



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Λειτουργία Μετατροπέα Ισχύος Τύπου M2C και Προστασία
των Ημιαγωγικών του Διακοπών από Υπερτάσεις με
Χρήση Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Σεραφείμ Μ. Γερμανάκη

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

Αθήνα, Μάρτιος 2016



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

Λειτουργία Μετατροπέα Ισχύος Τύπου M2C και Προστασία των Ημιαγωγικών του Διακοπών από Υπερτάσεις με Χρήση Βαρίστρο Μεταλλικών Οξειδίων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Σεραφείμ Μ. Γερμανάκη

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29^η Μαρτίου 2016

(Υπογραφή)

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

(Υπογραφή)

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

(Υπογραφή)

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2016

(Υπογραφή)

.....

Σεραφείμ Γερμανάκης

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

Copyright © Σεραφείμ Μ. Γερμανάκης, 2016

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας αυτής είναι η μελέτη και η ανάλυση της λειτουργίας του νέου τύπου μετατροπέα ισχύος, Πολυεπίπεδου Μετατροπέα με Μονάδες DC-DC Μετατροπέων (Modular Multilevel Converter, M2C) καθώς και η μελέτη και προσομοίωση των μεθόδων προστασίας του από διάφορους τύπους σφαλμάτων.

Πιο συγκεκριμένα, στο κεφάλαιο 2 γίνεται μία αναφορά στους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων που χρησιμοποιούνται μέχρι σήμερα. Στο κεφάλαιο 3 μελετώνται οι βασικές αρχές λειτουργίας του M2C και παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που προσφέρει ένας τέτοιου τύπου μετατροπέας στις εφαρμογές στις οποίες μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Στο κεφάλαιο 4 αναλύεται μία πολύ χρήσιμη παραλλαγή του M2C, ο Μετατροπέας Εναλλασσόμενου Βραχίονα (Alternate Arm Converter, A2C). Και για τους δύο μετατροπείς παρουσιάζονται και συγκρίνονται οι διάφορες τεχνικές ελέγχου των διακοπών τους. Όλα τα παραπάνω επιτυγχάνονται μέσω θεωρητικής προσέγγισης αλλά και προσομοιώσεων. Τέλος, εξετάζεται η δυνατότητα της οικογένειας μετατροπέων M2C να ανταπεξέρχονται σε σφάλματα στην AC και κυρίως στη DC πλευρά τους, τα οποία οι υπόλοιποι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων δεν μπορούν να αντιμετωπίσουν ικανοποιητικά.

Στο κεφάλαιο 5 εξετάζεται η εμφάνιση μεγάλης υπέρτασης στα άκρα του διακόπτη κατεύθυνσης του A2C, που οφείλεται στα πηνία των βραχιόνων του A2C και μπορεί να καταστρέψει τα IGBT του. Μελετάται η προστασία τους με τη χρήση κυκλώματος snubber σε συνδυασμό με βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων. Οι προσομοιώσεις γίνονται στο Capture του PSPICE και βασίζονται σε πραγματικά εμπορικά μοντέλα για την επίτευξη όσο το δυνατόν ρεαλιστικότερων αποτελεσμάτων.

Λέξεις κλειδιά: AC/DC-DC/AC Μετατροπέας, Μετατροπέας Πολλαπλών Επιπέδων που αποτελείται από Μονάδες DC-DC Μετατροπέων, Μετατροπέας Εναλλασσόμενου Βραχίονα, Υπέρταση, Προστασία IGBT, Διακόπτης Κατεύθυνσης, Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων

Abstract

The purpose of this thesis is the study and analysis of the operation of a new power converter type, the Modular Multilevel Converter (M2C) and the study and simulation of the methods used to protect it from various types of faults.

More specifically, in chapter 2, a reference to the multilevel converters that are used until today is made. Chapter 3 explains the basic working principles of the M2C and presents the advantages and disadvantages of its operation in the applications that is used. Chapter 4 analyzes a very useful modification of the M2C, the Alternate Arm Converter (A2C). Different techniques for controlling both the M2C and A2C switches are presented and compared. All of the above are achieved through theoretical approach and simulations. Finally, the AC and mostly the DC fault-ride-through capability of the M2C and the A2C, where conventional converters operate poorly, is presented.

Chapter 5 examines the appearance of large overvoltage at the ends of the semiconductors caused by the arm inductances of the A2C that can destroy the IGBTs of the director switch. Their protection methods, which use snubber circuit in combination with metal oxide varistors, are studied. The simulations are carried out in Capture's PSPICE and are based on actual commercial models to achieve as realistic results as possible.

Keywords: AC/DC-DC/AC Converter, Modular Multilevel Converter (M2C), Alternate Arm Converter (A2C), Overvoltage, IGBT Protection, Director Switch, Metal Oxide Varistor (MOV)

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή της διπλωματικής μου εργασίας, Στέφανο Μανιά, τόσο για την πρόταση αυτού του ενδιαφέροντος θέματος, όσο και για την υποστήριξη και τις συμβουλές που μου παρείχε κατά τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας. Ακόμα οφείλω να ευχαριστήσω τους φίλους, συμφοιτητές και καθηγητές που γνώρισα κατά τη διάρκεια της ακαδημαϊκής μου πορείας. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου που βρίσκεται πάντοτε δίπλα μου και με στηρίζει.

Περιεχόμενα

Λειτουργία Μετατροπέα Ισχύος Τύπου M2C και Προστασία των Ημιαγωγικών του Διακοπών από Υπερτάσεις με Χρήση Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων..... 1

1 Εισαγωγή 14

1.1 AC/DC και μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας..... 14

1.1.1 Ιστορική αναδρομή 14

1.1.2 Μεταφορά ενέργειας με χρήση Συνεχούς Ρεύματος Υψηλής Τάσης (High Voltage Direct Current-HVDC transmission) 15

1.1.2.1 Από την υψηλή εναλλασσόμενη τάση στην υψηλή συνεχή τάση..... 15

1.1.2.2 Κυριότερες εφαρμογές HVDC μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας..... 18

1.2 Ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος για HVDC εφαρμογές 19

1.2.1 HVDC Μετατροπείς Φυσική Μεταγωγής (Line Commutated Converters-LCC) 20

1.2.2 Μετατροπείς Πηγής Τάσης-Voltage source Converters (VSC)..... 20

1.2.2.1 Μετατροπέας δύο επιπέδων 21

1.2.2.2 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων..... 23

1.3 Κυριότερες συνδεσμολογίες μετατροπέων για μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με HVDC..... 24

1.4 Περίγραμμα διπλωματικής..... 26

2 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων..... 28

2.1 Τύποι μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων (Multilevel Converters)..... 28

2.1.1 Μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Converter) 29

2.1.2 Μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με πυκνωτές περιορισμού (Flying-Capacitors Multilevel Converter, FCMC)..... 31

2.1.3 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς μετατροπείς συνδεδεμένους σε σειρά με ανεξάρτητες πηγές τάσης τροφοδοσίας (Multilevel Converters using Cascaded-Converters with separated DC sources)..... 32

2.2 Τεχνική SPWM για πολυεπίπεδους μετατροπείς και προσομοιώσεις με χρήση Simulink..... 33

2.2.1 SPWM τεχνική σε μετατροπέα δύο επιπέδων..... 33

2.2.2	Προσομοιώσεις στο Simulink.....	35
2.2.2.1	Προσομοίωση	35
2.2.2.2	Προσομοίωση μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων που αποτελείται από επιμέρους μονοφασικούς μετατροπείς συνδεδεμένους σε σειρά με ανεξάρτητες πηγές τάσης τροφοδοσίας.....	37
2.3	Μετασχηματιστής Στερεάς Κατάστασης-Solid State Transformer	39
3	Πολυεπίπεδος Μετατροπέας με Μονάδες DC-DC Μετατροπέων-Modular Multilevel Converter	42
3.1	Βασικά στοιχεία.....	42
3.1.1	Τοπολογία	42
3.1.2	Δομή μονάδων (submodules).....	45
3.1.2.1	Μονάδες σε διάταξη ημιγέφυρας (half-bridge).....	46
3.1.2.2	Μονάδες σε διάταξη πλήρους γέφυρας (full-bridge).....	48
3.1.2.3	Υπολογισμός χωρητικότητας πυκνωτών μονάδων	50
3.2	Μαθηματική ανάλυση της τοπολογίας του Modular Multilevel Converter.....	51
3.2.1	Ανάλυση σε μία φάση.....	51
3.2.2	Ανάλυση στις τρεις φάσεις	52
3.3	Έλεγχος Modular Multilevel Converter.....	59
3.3.1	Έλεγχος διακοπτικών καταστάσεων και προσομοιώσεις Simulink.....	59
3.3.1.1	Τεχνική SPWM με μετατόπιση κατά φάση-Phase-Shifted Sinusoidal Pulse-Width Modulation (PS-SPWM).....	59
3.3.1.2	Τεχνική SPWM με μετατόπιση κατά πλάτος-Phase-Disposition Sinusoidal Pulse-Width Modulation (PD-SPWM).....	63
3.3.1.3	Αλγόριθμος Ελέγχου Πλησιέστερου Επιπέδου Τάσης- Nearest Level Voltage Control (NLC).....	66
3.3.2	Έλεγχος εξισορρόπησης τάσης πυκνωτών.....	67
3.3.2.2	Υλοποίηση εξισορρόπησης τάσης πυκνωτών χωρίς μεθόδους ταξινόμησης.....	69
4	Λειτουργία του Alternate Arm Converter (A2C) και αντιμετώπιση σφαλμάτων.....	73
4.1	Ο Alternate arm converter (A2C)	73
4.1.1	Μαθηματική ανάλυση.....	75

4.1.2 Έλεγχος Alternate Arm Converter	77
4.2 Αντιμετώπιση σφαλμάτων από το μετατροπέα.....	79
4.2.1 Σφάλμα στην AC πλευρά.....	79
4.2.2 Σφάλμα στη DC πλευρά.....	80
4.3 Διακόπτες κυκλώματος.....	84
4.3.1 Γενικά για τους AC και DC διακόπτες	85
4.3.2 HVAC διακόπτες	85
4.3.3 HVDC διακόπτες	85
4.3.3.1 Ηλεκτρομηχανικοί DC διακόπτες	86
4.3.3.2 DC διακόπτες στερεάς κατάστασης.....	87
5 Προστασία του διακόπτη κατεύθυνσης από υπερτάσεις με χρήση MOV	90
5.1 Ορισμός του προβλήματος.....	90
5.2 Αντιμετώπιση υπέρτασης στα άκρα του IGBT.....	94
5.2.1 Το κύκλωμα snubber.....	94
5.2.2 Προσομοίωση με χρήση snubber.....	96
5.2.3 Metal Oxide Varistor (MOV)-Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων.....	102
5.2.4 Προσομοίωση με χρήση MOV	105
5.2.5 Προσομοίωση με προσθήκη RCD snubber και MOV	109
5.3 Προσομοίωση διακόπτη κατεύθυνσης.....	113
5.3.1 Προσομοίωση σφάλματος στο διακόπτη κατεύθυνσης που σχετίζεται με λανθασμένο έλεγχο των ημιαγωγών.....	114
5.3.2 Προσομοίωση σφάλματος στο διακόπτη κατεύθυνσης που σχετίζεται με εμφάνιση ανοιχτοκυκλώματος	116
5.3.4 Αντιμετώπιση υπέρτασης στο διακόπτη κατεύθυνσης	118
5.4 Σε σειρά και παράλληλη σύνδεση βαρίστορ.....	124
6 Σύνοψη-Συμπεράσματα	131
Βιβλιογραφία	137

1 Εισαγωγή

1.1 AC/DC και μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας

Η ηλεκτρική ενέργεια στις περισσότερες περιπτώσεις καταναλώνεται μακριά από τον τόπο παραγωγής της. Συνεπώς πρέπει να μεταφερθεί από το ένα σημείο στο άλλο με τον κατάλληλο εξοπλισμό και τον κατάλληλο τρόπο, δηλαδή με όσο πιο ασφαλή, οικονομική και αποδοτική μέθοδο γίνεται. Αυτό απαιτεί είτε την αλλαγή των επιπέδων της τάσης ή/και τη μετατροπή της από τη μία μορφή στην άλλη, αν σκεφτεί κανείς ότι ανάλογα με τον τρόπο παραγωγής, η ενέργεια μπορεί να είναι είτε AC μορφής (π.χ. AC γεννήτρια) ή DC (π.χ. φωτοβολταϊκά πάρκα). Σε όλα τα παραπάνω η συμβολή των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος είναι μείζονος σημασίας.

1.1.1 Ιστορική αναδρομή

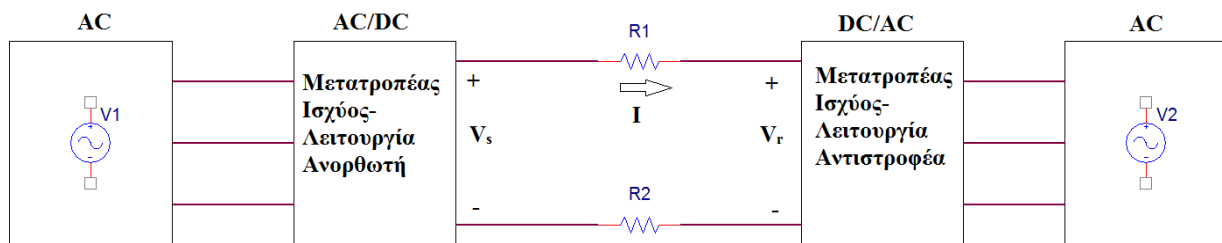
Στα τέλη του 1880 ξέσπασε στις ΗΠΑ ένας «πόλεμος» μεταξύ των υποστηρικτών του εναλλασσόμενου ρεύματος με κύριο εκπρόσωπο την εταιρεία του μηχανικού και επιχειρηματία George Westinghouse, ο οποίος συνεργαζόταν στενά με το Σέρβο μηχανικό και εφευρέτη Nikola Tesla, και του συνεχούς ρεύματος, υποστηρικτής του οποίου ήταν η General Electric, του Thomas Edison. Νικητής σε αυτή τη «μάχη» ήταν η εταιρεία του George Westinghouse Αυτό συνέβη για τον εξής λόγο: Το συνεχές ρεύμα παραγόταν στα 120V, τάση ακίνδυνη για τον καταναλωτή, που δεν μπορούσε όμως να μεταφερθεί ικανοποιητικά σε μεγάλες αποστάσεις λόγω θερμικών απωλειών. Η υψηλή τάση όμως, είναι απαραίτητη ώστε να μειωθούν οι απώλειες ισχύος στους αγωγούς. Για δεδομένη ποσότητα ισχύος, ο διπλασιασμός της τάσης θα προσφέρει την ίδια ισχύ για το μισό ρεύμα. Και αφού η ενέργεια που χάνεται με μορφή θερμότητας στους αγωγούς είναι ανάλογη του τετραγώνου του ρεύματος αλλά όχι της τάσης, διπλασιάζοντας την τάση, υποτετραπλασιάζονται οι απώλειες. Ταυτόχρονα το μέγεθος των αγωγών, άρα και το κόστος μειώνεται. Έτσι έγινε κατανοητό ότι με τα υπάρχοντα επίπεδα DC τάσης, για να τροφοδοτείται κάθε κτήριο με ηλεκτρικό ρεύμα έπρεπε να υπάρχει σταθμός παραγωγής σε κάθε οικοδομικό τετράγωνο. Με την εφεύρεση όμως του μετασχηματιστή, το εναλλασσόμενο ρεύμα μπορούσε να ανυψωθεί σε χιλιάδες βολτ σε έναν κεντρικό σταθμό παραγωγής και από εκεί να μεταφερθεί με

σύρματα χωρίς μεγάλες απώλειες σε μακρινές αποστάσεις με υψηλή τάση και στη συνέχεια να υποβιβαστεί στον τόπο κατανάλωσής του. Η αντίστοιχη διαδικασία για το συνεχές ρεύμα με την τεχνολογία εκείνης της εποχής ήταν σχεδόν αδύνατη. Η χρήση δηλαδή του μετασχηματιστή, κατασκευής απλής και φθηνής, σε συνδυασμό με την εφεύρεση του κινητήρα επαγωγής εναλλασσόμενου ρεύματος εκείνη την περίοδο από τον Tesla έκρινε το αποτέλεσμα της διαμάχης. Με το πέρασμα όμως των χρόνων και την εξέλιξη της τεχνολογίας, οι τιμές των ηλεκτρονικών ισχύος μειώνονται και η κατασκευή τους γίνεται πιο απλή με αποτέλεσμα η επεξεργασία της DC τάσης να είναι πιο εύκολη. Κατασκευάστηκαν δίοδοι ατμών υδραργύρου (mercury arc valves), θυρίστορ, διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (insulated-gate bipolar transistors, IGBTs), υψηλής μεταφορικής ικανότητας τρανζίστορ μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγών με επίδραση πεδίου (power metal-oxide-semiconductor field-effect transistors, MOSFETs) και θυρίστορ με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (gate turn-off thyristors, GTOs), με συνέπεια να φαντάζει όλο και πιο ελκυστική η μετάβαση από το εναλλασσόμενο στο συνεχές ρεύμα, κυρίως για τη μεταφορά ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις [1][2].

1.1.2 Μεταφορά ενέργειας με χρήση Συνεχούς Ρεύματος Υψηλής Τάσης (High Voltage Direct Current-HVDC transmission)

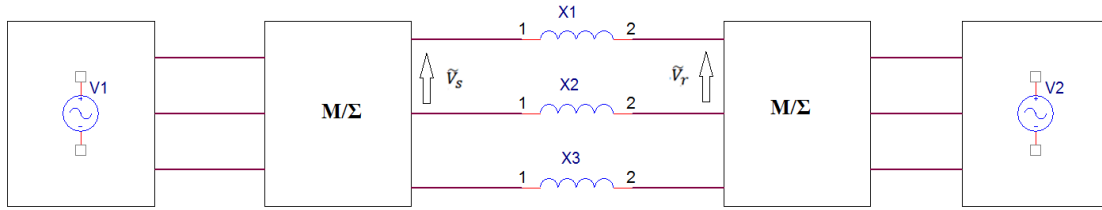
1.1.2.1 Από την υψηλή εναλλασσόμενη τάση στην υψηλή συνεχή τάση

Όπως αναφέρθηκε, το εναλλασσόμενο ρεύμα έχει επικρατήσει μέχρι σήμερα κυρίως λόγω της απλότητας στην παραγωγή και στη μεταφορά του. Απαιτείται μία μηχανή επαγωγής και ένας μετασχηματιστής για την αλλαγή των επιπέδων τάσης. Για τη μεταφορά υψηλής συνεχούς τάσης (High Voltage DC, HVDC) αντίστοιχα, απαιτείται ένας σταθμός μετατροπής του AC σε DC, μία DC γραμμή μεταφοράς και ένας όμοιος σταθμός για μετατροπή πάλι σε AC.



Σχήμα 1.1: Βασική τοπολογία για μεταφορά ενέργειας με HVDC

$$\text{Όπου } I = \frac{V_s - V_r}{R} \text{ και } P = \left(V_s \frac{V_s - V_r}{R} \right)$$



Σχήμα 1.2: Βασική τοπολογία για μεταφοράς ενέργειας με HVAC

Όπου $\vec{P} = \frac{\vec{V}_s \vec{V}_r}{X} \sin\theta$, με θ η διαφορά φάσης μεταξύ των τάσεων \vec{V}_s και \vec{V}_r .

Τα επιτρεπτά όρια του ρεύματος και της τάσης είναι οι δύο κυριότεροι παράγοντες που σχετίζονται με τη δυνατότητα μεταφοράς ενέργειας των γραμμών μεταφοράς. Αναλογικά, η αντίσταση ενός AC αγωγού είναι μεγαλύτερη από αυτή ενός DC αγωγού, κυρίως λόγω του επιδερμικού φαινομένου, συνεπώς και οι απώλειες είναι μεγαλύτερες στους AC αγωγούς. Επιπλέον, οι αιχμές τάσης που εμφανίζονται με το ανοιγοκλείσιμο διακοπών στις AC γραμμές, μπορούν να φτάσουν μέχρι και το τριπλάσιο της κανονικής τάσης λειτουργίας, ενώ στο DC περιορίζονται στο 1,7 της τάσης αυτής. Τέλος, οι απώλειες Corona καθώς και η ευαισθησία σε ραδιοκύματα είναι αρκετά μεγαλύτερες στην περίπτωση των AC γραμμών μεταφοράς. Η κατανάλωση, αλλά και η παραγωγή έργου ισχύος κατά την αντιστάθμιση στις γραμμές μεταφοράς είναι άλλος ένας παράγοντας περιορισμού της απόστασης των AC γραμμών. Αν υποθεθεί ότι από τους εγκάρσιους πυκνωτές παράγεται έργο ισχύος $Q_c = \omega C \tilde{V}^2$ και στην αυτεπαγωγή της γραμμής καταναλώνεται $Q_L = \omega L \tilde{I}^2$, τότε για $Q_c = Q_L$ προκύπτει: $\frac{\tilde{V}}{\tilde{I}} = \left(\frac{L}{C}\right)^{\frac{1}{2}} = Z_s$.

Η ισχύς που μπορεί να μεταφερθεί στη γραμμή προκύπτει έτσι από τα προηγούμενα: $P = VI = V^2/Z_s$. Συνεπώς εξαρτάται από την τάση λειτουργίας και την ποσότητα Z_s , δηλαδή τις τιμές των L και C της γραμμής.

Εξετάζοντας το ζήτημα από άλλη σκοπιά, η ενέργεια που μεταφέρεται στις AC γραμμές δίνεται από τον τύπο $\vec{P} = \frac{\vec{V}_s \vec{V}_r}{X} \sin\theta$. Για $\theta = 90^\circ$ λαμβάνεται η μέγιστη τιμή μεταφερόμενης ισχύος:

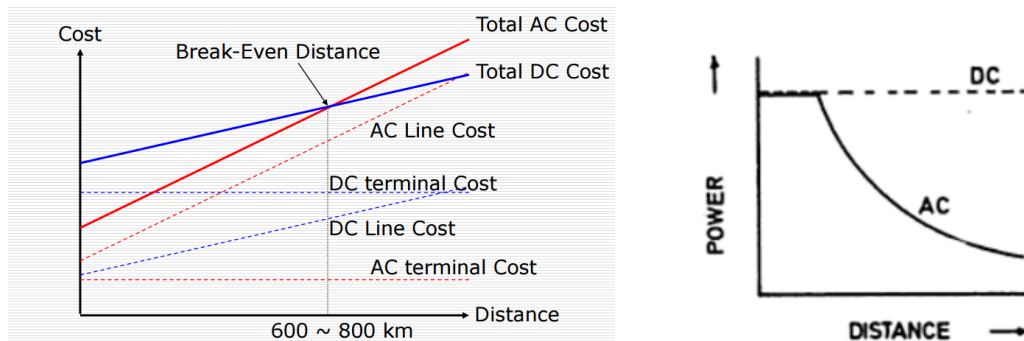
$P_m = \frac{\vec{V}_s \vec{V}_r}{X}$. Η αντίδραση X της γραμμής είναι ανάλογη του μήκους της γραμμής συνεπώς η μέγιστη δυνατή μεταφερόμενη ισχύς περιορίζεται στο P_m το οποίο είναι αντιστρόφως ανάλογο της απόστασης. Έτσι όσο η απαιτούμενη απόσταση αυξάνεται, το όριο μέγιστης μεταφερόμενης ισχύος μειώνεται. Επιπλέον, για συγκεκριμένα επίπεδα ισχύος η γωνία θ αυξάνεται με την αύξηση της απόστασης. Ταυτόχρονα όμως, για λόγους σταθερότητας του δικτύου η γωνία αυτή πρέπει να κρατείται σε χαμηλά επίπεδα, συνεπώς προκύπτει άλλος ένας περιορισμός για τη μεταφορά ισχύος που σχετίζεται με την απόσταση. Στις DC γραμμές μεταφοράς αντίστοιχα, δεν εμφανίζεται έργο ισχύος, συνεπώς δεν

υπάρχουν προβλήματα αντίδρασης και κατ' επέκταση περιορισμοί στην απόσταση. Επιπλέον πλεονεκτήματα που μπορεί να προσφέρει η DC μεταφορά ενέργειας είναι τα εξής:

- Μεγαλύτερη μεταφορά ενέργειας ανά αγωγό και μικρότερες διατομές αγωγών.
- Πιο απλή και φτηνή κατασκευή γραμμής.
- Η γη μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν επιστροφή, συνεπώς το κάθε κύκλωμα μπορεί να αποτελείται από έναν αγωγό
- Δεν παρουσιάζεται το επιδερμικό φαινόμενο.
- Μπορούν να χρησιμοποιηθούν μεγαλύτερα επίπεδα τάσης.
- Μοναδιαίος συντελεστής ισχύος. Δεν απαιτείται αντιστάθμιση.
- Μικρότερες απώλειες Corona και ευαισθησία σε εξωτερικές παρεμβολές.
- Δίνεται η δυνατότητα σύνδεσης AC δικτύων διαφορετικής συχνότητας.
- Μικρό ρεύμα βραχυκύκλωσης.
- Ευκολότερος έλεγχος ροής ισχύος.

Βεβαίως παρουσιάζουν και κάποια σημαντικά μειονεκτήματα, όπως το μεγάλο αρχικό κόστος των ηλεκτρονικών μετατροπέων και οι μεγάλες ποσότητες έργου ισχύος που απαιτούν από την AC πλευρά τους, καθώς και οι αρμονικές που παράγουν για την καταστολή των οποίων απαιτούνται φίλτρα, εξαιτίας των οποίων η μεταφορά ισχύος σε μικρές αποστάσεις είναι πιο συμφέρουσα με HVAC γραμμές. Επιπλέον η τεχνολογία των DC διακοπών (DC breakers) που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές τόσο μεγάλης ισχύος, βρίσκεται ακόμα στο στάδιο της εξέλιξης με αποτέλεσμα το κόστος τους να είναι αρκετά υψηλό σε σχέση με αυτό των αντίστοιχων AC [3] [4] [5].

Συνεπώς μελετώντας όλα τα παραπάνω, γίνονται αντιληπτά τα πλεονεκτήματα που προσφέρει η μεταφορά ενέργειας μέσω DC γραμμών σε μεγάλες αποστάσεις, κυρίως από άποψη κόστους, ο οποίος είναι και ο πιο σημαντικός παράγοντας.

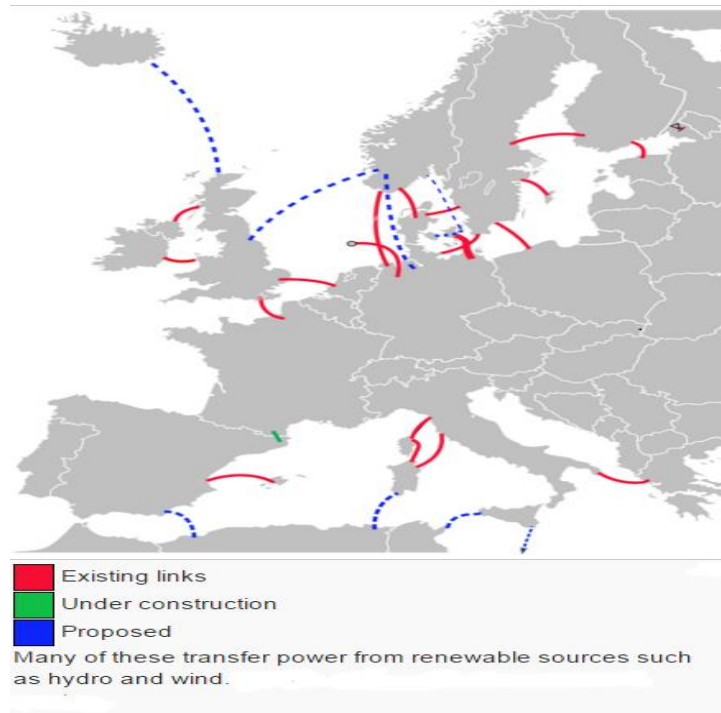


Σχήμα 1.3: Κόστος και μεταφερόμενη ενέργεια συναρτήσει της απόστασης της γραμμής μεταφοράς για εναλλασσόμενη και συνεχή τάση [3] [4]

1.1.2.2 Κυριότερες εφαρμογές HVDC μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας

Η μεταφορά ενέργειας μέσω HVDC γραμμών χρησιμοποιείται σε υποβρύχιες, υπόγειες αλλά και εναέριας εφαρμογές. Οι κυριότερες από αυτές είναι οι εξής:

- Πολλές φορές, πηγές ενέργειας όπως η ηλιακή και η υδροηλεκτρική μπορεί να βρίσκονται μακριά από τα κύρια σημεία κατανάλωσης. Χάρη στις HVDC γραμμές, η ενέργεια μπορεί να μεταφερθεί με αξιοπιστία μέσα από βουνά, έρημο και θάλασσα με μικρές απώλειες.
- Σύνδεση δύο AC δικτύων που απέχουν μεγάλη απόσταση και παρουσιάζουν διαφορετική συχνότητα λόγω της οποίας δεν μπορούν να συνδεθούν απευθείας.
- Σύνδεση αιολικών πάρκων, τα οποία βρίσκονται σε νησιά, με την ενδοχώρα, σε μεγάλες αποστάσεις.
- Μεταφορά ενέργειας με μικρές απώλειες σε θαλάσσια διωλιστήρια πετρελαίου που βρίσκονται σε μεγάλη απόσταση από την ακτή.
- Ενίσχυση υπαρχόντων AC δικτύων με παρεμβολή HVDC συστήματος όταν οι απαιτήσεις φορτίου είναι μεγάλες.
- Παροχή ενέργειας σε πυκνοκατοικημένες περιοχές με υπόγειους αγωγούς.
- Τροφοδότηση απομονωμένων περιοχών, όπου η χρήση ασθενούς AC δικτύου προκαλεί συχνά διακοπή ηλεκτρικού ρεύματος (black-out).[6]



Σχήμα 1.4: Ευρωπαϊκό HVDC δίκτυο μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας [7]

Στην εικόνα 1.4 παρουσιάζεται ένα γενικό πλάνο σχετικά με τα HVDC δίκτυα στην Ευρώπη. Πρέπει να τονιστεί, ότι υπάρχει σύνδεση μέσω HVDC δικτύου ανάμεσα σε Ελλάδα και Ιταλία, στις περιοχές Galatina και Άραχθο. Το σύστημα είναι ισχύος 500MW και DC τάσης 400kV. Ανήκει στις εταιρείες ENEL και PPC και κατασκευάστηκε το 2001. Αποτελείται από υπόγειο αγωγό 40km στην Ιταλία, υποβρύχιο 160km και εναέριο 110km στην Ελλάδα [8].

1.2 Ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος για HVDC εφαρμογές

Με τον όρο μετατροπείς ισχύος αναφερόμαστε στις ηλεκτρονικές αυτές συσκευές οι οποίες επιτρέπουν τη μετατροπή από τη μια μορφή ενέργειας στην άλλη καθώς και την αλλαγή επιπέδων τάσης και συχνότητας στην ίδια μορφή. Συνεπώς, είναι δυνατή η AC σε AC μετατροπή, DC σε DC, AC σε DC και DC σε AC. Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα ασχοληθούμε με τους μετατροπείς εκείνους που χρησιμοποιούνται κατά κύριο λόγο στις HVCD εφαρμογές ώστε να αναλυθούν στη συνέχεια ο Modular Multilevel Converter και ο Alternate arm Converter. Οι δύο μεγάλες κατηγορίες στις οποίες μπορούν να χωριστούν είναι οι Μετατροπείς Φυσική Μεταγωγής (Line Commutated Converters, LCC) και οι Μετατροπείς Πηγής Τάσης (Voltage Source Converters, VSC), με τους M2C και A2C να ανήκουν στη δεύτερη κατηγορία.

1.2.1 HVDC Μετατροπείς Φυσική Μεταγωγής (Line Commutated Converters-LCC)

Τα περισσότερα από τα HVDC συστήματα που λειτουργούν σήμερα βασίζονται σε LCC μετατροπείς ή στα ελληνικά, μετατροπείς φυσικής μεταγωγής. Ο όρος «φυσικής μεταγωγής» υπονοεί ότι η διαδικασία της μετατροπής εξαρτάται από την τάση του δικτύου του συστήματος εναλλασσόμενου ρεύματος με το οποίο είναι συνδεδεμένος ο μετατροπέας, με σκοπό να πραγματοποιηθεί η μεταγωγή από μία διακοπτική συσκευή στη γειτονική της. Οι LCC μετατροπείς χρησιμοποιούν διακοπτικές συσκευές που είτε δεν μπορούν να ελεγχθούν (όπως δίοδοι) ή που μπορούν μόνο να βρεθούν σε κατάσταση on, όπως τα θυρίστορ. Παρόλο που οι HVDC μετατροπείς μπορούν, θεωρητικά, να κατασκευάζονται από διόδους, στην πράξη είναι αδύνατο αφού δεν υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου της τάσης. Κατά συνέπεια, όλα τα συστήματα HVDC LCC χρησιμοποιούν είτε διόδους ατμών υδραργύρου (mercury-arc valves) ή θυρίστορ με τις πρώτες να χρησιμοποιούνται κυρίως μέχρι το 1970, ενώ τα θυρίστορ μέχρι και σήμερα.

Σε έναν LCC, το συνεχές ρεύμα δεν αλλάζει κατεύθυνση, αλλά ρέει μέσω μίας μεγάλης επαγωγής και μπορεί να θεωρηθεί σχεδόν σταθερό. Στην AC πλευρά, ο μετατροπέας συμπεριφέρεται περίπου ως πηγή ρεύματος, που εγγείει τόσο ρεύματα κανονικής συχνότητας, όσο και αρμονικές στο AC δίκτυο. Για το λόγο αυτό, ο LCC ονομάζεται και μετατροπέας πηγής ρεύματος. Επειδή η κατεύθυνση του ρεύματος δεν μπορεί να μεταβάλλεται, η αντιστροφή της φοράς της ροής του ρεύματος (όπου απαιτείται) επιτυγχάνεται με αντιστροφή της πολικότητας της συνεχούς τάσης και στους δύο τερματικούς σταθμούς [3].

Το κυριότερο πλεονέκτημα αυτού του τύπου μετατροπέων είναι ότι μπορούν να διαστασιολογηθούν έτσι ώστε να αντέχουν αρκετά μεγάλη ισχύ και επιπλέον παρουσιάζουν μικρές απώλειες, περίπου 0.7% ανά μετατροπέα. Το σημαντικότερο μειονέκτημα τους είναι η απορρόφηση μεταβαλλόμενης ποσότητας άεργου ισχύος από το δίκτυο ώστε να λειτουργήσουν, με συνέπεια να είναι απαραίτητη η ταυτόχρονη αντιστάθμιση. Μία άλλη απαραίτητη προϋπόθεση για τη λειτουργία του μετατροπέα είναι η ύπαρξη AC πηγών τάσης σε κάθε τερματικό σταθμό [9].

Οι κυριότεροι τύποι μετατροπέων αυτής της μορφής που χρησιμοποιούνταν στο παρελθόν είναι ο 6-παλμικός μετατροπέας γέφυρας με θυρίστορ και ο 12-παλμικός μετατροπέας πλήρους γέφυρας.

1.2.2 Μετατροπείς Πηγής Τάσης-Voltage source Converters (VSC)

Τα HVDC συστήματα μεταφοράς που χρησιμοποιούν μετατροπείς πηγής τάσης ή αλλιώς εξαναγκασμένης μετατροπής και κάνουν χρήση διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM), γνωστά και ως «HVDC Light» ή «HVDC Plus», εισήχθησαν στην αγορά στα τέλη της δεκαετίας του '90. Λόγω της μεγάλης ανάπτυξης των VSC καθώς και των πολλών πλεονεκτημάτων που προσφέρει

η χρήση τους, τείνει να αντικατασταθεί σε μεγάλο βαθμό η χρήση των συμβατικών HVDC μετατροπέων (LCC). Στους VSC γίνεται χρήση ελεγχόμενων ημιαγωγικών διακοπών, όπως διπολικών τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (IGBTs, Insulated Gate Bipolar Transistors) και θυρίστορ με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTOs, Gate Turn-Off Thyristors). Αυτό συνιστά και τη βασική διαφορά ανάμεσα στους VSC και τους συμβατικούς μετατροπείς που χρησιμοποιούν θυρίστορ, αφού στην περίπτωση των VSC μπορεί να γίνει όχι μόνο έναυση αλλά και σβέση των IGBT και των GTO με χρήση σημάτων στην πύλη τους κατά τη διάρκεια που αυτά διαρρέονται από ρεύμα. Έτσι, λοιπόν, δεν παρουσιάζεται ανάγκη για μια ενεργή τάση μεταγωγής από το συνδεδεμένο δίκτυο για αλλαγή της διακοπτικής κατάστασης. Τα IGBT όταν πολώνονται ορθά μπορούν να άγουν προς μία μόνο κατεύθυνση, αλλά η χρήση μιας διόδου συνδεδεμένης αντιπαράλληλα με αυτά, προσφέρει τη δυνατότητα στον μετατροπέα να άγει ρεύμα και προς τις δύο κατευθύνσεις. Επίσης, τα IGBT έχουν μεγάλη σύνθετη αντίσταση πύλης και γι' αυτό απαιτείται μικρή ποσότητα ενέργειας για τη μετάβασή τους από τη μία διακοπτική κατάσταση στην άλλη. Επιπλέον, τίθενται σε λειτουργία με τέτοιο τρόπο, ώστε οι κατώτερες αρμονικές να απαλείφονται. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να απαιτούνται φίλτρα μόνο για την απαλοιφή αρμονικών υψηλότερων συχνοτήτων τα οποία είναι λιγότερο ογκώδη. Η λειτουργία του μετατροπέα επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Με την PWM διαμόρφωση επιτρέπεται η ταυτόχρονη μεταβολή του πλάτους και της φάσης της AC τάσης εξόδου του αντιστροφέα, έχοντας ως είσοδο σταθερή DC τάση. Συνεπώς, με αυτόν τον τρόπο είναι δυνατός ο έλεγχος της ενεργού και της άεργου ισχύος του συστήματος ξεχωριστά, που είναι και το βασικότερο πλεονέκτημα των VSC [10] [11].

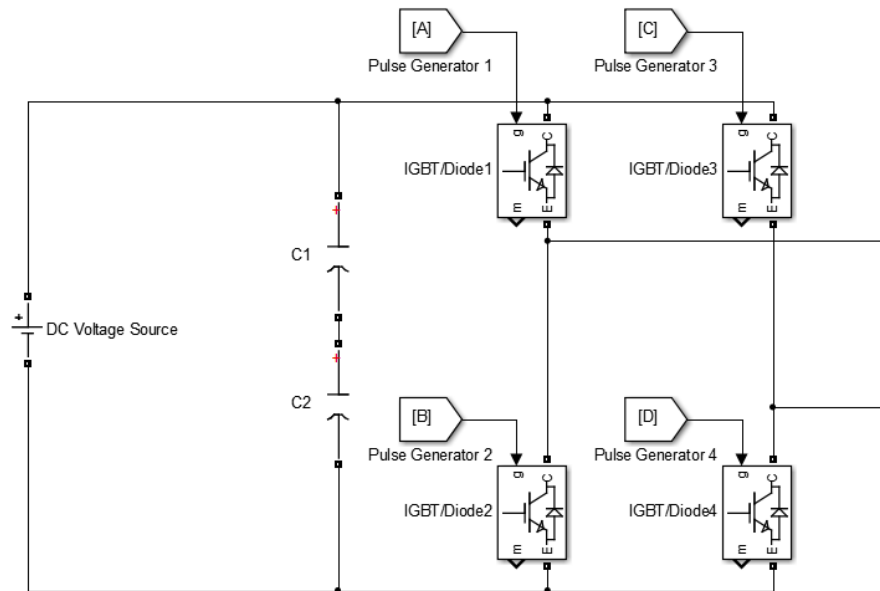
Συγκεντρωτικά, τα κυριότερα πλεονεκτήματά τους σε σχέση με τους LCC είναι τα ακόλουθα:

- Προσφέρουν ανεξάρτητο και γρήγορο έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος
- Έχουν δυνατότητα black start, δηλαδή μπορούν να αποκαταστήσουν τη λειτουργία ενός σταθμού παραγωγής ή τμήμα ενός δικτύου χωρίς να εξαρτώνται από το εξωτερικό δίκτυο μεταφοράς.
- Βελτιώνουν τη σταθερότητα τάσης του συστήματος και ενισχύουν τη δυνατότητα μεταφοράς ενέργειας των γραμμών.
- Είναι λιγότερο ευάλωτοι σε παρεμβολές του δικτύου.
- Το μέγεθος των φίλτρων, που απαιτούνται, μειώνεται και επιπλέον δεν απαιτούνται πυκνωτές αντιστάθμισης.

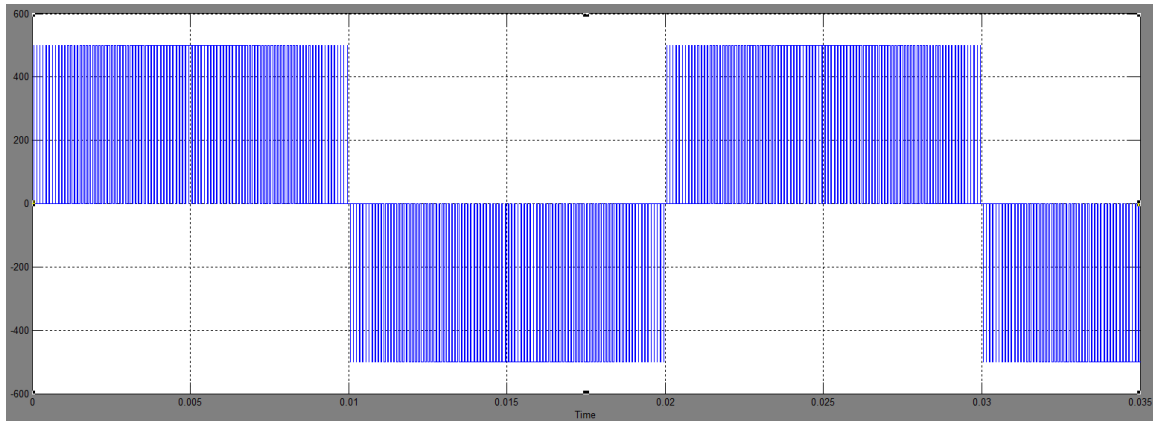
1.2.2.1 Μετατροπέας δύο επιπέδων

Από την πρώτη κιάλας εγκατάσταση VSC-HVDC στη Σουηδία το 1997 και μέχρι το 2012, τα περισσότερα από τα συστήματα HVDC-VSC βασίστηκαν στο μετατροπέα δύο επιπέδων. Ο μετατροπέας δύο επιπέδων είναι ο απλούστερος τύπος τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης, και μπορεί να θεωρηθεί

σαν μια γέφυρα έξι παλμών στην οποία τα θυρίστορ έχουν αντικατασταθεί από IGBT με διόδους ελεύθερης διέλευσης, και οι επαγωγές εξομάλυνσης DC έχουν αντικατασταθεί από DC πυκνωτές εξομάλυνσης. Τέτοιοι μετατροπείς αντλούν το όνομά τους από το γεγονός ότι η AC τάση στην έξοδο κάθε φάσης είναι ενεργοποιημένη μεταξύ δύο διακριτών επιπέδων τάσης, που αντιστοιχούν στα ηλεκτρικά δυναμικά των θετικών και αρνητικών ακροδεκτών DC. Η συνδεσμολογία παρουσιάζεται στο σχήμα 1.5. Όταν οι διακόπτες 1 και 4 είναι ενεργοποιημένοι, ο ακροδέκτης εξόδου AC είναι συνδεδεμένος με το θετικό ακροδέκτη DC, με αποτέλεσμα μια τάση πλάτους $+ \frac{1}{2} V_{DC}$ να εμφανίζεται στην έξοδο. Αντιστρόφως, όταν οι διακόπτες 2 και 3 είναι ενεργοποιημένοι, ο ακροδέκτης εξόδου AC είναι συνδεδεμένος με τον αρνητικό ακροδέκτη DC, με αποτέλεσμα το πλάτος της τάσης εξόδου αυτή τη φορά να είναι $-\frac{1}{2} V_{DC}$. Οι δύο διακόπτες που αντιστοιχούν σε μία φάση (1-2 και 3-4) δεν πρέπει ποτέ να ενεργοποιηθούν ταυτόχρονα, διότι αυτό θα οδηγήσει σε μια ανεξέλεγκτη εκφόρτιση του πυκνωτή DC, με αποτέλεσμα να προκληθούν σοβαρές ζημιές στον εξοπλισμό του μετατροπέα [10]. Στα σχήματα 1.5 και 1.6 παρουσιάζονται η κυκλωματική διάταξη καθώς και η φασική τάση εξόδου ενός μετατροπέα δύο επιπέδων, όπως προέκυψαν μετά από προσομοίωση του μετατροπέα στο Simulink με χρήση της τεχνικής SPWM.



Σχήμα 1.5: Μετατροπέας δύο επιπέδων σε λειτουργία αντιστροφής



Σχήμα 1.6: AC τάση εξόδου μετατροπέα δύο επιπέδων για τάση εισόδου $V_{DC}=500V$ με χρήση τεχνικής SPWM, $m_a=0,8$, $m_f=101$

Η απλούστερη κυματομορφή που μπορεί να παραχθεί από ένα μετατροπέα είναι αυτή της μορφής του σχήματος 1.6. Εφαρμόζεται τεχνική ελέγχου SPWM ώστε να επιτυγχάνεται έξοδος με πολύ μικρή αρμονική παραμόρφωση. Ως αποτέλεσμα της SPWM, τα IGBT ενεργοποιούνται και απενεργοποιούνται πολλές φορές σε κάθε κύκλο του δικτύου. Αυτό έχει όμως ως συνέπεια την εμφάνιση υψηλών απωλειών μεταγωγής (διακοπτικές απώλειες) στα IGBT, που μειώνουν τη συνολική αποδοτικότητα του μετατροπέα. Αρκετές διαφορετικές στρατηγικές PWM είναι δυνατές στα HVDC συστήματα, αλλά σε όλες τις περιπτώσεις η απόδοση του μετατροπέα δύο επιπέδων είναι σημαντικά μικρότερη από εκείνη ενός LCC λόγω των απωλειών μεταγωγής. Ένας τυπικός σταθμός μετατροπέα LCC HVDC έχει απώλειες ενέργειας της τάξης του 0,7% σε πλήρες φορτίο (ανά άκρο, με εξαίρεση τη γραμμή HVDC ή το καλώδιο), ενώ στο μετατροπέα δύο επιπέδων το αντίστοιχο ποσοστό είναι 2-3%.

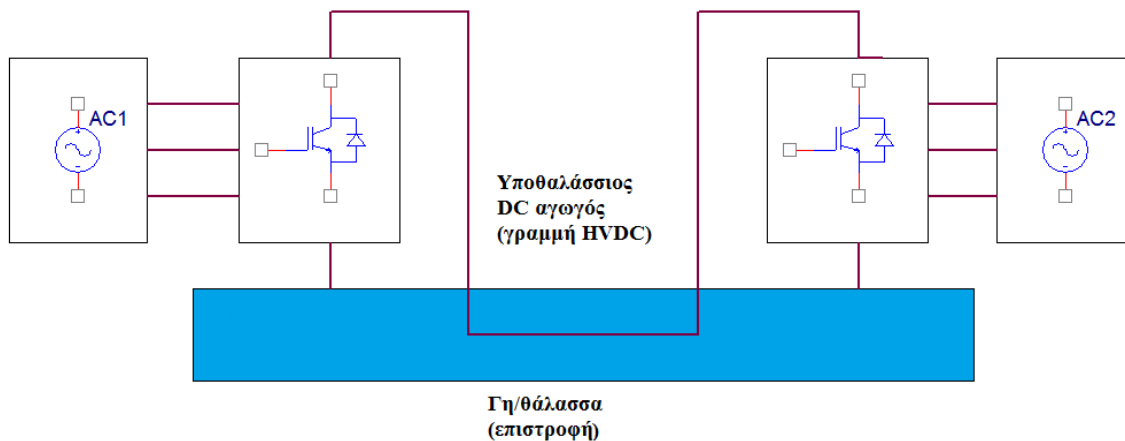
Ένα άλλο μειονέκτημα του μετατροπέα δύο επιπέδων είναι ότι, προκειμένου να επιτευχθούν οι πολύ υψηλές τάσεις λειτουργίας που απαιτούνται για ένα σύστημα συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης, αρκετές εκατοντάδες IGBT πρέπει να συνδεθούν σε σειρά και να ενεργοποιείται ταυτόχρονα η κάθε συστοιχία. Αυτό απαιτεί εξειδικευμένους τύπους IGBT με εξελιγμένα κυκλώματα οδήγησης πύλης, κάτι που μπορεί να οδηγήσει σε πολύ υψηλά επίπεδα ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών [10] [12].

1.2.2.2 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων

Είναι ο πιο νέος τύπος μετατροπέων που χρησιμοποιείται σε HVDC εφαρμογές. Η λειτουργία τους βασίζεται στη σε σειρά σύνδεση πολλών ημιαγωγικών διακοπών. Ασκώντας τους τον κατάλληλο έλεγχο επιτυγχάνεται η δημιουργία AC τάσης πολλών επιπέδων υψηλής ποιότητας, που προσεγγίζει την ημιτονοειδή κυματομορφή. Εκτενής αναφορά θα γίνει στο κεφάλαιο 2.

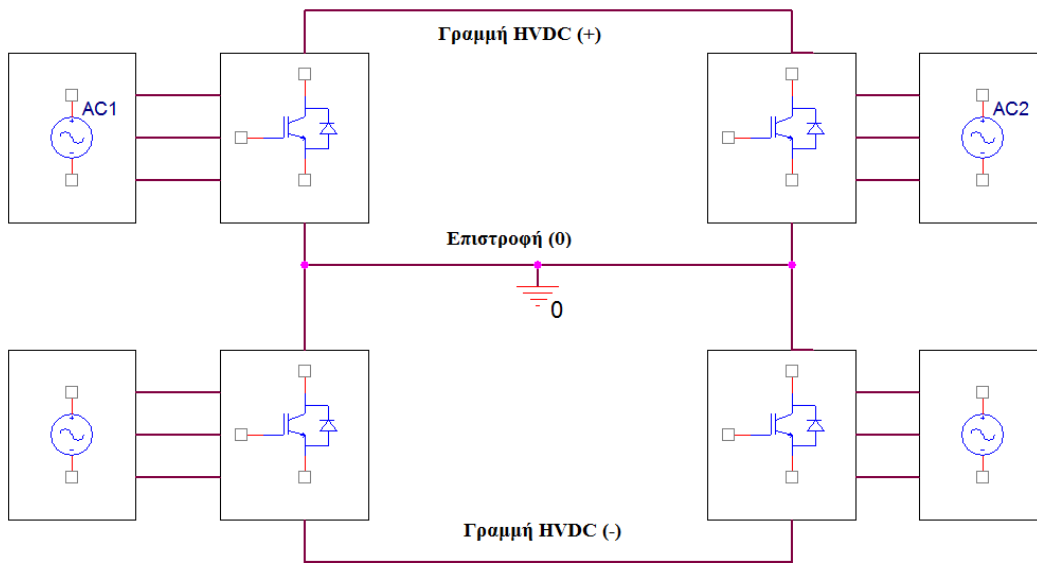
1.3 Κυριότερες συνδεσμολογίες μετατροπών για μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με HVDC

Μονοπολική διασύνδεση: Η μονοπολική διασύνδεση αποτελείται από έναν αγωγό και χρησιμοποιεί επιστροφή είτε μέσω εδάφους είτε μέσω θάλασσας. Μια μεταλλική επιστροφή μπορεί να χρησιμοποιηθεί όταν υπάρχει αρμονική παρεμβολή ή διάβρωση. Σε εφαρμογές με DC καλώδια όπως αυτή του HVDC Light χρησιμοποιείται η επιστροφή καλωδίου. Επειδή το φαινόμενο Corona στα DC καλώδια είναι σημαντικά περιορισμένο με την αρνητική πολικότητα του αγωγού σε σύγκριση με τη θετική πολικότητα, η μονοπολική διασύνδεση συνήθως λειτουργεί με αρνητική πολικότητα. Η αντίστοιχη συνδεσμολογία παρουσιάζεται στο σχήμα 1.7.



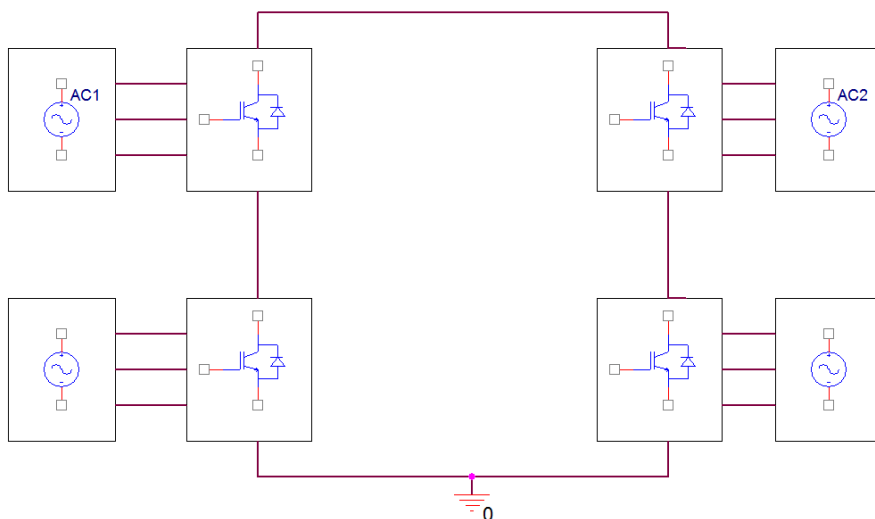
Σχήμα 1.7: Μονοπολική διασύνδεση

Διπολική διασύνδεση: Η διπολική διασύνδεση, η οποία παρουσιάζεται στο σχήμα 1.8 περιλαμβάνει δύο αγωγούς, ένα θετικό και έναν αρνητικό. Σε κάθε τέρμα της γραμμής υπάρχουν δύο ομάδες μετατροπών, σε σειρά στην DC πλευρά. Ο κόμβος μεταξύ των δύο ομάδων μετατροπών γειώνονται στο ένα ή και στα δύο τέρματα με την χρήση κοντής γραμμής ηλεκτροδίου. Επειδή και οι δύο πόλοι λειτουργούν με ίσα ρεύματα υπό κανονικές συνθήκες, το ρεύμα γης είναι μηδενικό. Η μονοπολική διασύνδεση μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης στα πρώτα στάδια ανάπτυξης της διπολικής διασύνδεσης. Εναλλακτικά, σε περίπτωση σφάλματος του μετατροπέα, μια γραμμή μπορεί να χρησιμοποιηθεί προσωρινά σαν μεταλλική επιστροφή με την χρήση κατάλληλου ελέγχου.



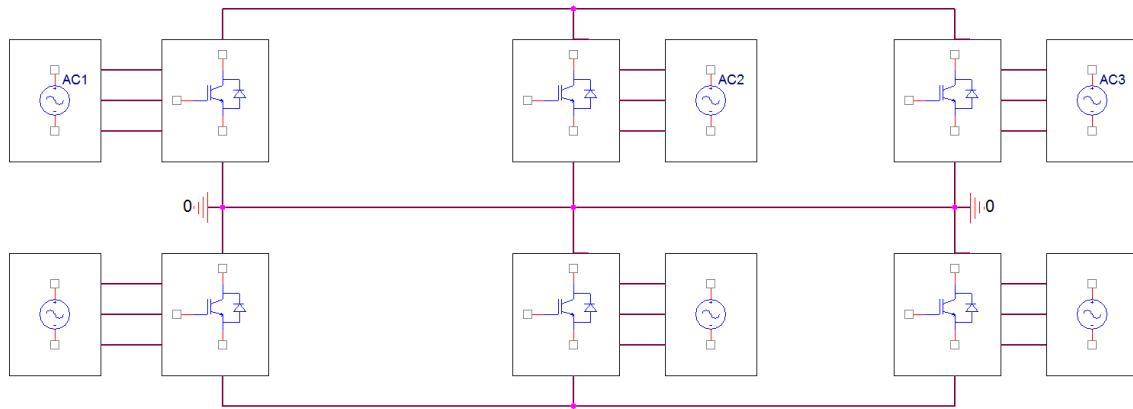
Σχήμα 1.8: Διπολική διασύνδεση

Back-to-back διασύνδεση: Στην περίπτωση δύο γειτονικών HVAC συστημάτων η DC διασύνδεση γίνεται μέσω των σταθμών μετατροπής οι οποίοι βρίσκονται στον ίδιο υποσταθμό. Τα HVAC συστήματα μπορεί να είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους με διαφορετικά ηλεκτρικά χαρακτηριστικά λειτουργίας όπως συχνότητα, τάση, ισχύς βραχυκύκλωσης. Τα κυριότερα πλεονεκτήματά αυτού του τρόπου σύνδεσης είναι η δυνατότητα διασύνδεσης δύο ασύγχρονων HVAC συστημάτων καθώς και η ταχύτατη και πλήρως ελεγχόμενη ροή φορτίου.



Σχήμα 1.9: Back to back διασύνδεση

Πολυτερματικά συστήματα: Σε περίπτωση όπου τρεις ή περισσότεροι HVDC υποσταθμοί γεωγραφικά απομακρυσμένοι, συνδέονται μεταξύ τους με γραμμές μεταφοράς ή καλώδια, το HVDC σύστημα μεταφοράς θεωρείται πολυτερματικό (multi-terminal, MTDC). Οι επιπλέον σταθμοί που υπάρχουν μπορούν να συνδέονται είτε παράλληλα με τους ήδη υπάρχοντες, οπότε έχουμε το παράλληλο πολυτερματικό σύστημα DC, είτε σε σειρά, οπότε το σύστημα είναι σειριακό πολυτερματικό σύστημα DC.



Σχήμα 1.10: Πολυτερματικό σύστημα με παράλληλη σύνδεση

Οι τρεις πρώτες περιπτώσεις που αναφέρθηκαν αποτελούν point-to-point συνδέσεις. Σε αυτές περιοριζόμαστε σε ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ δύο μόνο σημείων, ενώ στα MTDC συστήματα δίνεται η δυνατότητα σύνδεσης όλων των ενδιαφερόμενων τερματικών σταθμών σε ένα κοινό δίκτυο μεταφοράς [13] [14].

1.4 Περίγραμμα διπλωματικής

Στις προηγούμενες σελίδες δόθηκε το γενικό πλαίσιο στο οποίο κινείται η διπλωματική εργασία. Δύο είναι τα κυρίως θέματα που τη συντελούν. Το πρώτο περιλαμβάνει τα κεφάλαια 2 και 3. Στο κεφάλαιο 2 γίνεται αρχικά μια εισαγωγή στη λειτουργία των πολυεπίπεδων μετατροπέων και στη συνέχεια, στο κεφάλαιο 3, παρουσιάζεται ο Modular Multilevel Converter (Πολυεπίπεδος Μετατροπέας με Μονάδες DC-DC Μετατροπέων). Στα δύο αυτά κεφάλαια γίνεται προσπάθεια, τόσο με τη θεωρητική ανάλυση, όσο και με προσομοιώσεις σε ηλεκτρονικό υπολογιστή να γίνουν κατανοητές οι βασικές αρχές λειτουργίας καθώς και να αναδειχθεί η χρησιμότητα αυτού του τύπου μετατροπέα σε εφαρμογές μεταφοράς μέσω υψηλής συνεχούς τάσης, που όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, είναι αντικείμενο μελέτης και ερευνών που κερδίζει όλο και περισσότερο έδαφος στον τομέα της μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας.

Στο κεφάλαιο 4 αναλύεται η λειτουργία του Alternate Arm Converter (Μετατροπέας Εναλλασσόμενου Βραχίονα) και εξετάζεται η συμπεριφορά του μετατροπέα απέναντι σε σφάλματα που μπορούν να

προκαλέσουν πρόβλημα στη λειτουργία του. Το κεφάλαιο 5 εξετάζει μια νέα μέθοδο προστασίας των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα από υπερτάσεις που προκαλούνται κατά κύριο λόγο εξαιτίας της συνδεσμολογίας του Alternate Arm Converter. Όπως και προηγουμένως, παρουσιάζεται τόσο η θεωρητική ανάλυση όσο και προσομοιώσεις και γίνεται σύγκριση με τα θεωρητικά συμπεράσματα ώστε να επιβεβαιωθεί η ορθότητά τους.

2

Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μια αναφορά στα κύρια χαρακτηριστικά των μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων ώστε στη συνέχεια να είναι πιο εύκολα κατανοητή η λειτουργία του M2C.

Οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων αποτελούν μια ενδιαφέρουσα εξέλιξη των υπάρχοντων μετατροπέων πηγής τάσης, αφού συνδυάζουν πολύ καλής ποιότητας κυματομορφή τάσης με υψηλή αποδοτικότητα. Για μεγάλο αριθμό επιπέδων, η κυματομορφή της τάσης προσεγγίζει σε πολύ ικανοποιητικό βαθμό την ημιτονική με αποτέλεσμα να μην απαιτείται η χρήση φίλτρων. Επιπλέον, η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγικών στοιχείων είναι πολύ χαμηλή με αποτέλεσμα η συγκεκριμένη οικογένεια μετατροπέων να καθίσταται αρκετά «ελκυστική». Παρουσιάζουν βέβαια όπως είναι φυσικό και αρκετά μειονεκτήματα όπως η πολυπλοκότητα της ηλεκτρολογικής και μηχανολογικής κατασκευής, καθώς και ο σχεδιασμός του συστήματος ελέγχου της κατασκευής αυτής, κυρίως λόγω του μεγάλου αριθμού στοιχείων που χρησιμοποιούνται για την υλοποίησή του.

2.1 Τύποι μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων (Multilevel Converters)

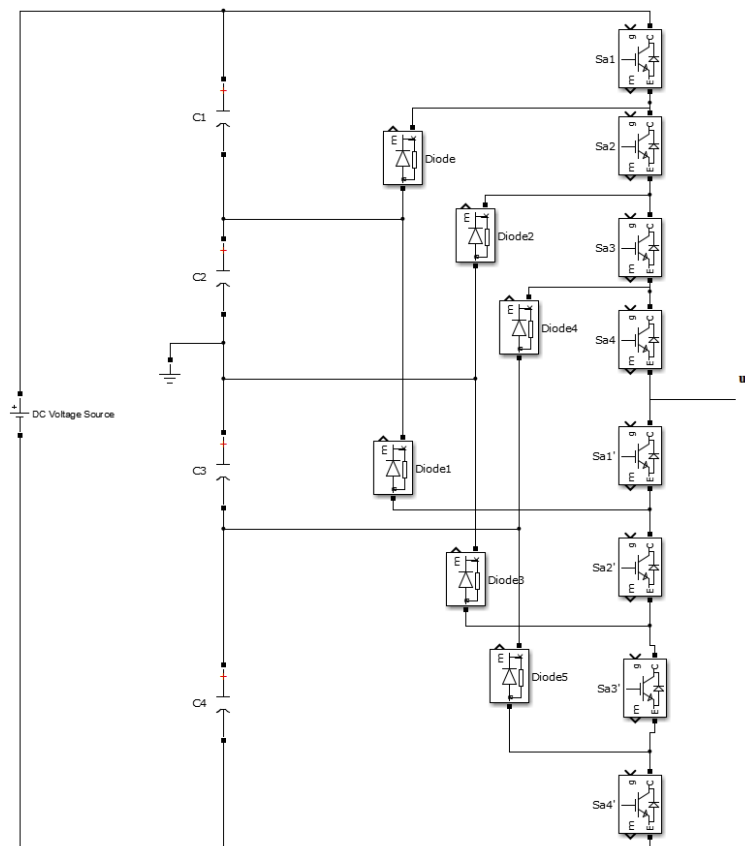
Οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων εμφανίστηκαν για πρώτη φορά πριν περίπου 20 χρόνια. Η γενική ιδέα είναι η χρησιμοποίηση μεγάλου αριθμού διακοπτικών στοιχείων ώστε να επιτευχθεί η μετατροπή ισχύος με μικρά βήματα τάσης. Υπάρχουν πολλά πλεονεκτήματα σε αυτή την τακτική σε σχέση με τους συμβατικούς μετατροπείς δύο επιπέδων. Τα μικρά βήματα τάσης οδηγούν στην παραγωγή καλύτερης ποιότητας κυματομορφής και επιπλέον μειώνουν τις έντονες μεταβολές τάσης (du/dt) στο φορτίο. Επιπλέον, οι ημιαγωγοί συνδέονται σε σειρά με συνέπεια να είναι δυνατή η λειτουργία σε υψηλότερες τάσεις [10] [15].

Ένα σαφές μειονέκτημα είναι ο μεγάλος αριθμός των διακοπτικών στοιχείων που απαιτούνται. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι ημιαγωγοί που επιλέγονται για μία τέτοια εφαρμογή ικανοποιούν μικρότερες απαιτήσεις σε τάση και ρεύμα από αυτούς των δύο επιπέδων αφού είναι περισσότεροι σε αριθμό. Έτσι το συνολικό

κόστος του μετατροπέα δεν είναι αρκετά μεγαλύτερο. Βέβαια, με κάθε ημιαγωγό που προστίθεται, αυξάνεται τόσο η πολυπλοκότητα κατασκευής όσο και ελέγχου του καθενός από αυτούς. Ένα άλλο σημαντικό μειονέκτημα είναι ότι το κάθε βήμα τάσης παράγεται από μία απομονωμένη πηγή τάσης ή από πυκνωτές. Έτσι καθίσταται επιτακτική η εξισορρόπηση των τάσεων αυτών μεταξύ τους για τη σωστή λειτουργία του μετατροπέα [16].

2.1.1 Μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Converter)

Ο μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού είναι μία από τις πιο κοινές τοπολογίες πολυεπίπεδων μετατροπέων. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η μία φάση ενός τέτοιου μετατροπέα πέντε επιπέδων όπως κατασκευάστηκε στο Simulink.



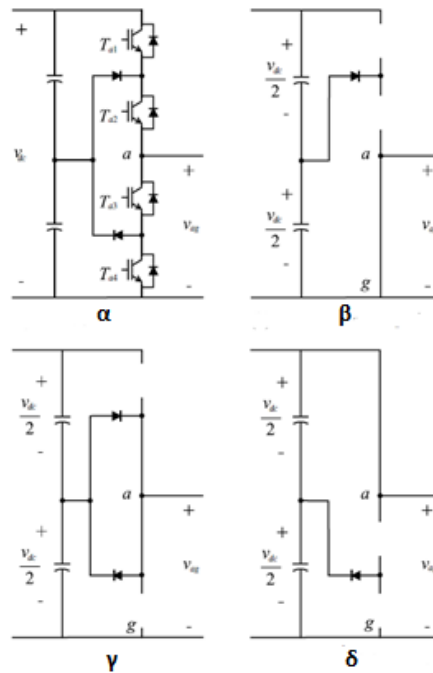
Σχήμα 2.1: Μετατροπέας πέντε επιπέδων με διόδους περιορισμού

Συγκρίνοντας το κύκλωμα στο σχήμα 2.1 με αυτό του μετατροπέα δύο επιπέδων στο σχήμα 1.5 παρατηρείται ότι απαιτεί διπλάσιο αριθμό διόδων και τρανζίστορ. Όπως αναφέρθηκε όμως και στην

εισαγωγή το κόστος είναι σχεδόν ίδιο, αφού είναι διαστασιολογημένα σχεδόν στο μισό σε σχέση με τα στοιχεία του μετατροπέα δύο επιπέδων. Επιπλέον, οι διακοπτικές απώλειες του κάθε ημιαγωγικού στοιχείου θα είναι μικρότερες αφού η τάση που καλούνται να διαχειριστούν στα άκρα τους είναι αρκετά μικρότερη. Αυτό βέβαια αντισταθμίζεται από το μεγάλο αριθμό τους.

Για την παραγωγή m επιπέδων τάσης από το μετατροπέα, απαιτούνται $m-1$ συμπληρωματικά ζεύγη διακοπτικών διατάξεων, δηλαδή $2(m-1)$ διακόπτες συνολικά. Στα άκρα του κάθε πυκνωτή εμφανίζεται τάση $V_{dc}/(m-1)$. Η φασική τάση εξόδου μετρείται με σημείο αναφοράς το κοινό σημείο στο μέσο των δύο μεσαίων πυκνωτών. Στα άκρα του κάθε διακόπτη είναι συνδεδεμένη, προφανώς, μια διόδος ελεύθερης διέλευσης ώστε να είναι δυνατή η διέλευση ρεύματος και προς τις δύο κατευθύνσεις. Εκτός από αυτές τις διόδους όμως, απαιτούνται και διόδους περιορισμού οι οποίες εξασφαλίζουν σταθερή τάση αποκοπής στα άκρα κάθε διακοπτικού στοιχείου, ίση με την τιμή της αντίστοιχης επιμέρους τάσης $V_{dc}/(m-1)$ του μετατροπέα.

Στα σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζεται βήμα προς βήμα η διαδικασία αντιστροφής της τάσης από DC σε AC για μετατροπέα τριών επιπέδων:



Σχήμα 2.2: Διακοπτικές καταστάσεις μετατροπέα με διόδους περιορισμού

- α) πλήρες κύκλωμα
- β) $u_{ag} = -V_{dc}/2$
- γ) $u_{ag} = 0$
- δ) $u_{ag} = V_{dc}/2$

Στο σχήμα β, οι διακόπτες T_3 T_4 είναι σε κατάσταση on, συνεπώς μεταφέρεται στην έξοδο η τάση της κάτω συστοιχίας πυκνωτών, δηλαδή $-V_{dc}/2$. Στο σχήμα γ οι διακόπτες T_1 και T_4 βρίσκονται σε κατάσταση off και οι T_2, T_3 σε κατάσταση on. Έτσι, στην έξοδο μεταφέρεται η τάση του σημείου ανάμεσα στους πυκνωτές, η οποία και είναι 0. Τέλος, στο σχήμα δ, σε κατάσταση on βρίσκονται μόνο οι διακόπτες T_1 και T_2 και στην έξοδο εμφανίζεται η τάση $V_{dc}/2$. Συνεπώς δημιουργείται μια τυπική εναλλασσόμενη τάση τριών επιπέδων [10][15].

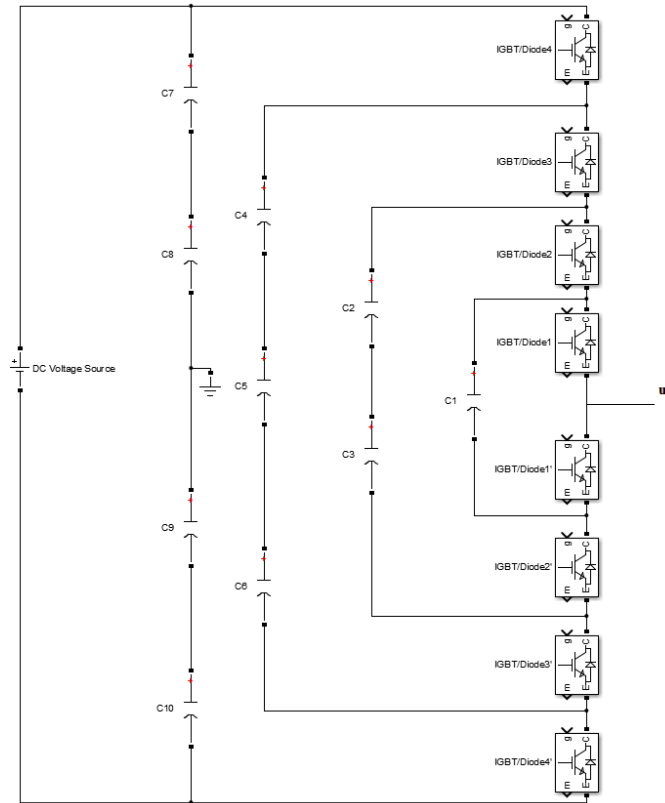
Όσον αφορά το μετατροπέα τριών επιπέδων, κάθε μία από τις τρεις καταστάσεις επιτυγχάνεται με ένα μόνο συνδυασμό ανοιγοκλεισίματος διακοπών. Όταν όμως ο μετατροπέας αποτελείται από περισσότερα επίπεδα, κάθε «σκαλί» τάσης δημιουργείται από πολλούς διαφορετικούς συνδυασμούς. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι πολύ χρήσιμο γιατί σε συνδυασμό με ένα σύστημα ελέγχου είναι δυνατό να επιτευχθεί εξισορρόπηση τάσης των πυκνωτών χρησιμοποιώντας τις πλεονάζουσες καταστάσεις. Με λίγα λόγια, μετρώντας σε κάθε κύκλο την τάση στα άκρα κάθε πυκνωτή, αποφασίζουμε ποιον διακοπτικό συνδυασμό θα χρησιμοποιήσουμε, επιλέγοντας πάντα τους πυκνωτές εκείνους με τη μεγαλύτερη τάση, άρα και ενέργεια, αφού τα μεγέθη αυτά παρουσιάζουν αναλογία σε έναν πυκνωτή ($E_c = \frac{1}{2}CV^2$).

2.1.2 Μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με πυκνωτές περιορισμού (Flying-Capacitors Multilevel Converter, FCMC)

Ο μετατροπέας αυτός αποτελεί μία παραλλαγή του μετατροπέα με διόδους περιορισμού. Εδώ, αντί για διόδους χρησιμοποιούνται πυκνωτές περιορισμού συνδεδεμένοι σε εσωτερικούς βρόχους. Για να επιτευχθούν m επίπεδα τάσης εξόδου απαιτούνται $m-1$ πυκνωτές σε ρόλο διαιρέτη τάσης μεταξύ των γραμμών τροφοδοσίας. Επειδή η τάση κάθε ενός από τους πυκνωτές δεν ξεπερνάει την τάση των πυκνωτών στο DC ζυγό, $V_{in}/(m-1)$, οι πυκνωτές των βρόχων ονομάζονται πυκνωτές περιορισμού. Για την υλοποίηση μιας φάσης ενός τέτοιου μετατροπέα m επιπέδων απαιτούνται $m-1$ πυκνωτές εισόδου, $2(m-1)$ ημιαγωγικά στοιχεία μαζί με τις διόδους ελεύθερης διέλευσης τους και $(m-1)(m-2)/2$ πυκνωτές περιορισμού [10]. Το κύκλωμα του μετατροπέα απεικονίζεται στο σχήμα 2.3.

Η γενική ιδέα της λειτουργίας του μετατροπέα βασίζεται στο γεγονός ότι, αρχικά, οι πυκνωτές περιορισμού φορτίζονται από την τάση στο DC link και στη συνέχεια, ανάλογα με το συνδυασμό διακοπών που βρίσκονται σε λειτουργία κάθε φορά, αφαιρούνται ή προστίθενται στην τάση του DC ζυγού ώστε να παραχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα στην έξοδο.

Όπως και στο μετατροπέα με διόδους περιορισμού, έτσι και εδώ, μπορούμε να εκμεταλλευτούμε τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις που οδηγούν στο ίδιο αποτέλεσμα στην έξοδο, σαν μέσο για την εξισορρόπηση της τάσης των πυκνωτών.

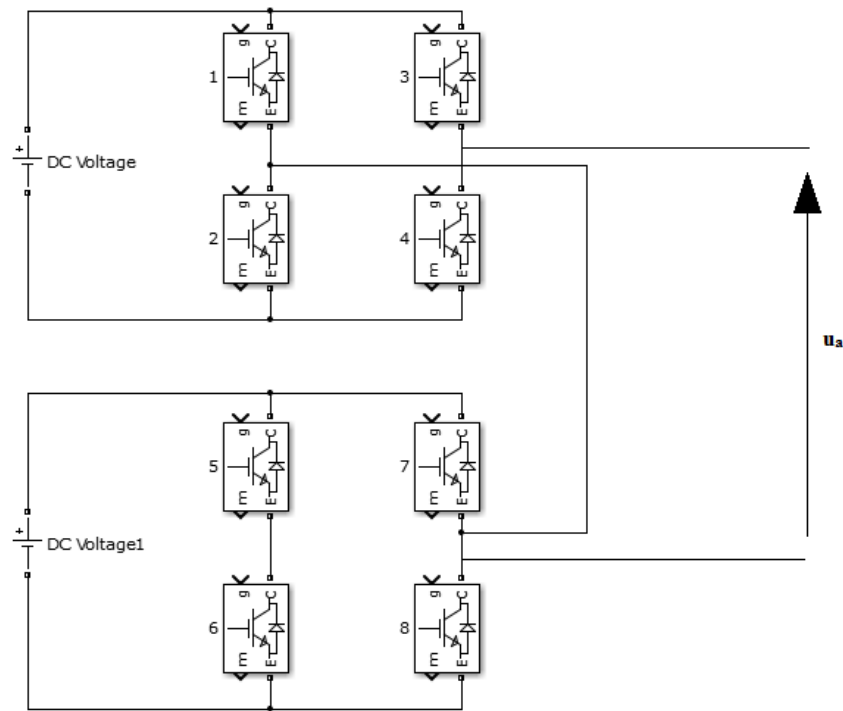


Σχήμα 2.3: Μετατροπέας πέντε επιπέδων με πυκνωτές περιορισμού

2.1.3 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς μετατροπείς συνδεδεμένους σε σειρά με ανεξάρτητες πηγές τάσης τροφοδοσίας (Multilevel Converters using Cascaded-Converters with separated DC sources)

Οι μετατροπείς αυτοί αποτελούνται από επιμέρους μετατροπείς πλήρους γέφυρας ο καθένας από τους οποίους τροφοδοτείται από μια ξεχωριστή DC πηγή τάσης και όλοι μαζί συνδέονται σε σειρά στην AC πλευρά. Η DC τάση αυτή μπορεί να είναι τάση μπαταριών ή φωτοβολταϊκών κυττάρων, και στις περισσότερες περιπτώσεις τάση που προκύπτει από συστήματα μετασχηματιστών/ανορθωτών. Η απαίτηση για ξεχωριστή τροφοδοσία είναι και το κυριότερο μειονέκτημα σε σχέση με τους δύο άλλους τύπους μετατροπέων που καθιστά τη χρήση του κατάλληλη μόνο για συγκεκριμένες εφαρμογές. Πέρα από αυτό όμως, από κατασκευαστικής άποψης, απαιτεί τον ελάχιστο αριθμό στοιχείων και το «πακετάρισμα» του είναι πολύ εύκολο, αφού προκύπτει από πανομοιότυπες διατάξεις συνδεδεμένες σε σειρά. Έτσι, το αποτέλεσμα είναι μια αρκετά συμπαγής συνολική διάταξη που χρησιμοποιεί λίγα

ημιαγωγικά στοιχεία, συνοδεύεται από μικρό φίλτρο και προσφέρει τάση και ρεύμα εξόδου πολύ καλής ποιότητας [10] [16].



Σχήμα 2.4: Μετατροπέας πέντε επιπέδων, που αποτελείται από επιμέρους μονοφασικούς μετατροπείς σε σειρά

Ως γνωστόν, ο κάθε επιμέρους μετατροπέας πλήρους γέφυρας μπορεί να παράγει τρία επίπεδα τάσης, 0 , $-V_{in}$, $+V_{in}$. Συνεπώς, ο αριθμός των επιπέδων τάσης, σε αντίθεση με τους προηγούμενους μετατροπείς, θα είναι $m=2s+1$, όπου s ο αριθμός των ανεξάρτητων DC πηγών.

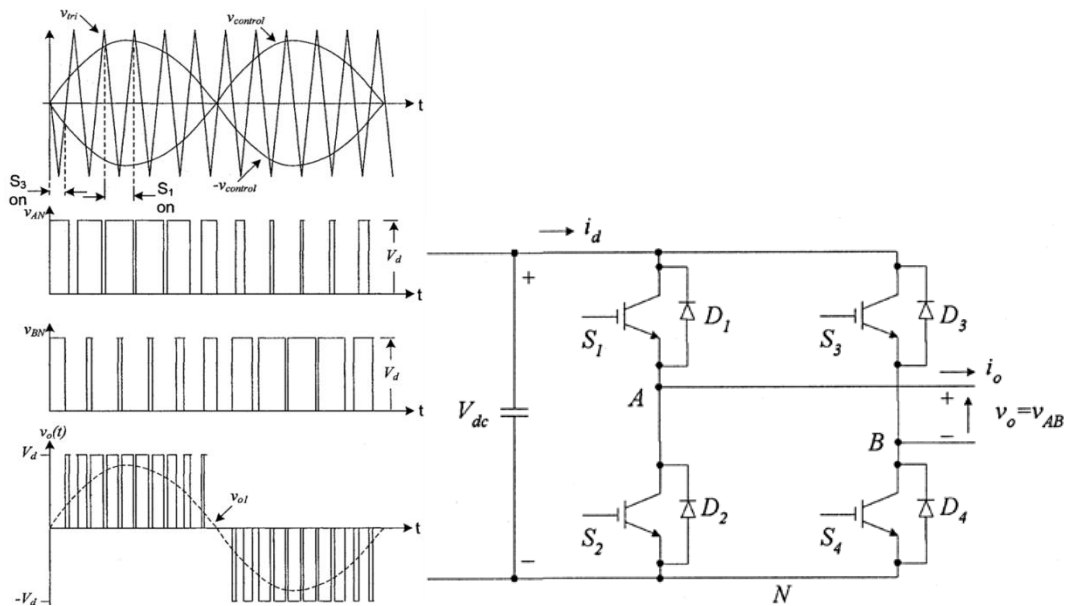
2.2 Τεχνική SPWM για πολυεπίπεδους μετατροπείς και προσομοιώσεις με χρήση Simulink.

2.2.1 SPWM τεχνική σε μετατροπέα δύο επιπέδων

Όπως είναι γνωστό, σε έναν συμβατικό μετατροπέα δύο επιπέδων, για τον έλεγχο των τεσσάρων διακοπτικών στοιχείων με την τεχνική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) απαιτούνται τέσσερις ξεχωριστοί παλμοί. Οι δύο παράγονται από τη

σύγκριση των ημιτόνων αναφοράς (V_r) που είναι μετατοπισμένα κατά 180° , με τη φέρουσα κυματομορφή (V_c), ενώ οι άλλοι δύο αποτελούν τους συμπληρωματικούς τους. Τα μεγέθη που μας ενδιαφέρουν είναι κυρίως δύο: ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους $m_a=A_r/A_c$ (όπου A τα πλάτη των δύο κυματομορφών) και ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας $m_f=f_c/f_r$ (όπου f οι συχνότητες).

Η συχνότητα f_r που επιλέγεται και ονομάζεται συχνότητα αναφοράς, θα είναι και η συχνότητα της τάσης εξόδου, ενώ η συχνότητα f_c , που ονομάζεται συχνότητα φέρουσας θα είναι η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών. Επιπλέον, όσο μεγαλύτερο το μέγεθος m_f τόσο υψηλότερα μετατοπίζεται η ανώτερη αρμονική αφού η τάξη της δίνεται από τον τύπο $d=2m_f-3$. Συνεπώς πρέπει να γίνει μια σωστή κατανομή ανάμεσα στη μείωση της επίδρασης των αρμονικών και την ταυτόχρονη αύξηση των διακοπτικών απωλειών με την αύξηση της f_c . Τέλος μέσω του m_a καθορίζεται το πλάτος της θεμελιώδους πολικής τάσης εξόδου, το οποίο θα είναι $\hat{V}_{out}=m_a V_{in}$ [10].



Σχήμα 2.5: Τεχνική SPWM για μετατροπέα δύο επιπέδων [17]

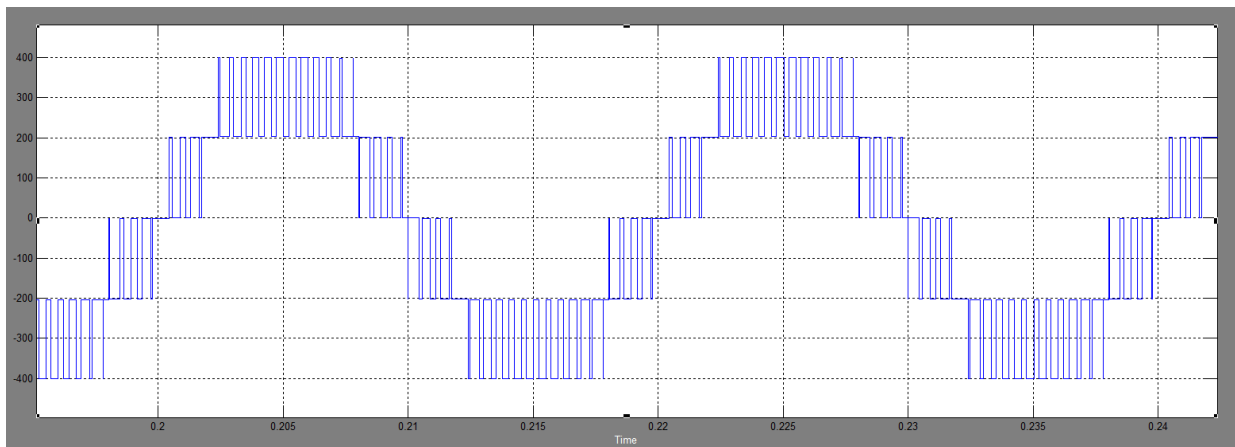
Από το σχήμα 2.5 παρατηρείται ότι, όσο η κυματομορφή αναφοράς με φάση 0 είναι μεγαλύτερη του φέροντος ο S_1 δέχεται παλμό. Αντίστοιχα, το ίδιο συμβαίνει για τον S_3 και την κυματομορφή με φάση 180° . Όπως αναφέρθηκε, ο παλμός στον S_2 είναι συμπληρωματικός του S_1 και στον S_4 του S_2 . Σε ότι αφορά τον τριφασικό μετατροπέα η λογική είναι ίδια, με τη διαφορά ότι χρησιμοποιούνται 3 ημίτονα αναφοράς με διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους.

2.2.2 Προσομοιώσεις στο Simulink

Έγινε προσομοίωση λειτουργίας μίας φάσης του DCMC και του Cascaded μετατροπέα σε λειτουργία αντιστροφέα, ώστε να συγκριθούν οι θεωρητικοί τύποι με τα πραγματικά αποτελέσματα και να αποδειχθεί κυρίως η συμπεριφορά των πολυεπίπεδων μετατροπέων σε σχέση με το αρμονικό περιεχόμενο που παρουσιάζεται στην έξοδό τους. Στον πρώτο χρησιμοποιείται Level Shifted τεχνική ενώ στον δεύτερο Phase Shifted.

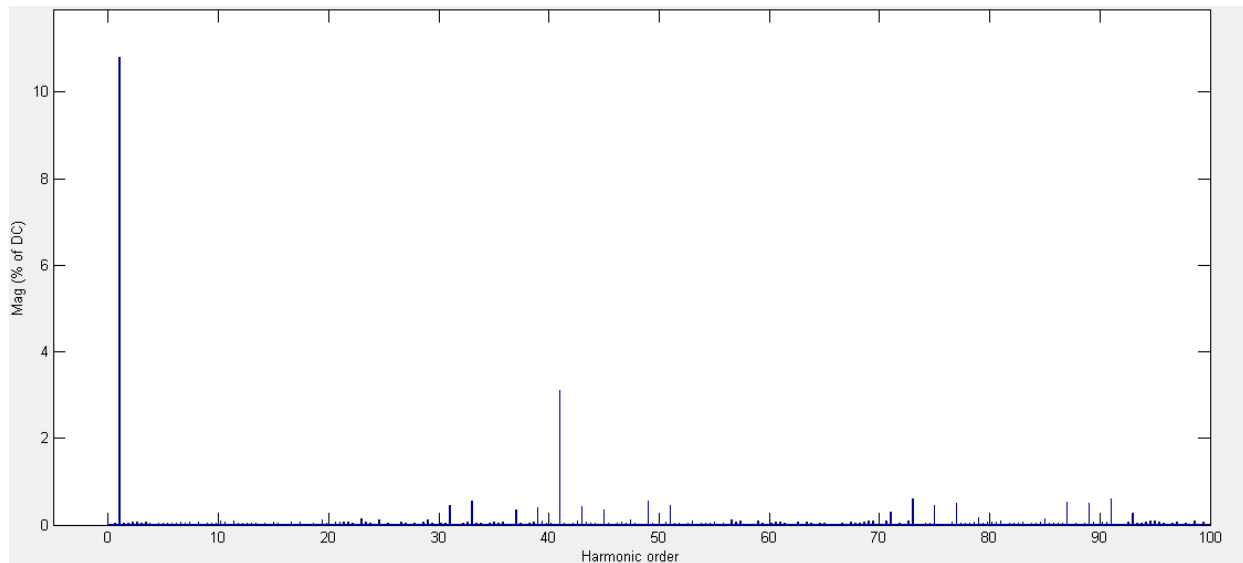
2.2.2.1 Προσομοίωση Μετατροπέα με διόδους περιορισμού

Η τοπολογία έχει δοθεί στο σχήμα 2.1. Ο μετατροπέας 5 επιπέδων δέχεται στην είσοδο συνεχή τάση $V=800V$. Έχει χρησιμοποιηθεί διακοπτική συχνότητα 2050Hz η οποία είναι αρκετά μικρή για εφαρμογές ισχύος όπου συνήθως $f > 4kHz$. Επιλέχθηκε όμως κυρίως ώστε να είναι σε θέση να λειτουργήσει ομαλά η προσομοίωση και αφού επιπλέον δεν επηρεάζει τη σύγκριση μεταξύ θεωρίας και αποτελεσμάτων. Επιλέχθηκαν $m_f=41$ και $m_a=0.8$. Αναμένουμε έτσι το πλάτος της θεμελιώδους να είναι $\hat{V}=V_{in}m_a/2=320V$ και η τάξη της κυριαρχούσας να είναι μεγαλύτερη της $d=m_f-6=35$. Προκύπτει η τάση εξόδου και το φασματικό περιεχόμενο των σχημάτων 2.6 και 2.7.

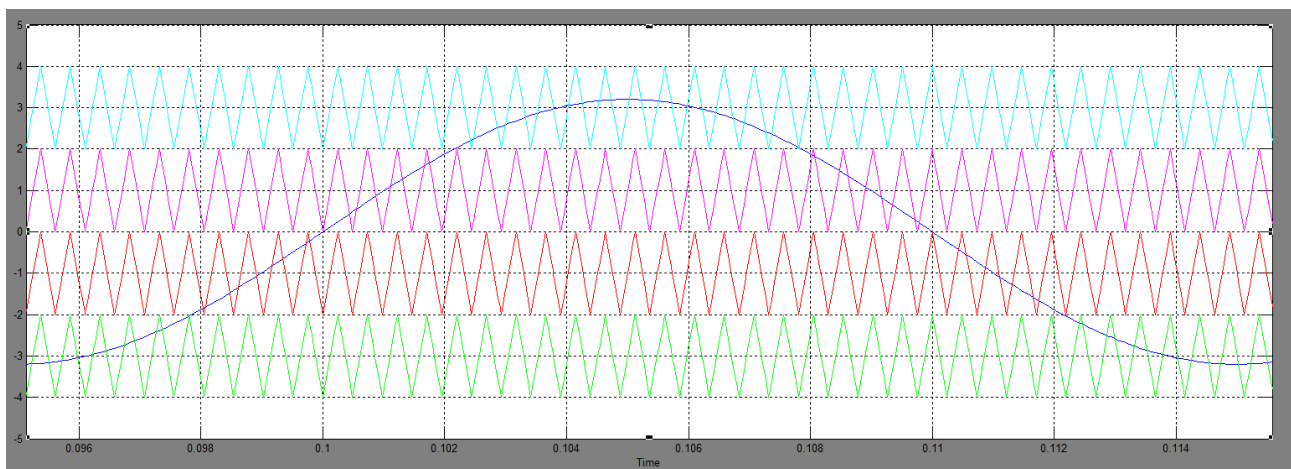


Σχήμα 2.6: Τάση εξόδου μετατροπέα πέντε επιπέδων με διόδους περιορισμού

Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας (50Hz) μετρήθηκε $V=320,8V$, μέγεθος το οποίο συμφωνεί με τις θεωρητικές υποθέσεις. Επιπλέον η κυριαρχούσα αρμονική είναι η 40^η, μεγαλύτερη δηλαδή από την 35^η που τέθηκε σαν κατώτατο όριο. Η SPWM τεχνική που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζεται στην εικόνα 2.8.



Σχήμα 2.7: Φάσμα συχνοτήτων τάσης εξόδου μετατροπέα πέντε επιπέδων με διόδους περιορισμού, $f_c=2050\text{Hz}$



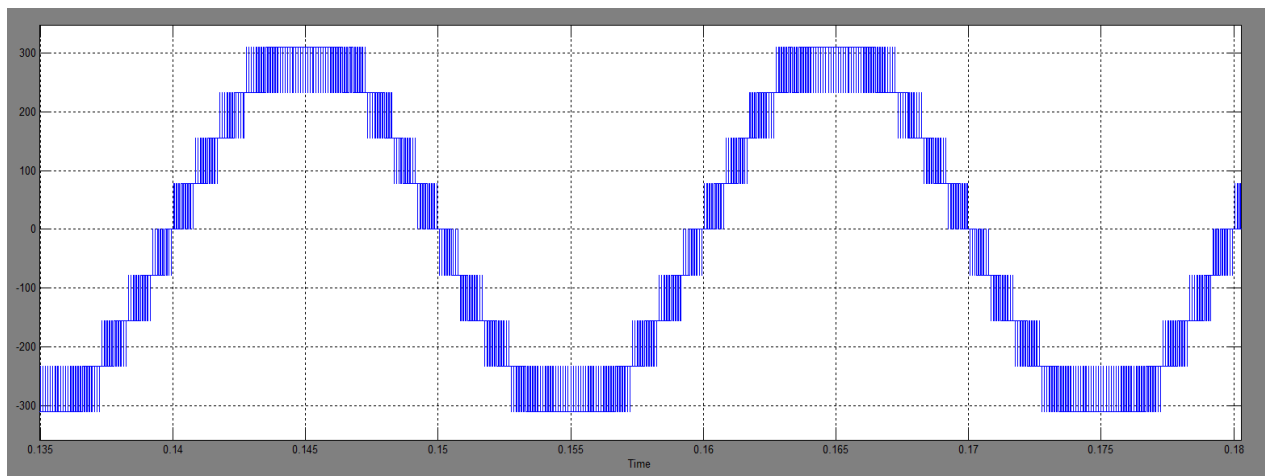
Σχήμα 2.8: Κυματομορφές SPWM που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο του μετατροπέα με διόδους περιορισμού

Πρέπει να τονιστεί ότι ο δείκτης αρμονικής παραμόρφωσης THD είναι αρκετά ψηλός. Αυτό συμβαίνει κυρίως επειδή χρησιμοποιήθηκε χαμηλή διακοπτική συχνότητα, όπως αναφέρθηκε, αλλά και επειδή ο αντιστροφέας είναι μόνο 5 επιπέδων. Σε μία πραγματική εφαρμογή με >100 επίπεδα και διακοπτική συχνότητα $>4\text{kHz}$ η τάση εξόδου προσεγγίζει την ημιτονική σε τέτοιο βαθμό που το φίλτρο θεωρείται περιττό.

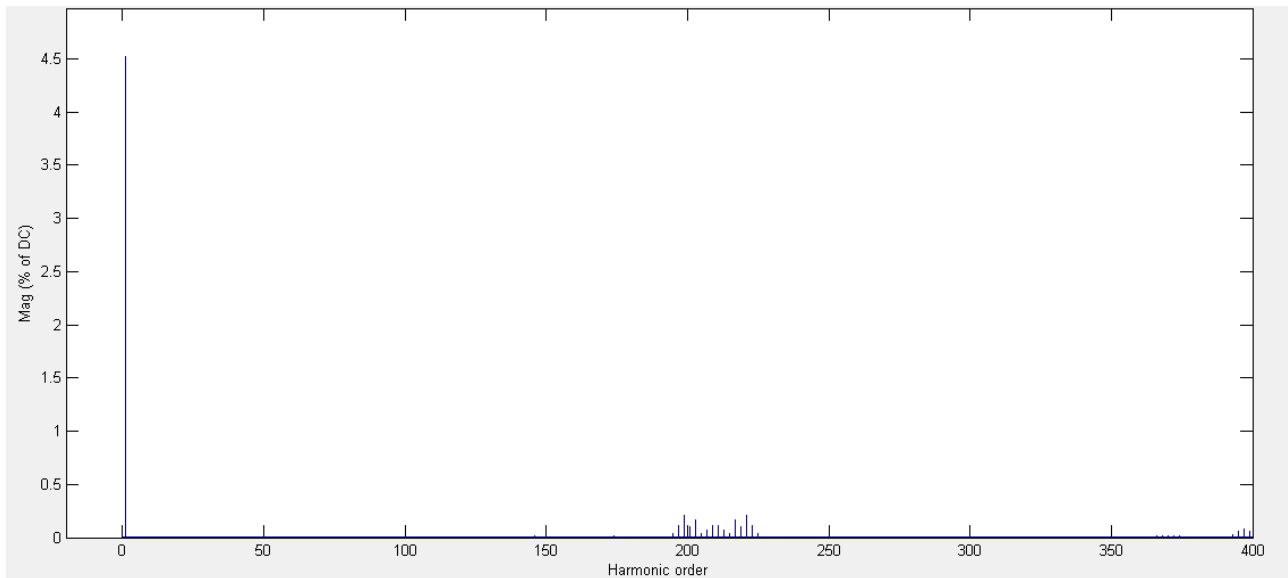
2.2.2.2 Προσομοίωση μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων που αποτελείται από επιμέρους μονοφασικούς μετατροπείς συνδεδεμένους σε σειρά με ανεξάρτητες πηγές τάσης τροφοδοσίας

Κατασκευάστηκε ένας μετατροπέας (cascaded για συντομία) 9 επιπέδων με: $m_a=0.8$, $m_f=21$, διακοπτική συχνότητα $f_c=1050\text{Hz}$ (για τους λόγους που αναφέρθηκαν παραπάνω), $V_{in}=77.5\text{V}$ η κάθε ανεξάρτητη πηγή. Αναμένεται πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας $\hat{V}=V_{in}m_a=77.5*5*0.8=310\text{V}$. Προκύπτουν τα αποτελέσματα των σχημάτων 2.9 και 2.10.

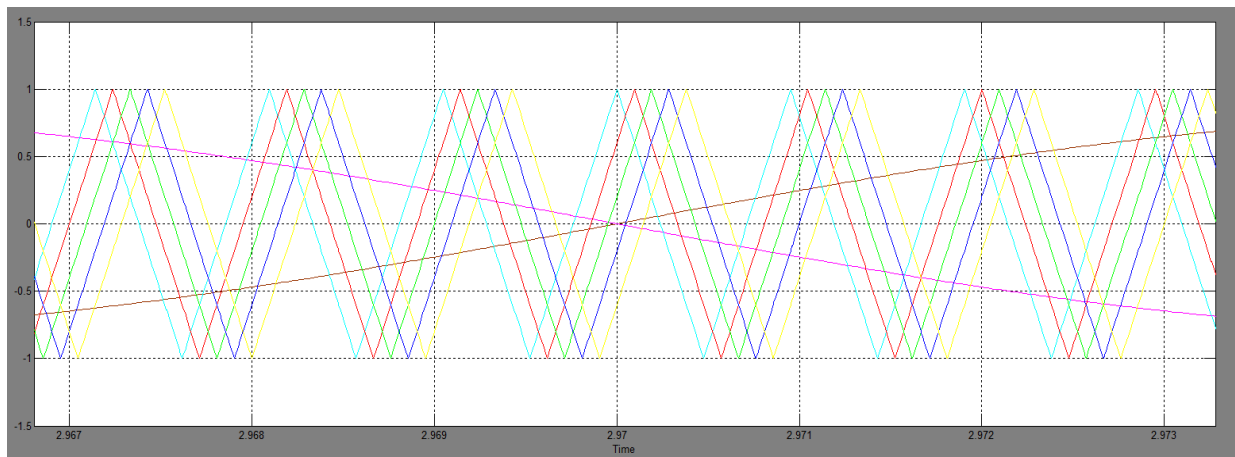
Η τάση μετρήθηκε $V=310,9\text{V}$ και συμφωνεί με τις θεωρητικές υποθέσεις. Επιπλέον παρατηρείται ότι η ανώτερη αρμονική έχει μετατοπιστεί πολύ ψηλά, κοντά στη 200^η τάξη και ο δείκτης THD είναι αρκετά μειωμένος σε σχέση με πριν. Αυτό οφείλεται τόσο στη φύση του cascaded μετατροπέα που παρουσιάζει την καλύτερη αρμονική συμπεριφορά από όλους τους μετατροπείς που έχουν αναφερθεί ως τώρα, όσο και στο γεγονός ότι αυξήθηκαν τα επίπεδα τάσης εξόδου. Η SPWM που χρησιμοποιήθηκε απαιτούσε 5 φέροντα σήματα μετατοπισμένα μεταξύ τους κατά $360^\circ/(m-1)=45^\circ$ και δύο ημίτονα με αντίθετη φάση. Οι κυματομορφές που τη συνθέτουν παρουσιάζονται στο σχήμα 2.11.



Σχήμα 2.9: AC τάση εξόδου cascaded μετατροπέα



Σχήμα 2.10: Φάσμα συχνοτήτων τάσης εξόδου cascaded μετατροπέα



Σχήμα 2.11: Κυματομορφές SPWM για τον έλεγχο του cascaded μετατροπέα

Με τις παραπάνω προσομοιώσεις επιβεβαιώνεται ο αρχικός ισχυρισμός σχετικά με το πλεονέκτημα των μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων στην ποιότητα της κυματομορφής της τάσης εξόδου. Παρατηρείται, ότι αν και τα επίπεδα τάσης που χρησιμοποιήθηκαν καθώς και η διακοπτική συχνότητα ήταν αρκετά μικρά, η αρμονική παραμόρφωση διατηρούταν σε χαμηλά επίπεδα και στους δύο μετατροπέις. Συνεπώς, λαμβάνοντας υπ όψιν ότι τα μεγέθη αυτά στην πραγματικότητα είναι υπερπολλαπλάσια, γίνεται εύκολα κατανοητό γιατί οι μετατροπέις αυτοί παίζουν ολοένα και σημαντικότερο ρόλο σε περισσότερες εφαρμογές.

Στην ενότητα αυτή έγινε μια αναφορά στην οικογένεια των πολυεπίπεδων μετατροπέων. Παρουσιάστηκαν οι αρχές λειτουργίας, τα κύρια χαρακτηριστικά, οι κύριοι τύποι και οι τεχνικές ελέγχου τους. Τα στοιχεία αυτά θα βοηθήσουν στην καλύτερη κατανόηση των κεφαλαίων που ακολουθούν και

αφορούν τον Πολυεπίπεδο Μετατροπέα με Μονάδες DC-DC Μετατροπέων. Ακολουθεί μία αρκετά ενδιαφέρουσα εφαρμογή των μετατροπέων ισχύος που λαμβάνει μεγάλη προσοχή τον τελευταίο καιρό.

2.3 Μετασχηματιστής Στερεάς Κατάστασης-Solid State Transformer

Μία νέα εφαρμογή που χρησιμοποιεί τη λογική των τεχνολογιών που αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο αυτό είναι ο Solid State Transformer (SST). Η λέξη transformer (μετασχηματιστής) στην ονομασία του είναι ελαφρώς παραπλανητική, αφού στην πράξη δεν αποτελεί έναν μετασχηματιστή με την παραδοσιακή του έννοια. Είναι ένας συνδυασμός ημιαγωγικών στοιχείων υψηλής ισχύος, συμβατικών μετασχηματιστών υψηλής συχνότητας και ενός συστήματος ελέγχου το οποίο χρησιμοποιείται για να προσφέρει γρήγορο και ευέλικτο έλεγχο στο δίκτυο διανομής ισχύος. Αν επιπλέον προστεθούν και δυνατότητες δυναμικής επικοινωνίας με το δίκτυο στο συνολικό σύστημα τότε μπορούμε να κάνουμε λόγο για έναν «έξυπνο» μετασχηματιστή. Σύμφωνα με έρευνες του M.I.T η τεχνολογία αυτή είναι μια από τις δέκα πιο ανερχόμενες τεχνολογίες του τελευταίου χρόνου. Αν και σαν ιδέα υπάρχει εδώ και μερικά χρόνια, η απαίτηση για ημιαγωγούς αρκετά μεγάλης ισχύος καθιστούσε την υλοποίηση του αρκετά δύσκολη. Με τα χρόνια όμως αυτό το εμπόδιο ξεπερνιέται με την παραγωγή ημιαγωγών βασισμένων στο Νιτρίδιο του Γαλλίου (GaN) και στο Καρβίδιο του Πυριτίου (SiC) μεγάλης ισχύος, και πλέον ίσως έχει έρθει ο καιρός για ευρεία χρήση του SST. Πέρα από τη χρήση του στο δίκτυο, μια άλλη σημαντική εφαρμογή του SST είναι αυτή της οδήγησης μεγάλων επαγωγικών μηχανών, όπως για παράδειγμα ηλεκτρικών τρένων. Η εταιρεία Siemens συγκεκριμένα σε συνεργασία με το North Carolina State University ερευνά το συγκεκριμένο θέμα, τονίζοντας ότι το μεγαλύτερο πλεονέκτημα σε αυτή την εφαρμογή είναι κυρίως το μικρό μέγεθος του συνολικού κυκλώματος. Ο SST μπορεί να ανεβάσει ή να κατεβάσει τα επίπεδα τάσης όπως ακριβώς ένας συμβατικός μετασχηματιστής με πηνία, προσφέρει όμως παράλληλα και τα ακόλουθα πλεονεκτήματα [18][19]:

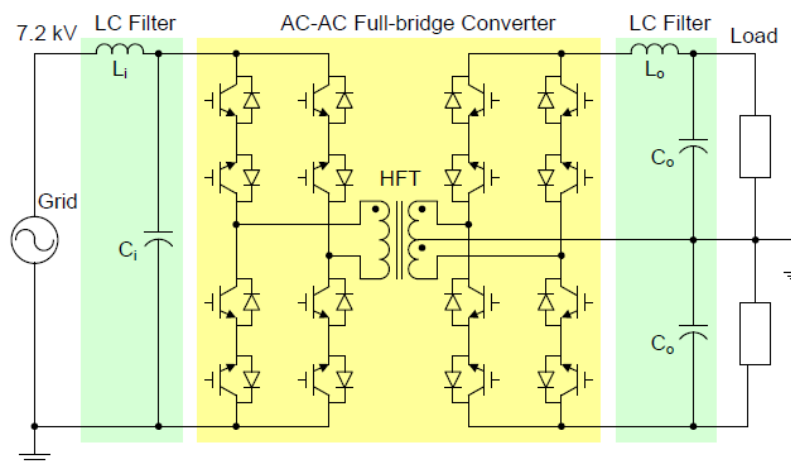
- Επιτρέπει τη ροή ισχύος και προς τις δύο κατευθύνσεις
- Μπορεί να έχει σαν είσοδο/έξοδο τόσο AC όσο και DC τάση
- Δυναμική αλλαγή των χαρακτηριστικών της ισχύος, όπως ακριβώς γίνεται και με τα επίπεδα τάσης και συχνότητας
- Βελτιωμένη ποιότητα ισχύος
- Αποτελεσματική ροή ενέργειας που βασίζεται στην επικοινωνία του παραγωγού της, του καταναλωτή και άλλων μετασχηματιστών του συστήματος

- Μείωση του όγκου και του βάρους σε σύγκριση με τους συμβατικούς μετασχηματιστές ίδιας ισχύος
- Μεγάλη πυκνότητα ισχύος (power density, Watt/cm³), δηλαδή δυνατότητα διαχείρισης μεγάλης ποσότητας ισχύος σε μικρό όγκο

Η βασική ιδέα γύρω από τη λειτουργία του, είναι η χρήση ενός μετατροπέα ισχύος (συνήθως σε διάταξη πλήρους γέφυρας) ο οποίος θα λάβει την τάση του δικτύου και θα δημιουργήσει μία τετραγωνική κυματομορφή υψηλής συχνότητας. Η κυματομορφή αυτή θα περάσει στη συνέχεια από ένα μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας ο οποίος θα αλλάξει τα επίπεδα τάσης. Στο επόμενο στάδιο θα βρίσκεται άλλος ένας όμοιος με τον αρχικό μετατροπέας, ο οποίος θα δώσει στην ισχύ κατάλληλη μορφή ώστε να εξυπηρετήσει το εκάστοτε φορτίο. Αφού ο μετασχηματιστής επεξεργάζεται κυματομορφές μεγάλης συχνότητας, το μέγεθός του μπορεί να είναι αρκετά μικρότερο από αυτό των συνηθισμένων μετασχηματιστών του δικτύου και προφανώς πιο ελαφρύς. Ένα επιπλέον πλεονέκτημα είναι η γαλβανική απομόνωση που προσφέρεται από το μετασχηματιστή αυτόν. Το γεγονός ότι το κύκλωμα του SST είναι συμμετρικό είναι αυτό που δίνει τη δυνατότητα αμφίδρομης ροής ενέργειας [19].

Η πιο απλή τοπολογία η οποία χρησιμοποιεί έναν μετατροπέα πλήρους γέφυρας είναι αυτή του σχήματος 2.12.

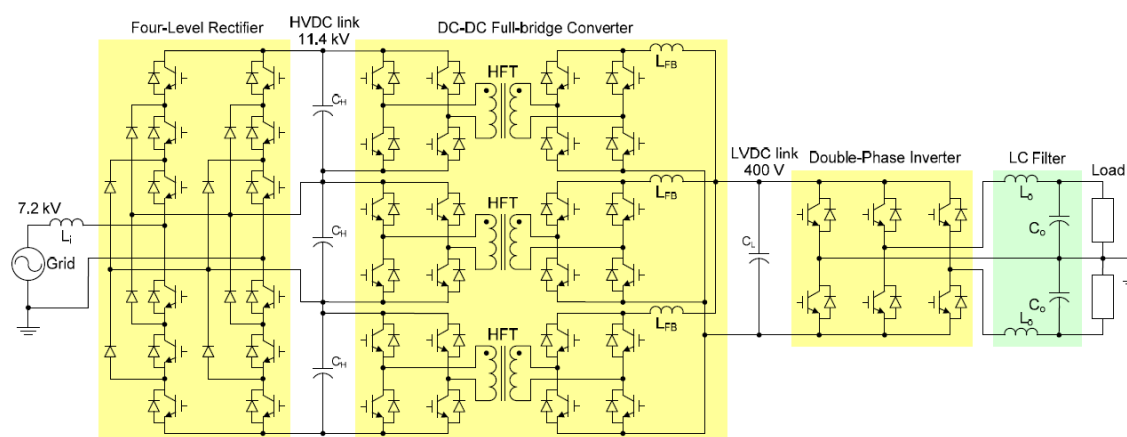
Επειδή το κύκλωμα αυτό είναι ενός σταδίου, απαιτεί και απλό έλεγχο. Το κύριο μειονέκτημά του είναι η απουσία DC link που δεν επιτρέπει τη βελτίωση του συντελεστή ισχύος. Επιπλέον, η απαίτηση για φίλτρα στην είσοδο και στην έξοδο αυξάνει σημαντικά το συνολικό μέγεθος [20].



Σχήμα 2.12: AC-AC Μετατροπέας πλήρους γέφυρας [21]

Αρκετές παραλλαγές με βελτιωτικά στοιχεία έχουν προταθεί. Όλες χρησιμοποιούν συνδεσμολογίες πλήρους γέφυρας. Οι επιπλέον προσθήκες μπορεί να είναι κυρίως η εισαγωγή PWM τεχνικών ελέγχου των μετατροπέων για μειωμένες αρμονικές και καλύτερη ποιότητα τάσης καθώς και η παρεμβολή επιπλέον μετατροπέων στο κύκλωμα, άρα και περισσότερων AC σε DC και DC σε AC σταδίων μέχρι την παραγωγή του τελικού αποτελέσματος.

Μια διαφορετική συνδεσμολογία είναι αυτή που αφορά τη χρήση μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων η οποία περιλαμβάνει όλα τα πλεονεκτήματα των μετατροπέων αυτών, που έχουν παρουσιαστεί στο συγκεκριμένο κεφάλαιο. Ένα παράδειγμα του κυκλώματος αυτού φαίνεται στο σχήμα 2.13.



Σχήμα 2.13: Solid state transformer με χρήση πολυεπίπεδου μετατροπέα [21]

Αρχικά μέσω ενός diode-clamped μετατροπέα γίνεται ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Στη συνέχεια η τάση αυτή μετατρέπεται πάλι σε AC ώστε να περάσει μέσα από το μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας. Ακολουθεί άλλη μια μετατροπή σε DC και στη συνέχεια μέσω ενός ακόμα μετατροπέα δίνεται η τελική μορφή που απαιτεί το φορτίο. Συνολικά δηλαδή η διαδικασία μετατροπής είναι η εξής: AC->DC->AC-μετασχηματιστής-AC->DC->AC. Οι πολλαπλές αλλαγές στη μορφή της ισχύος δίνουν τη δυνατότητα για άψογο έλεγχο της συνολικής διαδικασίας. Επιπλέον, εξαιτίας του πολυεπίπεδου μετατροπέα είναι εφικτή η επεξεργασία μεγαλύτερων επιπέδων τάσης από ότι στις υπόλοιπες περιπτώσεις. Το σημαντικό μειονέκτημα του κυκλώματος αυτού είναι η χρήση μεγάλου πλήθους ημιαγωγικών στοιχείων καθώς και το μεγάλο μέγεθος ολόκληρου του συστήματος που περιορίζει τη χρήση του. Για παράδειγμα είναι ασύμφορο μία τέτοια διάταξη να χρησιμοποιηθεί για την οδήγηση ενός επαγωγικού κινητήρα τρένου λόγω ακριβώς του μεγάλου μεγέθους της.

3 Πολυεπίπεδος Μετατροπέας με Μονάδες DC-DC Μετατροπέων-Modular Multilevel Converter

Μια σημαντική εξέλιξη στον τομέα των πολυεπίπεδων μετατροπέων επιτεύχθηκε το 2003 με την κατασκευή της οικογένειας των Πολυεπίπεδων Μετατροπέων με Μονάδες DC-DC Μετατροπέων, ή όπως είναι η κοινή ονομασία, Modular Multilevel Converter (M2C), από τους Marquardt, Lesnicar και Glinka οι οποίοι βασίστηκαν σε μια ιδέα των Alesina και Venturini που υπήρχε ήδη από το 1981. Σε αντίθεση με τους άλλους πολυεπίπεδους μετατροπείς, ο M2C βασίζεται στην εν σειρά σύνδεση διατάξεων ημιαγωγικών στοιχείων, γεγονός που προσφέρει σημαντικές απλοποιήσεις στη σχεδίαση αλλά και στη βιομηχανική κατασκευή του καθώς επίσης και μεγαλύτερο βαθμό αξιοπιστίας, αφού η λειτουργία του δε βασίζεται στην κάθε διάταξη ημιαγωγών ξεχωριστά. Ακόμα δίνεται η δυνατότητα για αποτελεσματική αντιμετώπιση σφαλμάτων καθώς και για συνέχιση λειτουργίας, ακόμα και αν κάποιες από τις διατάξεις πάθουν βλάβη.

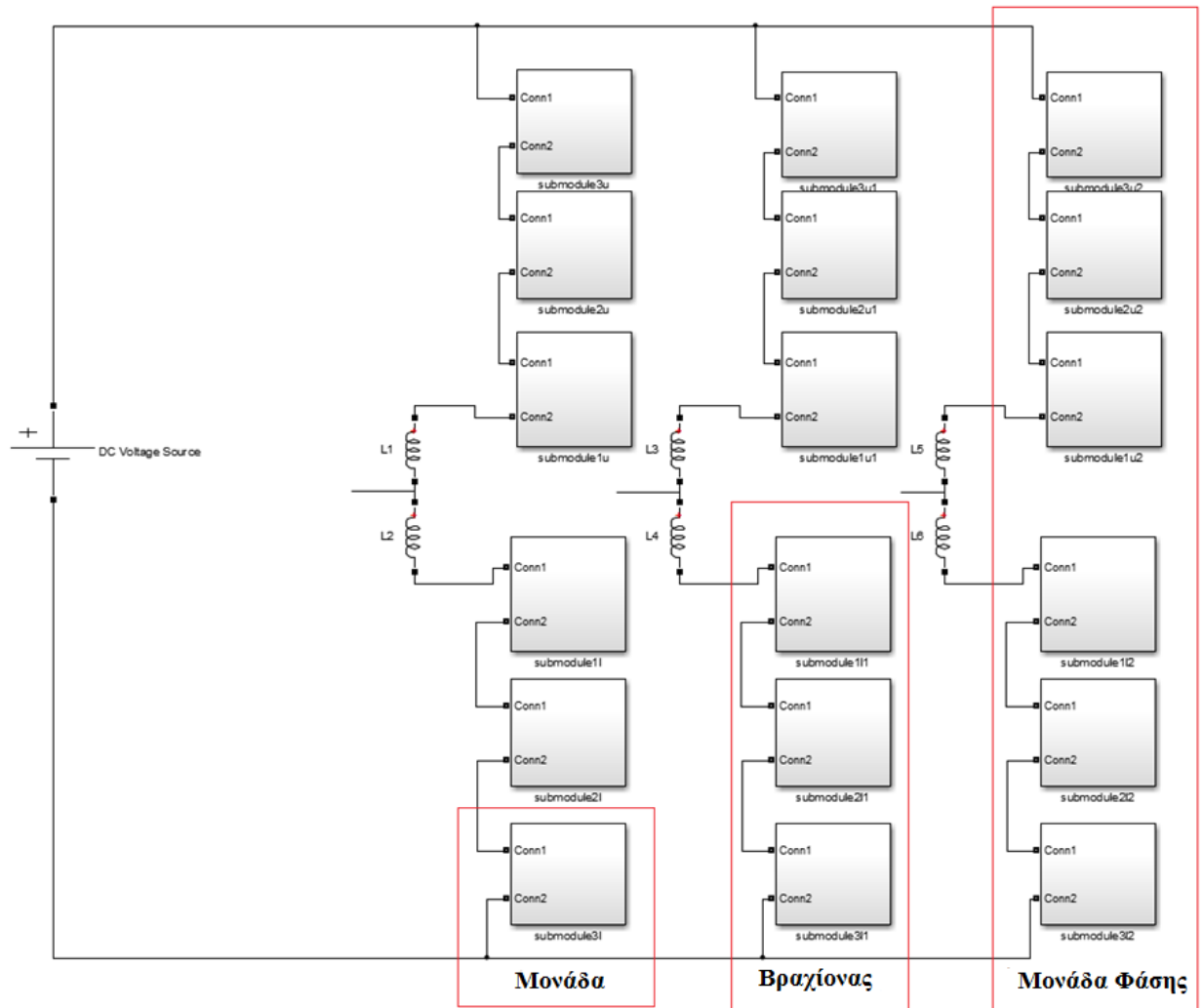
Η οικογένεια των M2C κυριαρχεί σήμερα στον τομέα των ερευνών που αφορούν τους μετατροπείς υψηλής ισχύος. Θεωρείται ως μια από της πιο ανταγωνιστικές τοπολογίες για εφαρμογές υψηλής τάσης και ρεύματος αλλά συναντάται επίσης και σε εφαρμογές STATCOM, σε κινητήρες ηλεκτρικών τρένων αλλά και γενικά σε κινητήρες μεγάλης ισχύος.

3.1 Βασικά στοιχεία

3.1.1 Τοπολογία

Μία γενική εικόνα των στοιχείων τα οποία συνθέτουν τον M2C φαίνεται στο σχήμα 3.1. Αποτελείται από τις μονάδες (submodules), κάθε μία από τις οποίες θα μπορούσε να περιγραφεί σαν ένα υποκύκλωμα που συνδυάζει ημιαγωγικούς διακόπτες με έναν πυκνωτή. Βραχίονας (Arm) ονομάζεται ένα σύνολο από μονάδες, το οποίο βρίσκεται ανάμεσα στο πηνίο και στον κάθε ακροδέκτη του DC ζυγού. Τέλος μονάδα φάσης (phase unit) ονομάζεται το σύνολο των μονάδων και των δύο βραχιόνων.

Στα αριστερά βρίσκεται η DC πλευρά ενώ η κάθε AC φάση αναχωρεί ανάμεσα από τα πηνία της κάθε μονάδας φάσης. Τα βασικότερα στοιχεία που παρουσιάζονται και στο σχήμα είναι τα πηνία αυτά αλλά κυρίως οι επιμέρους μονάδες της κάθε μονάδας φάσης.



Σχήμα 3.1: Βασική τοπολογία του Modular Multilevel Converter

Οι μονάδες είναι η καρδιά του συστήματος και αποτελούνται από διατάξεις IGBT και από έναν πυκνωτή. Η ακριβής δομή τους θα αναλυθεί παρακάτω. Για αρχή, θα θεωρηθεί ότι αποτελούνται από έναν πυκνωτή και ένα διακόπτη, ο οποίος λαμβάνει δύο πιθανές θέσεις, έτσι ώστε, είτε να οδηγήσει το ρεύμα μέσα από τον πυκνωτή, είτε να τον παρακάμψει και να περνά στην επόμενη μονάδα. Θα ονομάζονται μονάδες άνω βραχίονα (ή multivalve), οι μονάδες που βρίσκονται άνωθεν του σημείου αναχώρησης της AC φάσης και κάτω βραχίονα οι υπόλοιπες, σε μία μονάδα φάσης (phase unit). Μια βασική παρατήρηση είναι ότι δεν απαιτείται πυκνωτής στο DC ζυγό, αφού η ενέργεια μοιράζεται στους επιμέρους πυκνωτές των μονάδων. Αυτό είναι ένα σημαντικό πλεονέκτημα αφού έτσι αποφεύγονται οι βλάβες που μπορούν να προκληθούν στο σύστημα από την εκφόρτιση του πυκνωτή του dc ζυγού κατά την εμφάνιση ενός σφάλματος.

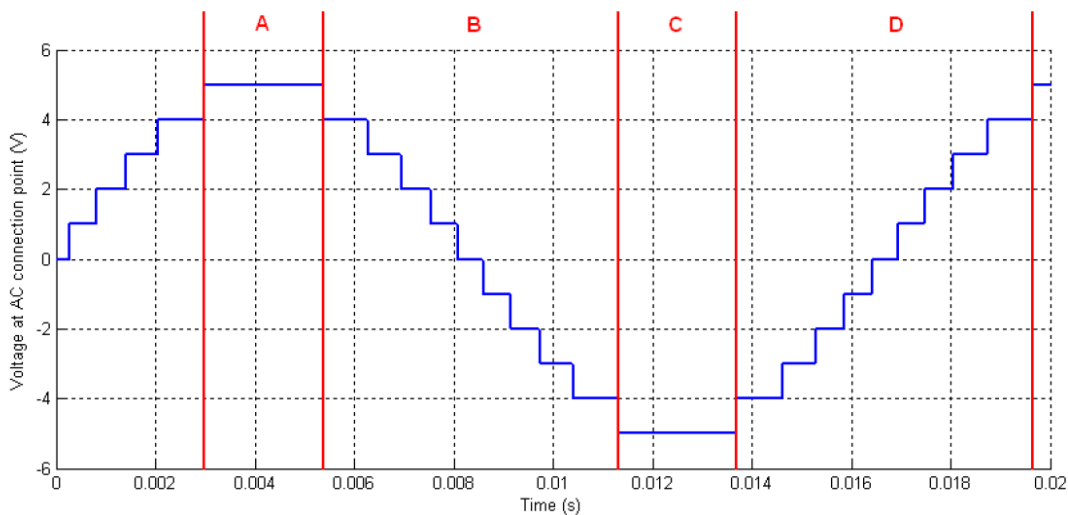
Τα πηνία έχουν διπλό ρόλο. Χρησιμοποιούνται για λόγους ελέγχου του ρεύματος, επειδή διαχειρίζονται τη διαφορά της τάσης μεταξύ των τριών μονάδων φάσης του μετατροπέων. Εξαιτίας της διαφοράς αυτής εμφανίζονται συνιστώσες ρεύματος (κυκλικά ρεύματα) με υψηλή συχνότητα, που μεταβαίνουν από τη μία μονάδα φάσης στην άλλη και τις οποίες εξαλείφει το πηνίο. Οι διαφορές τάσης προκαλούνται κυρίως εξαιτίας των διαφορετικών ανοιγοκλεισιμάτων των διακοπών. Ο δεύτερος ρόλος τους αφορά λόγους ασφαλείας, και συγκεκριμένα τον περιορισμό της απότομης αύξησης του μεγάλου ρεύματος σε περίπτωση βραχυκυκλώματος, γεγονός βέβαια που παίζει και αρνητικό ρόλο αφού εξαιτίας του πηνίου είναι δύσκολες οι γρήγορες μεταβολές ρεύματος όταν χρειάζονται (κατά την κανονική λειτουργία) [22].

Η ιδέα γύρω από τη λειτουργία του M2C είναι η εξής: Μεταξύ της DC πλευράς (σταθερή τάση) και των μονάδων (μεταβαλλόμενη τάση) του μετατροπέα δημιουργείται διαφορά δυναμικού. Σαν αποτέλεσμα της διαφοράς αυτής προκαλείται ροή ρεύματος στο μετατροπέα. Χάρη στη ροή αυτή, είναι δυνατή η μεταφορά ισχύος ανάμεσα στις δύο πλευρές του μετατροπέα. Η μεταβαλλόμενη διαφορά δυναμικού επιτυγχάνεται με ανάλογες τεχνικές ελέγχου των μονάδων. Ανεξάρτητα από τη στρατηγική ελέγχου που χρησιμοποιείται, η μέση ενέργεια που προσφέρεται/αποθηκεύεται από κάθε μονάδα σε έναν κύκλο θα πρέπει να είναι μηδέν, η οποία είναι και η βασική προϋπόθεση ώστε η τάση τους να είναι σταθερή. Άρα θα πρέπει να υπάρξει μέριμνα και για αυτή την προϋπόθεση σωστής λειτουργίας [23].

Η συνολική τάση όλων των μονάδων μίας μονάδας φάσης πρέπει να είναι διπλάσια της DC τάσης δικτύου, οι μονάδες άνω και κάτω βραχίονα πρέπει να έχουν η καθεμία τη δυνατότητα παραγωγής τάσης ίσης με την DC. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί με τη χρήση της διακοπτικής κατάστασης κατά την οποία όλες οι μονάδες του άνω βραχίονα παρακάμπτονται με αποτέλεσμα η φασική τάση εξόδου να είναι ίση με την DC. Αντίστοιχα οι μονάδες του κάτω βραχίονα εντάσσονται στο κύκλωμα, συνεπώς πρέπει να μπορούν να μπλοκάρουν την τάση που εμφανίζεται στα άκρα τους, η οποία είναι και η πλήρης DC τάση του δικτύου. Συμπεραίνουμε έτσι ότι κάθε μονάδα πρέπει να έχει τη δυνατότητα παροχής τάσης V_{dc}/N , όπου N ο αριθμός των μονάδων ανά βραχίονα. Ο συνολικός αριθμός μονάδων σε κάθε μονάδα φάσης πρέπει να είναι πάντα σταθερός, άρα εισαγωγή ενός πυκνωτή ενός βραχίονα στο κύκλωμα σημαίνει ταυτόχρονα εξαγωγή ενός πυκνωτή από τον άλλο. Για τις N αυτές μονάδες η τάση εξόδου θα είναι $N+1$ επιπέδων [9].

Ένα απλοποιημένο παράδειγμα της λειτουργίας του μετατροπέα είναι το ακόλουθο: Αν υποθέσουμε ότι είναι ιδανικός, χωρίς απώλειες, με 10 μονάδες ανά βραχίονα, άρα 11 επιπέδων, και τάση εισόδου 10V, η τάση εξόδου μπορεί να δοθεί από το σχήμα 3.2.

Η λειτουργία των μονάδων για την παροχή της απαιτούμενης τάσης μπορεί να χωριστεί σε τέσσερις κύριες ζώνες, όπως φαίνεται και στο σχήμα.



Σχήμα 3.2: Τάση εξόδου M2C 11 επιπέδων [24]

Η ζώνη A είναι αυτή για την οποία όλες οι μονάδες του άνω βραχίονα παρακάμπτονται, έτσι ώστε στην έξοδο να συνδέεται απευθείας τάση $V_{dc}/2$. Όλες οι μονάδες του κάτω βραχίονα εισέρχονται στο κύκλωμα, έτσι ώστε τα άκρα της DC τάσης να μην βραχυκυκλωθούν, και δέχονται συνολική τάση στα άκρα τους: $\frac{V_{dc}}{2} - \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) = V_{dc}$.

Η ζώνη B είναι η περιοχή μείωσης της θετικής τάσης. Αυτό πρακτικά απαιτεί την εισαγωγή «αντίθετης» τάσης ανάμεσα στο θετικό DC ακροδέκτη και στο σημείο εξόδου της AC τάσης. Συνεπώς ξεκινά η εισαγωγή μονάδων του άνω βραχίονα στο κύκλωμα με ταυτόχρονη παράκαμψη αυτών του κάτω, ώστε ο συνολικά ενταγμένος αριθμός τους να είναι πάντα σταθερός.

Η ζώνη C αντιπροσωπεύει την περιοχή όπου όλες οι μονάδες του άνω βραχίονα έχουν εισαχθεί στο κύκλωμα και όλες του κάτω έχουν παρακαμφθεί με αποτέλεσμα τάση $-V_{dc}/2$ να φτάνει στην έξοδο. Για να επιτευχθεί πάλι αύξηση της τάσης, μονάδες του κάτω βραχίονα αρχίζουν να εισάγονται πάλι στο κύκλωμα και του άνω να παρακάμπτονται με αποτέλεσμα να δημιουργούνται τα στιγμιότυπα της ζώνης **D**. [24]

3.1.2 Δομή μονάδων (submodules)

Μέχρι τώρα, οι μονάδες του M2C θεωρήθηκαν σαν ένας διακόπτης ο οποίος ανάλογα με τη θέση του επιτρέπει την εισαγωγή του πυκνωτή της μονάδας στο κύκλωμα ή τον βραχυκυκλώνει και τον

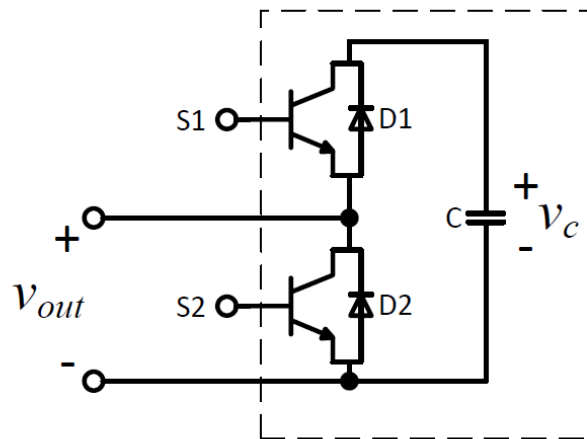
παρακάμπτεται. Στην πραγματικότητα όμως δεν αποτελείται από διακόπτη αλλά από ημιαγωγικά στοιχεία, δηλαδή IGBT αφού αναφερόμαστε σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος. Η συνδεσμολογία και ο αριθμός τους μπορεί να διαφέρει δίνοντας έτσι τη δυνατότητα χρήσης, διαφορετικών τύπων μονάδων με τα δικά του ξεχωριστά χαρακτηριστικά ο καθένας.

Οι μονάδες είναι η καρδιά του μετατροπέα και ανάλογα με το πλήθος τους μπορεί να συναντώνται ακόμα και αρκετές εκατοντάδες από αυτές συνδεδεμένες σε σειρά. Συγκεκριμένα, αποτελούνται από τα IGBT με τις αντιπαράλληλες διόδους τους και τον πυκνωτή.

Έχουν προταθεί διάφορες συνδεσμολογίες IGBT ώστε να προκύψει μία μονάδα του Modular Multilevel Converter. Οι πιο κοινές, οι οποίες και χρησιμοποιούνται συχνότερα είναι οι μονάδες όπου οι ημιαγωγικοί διακόπτες βρίσκονται σε διάταξη ημιγέφυρας καθώς και αυτές που βρίσκονται σε διάταξη πλήρους γέφυρας.

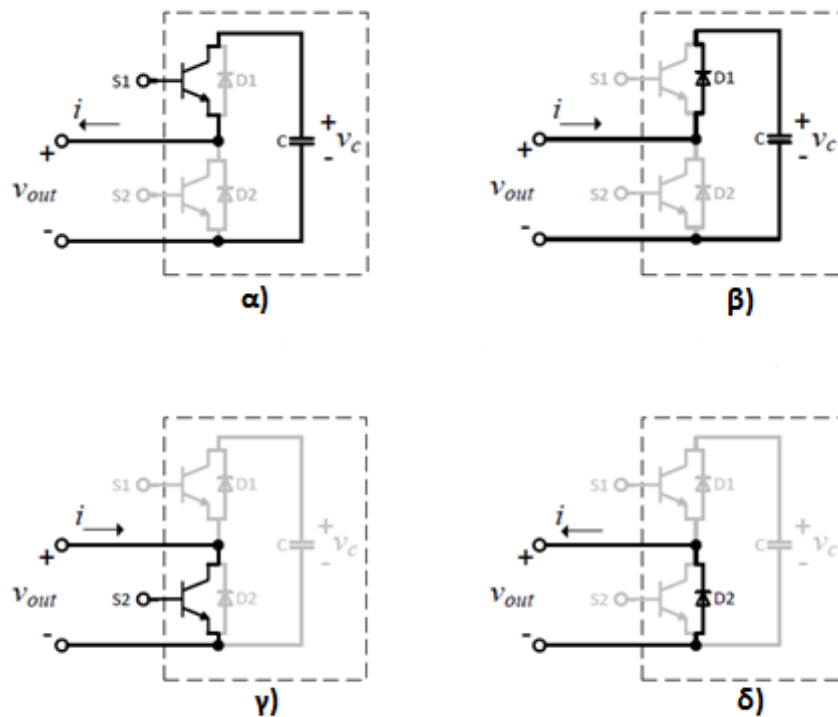
3.1.2.1 Μονάδες σε διάταξη ημιγέφυρας (half-bridge)

Η διάταξη παρουσιάζεται στο σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.3: Μονάδα σε διάταξη ημιγέφυρας

Δύο πιθανές τάσεις εξόδου μπορούν να προκύψουν από το παραπάνω κύκλωμα ανάλογα με την κατάσταση των διακοπών. Μηδενική τάση εξόδου ή ίση με την τάση του πυκνωτή. Για να επιτευχθούν οι έξοδοι αυτοί απαιτούνται συγκεκριμένοι συνδυασμοί λειτουργίας των IGBT οι οποίοι φαίνονται στο σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4: Διακοπτικές καταστάσεις της μονάδας ημιγέφυρας [24]

$$\alpha) V_{out}=V_c, i<0$$

$$\beta) V_{out}=V_c, i>0$$

$$\gamma) V_{out}=0, i>0$$

$$\delta) V_{out}=0, i<0$$

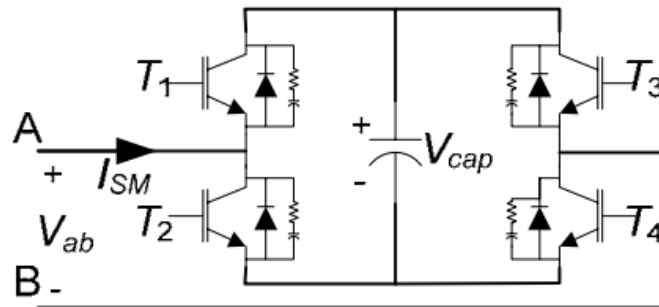
Στο α) το άνω IGBT άγει και ρεύμα εξέρχεται από το θετικό ακροδέκτη. Η τάση στην έξοδο θα είναι V_c . Για ρεύμα αντίθετης φοράς άγει η διάδος ελεύθερης διέλευσης D1, στο σχήμα β. Στο σχήμα γ επιτυγχάνεται μηδενική έξοδος με το κάτω IGBT σε λειτουργία και για ρεύμα που εξέρχεται από τον αρνητικό ακροδέκτη. Για μηδενική έξοδο και ρεύμα που εξέρχεται από το θετικό ακροδέκτη άγει η διάδος D2 στο σχήμα δ. Τα δύο IGBT δεν πρέπει ποτέ να είναι σε κατάσταση ON ταυτόχρονα αφού έτσι τα άκρα του πυκνωτή θα βραχυκυκλώσουν. Αν και τα δύο IGBT βρεθούν σε κατάσταση OFF, η ροή του ρεύματος δε διακόπτεται εξαιτίας των διόδων αλλά δεν υπάρχει και η δυνατότητα ελέγχου της τάσης εξόδου αφού καθορίζεται εξ' ολοκλήρου από την κατεύθυνση του ρεύματος.

Παρατηρούμε συνεπώς ότι είναι δυνατή η εισαγωγή του πυκνωτή στο κύκλωμα ή η παράκαμψη του ανεξάρτητα από τη φορά του ρεύματος. Ανάλογα με αυτή, ο πυκνωτής θα φορτίζεται ή θα εκφορτίζεται, το οποίο σημαίνει ότι η τάση του θα αλλάζει συνεχώς. Άρα πρέπει να διαστασιολογηθεί με τέτοιο τρόπο ώστε οι διακυμάνσεις να μειωθούν. Επιπλέον βοήθεια σε αυτό τον τομέα προσφέρει ο έλεγχος που ασκείται στο μετατροπέα και θα αναλυθεί παρακάτω [24].

3.1.2.2 Μονάδες σε διάταξη πλήρους γέφυρας (full-bridge)

Η δεύτερη διάταξη που χρησιμοποιείται ευρέως είναι αυτή της πλήρους γέφυρας. Το σημαντικό πλεονέκτημα σε σχέση με την προηγούμενη είναι ότι μπορεί να προσφέρει καλύτερη αντιμετώπιση στην περίπτωση ενός σφάλματος στη DC πλευρά. Η συμπεριφορά αυτή επιτυγχάνεται με τη δυνατότητα εισαγωγής και μίας τρίτης πιθανής τάσης εξόδου πέρα από τα 0 και V_c , αυτή της $-V_c$, δηλαδή της εισαγωγής του πυκνωτή με αντίθετη πολικότητα στο κύκλωμα. Το κύριο μειονέκτημά της διάταξης πλήρους γέφυρας είναι το κόστος, το οποίο αυξάνεται, λόγω του αυξημένου αριθμού διακοπτικών στοιχείων που πρέπει να χρησιμοποιηθούν [25].

Η διάταξη πλήρους γέφυρας είναι η ακόλουθη:



Σχήμα 3.5: Μονάδα σε διάταξη πλήρους γέφυρας [24]

Και εδώ η τάση που εμφανίζεται στην έξοδο εξαρτάται από τη διακοπτική κατάσταση των IGBT. Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι δυνατοί συνδυασμοί:

Διακοπτική κατάσταση IGBT				I_{SM}	V_{AB}
T_1	T_2	T_3	T_4		
1	0	1	0	**	0
1	0	0	1	**	V_{cap}
0	1	1	0	**	$-V_{cap}$
0	1	0	1	**	0

Πίνακας 3.1: Διακοπτικές καταστάσεις μονάδας πλήρους γέφυρας

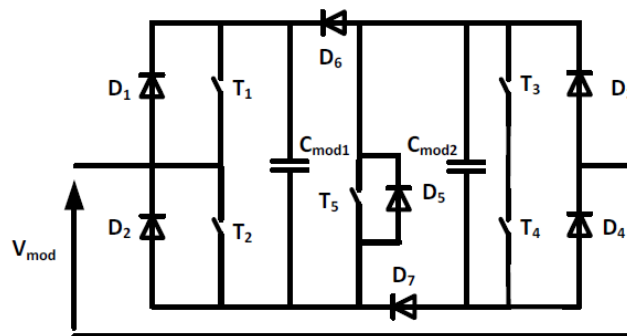
Το σύμβολο ** για το ρεύμα υποδεικνύει ότι μπορεί να είναι είτε θετικό είτε αρνητικό ή και μηδέν. Δύο επιπλέον πιθανές καταστάσεις είναι να άγουν ταυτόχρονα τα T_1, T_2 ή τα T_3, T_4 . Οι καταστάσεις αυτές είναι απαγορευμένες αφού βραχυκυκλώνουν τα άκρα του πυκνωτή. Μια άλλη πιθανή κατάσταση είναι να άγει μόνο ένα από τα IGBT. Σε αυτή την περίπτωση η μονάδα μπαίνει σε ανορθωτική λειτουργία και

ρεύμα ρέει ανεξέλεγκτα μέσω των διόδων ελεύθερης διέλευσης. Η τάση εξόδου εξαρτάται σε αυτή την περίπτωση από την κατεύθυνση του ρεύματος [26].

Από τις δύο κύριες διατάξεις που περιγράφηκαν, ακόμα και σήμερα μετά από πολλές πρακτικές δοκιμές οι μεγάλες εταιρείες παραγωγής ηλεκτρονικών ισχύος δεν έχουν αποφανθεί αν κάποια προσφέρει συνολικά περισσότερα πλεονεκτήματα από την άλλη. Όπως αναφέρθηκε, το κόστος για μια διάταξη πλήρους γέφυρας αυξάνεται αφού αυξάνεται ο αριθμός των ημιαγωγικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται. Εκτός από αυτό, οι διακοπτικές απώλειες είναι συνολικά μεγαλύτερες. Από την άλλη πλευρά όμως προσφέρονται περισσότερα επίπεδα τάσης, μέχρι και πλήρως ανεστραμμένη τάση DC ζυγού, με αποτέλεσμα σε περίπτωση DC σφάλματος η AC πλευρά να απομονώνεται εντελώς από αυτό [27].

Πρέπει να αναφερθεί όμως, ότι όσον αφορά την αντιμετώπιση σφαλμάτων, η διάταξη ημιγέφυρας μπορεί να γίνει ανταγωνιστική με κάποιες προσθήκες. Η πιο χρήσιμη είναι αυτή του DC διακόπτη κυκλώματος (DC circuit breaker). Σε αυτή τη διάταξη απαιτείται και η σύνδεση ενός αντιπαράλληλου θυρίστορ ώστε να προστατεύσει τα ημιαγωγικά στοιχεία από μεγάλα ρεύματα μέχρι ο DC διακόπτης να μπει σε λειτουργία. Το συνολικό κόστος βέβαια θα είναι περίπου ίδιο με αυτό των μονάδων πλήρους γέφυρας. Ποια τεχνολογία θα επικρατήσει μένει να φανεί στο μέλλον [24] [27].

Κλείνοντας, άξια αναφοράς είναι άλλη μία διάταξη που όμως δε χρησιμοποιείται τόσο συχνά όσο οι προηγούμενες. Ονομάζεται μονάδα με δυνατότητα σβέσης DC βραχυκυκλώματος. Εδώ προστίθεται ένας επιπλέον πυκνωτής, ένα IGBT με δίοδο ελεύθερης διέλευσης και άλλες δύο επιπλέον διόδοι.



Σχήμα 3.6: Μονάδα με δυνατότητα σβέσης DC βραχυκυκλώματος [28]

Ο επιπλέον διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση ON κατά τη διάρκεια της κανονικής λειτουργίας. Όταν συμβεί σφάλμα, οι πυκνωτές συνδέονται παράλληλα, αποθηκεύοντας μέρος της ενέργειας και προστατεύοντας έτσι τον κύριο πυκνωτή από υπερτάσεις. Η διάταξη αυτή έχει τη δυνατότητα να παράγει τάσεις 0, V_c και $2*V_c$, οι πολύ μεγάλες απώλειές της όμως την περιορίζουν σε μόνο λίγες εφαρμογές [28].

3.1.2.3 Υπολογισμός χωρητικότητας πυκνωτών μονάδων

Η ενέργεια, E_c που αποθηκεύεται σε έναν πυκνωτή δίνεται από τον τύπο A.1.

$$E_c = \frac{1}{2} CV^2 \quad (3.1)$$

Όπου C η χωρητικότητα του πυκνωτή και V η τάση στα άκρα του. Για τον υπολογισμό του μεγέθους του κάθε πυκνωτή μπορεί να γίνει χρήση του λόγου ενέργειας προς ισχύ του μετατροπέα, E_s (energy to power ratio) που μετράται σε kJ/MVA. Οι συνήθεις τιμές του E_s για μετατροπείς πηγής τάσης είναι από 10 kJ/MVA μέχρι 50 kJ/MVA, ώστε να εξασφαλίζεται καλή αρμονική συμπεριφορά και πιο εύκολος έλεγχος.

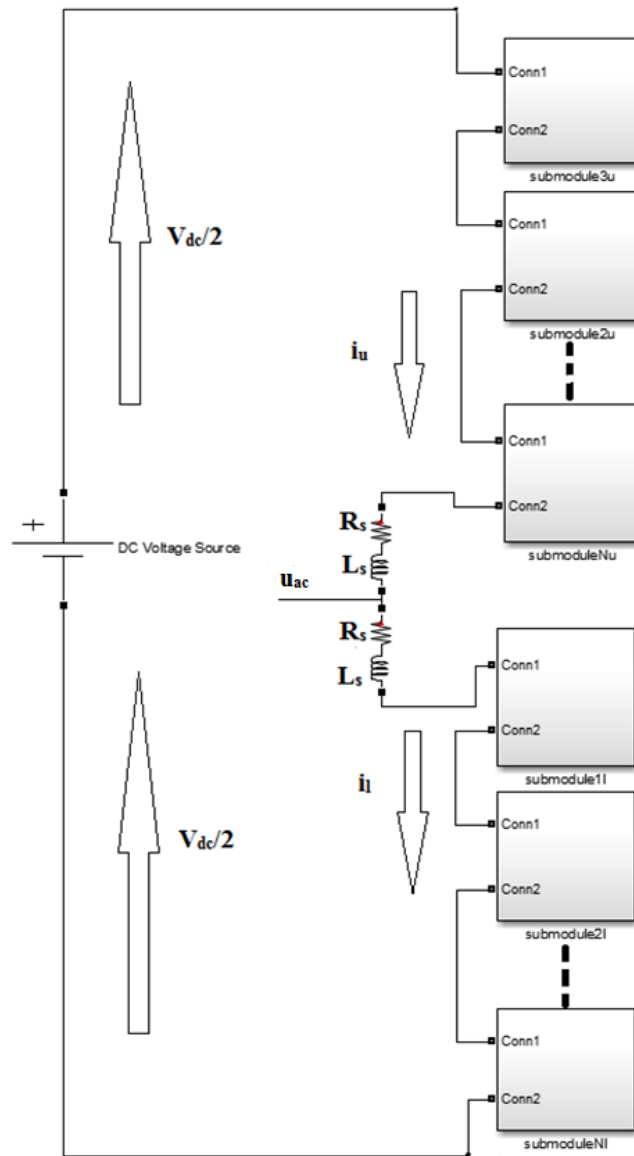
Άρα η συνολική ενέργεια του μετατροπέα δίνεται με τον πολλαπλασιασμό $E_s * E_{M2C}$, όπου E_{M2C} ονομαστική ισχύς του μετατροπέα (MVA). Σε έναν τριφασικό μετατροπέα, το συνολικό πλήθος των πυκνωτών θα είναι $N * 2 * 3$, όπου N ο αριθμός των πυκνωτών σε κάθε βραχίονα [24]. Συνεπώς η χωρητικότητα του κάθε πυκνωτή, λαμβάνοντας υπ' όψιν όλα τα παραπάνω, δίνεται από τον τύπο A.2.

$$C = \frac{2E_s E_{M2C}}{2 * 3NV^2} \quad (3.2)$$

3.2 Μαθηματική ανάλυση της τοπολογίας του Modular Multilevel Converter

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται οι μαθηματικοί τύποι που σχετίζονται με τη λειτουργία του M2C. Η ανάλυση και τα σύμβολα που θα χρησιμοποιηθούν, αντιστοιχούν στο σχήμα 3.7. Έγινε αρχικά μελέτη του μονοφασικού Modular Multilevel Converter και στη συνέχεια του τριφασικού:

3.2.1 Ανάλυση σε μία φάση



Σχήμα 3.7: Δομή μίας φάσης του Modular Multilevel Converter

Θεωρώντας ότι η τάση είναι ισοκατανεμημένη στους πυκνωτές, ορίζοντας ότι το θετικό ρεύμα ρέει από το θετικό στον αρνητικό ακροδέκτη του DC link και με βάση τα σύμβολα του παραπάνω σχήματος, με εφαρμογή του νόμου Kirchhoff προκύπτει για την AC τάση:

$$u_{ac} = \frac{V_{dc}}{2} - R_s i_u - L_s \frac{di_u}{dt} - n_u u_{cu} \quad (3.3)$$

$$u_{ac} = -\frac{V_{dc}}{2} + R_s i_l + L_s \frac{di_l}{dt} + n_l u_{cl} \quad (3.4)$$

Όπου u_{cu} , u_{cl} η τάση της κάθε μονάδας που ανήκει στον άνω ή τον κάτω βραχίονα αντίστοιχα και n_u , n_l ο αριθμός των ενταγμένων από αυτές στο κύκλωμα για τον άνω και τον κάτω βραχίονα αντίστοιχα. Προσθέτοντας τις 3.3 και 3.4 κατά μέλη:

$$2u_{ac} = R_s (i_l - i_u) + L_s \left(\frac{di_l}{dt} - \frac{di_u}{dt} \right) + n_l u_{cl} - n_u u_{cu} \quad (3.5)$$

Όμως για το φασικό ρεύμα εξόδου ισχύει: $i_{ac} = i_u - i_l$ και επιπλέον θέτοντας $n_u u_{cu} = u_u$ και $n_l u_{cl} = u_l$ για απλοποίηση των σχέσεων :

$$2u_{ac} = -R_s i_{ac} - L_s \frac{di_{ac}}{dt} + u_l - u_u \Rightarrow u_{ac} = -R_s \frac{i_{ac}}{2} - \frac{L_s}{2} \frac{di_{ac}}{dt} + \frac{u_l - u_u}{2} \quad (3.6)$$

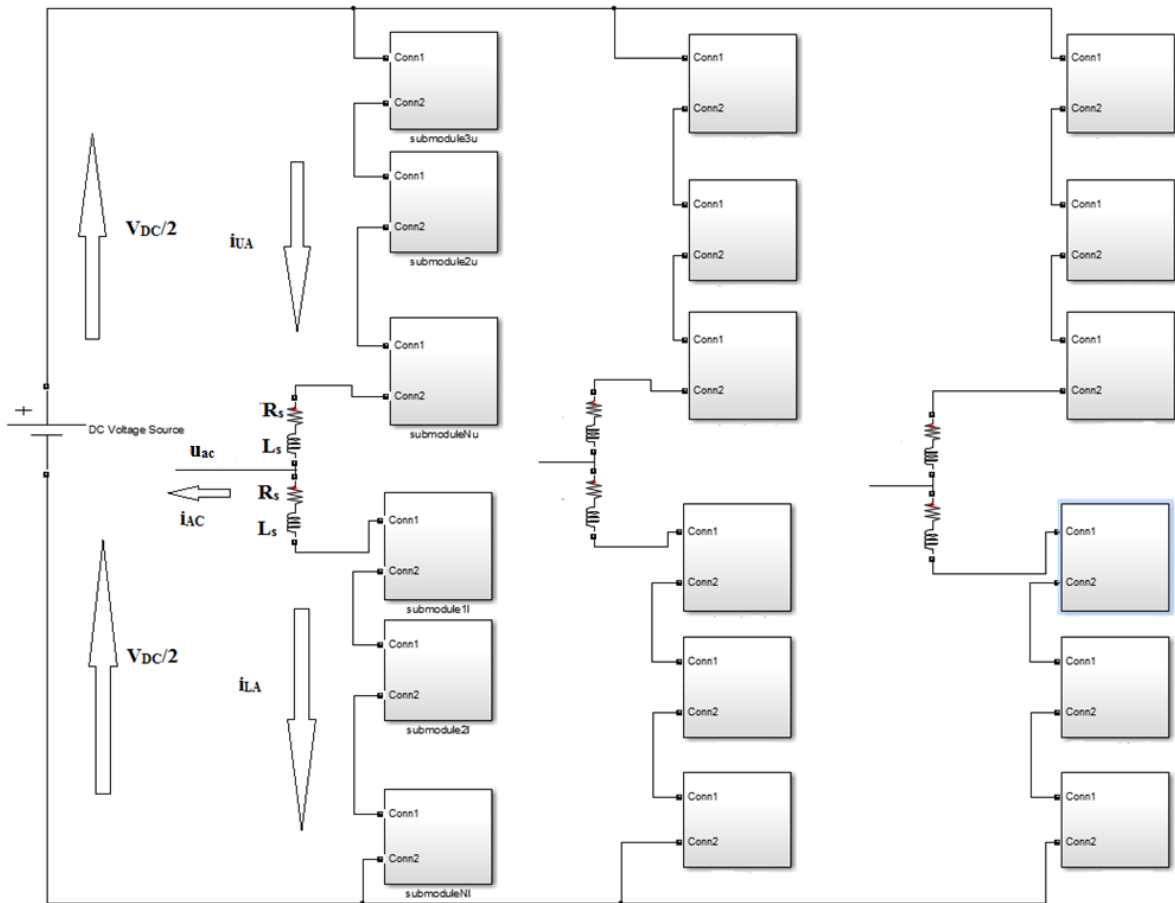
Από τη σχέση 6, είναι εμφανές ότι η έξοδος εξαρτάται μόνο από τα μεγέθη i_{ac} , u_l και u_u , δηλαδή από το ρεύμα και από την τάση που παρέχουν οι μονάδες.

3.2.2 Ανάλυση στις τρεις φάσεις

Οι σχέσεις που αποδείχθηκαν πριν, ισχύουν και στις άλλες δύο φάσεις με την εισαγωγή της απαραίτητης χρονικής διαφοράς μεταξύ τους.

Κατά την κανονική λειτουργία, το ρεύμα που ρέει σε κάθε βραχίονα του M2C περιέχει μια AC συνιστώσα. Έτσι, τα στιγμιαία ρεύματα των βραχιόνων διαφέρουν. Σε περίπτωση που εισέρχεται ρεύμα

από την AC πλευρά και μοιράζεται στους δύο βραχίονες, μέχρι να φτάσει στη DC πλευρά, το ρεύμα στον άνω βραχίονα θα εκφορτίσει τους πυκνωτές, ενώ στον κάτω θα τους φορτίσει. Αν η φορά είναι αντίστροφη τότε και η φόρτιση/εκφόρτιση θα είναι αντίστροφη.



Σχήμα 3.8: Δομή τριφασικού Modular Multilevel Converter

Επιπλέον, στον τριφασικό μετατροπέα συναντώνται και ρεύματα που ρέουν «κυκλικά» σε κάθε μονάδα φάσης, χωρίς όμως να εμφανίζονται στους DC ούτε στους AC ακροδέκτες. Τέτοιας φύσης ρεύματα δεν υπάρχουν σε ένα συμβατικό τριφασικό μετατροπέα όπου ο DC ζυγός αποτελείται από έναν μόνο πυκνωτή. Εδώ, η τάση εξόδου δημιουργείται από τους πυκνωτές των μονάδων. Έτσι, αν η συνολική τάση που παράγεται ανά μονάδα φάσης από τις μονάδες δεν είναι ίδια σε όλες τις φάσεις, παράγονται αυτά τα «κυκλικά» ρεύματα. Αν και δεν εμφανίζονται στην AC και στην DC πλευρά, τα ρεύματα αυτά μπορούν να προκαλέσουν σημαντικές απώλειες στο μετατροπέα και να επιβάλλουν μεγαλύτερη διαστασιολόγηση των ημιαγωγικών στοιχείων. Το πηνίο του κάθε βραχίονα παίζει σημαντικό ρόλο στον περιορισμό τους.

Όσο μεγαλύτερη η τιμή του τόσο μικρότερα τα κυκλικά αυτά ρεύματα. Από την άλλη πλευρά όμως, για μεγάλες τιμές πηνίων, επηρεάζεται ο χρόνος αντίδρασης του μετατροπέα και δεν επιτρέπονται οι γρήγορες αλλαγές ρεύματος. Έτσι η τιμή που θα επιλεγεί πρέπει να ικανοποιεί μια μέση λύση.

Σε αντίθεση με τους συμβατικούς μετατροπείς πηγής τάσης, στον M2C, ρέει συνεχώς ρεύμα από τους ακροδέκτες του DC ζυγού σε κάθε μία από τις τρεις φάσεις του μετατροπέα. Έτσι, και οι έξι βραχίονες του διαρρέονται πάντα από AC και DC ρεύματα. Μπορούν να διακριθούν σε τρεις συνιστώσες:

- Μία DC συνιστώσα που σχετίζεται με τη DC πλευρά του μετατροπέα. Η παρουσία της οφείλεται στο γεγονός ότι υπάρχει πάντα δρόμος μέσω της κάθε μονάδας φάσης του μετατροπέα που ξεκινά από το θετικό και φτάνει στον αρνητικό DC ακροδέκτη.
- Μια AC συνιστώσα που σχετίζεται με την AC πλευρά του μετατροπέα. Αυτή η συνιστώσα ρέει προς τις τρεις φάσεις στην έξοδο, μέσω των βραχιόνων του μετατροπέα. Το στιγμιαίο ρεύμα που εισέρχεται για παράδειγμα από τη φάση A θα εξέλθει από τη B και τη Γ.
- Το «κυκλικό» ρεύμα που αναφέρθηκε παραπάνω.

Άρα:

- Στην κατάσταση σταθερής λειτουργίας, το DC ρεύμα ισοκατανέμεται στις τρεις μονάδες φάσεις, αν σκεφτεί κανείς ότι συναντά την ίδια σχεδόν αντίσταση, αφού τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται (IGBT, δίοδοι κλπ) είναι ίδια σε αριθμό και τύπο.
- Το «κυκλικό» ρεύμα είναι το ίδιο τόσο για τον άνω όσο και για τον κάτω βραχίονα, αφού όπως αναφέρθηκε δεν μπορεί να εξέλθει από το μετατροπέα.

Με βάση τα παραπάνω, τα ρεύματα σε κάθε βραχίονα θα είναι:

$$i_{uA} = \frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_{ACA}}{2} + i_{circA} \quad (3.7)$$

$$i_{lA} = \frac{I_{DC}}{3} - \frac{i_{ACA}}{2} + i_{circA} \quad (3.8)$$

Οι τύποι για το ρεύμα στους υπόλοιπους βραχίονες προκύπτουν αν θέσουμε B,C στη θέση του A.

Από το νόμο του Kirchhoff έχουμε:

$$I_{DC} = i_{uA} + i_{uB} + i_{uC} = i_{lA} + i_{lB} + i_{lC} \quad (3.9)$$

$$i_{ACA} = i_{uA} - i_{lA} \quad (3.10)$$

(και αντίστοιχα για Β και C με αντικατάσταση)

Από την 3.9 φαίνεται ότι τα ρεύματα των βραχιόνων είναι εξαρτημένα μεταξύ τους. Το i_{lc} μπορεί να γραφτεί για παράδειγμα:

$$i_{lc} = i_{uA} + i_{uB} + i_{uC} - i_{lA} - i_{lB} \quad (3.11)$$

Τα κυκλικά ρεύματα μπορούν να εκφραστούν μέσω των 3.7 και 3.9:

$$\begin{aligned} i_{uA} &= \frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_{ACA}}{2} + i_{circA} \Rightarrow i_{circA} = -\frac{I_{DC}}{3} + i_{uA} - \frac{i_{uA} - i_{lA}}{2} \\ &\Rightarrow i_{circA} = -\frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_{uA} + i_{lA}}{2} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Και με αντικατάσταση του Α με Β και C προκύπτουν τα αντίστοιχα κυκλικά ρεύματα στις άλλες μονάδες φάσης. Προσθέτοντας τα τρία κυκλικά ρεύματα, προκύπτει:

$$\begin{aligned} i_{circA} + i_{circB} + i_{circC} &= -\frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_{uA} + i_{lA}}{2} - \frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_{uB} + i_{lB}}{2} - \frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_{uC} + i_{lC}}{2} \\ &= -I_{DC} + \frac{i_{uA} + i_{uB} + i_{uC} + i_{lA} + i_{lB} + i_{lC}}{2} = -I_{DC} + \frac{2I_{DC}}{2} = 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Αποδεικνύεται έτσι ότι τα κυκλικά ρεύματα αλληλοαναιρούνται και δεν έχουν καμία επίδραση έξω από το μετατροπέα τόσο στην AC όσο και στη DC πλευρά.

Αν επανέλθουμε τώρα στη χρήση του νόμου Kirchhof σε μία μονάδα φάσης του σχήματος 3.8:

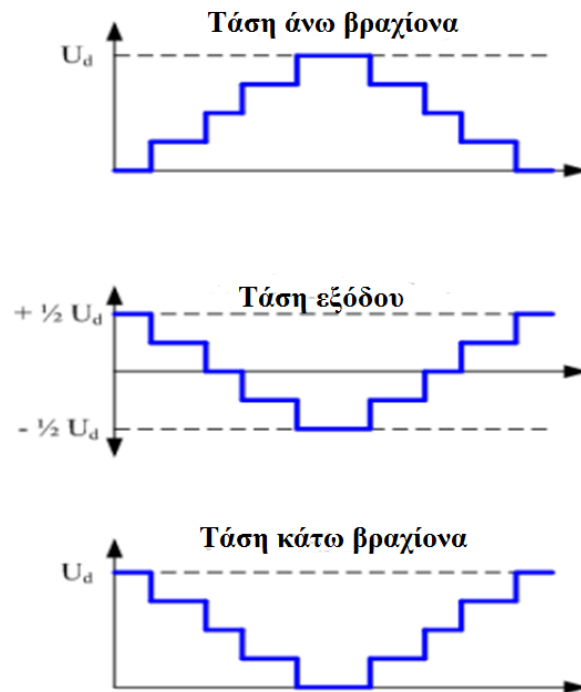
$$\begin{aligned} \frac{V_{DC}}{2} - u_u - R_s i_u - L_s \frac{di_u}{dt} - u_l - R_s i_l - L_s \frac{di_l}{dt} + \frac{V_{DC}}{2} &= 0 \Rightarrow V_{DC} - u_u - u_l \\ &= R_s (i_l + i_u) + L_s \left(\frac{d(i_u + i_l)}{dt} \right) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Από τους ορισμούς του ρεύματος στις 3.7 και 3.8 σε συνδυασμό με την 3.14 προκύπτει:

$$\begin{aligned}
V_{DC} - u_u - u_l &= 2R_s \left(i_{circ} + \frac{I_{DC}}{3} \right) + 2L_s \left(\frac{d \left(i_{circ} + \frac{I_{DC}}{3} \right)}{dt} \right) \Rightarrow \frac{V_{DC}}{2} - \frac{(u_u + u_l)}{2} \\
&= R_s \left(i_{circ} + \frac{I_{DC}}{3} \right) + L_s \left(\frac{d \left(i_{circ} + \frac{I_{DC}}{3} \right)}{dt} \right) \Rightarrow \frac{V_{DC}}{2} - \frac{(u_u + u_l)}{2} \\
&- R_s \frac{I_{DC}}{3} = R_s i_{circ} + L_s \left(\frac{di_{circ}}{dt} \right)
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Ο όρος I_{dc} μπορεί να παραλειφθεί από την παράγωγο αφού θεωρείται σταθερός σε σχέση με το χρόνο. (μεταβάλλεται ελάχιστα μέσα σε αποδεκτά όρια). Στην 3.15 φαίνεται πως αν μεταβληθεί η τάση των μονάδων, το κυκλικό ρεύμα θα μεταβληθεί και αυτό, αλλά σύμφωνα με την 3.6 το i_{ac} θα παραμείνει ίδιο, κάτι που τονίζει την ανεξαρτησία μεταξύ κυκλικών ρευμάτων και ρευμάτων εξόδου.

Αν υποθέσουμε ότι η πτώση τάσης στο πηνίο L_s είναι αμελητέα, η τάση του DC ζυγού V_{dc} θα είναι πάντα ίση με το άθροισμα των u_u και u_l μιας και ο συνολικός αριθμός ενταγμένων μονάδων κάθε στιγμή είναι σταθερός. Επιπλέον, τα πλάτη των u_u και u_l σε συνάρτηση με το χρόνο, είναι ημιτονικά, της μορφής του σχήματος 3.9, αφού μέσω αυτών σχηματίζεται η ημιτονική τάση εξόδου.



Σχήμα 3.9: Τάσεις άνω και κάτω βραχίονα του M2C [29]

Συνεπώς:

$$u_u(t) = \frac{V_{DC}}{2} (1 + m \sin(\omega_0 t)) \quad (3.16)$$

$$u_l(t) = \frac{V_{DC}}{2} (1 - m \sin(\omega_0 t)) \quad (3.17)$$

Όπου το m είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους που προκύπτει από τον εκάστοτε έλεγχο. Αγνοώντας τα κυκλικά ρεύματα και θεωρώντας ότι οι τάσεις μεταξύ των φάσεων είναι ισορροπημένες, το ρεύμα σε κάθε βραχίονα είναι:

$$i_u = \frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_{AC}}{2} = \frac{I_{DC}}{3} + \frac{I_{AC}}{2} \sin(\omega_0 t + \varphi) = \frac{I_{DC}}{3} [1 + k \sin(\omega_0 t + \varphi)] \quad (3.18)$$

$$i_l = \frac{I_{DC}}{3} - \frac{i_{AC}}{2} = \frac{I_{DC}}{3} - \frac{I_{AC}}{2} \sin(\omega_0 t + \varphi) = \frac{I_{DC}}{3} [1 - k \sin(\omega_0 t + \varphi)] \quad (3.19)$$

Όπου έχει τεθεί:

$$k = 3 \frac{i_{AC}}{2I_{DC}} \quad (3.20)$$

Η στιγμιαία ισχύς για τον άνω βραχίονα είναι:

$$\begin{aligned} p_u(t) &= u_u(t)i_u(t) = \frac{V_{DC}}{2} (1 + m \sin(\omega_0 t)) \frac{I_{DC}}{3} [1 + k \sin(\omega_0 t + \varphi)] \\ &= \frac{V_{DC}I_{DC}}{6} (1 \\ &\quad + m \sin(\omega_0 t) + k \sin(\omega_0 t + \varphi) + \frac{km}{2} (\cos(-\varphi) - \cos(2\omega_0 t + \varphi))) \\ &= \frac{V_{DC}I_{DC}}{6} (1 \\ &\quad + m \sin(\omega_0 t) + k \sin(\omega_0 t + \varphi) + \frac{km}{2} (\cos(\varphi) - \cos(2\omega_0 t + \varphi))) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Με την ίδια διαδικασία η ισχύς για τον κάτω βραχίονα προκύπτει :

$$p_l(t) = \frac{V_{DC}I_{DC}}{6} (1 - m \sin(\omega_0 t) - k \sin(\omega_0 t + \varphi) + \frac{km}{2} (\cos(\varphi) - \cos(2\omega_0 t + \varphi))) \quad (3.22)$$

Αθροίζοντας τις 3.21 και 3.22:

$$\begin{aligned} p_u(t) + p_l(t) &= \frac{V_{DC}I_{DC}}{6} \left(1 + \frac{km}{2} (\cos(\varphi) - \cos(2\omega_0 t + \varphi)) + 1 \right. \\ &\quad \left. + \frac{km}{2} (\cos(\varphi) - \cos(2\omega_0 t + \varphi)) \right) \\ &= \frac{V_{DC}I_{DC}}{6} (2 + km(\cos(\varphi) - \cos(2\omega_0 t + \varphi))) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Για να υπολογιστεί η συνολική ενέργεια πρέπει να γίνει ολοκλήρωση στον παραπάνω τύπο:

$$E(t) = \int (p_u(t) + p_l(t)) dt = \frac{V_{DC}I_{DC}}{6} (2t + km \cos(\varphi) t - \frac{km}{2\omega_0} \sin(2\omega_0 t + \varphi)) \quad (3.24)$$

Κατά την κανονική λειτουργία το κομμάτι που αντιστοιχεί στη DC ενέργεια στους βραχίονες δεν αλλάζει συνεπώς πρέπει οι αντίστοιχοι παράγοντες να αλληλοαναιρούνται:

$$2 = -km \cos(\varphi) \Rightarrow km = -\frac{2}{\cos(\varphi)} \quad (3.25)$$

Αντικαθιστώντας την 3.23 στην 3.22 :

$$\begin{aligned} E(t) &= \frac{V_{DC}I_{DC}}{6} \left(2t - \frac{2}{\cos(\varphi)} \cos(\varphi) t + \frac{1}{\omega_0 \cos(\varphi)} \sin(2\omega_0 t + \varphi) \right) \\ &= \frac{V_{DC}I_{DC}}{6\omega_0 \cos(\varphi)} \sin(2\omega_0 t + \varphi) \end{aligned} \quad (3.26)$$

3.3 Έλεγχος Modular Multilevel Converter

Σύμφωνα με τη βασική αρχή λειτουργίας του, ο M2C προκαλεί τη διαφορά τάσης ανάμεσα στο DC link και στην AC πλευρά μέσω των μονάδων. Έτσι παράγονται ρεύματα τα οποία δίνουν τη δυνατότητα μεταφοράς ισχύος προς οποιαδήποτε κατεύθυνση. Για την επίτευξη της κατάλληλης διαφοράς τάσης απαιτείται και η εφαρμογή του αντίστοιχου ελέγχου στις μονάδες. Εκτός από αυτό όμως, κατάλληλος έλεγχος πρέπει να πραγματοποιηθεί ώστε η μέση ισχύς που προσφέρει/αποθηκεύει σε έναν κύκλο κάθε πυκνωτής να παραμένει σταθερή, κάτι που θα έχει ως αποτέλεσμα να κρατείται και η μέση τάση τους σταθερή [30].

Δύο είναι συνεπώς τα κύρια ερωτήματα που πρέπει να απαντηθούν σχετικά με τον έλεγχο:

- Πότε, για τι χρονικό διάστημα, πόσες το πλήθος μονάδες εισάγονται/εξάγονται στο/από το κύκλωμα;
- Και αφού έχουμε απαντήσει στο παραπάνω ερώτημα: Ποιές συγκεκριμένες μονάδες θα εισαχθούν/εξαχθούν ώστε η τάση στους πυκνωτές να είναι ισορροπημένη;

3.3.1 Έλεγχος διακοπτικών καταστάσεων και προσομοιώσεις Simulink

Ο κυριότερος στόχος του μετατροπέα είναι να δώσει στην έξοδό του την απαιτούμενη τάση. Αυτό επιτυγχάνεται με την εισαγωγή/εξαγωγή πυκνωτών στο κύκλωμα, δηλαδή με τον έλεγχο των διακοπών των μονάδων. Η τεχνική SPWM με τη λογική που χρησιμοποιήθηκε στο κεφάλαιο 2 χρησιμοποιείται και εδώ, προσαρμοσμένη βέβαια στη λειτουργία του M2C. Εκτός από αυτές όμως υπάρχει και μία πιο καινούρια μέθοδος ελέγχου η οποία και θα αναλυθεί.

3.3.1.1 Τεχνική SPWM με μετατόπιση κατά φάση-Phase-Shifted Sinusoidal Pulse-Width Modulation (PS-SPWM)

Σε αυτή την τεχνική, συγκεκριμένα σε ότι αφορά τον M2C, χρησιμοποιούνται τόσα φέροντα κύματα όσες και οι μονάδες του κάθε βραχίονα. Τα φέροντα είναι οι τριγωνικές κυματομορφές υψηλής συχνότητας που έχουν αναφερθεί. Στον M2C βέβαια, «η τυπική συχνότητα των φέροντων κυμάτων είναι 5-20 φορές πολλαπλάσια της θεμελιώδους» [31]. Αν σκεφτούμε δηλαδή ότι στις περισσότερες περιπτώσεις η

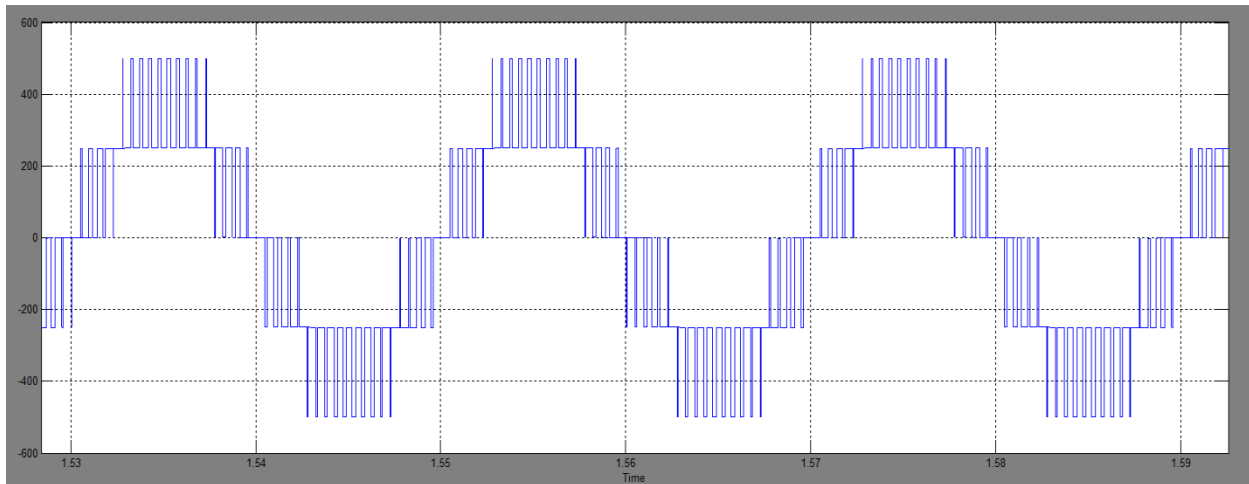
συχνότητα αυτή είναι 50-60 Hz η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας των διακοπών των μονάδων φτάνει μόνο μέχρι το 1kHz, εξαιρετικά μικρό μέγεθος για εφαρμογές ισχύος. Οι συνιστώσες με το υψηλότερο αρμονικό περιεχόμενο μετατοπίζονται γύρω από τη συχνότητα Nf_c , όπου N ο αριθμός των μονάδων του βραχίονα και f_c η συχνότητα του φέροντος. Τα φέροντα είναι μετατοπισμένα μεταξύ τους κατά μία γωνία: $\varphi=360/N$. Τα μεγέθη m_a και m_f όπως έχουν ορισθεί εξακολουθούν να υφίστανται και εδώ [24] [32].

Τα παραπάνω τονίζουν το, ίσως, πιο σημαντικό πλεονέκτημα του M2C. Η συνολική διακοπτική συχνότητα μοιράζεται, έτσι ώστε οι επιμέρους μονάδες να ανοιγοκλείνουν μόνο με ένα ποσοστό αυτής. Έτσι όσο οι μονάδες αυξάνονται σε αριθμό, οι συχνότητες μειώνονται οδηγώντας σε πολύ καλά αποτελέσματα από άποψη ποιότητας τάσης.

Η συγκεκριμένη τεχνική εφαρμόζεται απευθείας πάνω στα IGBTs της κάθε μονάδας. Συνεπώς όταν ο αριθμός τους είναι μεγάλος (>40 επίπεδα) η χρήση αυτής της τεχνικής δεν ενδείκνυται αφού οδηγεί σε μεγάλη άρα και ασύμφορη υπολογιστική πολυπλοκότητα.

Προσομοίωση Simulink

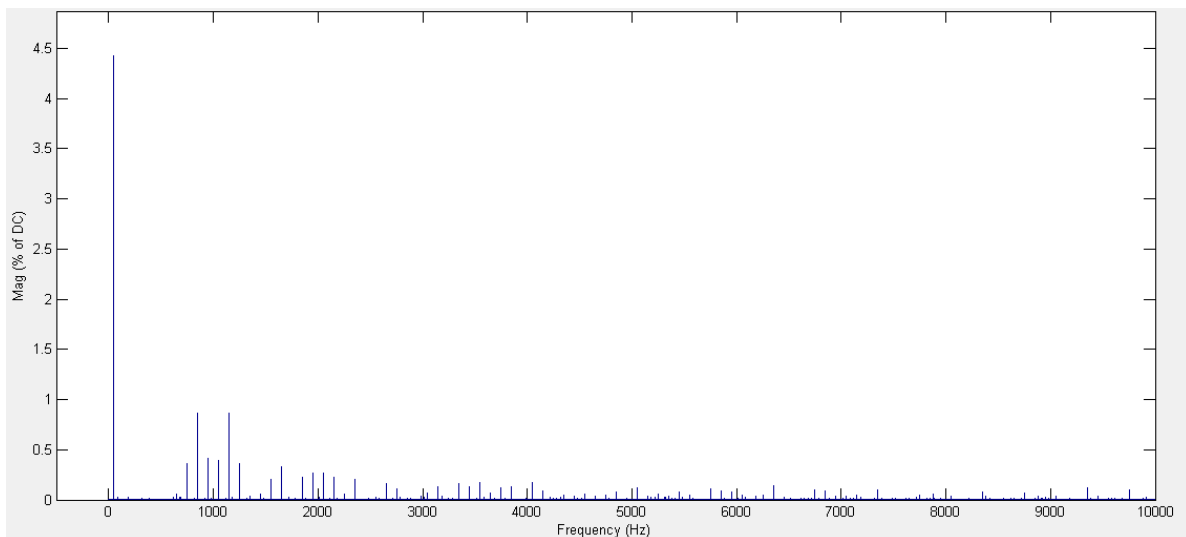
Για την επιβεβαίωση των παραπάνω, δημιουργήθηκε στο Simulink του Matlab ένα πειραματικό μοντέλο M2C 5 επιπέδων ελεγχόμενο με την Phase-Shifted τεχνική. Στη DC πλευρά δέχεται μία τάση 1kV. Η Phase-Shifted τεχνική που χρησιμοποιείται χαρακτηρίζεται από τις δύο παραμέτρους m_a και m_f που επιλέχθηκαν $m_a=0.8/1=0.8$ και $m_f=250/50=5$. Η συχνότητα λειτουργίας για την κάθε μονάδα συνεπώς είναι ίση με $5*50$, πενταπλάσια δηλαδή της θεμελιώδους, η οποία είναι και μια από τις μικρότερες τιμές που μπορεί να πάρει. Με αυτά τα δεδομένα, περιμένουμε στην έξοδο του μετατροπέα τάση 5 επιπέδων με τιμές από -500V μέχρι 500V και επιπλέον θεμελιώδη συνιστώσα πλάτους $V=m_a*1000/2=0.8*500=400V$. Ακόμα, αναμένουμε το κύριο αρμονικό περιεχόμενο να έχει μετατοπιστεί γύρω από τη συχνότητα $N*250=4*250=1000Hz$. Να σημειωθεί ότι στην προσομοίωση έχει ληφθεί υπ όψιν ο έλεγχος εξισορρόπησης τάσης πυκνωτών που θα αναλυθεί παρακάτω. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν παρουσιάζονται στα σχήματα 3.10 και 3.11.



Σχήμα 3.10: AC τάση του M2C, $m_a=0,8$, $m_f=5$

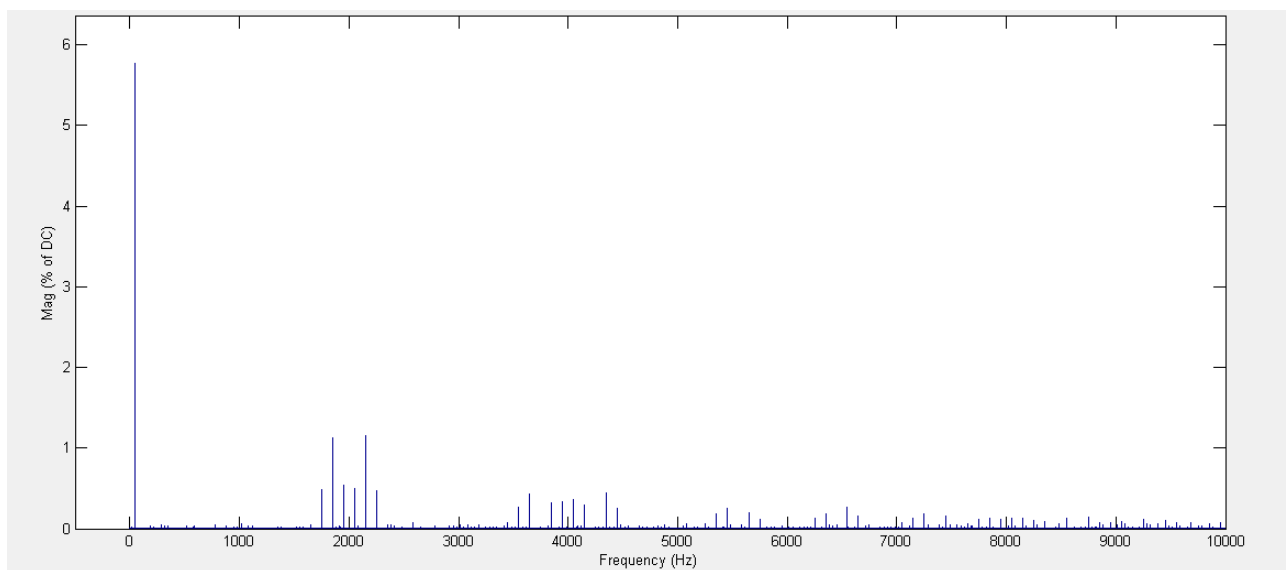
Η τάση αυτή είναι 5 επιπέδων, από -500V μέχρι 500V όπως αναμέναμε. Επιπλέον εφαρμόζοντας ανάλυση Fourier προκύπτουν τα αποτελέσματα του σχήματος 3.11.

Υπολογίζεται από το Simulink ότι η θεμελιώδης συνιστώσα των 50Hz έχει πλάτος 398V, τιμή με μια ελάχιστη απόκλιση από αυτή που περιμέναμε, γεγονός που οφείλεται κυρίως στις υπολογιστικές διαδικασίες του προγράμματος. Ακόμα, φαίνεται από την κατανομή των αρμονικών, ότι οι κυριότερες εμφανίζονται γύρω από την τιμή του 1kHz σύμφωνα με τον τύπο Nf_c .



Σχήμα 3.11: Φάσμα συχνοτήτων τάσης εξόδου, $m_a=0,8$, $f_c=250\text{Hz}$

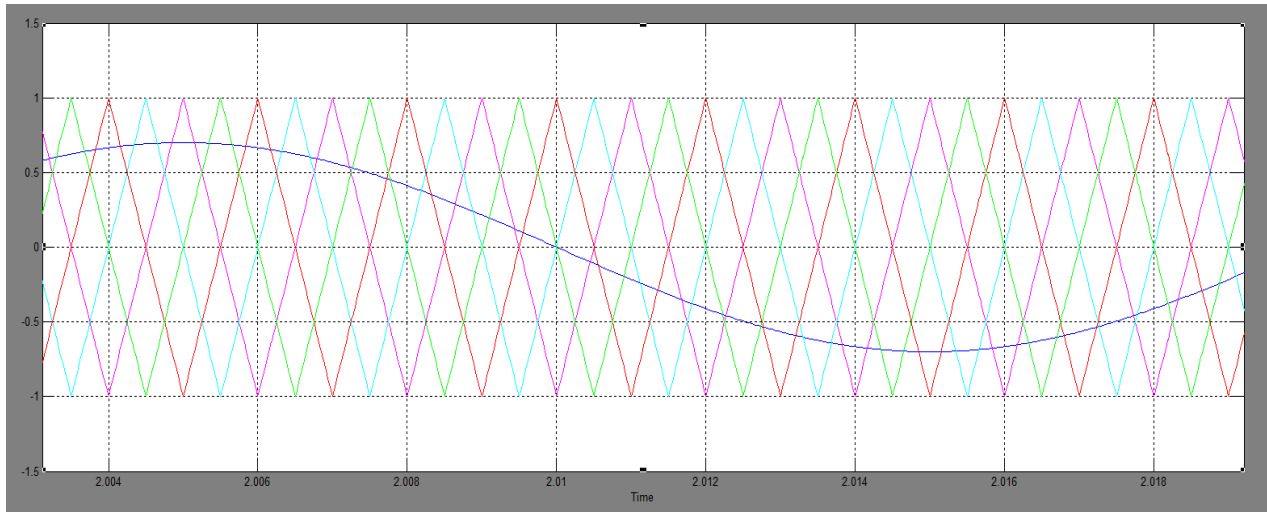
Στη συνέχεια γίνεται αλλαγή των μεγεθών m_a και m_f για να παρατηρηθεί η ορθότητα της προσομοίωσης και η αντίστοιχη συμπεριφορά του μετατροπέα. Επιλέγονται $m_a=0.7$ και $f_c=10*50=500\text{Hz}$, διπλάσια δηλαδή διακοπτική συχνότητα από αυτή που χρησιμοποιήθηκε προηγουμένως. Αναμένουμε πλάτος τάσης εξόδου $0.7*500=350\text{V}$ και δεσπόζουσες αρμονικές γύρω από τη συχνότητα $Nf_c=4*500=2\text{kHz}$. Η μορφή της τάσης εξόδου είναι όμοια με αυτή του σχήματος 3.10.



Σχήμα 3.12: Φάσμα συχνοτήτων τάσης εξόδου, $m_a=0.7$, $f_c=500\text{Hz}$

Η τάση εξόδου μετράται $V=348\text{V}$, άρα είναι αυτή που αναμενόταν. Επιπλέον οι κυριαρχούσες αρμονικές έχουν μεταφερθεί γύρω από τα 2kHz. Άρα με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας οι αρμονικές μετατοπίζονται προς τα πάνω όπως και είναι λογικό, αλλά ταυτόχρονα αυξάνονται οι διακοπτικές απώλειες. Βέβαια, συγκεκριμένα για τον M2C όπου χρησιμοποιούνται πολύ μικρές συχνότητες το πρόβλημα αυτό είναι αμελητέο σε σχέση με τους άλλους μετατροπείς.

Τέλος, τα σήματα που χρησιμοποιήθηκαν για την παραγωγή των παλμών παρουσιάζονται στο σχήμα 3.13 (με τις παραμέτρους της δεύτερης περίπτωσης). Σύμφωνα με όσα έχουν αναφερθεί και στο κεφάλαιο 2, η λογική είναι η εξής. Κάθε φορά που το ημίτονο αναφοράς γίνεται μεγαλύτερο από ένα φέρον, τότε η μονάδα που αντιστοιχεί στο φέρον αυτό και βρίσκεται στον άνω βραχίονα εισάγεται στο κύκλωμα. Παράλληλα η αντίστοιχη μονάδα του κάτω βραχίονα παρακάμπτεται έτσι ώστε ο συνολικός αριθμός των ενεργών μονάδων να είναι πάντα σταθερός.



Σχήμα 3.13: Φέροντα σήματα και ημίτονο αναφοράς για την Phase-Shifted Sinusoidal Pulse-Width Modulation τεχνική.

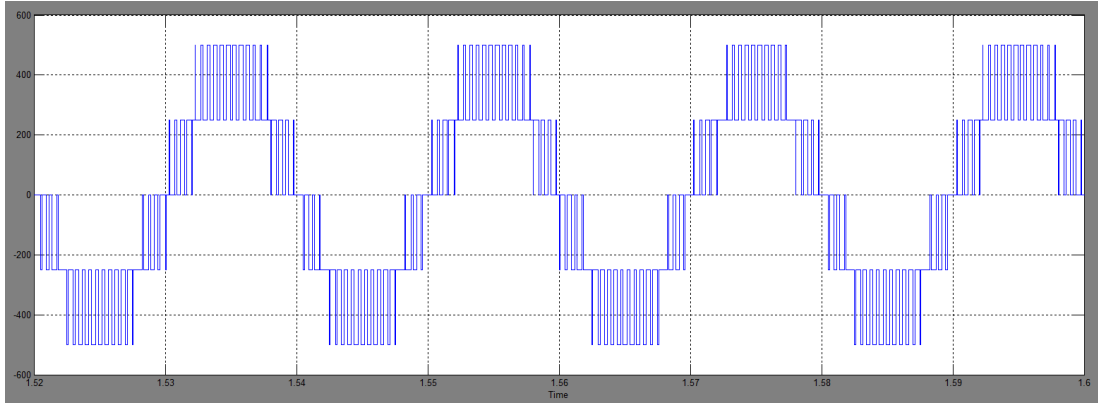
3.3.1.2 Τεχνική SPWM με μετατόπιση κατά πλάτος-Phase-Disposition Sinusoidal Pulse-Width Modulation (PD-SPWM)

Η τεχνική αυτή είναι παρόμοια με την προηγούμενη, με μια σημαντική διαφορά στις θέσεις των κυματομορφών των φέροντων κυμάτων. Αντί να υφίστανται φασική μετατόπιση, τα σήματα μετατοπίζονται ως προς τον άξονα των y , παρουσιάζουν δηλαδή διαφορετική dc offset. Έτσι, αντί να χρησιμοποιούνται N κυματομορφές (N ο αριθμός των μονάδων ανά βραχίονα) με πλάτος από κορυφή σε κορυφή $2(\pm 1)$, χρησιμοποιούνται N κυματομορφές ίδιας φάσης με πλάτος από κορυφή σε κορυφή $2/N$, ταξινομημένες η μία κάτω από την άλλη ώστε να καλύπτουν πλήρως την περιοχή του άξονα y από -1 μέχρι $+1$. Και πάλι, κάθε φορέας αντιπροσωπεύει μία μονάδα, και η σύγκριση με το ημίτονο αναφοράς προσδιορίζει ποιά από αυτές θα εισαχθεί ή θα παρακαμφθεί κάθε φορά [23].

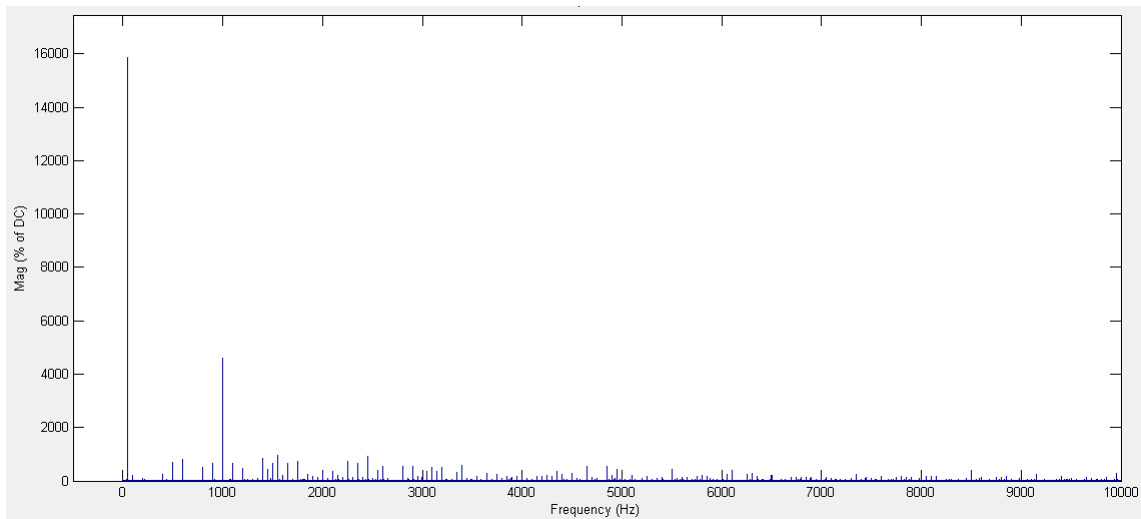
Στην phase shifted τεχνική η συνολική διακοπτική συχνότητα μοιράζεται ανά μονάδα σύμφωνα με τον τύπο $f_c = f/N$. Στη level shifted τεχνική αντίθετα, οι δύο αυτές συχνότητες ταυτίζονται [32].

Προσομοίωση Simulink

Έγιναν δύο προσομοιώσεις και για αυτή την τεχνική ελέγχου, με ίδια δεδομένα με τις προηγούμενες. Εδώ όμως οι συχνότητες των τριγωνικών κυματομορφών συμπίπτουν με τη διακοπτική, συνεπώς χρησιμοποιήθηκαν $f_c = 1000\text{Hz}$ και $f_c = 2000\text{Hz}$. Και για τις δύο περιπτώσεις η μορφή της AC τάσης είναι αυτή του σχήματος 3.14.

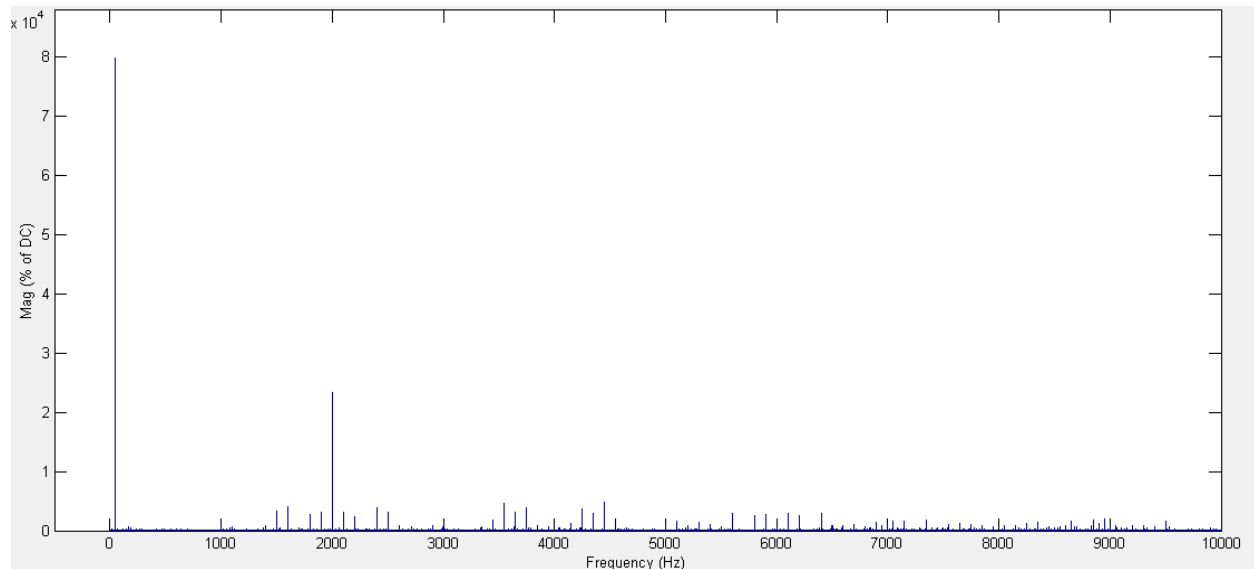


Σχήμα 3.14: AC τάση του M2C, $m_a=0,8$, $f_c=1000\text{Hz}$



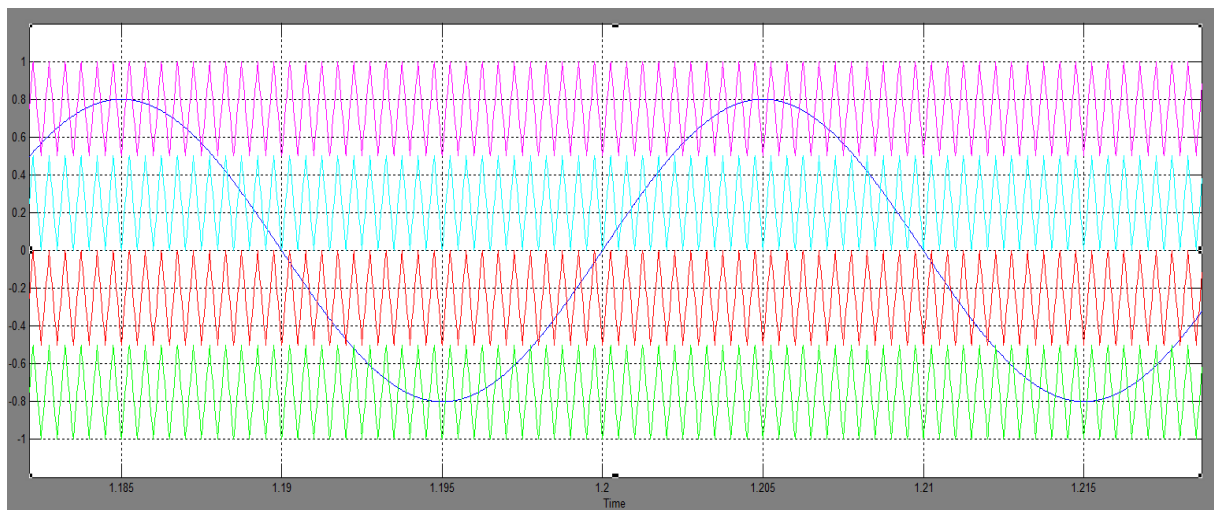
Σχήμα 3.15: Αρμονικό περιεχόμενο τάσης εξόδου, $f_c=1000\text{Hz}$

Για $f_c=1000\text{ Hz}$ οι κυριότερες αρμονικές έχουν συγκεντρωθεί γύρω από τη συχνότητα αυτή όπως και ήταν αναμενόμενο και παρουσιάζονται στο σχήμα 3.15. Αντίστοιχα αποτελέσματα απεικονίζονται και στο σχήμα 3.16 για $f_c=2000\text{ Hz}$ με τις κυριότερες αρμονικές να βρίσκονται γύρω από την f_c .



Σχήμα 3.16: Αρμονικό περιεχόμενο εξόδου, $f_c=2000\text{Hz}$

Συγκρίνοντας τις δύο παραπάνω τεχνικές (σχήματα 3.11, 3.12 και 3.15, 3.16), πρέπει αρχικά να ληφθούν υπ' όψιν οι μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες της δεύτερης λόγω αυξημένης διακοπτικής συχνότητας. Από την άλλη πλευρά όμως, παρατηρώντας την κατανομή των αρμονικών σε κάθε περίπτωση, βλέπουμε ότι στην πρώτη τεχνική είναι συγκεντρωμένες κυρίως γύρω από τη διακοπτική συχνότητα, ενώ αντίθετα στη δεύτερη είναι πιο διάσπαρτες. Έτσι, σε περίπτωση που ο αριθμός των επιπέδων είναι μικρός και η χρήση φίλτρου αναπόφευκτη, η δεύτερη τεχνική είναι προτιμότερη, αφού οι συγκεντρωμένες αρμονικές είναι πιο εύκολο να αντιμετωπιστούν.



Σχήμα 3.17: Φέροντα και ημίτονο αναφοράς για τη Phase-Disposition Sinusoidal Pulse-Width Modulation τεχνική

Συγκεντρωτικά, και οι δύο τεχνικές απαιτούν σημαντική υπολογιστική ισχύ να πραγματοποιηθούν. Η πρώτη παρουσιάζει το πλεονέκτημα του διαμοιρασμού της διακοπτικής συχνότητας στις επιμέρους μονάδες κάτι που δεν ισχύει στη δεύτερη. Αντίθετα η χρήση της δεύτερης ενδείκνυται περισσότερο σε περίπτωση χρήσης φίλτρου.

3.3.1.3 Αλγόριθμος Ελέγχου Πλησιέστερου Επιπέδου Τάσης- Nearest Level Voltage Control (NLC)

Οι προηγούμενοι μέθοδοι απαιτούν σημαντική υπολογιστική ισχύ για την πραγματοποίησή τους. Μια εξέλιξη αποτελεί η NLC, μια πιο προγραμματιστική τεχνική ελέγχου των διακοπών. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιεί απευθείας την κυματομορφή αναφοράς για να υπολογίσει πόσες μονάδες πρέπει να συνδεθούν σε κάθε βραχίονα ώστε να επιτύχουμε την επιθυμητή τάση. Το μοναδικό δεδομένο που δέχεται ο αλγόριθμος είναι το πλάτος της κυματομορφής αναφοράς που παίρνει τιμές από -1 μέχρι 1. Επομένως ανάλογα με την τάση που απαιτείται στην έξοδο, ο αλγόριθμος το μεταφράζει σε επίπεδα τάσης που θα δημιουργηθούν από τις μονάδες. Τα βήματα που ακολουθεί ο αλγόριθμος είναι τα ακόλουθα:

- 1) Δίνεται η τιμή της τάσης αναφοράς (A) που θέλουμε να πετύχουμε στην έξοδο, σαν είσοδος στον αλγόριθμο.
- 2) Πολλαπλασιάζεται με τον αριθμό των μονάδων του βραχίονα διαιρεμένο με το δύο (N/2)
- 3) Στον αριθμό που προκύπτει προστίθεται το N/2.
- 4) Στρογγυλοποιείται το αποτέλεσμα στον κοντινότερο ακέραιο.
- 5) Ο αριθμός που προκύπτει είναι το πλήθος των μονάδων του κάτω βραχίονα που πρέπει να ενταχθούν στο κύκλωμα.
- 6) Ως γνωστόν το πλήθος μονάδων του άνω βραχίονα είναι συμπληρωματικό του κάτω.

Οι αντίστοιχοι μαθηματικοί τύποι που μεταφράζουν τα παραπάνω βήματα είναι οι 3.27, 3.28:

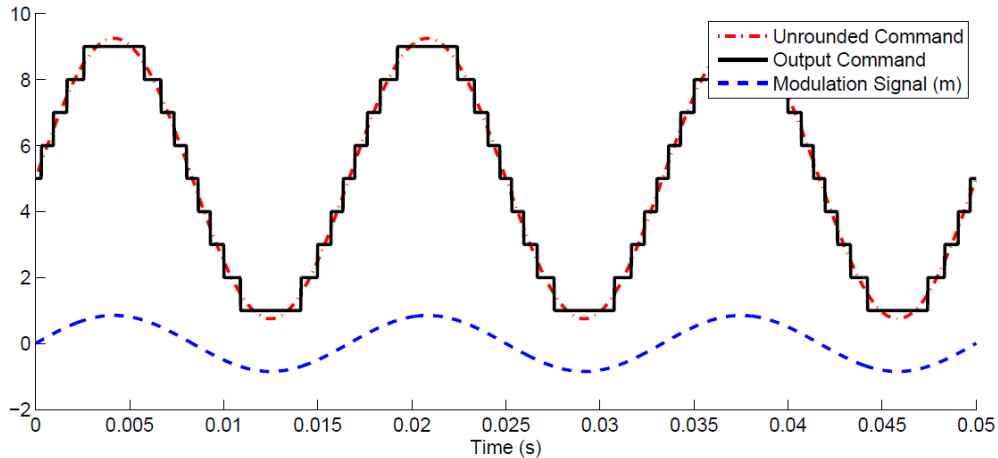
$$N_{low} = \text{round}\left(\left(A \frac{N}{2}\right) + \frac{N}{2}\right) \quad (3.27)$$

$$N_{high} = N - N_{low} \quad (3.28)$$

Παράδειγμα υλοποίησης

Έστω ένας μετατροπέας 6 επιπέδων και $V_{dc}=1200V$. Έστω ότι βρισκόμαστε στη στιγμή όπου $A=1$. Τότε:

$N_{low}=1*6/2+6/2=3+3=6$. Δηλαδή εισάγονται στο κύκλωμα και οι 6 μονάδες του κάτω βραχίονα και 0 του άνω, με αποτέλεσμα η τάση εξόδου να αντιστοιχεί στη μέγιστη θετική για την οποία $A=1$. Αντίστοιχα, για $A=-1$ προκύπτει $N_{low}=0$, άρα εισάγονται μόνο οι μονάδες του άνω βραχίονα, με αποτέλεσμα την εμφάνιση της μέγιστης αρνητικής τάσης στην έξοδο. Τέλος για $A=0$, προκύπτει $N_{low}=3$, ώστε στην έξοδο να έχουμε μηδενική τάση [33].



Σχήμα 3.18: Υλοποίηση τεχνικής ελέγχου Nearest Level Voltage Control [24]

Σημαντικό πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί εύκολα, ανεξάρτητα του αριθμού των επιπέδων του μετατροπέα. Επιπλέον, απαιτεί τον ελάχιστο αριθμό διακοπτικής δραστηριότητας αφού ο κάθε πυκνωτής εισέρχεται και παρακάμπτεται από μια φορά σε κάθε κύκλο. Αυτό βέβαια προκαλεί το μειονέκτημα της πολύ μεγάλης διακύμανσης της τάσης των πυκνωτών, αφού το έργο που προσφέρουν δεν ισοκατανέμεται σε αυτούς. Για παράδειγμα ο πυκνωτής ενός από τους δύο βραχίονες που θα εισαχθεί πρώτος δεν μπορεί να παρακαμφθεί μέχρι και για διάστημα μισού κύκλου όπου και η τάση θα φτάσει το peak της, επιτρέποντας έτσι μια περίοδο λειτουργίας με σημαντικές διακυμάνσεις [24].

3.3.2 Έλεγχος εξισορρόπησης τάσης πυκνωτών

Για τη λειτουργία του M2C, πυκνωτές συνεχώς συνδέονται στο κύκλωμα ή παρακάμπτονται. Η σειρά με την οποία οι μονάδες θα μπαίνουν σε λειτουργία δε θα πρέπει να είναι τυχαία, αλλά πρέπει να προκύπτει μετά από επιλογή. Η επιλογή αυτή γίνεται με βάση την κατεύθυνση του ρεύματος το οποίο είτε θα φορτίζει είτε θα εκφορτίζει τους πυκνωτές. Αδυναμία ελέγχου της τάσης του κάθε πυκνωτή θα οδηγήσει σε μεγάλες διακυμάνσεις, οι οποίες εκτός του ότι καθιστούν το μετατροπέα μη λειτουργικό, μπορούν να προκαλέσουν και σημαντικές βλάβες στον εξοπλισμό.

Η λογική του ελέγχου είναι η εξής: Οι αλλαγές στην τάση του πυκνωτή εξαρτώνται από την κατάσταση της μονάδας και τη φορά του ρεύματος. Όταν η μονάδα εισάγεται, η τάση του πυκνωτή αυξάνεται/μειώνεται αν το ρεύμα ρέει μέσα/έξω από την μονάδα. Όταν αυτό παρακάμπτεται, η τάση του πυκνωτή παραμένει σταθερή. Λαμβάνοντας υπ' όψιν τα παραπάνω έχουμε τη δυνατότητα να εξισορροπήσουμε την τάση γύρω από μία μέση τιμή. Αν η τάση ενός πυκνωτή είναι μεγαλύτερη από την μέση τάση των πυκνωτών του βραχίονα, τότε εισάγεται όταν η φορά του ρεύματος είναι τέτοια που θα τον εκφορτίσει. Αντίθετα, αν είναι μικρότερη, τοποθετείται έτσι ώστε η φορά του ρεύματος να τον φορτίζει [24] [25].

Πιο συγκεκριμένα, γνωρίζοντας τις πιθανές καταστάσεις μιας μονάδας και αυτές της φοράς του ρεύματος μπορούμε να καταλήξουμε στις παρακάτω περιπτώσεις.

1. Το ρεύμα που ρέει στο βραχίονα είναι θετικό και μία μονάδα πρέπει να παρακαμφθεί. Σε αυτή την περίπτωση η μονάδα με τη μεγαλύτερη τάση πρέπει να παρακαμφθεί ώστε να μη φορτιστεί επιπλέον.
2. Το ρεύμα που ρέει στο βραχίονα είναι θετικό και μία μονάδα πρέπει να εισαχθεί. Σε αυτή την περίπτωση η μονάδα που προηγουμένως παρακαμπτόταν και παρουσιάζει τη μικρότερη τάση πρέπει να εισαχθεί.
3. Το ρεύμα που ρέει στο βραχίονα είναι αρνητικό και μία μονάδα πρέπει να παρακαμφθεί. Σε αυτή την περίπτωση η μονάδα που είχε προηγουμένως εισαχθεί και έχει τη μικρότερη τάση πρέπει να παρακαμφθεί.
4. Το ρεύμα που ρέει στο βραχίονα είναι αρνητικό και μια μονάδα πρέπει να εισαχθεί. Σε αυτή την περίπτωση η μονάδα που πριν παρακαμπτόταν και εμφανίζει τη μεγαλύτερη τάση πρέπει να εισαχθεί.

Συνεπώς τα δεδομένα που χρειαζόμαστε είναι τα επίπεδα τάσης του κάθε πυκνωτή και η κατάσταση των μονάδων.

3.3.2.1 Υλοποίηση εξισορρόπησης τάσης πυκνωτών με αλγόριθμους ταξινόμησης

Οι προγραμματιστές ηλεκτρονικών υπολογιστών έχουν εφεύρει αρκετούς διαφορετικούς αλγορίθμους ταξινόμησης αριθμών. Στις συγκεκριμένες εφαρμογές που εξετάζονται συναντώνται κυρίως η ταξινόμηση φυσαλίδας (bubble-sort) και η ταξινόμηση ζυγά μονά (even-odd).

Ταξινόμηση φυσαλίδας: Ο αλγόριθμος αυτός χρησιμοποιεί έναν πίνακα μη ταξινομημένων αριθμών $1 \times N$, συγκρίνει τους γειτονικούς έναν προς έναν και τοποθετεί πάντα στην μπροστά θέση τον μεγαλύτερο. Η διαδικασία συνεχίζεται μέχρις ότου όλος ο πίνακας να έχει ταξινομηθεί από το μεγαλύτερο στο μικρότερο στοιχείο. Η λήξη της διαδικασίας συμβαίνει όταν σε ένα πέρασμα των αριθμών δε γίνει καμία αλλαγή. Ο αλγόριθμος αυτός είναι εύκολος στην κατασκευή και απαιτεί λίγη μνήμη αφού κάθε φορά συγκρίνει μόνο δύο αριθμούς. Έτσι όσο το πλήθος των μονάδων αυξάνεται, η πολυπλοκότητα παραμένει ίδια. Από την άλλη πλευρά όμως αποτελεί έναν από τους πιο αργούς αλγόριθμους ταξινόμησης. Στη χειρότερη περίπτωση, για έναν πίνακα N στοιχείων απαιτούνται N προσπελάσεις στον αλγόριθμο. Έτσι για έναν M2C με 200 επίπεδα, απαιτούνται $200 \times 200 = 40000$ βήματα από τον αλγόριθμο με αποτέλεσμα ο μεγάλος χρόνος να μην επιτρέπει τον αποτελεσματικό έλεγχο του μετατροπέα [34].

Ταξινόμηση ζυγά-μονά: Και αυτός ο αλγόριθμος χρησιμοποιεί τη λογική της σύγκρισης και αλλαγής θέσης όπως ο προηγούμενος. Εδώ όμως δεν απαιτούνται N^2 επαναλήψεις αλλά N αφού γίνεται χρήση της παραλληλοποίησης. Ο αλγόριθμος εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι η σύγκριση και η αλλαγή θέσης δύο στοιχείων είναι ανεξάρτητες διαδικασίες. Έτσι οι διαδικασίες αυτές, με την προϋπόθεση ότι αφορούν διαφορετικά στοιχεία μπορούν να γίνουν παράλληλα. Ο αλγόριθμος αποτελείται από δύο βήματα. Στο πρώτο, όλα τα άρτια ζευγάρια υφίστανται τη διαδικασία της σύγκρισης και της αλλαγής θέσης. Αφού τα ζευγάρια είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους οι ενέργειες μπορούν να γίνουν παράλληλα. Στο δεύτερο βήμα η διαδικασία επαναλαμβάνεται και για τα περιττά ζευγάρια. Όλη η ακολουθία ολοκληρώνεται σε $N/2$ φορές. Προκύπτει έτσι ένας αλγόριθμος με τη μικρή πολυπλοκότητα του bubble sort, που απαιτεί όμως λιγότερα βήματα για να πραγματοποιηθεί. Τα λιγότερα βήματα έχουν ως αποτέλεσμα γρηγορότερη αντίδραση κατά τον έλεγχο του μετατροπέα από το μικροεπεξεργαστή, γεγονός που καθιστά τον αλγόριθμο αυτό κατάλληλο για την ταξινόμηση των τάσεων των πυκνωτών [35].

3.3.2.2 Υλοποίηση εξισορρόπηση τάσης πυκνωτών χωρίς μεθόδους ταξινόμησης

Σε αυτή την περίπτωση, αντί να επιλέγουμε τις μονάδες από μια λίστα, ελέγχουμε την καθεμία από αυτές μεμονωμένα έχοντας ως δεδομένο την εισαγωγή πυκνωτών με χαμηλή τάση για ροή θετικού ρεύματος και την παράκαμψη πυκνωτών με υψηλή τάση για ροή θετικού ρεύματος. Προφανώς τα αντίστροφα ισχύουν για ροή αρνητικού ρεύματος.

Η υλοποίηση γίνεται με χρήση της Phase-shifted PWM τεχνικής που αναλύθηκε παραπάνω. Η τάση κάθε πυκνωτή συγκρίνεται ξεχωριστά με τη μέση τάση των πυκνωτών όλου του βραχίονα. Η διαφορά

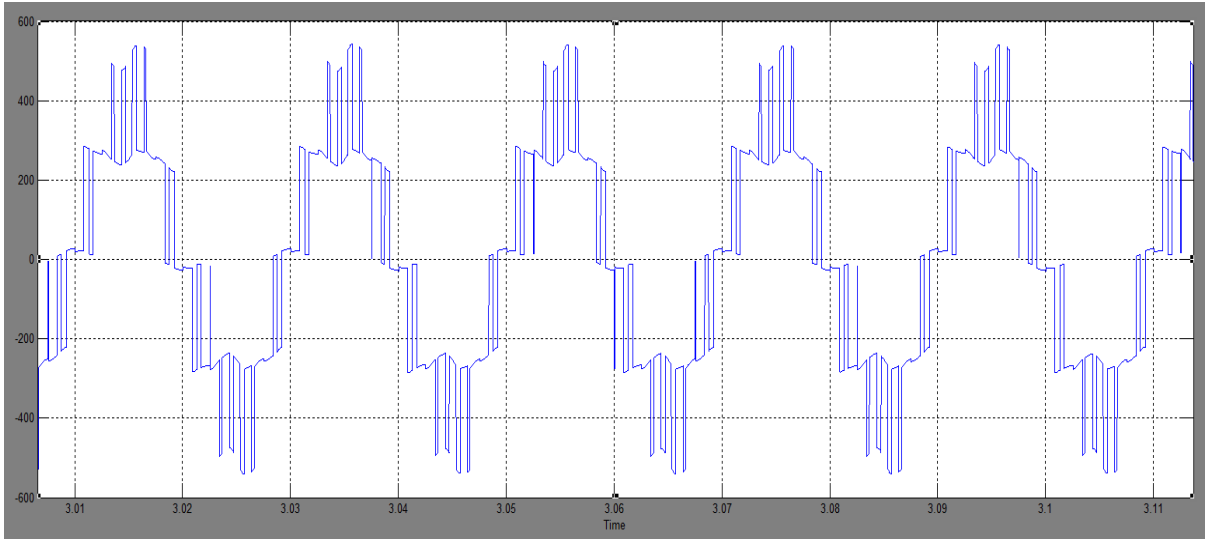
πολλαπλασιάζεται με το ρεύμα του βραχίονα και στέλνεται σε έναν PI ελεγκτή. Το αποτέλεσμα προστίθεται στην εντολή αναφοράς για τη συγκεκριμένη μονάδα. Τα βήματα της διαδικασίας είναι τα εξής [24]:

- 1) Εάν μία μονάδα έχει μικρότερη τάση από τη μέση τάση του βραχίονα το σφάλμα θα είναι θετικό. Πολλαπλασιάζοντάς το με ένα θετικό ρεύμα θα προκύψει ένας θετικός συντελεστής διόρθωσης που θα προκαλέσει την μονάδα να συνδεθεί στο κύκλωμα (άρα ο πυκνωτής να φορτίζεται) για μεγαλύτερο χρονικό διάστημα.
- 2) Αν η φορά του ρεύματος αλλάξει, ο συντελεστής διόρθωσης θα γίνει αρνητικός, προκαλώντας την μονάδα να συνδεθεί στο σύστημα (άρα να εκφορτίζεται για μικρότερο χρονικό διάστημα).
- 3) Τα αντίστοιχα ισχύουν και στην περίπτωση που η τάση του συγκεκριμένου πυκνωτή είναι μεγαλύτερη της μέσης.

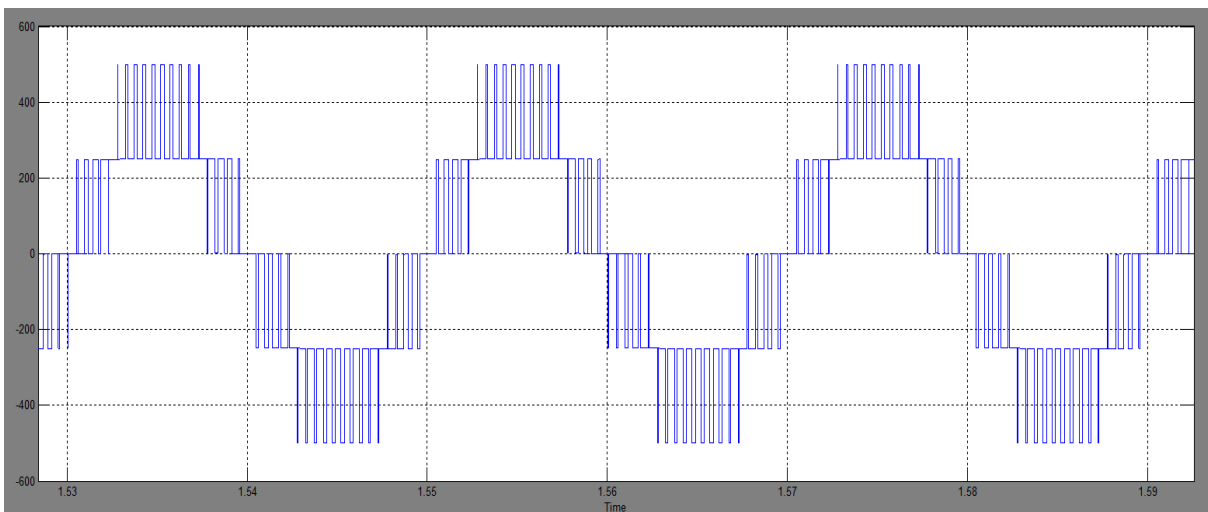
Η τεχνική αυτή εξαλείφει την απαίτηση για μέτρηση και ταξινόμηση της κάθε τάσης. Επιπλέον προσφέρει τη δυνατότητα καλύτερου προσδιορισμού των διακοπτικών απωλειών, αφού η διακοπτική συχνότητα του κάθε IGBT είναι γνωστή. Από την άλλη πλευρά όμως όσο ο αριθμός των επιπέδων αυξάνεται, αυξάνεται και η πολυπλοκότητα στην κατασκευή και υλοποίησή της. Γνωρίζοντας ότι οι δυνατότητες του M2C διαφαίνονται όλο και περισσότερο με την αύξηση των επιπέδων τάσης, προτιμούνται περισσότερο οι αλγοριθμικές τεχνικές ταξινόμησης για τον έλεγχο της τάσης των πυκνωτών.

Το συγκεκριμένο θέμα έχει απασχολήσει για αρκετό καιρό τους ερευνητές μεγάλων εταιρειών. Σύμφωνα με τον Colin Davidson, Chief Technology Officer της Alstom για θέματα HVDC, η κατάσταση είναι η εξής: «Οι συμβατικές PWM τεχνικές που χρησιμοποιούνται στους μετατροπείς δεν είναι αποτελεσματικές για τον έλεγχο των M2C, οι οποίοι περιλαμβάνουν πολύ μεγάλους αριθμούς πιθανών καταστάσεων εξόδου. Αντίθετα, οι τεχνικές που προτείνονται είναι αυτές στις οποίες η απαίτηση τάσης του M2C κάθε στιγμή στέλνεται στο μπλοκ ταξινόμησης των πυκνωτών και εκεί επιλέγεται ο καλύτερος συνδυασμός που ικανοποιεί τις απαιτήσεις μας, ενώ παράλληλα λαμβάνεται υπ όψιν η εξισορρόπηση της τάσης των πυκνωτών γύρω από μια τιμή. Το μπλοκ ταξινόμησης των πυκνωτών δέχεται τις μετρήσεις τάσεων από όλους τους πυκνωτές, και ανάλογα με τη φορά του ρεύματος επιλέγει αυτούς με την υψηλότερη ή τη χαμηλότερη τάση.»

Ακολουθούν τα διαγράμματα τάσης από την προσομοίωση στο Simulink χωρίς και με εξισορρόπηση τάσης. Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε είναι το ίδιο με αυτό για την περιγραφή της phase shifted τεχνικής ελέγχου.

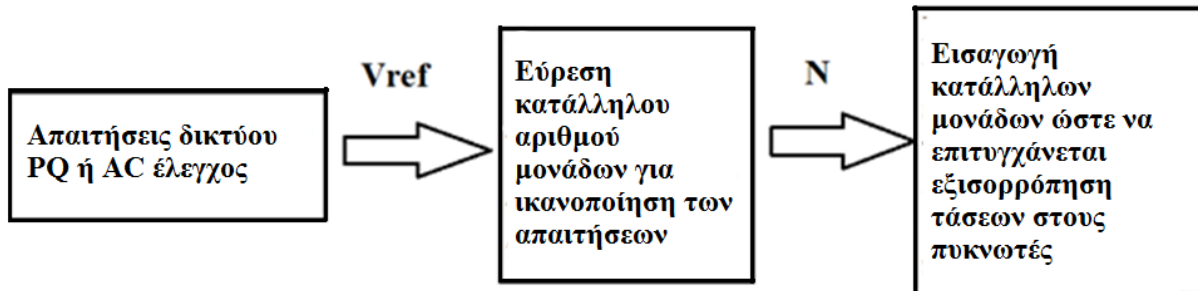


Σχήμα 3.19: AC τάση του M2C χωρίς εφαρμογή ελέγχου για εξισορρόπηση τάσης των πυκνωτών των μονάδων



Σχήμα 3.20: AC τάση μετατροπέα με εφαρμογή ελέγχου για εξισορρόπηση τάσης των πυκνωτών των μονάδων

Οι διαφορές στις διακυμάνσεις από την πρώτη στη δεύτερη περίπτωση είναι εμφανείς. Ένα γενικό διάγραμμα που συνοψίζει τα θέματα σχετικά με τον έλεγχο του M2C φαίνεται στο σχήμα 3.21.



Σχήμα 3.21: Γενικό διάγραμμα ελέγχου M2C

Αρχικά, αφού εφαρμοστεί ο PQ ή ο AC έλεγχος συλλέγονται δεδομένα σχετικά με τις απαιτήσεις του δικτύου που πρέπει να ικανοποιηθούν. Οι απαιτήσεις αυτές συνοψίζονται στη V_{ref} η οποία αποτελεί την τάση αναφοράς. Με βάση αυτή την τεχνική, στο επόμενο κομμάτι ελέγχου αποφασίζεται πόσες μονάδες πρέπει να εισαχθούν στο κύκλωμα και πόσες να παρακαμφθούν σε κάθε βραχίονα ώστε να ικανοποιηθεί η V_{ref} . Τέλος, εξαιτίας της τοπολογίας του M2C, ο οποίος χρησιμοποιεί πολλούς πυκνωτές, πρέπει να εφαρμοστεί ο τελευταίος έλεγχος ο οποίος θα αποφασίσει ποιές μονάδες θα χρησιμοποιηθούν σε κάθε κύκλο ώστε τελικά η τάση τους, άρα και ενέργεια που ανταλλάσσουν με το κύκλωμα (αφού τάση και ενέργεια είναι ανάλογα μεγέθη στον πυκνωτή) να παραμένει σχεδόν σταθερή.

4

Λειτουργία του Alternate Arm Converter (A2C) και αντιμετώπιση σφαλμάτων

Στο κεφάλαιο 3 αναλύθηκαν όλα τα θέματα σχετικά με τη λειτουργία του Modular Multilevel Converter. Στο παρόν κεφάλαιο θα μελετηθεί η λειτουργία του Μετατροπέα Εναλλασσόμενου Βραχίονα ή κοινώς Alternate Arm Converter, μίας πολύ χρήσιμης παραλλαγής του M2C καθώς και η συμπεριφορά της οικογένειας μετατροπέων M2C σε AC και DC βραχυκυκλώματα.

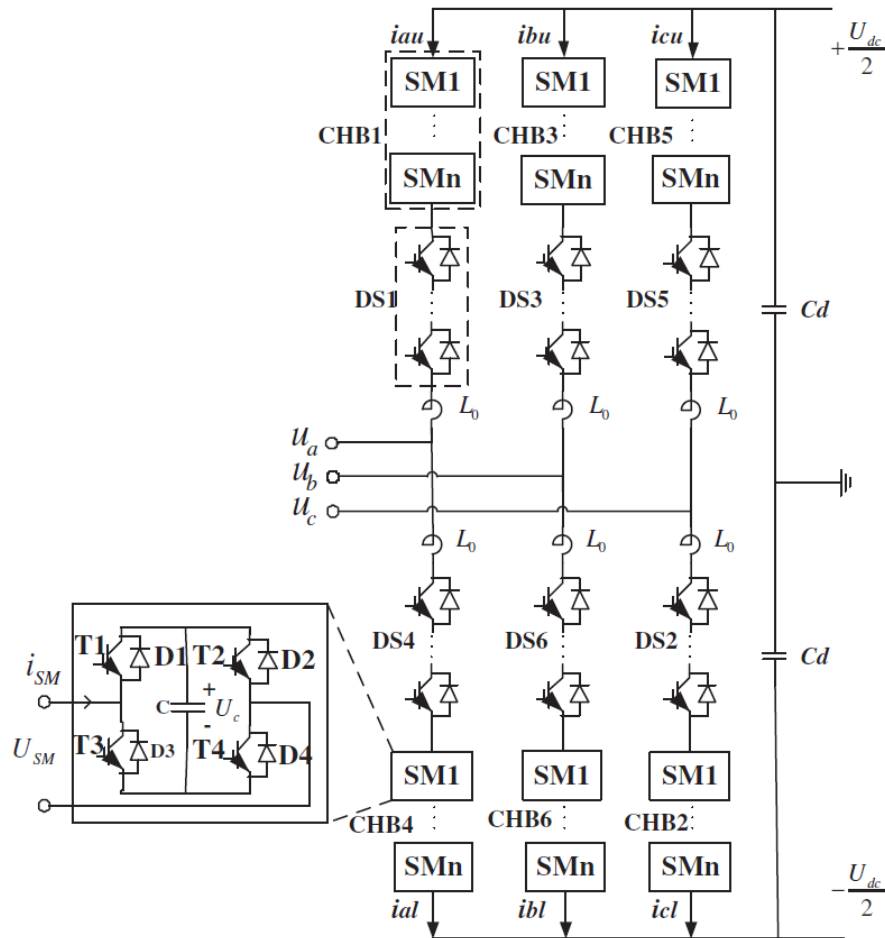
4.1 O Alternate arm converter (A2C)

Ο A2C αποτελεί μία σημαντική εξέλιξη του M2C με κοινή λογική λειτουργίας αλλά με μερικές διαφορές οι οποίες προσφέρουν αρκετές ενδιαφέρουσες νέες προοπτικές. Η κύρια διαφοροποίηση έγκειται στο γεγονός ότι ο A2C χάρη στη διαφορετική τοπολογία του είναι σε θέση να ενεργοποιεί τον κάθε βραχίονά του για διάρκεια μόνο μισής περιόδου, αντί να χρησιμοποιεί συνεχώς και τους δύο βραχίονες όπως ο M2C. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση διακοπών, οι οποίοι ονομάζονται διακόπτες κατεύθυνσης (director switches) και αποτελούνται από εν σειρά συνδεδεμένα IGBT τα οποία τίθενται ταυτόχρονα σε κατάσταση ON ή OFF [36].

Στο σχήμα 4.1 παρουσιάζεται η βασική τοπολογία του κυκλώματος του A2C. Η δομή του είναι ίδια με του M2C όσον αφορά τις μονάδες και τα πηνία του κάθε βραχίονα, τα οποία εξυπηρετούν τους ίδιους σκοπούς όπως και στον M2C. Η βασική διαφορά, όπως αναφέρθηκε, είναι η προσθήκη των διακοπών κατεύθυνσης. Επιπλέον, απαραίτητη θεωρείται η χρήση πυκνωτών στο DC link σε αντίθεση με τον M2C, όπου και ήταν περιττή. Αυτό οφείλεται στη λειτουργία των διακοπών κατεύθυνσης στην θεμελιώδη συχνότητα η οποία έχει ως αποτέλεσμα τη ροή ανεπιθύμητων DC-ανορθωμένων ρευμάτων προς τον DC ζυγό. Συνεπώς απαιτούνται πυκνωτές οι οποίοι θα δρουν σαν φίλτρα για τα ρεύματα αυτά [37].

Οι διακόπτες κατεύθυνσης να μεν έχουν ως αποτέλεσμα το σημαντικό αυτό μειονέκτημα της χρήσης επιπλέον πυκνωτών αλλά, εξαιτίας αυτών, μειώνεται ο συνολικός αριθμός των μονάδων που χρειάζονται, άρα και του κόστους και των συνολικών διακοπτικών αλλά και μόνιμων απωλειών των ημιαγωγών. Αυτό συμβαίνει για τον εξής λόγο: Οι μονάδες του κάθε βραχίονα δέχονται τη μέγιστη δυνατή τάση στα άκρα τους όταν ο συγκεκριμένος βραχίονας δε βρίσκεται σε λειτουργία (ο αντίστοιχος director switch

είναι στην κατάσταση OFF). Η τάση αυτή είναι $V_{dc}/2-0=V_{dc}/2$ για τον άνω βραχίονα και $0-(-V_{dc}/2)=V_{dc}/2$ για τον κάτω βραχίονα. Αντίθετα, κάθε βραχίονας του M2C διαχειρίζεται την πλήρη τάση του DC ζυγού. Έτσι, τα IGBT του A2C είναι διαστασιολογημένα περίπου στο μισό των μεγεθών, αυτών του M2C, άρα το πλήθος τους μπορεί να είναι πολύ μικρότερο [38] .



Σχήμα 4.1: Κύκλωμα τριφασικού Alternate Arm Converter [40]

Πρέπει επιπλέον να σημειωθεί ότι ενώ τα IGBT είναι διαστασιολογημένα να αντέχουν τη μισή τάση του DC ζυγού, κατά την κανονική λειτουργία η τάση που δέχονται στα άκρα τους τη στιγμή που μεταβαίνουν από την κατάσταση ON στην OFF και αντίστροφα είναι πολύ μικρή, αφού χάρη στον κατάλληλο έλεγχο μέσω των μονάδων επιτυγχάνεται soft-switching κατάσταση λειτουργίας, δηλαδή το ρεύμα που τα

διαρρέει μηδενίζεται πριν οι διακόπτες αλλάξουν κατάσταση, πετυχαίνοντας έτσι ελάχιστες απώλειες και ταυτόχρονα πολύ μικρή επιβάρυνση των διακοπών [39].

4.1.1 Μαθηματική ανάλυση

Οι βασικές εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία του A2C θα βασιστούν στο σχήμα 4.1. Πριν από αυτό θα γίνει πρώτα μία υπενθύμιση των διακοπτικών καταστάσεων των IGBT της κάθε μονάδας πλήρους γέφυρας καθώς επίσης θα οριστεί ένας δείκτης ο οποίος θα χρησιμοποιηθεί στις εξισώσεις. Τα παραπάνω παρουσιάζονται στους πίνακες 4.1 και 4.2 αντίστοιχα.

Διακοπτικές καταστάσεις	T1	T2	$V_{\text{submodule}}$
Θετική εισαγωγή	On	Off	V_c
Αρνητική εισαγωγή	Off	On	$-V_c$
Παράκαμψη	On	On	0
	Off	Off	0
Block	Off(T3=off)	Off(T4=off)	$V_c(i_{\text{submodule}} > 0),$ $-V_c(i_{\text{submodule}} < 0)$

Πίνακας 4.1: Διακοπτικές καταστάσεις μονάδας πλήρους γέφυρας

Στις πρώτες τρεις καταστάσεις ο T3 και ο T4 δρουν συμπληρωματικά των T1 και T2 αντίστοιχα.

Επιπλέον ορίζονται τα μεγέθη G_1 και G_2 με τα οποία μεταφράζεται η επίδραση των διακοπών κατεύθυνσης στις μαθηματικές εξισώσεις, στον πίνακα 4.2. Η κατάσταση επικάλυψης αφορά την εξισορρόπηση τάσης στους πυκνωτές και θα αναλυθεί παρακάτω.

Βραχίονας που τίθεται σε λειτουργία	G ₁	G ₂	DS1	DS2
Άνω βραχίονας	1	0	On	Off
Κάτω βραχίονας	0	1	Off	On
Επικάλυψη (overlap)	1	1	On	On

Πίνακας 4.2: Σχέση μεταξύ G1,G2 και καταστάσεων λειτουργίας διακόπτη κατεύθυνσης

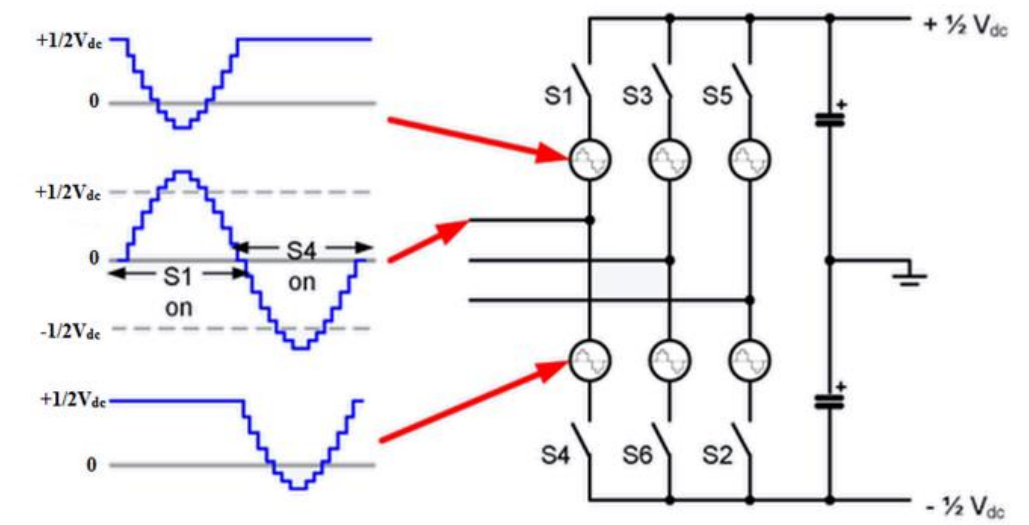
Με βάση το σχήμα 4.1 και τους δύο παραπάνω πίνακες προκύπτουν τα ακόλουθα.

Αγνοώντας την επίδραση των πηνίων στο νόμο τάσεων του κάθε βραχίονα η u_a προκύπτει ως εξής:

$$u_a(t) = G_1 \left(\frac{1}{2} V_{DC} - u_{CHB1}(t) \right) \quad (4.1)$$

$$u_a = G_4 \left(-\frac{1}{2} V_{DC} + u_{CHB4}(t) \right) \quad (4.2)$$

Όπου u_{CHB1} και u_{CHB4} είναι η συνολική τάση που παράγεται από τις ενταγμένες στο κύκλωμα μονάδες των βραχιόνων κάθε χρονική στιγμή με βάση τον έλεγχο που εφαρμόζεται.



Σχήμα 4.2: Τάσεις βραχιόνων και ημιτονοειδής τάση εξόδου [40]

4.1.2 Έλεγχος Alternate Arm Converter

Το κομμάτι που αφορά τον έλεγχο του μετατροπέα είναι σχεδόν ίδιο με αυτό του M2C. Με έναν πρώτο έλεγχο λαμβάνουμε ως δεδομένο τις απαιτήσεις του δικτύου. Στη συνέχεια χρησιμοποιείται συνήθως η τεχνική Nearest Level Voltage Control (NLC), που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 3. Μικρές αλλαγές υπάρχουν όμως στη διαδικασία εξισορρόπησης τάσης.

Όπως είναι γνωστό, ο A2C έχει τη δυνατότητα να παράγει κλιμακωτή-ημιτονοειδή τάση στην έξοδο χάρη στους πυκνωτές των μονάδων του. Όμως, αφού κατά τη διάρκεια λειτουργίας του μετατροπέα, το AC ρεύμα ρέει μέσα από αυτούς, το φορτίο τους θα αλλάζει με το πέρασμα του χρόνου, ανάλογα με τη φορά του ρεύματος και τη διακοπτική κατάσταση των μονάδων. Αν αρχικά υποθέσουμε ότι η ενέργεια ισομοιράζεται μεταξύ των πυκνωτών κάθε βραχίονα και επιπλέον θεωρήσουμε το σύνολο των μονάδων κάθε βραχίονα ενιαίο, η μοναδική απαίτηση που πρέπει να εξασφαλιστεί είναι η συνολική ενέργεια που ανταλλάσσεται μεταξύ βραχίονα και δικτύου σε διάρκεια μισής περιόδου να είναι μηδέν [38].

Αυτό με μαθηματικούς τύπους ερμηνεύεται ως εξής:

$$u_a(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (4.3)$$

$$i_a = I_m \sin(\omega t + \varphi_a) \quad (4.4)$$

Η ενέργεια που ανταλλάσσεται αποτελεί τη διαφορά του ποσού ενέργειας που εισέρχεται/εξέρχεται από τη DC πλευρά και εξέρχεται/εισέρχεται στην AC πλευρά για λειτουργία αντιστροφής/ανόρθωσης αντίστοιχα.

$$E_{ac} = \int_0^{\frac{T}{2}} u_a(t) i_a(t) dt = \frac{V_m I_m \cos(\varphi_a) T}{4} \quad (4.5)$$

Και

$$E_{dc} = \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_{DC}}{2} i_a(t) dt = \frac{V_{DC} I_m \cos(\varphi_a) T}{2\pi} \quad (4.6)$$

Εξισώνοντας αυτές τις δύο ενέργειες:

$$E_{ac} = E_{dc} \Rightarrow V_m = \frac{2}{\pi} V_{DC} \quad (4.7)$$

Η 4.7 αφορά το πλάτος της AC τάσης. Για την ενεργό τιμή:

$$\tilde{u} = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} V_{DC} \quad (4.8)$$

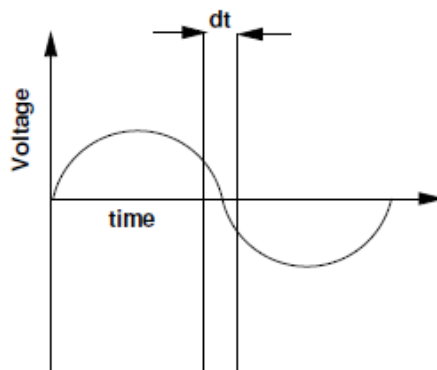
Και η αντίστοιχη πολική τιμή:

$$\tilde{u}_{\text{πολική}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{DC} \quad (4.9)$$

Οι παραπάνω σχέσεις για την τάση δίνουν το λεγόμενο «sweet spot», το σημείο εκείνο λειτουργίας δηλαδή για το οποίο η ενέργεια που ανταλλάσσεται μεταξύ των δύο πλευρών είναι ίδια. Παρατηρώντας τη σχέση 4.7 καθώς και το σχήμα 4.2 είναι φανερό ότι το πλάτος της AC τάσης που παράγεται από κάθε βραχίονα είναι μεγαλύτερο από αυτό του κάθε ακροδέκτη αφού $(2/\pi)V_{DC} = 0,64V_{DC} > V_{DC}/2$. Αυτό σημαίνει ότι ο μετατροπέας πρέπει να παρέχει AC τάση με πλάτος μεγαλύτερο από αυτό του DC ακροδέκτη. Η κατάσταση αυτή είναι απολύτως εφικτή από τη στιγμή που χρησιμοποιούνται αποκλειστικά μονάδες πλήρους γέφυρας (H-bridge). Χρησιμοποιώντας την κατάσταση αρνητικής εισαγωγής του πίνακα 1.4 οι πυκνωτές τοποθετούνται με τέτοιο τρόπο ώστε η τάση τους να προστίθεται σε αυτή του DC ζυγού και να παράγονται τα «σκαλοπάτια» με τάση μεγαλύτερη της $\frac{1}{2}V_{dc}$ όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.2. Έτσι, ο τύπος 4.7 μπορεί να εφαρμοστεί και είναι πλέον εύκολο να επιτευχθεί εξισορρόπηση ενέργειας ανάμεσα στις δύο πλευρές του A2C [39] [40].

Η παραπάνω διαδικασία στηρίχθηκε στο γεγονός ότι οι μονάδες του κάθε βραχίονα θεωρούνται σαν ένα ενιαίο σύνολο. Στην πράξη θα υπάρχουν όμως σημαντικές ανισορροπίες μεταξύ των πυκνωτών των μονάδων. Αυτό διορθώνεται με ένα δεύτερο έλεγχο στον οποίο εκμεταλλευόμαστε τη λειτουργία των διακοπών κατεύθυνσης και την κατάσταση επικάλυψης του πίνακα 4.2. Η περίοδος επικάλυψης είναι η περίοδος κατά την οποία σταματάει να άγει ο ένας βραχίονας και ξεκινά ο άλλος. Η διάρκειά της

εξαρτάται από τις εκάστοτε απαιτήσεις εξισορρόπησης. Στην περίοδο αυτή επιτρέπεται η ροή ρεύματος και από τους δύο βραχίονες με αποτέλεσμα ένα μικρό DC ρεύμα να ρέει από τις μονάδες στην DC πλευρά. Η κατάσταση αυτή έχει ως αποτέλεσμα να ανταλλάσσεται ενέργεια μεταξύ των μονάδων και του πυκνωτή στο DC ζυγό. Με τον κατάλληλο έλεγχο των μονάδων, μεταφέρεται ενέργεια με τέτοιο τρόπο ώστε η τάση στον κάθε πυκνωτή να είναι περίπου ίδια με όλων των υπόλοιπων [39].



Σχήμα 4.3: Χρονική περίοδος επικάλυψης (dt) στη λειτουργία των διακοπών κατεύθυνσης, για την εξισορρόπηση της ενέργειας ανάμεσα στους πυκνωτές

4.2 Αντιμετώπιση σφαλμάτων από το μετατροπέα

Στην ενότητα αυτή θα γίνει αναφορά στον τρόπο αντιμετώπισης σφαλμάτων από την οικογένεια μετατροπέων M2C τόσο στην AC όσο και στη DC πλευρά.

4.2.1 Σφάλμα στην AC πλευρά

Η λειτουργία των VSC βασίζεται σε μία σχετικά ασθενή AC τάση. Σα συνέπεια αυτού οι VSC μπορούν να ανταπεξέλθουν εύκολα σε ένα σφάλμα στην AC πλευρά. Όταν ένα τέτοιο σφάλμα συμβεί είναι σημαντικό να ελεγχθεί τόσο η αυξανόμενη τάση στο DC ζυγό λόγω του σφάλματος όσο και η τάση στα άκρα των ημιαγωγών και το ρεύμα που τους διαρρέει. Γενικά η αντίδραση των VSC σε τέτοια σφάλματα είναι εξαιρετική αν και διαφέρει ανάλογα με τον τύπο του μετατροπέα.

- Στο μετατροπέα δύο επιπέδων ο έλεγχος αφορά τη ρύθμιση της αέργου ισχύος που ανταλλάσσεται στο σημείο κοινής σύνδεσης με το δίκτυο, ώστε να υποστηριχθεί η τάση του

δικτύου. Επιπλέον, μέσω του ελέγχου αυτού ο μετατροπέας μπορεί εύκολα να επανέλθει μετά το σφάλμα χωρίς ιδιαίτερες δυσκολίες [41].

- Ο μετατροπέας διόδων περιορισμού ασκεί έλεγχο τόσο στην ενεργό όσο και στην άεργο ισχύ όταν η AC τάση καταρρέει. Η επαναφορά του μετατροπέα επιτυγχάνεται χωρίς αυτός να εκτίθεται σε μεγάλα ρεύματα ή τάσεις κυρίως λόγω του ελέγχου του ρεύματος και των τεχνικών εξισορρόπησης τάσης των πυκνωτών [41].
- Στους μετατροπείς τύπου M2C η λογική είναι ίδια με προηγουμένως. Όταν συμβεί το σφάλμα και η AC τάση καταρρεύσει ο μετατροπέας μπαίνει σε λειτουργία ελέγχου τάσης και παρέχει ρεύμα αέργου ισχύος μέσω των πυκνωτών του ώστε να τη διατηρήσει στην αρχική της τιμή. Όταν το σφάλμα παρέλθει ο μετατροπέας επανέρχεται σε κατάσταση κανονικής λειτουργίας και παρέχει την απαιτούμενη ενέργεια στο δίκτυο. Κάποιες σημαντικές σχετικές πληροφορίες είναι οι εξής: Ο μετατροπέας έχει τη δυνατότητα να αντιδρά πολύ γρήγορα στα σφάλματα. Η ποιότητα της AC κυματομορφής χειροτερεύει κυρίως επειδή απαιτούνται λιγότερα επίπεδα ώστε να σχηματιστεί η μειωμένων επιπέδων κυματομορφή τάσης. Τέλος, η διακύμανση της τάσης των πυκνωτών είναι αρκετά μεγάλη κατά τη διάρκεια του σφάλματος αφού ο μετατροπέας λειτουργεί μακριά από το «sweet spot», γεγονός που δεν αποτρέπει όμως την έγχυση αέργου ισχύος για την αντιμετώπιση της κατάρρευσης της AC τάσης [38].

4.2.2 Σφάλμα στη DC πλευρά

Ένα σφάλμα στη DC πλευρά του μετατροπέα, όπως για παράδειγμα, ένα βραχυκύκλωμα ανάμεσα στους δύο ακροδέκτες (pole-to-pole) μπορεί να προκαλέσει σοβαρά προβλήματα καθώς η αντιμετώπιση του είναι αρκετά πιο δύσκολη από αυτή του AC σφάλματος αφού πλέον το ρεύμα έχει τη δυνατότητα να ρέει μέσω των διόδων ελεύθερης διέλευσης. Μία λογική σκέψη θα ήταν η χρήση διακοπών (circuit breakers) οι οποίοι θα απομόνωναν το σφάλμα έως ότου αποκατασταθεί η κανονική λειτουργία. Συνεπώς θα απαιτούνταν διακόπτες που να μπορούν να λειτουργήσουν σε υψηλές DC τάσεις, με διακοπτική ικανότητα ρευμάτων πολύ μεγάλης τιμής, οι οποίοι θα κατάφερναν να απομονώσουν το κύκλωμα κατά τη διάρκεια των πρώτων κύκλων του ρεύματος σφάλματος. Δυστυχώς, αυτά τα χαρακτηριστικά δε συναντώνται εύκολα στους υπάρχοντες διακόπτες, η τεχνολογία των οποίων είναι αντικείμενο συνεχούς εξέλιξης και έρευνας. Πέρα από τις υψηλές αυτές απαιτήσεις όμως, οι διακόπτες τέτοιου τύπου προκαλούν και σημαντικές απώλειες κατά την κανονική λειτουργία [38] [41]. Παρακάτω αναλύεται η συμπεριφορά των διάφορων VSC σε περίπτωση τέτοιου σφάλματος:

- Όταν ο μετατροπέας δύο επιπέδων εκτεθεί σε σφάλμα pole-to-pole η ενεργός ισχύς που ανταλλάσσεται με το δίκτυο μηδενίζεται. Ο πυκνωτής στο dc ζυγό όμως εξακολουθεί να

τροφοδοτείται με άεργο ισχύ, αφού ρεύμα ρέει ανεξέλεγκτα μέσω των διόδων ελεύθερης διέλευσης των IGBTs προκαλώντας σημαντική πτώση τάσης. Αφού το σφάλμα τερματιστεί με τη χρήση AC διακόπτη, τα διακοπτικά στοιχεία του μετατροπέα εκτίθενται σε μεγάλα ρεύματα καθώς η DC πλευρά «ανοικοδομείται» [41].

- Σε εμφάνιση αντίστοιχου σφάλματος στον μετατροπέα διόδων περιορισμού η επιβάρυνση των διακοπτικών στοιχείων είναι μικρότερη χάρη στη μεγάλη σύνθετη αντίσταση που συναντά το σφάλμα μεταξύ του σημείου κοινής σύνδεσης και του μετατροπέα. Η δυνατότητα παροχής όμως αέργου ισχύος μειώνεται σημαντικά. Συγκρινόμενος με τον προηγούμενο μετατροπέα, έχει καλύτερη γενική συμπεριφορά αλλά και πάλι η απόδοσή του είναι φτωχή [41].

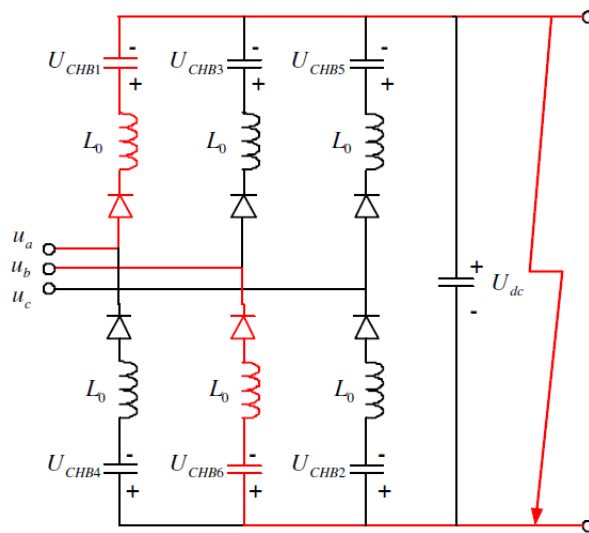
Αντιμετώπιση DC σφάλματος στον M2C/A2C

M2C με μονάδες ημιγέφυρας: Η χρήση μονάδων τύπου ημιγέφυρας καθιστά και τον M2C μετατροπέα ευάλωτο σε DC σφάλματα αφού δεν δίνεται η δυνατότητα παροχής τάσης που θα αντιτίθεται στα σφάλματα με αποτέλεσμα τη συνεχή ροή ρεύματος μέσα από τις διόδους ελεύθερης διέλευσης. Συνεπώς η AC πλευρά θα τροφοδοτεί συνεχώς το σφάλμα με ρεύμα. Άρα για την εκκαθάριση του σφάλματος απαιτείται η ύπαρξη ενός μηχανικού AC διακόπτη ο οποίος δρα πολύ αργά, συνεπώς οι ημιαγωγοί πρέπει να είναι σωστά διαστασιολογημένοι ώστε να αντέχουν το ρεύμα σφάλματος μέχρι ο διακόπτης να μπει σε λειτουργία. Βέβαια, τα πηνία του κάθε βραχίονα βοηθούν σημαντικά στην αντιμετώπιση του σφάλματος αφού καθυστερούν την αύξηση του ρεύματος δίνοντας τη δυνατότητα στους ημιαγωγικούς διακόπτες να λειτουργήσουν χωρίς να υπάρχει κίνδυνος καταστροφής τους, αλλά παράλληλα να εκτίθενται σε μεγάλα ρεύματα. Επιπλέον η απουσία πυκνωτή στον DC ζυγό ο οποίος εκφορτίζεται και συνεισφέρει στο σφάλμα είναι ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα του μετατροπέα αυτού. Συνεπώς η γενική συμπεριφορά στο σφάλμα είναι καλύτερη από των υπόλοιπων μετατροπέων [42].

M2C πλήρους γέφυρας: Η χρήση μονάδων πλήρους γέφυρας προσφέρει επιπλέον πλεονεκτήματα σε όσα ήδη αναφέρθηκαν προηγουμένως, στην αντιμετώπιση σφαλμάτων στη DC πλευρά. Όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 3, και συγκεκριμένα όπως παρουσιάζεται στον πίνακα 3.1 η κάθε μονάδα του μετατροπέα έχει τη δυνατότητα να εντάσσει στο κύκλωμα τον πυκνωτή της με τάση που αντιτίθεται στο σφάλμα. Η δυνατότητα αυτή είναι ένα σημαντικό εργαλείο στην αντιμετώπιση των DC σφαλμάτων. Με την αποστολή των κατάλληλων σημάτων στις πύλες των IGBTs οι πυκνωτές εντάσσονται με αντίθετη φορά με αποτέλεσμα να σταματά η ροή ενεργού ισχύος μεταξύ AC και DC πλευράς καθώς και η ροή αέργου ισχύος από τον μετατροπέα στην AC πλευρά. Ο περιορισμός του σφάλματος με αυτό τον τρόπο δίνει μάλιστα την ευχέρεια για χρήση ενός DC διακόπτη με μικρή ανοχή σε τάση και ρεύμα, ο οποίος και θα μπορεί να απομονώσει το σφάλμα [43].

Είναι σημαντικό να αναφερθεί πάλι ότι στοιχεία όπως οι πυκνωτές στο DC ζυγό ενός μετατροπέα μπορούν να ενισχύσουν σημαντικά το σφάλμα με την εκφόρτισή τους καθώς και να αυξήσουν το χρόνο αποκατάστασης μετά το σφάλμα. Στον M2C όμως τέτοιοι πυκνωτές δεν υπάρχουν άρα το πρόβλημα αυτό δε συναντάται. Συνδυάζοντας το παραπάνω με τη δυνατότητα παροχής αντίθετης στο σφάλμα τάσης, ο M2C μπορεί να αντιμετωπίσει το πρόβλημα χωρίς διακοπή στη λειτουργία του σε σύντομο χρονικό διάστημα. Το μόνο μειονέκτημα είναι η ολική διακοπή ροής ενεργού και αέργου που όμως είναι αμελητέο σε σύγκριση με τις λύσεις που προσφέρει ο M2C πλήρους γέφυρας [41] [42] [43].

Alternate Arm Converter: Ο A2C παρουσιάζει την ίδια ακριβώς συμπεριφορά με τον M2C κατά την αντιμετώπιση του DC σφάλματος. Εκμεταλλεύεται και αυτός τη δυνατότητα για εισαγωγή των πυκνωτών των μονάδων με τέτοιο τρόπο ώστε να αντιτίθενται στο σφάλμα. Προσφέρει όμως μία επιπλέον πολύ σημαντική δυνατότητα. Όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 4.1.1 ο A2C είναι διαστασιολογημένος έτσι ώστε κάθε βραχίονάς του να έχει τη δυνατότητα να παράγει τάση μεγαλύτερη από αυτή του DC ακροδέκτη ίση με αυτή της εξίσωσης 4.7, και μάλιστα ανεξάρτητα από τον άλλο βραχίονα της ίδιας μονάδας φάσης αφού η λειτουργία τους είναι απομονωμένη λόγω των διακοπών κατεύθυνσης. Έτσι στην περίπτωση σφάλματος ο μετατροπέας μπορεί να κρατήσει τα εσωτερικά του ρεύματα υπό έλεγχο και επιπλέον να παρέχει άεργο ισχύ στην AC πλευρά μέσω των επιπλέον μονάδων [38] [41]. Στο σχήμα 4.4 φαίνεται η ροή ισχύος μέσω του μετατροπέα κατά το σφάλμα.

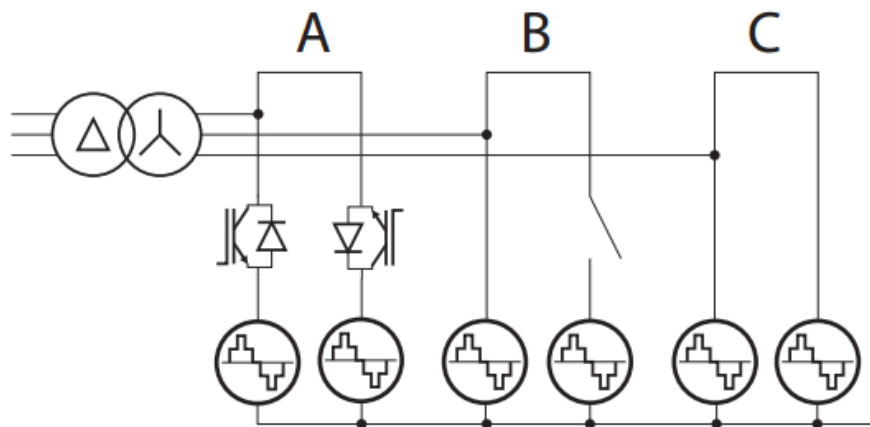


Σχήμα 4.4: Ροή ρεύματος κατά την εμφάνιση του σφάλματος [40]

Αν $u_{CHB1} + u_{CHB6} = u_{ab}(t)$ τότε ο A2C συμπεριφέρεται ακριβώς σαν τον M2C μπλοκάροντας την ανταλλαγή ενεργού και αέργου ισχύος. Όταν όμως $u_{CHB1} + u_{CHB6} > u_{ab}(t)$ οι διόδους θα μπλοκαριστούν το ρεύμα βραχυκύκλωσης θα μηδενιστεί και επιπλέον θα υπάρχει η δυνατότητα παροχής αέργου ισχύος

μέσω των πυκνωτών στην AC πλευρά. Αν η ανισότητα δεν ισχύει τότε οι πυκνωτές θα φορτίζονται συνεχώς έως ότου ισχύσει. Το ίδιο συμβαίνει και με τις υπόλοιπες φάσεις.

Με τον παραπάνω τρόπο το σφάλμα αντιμετωπίζεται με τους διακόπτες κατεύθυνσης να λειτουργούν όπως και στην κανονική κατάσταση αλλά με αυξημένο ρεύμα να ρέει μέσα τους μέχρι να ισχύσει η παραπάνω ανίσωση. Το ρεύμα αυτό που εναλλάσσεται από τον ένα βραχίονα στον άλλο είναι αρκετά μεγάλο, με αποτέλεσμα και οι απώλειες στην άεργο ισχύ που μπορεί να προσφερθεί στην AC πλευρά ο μετατροπέας να είναι αρκετά μεγάλες και επιπλέον το ρεύμα να παρουσιάζει σημαντικές διακυμάνσεις. Γι' αυτό προτιμάται η λειτουργία του μετατροπέα ως STATCOM (static synchronous compensator). Στην κανονική κατάσταση η λειτουργία αυτή βοηθάει κυρίως στην αντιστάθμιση ισχύος. Κατά το σφάλμα οι πιθανές καταστάσεις STATCOM είναι αυτές του σχήματος 4.5.



Σχήμα 4.5: Πιθανές καταστάσεις λειτουργίας STATCOM του A2C [38]

- A) Ένταξη και των δύο βραχιόνων εναλλάξ
- B) Ένταξη του ενός από τους δύο βραχίονες
- Γ) Ένταξη και των δύο βραχιόνων

Στο τμήμα A του σχήματος 4.5 παρουσιάζεται η κατάσταση του σχήματος 4.2, αυτή δηλαδή της κανονικής λειτουργίας όπου κάθε βραχίονας παρέχει άεργο ισχύ για το μισό της περιόδου. Στο B ενεργοποιείται μόνο ο ένας βραχίονας μέσω του διακόπτη κατεύθυνσης ώστε να μην επιβαρύνονται και οι δύο και να αποφεύγονται οι αυξημένες διακοπτικές απώλειες. Στο σχήμα C και οι δύο βραχίονες δουλεύουν ταυτόχρονα δίνοντας τη δυνατότητα για παροχή αέργου διπλάσιας της ονομαστικής [40].

Συνοπτικά, τα σφάλματα που μπορούν να συμβούν σε κάθε τύπο μετατροπέα ανάλογα με την πλευρά εμφάνισης τους καθώς και ο τρόπος αντιμετώπισής τους παρουσιάζονται στον πίνακα 4.3.

Σφάλμα στην AC πλευρά			Σφάλμα στην DC πλευρά								
M2C μονάδων ημιγέφυρας	M2C μονάδων πλήρους γέφυρας	A2C	M2C μονάδων ημιγέφυρας	M2C μονάδων πλήρους γέφυρας	A2C						
Αντιμετώπιση σφάλματος μέσω ελέγχου από τον μικροεπεξεργαστή. Ο μετατροπέας μπαίνει σε κατάσταση ελέγχου τάσης και παρέχει ρεύμα αέργου ισχύος στον AC ζυγό για τη στήριξη της τάσης του.			Ανεξέλεγκτη ροή ισχύος μέσω των διόδων ελεύθερης διέλευσης. Καθυστέρηση της αύξησης του ρεύματος χάρη στην παρουσία των πηνίων των βραχιόνων. Αναγκαστική χρήση AC ή DC διακοπών για την απομόνωση του σφάλματος.			Αντιμετώπιση σφάλματος με αντίθετη τοποθέτηση πυκνωτών της κάθε μονάδας σε αυτό. Διακοπή ροής ενεργού και αέργου ισχύος.			Αντιμετώπιση σφάλματος με αντίθετη τοποθέτηση πυκνωτών της κάθε μονάδας σε αυτό. Δυνατότητα ανταλλαγής αέργου ισχύος και δυνατότητα λειτουργίας STATCOM.		

Πίνακας 4.3 : Αντιμετώπιση βραχυκυκλωμάτων στην AC και DC πλευρά από κάθε τύπο μετατροπέα

4.3 Διακόπτες κυκλώματος

Οι διακόπτες κυκλώματος (circuit breakers) αποτελούν ηλεκτρικούς διακόπτες που λειτουργούν αυτόματα ελεγχόμενοι από ηλεκτρονόμους και σκοπός τους είναι η προστασία ενός κυκλώματος από υπερφόρτωση ή βραχυκύκλωμα. Η βασική τους λειτουργία είναι ο εντοπισμός του σφάλματος και η διακοπή της ροής του ρεύματος. Σε αντίθεση με τις ασφάλειες που χρησιμοποιούνται μία φορά και στη συνέχεια απαιτείται η αντικατάστασή τους, οι διακόπτες κυκλώματος μπορούν να αλλάξουν κατάσταση αυτόματα ή και με εξωτερική παρέμβαση, όσες φορές απαιτείται. Συναντώνται διάφοροι τύποι διακοπών ανάλογα με την εφαρμογή που θα χρησιμοποιηθούν, με αποτέλεσμα κάποια στοιχεία λειτουργίας αλλά και η μορφή τους να διαφέρει από χρήση σε χρήση. Για παράδειγμα, υπάρχουν από μικρού μεγέθους

διακόπτες για την προστασία μίας μικρής ηλεκτρικής συσκευής, μέχρι μεγάλα και πολύπλοκα συστήματα διακοπών, για την προστασία των κυκλωμάτων υψηλής τάσης που τροφοδοτούν ολόκληρες πόλεις.

Όπως παρουσιάστηκε και στην προηγούμενη ενότητα η χρήση τέτοιων διακοπών κρίνεται απαραίτητη τόσο στο AC όσο και στο DC δίκτυο για την προστασία αυτού αλλά και του ίδιου του μετατροπέα. Με την εισαγωγή της οικογένειας των Μετατροπέων Πολλαπλών Επιπέδων Μονάδων η αναγκαιότητά τους μπορεί να μετριαστεί, χωρίς όμως σε καμία περίπτωση να εξαλείφεται εντελώς η παρουσία τους [44].

4.3.1 Γενικά για τους AC και DC διακόπτες

Οι διακόπτες που συνήθως συναντώνται στην καθημερινότητα είναι αυτοί του εναλλασσόμενου ρεύματος, όπως για παράδειγμα οι μικροαυτόματοι του ηλεκτρικού πίνακα κάθε σπιτιού. Αν και η βασική αρχή λειτουργίας τους είναι όμοια με αυτή των DC διακοπών οι διαφορές στην πράξη είναι πολλές.

Όταν το σφάλμα εντοπιστεί και οι επαφές του διακόπτη ανοίξουν ώστε να διακοπεί η ροή ρεύματος εμφανίζεται ένα ηλεκτρικό τόξο καθώς το ηλεκτρικό ρεύμα διασχίζει το κενό από τη μία επαφή στην άλλη. Αν το τόξο αυτό δεν εξαλειφθεί με κάποιο τρόπο, το ρεύμα θα συνεχίσει να ρέει και έτσι ο διακόπτης δε θα πετύχει το στόχο του, τη διακοπή δηλαδή του ρεύματος. Ο τρόπος με τον οποίο οι AC και DC διακόπτες σβήνουν το τόξο είναι ο κύριος λόγος για τον οποίο και διαφέρουν [45].

4.3.2 HVAC διακόπτες

Τα ηλεκτρικά δίκτυα υψηλής τάσης προστατεύονται από τους αντίστοιχους διακόπτες. Ο όρος υψηλή τάση μπορεί να αντιστοιχεί σε ποικίλες τιμές αλλά συνήθως υπονοούνται οι τιμές από 72,5 kV και άνω. Σχεδόν όλοι οι διακόπτες διαθέτουν ηλεκτρομαγνητική βαλβίδα η οποία ελέγχεται από ηλεκτρονόμους οι οποίοι «διαβάζουν» το ρεύμα που τους διαρρέει και προέρχεται από υποβιβασμό αυτού του δικτύου, μέσω μετασχηματιστών έντασης. Οι διακόπτες μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με βάση το μέσο που χρησιμοποιούν για να σβήσουν το τόξο. Οι πιο συνηθισμένοι είναι οι παρακάτω: Διακόπτης λαδιού, ριπής αέρα, κενού, CO₂, SF₆. Οι SF₆ διακόπτες είναι αυτοί που χρησιμοποιούνται περισσότερο κυρίως για περιβαλλοντικούς λόγους. Σήμερα συναντώνται τέτοιοι διακόπτες της τάξης έως και 1200 kV [46].

4.3.3 HVDC διακόπτες

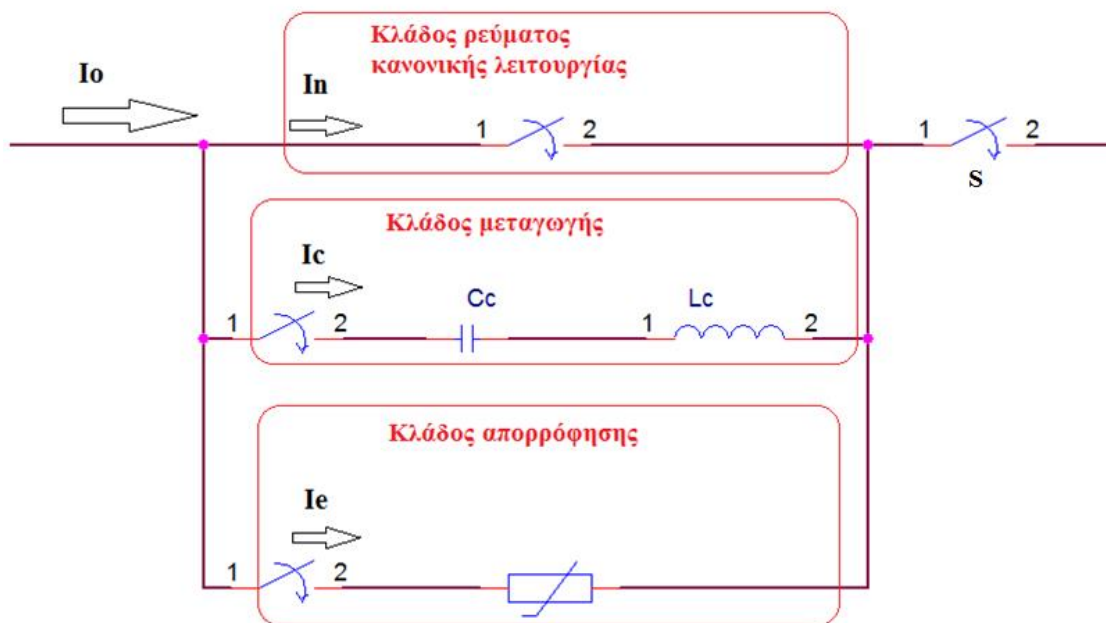
Η DC τάση δε μηδενίζεται σε κάθε περίοδο όπως η AC, συνεπώς ο διακόπτης δεν μπορεί να μπει σε λειτουργία. Άρα, πρέπει να εκπληρωθεί η απαίτηση για μηδενισμό του ρεύματος. Επιπλέον, απαιτείται και η απελευθέρωση της ενέργειας που αποθηκεύεται στο σύστημα ώστε να μην προκαλέσει επιπλέον

βλάβες. Τέλος, ο διακόπτης θα πρέπει να είναι σε θέση να αντέχει την κανονική τάση του δικτύου [47]. Υπάρχουν δύο είδη DC διακοπών. Οι ηλεκτρομηχανικοί και οι στερεής κατάστασης (solid state circuit breakers).

4.3.3.1 Ηλεκτρομηχανικοί DC διακόπτες

Οι ηλεκτρομηχανικοί DC διακόπτες χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες: α) Παραγωγής αντίθετης τάσης β) με μέθοδο ταλάντωσης αποκλίνοντος ρεύματος γ) έγχυσης αντίθετου ρεύματος. Μόνο η τρίτη μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές υψηλών τάσεων. Εδώ, μηδενικό ρεύμα μπορεί να επιτευχθεί παρέχοντας ένα αντίθετο στο σφάλμα ρεύμα υψηλής συχνότητας, το οποίο παράγεται από έναν πυκνωτή ο οποίος εκφορτίζεται μέσω ενός πηνίου. Το κόστος μίας τέτοιας διάταξης είναι αντίστοιχο των AC διακοπών. Μπορούν να διαχειριστούν μεγέθη έως και 500 kV, 5 kA και ο χρόνος εκκαθάρισης του σφάλματος είναι της τάξης των 100 ms [48].

Ο διακόπτης αποτελείται από τρία τμήματα: **Τον κλάδο ρεύματος κανονικής λειτουργίας (nominal current path)**, απ' όπου περνάει το DC ρεύμα όταν ο διακόπτης είναι κλειστός. **Τον κλάδο μεταγωγής (commutation path)**, όπου και βρίσκεται ένα κύκλωμα συντονισμού, δηλαδή ο πυκνωτής και το πηνίο που θα παράξουν το αντίθετο ρεύμα και **τον κλάδο απορρόφησης (energy absorption path)**, όπου βρίσκονται ένας διακόπτης και ένα βαρίστορ.



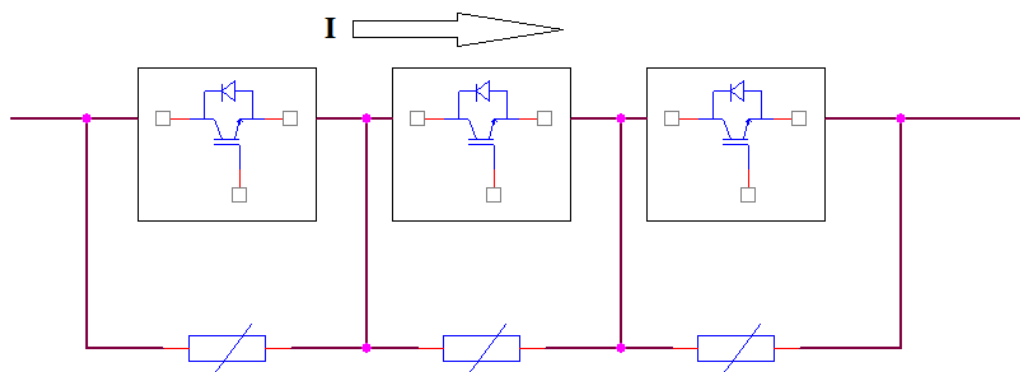
Σχήμα 4.6: Ηλεκτρομηχανικός HVDC διακόπτης

Όταν απαιτείται διακοπή του κυκλώματος, το ρεύμα οδηγείται αρχικά στον κλάδο μεταγωγής, καθώς ο διακόπτης του κλάδου κανονικής λειτουργίας ανοίγει, όπου χάρη στην παρουσία του πυκνωτή μηδενίζεται στιγμιαία, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα στο διακόπτη S να ανοίξει και να απομονώσει το σφάλμα. Ταυτόχρονα ο πυκνωτής C_c φορτίζεται από το ρεύμα I_c . Το πηνίο L_c χρησιμεύει στον περιορισμό των απότομων αυξήσεων του ρεύματος. Αν η τάση στα άκρα του πυκνωτή υπερβεί ένα όριο, το οποίο είναι και η ονομαστική τάση του διακόπτη, ο κλάδος απορρόφησης θα μπει σε λειτουργία και το βαρίστορ θα απορροφήσει την επιπλέον ενέργεια [49].

4.3.3.2 DC διακόπτες στερεάς κατάστασης

Ο δεύτερος τύπος DC διακοπών είναι αυτός των solid state circuit breakers, δηλαδή των διακοπών στερεάς κατάστασης. Οι διακόπτες αυτοί μπορούν να διακόψουν το ρεύμα πολύ πιο γρήγορα από τους μηχανικούς διακόπτες, σε χρόνο μερικών milliseconds. Επιπλέον, κατά τη λειτουργία τους και τη διακοπή του ρεύματος δε δημιουργείται τόξο στις επαφές, συνεπώς δεν απαιτείται επιπρόσθετη μέριμνα για τη σβέση. Από την άλλη πλευρά όμως προκαλούν μεγαλύτερες απώλειες όταν διαρρέονται από ρεύμα κατά την κατάσταση κανονικής λειτουργίας [49][50].

Η λειτουργία τους βασίζεται στη χρήση IGBT (ή και θυρίστορ για μικρότερες απώλειες). Στην κανονική λειτουργία, ρεύμα ρέει μέσα από τα IGBT. Όταν υπάρχει ανάγκη διακοπής του, αυτά μεταβαίνουν σε κατάσταση OFF. Με τη διακοπή του ρεύματος και εξαιτίας της παρουσίας αυτεπαγωγών στο κύκλωμα η τάση στα άκρα των ημιαγωγών αρχίζει να αυξάνεται. Γι' αυτό, συνδέεται παράλληλα στο διακόπτη ένα βαρίστορ ώστε να καταπνίγει αυτές τις αυξήσεις της τάσης. Οι διακόπτες στερεάς κατάστασης που χρησιμοποιούνται στην πράξη είναι της τάξης των 4kV, 2kA ενώ παράλληλα γίνονται μελέτες για 150kV, 2kA [49].

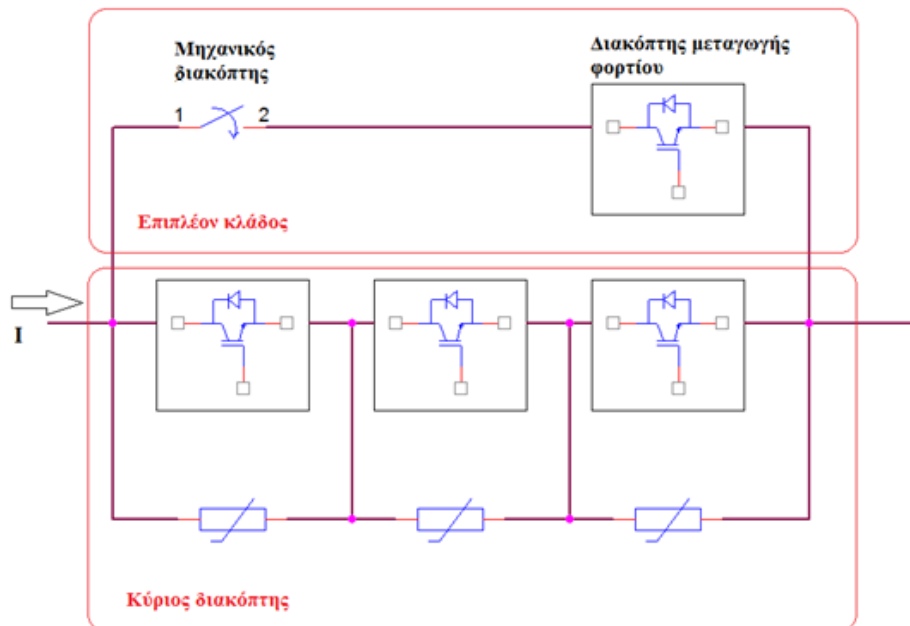


Σχήμα 4.7: DC διακόπτης στερεάς κατάστασης

Όπως αναφέρθηκε, οι διακόπτες αυτού του τύπου μπορεί να εμφανίζουν πιο γρήγορη αντίδραση, άρα να είναι πιο αξιόπιστοι από τους ηλεκτρομηχανικούς αλλά ταυτόχρονα παρουσιάζουν και μεγάλες απώλειες. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να επιλυθεί ακολουθώντας το εξής σκεπτικό: Στόχος είναι η αξιοποίηση της γρήγορης αντίδρασης του διακόπτη στερεάς κατάστασης σε περίπτωση σφάλματος με αποφυγή των υψηλών απωλειών κατά την κανονική λειτουργία. Η ιδέα δηλαδή είναι η κατασκευή δύο διαφορετικών «μονοπατιών» για το ρεύμα ανάλογα με τη συνθήκη λειτουργίας. Έτσι κατά την κανονική λειτουργία το ρεύμα ρέει μέσω ενός επιπλέον κλάδου και κατά το σφάλμα οδηγείται στον κύριο διακόπτη όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.8.

Όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.8 προστίθεται ένας επιπλέον κλάδος ο οποίος αποτελείται από έναν ημιαγωγικού τύπου διακόπτη, το διακόπτη μεταγωγής φορτίου (Load Commutation Switch) και έναν γρήγορο μηχανικό διακόπτη (Ultra Fast Disconnecter). Ο κύριος διακόπτης μοιράζεται σε επιμέρους συστοιχίες IGBT συνδεδεμένων σε σειρά ώστε να είναι σε θέση να αντέξει την πλήρη τάση λειτουργίας. Ο επιπλέον κλάδος είναι σε θέση να διαχειριστεί μικρότερη τάση και ποσά ενέργειας.

Κατά την κανονική λειτουργία το ρεύμα ρέει μέσω του επιπλέον κλάδου. Όταν συμβεί κάποιο σφάλμα ο ημιαγωγικός διακόπτης του επιπλέον κλάδου ανοίγει με συνέπεια το ρεύμα να επανακατευθύνεται στον κύριο διακόπτη. Όταν το ρεύμα στον επιπλέον κλάδο μηδενιστεί, ο μηχανικός διακόπτης ανοίγει ώστε ο ημιαγωγικός να μη δέχεται τάση στα άκρα του και άρα να μην απαιτείται κατάλληλη διαστασιολόγηση των τρανζίστορ ώστε να αντέχουν μεγάλες τάσεις. Με τον επιπλέον κλάδο εντελώς απομονωμένο από το κύκλωμα ο κύριος ημιαγωγικός διακόπτης αποκόπτει το σφάλμα [51].



Σχήμα 4.8: Υβριδικός DC διακόπτης στερεάς κατάστασης

Με αυτό τον τρόπο είναι δυνατό να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα των αυξημένων απωλειών που προκαλούνται στους ημιαγωγικούς διακόπτες. Τίθενται εκτός κυκλώματος κατά την κανονική λειτουργία και εισάγονται σε αυτό μόνο όταν απαιτείται η διακοπή του ρεύματος σφάλματος.

5

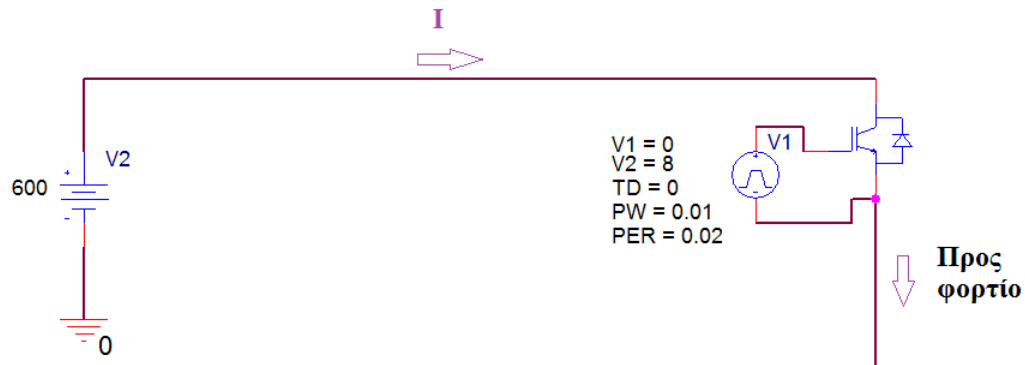
Προστασία του διακόπτη κατεύθυνσης από υπερτάσεις με χρήση MOV

Στο κεφάλαιο 4 μελετήθηκε η συμπεριφορά του A2C σε περίπτωση σφάλματος στο εξωτερικό δίκτυο ώστε να προστατευτούν τόσο το ίδιο το σύστημα του μετατροπέα όσο και το AC και το DC δίκτυο από αυτό. Πώς θα προστατευτούν όμως τα ημιαγωγικά στοιχεία του και συγκεκριμένα τα IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης σε περίπτωση που το σφάλμα λάβει χώρα στο εσωτερικό του μετατροπέα και δεν οφείλεται μόνο σε κάποιον εξωτερικό παράγοντα;

5.1 Ορισμός του προβλήματος

Η λειτουργία του Alternate Arm Converter απαιτεί τη σύνδεση ενός αρκετά μεγάλου πηνίου (της τάξης των mH) σε σειρά με τις μονάδες και τους διακόπτες κατεύθυνσης σε κάθε βραχίονα κυρίως για προστασία από ρεύματα βραχυκύκλωσης όπως αναφέρεται και στο 3.1. Ο ρόλος του είναι ευεργετικός και απαραίτητος για τον περιορισμό των κυκλικών ρευμάτων αλλά και των βραχυκυκλωμάτων που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, όπου πάντοτε μέσω ελέγχου των μονάδων επιτυγχάνεται ομαλή λειτουργία του διακόπτη κατεύθυνσης (soft-switching), δηλαδή το ρεύμα που τον διαρρέει μηδενίζεται πριν αυτός αλλάξει κατάσταση. Σε περίπτωση όμως βλάβης και δυσλειτουργίας του συστήματος τα πηνία αυτά μπορεί να προκαλέσουν σημαντικά προβλήματα στα ημιαγωγικά στοιχεία. Αν για παράδειγμα ο έλεγχος δε λειτουργήσει σωστά και τα IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης ανοίξουν σε κάποια λανθασμένη χρονική στιγμή θα εμφανιστεί μία μεγάλη υπέρταση στα άκρα τους ικανή να τα καταστρέψει. Αυτό συμβαίνει για τον εξής λόγο: Το μικρό χρονικό διάστημα για το οποίο μεταβαίνουν από την κατάσταση ON στην κατάσταση OFF, όπου και το ρεύμα αρχίζει να μειώνεται, το πηνίο θα αντιδράσει, αλλάζοντας πολικότητα στα άκρα του ώστε να υποστηρίξει την προηγούμενη ροή του ρεύματος. Το πηνίο όμως είναι αρκετά μεγάλο ώστε να δημιουργηθεί και μία μεγάλη υπέρταση στα άκρα των ημιαγωγών. Αντίστοιχη περίπτωση είναι αυτή του σφάλματος στη γραμμή όπου η ροή ισχύος διακόπτεται για μικρό χρονικό διάστημα ή και το σφάλμα σε μία ή περισσότερες μονάδες του μετατροπέα που προκαλούν αντίστοιχες καταστάσεις. Γενικά, σε οποιαδήποτε περίπτωση έχουμε απότομη διακοπή ροής ρεύματος στο κύκλωμα, ο κίνδυνος εκτόνωσης της μεγάλης

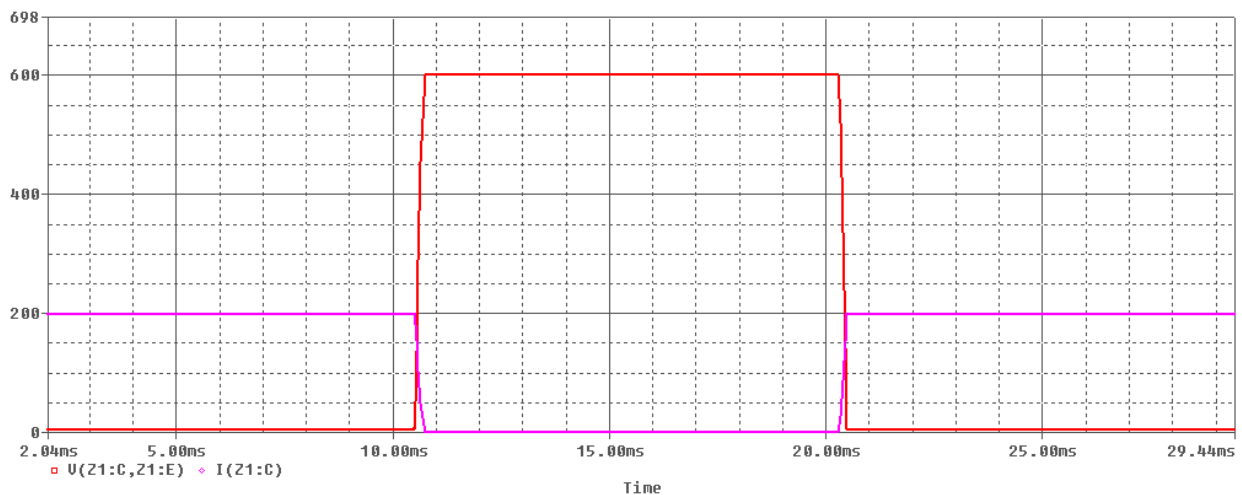
ενέργειας των πηνίων πάνω στα IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης είναι πολύ πιθανός. Άρα πρέπει να εφαρμοστεί κάποια τεχνική προστασίας. Η μελέτη που ακολουθεί εφαρμόζεται στη λειτουργία του A2C που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4. Η κατανόηση της φύσης του προβλήματος θα επιτευχθεί αρχικά με το παρακάτω παράδειγμα στο Capture του PSPICE, στο οποίο χρησιμοποιείται ένα IGBT, ώστε στη συνέχεια να γίνει η αντίστοιχη προσαρμογή σε πιο συγκεκριμένη εφαρμογή.



Σχήμα 5.1: Κύκλωμα προσομοίωσης χωρίς την προσθήκη πηνίου

Στο σχήμα 5.1 παρουσιάζεται μία εφαρμογή όπου ένα φορτίο τροφοδοτείται από πηγή συνεχούς τάσης 600 V μέσω ενός IGBT με ρεύμα 200A. Το IGBT λειτουργεί με συχνότητα 50 Hz. Το μοντέλο IGBT που χρησιμοποιήθηκε σε αυτό το στάδιο είναι πειραματικό και κατασκευάστηκε στον model editor του προγράμματος, τροποποιώντας τα χαρακτηριστικά του CM1000HA-24H (1200V, 1200A) της MITSUBISHI, ώστε να αντέχει αρκετά μεγαλύτερες τάσεις στα άκρα του. Με αυτό τον τρόπο γίνεται πιο σωστά η κατανόηση του προβλήματος όπως θα εξηγηθεί και παρακάτω.

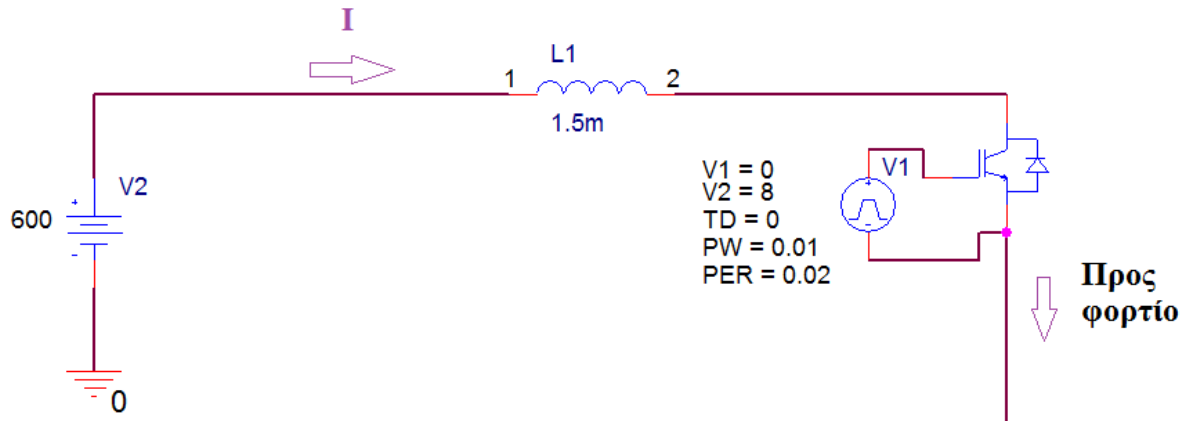
Μετρώντας την τάση στα άκρα του IGBT όπως είναι λογικό προκύπτει το αποτέλεσμα του σχήματος 5.2.



Σχήμα 5.2: Τάση (κόκκινο χρώμα) και ρεύμα (μωβ χρώμα) στα άκρα του IGBT χωρίς τη σύνδεση πηνίου στο κύκλωμα

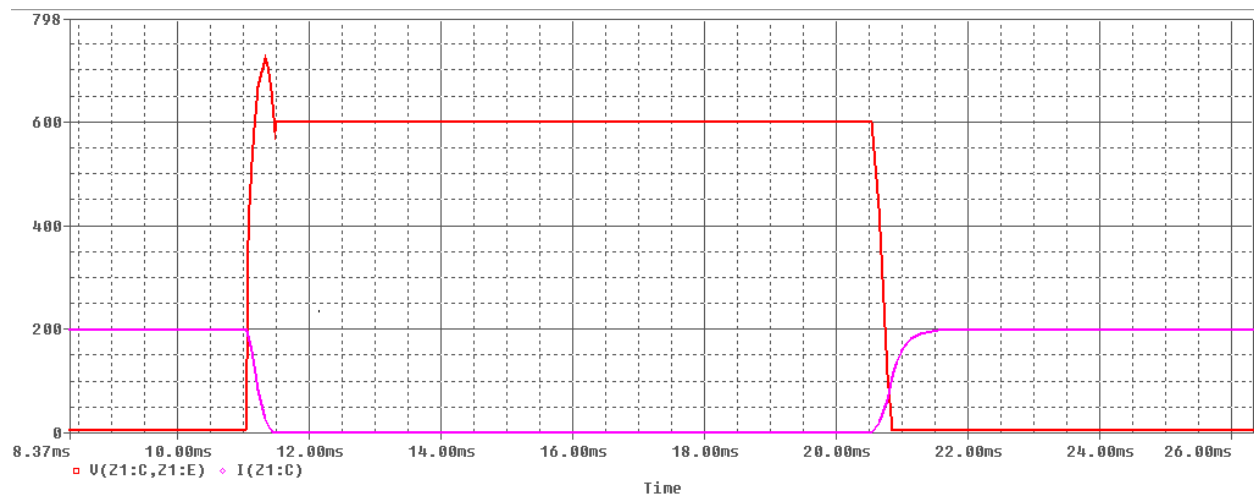
Η τάση μεταβάλλεται από 0 σε 600V με κάθε αλλαγή κατάστασης και το ρεύμα από 0 σε 200A αντίστοιχα. Επιπλέον είναι εμφανείς οι διακοπτικές απώλειες (turn on και turn off) καθώς και οι μόνιμες απώλειες όταν το IGBT βρίσκεται σε κατάσταση ON αφού η τάση δε μηδενίζεται και επιπλέον ρέει ρεύμα μέσω του IGBT ($P_{loss}=VI$).

Με την πρόσθεση στο κύκλωμα ενός πηνίου σε σειρά με το IGBT το κύκλωμα παίρνει τη μορφή του σχήματος 5.3:

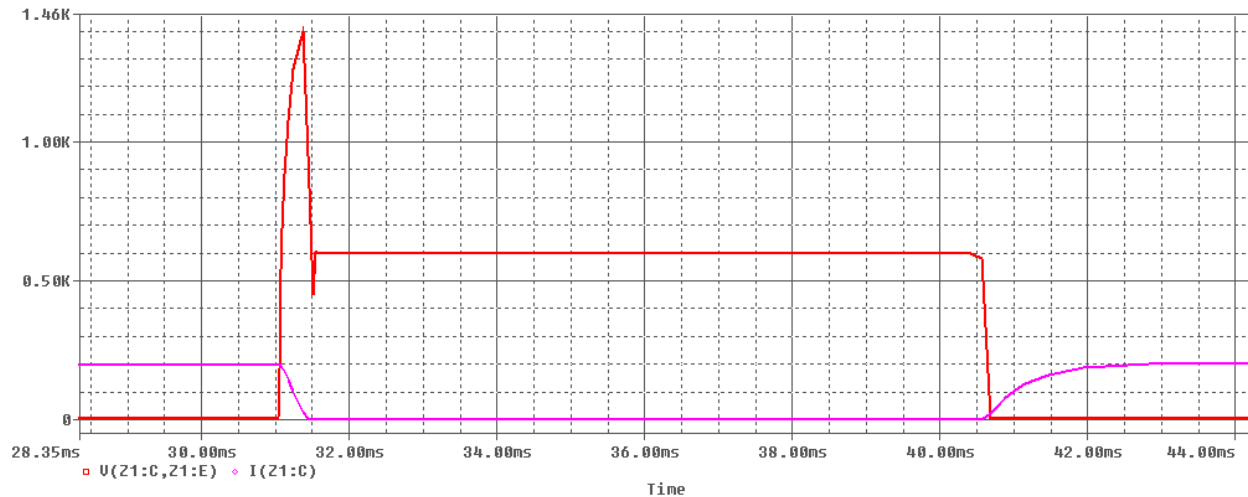


Σχήμα 5.3: Κύκλωμα προσομοίωσης με την προσθήκη πηνίου

Η προσομοίωση πραγματοποιείται για τιμές πηνίου 0.5mH και 1.5mH. Τα σχήματα 5.4 και 5.5 δίνουν τις τιμές τάσης και ρεύματος σε κάθε περίπτωση.



Σχήμα 5.4: Τάση (κόκκινο χρώμα) και ρεύμα (μωβ χρώμα) στα άκρα του IGBT για $L_1=0.5mH$



Σχήμα 5.5: Τάση (κόκκινο χρώμα) και ρεύμα (μωβ χρώμα) του IGBT για $L_1=1.5\text{mH}$

Με την προσθήκη του πηνίου στο κύκλωμα παρατηρείται η εμφάνιση υπέρτασης στα άκρα του IGBT και για τα δύο πηνία, κατά τη διάρκεια της μετάβασης από την κατάσταση ON στην κατάσταση OFF. Όσον αφορά το ρεύμα, παρατηρείται η εμφάνιση της μεγάλης κλίσης di/dt κυρίως όταν το IGBT μεταβαίνει σε κατάσταση OFF.

Είναι προφανές ότι η υπέρταση αυτή οφείλεται στην παρουσία του πηνίου. Όπως είναι γνωστό, το πηνίο αποθηκεύει σε κάποιο χρονικό διάστημα στο μαγνητικό του πεδίο ενέργεια ίση με $E_{stored} = \frac{1}{2}LI^2$. Όπου L η τιμή του πηνίου σε Henry και I το ρεύμα που το διαρρέει εκείνη τη στιγμή. Η ενέργεια αυτή είναι υπεύθυνη για την εμφάνιση της υπέρτασης. Όταν το IGBT απενεργοποιηθεί απότομα χωρίς να έχει μηδενιστεί η τιμή του ρεύματος που το διαρρέει προηγουμένως, τότε το πηνίο θα προσπαθήσει να αντιδράσει στη βίαιη διακοπή του ρεύματος αλλάζοντας πολικότητα ώστε να υποστηρίξει την προηγούμενη φορά του ρεύματος εκτονώνοντας παράλληλα την ενέργειά που έχει αποθηκεύσει πάνω στο IGBT προκαλώντας έτσι την υπέρταση η οποία και θα το καταστρέψει.

Όσο η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου αυξάνεται, αυξάνεται και η μέγιστη τιμή της υπέρτασης. Πρέπει να σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι χάρη στην τροποποίηση των χαρακτηριστικών του CM1000HA-24H με το εργαλείο model editor του PSPICE μπορεί να απεικονιστεί η πλήρης υπέρταση στα άκρα του IGBT και όχι μία υπέρταση με μέγιστη τιμή τα 1200V (η οποία είναι η μέγιστη αποδεκτή τάση στα άκρα του IGBT την οποία και θα απεικόνιζε το PSPICE).

Το πρόβλημα αυτό μπορεί να εμφανιστεί στον διακόπτη κατεύθυνσης σε οποιαδήποτε περίπτωση δεν επιτυγχάνεται soft-switching των διακοπών και θα έχει ως αποτέλεσμα την ολοκληρωτική καταστροφή του, με συνέπεια τον τερματισμό λειτουργίας όλου του μετατροπέα. Μια τέτοια περίπτωση μπορεί για παράδειγμα να είναι ένα σφάλμα στο σύστημα ελέγχου του διακόπτη εξαιτίας του οποίου ο διακόπτης

κατεύθυνσης θα ανοίξει κάποια μη προγραμματισμένη χρονική στιγμή. Μία άλλη περίπτωση είναι η βλάβη στη λειτουργία μίας ή περισσότερων μονάδων, ή ακόμα και ένα ανοιχτοκύκλωμα λόγω σφάλματος στην DC πλευρά για μικρό χρονικό διάστημα που θα διακόψει απότομα τη ροή ρεύματος μέσα στο πηνίο, με αποτέλεσμα αυτό να εκτονώσει την αποθηκευμένη ενέργεια στον διακόπτη κατεύθυνσης την επόμενη φορά που θα μεταβεί σε κατάσταση OFF.

Ένα σφάλμα συνεπώς μπορεί να οδηγήσει στην καταστροφή όλων των IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης και κατ' επέκταση στη διακοπή λειτουργίας όλου του μετατροπέα. Συνεπώς είναι απαραίτητο να σχεδιαστεί η κατάλληλη προστασία από τέτοιου είδους κινδύνους.

5.2 Αντιμετώπιση υπέρτασης στα άκρα του IGBT

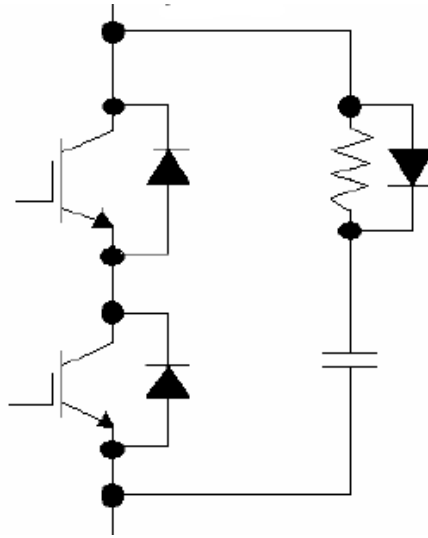
Στην ενότητα αυτή θα εξεταστούν οι τρόποι με τους οποίους μπορεί να προστατευτεί ένα IGBT και θα εφαρμοστούν στο προηγούμενο παράδειγμα ώστε να διαπιστωθεί η αποτελεσματικότητά τους. Δύο είναι τα κύρια μέσα για να επιτευχθεί αυτό. Το πρώτο είναι η χρήση κυκλώματος snubber που είναι απαραίτητο συστατικό στοιχείο κάθε ημιαγωγού και θεωρείται σαν ένα ενιαίο κομμάτι με αυτόν. Το δεύτερο είναι μια νέα ιδέα σχετικά με την προστασία των ημιαγωγών από μεγάλες υπερτάσεις και βασίζεται στη χρήση Βαρίστορ Οξειδίου του Μετάλλου-Metal Oxide Varistor (MOV).

5.2.1 Το κύκλωμα snubber

Το κύκλωμα snubber είναι ένα συμπληρωματικό κύκλωμα που χρησιμοποιείται στους μετατροπείς ισχύος ώστε να μειώσει τις «πιέσεις» πάνω στους ημιαγωγούς. Ο κυριότερος σκοπός του είναι να βελτιώσει τις μεταβατικές κυματομορφές των ημιαγωγών. Το snubber καταστέλλει τις υπερεντάσεις και τις υπερτάσεις ή/και βελτιώνει τις κλίσεις dv/dt και di/dt των κυματομορφών ώστε να μειωθούν οι απώλειες από αυτές στους ημιαγωγούς. Υπάρχουν διάφοροι τύποι κυκλωμάτων snubber. Μπορούν να χωριστούν κυρίως σε δύο κατηγορίες, αυτά που συνδέονται μεταξύ της DC παροχής και της γείωσης και αυτά που συνδέονται στα άκρα του κάθε ημιαγωγού ξεχωριστά. Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν τα RC snubbers, τα RCD snubbers φόρτισης εκφόρτισης και τα RCD snubbers εκφόρτισης-καταστολής, ενώ στη δεύτερη τα snubbers C και τα RCD snubbers [52].

Για την αντιμετώπιση του προβλήματος με το οποίο καταπιάνεται η εργασία απαιτείται η χρήση snubber τα οποία συνδέονται απ' ευθείας στο κάθε IGBT και είναι τύπου RCD.

RCD snubber



Σχήμα 5.6: Κύκλωμα προστασίας δύο ημιαγωγικών διακοπών από snubber τύπου RCD

Στο σχήμα 5.6 παρουσιάζεται η συνδεσμολογία του RCD snubber συνδεδεμένου στα άκρα δυο IGBT. Η λογική της λειτουργίας του είναι απλή. Η ενέργεια που αποθηκεύεται στην παρασιτική αυτεπαγωγή του κυκλώματος και πρόκειται να προκαλέσει υπέρταση μεταφέρεται στον πυκνωτή του snubber όσο το IGBT μεταβαίνει από την κατάσταση ON στην κατάσταση OFF. Η διάδος ταχείας ανάκαμψης που συνδέεται στα άκρα της αντίστασης αποτρέπει τις ταλαντώσεις του LC κυκλώματος λόγω συντονισμού. Η ενέργεια που πλέον έχει αποθηκευτεί στον πυκνωτή εκφορτίζεται πάνω στην αντίσταση. Με αυτό τον τρόπο η «παρασιτική» αυτή ενέργεια δεν εκτονώνεται πάνω στο IGBT. Επιπλέον χρησιμοποιώντας το κύκλωμα του snubber, δίνεται η δυνατότητα ελέγχου της αύξησης της τάση στα άκρα του IGBT (κλίση dv/dt), ώστε να μειωθούν οι διακοπτικές απώλειες. [52] [53].

Διαστασιολόγηση RCD snubber

Τρία είναι τα βασικά στοιχεία που αποτελούν τα κύρια συστατικά ενός RCD snubber. Η διάδος, ο πυκνωτής και η αντίσταση. Ανάλογα με την εφαρμογή που θα χρησιμοποιηθεί το κύκλωμα αυτό πρέπει να υπολογιστούν και οι αντίστοιχες τιμές για τον πυκνωτή και την αντίσταση.

Όπως αναφέρθηκε, ο πυκνωτής πρέπει να είναι σε θέση να απορροφήσει όλη την ενέργεια που παράγεται από τις παρασιτικές αυτεπαγωγές του κυκλώματος. Όπως είναι γνωστό η ενέργεια που αποθηκεύεται σε έναν πυκνωτή δίνεται από τη σχέση : $E_c = \frac{1}{2} CV^2$, όπου V η τάση στα άκρα του πυκνωτή. Επιπλέον, η

ενέργεια που αποθηκεύεται σε ένα πηνίο είναι : $E_L = \frac{1}{2}LI^2$, όπου I το ρεύμα που το διαρρέει. Εξισώνοντας τις δύο παραπάνω σχέσεις προκύπτει : $C = (LI^2)/V^2$, η οποία μας δίνει την χωρητικότητα του πυκνωτή του snubber. Σε αυτό το σημείο όμως πρέπει να δοθεί προσοχή. Το μέγεθος L είναι ο συντελεστής της παρασιτικής αυτεπαγωγής του κυκλώματος και I το ρεύμα που το διαρρέει (άρα και το ρεύμα όλου του κυκλώματος). Το σύμβολο V όμως δεν αναφέρεται στη μέγιστη τιμή της υπέρτασης. Το V αφορά τη διαφορά της μέγιστης υπέρτασης που θέλουμε να επιτρέψουμε στα άκρα του IGBT, από την τάση κανονικής λειτουργίας στο dc ζυγό. Αυτή είναι η διαφορά τάσης στα άκρα του πυκνωτή που θέλουμε να αντιμετωπίσουμε. Συνεπώς $V = V_{pk} - V_{cc}$, όπου V_{pk} η μέγιστη αποδεκτή τάση που θέλουμε στα άκρα του IGBT και V_{cc} η τάση στο dc ζυγό. Έτσι τελικά προκύπτει πως η χωρητικότητα του πυκνωτή του RCD snubber κυκλώματος θα πρέπει να είναι αυτή της εξίσωσης 5.1.

$$C = \frac{LI^2}{(V_{pk} - V_{cc})^2} \quad (5.1)$$

Η συνθήκη ώστε η αντίσταση να μπορέσει να καταναλώσει τουλάχιστον το 90% της ενέργειας του πυκνωτή μέχρι την επόμενη στιγμή που το IGBT θα τεθεί σε κατάσταση turn-off είναι αυτή της σχέσης 5.2 [54].

$$R = \frac{1}{6Cf} \quad (5.2)$$

Όπου f η συχνότητα στην οποία λειτουργεί ο διακόπτης. Χρησιμοποιώντας τους τύπους 5.1 και 5.2 και εφαρμόζοντας τις κατάλληλες δοκιμές μπορούμε να διαστασιολογήσουμε το snubber ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή [54].

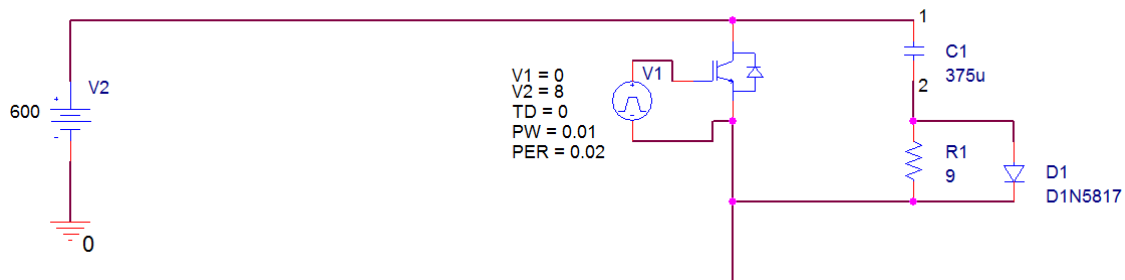
5.2.2 Προσομοίωση με χρήση snubber

Θα γίνει αρχικά η διαστασιολόγηση του snubber για την εφαρμογή του σχήματος 5.3 χρησιμοποιώντας την παραπάνω μεθοδολογία υπολογισμού των στοιχείων του, με σκοπό την αντιμετώπιση ολόκληρης της υπέρτασης που προκαλείται από το πηνίο, ώστε να παρατηρηθεί αν είναι ικανό ή όχι να ανταπεξέλθει σε μία τέτοια κατάσταση.

Στην εφαρμογή χρησιμοποιήθηκε συνεχής τάση $V_{cc}=600V$ και πηνίο $L=1.5mH$. Το ρεύμα που ρέει μέσα από το IGBT στην κατάσταση ON είναι $I=200A$. Έστω ότι η υπέρταση που θέλουμε να επιτραπεί έχει μέγιστη τιμή $V_{pk}=1kV$. Με βάση τον τύπο 5.1 για τον πυκνωτή του snubber έχουμε:

$$C1 = \frac{1.5 * 10^{-3} * 200^2}{(1000 - 600)^2} = 375\mu F$$

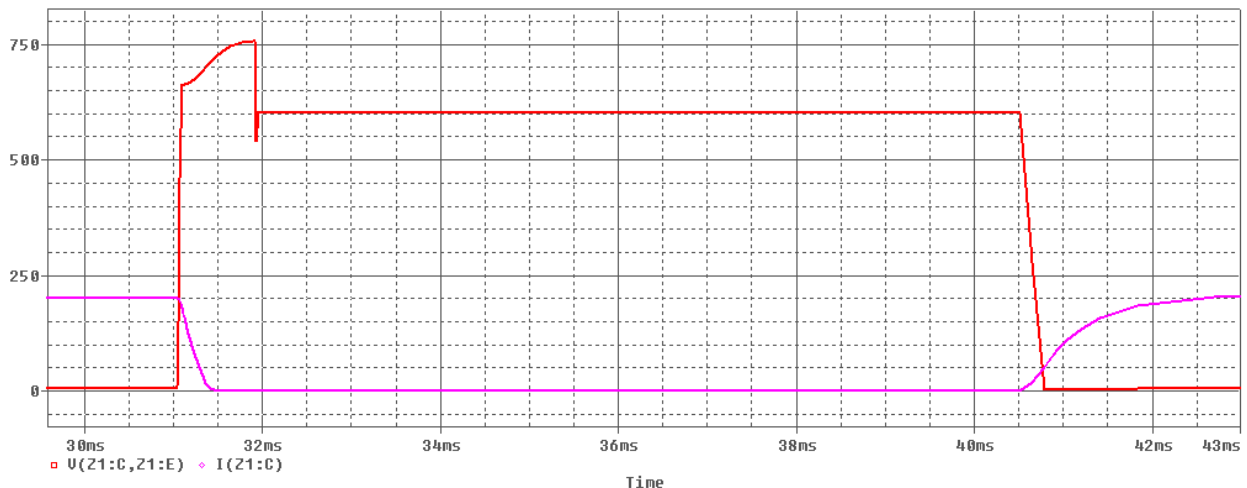
Όσον αφορά την αντίσταση, θα γίνουν δύο διαφορετικές δοκιμές. Αρχικά με βάση τον τύπο 5.2 προκύπτει $R1=9 \Omega$. Γίνεται η προσομοίωση του σχήματος 5.7.



Σχήμα 5.7: Κύκλωμα προσομοίωσης με προσθήκη RCD snubber

Η κύρια συνεισφορά του snubber όπως αναφέρθηκε είναι να μειώνει τις διακοπτικές απώλειες όταν το IGBT μεταβαίνει στην κατάσταση OFF καθώς και να μειώνει τις υπερτάσεις στα άκρα του.

Μετρώντας την τάση στα άκρα του IGBT προκύπτει το γράφημα του σχήματος 5.8.

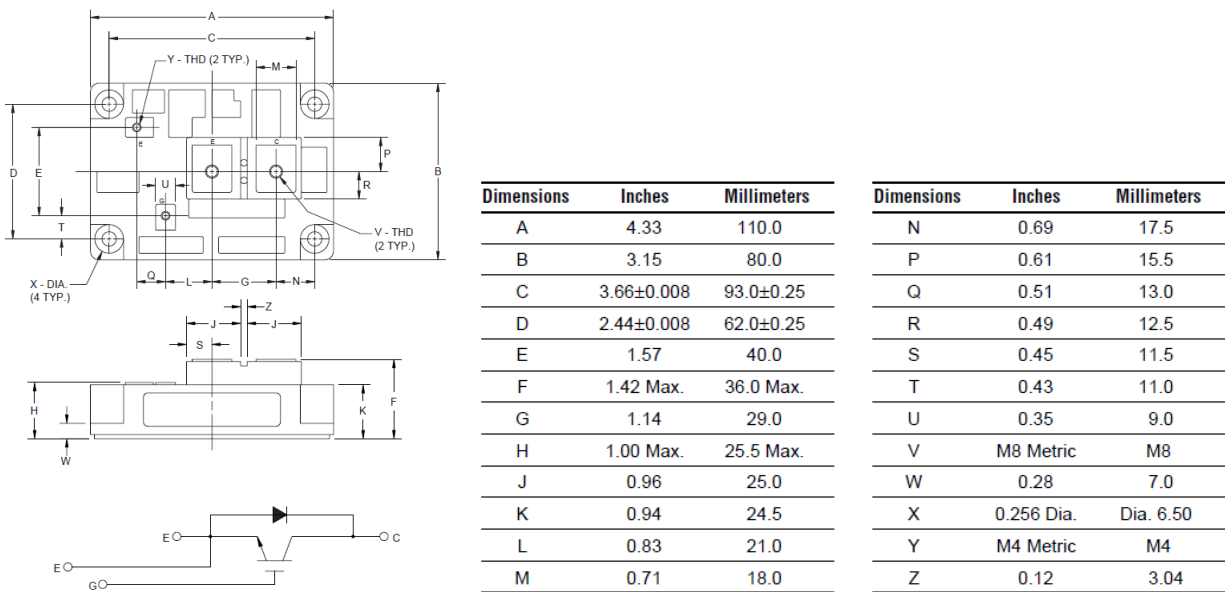


Σχήμα 5.8: Τάση (κόκκινο χρώμα) και ρεύμα (μωβ χρώμα) του IGBT με την προσθήκη κυκλώματος snubber $375\mu F, 9\Omega$

Σε ότι αφορά την υπέρταση, παρατηρώντας το σχήμα 5.8, φαίνεται ότι έχει μειωθεί από τα 1,4kV στα 750V τάση προφανώς μικρότερη από την $V_{pk}=1000V$ που επιλέχθηκε για τη διαστασιολόγηση, όπως και αναμενόταν. Άρα το τρανζίστορ δε δέχεται επιπλέον επιβάρυνση στα άκρα του λόγω πηνίου ούτε υπάρχει κίνδυνος καταστροφής του.

Συνεπώς είναι ασφαλές να συμπεράνουμε ότι ένα σωστά διαστασιολογημένο snubber μπορεί να προστατέψει το IGBT από υπέρταση σε περίπτωση που στο κύκλωμα συνδέεται ένα αρκετά μεγάλο πηνίο; Η απάντηση στο ερώτημα αυτό είναι όχι και θα αποδειχθεί αμέσως.

Εξετάζοντας από θεωρητική σκοπιά τα αποτελέσματα θα μπορούσαμε να πούμε ότι, όντως, το κύκλωμα snubber μπορεί να παρέχει αποτελεσματική προστασία. Στην πραγματικότητα όμως, όπου καλούμαστε να επιλέξουμε υλικά για την κατασκευή του κυκλώματος πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν και πολλά άλλα στοιχεία. Ένα από αυτά είναι και το μέγεθος ολόκληρης της κατασκευής. Τυπικές διαστάσεις ενός IGBT module φαίνονται στο σχήμα 5.9.

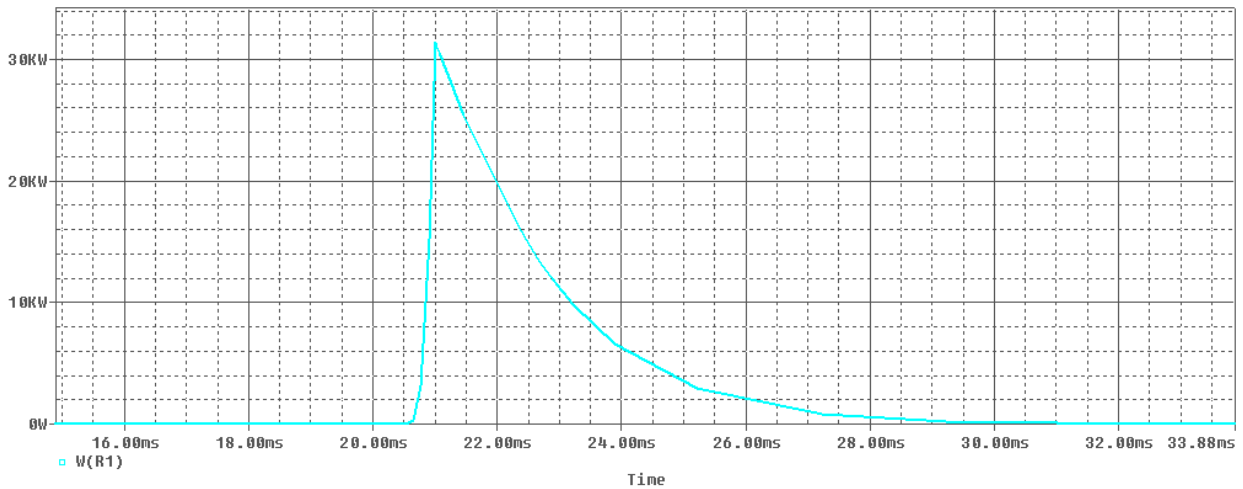


Σχήμα 5.9: Διαστάσεις CM600HA-28H (600A/1400V)

Όπως ειπάθηκε και στη και στην ενότητα 5.2.1, όλη η ισχύς που αποθηκεύει ο πυκνωτής για να αντιμετωπιστεί η υπέρταση μεταφέρεται στην αντίσταση και από εκεί απελευθερώνεται σε θερμότητα. Επιπλέον βάσει του τύπου 5.2 η αντίσταση πρέπει να έχει κατάλληλη τιμή ώστε όλη η ισχύς να καταναλώνεται σε αυτή πριν την έναρξη του επόμενου κύκλου. Μετρώντας την ισχύ αυτή στην

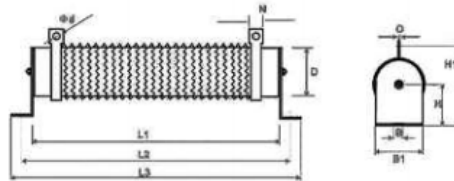
προηγούμενη προσομοίωσή (χρησιμοποιώντας την εντολή w() του PSPICE), τα μεγέθη που η αντίσταση καλείται να διαχειριστεί φαίνονται στο σχήμα 5.10.

Η αντίσταση καλείται να διαχειριστεί πολύ μεγάλη ενέργεια σε μικρό χρόνο, άρα τεράστια ποσότητα ισχύος. Στο σχήμα 5.11 περιλαμβάνονται οι τυπικές διαστάσεις μιας αντίστασης για διάφορες τιμές ισχύος.



Σχήμα 5.10: Ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση R1=9Ω του snubber

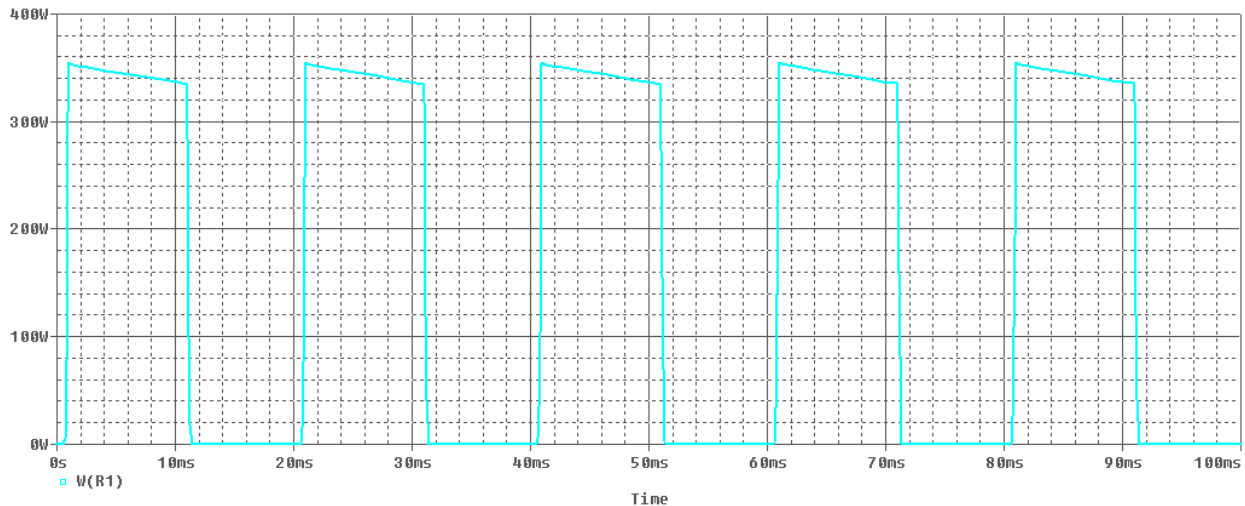
Dimensions



Rated Power (W)	Dimensions										
	L1 (±2)	L2 (±5)	L3 (±3)	D (±2)	B	B1	H	H1 (±3)	N	d	O
50	102	124	146	28	6.5	28	28	61	10	4.5	1.2
60	102	124	146	28	6.5	28	28	61	10	4.5	1.2
80	152	174	196	28	6.5	28	28	61	10	4.5	1.2
100	182	204	226	28	6.5	28	28	61	10	4.5	1.2
120	182	204	226	28	6.5	28	28	61	10	4.5	1.2
150	195	217	239	40	8	40	41	81	12	5.5	2.0
200	195	217	239	40	8	40	41	81	12	5.5	2.0
300	282	304	326	40	8	40	41	81	12	5.5	2.0
400	282	304	326	40	8	40	41	81	12	5.5	2.0
500	316	338	360	50	8	50	45	101	16	6	2.0
600	345	367	389	40	8	40	41	81	12	5.5	2.0
750	316	338	360	50	8	50	45	101	16	6	2.0
1000	300	325	350	60	8.5	60	60	119	16	6	2.0
1200	415	440	465	60	8.5	60	60	119	16	6	2.0
1500	415	440	465	60	8.5	60	60	119	16	6	2.0
2000	510	535	560	60	8.5	60	60	119	16	6	2.0
2500	600	625	650	60	8.5	60	60	119	16	6	2.0

Σχήμα 5.11: Τυπικές διαστάσεις αντίστασης σε χιλιστά [55]

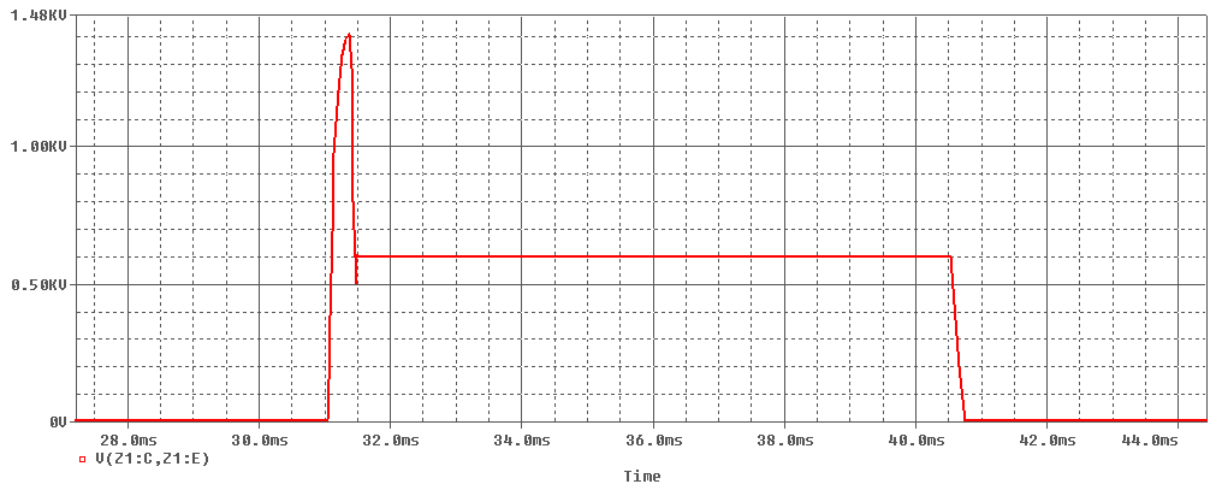
Παρατηρώντας το σχήμα 5.11 προκύπτει το συμπέρασμα ότι όσο η ισχύς αυξάνεται, αυξάνεται και το μέγεθος της αντίστασης με συνέπεια στα 2,5kW να έχει μήκος 60 εκατοστών. Συγκρίνοντας τις τιμές αυτές με τις μετρήσεις του σχήματος 5.10 είναι προφανές ότι καθίσταται πρακτικά αδύνατη η διαστασιολόγηση προστασίας τέτοιου τύπου για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Αυξάνοντας την τιμή της αντίστασης, αυξάνεται και ο χρόνος στον οποίο η ίδια ποσότητα ενέργειας με πριν απελευθερώνεται μέσω του πυκνωτή στην αντίσταση, άρα η ισχύς μειώνεται ($P \rightarrow J/sec$). Έτσι για $R=1k\Omega$ προκύπτει το αποτέλεσμα του σχήματος 5.12.



Σχήμα 5.12: Ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση $R1=1k\Omega$ του snubber

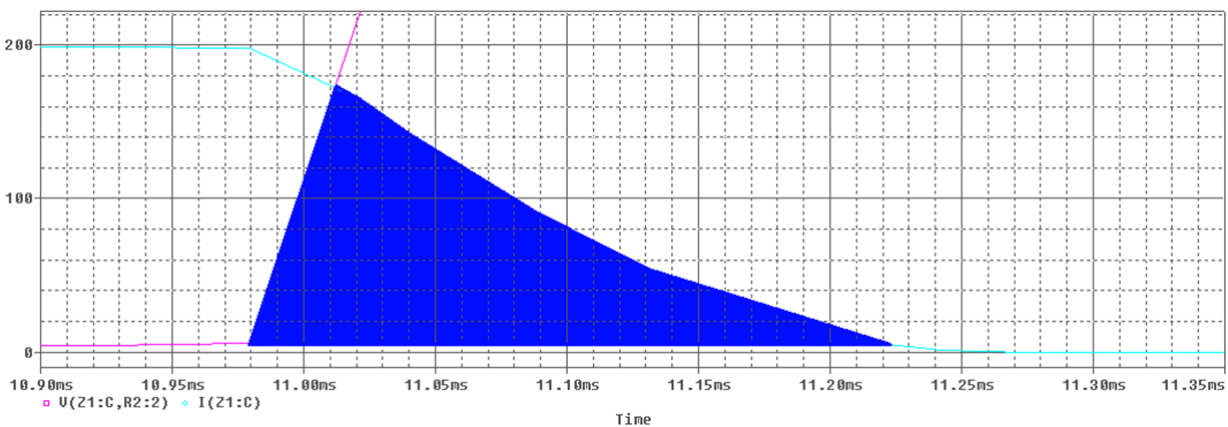
Παρατηρείται ότι ναι μεν η ισχύς μειώνεται στα 350W περίπου, αλλά η ενέργεια δεν προλαβαίνει να μηδενιστεί στον απαιτούμενο χρόνο. Αυτό σημαίνει ότι μόνο ένα ποσοστό της παρασιτικής ενέργειας θα αντιμετωπιστεί από την αντίσταση του κυκλώματος snubber.

Άρα δεν είναι δυνατό να κατασκευαστεί προστασία βασισμένη εξ' ολοκλήρου σε RCD snubber, συγκεκριμένα για μία τέτοια εφαρμογή, που συμπεριλαμβάνει πηνίο μεγάλης τιμής. Αντ' αυτού θα χρησιμοποιηθεί snubber που δε λαμβάνει υπ' όψιν το πηνίο αλλά την παρασιτική αυτεπαγωγή του κυκλώματος και θα διαστασιολογηθεί λαμβάνοντας υπ' όψιν τις συνθήκες κανονικής λειτουργίας και όχι σφάλματος. Για την εφαρμογή του σχήματος 5.7 και με βάση τα datasheet των snubber RCD της σειράς CSM της Sensitron για εφαρμογή 600V, 200A μία τυπική τιμή πυκνωτή που επιλέγεται είναι η $C_s=1\mu F$. Αντίστοιχα από τον τύπο 5.2 επιλέγεται $R_s=R_2=2k\Omega$. Όπως είναι αναμενόμενο το snubber αυτό δεν είναι σε θέση να προστατεύσει το IGBT. Αυτό επιβεβαιώνεται και από το αποτέλεσμα της παρακάτω προσομοίωσης:

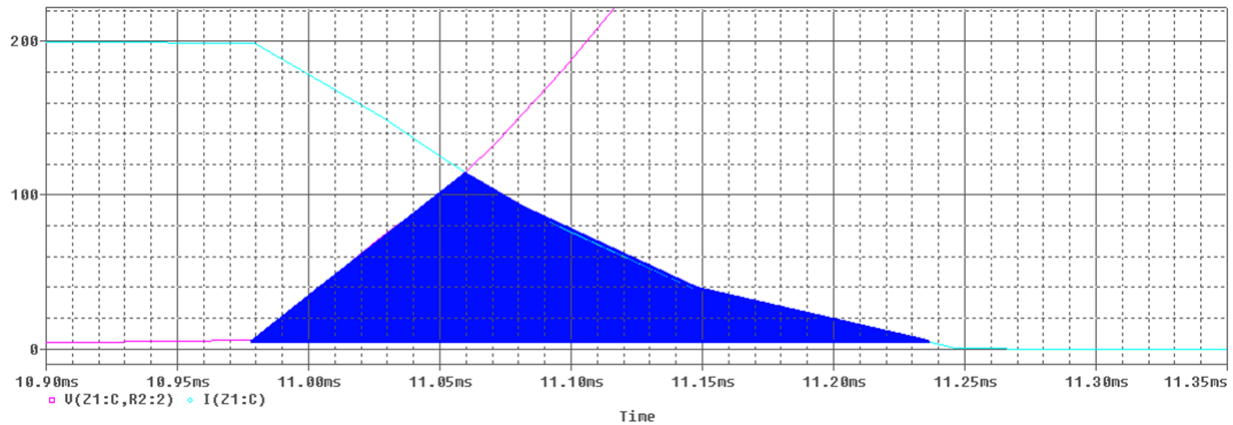


Σχήμα 5.13: Υπέρταση στα άκρα του IGBT με τη σύνδεση snubber 1μF, 2kΩ

Το snubber δεν είναι σε θέση να αντιμετωπίσει την υπέρταση. Το κύκλωμα αυτό όμως συμβάλλει στη μείωση των διακοπτικών (Turn-Off) απωλειών κατά την κανονική λειτουργία (και κατά το σφάλμα προφανώς, αν και στη συγκεκριμένη περίπτωση μας ενδιαφέρει πρωτίστως να προστατεύσουμε τον ημιαγωγό από την καταστροφή παρά να μειώσουμε τις απώλειες) όπως παρουσιάζεται στα σχήματα 5.14 και 5.15, όπου έχει γίνει μεγέθυνση στο χρονικό σημείο όπου το IGBT τίθεται σε κατάσταση OFF και οι γραφικές παραστάσεις τάσης και ρεύματος τέμνονται:



Σχήμα 5.14: Διακοπτικές απώλειες χωρίς χρήση snubber



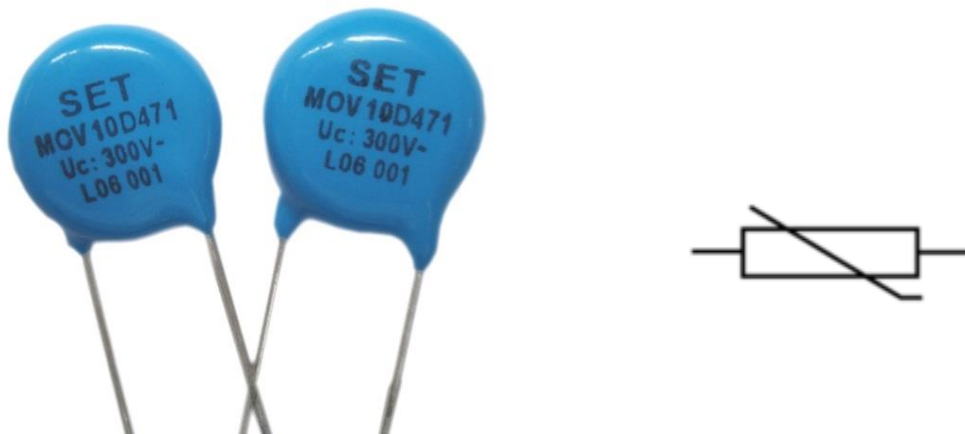
Σχήμα 5.15: Διακοπτικές απώλειες με χρήση snubber

Συνεπώς η λειτουργία του snubber πρέπει να συνδυαστεί με ένα ακόμα κύκλωμα προστασίας που θα αντιμετωπίζει αυτόν ακριβώς τον κίνδυνο, την ύπαρξη δηλαδή του μεγάλου πηνίου που προκαλεί σοβαρή υπέρταση.

5.2.3 Metal Oxide Varistor (MOV)-Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων

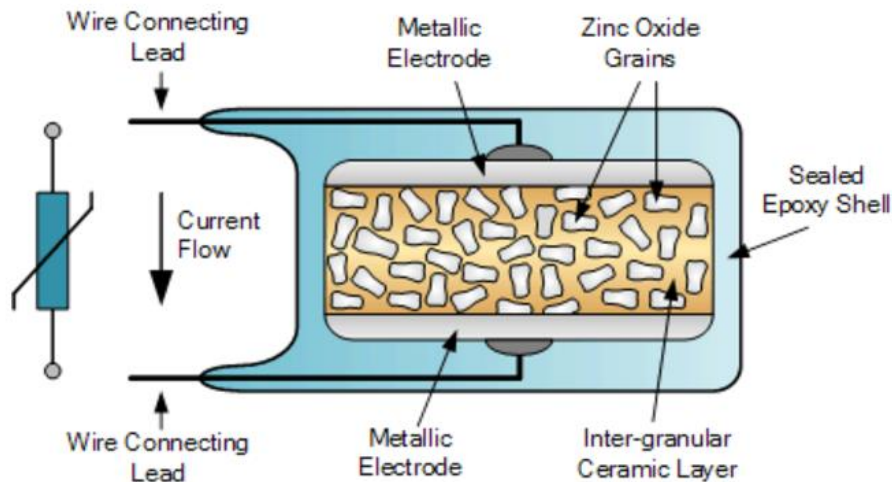
Το πρόβλημα της προστασίας των IGBT από την ενέργεια που απελευθερώνεται από τα μεγάλα πηνία του κάθε βραχίονα παραμένει, αφού στο πειραματικό μοντέλο που έχει σχεδιαστεί, το snubber αδυνατεί να τα προστατέψει. Στην παρούσα εργασία προτείνεται η προστασία του IGBT με χρήση Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων.

Το βαρίστορ είναι ένα παθητικό ημιαγωγικό στοιχείο δύο ακροδεκτών που χρησιμοποιείται για την προστασία ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Σε αντίθεση με τις ασφάλειες και τους διακόπτες που παρέχουν προστασία από υπερεντάσεις, το βαρίστορ παρέχει προστασία από υπερτάσεις με την έννοια της «κατάπνιξης» τους με τρόπο παρόμοιο με αυτόν της διόδου Zener. Η λέξη Varsitor προκύπτει από τα αρχικά των λέξεων VAR-iable res-ISTOR, όρος ο οποίος χρησιμοποιούταν για να περιγράψει τη λειτουργία τους τον πρώτο καιρό χρήσης τους και ο οποίος είναι αρκετά παραπλανητικός αφού η τιμή ενός βαρίστορ δεν μπορεί να μεταβληθεί από το χρήστη όπως αυτή ενός ποτενσιόμετρου ή ενός ροοστάτη. Αντίθετα το βαρίστορ αλλάζει την αντίστασή του με βάση την τάση στα άκρα του γεγονός που το καθιστά εξαρτημένη από τάση, μη γραμμική αντίσταση ή Voltage-Dependent, nonlinear Resistor (VDR) [56].



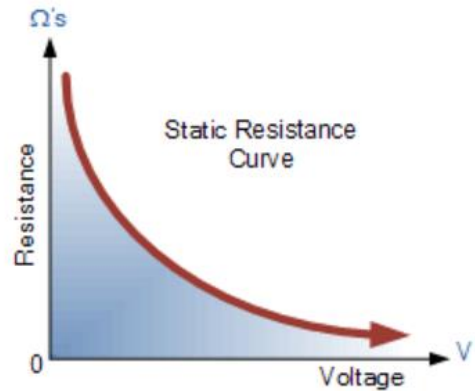
Σχήμα 5.16: Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων και κυκλωματικό σύμβολο [58]

Το MOV είναι ο πιο κοινός τύπος βαρίστορ. Ονομάζεται έτσι επειδή κατασκευάζεται από ένα μίγμα οξειδίου του ψευδαργύρου (Zn) και μεταλλικών οξειδίων όπως το κοβάλτιο (Co) το μαγνήσιο (Mg) και άλλα, τα οποία και προστατεύονται τοποθετούμενα ανάμεσα σε δύο ηλεκτρόδια που είναι κατά κύριο λόγο μεταλλικές πλάκες. Τα υλικά ανάμεσα στα ηλεκτρόδια συναντώνται σε μορφή κόκκων. Το ηλεκτρικό ισοδύναμό τους είναι ένα σύνολο ζευγαριών διόδων συνδεδεμένων παράλληλα. Το κάθε ζευγάρι είναι συνδεδεμένο σε σειρά (η άνοδος της μίας διόδου συνδεδεμένη με την κάθοδο της άλλης) [57].



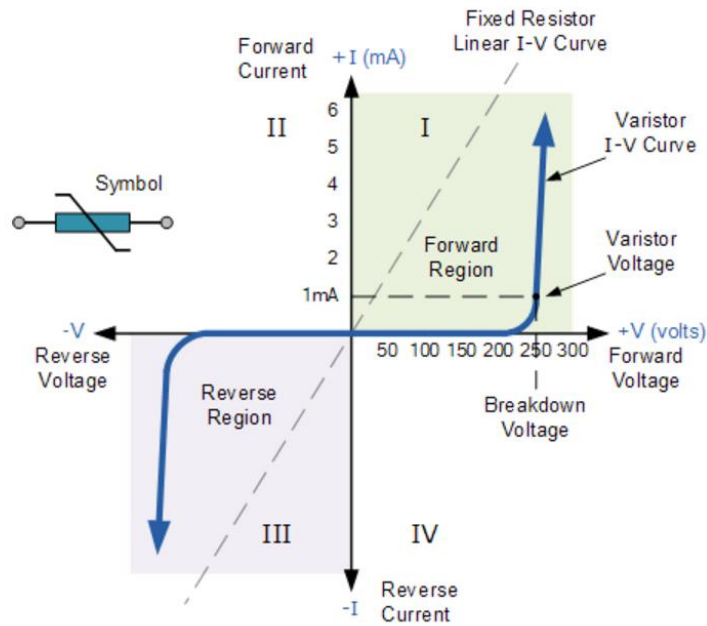
Σχήμα 5.17: Εσωτερική δομή MOV [56]

Υπό κανονικές συνθήκες το βαρίστορ παρουσιάζει πολύ μεγάλη αντίσταση. Ωστόσο, όταν η τάση (οποιασδήποτε πολικότητας) στα άκρα του ξεπεράσει ένα ανώτερο όριο που ορίζεται από την κατασκευή του βαρίστορ, η τιμή της αντίστασής του αρχίζει να μειώνεται έντονα όσο η τάση αυτή συνεχίζει να αυξάνει.



Σχήμα 5.18: Αντίσταση βαρίστορ σε συνάρτηση με την τάση στα άκρα του [56]

Ως γνωστόν, σε μία αντίσταση, το ρεύμα που τη διαρρέει είναι ευθέως ανάλογο της τάσης στα άκρα της. Στο βαρίστορ όμως μία μικρή αλλαγή τάσης προκαλεί μια πολύ μεγαλύτερη αλλαγή στο ρεύμα. Η τυπική χαρακτηριστική VI ενός βαρίστορ παρουσιάζεται στο σχήμα 5.19.



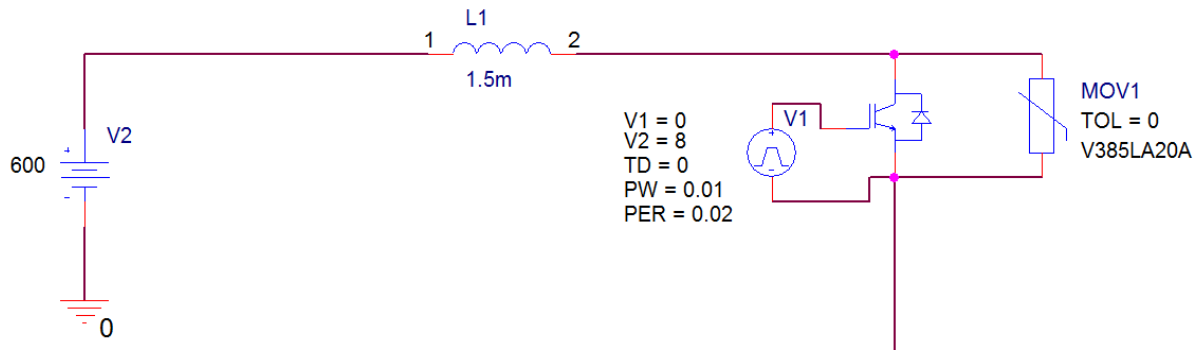
Σχήμα 5.19: Τυπική χαρακτηριστική (V-I) βαρίστορ με τάση αποκοπής 250V

Παρατηρείται ότι στις περιοχές I και III η συμπεριφορά είναι ίδια, συνεπώς το βαρίστορ έχει τη δυνατότητα να δρα με τον ίδιο τρόπο και προς τις δύο κατευθύνσεις. Σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας το ρεύμα του βαρίστορ παραμένει πολύ μικρό, της τάξης των μA , και ονομάζεται «ρεύμα διαρροής» (leakage current). Αυτό οφείλεται στην πολύ μεγάλη αντίσταση του βαρίστορ που το καθιστά σχεδόν όμοιο με ανοιχτού κύκλωμα. Όταν η τάση στα άκρα του φτάσει μία συγκεκριμένη τιμή, την τάση αποκοπής (clamping voltage), το βαρίστορ αρχίζει και μεταβαίνει από τη λειτουργία του σε μονωτής, σε κατάσταση αγωγής. Όταν η τάση ξεπεράσει την τιμή αυτή, τότε η αντίσταση γίνεται πολύ μικρή και το βαρίστορ άγει χάρη στο φαινόμενο της χιονοστιβάδας που λαμβάνει χώρα στα ημιαγωγικά του υλικά. Το μικρό ρεύμα διαρροής αυξάνεται ακαριαία αλλά η τάση στα άκρα περιορίζεται λίγο πιο πάνω από την τάση του βαρίστορ. Με λίγα λόγια, το βαρίστορ ρυθμίζει μόνο του την υπέρταση στα άκρα του αφήνοντας περισσότερο ρεύμα να ρέει μέσα του και χάρη στη μη γραμμική VI χαρακτηριστική του, το ρεύμα αυτό μπορεί να είναι πολλών διαφορετικών τιμών, για στενό όμως εύρος τάσεων, καταστέλλοντας έτσι τις διάφορες υπερτάσεις. Στο MOV συγκεκριμένα το ρεύμα διαρροής κατά την κανονική λειτουργία είναι πιο μικρό και αυξάνεται γρηγορότερα με την άνοδο της τάσης. Επίσης, χάρη στο οξειδίο του μετάλλου στο εσωτερικό του προσφέρει πολύ καλύτερη απορρόφηση ενέργειας ώστε να την απελευθερώσει με μορφή θερμότητας στην ατμόσφαιρα [56].

5.2.4 Προσομοίωση με χρήση MOV

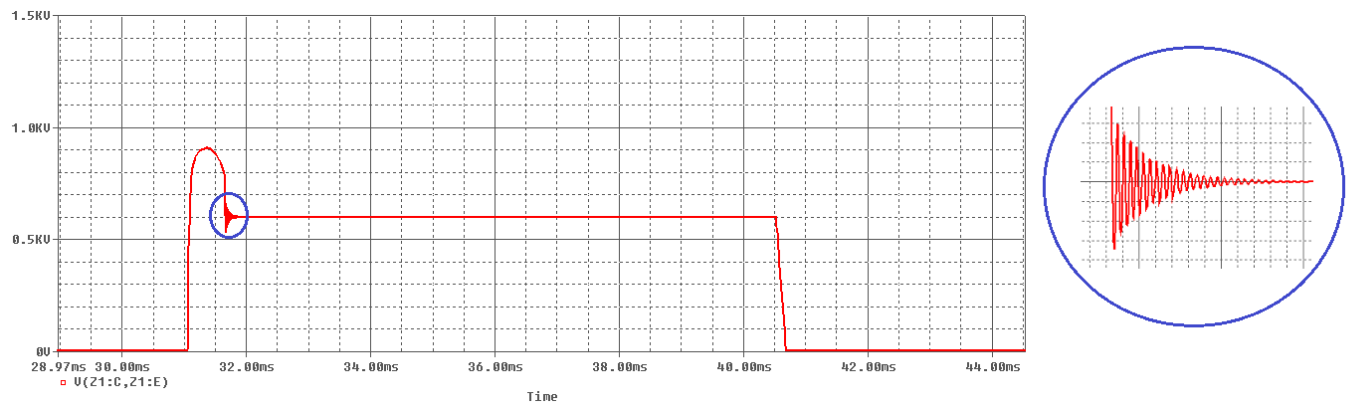
Στο κύκλωμα προσομοίωσης με το οποίο ελέγχθηκε η αποτελεσματικότητα του snubber θα προσθέσουμε αντί του snubber αυτή τη φορά προστασία με βαρίστορ για να ελέγξουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα. Τα βαρίστορ που επιλέχθηκαν είναι αυτά της σειράς LA της εταιρείας Littelfuse. Η τάση κανονικής λειτουργίας στο παράδειγμά μας είναι τα 600V και κατά την εκδήλωση του σφάλματος φτάνει τα 1,4kV. Συνεπώς απαιτείται ένα MOV το οποίο να μπαίνει σε λειτουργία ιδανικά ελάχιστα πιο πάνω από τα 600 V, στην πράξη όμως και ακόμα περισσότερο, αφού όλα τα τρανζίστορ επιλέγονται με χαρακτηριστικά μεγαλύτερα από αυτά που απαιτούνται από την κανονική λειτουργία της εκάστοτε εφαρμογής.

Ελέγχοντας τα φύλλα προδιαγραφών της Littelfuse, το καταλληλότερο MOV για την εφαρμογή αυτή είναι το V385LA20A. Το MOV αυτό έχει μέγιστη σταθερή τάση λειτουργίας στα άκρα του τα 682V, η μεταβατική ενέργεια που μπορεί να απορροφήσει είναι τα 85J και παρουσιάζει τάση αποκοπής $V=1025\text{V}$. Το MOV συνδέεται παράλληλα στο IGBT όπως φαίνεται στο σχήμα 5.20.



Σχήμα 5.20: Κύκλωμα προσομοίωσης με εφαρμογή προστασίας από MOV

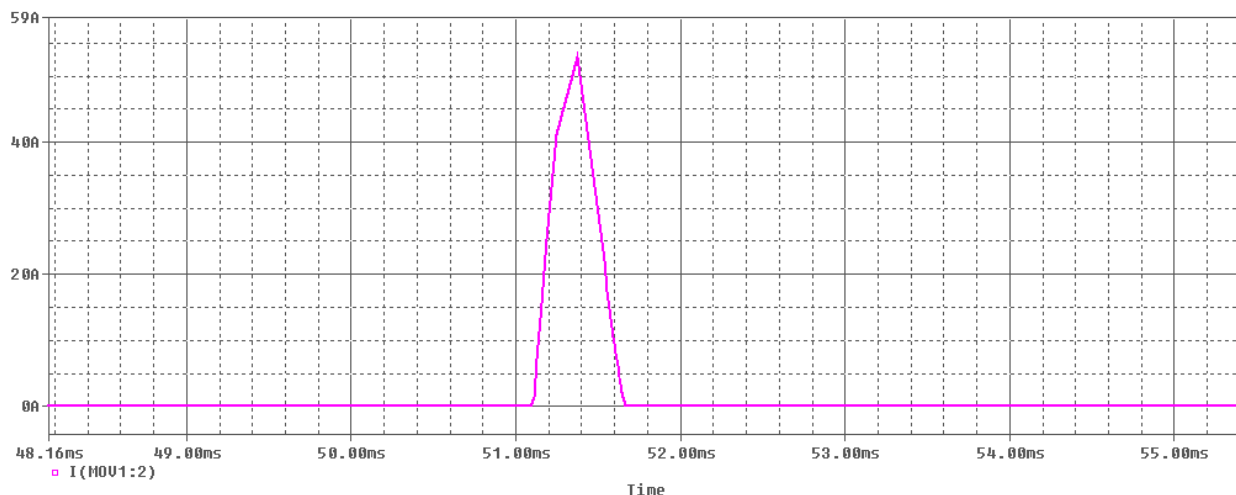
Μετρώντας την τάση στα άκρα του IGBT προκύπτει το διάγραμμα του σχήματος 5.21.



Σχήμα 5.21: Υπέρταση στα άκρα του IGBT και εμφάνιση μεταβατικού φαινομένου κατά την επαναφορά στην κανονική λειτουργία

Η αντίστοιχη μέτρηση χωρίς MOV είχε παρουσιαστεί στο σχήμα 5.5. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι σε ό,τι αφορά την υπέρταση, το MOV δρα αποτελεσματικά μειώνοντας την στα 915V (μικρή απόκλιση datasheet-προσομοίωσης) από τα 1400V όπου και έφτανε. Παρατηρείται βέβαια ότι με τη σύνδεση του MOV εμφανίζονται κάποιες ταλαντώσεις της τάσης πριν την επαναφορά στην κανονική λειτουργία. Η εμφάνισή τους δεν αποτελεί σημαντικό πρόβλημα αφού κύριος στόχος μας είναι η προστασία από την παρουσία της καταστροφικής υπέρτασης. Αποτελούν όμως ένα καλό παράδειγμα σχετικά με το πώς μπορεί το κύκλωμα του snubber να αντιμετωπίσει μικρότερες υπερτάσεις, όπως θα φανεί στις προσομοιώσεις που ακολουθούν.

Το ρεύμα που διαρρέει το MOV είναι το ακόλουθο:

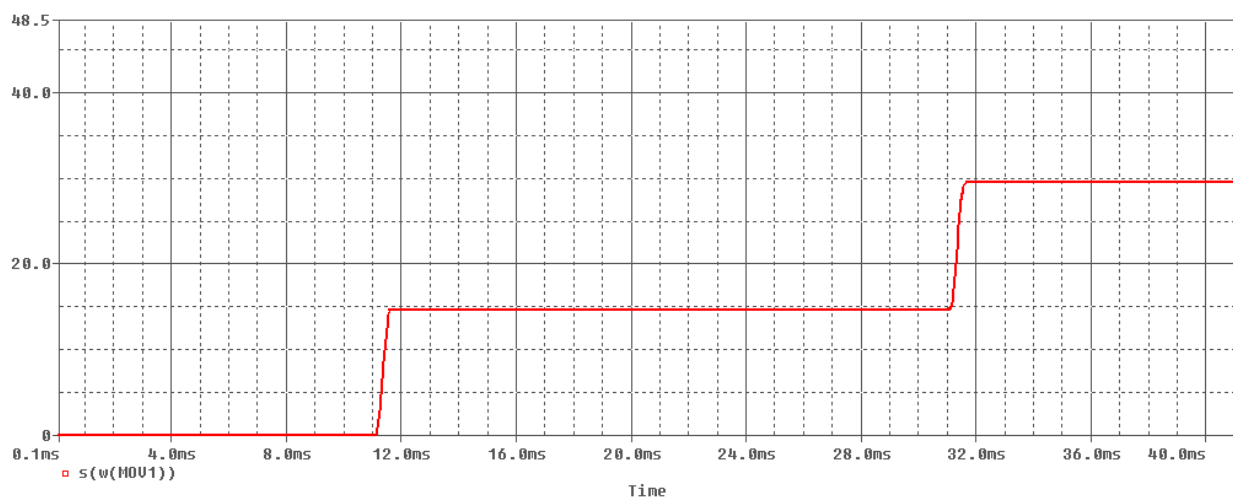


Σχήμα 5.22: Ρεύμα που διαρρέει το MOV κατά την εμφάνιση της υπέρτασης

Μετράται $I_{peak}=53A$ και επιπλέον η μορφή του ρεύματος είναι τριγωνική.

Η διάρκεια της αιχμής αυτής ρεύματος μετριέται με χρήση των εργαλείων του PSPICE και προκύπτει $t_p=51,7ms-51,1ms=0,6msec=600\mu sec$. Η παράμετρος αυτή είναι αρκετά σημαντική και θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια.

Ο τελευταίος έλεγχος που πρέπει να γίνει είναι σχετικός με την ενέργεια που μπορεί να απορροφήσει το βαρίστορ, η οποία και φαίνεται στην εικόνα 5.23.



Σχήμα 5.23: Ενέργεια που απορροφάται από το βαρίστορ (Joule) για την αντιμετώπιση της υπέρτασης

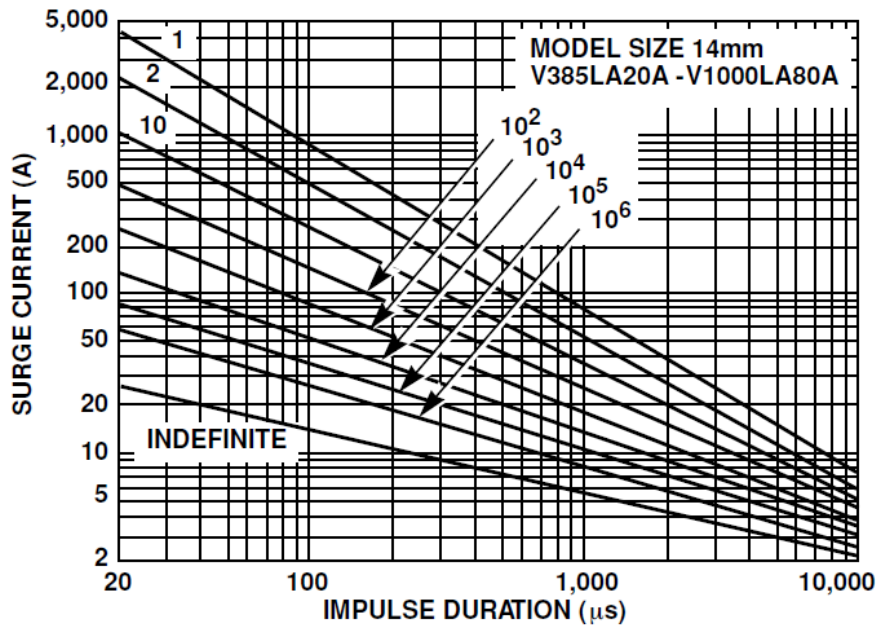
Το πηνίο αποθηκεύει ενέργεια, σύμφωνα με το θεωρητικό τύπο: $E=\frac{1}{2} * 1.5 * 10^{-3} * 200^2 = 30J$. Η αντίστοιχη μέτρηση του PSPICE δίνει $E=23J$. Η ενέργεια που απορροφάται από το MOV σύμφωνα με το σχήμα 5.23 ώστε να αντιμετωπιστεί η υπέρταση είναι $E_{absorbed}=14,8J$. Το συγκεκριμένο MOV σύμφωνα

με τα φύλλα προδιαγραφών μπορεί να απορροφήσει έως και 86J. Άρα το IGBT προστατεύεται αποτελεσματικά χωρίς να καταστρέφεται το βαρίστορ.

Υπολογισμός διάρκειας ζωής MOV για τη συγκεκριμένη εφαρμογή

Μια σημαντική παράμετρος είναι αυτή που υποδεικνύει πόσα σφάλματα σαν και το προηγούμενο μπορεί να αντέξει το συγκεκριμένο βαρίστορ μέχρι να καταστραφεί. Για τον προσδιορισμό του αριθμού αυτού απαιτούνται τρία δεδομένα. Το πρώτο είναι ο η χρονική διάρκεια κατά την οποία μετράται ρεύμα μέσα στο βαρίστορ (t_p), το δεύτερο η μέγιστη τιμή ρεύματος I_p που διαρρέει το βαρίστορ και το τρίτο η γραφική παράσταση $I_{peak}-t_p$ από τα φύλλα προδιαγραφών του.

Η γραφική παράσταση δίνεται στα φύλλα προδιαγραφών και είναι αυτή του σχήματος 5.24.



Σχήμα 5.24: Γραφική παράσταση για τον προσδιορισμό της διάρκειας ζωής του βαρίστορ

Το ρεύμα έχει μετρηθεί $I_{peak}=53A$. Ο προσδιορισμός της t_p γίνεται με δύο τρόπους. Ο πρώτος είναι κατευθείαν μέσω της γραφικής παράστασης της προσομοίωσης, το οποίο και έχει ήδη γίνει. Ο δεύτερος αφορά τη χρήση θεωρητικών τύπων και παρουσιάζεται στη συνέχεια:

Η ενέργεια που απορροφά ένα βαρίστορ δίνεται από τον τύπο:

$$E_{abs} = kV_c I_p k t_p \quad (5.3)$$

Όπου k , σταθερά με τιμές:

- 1 αν η κυματομορφή του ρεύματος που ρέει στο βαρίστορ είναι τετραγωνική
- 0,5 αν η κυματομορφή του ρεύματος που ρέει στο βαρίστορ είναι τριγωνική

Σύμφωνα με το σχήμα 5.22 το ρεύμα έχει τριγωνική μορφή, άρα στους υπολογισμούς πρέπει να χρησιμοποιηθεί η τιμή $k=0,5$.

- V_c , η τάση αποκοπής (clamping voltage) του MOV
- $I_{pk}=53A$, η μέγιστη τιμή του ρεύματος του MOV
- $t_p=H$ διάρκεια του παλμού ρεύματος

Άρα για τον υπολογισμό του t_p χρησιμοποιώντας την 5.3 προκύπτει:

$$t_p = \frac{14,8}{0,5 * 915 * 53} = 610 \mu sec$$

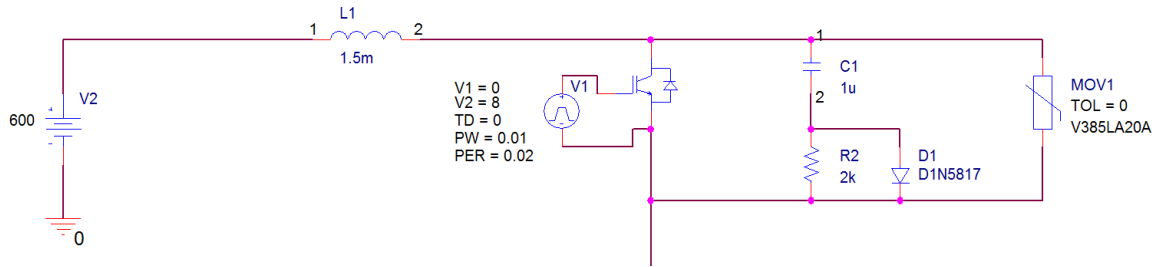
Στο σχήμα 5.22 η αντίστοιχη τιμή μετρήθηκε $t_p=600\mu sec$. Οι δύο τιμές (προσομοίωση- θεωρητική) είναι πολύ κοντά και αυτό επιβεβαιώνει την ορθότητα των αποτελεσμάτων.

Στο φύλλο προδιαγραφών, για τον συγκεκριμένο τύπο βαρίστορ και για τιμές $I_{pk}=53A$ και $t_p=600\mu sec$ ή $610\mu sec$ εντοπίζεται η αντίστοιχη καμπύλη και υπολογίζεται ότι το MOV μπορεί να ανταπεξέλθει σε περίπου 10 τέτοια σφάλματα. Συνεπώς, σε κάθε εφαρμογή αφού γίνει μελέτη σχετικά με τη συχνότητα εμφάνισης σφαλμάτων μπορούμε να αποφανθούμε αν είναι συμφέρουσα ή όχι η χρήση του συγκεκριμένου τύπου MOV.

Ο περιορισμός σχετικά με το μέγεθος της αντίστασης που προέκυψε δεν ισχύει και για τα MOV αφού μπορεί να επιβεβαιωθεί μέσω των datasheets ότι έχουν αρκετά μικρό μέγεθος ώστε να μπορούν να συμπεριληφθούν στο πακέτο του IGBT module με ευκολία.

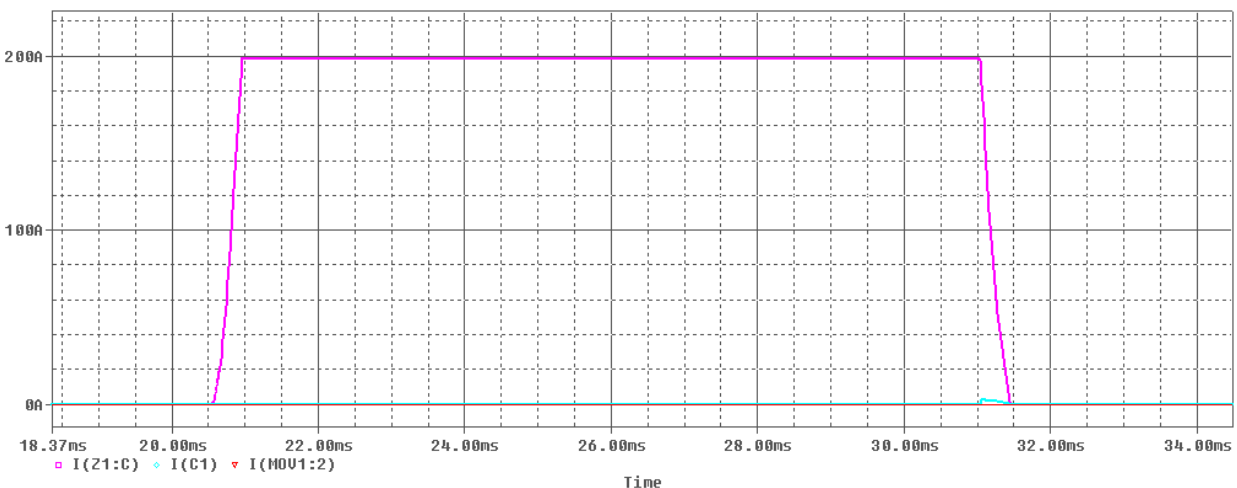
5.2.5 Προσομοίωση με προσθήκη RCD snubber και MOV

Στην ενότητα αυτή θα μελετηθεί η συμπεριφορά του κυκλώματος όταν σε αυτό συνδέεται τόσο το κύκλωμα του snubber, όσο και το κύκλωμα του MOV. Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, το RCD snubber μειώνει τις διακοπτικές απώλειες και αντιμετωπίζει μικρές υπερτάσεις στα άκρα του IGBT και το MOV προσφέρει προστασία σε περίπτωση που η αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο του κυκλώματος πρόκειται να εκτονωθεί στο IGBT και να το καταστρέψει. Το κύκλωμα της προσομοίωσης είναι αυτό του σχήματος 5.25.



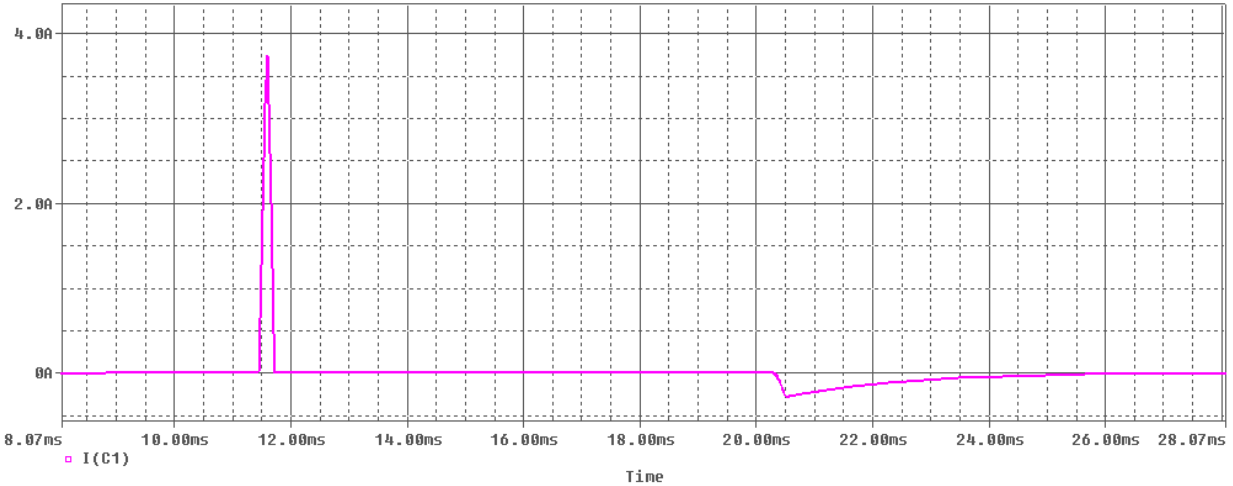
Σχήμα 5.25: Κύκλωμα προσομοίωσης με προσθήκη snubber και MOV

Αρχικά πρέπει να ελεγχθεί αν στην περίπτωση κανονικής λειτουργίας το συνολικό κύκλωμα προστασίας επηρεάζει το IGBT. Μετρώντας τα ρεύματα καθενός από τους τρεις κλάδους, προκύπτει το γράφημα του σχήματος 5.26.



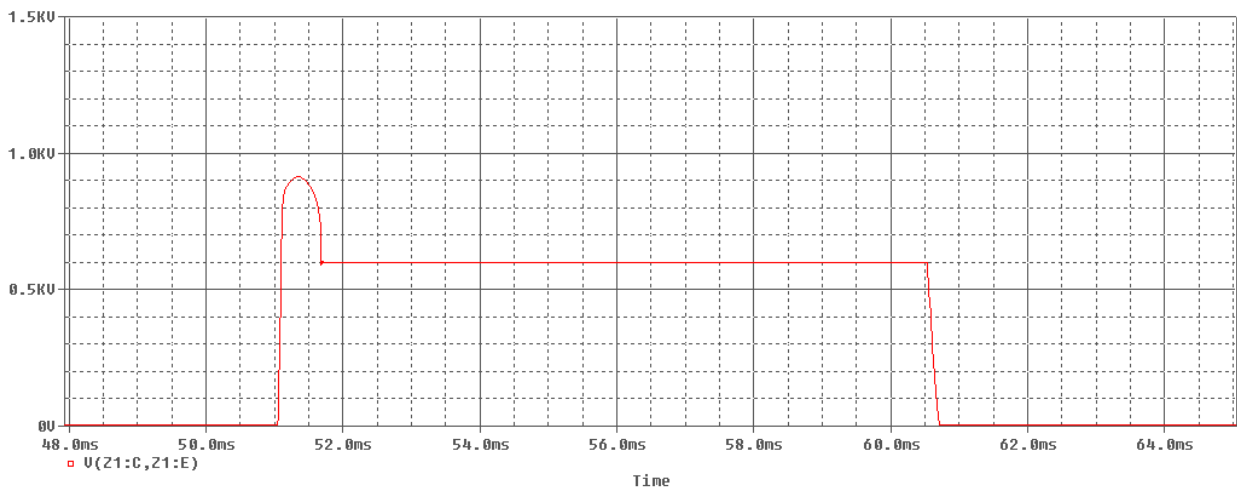
Σχήμα 5.26: Ρεύμα IGBT (μπλε χρώμα), ρεύμα snubber (πράσινο χρώμα), ρεύμα MOV (κόκκινο χρώμα) υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας

Το ρεύμα που διαρρέει το IGBT είναι αυτό των 200A που απαιτεί το φορτίο. Από τους δύο άλλους κλάδους διέρχεται πολύ μικρό ρεύμα, άρα συμπεραίνουμε ότι κατά κάτω από κανονικές συνθήκες η λειτουργία του κυκλώματος μένει ανεπηρέαστη από αυτούς. Πιο συγκεκριμένα, το βαρίστορ διαρρέεται από 0,3mA το οποίο είναι και το ρεύμα διαρροής του (leakage current). Σημαντική ροή ρεύματος παρουσιάζεται μόνο στον κλάδο του snubber καθώς το IGBT μεταβαίνει στην κατάσταση OFF όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.27 (11,5msec). Αυτό συμβαίνει αφού το snubber μπαίνει σε λειτουργία τη χρονική στιγμή εκείνη ώστε να μειώσει την απότομη αύξηση στην κλίση της τάσης στα άκρα του IGBT και εισέρχεται ρεύμα στον πυκνωτή, με συνέπεια να μειώνονται οι διακοπτικές απώλειες πάνω στο IGBT. Όταν το IGBT μεταβεί στην κατάσταση ON ο πυκνωτής εκφορτίζεται πάνω στην αντίσταση και ρεύμα εξέρχεται από αυτόν (ρεύμα «αρνητικής» φοράς στο σχήμα, 20,5msec). Η διάρκεια εκφόρτισης εξαρτάται όπως αναφέρθηκε από την τιμή της αντίστασης.



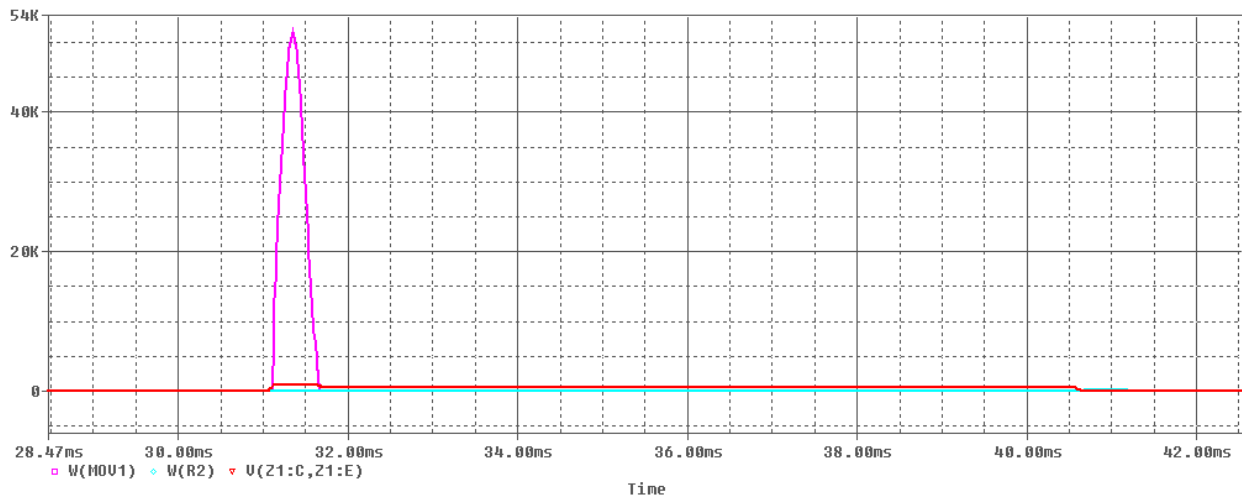
Σχήμα 5.27: Ρεύμα που διαρρέει τον κλάδο του snubber υπό συνθήκες κανονικής λειτουργίας

Προκαλείται σφάλμα στο κύκλωμα. Ο σημαντικότερος έλεγχος που πρέπει να γίνει είναι ο σχετικός με την προστασία του IGBT από την υπέρταση. Η προστασία με την προσθήκη του συνολικού κυκλώματος προστασίας είναι επιτυχημένη (μείωση στα 915V όπως και στην προσομοίωση με χρήση μόνο MOV) και παρουσιάζεται στο σχήμα 5.28. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι μικρές ταλαντώσεις που παρουσιάστηκαν στο σχήμα 5.21 έχουν εξαιρεθεί με την προσθήκη του RCD snubber στο κύκλωμα.



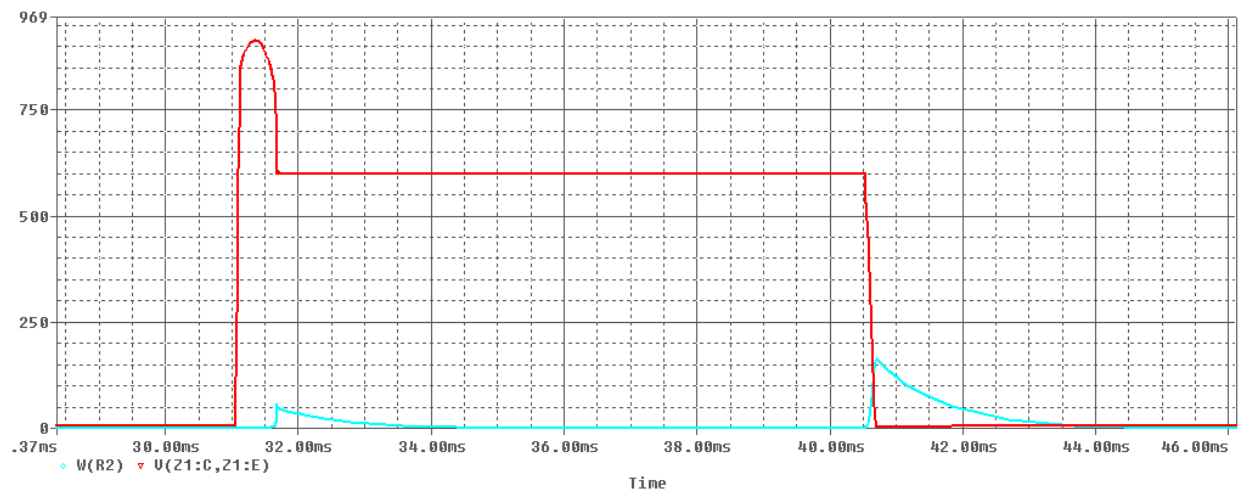
Σχήμα 5.28: Τάση στα άκρα του IGBT με την προσθήκη κυκλώματος προστασίας (MOV και snubber)

Στη συνέχεια ελέγχεται η συμπεριφορά του κάθε τμήματος προστασίας κατά την εμφάνιση του σφάλματος. Για να γίνει αυτό, παρουσιάζονται στο ίδιο γράφημα η ισχύς που απορροφά το MOV, η ισχύς που απορροφά η αντίσταση καθώς και η τάση στα άκρα του IGBT (ώστε να γίνει η χρονική σύγκριση).



Σχήμα 5.29: Τάση IGBT (κόκκινο χρώμα), ισχύς αντίστασης snubber (μπλε χρώμα), ισχύς MOV (μωβ χρώμα) με την εφαρμογή σφάλματος τη χρονική στιγμή $t=31\text{msec}$

Από το σχήμα 5.29 παρατηρείται ότι η ισχύς που απορροφά το MOV όταν συμβαίνει το σφάλμα, συγκριτικά με αυτή του snubber είναι πολύ μεγάλη, δηλαδή το σφάλμα αντιμετωπίζεται αποκλειστικά από αυτό. Συνεπώς συνδυάζοντας τα σχήματα 5.27 και 5.29 μπορούμε να αποφανθούμε ότι το κάθε κύκλωμα αντιδρά με τον αναμενόμενο και επιθυμητό τρόπο. Το snubber κατά την κανονική λειτουργία για τη μείωση των επιβαρύνσεων από τις διακοπτικές απώλειες και το MOV κατά την εμφάνιση σφάλματος για την αντιμετώπισή του. Αφαιρώντας τη μέτρηση για την ισχύ του MOV προκύπτει το γράφημα του σχήματος 5.30.



Σχήμα 5.30: Τάση IGBT (κόκκινο χρώμα), ισχύς αντίστασης snubber (μπλε χρώμα) με την εφαρμογή σφάλματος τη χρονική στιγμή $t=31\text{msec}$

Τρία σημαντικά συμπεράσματα αντλούνται από το παραπάνω σχήμα. Αρχικά για $t=31\text{msec}$ το κύκλωμα snubber δεν μπαίνει σε λειτουργία ώστε να απορροφά ισχύ, αφού υπεύθυνο για την εργασία αυτή είναι το κύκλωμα του MOV. Επιπλέον κατά την επιστροφή στην κανονική τάση λειτουργίας (31,6msec περίπου)

εμφανίζεται μία μικρή απορρόφηση ισχύος από το snubber. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το snubber καταστέλλει τις μικρές ταλαντώσεις-υπερτάσεις οι οποίες παρουσιάστηκαν και στο σχήμα 5.21. Τέλος, σημαντική κατανάλωση ισχύος παρατηρείται και κατά τη μετάβαση του IGBT στην κατάσταση ON. Η ισχύς που είχε αποθηκευτεί στον πυκνωτή κατά τη μετάβαση στην κατάσταση OFF εκτονώνεται τώρα στην αντίσταση, γεγονός στο οποίο οφείλεται η μείωση των διακοπτικών απωλειών τόσο σε κατάσταση κανονικής λειτουργίας όσο και μετά από κάποιο σφάλμα.

Συνοψίζοντας τα παραπάνω, παρατηρήθηκε ότι: Με τη χρήση και των δύο κυκλωμάτων προστασίας, αντιμετωπίζεται η μεγάλη υπέρταση που εμφανίζεται εξαιτίας του πηνίου. Επιπλέον, μικρότερες υπερτάσεις που δεν εντοπίζονται από αυτό, απορροφώνται από το snubber, το οποίο μάλιστα μειώνει σε μεγάλο βαθμό και τις διακοπτικές απώλειες του IGBT.

5.3 Προσομοίωση διακόπτη κατεύθυνσης

Στις προηγούμενες ενότητες αποδείχτηκε η χρησιμότητα του MOV συνδεδεμένου παράλληλα με ένα IGBT ώστε να το προστατεύσει από υπερτάσεις. Στην παρούσα ενότητα θα εφαρμοστεί η ίδια μέθοδος προστασίας, αυτή τη φορά όμως στα IGBT ενός διακόπτη κατεύθυνσης ώστε να ελεγχθεί η αποτελεσματικότητά της. Τα πιθανά σφάλματα που θα προκαλέσουν καταστροφή του διακόπτη κατεύθυνσης του Alternate Arm Converter αναφέρθηκαν στην εισαγωγή και παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον πίνακα 5.1.

Τύπος σφάλματος που οδηγεί στην εκτόνωση της αποθηκευμένης στο πηνίο βραχίονα ενέργειας στο κύκλωμα του μετατροπέα			
<u>Λανθασμένος έλεγχος διακόπτη κατεύθυνσης</u>	<u>Αποτυχία ομαλής μετάβασης διακοπών (soft-switching)</u>	<u>Εμφάνιση ανοιχτοκυκλώματος στο εσωτερικό του μετατροπέα</u>	<u>Βλάβη μονάδων μετατροπέα</u>
Εξαιτίας λανθασμένου ελέγχου, ο διακόπτης κατεύθυνσης αλλάζει διακοπτική κατάσταση διαφορετική στιγμή από την προγραμματισμένη με αποτέλεσμα η ενέργεια του πηνίου να εκτονώνεται πάνω του	Εξαιτίας κάποιου σφάλματος στον έλεγχο των μονάδων του μετατροπέα ο διακόπτης κατεύθυνσης αλλάζει κατάσταση ενώ το κύκλωμα διαρρέεται από ρεύμα με αποτέλεσμα η ενέργεια του πηνίου να εκτονώνεται πάνω του	Εξαιτίας της εμφάνισης κάποιας ασυνέχειας (ανοιχτοκύκλωμα) στο κύκλωμα του μετατροπέα η ενέργεια του πηνίου εκτονώνεται στην περιοχή του ανοιχτοκυκλώματος αυτού	Αν μία ή περισσότερες από τις μονάδες του μετατροπέα δε λειτουργήσουν βάσει προγραμματισμού, η ενέργεια του πηνίου εκτονώνεται πάνω τους.

Πίνακας 5.1: Συνοπτική παρουσίαση σφαλμάτων που οδηγούν σε βλάβη στο διακόπτη κατεύθυνσης

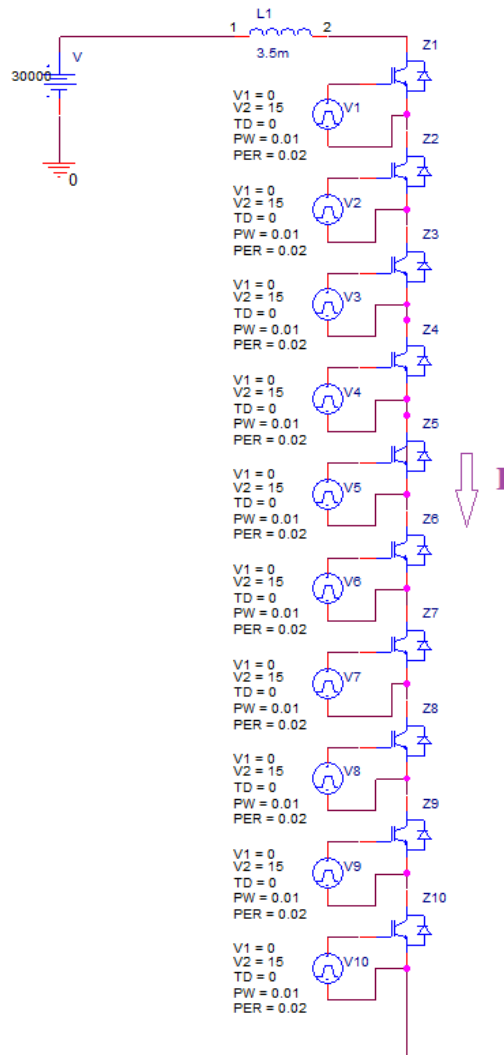
Τα δύο πρώτα σφάλματα οδηγούν στα ίδια αποτελέσματα οπότε μπορούν να εξεταστούν με την ίδια προσομοίωση. Το ίδιο ισχύει και για τα δύο τελευταία.

5.3.1 Προσομοίωση σφάλματος στο διακόπτη κατεύθυνσης που σχετίζεται με λανθασμένο έλεγχο των ημιαγωγών

Ο διακόπτης κατεύθυνσης είναι προγραμματισμένος να αλλάζει διακοπτική κατάσταση περίπου στα μισά της κάθε περιόδου. Χάρη στον έλεγχο που πραγματοποιείται στις μονάδες, το ρεύμα που διαρρέει τον κάθε βραχίονα μηδενίζεται πριν συμβεί αυτό, συνεπώς δεν αποθηκεύεται ενέργεια στο πηνίο. Σε περίπτωση όμως που ο διακόπτης αλλάξει κατάσταση κάποια άλλη στιγμή όση ενέργεια έχει αποθηκευτεί στο πηνίο θα εκτονωθεί πάνω του. Εξαιτίας της μεγάλης αυτεπαγωγής του, η ενέργεια του πηνίου μπορεί να προκαλέσει σοβαρή βλάβη στα IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης. Η περίπτωση αυτή που περιγράφηκε είναι η πρώτη του πίνακα 5.1. Παρόμοια περίπτωση είναι και αυτή κατά την οποία πρόβλημα εμφανίζεται στον έλεγχο του ρεύματος από τις μονάδες του μετατροπέα, με αποτέλεσμα, ενώ ο διακόπτης κατεύθυνσης να αλλάζει κατάσταση σωστά, όπως ήταν προγραμματισμένος, το ρεύμα που τον διαρρέει να μην έχει μηδενιστεί. Για τις δύο αυτές περιπτώσεις πραγματοποιείται η παρακάτω εφαρμογή.

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή η τάση του DC ζυγού είναι 60kV. Ο διακόπτης κατεύθυνσης αποτελείται από 10 IGBT σε σειρά. Για να βρεθεί η καλύτερη δυνατή λύση πρέπει να εξεταστεί η χειρότερη περίπτωση σφάλματος. Η περίπτωση αυτή είναι εκείνη κατά την οποία ο διακόπτης κατεύθυνσης θα δεχτεί τη μέγιστη δυνατή τάση στα άκρα του, η οποία για τον Alternate Arm Converter είναι η $V_{dc}/2$ ανά βραχίονα, δηλαδή 30kV για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Το ρεύμα που διαρρέει τον κάθε ημιαγωγό θα είναι $I=1000A$. Το πηνίο του βραχίονα του A2C έχει τιμή $L_1=3,5mH$. Χρησιμοποιήθηκαν IGBT της εταιρείας INFINEON τύπου FZ1200R45HL3 (4500V, 1200A).

Η συνδεσμολογία που χρησιμοποιήθηκε στην προσομοίωση είναι η ακόλουθη:



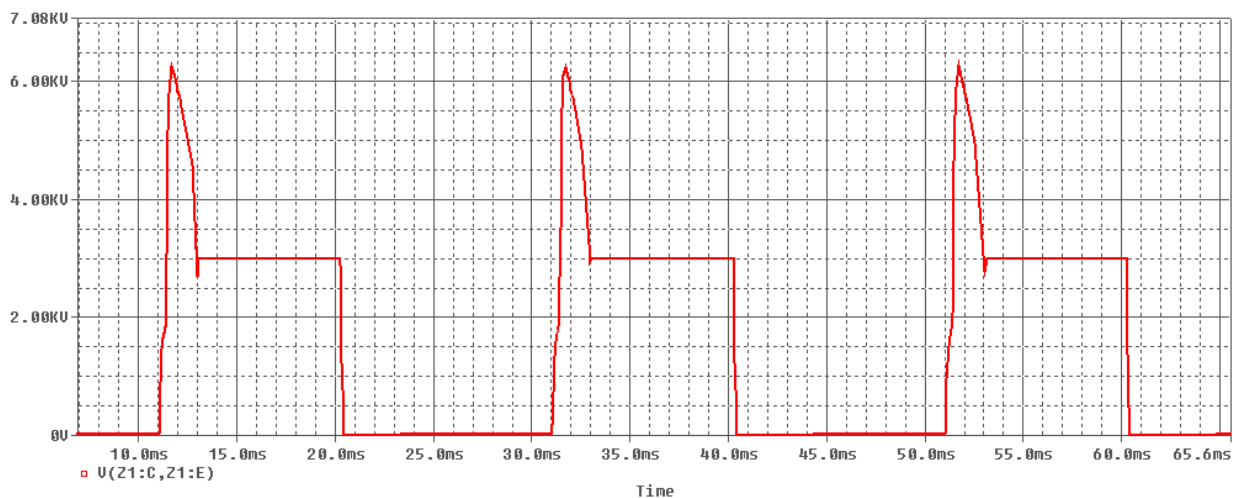
Σχήμα 5.31: Διακόπτης κατεύθυνσης

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή το ρεύμα θα είναι θετικής φοράς. Για αντίθετο ρεύμα η μέθοδος προστασίας είναι ίδια αφού θα άγουν οι δίοδοι ελεύθερης διέλευσης και επιπλέον τα MOV λειτουργούν με οποιαδήποτε πολικότητα τάσης.

Μία αδυναμία της προσομοίωσης είναι ότι θεωρεί κάθε στοιχείο μίας σειράς πανομοιότυπο με ένα άλλο της ίδιας σειράς. Έτσι η υπέρταση θα ισομοιράζεται με ακριβώς ίδιο τρόπο σε κάθε IGBT. Στην πραγματικότητα αυτό δε συμβαίνει αφού κάθε ημιαγωγός είναι μοναδικός στην κατασκευή του με αποτέλεσμα η υπέρταση αλλά και οποιαδήποτε τάση κανονικής λειτουργίας να μην ισοκατανέμεται και έτσι κάποια IGBT να καταπονούνται περισσότερο από κάποια άλλα. Το πρόβλημα αυτό λύνεται με την παράλληλη σύνδεση αντιστάσεων επιμερισμού τάσης. Οι αντιστάσεις αυτές παρουσιάζουν μεγάλες τιμές σε σχέση με τα παράλληλα σε αυτές στοιχεία, ώστε να επιτρέπουν μικρή μόνο ροή ρεύματος από μέσα

τους. Η ροή αυτή μπορεί να οδηγήσει την εξισορρόπηση της τάσης σε όλα τα στοιχεία του διακόπτη κατεύθυνσης. Παράλληλα είναι αντιστάσεις μικρής ισχύος ώστε να έχουν και μικρό μέγεθος.

Ανοίγοντας ταυτόχρονα τα IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης λαμβάνονται οι παρακάτω μετρήσεις από τα άκρα ενός από τα IGBT.

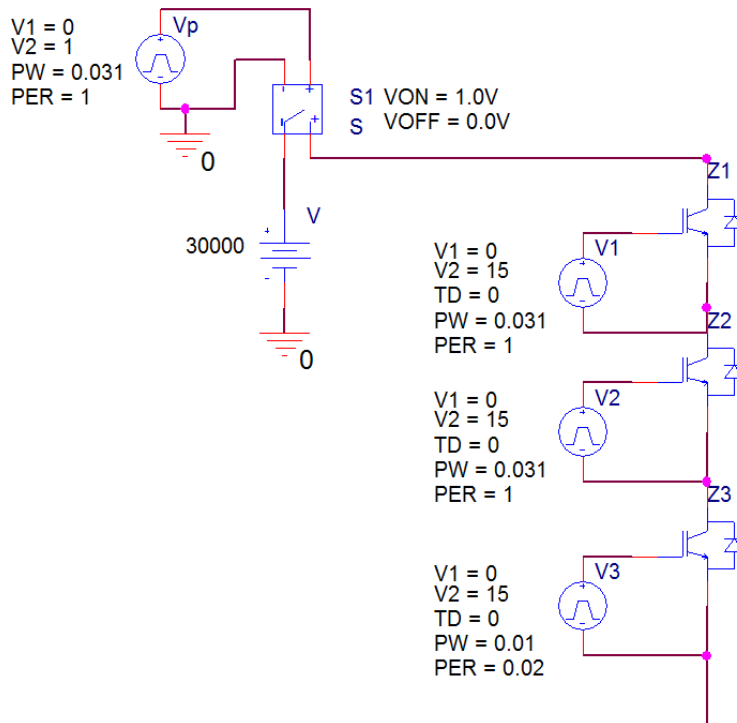


Σχήμα 5.32: Υπέρταση στα άκρα των IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης χωρίς την προσθήκη κυκλώματος προστασίας

Η υπέρταση φτάνει τα 6,2kV. Τα IGBT που χρησιμοποιήθηκαν δεν είναι σε θέση να αντιμετωπίσουν μια τάση με αυτή τη μέγιστη τιμή. Το αποτέλεσμα θα είναι να καταστραφούν και να τεθεί σε κίνδυνο ολόκληρος ο μετατροπέας αφού ο διακόπτης κατεύθυνσης θα βρίσκεται εκτός λειτουργίας.

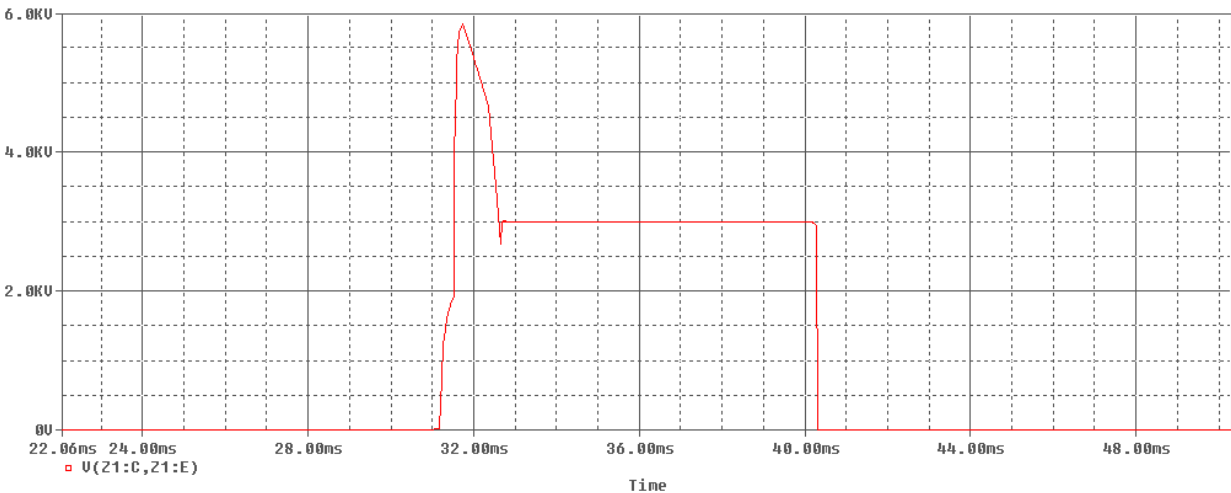
5.3.2 Προσομοίωση σφάλματος στο διακόπτη κατεύθυνσης που σχετίζεται με εμφάνιση ανοιχτοκυκλώματος

Τα δύο τελευταία σφάλματα σχετίζονται με την εμφάνιση ανοιχτοκυκλώματος εξαιτίας κάποιου εξωτερικού παράγοντα. Το ανοιχτοκύκλωμα αυτό μπορεί είτε να εμφανιστεί σε κάποια γραμμή ή εξαιτίας της βλάβης σε μία μονάδα (για παράδειγμα να καταστραφεί κάποιο από τα IGBT της). Για τον ελάχιστο εκείνο χρόνο που το ρεύμα αρχίζει και μειώνεται, το πηνίο αντιδρά και «υποστηρίζει» την ισχύουσα φορά του ρεύματος εμφανίζοντας μεγάλη τάση στα άκρα του. Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε είναι αυτό του σχήματος 5.33.



Σχήμα 5.33: Κύκλωμα για την εξέταση της εμφάνισης υπέρτασης εξαιτίας κάποιου ανοιχτοκυκλώματος

Το σφάλμα θα προσομοιωθεί με τη βοήθεια του διακόπτη S1. Τη χρονική στιγμή 0.031sec ο διακόπτης ανοίγει. Η υπέρταση αρχικά εμφανίζεται στα άκρα του ιδανικού διακόπτη. Αναφέρθηκε όμως ότι ο διακόπτης αυτός μπορεί να αντιπροσωπεύει κάποια μονάδα του μετατροπέα. Συνεπώς θα πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν αντίστοιχη προστασία για κάθε μία από αυτές. Επειδή όμως το πλήθος τους μπορεί να είναι έως και αρκετές εκατοντάδες, ανάλογα με την ποιότητα τάσης που θέλουμε να επιτύχουμε στην έξοδο, η λύση αυτή δεν είναι ιδιαίτερα πρακτική. Μια πιο καλή επιλογή είναι να μεταφερθεί η υπέρταση στο διακόπτη κατεύθυνσης ο οποίος θα έχει έτσι κι αλλιώς διαστασιοποιηθεί ώστε να αντιμετωπίζει αντίστοιχα σφάλματα. Έτσι, ανοίγοντας το διακόπτη κατεύθυνσης τη στιγμή του σφάλματος εντοπίζεται η τάση του σχήματος 5.34 στα άκρα του.



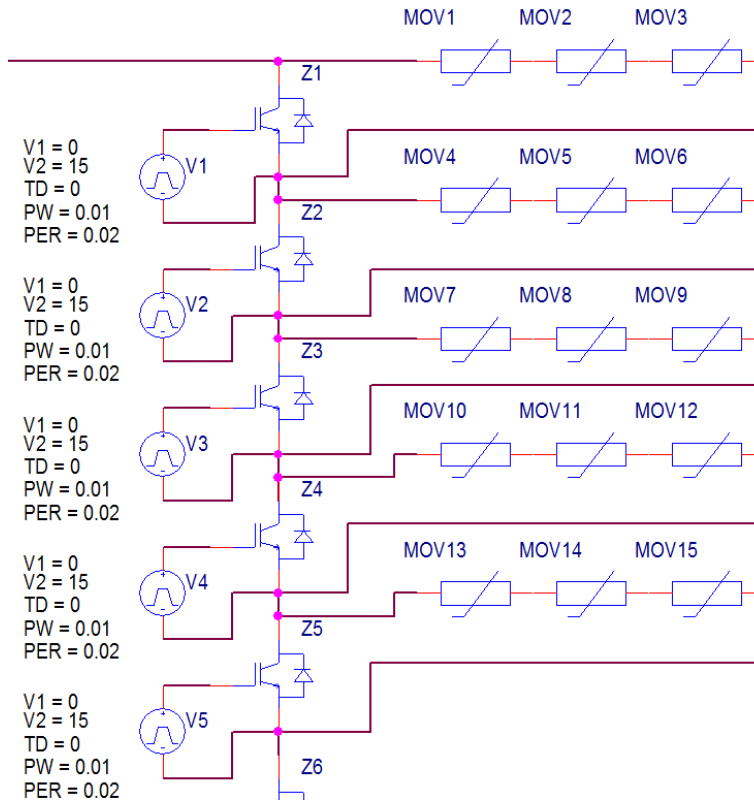
Σχήμα 5.34: Υπέρταση στα άκρα των IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης χωρίς την προσθήκη κυκλώματος προστασίας

Είναι εμφανές ότι η υπέρταση που εμφανίζεται είναι σε θέση να προκαλέσει σημαντικές βλάβες στα IGBT. Η μέγιστη τιμή της είναι μικρότερη από αυτή του προηγούμενου τύπου σφάλματος κατά 200 περίπου Volt. Αυτό συμβαίνει επειδή στο διάστημα που μεσολαβεί από το σφάλμα μέχρι το άνοιγμα του διακόπτη κατεύθυνσης ένα μικρό ποσοστό της ενέργειας του πηνίου έχει προλάβει να εκτονωθεί στην περιοχή του ανοιχτοκυκλώματος.

5.3.4 Αντιμετώπιση υπέρτασης στο διακόπτη κατεύθυνσης

Για την αντιμετώπιση της υπέρτασης στο διακόπτη κατεύθυνσης θα εφαρμοστούν τα βήματα που εφαρμόστηκαν και στο απλό παράδειγμα της προηγούμενης ενότητας. Θα προστεθούν δηλαδή κυκλώματα προστασίας RCD snubber και MOV ώστε να ελεγχθεί η αποτελεσματικότητά τους.

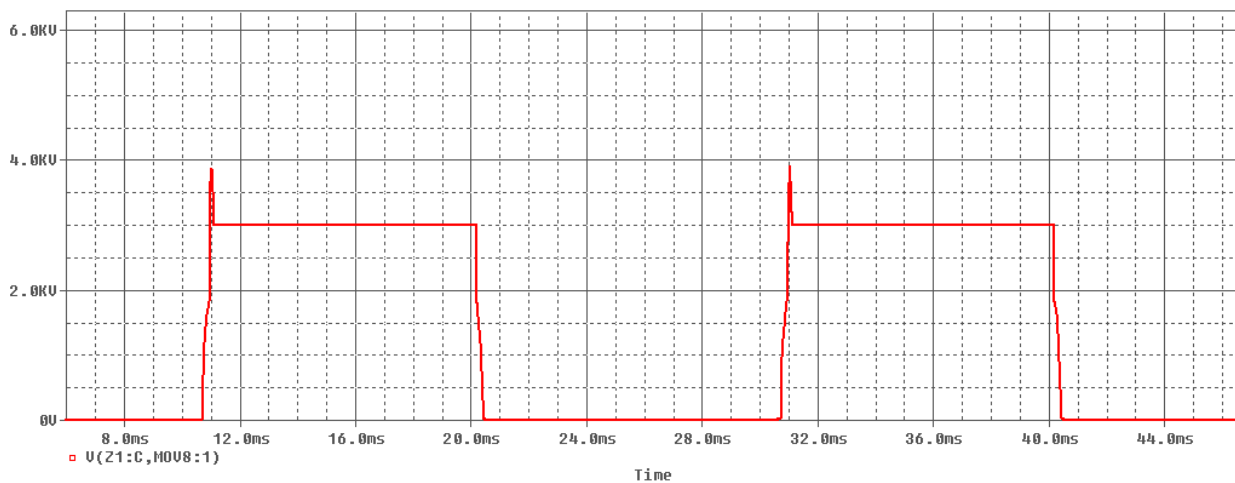
Σε εφαρμογές όπως οι προηγούμενες, όπου η ισχύς που καλείται να διαχειριστεί το MOV είναι αρκετά μεγάλη επιβάλλεται ο συνδυασμός της χρήσης πολλών MOV συνδεδεμένων μαζί, ώστε να αυξηθεί τόσο η ενέργεια που μπορούν να απορροφήσουν και άρα να μπορούν να ελέγξουν μεγαλύτερη υπέρταση, όσο και η τάση κανονικής λειτουργίας που δέχονται. Δύο είναι οι δυνατές συνδεσμολογίες που μπορούν να χρησιμοποιηθούν: Σε σειρά και παράλληλα. Η σύνδεση σε σειρά προτιμάται σε αυτές τις περιπτώσεις και ο λόγος θα επεξηγηθεί παρακάτω. Συνδέουμε τρία MOV τύπου V510LA40A με $V_c=1350V$ το καθένα, σε σειρά με το κάθε IGBT ώστε να προκύψει η ακόλουθη συνδεσμολογία:



Σχήμα 5.35: Τμήμα του διακόπτη κατεύθυνσης με εφαρμογή προστασίας από MOV συνδεδεμένων σε σειρά

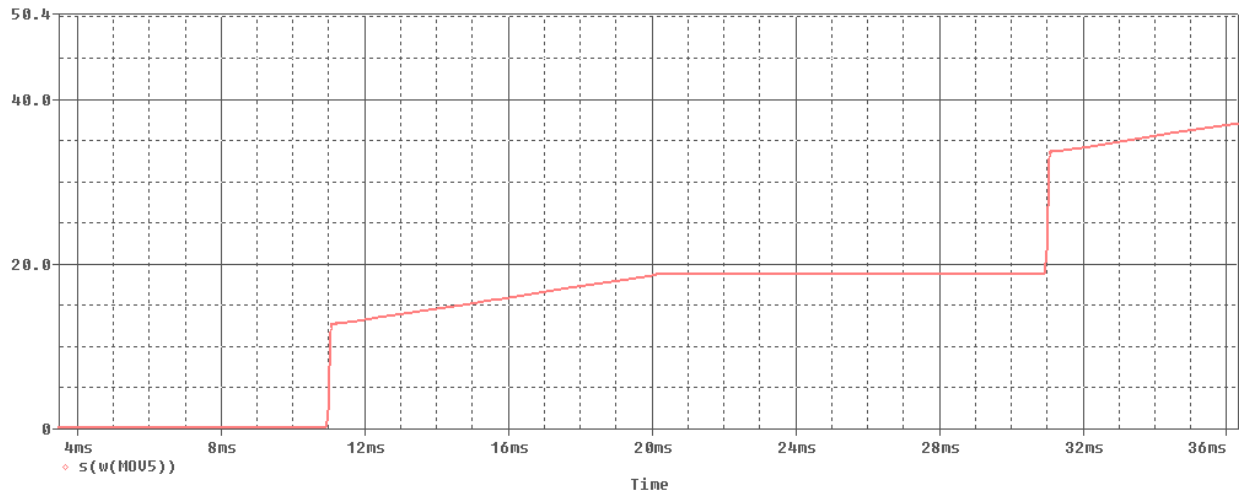
Αναμένεται η υπέρταση να περιοριστεί στα $3 \cdot 1350 = 4050V$.

Η προσομοίωση αυτή τη φορά δίνει τα αποτελέσματα των σχημάτων 5.36, 5.37 για την τάση στα άκρα του IGBT την ισχύ που απορροφά το κάθε MOV.



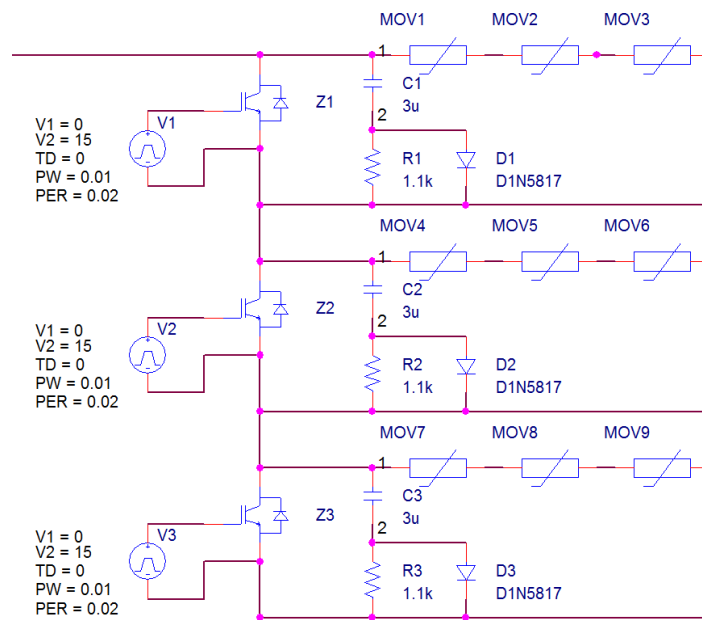
Σχήμα 5.36: Τάση στα άκρα των IGBTs με εφαρμογή προστασίας από MOV

Η υπέρταση έχει μειωθεί περίπου στα 4kV. Επιπλέον, σε κάθε κύκλο (20msec) απορροφάται ενέργεια περίπου 20J. Το κάθε MOV έχει δυνατότητα απορρόφησης έως και 110J, συνεπώς και από αυτή την άποψη η επιλογή τους είναι επιτυχημένη. Όπως αναφέρθηκε, το πηνίο απορροφά ενέργεια: $E = \frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2} * 3.5 * 10^{-3} * 1000^2 = 1750J$ (1570J σύμφωνα με τη μέτρηση του PSPICE). Για να μειωθεί αποτελεσματικά η υπέρταση, αρκεί τα MOV να απορροφήσουν συνολικά $E = 3 * 10 * 20 = 600J$.



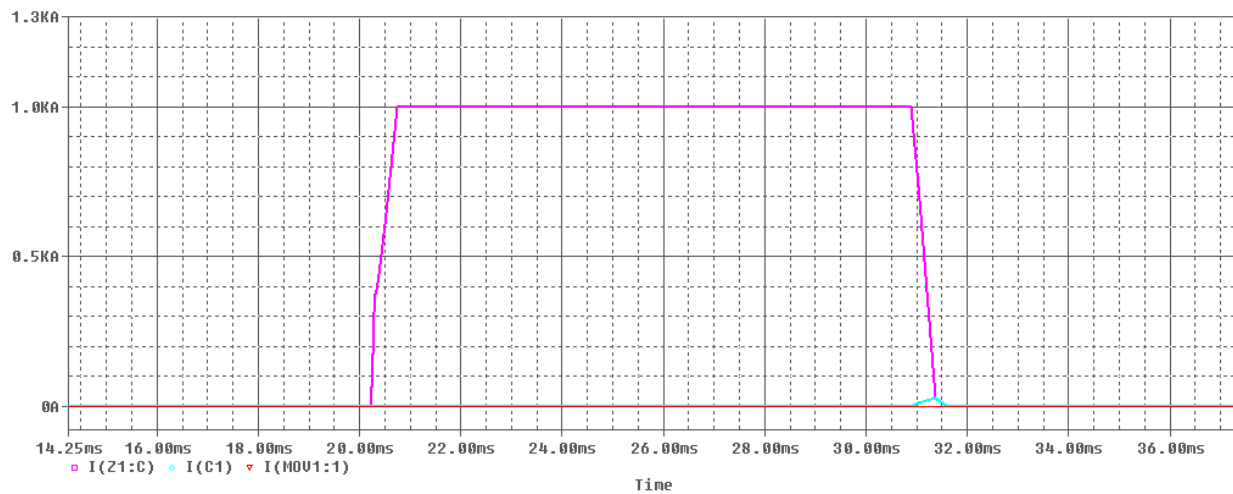
Σχήμα 5.37: Ενέργεια που απορροφάται από κάθε MOV για την αντιμετώπιση της υπέρτασης

Στη συνέχεια προστίθεται στην προσομοίωση το κύκλωμα του RCD snubber ώστε να προκύψει το κύκλωμα του σχήματος 5.38.



Σχήμα 5.38: Τμήμα του διακόπτη κατεύθυνσης μετά την προσθήκη του RCD snubber

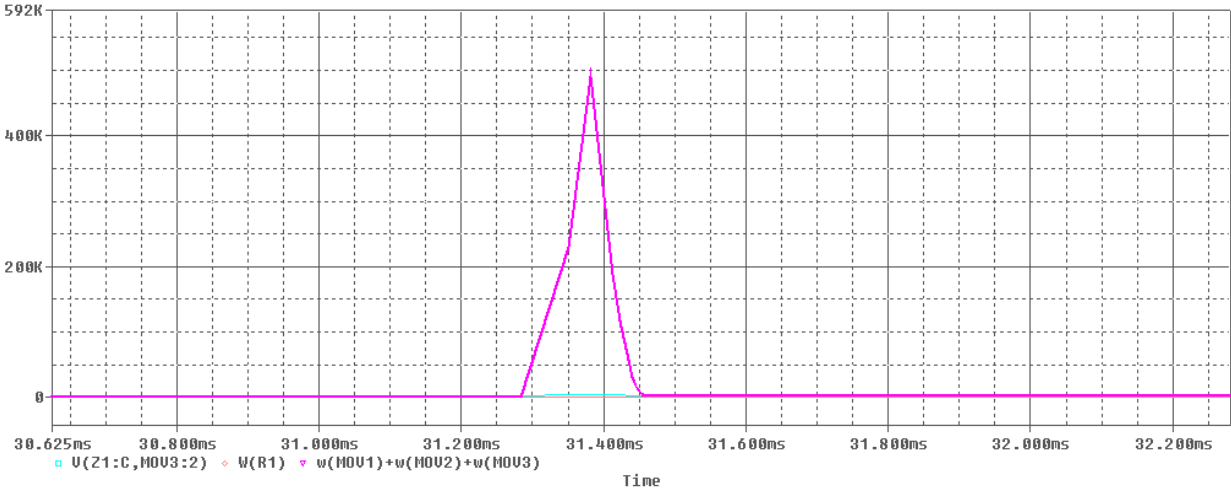
Κατά την κανονική λειτουργία τα ρεύματα που διαρρέουν τον κάθε κλάδο παρουσιάζονται στο σχήμα 5.39.



Σχήμα 5.39: Ρεύμα IGBT (μωβ χρώμα), ρεύμα snubber (μπλε χρώμα) και ρεύμα MOV (κόκκινο χρώμα), υπό συνθήκες κανονικής λειτουργίας

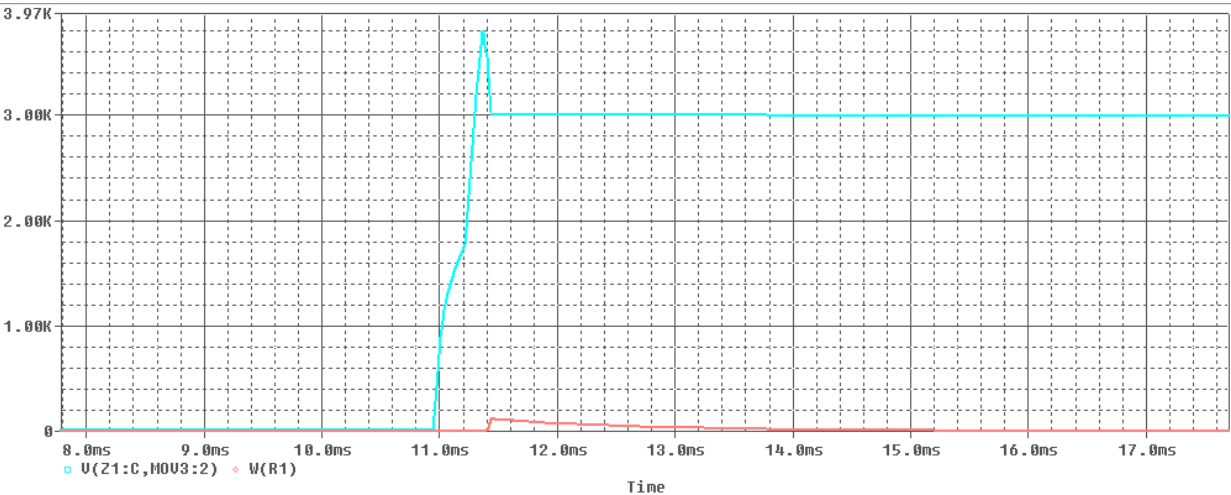
Το ρεύμα που διαρρέει το IGBT είναι αυτό του 1kA της κανονικής λειτουργίας όπως και αναμενόταν. Το ρεύμα που διαρρέει το MOV είναι το μικρό ρεύμα διαρροής αφού το βαρίστορ δεν μπαίνει σε λειτουργία επειδή η τάση αποκοπής του είναι η $V_c=1350V$ η οποία και δεν ξεπερνιέται. Παρατηρείται ότι το ρεύμα που διαρρέει το snubber είναι μηδενικό μέχρι τη στιγμή που το IGBT θα μεταβεί στην κατάσταση OFF όπου και εμφανίζεται μικρή ροή ρεύματος (31-32msec). Αυτό συμβαίνει επειδή το κύκλωμα snubber απορροφά μικρή ποσότητα ισχύος ώστε να μειώσει τις διακοπτικές απώλειες.

Στη συνέχεια εφαρμόζεται σφάλμα υπέρτασης στο κύκλωμα. Η τάση που μετράται στα άκρα του IGBT είναι πανομοιότυπη με αυτή του σχήματος 5.36 συνεπώς ο διακόπτης προστατεύεται αποτελεσματικά. Η ισχύς που απορροφάται από τους δύο κλάδους προστασίας καθώς και η τάση στα άκρα του IGBT (ώστε να γίνει η χρονική σύγκριση) παρουσιάζονται στο σχήμα 5.40.

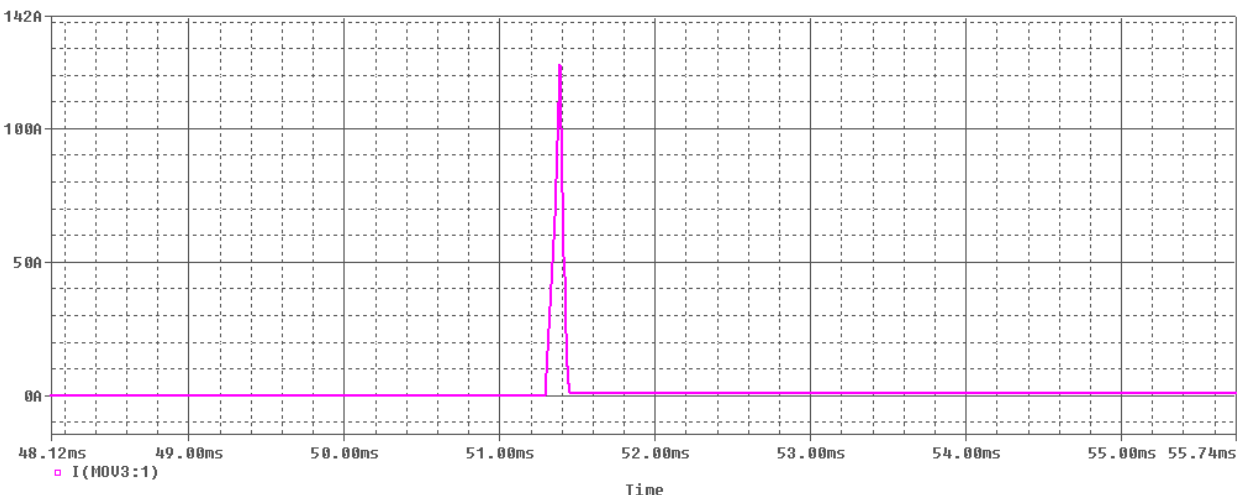


Σχήμα 5.40 : Ισχύς που απορροφά το MOV για την αντιμετώπιση της υπέρτασης

Η ισχύς που απορροφά συνολικά ο κλάδος των MOV είναι προφανώς πολύ μεγαλύτερη αφού διαχειρίζεται ολόκληρο το σφάλμα. Το RCD snubber έχει ως στόχο να μειώσει τις διακοπτικές απώλειες, όπως αποδείχθηκε και μέσω του σχήματος 5.39 καθώς και να αντιμετωπίσει υπερτάσεις μικρότερες από την τάση αποκοπής του MOV. Μια τέτοια μορφή υπέρτασης είναι και αυτή που μελετήθηκε και στο παράδειγμα του ενός IGBT και εμφανίζεται τη χρονική στιγμή που η τάση στα άκρα του IGBT αποκαθίσταται. Σχηματικά μπορεί να αποδειχθεί στην παρακάτω εικόνα όπου από το διάγραμμα έχει αφαιρεθεί η ισχύς των MOV.



Σχήμα 5.41: Τάση IGBT (μπλε χρώμα), ισχύς αντίστασης snubber (καφέ χρώμα) με την προσθήκη κυκλώματος προστασίας

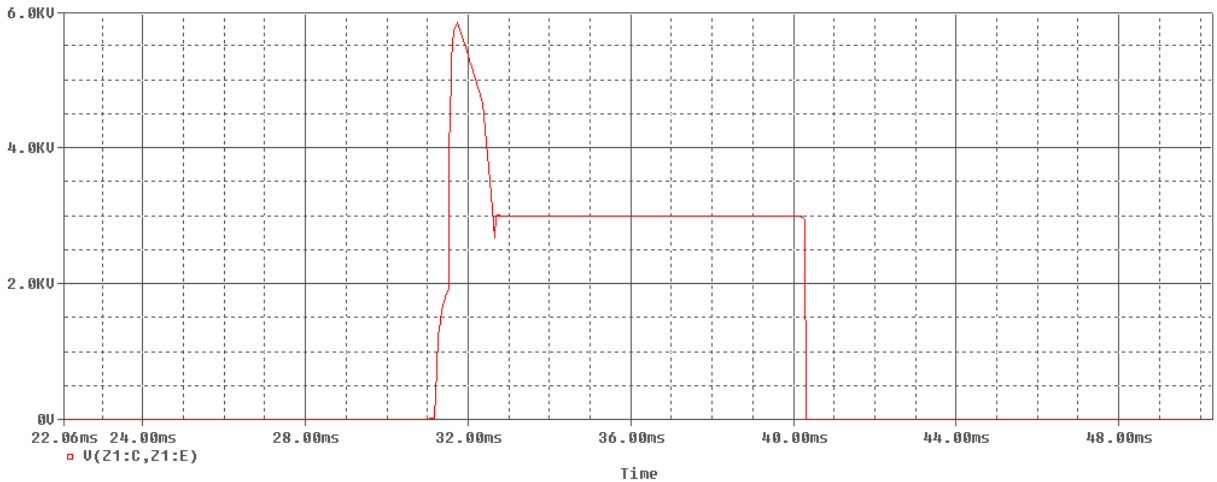


Σχήμα 5.42: Ρεύμα που απορροφά το MOV για την αντιμετώπιση της υπέρτασης

Πρέπει όμως επιπλέον να υπολογιστεί και ο χρόνος για τον οποίο το σύστημα προστασίας θα είναι αξιόπιστο έως ότου να αντικατασταθεί. Χρησιμοποιώντας τη μεθοδολογία της ενότητας 5.2.4 και για μεγέθη που μετρήθηκαν $t_p=200\mu\text{sec}$ ($190\mu\text{sec}$ με τη χρήση του θεωρητικού τύπου) και $I_p=124\text{A}$, προκύπτει από τα φύλλα προδιαγραφών των βαρίστορ ότι μπορούν να αντέξουν έως και **100 τέτοια ίδια σφάλματα έως ότου να υπάρχει κίνδυνος καταστροφής**. Το μέγεθος αυτό υποδεικνύει με σαφήνεια την αξιοπιστία του συστήματος προστασίας. Επιπλέον, παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον μελετώντας το από την οικονομική άποψη αφού όσο μεγαλύτερος ο αριθμός των επαναλήψεων τόσο μικρότερο το κόστος της συνεχούς αντικατάστασης των βαρίστορ.

Ακόμα, πρέπει να τονιστεί ότι τα MOV δεν είναι κατασκευασμένα για να παρέχουν προστασία σε μόνιμο σφάλμα. Η κύρια συνεισφορά τους είναι η γρήγορη αντίδρασή τους που εξασφαλίζει πολύτιμο χρόνο έως ότου το σφάλμα περάσει. Επιπλέον, σε περίπτωση μόνιμου σφάλματος, η λειτουργία τους έως ότου δοθεί η δυνατότητα για χρήση άλλων συσκευών προστασίας, όπως οι διακόπτες, των οποίων η αντίδραση είναι πιο αργή, είναι ευεργετική.

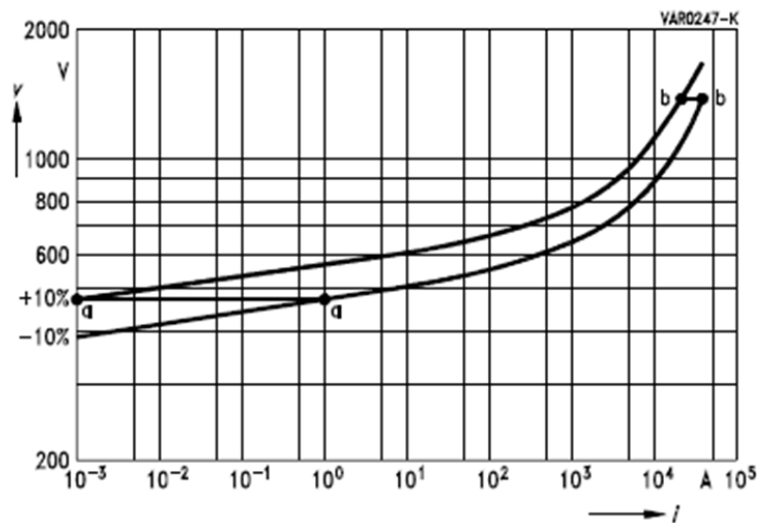
Τέλος η χρήση μόνο του κυκλώματος snubber για την αντιμετώπιση της υπέρτασης προφανώς δεν επαρκεί αφού δεν είναι σε θέση να απορροφήσει τόσο μεγάλο ποσό ενέργειας με συνέπεια να εμφανίζεται η υπέρταση του σχήματος 5.43.



Σχήμα 5.43: Τάση στα άκρα του IGBT με την προσθήκη μόνο κυκλώματος RCD snubber

5.4 Σε σειρά και παράλληλη σύνδεση βαρίστορ

Δυο τρανζίστορ ίδιας σειράς δεν έχουν ακριβώς ίδιες I/V χαρακτηριστικές. Αυτό οφείλεται στην κατασκευή τους και στην κατανομή των υλικών που τα συνθέτουν. Στην καλύτερη περίπτωση, θα έχουν σχεδόν ίδιες, όπου και δεν θα υπάρχει πρόβλημα με τον παραλληλισμό τους. Εξετάζεται όμως η χειρότερη περίπτωση, δηλαδή, όταν οι χαρακτηριστικές των δύο βαρίστορ αντιστοιχούν στις ακραίες τιμές της I/V (συνήθως $\pm 10\%$ της τυπικής, η παράμετρος TOL στο PSPICE).

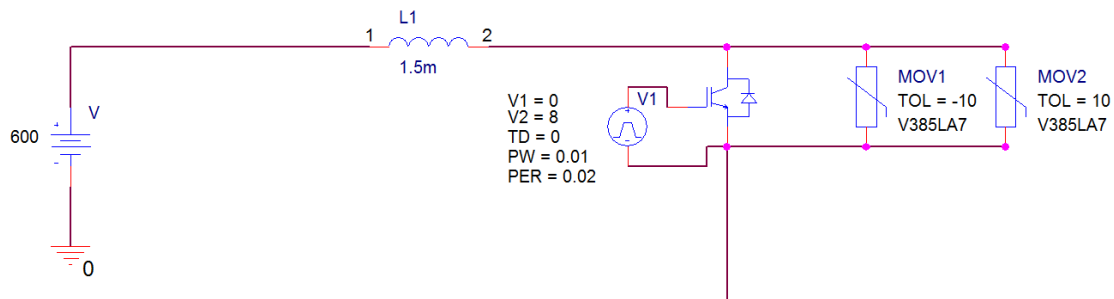


Σχήμα 5.44: Ακραίες τιμές στη V-I χαρακτηριστική ίδιου τύπου βαρίστορ [59]

Στο σχήμα 5.44 απεικονίζονται οι χαρακτηριστικές δύο βαρίστορ ίδιου τύπου τα οποία όμως παρουσιάζουν τις δύο μέγιστες δυνατές ακραίες τιμές (+10% και -10%) τάσης συναρτήσεως του ρεύματος.

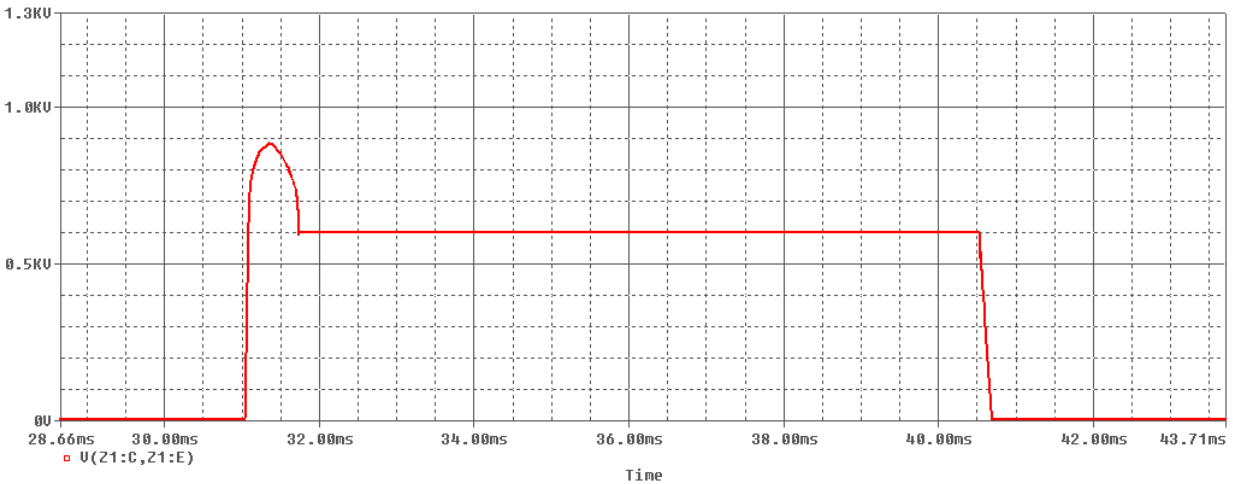
Έστω ότι τα δύο αυτά MOV συνδέονται παράλληλα. Για τάση αποκοπής $V_c=600V$ στα άκρα τους, τα αντίστοιχα ρεύματα που διαρρέουν τα βαρίστορ είναι 10 A και 500 A. Δηλαδή, ενώ είναι διαστασιολογημένα ώστε να μπορούν να διαχειριστούν το ίδιο ποσό ενέργειας, το ένα από τα δύο βαρίστορ θα δεχτεί ρεύμα 50 φορές περίπου μεγαλύτερο από το άλλο, με αποτέλεσμα η συνεισφορά του βαρίστορ με το μικρότερο ρεύμα να είναι αμελητέα. Είναι εμφανές δηλαδή ότι ο παραλληλισμός δύο MOV με αυτές τις διαφορές, δεν παρουσιάζει ενδιαφέρον [59].

Επιστρέφοντας στο παράδειγμα του σχήματος 5.3, θα αποδειχθούν τα ανωτέρω. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή θα αυξηθεί το ρεύμα λειτουργίας στα 600A ώστε να είναι πιο εμφανές το φαινόμενο. Επιτεύχθηκε αποτελεσματική προστασία με χρήση του βαρίστορ V385LA20A. Για να μελετηθεί η κατανομή του ρεύματος στην παράλληλη σύνδεση των βαρίστορ θα χρησιμοποιηθεί το κύκλωμα του σχήματος 5.45.



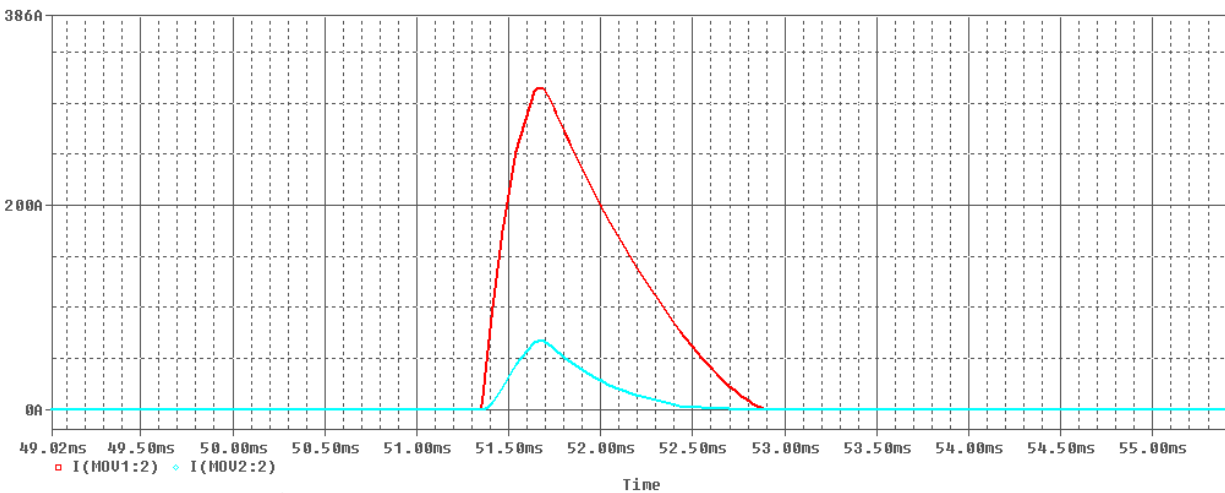
Σχήμα 5.45: Προστασία IGBT με βαρίστορ συνδεμένα παράλληλα

Το πρώτο βαρίστορ χαρακτηρίζεται από $TOL=-10\%$ ενώ για το δεύτερο ισχύει $TOL=+10\%$. Η περίπτωση αυτή είναι η χειρότερη δυνατή που μπορεί να συναντηθεί σε μία τέτοια συνδεσμολογία. Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω το ρεύμα που διαρρέει το MOV1 θα πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερο από αυτό του MOV2. Αρχικά παρατηρείται ότι το IGBT προστατεύεται αποτελεσματικά όπως φαίνεται και στην εικόνα 5.46 αφού η υπέρταση περιορίζεται στα 890V.



Σχήμα 5.46: Αντιμετώπιση υπέρτασης στα άκρα του IGBT με χρήση κυκλώματος MOV συνδεδεμένων παράλληλα

Το ρεύμα που διαρρέει το κάθε βαρίστορ παρουσιάζεται στο σχήμα 5.47.



Σχήμα 5.47: Ρεύμα που διαρρέει το MOV1 (κόκκινο χρώμα) και το MOV2 (μπλε χρώμα)

Το MOV1 (TOL=-10%) διαρρέεται από ρεύμα με μέγιστη τιμή 315A ενώ το MOV2 (TOL=10%) από ρεύμα με μέγιστη τιμή 69A. Συνεπώς το MOV1 διαρρέεται από ρεύμα περίπου 4,5 φορές μεγαλύτερο, άρα απορροφάει και μεγαλύτερο ποσό ενέργειας. Συνεπώς δεν ικανοποιείται ο αρχικός σκοπός για τον οποίο τα βαρίστορ συνδέονται παράλληλα, ο διαμοιρασμός δηλαδή της ενέργειας μεταξύ τους. Άρα περισσότερη ενέργεια θα απορροφηθεί από το ένα βαρίστορ, το οποίο όμως έχει διαστασιοποιηθεί ώστε να αντέχει τη μισή ποσότητα αυτής, λόγω της παράλληλης σύνδεσης. Το αποτέλεσμα θα είναι το ένα από τα δύο βαρίστορ να μην παρουσιάζει καμία χρησιμότητα στο κύκλωμα, ή ακόμα χειρότερα, το βαρίστορ που επιβαρύνεται να καταστραφεί αφού δε θα είναι δαιστασιοποιημένο ώστε να αντέχει τόσο μεγάλο ποσό ενέργειας.

Ένας τρόπος αντιμετώπισης θα ήταν να επιλέγονται βαρίστορ με κοινές χαρακτηριστικές ώστε να μην εμφανιστεί το πρόβλημα. Η λύση αυτή είναι αρκετά δαπανηρή και σχεδόν ανέφικτη αφού θα πρέπει να ελέγχονται όλα τα βαρίστορ ξεχωριστά. Επιπλέον, με την πάροδο του χρόνου και με την εφαρμογή μερικών σφαλμάτων η χαρακτηριστική του βαρίστορ μπορεί να αλλάξει και ενώ αρχικά δεν εμφανιζόταν πρόβλημα, να εμφανιστεί στην πορεία.

Μία πιο ορθή λύση η οποία επιτυγχάνεται χωρίς αλλοίωση των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών του βαρίστορ, είναι η σύνδεση μικρών αντιστάσεων ισχύος σε σειρά με τα βαρίστορ. Το ρεύμα κάθε βαρίστορ υπολογίζεται ως εξής:

$$I_1 = \frac{V_c}{K_2} \quad (5.4)$$

και

$$I_2 = \frac{V_c}{K_2} \quad (5.5)$$

όπου V_c η τάση αποκοπής κάθε βαρίστορ (ίδια για βαρίστορ ίδιου τύπου) και K η δυναμική αντίσταση του βαρίστορ κατά την αγωγή του, που διαφέρει εκ κατασκευής από βαρίστορ σε βαρίστορ (γι αυτό εμφανίζονται και οι αποκλίσεις που περιγράφηκαν παραπάνω) η οποία και έχει πολύ μικρή τιμή. Στόχος μας είναι τα δύο αυτά ρεύματα να είναι σχεδόν ίσα μεταξύ τους. Το συνολικό ρεύμα που ρέει στα δύο βαρίστορ δίνεται στον τύπο 5.6:

$$I_{total} = \frac{V_c}{K_1} + \frac{V_c}{K_2} \quad (5.6)$$

Συνεπώς πρέπει με κάποιο τρόπο να μηδενιστεί η επίδραση του K . Αυτό γίνεται με τη σε σειρά σύνδεση μιας αντίστασης R , και στα δύο βαρίστορ, πολύ μικρής τιμής, αλλά πολύ μεγάλης σε σχέση με την K , σε κάθε βαρίστορ. Συνδέοντας την αντίσταση αυτή, το συνολικό ρεύμα δίνεται από τον τύπο 5.7.

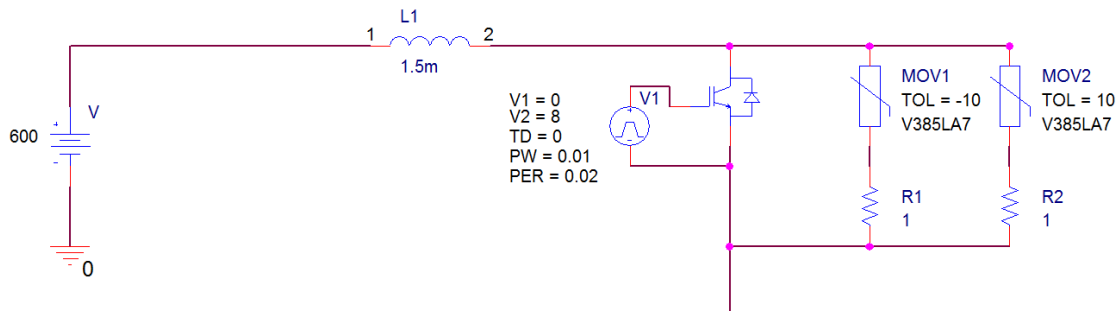
$$I_{total} = \frac{V'_c}{K_1+R} + \frac{V'_c}{K_2+R} \quad (5.7)$$

Όπου V'_c , οι νέες τάσεις αποκοπής που οι τιμές τους αυξάνονται εξαιτίας της παρουσίας των αντιστάσεων. Ισχύει επιπλέον ότι $R \gg K_1$ και $R \gg K_2$. Λαμβάνοντας υπ' όψιν αυτά η διαφορά των ρευμάτων που ρέουν στα δύο βαρίστορ είναι:

$$I = \frac{V'_c}{R} - \frac{V'_c}{R} = 0 \quad (5.8)$$

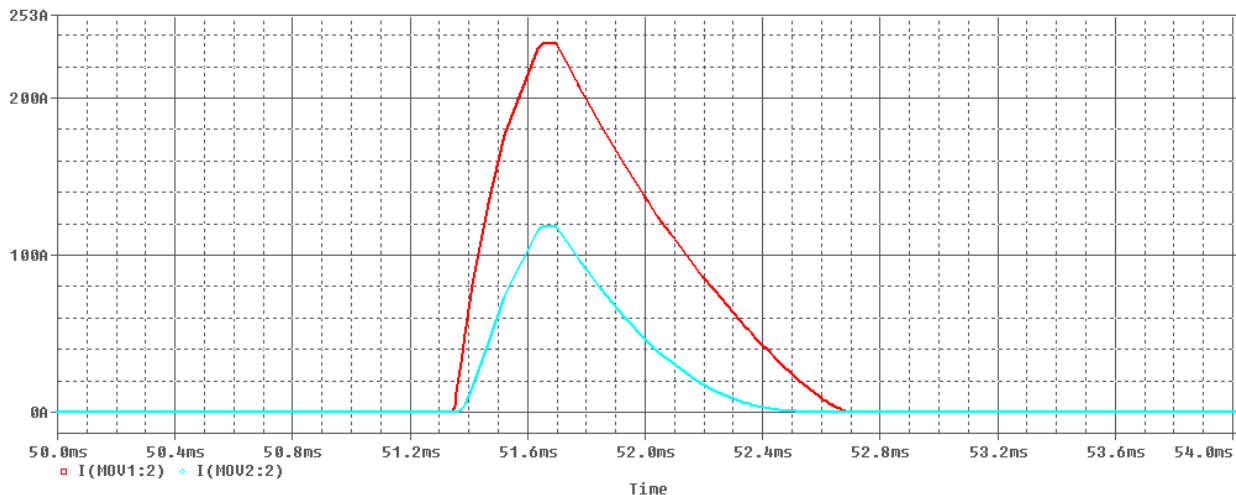
Με αυτό τον τρόπο τα ρεύματα εξισορροπούνται και το έργο της αντιμετώπισης της υπέρτασης ισομοιράζεται ανάμεσα στα τρανζίστορ [60].

Προσθέτοντας δύο αντιστάσεις στο κύκλωμα του σχήματος 5.45 προκύπτει το σχήμα 5.48.



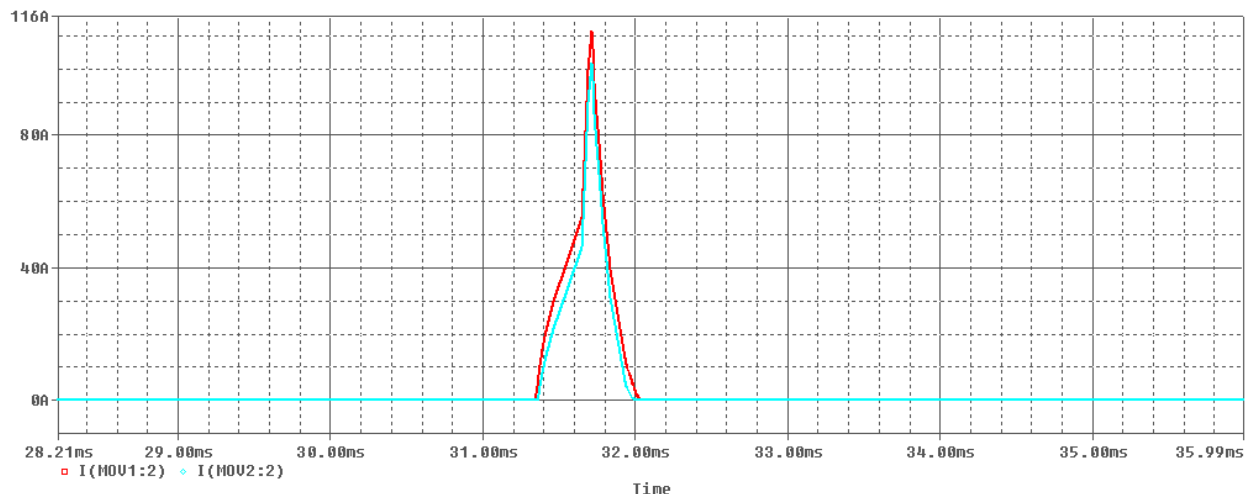
Σχήμα 5.48: Σύνδεση αντιστάσεων σε σειρά για ισοκατανομή ρεύματος

Για τιμή αντίστασης 1Ω τα ρεύματα που μετρώνται είναι τα ακόλουθα:



Σχήμα 5.49: Ρεύμα που διαρρέει το κάθε βαρίστορ όταν συνδεθούν σε σειρά αντιστάσεις $R=1\Omega$

Η ανισορροπία μεταξύ των ρευμάτων έχει διορθωθεί σημαντικά με λόγο $I_{MOV1}/I_{MOV2}=235/120=1,9$. Τοποθετώντας αντιστάσεις ακόμα μεγαλύτερης τιμής αυτή τη φορά (20Ω) λαμβάνονται τα εξής αποτελέσματα:



Σχήμα 5.50: Ρεύμα που διαρρέει το κάθε βαρίστορ όταν συνδεθούν σε σειρά αντιστάσεις $R=20\Omega$

Τα ρεύματα στο σχήμα 5.50 τείνουν να γίνουν ίσα ($I_{MOV1}/I_{MOV2}=1,09$), άρα η μέθοδος εξισορρόπησης έχει θετικά αποτελέσματα. Η επιλογή της αντίστασης προσαρμόζεται κάθε φορά στο βαρίστορ που χρησιμοποιείται και στην αντίστοιχη δυναμική αντίσταση K που το χαρακτηρίζει.

Παρ' όλα αυτά προκύπτει το εξής ζήτημα. Προσθέτοντας τις αντιστάσεις σε σειρά με τα βαρίστορ, το κύκλωμα γίνεται πιο πολύπλοκο. Τίθεται έτσι το θέμα της διαστασιολόγησης των αντιστάσεων αυτών αφού θα δέχονται τεράστια ποσότητα ισχύος πάνω τους και οι θερμικές απώλειες θα είναι αρκετά μεγάλες, ώστε η σύνδεση τους να καθίσταται ανεπίτρεπτη. Επιπλέον, με την προσθήκη των αντιστάσεων επηρεάζεται η τιμή της τάσης αποκοπής για την οποία τίθεται σε λειτουργία η προστασία με αποτέλεσμα να μην πετυχαίνουμε την επιθυμητή τάση αποκοπής, αλλά μεγαλύτερη. Γι' αυτό η χρησιμοποίηση της εν παραλλήλω συνδεσμολογίας με χρήση αντιστάσεων δεν προτείνεται για εφαρμογές στο εσωτερικό ενός μετατροπέα. Αντ' αυτού προτείνεται μόνο σε εφαρμογές μικρής ισχύος ή σε περιπτώσεις που για οποιοδήποτε λόγο η εν σειρά σύνδεση είναι ανέφικτη.

Συνοψίζοντας, το τελικό συμπέρασμα είναι ότι τόσο η σύνδεση κυκλώματος snubber, όσο και η χρήση του MOV στα άκρα του IGBT για παροχή προστασίας, είναι απαραίτητη. Το snubber κυρίως διασφαλίζει μείωση των διακοπτικών απωλειών αφού αποτρέπει τις κλίσεις di/dt και dv/dt από το να πάρουν μεγάλες τιμές. Επιπλέον προστατεύει από μικρές υπερτάσεις τον ημιαγωγό, τις οποίες δεν «αντιλαμβάνεται» το βαρίστορ. Η χρήση του MOV εξασφαλίζει την απαραίτητη προστασία όταν ένα μεγάλο πηνίο όπως αυτό

των βραχιόνων του M2C περιλαμβάνεται στο κύκλωμα, δηλαδή όταν η ενέργεια που πρέπει να απελευθερωθεί λαμβάνει πολύ μεγάλες τιμές.

6 Σύνοψη-Συμπεράσματα

Η θεματολογία στην οποία αναφέρεται η διπλωματική αυτή είναι εκείνη των εφαρμογών μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας μέσω συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης (High Voltage Direct Current, HVDC). Στο πλαίσιο αυτό μελετήθηκαν δύο από τους πιο σύγχρονους μετατροπείς που χρησιμοποιούνται στον τομέα αυτό, ο Modular Multilevel Converter και ο Alternate Arm Converter. Η μελέτη αφορούσε όλα τα θέματα που σχετίζονται με τη λειτουργία τους και επιτεύχθηκε τόσο μέσω θεωρητικής ανάλυσης όσο και προσομοιώσεων. Έμφαση δόθηκε στη συμπεριφορά τους κατά την εμφάνιση ενός σφάλματος στο δίκτυο και στα πλεονεκτήματα που προσφέρουν σε αυτό τον τομέα σε σχέση με τους υπόλοιπους μετατροπείς. Επιπλέον, παρουσιάστηκε η δυνατότητα μιας πιο αλγοριθμικής αντιμετώπισης του θέματος «έλεγχος μετατροπέα», διαφορετικής από αυτή που εφαρμόζεται στους υπόλοιπους μετατροπείς ισχύος και η μελλοντική μελέτη της οποίας έχει αρκετό ενδιαφέρον.

Στη συνέχεια μελετήθηκε η τεχνική προστασίας του διακόπτη κατεύθυνσης. Ο Alternate Arm Converter χρησιμοποιεί ένα διακόπτη τέτοιου τύπου με τον οποίο συνδέεται σε σειρά το πηνίο βραχίονα που είναι απαραίτητο για τη σωστή λειτουργία του μετατροπέα. Το πηνίο αυτό όμως είναι αρκετά μεγάλης τιμής και μπορεί να προκαλέσει σημαντικό πρόβλημα υπέρτασης στα άκρα του διακόπτη και κατ' επέκταση στο μετατροπέα εξαιτίας της ενέργειας που αποθηκεύει στο εσωτερικό του ($E = \frac{1}{2}LI^2$). Έτσι προτάθηκε ένας καινούριος τρόπος προστασίας των IGBT-διακοπών βασισμένος στη χρήση βαρίστορ ώστε να αντιμετωπιστούν τέτοιες καταστάσεις.

Η προσομοίωση αφορούσε διακόπτη κατεύθυνσης (10 IGBT συνδεδεμένων σε σειρά) που λειτουργεί υπό συνθήκες 30kV, 1kA. Σε σειρά με αυτόν συνδεόταν το πηνίο βραχίονα του Alternate Arm Converter τιμής 3,5mH. Εξετάστηκαν τα πιθανά σφάλματα που δύναται να εμφανιστούν και τα οποία παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 5 και παρατίθενται και εδώ στον πίνακα 6.1. Προσομοιώθηκαν τέσσερις καταστάσεις λειτουργίας. Η πρώτη περιελάμβανε την εφαρμογή σφάλματος πάνω στα IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης χωρίς να εφαρμόζεται καμία μέθοδος προστασίας σε αυτά. Στη δεύτερη περίπτωση προστίθεται στο κύκλωμα snubber τύπου RCD διαστασιοποιημένο αρχικά ως προς την παρασιτική αυτεπαγωγή του πηνίου που όπως αποδεικνύεται στην ενότητα 5.2.2 είναι πρακτικά αδύνατο να λειτουργήσει, και μετά μη λαμβάνοντας υπ' όψιν το πηνίο βραχίονα. Στην τρίτη περίπτωση

εφαρμόστηκε η υπό εξέταση μέθοδος προστασίας, δηλαδή η προστασία με χρήση βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων.

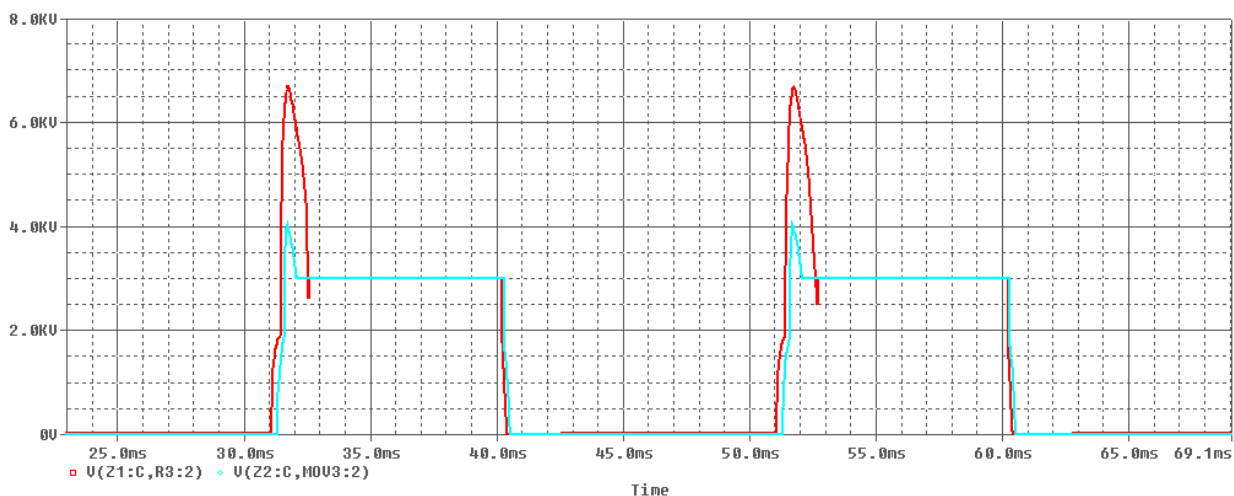
Τύπος σφάλματος που οδηγεί στην εκτόνωση της αποθηκευμένης στο πηνίο βραχίονα ενέργειας, στο κύκλωμα του μετατροπέα			
<u>Λανθασμένος έλεγχος διακόπτη κατεύθυνσης</u>	<u>Αποτυχία εφαρμογής ομαλής μετάβασης διακοπών (soft-switching)</u>	<u>Εμφάνιση ανοιχτοκυκλώματος στο εσωτερικό του μετατροπέα</u>	<u>Βλάβη μονάδων μετατροπέα</u>
Εξαιτίας κάποιου σφάλματος στον έλεγχό του, ο διακόπτης κατεύθυνσης αλλάζει διακοπτική κατάσταση διαφορετική στιγμή από την προγραμματισμένη με αποτέλεσμα η ενέργεια να εκτονώνεται πάνω του	Εξαιτίας κάποιου σφάλματος στον έλεγχο των μονάδων του μετατροπέα ο διακόπτης κατεύθυνσης αλλάζει κατάσταση ενώ το κύκλωμα διαρρέεται από ρεύμα με αποτέλεσμα η ενέργεια του πηνίου να εκτονώνεται πάνω του	Εξαιτίας της εμφάνισης κάποιας ασυνέχειας (ανοιχτοκύκλωμα) στο κύκλωμα του μετατροπέα η ενέργεια του πηνίου εκτονώνεται στην περιοχή του ανοιχτοκυκλώματος αυτού	Αν κάποια βλάβη εμφανιστεί σε μία η περισσότερες μονάδες του μετατροπέα και το κύκλωμα διακοπεί, η ενέργεια του πηνίου εκτονώνεται πάνω τους.

Πίνακας 6.1: Συνοπτική παρουσίαση σφαλμάτων που οδηγούν σε βλάβη στο διακόπτη κατεύθυνσης

Προστασία που εφαρμόστηκε στο διακόπτη κατεύθυνσης	Μέγιστη τιμή υπέρτασης στα άκρα του κάθε IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης	Κατάσταση διακόπτη με το πέρας της υπέρτασης	Πλήθος τέτοιων σφαλμάτων που μπορεί να αντέξει το κύκλωμα προστασίας
Χωρίς προστασία	6,2 kV	Καταστροφή διακόπτη	0
Χρήση RCD snubber	6,2 kV		
Χρήση MOV	4,05 kV	Προστασία διακόπτη	100
Χρήση RCD snubber + MOV	4,05kV	Προστασία διακόπτη από υπερτάσεις. Μείωση turn-off διακοπτικών απωλειών	100

Πίνακας 6.2: Συνοπτική παρουσίαση αποτελεσμάτων

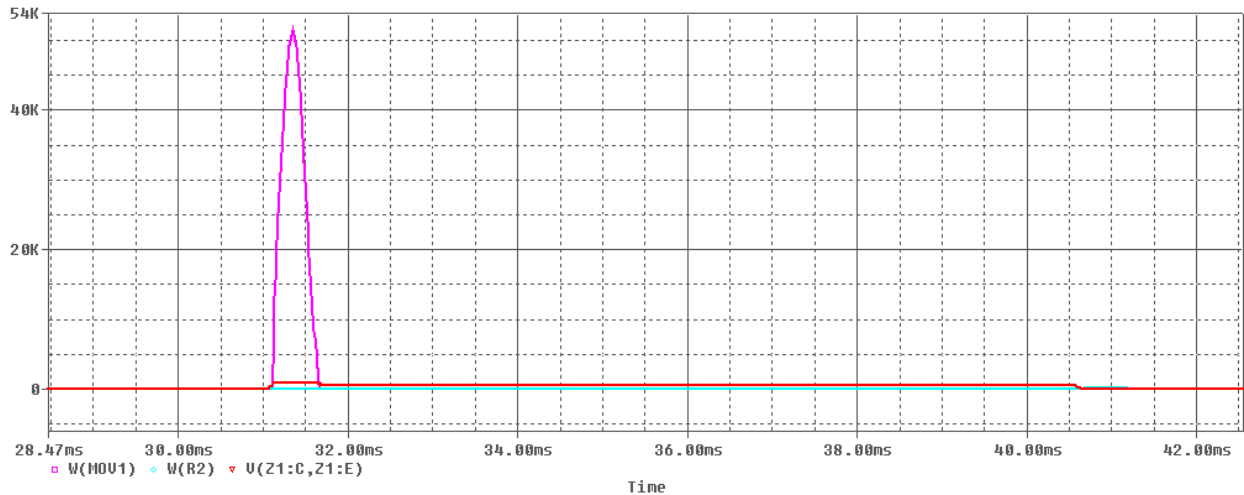
Τα βαρίστορ που χρησιμοποιήθηκαν (τύπου V510LA40A) συνδέθηκαν σε σειρά αφού υπάρχει απαίτηση τόσο για ανοχή μεγαλύτερης τάσης κανονικής λειτουργίας στα άκρα του MOV όσο και μεγαλύτερης υπέρτασης. Τέλος προσομοιώθηκε η λειτουργία με την προσθήκη και των δύο κυκλωμάτων (snubber και RCD) ώστε να μελετηθούν τα αποτελέσματα. Στον πίνακα 6.2 παρουσιάζονται συνοπτικά τα κυριότερα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



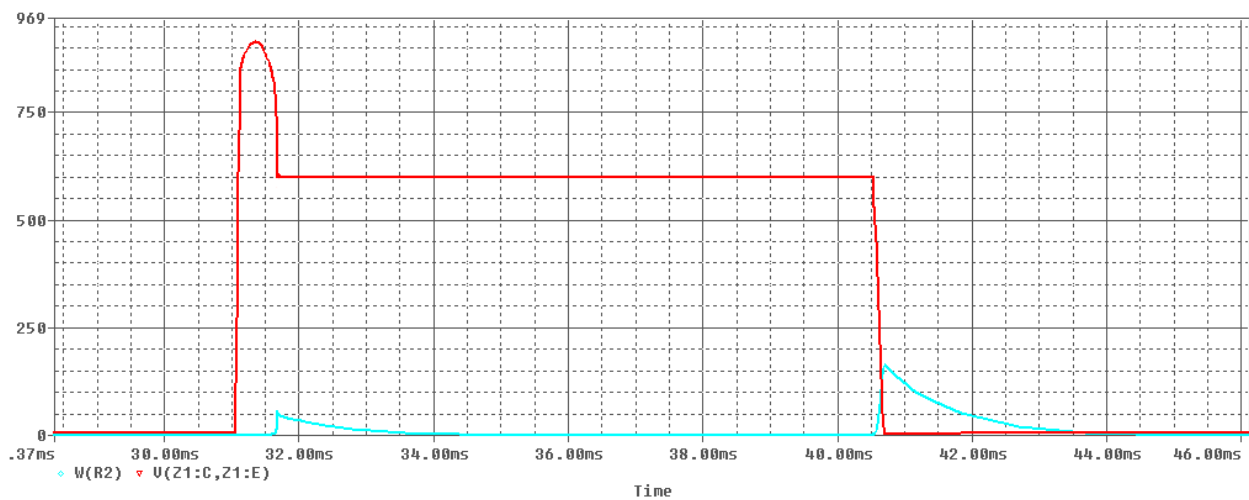
Σχήμα 6.1: Υπέρταση στα άκρα του IGBT χωρίς κύκλωμα προστασίας (κόκκινο χρώμα) και με σύνδεση κυκλώματος βαρίστορ και RCD snubber (μπλε χρώμα)

Στο σχήμα 6.1 παρουσιάζεται η επιτυχημένη προστασία του διακόπτη κατεύθυνσης από το κύκλωμα του βαρίστορ, το οποίο απορροφά την παρασιτική ενέργεια, η οποία έχει αποθηκευτεί στο πηνίο του βραχίονα. Το αποτέλεσμα της απορρόφησης αυτής είναι ο περιορισμός της υπέρτασης στα άκρα του IGBT. Επιπλέον, είναι σημαντικό να παρατηρηθεί η μικρότερη κλίση στην τάση των άκρων του IGBT κατά τη μετάβαση στην κατάσταση OFF. Αυτό οφείλεται στη λειτουργία του πυκνωτή του RCD snubber και έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση των διακοπτικών απωλειών πάνω στον ημιαγωγό.

Τα σχήματα 6.2 και 6.3 περιλαμβάνουν τη λειτουργία των δύο κυκλωμάτων προστασίας τη στιγμή που εμφανίζεται το σφάλμα. Στην πρώτη, φαίνεται ξεκάθαρα ότι κατά την εμφάνισή του, το σφάλμα αντιμετωπίζεται αποκλειστικά από το MOV αφού οι ποσότητες ισχύος που μετρώνται στο MOV είναι πολύ μεγαλύτερες από αυτές που απορροφά το snubber. Το snubber ενεργοποιείται μόνο για την αντιμετώπιση μικρότερων υπερτάσεων και για τη μείωση των διακοπτικών απωλειών (σχήμα 6.3).

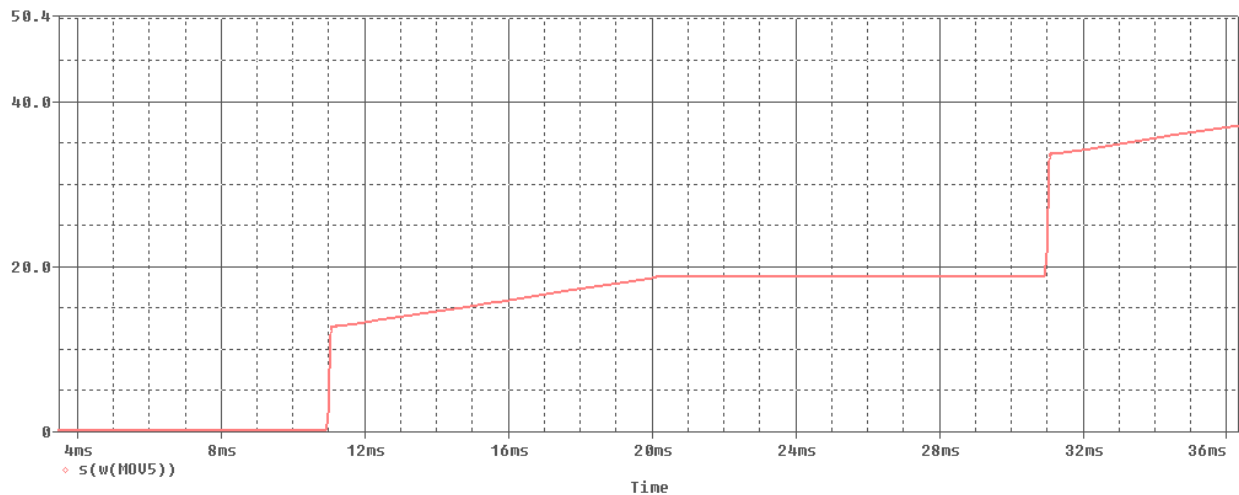


Σχήμα 6.2: Κατανάλωση ισχύος στο MOV (μωβ χρώμα) και στο κύκλωμα snubber (μπλε χρώμα) για την αντιμετώπιση της υπέρτασης



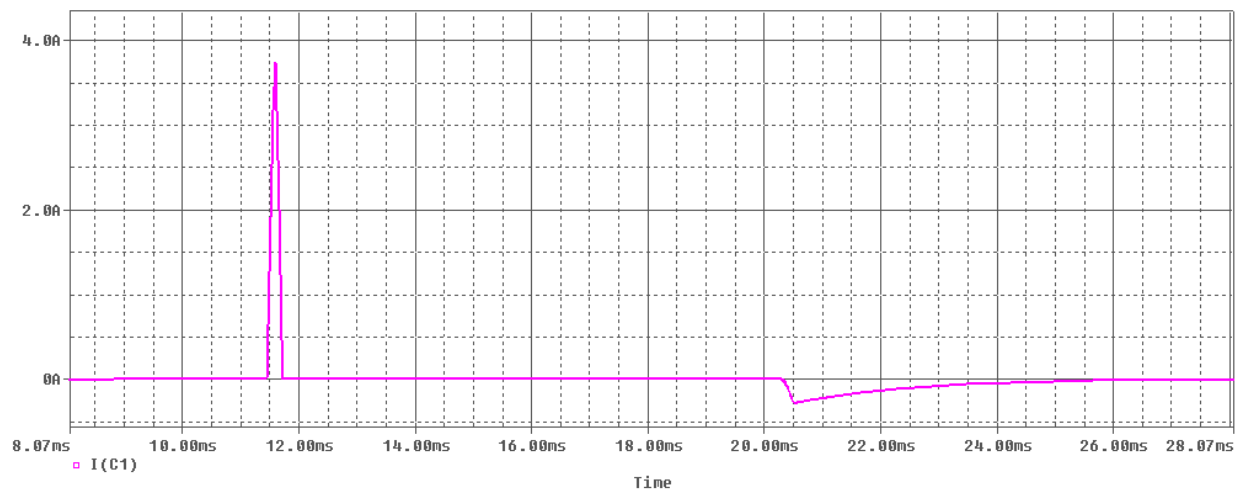
Σχήμα 6.3: Απορρόφηση ισχύος από το snubber σε Watt (μπλε χρώμα) και τάση στα άκρα του IGBT σε Volt (κόκκινο χρώμα) για εφαρμογή σφάλματος τη χρονική στιγμή $t=31\text{msec}$

Το πηνίο απορροφά ενέργεια $E = \frac{1}{2}LI^2 = 1750J$. Τα MOV αρκεί να απορροφήσουν συνολικά $600J$ ώστε να αντιμετωπίσουν αποτελεσματικά την υπέρταση που εμφανίζεται. Το κάθε ένα από αυτά απορροφά ενέργεια $20J$ όπως φαίνεται και στο σχήμα 6.4 και έχει δυνατότητα απορρόφησης (από φύλλα προδιαγραφών) έως και $110J$. Συνεπώς προστατεύεται το κάθε IGBT του διακόπτη κατεύθυνσης αλλά και τα ίδια τα MOV λειτουργούν κάτω από ασφαλείς συνθήκες.



Σχήμα 6.4: Ενέργεια που απορροφά το κάθε MOV για την αντιμετώπιση της υπέρτασης

Επιπλέον, σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας αποδείχθηκε ότι ο συνδυασμός των δύο κυκλωμάτων δεν επηρεάζει τη λειτουργία του κυκλώματος. Το κύκλωμα του MOV διαρρέεται συνεχώς από ρεύμα πολύ μικρής έντασης (<1mA, leakage current) και ο κλάδος του snubber μπαίνει σε λειτουργία όταν εντοπίζει μικρές υπερτάσεις στα άκρα του IGBT και κατά τη μετάβαση στην κατάσταση OFF όπου και αντιμετωπίζει την απότομη αύξηση της κλίσης της τάσης ώστε να μειώσει τις διακοπτικές απώλειες πάνω στον ημιαγωγό όπως φαίνεται στο σχήμα 6.5.



Σχήμα 6.5: Ροή ρεύματος στον κλάδο του RCD snubber σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας

Μελετήθηκε επιπλέον η δυνατότητα σύνδεσης MOV παράλληλα για διαμοιρασμό της ισχύος σε αυτά. Η μέθοδος αυτή παρουσιάζει το μειονέκτημα της ανισοκατανομής των ρευμάτων που διαρρέουν τα MOV. Προτάθηκε μία τεχνική αντιμετώπισης του προβλήματος αυτού, με τη σε σειρά σύνδεση μικρών

αντιστάσεων που όμως δεν ενδείκνυται σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος όπως αυτή του M2C και θα ήταν προτιμότερο να αποφεύγεται.

Οι μετατροπείς τύπου M2C βελτιώνονται συνεχώς ώστε να παρέχουν το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα κατά τη λειτουργία τους. Μία τέτοια βελτίωση ήταν και το θέμα της προστασίας του διακόπτη κατεύθυνσης που μελετήθηκε στην εργασία αυτή. Η καλύτερη επιλογή για τη σωστή λειτουργία του διακόπτη κατεύθυνσης είναι ο συνδυασμός του RCD snubber με τα βαρίστορ. Το κύκλωμα snubber θα προστατεύει τα IGBT από μικρές υπερεντάσεις και ταυτόχρονα θα μειώνει τις διακοπτικές απώλειες όπως γίνεται σε όλες τις παρόμοιες εφαρμογές. Ταυτόχρονα το κύκλωμα των βαρίστορ θα προσφέρει προστασία από τις μεγάλες υπερεντάσεις τις οποίες το snubber δεν είναι σε θέση να διαχειριστεί.

Η χρήση όμως των βαρίστορ δε βρίσκει εφαρμογή μόνο στην επίλυση του συγκεκριμένου προβλήματος. Παρουσιάζει χρησιμότητα και σε άλλες εφαρμογές όπως για παράδειγμα στην προστασία των DC διακοπών στερεάς κατάστασης, οι οποίοι αποτελούνται από ημιαγωγικά στοιχεία και πολύ συχνά εκτίθενται σε παρόμοιες καταστάσεις.

Στη διπλωματική αυτή προτάθηκε η χρήση MOV για την προστασία του διακόπτη κατεύθυνσης και αποδείχθηκε η χρησιμότητά της μέσω προσομοιώσεων σε ηλεκτρονικό υπολογιστή. Επόμενο στάδιο της μελέτης αυτής θα μπορούσε να είναι η κατασκευή ενός πειραματικού μοντέλου μικρής ισχύος ώστε να αποδειχθεί η ορθότητα της μεθόδου προστασίας και στο εργαστήριο.

Βιβλιογραφία

1. Kuphaldt, Tony R., "Lessons In Electric Circuits : Volume II - AC". March 8, 2003
2. <http://techteam.gr/forum/topic/88726-AC-enantion-DC/>
3. Jos Arrillaga "High Voltage Direct Current Transmission" 2nd Edition, IEE power and energy series 29, 1998, ISBN 0 85296 941 4
4. Comparative Evaluation of HVDC and HVAC Transmission Systems, Kala Meah, Sadrul Ula
5. HVDC Power transmission systems, K.R Padiyar, Indian Institute of science
6. ABB, Introducing HVDC
7. "High Voltage Direct Current (HVDC) Transmission Super Highway Benefits to the Plains and Southeast"
8. <http://new.abb.com/systems/hvdc/references/italy---greece-hvdc-link>
9. Modelling and Control of the Modular Multilevel Converter (MMC) Elisabeth N. Abildgaard , Marta Molinasa
10. Στέφανος Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα 2012
11. Asplund G , "HVDC Light-DC transmission based on voltage sourced converters". ABB Review 1/1998
12. Williams, B.W., Power Electronics - devices, drivers and applications, Macmillan Press, ISBN 0 333 57351 X, 1992, pp 359–371.
13. <http://www.casa-1000.org/Docs/GeneralOverviewOfHVDCTransmissionSystem.pdf>
14. Control And Protection Of HvdC Systems, Γεωργιάδης Γεώργιος, HMMY ΑΠΘ,2013
15. Multilevel Converters, Keith Corzine, University of Wisconsin–Milwaukee
16. Corzine, K. A. and Majeethia, S. K., Analysis of a novel four-level DC/DC boost converter, IEEE Trans. Ind. Appl., 36, 1342, 2000
17. Phase Shifted and Level Shifted PWM Based Cascaded Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drive, A.Venkatakrishna, R.Somanatham and M.Sandeep Reddy
18. <http://www.freedm.ncsu.edu/index.php?s=2&t=news&p=121>
19. <http://powerelectronics.com/power-electronics-systems/solid-state-transformers-could-be-next-big-thing-power-electronics>
20. Dual active bridge converters in SST, Hengsi Qin, 2012
21. Topology Comparison for SST implementation, Sixifo Falcones, Xiaolin Mao, Raja Ayyanar
22. Capacitance and Inductance Selection of the Modular Multilevel Converter, Marcin Zygmanski , Bogusław Grzesik , Radosław Nalepa

23. Design and Control of Single Phase Modular Multilevel Converter, Mario Lopez Medina, Universidad de Oviedo, July 2013
24. Real-time simulation of Modular Multilevel Converters, Dominic Paradis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 2013
25. Design and Control of Modular Multilevel Converter in an Active Front End Application, Panagiotis Asimakopoulos, Chalmers University Of Technology, 2013
26. Modeling and Control of a Full-Bridge Modular Multilevel STATCOM, Wei Li, Member, IEEE, L.-A. Grégoire, Member, IEEE, and J. Bélanger Member, IEEE
27. ELFORSK, VSC-HVDC using Multilevel technology
28. HVDC and Power Electronic Systems for Overhead Line and Insulated Cable Applications, J. Dorn, H. Gambach, J. Strauss, T. Westerweller, J. Alligan, 2012 San Francisco Colloquium
29. <http://www.opal-rt.com/new-product/modular-multilevel-converter>
30. Control and Performance of a Modular Multilevel Converter System, Wei LI, Luc-Andre GREGOIRE, Jean BÉLANGER, 2011
31. <https://twiki.cern.ch/twiki/bin/view/Main/ModularMultilevelConverter>
32. Analysis of Modulation and Voltage Balancing Strategies for Modular Multilevel Converters, Ryan Blackmon
33. Asymmetrical Multilevel Inverter for Traction Drives Using Only One DC Supply, Juan Dixon, Carlos Castillo, OCTOBER 2010
34. http://www.algolist.net/Algorithms/Sorting/Bubble_sort
35. <http://www.dcc.fc.up.pt/~fds/aulas/PPD/1112/sorting.pdf>
36. High-Frequency Operation of a DC/AC/DC System for HVDC Applications, Thomas Luth, Michael M.C. Merlin, Tim. C. Green, Fainan Hassan, Carl D. Barker, August 2014
37. Review of published work and establishment of representative model and scenarios for DC fault studies, Yixue Feng, The University of Nottingham
38. The Alternate Arm Converter: A New Hybrid Multi-level Converter with DC-fault Blocking Capability, Michael Merlin, Tim Green, Paul Mitcheson, David R. Trainer, Roger Critvhley, Will Crookes, Fainan Hassan
39. Power Loss and Thermal Characterization of IGBT Modules in the Alternate Arm Converter, M.M.C. Merlin, P.D Mitcheson, T.C. Green, Imperial College London
40. Modulation and control of a new alternate arm multilevel converter for high-voltage direct current system with direct current fault ride-through capability, Pengfei Hu, Daozhuo Jiang, Yuebin Zhou, Jie Guo, Zhiyong Lin, Yiqiao Liang, May 2013

41. VSC-based HVDC System Capability to Ride Through Faults, Q.Abarategui, D.M. Larruskain, I.Zamora, V.Valverde, G. Buigues, A. Iturregi, April 2015
42. Pre-charging and DC Fault Ride-Through of Hybrid MMC Based HVDC Systems, Rong Zeng, Lie Xu, Liangzhong Yao, John Morrow
43. H-Bridge Modular Multilevel Converter(M2c) for High-Voltage Applications, Grain Adam, Khaled Ahmed, Nand Singh, Stephen Finney, Barry Williams
44. John Matthews Introduction to the Design and Analysis of Building Electrical Systems
45. <http://blog.gogreensolar.com/2015/02/ac-vs-dc-breakers.html>
46. <http://www.energy.siemens.com/hq/en/power-transmission/high-voltage-products/circuit-breaker/>
47. The Hybrid HVDC Breaker An innovation breakthrough enabling reliable HVDC grids, Magnus Callavik, Anders Blomberg, Jürgen Häfner, Björn Jacobson ABB Grid Systems
48. Christian M. Franck, Member of IEEE. HVDC Circuit Breakers: A Review Identifying Future Research Needs .IEEE 2011.
49. DC circuit breakers and their use in HVDC grids, Nikolaos Kostoulas, Vasileios Sitokonstantinou, Mohammad Idris, Patrick Sterling, Saadman Sayed, Petros Karaiskos
50. Solid-State Circuit Breakers For Medium Voltage DC Power, M. Kempkes, I. Roth, M. Gaudreau
51. ABB, The Hybrid HVDC Breaker, An innovation breakthrough enabling reliable HVDC grids, Magnus Callavik, Anders Blomberg, Jürgen Häfner, Björn Jacobson
52. Fairchild semiconductor, Application Note 9020, IGBT Basic II, K.J Um, April, 2002
53. Design of Snubbers for Power Circuits, By Rudy Severns
54. Snubber Considerations for IGBT Applications, Yi Zhang, Saed Sobhani, Rahul Chokhawala
55. <http://www.tti europe.com/docs/IO/32219/TE-0611.pdf>
56. <http://www.electronics-tutorials.ws/resistor/varistor.html>
57. <http://www.circuitstoday.com/metal-oxide-varistor-mov>
58. "Introduction to Metal Oxide Varistors" June 5, 2012 on PowerGuru.org
59. EPCOS, SIOV metal oxide varistors-Selection procedure, April 2011
60. Improving Current Sharing Between Parallel Varistors, G.A. Putrus, L. Ran, M.M.R. Ahmed