3.4 φαίνονται οι εναλλακτικοί διακοπτικοί συνδυασμοί για την παραγωγή των τεσσάρων επιπέδων φασικής τάσης εξόδου.

επίπεδο φασικής τάσης	διακόπτες που άγουν
$+V_{DC}/2$ επίπεδο 1	S1A , S2A
$+V_{DC}/4$ επίπεδο 2	2α) S2A , S5A , S7A 2β) S3A , S6A , S7A
$-V_{DC}/4$ επίπεδο 3	3α) S2A , S5A , S8A 3β) S3A , S6A , S8A
$-V_{DC}/2$ επίπεδο 4	S3A , S4A

Πίνακας 3.4

Εναλλακτικοί διακοπτικοί συνδυασμοί για την παραγωγή των τεσσάρων επιπέδων φασικής τάσης εξόδου.

Το βασικό κριτήριο για τη υλοποίηση των διακοπτικών στρατηγικών είναι οι συνδυασμοί των διακοπών, των οποίων η διακοπτική κατάσταση εναλλάσσεται κατά τις μεταβάσεις μεταξύ των παραπάνω τεσσάρων επιπέδων φασικής τάσης. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή, πραγματοποιούνται τρεις μεταβάσεις:

A $\{+V_{DC}/2\} \rightarrow \{+V_{DC}/4\}$

B $\{+V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/4\}$

Γ $\{-V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/2\}$

Από τον πίνακα 3.4 προκύπτει άμεσα ο πίνακας 3.5 της επόμενης σελίδας, ο οποίος παρουσιάζει τους δυνατούς συνδυασμούς των διακοπών που εμπλέκονται σε καθεμία από τις τρεις παραπάνω μεταβάσεις. Στις δύο τελευταίες στήλες του πίνακα 3.5 καταγράφονται οι διακόπτες στους οποίους αναμένεται να αντιστοιχούν τα κύρια ποσοστά απωλειών, ανάλογα με το είδος τους (διακοπτικές απώλειες ή απώλειες αγωγής). Για παράδειγμα, στον πρώτο συνδυασμό της μετάβασης A, παρατηρούμε ότι ο διακόπτης S2A άγει συνεχώς, τόσο πριν, όσο και κατά τη διάρκεια και μετά τη μετάβαση. Είναι εύλογο, λοιπόν, ότι εάν παρουσιαστούν απώλειες ισχύος σε αυτόν τον διακόπτη κατά τη συγκεκριμένη μετάβαση, αυτές θα κατατάσσονται στις απώλειες αγωγής. Επιπλέον, παρατηρούμε ότι για την ίδια μετάβαση, οι διακόπτες S1A , S5A , S7A δεν διατηρούν την κατάστασή τους, οπότε εάν παρουσιάσουν απώλειες, αυτές θα κατατάσσονται στις διακοπτικές απώλειες. Με την ίδια λογική συμπληρώνονται και τα υπόλοιπα στοιχεία των δύο τελευταίων στηλών του πίνακα 3.5.

Είναι προφανές από τον πίνακα που ακολουθεί ότι, για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, υπάρχουν 16 διαθέσιμες διακοπτικές στρατηγικές.

διακοπτική μετάβαση	συνδυασμός εμπλεκόμενων διακοπών	διακοπτικές απώλειες (κυρίως)	απώλειες αγωγής (κυρίως)
<div style="border: 1px solid black; width: 20px; height: 20px; display: flex; align-items: center; justify-content: center; margin: 0 auto;">Α</div> $\{+V_{DC}/2\} \rightarrow \{+V_{DC}/4\}$	S1A , S2A $(+V_{DC}/2)$ S2A , S5A , S7A $(+V_{DC}/4)$	S1A , S5A , S7A	S2A
	S1A , S2A $(+V_{DC}/2)$ S3A , S6A , S7A $(+V_{DC}/4)$	S1A , S2A , S3A , S6A , S7A	
<div style="border: 1px solid black; width: 20px; height: 20px; display: flex; align-items: center; justify-content: center; margin: 0 auto;">Β</div> $\{+V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/4\}$	S2A , S5A , S7A $(+V_{DC}/4)$ S2A , S5A , S8A $(-V_{DC}/4)$	S7A , S8A	S2A , S5A
	S2A , S5A , S7A $(+V_{DC}/4)$ S3A , S6A , S8A $(-V_{DC}/4)$	S2A , S5A , S7A , S3A , S6A , S8A	
	S3A , S6A , S7A $(+V_{DC}/4)$ S2A , S5A , S8A $(-V_{DC}/4)$	S3A , S6A , S7A , S2A , S5A , S8A	
	S3A , S6A , S7A $(+V_{DC}/4)$ S3A , S6A , S8A $(-V_{DC}/4)$	S7A , S8A	S3A , S6A
<div style="border: 1px solid black; width: 20px; height: 20px; display: flex; align-items: center; justify-content: center; margin: 0 auto;">Γ</div> $\{-V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/2\}$	S2A , S5A , S8A $(-V_{DC}/4)$ S3A , S4A $(-V_{DC}/2)$	S2A , S5A , S8A , S3A , S4A	
	S3A , S6A , S8A $(-V_{DC}/4)$ S3A , S4A $(-V_{DC}/2)$	S4A , S6A , S8A	S3A

Πίνακας 3.5

Εναλλακτικοί διακοπτικοί συνδυασμοί που είναι υπεύθυνοι για τις διακοπτικές μεταβάσεις που επιτελούνται, και θεωρητικός εντοπισμός των αντίστοιχων απωλειών ισχύος που προκαλούνται.

Έχει προαναφερθεί ότι η οδήγηση VSI's μέσω διακοπτικών στρατηγικών εξυπηρετεί τόσο την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος στα ημιαγωγικά στοιχεία, όσο και την ισοκατανομή της θερμικής επιβάρυνσης στα στοιχεία λόγω των απωλειών. Συνεπώς, εκτιμούμε ότι ο δεύτερος συνδυασμός της μετάβασης Α, ο δεύτερος και ο τρίτος συνδυασμός της μετάβασης Β και ο πρώτος συνδυασμός της μετάβασης Γ θα είναι δύσκολο να συμβάλλουν στην ισοκατανομή των απωλειών στους διακόπτες, διότι προκαλούν αποκλειστικά διακοπτικές απώλειες. Άρα, σε πρώτο στάδιο μπορούμε να διακρίνουμε δύο επικρατούσες διακοπτικές στρατηγικές για την προτεινόμενη τοπολογία.

Ωστόσο, βάσει του πίνακα 3.5, και σε αυτές τις δύο επικρατούσες διακοπτικές στρατηγικές οι εμπλεκόμενοι διακόπτες δεν καταπονούνται εξίσου κατά τις μεταβάσεις Α, Β, Γ. Στην περίπτωση αυτή, υιοθετείται μία μέθοδος ανακατανομής των απωλειών αγωγής και διακοπτικών απωλειών στους εμπλεκόμενους διακόπτες, με την πρόωρη έναυση ορισμένων από αυτούς. Οι διακόπτες αυτοί περιέρχονται σε κατάσταση αγωγής λίγο πριν την οδήγηση ρεύματος μέσα από αυτούς. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγονται οι διακοπτικές απώλειες των συγκεκριμένων διακοπών, αφού η ένταξή τους στο κύκλωμα γίνεται υπό μηδενικό ρεύμα. Τελικά, ο πίνακας 3.5 είναι η βάση για τη δημιουργία του πίνακα 3.6 ο οποίος σε συνδυασμό με την παραπάνω λογική περιέχει την τελική μορφή των διακοπτικών στρατηγικών για την προτεινόμενη τοπολογία. Για παράδειγμα, κατά τη μετάβαση Α μπορούμε να θέσουμε σε κατάσταση ON υπό μηδενικό ρεύμα είτε το διακόπτη S7A είτε το διακόπτη S5A, προς τη δημιουργία του επιπέδου $+V_{DC}/2$. Αξίζει να παρατηρήσουμε την ισοκατανομή των απωλειών αγωγής και των διακοπτικών απωλειών σε όλους τους εμπλεκόμενους διακόπτες.

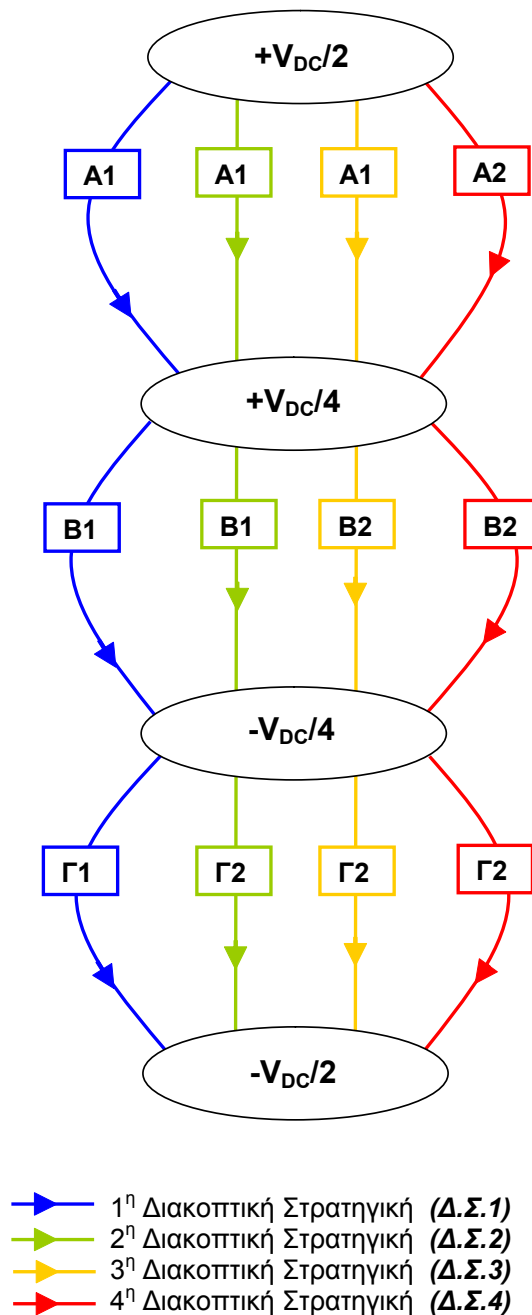
διακοπτική μετάβαση	συνδυασμός εμπλεκόμενων διακοπών	διακοπτικές απώλειες (κυρίως)	απώλειες αγωγής (κυρίως)
<div style="border: 1px solid black; width: 20px; height: 20px; display: flex; align-items: center; justify-content: center; margin: 0 auto;">Α</div> $\{+V_{DC}/2\} \rightarrow \{+V_{DC}/4\}$	S1A , S2A , S7A ($+V_{DC}/2$) S2A , S5A , S7A ($+V_{DC}/4$)	S1A , S5A	S2A , S7A ①
	S1A , S2A , S5A ($+V_{DC}/2$) S2A , S5A , S7A ($+V_{DC}/4$)	S1A , S7A	S2A , S5A ②
<div style="border: 1px solid black; width: 20px; height: 20px; display: flex; align-items: center; justify-content: center; margin: 0 auto;">Β</div> $\{+V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/4\}$	S2A , S5A , S7A ($+V_{DC}/4$) S2A , S5A , S8A ($-V_{DC}/4$)	S7A , S8A	S2A , S5A ①
	S3A , S6A , S7A ($+V_{DC}/4$) S3A , S6A , S8A ($-V_{DC}/4$)	S7A , S8A	S3A , S6A ②
<div style="border: 1px solid black; width: 20px; height: 20px; display: flex; align-items: center; justify-content: center; margin: 0 auto;">Γ</div> $\{-V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/2\}$	S3A , S6A , S8A ($-V_{DC}/4$) S3A , S4A , S6A ($-V_{DC}/2$)	S4A , S8A	S3A , S6A ①
	S3A , S6A , S8A ($-V_{DC}/4$) S3A , S4A , S8A ($-V_{DC}/2$)	S4A , S6A	S3A , S8A ②

Πίνακας 3.6

Εναλλακτικοί διακοπτικοί συνδυασμοί με ισοκαταμερισμό των απωλειών αγωγής και των διακοπτικών απωλειών.

Οι συνδυασμοί A2-B1-Γ1 και A2-B1-Γ2 παρατηρούμε ότι επιβαρύνουν ιδιαίτερα τους διακόπτες S2A και S5A με απώλειες αγωγής, με αποτέλεσμα να μη συνεισφέρουν στο στόχο για ισοκατανομή των απωλειών. Το ίδιο ισχύει και για τους συνδυασμούς A1-B2-Γ1 και A2-B2-Γ1 οι οποίοι επιβαρύνουν ιδιαίτερα τους διακόπτες S3A και S6A με απώλειες αγωγής. Συνεπώς, οι αποδοτικές διακοπτικές στρατηγικές είναι πλήθους $2^3 - 4 = 4$.

Συνοψίζοντας, δείξαμε με λογικά βήματα ότι για την προτεινόμενη τοπολογία αντιστροφέα τεσσάρων επιπέδων, υπάρχουν 4 αποδοτικές διακοπτικές στρατηγικές οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων, για κάθε φάση, με κριτήριο την παραγωγή των επιθυμητών επιπέδων τάσης με ισοκατανεμημένες απώλειες ισχύος. Ακολουθώντας την ίδια λογική επεξεργασία, προκύπτουν οι μορφές και τα πλήθη των διακοπτικών στρατηγικών για οποιαδήποτε εφαρμογή. Τελικά, οι διακοπτικές στρατηγικές της συγκεκριμένης εφαρμογής φαίνονται στον γράφο που ακολουθεί (με αναφορά στους συμβολισμούς του πίνακα 3.6), και η υλοποίησή τους θα φανεί αναλυτικά στο κεφάλαιο 6. Ειδικότερα, πρέπει να σημειωθεί ότι για τον προτεινόμενο τριφασικό αντιστροφέα, μπορούμε να διακρίνουμε $4^3=64$ διακοπτικές στρατηγικές (συνδυασμοί των 4 ανα 3 φάσεις). Στην παρούσα εργασία θα καλυφθεί η συμπεριφορά του αντιστροφέα όταν οι φάσεις παλμοδοτούνται με κοινή στρατηγική για να εξεταστεί και η περίπτωση ανισοκατανομής των απωλειών και ανάμεσα στις φάσεις (όχι μόνο ανάμεσα στους διακόπτες της μίας φάσης).



Κεφάλαιο 4

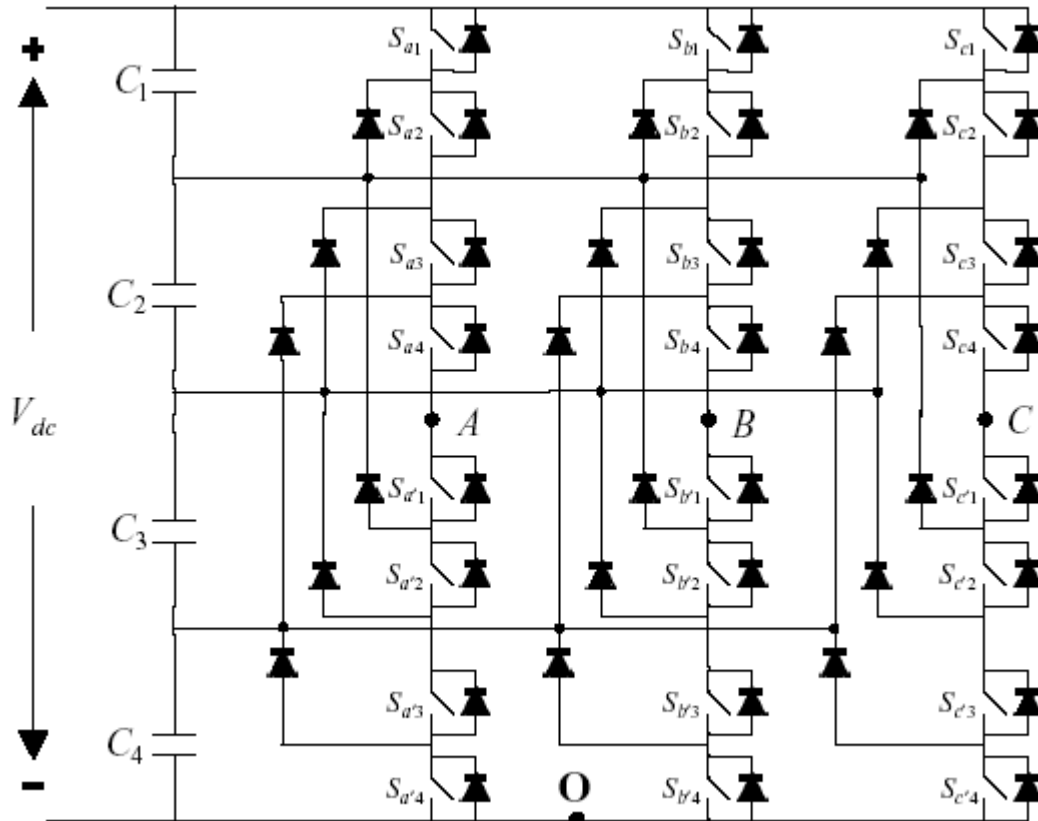
Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων

Οι αντιστροφείς τάσης πολλαπλών επιπέδων χρησιμοποιούνται σε πολλές βιομηχανικές εφαρμογές όπως τα συστήματα παροχής ισχύος και τα συστήματα οδήγησης κινητήρων. Το μεγάλο πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι επιτυγχάνει τη μείωση των αρμονικών στην κυματομορφή εξόδου χωρίς να απαιτείται η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας ή η μείωση της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα. Η κυματομορφή της τάσης εξόδου συντίθεται από ένα σύνολο επιπέδων τάσης, τα οποία συνήθως δημιουργούνται με διαίρεση της dc τάσης εισόδου από πυκνωτές. **Όσο ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξόδου αυξάνεται, ο συντελεστής THD τείνει προς το μηδέν.** Βέβαια, υπάρχουν και περιορισμοί στον αριθμό των επιπέδων τάσης που θα έχει τελικά η κυματομορφή εξόδου και οι οποίοι οφείλονται στο ενδεχόμενο να πέσει το κύκλωμα σε αστάθεια. Θα περιγράψουμε τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (*Diode-Clamped Multilevel Inverters, DCMI*), τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (*Flying-Capacitors Multilevel Inverters, FCMI*), τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσης (*Cascaded-Inverters with Separated DC Sources, SDCSMI*) και θα εστιάσουμε το ενδιαφέρον μας στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων ουδέτερου σημείου (*Neutral Point-Clamped Multilevel Inverters, NPCMI*). Οι συμβατικοί τριφασικοί αντιστροφείς δύο επιπέδων αναλύθηκαν στο κεφάλαιο της εισαγωγής. Τέλος, θα εξηγηθεί ο τρόπος (*OHSW*) με τον οποίον η ύπαρξη επιπέδων τάσης στην έξοδο μειώνει τις ανεπιθύμητες αρμονικές.

4.1. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (*Diode-Clamped Multilevel Inverters, DCMI*)

Οι DCMI αντιστροφείς χρησιμοποιούν πυκνωτές σε σειρά για να διαιρέσουν τη dc τάση εισόδου σε ένα σύνολο επιπέδων τάσης. Για να παραχθούν m επίπεδα φασικής τάσης εξόδου απαιτούνται $m-1$ πυκνωτές στην είσοδο.

Επίσης, απαιτούνται $m-1$ συμπληρωματικά ζεύγη διακοπτικών διατάξεων³¹. Ένας τριφασικός DCMI αντιστροφέας πέντε επιπέδων φαίνεται στο σχήμα 4.1. Η διαφορά δυναμικού στους οπλισμούς του κάθε πυκνωτή είναι $V_{dc}/4$, όπου V_{dc} η τάση εισόδου. Θεωρούμε το σημείο O - στο κάτω μέρος του κυκλώματος - ως σημείο αναφοράς για τη φασική τάση εξόδου. Με το συγκεκριμένο τύπο αντιστροφέα, υπάρχουν πέντε διακοπτικοί συνδυασμοί για να επιτευχθούν τα πέντε επίπεδα στη φασική τάση εξόδου, έστω μεταξύ των σημείων A και O. Στον πίνακα 4.1 φαίνονται τα επίπεδα τάσης με τον αντίστοιχο διακοπτικό συνδυασμό που τα δημιουργεί.



Σχήμα 4.1

DCMI, τριφασικός, πέντε επιπέδων

Φασική τάση εξόδου V_{AO}	Διακοπτική κατάσταση							
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	$S_{a'1}$	$S_{a'2}$	$S_{a'3}$	$S_{a'4}$
V_{DC}	1	1	1	1	0	0	0	0
$\frac{3V_{DC}}{4}$	0	1	1	1	1	0	0	0
$\frac{V_{DC}}{2}$	0	0	1	1	1	1	0	0
$\frac{V_{DC}}{4}$	0	0	0	1	1	1	1	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1

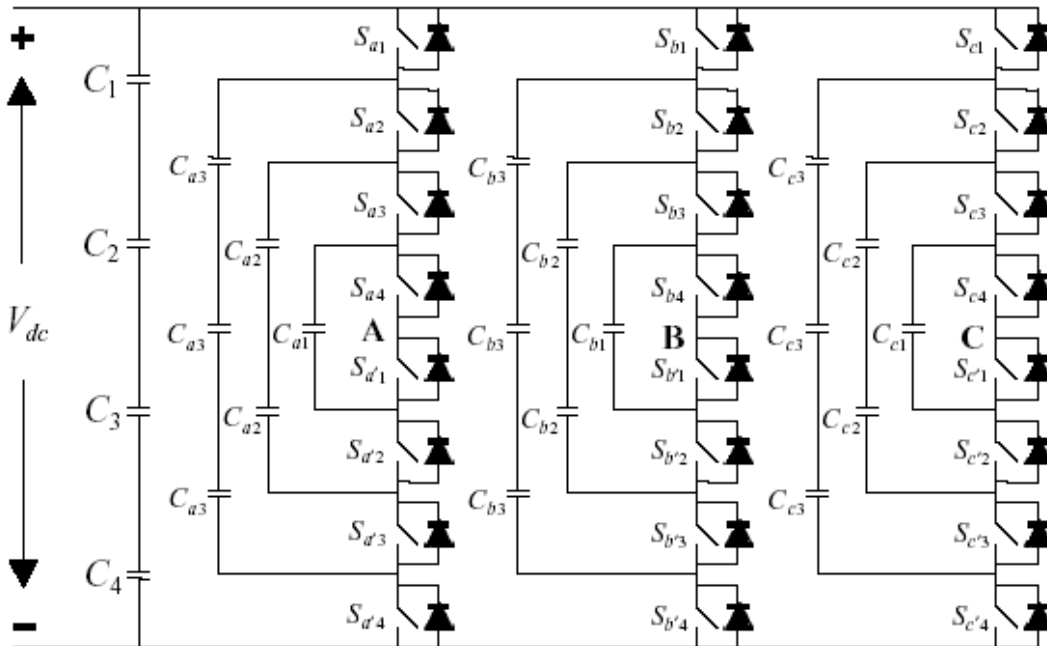
Πίνακας 4.1

Διακοπτικοί συνδυασμοί και αντίστοιχα παραγόμενα επίπεδα τάσης για τις DCMI διατάξεις

³¹ Με τον όρο «διακοπτική διάταξη» εννοείται το δικτύωμα ημιαγωγικού διακόπτη και διόδου ελεύθερης διέλευσης.

4.2. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές *(Flying-Capacitors Multilevel Inverters, FCMI)*

Οι FCMI αντιστροφείς χρησιμοποιούν μία κλιμακωτή δομή πυκνωτών. Όπως και στην περίπτωση των DCM1 αντιστροφέων, για να δημιουργηθούν m επίπεδα στη φασική τάση εξόδου, απαιτούνται $m-1$ πυκνωτές σε ρόλο διαιρέτη τάσης μεταξύ των γραμμών τροφοδοσίας. Η τιμή της μεταβολής της διαφοράς δυναμικού μεταξύ δύο διαδοχικών πυκνωτών καθορίζει το «ύψος» των επιπέδων τάσης στην κυματομορφή εξόδου. Όπως θα δούμε και στο σχήμα 4.2 που παριστάνει έναν FCMI αντιστροφέα, όλες οι φάσεις «μοιράζονται» τους ίδιους πυκνωτές τροφοδοσίας (*dc-link capacitors*). Οι υπόλοιποι πυκνωτές του συστήματος λέγονται πυκνωτές εξισορρόπησης εσωτερικού βρόχου (*inner-loop balancing capacitors*) και είναι ανεξάρτητοι ανά φάση. Τέλος, στον πίνακα 4.2 παρουσιάζονται οι διακοπτικές καταστάσεις που δημιουργούν πέντε επίπεδα φασικής τάσης εξόδου.



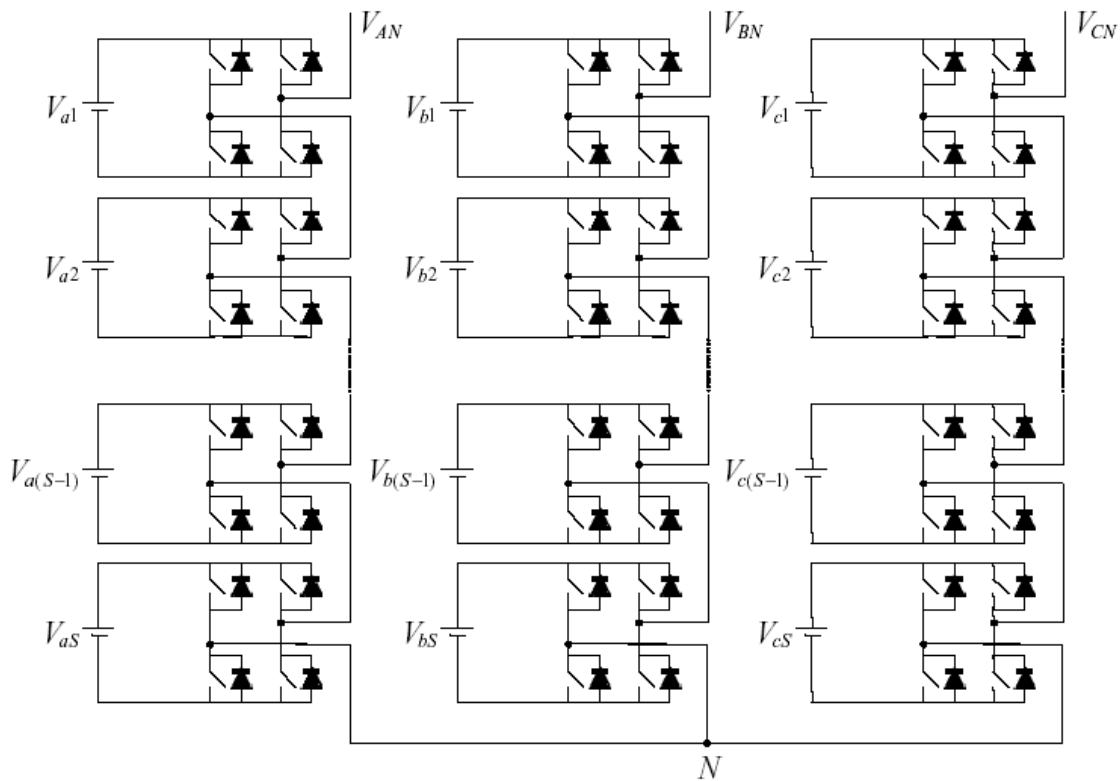
Σχήμα 4.2
FCMI, τριφασικός, πέντε επιπέδων

Φασική τάση εξόδου V_{AO}	Διακοπτική κατάσταση							
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	$S_{a'1}$	$S_{a'2}$	$S_{a'3}$	$S_{a'4}$
V_{DC}	1	1	1	1	0	0	0	0
$\frac{3V_{DC}}{4}$	1	1	1	0	1	0	0	0
$\frac{V_{DC}}{2}$	1	1	0	0	1	1	0	0
$\frac{V_{DC}}{4}$	1	0	0	0	1	1	1	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1

Πίνακας 4.2
Διακοπτικοί συνδυασμοί και αντίστοιχα παραγόμενα επίπεδα τάσης για τις FCMI διατάξεις

4.3. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσης (*Multilevel Inverters using Cascaded-Inverters with Separated DC Sources, SDCS*)

Η λειτουργία αυτού του αντιστροφέα είναι όμοια με τις προηγούμενες τοπολογίες. Οι SDCS αντιστροφείς συνθέτουν την επιθυμητή τάση εξόδου τροφοδοτούμενοι από ένα σύνολο ανεξάρτητων πηγών dc τάσης, πηγές οι οποίες μπορεί να σχετίζονται είτε με μπαταρίες είτε με κυψέλες υδρογόνου είτε με ηλιακές κυψέλες³². Οι SDCS αντιστροφείς αποτελούνται από μονάδες μονοφασικών αντιστροφέων πλήρους γέφυρας. Οι έξοδοι των μονάδων αυτών συνδέονται σε σειρά. Ανάλογα με τους διακοπτικούς συνδυασμούς των τεσσάρων διακοπών της, κάθε μονάδα μπορεί να παράγει τρία επίπεδα εξόδου: $+V_{DC}$, $-V_{DC}$ και μηδέν. Συνεπώς, η ac έξοδος του συστήματος θα είναι το άθροισμα των επιμέρους εξόδων των μονοφασικών αντιστροφέων, αφού οι επιμέρους έξοδοι συνδέονται σειριακά. Η σημαντική διαφορά στη μέθοδο αυτή είναι ότι πλέον ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης εξόδου είναι $m = 2s + 1$, όπου s είναι ο αριθμός των πηγών.



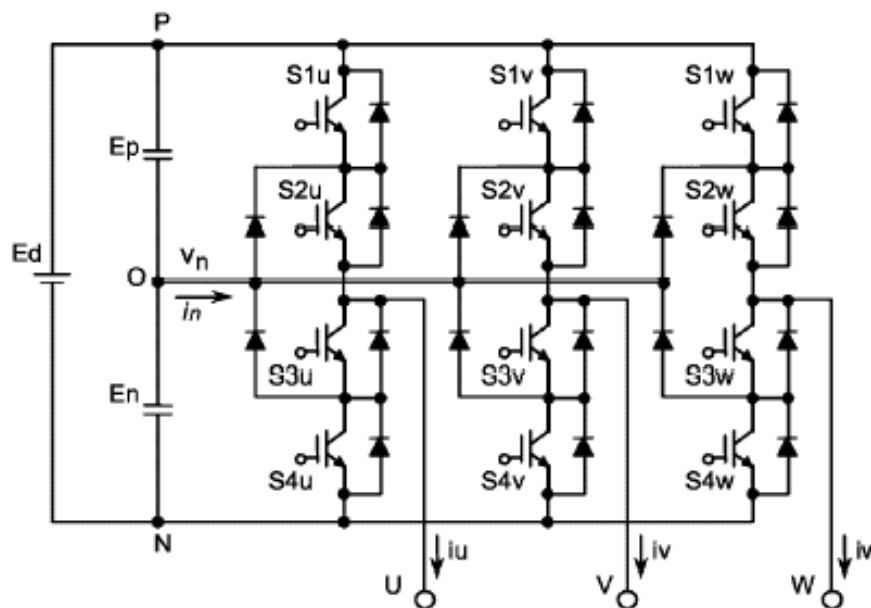
Σχήμα 4.3

SDCS αντιστροφέας, τριφασικός, m επιπέδων όπου $m = 2s + 1$

³² Οι κυψέλες υδρογόνου είναι γνωστές ως fuel cells και οι ηλιακές κυψέλες ως solar cells ή φωτοβολταϊκά στοιχεία.

4.4. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων ουδέτερου σημείου (Neutral Point-Clamped Multilevel Inverters, NPC)

Οι NPC αντιστροφείς μπορούν να παρέχουν από τρία επίπεδα φασικής τάσης εξόδου και πάνω. Δημιουργήθηκαν εξαιτίας της αδυναμίας των συμβατικών αντιστροφέων δύο επιπέδων να ανταποκρίνονται σε συστήματα υψηλής τάσης, αφού υπάρχει αντικειμενική δυσκολία στην δυναμική διαίρεση τάσης κατά τη διάρκεια των διακοπτικών διαστημάτων. Στους NPC αντιστροφείς τριών επιπέδων, λόγω της ύπαρξης του ουδέτερου σημείου, το όριο επιβαλλόμενης τάσης σε κάθε ημιαγωγικό στοιχείο είναι το μισό της τάσης εισόδου και, κατά συνέπεια, το μισό του αντίστοιχου ορίου των αντιστροφέων δύο επιπέδων, γεγονός που καθιστά αυτούς τους αντιστροφείς αρκετά πιο ικανούς να διαχειριστούν υψηλές ισχύεις. Επίσης, παρουσιάζουν χαμηλότερο THD στην έξοδο και περιορίζουν την ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση. Στο σχήμα 4.4 φαίνεται ένας τριφασικός NPC αντιστροφέας και κατόπιν περιγράφεται η λειτουργία του.

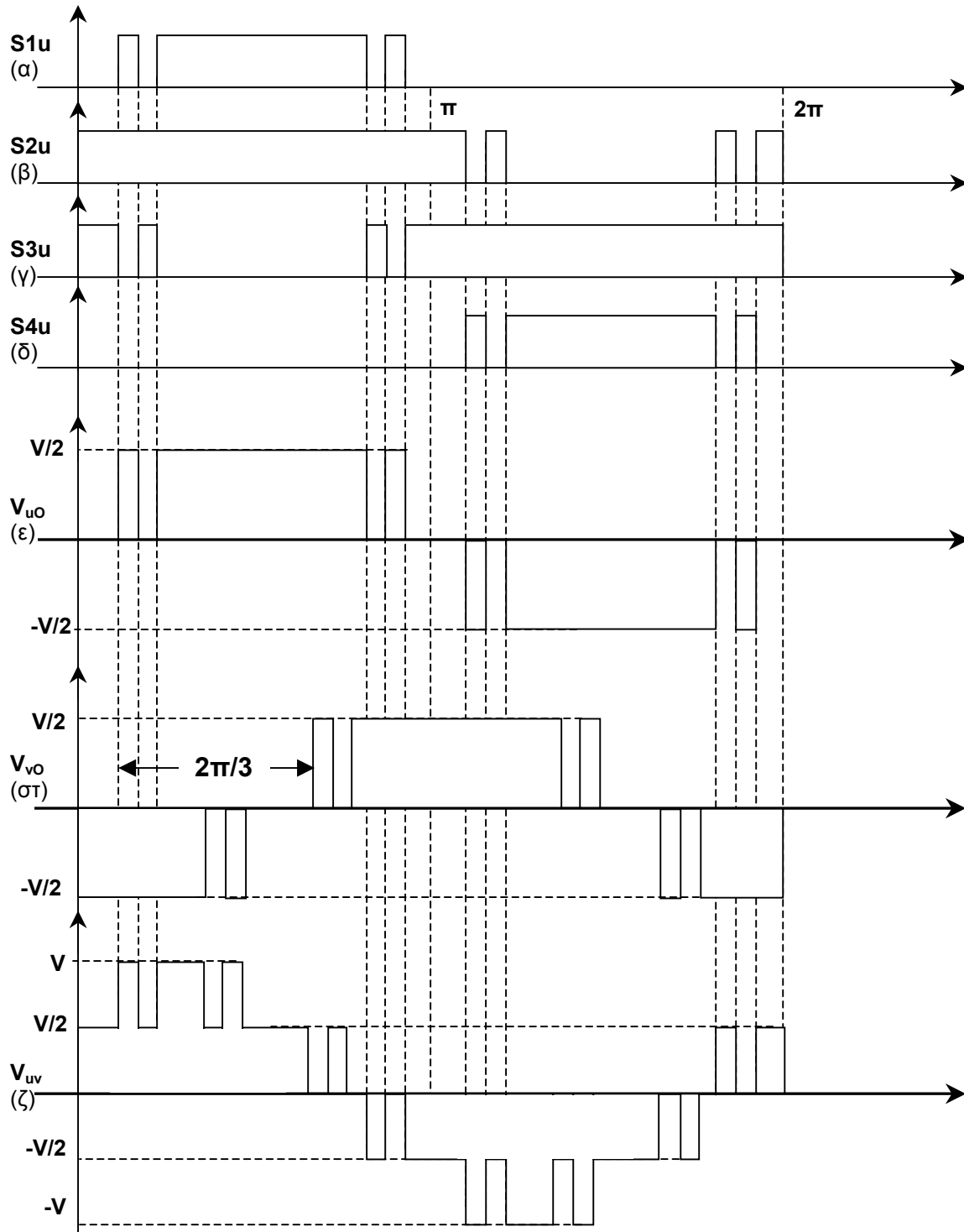


Σχήμα 4.4
NPC τριφασικός αντιστροφέας

Έστω ότι εξετάζουμε τη φάση u του σχήματος 4.4. Οι ημιαγωγικοί διακόπτες $S1u$ και $S4u$ αποτελούν τα κύρια στοιχεία ανά φάση (τα οποία παραπέμπουν σε λειτουργία συμβατικού αντιστροφέα). Τα στοιχεία $S2u$ και $S3u$ είναι επιπρόσθετοι διακόπτες, οι οποίοι ανάγουν το δυναμικό του συστήματος στο ουδέτερο σημείο O με τη βοήθεια των διόδων αποκοπής (*clamping diodes*). Όλες οι τακτικές PWM εφαρμόζονται και η έξοδος είναι της μορφής που φαίνεται στο σχήμα 4.5, σε αντιστοιχία με τους παλμούς οδήγησης. Όπως βλέπουμε στο σχήμα, το δυναμικό εξόδου κάθε φάσης ανάγεται στο δυναμικό αναφοράς σε κάθε μηδενικό διάστημα της τεχνικής PWM που εφαρμόζεται. Η φασική τάση εξόδου είναι τριεπίπεδη ($-V/2$, 0 , $+V/2$) και η πολική τάση εξόδου είναι πέντε επιπέδων ($-V$, $-V/2$, 0 , $+V/2$, V).

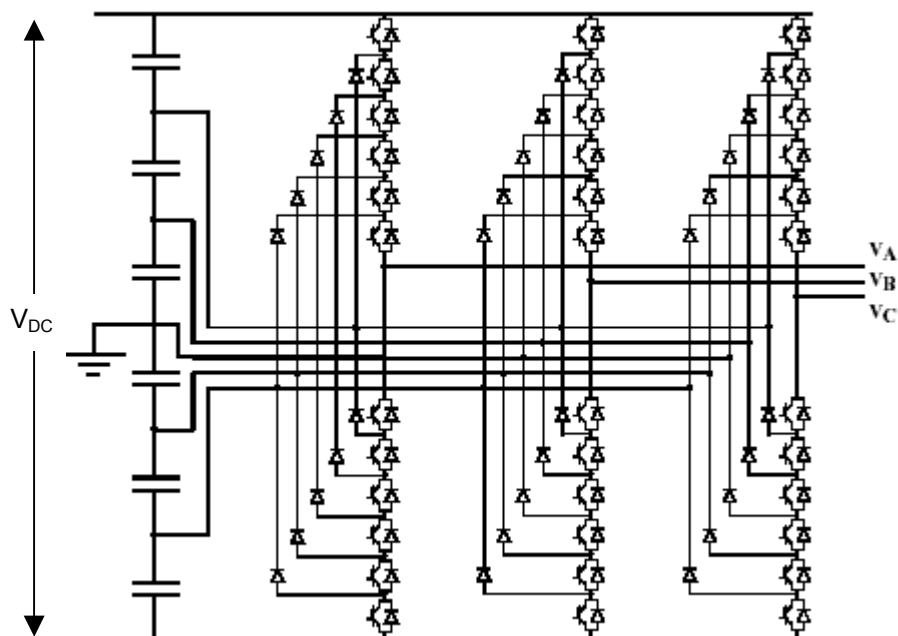
Παρατήρηση

Διαπιστώνουμε ότι στους NPC αντιστροφείς το δυναμικό αναφοράς εμφανίζεται ως ένα από τα επίπεδα τόσο της φασικής όσο και της πολικής εξόδου, σε αντίθεση με τους συμβατικούς αντιστροφείς που, αναλόγως με τους διακοπτικούς παλμούς, το ουδέτερο σημείο τάσης εμφανίζεται είτε στη φασική έξοδο μόνο είτε στην πολική έξοδο μόνο. Επίσης, λόγω της πανομοιότυπης δομής και λειτουργίας των NPC με τους DCM1 αντιστροφείς, συχνά δεν υπάρχει διάκριση αυτών των δύο κατηγοριών και αναφερόμαστε σε NPDCMI αντιστροφείς (*Neutral-Point-Diode-Clamped Multilevel Inverters*)



Σχήμα 4.5
 Θεωρητικές κυματομορφές NPC-SHEPWM τριφασικού αντιστροφέα τριών επιπέδων
 (α)-(δ) Παλμοί οδήγησης μίας φάσης τριφασικού NPC αντιστροφέα, (ε)-(στ) Φασικές τάσεις εξόδου u-O,
 v-O, (ζ) Πολική τάση u-v

Τα πλεονεκτήματα των NPC αντιστροφένων είναι ότι επιτρέπουν αναγωγή σε οποιοδήποτε δυναμικό επιθυμούμε (με κατάλληλη επιλογή των χωρητικοτήτων σε σχέση με το ουδέτερο σημείο), η δυνατότητα «επέκτασης» σε πολλαπλά επίπεδα τάσης εξόδου (σχήμα 4.6) και η μειωμένη δράση ανώτερων αρμονικών σε σύγκριση με τους συμβατικούς αντιστροφείς (συνήθως με κατάλληλη χρήση της μεθόδου SHEPWM).



Σχήμα 4.6
NPC τριφασικός αντιστροφέας 7 επιπέδων

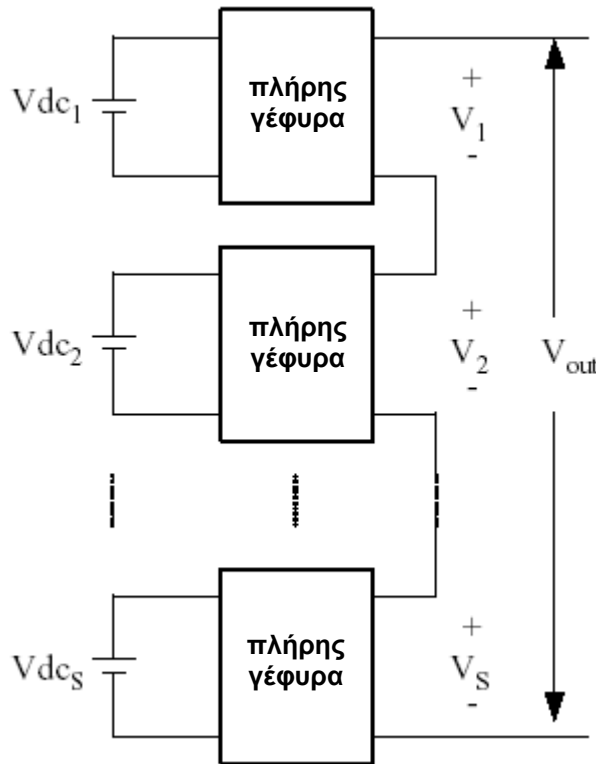
Μειονέκτημα των NPC αντιστροφένων είναι ο σχετικά μεγάλος αριθμός ημιαγωγών που απαιτείται για την υλοποίησή του. Ωστόσο, το σημαντικό μειονέκτημα της τοπολογίας αυτής είναι η αστάθεια-διακύμανση του δυναμικού αναφοράς (*neutral point fluctuation*). Το ουδέτερο σημείο είναι ευαίσθητο στις διάφορες ηλεκτρικές μεταβολές με αποτέλεσμα το δυναμικό του να ολισθαίνει (*voltage drift*) και να προξενεί τη δυσλειτουργία των ημιαγωγικών στοιχείων λόγω υπέρβασης των ορίων τάσης λειτουργίας. Αίτια της ολίσθησης του σημείου αναφοράς μπορεί να είναι η μη κανονική «συμπεριφορά» της διακοπτικής διάταξης (επιλογή διακοπτικής στρατηγικής ή επιλογή ημιαγωγικών διακοπών) και οι χαρακτηριστικές λειτουργίες των πυκνωτών διαίρεσης της dc τάσης. Επίσης, όσο ο συντελεστής ισχύος του φορτίου μειώνεται, η πιθανότητα ολίσθησης του ουδέτερου σημείου αυξάνεται.

Περισσότερο πρακτικά στοιχεία για τον NPC αντιστροφέα παρατίθενται στην παράγραφο 5.3, όπου προσωμοιώνεται η λειτουργία του.

4.5. Βελτιστοποίηση Αρμονικών με Κλιμακωτή Κυματομορφή (*Optimized Harmonics Stepped-Waveform, OHSW*)

Η τεχνική αυτή αποδεικνύει τον τρόπο με τον οποίο τα κυκλώματα αντιστροφένων πολλαπλών επιπέδων μπορούν να προκαλέσουν μείωση των αρμονικών στην έξοδό τους. Το σημαντικό πλεονέκτημα της είναι ότι μπορεί να παρέχει έξοδο χαμηλού THD χωρίς να κρίνεται επιτακτική η συνδρομή κάποιου φίλτρου εξόδου. Βασίζεται στην αρχή της μεθόδου SHEPWM.

Επιπρόσθετα, οι ημιαγωγικοί διακόπτες περιέρχονται σε κατάσταση αγωγής και σβέσης μόνο μία φορά ανά κύκλο λειτουργίας ο καθένας³³, με αποτέλεσμα να αντιμετωπίζεται τόσο το πρόβλημα των διακοπτικών απωλειών (*switching losses*) όσο και το πρόβλημα της ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης. Υποθέτουμε μονοφασικούς αντιστροφείς πλήρους γέφυρας για διευκόλυνση, οι οποίοι τροφοδοτούνται είτε μέσω διακριτών πηγών dc τάσης είτε μέσω προσαρμοσμένων πυκνωτών (*SDCS Multilevel Inverters*) όπως για παράδειγμα στο σχήμα 4.7 που ακολουθεί:



Σχήμα 4.7

Διάταξη διακριτών αντιστροφέν για τη μελέτη της τεχνικής κλιμακωτής κυματομορφής.

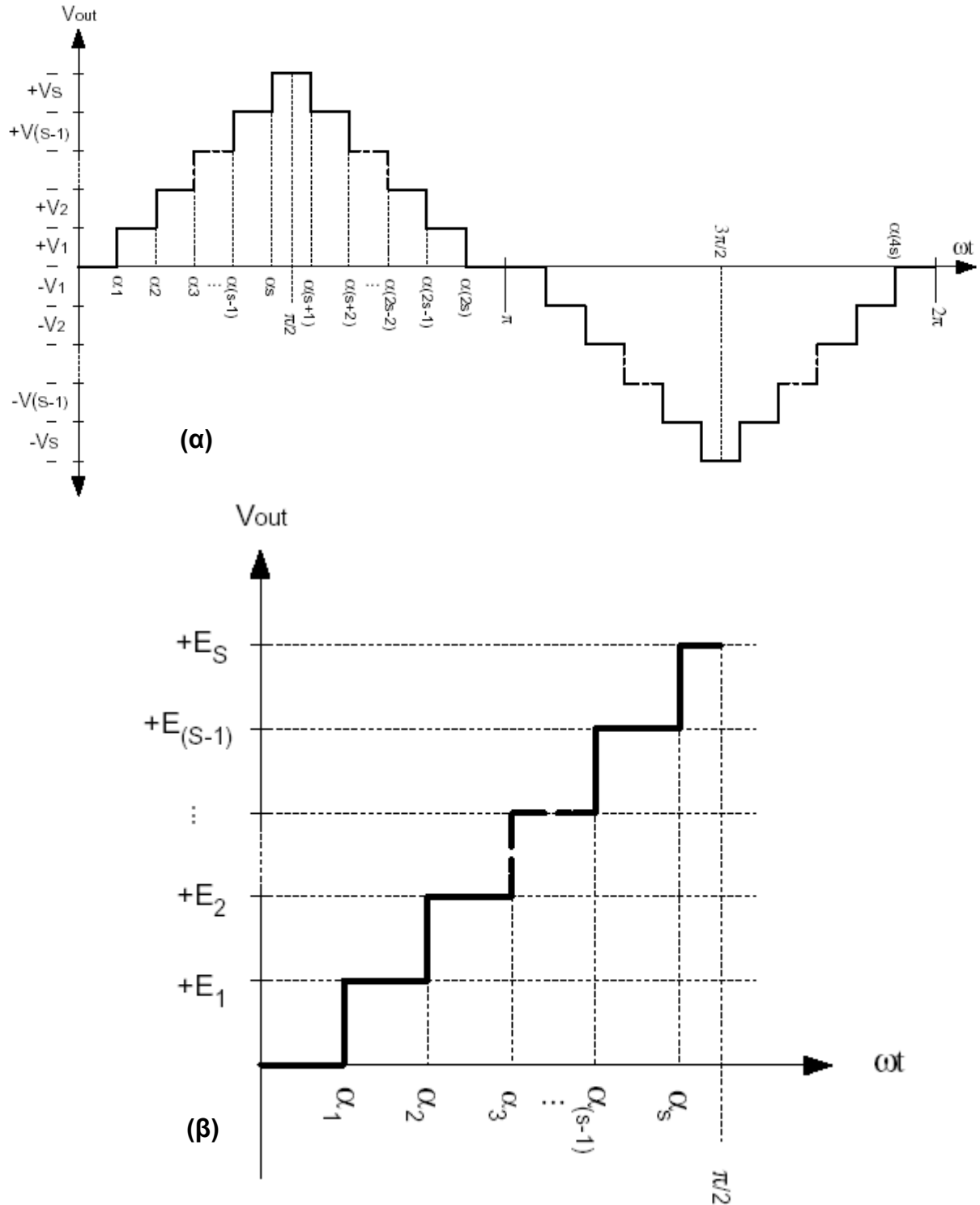
Δεχόμαστε, σαν περιορισμό για τις διακοπτικές γωνίες, ότι η κυματομορφή εξόδου παρουσιάζει συμμετρία ενός τετάρτου κύματος. Παίρνουμε, δηλαδή, μία έξοδο της μορφής που φαίνεται στο σχήμα 4.8. Η παραδοχή αυτή αποτελεί και την ουσιαστική διαφοροποίηση από τη μέθοδο SHEPWM. Έτσι, γίνεται δυνατή η λύση των αριθμητικών συστημάτων με την τεχνική βελτιστοποίησης, η οποία μπορεί να υλοποιηθεί με τρεις διαφορετικές μεθοδολογίες:

- Βελτιστοποιούνται τα ύψη των βημάτων, με δεδομένες ίσες αποστάσεις στον άξονα των διακοπτικών γωνιών.
- Βελτιστοποιούνται τα μήκη των βημάτων, με δεδομένα ίσα επίπεδα στον άξονα των τάσεων.
- Βελτιστοποιούνται ταυτόχρονα τα ύψη και τα μήκη των βημάτων.

Η βηματική συμπεριφορά της εξόδου φαίνεται στο σχήμα 4.8, όπου επίσης παρατίθεται και η γραφική παράσταση στο διάστημα $[0, \pi/2]$, στο οποίο, λόγω συμμετρίας, αρκεί να εργαστούμε.

³³ Οφείλουμε να σημειώσουμε ότι στις περισσότερες περιπτώσεις συνδυάζουμε τις multilevel διατάξεις με κάποια τεχνική διαμόρφωσης παλμών που βασίζεται στην PWM μέθοδο, με αποτέλεσμα οι διακόπτες να εναλλάσσουν τα διαστήματα αγωγής και σβέσης τους αρκετές φορές ανά κύκλο λειτουργίας. Ο συνδυασμός αυτός γίνεται για να βελτιστοποιήσουμε την έξοδο στο πεδίο της συχνότητας. Περισσότερα στοιχεία παρατίθενται στην απόμνημη παράγραφο.

Θα χρησιμοποιήσουμε τη δεύτερη μεθοδολογία διότι είναι πιο εύκολο σχεδιαστικά να παρέχουμε στον αντιστροφέα ίσα επίπεδα τάσης, παρά να διατηρήσουμε ίσες διακοπτικές γωνίες. Επιπλέον, διευκολύνεται σημαντικά η επίλυση των συστημάτων με αγνώστους τις διακοπτικές γωνίες.



Σχήμα 4.8

α) Τάση εξόδου ενός multilevel "H"-bridge αντιστροφέα με $2s+1$ επίπεδα τάσης, β) Επικέντρωση στο διάστημα $[0, \pi/2]$, αφού η συνάρτηση εξόδου παρουσιάζει συμμετρία ενός τετάρτου κύματος

Είναι εύκολο να διαπιστωθεί ότι, μετά από εφαρμογή της σειράς Fourier όπως τη μελετήσαμε στην εισαγωγή, τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών δίνονται από τη σχέση:

$$H_{(n)}(\alpha) = \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^s \cos(n\alpha_k) \quad , \text{ για αρμονικές περιττής τάξης} \quad (4.1)$$

και συνεπώς:

$$v_{out}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^s \cos(n\alpha_k) \frac{4E}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (4.2)$$

Για n άρτια, έχουμε δείξει ότι τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών μηδενίζονται. Όπου s , είναι το πλήθος των πηγών που τροφοδοτούν τον αντιστροφέα και συνεπώς $2s+1$ θα είναι ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξόδου³⁴. Επίσης, ισχύουν οι σχέσεις:

$$E = E_2 - E_1 = \dots = E_s - E_{s-1} = V_{dc} \quad (4.3)$$

$$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s < \pi/2 \quad (4.4)$$

όπου V_{dc} η τιμή καθεμιάς από τις ίσες πηγές τάσης που τροφοδοτούν τις γέφυρες αντιστροφέων. Γενικά, οι αρμονικές πλην της βασικής καθίστανται επιζήμιες για το σύστημα οπότε καλό θα ήταν να εξαλειφθούν. Δηλαδή απαιτούμε:

$$H_{(1)}(\alpha) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^s \cos(\alpha_k) \quad (4.5)$$

$$H_{(n)}(\alpha) = 0 \quad (4.6)$$

Ορίζουμε το συντελεστή διαμόρφωσης του συστήματος ως :

$$M = \frac{H_1}{sE} \quad (4.7)$$

Από τις σχέσεις (4.5), (4.6) και (4.7) καταρτίζουμε το $n \times s$ μη γραμμικό σύστημα 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, το οποίο δεν θα χρειαστεί να επιλυθεί παραμετρικά. Εξάλλου, οι $n-s$ ανώτερες αρμονικές που απομένουν δεν συγκεντρώνουν σημαντική ισχύ και η εξάλειψή τους δεν κρίνεται σημαντική για το συνολικό THD. Ενώ, λοιπόν, ο υπολογισμός του THD προϋποθέτει θεωρητικά να συνυπολογιστούν όλες οι αρμονικές (για $n \rightarrow \infty$) στην πράξη έχει αποδειχθεί ότι δεν έχει νόημα να συνυπολογίσουμε αρμονικές με $n > 63$. Για την επίλυση του μη γραμμικού συστήματος χρησιμοποιούμε τη μέθοδο Newton-Raphson.

4.6. Εφαρμογή τεχνικών διαμόρφωσης σε αντιστροφέις πολλαπλών επιπέδων

Για να βελτιστοποιήσουμε τις εξόδους των συστημάτων αντιστροφέων στο πεδίο της συχνότητας, συνήθως προσπαθούμε να συνδυάσουμε τις τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων με κάποια τεχνική διαμόρφωσης παλμών. Στην παράγραφο αυτή θα παρατεθούν συγκριτικά στοιχεία και σχόλια μεταξύ των πιο δημοφιλών συνδυασμών.

Οι NPC και οι SDCS αντιστροφέις είναι οι πιο κοινοί τύποι αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων (σχήμα 4.9). Όσον αφορά στους NPC αντιστροφέις, τα χαρακτηριστικά τους, όταν εφαρμόζεται τακτική διαμόρφωσης βασισμένη στην SPWM, είναι κυρίως συνάρτηση της διάταξης των κυματομορφών φορέα ως προς τη φάση τους.

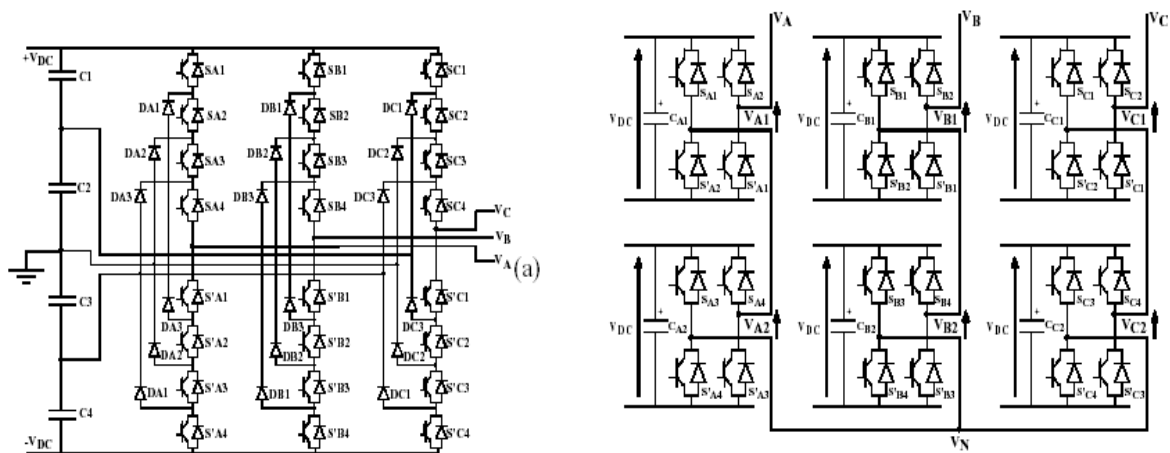
³⁴ s επίπεδα θετικής τάσης, s επίπεδα αρνητικής τάσης και το μηδενικό επίπεδο

Όπως είδαμε στην παράγραφο 3.4, υπάρχουν τρεις μέθοδοι διάταξης των κυματομορφών φορέα:

- APOD (*Alternative Phase Opposition Disposition*)
- POD (*Phase Opposition Disposition*)
- PD (*Phase Disposition*)

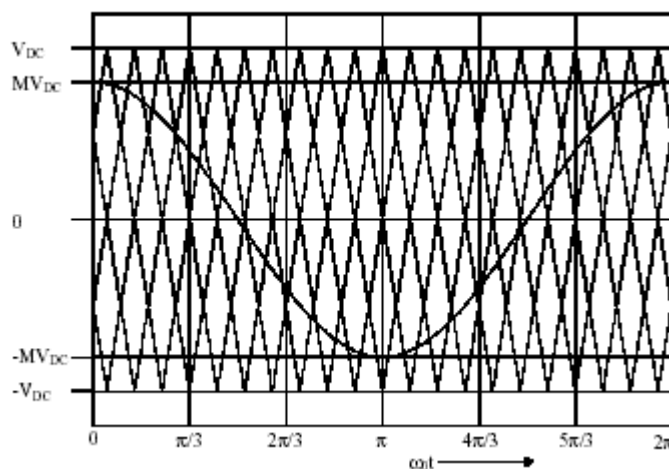
Είναι γενικά παραδεκτό ότι η PD τακτική μπορεί να παρέχει την πολική έξοδο με τη χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση. Είναι ευνόητο ότι για αντιστροφείς τριών επιπέδων, οι τακτικές APOD και POD είναι απολύτως ισοδύναμες. Στο σχήμα 4.10 φαίνεται η μέθοδος APOD σε έναν NPC αντιστροφέα και στο σχήμα 4.11 η μέθοδος PD.

Για τους SDCS αντιστροφείς, υπάρχει η μέθοδος **PWM με Ολίσηση Φάσης Φέροντος (*Phase Shifted Carrier PWM, PSCPWM*)**. Πειραματικές μελέτες έχουν αποδείξει ότι τα βέλτιστα αποτελέσματα παρέχονται από τους SDCS αντιστροφείς, όταν κάθε πλήρης γέφυρα ελέγχεται με τη χρήση διαμόρφωσης τριών επιπέδων. Χρησιμοποιώντας αυτό σαν δεδομένο σε περίπτωση τριφασικού SDCS αντιστροφέα, οι δύο κυματομορφές αναφοράς για τις δύο φάσεις κάθε μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας της διάταξης εφαρμόζονται με διαφορά φάσης 180° . Οι φέρουσες κυματομορφές κάθε μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας εφαρμόζονται με διαφορά φάσης $180^\circ/N$ μεταξύ τους, όπου N είναι ο αριθμός μονοφασικών αντιστροφέων σε κάθε φάση του συστήματος. Αυτή είναι και η αρχή της μεθόδου PSCPWM, που σχεδιαγραμματικά φαίνεται στο σχήμα 4.12.



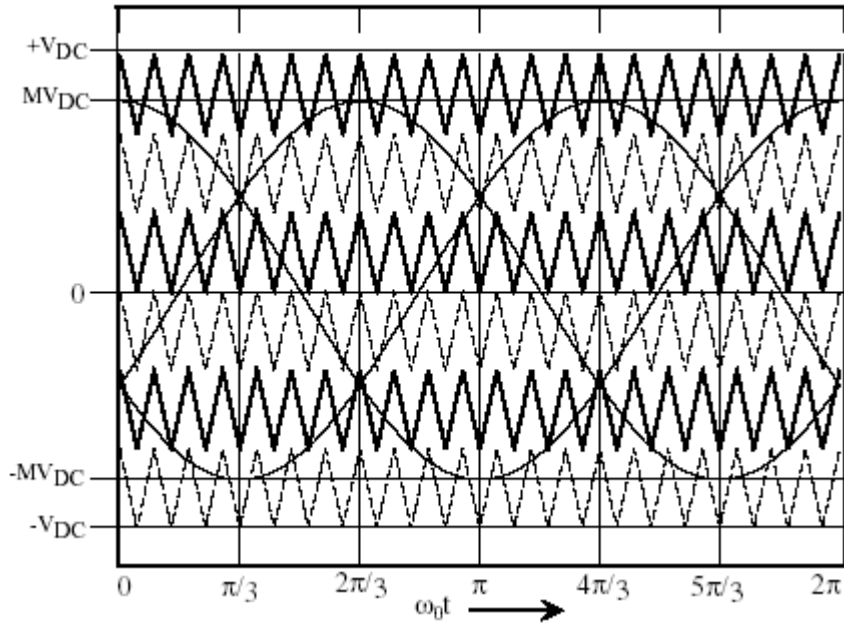
Σχήμα 4.9

(α) Δομή NPC τριφασικού αντιστροφέα 5 επιπέδων, (β) Δομή SDCS τριφασικού αντιστροφέα 5 επιπέδων

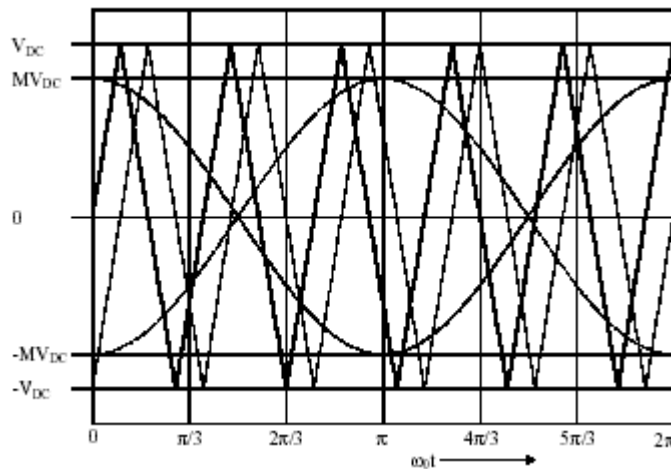


Σχήμα 4.10

Παράδειγμα κυματομορφών σε εφαρμογή της μεθόδου APOD-SPWM σε NPC αντιστροφέα 5 επιπέδων.

**Σχήμα 4.11**

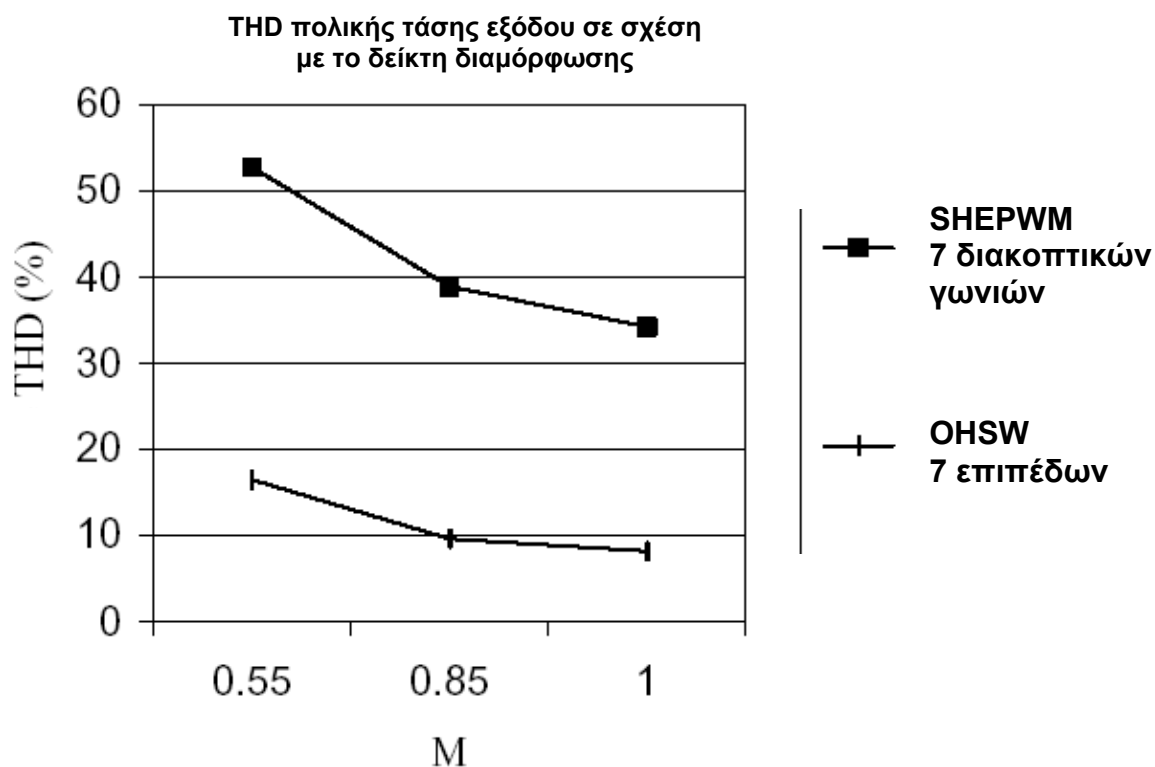
Παράδειγμα κυματομορφών σε εφαρμογή της μεθόδου PD-SPWM σε NPC αντιστροφή 7 επιπέδων

**Σχήμα 4.11**

Παράδειγμα κυματομορφών σε εφαρμογή της μεθόδου PSCPWM σε SDCS αντιστροφή

Η σύγκριση μεταξύ των δημοφιλών σχεδιαστικών συνδυασμών APOD-NPCMI, PD-NPCMI και PSCPWM-SDCSMI γίνεται μελετώντας την αρμονική συμπεριφορά των εξόδων, κατόπιν αναλυτικής επίλυσης των αντίστοιχων διπλών σειρών Fourier. Η μελέτη αυτή έδειξε ότι η APOD τεχνική για την NPC τοπολογία και η PSCPWM τεχνική για την SDCS τοπολογία παρέχουν την ίδια αρμονική απόκριση. Άρα, αυξάνεται η σχεδιαστική ευχέρεια, αφού δύο διαφορετικές τοπολογίες multilevel αντιστροφών μπορούν να δίνουν ίδια δυνατότητα εξάλειψης ανώτερων αρμονικών οδηγούμενες από πολλαπλές διακοπτικές μεθόδους. Επίσης, εφόσον η πειραματική μελέτη έχει δείξει ότι η PD τακτική έχει τα καλύτερα αποτελέσματα εφαρμοζόμενη στους NPC αντιστροφείς, μπορούμε να την εφαρμόσουμε με ίδιες προδιαγραφές και σε περιπτώσεις SDCS αντιστροφών.

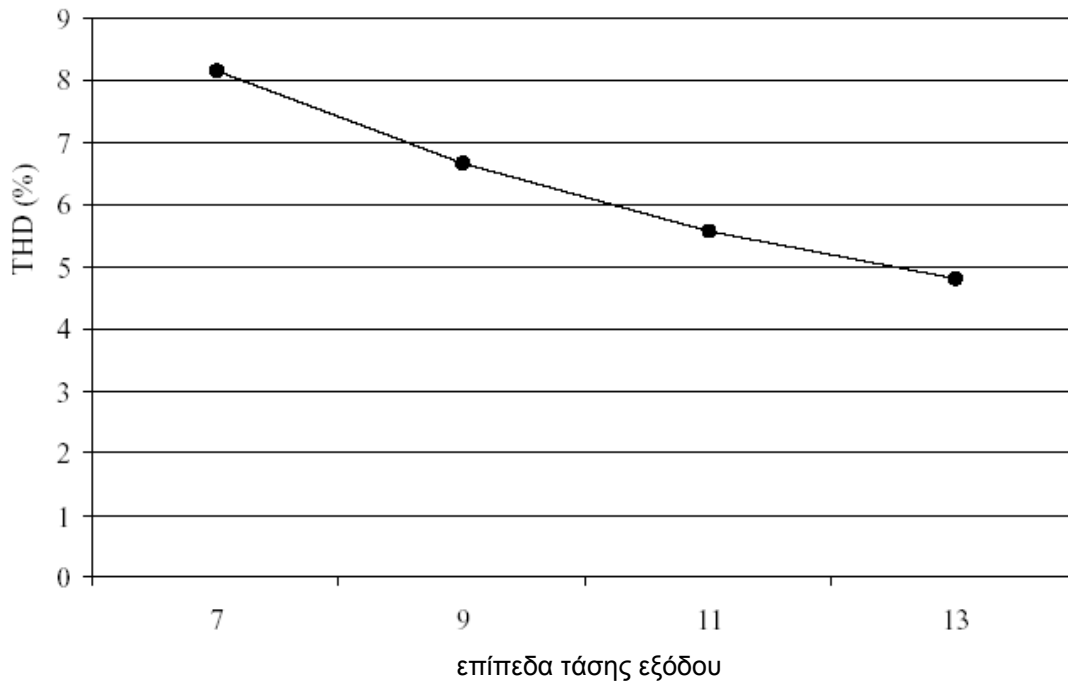
Θα παρατεθούν στη συνέχεια ορισμένες γραφικές παραστάσεις οι οποίες δίνουν ένα μέτρο σύγκρισης μεταξύ των τοπολογιών αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων (με OHSW οδήγηση) και των συμβατικών αντιστροφών (με SHEPWM οδήγηση).



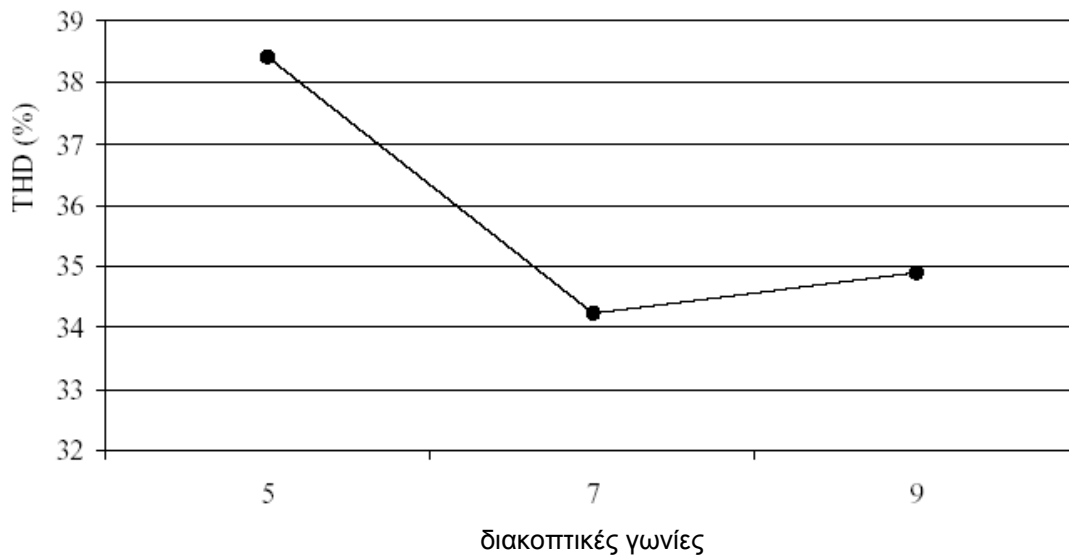
Παρατηρούμε ότι για οποιαδήποτε τιμή του δείκτη διαμόρφωσης, η τιμή του συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης για τη μέθοδο SHEPWM είναι αρκετά μεγαλύτερη από την αντίστοιχη της μεθόδου OHSW. Γενικά, επιτυγχάνεται χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση όσο ο δείκτης διαμόρφωσης τείνει προς τη μονάδα.

Αξίζει να σημειώσουμε ότι πολλές φορές, για να βελτιώσουμε την απόδοση των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων σε συγκεκριμένες προδιαγραφές, σχεδιάζουμε **υβριδικούς αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων**. Είναι τοπολογίες οι οποίες συνδυάζουν διατάξεις και χαρακτηριστικά στοιχεία λειτουργίας από ορισμένες από τις προαναφερθείσες κατηγορίες multilevel αντιστροφών. Η προτεινόμενη τοπολογία αντιστροφεία τεσσάρων επιπέδων αποτελεί υβριδικό αντιστροφήα, γι' αυτόν το λόγο θα αναφερθούμε περισσότερο στα γνωρίσματα των υβριδικών multilevel αντιστροφών στο κεφάλαιο 6.

THD πολικής τάσης εξόδου σε συνάρτηση των επιπέδων τάσης εξόδου (OHSW)



THD πολικής τάσης εξόδου σε συνάρτηση του αριθμού των αρμονικών που εξαλείφονται (SHEPWM)



Από τα παραπάνω διαγράμματα παρατηρούμε πόσο σημαντικό ρόλο διαδραματίζει η ύπαρξη πολλαπλών επιπέδων τάσης εξόδου στη βελτιστοποίηση του φασματικού περιεχομένου της εξόδου των αντιστροφών.

Συνοψίζοντας, ένας από τους πιο συμφέροντες σχεδιαστικά τρόπους είναι να συνδυάζουμε την υλοποίηση είτε NPC είτε SDCS multilevel αντιστροφών με SPWM-based διακοπτικό έλεγχο, διότι με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνουμε βέλτιστο THD με παράλληλο έλεγχο της RMS τιμής της τάσης εξόδου.

Κεφάλαιο 5

Προσομοίωση συστημάτων αντιστροφών

Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε με την προσομοίωση, στον ηλεκτρονικό υπολογιστή, της λειτουργίας συστημάτων αντιστροφών τάσης (VSI). Θα σχεδιαστούν και θα προσομοιωθούν διατάξεις τριφασικών αντιστροφών οι οποίες περιγράφηκαν θεωρητικά σε προηγούμενα κεφάλαια όπως ο συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας με απλούς παλμούς ελέγχου, ο συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας με SPWM διαμόρφωση παλμών και ο NPC-SPWM τριφασικός αντιστροφέας 3 επιπέδων. Το βασικό εργαλείο προσομοίωσης θα είναι το πρόγραμμα SPICE.

Από εδώ και στο εξής, σε όλες τις προσομοιώσεις θα χρησιμοποιούνται IGBT's τύπου IXGH40N60A, δίοδοι τύπου MUR2520 και ως συγκριτές θα χρησιμοποιούνται τελεστικοί ενισχυτές τύπου TL082. Τα αντίστοιχα data sheets παρατίθενται στο παράρτημα. Επίσης, στην SPWM διαμόρφωση χρησιμοποιείται πάντα η τεχνική απόθεσης των κυματομορφών φορέα σε συμφωνία φάσης (PD, *Phase Disposition*) που, όπως έχει προαναφερθεί, παρέχει την έξοδο χαμηλότερου THD.

5.1. Γενικά για το SPICE

Το πρόγραμμα SPICE (*Simulation Program of Integrated Circuit Electronics*) είναι πρόγραμμα προσομοίωσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων και χρησιμοποιείται για την πρόβλεψη της πραγματικής λειτουργίας των διατάξεων και των πιθανών σχεδιαστικών ανωμαλιών που προκύπτουν χωρίς να γίνονται αντιληπτές. Πρωτοεμφανίστηκε κατά τη διάρκεια σχεδιαστικών projects το 1971 στο Berkeley, California. Τρεις εταιρίες επένδυσαν στην εμπορική του αξιοποίηση: η MicroSim με ονομασία του προϊόντος PSPICE, η IntuSoft με ονομασία ISPICE και η MicroCap με ομώνυμη ονομασία του προϊόντος. Από τα μέσα της δεκαετίας του '80 μέχρι και το 1997 τα δικαιώματα του PSPICE ανήκουν στην εταιρία MicroSim. Το 1998 η MicroSim συγχωνεύεται με την εταιρία OrCad και μετά από έναν χρόνο, το 1999, η Cadence αγοράζει την OrCad. Ανάλογα με την εταιρία που διαχειριζόταν τα δικαιώματα κάθε χρονική περίοδο, κυκλοφορούσαν και διάφορες εκδόσεις του προγράμματος. Έτσι, η τελευταία έκδοση του MicroSim PSPICE ήταν η v8, την οποία διαδέχτηκε η v9 του OrCad PSPICE.

Στην παρούσα εργασία εργαζόμαστε χρησιμοποιούμε το **OrCad PSPICE, version 9.2, by Cadence Design Systems**.

Όσον αφορά στη δομή και στη λειτουργία του PSPICE, μπορούμε να διακρίνουμε 4 δομικές μονάδες του προγράμματος:

- **Schematic Capture**
Επιτρέπει στο χρήστη να σχεδιάζει γραφικά τα οποία είναι συμβατά με τον εσωτερικό κώδικα λειτουργίας, όπως επίσης, να κατασκευάζει νέα σύμβολα και μοντέλα. Η εισαγωγή αυτής της δομικής μονάδας είναι το στοιχείο που διαφοροποίησε τις εκδόσεις της OrCad από τις εκδόσεις της MicroSim.
- **Text Editor**
Είναι η μονάδα η οποία επιτρέπει στο χρήστη να βλέπει και να επεξεργάζεται τον κώδικα του προγράμματος (*output file*) καθώς και να ειδοποιείται για τα σχεδιαστικά σφάλματα και, γενικότερα, για τις εσωτερικές διεργασίες που επιτελούνται.
- **Simulator**
Είναι το πρόγραμμα το οποίο προσομοιώνει-περιγράφει το σχεδιασμένο κύκλωμα με ένα σύνολο αριθμητικών εξισώσεων και, κατόπιν, καθορίζει επαναληπτικά και κάτω από δεδομένες προδιαγραφές τη λύση τους.
- **Graphics Post Processor**
Μετατρέπει τις αριθμητικές λύσεις εξόδου του simulator σε σύνολα γραφικά απεικονιζόμενων σημείων. Έχει τη δυνατότητα να αναπαριστά σε μικρό χρονικό διάστημα τις αριθμητικά περίπλοκες εξόδους του simulator σε γραφικές παραστάσεις.

Η λειτουργία προσομοίωσης αρχίζει με την αυθαίρετη απόδοση αρχικών τιμών από το πρόγραμμα στις τάσεις κόμβων του κυκλώματος, και στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας τις αντίστοιχες κυκλωματικές εξισώσεις των στοιχείων που χρησιμοποιούνται, υπολογίζονται οι αρχικές τιμές των ρευμάτων κλάδων. Οι τιμές των ρευμάτων χρησιμοποιούνται για να υπολογιστούν πάλι οι τιμές των κομβικών τάσεων και αρχίζει η αναδρομική ακολουθία επίλυσης. Η επαναληπτική διαδικασία συνεχίζεται μέχρι να επιλυθούν οι κυκλωματικές εξισώσεις με δεδομένη από τον χρήστη ακρίβεια, οπότε και συγκλίνει (*convergence*) η χρησιμοποιούμενη από τον simulator αναδρομική μέθοδος. Το SPICE χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο Newton-Raphson για την επίλυση της μήτρας των κυκλωματικών εξισώσεων όταν το κύκλωμα περιέχει μη γραμμικά στοιχεία. Όταν το κύκλωμα περιέχει μόνο γραμμικά στοιχεία, το SPICE χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο απαλοϊφής του Gauss για την επίλυση της κυκλωματικής μήτρας.

Ο simulator του προγράμματος στην ουσία αποτελείται από δύο μονάδες προσομοίωσης, μία αναλογική και μία 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 όπου και εάν είναι εφικτό.

Το SPICE μπορεί να παρέχει 3 είδη κυκλωματικής ανάλυσης:

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. Πρέπει να επιτυγχάνεται σύγκλιση της αριθμητικής μεθόδου για τον καθορισμό του σημείου λειτουργίας, διαφορετικά καμμία άλλη διεργασία δεν μπορεί να πραγματοποιηθεί. Κατά τη DC ανάλυση, το SPICE αντικαθιστά τις αυτεπαγωγές με βραχυκυκλώματα και τις χωρητικότητες με ανοιχτοκυκλώματα. Αν το κύκλωμα περιέχει ημιαγωγικά στοιχεία, η σύγκλιση της επαναληπτικής μεθόδου είναι πολλές φορές αμφίβολη, διότι παρουσιάζονται περιοχές μηδενικής αγωγιμότητας, οι οποίες ενδεχομένως 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 μίας 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 πλέον³⁵. Σε κάθε χρονικό βήμα, η μήτρα κόμβων του κυκλώματος αλλάζει και 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.

5.2. Προσομοίωση συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα

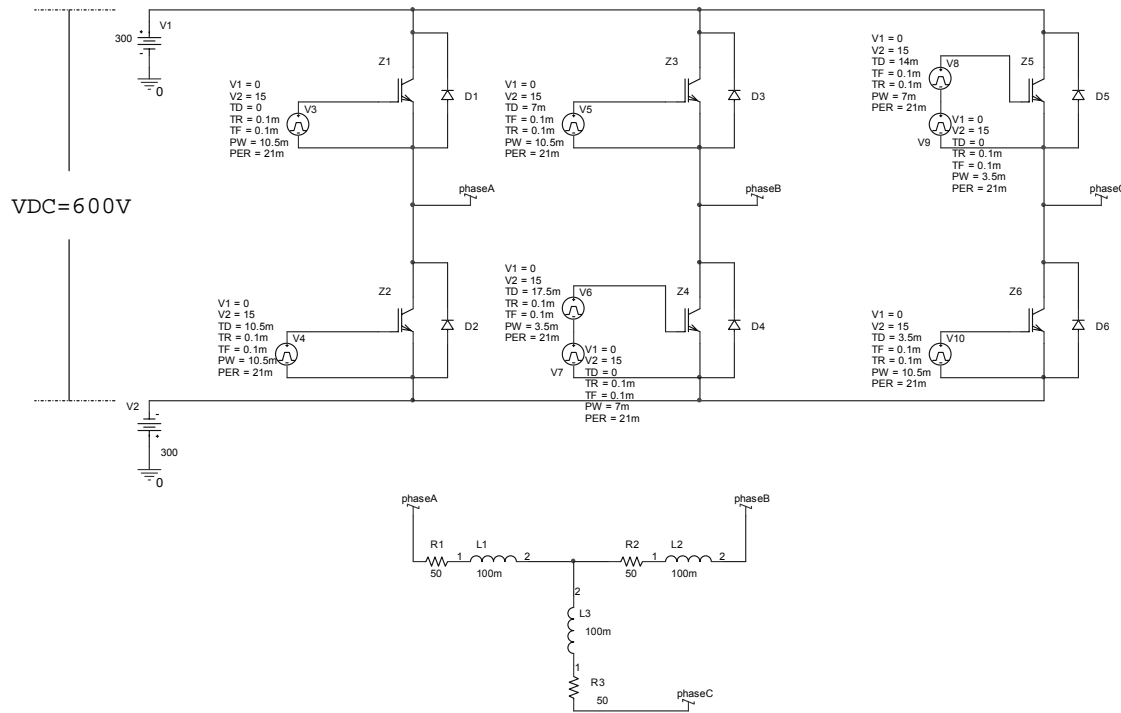
Αν και δεν υπάρχει μεγάλο ενδιαφέρον για διατάξεις συμβατικών αντιστροφέων πλέον, θα προσομοιωθούν οι παρακάτω διατάξεις για να επαληθευτούν τα θεωρητικά αναμενόμενα αποτελέσματα των προηγούμενων κεφαλαίων.

5.2.1. Προσομοίωση συμβατικού 3-Φ αντιστροφέα ορθογωνικής τάσης εξόδου

Στην περίπτωση αυτή, προσπαθούμε να εξάγουμε τις κυματομορφές του σχήματος 1.4 (σελ. 6) από την τοπολογία του σχήματος 1.3 (σελ. 5). Η κυκλωματική διάταξη του SPICE φαίνεται στο σχήμα 5.1 της επόμενης σελίδας. Οι ρυθμίσεις λειτουργίας περιλαμβάνουν:

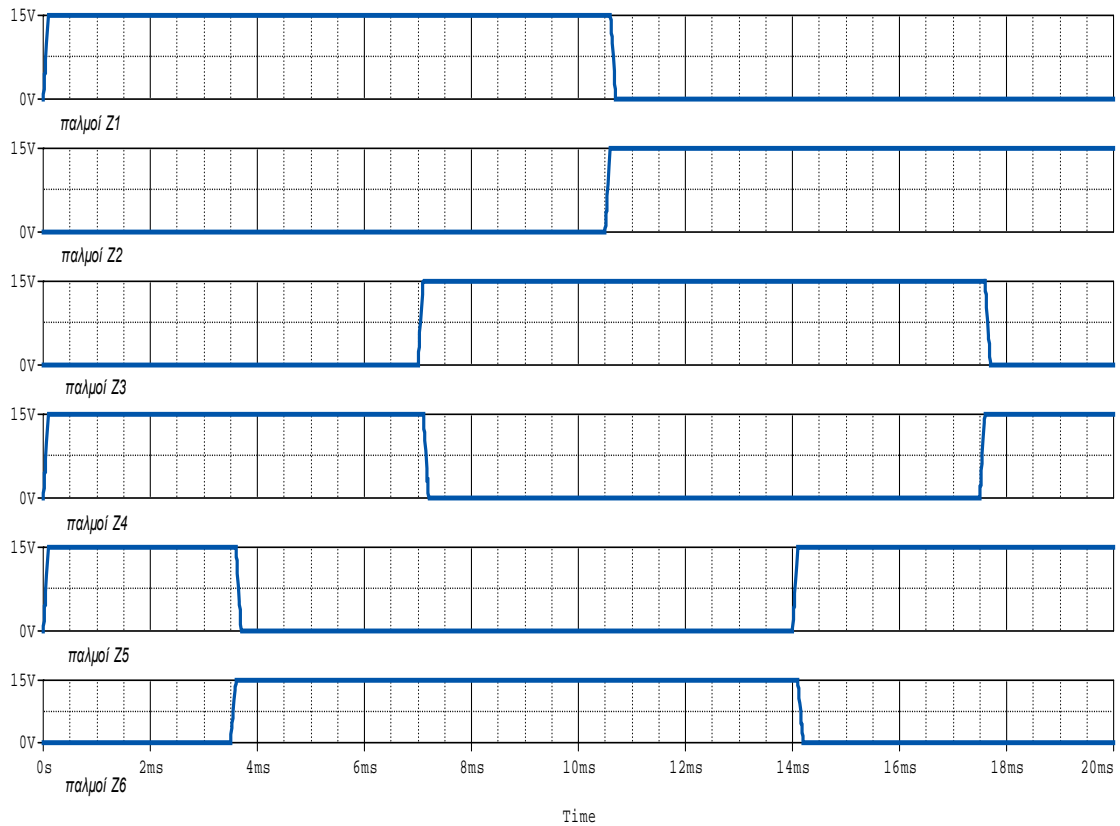
- Παλμοδότηση με παλμούς πλάτους 15 Volts, περιόδου 21 msec και εύρους 180°
- DC τάση εισόδου 600 Volts
- Συμμετρικό φορτίο με σύνθετη αντίσταση $Z=58.26\Omega$ και συντελεστή ισχύος $\cos\phi=0.86$ ανά φάση ($R=50\Omega$, $L=100\text{mH}$).

³⁵ Κατά τη DC ανάλυση το SPICE αντικαθιστά τις αυτεπαγωγές με βραχυκυκλώματα και τις χωρητικότητες με ανοιχτοκυκλώματα.



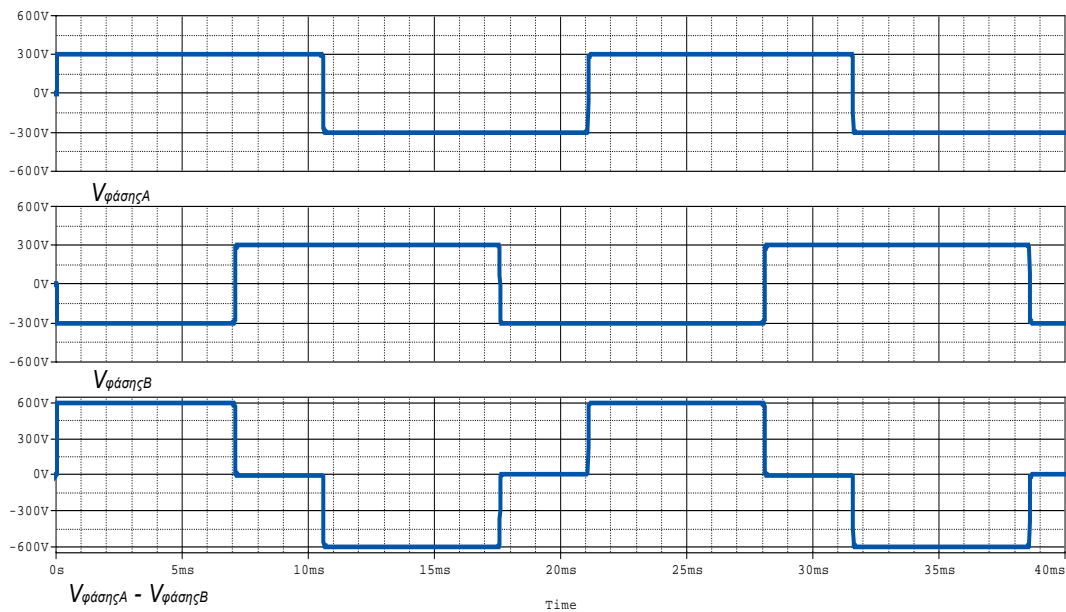
Σχήμα 5.1

Κύκλωμα προσομοίωσης συμβατικού 3-Φ αντιστροφέα ορθογωνικής τάσης εξόδου



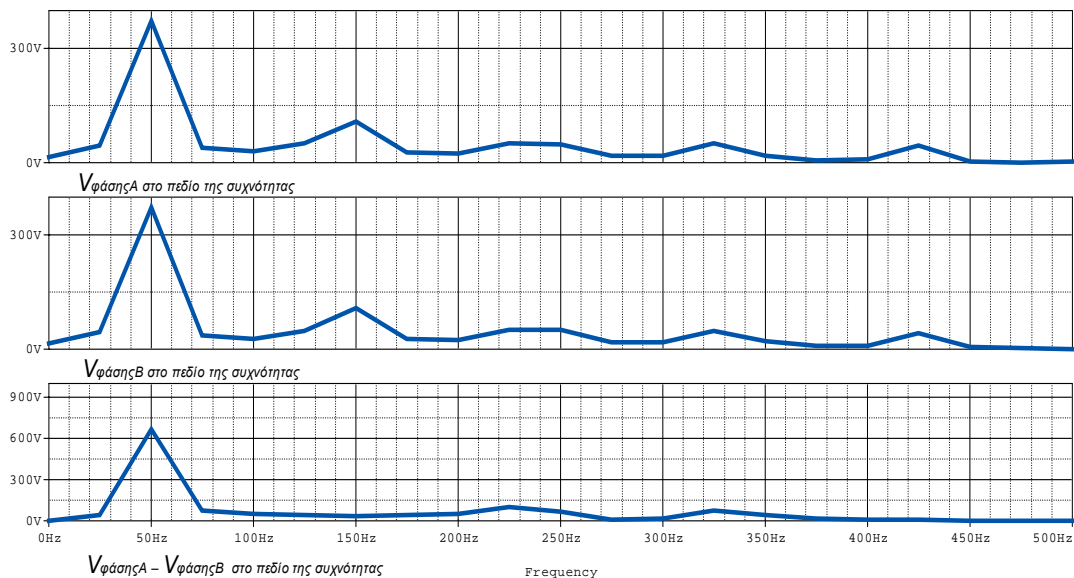
Σχήμα 5.2

Κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων πύλης διακοπών Z1-Z6. Απεικονίζεται μία περίοδος για την περίπτωση που οι παλμοί ελέγχου έχουν εύρος 180°.



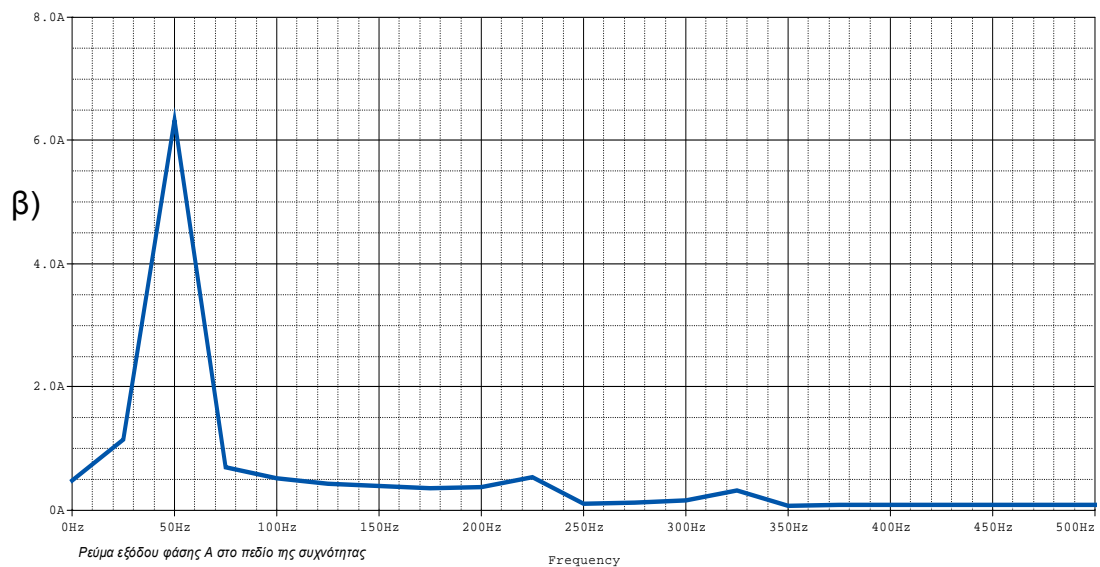
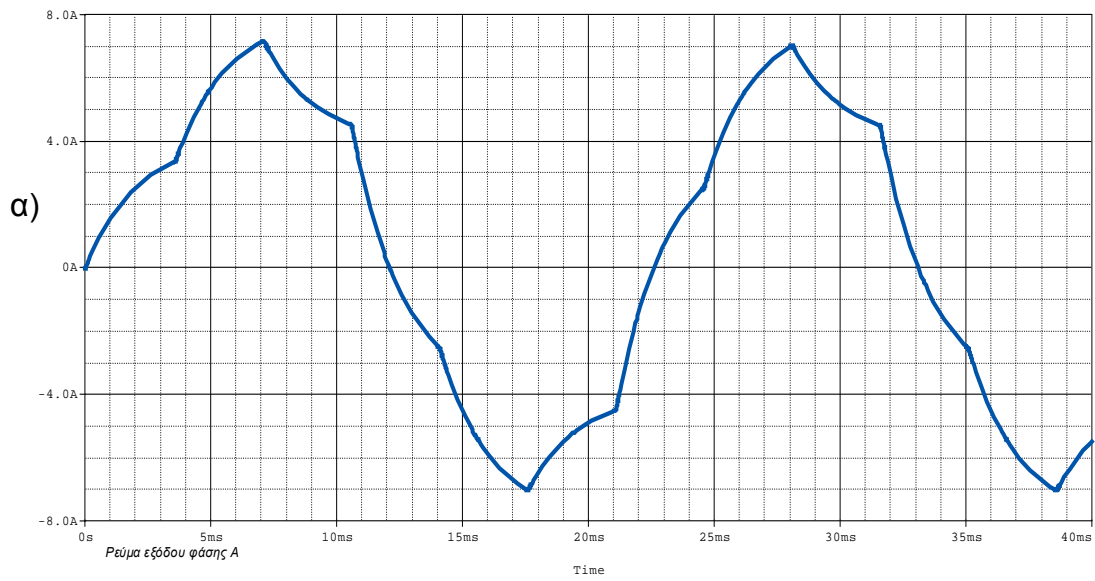
Σχήμα 5.3

Κυματομορφές προσομοίωσης φασικής τάσης A, φασικής τάσης B και πολικής τάσης A-B. Απεικονίζονται δύο περίοδοι.



Σχήμα 5.4

Φάσματα συχνοτήτων των φασικών τάσεων A, B και της πολικής τάσης A-B (σχ. 5.3). Παρατηρούμε την βασική αρμονική στα 50Hz περίπου και την κυριαρχούσα αρμονική των φασικών τάσεων σε συχνότητα 150Hz περίπου (τριπλάσια της βασικής). Επίσης, παρατηρούμε την εξάλειψη της συγκεκριμένης αρμονικής από το φάσμα της πολικής τάσης.

**Σχήμα 5.5**

Κυματομορφές προσομοίωσης για το:

- α) φασικό ρεύμα εξόδου
β) φάσμα συχνοτήτων του φασικού ρεύματος εξόδου

Διαπιστώνουμε την πλήρη ταύτιση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με τα θεωρητικά αναμενόμενα αποτελέσματα τα οποία περιγράφηκαν στο πρώτο κεφάλαιο.

5.2.2. Προσομοίωση συμβατικού 3-Φ αντιστροφέα με SPWM διαμόρφωση παλμών

Στην περίπτωση αυτή, προσπαθούμε να εξάγουμε τις κυματομορφές του σχήματος 3.10 (σελ. 52). Η κυκλωματική διάταξη του SPICE φαίνεται στο σχήμα 5.6 και αποτελείται από τη βαθμίδα ισχύος (συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας του σχήματος 1.3, σελ. 5) και τη βαθμίδα του SPWM ελεγκτή.

Οι ρυθμίσεις λειτουργίας περιλαμβάνουν:

- Τριφασική ημιτονική αναφορά πλάτους 11 Volts και συχνότητας 50 Hz
- Τριγωνική κυματομορφή φορέα πλάτους 12 Volts και συχνότητας 600 Hz
- Συγκριτές με τροφοδοσία ± 15 Volts
 - DC τάση εισόδου 600 Volts
- Συμμετρικό φορτίο με σύνθετη αντίσταση $Z=58.26\Omega$ και συντελεστή ισχύος $\cos\phi=0.86$ ανά φάση ($R=50\Omega$, $L=100\text{mH}$).

Άρα, οι παράμετροι του SPWM ελεγκτή είναι:

Ανηγμένη συχνότητα φορέα $F_{nc}=12$

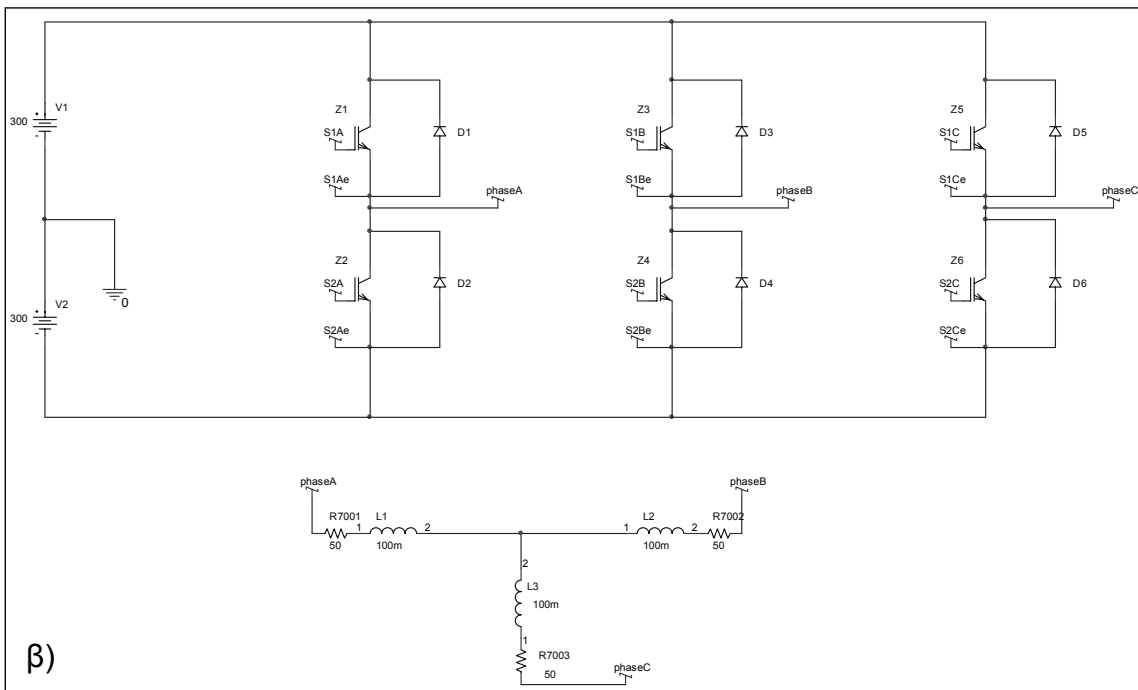
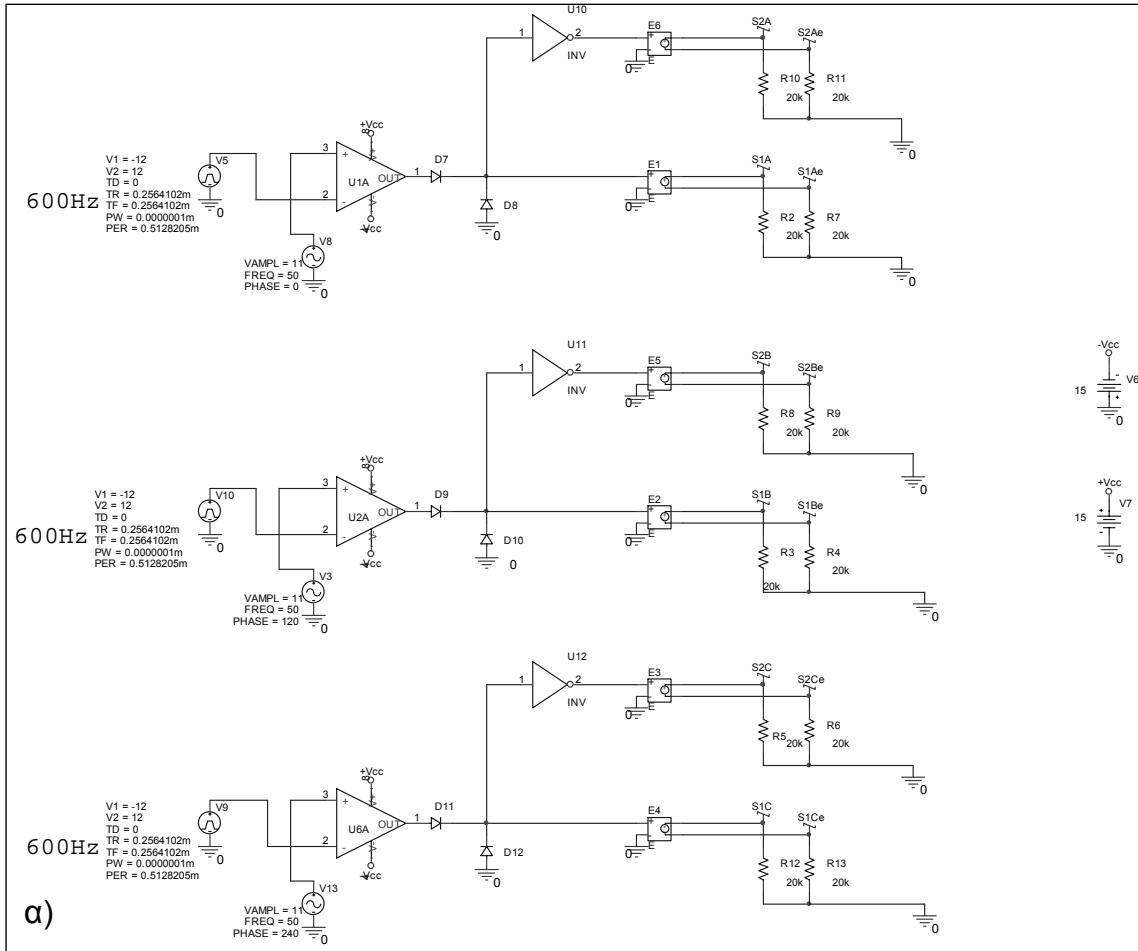
Δείκτης διαμόρφωσης $M=0.917$ ³⁶

Μετά από την παρουσίαση των κυματομορφών εξόδου, θα επαναληφθεί η προσομοίωση για συχνότητα φορέα 1950 Hz, δηλαδή $f_{nc}=39$, έτσι ώστε να υπολογιστούν οι απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων της διάταξης³⁷

Το κύκλωμα φαίνεται (δύο βαθμίδες) στη διπλανή σελίδα.

³⁶ Θα μπορούσαμε να είχαμε επιλέξει $M=1$ αλλά υπάρχει κίνδυνος να παρουσιαστεί υπερδιαμόρφωση λόγω διαφόρων ανεπιθύμητων πτώσεων τάσης στο κύκλωμα.

³⁷ Σκοπός είναι να συγκριθούν οι απώλειες που θα υπολογιστούν, με τις απώλειες της προτεινόμενης τοπολογίας, η οποία βάσει προδιαγραφών λειτουργεί με διακοπτική συχνότητα 1950 Hz.

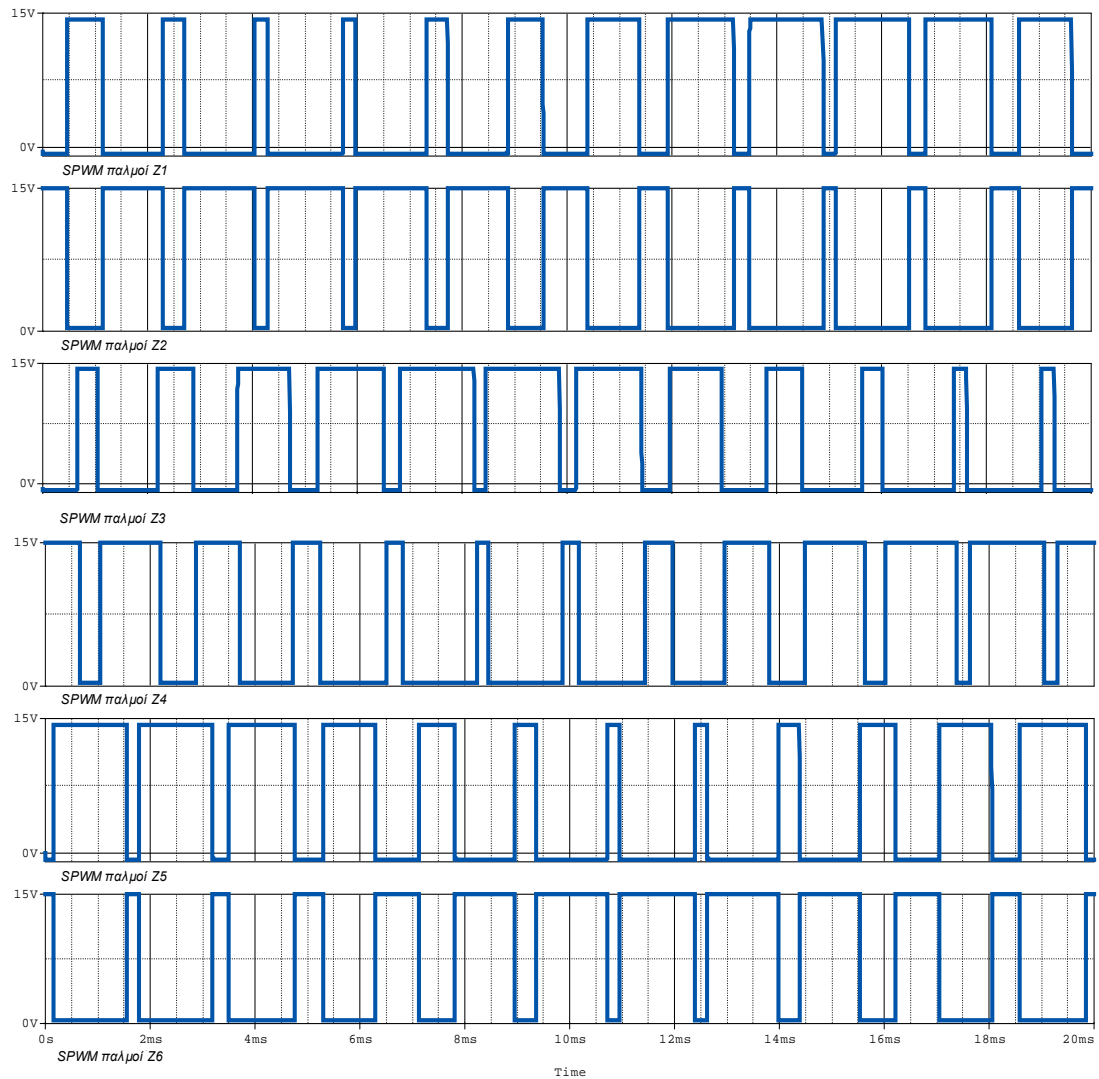


Σχήμα 5.6

Κυκλώματα προσομοίωσης για το σύστημα του συμβατικού 3-Φ SPWM-VSI.

α) SPWM ελεγκτής

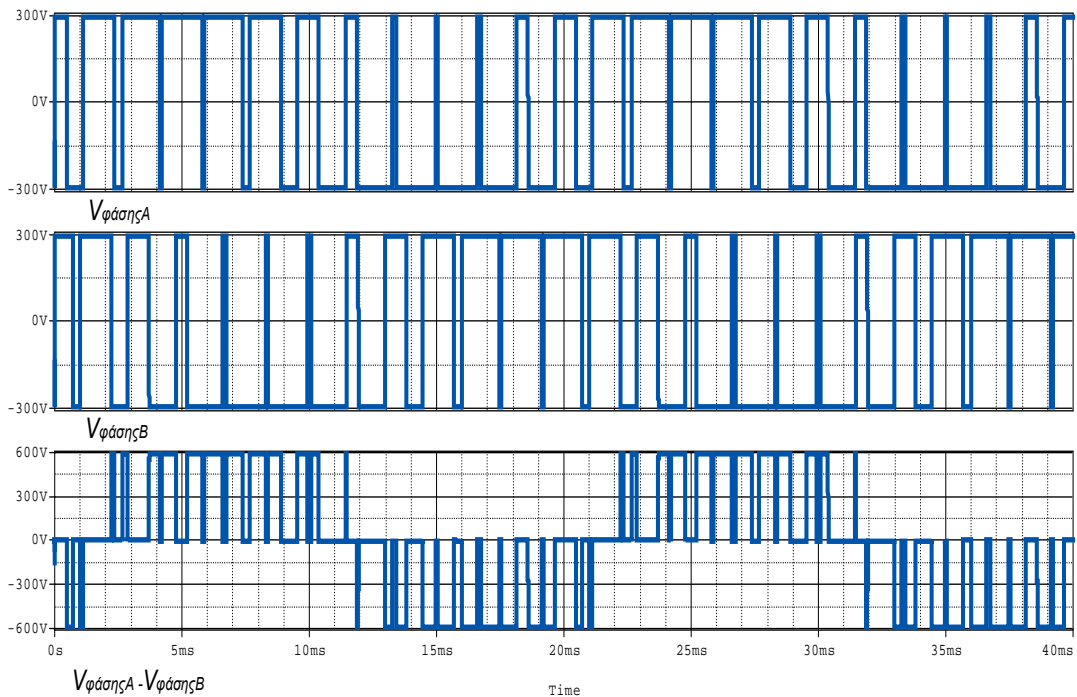
β) διάταξη αντιστροφέα ισχύος



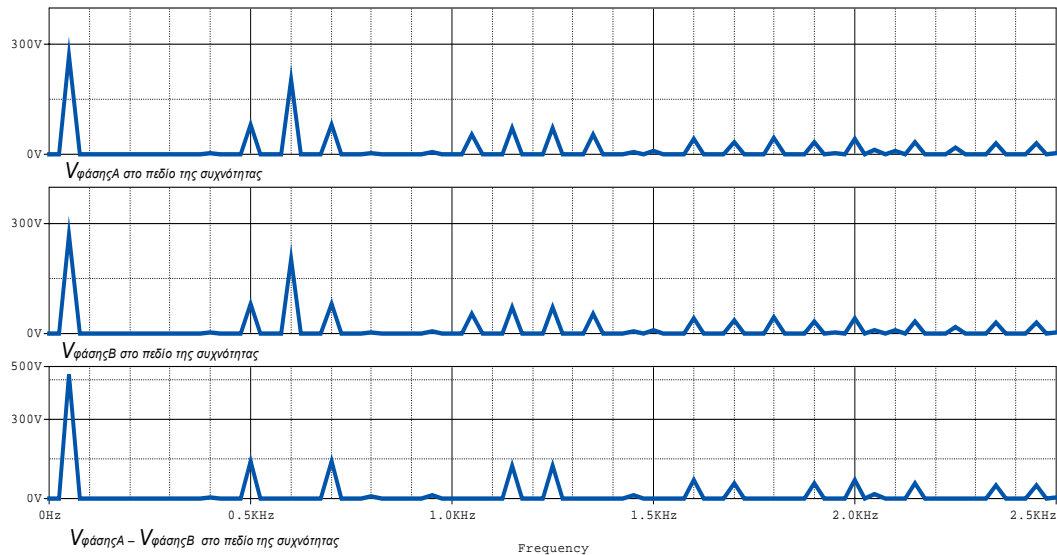
Σχήμα 5.7

Κυματομορφές προσομοίωσης παλμών έναυσης ημιαγωγικών διακοπών Z1-Z6, διαμορφωμένες κατά SPWM.

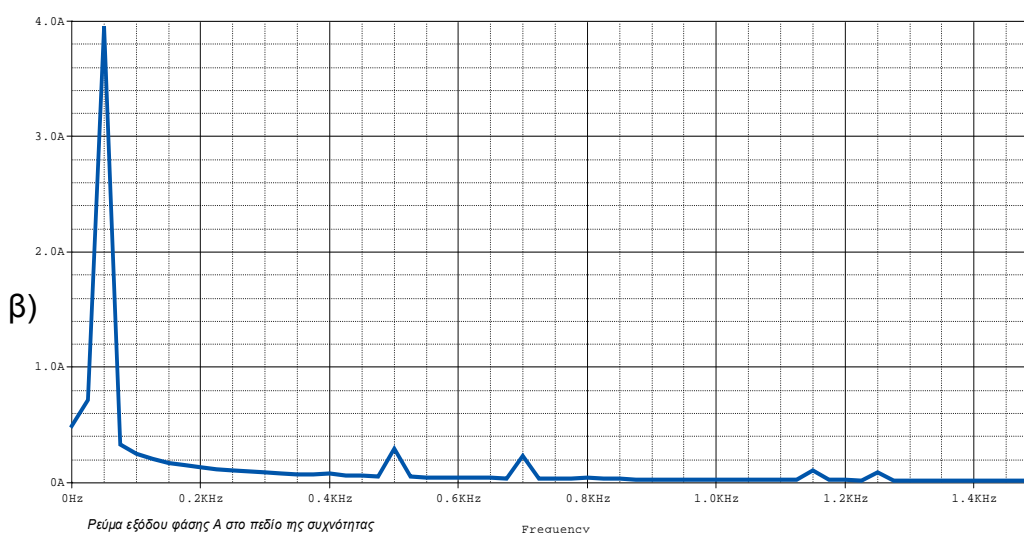
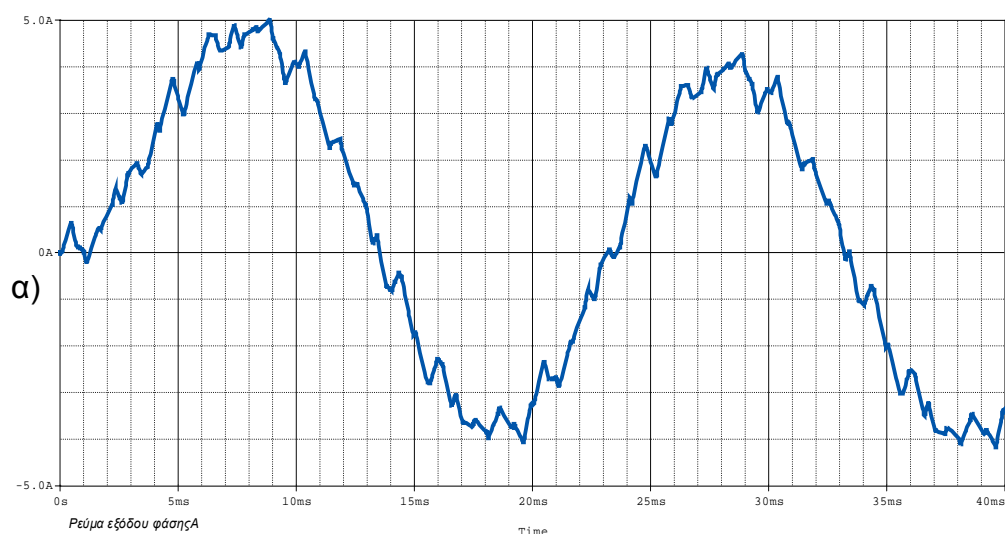
Παρατηρούμε ότι οι παλμοσειρές ανά δύο είναι αντίθετες μεταξύ τους, όπως άλλωστε αναμενόταν. Απεικονίζεται μία περίοδος.

**Σχήμα 5.8**

Κυματομορφές προσομοίωσης φασικής τάσης A, φασικής τάσης B και πολικής τάσης A-B. Απεικονίζονται δύο περίοδοι.

**Σχήμα 5.9**

Φάσματα συχνοτήτων των φασικών τάσεων A, B και της πολικής τάσης A-B (σχ. 5.8). Παρατηρούμε την βασική αρμονική στα 50Hz και τις κυριαρχούσες αρμονικές των φασικών τάσεων σε συχνότητες 600Hz και 500Hz, 700Hz (F_{nc} , $F_{nc\pm 2}$). Επίσης, παρατηρούμε την εξάλειψη της αρμονικής που αντιστοιχεί σε ανηγμένη συχνότητα $f_{nc}=F_{nc}$ από το φάσμα της πολικής τάσης, διότι έχει επιλεγεί $F_{nc}=12$: άρτιος.



Σχήμα 5.10

Κυματομορφές προσομοίωσης για το:

α) φασικό ρεύμα εξόδου

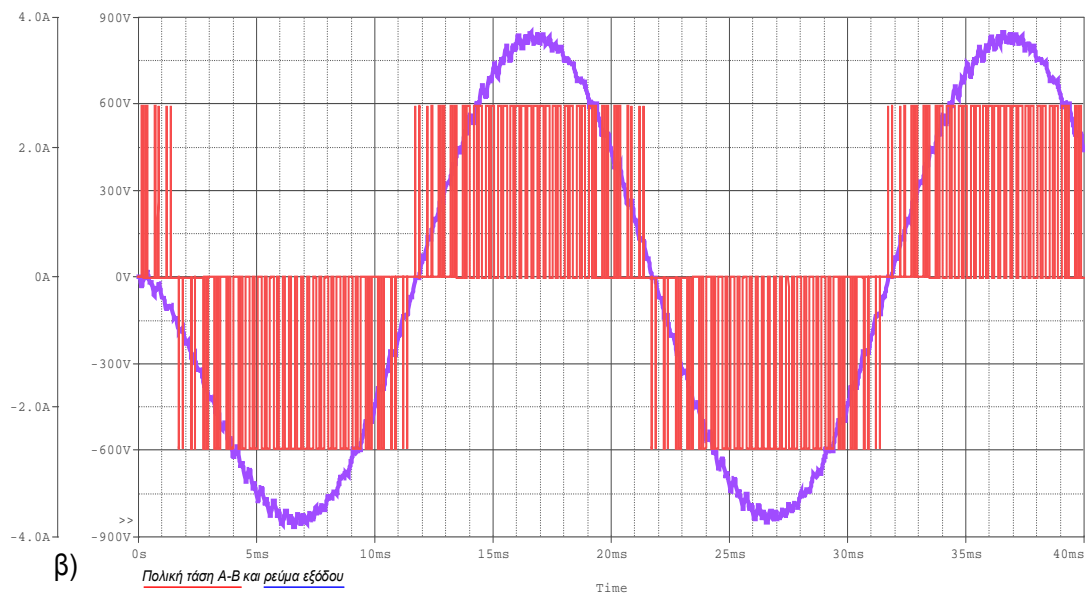
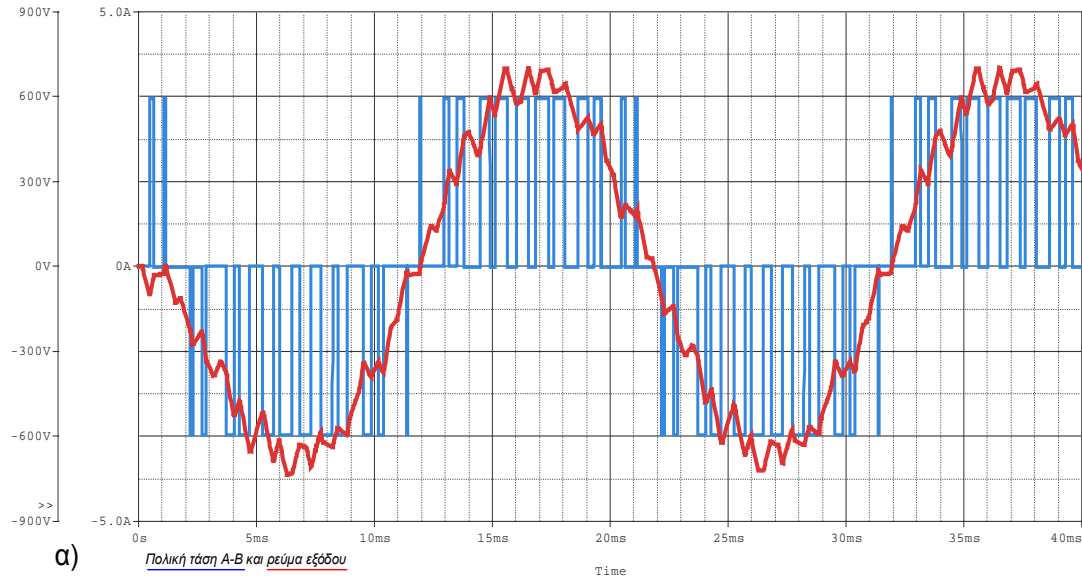
β) φάσμα συχνοτήτων του φασικού ρεύματος εξόδου

Παρατηρούμε την πλήρη ταύτιση των θεωρητικά αναμενόμενων αποτελεσμάτων της παραγράφου 3.4 με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

Στο σημείο αυτό, η διακοπτική συχνότητα αυξάνεται στα 1950 Hz για να υπολογιστούν οι απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων της διάταξης. Στο σχήμα 5.11 της επόμενης σελίδας, φαίνονται συγκριτικά οι κυματομορφές της πολικής τάσης εξόδου και του ρεύματος εξόδου και για τις δύο τιμές της ανηγμένης συχνότητας φορέα. Στη συνέχεια, θα παρατεθούν οι γραφικές παραστάσεις της μέσης καταναλισκόμενης ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες (ημιαγωγικός διακόπτης: IGBT + αντιπαράλληλη δίοδος).

Μας ενδιαφέρει η συμπεριφορά της διάταξης ως προς την απώλεια ισχύος σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Κάνουμε την αυθαίρετη προσέγγιση ότι η διάταξη εισέρχεται στην κατάσταση μόνιμης λειτουργίας μετά το πέρας 5 περιόδων, αφού διαπιστώνουμε ότι η κυμάτωση της μέσης ισχύος απωλειών ελαχιστοποιείται. Η τιμή στην οποία τείνει οριακά να σταθεροποιηθεί η συνάρτηση θεωρούμε ότι είναι η τιμή της ζητούμενης καταναλισκόμενης ισχύος για κάθε στοιχείο.

Λόγω της δυσκολίας που παρουσιάζει η μαθηματική επεξεργασία των σχέσεων της παραγράφου 2.6.3 οι οποίες δίνουν τις ON-OFF διακοπτικές απώλειες και τις απώλειες αγωγής των IGBT's (σχέσεις 2.4, 2.3, 2.2 αντίστοιχα), θα χρησιμοποιήσουμε την αντίστοιχη λειτουργία του SPICE (*power dissipation probe*).



Σχήμα 5.11

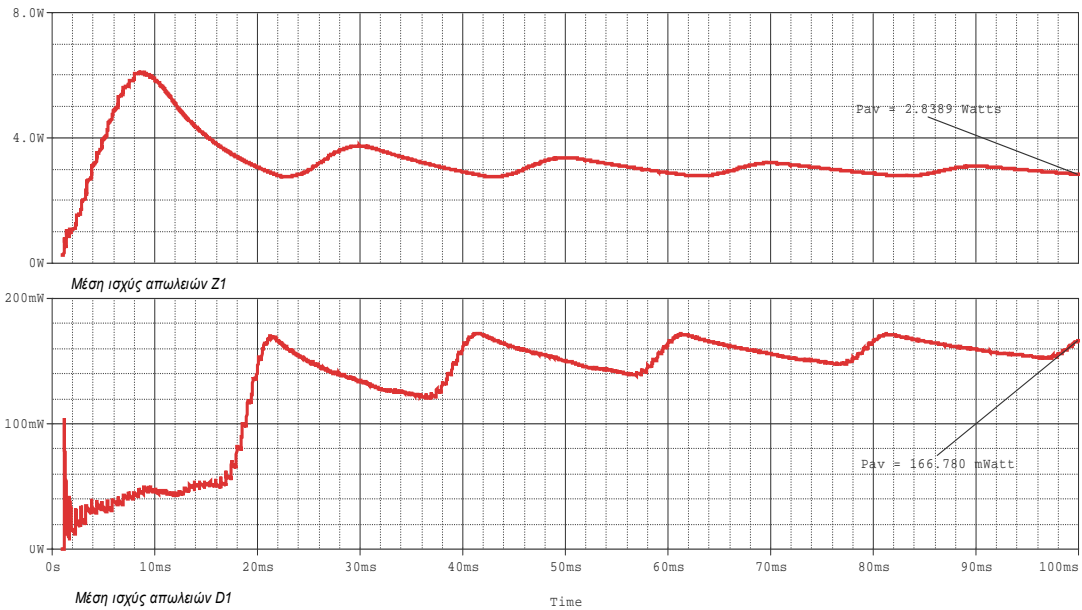
Πολική τάση εξόδου και αντίστοιχο φασικό ρεύμα εξόδου του συμβατικού 3-Φ SPWM-VSI για:

α) $F_{nc} = 12$

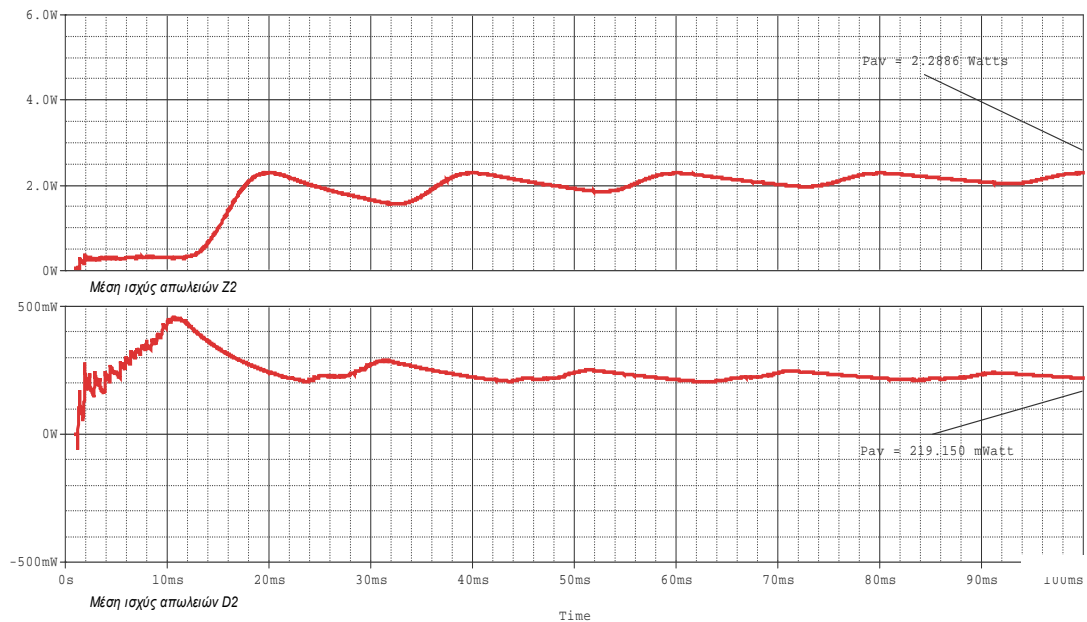
β) $F_{nc} = 39$

Φαίνεται καθαρά ότι όσο αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα, μειώνεται η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου και προσεγγίζεται με βέλτιστο τρόπο η επιθυμητή ημιτονική μορφή.

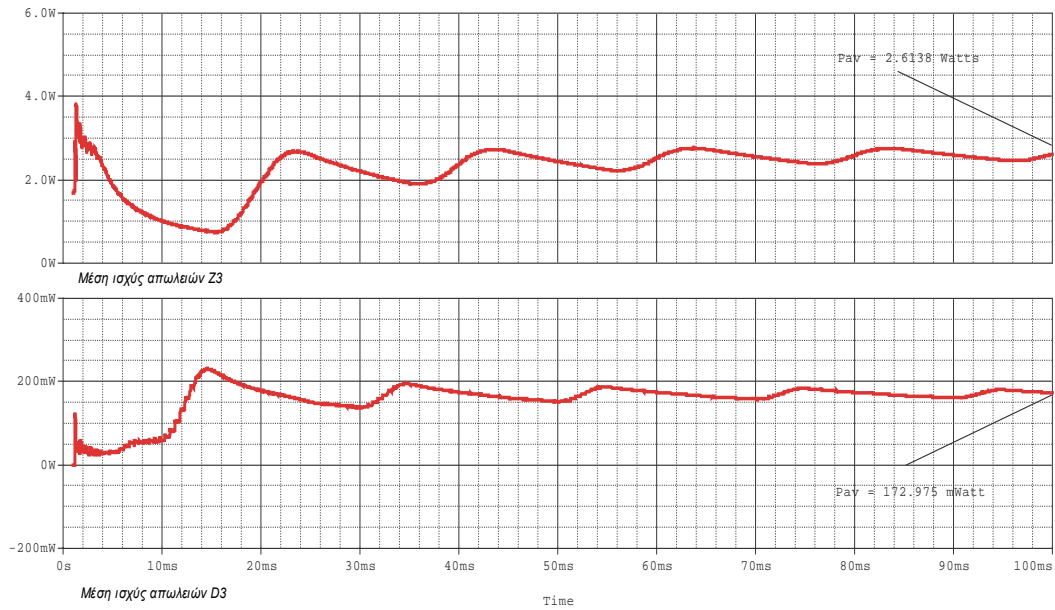
Θα υπολογίσουμε τώρα τις επιμέρους και τις συνολικές απώλειες ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες, μέσω των γραφικών παραστάσεων της μέσης ισχύος απωλειών και με δεδομένη την προσέγγιση που θεωρήσαμε παραπάνω περί λειτουργίας στη μόνιμη κατάσταση.



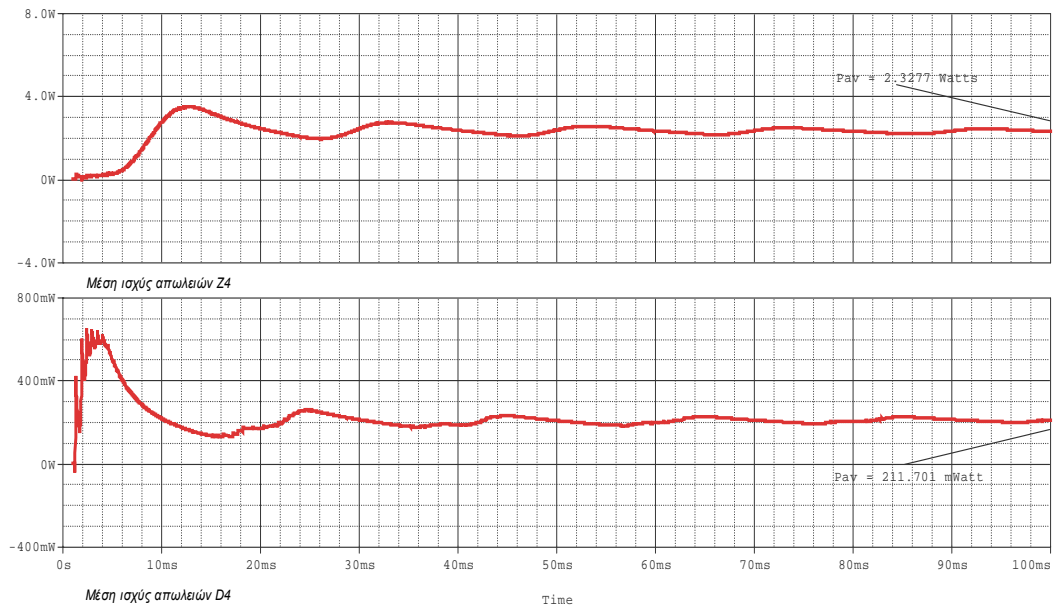
Σχήμα 5.12
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z1 : 2.8389 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιστάλληλη δίοδο D1 : 0.17 Watt



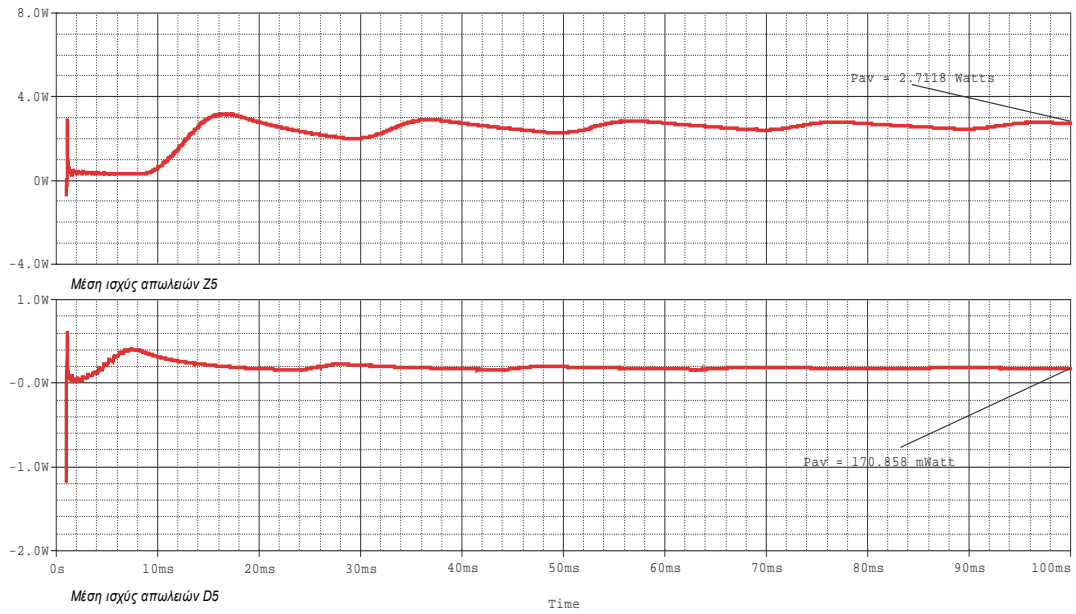
Σχήμα 5.13
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z2 : 2.2886 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιστάλληλη δίοδο D2 : 0.22 Watt

**Σχήμα 5.14**

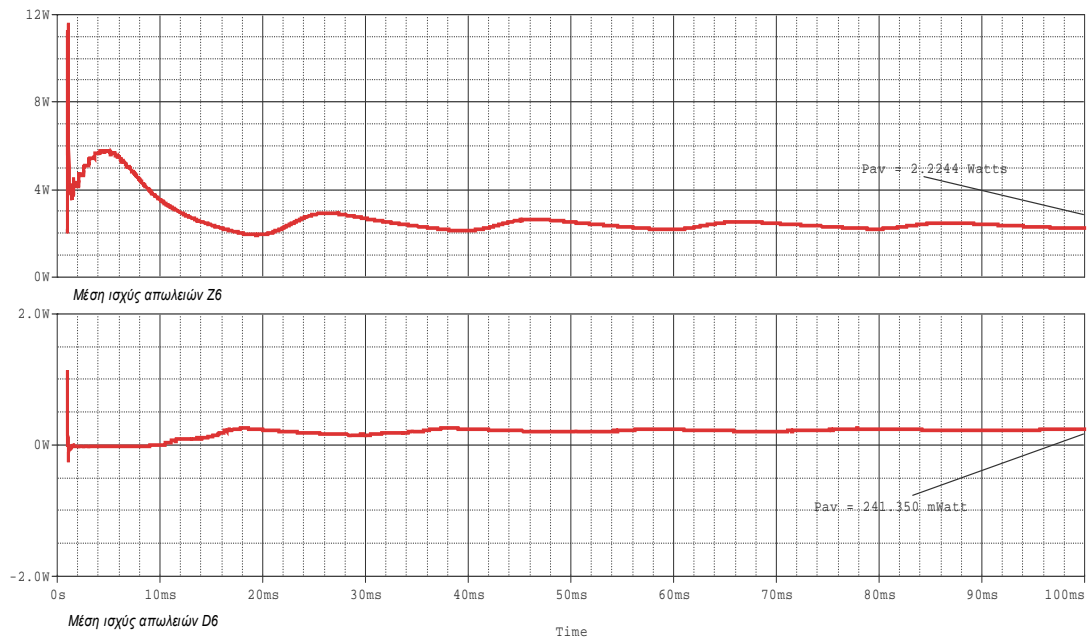
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z3 : 2.6138 Watts
 Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D3 : 0.17 Watt

**Σχήμα 5.15**

Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z4 : 2.3277 Watts
 Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D4 : 0.21 Watt



Σχήμα 5.16
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z5 : 2.7118 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D5 : 0.17 Watt



Σχήμα 5.17
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z6 : 2.2244 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D6 : 0.24 Watt

Παρατηρούμε ότι στις αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης διέλευσης οι απώλειες ισχύος είναι χαμηλές και τις προσεγγίζουμε με 1 Watt. Άρα, για να βρούμε τις συνολικές απώλειες ισχύος της διάταξης αρκεί να υπολογίσουμε το άθροισμα $P_{av}(Z1) + P_{av}(Z2) + P_{av}(Z3) + P_{av}(Z4) + P_{av}(Z5) + P_{av}(Z6)$.

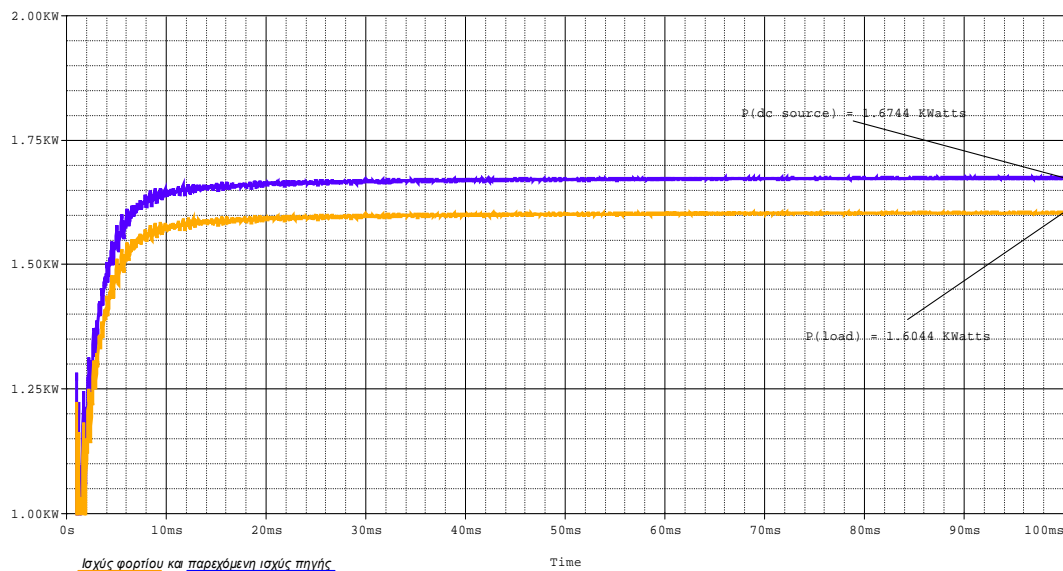
$$\sum P_{av} = P_{av}(Z1) + P_{av}(Z2) + P_{av}(Z3) + P_{av}(Z4) + P_{av}(Z5) + P_{av}(Z6) + 1W = 16.005 \text{ Watts}$$

$f_c = 1950 \text{ Hz}, V_{DC} = 600 \text{ Volts}, |Z_\phi| = 58.26\Omega \text{ με } \cos\phi = 0.86$

Παρατήρηση

Όπως μπορεί εύκολα να διαπιστωθεί, οι απώλειες ισχύος είναι σχεδόν τέλεια ισοκατανεμημένες στα 6 IGBT's της διάταξης (περίπου 2.65 Watts ανά στοιχείο). Αίτιο μπορούμε να υποθέσουμε ότι είναι ο μικρός αριθμός ημιαγωγικών στοιχείων (2 ανά φάση) τα οποία είναι υποχρεωμένα, σε συμμετρική τοποθέτηση, να διαχειριστούν όλο το ποσό ισχύος που παρέχεται από την πηγή.

Επιπλέον στοιχεία για τις απώλειες του συστήματος ή ισοδύναμα για την απόδοσή του δίνει το παρακάτω διάγραμμα του σχήματος 5.18, όπου απεικονίζεται η μέση ισχύς εισόδου και η μέση ισχύς εξόδου.



Σχήμα 5.18

Μέση ισχύς εισόδου (=1.6744 KWatts) και μέση ισχύς εξόδου (= 1.6044 KWatts) του συμβατικού 3-Φ SPWM-VSI για DC τάση εισόδου 600 Volts. (ανηγμένη συχνότητα φορέα:39, δείκτης διαμόρφωσης:0.917, φορτίο R-L με $\cos\phi=0.86$)

5.3. Προσομοίωση τριφασικού NPC αντιστροφέα, 3 επιπέδων, με έλεγχο SPWM (NPC-SPWM 3-Φ VSI)

Ο τριφασικός NPC αντιστροφέας έχει εξεταστεί θεωρητικά στην παράγραφο 4.4. Θα προσπαθήσουμε να επαληθεύσουμε τις θεωρητικά αναμενόμενες κυματομορφές του σχήματος 4.5 (σελ. 66) προσομοιώνοντας τη διάταξη του NPC-SPWM 3-Φ VSI που απεικονίζεται στο σχήμα 4.4 (σελ. 65). Ωστόσο, η περιγραφή των εξόδων στην παράγραφο 4.4 έγινε με τη θεώρηση ότι ο αντιστροφέας ελέγχεται από παλμοσειρές διαμορφωμένες κατά SHEPWM. Γι' αυτόν το λόγο, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης θα έχουν μορφή ελαφρώς διαφοροποιημένη ως προς το σχήμα 4.5, αφού μας ενδιαφέρει να χρησιμοποιήσουμε SPWM διαμόρφωση παλμών ελέγχου.

Τα επίπεδα φασικής εξόδου πρέπει να είναι τρία, οπότε απαιτούνται δύο τριγωνικές κυματομορφές φορέα. Οι τριγωνικές κυματομορφές παράγονται σε PD διάταξη (σε συμφωνία φάσης) με πλάτη (0)-(V) και (-V)-(0). Το «πάνω» τρίγωνο είναι υπεύθυνο για την εναλλαγή μεταξύ των επιπέδων 0 και $+V_{DC}/2$, ενώ το «κάτω» τρίγωνο είναι υπεύθυνο για την εναλλαγή μεταξύ των επιπέδων $-V_{DC}/2$ και 0. Από το σχήμα 4.4 διαπιστώνουμε ότι για να δημιουργηθεί το επίπεδο $+V_{DC}/2$ πρέπει να άγουν οι διακόπτες S1, S2, για να δημιουργηθεί το επίπεδο $-V_{DC}/2$ πρέπει να άγουν οι διακόπτες S3, S4, ενώ για να προωθηθεί στην έξοδο το δυναμικό του ουδέτερου σημείου πρέπει να άγουν οι διακόπτες S2 και S3 (εξετάζοντας μία φάση, έστω την u). Αν συνδυάσουμε όλα τα παραπάνω, συμπεραίνουμε ότι:

- η παλμοσειρά που προκύπτει από τη σύγκριση των ημιτόνων με το «πάνω» τρίγωνο ελέγχει το διακόπτη S1 ενώ η αντίθετή της ελέγχει το διακόπτη S3 και
- η παλμοσειρά που προκύπτει από τη σύγκριση των ημιτόνων με το «κάτω» τρίγωνο ελέγχει το διακόπτη S2 ενώ η αντίθετή της ελέγχει το διακόπτη S4.

Στο σχήμα 5.19 φαίνεται η κυκλωματική διάταξη στο SPICE (βαθμίδα SPWM ελεγκτή και βαθμίδα αντιστροφέα ισχύος), στο σχήμα 5.20 φαίνονται οι κυματομορφές αναφοράς και οι κυματομορφές φορέα σε PD διάταξη κατά τη SPWM διαμόρφωση και στο σχήμα 5.21 παρουσιάζονται οι SPWM παλμοσειρές ελέγχου των διακοπών³⁸.

Οι ρυθμίσεις λειτουργίας περιλαμβάνουν:

- Τριφασική ημιτονική αναφορά πλάτους 11 Volts και συχνότητας 50 Hz
- Δύο τριγωνικές κυματομορφές φορέα σε συμφωνία φάσης πλάτους 12 Volts η καθεμία και συχνότητας 600 Hz
- Συγκριτές με τροφοδοσία ± 15 Volts
 - DC τάση εισόδου 600 Volts
- Συμμετρικό φορτίο με σύνθετη αντίσταση $Z=58.26\Omega$ και συντελεστή ισχύος $\cos\phi=0.86$ ανά φάση ($R=50\Omega$, $L=100\text{mH}$).

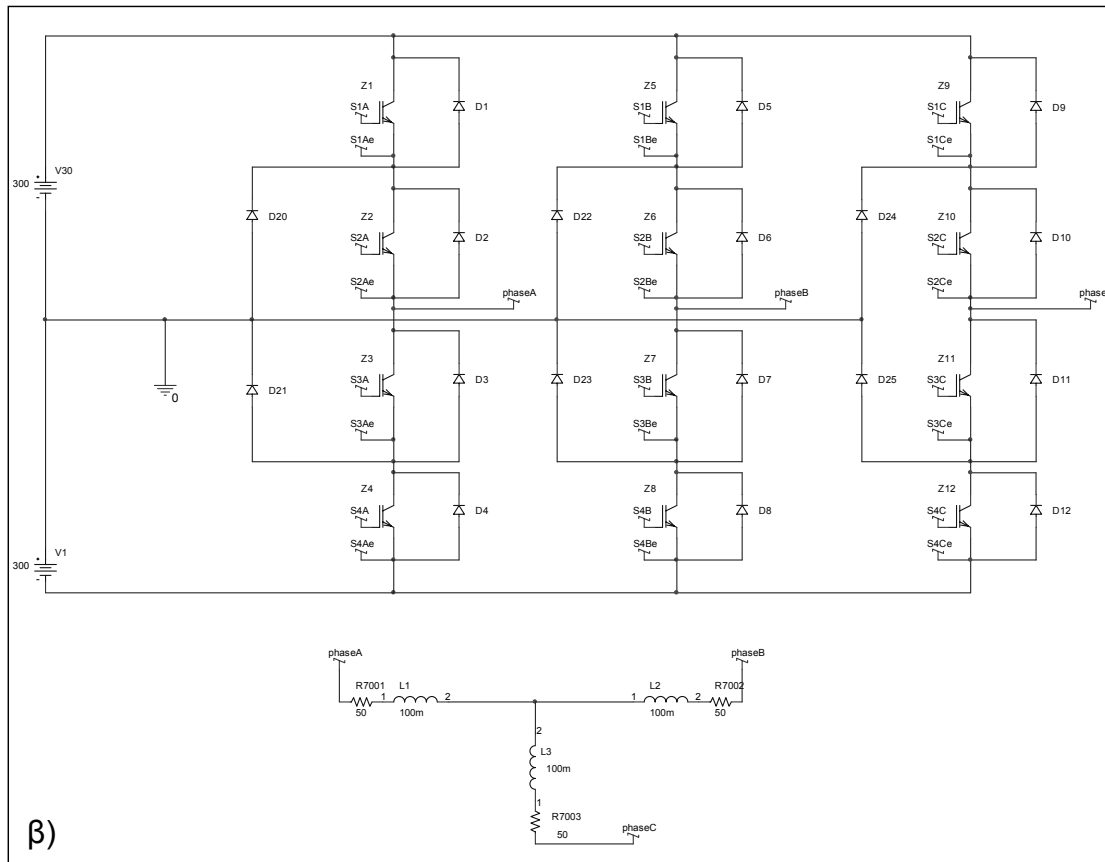
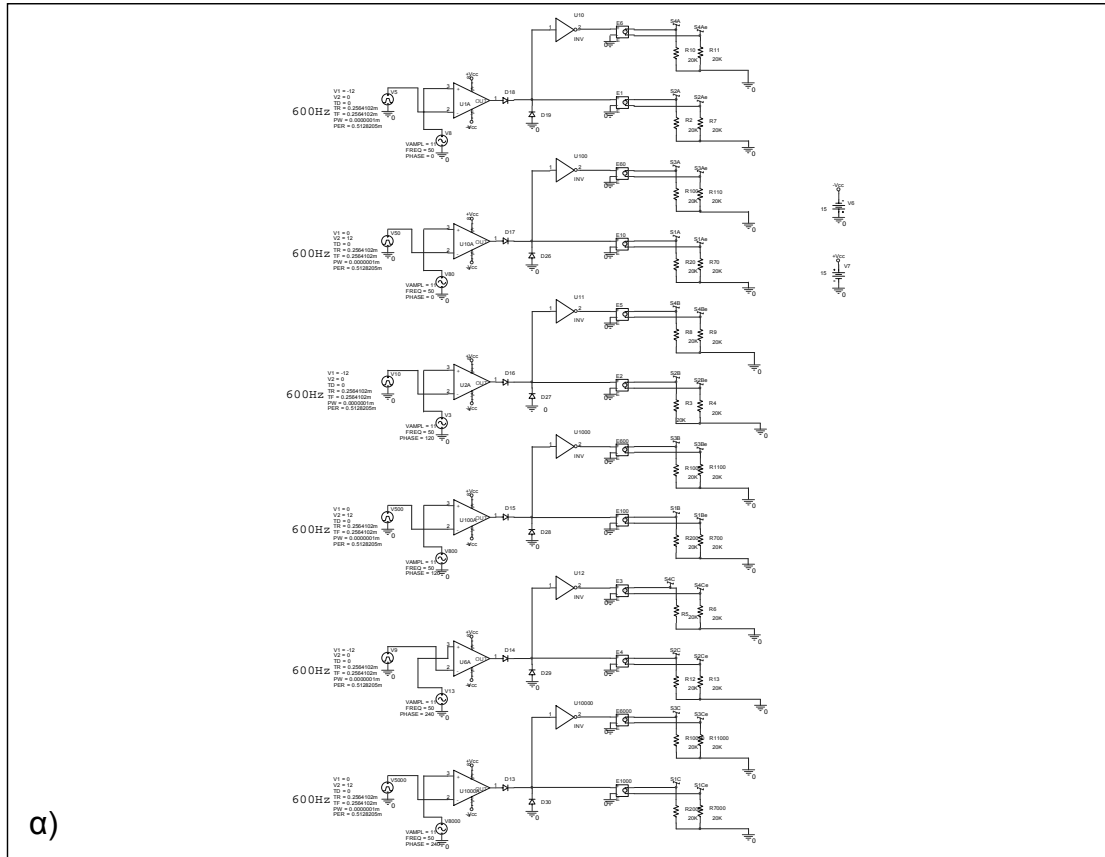
Άρα, οι παράμετροι του SPWM ελεγκτή είναι:

Ανηγμένη συχνότητα φορέα $F_{nc}=12$

Δείκτης διαμόρφωσης $M=0.917$

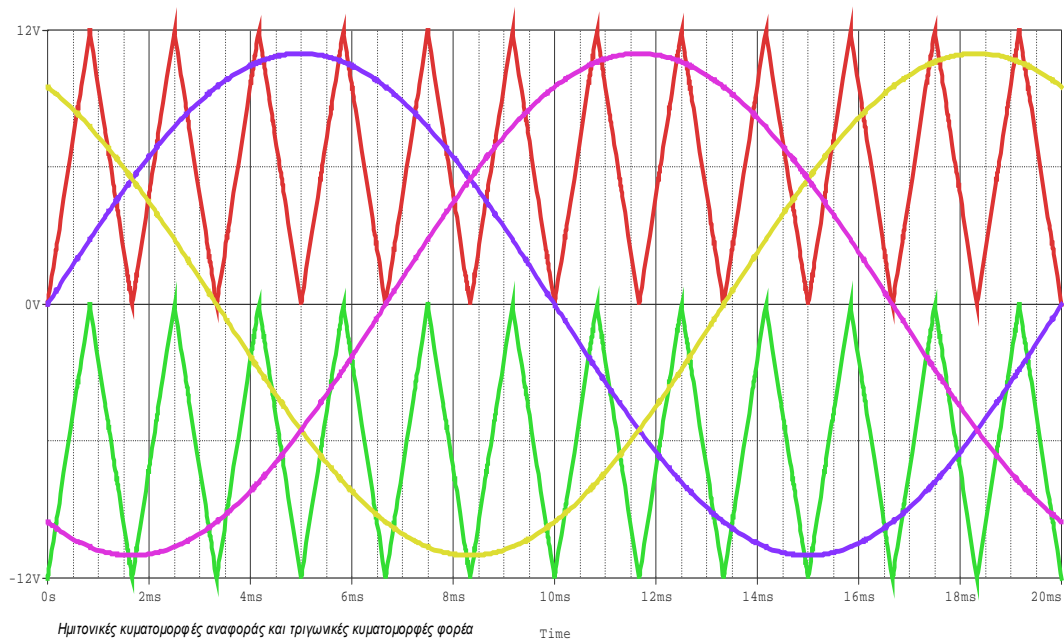
Μετά από την παρουσίαση των κυματομορφών εξόδου, θα επαναληφθεί η προσομοίωση για συχνότητα φορέα 1950 Hz, δηλαδή $f_{nc}=39$, έτσι ώστε να υπολογιστούν οι απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων της διάταξης.

³⁸ Αναφερόμαστε μόνο στην περιγραφή μίας φάσης, έστω της πρώτης, για οικονομία χώρου και χρόνου.



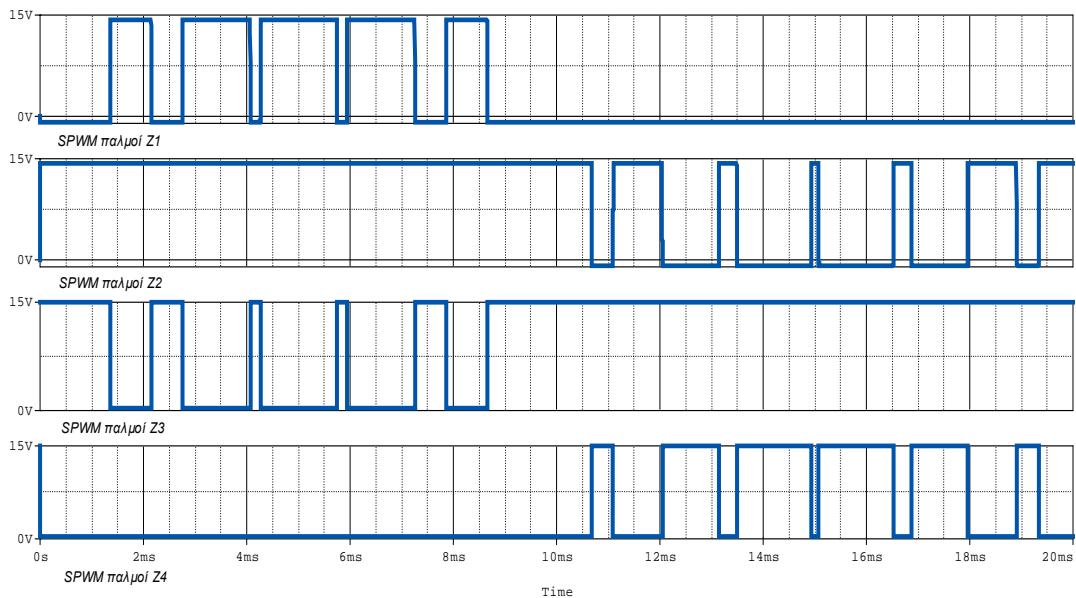
Σχήμα 5.19

Κυκλώματα προσομοίωσης για το σύστημα του NPC-SPWM 3-φ VSI.
 α) SPWM ελεγκτής
 β) Διάταξη αντιστροφέα ισχύος



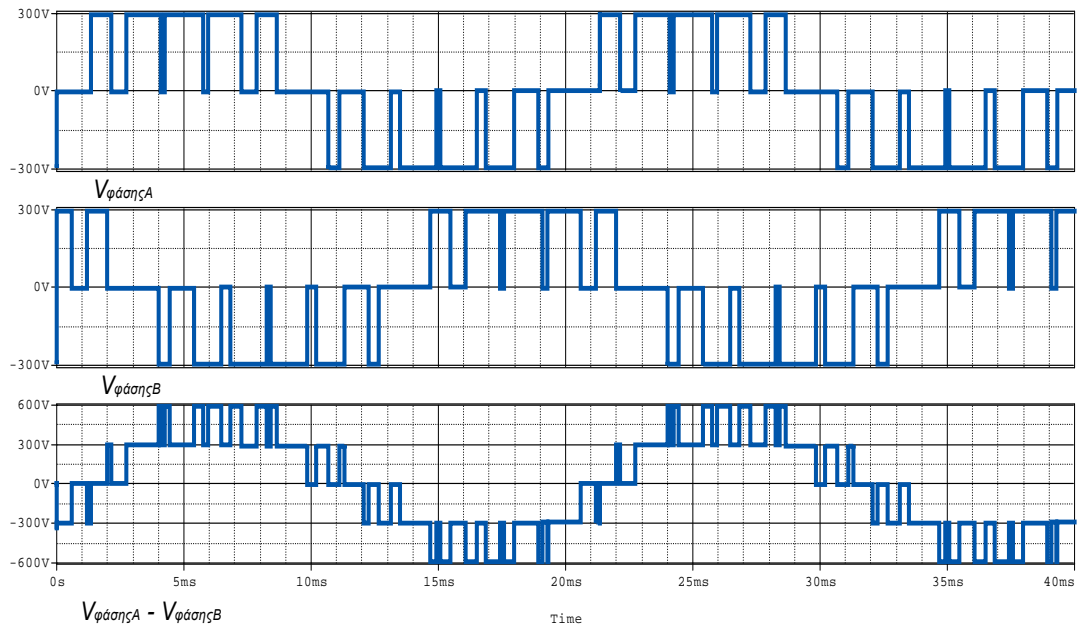
Σχήμα 5.20

Οι δύο τριγωνικές κυματομορφές φορέα (phase disposition) σε συνδυασμό τις ημιτονικές κυματομορφές αναφοράς στην SPWM διαμόρφωση. Απεικονίζεται μία περίοδος.



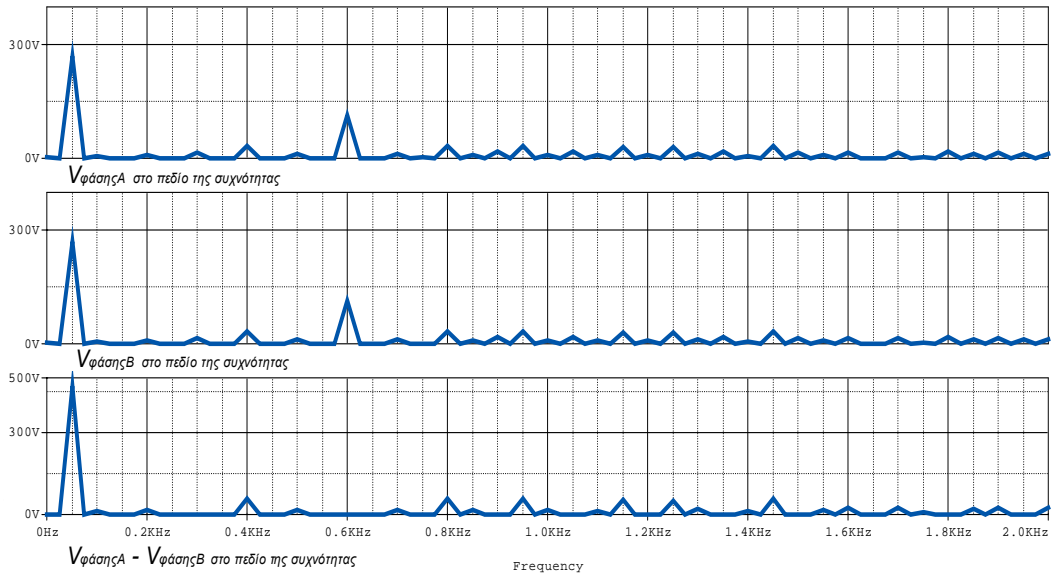
Σχήμα 5.21

Κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων πύλης για τους διακόπτες της πρώτης φάσης του συστήματος. Απεικονίζεται μία περίοδος.

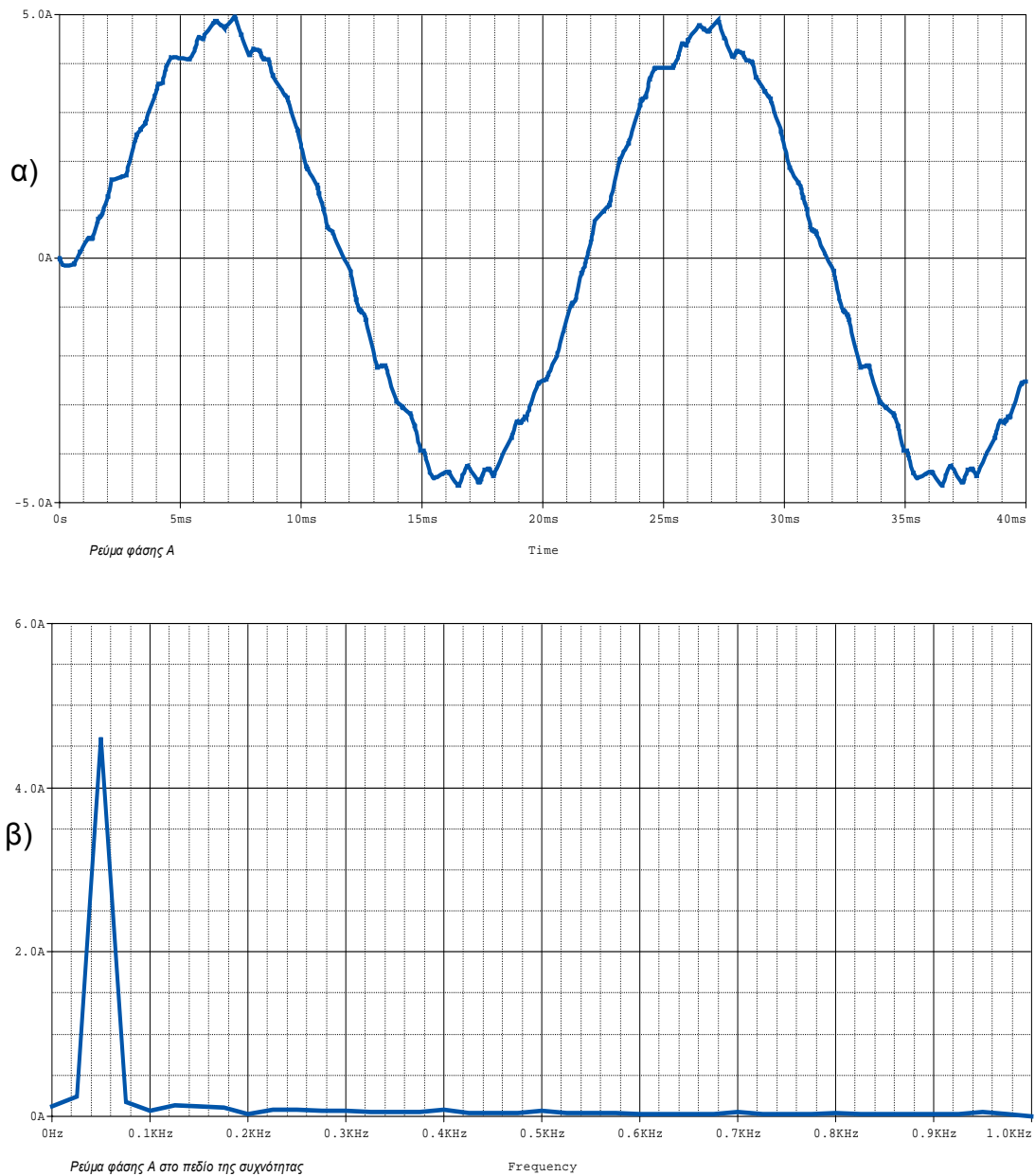
**Σχήμα 5.22**

Κυματομορφές προσομοίωσης φασικής τάσης Α, φασικής τάσης Β και πολικής τάσης Α-Β.
Απεικονίζονται δύο περίοδοι.

Παρατηρούμε τα τρία επίπεδα στη φασική έξοδο και τα 5 επίπεδα στην πολική έξοδο ($2s+1$, όπου s ο αριθμός των κυματομορφών φορέα).

**Σχήμα 5.23**

Φάσματα συχνοτήτων φασικής τάσης Α, φασικής τάσης Β και πολικής τάσης Α-Β (σχ.5.22).
Παρατηρούμε την εξάλειψη της κυριαρχούσας αρμονικής στα 600 Hz από το φάσμα της πολικής τάσης εξόδου.

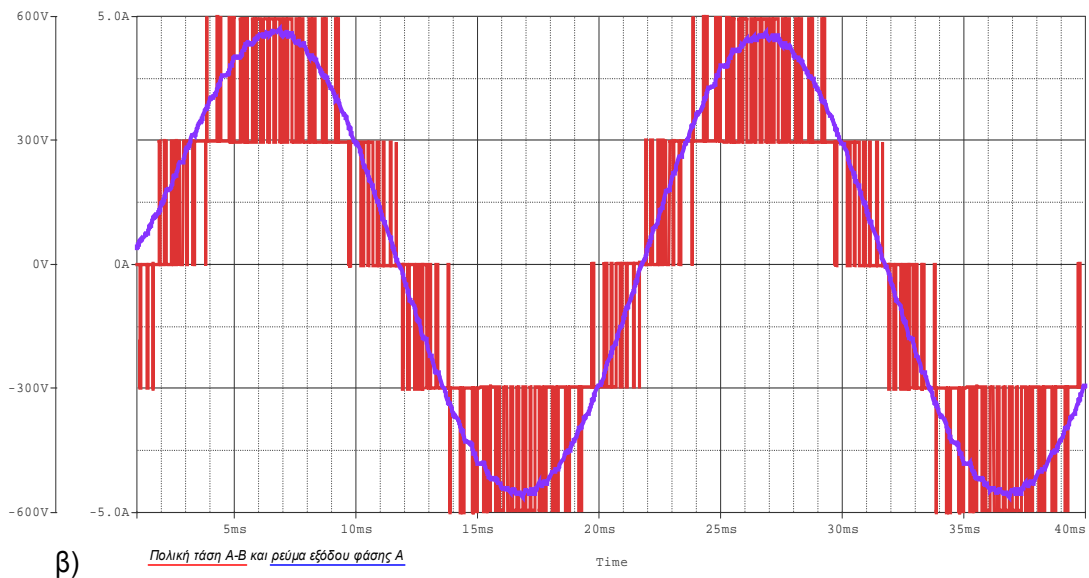
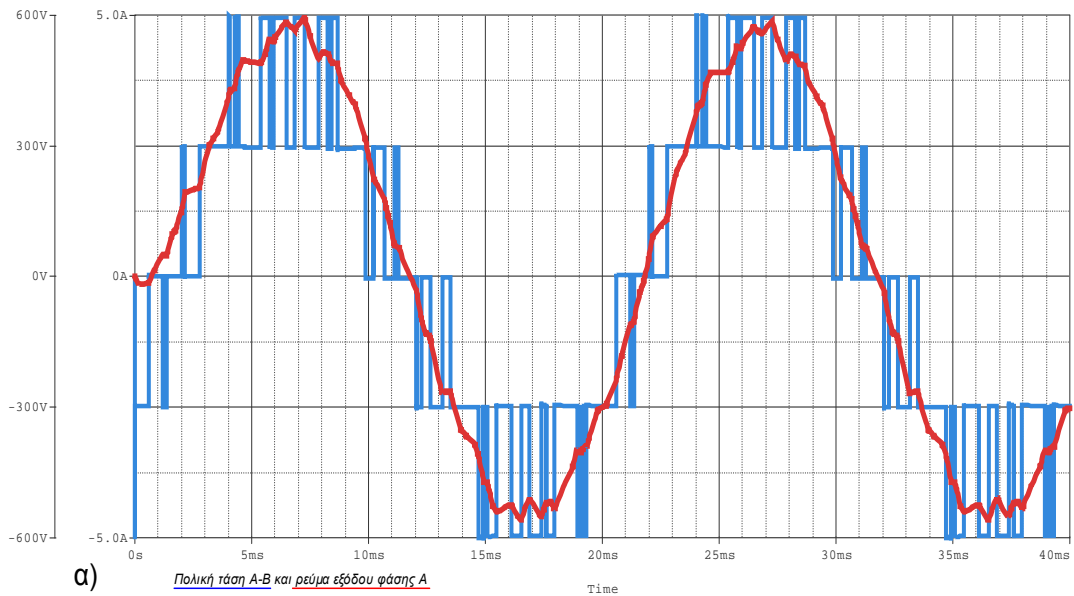


Σχήμα 5.24

Κυματομορφές προσομοίωσης για το:
α) φασικό ρεύμα εξόδου
β) φάσμα συχνοτήτων του φασικού ρεύματος εξόδου
Απεικονίζονται δύο περίοδοι.

Στο σημείο αυτό, η διακοπτική συχνότητα αυξάνεται στα 1950 Hz για να υπολογιστούν οι απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων της διάταξης. Στο σχήμα 5.25 της επόμενης σελίδας φαίνονται συγκριτικά οι κυματομορφές της πολικής τάσης εξόδου και του ρεύματος εξόδου και για τις δύο τιμές της ανηγμένης συχνότητας φορέα. Στη συνέχεια, θα παρατεθούν οι γραφικές παραστάσεις της μέσης καταναλισκόμενης ισχύος στους ημιαγωγικούς διακόπτες (ημιαγωγικός διακόπτης: IGBT + αντιπαράλληλη δίοδος).

Ισχύει η προσέγγιση περί μόνιμης λειτουργίας που έγινε στην προηγούμενη παράγραφο.



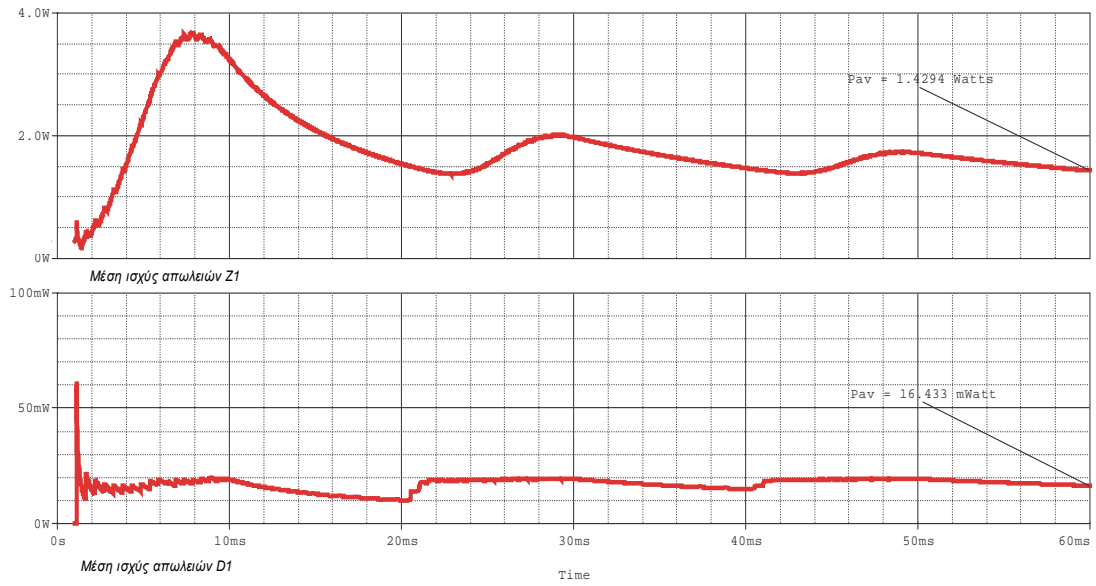
Σχήμα 5.25

Πολική τάση εξόδου και αντίστοιχο φασικό ρεύμα εξόδου του NPC-SPWM 3-φ VSI για:

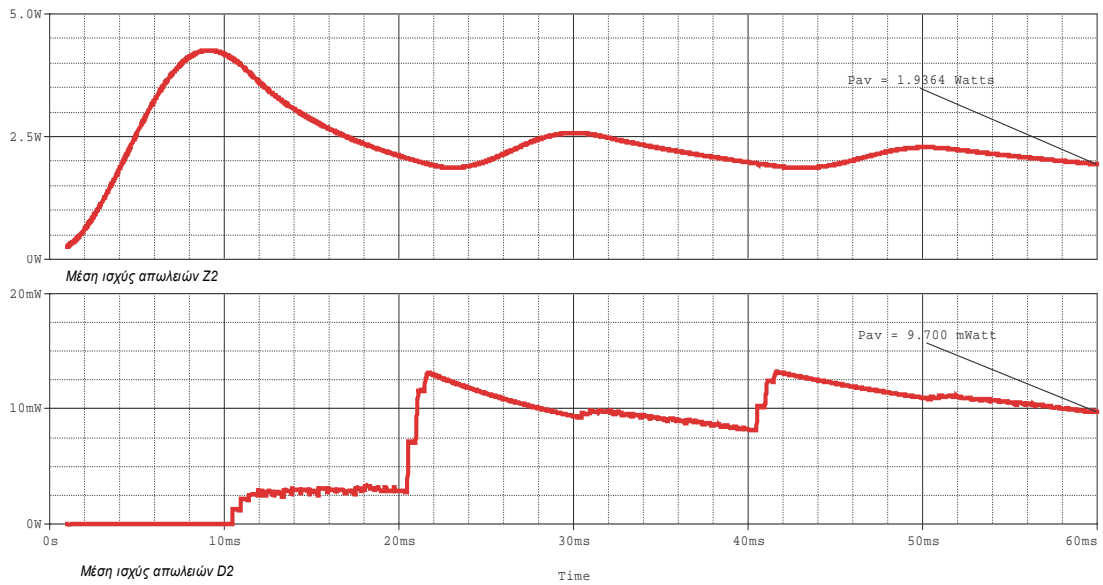
α) $F_{nc} = 12$

β) $F_{nc} = 39$

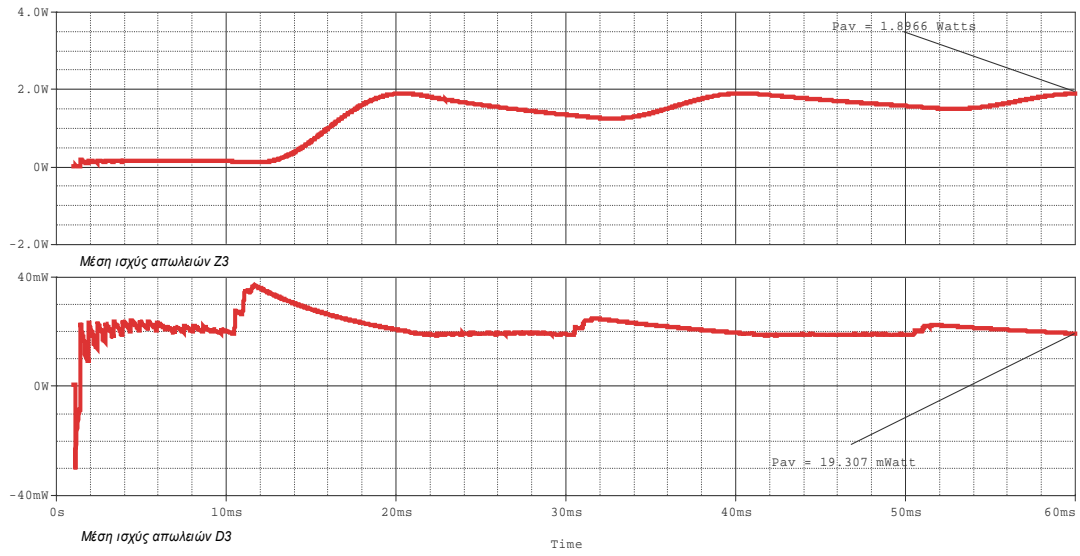
Φαίνεται καθαρά ότι όσο αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα, μειώνεται η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου και προσεγγίζεται με βέλτιστο τρόπο η επιθυμητή ημιτονική μορφή. Απεικονίζονται δύο περιόδοι λειτουργίας.



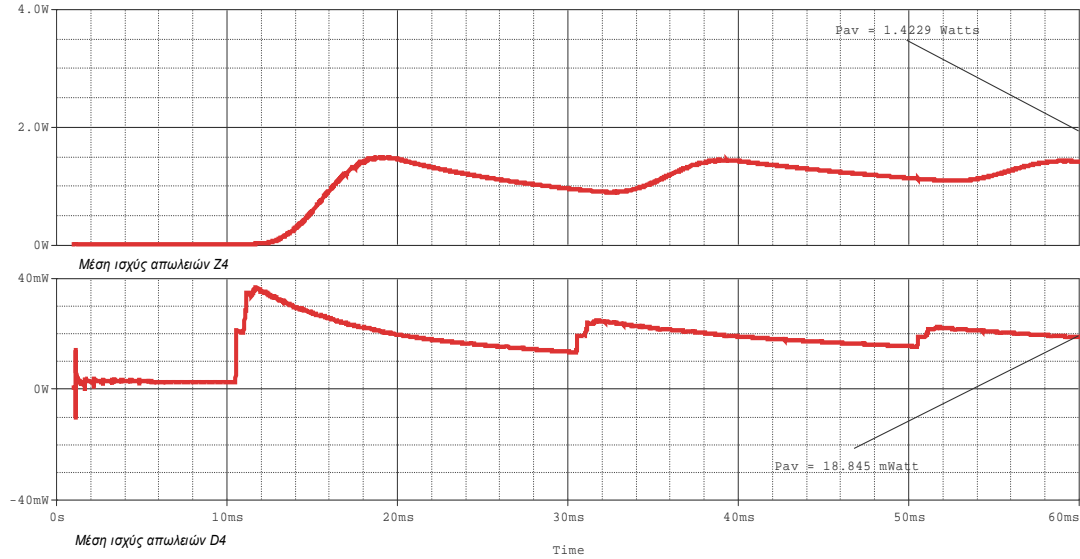
Σχήμα 5.26
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z1 : 1.4294 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D1 : ≈ 0



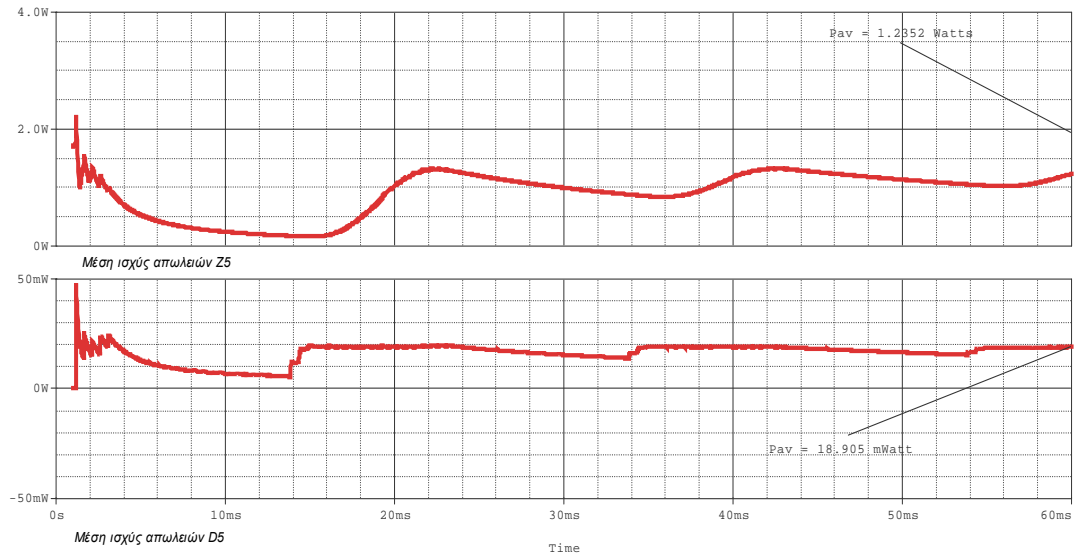
Σχήμα 5.27
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z2: 1.9364 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D2: ≈ 0



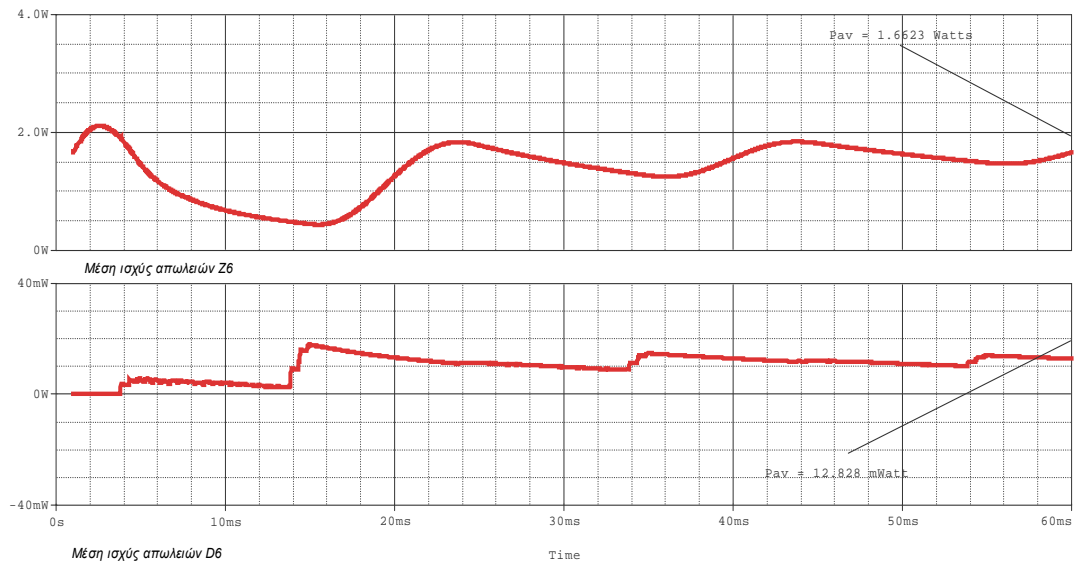
Σχήμα 5.28
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z3 : 1.8966 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D3 : ≈ 0



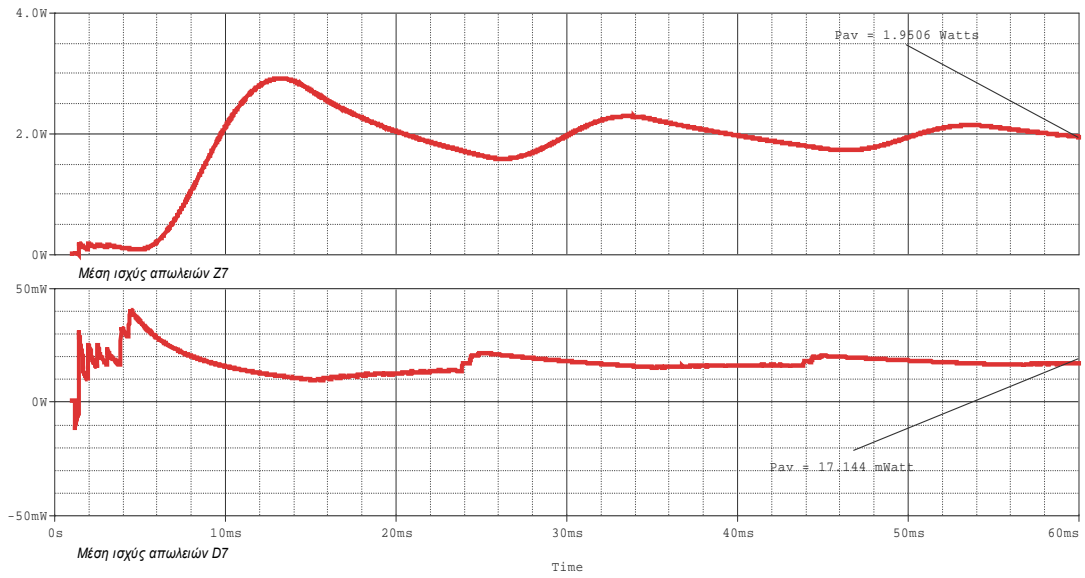
Σχήμα 5.29
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z4 : 1.4229 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D4 : ≈ 0



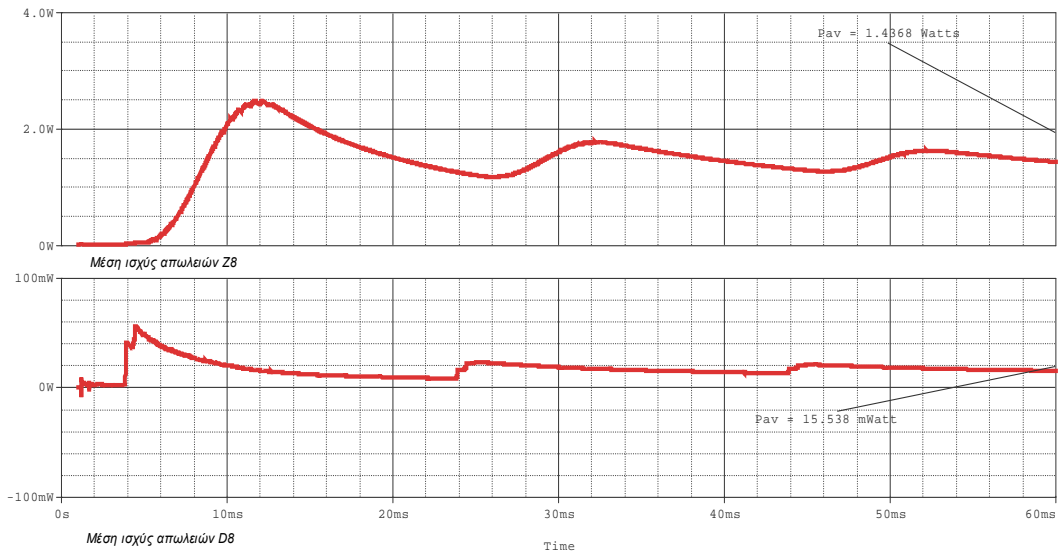
Σχήμα 5.30
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z5 : 1.2352 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D5 : ≈ 0



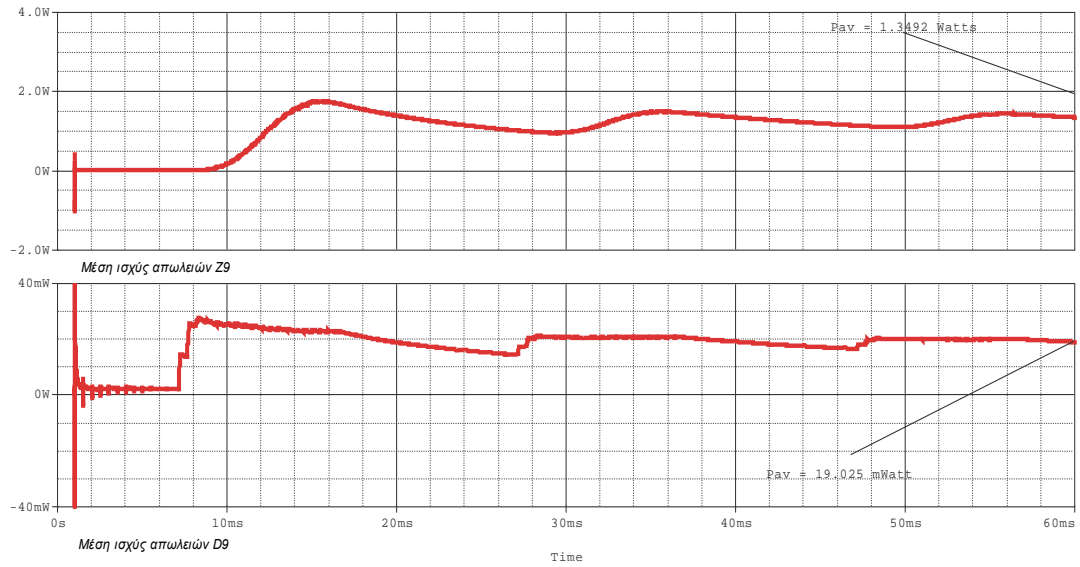
Σχήμα 5.31
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z6 : 1.6623 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D6 : ≈ 0



Σχήμα 5.32
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z7 : 1.9506 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη διόδο D7 : ≈ 0

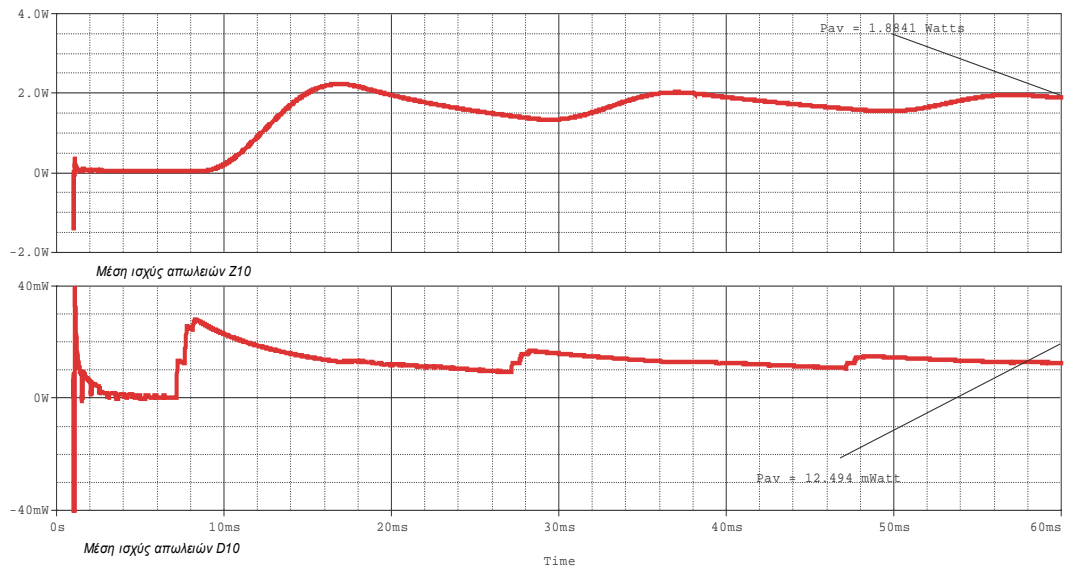


Σχήμα 5.33
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z8 : 1.4368 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη διόδο D8 : ≈ 0



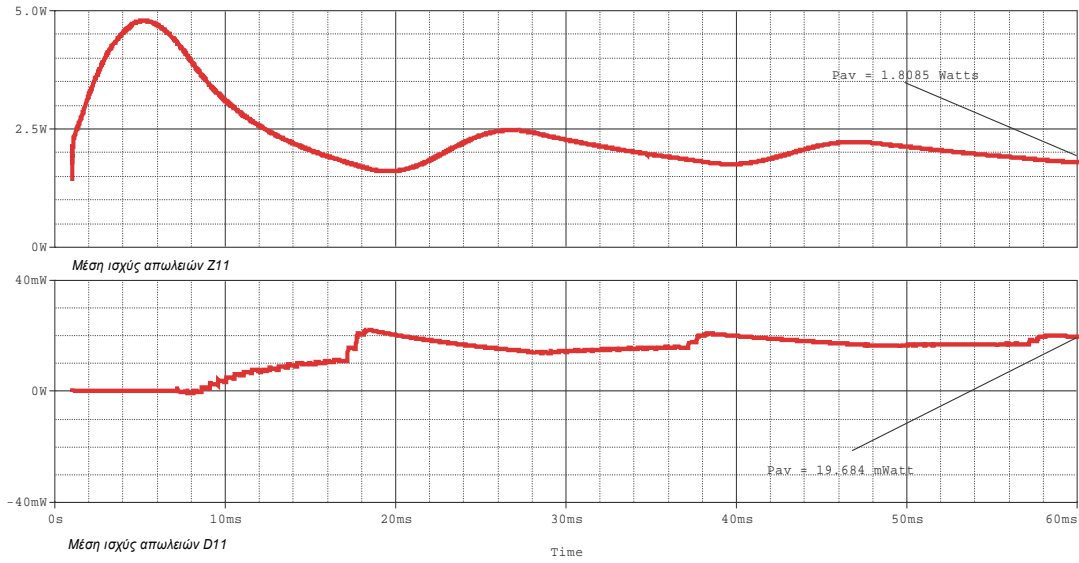
Σχήμα 5.34

Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z9 : 1.3492 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D9 : ≈ 0

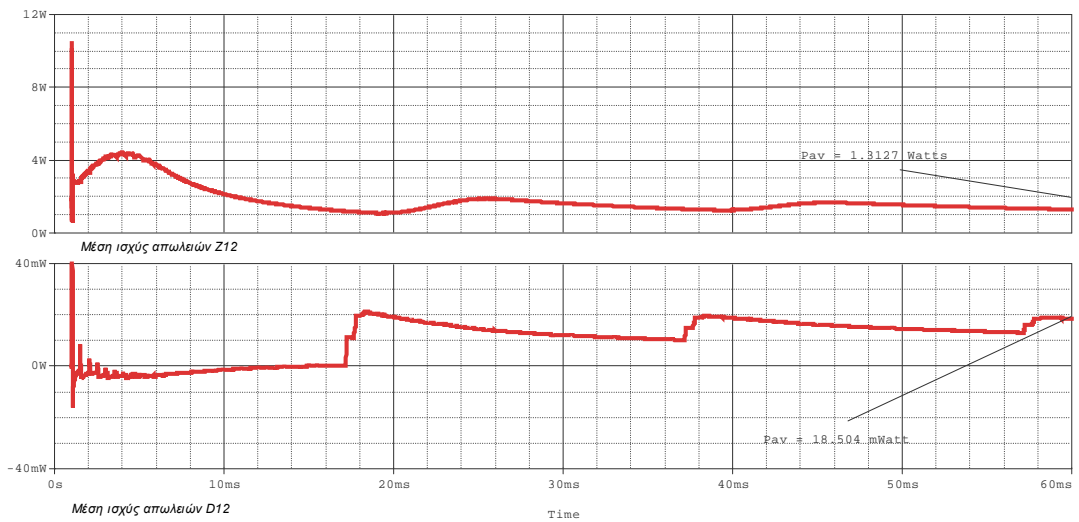


Σχήμα 5.35

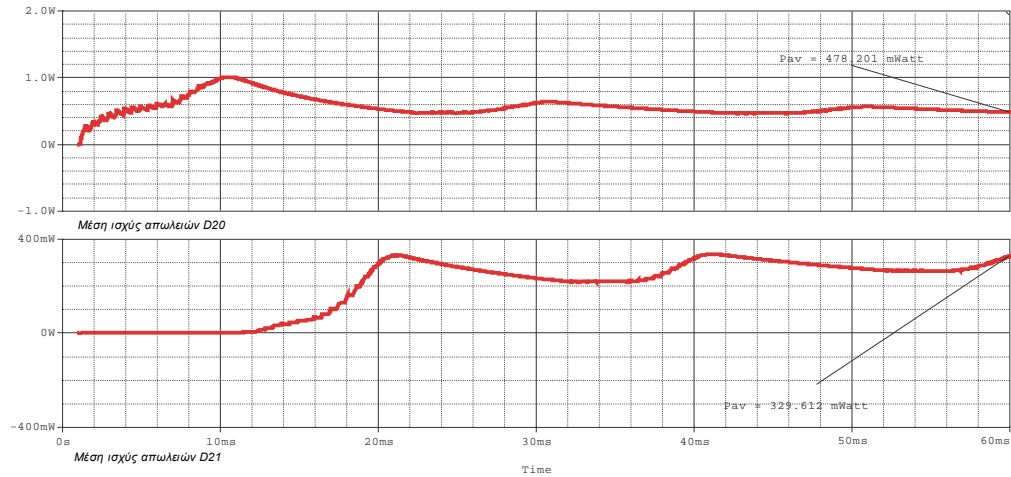
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z10 : 1.8841 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D10 : ≈ 0



Σχήμα 5.36
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z11 : 1.8085 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D11 : ≈ 0

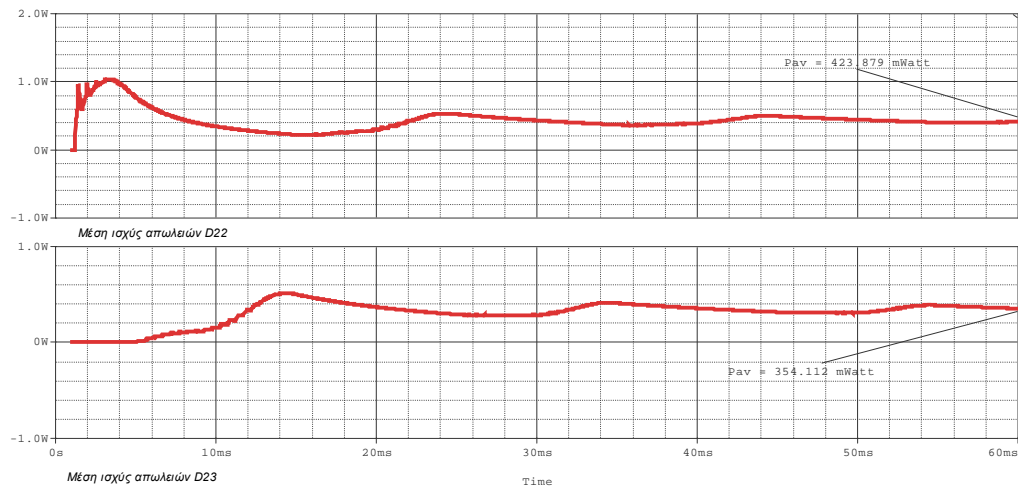


Σχήμα 5.37
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z12 : 1.3127 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D12 : ≈ 0



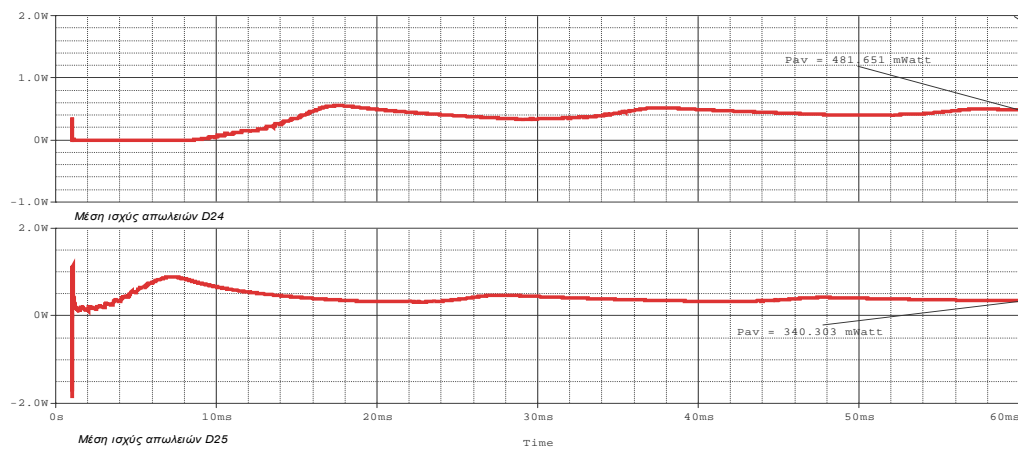
Σχήμα 5.38

Μέση ισχύς απωλειών στη δίοδο θετικής αποκοπής D20 : 0.48 Watt
Μέση ισχύς απωλειών στη δίοδο αρνητικής αποκοπής D21 : 0.33 Watt



Σχήμα 5.39

Μέση ισχύς απωλειών στη δίοδο θετικής αποκοπής D22 : 0.42 Watt
Μέση ισχύς απωλειών στη δίοδο αρνητικής αποκοπής D23 : 0.35 Watts



Σχήμα 5.40

Μέση ισχύς απωλειών στη δίοδο θετικής αποκοπής D24 : 0.48 Watt
Μέση ισχύς απωλειών στη δίοδο αρνητικής αποκοπής D25 : 0.34 Watt

Θεωρούμε ότι η κατανάλωση ισχύος από τις διόδους ελεύθερης διέλευσης είναι μηδενικές. Άρα, για να βρούμε τις συνολικές απώλειες ισχύος της διάταξης αρκεί να υπολογίσουμε το

$$\text{άθροισμα} \sum_{i=1}^{12} P_{av}(Z_i) + \sum_{j=20}^{25} P_{av}(D_j).$$

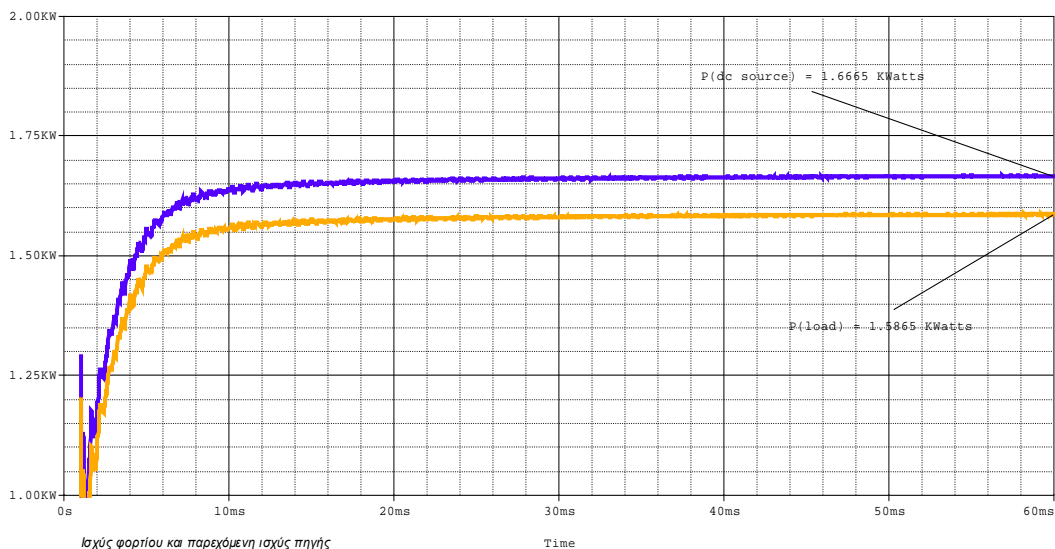
$$\sum_{i=1}^{12} P_{av}(Z_i) + \sum_{j=20}^{25} P_{av}(D_j) = 19.3247\text{W} + 2.4113\text{W} = 21.736 \text{ Watts}$$

$$f_c = 1950 \text{ Hz}, V_{DC} = 600 \text{ Volts}, |Z_\phi| = 58.26\Omega \text{ με } \cos\phi = 0.86$$

Παρατήρηση

Οι απώλειες ισχύος που προέκυψαν από την προσομοίωση και τους αντίστοιχους υπολογισμούς για τον τριφασικό NPC αντιστροφέα θεωρούμε ότι είναι λογικού μεγέθους. Τα διακοπτικά στοιχεία ανά φάση είναι περισσότερα σε σύγκριση με το συμβατικό αντιστροφέα (4 διακόπτες και οι δύο διόδοι αποκοπής ανά φάση) με αποτέλεσμα να γίνεται πιο αποδοτικά η δυναμική διαίρεση της DC τάσης εισόδου. Αυτό σημαίνει ότι η περιοχή αξιοπιστίας λειτουργίας για τον NPC-SPWM 3-Φ VSI επεκτείνεται σε υψηλότερες τάσεις εισόδου. Μπορούμε να παρατηρήσουμε την εξαιρετική ισοκατανομή των απωλειών ισχύος τόσο ανάμεσα στους ημιαγωγούς μεμονωμένα (περίπου 1.5 Watts ανά διακόπτη) όσο και ανάμεσα σε ολόκληρες τις φάσεις του συστήματος (περίπου 6 Watts ανά φάση). Επίσης, μπορούμε να παρατηρήσουμε από τα σχήματα 5.9 και 5.23 ότι το φασματικό περιεχόμενο του NPC-SPWM αντιστροφέα παρουσιάζει μεγαλύτερη διασπορά στο πεδίο των συχνοτήτων από ότι στην περίπτωση του συμβατικού SPWM αντιστροφέα, γεγονός που σημαίνει ότι τα πλάτη των ανεπιθύμητων αρμονικών είναι μειωμένα και μπορούν να αντιμετωπιστούν με τη χρήση φθηνότερων φίλτρων.

Συνοψίζοντας, συνάγεται το συμπέρασμα ότι για χαμηλές DC τάσεις εισόδου συμφέρει να χρησιμοποιούμε συμβατικούς αντιστροφείς λόγω του μικρού αριθμού ημιαγωγικών στοιχείων που απαιτούν. Όσο η τάση εισόδου αυξάνεται, ο συμβατικός αντιστροφέας δεν ανταποκρίνεται αποδοτικά με αποτέλεσμα η διάταξη να παρουσιάζει αυξημένες απώλειες ισχύος. Στην περίπτωση αυτή, συμφέρει να χρησιμοποιούμε NPC αντιστροφείς οι οποίοι, παρά το γεγονός ότι περιλαμβάνουν μεγαλύτερο αριθμό ημιαγωγών (το οποίο είναι «ένδειξη» απωλειών), επιτυγχάνουν τη βέλτιστη δυναμική διαίρεση της εισόδου.



Σχήμα 5.18

Μέση ισχύς εισόδου (=1.6665 KWatts) και μέση ισχύς εξόδου (= 1.5865 KWatts) του NPC 3-Φ SPWM-VSI για DC τάση εισόδου 600 Volts. (ανηγμένη συχνότητα φορέα:39, δείκτης διαμόρφωσης:0.917, φορτίο R-L με $\cos\phi=0.86$)

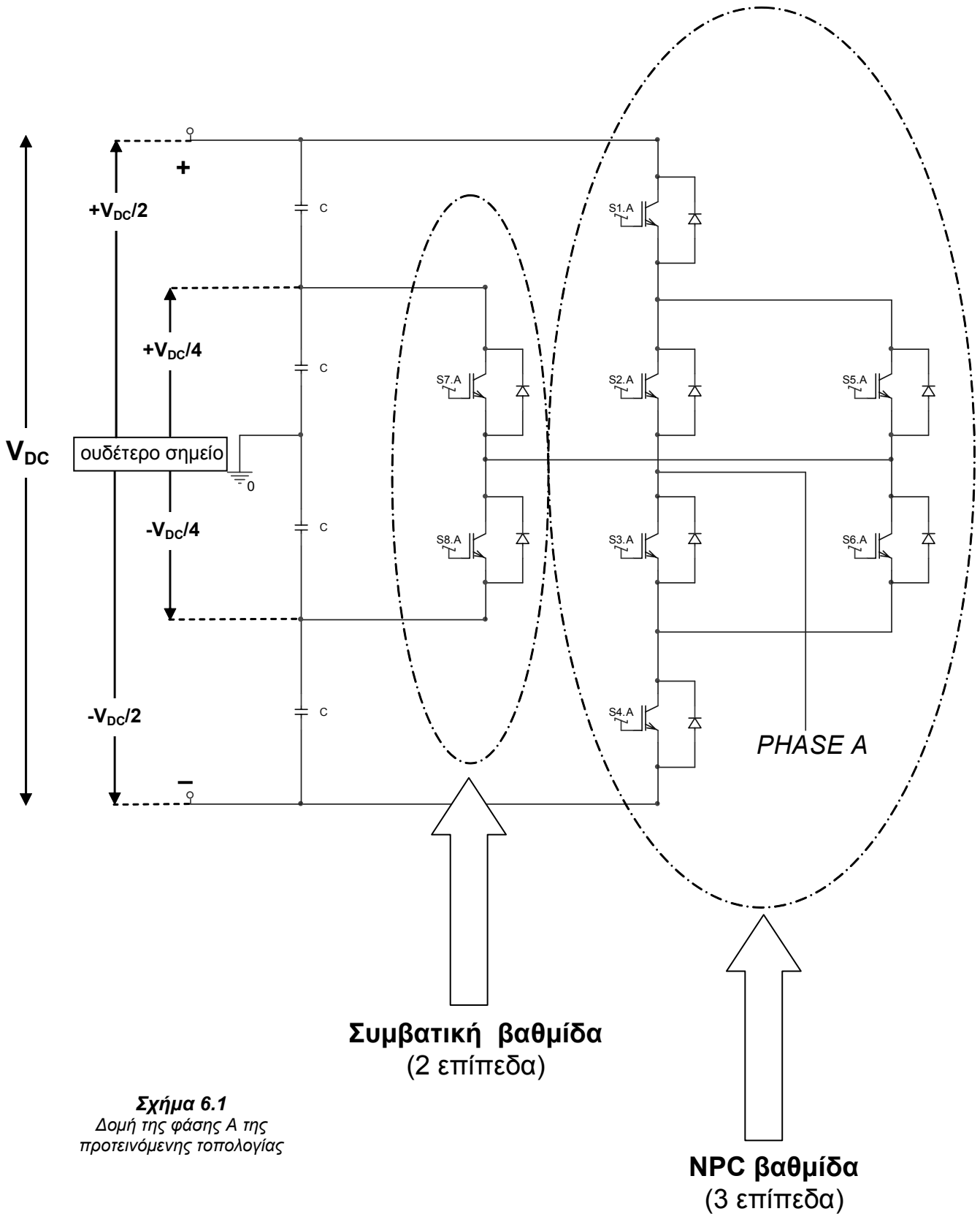
Κεφάλαιο 6

Ο προτεινόμενος αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων

Στην παρούσα εργασία εξετάζουμε την τοπολογία και τη λειτουργία ενός νέου τριφασικού αντιστροφέα ισχύος τεσσάρων επιπέδων, ο οποίος χρησιμοποιεί 8 διακοπτικά στοιχεία σε κάθε κλάδο φάσης. Το κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 1.14, σελ.22. Ο DC/AC μετατροπέας αυτός μπορεί να θεωρηθεί ως συνδυασμός του συμβατικού τριφασικού αντιστροφέα 2 επιπέδων και του NPC τριφασικού αντιστροφέα 3 επιπέδων. Υπάρχουν εναλλακτικές διακοπτικές στρατηγικές ελέγχου του αντιστροφέα, βασισμένες στην SPWM τεχνική, έτσι ώστε να επιτευχθεί η βέλτιστη ισοκατανομή των απωλειών ισχύος ανάμεσα στα στοιχεία της τοπολογίας. Το πεδίο εφαρμογών του μετατροπέα αυτού περιλαμβάνει εφαρμογές μεταφοράς ηλεκτρικής ισχύος, HVDC μεταφοράς (μεταφορά υψηλής τάσης) και διασύνδεσης αιολικών πάρκων στο κύριο ενεργειακό δίκτυο.

6.1. Γενικά για τη διάταξη

Όπως έχει προαναφερθεί, ο υπό εξέταση αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων ουσιαστικά αποτελεί ένα συνδυασμό του συμβατικού και του NPC τριφασικού αντιστροφέα (σχήμα 6.1). Όπως θα παρατηρήσουμε και κατά την ανάλυση που ακολουθεί, η τοπολογία αυτή αντισταθμίζει τα μειονεκτήματα των δύο παραπάνω κατηγοριών αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων αφού επιτρέπει λειτουργία σε υψηλές τάσεις εισόδου και χαμηλό αρμονικό περιεχόμενο. Εξάλλου, υπάρχει συμβατότητα με τις νέες τεχνολογίες μικροεπεξεργαστών, γεγονός που απλοποιεί τις διαδικασίες ελέγχου και την καθιστά βιώσιμη λύση στο πεδίο εφαρμογών της. Οι διαδικασίες ελέγχου βασίζονται στην SPWM τεχνική, η οποία υλοποιείται εύκολα με αναλογικά ηλεκτρονικά.



Σχήμα 6.1
 Δομή της φάσης A της
 προτεινόμενης τοπολογίας

Ωστόσο, για να είναι δυνατόν να έχουμε τη βέλτιστη ποιότητα ισχύος εξόδου (όσον αφορά στις απώλειες οι οποίες επιβαρύνουν κάθε φορά τη διάταξη), οι SPWM παλμοσειρές ελέγχου πρέπει να οδηγούνται στον αντιστροφέα βάσει κάποιας διακοπτικής στρατηγικής (σύμφωνα με τη λογική που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 3).

Η συγκεκριμένη διάταξη που προτείνεται έχει το σημαντικό πλεονέκτημα να παρέχει βαθμούς ελευθερίας στην επιλογή του συνδυασμού διακοπών που θα χρησιμοποιηθούν για τη δημιουργία των διαφόρων επιπέδων τάσης εξόδου. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην αντικατάσταση των διόδων περιορισμού της NPC τοπολογίας από ελεγχόμενους ημιαγωγικούς διακόπτες οι οποίοι, όπως διαπιστώθηκε στην παράγραφο 3.5, σελ.56, είναι υπεύθυνοι για τα παραμετρικά σενάρια δημιουργίας των επιθυμητών επιπέδων τάσης εξόδου. Συνεπώς, ο σχεδιαστής είναι ελεύθερος να επιλέξει τη σειρά και το εύρος ενεργοποίησης των διακοπών, με κριτήριο την ελαχιστοποίηση των απωλειών. Αποτέλεσμα είναι ότι μειώνονται οι περιπτώσεις υπερβολικής θερμικής καταπόνησης και αύξησης θερμοκρασίας των ημιαγωγικών στοιχείων, φαινόμενα που συχνά οδηγούν είτε στην καταστροφή των στοιχείων είτε στη μη ομαλή λειτουργία του αντιστροφέα.

Για να περιγράψουμε τη λειτουργία της διάταξης, διακρίνουμε ορισμένα δομικά στάδια:

1. **SPWM έλεγχος**
2. **Αναγνώριση-καθορισμός επιθυμητών επιπέδων τάσης**
3. **Υλοποίηση διακοπτικών στρατηγικών**
4. **Αντιστροφέας ισχύος**

Η περιγραφή θα γίνει με αναφορά στη φάση A (και στην περίπτωση των πολικών τάσεων και στη φάση B).

6.2. SPWM έλεγχος

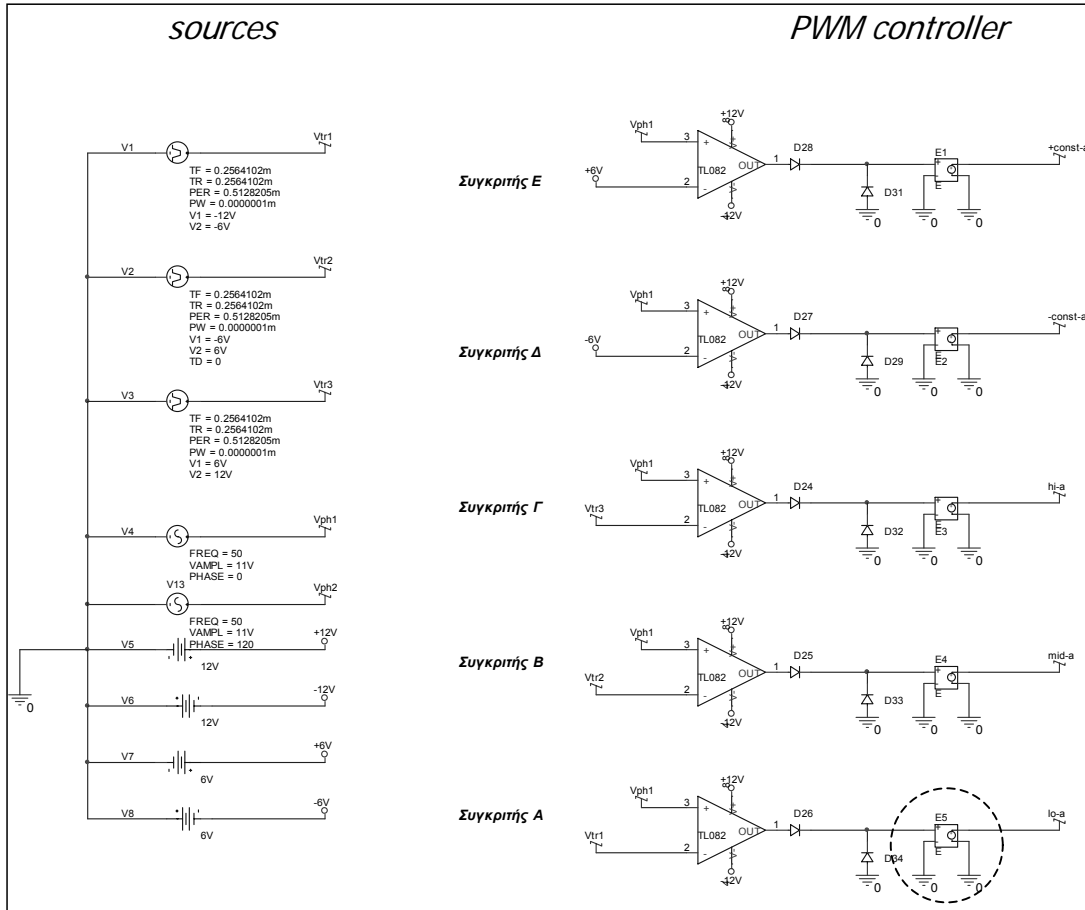
Στο στάδιο του SPWM ελεγκτή χρησιμοποιούνται τρεις ημιτονικές κυματομορφές αναφοράς συχνότητας 50 Hz και πλάτους $A_R=11$ Volts. Η καθεμία από τις τρεις κυματομορφές αναφοράς αντιστοιχεί σε μία από τις φάσεις του τριφασικού συστήματος, συνεπώς η δεύτερη ημιτονική κυματομορφή βρίσκεται σε διαφορά φάσης 120° ως προς την πρώτη και η τρίτη ημιτονική κυματομορφή βρίσκεται σε διαφορά φάσης 240° ως προς την πρώτη. Οι φέρουσες κυματομορφές είναι τρεις διότι επιθυμούμε την παραγωγή τεσσάρων επιπέδων φασικής τάσης εξόδου. Πρόκειται για τριγωνικές κυματομορφές συχνότητας 1950 Hz οι οποίες χορηγούνται εν φάσει στο σύστημα (*phase disposition*). Άρα, η διάταξη ελέγχου ανήκει στην κατηγορία PD-SPWM. Τα πλάτη των τριών κυματομορφών φορέα πρέπει να είναι τέτοια ώστε να ικανοποιείται κάποια συμμετρία στη δημιουργία των επιπέδων τάσης. Αν A_C είναι η μέγιστη τιμή των κυματομορφών φορέα, σχεδιάζουμε τις γεννήτριες τριγωνικών κυματομορφών ώστε:

- η πρώτη τριγωνική κυματομορφή φορέα (V_{tr1}) να εκτείνεται από $-A_C$ έως $-0.5A_C$.
- η δεύτερη τριγωνική κυματομορφή φορέα (V_{tr2}) να εκτείνεται από $-0.5A_C$ έως $0.5A_C$.
- η τρίτη τριγωνική κυματομορφή φορέα (V_{tr3}) να εκτείνεται από $0.5A_C$ έως A_C .

Η κάθε κυματομορφή φορέα συγκρίνεται με κάθε κυματομορφή αναφοράς με αποτέλεσμα να απαιτούνται τρεις τελεστικοί ενισχυτές ανά φάση: ο συγκριτής A για τη σύγκριση $V_{tr1} - V_{REF}$, ο συγκριτής B για τη σύγκριση $V_{tr2} - V_{REF}$ και ο συγκριτής Γ για τη σύγκριση $V_{tr3} - V_{REF}$ (με αναφορά στη φάση A). Ωστόσο, απαιτείται και ένα δεύτερο επίπεδο ελέγχου το οποίο θα είναι υπεύθυνο για το ποια κυματομορφή φορέα θα ενεργοποιείται κάθε φορά. Αυτό καθορίζεται από τη σύγκριση της κυματομορφής αναφοράς με δύο dc τάσεις, με τιμές $0.5A_C$ και $-0.5A_C$ ³⁹. **Τελικά, απαιτούνται πέντε τελεστικοί ενισχυτές ανά φάση για την υλοποίηση του SPWM ελεγκτή της προτεινόμενης τοπολογίας.**

³⁹ Ο λόγος για τη μικρή αυτή διαφοροποίηση της SPWM διαμόρφωσης θα φανεί καλύτερα στην επόμενη παράγραφο, κατά τον καθορισμό των επιπέδων τάσης εξόδου.

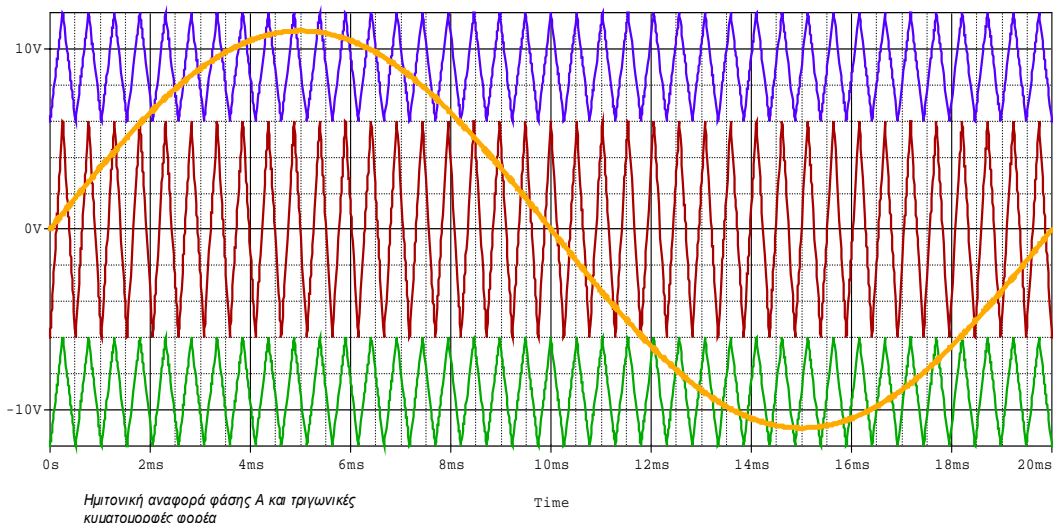
Επιλέγουμε $A_c = 12$ Volts έτσι ώστε να επιτευχθεί υψηλός δείκτης διαμόρφωσης. Ο δείκτης διαμόρφωσης μεταβάλλεται όσο αυξομειώνουμε το πλάτος των ημιτόνων αναφοράς και παράλληλα μεταβάλλεται και η RMS τιμή των εξόδων. Συνοψίζοντας, ο SPWM έλεγχος διενεργείται με $F_{nc} = 39$ και $M = 0.917$. Στο σχήμα 6.2 φαίνεται η διάταξη στην σχεδιαστική επιφάνεια του SPICE και στα σχήματα 6.3 – 6.8 απεικονίζονται όλες οι σχετιζόμενες κυματομορφές για μία περίοδο λειτουργίας.



Σχήμα 6.2

Στάδιο SPWM ελέγχου για τη φάση A.

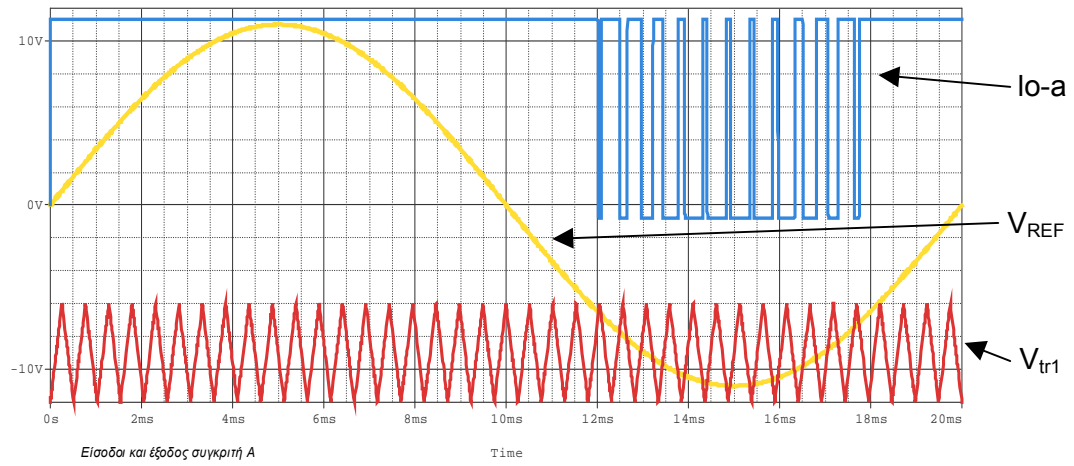
Το κυκλωμένο στοιχείο, και όλα τα ίδια του, ονομάζεται απομονωτής και προσφέρει γαλβανική απομόνωση στο ψηφιακό τμήμα του κυκλώματος που ακολουθεί.



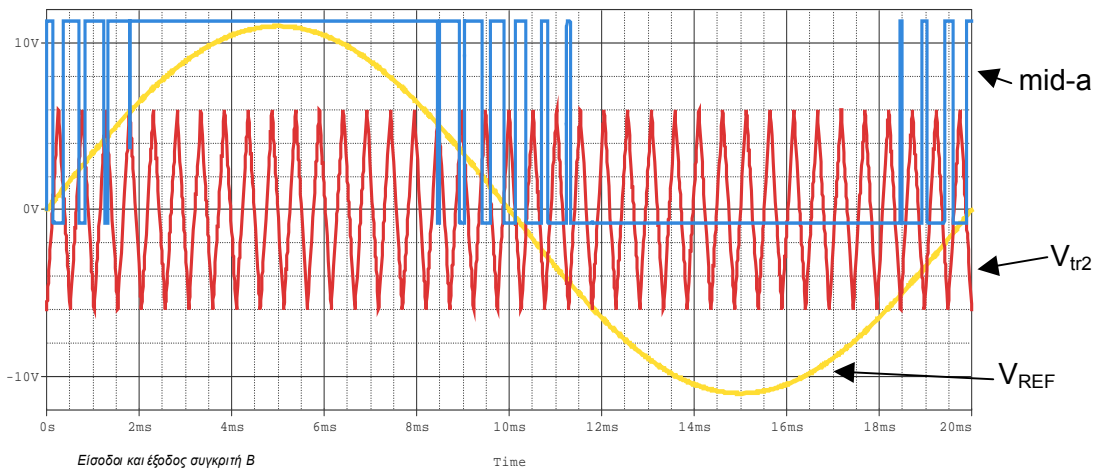
Σχήμα 6.3

Ημίτονο αναφοράς φάσης A και κυματομορφές φορέα:

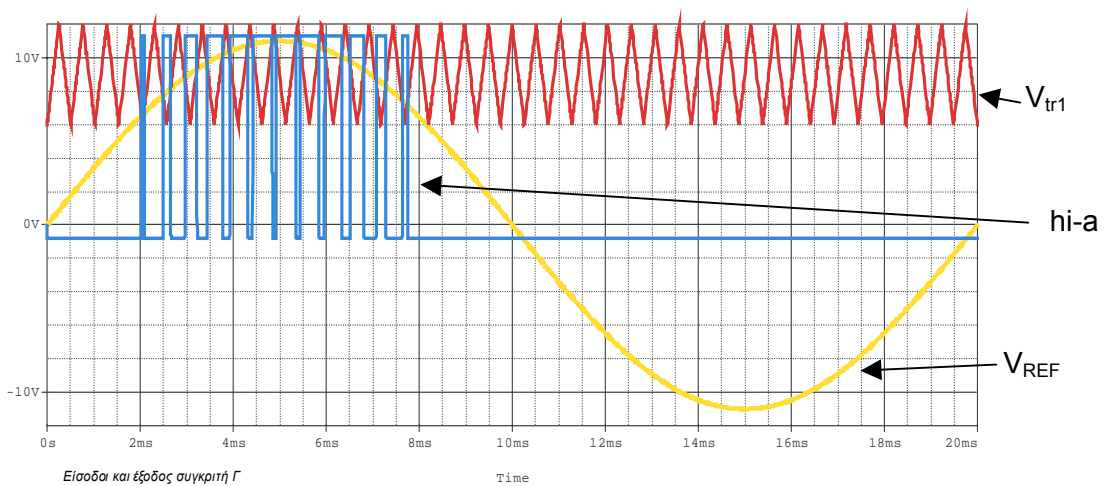




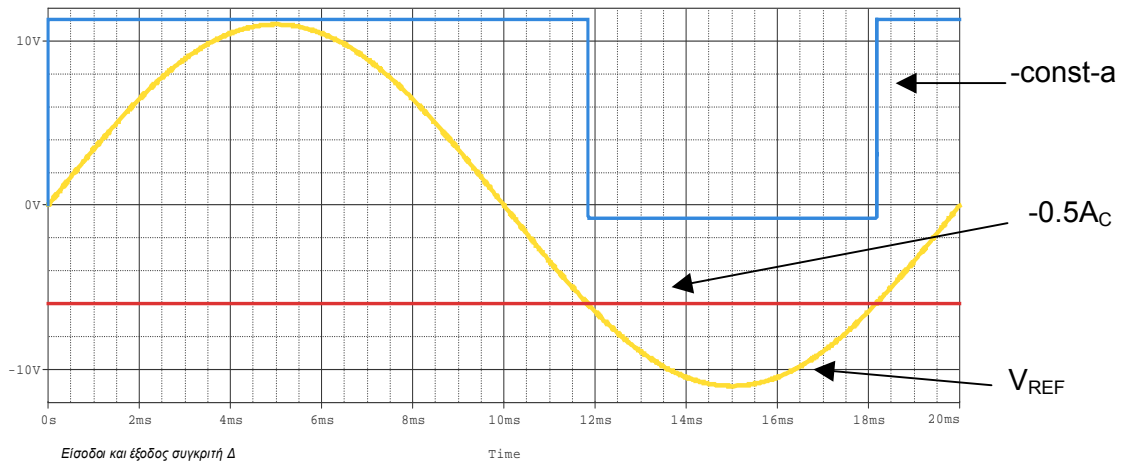
Σχήμα 6.4
 Σύγκριση $V_{tr1} - V_{REF}$ και SPWM παλμοσειρά εξόδου I_{o-a}



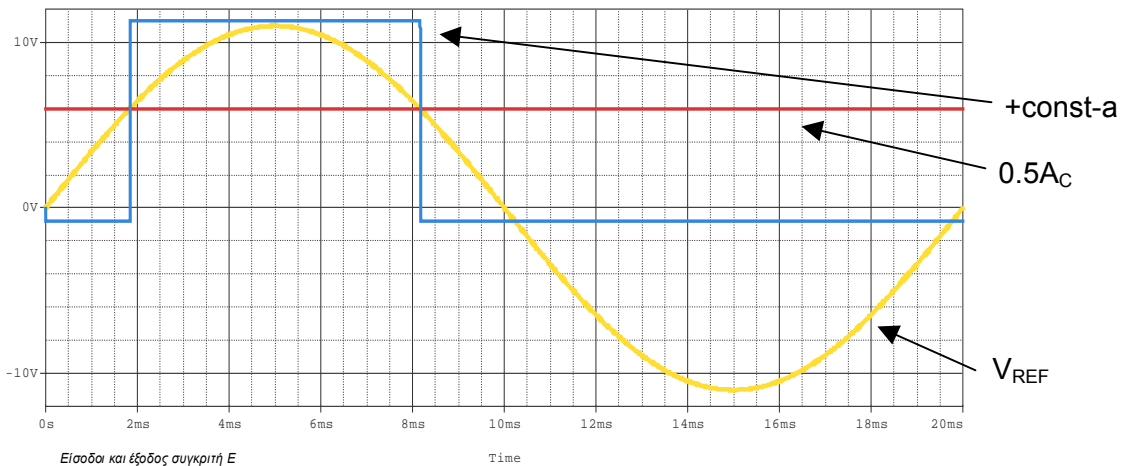
Σχήμα 6.5
 Σύγκριση $V_{tr2} - V_{REF}$ και SPWM παλμοσειρά εξόδου $mid-a$



Σχήμα 6.6
 Σύγκριση $V_{tr3} - V_{REF}$ και SPWM παλμοσειρά εξόδου $hi-a$



Σχήμα 6.7

Σύγκριση $-0.5A_C - V_{REF}$ και παλμοσειρά εξόδου $-const-a$ 

Σχήμα 6.8

Σύγκριση $0.5A_C - V_{REF}$ και παλμοσειρά εξόδου $+const-a$

6.3. Αναγνώριση-καθορισμός επιθυμητών επιπέδων τάσης

Το στάδιο αυτό αποτελεί το τμήμα ψηφιακής λογικής του συστήματος. Οι πέντε έξοδοι του SPWM ελέγχου για τη φάση A, *hi-a*, *mid-a*, *lo-a*, $+const-a$, $-const-a$, συνθέτουν συνδυαστικά καθένα από τα τέσσερα επιθυμητά επίπεδα φασικής τάσης εξόδου. Θεωρούμε αφ' ενός τις διακοπτικές μεταβάσεις που προσδοκούμε να λαμβάνουν χώρα κατά τη λειτουργία της διάταξης: $\{+V_{DC}/2\} \rightarrow \{+V_{DC}/4\}$, $\{+V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/4\}$, $\{-V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/2\}$.

Αφ' ετέρου, ο SPWM έλεγχος στην ουσία έχει διαιρέσει την περιοχή τιμών των εξόδων σε τρεις ζώνες: $\{A_c\} \rightarrow \{0.5A_c\}$, $\{0.5A_c\} \rightarrow \{-0.5A_c\}$, $\{-0.5A_c\} \rightarrow \{-A_c\}$. **Η κάθε SPWM ζώνη τιμών ελέγχει την αντίστοιχη διακοπτική μετάβαση.** Οι ζώνες αυτές οριοθετούνται από τις παλμοσειρές $+const-a$, $-const-a$, και αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο διαφοροποιήθηκε η τυπική SPWM διαδικασία με την προσθήκη δύο επιπλέον συγκρίσεων (συγκριτές Δ, Ε). Για παράδειγμα, η μορφή της SPWM παλμοσειράς mid-a θα καθορίσει τόσο το φασματικό περιεχόμενο όσο και την RMS τιμή του τμήματος $\{+V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/4\}$ των παλμών εξόδου για τη φάση Α κ.ο.κ. Πιο συγκεκριμένα, καλούμαστε να υλοποιήσουμε τις παρακάτω λογικές πράξεις:

Μετάβαση $\{+V_{DC}/2\} \rightarrow \{+V_{DC}/4\}$

- Παλμοσειρά ελέγχου επιπέδου $\{+V_{DC}/2\} \equiv (hi-a) \cdot (+const-a)$
- Παλμοσειρά ελέγχου επιπέδου $\{+V_{DC}/4\} (A) \equiv (\overline{hi-a}) \cdot (+const-a)$

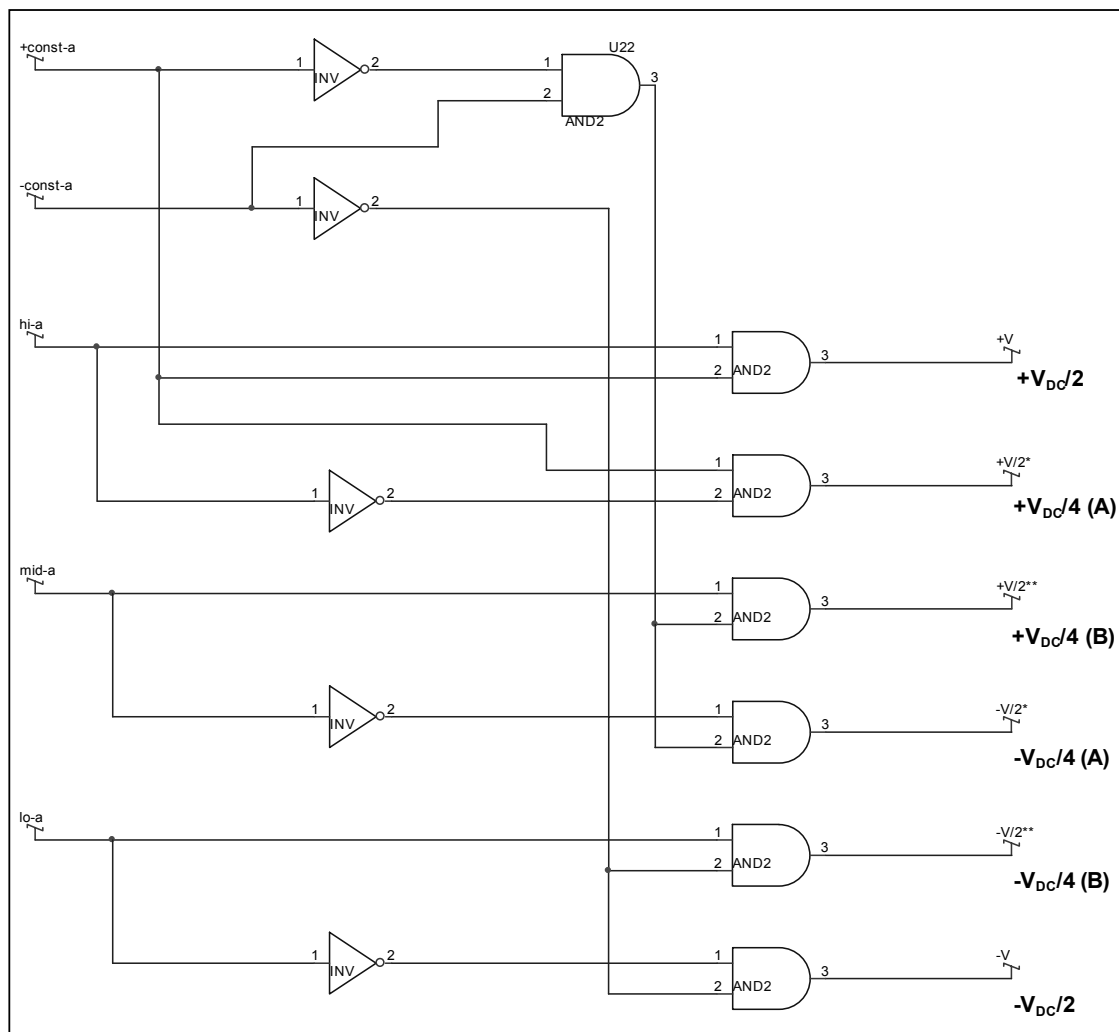
Μετάβαση $\{+V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/4\}$

- Παλμοσειρά ελέγχου επιπέδου $\{+V_{DC}/4\} (B) \equiv (mid-a) \cdot [(+const-a) \cdot (-const-a)]$
- Παλμοσειρά ελέγχου επιπέδου $\{-V_{DC}/4\} (A) \equiv (\overline{mid-a}) \cdot [(+const-a) \cdot (-const-a)]$

Μετάβαση $\{-V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/2\}$

- Παλμοσειρά ελέγχου επιπέδου $\{-V_{DC}/4\} (B) \equiv (lo-a) \cdot (\overline{-const-a})$
- Παλμοσειρά ελέγχου επιπέδου $\{-V_{DC}/2\} \equiv (\overline{lo-a}) \cdot (\overline{-const-a})$

Το συνδυαστικό κύκλωμα στο SPICE φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 6.9.



Σχήμα 6.9

Συνδυαστικό κύκλωμα για την υλοποίηση των λογικών πράξεων που καθορίζουν τα επιθυμητά επίπεδα φασικής τάσης εξόδου.

6.4. Υλοποίηση διακοπτικών στρατηγικών

Το θεωρητικό υπόβαθρο για τη μελέτη και το σχεδιασμό των διαφόρων διακοπτικών στρατηγικών έχει αναπτυχθεί στην παράγραφο 3.5. Εδώ, θα χρησιμοποιήσουμε έτοιμα τα συμπεράσματα που εξήχθησαν για να προσομοιώσουμε και να αξιολογήσουμε τους εναλλακτικούς συνδυασμούς έναυσης και σβέσης των διακοπτικών στοιχείων, με κριτήριο το μέγεθος των απωλειών ισχύος με το οποίο κάθε συνδυασμός επιβαρύνει το σύστημα. Θα χρησιμοποιούμε κοινή διακοπτική στρατηγική για κάθε φάση του συστήματος για να καλύψουμε και την περίπτωση ανισοκατανομής των απωλειών και ανάμεσα στις φάσεις. Με βάση τον γράφο των διακοπτικών στρατηγικών (σελ.60) και τον πίνακα 3.6 (σελ.59), μπορούμε να καταστρώσουμε τον παρακάτω πίνακα 6.1 ο οποίος περιέχει τους συνδυασμούς διακοπτικών που ελέγχουν τη δημιουργία κάθε επιπέδου φασικής τάσης εξόδου, για κάθε μία από τις τέσσερις αποδοτικές διακοπτικές στρατηγικές.

Διακοπτική στρατηγική Παραγωγή επιπέδου τάσης	Δ.Σ.1	Δ.Σ.2	Δ.Σ.3	Δ.Σ.4
	<i>Συνδυασμοί διακοπών που ελέγχουν κάθε επίπεδο τάσης</i>			
+V_{DC}/2	S1 , S2 , S7	S1 , S2 , S7	S1 , S2 , S7	S1 , S2 , S5
+V_{DC}/4 (A)	S2 , S5 , S7	S2 , S5 , S7	S2 , S5 , S7	S2 , S5 , S7
+V_{DC}/4 (B)	S2 , S5 , S7	S2 , S5 , S7	S3 , S6 , S7	S3 , S6 , S7
-V_{DC}/4 (A)	S2 , S5 , S8	S2 , S5 , S8	S3 , S6 , S8	S3 , S6 , S8
-V_{DC}/4 (B)	S3 , S6 , S8	S3 , S6 , S8	S3 , S6 , S8	S3 , S6 , S8
-V_{DC}/2	S3 , S4 , S6	S3 , S4 , S8	S3 , S4 , S8	S3 , S4 , S8

Πίνακας 6.1
(με αναφορά πάντα στη φάση A)

Η υλοποίηση των διακοπτικών στρατηγικών έγκειται στην εύρεση των παλμοσειρών εκείνων που θα αποτελέσουν το σήμα πύλης για κάθε ένα από τα διακοπτικά στοιχεία της διάταξης. Από τον πίνακα 6.1 και από τα όσα αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, φαίνεται ότι οι παλμοσειρές ελέγχου για κάθε IGBT προκύπτουν ως το προϊόν λογικών αθροισμάτων μεταξύ των σημάτων καθορισμού των επιπέδων φασικής τάσης εξόδου. Πιο συγκεκριμένα, εκτελούνται οι παρακάτω λογικές πράξεις:

Δ.Σ. 1

Παλμοσειρά ελέγχου S1 $\equiv (+V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S2 $\equiv (+V_{DC}/2) + (+V_{DC}/4 (A)) + (+V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/4 (A))$

Παλμοσειρά ελέγχου S3 $\equiv (-V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/2)$

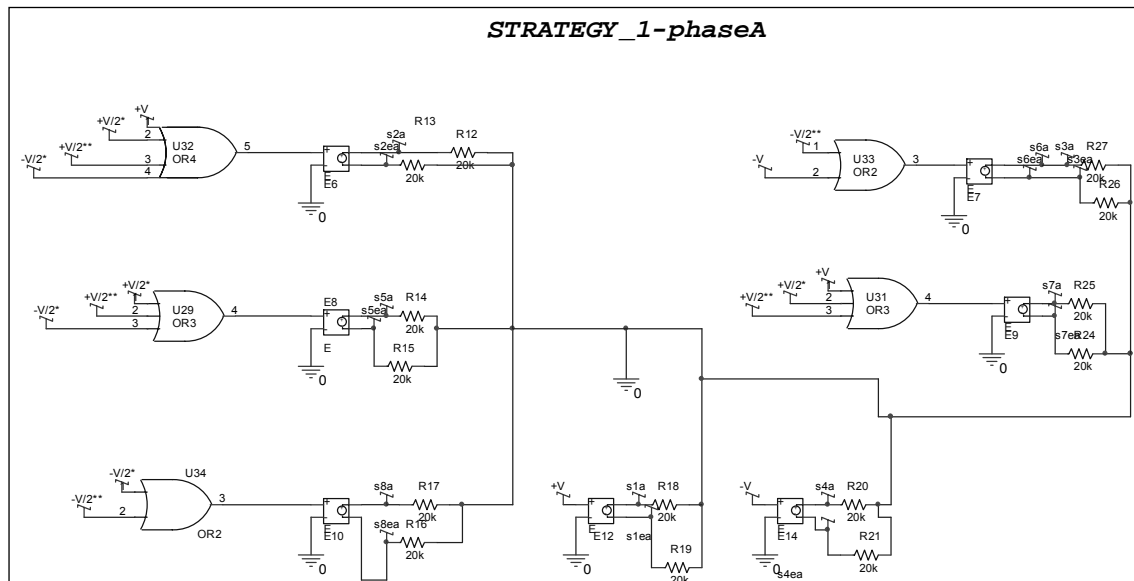
Παλμοσειρά ελέγχου S4 $\equiv (-V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S5 $\equiv (+V_{DC}/4 (A)) + (+V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/4 (A))$

Παλμοσειρά ελέγχου S6 $\equiv (-V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S7 $\equiv (+V_{DC}/2) + (+V_{DC}/4 (A)) + (+V_{DC}/4 (B))$

Παλμοσειρά ελέγχου S8 $\equiv (-V_{DC}/4 (A)) + (-V_{DC}/4 (B))$



Σχήμα 6.10
 Κυκλωματική αναπαράσταση της διακοπτικής στρατηγικής 1

Δ.Σ. 2

Παλμοσειρά ελέγχου S1 $\equiv (+V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S2 $\equiv (+V_{DC}/2) + (+V_{DC}/4 (A)) + (+V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/4 (A))$

Παλμοσειρά ελέγχου S3 $\equiv (-V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/2)$

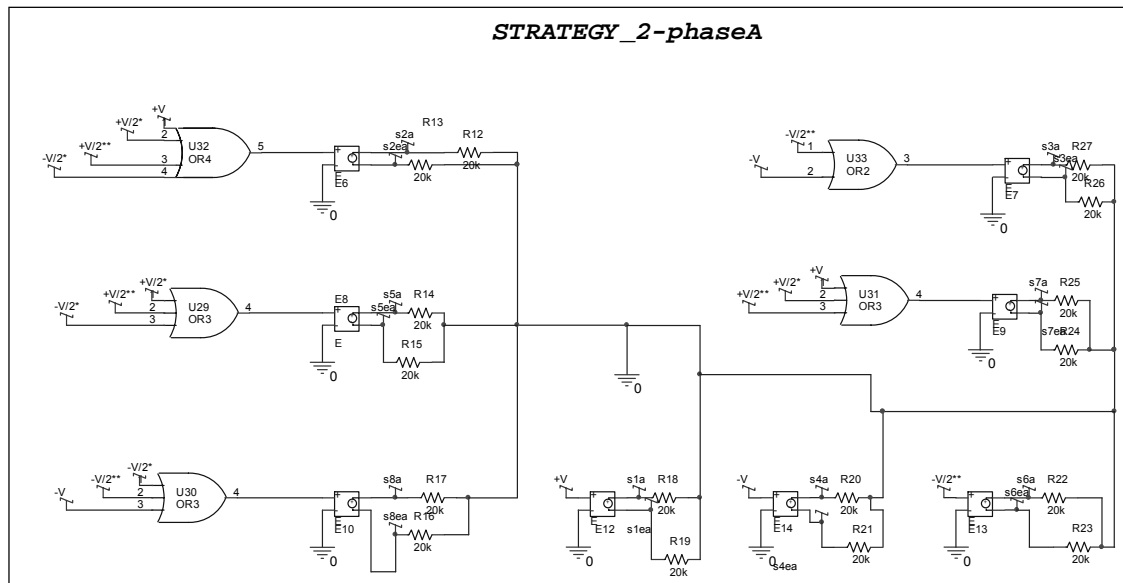
Παλμοσειρά ελέγχου S4 $\equiv (-V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S5 $\equiv (+V_{DC}/4 (A)) + (+V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/4 (A))$

Παλμοσειρά ελέγχου S6 $\equiv (-V_{DC}/4 (B))$

Παλμοσειρά ελέγχου S7 $\equiv (+V_{DC}/2) + (+V_{DC}/4 (A)) + (+V_{DC}/4 (B))$

Παλμοσειρά ελέγχου S8 $\equiv (-V_{DC}/4 (A)) + (-V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/2)$



Σχήμα 6.11
 Κυκλωματική αναπαράσταση της διακοπτικής στρατηγικής 2

Δ.Σ. 3

Παλμοσειρά ελέγχου S1 $\equiv (+V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S2 $\equiv (+V_{DC}/2) + (+V_{DC}/4 (A))$

Παλμοσειρά ελέγχου S3 $\equiv (+V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/4 (A)) + (-V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/2)$

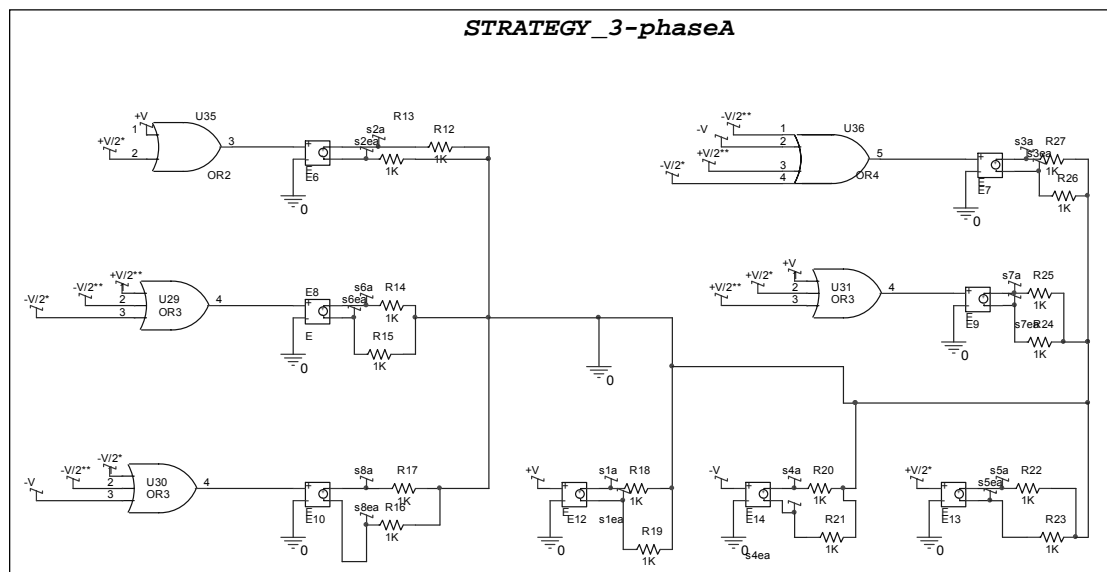
Παλμοσειρά ελέγχου S4 $\equiv (-V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S5 $\equiv (+V_{DC}/4 (A))$

Παλμοσειρά ελέγχου S6 $\equiv (+V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/4 (A)) + (-V_{DC}/4 (B))$

Παλμοσειρά ελέγχου S7 $\equiv (+V_{DC}/2) + (+V_{DC}/4 (A)) + (+V_{DC}/4 (B))$

Παλμοσειρά ελέγχου S8 $\equiv (-V_{DC}/4 (A)) + (-V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/2)$



Σχήμα 6.12
 Κυκλωματική αναπαράσταση της διακοπτικής στρατηγικής 3

Δ.Σ. 4

Παλμοσειρά ελέγχου S1 $\equiv (+V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S2 $\equiv (+V_{DC}/2) + (+V_{DC}/4 (A))$

Παλμοσειρά ελέγχου S3 $\equiv (+V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/4 (A)) + (-V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/2)$

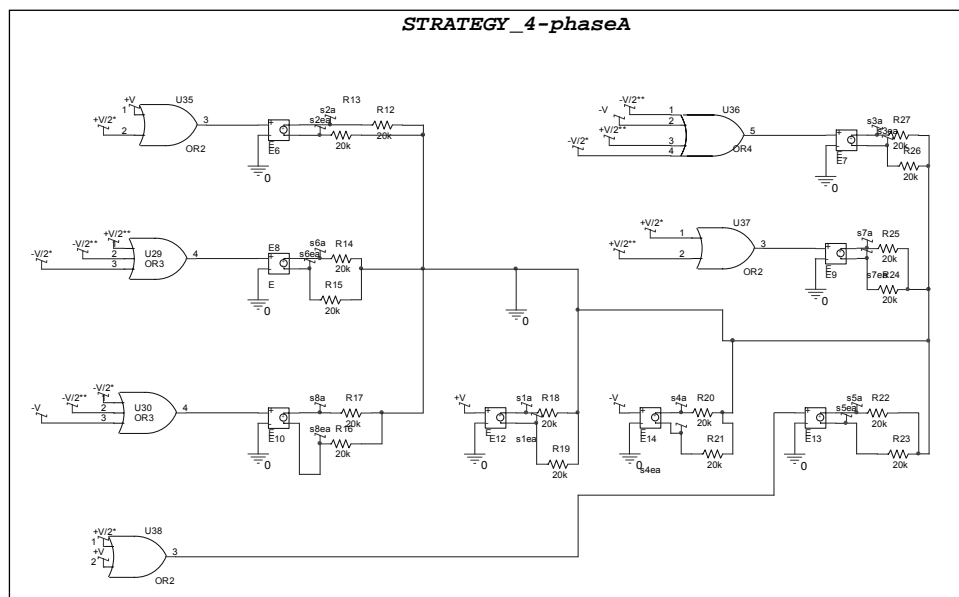
Παλμοσειρά ελέγχου S4 $\equiv (-V_{DC}/2)$

Παλμοσειρά ελέγχου S5 $\equiv (+V_{DC}/2) + (+V_{DC}/4 (A))$

Παλμοσειρά ελέγχου S6 $\equiv (+V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/4 (A)) + (-V_{DC}/4 (B))$

Παλμοσειρά ελέγχου S7 $\equiv (+V_{DC}/4 (A)) + (+V_{DC}/4 (B))$

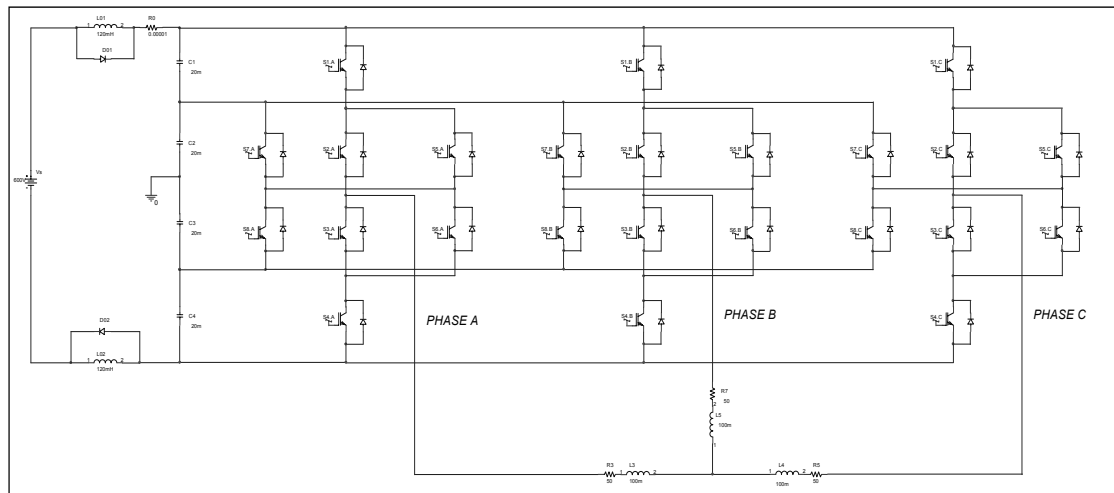
Παλμοσειρά ελέγχου S8 $\equiv (-V_{DC}/4 (A)) + (-V_{DC}/4 (B)) + (-V_{DC}/2)$



Σχήμα 6.13
 Κυκλωματική αναπαράσταση της διακοπτικής στρατηγικής 4

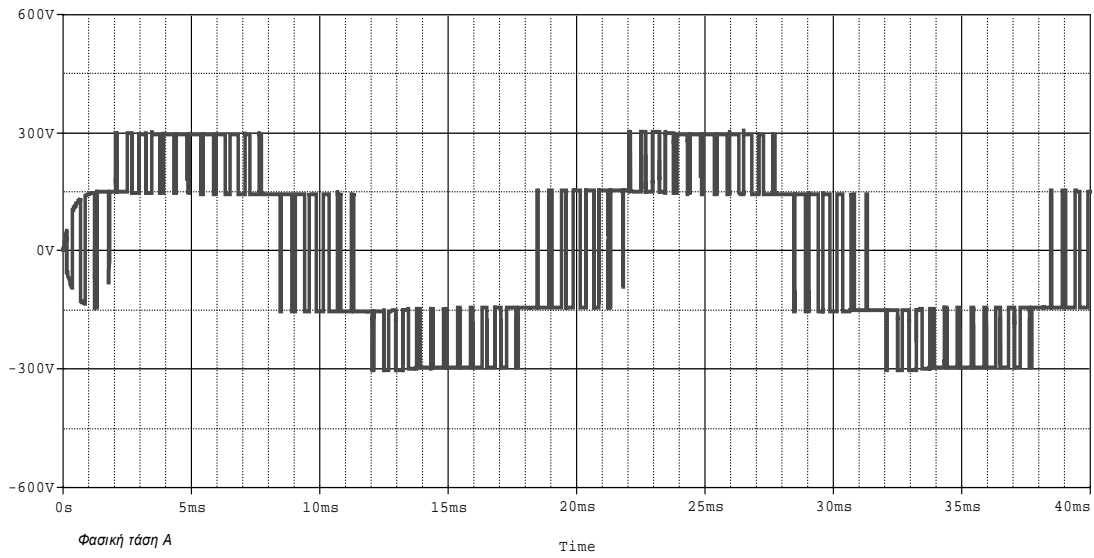
6.5. Αντιστροφέας ισχύος

Η λειτουργία και τα χαρακτηριστικά του αντιστροφέα έχουν περιγραφεί σε προηγούμενες παραγράφους και σε προηγούμενα κεφάλαια. Στην παράγραφο αυτή θα παρατεθούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της διάταξης στο SPICE, με dc τάση τροφοδοσίας 600 Volts και συμμετρικό τριφασικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα με σύνθετη αντίσταση 58.26Ω και $\cos\phi = 0.86$ ($R=50\Omega$, $L=100\text{mH}$) ανά φάση. Οι γραφικές παραστάσεις απεικονίζονται για δύο περιόδους.



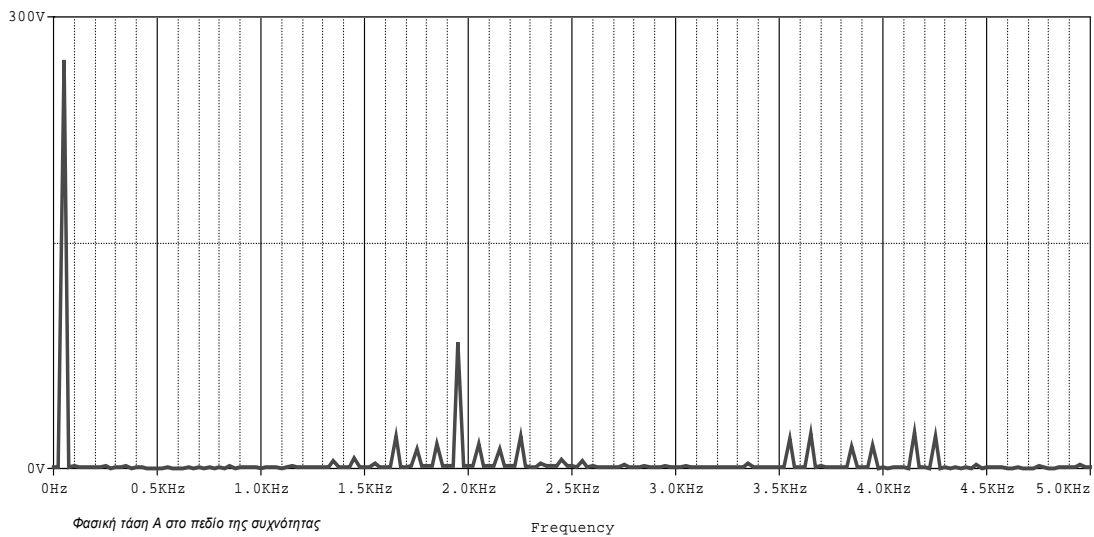
Σχήμα 6.14
Κύκλωμα ισχύος του προτεινόμενου αντιστροφέα

Στα σχήματα 6.15 έως 6.20 παρουσιάζονται οι κυματομορφές των τάσεων και ρευμάτων εξόδου.



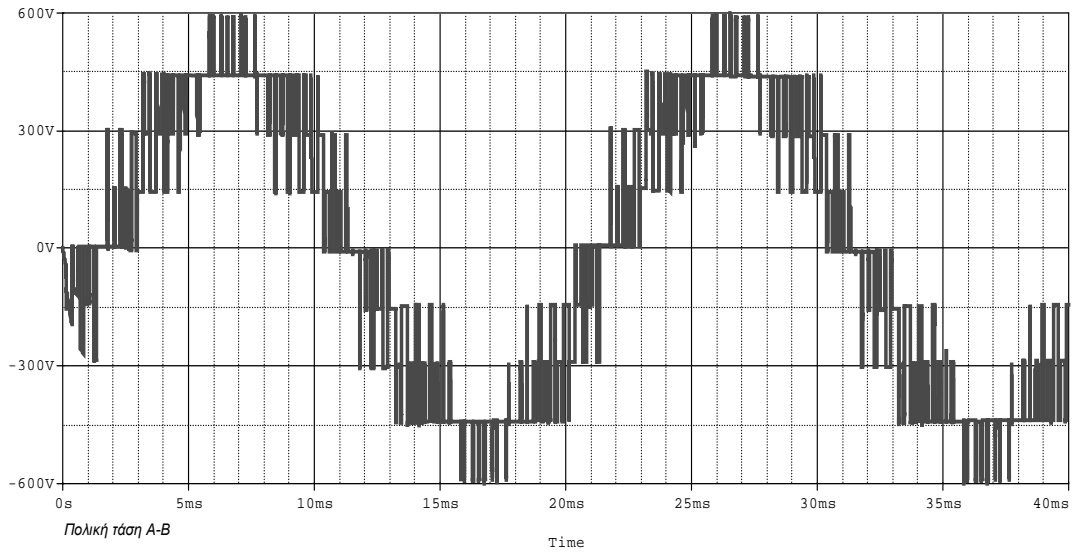
Σχήμα 6.15

Θεωρητικά αναμενόμενη φασική τάση εξόδου A.
Παρατηρούμε τη δημιουργία των τεσσάρων επιθυμητών επιπέδων,
 $+V_{Dc}/2$ (300 Volts), $+V_{Dc}/4$ (150 Volts), $-V_{Dc}/4$ (-150 Volts), $-V_{Dc}/2$ (-300 Volts)

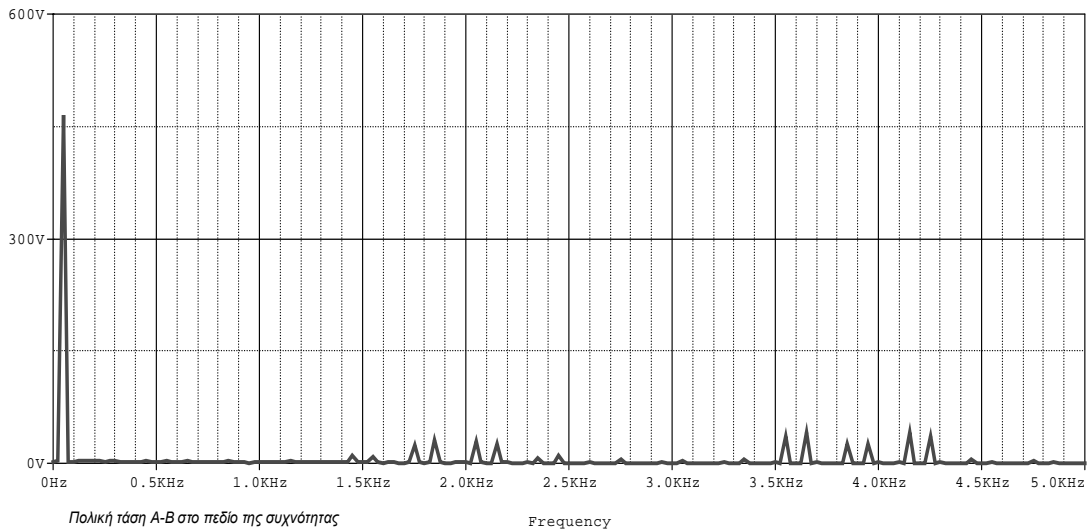


Σχήμα 6.16

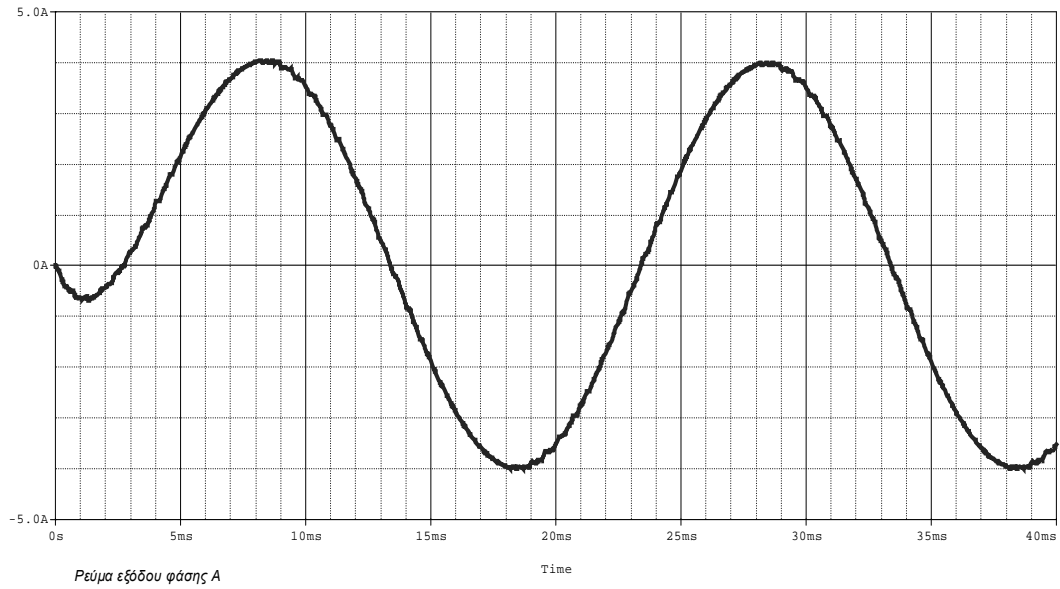
Θεωρητικά αναμενόμενο φάσμα φασικής τάσης εξόδου A.



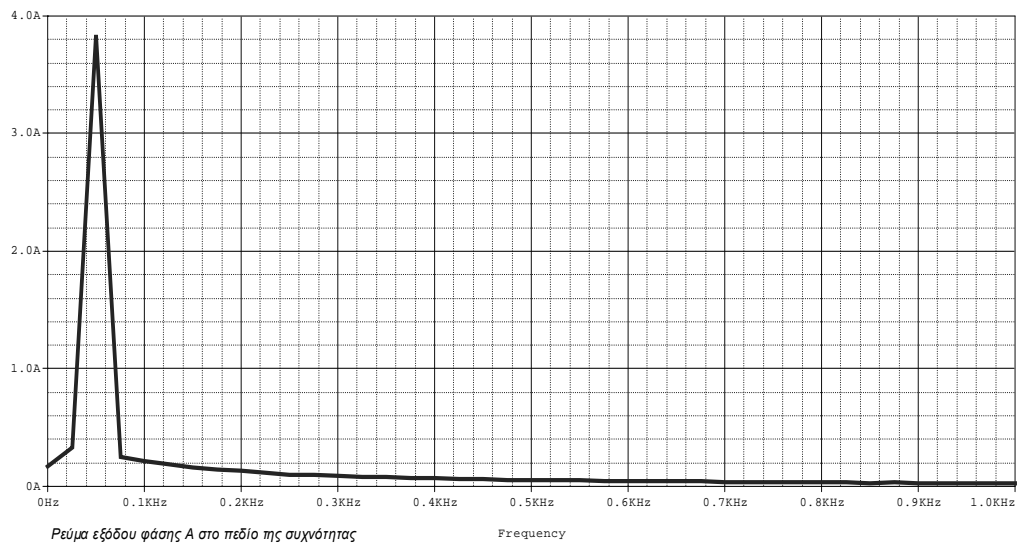
Σχήμα 6.17
Θεωρητικά αναμενόμενη πολική τάση εξόδου A-B.
Τα επίπεδα πλέον είναι $2s+1=9$



Σχήμα 6.18
Θεωρητικά αναμενόμενο φάσμα πολικής τάσης εξόδου A-B.
Παρατηρούμε την εξάλειψη της κυριαρχούσας αρμονικής της φασικής τάσης στην ανηγμένη συχνότητα
 $F_{nc} = 39$



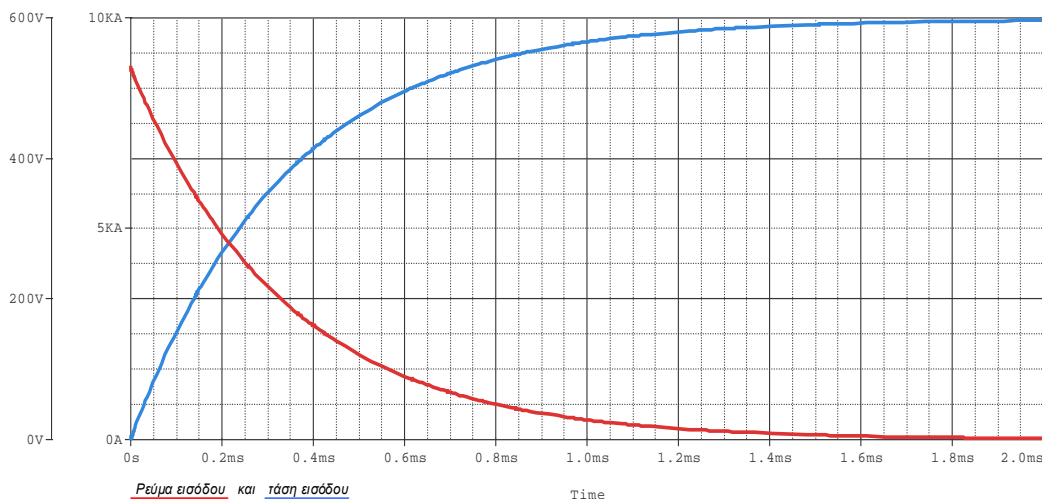
Σχήμα 6.19
Θεωρητικά αναμενόμενο ρεύμα εξόδου φάσης A (για ωμικό-επαγωγικό φορτίο)



Σχήμα 6.20
Θεωρητικά αναμενόμενο φάσμα ρεύματος εξόδου φάσης A

Οι παραπάνω κυματομορφές αποτελούν τις εξόδους του συστήματος όπως προκύπτουν από τα θεωρητικά στοιχεία που έχουν αναπτυχθεί σε προηγούμενα κεφάλαια. Λόγω της δυσκολίας που παρουσιάζει η σχεδιαστική απεικόνιση των θεωρητικά αναμενόμενων κυματομορφών, χρησιμοποιήθηκε η αναπαράσταση τους βάσει των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης, που ούτως ή άλλως τις προσεγγίζουν βέλτιστα. Από εδώ και στο εξής, όλες οι εμφανιζόμενες κυματομορφές αφορούν στα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

Στο σημείο αυτό, οφείλουμε να παρατηρήσουμε ότι κατά την έναρξη της λειτουργίας του κυκλώματος, το ρεύμα στην είσοδο παίρνει πάρα πολύ μεγάλη τιμή (τάξης των KA) και κατόπιν μειώνεται (κατά προσέγγιση εκθετικά) έως ότου να αποκατασταθεί στην κανονική περιοχή λειτουργίας του κυκλώματος μετά την πάροδο 1-3 msec. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται **φαινόμενο συρρέοντος ρεύματος έναυσης (inrush current)** και μπορεί να προξενήσει σημαντικές δυσλειτουργίες στη διάταξη. Ωστόσο, υπάρχει τρόπος αντιμετώπισης, με τους λεγόμενους **περιοριστές συρρέοντος ρεύματος έναυσης (inrush current limiters)**. Είναι ευνόητο ότι το συρρέον ρεύμα έναυσης επηρεάζει και τις τάσεις στα διάφορα σημεία του κυκλώματος μέχρι να επέλθει αποκατάσταση στο σημείο λειτουργίας του κυκλώματος. Γι' αυτόν το λόγο παρατηρούμε σε όλα τα προηγούμενα γραφήματα τάσεων ότι η τάση δεν αποκαθίσταται άμεσα στα επιθυμητά επίπεδα αλλά αυξάνεται εκθετικά για λίγα msec από τη μηδενική τιμή έως την αναμενόμενη. Στο επόμενο σχήμα φαίνεται η εκθετική μείωση του συρρέοντος ρεύματος με την ταυτόχρονη εκθετική αύξηση της τάσης στην είσοδο της διάταξης.



Σχήμα 6.21

Καθυστέρηση στην αποκατάσταση των κυματομορφών ρεύματος και τάσης εισόδου λόγω του συρρέοντος ρεύματος έναυσης.

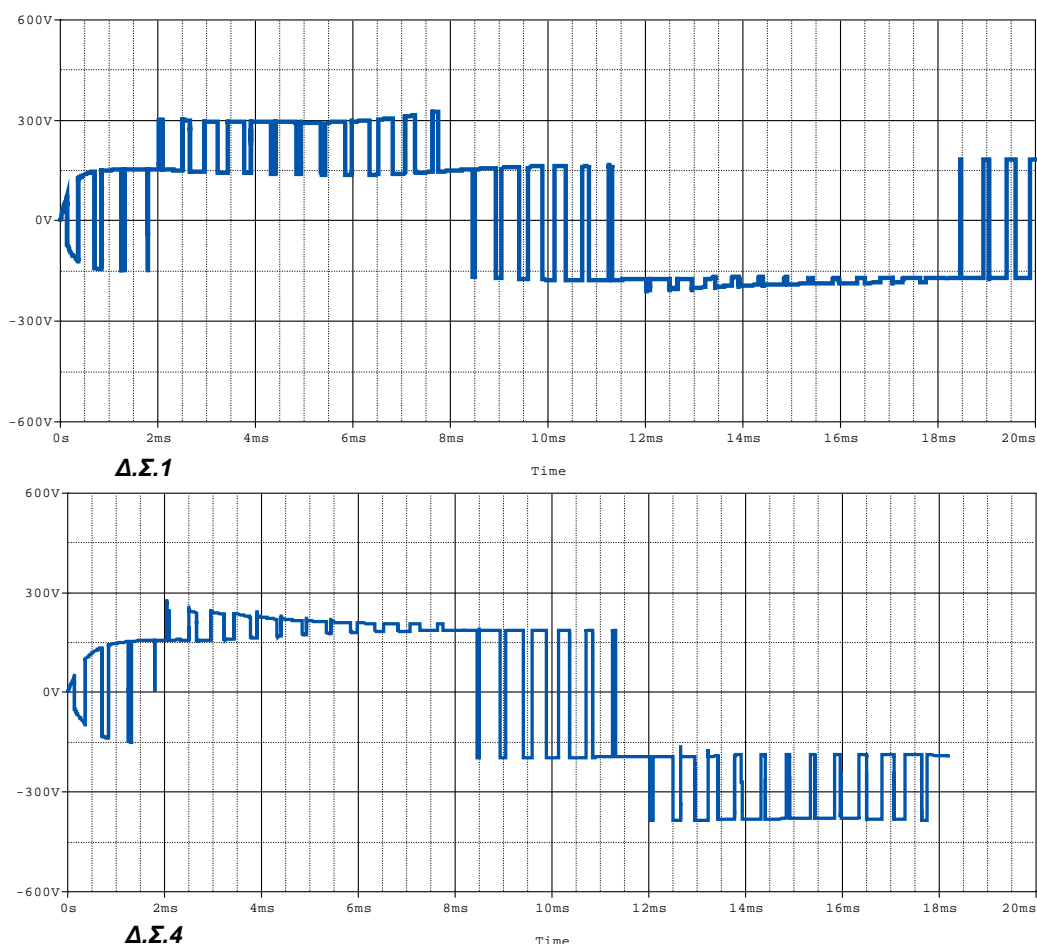
Όπως μπορούμε να διαπιστώσουμε, η μεταβατική εκθετική μεταβολή διαρκεί περίπου 2msec.

Από εδώ και στο εξής, θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά του αντιστροφέα σε συνάρτηση με τη διακοπτική στρατηγική που χρησιμοποιείται. Τα κριτήρια για να αξιολογηθούν τα αποτελέσματα της διαδικασίας αυτής είναι:

- (α) η ποιότητα των παραγόμενων εξόδων ρεύματος και τάσης ως προς τις θεωρητικά αναμενόμενες μορφές τους και
- (β) οι απώλειες ισχύος με τις οποίες η κάθε στρατηγική επιβαρύνει τη συνολική απόδοση του συστήματος αλλά και κάθε δομικό στοιχείο του ξεχωριστά.

Διακοπτικές στρατηγικές Δ.Σ.1 και Δ.Σ.4

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδειξαν ότι οι δύο αυτές διακοπτικές στρατηγικές είναι προβληματικές, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.22. Όταν ο αντιστροφέας ελέγχεται από την πρώτη ή την τέταρτη διακοπτική στρατηγική, η συμπεριφορά του δεν ικανοποιεί το κριτήριο (α). Πράγματι, διαπιστώνουμε ότι η διακοπτική στρατηγική 1 αδυνατεί να υλοποιήσει με επιτυχία τη μετάβαση $\{-V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/2\}$ ενώ η διακοπτική στρατηγική 4 αδυνατεί να υλοποιήσει με επιτυχία τη μετάβαση $\{+V_{DC}/2\} \rightarrow \{+V_{DC}/4\}$. Μία εκτίμηση για το λόγο που οδηγεί σε αυτήν την ανωμαλία προκύπτει από τον πίνακα 6.1, σελ.113, σε συνδυασμό με το ότι χρησιμοποιήθηκε η τεχνική έναυσης υπό μηδενικό ρεύμα. Παρατηρούμε ότι στην διακοπτική στρατηγική 1, για τη δημιουργία του επιπέδου $-V_{DC}/2$ τίθεται σε πρόωρη αγωγή ο διακόπτης S6, ενώ στη διακοπτική στρατηγική 4, για τη δημιουργία του επιπέδου $+V_{DC}/2$ τίθεται σε πρόωρη αγωγή ο διακόπτης S5. Από τον πίνακα των διακοπτικών στρατηγικών διαπιστώνουμε ότι οι ασφαλείς διακοπτικές στρατηγικές προϋποθέτουν την πρόωρη έναυση διακοπών (αν επιλεγεί η τεχνική αυτή) οι οποίοι είναι απαραίτητοι για τη δημιουργία των αμέσως διαδοχικών επιπέδων. Δηλαδή, για τη δημιουργία του επιπέδου $+V_{DC}/2$ επιτρέπεται⁴⁰ να θέσουμε σε πρόωρη έναυση μόνο το διακόπτη S7 ενώ για τη δημιουργία του επιπέδου $-V_{DC}/2$ επιτρέπεται να θέσουμε σε πρόωρη έναυση μόνο το διακόπτη S8. **Συνεπώς, βάσει των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης (σχήμα 6.24) απορρίπτουμε τις διακοπτικές στρατηγικές 1 και 4, και πλέον καλούμαστε να αξιολογήσουμε τις εναπομείναντες αποδοτικές διακοπτικές στρατηγικές 2 και 3.**



Σχήμα 6.22

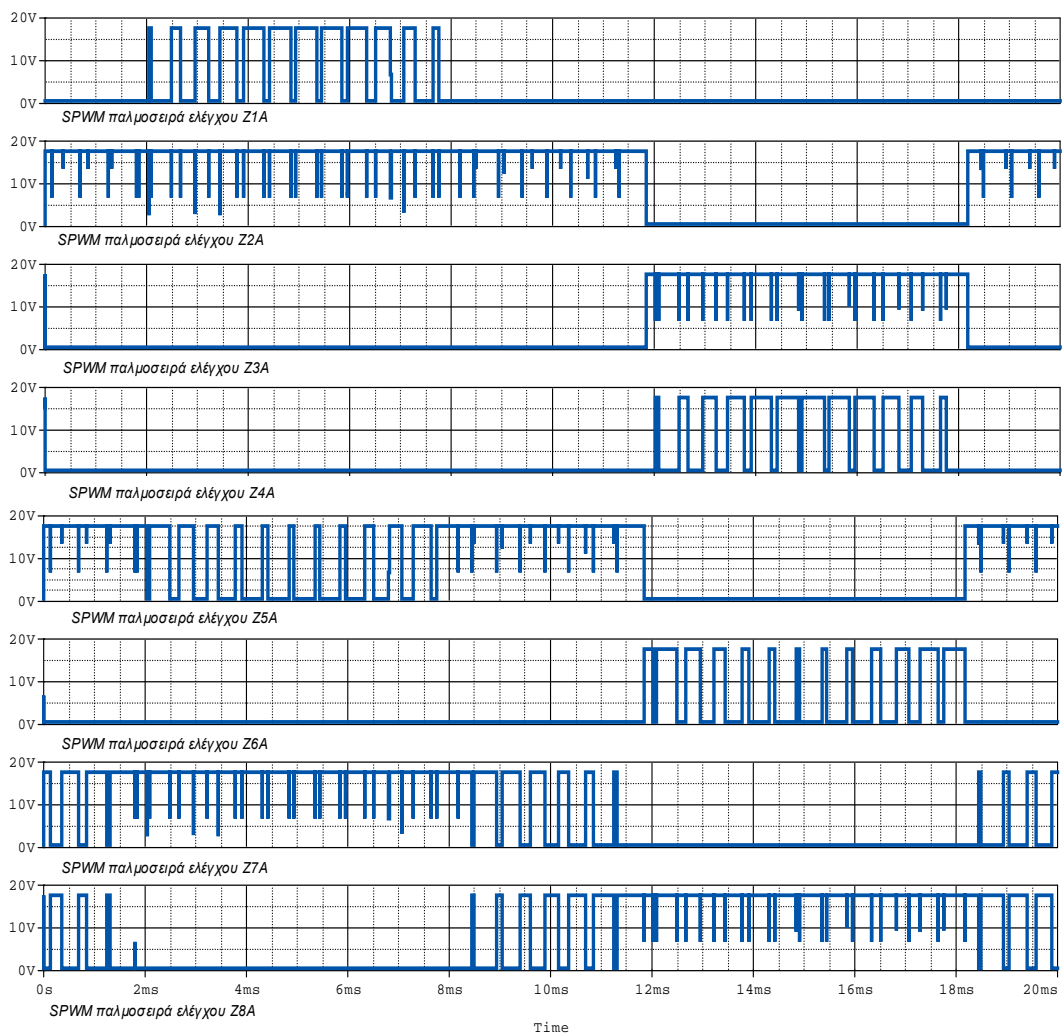
Αποτελέσματα προσομοίωσης για τις προβληματικές κυματομορφές φασικών τάσεων εξόδου των διακοπτικών στρατηγικών 1 και 4.

⁴⁰ Η παρατήρηση αυτή δεν είναι δυνατόν να τεκμηριωθεί θεωρητικά προς το παρόν, ωστόσο γίνεται μία εικασία για το λόγο που οδηγεί σε αυτό το φαινόμενο.

Διακοπτική στρατηγική Δ.Σ.2

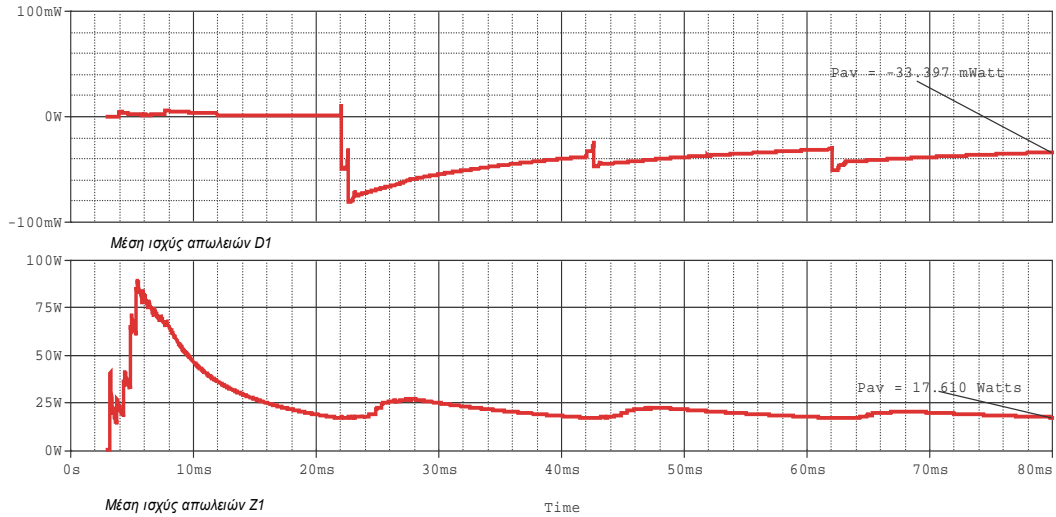
Η κυκλωματική υλοποίηση της διακοπτικής στρατηγικής 2 φαίνεται στο σχήμα 6.11, σελ.115. Οι έξοδοι του ψηφιακού σταδίου έχουν ως αποτέλεσμα την παλμοδότηση των IGBT's του αντιστροφέα ισχύος με τις παλμοσειρές πύλης, που απεικονίζονται σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, για μία περίοδο στο σχήμα 6.23 που ακολουθεί.

Στα σχήματα 6.24 έως 6.33 αναπαρίστανται οι κυματομορφές προσομοίωσης των μέσων απωλειών ισχύος στα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος (διακοπτικά και παθητικά) καθώς και η ισχύς που παρέχεται από την πηγή και η ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο.

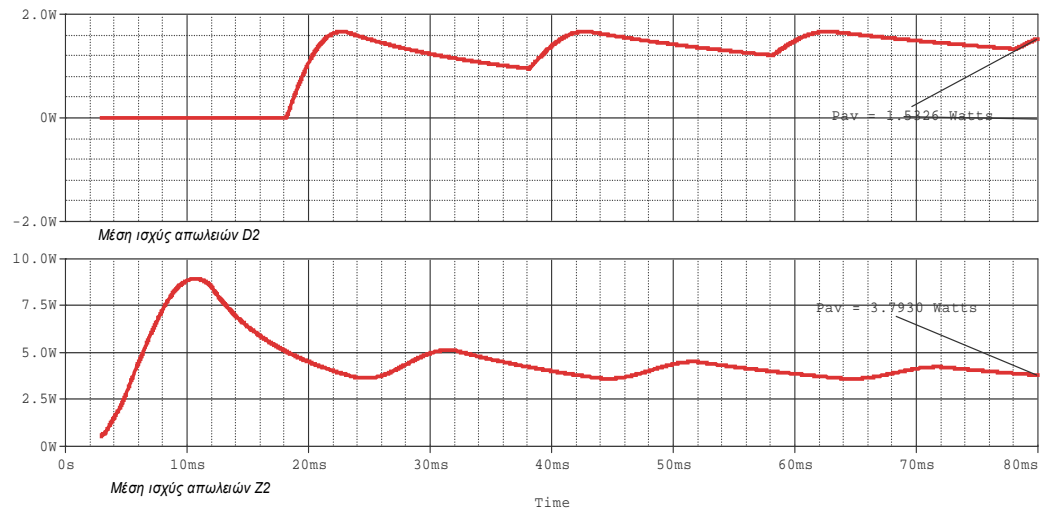


Σχήμα 6.23

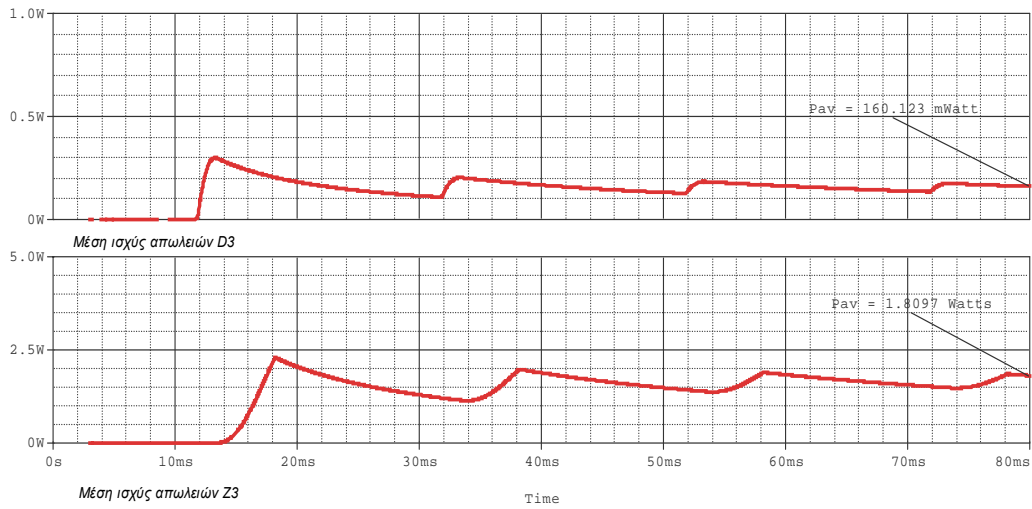
Κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων πύλης στους διακόπτες Z1-Z8, για τη διακοπτική στρατηγική 2 στη φάση A



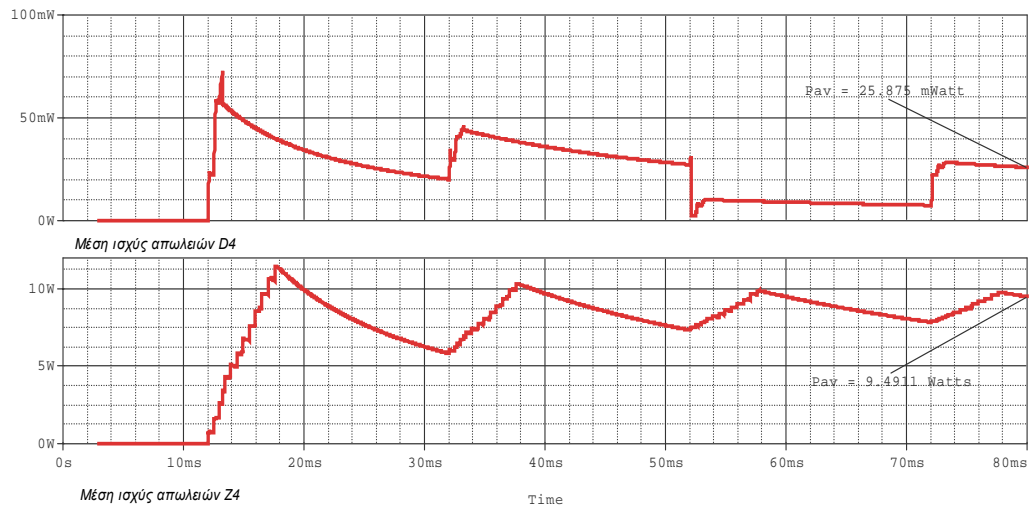
Σχήμα 6.24
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z1 : 17.610 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D1 : ≈ 0



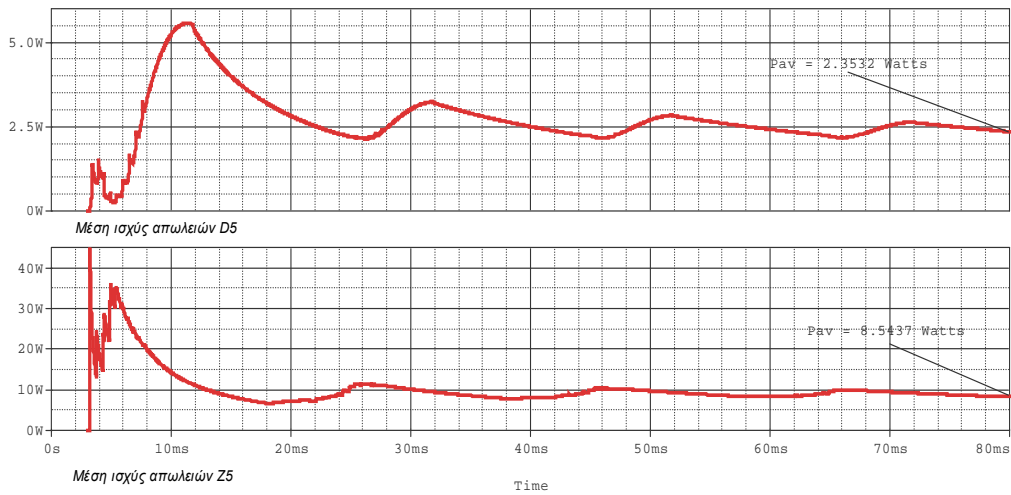
Σχήμα 6.25
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z2 : 3.7933 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D2 : 1.5226 Watts



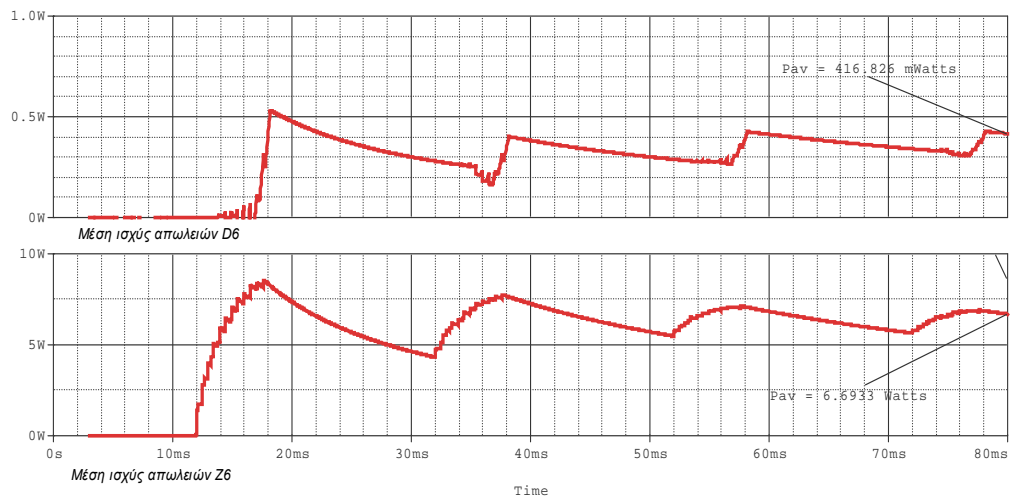
Σχήμα 6.26
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z3 : 1.8097 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D3 : ≈ 0



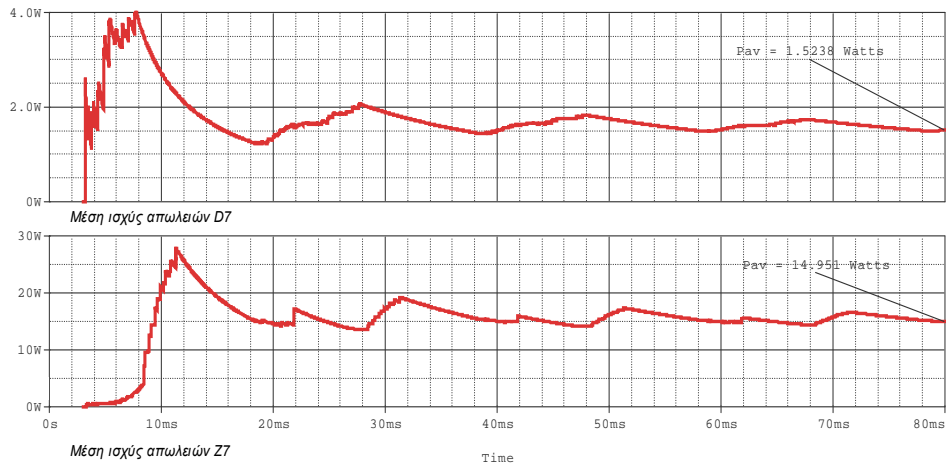
Σχήμα 6.27
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z4 : 9.4911 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D4 : ≈ 0



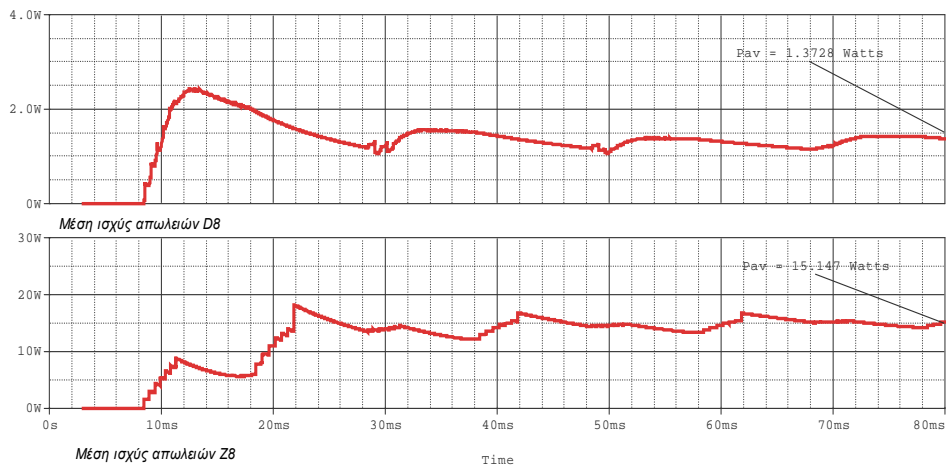
Σχήμα 6.28
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z5 : 8.5437 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιστάθληλη δίοδο D5 : 2.3532 Watts



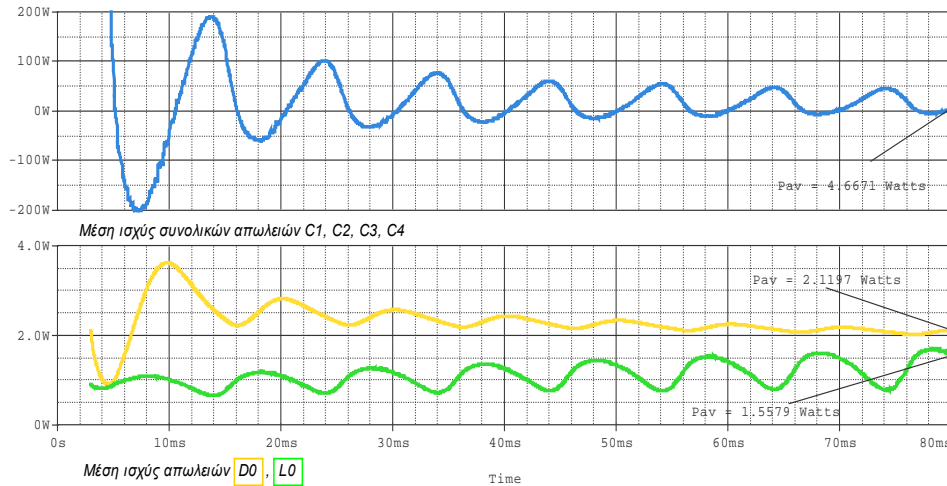
Σχήμα 6.29
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z6 : 6.6933 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιστάθληλη δίοδο D6 : 0.416 Watt



Σχήμα 6.30
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z7 : 14.951 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D7 : 1.5236 Watts



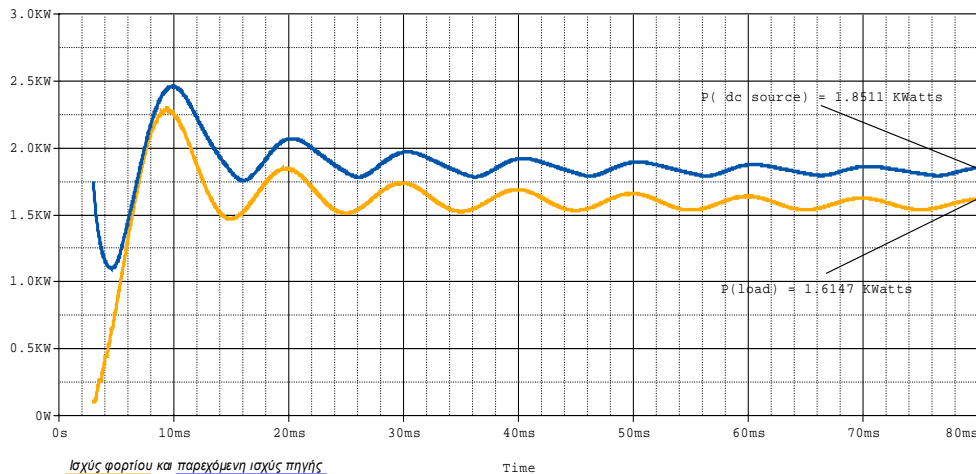
Σχήμα 6.31
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z8 : 15.147 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D8 : 1.3726 Watts



Σχήμα 6.32

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Μέση ισχύς απωλειών στους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές διαίρεσης του dc ζυγού : 4.6671 Watts
 Μέση ισχύς απωλειών στη βαθμίδα L-D εισόδου : 3.6776 Watts



Σχήμα 6.33

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα : 1.8511 KWatts
 Μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο : 1.6147 KWatts

Παρατηρούμε ότι $P_{\text{φορτίου}}/P_{\text{πηγής}} = 0.87 \approx \cos\phi$. Αυτό συμβαίνει (α) λόγω της σχετικά μεγάλης τιμής του συντελεστή ισχύος (μικρή τιμή αυτεπαγωγής συγκριτικά με το ωμικό μέρος του φορτίου) και (β) λόγω των μειωμένων απωλειών στους διακόπτες. Στην πραγματικότητα είναι: $\text{Re}\{P_{\text{φορτίου}}\}/|P_{\text{φορτίου}}| = \cos\phi$, αλλά επειδή σε αυτήν την περίπτωση η ισχύς που καταναλώνεται στο πηνίο είναι μικρή, η προσέγγιση ισχύει. Ωστόσο, η ισχύς που αναπαρίσταται στα γραφήματα του SPICE έχουμε επιλέξει να είναι η μέση (ενεργός) ισχύς είτε φορτίου είτε εισόδου είτε απωλειών. Γενικά, σε όλες τις περιπτώσεις που θα εξετάσουμε σε αυτήν την παράγραφο, ο ισολογισμός ισχύος είναι ο εξής:

$$Av\{P_{\text{πηγής}}\} = \langle P_{\text{απωλειών εισόδου}} \rangle + \langle P_{\text{απωλειών διακοπών}} \rangle + \text{Re}\{P_{\text{φορτίου}}\} \quad (6.1)$$

όπου $\text{Re}\{P_{\text{φορτίου}}\}$ είναι η ισχύς που καταναλώνεται στην ωμική αντίσταση (ενεργός ισχύς = πραγματικό μέρος της μιγαδικής ισχύος φορτίου, και η οποία αναπαρίσταται στα γραφήματα ως $P(\text{load})$).

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και για τις τρεις φάσεις του συστήματος έδειξαν ότι η προτεινόμενη τοπολογία VSI παρουσιάζει εξαιρετική ισοκατανομή των απωλειών ισχύος ανάμεσα στις φάσεις. Η απόκλιση που εμφανίζεται στον υπολογισμό των απωλειών ανά φάση είναι μικρότερη από 5% (± 5 Watts το πολύ), έτσι ώστε να μην υπάρχει μεγάλη ανάγκη για να παρατεθούν οι κυματομορφές απωλειών για τα στοιχεία όλων των φάσεων. Συνεπώς, η αξιολόγηση των διακοπτικών στρατηγικών 2 και 3 θα γίνει με βασικό κριτήριο το μέγεθος και την κατανομή των απωλειών ισχύος στα διακοπτικά στοιχεία της κάθε φάσης. Για τον υπολογισμό των συνολικών απωλειών ισχύος του τριφασικού συστήματος αρκεί να πολλαπλασιάσουμε τις υπολογισμένες απώλειες της μίας φάσης (έστω της φάσης A) επί 3, και η προσέγγιση του πραγματικού αποτελέσματος είναι αρκετά ικανοποιητική. Συνεπώς, οι απώλειες ισχύος των διακοπών της φάσης A δίνονται από το παρακάτω άθροισμα:

$$\sum_{i=1}^8 P_{av}(Z_i) + \sum_{i=1}^8 P_{av}(D_i) = 86.227 \text{ Watts}$$

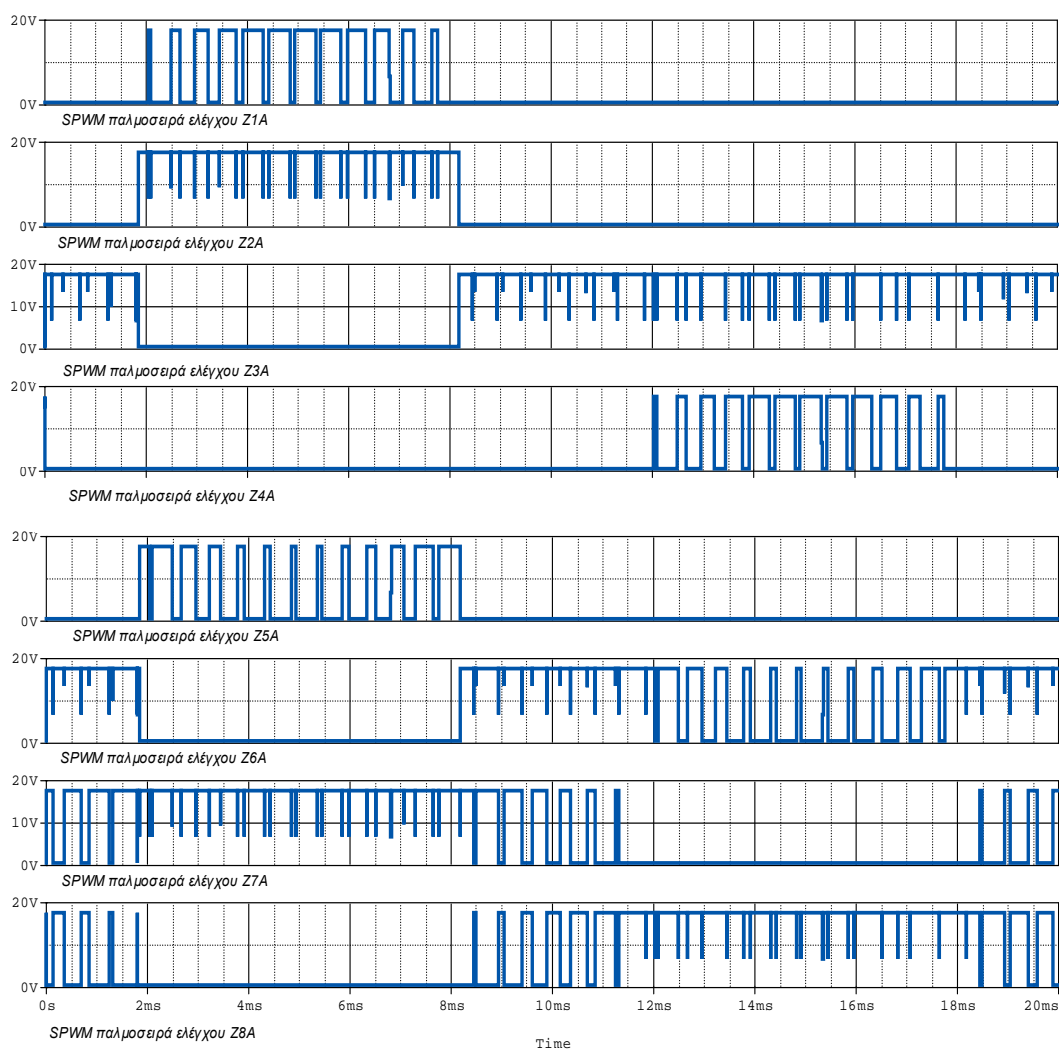
$f_c=1950 \text{ Hz}$, $V_{DC}=600 \text{ Volts}$, $|Z_\phi|=58.26\Omega$ με $\cos\phi=0.86$

Από τα γραφήματα του σχήματος 6.32 διαπιστώνουμε ότι **οι απώλειες ισχύος της βαθμίδας εισόδου είναι 8.345 Watts.**

Διακοπτική στρατηγική Δ.Σ.3

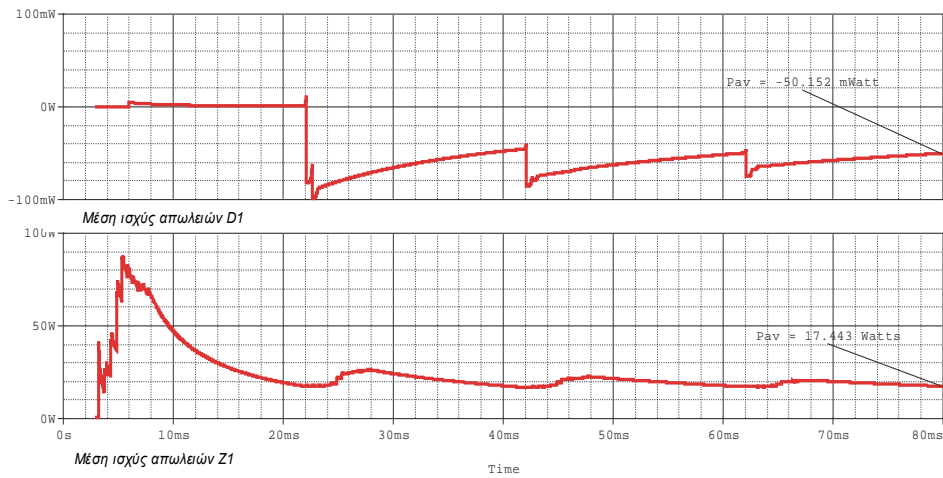
Η κυκλωματική υλοποίηση της διακοπτικής στρατηγικής 3 φαίνεται στο σχήμα 6.12, σελ.116. Οι έξοδοι του ψηφιακού σταδίου έχουν ως αποτέλεσμα την παλμοδότηση των IGBT's του αντιστροφέα ισχύος με τις παλμοσειρές πύλης, που απεικονίζονται σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσωμοίωσης, για μία περίοδο στο σχήμα 6.34 που ακολουθεί.

Στα σχήματα 6.35 έως 6.44 αναπαρίστανται οι κυματομορφές προσομοίωσης των μέσων απωλειών ισχύος στα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος (διακοπτικά και παθητικά) καθώς και η ισχύς που παρέχεται από την πηγή και η ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο.

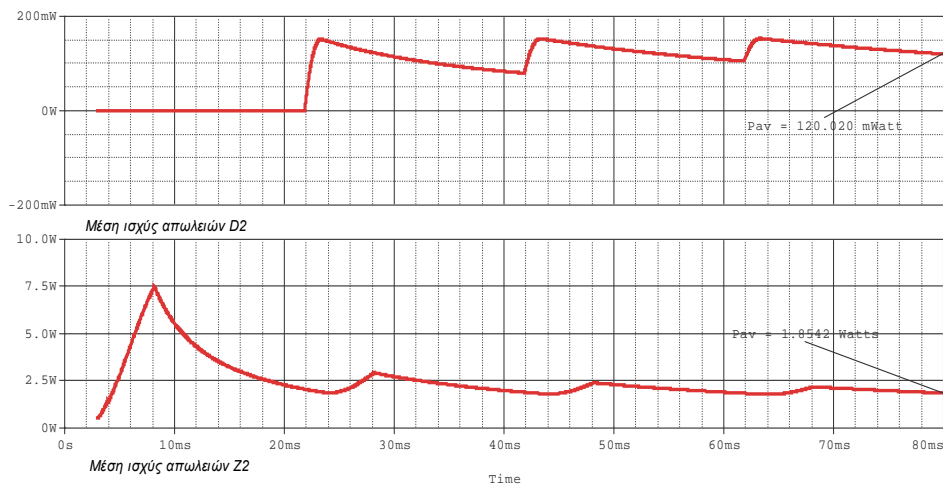


Σχήμα 6.34

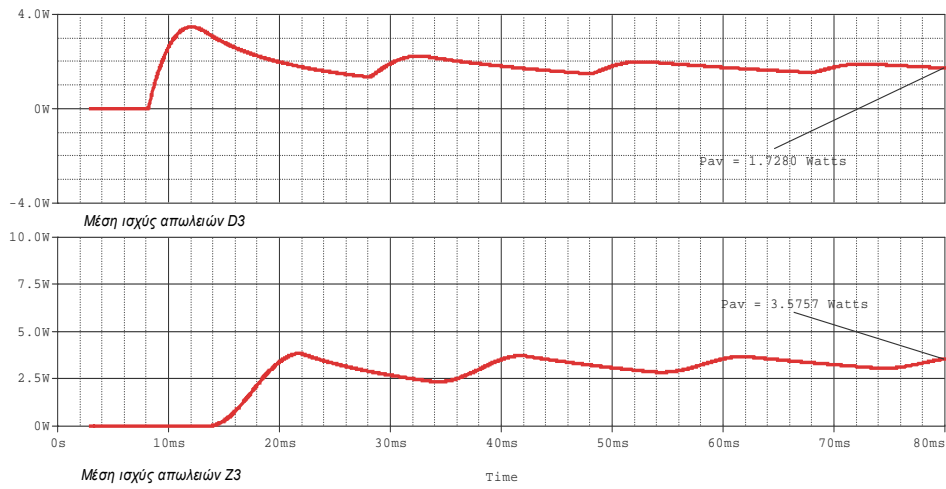
Κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων πύλης στους διακόπτες Z1-Z8, για τη διακοπτική στρατηγική 3 στη φάση A



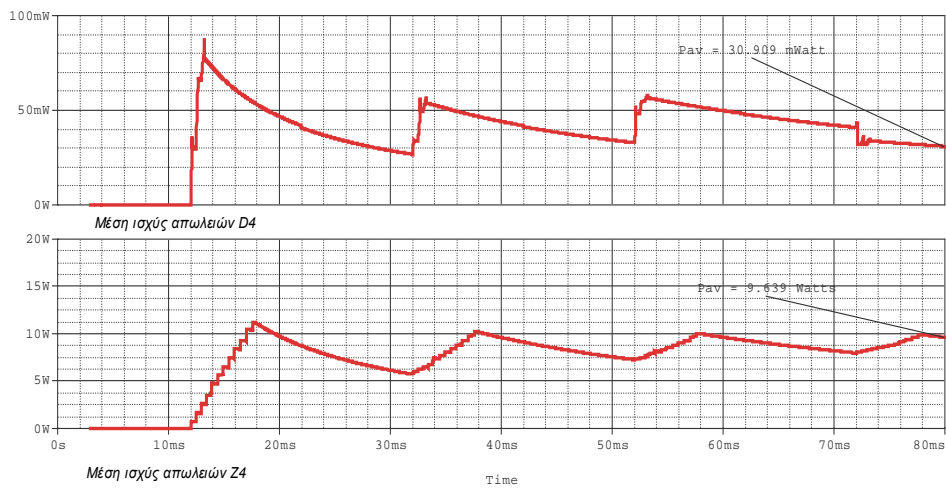
Σχήμα 6.35
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z1 : 17.443 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιστάθληλη δίοδο D1 : ≈ 0



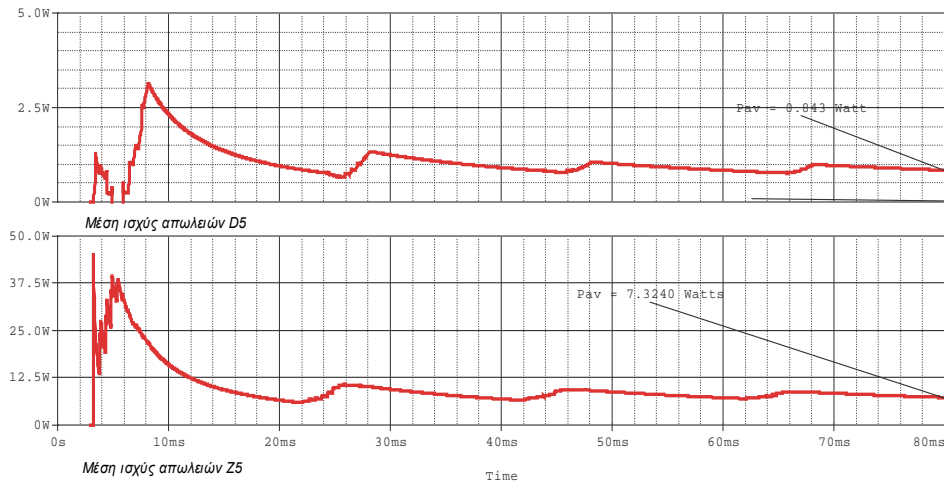
Σχήμα 6.36
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z2 : 1.054 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιστάθληλη δίοδο D2 : ≈ 0



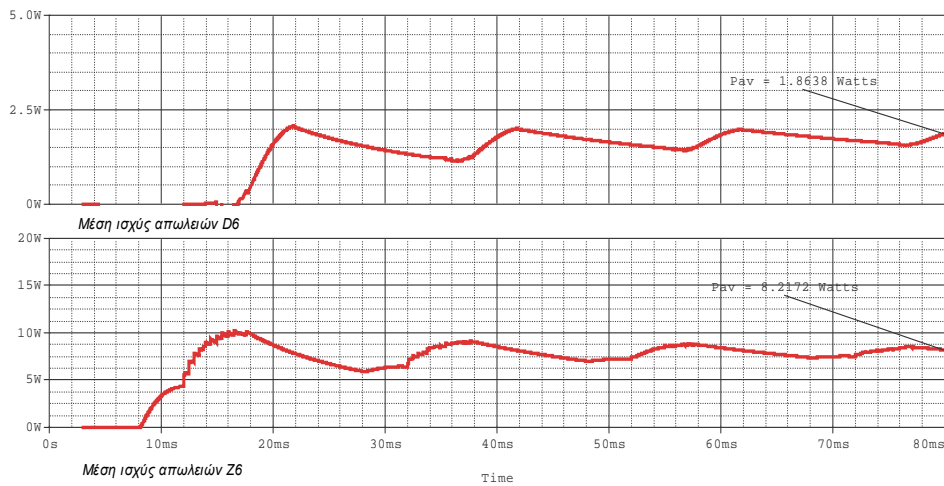
Σχήμα 6.37
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z3 : 3.5757 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D3 : 1.7280 Watts



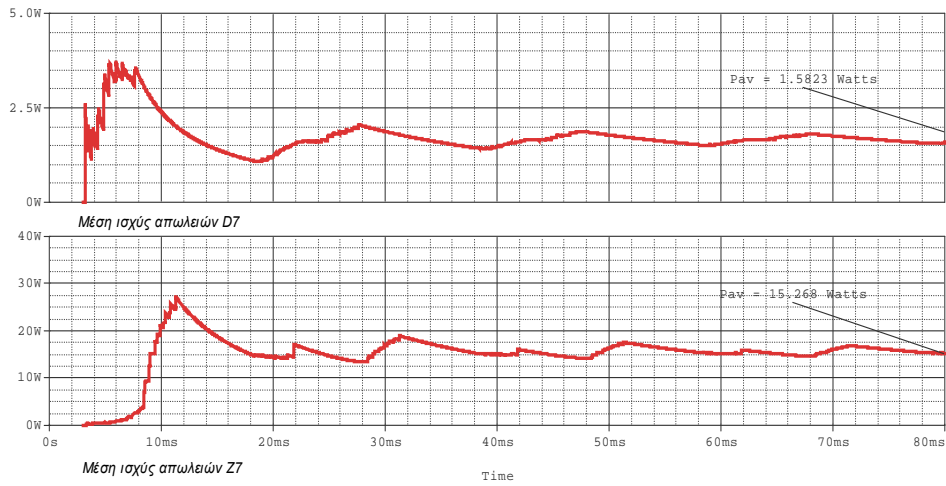
Σχήμα 6.38
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z4 : 9.639 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D4 : ≈ 0



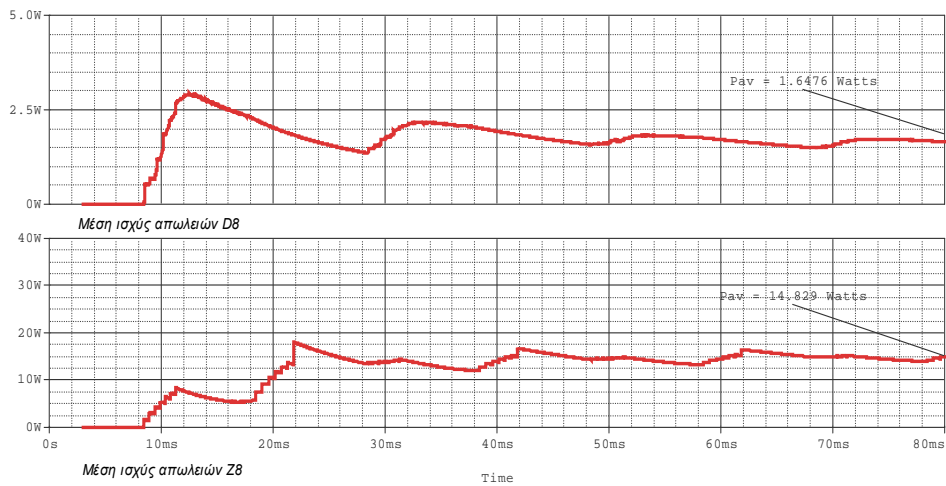
Σχήμα 6.39
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z5 : 7.3240 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D5 : 0.843 Watt



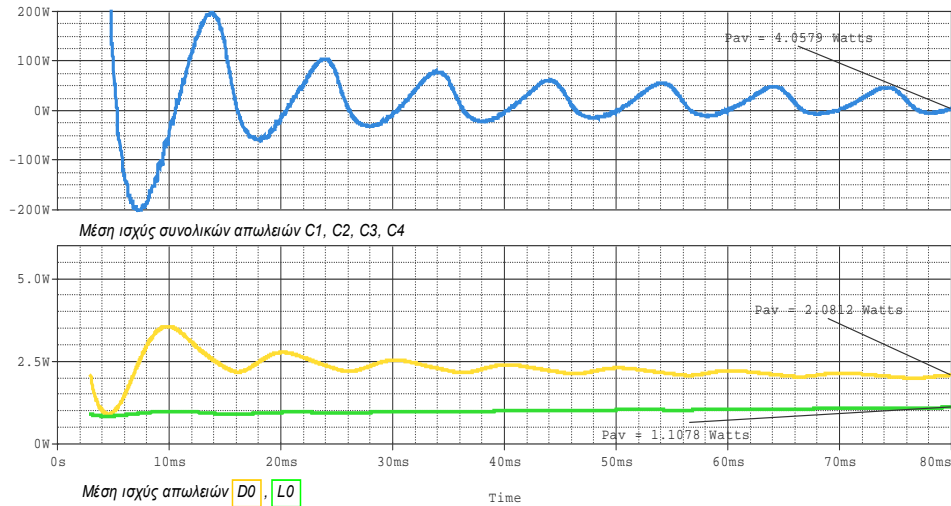
Σχήμα 6.40
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z6 : 8.21721 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D6 : 1.8638 Watts



Σχήμα 6.41
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z7 : 15.268 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D7 : 1.5823 Watts



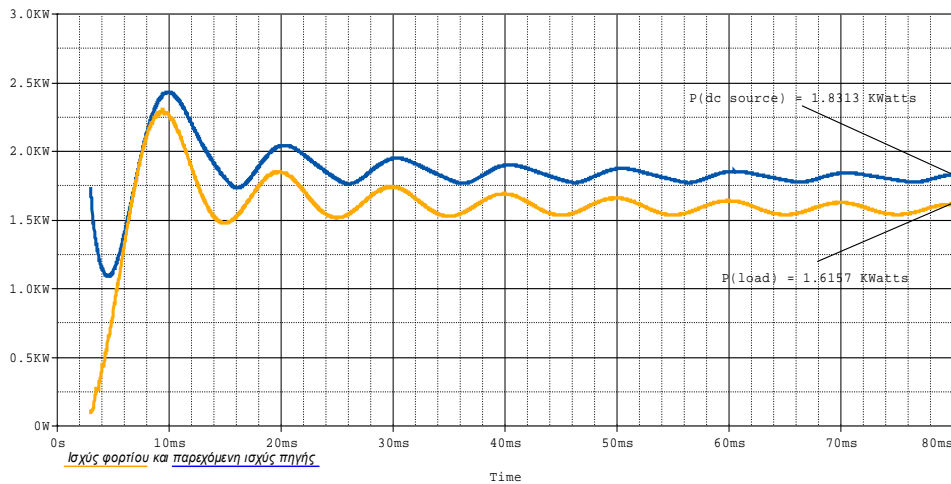
Σχήμα 6.42
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Μέση ισχύς απωλειών στο IGBT Z8 : 14.829 Watts
Μέση ισχύς απωλειών στην αντιπαράλληλη δίοδο D8 : 1.6476 Watts

**Σχήμα 6.43**

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Μέση ισχύς απωλειών στους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές διαίρεσης του dc ζυγού : 4.0579 Watts

Μέση ισχύς απωλειών στη βαθμίδα L-D εισόδου : 3.189 Watts

**Σχήμα 6.44**

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα : 1.8313 kWatts

Μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο : 1.6157 kWatts

Παρατηρούμε ότι $P_{\text{φορτίου}}/P_{\text{πηγής}} = 0.88 \approx \cos\phi$ για το λόγο που προαναφέρθηκε στη σελίδα 130.

Άρα, οι απώλειες ισχύος των διακοπών της φάσης A δίνονται από το παρακάτω άθροισμα:

$$\sum_{i=1}^8 P_{av}(Z_i) + \sum_{i=1}^8 P_{av}(D_i) = 86.015 \text{ Watts}$$

$f_c = 1950 \text{ Hz}$, $V_{DC} = 600 \text{ Volts}$, $|Z_\phi| = 58.26 \Omega$ με $\cos\phi = 0.86$

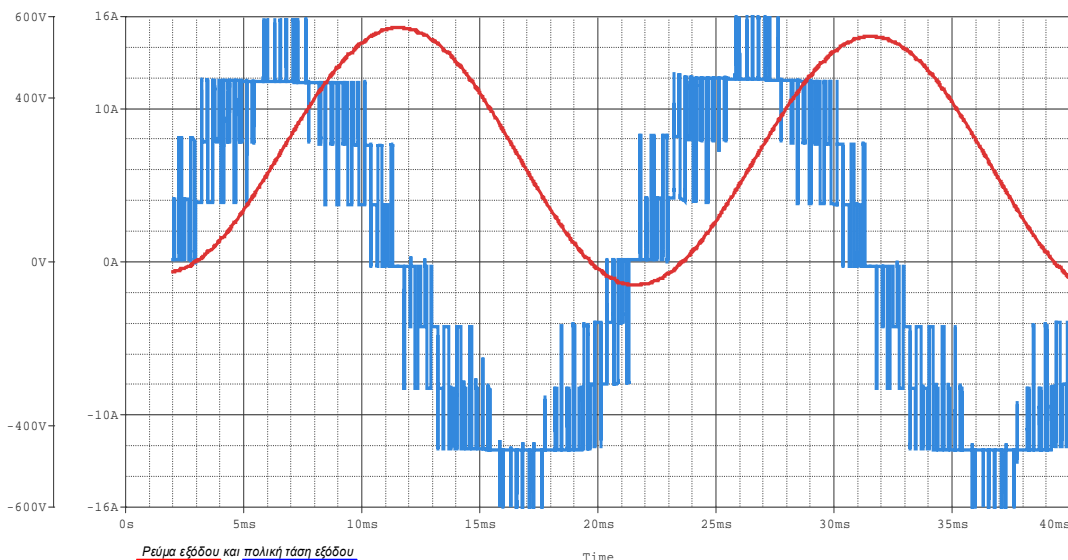
Από τα γραφήματα του σχήματος 6.45 διαπιστώνουμε ότι οι απώλειες ισχύος της βαθμίδας εισόδου είναι 7.247 Watts.

Μία γενική παρατήρηση που μπορεί να γίνει εξ' αρχής, είναι ότι οι διακοπτικές στρατηγικές 2 και 3 δημιουργούν σχεδόν ίδιες συνθήκες εξόδων στον αντιστροφέα. Οι ισχύεις απωλειών τόσο στο σύνολο όσο και μεμονωμένα είναι παραπλήσιες, έτσι ώστε να μπορούμε να θεωρήσουμε ότι οι δύο αυτές στρατηγικές είναι ισοδύναμες. Η κατανομή των απωλειών στα διακοπτικά στοιχεία είναι ικανοποιητική. Υπάρχει, βέβαια, κάποια διαφοροποίηση στις απώλειες κάθε διακόπτη αλλά το σημαντικό είναι ότι η διαχείριση ισχύος σε όλους τους διακόπτες είναι ίδιας τάξης μεγέθους (0-20 Watts). Περισσότερα συμπερασματικά στοιχεία παρατίθενται στο επόμενο κεφάλαιο.

6.6. Η επίδραση του συντελεστή ισχύος φορτίου

Στην παράγραφο αυτή θα προσομοιωθεί η λειτουργία του αντιστροφέα υπό φορτία ίδιας σύνθετης αντίστασης ($|Z_{\text{φορτίου}}| = 58.26\Omega$) αλλά διαφορετικού συντελεστή ισχύος. Οι προδιαγραφές εισόδου της διάταξης παραμένουν αμετάβλητες (dc τάση εισόδου, SPWM χαρακτηριστικά κ.λ.π.). Κατά την παρουσίαση της διάταξης χρησιμοποιήσαμε φορτίο με συντελεστή ισχύος 0.86. Παρατίθενται παρακάτω τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για φορτία με συντελεστές ισχύος 0 (φορτίο καθαρά επαγωγικό), 0.3, 0.6, 1 (φορτίο καθαρά ωμικό). Στόχος είναι να διαπιστωθεί εάν η μεταβλητή διαφορά φάσης που εισάγεται μεταξύ ρεύματος και τάσης εξόδου επηρεάζει τη διαχείριση ισχύος από τα στοιχεία του αντιστροφέα.

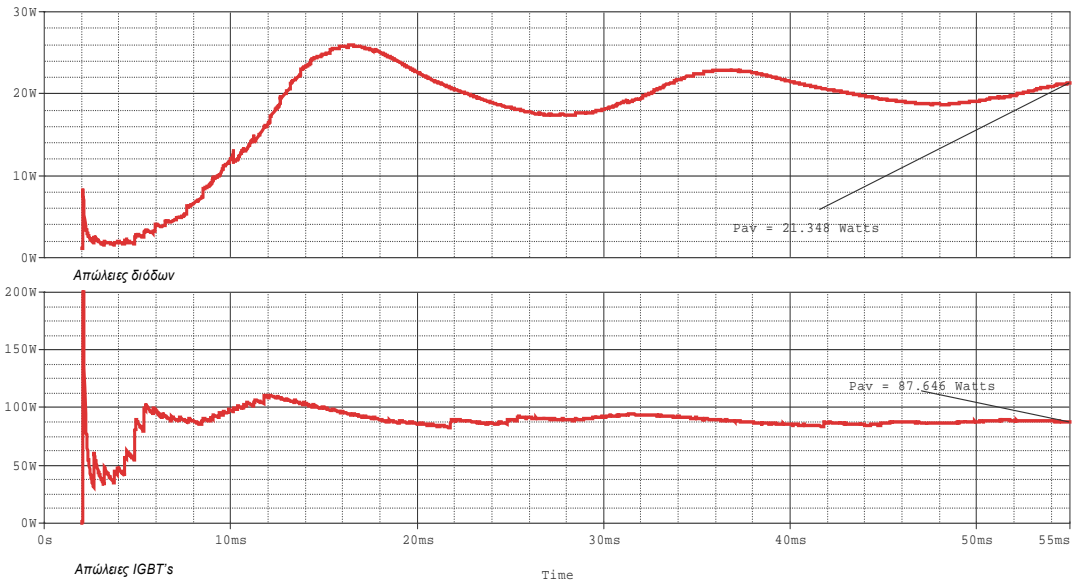
α) Φορτίο καθαρά επαγωγικό ($\cos\phi=0$, $L=186\text{mH}$, $|Z_{\text{φορτίου}}| = 58.26\Omega$)



Σχήμα 6.45

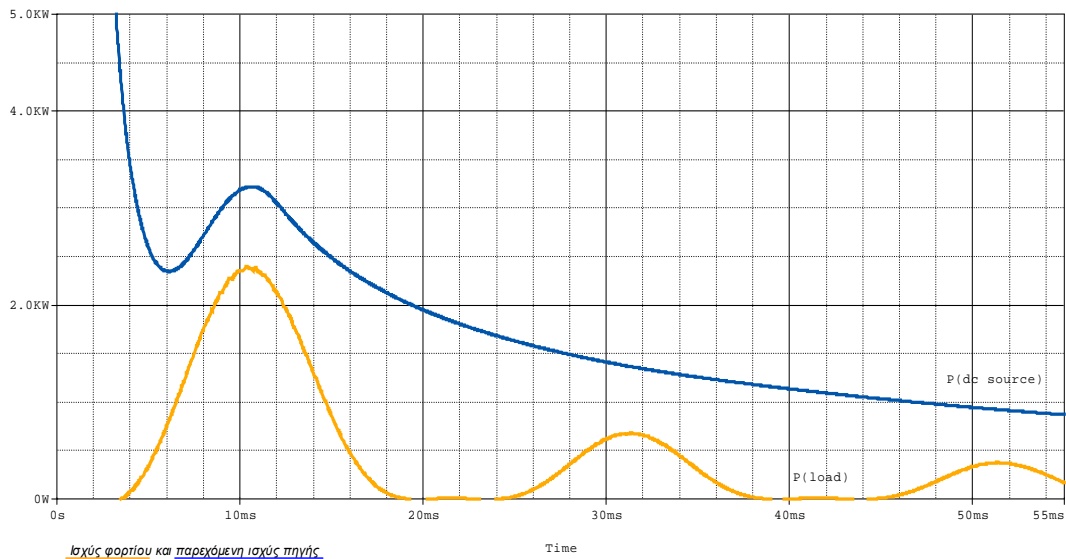
Αποτελέσματα προσομοίωσης

Πολική τάση εξόδου A-B σε συνδυασμό με το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου για δύο περιόδους. Διακρίνεται η διαφορά φάσης 90° και επίσης παρατηρούμε ότι τείνει να αποσβεστεί το αρνητικό πλάτος του ρεύματος.



Σχήμα 6.46

Αποτελέσματα προσομοίωσης
Συνολικές απώλειες ισχύος στα IGBT's της φάσης A : 87.646 Watts
Συνολικές απώλειες ισχύος στις διόδους της φάσης A : 21.348 Watts

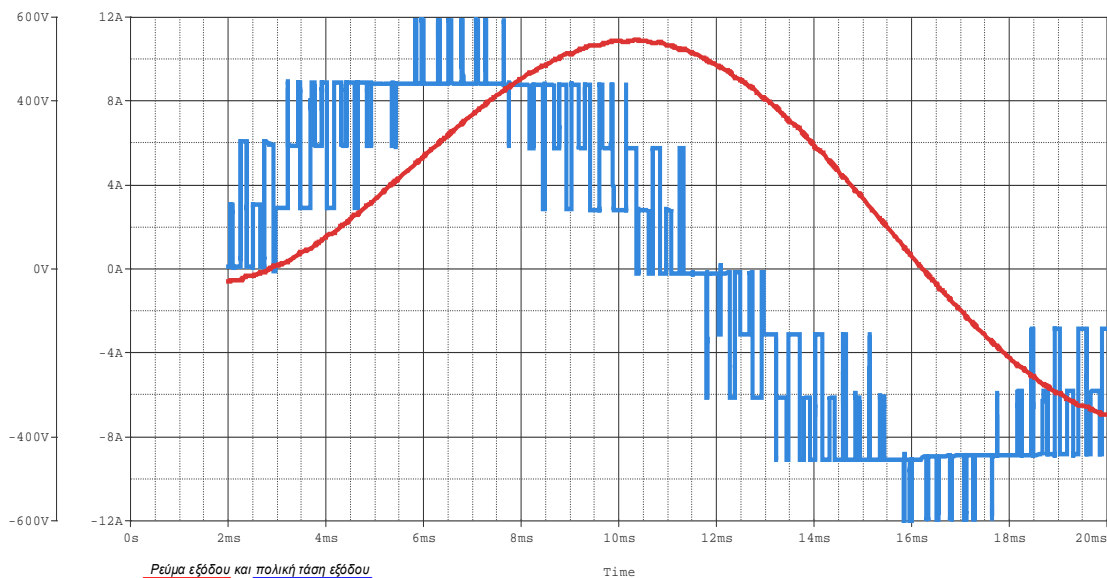


Σχήμα 6.47

Αποτελέσματα προσομοίωσης
Η μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα και η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο. Όπως αναμενόταν, η μέση ισχύς φορτίου τείνει προς το μηδέν αφού το φορτίο είναι επαγωγικό.

Στο σημείο αυτό πρέπει να τονίσουμε ότι η προσέγγιση που έχει γίνει σε προηγούμενο κεφάλαιο σχετικά με τον υπολογισμό των μέσων τιμών ισχύος σε μόνιμη λειτουργία έχει την έννοια ότι μπορούμε να κάνουμε μία εικασία για το όριο των συναρτήσεων ισχύος για $t \rightarrow \infty$. Έτσι, για παράδειγμα, στο παραπάνω σχήμα 6.49, θα ήταν λάθος αν συμπεραίναμε ότι η μέση ισχύς φορτίου είναι η τιμή της γραφικής παράστασης στην τελευταία χρονική στιγμή της γραφικής παράστασης ($\neq 0$). Παρατηρώντας τη συμπεριφορά της καμπύλης στις δύο πρώτες περιόδους, κάνουμε την υπόθεση ότι η μέση ισχύς οριακά μηδενίζεται, όπως είναι και το θεωρητικά αναμενόμενο για μηδενικό συντελεστή ισχύος.

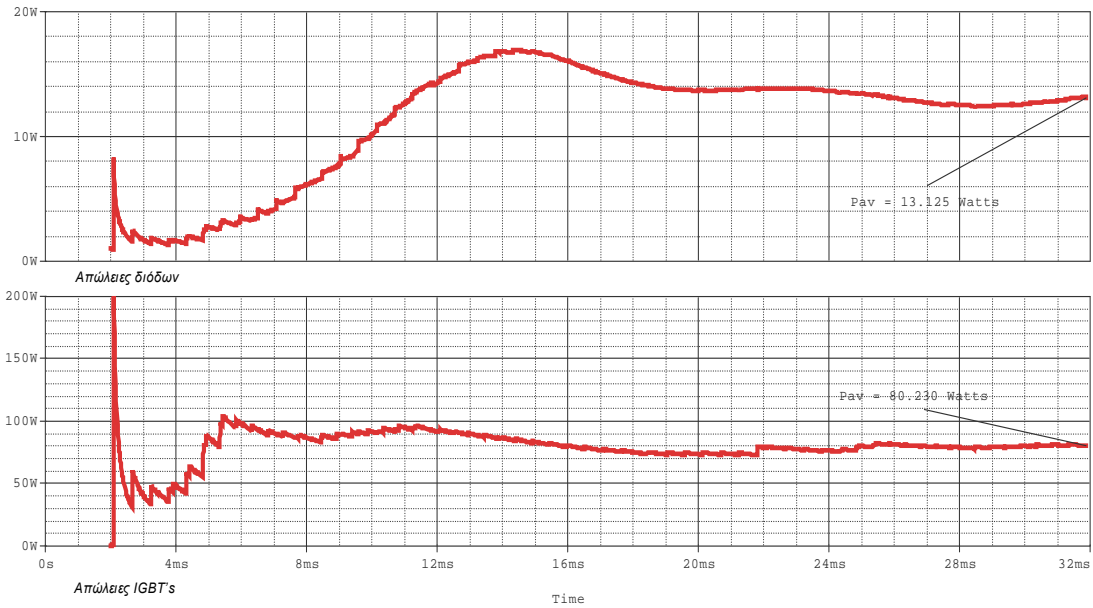
β) **Φορτίο με συντελεστή ισχύος $\cos\phi=0.3$ επαγωγικό**
($L=177\text{mH}$, $R=17.48\Omega$, $|Z_{\text{φορτίου}}| = 58.26\Omega$)



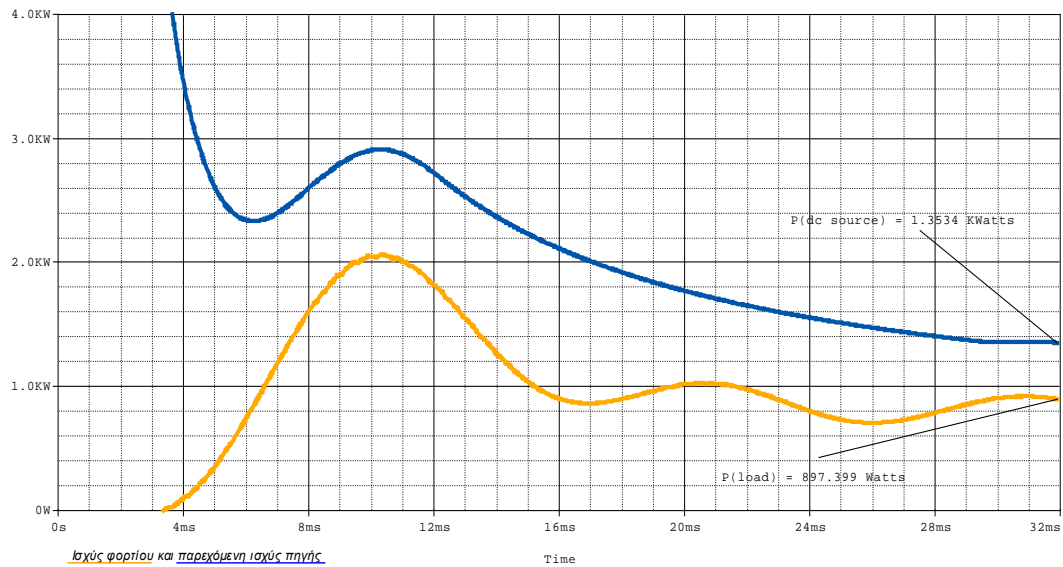
Σχήμα 6.48

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Πολική τάση εξόδου A-B σε συνδυασμό με το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου για μία περίοδο. Διακρίνεται η διαφορά φάσης 72.54° .

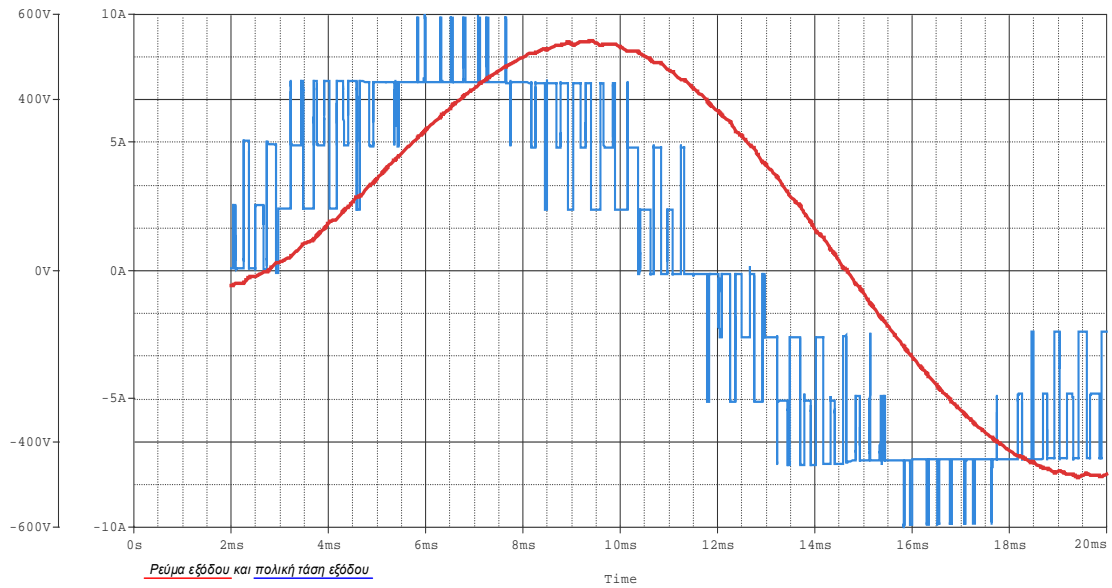


Σχήμα 6.49
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Συνολικές απώλειες ισχύος στα IGBT's της φάσης A : 80.230 Watts
Συνολικές απώλειες ισχύος στις διόδους της φάσης A : 13.125 Watts



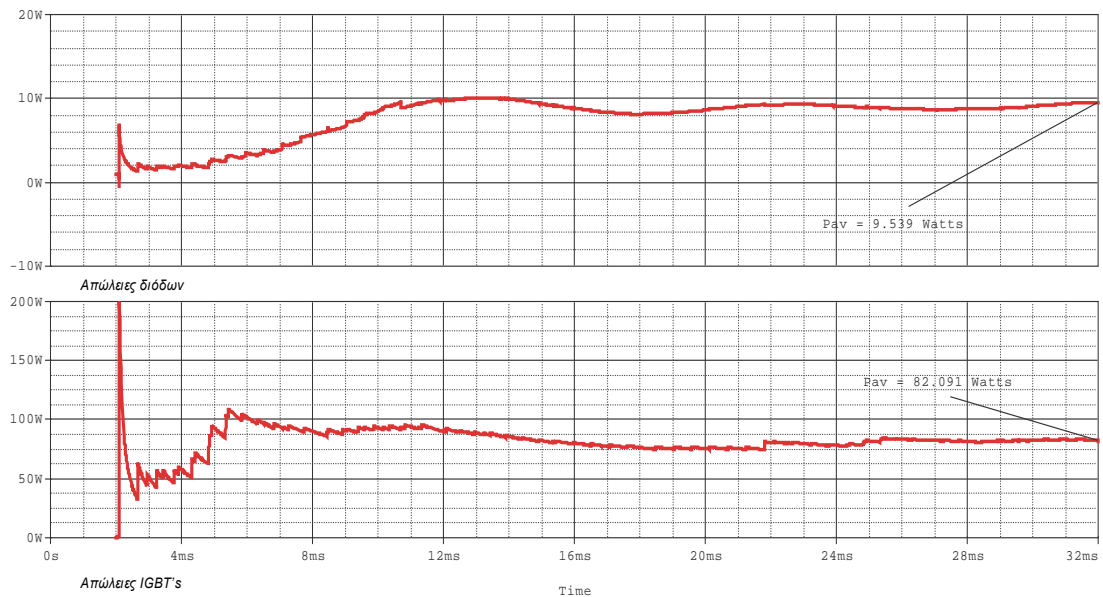
Σχήμα 6.50
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Η μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα : 1.3534 KWatts
Η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο : 0.8974 KWatts

γ) **Φορτίο με συντελεστή ισχύος $\cos\varphi=0.6$ επαγωγικό**
($L=148mH, R=35\Omega, |Z_{\text{φορτίου}}| = 58.26\Omega$)



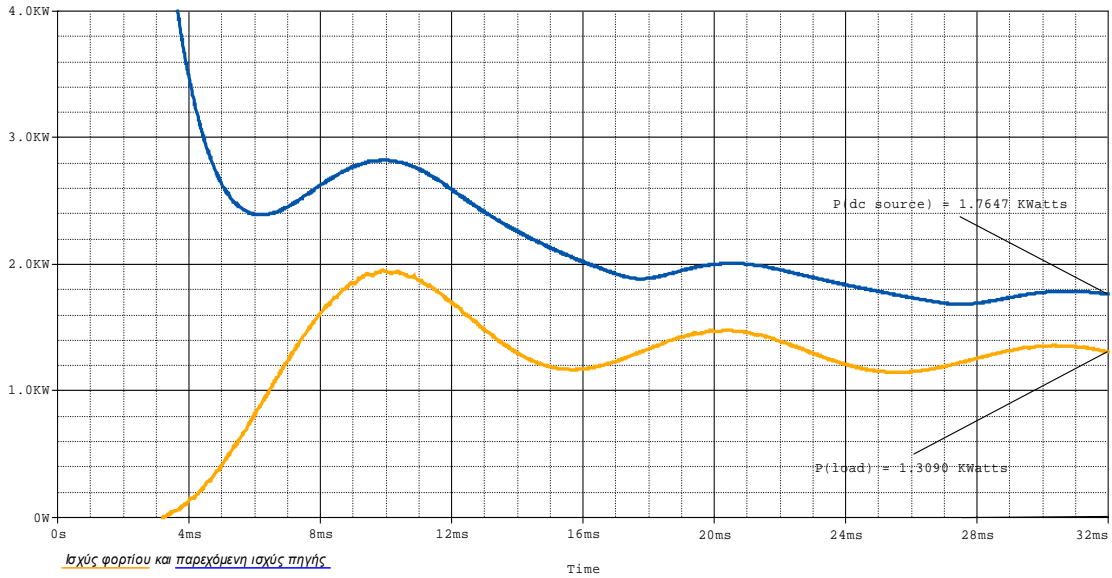
Σχήμα 6.51

Αποτελέσματα προσομοίωσης
 Πολική τάση εξόδου A-B σε συνδυασμό με το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου για μία περίοδο. Διακρίνεται η
 διαφορά φάσης 53.13° .



Σχήμα 6.52

Αποτελέσματα προσομοίωσης
 Συνολικές απώλειες ισχύος στα IGBT's της φάσης A : 82.091 Watts
 Συνολικές απώλειες ισχύος στις διόδους της φάσης A : 9.539 Watts



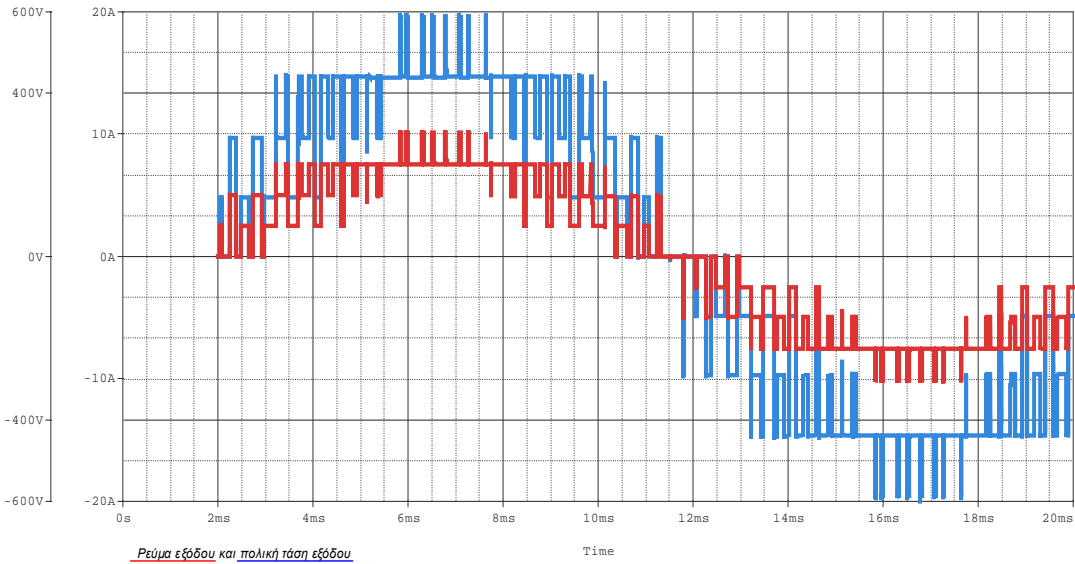
Σχήμα 6.53

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Η μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα : 1.7647 KWatts

Η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο : 1.3090 KWatts

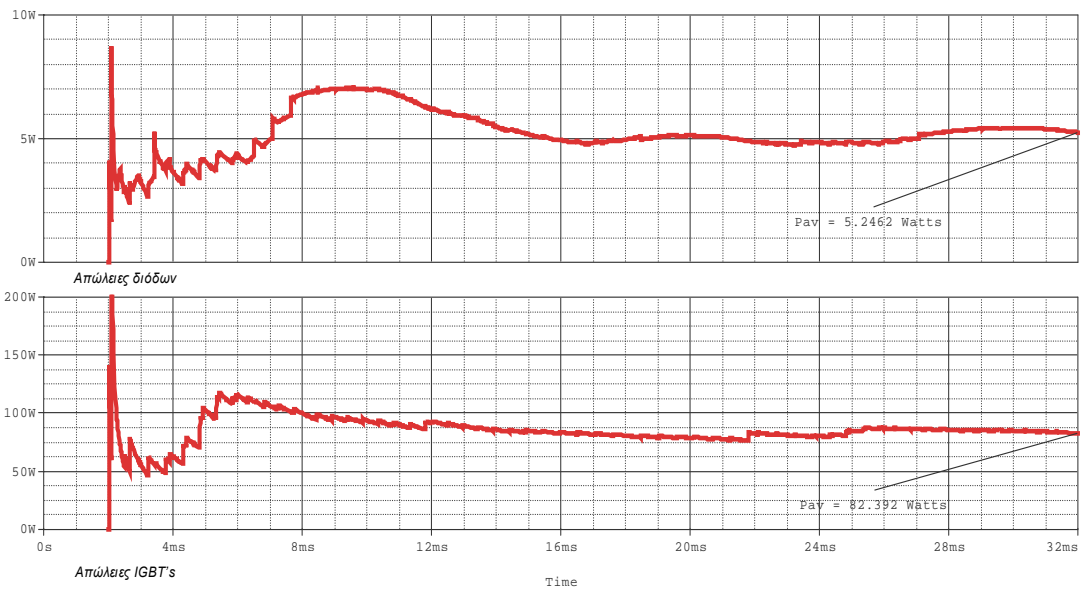
δ) Φορτίο καθαρά ωμικό ($\cos\phi=1, R=58.26\Omega, |Z_{\text{φορτίου}}| = 58.26\Omega$)



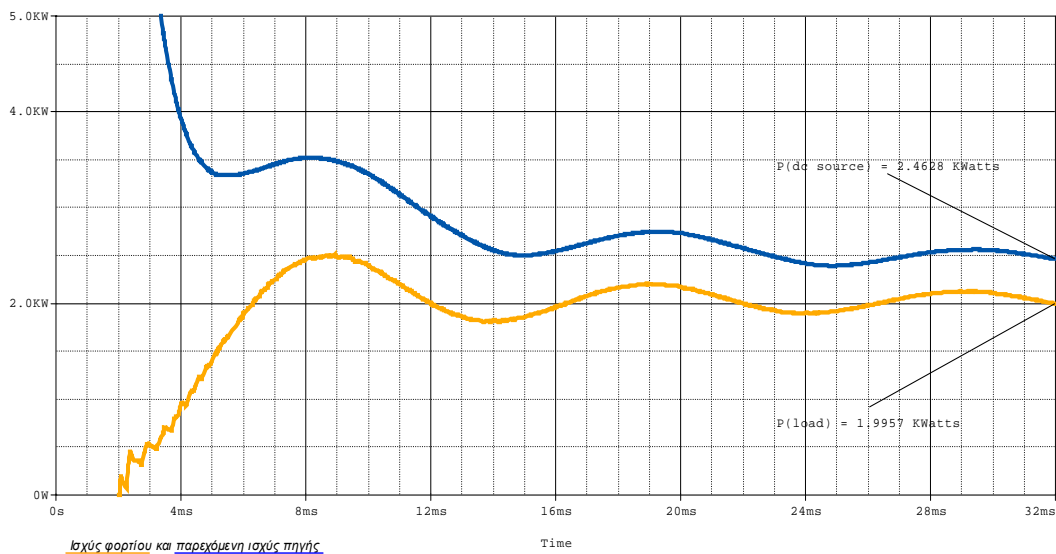
Σχήμα 6.54

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Πολική τάση εξόδου A-B σε συνδυασμό με το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου για μία περίοδο. Το ρεύμα και η τάση εξόδου βρίσκονται εν φάσει και η απουσία αυτεπαγωγής στην έξοδο έχει ως αποτέλεσμα να μην παράγεται ημιτονοειδές ρεύμα εξόδου.



Σχήμα 6.55
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Συνολικές απώλειες ισχύος στα IGBT's της φάσης A : 82.392 Watts
Συνολικές απώλειες ισχύος στις διόδους της φάσης A : 5.2462 Watts



Σχήμα 6.56
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Η μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα : 2.4628 kWatts
Η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο : 1.9957 kWatts

Όπως αναμενόταν, στην περίπτωση αυτή έχουμε τη μέγιστη απόδοση «ωφέλιμης» ισχύος στο φορτίο, αφού δεν υπάρχει αυτεπαγωγή η οποία εισάγει κατανάλωση αέργου ισχύος στην έξοδο.

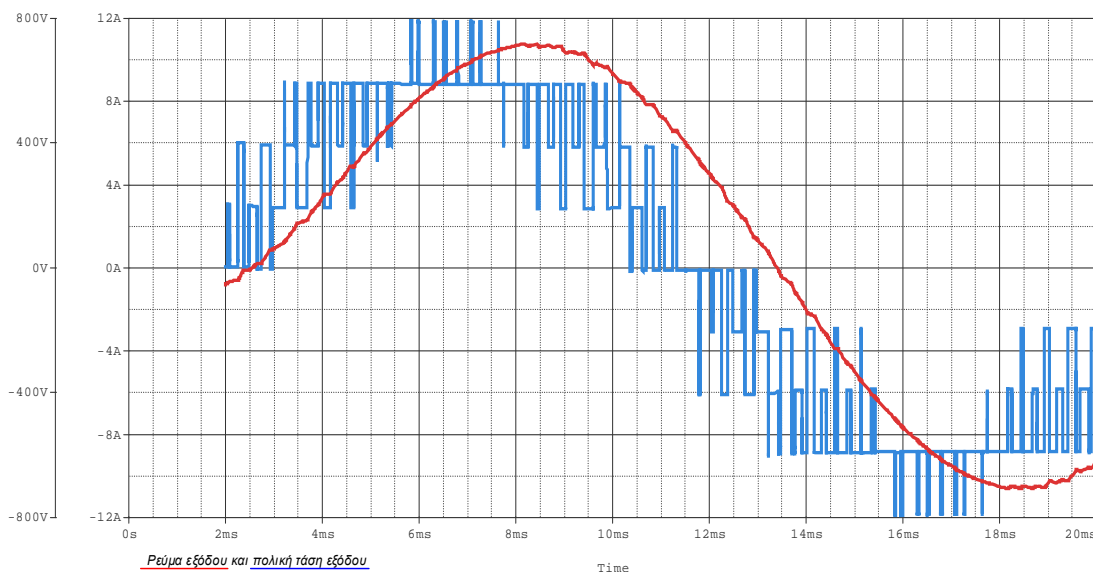
6.7. Εναλλακτικές συνθήκες λειτουργίας

Στην παράγραφο αυτή θα προσομοιωθεί η λειτουργία του αντιστροφέα κάτω από διαφορετικές προδιαγραφές. Πιο συγκεκριμένα, θα γίνει προσπάθεια να διαπιστωθεί η συμπεριφορά της διάταξης σε απαιτήσεις υψηλότερης απόδοσης ισχύος. Έτσι, θα προσομοιωθεί η διάταξη (α) με αυξημένη dc τάση εισόδου (αμετάβλητο φορτίο), (β) με φορτίο χαμηλότερης σύνθετης αντίστασης (αμετάβλητος συντελεστής ισχύος και αμετάβλητη dc τάση εισόδου) και (γ) με αυξημένη dc τάση εισόδου και φορτίο χαμηλότερης σύνθετης αντίστασης (αμετάβλητος συντελεστής ισχύος). Οι τυπικές τιμές των μεγεθών είναι:

- dc τάση εισόδου 600 Volts
- φορτίο σύνθετης αντίστασης 58.26 Ω και συντελεστή ισχύος 0.86 επαγωγικό.

Ο συντελεστής ισχύος του φορτίου παραμένει αμετάβλητος και ίσος με 0.86 διότι αφ' ενός εξετάσαμε την επίδραση των ενδεχόμενων μεταβολών του στην προηγούμενη παράγραφο και αφ' ετέρου ο κύριος στόχος των προσομοιώσεων αυτής της παραγράφου εμπλέκει το μέτρο της σύνθετης αντίστασης φορτίου, το οποίο καθορίζει την ένταση του ρεύματος, και όχι τη φάση της.

α) **Αύξηση dc τάσης εισόδου στα 800 Volts** ($|Z_{\text{φορτίου}}| = 58.26\Omega, L=100\text{mH}, R=50\Omega, \cos\varphi=0.86$)



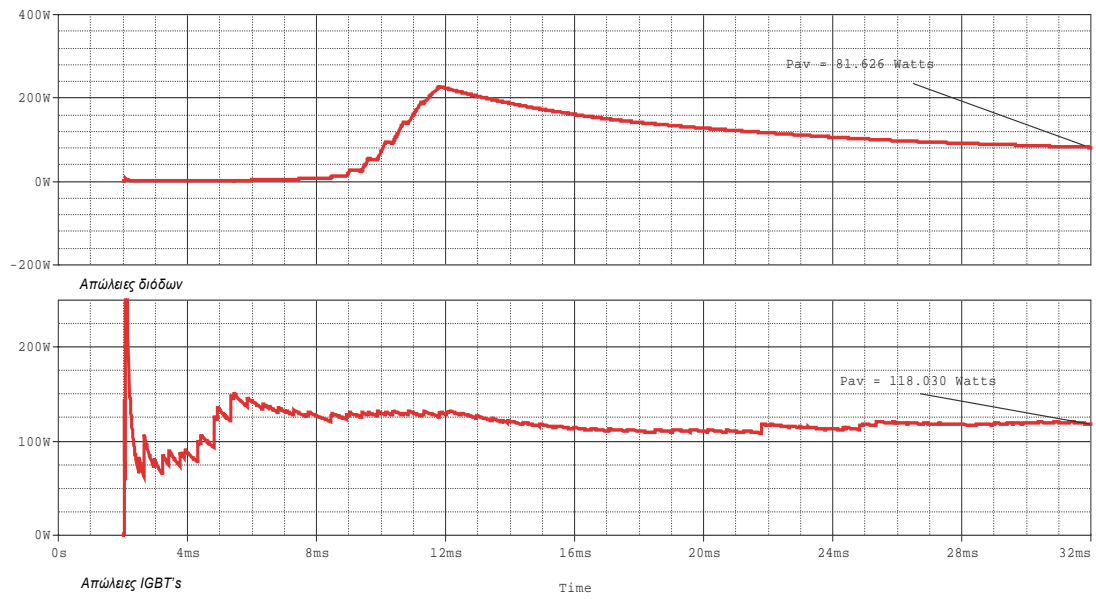
Σχήμα 6.57

Αποτελέσματα προσομοίωσης

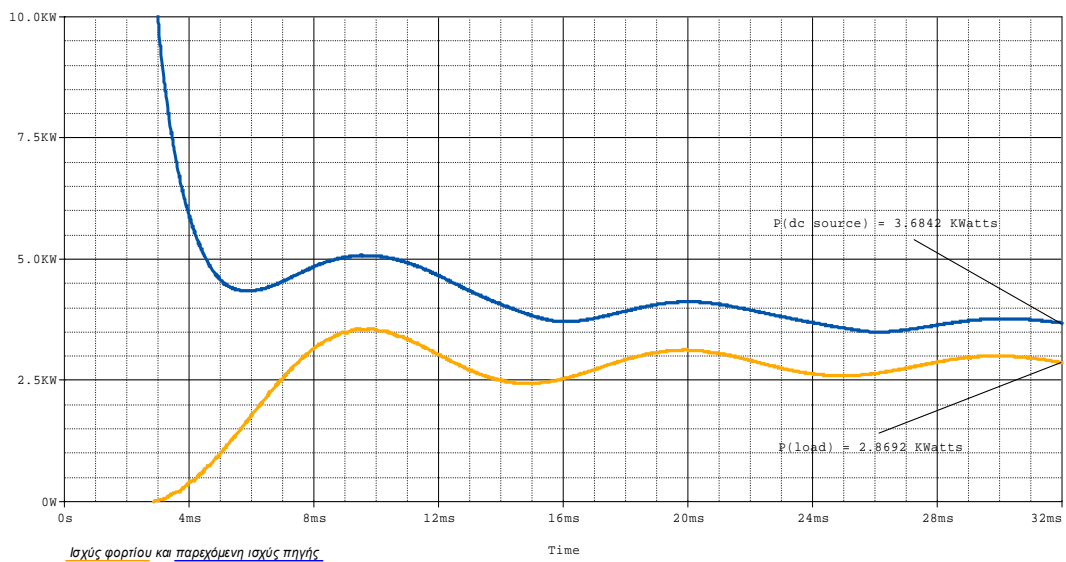
Πολική τάση εξόδου A-B σε συνδυασμό με το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου για μία περίοδο.

Διακρίνεται η διαφορά φάσης 30.68° .

Το ρεύμα εξόδου πλέον είναι ημιτονοειδές με πλάτος περίπου 11 Amperes αντί για 8 Amperes που είχε υπό κανονικές συνθήκες.

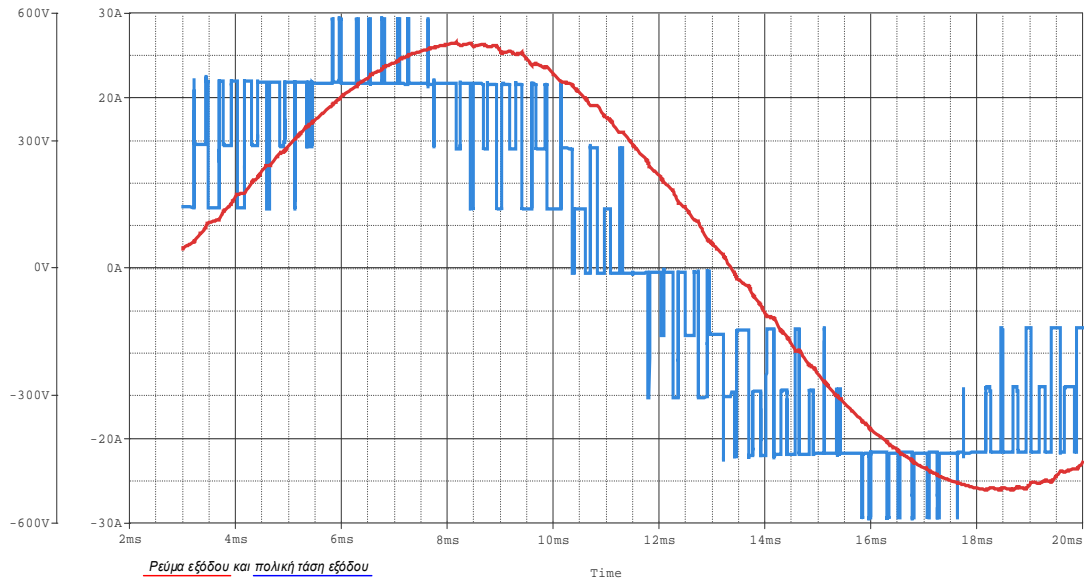


Σχήμα 6.58
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Συνολικές απώλειες ισχύος στα IGBT's της φάσης A : 118.030 Watts
Συνολικές απώλειες ισχύος στις διόδους της φάσης A : 81.626 Watts



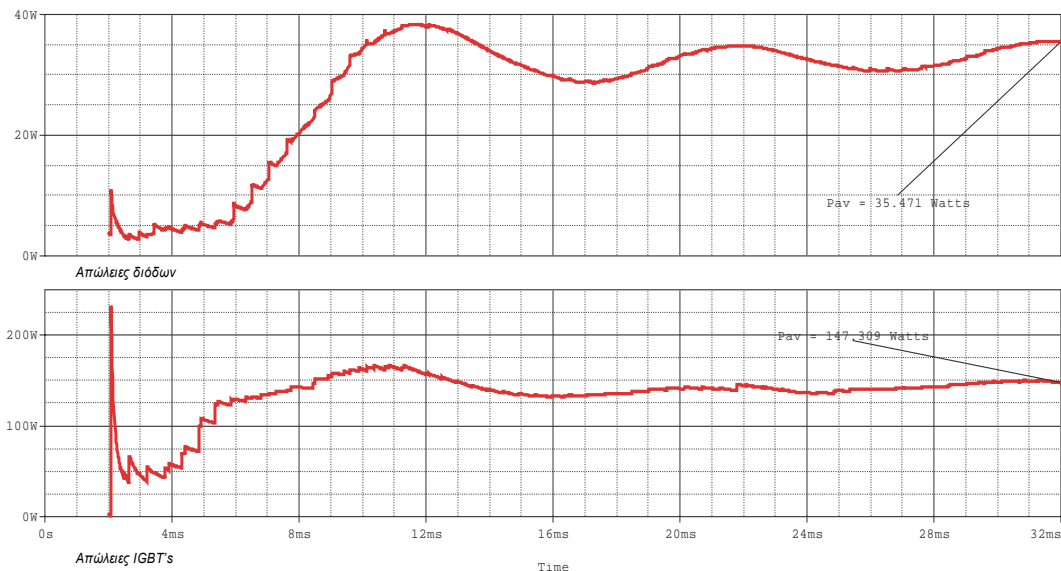
Σχήμα 6.59
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Η μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα : 3.6842 KWatts
Η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο : 2.8692 KWatts

β) **Μείωση σύνθετης αντίστασης φορτίου σε 18.57Ω**
 ($V_{dc}=600\text{Volts}$, $L=30\text{mH}$, $R=16\Omega$, $\cos\phi=0.86$)



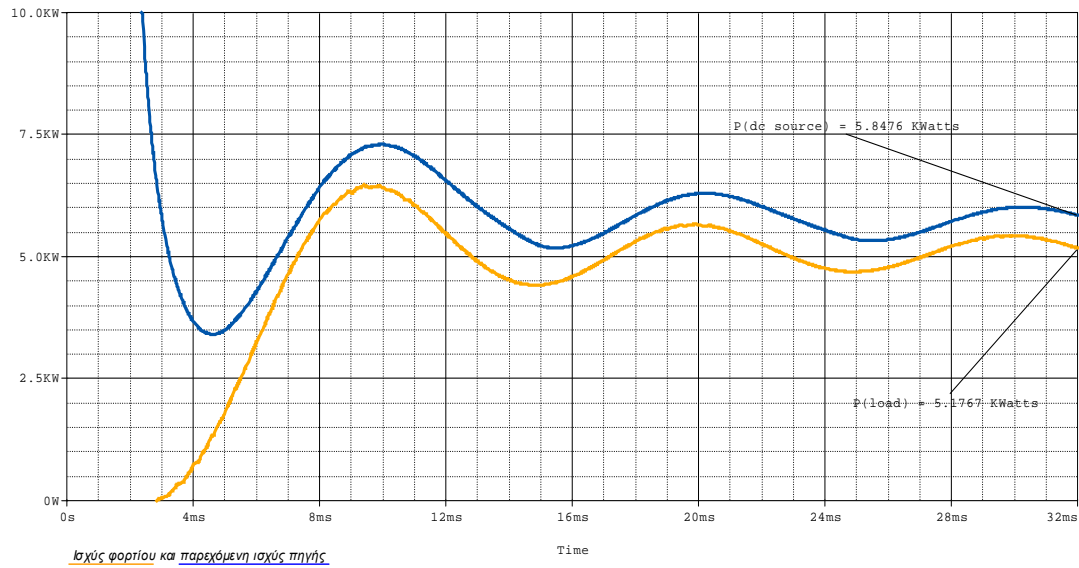
Σχήμα 6.60

Αποτελέσματα προσομοίωσης
 Πολική τάση εξόδου A-B σε συνδυασμό με το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου για μία περίοδο.
 Διακρίνεται η διαφορά φάσης 30.68°. Το ρεύμα εξόδου πλέον είναι ημιτονοειδές με πλάτος περίπου 26.5 Amperes αντί για 8 Amperes που είχε υπό κανονικές συνθήκες.



Σχήμα 6.61

Αποτελέσματα προσομοίωσης
 Συνολικές απώλειες ισχύος στα IGBT's της φάσης A : 147.309 Watts
 Συνολικές απώλειες ισχύος στις διόδους της φάσης A : 35.471 Watts



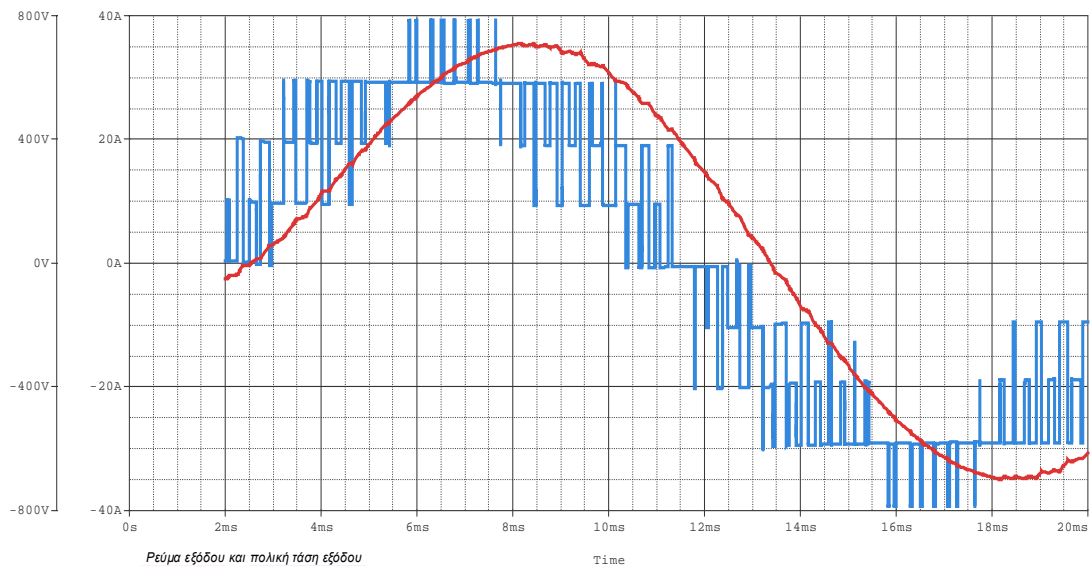
Σχήμα 6.62

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Η μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα : 5.8476 KWatts

Η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο : 5.1767 KWatts

- γ) **Μείωση σύνθετης αντίστασης φορτίου σε 18.57Ω και αύξηση της dc τάσης εισόδου σε 800 Volts**
 ($L=30mH, R=16\Omega, \cos\phi=0.86$)



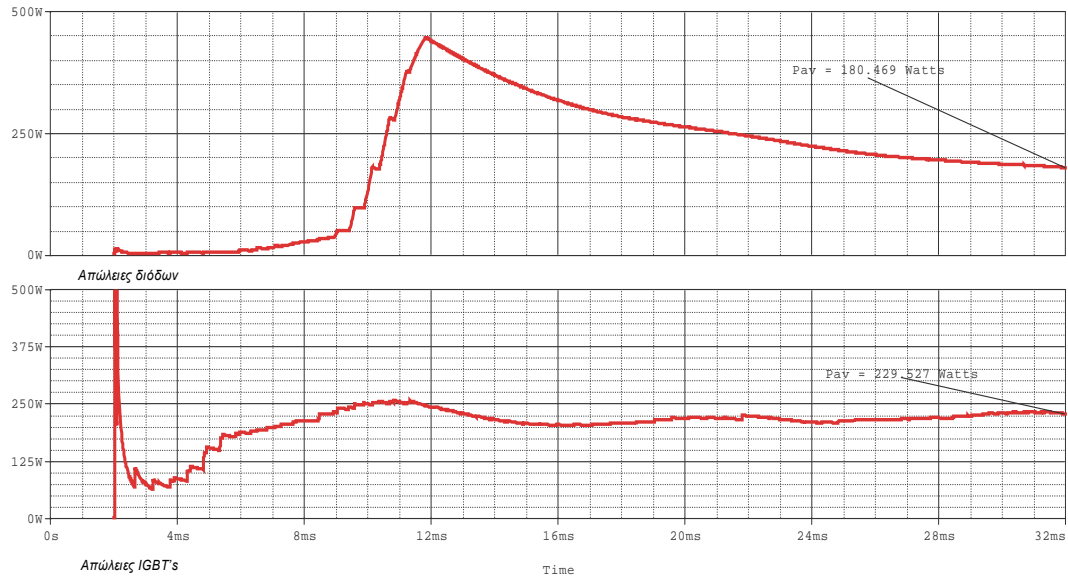
Σχήμα 6.63

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Πολική τάση εξόδου A-B σε συνδυασμό με το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου για μία περίοδο.

Διακρίνεται η διαφορά φάσης 30.68° .

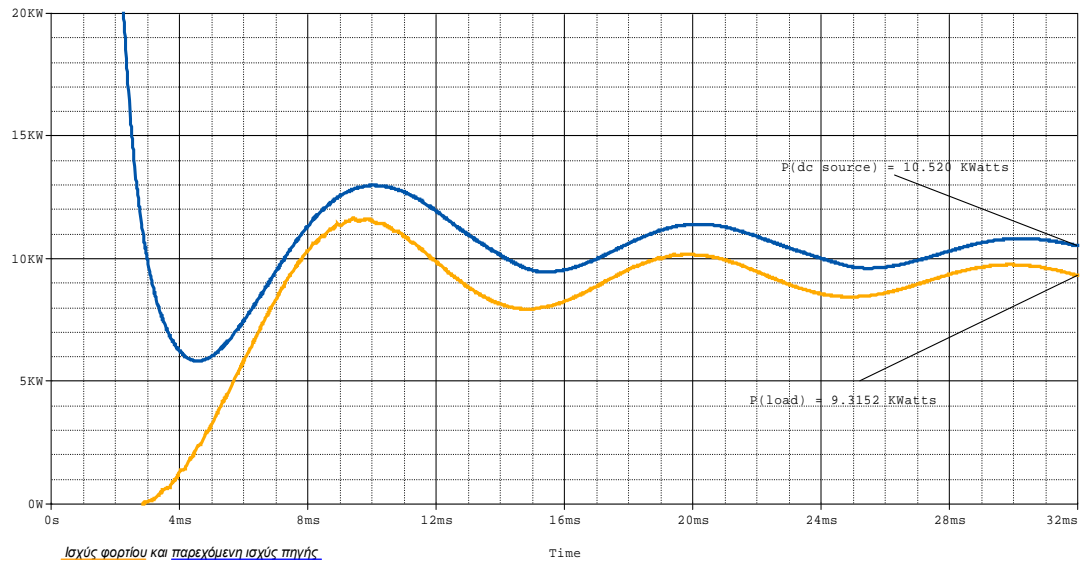
Το ρεύμα εξόδου πλέον είναι ημιτονοειδές με πλάτος περίπου 36 Amperes αντί για 8 Amperes που είχε υπό κανονικές συνθήκες.



Σχήμα 6.64

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Συνολικές απώλειες ισχύος στα IGBT's της φάσης A : 229.527 Watts
Συνολικές απώλειες ισχύος στις διόδους της φάσης A : 180.469 Watts



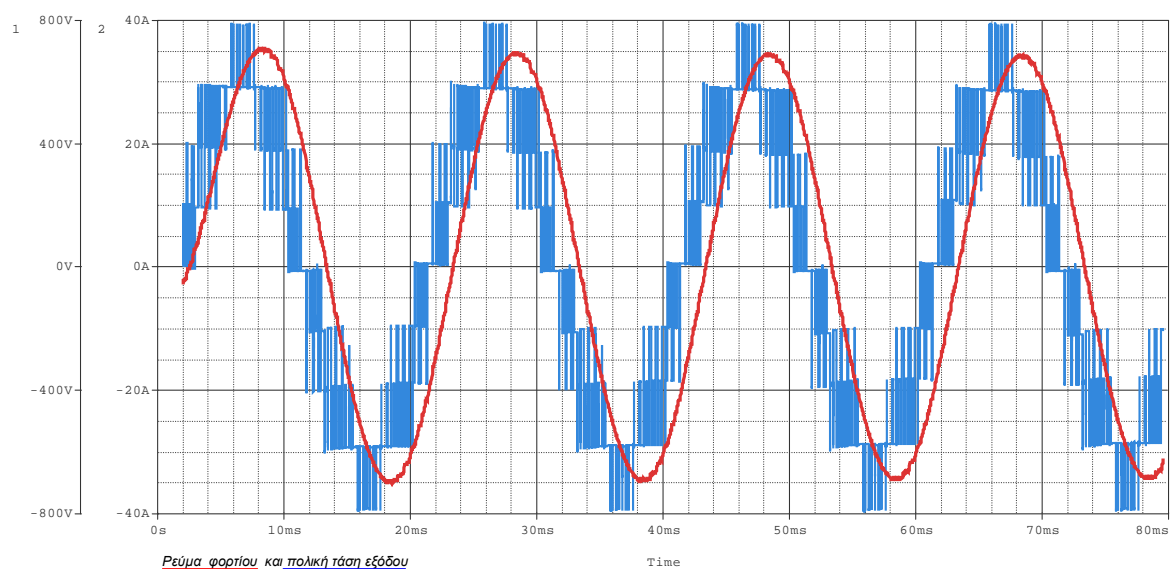
Σχήμα 6.65

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Η μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή στο κύκλωμα : 10.520 kWatts
Η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο : 9.3152 kWatts

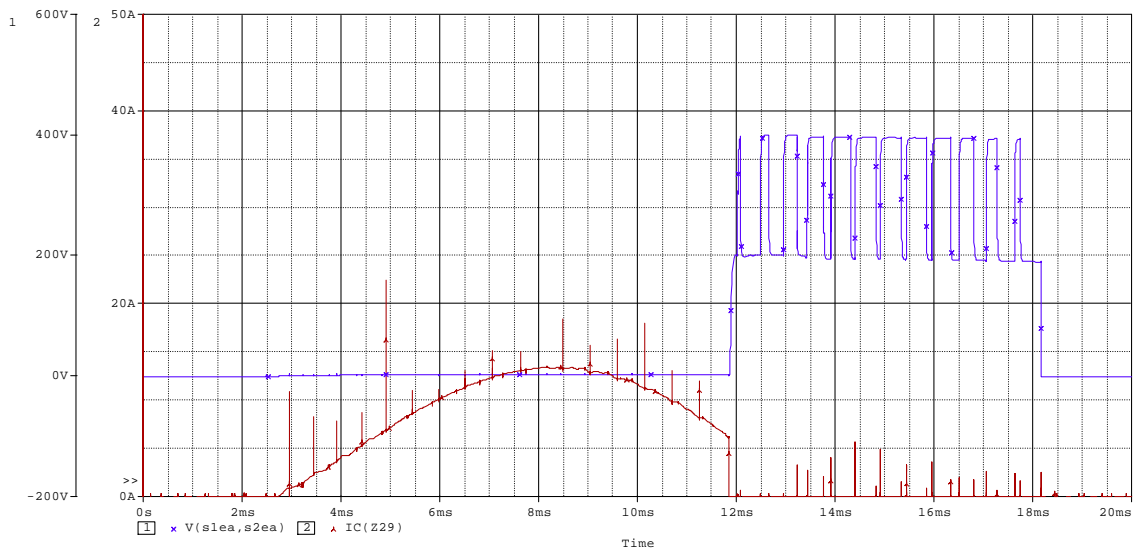
Η γενική παρατήρηση που μπορεί άμεσα να εξαχθεί είναι ότι η προτεινόμενη τοπολογία τριφασικού VSI μπορεί να διαχειριστεί αρκετά υψηλές ισχύεις με κατάλληλη επιλογή των διακοπτικών στοιχείων. Οι απώλειες ισχύος στους διακόπτες αυξάνονται κατά πολύ (περίπου τριπλασιάζονται σε σχέση με τις τυπικές συνθήκες λειτουργίας) αλλά δεν πρέπει να αγνοούμε το γεγονός ότι μεγαλύτερη είναι η αύξηση της «ωφέλιμης» ισχύος στο φορτίο (περίπου δεκαπλασιάζεται). Περισσότερα και λεπτομερέστερα συμπερασματικά στοιχεία παρατίθενται στο επόμενο κεφάλαιο.

Παρακάτω ακολουθούν ορισμένες συμπληρωματικές κυματομορφές για τον προτεινόμενο υβριδικό αντιστροφέα.

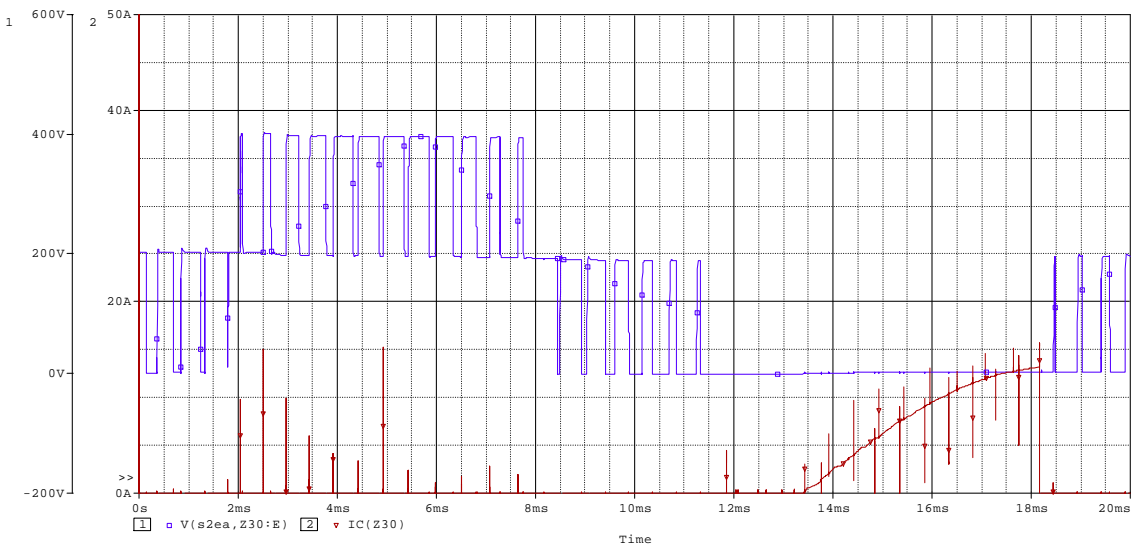


Σχήμα 6.66

Αποτελέσματα προσομοίωσης
Έξοδοι ρεύματος και τάσης του αντιστροφέα για 80msec
(περίπτωση μείωσης σύνθετης αντίστασης φορτίου σε 18.57Ω και αύξησης της dc τάσης εισόδου σε 800 Volts
($L=30mH$, $R=16\Omega$, $\cos\phi=0.86$))



Σχήμα 6.67
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Ρεύμα διακόπτη S2A και τάση στα άκρα του για χρόνο μιας περιόδου και για τάση εισόδου στα 800 Volts



Σχήμα 6.68
Αποτελέσματα προσομοίωσης
Ρεύμα διακόπτη S3A και τάση στα άκρα του για χρόνο μιας περιόδου και για τάση εισόδου στα 800 Volts

Κεφάλαιο 7

Συγκρίσεις και συμπεράσματα

Στην παρούσα εργασία μελετήθηκε ένας υβριδικός αντιστροφέας τάσης τεσσάρων επιπέδων, ο οποίος συντίθεται από μία βαθμίδα συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων και από μία βαθμίδα αντιστροφέα ουδέτερου σημείου τριών επιπέδων με διόδους αποκοπής στο ουδέτερο σημείο. Για την πληρέστερη παρουσίαση της προτεινόμενης τοπολογίας, μελετήθηκαν και προσομοιώθηκαν και οι διατάξεις των επιμέρους βαθμίδων (NPC και συμβατικός αντιστροφέας). Οι διόδοι αποκοπής στην NPC βαθμίδα αντικαταστάθηκαν με ζεύγη IGBT's και αντιπαράλληλων διόδων, εξασφαλίζοντας έτσι τη δυνατότητα δημιουργίας εναλλακτικών σεναρίων σειράς έναυσης και σβέσης των διακοπτικών στοιχείων, με απώτερο σκοπό τη βέλτιστη κατανομή των απωλειών στα ημιαγωγικά στοιχεία αλλά και την ελαχιστοποίηση των συνολικών απωλειών ισχύος. Αξιοποιούμε το γεγονός ότι ο σχεδιασμός της διάταξης προσφέρει αμφίδρομη διακοπτική συμπεριφορά (*bi-directional switching*). Επιπρόσθετα, αναλύθηκε η λογική παραγωγής των τεσσάρων επιπέδων τάσης και σχεδιάστηκε το αναλογικό κύκλωμα παλμοδότησης των διακοπών με βάση την τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (*SPWM*).

Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης επιβεβαιώθηκαν οι κυματομορφές εξόδου τεσσάρων επιπέδων τάσης, όπως επίσης επιβεβαιώθηκε και το γεγονός ότι στον τριφασικό αντιστροφέα οι αρμονικές συνιστώσες των πολικών εξόδων «τριπλής» τάξης εξαλείφονται (στις περιπτώσεις που εξετάστηκαν το φαινόμενο γίνεται αντιληπτό στην ανηγμένη συχνότητα $F_{nc}=39$). Στη συνέχεια, διερευνήθηκε η δυνατότητα βελτιστοποίησης της κατανομής των απωλειών στα ημιαγωγικά στοιχεία, εφαρμόζοντας διαφορετικές στρατηγικές έναυσης και σβέσης των διακοπών, κατόπιν κατάλληλης επιλογής του διακοπτικού συνδυασμού που παράγει τα επιθυμητά επίπεδα τάσης εξόδου. Στο σημείο αυτό, εκτός από τη συνδυαστική λογική αξιοποιήσαμε και τη λογική πρόωρης έναυσης διακόπτη υπό μηδενικό ρεύμα. Για τις διακοπτικές στρατηγικές οι οποίες κρίθηκαν αποδοτικές, υπολογίστηκαν οι απώλειες ισχύος τόσο υπό τις τυπικές συνθήκες λειτουργίας όσο και υπό διαφοροποιημένες συνθήκες, όσον αφορά στον συντελεστή ισχύος, την στάθμη εισόδου και την τιμή φορτίου.

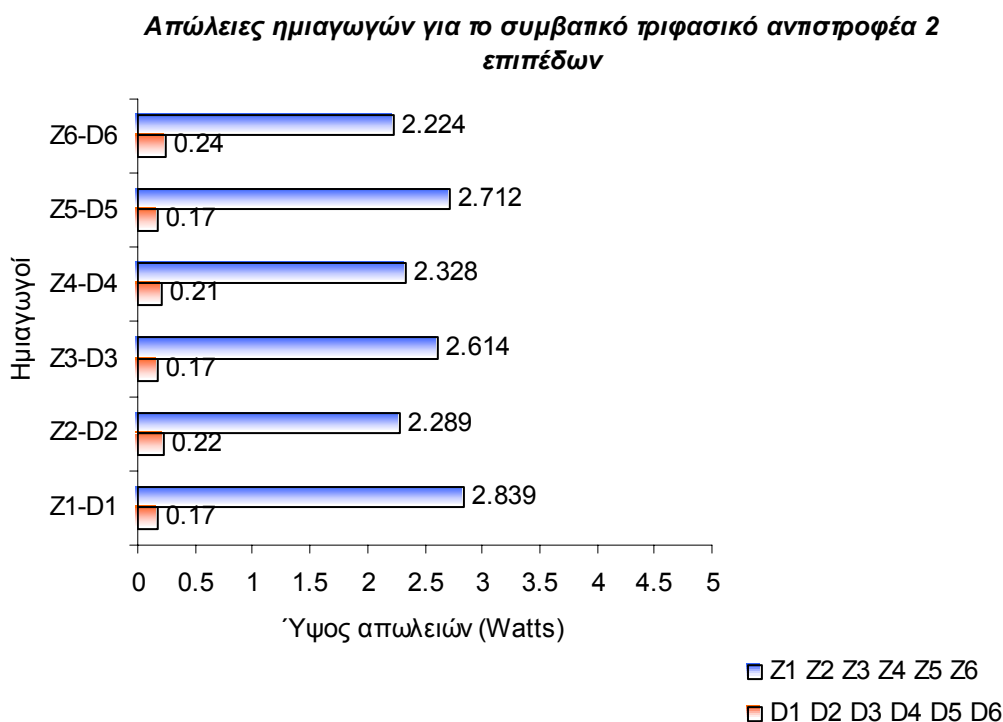
Το γενικό συμπέρασμα που μπορεί να εξαχθεί είναι ότι οι διακοπτικές στρατηγικές 2 και 3 οι οποίες χαρακτηρίστηκαν ως οι πλέον αποδοτικές, μετά από τη θεωρητική επεξεργασία της παραγράφου 3.5, είναι ισοδύναμες μεταξύ τους.

7.1. Συμπεράσματα για τον συμβατικό τριφασικό SPWM αντιστροφέα

Ο συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων προσομοιώθηκε υπό τάση εισόδου 600 Volts και φορτίο $L=100\text{mH}$, $R=50\Omega$ ($|Z|=58.26\Omega$ και $\cos\phi=0.86$). Η συχνότητα λειτουργίας ήταν 50Hz και η διακοπτική συχνότητα της SPWM τεχνικής 600Hz. Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Η κυριαρχούσα αρμονική του φάσματος της φασικής τάσης εξόδου εντοπίζεται στη συχνότητα των 600Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc}), έχει συντελεστή παραμόρφωσης $D\approx 1.53$ και το πλάτος της είναι 68.7% της βασικής αρμονικής. Όσον αφορά στην πολική τάση εξόδου, η αρμονική στα 600Hz εξαλείφεται ($F_{nc}=12$, "triplen harmonic") και πλέον, η κυριαρχούσα αρμονική εντοπίζεται στα 500 Hz (ανηγμένη συχνότητα $F_{nc}-2$), έχει συντελεστή παραμόρφωσης $D\approx 1.50$ και το πλάτος της είναι 30% της βασικής αρμονικής. Σύμφωνα, με τον ορισμό της κυριαρχούσας αρμονικής που χρησιμοποιείται στην πράξη για την κατασκευή των φίλτρων⁴¹, διαπιστώνουμε από την προσομοίωση ότι τόσο για το φάσμα της φασικής τάσης όσο για το φάσμα της πολικής τάσης η κυριαρχούσα αρμονική εμφανίζεται στη συχνότητα των 500 Hz (ανηγμένη συχνότητα $F_{nc}-2$) και έχει πλάτος περίπου στο 30% της θεμελιώδους. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι ανεξάρτητα από το μέγεθος της τάσης εισόδου η θέση και το σχετικό πλάτος της κυριαρχούσας αρμονικής παραμένει αμετάβλητο.
- Τα διακοπτικά στοιχεία του συμβατικού αντιστροφέα διαστασιολογούνται σε υψηλότερη τάση αποκοπής με αποτέλεσμα να υφίσταται περιορισμός στη μέγιστη τάση λειτουργίας του αντιστροφέα. Επιπλέον, ο αντιστροφέας δύο επιπέδων τάσης παρουσιάζει το μεγαλύτερο περιεχόμενο αρμονικών, σε σύγκριση με τις υπόλοιπες τοπολογίες, αφού η κυματομορφή εξόδου συντίθεται από τον ελάχιστο αριθμό επιπέδων (2).
- Ο συμβατικός αντιστροφέας παρουσιάζει τις ελάχιστες απώλειες ισχύος στους διακόπτες, σε σύγκριση με τις υπόλοιπες τοπολογίες, αφού η διάταξη διαμορφώνεται από τον ελάχιστο αριθμό διακοπτικών στοιχείων. Γι' αυτόν το λόγο, παρατηρείται και εξαιρετική ισοκατανομή των απωλειών ανάμεσα στους διακόπτες. Η ιδιότητα αυτή, ωστόσο, βρίσκεται σε άμεση συνάρτηση με την εφαρμοζόμενη τάση εισόδου.

⁴¹ Ορισμός κυριαρχούσας αρμονικής: κεφ.1, σελ. 16.



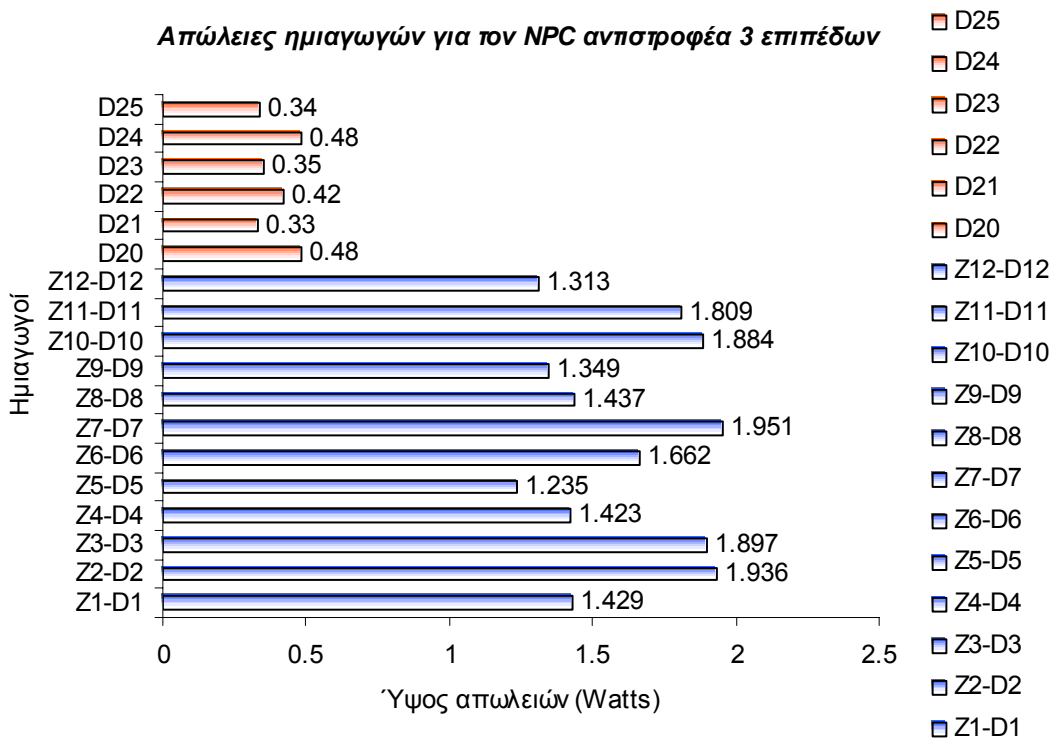
Σχήμα 7.1
 Απώλειες ισχύος συμβατικού αντιστροφέα

7.2. Συμπεράσματα για τον τριφασικό NPC-SPWM αντιστροφέα

Ο NPC τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων προσομοιώθηκε υπό τάση εισόδου 600 Volts και φορτίο $L=100\text{mH}$, $R=50\Omega$ ($|Z|=58.26\Omega$ και $\cos\phi=0.86$). Η συχνότητα λειτουργίας ήταν 50Hz και η διακοπτική συχνότητα της SPWM τεχνικής 600Hz. Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Η κυριαρχούσα αρμονική του φάσματος της φασικής τάσης εξόδου εντοπίζεται στη συχνότητα των 600Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc}), έχει συντελεστή παραμόρφωσης $D\approx 0.83$ και το πλάτος της είναι 39.8% της βασικής αρμονικής. Όσον αφορά στην πολική τάση εξόδου, η αρμονική στα 600Hz εξαλείφεται ($F_{nc}=12$, "triplen harmonic") και πλέον, η κυριαρχούσα αρμονική εντοπίζεται στα 400 Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc-4}), έχει συντελεστή παραμόρφωσης $D\approx 1.02$ και το πλάτος της είναι 12% της βασικής αρμονικής. Σύμφωνα, με τον ορισμό της κυριαρχούσας αρμονικής που χρησιμοποιείται στην πράξη για την κατασκευή των φίλτρων, διαπιστώνουμε από την προσομοίωση ότι για το φάσμα της φασικής τάσης η κυριαρχούσα αρμονική εμφανίζεται στη συχνότητα των 300 Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc-6}) και έχει πλάτος περίπου στο 6% της θεμελιώδους. Για το φάσμα της πολικής τάσης, η αρμονική στα 300 Hz εξαλείφεται και, συνεπώς, θεωρούμε ως κυριαρχούσα αρμονική αυτή που εμφανίζεται στα 400 Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc-6}) με πλάτος στο 12% της θεμελιώδους. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι στο φάσμα τόσο της φασικής όσο και της πολικής τάσης, δημιουργείται μία αρκετά υψηλή αρμονική στα 200 Hz με πλάτος περίπου στο 3.4% της θεμελιώδους.

- Μπορούμε να παρατηρήσουμε από τα σχήματα 5.9 και 5.23 ότι το φασματικό περιεχόμενο του NPC-SPWM αντιστροφέα παρουσιάζει μεγαλύτερη διασπορά στο πεδίο των συχνοτήτων από ότι στην περίπτωση του συμβατικού SPWM αντιστροφέα, γεγονός που σημαίνει ότι τα πλάτη των ανεπιθύμητων αρμονικών είναι μειωμένα και μπορούν να αντιμετωπιστούν με τη χρήση φθηνότερων φίλτρων.
- Οι απώλειες ισχύος, όπως είδαμε, κυμαίνονται στο επίπεδο των 22 Watts, μέγεθος το οποίο δεν μπορεί να θεωρηθεί επιβαρυντικό για τη λειτουργία του αντιστροφέα κάτω από τις δεδομένες προδιαγραφές. Ωστόσο, διακρίνεται μία τάση ανισοκατανομής των απωλειών ανάμεσα στους διακόπτες. Παρατηρούμε δε, ότι σε κάθε φάση οι υψηλότερες σχετικά απώλειες εντοπίζονται στους δύο μεσαίους διακόπτες, γεγονός το οποίο δικαιολογείται από το ότι οι μεσαίοι διακόπτες άγουν συνολικά για περισσότερο χρόνο, λόγω των υποκυκλωμάτων που κλείνουν μέσω των αντιπαράλληλων διόδων. Οι μεσαίοι διακόπτες επίσης είναι υπεύθυνοι για την πρώθηση του ουδέτερου σημείου στην έξοδο.

**Σχήμα 7.2**

Απώλειες ισχύος NPC αντιστροφέα

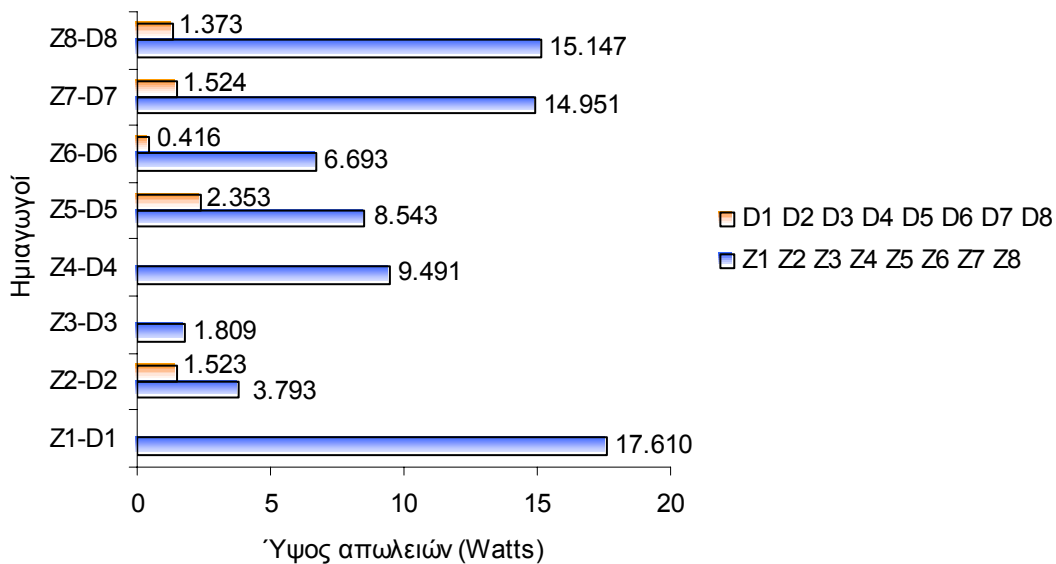
7.3. Συμπεράσματα για τον προτεινόμενο υβριδικό αντιστροφέα- Συγκριτικά στοιχεία

Ο υβριδικός τριφασικός αντιστροφέας τεσσάρων επιπέδων τάσης προσομοιώθηκε αρχικά υπό τάση εισόδου 600 Volts και φορτίο $L=100\text{mH}$, $R=50\Omega$ ($|Z|=58.26\Omega$ και $\cos\phi=0.86$). Η συχνότητα λειτουργίας ήταν 50Hz και η διακοπτική συχνότητα της SPWM τεχνικής 1950Hz. Στη συνέχεια, μεταβλήθηκαν ορισμένες από τις προδιαγραφές της διάταξης έτσι ώστε σε συνδυασμό με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των προηγούμενων τοπολογιών να εξαχθούν χρήσιμα συγκριτικά συμπεράσματα. Από τα αποτελέσματα της θεωρητικής μελέτης του συστήματος και της προσομοίωσης προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Οι διακοπτικές στρατηγικές οι οποίες τελικά επελέγησαν ως «υποψήφιες» να οδηγήσουν το στάδιο ισχύος είναι τέσσερις ανά φάση (Δ.Σ.1, Δ.Σ.2, Δ.Σ.3, Δ.Σ.4) από τους 16 πιθανούς διακοπτικούς συνδυασμούς ανά φάση, σύμφωνα με τα όσα αναπτύχθηκαν στην παράγραφο 3.5. Οι διακοπτικές στρατηγικές οι οποίες απορρίφθηκαν, προέκυψε θεωρητικά ότι επιφέρουν ανισοκατανομή των απωλειών ισχύος στους διακόπτες με αποτέλεσμα την υπερβολική θερμική καταπόνηση ορισμένων από αυτούς. Πιο συγκεκριμένα, ορισμένοι συνδυασμοί επιφέρουν αποκλειστικά διακοπτικές απώλειες στο σύστημα (πίνακας 3.5, σελ. 58), γεγονός ανεπιθύμητο αφού τα διακοπτικά χρονικά διαστήματα είναι κατά πολύ μικρότερα των χρόνων αγωγής ή σβέσης. Συνεπώς, τα ημιαγωγικά στοιχεία καλούνται να διαχειριστούν υψηλές ισχύεις σε δυσανάλογα μικρό χρονικό διάστημα και οι απώλειες αυξάνονται. Επίσης, σε πολλούς από τους διακοπτικούς συνδυασμούς παρατηρούμε ότι καθίσταται υποχρεωτική η συνεχής αγωγή κάποιου από τους διακόπτες, με αποτέλεσμα τη συσσώρευση απωλειών αγωγής στο συγκεκριμένο στοιχείο, που συχνά οδηγεί στην καταστροφή του. Αντίστοιχα, υπάρχουν συνδυασμοί οι οποίοι απαιτούν τη συνεχή μεταβολή της κατάστασης κάποιου διακόπτη, με αποτέλεσμα τη συσσώρευση διακοπτικών απωλειών. Η πιο ισοσταθμισμένη συμπεριφορά όσον αφορά στη δυναμική διαίρεση των απωλειών παρατηρείται στους συνδυασμούς *sw.str.1*, *sw.str.2*, *sw.str.3* και *sw.str.4* οι οποίοι αποτελούν τις πλέον αποδοτικές διακοπτικές στρατηγικές για το προτεινόμενο σύστημα (γράφος σελ.60).
- Τελικά, από την διαδικασία προσομοίωσης, και σε αντίθεση με τα θεωρητικά αναμενόμενα, προέκυψε ότι οι στρατηγικές 1, 4 αδυνατούν να οδηγήσουν με αξιοπιστία τη διάταξη (σχήμα 6.24, σελ.124) αφού δεν παρέχουν τις επιθυμητές κυματομορφές εξόδου. Πράγματι, διαπιστώνουμε ότι η διακοπτική στρατηγική 1 αδυνατεί να υλοποιήσει με επιτυχία τη μετάβαση $\{-V_{DC}/4\} \rightarrow \{-V_{DC}/2\}$ ενώ η διακοπτική στρατηγική 4 αδυνατεί να υλοποιήσει με επιτυχία τη μετάβαση $\{+V_{DC}/2\} \rightarrow \{+V_{DC}/4\}$. Μία εκτίμηση για το λόγο που οδηγεί σε αυτήν την ανωμαλία προκύπτει από τον πίνακα 6.1, σελ.113, σε συνδυασμό με το ότι χρησιμοποιήθηκε η τεχνική έναυσης υπό μηδενικό ρεύμα. Παρατηρούμε ότι στην διακοπτική στρατηγική 1, για τη δημιουργία του επιπέδου $-V_{DC}/2$ τίθεται σε πρόωρη αγωγή ο διακόπτης S6, ενώ στη διακοπτική στρατηγική 4, για τη δημιουργία του επιπέδου $+V_{DC}/2$ τίθεται σε πρόωρη αγωγή ο διακόπτης S5. Από τον πίνακα των διακοπτικών στρατηγικών διαπιστώνουμε ότι οι ασφαλείς διακοπτικές στρατηγικές προϋποθέτουν την πρόωρη έναυση διακοπών (αν επιλεγεί η τεχνική αυτή) οι οποίοι είναι απαραίτητοι για τη δημιουργία των αμέσως διαδοχικών επιπέδων. Δηλαδή, για τη δημιουργία του επιπέδου $+V_{DC}/2$ επιτρέπεται να θέσουμε σε πρόωρη έναυση μόνο το διακόπτη S7 ενώ για τη δημιουργία του επιπέδου $-V_{DC}/2$ επιτρέπεται να θέσουμε σε πρόωρη έναυση μόνο το διακόπτη S8. Συνεπώς, βάσει των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης (σχήμα 6.24) απορρίπτουμε τις διακοπτικές στρατηγικές 1 και 4, και πλέον καλούμαστε να αξιολογήσουμε τις εναπομείνουσες αποδοτικές διακοπτικές στρατηγικές 2 και 3.

- Ο αντιστροφείας ισχύος παλμοδοτήθηκε σύμφωνα με τις αποδοτικές διακοπτικές στρατηγικές sw.str.2, sw.str.3. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδειξαν ότι πρόκειται για δύο σχεδόν ισοδύναμες τακτικές ενεργοποίησης των ημιαγωγικών διακοπών, αφού παράγουν τις ίδιες επιθυμητές κυματομορφές εξόδου και με ίσες προσεγγιστικά απώλειες ισχύος, τόσο συνολικά όσο και σε κάθε διακόπτη ξεχωριστά. Στα σχήματα 7.3, 7.4 φαίνονται οι απώλειες για κάθε διακόπτη και για κάθε μία από τις δύο διακοπτικές στρατηγικές που εξετάζουμε.

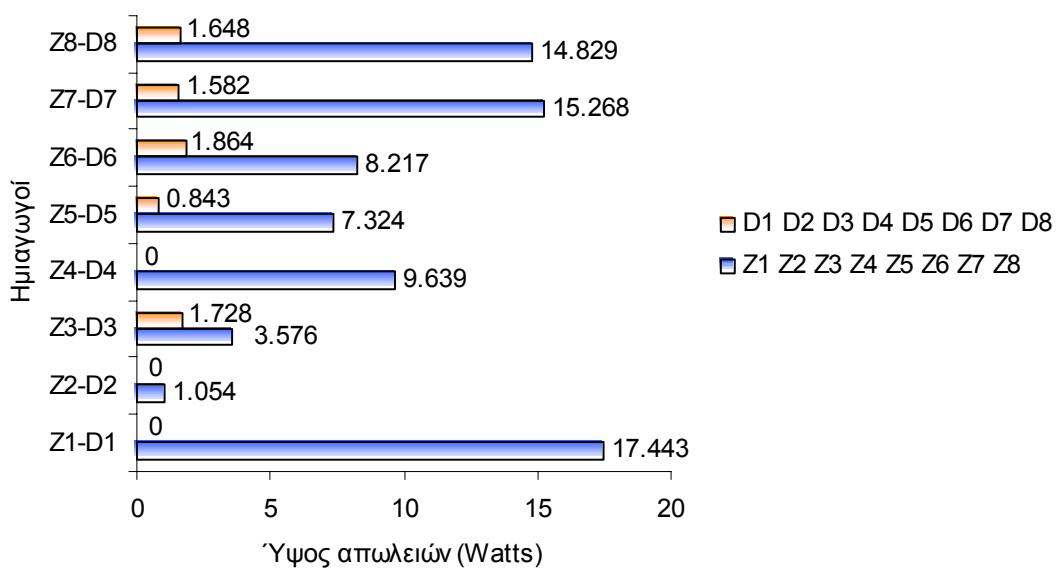
Απώλειες ημιαγωγών φάσης A για τη διακοπτική στρατηγική 2



Σχήμα 7.3

Επιμέρους απώλειες για τη διακοπτική στρατηγική 2

Απώλειες ημιαγωγών φάσης A για τη διακοπτική στρατηγική 3



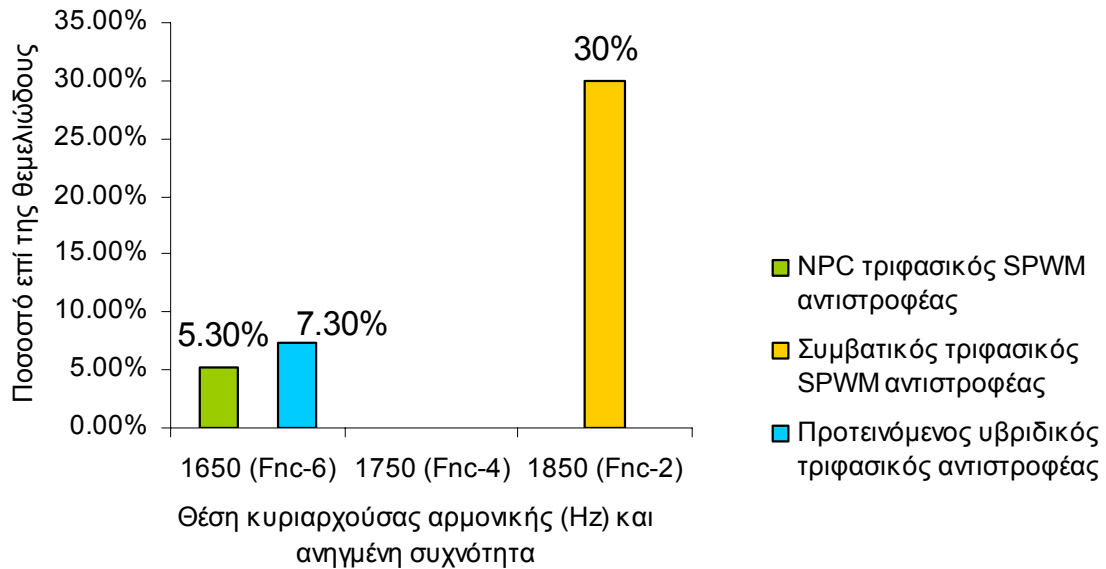
Σχήμα 7.4

Επιμέρους απώλειες για τη διακοπτική στρατηγική 3

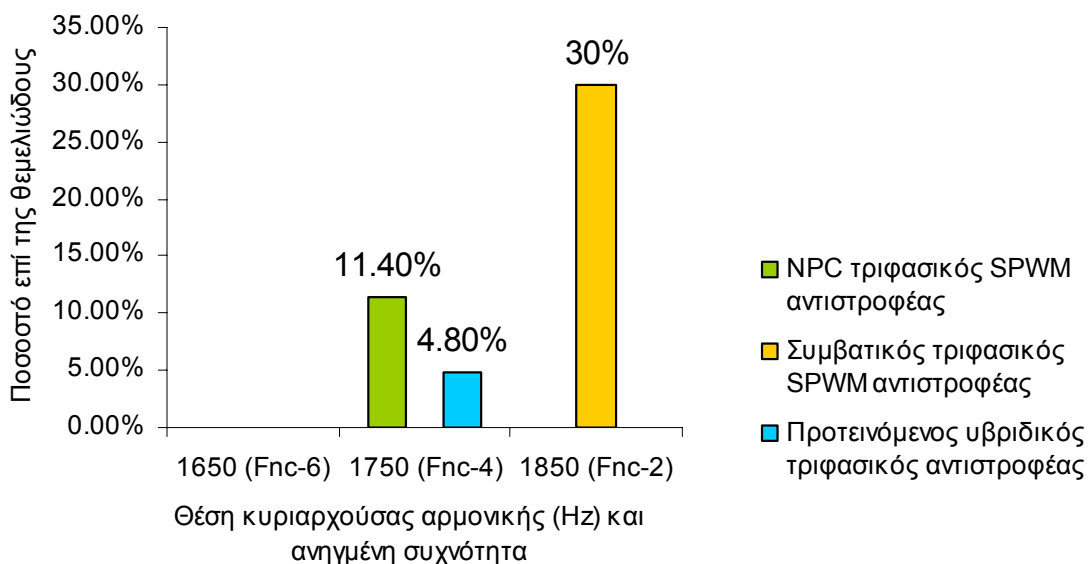
- Από τα παραπάνω γραφήματα παρατηρούμε ότι οι απώλειες του υβριδικού αντιστροφέα εντοπίζονται στους ακραίους διακόπτες τόσο της συμβατικής βαθμίδας όσο και της NPC βαθμίδας. Άξιο παρατήρησης επίσης είναι το φαινόμενο ότι η δομική αλλαγή της NPC βαθμίδας (ζεύγος διακοπών S5, S6 αντί των διόδων ελεύθερης διέλευσης του NPC αντιστροφέα) δεν επιβαρύνει ιδιαίτερα το σύστημα με απώλειες ισχύος, γεγονός που σημαίνει ότι το πλεονέκτημα που αποκομίζουμε με τη διαφοροποίηση αυτή (δυνατότητα εναλλακτικών διακοπτικών στρατηγικών) έχει μεγαλύτερο αντίκτυπο στο κύκλωμα από το μειονέκτημα που αφορά στην επιπλέον δημιουργία απωλειών.
- Η κυριαρχούσα αρμονική του φάσματος της φασικής τάσης εξόδου εντοπίζεται στη συχνότητα των 1950Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc}), έχει συντελεστή παραμόρφωσης $D \approx 0.05$ και το πλάτος της είναι 30.2% της βασικής αρμονικής. Όσον αφορά στην πολική τάση εξόδου, η αρμονική στα 1950Hz εξαλείφεται ($F_{nc}=39$, "triplen harmonic") και πλέον, η κυριαρχούσα αρμονική εντοπίζεται στα 1750 Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc-4}), έχει συντελεστή παραμόρφωσης $D \approx 0.016$ και το πλάτος της είναι 4.8% της βασικής αρμονικής. Σύμφωνα, με τον ορισμό της κυριαρχούσας αρμονικής που χρησιμοποιείται στην πράξη για την κατασκευή των φίλτρων, διαπιστώνουμε από την προσομοίωση ότι για το φάσμα της φασικής τάσης η κυριαρχούσα αρμονική εμφανίζεται στη συχνότητα των 1650 Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc-6}) και έχει πλάτος περίπου στο 7.3% της θεμελιώδους. Για το φάσμα της πολικής τάσης, η αρμονική στα 1650 Hz εξαλείφεται και, συνεπώς, θεωρούμε ως κυριαρχούσα αρμονική αυτή που εμφανίζεται στα 1750 Hz (ανηγμένη συχνότητα F_{nc-4}) με πλάτος στο 4.8% της θεμελιώδους. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι στο φάσμα τόσο της φασικής όσο και της πολικής τάσης, δημιουργείται αρκετά μεγάλη διασπορά του αρμονικού περιεχομένου, έτσι ώστε σε όλο το φάσμα να παρουσιάζονται αρμονικές συνιστώσες με πλάτος περίπου στο 0.7% της θεμελιώδους, οι οποίες όμως δεν δημιουργούν ιδιαίτερα προβλήματα στην ομαλή λειτουργία του συστήματος.

Για να γίνει εφικτή η σύγκριση των αρμονικών περιεχομένων των τριών τοπολογιών, εφαρμόσαμε κοινή διακοπτική συχνότητα στα 1950 Hz, από όπου και συνάγονται τα γραφήματα του σχήματος 7.5.

Κυριαρχούσες αρμονικές για τις φασικές τάσεις εξόδου των τριών τοπολογιών. Σχετικό πλάτος και θέση.



Κυριαρχούσες αρμονικές για τις πολικές τάσεις εξόδου των τριών τοπολογιών. Σχετικό πλάτος και θέση.



Σχήμα 7.5

Θέσεις και σχετικά πλάτη κυριαρχουσών αρμονικών συνιστωσών για τις τρεις τοπολογίες

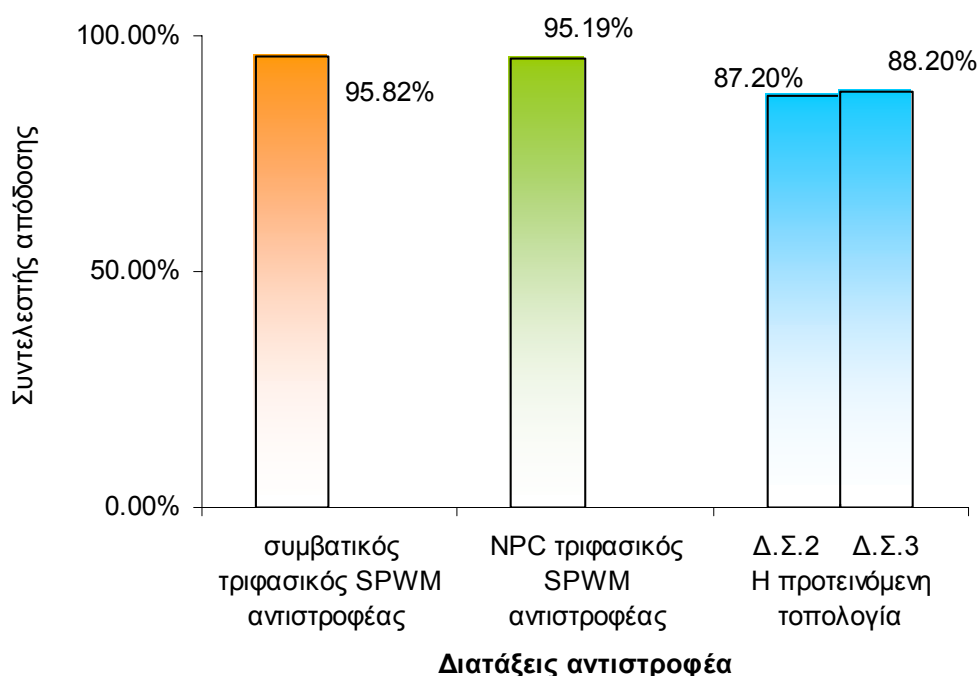
- Στο σημείο αυτό, θα εισαγάγουμε στη διερεύνηση το **συντελεστή απόδοσης**, βάσει του οποίου θα είναι εφικτή η σύγκριση της αποδοτικότητας των διαφόρων τοπολογιών που εξετάστηκαν. Η μέση παρεχόμενη ισχύς από την πηγή προς το κύκλωμα είναι κοινή για όλες τις τοπολογίες αφού οι προσομοιώσεις έγιναν κάτω από κοινές προδιαγραφές λειτουργίας, και συγκεκριμένα για τάση εισόδου 600 Volts, φορτίο $L=100\text{mH}$, $R=50\Omega$ ($|Z|=58.26\Omega$ και $\cos\phi=0.86$), συχνότητα λειτουργίας 50Hz και διακοπτική συχνότητα της SPWM τεχνικής 1950Hz.

Ορίζουμε το συντελεστή απόδοσης η ως το πηλίκο της ενεργού ισχύος φορτίου κάθε διάταξης προς τη μέση παρεχόμενη ισχύ από την πηγή:

$$\eta = \frac{\langle P_{\text{out}} \rangle}{\langle P_{\text{in}} \rangle} = \frac{\text{ενεργός ισχύς εξόδου}}{\text{ισχύς εισόδου}} \quad (7.1)$$

Με την εισαγωγή του συντελεστή απόδοσης στη μελέτη μας, αποκτούμε ένα **αντικειμενικό μέτρο σύγκρισης** για την αποδοτικότητα και συνεπώς για την τάση απωλειών κάθε διάταξης αντιστροφέα που παρουσιάστηκε. Είναι προφανώς, $0 < \eta < 1$, οπότε όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής απόδοσης μίας διάταξης, τόσο μικρότερο είναι το ποσοστό ισχύος που διαφεύγει υπό μορφή απωλειών, κάτω από κοινές προδιαγραφές εισόδων και παρεχόμενης ισχύος. Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των κεφαλαίων 5, 6 και τη σχέση ορισμού (7.1) υπολογίζουμε τους συντελεστές απόδοσης για καθεμία από τις τρεις διατάξεις αντιστροφέα που εξετάστηκαν, και η σύγκριση αναπαρίσταται γραφικά στο διάγραμμα του σχήματος 7.6.

Συγκριτικό διάγραμμα απόδοσης μεταξύ των τριών διατάξεων, βάσει του συντελεστή απόδοσης



Σχήμα 7.6
 Συγκριτικό διάγραμμα απόδοσης

Από το σχήμα 7.6 εξάγονται οι εξής παρατηρήσεις:

- Τόσο ο συμβατικός αντιστροφέας όσο και ο αντιστροφέας ουδετέρου σημείου εμφανίζουν παραπλήσια απόδοση που πάντα κυμαίνεται σε πολύ υψηλά επίπεδα. Το κρίσιμο στοιχείο, ωστόσο, είναι μέχρι για ποια τάση εισόδου οι δύο αυτές τοπολογίες μπορούν να δίνουν τις ελάχιστες απώλειες.
 - Ο υβριδικός αντιστροφέας εμφανίζει τις υψηλότερες απώλειες ή αλλιώς τη χαμηλότερη απόδοση (όπως αναμενόταν, λόγω του μεγάλου αριθμού ημιαγωγικών στοιχείων) και, μάλιστα, όποια διακοπτική στρατηγική από τις δύο επικρατέστερες και αν επιλεγθεί, η συνολική επιβάρυνση του συστήματος είναι σχεδόν ίδια, με ελαφρά προτεραιότητα στη διακοπτική στρατηγική 3..
- Όπως είδαμε παραπάνω, φαίνεται ότι δεν υπάρχει λόγος να προτιμήσουμε την προτεινόμενη υβριδική τοπολογία αντιστροφέα συγκρινόμενη με την NPC ή τη συμβατική τοπολογία. Ωστόσο, το γεγονός αυτό δεν μπορεί να αποτελέσει κανόνα διότι:

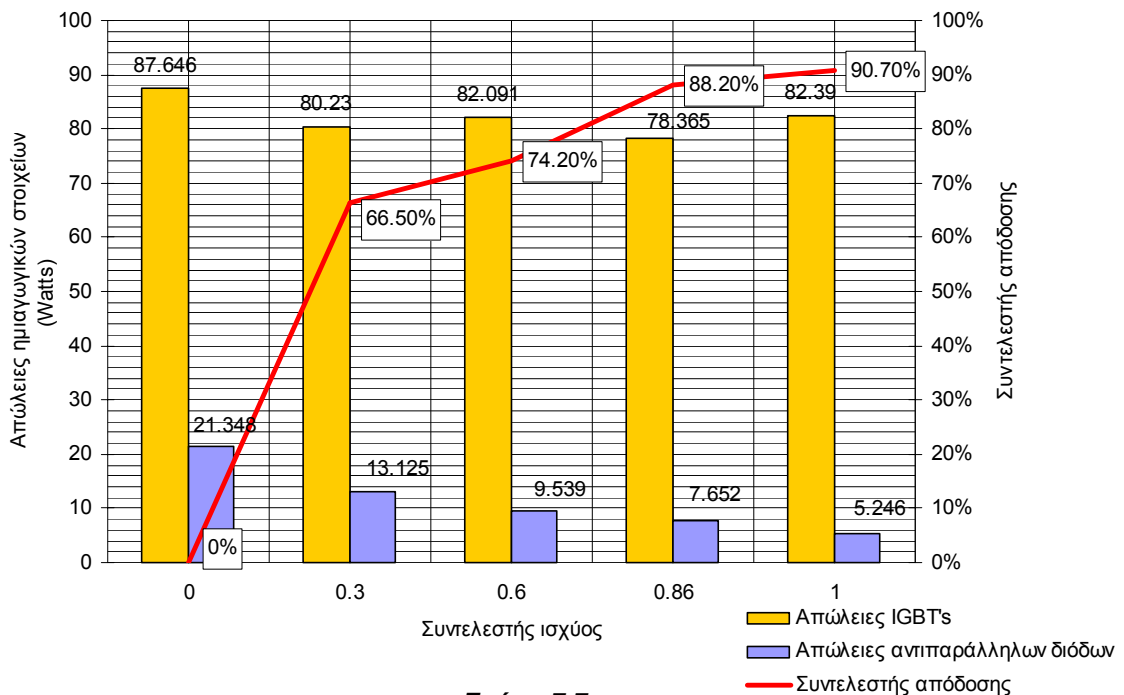
(α) χρησιμοποιώντας το σύστημα υβριδικού αντιστροφέα υπάρχουν μεγαλύτερα περιθώρια διαχείρισης υψηλότερης ισχύος και, συνεπώς, τροφοδότησης της διάταξης με υψηλότερες τάσεις εισόδου και

(β) με κατάλληλες τροποποιήσεις των προδιαγραφών του συστήματος, οι απώλειες μπορούν να ελαχιστοποιηθούν και να γίνουν συγκρίσιμες με τις απώλειες του NPC αντιστροφέα.

Η προτεινόμενη διάταξη (οδηγούμενη από την διακοπτική στρατηγική 3 η οποία παρουσιάζει ελαφρώς καλύτερη απόδοση) προσομοιώθηκε για μεταβαλλόμενο συντελεστή ισχύος φορτίου, για να διαπιστωθεί κατά πόσο η επιβαλλόμενη διαφορά φάσης μεταξύ του ρεύματος και της τάσης εξόδου επηρεάζει τις απώλειες ισχύος.

Επίσης, μπορεί να γίνει αντιληπτή η επίδραση της μεταβολής της ωμικής και επαγωγικής συνιστώσας της σύνθετης αντίστασης φορτίου. Η προσομοίωση παραμετρικά με το συντελεστή ισχύος φορτίου γίνεται με τάση εισόδου 600 Volts και φορτίο σταθερού μέτρου $|Z|=58.26\Omega$. Η συχνότητα λειτουργίας είναι 50Hz και η διακοπτική συχνότητα της SPWM τεχνικής 1950Hz. Η εξάρτηση των απωλειών, βάσει της προκύπτουσας τιμής για το συντελεστή απόδοσης, από το συντελεστή ισχύος φαίνεται γραφικά στα διαγράμματα του σχήματος 7.7.

Επίδραση της μεταβολής του συντελεστή ισχύος στις απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων και στη συνολική απόδοση



Σχήμα 7.7

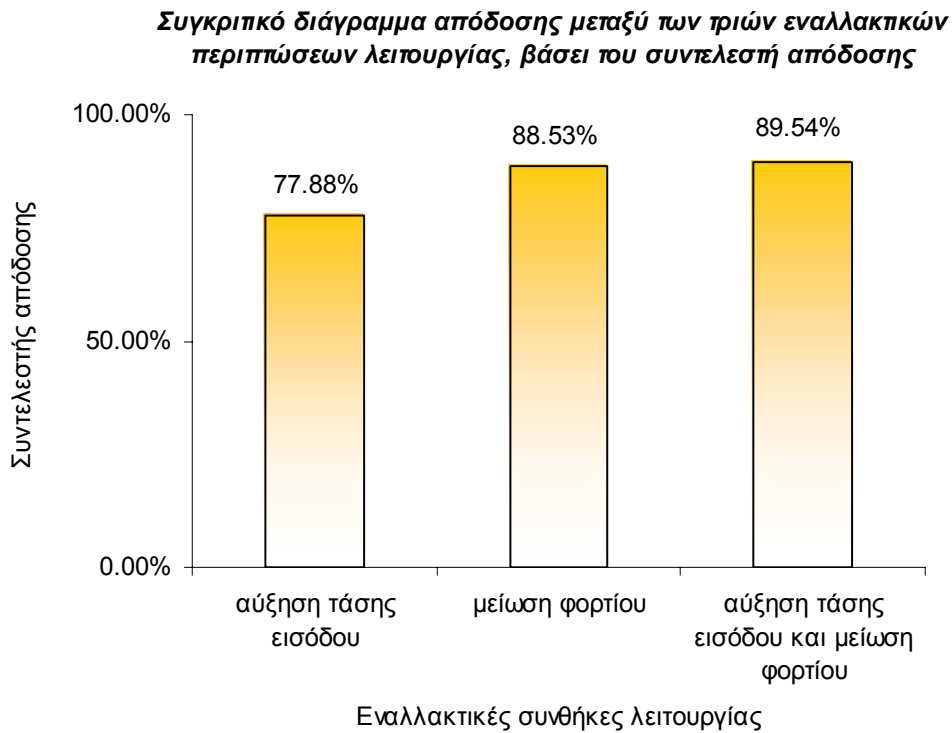
Επίδραση του συντελεστή ισχύος φορτίου στην απόδοση του υβριδικού αντιστροφέα.

- Παρατηρούμε ότι οι επιφερόμενες απώλειες είναι αντιστρόφως ανάλογες από το συντελεστή ισχύος φορτίου, ή ισοδύναμα η απόδοση του συστήματος αυξάνεται όσο ο συντελεστής ισχύος φορτίου αυξάνεται.
 - Οι απώλειες στα IGBT's μεταβάλλονται ελάχιστα, έτσι ώστε να μπορούμε να θεωρήσουμε ότι η ευθύνη για τη μεταβολή των απωλειών καθώς ο συντελεστής ισχύος διαφοροποιείται ανήκει εξ' ολοκλήρου στις αντιπαράλληλες διόδους των διακοπών. Πράγματι, όσο ο συντελεστής ισχύος διατηρείται σε χαμηλές τιμές, επικρατεί το επαγωγικό μέρος της αντίστασης φορτίου με αποτέλεσμα τα κυκλώματα να «κλείνουν» μέσω των αντιπαράλληλων διόδων (*freewheeling*). Το αυξημένο ρεύμα που διαρρέει τις διόδους σε αυτήν την περίπτωση ευθύνεται για την αύξηση των απωλειών. Όσο ο συντελεστής ισχύος αυξάνεται, επικρατεί ο ωμικός χαρακτήρας του φορτίου και, κατά συνέπεια η μέση μεταβιβαζόμενη ισχύς προς το φορτίο μεγιστοποιείται.
- Μετά από την παραμετροποίηση του συντελεστή ισχύος, η υβριδική διάταξη προσομοιώθηκε για διάφορους μεταβλητούς συνδυασμούς προδιαγραφών. Οι τυπικές τιμές των μεγεθών είναι:
- dc τάση εισόδου 600 Volts
 - φορτίο σύνθετης αντίστασης 58.26 Ω και συντελεστή ισχύος 0.86 επαγωγικό.

Ο συντελεστής ισχύος του φορτίου παραμένει αμετάβλητος και ίσος με 0.86 διότι αφ' ενός εξετάσαμε την επίδραση των ενδεχόμενων μεταβολών του στην προηγούμενη παράγραφο και αφ' ετέρου ο κύριος στόχος των προσομοιώσεων αυτής της παραγράφου εμπλέκει το μέτρο της σύνθετης αντίστασης φορτίου, το οποίο καθορίζει την ένταση του ρεύματος, και όχι τη φάση της. Προσομοιώθηκαν τρεις περιπτώσεις λειτουργίας:

- Αύξηση dc τάσης εισόδου στα 800 Volts
($|Z_{\text{φορτίου}}| = 58.26\Omega$, $L=100\text{mH}$, $R=50\Omega$, $\cos\varphi=0.86$)
- Μείωση σύνθετης αντίστασης φορτίου σε 18.57Ω
($V_{\text{dc}}=600\text{Volts}$, $L=30\text{mH}$, $R=16\Omega$, $\cos\varphi=0.86$)
- Μείωση σύνθετης αντίστασης φορτίου σε 18.57Ω και αύξηση της dc τάσης εισόδου σε 800 Volts ($L=30\text{mH}$, $R=16\Omega$, $\cos\varphi=0.86$)

Στο παρακάτω σχήμα 7.8 αναπαρίσταται διαγραμματικά η μεταβολή των απωλειών της διάταξης (βάσει του συντελεστή απόδοσης) για κάθε μία από τις τρεις εναλλακτικές περιπτώσεις λειτουργίας.

**Σχήμα 7.8**

Απώλειες του υβριδικού αντιστροφέα για τις τρεις εναλλακτικές περιπτώσεις

Παρατηρούμε ότι υπάρχει η δυνατότητα περιορισμού των απωλειών ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, γίνεται εμφανές από το διάγραμμα του σχήματος 7.8 ότι όσο το μέτρο του φορτίου μειώνεται, τόσο ελαχιστοποιούνται οι απώλειες στους διακόπτες της διάταξης. Αυτό σημαίνει ότι η διάταξη είναι ιδιαίτερα ανθεκτική σε υψηλά ρεύματα και, συνεπώς, σε υψηλές ισχείς⁴².

Παρόλ' αυτά, η μείωση των απωλειών δεν συνεχίζεται με παρόμοιους ρυθμούς αν αυξήσουμε και την τάση εισόδου του συστήματος. Αίτιο αυτού του απρόσμενου φαινομένου, υποθέτουμε ότι είναι η επιλογή του συγκεκριμένου τύπου IGBT. Διαφορετικός τύπος IGBT με υψηλότερα όρια στην περιοχή ασφαλούς λειτουργίας θα έδινε δυνατότητα για περαιτέρω μείωση των απωλειών.

⁴² Η ιδιότητα αυτή, ωστόσο, βρίσκεται σε άμεση συνάρτηση με την επιλογή του τύπου των ημιαγωγικών στοιχείων.

Συνοψίζοντας, κατέστη δυνατόν να επιτύχουμε συντελεστή απόδοσης κοντά στο 90% (maximum) για τον προτεινόμενο υβριδικό αντιστροφέα, που είναι άμεσα συγκρίσιμος με τους συντελεστές απόδοσης των δύο άλλων τοπολογιών (περίπου 95%, βάσει του σχήματος 7.6). Η συγκεκριμένη τιμή του συντελεστή απόδοσης επετεύχθη με σταθεροποιημένο το συντελεστή ισχύος στην ονομαστική του τιμή 0.86. Άρα, από την παραπάνω ανάλυση προκύπτει ότι οι απώλειες μπορούν να μειωθούν και άλλο με μία συνδυασμένη αύξηση συντελεστή ισχύος-μείωση φορτίου-αύξηση τάσης εισόδου (που αποτελεί και το σημαντικό προσόν αυτού του υβριδικού αντιστροφέα σε σύγκριση με τις άλλες τοπολογίες, οι οποίες έχουν σχετικά χαμηλά όρια αντοχής σε υψηλές τάσεις εισόδου).

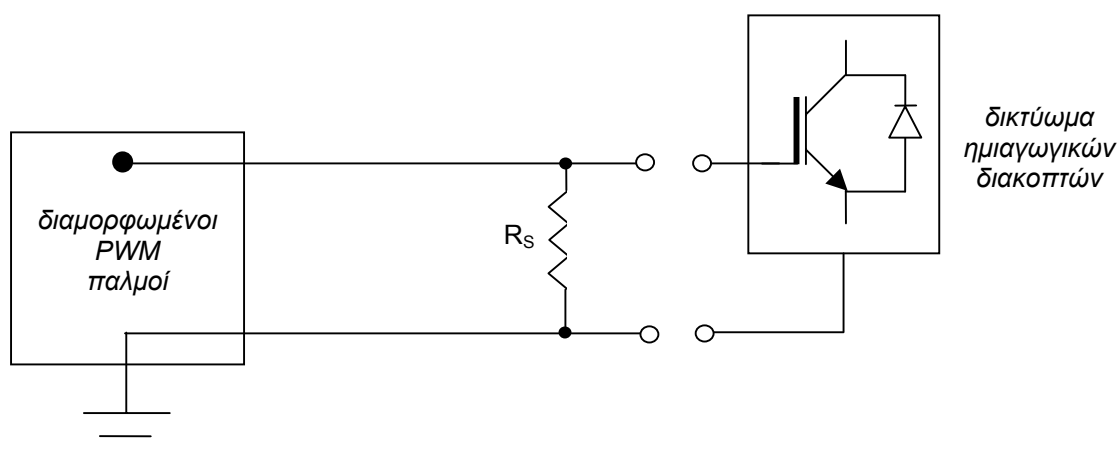
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

A.

Διαδικασία προσομοίωσης

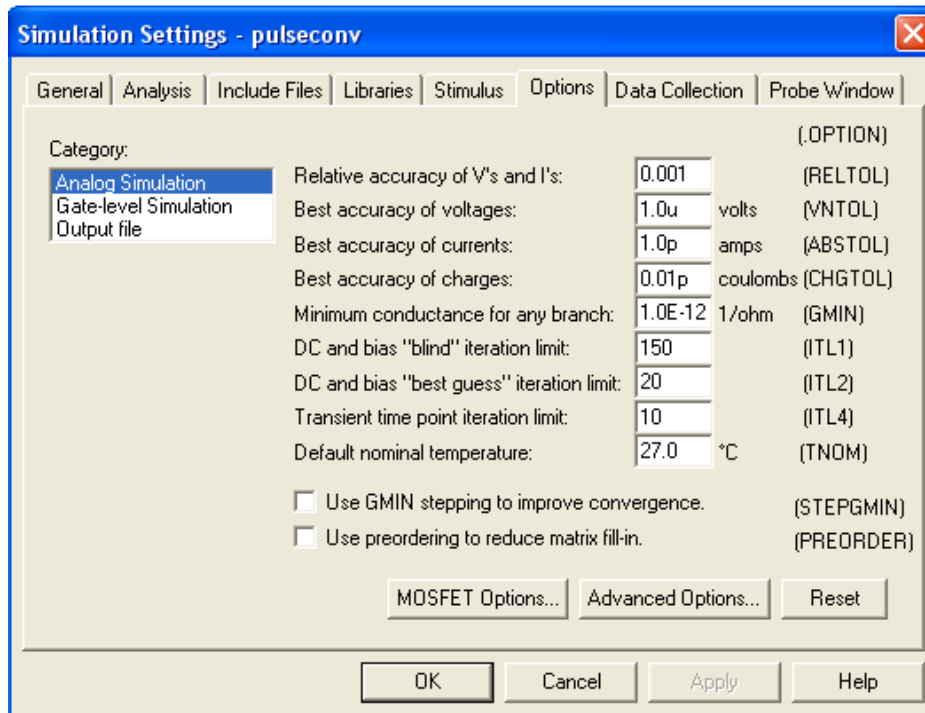
Συνήθως, κατά τη διαδικασία προσομοίωσης δημιουργούνται ανεπιθύμητες δυσλειτουργίες στο χρησιμοποιούμενο λογισμικό, κυρίως λόγω «αδυναμιών» της εσωτερικής του δομής να ανταποκριθεί στα δεδομένα που εισάγονται από τον χρήστη. Πιο συγκεκριμένα, στο PSPICE, που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία, πολλές φορές η διαδικασία προσομοίωσης παρακωλύθηκε από προβλήματα σύγκλισης της αριθμητικής μεθόδου ανάλυσης η οποία επρόκειτο να εκτελεστεί εσωτερικά στο πρόγραμμα (*convergence inconvenience*). Η αδυναμία σύγκλισης του PSPICE, διαπιστώθηκε ότι οφείλεται κυρίως σε δύο παράγοντες:

- Στο γεγονός ότι ο σχεδιασμός του λογισμικού δεν επιτρέπει να πραγματοποιηθεί δειγματοληψία τάσης σε βραχυκυκλώματα, παρά μόνο μεταξύ σημείων όπου παρεμβάλλεται σύνθετη αντίσταση. Γι' αυτόν το λόγο, στα κυκλώματα που προσομοιώθηκαν, παρεμβάλλονται σε πολλά σημεία αντιστάσεις οι οποίες στην πραγματικότητα δεν απαιτούνται για να λειτουργήσει το κύκλωμα. Για παράδειγμα, οι έξοδοι του PWM ελεγκτή οδηγούνται στις πύλες των διακοπών μέσω αντιστάσεων γειωμένων στο ένα άκρο τους οι οποίες αφ' ενός δίνουν τη δυνατότητα στο πρόγραμμα να «καταλάβει» ότι πρόκειται για αντιστοίχιση τάσης μεταξύ των εμπλεκόμενων ακροδεκτών και αφ' ετέρου προσαρμόζουν το ρεύμα πύλης των διακοπών στα επιθυμητά χαμηλά επίπεδα (σχήμα A.1, με αναφορά στα σχήματα 6.10, 6.11, 6.12, 6.13). Η παρέμβαση αυτή κατά την πραγματική υλοποίηση του κυκλώματος είναι περιττή.

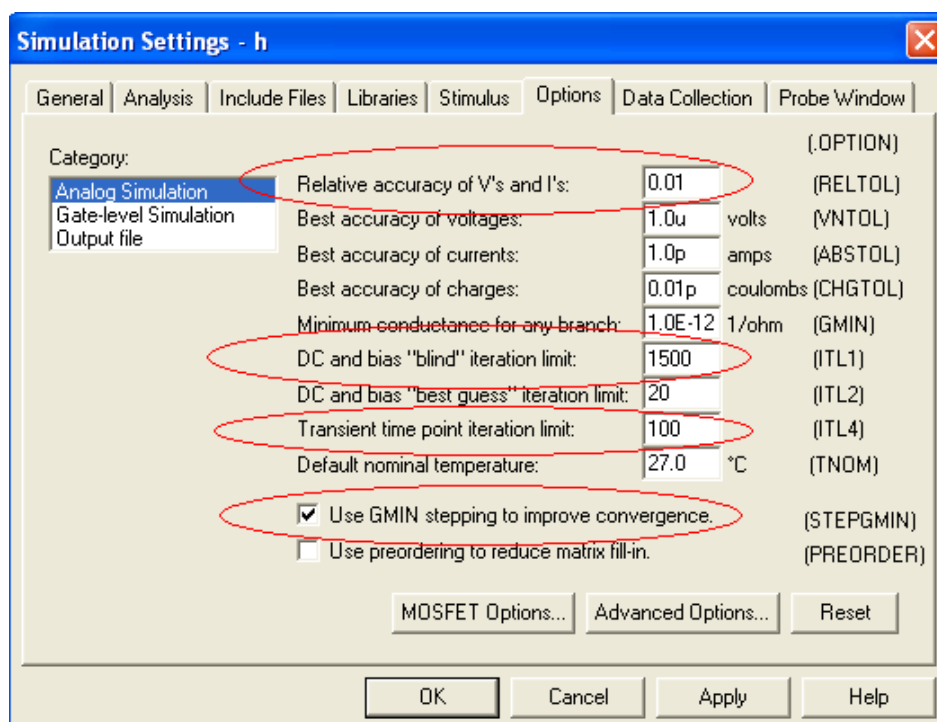


Σχήμα A.1
Παρέμβαση αντίστασης R_s για δειγματοληψία τάσης στο PSPICE

- Σε ενδεχόμενο μη αποτελεσματικό ορισμό των προδιαγραφών και ρυθμίσεων λειτουργίας (*runtime settings*). Οι default ρυθμίσεις του προγράμματος φαίνονται στο σχήμα A.2. Για την προσομοίωση συστημάτων τα οποία απαιτούν αρκετά μεγάλη επεξεργασία και επίσης μεγάλους υπολογιστικούς χρόνους, επιβάλλεται η διαφοροποίηση των παραμέτρων λειτουργίας, διότι σε διαφορετική περίπτωση δεν θα γινόταν εφικτή η σύγκλιση της αριθμητικής μεθόδου και η προσομοίωση δεν θα ολοκληρωνόταν. Οι μεταβολές των παραμέτρων φαίνονται στο σχήμα A.3.



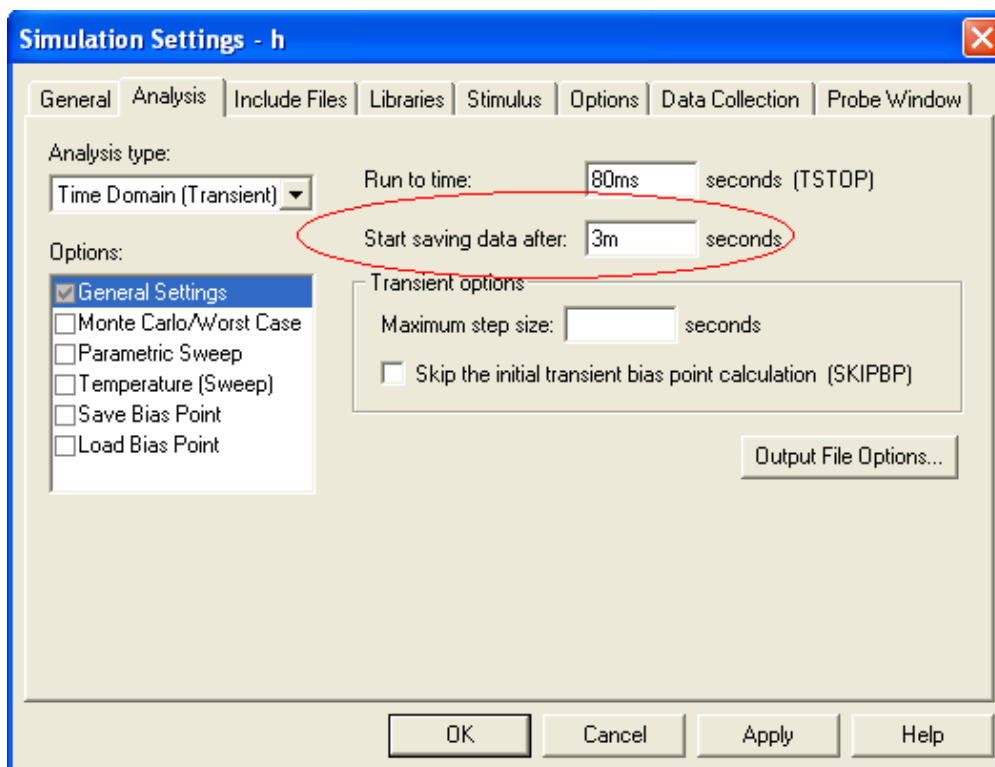
Σχήμα A.2
Default runtime settings



Σχήμα A.3
Διαφοροποιημένες ρυθμίσεις

Δηλαδή, σε περιπτώσεις όπου η σύγκλιση δεν είναι εφικτή, μεταβάλλουμε τις παραμέτρους RELTOL, ITL1, ITL4 και STEPGMIN. Η ανάλυση GMIN βοηθά στην επιτυχή ολοκλήρωση των υπολογιστικών βημάτων της μεθόδου όταν το κύκλωμα περιέχει μη γραμμικά στοιχεία (π.χ ημιαγωγικούς διακόπτες). Η RELTOL παράμετρος καθορίζει την ακρίβεια υπολογισμού των τάσεων και των ρευμάτων σε κάθε βήμα. Μειώνουμε την ακρίβεια υπολογισμού σε δύο δεκαδικά ψηφία για να μειώσουμε τον απαιτούμενο υπολογιστικό χρόνο. Η ITL1 παράμετρος καθορίζει το όριο των επαναληπτικών ακολουθιών που εκτελούνται για να προσδιοριστεί η βέλτιστη αρχική τιμή της μεθόδου. Αυξάνοντας την τιμή της παραμέτρου αυτής, βελτιώνουμε τα περιθώρια προσέγγισης λύσεων πιο κοντινών στην πραγματική λειτουργία του κυκλώματος, με κόστος υπολογιστικού χρόνου. Η ITL4 παράμετρος καθορίζει τον μέγιστο χρόνο υπό μορφή επαναλήψεων που αφιερώνεται σε κάθε υπολογιστικό βήμα. Μεγιστοποιούνται, δηλαδή, οι πιθανότητες για σύγκλιση τόσο στο συνολικό χρόνο εκτέλεσης όσο και σε κάθε βήμα.

- Όσον αφορά στις περιπτώσεις υπολογισμού μέσης ισχύος στις διάφορες διατάξεις, ρυθμίσαμε τον προσομοιωτή του προγράμματος ώστε να καταγράφει δεδομένα και βηματικές λύσεις των εξισώσεων μετά την πάροδο 3msec από την έναρξη λειτουργίας και όχι από την έναρξη. Η ρύθμιση αυτή επιλέγεται, όπως φαίνεται στο σχήμα A.4, διότι, όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο 6, στην έναρξη της λειτουργίας του κυκλώματος επιδρά το συρρέον ρεύμα έναυσης του οποίου οι μεγάλες τιμές αυξάνουν σε μη ρεαλιστικά επίπεδα την υπολογισθείσα μέση ισχύ.



Σχήμα A.4
Ρυθμίσεις χρόνου καταγραφής αποτελεσμάτων

B.

Data sheets

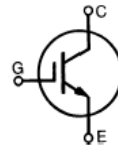
• IGBT's



Low $V_{CE(sat)}$ IGBT
 High speed IGBT

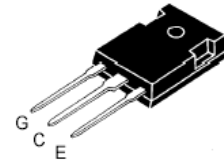
IXGH/IXGM 40 N60
 IXGH/IXGM 40 N60A

V_{CES}	I_{C25}	$V_{CE(sat)}$
600 V	75 A	2.5 V
600 V	75 A	3.0 V

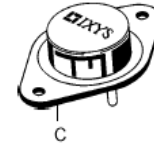


Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	600 V
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GE} = 1\text{ M}\Omega$	600 V
V_{GES}	Continuous	± 20 V
V_{GEM}	Transient	± 30 V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, limited by leads	75 A
I_{C90}	$T_C = 90^\circ\text{C}$	40 A
I_{CM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, 1 ms	150 A
SSOA (RBSOA)	$V_{GE} = 15\text{ V}$, $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 22\ \Omega$ Clamped inductive load, $L = 30\ \mu\text{H}$	$I_{CM} = 80$ @ $0.8 V_{CES}$ A
P_C	$T_C = 25^\circ\text{C}$	250 W
T_J		-55 ... +150 $^\circ\text{C}$
T_{JM}		150 $^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55 ... +150 $^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque (M3)	1.13/10 Nm/lb.in.
Weight		TO-204 = 18 g, TO-247 = 6 g
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300 $^\circ\text{C}$

TO-247 AD (IXGH)



TO-204 AE (IXGM)



G = Gate, C = Collector,
 E = Emitter, TAB = Collector

Features

- International standard packages
- 2nd generation HDMOS™ process
- Low $V_{CE(sat)}$
 - for low on-state conduction losses
- High current handling capability
- MOS Gate turn-on
 - drive simplicity
- Voltage rating guaranteed at high temperature (125°C)

Applications

- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switch-mode and resonant-mode power supplies

Advantages

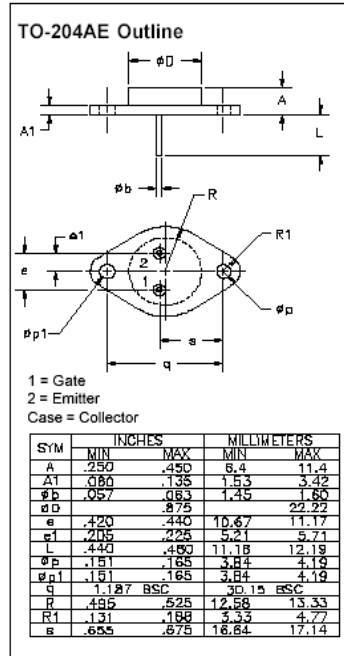
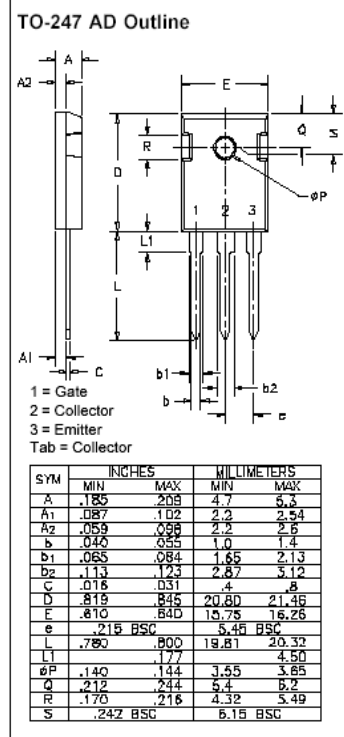
- Easy to mount with 1 screw (TO-247) (isolated mounting screw hole)
- High power density

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
BV_{CES}	$I_C = 250\ \mu\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$	600		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 250\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$	2.5		V
I_{CES}	$V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$			200 μA 1 mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0\text{ V}$, $V_{GE} = \pm 20\text{ V}$			± 100 nA
$V_{CE(sat)}$	$I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$			40N60: 2.5 V 40N60A: 3.0 V



IXGH 40N60 IXGM 40N60
IXGH 40N60A IXGM 40N60A

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
g_{fs}	$I_C = I_{C90}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$	25	35	S
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$		4500	pF
C_{oes}			300	pF
C_{res}			60	pF
Q_g	$I_C = I_{C90}$; $V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CE} = 0.5 V_{CES}$		200	nC
Q_{ge}			45	nC
Q_{gc}			88	nC
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}$; $V_{GE} = 15\text{ V}$, $L = 100\ \mu\text{H}$ $V_{CE} = 0.8 V_{CES}$; $R_G = R_{off} = 22\ \Omega$ Switching times may increase for V_{CE} (Clamp) $> 0.8 \cdot V_{CES}$; higher T_J or increased R_G		100	ns
t_{ri}			200	ns
$t_{d(off)}$			600	ns
t_{fi}			200	ns
E_{off}			3	mJ
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}$; $V_{GE} = 15\text{ V}$, $L = 100\ \mu\text{H}$ $V_{CE} = 0.8 V_{CES}$; $R_G = R_{off} = 22\ \Omega$ Remarks: Switching times may increase for V_{CE} (Clamp) $> 0.8 \cdot V_{CES}$; higher T_J or increased R_G		100	ns
t_{ri}			200	ns
E_{on}			4	mJ
$t_{d(off)}$			600	1000 ns
t_{fi}			600	2000 ns
E_{off}			300	800 ns
R_{thJC}				0.5 K/W
R_{thCK}		0.25		K/W



IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

IXYS MOSFETS and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents: 4,835,592 4,881,106 5,017,508 5,049,961 5,187,117 5,486,715
 4,850,072 4,931,844 5,034,796 5,063,307 5,237,481 5,381,025



IXGH 40N60 IXGM 40N60
IXGH 40N60A IXGM 40N60A

Fig. 1 Saturation Characteristics

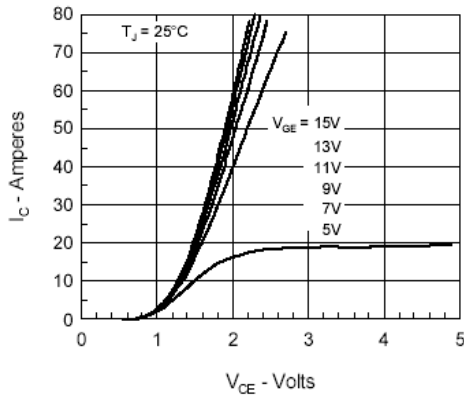


Fig. 2 Output Characteristics

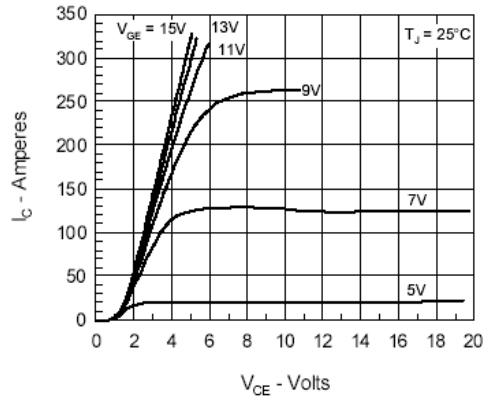


Fig. 3 Collector-Emitter Voltage vs. Gate-Emitter Voltage

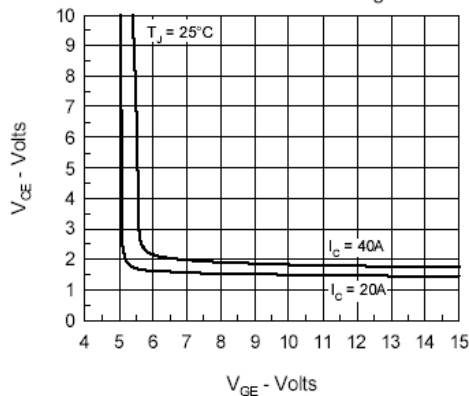


Fig. 4 Temperature Dependence of Output Saturation Voltage

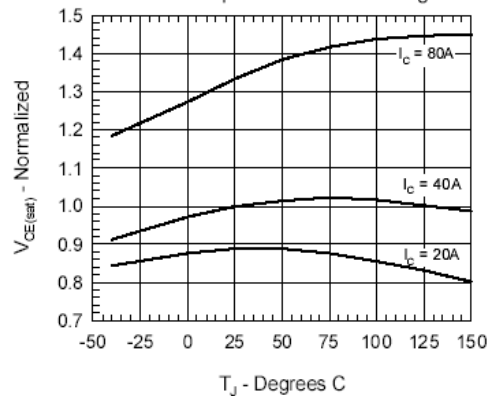


Fig. 5 Input Admittance

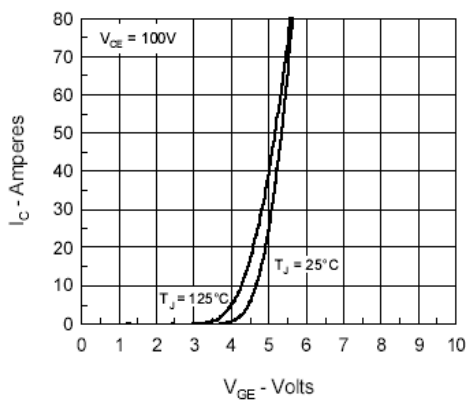


Fig. 6 Temperature Dependence of Breakdown and Threshold Voltage

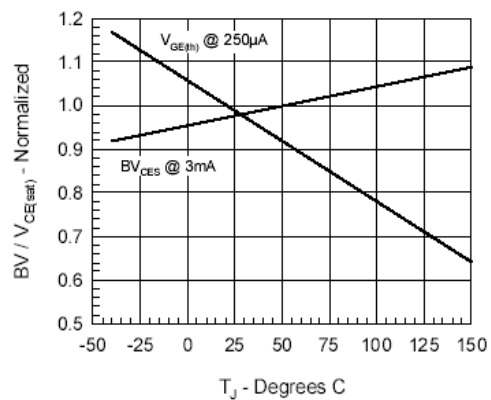




Fig.7 Gate Charge

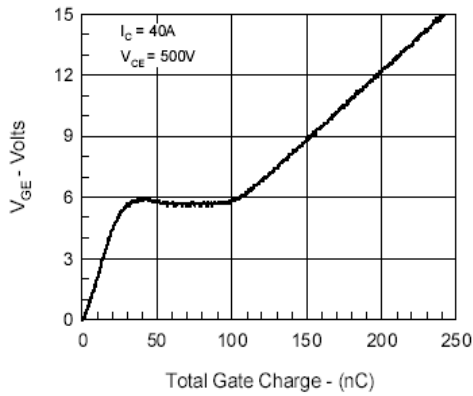


Fig.8 Turn-Off Safe Operating Area

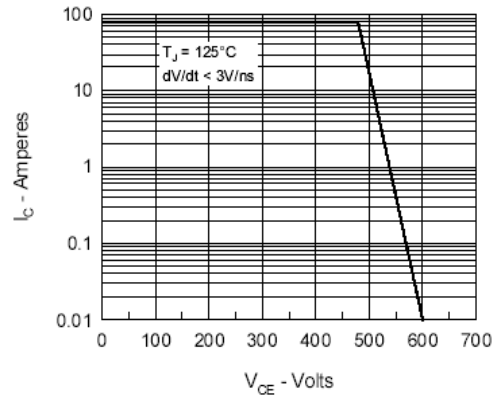


Fig.9 Capacitance Curves

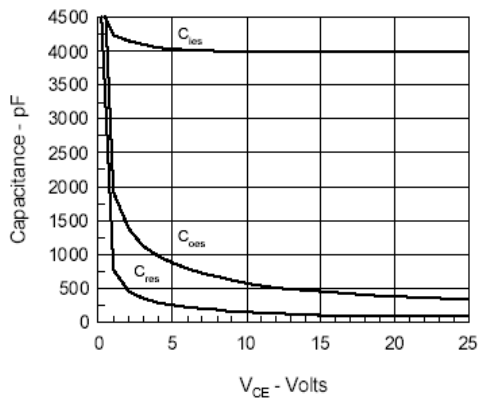
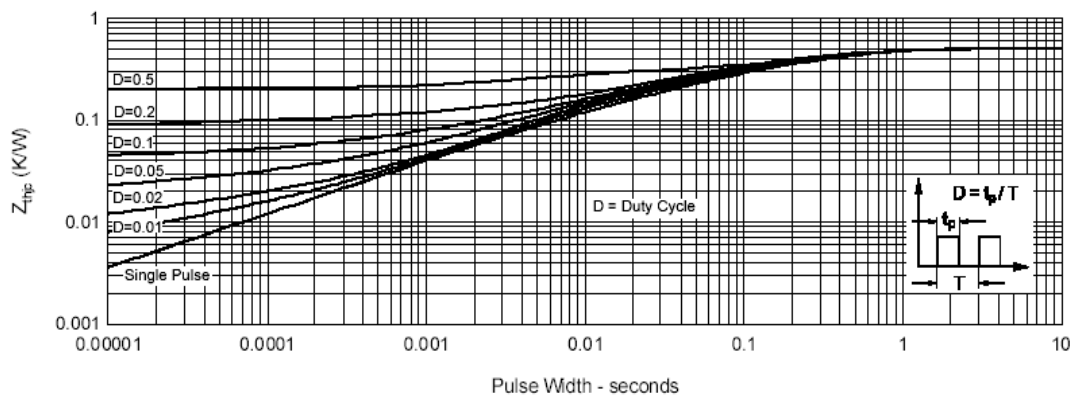


Fig.10 Transient Thermal Impedance



IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

IXYS MOSFETs and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents: 4,835,592 4,881,106 5,017,508 5,049,961 5,187,117 5,486,715
 4,850,072 4,931,844 5,034,796 5,063,307 5,237,481 5,381,025

- Συγκριτές



August 2000

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

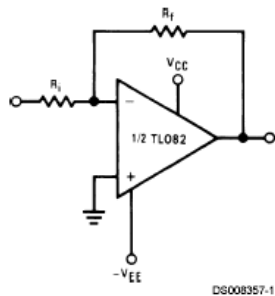
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

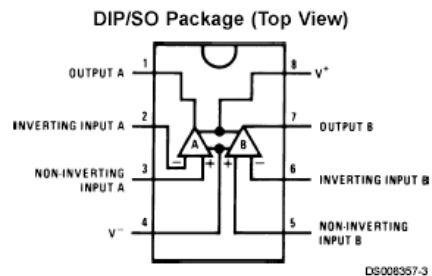
Features

- Internally trimmed offset voltage: 15 mV
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise voltage: 16nV/√Hz
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion: ≤0.02%
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Typical Connection

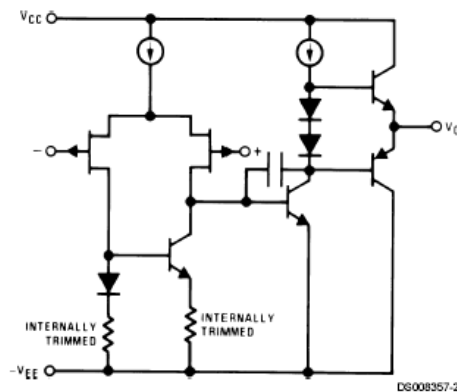


Connection Diagram



Order Number TL082CM or TL082CP
 See NS Package Number M08A or N08E

Simplified Schematic



BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corp.

TL082

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation	(Note 2)
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _{J(MAX)}	150°C
Differential Input Voltage	±30V

Input Voltage Range (Note 3)	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	260°C

ESD rating to be determined.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

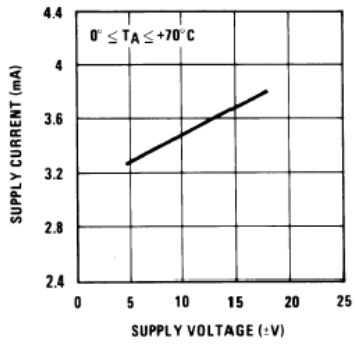
DC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	15 20	mV mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J = 25°C, (Notes 5, 6) T _J ≤ 70°C		25	200 4	pA nA
I _B	Input Bias Current	T _J = 25°C, (Notes 5, 6) T _J ≤ 70°C		50	400 8	pA nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C V _O = ±10V, R _L = 2 kΩ Over Temperature	25	100		V/mV V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10 kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	5.6	mA

TL082

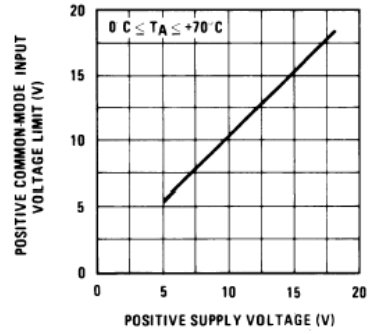
Typical Performance Characteristics (Continued)

Supply Current



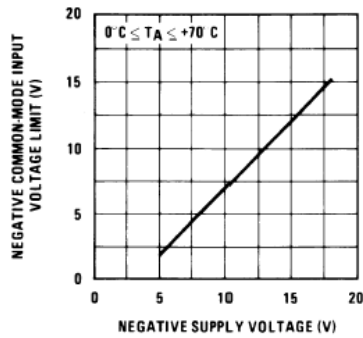
DS008357-20

Positive Common-Mode Input Voltage Limit



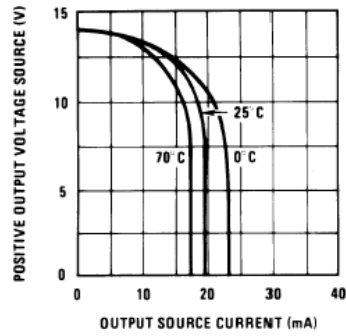
DS008357-21

Negative Common-Mode Input Voltage Limit



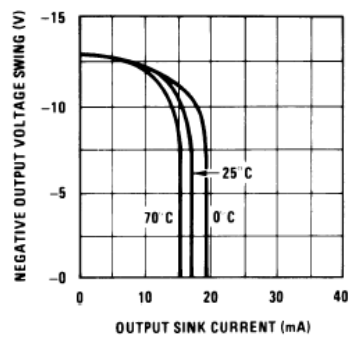
DS008357-22

Positive Current Limit



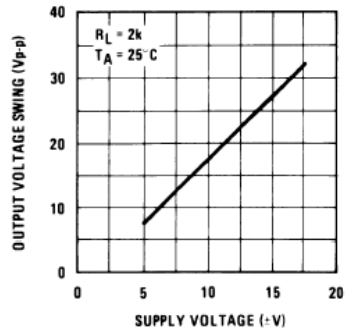
DS008357-23

Negative Current Limit



DS008357-24

Voltage Swing



DS008357-25

Βιβλιογραφία-Αναφορές

- [1] Σ.Ν.Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*, Εκδόσεις Συμείων, 2000
- [2] Σ.Ν.Μανιάς, *Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1997
- [3] Σ.Ν.Μανιάς και Α.Καλετσάνος, *Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά*, Εκδόσεις Συμείων, 2001
- [4] Muhammad H. Rashid, *Power Electronics*, Printice Hall, 2004
- [5] N. Mohan, *Power Electronics*, John Wiley & Sons, 2nd edition, 1995
- [6] N. Mohan, T.M.Undeland, W.P.Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, New York, John Wiley & Sons, 1995
- [7] L.M.Tolbert, T.G.Habetler, *Novel multilevel inverter carrier-based PWM method*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 35 Issue: 5, Sept.-Oct. 1999
- [8] B. P. McGrath, D. G. Holmes, M. Manjrekar, T. A. Lipo, *An Improved Modulation Strategy for a Hybrid Multilevel Inverter*, in Conf. Rec. 2000 IEEE/IAS Annual Meeting
- [9] Peng Fang Zheng, *A generalized multilevel inverter topology with self voltage balance*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 37 Issue: 2, Mar.-Apr. 2001
- [10] Siriroj Sirisukprasert, *Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverters*, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University
- [11] B. P. McGrath, D. G. Holmes, *A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters*, in Conf. Rec. 2000 IEEE/PESC Meeting
- [12] B. P. McGrath, D. G. Holmes, T. A. Lipo, *Optimized Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters*, 2001 IEEE/APEC Meeting.
- [13] Σ.Ν.Μανιάς, Ν.Π.Παπαδόπουλος, Φ.Σ.Στεργιόπουλος, *4-Level Inverter for Power Transmission Applications*, MedPower 2002, Nov.2002
- [14] A.S.Sedra, K.C.Smith, *Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1994

-
- [15] A.Nabae, I.Takahashi, H.Akagi, *A Neutral-Point Clamped PWM Inverter*, IEEE- IAS'80 Conference Proceedings pp. 761-766, 1980.
- [16] B.K.Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives, Technology and Applications*, IEEE Press 1996.
- [17] Ahmed Elasser, *Switching Losses of IGBTs Under Zero-Voltage and Zero-Current Switching*, PESC'96, pp 600-607
- [18] Keliang Zhou, Danwei Wang, *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 49 Issue: 1, Feb. 2002
- [19] P.J. van Duijsen, *Multilevel Modeling and Simulation of Power Electronics Systems*, EPE'93, pp.347-352
- [20] H.W. van der Broeck, H.C. Skudelny, G.V.Stanke, *Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 24 Issue: 1, Jan.-Feb. 1988
- [21] SS. Singh, F.Li, D. Garrett, R. Thomas, *A study of sigma-delta modulation control strategies for multi-level voltage source inverters*, Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE, 1998
- [22] MOTOROLA SEMICONDUCTOR APPLICATION NOTE, *Application considerations using Insulated Gate Bipolar Transistors*, Prepared by C.S. Mitter, Motorola Inc.

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ



ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Ένας Νέος Τριφασικός Αντιστροφείας Τάσης Τεσσάρων Επιπέδων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

Παπαδόπουλου Π. Νικόλαου

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ^η Νοεμβρίου 2003.

.....
Μανιάς Στέφανος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

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

.....
Παπαθανασίου Σταύρος.
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2003

.....

ΝΙΚΟΛΑΟΣ Π. ΠΑΠΑΔΟΠΟΥΛΟΣ

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

© 2003 – All rights reserved