



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών
και Ηλεκτρονικών Ισχύος

**Μετατροπέας Ισχύος Εναλλασσόμενου Βραχίονα
και μέθοδοι προστασίας των ημιαγωγών του
με τη χρήση βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων
συνδεδεμένων σε σειρά και παράλληλα**

Διπλωματική Εργασία

Κίτσος Βασίλειος

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

Αθήνα, Ιούλιος 2016



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών
και Ηλεκτρονικών Ισχύος

**Μετατροπέας Ισχύος Εναλλασσόμενου Βραχίονα
και μέθοδοι προστασίας των ημιαγωγών του
με τη χρήση βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων
συνδεδεμένων σε σειρά και παράλληλα**

Διπλωματική Εργασία

Κίτσος Βασίλειος

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή:

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

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

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

Αθήνα, Ιούλιος 2016

.....
Κίτσος Βασίλειος

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

Copyright © Κίτσος Βασίλειος, Ιούλιος 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 (vkitsos@hotmail.com).

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

Τα συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC) αποτελούν το μέλλον για τη μεταφορά ενέργειας εξαιτίας των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν για τη μεταφορά σε μεγάλες αποστάσεις. Για να είναι όμως τέτοια συστήματα αποτελεσματικά απαιτούν και τους κατάλληλους μετατροπείς ισχύος, οι οποίοι θα μπορούν να ανταπεξέλθουν στις υψηλές απαιτήσεις ενός τέτοιου συστήματος μεταφοράς. Τη λύση έρχεται να δώσει ένας νέος τύπος μετατροπέα, ο Πολυεπίπεδος Μετατροπέας Ισχύος που αποτελείται από υπομονάδες DC-DC Μετατροπέων (Modular Multilevel Converter ή MMC). Στην παρούσα διπλωματική λοιπόν μελετάμε αρχικά τη δομή και τη λειτουργία 2 διαφορετικών τοπολογιών του MMC μετατροπέα, αυτής που χρησιμοποιεί υπομονάδες ημιγέφυρας και αυτής που χρησιμοποιεί υπομονάδες πλήρους γέφυρας. Στη συνέχεια αναλύουμε τη δομή και τη λειτουργία μιας υβριδικής τοπολογίας του MMC μετατροπέα με τον μετατροπέα 2-επιπέδων, τον Μετατροπέα Εναλλασσόμενου Βραχίονα (Alternate Arm Converter ή AAC). Τον τρόπο με τον οποίο αυτοί οι μετατροπείς λειτουργούν τον βλέπουμε και μέσα από προσομοιώσεις.

Στη συνέχεια αναζητούμε τρόπους προστασίας του μετατροπέα εναλλασσόμενου βραχίονα (AAC). Πιο συγκεκριμένα προσπαθούμε να βρούμε τρόπους προστασίας των IGBTs που συνδέονται σε σειρά σε έναν τέτοιο μετατροπέα και αποτελούν τον διακόπτη διεύθυνσης. Ο διακόπτης αυτός σε περίπτωση σφάλματος μπορεί να εκτεθεί σε υπερτάσεις που οφείλονται στο πηνίο που υπάρχει στο βραχίονα του μετατροπέα. Το πηνίο αυτό αποθηκεύει ενέργεια κατά τη λειτουργία του μετατροπέα και σε περίπτωση που ανοίξει ο διακόπτης διεύθυνσης κάποια μη προγραμματισμένη χρονική στιγμή, είτε λόγω εσφαλμένου ελέγχου του διακόπτη είτε για να αντιμετωπιστεί ένα σφάλμα εντός ή εκτός του μετατροπέα, τότε έχουμε σαν αποτέλεσμα να υπάρξει μία ανεπιθύμητη ασυνέχεια του ρεύματος του πηνίου και να δημιουργηθεί μία υπέρταση στα άκρα του πηνίου, η οποία είναι καταστροφική για τους ημιαγωγούς του διακόπτη διεύθυνσης. Εξετάζουμε λοιπόν την προστασία του διακόπτη διεύθυνσης μέσω κυκλωμάτων snubber και μέσω βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων (MOVs). Και πάλι βλέπουμε μέσα από προσομοιώσεις πώς λειτουργούν οι συγκεκριμένοι τρόποι προστασίας.

Τέλος επιχειρούμε να σχεδιάσουμε έναν διακόπτη μεγάλης ισχύος μαζί με σύστημα προστασίας, ο οποίος θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σε μία πραγματική εφαρμογή μετατροπέα εναλλασσόμενου βραχίονα. Μέσα από προσομοιώσεις σε συγκεκριμένους τύπους σφαλμάτων διαπιστώνουμε την αποτελεσματικότητα του συγκεκριμένου διακόπτη.

Λέξεις κλειδιά: HVDC, Πολυεπίπεδος Μετατροπέας που αποτελείται από υπομονάδες DC-DC Μετατροπέων, MMC, υπομονάδα ημιγέφυρας, υπομονάδα πλήρους γέφυρας, Μετατροπέας Εναλλασσόμενου Βραχίονα, AAC, διακόπτης διεύθυνσης, κύκλωμα snubber, βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων, σφάλματα AAC μετατροπέα, σφάλματα διακοπτών, προστασία AAC μετατροπέα, προστασία IGBTs

Abstract

HVDC transmission systems are the future for the transfer of energy due to the advantages they present for transfer over long distances. But such systems, in order to be effective, require appropriate power converters, which can cope with the high demands of such a transmission system. The solution is given by a new type of converter, the Modular Multilevel Converter (MMC). In this thesis initially we analyze the structure and function of 2 different topologies of MMC converter, the one which uses half-bridge submodules (HB-MMC) and the one which uses full-bridge submodules (FB-MMC). Then we analyze the structure and operation of a hybrid topology of MMC converter with two level converter, the Alternate Arm Converter (AAC). The way these converters operate was also observed through simulations.

Then we search for ways to protect the Alternate Arm Converter. More specifically we are trying to find ways to protect the IGBTs connected in series in such a converter and construct the director switch. This switch can be exposed to overvoltages in case of a fault due to the coil which exists in the converter arm. This coil stores energy during the normal operation of the converter and when the director switch opens at an unscheduled time, because of incorrect switch control or in order a fault within or out of the converter to be confronted, the result is an undesirable discontinuity of the coil current and the generation of an overvoltage across the coil, which is disastrous for the semiconductors of the director switch. So we consider the protection of the director switch through snubber circuits and through metal oxide varistors (MOVs). Again we see through simulations the function of these specific ways of protection.

Finally we design a high power switch, together with protection system, which could be used in an actual application of an alternate arm converter. Through simulations to specific types of faults, we see the effectiveness of this switch.

Key Words: Modular Multilevel Converter, MMC, half-bridge submodule, full-bridge submodule, Alternate Arm Converter, AAC, director switch, snubber circuits, metal oxide varistor, MOV, Alternate Arm Converter faults, switch faults, AAC protection, IGBTs protection

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή της διπλωματικής μου εργασίας, κ. Στέφανο Μανιά, για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα ενδιαφέρον θέμα, καθώς επίσης και για την πολύ σημαντική καθοδήγησή του και τις γνώσεις που μου προσέφερε κατά την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους μου από τη σχολή με τους οποίους περάσαμε μαζί εύκολες και δύσκολες στιγμές αυτά τα έξι χρόνια, και περισσότερο από όλους την οικογένειά μου, που στέκεται δίπλα μου όλα αυτά τα χρόνια και με στηρίζει σε κάθε μου βήμα.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη	3
Abstract	5
Ευχαριστίες	7
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Εισαγωγή	13
1.1 Τα συστήματα μεταφοράς συνεχούς ρεύματος – υψηλής τάσης (HVDC) ως μέσο μεταφοράς ενέργειας για μεγάλες αποστάσεις.....	13
1.2 Οι Μετατροπείς Πηγής Τάσης (VSCs) στα συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC).....	15
1.3 Τοπολογίες διασύνδεσης του HVDC συστήματος μεταφοράς με τα AC δίκτυα.....	19
1.4 Σκοπός και δομή διπλωματικής εργασίας.....	22
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Πολυεπίπεδος Μετατροπέας Ισχύος που αποτελείται από υπομονάδες DC-DC Μετατροπέων (MMC)	25
2.1 Εισαγωγή.....	25
2.2 Δομή του MMC μετατροπέα.....	25
2.2.1 Υπομονάδες ημιγέφυρας (Half- bridge submodules).....	27
2.2.2 Υπομονάδες πλήρους γέφυρας (Full-bridge submodules).....	28
2.3 Αρχές λειτουργίας του MMC μετατροπέα.....	31
2.3.1 Μαθηματική ανάλυση της τάσης εξόδου του μετατροπέα.....	32
2.3.2 Ρεύματα εντός του μετατροπέα.....	34
2.4 Προσομοίωση μονοφασικού MMC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink.....	36
2.5 Προσομοίωση τριφασικού MMC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink.....	41
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Μετατροπέας Εναλλασσόμενου Βραχίονα (AAC)	45
3.1 Εισαγωγή.....	45
3.2 Δομή του AAC μετατροπέα ισχύος.....	45
3.3 Αρχές λειτουργίας του AAC μετατροπέα.....	47
3.4 Ο διακόπτης διεύθυνσης (director switch) του AAC μετατροπέα.....	50
3.5 Εξισορρόπηση της ενέργειας εντός του μετατροπέα.....	52
3.6 Προσομοίωση μονοφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink.....	55

3.7 Προσομοίωση τριφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink.....	60
--	----

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Προστασία IGBTs με τη χρήση κυκλωμάτων snubber.....65

4.1 Εισαγωγή.....	65
4.2 Τύποι κυκλωμάτων snubber αποκοπής για IGBTs	66
4.3 Ανάλυση RCD κυκλώματος snubber αποκοπής.....	67
4.4 RCD κύκλωμα snubber αποκοπής σε κύκλωμα με επαγωγικές αντιδράσεις.....	70
4.5 Ισοκαταμερισμός της τάσης στη μόνιμη κατάσταση μεταξύ συνδεδεμένων σε σειρά IGBTs.....	73
4.6 Προσομοιώσεις κυκλωμάτων RCD snubber που χρησιμοποιούνται για την προστασία IGBTs με τη βοήθεια του προγράμματος PSpice.....	75
4.6.1 Προσομοιώσεις χωρίς τη χρήση κυκλώματος snubber.....	75
4.6.2 Προσομοιώσεις με τη χρήση κυκλώματος snubber και για διαφορετικές τιμές πυκνωτή του κυκλώματος snubber.....	79
4.6.3 Προσομοίωση με τη χρήση κυκλώματος snubber και με τη σύνδεση IGBTs σε σειρά.....	83
4.6.4 Συμπεράσματα προσομοιώσεων για τη χρήση κυκλώματος snubber.....	87

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Προστασία IGBTs με τη χρήση Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων (MOV).....89

5.1 Εισαγωγή.....	89
5.2 Τρόπος λειτουργίας και χαρακτηριστικές λειτουργίας ενός βαρίστορ.....	90
5.3 Απόδοση και αποτελεσματικότητα ενός βαρίστορ.....	93
5.4 Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα.....	94
5.5 Προσομοιώσεις στο πρόγραμμα PSpice με τη χρήση βαρίστορ για την προστασία IGBTs.....	97
5.5.1 Προσομοίωση με τη χρήση ενός MOV για την προστασία ενός IGBT.....	97
5.5.2 Προσομοίωση με MOVs συνδεδεμένα σε σειρά.....	100
5.5.3 Προσομοίωση με MOVs συνδεδεμένα παράλληλα.....	103
5.5.4 Προσομοίωση προστασίας IGBTs που συνδέονται σε σειρά με τη χρήση MOVs.....	106
5.5.5 Προσομοίωση με MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα...	109
5.5.6 Συμπεράσματα προσομοιώσεων για την προστασία IGBTs με τη χρήση MOVs.....	112

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: Προτεινόμενες διατάξεις διακόπτη για τη χρήση τους ως διακόπτη διεύθυνσης σε έναν AAC μετατροπέα ισχύος.....115

6.1	Εισαγωγή.....	115
6.2	Περιπτώσεις σφαλμάτων που καλείται να αντιμετωπίσει ο διακόπτης διεύθυνσης ενός AAC μετατροπέα ισχύος.....	115
6.3	Παρουσίαση 2 εναλλακτικών διατάξεων διακόπτη μεγάλης ισχύος (V=40kV, I=1500A) για τη χρήση τους ως διακόπτη διεύθυνσης σε έναν AAC μετατροπέα ισχύος.....	117
6.3.1	Προτεινόμενη διάταξη διακόπτη διεύθυνσης όπου για την προστασία των IGBTs του χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα παράλληλα	118
6.3.2	Προτεινόμενη διάταξη διακόπτη διεύθυνσης όπου για την προστασία των IGBTs του χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα.....	120
6.4	Προσομοίωση των προτεινόμενων διατάξεων διακόπτη σε κατάσταση σφάλματος.....	122
6.4.1	Προσομοίωση προτεινόμενης διάταξης διακόπτη διεύθυνσης 1 (όπου για την προστασία των IGBTs του χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα παράλληλα) σε κατάσταση σφάλματος.....	123
6.4.2	Προσομοίωση προτεινόμενης διάταξης διακόπτη διεύθυνσης 2 (όπου για την προστασία των IGBTs του χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα) σε κατάσταση σφάλματος.....	128
6.5	Συμπεράσματα προσομοιώσεων για την λειτουργία των προτεινόμενων διατάξεων διακόπτη	134

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: Συμπεράσματα Διπλωματικής Εργασίας135

7.1	Συμπεράσματα για τις τοπολογίες μετατροπέων τύπου MMC.....	135
7.2	Συμπεράσματα κυκλωμάτων προστασίας διακοπών	138
7.3	Μελλοντική έρευνα	144

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ..... 147

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ..... 155

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Τα συστήματα μεταφοράς συνεχούς ρεύματος – υψηλής τάσης (HVDC) ως μέσο μεταφοράς ενέργειας για μεγάλες αποστάσεις

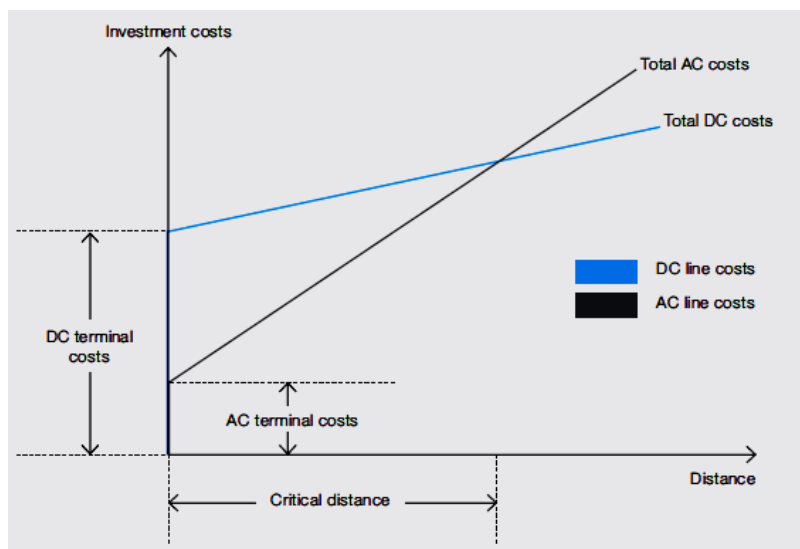
Η ζήτηση για ηλεκτρική ενέργεια αυξάνεται ολοένα και περισσότερο παγκοσμίως λόγω της ανάπτυξης της αγοράς και επομένως υπάρχει ανάγκη για μείωση των περιβαλλοντικών επιπτώσεων από την αύξηση της ζήτησης ηλεκτρικής ενέργειας. Κατά συνέπεια, η ικανότητα και η αποτελεσματικότητα παραγωγής, μεταφοράς και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας πρέπει να αυξηθεί. Οι δύο βασικές εναλλακτικές λύσεις για τη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας είναι η μεταφορά εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) και η μεταφορά συνεχούς ρεύματος (DC). Όταν κατασκευάστηκαν τα δίκτυα παροχής ηλεκτρικής ενέργειας, η AC μεταφορά ενέργειας ήταν η προτιμώμενη επιλογή, ξεπερνώντας την αδυναμία της DC να διακόπτεται γρήγορα και να μετασχηματίζεται. Ωστόσο τώρα απαιτούνται πιο έξυπνα και καλύτερα ελεγχόμενα δίκτυα. Πώς όμως μπορούν να δημιουργηθούν τέτοια δίκτυα;

Το κλειδί βρίσκεται στο συνδυασμό υφιστάμενων τεχνολογιών AC και DC συστημάτων μεταφοράς, κάνοντας χρήση των πλεονεκτημάτων και των δύο. Η μεταφορά ισχύος μέσω ενός δικτύου υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC) θα ενσωματωθεί μέσα στο AC δίκτυο και θα ενισχύσει τη λειτουργία του όλου δικτύου όσον αφορά τη δυνατότητα ελέγχου, την ταχύτητα και την επίτευξη χαμηλότερων απωλειών. Τι μπορεί όμως να μας προσφέρει ένα δίκτυο υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος που δεν μπορεί να μας προσφέρει ένα AC δίκτυο;

Τα Σύγχρονα συστήματα συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης (HVDC) μπορούν να μεταφέρουν μέχρι και τρεις φορές περισσότερη ενέργεια μέσω των ίδιων πυλώνων και καλωδίων που χρησιμοποιούν τα συστήματα εναλλασσόμενου ρεύματος και αντιπροσωπεύουν την καταλληλότερη τεχνολογία για τη μαζική μεταφορά ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις (σχήμα 1.1). Επιπλέον, λαμβάνοντας υπόψη τις αυξανόμενες δυσκολίες στην απόκτηση άδειας για νέες γραμμές μεταφοράς ενέργειας τόσο στις αστικές όσο και στις αγροτικές περιοχές, τα συστήματα HVDC είναι συχνά η μόνη λύση για την αύξηση της χωρητικότητας σε μικρότερες αποστάσεις.

Υπάρχουν επίσης και άλλα πλεονεκτήματα που συνδέονται με τα συστήματα HVDC. Η ανάπτυξη υψηλής ισχύος διπολικών τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBTs) καθιστά μικρότερα συστήματα HVDC οικονομικά. Αυτά μπορούν να εγκατασταθούν σε υπάρχοντα δίκτυα εναλλασσόμενου ρεύματος για τη σταθεροποίηση της ροής ρεύματος χωρίς το πρόσθετο ρεύμα βραχυκύκλωσης που θα παραγόταν από την προσθήκη μιας νέας γραμμής μεταφοράς AC. Όταν μια σύνδεση συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης (HVDC) είναι ενσωματωμένη σε ένα δίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος, βελτιώνεται δραματικά η δυνατότητα ελέγχου της ροής ισχύος. Με την προσθήκη υποσταθμών μετατροπής HVDC

γίνεται εφικτός ο δυναμικός καταμερισμός του αποθέματος ενέργειας μεταξύ δύο AC δικτύων με διαφορετικές συχνότητες, πράγμα που σημαίνει μείωση της κατανάλωσης ισχύος στο μισό όταν βρισκόμαστε σε κατάσταση αναμονής. Τα συστήματα HVDC είναι επίσης ένα τείχος προστασίας από σφάλματα και διακοπές δεδομένου ότι η διασύνδεση συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης σταματά τον πολλαπλασιασμό των σφαλμάτων.



Σχήμα 1.1 : Σύγκριση κόστους μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας μέσω AC και DC συστημάτων συναρτήσει της απόστασης [1].

Η μεταφορά με HVDC είναι επίσης η επιλογή για ορισμένες μικρές αποστάσεις, κυρίως μέσω υποβρύχιων καλωδίων, όπου πάνω από μια ορισμένη απόσταση, η άεργος ισχύς που παράγεται από ένα υποβρύχιο καλώδιο εναλλασσόμενου ρεύματος ξεπερνάει το σύνολο της τρέχουσας ικανότητας μεταφοράς του αγωγού και έτσι δεν μπορεί να μεταφερθεί χρήσιμη ενέργεια. Τυπικά η μεταφορά ενέργειας μέσω HVDC αποτελεί την πιο συμφέρουσα οικονομικά λύση για τη μεταφορά μεγάλης ισχύος σε απόσταση μεγαλύτερη από 50-100km στην περίπτωση υποβρύχιων και υπόγειων καλωδίων, ενώ για τις εναέριες γραμμές η αντίστοιχη απόσταση ξεπερνά περίπου τα 600km.

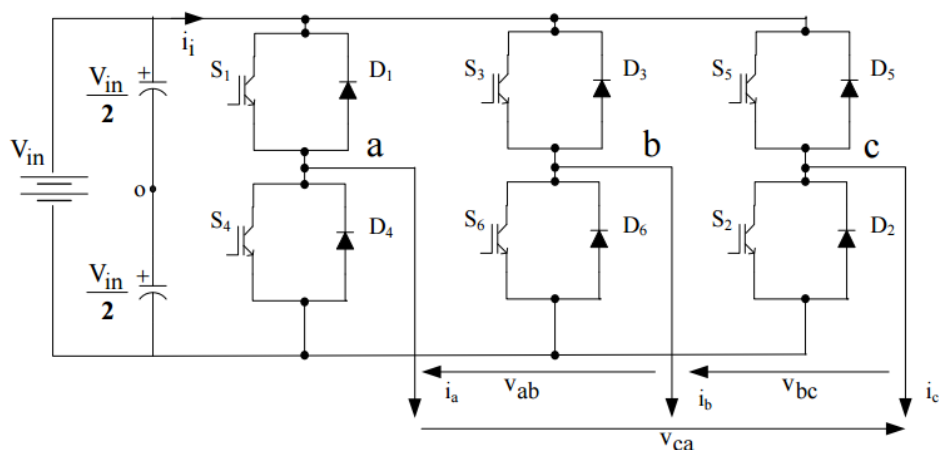
Όλα τα παραπάνω μας δείχνουν πόσο σημαντική είναι η ανάπτυξη HVDC συστημάτων μεταφοράς ενέργειας. Ωστόσο υπάρχουν και κάποια λειτουργικά προβλήματα που περιορίζουν την εφαρμογή τους. Απαιτείται σχετικά ισχυρό σύστημα εναλλασσόμενου ρεύματος και στις δύο πλευρές σύνδεσης του συστήματος υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος. Επίσης το HVDC σύστημα δημιουργεί αρμονική παραμόρφωση στα συστήματα εναλλασσόμενου ρεύματος. Τέλος έχει περιορισμό στην ανταλλαγή άεργου ισχύος με το AC σύστημα και απαιτεί πολύ χώρο [1],[2],[3].

Είναι λοιπόν επιτακτική ανάγκη η ανάπτυξη κατάλληλων μετατροπέων που θα μπορούν να ανταπεξέλθουν στις ανάγκες τέτοιων συστημάτων και να καθίσταται έτσι εφικτή η σύνδεση AC δικτύων με DC δίκτυα υψηλής τάσης. Τέτοιοι μετατροπείς είναι οι μετατροπείς πηγής τάσης (voltage source converters), στους οποίους αναφερόμαστε εκτεταμένα στην επόμενη ενότητα.

1.2 Οι Μετατροπείς Πηγής Τάσης (VSCs) στα συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC)

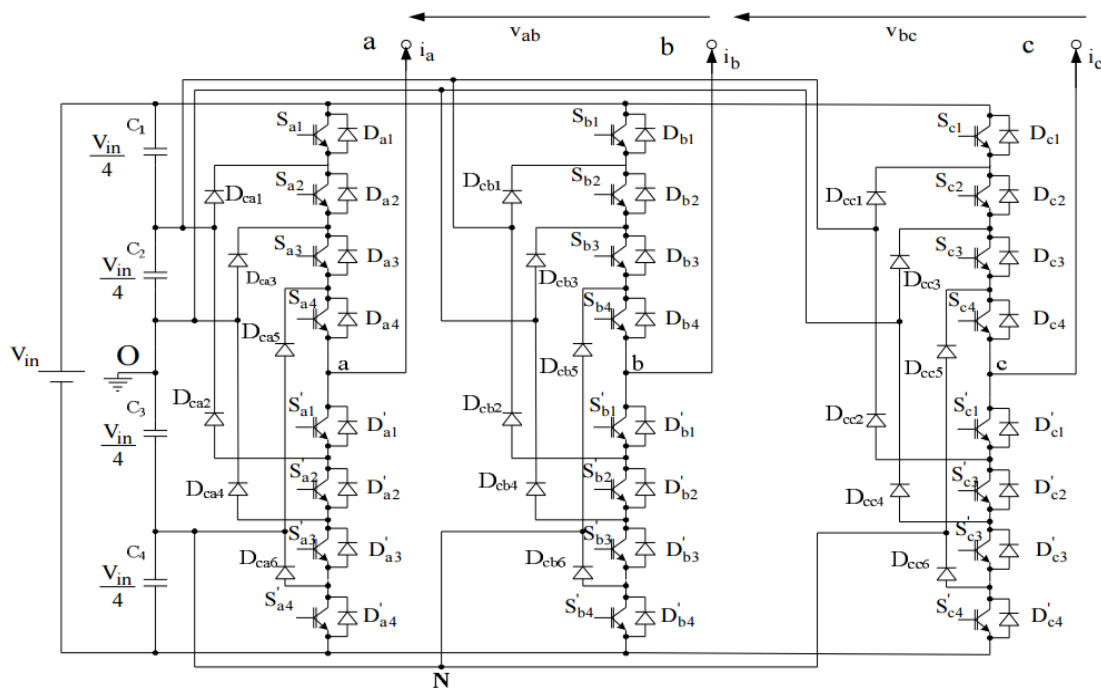
Η ταχεία ανάπτυξη στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος με την κατασκευή συσκευών με ικανότητα αποκοπής, όπως τα θυρίστορ με αποκοπή από την πύλη (GTOs) και των διπολικών τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (IGBTs), καθιστά τους μετατροπείς πηγής τάσης (VSC) να γίνονται όλο και πιο ελκυστικοί για τα συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC). Πρόκειται για την τεχνολογία μεταφοράς ενέργειας υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος που χρησιμοποιεί μετατροπείς πηγής τάσης (VSC-HVDC). Αυτή η τεχνολογία παρέχει σημαντικά τεχνικά και οικονομικά πλεονεκτήματα για διαφορετικές εφαρμογές σε σύγκριση με τα συμβατικά συστήματα υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος που βασίζονται στην τεχνολογία των θυρίστορ.

Οι μετατροπείς πηγής τάσης είναι το πιο σημαντικό μέρος των VSC-HVDC συστημάτων μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας. Διαφορετικές τοπολογίες VSC και συνακόλουθες τεχνικές ελέγχου αυτών οδηγούν σε διαφορετικές αποδόσεις των VSC-HVDC συστημάτων και επηρεάζουν την αποτελεσματικότητα, την οικονομία και την αξιοπιστία μιας εγκατάστασης VSC-HVDC. Τα περισσότερα συστήματα μεταφοράς HVDC με μετατροπείς πηγής τάσης που έχουν κατασκευαστεί μέχρι σήμερα χρησιμοποιούν την οικεία τοπολογία μετατροπέα 2-επίπεδων (σχήμα 1.2) που είναι γνωστή από τη βιομηχανία οδήγησης κινητήρων. Η διαμόρφωση εύρους πλάτους (Pulse Width Modulation ή PWM) χρησιμοποιείται για να επιτευχθεί επαρκής αρμονική απόδοση και η μόνη σημαντική διαφορά στα HVDC συστήματα μεταφοράς είναι η ανάγκη να συνδεθεί μεγάλος αριθμός IGBTs σε σειρά, προκειμένου να επιτευχθεί η απαιτούμενη ονομαστική τάση. Παρόλα αυτά, η διαδικασία του PWM ελέγχου σε έναν μετατροπέα 2-επιπέδων οδηγεί σε υψηλές διακοπτικές απώλειες στα IGBTs, καθιστώντας τη συνολική απόδοση του μετατροπέα σημαντικά μικρότερη από εκείνη ενός συγκρίσιμου μετατροπέα φυσικής μεταγωγής (Line commutated converter ή LCC) για HVDC, διάταξη που χρησιμοποιεί θυρίστορ. Επιπλέον, η σύνδεση μεγάλων αριθμών IGBTs σε σειρά απαιτεί εξελιγμένα κυκλώματα οδήγησης πύλης για την επιβολή κατάλληλης κατανομής τάσης κάτω από όλες τις συνθήκες.



Σχήμα 1.2: Μετατροπέας 2 επιπέδων [4]

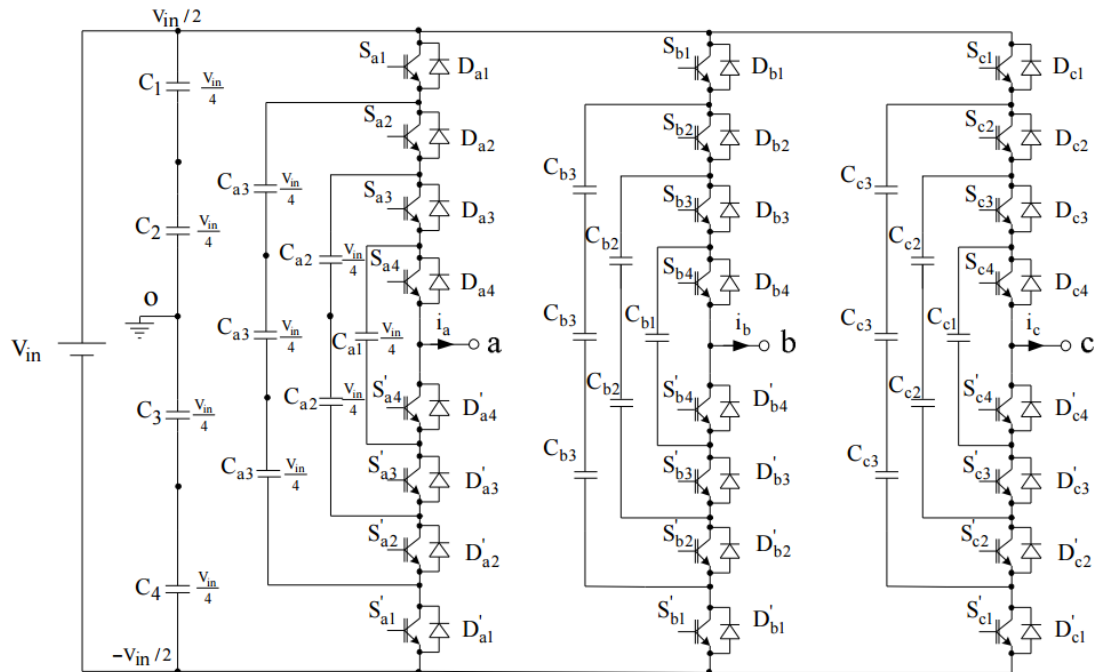
Για να μπορέσουν να αντιμετωπιστούν τα προβλήματα που υπάρχουν με τους μετατροπείς 2 επιπέδων αναπτύχθηκαν οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς πηγής τάσης (Multilevel VSCs). Οι μέχρι τώρα γνωστές τοπολογίες πολυεπίπεδων μετατροπέων πηγής τάσης περιλαμβάνουν τους πολυεπίπεδους μετατροπείς με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Converters) (σχήμα 1.3), τους πολυεπίπεδους μετατροπείς με πυκνωτές περιορισμού (Flying-Capacitors Multilevel Converters) (σχήμα 1.4) και τους πολυεπίπεδους μετατροπείς που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς μετατροπείς συνδεδεμένους σε σειρά με ανεξάρτητες πηγές τάσης τροφοδοσίας (cascaded H-bridge multilevel converters with separated dc sources) (σχήμα 1.5). Ωστόσο η κάθε μία από αυτές τις τοπολογίες έχει κάποια βασικά μειονεκτήματα. Η πολυπλοκότητα στον σχεδιασμό των διόδων περιορισμού και ο αριθμός αυτών αυξάνονται σημαντικά με τον αριθμό των επιπέδων τάσης. Κάτι ανάλογο συμβαίνει και στους μετατροπείς με πυκνωτές περιορισμού, καθώς με την αύξηση των επιπέδων αυξάνεται σημαντικά και το μέγεθος αλλά και ο αριθμός των πυκνωτών περιορισμού. Εκτός από αυτό, η κεντρική χωρητική αποθήκευση ενέργειας σημαίνει ένα υψηλό δυνητικό κίνδυνο σε περίπτωση κάποιου σφάλματος και στα 2 προηγούμενα είδη μετατροπέων. Η τοπολογία cascaded H-bridge δεν έχει τα παραπάνω μειονεκτήματα, αλλά για μία πραγματική εφαρμογή μεταφοράς ισχύος χρειάζεται έναν υψηλό αριθμό ξεχωριστών DC πηγών.



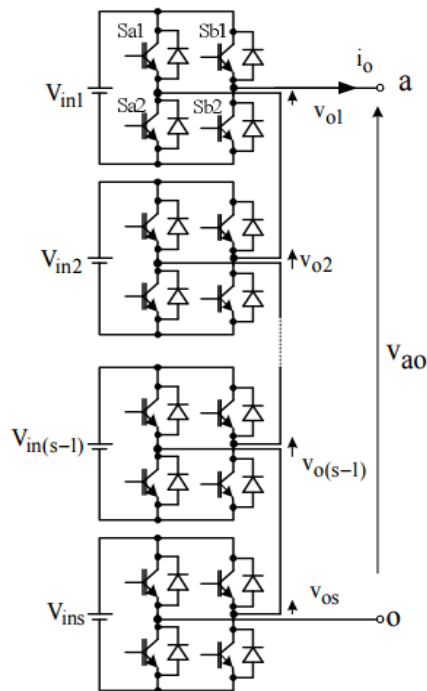
Σχήμα 1.3: Πολυεπίπεδος μετατροπέας (5 επιπέδων) με διόδους περιορισμού [4].

Οι περιορισμοί που αναφέρθηκαν σχετικά με τις υπάρχουσες τοπολογίες μετατροπέων πηγής τάσης μειώνουν τη συνολική απόδοση και αυξάνουν το κόστος ενός έργου κατασκευής VSC-HVDC. Επίσης είναι εμπόδιο για την ανάπτυξη εξοπλισμού με στόχο την πράσινη ενέργεια από ανανεώσιμες πηγές. Έτσι, προκειμένου να καταστεί το έργο πιο αποτελεσματικό και οικονομικό,

είναι αναγκαίο να κατασκευαστεί ένας νέος μετατροπέας πηγής τάσης ο οποίος θα πρέπει να έχει χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα, θα αποφεύγει τη σύνδεση μεγάλου αριθμού στοιχείων σε σειρά και θα επιτρέπει την κλιμάκωση σε διαφορετικά επίπεδα ισχύος και τάσης, χρησιμοποιώντας το ίδιο υλικό.

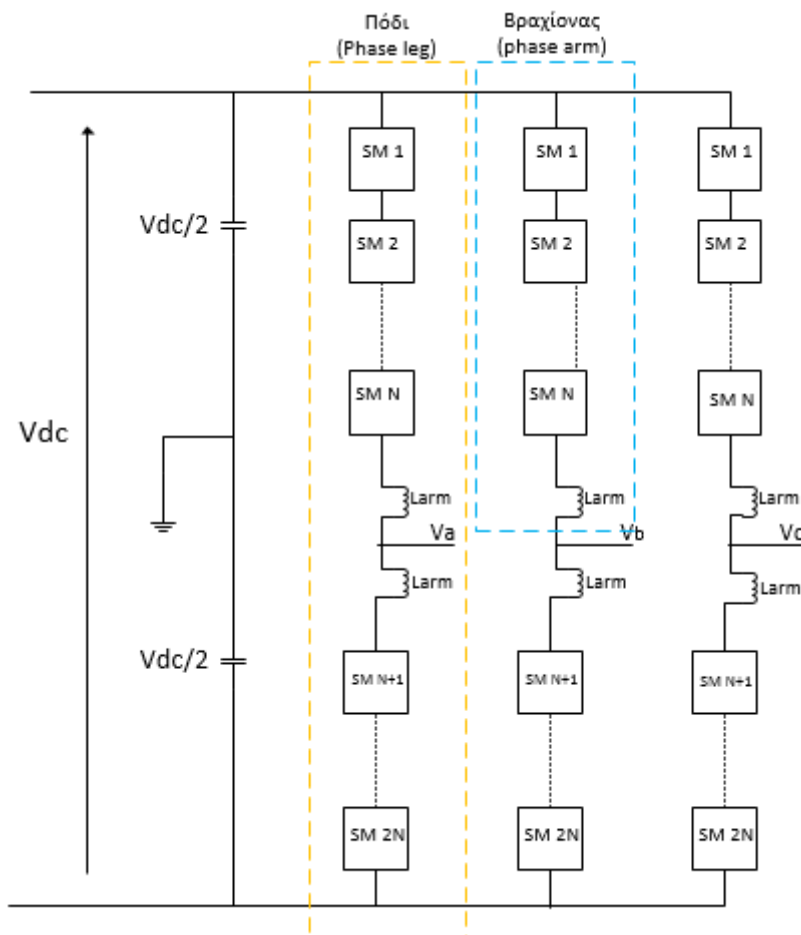


Σχήμα 1.4: Πολυεπίπεδος μετατροπέας (5 επιπέδων) με πυκνωτές περιορισμού [4].



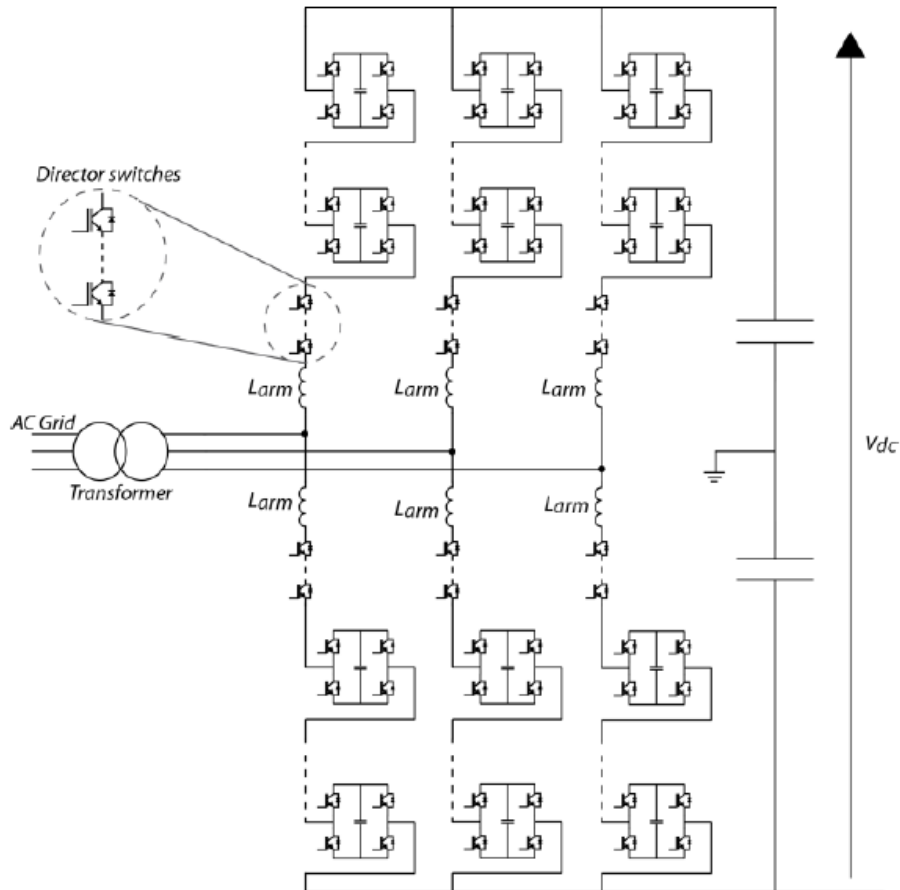
Σχήμα 1.5: Γενική διάταξη πολυεπίπεδου μετατροπέα που αποτελείται από μονοφασικούς μετατροπέες με ξεχωριστές DC πηγές [4].

Για την αντιμετώπιση λοιπόν των παραπάνω αδυναμιών, μια εναλλακτική ιδέα έχει προκύψει τα τελευταία χρόνια, σύμφωνα με την οποία κάθε μονάδα του μετατροπέα δεν είναι απλά ένας διακόπτης, αλλά είναι στην πραγματικότητα ένας ελέγξιμος μετατροπέας πηγής τάσης από μόνος του. Η έννοια αυτή είναι γνωστή ως "Modular Multilevel Converter" ή M2C (Πολυεπίπεδος Μετατροπέας Ισχύος που αποτελείται από υπομονάδες DC-DC Μετατροπέων, σχήμα 1.6) και παραλλαγές του μετατροπέα αυτού έχουν ήδη προταθεί από διάφορους κατασκευαστές [5],[6].



Σχήμα 1.6: Πολυεπίπεδος Μετατροπέας Ισχύος που αποτελείται από υπομονάδες DC-DC Μετατροπέων (MMC).

Στην παρούσα διπλωματική θα εξετάσουμε εκτενέστερα την τοπολογία του πολυεπίπεδου μετατροπέα ισχύος που αποτελείται από υπομονάδες DC-DC Μετατροπέων και πιο συγκεκριμένα την τοπολογία που χρησιμοποιεί υπομονάδες ημιγέφυρας και την τοπολογία που χρησιμοποιεί υπομονάδες πλήρους γέφυρας. Επίσης μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζει μια υβριδική τοπολογία του MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας με τον μετατροπέα 2 επιπέδων. Αυτή η τοπολογία είναι γνωστή με την ονομασία Μετατροπέας Εναλλασσόμενου Βραχίονα (Alternate Arm Converter ή AAC, σχήμα 1.7) και αποτελεί αντικείμενο μελέτης της συγκεκριμένης εργασίας.



Σχήμα 1.7: Μετατροπέας Εναλλασσόμενου Βραχίονα (AAC) [47].

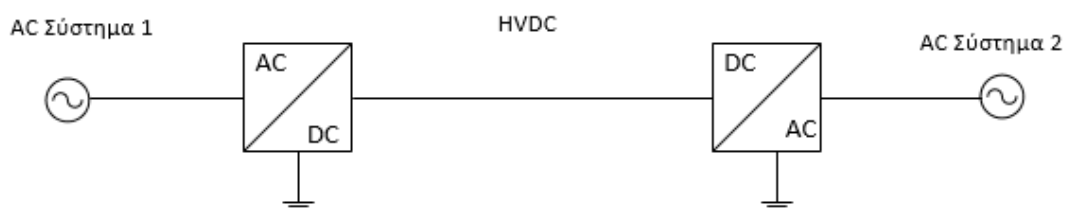
1.3 Τοπολογίες διασύνδεσης του HVDC συστήματος μεταφοράς με τα AC δίκτυα

Υπάρχουν πολλοί τρόποι με τους οποίους μπορεί να διαμορφωθεί ένα HVDC σύστημα κατά το σχεδιασμό νέων HVDC συνδέσεων. Παράγοντες όπως η τοποθεσία, η ενέργεια και η ικανότητα τάσης της σύνδεσης, η τεχνολογία καλωδίων που επιλέγεται και πολλά άλλα, χρησιμοποιούνται για να αποφασιστεί ποια διαμόρφωση θα χρησιμοποιηθεί. Οι κυριότεροι τρόποι σύνδεσης HVDC συστημάτων είναι οι εξής:

- Μονοπολική σύνδεση
- Διπολική σύνδεση
- Back-to-back σύνδεση
- Σύνδεση με πολυτερματικό (multiterminal) σύστημα

Μία **μονοπολική σύνδεση** αποτελείται από ένα μόνο αγωγό και μια διαδρομή επιστροφής μέσω της γης ή της θάλασσας με τη χρήση ηλεκτροδίων (σχήμα 1.8). Πολλά υποθαλάσσια καλώδια έχουν εγκατασταθεί με μονοπολική σύνδεση για να μειωθεί το κόστος. Ωστόσο, η χρήση της διαδρομής επιστροφής μέσα από τη

θάλασσα ή τη γη οδηγεί σε ερωτήματα σχετικά με τη διάβρωση μεταλλικών αντικειμένων και με άλλες περιβαλλοντικές ανησυχίες. Σε πολλές περιπτώσεις, οι υπάρχουσες υποδομές ή οι περιβαλλοντικοί περιορισμοί εμποδίζουν τη χρήση των ηλεκτροδίων. Σε τέτοιες περιπτώσεις, μια μεταλλική διαδρομή επιστροφής χρησιμοποιείται παρά το αυξημένο κόστος και τις αυξημένες απώλειες [7],[8].

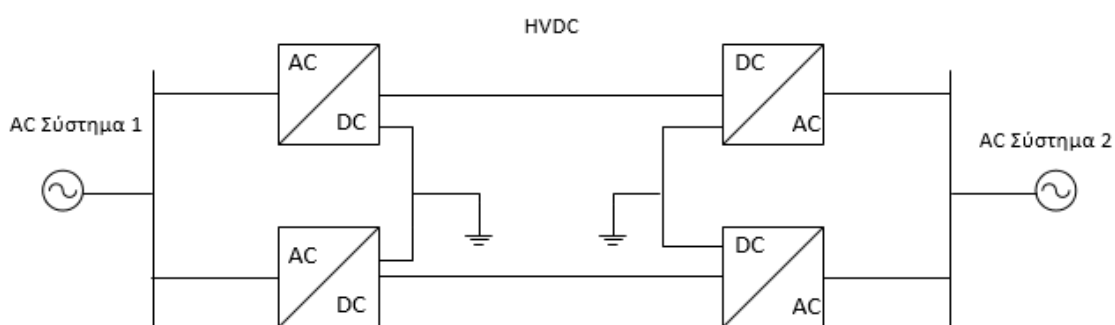


Σχήμα 1.8: Μονοπολική σύνδεση.

Ένα **Διπολικό σύστημα** υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος μπορούμε να δούμε στο σχήμα 1.9. Αυτή είναι η πιο συχνά χρησιμοποιούμενη συνδεσμολογία ενός συστήματος υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος σε εφαρμογές όπου εναέριες γραμμές χρησιμοποιούνται για τη μεταφορά ενέργειας. Στην πραγματικότητα, το διπολικό σύστημα αποτελείται από δύο μονοπολικά συστήματα.

Τα κύρια χαρακτηριστικά του διπολικού συστήματος HVDC είναι τα εξής:

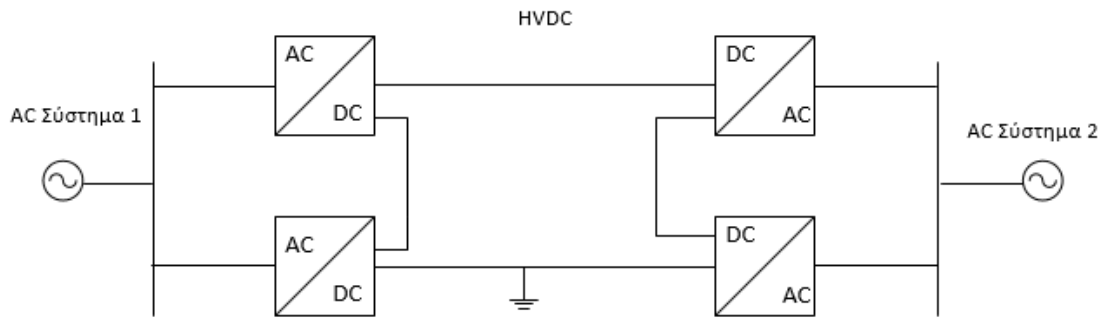
- Περιλαμβάνει δύο αγωγούς, έναν με θετική και έναν με αρνητική πολικότητα.
- Μεσαίο σημείο που γειώνεται.
- Η σύνδεση μεταξύ των δύο σετ μετατροπέων είναι γειωμένη είτε στο ένα είτε και στα δύο άκρα.
- Ο ένας από τους αγωγούς μπορεί να συνεχίσει να μεταφέρει ενέργεια στην περίπτωση που ο άλλος είναι εκτός λειτουργίας [9].



Σχήμα 1.9: Διπολική σύνδεση

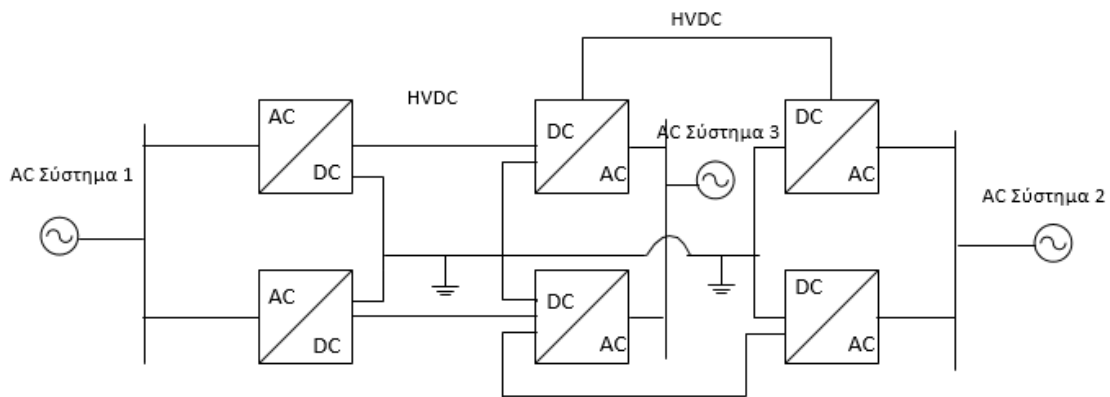
Ένα σύστημα HVDC **back-to-back** χρησιμοποιείται για τη διασύνδεση ασύγχρονων AC δικτύων, ή για τη διασύνδεση δύο συστημάτων με διαφορετικές συχνότητες. Σε τέτοια συστήματα η μεταφορά ενέργειας περιορίζεται στις σχετικές ικανότητες των συνδεδεμένων συστημάτων εναλλασσόμενου

ρεύματος. Οι δύο μετατροπείς τοποθετούνται κοντά ο ένας στον άλλο, συχνά βρίσκονται και στον ίδιο σταθμό [7]. Τη διαμόρφωση ενός τέτοιου συστήματος μπορούμε να δούμε στο σχήμα 1.10.



Σχήμα 1.10: Back-to-back σύνδεση.

Ένα **πολυτερματικό (Multiterminal) σύστημα** αναφέρεται ως ένα σύστημα συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης που αποτελείται από τρεις ή περισσότερους σταθμούς μετατροπής, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 1.11. Ο στόχος της πολυτερματικής διαμόρφωσης του συστήματος υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος είναι να μειώσει το κόστος και τις απώλειες μετατροπής, ενώ παράλληλα παρέχει μεγαλύτερη αξιοπιστία και λειτουργικότητα. Μία από τις δυνατότητες των πολυτερματικών HVDC συστημάτων HVDC είναι οι υπεράκτιες διασυνδέσεις των αιολικών πάρκων ή των εξεδρών άντλησης πετρελαίου και φυσικού αερίου [7].



Σχήμα 1.11: Πολυτερματικό σύστημα διασύνδεσης.

1.4 Σκοπός και δομή διπλωματικής εργασίας

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη διαφορετικών τοπολογιών του MMC μετατροπέα ισχύος, η ανάδειξη των πλεονεκτημάτων και του σημαντικού ρόλου που μπορούν να παίξουν στα σύγχρονα συστήματα υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος και τέλος η μελέτη κυκλωμάτων προστασίας συγκεκριμένης τοπολογίας του μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα, μελετάμε αρχικά τη δομή και τη λειτουργία 2 διαφορετικών τοπολογιών του MMC μετατροπέα, αυτής που χρησιμοποιεί υπομονάδες ημιγέφυρας ως δομικά στοιχεία και αυτής που χρησιμοποιεί υπομονάδες πλήρους γέφυρας ως δομικά στοιχεία. Στη συνέχεια αναλύουμε τη δομή και τη λειτουργία μιας υβριδικής τοπολογίας του MMC μετατροπέα με τον μετατροπέα 2-επιπέδων, τον μετατροπέα εναλλασσόμενου βραχίονα ή AAC μετατροπέα ισχύος. Μετά προτείνουμε 2 διαφορετικούς τρόπους προστασίας του AAC μετατροπέα ισχύος και συγκεκριμένα την προστασία των IGBTs των διακοπών διεύθυνσης του. Επιχειρούμε λοιπόν να εξετάσουμε την λειτουργία των κυκλωμάτων snubber και των βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων και να δούμε τι προσφέρουν στην προστασία των διακοπών. Τέλος έχουμε στόχο να σχεδιάσουμε έναν διακόπτη μεγάλης ισχύος μαζί με σύστημα προστασίας, που θα μπορούσε να λειτουργήσει ως διακόπτης διεύθυνσης σε έναν AAC μετατροπέα.

Όσον αφορά τη δομή της διπλωματικής εργασίας, θα μπορούσαμε να πούμε ότι χωρίζεται σε 2 μέρη. Το πρώτο μέρος περιλαμβάνει τα κεφάλαια 2 και 3, όπου ασχολούμαστε με τις διάφορες τοπολογίες του MMC μετατροπέα ισχύος, ενώ το δεύτερο μέρος περιλαμβάνει τα κεφάλαια 4, 5 και 6, όπου ασχολούμαστε με τις μεθόδους προστασίας διακοπών (IGBTs).

Πιο συγκεκριμένα, στο κεφάλαιο 2 μελετάμε τη δομή και τον τρόπο λειτουργίας των 2 πιο βασικών τοπολογιών του MMC μετατροπέα ισχύος: του MMC μετατροπέα υπομονάδων ημιγέφυρας και του MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα προσομοίωσης ενός μονοφασικού και ενός τριφασικού MMC μετατροπέα 5 επιπέδων υπομονάδων ημιγέφυρας.

Στο κεφάλαιο 3 μελετάμε τη δομή και τον τρόπο λειτουργίας του μετατροπέα εναλλασσόμενου βραχίονα (AAC), που αποτελεί υβριδική τοπολογία του MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας και του μετατροπέα 2 επιπέδων. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα προσομοίωσης ενός μονοφασικού και ενός τριφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων.

Στο κεφάλαιο 4 μελετάμε την λειτουργία των κυκλωμάτων snubber και αναλύουμε τον τρόπο με τον οποίο μπορούν να προστατεύσουν τα IGBTs καθώς και τι προσφέρουν γενικότερα στη λειτουργία των IGBTs. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα προσομοιώσεων που αναδεικνύουν το ρόλο και τις δυνατότητες των κυκλωμάτων snubber.

Στο κεφάλαιο 5 αναλύουμε τη λειτουργία των βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων (MOVs) και τον τρόπο με τον οποίο αυτά μπορούν να βοηθήσουν στην προστασία IGBTs. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα

προσομοιώσεων όπου χρησιμοποιούμε MOVs για την προστασία IGBTs από υπερτάσεις.

Στο κεφάλαιο 6 προτείνουμε 2 εναλλακτικές λύσεις διάταξης διακόπτη που χρησιμοποιεί IGBTs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα μαζί με κύκλωμα προστασίας, ο οποίος διακόπτης θα μπορέσει να χρησιμοποιηθεί ως διακόπτης διεύθυνσης σε μία συγκεκριμένη εφαρμογή AAC μετατροπέα ισχύος. Στη συνέχεια προσομοιώνουμε τη λειτουργία αυτών των 2 διαφορετικών διατάξεων διακόπτη σε καταστάσεις πιθανών σφαλμάτων για να διαπιστώσουμε ότι οι διατάξεις αυτές είναι ασφαλείς υπό οποιαδήποτε πιθανή συνθήκη λειτουργίας.

Τέλος στο κεφάλαιο 7 παρουσιάζουμε τα συμπεράσματα αυτής της διπλωματικής εργασίας με βάση αυτά που είδαμε και διαπιστώσαμε στα προηγούμενα κεφάλαια.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Πολυεπίπεδος Μετατροπέας Ισχύος που αποτελείται από υπομονάδες DC-DC Μετατροπέων (MMC)

2.1 Εισαγωγή

Το 2002 οι Marquardt και Lesnicar πρότειναν την τοπολογία του πολυεπίπεδου μετατροπέα ισχύος που αποτελείται από υπομονάδες DC-DC μετατροπέων (modular multilevel converter ή σε συντομογραφία MMC). Λόγω του γεγονότος ότι αυτός ο μετατροπέας μπορεί να επιτύχει υψηλά επίπεδα τάσης και να μεταφέρει υψηλά επίπεδα ενέργειας χρησιμοποιώντας την ήδη υπάρχουσα τεχνολογία ημιαγωγών, ο MMC έχει γίνει ευρέως αποδεκτός στη βιομηχανία. Έγινε αντικείμενο μελέτης από πολλούς παγκοσμίως τα επόμενα χρόνια. Τα προγράμματα HVDC-plus της Siemens και HVDC-Light της ABB είναι παραδείγματα προσπαθειών για την υλοποίηση του MMC μετατροπέα, έτσι ώστε να μπορέσει να χρησιμοποιηθεί στα συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC) [10].

Με πλεονεκτήματα όπως ο τρόπος που είναι δομημένος, το μικρότερο μέγεθος και οι μικρότερες απώλειες σε σχέση με άλλες τοπολογίες μετατροπέων, ο MMC μετατροπέας στοχεύει να αντικαταστήσει τους απλούς μετατροπείς 2 επιπέδων σε εφαρμογές όπου χρησιμοποιούνται μετατροπείς πηγής τάσης. Ο MMC αποτελεί μια αποτελεσματική και αξιόπιστη λύση για τα HVDC συστήματα μεταφοράς ενέργειας και μπορεί να βοηθήσει στο να γίνει εφικτή και να εξαπλωθεί η μεταφορά ενέργειας με αυτόν τον τρόπο [10] [11].

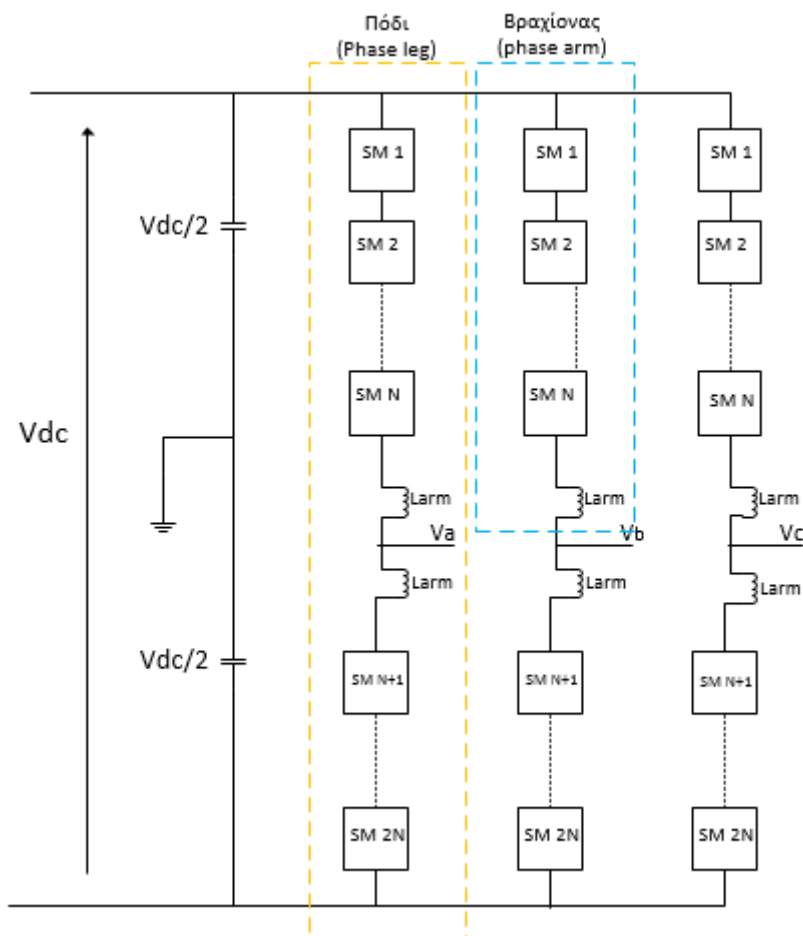
Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε τη δομή ενός MMC μετατροπέα, θα ασχοληθούμε με τις αρχές λειτουργίας ενός τέτοιου μετατροπέα αναλύοντας και μαθηματικά το τι συμβαίνει και τον τρόπο που αυτός λειτουργεί, ενώ μετά θα παρουσιάσουμε 2 προσομοιώσεις της λειτουργίας του (ενός μονοφασικού και ενός τριφασικού MMC μετατροπέα 5 επιπέδων) υπό κάποιες συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας με τη βοήθεια του προγράμματος Matlab/Simulink .

2.2 Δομή του MMC μετατροπέα

Η τοπολογία του MMC μετατροπέα βασίζεται στη σύνδεση πανομοιότυπων στοιχείων σε σειρά, τα οποία ονομάζονται υπομονάδες (sub-modules) ή κύτταρα (cells) του μετατροπέα. Κάθε υπομονάδα αντιπροσωπεύει το βασικό συστατικό του MMC. Η σύνδεση υπομονάδων σε σειρά σε μία φάση είναι γνωστή ως πόδι (leg) του μετατροπέα. Το πόδι του μετατροπέα χωρίζεται σε 2 μέρη που ονομάζονται βραχίονες (arms). Έτσι προκύπτει ο άνω και ο κάτω βραχίονας του μετατροπέα. Οι 2 βραχίονες αποτελούνται από τον ίδιο αριθμό υπομονάδων και ένα πηνίο. Το πηνίο αυτό χρησιμοποιείται για να περιορίσει τα μεταβατικά ρεύματα, για λόγους προστασίας δηλαδή, και δεν επηρεάζει την

ομαλή λειτουργία του μετατροπέα. Η τελική AC τάση εξόδου του μετατροπέα προκύπτει στο κοινό σημείο σύνδεσης των 2 βραχιόνων [10].

Σε αντίθεση με άλλες τοπολογίες μετατροπέων πηγής τάσης (VSCs), υπάρχει λιγότερη δυσκολία στη σύνδεση μονάδων σε σειρά με αυτή την τοπολογία του μετατροπέα. Ο αριθμός των επιπέδων του μετατροπέα μπορεί απλώς να αυξάνεται, συνδέοντας περισσότερες υπομονάδες (submodules) σε σειρά. Ως εκ τούτου, οι υπομονάδες είναι τα βασικά δομικά στοιχεία του συστήματος MMC. Ο τριφασικός MMC μετατροπέας αποτελείται από τρεις μονάδες, μία για κάθε φάση, όπου η κάθε μονάδα περιλαμβάνει δύο βραχίονες (Σχήμα 2.1) [12].



Σχήμα 2.1: Η δομή ενός MMC μετατροπέα ισχύος. Οι υπομονάδες (SM) του μετατροπέα είναι συνήθως ημιγέφυρας (half-bridge submodules) ή πλήρους γέφυρας (full-bridge submodules).

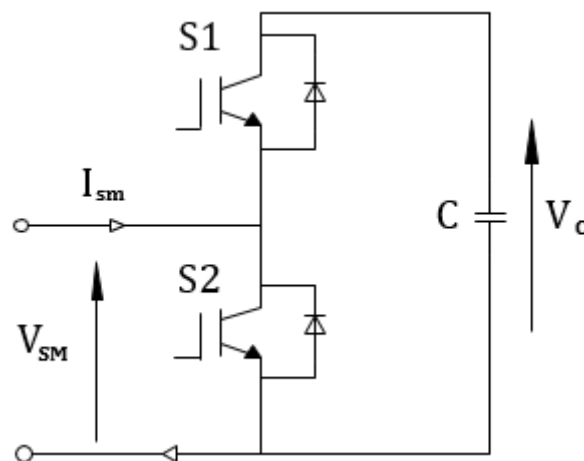
Όσον αφορά τις υπομονάδες του μετατροπέα, έχουν προταθεί πολλές δομές όπως μπορούμε να δούμε στο [13]. Η επικρατέστερη είναι η υπομονάδα ημιγέφυρας (half-bridge submodule) λόγω της απλότητας της. Επίσης και οι υπομονάδες πλήρους γέφυρας (full-bridge submodules) είναι αρκετά δημοφιλείς λόγω κάποιων πλεονεκτημάτων που προσφέρουν σε σχέση με τις υπομονάδες ημιγέφυρας. Στη συνέχεια αναλύουμε αυτές τις 2 περιπτώσεις υπομονάδων του MMC, δηλαδή τις υπομονάδες ημιγέφυρας και πλήρους γέφυρας.

2.2.1 Υπομονάδες ημιγέφυρας (Half- bridge submodules)

Κάθε υπομονάδα ημιγέφυρας αποτελείται από 2 IGBTs με διόδους ελεύθερης διέλευσης και έναν πυκνωτή, συνδεδεμένα όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2. Υπάρχουν δύο καταστάσεις λειτουργίας της υπομονάδας:

- 1) Ο πυκνωτής συνδέεται σε σειρά με το κύκλωμα.
- 2) Ο πυκνωτής παρακάμπτεται.

Στους πίνακες 2.1, 2.2 μπορούμε να δούμε την έξοδο της υπομονάδας σε κάθε περίπτωση λειτουργίας. Κάθε φορά χρησιμοποιείται ένας διακόπτης (είτε IGBT είτε διάδος) για να περάσει το ρεύμα [14]. Αναλυτικά μπορούμε να δούμε τι συμβαίνει στο σχήμα 2.3 για κάθε κατάσταση των IGBTs και για τις 2 κατευθύνσεις του ρεύματος. Η μπλε γραμμή αντιπροσωπεύει τη θετική φορά του ρεύματος, όπως αυτή φαίνεται στο σχήμα 2.2, ενώ η κόκκινη γραμμή αντιπροσωπεύει την αντίθετη φορά του ρεύματος.



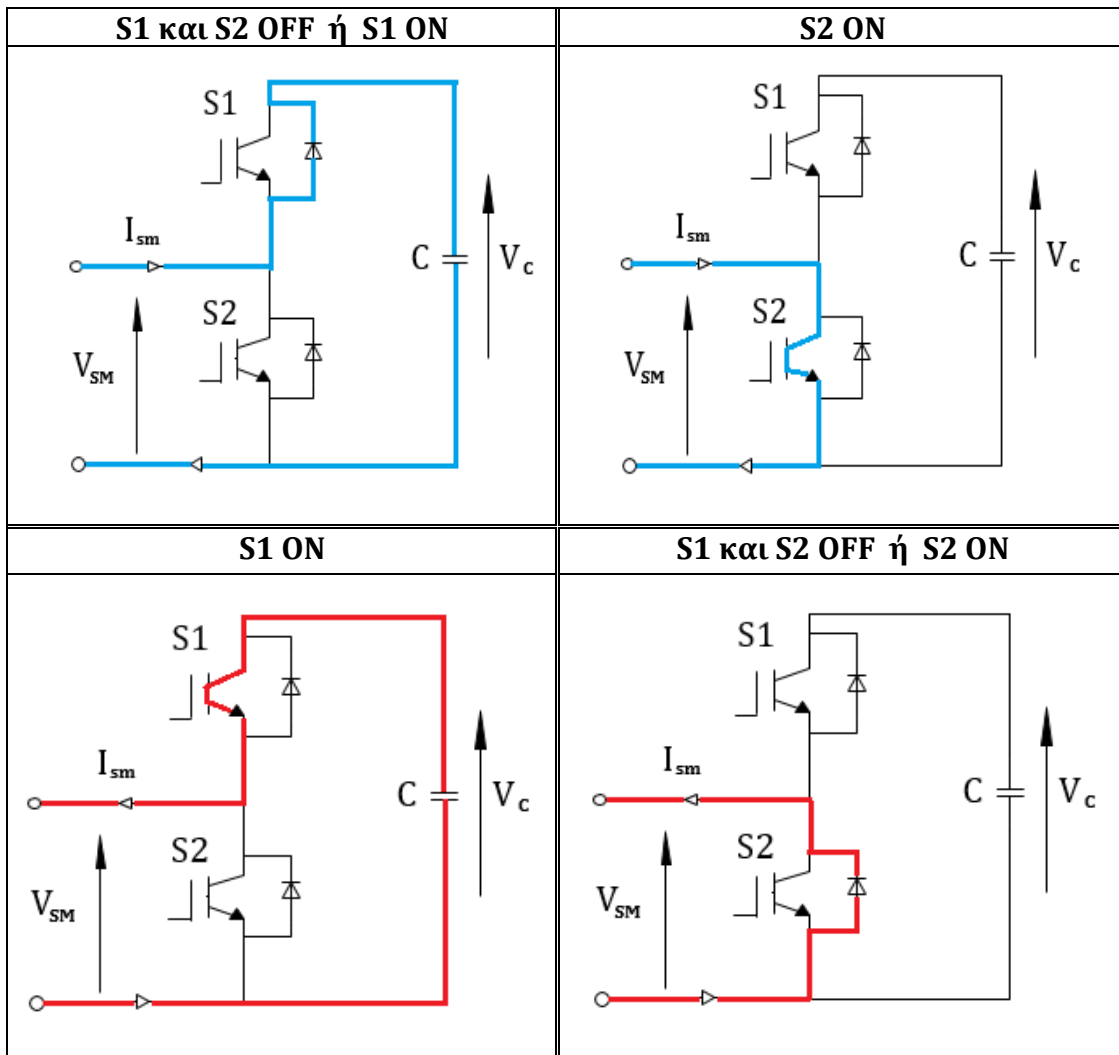
Σχήμα 2.2 : Δομή της υπομονάδας ημιγέφυρας.

S1	S2	V _{SM}
0	0	+V _C
0	1	0

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1 : Τάση εξόδου της υπομονάδας ανάλογα με την κατάσταση των IGBTs για I_{SM}>0.

S1	S2	V _{SM}
1	0	+V _C
0	0	0

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.2 : Τάση εξόδου της υπομονάδας ανάλογα με την κατάσταση των IGBTs για I_{SM}>0.



Σχήμα 2.3 : Ροή του ρεύματος μέσα στην υπομονάδα για διάφορες καταστάσεις των IGBTs.

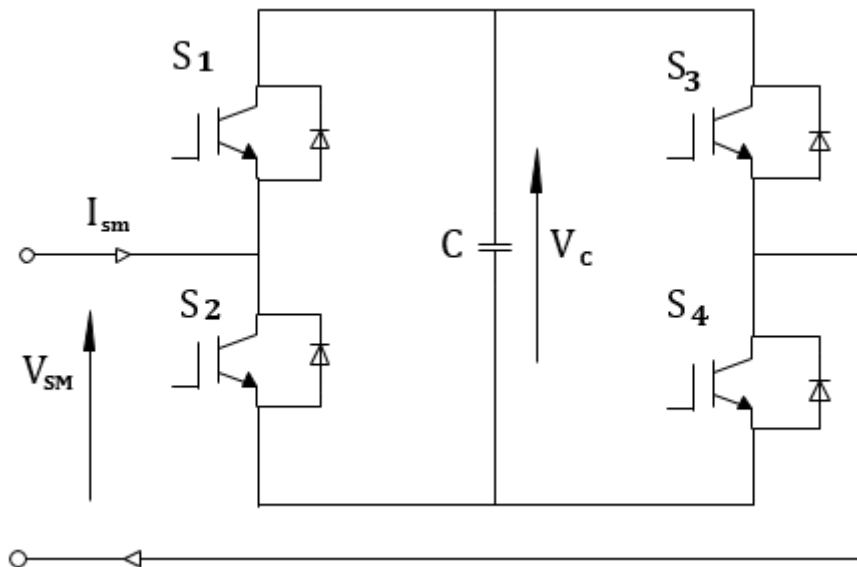
Η απλότητα της διάταξης ημιγέφυρας ως δομικό στοιχείο του MMC προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα, όπως το μικρό μέγεθος της συσκευής και το μικρό κόστος σε σχέση με άλλες διατάξεις υπομονάδων, αλλά και ο συγκριτικά πιο εύκολος έλεγχος του μετατροπέα. Ωστόσο ένας MMC μετατροπέας που χρησιμοποιεί υπομονάδες ημιγέφυρας, υστερεί στην περίπτωση DC σφαλμάτων. Στην περίπτωση που έχουμε ένα DC σφάλμα, τα IGBTs τίθενται σε κατάσταση off για την προστασία τους, όμως το ρεύμα σφάλματος βρίσκει τρόπο να περάσει στο υπόλοιπο δίκτυο μέσω των ελεύθερων διόδων. Για αυτό το λόγο προτάθηκαν και άλλες διατάξεις υπομονάδων που να μπορούν να αντιμετωπίζουν τέτοια φαινόμενα.

2.2.2 Υπομονάδες πλήρους γέφυρας (Full- bridge submodules)

Κάθε υπομονάδα πλήρους γέφυρας (full- bridge submodule) αποτελείται από 4 IGBTs με διόδους ελεύθερης διέλευσης και έναν πυκνωτή, συνδεδεμένα όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4. Υπάρχουν τρεις καταστάσεις λειτουργίας της υπομονάδας:

- 1) Ο πυκνωτής συνδέεται σε σειρά με το κύκλωμα και δίνει θετική τάση (θετική πόλωση).
- 2) Ο πυκνωτής συνδέεται σε σειρά με το κύκλωμα και δίνει αρνητική τάση (αρνητική πόλωση).
- 3) Ο πυκνωτής παρακάμπτεται.

Στους πίνακες 2.3, 2.4 μπορούμε να δούμε την έξοδο της υπομονάδας σε κάθε περίπτωση λειτουργίας. Σε περίπτωση κανονικής λειτουργίας του MMC με υπομονάδες πλήρους γέφυρας χρησιμοποιούνται μόνο οι καταστάσεις 1 και 3 (δηλαδή θετική τάση πυκνωτή ή 0). Κάθε φορά χρησιμοποιούνται 2 διακόπτες (είτε IGBT είτε δίοδος) για να περάσει το ρεύμα [14]. Αναλυτικά μπορούμε να δούμε τι συμβαίνει στο σχήμα 2.5 για κάθε κατάσταση των IGBTs και για τις 2 κατευθύνσεις του ρεύματος σε κανονική λειτουργία. Η μπλε γραμμή αντιπροσωπεύει τη θετική φορά του ρεύματος, όπως αυτή φαίνεται στο σχήμα 2.4, ενώ η κόκκινη γραμμή αντιπροσωπεύει την αντίθετη φορά του ρεύματος.



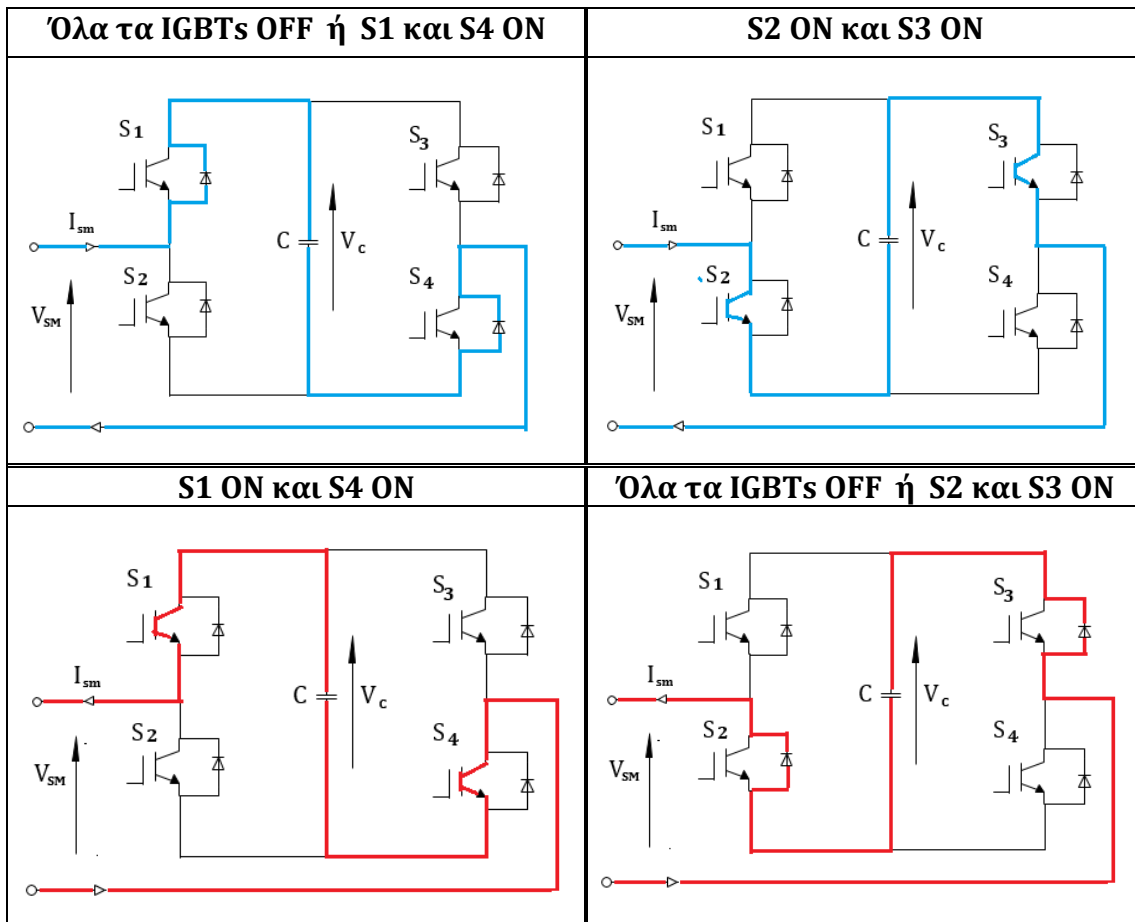
Σχήμα 2.4 : Δομή της υπομονάδας πλήρους γέφυρας.

S1	S2	S3	S4	V _{SM}
0	0	0	0	+V _C
0	1	0	0	0
0	0	1	0	0
0	1	1	0	-V _C

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.3 : Τάση εξόδου της υπομονάδας ανάλογα με την κατάσταση των IGBTs για $I_{SM} > 0$.

S1	S2	S3	S4	V_{SM}
1	0	0	1	$+V_C$
1	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	0	0	0	$-V_C$

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.4 : Τάση εξόδου της υπομονάδας ανάλογα με την κατάσταση των IGBTs για $I_{sm} < 0$.



Σχήμα 2.5 : Ροή του ρεύματος μέσα στην υπομονάδα για διάφορες καταστάσεις των IGBTs.

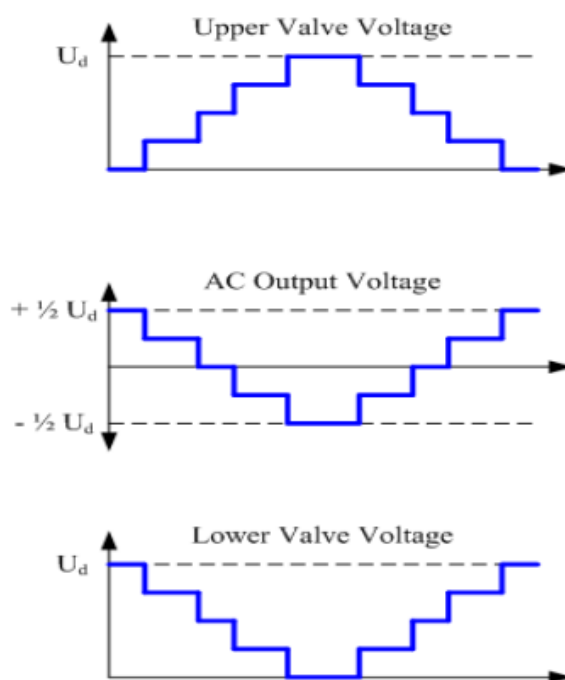
Το βασικό πλεονέκτημα των MMC μετατροπέων που χρησιμοποιούν υπομονάδες πλήρους γέφυρας αντί για υπομονάδες ημιγέφυρας, είναι ότι παρέχουν τη δυνατότητα μπλοκαρίσματος dc σφαλμάτων μέσω της αρνητικής πόλωσης των πυκνωτών (κατάσταση 2 που αναφέραμε πριν). Ωστόσο αυξάνεται η ποσότητα των στοιχείων που χρειαζόμαστε (2 περισσότερα IGBTs ανά υπομονάδα) και επομένως αυξάνεται η πολυπλοκότητα, ο όγκος και το κόστος του συστήματος.

2.3 Αρχές λειτουργίας του MMC μετατροπέα

Η λογική της λειτουργίας ενός MMC μετατροπέα είναι η εξής: έστω ότι θέλουμε να δημιουργήσουμε στην AC έξοδο του μετατροπέα N επίπεδα τάσης έτσι ώστε να προκύψει η επιθυμητή ημιτονοειδής μορφή. Για να γίνει αυτό ο μετατροπέας χρειάζεται να έχει $2*(N-1)$ υπομονάδες, έτσι ώστε να συνδέονται κάθε φορά $N-1$ πυκνωτές και έτσι να είναι κάθε φορά $N-1$ επίπεδα τάσης διαθέσιμα. Με αυτό τον τρόπο λοιπόν μπορούμε να συνθέσουμε το επιθυμητό N -επίπεδο AC τάσης. Αυτό είναι και το βασικό πλεονέκτημα αυτής της τοπολογίας. Κάθε φορά που θέλουμε να προσθέσουμε ένα επίπεδο τάσης προσθέτουμε στη διάταξη άλλες 2 υπομονάδες. Αντίστοιχα αφαιρούμε 2 υπομονάδες σε περίπτωση που θέλουμε να μειώσουμε τον αριθμό των επιπέδων τάσης.

Ως εκ τούτου, η AC τάση που δημιουργείται στην έξοδο του μετατροπέα έχει μια σχεδόν τέλεια ημιτονοειδή μορφή και οι ανάγκες για φιλτράρισμα ή εξομάλυνση είναι ελάχιστες. Ταυτόχρονα, η τάση που διαιρείται μεταξύ των διακοπών είναι χαμηλή, με αποτέλεσμα να επιβαρύνονται λιγότερο οι διακόπτες και το πηνίο κάθε σκέλους του μετατροπέα και να παράγεται λιγότερη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση (EMI) [12]. Στο σχήμα 2.6 μπορούμε να δούμε τις θεωρητικές κυματομορφές (τάση άνω βραχίονα, τάση εξόδου και τάση κάτω βραχίονα) ενός MMC μετατροπέα 5 επιπέδων.

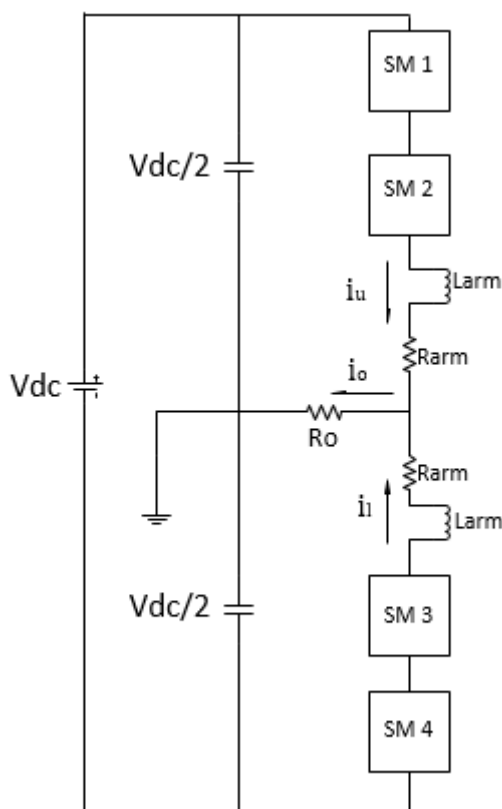
Επιπλέον, όσο περισσότερα επίπεδα εισάγονται τόσο μικρότερη είναι η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών της συσκευής. Σαν αποτέλεσμα έχουμε λιγότερες διακοπτικές απώλειες στον μετατροπέα και αυξημένη αποτελεσματικότητα του συστήματος. Όμως αυξάνοντας τον αριθμό των ημιαγωγών στη συσκευή, αυξάνεται η πολυπλοκότητα του συστήματος [12].



Σχήμα 2.6 : Τάση άνω βραχίονα, τάση εξόδου και τάση κάτω βραχίονα ενός MMC μετατροπέα 5 επιπέδων [12].

2.3.1 Μαθηματική ανάλυση της τάσης εξόδου του μετατροπέα

Σε αυτή την ενότητα θα δούμε αναλυτικά (με τη βοήθεια μαθηματικών σχέσεων) τον τρόπο με τον οποίο προκύπτει η τάση εξόδου του MMC μετατροπέα. Θα χρησιμοποιήσουμε ως παράδειγμα έναν μονοφασικό MMC μετατροπέα τριών επιπέδων (δηλαδή που έχει 2 υπομονάδες ανά βραχίονα) έτσι ώστε να βγάλουμε ένα γενικότερο συμπέρασμα [15]. Ένας τέτοιος μετατροπέας φαίνεται στο σχήμα 2.7.



Σχήμα 2.7 : Μονοφασικός MMC μετατροπέας 3 επιπέδων.

Για να κατανοήσουμε τη βασική λειτουργία του μετατροπέα, υποτίθεται ότι οι πυκνωτές είναι σταθερές πηγές DC τάσης. Η αυτεπαγωγή του βραχίονα αγνοείται.

Για τον άνω βρόχο, η εφαρμογή του νόμου τάσεων Kirchhoff μας δίνει τη σχέση:

$$V_o = \frac{V_{dc}}{2} - V_{sm1} - V_{sm2} \quad (2.1)$$

και για τον κάτω βρόχο τη σχέση:

$$V_o = -\frac{V_{dc}}{2} + V_{sm3} + V_{sm4} \quad (2.2)$$

όπου V_o είναι η τάση του φορτίου και $V_{sm1}, V_{sm2}, V_{sm3}, V_{sm4}$ είναι οι τάσεις των υπομονάδων. Η συνολική τάση της DC σύνδεσης είναι V_{dc} . Το συγκεκριμένο κύκλωμα είναι ένας μετατροπέας τριών επιπέδων. Η τάση εξόδου V_o μπορεί να είναι $\frac{V_{dc}}{2}$, 0 ή $-\frac{V_{dc}}{2}$.

Το επίπεδο τάσης της κάθε υπομονάδας θεωρείται ίσο με $\frac{V_{dc}}{2}$. Η δυνητική τιμή τάσης εξόδου μπορεί να επιτευχθεί με το να παρακάμψουμε τις 2 υπομονάδες του πάνω βραχίονα και να συνδέσουμε και τις 2 μονάδες του κάτω βραχίονα.

Για να επιτύχουμε τιμή $V_o = -\frac{V_{dc}}{2}$, συνδέουμε τις υπομονάδες του πάνω βραχίονα και παρακάμπτουμε τις υπομονάδες του κάτω βραχίονα.

Για να πετύχουμε τάση εξόδου $V_o = 0$, παρακάμπτουμε μία υπομονάδα του πάνω βρόχου και μία του κάτω. Έτσι υπάρχουν 4 πιθανοί τρόποι για να παράγουμε μηδενική τάση εξόδου.

Λαμβάνοντας υπόψη την επαγωγή L_{arm} και την παρασιτική αντίσταση R_{arm} του κάθε βραχίονα, ο νόμος τάσεων του Kirchhoff για τον πάνω βραχίονα μας δίνει:

$$0 = \frac{V_{dc}}{2} - V_{sm1} - V_{sm2} - L_{arm} \frac{di_u}{dt} - R_{arm} i_u - V_o \quad (2.3)$$

και για τον κάτω βραχίονα:

$$0 = \frac{V_{dc}}{2} - V_{sm3} - V_{sm4} - L_{arm} \frac{di_l}{dt} - R_{arm} i_l - V_o \quad (2.4)$$

Οι δείκτες u και l σημαίνουν τον πάνω και τον κάτω βραχίονα αντίστοιχα (upper and lower arm) και V_o είναι η τάση του φορτίου. Αφαιρώντας τις 2 παραπάνω σχέσεις έχουμε:

$$0 = V_{sm3} + V_{sm4} - V_{sm1} - V_{sm2} + L_{arm} \frac{di_l}{dt} + R_{arm} i_l - L_{arm} \frac{di_u}{dt} - R_{arm} i_u - 2V_o \quad (2.5)$$

και

$$2V_o = V_{sm3} + V_{sm4} - V_{sm1} - V_{sm2} + L_{arm} \frac{di_l}{dt} + R_{arm} i_l - L_{arm} \frac{di_u}{dt} - R_{arm} i_u \quad (2.6)$$

όπου i_u και i_l τα ρεύματα του άνω και του κάτω βραχίονα αντίστοιχα. Από το νόμο ρευμάτων Kirchhoff προκύπτει:

$$i_u = i_l + i_o \quad (2.7)$$

όπου i_o το ρεύμα φορτίου.

Έτσι τελικά προκύπτει:

$$V_o = \frac{1}{2} (V_{sm3} + V_{sm4} - V_{sm1} - V_{sm2}) - \frac{1}{2} \left(L_{arm} \frac{di_o}{dt} + R_{arm} i_o \right) \quad (2.8)$$

και για τη γενική περίπτωση που έχουμε παραπάνω από 2 υπομονάδες ανά βραχίονα, ισχύει:

$$V_o = \frac{1}{2} \left(\sum_{m=1}^N V_{sm_l} - \sum_{m=1}^N V_{sm_u} \right) - \frac{1}{2} \left(L_{arm} \frac{di_o}{dt} + R_{arm} i_o \right) \quad (2.9)$$

όπου N είναι ο αριθμός των υπομονάδων ανά βραχίονα.

Σε περίπτωση ωμικού φορτίου, η τάση στα άκρα του φορτίου θα ισούται με:

$$V_o = R_o \cdot i_o \quad (2.10)$$

Έτσι η σχέση 2.9 στην περίπτωση ωμικού φορτίου παίρνει τη μορφή:

$$\frac{1}{2} \left(\sum_{m=1}^N V_{sm_l} - \sum_{m=1}^N V_{sm_u} \right) = R_o \cdot i_o + \frac{1}{2} \left(L_{arm} \frac{di_o}{dt} + R_{arm} i_o \right) \quad (2.11)$$

2.3.2 Ρεύματα εντός του μετατροπέα

Μία σημαντική διαφορά σε σχέση με τις συμβατικές τοπολογίες μετατροπέων είναι ότι τα ρεύματα των βραχιόνων (i_u και i_l) δεν κόβονται. Το AC ρεύμα εξόδου διαμοιράζεται μεταξύ του άνω και του κάτω βραχίονα, με τον κάθε βραχίονα να συνδράμει στο μισό. Ο διαμοιρασμός του ρεύματος θα πρέπει να τηρείται από την τεχνική ελέγχου που χρησιμοποιείται. Επομένως ισχύει:

$$i_u = i_{circu} + \frac{i_o}{2} \quad (2.12)$$

$$i_l = i_{circu} - \frac{i_o}{2} \quad (2.13)$$

Προσθέτοντας τις σχέσεις 2.12 και 2.13, βλέπουμε ότι απαλείφεται το ρεύμα εξόδου και προκύπτει τελικά για το i_{circu} :

$$i_{\text{circu}} = \frac{1}{2}(i_u + i_l) \quad (2.14)$$

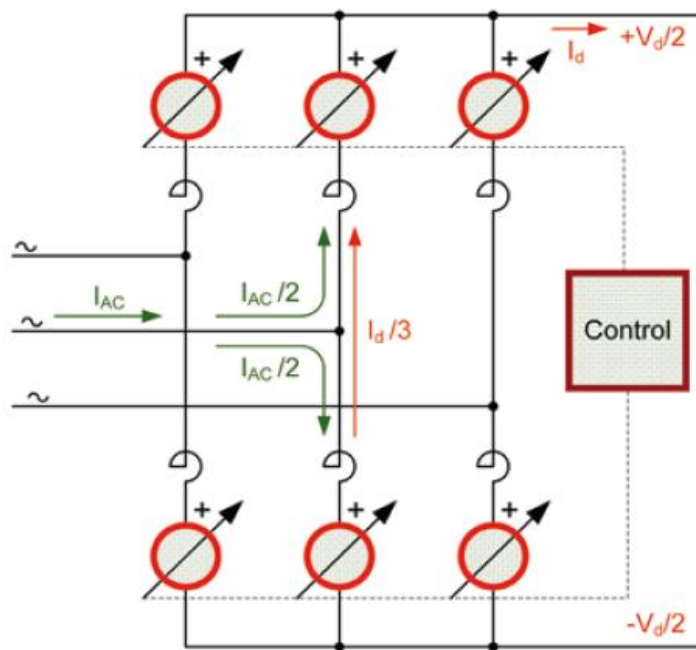
Αυτό το ρεύμα που κυκλοφορεί είναι ένα μοναδικό χαρακτηριστικό αυτής της τοπολογίας μετατροπέα. Αποτελείται από μία DC συνιστώσα και μία AC συνιστώσα (σχέση 2.15). Αυτό το ρεύμα λοιπόν κυκλοφορεί απλά μέσα στους βραχίονες του μετατροπέα και δεν επηρεάζει την τάση και το ρεύμα εξόδου [16].

$$i_{\text{circu}} = \bar{i}_{\text{circu}} + \tilde{i}_{\text{circu}} \quad (2.15)$$

Στην περίπτωση ενός τριφασικού μετατροπέα ισχύος, η DC συνιστώσα για κάθε πόδι του μετατροπέα θα ήταν ακριβώς το ένα τρίτο του ρεύματος που ρέει από ή προς την DC πλευρά (i_D) (σχήμα 2.8). Αν προσθέσουμε τα 3 ρεύματα βραχίονα που προκύπτουν από τις 3 φάσεις απαλείφονται οι AC συνιστώσες και έτσι παίρνουμε τη σχέση 2.16 που ισχύει για τη DC συνιστώσα του ρεύματος που ρέει στη DC πλευρά [16] [17]. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η μεταφορά ισχύος σε μία ισορροπημένη τριφασική λειτουργία είναι σταθερή.

$$\bar{i}_{\text{circu}} = \frac{i_D}{3} \quad (2.16)$$

Η AC συνιστώσα του ρεύματος που κυκλοφορεί εντός του μετατροπέα δημιουργείται από τις διαφορές τάσης που, όπως είναι φυσικό, παράγονται μεταξύ των άνω και των κάτω υπομονάδων, εξαιτίας της ταλάντωσης της τάσης στον πυκνωτή της κάθε υπομονάδας. Έχει αναφερθεί ότι αυτή η συνιστώσα έχει διπλάσια συχνότητα από τη δεσπόζουσα συχνότητα, αποτελώντας ένα αρνητικό στοιχείο.



Σχήμα 2.8 : Ρεύματα εντός του μετατροπέα [17].

Στην περίπτωση μονοφασικού MMC μετατροπέα, το ρεύμα της DC πλευράς (i_D) δεν είναι πλέον σταθερό, αφού πλέον είναι ίσο με το ρεύμα του βραχίονα (i_u) και περιλαμβάνει συγχρόνως το ρεύμα που κυκλοφορεί εντός του μετατροπέα (i_{circu}) και το AC ρεύμα εξόδου [16].

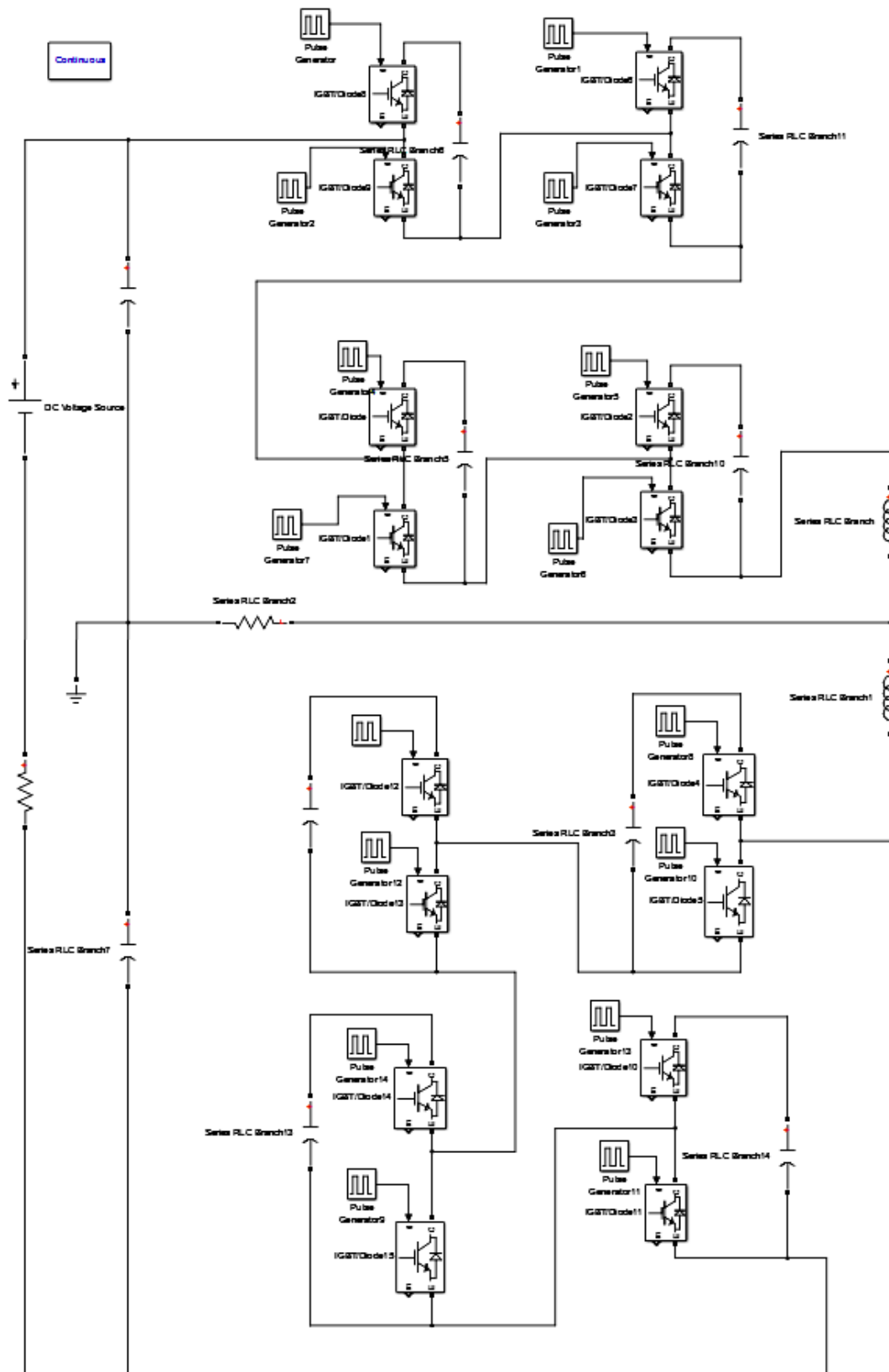
2.4 Προσομοίωση μονοφασικού MMC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα μιας προσομοίωσης ενός μονοφασικού MMC μετατροπέα ισχύος 5 επιπέδων με υπομονάδες ημιγέφυρας στο πρόγραμμα matlab/simulink (σχήμα 2.9). Ο έλεγχος της διάταξης έγινε με την πιο απλή μέθοδο, δίνοντας δηλαδή παλμούς στα κατάλληλα IGBTs για την έναυση κάθε φορά των IGBTs που χρειαζόμαστε για να δημιουργήσουμε σε εκείνο το χρονικό σημείο το επιθυμητό επίπεδο τάσης. Χωρίσαμε λοιπόν την περίοδο λειτουργίας (20ms) σε 8 ίσα διαστήματα και σε κάθε διάστημα δημιουργούσαμε κάθε φορά το επιθυμητό επίπεδο τάσης δίνοντας παλμό στα κατάλληλα IGBTs της διάταξής μας. Ο τρόπος με τον οποίο έγινε αυτή η διαδικασία φαίνεται στους πίνακες 2.5 και 2.6. Πιο συγκεκριμένα, στον πίνακα 2.5 μπορούμε να δούμε ποιες υπομονάδες συνδέουν τον πυκνωτή τους σε σειρά με το κύκλωμα έτσι ώστε να δημιουργηθεί η επιθυμητή τάση στην έξοδο (κατάσταση 1 στον πίνακα) και ποιες υπομονάδες παρακάμπτονται (κατάσταση 0 στον πίνακα). Στη συνέχεια με βάση τον πίνακα 2.5 και τους πίνακες 2.1 και 2.2 (τους οποίους είδαμε στην ενότητα 2.2.1) κατασκευάσαμε τον πίνακα 2.6. Σε αυτόν τον πίνακα φαίνεται για κάθε στιγμή της περιόδου ποιοι ημιαγωγοί (IGBTs ή δίοδοι) άγουν. Στην έξοδο της διάταξης τοποθετήσαμε ένα ωμικό φορτίο R_L . Τα χαρακτηριστικά της προσομοίωσης λοιπόν ήταν τα εξής:

- DC τάση εισόδου: $V_{dc}=5000V$
- Πηνίο βραχίονα: $L_{arm}= 3,2mH$
- Πυκνωτής υπομονάδας: $C_{sm}=1mF$
- Φορτίο: $R_L=50\Omega$

		Χρονικό διάστημα εντός μίας περιόδου σε ms (T=20ms)							
		0- 2,5	2,5 - 5	5 - 7,5	7,5 - 10	10 - 12,5	12,5 - 15	15 - 17,5	17,5 - 20
Υπομονάδα	SM 1	1	0	0	0	0	1	1	1
	SM 2	1	1	0	0	0	0	1	1
	SM 3	1	1	1	0	0	0	0	1
	SM 4	1	1	1	1	0	0	0	0
	SM 5	0	1	1	1	1	0	0	0
	SM 6	0	0	1	1	1	1	0	0
	SM 7	0	0	0	1	1	1	1	0
	SM 8	0	0	0	0	1	1	1	1
Τάση εξόδου (V)		-2500	-1250	0	1250	2500	1250	0	-1250

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.5 : Κατάσταση λειτουργίας κάθε υπομονάδας σε διάστημα μιας περιόδου.

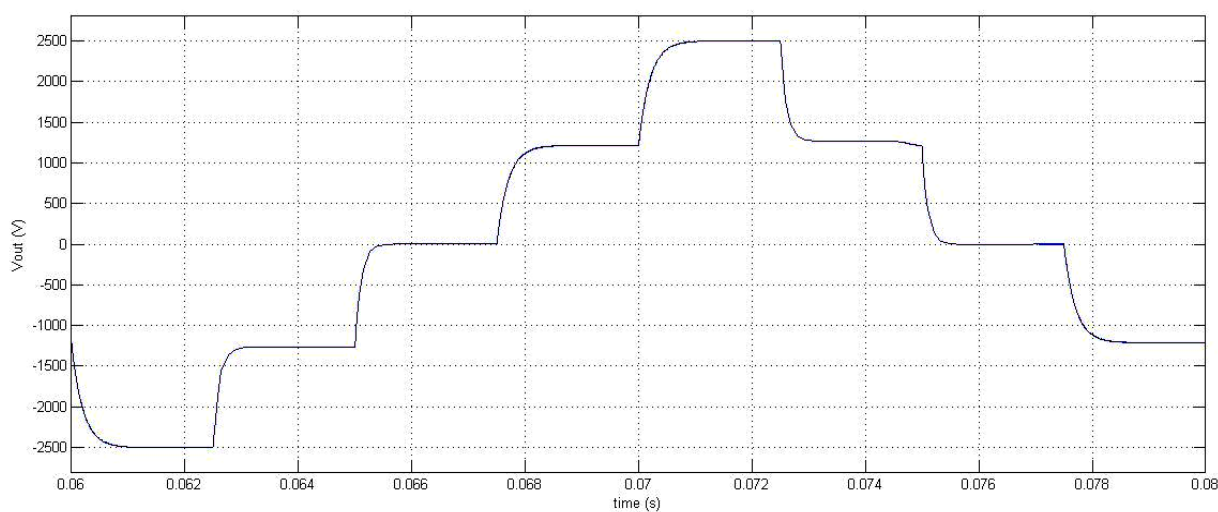


Σχήμα 2.9: Διάταξη μονοφασικού MMC μετατροπέα όπως αυτή σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα Matlab/Simulink.

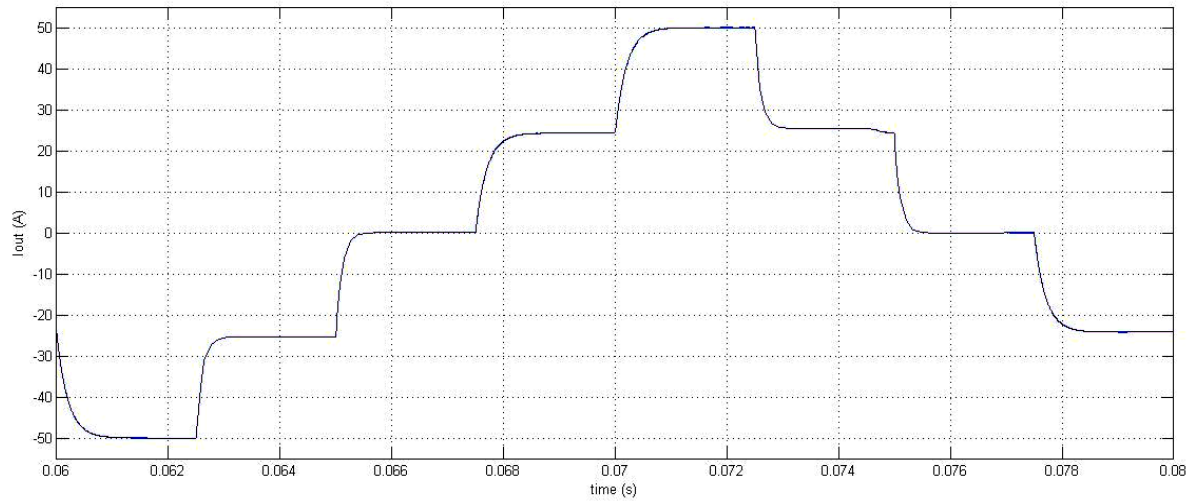
		Χρονικό διάστημα εντός μίας περιόδου σε ms (T=20ms)								
		0- 2,5	2,5 - 5	5 - 7,5	7,5 - 10	10 - 12,5	12,5 - 15	15 - 17,5	17,5 - 20	
Υπομονάδα μαζί με ημιαγωγούς	SM 1	IGBT/Diode 1	Diode	-	-	-	-	Diode	Diode	Diode
		IGBT/Diode 2	-	IGBT	IGBT	IGBT	IGBT	-	-	-
	SM 2	IGBT/Diode 3	Diode	Diode	-	-	-	-	Diode	Diode
		IGBT/Diode 4	-	-	IGBT	IGBT	IGBT	IGBT	-	-
	SM 3	IGBT/Diode 5	Diode	Diode	Diode	-	-	-	-	Diode
		IGBT/Diode 6	-	-	-	IGBT	IGBT	IGBT	IGBT	-
	SM 4	IGBT/Diode 7	Diode	Diode	Diode	Diode	-	-	-	-
		IGBT/Diode 8	-	-	-	-	IGBT	IGBT	IGBT	IGBT
	SM 5	IGBT/Diode 9	-	Diode	Diode	Diode	Diode	-	-	-
		IGBT/Diode 10	IGBT	-	-	-	-	IGBT	IGBT	IGBT
	SM 6	IGBT/Diode 11	-	-	Diode	Diode	Diode	Diode	-	-
		IGBT/Diode 12	IGBT	IGBT	-	-	-	-	IGBT	IGBT
	SM 7	IGBT/Diode 13	-	-	-	Diode	Diode	Diode	Diode	-
		IGBT/Diode 14	IGBT	IGBT	IGBT	-	-	-	-	IGBT
	SM 8	IGBT/Diode 15	-	-	-	-	Diode	Diode	Diode	Diode
		IGBT/Diode 16	IGBT	IGBT	IGBT	IGBT	-	-	-	-

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.6 : Κατάσταση αγωγής κάθε ημιαγωγού σε διάστημα μιας περιόδου.
 Η παύλα (-) σημαίνει ότι εκείνη τη χρονική στιγμή δεν περνάει ρεύμα ούτε από το IGBT ούτε από τη δίοδο.

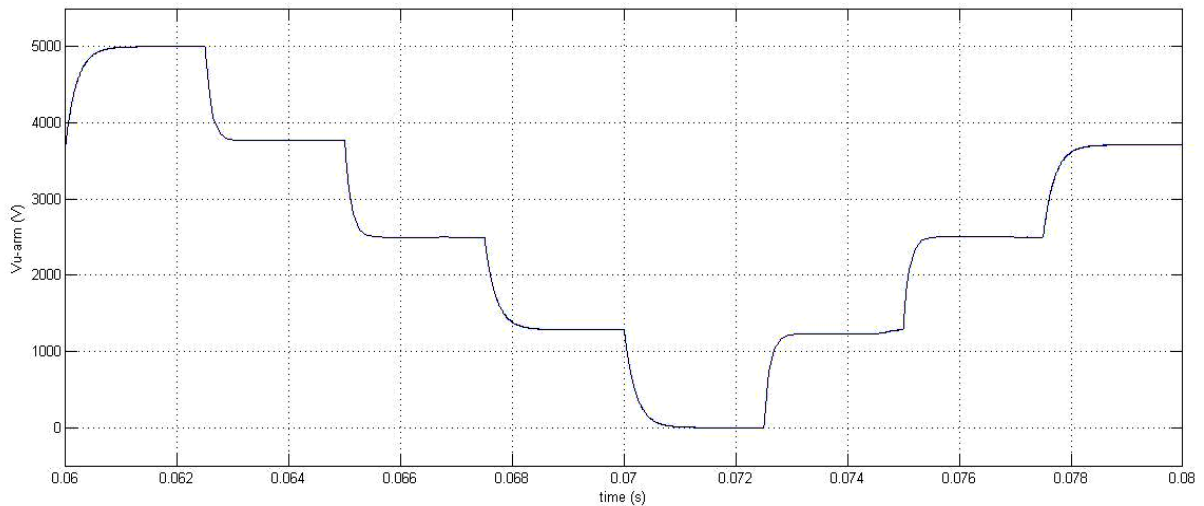
Στα σχήματα που ακολουθούν μπορούμε να δούμε τα αποτελέσματα που πήραμε από αυτή την προσομοίωση για χρονικό διάστημα μιας περιόδου(20ms).



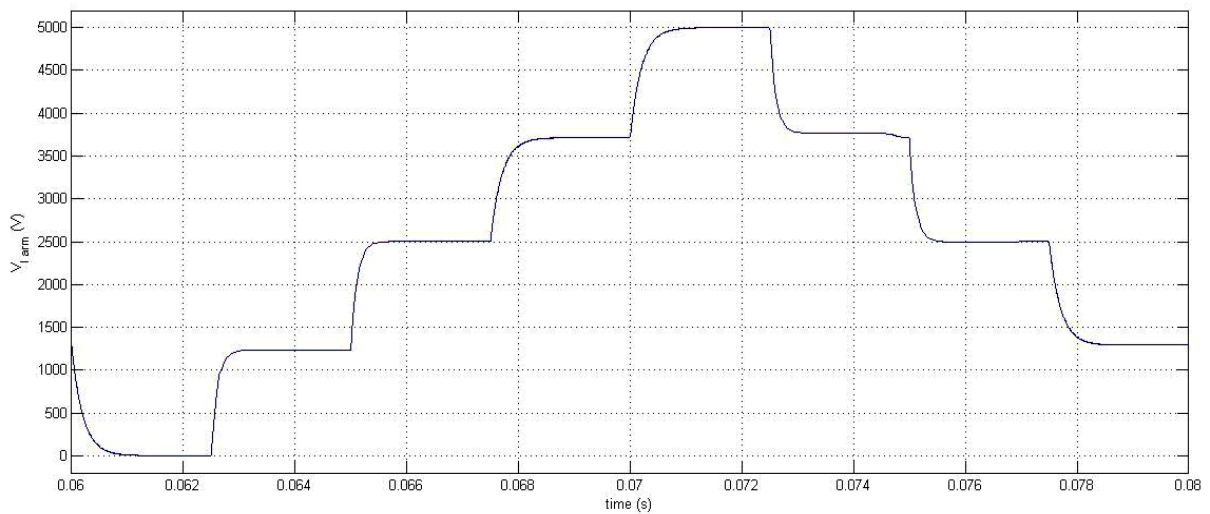
Σχήμα 2.10 : Τάση εξόδου μετατροπέα.



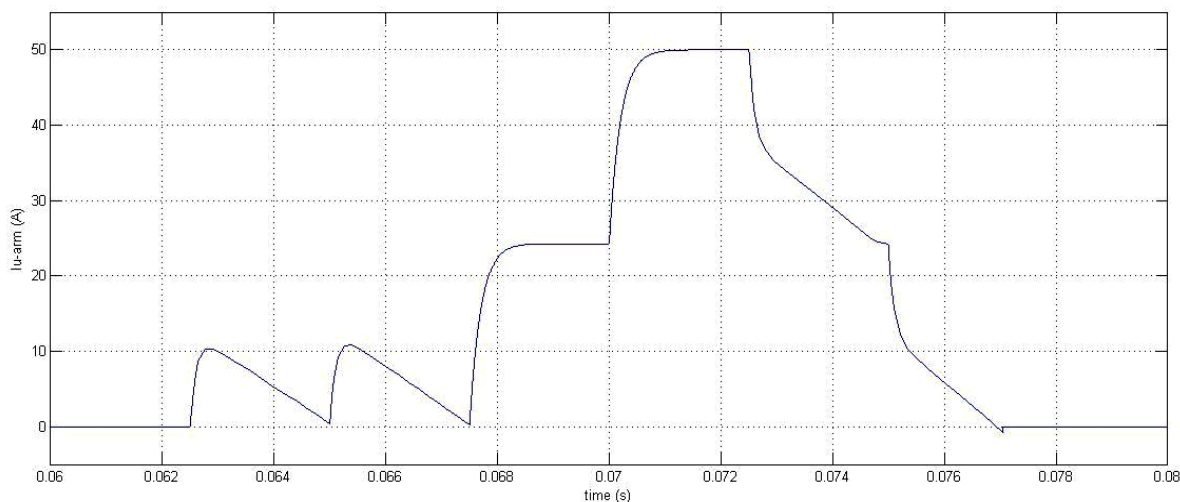
Σχήμα 2.11 : Ρεύμα εξόδου μετατροπέα.



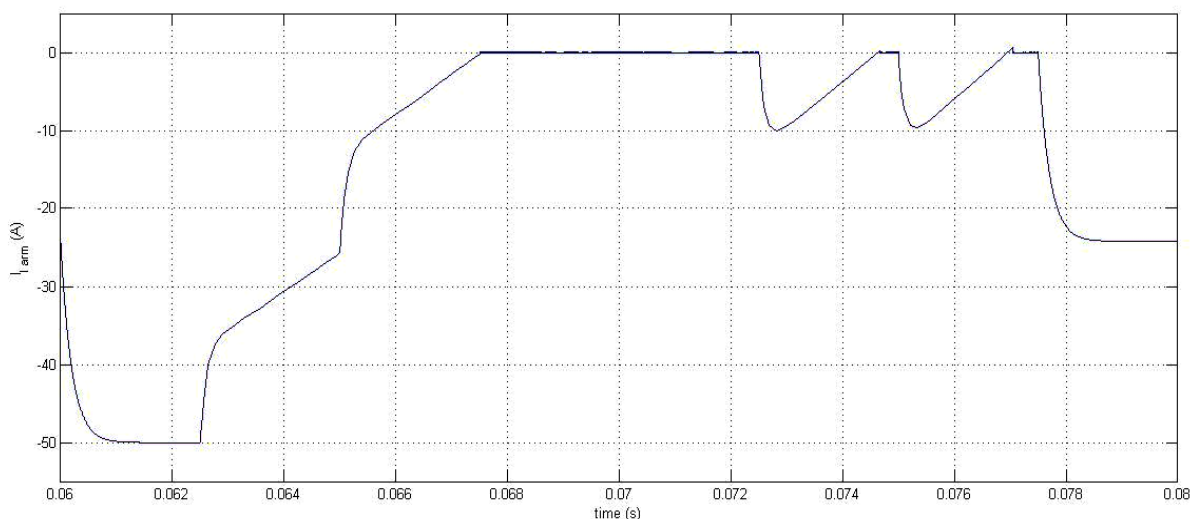
Σχήμα 2.12 : Τάση άνω βραχίονα.



Σχήμα 2.13 : Τάση κάτω βραχίονα.



Σχήμα 2.14: Ρεύμα άνω βραχίονα.



Σχήμα 2.15: Ρεύμα κάτω βραχίονα.

Σε περίπτωση που είχαμε υπομονάδες πλήρους γέφυρας δε θα είχαμε διαφορετικά αποτελέσματα καθώς η προσομοίωση έγινε σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας. Η μόνη διαφορά θα ήταν ότι θα είχαμε χρησιμοποιήσει τα διπλάσια IGBTs, δηλαδή 32 αντί για 16. Αντίστοιχα ένας πίνακας που θα έδειχνε ποιος ημιαγωγός άγει κάποια χρονική στιγμή θα προέκυπτε με συνδυασμό του πίνακα 2.5 με τους πίνακες 2.3 και 2.4 (της ενότητας 2.2.2). Η διαφορά στον αριθμό των IGBTs γίνεται πολύ μεγαλύτερη όσο αυξάνονται τα επίπεδα τάσης. Ωστόσο, όπως έχουμε αναφέρει, ένας τέτοιος μετατροπέας θα είχε τη δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων.

Στα παραπάνω σχήματα μπορούμε να δούμε ότι τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση είναι αρκετά κοντά στα αναμενόμενα θεωρητικά. Μπορούμε να δούμε τα 5 επίπεδα τάσης που δημιουργούνται στην έξοδο που συνθέτουν κατά προσέγγιση μία ημιτονοειδή κυματομορφή. Όσο περισσότερα

επίπεδα τάσης εισάγουμε, τόσο περισσότερο θα τείνει η έξοδος να γίνει ημίτονο. Επίσης βλέπουμε ότι το ρεύμα στο φορτίο δε διαφέρει από την τάση ως προς τη μορφή (διαφέρουν μόνο στην τιμή) καθώς έχουμε τοποθετήσει ωμικό φορτίο στην έξοδο. Επίσης μπορούμε να δούμε ότι η κυματομορφή του ρεύματος βραχίονα δεν έχει κάποια συγκεκριμένη μορφή (παρουσιάζει κάποιες ανομοιομορφίες). Αυτό οφείλεται στο ρεύμα που κυκλοφορεί εντός του μετατροπέα (i_{circu} που έχουμε αναφέρει στην ενότητα 2.3.2).

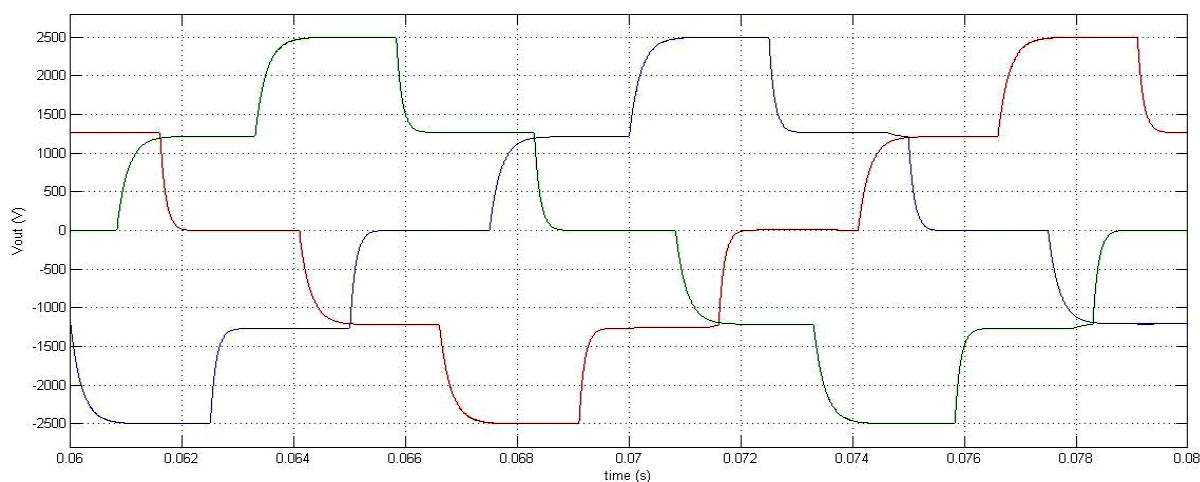
2.5 Προσομοίωση τριφασικού MMC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα μιας προσομοίωσης ενός τριφασικού MMC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink. Τα χαρακτηριστικά της προσομοίωσης ήταν τα ίδια με την προσομοίωση της προηγούμενης ενότητας (του μονοφασικού MMC μετατροπέα), δηλαδή για κάθε μία από τις 3 φάσεις είχαμε:

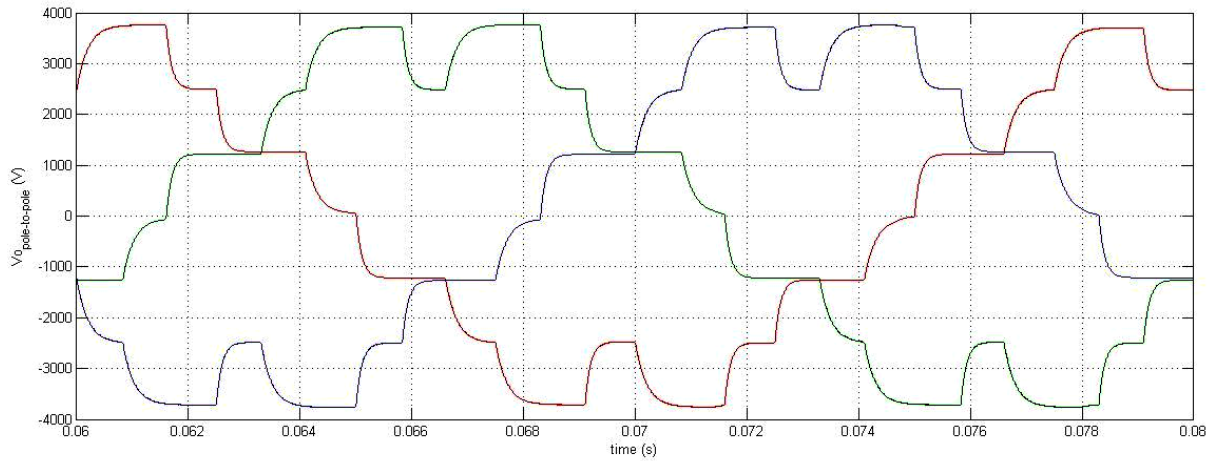
- Πηνίο βραχίονα: $L_{arm}= 3,2mH$
- Πυκνωτής υπομονάδας: $C_{sm}=1mF$
- Φορτίο: $R_L=50\Omega$

Η DC τάση εισόδου ήταν 5kV και σε κάθε φάση είχαμε 8 υπομονάδες. Ο έλεγχος των υπομονάδων ήταν αντίστοιχος με αυτόν που είχαμε στην προηγούμενη ενότητα. Για τη φάση α δώσαμε τα ίδια σήματα με πριν. Τα σήματα για τη φάση b προέκυψαν με ολίσθηση κατά -120° των σημάτων της φάσης α και τα σήματα για τη φάση c προέκυψαν με ολίσθηση κατά $+120^\circ$ των σημάτων της φάσης α.

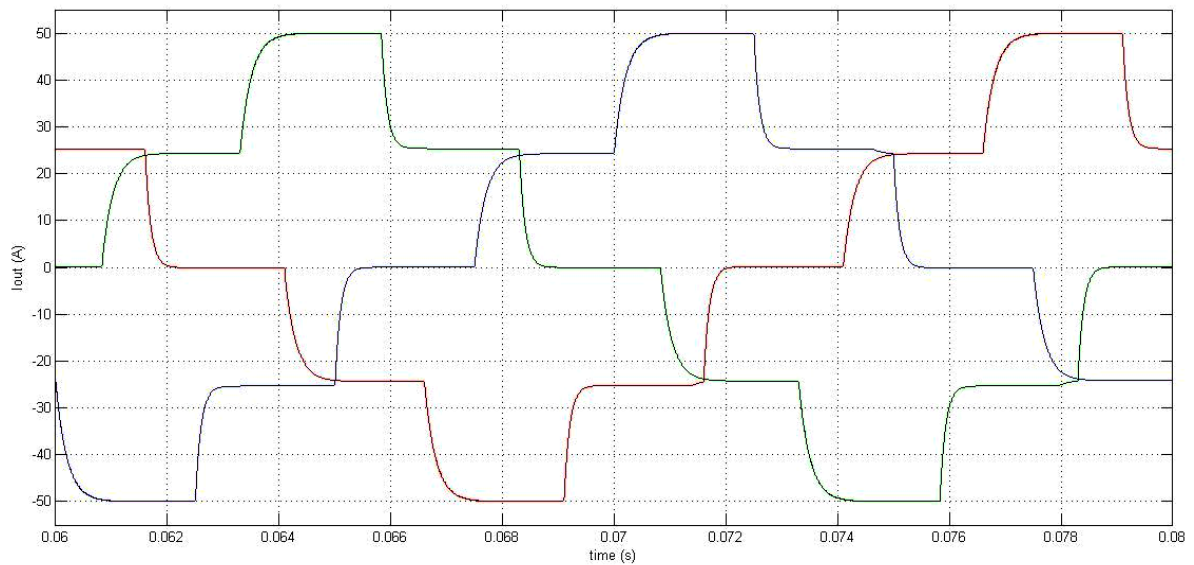
Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα παρακάτω σχήματα (για μία περίοδο λειτουργίας):



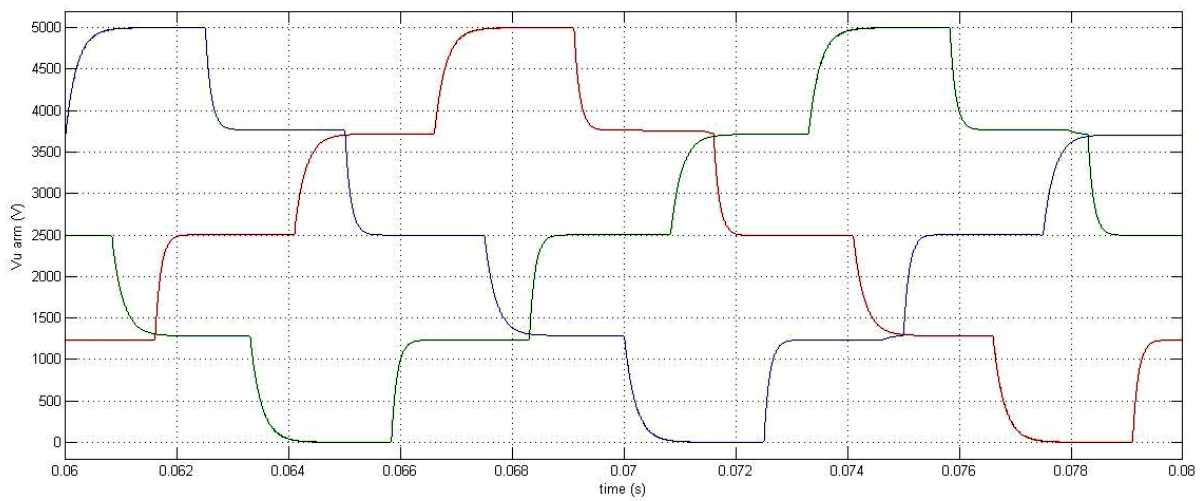
Σχήμα 2.16 : Φασικές τάσεις εξόδου V_{ao} , V_{bo} , V_{co} .



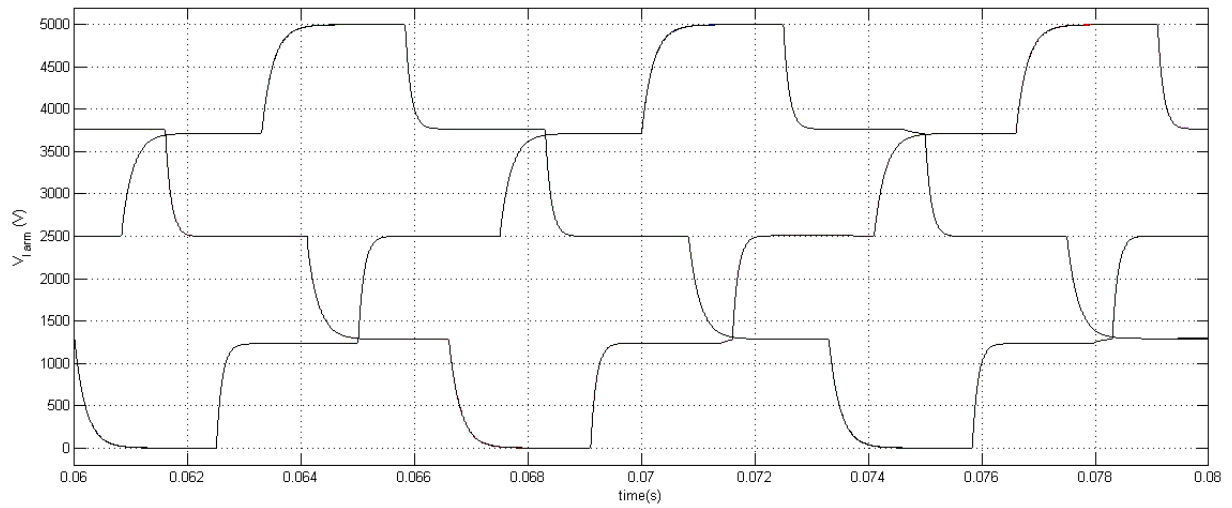
Σχήμα 2.17 : Πολικές τάσεις εξόδου V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} .



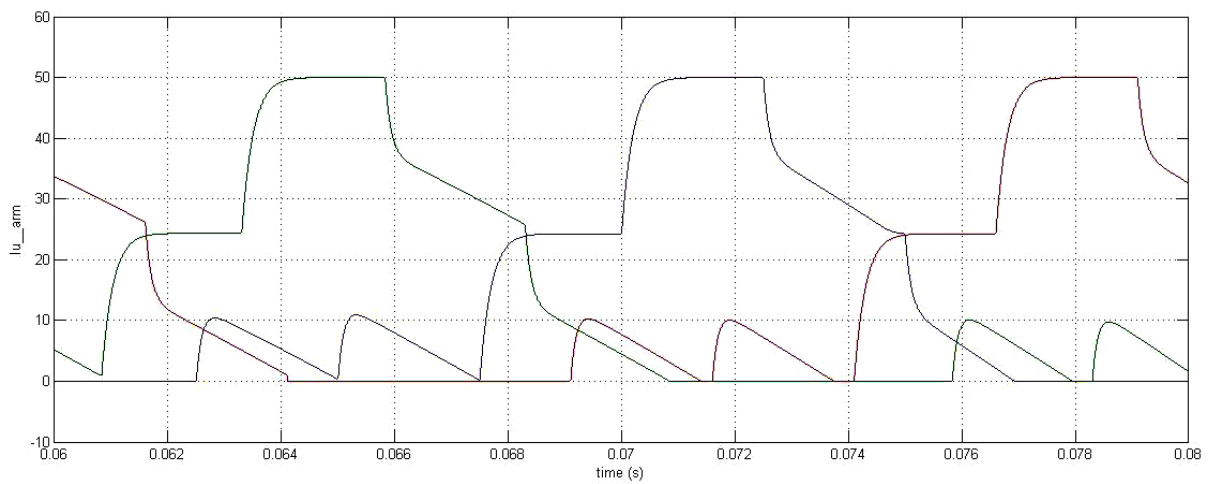
Σχήμα 2.18: Ρεύματα εξόδου μετατροπέα



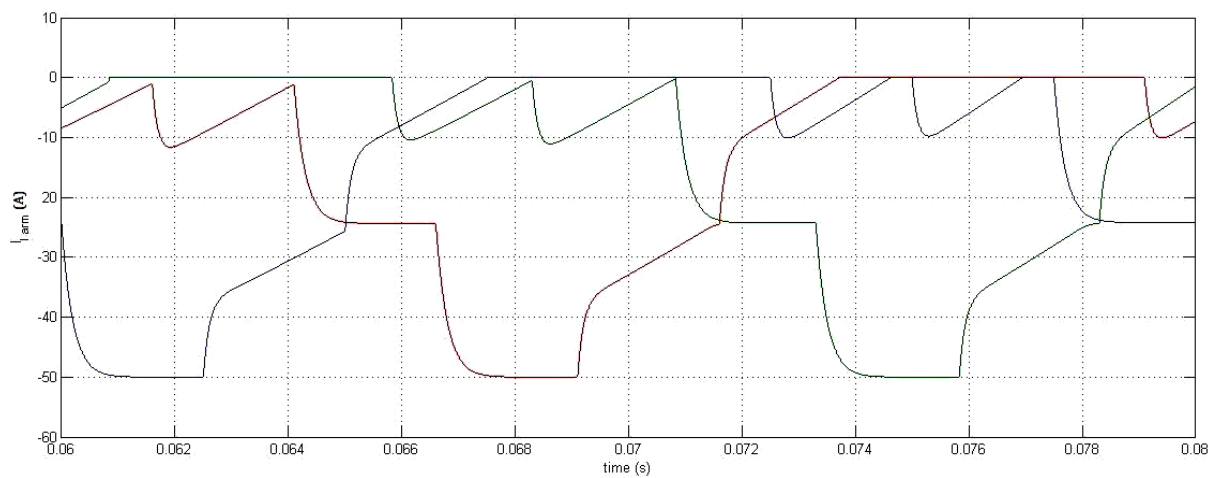
Σχήμα 2.19: Τάση άνω βραχίονα κάθε φάσης.



Σχήμα 2.20: Τάση κάτω βραχίονα κάθε φάσης.



Σχήμα 2.21: Ρεύμα άνω βραχίονα για κάθε φάση.



Σχήμα 2.22: Ρεύμα κάτω βραχίονα για κάθε φάση.

Όπως μπορούμε να δούμε από τα παραπάνω σχήματα, τα αποτελέσματα είναι παρόμοια με αυτά της προσομοίωσης για το μονοφασικό MMC μετατροπέα. Αυτό ήταν αναμενόμενο αφού δεν αλλάξαμε τα βασικά χαρακτηριστικά της διάταξής μας. Απλά τοποθετήσαμε στην ουσία 3 φορές τη διάταξη που είχαμε στην προσομοίωση του μονοφασικού μετατροπέα και δώσαμε στα IGBTs των φάσεων b και c σήματα με διαφορά φάσης -120° και 120° αντίστοιχα. Έτσι προέκυψε η συμμετρία μεταξύ των τριών διαγραμμάτων που βλέπουμε σε κάθε σχήμα. Επίσης να αναφέρουμε ότι ο τριφασικός μετατροπέας μπορεί να μεταφέρει 3 φορές περισσότερη ενέργεια από ότι ο μονοφασικός, όπως είναι λογικό.

Αν και τα αποτελέσματα ήταν αναμενόμενα με βάση αυτά που είδαμε στο μονοφασικό μετατροπέα, παραθέσαμε αυτά τα αποτελέσματα για λόγους πληρότητας και για να διαπιστώσουμε ότι όντως ο τριφασικός MMC μετατροπέας λειτουργεί το ίδιο αποτελεσματικά με το μονοφασικό. Μπορούμε να πούμε λοιπόν ότι ένας τέτοιος μετατροπέας θα μπορούσε να τοποθετηθεί σε ένα σύστημα μεταφοράς ενέργειας HVDC, αν αυξηθούν τα επίπεδα τάσης για να βελτιώσουμε την ποιότητα της τάσης και του ρεύματος εξόδου και έτσι να μειωθούν οι απώλειες του μετατροπέα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Μετατροπέας Εναλλασσόμενου Βραχίονα (AAC)

3.1 Εισαγωγή

Στην προσπάθεια εξεύρεσης τρόπου ώστε να έχουμε έναν πολυεπίπεδο μετατροπέα πηγής τάσης, ο οποίος θα έχει τη δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων, χαμηλότερο κόστος και πολυπλοκότητα σε σχέση με έναν MMC μετατροπέα που χρησιμοποιεί υπομονάδες πλήρους γέφυρας άλλα έχοντας παράλληλα την ίδια αποτελεσματικότητα και απόδοση που ένας MMC μετατροπέας προσφέρει, προτάθηκε η τοπολογία του μετατροπέα εναλλασσόμενου βραχίονα (Alternate Arm Converter ή AAC σε συντομογραφία). Ο μετατροπέας εναλλασσόμενου βραχίονα (AAC) είναι μια υβριδική τοπολογία που συνδυάζει τον MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας και τον μετατροπέα δύο επιπέδων (2-level converter) [19]. Πρόκειται λοιπόν για μία τοπολογία που σκοπός της είναι να συνδυάσει τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν αυτές οι 2 τοπολογίες μετατροπέων.

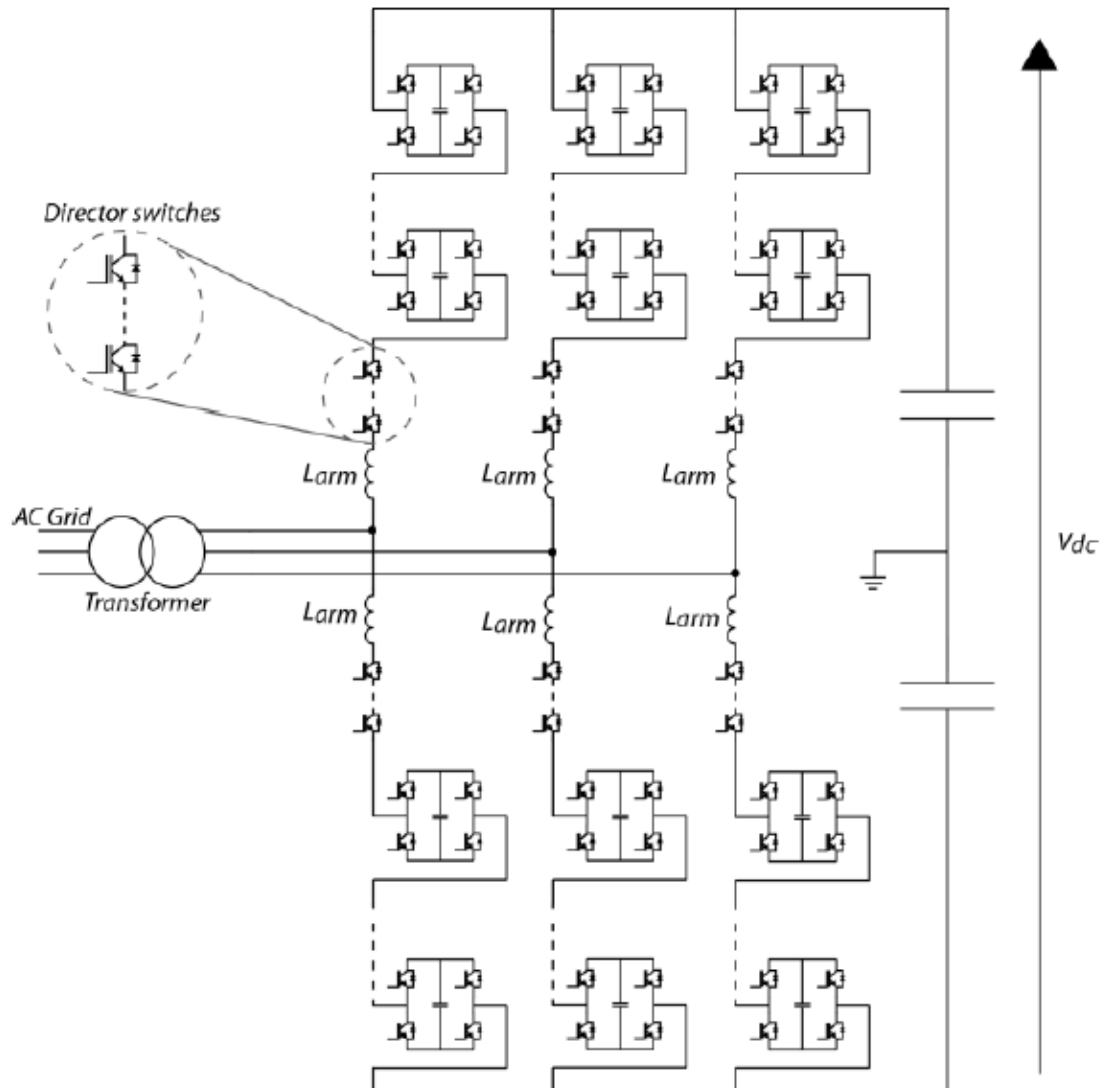
Ο AAC μετατροπέας λοιπόν έχει προξενήσει μεγάλο ενδιαφέρον τον τελευταίο καιρό και γίνονται πολλές μελέτες πάνω σε αυτή την τοπολογία καθώς παρουσιάζεται σαν μία αξιόπιστη, αποτελεσματική και ταυτόχρονα συμφέρουσα οικονομικά λύση που θα μπορέσει να ανταποκριθεί στις ανάγκες των σύγχρονων HVDC συστημάτων μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας. Η εταιρία Alstom ανέπτυξε αυτή την τοπολογία του μετατροπέα στο project της που είναι γνωστό με το όνομα HVDC MAXSINE [12]. Αυτό δείχνει το πόσο πολύ θεωρείται ότι αυτή η τοπολογία είναι το μέλλον για τα σύγχρονα συστήματα μεταφοράς ενέργειας HVDC.

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δούμε τη δομή ενός AAC μετατροπέα ισχύος, θα αναφερθούμε στις αρχές λειτουργίας του και θα αναλύσουμε τον ιδιαίτερο ρόλο του διακόπτη διεύθυνσης του μετατροπέα. Επίσης θα αναλύσουμε τον τρόπο με τον οποίο γίνεται η εξισορρόπηση ενέργειας εντός του μετατροπέα και θα δούμε μία εφαρμογή ενός μονοφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων και μία εφαρμογή ενός τριφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink έτσι ώστε να κατανοήσουμε ακόμα καλύτερα τη λειτουργία αυτής της τοπολογίας.

3.2 Δομή του AAC μετατροπέα ισχύος

Από τη στιγμή που ο AAC μετατροπέας είναι μια υβριδική τοπολογία που συνδυάζει τον MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας (Full Bridge submodules) και τον μετατροπέα δύο επιπέδων, η δομή του AAC μετατροπέα μοιάζει πολύ με τη δομή του MMC μετατροπέα που χρησιμοποιεί υπομονάδες πλήρους γέφυρας. Αποτελείται και αυτός από 2 βραχίονες σε κάθε φάση (τον

άνω και τον κάτω βραχίονα). Κάθε βραχίονας περιλαμβάνει μία συστοιχία υπομονάδων (stack of cells) πλήρους γέφυρας και ένα πηνίο βραχίονα. Η διαφορά σε σχέση με τον MMC μετατροπέα είναι ότι κάθε βραχίονας είναι συνδεδεμένος σε σειρά με έναν διακόπτη διεύθυνσης (director switch) όπως ονομάζεται. Στο σχήμα 3.1 μπορούμε να δούμε τη δομή ενός τέτοιου μετατροπέα. Ο στόχος αυτής της τοπολογίας μετατροπέα είναι να μειωθεί ο αριθμός των υπομονάδων, και ως εκ τούτου, ο όγκος και οι απώλειες του σταθμού του μετατροπέα [19].



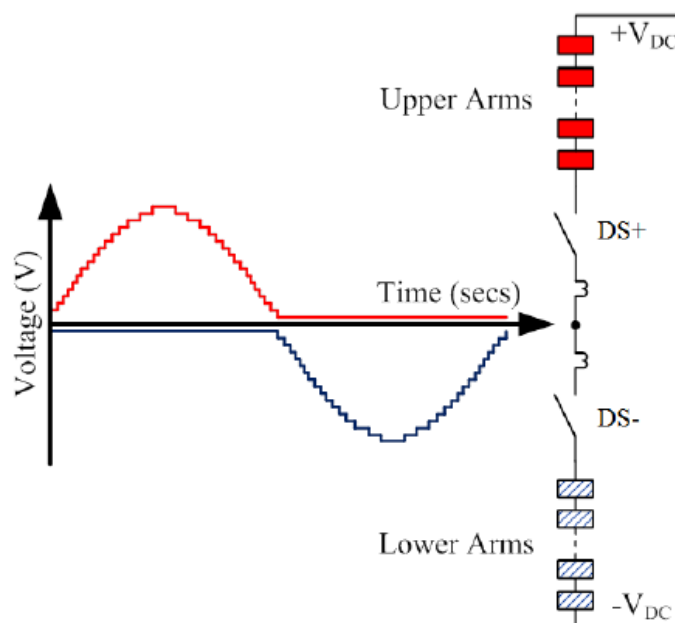
Σχήμα 3.1 : Κύκλωμα ισχύος ενός τριφασικού AAC μετατροπέα [47].

Ο διακόπτης διεύθυνσης αποτελείται από IGBTs που συνδέονται σε σειρά. Ο λόγος που συνδέουμε πολλά IGBTs σε σειρά είναι να μπορεί ο διακόπτης να αντέξει τη μέγιστη τάση που θα μπορούσε να εφαρμοστεί σε αυτόν όταν είναι ανοιχτός (κατάσταση OFF). Ο κύριος ρόλος αυτού του διακόπτη διεύθυνσης είναι να καθοριστεί ποιος βραχίονας χρησιμοποιείται για τη δημιουργία της τρέχουσας AC τάσης [19]. Περισσότερα για τον διακόπτη διεύθυνσης αναλύουμε στην ενότητα 3.4 .

Η συστοιχία των υπομονάδων είναι υπεύθυνη για την παραγωγή των πολλαπλών επιπέδων τάσης, όπως γίνεται σε έναν πολυεπίπεδο μετατροπέα (MMC για παράδειγμα) [19]. Τη δομή της υπομονάδας πλήρους γέφυρας και τον τρόπο με τον οποίο δίνει την επιθυμητή τάση την αναλύσαμε στην ενότητα 2.2.2.

3.3 Αρχές λειτουργίας του AAC μετατροπέα

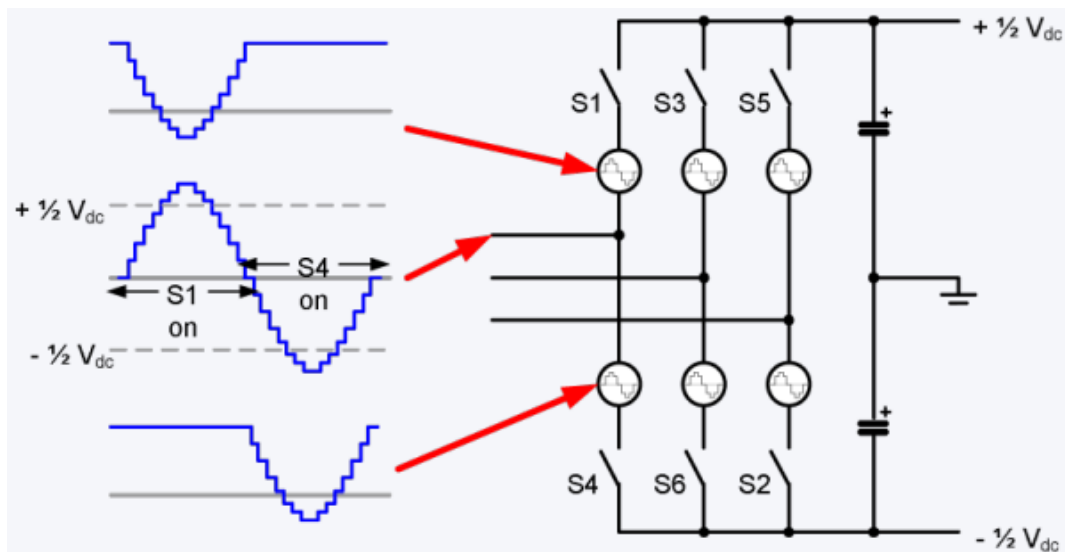
Στον AAC μετατροπέα η σύνθεση της AC τάσης γίνεται με βηματικό τρόπο, όπως και στον MMC μετατροπέα. Η βασική διαφορά στον τρόπο λειτουργίας σε σχέση με τον MMC μετατροπέα έγκειται στο γεγονός ότι οι βραχίονες του AAC άγουν εναλλάξ μόνο για μισή περίοδο ο καθένας και δεν χρησιμοποιούνται και οι 2 ταυτόχρονα για τη σύνθεση της AC τάσης [24]. Πιο συγκεκριμένα, για τη σύνθεση της θετικής ημιπεριόδου της AC τάσης κλείνει ο διακόπτης διεύθυνσης του άνω βραχίονα (DS+), ανοίγει ο διακόπτης διεύθυνσης του κάτω βραχίονα (DS-) και η σύνθεση της τάσης γίνεται από το συνδυασμό των τάσεων των υπομονάδων του άνω βραχίονα. Αντίστοιχα, κατά τη διάρκεια σύνθεσης της αρνητικής ημιπεριόδου της AC τάσης, κλείνει ο DS- , ανοίγει ο DS+ και η σύνθεση της τάσης γίνεται από το συνδυασμό των τάσεων των υπομονάδων του κάτω βραχίονα (σχήμα 3.2) [20].



Σχήμα 3.2 : Τάση εξόδου ενός AAC μετατροπέα όπου φαίνεται η συνεισφορά του κάθε βραχίονα σε αυτή [20].

Δεδομένου ότι χρησιμοποιούνται υπομονάδες πλήρους γέφυρας, η τάση που παράγεται από την υπομονάδα μπορεί να είναι είτε θετική είτε αρνητική. Σε αντίθεση λοιπόν με τον MMC μετατροπέα, εδώ εκμεταλλευόμαστε και την αρνητική τάση που μπορούν να δώσουν οι πυκνωτές κατά την κανονική λειτουργία του μετατροπέα [14]. Έτσι, ο μετατροπέας είναι σε θέση να δώσει τάση εναλλασσόμενου ρεύματος υψηλότερη από την τάση στους dc ακροδέκτες του, εάν απαιτείται [19]. Κατά την κανονική λειτουργία πάντως, η μέγιστη τάση

που χρειάζεται να δώσουν οι υπομονάδες του κάθε βραχίονα είναι περίπου η μισή της DC τάσης εισόδου (σχήμα 3.3). Στην ουσία είναι λίγο μεγαλύτερη από τη μισή DC τάση εισόδου, γεγονός που οφείλεται στην ύπαρξη της περιόδου επικάλυψης [20].



Σχήμα 3.3 : Τάση άνω βραχίονα, AC τάση εξόδου και τάση κάτω βραχίονα ενός AAC μετατροπέα [25].

Για να έχουμε μια ημιτονοειδή τάση στην έξοδο του μετατροπέα, οι τάσεις αναφοράς της συστοιχίας υπομονάδων του άνω βραχίονα και της συστοιχίας υπομονάδων του κάτω βραχίονα θα πρέπει να είναι:

$$V_{u_arm}(t) = \frac{V_{dc}}{2} - m \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t) \quad \text{για } 0 \leq \omega t < \pi \quad (3.1)$$

$$V_{l_arm}(t) = \frac{V_{dc}}{2} + m \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t) \quad \text{για } \pi \leq \omega t < 2\pi$$

όπου m είναι ένας συντελεστής διαμόρφωσης. Έχοντας αυτές τις τάσεις αναφοράς για τις συστοιχίες υπομονάδων του άνω και του κάτω βραχίονα, εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων Kirchhoff για τον άνω και τον κάτω βραχίονα, η τάση εξόδου κάθε φάσης μπορεί να βρεθεί από τη σχέση [49]:

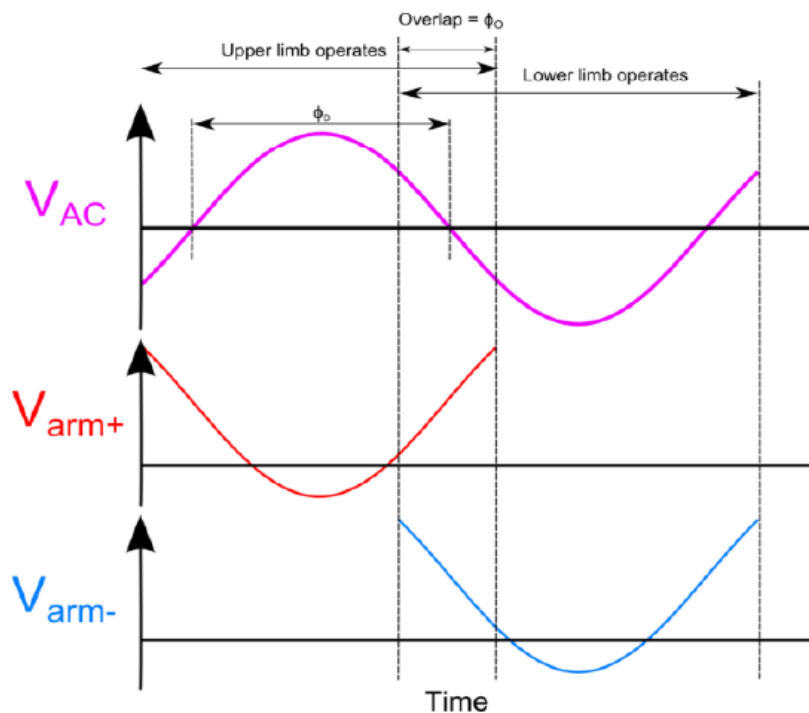
$$V_{\alpha} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{u_arm} - L_{arm} \frac{di_{u_arm}}{dt} \quad \text{για } 0 \leq \omega t < \pi \quad (3.2)$$

$$V_{\alpha} = V_{l_arm} - \frac{V_{dc}}{2} - L_{arm} \frac{di_{l_arm}}{dt} \quad \text{για } \pi \leq \omega t < 2\pi$$

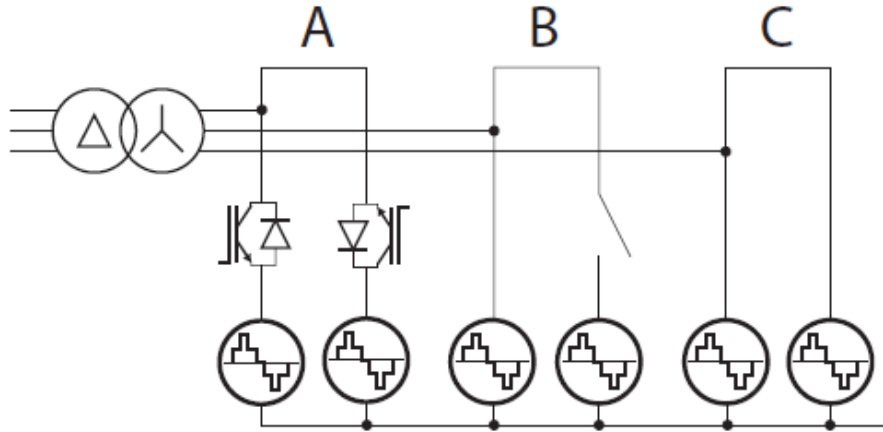
Το σύντομο χρονικό διάστημα, όταν ένας βραχίονας ολοκληρώνει την περίοδο αγωγής του και παραδίδει την αγωγή του ρεύματος της τρέχουσας φάσης στον αντίθετο βραχίονα, ονομάζεται περίοδος επικάλυψης (overlap period). Κατά τη διάρκεια της περιόδου επικάλυψης είναι σε λειτουργία και οι 2 βραχίονες του

μετατροπέα, καθώς είναι κλειστοί και οι 2 διακόπτες διεύθυνσης. Στο σχήμα 3.4 μπορούμε να δούμε πως ορίζεται η περίοδος επικάλυψης. Στη μέση της περιόδου (κοντά στην τιμή 0 της AC τάσης εξόδου) βλέπουμε ένα διάστημα ϕ_o όπου άγουν και οι 2 βραχίονες. Έτσι σε αυτό το διάστημα συμβάλλουν και οι 2 βραχίονες στην τάση εξόδου, ενώ στην υπόλοιπη περίοδο η σύνθεση της τάσης εξόδου γίνεται εναλλάξ από τους 2 βραχίονες, όπως αναφέραμε και προηγουμένως. Στο ίδιο σχήμα βλέπουμε και τις τάσεις του άνω (κόκκινη γραμμή) και του κάτω βραχίονα (γαλάζια γραμμή), όπως αυτές προκύπτουν κατά τη λειτουργία του μετατροπέα, για να δούμε τη μορφή τους κατά την περίοδο επικάλυψης. Έτσι έχουμε πλέον μία καλύτερη εικόνα για αυτό το φαινόμενο. Δεδομένου ότι κάθε βραχίονας έχει μία ενεργή συστοιχία υπομονάδων, μπορεί να ελέγξει πλήρως το ρεύμα του βραχίονα να είναι στην τιμή μηδέν πριν από το άνοιγμα του διακόπτη διεύθυνσης (director switch), ως εκ τούτου, μπορεί να επιτευχθεί λειτουργία ήπιας μεταγωγής (soft switching) του διακόπτη διεύθυνσης, μειώνοντας περαιτέρω τις απώλειες ισχύος. Αν και συνήθως μικρή, η περίοδος επικάλυψης μπορεί να παρέχει πρόσθετες δυνατότητες ελέγχου, όπως ο έλεγχος της ποσότητας ενέργειας που αποθηκεύεται στις υπομονάδες [19].

Επίσης να αναφέρουμε ότι από τη στιγμή που η συστοιχία υπομονάδων του μετατροπέα μπορεί να παράγει αρνητική τάση υψηλότερη από την θετική τάση κανονικής λειτουργίας, σε περίπτωση που πέσει η τάση στο DC ζυγό, δεν εμποδίζεται η ανταλλαγή άεργου ισχύος με την άλλη πλευρά. Από τη στιγμή που οι βραχίονες του AAC μετατροπέα λειτουργούν ακόμα, όλος ο μετατροπέας μπορεί να δράσει ως STATCOM. Αυτή η STATCOM λειτουργία του μετατροπέα κατά τη διάρκεια του σφάλματος μπορεί να βοηθήσει στην υποστήριξη του AC δικτύου κατά τη διάρκεια μιας DC διακοπής [21]. Στο σχήμα 3.5 μπορούμε να δούμε τη STATCOM λειτουργία ενός AAC μετατροπέα.



Σχήμα 3.4 : Ορισμός της περιόδου επικάλυψης [20].



Σχήμα 3.5: STATCOM λειτουργία του AAC μετατροπέα κατά τη διάρκεια ενός DC σφάλματος όπου έχουμε : εναλλασσόμενη λειτουργία των βραχιόνων(A), λειτουργία μόνο του ενός βραχίονα(B), λειτουργία και των 2 βραχιόνων μαζί(C) [19].

3.4 Ο διακόπτης διεύθυνσης (director switch) του AAC μετατροπέα

Οι σημερινοί ημιαγωγοί ισχύος έχουν ορισμένα όρια όσον αφορά την τάση απομόνωσης τους. Στις σημερινές εφαρμογές πολλές φορές απαιτείται η διαχείριση μεγάλων τάσεων και έτσι μεμονωμένοι ημιαγωγοί δεν επαρκούν. Σε αυτές τις περιπτώσεις πρέπει να διασυνδέσουμε τον κατάλληλο αριθμό ημιαγωγών σε σειρά έτσι ώστε η μέγιστη τάση απομόνωσης να φτάσει τα επιθυμητά επίπεδα [26].

Αυτό συμβαίνει στην περίπτωση του διακόπτη διεύθυνσης του AAC μετατροπέα. Ο διακόπτης διεύθυνσης θα πρέπει να είναι σε θέση να αντέξει την τάση του DC συστήματος κατά την κανονική λειτουργία αλλά και μεγαλύτερη τάση που μπορεί να προκύψει από κάποιο σφάλμα φάσης-γης στην DC πλευρά του συστήματος [22]. Πιο συγκεκριμένα, η τάση η οποία εφαρμόζεται στα άκρα του διακόπτη όταν αυτός δεν άγει, κάθε μισό κύκλο λειτουργίας δηλαδή, είναι η διαφορά τάσης μεταξύ του σημείου σύνδεσης του διακόπτη με τις υπομονάδες του βραχίονα και του σημείου εξόδου του μετατροπέα. Ο διακόπτης διεύθυνσης λοιπόν θα πρέπει να αντέξει τάση που θα ισούται με:

$$\hat{V}_{\text{Director}} = \hat{V}_{\text{AC}} + \frac{V_{\text{DC}}}{2} - \hat{V}_{\text{stack}} \quad (3.3)$$

όπου \hat{V}_{stack} η τάση των υπομονάδων (της συστοιχίας υπομονάδων) του βραχίονα.

Αν θεωρήσουμε ότι ο μετατροπέας λειτουργεί στο ιδανικό του σημείο λειτουργίας (το sweet spot που αναφέρουμε στην επόμενη ενότητα 3.5), τότε η σχέση 3.3 παίρνει τη μορφή:

$$\hat{V}_{\text{Director}} = \frac{4+\pi}{2\pi} V_{\text{DC}} - \hat{V}_{\text{stack}} \quad (3.4)$$

Ανάλογα με το τι ιδιότητες θέλουμε να έχει ο μετατροπέας, δηλαδή αν θέλουμε να έχει ικανότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων και εκτεταμένη περίοδο επικάλυψης, μπορούμε να δούμε στον πίνακα 3.1 τις απαιτούμενες μέγιστες δυνατές τάσεις της συστοιχίας υπομονάδων και του διακόπτη διεύθυνσης για να μπορέσουν να επιτευχθούν αυτές οι λειτουργίες [19].

\hat{V}_{stack}	$\hat{V}_{Director}$	Ιδιότητες
$\frac{V_{DC}}{2}$	\hat{V}_{AC}	Δεν υπάρχει δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων και περιόδου επικάλυψης.
\hat{V}_{AC}	$\frac{V_{DC}}{2}$	Δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων και μικρής περιόδου επικάλυψης.
\hat{V}_{DC}	$\hat{V}_{AC} - \frac{V_{DC}}{2}$	Δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων και πλήρους περιόδου επικάλυψης.

ΠΙΝΑΚΑΣ 3.1: Ιδιότητες του μετατροπέα ανάλογα με τη μέγιστη δυνατή τάση της συστοιχίας υπομονάδων και του διακόπτη διεύθυνσης.

Ανάλογα λοιπόν με την τάση που θέλουμε να αντέξει ο διακόπτης διεύθυνσης και με την αντοχή που έχει το κάθε ξεχωριστό IGBT που θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε για το διακόπτη, βάζουμε τόσα IGBTs στη σειρά για να έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Έτσι προκύπτει ο συνολικός αριθμός των IGBTs από τα οποία αποτελείται ο διακόπτης διεύθυνσης [19].

Η αρχή λειτουργίας των ημιαγωγών σε σειρά είναι ότι όλοι οι ημιαγωγοί που είναι συνδεδεμένοι σε σειρά πρέπει να είναι συγχρονισμένοι σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας τους, που είναι η αγωγή, η αποκοπή και οι μεταβάσεις από την αγωγή στην αποκοπή και το αντίστροφο. Αυτό όμως μπορεί να μην είναι πάντα δυνατό καθώς υπάρχουν πολλοί παράγοντες που επηρεάζουν τον καταμερισμό τάσης μεταξύ των ημιαγωγών, όπως είναι οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγών, οι παράσιτες αυτεπαγωγές του κυκλώματος καθώς και τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών. Αυτοί οι παράγοντες επηρεάζουν τον καταμερισμό της τάσης στα άκρα των IGBTs, κυρίως κατά τις μεταβάσεις καταστάσεων, προκαλώντας έτσι και μεγάλες απώλειες αλλά και άνιση κατανομή ισχύος στους ημιαγωγούς. Επίσης ένας ακόμη παράγοντας που πρέπει να του δοθεί προσοχή είναι η θερμοκρασία καθώς με την αύξηση της θερμοκρασίας μεταβάλλονται τα χαρακτηριστικά των ημιαγωγών, για αυτό και απαιτείται προσεχτική μελέτη του συστήματος ψύξης.

Οι τρόποι που υπάρχουν ώστε να ισοκαταμερίζεται η τάση στα άκρα των ημιαγωγών αλλά και να μειώνεται η καταπόνηση των στοιχείων, διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες. Οι κατηγορίες αυτές είναι χρησιμοποιώντας κυκλώματα Snubber, ενεργό παρακολούθηση και ρύθμιση της τάσης και ρύθμιση του καταμερισμού της τάσης μέσω των σημάτων οδήγησης [26]. Ο πιο εύκολος και αποτελεσματικός τρόπος είναι με τα κυκλώματα Snubber, τα οποία αναλύουμε στο κεφάλαιο 4.

Επίσης θα πρέπει να προσέξουμε και κάτι ακόμα σχετικά με το διακόπτη διεύθυνσης. Το πηνίο του βραχίονα μπορεί να δημιουργήσει πρόβλημα στη λειτουργία του διακόπτη. Γνωρίζουμε πως τα επαγωγικά φορτία έχουν ένα κοινό χαρακτηριστικό: ότι αν διαρρέονται από ρεύμα και διακοπεί απότομα η λειτουργία του κυκλώματος, δημιουργείται λόγω της επαγωγής μία αιχμή τάσης. Αυτό το φαινόμενο είναι το ανάλογο ενός φορτισμένου πυκνωτή όπου βραχυκυκλώνουμε τα ηλεκτρόδιά του, με αποτέλεσμα να δημιουργείται μία αιχμή ρεύματος. Μία λύση σε αυτή την περίπτωση είναι να τοποθετήσουμε παράλληλα με τους ημιαγωγούς συσκευές προστασίας από παροδικούς παλμούς, όπως είναι ένα TVS ή ένα MOV, ώστε να κατασταλεί η οποιαδήποτε αιχμή τάσης. Την προστασία με τη χρήση MOV εξετάζουμε στο κεφάλαιο 5. Επίσης θα εξετάσουμε και την προστασία με τη χρήση ενός RCD κυκλώματος snubber αποκοπής στο κεφάλαιο 4.

3.5 Εξισορρόπηση της ενέργειας εντός του μετατροπέα

Η ικανότητα του μετατροπέα να παράγει με αρκετά καλό τρόπο τα επίπεδα τάσης οφείλεται στις υπομονάδες του και πιο συγκεκριμένα στους φορτισμένους πυκνωτές των υπομονάδων. Παρόλα αυτά, από τη στιγμή που το AC ρεύμα που προκύπτει περνάει μέσα από αυτούς, η φόρτιση αυτών των πυκνωτών κυμαίνεται κατά τη διάρκεια λειτουργίας του μετατροπέα και εξαρτάται από την κατεύθυνση του ρεύματος και τις καταστάσεις των ημιαγωγών των υπομονάδων. Εξαιτίας του μεγάλου αριθμού υπομονάδων που χρειάζονται, είναι πιο εύκολο να κοιτάξουμε την ποσότητα ενέργειας που αποθηκεύεται σε αυτές συνολικά. Υποθέτοντας ότι η φόρτιση διαμοιράζεται ομαλά ανάμεσα στις διάφορες υπομονάδες, εξαιτίας κάποιου κυκλικού μηχανισμού που υπάρχει για αυτό το σκοπό, η μόνη απαίτηση που απομένει για να σιγουρέψουμε την ικανοποιητική λειτουργία του μετατροπέα είναι να κρατήσουμε την ενέργεια της κάθε υπομονάδας κοντά στις ονομαστικές τιμές λειτουργίας τους. Για να το επιτύχουμε αυτό, ο μετατροπέας πρέπει να λειτουργεί με τέτοιο τρόπο ώστε η καθαρή ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ του δικτύου και των υπομονάδων να είναι 0 [19]. Δηλαδή χρειαζόμαστε ένα σημείο λειτουργίας στο οποίο η ενέργεια που εισέρχεται στον μετατροπέα από το DC δίκτυο να περνάει όλη στο AC δίκτυο χωρίς να αποθηκεύεται κάποια ποσότητα στις υπομονάδες σε κάθε κύκλο λειτουργίας, και αντίστροφα [20].

Για την AC τάση και το AC ρεύμα που προκύπτουν ισχύουν οι γνωστές εξισώσεις [10]:

$$E_{AC} = \int_0^{T/2} V_{AC}(t)I_{AC}(t)dt = \frac{\hat{V}_{AC}\hat{I}_{AC} \cos(\Phi_{AC})T}{4} \quad (3.5)$$

$$E_{DC} = \int_0^{T/2} \frac{V_{DC}}{2} I_{AC}(t)dt = \frac{V_{DC}\hat{I}_{AC} \cos(\Phi_{AC})T}{2\pi} \quad (3.6)$$

Εξισώνοντας τις σχέσεις 3.5 και 3.6 προκύπτει ένα ιδανικό σημείο λειτουργίας για τον μετατροπέα το οποίο περιγράφεται από τη σχέση 3.7. Αυτό το ιδανικό σημείο λειτουργίας αναφέρεται στην ξένη βιβλιογραφία με τον όρο "sweet spot" (γλυκό σημείο δηλαδή) και εκφράζει το λόγο της τιμής της AC τάσης προς την τιμή της DC τάσης [19],[20],[24].

$$\widehat{V}_{AC} = \frac{2}{\pi} V_{DC} \Leftrightarrow V_{line} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{DC} \quad (3.7)$$

Κρατώντας αυτή τη σχέση ανάμεσα στην DC και AC τάση γίνεται εφικτό να επαναφέρεται στο τέλος κάθε κύκλου λειτουργίας όλη η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στους πυκνωτές. Παρόλα αυτά, αυτή η μέθοδος δεν είναι ικανή να διορθώσει μια ενεργειακή ανισορροπία που μπορεί να υπάρξει στο σύστημα και επειδή το σύστημα είναι εκ φύσεως ασταθές, οποιαδήποτε ενεργειακή ανισορροπία θα τείνει να αυξάνεται και θα οδηγήσει τη λειτουργία του μετατροπέα σε κατάρρευση. Έτσι χρειαζόμαστε έναν τρόπο για να μπορέσουμε να ελέγξουμε οποιαδήποτε ενεργειακή ανισορροπία που μπορεί να προκύψει [20].

Για να αντιμετωπίσουμε αυτό το πρόβλημα εκμεταλλευόμαστε την περίοδο επικάλυψης, την οποία έχουμε αναφέρει στην ενότητα 3.3. Επειδή κατά τη διάρκεια αυτής της περιόδου είναι και οι 2 διακόπτες διεύθυνσης κλειστοί, το DC ρεύμα περνάει από τη DC πλευρά σύνδεσης και στους 2 βραχίονες, δημιουργείται δηλαδή ένα αγωγίμο μονοπάτι μεταξύ των 2 βραχιόνων. Ρυθμίζοντας λοιπόν την περίοδο επικάλυψης μπορούμε να πετύχουμε ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ των υπομονάδων του άνω βραχίονα και του κάτω βραχίονα [24]. Αυτό που κάνουμε στην ουσία ρυθμίζοντας την περίοδο επικάλυψης είναι να εισάγουμε ένα ρεύμα που κυκλοφορεί εντός του μετατροπέα (μεταξύ δηλαδή των 2 βραχιόνων), μεταφέρει την ενέργεια που θέλουμε μεταξύ των υπομονάδων και δεν επηρεάζει το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα [20].

Η ενέργεια που ανταλλάσσεται κατά την περίοδο επικάλυψης από τις υπομονάδες των 2 βραχιόνων, υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} E_{over}^+ &= \frac{1}{\omega} \int_{\Phi_s - \frac{\Phi_o}{2}}^{\Phi_s + \frac{\Phi_o}{2}} V^+(t)(-I_{over})d\theta + \frac{1}{\omega} \int_{\Phi_s - \frac{\Phi_o}{2}}^{\Phi_s + \Phi_D + \frac{\Phi_o}{2}} V^+(t)(-I_{over})d\theta = \\ &= -2V_{DC}^+ I_{over} \frac{\Phi_o}{\omega} + 4 \frac{\widehat{V}_{AC} I_{over}}{\omega} \sin\left(\frac{\Phi_o}{2}\right) \cos\left(\frac{\Phi_D}{2}\right) \sin\left(\Phi_s + \frac{\Phi_D}{2}\right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned}
E_{\text{over}}^- &= \frac{1}{\omega} \int_{\Phi_s - \frac{\Phi_o}{2}}^{\Phi_s + \frac{\Phi_o}{2}} V^-(t)(-I_{\text{over}})d\theta + \frac{1}{\omega} \int_{\Phi_s - \frac{\Phi_o}{2}}^{\Phi_s + \Phi_D + \frac{\Phi_o}{2}} V^-(t)(-I_{\text{over}})d\theta = \\
&= -2V_{\text{DC}}^- I_{\text{over}} \frac{\Phi_o}{\omega} - 4 \frac{\hat{V}_{\text{AC}} I_{\text{over}}}{\omega} \sin\left(\frac{\Phi_o}{2}\right) \cos\left(\frac{\Phi_D}{2}\right) \sin\left(\Phi_s + \frac{\Phi_D}{2}\right)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Όπου:

Φ_o : Πλάτος της περιόδου επικάλυψης

Φ_s : Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος

Φ_D : Η γωνία του κύκλου λειτουργίας

V^+ : Η τάση που παράγεται από τις υπομονάδες του άνω βραχίονα

V^- : Η τάση που παράγεται από τις υπομονάδες του κάτω βραχίονα

I_{over} : Η τιμή του ρεύματος που κυκλοφορεί εντός του μετατροπέα κατά την περίοδο επικάλυψης

Μπορούμε να απλοποιήσουμε τις παραπάνω εξισώσεις θεωρώντας $\Phi_D = \pi$ και $\Phi_s = 0$ και έτσι έχουμε:

$$E_{\text{over}}^+ = -V_{\text{DC}}^+ I_{\text{over}} \frac{\Phi_o}{\omega} = -V_{\text{DC}} I_{\text{over}} \frac{\Phi_o}{\omega} \tag{3.10}$$

$$E_{\text{over}}^- = -V_{\text{DC}}^- I_{\text{over}} \frac{\Phi_o}{\omega} = -V_{\text{DC}} I_{\text{over}} \frac{\Phi_o}{\omega} \tag{3.11}$$

Αυτή η τεχνική είναι μία αποτελεσματική μέθοδος για να εξισορροπήσουμε τις ενέργειες των πυκνωτών των υπομονάδων, ωστόσο υπάρχουν ακόμα κάποιοι περιορισμοί που πρέπει να ληφθούν υπόψη [20].

3.6 Προσομοίωση μονοφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink

Σε αυτή την ενότητα προσομοιώσαμε τη λειτουργία ενός μονοφασικού AAC μετατροπέα με τη βοήθεια του προγράμματος Matlab/Simulink. Πιο συγκεκριμένα φτιάξαμε έναν AAC μετατροπέα 5 επιπέδων, όπου ο κάθε βραχίονας είχε 2 υπομονάδες πλήρους γέφυρας αφού είχαμε: $V_{stack} = V_{dc}/2$, $V_{SM}=V_{dc}/4$ επομένως σε κάθε βραχίονα προέκυψε ότι ο αριθμός των υπομονάδων θα είναι $N_{SM} = \frac{V_{dc}/2}{V_{dc}/4} = 2$. Στην ουσία επιλέγουμε την περίπτωση 1

του πίνακα 3.1 της ενότητας 3.4, η οποία είναι και η πιο απλή περίπτωση ενός AAC μετατροπέα. Η DC τάση εισόδου που επιλέξαμε ήταν $V_{dc} = 5000V$. Για τους διακόπτες διεύθυνσης, από τη στιγμή που χρησιμοποιούμε τα ίδια IGBTs με αυτά που χρησιμοποιούμε στις υπομονάδες, χρειαζόμαστε πρακτικά 2 IGBTs για κάθε υπομονάδα, δηλαδή 4 για κάθε διακόπτη διεύθυνσης. Η περίοδος επικάλυψης στη συγκεκριμένη εφαρμογή έχει τιμή 0. Επίσης στην έξοδο του μετατροπέα τοποθετήσαμε φορτίο $R_{load}=50\Omega$, ενώ ο κάθε βραχίονας είχε ένα πηνίο τιμής $L_{arm} = 3,2mH$. Στο σχήμα 3.6 μπορούμε να δούμε τη διάταξη, όπως αυτή σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα Matlab/Simulink για την προσομοίωση.

Όσον αφορά τον έλεγχο των υπομονάδων του μετατροπέα, ακολουθήσαμε ανάλογη λογική με αυτή που ακολουθήσαμε στην προσομοίωση του MMC μετατροπέα (ενότητα 2.4). Δηλαδή δίνουμε παλμούς στα κατάλληλα IGBTs για την έναυση κάθε φορά των IGBTs που χρειαζόμαστε για να δημιουργήσουμε σε εκείνο το χρονικό σημείο το επιθυμητό επίπεδο τάσης. Χωρίσαμε λοιπόν την περίοδο λειτουργίας του μετατροπέα (20ms) σε 10 διαστήματα (όχι όλα ίσα μεταξύ τους). Οι διακόπτες διεύθυνσης άγουν για μισή περίοδο ο καθένας, επομένως ο διακόπτης διεύθυνσης του άνω βραχίονα άγει από τη στιγμή $t=0$ μέχρι τη στιγμή $t=10ms$ και ο διακόπτης διεύθυνσης του κάτω βραχίονα από τη στιγμή $t=10ms$ μέχρι τη στιγμή $t=20ms$. Στα διαστήματα που άγει ο κάθε βραχίονας φροντίζουμε να δίνουμε τα ανάλογα σήματα στα IGBTs των υπομονάδων του βραχίονα, ώστε οι υπομονάδες να έχουν την κατάλληλη τάση για να προκύψει η επιθυμητή τάση εξόδου. Από τη στιγμή που έχουμε υπομονάδες πλήρους γέφυρας, υπάρχουν 3 πιθανές καταστάσεις της υπομονάδας ($+V_{SM}$, $-V_{SM}$ και 0). Με βάση όλα αυτά, αλλά και τους πίνακες 2.3 και 2.4 της ενότητας 2.2.2, προκύπτει ο πίνακας 3.2 που βλέπουμε παρακάτω. Σε αυτό τον πίνακα μπορούμε να δούμε συγκεντρωτικά για κάθε χρονικό διάστημα την έξοδο της κάθε υπομονάδας, την κατάσταση των διακοπτών διεύθυνσης και την αντίστοιχη τάση εξόδου του μετατροπέα. Η τιμή 1 σημαίνει ότι η υπομονάδα έχει έξοδο $+V_{SM}$ ενώ η τιμή -1 σημαίνει ότι η υπομονάδα έχει έξοδο $-V_{SM}$. Για τους διακόπτες διεύθυνσης (DS1 και DS2) η τιμή 1 σημαίνει ότι ο διακόπτης άγει ενώ η τιμή 0 ότι δεν άγει. Για κάποια χρονικά διαστήματα υπάρχουν και άλλοι συνδυασμοί εξόδου των υπομονάδων για να προκύψει η επιθυμητή τάση. Ωστόσο επιλέξαμε τους συγκεκριμένους για να δείξουμε ότι μπορούμε να εκμεταλλευτούμε και την αρνητική τάση εξόδου στην κανονική λειτουργία του μετατροπέα. Τέλος, αφού έχουμε ιδανικές συνθήκες για την προσομοίωση, δε χρειαζόμαστε κάποια επιπλέον τεχνική ελέγχου ώστε να κάνουμε εξισορρόπηση ενέργειας στους πυκνωτές των υπομονάδων.

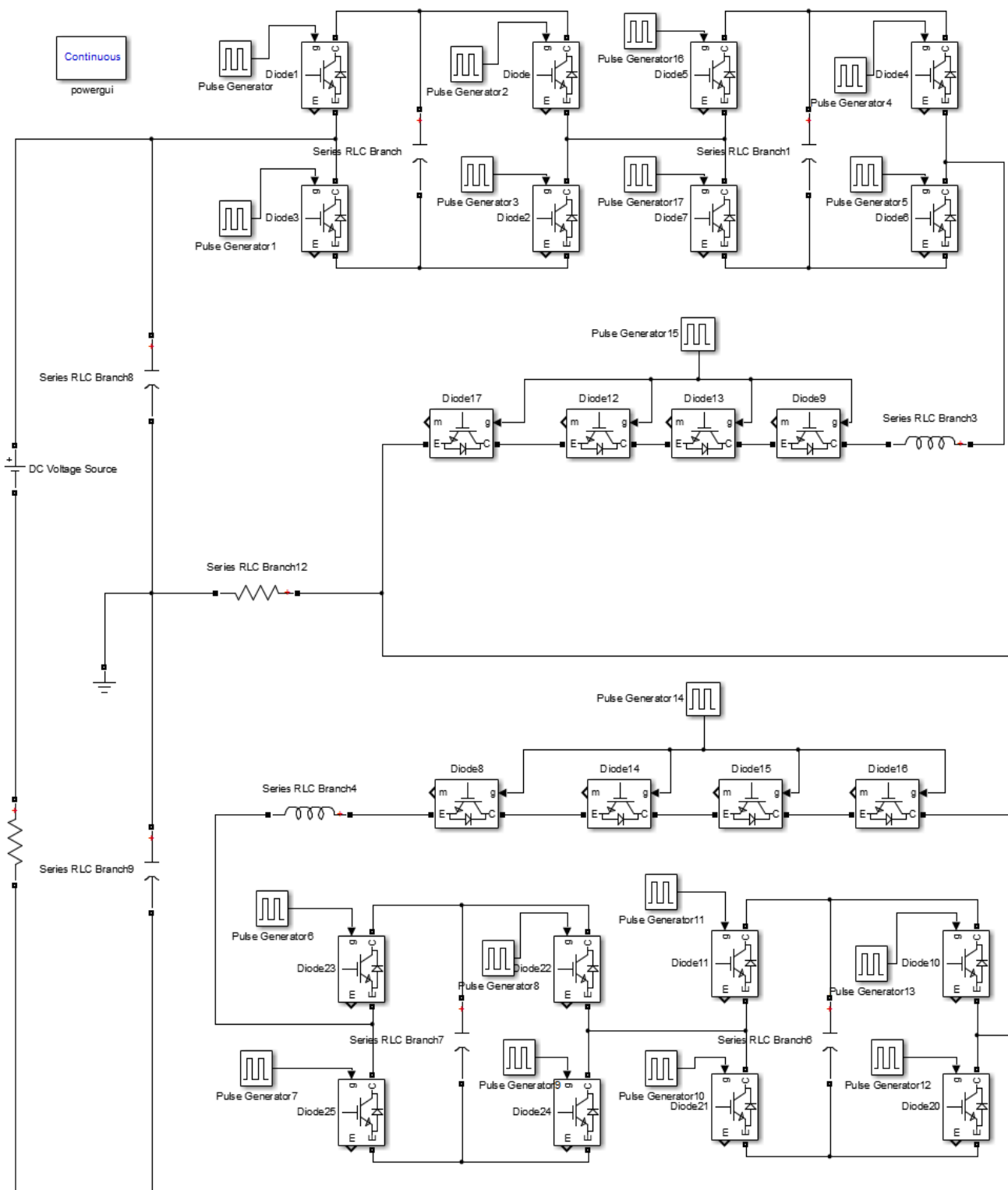
		Υπομονάδα ή διακόπτης διεύθυνσης						Τάση Εξόδου (V)
		SM 1	SM 2	DS 1	DS 2	SM 3	SM 4	
Χρονικό διάστημα εντός περιόδου σε ms (T=20ms)	0 - 1,25	1	1	1	0	-	-	0
	1,25 - 3,75	0	1	1	0	-	-	1250
	3,75 - 6,25	-1	1	1	0	-	-	2500
	6,25 - 8,75	1	0	1	0	-	-	1250
	8,75 - 10	1	1	1	0	-	-	0
	10 - 11,25	-	-	0	1	1	1	0
	11,25 - 13,75	-	-	0	1	0	1	-1250
	13,75 - 16,25	-	-	0	1	1	-1	-2500
	16,25 - 18,75	-	-	0	1	1	0	-1250
	18,75 - 20	-	-	0	1	1	1	0

ΠΙΝΑΚΑΣ 3.2: Κατάσταση λειτουργίας κάθε υπομονάδας και κάθε διακόπτη διεύθυνσης σε διάστημα μιας περιόδου.

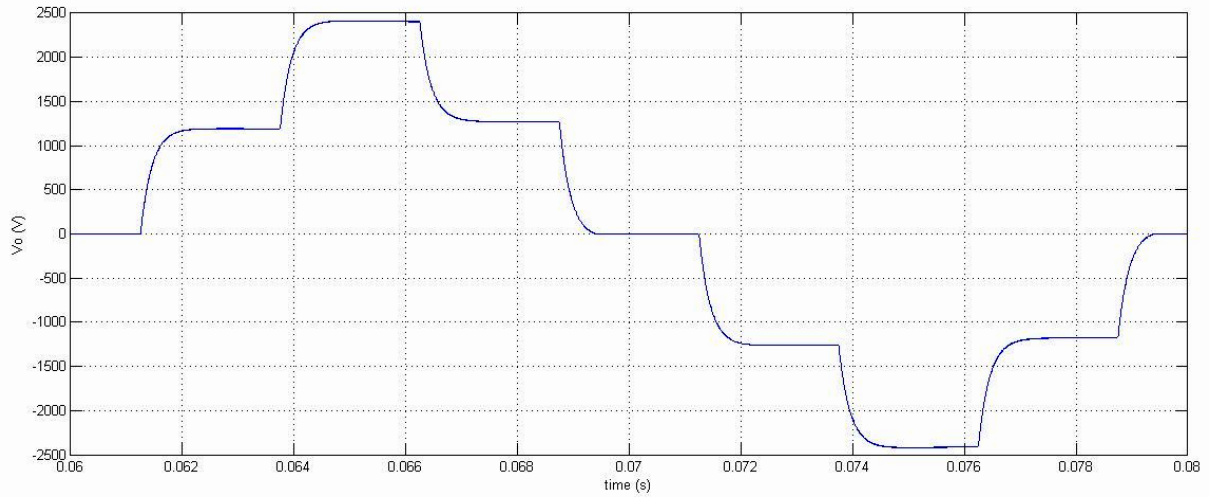
Συγκεντρωτικά λοιπόν είχαμε τις εξής συνθήκες στην προσομοίωση μας:

- Τάση εισόδου $V_{dc}=5000V$.
- 2 υπομονάδες ανά βραχίονα τάσης $V_{SM}=1250V$ και με πυκνωτές χωρητικότητας $C=1mF$.
- 4 IGBTs για κάθε διακόπτη διεύθυνσης.
- Πηνίο βραχίονα $L_{arm}=3,2mH$.
- Φορτίο $R_{load}=50\Omega$ στην έξοδο του μετατροπέα.
- Έλεγχος των υπομονάδων και των διακοπτών διεύθυνσης όπως φαίνεται στον πίνακα 3.2.

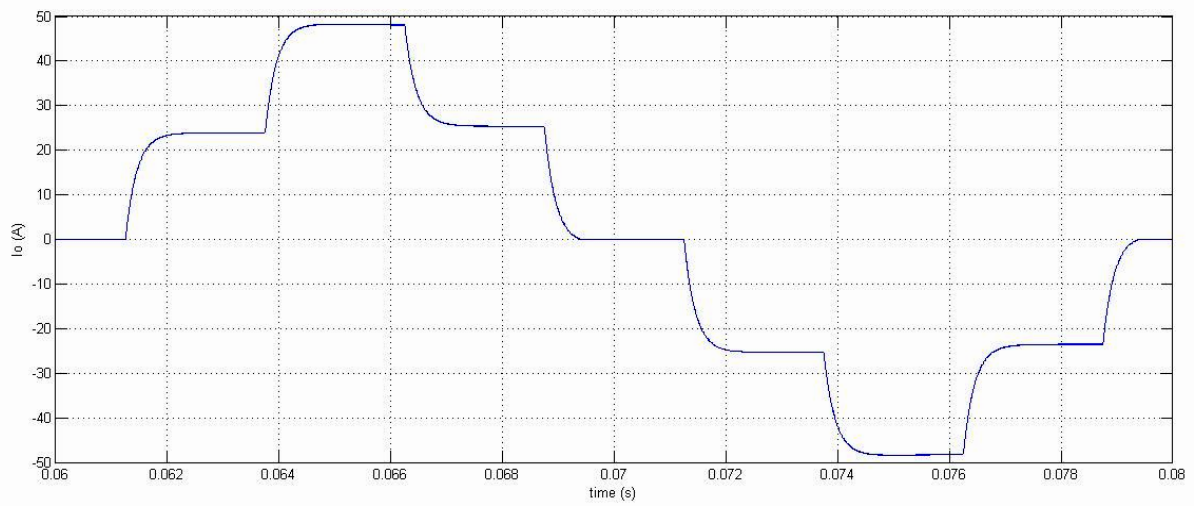
Στην ουσία θέσαμε παρόμοιες συνθήκες λειτουργίας με αυτές της προσομοίωσης του MMC μετατροπέα, έτσι ώστε να είναι πιο άμεση η σύγκριση μεταξύ των αποτελεσμάτων για τους 2 μετατροπείς. Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα παρακάτω σχήματα για χρόνο μιας περιόδου λειτουργίας (σχήματα 3.7–3.10).



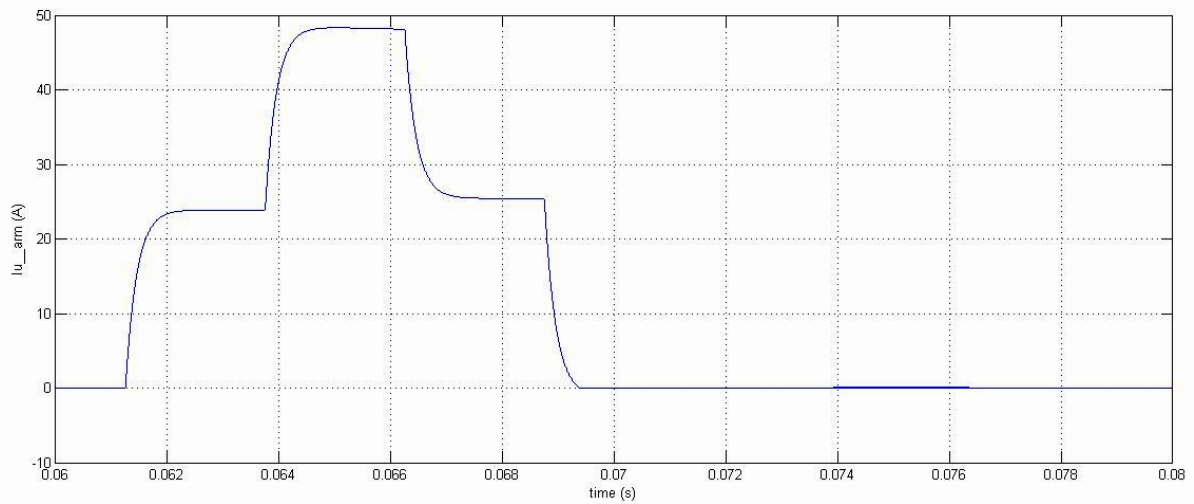
Σχήμα 3.6: Διάταξη μονοφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων όπως αυτή σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα Matlab/Simulink.



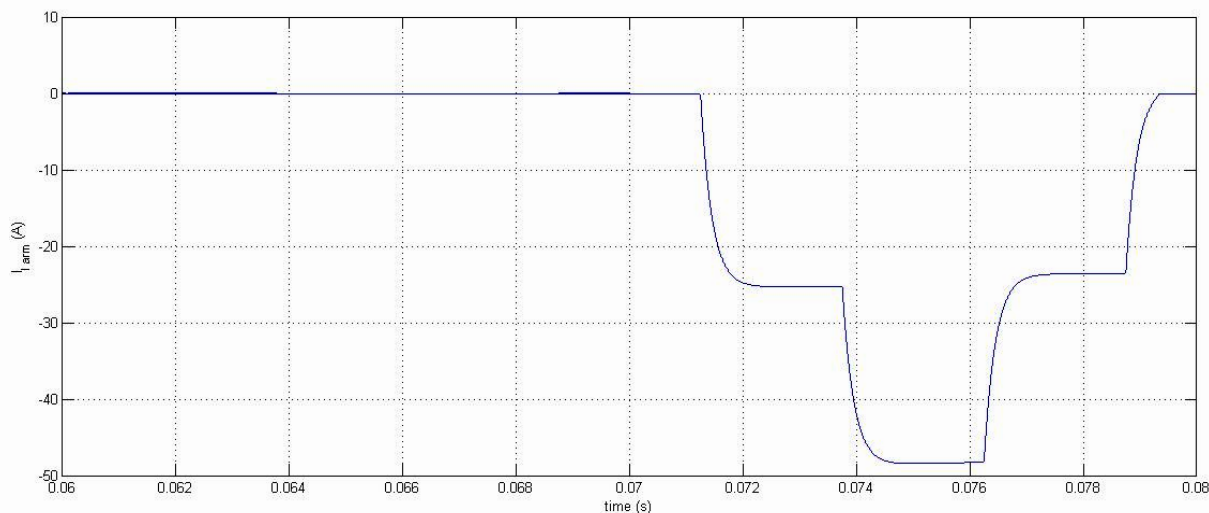
Σχήμα 3.7: Τάση εξόδου μετατροπέα.



Σχήμα 3.8: Ρεύμα εξόδου μετατροπέα.



Σχήμα 3.9: Ρεύμα άνω βραχίονα.



Σχήμα 3.10: Ρεύμα κάτω βραχίονα.

Με μία πρώτη ματιά μπορούμε να παρατηρήσουμε τα 5 επίπεδα από τα οποία αποτελείται η τάση εξόδου (σχήμα 3.7). Η τάση εξόδου έχει την ίδια μορφή με την τάση εξόδου ενός MMC μετατροπέα 5 επιπέδων. Για τη δημιουργία της θετικής ημιπεριόδου της τάσης εξόδου είναι υπεύθυνος ο άνω βραχίονας, ενώ για τη δημιουργία της αρνητικής ημιπεριόδου είναι υπεύθυνος ο κάτω βραχίονας. Αυτό μπορεί να φανεί και από τις κυματομορφές των ρευμάτων του άνω και του κάτω βραχίονα (σχήματα 3.9, 3.10). Εκεί μπορούμε να δούμε ότι στο πρώτο μισό του κύκλου λειτουργίας, το ρεύμα του κάτω βραχίονα είναι 0 καθώς είναι ανοιχτός ο διακόπτης διεύθυνσης του κάτω βραχίονα. Στο 50% όμως του κύκλου λειτουργίας (τη στιγμή 0.07s στις γραφικές που βλέπουμε στα σχήματα 3.7-3.10) ανοίγει ο διακόπτης διεύθυνσης του άνω βραχίονα και κλείνει ο διακόπτης του κάτω βραχίονα (μηδενική περίοδος επικάλυψης). Έτσι στο δεύτερο μισό του κύκλου λειτουργίας συμμετέχουν μόνο οι υπομονάδες του κάτω βραχίονα για τη δημιουργία της τάσης και του ρεύματος εξόδου. Για αυτό το λόγο το ρεύμα εξόδου είναι ίσο με το ρεύμα του άνω βραχίονα στην πρώτη ημιπερίοδο και ίσο με το ρεύμα του κάτω βραχίονα κατά τη δεύτερη ημιπερίοδο. Η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα έχει ανάλογη μορφή με την κυματομορφή της τάσης εξόδου του μετατροπέα, αφού στην έξοδο έχουμε ωμικό φορτίο (σχήμα 3.8). Απλά το ρεύμα έχει μικρότερη τιμή επειδή προκύπτει από τη διαίρεση της τάσης εξόδου με την τιμή της αντίστασης του φορτίου ($R_{load}=50\Omega$).

Επίσης μπορούμε να διακρίνουμε ότι έχουμε λειτουργία ήπιας μεταγωγής των διακοπών διεύθυνσης. Δηλαδή η αλλαγή κατάστασης των διακοπών διεύθυνσης γίνεται υπό μηδενικό ρεύμα. Αυτό είναι κάτι που προσπαθούμε να πετύχουμε, όποτε το επιτρέπουν οι συνθήκες, ώστε να μειώσουμε τις απώλειες ισχύος που οφείλονται στην αλλαγή κατάστασης των διακοπών (διακοπτικές απώλειες). Ωστόσο, όπως αναφέραμε και σε προηγούμενες ενότητες, αυτό δεν είναι πάντα εφικτό καθώς μπορεί να μην επικρατούν πάντα οι κατάλληλες συνθήκες λειτουργίας (π.χ. μπορεί να υπάρχει κάποιο σφάλμα, μπορεί να

χρειαζόμαστε μεγάλη περίοδο επικάλυψης για εξισορρόπηση ενέργειας εντός του μετατροπέα).

Κάνοντας τώρα μία σύγκριση και με τα αποτελέσματα που βρήκαμε στο κεφάλαιο 2 για τον MMC μετατροπέα, παρατηρούμε ότι οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος εξόδου είναι παρόμοιες. Ωστόσο ο AAC, όπως έχουμε αναφέρει, έχει δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων, κάτι που δεν έχει ένας MMC μετατροπέας υπομονάδων ημιγέφυρας. Επίσης χρησιμοποιεί λιγότερα IGBTs σε σχέση με έναν MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας, που έχει και αυτός δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων. Πιο συγκεκριμένα για το συγκεκριμένο AAC μετατροπέα χρησιμοποιήσαμε 16 IGBTs για τις υπομονάδες και 8 IGBTs για τους διακόπτες διεύθυνσης, δηλαδή συνολικά 24 IGBTs. Για έναν MMC μετατροπέα 5 επιπέδων υπομονάδων πλήρους γέφυρας θα χρειαζόμασταν συνολικά 32 IGBTs (4 υπομονάδες σε κάθε βραχίονα από 4 IGBTs η κάθε μία). Υπάρχει λοιπόν μία διαφορά η οποία μπορεί να μη φαίνεται πολύ μεγάλη, ωστόσο σε περίπτωση που είχαμε πολύ περισσότερα επίπεδα, όπως συμβαίνει στις πραγματικές εφαρμογές των HVDC συστημάτων μεταφοράς ενέργειας, η διαφορά αυτή θα ήταν πολύ μεγαλύτερη και συνεπώς θα ήταν πολύ μεγαλύτερο το κόστος και ο όγκος της κατασκευής. Βλέπουμε λοιπόν ότι ο AAC μετατροπέας έχοντας τις ίδιες ιδιότητες είναι μια πιο συμφέρουσα οικονομικά λύση. Το μόνο μειονέκτημα είναι ότι απαιτεί πολυπλοκότερες μεθόδους ελέγχου.

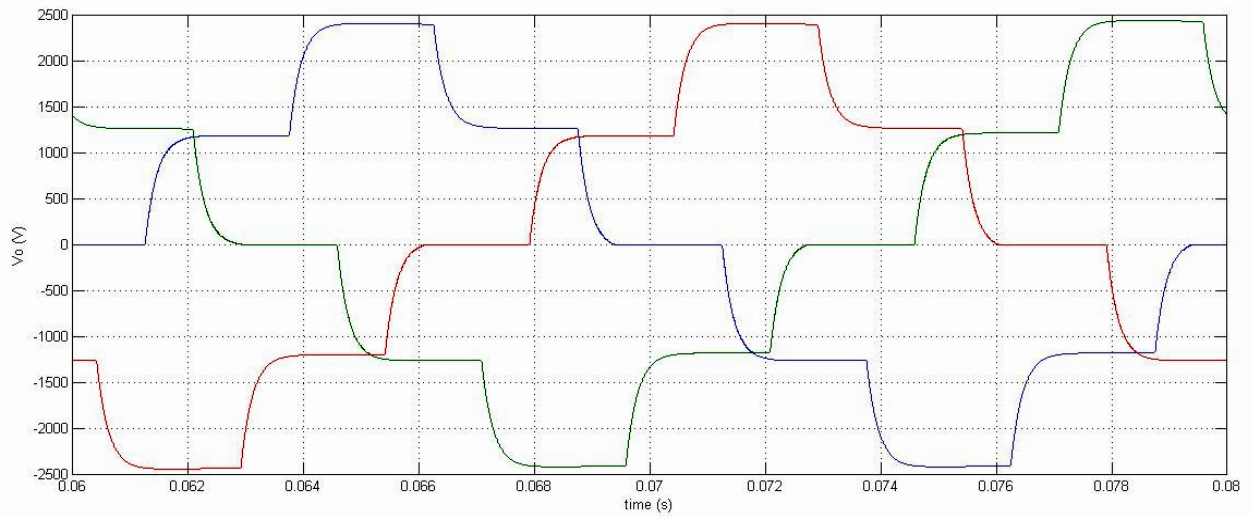
3.7 Προσομοίωση τριφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα μιας προσομοίωσης ενός τριφασικού AAC μετατροπέα 5 επιπέδων με τη χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink. Τα χαρακτηριστικά της προσομοίωσης ήταν τα ίδια με την προσομοίωση της προηγούμενης ενότητας (του μονοφασικού AAC μετατροπέα), δηλαδή για κάθε μία από τις 3 φάσεις είχαμε:

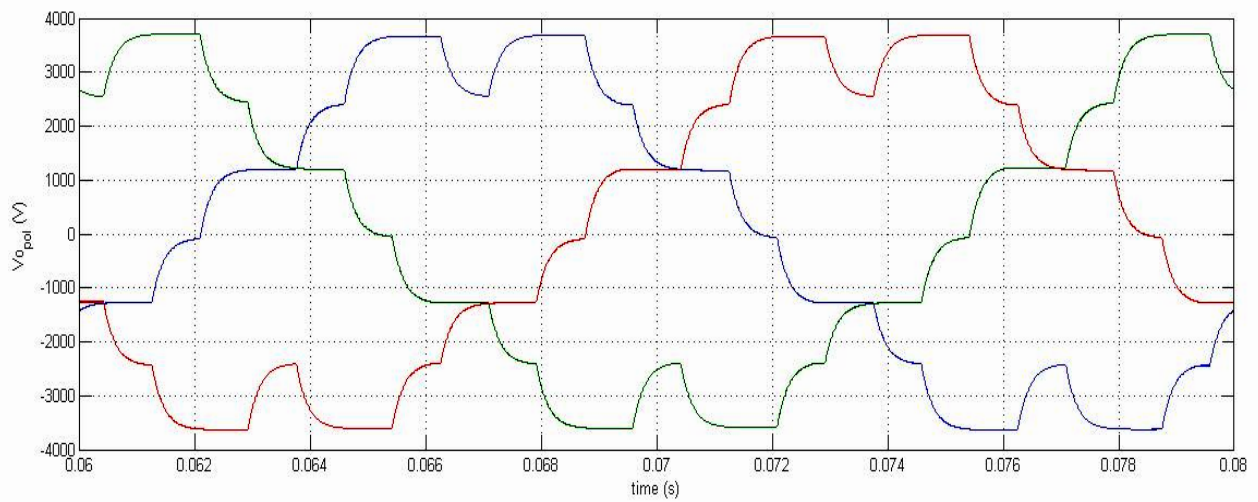
- Πηνίο βραχίονα: $L_{arm} = 3,2\text{mH}$
- Πυκνωτής υπομονάδας: $C_{sm} = 1\text{mF}$
- Φορτίο: $R_L = 50\Omega$

Η DC τάση εισόδου ήταν 5kV και σε κάθε φάση είχαμε 4 υπομονάδες πλήρους γέφυρας και 2 διακόπτες διεύθυνσης. Ο έλεγχος των υπομονάδων και των διακοπών διεύθυνσης ήταν αντίστοιχος με αυτόν που είχαμε στην προηγούμενη ενότητα. Για τη φάση α δώσαμε τα ίδια σήματα με πριν. Τα σήματα για τη φάση b προέκυψαν με ολίσθηση κατά -120° των σημάτων της φάσης α και τα σήματα για τη φάση c προέκυψαν με ολίσθηση κατά $+120^\circ$ των σημάτων της φάσης α.

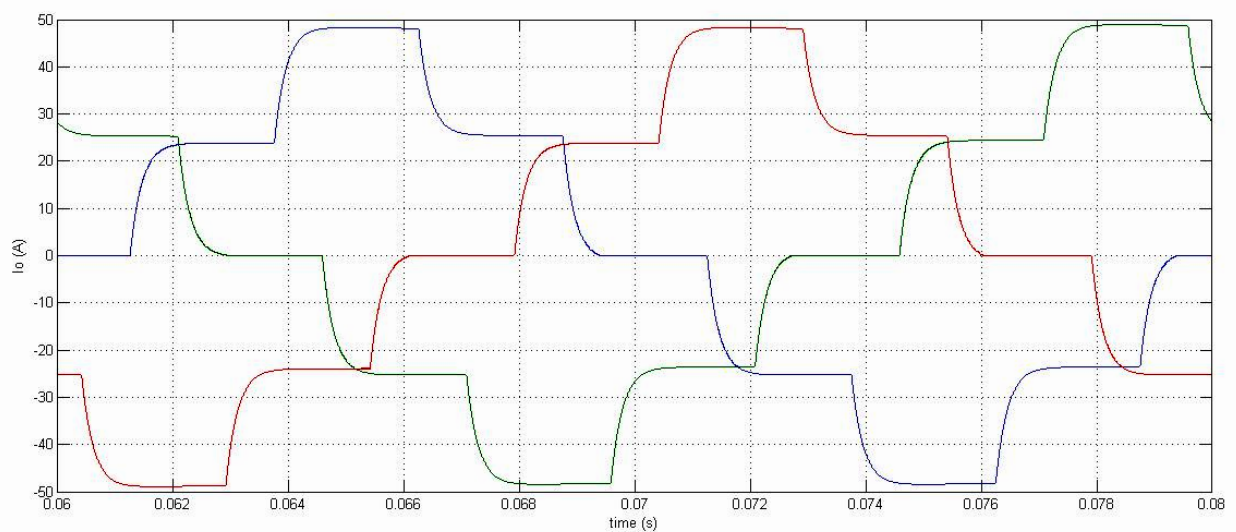
Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα παρακάτω σχήματα για μία περίοδο λειτουργίας (σχήματα 3.11-3.15):



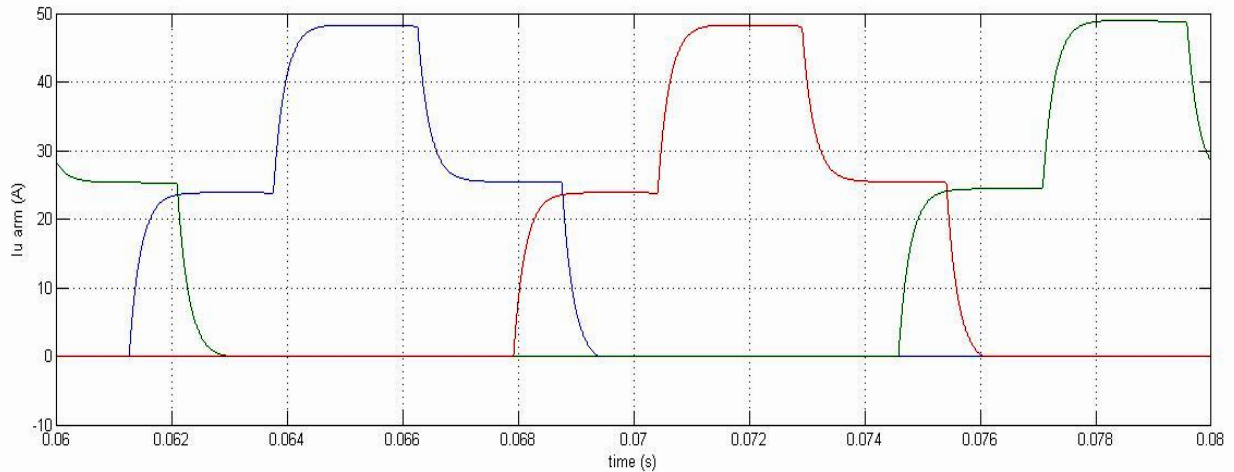
Σχήμα 3.11: Φασικές τάσεις εξόδου V_{ao} , V_{bo} , V_{co} .



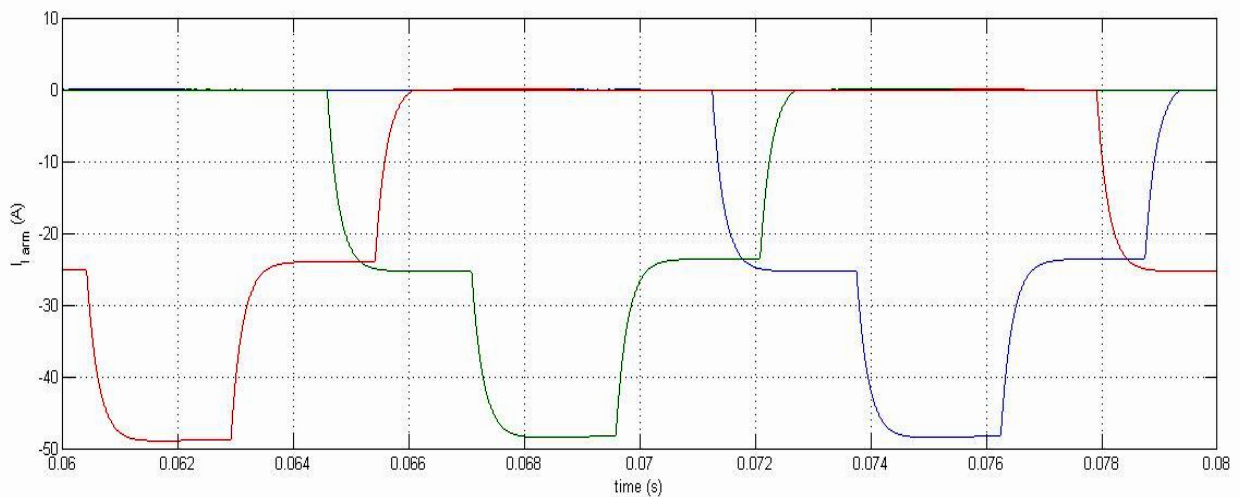
Σχήμα 3.12 : Πολικές τάσεις εξόδου V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} .



Σχήμα 3.13: Ρεύματα εξόδου μετατροπέα



Σχήμα 3.14: Ρεύμα άνω βραχίονα για κάθε φάση.



Σχήμα 3.15: Ρεύμα κάτω βραχίονα για κάθε φάση.

Όπως μπορούμε να δούμε από τα παραπάνω σχήματα, τα αποτελέσματα είναι παρόμοια με αυτά της προσομοίωσης για το μονοφασικό AAC μετατροπέα. Αυτό ήταν αναμενόμενο αφού δεν αλλάξαμε τα βασικά χαρακτηριστικά της διάταξης μας. Απλά τοποθετήσαμε στην ουσία 3 φορές τη διάταξη που είχαμε στην προσομοίωση του μονοφασικού μετατροπέα και δώσαμε στα IGBTs των φάσεων b και c σήματα με διαφορά φάσης -120° και 120° αντίστοιχα. Έτσι προέκυψε η συμμετρία μεταξύ των τριών διαγραμμάτων που βλέπουμε σε κάθε σχήμα. Επίσης να αναφέρουμε ότι ο τριφασικός μετατροπέας μπορεί να μεταφέρει 3 φορές περισσότερη ενέργεια από ότι ο μονοφασικός, όπως είναι λογικό.

Αν και τα αποτελέσματα ήταν αναμενόμενα με βάση αυτά που είδαμε στο μονοφασικό μετατροπέα, παραθέσαμε αυτά τα αποτελέσματα για λόγους πληρότητας και για να διαπιστώσουμε ότι όντως ο τριφασικός AAC μετατροπέας λειτουργεί το ίδιο αποτελεσματικά με το μονοφασικό, αφού ο τριφασικός είναι αυτός που χρησιμοποιείται στα συστήματα μεταφοράς

ενέργειας. Βλέπουμε λοιπόν ότι ένας τέτοιος μετατροπέας θα μπορούσε να τοποθετηθεί σε ένα σύστημα μεταφοράς ενέργειας HVDC, αν λάβουμε υπόψη και το γεγονός ότι σε ένα πραγματικό σύστημα υπάρχουν περισσότερα επίπεδα τάσης για να βελτιώσουμε την ποιότητα της τάσης και του ρεύματος εξόδου και έτσι να μειωθούν οι απώλειες του μετατροπέα.

Να αναφέρουμε επίσης εδώ ότι εξετάσαμε στην προσομοίωση την πιο απλή περίπτωση AAC μετατροπέα, δηλαδή την περίπτωση που δεν έχουμε περίοδο επικάλυψης και δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων. Σε μία πραγματική εφαρμογή ο συγκεκριμένος μετατροπέας έχει αυτά τα χαρακτηριστικά και σε περίπτωση σφάλματος του δικτύου μπορεί να λειτουργήσει ως STATCOM και να επιτρέψει την ανταλλαγή άεργου ισχύος μεταξύ της AC και της DC πλευράς. Για αυτό πλεονεκτεί σε σχέση με έναν MMC μετατροπέα και εν τέλει φαίνεται να αποτελεί μια πιο αξιόπιστη και αποτελεσματική λύση για τα σύγχρονα συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος. Ωστόσο αυξάνεται η πολυπλοκότητα του ελέγχου της συσκευής προκειμένου να έχει ο μετατροπέας αυτές τις δυνατότητες.

Τέλος κάνοντας μία σύγκριση ως προς των αριθμό των στοιχείων που χρησιμοποιεί ο τριφασικός AAC μετατροπέας σε σχέση με τις 2 τοπολογίες του MMC που εξετάστηκαν (υπομονάδων ημιγέφυρας και υπομονάδων πλήρους γέφυρας), ο AAC μετατροπέας χρησιμοποιεί περισσότερα IGBTs απ' ότι ένας MMC μετατροπέας υπομονάδων ημιγέφυρας και λιγότερα IGBTs από έναν MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας, όπως ήδη έχουμε αναφέρει και στις προηγούμενες ενότητες. Ωστόσο ας το δούμε λίγο και με αριθμούς για να το κατανοήσουμε καλύτερα. Στα πλαίσια των προσομοιώσεων που κάναμε για αυτές τις τοπολογίες μετατροπέων, για τον τριφασικό MMC μετατροπέα υπομονάδων ημιγέφυρας χρειαστήκαμε $N_{IGBT_HBMMC} = 3 \cdot 16 = 48$ IGBTs, για τον αντίστοιχο MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας θα χρειαζόμασταν $N_{IGBT_FBMMC} = 3 \cdot 32 = 96$ IGBTs (τα διπλάσια δηλαδή), ενώ για τον AAC μετατροπέα χρησιμοποιήσαμε $N_{IGBT_AAC} = 3 \cdot 16 + 3 \cdot (16/2) = 72$ IGBTs. Όσο αυξάνονται τα επίπεδα αυξάνονται και οι διαφορές μεταξύ των IGBTs που χρησιμοποιεί η κάθε διάταξη. Βλέπουμε λοιπόν και με αριθμούς ότι ο AAC μετατροπέας χρησιμοποιεί πολύ λιγότερα στοιχεία από έναν MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας προσφέροντας παράλληλα τα ίδια και περισσότερα πλεονεκτήματα. Αν και χρησιμοποιεί περισσότερα IGBTs σε σχέση με έναν MMC μετατροπέα υπομονάδων ημιγέφυρας, αξίζει κανείς να πληρώσει το έξτρα κόστος λόγω των παραπάνω πλεονεκτημάτων που ο AAC μετατροπέας προσφέρει.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Προστασία IGBTs με τη χρήση κυκλωμάτων snubber

4.1 Εισαγωγή

Οι ημιαγωγοί ισχύος είναι η καρδιά του εξοπλισμού ηλεκτρονικών ισχύος. Τα snubbers είναι κυκλώματα τα οποία τοποθετούνται σε συσκευές ημιαγωγών για την προστασία τους και τη βελτίωση της απόδοσής τους. Είναι στην ουσία βοηθητικά κυκλώματα που χρησιμοποιούνται για τη μείωση των καταπονήσεων των ημιαγωγών ισχύος. Τα snubbers μπορεί να κάνουν πολλά πράγματα, όπως [27]:

- Μείωση ή εξάλειψη των αιχμών τάσης ή ρεύματος.
- Να περιορίσουν τις μεταβολές ρεύματος (di/dt) ή τάσης (dV/dt).
- Να διαμορφώσουν τη γραμμή φορτίου έτσι ώστε να παραμείνει στην περιοχή ασφαλούς λειτουργίας ο ημιαγωγός.
- Μεταφορά της κατανάλωσης ισχύος από τον διακόπτη σε μια αντίσταση ή σε ένα ωφέλιμο φορτίο.
- Μείωση των απωλειών που οφείλονται στο άνοιγμα και στο κλείσιμο του διακόπτη (switching losses).
- Μείωση των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (EMI).

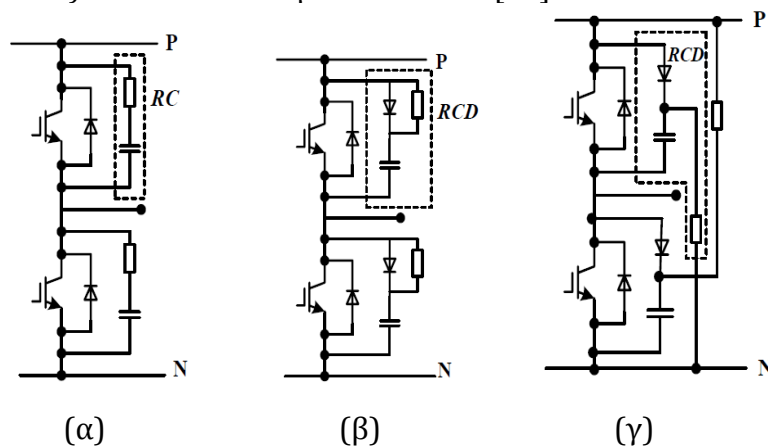
Όπως αναφέραμε στο κεφάλαιο 3, ο διακόπτης διεύθυνσης του AAC μετατροπέα θα μπορούσε σε περίπτωση σφάλματος να δεχτεί πολύ μεγάλη τάση καθώς θα πήγαινε σε κατάσταση off για να κόψει την παροχή ρεύματος και να μην προλάβει κάποια διαταραχή να πάρει διαστάσεις και να περάσει στο υπόλοιπο δίκτυο. Η κύρια πηγή αυτής της υπέρτασης είναι το πηνίο που υπάρχει στο βραχίονα του μετατροπέα. Η ενέργεια που αποθηκεύει αυτό το πηνίο κατά τη λειτουργία του μετατροπέα δημιουργεί πρόβλημα κατά τη μη ήπια μεταγωγή του διακόπτη (hard-switching), όπου ο διακόπτης ανοίγει σε μια τυχαία χρονική στιγμή λόγω κάποιου σφάλματος. Η ενέργεια αυτή απελευθερώνεται τότε και τη δέχονται όλη τα IGBTs του διακόπτη διεύθυνσης, φαινόμενο που μπορεί να οδηγήσει ακόμα και σε κατάρρευση των IGBTs αν αυτή η ενέργεια είναι πολύ μεγάλη. Στις επόμενες ενότητες του κεφαλαίου θα αναλύσουμε αυτό το φαινόμενο.

Θα πρέπει λοιπόν να βρούμε τρόπους ώστε να προστατεύσουμε τα IGBTs του διακόπτη από τέτοιες καταστάσεις. Ένας αρκετά καλός τρόπος προστασίας των IGBTs του διακόπτη διεύθυνσης, τόσο από άποψη αποτελεσματικότητας όσο και από άποψη κόστους, είναι η χρήση κυκλωμάτων snubber. Εκτός του ότι προστατεύουν από τις καταστάσεις που αναφέραμε παραπάνω, βοηθάνε και στην ομοιόμορφη κατανομή της τάσης μεταξύ των IGBTs του διακόπτη διεύθυνσης σε περίπτωση μεταβατικών φαινομένων και μειώνουν τις διακοπτικές απώλειες σε περίπτωση που έχουμε μη ήπια μεταγωγή του διακόπτη.

Σε αυτό το κεφάλαιο λοιπόν θα δούμε διάφορους τύπους κυκλωμάτων snubber που υπάρχουν, θα αναλύσουμε τη λειτουργία ενός RCD κυκλώματος snubber αποκοπής, αρχικά χωρίς να λάβουμε υπόψη τις παράσιτες αυτεπαγωγές ενός κυκλώματος και στη συνέχεια εξετάζοντας τη λειτουργία του σε κύκλωμα που περιλαμβάνει πηνίο. Επίσης θα δούμε πως μπορούμε να έχουμε σωστό καταμερισμό της τάσης μεταξύ των IGBTs που συνδέονται σε σειρά. Τέλος θα εξετάσουμε μέσα από προσομοιώσεις, με τη βοήθεια του προγράμματος PSpice, όλα όσα μας αφορούν για τη λειτουργία ενός κυκλώματος RCD snubber.

4.2 Τύποι κυκλωμάτων snubber αποκοπής για IGBTs

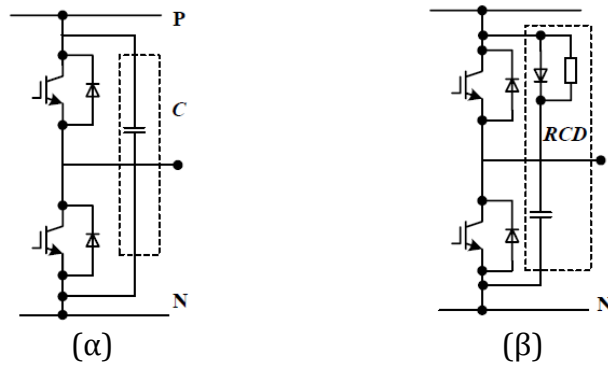
Υπάρχουν πολλά διαφορετικά είδη κυκλωμάτων snubber. Τα Snubber κυκλώματα αποκοπής μπορεί να χωριστούν σε εκείνα που συνδέονται με κάθε IGBT ξεχωριστά (σχήμα 4.1) και εκείνα που συνδέονται μεταξύ του DC ζυγού παροχής ενέργειας και της γης (σχήμα 4.2). Τα πρώτα είδη κυκλωμάτων περιλαμβάνουν κυκλώματα αντίστασης-πυκνωτή (RC snubbers), κυκλώματα snubber φόρτισης και εκφόρτισης (charge and discharge RCD snubber circuit) και κυκλώματα snubber εκφόρτισης-καταστολής (discharge-suppressing RCD snubber circuit). Ο δεύτερος τύπος περιλαμβάνει κυκλώματα snubber πυκνωτή (C snubber circuit) και RCD κυκλώματα snubber [28].



Σχήμα 4.1: Τύποι κυκλωμάτων snubber αποκοπής που συνδέονται σε κάθε IGBT ξεχωριστά [29].

- α) RC snubber.
- β) RCD snubber φόρτισης-εκφόρτισης (charge and discharge).
- γ) RCD snubber εκφόρτισης-καταστολής (discharge-suppressing).

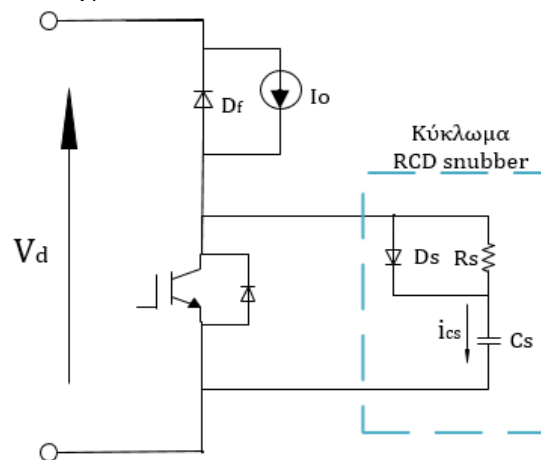
Στην περίπτωση της δικής μας εφαρμογής (χρήση snubber σε διακόπτη διεύθυνσης AAC μετατροπέα ισχύος) χρειαζόμαστε ένα snubber το οποίο θα προστατεύει τον κάθε ημιαγωγό ξεχωριστά και θα λειτουργεί κατά τη σβέση του ημιαγωγού για να εξαλείφει τα προβλήματα που έχουμε κατά τη σβέση. Καταλληλότερος τύπος snubber για αυτή τη δουλειά είναι το RCD snubber φόρτισης-εκφόρτισης ή RCD snubber αποκοπής, όπως είναι γνωστό. Τους λόγους που αυτός ο τύπος snubber είναι ο καταλληλότερος και τον τρόπο με τον οποίο αυτός λειτουργεί αναλύουμε στις επόμενες 2 ενότητες αυτού του κεφαλαίου (ενότητες 4.3 και 4.4).



Σχήμα 4.2: Τύποι κυκλωμάτων snubber αποκοπής που συνδέονται μεταξύ του DC ζυγού παροχής ενέργειας και της γης [29].
 α) snubber πυκνωτή,
 β) RCD κύκλωμα snubber.

4.3 Ανάλυση RCD κυκλώματος snubber αποκοπής

Ο κύριος στόχος ενός snubber αποκοπής (turn-off snubber) είναι να παρέχει μηδενική τάση στα άκρα του ημιαγωγού, ώστε να αποφευχθούν τα προβλήματα κατά τη σβέση. Αυτό μπορεί να γίνει κατά προσέγγιση με τη σύνδεση ενός RCD κυκλώματος στα άκρα του ημιαγωγού, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3. Σε αυτή την ενότητα, οι παράσιτες επαγωγές του κυκλώματος αγνοούνται αρχικά για διευκόλυνση της ανάλυσης.



Σχήμα 4.3: Κύκλωμα για την ανάλυση της λειτουργίας του RCD κυκλώματος snubber αποκοπής.

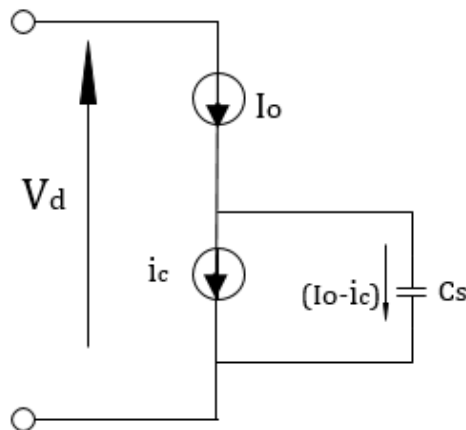
Πριν από τη σβέση του ημιαγωγού, το ρεύμα στο IGBT είναι I_o και η τάση στα άκρα του είναι ουσιαστικά μηδέν. Με την παρουσία αυτού του snubber αποκοπής κατά τη σβέση, το ρεύμα i_c του IGBT μειώνεται με ένα σταθερό ρυθμό (di/dt) και ρεύμα $(I_o - i_c)$ ρέει στον πυκνωτή μέσω της διόδου D_s του snubber. Ως εκ τούτου, για ένα χρόνο πτώσης του ρεύματος t_{fi} , το ρεύμα του πυκνωτή μπορεί να γραφεί ως:

$$i_{cs} = I_o \frac{t}{t_{fi} - t_o} = I_o \frac{t}{t_{fi}} \quad (4.1)$$

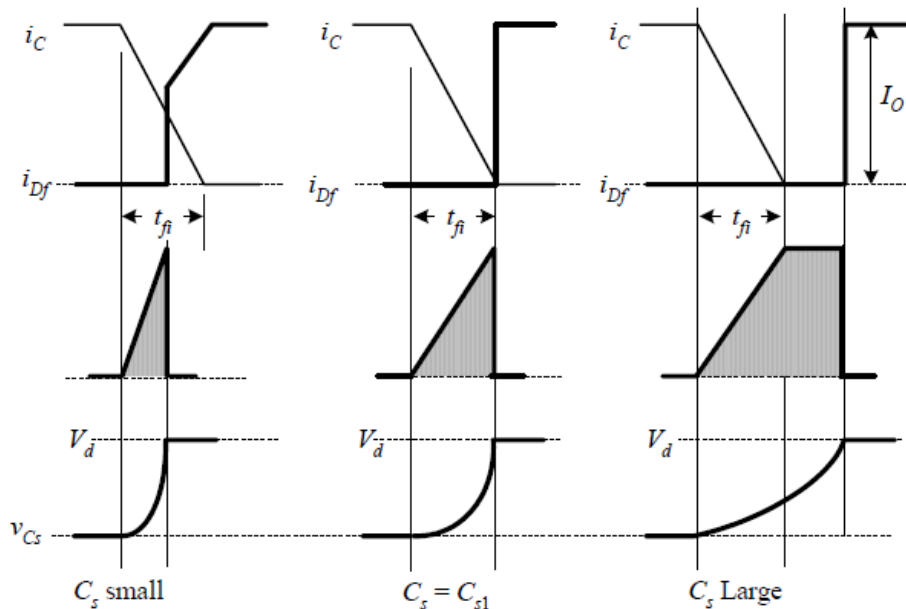
όπου το ρεύμα i_{cs} είναι μηδέν πριν την σβέση τη χρονική στιγμή $t_0=0$. Η τάση του πυκνωτή, η οποία είναι η ίδια με την τάση στα άκρα του ημιαγωγού όταν η δίοδος D_s άγει, μπορεί να γραφεί ως:

$$V_{cs}=V_{ce}=\frac{1}{C_s}\int_0^t i_{cs} dt=\frac{I_o t^2}{2C_s t_{fi}} \quad (4.2)$$

Η σχέση 4.2 ισχύει σε όλη τη διάρκεια της πτώσης του ρεύματος εφόσον η τάση του πυκνωτή είναι μικρότερη από ή ίση με V_d . Το ισοδύναμο κύκλωμα που αντιπροσωπεύει αυτή την κατάσταση φαίνεται στο σχήμα 4.4. Στο σχήμα 4.5 φαίνονται οι κυματομορφές λειτουργίας του κυκλώματος για τρεις τιμές της χωρητικότητας του πυκνωτή του κυκλώματος snubber [29].



Σχήμα 4.4: Ισοδύναμο κύκλωμα κατά τη σβέση του ημιαγωγού.



Σχήμα 4.5: Κυματομορφές λειτουργίας του RCD snubber για διαφορετικές τιμές του πυκνωτή του snubber.

Για μια μικρή τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή, η τάση του πυκνωτή φτάνει την τιμή V_d πριν ολοκληρωθεί ο χρόνος καθόδου του ρεύματος. Εκείνη τη στιγμή, η ελεύθερη δίοδος D_f ενεργοποιείται και εφαρμόζεται στα άκρα του πυκνωτή και του ημιαγωγού η τάση V_d ενώ το ρεύμα i_{cs} πέφτει στο μηδέν επειδή ο ρυθμός dV_{cs}/dt είναι ίσος με μηδέν. Οι επόμενες σειρές των κυματομορφών στο σχήμα 4.5 είναι για τιμή χωρητικότητας πυκνωτή $C_s=C_{s1}$, κάτι το οποίο προκαλεί την τάση του πυκνωτή να φτάσει την τιμή V_d ακριβώς τη στιγμή που μηδενίζεται το ρεύμα, σε χρόνο δηλαδή t_{fi} . Σε αυτήν την περίπτωση, η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή C_{s1} μπορεί να υπολογιστεί αντικαθιστώντας $t=t_{fi}$ και $V_{cs}=V_d$ στη σχέση 4.2 και έτσι έχουμε:

$$C_{s1} = \frac{I_o t_{fi}}{2V_d} \quad (4.3)$$

Κατά τη σχεδίαση θα πρέπει να διασφαλιστεί ότι ο πυκνωτής έχει επαρκή χρόνο για να αποφορτιστεί και η τάση του να φτάσει κάτω από μία ικανοποιητική χαμηλή τιμή, κατά τη διάρκεια του χρόνου που ο διακόπτης είναι σε κατάσταση on. Αυτό εξασφαλίζει ότι το snubber θα είναι λειτουργικό και αποτελεσματικό κατά την επόμενη σβέση του διακόπτη. Κατά τη διάρκεια που ο διακόπτης είναι σε κατάσταση on, ο πυκνωτής αποφορτίζεται με μια σταθερά χρόνου $\tau_c = R_s \cdot C_s$ και η τάση του πυκνωτή δίνεται από τη σχέση [29] [30] [31]:

$$V_{cs} = V_d \cdot e^{-t/\tau_c} \quad (4.4)$$

Επομένως θα πρέπει να ικανοποιείται η σχέση:

$$t_{on_state} > |\ln k_d| \cdot R_s \cdot C_s \quad (4.5)$$

όπου $k_d = V_{cs}/V_d$. Η λειτουργία της αντίστασης του snubber είναι να αποφορτίσει τη συσσωρευμένη ενέργεια στον πυκνωτή του snubber πριν το IGBT μεταβεί ξανά από αγωγή σε αποκοπή. Για να προσδιοριστεί η απαιτούμενη τιμή της αντίστασης του snubber, πρέπει να υπολογιστεί ο μικρότερος χρόνος (t_{min}) μεταξύ έναυσης (turn on) και σβέσης (turn off) που υπάρχει κατά τη λειτουργία του IGBT. Για να έχουμε σχεδόν πλήρη αποφόρτιση του πυκνωτή και με βάση τη σχέση 4.5, προκύπτει για την αντίσταση του snubber [31] [32][34]:

$$R_s < \frac{t_{min}}{5C_s} \quad (4.6\alpha)$$

Επομένως η μέγιστη τιμή της αντίστασης του snubber μπορεί να δίνεται από τη σχέση:

$$R_{s,max} = \frac{t_{min}}{5C_s} \quad (4.6\beta)$$

Η ενέργεια που απορροφάται από το IGBT κατά τη σβέση του, μπορεί λοιπόν να υπολογιστεί από τη σχέση:

$$E_{\text{off}} = \int_0^{t_{\text{fi}}} i_c \cdot V_{\text{CE}} dt = \int_0^{t_{\text{fi}}} \left[\frac{I_o t^2}{2C_s t_{\text{fi}}} \cdot I_o \cdot \left(1 - \frac{t}{t_{\text{fi}}} \right) \right] dt =$$

$$= \frac{1}{12} \cdot \frac{I_o^2 t_{\text{fi}}^2}{2C_s} \quad (4.7)$$

Από τη σχέση 4.7 βλέπουμε ότι όσο μεγαλύτερη είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή του snubber, τόσο μικρότερη είναι η ενέργεια E_{off} που απορροφάται από το IGBT. Επίσης μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι πλέον με την προσθήκη του snubber η ενέργεια E_{off} δεν εξαρτάται πλέον από την DC τάση εισόδου V_d , όπως θα γινόταν στην περίπτωση που δεν είχαμε κύκλωμα snubber. Η ενέργεια που απορροφάται από το IGBT εξαρτάται από το ρεύμα του ημιαγωγού και τον χρόνο πτώσης του ρεύματος, είτε έχουμε κύκλωμα snubber είτε όχι.

Ο ρόλος ενός τέτοιου κυκλώματος snubber αποκοπής είναι κυρίως να μειώσει την αύξηση της τάσης στα άκρα του διακόπτη όσο το ρεύμα του διακόπτη μειώνεται μέχρι να γίνει μηδέν. Η μείωση της διακοπτικής τάσης μειώνει σημαντικά τις διακοπτικές απώλειες κατά τη σβέση του IGBT και έτσι βελτιώνει την αξιοπιστία του διακόπτη.

Ο παραπάνω υπολογισμός της ενέργειας E_{off} έγινε με βάση την ιδανική περίπτωση όπου το ρεύμα του IGBT μειώνεται γραμμικά κατά τη σβέση του. Ωστόσο ορισμένοι τύποι IGBTs μπορεί να περιλαμβάνουν και ένα μικρό ρεύμα ουράς κατά τη σβέση τους. Σε αυτήν την περίπτωση ο θεωρητικός υπολογισμός της E_{off} μπορεί να φαίνεται λίγο απαισιόδοξος, αλλά δίνει μια καλή ιδέα για την βελτίωση της αποτελεσματικότητας, η οποία σε κάθε περίπτωση θα πρέπει να ελέγχεται στο πραγματικό κύκλωμα [30].

Αυτά όσον αφορά την ανάλυση ενός RCD snubber που χρησιμοποιείται για τη σβέση ενός ημιαγωγικού διακόπτη, χωρίς όμως να λάβουμε υπόψη τις παράσιτες αυτεπαγωγές του κυκλώματος. Ο λόγος που το κάναμε αυτό είναι για να απλοποιήσουμε σε πρώτο στάδιο την ανάλυση και να κατανοήσουμε καλύτερα τη λειτουργία ενός τέτοιου κυκλώματος snubber. Οι παράσιτες αυτεπαγωγές όμως του κυκλώματος αλλάζουν κάποια πράγματα στο σχεδιασμό του κυκλώματος snubber και πρέπει να ληφθούν υπόψη. Στην επόμενη ενότητα αναλύουμε την περίπτωση όπου σε ένα κύκλωμα υπάρχουν επαγωγικές αντιδράσεις.

4.4 RCD κύκλωμα snubber αποκοπής σε κύκλωμα με επαγωγικές αντιδράσεις

Τα επαγωγικά φορτία έχουν ένα κοινό χαρακτηριστικό: ότι αν διαρρέονται από ρεύμα και διακοπεί απότομα η λειτουργία του κυκλώματος, δημιουργείται λόγω της επαγωγής μία αιχμή τάσης. Αυτό το φαινόμενο είναι το ανάλογο ενός

φορτισμένου πυκνωτή όπου βραχυκυκλώνουμε τα ηλεκτρόδιά του, με αποτέλεσμα να δημιουργείται μία αιχμή ρεύματος.

Έτσι, όταν μια συσκευή ισχύος σβήνει γρήγορα, ενέργεια που έχει αποθηκευτεί σε παράσιτη αυτεπαγωγή διαχέεται στη διακοπτική συσκευή. Εξαιτίας αυτού του γεγονότος, υπάρχει υπέρβαση της τάσης στα άκρα της συσκευής. Το μέγεθος αυτής της παροδικής τάσης σχετίζεται άμεσα με το μέγεθος της παράσιτης αυτεπαγωγής και με το ρυθμό πτώσης του ρεύματος κατά τη σβέση του ημιαγωγικού διακόπτη. Ειδικότερα, μία μονάδα IGBT μεγάλης χωρητικότητας αποθηκεύει μεγάλη ποσότητα ενέργειας σε σύντομο χρονικό διάστημα και είναι δυνατό για ένα μεγάλο ρεύμα, που πρέπει αναγκαστικά να περάσει από τη μονάδα (δεν υπάρχει άλλο μονοπάτι διαφυγής του ρεύματος), να οδηγήσει στην καταστροφή της συσκευής [35]. Η μέγιστη τάση συλλέκτη εκπομπού V_{CEM} που δημιουργείται κατά τη σβέση είναι αποτέλεσμα των παρασιτικών αυτεπαγωγών του κυκλώματος ισχύος. Η τάση V_{CEM} δίνεται από την ακόλουθη σχέση [36]:

$$V_{CEM} = -L_{\sigma} \frac{di_c}{dt} \quad (4.8)$$

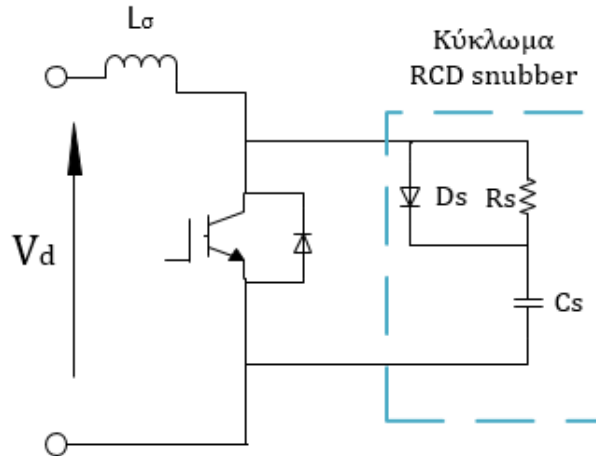
όπου

- L_{σ} : παρασιτική αυτεπαγωγή του ημιαγωγικού στοιχείου μεταξύ των κόμβων σύνδεσης του.
- I_c : ρεύμα συλλέκτη.

Η στιγμή που ο διακόπτης ανοίγει για να προστατευτεί από ένα βραχυκύκλωμα είναι και η πιο επικίνδυνη στιγμή. Εκείνη τη στιγμή ο ρυθμός καθόδου του ρεύματος di/dt μπορεί να ξεπεράσει τα μερικά χιλιάδες A/μs. Για να κλείσουμε τη συσκευή (μονάδα IGBT) και να την προστατεύσουμε από μία κατάσταση σφάλματος πρέπει να ληφθεί προσοχή, ώστε να μπορέσουμε να μειώσουμε την υπέρταση που προκύπτει, διαφορετικά η συσκευή μπορεί να καταστραφεί. Κυκλώματα προστασίας από υπερτάσεις που είναι βελτιστοποιημένα για κανονική διακοπτική λειτουργία μπορεί να μην είναι κατάλληλα και έτσι χρειάζεται να υπάρχει επιπλέον απόκριση για υπερτάσεις. Το κύκλωμα snubber χρησιμοποιείται συνήθως ως κύκλωμα προστασίας σε κανονικές διακοπτικές συνθήκες. Οι υπερτάσεις κατά τη σβέση μπορούν να κατασταλούν με τον έλεγχο της τιμής του R_g ή με την εισαγωγή C_g , αλλά αυτές οι μέθοδοι παρεμποδίζουν άλλα χαρακτηριστικά. Ως εκ τούτου, ένα κύκλωμα snubber διαστασιοποιημένο για περιπτώσεις υπερτάσεων χρησιμοποιείται συχνότερα [35].

Η υπέρταση που εμφανίζεται κατά τη σβέση στα άκρα του IGBT και οφείλεται στις παράσιτες αυτεπαγωγές του κυκλώματος μπορεί να ελαχιστοποιηθεί με τη βοήθεια του κυκλώματος snubber υπέρτασης που φαίνεται στο σχήμα 4.6. Στην ουσία πρόκειται για το ίδιο RCD snubber που εξετάσαμε στην προηγούμενη ενότητα, το οποίο αυτή τη φορά έχει λίγο διαφορετικό ρόλο. Η λειτουργία του snubber υπέρτασης μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

Η ενέργεια που αποθηκεύεται στις παράσιτες αυτεπαγωγές μεταφέρεται στον πυκνωτή του snubber μέσω της διόδου D_s και η τάση V_{CE} στα άκρα του ημιαγωγού (σε αυτή την κατάσταση, ο πυκνωτής και το IGBT έχουν την ίδια



Σχήμα 4.6: Κύκλωμα snubber για την καταστολή υπερτάσεων που προέρχονται από παράσιτες αυτεπαγωγές (L_{σ}).

τάση) μπορεί να περιοριστεί, αφού το snubber μειώνει το ρυθμό ανόδου της τάσης και αποθηκεύει όλη την ενέργεια που απελευθερώνεται από τις αυτεπαγωγές του κυκλώματος, προστατεύοντας έτσι το IGBT. Για να μπορέσει να αποθηκευτεί όλη η ενέργεια που απελευθερώνεται από τις αυτεπαγωγές του κυκλώματος στον πυκνωτή του snubber, θα πρέπει να ισχύει:

$$\frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{cs}^2 > \frac{1}{2} \cdot L_{\sigma} \cdot I_o^2 \quad (4.9)$$

δηλαδή θα πρέπει ο πυκνωτής του snubber να μπορεί να αποθηκεύει ενέργεια μεγαλύτερη ή τουλάχιστον ίση με αυτή που είναι αποθηκευμένη στις αυτεπαγωγές. Αυτή η εξίσωση μας δείχνει ότι μεγάλη τιμή του πυκνωτή C_s θα ελαχιστοποιούσε την υπέρταση στα άκρα του IGBT. Απλοποιώντας τη σχέση 4.9 και λύνοντας ως προς C_s προκύπτει για τον πυκνωτή του snubber:

$$C_s > \frac{L_{\sigma} \cdot I_o^2}{V_{cs}^2} \quad (4.10)$$

Ανάλογα με την εφαρμογή και τη μέγιστη επιτρεπτή τάση που θέλουμε να επιτρέψουμε στα άκρα του IGBT, η V_{cs} μπορεί να έχει διαφορετική τιμή. Η τιμή αυτή θα πρέπει ωστόσο να φροντίζουμε να είναι κάτω από τη μέγιστη επιτρεπτή τάση στα άκρα του IGBT για να προστατεύει τον ημιαγωγό. Αυτό μπορεί να γίνει με την κατάλληλη επιλογή πυκνωτή με βάση τη σχέση 4.10. Σε περίπτωση που η τάση στα άκρα του IGBT δε θέλουμε να ξεπερνάει την DC τάση εισόδου (χαμηλότερη δε γίνεται να είναι), η σχέση 4.10 παίρνει τη μορφή [26][29]:

$$C_s > \frac{L_{\sigma} \cdot I_o^2}{V_d^2} \quad (4.11)$$

οπότε η ελάχιστη τιμή που μπορεί να έχει ο πυκνωτής σε αυτή την περίπτωση είναι:

$$C_{s,min} = \frac{L_{\sigma} \cdot I_0^2}{V_d^2} \quad (4.12)$$

Για την τιμή της αντίστασης του snubber ισχύει ό,τι αναφέραμε στην ενότητα 4.3, από τη στιγμή που λειτουργεί κατά τον ίδιο τρόπο. Επειδή η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στον πυκνωτή καταναλώνεται τελικά στην αντίσταση του snubber, οι απώλειες ισχύος του snubber (που οφείλονται στην αντίσταση του snubber) είναι ίσες με [30]:

$$P_{sn} = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{sn}^2 \cdot f \quad (4.13)$$

Από αυτή τη σχέση μπορούμε να δούμε ότι η αύξηση της τιμής του πυκνωτή του snubber, παρόλο που μας δίνει μια σιγουριά ως προς τα επίπεδα προστασίας του IGBT, δε σημαίνει και αύξηση της συνολικής απόδοσης του κυκλώματος snubber, αφού σε αυτή την περίπτωση αυξάνονται οι απώλειες.

4.5 Ισοκαταμερισμός της τάσης στη μόνιμη κατάσταση μεταξύ συνδεδεμένων σε σειρά IGBTs

Αυτή η συνδεσμολογία της αντίστασης και του πυκνωτή (RCD snubber), που είδαμε στις προηγούμενες ενότητες, εξυπηρετεί ώστε να έχουμε σωστό καταμερισμό τάσης κατά το μεταβατικό φαινόμενο. Προκειμένου όμως να έχουμε σωστό καταμερισμό και στη μόνιμη κατάσταση μπορούμε να τοποθετήσουμε ακόμη μία αντίσταση παράλληλα με τον ημιαγωγό όπως φαίνεται και από το σχήμα 4.7. Βέβαια χρειάζεται προσοχή στον υπολογισμό της κατάλληλης τιμής για αυτή την αντίσταση. Καθώς αυτές οι αντιστάσεις θα έχουν απώλειες επομένως είναι επιθυμητό να είναι όσο μεγαλύτερες γίνεται.

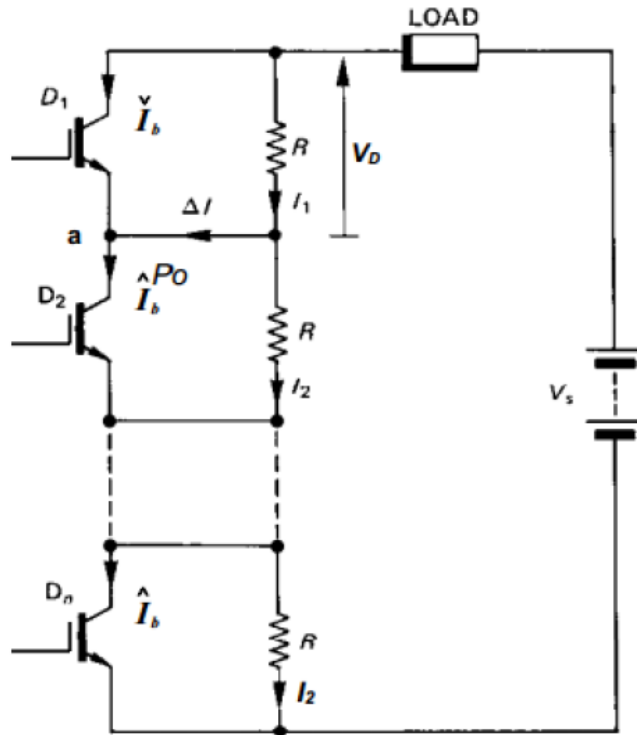
Ο υπολογισμός της κατάλληλης τιμής αντίστασης θα γίνει με τη βοήθεια του σχήματος 4.7 όπου θα θεωρήσουμε ότι ισχύει η χειρότερη δυνατή περίπτωση. Στο σχήμα θεωρούμε ότι έχουμε n ημιαγωγούς σε σειρά από τους οποίους περνάει το μέγιστο ρεύμα διαρροής εκτός από τον πρώτο ημιαγωγό από τον οποίο περνάει το ελάχιστο. Από το νόμο του Kirchhoff έχουμε από το σχήμα 4.7:

$$\Delta I = \hat{I}_b - \tilde{I}_b = I_1 - I_2 \quad (4.14)$$

Λόγω συμμετρίας και βάσει του νόμου του Kirchhoff η συνολική τάση στα άκρα των ημιαγωγών δίνεται από τη σχέση 4.15.

$$V_S = (n-1) \cdot I_2 \cdot R + V_D \quad (4.15)$$

Από τις εξισώσεις 4.14 και 4.15 παίρνουμε τη ζητούμενη τιμή της αντίστασης που δίνεται από τη σχέση 4.16.



Σχήμα 4.7: Συνδεσμολογία IGBTs σε σειρά με ίσο καταμερισμό της τάσης στη μόνιμη κατάσταση στα άκρα τους [26].

$$R \leq \frac{n \cdot V_D - V_S}{(n-1)(\hat{I}_b - \check{I}_b)} \quad (4.16)$$

Θεωρώντας ότι το ρεύμα $\check{I}_b = 0$, τότε από την εξίσωση 4.16 προκύπτει η μέγιστη επιτρεπτή αντίσταση και είναι:

$$R = \frac{n \cdot V_D - V_S}{(n-1) \cdot \hat{I}_b} \quad (4.17)$$

Μπορούμε να συμπεράνουμε από την 4.16 ότι όσο μειώνεται ο αριθμός των ημιαγωγών που συνδέουμε σε σειρά μειώνεται και η τιμή της αντίστασης που πρέπει να τοποθετήσουμε για καταμερισμό της τάσης. Αυτό είναι ανεπιθύμητο διότι, όπως φαίνεται και από την 4.18, καθώς μειώνεται η τιμή της αντίστασης αυξάνεται η απώλεια ισχύος πάνω σε αυτή.

$$P_D = \frac{V_D^2}{R} \quad (4.18)$$

Στην περίπτωση που υπάρχει μία ανοχή για τις αντιστάσεις αλλά και για την τιμή της πηγής τότε η κατάλληλη τιμή της αντίστασης δίνεται από τη σχέση 4.19.

$$R \leq \frac{n \cdot (1 - \alpha) \cdot V_D - (1 + \alpha) \cdot (1 + b) \cdot V_S}{(n - 1) \cdot (1 - \alpha^2) \cdot \hat{I}_b} \quad (4.19)$$

Όπου:

- n : ο αριθμός των ημιαγωγών
- α : η ανοχή των αντιστάσεων
- b : η ανοχή της τάσης της πηγής
- \hat{I}_b : το μέγιστο ρεύμα διαρροής
- V_D : η μέγιστη τάση αποκοπής κάθε ημιαγωγού
- V_S : η τάση τροφοδοσίας

Σε περίπτωση που γνωρίζουμε την αντίσταση R_{off} που εμφανίζει κάθε IGBT όταν είναι σε κατάσταση off, μία καλή προσέγγιση που μας δίνει τα επιθυμητά αποτελέσματα στον καταμερισμό της τάσης στη μόνιμη κατάσταση θα ήταν η παράλληλη αντίσταση να είναι το 1/10 της αντίστασης R_{off} (σχέση 4.20) [26][31].

$$R_p \approx \frac{1}{10} R_{off} \quad (4.20)$$

4.6 Προσομοιώσεις κυκλωμάτων RCD snubber που χρησιμοποιούνται για την προστασία IGBTs με τη βοήθεια του προγράμματος PSpice

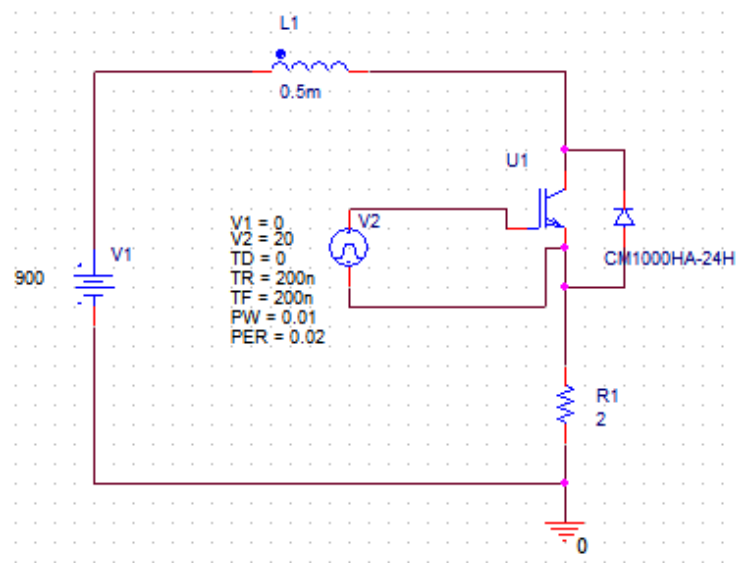
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα που πήραμε από διάφορες προσομοιώσεις που πραγματοποιήσαμε στο πρόγραμμα PSpice σε σχέση με τη χρήση RCD snubber για την προστασία των IGBTs. Με αυτές τις προσομοιώσεις σε κάποια απλά κυκλώματα θέλαμε να διαπιστώσουμε τα φαινόμενα που είδαμε στις προηγούμενες ενότητες αυτού του κεφαλαίου και να μπορέσουμε να εξάγουμε τα δικά μας συμπεράσματα για τη χρησιμότητα και την αποτελεσματικότητα των RCD κυκλωμάτων snubber. Αυτά θα μας βοηθήσουν και στη σχεδίαση του κυκλώματος προστασίας του διακόπτη υψηλής τάσης που παρουσιάζουμε στο κεφάλαιο 6.

4.6.1 Προσομοιώσεις χωρίς τη χρήση κυκλώματος snubber

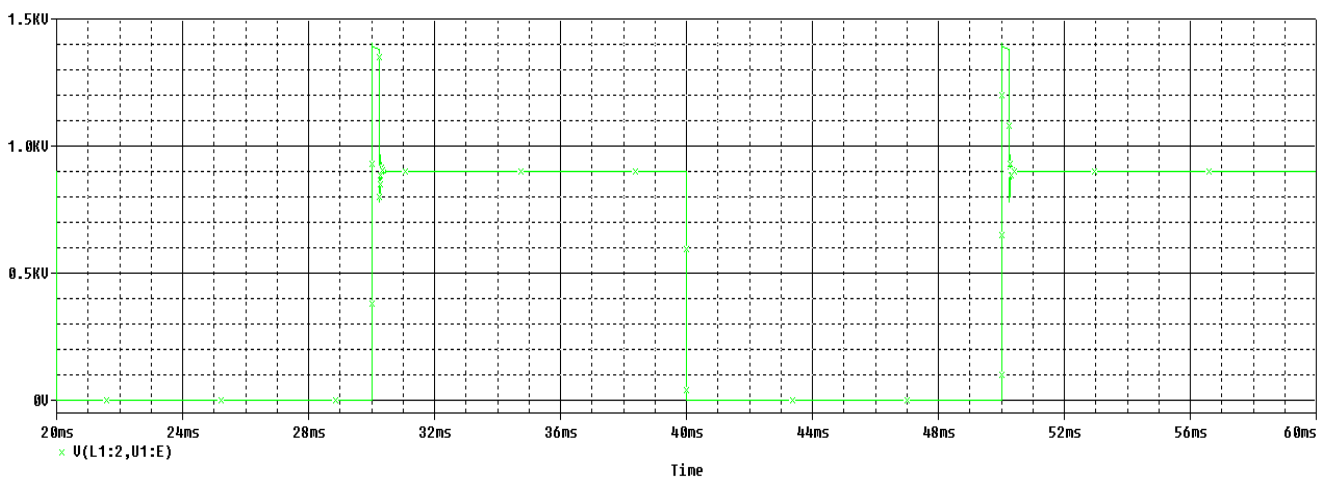
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των κυκλωμάτων που φαίνονται στα σχήματα 4.8 και 4.12. Αυτό που θέλουμε να δούμε με αυτά τα κυκλώματα είναι τα προβλήματα που δημιουργεί το πηνίο που συνδέεται σε σειρά με το διακόπτη (IGBT). Το IGBT που χρησιμοποιήσαμε ήταν το CM1000HA-24H της εταιρίας Mitsubishi (φύλλο προδιαγραφών στο

παράρτημα σελ. 147). Η DC τάση εισόδου ήταν 900 V και το ρεύμα λειτουργίας 450A, ενώ το πηνίο είχε τιμή $L=0,5\text{mH}$.

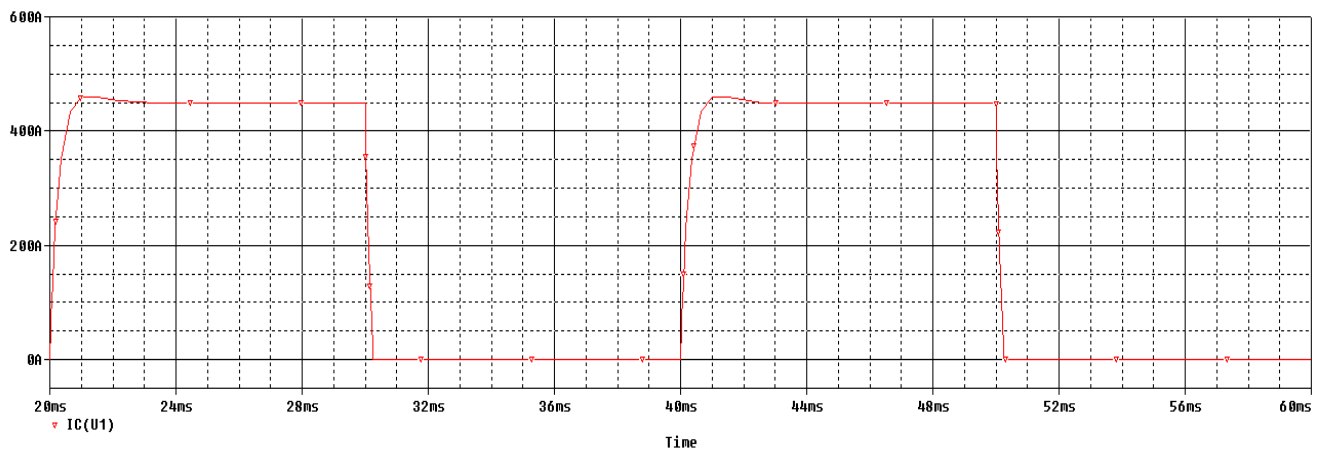
Στο πρώτο κύκλωμα, αυτό που κάνουμε στην ουσία είναι να έχουμε σε αγωγή το IGBT για μισή περίοδο και να είναι σε κατάσταση αποκοπής την υπόλοιπη μισή περίοδο. Η περίοδος είναι $T=20\text{ms}$ (δηλαδή συχνότητα 50Hz). Αυτό που θέλουμε να διαπιστώσουμε είναι αυτό που είδαμε και στην ενότητα 4.3, δηλαδή ότι τη στιγμή που ο διακόπτης ανοίγει, το πηνίο απελευθερώνει την ενέργεια που είχε αποθηκεύσει με αποτέλεσμα να δημιουργεί υπέρταση στα άκρα του IGBT, κάτι που μπορεί να οδηγήσει στην κατάρρευση του IGBT. Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα σχήματα 4.9 - 4.11 για 2 περιόδους λειτουργίας.



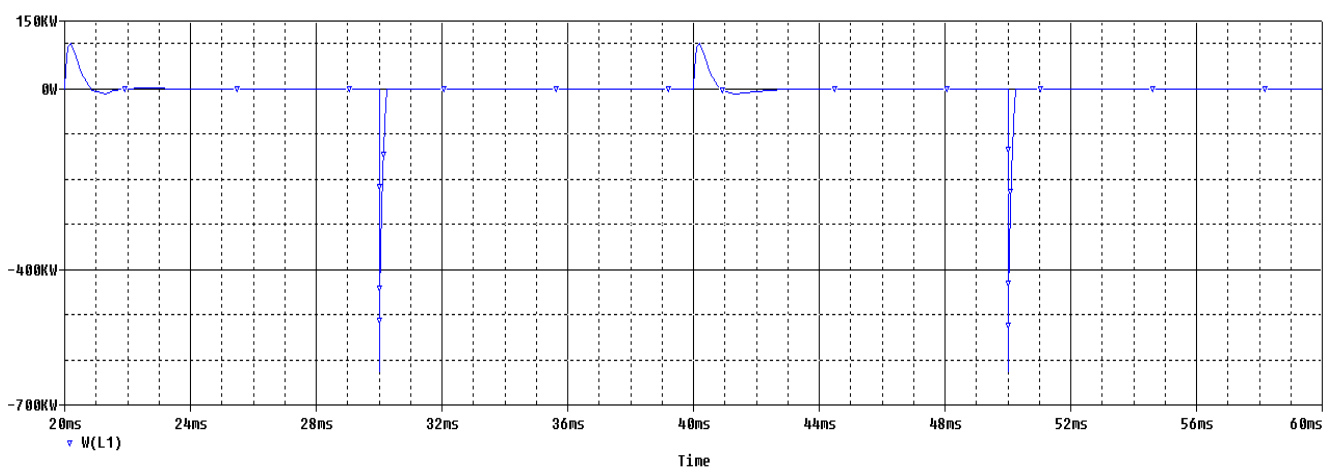
Σχήμα 4.8: Κύκλωμα προσομοίωσης με ένα IGBT χωρίς τη χρήση κυκλώματος snubber.



Σχήμα 4.9: Τάση στα άκρα του IGBT.



Σχήμα 4.10: Ρεύμα που περνάει από το IGBT.

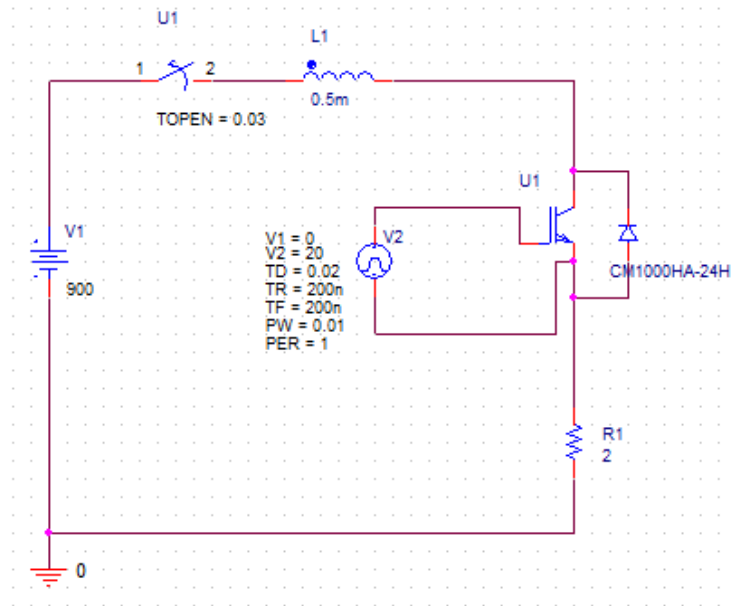


Σχήμα 4.11: Ισχύς που αποθηκεύεται και απελευθερώνεται από το πηνίο.

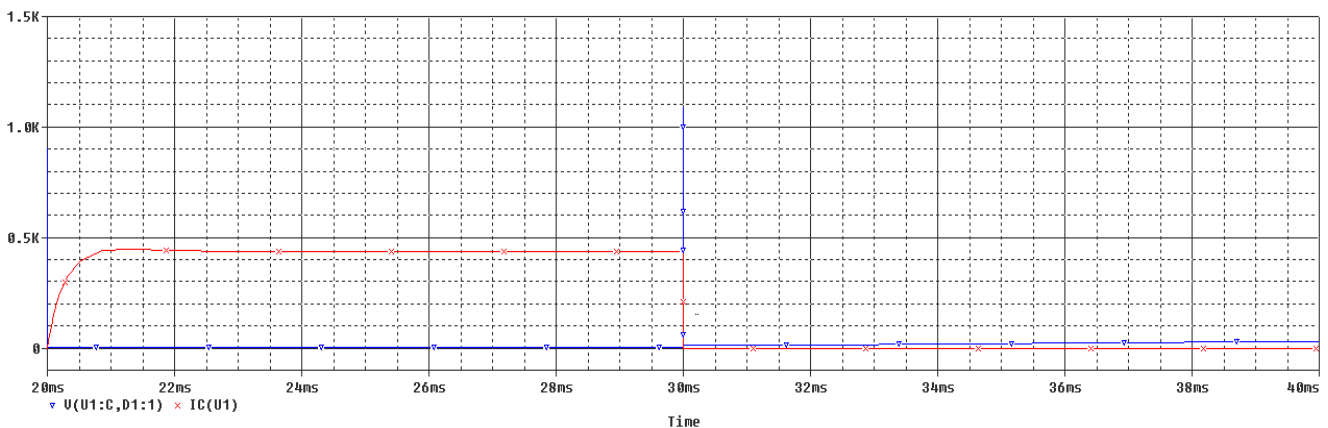
Στα παραπάνω σχήματα παρατηρούμε το αναμενόμενο. Δηλαδή, τη στιγμή που το IGBT μεταβαίνει από κατάσταση αγωγής σε κατάσταση αποκοπής στα μισά της περιόδου (τη στιγμή $t=30\text{ms}$) δημιουργείται στα άκρα του μία υπέρταση (σχήμα 4.9). Αυτή η υπέρταση είναι πάνω από τη μέγιστη τάση λειτουργίας του IGBT. Για την ακρίβεια το IGBT μπορεί να αντέξει τάση μέχρι και 1200V ενώ η υπέρταση φτάνει τα 1400V (στην ουσία είναι ακόμα μεγαλύτερη αλλά αυτό δε μπορεί να φανεί στο πρόγραμμα προσομοίωσης καθώς δεν εμφανίζει παραπάνω τιμές τάσης για το IGBT αφού δεν έχει νόημα, είναι ήδη μεγαλύτερη από τη μέγιστη τάση λειτουργίας και το IGBT καταστρέφεται σε μία τέτοια κατάσταση). Η υπέρταση αυτή λοιπόν είναι ικανή να καταστρέψει το IGBT. Από το σχήμα 4.11 μπορούμε να δούμε ότι τη στιγμή $t=30\text{ms}$ το πηνίο αρχίζει να απελευθερώνει την ενέργεια που έχει αποθηκευμένη και την απελευθερώνει όλη σε πολύ σύντομο χρονικό διάστημα, όσο διαρκεί και η πτώση του ρεύματος από τη μέγιστη τιμή που είχε μέχρι την τιμή 0. Σε αυτό το γεγονός οφείλεται η υπέρταση στα άκρα του IGBT. Στις επόμενες υποενότητες θα δούμε το πώς αυτή η ενέργεια μπορεί να απορροφηθεί από ένα RCD snubber.

Στο δεύτερο κύκλωμα, δημιουργούμε τη χρονική στιγμή ένα ανοιχτοκύκλωμα πριν το πηνίο τη χρονική στιγμή $t=30\text{ms}$. Λόγω αυτού του γεγονότος το πηνίο απελευθερώνει την ενέργεια που έχει αποθηκευμένη, καθώς το πηνίο

αντιστέκεται στη μεταβολή του ρεύματος και προσπαθεί να διατηρήσει την προηγούμενη κατάσταση. Αμέσως ανοίγουμε τον διακόπτη (IGBT) για να μην προλάβει η διαταραχή να περάσει στην άλλη πλευρά (αντίσταση). Το αποτέλεσμα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνεται στο σχήμα 4.13.



Σχήμα 4.12: Κύκλωμα προσομοίωσης ανοιχτού κυκλώματος με ένα IGBT χωρίς τη χρήση κυκλώματος snubber.



Σχήμα 4.13: Τάση IGBT (μπλε γραμμή) και ρεύμα IGBT (κόκκινη γραμμή)

Παρατηρούμε ότι εμφανίζεται μία μικρή υπέρταση και έτσι η τάση φτάνει στιγμιαία μέχρι τα 1100V, δηλαδή 200V πάνω από τη DC τάση εισόδου. Ωστόσο αυτή η τάση είναι κάτω από τη μέγιστη δυνατή τάση και δεν μπορεί να δημιουργήσει πρόβλημα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι πλέον δεν προστίθεται στην υπέρταση που δημιουργείται από το πηνίο η DC τάση εισόδου. Επίσης ένα μικρό μέρος της ενέργειας που απελευθερώνεται προλαβαίνει να περάσει στην αντίσταση στο πολύ μικρό χρονικό διάστημα που μεσολαβεί μέχρι να ανοίξει ο διακόπτης. Και σε αυτή και στην προηγούμενη προσομοίωση, η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο έχει ίδια τιμή αφού έχουμε το ίδιο ρεύμα λειτουργίας. Αν και σε αυτή την περίπτωση η τάση δεν υπερβαίνει τη μέγιστη τάση του

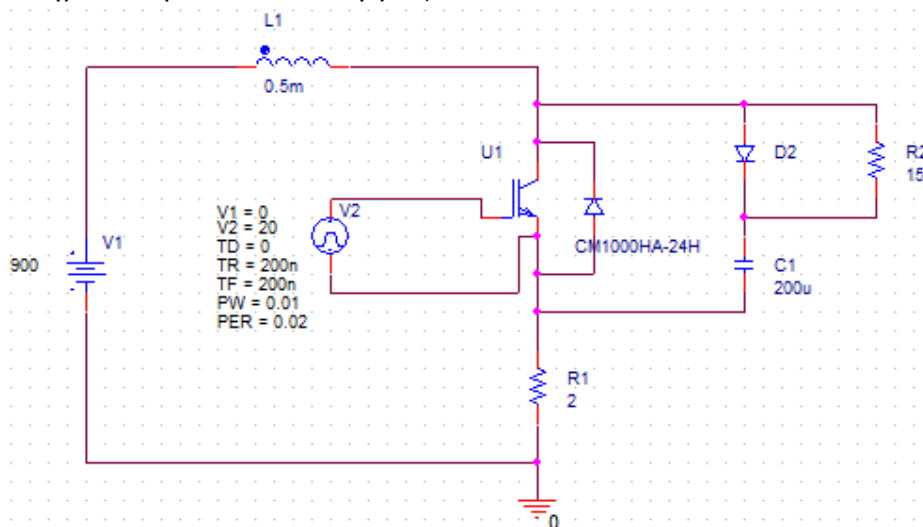
διακόπτη, σε μία διαφορετική περίπτωση με άλλες συνθήκες λειτουργίας θα μπορούσε να συμβεί κάτι τέτοιο.

Από τις 2 παραπάνω προσομοιώσεις βλέπουμε ότι ο πρώτος τύπος σφάλματος στο κύκλωμα είναι και ο χειρότερος δυνατός και έχει τα πιο καταστροφικά αποτελέσματα. Για αυτό το λόγο οι προσομοιώσεις που εξετάζουμε στις επόμενες υποενότητες αφορούν αυτή την κατάσταση. Σε περίπτωση που εξασφαλίσουμε προστασία από αυτή την κατάσταση, είμαστε καλυμμένοι και για οποιαδήποτε άλλη κατάσταση.

4.6.2 Προσομοιώσεις με τη χρήση κυκλώματος snubber και για διαφορετικές τιμές πυκνωτή του κυκλώματος snubber

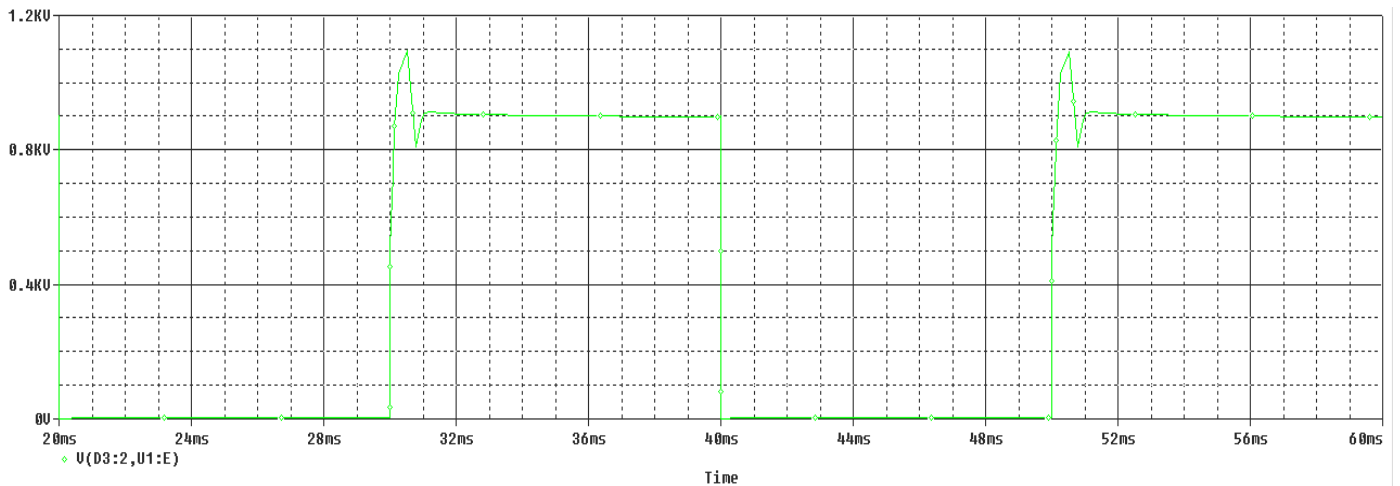
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 4.14. Στην ουσία πρόκειται για το ίδιο κύκλωμα με την ενότητα 4.6.1 με την προσθήκη ενός RCD κυκλώματος snubber. Με αυτές τις προσομοιώσεις θέλουμε να αναδείξουμε τη χρησιμότητα ενός RCD κυκλώματος snubber στην καταστολή των φαινομένων που οφείλονται στο πηνίο του κυκλώματος. Επίσης θέλουμε να αναδείξουμε τη σημασία που έχει η επιλογή της κατάλληλης τιμής του πυκνωτή του snubber. Σε κάθε περίπτωση είχαμε τάση εισόδου $V_{dc}=900V$ ρεύμα λειτουργίας $I_o=450A$, ενώ το πηνίο σειράς είχε τιμή $L=0,5mH$. Και πάλι αυτό που κάνουμε είναι να έχουμε σε αγωγή το IGBT για μισή περίοδο και να είναι σε κατάσταση αποκοπής την υπόλοιπη μισή περίοδο. Η περίοδος είναι $T=20ms$ (δηλαδή συχνότητα 50Hz).

Σε περίπτωση που η τάση στο IGBT δε θέλουμε να ξεπερνάει τη V_{dc} τάση στα άκρα του θα έπρεπε να επιλέξουμε ελάχιστη τιμή πυκνωτή με βάση τη σχέση 4.12: $C_s=[(0,5 \cdot 10^{-3}) \cdot 450^2]/900^2 = 125\mu F$. Εμείς για την προσομοίωση επιλέγουμε μετά από δοκιμές τιμές πυκνωτή 100 μF , 200 μF και 400 μF και με βάση τη σχέση 4.6 τιμές αντίστασης 20 Ω , 10 Ω και 5 Ω αντίστοιχα. Στα σχήματα 4.15-4.23 μπορούμε να δούμε τα αποτελέσματα που πήραμε από αυτές τις προσομοιώσεις για διάστημα 2 περιόδων λειτουργίας.

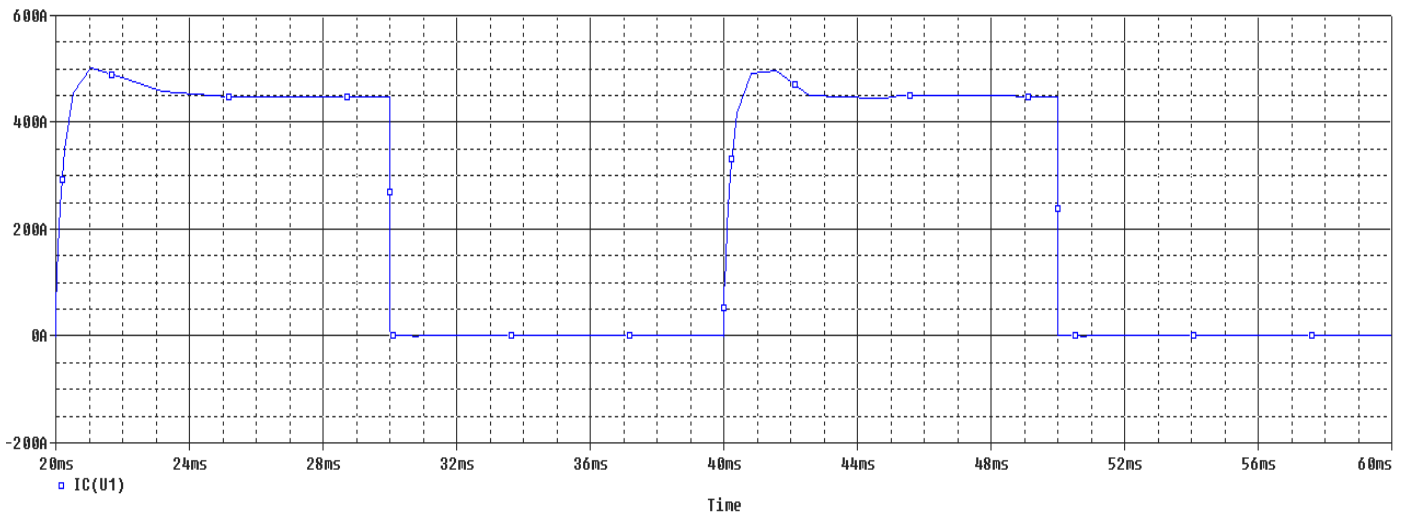


Σχήμα 4.14: Κύκλωμα προσομοίωσης χρήσης κυκλώματος RCD snubber

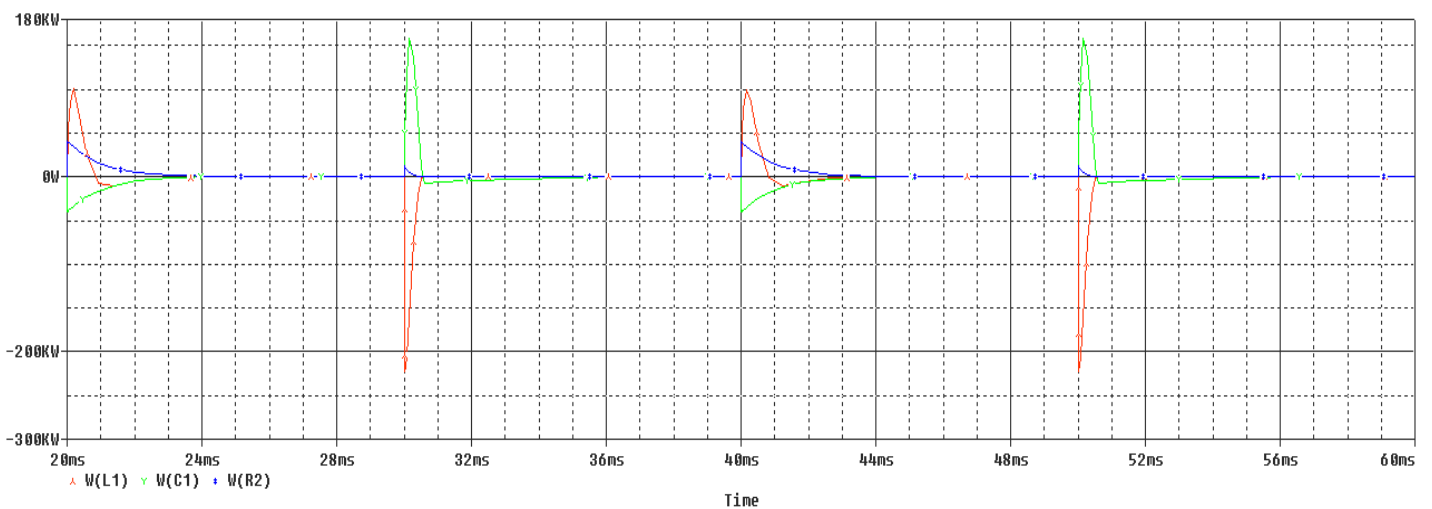
1. Προσομοίωση για πυκνωτή χωρητικότητας $C_s=100\mu F$



Σχήμα 4.15: Τάση IGBT για $C_s=100\mu F$.

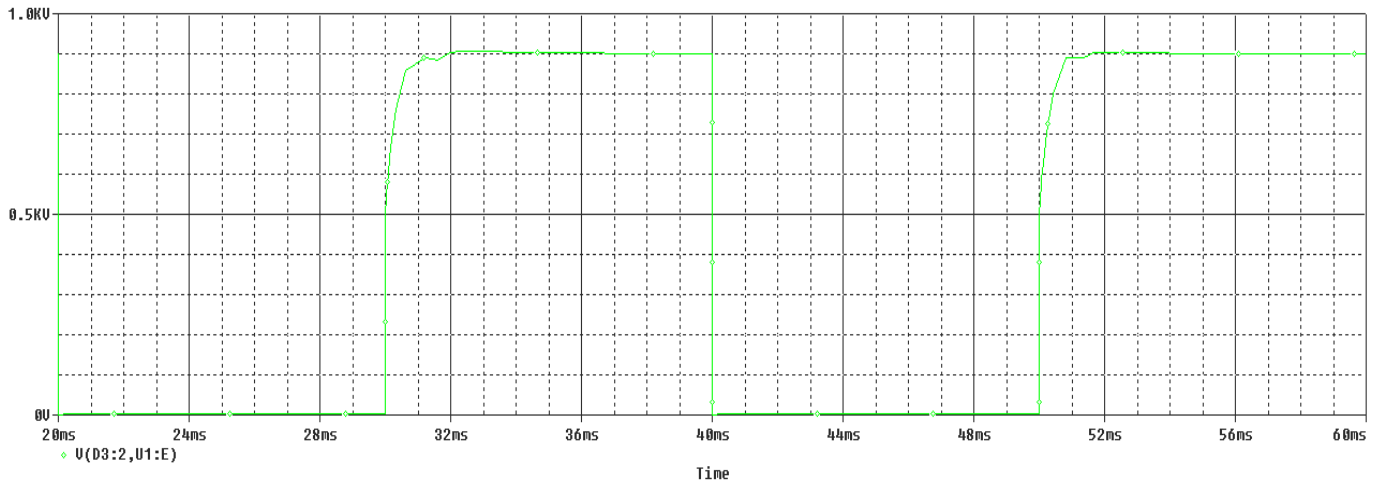


Σχήμα 4.16: Ρεύμα IGBT για $C_s=100\mu F$.

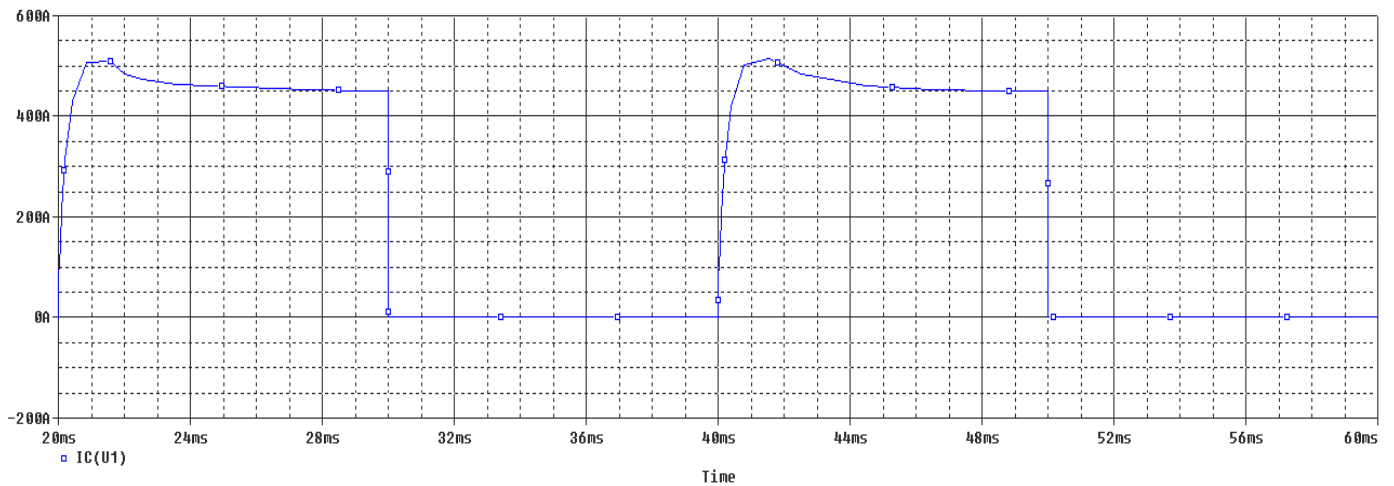


Σχήμα 4.17: Ισχύς πηνίου (πορτοκαλί γραμμή), ισχύς πυκνωτή snubber (πράσινη γραμμή) και ισχύς αντίστασης snubber (μπλε γραμμή) για $C_s=100\mu F$.

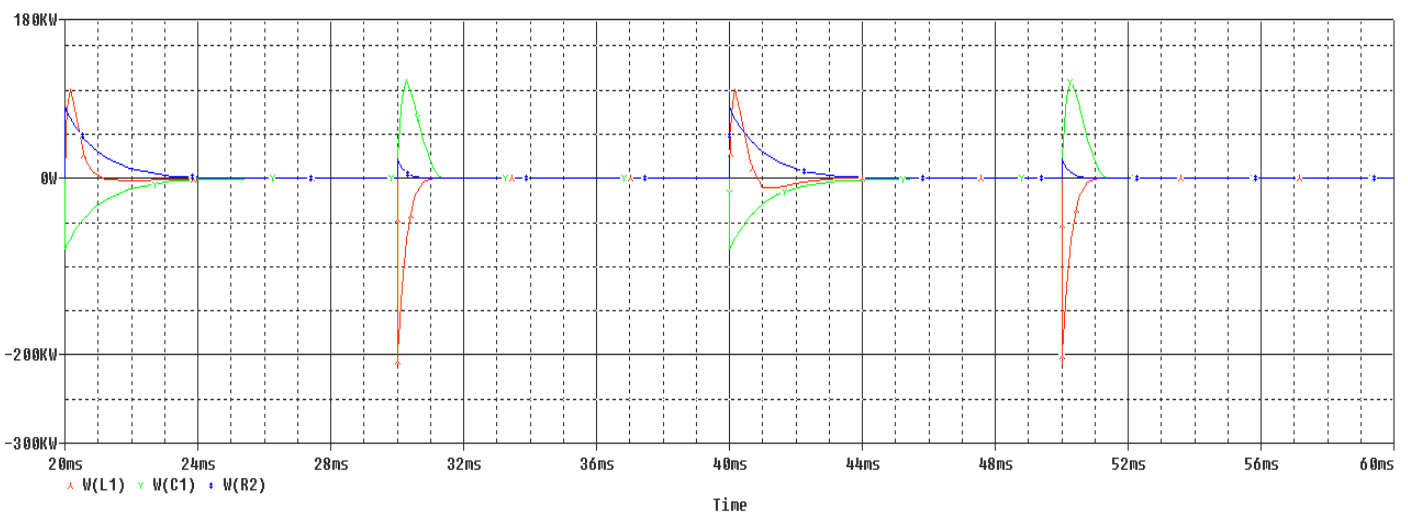
2. Προσομοίωση για πυκνωτή χωρητικότητας $C_s=200\mu F$



Σχήμα 4.18: Τάση IGBT για $C_s=200\mu F$.

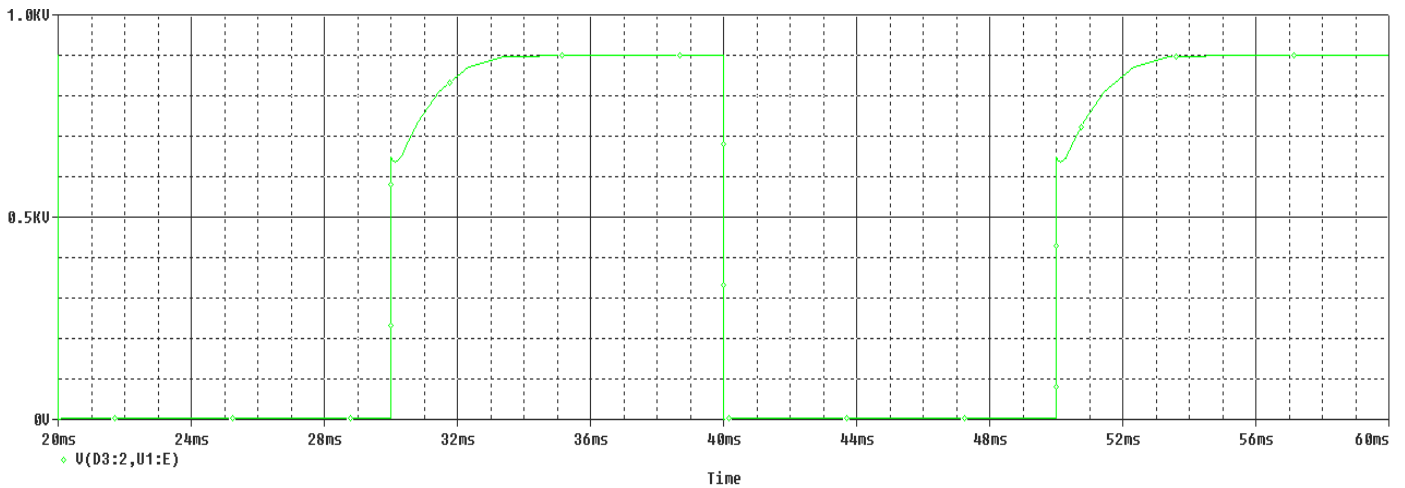


Σχήμα 4.19: Ρεύμα IGBT για $C_s=200\mu F$.

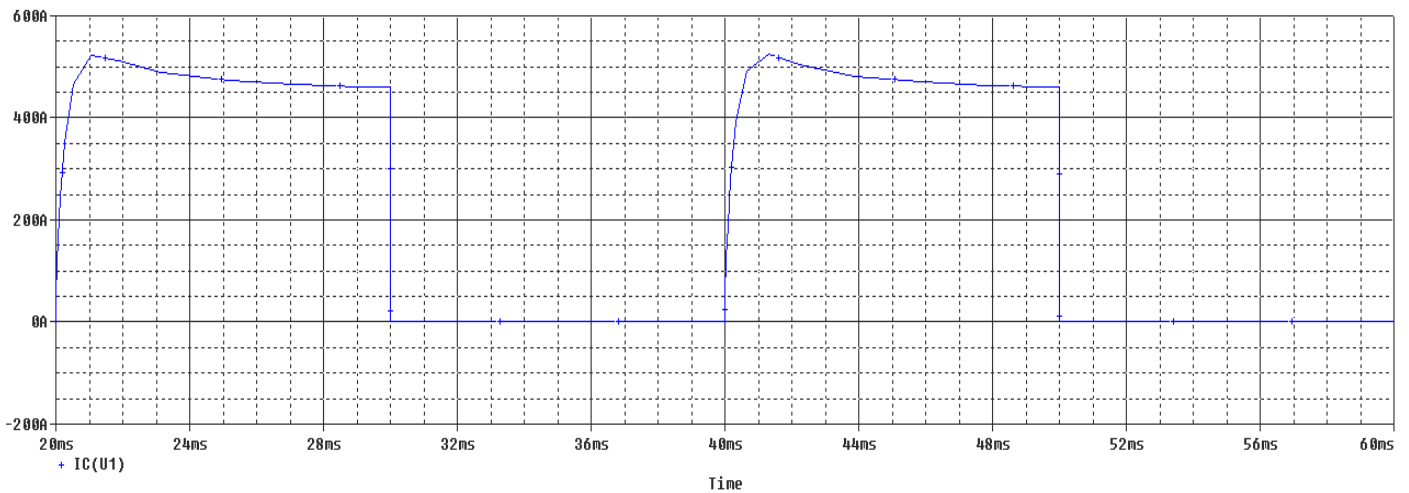


Σχήμα 4.20: Ισχύς πηνίου (πορτοκαλί γραμμή), ισχύς πυκνωτή snubber (πράσινη γραμμή) και ισχύς αντίστασης snubber (μπλε γραμμή) για $C_s=200\mu F$.

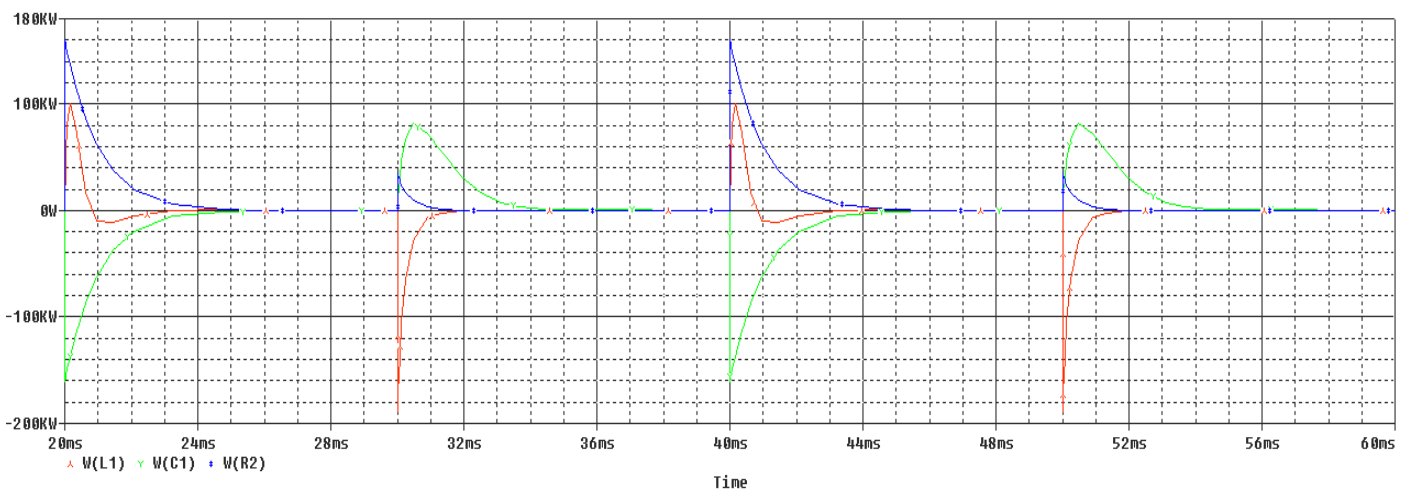
3. Προσομοίωση για πυκνωτή χωρητικότητας $C_s=400\mu\text{F}$



Σχήμα 4.21: Τάση IGBT για $C_s=400\mu\text{F}$.



Σχήμα 4.22: Ρεύμα IGBT για $C_s=400\mu\text{F}$.



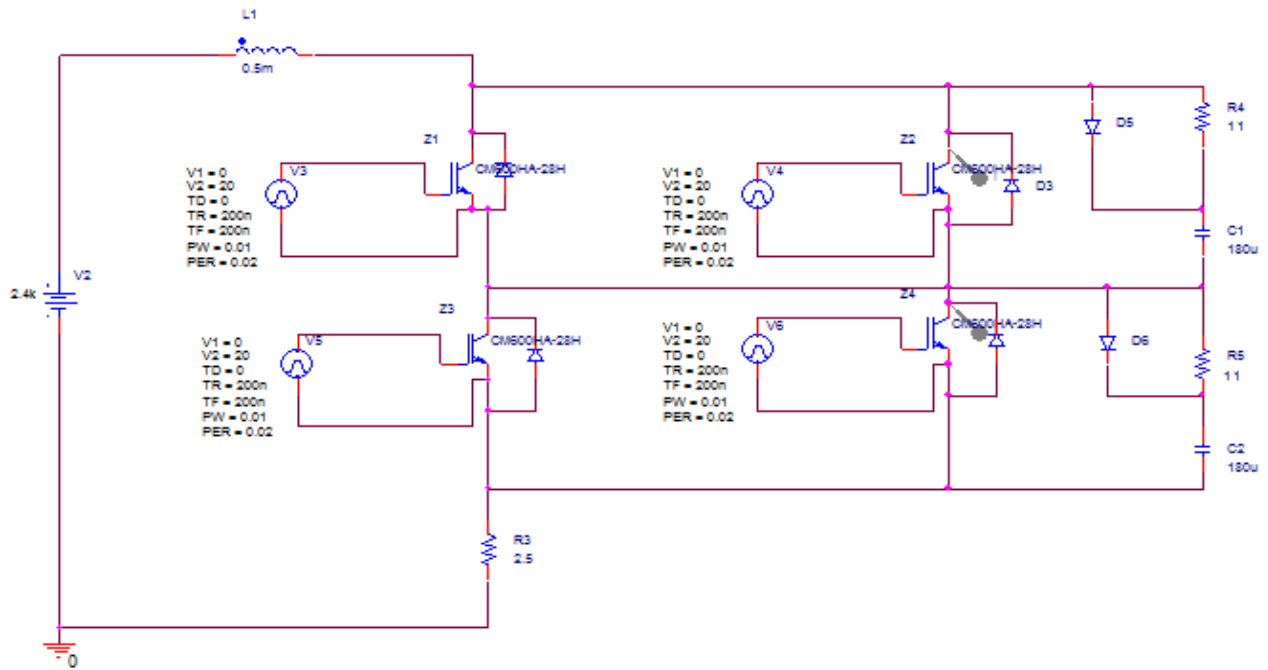
Σχήμα 4.23: Ισχύς πηνίου (πορτοκαλί γραμμή), ισχύς πυκνωτή snubber (πράσινη γραμμή) και ισχύς αντίστασης snubber (μπλε γραμμή) για $C_s=400\mu\text{F}$.

Από τις παραπάνω προσομοιώσεις μπορούμε να δούμε ότι η υπέρταση στα άκρα του IGBT που οφειλόταν στο πηνίο καταστέλλεται με τη χρήση του RCD snubber. Πιο συγκεκριμένα για $C=100\mu\text{F}$ υπάρχει μία αιχμή τάσης που ωστόσο δεν είναι ικανή να καταστρέψει το IGBT καθώς έχει τιμή κάτω από 1200V. Για $C=200\mu\text{F}$ δεν έχουμε καθόλου υπέρταση και η τάση στα άκρα φτάνει μέχρι την τιμή της DC τάσης εισόδου του κυκλώματος, δηλαδή τα 900V. Για $C=400\mu\text{F}$ παρατηρούμε και πάλι ότι δεν έχουμε κάποια υπέρταση στα άκρα του IGBT, ωστόσο αργεί η τάση να φτάσει την τιμή των 900V. Επίσης από τα διαγράμματα που αφορούν την ισχύ κάθε στοιχείου (σχήματα 4.17, 4.20 και 4.23) παρατηρούμε ότι όσο αυξάνουμε την τιμή του πυκνωτή, αυξάνονται και οι απώλειες ισχύος που έχουμε στην αντίσταση του snubber. Αυτό ήταν αναμενόμενο με βάση αυτά που αναφέραμε στην ενότητα 4.4 και τη σχέση 4.13 που μας δίνει τις απώλειες ισχύος του snubber. Συνεπώς όσο αυξάνουμε την τιμή του πυκνωτή, παρόλο που έχουμε μια σιγουριά ως προς τα επίπεδα προστασίας για το IGBT, δεν αυξάνεται η απόδοση του κυκλώματος snubber. Αντιθέτως έχουμε μεγαλύτερες απώλειες.

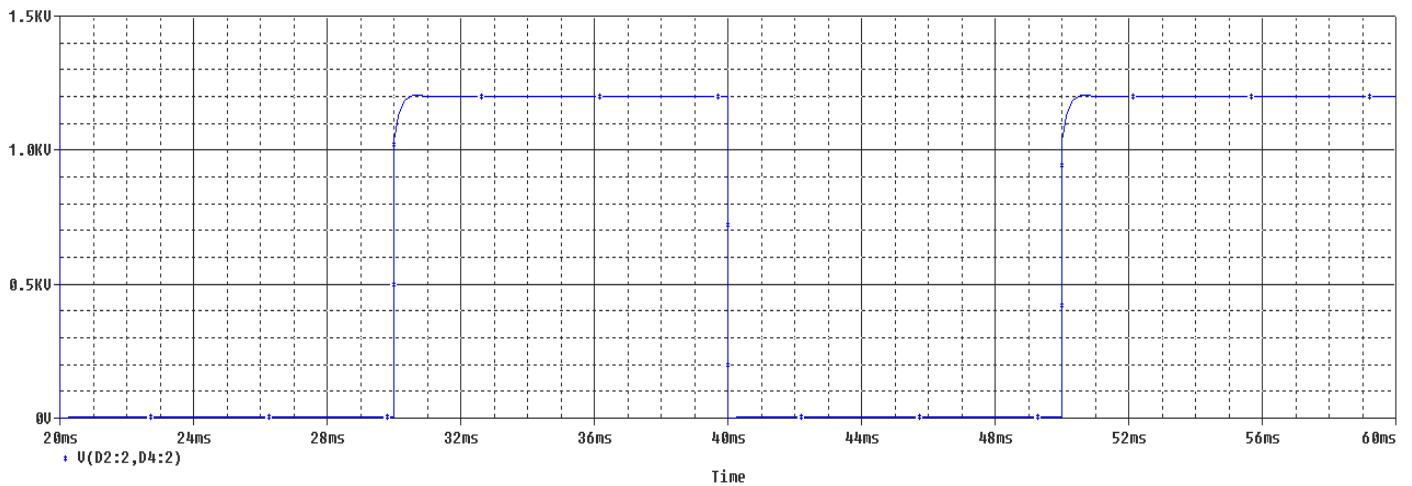
4.6.3 Προσομοίωση με τη χρήση κυκλώματος snubber και με τη σύνδεση IGBTs σε σειρά

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 4.24. Τα IGBTs που χρησιμοποιήσαμε σε αυτή την προσομοίωση ήταν τύπου CM600HA-28H της εταιρίας Mitsubishi (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Εδώ χρησιμοποιούμε κάθε φορά 2 IGBTs παράλληλα για να μπορέσουμε να αυξήσουμε την ικανότητα ως προς το ρεύμα του διακόπτη. Έτσι αντί για 600A ρεύμα που μπορεί να διέλθει από ένα IGBT, βάζοντας άλλο ένα IGBT παράλληλα μπορούν να διέλθουν έως και 1200A από το διακόπτη. Βάλαμε λοιπόν 2 τέτοια ζεύγη IGBTs σε σειρά για να παρατηρήσουμε τον καταμερισμό τάσης που γίνεται όταν έχουμε περισσότερα IGBTs σε σειρά. Έτσι μπορέσαμε να αυξήσουμε και τη μέγιστη ικανότητα του διακόπτη ως προς την τάση σε 2,8kV από 1,4kV που μπορεί να αντέξει το κάθε IGBT από μόνο του.

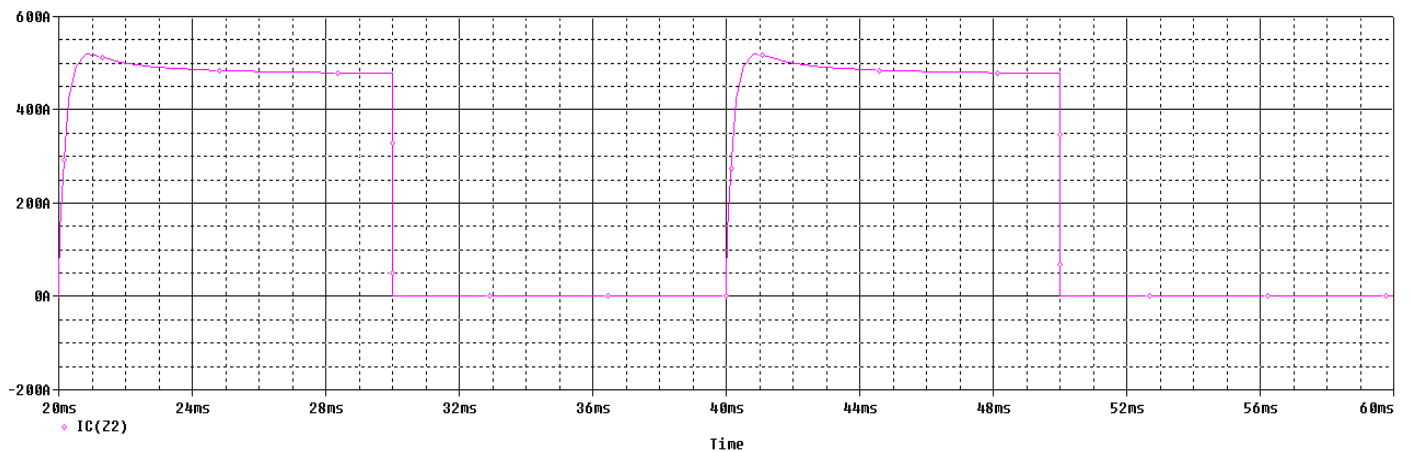
Η DC τάση εισόδου του κυκλώματος ήταν $V_{dc}=2400\text{V}$, το ρεύμα λειτουργίας ήταν $I_o=960\text{A}$, ενώ το πηνίο σειράς είχε τιμή $L=0,5\text{mH}$. Και πάλι αυτό που κάνουμε είναι να έχουμε σε αγωγή τα IGBTs για μισή περίοδο και να είναι σε κατάσταση αποκοπής την υπόλοιπη μισή περίοδο. Η περίοδος είναι $T=20\text{ms}$ (δηλαδή συχνότητα 50Hz). Τα σήματα που δίνουμε στα IGBTs είναι συγχρονισμένα. Όσον αφορά την επιλογή των στοιχείων του RCD snubber, σε περίπτωση που η τάση στο IGBT δε θέλουμε να ξεπερνάει τη V_{dc} τάση στα άκρα του θα έπρεπε να επιλέξουμε ελάχιστη τιμή πυκνωτή (συνολικά και για τα 2 ζεύγη IGBT) με βάση τη σχέση 4.12: $C_{s,tot}=[(0,5 \cdot 10^{-3}) \cdot 960^2]/2400^2 = 80\mu\text{F}$. Επομένως για κάθε ζεύγος προκύπτει τιμή $C_s=2 \cdot 80\mu\text{F}= 160\mu\text{F}$ (αφού οι πυκνωτές συνδέονται στην ουσία σε σειρά κατά το μεταβατικό φαινόμενο). Εμείς για την προσομοίωση επιλέγουμε (μετά και από δοκιμές) τιμή πυκνωτή 180 μF για κάθε ζεύγος IGBTs και με βάση τη σχέση 4.6 τιμή αντίστασης 11 Ω . Στα σχήματα 4.25-4.30 μπορούμε να δούμε τα αποτελέσματα που πήραμε από αυτές τις προσομοιώσεις για διάστημα 2 περιόδων λειτουργίας.



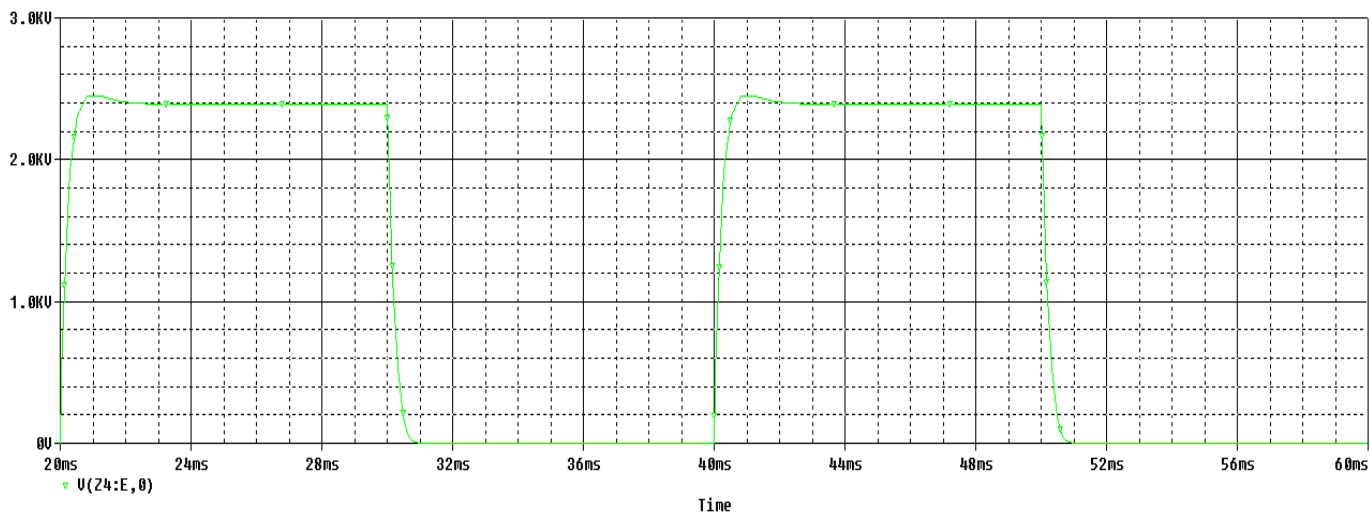
Σχήμα 4.24: Κύκλωμα προσομοίωσης όπου συνδέουμε όμοια IGBTs σε σειρά και παράλληλα και χρησιμοποιούμε κυκλώματα RCD snubber.



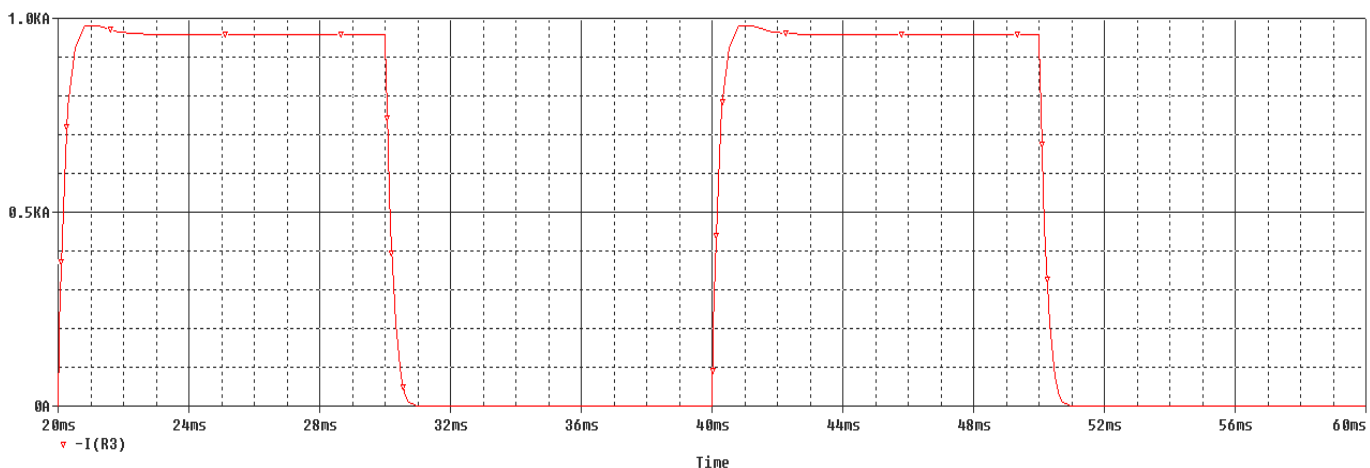
Σχήμα 4.25: Τάση του κάθε IGBT.



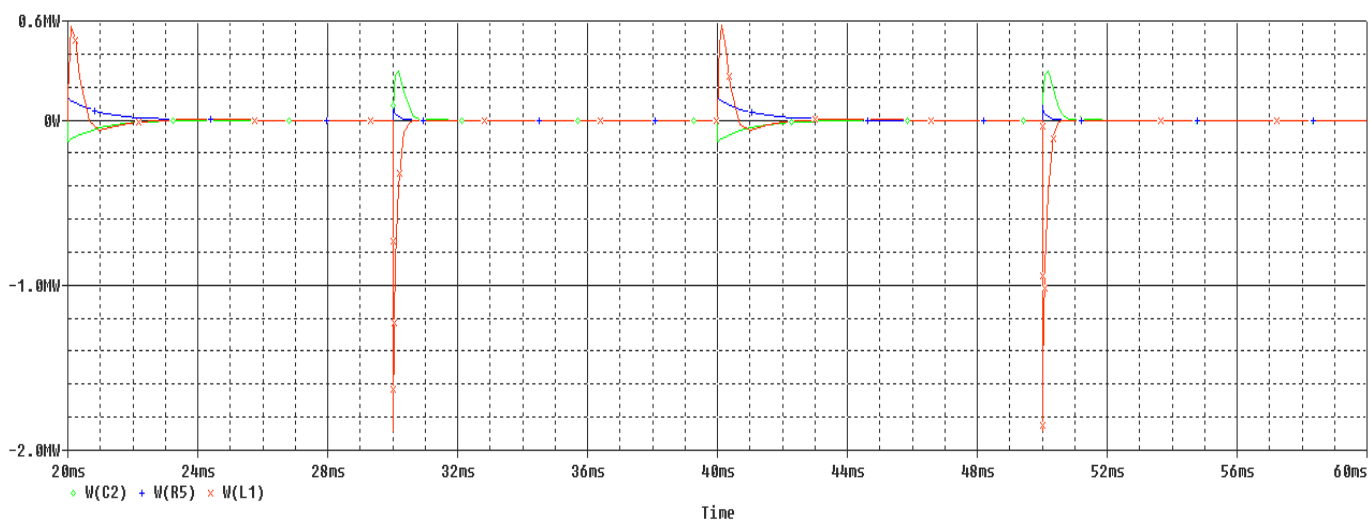
Σχήμα 4.26: Ρεύμα του κάθε IGBT.



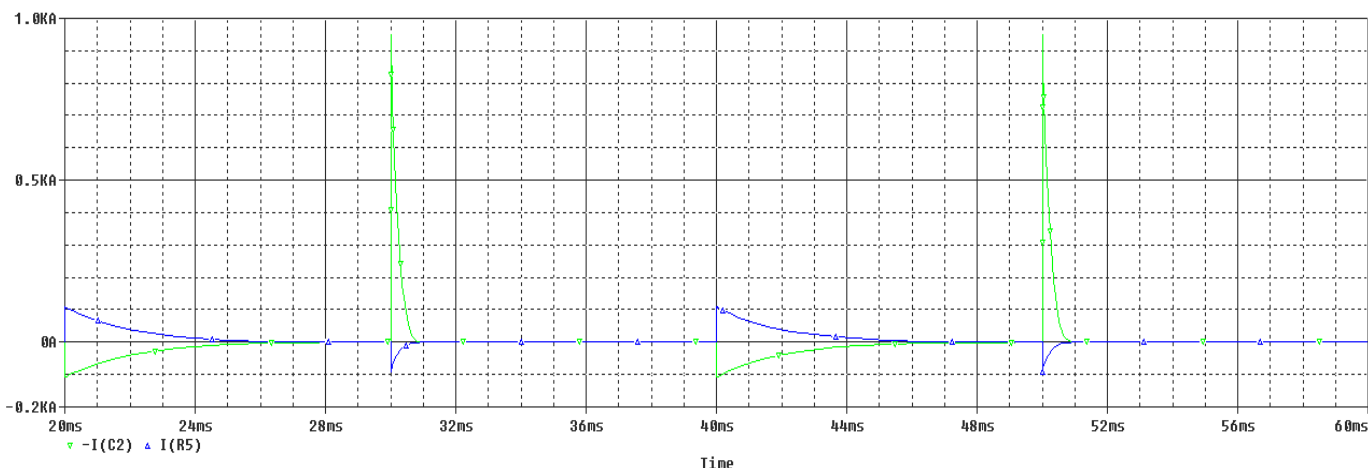
Σχήμα 4.27: Τάση εξόδου διακόπτη.



Σχήμα 4.28: Ρεύμα εξόδου διακόπτη.

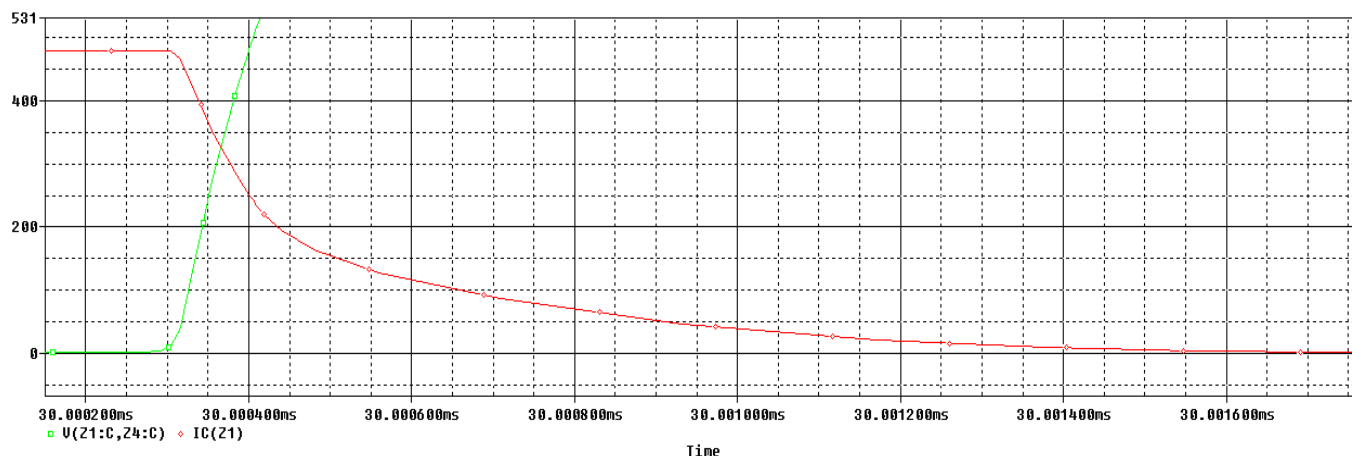


Σχήμα 4.29: Ισχύς πηνίου (πορτοκαλί γραμμή), ισχύς πυκνωτή του κάθε snubber (πράσινη γραμμή) και ισχύς αντίστασης του κάθε snubber (μπλε γραμμή).

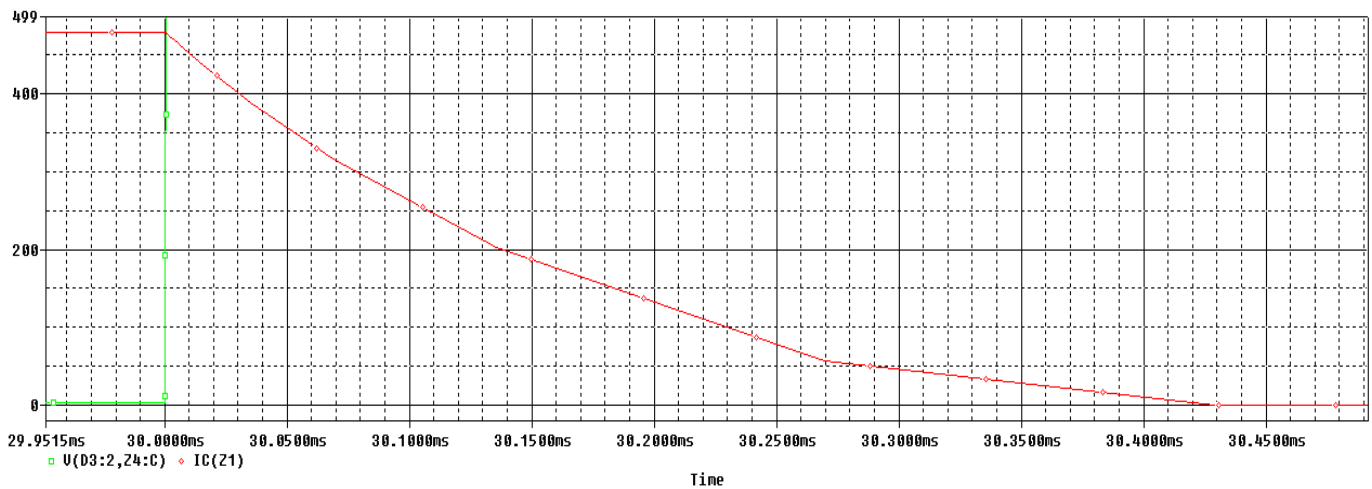


Σχήμα 4.30: Ρεύμα πυκνωτή του κάθε snubber (πράσινη γραμμή) και ρεύμα αντίστασης του κάθε snubber (μπλε γραμμή).

Τέλος στα σχήματα 4.31 και 4.32 μπορούμε να δούμε τη διαφορά στις διακοπτικές απώλειες του IGBT όταν έχουμε κύκλωμα snubber και όταν δεν έχουμε. Οι διακοπτικές απώλειες ορίζονται από το εμβαδόν της επιφάνειας μεταξύ της γραφικής του ρεύματος, της γραφικής της τάσης και του άξονα του χρόνου. Είναι ξεκάθαρο ότι με τη χρήση του κυκλώματος snubber μειώνονται οι απώλειες λόγω διακοπής. Αυτό συμβαίνει επειδή το snubber μειώνει το ρυθμό ανόδου της τάσης. Επομένως βλέπουμε και μέσα από την προσομοίωση αυτό που αναφέραμε πολλές φορές σε προηγούμενες ενότητες, δηλαδή ότι το κύκλωμα snubber βοηθάει στην μείωση των διακοπτικών απωλειών.



Σχήμα 4.31: Διαδικασία σβέσης IGBT με χρήση κυκλώματος snubber. Ρεύμα IGBT (κόκκινη γραμμή) και τάση IGBT (πράσινη γραμμή).



Σχήμα 4.32: Διαδικασία σβέσης IGBT χωρίς τη χρήση κυκλώματος snubber. Ρεύμα IGBT (κόκκινη γραμμή) και τάση IGBT (πράσινη γραμμή).

4.6.4 Συμπεράσματα προσομοιώσεων για τη χρήση κυκλώματος snubber

Από τις παραπάνω προσομοιώσεις φαίνεται ότι η χρήση ενός κυκλώματος RCD snubber παράλληλα με ένα IGBT μπορεί να βοηθήσει αποτελεσματικά στην καταστολή των υπερτάσεων που εμφανίζονται στα άκρα του IGBT κατά τη σβέση του και οφείλονται στα επαγωγικά στοιχεία που υπάρχουν στο κύκλωμα. Επίσης συμβάλλουν στη μείωση των διακοπτικών απωλειών που υπάρχουν όταν το IGBT μεταβαίνει από την κατάσταση αγωγής σε κατάσταση αποκοπής. Ένα άλλο γεγονός, που δεν μπορέσαμε να παρατηρήσουμε με τις προσομοιώσεις, είναι ότι τα snubbers συμβάλλουν και στην ομοιόμορφη κατανομή της τάσης στα IGBTs που είναι συνδεδεμένα σε σειρά κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων. Συνεπώς βλέπουμε ότι τα snubbers είναι χρήσιμα για πολλούς λόγους σε ένα διακόπτη ο οποίος αποτελείται από IGBTs συνδεδεμένα σε σειρά, όπως είναι και ένας διακόπτης διεύθυνσης ενός AAC μετατροπέα (δηλαδή ο διακόπτης που θέλουμε να σχεδιάσουμε στην παρούσα διπλωματική).

Αν και είδαμε ότι ένα RCD snubber μπορεί να αντιμετωπίσει αποτελεσματικά μία υπέρταση που οφείλεται σε ένα πηνίο το οποίο συνδέεται σε σειρά με το κύκλωμα, δεν αποτελεί τη βέλτιστη δυνατή λύση για την προστασία από υπερτάσεις. Αυτό συμβαίνει για 2 λόγους. Πρώτον, σχεδιάζεται για ειδικές συνθήκες λειτουργίας. Συνεπώς μπορεί να αντιμετωπίσει μόνο μία συγκεκριμένη κατάσταση για την οποία έχει σχεδιαστεί. Δεύτερον, δεν λάβαμε πριν υπόψη τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της όλης διάταξης. Όπως είδαμε από τα διαγράμματα που αφορούσαν την ισχύ (σχήμα 4.29) το κάθε κύκλωμα snubber καλείται να διαχειριστεί ένα μεγάλο ποσό ενέργειας σε μικρό χρονικό διάστημα. Έτσι παρατηρούμε μια μεγάλη τιμή ισχύος στην αντίσταση του snubber. Το μέγεθος μιας αντίστασης που μπορεί να διαχειριστεί μία τέτοια ισχύ είναι πολύ μεγάλο (συγκριτικά και με τα IGBTs της διάταξης) καθιστώντας αδύνατη την

κατασκευή ενός τέτοιου συστήματος που θα βασίζεται για την προστασία του σε ένα κύκλωμα RCD snubber.

Θα πρέπει λοιπόν να προσπαθήσουμε να βρούμε έναν άλλο τρόπο που θα αντιμετωπίζει προβλήματα υπερτάσεων στα άκρα των IGBTs και θα είναι μια εφικτή στην κατασκευή και οικονομική λύση για τη διάταξή μας. Μια τέτοια λύση μπορεί να είναι η χρήση MOVs τα οποία εξετάζουμε στο κεφάλαιο 5. Ωστόσο, η χρήση MOVs δεν αναιρεί τη χρήση κυκλωμάτων RCD snubber, καθώς τα snubber μπορούν να μας προσφέρουν τα υπόλοιπα πλεονεκτήματα που αναφέραμε σε έναν διακόπτη με διαστασιολόγηση που θα είναι εφικτή κατασκευαστικά.

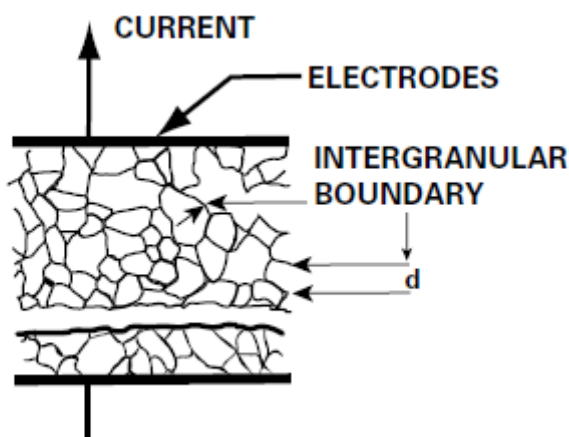
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Προστασία IGBTs με τη χρήση Βαρίστορ Μεταλλικών Οξειδίων (MOV)

5.1 Εισαγωγή

Τα βαρίστορ είναι μη γραμμικές συσκευές εξαρτώμενες από την τάση που έχουν ηλεκτρικά χαρακτηριστικά παρόμοια με τις διόδους Zener. Αποτελούνται κυρίως από οξείδιο του ψευδαργύρου (ZnO) με μικρές προσθήκες άλλων οξειδίων μετάλλων όπως βισμούθιο, κοβάλτιο, μαγνήσιο και άλλα. Το βαρίστορ μεταλλικού οξειδίου (Metal oxide varistor ή MOV) συντήκεται κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του σε ένα κεραμικό ημιαγωγό και οδηγεί σε μια κρυσταλλική μικροδομή η οποία επιτρέπει στο MOV να διαχέει πολύ υψηλά επίπεδα παροδικής ενέργειας σε όλη την έκτασή του. Ως εκ τούτου, τα MOVs χρησιμοποιούνται συνήθως για την καταστολή των κεραυνών και άλλων υψηλής ενέργειας μεταβατικών φαινομένων που συναντάμε σε βιομηχανικές εφαρμογές ή σε AC γραμμές. Επιπλέον, τα MOVs χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα DC, όπως χαμηλής τάσης τροφοδοτικά και τις εφαρμογές της αυτοκινητοβιομηχανίας.

Η δομή του σώματος του βαρίστορ αποτελείται από αγωγίμους κόκκους ZnO που χωρίζονται από όρια (σχήμα 4.1) και παρέχουν χαρακτηριστικά P-N σύνδεσης ημιαγωγών. Αυτά τα όρια είναι υπεύθυνα για το μπλοκάρισμα των αγωγών σε χαμηλές τάσεις και είναι η πηγή της μη γραμμικής αγωγιμότητας σε υψηλότερες τάσεις [37].



Σχήμα 5.1: Εσωτερική δομή ενός βαρίστορ [37].

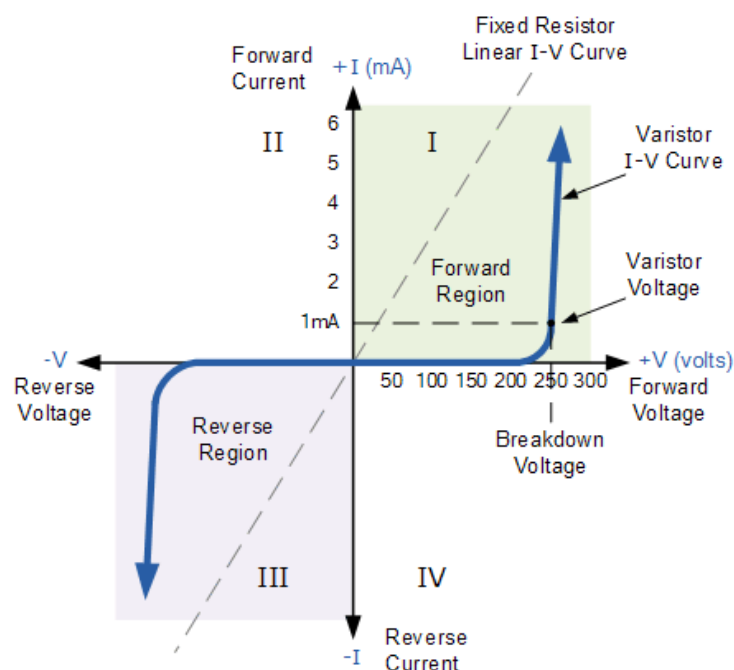
Ο λόγος που σε αυτό το κεφάλαιο μελετάμε τη λειτουργία των βαρίστορ είναι ότι μπορούν να μας βοηθήσουν στην προστασία ημιαγωγών. Πιο συγκεκριμένα, όπως έχουμε αναφέρει και σε προηγούμενα κεφάλαια, χρειαζόμαστε μία αξιόπιστη και ταυτόχρονα οικονομική λύση για την προστασία των IGBTs των διακοπών διεύθυνσης που υπάρχουν σε έναν AAC μετατροπέα ισχύος. Οι υπερτάσεις που μπορούν να εμφανιστούν κατά τη μη κανονική σβέση του διακόπτη (δηλαδή σβέση χωρίς να έχει μηδενιστεί το ρεύμα του διακόπτη) και η

ενέργεια που σε αυτή την περίπτωση απελευθερώνεται απ' το πηνίο του μετατροπέα μπορούν να αντιμετωπιστούν με τη χρήση MOVs για την προστασία του κάθε IGBT. Συνδέοντας λοιπόν ένα MOV παράλληλα με κάθε IGBT, μπορούμε να προστατεύσουμε τους ημιαγωγούς μας από τέτοιες καταστάσεις, όπως θα δούμε σε αυτό το κεφάλαιο.

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δούμε λοιπόν τον τρόπο λειτουργίας ενός βαρίστορ, τις χαρακτηριστικές λειτουργίες του, τους τρόπους σύνδεσης των βαρίστορ μεταξύ τους, την απόδοση και την αποτελεσματικότητά τους και θα μελετήσουμε μέσω προσομοιώσεων τη χρησιμότητά τους στην προστασία ενός ημιαγωγικού διακόπτη (IGBT) υψηλής τάσης και ρεύματος.

5.2 Τρόπος λειτουργίας και χαρακτηριστικές λειτουργίας ενός βαρίστορ

Για να μπορέσουμε να καταλάβουμε καλύτερα τη λειτουργία ενός βαρίστορ, πρέπει αρχικά να δούμε το διάγραμμα τάσης-ρεύματος ενός τυπικού βαρίστορ, όπως αυτό φαίνεται στο σχήμα 5.2. Σε αυτό το σχήμα μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το βαρίστορ έχει συμμετρικά χαρακτηριστικά ως προς τις 2 κατευθύνσεις της τάσης, δηλαδή το βαρίστορ λειτουργεί και στις δύο κατευθύνσεις (περιοχές I και III) όταν εφαρμοστεί μια ημιτονοειδής κυματομορφή στα άκρα του και συμπεριφέρεται σαν να είχαμε δύο διόδους ζένερ που συνδέονται αντιπαράλληλα. Όταν δεν είναι αγωγίμο, η καμπύλη I-V δείχνει μια γραμμική συμπεριφορά καθώς το ρεύμα που ρέει μέσω του βαρίστορ παραμένει σταθερό και χαμηλής τιμής, υπάρχει δηλαδή ένα ρεύμα διαρροής λίγων μόνο μικροαμπερ. Αυτό οφείλεται στην υψηλή αντίστασή του που ενεργεί ως ένα ανοικτό κύκλωμα και παραμένει σταθερή μέχρι η τάση κατά μήκος του βαρίστορ (ανεξαρτήτου πολικότητας) φτάσει σε μία συγκεκριμένη τιμή.



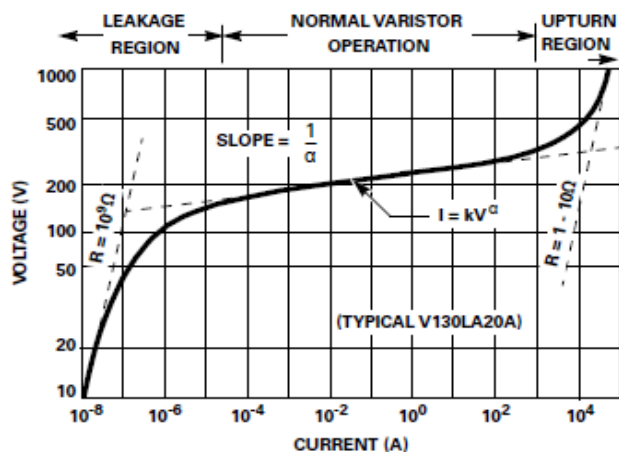
Σχήμα 5.2 : Χαρακτηριστική I-V καμπύλη ενός τυπικού βαρίστορ [38].

Αυτή η συγκεκριμένη τιμή τάσης ή τάση σύσφιξης είναι η τάση που μετράται κατά μήκος του βαρίστορ όταν αυτό διαρρέεται από DC ρεύμα 1mA. Δηλαδή, είναι το επίπεδο της DC τάσης που εφαρμόζεται στους ακροδέκτες του βαρίστορ και επιτρέπει σε ένα ρεύμα 1mA να ρέει διαμέσου του σώματος του βαρίστορ που εμφανίζει αντίσταση, η οποία εξαρτάται από τα υλικά που χρησιμοποιούνται στην κατασκευή του. Σε αυτό το επίπεδο τάσης, το βαρίστορ αρχίζει να αλλάζει από την κατάσταση απομόνωσης σε κατάσταση αγωγής.

Όταν η μεταβατική τάση στα άκρα του βαρίστορ είναι ίση ή μεγαλύτερη από την ονομαστική τιμή, η αντίσταση της συσκευής γίνεται ξαφνικά πολύ μικρή μετατρέποντας την συσκευή σε έναν αγωγό λόγω του φαινομένου χιονοστιβάδας του ημιαγωγίμου υλικού της. Το μικρό ρεύμα διαρροής που ρέει μέσω του βαρίστορ ξαφνικά αυξάνεται αλλά η τάση στα άκρα είναι περιορισμένη σε ένα επίπεδο λίγο πιο πάνω από την ονομαστική τάση του βαρίστορ. Με άλλα λόγια, το βαρίστορ ρυθμίζει την μεταβατική τάση στα άκρα του επιτρέποντας περισσότερο ρεύμα να ρέει μέσα από αυτό και λόγω της απότομης μη γραμμικής I-V καμπύλης του μπορούν να περάσουν από αυτό μεγάλα ρεύματα σε μια στενή περιοχή τάσεων, απομακρύνοντας την οποιαδήποτε αιχμή τάσης [38].

Στο βαρίστορ η ενέργεια απορροφάται ομοιόμορφα σε ολόκληρο το σώμα της συσκευής με την προκύπτουσα θερμότητα να απλώνεται ομοιόμορφα μέσα στον όγκο του. Στην ουσία η απορρόφηση της ενέργειας γίνεται από το οξείδιο του μετάλλου του βαρίστορ, αυξάνοντας τη θερμοκρασία του βαρίστορ, και τελικά η ενέργεια αυτή απελευθερώνεται στο περιβάλλον με τη μορφή θερμότητας. Οι ηλεκτρικές ιδιότητες εξαρτώνται κυρίως από τις φυσικές διαστάσεις του βαρίστορ [37].

Τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του βαρίστορ εμφανίζονται καλύτερα χρησιμοποιώντας λογαριθμική κλίμακα για τη V-I χαρακτηριστική του, καθώς έτσι μπορούμε να δούμε ένα πιο ευρύ φάσμα της χαρακτηριστικής. Μια τέτοια τυπική V-I χαρακτηριστική καμπύλη παρουσιάζεται στο σχήμα 5.3. Αυτό το διάγραμμα δείχνει ένα ευρύτερο φάσμα των υφιστάμενων ρευμάτων σε σχέση με τα στοιχεία που συνήθως παρέχονται στα data sheets των βαρίστορ και απεικονίζει τρεις διακριτές περιοχές της ηλεκτρικής τους λειτουργίας.



Σχήμα 5.3 : I-V χαρακτηριστική ενός πραγματικού βαρίστορ (V130LA20A της εταιρίας Littelfuse) σε λογαριθμική κλίμακα [37].

Υπάρχουν τρεις χαρακτηριστικές περιοχές λειτουργίας ενός MOV, όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε και από το σχήμα 5.3. Σε πολύ μικρά ρεύματα, μικρότερα από 0.01mA (περιοχή 1), το βαρίστορ συμπεριφέρεται σαν μια απλή αντίσταση, που ονομάζεται R_{leak} (αντίσταση διαρροής) η οποία είναι της τάξης των 10^4 MΩ. Στα πολύ μεγάλα ρεύματα, μεγαλύτερα από 10^4 A (περιοχή 3), η μεταβλητή αντίσταση της συσκευής R_x κυριαρχεί στην αντίδραση του βαρίστορ. Η μεταβλητή αντίσταση φθάνει περίπου τα 0,01Ω και το βαρίστορ προσεγγίζει βραχυκύκλωμα που ακολουθείται από μια κατάρρευση του βαρίστορ. Μεταξύ αυτών των περιοχών είναι η περιοχή 2, όπου η I-V χαρακτηριστική του βαρίστορ έχει εκθετική συμπεριφορά, η οποία περιγράφεται από τη σχέση 5.1. Τυπικές τιμές της παραμέτρου α για τα σύγχρονα MOVs είναι μεταξύ 25 και 60.

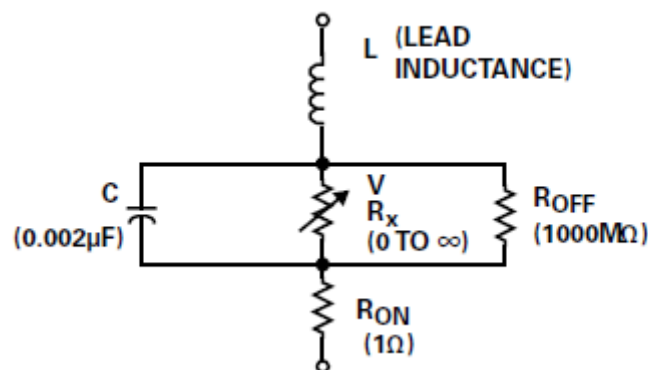
$$I = K \cdot V^\alpha \quad (5.1)$$

όπου:

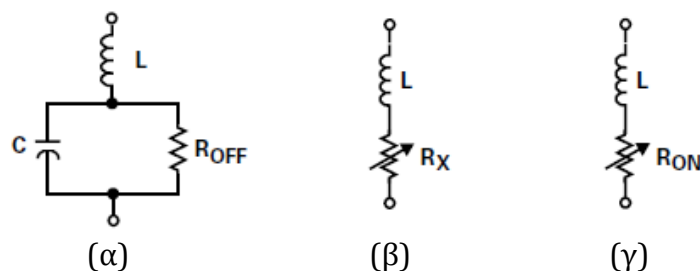
- **I**: το ρεύμα που περνάει από το βαρίστορ
- **V**: η τάση στα άκρα του βαρίστορ
- **K**: σταθερά που εξαρτάται από τον τύπο του βαρίστορ
- **α** : μη γραμμική εκθετική σταθερά που αποτελεί μέτρο της μη γραμμικότητας της χαρακτηριστικής του βαρίστορ

Το σημείο εκκίνησης της περιοχής 2 αντιστοιχεί σε ρεύμα 1mA και τάση V_N στα άκρα του βαρίστορ, ενώ το τελικό σημείο της περιοχής 2 ορίζει τη μέγιστη τάση σύσφιξης V_C κατά το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας του βαρίστορ I_{pk} [39].

Με βάση τα παραπάνω προκύπτει το ισοδύναμο κύκλωμα ενός βαρίστορ (σχήμα 5.4). Ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας στην οποία βρισκόμαστε, το ισοδύναμο κύκλωμα μπορεί να απλοποιηθεί σε ένα από τα κυκλώματα που φαίνονται στο σχήμα 5.5.



Σχήμα 5.4: Ισοδύναμο κύκλωμα βαρίστορ [37].



Σχήμα 5.5 : Ισοδύναμο κύκλωμα βαρίστορ όταν [37]:

α) δεν έχουμε αγωγή (Περιοχή 1).

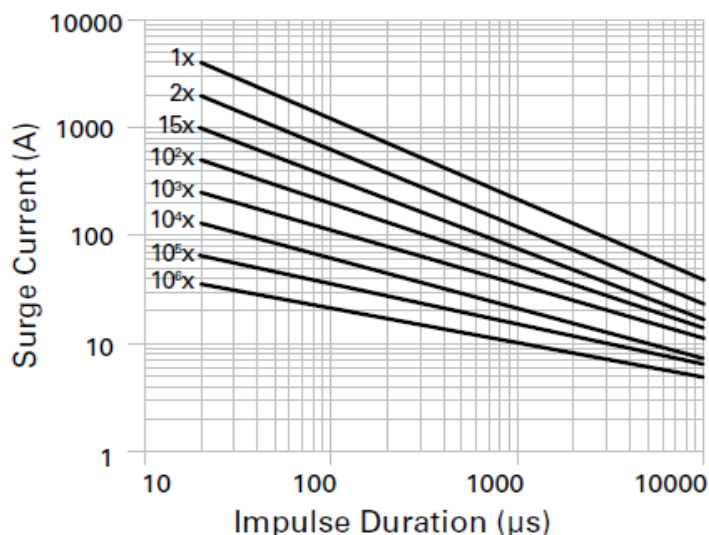
β) έχουμε κανονική λειτουργία όπου ισχύει $I=K \cdot V^\alpha$ (Περιοχή 2).

γ) το βαρίστορ προσεγγίζει βραχυκύκλωμα (Περιοχή 3).

5.3 Απόδοση και αποτελεσματικότητα ενός βαρίστορ

Το βαρίστορ χρησιμοποιείται κυρίως για να λειτουργεί ως καταστολέας μίας μεγάλης τάσης. Η συσκευή δεν άγει όταν η τάση στα άκρα είναι κάτω από την τάση σύσφιξης. Αλλά, εάν ένας μεγάλος παλμός (όπως ένας κεραυνός) περάσει μέσα από ένα βαρίστορ (δηλαδή ο παλμός αυτός να είναι μεγαλύτερος σε σχέση με τη μέγιστη ικανότητα του βαρίστορ), τότε το βαρίστορ δεν θα δουλέψει. Το προκύπτον ρεύμα θα είναι τόσο υψηλό που θα καταστρέψει το MOV.

Η απόδοση του βαρίστορ θα μειωθεί με το χρόνο, ακόμη και αν όχι τόσο μεγάλα ρεύματα περάσουν μέσα από αυτό. Η ζωή ενός MOV μπορεί να προσδιοριστεί μέσω των διαγραμμάτων που δίνει ο κάθε κατασκευαστής. Από τα διαγράμματα αυτά μπορούμε να δούμε τις τιμές των ρευμάτων, το χρόνο που αυτά μπορούν να διαρκέσουν αλλά και πόσα μεταβατικά ρεύματα μπορεί να διαχειριστεί ένα βαρίστορ στη διάρκεια της ζωής του (σχήμα 5.6).



Σχήμα 5.6: Διάγραμμα ρεύματος-χρόνου που μας δείχνει πόσους παλμούς μπορεί να απορροφήσει το συγκεκριμένο βαρίστορ ανάλογα με τη μέγιστη τιμή του ρεύματος του παλμού και το χρόνο που αυτός διαρκεί [43].

Ένας άλλος βασικός λόγος που επηρεάζει την απόδοση ενός MOV είναι η τιμή της ενέργειας. Όταν υπάρχει μια αύξηση στην ποσότητα της ενέργειας που καλείται να διαχειριστεί ένα MOV, θα υπάρξει μια εκθετική αλλαγή στη διάρκεια ζωής του. Έτσι, θα υπάρξει μια αλλαγή στους παροδικούς παλμούς που η συσκευή μπορεί να διαχειριστεί. Αυτό αυξάνει την τάση σύσφιξης όταν κάθε παροδικό φαινόμενο καταρρέει. Η ενέργεια που ένα MOV απορροφά κατά τη διάρκεια ενός παροδικού παλμού δίνεται από τη σχέση:

$$E=K \cdot V_p \cdot I_p \cdot t_p \quad (5.2)$$

όπου:

- **K**: σταθερά η οποία εξαρτάται από τη μορφή του παλμού. Για τετραγωνικό παλμό η σταθερά αυτή έχει τιμή 1, για τριγωνικό παλμό έχει τιμή 0.5, ενώ για εκθετικό ($I = I_p e^{-(t/1.44\tau)}$) έχει τιμή 1.4.
- **I_p**: το μέγιστο ρεύμα του παλμού.
- **V_p**: η τάση στα άκρα του βαρίστορ κατά το μέγιστο ρεύμα.
- **t_p**: η διάρκεια του παλμού.

Ένα από τα καλύτερα χαρακτηριστικά του MOV είναι ο χρόνος απόκρισης του. Οι αιχμές τάσης καταστέλλονται από τη συσκευή μέσα σε νανοδευτερόλεπτα. Αλλά ο χρόνος απόκρισης μπορεί να επηρεαστεί από τη μέθοδο σύνδεσης που έχει σχεδιαστεί και από τις αυτεπαγωγές του υπόλοιπου κυκλώματος [40][41][42].

5.4 Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα

Σε ορισμένες περιπτώσεις τα βαρίστορ που παρέχονται από κάποιον κατασκευαστή δεν μπορούν να ανταπεξέλθουν ακριβώς στις απαιτήσεις κάποιας εφαρμογής είτε λόγω των επιπέδων τάσης είτε λόγω της ενέργειας και του ρεύματος της εφαρμογής. Σε αυτή την περίπτωση μία λύση είναι να συνδέσουμε περισσότερα βαρίστορ με τέτοιο τρόπο, ώστε να ανταποκρίνονται στις απαιτήσεις της εφαρμογής. Μπορούμε δηλαδή να συνδέσουμε βαρίστορ είτε σε σειρά είτε παράλληλα για να μπορέσουμε να επιτύχουμε τα επιθυμητά επίπεδα τάσης ή ρεύματος.

Τα βαρίστορ μπορεί να συνδεθούν σε σειρά για έναν από τους δύο επόμενους λόγους: για να παρέχουν επίπεδα τάσης υψηλότερα από εκείνα που διατίθενται ή να παρέχουν μια ονομαστική τάση μεταξύ των τυποποιημένων τάσεων των υπάρχοντων μοντέλων. Σαν επιπρόσθετο όφελος, υψηλότερα επίπεδα ενέργειας μπορούν να επιτευχθούν με την σύνδεση βαρίστορ σε σειρά για την προστασία μιας συσκευής. Ωστόσο αυτό που θα πρέπει να προσέξουμε στην περίπτωση σύνδεσης βαρίστορ σε σειρά είναι τα βαρίστορ να έχουν το ίδιο μέγιστο ρεύμα λειτουργίας, αφού το ρεύμα που θα περνάει από αυτά είναι κοινό [43][44].

Ο παραλληλισμός MOVs παρέχει αυξημένο μέγιστο ρεύμα και αυξημένες δυνατότητες στη διαχείριση της ενέργειας για μία δεδομένη εφαρμογή. Ο προσδιορισμός ποιων MOVs θα χρησιμοποιήσουμε είναι κρίσιμης σημασίας

προκειμένου να διασφαλιστεί ο ομοιόμορφος διαμοιρασμός του ρεύματος μεταξύ των βαρίστορ όταν έχουμε μεγάλες μεταβολές. Εδώ τα πράγματα είναι πιο σύνθετα σε σχέση με τη σύνδεση βαρίστορ σε σειρά. Υπάρχουν πολλοί παράγοντες τους οποίους πρέπει να λάβουμε υπόψη όταν συνδέουμε παράλληλα MOVs.

Όταν τα βαρίστορ συνδέονται παράλληλα, η τάση στα άκρα του κάθε βαρίστορ είναι η ίδια και το ρεύμα της κάθε μονάδας θα εξαρτηθεί από τα χαρακτηριστικά τάσης και ρεύματος του κάθε βαρίστορ. Αν ένα βαρίστορ έχει χαμηλότερη τάση σύσφιξης (V_c), θα άγει περισσότερο ρεύμα από εκείνα που έχουν υψηλότερες τάσεις σύσφιξης. Η διαφορά στο ρεύμα θα είναι πολύ μεγαλύτερη από την διαφορά στις ονομαστικές τάσεις λόγω των μη γραμμικών χαρακτηριστικών των βαρίστορ. Στο εγχειρίδιο οποιουδήποτε κατασκευαστή αναγράφεται ότι τα βαρίστορ μπορούν να λειτουργήσουν παράλληλα μόνο αν τα χαρακτηριστικά τους ταιριάζουν σε πολύ μεγάλο βαθμό (είναι δηλαδή κοινά). Διαφορετικά ο διαμοιρασμός του ρεύματος μεταξύ των παράλληλων συσκευών μπορεί να διαφέρει σε αναλογία μέχρι και 1000:1. Βαρίστορ με χαρακτηριστικά που ταιριάζουν σε μεγάλο βαθμό συχνά ορίζονται ως εκείνα που έχουν V-I χαρακτηριστικές που διαφέρουν σε ποσοστό έως και 1% μεταξύ τους [43][45].

Ας δούμε όμως και πιο αναλυτικά μέσω εξισώσεων τι συμβαίνει. Έστω ότι έχουμε 2 βαρίστορ του ίδιου τύπου τα οποία έχουν λίγο παραλλαγμένα χαρακτηριστικά και συνδέονται παράλληλα. Τότε από τη σχέση 5.1, όταν άγουν και η τάση στα άκρα τους είναι ίση με την τάση σύσφιξης τους V_c , ισχύει για το ρεύμα του κάθε βαρίστορ και για το συνολικό ρεύμα:

$$I_1 = \frac{V_c}{K_1} \quad (5.3)$$

$$I_2 = \frac{V_c}{K_2} \quad (5.4)$$

και

$$I_{tot} = I_1 + I_2 = \frac{V_c}{K_1} + \frac{V_c}{K_2} \quad (5.5)$$

Οι παράμετροι K_1 και K_2 εκφράζουν τη δυναμική αντίσταση του κάθε βαρίστορ. Θεωρούμε ότι $K_1 \neq K_2$, παρόλο που τα βαρίστορ είναι του ίδιου τύπου, εξαιτίας της πολύ μικρής απόκλισης των χαρακτηριστικών τους που μπορεί να υπάρχει λόγω κατασκευής. Για να μπορέσουμε να εξασφαλίσουμε το σωστό διαμοιρασμό του ρεύματος και να εξαλείψουμε την επίδραση της παραμέτρου K του κάθε βαρίστορ, μπορούμε να συνδέσουμε μία αντίσταση μικρής τιμής σε σειρά με κάθε βαρίστορ, η οποία αντίσταση όμως θα είναι αρκετά μεγαλύτερη σε σχέση με τη δυναμική αντίσταση του κάθε βαρίστορ. Λόγω αυτής της αντίστασης θα αυξηθεί λίγο η τάση σύσφιξης V_c των 2 βαρίστορ. Έστω V_c' η νέα τιμή και R η αντίσταση που βάζουμε σε σειρά με κάθε βαρίστορ. Ισχύει $R \gg K_1$ και $R \gg K_2$, οπότε τώρα θα ισχύει για τη διαφορά των ρευμάτων μεταξύ των 2 βαρίστορ:

$$\Delta I = I_1' - I_2' = \frac{V_c'}{K_1 + R} - \frac{V_c'}{K_2 + R} \approx \frac{V_c'}{R} - \frac{V_c'}{R} = 0 \quad (5.6)$$

Επομένως με αυτό τον τρόπο, προσθέτοντας δηλαδή σε σειρά με κάθε βαρίστορ μία μικρή αντίσταση, μπορούμε να εξασφαλίσουμε το σωστό διαμοιρασμό του ρεύματος μεταξύ των 2 παράλληλων βαρίστορ σε περίπτωση που υπάρχει μία μικρή απόκλιση των χαρακτηριστικών τους και έτσι να συμβάλλουν και τα 2 εξίσου στην καταστολή μιας υπέρτασης [48]. Για αυτό το λόγο τα περισσότερα σύγχρονα βαρίστορ περιλαμβάνουν μία τέτοια μικρή αντίσταση, ώστε να είναι εφικτή η παράλληλη σύνδεση των βαρίστορ [43].

Συνοπτικά μπορούμε να δούμε στον πίνακα 5.1 τα βασικά στοιχεία της σύνδεσης βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα.

	Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά	Παράλληλη σύνδεση βαρίστορ	Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα
Σκοπός	Μεγαλύτερη ικανότητα τάσης. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας. Ικανότητα τάσης μεταξύ των τιμών που παρέχονται από ατομικά βαρίστορ.	Μεγαλύτερη ικανότητα ρεύματος. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας.	Μεγαλύτερη ικανότητα τάσης. Μεγαλύτερη ικανότητα ρεύματος. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας.
Πεδίο εφαρμογών	Για οποιαδήποτε τιμή τάσης και ρεύματος.	Για οποιαδήποτε τιμή τάσης και μόνο για μεγάλες τιμές ρεύματος.	Για μεγάλες τιμές τάσης και ρεύματος.
Απαιτήσεις	Η μέγιστη τιμή ρεύματος των βαρίστορ πρέπει να είναι ίδια.	Τα βαρίστορ πρέπει να έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά ως προς την τάση. Πρέπει να διαλέξουμε συσκευές με κοινές V-I χαρακτηριστικές.	Τα βαρίστορ πρέπει να έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά ως προς την τάση και την ίδια μέγιστη τιμή ρεύματος. Δηλαδή θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν ίδια βαρίστορ.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.1: Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα.

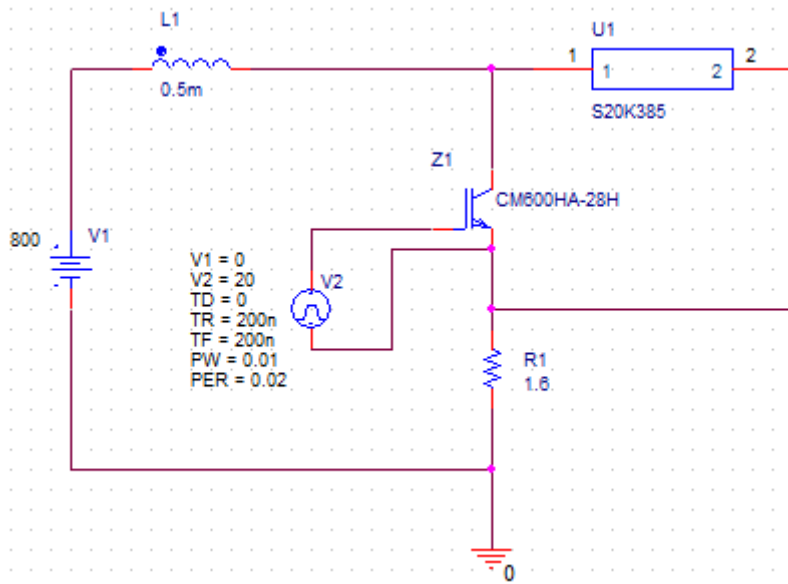
Αν και όπως είδαμε η σύνδεση MOVs σε σειρά και παράλληλα μπορεί να μας προσφέρει κάποια πλεονεκτήματα, συνιστάται, όπου είναι εφικτό, να χρησιμοποιείται καλύτερα μόνο ένα MOV. Ένα μεγάλο MOV που μπορεί να διαχειριστεί την ίδια ενέργεια για παράδειγμα που μπορούν να διαχειριστούν 2 MOVs (συνδεδεμένα είτε σε σειρά είτε παράλληλα), θα έχει μεγαλύτερη διάρκεια ζωής. Με το να χρησιμοποιήσουμε λοιπόν μία ατομική συσκευή, αν είναι εφικτό για μια συγκεκριμένη εφαρμογή, αυξάνουμε συνήθως την αξιοπιστία και το χρόνο ζωής του συστήματος [46].

5.5 Προσομοιώσεις στο πρόγραμμα PSpice με τη χρήση βαρίστορ για την προστασία IGBTs

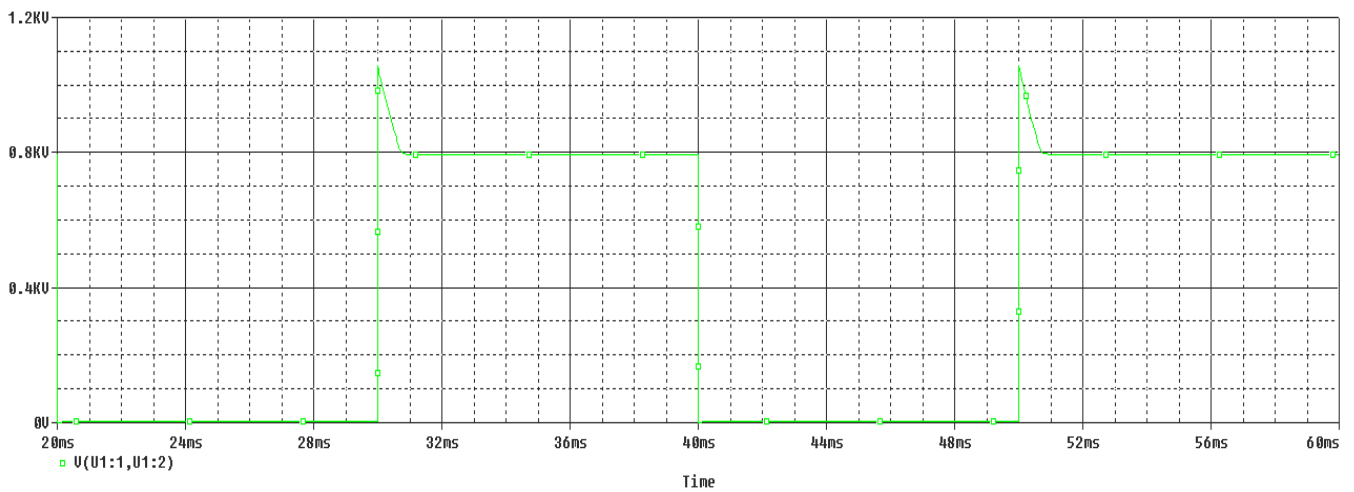
Σε αυτή την ενότητα παραθέτουμε και σχολιάζουμε προσομοιώσεις κυκλωμάτων με το πρόγραμμα PSpice όπου χρησιμοποιήσαμε MOVs για την προστασία IGBTs από υπερτάσεις που οφείλονται σε πηνία που συνδέονται σε σειρά με το κύκλωμα, όπως δηλαδή στην περίπτωση του διακόπτη διεύθυνσης ενός AAC μετατροπέα ισχύος.

5.5.1 Προσομοίωση με τη χρήση ενός MOV για την προστασία ενός IGBT

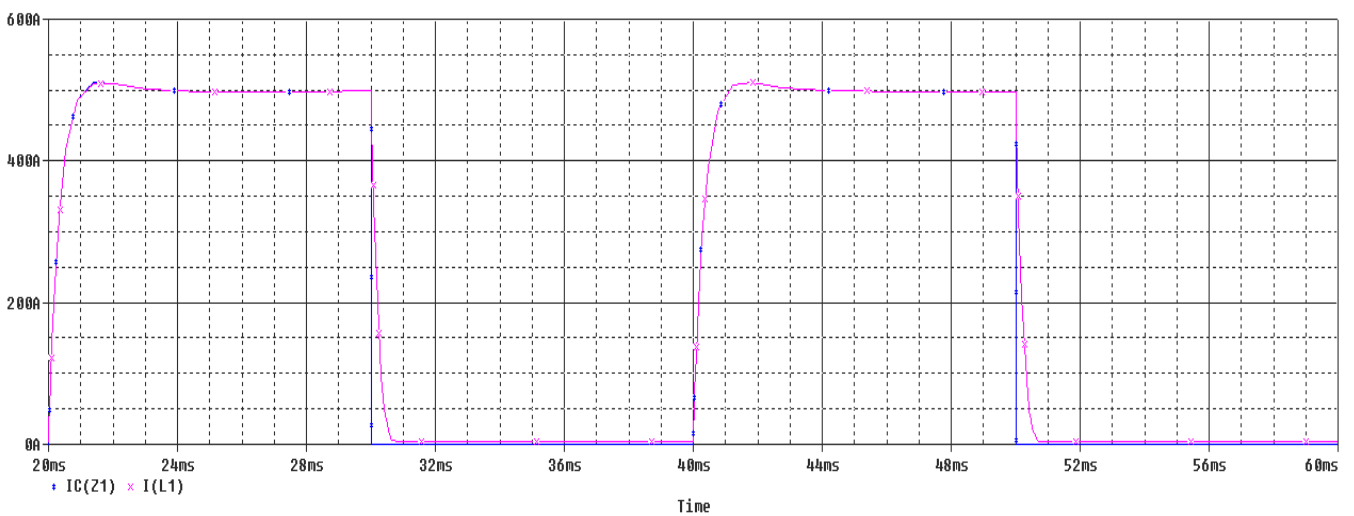
Σε αυτή την υποενότητα προσομοιώσαμε τη λειτουργία του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 5.7. Στην ουσία έχουμε το κύκλωμα δοκιμών που χρησιμοποιήσαμε και στο κεφάλαιο 4 για τη λειτουργία του κυκλώματος snubber. Όμως εδώ αντί για snubber χρησιμοποιούμε MOV για την προστασία του IGBT. Αυτό που κάναμε για να δούμε τον τρόπο λειτουργίας του MOV ήταν να ανοίγουμε και να κλείνουμε το διακόπτη του κυκλώματος (IGBT) ανά μισή περίοδο (περίοδος λειτουργίας $T=20\text{ms}$). Η DC τάση εισόδου ήταν 800V και το ρεύμα λειτουργίας 500A. Το πηνίο του κυκλώματος ήταν τιμής $L=0,5\text{mH}$. Το IGBT που χρησιμοποιήσαμε ήταν το CM600HA-28H της εταιρίας Mitsubishi (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Η μέγιστη τάση του συγκεκριμένου IGBT είναι 1400V. Επομένως πρέπει να φροντίσουμε με το MOV που θα επιλέξουμε να μην ξεπεραστεί αυτή η τάση, γιατί διαφορετικά θα καταστραφεί το IGBT. Με βάση αυτά τα δεδομένα και αυτά που αναφέραμε στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου, επιλέξαμε το MOV S20K385 της εταιρίας EPCOS (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα σχήματα 5.8 με 5.12.



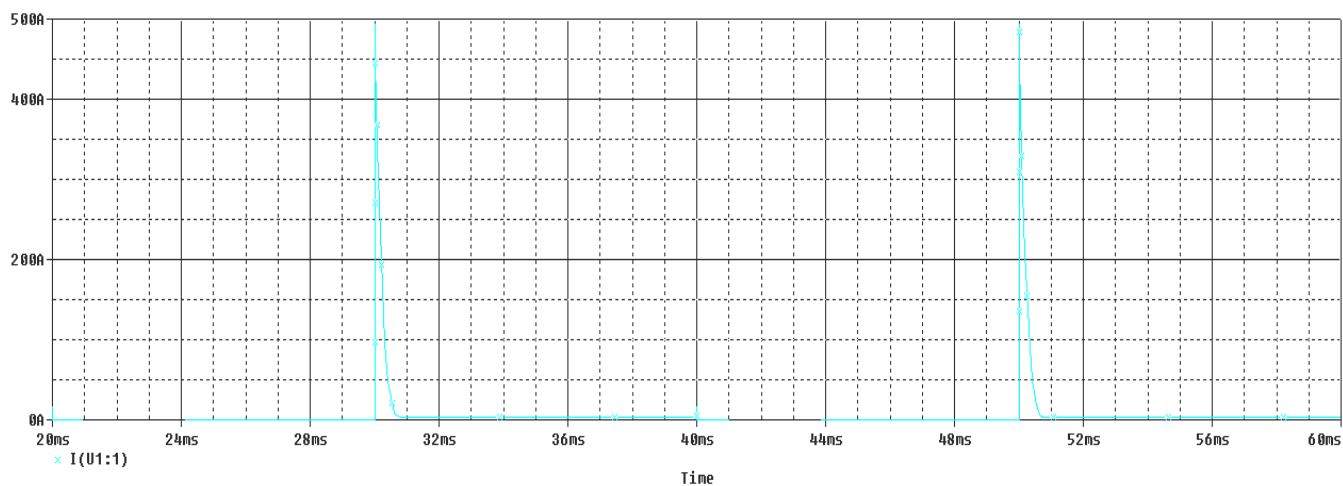
Σχήμα 5.7: Κύκλωμα προσομοίωσης της λειτουργίας ενός MOV για την προστασία ενός IGBT.



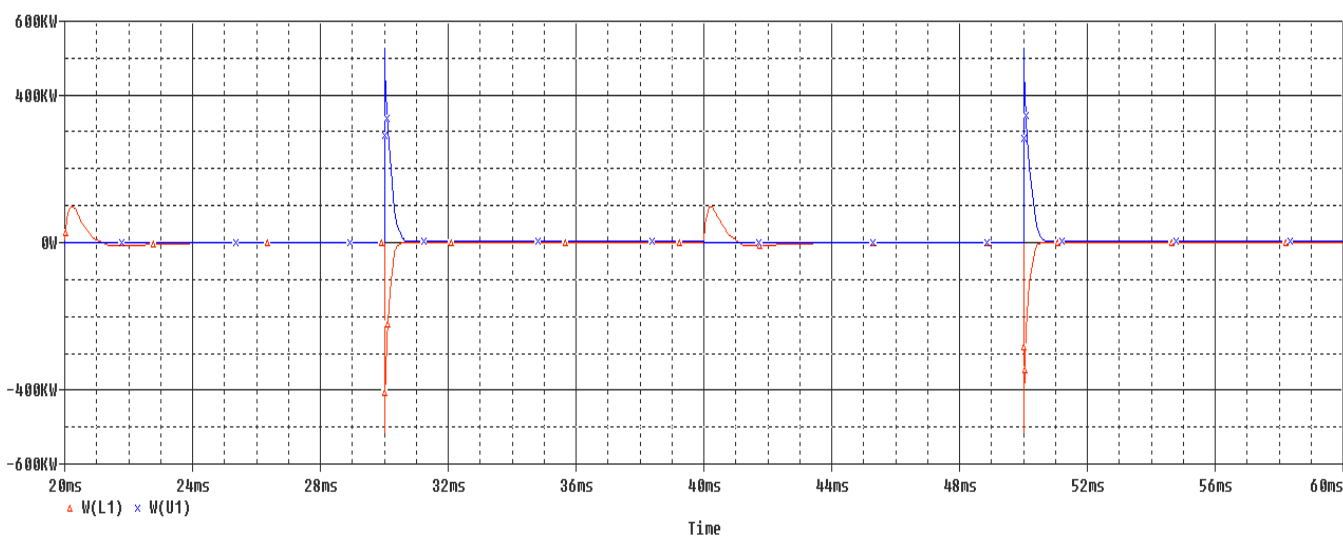
Σχήμα 5.8: Τάση στα άκρα του IGBT.



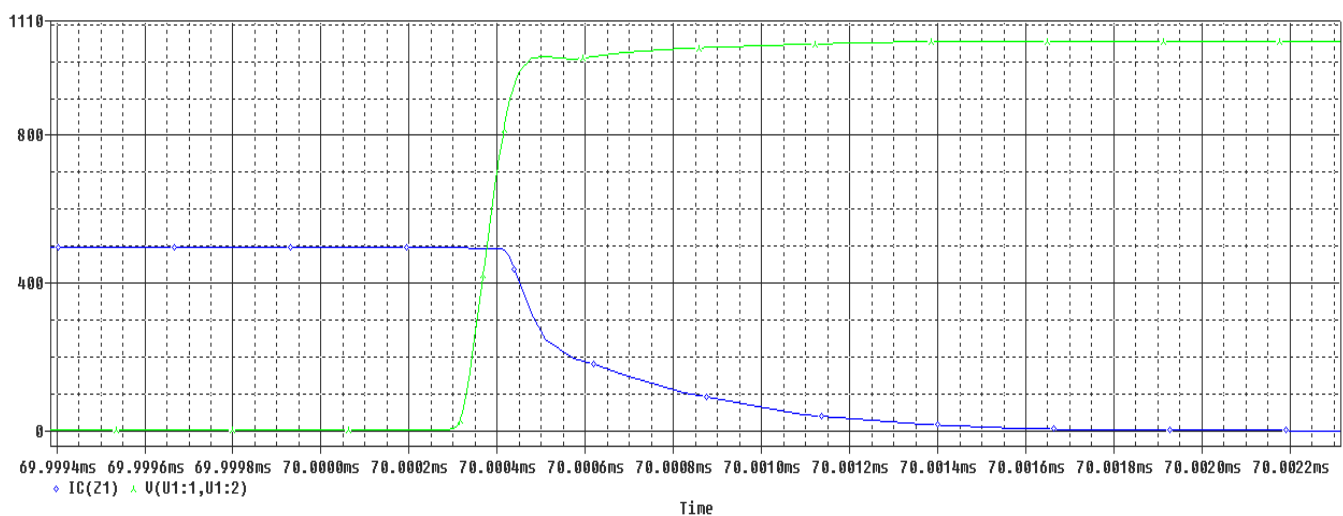
Σχήμα 5.9: Ρεύμα φορτίου (μωβ γραμμή) και ρεύμα IGBT (μπλε γραμμή).



Σχήμα 5.10: Ρεύμα που περνάει από το MOV.



Σχήμα 5.11: Ισχύς πηνίου (πορτοκαλί γραμμή) και ισχύς MOV (μπλε γραμμή).



Σχήμα 5.12: Διαδικασία σβέσης IGBT. Ρεύμα IGBT (μπλε γραμμή) και τάση IGBT (πράσινη γραμμή).

Παρατηρούμε λοιπόν από τα παραπάνω σχήματα ότι το MOV αντιμετωπίζει αρκετά καλά την υπέρταση που δημιουργείται από το πηνίο κατά τη σβέση του IGBT. Η τάση στα άκρα του IGBT έχει μία μικρή αιχμή πάνω από το επίπεδο της DC τάσης εισόδου, η οποία ωστόσο δεν ξεπερνάει τα 1100V. Δηλαδή είναι λιγότερη από 300V (περίπου 250V). Επομένως έχουμε ένα αρκετά ικανοποιητικό αποτέλεσμα ως προς την προστασία από την υπέρταση που δημιουργεί το πηνίο.

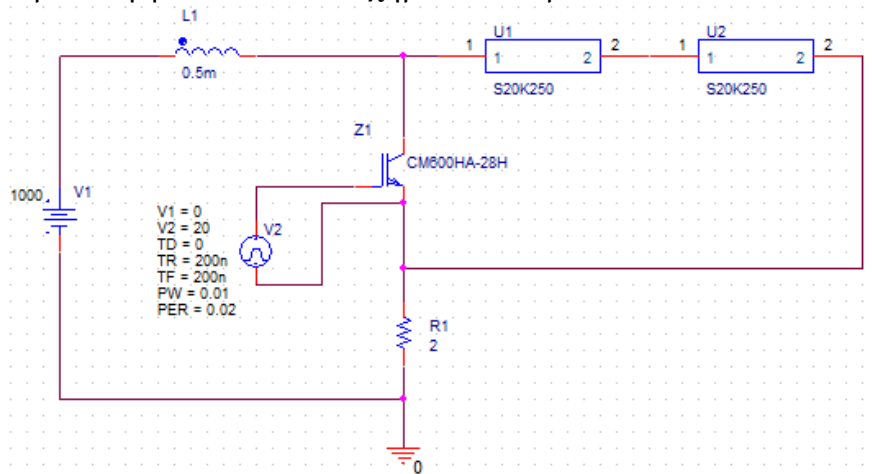
Ο τρόπος με τον οποίο λειτουργεί το MOV φαίνεται στα σχήματα 5.9 με 5.11. Στο σχήμα 5.9 βλέπουμε ότι τη στιγμή που κλείνει ο διακόπτης, σταματάει να άγει το IGBT και το ρεύμα περνάει από το MOV, μέχρι η τιμή του ρεύματος να μειωθεί από τα 500A που είναι αρχικά στην τιμή 0A. Βλέπουμε λοιπόν στο σχήμα 5.10 το ρεύμα που περνάει μέσα από το MOV. Όσο το IGBT είναι σε κατάσταση OFF υπάρχει και ένα μικρό ρεύμα διαρροής που περνάει μέσα από το MOV, το οποίο ωστόσο είναι αμελητέο (σχεδόν μηδενικό). Στο σχήμα 5.11 μπορούμε να δούμε και τον τρόπο με τον οποίο η ενέργεια που απελευθερώνεται από το πηνίο εκτονώνεται στο MOV. Όσο ο διακόπτης είναι κλειστός, ενέργεια ίση με $E = \frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.5 \cdot 10^{-3}) \cdot 500^2 = 62,5\text{J}$ αποθηκεύεται στο πηνίο, η οποία μόλις ανοίξει ο διακόπτης απελευθερώνεται όλη μέσα σε πολύ σύντομο χρονικό διάστημα. Η ισχύς αυτή απορροφάται από το MOV, προστατεύοντας έτσι το IGBT. Το συγκεκριμένο MOV μπορεί να διαχειριστεί ενέργεια έως 150J, οπότε είμαστε μέσα στα επιτρεπόμενα όρια.

Τέλος στο σχήμα 5.12 έχουμε βάλει σε μεγέθυνση τη διακοπτική διαδικασία, δηλαδή τι συμβαίνει όταν αλλάζει το IGBT κατάσταση από ON σε OFF. Αυτό που θέλουμε να δείξουμε με αυτό το σχήμα είναι ότι με το MOV δεν μειώνονται οι διακοπτικές απώλειες, σε αντίθεση με όταν χρησιμοποιήσαμε κύκλωμα snubber.

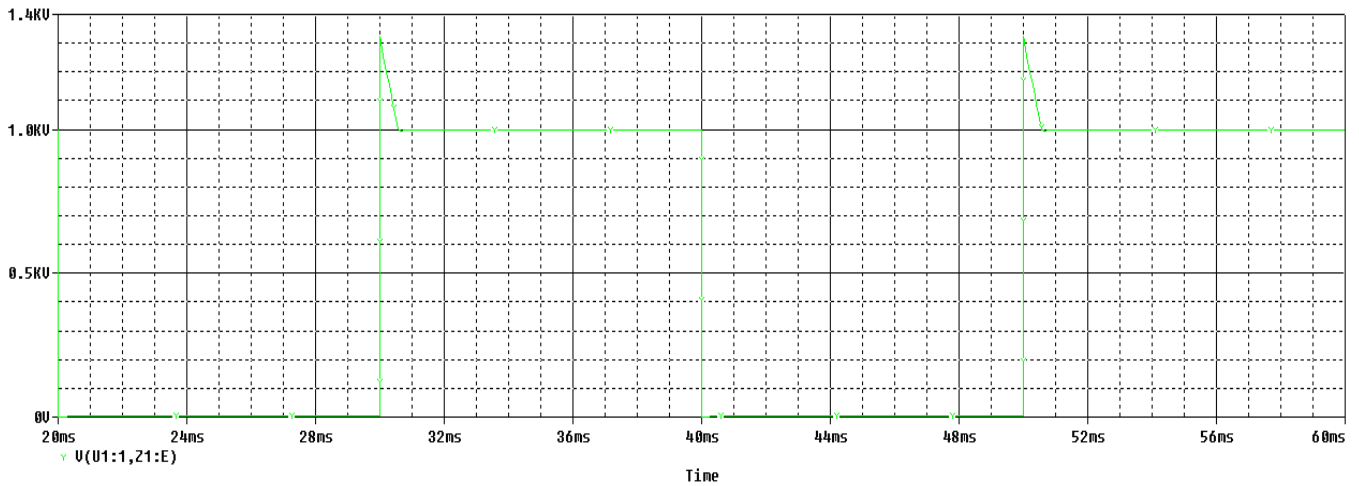
5.5.2 Προσομοίωση με MOVs συνδεδεμένα σε σειρά

Σε αυτή την υποενότητα προσομοιώσαμε τη λειτουργία του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 5.13. Έχουμε δηλαδή και πάλι το κύκλωμα που προσομοιώσαμε στην υποενότητα 5.5.1, με βασική διαφορά ότι τώρα χρησιμοποιούμε 2 MOVs συνδεδεμένα σε σειρά για την προστασία του IGBT. Η DC τάση εισόδου σε αυτή την προσομοίωση ήταν 1000V και το ρεύμα λειτουργίας 500A. Το πηνίο του κυκλώματος ήταν τιμής $L=0,5\text{mH}$. Το IGBT που χρησιμοποιήσαμε ήταν και πάλι το CM600HA-28H της εταιρίας Mitsubishi (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Η μέγιστη τάση αυτού του IGBT είναι 1400V και το μέγιστο ρεύμα 600A. Επομένως πρέπει να φροντίσουμε με τα 2 MOVs που θα επιλέξουμε και θα συνδέσουμε σε σειρά να μην ξεπεραστεί αυτή η τάση, γιατί διαφορετικά θα καταστραφεί το IGBT. Με βάση αυτά τα δεδομένα και αυτά που αναφέραμε στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου, επιλέξαμε 2 MOVs τύπου S20K250 της εταιρίας EPCOS. Αυτό που θέλαμε να δείξουμε με τη συγκεκριμένη προσομοίωση είναι ότι μπορούμε να προστατεύσουμε το IGBT εξίσου αποτελεσματικά με τη σύνδεση MOVs σε σειρά,

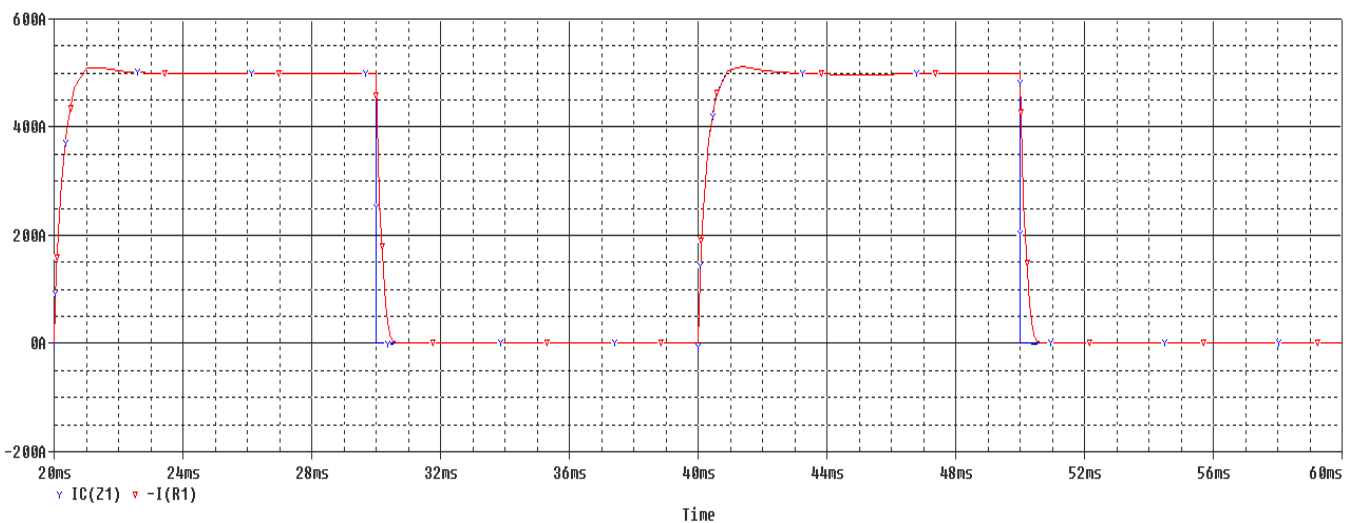
αντί για τη χρησιμοποίηση ενός μόνο MOV. Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα σχήματα 5.14 με 5.17.



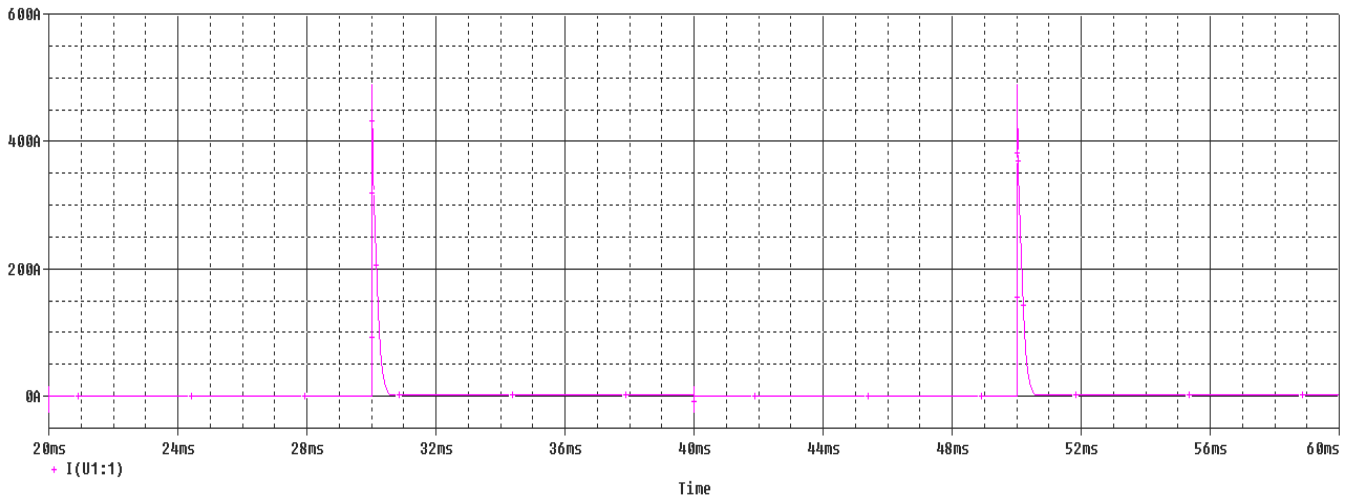
Σχήμα 5.13: Κύκλωμα για τη προσομοίωση χρήσης MOVs συνδεδεμένων σε σειρά.



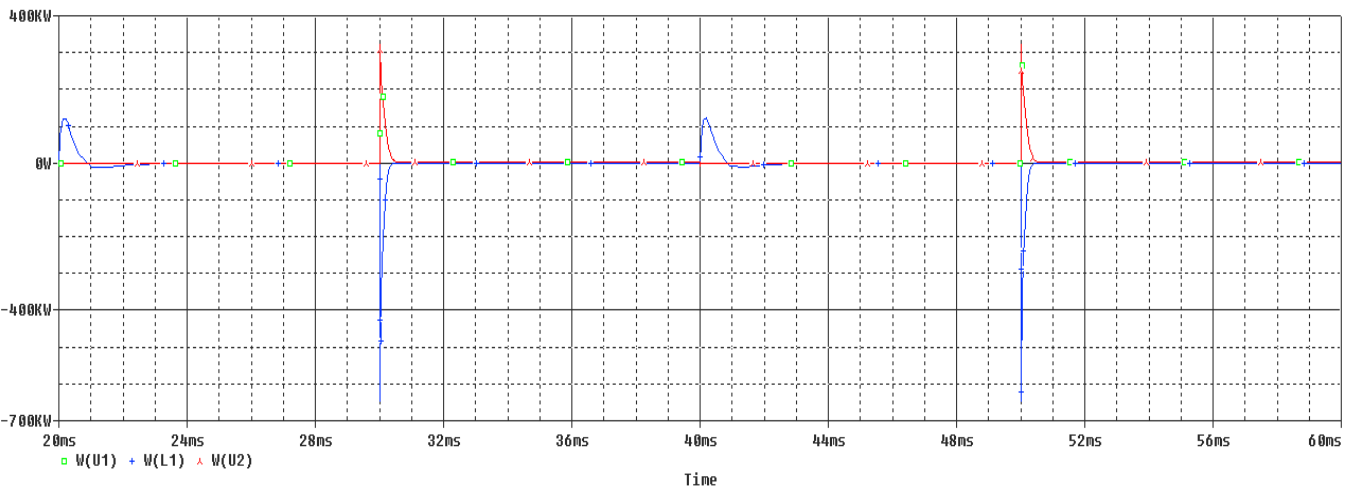
Σχήμα 5.14: Τάση στα άκρα του IGBT.



Σχήμα 5.15: Ρεύμα φορτίου (κόκκινη γραμμή) και ρεύμα IGBT (μπλε γραμμή).



Σχήμα 5.16: Ρεύμα που περνάει από τα MOVs.



Σχήμα 5.17: Ισχύς πηνίου (γαλάζια γραμμή) και ισχύς του κάθε MOV (κόκκινη γραμμή).

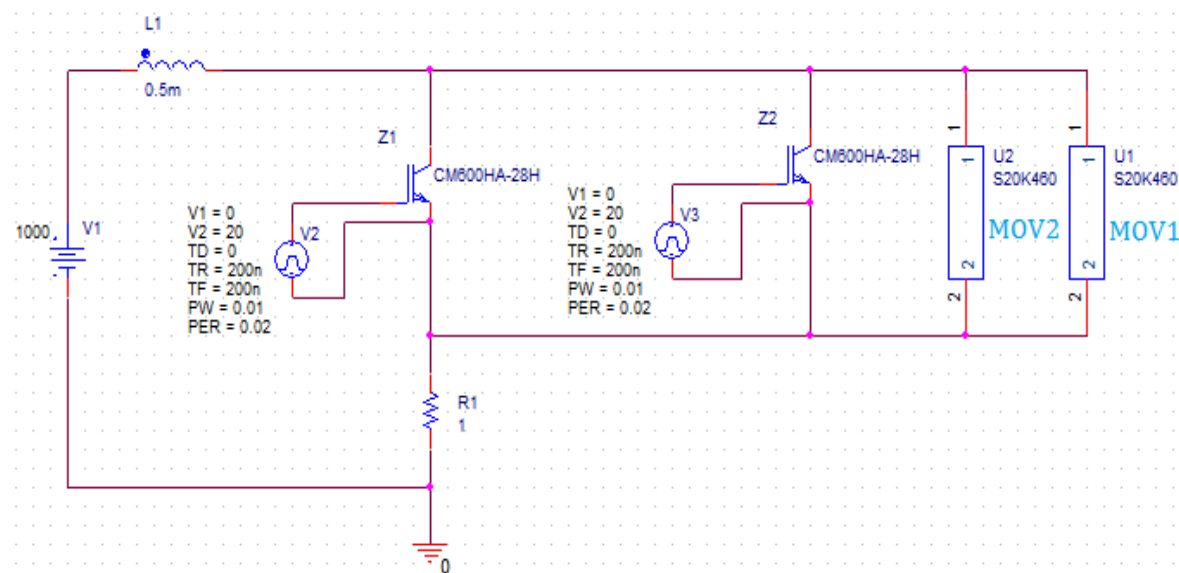
Παρατηρούμε λοιπόν ότι τα αποτελέσματα που πήραμε είναι παρόμοια με αυτά που βρήκαμε στην υποενότητα 5.5.1. Και πάλι η τάση παρουσιάζει μία αιχμή πάνω από την DC τάση εισόδου της τάξεως των 300V. Έτσι η τάση φτάνει μέχρι τα 1300V στα άκρα του IGBT που είναι μέσα στα επιτρεπτά όρια. Το ρεύμα είναι κοινό και για τα 2 MOVs. Η μόνη διαφορά σε σχέση με την προσομοίωση της υποενότητας 5.5.1, είναι ότι η ενέργεια που απελευθερώνεται από το πηνίο απορροφάται και από τα 2 MOVs. Πιο συγκεκριμένα, το κάθε MOV απορροφά το 50% της ενέργειας που απελευθερώνεται βοηθώντας έτσι στην προστασία του IGBT (σχήμα 5.15). Η ενέργεια που ήταν αποθηκευμένη στο πηνίο ήταν και πάλι $E = \frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.5 \cdot 10^{-3}) \cdot 500^2 = 62,5\text{J}$, ενώ το κάθε MOV μπορεί να διαχειριστεί ενέργεια έως και 140J. Αφού ισομοιράζεται η ενέργεια του πηνίου στα 2 MOVs, το κάθε MOV θα έχει να διαχειριστεί ενέργεια πολύ χαμηλότερη από αυτή που μπορεί, επομένως θα έχουν μεγαλύτερο χρόνο ζωής.

Βλέπουμε λοιπόν ότι η σύνδεση MOVs σε σειρά μπορεί να είναι εξίσου αποτελεσματική για την προστασία ενός IGBT. Τους λόγους που συνδέουμε

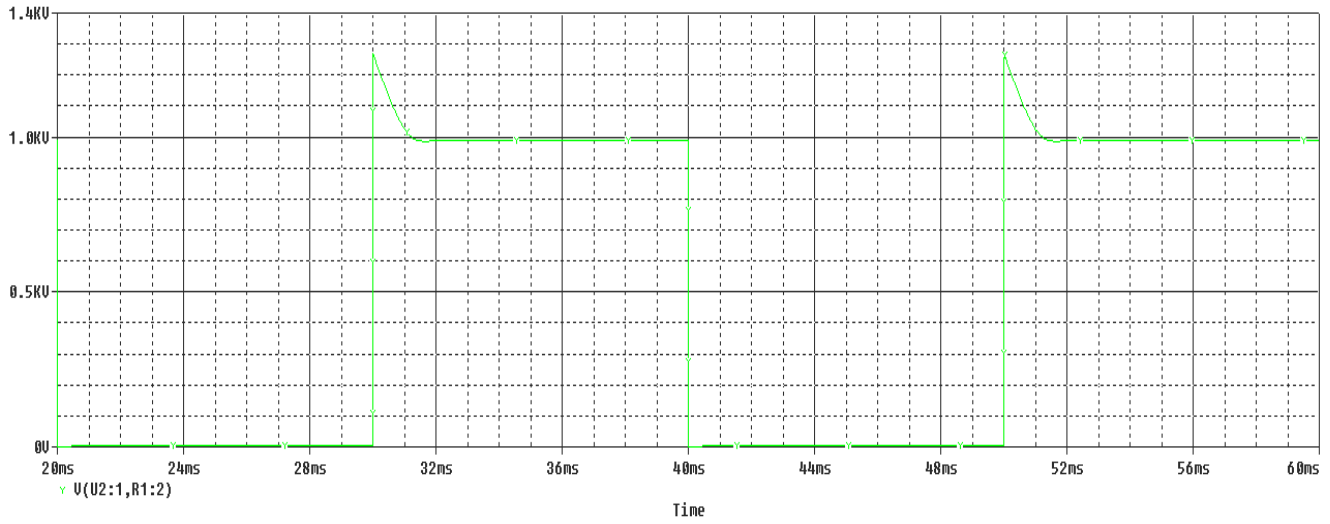
MOVs σε σειρά και το τι μας προσφέρει αυτή η σύνδεση τα έχουμε αναλύσει στην ενότητα 5.4.

5.5.3 Προσομοίωση με MOVs συνδεδεμένα παράλληλα

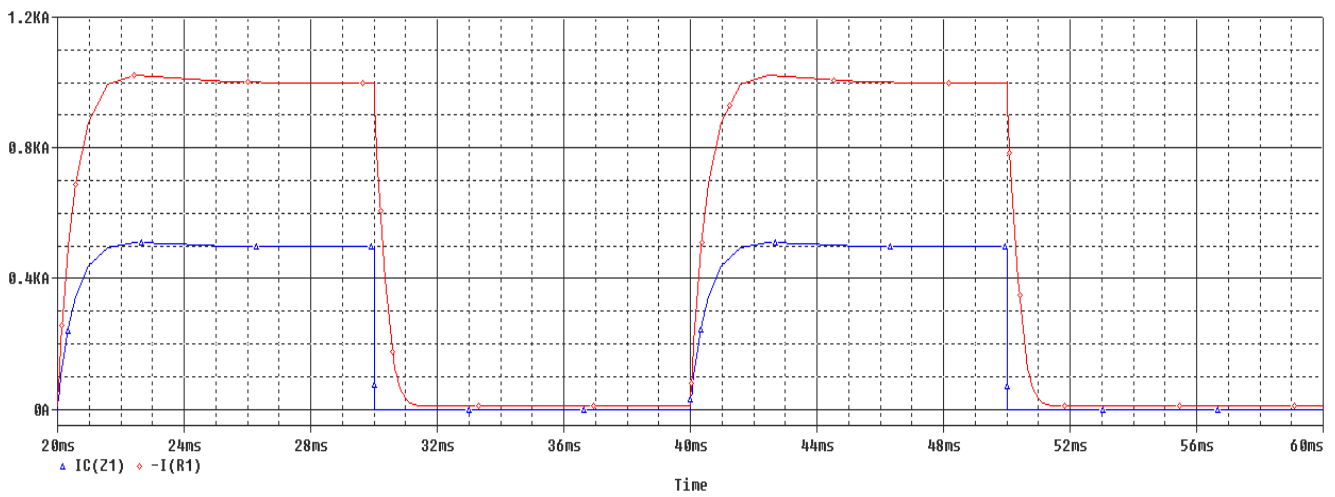
Σε αυτή την υποενότητα προσομοιώσαμε τη λειτουργία του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 5.18. Η συγκεκριμένη προσομοίωση είναι παρόμοια με τις προηγούμενες. Οι διαφορές είναι ότι τοποθετήσαμε 2 IGBTs παράλληλα για να αυξήσουμε την ικανότητα ως προς το ρεύμα του κυκλώματος (μέγιστο ρεύμα 1200A) και χρησιμοποιούμε 2 MOVs συνδεδεμένα παράλληλα για την προστασία των IGBTs. Η DC τάση εισόδου σε αυτή την προσομοίωση ήταν 1000V και το ρεύμα λειτουργίας 1000A. Το πηνίο του κυκλώματος ήταν τιμής $L=0,5\text{mH}$. Τα IGBTs που χρησιμοποιήσαμε ήταν και πάλι τύπου CM600HA-28H της εταιρίας Mitsubishi (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Η μέγιστη τάση αυτού του IGBT είναι 1400V και το μέγιστο ρεύμα 600A. Επομένως πρέπει να φροντίσουμε με τα 2 MOVs που θα επιλέξουμε και θα συνδέσουμε παράλληλα να μην ξεπεραστεί αυτή η τάση, γιατί διαφορετικά θα καταστραφεί. Με βάση αυτά τα δεδομένα και αυτά που αναφέραμε στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου, επιλέξαμε 2 MOVs S20K460 της εταιρίας EPCOS. Αυτό που θέλαμε να δείξουμε με τη συγκεκριμένη προσομοίωση είναι ότι μπορούμε να προστατεύσουμε το IGBT εξίσου αποτελεσματικά με τη σύνδεση MOVs παράλληλα, αντί για τη χρησιμοποίηση ενός μόνο MOV. Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα σχήματα 5.19 με 5.22.



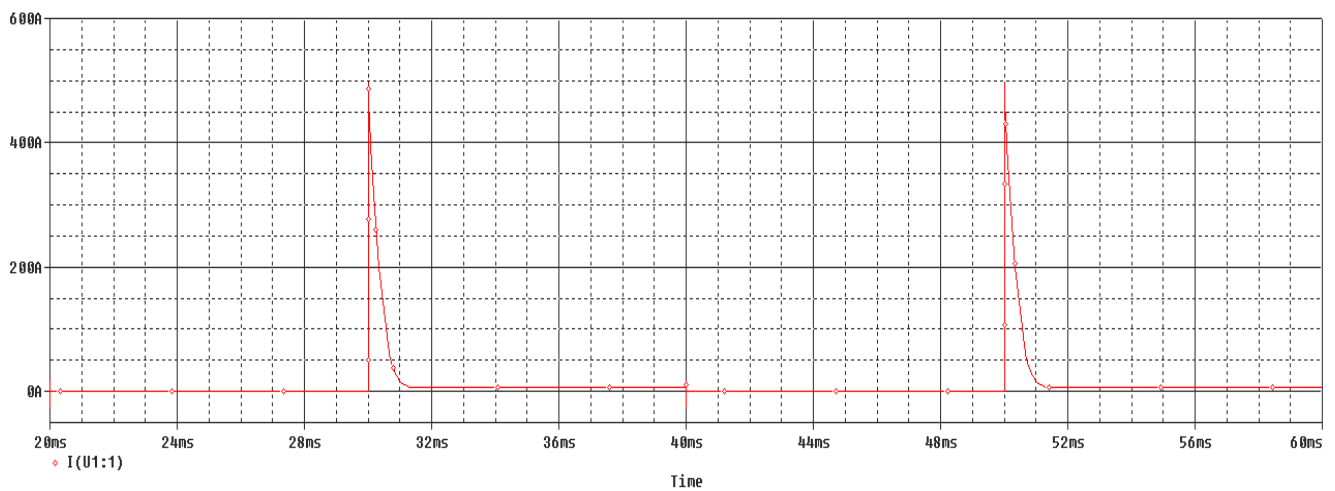
Σχήμα 5.18: Κύκλωμα για τη προσομοίωση χρήσης MOVs συνδεδεμένων παράλληλα.



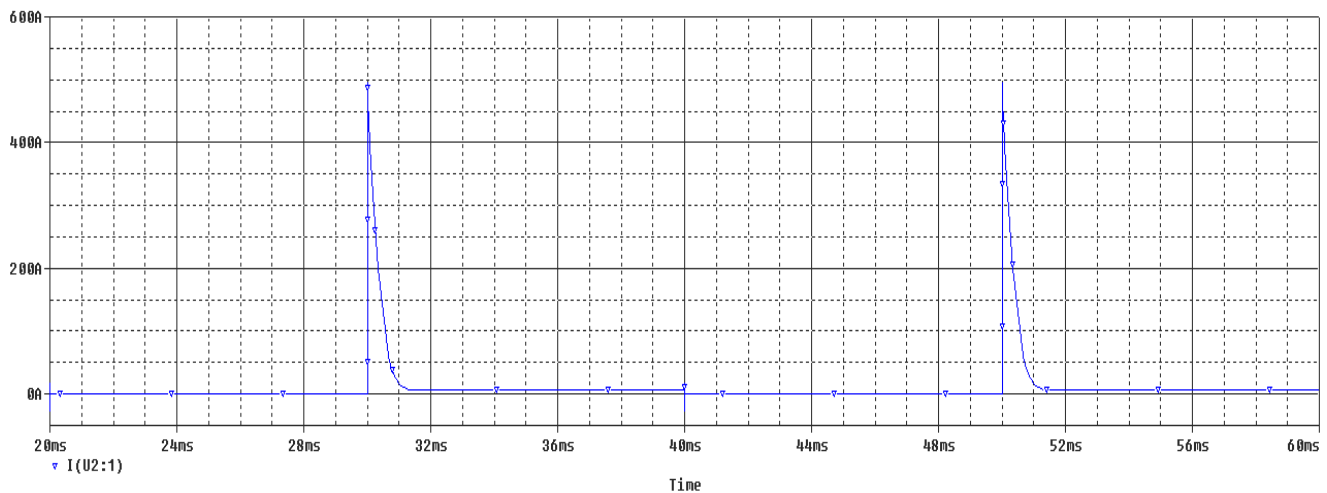
Σχήμα 5.19: Τάση στα άκρα των IGBTs.



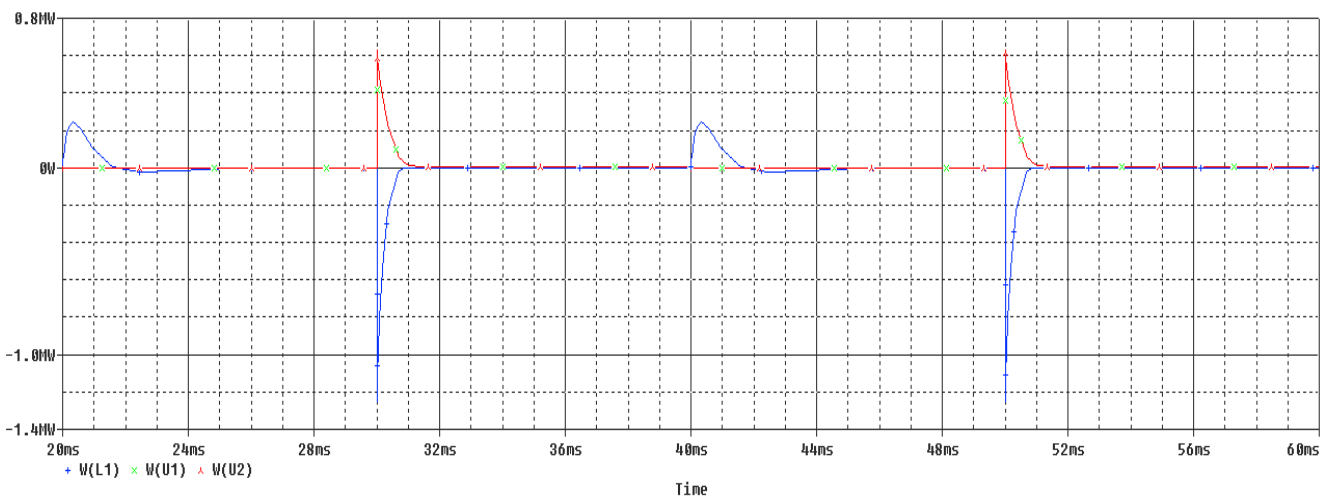
Σχήμα 5.20: Ρεύμα φορτίου (κόκκινη γραμμή) και ρεύμα του κάθε IGBT (μπλε γραμμή).



Σχήμα 5.21α: Ρεύμα που περνάει από το MOV 1



Σχήμα 5.21β: Ρεύμα που περνάει από το MOV 2.



Σχήμα 5.22: Ισχύς πηνίου (γαλάζια γραμμή) και ισχύς του κάθε MOV (κόκκινη γραμμή).

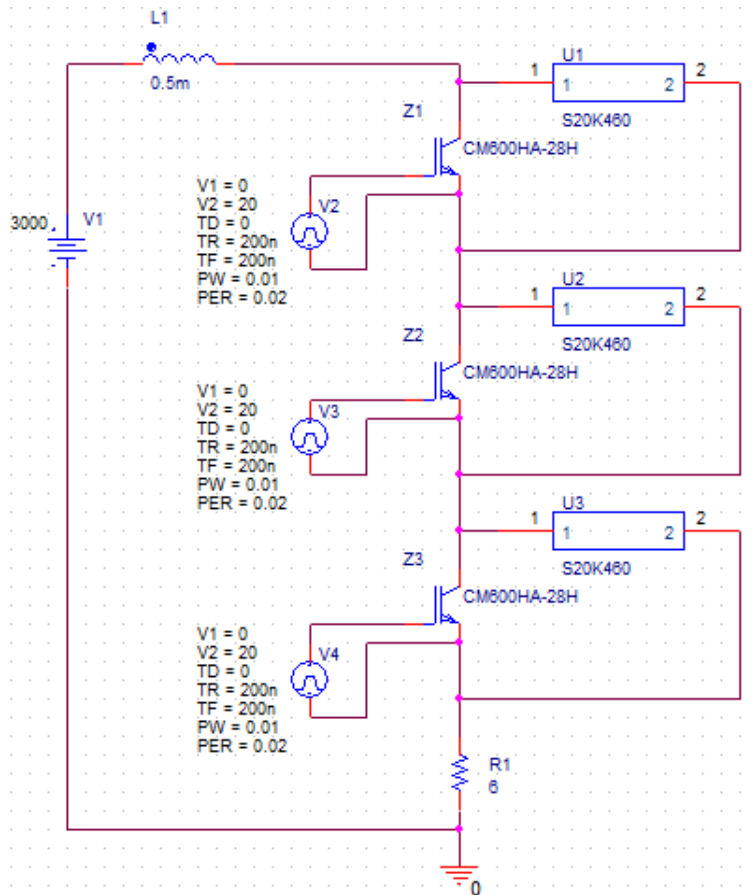
Παρατηρούμε λοιπόν ότι τα αποτελέσματα που πήραμε είναι παρόμοια με αυτά που βρήκαμε στις 2 προηγούμενες υποενότητες (5.5.1 και 5.5.2). Και πάλι η τάση παρουσιάζει μία αιχμή πάνω από την DC τάση εισόδου της τάξεως των 300V. Έτσι η τάση φτάνει μέχρι τα 1300V στα άκρα των IGBTs που είναι μέσα στα επιτρεπτά όρια. Ωστόσο με τη σύνδεση των MOVs παράλληλα ισομοιράζεται το ρεύμα μεταξύ των 2 MOVs, όταν γίνεται η σβέση των IGBTs. Για αυτό βλέπουμε στα σχήματα 5.21α και 5.21β ότι το μέγιστο ρεύμα του κάθε MOV είναι 500A, ενώ το συνολικό μέγιστο ρεύμα είναι 1000A. Αυξήσαμε έτσι την ικανότητα του μέγιστου ρεύματος που περνάει από το κύκλωμα προστασίας (δηλαδή τα παράλληλα MOVs) με αυτή τη συνδεσμολογία. Από τη στιγμή που τα MOVs είναι ίδια, έχουν ακριβώς τα ίδια χαρακτηριστικά. Επομένως το ρεύμα που περνάει από το κάθε MOV είναι το ίδιο καθ' όλη τη διάρκεια του φαινομένου. Το ίδιο ισχύει και για την ενέργεια που απορροφά το κάθε MOV, η οποία είναι η μισή από αυτή που απελευθερώνεται από το πηνίο (σχήμα 5.22). Το πηνίο αποθηκεύει ενέργεια $E = \frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.5 \cdot 10^{-3}) \cdot 1000^2 = 250\text{J}$ την οποία

απελευθερώνει κατά τη σβέση των ημιαγωγών και το κάθε MOV απορροφά δηλαδή 125J. Η ενέργεια που μπορεί να διαχειριστεί κάθε MOV είναι έως και 195J, οπότε είμαστε μέσα στα επιτρεπτά πλαίσια. Από μόνο του ένα τέτοιο MOV δε θα μπορούσε να διαχειριστεί την ενέργεια που απελευθερώνεται από το πηνίο.

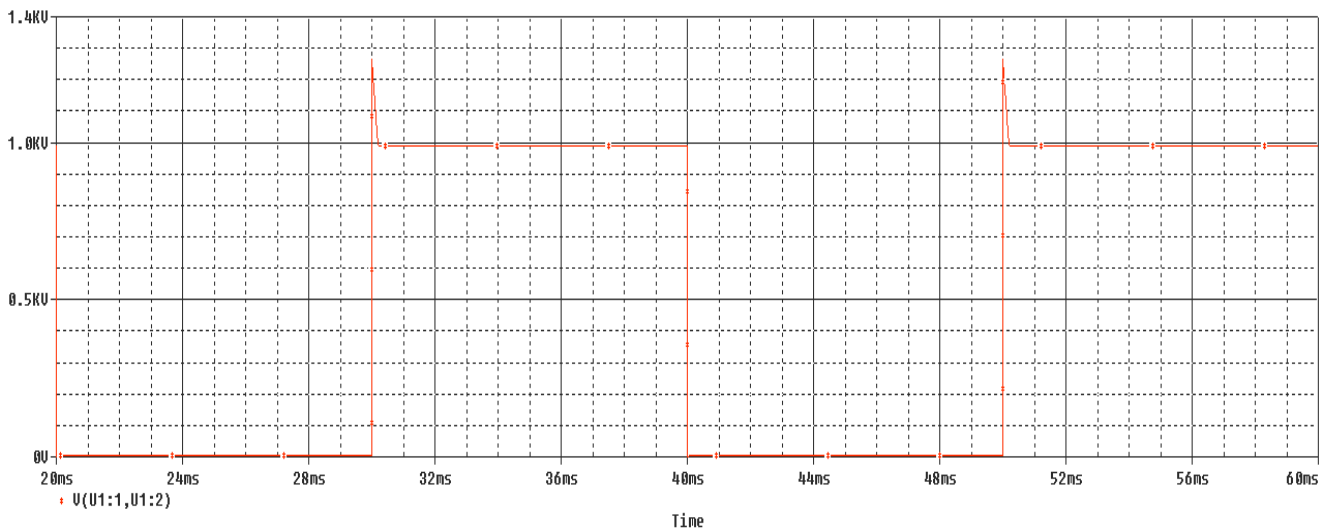
Βλέπουμε λοιπόν ότι η σύνδεση MOVs παράλληλα μπορεί να είναι εξίσου αποτελεσματική για την προστασία ενός IGBT. Ωστόσο να αναφέρουμε εδώ ότι η παράλληλη σύνδεση IGBTs απαιτεί μεγαλύτερη προσοχή σε σχέση με τη σύνδεση IGBTs σε σειρά. Με την πάροδο του χρόνου μεταβάλλονται λίγο κάποια χαρακτηριστικά των MOVs (μέχρι και κατά $\pm 10\%$). Αυτό μπορεί να δημιουργήσει μία δυσαναλογία στο ρεύμα και την ενέργεια που διαχειρίζεται το κάθε MOV και να υπάρξει έτσι πρόβλημα με τη λειτουργία τους. Κάτι τέτοιο δεν μπορεί να φανεί από την προσομοίωση. Μια λύση που προτείνεται για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος είναι η σύνδεση μιας μικρής αντίστασης σε σειρά με κάθε MOV. Τους λόγους που συνδέουμε MOVs παράλληλα και το τι μας προσφέρει αυτή η σύνδεση τα έχουμε αναλύσει στην ενότητα 5.4.

5.5.4 Προσομοίωση προστασίας IGBTs που συνδέονται σε σειρά με τη χρήση MOVs

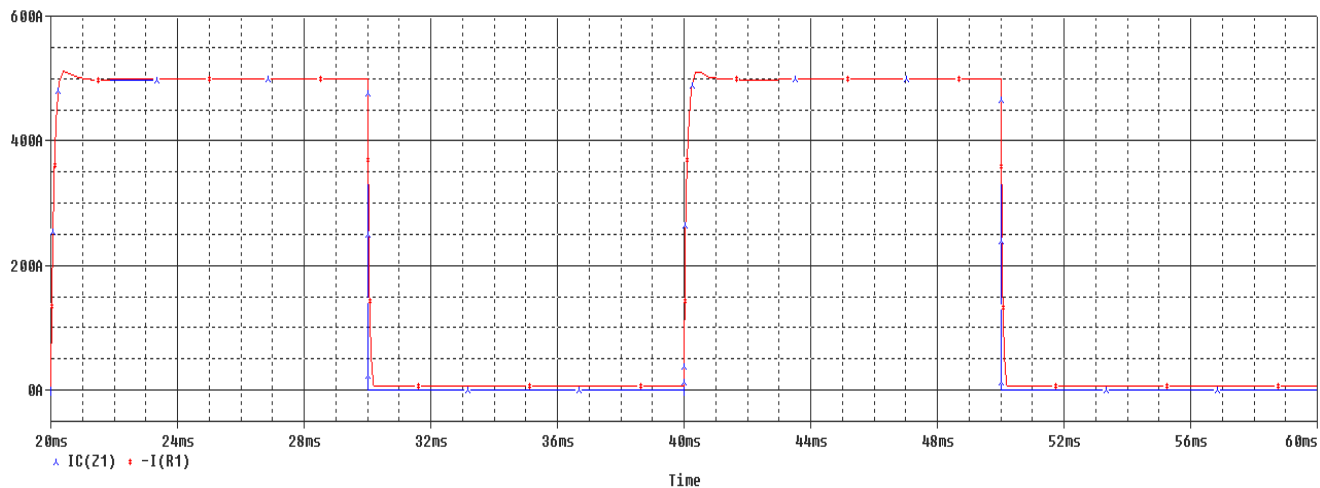
Σε αυτή την υποενότητα προσομοιώσαμε τη λειτουργία του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 5.23. Σε αυτή την προσομοίωση τοποθετήσαμε 3 IGBTs σε σειρά και βάλαμε παράλληλα με κάθε IGBT ένα MOV για την προστασία του. Η DC τάση εισόδου σε αυτή την προσομοίωση ήταν 3000V και το ρεύμα λειτουργίας 500A. Το πηνίο του κυκλώματος ήταν τιμής $L=0,5\text{mH}$. Τα IGBTs που χρησιμοποιήσαμε ήταν και πάλι τύπου CM600HA-28H της εταιρίας Mitsubishi (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Η μέγιστη τάση αυτού του IGBT είναι 1400V και το μέγιστο ρεύμα 600A. Επομένως πρέπει να φροντίσουμε να μην ξεπεραστεί αυτή η τάση στα άκρα του κάθε IGBT. Με βάση αυτά τα δεδομένα και αυτά που αναφέραμε στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου, επιλέξαμε το MOV S20K460 της εταιρίας EPCOS για την προστασία του κάθε IGBT. Αυτό που θέλαμε να δείξουμε με τη συγκεκριμένη προσομοίωση είναι το πως μπορούν να προστατευτούν IGBTs που συνδέονται σε σειρά με τη χρήση MOVs. Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα σχήματα 5.24 με 5.27.



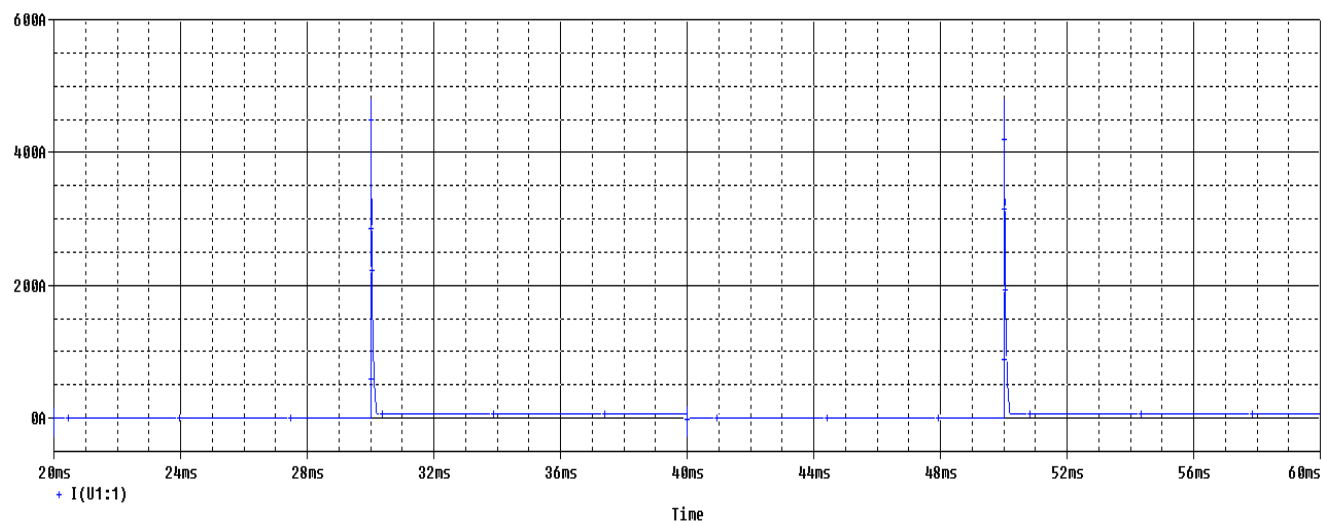
Σχήμα 5.23: Κύκλωμα για την προστασία IGBTs που συνδέονται σε σειρά με τη χρήση MOVs.



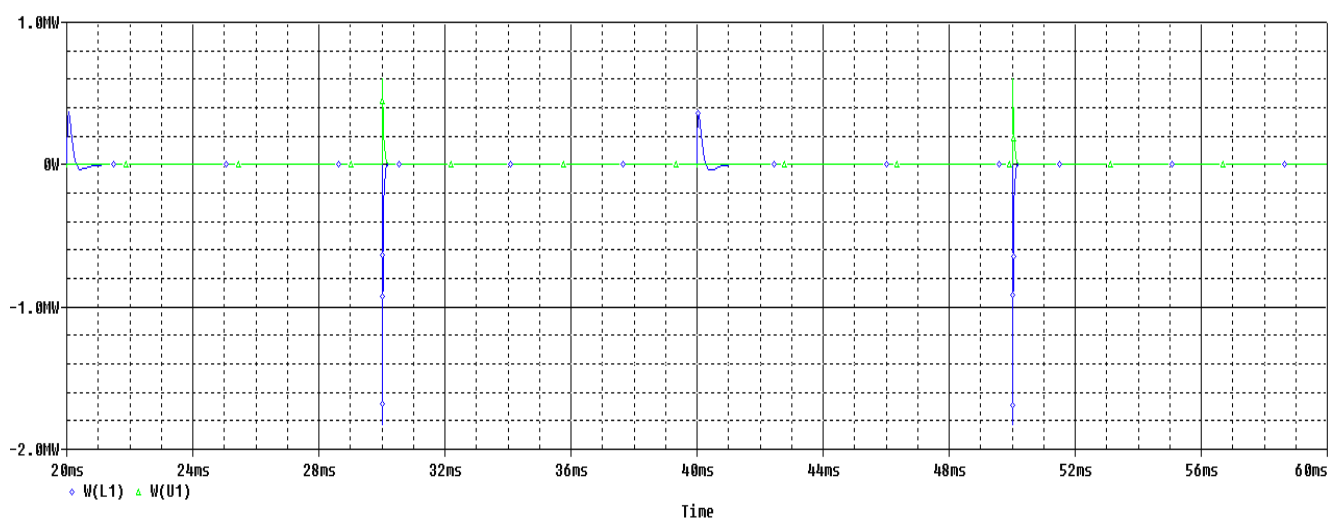
Σχήμα 5.24: Τάση στα άκρα του κάθε IGBT.



Σχήμα 5.25: Ρεύμα φορτίου (κόκκινη γραμμή) και ρεύμα του κάθε IGBT (μπλε γραμμή).



Σχήμα 5.26: Ρεύμα που περνάει από κάθε MOV.



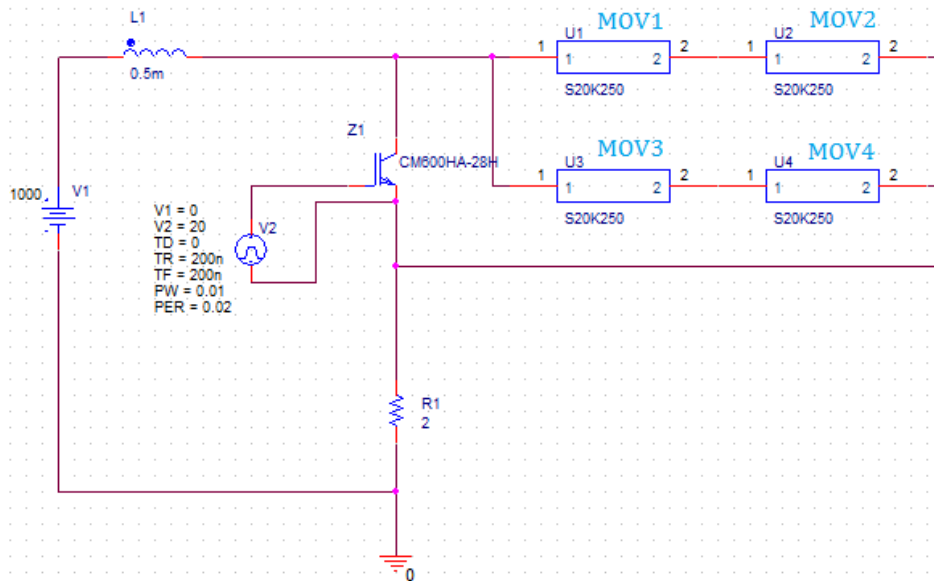
Σχήμα 5.27: Ισχύς πηνίου (μωβ γραμμή) και ισχύς του κάθε MOV (πράσινη γραμμή).

Παρατηρούμε λοιπόν ότι τα αποτελέσματα που πήραμε είναι παρόμοια με αυτά που βρήκαμε στις προηγούμενες προσομοιώσεις. Το ότι είχαμε περισσότερα IGBTs συνδεδεμένα σε σειρά δεν επηρέασε τα αποτελέσματα, αφού φροντίσαμε να προστατεύσουμε το κάθε IGBT ξεχωριστά. Έτσι η τάση στα άκρα του κάθε IGBT παρουσιάζει μία αιχμή πάνω από την DC τάση εισόδου της τάξεως των 280V. Επομένως η τάση του κάθε IGBT φτάνει λίγο κάτω από τα 1300V και είναι μέσα στα επιτρεπτά όρια. Στο σχήμα 5.26 μπορούμε να δούμε το ρεύμα που περνάει από τα MOVs. Αυτό το ρεύμα είναι κοινό και για τα 3 MOVs αφού κατά τη σβέση των IGBTs συνδέονται στην ουσία τα 3 MOVs σε σειρά για να προστατεύσουν τα IGBTs. Επομένως και η ενέργεια που απελευθερώνεται από το πηνίο ισομοιάζεται και καταστέλλεται εξίσου και από τα 3 MOVs, αφού είναι και τα 3 ακριβώς ίδια (σχήμα 5.27).

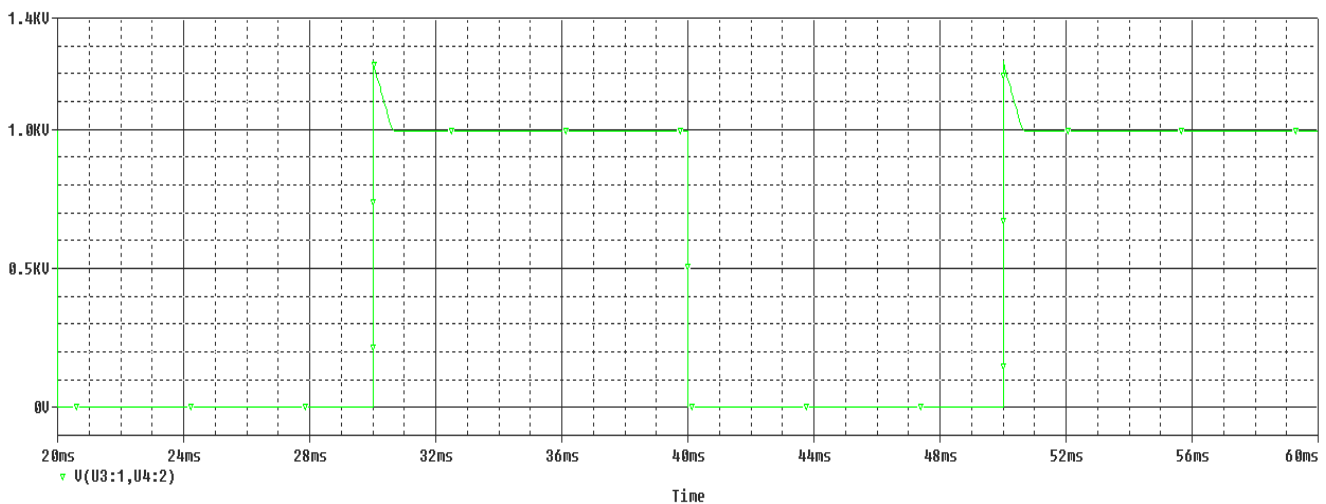
Βλέπουμε λοιπόν ότι τα MOVs μπορούν να προστατεύσουν αποτελεσματικά IGBTs που συνδέονται σε σειρά. Στην ουσία προστατεύεται το κάθε IGBT ατομικά. Σε τέτοιες διατάξεις θα πρέπει να φροντίσουμε τα MOVs που συνδέουμε παράλληλα με το κάθε IGBT να είναι τα ίδια (να έχουν κοινά χαρακτηριστικά) ώστε να γίνεται σωστός διαμοιρασμός της ενέργειας μεταξύ τους και να παρέχεται σε όλα τα IGBTs το απαιτούμενο επίπεδο προστασίας.

5.5.5 Προσομοίωση με MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα

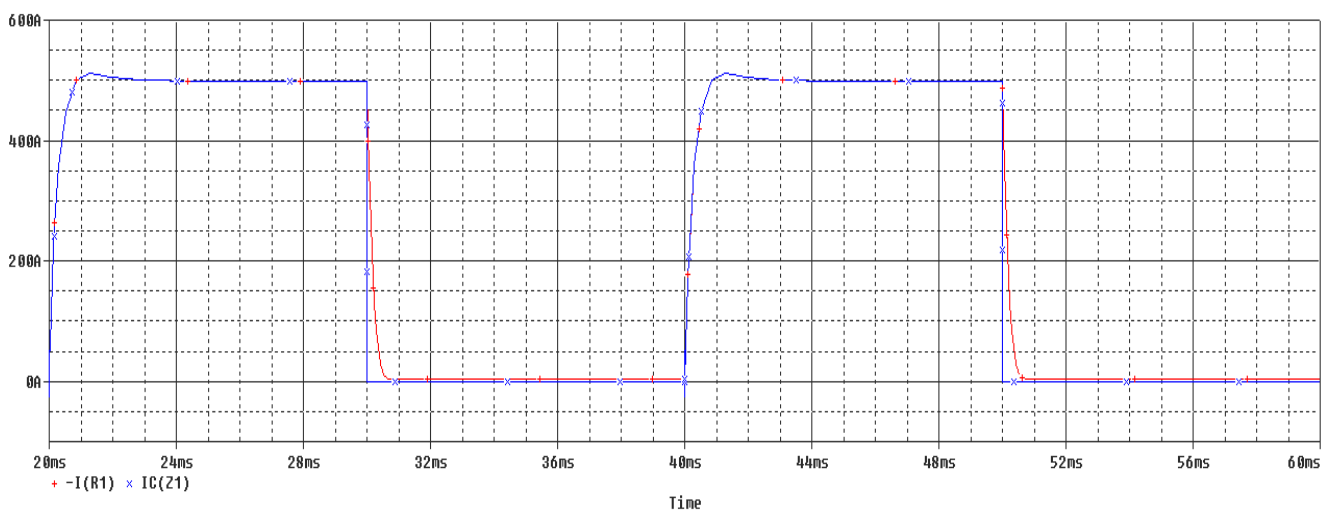
Σε αυτή την υποενότητα προσομοιώσαμε τη λειτουργία του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 5.28. Η συγκεκριμένη προσομοίωση είναι παρόμοια με τις προηγούμενες. Οι διαφορές είναι ότι τοποθετήσαμε 1 IGBT και χρησιμοποιήσαμε 4 MOVs συνδεδεμένα σε σειρά (ανά 2) και παράλληλα για την προστασία του IGBT. Η DC τάση εισόδου σε αυτή την προσομοίωση ήταν 1000V και το ρεύμα λειτουργίας 500A. Το πηνίο του κυκλώματος ήταν τιμής $L=0,5\text{mH}$. Το IGBT που χρησιμοποιήσαμε ήταν και πάλι τύπου CM600HA-28H της εταιρίας Mitsubishi (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Η μέγιστη τάση αυτού του IGBT είναι 1400V και το μέγιστο ρεύμα 600A. Επομένως πρέπει να φροντίσουμε με τα 4 MOVs που θα επιλέξουμε και θα συνδέσουμε σε σειρά και παράλληλα να μην ξεπεραστεί αυτή η τάση, γιατί διαφορετικά θα καταστραφεί. Με βάση αυτά τα δεδομένα και αυτά που αναφέραμε στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου, επιλέξαμε 4 MOVs S20K250 της εταιρίας EPCOS. Αυτό που θέλαμε να δείξουμε με τη συγκεκριμένη προσομοίωση είναι ότι μπορούμε να προστατεύσουμε το IGBT εξίσου αποτελεσματικά με τη σύνδεση MOVs σε σειρά και παράλληλα, αντί για τη χρησιμοποίηση ενός μόνο MOV. Τα αποτελέσματα που πήραμε από την προσομοίωση φαίνονται στα σχήματα 5.29 με 5.32.



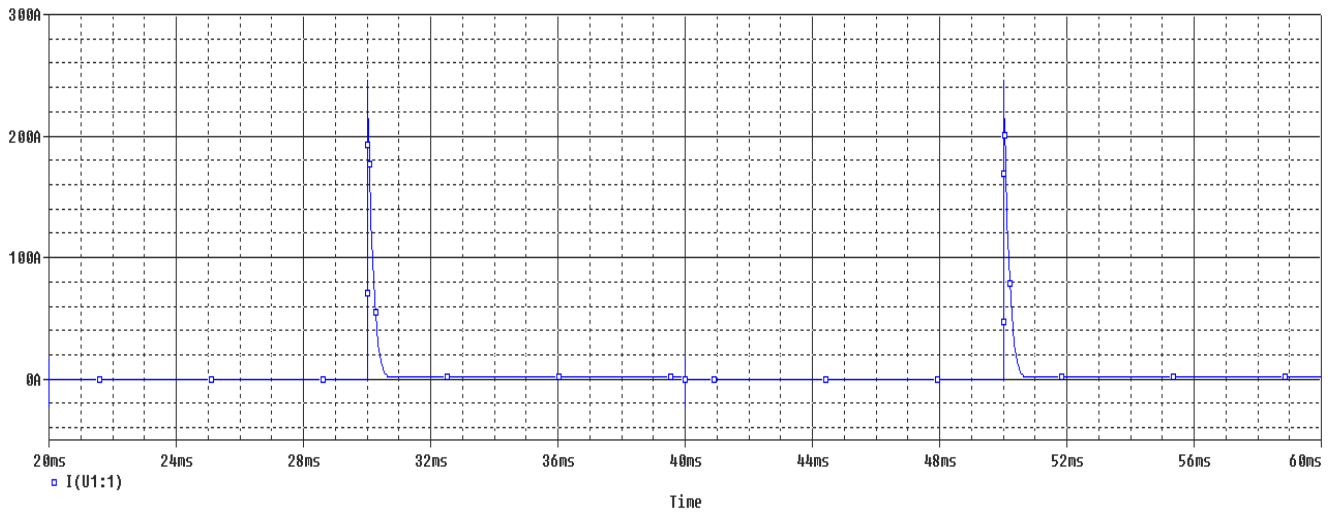
Σχήμα 5.28: Κύκλωμα για τη προσομοίωση χρήσης MOVs συνδεδεμένων σε σειρά και παράλληλα.



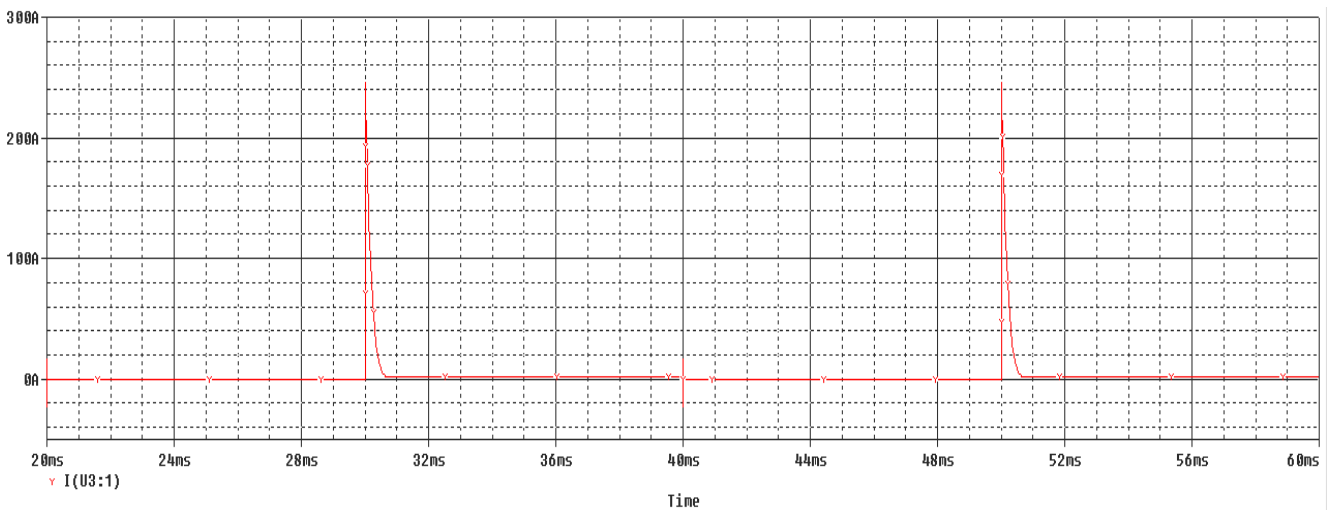
Σχήμα 5.29: Τάση στα άκρα του IGBT.



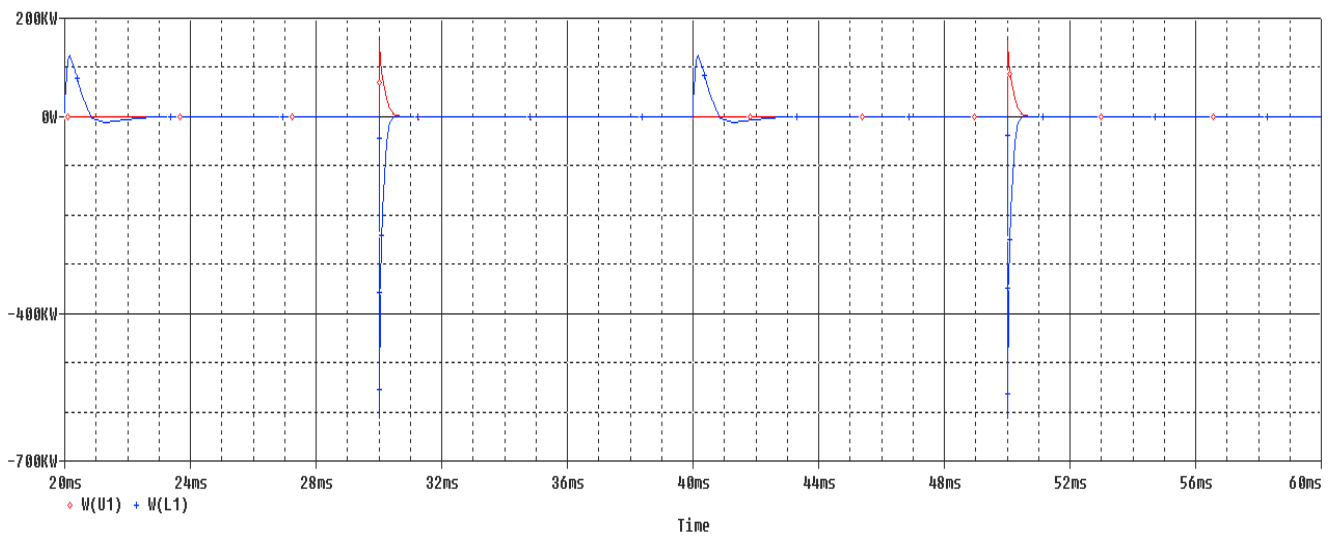
Σχήμα 5.30: Ρεύμα φορτίου (κόκκινη γραμμή) και ρεύμα IGBT (μπλε γραμμή).



Σχήμα 5.31α: Ρεύμα που περνάει από τα MOVs 1 και 2.



Σχήμα 5.31β: Ρεύμα που περνάει από τα MOVs 3 και 4.



Σχήμα 5.32: Ισχύς πηνίου (γαλάζια γραμμή) και ισχύς του κάθε MOV (κόκκινη γραμμή).

Παρατηρούμε λοιπόν ότι τα αποτελέσματα που πήραμε είναι παρόμοια με αυτά που βρήκαμε και στις προηγούμενες υποενοότητες. Δηλαδή βλέπουμε και πάλι η τάση να παρουσιάζει μία αιχμή πάνω από την DC τάση εισόδου της τάξεως των 250V. Έτσι η τάση φτάνει μέχρι τα 1250V στα άκρα του IGBT που είναι μέσα στα επιτρεπτά όρια (σχήμα 5.29). Ωστόσο με τη σύνδεση των MOVs σε σειρά και παράλληλα εκμεταλλευόμαστε τα πλεονεκτήματα που έχει η κάθε μία συνδεσμολογία. Δηλαδή αυξάνουμε την ικανότητα ως προς την τάση σε σχέση με την ικανότητα τάσης του ενός MOV και αυξάνουμε επίσης και την ικανότητα ως προς το ρεύμα. Το ρεύμα ισομοιάζεται εξίσου μεταξύ των 2 κλάδων MOVs όταν γίνεται η σβέση του IGBT. Για αυτό βλέπουμε στα σχήματα 5.31α και 5.31β ότι το μέγιστο ρεύμα του κάθε MOV είναι 250A, ενώ το συνολικό μέγιστο ρεύμα είναι 500A. Από τη στιγμή που τα MOVs είναι ίδια, έχουν ακριβώς τα ίδια χαρακτηριστικά. Επομένως το ρεύμα που περνάει από το κάθε MOV είναι το ίδιο καθ' όλη τη διάρκεια του φαινομένου, όπως και η τάση στα άκρα του κάθε MOV. Το ίδιο ισχύει και για την ενέργεια που απορροφά το κάθε MOV, η οποία είναι το 25% από αυτή που απελευθερώνεται από το πηνίο (σχήμα 5.32). Το πηνίο αποθηκεύει ενέργεια $E = \frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.5 \cdot 10^{-3}) \cdot 500^2 = 62,5J$ την οποία

απελευθερώνει κατά τη σβέση του IGBT και το κάθε MOV απορροφά δηλαδή 15,625J. Η ενέργεια που μπορεί να διαχειριστεί κάθε MOV είναι έως και 140J, δηλαδή τιμή πολύ μεγαλύτερη από αυτή που χρειαζόμαστε. Έτσι είμαστε μέσα στα επιτρεπτά όρια, ενώ το κάθε MOV θα καταπονείται πολύ λιγότερο για την αντιμετώπιση του σφάλματος. Επομένως με το να βάλουμε περισσότερα MOVs σε σειρά και παράλληλα καταφέρνουμε να μειώσουμε την καταπόνηση και να αυξήσουμε το χρόνο ζωής της προστασίας, αφού η ενέργεια του πηνίου ισομοιάζεται σε περισσότερα MOVs. Ωστόσο θα πρέπει σε μία τέτοια σύνδεση να προσέξουμε τις παραμέτρους που απαιτούνται στις περιπτώσεις που συνδέουμε MOVs σε σειρά και παράλληλα, όπως έχουμε ήδη αναφέρει. Θα πρέπει λοιπόν να επιλέξουμε ίδια MOVs σε μία τέτοια περίπτωση σύνδεσης για να είναι αποτελεσματικό το σύστημα προστασίας.

5.5.6 Συμπεράσματα προσομοιώσεων για την προστασία IGBTs με τη χρήση MOVs

Στις προσομοιώσεις που έγιναν σε αυτή την ενότητα είδαμε ότι με την κατάλληλη επιλογή MOV για μία συγκεκριμένη εφαρμογή, μπορούμε να επιτύχουμε αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα για την προστασία των IGBTs. Ειδικότερα, αυτό που θέλαμε να δούμε ήταν αν τα MOVs μπορούν να παρέχουν την κατάλληλη προστασία από την ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο και απελευθερώνεται από αυτό κατά τη σβέση των IGBTs και από την υπέρταση που προκαλείται στα άκρα των IGBTs. Είδαμε λοιπόν ότι τα MOVs περιορίζουν κατά πολύ την αύξηση της τάσης κατά τη σβέση, κρατώντας τη μέσα στα επιθυμητά όρια, ενώ μπορούν να καταστείλουν τη μεγάλη ποσότητα της ισχύος που απελευθερώνεται από το πηνίο. Επίσης μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η απόκριση τους είναι πολύ γρήγορη, για αυτό μπορούν να αντιμετωπίσουν τέτοιου είδους φαινόμενα.

	Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά	Παράλληλη σύνδεση βαρίστορ	Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα
Σκοπός	Μεγαλύτερη ικανότητα τάσης. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας. Ικανότητα τάσης μεταξύ των τιμών που παρέχονται από ατομικά βαρίστορ.	Μεγαλύτερη ικανότητα ρεύματος. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας.	Μεγαλύτερη ικανότητα τάσης. Μεγαλύτερη ικανότητα ρεύματος. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας.
Πεδίο εφαρμογών	Για οποιαδήποτε τιμή τάσης και ρεύματος.	Για οποιαδήποτε τιμή τάσης και μόνο για μεγάλες τιμές ρεύματος.	Για μεγάλες τιμές τάσης και ρεύματος.
Απαιτήσεις	Η μέγιστη τιμή ρεύματος των βαρίστορ πρέπει να είναι ίδια.	Τα βαρίστορ πρέπει να έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά ως προς την τάση. Πρέπει να διαλέξουμε συσκευές με κοινές V-I χαρακτηριστικές.	Τα βαρίστορ πρέπει να έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά ως προς την τάση και την ίδια μέγιστη τιμή ρεύματος. Δηλαδή θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν ίδια βαρίστορ.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.2: Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα.

Ακόμα είδαμε ότι για να πετύχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα μπορούμε να συνδέσουμε MOVs είτε παράλληλα είτε σε σειρά είτε ταυτόχρονα σε σειρά και παράλληλα, χωρίς να έχουμε κάποια διαφορά στην αποτελεσματικότητα της προστασίας. Στον πίνακα 5.2 μπορούμε να δούμε και πάλι τα χαρακτηριστικά αυτών των συνδεσμολογιών, τα οποία παρατηρήσαμε και μέσα από τις προσομοιώσεις. Ωστόσο σε αυτές τις περιπτώσεις χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή για τους λόγους που ήδη έχουμε αναφέρει στην ενότητα 5.4. Θα πρέπει να προσέξουμε όλες τις παραμέτρους που απαιτούνται, ώστε να είναι αποτελεσματικό το σύστημα προστασίας. Με αυτόν τον τρόπο θα μπορέσουμε να εκμεταλλευτούμε τα πλεονεκτήματα που αυτές οι συνδεσμολογίες μπορούν να μας προσφέρουν.

Όλα τα παραπάνω μας δείχνουν το πόσο σημαντική είναι η χρήση MOVs για την προστασία ενός διακόπτη διεύθυνσης του AAC μετατροπέα ισχύος. Ωστόσο η χρήση MOV δε μπορεί να αντικαταστήσει τη χρήση του κυκλώματος snubber.

Μπορεί εν τέλει να είναι πιο αποτελεσματικά στην καταστολή υπερτάσεων, ωστόσο το κύκλωμα snubber μας παρέχει άλλα πλεονεκτήματα όπως ο σωστός καταμερισμός της τάσης κατά τα μεταβατικά φαινόμενα, η μείωση του ρυθμού ανόδου της τάσης dV/dt κατά τη σβέση του διακόπτη και η μείωση των διακοπτικών απωλειών όταν έχουμε μη ήπια μεταγωγή του διακόπτη. Με βάση λοιπόν όλα αυτά μπορούμε να συμπεράνουμε ότι είναι απαραίτητη η χρήση και MOV και κυκλώματος snubber για την προστασία των IGBTs του διακόπτη διεύθυνσης καθώς και τα 2 προσφέρουν ευεργετικές ιδιότητες στον διακόπτη χωρίς να αυξάνουν ιδιαίτερα το κόστος κατασκευής του.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Προτεινόμενες διατάξεις διακόπτη για τη χρήση τους ως διακόπτη διεύθυνσης σε έναν AAC μετατροπέα ισχύος

6.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο 3 είδαμε το σημαντικό ρόλο που παίζει ο διακόπτης διεύθυνσης για τη λειτουργία ενός AAC μετατροπέα ισχύος. Είναι αυτός που στην ουσία μας δίνει τα πλεονεκτήματα που έχει αυτή η διάταξη μετατροπέα σε σχέση με τις υπόλοιπες τοπολογίες MMC μετατροπέων. Επομένως θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στη λειτουργία αυτού του διακόπτη. Πρόκειται για έναν διακόπτη ο οποίος έχει να διαχειριστεί υψηλές τιμές τάσεως και ρεύματος, οι οποίες μπορεί να γίνουν ακόμα μεγαλύτερες σε περίπτωση κάποιας δυσλειτουργίας του όλου συστήματος. Επίσης θα πρέπει να έχει γρήγορη απόκριση για να μπορεί να αλλάζει γρήγορα κατάσταση προκειμένου να αντιμετωπίσει κάποιο σφάλμα άλλα και για την γενικότερα καλύτερη απόδοση του μετατροπέα. Επομένως όλες αυτές οι απαιτήσεις δε μπορούν να καλυφθούν από έναν απλό ημιαγωγικό διακόπτη. Έπρεπε λοιπόν να δοθεί μία διαφορετική λύση για την επίλυση αυτού του προβλήματος.

Η λύση λοιπόν ήταν η προσθήκη πολλών IGBTs (μαζί με αντιπαράλληλες διόδους) σε σειρά, ώστε να κατασκευάσουμε έναν διακόπτη υψηλής τάσης, που η ικανότητά του θα ισούται με το άθροισμα των τάσεων όλων των IGBTs που συνδέσαμε σε σειρά. Επίσης για να πετύχουμε υψηλότερες τιμές ρεύματος μπορούμε να βάλουμε παρόμοια IGBTs παράλληλα, ώστε να ισομοιράζεται η τιμή του συνολικού ρεύματος σε περισσότερα IGBTs. Εκτός από αυτά, απαιτούνται και τα κατάλληλα κυκλώματα προστασίας για τα IGBTs του διακόπτη μας. Περισσότερα θα δούμε στην ενότητα 6.3, όπου παρουσιάζουμε 2 εναλλακτικές λύσεις για τη διάταξη ενός τέτοιου διακόπτη μεγάλης ισχύος που θα μπορεί να ανταπεξέλθει στις ανάγκες μιας συγκεκριμένης εφαρμογής.

Στο κεφάλαιο αυτό θα δούμε τα σφάλματα που καλείται να αντιμετωπίσει ο διακόπτης διεύθυνσης ενός AAC μετατροπέα ισχύος, θα παρουσιάσουμε τις προτεινόμενες διατάξεις του διακόπτη με το κύκλωμα προστασίας τους, θα προσομοιώσουμε τη λειτουργία των 2 αυτών διακοπτών σε περιπτώσεις σφαλμάτων και τέλος θα σχολιάσουμε αυτά τα αποτελέσματα.

6.2 Περιπτώσεις σφαλμάτων που καλείται να αντιμετωπίσει ο διακόπτης διεύθυνσης ενός AAC μετατροπέα ισχύος

Ο ρόλος του διακόπτη διεύθυνσης ενός AAC μετατροπέα ισχύος είναι πολύ σημαντικός στην αποτελεσματική λειτουργία του μετατροπέα. Αναφέραμε λοιπόν στο κεφάλαιο 3 ότι σε περίπτωση κανονικής λειτουργίας έχουμε ήπια μεταγωγή του διακόπτη (soft-switching λειτουργία), δηλαδή ο διακόπτης

μεταβαίνει σε κατάσταση OFF αφού πρώτα μηδενιστεί το ρεύμα του. Επομένως σε αυτή την περίπτωση δεν υπάρχει αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο του μετατροπέα για να εκτονωθεί κατά τη σβέση των IGBTs του διακόπτη και έτσι να δημιουργήσει προβλήματα στα IGBTs. Ωστόσο η λειτουργία ήπιας μεταγωγής δεν είναι πάντα εφικτή. Σε κάποιες περιπτώσεις, ο διακόπτης καλείται να αλλάξει κατάσταση χωρίς να έχει μηδενιστεί το ρεύμα του πρώτα (hard-switching λειτουργία του διακόπτη) με αποτέλεσμα ενέργεια η οποία είναι αποθηκευμένη στο πηνίο να εκτονώνεται και να δημιουργεί προβλήματα στα IGBTs του διακόπτη που μπορούν να οδηγήσουν μέχρι και στην κατάρρευσή τους. Σε ποιες όμως περιπτώσεις μπορεί ο διακόπτης διεύθυνσης του μετατροπέα να χρειαστεί να ανοίξει σε κάποια μη προγραμματισμένη χρονική στιγμή, χωρίς να επιτευχθεί ήπια μεταγωγή του;

Λαμβάνοντας υπόψη όσα έχουμε πει στην ανάλυσή μας για τον AAC μετατροπέα ισχύος άλλα και από τη γνώση μας για τη λειτουργία των IGBTs, υπάρχουν 2 περιπτώσεις κατά τις οποίες ο διακόπτης διεύθυνσης μπορεί να ανοίξει σε κάποια ακαθόριστη χρονική στιγμή:

Η πρώτη περίπτωση είναι να υπάρξει κάποια δυσλειτουργία εντός του μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα, υπάρχει η πιθανότητα να υπάρξει κάποιο ανοιχτοκύκλωμα εντός του μετατροπέα. Αυτό το ανοιχτοκύκλωμα μπορεί να οφείλεται είτε στην κατάρρευση κάποιου IGBT των υπομονάδων του μετατροπέα είτε σε κάποιο πρόβλημα στην καλωδίωση. Ένα άλλο πρόβλημα που μπορεί να υπάρξει εντός του μετατροπέα είναι η μη σωστή λειτουργία του πυκνωτή μιας υπομονάδας. Σε κάθε περίπτωση ο διακόπτης θα πρέπει να ανοίξει, να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα και μετά να επανέλθει σε κανονική λειτουργία.

Η δεύτερη περίπτωση είναι το σφάλμα να οφείλεται στον ίδιο το διακόπτη. Ο διακόπτης μπορεί να ανοίξει σε κάποια τυχαία χρονική στιγμή εξαιτίας κάποιας δυσλειτουργίας στο σύστημα ελέγχου του διακόπτη. Υπάρχει δηλαδή η πιθανότητα να δοθεί λάθος εντολή στα IGBTs του διακόπτη και να τεθούν σε κατάσταση OFF διαφορετική χρονική στιγμή από αυτή που θα έπρεπε κανονικά.

Σε περιπτώσεις όπου υπάρχει σφάλμα στο δίκτυο, είδαμε ότι ο διακόπτης διεύθυνσης δεν αλλάζει κατάσταση και δεν είναι αυτός που βοηθάει στην αντιμετώπιση του σφάλματος, άλλα οι υπομονάδες του μετατροπέα είναι αυτές που αλλάζουν κατάσταση για να περιορίσουν το ρεύμα σφάλματος. Οι υπομονάδες λοιπόν, όπως έχουμε αναφέρει, δίνουν αντίθετη τάση σε τέτοιες περιπτώσεις βοηθώντας στην αντιμετώπιση του σφάλματος και επιτρέποντας στον μετατροπέα να συνεχίσει τη λειτουργία του.

Με βάση τα παραπάνω, μπορούμε να πούμε συνοπτικά ότι ο διακόπτης υπάρχει περίπτωση να ανοίξει σε μία ακαθόριστη χρονική στιγμή για έναν από τους παρακάτω λόγους:

- 1) Να υπάρχει κάποιο σφάλμα (ανοιχτοκύκλωμα) εντός του μετατροπέα..
- 2) Λάθος εντολή από το σύστημα ελέγχου του διακόπτη.

Σε κάθε μία από τις παραπάνω περιπτώσεις, ενέργεια η οποία είναι αποθηκευμένη στο πηνίο του μετατροπέα εκτονώνεται. Στην περίπτωση που τη στιγμή που ανοίγει ο διακόπτης η συσκευή διαρρέεται από το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας, η ενέργεια αυτή καταλαβαίνουμε πως θα έχει πολύ μεγάλη τιμή. Για να μην εκτονωθεί πάνω στα IGBTs και να μην προκαλέσει πιθανή καταστροφή τους, πρέπει να λάβουμε τα κατάλληλα μέτρα για να προστατεύσουμε το διακόπτη. Δηλαδή θα χρησιμοποιήσουμε MOVs και κυκλώματα snubber για την προστασία των IGBTs, αφού έχουμε αναδείξει ότι με αυτά μπορούμε να έχουμε επαρκή προστασία από το συγκεκριμένο φαινόμενο.

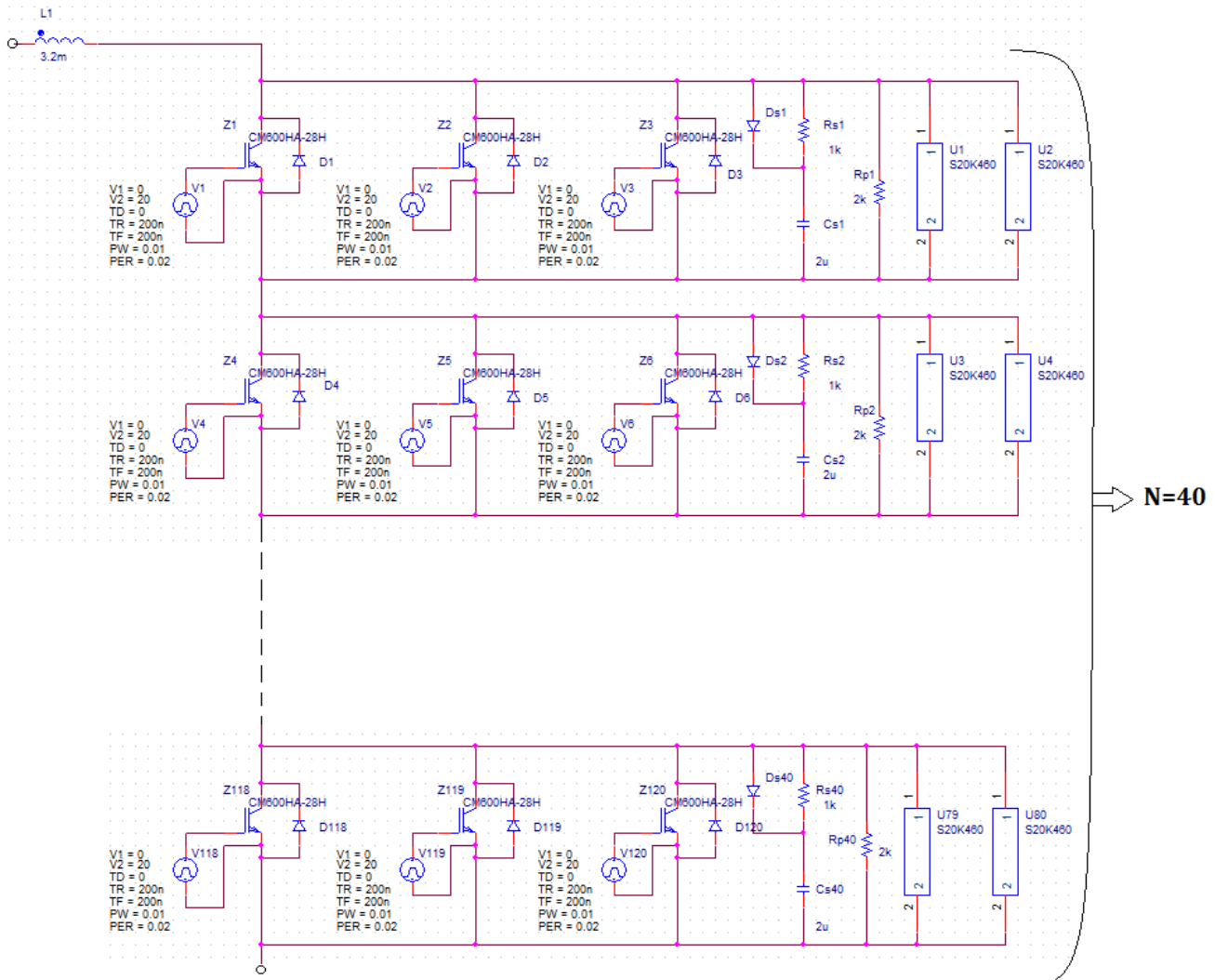
6.3 Παρουσίαση 2 εναλλακτικών διατάξεων διακόπτη μεγάλης ισχύος ($V=40kV$, $I=1500A$) για τη χρήση τους ως διακόπτη διεύθυνσης σε έναν AAC μετατροπέα ισχύος

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε 2 εναλλακτικές λύσεις ενός διακόπτη διεύθυνσης, ο οποίος θα ανταποκρίνεται στις ανάγκες μιας συγκεκριμένης εφαρμογής. Πιο συγκεκριμένα θέλουμε αυτός ο διακόπτης να χρησιμοποιηθεί σε έναν AAC μετατροπέα ισχύος, ο οποίος θα έχει DC τάση εισόδου $V_{dc}=80kV$ και μέγιστο ρεύμα λειτουργίας $I_{max}=1500A$. Θεωρώντας την περίπτωση AAC μετατροπέα ο οποίος έχει δυνατότητα μπλοκαρίσματος DC σφαλμάτων και μικρής περιόδου επικάλυψης (πίνακας 3.1 σελ. 51), ο διακόπτης διεύθυνσης θα πρέπει να έχει μέγιστη τάση λειτουργίας (σε κανονικές συνθήκες) $V_{DS} = V_{dc}/2 = 40kV$. Επίσης θα πρέπει ο διακόπτης να μπορεί να λειτουργήσει στη μέγιστη τιμή ρεύματος των 1500A. Το πηνίο κάθε βραχίονα έχει τιμή $L=3,2mH$. Με αυτά τα δεδομένα επιλέξαμε να συνδέσουμε σε σειρά και παράλληλα IGBTs τύπου CM600HA-28H της εταιρίας Mitsubishi, όπως φαίνεται και στα σχήματα 6.1α και 6.1β. Το κάθε ένα από αυτά τα IGBTs έχει μέγιστη τάση λειτουργίας $V_{max}=1400V$ και μέγιστο ρεύμα λειτουργίας $I_{max}=600A$. Επομένως τοποθετούμε κάθε φορά παράλληλα 3 IGBTs, ώστε η μέγιστη ικανότητα ρεύματος να αυξηθεί στα 1800A. Επίσης μία τέτοια σειρά με 3 IGBT μπορεί να αντέξει 1400V στα άκρα της. Επιλέγουμε λοιπόν να τοποθετήσουμε 40 τριάδες IGBTs σε σειρά για να μπορεί να αντέξει ο διακόπτης τάση μέχρι και 56kV στα άκρα του. Έτσι ο διακόπτης σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας λειτουργεί στο 71% ως προς την τάση που μπορεί να αντέξει στα άκρα του και στο 83% ως προς το ρεύμα που μπορεί να άγει. Ο λόγος που φροντίζουμε οι τιμές τάσης και ρεύματος να είναι λίγο μεγαλύτερες από αυτές που θα χρειαστούν στην κανονική λειτουργία του διακόπτη είναι για να μην υπάρχει η μέγιστη καταπόνηση κάθε φορά στα IGBTs και να αυξηθεί ο χρόνος ζωής τους και η αξιοπιστία του συστήματος. Επίσης χρειαζόμαστε ένα περιθώριο ως προς την μέγιστη τάση για να μπορέσει να αντιμετωπιστεί η οποιαδήποτε υπέρταση εμφανιστεί στο διακόπτη και να λειτουργήσει αποτελεσματικά το σύστημα προστασίας του διακόπτη.

Αυτά όσον αφορά τη σχεδίαση του διακόπτη χωρίς το σύστημα προστασίας. Στη συνέχεια αυτής της ενότητας παρουσιάζουμε τις 2 εναλλακτικές λύσεις που προτείνουμε για το διακόπτη. Οι 2 αυτές λύσεις διαφέρουν μόνο ως προς το σύστημα προστασίας, καθώς χρησιμοποιούν διαφορετικές συνδεσμολογίες των MOVs.

6.3.1 Προτεινόμενη διάταξη διακόπτη διεύθυνσης όπου για την προστασία των IGBTs του χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα παράλληλα

Σε αυτήν την υποενότητα παρουσιάζουμε τη μία από τις 2 εναλλακτικές λύσεις για τη διάταξη του διακόπτη διεύθυνσης. Στη συγκεκριμένη διάταξη χρησιμοποιούμε MOVs συνδεδεμένα παράλληλα για την προστασία κάθε σειράς IGBTs του διακόπτη. Η προτεινόμενη διάταξη αυτού του διακόπτη φαίνεται στο σχήμα 6.1α. Ας δούμε όμως πιο αναλυτικά τον τρόπο με τον οποίο επιλέξαμε το συγκεκριμένο σύστημα προστασίας.



Σχήμα 6.1α: Προτεινόμενη διάταξη διακόπτη διεύθυνσης (μαζί με πηνίο βραχίονα) στην οποία χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα παράλληλα για την προστασία των IGBTs του.

Θα πρέπει να φροντίσουμε ο διακόπτης να προστατεύεται από τις καταστάσεις που αναφέραμε στην ενότητα 6.2. Για αυτό το λόγο επιλέγουμε ένα κύκλωμα προστασίας το οποίο προστατεύει ξεχωριστά την κάθε σειρά IGBTs, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1α. Αυτό το σύστημα προστασίας περιλαμβάνει 3 βασικά μέρη: κύκλωμα RCD snubber αποκοπής, MOVs και μία παράλληλη αντίσταση. Κάθε ένα από αυτά τα στοιχεία έχει το δικό του ρόλο. Το snubber βοηθάει στη

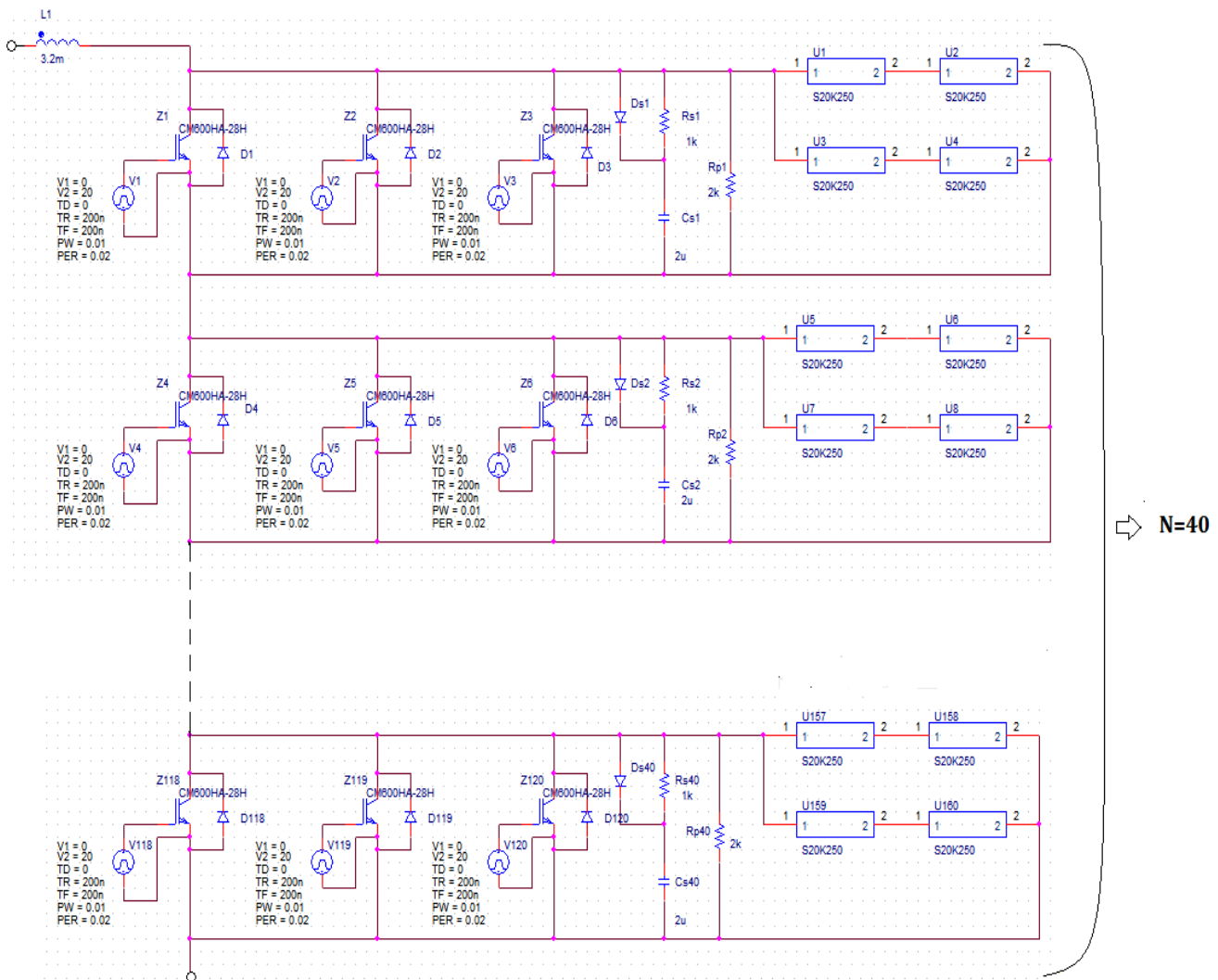
μείωση του ρυθμού ανόδου της τάσης dV/dt κατά τη σβέση του διακόπτη, στη μείωση των διακοπτικών απωλειών, στο σωστό καταμερισμό της τάσης κατά τα μεταβατικά φαινόμενα και καταστέλλει ένα μικρό μέρος της ενέργειας που απελευθερώνεται από το πηνίο. Τα MOVs είναι αυτά τα οποία βοηθούν στην απορρόφηση του μεγαλύτερου μέρους της ενέργειας που απελευθερώνεται από το πηνίο. Επιλέξαμε να τοποθετήσουμε 2 παράλληλα MOVs καθώς βλέπουμε ότι έχουμε μεγάλο μέγιστο ρεύμα και είναι καλύτερο να ισομοιραστεί σε περισσότερα MOVs, όπως θα ισομοιραστεί και η ενέργεια που θα καλούνται να χειριστούν τα MOVs. Με αυτό τον τρόπο αυξάνουμε το χρόνο ζωής των MOVs, αφού τώρα το κάθε MOV αντιμετωπίζει μικρότερους παλμούς. Τα MOVs μαζί με το κύκλωμα snubber συμβάλλουν στο να μην υπάρξει υπέρταση στα άκρα των IGBTs, η οποία σε διαφορετική περίπτωση θα δημιουργούνταν εξαιτίας του πηνίου. Τέλος η παράλληλη αντίσταση χρησιμοποιείται για να υπάρχει σωστός καταμερισμός της τάσης στη μόνιμη κατάσταση.

Τα MOVs που επιλέξαμε για την προστασία κάθε σειράς IGBTs είναι τύπου S20K460 της εταιρίας EPCOS (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Η επιλογή έγινε με κριτήριο να μην ξεπερνιέται κάθε φορά η τάση των 1400V (που μπορεί να αντέξει κάθε IGBT), όταν έχουμε το μέγιστο ρεύμα των 1500A. Από το λογαριθμικό διάγραμμα τάσης - ρεύματος του φύλλου προδιαγραφών για τα MOVs της συγκεκριμένης εταιρίας, βλέπουμε ότι πληρούνται αυτά τα χαρακτηριστικά. Επίσης θέλουμε τα MOVs να μπορούν να αντιμετωπίσουν έναν ικανοποιητικό αριθμό παλμών στη διάρκεια ζωής τους. Από το διάγραμμα μέγιστου ρεύματος (I_{pk}) - διάρκειας παλμού, αν θεωρήσουμε για κάθε MOV $I_{pk}=750A$ (αφού τα συνδέουμε παράλληλα), τότε προσεγγιστικά μπορούμε να πούμε ότι μπορεί να περάσει μεγάλος αριθμός τέτοιων παλμών από τα MOVs. Ωστόσο αυτά θα τα δούμε πιο αναλυτικά μετά τις προσομοιώσεις στην επόμενη ενότητα (6.4), γιατί εκεί θα δούμε πώς ακριβώς ανταποκρίνονται στις συγκεκριμένες συνθήκες. Τέλος λαμβάνουμε υπόψη το γεγονός ότι η μέγιστη ενέργεια που θα κληθούν να αντιμετωπίσουν συνολικά όλα τα MOVs θα είναι $E = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} \cdot (3,2 \cdot 10^{-3}) \cdot 1500^2 = 3600J$, επομένως στο κάθε MOV αντιστοιχεί ενέργεια $E_{MOV} = 3600J/80 = 45J$.

Οι τιμές των στοιχείων του snubber που επιλέγουμε είναι οι εξής: $C_s=2\mu F$ και $R_s=1k\Omega$. Η επιλογή έγινε με τη λογική ότι το snubber θα βοηθάει κυρίως στη μείωση των διακοπτικών απωλειών και θα απορροφά μόνο ένα μικρό μέρος της ενέργειας που απελευθερώνεται από το πηνίο. Η παράλληλη αντίσταση που επιλέξαμε έχει τιμή $R_p=2k\Omega$. Αυτό που θέλουμε να αποφύγουμε είναι να υπάρχει ρεύμα διαρροής από τον κλάδο της παράλληλης αντίστασης. Για αυτό και επιλέξαμε σχετικά μεγάλη τιμή αντίστασης.

6.3.2 Προτεινόμενη διάταξη διακόπτη διεύθυνσης όπου για την προστασία των IGBTs του χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα

Σε αυτήν την υποενότητα παρουσιάζουμε τη 2η εναλλακτική λύση για τη διάταξη του διακόπτη διεύθυνσης. Στη συγκεκριμένη διάταξη χρησιμοποιούμε MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα για την προστασία κάθε σειράς IGBTs του διακόπτη. Η προτεινόμενη διάταξη αυτού του διακόπτη φαίνεται στο σχήμα 6.1β. Ας δούμε όμως πιο αναλυτικά τον τρόπο με τον οποίο επιλέξαμε το συγκεκριμένο σύστημα προστασίας.



Σχήμα 6.1β: Προτεινόμενη διάταξη διακόπτη διεύθυνσης (μαζί με πηνίο βραχίονα) στην οποία χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα για την προστασία των IGBTs του.

Θα πρέπει να φροντίσουμε ο διακόπτης να προστατεύεται από τις καταστάσεις που αναφέραμε στην ενότητα 6.2. Για αυτό το λόγο επιλέγουμε ένα κύκλωμα προστασίας το οποίο προστατεύει ξεχωριστά την κάθε σειρά IGBTs, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1β. Αυτό το σύστημα προστασίας περιλαμβάνει 3 βασικά μέρη: κύκλωμα RCD snubber αποκοπής, MOVs και μία παράλληλη αντίσταση.

Κάθε ένα από αυτά τα στοιχεία έχει το δικό του ρόλο. Το snubber βοηθάει στη μείωση του ρυθμού ανόδου της τάσης dV/dt κατά τη σβέση του διακόπτη, στη μείωση των διακοπτικών απωλειών, στο σωστό καταμερισμό της τάσης κατά τα μεταβατικά φαινόμενα και καταστέλλει ένα μικρό μέρος της ενέργειας που απελευθερώνεται από το πηνίο. Τα MOVs είναι αυτά τα οποία βοηθούν στην απορρόφηση του μεγαλύτερου μέρους της ενέργειας που απελευθερώνεται από το πηνίο. Επιλέξαμε να τοποθετήσουμε 4 MOVs συνδεδεμένα σε σειρά (ανά 2) και παράλληλα καθώς βλέπουμε ότι έχουμε μεγάλο μέγιστο ρεύμα και είναι καλύτερο να ισομοιραστεί σε περισσότερα MOVs, και για να χρησιμοποιήσουμε MOVs μικρότερης τάσης και μικρότερης ισχύος. Έτσι η ενέργεια που θα καλούνται να διαχειριστούν τα MOVs θα είναι μικρότερη, αφού χρησιμοποιούμε περισσότερα MOVs σε σχέση με την προηγούμενη διάταξη. Σκοπός είναι να αυξήσουμε το χρόνο ζωής του συστήματος προστασίας. Τα MOVs μαζί με το κύκλωμα snubber συμβάλλουν στο να μην υπάρξει υπέρταση στα άκρα των IGBTs, η οποία σε διαφορετική περίπτωση θα δημιουργούνταν εξαιτίας του πηνίου. Τέλος η παράλληλη αντίσταση χρησιμοποιείται για να υπάρχει σωστός καταμερισμός της τάσης στη μόνιμη κατάσταση.

Τα MOVs που επιλέξαμε για την προστασία κάθε σειράς IGBTs είναι τύπου S20K250 της εταιρίας EPCOS (φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα σελ. 147). Η επιλογή έγινε και πάλι με κριτήριο να μην ξεπερνιέται κάθε φορά η τάση των 1400V (που μπορεί να αντέξει κάθε IGBT), όταν έχουμε το μέγιστο ρεύμα των 1500A. Από το λογαριθμικό διάγραμμα τάσης - ρεύματος του φύλλου προδιαγραφών για τα MOVs της συγκεκριμένης εταιρίας, και λαμβάνοντας υπόψη τη συνδεσμολογία που έχουμε, βλέπουμε ότι πληρούνται αυτά τα χαρακτηριστικά. Επίσης θέλουμε τα MOVs να μπορούν να αντιμετωπίσουν έναν ικανοποιητικό αριθμό παλμών στη διάρκεια ζωής τους. Από το διάγραμμα μέγιστου ρεύματος (I_{pk}) - διάρκειας παλμού, αν θεωρήσουμε για κάθε MOV $I_{pk}=750A$ (αφού έχουμε 2 παράλληλους κλάδους με MOVs), τότε προσεγγιστικά μπορούμε να πούμε ότι μπορεί να περάσει μεγάλος αριθμός τέτοιων παλμών από τα MOVs. Ωστόσο αυτά θα τα δούμε πιο αναλυτικά μετά τις προσομοιώσεις στην επόμενη ενότητα (6.4), γιατί εκεί θα δούμε πως ακριβώς ανταποκρίνονται στις συγκεκριμένες συνθήκες. Τέλος λαμβάνουμε υπόψη το γεγονός ότι η μέγιστη ενέργεια που θα κληθούν να αντιμετωπίσουν συνολικά όλα τα MOVs θα είναι $E = \frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} \cdot (3,2 \cdot 10^{-3}) \cdot 1500^2 = 3600J$, επομένως στο κάθε MOV αντιστοιχεί ενέργεια $E_{MOV}=3600J/160 = 22,5J$.

Όσον αφορά τις τιμές του πυκνωτή του κυκλώματος snubber, της αντίστασης του κυκλώματος snubber και της παράλληλης αντίστασης, επιλέγουμε τις ίδιες τιμές που επιλέξαμε και στην 1η προτεινόμενη διάταξη για τους ίδιους λόγους που αναφέραμε στην υποενότητα 6.3.1. Οπότε έχουμε: $C_s=2\mu F$ και $R_s=1k\Omega$ και $R_p=2k\Omega$.

6.4 Προσομοίωση των προτεινόμενων διατάξεων διακόπτη σε κατάσταση σφάλματος

Αρχικά, με βάση αυτά που είπαμε και στην ενότητα 6.2, θα πρέπει να προσδιορίσουμε σε αριθμούς ποιες θα ήταν οι χειρότερες δυνατές καταστάσεις που καλείται να αντιμετωπίσει ο διακόπτης διεύθυνσης του μετατροπέα. Καταλήγουμε λοιπόν ότι οι χειρότερες περιπτώσεις σφαλμάτων που καλείται να αντιμετωπίσει ο διακόπτης διεύθυνσης είναι οι εξής:

1) Να ανοίξει εξαιτίας κάποιου σφάλματος στο σύστημα ελέγχου του τη στιγμή που έχει μέγιστο ρεύμα λειτουργίας $I_{max}=1500A$, όταν έχουμε μέγιστη τάση λειτουργίας στη dc πλευρά $V_{dc}=40kV$.

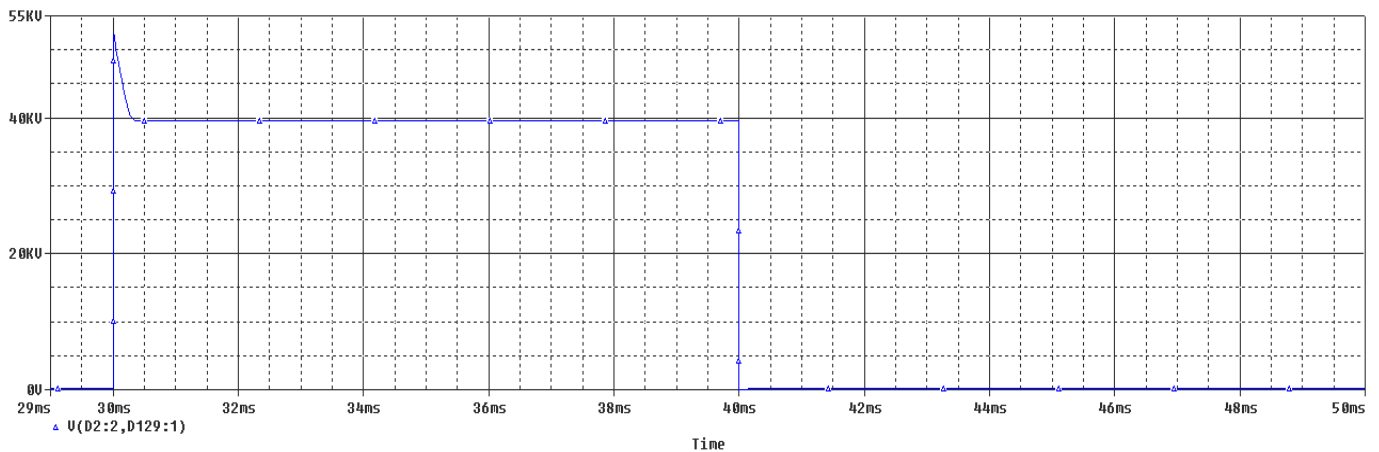
2) Τη στιγμή που έχουμε μέγιστο ρεύμα λειτουργίας $I_{max}=1500A$, να εμφανιστεί κάποιο ανοιχτοκύκλωμα εντός του μετατροπέα και έτσι να πρέπει να ανοίξει αμέσως ο διακόπτης για να αντιμετωπιστεί το σφάλμα και επομένως να απελευθερωθεί η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στο πηνίο πάνω στο διακόπτη.

Από αυτές τις 2 περιπτώσεις και όπως έχουμε δει και στο κεφάλαιο 4, η χειρότερη δυνατή περίπτωση είναι η περίπτωση 1. Επομένως θα εξετάσουμε την απόκριση του συστήματος σε μία τέτοια περίπτωση σφάλματος. Αν το σύστημα μπορέσει να ανταποκριθεί σε ένα τέτοιο σφάλμα επιτυχώς, σημαίνει ότι είμαστε καλυμμένοι για κάθε άλλη δυνατή περίπτωση.

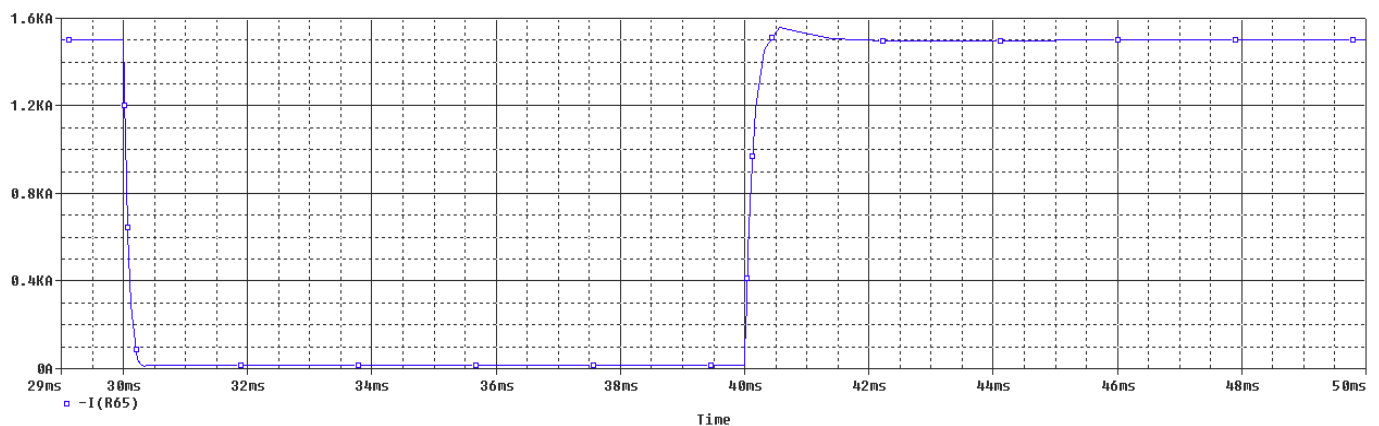
Σε αυτή λοιπόν την ενότητα παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα προσομοίωσης των προτεινόμενων διατάξεων διακόπτη σε σφάλμα του συστήματος ελέγχου του διακόπτη με τη βοήθεια του προγράμματος PSpice. Πιο συγκεκριμένα θεωρούμε για την προσομοίωση ότι ο διακόπτης ανοίγει τη χρονική στιγμή $t=30ms$, όταν το ρεύμα του μετατροπέα είναι μέγιστο, δηλαδή $I=1500A$. Εκείνη τη στιγμή λοιπόν θα εφαρμοστεί η μέγιστη dc τάση εισόδου στα άκρα του διακόπτη $V_{dc}=40kV$, ενώ σε αυτή την τάση έρχεται να προστεθεί η υπέρταση που δημιουργεί το πηνίο, η οποία ωστόσο περιορίζεται από το σύστημα προστασίας. Στην έξοδο του διακόπτη τοποθετήσαμε αντίσταση $R_o=26,6\Omega$ για να μπορέσουμε να έχουμε ρεύμα $1500A$ για τις ανάγκες της προσομοίωσης και να κλείσει το κύκλωμα. Επομένως η διάταξη κάθε προσομοίωσης αποτελείται από μια dc πηγή εισόδου τιμής $V_{dc}=40kV$ συνδεδεμένη σε σειρά με πηνίο $L_{arm}=3,2mH$, τη διάταξη διακόπτη που σχεδιάσαμε κάθε φορά και μία αντίσταση $R_o=26,6\Omega$ στην έξοδο του διακόπτη. Με αυτά τα δεδομένα μπορούμε να προσομοιώσουμε τη χειρότερη περίπτωση σφάλματος του συστήματος ελέγχου του διακόπτη, δηλαδή όταν ο διακόπτης ανοίγει με μέγιστο ρεύμα λειτουργίας. Θεωρούμε λοιπόν ότι αυτό γίνεται τη χρονική στιγμή $t=30ms$ και στη συνέχεια ο διακόπτης μένει ανοιχτός για διάστημα $t_{off}=10ms$ (μισός κύκλος λειτουργίας). Μετά κλείνει και πάλι και μένει κλειστός για $t_{on}=10ms$. Στις 2 επόμενες υποενότητες παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ξεχωριστά για κάθε μία διάταξη από αυτές που προτείνουμε στην ενότητα 6.3.

6.4.1 Προσομοίωση προτεινόμενης διάταξης διακόπτη διεύθυνσης 1 (όπου για την προστασία των IGBTs του χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα παράλληλα) σε κατάσταση σφάλματος

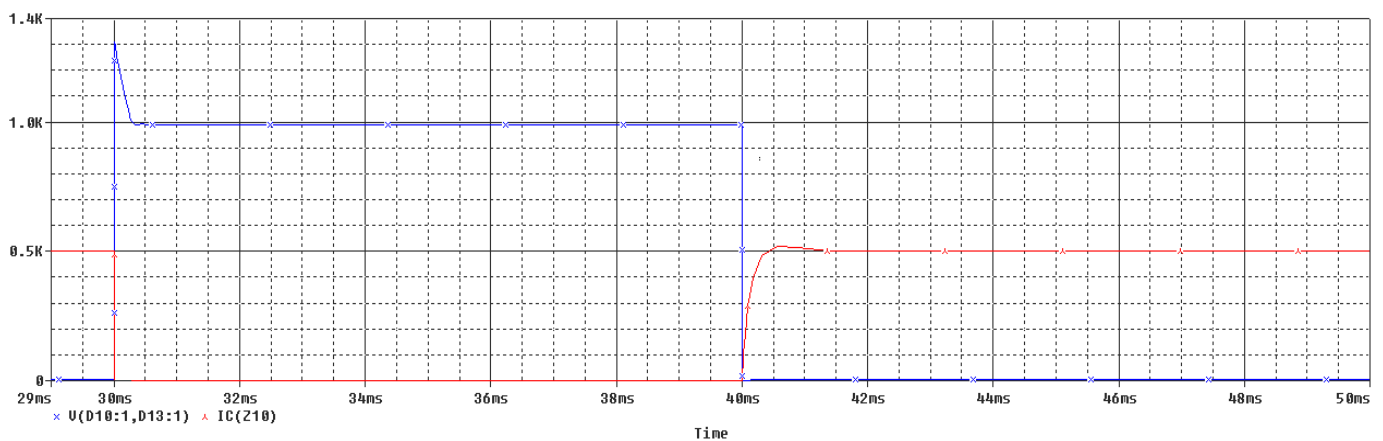
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της διάταξης διακόπτη διεύθυνσης που χρησιμοποιεί MOVs συνδεδεμένα παράλληλα για την προστασία των IGBTs του φαίνονται στα σχήματα 6.2-6.11.



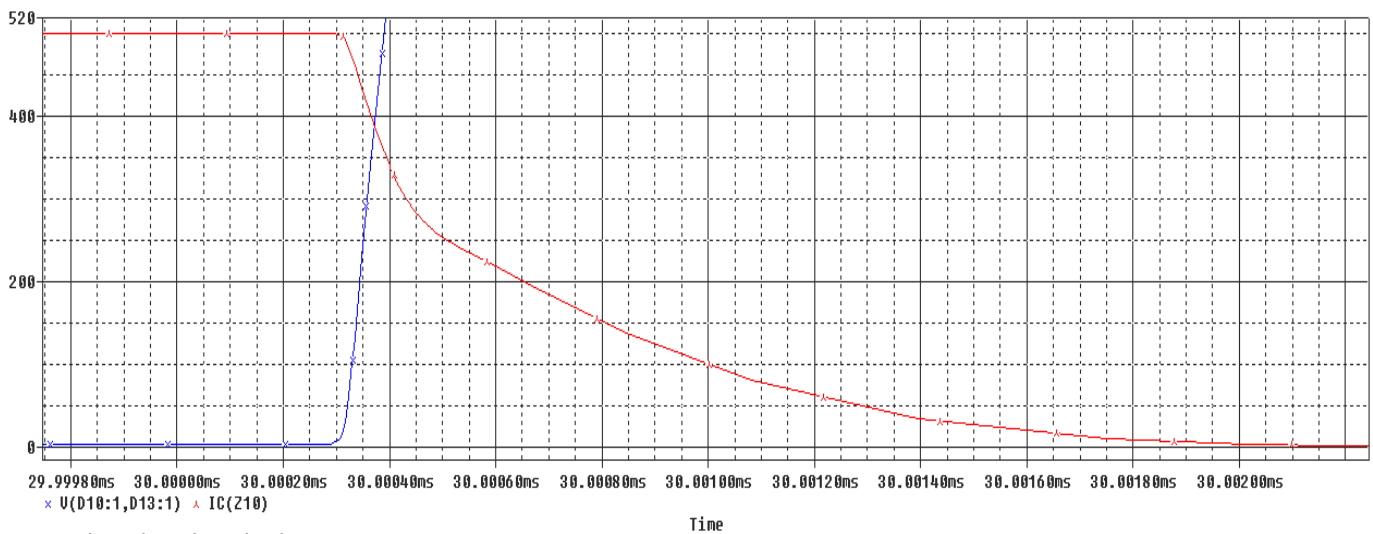
Σχήμα 6.2: Τάση στα άκρα του διακόπτη διεύθυνσης.



Σχήμα 6.3: Ρεύμα εξόδου διακόπτη διεύθυνσης.



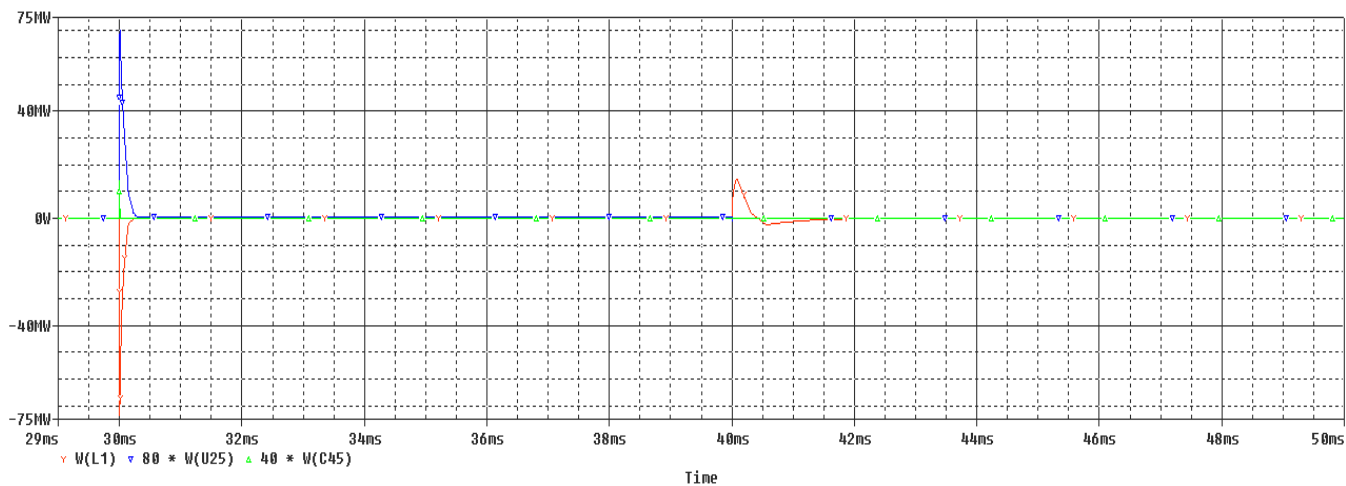
Σχήμα 6.4: Τάση στα άκρα κάθε IGBT (μπλε γραμμή) και ρεύμα του κάθε IGBT (κόκκινη γραμμή).



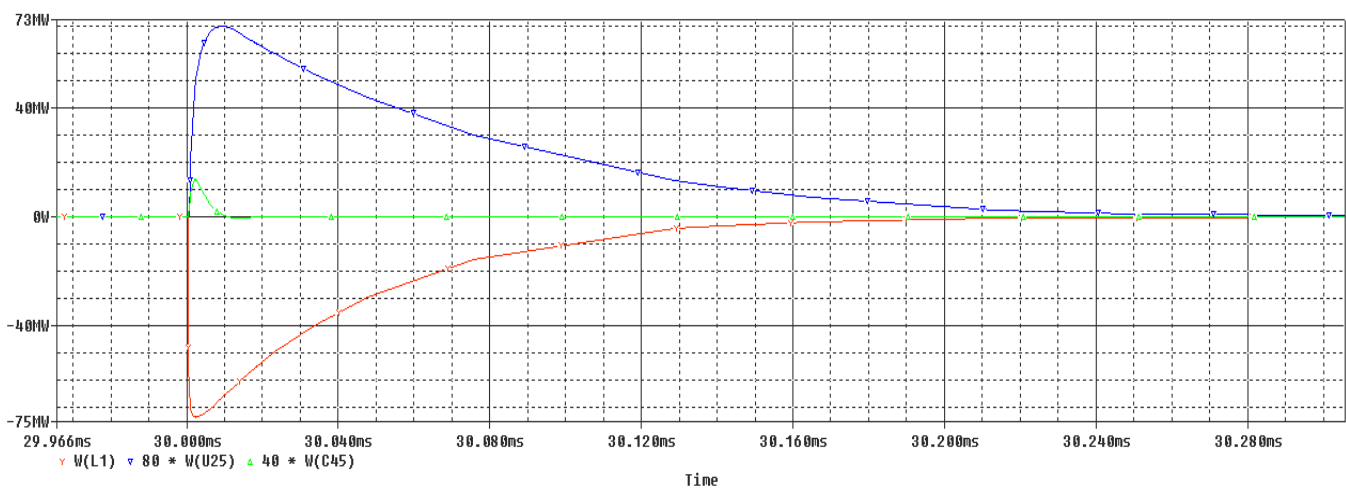
Σχήμα 6.5: Διακοπτική διαδικασία του κάθε IGBT όπου βλέπουμε την τάση του (μπλε γραμμή) και το ρεύμα του (κόκκινη γραμμή).

Από το σχήμα 6.2 μπορούμε να δούμε ότι ο διακόπτης προστατεύεται από την υπέρταση που δημιουργεί το πηνίο. Η τάση στα άκρα του παρουσιάζει μια αιχμή, η οποία ωστόσο φτάνει μέχρι τα 52kV. Ο διακόπτης όμως μπορεί να αντέξει μέχρι και 56kV χωρίς να κινδυνεύει να καταστραφεί. Επομένως η προστασία που σχεδιάσαμε είναι αποτελεσματική ως προς την τάση. Δρα στην ουσία με τον ίδιο τρόπο που είδαμε και στο κεφάλαιο 5 στις προσομοιώσεις με τα MOVs. Αυτό μπορούμε να το παρατηρήσουμε και από το σχήμα 6.4 που μας δείχνει τι συμβαίνει ξεχωριστά στο κάθε IGBT. Στο κάθε IGBT η τάση φτάνει μέχρι τα 1300V τη στιγμή που πάει το IGBT σε κατάσταση αποκοπής, και μετά μειώνεται μέχρι να φτάσει την τιμή 1000V, που αποτελεί το επίπεδο της dc τάσης εισόδου (αφού έχουμε 40 ίδιες μονάδες σε σειρά, ισοκαταμερίζεται η dc τάση εισόδου των 40kV). Στο σχήμα 6.3 μπορούμε να δούμε το ρεύμα εξόδου του διακόπτη. Εκεί μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το ρεύμα δεν μηδενίζεται αμέσως, αλλά ο χρόνος μείωσης του ρεύματος είναι όσος και ο χρόνος που κρατάει η διαταραχή στο σύστημα. Το ρεύμα σε αυτό το χρονικό διάστημα περνάει από το σύστημα προστασίας και όχι από τα IGBTs. Το ρεύμα του κάθε IGBT μπορούμε να δούμε στο σχήμα 6.4 ότι πέφτει πολύ γρήγορα στο 0. Επίσης βλέπουμε στο σχήμα 6.3 ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής το διάστημα που είναι κλειστός ο διακόπτης, το οποίο οφείλεται στο σύστημα προστασίας. Τέλος στο σχήμα 6.5 βλέπουμε ότι οι διακοπτικές απώλειες μειώνονται στο κάθε IGBT εξαιτίας του κυκλώματος snubber.

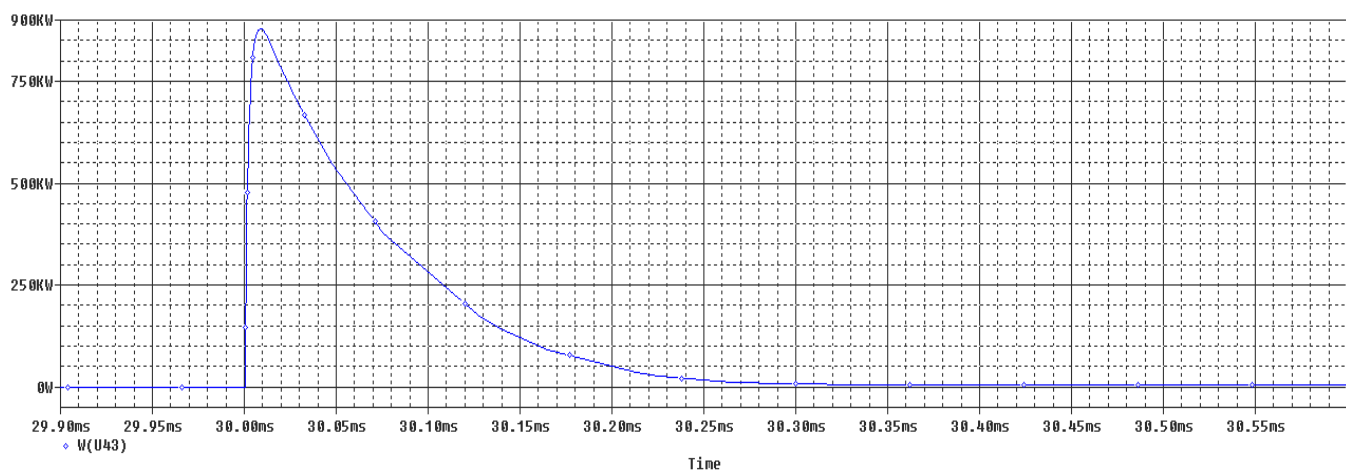
Ας δούμε τώρα τι ακριβώς συμβαίνει με βάση την ισχύ και το ρεύμα σε κάθε στοιχείο του κυκλώματος προστασίας (σχήματα 6.6-6.9).



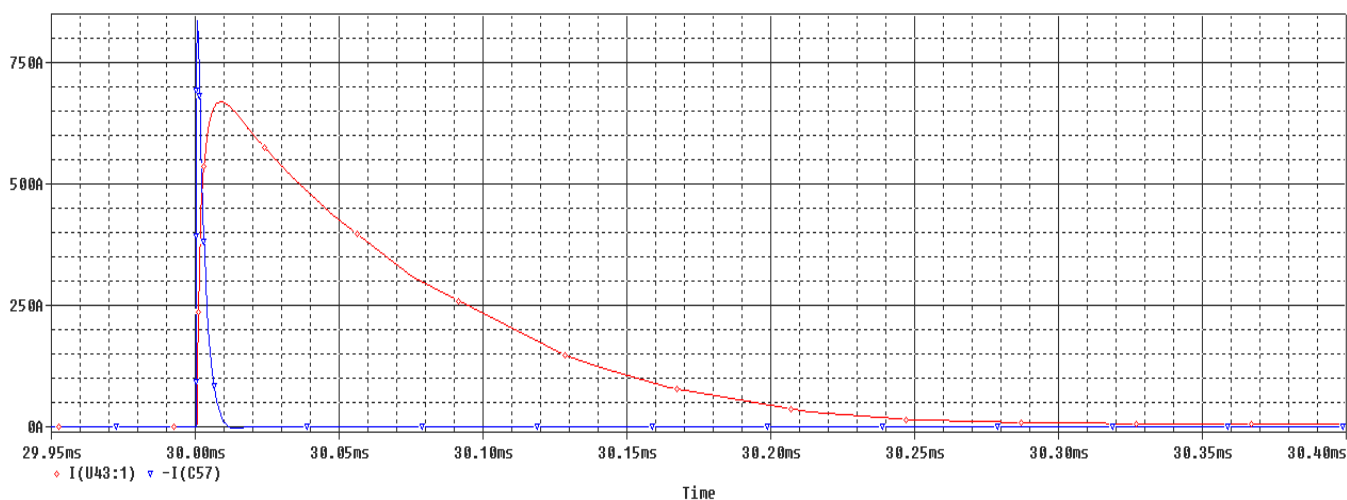
Σχήμα 6.6: Ισχύς που απελευθερώνεται από το πηνίο (πορτοκαλί γραμμή) , συνολική ισχύς όλων των MOVs (μπλε γραμμή) και συνολική ισχύς των πυκνωτών όλων των κυκλωμάτων snubber (πράσινη γραμμή).



Σχήμα 6.7: Ισχύς που απελευθερώνεται από το πηνίο (πορτοκαλί γραμμή) , συνολική ισχύς όλων των MOVs (μπλε γραμμή) και συνολική ισχύς των πυκνωτών όλων των κυκλωμάτων snubber (πράσινη γραμμή) σε μεγέθυνση.



Σχήμα 6.8: Ισχύς του κάθε MOV σε μεγέθυνση.

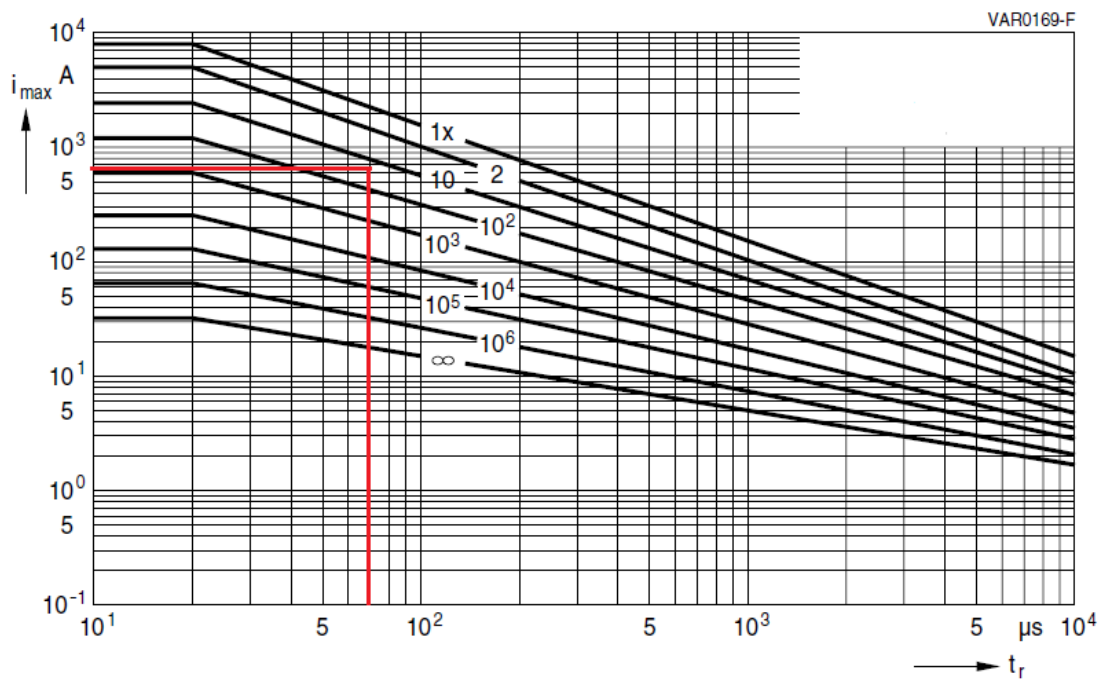


Σχήμα 6.9: Ρεύμα πυκνωτή του κυκλώματος snubber (μπλε γραμμή) και ρεύμα του κάθε MOV (κόκκινη γραμμή) σε μεγέθυνση.

Αρχικά μπορούμε να δούμε στο σχήμα 6.6 το αναμενόμενο, δηλαδή τη στιγμή που ανοίγει ο διακόπτης απελευθερώνεται η ενέργεια που ήταν αποθηκευμένη στο πηνίο κατά τη λειτουργία του μετατροπέα η οποία απορροφάται κυρίως από τα MOVs και μια μικρή ποσότητα από τα κυκλώματα snubber. Στο σχήμα 6.7 έχουμε μεγεθύνει στην ουσία το σχήμα 6.6 για το διάστημα που συμβαίνει αυτό το φαινόμενο, το οποίο όπως βλέπουμε είναι γύρω στα 0.25ms. Εκεί φαίνεται ξεκάθαρα το πόσο μεγάλη είναι η ισχύς στα MOVs σε σχέση με τα snubbers. Αυτός ήταν και εξαρχής ο σκοπός της σχεδίασης, να απορροφηθεί το μεγαλύτερο μέρος αυτής της ενέργειας από τα MOVs, καθώς με τα snubbers δε μπορούμε να διαχειριστούμε τόσα μεγάλα ποσά ισχύος. Στο σχήμα 6.8 μπορούμε να δούμε την ισχύ του κάθε MOV. Η μέγιστη ισχύς στο κάθε MOV βλέπουμε ότι φτάνει λίγο κάτω από τα 900kW. Ενδιαφέρον παρουσιάζει το σχήμα 6.9, όπου βλέπουμε για το χρονικό διάστημα της διαταραχής το ρεύμα σε κάθε πυκνωτή των κυκλωμάτων snubber και το ρεύμα σε κάθε MOV. Εδώ μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το ρεύμα πρώτα αρχίζει να αυξάνεται στον πυκνωτή και φτάνει πολύ σύντομα στη μέγιστη τιμή (περίπου 850 A) και στη συνέχεια μειώνεται ενώ παράλληλα αυξάνεται το ρεύμα σε κάθε MOV. Όταν το ρεύμα σε κάθε MOV φτάσει στη μέγιστη τιμή του (670A), το ρεύμα στον πυκνωτή του snubber έχει μηδενιστεί. Έτσι λοιπόν μπορούμε να συμπεράνουμε ότι πρώτα αντιδρά το κύκλωμα snubber, μειώνοντας το ρυθμό αύξησης της τάσης και απορροφώντας μια μικρή ποσότητα ενέργειας και στη συνέχεια αναλαμβάνουν δράση τα MOVs για όσο διάστημα κρατάει η διαταραχή.

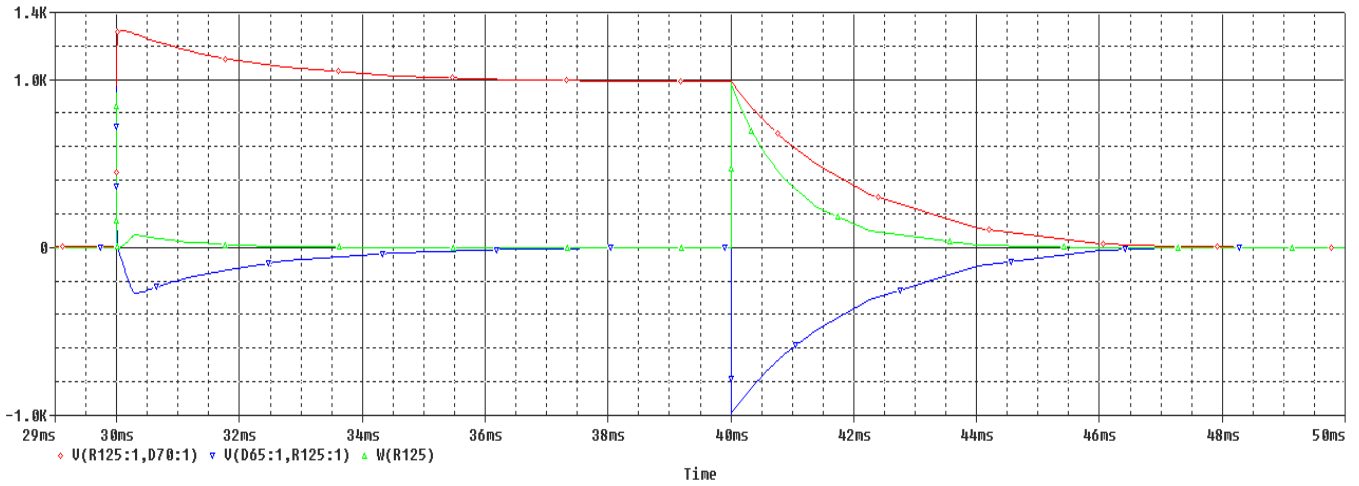
Αν εξετάσουμε και θεωρητικά το φαινόμενο, στο πηνίο αποθηκεύεται ενέργεια ίση με $E = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} \cdot (3,2 \cdot 10^{-3}) \cdot 1500^2 = 3600J$. Η ενέργεια αυτή θέλουμε να διαμοιραστεί στα 80 MOVs που περιλαμβάνει η διάταξη μας. Επομένως το κάθε MOV καλείται να διαχειριστεί ενέργεια $E_{MOV} = 3600J/80 = 45J$. Στην ουσία θα είναι λίγο μικρότερη καθώς ένα μικρό μέρος απορροφάται από το κύκλωμα snubber. Με βάση το φύλλο προδιαγραφών, κάθε MOV που χρησιμοποιήσαμε μπορεί να

διαχειριστεί ενέργεια μέχρι και 195J για έναν παλμό, οπότε είμαστε μέσα στα επιτρεπτά όρια. Από το σχήμα 6.9, προκύπτει ότι η διάρκεια του παλμού είναι $t_p=70\mu s$ (για τη συγκεκριμένη κυματομορφή η διάρκεια του παλμού μετράται από τη στιγμή που αρχίζει ο παλμός μέχρι να μειωθεί στο 50% του πλάτους του). Επομένως για πλάτος παλμού $I_{pk}=670A$, προκύπτει από το διάγραμμα πλάτους παλμού- διάρκειας παλμού του φύλλου προδιαγραφών (σχήμα 6.10) ότι από κάθε MOV μπορούν να περάσουν περίπου 30 τέτοιοι παλμοί χωρίς να επηρεαστεί η λειτουργία τους. Αυτός ο αριθμός είναι ικανοποιητικός, αν σκεφτούμε και το γεγονός ότι κάναμε τον υπολογισμό για τη χειρότερη δυνατή περίπτωση.



Σχήμα 6.10: Προσδιορισμός αριθμού παλμών από διάγραμμα πλάτους παλμού- διάρκειας παλμού.

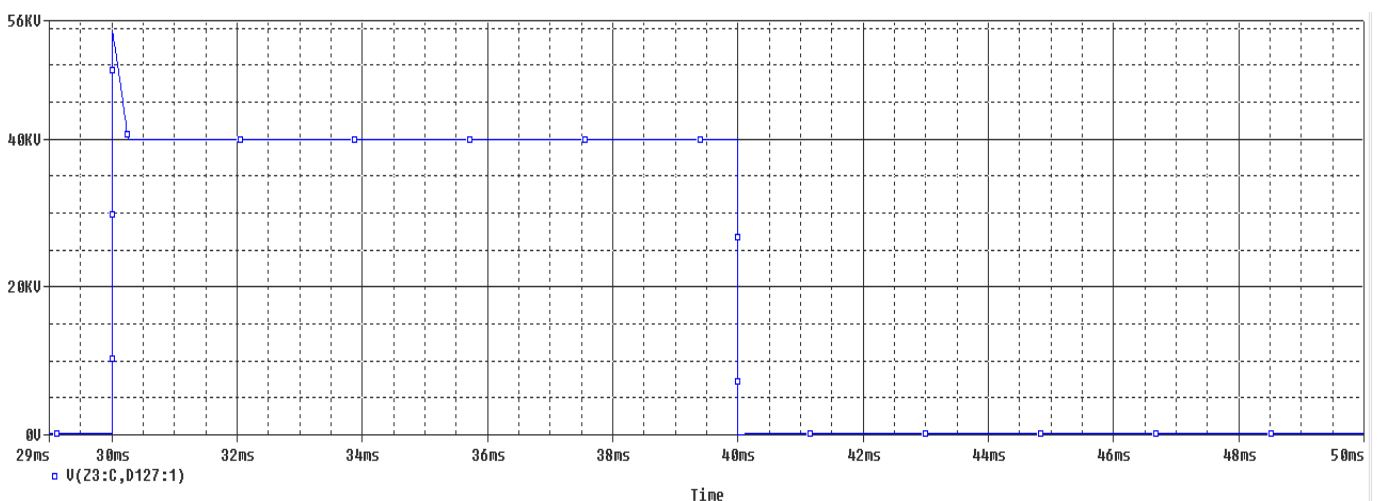
Τέλος στο σχήμα 6.11 μπορούμε να δούμε τι συμβαίνει στο κύκλωμα snubber. Βλέπουμε αρχικά την τάση στα άκρα του πυκνωτή να έχει τη μέγιστη τάση των 1300V που υπάρχει και στα άκρα των IGBTs, όταν ανοίγει ο διακόπτης. Όπως είχαμε αναφέρει σε προηγούμενα κεφάλαια, βλέπουμε πάλι εδώ ότι τη στιγμή που κλείνει πάλι ο διακόπτης ο πυκνωτής εκφορτίζεται και τελικά η ενέργειά του καταναλώνεται στην αντίσταση του snubber. Η μέγιστη ισχύς της κάθε αντίστασης βλέπουμε ότι φτάνει το 1kW, ποσότητα που είναι διαχειρίσιμη από μία αντίσταση με διαστάσεις μέσα σε εφικτά πλαίσια για τη διάταξή μας.



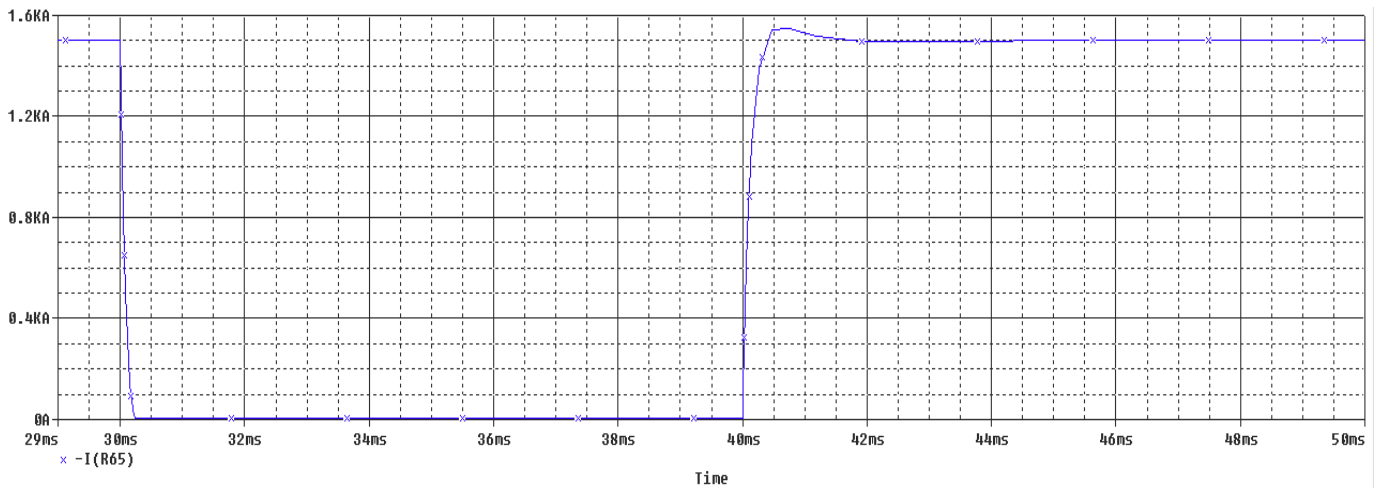
Σχήμα 6.11: Τάση πυκνωτή κυκλώματος snubber (κόκκινη γραμμή), τάση αντίστασης κυκλώματος snubber (μπλε γραμμή) και ισχύς αντίστασης snubber (πράσινη γραμμή).

6.4.2 Προσομοίωση προτεινόμενης διάταξης διακόπτη διεύθυνσης 2 (όπου για την προστασία των IGBTs του χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα) σε κατάσταση σφάλματος

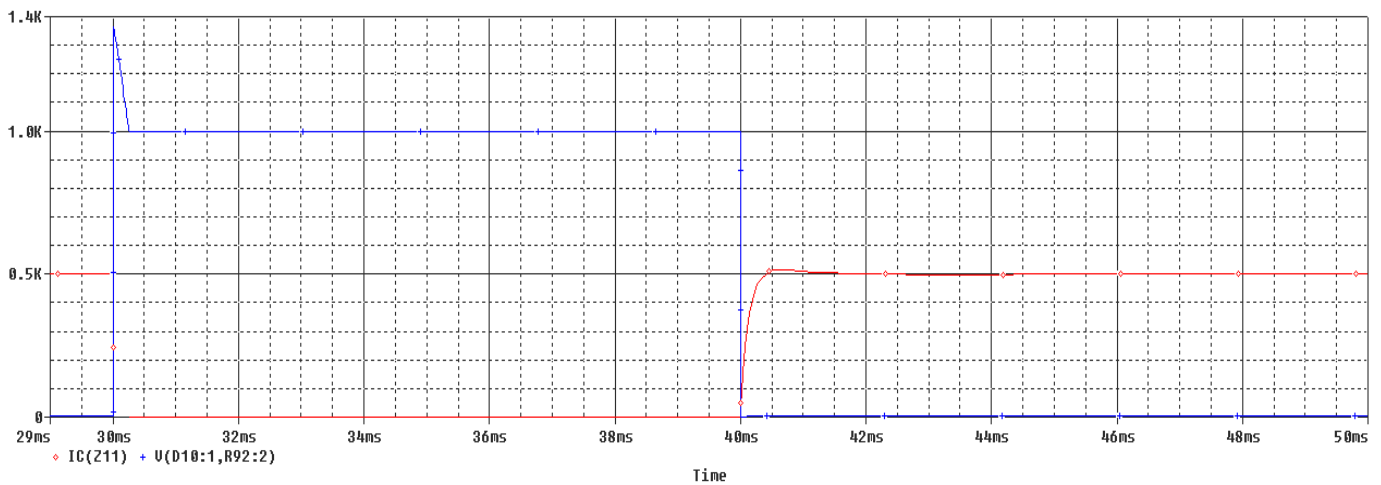
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της διάταξης διακόπτη διεύθυνσης που χρησιμοποιεί MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα για την προστασία των IGBTs του φαίνονται στα σχήματα 6.12-6.21.



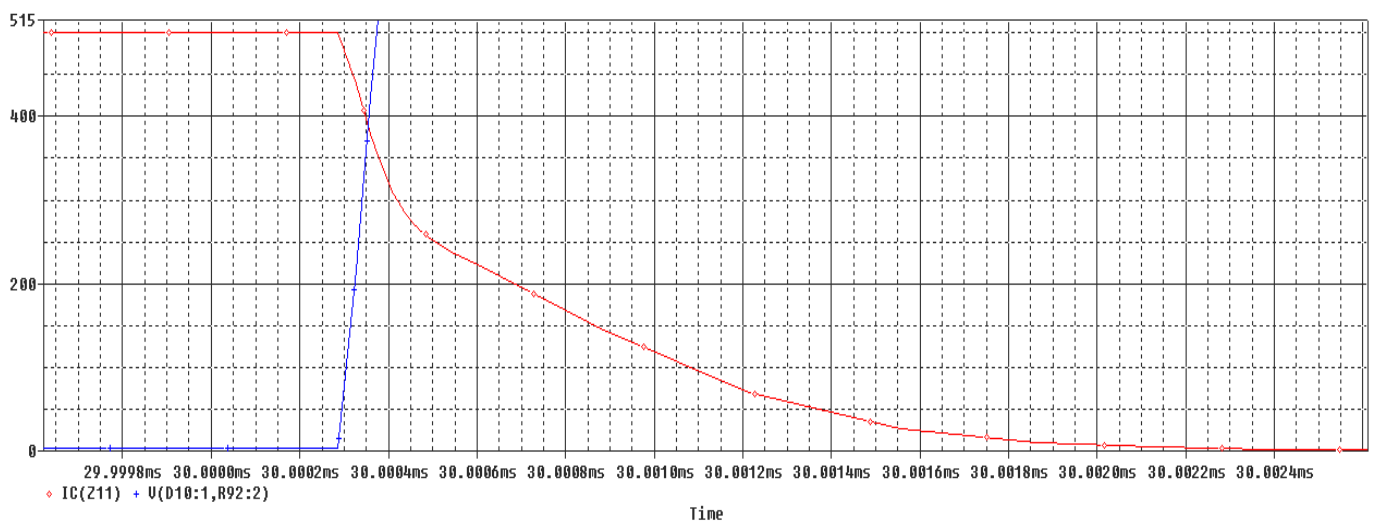
Σχήμα 6.12: Τάση στα άκρα του διακόπτη διεύθυνσης



Σχήμα 6.13: Ρεύμα εξόδου του διακόπτη διεύθυνσης.



Σχήμα 6.14: Τάση στα άκρα κάθε IGBT (μπλε γραμμή) και ρεύμα του κάθε IGBT (κόκκινη γραμμή).

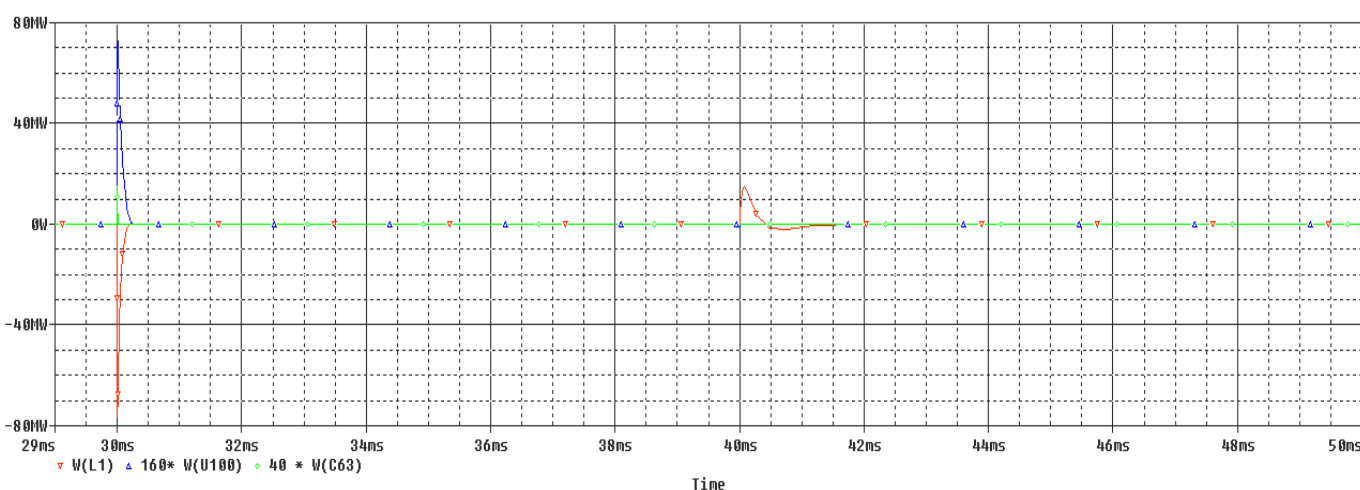


Σχήμα 6.15: Διακοπτική διαδικασία του κάθε IGBT όπου βλέπουμε την τάση του (μπλε γραμμή) και το ρεύμα του (κόκκινη γραμμή).

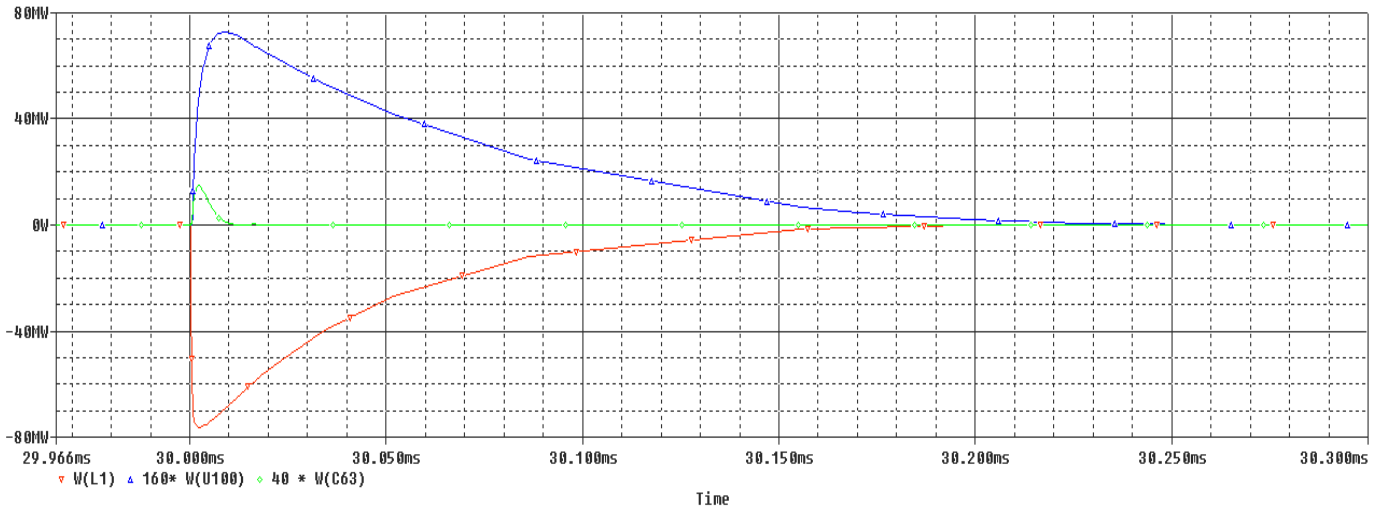
Από το σχήμα 6.12 μπορούμε να δούμε ότι ο διακόπτης προστατεύεται από την υπέρταση που δημιουργεί το πηνίο. Η τάση στα άκρα του παρουσιάζει μια αιχμή, η οποία ωστόσο φτάνει μέχρι τα 55kV αυτή τη φορά. Ο διακόπτης όμως μπορεί να αντέξει μέχρι και 56kV χωρίς να κινδυνεύει να καταστραφεί. Επομένως η προστασία που σχεδιάσαμε είναι αποτελεσματική ως προς την τάση, παρόλο που χρησιμοποιήσαμε διαφορετική συνδεσμολογία MOVs. Απλά η αιχμή της τάσης είναι λίγο μεγαλύτερη σε σχέση με πριν. Το σύστημα προστασίας δρα στην ουσία με τον ίδιο τρόπο που είδαμε και στο κεφάλαιο 5 στις προσομοιώσεις με τα MOVs. Αυτό μπορούμε να το παρατηρήσουμε και από το σχήμα 6.14 που μας δείχνει τι συμβαίνει ξεχωριστά στο κάθε IGBT. Στο κάθε IGBT η τάση φτάνει μέχρι τα 1365V τη στιγμή που πάει το IGBT σε κατάσταση αποκοπής, και μετά μειώνεται μέχρι να φτάσει την τιμή 1000V, που αποτελεί το επίπεδο της dc τάσης εισόδου (αφού έχουμε 40 ίδιες μονάδες σε σειρά, ισοκαταμερίζεται η dc τάση εισόδου των 40kV).

Στο σχήμα 6.13 μπορούμε να δούμε το ρεύμα εξόδου του διακόπτη. Εκεί μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το ρεύμα δεν μηδενίζεται αμέσως, αλλά ο χρόνος μείωσης του ρεύματος είναι όσος και ο χρόνος που κρατάει η διαταραχή στο σύστημα. Το ρεύμα σε αυτό το χρονικό διάστημα περνάει από το σύστημα προστασίας και όχι από τα IGBTs. Το ρεύμα του κάθε IGBT μπορούμε να δούμε στο σχήμα 6.14 ότι πέφτει πολύ γρήγορα στο 0. Επίσης βλέπουμε στο σχήμα 6.13 ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής (σχεδόν μηδενικό) το διάστημα που είναι κλειστός ο διακόπτης, το οποίο οφείλεται στο σύστημα προστασίας. Τέλος στο σχήμα 6.15 βλέπουμε ότι οι διακοπτικές απώλειες μειώνονται στο κάθε IGBT εξαιτίας του κυκλώματος snubber. Καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι ο τρόπος που λειτουργεί το σύστημα προστασίας είναι παρόμοιος με αυτόν της πρώτης προτεινόμενης διάταξης διακόπτη διεύθυνσης, παρόλο που έχουμε διαφορετική συνδεσμολογία στα MOVs.

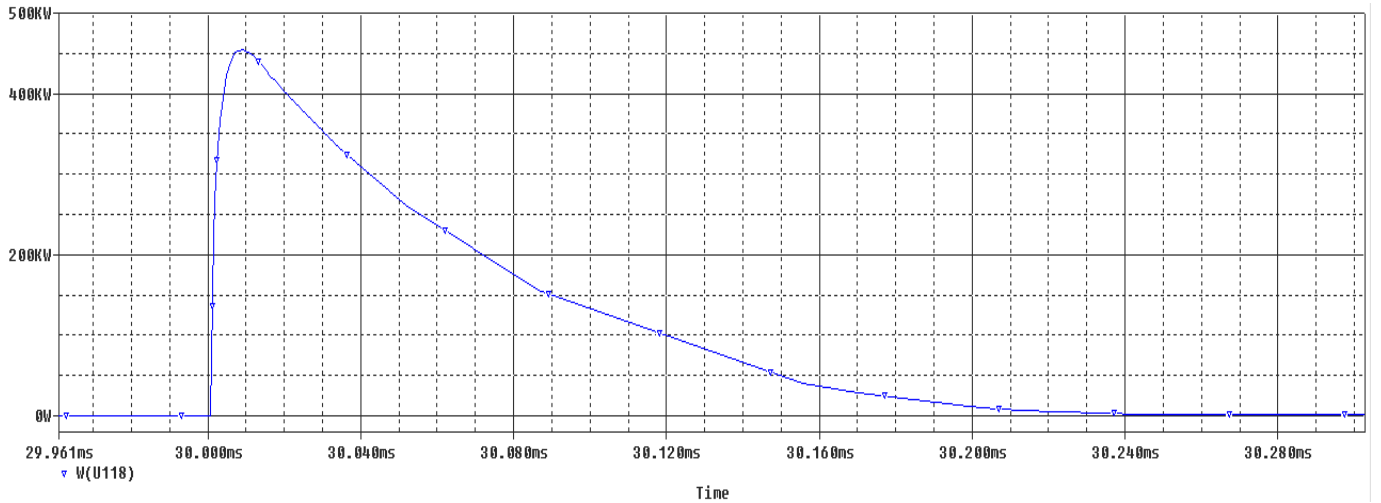
Ας δούμε τώρα τι ακριβώς συμβαίνει με βάση την ισχύ και το ρεύμα σε κάθε στοιχείο του κυκλώματος προστασίας (σχήματα 6.16-6.19).



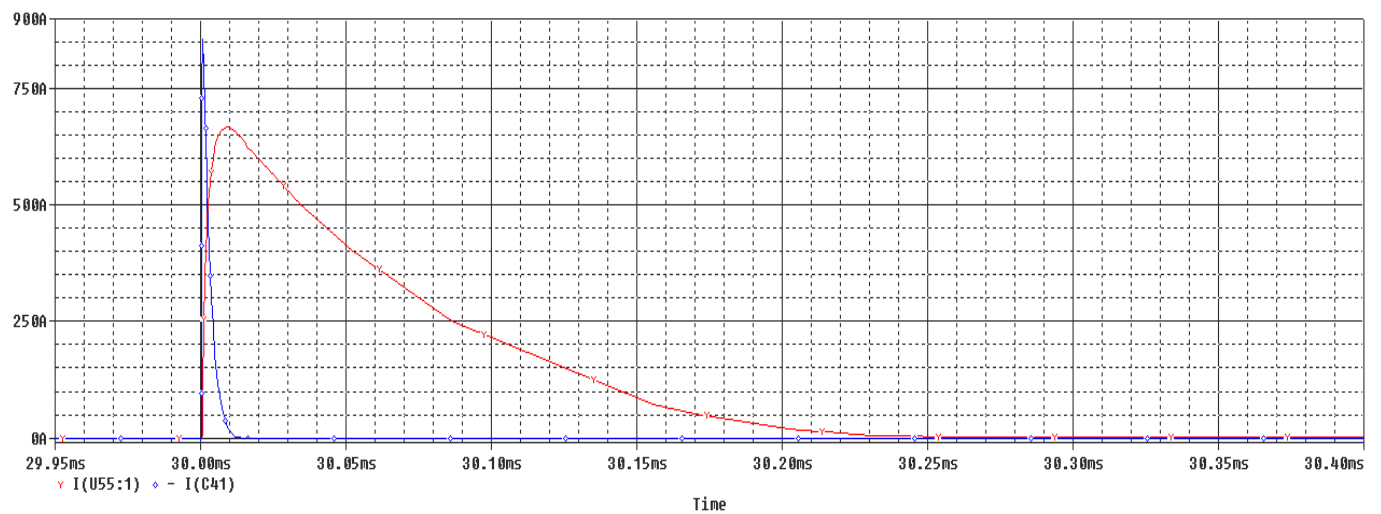
Σχήμα 6.16: Ισχύς που απελευθερώνεται από το πηνίο (πορτοκαλί γραμμή), συνολική ισχύς όλων των MOVs (μπλε γραμμή) και συνολική ισχύς των πυκνωτών όλων των κυκλωμάτων snubber (πράσινη γραμμή).



Σχήμα 1.17: Ισχύς που απελευθερώνεται από το πηνίο (πορτοκαλί γραμμή) , συνολική ισχύς όλων των MOVs (μπλε γραμμή) και συνολική ισχύς των πυκνωτών όλων των κυκλωμάτων snubber (πράσινη γραμμή) σε μεγέθυνση.



Σχήμα 6.18: Ισχύς του κάθε MOV σε μεγέθυνση.

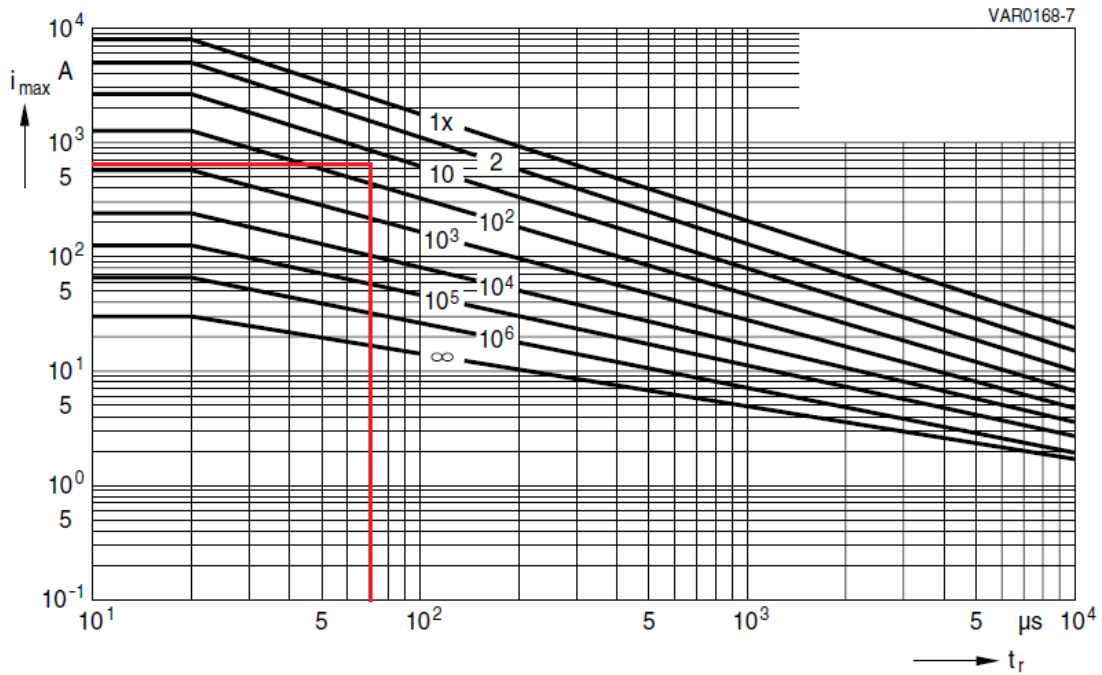


Σχήμα 6.19: Ρεύμα πυκνωτή του κυκλώματος snubber (μπλε γραμμή) και ρεύμα του κάθε MOV (κόκκινη γραμμή) σε μεγέθυνση.

Αρχικά μπορούμε να δούμε στο σχήμα 6.16 και πάλι ό,τι είδαμε και στην υποενότητα 6.4.1. Δηλαδή τη στιγμή που ανοίγει ο διακόπτης απελευθερώνεται η ενέργεια που ήταν αποθηκευμένη στο πηνίο κατά τη λειτουργία του μετατροπέα, η οποία απορροφάται κυρίως από τα MOVs και μια μικρή ποσότητα από τα κυκλώματα snubber. Στο σχήμα 6.17 έχουμε μεγεθύνει στην ουσία το σχήμα 6.16 για το διάστημα που συμβαίνει αυτό το φαινόμενο, το οποίο όπως βλέπουμε είναι γύρω στα 0.25ms. Εκεί φαίνεται ξεκάθαρα το πόσο μεγάλη είναι η ισχύς στα MOVs σε σχέση με τα snubbers. Αυτός ήταν και εξαρχής ο σκοπός της σχεδίασης, να απορροφηθεί το μεγαλύτερο μέρος αυτής της ενέργειας από τα MOVs, καθώς με τα snubbers δε μπορούμε να διαχειριστούμε τόσα μεγάλα ποσά ισχύος. Στο σχήμα 6.8 μπορούμε να δούμε την ισχύ του κάθε MOV. Η μέγιστη ισχύς στο κάθε MOV βλέπουμε ότι φτάνει γύρω στα 450kW. Είναι στην ουσία η μισή από αυτή που είχε το κάθε MOV της προηγούμενης προτεινόμενης διάταξης διακόπτη διεύθυνσης. Αυτό είναι λογικό καθώς τώρα χρησιμοποιήσαμε διπλάσιο αριθμό MOVs.

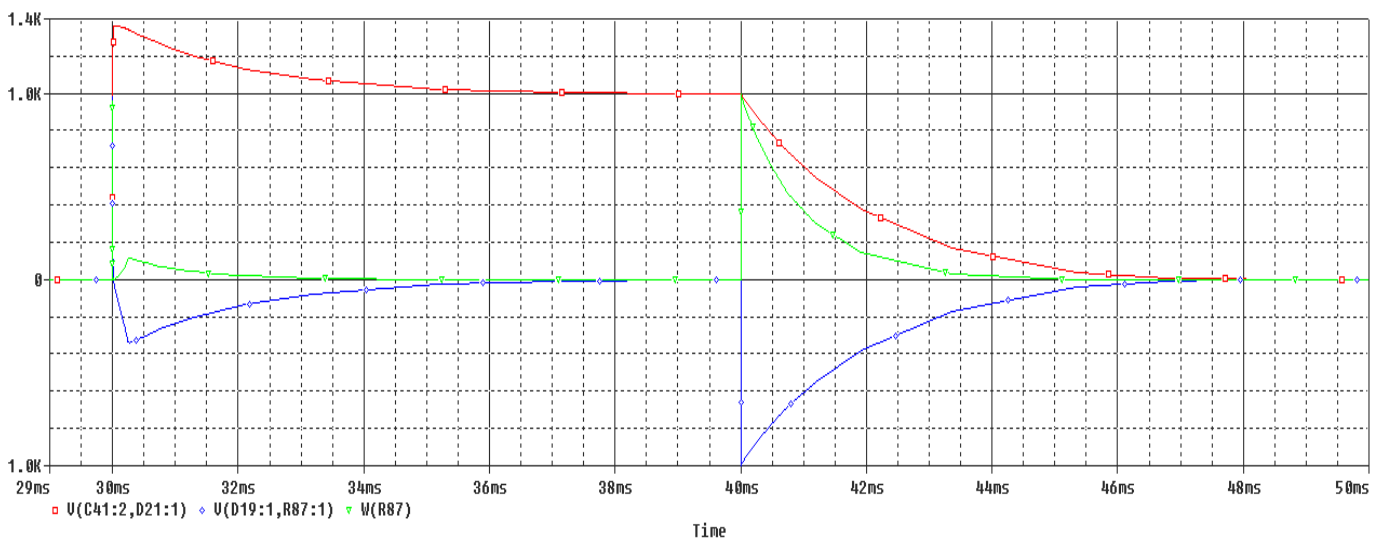
Στο σχήμα 6.19, όπου βλέπουμε για το χρονικό διάστημα της διαταραχής το ρεύμα σε κάθε πυκνωτή των κυκλωμάτων snubber και το ρεύμα σε κάθε MOV, παρατηρούμε ότι είναι ίδιο με το αντίστοιχο σχήμα (σχήμα 6.9) της προηγούμενης προσομοίωσης. Αυτό είναι αναμενόμενο καθώς χρησιμοποιούμε το ίδιο κύκλωμα snubber και έχουμε πάλι 2 παράλληλους κλάδους από MOVs (απλά τώρα ο κάθε κλάδος έχει 2 MOVs). Έτσι το μέγιστο ρεύμα που περνάει από κάθε MOV είναι και πάλι 670A.

Αν εξετάσουμε και θεωρητικά το φαινόμενο, στο πηνίο αποθηκεύεται ενέργεια ίση με $E = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} \cdot (3,2 \cdot 10^{-3}) \cdot 1500^2 = 3600J$. Η ενέργεια αυτή θέλουμε να διαμοιραστεί στα 160 MOVs που περιλαμβάνει η διάταξη μας. Επομένως το κάθε MOV καλείται να διαχειριστεί ενέργεια $E_{MOV} = 3600J / 160 = 22,5J$. Στην ουσία θα είναι λίγο μικρότερη καθώς ένα μικρό μέρος απορροφάται από το κύκλωμα snubber. Με βάση το φύλλο προδιαγραφών, κάθε MOV που χρησιμοποιήσαμε μπορεί να διαχειριστεί ενέργεια μέχρι και 140J για έναν παλμό, οπότε είμαστε μέσα στα επιτρεπτά όρια. Από το σχήμα 6.19, προκύπτει ότι η διάρκεια του παλμού είναι $t_p = 70\mu s$ (για τη συγκεκριμένη κυματομορφή η διάρκεια του παλμού μετράται από τη στιγμή που αρχίζει ο παλμός μέχρι να μειωθεί στο 50% του πλάτους του). Επομένως για πλάτος παλμού $I_{pk} = 670A$, προκύπτει από το διάγραμμα πλάτους παλμού- διάρκειας παλμού του φύλλου προδιαγραφών (σχήμα 6.20) ότι από κάθε MOV μπορούν να περάσουν περίπου 50 τέτοιοι παλμοί χωρίς να επηρεαστεί η λειτουργία τους. Είναι μεγαλύτερος αυτός ο αριθμός τώρα σε σχέση με την προηγούμενη προτεινόμενη διάταξη, αφού χρησιμοποιούμε περισσότερα MOVs και κάθε MOV έχει να διαχειριστεί μικρότερη ενέργεια. Επομένως είναι λογικό τα MOVs να έχουν τώρα μεγαλύτερη διάρκεια ζωής. Αυτός ο αριθμός είναι ικανοποιητικός, αν σκεφτούμε και το γεγονός ότι κάναμε τον υπολογισμό για τη χειρότερη δυνατή περίπτωση.



Σχήμα 6.20: Προσδιορισμός αριθμού παλμών από διάγραμμα πλάτους παλμού-διάρκειας παλμού.

Τέλος, όσον αφορά τη λειτουργία του κυκλώματος snubber, βλέπουμε από το σχήμα 6.21 ότι έχουμε ίδια αποτελέσματα με την προσομοίωση της υποενότητας 6.4.1. Αυτό ήταν αναμενόμενο αφού χρησιμοποιήσαμε το ίδιο κύκλωμα snubber. Η μέγιστη ισχύς της κάθε αντίστασης βλέπουμε ότι φτάνει πάλι το 1kW, ποσότητα που είναι διαχειρίσιμη από μία αντίσταση με διαστάσεις μέσα σε εφικτά πλαίσια για τη διάταξή μας.



Σχήμα 6.21: Τάση πυκνωτή κυκλώματος snubber (κόκκινη γραμμή), τάση αντίστασης κυκλώματος snubber (μπλε γραμμή) και ισχύς αντίστασης snubber (πράσινη γραμμή).

6.5 Συμπεράσματα προσομοιώσεων για την λειτουργία των προτεινόμενων διατάξεων διακόπτη

Είδαμε λοιπόν και μέσα από προσομοιώσεις ότι οι 2 διαφορετικοί διακόπτες που σχεδιάσαμε μπορούν να ανταποκριθούν με πολύ καλό τρόπο σε ένα πραγματικό σύστημα. Η προστασία η οποία σχεδιάσαμε σε κάθε περίπτωση ήταν αποτελεσματική για τη χειρότερη δυνατή περίπτωση σφάλματος. Η τάση στα άκρα κάθε ημιαγωγού έφτανε το πολύ μέχρι την τιμή των 1300V στην πρώτη περίπτωση και την τιμή των 1365V στη δεύτερη περίπτωση. Έτσι δεν ξεπερνούσαμε τη μέγιστη δυνατή τάση που μπορούν να αντέξουν τα IGBTs, δηλαδή τα 1400V. Σε κάθε περίπτωση, η ενέργεια που απελευθερώνεται από το πηνίο κατά το σφάλμα απορροφάται σχεδόν εξ ολοκλήρου από τα MOVs και κατά ένα μικρό μέρος από το κύκλωμα snubber. Το snubber βλέπουμε ότι μειώνει το ρυθμό ανόδου της τάσης μειώνοντας έτσι τις διακοπτικές απώλειες. Αυτό που δεν μπορούμε να δούμε μέσω της προσομοίωσης είναι το πώς το snubber και η παράλληλη αντίσταση συμβάλλουν στο σωστό καταμερισμό της τάσης κατά τη λειτουργία του διακόπτη.

Μπορούμε να πούμε λοιπόν ότι το σύστημα μας θα μπορέσει να ανταποκριθεί αποτελεσματικά σε οποιαδήποτε συνθήκη σφάλματος. Ο διακόπτης μπορεί να ανοίξει και σε περιπτώσεις όπου δεν υπάρχει μέγιστο ρεύμα στο κύκλωμα, άλλα ένα πολύ μικρότερο ρεύμα. Για τη χειρότερη περίπτωση είδαμε λοιπόν ότι ο 1ος διακόπτης (MOVs συνδεδεμένα παράλληλα) μπορεί να αντέξει περίπου 30 τέτοια σφάλματα, ενώ ο 2ος διακόπτης (MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα) μπορεί να αντέξει περίπου 50 τέτοια σφάλματα. Σε κάθε περίπτωση ο αριθμός αυτός είναι αρκετά ικανοποιητικός, αν σκεφτούμε ότι είναι για τη χειρότερη δυνατή περίπτωση. Δηλαδή ο κάθε διακόπτης μπορεί να αντιμετωπίσει περισσότερα σφάλματα που έχουν μικρότερο μέγιστο ρεύμα. Γενικά όμως, όσα περισσότερα σφάλματα μπορεί να αντέξει ο διακόπτης, τόσο περισσότερο αυξάνεται ο χρόνος ζωής και η αξιοπιστία του συστήματος, αφού θα είναι λιγότερο συχνή η αντικατάσταση των βαρίστορ. Σε κάθε περίπτωση ο μηχανικός είναι αυτός που με βάση την εκάστοτε εφαρμογή θα πρέπει να αποφασίζει, αν ένας αριθμός σφαλμάτων που μπορεί να αντιμετωπιστεί από τα MOVs είναι ικανοποιητικός ή όχι.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων μας δείχνουν πόσο σημαντική είναι η χρήση MOVs και κυκλωμάτων snubber σε έναν διακόπτη διεύθυνσης. Παρά το σχετικά μικρό τους κόστος και το μικρό τους όγκο, αυτά τα 2 μας δίνουν πολλά πλεονεκτήματα και αντιμετωπίζουν καταστάσεις που δεν μπορούν να αντιμετωπιστούν από τα IGBTs. Τα MOVs είναι αυτά που καταστέλλουν τις υπερτάσεις απορροφώντας την ενέργεια που απελευθερώνεται από το πηνίο. Τα κυκλώματα snubber μειώνουν το ρυθμό ανόδου της τάσης κατά τη σβέση των IGBTs, μειώνουν τις διακοπτικές απώλειες και βοηθούν στο σωστό καταμερισμό της μεταβατικής τάσης. Έτσι αυξάνουμε τελικά την αξιοπιστία του συνολικού συστήματος, χωρίς να αυξάνεται σημαντικά το κόστος. Επίσης είδαμε ότι με διαφορετικές συνδεσμολογίες των MOVs μπορούμε να πετύχουμε εξίσου καλά αποτελέσματα, τηρώντας βέβαια πάντα τις προϋποθέσεις που χρειάζονται για κάθε συνδεσμολογία. Αυτό είναι πολύ σημαντικό, καθώς έχουμε μία ευελιξία ως προς τη σχεδίαση του συστήματος προστασίας του διακόπτη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

Συμπεράσματα Διπλωματικής Εργασίας

7.1 Συμπεράσματα για τις τοπολογίες μετατροπέων τύπου MMC

Στα κεφάλαια 2 και 3 μελετήσαμε 3 διαφορετικές τοπολογίες μετατροπέων: τον MMC μετατροπέα υπομονάδων ημιγέφυρας, τον MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας και τον AAC μετατροπέα, ο οποίος αποτελεί υβριδική τοπολογία μετατροπέα που συνδυάζει τον MMC μετατροπέα υπομονάδων πλήρους γέφυρας και τον απλό μετατροπέα 2 επιπέδων. Ο λόγος που ασχοληθήκαμε με τις συγκεκριμένες τοπολογίες μετατροπέα είναι ότι φαίνονται να πληρούν τα κριτήρια που χρειάζονται τα σύγχρονα συστήματα υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC). Τα συγκεκριμένα συστήματα μεταφοράς ενέργειας γίνονται ολοένα και πιο δημοφιλή για τη μεταφορά ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις εξαιτίας των πλεονεκτημάτων που παρέχουν σε αυτή την περίπτωση έναντι των αντίστοιχων AC συστημάτων μεταφοράς. Χρειαζόμαστε λοιπόν μετατροπείς ισχύος, οι οποίοι θα μπορούν να ανταποκριθούν στις απαιτήσεις αυτών των συστημάτων μεταφοράς. Από τις μέχρι τώρα γνωστές τοπολογίες μετατροπέων, οι MMC μετατροπείς φαίνονται να καλύπτουν καλύτερα τις απαιτήσεις τέτοιων συστημάτων και πλεονεκτούν έναντι άλλων τοπολογιών. Έχουν απλή δομή, μπορούν να μεταφέρουν μεγάλα ποσά ενέργειας έχοντας μικρές απώλειες και εξαλείφουν την ανάγκη για τοποθέτηση φίλτρων στην έξοδο του μετατροπέα, καθώς μπορούν να παράγουν κυματομορφές τάσης και ρεύματος πολύ καλής ποιότητας στην έξοδο. Με τέτοιους μετατροπείς μπορούμε λοιπόν να μειώσουμε το συνολικό κόστος και τον όγκο της όλης εγκατάστασης.

Αναλύοντας την κάθε μία από τις τρεις διαφορετικές τοπολογίες που εξετάσαμε, μπορούμε να κάνουμε μια σύγκριση μεταξύ των τριών τοπολογιών. Αρχικά είδαμε τον MMC μετατροπέα υπομονάδων ημιγέφυρας. Αυτή η τοπολογία είναι η πιο απλή. Απαιτεί τον μικρότερο αριθμό στοιχείων, καθώς χρησιμοποιεί 2 IGBTs ανά υπομονάδα, ενώ σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας μπορεί να πετύχει την ίδια ποιότητα τάσης και ρεύματος εξόδου με τις υπόλοιπες τοπολογίες. Ωστόσο η συγκεκριμένη τοπολογία υστερεί σε περίπτωση DC σφαλμάτων, καθώς δεν μπορεί να αντιμετωπίσει από μόνη της το σφάλμα. Το ρεύμα σφάλματος καταφέρνει να περάσει από τις διόδους του μετατροπέα στην άλλη πλευρά του δικτύου. Για να μπορέσει να αντιμετωπιστεί επομένως ένα τέτοιο σφάλμα, απαιτείται το δίκτυο να έχει DC διακόπτες, που ανοίγουν ώστε να σταματάει η λειτουργία του συστήματος και να αντιμετωπιστεί το σφάλμα. Ωστόσο οι άλλες δύο τοπολογίες μετατροπέα που εξετάσαμε μπορούν να αντιμετωπίσουν από μόνες τους αυτό το πρόβλημα. Επειδή περιλαμβάνουν υπομονάδες πλήρους γέφυρας, μπορούν να παράγουν τάση αντίθετης πολικότητας περιορίζοντας έτσι το ρεύμα σφάλματος και επιτρέποντας την ανταλλαγή άεργου ισχύος μεταξύ των 2 δικτύων. Όσον αφορά την αντιμετώπιση σφαλμάτων του AC δικτύου, και οι τρεις τοπολογίες μετατροπέα έχουν καλή απόκριση, όπως όλοι οι μετατροπείς πηγής τάσης.

Αν και ο MMC μετατροπέας υπομονάδων πλήρους γέφυρας και ο AAC μετατροπέας έχουν δυνατότητα αντιμετώπισης σφαλμάτων στη DC πλευρά, χρησιμοποιούν περισσότερα στοιχεία από την απλή τοπολογία που χρησιμοποιεί υπομονάδες ημιγέφυρας. Πιο συγκεκριμένα ο MMC μετατροπέας υπομονάδων πλήρους γέφυρας χρησιμοποιεί τον διπλάσιο αριθμό IGBTs (4 IGBTs ανά υπομονάδα), ενώ ο AAC μετατροπέας μπορούμε να πούμε ότι αντικαθιστά τις μισές υπομονάδες πλήρους γέφυρας με πολλά IGBTs συνδεδεμένα σε σειρά που αποτελούν τον διακόπτη διεύθυνσης. Σε περίπτωση που θεωρήσουμε ότι χρησιμοποιούμε τα ίδια IGBTs για τον διακόπτη διεύθυνσης και τις υπομονάδες, ο διακόπτης διεύθυνσης χρειάζεται 2 IGBTs ανά υπομονάδα. Όλα τα παραπάνω μπορούμε να τα δούμε συνοπτικά στον πίνακα 7.1 για κάθε φάση του μετατροπέα.

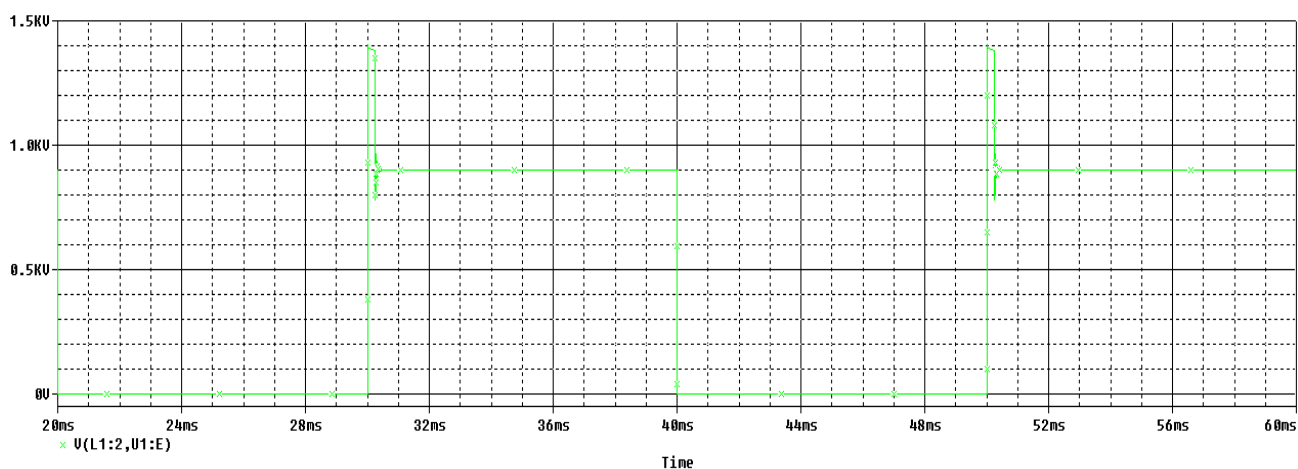
	MMC μετατροπέας υπομονάδων ημιγέφυρας	MMC μετατροπέας υπομονάδων πλήρους γέφυρας	AAC μετατροπέας
Αριθμός επιπέδων τάσης εξόδου	N	N	N
Αριθμός υπομονάδων	2*(N-1)	2*(N-1)	(N-1)
Αριθμός IGBTs διακόπτων διεύθυνσης	-	-	2*(N-1)
Συνολικός αριθμός IGBTs	4*(N-1)	8*(N-1)	6*(N-1)
Δυνατότητα αντιμετώπισης σφαλμάτων του AC δικτύου	NAI	NAI	NAI
Δυνατότητα αντιμετώπισης σφαλμάτων του DC δικτύου	OXI	NAI	NAI
Έλεγχος	Απλός	Απλός	Πιο Σύνθετος

ΠΙΝΑΚΑΣ 7.1: Σύγκριση των τριών τοπολογιών που εξετάστηκαν (οι 4 πρώτες γραμμές του πίνακα αναφέρονται σε κάθε φάση του μετατροπέα).

Μέσα από προσομοιώσεις που έγιναν, είχαμε την ευκαιρία να δούμε τον τρόπο με τον οποίο λειτουργούν αυτοί οι μετατροπείς. Είδαμε κάποιες απλές περιπτώσεις λειτουργίας σε κανονικές συνθήκες, όπου είχαμε παρόμοια αποτελέσματα. Οι συγκεκριμένοι μετατροπείς σχηματίζουν την τάση εξόδου τους με την ίδια λογική που τη σχηματίζουν και άλλες τοπολογίες πολυεπίπεδων

μετατροπέων, έχοντας ωστόσο τα πλεονεκτήματα που αναφέραμε παραπάνω. Μπορούμε να πούμε λοιπόν με ασφάλεια ότι οι μετατροπείς που εξετάσαμε αποτελούν μία αξιόπιστη, ασφαλή και οικονομική λύση για τα σύγχρονα συστήματα υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος. Ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή, ο κάθε μηχανικός μπορεί να δει ανάλογα με το τι θέλει να πετύχει και τα μέσα που έχει διαθέσιμα ποια είναι η καλύτερη δυνατή επιλογή. Παρόλα αυτά, ο AAC μετατροπέας φαίνεται να συγκεντρώνει τα περισσότερα πλεονεκτήματα, καθώς συνδυάζει τα πλεονεκτήματα 2 διαφορετικών τοπολογιών μετατροπέα, ενώ παράλληλα δεν αποτελεί την πιο ακριβή και μεγάλη σε όγκο λύση. Είναι στην ουσία σαν μία μέση λύση, ώστε να μπορέσουμε να πετύχουμε ό,τι και με έναν μετατροπέα MMC υπομονάδων πλήρους γέφυρας, χωρίς όμως παράλληλα να αυξήσουμε πολύ τον όγκο και το κόστος του συστήματος σε σχέση με έναν MMC μετατροπέα υπομονάδων ημιγέφυρας. Οι AAC μετατροπείς λοιπόν έχουν όλες τις προοπτικές για να αποτελέσουν την καλύτερη δυνατή λύση για τα συστήματα μεταφοράς ενέργειας του μέλλοντος.

Υπήρχε όμως μία παράμετρος ακόμα που έπρεπε να εξετάσουμε σχετικά με τους AAC μετατροπείς. Οι διακόπτες διεύθυνσης που έχουν αυτοί οι μετατροπείς, αποτελούνται από μεγάλο αριθμό IGBTs συνδεδεμένων σε σειρά. Επομένως έπρεπε να εξετάσουμε ό,τι αφορά τη σύνδεση τέτοιων ημιαγωγών σε σειρά, ώστε να έχουμε αποτελεσματική λειτουργία του μετατροπέα. Επίσης είδαμε ότι ένας διακόπτης διεύθυνσης σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας αλλάζει κατάσταση αφού πρώτα μηδενιστεί το ρεύμα του, περιορίζοντας έτσι τις διακοπτικές απώλειες. Ωστόσο υπάρχουν περιπτώσεις που ο διακόπτης μπορεί να χρειαστεί να ανοίξει χωρίς να έχει μηδενιστεί πρώτα το ρεύμα και έτσι να δημιουργηθούν προβλήματα στα IGBTs του διακόπτη λόγω του πηνίου του βραχίονα που δημιουργεί υπέρταση σε αυτή την περίπτωση (σχήμα 7.1). Επίσης οποιοδήποτε σφάλμα συμβεί εντός του μετατροπέα, λόγω της δομής του μετατροπέα, μεταφέρεται στην ουσία στο διακόπτη διεύθυνσης. Για αυτούς του λόγους έπρεπε να βρούμε έναν τρόπο προστασίας του διακόπτη από τέτοιες καταστάσεις. Αυτούς τους τρόπους εξετάσαμε στα επόμενα κεφάλαια (κεφάλαια 4,5,6).



Σχήμα 7.1: Υπέρταση στα άκρα ενός IGBT εξαιτίας σφάλματος του διακόπτη διεύθυνσης.

7.2 Συμπεράσματα κυκλωμάτων προστασίας διακοπών

Στα κεφάλαια 4 και 5 εξετάσαμε μεθόδους προστασίας των IGBTs από υπερτάσεις για να καταλήξουμε στο κεφάλαιο 6 να σχεδιάσουμε έναν διακόπτη, ο οποίος θα μπορούσε να λειτουργήσει ως διακόπτης διεύθυνσης σε έναν AAC μετατροπέα ισχύος και να ανταπεξέλθει σε οποιαδήποτε συνθήκη λειτουργίας του μετατροπέα. Κύρια πηγή των υπερτάσεων που προκαλούνται σε έναν διακόπτη διεύθυνσης, αποτελεί το πηνίο που υπάρχει στο βραχίονα του μετατροπέα. Εκεί αποθηκεύεται ενέργεια κατά τη λειτουργία του μετατροπέα ίση με $E = \frac{1}{2} L I^2$, η οποία σε περίπτωση που ανοίξει ο διακόπτης χωρίς να έχει

μηδενιστεί το ρεύμα απελευθερώνεται και δημιουργεί υπέρταση στα IGBTs του διακόπτη, με κίνδυνο να οδηγηθούν ακόμα και στην κατάρρευση τους. Εξετάσαμε λοιπόν, αν μπορούμε να προστατεύσουμε αποτελεσματικά τον διακόπτη χρησιμοποιώντας κυκλώματα snubber και βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων (MOVs).

Αρχικά εξετάσαμε την λειτουργία των κυκλωμάτων snubber. Πιο συγκεκριμένα αναλύσαμε τη λειτουργία του RCD κυκλώματος snubber αποκοπής, καθώς θέλαμε να προστατεύσουμε τους ημιαγωγούς από τα προβλήματα που συμβαίνουν κατά τη σβέση τους. Διαπιστώσαμε ότι ένα τέτοιο κύκλωμα μειώνει το ρυθμό ανόδου της τάσης, βοηθάει στη μείωση των διακοπτικών απωλειών και εξασφαλίζει τον σωστό καταμερισμό της τάσης μεταξύ των IGBTs κατά τις μεταβάσεις. Εξετάσαμε επίσης αν μπορεί να συμβάλλει ένα τέτοιο κύκλωμα στην καταστολή των υπερτάσεων στα άκρα των ημιαγωγών. Με βάση τις προσομοιώσεις που έγιναν σε κυκλώματα δοκιμών είδαμε ότι τα snubber έχουν αυτή τη δυνατότητα. Ωστόσο παρατηρήσαμε μετά ότι για μία εφαρμογή υψηλής τάσης, κάτι τέτοιο δε θα ήταν πρακτικά εφικτό. Το snubber θα έπρεπε να διαχειριστεί μεγάλα ποσά ισχύος και κάτι τέτοιο θα απαιτούσε μια μεγάλη σε διαστάσεις κατασκευή, καθιστώντας έτσι μη εφικτή κατασκευαστικά την προστασία του διακόπτη μέσω ενός τέτοιου κυκλώματος. Θα μπορούσαμε να πούμε λοιπόν ότι η προστασία ημιαγωγών από υπερτάσεις μέσω κυκλωμάτων snubber μπορεί να εφαρμοστεί σε κυκλώματα μικρής ισχύος, αλλά όχι σε μία εφαρμογή μεγάλης ισχύος, όπως είναι και ένας AAC μετατροπέας. Παρόλα αυτά είναι απαραίτητη η χρήση κυκλωμάτων snubber όταν συνδέουμε IGBTs σε σειρά λόγω των άλλων πλεονεκτημάτων που μας προσφέρουν. Γενικά συνιστάται, όταν συνδέουμε ημιαγωγούς σε σειρά, να χρησιμοποιούμε πάντα κυκλώματα snubber για την πιο αποτελεσματική λειτουργία του διακόπτη. Επίσης, για να εξασφαλίσουμε σωστό καταμερισμό της τάσης και κατά τη μόνιμη κατάσταση, θα πρέπει να τοποθετήσουμε παράλληλα με κάθε ημιαγωγό μία αντίσταση.

Αφού είδαμε ότι δεν είναι κατασκευαστικά εφικτή η προστασία του διακόπτη από υπερτάσεις μέσω κυκλωμάτων snubber, έπρεπε να εξετάσουμε κάποια άλλη μέθοδο προστασίας του διακόπτη. Εξετάσαμε λοιπόν την προστασία μέσω βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων (MOVs). Τα MOVs έχουν το πλεονέκτημα ότι, παρά το μικρό τους όγκο και το μικρό τους κόστος, μπορούν να απορροφήσουν μεγάλα ποσά ενέργειας σε μικρό χρονικό διάστημα, βοηθώντας έτσι στην καταστολή υπερτάσεων. Το MOV, από τη στιγμή που θα εφαρμοστεί συγκεκριμένη τάση στα άκρα του, γίνεται αγωγίμο και το ρεύμα περνάει πλέον

μέσα από αυτό, βοηθώντας έτσι στην προστασία του ημιαγωγού, ενώ παράλληλα κρατάει σχεδόν σταθερή την τάση. Αυτό μπορέσαμε να το δούμε και μέσα από προσομοιώσεις. Σε όλες τις προσομοιώσεις είχαμε αρκετά ικανοποιητικά επίπεδα προστασίας από την υπέρταση που δημιουργούσε το πηνίο του κυκλώματος. Εξετάσαμε επίσης αν μπορούμε να συνδέσουμε MOVs σε σειρά και παράλληλα, είτε για να αυξήσουμε την ικανότητα ως προς την τάση είτε την ικανότητα ως προς το μέγιστο ρεύμα. Είδαμε ότι αυτό είναι εφικτό και ότι η ενέργεια ισομοιράζεται μεταξύ των MOVs που συνδέουμε. Ωστόσο θα πρέπει να προσέξουμε τα MOVs να πληρούν τις προϋποθέσεις που χρειάζονται για να συνδεθούν ή σε σειρά ή παράλληλα ή σε σειρά και παράλληλα (πίνακας 7.2). Διαφορετικά υπάρχει κίνδυνος να μη λειτουργήσει αποτελεσματικά η προστασία.

	Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά	Παράλληλη σύνδεση βαρίστορ	Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα
Σκοπός	Μεγαλύτερη ικανότητα τάσης. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας. Ικανότητα τάσης μεταξύ των τιμών που παρέχονται από ατομικά βαρίστορ.	Μεγαλύτερη ικανότητα ρεύματος. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας.	Μεγαλύτερη ικανότητα τάσης. Μεγαλύτερη ικανότητα ρεύματος. Μεγαλύτερη ικανότητα ενέργειας.
Πεδίο εφαρμογών	Για οποιαδήποτε τιμή τάσης και ρεύματος.	Για οποιαδήποτε τιμή τάσης και μόνο για μεγάλες τιμές ρεύματος.	Για μεγάλες τιμές τάσης και ρεύματος.
Απαιτήσεις	Η μέγιστη τιμή ρεύματος των βαρίστορ πρέπει να είναι ίδια.	Τα βαρίστορ πρέπει να έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά ως προς την τάση. Πρέπει να διαλέξουμε συσκευές με κοινές V-I χαρακτηριστικές.	Τα βαρίστορ πρέπει να έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά ως προς την τάση και την ίδια μέγιστη τιμή ρεύματος. Δηλαδή θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν ίδια βαρίστορ.

ΠΙΝΑΚΑΣ 7.2: Σύνδεση βαρίστορ σε σειρά και παράλληλα.

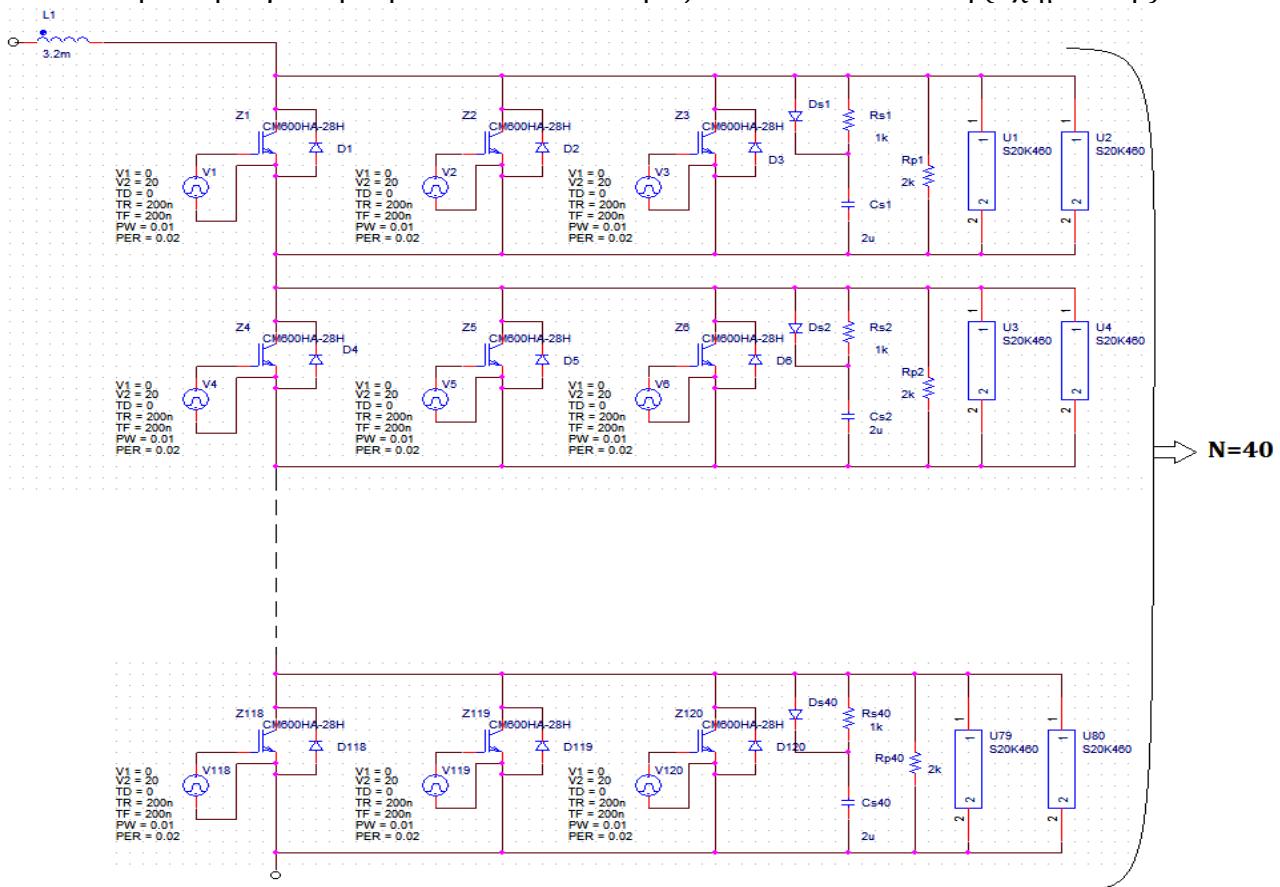
Μπορούμε να συμπεράνουμε λοιπόν ότι τα MOVs αποτελούν μια αξιόπιστη και αποτελεσματική λύση για την προστασία IGBTs που συνδέονται σε σειρά. Ειδικά για τις υπερτάσεις που προέρχονται από πηνία, είδαμε και μέσα από προσομοιώσεις ότι τα MOVs έχουν πολύ καλή απόκριση και μπορούν να προστατεύσουν έναν διακόπτη μεγάλης ισχύος. Καταλήγουμε ότι ο διακόπτης

διεύθυνσης ενός AAC μετατροπέα ισχύος θα προστατευόταν αποτελεσματικά τόσο με τη χρήση MOVs, όσο και με τη χρήση κυκλώματος snubber μαζί με παράλληλη αντίσταση, για τους λόγους που ήδη αναφέραμε.

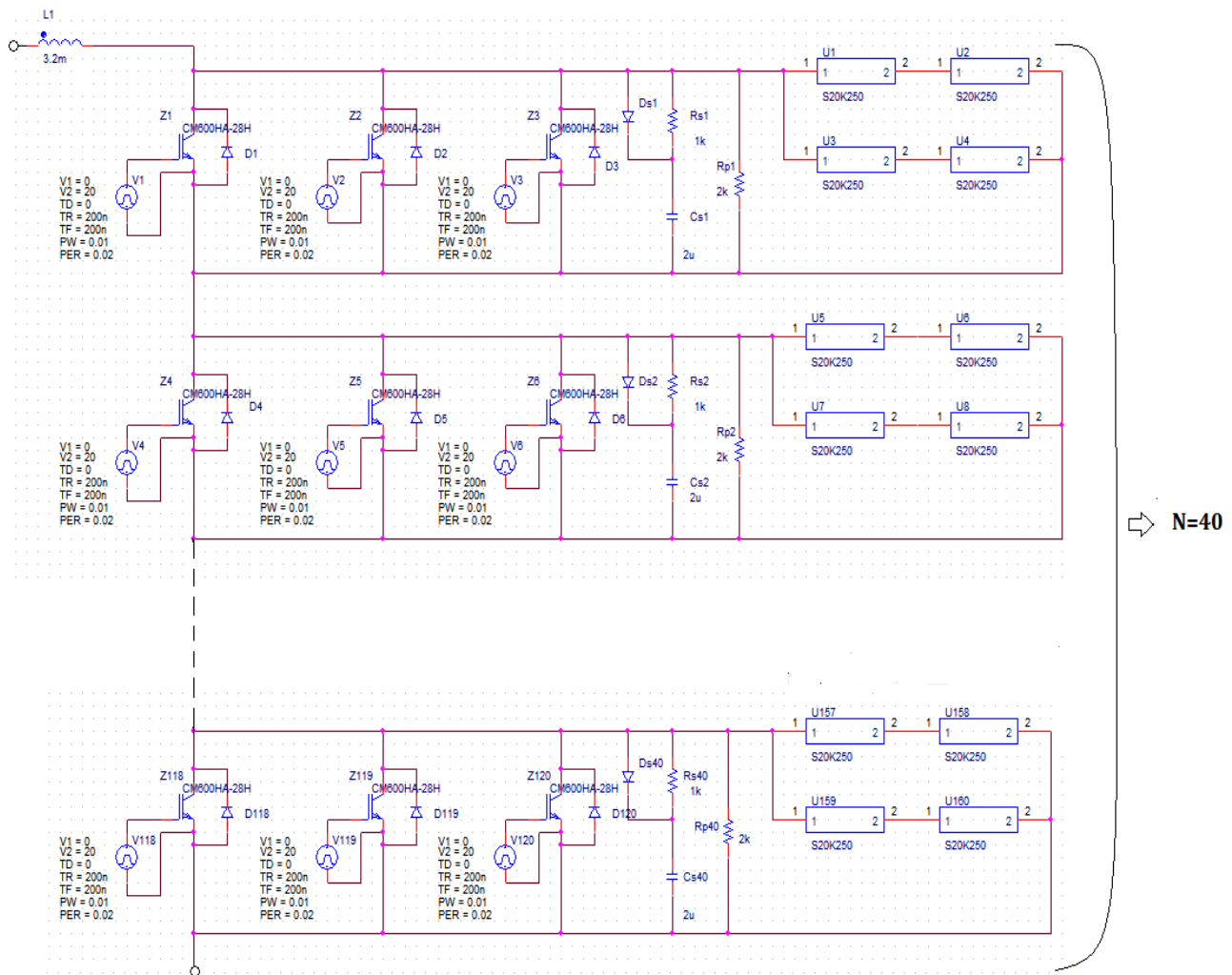
Στη συνέχεια θέλαμε να δούμε, αν οι παραπάνω μέθοδοι προστασίας διακοπών μπορούσαν να εφαρμοστούν σε ένα πραγματικό σύστημα. Σχεδιάσαμε λοιπόν 2 παρόμοιους διακόπτες, οι οποίοι θα μπορούσαν να ανταποκριθούν στις ανάγκες ενός AAC μετατροπέα ισχύος. Θεωρήσαμε DC τάση εισόδου του βραχίονα $V_{arm}=40kV$, μέγιστο ρεύμα $I_{max}=1500A$ και πηνίο βραχίονα $L_{arm}=3,2mH$. Μετά έπρεπε να προσδιορίσουμε σε ποιες περιπτώσεις ο διακόπτης μπορεί να ανοίξει χωρίς να έχει μηδενιστεί πρώτα το ρεύμα του (hard-switching). Καταλήξαμε λοιπόν ότι αυτό συμβαίνει σε 2 περιπτώσεις:

- 1) Να υπάρχει κάποιο σφάλμα (ανοιχτοκύκλωμα) εντός του μετατροπέα.
- 2) Λάθος εντολή από το σύστημα ελέγχου του διακόπτη.

Με βάση αυτά τα δεδομένα καταλήξαμε στη σχεδίαση 2 διακοπών, οι οποίοι διέφεραν μόνο στα MOVs που χρησιμοποιήσαμε και στον τρόπο σύνδεσης αυτών. Για τον 1^ο διακόπτη χρησιμοποιήσαμε 2 MOVs τύπου S20K460 της εταιρίας EPCOS συνδεδεμένα παράλληλα για την προστασία κάθε σειράς IGBTs του διακόπτη (σχήμα 7.2α), ενώ για τον 2^ο διακόπτη χρησιμοποιήσαμε 4 MOVs τύπου S20K250 της εταιρίας EPCOS συνδεδεμένα σε σειρά (ανά 2) και παράλληλα για την προστασία κάθε σειράς IGBTs του διακόπτη (σχήμα 7.2β).



Σχήμα 7.2α: Προτεινόμενη διάταξη διακόπτη διέυθυνσης στην οποία χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα παράλληλα για την προστασία των IGBTs του.

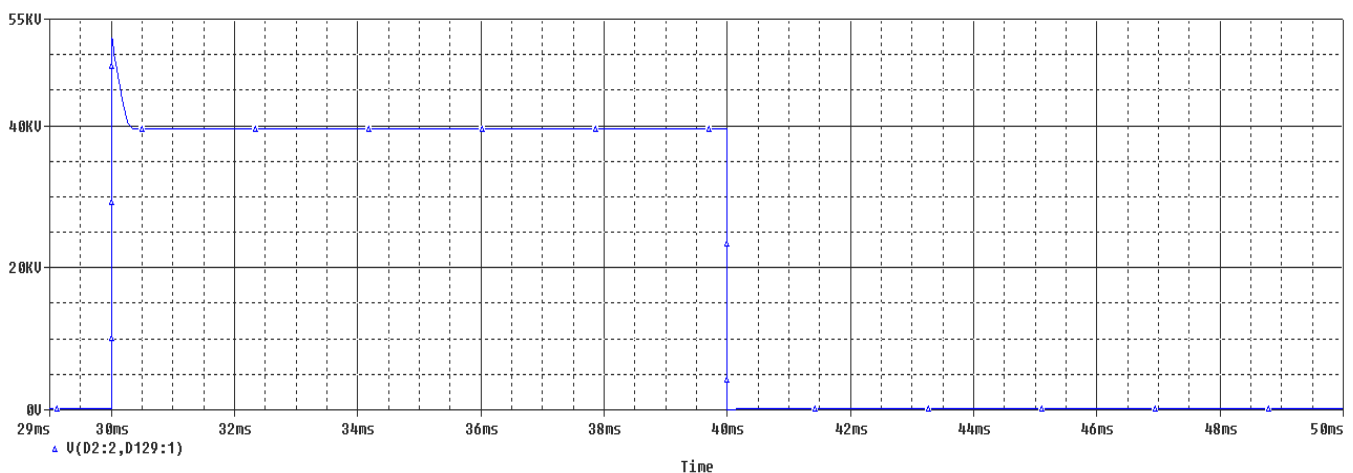


Σχήμα 7.2β: Προτεινόμενη διάταξη διακόπτη διεύθυνσης στην οποία χρησιμοποιούνται MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα για την προστασία των IGBTs του.

Προσομοιώσαμε τη λειτουργία αυτών των διακοπών στη 2η περίπτωση σφάλματος, που είναι και η χειρότερη δυνατή όταν έχουμε μέγιστη τιμή ρεύματος ($I=1500A$) πριν ανοίξει ο διακόπτης. Είδαμε ότι το σύστημα προστασίας και στις 2 περιπτώσεις είναι πολύ αποτελεσματικό και αντιμετωπίζει ένα τέτοιο σφάλμα (σχήματα 7.3 και 7.4). Στους πίνακες 7.3 και 7.4 μπορούμε να δούμε περισσότερες λεπτομέρειες για τις 2 διατάξεις διακόπτη διεύθυνσης που προτείναμε. Τα MOVs απορροφούν το μεγαλύτερο μέρος της ενέργειας που απελευθερώνεται από το πηνίο, ενώ τα snubbers απορροφούν ένα μικρό μέρος αυτής της ενέργειας, μειώνουν τον ρυθμό ανόδου της τάσης και μειώνουν τις διακοπτικές απώλειες (σχήμα 7.4). Τα snubbers μαζί με την παράλληλη αντίσταση συμβάλλουν στο σωστό καταμερισμό της τάσης μεταξύ των IGBTs. Με τα συγκεκριμένα συστήματα προστασίας, ο 1^{ος} διακόπτης μπορεί να αντιμετωπίσει 30 φορές σφάλματα του χειρότερου δυνατού τύπου και περισσότερα μικρότερα σφάλματα, ενώ ο 2^{ος} διακόπτης μπορεί να αντιμετωπίσει 50 φορές σφάλματα του χειρότερου δυνατού τύπου και περισσότερα μικρότερα σφάλματα.

Χαρακτηριστικά διάταξης διακόπτη διεύθυνσης 1 (MOVs συνδεδεμένα παράλληλα)	Τιμή
Τάση κανονικής λειτουργίας	40kV
Μέγιστη τάση λειτουργίας	56kV
Μέγιστο ρεύμα κανονικής λειτουργίας	1500A
Πηνίο βραχίονα L_{arm}	3,2mH
Υπέρταση χωρίς κύκλωμα προστασίας	>56kV
Υπέρταση με κύκλωμα προστασίας	52kV
Μέγιστη ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο βραχίονα	3600J
Ενέργεια που μπορεί να διαχειριστεί το κάθε MOV	195J
Αριθμός MOVs	80
Αριθμός σφαλμάτων που μπορεί να αντιμετωπίσει ο διακόπτης (στη χειρότερη δυνατή περίπτωση)	30

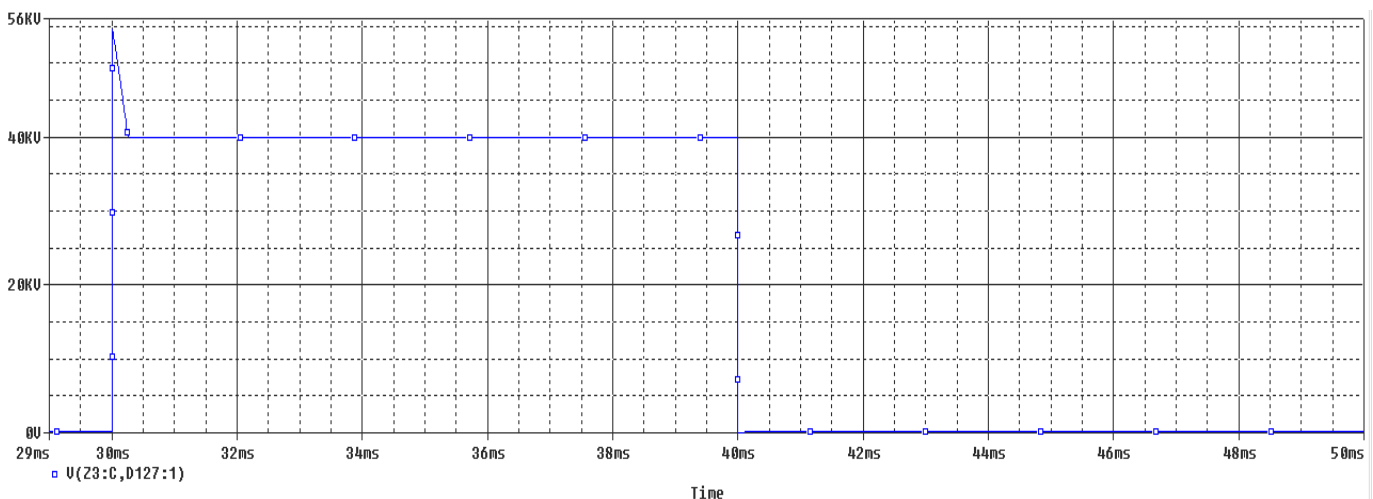
ΠΙΝΑΚΑΣ 7.3: Χαρακτηριστικά διάταξης διακόπτη διεύθυνσης 1 όπου χρησιμοποιήσαμε MOVs συνδεδεμένα παράλληλα για την προστασία των IGBTs.



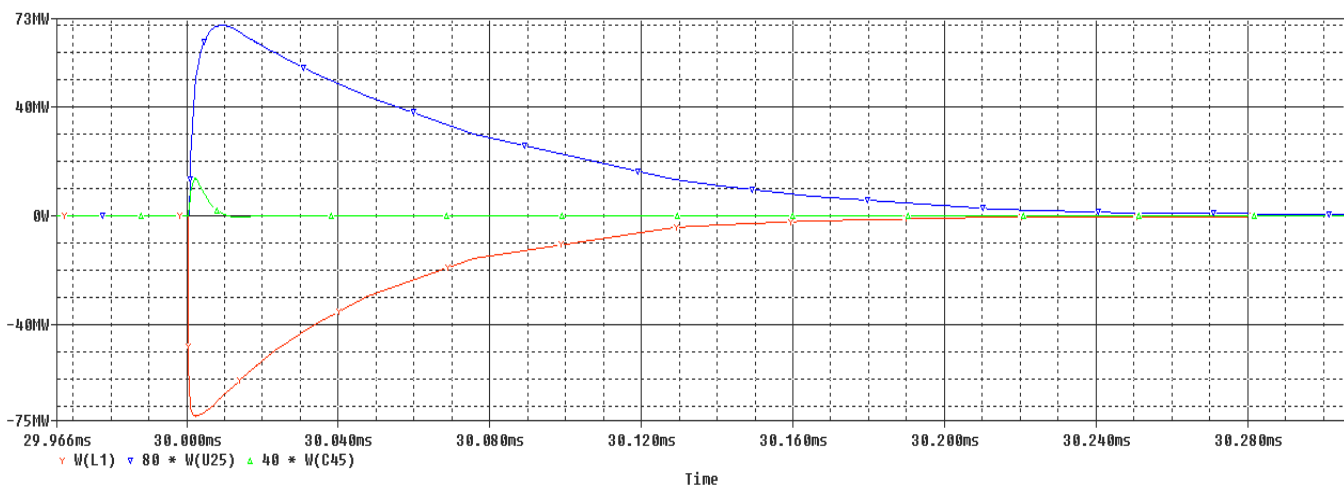
Σχήμα 7.3: Τάση στα άκρα του διακόπτη διεύθυνσης 1 (MOVs συνδεδεμένα παράλληλα για την προστασία των IGBTs) όταν έχουμε σφάλμα τη χρονική στιγμή $t=30ms$.

Χαρακτηριστικά διάταξης διακόπτη διεύθυνσης 2 (MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα)	Τιμή
Τάση κανονικής λειτουργίας	40kV
Μέγιστη τάση λειτουργίας	56kV
Μέγιστο ρεύμα κανονικής λειτουργίας	1500A
Πηνίο βραχίονα L_{arm}	3,2mH
Υπέρταση χωρίς κύκλωμα προστασίας	>56kV
Υπέρταση με κύκλωμα προστασίας	55kV
Μέγιστη ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο βραχίονα	3600J
Ενέργεια που μπορεί να διαχειριστεί το κάθε MOV	140J
Αριθμός MOVs	160
Αριθμός σφαλμάτων που μπορεί να αντιμετωπίσει ο διακόπτης (στη χειρότερη δυνατή περίπτωση)	50

ΠΙΝΑΚΑΣ 7.4: Χαρακτηριστικά διάταξης διακόπτη διεύθυνσης 2 όπου χρησιμοποιήσαμε MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα για την προστασία των IGBTs.



Σχήμα 7.4: Τάση στα άκρα του διακόπτη διεύθυνσης 2 (MOVs συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα για την προστασία των IGBTs) όταν έχουμε σφάλμα τη χρονική στιγμή $t=30ms$.



Σχήμα 7.5: Ισχύς που απελευθερώνεται από το πηνίο (πορτοκαλί γραμμή), συνολική ισχύς όλων των MOVs (μπλε γραμμή) και συνολική ισχύς των πυκνωτών όλων των κυκλωμάτων snubber (πράσινη γραμμή) σε μεγέθυνση, όταν έχουμε σφάλμα τη χρονική στιγμή $t=30\text{ms}$. Και για τις 2 διατάξεις που προτείναμε είχαμε παρόμοιο αποτέλεσμα.

Επομένως, με τη χρήση ενός τέτοιου συστήματος προστασίας σε έναν διακόπτη, έχουμε έναν διακόπτη μεγάλης αξιοπιστίας, ικανό να αντιμετωπίσει κάθε πιθανή δυσλειτουργία του συστήματος. Έτσι, ένας τέτοιος διακόπτης θα μπορούσε να έχει μεγάλη διάρκεια ζωής. Επιπλέον είδαμε ότι καταφέραμε να πετύχουμε εξίσου ικανοποιητικά αποτελέσματα χρησιμοποιώντας 2 διαφορετικές συνδεσμολογίες των MOVs για την προστασία των IGBTs του διακόπτη. Επομένως δεν υπάρχει κάποιος περιορισμός ως προς τη συνδεσμολογία αρκεί να τηρούνται οι προϋποθέσεις που αναφέρονται και στον πίνακα 7.2. Κρίνεται λοιπόν απαραίτητη η χρήση ενός τέτοιου συστήματος προστασίας σε έναν διακόπτη διεύθυνσης ενός AAC μετατροπέα, προκειμένου να έχουμε ένα ασφαλές και αξιόπιστο σύστημα.

7.3 Μελλοντική έρευνα

Υπάρχουν πολλά θέματα σχετικά με τον MMC και τον AAC μετατροπέα ισχύος άλλα και σχετικά με τις μεθόδους προστασίας του AAC μετατροπέα, τα οποία θα μπορούσαν να αποτελέσουν αντικείμενο μελέτης στο μέλλον. Τέτοια θέματα είναι:

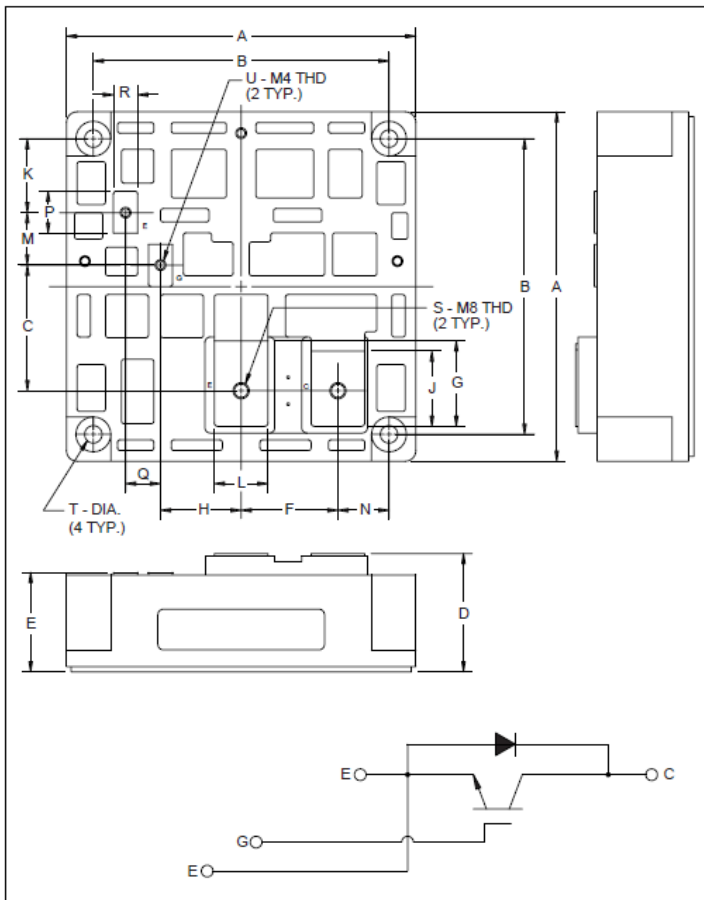
- Η μελέτη MMC μετατροπέων που χρησιμοποιούν διαφορετικές υπομονάδες από τις υπομονάδες ημιγέφυρας και πλήρους γέφυρας.
- Η μελέτη διαφόρων τεχνικών ελέγχου για την καλύτερη απόδοση του MMC και του AAC μετατροπέα ισχύος.
- Η μελέτη άλλων τρόπων προστασίας του διακόπτη διεύθυνσης του AAC μετατροπέα, όπως θα μπορούσε να είναι η χρήση σπινθηριστή (spark gap), που χρησιμοποιείται ως μέθοδος προστασίας σε άλλες εφαρμογές υψηλής τάσης.

- Η χρήση των βαρίστορ μεταλλικών οξειδίων σε άλλες εφαρμογές υψηλής τάσης.
- Τεχνοοικονομική ανάλυση του συνολικού συστήματος υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος για να διαπιστώσουμε ποια λύση (δηλαδή με ποια τοπολογία μετατροπέα) είναι η πιο συμφέρουσα οικονομικά.
- Πειραματική ανάλυση εντός εργαστηρίου των διατάξεων που αναλύσαμε στην παρούσα διπλωματική.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Φύλλο Προδιαγραφών IGBT μοντέλου CM1000HA-24H

MITSUBISHI IGBT MODULES
CM1000HA-24H
 HIGH POWER SWITCHING USE
 INSULATED TYPE



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	5.12	130.0
B	4.33±0.01	110.0±0.25
C	1.840	46.75
D	1.73+0.04/-0.02	44.0+1.0/-0.5
E	1.46+0.04/-0.02	37.0+1.0/-0.5
F	1.42	36.0
G	1.25	31.8
H	1.18	30.0
J	1.10	28.0
K	1.08	27.5

Dimensions	Inches	Millimeters
L	0.79	20.0
M	0.77	19.5
N	0.75	19.0
P	0.61	15.6
Q	0.51	13.0
R	0.35	9.0
S	M8 Metric	M8
T	0.26 Dia.	Dia. 6.5
U	M4 Metric	M4



Description:

Mitsubishi IGBT Modules are designed for use in switching applications. Each module consists of one IGBT in a single configuration with a reverse-connected super-fast recovery free-wheel diode. All components and interconnects are isolated from the heat sinking baseplate, offering simplified system assembly and thermal management.

Features:

- Low Drive Power
- Low $V_{CE(sat)}$
- Discrete Super-Fast Recovery Free-Wheel Diode
- High Frequency Operation
- Isolated Baseplate for Easy Heat Sinking

Applications:

- AC Motor Control
- Motion/Servo Control
- UPS
- Welding Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part module number you desire from the table below -i.e. CM1000HA-24H is a 1200V (V_{CES}), 1000 Ampere Single IGBT Module.

Type	Current Rating Amperes	V_{CES} Volts (x 50)
CM	1000	24

Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Ratings	Symbol	CM1000HA-24H	Units
Junction Temperature	T_j	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Voltage (G-E SHORT)	V_{CES}	1200	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E SHORT)	V_{GES}	± 20	Volts
Collector Current ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_C	1000	Amperes
Peak Collector Current ($T_j \leq 150^\circ\text{C}$)	I_{CM}	2000*	Amperes
Emitter Current** ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_E	1000	Amperes
Peak Emitter Current**	I_{EM}	2000*	Amperes
Maximum Collector Dissipation ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	P_c	5800	Watts
Mounting Torque, M8 Main Terminal	-	8.83 ~ 10.8	N · m
Mounting, Torque M6 Mounting	-	1.96 ~ 2.94	N · m
Mounting, Torque M4 Terminal	-	0.98 ~ 1.47	N · m
Weight	-	1600	Grams
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	V _{rma}

*Pulse width and repetition rate should be such that the device junction temperature (T_j) does not exceed $T_{j(max)}$ rating.

**Represents characteristics of the anti-parallel, emitter-to-collector free-wheel diode (FWDi).

Static Electrical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Collector-Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0\text{V}$	-	-	6	mA
Gate Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0\text{V}$	-	-	0.5	μA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 100\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$	4.5	6.0	7.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 1000\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}$	-	2.7	3.6**	Volts
		$I_C = 1000\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}, T_j = 150^\circ\text{C}$	-	2.4	-	Volts
Total Gate Charge	Q_G	$V_{CC} = 600\text{V}, I_C = 1000\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}$	-	5000	-	nC
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	$I_E = 1000\text{A}, V_{GE} = 0\text{V}$	-	-	3.5	Volts

** Pulse width and repetition rate should be such that device junction temperature rise is negligible.

Dynamic Electrical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input Capacitance	C_{ies}		-	-	200	nF
Output Capacitance	C_{oes}	$V_{GE} = 0\text{V}, V_{CE} = 10\text{V}$	-	-	70	nF
Reverse Transfer Capacitance	C_{res}		-	-	40	nF
Resistive	Turn-on Delay Time	$t_{d(on)}$	-	-	600	ns
Load	Rise Time	t_r	-	-	1500	ns
Switching	Turn-off Delay Time	$t_{d(off)}$	-	-	1200	ns
Time	Fall Time	t_f	-	-	350	ns
Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_E = 1000\text{A}, di_E/dt = -2000\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	250	ns
Diode Reverse Recovery Charge	Q_{rr}	$I_E = 1000\text{A}, di_E/dt = -2000\text{A}/\mu\text{s}$	-	7.4	-	μC

Thermal and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

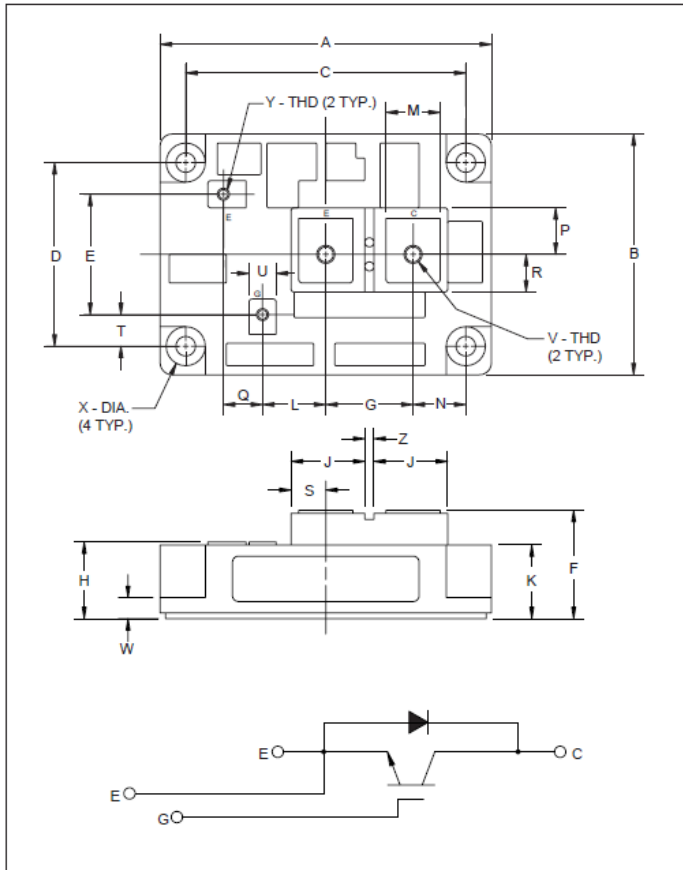
Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per IGBT	-	-	0.022	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per FWDi	-	-	0.050	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Per Module, Thermal Grease Applied	-	-	0.018	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Sep.1998



Φύλλο Προδιαγραφών IGBT μοντέλου CM600HA-28H

MITSUBISHI IGBT MODULES
CM600HA-28H
 HIGH POWER SWITCHING USE
 INSULATED TYPE



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	4.33	110.0
B	3.15	80.0
C	3.66±0.008	93.0±0.25
D	2.44±0.008	62.0±0.25
E	1.57	40.0
F	1.42 Max.	36.0 Max.
G	1.14	29.0
H	1.00 Max.	25.5 Max.
J	0.94	24.5
K	0.93	24
L	0.83	21.0
M	0.71	18.0

Dimensions	Inches	Millimeters
N	0.69	17.5
P	0.61	15.5
Q	0.51	13.0
R	0.49	12.5
S	0.45	11.5
T	0.43	11.0
U	0.35	9.0
V	M8 Metric	M8
W	0.28	7.0
X	0.256 Dia.	Dia. 6.50
Y	M4 Metric	M4
Z	0.12	3.0



Description:
 Mitsubishi IGBT Modules are designed for use in switching applications. Each module consists of one IGBT in a single configuration with a reverse-connected super-fast recovery free-wheel diode. All components and interconnects are isolated from the heat sinking baseplate, offering simplified system assembly and thermal management.

- Features:**
- Low Drive Power
 - Low $V_{CE(sat)}$
 - Discrete Super-Fast Recovery Free-Wheel Diode
 - High Frequency Operation
 - Isolated Baseplate for Easy Heat Sinking

- Applications:**
- AC Motor Control
 - Motion/Servo Control
 - UPS
 - Welding Power Supplies

Ordering Information:
 Example: Select the complete part module number you desire from the table below -i.e. CM600HA-28H is a 1400V (V_{CES}), 600 Ampere Single IGBT Module.

Type	Current Rating Amperes	V_{CES} Volts (x 50)
CM	600	28

Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

	Symbol	Ratings	Units
Junction Temperature	T_j	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Voltage (G-E SHORT)	V_{CES}	1400	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E SHORT)	V_{GES}	± 20	Volts
Collector Current ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	I_C	600	Amperes
Peak Collector Current ($T_j \leq 150^\circ\text{C}$)	I_{CM}	1200*	Amperes
Emitter Current** ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	I_E	600	Amperes
Peak Emitter Current**	I_{EM}	1200*	Amperes
Maximum Collector Dissipation ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	P_c	4100	Watts
Mounting Torque, M8 Main Terminal	-	8.83~10.8	N · m
Mounting Torque, M6 Mounting	-	1.96~2.94	N · m
Mounting Torque, M4 Terminal	-	0.98~1.47	N · m
Weight	-	560	Grams
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	Vrms

* Pulse width and repetition rate should be such that the device junction temperature (T_j) does not exceed $T_{j(max)}$ rating.

**Represents characteristics of the anti-parallel, emitter-to-collector free-wheel diode (FWDi).

Static Electrical Characteristics, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Collector-Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0V$	-	-	2.0	mA
Gate Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0V$	-	-	0.5	μA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 60\text{mA}, V_{CE} = 10V$	5.0	6.0	8.0	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 600\text{A}, V_{GE} = 15V$	-	3.1	4.2**	Volts
		$I_C = 600\text{A}, V_{GE} = 15V, T_j = 150^\circ\text{C}$	-	2.95	-	Volts
Total Gate Charge	Q_G	$V_{CC} = 800V, I_C = 600\text{A}, V_{GE} = 15V$	-	3060	-	nC
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	$I_E = 600\text{A}, V_{GE} = 0V$	-	-	3.8	Volts

** Pulse width and repetition rate should be such that device junction temperature rise is negligible.

Dynamic Electrical Characteristics, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input Capacitance	C_{ies}		-	-	120	nF
Output Capacitance	C_{oes}	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V$	-	-	42	nF
Reverse Transfer Capacitance	C_{res}		-	-	24	nF
Resistive	Turn-on Delay Time	$t_{d(on)}$	-	-	350	ns
Load	Rise Time	t_r	-	-	700	ns
	Turn-off Delay Time	$t_{d(off)}$	-	-	500	ns
Switching	Fall Time	t_f	-	-	500	ns
Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_E = 600\text{A}, di_E/dt = -1200\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	300	ns
Diode Reverse Recovery Charge	Q_{rr}	$I_E = 600\text{A}, di_E/dt = -1200\text{A}/\mu\text{s}$	-	6.0	-	μC

Thermal and Mechanical Characteristics, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per IGBT	-	-	0.03	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per FWDi	-	-	0.06	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Per Module, Thermal Grease Applied	-	-	0.035	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Sep.2000



Φύλλο Προδιαγραφών των MOVs που χρησιμοποιήθηκαν



Leaded varistors
Standard series

Maximum ratings ($T_A = 85\text{ }^\circ\text{C}$)

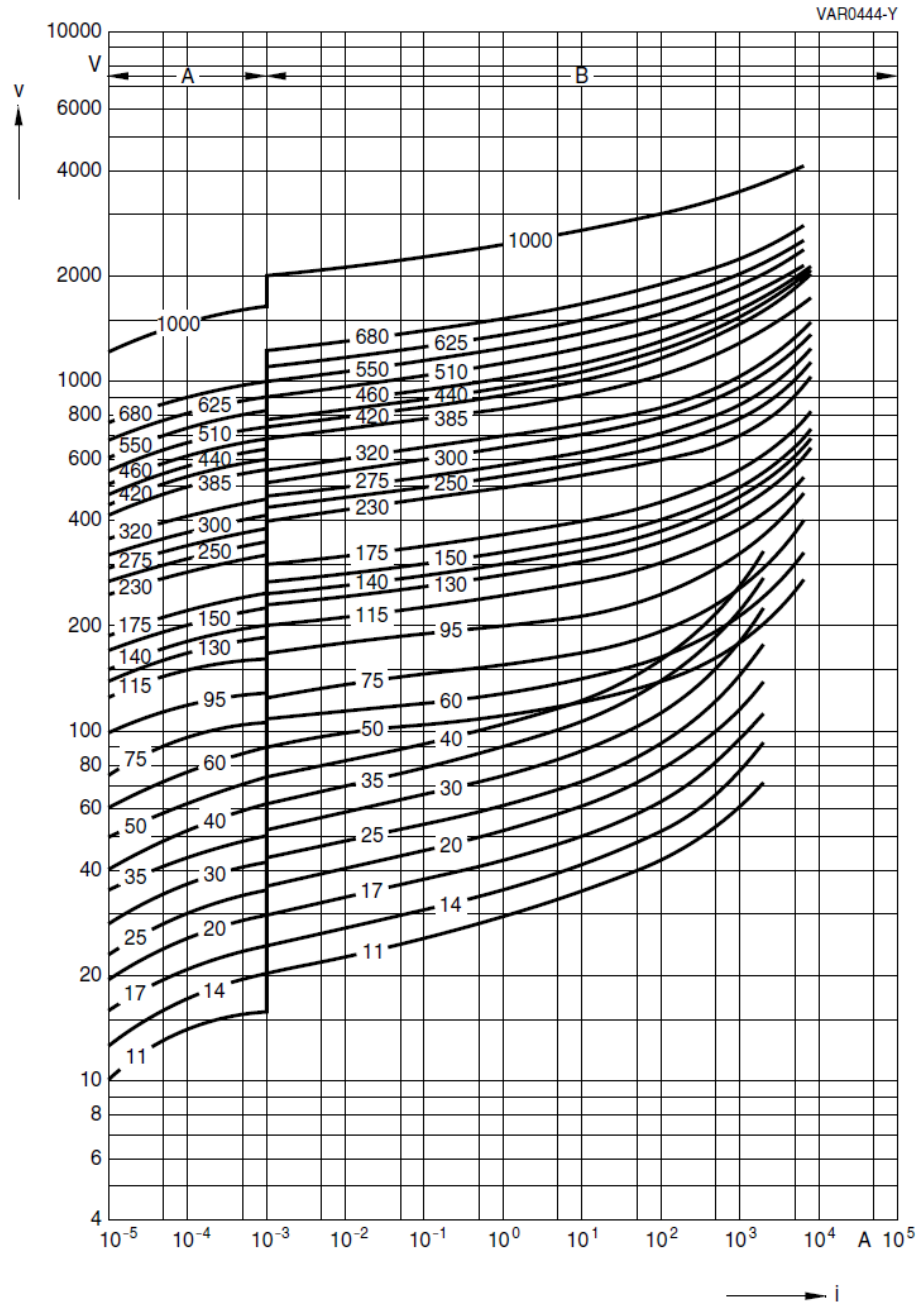
Ordering code	Type (untaped) SIOV-	V_{RMS} V	V_{DC} V	i_{max} (8/20 μs) A	W_{max} (2 ms) J	P_{max} W
B72205S0251K101	S05K250	250	320	400	8.2	0.10
B72207S0251K101	S07K250	250	320	1200	19.0	0.25
B72210S0251K101	S10K250	250	320	2500	38.0	0.40
B72214S0251K101	S14K250	250	320	4500	65.0	0.60
B72220S0251K101	S20K250	250	320	8000	140.0	1.00
B72205S0381K101	S05K385	385	505	400	13.0	0.10
B72207S0381K101	S07K385	385	505	1200	28.0	0.25
B72210S0381K101	S10K385	385	505	2500	40.0	0.40
B72214S0381K101	S14K385	385	505	4500	80.0	0.60
B72220S0381K101	S20K385	385	505	8000	150.0	1.00
B72205S0461K101	S05K460	460	615	400	18.0	0.10
B72207S0461K101	S07K460	460	615	1200	36.0	0.25
B72210S0461K101	S10K460	460	615	2500	50.0	0.40
B72214S0461K101	S14K460	460	615	4500	100.0	0.60
B72220S0461K101	S20K460	460	615	8000	195.0	1.00

Characteristics ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

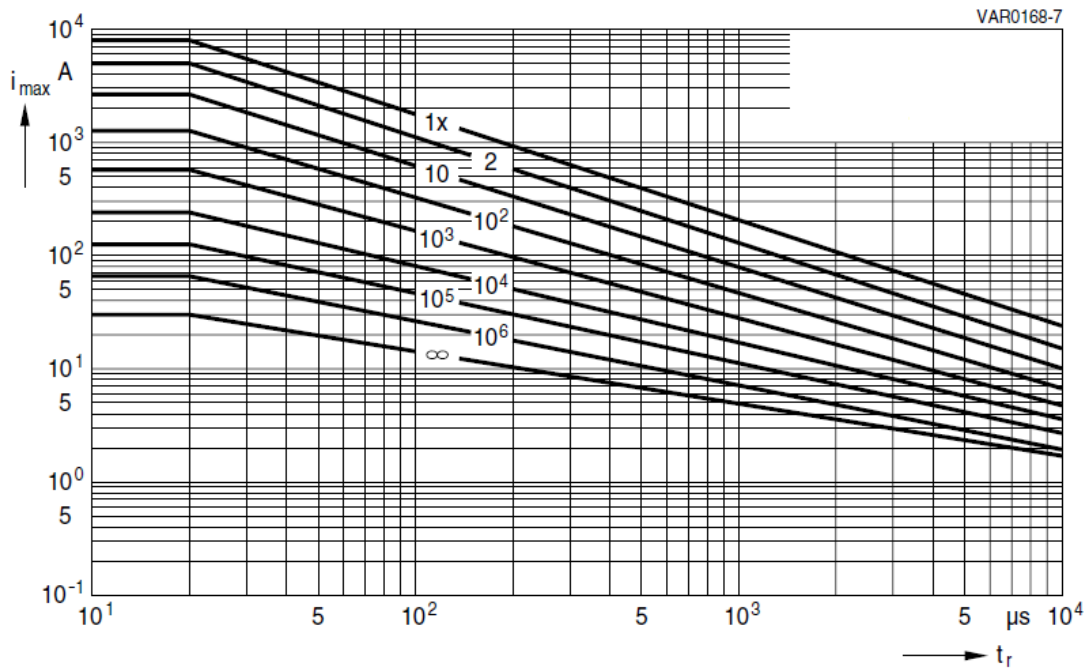
Ordering code	V_V (1 mA) V	ΔV_V (1 mA) %	$V_{c, max}$ (i_c) V	i_c A	C_{typ} (1 kHz) pF
B72205S0251K101	390	± 10	650	5.0	55
B72207S0251K101	390	± 10	650	10.0	105
B72210S0251K101	390	± 10	650	25.0	215
B72214S0251K101	390	± 10	650	50.0	350
B72220S0251K101	390	± 10	650	100.0	700
B72205S0381K101	620	± 10	1025	5.0	40
B72207S0381K101	620	± 10	1025	10.0	75
B72210S0381K101	620	± 10	1025	25.0	150
B72214S0381K101	620	± 10	1025	50.0	240
B72220S0381K101	620	± 10	1025	100.0	450
B72205S0461K101	750	± 10	1240	5.0	30
B72207S0461K101	750	± 10	1240	10.0	55
B72210S0461K101	750	± 10	1240	25.0	120
B72214S0461K101	750	± 10	1240	50.0	200
B72220S0461K101	750	± 10	1240	100.0	380

v/i characteristics

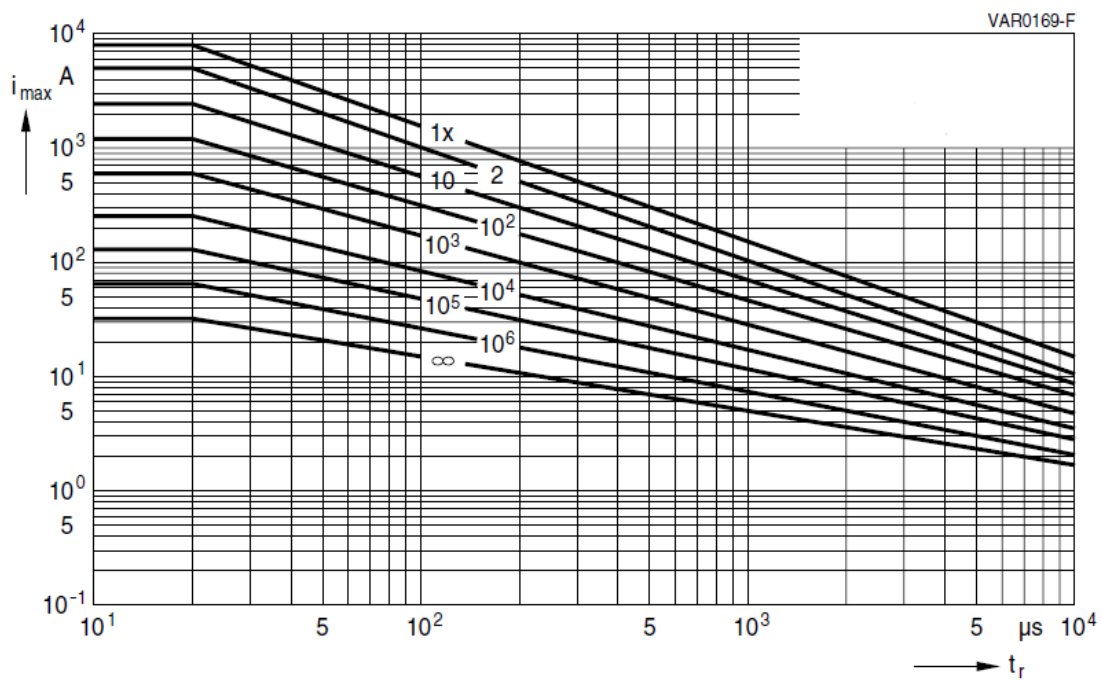
$v = f(i)$ – for explanation of the characteristics refer to “General technical information”, 1.6.3
 A = Leakage current { for worst-case
 B = Protection level { varistor tolerances



SIOV-S20 ...



SIOV-S20K130 ... K320



SIOV-S20K385 ... K460

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Claudio Facchin, Hanspeter Fassler, "60 years of HVDC", HVDC special report by ABB
- [2] Uwe Riechert, Magnus Callavik, Markus Salzer, Pehr Bergelin, "Compact High Voltage Direct Current (HVDC) Transmission Systems", Paper presented at Stuttgart High Voltage Symposium, 1-2 March, Stuttgart, Germany, 2016
- [3] Alstom Grid, "HVDC-VSC: transmission technology of the future", Spring-Summer 2011
- [4] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Ηλεκτρονικά Ισχύος", Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα 2012
- [5] Guanjun Ding, Guangfu Tang, Zhiyuan He, Ming Ding, "_New Technologies of Voltage Source Converter (VSC) for HVDC Transmission System Based on VSC"
- [6] C.C.Davidson, D.R.Trainer, "INNOVATIVE CONCEPTS FOR HYBRID MULTI-LEVEL CONVERTERS FOR HVDC POWER TRANSMISSION"
- [7] Åsa M Halvorsdatter Kjørholt, "HVDC Transmission Using a Bipolar Configuration Composed of an LCC and MMC", NTNU Trondheim, June 2014
- [8] <http://www.energy.siemens.com/nl/en/power-transmission/hvdc>
- [9] Tatjana Kalitjuka, "Control of Voltage Source Converters for Power System Applications", NTNU Trondheim, July 2011
- [10] Artjoms Timofejevs, Daniel Gamboa, "Control of MMC in HVDC applications", 2013
- [11] Arman Hassanpoor, Staffan Norrga, Alireza Nami, "Loss Evaluation for Modular Multilevel Converters with Different Switching Strategies", ICPE 2015-ECCE Asia, 2015
- [12] Epameinondas Kontos, "Control and protection of VSC-based multiterminal DC networks", 2013
- [13] Alireza Nami, Jiaqi Liang, Frans Dijkhuizen, Georgios D. Demetriades, "Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 30, NO. 1, JANUARY 2015
- [14] P.D. Judge, M.M.C. Merlin, P.D. Mitceson, T.C. Green, "Power Loss and Thermal Characterization of IGBT Modules in the Alternate Arm Converter",
- [15] Panagiotis Asimakopoulos, "Design and Control of Modular Multilevel Converter in an Active Front End Application", 2013

- [16] Mario Lopez Medina, "Design an control of single-phase modular multilevel converter", 2013
- [17] M. Davies, M. Dommaschk, J. Dorn, J. Lang, D. Retzmann, D. Soerangr, "HVDC PLUS – Basics and Principles of Operation", Siemens energy sector, 2011
- [18] Rong Zeng, Lie Xu, Liangzhong Yao, "An improved modular multilevel converter with DC fault blocking capability", IEEE 2014
- [19] Michael M. C. Merlin, Tim C. Green, Paul Mitcheson, David R. Trainer, Roger Critchley, Will Crookes, Frainan Hassan, "The Alternate Arm Converter: a New Hybrid Multi-level Converter with DC-fault Blocking Capability", IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY
- [20] F. J. Moreno, M. M. C. Merlin, D. R. Trainer, K. J. Dyke, T.C. Green, "Control of a star connected alternate arm converter"
- [21] O. Abarrategui, D.M. Larruskein, I. Zamora, V. Valverde, G. Buigues, A. Iturregi, "VSC- based HVDC System Capability to Ride Through Faults", International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ '15), Spain 2015
- [22] C. D. Barker, C. C. Davidson, D. R. Trainer, R. S. Whitehouse, "Requirements of DC-DC Converters to facilitate large DC Grids", CIGRE 2012
- [23] Alireza Nami, Liwei Wang, Frans Dijkhuizen, "Five level cross connected cell for cascaded converters", Paper presented at EPE, Lille, France, September 3, 2015
- [24] Thomas Luth, Michael M. C. Merlin, Tim C. Green, Fainan Hassan, Carl D. Barker, "High-Frequency Operation of a DC/AC/DC System for HVDC Applications", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 29, NO. 8, August 2014
- [25] <http://www.think-grid.org/fault-blocking-converters-dc-networks-1>
- [26] Διπλωματική εργασία Ιωάννη Ανδρεάδη, "Μελέτη Συμπεριφοράς Ημιαγωγικών Διακοπών Normally-On, Off JFETs Καρβιδίου του Πυριτίου σε Παράλληλη και σε Σειρά Σύνδεση", ΕΜΠ 2015
- [27] Rudy Severns, "DESIGN OF SNUBBERS FOR POWER CIRCUITS"
- [28] Fuji Electric, "FUJI IGBT MODULES APPLICATION MANUAL", February 2004
- [29] Jamal Alnasseir, " Theoretical and Experimental Investigations on Snubber Circuits for High Voltage Valves of FACTS-Equipment for Over-voltage Protection", Friedrich-Alexander University of Erlangen-Nuremberg, Erlangen 2007

- [30] Serge Bontemps, " Turn-Off Snubber Design for High Frequency Modules", Advanced Power Technology Europe, Application Note APT 0404, December 2004
- [31] Jiann-Fuh Chen, Jiunn-Nan Lin, Tsu-Hua Ai, "The Techniques of the Serial and Paralleled IGBTs"
- [32] Ning Dalong, Tong Xiangqian, Shen Ming, Xia Wei, " The Experiments of Voltage Balancing Methods in IGBTs Series Connection", School of Automation & Information Engineering Xi'an University of Technology, China
- [33] Zia Hossain, K. J. Olejniczak, K. C. Burgers , J. C. Balda, "Design of RCD Snubbers Based Upon Approximations to the Switching Characteristics: Part I. Theoretical Development", University of Arkansas - Department of Electrical Engineering
- [34] RCD Snubber Circuit Design for 5-Level 4-Switch DC-AC Converter
- [35] K. J. Um, "IGBT Basic II", Fairchild Semiconductor, Application Note 9020, April 2002
- [36] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά ", Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα 2003
- [37] Littelfuse, "Varistor: Product Catalog and Design Guide", 2013
- [38] <http://www.electronics-tutorials.ws/resistor/varistor.html>
- [39] M. Abdel-Salam, Nabil A. Ahmed, Ibrahim S. Elhamd, "Varistor as a Surge Protection Device for Electronic Equipments", IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT) 2004
- [40] <http://www.circuitstoday.com/metal-oxide-varistor-mov>
- [41] VISHAY BCCOMPONENTS, "Varistors Introduction", Technical note
- [42] Littelfuse, "Selecting a Littelfuse Varistor", Application Note, July 1999
- [43] Littelfuse, "Varistor: AUMOV & LV UltraMOV Varistor Design Guide for DC & Automotive Applications", 2015
- [44] Littelfuse, " The ABCs of MOVs ", Application Note, July 1999
- [45] POWERCET CORPORATION, "METAL OXIDE VARISTORS: PROTECTIVE LEVELS, CURRENT AND ENERGY RATINGS OF PARALLEL VARISTORS", PREPARED FOR EFI ELECTRONICS CORPORATION, SALT LAKE CITY, UTAH, NOVEMBER 1998

[46] Brian G. Walaszczyk, Don Tidey, Pat Bellew, "DOES SIZE REALLY MATTER? – AN EXPLORATION OF THE UTILIZATION OF A SINGLE HIGHER ENERGY RATED MOV VS PARALLELING MULTIPLE LOWER ENERGY MOVs", Littelfuse, September 2001

[47] Caitriona E. Sheridan, Michael M. C. Merlin, Timothy C. Green, "Reduced Dynamic Model of the Alternate Arm Converter", Imperial College London, 2014

[48] G.A. Putrus, L. Ran, M.M.R. Ahmed, " Improving Current Sharing Between Parallel Varistors ", University of Northumbria, at Newcastle, UK, 2001

[49] Vahid Najmi, Rolando Burgos, Dushan Boroyevich, "Design and Control of Modular Multilevel Alternate Arm Converter (AAC) with Zero Current Switching of Director Switches", IEEE 2015