



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

Κατασκευαστική Μελέτη Ημιαγωγικών Διακοπών Ισχύος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κυρίκος Ευθύμιος

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

Αθήνα, Ιούλιος 2014



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

Κατασκευαστική Μελέτη Ημιαγωγικών Διακοπών Ισχύος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κυρίκος Ευθύμιος

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή:

.....
Στέφανος Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

.....
Στάυρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούλιος 2014

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

Copyright © Ευθύμιος Κυρίκος, Ιούλιος 2014
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Οι σύγχρονες αυξανόμενες ανάγκες ισχύος στη βιομηχανία απαιτούν τη κατασκευή συστημάτων με μεγαλύτερες απαιτήσεις τάσης και έντασης ρεύματος διατηρώντας παράλληλα αυξημένη ικανότητα ελέγχου. Τα κλασσικά συστήματα ηλεκτρομηχανικών ηλεκτρονόμων έχουν πολύ μεγάλο χρόνο απόκρισης και πάσχουν από προβλήματα οξειδωσης των οπλισμών σε βάθος χρόνου. Έτσι γεννήθηκε η ανάγκη για ημιαγωγικούς διακόπτες μεγάλης ισχύος οι οποίοι έχουν πολύ γρηγορότερη απόκριση και πολύ μεγαλύτερη δυνατότητα ελέγχου.

Στη παρούσα εργασία έγινε η μελέτη κατασκευής ενός ημιαγωγικού διακόπτη με ικανότητα τάσης $2kV$ και έντασης ρεύματος $10kA$ για τρεις πιθανούς ημιαγωγούς, τα GTO, IGCT και IGBT. Επειδή η χρήση ενός μόνο στοιχείου δεν μπορεί να αποδώσει τις επιθυμητές τιμές λειτουργίας, η μελέτη επεκτάθηκε στο παραλληλισμό και στη σειρά σύνδεση των στοιχείων. Έτσι η διάρθρωση της εργασίας περιλαμβάνει ένα κεφάλαιο που εξετάζει τα φαινόμενα που ανακύπτουν κατά τη διαδικασία παραλληλισμού κλάδων με ημιαγωγία στοιχεία, ένα κεφάλαιο που εξετάζει τη συμπεριφορά των ημιαγωγών όταν συνδεθούν σε σειρά και τέλος ένα κεφάλαιο που περιλαμβάνει τη συνολική διάταξη ισχύος του διακόπτη μαζί με τα συστήματα προστασίας έναυσης και σβέσης των ημιαγωγών. Επιπλέον αναπτύχθηκαν τρία γενικά μοντέλα προσομοιώσεων των ημιαγωγών που χρησιμοποιήθηκαν για το πρόγραμμα *pspice*, τα οποία δίνουν προσεγγίζουν τα βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας αντίστοιχων βιομηχανικών μοντέλων σε συστήματα μεγάλης ισχύος.

Τέλος, εξετάστηκε η δυνατότητα παραγωγής παλμών μεγάλης ισχύος με τη χρήση του ημιαγωγικού διακόπτη μέσω της εκφόρτισης μιας συστοιχίας πυκνωτών. Επιπλέον, έγινε μελέτη του συστήματος φόρτισης της συστοιχίας πυκνωτών. Στο τελευταίο κεφάλαιο παρουσιάζονται προσομοιώσεις για δύο τοπολογίες κρουστικών γεννητριών και συγκρίνονται τα αποτελέσματα σε σχέση με το παραπάνω σύστημα ημιαγωγικού διακόπτη.

Λέξεις κλειδιά

Ημιαγωγικός διακόπτης, παράλληλη σύνδεση ημιαγωγών, σε σειρά σύνδεση ημιαγωγών, IGBT, IGCT, GTO, μοντέλα ημιαγωγών, κρουστική γεννήτρια Marx, μετατροπείας συντονισμού.

Abstract

Today, industrial applications are in need for components with higher voltage and current ratings while maintaining the high capability of control. Classic electromechanical relays have drawbacks such as a high response time and the problem of oxidation of contacts. So, the solid state breaker introduced which have better response time and capability of control.

The object of this thesis is the design of a solid state relay capable of handling potential $2kV$ and $10kA$ current, for three possible semiconductors, the GTO, IGCT and IGBT. Because the ratings of one semiconductor alone are very low for normal operation, the parallel and series operation of the semiconductor devices has also been examined. So the thesis dedicates one chapter for the study of parallel connection of semiconductor devices and the problems which occurred, another chapter for the study of the series connection and finally one chapter for the design of the final solid state breaker with all its components as well as turn- on and turn-off protection networks. In addition, three models have been developed for pspice which approximate the behavior of the high power semiconductors of three full scale industrial models.

In the last two chapters, the solid state breaker is used for producing high voltage, high current pulses using a capacitor bank. The capacitor bank supply system is also taken into consideration. In the last chapter a presentation and simulation of two possible topologies of impulse generators has been made, as well as a comparison with the solid state breaker system as a pulse generator.

Keywords

Solid State Breaker, parallel semiconductor connection, series semiconductor connection, IGBT, IGCT, GTO, semiconductor models, Marx impulse generator, resonant converter.

Περιεχόμενα	
Περίληψη.....	i
Abstract	iii
<i>Κεφάλαιο 1</i>	9
1.1 GTO:.....	9
1.1.1 Γενικά για το GTO:.....	9
1.1.2 Δομή του GTO[3],[5],[9]:	9
1.1.3 Φυσική λειτουργία GTO[3]:	10
1.1.4 Στατικές χαρακτηριστικές του GTO[3],[6],[8]:	11
1.1.5 Δυναμική συμπεριφορά[1],[3]:.....	12
1.1.6 Απώλειες GTO[6],[8]:.....	14
1.1.7 Ισοδύναμο κύκλωμα GTO[1],[3]:	14
1.2 IGCT[3]:.....	15
1.2.1 Γενικά για το IGCT[10],[11]:	15
1.2.2 Δομή του IGCT[14],[21]:	16
1.2.3 Φυσική Λειτουργία IGCT[6],[12],[13],[14]:	16
1.2.4 Δυναμικά χαρακτηριστικά[6],[11],[13],[14],[15]:	18
1.2.5 Στατικά χαρακτηριστικά[11],[15],[19],[20]:	19
1.2.6 Απώλειες IGCT[11],[19],[20]:	20
1.2.7 Ισοδύναμο κύκλωμα IGCT[20]:	20
1.3 IGBT[1],[2],[3],[5]:	21
1.3.1 Γενικά για το IGBT:	21
1.3.2 Δομή του IGBT[3]:.....	21
1.3.3 Φυσική λειτουργία του IGBT[2],[3]:.....	22
1.3.4 Δυναμικά χαρακτηριστικά[1],[3]:.....	23
1.3.6 Απώλειες ημιαγωγού[21],[23],[26]:.....	25
1.3.7 Ισοδύναμο κύκλωμα για το IGBT[1],[3],[25]:.....	26
<i>Κεφάλαιο 2</i>	27
2.1 Γενικά για τα μοντέλα προσομοιώσεων[28]:.....	27
2.2 Μοντέλο προσομοίωσης GTO:.....	28
2.2.1 Παρουσίαση μοντέλου[3]:	28
2.2.3 Εξαγωγή παραμέτρων[3],[7],[4]:.....	29
2.2.3 Προσομοιώσεις στατικών και δυναμικών χαρακτηριστικών:.....	29
2.3 Μοντέλο προσομοίωσης IGCT:	32

2.3.1 Παρουσίαση μοντέλου[3]:	32
2.3.2 Μέθοδος προσδιορισμού παραμέτρων[3],[7]:.....	33
2.3.3 Προσομοιώσεις στατικών και δυναμικών χαρακτηριστικών[4],[7],[11]:	34
2.4 Μοντέλο προσομοίωσης IGBT:	36
2.4.1 Παρουσίαση μοντέλου[3],[7],[1],:	36
2.4.2 Εξαγωγή παραμέτρων[23],[24],[25]:	37
2.4.3 Προσομοιώσεις στατικών και δυναμικών χαρακτηριστικών[23],[24],[25]:	38
<i>Κεφάλαιο 3</i>	43
3.1 Γενικά για τον παραλληλισμό:	43
3.2 Παράγοντες που επηρεάζουν τη παράλληλη λειτουργία [6],[16],[20]:	43
3.3 Μελέτη παραμέτρων παραλληλισμού:.....	43
3.3.1 Θερμική συμπεριφορά[6],[39]:.....	44
3.3.2 Μελέτη ηλεκτρικών χαρακτηριστικών ημιαγωγών[6],[16]:	44
3.3.3 Συμμετρική σχεδίαση[6],[16]:	44
3.4 Κύκλωμα Διακόπτη με χρήση GTO σε παράλληλους κλάδους[6],[8],[16],[20]:	45
3.4.1 Διακοπτικό κύκλωμα ημιαγωγού:.....	45
3.4.2 Υπολογισμός κυκλώματος προστασίας έναυσης (turn-on snubber) [8],[11]:	46
3.4.3 Υπολογισμός κυκλώματος προστασίας σβέσης (turn-off snubber) [6],[8]:.....	47
3.4.4 Μελέτη θερμικής συμπεριφοράς κατά τον παραλληλισμό:	47
3.4.5 Μελέτη συμμετρικής σχεδίασης κατά τον παραλληλισμό:	48
3.5 Κύκλωμα Διακόπτη με χρήση IGCT σε παράλληλους κλάδους [6],[11],[16],[20]:	53
3.5.1 Διακοπτικό κύκλωμα ημιαγωγού[11],[13]:.....	53
3.5.2 Υπολογισμός κυκλώματος clamper[20]:	54
3.5.3 Υπολογισμός κυκλώματος προστασίας σβέσης (turn-off snubber):	55
3.5.4 Μελέτη θερμικής συμπεριφοράς κατά τον παραλληλισμό[13],[38]:.....	55
3.5.5 Μελέτη συμμετρικής σχεδίασης κατά τον παραλληλισμό:	56
3.5.6 Μελέτη διασποράς ηλεκτρικών παραμέτρων κατά τον παραλληλισμό[11]:	58
3.6 Παραλληλισμός IGBT:.....	60
3.6.1 Γενικά για τον παραλληλισμό των IGBT's[22], [39], [40], [41], [42], [43], [44]:	60
3.6.2 Μελέτη επίδρασης επαγωγών βρόχου στο κύκλωμα ισχύος:.....	61
3.6.3 Μελέτη της διασποράς των ηλεκτρικών παραμέτρων κατά τον παραλληλισμό: .	66
3.6.4 Μελέτη θερμικής συμπεριφοράς κατά τον παραλληλισμό[21],[44]:.....	70
<i>Κεφάλαιο 4 Σε σειρά λειτουργία ημιαγωγών</i>	73
4.1 Σχεδίαση ημιαγωγών σε σειρά:	73

4.2 Σύνδεση GTO, IGCT σε σειρά[6],[11],[20]:.....	73
4.2.1 Μεταβατική συμπεριφορά:	73
4.2.2 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας [20]:.....	79
4.3 Σύνδεση IGBT σε σειρά[21],[23]:	82
4.3.1 Εν σειρά σύνδεση των IGBT's, αρχές λειτουργίας:	82
4.3.2 Μεταβατική συμπεριφορά[45],[46],[47]:	83
4.3.3 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας [21],[42],[45]:.....	85
<i>Κεφάλαιο 5</i>	89
5.1 Γενικά για τη σχεδίαση του διακόπτη:.....	89
5.2 Κατασκευή Ημιαγωγικού Διακόπτη με τη χρήση GTO:	89
5.2.1 Ηλεκτρικό Κύκλωμα ημιαγωγού:	89
5.2.2 Διακόπτης με ωμικό φορτίο:.....	90
5.2.3 Διακόπτης με RL φορτίο:.....	95
5.3 Κατασκευή ημιαγωγικού διακόπτη με τη χρήση IGCT[54],[56],[53],[11]:.....	98
5.3.1 Ηλεκτρικό κύκλωμα ημιαγωγού [11],[16][54]:	98
5.3.2 Διακόπτης με ωμικό φορτίο:.....	99
5.3.3 Διακόπτης με RL φορτίο:.....	102
5.4 Κατασκευή ημιαγωγικού διακόπτη με τη χρήση IGBT[57],[58]:	105
5.4.1 Ηλεκτρικό κύκλωμα διακόπτη:	105
5.4.2 Διακόπτης με ωμικό φορτίο:.....	106
5.4.3 Διακόπτης με RL φορτίο:.....	108
<i>Κεφάλαιο 6 Υπολογισμός συστήματος τροφοδοσίας</i>	111
6.1 Σύστημα τροφοδοσίας [3]:.....	111
6.2 Εξωτερική Τροφοδοσία:	111
6.3 Συστοιχία πυκνωτών [60],[61]:	112
6.4 Σύστημα τροφοδοσίας συστοιχίας πυκνωτών[59],[61]:.....	114
6.4.1 Κύκλος φόρτισης[59]:.....	114
6.4.2 Σχεδίαση συστήματος τροφοδοσίας με χρήση αντίστασης φόρτισης[3]:.....	114
6.4.3 Σχεδίαση συστήματος με τη χρήση πολλαπλασιαστή τάσης[62],[67]:	116
6.4.4 Σχεδίαση συστήματος φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών με τη χρήση μετατροπέα συντονισμού [59],[60]:.....	119
6.4.5 Προσομιώσεις – Αποτελέσματα:	121
6.5 Ζητήματα σχεδίασης μετατροπέα συντονισμού.	123
6.5.1 Ρεύμα λειτουργίας αντιστροφέα	123

6.5.2 Μετασχηματιστής υψηλής συχνότητας.....	124
6.5.3 Παραλληλισμός πολλαπλών μετατροπών ισχύος.....	124
6.6 Σύγκριση συστημάτων φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών.....	126
<i>Κεφάλαιο 7</i>	129
7.1 Παραγωγή παλμών μέσω κρουστικής γεννήτριας:.....	129
7.2 Γεννήτρια Marx:	129
7.2.1 Υπολογισμός στοιχείων γεννήτριας[63],[64]:	130
7.2.2 Σύστημα ελέγχου έναυσης κρουστικής γεννήτριας[66]:	130
7.2.3 Προσομοιώσεις[65]:.....	133
7.2.3.1 Μοντέλο σπινθηριστή:	133
<i>Κεφάλαιο 8 Συμπεράσματα</i>	137
8.1 Μοντέλα Ημιαγωγών	137
8.2 Παράλληλη λειτουργία Ημιαγωγών.....	137
8.3 Σύνδεση σε σειρά.....	138
8.4 Αξιολόγηση - Σύγκριση συστημάτων παραγωγής κρουστικών παλμών:	139
8.5 Μελλοντικές προοπτικές.....	141
<i>Παράρτημα Α</i>	143
A.1 Μοντέλο IGBT.....	144
A.2 Μοντέλο GTO:.....	145
A.3 Μοντέλο IGCT:.....	147
<i>Παράρτημα Β</i>	149
<i>Παράρτημα Γ</i>	151
Βιβλιογραφία	181

Κεφάλαιο 1

Ημιαγώγιμοι Διακόπτες Ισχύος

1.1 GTO:

1.1.1 Γενικά για το GTO:

Το GTO είναι ένα διακοπτικό στοιχείο τριών ακροδεκτών που ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία των θυρίστορ. Είναι ένας ημιαγώγιμος διακόπτης που συναντάται σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος κυρίως για τις μεγάλες τιμές τάσης και ρεύματος που μπορεί να χειριστεί. Η σημαντικότερη διαφορά του από το θυρίστορ (SCR) είναι η ικανότητα πλήρους ελέγχου της έναυσης και σβέσης από τη πύλη. Ενώ στο απλό SCR η σβέση επιτυγχάνεται μόνο αν η τάση ορθής πόλωσης μηδενιστεί ή το ρεύμα αγωγής πέσει σε τιμή μικρότερη από το ρεύμα συγκράτησης (I_H), στο GTO η σβέση επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός αρνητικού παλμού τάσης στο πύλη. Η λειτουργία αυτή επέτρεψε την επέκταση του πεδίου εφαρμογής των GTO και σε DC συστήματα (έλεγχος DC μηχανών, συστήματα HVDC) καθιστώντας εφικτή τη κατασκευή συστημάτων συνεχούς ρεύματος πολύ μεγάλης ισχύος με τη χρήση ημιαγώγιμων στοιχείων σήμερα.

Στη βιομηχανία χρησιμοποιούνται δύο τύποι GTO:

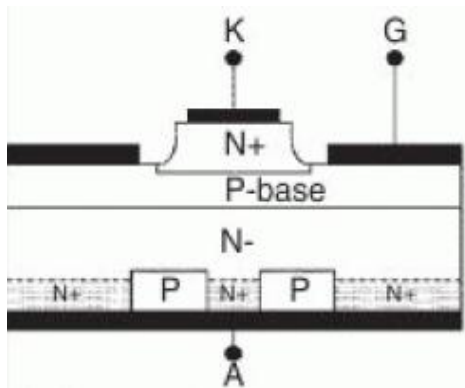
- τα συμμετρικά τα οποία έχουν ικανότητα διακοπής εξίσου για τη τάση ανόδου-καθόδου και την ανάστροφη τάση καθόδου-ανόδου.
- τα ασύμμετρα, που είναι και περισσότερο διαδεδομένα, δεν έχουν μεγάλη ικανότητα ανάστροφης πόλωσης ενώ φέρουν και αντιπαράλληλη δίοδο ολοκληρωμένη στο ίδιο στρώμα πυριτίου. Χρησιμοποιούνται κυρίως για εφαρμογές συνεχούς τάσης που δεν απαιτείται ικανότητα ανάστροφης πόλωσης.

1.1.2 Δομή του GTO[3],[5],[9]:

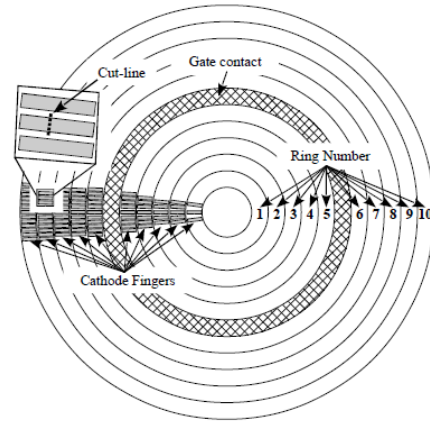
Η εσωτερική δομή του GTO δεν αποτελείται από ενιαία ημιαγώγιμα στρώματα, αλλά χωρίζεται σε πολλές ημιαγώγιμες κυψέλες κάθε μια από τις οποίες έχει την ίδια δομή με το θυρίστορ, αποτελείται δηλαδή από 4 στρώματα P-N-P-N. Οι κυψέλες αυτές βρίσκονται διατεταγμένες σε ομόκεντρους κύκλους, και πάνω από αυτές εφαρμόζεται ένας αγωγίμος δίσκος υπό πίεση ώστε να διατηρεί τη δομή σταθερή και να δημιουργεί ένα αγωγίμο μονοπάτι για το ρεύμα. Ανάμεσα σε αυτή τη δομή των διατεταγμένων κυψελών εφαρμόζεται το ηλεκτρόδιο πύλης που τροφοδοτεί τις κυψέλες με το ρεύμα του παλμού έναυσης και σβέσης.

Στην απόδοση του GTO τον βασικότερο ρόλο παίζει ο αριθμός των κυψελών που το συνθέτουν. Όσα μεγαλύτερος είναι ο επιμερισμός της καθόδου, τόσο γρηγορότερη είναι η απόκριση του ημιαγωγού καθώς μειώνεται σημαντικά ο χρόνος που χρειάζονται οι κυψέλες για έναυση και ως εκ τούτου είναι εφικτή η έναυση με πολύ μεγάλο di/dt . Στον αντίποδα βέβαια, πολύ μεγάλος αριθμός κυψελών απαιτεί και μεγάλη επιφάνεια κατανομής αυξάνοντας το μέγεθος του ημιαγωγού, γεγονός που μπορεί να προκαλέσει πρόβλημα στην ομοιόμορφη έναυση, καθώς αύξηση του αριθμού των κυψελών αυξάνει την απόστασή τους από το ηλεκτρόδιο πύλης και εισάγει παρασιτικές επαγωγές και αντιστάσεις, που με τη σειρά του αλλοιώνουν το ρεύμα πύλης.

Η δομή της κάθε κυψέλης και ολόκληρου του ημιαγωγού σε κάτοψη παρουσιάζονται στα παρακάτω σχήματα:



Σχήμα 1.1 Δομή κυψέλης GTO

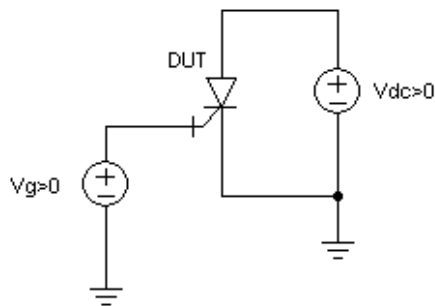


Σχήμα 1.2 Κάτοψη GTO

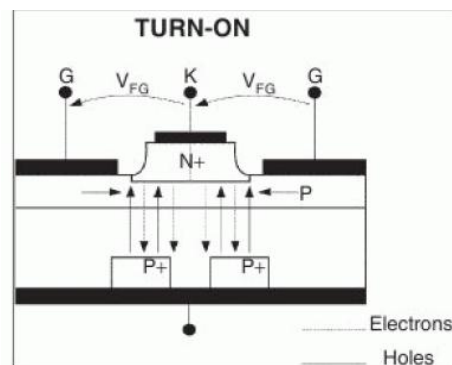
Αξίζει να σημειωθεί πως στο σχήμα 1.1 η δομή του GTO περιλαμβάνει ένα επιπλέον υπόστρωμα N+ το οποίο αποτελεί το *buffer layer* του GTO και υπάρχει μόνο στη δομή των ασύμμετρων GTO.

1.1.3 Φυσική λειτουργία GTO[3]:

Η έναυση του ημιαγωγού επιτυγχάνεται με θετική τάση ορθής πόλωσης και θετικό παλμό στη πύλη. Η έγχυση ρεύματος οπών στη πύλη λόγω θετικής τάσης προκαλεί μεταφορά ηλεκτρονίων από το στρώμα της καθόδου. Πολλά από αυτά τα ηλεκτρόνια εγχέονται στο n-base υπόστρωμα και προκαλούν έγχυση οπών από την άνοδο. Η διαδικασία είναι αναγεννητική και συνεχίζει να λειτουργεί όσο υπάρχει ικανό ρεύμα στη πύλη να τη διατηρήσει, δηλαδή έως η επαφή *pn* της βάσης να πολωθεί ορθά. Τότε ο ημιαγωγός έχει μανδαλωθεί στη κατάσταση αγωγής. Σε αυτή τη φάση μπορεί να αφαιρεθεί η τάση της πύλης και ο ημιαγωγός θα συνεχίσει να άγει, με τη προϋπόθεση πως το κανάλι ρεύματος που θα έχει δημιουργηθεί θα είναι πάνω από μια ικανή τιμή. Η τιμή αυτή αναφέρεται στα χαρακτηριστικά του φύλλου προδιαγραφών ως ρεύμα συγκράτησης (I_H).



Σχήμα 1.3 Κύκλωμα έναυσης GTO

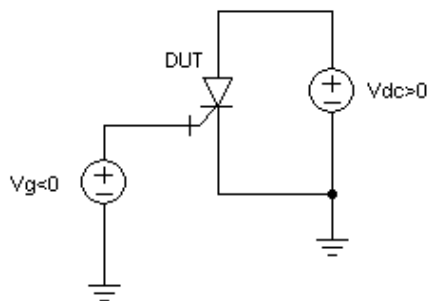


Σχήμα 1.4 Ρεύμα φορέων κατά την έναυση

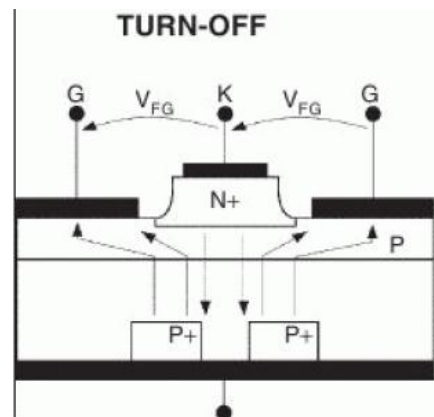
Κατά τη σβέση η πύλη πολώνεται αρνητικά και οπές εγχέονται από την άνοδο, με αποτέλεσμα να πολώνεται αρνητικά η επαφή βάσης καθόδου και να δημιουργείται ένα δυναμικό που κόβει το ρεύμα ηλεκτρονίων. Καθώς το υπόστρωμα *p-base* απογυμνώνεται περαιτέρω μικραίνει η περιοχή αγωγής στον ημιαγωγό οδηγώντας το ρεύμα προς τη πύλη δημιουργώντας τοπική υψηλή πυκνότητα ρεύματος και υπερθέρμανση. Αυτό είναι και το σημαντικότερο μειονέκτημα στη σβέση του GTO, που μπορεί να οδηγήσει σε καταστροφή του ημιαγωγού εάν δεν απομακρυνθεί γρήγορα το ρεύμα από τη πύλη.

Με αύξηση της αρνητικής τάσης στη πύλη μπορεί να περιοριστεί το φαινόμενο, ωστόσο η λύση αυτή έχει περιορισμένες δυνατότητες διότι η τιμή της V_g δεν μπορεί να αυξηθεί απεριόριστα λόγω του φαινομένου της διάσπασης πύλης καθόδου.

Στη συνέχεια, όταν η συγκέντρωση των φορέων πλειονότητας μειωθεί σημαντικά, ο ημιαγωγός μεταβαίνει στη κατάσταση αποκοπής. Μετά τη μετάβαση, και μέχρι ο αγωγός να σβέσει πλήρως, υπάρχει ένα παραμένον ρεύμα από την άνοδο προς τη κάθοδο, το οποίο αναφέρεται ως «ρεύμα ουράς» και μειώνεται εκθετικά καθώς οι φορείς του ρεύματος ελαττώνονται λόγω επανασύνδεσης. Κατά τη διάρκεια αυτού του φαινομένου το ηλεκτρικό πεδίο στο εσωτερικό του στρώματος *n-base* διαταράσσεται, λόγω παρουσίας κινούμενων φορτίων. Η διαταραχή αυτή μπορεί να προκαλέσει ιονισμό στο εσωτερικό του ημιαγωγού μέσω ενός φαινομένου χιονοστιβάδας (*dynamic avalanche*). Η διαταραχή αυτή εξαλείφεται όταν το ρεύμα ουράς πέσει στη τιμή του ρεύματος διαρροής. Το μεταβατικό αυτό φαινόμενο προκαλεί σημαντικές διακοπτικές απώλειες και μειώνει τη διακοπτική συχνότητα του ημιαγωγού διότι αυξάνει το χρόνο του μεταβατικού σβέσης και του μηδενισμού του ρεύματος



Σχήμα 1.5 Κύκλωμα σβέσης GTO



Σχήμα 1.6 Ρεύμα φορέων κατά τη

1.1.4 Στατικές χαρακτηριστικές του GTO[3],[6],[8]:

1.1.4.1 Μόνιμη κατάσταση αγωγής:

Κατά την αγωγή του GTO ο μόνος περιορισμός που υπάρχει είναι το ρεύμα αγωγής να βρίσκεται πάνω από τη τιμή του ρεύματος συγκράτησης (*holding current*) ώστε να μη συμβεί ανεπιθύμητη σβέση του στοιχείου. Αν, λόγω κάποιου μεταβατικού, το ρεύμα πέσει κάτω από τη τιμή αυτή στιγμιαία είναι πιθανό να υπάρξει σβέση ορισμένων περιοχών του ημιαγωγού και μεγάλη αύξηση του ρεύματος σε άλλες κυψέλες με επακόλουθο πιθανή καταστροφή του ημιαγωγού λόγω τοπικής υπερθέρμανσης. Για να αποφευχθεί αυτή τη κατάσταση διατηρείται συνεχώς μια θετική τιμή ρεύματος στη πύλη του GTO μεγαλύτερη από το ελάχιστο ρεύμα πύλης.

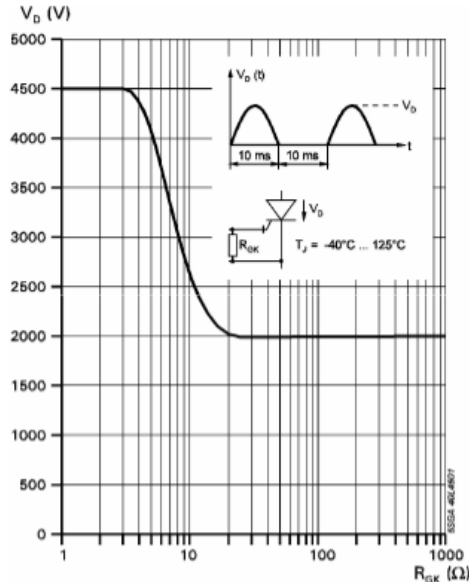
Στη μόνιμη κατάσταση αγωγής το GTO συμπεριφέρεται σχεδόν ως μια γραμμική συσκευή που μπορεί να μοντελοποιηθεί με τη παρακάτω σχέση:

$$V_{TM} = V_O + IR_{on}$$

Στη πραγματικότητα, η σχέση $V - I$ δεν είναι ακριβώς γραμμική διότι με αύξηση του ρεύματος αυξάνεται η θερμοκρασία του στοιχείου και η αντίσταση αγωγής R_{on} . Ωστόσο για τις εφαρμογές, και για προσεγγιστικούς υπολογισμούς η σχέση αυτή μπορεί να δώσει ικανοποιητικά αποτελέσματα.

1.1.4.2 Μόνιμη κατάσταση σβέσης:

Στη κατάσταση σβέσης αυτό που απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή είναι η μη επιθυμητή έναυση του GTO. Το φαινόμενο αυτό μπορεί να εξαλειφθεί είτε διατηρώντας μια μικρή αρνητική τάση στη πύλη, είτε χρησιμοποιώντας μια αντίσταση μεταξύ πύλης και καθόδου R_{gk} . Να σημειωθεί πως η τάση αποκοπής του GTO εξαρτάται από την αντίσταση πύλης R_{gk} , και παρουσιάζεται στα φύλλα προδιαγραφών όπως στο ακόλουθο διάγραμμα:

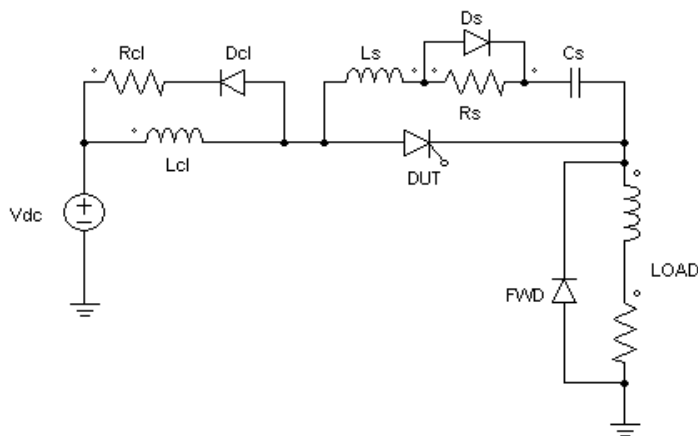


Σχήμα 1.7 Διάγραμμα τάσης αποκοπής και αντίστασης πύλης

Η τιμή, λοιπόν την αντίστασης αυτής πρέπει να είναι ικανοποιητική για την εφαρμογή και είναι στη κρίση του σχεδιαστή να επιλέξει τη σωστή τιμή. Μεγάλη τιμή αυξάνει τις απώλειες ενώ μικρή τιμή δεν επιτρέπει στον ημιαγωγό να έχει επιθυμητή τάση αποκοπής.

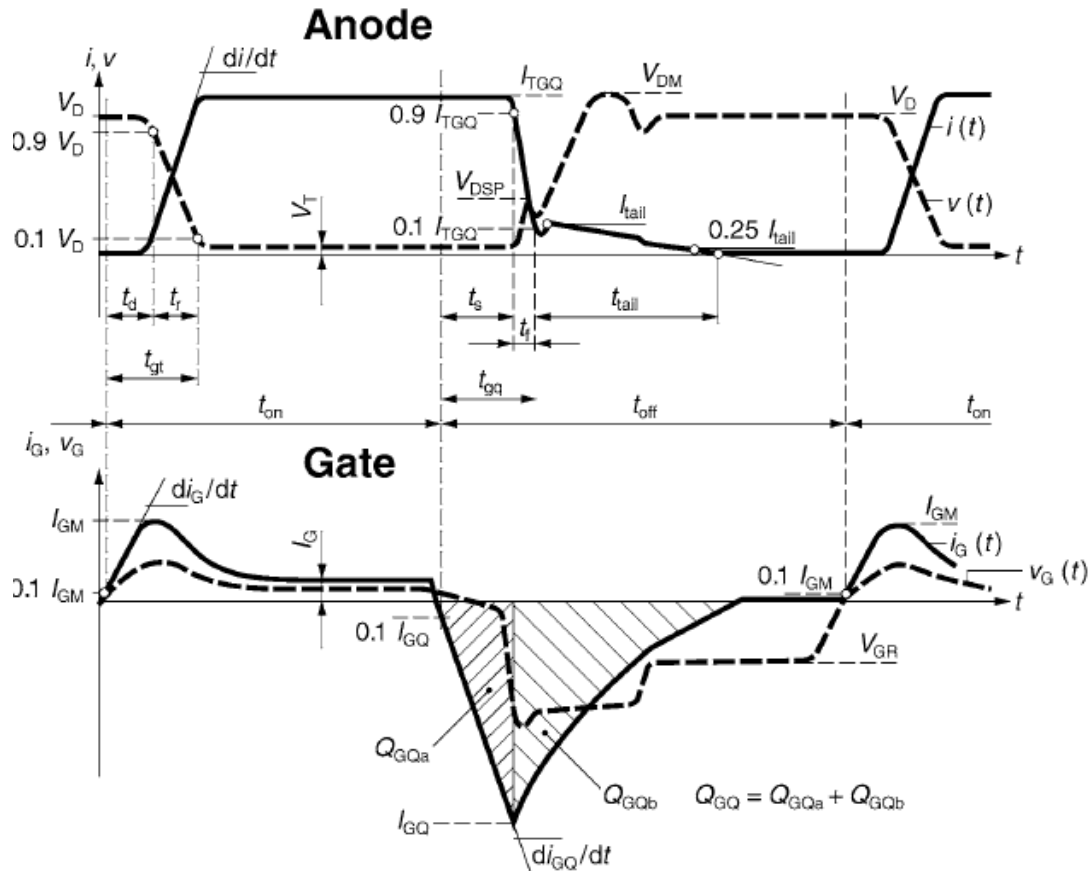
1.1.5 Δυναμική συμπεριφορά[1],[3]:

Η δυναμική συμπεριφορά του GTO μελετάται σε δύο φάσεις, την έναυση και τη σβέση. Και στις δύο περιπτώσεις ο ημιαγωγός υπόκειται σε μεγάλους ρυθμούς ανόδου ρεύματος και τάσης αντίστοιχα με αποτέλεσμα να χρειάζεται σχεδιασμός ώστε να περιοριστεί το φαινόμενο και να προστατευτεί η συσκευή από αστοχίες. Έτσι εισάγονται κυκλώματα προστασίας με σκοπό να μειωθεί ο ρυθμός του ρεύματος και τη τάσης. Το συνολικό κύκλωμα μελέτης των μεταβατικών με τα συστήματα προστασίας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.8 GTO με τη χρήση κυκλωμάτων προστασίας έναυσης και σβέσης

Οι τυπικές κυματομορφές του GTO παρουσιάζονται παρακάτω:



Σχήμα 1.9 Τυπικές κυματομορφές GTO

1.1.5.1 Έναυση:

Κατά την έναυση οι τιμές που ενδιαφέρουν το κατασκευαστή είναι οι χρόνοι t_d , t_r , ο χρόνος καθυστέρησης και χρόνος ανόδου αντίστοιχα. Και οι δύο τιμές μπορούν να επηρεαστούν από τα χαρακτηριστικά του ρεύματος πύλης. Συγκεκριμένα μεγάλο ρεύμα πύλης μειώνει τους διακοπτικούς χρόνους και μεγάλο di_g/dt μειώνει το χρόνο ανόδου. Ο

ρυθμός μεταβολής του ρεύματος πύλης di_g/dt επηρεάζει επίσης τις απώλειες έναυσης.

Συνήθως οι κατασκευαστές ορίζουν κάποιες τυπικές τιμές για τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος της πύλης κατά την έναυση και δίνουν κάποιους τυπικούς χρόνους t_d και t_r για το κάθε ημιαγωγό.

1.1.5.2 Σβέση:

Τα μεγέθη που ενδιαφέρουν στη σβέση είναι οι χρόνοι σβέσης t_s και t_f οι τιμές των οποίων εξαρτώνται από την κατασκευή του ημιαγωγού. Ο χρόνος t_s αποτελεί το χρόνο καθυστέρησης σβέσης (*storage time*) και ο χρόνος t_f είναι ο χρόνος που χρειάζεται το ρεύμα για να φτάσει από το 90% της ονομαστικής τιμής του στο 10% και χαρακτηρίζεται ως χρόνος σβέσης. Στη συνέχεια υπάρχει ένας επιπλέον χρόνος στον οποίο αποσβάνει το ρεύμα ουράς του ημιαγωγού.

Οι αιχμές τάση V_{dsp} και V_{dm} οφείλονται στο κύκλωμα προστασίας του ημιαγωγού (*turn-off snubber*). Κατά τη σβέση, το ρεύμα δρομολογείται από την άνοδο στο παράλληλο

κλάδο του GTO, με αποτέλεσμα η παρασιτική L_s να δημιουργεί την αιχμή V_{dsp} . Στη συνέχεια και καθώς ανυψώνεται η τάση στα άκρα του ημιαγωγού, ο συντονισμός του κυκλώματος προστασίας LC δημιουργεί μια δεύτερη αιχμή. Σε οποιαδήποτε περίπτωση πρέπει να γίνει προσεκτική σχεδίαση ώστε να μειωθεί στο μέγιστο βαθμό η L_s και κατ'επέκταση οι αιχμές κατά τη σβέση.

Ένα επιπλέον μέγεθος που πρέπει να δοθεί προσοχή είναι η τιμή του πυκνωτή C_s . Ο πυκνωτής αυτός περιορίζει το μέγεθος του ρυθμού ανόδου της τάσης dv/dt στα άκρα του ημιαγωγού, ωστόσο αυξάνει το χρόνο του ρεύματος ουράς κατά τη σβέση με αντίστοιχη αύξηση στις διακοπτικές απώλειες και στο χρόνο σβέσης. Έτσι χρειάζεται να γίνει ένας συμβιβασμός μεταξύ των χαρακτηριστικών κυκλώματος προστασίας και την απόδοση του συστήματος.

1.1.6 Απώλειες GTO[6],[8]:

Οι απώλειες του ημιαγωγού χωρίζονται σε απώλειες αγωγής, οι οποίες οφείλονται στα χαρακτηριστικά του ημιαγωγίμου στοιχείου κατά την έναυση και σβέση, και σε διακοπτικές, που είναι αποτέλεσμα των μεταβατικών φαινομένων. Γενικά για τις απώλειες μόνιμης λειτουργίας ισχύει:

$$P_{con} = u(t) \cdot i(t)$$

Στη κατάσταση αγωγής οι απώλειες δίνονται από το τύπο:

$$P_{on-state} = IV_o + R_{on} I^2$$

Οι διακοπτικές απώλειες του συστήματος κατά την έναυση και σβέση δίνονται από τους παρακάτω τύπους:

$$E_{off-sw} = \int_{t_{switch-on}} u(t) \cdot i(t) dt$$

$$E_{on-sw} = \int_{t_{switch-off}} u(t) \cdot i(t) dt$$

Όπου: $t_{switch-on}$, $t_{switch-off}$ οι χρόνοι των μεταβατικών φαινομένων έναυσης και σβέσης.

Στη περίπτωση που η εφαρμογή δεν αναφέρεται σε σύστημα DC, οι απώλειες διακοπής υπολογίζονται από τις σχέσεις:

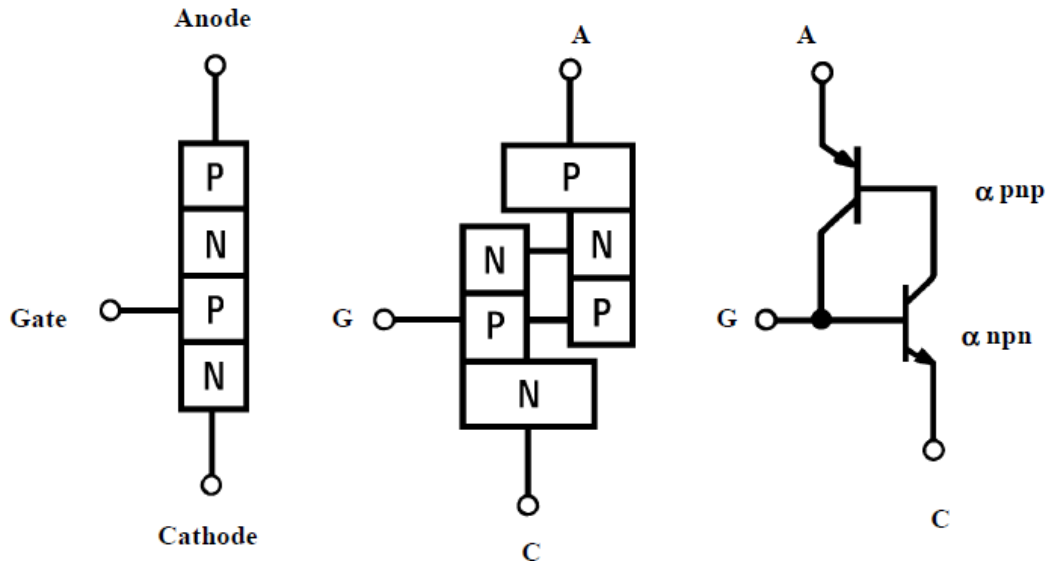
$$P_{sw-on} = f \cdot E_{on-sw}$$

$$P_{sw-off} = f \cdot E_{off-sw}$$

Με f τη διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών.

1.1.7 Ισοδύναμο κύκλωμα GTO[1],[3]:

Το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα του GTO αποτελείται από 2 τρανζίστορ συνδεδεμένα όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.10 Αρχή λειτουργίας GTO βάσει ου μοντέλου του 2 τρανζίστορ

Το συγκεκριμένο ισοδύναμο κύκλωμα βασίζεται στην αρχή λειτουργίας του GTO και χρησιμοποιήθηκε για να μελετήσει πρώτη φορά τον τρόπο με τον οποίο λειτουργεί το θυρίστορ. Η λειτουργίας του περιγράφεται ως εξής:

Όταν εφαρμοστεί θετικός παλμός μεταξύ πύλης και καθόδου η βάση του *nnp* τρανζίστορ είναι θετικά πολωμένη με αποτέλεσμα να δημιουργείται ένα ρεύμα στο συλλέκτη, ο οποίος είναι με τη σειρά του βάση του *pnp* τρανζίστορ το οποίο τίθεται σε αγωγή. Με αυτό τον τρόπο δημιουργείται ένα αγώγιμο μονοπάτι μεταξύ ανόδου και καθόδου και ο ημιαγωγός μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής.

Για τη σβέση, το ρεύμα που οδηγείται στη πύλη είναι αρνητικό με αποτέλεσμα η τάση πύλης συλλέκτη να είναι αρνητική και να σταματήσει να άγει το *nnp* τρανζίστορ. Το ρεύμα συλλέκτη του *nnp* τρανζίστορ είναι ταυτόχρονα και ρεύμα πύλης του *pnp* τρανζίστορ με αποτέλεσμα στη συνέχεια να έχουμε και σβέση του δεύτερου τρανζίστορ και του ημιαγωγού. Το παραμένον ρεύμα ουράς δημιουργείται λόγω της σβέσης του *nnp* τρανζίστορ, και χαρακτηρίζεται από τις ιδιότητές του.

1.2 IGCT[3]:

1.2.1 Γενικά για το IGCT[10],[11]:

Το IGCT (*Integrated Gate Communcated Thyristor*) είναι ένας ημιαγωγός νεότερης τεχνολογίας, που κατασκευάστηκε για πρώτη φορά το 1997 και αποτελεί την εξέλιξη του GTO, οπότε και ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία των θυρίστορ. Σήμερα με τις αυξανόμενες ανάγκες ισχύος έχει βρει εφαρμογή σε τομείς όπως η διαχείριση και μεταφορά ενέργειας καθώς και σε συστήματα ελέγχου μηχανών μεγάλης ισχύος.

Η διαφορά του από το GTO παρατηρείται κατά τη σβέση όπου λόγω της κατασκευής της πύλης του, η οποία βρίσκεται ολοκληρωμένη με τον ημιαγωγό, έχει πολύ μικρό χρόνο σβέσης και περιορίζει σε πολύ μεγάλο βαθμό το ρεύμα ουράς που εμφανίζεται στο GTO.

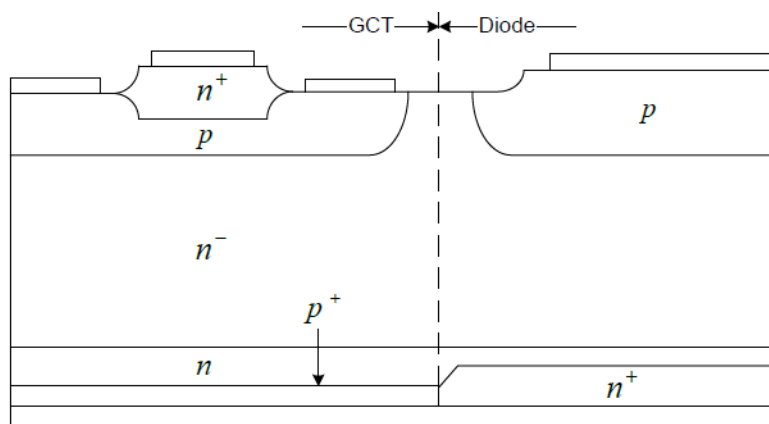
Στη βιομηχανία χρησιμοποιούνται τρεις τύποι IGCT:

- RC-IGCT (*Reverse Conducting IGCT*): Ο συγκεκριμένος τύπος του ημιαγωγού έχει την ικανότητα να άγει και από την κάθοδο προς την άνοδο. Χρησιμοποιείται για εφαρμογές εναλλασσόμενου ρεύματος και έρχεται ολοκληρωμένο με αντιπαράλληλη δίοδο.
- RB-IGCT (*Reverse Blocking IGCT*): Ο συγκεκριμένος τύπος έχει την ικανότητα να απομονώνει και ανάστροφη τάση, από τη κάθοδο προς την άνοδο. Η χρήση του γίνεται επίσης σε συστήματα εναλλασσόμενου ρεύματος.

- A-IGCT (*Asymmetric IGCT*): Δεν έχουν ικανότητα ούτε ανάστροφης αγωγής, ούτε ανάστροφης πόλωσης. Προσδίδουν όμως καλύτερα χαρακτηριστικά στον ημιαγωγό, μικρότερες απώλειες και μεγαλύτερη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας. Βρίσκουν εφαρμογή σε συστήματα συνεχούς ρεύματος όπως HVDC συστήματα ή σε ημιαγωγικούς διακόπτες.

1.2.2 Δομή του IGCT[14],[21]:

Το IGCT αποτελείται από δύο μέρη, το κύκλωμα οδήγησης και τον ημιαγωγό ισχύος, τα οποία βρίσκονται ολοκληρωμένα πάνω στο ίδιο στρώμα πυριτίου. Με τον όρο GCT αναφερόμαστε μόνο στο κομμάτι εκείνο που αφορά τον ημιαγωγικό διακόπτη. Ο όρος «ολοκληρωμένο» αναφέρεται στην ολοκληρωμένη με τον ημιαγωγό πύλη, που κατασκευαστικά δίνει πολύ μικρές τιμές αντίστασης και επαγωγής και επιτρέπει η σβέση του ημιαγωγού να γίνεται με σχεδόν μοναδιαίο κέρδος. Η δομή του στοιχείου παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.11 Δομή κυψέλης GCT μαζί αντιπαράλληλη δίοδο

Κάθε κυψέλη αποτελείται από τέσσερα στρώματα, P-N-P-N, όμοια δηλαδή με αυτή του GTO. Στις σύγχρονες τεχνολογίες των IGCT εφαρμόζονται τεχνικές για μείωση απωλειών, όπως η τεχνική των *buffer-layer* και *transparent-emitter*. Με αυτές τις τεχνολογίες μπορεί να επιτευχθεί ακόμα και 30% μείωση στις απώλειες, και στο χρόνο σβέσης. Επιπλέον στο σώμα κάθε κυψέλης ολοκληρώνεται και μια αντιπαράλληλη δίοδος, η οποία χρησιμοποιείται για εκφόρτιση των παρασιτικών επαγωγών και των επαγωγικών φορτίων.

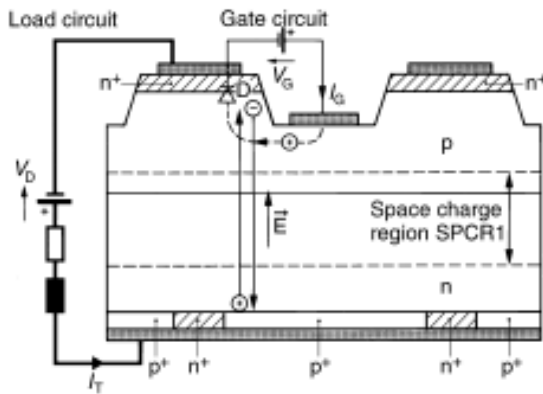
1.2.3 Φυσική Λειτουργία IGCT[6],[12],[13],[14]:

1.2.3.1 Έναυση:

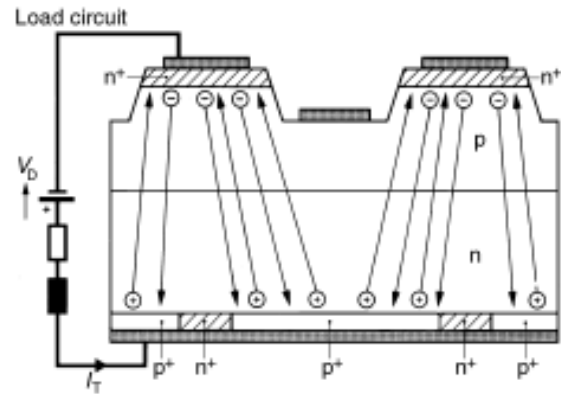
Κατά την έναυση, το GCT συμπεριφέρεται ακριβώς όπως το GTO. Η αρχή λειτουργίας του μπορεί να παρουσιαστεί ως εξής: Τα υποστρώματα $p^+ n p^+$ και $n^+ p n^+$ απεικονίζουν τα δύο τρανζίστορ με την άνοδο του GCT να βρίσκεται στο p^+ υπόστρωμα και τη κάθοδο στο n^+ . Καθώς εφαρμόζεται στη πύλη θετικός παλμός έναυσης, η επαφή $p n^+$ πολώνεται θετικά με αποτέλεσμα να άγει το $n p n$ τρανζίστορ. Όπως άγει το $n p n$ τρανζίστορ ρεύμα ρέει από τη πύλη του $p n p$ προς τον συλλέκτη του και έτσι το $p n p$ μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής, καθώς η επαφή $p^+ n$ άγει.

Η συνδεσμολογία αυτή επιτρέπει στα δύο τρανζίστορ να παραμείνουν σε κατάσταση μανδάλωσης ακόμα και για μηδενική τάση στη πύλη. Σε φυσικό επίπεδο η κατάσταση αυτή επιτυγχάνεται διότι η ροή ρεύματος μεταξύ ανόδου και καθόδου είναι ικανή να προκαλέσει έγχυση φορέων στο υπόστρωμα n^- και να διατηρήσει το τρανζίστορ στη περιοχή κόρου χωρίς την εφαρμογή θετικού παλμού τάσης. Ο τυπικός χρόνος έναυσης των IGCT είναι περίπου 10μs.

a) Turn-On



b) On-State



Σχήμα 1.12 Μεταφορά φορέων κατά την έναυση και την κατάσταση αγωγής του IGCT

1.2.3.2 Σβέση του ημιαγωγού:

Η σβέση στο GCT γίνεται με διαφορετικό τρόπο σε σχέση με το GTO. Στο συμβατικό GTO η εφαρμογή αρνητικής τάσης στη πύλη μειώνει το ρεύμα στη βάση του pnp τρανζίστορ και θέτει σε κατάσταση αποκοπής το npr τρανζίστορ. Με αυτό το μηχανισμό το GTO αποκόπτεται και το ρεύμα αγωγής χωρίζεται σε δύο διαφορετικά ρεύματα. Ένα μέρος του συνεχίζει να άγει για μερικά μs από τη κάθοδο και ένα άλλο μέρος του ρέει προς τη πύλη. Το κλάσμα του ρεύματος που ρέει από τη πύλη εξαρτάται από το κέρδος σβέσης του GTO και κυμαίνεται από 3~5.

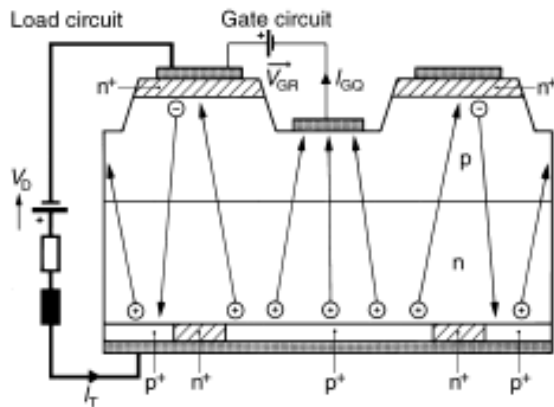
Στο GCT το ρεύμα λειτουργίας κατά τη σβέση εκτρέπεται ολόκληρο προς τη πύλη του ημιαγωγού, με αποτέλεσμα στη κάθοδο να διακόπτεται πολύ γρηγορότερα, και το ρεύμα ουράς που δημιουργείται να είναι πολύ μικρότερο σε μέγεθος και διάρκεια. Αυτός είναι και ο λόγος που κάνει το GCT να έχει ταχύτερη απόκριση. Στη κατάσταση σβέσης το GCT συμπεριφέρεται σαν ένα pnp τρανζίστορ ανοικτής βάσης. Μπορούμε να παρομοιάσουμε το IGCT και ως ένα GTO με μοναδιαίο κέρδος σβέσης με τυπικούς χρόνους σβέσης περίπου $20\mu s$. Αυτός είναι και ο λόγος που το κύκλωμα της πύλης είναι ολοκληρωμένο με το GCT, ώστε οι αντιστάσεις και η επαγωγές στο κύκλωμα της πύλης να είναι πολύ μικρές και η σβέση άμεση.

Θεωρώντας τάση πύλης $V_g = 20V$ και di_g/dt υπολογίζεται πως μια τυπική τιμή επαγωγής πύλης είναι περίπου

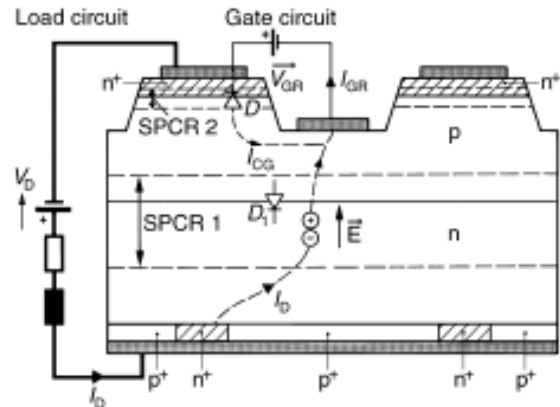
$$L \leq \frac{V_g}{di/dt} = 20nH$$

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η διαδικασία σβέσης του GCT και η ροή του ρεύματος στο κύκλωμα των δύο τρανζίστορ.

c) Turn-Off



d) Blocking State

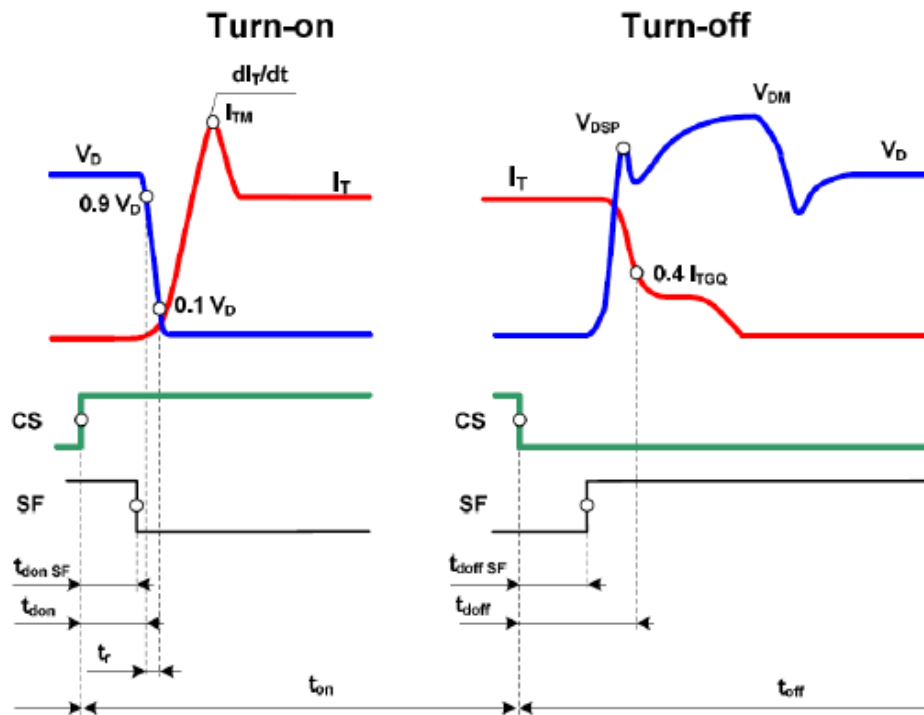


Σχήμα 1.13 Μεταφορά φορέων κατά την σβέση και την κατάσταση αποκοπής του IGCT

Το πλεονέκτημα που μας δίνει το GCT είναι πως, λόγω του μοναδιαίου κέρδους σβέσης ο χρόνος σβέσης είναι πολύ μικρότερος, περιορίζεται το ρεύμα ουράς και οι διακοπτικές απώλειες κατά τη σβέση, αυξάνεται η περιοχή ασφαλούς λειτουργίας και δεν απαιτούνται *turn-off snubbers* για το περιορισμό της τάσης κατά τη σβέση.

1.2.4 Δυναμικά χαρακτηριστικά[6],[11],[13],[14],[15]:

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι κυματομορφές έναυσης και σβέσης του IGCT τόσο στη μεταβατική κατάσταση όσο και στη μόνιμη.



Σχήμα 1.14 Δυναμικές χαρακτηριστικές IGCT

V_D

Τάση μόνιμης κατάσταση κατά τη σβέση.

I_A

Ρεύμα μόνιμης κατάσταση στην αγωγή.

$\frac{dI_A}{dt}$	Ο ρυθμός ανόδου του ρεύματος στο GCT.
V_{DSP}	Η πρώτη αιχμή τάσης κατά το μεταβατικό της σβέσης, εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του ημιαγωγού και το κύκλωμα προστασίας.
V_{DM}	Η δεύτερη αιχμή τάσης κατά τη σβέση. Εξαρτάται από το κύκλωμα προστασίας.
t_{don}, t_{doff}	Οι χρόνοι καθυστέρησης έναυσης και σβέσης αντίστοιχα.
t_r	Ο χρόνος πτώσης της τάσης ανόδου κατά την έναυση.

Να σημειωθεί πως η συμπεριφορά αυτή του ημιαγωγού ισχύει μόνο σε περίπτωση *hard switching* σε κατάσταση δηλαδή χωρίς τη χρήση *turn off snubber*. Σε περίπτωση που χρησιμοποιηθεί κάποιο κύκλωμα προστασίας, η μεταβατική συμπεριφορά πλησιάζει περισσότερο αυτή του GTO.

1.2.5 Στατικά χαρακτηριστικά[11],[15],[19],[20]:

1.2.5.1 Κατάσταση αγωγής:

Τα χαρακτηριστικά της μόνιμης κατάστασης για το IGCT είναι παρόμοια με εκείνα για το GTO. Ανάλογα με την εφαρμογή κατασκευάζονται ημιαγωγικά στοιχεία με διαφορετικά στατικά χαρακτηριστικά. Αν απαιτείται μεγάλος βαθμός απόδοσης υπάρχουν μοντέλα με μικρές απώλειες αγωγής, ενώ αντίθετα άλλα μοντέλα βασίζονται σε καλύτερα διακοπτικά χαρακτηριστικά για λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες.

Στη μόνιμη κατάσταση αγωγής ο ημιαγωγός έχει μια μικρή τάση λειτουργίας που εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του και τη θερμοκρασία και δίνεται από το τύπο:

$$V_{TM} = V_0 + IR_{on}$$

Όπου V_0 η τάση της επαφής του ημιαγωγού και R_{on} η αντίσταση αγωγής, και I το ρεύμα αγωγής στη μόνιμη κατάσταση. Η αντίσταση αγωγής είναι εξαρτώμενη από τη θερμοκρασία και δεν διατηρεί σταθερή τιμή, οπότε και η παραπάνω σχέση είναι γραμμική για μια συγκεκριμένη περιοχή θερμοκρασιών που ορίζεται από το κατασκευαστή. Η σχέση που υπολογίζει την τιμή της αντίστασης σε σχέση με τη θερμοκρασία είναι η ακόλουθη:

$$R_{on}(t) = \frac{\Delta T_{(j-c)}(t)}{P}$$

Όπου: P η μέση ισχύς του ημιαγωγίου στοιχείου

1.2.5.2 Κατάσταση αποκοπής:

Στη κατάσταση αποκοπής ο ημιαγωγός απομονώνει τάση ίση με τη τάση λειτουργίας. Το φαινόμενο που παρουσιάζει μεγαλύτερο ενδιαφέρον κατά την κατάσταση απομόνωσης είναι το ρεύμα διαρροής του ημιαγωγίου στοιχείου. Το ρεύμα αυτό είναι εξαρτώμενο από τη θερμοκρασία και τη τάση λειτουργίας, και προσεγγίζεται από τη σχέση:

$$I_{leak} = I_{leak0} \cdot e^{\frac{\ln 2}{10K}(\theta_j - \theta_{j0})}$$

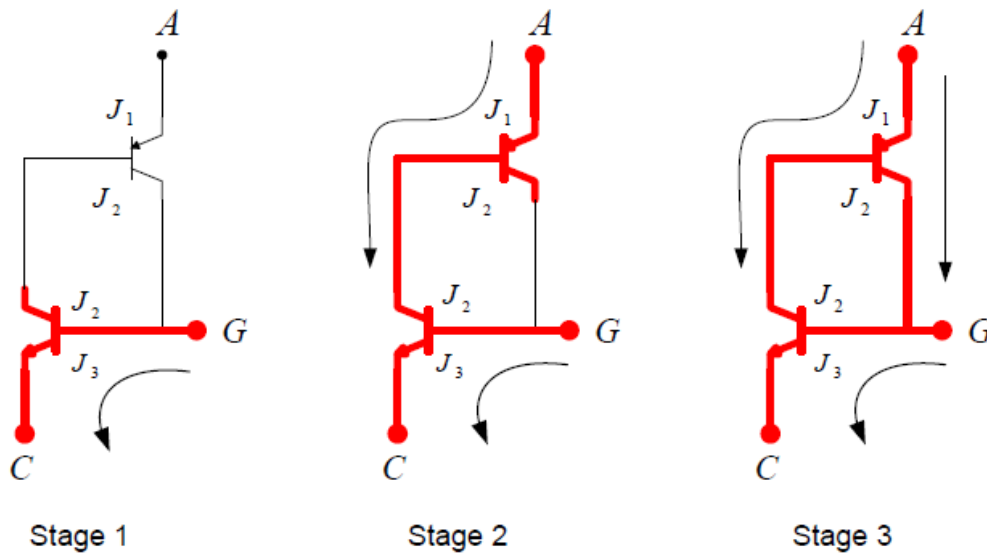
Όπου: I_{leak0} το ρεύμα διαρροής για τη θερμοκρασία αναφοράς θερμοκρασία θ_{j0} .

1.2.6 Απώλειες IGCT[11],[19],[20]:

Οι απώλειες αγωγής υπολογίζονται από τις ίδιες σχέσεις που ισχύουν και για το GTO παραπάνω. Σημαντικά μειωμένες απώλειες εμφανίζει το IGCT σε σχέση με το GTO στους διακοπτικούς χρόνους σβέσης λόγω μικρότερης διάρκειας του φαινομένου και μικρότερης τιμής ρεύματος ουράς. Επιπλέον στις εφαρμογές που το IGCT λειτουργεί χωρίς κύκλωμα snubber (*hard turn-off*) οι απώλειες είναι ακόμα μικρότερες καθώς δεν υπάρχουν τα παθητικά στοιχεία, με επακόλουθο ακόμα μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης και μικρότερο ρεύμα ουράς.

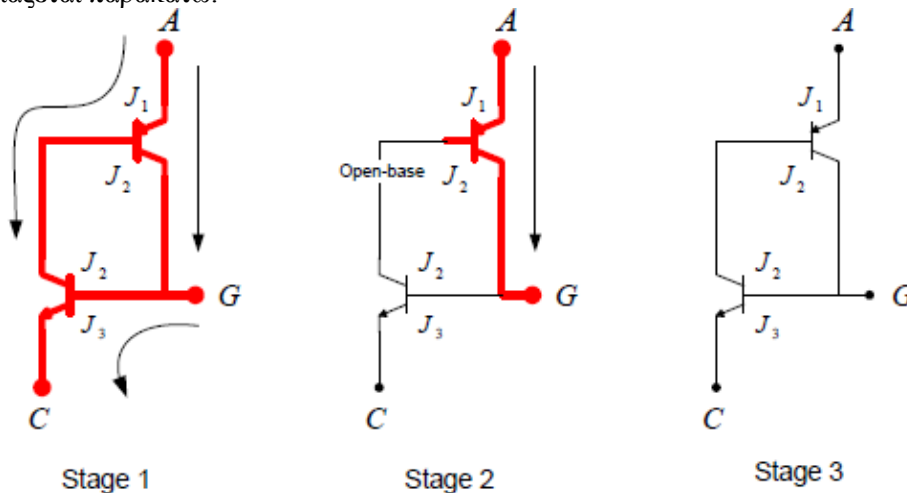
1.2.7 Ισοδύναμο κύκλωμα IGCT[20]:

Το ισοδύναμο που χρησιμοποιείται για το IGCT είναι παρόμοιο με αυτό του GTO. Η διαφορά βρίσκεται στο γεγονός πως τα χαρακτηριστικά των δύο τρανζίστορ είναι διαφορετικά ώστε να είναι εφικτή η προσομοίωση της συμπεριφοράς του ημιαγωγού κατά τη σβέση. Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται η λειτουργία του ημιαγωγού στη κατάσταση έναυσης:



Stage 1 Stage 2 Stage 3
Σχήμα 1.15 Μοντέλο έναυσης IGCT βασισμένο στη λειτουργία των 2 τρανζίστορ

Η λειτουργία είναι ίδια με αυτή του GTO, δηλαδή με θετικό παλμό στη πύλη πολώνεται το *npn* τρανζίστορ και θέτει σε αγωγή το *pnp* τρανζίστορ καθώς το κύκλωμα μεταβαίνει στη κατάσταση αγωγής. Το κύκλωμα σβέσης που διαφέρει σε χαρακτηριστικά παρουσιάζεται παρακάτω:



Stage 1 Stage 2 Stage 3
Σχήμα 1.16 Μοντέλο σβέσης IGCT βασισμένο στη λειτουργία των 2 τρανζίστορ

Εδώ παρατηρείται πως ο αρνητικός παλμός στη πύλη οδηγεί όλο το ρεύμα από το κύκλωμα της πύλης. Γι' αυτό είναι αναγκαίο η επαγωγή της πύλης να είναι ιδιαίτερα μικρή ώστε να μπορεί να οδηγηθεί όλο το ρεύμα χωρίς να εισάγεται καθυστέρηση επαγωγών. Ταυτόχρονα το *nrn* τρανζίστορ τίθεται σε κατάσταση σβέσης πολύ γρήγορα και ο ημιαγωγός αποκτά καλύτερη διακοπτική λειτουργία.

1.3 IGBT[1],[2],[3],[5]:

1.3.1 Γενικά για το IGBT:

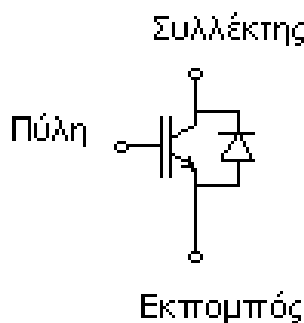
Το τρανζίστορ με μονωμένη πύλη, όπως είναι το όνομα του IGBT, είναι ένα ημιαγωγίμο στοιχείο που κατασκευάστηκε με σκοπό να προσφέρει καλύτερα χαρακτηριστικά από το τρανζίστορ ισχύος και το MOSFET. Αποτελεί έναν σύνθετο ημιαγωγό ο οποίος μπορεί να έχει υψηλότερες διακοπτικές συχνότητες από το τρανζίστορ ενώ παράλληλα να έχει ικανότητα ελέγχου μεγαλύτερης ισχύος σε σχέση με το MOSFET. Είναι ένας ημιαγωγός που χρησιμοποιείται ευρύτατα στη βιομηχανία σήμερα σε συστήματα κίνησης και σε συστήματα μετατροπής ισχύος. Με τη σημερινή εξέλιξη των υλικών και των σχεδιαστικών μεθόδων τα συστήματα με IGBT's μπορούν να χειριστούν ισχύ μεγαλύτερη από μερικά megawatts.

Το κυκλωματικό στοιχείο του IGBT καθώς και η τυπική συσκευασία ενός βιομηχανικού στοιχείου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.17 Τυπικό βιομηχανικό IGBT

IGBT



Σχήμα 1.18 Κυκλωματικό στοιχείο

Στα IGBT's μεγάλης ισχύος, όπως και στα παραπάνω στοιχεία, χρησιμοποιείται αντιπαράλληλη δίοδος ειδικής κατασκευής, ώστε να μπορεί να μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής και σβέσης πολύ γρήγορα (*ultrafast diodes*). Η χρήση της κρίνεται απαραίτητη λόγω των επαγωγικών φορτίων, ώστε στη σβέση του ημιαγωγού το ρεύμα επαγωγής του φορτίου να περνά μέσα από τη δίοδο και να μην δημιουργούνται καταστροφικές υπερτάσεις στους διακόπτες.

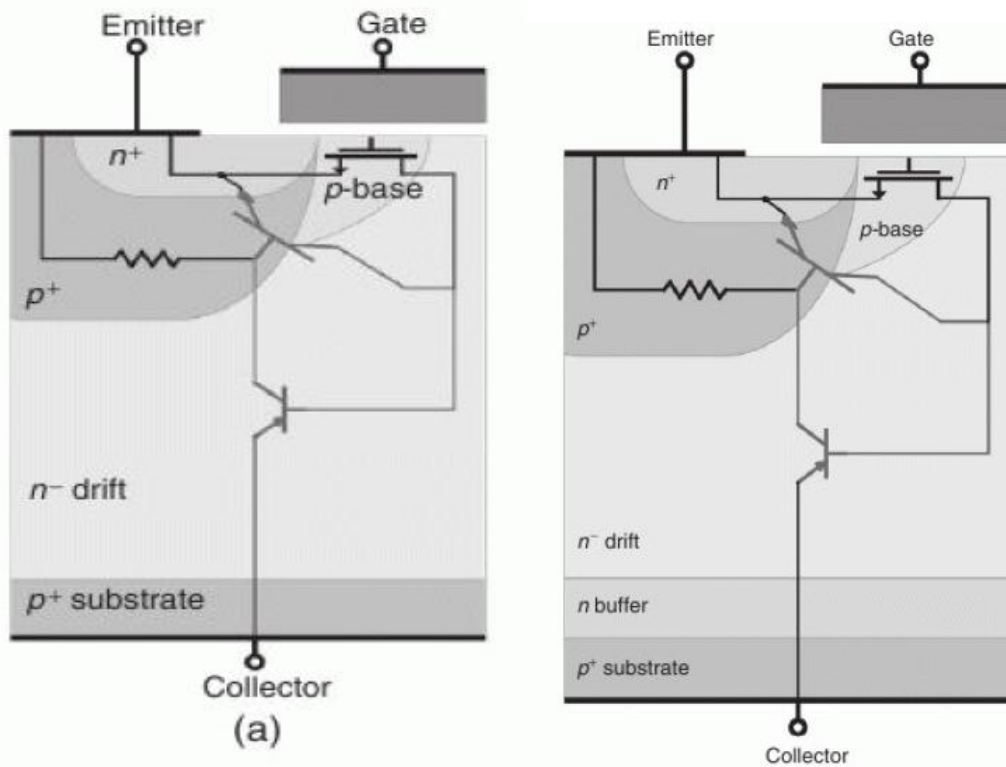
Επίσης στο σχήμα 2 παρουσιάζεται μια τυπική συσκευασία για IGBT μεγάλης ισχύος, ή όπως ονομάζονται HV-IGBT (*High Voltage –IGBT's*). Ο συγκεκριμένος τρόπος συσκευασίας ευνοεί τη σχεδίαση, καθότι κατά τη συναρμολόγηση των στοιχείων σε συστήματα δεν εμφανίζονται ανομοιομορφίες στις συνδέσεις στις επαφές.

1.3.2 Δομή του IGBT[3]:

Στο σχήμα 1.19 απεικονίζεται η εσωτερική δομή μιας κυψέλης IGBT. Τα υποστρώματα $n+$, p -base και n -drift αποτελούν ένα εσωτερικό MOSFET ενώ το $p+$ υπόστρωμα στο τέλος δημιουργεί τον συλλέκτη του IGBT. Αντίστοιχα τα στρώματα $p+$, n -drift και $p+$ substrate αποτελούν ένα pnp τρανζίστορ του οποίου η πύλη ελέγχεται από τη τάση που εφαρμόζεται στο MOSFET. Στη κατασκευή παρουσιάζεται η βάση n -drift ,

υπόστρωμα το οποίο είναι αρκετά παχύ με αποτέλεσμα το pn να έχει μικρό κέρδος . Με αυτή τη δομή μπορεί να επιτευχθεί η κατάλληλη συμπεριφορά μεταξύ MOSFET και *power* BJT .

Στο δεξί σχήμα, παρατηρείται μια διαφορά στη δομή του ημιαγωγού. Η δομή περιέχει ένα επιπλέον υπόστρωμα υψηλής νόθευσης n^- -buffer το οποίο κατά τη σβέση δεν επιτρέπει στα ηλεκτρόνια να άγουν στο υπόστρωμα $p+$ substrate μειώνοντας, έτσι το χρόνο σβέσης του ημιαγωγού. Η χρήση αυτής της τοπολογίας χρησιμοποιείται στα ασύμμετρα IGBT's για εφαρμογή σε κυκλώματα DC, όπου δεν χρειάζεται η ικανότητα ανάστροφη πόλωση τάσης.



Σχήμα 1.19 Δομή ενός IGBT (*half-cell*) χωρίς buffer layer (αριστερά) με buffer layer (δεξιά)

1.3.3 Φυσική λειτουργία του IGBT[2],[3]:

Τάση συλλέκτη-εκπομπού $V_{ce} \leq 0$: Αν η τάση της συλλέκτη-εκπομπού είναι ίση ή μικρότερη με μηδέν ($V_{ce} \leq 0$) η επαφή pn μεταξύ $p+$ substrate και n^- -drift είναι αρνητικά πολωμένη εμποδίζοντας τη ροή ρεύματος και ορίζοντας τη κατάσταση ανάστροφης πόλωσης.

Τάση συλλέκτη-εκπομπού θετική και αρνητική τάση πύλης ($V_{ge} \leq 0$): Αν εφαρμόσουμε θετική τάση στο συλλέκτη αλλά αρνητική τάση στη πύλη ($V_{ge} \leq 0$) η επαφή pn μεταξύ p -base και n^- -drift είναι αρνητικά πολωμένη εμποδίζοντας και πάλι την αγωγή του IGBT. Σε αυτή τη περίπτωση ο ημιαγωγός είναι σε κατάσταση ορθής πόλωσης χωρίς τάση αγωγής στη πύλη.

Τάση συλλέκτη-εκπομπού θετική και θετική τάση πύλης ($V_{ge} > 0$): Αν, με θετική τάση συλλέκτη-εκπομπού ($V_{ce} > 0$), εφαρμοστεί θετική τάση στη πύλη ($V_{ge} > 0$) με τιμή ικανή να αντιστρέψει το εσωτερικό MOSFET τότε δημιουργείται ένα κανάλι ρεύματος ικανό να θέσει σε έναυση το pn τρανζίστορ. Ηλεκτρόνια ρέουν προς την n^- -drift περιοχή και ταυτόχρονα οπές εγχέονται στην n^- -drift και επανασυνδέονται με τα ηλεκτρόνια. Οι

πλεονάζουσες οπές οδηγούνται στον εκπομπό προκαλώντας ροή ρεύματος μέσα από τον ημιαγωγό, και μετάβαση σε κατάσταση αγωγής.

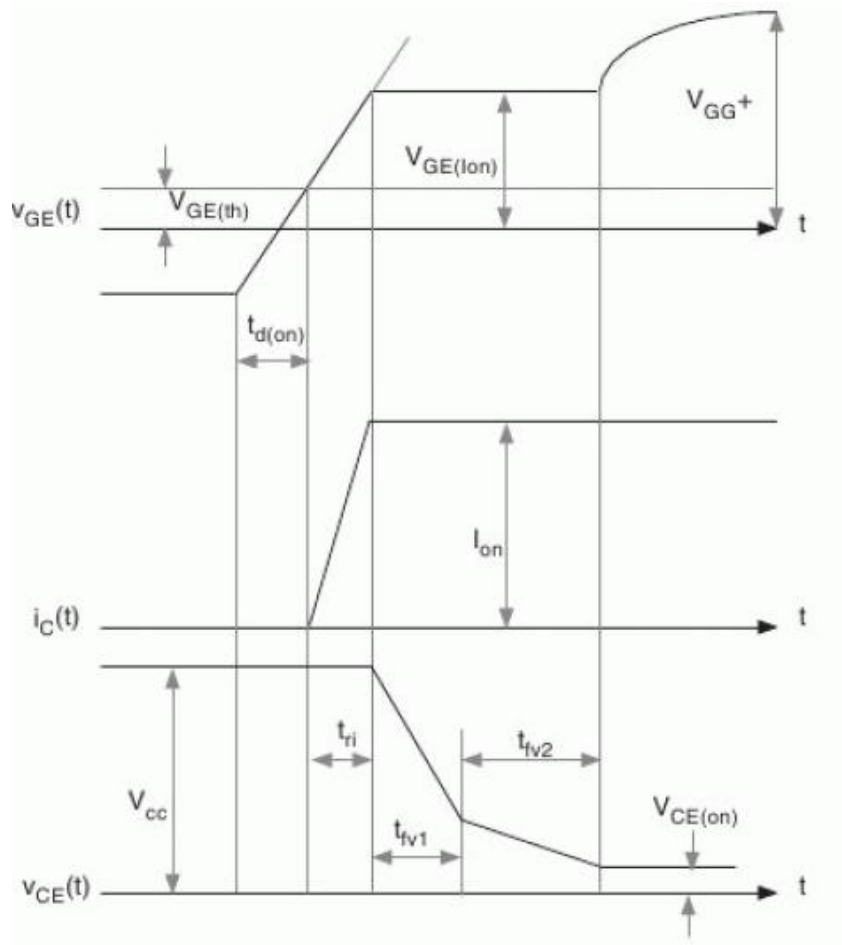
Σβέση του ημιαγωγού: Για να γίνει η σβέση του IGBT η τάση V_{ge} πρέπει να μηδενιστεί, ώστε το κανάλι ρεύματος στο MOSFET που τροφοδοτεί με ρεύμα τη βάση του pn τρανζίστορ να σβέσει. Το ρεύμα συλλέκτη αρχίζει σταδιακά να μειώνεται έως το κανάλι που έχει δημιουργηθεί να διακοπεί. Οι πλεονάζοντες φορείς μειονότητας στην περιοχή n^- - $drift$ που απομένουν ελαττώνονται λόγω σταδιακών επανασυνδέσεων προκαλώντας σβέση στο IGBT.

Κατά τη σβέση, αν οι φορείς έχουν μικρό χρόνο επανασύνδεσης, μειώνεται ο χρόνος σβέσης του ρεύματος ουράς και πετυχαίνοντας μεγαλύτερες διακοπτικές συχνότητες, μικρότερους μεταβατικούς χρόνους και μικρότερες διακοπτικές απώλειες. Στα ασύμμετρα IGBT's όπου υπάρχει το υπόστρωμα υψηλής νόθευσης n -buffer, ο χρόνος επανασύνδεσης είναι αισθητά μικρότερος και η απόκρισή του γρηγορότερη.

1.3.4 Δυναμικά χαρακτηριστικά[1],[3]:

1.3.4.1 Έναυση IGBT:

Η έναυση του IGBT εξαρτάται κυρίως από τη δομή του MOSFET. Σε χρόνο t_{don} το ρεύμα στη πύλη φορτίζει τη χωρητικότητα πύλης με σταθερό ρυθμό έως η τάση V_{ge} φτάσει το επιθυμητό επίπεδο και σε χρόνο t_{ri} . Στο ίδιο χρονικό διάστημα το ρεύμα συλλέκτη-εκπομπού αυξάνεται με σταθερό ρυθμό έως τη μόνιμη τιμή ρεύματος λειτουργίας. Όταν η V_{ge} έχει φτάσει την επιθυμητή τιμή λειτουργίας η V_{ce} στα άκρα του IGBT αρχίζει να μειώνεται. Στη συνέχεια ακολουθούν 2 φάσεις, στη πρώτη η τάση μειώνεται με μεγαλύτερο ρυθμό καθώς η παρασιτική χωρητικότητα της πύλης-εκπομπού αποφορτίζεται. Έπειτα χρειάζεται ένας επιπλέον χρόνος ώστε το τρανζίστορ pn να μεταβεί σε κατάσταση πλήρους αγωγής γιατί η απόκριση του είναι πιο αργή από εκείνη του MOSFET. Η τάση πύλης αυξάνεται πάλι όταν το *transistor* μεταβεί από τη περιοχή κορεσμού στη γραμμική, θέτοντας το IGBT σε πλήρη κατάσταση αγωγής. Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζονται όλες οι φάσεις κατά την έναυση του IGBT.



Σχήμα 1.20 Κομματομορφές έναυσης IGBT

1.3.4.2 Σβέση IGBT:

Η σβέση ξεκινά αφαιρώντας τη V_{ge} . Η τάση και το ρεύμα στο IGBT παραμένουν σταθερά έως η τάση πύλης φτάσει στη τάση κατωφλίου. Μετά από αυτό το χρόνο t_{doff} η τάση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού αυξάνεται με σταθερό ρυθμό που χαρακτηρίζεται από την αντίσταση πύλης. Όταν η τάση V_{ce} φτάσει την τάση λειτουργίας σε χρόνο t_{rv} το ρεύμα αρχίζει να μειώνεται με μεγάλο ρυθμό έως το χρόνο t_{f1} . Οι χρόνοι t_{doff} και t_{rv} εξαρτώνται από τη δομή του εσωτερικού MOSFET του IGBT. Στη συνέχεια οι παραμένοντες φορείς στο υπόστρωμα n -drift πρέπει να απομακρυνθούν ώστε να σβέσει η συσκευή. Οι φορείς αυτοί διατηρούν το ρεύμα όταν το MOSFET σβέσει πλήρως. Η επανασύνδεσή τους με τους φορείς του υποστρώματος n -drift μειώνει το ρεύμα συλλέκτη σταδιακά προκαλώντας το λεγόμενο «ουρά ρεύματος». Ο χρόνος t_{fv2} αντιπροσωπεύει αυτή ακριβώς τη χρονική διάρκεια, η οποία είναι μεγάλη και αυξάνει τις απώλειες σβέσης σε υψηλά επίπεδα. Αν υποθέσουμε πως το ρεύμα κανονικής λειτουργίας είναι I_{dc} , τότε μέγεθος του ρεύματος ουράς υπολογίζεται προσεγγιστικά από τους παρακάτω τύπους:

$$I_c(t) = \alpha_{pnp} I_{dc} e^{-t/\tau_{HL}}$$

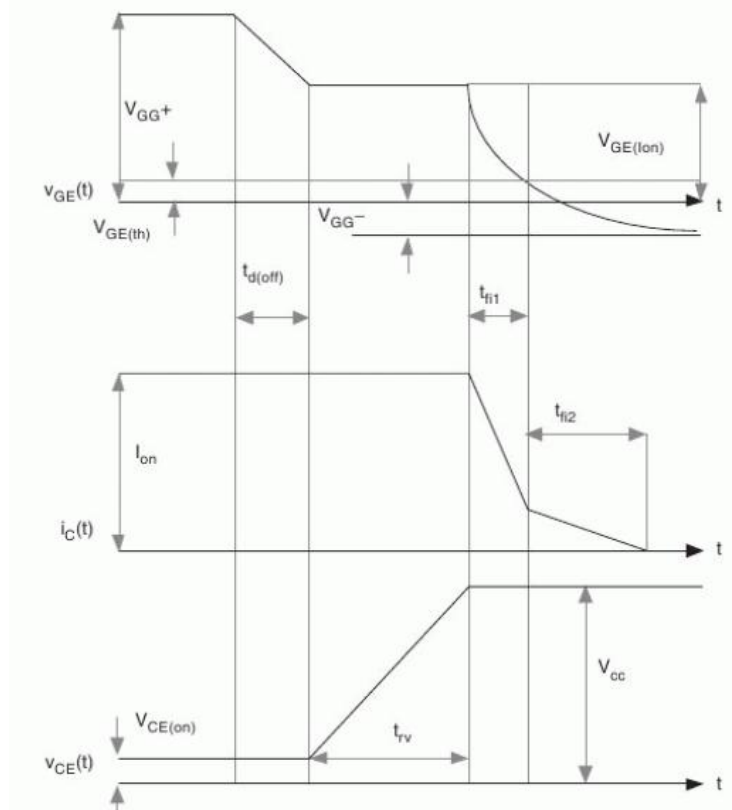
$$t_{off} = \tau_{HL} \ln(10\alpha_{pnp})$$

Όπου: $\alpha_{pnp} = \text{sech}\left(\frac{l}{L_a}\right)$ το κέρδος του pnp τρανζίστορ

l το μήκος της μη εξαντλημένης περιοχής

L_a το μήκος διάχυσης εκατέρωθεν της επαφής

τ_{HL} η διάρκεια ζωής των ελεύθερων φορέων.



Σχήμα 1.21 Κυματομορφές σβέσης IGBT

Σήμερα έχουν αναπτυχθεί σύγχρονες μέθοδοι ελέγχου του χρόνου ζωής των φορέων του ρεύματος ώστε να επιτευχθεί μικρότερη τιμή ρεύματος ουράς και ταυτόχρονα χαμηλές απώλειες αγωγής. Η θερμική διάχυση χρυσού η λευκόχρυσου δημιουργεί νέα κέντρα επανασύνδεσης και προκαλεί γρηγορότερη σβέση του παραμένον ρεύματος. Άλλη μέθοδος είναι η ακτινοβολήση του ημιαγωγού με ηλεκτρόνια υψηλής ενέργειας που δημιουργεί επιπλέον κέντρα επανασύνδεσης στο σώμα του ημιαγωγού. Μια τρίτη μέθοδος είναι η έγχυση πρωτονίων σε ορισμένο βάθος. Οι μέθοδοι αυτοί επιτρέπουν έλεγχο σε τοπικό επίπεδο του χρόνου ζωής των φορέων ρεύματος ώστε να βελτιώσουμε τη σχέση μεταξύ απωλειών λειτουργίας και διακοπτικής συχνότητας.

1.3.5 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας[3],[21],[24],[26]:

Στη μόνιμη κατάσταση αγωγής τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του ημιαγωγού που ενδιαφέρουν είναι η τάση αγωγής και η αντίσταση αγωγής που διέπονται από τη σχέση:

$$V_{CEsat} = V_{T0} + I_c r_{CE}$$

Τυπικές τιμές για τη τάση αγωγής είναι 2,5 – 3Volts. Η τιμή της αντίστασης r_{CE} εξαρτάται, όπως και στη περίπτωση του GTO από τη θερμοκρασία λειτουργίας. Στη κατάσταση σβέσης το ρεύμα διαρροής επίσης είναι εξαρτώμενο από τη θερμοκρασία, ωστόσο λόγω της μικρής τιμής του ($\approx 1mA$) δεν θα εξεταστεί η επίδρασή του.

1.3.6 Απώλειες ημιαγωγού[21],[23],[26]:

Οι απώλειες μόνιμης κατάστασης αγωγής δίνονται, όπως και στους υπόλοιπους ημιαγωγούς από τη σχέση:

$$P_{cond} = V_{T0}I_c + I_c^2 R_{on}$$

Ενώ για τα μεταβατικά φαινόμενα οι απώλειες ενός διακοπτικού συμβάντος είναι:

$$E_{on} = \int_{t_{don}+t_r} i_c(t) \cdot v_{CE}(t) dt$$

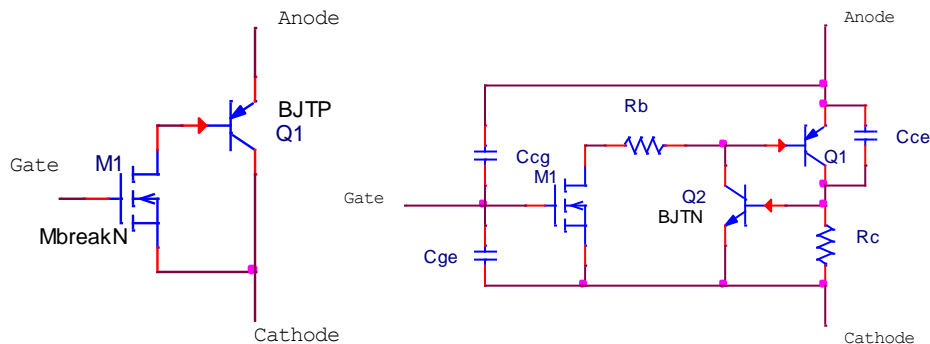
$$E_{off} = \int_{t_{doff}+t_f} i_c(t) \cdot v_{CE}(t) dt$$

Σημαντικός παράγοντας είναι και P_{tot} που αναφέρεται στη μέγιστη καταναλισκόμενη ισχύ του ημιαγωγού υπό συγκεκριμένες συνθήκες θερμοκρασίας και δίνεται από το τύπο:

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_c}{R_{th(j-c)IGBT}}$$

1.3.7 Ισοδύναμο κύκλωμα για το IGBT[1],[3],[25]:

Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του IGBT παρουσιάζεται στα παρακάτω διαγράμματα:



Σχήμα 1.22 Ισοδύναμα κυκλώματα IGBT

Στο αριστερό σχήμα παρουσιάζεται το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του IGBT, που αποτελείται από ένα MOSFET και ένα npn τρανζίστορ σε συνδεσμολογία *Darlington*. Με θετικό παλμό τάσης στη πύλη του MOSFET δημιουργείται ένα ρεύμα βάσης και άγει το npn τρανζίστορ. Τα χαρακτηριστικά αγωγής του IGBT προσομοιώνονται από τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ ενώ τα διακοπτικά χαρακτηριστικά εξαρτώνται από τη λειτουργία του MOSFET. Το δεύτερο μοντέλο χρησιμοποιεί και ένα επιπλέον npn τρανζίστορ το οποίο άγει κατά την έναυση, ενώ το npn γειώνει την πύλη κατά την αποκοπή εκφορτίζοντας τις παρασιτικές χωρητικότητες. Τα δύο κυκλώματα είναι παρόμοια ως προς τη λειτουργία τους, και η συμπεριφορά τους εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά των εσωτερικών ημιαγωγών που τα συνθέτουν.

Το μεγαλύτερο μειονέκτημα του μοντέλου όμως είναι η μη σωστή απόδοση της χωρητικότητας πύλης εκπομπού του MOSFET. Κατά τη διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου διακοπής η χωρητικότητα πύλης-εκπομπού του MOSFET αλλάζει τιμή κατά 2 τάξεις μεγέθους με αποτέλεσμα οι προσομοιώσεις σε σχέση με το πραγματικό φαινόμενο να παρουσιάζουν ελαφριά απόκλιση ως προς τα χαρακτηριστικά πύλης.

Στο δεύτερο σχήμα παρουσιάζεται ένα παρόμοιο μοντέλο για το IGBT το οποίο χρησιμοποιεί και ένα npn τρανζίστορ. Στο συγκεκριμένο μοντέλο το npn τρανζίστορ λειτουργεί κατά την έναυση καθώς εφαρμόζεται από το MOSFET θετικός παλμός στη πύλη του, ενώ κατά τη σβέση άγει το npn τρανζίστορ μηδενίζοντας το δυναμικό πύλης και εκφορτίζοντας τις παρασιτικές χωρητικότητες του ημιαγωγού.

Σημαντικό ρόλο στη περίπτωση του IGBT παίζει και το κύκλωμα πύλης για τις σωστές προσομοιώσεις. Γι' αυτό και είναι πολύ δύσκολο να κατασκευαστεί ακριβές μοντέλο για το σύστημα χωρίς περαιτέρω πειραματική διερεύνηση.

Κεφάλαιο 2

Μοντέλα ημιαγωγών

2.1 Γενικά για τα μοντέλα προσομοιώσεων[28]:

Η προσομοίωση όλων των συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος γίνεται με τη χρήση εξειδικευμένων προγραμμάτων, τα οποία έχουν διαφορετικό στόχο και ακρίβεια ανάλογα με το εύρος εφαρμογών. Για τις ανάγκες αυτής της εργασίας θα χρησιμοποιηθεί το *Orcad pspice*, πρόγραμμα που είναι αρκετά ακριβές για τις ανάγκες των προσομοιώσεων, παρέχει τη δυνατότητα κατασκευής μοντέλων και διαθέτει πληθώρα στοιχείων προς χρήση.

Σημαντικό κομμάτι των προσομοιώσεων αποτελούν τα μοντέλα των ημιαγωγών, τα οποία χρειάζεται να έχουν επαρκή ακρίβεια για να μελετηθούν τα μεταβατικά φαινόμενα και ταυτόχρονα να είναι απλά στη κατασκευή. Έχουν προταθεί πολλά διαφορετικά μοντέλα για τους ημιαγωγούς καθένα από τα οποία διαθέτει και διαφορετικό επίπεδο λεπτομέρειας και πολυπλοκότητας. Τα μοντέλα αυτά αποτελούνται από απλά ηλεκτρικά ισοδύναμα κυκλώματα τα οποία στη βιβλιογραφία αναφέρονται ως *macro models* ή *composite models* (συνθετικά μοντέλα), είτε σε φυσικά μοντέλα που προσομοιώνουν και κάποια εσωτερικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού. Τέλος, υπάρχουν μοντέλα που αναπτύσσονται με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, τα οποία συνθέτονται από συστήματα εξισώσεων και δίνουν την ακριβέστερη δυνατή συμπεριφορά που μπορεί να μοντελοποιηθεί σε υπολογιστή για ένα στοιχείο. Στο παρακάτω πίνακα παρουσιάζεται η κατάταξη των μοντέλων σε επίπεδα ανάλογα με την ακρίβεια και τη πολυπλοκότητα που διαθέτουν.

Επίπεδο	Χαρακτηριστικά	Εφαρμογή σε προσομοιώσεις
0 Ιδανικός διακόπτης	Μπορεί να προσομοιώσει στατικά χαρακτηριστικά, ιδανικός διακόπτης χωρίς μεταβατικά.	Δυναμική συστημάτων μεγάλης διακοπτικής συχνότητας, σχεδίαση συστημάτων έλεγχου
1 Βασικό	Βασικά στατικά και δυναμικά χαρακτηριστικά	Γενικής χρήσης σε εφαρμογές όπου η προσέγγιση είναι ικανοποιητική
2 Ακριβή μοντέλα	Ακριβή δυναμικά χαρακτηριστικά	Διακοπτικές απώλειες, υπολογισμός ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών
3 θερμικά μοντέλα	Δυναμικές χαρακτηριστικές σε αλλαγές θερμοκρασίας	Σχεδίαση ψήκτρας, υπολογισμός θερμικής καταπόνησης.
4	Προσομοιώνει όλα τα ακριβή φυσικά χαρακτηριστικά του μοντέλου, όπως τοπικά ρεύματα, παραμόρφωση ηλεκτρικού πεδίου και την επίδραση της κοσμικής ακτινοβολίας.	Περιορισμένη χρήση λόγω πολυπλοκότητας. Χρησιμοποιείται κυρίως για μελέτη της συμπεριφοράς του ίδιου του ημιαγωγικού στοιχείου.
5	Προσομοιώνουν ακριβώς τα φαινόμενα που συμβαίνουν σε βάθος χρόνου (θερμικές και ηλεκτρικές καταπονήσεις).	Περιορισμένη χρήση τους διότι η κατασκευή είναι τις περισσότερες φορές ανέφικτη λόγω πολυπλοκότητας

Πίνακας 2-1 Συγκεντρωτικός πίνακας χαρακτηριστικών και πεδίου εφαρμογής μοντέλων προσομοιώσεων ανάλογα με το επίπεδο πολυπλοκότητας

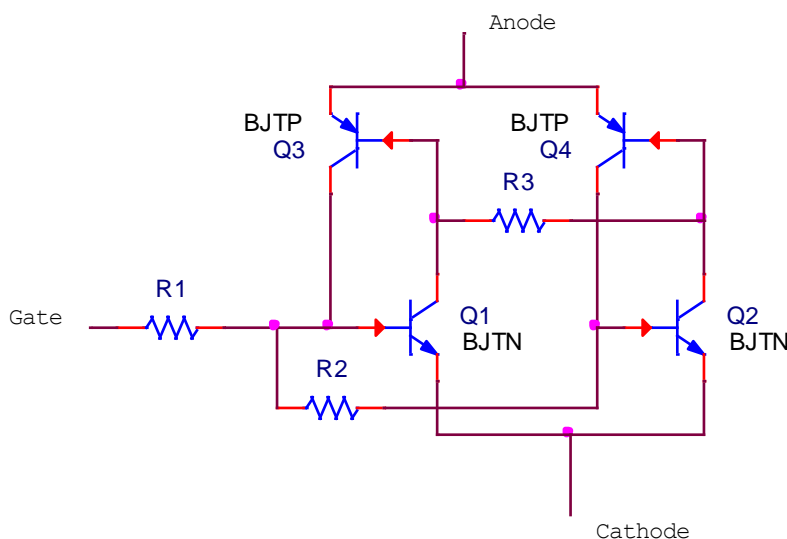
Για τις ανάγκες της εργασίας και τη κατασκευή ενός ημιαγωγικού διακόπτη θα αναπτυχθούν μοντέλα επιπέδου 1 που διαθέτουν την απαραίτητη ηλεκτρική συμπεριφορά. Η

χρήση μοντέλων με μεγαλύτερη ακρίβεια απαιτεί πληροφορίες για τα χαρακτηριστικά των ημιαγωγών που δεν υπάρχουν στα φύλλα προδιαγραφών και χρειάζεται να εξαχθούν από μετρήσεις.

2.2 Μοντέλο προσομοίωσης GTO:

2.2.1 Παρουσίαση μοντέλου[3]:

Πολλά διαφορετικά μοντέλα επιπέδου 1 έχουν προταθεί για το GTO είτε βασισμένα σε μαθηματικές εξισώσεις[29],[30],[31] βασισμένα σε φυσικά μοντέλα[32]. Για τις ανάγκες της εργασίας αναπτύχθηκε ένα μοντέλο για το GTO που βασίζεται στην αρχή λειτουργίας του ισοδύναμου κυκλώματος των δύο τρανζίστορ. Επειδή το GTO αποτελείται από πολλές διαφορετικές κυψέλες θα χρησιμοποιηθούν τέσσερα τρανζίστορ ή δύο κυψέλες παράλληλα που συνδέονται σε κοινή πύλη. Με αυτό τον τρόπο εξασφαλίζεται καλύτερη συμπεριφορά του ημιαγωγού στα μεταβατικά φαινόμενα. Να σημειωθεί πως το μοντέλο μπορεί να προσομοιώσει μόνο την ηλεκτρική συμπεριφορά του ημιαγωγού. Η προσομοίωση των θερμικών φαινομένων βασίζεται στα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ, γεγονός που καθιστά τη σχεδίαση ενός θερμικού μοντέλου πολύ δύσκολη με αυτό τον τρόπο. Το ισοδύναμο μοντέλο του ημιαγωγού είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 2.1 Μοντέλο GTO με τη χρήση τεσσάρων τρανζίστορ

2.2.2 Εξαγωγή παραμέτρων [7]:

Το μοντέλο μπορεί να προσομοιώσει τη δυναμική και στατική συμπεριφορά του ημιαγωγού αν δοθούν στα εσωτερικά τρανζίστορ που το απαρτίζουν οι κατάλληλες τιμές των παραμέτρων. Ο τρόπος που επηρεάζει κάθε παράμετρος τη τελική συμπεριφορά του ημιαγωγού αναλύεται στο[7].

Για τη κατασκευή του πραγματικού μοντέλου χρειάζεται να είναι γνωστές πληροφορίες για τα δυναμικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού. Από το φύλλο προδιαγραφών μπορούν να εξαχθούν οι χρόνοι έναυσης και σβέσης καθώς και τη συμπεριφορά στη μόνιμη κατάσταση. Ο υπολογισμός των παραμέτρων θα γίνει προσομοιώνοντας την έναυση και σβέση του ημιαγωγού βάσει των στοιχείων που δίνει ο κατασκευαστής, και ταυτίζοντας τα αποτελέσματα με αυτά του πραγματικού ημιαγωγού, όπως δίνονται στα φύλλα προδιαγραφών. Στο μοντέλο που αναπτύχθηκε οι βασικές παράμετροι που προσδιορίζουν τη συμπεριφορά του ημιαγωγού και ενδιαφέρουν στις προσομοιώσεις είναι: t_d , t_r , t_s , t_f , t_{tail} , V_{on} , I_{DRM} .

Αξίζει να σημειωθεί πως το μοντέλο που αναπτύσσεται λειτουργεί με ακρίβεια σε συγκεκριμένη θερμοκρασία καθώς δεν έχει ικανότητα μοντελοποίησης της θερμικής

συμπεριφοράς. Κατόπιν τούτου, αν χρειάζεται να γίνει προσομοίωση σε διαφορετική θερμοκρασία, πρέπει να μεταβληθεί εκ νέου το μοντέλο ώστε να ταυτίζονται οι μετρούμενες τιμές με τις πραγματικές για την αντίστοιχη θερμοκρασία προσομοίωσης.

2.2.3 Εξαγωγή παραμέτρων[3],[7],[4]:

Το μοντέλο του GTO που θα κατασκευαστεί αναφέρεται στο GTO 5SGF40L4502 της ABB. Η εξαγωγή των περισσοτέρων παραμέτρων γίνεται «χειροκίνητα» ώστε να ταιριάζουν τα πραγματικά μεγέθη που δίδονται στα φύλλα δεδομένων με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων[7]. Οι μόνοι περιορισμοί που υπάρχουν για το μοντέλο είναι οι εξής δύο εξισώσεις:

$$a_{pnp} + a_{npn} \geq 1$$

$$K_{off} = \frac{a_{npn}}{a_{pnp} + a_{npn} - 1}$$

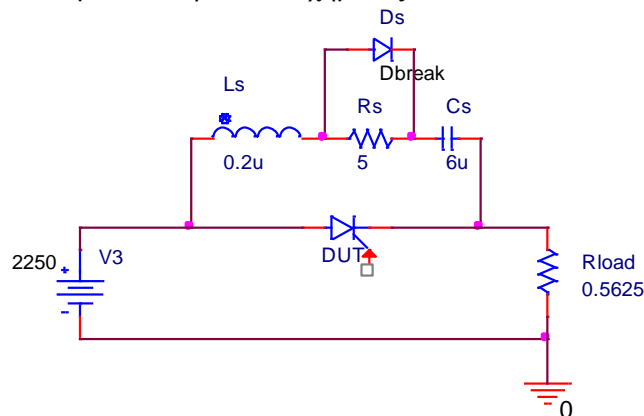
Ο πρώτος περιορισμός υπάρχει για να μπορεί το GTO να μεταβεί σε κατάσταση μανδάλωσης κατά τη φάση αγωγής, ενώ η δεύτερη εξίσωση υπολογίζει το κέρδος σβέσης του ημιαγωγού.

Κατά τη διαδικασία παραμετροποίησης το μέγεθος που επηρεάζει περισσότερο τις χαρακτηριστικές είναι το κέρδος του pnp τρανζίστορ (a_{pnp}). Έτσι γνωρίζοντας από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά το κέρδος σβέσης μπορεί να υπολογιστεί το κέρδος του npn τρανζίστορ (a_{npn}). Το κέρδος σβέσης του ημιαγωγού υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$K_{off} = \frac{I_a}{|I_g|} = \frac{a_{npn}}{a_{pnp} + a_{npn} - 1}$$

Ο κατασκευαστής δίνει τη πληροφορία πως για ρεύμα αγωγής $I_a = 4000A$ χρειάζεται παλμός σβέσης ίσος με $I_g = -1100A$, οπότε το κέρδος σβέσης είναι $K_{off} = 3,63$.

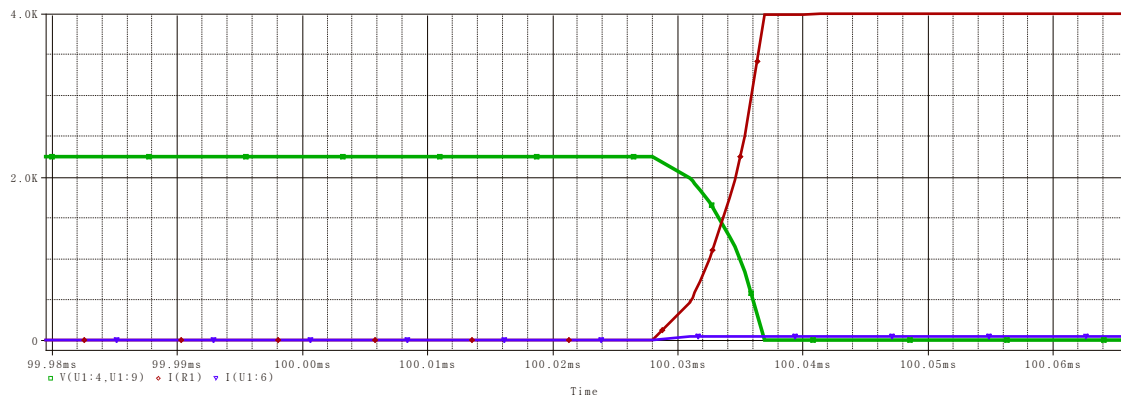
Για τον υπολογισμό των στατικών και δυναμικών χαρακτηριστικών του μοντέλου θα χρησιμοποιηθεί το κύκλωμα του παρακάτω σχήματος



Σχήμα 2.2 Κύκλωμα υπολογισμού μεγεθών σβέσης GTO

2.2.3 Προσομοιώσεις στατικών και δυναμικών χαρακτηριστικών:

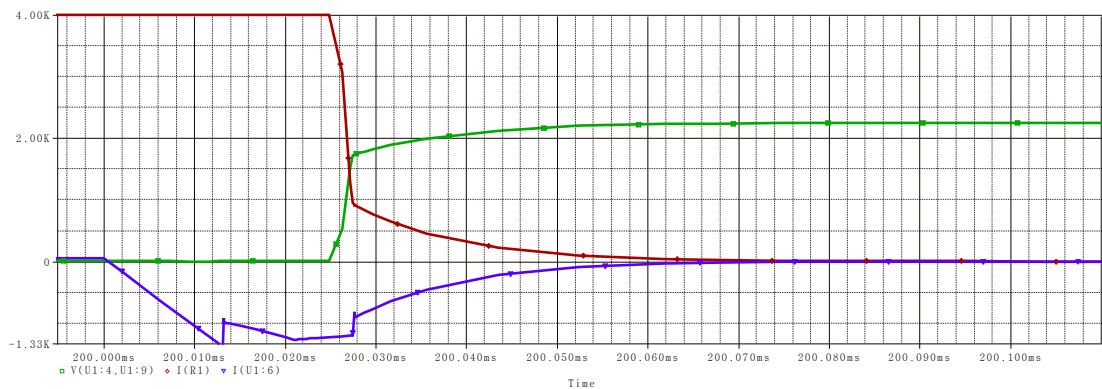
Η συμπεριφορά του ημιαγωγού κατά την έναυση παρουσιάζεται στα παρακάτω σχήματα:



Σχήμα 2.3 Συμπεριφορά τάσης και ρεύματος κατά την έναυση του GTO

Η παραπάνω προσομοίωση έδωσε χρόνο καθυστέρησης έναυσης $t_d = 2,5\mu s$ και ο χρόνο ανόδου $t_r = 6\mu s$. Οι παραπάνω κυματομορφές καθώς και οι χρόνοι έναυσης ταυτίζονται με τη τυπική συμπεριφορά του μοντέλου του GTO.

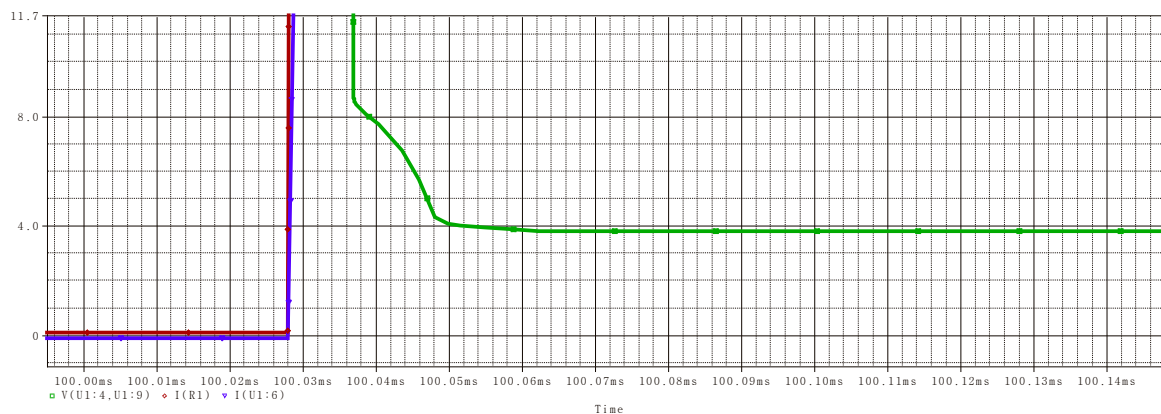
Για τη σβέση του ημιαγωγού η συμπεριφορά είναι η ακόλουθη:



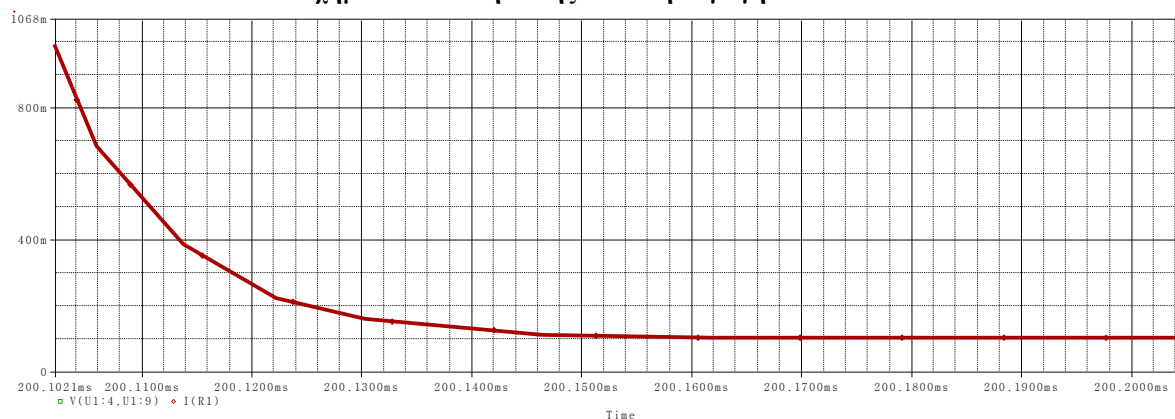
Σχήμα 2.4 Συμπεριφορά τάσης και ρεύματος κατά την σβέση του GTO

Βάσει των παραπάνω διαγραμμάτων οι χρόνοι κατά τη σβέση είναι $t_s = 25\mu s$ και $t_f = 2,8\mu s$ ενώ ο συνολικός χρόνος σβέσης είναι $t_{off} = 70\mu s$. Επιπλέον το ρεύμα πύλης ακολουθεί τη φυσιολογική συμπεριφορά, φτάνοντας σε μια ελάχιστη τιμή και στη συνέχεια αποσβάνει προς το μηδέν, ενώ ταυτόχρονα ο ημιαγωγός άγει το ρεύμα ουράς. Τη στιγμή που το ρεύμα στην άνοδο φτάνει το ρεύμα ουράς, το pnp τρανζίστορ έχει σταματήσει να άγει και λειτουργεί μόνο το npn τρανζίστορ. Έτσι μπορεί να ρυθμιστεί η συμπεριφορά του ρεύματος ουράς βάσει των χαρακτηριστικών του npn τρανζίστορ.

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, το μοντέλο πρέπει να έχει το κατάλληλο ρεύμα διαρροής στη σβέση και τη κατάλληλη πτώση τάσης στην έναυση, σύμφωνα με τις προδιαγραφές του κατασκευαστή. Μέσω της προσομοίωσης μπορεί να δοθεί η κατάλληλη συμπεριφορά της τάσης και του ρεύματος. Αξίζει να σημειωθεί πως αυτές οι τιμές δίδονται για συγκεκριμένη θερμοκρασία, όπως απεικονίζεται στο φύλλο προδιαγραφών. Για να κατασκευαστεί ακριβές μοντέλο για άλλες θερμοκρασίες λειτουργίας πρέπει να υπάρχουν οι αντίστοιχες τιμές τάσεων και ρευμάτων για την θερμοκρασία που ζητείται οι οποίες βρίσκονται στην $i-V$ χαρακτηριστική του ημιαγωγού. Για το μοντέλο που κατασκευάστηκε οι τιμές τάσης και ρεύματος μόνιμης κατάστασης φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 2.5 Πτώση τάσης κατά την αγωγή του GTO



Σχήμα 2.6 Ρεύμα διαρροής κατά τη κατάσταση αποκοπής του GTO

Συνοπτικά τα υπολογιζόμενα μεγέθη από το μοντέλο σε αντιπαραβολή με αυτά που δίνονται από τα δεδομένα βρίσκονται στο παρακάτω πίνακα:

	Ορισμός τιμής	Μοντέλο	Datasheet	Συνθήκες
V_{on}	Τάση on state	3,8 Volts	3,8 Volts	$I_T = 4000 A, T_{vj} = 125^\circ C$
I_{DRM}	Ρεύμα off state	100 ms	100 ms	
t_d	Καθυστέρηση έναυσης	2,5 μs	2,5 μs	$V_D = 0.5 V_{DRM}, T_{vj} = 125^\circ C$ $I_T = 4000 A,$ $\frac{di}{dt} = 300 \frac{A}{\mu s},$ $I_{GM} = 50 A,$ $\frac{di_G}{dt} = 40 \frac{A}{\mu s},$ $C_s = 6 \mu F,$ $R_s = 5 \Omega$
t_r	Χρόνος ανόδου	6 μs	5 μs	
t_{on}	Χρόνος έναυσης $t_d + t_r$	8,5 μs	7,5 μs	
t_s	Καθυστέρηση σβέσης	25 μs	25 μs	$V_D = 0.5 V_{DRM}, T_{vj} = 125^\circ C$ $V_{DM} \leq V_{DRM},$ $\frac{di_{GQ}}{dt} = 40 A/\mu s,$ $I_{TGQ} = I_{TGM},$ $R_s = 5 \Omega,$ $C_s = 6 \mu F,$ $L_s = 0.2 \mu H$
t_f	Χρόνος πτώσης	2,8 μs	3 μs	
t_{off}	Χρόνος σβέσης $t_s + t_f$	27,8 μs	28 μs	

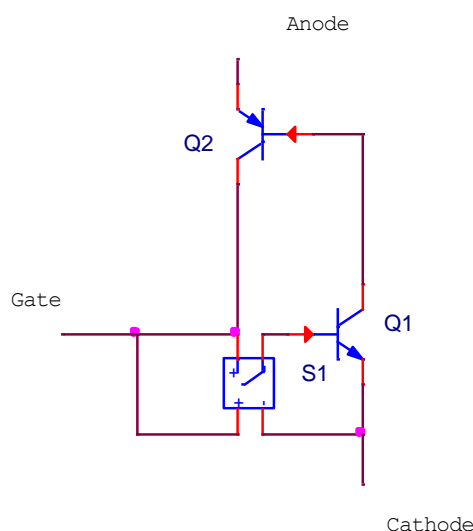
Παραπάνω παρουσιάστηκαν τα στοιχεία του ημιαγωγού που ενδιαφέρουν στις προσομοιώσεις. Τα αποτελέσματα που εξήχθησαν αποδεικνύουν πως το μοντέλο προσομοιώνει τη συμπεριφορά του ημιαγωγού, σε μεγάλο βαθμό, και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τις ανάγκες του συστήματος. Ο κώδικας του μοντέλου στο *pspice* είναι ο ακόλουθος:

```
.SUBCKT FG4000EX-50DA 4 6 9
Q1PNP 1 5 4 BJTP
Q2NPN 5 1 9 BJTN
Q3PNP 3 7 4 BJTP
Q4NPN 7 3 9 BJTN
R1 6 1 1
R2 1 3 1
R3 5 7 0.5
.MODEL BJTP PNP(IS=1E-15 BF=0.33 BR=7.5 TF=35U TR=12U RC=0.003)
.MODEL BJTN NPN(IS=1E-15 BF=22.498 BR=1 TR=14u TF=0.17U RB=0.005
RC=0.0022 CJE=0.1N)
.ENDS
```

2.3 Μοντέλο προσομοίωσης IGCT:

2.3.1 Παρουσίαση μοντέλου[3]:

Για το μοντέλο του IGCT έχουν προταθεί διαφορετικά μοντέλα όπως ενός απλού *Sbreak* διακόπτη ελεγχόμενο από τάση[20] ή κάποια άλλα φυσικά μοντέλα όπως το παρακάτω[33],[34]. Το μοντέλο που θα χρησιμοποιηθεί στη περίπτωση του IGCT είναι παρόμοιο με αυτό του GTO και βασίζεται στην αρχή λειτουργίας του ημιαγωγού, με τα ίδια πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Επιπλέον για να προσομοιωθεί επακριβώς η συμπεριφορά του ημιαγωγού πρέπει το ρεύμα στη σβέση να οδηγείται από στη πύλη, λόγω των πολύ χαμηλών επαγωγών του στοιχείου. Γι' αυτό και χρησιμοποιείται ένας διακόπτης *Sbreak* ο οποίος δέχεται ως σήμα τη τάση της πύλης και κατά τη σβέση διακόπτει το μονοπάτι του ρεύματος προς το *npn* τρανζίστορ. Η διαφορά του σε σχέση με το GTO είναι πως θα γίνει χρήση μόνο δύο τρανζίστορ αντί για τέσσερα, καθώς η συμπεριφορά του ημιαγωγού κατά τη σβέση χαρακτηρίζεται από τη χρήση του διακόπτη. Το μοντέλο που θα χρησιμοποιηθεί παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.7 Μοντέλο IGCT δύο τρανζίστορ με διακόπτη

Ένα δεύτερο πιθανό μοντέλο είναι και αυτό που παρουσιάζεται στο [35] όπου αντί για ένα διακόπτη χρησιμοποιείται ένα επιπλέον MOSFET.

2.3.2 Μέθοδος προσδιορισμού παραμέτρων[3],[7]:

Ότι ισχύει και για το GTO ισχύει και στη περίπτωση του IGCT. Οι παράμετροι του μοντέλου εξάγονται χειροκίνητα και προσαρμόζονται ώστε η ηλεκτρική συμπεριφορά να είναι η αναμενόμενη σε σχέση με τις υποδείξεις του κατασκευαστή.

Για την εξαγωγή των παραμέτρων γίνεται από το φύλλο προδιαγραφών εξάγοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης καθώς και τις τιμές στη μόνιμη κατάσταση. Στη περίπτωση αυτή οι κρίσιμες τιμές, που χρειάζεται να έχουν τη καλύτερη δυνατή συμπεριφορά είναι: t_{on} , t_{doff} , V_{on} , I_{DRM} .

Να επαναληφθεί πως το μοντέλο προσομοιώνει τη συμπεριφορά για μια μόνο θερμοκρασία καθώς οι τιμές των παραπάνω παραμέτρων μεταβάλλονται δυναμικά. Για διαφορετική θερμοκρασία λειτουργίας γίνεται κατάλληλη παραμετροποίηση των παραπάνω τιμών ώστε να προσδώσουν στο μοντέλο τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά για την επιθυμητή τιμή.

Το μοντέλο αναφέρεται στο IGCT 5SHY 35L4520 της ABB. Όπως και στη περίπτωση του GTO έτσι και εδώ οι περιορισμοί που ισχύουν είναι οι ακόλουθοι:

$$a_{rnp} + a_{npr} \geq 1$$

$$K_{off} = \frac{a_{npr}}{a_{rnp} + a_{npr} - 1}$$

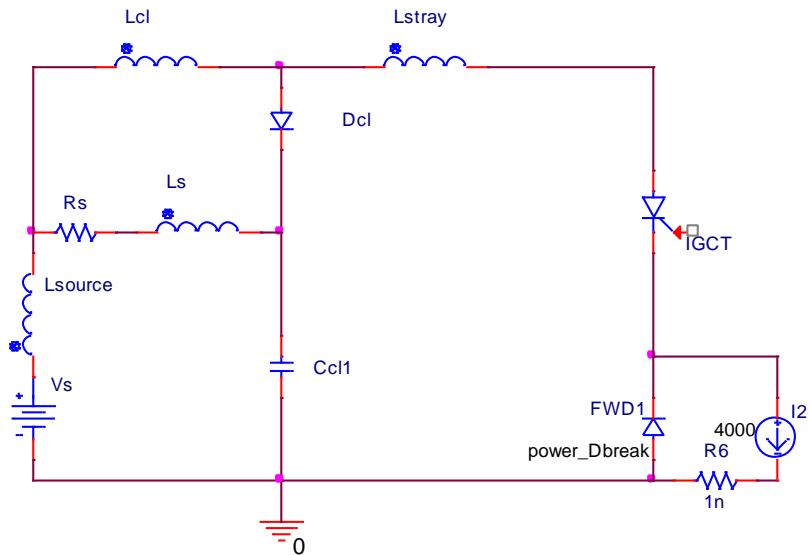
Στη περίπτωση του GCT το κέρδος είναι μοναδιαίο. Αν θέσουμε αυτή τη τιμή για το K_{off} στη παραπάνω εξίσωση έχουμε:

$$K_{off} = \frac{a_{npr}}{a_{rnp} + a_{npr} - 1} \Rightarrow a_{npr} = a_{rnp} + a_{npr} - 1 \Rightarrow a_{rnp} = 1$$

Όμως ισχύει $\beta = \frac{a_{rnp}}{1 - a_{rnp}}$ και καταλήγουμε πως για $a_{rnp} = 1$ το κέρδος του rnp

τρανζίστορ τείνει στο άπειρο. Στη πραγματικότητα, το κέρδος του a_{rnp} δεν είναι μοναδιαίο, αλλά έχει μια τιμή πολύ κοντά στη μονάδα. Για λόγους σύγκλισης του μοντέλου προσομοιώσεων, ωστόσο θα χρησιμοποιηθεί ένας διακόπτη στη πύλη του npr τρανζίστορ, να αποκόπτει το ρεύμα και να δίνει τη βέλτιστη δυνατή συμπεριφορά.

Το κύκλωμα το οποίο θα χρησιμοποιηθεί για τη μελέτη και τον προσδιορισμό των χαρακτηριστικών του μοντέλου παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:

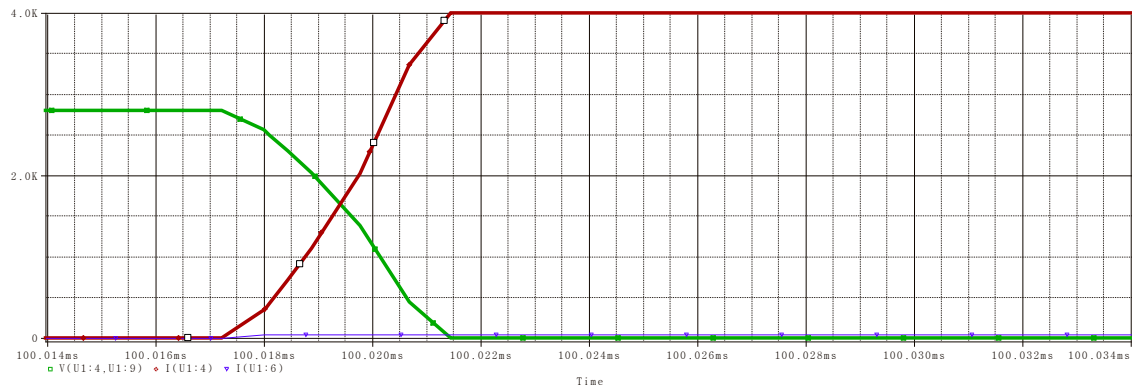


Σχήμα 2.8 Κύκλωμα ελέγχου διακοπτικών χαρακτηριστικών IGCT

2.3.3 Προσομοιώσεις στατικών και δυναμικών χαρακτηριστικών[4],[7],[11]:

Σύμφωνα με τις απαιτήσεις του κατασκευαστή ο ημιαγωγός θα δοκιμαστεί υπό τάση $V_s = 2,8kV$, ρεύμα αγωγής $I_A = 4kA$ με $L_{cl} = 5\mu H$, $C_{cl} = 10\mu C$ και $R_s = 0,65\Omega$. Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος θα εξεταστεί η συμπεριφορά κατά την έναυση και τη σβέση του ημιαγωγού καθώς η συμπεριφορά στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

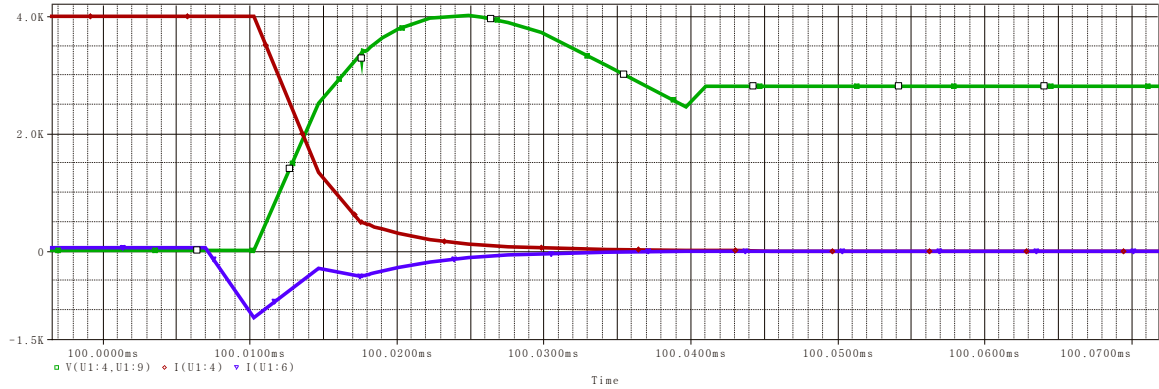
Η έναυση του ημιαγωγού δεν διαφέρει από αυτή του απλού GTO, οπότε η συμπεριφορά του μοντέλου κατά την έναυση θα είναι παρόμοια με το μοντέλο του GTO. Αναλυτικά τα αποτελέσματα για τη τάση και το ρεύμα στη φάση της έναυσης παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.9 Χαρακτηριστικές έναυσης IGCT

Από το παραπάνω σχήμα εξάγεται ο χρόνος έναυσης, η τιμή του οποίου είναι $t_{on} = 4\mu s$. Στη φάση αυτή το IGCT λειτουργεί σαν το GTO έχοντας ωστόσο μικρότερους διακοπτικούς χρόνους έναυσης, λόγω βελτιωμένων κατασκευαστικών χαρακτηριστικών.

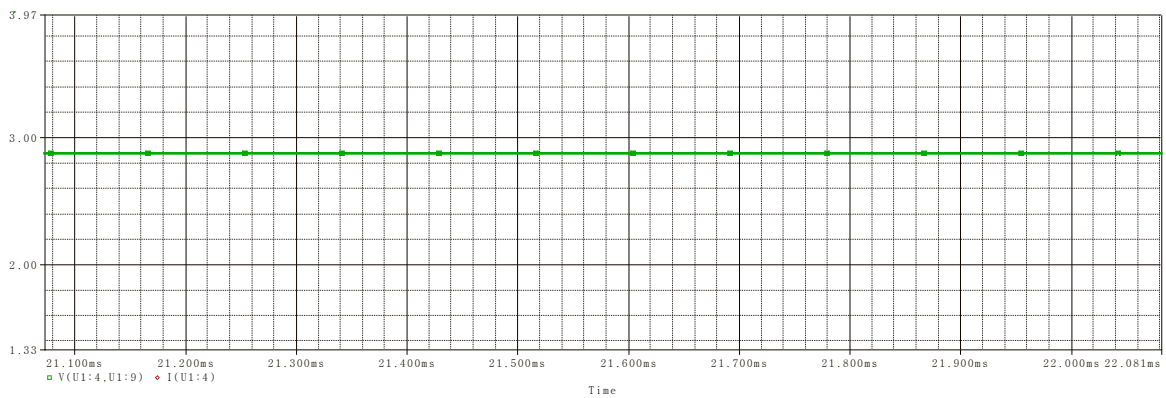
Για τη σβέση του ημιαγωγού εξάγονται οι παρακάτω κυματομορφές:



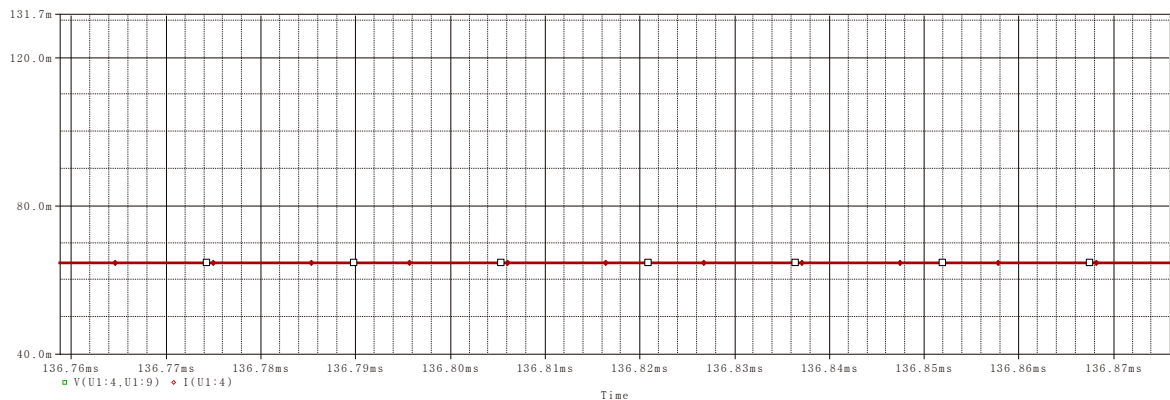
Σχήμα 2.10 Χαρακτηριστικές σβέσης IGCT

Στη σβέση του IGCT παρατηρείται πως ο χρόνος πτώσης t_{off} μέσα στον οποίο γίνεται η σβέση του ημιαγωγού είναι $t_{off} = 8\mu s$. Παρατηρείται πως το ρεύμα ουράς εξαλείφεται σε πολύ μεγάλο βαθμό στη περίπτωση του IGCT γεγονός που καθιστά τη σβέση πολύ γρηγορότερη και τις απώλειες λιγότερες.

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, οι τιμές της τάσης αγωγής και του ρεύματος διαρροής κατά την αποκοπή υπολογίζονται από τα φύλλα προδιαγραφών. Να σημειωθεί πως, όπως και στη περίπτωση του GTO έτσι και στο IGCT το μοντέλο λειτουργεί και δίνει σωστές τιμές για συγκεκριμένη θερμοκρασία. Για να υπάρξουν ακριβείς προσομοιώσεις για διαφορετικές θερμοκρασίες από την ονομαστική πρέπει να υπολογιστεί η αντίστοιχη τιμή για τη ζητούμενη θερμοκρασία που βρίσκονται στην $i-V$ χαρακτηριστική. Για το μοντέλο που κατασκευάστηκε οι τιμές τάσης και ρεύματος μόνιμης κατάστασης φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 2.11 Πτώση τάσης κατά την αγωγή του IGCT



Σχήμα 2.12 Ρεύμα διαρροής κατά την κατάσταση αποκοπής του IGCT

Παρατηρείται πως στη μόνιμη κατάσταση η τάση αγωγής είναι $V_{on} = 2,85Volts$ και το ρεύμα διαρροής κατά τη σβέση είναι $I_{DRM} = 64mA$.

Συνοπτικά τα υπολογιζόμενα μεγέθη από το μοντέλο σε αντιπαραβολή με αυτά που δίνονται από τα δεδομένα βρίσκονται στο παρακάτω πίνακα:

	Ορισμός τιμής	Μοντέλο	Datasheet	Συνθήκες
V_{on}	Τάση on state	2,85 Volts	2,75 Volts	$I_T = 4000 A, T_{vj} = 125^\circ C$
I_{DRM}	Ρεύμα off state	64 ms	50 ms	
t_{on}	Χρόνος έναυσης	4 μs	4,5 μs	$V_D = 2800 V, T_j = 125^\circ C,$ $I_T = 4000 A, di/dt = V_D / L_i$ $L_i = 5 \mu H, C_{CL} = 10 \mu F,$ $L_{CL} = 0.3 \mu H$
t_{off}	Χρόνος σβέσης $t_s + t_f$	8 μs	7 μs	$V_D = 2800 V, T_j = 125^\circ C,$ $V_{DM} = V_{DRM}, R_s = 0.65 \Omega$ $I_{TGQ} = 4000 A, L_i = 5 \mu H$ $C_{CL} = 10 \mu F, L_{CL} = 0.3 \mu H$

Οι παραπάνω τιμές που παρουσιάζονται στο πίνακα, πλησιάζουν αρκετά εκείνες του IGCT, γεγονός που καθιστά το μοντέλο σχετικά αξιόπιστο για την εξαγωγή αποτελεσμάτων. Ωστόσο το μοντέλο αυτό έχει και κάποια μειονεκτήματα. Αρχικά, δεν μπορεί να προσομοιώσει την αιχμή ρεύματος V_{DSP} κατά το μεταβατικό φαινόμενο της σβέσης, επειδή αποτελεί κατασκευαστικό χαρακτηριστικό του ημιαγωγού και χρειάζονται πληροφορίες για τα φυσικά χαρακτηριστικά στο εσωτερικό του. Επιπλέον παρατηρείται πιο ομαλή η κυματομορφή της τάσης κατά την έναυση, γεγονός που οφείλεται στην εκφόρτιση του *npr* λόγω πεπερασμένου κέρδους.

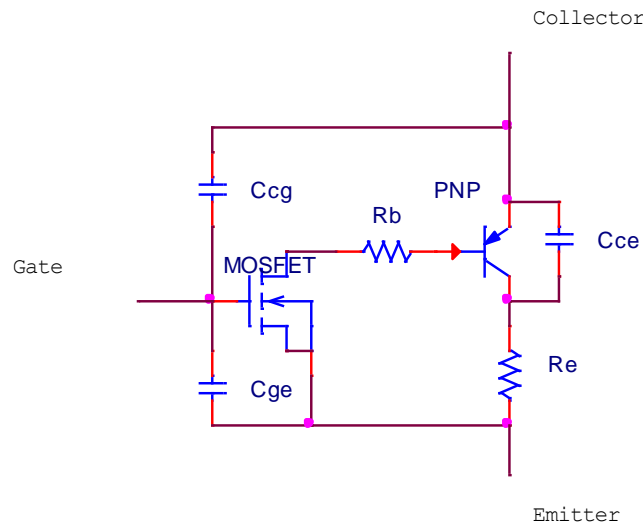
Αναλυτικά το μοντέλο του ημιαγωγού στο *pspice* είναι το ακόλουθο:

```
.SUBCKT 5SHY35L4520 4 6 9
Q1 1 5 4 BJTP
Q2 5 2 9 BJTN
S1 1 2 6 9 SMOD
L1 1 11 5n
R1 6 11 1
.MODEL BJTP PNP (IS=1.1E-4 BF=0.23 BR=6.5 TF=25U TR=1U RC=0.02)
.MODEL BJTN NPN (IS=13E-4 BF=39.498 TR=12u TF=0.05U RB=0.005 RC=0.6m
CJE=0.1N)
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=1E-9 ROFF=1E+8 VON=50 VOFF=-20)
.ENDS
```

2.4 Μοντέλο προσομοίωσης IGBT:

2.4.1 Παρουσίαση μοντέλου[3],[7],[1]:

Το μοντέλο του IGBT διαφέρει σε σχέση με τα προηγούμενα, λόγω της φύσης του. Η συμπεριφορά του πλησιάζει περισσότερο εκείνη του τρανζίστορ και του MOSFET και όχι εκείνη των ημιαγωγών της οικογένειας των θυρίστορ. Όπως έγινε ανάλυση παραπάνω, το μοντέλο του IGBT αποτελείται από ένα MOSFET και ένα *pnp* τρανζίστορ σε συνδεσμολογία *darlington*. Σε αυτή τη διάταξη, προστέθηκαν και οι παρασιτικές χωρητικότητες του ημιαγωγού, καθώς και οι αντιστάσεις μεταξύ του MOSFET και του τρανζίστορ και η αντίσταση του εκπομπού. Το διάγραμμα του μοντέλου που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.13 Μοντέλο IGBT

Το παραπάνω μοντέλο αποτελεί ένα απλό κύκλωμα που μπορεί να προσομοιώσει, σε μεγάλο βαθμό, συμπεριφορά παρόμοια με αυτή του IGBT. Την ακριβή συμπεριφορά μπορεί να τη δώσουν μοντέλα στα οποία συμπεριλαμβάνονται και φυσικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού καθώς και του κυκλώματος οδήγησης.

2.4.2 Εξαγωγή παραμέτρων[23],[24],[25]:

Για το προσδιορισμό των παραμέτρων του IGBT χρειάζεται να γίνει ενδελεχής μελέτη διότι τα διακοπτικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού εξαρτώνται και από το κύκλωμα οδήγησης. Εκτός από τα μαθηματικά μοντέλα [36], έχουν προταθεί και πολλά ισοδύναμα κυκλώματα, τα οποία βασίζονται σε παραμέτρους του μοντέλου, που δεν υπάρχουν στα φύλλα προδιαγραφών και απαιτούν μετρήσεις για την εξαγωγή τους[37]. Για τις ανάγκες της εργασίας θα αναπτυχθεί το παραπάνω ισοδύναμο μοντέλο, το οποίο επιτυγχάνει τα επιθυμητά χαρακτηριστικά μέσω της παραμετροποίησης των MOSFET και BJT. Ο προσδιορισμός των παραμέτρων των στοιχείων του μοντέλου στο *pspice* θα γίνει όπως και στη περίπτωση του GTO, με μελέτη των παραμέτρων των NMOS και PNP τρανζίστορ αντίστοιχα. Αν συμπεριληφθούν όλες οι επιμέρους παράμετροι, το μοντέλο μπορεί να προσδώσει τα δυναμικά και στατικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού με σχετικά καλή ακρίβεια. Ο τρόπος που επηρεάζουν οι παράμετροι τη συμπεριφορά του ημιαγωγού παρουσιάζεται στο [7].

Από το φύλλο προδιαγραφών ο σχεδιαστής μπορεί να εξάγει τους χρόνους έναυσης και σβέσης καθώς και τη συμπεριφορά στη μόνιμη κατάσταση. Ο υπολογισμός των παραμέτρων θα γίνει προσομοιώνοντας την έναυση και σβέση του ημιαγωγού και ταυτίζοντας τα αποτελέσματα με αυτά που δίνονται στα φύλλα προδιαγραφών. Οι παράμετροι που ενδιαφέρουν ως προς τη μελέτη είναι: t_d , t_r , t_s , t_f , V_{on} , I_{DRM} .

Αξίζει να σημειωθεί πως το μοντέλο που αναπτύσσεται λειτουργεί με ακρίβεια σε συγκεκριμένη θερμοκρασία και σε αυτή τη περίπτωση, καθότι δεν προσομοιώνει θερμική συμπεριφορά. Κατόπιν τούτου, αν χρειάζεται προσομοίωση σε διαφορετική θερμοκρασία, πρέπει να μεταβάλλουμε εκ νέου το μοντέλο ώστε να ταυτίζονται οι μετρούμενες τιμές με τις πραγματικές για την αντίστοιχη θερμοκρασία προσομοίωσης.

Το μοντέλο αναφέρεται στο IGBT 5SNA1500E330305 της ABB. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, η εξαγωγή των παραμέτρων γίνεται «χειροκίνητα» ώστε να ταιριάζουν τα πραγματικά μεγέθη που δίδονται στα φύλλα δεδομένων με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

Από το φύλλο προδιαγραφών δίνονται οι τιμές για τις χωρητικότητες C_{ies} , C_{oes} και C_{res} . Οι εξισώσεις που υπολογίζουν τις τιμές των χωρητικότητων του μοντέλου είναι οι ακόλουθες:

$$C_{oes} = C_{cg} + C_{ce}$$

$$C_{ies} = C_{cg} + C_{ge}$$

$$C_{res} = C_{cg}$$

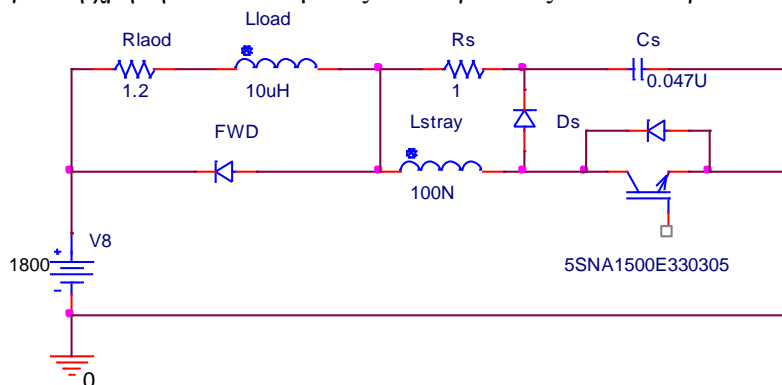
Κατά τη διαδικασία παραμετροποίησης τα μεγέθη που επηρεάζουν περισσότερο τις χαρακτηριστικές είναι το K_p του MOSFET, το κέρδος του pnp τρανζίστορ (α_{pnp}) και η σταθερά χρόνου τ_f . Υψηλό κέρδος για το pnp τρανζίστορ δεν είναι επιθυμητό καθώς μειώνει το χρόνο έναυσης, προκαλεί ωστόσο μεγάλο ρεύμα ουράς κατά τη σβέση.

Σημαντικό παράγοντα στα μεταβατικά του IGBT παίζει και το κύκλωμα οδήγησης. Ένα κύκλωμα οδήγησης υψηλής απόδοσης είναι επιθυμητό για να περιορίσει το φαινόμενο της χωρητικότητας πύλης, κυρίως στα IGBT υψηλής ισχύος. Αυτός είναι και ο λόγος που η προσομοίωση του IGBT είναι δύσκολη, διότι εξαρτάται και από το κύκλωμα οδήγησης που χρησιμοποιείται.

Για την αντιπαράλληλη διάοδο του IGBT θα χρησιμοποιηθεί μια διάοδος της οποίας τα χαρακτηριστικά δίνονται από το φύλλο προδιαγραφών. Το μοντέλο της διάόδου που θα χρησιμοποιηθεί είναι το ακόλουθο[4]:

```
.model power_Dbreak D(Is=1E-12 Cjo=.5pF N=2 TT=1050n)
```

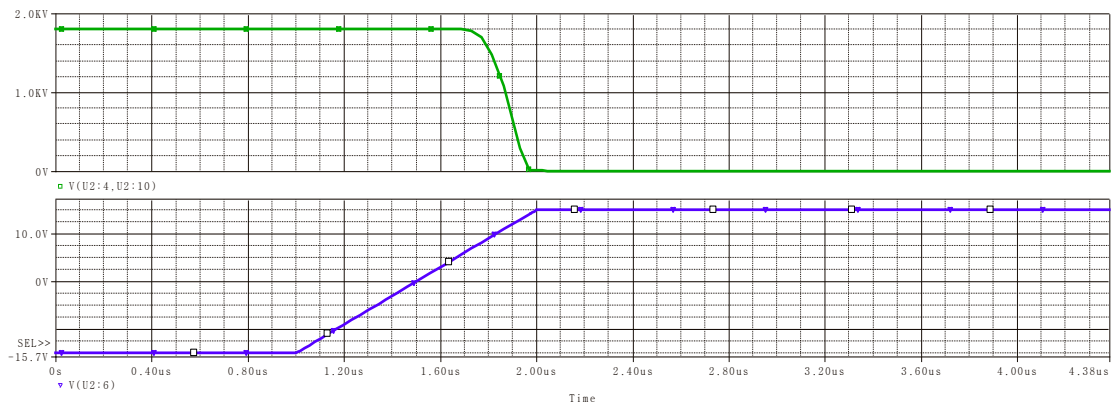
Για τον υπολογισμό των στατικών και δυναμικών διακοπτικών χαρακτηριστικών του μοντέλου θα γίνει η χρήση του κυκλώματος που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



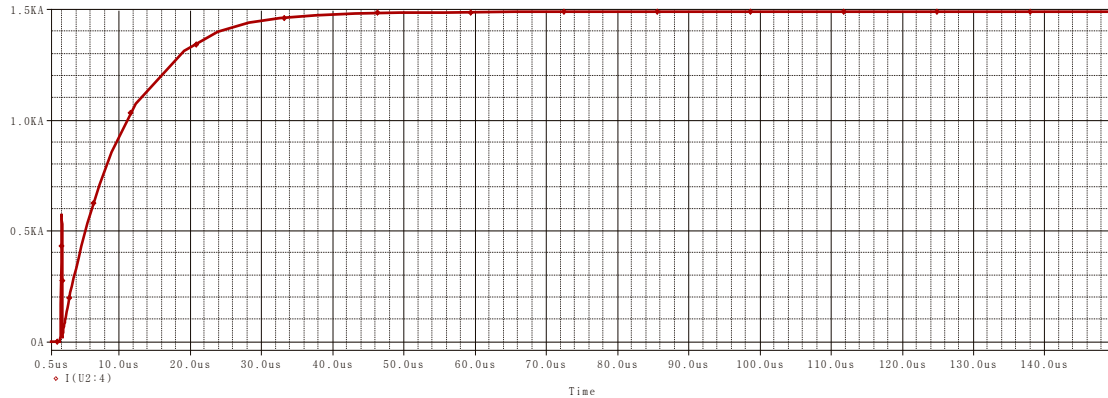
Σχήμα 2.14 Κύκλωμα δοκιμών διακοπτικών χαρακτηριστικών IGBT

2.4.3 Προσομοιώσεις στατικών και δυναμικών χαρακτηριστικών[23],[24],[25]:

Η συμπεριφορά του ημιαγωγού κατά την έναυση έπεται από προσομοιώσεις παρουσιάζεται στα παρακάτω σχήματα:



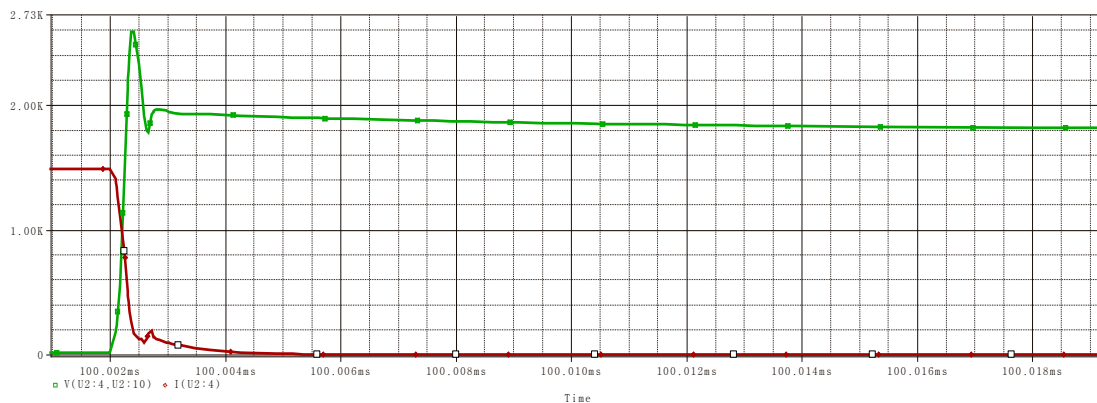
Σχήμα 2.15 Κυματομορφές τάσης αγωγής και πύλης κατά την έναυση του IGBT



Σχήμα 2.16 Ρεύμα έναυσης IGBT

Από τις κυματομορφές της έναυσης παρατηρείται πως ο χρόνος καθυστέρησης έναυσης $t_{don} = 690ns$ και $t_r = 260ns$. Η μορφή του ρεύματος, λόγω του επαγωγικού φορτίου πλησιάζει στη μέγιστη τιμή της μέσα σε $45\mu s$, ενώ παρατηρείται μια αιχμή ρεύματος στην αρχή η οποία οφείλεται στις παρασιτικές επαγωγές του κυκλώματος οδήγησης, καθώς και τις ατέλειες της αντιπαράλληλης διόδου του IGBT.

Η συμπεριφορά του ημιαγωγού στη κατάσταση σβέσης παρουσιάζεται στις ακόλουθες κυματομορφές:

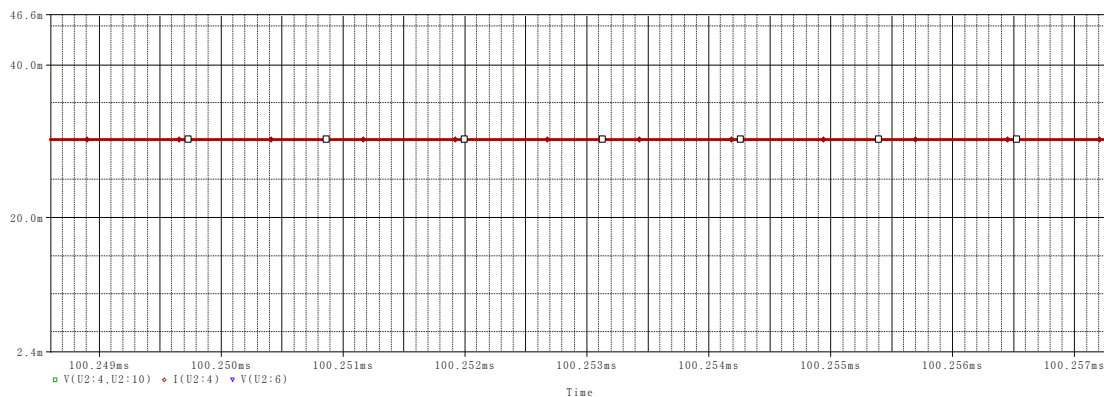


Σχήμα 2.17 Κυματομορφή τάσης και ρεύματος κατά τη σβέση του IGBT

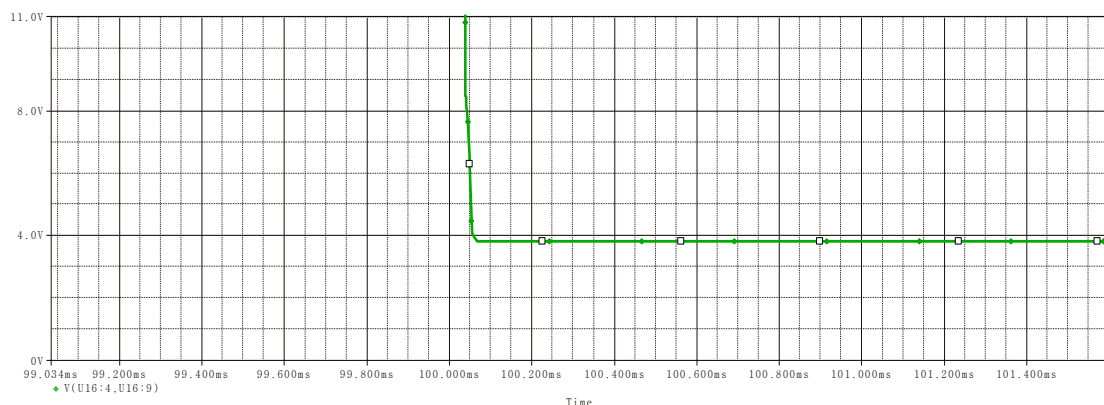
Παρατηρείται πως η κυματομορφή σβέσης πλησιάζει πολύ τη πραγματική συμπεριφορά του ημιαγωγού. Ο χρόνος σβέσης είναι $t_f = 400ns$ ενώ το ρεύμα ουράς σβένει μέσα σε $1,5\mu s$. Επιπλέον η αιχμή τάσης που οφείλεται στις παρασιτικές επαγωγές του κυκλώματος εξαρτάται από το κύκλωμα προστασίας. Στη περίπτωση αυτή η αιχμή τάσης φτάνει έως τα $V_{DSP} = 2600V$, τιμή η οποία βρίσκεται εντός της περιοχής ασφαλούς λειτουργίας του IGBT.

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, οι τιμές των ρευμάτων διαρροής και της τάσης αγωγής είναι αρκετά μικρές για το IGBT. Στα φύλλα προδιαγραφών δίνονται οι τιμές της μόνιμης κατάστασης για συγκεκριμένες θερμοκρασίες. Στη συνέχεια προσδιορίζονται οι παράμετροι του μοντέλου ώστε οι τιμές μόνιμης κατάστασης να ανταποκρίνονται στα επιθυμητά χαρακτηριστικά. Αξίζει να σημειωθεί πως αυτές οι τιμές δίδονται για συγκεκριμένη θερμοκρασία από το φύλλο δεδομένων.

Στη μόνιμη κατάσταση αποκοπής το ρεύμα διαρροής του μοντέλου και η τάση αγωγής παρουσιάζονται παρακάτω, όπως εξήχθησαν από τις προσομοιώσεις.



Σχήμα 2.18 Ρεύμα διαρροής κατά την αποκοπή του IGBT



Σχήμα 2.19 Πτώση τάσης στη κατάσταση αγωγής του IGBT

Συνοπτικά τα υπολογιζόμενα μεγέθη από το μοντέλο σε αντιπαραβολή με αυτά που δίνονται από τα δεδομένα βρίσκονται στο παρακάτω πίνακα:

	Ορισμός τιμής	Μοντέλο	Datasheet	Συνθήκες
V_{on}	Τάση on state	3,8 Volts	3,4 Volts	$IC = 1500 A$, $VGE = 15 V$, $Tvj = 125^{\circ}C$
I_{DRM}	Ρεύμα off state	30mA	20 – 40mA	
t_d	Καθυστέρηση έναυσης	690ns	650ns	$VCC = 1800 V$, $IC = 1500 A$, $RG = 1.0$, $CGE = 330 nF$, $VGE = 15 V$, $L = 100 nH$, inductive load
t_r	Χρόνος ανόδου	270ns	270ns	
t_{on}	Χρόνος έναυσης $t_d + t_r$	960 ns	960 ns	
t_f	Χρόνος πτώσης	400ns	440ns	$VCC = 1800 V$, $IC = 1500 A$, $RG = 1.5$, $CGE = 330 nF$, $VGE = 15 V$, $Ls = 100 nH$, inductive load
t_{off}	Χρόνος σβέσης $t_{tail} + t_f$	1,9μs	-	

Τα παραπάνω στοιχεία, σε αντιπαραβολή με τις χαρακτηριστικές του IGBT, καθιστούν το μοντέλο αξιόπιστο για προσομοίωση του πραγματικού συστήματος. Το μοντέλο στο *pspice* που κατασκευάστηκε είναι το ακόλουθο:

```
.SUBCKT 5SNA1500E330305 4 6 10
M1 5 6 10 10 MOSN
Q1 7 8 4 BJTP
CGE 6 10 147.15N
CCE 4 7 8.95N
CCG 6 4 3.85N
RB 5 8 0.01
RC 7 10 0.01
.MODEL MOSN NMOS (IS=15m
                +KP=56.6
                +VTO=6
                +RD=0.2n
                +RG=155.5
                +CGSO=0.01u
                +CGDO=0.01u)

.MODEL BJTP PNP (IS=5m
                +CJC=0.6N
                +BF=0.26
                +TF=3.3U
                +RC=0.001n)

.END
```


Κεφάλαιο 3

Παράλληλη λειτουργία ημιαγωγών

3.1 Γενικά για τον παραλληλισμό:

Σήμερα, η εξέλιξη των ημιαγωγικών υλικών και οι νέες μέθοδοι σχεδίασης έχουν δώσει τη δυνατότητα κατασκευής ημιαγωγών με μεγαλύτερη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας, μικρότερες απώλειες και γρήγορη απόκριση. Ωστόσο οι συνεχώς αυξανόμενες ανάγκες για μεγαλύτερη ισχύ, απαιτούν τη κατασκευή διατάξεων με τη χρήση ηλεκτρονικών ισχύος με ικανότητα χειρισμού μεγάλων τιμών ρεύματος και τάσης. Σε τέτοιες περιπτώσεις είναι απαραίτητο να γίνει παραλληλισμός ημιαγωγικών στοιχείων διακοπών ώστε το απαιτούμενο ρεύμα να διαμοιράζεται και να λειτουργούν οι ημιαγωγοί μέσα στα πλαίσια ασφαλούς λειτουργίας.

Στο παρελθόν, η εφαρμογή της τεχνικής του παραλληλισμού έβρισκε χρήση σε τρανζίστορ ισχύος, τα οποία όμως λόγω των μειονεκτημάτων τους, κυρίως κατά την έναυση, δεν αποτελούσαν ιδανική λύση. Η χρήση των θυρίστορ αργότερα προσέφερε καλύτερα χαρακτηριστικά έναυσης, κυρίως επειδή δεν χρειάζεται μεγάλο ρεύμα παλμού στη πύλη. Σήμερα ωστόσο τα θυρίστορ έχουν αντικατασταθεί από τα GTO και IGCT τα οποία προσφέρουν ικανότητα ελέγχου και της σβέσης και εξαλείφουν το πρόβλημα των θυρίστορ στα οποία μια αστάθεια τάσης μπορεί να θέσει κάποιο κλάδο σε σβέση και άνιση κατανομή των ρευμάτων στη συνέχεια. Στο παρόν κεφάλαιο εξετάζεται η συμπεριφορά των GTO, IGCT και IGBT σε παράλληλη λειτουργία καθώς αποτελούν τα κύρια ημιαγωγικά στοιχεία σήμερα στη βιομηχανία μέσης και υψηλής ισχύος.

3.2 Παράγοντες που επηρεάζουν τη παράλληλη λειτουργία [6],[16],[20]:

Σε μια τοπολογία παράλληλων κλάδων, όλοι υπόκεινται σε ίδια τάση, οπότε και το ρεύμα που διαρρέει καθέναν είναι ανάλογο της σύνθετης αντίστασης του κλάδου. Η σύνθετη αντίσταση του κλάδου, εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του ημιαγωγικού διακόπτη, τις καλωδιώσεις τις συνδέσεις καθώς και τα κυκλώματα προστασίας (*turn-on, turn-off snubber*). Βασική προϋπόθεση λοιπόν, για τον ομοιόμορφο διαμοιρασμό του ρεύματος είναι τα χαρακτηριστικά των στοιχείων που απαρτίζουν τους παράλληλους κλάδους να είναι πανομοιότυπα.

Τα παραπάνω χαρακτηριστικά εξαρτώνται από συγκεκριμένες σχεδιαστικές παραμέτρους που πρέπει να εξεταστούν ώστε να ελεγχθεί η επίδρασή τους κατά τον παραλληλισμό και να γίνει στο τέλος η βέλτιστη σχεδίαση. Τα τρία βασικά σημεία που χρήζουν προσεκτικής μελέτης στο παραλληλισμό είναι:

- Θερμική συμπεριφορά
- Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά
- Συμμετρική σχεδίαση

Στη συνέχεια θα γίνει μια μελέτη των παραπάνω χαρακτηριστικών και θα εξεταστεί η συμβολή τους στη λειτουργία ενός συστήματος παράλληλων ημιαγωγών.

3.3 Μελέτη παραμέτρων παραλληλισμού:

Στη παρούσα παράγραφο εξετάζονται εκείνα τα χαρακτηριστικά τα οποία παίζουν σημαντικό ρόλο κατά τον παραλληλισμό των GTO, IGCT και IGBT καθολικά. Σε περίπτωση που κάποιος ημιαγωγός χρειάζεται περεταίρω μελέτη σε κάποια άλλα στοιχεία

παραλληλισμού, αυτό θα γίνει στη συνέχεια όπου μελετάται η συμπεριφορά κάθε ημιαγωγού ξεχωριστά.

3.3.1 Θερμική συμπεριφορά[6],[39]:

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο, η θερμική συμπεριφορά των ημιαγωγών αποτελεί σημαντικό παράγοντα παραλληλισμού. Αλλαγές θερμοκρασίας επιδρούν σημαντικά στα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών αλλάζοντας και τα χαρακτηριστικά των κλάδων με αποτέλεσμα ο διαμοιρασμός ρεύματος να μην είναι ιδανικός. Για να μπορεί να εξασφαλιστεί ομοιόμορφη λειτουργία χρειάζεται να υπάρχει και ομοιόμορφη θερμοκρασία, γεγονός που απαιτεί ειδική σχεδίαση και στο σύστημα ψύξης. Θα πρέπει να υπάρχει κοινή ψύξη των διατάξεων συνεχώς ώστε όλο το σύστημα να βρίσκεται υπό την ίδια θερμοκρασία. Επιπλέον η χρήση διαφορετικών ημιαγωγών με διαφορετικούς θερμικούς συντελεστές προκαλεί αποκλίσεις διότι ο τρόπος που συμπεριφέρεται κάθε στοιχείο σε αλλαγή θερμοκρασίας είναι διαφορετικός. Ταυτόχρονα, σημαντικό ρόλο σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος, παίζει και η επιλογή του κατάλληλου ημιαγωγού για παραλληλισμό. Συγκεκριμένα, ημιαγωγοί με μικρούς θερμικούς συντελεστές είναι προτιμώμενοι διότι η εξάρτηση από τη θερμοκρασία είναι μικρότερη.

Στους ημιαγωγούς υπάρχει ένας αυτόματος μηχανισμός, που οφείλεται στα χαρακτηριστικά τους και βοηθά στον ομοιόμορφο διαμοιρασμό του ρεύματος. Άνιση κατανομή ρευμάτων οδηγεί σε άνισες θερμοκρασίες λειτουργίας των επαφών των παράλληλων στοιχείων. Το στοιχείο που άγει μεγαλύτερο ρεύμα θερμαίνεται και αυξάνει η αντίσταση αγωγής του, αν υποθέσουμε πως βρίσκεται στη περιοχή θετικού θερμικού συντελεστή. Αποτέλεσμα όλων των παραπάνω είναι η συσκευή να άγει μικρότερο ρεύμα και να ψύχεται. Η διαδικασία αυτή ωστόσο δεν μπορεί να λειτουργήσει από μόνη της καθότι βασίζεται σε φυσικά φαινόμενα και είναι αργή σε απόκριση καθώς ενεργοποιείται κατά τη μόνιμη φάση αγωγής. Αν αφεθεί το σύστημα να ισορροπήσει αυτόματα σύμφωνα με αυτό το μηχανισμό δεν θα επιτευχθεί πλήρης ισορροπία και οι συσκευές που υπόκεινται σε μεγαλύτερες φορτίσεις θα έχουν μακροχρόνια περισσότερες πιθανότητες καταστροφής λόγω θερμικών καταπονήσεων.

3.3.2 Μελέτη ηλεκτρικών χαρακτηριστικών ημιαγωγών[6],[16]:

Πολύ σημαντικό ρόλο στον παραλληλισμό έχουν τα ίδια τα χαρακτηριστικά των ημιαγωγών. Στο σχεδιασμό χρησιμοποιείται συνήθως ένα μοντέλο ημιαγωγού ώστε να εξασφαλίσουμε, όσο το δυνατόν, παρόμοια ηλεκτρικά και θερμικά χαρακτηριστικά. Το πρόβλημα ανακύπτει στο γεγονός πως όλοι οι ημιαγωγιμοί διακόπτες δεν έχουν ακριβώς τις ίδιες παραμέτρους όπως αναγράφονται στο φύλλο προδιαγραφών, αλλά παρουσιάζουν μικρές αποκλίσεις που δημιουργούνται κατά τη διαδικασία παραγωγής, τις ανοχές των οποίων ορίζουν τα διεθνή πρότυπα και ο κατασκευαστής. Το παραπάνω πρόβλημα μπορεί να περιοριστεί, αν γίνει η σχεδίαση κάθε κλάδου ξεχωριστά συνυπολογίζοντας τις αποκλίσεις κάθε παράλληλου ημιαγωγιμου στοιχείου και σχεδιάζοντας τα υπόλοιπα στοιχεία ώστε μακροσκοπικά όλοι οι κλάδοι να έχουν όσο το δυνατόν ομοιόμορφη συμπεριφορά.

3.3.3 Συμμετρική σχεδίαση[6],[16]:

Ένα πολύ σημαντικό πρόβλημα που πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν είναι η συμμετρική σχεδίαση. Αν ένας ή περισσότεροι παράλληλοι κλάδοι δεν έχουν ομοιόμορφη σχεδίαση τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους δεν θα είναι ίδια και ο διαμοιρασμός του ρεύματος ανομοιόμορφος. Η ανομοιομορφία αυτή αλλάζει την αντίσταση και την επαγωγή του κλάδου και προκύπτει από διαφορετικού μήκους καλώδια, ανομοιογενείς κολλήσεις, σκουριά σε μεταλλικά μέρη και υλικά διαφορετικών ηλεκτρικών χαρακτηριστικών. Με τη τεχνολογία *press-pack* που χρησιμοποιείται σήμερα, εξαλείφεται η ανάγκη για καλώδια και συνδέσεις και χρησιμοποιείται ο ελάχιστος αριθμός υλικών ανά κλάδο, γεγονός πολύ σημαντικό διότι ελαχιστοποιούνται οι πιθανότητες μη συμμετρικής σχεδίασης. Η μέθοδος κατασκευής *press-pack* επιτρέπει στις συσκευές, μέσω της ειδικής σχεδίασης, να συνδέονται σε σειρά η μία

πάνω στην άλλη με τη κατάλληλη πίεση και παράλληλα μεταξύ τους σε έναν ζυγό. Ένα σύστημα μεγάλης ισχύος υλοποιημένο με *press-pack* ημιαγωγούς παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:

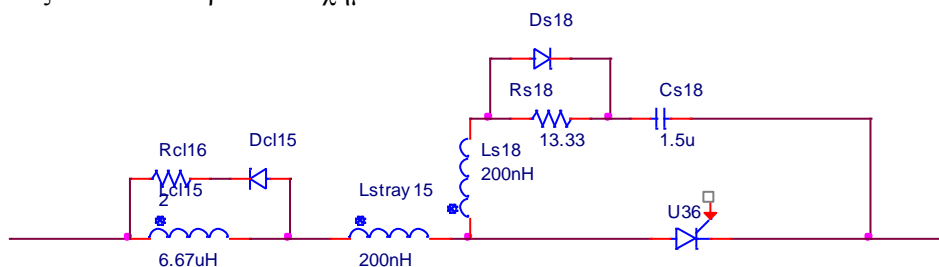


Σχήμα 3.1 Συστοιχία ημιαγωγών σε διάταξη *press-pack*

3.4 Κύκλωμα Διακόπτη με χρήση GTO σε παράλληλους κλάδους[6],[8],[16],[20]:

3.4.1 Διακοπτικό κύκλωμα ημιαγωγού:

Για τις ανάγκες της εργασίας απαιτείται η κατασκευή ενός διακόπτη που μπορεί να χειριστεί ρεύματα έως $10kA$ και τάσεις έως $2kV$. Το GTO που επελέγη έχει ονομαστικά χαρακτηριστικά $I_{TCQ} = 4000A$, $V_{DRM} = 4500V$, $V_{dclink} = 2800V$, και $I_{TAV} = 1180A$. Για τη πλήρη αγωγή κάτω από συνεχή τάση το μέγιστο ρεύμα που διαρρέει κάθε κλάδο ορίζεται από την ικανότητα του ημιαγωγού, οπότε και απαιτούνται εννέα παράλληλοι κλάδοι ώστε να γίνει σωστός διαμοιρασμός του ρεύματος και ταυτόχρονα τα μεγέθη να βρίσκονται μέσα στην περιοχή ασφαλούς λειτουργίας του ημιαγωγού. Ωστόσο για λόγους καλύτερης σχεδίασης και για να αποφευχθούν αστοχίες γίνεται χρήση δέκα παράλληλων κλάδων όπως παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.2 Παράλληλος κλάδος ημιαγωγικού διακόπτη με κυκλώματα προστασίας έναυσης και σβέσης

Στο παράλληλο κλάδο υπάρχει μια επαγωγή L_{cl} η οποία καθυστερεί το ρεύμα στην έναυση και έτσι βοηθά στο καλύτερο διαμοιρασμό του ρεύματος ενώ ταυτόχρονα αποτελεί και έναν *turn-on snubber* για το GTO περιορίζοντας το ρυθμό ανόδου του ρεύματος μέσα στα ασφαλή πλαίσια λειτουργίας του κατασκευαστή. Η αντίσταση R_{cl} , πάνω στην οποία εκφορτίζεται η L_{cl} , και η διόδος D_{cl} αποτελούν το κύκλωμα του *turn-on snubber*. Υπάρχει ακόμα ο *turn-off snubber* ο οποίος προστατεύει το κύκλωμα κατά τη σβέση ομαλοποιώντας

το ρυθμό ανόδου της τάσης, και η παρασιτική χωρητικότητα L_{stray} στις καλωδιώσεις και στις συνδέσεις μεταξύ των στοιχείων του συστήματος. Για το παράλληλο κλάδο θεωρείται μια τυπική τιμή $L_{stray} = 200nH$.

3.4.2 Υπολογισμός κυκλώματος προστασίας έναυσης (turn-on snubber) [8],[11]:

Η τιμή της επαγωγής L_{cl} υπολογίζεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$V_{DRM} = L_{cl} \frac{di}{dt} \Leftrightarrow L_{cl} = \frac{V_{DRM}}{di/dt}$$

Όπου V_{DRM} είναι η εφαρμοζόμενη τάση

$\frac{di}{dt}$ ο ρυθμός αύξησης του ρεύματος ανόδου, δίνεται από τον κατασκευαστή.

L_{cl} η επαγωγή του turn on snubber

Για εφαρμογές συνεχούς τάσης ο κατασκευαστής έχει ορίσει ως μέγιστο ρυθμό $\frac{di}{dt} = 1000 A/\mu s$, ωστόσο για λόγους αξιοπιστίας το κύκλωμα θα σχεδιαστεί λαμβάνοντας

υπόψη ονομαστικό ρυθμό ρεύματος ίσο με $\frac{di}{dt} = 300 A/\mu s$. Η τάση που θα εφαρμοστεί στο διακόπτη είναι $V_{DR} = 2000V$ οπότε η τιμή του L_{cl} από τη παραπάνω σχέση είναι ίση με $L_{cl} = 6.67 \mu H$.

Για τον υπολογισμό της αντίστασης R_{cl} η μέθοδος εξαγωγής είναι η εξής:

Στο κύκλωμα του *turn on snubber* το μεταβατικό ρεύμα i' δίνεται από το τύπο:

$$i'(t) = e^{-\frac{R}{L_{cl}}t}$$

Από το φύλλο προδιαγραφών ο ελάχιστος χρόνος έναυσης του GTO είναι $t_{on} = 100\mu s$ στον οποίο γίνεται πλήρη εξάλειψη του μεταβατικού φαινομένου. Έτσι πρέπει να εξασφαλιστεί πως το μεταβατικό ρεύμα που ρέει στον *turn on snubber* θα μηδενιστεί σε χρόνο $t \leq 100\mu s$. Επιλέγοντας μια τιμή $R_{cl} = 2\Omega$ το ρεύμα υπολογίζεται:

$$i'(t = 2\mu s) = 0,55A$$

$$i'(t = 10\mu s) = 0,05A$$

$$i'(t = 100\mu s) = 9,5 \cdot 10^{-14} A$$

Οπότε και μπορεί να χρησιμοποιηθεί αυτή τη τιμή για την καθώς η τιμή για την R_{cl} του ρεύματος στο κύκλωμα έχει αμελητέα τιμή.

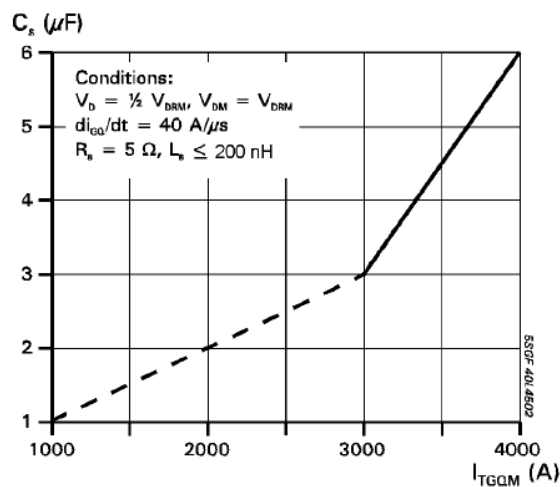
Στη συγκεκριμένη σχεδίαση το πλεονέκτημα είναι πως χρησιμοποιείται το κύκλωμα προστασίας έναυσης (*turn-on snubber*), όχι μόνο για περιορισμό του ρεύματος κατά την έναυση, αλλά και για καλύτερο παραλληλισμό, καθώς οι επαγωγές εισάγουν μια καθυστέρηση που βοηθά στο σωστό διαμοιρασμό του ρεύματος. Το αποτέλεσμα από αυτή τη σχεδίαση είναι ότι δεν χρειάζεται να προστεθεί επιπλέον πηνίο για να εξομαλύνει το ρεύμα σε κάθε παράλληλο κλάδο.

3.4.3 Υπολογισμός κυκλώματος προστασίας σβέσης (turn-off snubber) [6],[8]:

Για τον σχεδιασμό των διακριτών στοιχείων του κυκλώματος προστασίας θα χρησιμοποιηθεί το διάγραμμα που δίνεται από τον κατασκευαστή στο φύλλο προδιαγραφών. Στο σύστημα προς κατασκευή το μέγιστο θεωρητικά ρεύμα που θα πρέπει να έχει ο κάθε παράλληλος κλάδος είναι $I = \frac{10kA}{10} = 1kA$. Ωστόσο για λόγους αξιοπιστίας, και επειδή στην εφαρμογή αυτή δεν απασχολούν οι απώλειες, θα γίνει χρήση πυκνωτή χωρητικότητας μεγαλύτερης από την προβλεπόμενη τιμή ώστε να εξασφαλιστεί ομαλή σβέση ακόμα και αν ένας παράλληλος κλάδος λειτουργεί με μεγαλύτερες τιμές από τις προβλεπόμενες. Από το παρακάτω διάγραμμα υπολογίζεται πως ο πυκνωτής που θα χρειαστεί για ρεύμα ίσο με $I = 1,5kA$ είναι $C_s = 1,5\mu F$, για τάση λειτουργίας ίση με το μισό της μέγιστης δηλαδή $V_D = 2250V$, ώστε για τις συνθήκες λειτουργίας του συστήματος να καλύπτονται οι ανάγκες σβέσης με ρυθμό μικρότερο του $\frac{dv, \max}{dt}$ που υπάρχει στις προδιαγραφές του ημιαγωγού. Για τη παρασιτική επαγωγή του κυκλώματος θεωρείται $L_s = 200nH$ μια τυπική τιμή, ενώ για την αντίσταση R_s ακολουθείται ο εξής κανόνας από τη παρακάτω σχέση:

$$R_s C_s \leq 0.2 \cdot t_{on, \min}$$

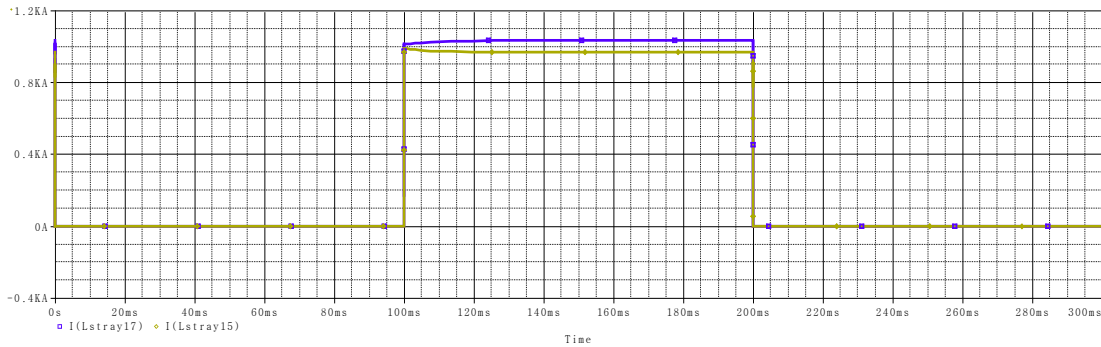
Συγκεκριμένα για $C_s = 1,5\mu F$ και $t_{on, \min} = 100\mu s$ υπολογίζεται η αντίσταση $R_s = 13,33\Omega$



Σχήμα 3.3 Διάγραμμα υπολογισμού χωρητικότητας C_s

3.4.4 Μελέτη θερμικής συμπεριφοράς κατά τον παραλληλισμό:

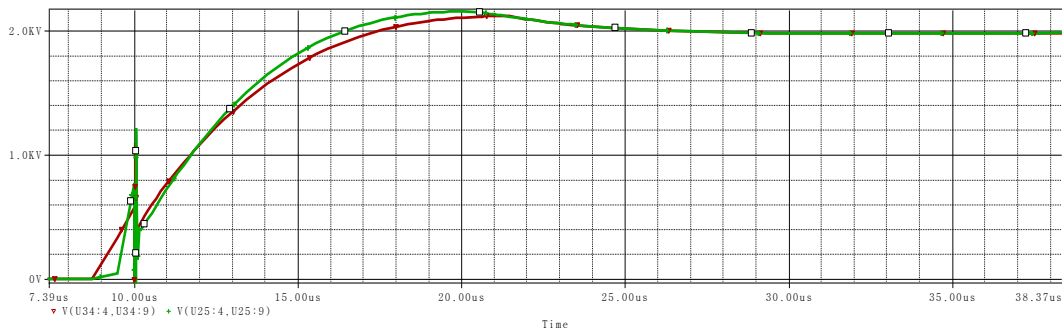
Η θερμοκρασία λειτουργίας επηρεάζει κυρίως τα χαρακτηριστικά μόνιμης κατάστασης του ημιαγωγού, όπως τη τάση V_{T0} και την αντίσταση αγωγής r_T . Για τις ανάγκες της εργασίας αναπτύχθηκε ένα μοντέλο ελαφρώς διαφορετικό από το αρχικό μοντέλο του GTO και παρουσιάζεται στο παράρτημα Α. Η κατασκευή του μοντέλου έγινε με βάση τα χαρακτηριστικά του ημιαγωγού στην επιθυμητή θερμοκρασία λειτουργίας, όπως δίδονται στα φύλλα προδιαγραφών. Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται μια προσομοίωση για θερμοκρασίες λειτουργίας $125^\circ C$ και $25^\circ C$ αντίστοιχα.



Σχήμα 3.4 Ρεύμα δύο παράλληλων κλάδων για διαφορετικές τιμές θερμοκρασίας των GTO

Από το σχήμα 3.4 γίνεται αντιληπτό πως μετά στη μόνιμη κατάσταση αγωγής υπάρχει μια διαφορά στο ρεύμα ίση με $\Delta I = 67A$. Παρατηρείται επίσης πως ο ημιαγωγός που βρίσκεται σε θερμοκρασία $125^{\circ}C$ άγει μεγαλύτερο ρεύμα στο κλάδο του ($I = 1023A$) σε σχέση με τον ημιαγωγό των $25^{\circ}C$ ($I = 967A$) καθώς τα στοιχεία λειτουργούν με ονομαστικό ρεύμα που βρίσκεται στη περιοχή αρνητικού θερμικού συντελεστή. Οι τιμές των ρευμάτων που αναπτύσσονται στους παράλληλους κλάδους, ακόμα και στη περίπτωση ακραίων διαφορών είναι αρκετά χαμηλότερες από τις μέγιστες που μπορούν να χειριστούν οι ημιαγωγοί, ωστόσο οι διαφορές αυτές σε βάθος χρόνου μπορούν να προκαλέσουν θερμικές κοπώσεις σε στοιχεία που φορτίζονται περισσότερο έχοντας ως επακόλουθο την μείωση της αξιοπιστίας των αντίστοιχων στοιχείων. Γι' αυτό και χρειάζεται σωστή μελέτη της ψύξης του συνολικού συστήματος με διοχέτευση της θερμότητας κάθε ημιαγωγού σε κοινή ψήκτρα ώστε η θερμοκρασία να έχει τις ελάχιστες δυνατές αποκλίσεις ανά κλάδο.

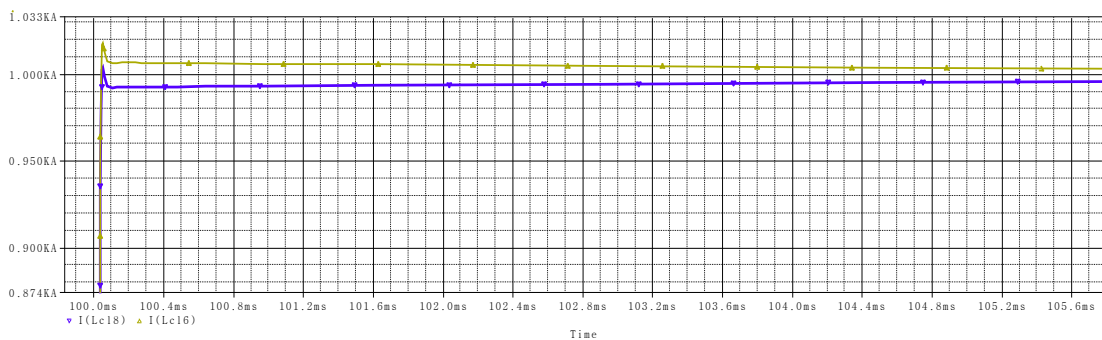
Αντίστοιχα στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται οι τάσεις κατά την έναυση για τους δύο παράλληλους κλάδους. Εδώ παρατηρείται πως ο ημιαγωγός μικρότερης αντίστασης ($125^{\circ}C$) αυξάνει με μεγαλύτερο ρυθμό τη τάση στα άκρα του σε σχέση με τον αγωγό μεγαλύτερης αντίστασης ($25^{\circ}C$). Η διαφορά που παρουσιάζεται στο μεταβατικό φαινόμενο της έναυσης ισούται με $\Delta V = 51Volts$ και αποσβαίνει με το τερματισμό του μεταβατικού έναυσης. Το διάγραμμα των τάσεων παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:



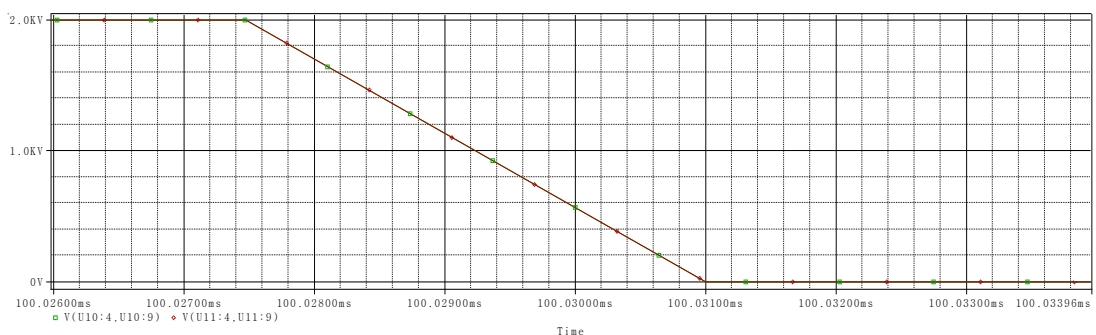
Σχήμα 3.5 Τάσεις κατά τη σβέση των παράλληλων κλάδων διαφορετικής θερμοκρασίας

3.4.5 Μελέτη συμμετρικής σχεδίασης κατά τον παραλληλισμό:

Ο τέλειος παραλληλισμός κλάδων δεν είναι εφικτός διότι τα χαρακτηριστικά που τον συνθέτουν έχουν ανοχές οι οποίες ορίζονται από τους κατασκευαστές. Οι διαφορές αυτές εισάγονται από τις συνδέσεις, τις καλωδιώσεις και τα κυκλώματα προστασίας. Στη παρούσα εργασία θα εξεταστούν δύο σημαντικοί παράγοντες που δημιουργούν ασυμμετρίες στη σχεδίαση, οι παρασιτικές επαγωγές, και οι κατασκευαστικές ανοχές του πυκνωτή προστασίας C_s . Θεωρείται για τις ανάγκες της προσομοίωσης παρασιτική επαγωγή ίση με $300nH$, 50% αυξημένη σε σχέση με αυτή των υπολοίπων κλάδων και μια διαφορά ωμικής αντίστασης στο κλάδο ίση με $200n\Omega$. Τα ρεύματα και οι τάσεις των δύο ανομοιόμορφων κλάδων κατά την έναυση παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα:



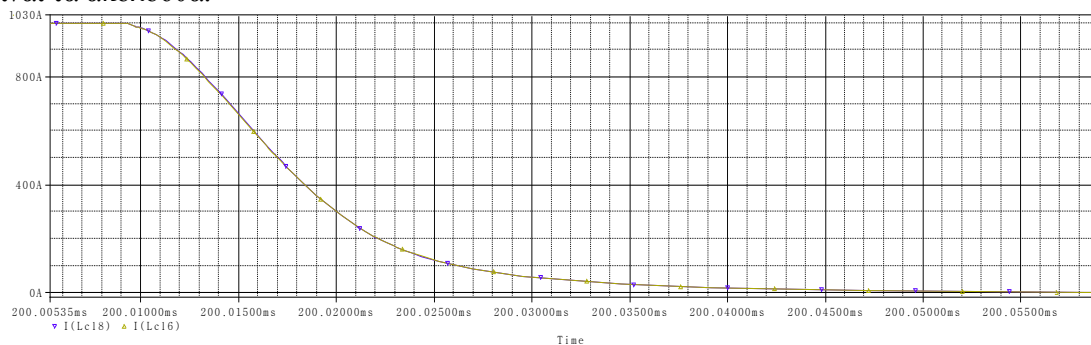
Σχήμα 3.6 Ρεύμα ανομοιομορφων κλάδων κατά την έναυση και τη μόνιμη κατάσταση αγωγής



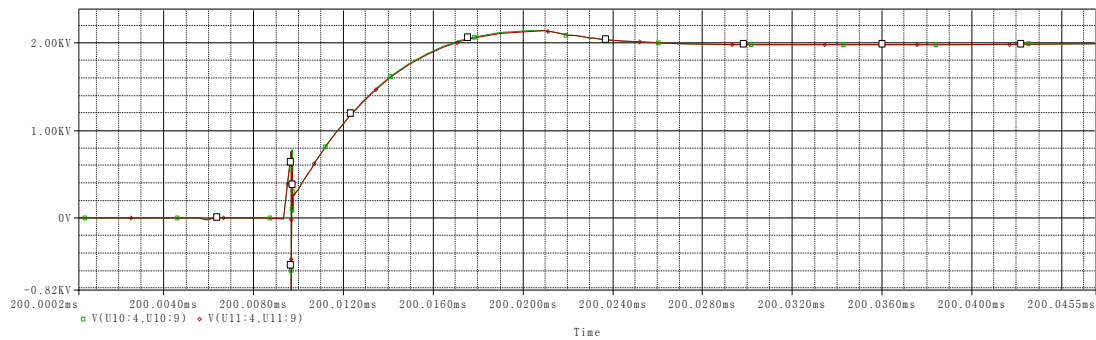
Σχήμα 3.7 Τάσεις έναυσης ανομοιομορφων κλάδων

Από τη παραπάνω προσομοίωση το ρεύμα ανόδου δεν παρουσιάζει μεγάλες διαφορές ούτε σε τιμή ούτε σε μορφή. Στη μόνιμη κατάσταση παρουσιάζεται μια διαφορά της τιμής του ρεύματος ανά κλάδο περίπου ίση με 7A η οποία οφείλεται στην ανομοιομορφία του κλάδου με την μεγαλύτερη αντίσταση. Επιπλέον το μεταβατικό ρεύμα κατά την έναυση, το οποίο ορίζεται από τις επαγωγές των κλάδων εμφανίζει μια διακύμανση ίση με $\Delta I = 15A$ η οποία επίσης δεν μπορεί να προκαλέσει προβλήματα στο παραλληλισμό.

Στη φάση της σβέσης τα ρεύματα των κλάδων καθώς και τα διαγράμματα της τάσης είναι τα ακόλουθα:



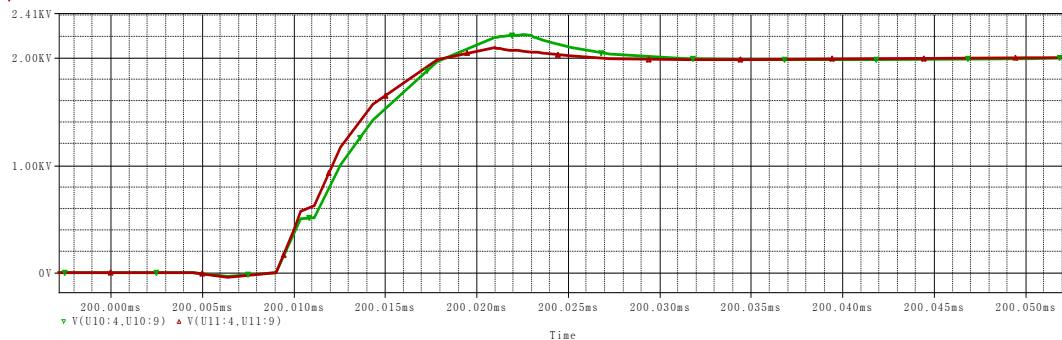
Σχήμα 3.8 Ρεύμα σβέσης ανομοιομορφων κλάδων



Σχήμα 3.9 Τάσεις σβέσης ανομοιομορφων κλάδων

Από τα παραπάνω διαγράμματα της τάσης εξάγεται πως η τάση δεν παρουσιάζει διαφορές από τις μικρές ανομοιομορφίες της σχεδίασης καθώς, όπως και το ρεύμα, οι διαφορές που δημιουργούνται είναι πολύ μικρής κλίμακας.

Επιπλέον αν θεωρηθεί ανομοιομορφία στο κύκλωμα του *turn-off snubber* και ο πυκνωτής C_s είναι μεγαλύτερος κατά $\Delta C_s = 0,5\mu F$ τα αποτελέσματα είναι τα ακόλουθα για το ρεύμα και τη τάση κατά τη σβέση:



Σχήμα 3.10 Τάσεις σβέσης για πιθανές ανομοιομορφίες των στοιχείων των κυκλωμάτων προστασίας.

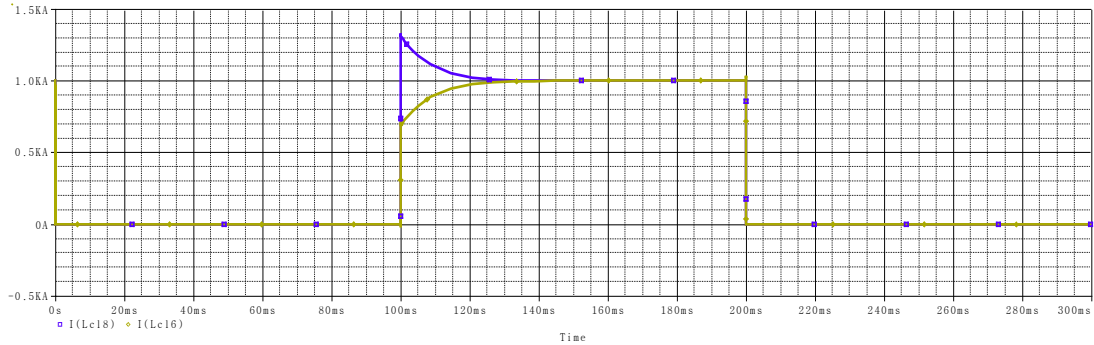
Στις κυματομορφές των τάσεων εμφανίζεται μια μεγάλη αιχμή τάσης κατά τη σβέση η οποία οφείλεται σε διαφορετική τιμή συντονισμού του $R_s C_s$ κυκλώματος, προκαλώντας μια μεταβατική διαφορά τάσης $\Delta V = 160Volts$. Επιπλέον, η τάση στους παράλληλους κλάδους εμφανίζει καθυστέρηση που οφείλεται στο μικρότερο ρυθμό ανόδου της τάσης. Στο μεταβατικό της έναυσης δεν παρουσιάζεται διαφορά διότι ο *turn-off snubber* δεν συμμετέχει στο μεταβατικό της έναυσης.

Από τα παραπάνω αποτελέσματα προκύπτει πως οι διαφορές στις παρασιτικές αντιστάσεις και επαγωγές των παράλληλων κλάδων δεν προκαλούν μεγάλες ανομοιομορφίες για μικρές αλλοιώσεις. Αντίθετα, μεγάλες διαφορές μπορεί να προκαλέσουν σημαντικές αλλοιώσεις στα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του κλάδου και κατ' επέκταση προβλήματα στο παραλληλισμό. Γι' Αυτό θα πρέπει να χρησιμοποιούνται παθητικά στοιχεία με πολύ μικρές ανοχές στην ονομαστική τιμή τους και η κατασκευή του συστήματος να γίνεται με ενιαίο τρόπο χρησιμοποιώντας ίδια υλικά κατασκευής.

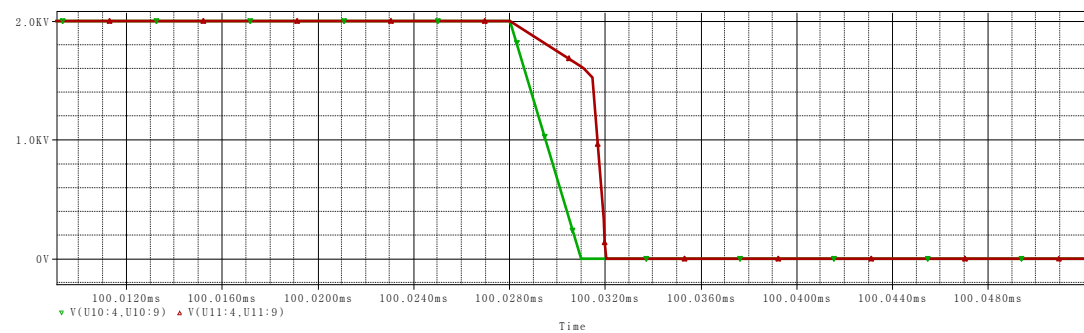
3.4.6 Μελέτη διασποράς ηλεκτρικών παραμέτρων κατά τον παραλληλισμό:

Στις παρακάτω προσομοιώσεις εξετάζεται η επίδραση που έχουν τα σφάλματα στις παραμέτρους των ημιαγωγών λόγω κατασκευαστικών διαφορών. Για τις ανάγκες των προσομοιώσεων θεωρούνται μοντέλα με διαφορετικούς χρόνους έναυσης και σβέσης ώστε να εξεταστεί η συμπεριφορά του συστήματος των παράλληλων κλάδων σε μη συμμετρική έναυση και σβέση. Η διασπορά των παραμέτρων που θα χρησιμοποιηθεί είναι 10%.

Στη πρώτη προσομοίωση θα εξεταστεί τη διασπορά στο χρόνο ανόδου. Ο τυπικός χρόνος ανόδου για τους ημιαγωγούς που χρησιμοποιούνται είναι $5\mu s$, άρα διασπορά στο χρόνο ανόδου κατά 20% μπορεί να φτάσει έως και $1\mu s$. Το ρεύμα και η τάση των παράλληλων κλάδων παρουσιάζονται στα παρακάτω διαγράμματα:

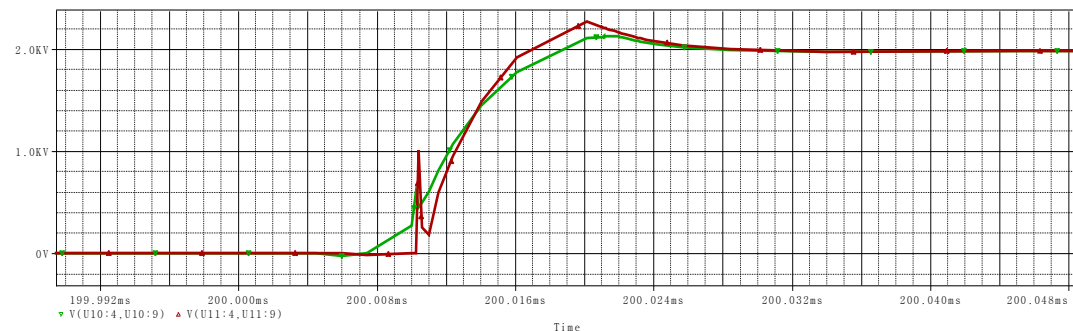


Σχήμα 3.11 Ρεύμα ανομοιομορφων κλάδων

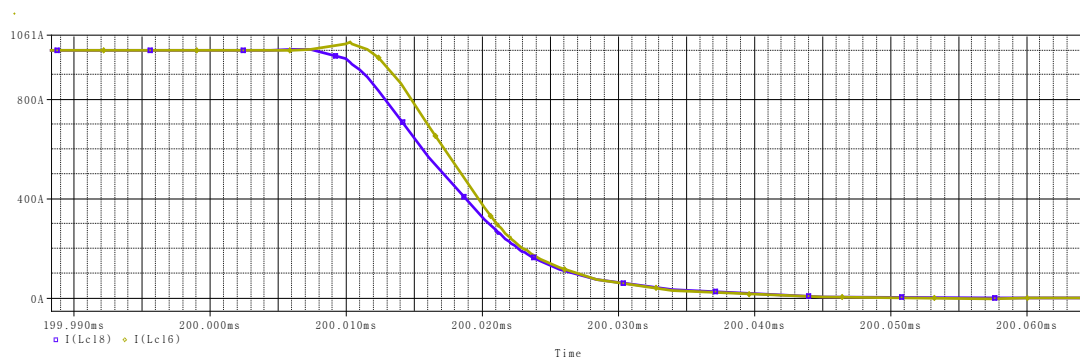


Σχήμα 3.12 Τάση κατά την έναυση των κλάδων

Η καθυστέρηση έναυσης ενός κλάδου εισάγει στο μεταβατικό φαινόμενο μια ανομοιομορφία στο ρεύμα ίση με $\Delta I = 630A$, τιμή πολύ μεγάλη σε σχέση με το ρεύμα μόνιμης λειτουργίας. Το μεταβατικό αυτό οφείλεται στη γρήγορη έναυση του ενός κλάδου που αναγκάζει το ρεύμα να περάσει εξ ολοκλήρου από εκεί προκαλώντας μεγάλο ρυθμό αύξησης $\frac{di}{dt}$ σε σχέση με τον κλάδο που καθυστερεί την έναυσή του. Ταυτόχρονα, η τάση στο κλάδο που δεν διαρρέεται από ρεύμα αρχίζει να πέφτει καθώς ο παράλληλος προς αυτόν κλάδος είναι σε αγωγή. Όταν ξεκινήσει να άγει και ο δεύτερος κλάδος η τάση του πέφτει ως τη τιμή της τάσης αγωγής με μεγαλύτερο ρυθμό. Τα διαγράμματα για τη μεταβατική κατάσταση της σβέσης είναι τα ακόλουθα, όπως εξήχθησαν από τις προσομοιώσεις:



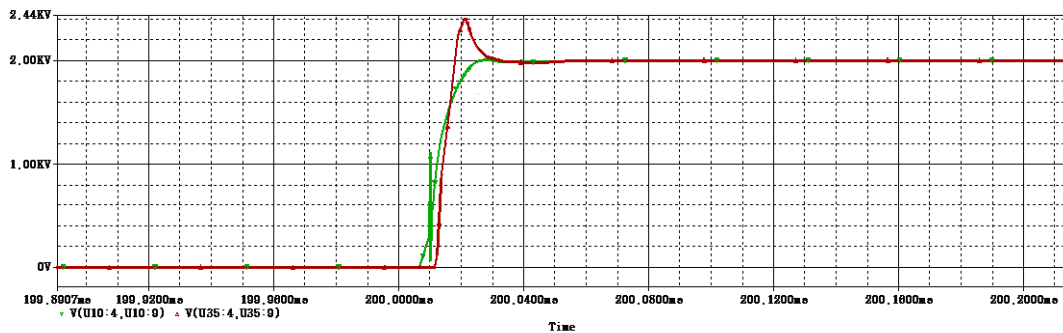
Σχήμα 3.13 Τάσεις κατά τη σβέση των ανομοιομορφων κλάδων



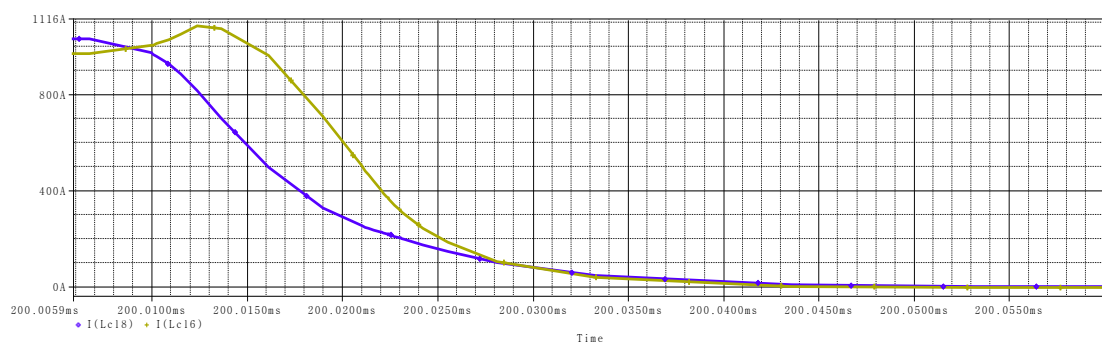
Σχήμα 3.14 Ρεύμα κατά τη σβέση των ανομοιομορφων κλάδων

Στο σχήμα 3.13 τα μεταβατικά φαινόμενα δεν είναι τόσο έντονα κυρίως γιατί υπάρχει το κύκλωμα προστασίας το οποίο δεν επιτρέπει πολύ μεγάλο ρυθμό αύξησης της τάσης στα άκρα του ημιαγωγού.

Ένα εξίσου σημαντικός παράγοντας στη σβέση του ημιαγωγού είναι ο χρόνος καθυστέρησης σβέσης (storage time t_s), κυρίως γιατί στο GTO ο χρόνος αυτός διαρκεί περισσότερο με αποτέλεσμα η διασπορά του να είναι μεγαλύτερη. Στους ημιαγωγούς που θα χρησιμοποιηθούν, ο τυπικός χρόνος καθυστέρησης σβέσης t_s είναι ίσος με $25\mu s$ οπότε η διασπορά του μπορεί να φτάσει τα $5\mu s$ ανάμεσα στα διακριτά GTO των παράλληλων κλάδων. Οι τάσεις και τα ρεύματα κατά τη σβέση παρουσιάζονται στο διάγραμμα που ακολουθεί:



Σχήμα 3.15 Τάσεις κατά τη σβέση για διαφορετικά t_s

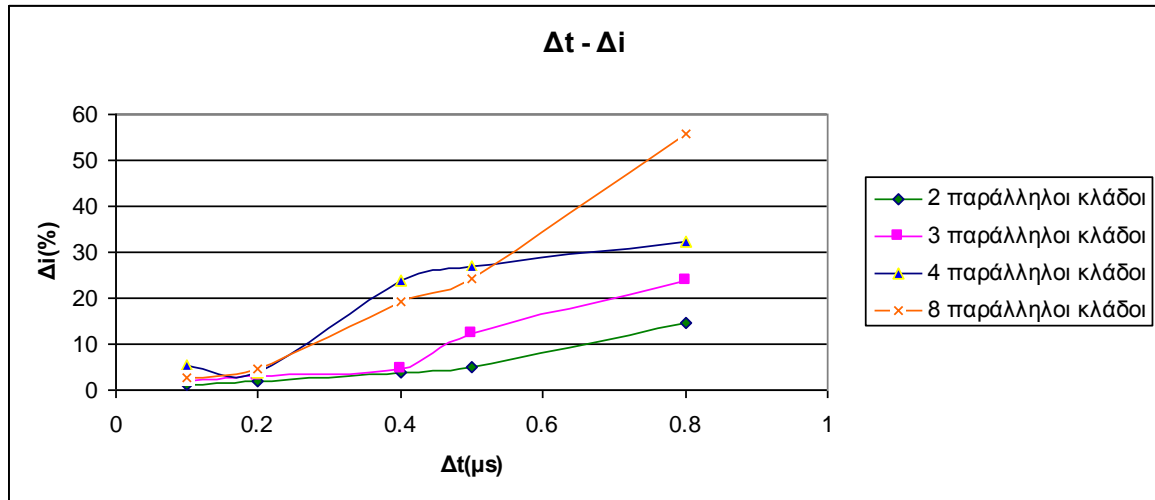


Σχήμα 3.16 Ρεύμα κατά τη σβέση για διαφορετικά t_s

Στο σχήμα 3.16 το διάγραμμα των ρευμάτων παρουσιάζεται μια καθυστέρηση στον έναν ημιαγωγό σε σχέση με το δεύτερο που οφείλεται στη καθυστέρηση λόγω του t_s . Το ρεύμα στον κλάδο που δεν είχε σβέσει αρχίζει να αυξάνεται ώστε να δώσει την απαιτούμενη ισχύ στο φορτίο. Το κρίσιμο σημείο της προσομοίωσης είναι η φάση κατά την οποία σβένει ο πρώτος κλάδος και οι υπόλοιποι βρίσκονται ακόμα σε αγωγή. Σε αυτή τη φάση αν δεν γίνει

γρήγορα η σβέση και των υπολοίπων κλάδων το ρεύμα θα αυξηθεί με αποτέλεσμα ενδεχόμενη αύξηση της θερμοκρασίας και πιθανή καταστροφή των ημιαγωγών λόγω θερμικής φυγής. Στη προσομοίωση που εκτελέστηκε η αιχμή του ρεύματος φτάνει έως τα 1,1kA.

Ένας επιπλέον σημαντικότερος παράγοντας είναι και η καθυστέρηση των σημάτων των κυκλωμάτων οδήγησης. Για σωστή έναυση και σβέση των ημιαγωγών πρέπει οι παλμοί στις πύλες των παράλληλων GTO να είναι συγχρονισμένοι. Αυτό δεν μπορεί να επιτευχθεί διότι οι ατέλειες των κυκλωμάτων οδήγησης μπορεί να εισάγουν επιπλέον καθυστέρηση. Για να μελετηθεί το φαινόμενο εξετάζονται διαφορετικές περιπτώσεις για παραλληλισμό πολλών κλάδων και στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται το σφάλμα σε σχέση με τη καθυστέρηση έναυσης για διαφορετικό αριθμό παράλληλων κλάδων.



Σχήμα 3.17 Σχετικό σφάλμα ρεύματος ως προς το χρόνο καθυστέρησης έναυσης για διαφορετικό αριθμό παράλληλων κλάδων με τη χρήση GTO

Παρατηρείται πως το σφάλμα του ρεύματος για το κλάδο που καθυστερεί να τεθεί σε αγωγή αυξάνεται με την αύξηση του χρόνου Δt_{on} , αποτέλεσμα αναμενόμενο καθώς όσο περισσότερο καθυστερεί η έναυση ενός κλάδου, οι υπόλοιποι αυξάνουν την τιμή του ρεύματος που τους διαρρέει. Ταυτόχρονα παρατηρείται πως το σχετικό σφάλμα αυξάνει με την αύξηση των παράλληλων κλάδων. Το αποτέλεσμα αυτό οφείλεται στο γεγονός πως το απόλυτο σφάλμα των ρευμάτων παραμένει σταθερό είτε υπάρχουν δύο παράλληλοι κλάδοι είτε περισσότεροι, ενώ ταυτόχρονα με μεγαλύτερο παραλληλισμό το ονομαστικό ρεύμα ελαττώνεται ανά κλάδο, αυξάνοντας το σχετικό σφάλμα σύμφωνα με τον τύπο υπολογισμού:

$$\Delta i = \frac{|I_{high} - I_{low}|}{I_{nom,i}} \cdot 100$$

3.5 Κύκλωμα Διακόπτη με χρήση IGCT σε παράλληλους κλάδους [6],[11],[16],[20]:

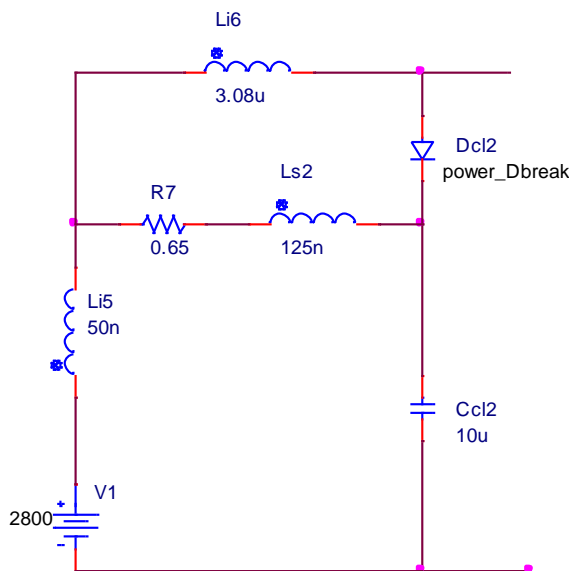
3.5.1 Διακοπτικό κύκλωμα ημιαγωγού[11],[13]:

Στη περίπτωση που η σχεδίαση γίνεται με τη χρήση IGCT, τα ονομαστικά χαρακτηριστικά που εξάγονται είναι $I_{TCQ} = 4000A$, $V_{DRM} = 4500V$, $V_{dclink} = 2800Volts$ και $I_{T(AV)} = 1700A$. Από τα παραπάνω, υπολογίζεται πως χρειάζονται επτά παράλληλοι κλάδοι ώστε η συνολική ικανότητα αγωγής του διακόπτη σε συνεχές ρεύμα να φτάνει τα 11,9kA. Στη περίπτωση του IGCT χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα προστασίας έναυσης (*clamber*), το οποίο περιορίζει στην έναυση το ρεύμα στο IGCT και στις αντιπαράλληλες διόδους. Για το σωστό διαμοιρασμό του ρεύματος απαιτείται να εισαχθούν επαγωγές σε

σειρά με τον ημιαγωγό για καθυστέρηση του ρεύματος. Η χρήση *turn-off snubber* δεν είναι απαραίτητη στη περίπτωση του IGCT, οπότε και θα εξεταστούν δύο πιθανές περιπτώσεις, μια με χρήση *turn-off snubber* και μια χωρίς τη χρήση του.

3.5.2 Υπολογισμός κυκλώματος *clamber*[20]:

Το κύκλωμα προστασίας έναυσης (*clamber*) για το IGCT παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.18 Κύκλωμα προστασίας έναυσης (*clamber*)

Η τιμή της επαγωγής L_{cl} υπολογίζεται από τον εξής τύπο:

$$V_{DRM} = L_{cl} \frac{di}{dt} \Leftrightarrow L_{cl} = \frac{V_{DRM}}{di/dt}$$

Όπου V_{DRM} είναι η εφαρμοζόμενη τάση

$\frac{di}{dt}$ ο ρυθμός αύξησης του ρεύματος ανόδου, δίνεται από τον κατασκευαστή.

L_{cl} η επαγωγή του *turn on snubber*

Για εφαρμογές συνεχούς τάσης ο κατασκευαστής έχει ορίσει ως μέγιστο ρυθμό $\frac{di}{dt} = 1000 A/\mu s$ ωστόσο για λόγους αξιοπιστίας θα σχεδιαστεί το κύκλωμα με ονομαστικό

ρυθμό στα $\frac{di}{dt} = 600 A/\mu s$. Η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του διακόπτη είναι

$V_{DR} = 2000V$ οπότε η τιμή του L_{cl} βάσει του παραπάνω τύπου είναι $L_{cl} = 3,08\mu H$.

Ο υπολογισμός των στοιχείων R_{cl} και C_{cl} έγινε σύμφωνα με το [20] και χρησιμοποιώντας το *optimization tool* του *matlab* υπολογίστηκαν οι βέλτιστες τιμές των $R_{cl} = 0,65\Omega$ και $C_{cl} = 10\mu s$. Να σημειωθεί πως οι τιμές που υπολόγισε ο αλγόριθμος εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από το αρχικό σημείο που θα του δοθεί, με αποτέλεσμα το ζευγάρι που υπολογίσαμε να μην είναι το ολικό βέλτιστο του προβλήματος, αλλά ένα τοπικό βέλτιστο στη περιοχή γύρω από το αρχικό σημείο. Επιπλέον, ορίζεται ως παρασιτική επαγωγή της πηγής $L_i = 50nH$.

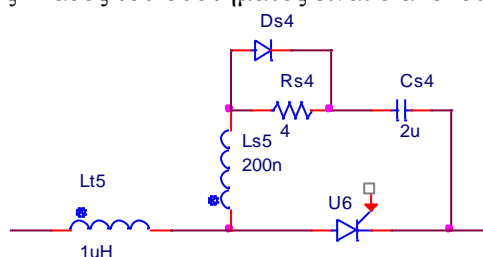
3.5.3 Υπολογισμός κυκλώματος προστασίας σβέσης (turn-off snubber):

Το κύκλωμα του *turn-off snubber* δεν είναι απαραίτητο για το IGCT καθώς η κατασκευή του επιτρέπει τους πολύ μεγάλους ρυθμούς ανόδου της τάσης κατά τη σβέση. Η χρήση *turn-off snubber* δίνει τη δυνατότητα μεγαλύτερης ικανότητας σβέσης στον ημιαγωγό καθώς μειώνει τη στιγμιαία αιχμή της τάσης. Τα κυκλώματα προστασίας που χρησιμοποιούνται για το IGCT είναι ίδια με αυτά ενός απλού GTO, δηλαδή ένα RC ή RCD κύκλωμα. Η επιλογή του κατάλληλου πυκνωτή γίνεται με γνώμονα τη μείωση της αιχμής της τάσης στη σβέση χωρίς να απασχολεί ο ρυθμός ανόδου dv/dt , αφού το IGCT έχει την ικανότητα της σβέσης του. Γι' αυτό επιλέγεται μια τιμή $C_s = 2\mu F$. Για τη παρασιτική επαγωγή του κυκλώματος θεωρείται $L_s = 200nH$ μια τυπική τιμή, ενώ για την αντίσταση R_s ακολουθείται ένας πρακτικός κανόνας [6]. Συγκεκριμένα από τη παρακάτω σχέση:

$$R_s C_s \leq 0.2 \cdot t_{on,min}$$

για $C_s = 2\mu F$ και $t_{on,min} = 100\mu s$ εξάγεται $R_s = 4\Omega$.

Τελικά ο κάθε παράλληλος κλάδος του συστήματος είναι ο ακόλουθος:



Σχήμα 3.19 Παράλληλος κλάδος IGCT με κύκλωμα προστασίας σβέσης

Σε κάθε παράλληλο κλάδο συνδέθηκαν σε σειρά με τους ημιαγωγούς και πηνία τα οποία βοηθούν στη κατανομή του ρεύματος κατά τον παραλληλισμό. Τα πηνία αυτά έχουν τιμή $L_t = 1\mu H$.

Στη συνέχεια θα εκτελεστούν προσομοιώσεις για να μελετηθεί η συμπεριφορά του IGCT σε συνθήκες μη ιδανικού παραλληλισμού.

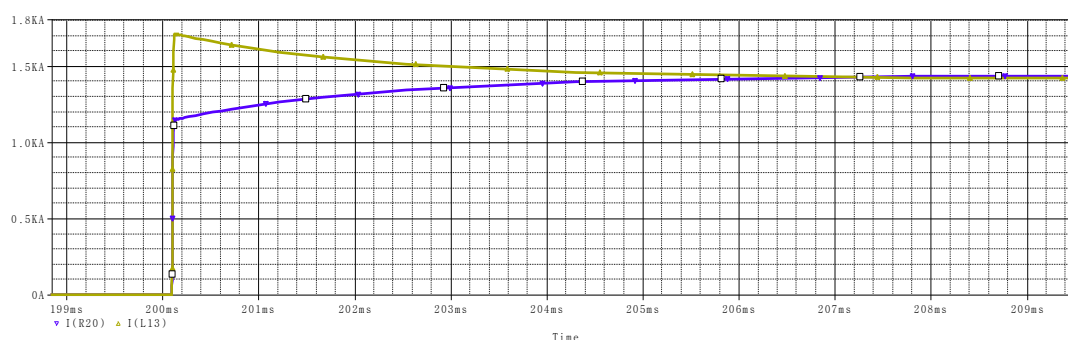
3.5.4 Μελέτη θερμικής συμπεριφοράς κατά τον παραλληλισμό[13],[38]:

Ο τρόπος που επιδρά η θερμοκρασία στη περίπτωση του IGCT δεν διαφέρει αρκετά από το συμβατικό GTO. Ωστόσο υπάρχουν κάποιες μικρές διαφορές που καθιστούν το IGCT ιδανικότερο για παραλληλισμό. Στη περίπτωση του IGCT, λόγω των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών του, το σημείο *cross-over*, το σημείο δηλαδή που ο θερμοκρασιακός συντελεστής από αρνητικό γίνεται θετικός βρίσκεται στην ονομαστική τιμή λειτουργίας του συστήματος $I_{cross} = 1500A$ όπως φαίνεται από το σημείο τομής των χαρακτηριστικών $I_T - V_T$. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο θερμικός συντελεστής να είναι ίδιος σε όλες τις θερμοκρασίες και οι ημιαγωγοί να εμφανίζουν παρόμοια συμπεριφορά κάτω από οποιοσδήποτε συνθήκες. Το γεγονός αυτό είναι πολύ σημαντικό καθώς περιορίζει τη μελέτη και το κόστος της κατασκευής καθώς μπορούν να χρησιμοποιηθούν απλά και μικρά συστήματα ψύξης που θα έχουν σκοπό μόνο την απαγωγή της θερμότητας λόγω απωλειών. Έτσι συνίσταται η χρήση ημιαγωγών με σημείο *cross-over* στην ονομαστική λειτουργία καθώς η αλλοίωση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών είναι πάρα πολύ μικρή.

3.5.5 Μελέτη συμμετρικής σχεδίασης κατά τον παραλληλισμό:

Στη περίπτωση του IGCT το κύκλωμα προστασίας έναυσης (*clamber*) είναι κοινό για όλους τους κλάδους. Η συμμετρική σχεδίαση αφορά τις ανοχές των σε σειρά επαγωγών ανά κλάδο καθώς και στις παρασιτικές επαγωγές που δημιουργούνται λόγω συνδέσεων και καλωδιώσεων. Για τις ανάγκες της εργασίας θα εξεταστεί η επίδραση των επαγωγών για L_{ti} για σφάλματα $\Delta L_i = 500nH$ και $\Delta R = 200n\Omega$, καθώς επίσης και η διασπορά των παραμέτρων του κυκλώματος προστασίας (*turn-off snubber*) στη περίπτωση που χρησιμοποιείται στη σχεδίαση.

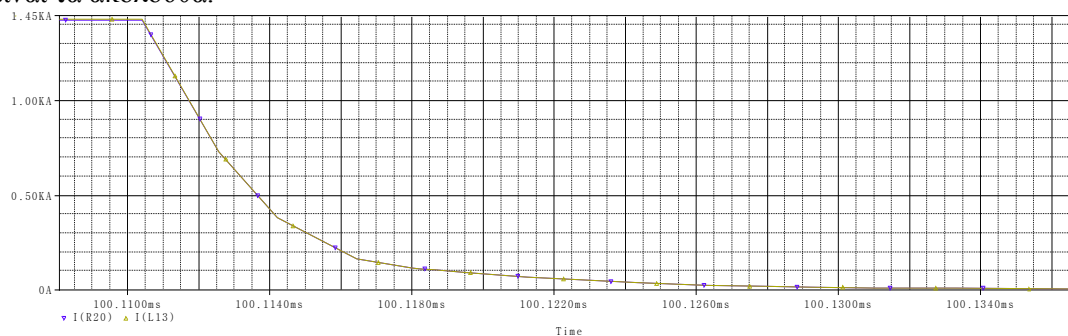
Στη πρώτη προσομοίωση εξετάζεται η επίδραση του σφάλματος των παρασιτικών χωρητικότητων για τιμή $\Delta L_i = 500nH$ τα αποτελέσματα της οποίας είναι τα ακόλουθα:



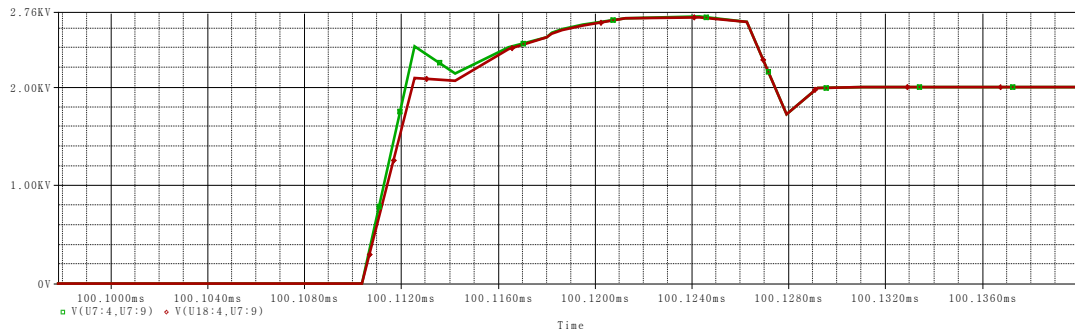
Σχήμα 3.20 Ρεύμα έναυσης για παράλληλους κλάδους διαφορετικής θερμοκρασίας με τη χρήση IGCT

Στις κυματομορφές της έναυσης ο ρυθμός ανόδου του ρεύματος στο κλάδο με τη μικρότερη επαγωγή είναι μεγαλύτερος, και σε συνδυασμό με το μεγάλο ρυθμό ανόδου του ρεύματος προκαλεί ένα σφάλμα το οποίο φτάνει στη τιμή $\Delta i = 560A$ μεταβατικά και στη μόνιμη κατάσταση είναι μικρότερη από $1A$. Αντίθετα με το ρεύμα η τάση δεν εμφανίζει διαφορά στους δύο παράλληλους κλάδους κατά το μεταβατικό και ακολουθεί την ίδια μορφή σε όλη τη διάρκεια του φαινομένου.

Για τη σβέση του συστήματος χωρίς τη χρήση *turn-off snubber* τα αποτελέσματα είναι τα ακόλουθα:



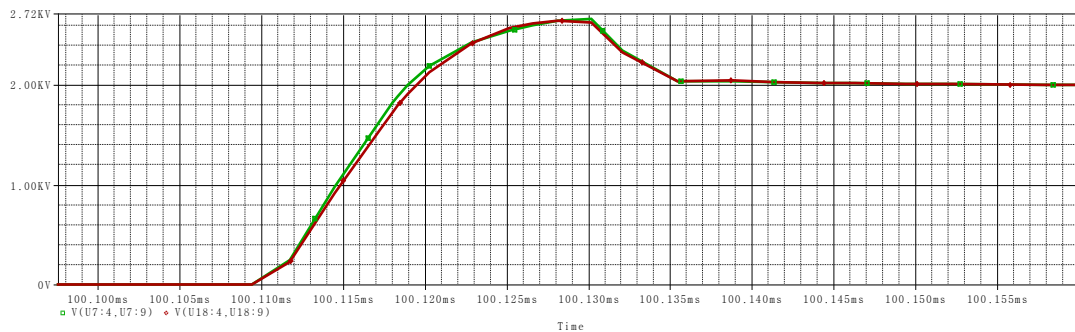
Σχήμα 3.21 Ρεύμα σβέσης για παράλληλους κλάδους διαφορετικής θερμοκρασίας με χρήση IGCT χωρίς *turn-off snubber*



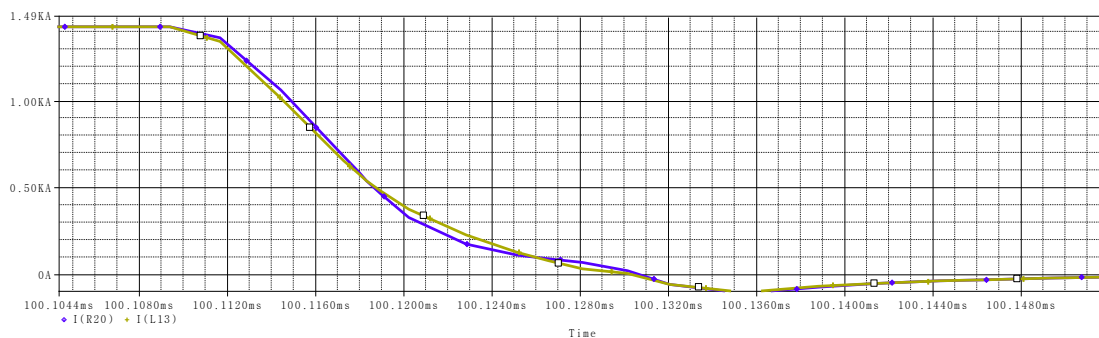
Σχήμα 3.22 Τάσεις κατά τη σβέση παράλληλων κλάδων διαφορετικής θερμοκρασίας με τη χρήση IGCT χωρίς *turn-off snubber*

Στη σβέση και οι δύο κυματομορφές του ρεύματος καθώς και η τάση ακολουθούν παρόμοια συμπεριφορά και τα χαρακτηριστικά τους είναι κοινά. Στη περίπτωση των τάσεων, ο ρυθμός ανόδου της τάσης στο κλάδο με τη μεγαλύτερη επαγωγή είναι ελαφρώς αυξημένος, αποτέλεσμα που προκαλεί ένα σφάλμα τάσης έως $\Delta V = 220\text{Volts}$ και οφείλεται στη μεγαλύτερη επαγωγή του κλάδου καθώς αποθηκεύει περισσότερη ενέργεια. Αντίθετα το ρεύμα δεν παρουσιάζει διαφορές.

Στη περίπτωση που γίνεται χρήση κυκλώματος προστασίας σβέσης, οι προσομοιώσεις έχουν τα αντίστοιχα αποτελέσματα:



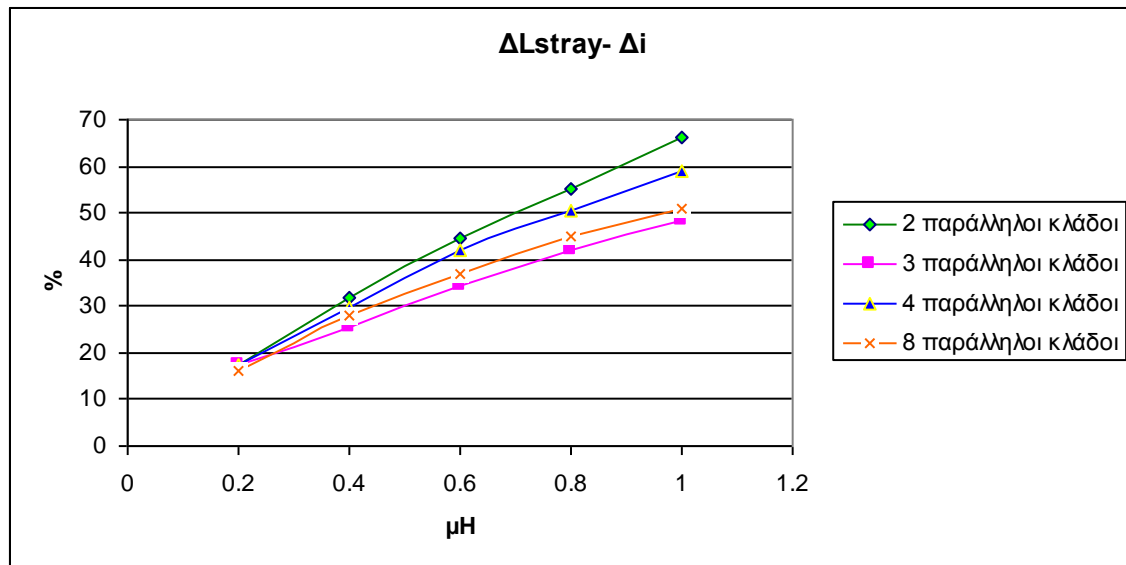
Σχήμα 3.23 Τάσεις κατά τη σβέση παράλληλων κλάδων διαφορετικής θερμοκρασίας με τη χρήση *turn-off snubber*



Σχήμα 3.24 Ρεύμα σβέσης για παράλληλους κλάδους διαφορετικής θερμοκρασίας με τη χρήση *turn-off snubber*

Το ρεύμα δεν παρουσιάζει διαφορά από τη προηγούμενη προσομοίωση, η τάση ωστόσο ομαλοποιείται και το μεταβατικό εξαλείφεται γεγονός που οφείλεται στο κύκλωμα προστασίας και το περιορισμό του dv/dt . Το μειονέκτημα σε αυτή τη περίπτωση είναι ότι η τάση αργεί να μεταβεί στη μόνιμη κατάσταση γεγονός που καθιστά το διακοπτικό φαινόμενο μεγαλύτερο σε διάρκεια και κατ' επέκταση τη συχνότητα μικρότερη και τις απώλειες μεγαλύτερες.

Τέλος, εξετάζεται το σχετικό σφάλμα ρεύματος ανά κλάδο ως προς το σφάλμα επαγωγής, όπως στη περίπτωση μη συμμετρικής σχεδίασης, εκτελώντας προσομοιώσεις για διαφορετικές τοπολογίες με διαφορετικό αριθμό παράλληλων κλάδων. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα:

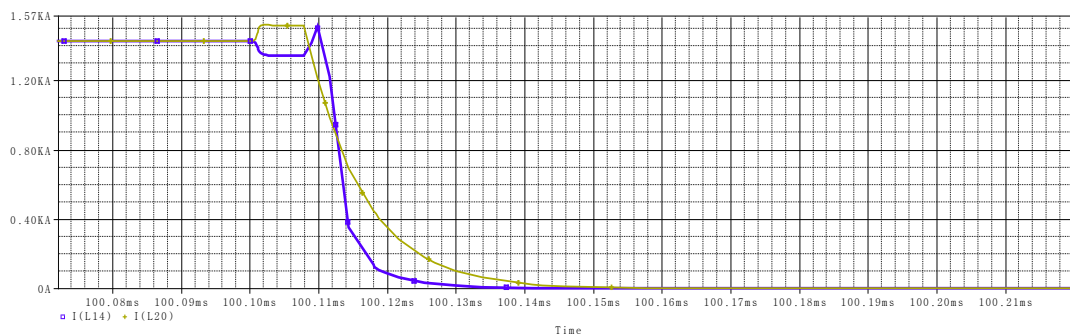


Σχήμα 3.25 Σχετικό σφάλμα ρεύματος παράλληλων κλάδων ως προς τις ανομοιομορφίες σχεδίασης για IGCT

Στο διάγραμμα, παρουσιάζονται δύο πολύ σημαντικά στοιχεία. Το σχετικό σφάλμα ανά κλάδο είναι πολύ μεγαλύτερο στη περίπτωση του IGCT καθώς η απόκρισή του είναι γρηγορότερη και οι ανοχές σε καθυστέρηση πολύ μικρότερες. Έτσι οι απαιτήσεις σχεδίασης είναι αυστηρότερες για το IGCT. Επιπλέον, παρατηρείται μια γραμμικότητα στο σχετικό σφάλμα σε σχέση με την ανομοιομορφία.

3.5.6 Μελέτη διασποράς ηλεκτρικών παραμέτρων κατά τον παραλληλισμό[11]:

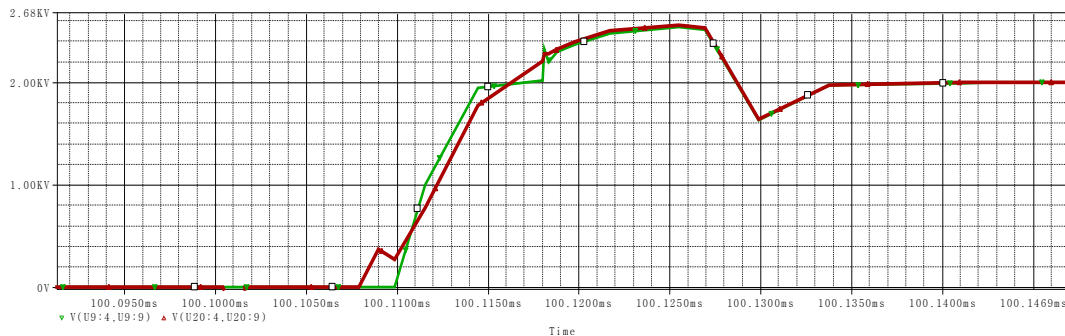
Η διασπορά των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών των IGCT, δεν είναι τόσο σημαντική όσο στη περίπτωση των GTO καθώς οι ονομαστικές τιμές των χαρακτηριστικών του ημιαγωγού είναι πολύ μικρότερες, με αποτέλεσμα να είναι μικρότερες και οι αποκλίσεις. Στις παρακάτω προσομοιώσεις εξετάζεται η επίδραση που έχουν τα σφάλματα στις παραμέτρους των ημιαγωγών λόγω κατασκευαστικών διαφορών. Για τις ανάγκες των προσομοιώσεων θεωρούνται μοντέλα με διαφορετικούς χρόνους έναυσης και σβέσης ώστε να εξεταστεί η συμπεριφορά του συστήματος των παράλληλων κλάδων σε μη συμμετρική έναυση και σβέση. Η διασπορά των παραμέτρων που θα χρησιμοποιηθεί είναι 10%.



Σχήμα 3.26 Ρεύμα σβέσης για διαφορετικά t_s χωρίς *turn-off snubber*

Κατά την έναυση η καθυστέρηση του ενός κλάδου προκαλεί έναυση των υπολοίπων με μεγαλύτερο ρυθμό ώστε να τροφοδοτήσουν το φορτίο με το απαιτούμενο ρεύμα. Έτσι

λοιπόν αυτή η διαφορά στο ρυθμό ανόδου δημιουργεί κατά την έναυση μια διασπορά του ρεύματος της τάξης των 200A. Στο κλάδο που αποκόπτει τη λειτουργία του γρηγορότερα υπάρχει μια δεύτερη άνοδος του ρεύματος η οποία οφείλεται στην ύπαρξη της επαγωγής του κλάδου. Η τάση αντίστοιχα κατά τη σβέση παρουσιάζεται στο παρακάτω διάγραμμα:

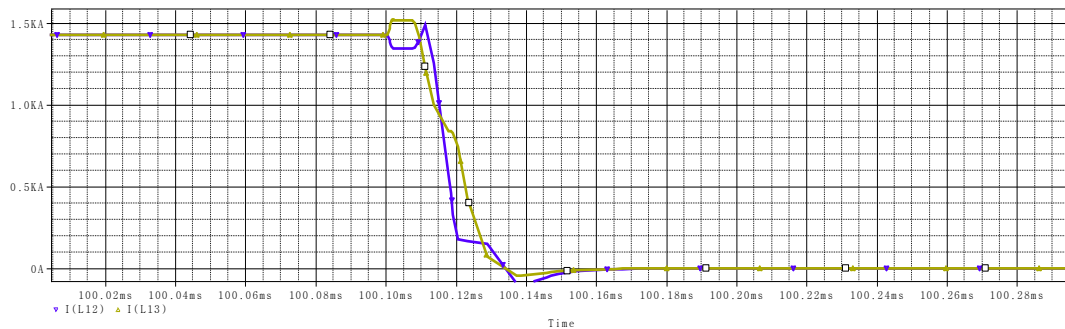


Σχήμα 3.27 Τάσεις σβέσης για διαφορετικά t_s χωρίς *turn-off snubber*

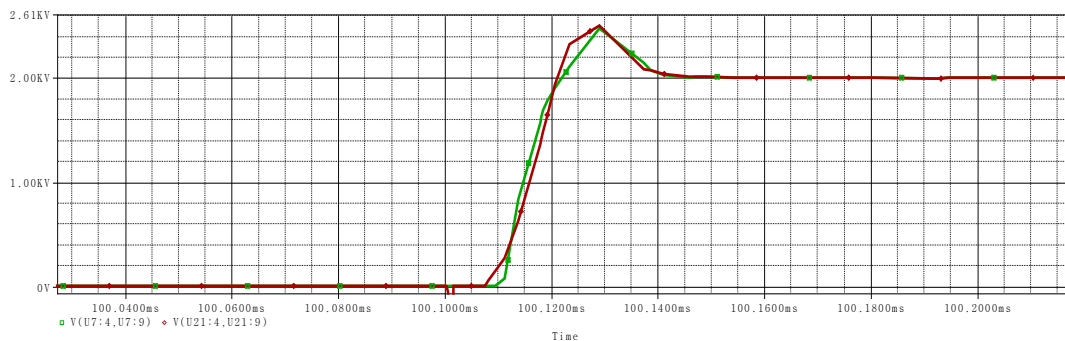
Στο φαινόμενο της σβέσης, η καθυστέρηση λόγω των παραμέτρων του ημιαγωγού προκαλεί το εξής φαινόμενο, οι κλάδοι που άγουν κανονικά μοιράζονται το ρεύμα του κλάδου που βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, με αποτέλεσμα να καταπονούνται περισσότερο. Το σημαντικό στοιχείο κατά τη διαδικασία αυτή είναι να ολοκληρωθεί η σβέση και των υπολοίπων κλάδων αρκετά γρήγορα ώστε να μην εγκατασταθεί μεγάλη τιμή ρεύματος που θα καταλήξει σε υπερθέρμανση των στοιχείων και σε καταστροφή.

Οι τάση κατά τη σβέση δεν παρουσιάζει κάποια διαφορά εκτός από το γεγονός πως ο κλάδος που τίθεται σε κατάσταση αποκοπής γρηγορότερα, αυξάνει και τη τάση του γρηγορότερα. Επιπλέον η αιχμή της τάσης στο κλάδο που αποσβαίνει αργότερα είναι μεγαλύτερη, λόγω του μεγαλύτερου ρυθμού ανόδου του $\frac{dv}{dt}$.

Αν γίνει χρήση ενός *turn-off snubber* τα αποτελέσματα είναι τα ακόλουθα για τη τάση και το ρεύμα:



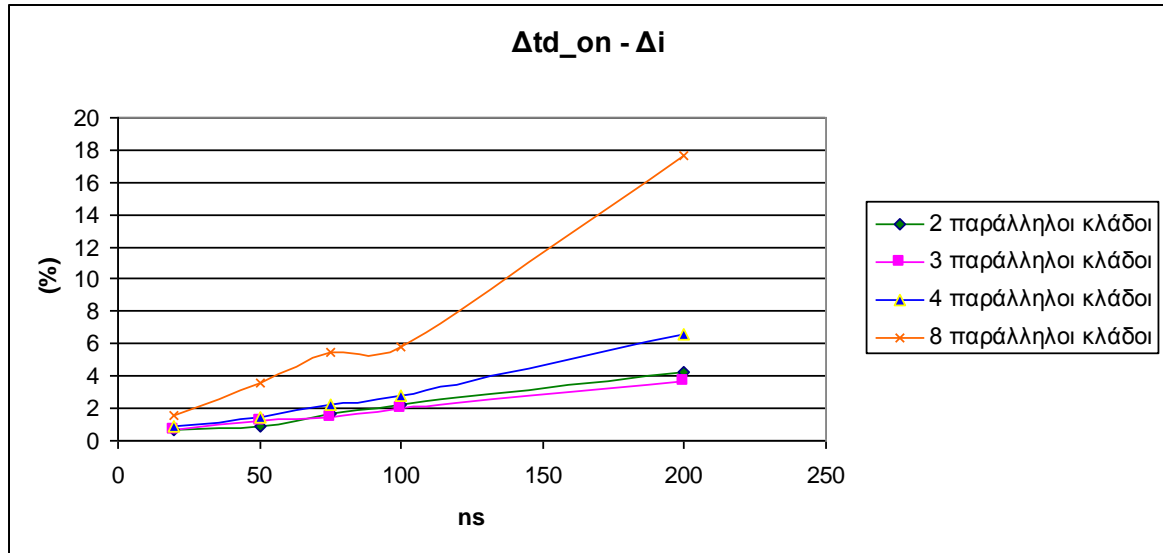
Σχήμα 3.28 3.29 Ρεύμα σβέσης για διαφορετικά t_s με τη χρήση *turn-off snubber*



Σχήμα 3.30 Τάσεις σβέσης για διαφορετικά t_s με τη χρήση *turn-off snubber*

Με τη χρήση του κυκλώματος προστασίας τα φαινόμενα ομαλοποιούνται σε μεγάλο βαθμό. Οι κυματομορφές της τάσης σχεδόν ταυτίζονται ενώ η διασπορά του ρεύματος είναι αρκετά μικρότερη σε σχέση με τη προσομοίωση χωρίς τον *turn-off snubber*.

Τέλος, έγινε μελέτη που εξετάζει το σχετικό σφάλμα του μεταβατικού ρεύματος έναυσης κατά τον παραλληλισμό για διαφορετικούς χρόνους καθυστέρησης έναυσης για διαφορετικές τιμές παράλληλων κλάδων. Στις προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν παλμοί έναυσης με διαφορετική καθυστέρηση και κάθε φορά μετρήθηκε το μέγιστο σφάλμα κατά το μεταβατικό της έναυσης, που είναι και το σημαντικότερο φαινόμενο.



Σχήμα 3.31 Σχετικό σφάλμα ρεύματος παράλληλων κλάδων ως προς τη καθυστέρηση έναυσης για ημιαγωγικό διακόπτη με τη χρήση IGCT

Παρατηρείται πως αυξάνοντας τον αριθμό των κλάδων αυξάνεται και το σχετικό σφάλμα. Αυτό το φαινόμενο οφείλεται στο γεγονός πως μεγαλύτερος αριθμός κλάδων μειώνει το ονομαστικό ρεύμα που άγει καθένας από αυτούς, οπότε με ενδεχόμενη γρήγορη έναυση ενός έναντι των υπολοίπων, ο ανομοιομορφος κλάδος άγει πολύ μεγαλύτερο ρεύμα σε σχέση με το ονομαστικό του. Επιπλέον και λόγω μεγάλου di/dt , αυξάνοντας τη καθυστέρηση, το σφάλμα αυξάνει με μεγαλύτερο ρυθμό και όχι γραμμικά.

Γενικότερα παρατηρείται πως η χρήση του κυκλώματος προστασίας κατά τη σβέση, προτείνεται γιατί ομαλοποιεί τα μεταβατικά φαινόμενα και προσδίδει στο σύστημα ομοιομορφη συμπεριφορά. Στη συνέχεια, όπου θα εξεταστεί η συμπεριφορά του συστήματος του διακόπτη με τη χρήση IGCT η σχεδίαση θα γίνει με τη χρήση ενός κυκλώματος προστασίας σβέσης.

3.6 Παραλληλισμός IGBT:

3.6.1 Γενικά για τον παραλληλισμό των IGBT's[22], [39], [40], [41], [42], [43], [44]:

Το IGBT έχει την ικανότητα παραλληλισμού, ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ημιαγωγός σε συστήματα μεγάλης ισχύος. Ωστόσο, όπως και στη περίπτωση των υπολοίπων ημιαγωγών, έτσι και στο IGBT χρειάζεται να υπάρχουν οι προϋποθέσεις για σωστό διαμοιρασμό ρεύματος. Οι αιτίες που προκαλούν μη ιδανικό διαμοιρασμό σε συστήματα με IGBT είναι:

1. Διαφορές θερμοκρασίας των παράλληλων ημιαγωγών.
2. Διαφορές επαγωγών, λόγω μη συμμετρικής σχεδίασης στο κύκλωμα ισχύος.
3. Διαφορές στο κύκλωμα οδήγησης.
4. Παράμετροι των ημιαγωγίων στοιχείων, λόγω ανοχών του κατασκευαστή.

5. Ταλαντώσεις ρεύματος λόγω του φαινομένου της «αρνητικής χωρητικότητας» πύλης.

Λόγω της φύσης του ημιαγωγού, το IGBT έχει ισχυρότερη εξάρτηση από τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος οδήγησης για το σωστό παραλληλισμό. Γι' αυτό και βασική προϋπόθεση είναι να είναι συμμετρικά τα κυκλώματα οδήγησης, ώστε οι παλμοί να φτάνουν στη πύλη των στοιχείων με την ίδια μορφή στον ίδιο χρόνο.

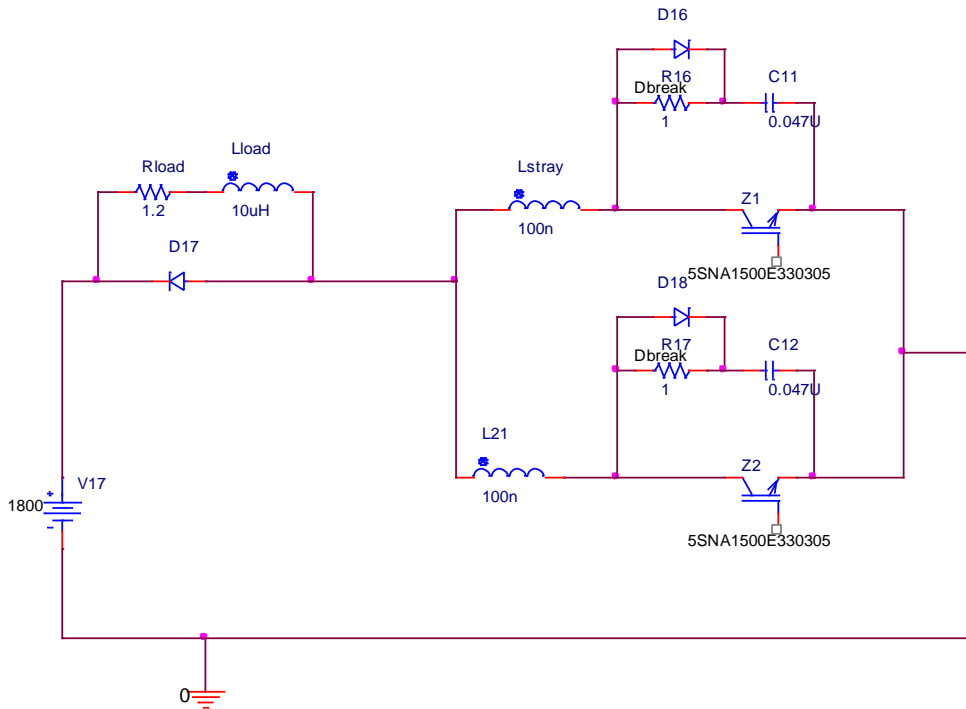
Στο παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται τα βασικά μεγέθη που επηρεάζουν τη συμμετρία του κυκλώματος κατά τη μόνιμη και μεταβατική κατάσταση.

Παράγοντας	Μόνιμη κατάσταση	Δυναμική κατάσταση
$V_{CE,sat} = f(I_c, V_{GE}, T_j)$	√	
$I_C = f(V_{GE}, T_j)$	√	
V_{GE}		√
$t_{don}, t_{doff}, t_r, t_f$		√
T_j	√	√
Επαγωγή βρόχου		√
Αντίσταση βρόχου	√	
Κύκλωμα οδήγησης		
Επαγωγή βρόχου		√
Επαγωγή εξόδου		√
Συμμετρική σχεδίαση		√

3.6.2 Μελέτη επίδρασης επαγωγών βρόχου στο κύκλωμα ισχύος:

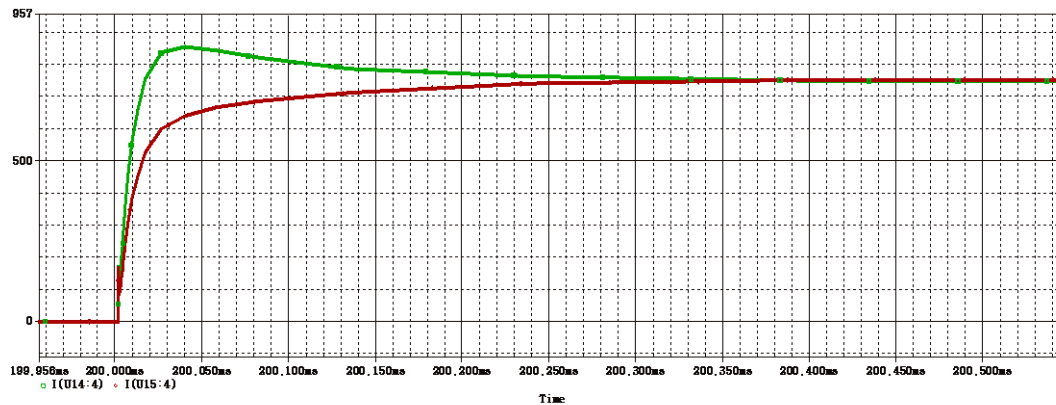
Για τη μελέτη των επαγωγών του κυκλώματος ισχύος θα θεωρηθούν όλα υπόλοιπα στοιχεία ιδανικά ταιριασμένα. Οι παρασιτικές επαγωγές στο κύκλωμα ισχύος δημιουργούνται στο αγώγιμο μονοπάτι από τις καλωδιώσεις, συνδέσεις μεταξύ των στοιχείων που διαρρέονται από το ρεύμα λειτουργίας, αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ των κλάδων, και εσωτερικές επαγωγές των ίδιων των ημιαγωγών. Για τις ανάγκες της μελέτης αυτής, θα θεωρηθεί πως οι διαφορές στις εσωτερικές επαγωγές των ημιαγωγικών στοιχείων δεν επηρεάζουν το ρυθμό ανόδου, λόγω της μικρής τους τιμής, και θα ληφθούν υπόψη στη μελέτη των παραμέτρων χαρακτηριστικών των ημιαγωγικών στοιχείων στη συνέχεια.

Το κύκλωμα στο οποίο θα εξεταστεί η συμπεριφορά των ημιαγωγών είναι το ακόλουθο, στο οποίο προστίθενται κλάδοι και αλλάζει η L_{stray} , η οποία απεικονίζει τις διάφορες παρασιτικές επαγωγές στο κλάδο.

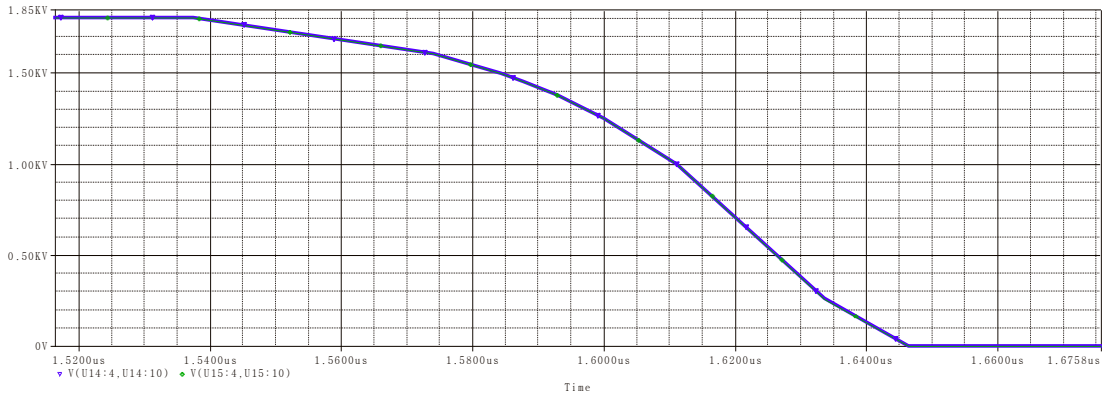


Σχήμα 3.32 Κύκλωμα δοκιμών για τη μελέτη του παραλληλισμού των IGBT's

Όλες οι μετρήσεις έγιναν χρησιμοποιώντας τις συνθήκες που ορίζει ο κατασκευαστής στα φύλλα δεδομένων, οπότε έχουμε τάση $V_{CE} = 1800V$, ωμικό-επαγωγικό φορτίο, $L_{stray} = 100nH$, και η θερμοκρασία λειτουργίας είναι $T_j = 125^\circ C$. Για τη σβέση του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε ένα RC snubber κύκλωμα με τυπικά χαρακτηριστικά. Η σχεδίαση του βέλτιστου κυκλώματος προστασίας θα γίνει σύμφωνα με τις προδιαγραφές του συστήματος που θα κατασκευαστεί. Αλλάζοντας τις L_{stray} σε έναν παράλληλο κλάδο και εκτελώντας τις προσομοιώσεις για διαφορά $\Delta L_{stray} = 50nH$ και $\Delta L_{stray} = 100nH$ εξάγονται τα εξής αποτελέσματα:



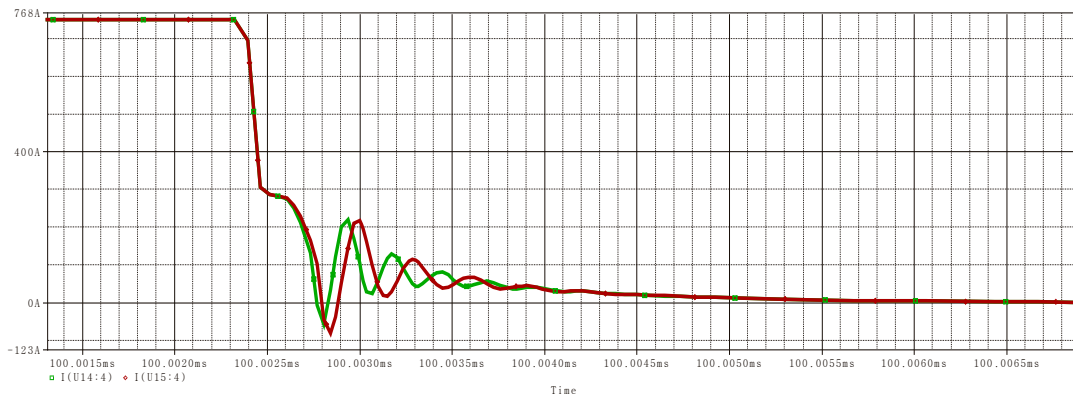
Σχήμα 3.33 Ρεύμα έναυσης για κλάδους με ανομοιόμορφη σχεδίαση $\Delta L_{stray} = 50nH$



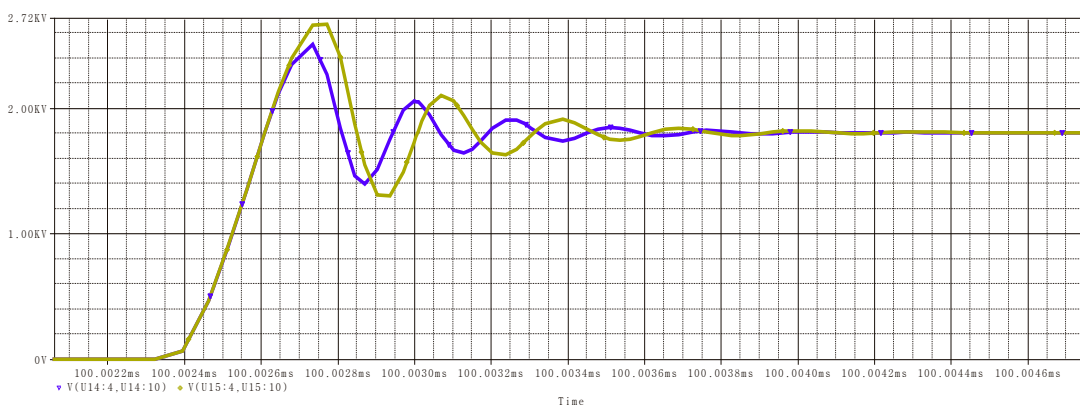
Σχήμα 3.34 Τάσεις έναυσης για κλάδους με ανομοιόμορφη σχεδίαση $\Delta L_{stray} = 50nH$

Κατά τη φάση της έναυσης το ρεύμα στον ένα κλάδο λόγω των αυξημένων επαγωγών παρουσιάζει καθυστέρηση, τη στιγμή που στον άλλο κλάδο εμφανίζεται μια μέγιστη τιμή και στη συνέχεια οδηγείται στη τιμή της μόνιμης κατάστασης. Η τάση δεν εμφανίζει διασπορά καθώς δεν επηρεάζεται από τη διαφορά των επαγωγών κλάδου.

Για το μεταβατικό της σβέσης η προσομοίωση δίνει τα ακόλουθα αποτελέσματα:



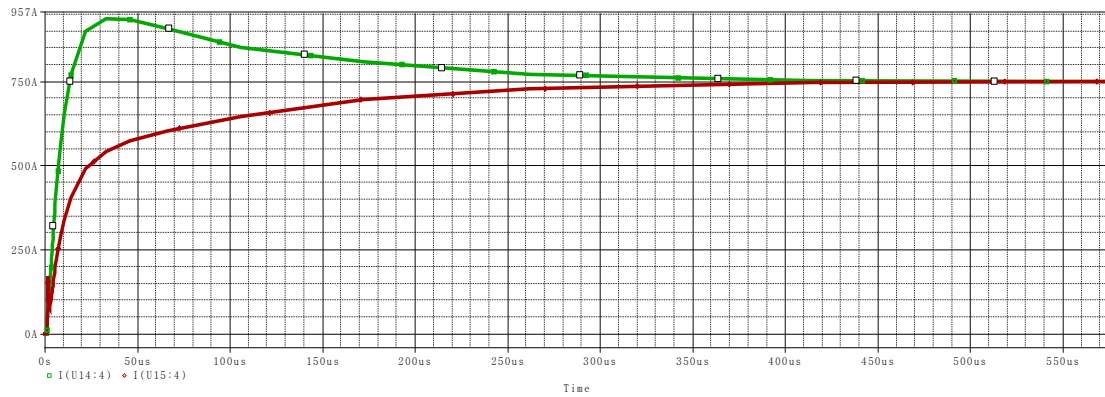
Σχήμα 3.35 Ρεύμα σβέσης για κλάδους με IGBT's με ανομοιόμορφη σχεδίαση $\Delta L_{stray} = 50nH$



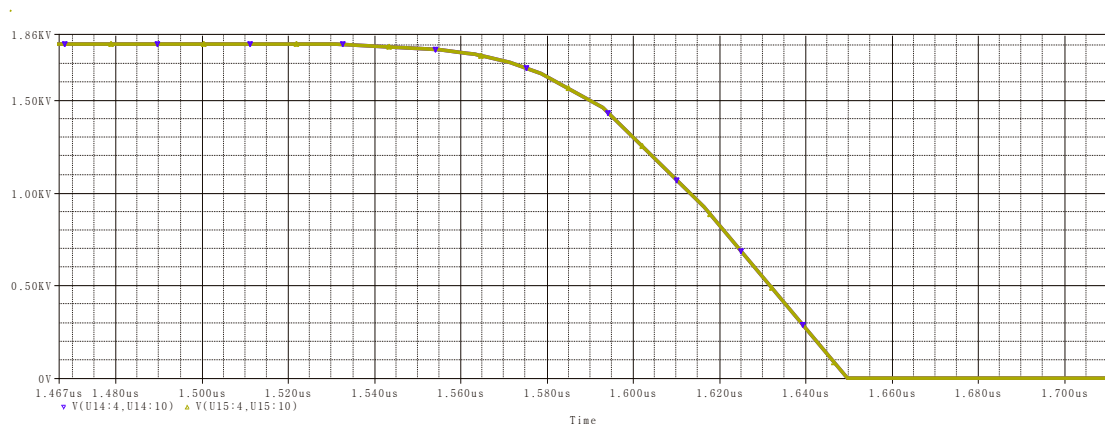
Σχήμα 3.36 Τάσεις σβέσης για κλάδους με IGBT's με ανομοιόμορφη σχεδίαση $\Delta L_{stray} = 50nH$

Στη σβέση παρουσιάζεται μια ταλάντωση της τάσης και του ρεύματος η οποία ανά κλάδο εισάγει μια καθυστέρηση φάσης που οφείλεται στη διαφορετική τιμή των επαγωγών. Για το ρεύμα το πλάτος της ταλάντωσης είναι ίδιο και στις δύο περιπτώσεις ενώ η τάση έχει μια διαφορά στο πλάτος καθώς εκφορτίζεται το πηνίο μεγαλύτερης επαγωγής και αυξάνει ελαφρώς τη τάση κατά τη σβέση. Ωστόσο και στους δυο κλάδους, το φαινόμενο αποσβαίνει στον ίδιο χρόνο.

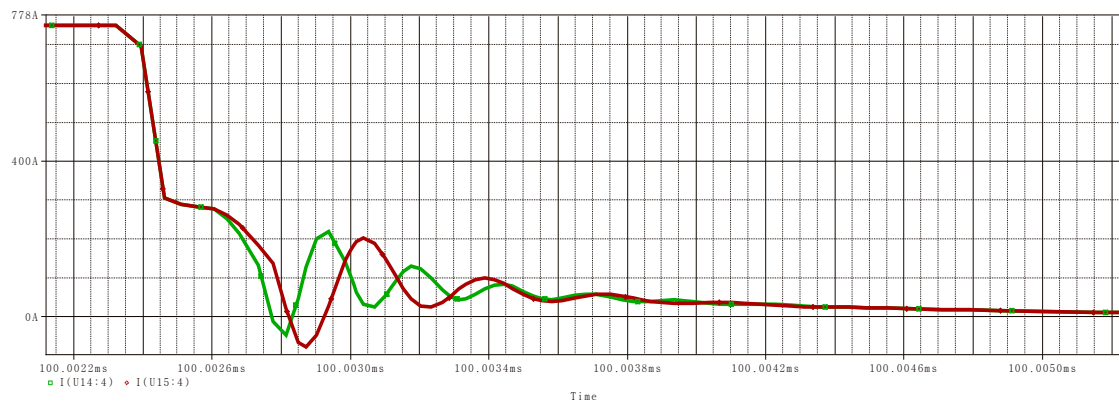
Αν το σφάλμα των επαγωγών είναι μεγαλύτερο ($\Delta L_{stray} = 100nH$) τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι τα ακόλουθα:



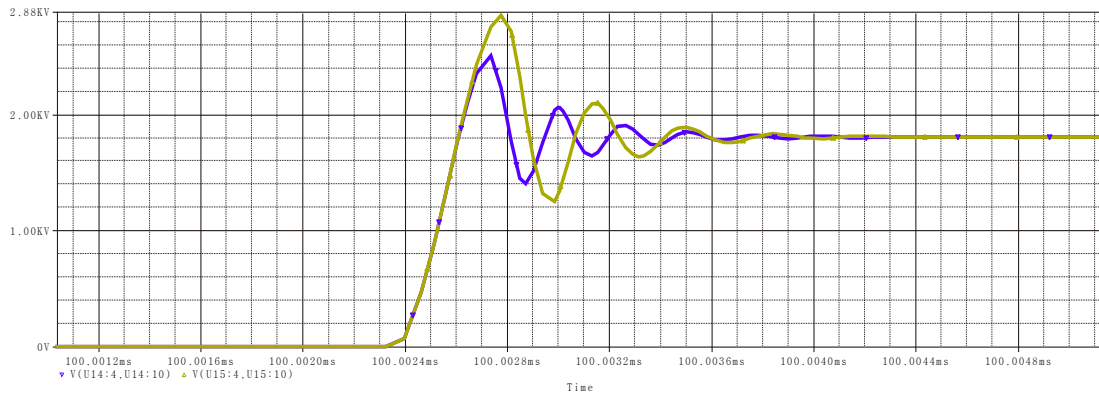
Σχήμα 3.37 Ρεύμα έναυσης για κλάδους με IGBT's με ανομοιόμορφη σχεδίαση $\Delta L_{stray} = 100nH$



Σχήμα 3.38 Τάσεις έναυσης για κλάδους με IGBT's με ανομοιόμορφη σχεδίαση $\Delta L_{stray} = 100nH$

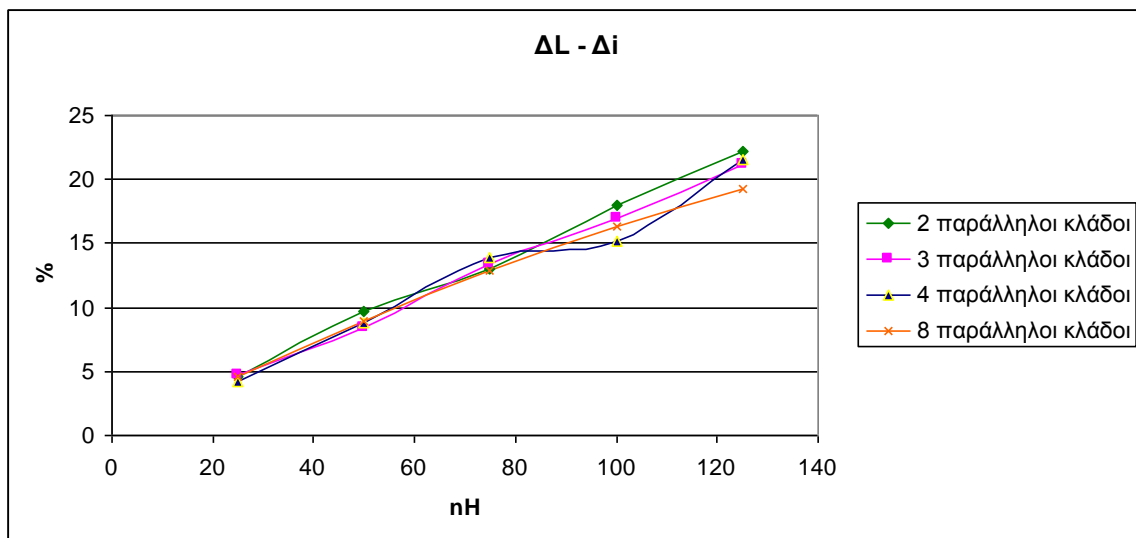


Σχήμα 3.39 Ρεύμα κατά τη σβέση για κλάδους με IGBT's με ανομοιόμορφη σχεδίαση $\Delta L_{stray} = 100nH$



Σχήμα 3.40 Τάσεις έναυσης για κλάδους με IGBT's με ανομοιόμορφη σχεδίαση $\Delta L_{stray} = 100nH$

Εδώ παρουσιάζεται η ίδια συμπεριφορά με την προηγούμενη προσομοίωση και στην έναυση και στη σβέση, μόνο που λόγω του μεγαλύτερης ασυμμετρίας που παρουσιάζουν οι παράλληλοι κλάδοι, εμφανίζεται και μεγαλύτερο σφάλμα στις τάσεις και στα ρεύματα των κλάδων. Οι διαφορές των επαγωγών προκαλούν σημαντικό σφάλμα στο διαμοιρασμό του ρεύματος κατά την έναυση, ενώ στη φάση της σβέσης παρατηρείται μόνο διαφορά κατά τη ταλάντωση του ρεύματος ουράς, λόγω σταθεράς χρόνου. Η τάση στην έναυση δεν επηρεάζεται από το φαινόμενο ενώ κατά τη σβέση εμφανίζει μια διαφορά φάσης ανά κλάδο κατά την ταλάντωση, έχει ωστόσο και διαφορετικό πλάτος. Ο κλάδος με τη μεγαλύτερη επαγωγή εμφανίζει υψηλότερη τάση η οποία φτάνει στη δεύτερη περίπτωση με $\Delta L_{stray} = 100nH$ ως και $\Delta V = 250Volts$ κατά το πρώτο *overshoot*. Τέλος έγινε μελέτη της επίδραση του σχετικού σφάλματος του ρεύματος για πολλαπλές τοπολογίες παράλληλων κλάδων οι οποίες έχουν διαφορετικά πιθανά σφάλματα ΔL_{stray} . Συνολικά τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα:



Σχήμα 3.41 Σχετικό σφάλμα ρεύματος παράλληλων κλάδων ως προς τις ανομοιομορφίες σχεδίασης για ημιαγωγικό διακόπτη με IGBT.

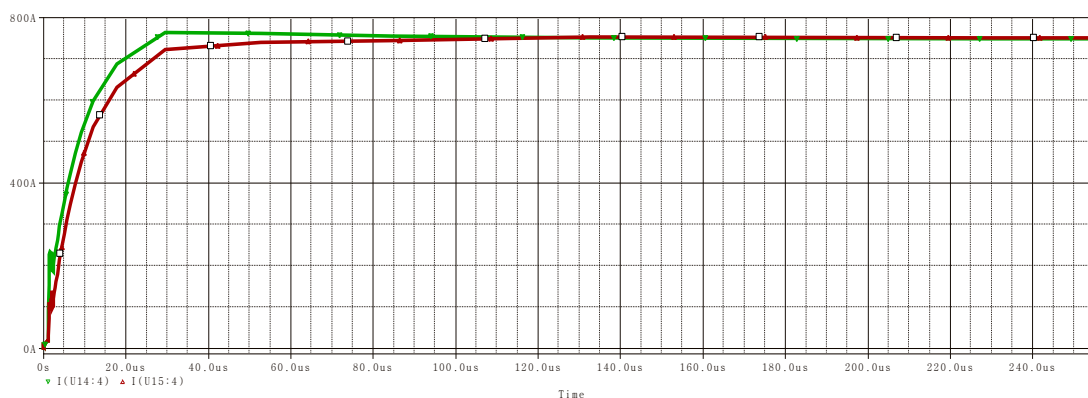
Οι προσομοιώσεις για διαφορετικές τιμές επαγωγών κλάδων δείχνουν πως το σφάλμα αυξάνεται με αύξηση της ανομοιομορφίας στη μεταβατική κατάσταση, γεγονός αναμενόμενο καθώς αλλάζει το $\frac{di}{dt}$ λόγω της διαφορετικής L_i . Επιπλέον παρατηρείται πως ο αριθμός των κλάδων δεν παίζει ρόλο στη περίπτωση του IGBT καθώς ο ημιαγωγός έχει ικανότητα

περιορισμού του ρυθμού ανόδου ως ένα επίπεδο και δεν επιτρέπει στο ρεύμα να ξεπεράσει μια ορισμένη τιμή.

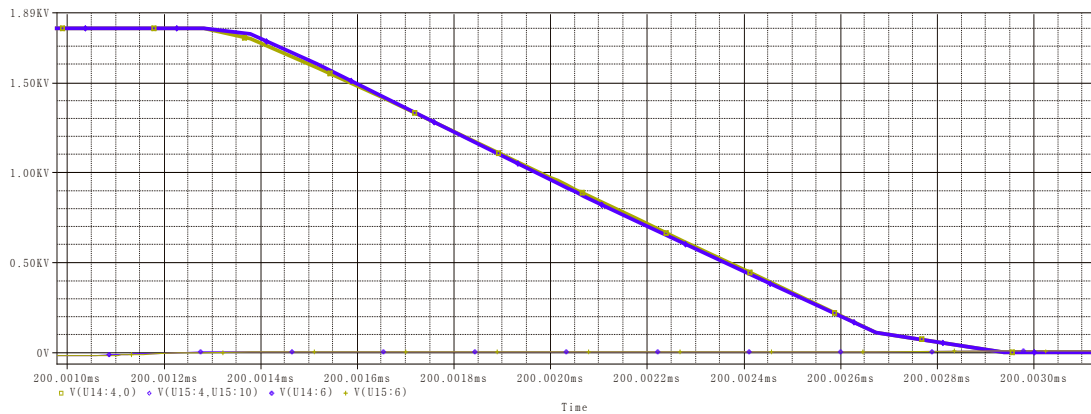
3.6.3 Μελέτη της διασποράς των ηλεκτρικών παραμέτρων κατά τον παραλληλισμό:

Κατά την έναυση των ημιαγωγών ο διαμοιρασμός ρεύματος εξαρτάται κυρίως από το σχεδιασμό του εξωτερικού κυκλώματος ισχύος. Το βασικό στοιχείο που παίζει ρόλο είναι η επαγωγή του εκπομπού, η οποία προκαλεί διαφορές στη τάση της πύλης του κάθε IGBT. Στη περίπτωση που υπάρχει κοινό κύκλωμα οδήγησης για όλα τα ημιαγωγίμα στοιχεία οι μεταβολές της επαγωγής εκπομπού προκαλούν διαφορετικές κυματομορφές τάσης στη πύλη του κάθε IGBT και η έναυση γίνεται με διαφορετική καθυστέρηση για κάθε ημιαγωγό, ανάλογα με τη σταθερά χρόνου που ορίζει η κάθε επαγωγή εκπομπού, με αποτέλεσμα να φορτίζονται περισσότερο κάποιοι ημιαγωγοί από άλλους. Αν το κάθε στοιχείο διαθέτει δικό του κύκλωμα οδήγησης, πρέπει να γίνει σωστή ρύθμιση των παλμών σύμφωνα με τις απαιτήσεις κάθε ημιαγωγού ώστε όλα τα στοιχεία να έχουν ακριβώς την ίδια συμπεριφορά κατά το διακοπτικό φαινόμενο.

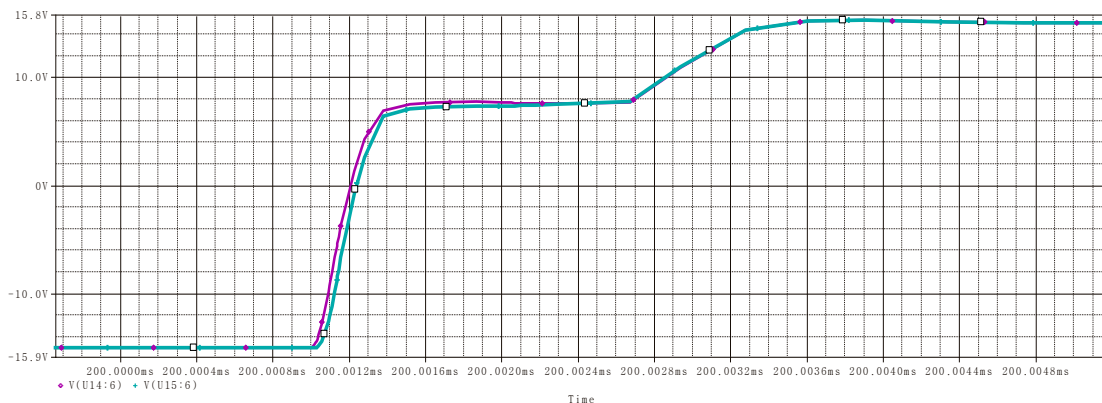
Οι παράμετροι που ενδιαφέρουν κατά το διακοπτικό μεταβατικό φαινόμενο είναι οι χρόνοι καθυστέρησης έναυσης και σβέσης των ημιαγωγών, καθώς ανοχές της παραμέτρου αυτής σε συνδυασμό με τις ατέλειες του κυκλώματος οδήγησης μπορούν να αυξήσουν πολύ την ανομοιομορφία κατά την έναυση. Στις παρακάτω προσομοιώσεις χρησιμοποιείται ένα μοντέλο ημιαγωγού παραλλαγμένο από το βασικό ώστε να έχει μια διακύμανση 10% στα χαρακτηριστικά έναυσης και σβέσης για τις ανάγκες των προσομοιώσεων. Αξίζει να σημειωθεί πως, λόγω των πολύ μικρών τιμών των χρόνων έναυσης και σβέσης των ημιαγωγών η διασπορά των παραμέτρων είναι πολύ μικρή. Για παράδειγμα μια διασπορά 10% στο χρόνο t_{don} αποτελεί διαφορά 59ns στο σύστημα ενώ διασπορά στο χρόνο t_{doff} είναι 175ns για το μοντέλο του IGBT που επιλέχθηκε. Η καθυστέρηση αυτή μπορεί να οφείλεται σε πολλούς διαφορετικούς παράγοντες όπως η καθυστέρηση του κυκλώματος οδήγησης, ή της πύλης του ίδιου του ημιαγωγού. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι τα ακόλουθα:



Σχήμα 3.42 Ρεύμα έναυσης για παράλληλα IGBT's με διασπορά παραμέτρων 10%



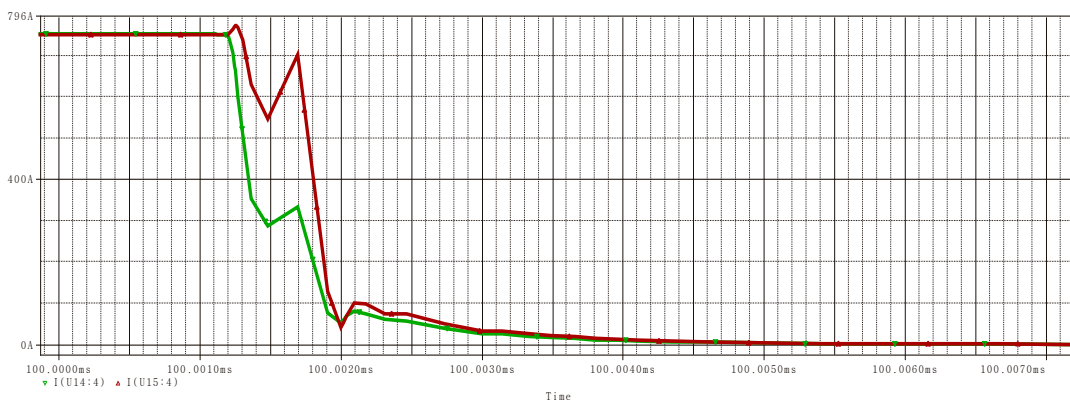
Σχήμα 3.43 Τάσεις ένανσης V_{ce} για παράλληλους ημιαγωγούς με διασπορά παραμέτρων 10%



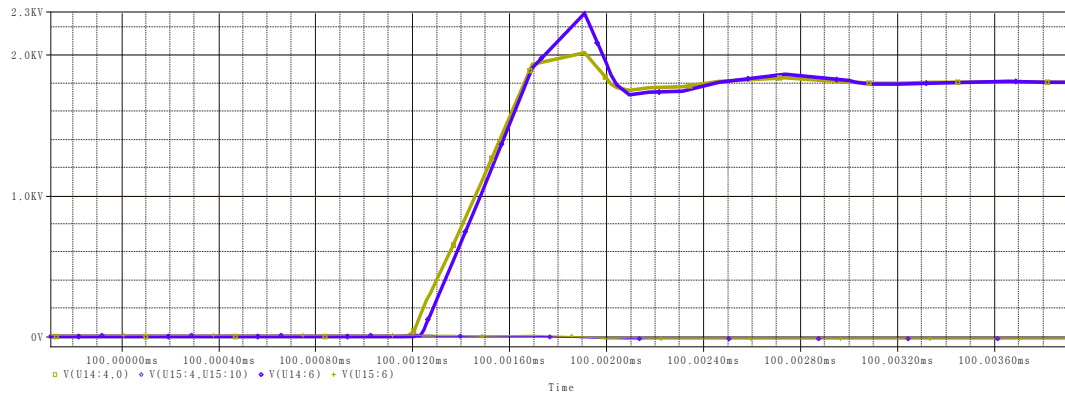
Σχήμα 3.44 Τάση V_{ge} ένανσης για παράλληλους ημιαγωγούς με διασπορά παραμέτρων 10%

Η σημαντικότερη παρατήρηση είναι στη κυματομορφή του ρεύματος. Σε αντίθεση με τους προηγούμενους ημιαγωγούς όπου είναι της τεχνολογίας του θυρίστορ, το IGBT έχει ικανότητα να ρυθμίζει το ρυθμό ανόδου του ρεύματος, οπότε σε περίπτωση που ένας ημιαγωγός άγει νωρίτερα από τους υπόλοιπους το ρεύμα που θα τον διαρρέει εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος οδήγησης και την ίδια τη λειτουργία του ημιαγωγού που περιορίζει το ρεύμα ένανσης. Έτσι μπορεί να εξαλειφθεί η ανομοιομορφία του ρεύματος και να εξαφανιστεί ο κίνδυνος θερμικής φυγής. Παρατηρείται επίσης πως η τάση της πύλης και του στοιχείου εμφανίζει πολύ μικρή διακύμανση.

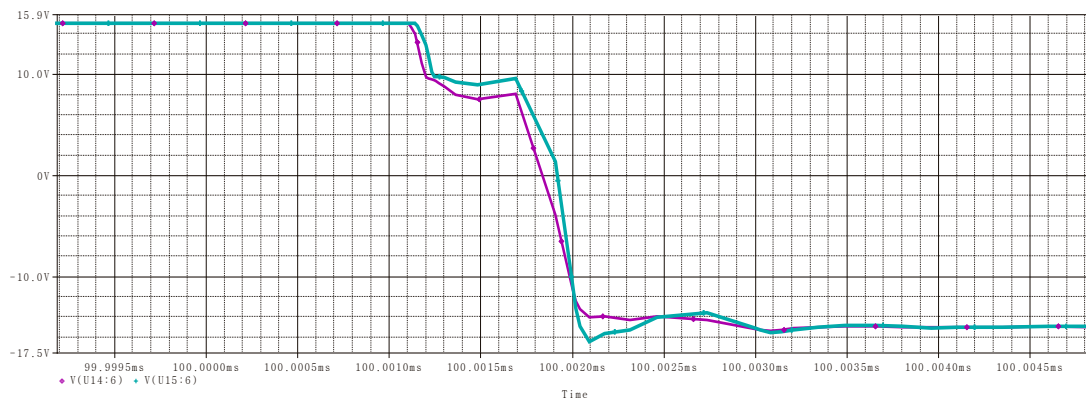
Κατά τη σβέση οι προσομοιώσεις έδωσαν τα εξής αποτελέσματα:



Σχήμα 3.45 Ρεύμα σβέσης I_C για παράλληλους ημιαγωγούς με διασπορά παραμέτρων 10%



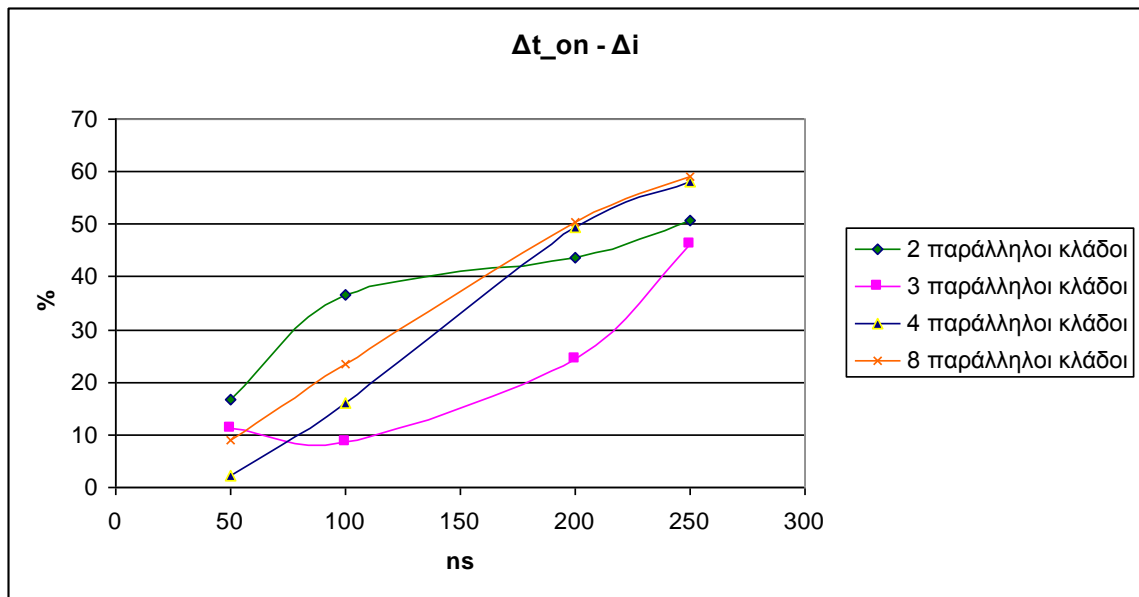
Σχήμα 3.46 Τάση σβέσης V_{CE} για παράλληλους ημιαγωγούς με διασπορά παραμέτρων 10%



Σχήμα 3.47 Τάση V_{be} σβέσης για παράλληλους ημιαγωγούς με διασπορά παραμέτρων 10%

Στα παραπάνω διαγράμματα παρατηρείται πως το ρεύμα παρουσιάζει σημαντική διασπορά κατά τη σβέση του ημιαγωγού καθώς μερική σβέση κάποιων κλάδων δεν αποκόπτει τη τάση από το φορτίο με αποτέλεσμα το σύστημα να συνεχίζει να τροφοδοτεί το φορτίο με το απαραίτητο ρεύμα. Η τάση παρουσιάζει ένα μεταβατικό σφάλμα που πλησιάζει τα 300V ενώ η τάση της πύλης δεν εμφανίζει μεγάλες διακυμάνσεις.

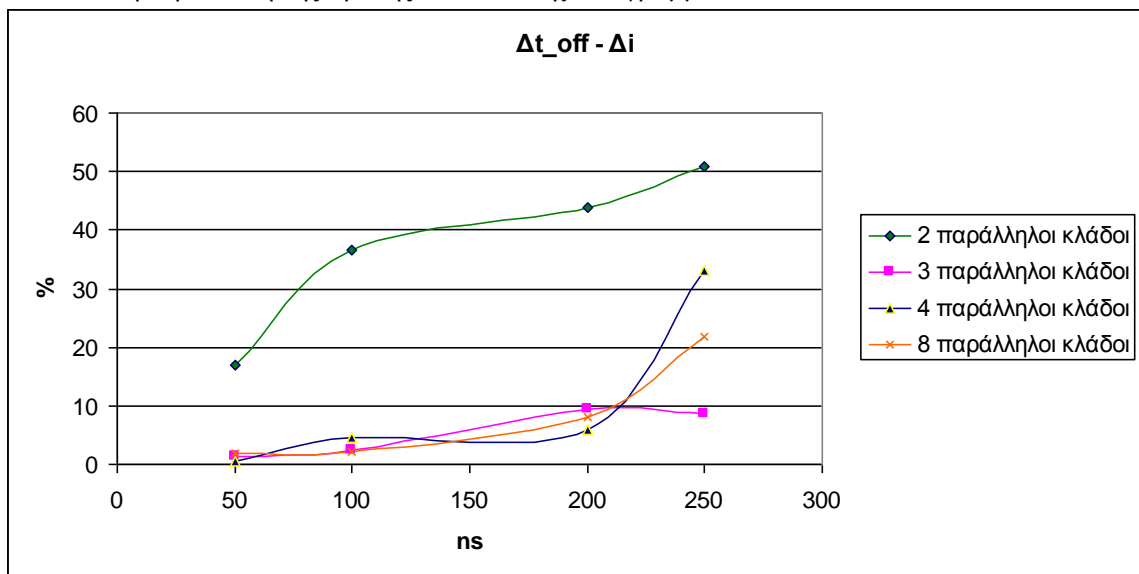
Τέλος, εξετάζεται και η επίδραση του χρόνου καθυστέρησης κατά την έναυση και τη σβέση. Κατά την έναυση το μέγιστο σφάλμα μεταβατικού ρεύματος απεικονίζεται στο παρακάτω διάγραμμα:



Σχήμα 3.48 Σχετικό σφάλμα ρεύματος συναρτήσει του χρόνου καθυστέρησης έναυσης για πολλαπλές τοπολογίες

Παρατηρείται πως στη περίπτωση μεγάλου αριθμού κλάδων το σχετικό σφάλμα ρεύματος κατά την έναυση ακολουθεί μια σχεδόν γραμμική προσέγγιση σε σχέση με το χρόνο καθυστέρησης, ενώ για μικρό αριθμό κλάδων εμφανίζει μη γραμμική συμπεριφορά. Ο παραλληλισμός τριών κλάδων δίνει τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα. Επίσης φαίνεται πως για μεγάλες τιμές καθυστέρησης τα σφάλματα σε όλες τις τοπολογίες συγκλίνουν.

Στη περίπτωση της σβέσης το αντίστοιχο διάγραμμα είναι το ακόλουθο:



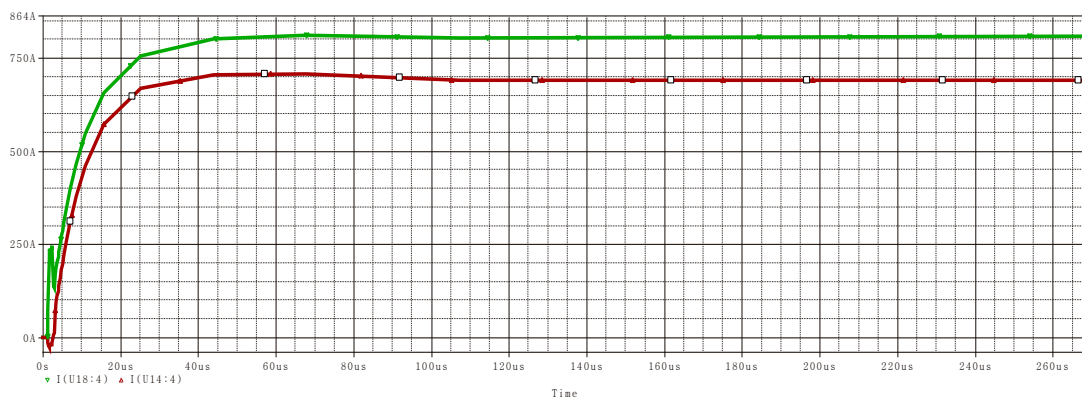
Σχήμα 3.49 Σχετικό σφάλμα ρεύματος συναρτήσει του χρόνου καθυστέρησης σβέσης για πολλαπλές τοπολογίες

Εδώ παρατηρείται πως για δύο παράλληλους κλάδους το σφάλμα κατά τη σβέση είναι το μέγιστο και διατηρείται σε υψηλά επίπεδα. Στις υπόλοιπες τοπολογίες το σφάλμα βρίσκεται σε παρόμοια επίπεδα. Το σφάλμα είναι μεγάλο στη περίπτωση του παραλληλισμού δύο κλάδων, καθώς αν ένας αγωγός αποσβάνει γρηγορότερα το ρεύμα φορτίου θα άγει από τον κλάδο που λειτουργεί. Στη περίπτωση δύο κλάδων όλο το επιπλέον ρεύμα θα οδηγηθεί στο δεύτερο κλάδο, ενώ τοπολογία πολλών κλάδων το ρεύμα διαμοιράζεται ελαττώνοντας τη φόρτιση κάθε ημιαγωγού.

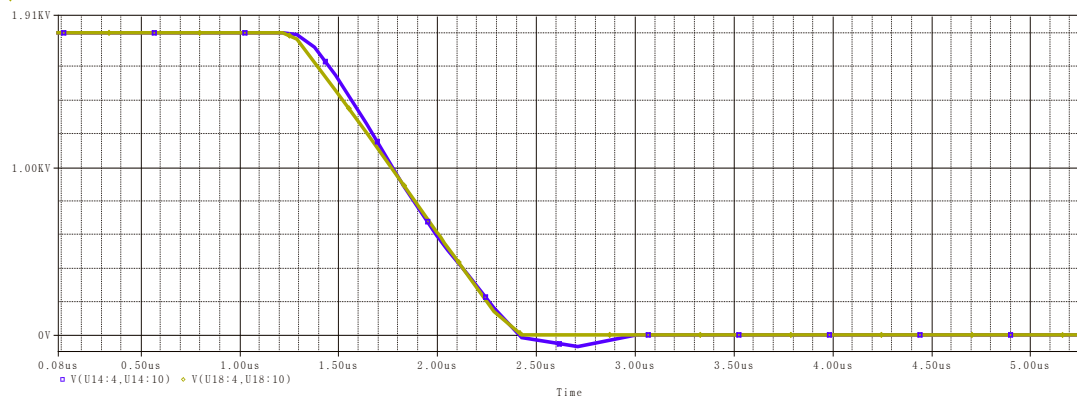
Πολλές τεχνικές έχουν προταθεί για την ελαχιστοποίηση των σφαλμάτων των χρόνων παραλληλισμού, όπως η σύνδεση σε κοινό κύκλωμα οδήγησης[44], η χρήση *active clamper* κυκλωμάτων στη πύλη[44] καθώς και με τη χρήση νεότερων μεθόδων που εκμεταλλεύονται τη θεωρία ελέγχου[39],[40],[41],[42],[43],[48],[49].

3.6.4 Μελέτη θερμικής συμπεριφοράς κατά τον παραλληλισμό[21],[44]:

Η επίδραση της θερμοκρασίας προκαλεί μεταβολές στα στατικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού, στην αντίσταση αγωγής και στη τάση κατωφλίου V_{T0} . Ως εκ τούτου και στη περίπτωση του IGBT η προσπάθεια διατήρησης κοινής θερμοκρασίας σε όλους τους παράλληλους κλάδους αποτελεί σημαντικό παράγοντα σχεδίασης. Στη συνέχεια αναπτύχθηκε ένα μοντέλο με διαφορετικά χαρακτηριστικά αγωγής ώστε να μπορεί να προσομοιώσει τη λειτουργία του μοντέλου σε διαφορετική θερμοκρασία. Το ένα μοντέλο λειτουργεί στους $125^{\circ}C$ (πράσινο) ενώ το δεύτερο μοντέλο στους $150^{\circ}C$ (κόκκινο). Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στη συνέχεια:



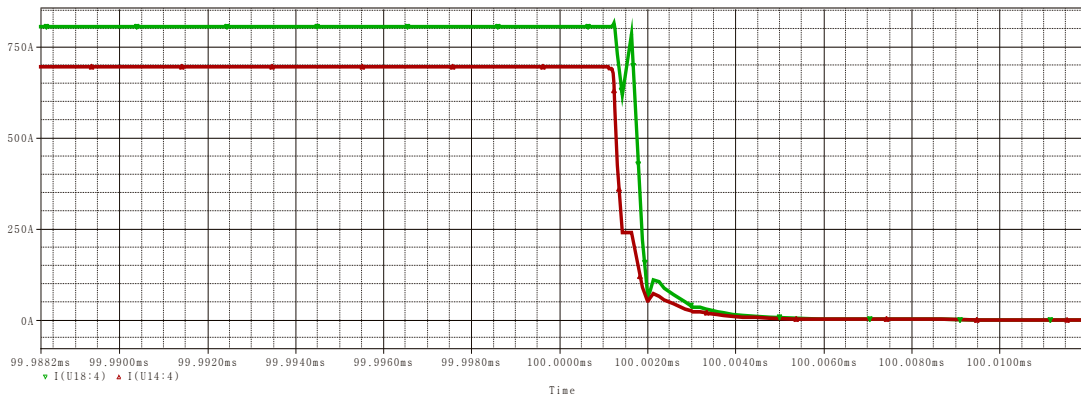
Σχήμα 3.50 Ρεύμα έναυσης και μόνιμης κατάστασης για διαφορετικές θερμοκρασίες λειτουργίας



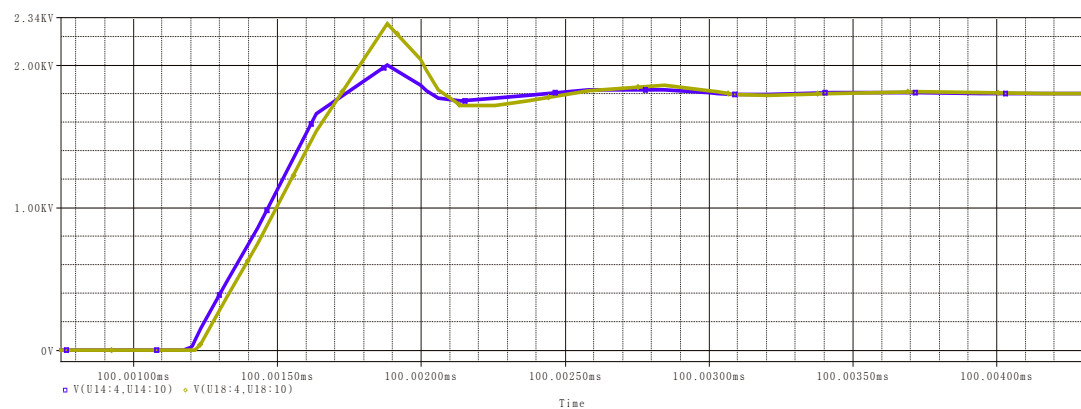
Σχήμα 3.51 Τάση έναυσης και μόνιμης κατάστασης για διαφορετικές θερμοκρασίες λειτουργίας

Στις κυματομορφές της έναυσης, παρατηρείται πως το ρεύμα παρουσιάζει ένα σημαντικό σφάλμα το οποίο φτάνει τα $\Delta i = 113A$ ή $\Delta i(\%) = 15,06\%$ επί του ονομαστικού ρεύματος. Ταυτόχρονα η τάση δεν παρουσιάζει διασπορά και ακολουθεί ομαλή πορεία και στους δύο παράλληλους κλάδους.

Για τη σβέση του συστήματος οι κυματομορφές είναι οι ακόλουθες:



Σχήμα 3.52 Ρεύμα σβέσης και μόνιμης κατάστασης αποκοπής για διαφορετικές θερμοκρασίες λειτουργίας



Σχήμα 3.53 Τάση σβέσης και μόνιμης κατάστασης αποκοπής για διαφορετικές θερμοκρασίες λειτουργίας

Το ρεύμα στο κλάδο με τη μικρότερη θερμοκρασία παρουσιάζει μεγαλύτερη κλίση $\frac{di}{dt}$ και $\frac{dv}{dt}$ καθώς, ενώ γίνεται ταυτόχρονη σβέση, η τιμή του ρεύματος στο ψυχρότερο κλάδο είναι μεγαλύτερη. Επιπλέον ο ρυθμός ανόδου του ρεύματος είναι μεγαλύτερος στη περίπτωση του κλάδου των $125^{\circ}C$ καθώς η μικρότερη αντίσταση επιτρέπει μεγαλύτερο ρυθμό ανόδου για τα μεγέθη. Στη σβέση η διασπορά της τάσης πλησιάζει στιγμιαία τα $230V$ ωστόσο δεν είναι πολύ μεγάλη διαφορά και οι τιμές βρίσκονται μέσα στη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας του ημιαγωγού.

Κεφάλαιο 4

Σε σειρά λειτουργία ημιαγωγών

4.1 Σχεδίαση ημιαγωγών σε σειρά:

Οι σημερινοί ημιαγωγοί έχουν ικανότητα απομόνωσης τάσης που φτάνει περίπου 6kV. Για συστήματα που απαιτείται διαχείριση μεγαλύτερης τάσης χρειάζεται να γίνει σύνδεση ημιαγωγών σε σειρά ώστε να υπάρχει κατανομή τάσης και η μέγιστη τάση απομόνωσης να φτάνει την επιθυμητή. Ωστόσο, η σχεδίαση ενός τέτοιου συστήματος απαιτεί προσεκτική μελέτη και τεχνικές ώστε να εξασφαλιστεί ομοιόμορφη φόρτιση κάθε ημιαγωγού για να αποτραπεί καταστροφή ή βραχυκυκλώματα. Στις εφαρμογές με IGBT χρησιμοποιείται έλεγχος του ρυθμού ανόδου της τάσης dv/dt ώστε να μπορεί να εξασφαλιστεί ομοιομορφία τάσης κατά τον παραλληλισμό. Στα GTO, IGCT λόγω της λειτουργίας του ημιαγωγού και του φαινομένου της μανδάλωσης δεν είναι εφικτός αυτός ο έλεγχος.

Στις εφαρμογές που χρειάζονται σε σειρά σύνδεση ημιαγωγών απαιτείται καλή σχεδίαση του κυκλώματος προστασίας (*turn-off snubber*) ώστε να υπάρχει καλή κατανομή της τάσης στον κλάδο και να περιορίζονται τα μεταβατικά διακοπτικά φαινόμενα. Μη σωστή κατανομή μπορεί να οδηγήσει σε μεγάλη φόρτιση ορισμένων ημιαγωγίμων στοιχείων μειώνοντας το χρόνο ζωής και την αξιοπιστία του συστήματος.

4.2 Σύνδεση GTO, IGCT σε σειρά[6],[11],[20]:

4.2.1 Μεταβατική συμπεριφορά:

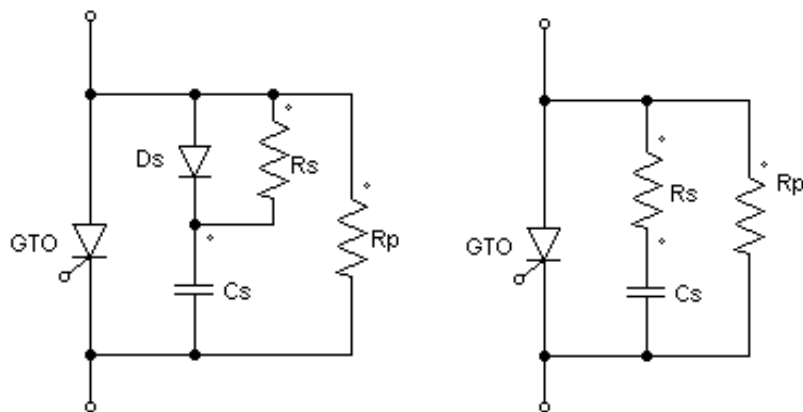
4.2.1.1 Γενικά χαρακτηριστικά μεταβατικών φαινομένων κατά τη σύνδεση:

Στη μεταβατική κατάσταση τα φαινόμενα που ενδιαφέρουν είναι οι μεταβατικοί χρόνοι έναυσης και αποκοπής. Τα μη ιδανικά χαρακτηριστικά που μπορεί να διαφέρουν και να προκαλέσουν ανομοιομορφίες κατά το μεταβατικό φαινόμενο είναι:

- Διασπορά των διακοπτικών χαρακτηριστικών των ημιαγωγών λόγω ατελειών του κατασκευαστή.
- Διαφορά διακοπτικών χαρακτηριστικών παλμών πύλης που οφείλονται σε διαφορές των κυκλωμάτων οδήγησης.
- Διαφορές θερμοκρασίας ημιαγωγίμων στοιχείων.

Για να μπορεί η τάση να εξομαλυνθεί στο μεταβατικό χρόνο, χρειάζεται να χρησιμοποιηθεί κύκλωμα (*turn-off snubber*) το οποίο θα εξομαλύνει το μεταβατικό φαινόμενο κατά τη σβέση. Έτσι χρησιμοποιείται ένας κλασικό δίκτυο *RCD turn-off snubber* ώστε να εξασφαλίσουμε πως ο ημιαγωγός δεν θα ξεφύγει από την περιοχή ασφαλούς λειτουργίας.

Δύο τυπικά κυκλώματα προστασίας σβέσης παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 4.1 Κυκλώματα προστασίας σβέσης (snubbers)

Η χρήση των κυκλωμάτων αυτών προσφέρει καλύτερη σταθερότητα μειώνοντας το ρυθμό ανόδου της τάσης dv/dt ωστόσο έχει και κάποια μειονεκτήματα.

- Χρειάζεται επιπλέον δίοδο για κάθε ημιαγωγό, η οποία είναι αρκετά ακριβή και έχει ειδική κατασκευή ώστε να μπορεί να χειριστεί τις τιμές di/dt και dv/dt .
- Αυξάνει τη σταθερά χρόνου με αποτέλεσμα το μεταβατικό φαινόμενο να διαρκεί περισσότερο.
- Η αιχμή τάσης μπορεί να είναι υψηλή λόγω χαμηλού συντελεστή απόσβεσης.

Για να εξαλειφθούν τα παραπάνω προβλήματα μπορεί να σχεδιαστεί το κύκλωμα με τη χρήση ενός απλού *RC snubber*. Για τη σχεδίαση του χρειάζεται να ληφθούν υπόψη τα εξής χαρακτηριστικά:

- Τάση λειτουργίας DC
- Συμπεριφορά ημιαγωγού κατά τη σβέση.
- Χρόνος καθυστέρησης παλμού έναυσης.
- Θερμοκρασία ημιαγωγού
- Μορφή ρεύματος φορτίου
- Ανοχές κυκλώματος.
- Απώλειες συστήματος, διότι το RC δίκτυο έχει περισσότερες απώλειες σε σχέση με το RCD.

Κατά τη σχεδίαση πρέπει να γίνει ένας συμβιβασμός μεταξύ των στοιχείων. Συγκεκριμένα ο πυκνωτής C_s πρέπει να είναι αρκετά μικρός ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες έναυσης, και ταυτόχρονα αρκετά μεγάλος ώστε να εξομαλυνθεί το μεταβατικό και να υπάρχει καλός διαμοιρασμός της τάσης κατά την διαδικασία σβέσης. Χρειάζεται λοιπόν, να επιτευχθεί η βέλτιστη σχεδίαση ανάλογα με τις ανάγκες του συστήματος, τη συμπεριφορά του ρεύματος και τη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας των ημιαγωγών. Ο ευκολότερος τρόπος για τον υπολογισμό των παραπάνω παραμέτρων είναι μέσω προσομοιώσεων.

4.2.1.2 Προσομοίωση GTO σε σειρά στη μεταβατική κατάσταση[6]:

Η σύνδεση σε σειρά των GTO είναι αρκετά δύσκολη σχεδιαστικά, λόγω των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών του ημιαγωγού. Είναι ένας ημιαγωγός ο οποίος έχει μεγάλο storage time t_s , τυπικά στο μοντέλο που χρησιμοποιείται είναι $25\mu s$, και μια διασπορά της παραμέτρου 10% μπορεί να προκαλέσει διαφορά έως και $5\mu s$ μεταξύ του γρηγορότερου και του βραδύτερου ημιαγωγού. Το αποτέλεσμα είναι άνιση κατανομή της

τάσης στα άκρα του. Στα GTO μεγάλης ισχύος ένας τύπος που υπολογίζει προσεγγιστικά τη διαφορά τάσης ανάμεσα στους διασυνδεδεμένους σε σειρά διακόπτες είναι

$$\Delta V = \frac{1}{C_s} \cdot I_{TGO} \cdot \Delta t_s$$

Όπου: C_s είναι η χωρητικότητα του *turn-off snubber*

I_{TGO} είναι το ρεύμα αγωγής του κλάδου

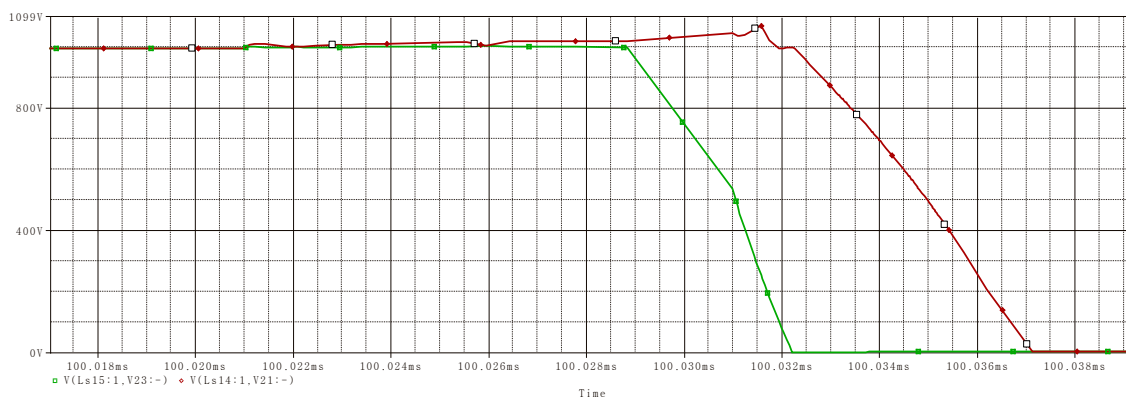
Δt_s είναι η διασπορά της παραμέτρου του *storage time*.

Στη σχεδίαση του διακόπτη απαιτείται ρεύμα λειτουργίας $I_{TCQ} = 1000A$ ενώ έχει σχεδιαστεί ένα κύκλωμα *snubber* με χωρητικότητα ίση με $C_s = 1,5\mu F$ για το αντίστοιχο ρεύμα. Με αυτά τα δεδομένα και το γεγονός πως για τη τιμή της παραμέτρου $t_s = 25\mu s$ η μέγιστη διασπορά μπορεί να φτάσει $\Delta t_s = 5\mu s$ γίνεται αντιληπτό πως η διαφορά της τάσης μπορεί να φτάσει έως $\Delta V = 3,3kV$ τιμή η οποία είναι απαγορευτική για την εφαρμογή διότι είναι σχεδόν μιάμιση φορά η μέγιστη τάση λειτουργίας $V_{dc} = 2000V$. Παρατηρείται λοιπόν πως στην σύνδεση των GTO μεγάλης ισχύος του συστήματος το σφάλμα τάσης ανάμεσα στα διασυνδεδεμένα ημιαγωγία στοιχεία μπορεί να ανέλθει σε πολύ μεγάλες τιμές και έτσι απαιτείται διαφορετική προσέγγιση ως προς τη σχεδίαση των διασυνδεδεμένων σε σειρά ημιαγωγών.

Μια πρώτη προσέγγιση είναι η επανασχεδίαση του συστήματος προστασίας, καθώς στην εφαρμογή δεν απασχολούν οι απώλειες του διακόπτη. Έτσι επιλέγεται ένας πυκνωτής προστασίας μεγαλύτερης τιμής από την χρησιμοποιούμενη $C_s = 6\mu F$, τιμή η οποία μειώνει τη μέγιστη διαφορά τάσης σε $\Delta V = 0,83kV$, τιμή η οποία εξακολουθεί να είναι αρκετά μεγάλη, ωστόσο δεν είναι ικανή να θέσει τους ημιαγωγούς σε κατάσταση εκτός της περιοχής ασφαλούς λειτουργίας. Αντίστοιχα η αντίσταση του *turn-off snubber* παίρνει τη τιμή:

$$R_s \leq \frac{0,2t_{on,min}}{C_s} = 3,33\Omega$$

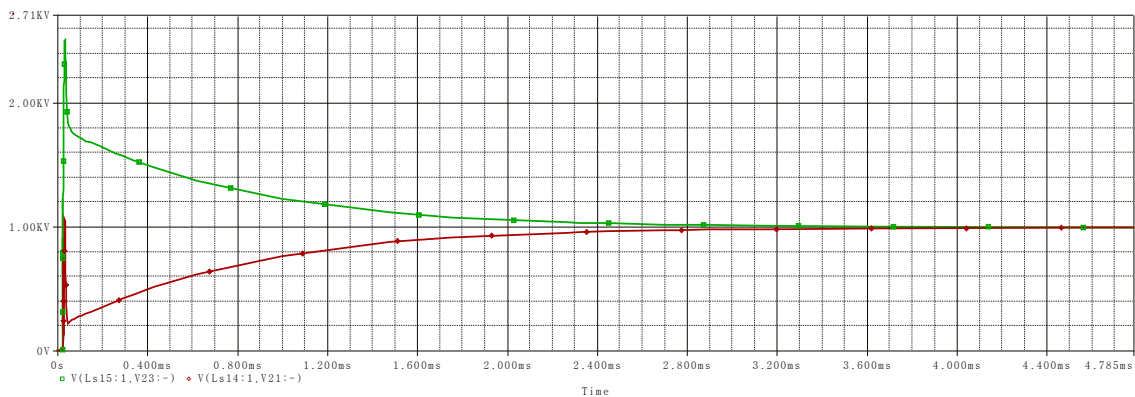
Η εφαρμογή των παραπάνω σε προσομοίωση στο *pspice*, εξάγει τα ακόλουθα αποτελέσματα:



Σχήμα 4.2 Τάση έναυσης για GTO με διαφορετικό t_d

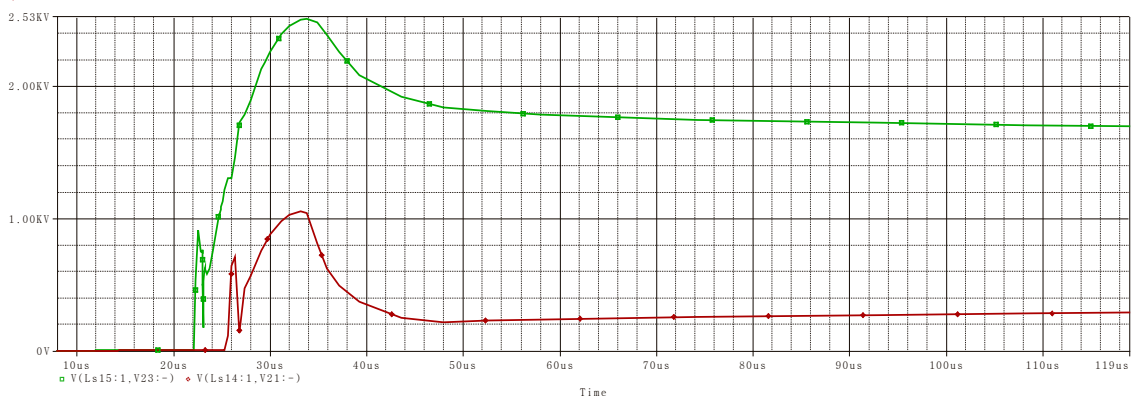
Κατά την έναυση οι τάσεις δεν διαφέρουν πολύ στη τιμή, ωστόσο φυσιολογικά παρατηρείται καθυστέρηση στη πτώση της τάσης στον βραδύτερο ημιαγωγό. Το πρόβλημα στη περίπτωση της έναυσης είναι μικρό διότι η διασπορά των παραμέτρων t_d και t_r είναι πολύ μικρή, λόγω της μικρότερης ονομαστικής τιμής που έχουν. Αυξάνοντας το ρεύμα και το

$\frac{di_G}{dt}$ της πύλης μειώνεται περαιτέρω ο χρόνος έναυσης και βελτιώνεται η συμπεριφορά του κλάδου. Κατά τη σβέση του ημιαγωγού έχουμε το ακόλουθο αποτέλεσμα για τη τάση:



Σχήμα 4.3 Τάση κατά τη σβέση για GTO με διαφορετικό t_s

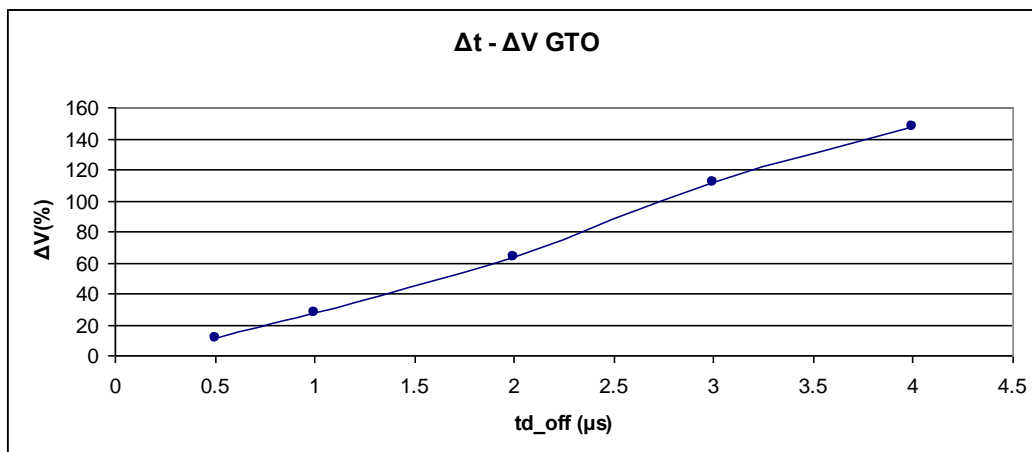
Παρατηρείται πως η τάση εξομαλύνεται σε $4,5ms$ χρόνο πολύ μεγάλο σε σχέση με το χρόνο σβέσης του ημιαγωγού. Αν εξεταστεί το μεταβατικό φαινόμενο παρατηρείται το εξής:



Σχήμα 4.4 Αιχμή τάσης σβέσης για GTO με διαφορετικά t_s

Η αιχμή της τάσης στον ημιαγωγό που είναι γρηγορότερος φτάνει ως τα $2,5kV$, ενώ η τάση στο βραδύτερο ημιαγωγό φτάνει μόλις $1kV$.

Τέλος, εξετάζεται και η επίδραση του κυκλώματος οδήγησης στη σύνδεση σε σειρά. Κατά τη σύνδεση αν καθυστερήσει ένας ημιαγωγός να σβέσει, λόγω καθυστέρησης του αντίστοιχου παλμού τότε η τάση δεν μοιράζεται ομοιόμορφα και ο αγωγός που μεταβαίνει σε σβέση φορτίζεται με μεγαλύτερη τάση στα άκρα του. Η επίδραση της καθυστέρησης σε δύο σε σειρά ημιαγωγούς υπολογίζεται στο παρακάτω διάγραμμα:



Σχήμα 4.5 Σχετικό σφάλμα μεταβατικής τιμής τάσης ως προς το χρόνο σβέσης για δύο ημιαγωγούς σε σειρά

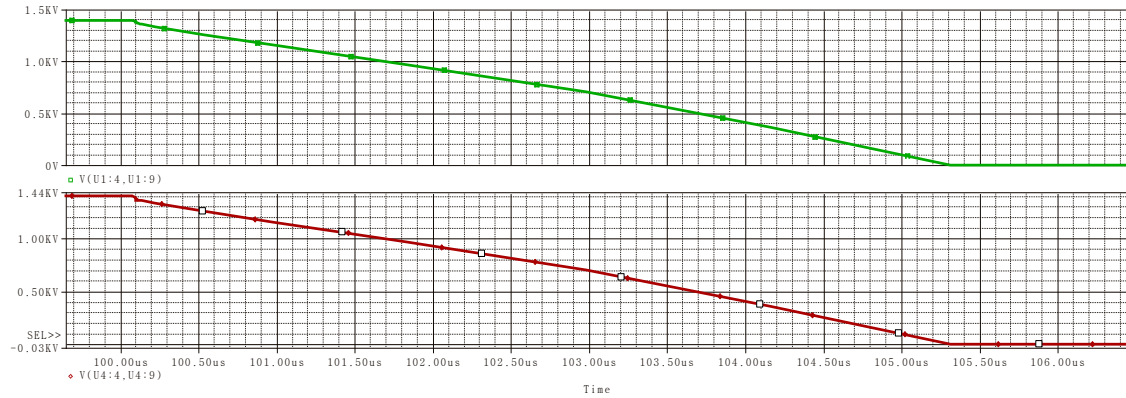
Παρατηρείται πως το σχετικό σφάλμα παρουσιάζει μια γραμμική σχέση ως προς τη διαφορά των χρόνων σβέσης, και η τιμή του είναι πολύ μεγάλη σε σχέση με την ονομαστική τάση αποκοπής του αντίστοιχου κλάδου. Η τάση αποκοπής δίνεται από το τύπο:

$$\Delta V = \frac{|V_{high} - V_{low}|}{V_{mon}} \cdot 100$$

Οι τεράστιες τιμές που υπολογίζονται για το σχετικό σφάλμα κατά το μεταβατικό της σβέσης καθιστούν τη σχεδίαση του κυκλώματος οδήγησης πολύ σημαντικό παράγοντα σε ημιαγωγούς που συνδέονται σε σειρά. Στην εφαρμογή του διακόπτη που θέλουμε να σχεδιάσουμε, παρατηρείται πως η αιχμή της τάσης, αν και δεν βγαίνει εκτός περιοχής ασφαλούς λειτουργίας, μπορεί να προκαλέσει σε βάθος χρόνου αστοχίες στους ημιαγωγούς που φορτίζονται περισσότερο. Για να λυθεί το πρόβλημα, μια εναλλακτική μέθοδος είναι η χρήση προσαρμοστικού ελέγχου της πύλης του GTO ώστε να επιτευχθεί ο κατάλληλος χρονισμός σε κάθε ημιαγωγίμο στοιχείο, και να υπάρχει ομοιόμορφη σβέση στη σειρά των ημιαγωγών. Ωστόσο αποτελεί ακριβή και πολύπλοκη τεχνολογία και δεν χρησιμοποιείται σήμερα ευρέως. Γι' αυτό και η λύση δόθηκε με την ανάπτυξη και παραγωγή του GCT.

4.2.1.3 Προσομοίωση GCT σε σειρά στη μεταβατική κατάσταση[11]:

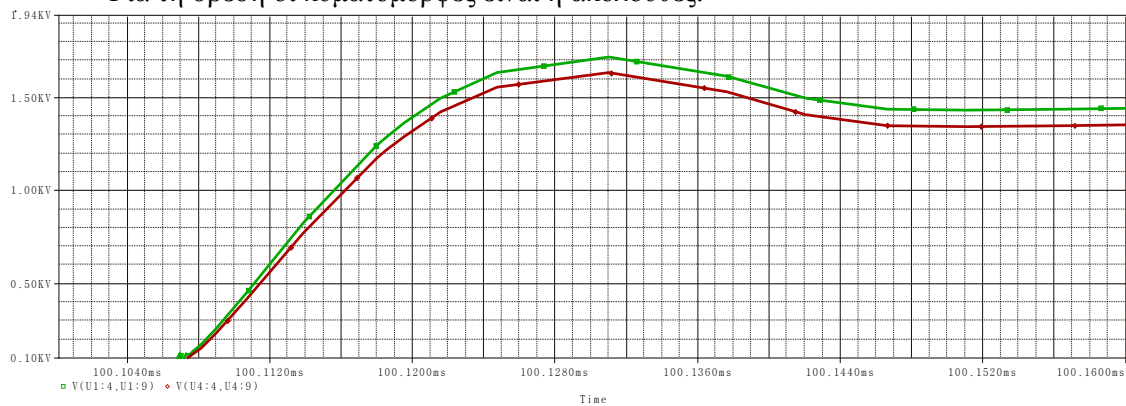
Το πλεονέκτημα της χρήσης των GCT, είναι οι μικρότεροι χρόνοι σβέσης, ώστε να είναι μικρότερες οι ανοχές των χρόνων και να υπάρχει καλύτερη μεταβατική συμπεριφορά στη φάση της σβέσης. Στα GCT ο *storage time* είναι αρκετά μικρότερος, περίπου $1\mu s$, οπότε και η διασπορά της τιμής της παραμέτρου είναι πολύ μικρότερη. Παραπάνω, αν παραλληλίσουμε GCT ο *storage time* στο μοντέλο που κατασκευάστηκε είναι t_s οπότε και η διασπορά θα είναι αντίστοιχα $\Delta t_s = 0.2\mu s$. Από το παραπάνω τύπο το μέγιστο σφάλμα τάσης θα είναι $\Delta V = 133V$, αρκετά μικρότερο από το GTO. Από τις για τη περίπτωση του IGCT οι προσομοιώσεις έχουμε τα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 4.6 Τάσεις έναυσης για GCT με διαφορετικό χρόνο έναυσης t_d

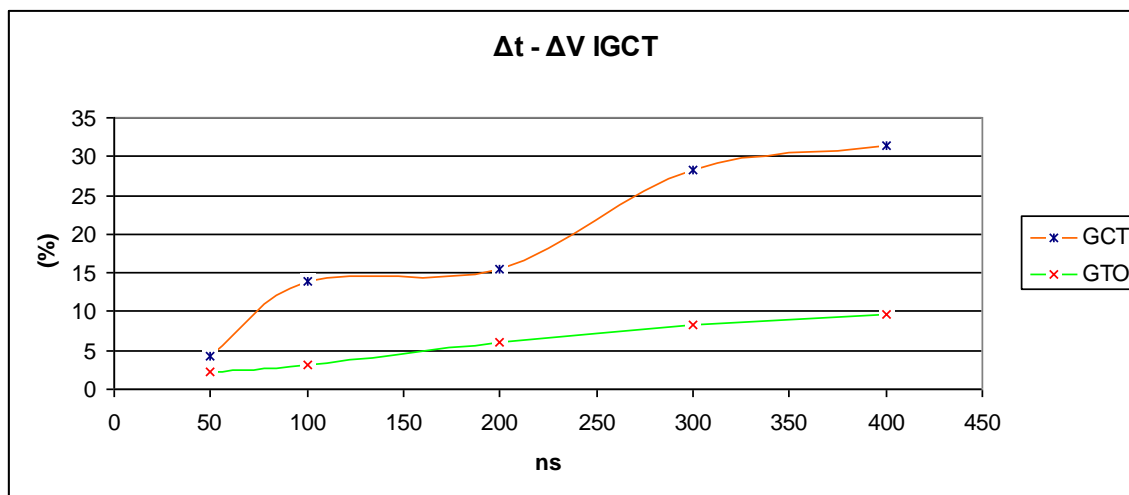
Στο μεταβατικό της έναυσης δεν παρατηρείται διαφορά στη κυματομορφή της τάσης. Και στα δύο ημιαγωγία στοιχεία στα οποία έγινε σύνδεση σε σειρά η τάση κατά την έναυση είναι ακριβώς η ίδια.

Για τη σβέση οι κυματομορφές είναι η ακόλουθες:



Σχήμα 4.7 Τάση σβέσης για GCT με διαφορετικό t_s

Εδώ παρατηρείται η ειδοποιός διαφορά από το GTO. Ο ημιαγωγός, λόγω του πολύ μικρού χρόνου καθυστέρησης σβέσης, έχει πολύ μικρή διασπορά με αποτέλεσμα η διαφορά στη τάση στο μεταβατικό να είναι περίπου $\Delta V \cong 100Volts$. Το GCT ωστόσο, λόγω του πολύ μικρότερου χρόνου σβέσης, απαιτεί αντίστοιχα πολύ καλύτερο συγχρονισμό των παλμών πύλης καθώς αν κάποιο στοιχείο καθυστερήσει να τεθεί σε κατάσταση σβέσης τα υπόλοιπα φορτίζονται με τη τάση αποκοπής σε πολύ μικρότερο χρόνο. Σε περίπτωση μεγάλου σφάλματος συγχρονισμού των κυκλωμάτων πύλης ($\geq 2\mu s$) υπάρχει το ενδεχόμενο να τεθεί πλήρως σε κατάσταση σβέσης ο ένας ημιαγωγός ενώ οι υπόλοιποι βρίσκονται σε κατάσταση πλήρους αγωγής. Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται το σχετικό σφάλμα της τάσης για διάφορες τιμές καθυστέρησης παλμού σβέσης:



Σχήμα 4.8 Σχετικό σφάλμα τάσης αποκοπής σε σχέση με τη διαφορά χρόνου σβέσης για GCT και GTO

Από τις τιμές των σφαλμάτων, παρατηρείται πως το μέγιστο σφάλμα για χρόνο καθυστέρησης $\Delta t_{delay} = 400ns$ δεν ξεπερνά το $\Delta V = 32\%$, ενώ αντίστοιχα για το GTO η τιμή αυτή δεν υπερβαίνει το $\Delta V = 10\%$. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως η σβέση είναι πολύ γρηγορότερη στη περίπτωση του GCT και μπορεί να εγκατασταθεί μεγαλύτερη τάση στα άκρα του ημιαγωγού πριν ξεκινήσει η διαδικασία σβέσης των υπολοίπων στοιχείων. Επιπλέον, η σχέση για το GCT δεν είναι γραμμική καθώς από $100ns$ έως τα $200ns$ και από τα $300ns$ ως τα $400ns$ το σχετικό σφάλμα δεν αλλάζει μεγάλη τιμή. Στο διάγραμμα φαίνεται και η προηγούμενη υπόθεση που έγινε, πως το GCT απαιτεί ακριβή σχεδίαση των κυκλωμάτων οδήγησης στη πύλη για να υπάρχει ομαλή κατανομή τάσης στη σβέση.

4.2.2 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας [20]:

4.2.2.1 Γενικά χαρακτηριστικά κατά τη σύνδεση στη μόνιμη κατάσταση:

Στη μόνιμη κατάσταση, για να ελαχιστοποιηθούν οι πιθανότητες αστοχίας των ημιαγωγικών στοιχείων, χρειάζεται να εξασφαλιστεί ομοιόμορφη τιμή της τάσης που απομονώνει ο κάθε διακόπτης. Χωρίς εξωτερικό κύκλωμα προστασίας είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί σωστός διαμοιρασμός λόγω διαφορών στο ρεύμα διαρροής ανά ημιαγωγό. Στη μόνιμη κατάσταση αποκοπής, το κύκλωμα προστασίας δεν παίζει ρόλο, καθώς αποσβάνει μόνο τις μεταβατικές αιχμές της τάσης. Γι' αυτό παράλληλα στο κάθε διακόπτη χρησιμοποιείται μια αντίσταση R_p , με σκοπό την καλή κατανομή της τάσης στα στοιχεία.

Η σχέση που υπολογίζει το ρεύμα διαρροής στον ημιαγωγό είναι σε μεγάλο βαθμό εξαρτώμενη από τη θερμοκρασία λειτουργίας και δίνεται από το τύπο:

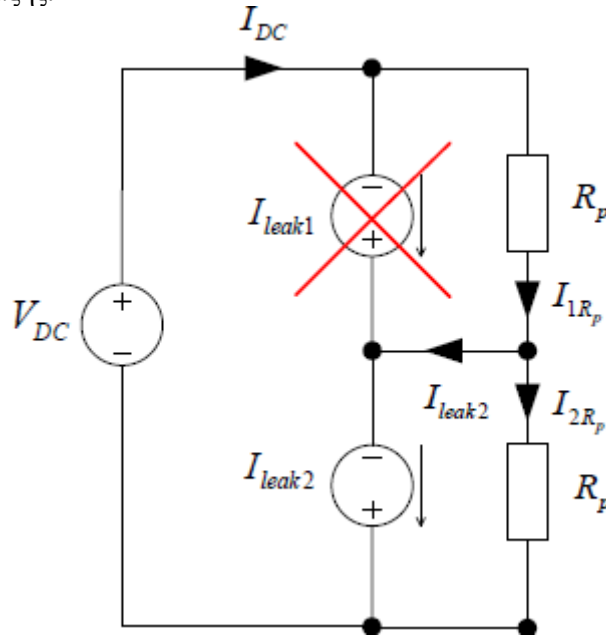
$$I_{leak} = I_{leak0} \cdot e^{\frac{\ln 2}{10K}(\theta_j - \theta_{j0})}$$

Όπου I_{leak0} είναι το ρεύμα διαρροής για τη θερμοκρασία αναφοράς θερμοκρασία θ_{j0} . Από αυτή τη σχέση φαίνεται και η εξάρτηση από τη θερμοκρασία και το γεγονός πως αύξηση της προκαλεί αντίστοιχα αύξηση στο ρεύμα διαρροής. Μια προσεγγιστική σχέση για τον υπολογισμό των τάσεων σε σχέση με το ρεύμα διαρροής είναι η ακόλουθη:

$$I_{leak} = I_{leak0} \cdot \sqrt{\frac{V_{GTo}}{V_{GTO0}}}$$

Όπου V_{GTO0} είναι η τάση για ρεύμα I_{leak0} .

Για να καθοριστεί η τιμή της αντίστασης R_p χρειάζεται να εξεταστεί το χειρότερο δυνατό σενάριο κατά τη σβέση. Σε αυτή τη περίπτωση θεωρείται μια ανοχή σε έναν σε σειρά ημιαγωγό στον οποίο η αντίσταση προστασίας είναι $R_p + \Delta R_p$, όπως δίδεται από το κατασκευαστή, και το ρεύμα διαρροής μηδενικό. Στο δεύτερο σε σειρά ημιαγωγό η αντίσταση προστασίας είναι $R_p - \Delta R_p$ και το ρεύμα διαρροής είναι το μέγιστο δυνατό όπως δίνεται στα φύλλα δεδομένων. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα ισοδύναμο κύκλωμα της παραπάνω διάταξης:



Σχήμα 4.9 Κύκλωμα υπολογισμού παράλληλων αντιστάσεων για τη διασύνδεση σε σειρά

Από το παραπάνω κύκλωμα υπολογίζεται τα εξής:

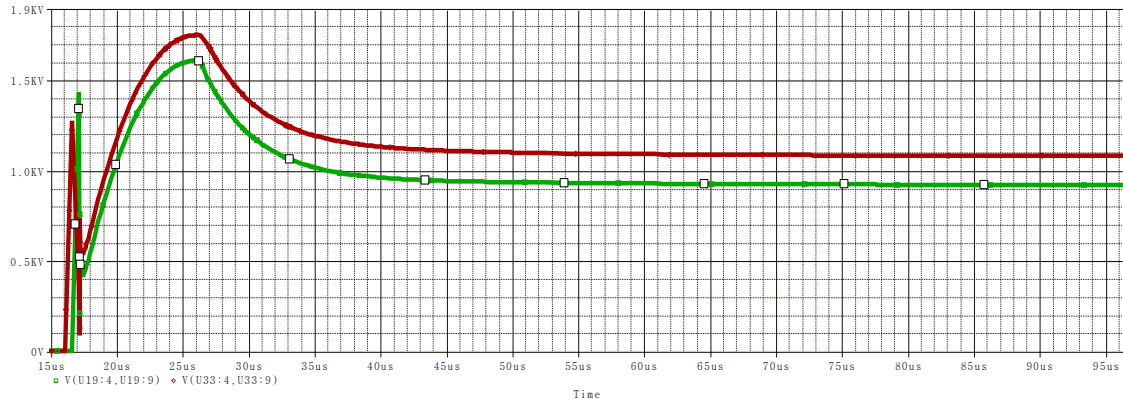
$$I_{1R_p} + I_{2R_p} + I_{leak2} = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{\frac{V_{DC}}{2} - \Delta V}{R_p - \Delta R_p} + I_{leak0} \cdot \sqrt{\frac{V_{DC} - \Delta V}{V_{GTO0}}} = \frac{V_{DC} + \Delta V}{R_p + \Delta R_p}$$

Από τη λύση της παραπάνω εξίσωσης μπορεί να υπολογιστεί η μέγιστη δυνατή τιμή ΔV που μπορεί να παρουσιαστεί στο σύστημα.

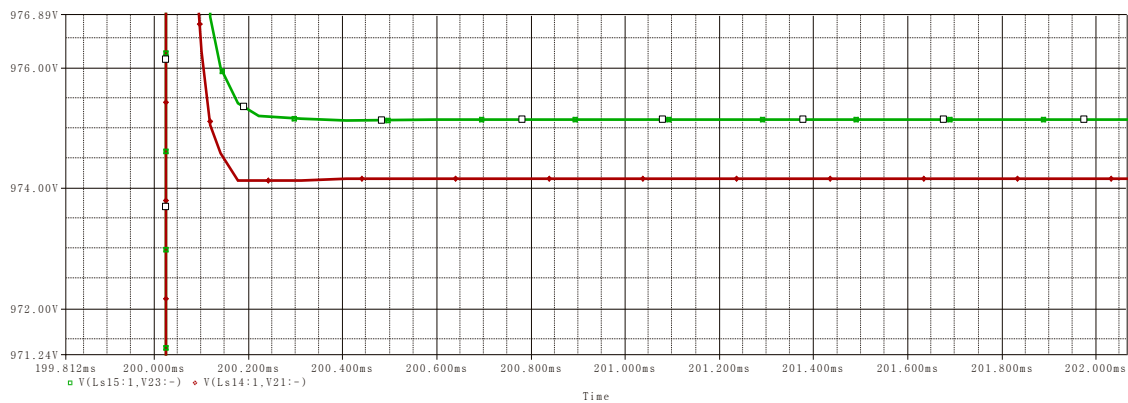
4.2.2.2 Προσομοίωση GTO σε σειρά στη μόνιμη κατάσταση εν σειρά:

Στη περίπτωση του GTO, οι διαφορές στη θερμοκρασία επηρεάζουν το ρεύμα διαρροής σε μεγαλύτερο βαθμό, Ταυτόχρονα το ρεύμα διαρροής στο GTO είναι μεγαλύτερο, στο μοντέλο που χρησιμοποιείται είναι 100ms. Έτσι αναμένεται η διαφορά της τάσης στη μόνιμη κατάσταση να είναι μεγαλύτερη στη περίπτωση του GTO σε σχέση με αυτή του IGCT. Τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα:



Σχήμα 4.10 Τάση μόνιμης κατάστασης αποκοπής για διαφορετική θερμοκρασία λειτουργίας GTO χωρίς τη χρήση παράλληλων αντιστάσεων R_p

Παρατηρείται πως χωρίς την αντίσταση R_p διαφορά της τάσης που δημιουργείται είναι της τάξης των 160V στη μόνιμη κατάσταση. Αν εφαρμοστούν οι αντιστάσεις $R_p = 2308 \Omega$ όπως υπολογίστηκαν παραπάνω για μέγιστη διαφορά τάσης τα 20V παράλληλα με τους ημιαγωγούς το σύστημα έχει την ακόλουθη συμπεριφορά:

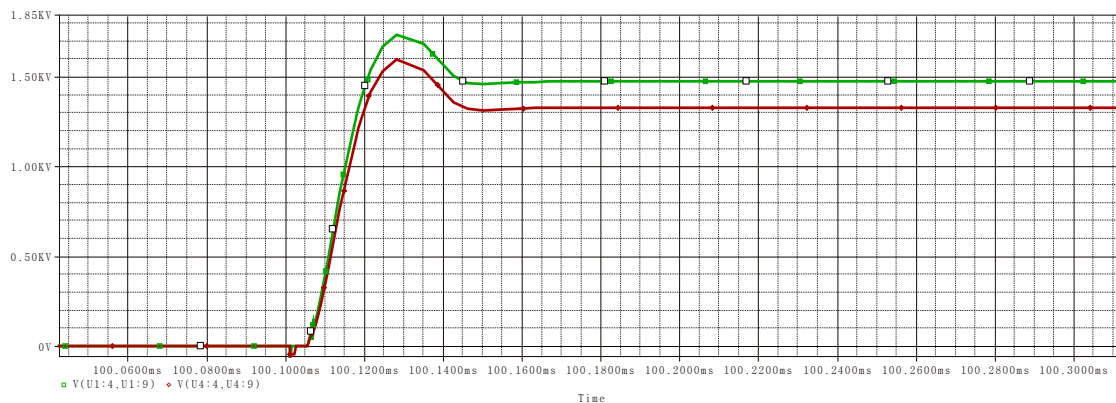


Σχήμα 4.11 Τάση μόνιμης κατάστασης αποκοπής για διαφορετική θερμοκρασία λειτουργίας GTO με τη χρήση παράλληλων αντιστάσεων R_p

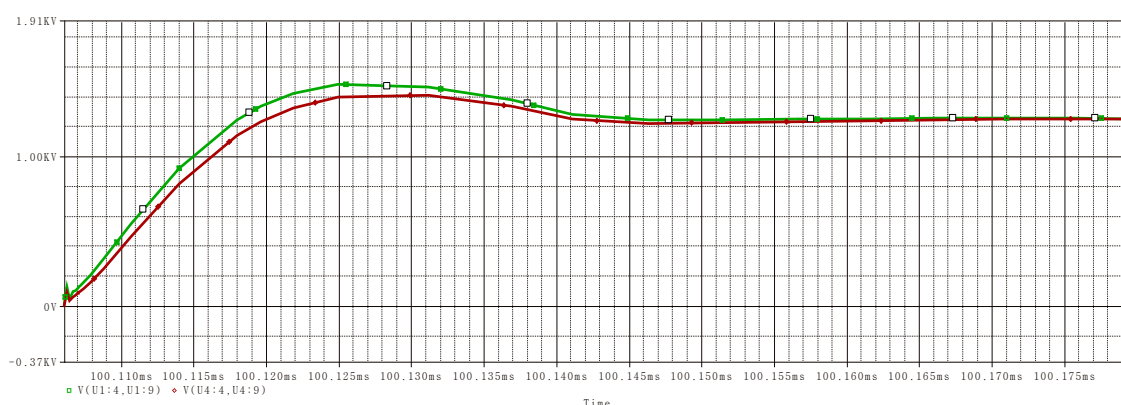
Εδώ φαίνεται πως η χρήση των παράλληλων αντιστάσεων αμβλύνει τη διαφορά των τάσεων και πλέον η διαφορά είναι $\Delta V = 1V$. Η χρήση παράλληλων αντιστάσεων ωστόσο αυξάνει ακόμα περισσότερο τη σταθερά χρόνου του συστήματος και εισάγει επιπλέον απώλειες.

4.2.2.3 Προσομοίωση GCT σε σειρά στη μόνιμη κατάσταση:

Στη περίπτωση του IGCT, καθότι το ρεύμα διαρροής έχει μικρότερες τιμές, η θερμοκρασία επηρεάζει τον ημιαγωγό λιγότερο, και η διαφορά τάσης είναι μικρότερη στη μόνιμη κατάσταση. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με τη χρήση δύο IGCT σε σειρά χωρίς τις αντιστάσεις R_p και με τις αντιστάσεις R_p παρουσιάζονται παρακάτω:



Σχήμα 4.12 Τάση μόνιμης κατάστασης αποκοπής για διαφορετική θερμοκρασία λειτουργίας GCT χωρίς τη χρήση παράλληλων αντιστάσεων R_p



Σχήμα 4.13 Τάση μόνιμης κατάστασης αποκοπής για διαφορετική θερμοκρασία λειτουργίας GCT με τη χρήση παράλληλων αντιστάσεων R_p

Στη πρώτη προσομοίωση, χωρίς τη χρήση των παράλληλων αντιστάσεων R_p , η τάση φαίνεται να έχει μια διαφορά τάσης στη μόνιμη κατάσταση $\Delta V \approx 150Volts$, ενώ με τη χρήση των αντιστάσεων R_p , το φαινόμενο εξαλείφεται πλήρως. Να σημειωθεί πως χρησιμοποιήθηκε σε αυτή τη περίπτωση αντίσταση $R_p = 2462\Omega$ τιμή η οποία υπολογίστηκε για τάση $\Delta V = 20Volts$ από την παραπάνω εξίσωση. Και στη περίπτωση του IGCT η χρήση παράλληλων αντιστάσεων εξομάλυνσης ενδείκνυται διότι ακόμα και μια διαφορά της τάξης των $\Delta V \approx 150Volts$ στη μόνιμη κατάσταση μπορεί να προκαλέσει μεγαλύτερη καταπόνηση του ημιαγωγού σε βάθος χρόνου.

4.3 Σύνδεση IGBT σε σειρά[21],[23]:

4.3.1 Εν σειρά σύνδεση των IGBT's, αρχές λειτουργίας:

Η σύνδεση των IGBT σε σειρά διαφέρει από εκείνη των ημιαγωγών τεχνολογίας θυρίστορ, κυρίως γιατί οι διακοπτικοί χρόνοι είναι μικρότεροι. Το πρόβλημα στη σύνδεση σε σειρά των IGBT βρίσκεται στο συγχρονισμό των κυκλωμάτων οδήγησης. Οι πολλοί μικροί διακοπτικοί χρόνοι σε συνδυασμό με την ικανότητα μεγάλου ρυθμού ανόδου της τάσης και του ρεύματος, μπορούν να προκαλέσουν σημαντικές αποκλίσεις στη κατανομή της τάσης.

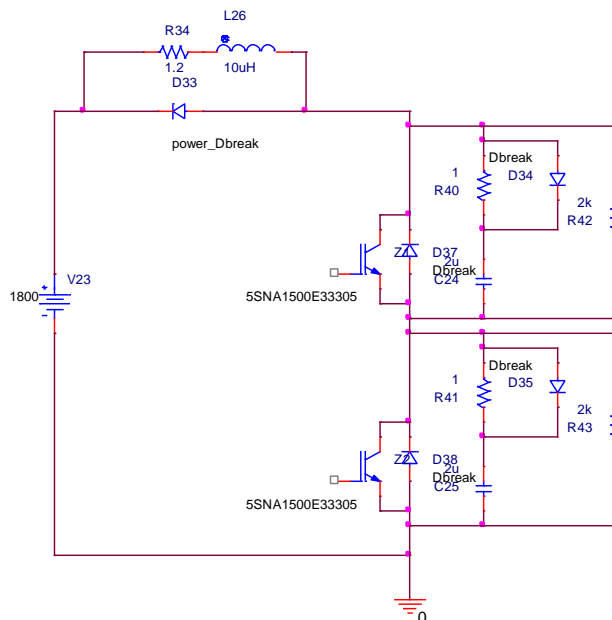
Υπάρχουν πολλές μέθοδοι για να περιοριστεί το φαινόμενο και να εξασφαλιστεί ο καλύτερος δυνατός παραλληλισμός. Πολλές μέθοδοι χρησιμοποιούν κυκλώματα χρονισμού των πυλών ώστε οι παλμοί των κυκλωμάτων οδήγησης να είναι ομοιόμορφοι και να υπάρχει σωστός διαμοιρασμός του ρεύματος[45],[47]. Άλλη μέθοδος είναι ο έλεγχος της τάσης του συλλέκτη και του ρυθμού ανόδου των $\frac{dv}{dt}$ και $\frac{di}{dt}$ [47]. Τέλος η απλούστερη μέθοδος

είναι η χρήση ενός *clamp* κυκλώματος φόρτισης/εκφόρτισης το οποίο ομαλοποιεί τη τάση στα άκρα του ημιαγωγού και λειτουργεί ως *turn-off snubber*[46].

4.3.2 Μεταβατική συμπεριφορά[45],[46],[47]:

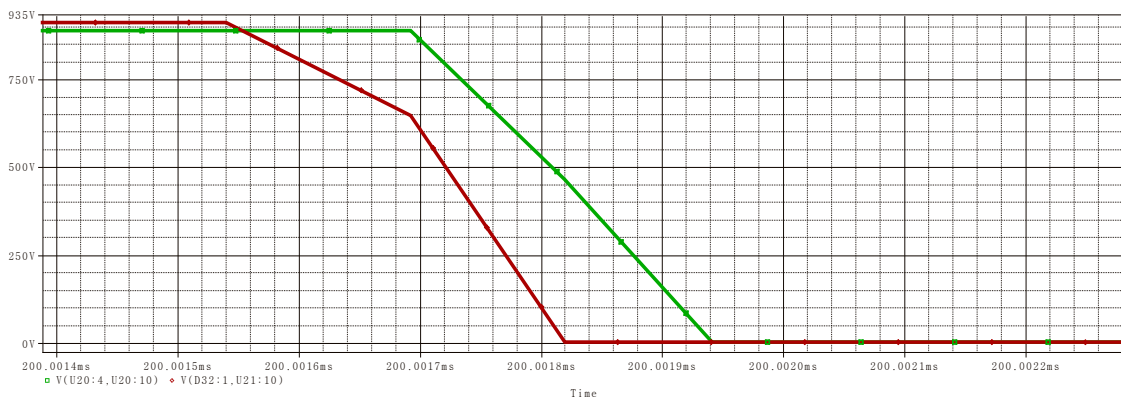
Στη μεταβατική κατάσταση χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα *RCD turn-off snubber* με παράλληλη μια παράλληλη αντίσταση R_p για το διαμοιρασμό της τάσης στη μόνιμη κατάσταση, όπως και στη περίπτωση του GTO. Ο σχεδιασμός των στοιχείων του κυκλώματος προστασίας γίνεται όπως στα[51],[52] θεωρώντας ρεύμα φορτίου $I_L = 1500A$ τάση ίση με $V_{cc} = 1800Volts$ και χρόνο καθυστέρησης έναυσης $200ns$.

Κατά τη σύνδεση σε σειρά ο διαμοιρασμός της τάσης αποτελεί το βασικό στοιχείο προς εξέταση. Άνιση κατανομή της τάσης ή μεγάλα σφάλματα καταστρέφουν τη λειτουργία των ημιαγωγών και προκαλούν ανομοιομορφίες στις μονώσεις καθώς και καταπονήσεις. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται το κύκλωμα με δύο IGBT's σε σειρά ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά τους.



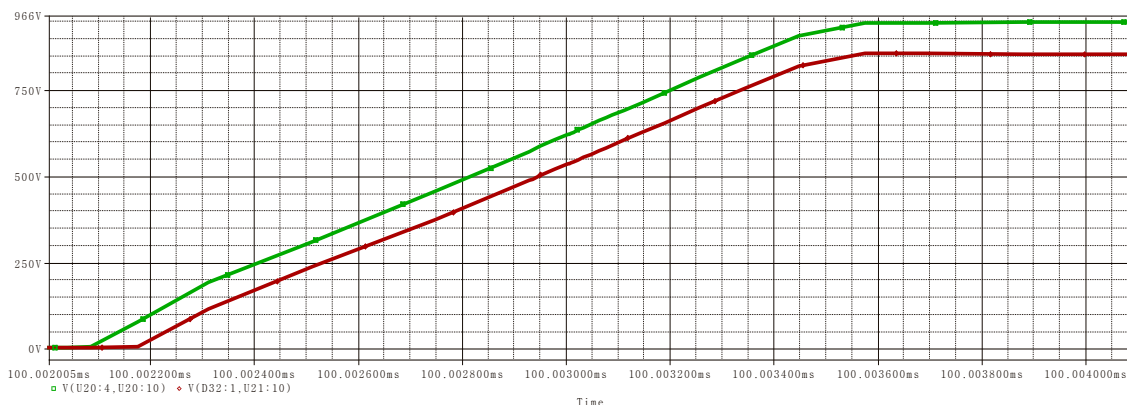
Σχήμα 4.14 Κύκλωμα δοκιμών για τη μελέτη της σύνδεσης σε σειρά IGBT

Τα αποτελέσματα είναι τα ακόλουθα:



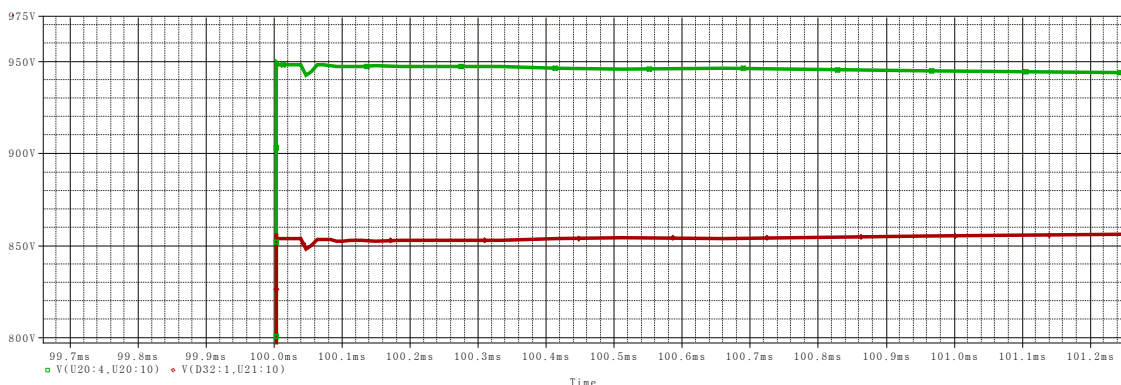
Σχήμα 4.15 Τάση έναυσης IGBT's για διαφορά έναυσης 200ns

Κατά την έναυση παρατηρείται μια καθυστέρηση στη πτώση της τάσης του πρώτου IGBT λόγω της καθυστέρησης έναυσης του αντίστοιχου ημιαγωγού. Παρατηρείται πως ενώ το δεύτερο IGBT έχει μηδενιστεί πλήρως η τάση στο πρώτο έχει ακόμα μια σημαντική τιμή η οποία διατηρείται για 1ms έως να ολοκληρωθεί η έναυση όλου του συστήματος. Το φαινόμενο της διαφοράς τάσης κατά την έναυση του ημιαγωγού ωστόσο δεν είναι πολύ σημαντικό, ως προς την εξέταση καθώς η τιμή του δεν παρουσιάζει αιχμές και δεν θέτει σε κίνδυνο την ασφαλή λειτουργία των στοιχείων. Κατά την σβέση η άνοδος της τάσης παρουσιάζεται ως εξής:



Σχήμα 4.16 Τάση σβέσης για IGBT's με διαφορετικούς χρόνους σβέσης

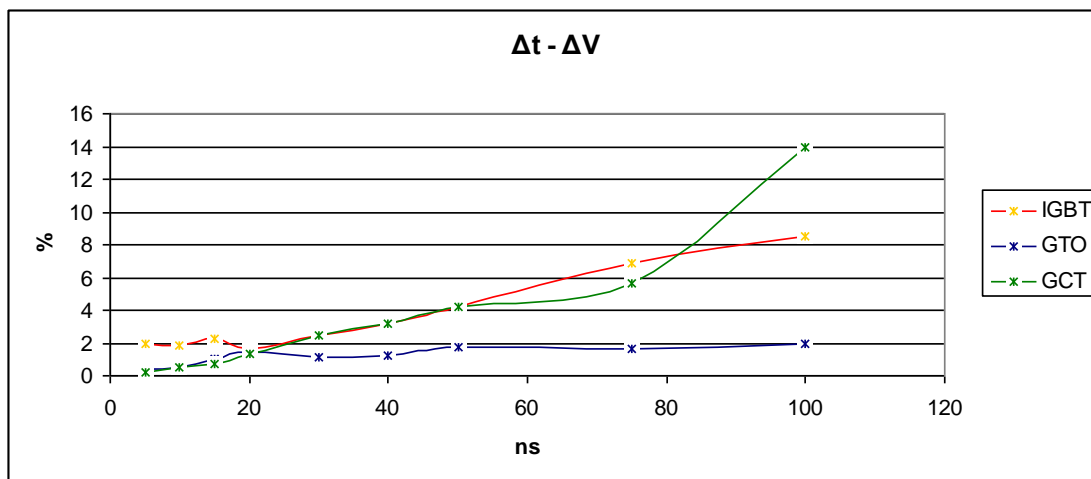
Στη σβέση, συμβαίνουν δύο σημαντικά γεγονότα. Παρατηρείται ο ρυθμός ανόδου της τάσης είναι κοινός και στα δύο ημιαγωγικά στοιχεία γεγονός που οφείλεται στην αρχή λειτουργίας του IGBT. Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο, ο ρυθμός των di/dt και dv/dt περιορίζεται στο IGBT και εξαρτάται από το κύκλωμα οδήγησης και τις συνθήκες λειτουργίας (θερμοκρασία). Όταν η τάση πλησιάσει τη κατάσταση μόνιμης λειτουργίας η μορφή της είναι:



Σχήμα 4.17 Αιχμή τάσης κατά τη σβέση σε IGBT με καθυστέρηση σβέσης 200ns

Η διαφορά αυτή που προσεγγίζει τα 100V είναι και η μέγιστη διασπορά που έχει η τάση στα, εν σειρά στοιχεία του συστήματος.

Επιπλέον, εξετάζεται και η συμπεριφορά του συστήματος των δύο σε σειρά στοιχείων για διαφορετικές τιμές καθυστέρησης σβέσης του κυκλώματος οδήγησης. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο ακόλουθο διάγραμμα:



Σχήμα 4.18 Σχετικό σφάλμα τάσης αποκοπής σε σχέση με τη διαφορά χρόνου σβέσης για GCT, GTO και IGBT

Στο παραπάνω διάγραμμα παρουσιάζονται τα σφάλματα της τάσης στη σύνδεση σε σειρά του IGBT σε σύγκριση με τα GTO και IGBT. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί στη περίπτωση του GTO τα σφάλματα είναι μικρότερα σε αυτές τις διαφορές χρόνων, γεγονός που οφείλεται στο μικρότερο ρυθμό σβέσης του GTO σε σχέση με τους άλλους ημιαγωγούς. Στη περίπτωση του GCT και του IGBT τα σφάλματα είναι παρόμοια, ωστόσο όσο αυξάνει η διαφορά του χρόνου στη περίπτωση του GCT το σφάλμα μεγαλώνει. Αυτό το φαινόμενο εξηγείται από το γεγονός πως το IGBT μπορεί να περιορίζει το ρυθμό ανόδου ενώ το GCT όχι. Γενικά παρατηρείται πως το IGBT έχει γραμμική συμπεριφορά ενώ στο GCT με την αύξηση του χρόνου αυξάνεται σε πολύ μεγάλο βαθμό το σφάλμα. Για το GTO οι διαφορές αυτές των κυκλωμάτων οδήγησης ($\leq 100ns$) δεν προκαλούν ιδιαίτερα φαινόμενα γιατί ο ημιαγωγός έχει βραδύτερη απόκριση και χρειάζεται περισσότερο χρόνο για να τεθεί σε κατάσταση αγωγής.

4.3.3 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας [21],[42],[45]:

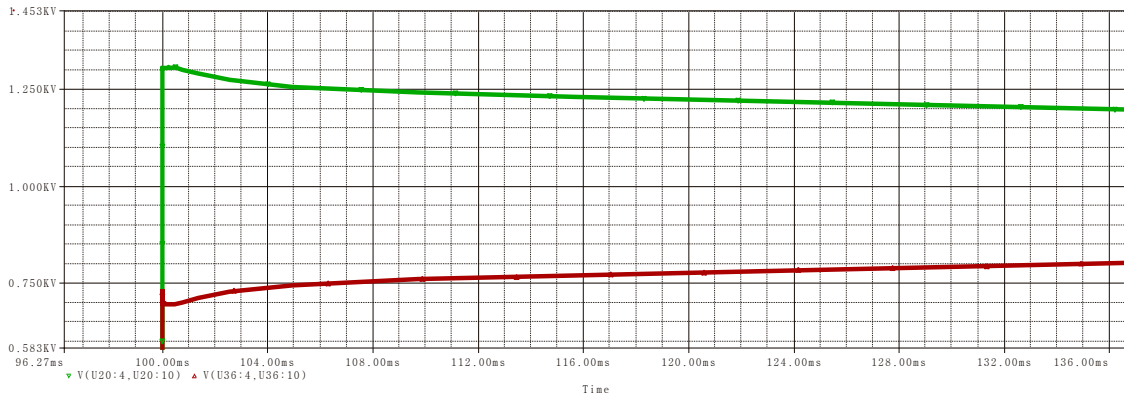
Στη μόνιμη κατάσταση, για να μπορεί το IGBT να διαμοιράσει τη τάση σωστά, πρέπει το ρεύμα διαρροής να έχει την ίδια τιμή σε όλα τα στοιχεία. Για να μπορεί να επιτευχθεί σωστός διαμοιρασμός του ρεύματος απαιτούνται παράλληλα με τα IGBT's αντιστάσεις οι οποίες αναλαμβάνουν να διαμοιράσουν τη τάση ομοιόμορφα σε όλα τα στοιχεία. Ο υπολογισμός των αντιστάσεων αυτών γίνεται βάσει της παραπάνω παραγράφου, για τη περίπτωση του GTO και GCT με χαρακτηριστικά:

- $V_{dc} = 2000Volts$
- Ανοχές R_p 10%
- Μέγιστη διαφορά τάσης $\Delta V = 10Volts$ στη μόνιμη κατάσταση.
- 2 σε σειρά ημιαγωγοί

Βάσει των παραπάνω, και με τη χρήση της σχέσης στο 4.2.2, η αντίσταση $R_p = 5162,64\Omega$.

4.3.3.1 Προσομοιώσεις χωρίς παράλληλες αντιστάσεις:

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η συμπεριφορά του IGBT σε σειρά σύνδεση δύο στοιχείων για διαφορετική θερμοκρασία λειτουργίας. Από τα φύλλα δεδομένων αναπτύχθηκε ένα μοντέλο στους $25^\circ C$ ώστε να συγκριθεί η συμπεριφορά του με εκείνο των $125^\circ C$. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται παρακάτω:

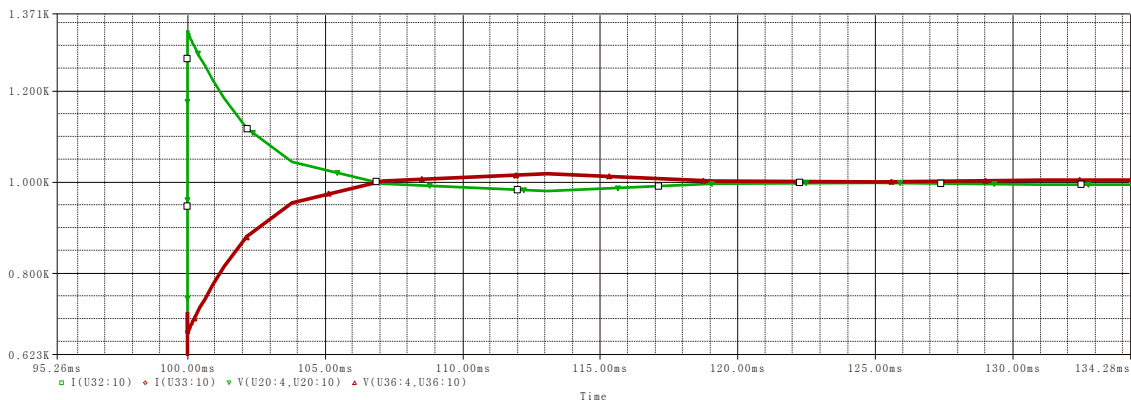


Σχήμα 4.19 Τάση μόνιμης κατάστασης αποκοπής για IGBT's διαφορετικής θερμοκρασίας χωρίς παράλληλες αντιστάσεις R_p

Στη προσομοίωση παρατηρείται πως η διαφορά αγγίζει τα $V = 400Volts$ στη μόνιμη κατάσταση, με ονομαστική τάση $1000V$ το σχετικό σφάλμα είναι $\Delta V(\%) = 40\%$ σφάλμα τεράστιο για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Γι' αυτό το λόγο κρίνεται απαραίτητη η χρήση παράλληλων αντιστάσεων σε περιπτώσεις ανομοιομορφίας θερμοκρασίας.

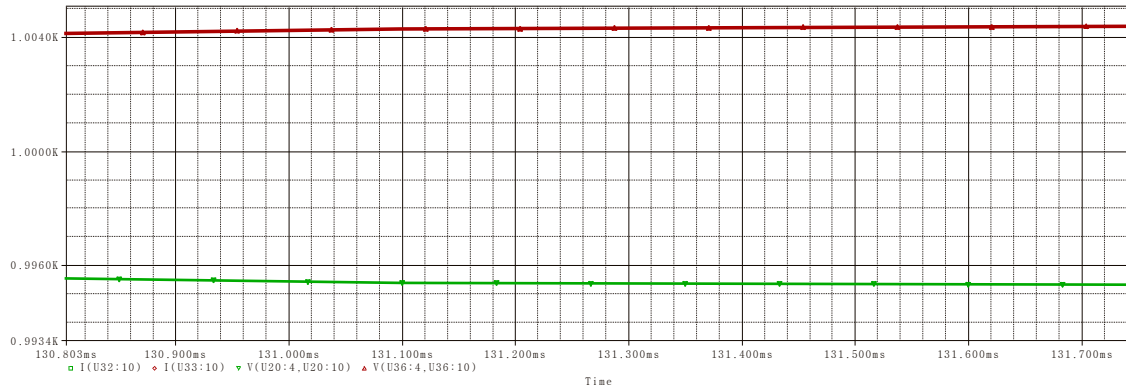
4.3.3.2 Προσομοιώσεις με τη χρήση παράλληλων αντιστάσεων:

Για τις προσομοιώσεις η τιμή της αντίστασης R_p που θα χρησιμοποιηθεί, υπολογίστηκε παραπάνω και ισούται με $R_p = 5162,64\Omega$. Στο επόμενο διάγραμμα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων:



Σχήμα 4.20 Τάση μόνιμης κατάστασης αποκοπής για IGBT's διαφορετικής θερμοκρασίας με χρήση παράλληλων αντιστάσεων R_p

Από τις προσομοιώσεις φαίνεται πως η τάση μετά τη μεταβατική κατάσταση αποσβαίνει γρήγορα στη μόνιμη τιμή λειτουργίας της. Αν γίνει μεγαλύτερη εστίαση στο διάγραμμα παρατηρείται πως η διαφορά τάσης στη μόνιμη κατάσταση είναι μόλις $\Delta V = 9V$ για τη τιμή που επιλέχθηκε.



Σχήμα 4.21 Τάση μόνιμης κατάστασης αποκοπής για IGBT's διαφορετικής θερμοκρασίας με χρήση παράλληλων αντιστάσεων R_p (μεγαλύτερη εστίαση)

Η χρήση παράλληλων αντιστάσεων στο σύστημα βελτιώνει τη τάση μόνιμης λειτουργίας ωστόσο δημιουργεί ένα αγώγιμο μονοπάτι ρεύματος καθώς οι αντιστάσεις R_p άγουν ρεύμα που αυξάνει τις απώλειες του συστήματος. Στο παραπάνω παράδειγμα το ρεύμα του φορτίου υπολογίζεται ως εξής:

$$I_{load} = \frac{V_{dc}}{2R_p + R_{load}} = \frac{2kV}{2 \cdot 5162,64 + 1,5} \approx 200mA$$

Ενώ οι απώλειες που εισάγουν οι αντιστάσεις είναι:

$$P = 2 \cdot R_p \cdot I_{load}^2 + R_{load} \cdot I_{load}^2 = 413,07Watts$$

Οι απώλειες ισχύος είναι τεράστιες για μεγάλες τιμές ρεύματος, όπως στη περίπτωση ενός συστήματος υψηλής ισχύος, γι' αυτό η χρήση των R_p δεν θεωρείται ιδανική και η χρήση της πρέπει να είναι περιορισμένη. Γι' αυτό το λόγο κρίνεται απαραίτητη η σωστή σχεδίαση του συστήματος ψύξης, το οποίο αποτελεί πολύ σημαντικό παράγοντα σταθεροποίησης στις εφαρμογές που χρειάζεται μεγάλος βαθμός απόδοσης.

Κεφάλαιο 5

Κατασκευή Ημιαγωγικού Διακόπτη Ισχύος

5.1 Γενικά για τη σχεδίαση του διακόπτη:

Η μελέτη των χαρακτηριστικών των ημιαγωγικών στοιχείων στα προηγούμενα κεφάλαια έγινε με σκοπό τη κατασκευή ενός διακόπτη για δοκιμές κεραμικής προστασίας. Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει ο σχεδιασμός των κυκλωμάτων προστασίας, η επιλογή του αριθμού των κλάδων, και η μελέτη της συμπεριφοράς της κατασκευής για διαφορετικής φύσης φορτία. Επιπλέον στη μελέτη θα αναλυθούν και τα πιθανά σφάλματα που μπορεί να δημιουργηθούν κατά τη λειτουργία του συστήματος.

Οι απαιτήσεις του συστήματος, για τις οποίες έγινε αναφορά παραπάνω, είναι οι ακόλουθες:

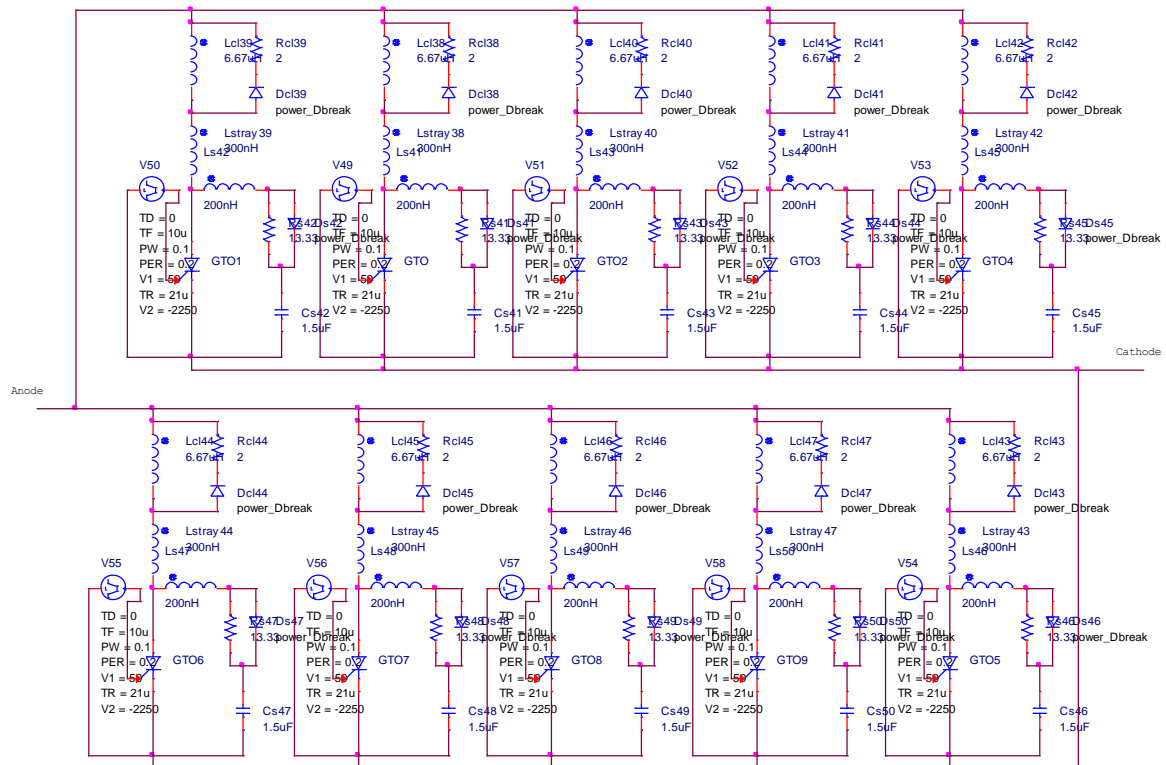
- Τάση λειτουργίας $V = 2kV$, συνεχής τάση.
- Ρεύμα λειτουργίας $I_L = 10kA$
- Χρόνος έναυσης $t_{on} = 2ms$.

5.2 Κατασκευή Ημιαγωγικού Διακόπτη με τη χρήση GTO:

5.2.1 Ηλεκτρικό Κύκλωμα ημιαγωγού:

Για τις ανάγκες της εργασίας, και επειδή το ρεύμα κανονικής λειτουργίας είναι πολύ μεγάλο, θα γίνει χρήση ενός GTO υψηλής ισχύος. Ο διακόπτης θα λειτουργεί κάτω από συνεχή τάση και ρεύμα οπότε και θα γίνει η επιλογή του βάσει των χαρακτηριστικών μόνιμης κατάστασης. Το GTO που επιλέχτηκε έχει ονομαστικά χαρακτηριστικά $I_{T(AV)} = 1180A$ και τάση $V_{dclink} = 2800V$, οπότε απαιτούνται εννέα παράλληλοι κλάδοι για σωστό διαμοιρασμό του ρεύματος ώστε όλα τα στοιχεία να βρίσκονται εντός περιοχής ασφαλούς λειτουργίας. Ωστόσο για να αποφευχθεί η πιθανή αστοχία και να ξεφύγει το ρεύμα εκτός της περιοχής ασφαλούς λειτουργίας θα γίνει χρήση δέκα παράλληλων κλάδων, έτσι το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα αγωγής ανέρχεται στα $11,8kA$ και κάθε κλάδος θα άγει $I = 1kA$ σε κατάσταση πλήρους λειτουργίας. Με αυτή το πλεονασμό ακόμα και αν ένας κλάδος σταματήσει την αγωγή του δεν κινδυνεύουν οι υπόλοιποι ημιαγωγοί από πιθανή καταστροφή. Ο κάθε παράλληλος κλάδος του συστήματος καθώς και ο υπολογισμός των *turn-on* και *turn-off snubbers* σχεδιάστηκε στο κεφάλαιο 3 όπου έγινε μελέτη των χαρακτηριστικών του GTO σε παράλληλη λειτουργία.

Έχουν προταθεί πολλές διαφορετικές τοπολογίες για τους ημιαγωγικούς διακόπτες ισχύος οι οποίοι κάνουν χρήση του GTO[53],[55] ωστόσο για τις ανάγκες της εργασίας θα χρησιμοποιηθεί μια τοπολογία παρόμοια με το [54]. Η ολοκληρωμένη τοπολογία του διακόπτη αποτελείται από τους δέκα ημιαγωγούς σε παράλληλη λειτουργία καθένας από τους οποίους φέρει δύο κυκλώματα προστασίας ένα για την έναυση και ένα για τη σβέση. Η τοπολογία πρέπει να σχεδιαστεί λαμβάνοντας υπόψη όλες τις παραμέτρους για το σωστό παραλληλισμό των διακοπτών, όπως ήδη εξετάστηκαν σε προηγούμενα κεφάλαια, ενώ ταυτόχρονα θα διατηρεί τις παραμέτρους λειτουργίας εντός ασφαλούς περιοχής. Να σημειωθεί πως η χρήση πολλών ημιαγωγών σε σειρά δε κρίνεται απαραίτητη καθώς η τάση αποκοπής είναι $2kV$ ενώ οι ημιαγωγοί έχουν την ικανότητα απομόνωσης $2,8kV$ συνεχούς τάσης. Η ολοκληρωμένη τοπολογία του διακόπτη παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 5.1 Κόκλωμα ημιαγωγικού διακόπτη με τη χρήση GTO

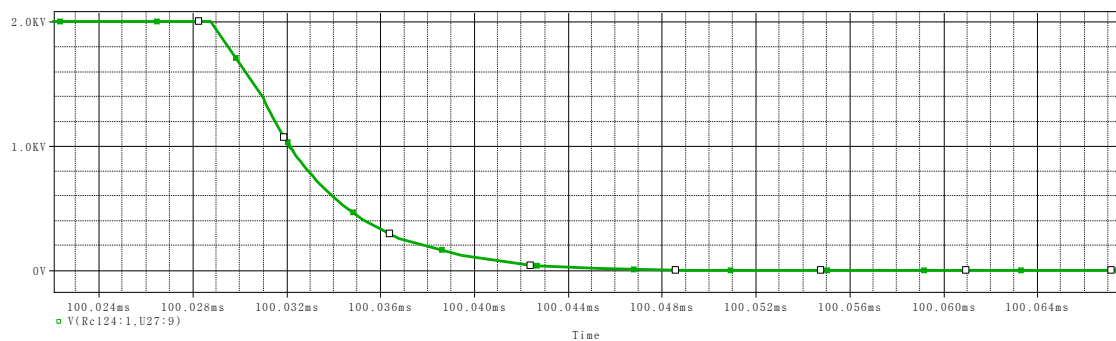
Στη συνέχεια θα εξεταστεί η λειτουργία του διακόπτη κάτω από διαφορετικά φορτία καθώς και μελέτη των σφαλμάτων λειτουργίας των ημιαγωγών.

5.2.2 Διακόπτης με ωμικό φορτίο:

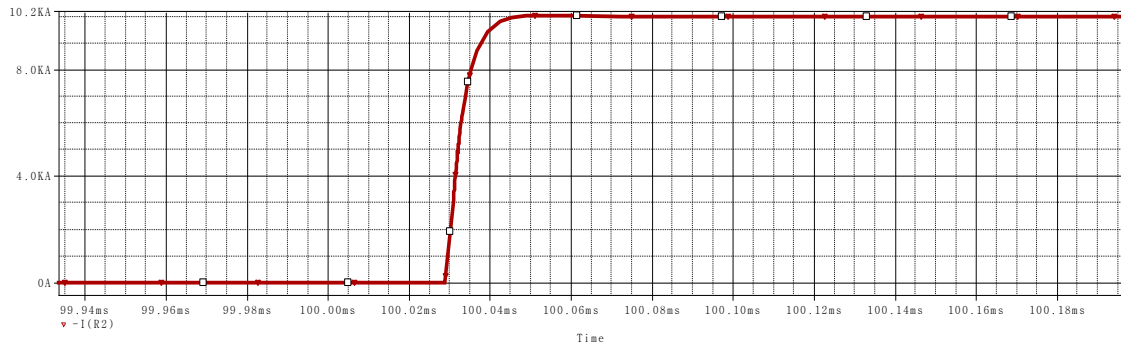
Αρχικά θα εξεταστεί η συμπεριφορά του διακόπτη συνολικά υπό ωμικό φορτίο. Το φορτίο που θα προστεθεί είναι ιδανικά ωμικό υπό τάση λειτουργίας ίση με $V_D = 2000V$. Επειδή το σύστημα θα πρέπει να συμπεριφέρεται σωστά για ρεύμα φορτίου $I_L = 10kA$ η αντίσταση φορτίου θα είναι $R_L = 0.2\Omega$. Οι προσομοιώσεις με το πρόγραμμα *pspice* έδωσαν τα παρακάτω αποτελέσματα:

5.2.2.1 Έναυση του διακόπτη:

Τα αποτελέσματα που λαμβάνονται από τις προσομοιώσεις παρουσιάζονται παρακάτω:



Σχήμα 5.2 Τάση έναυσης διακόπτη

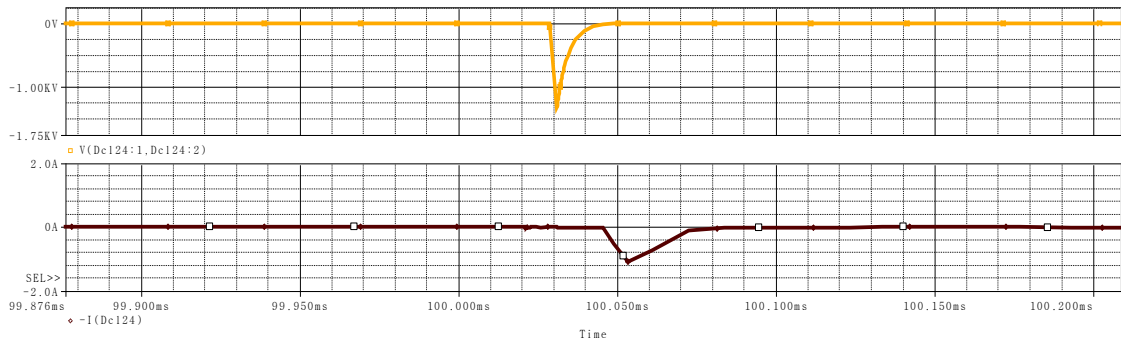


Σχήμα 5.3 Ρεύμα έναυσης διακόπτη

Ο χρόνος που χρειάζεται ώστε το ρεύμα να φτάσει στο μέγιστο της τιμής του είναι ίσος με $40\mu s$, ενώ ο χρόνος έναυσης είναι $12\mu s$. Παρατηρείται πως λόγω των επαγωγών στους κλάδους υπάρχει ομαλή έναυση. Επιπλέον, οι επαγωγή του κλάδου εξασφαλίζει την επιθυμητή τιμή του μεγέθους di/dt εντός της περιοχής ασφαλούς λειτουργίας καθώς ισχύει για κάθε παράλληλο κλάδο

$$di/dt = \frac{1000}{30} = 33,3 \text{ A}/\mu s.$$

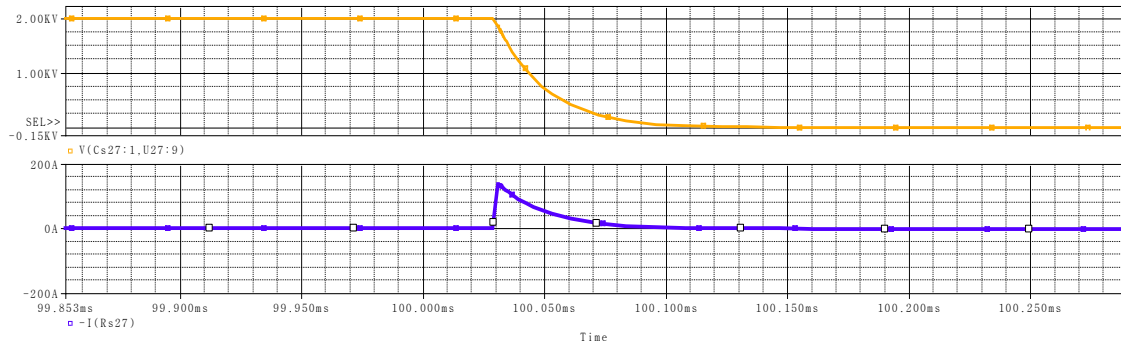
Στο κύκλωμα προστασίας έναυσης (*turn-on snubber*) η τάση στο πηνίο και το ρεύμα που αποσβάνει στην αντίσταση είναι τα εξής:



Σχήμα 5.4 Τάση και ρεύμα κατά την έναυση στο κύκλωμα *turn-on snubber*

Το μεταβατικό ρεύμα στο κύκλωμα αποσβεννύει σε περίπου $15\mu s$. Το ρεύμα αυτό καταναλώνεται πάνω στην αντίσταση R_{cl} του κυκλώματος προστασίας έναυσης. Να σημειωθεί πως η δεύτερη κορυφή ρεύματος στην αντίσταση, όπως φαίνεται στο διάγραμμα, οφείλεται στα χαρακτηριστικά της διόδου.

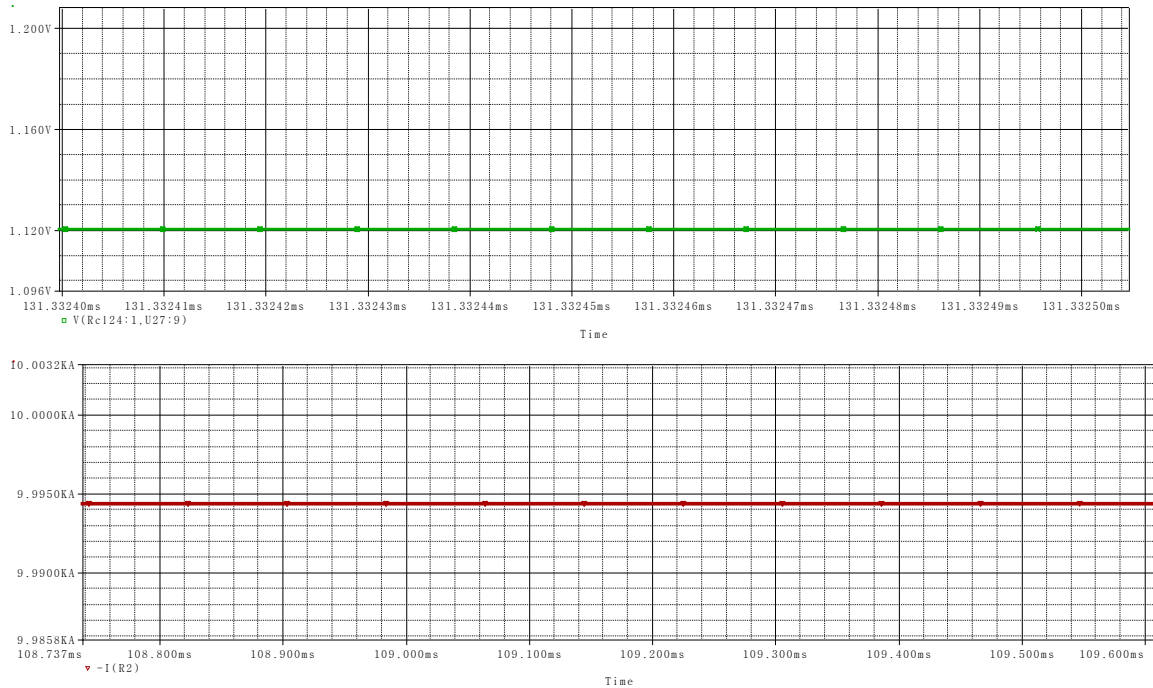
Στο κύκλωμα προστασίας σβέσης (*turn-off snubber*) η τάση στα άκρα του πυκνωτή και το ρεύμα που καταναλώνεται στην αντίσταση παρουσιάζονται στο διάγραμμα που ακολουθεί:



Σχήμα 5.5 Τάση και ρεύμα κατά την έναυση στο κύκλωμα *turn-off snubber*

Η τάση στα άκρα του πυκνωτή μηδενίζεται μέσα σε 50µs. Επιπλέον το ρεύμα που αναπτύσσεται πάνω στην αντίσταση R_s φτάνει τα 120A, τιμή αρκετά μεγάλη αυξάνοντας σε μεγάλο βαθμό τις απώλειες του συστήματος, κατά την έναυση.

Τέλος, σημαντική είναι και η συμπεριφορά του διακόπτη στη μόνιμη κατάσταση αγωγής. Το ρεύμα φορτίου και η τάση στα άκρα του αγωγού παρουσιάζονται στα παρακάτω διαγράμματα:



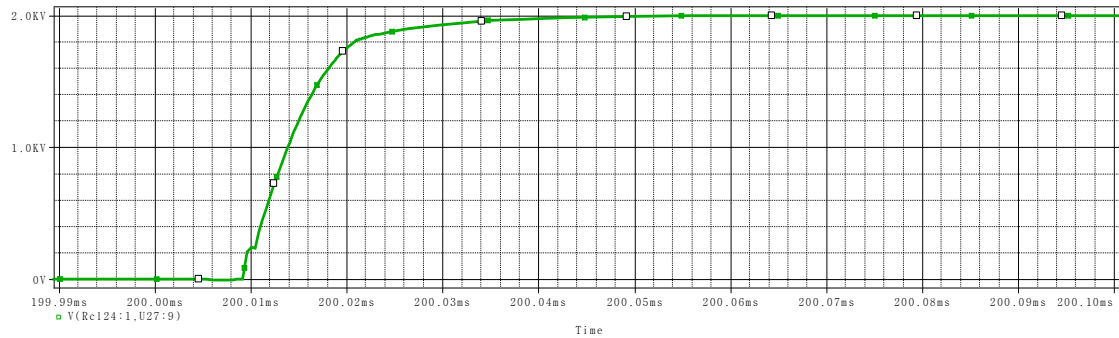
Σχήμα 5.6 Τάση και ρεύμα κατά τη κατάσταση αγωγής

Παρατηρείται πως το ρεύμα αγωγής είναι $I_L = 9,995kA$ και η τάση αγωγής $V_{on} = 1,12V$. Οι τιμές αυτές είναι μέσα στα πλαίσια της ασφαλούς λειτουργίας των ημιαγωγών. Να σημειωθεί πως το ρεύμα δεν είναι ακριβώς 10kA γιατί εκτός από την αντίσταση του φορτίου υπάρχει και η αντίσταση που εισάγεται από τα κυκλώματα προστασίας και τα GTO και στην εφαρμογή υπολογίζεται ως εξής:

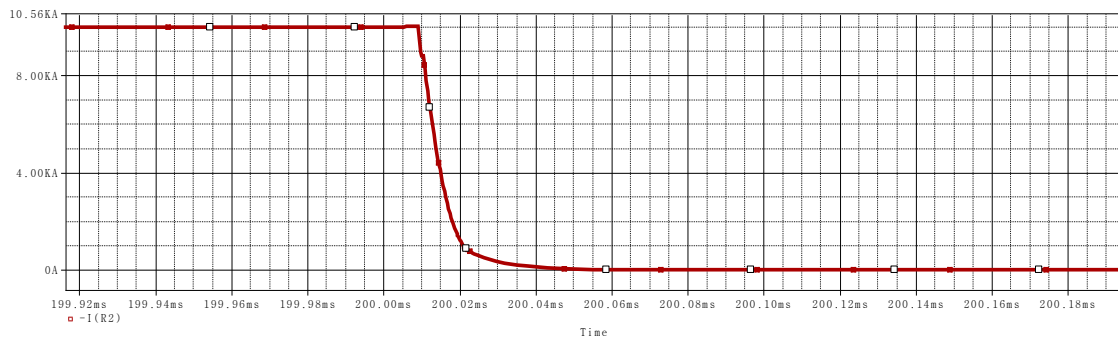
$$R_{switch} = \frac{V_D}{I_L} - R_L \Leftrightarrow R_{switch} = \frac{2kV}{9.995kA} - 0.2\Omega \Leftrightarrow R_{switch} = 0.1m\Omega$$

5.2.2.2 Σβέση του διακόπτη:

Η σβέση του διακόπτη φαίνεται στο εξής διάγραμμα:



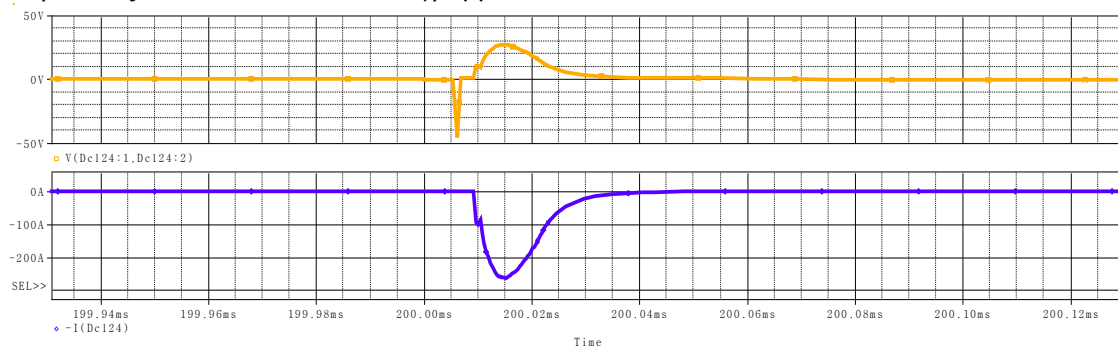
Σχήμα 5.7 Τάση σβέσης διακόπτη



Σχήμα 5.8 Ρεύμα σβέσης διακόπτη

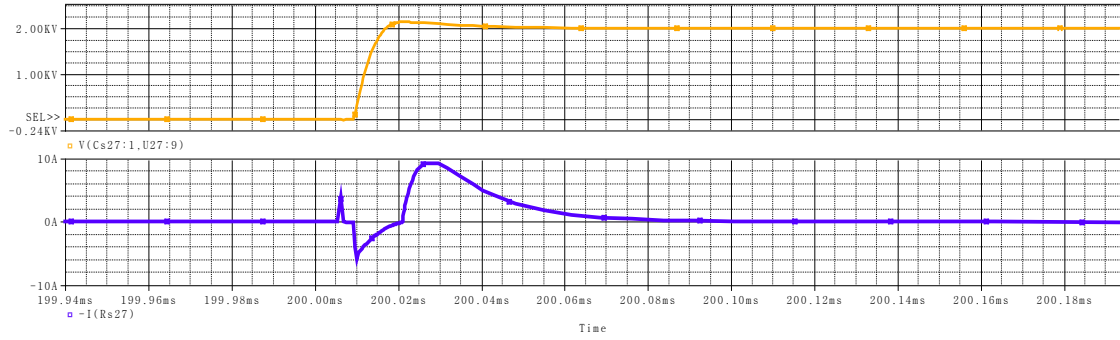
Εδώ υπάρχει ένας μεταβατικός χρόνος σβέσης ίσος με $t_{off} = 16\mu s$. Επιπλέον ο ρυθμός dv/dt ισούται με $\frac{2000}{11\mu s} = 181,8 V/\mu s$. Το σημαντικότερο φαινόμενο που ενδιαφέρει κατά τη σβέση είναι το ρεύμα ουράς στο φορτίο. Παρατηρείται πως το ρεύμα αυτό εξαλείφεται μετά από $20\mu s$ δηλαδή διπλάσιο περίπου από το χρόνο σβέσης του ημιαγωγού.

Η τάση και το ρεύμα στο κλάδο του κυκλώματος προστασίας (*turn-on snubber*) παρουσιάζονται στα ακόλουθα διαγράμματα:



Σχήμα 5.9 Τάση και ρεύμα κατά τη σβέση στο κύκλωμα *turn-on snubber*

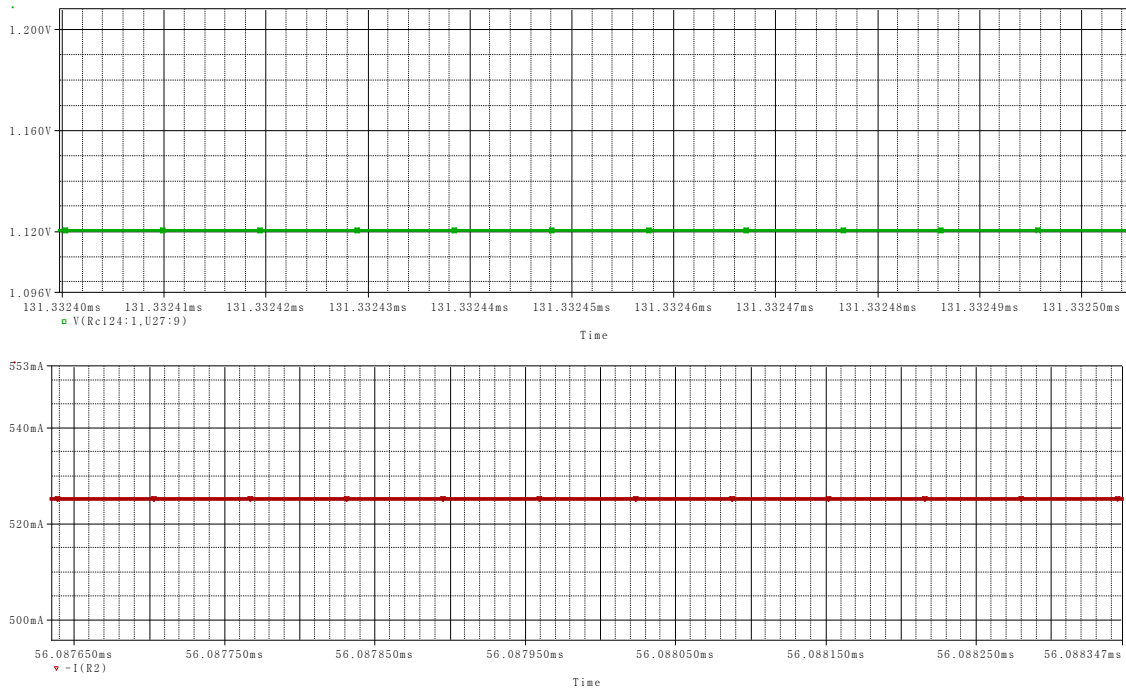
Σε αντίθεση με την έναυση του συστήματος, στη σβέση τα ρεύματα που κυκλοφορούν στο κλάδο είναι αρκετά σημαντικά. Η αντίσταση R_{cl} διαρρέεται από ρεύμα που φτάνει έως τα $250A$ περίπου ενώ το φαινόμενο διαρκεί $22\mu s$. Στον *turn-off snubber* παρατηρείται το εξής φαινόμενο:



Σχήμα 5.10 Τάση και ρεύμα κατά τη σβέση στο κύκλωμα *turn-off snubber*

Στο κύκλωμα του *turn-off snubber* το μεταβατικό χρειάζεται $30\mu s$ για την πλήρη απόσβεση. Στον πυκνωτή η τάση αυξάνει ομαλά και παρουσιάζει μια αιχμή η οποία οφείλεται στο συντονισμό του κυκλώματος $L_s C_s$. Ένα επιπλέον μεταβατικό ρεύμα παρατηρείται στην αντίσταση R_s μέσα στα πρώτα $10\mu s$, το οποίο οφείλεται στα χαρακτηριστικά της διόδου D_s του κυκλώματος προστασίας. Στο σύστημα το ρεύμα αυτό είναι αρκετά μικρής τιμής φτάνοντας τα $8A$.

Τέλος εξετάζονται τα στατικά χαρακτηριστικά του συστήματος κατά τη σβέση στα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 5.11 Τάση και ρεύμα κατά τη κατάσταση αποκοπής

Η τάση κατά τη κατάσταση σβέσης είναι ίση με $2kV$ και το ρεύμα είναι $I = 525mA$. Από τις τιμές αυτές υπολογίζεται πως η αντίσταση σβέσης του ημιαγωγού είναι:

$$R_{off} = \frac{V_{dc}}{I_{leakage}} = \frac{2kV}{525mA} = 3.81k\Omega$$

Από τις παραπάνω προσομοιώσεις παρατηρείται πως η σχεδίαση του συστήματος έχει γίνει σύμφωνα με τις προδιαγραφές του κατασκευαστή ώστε οι ημιαγωγοί να

λειτουργούν εντός της περιοχής ασφαλούς λειτουργίας. Στη συνέχεια θα δοθούν αποτελέσματα χρησιμοποιώντας διαφορετικά φορτία ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά του συστήματος σε διαφορετικής φύσης φορτία.

5.2.3 Διακόπτης με RL φορτίο:

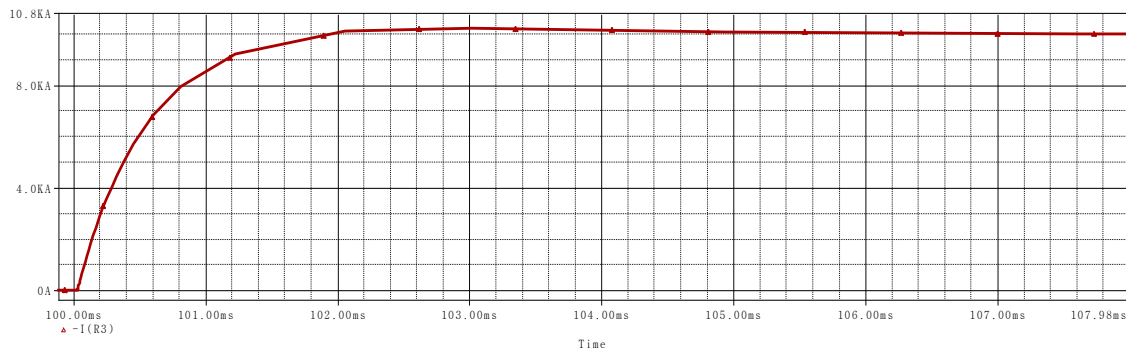
Για τις ανάγκες της προσομοίωσης θα χρησιμοποιήσουμε ένα επαγωγικό φορτίο με αντίσταση $R_L = 0.2\Omega$ και $L_L = 100\mu H$.

5.2.3.1 Έναυση του διακόπτη:

Τα αποτελέσματα φαίνονται στο διάγραμμα που ακολουθεί:



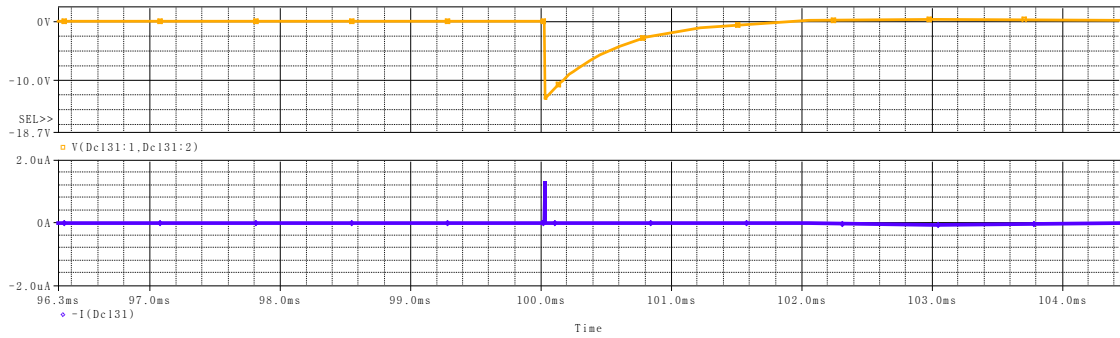
Σχήμα 5.12 Τάση έναυσης διακόπτη με RL φορτίο



Σχήμα 5.13 Ρεύμα έναυσης διακόπτη με RL φορτίο

Ο χρόνος που χρειάζεται ώστε το ρεύμα να φτάσει στο μέγιστο της τιμής του είναι ίσος με 2ms. Λόγω του επαγωγικού φορτίου έχουμε καθυστέρηση έως το ρεύμα να φτάσει στην τελική τιμή του. Η τάση ωστόσο του ημιαγωγού φτάνει στο 10% της ονομαστικής μέσα σε 4μs. Η μεγάλη μείωση του χρόνου μείωσης της τάσης οφείλεται στη φύση του επαγωγικού φορτίου, καθώς η επαγωγή εγκαθιστά στο μεταβατικό φαινόμενο μια μεταβατική τιμή τάσης στα άκρα του διακόπτη.

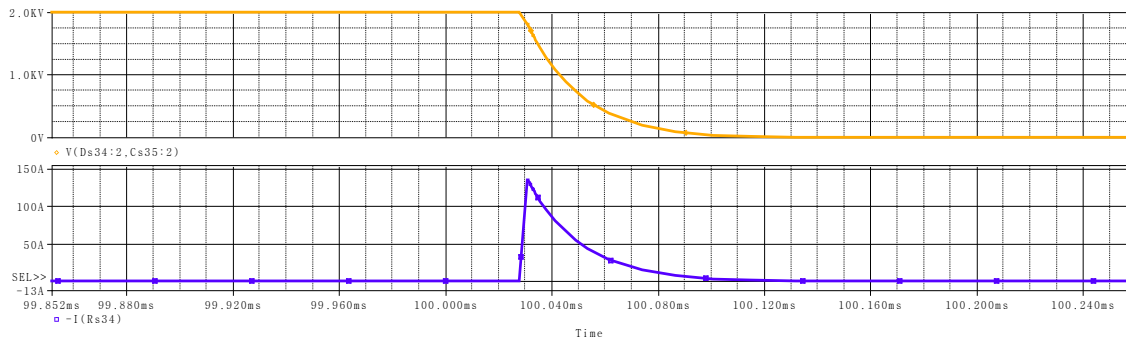
Στον *turn-on snubber* η τάση στο πηνίο και το ρεύμα που αποσβάνει στην αντίσταση φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 5.14 Τάση και ρεύμα κατά την έναυση με RL φορτίο στο κύκλωμα *turn-on snubber*

Εδώ φαίνεται πως το μεταβατικό φαινόμενο δεν είναι ιδιαίτερα σημαντικό ωστόσο είναι αρκετά μεγάλο σε διάρκεια καθώς αποσβεννύει σε περίπου $1ms$. Η τάση φτάνει έως τα $12V$ ενώ το ρεύμα είναι αμελητέο σε τιμή και σε διάρκεια.

Στον *turn-off snubber* η τάση στα άκρα του πυκνωτή και το ρεύμα που καταναλώνεται στην αντίσταση φαίνονται στο διάγραμμα που ακολουθεί:



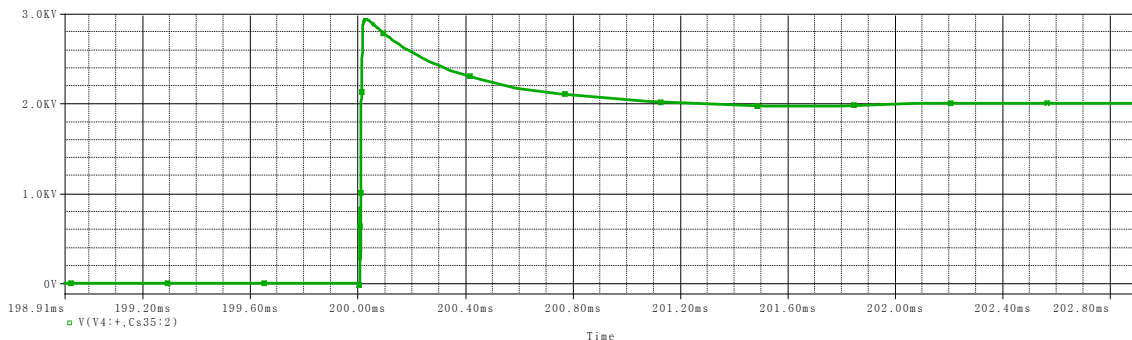
Σχήμα 5.15 Τάση και ρεύμα κατά την έναυση με RL φορτίο στο κύκλωμα *turn-off snubber*

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται δεν διαφέρουν από αυτά της προηγούμενης προσομοίωσης χωρίς επαγωγικό φορτίο, γεγονός που καθιστά τη σχεδίαση του *turn-off snubber* ανεξάρτητη από το φορτίο.

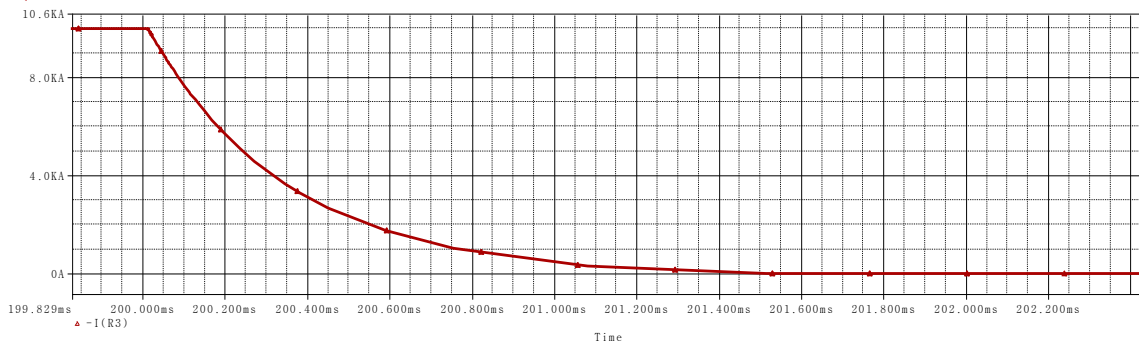
Στη μόνιμη κατάσταση, λειτουργίας, το επαγωγικό φορτίο δεν προκαλεί μεταβολές από το ωμικό καθώς το ρεύμα είναι συνεχές και επηρεάζεται το σύστημα μόνο από τον ωμικό χαρακτήρα του φορτίου.

5.2.3.2 Σβέση του διακόπτη:

Η συμπεριφορά του διακόπτη σε επαγωγικό φορτίο κατά τη σβέση παρουσιάζεται στα παρακάτω αποτελέσματα των προσομοιώσεων:

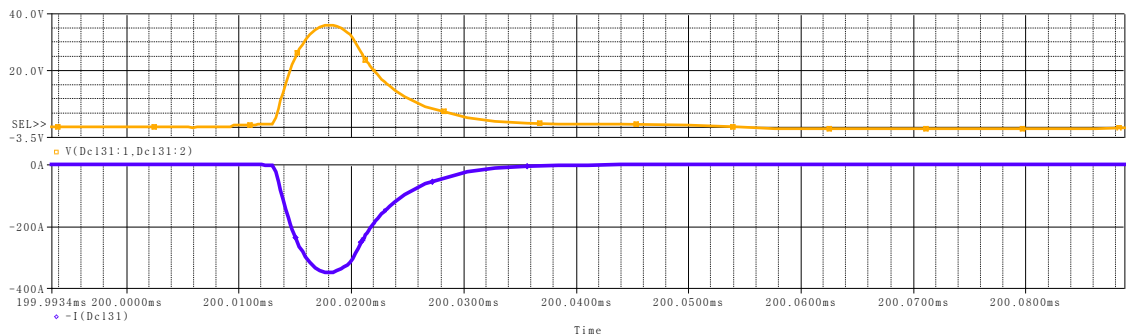


Σχήμα 5.16 Τάση σβέσης διακόπτη με RL φορτίο



Σχήμα 5.17 Ρεύμα σβέσης διακόπτη με RL φορτίο

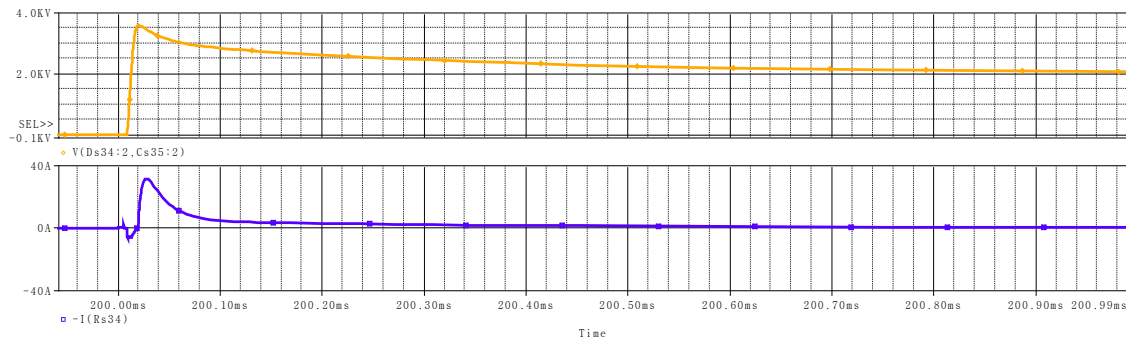
Ο χρόνος έναυσης είναι περίπου $40\mu s$, ωστόσο στη προσομοίωση ο μεταβατικός χρόνος ισούται με $t_{off} = 1,3ms$ καθώς το ρεύμα καθυστερεί να φτάσει στη μόνιμη τιμή του. Το ρεύμα ουράς δεν παίρνει αρνητικές τιμές, όπως πριν, διότι λόγω της επαγωγικής φύσης του φορτίου έχουμε ομαλότερη απόσβεση. Σημαντική είναι η αιχμή της τάσης στην άνοδο η οποία φτάνει τα $2.9kV$. Ωστόσο η συνολική διάρκεια του φαινομένου δεν ξεπερνά τα $200\mu s$ οπότε και οι ημιαγωγοί έχουν την ικανότητα απομόνωσης αυτής της τιμής τάσης. Εναλλακτικά μπορεί να γίνει μια πιο συντηρητική σχεδίαση του κυκλώματος προστασίας σβέσης χρησιμοποιώντας μεγαλύτερο πυκνωτή C_S με ταυτόχρονη όμως αύξηση των απωλειών. Η τάση και το ρεύμα στο κλάδο του δικτύου προστασίας είναι:



Σχήμα 5.18 Τάση και ρεύμα κατά τη σβέση με RL φορτίο στο κύκλωμα *turn-on snubber*

Εδώ παρατηρείται πως το ρεύμα που καταναλώνεται στην αντίσταση R_{cl} και η τάση στο πηνίο L_{cl} είναι αρκετά σημαντικές. Ωστόσο η μορφή του ρεύματος φαίνεται να έχει μια μεγαλύτερη εξομάλυνση η οποία οφείλεται και στο περιορισμό του ρυθμού ανόδου του ρεύματος από τη φύση του φορτίου.

Στον κύκλωμα προστασίας σβέσης παρατηρείται το εξής φαινόμενο:



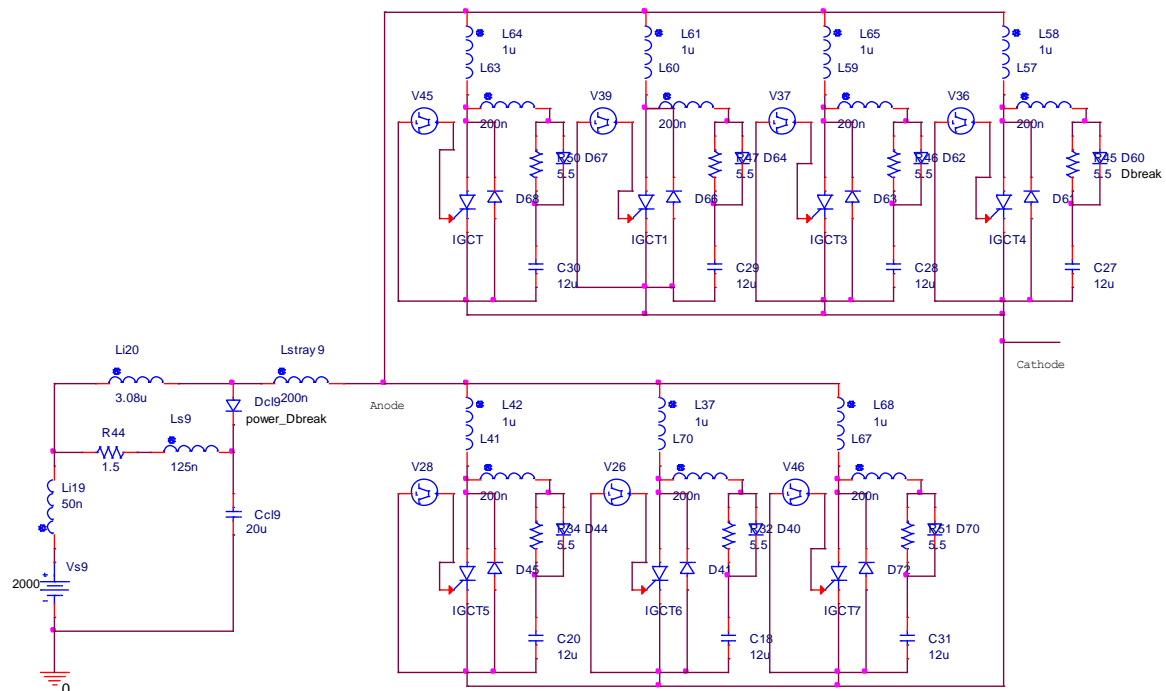
Σχήμα 5.19 Τάση και ρεύμα κατά τη σβέση με RL φορτίο στο κύκλωμα *turn-off snubber*

Στο κύκλωμα προστασίας η απόσβεση του μεταβατικού ρεύματος διαρκεί 1ms. Τέλος, οι κυματομορφές των μεγεθών των κυκλωμάτων προστασίας συμπεριφέρονται με παρόμοιο τρόπο είτε σε ωμικά είτε σε RL φορτία γεγονός που επιτρέπει τη σχεδιάσή τους με καθολική ισχύ για οποιοδήποτε φορτίο.

5.3 Κατασκευή ημιαγωγικού διακόπτη με τη χρήση IGCT[54],[56],[53],[11]:

5.3.1 Ηλεκτρικό κύκλωμα ημιαγωγού [11],[16][54]:

Τα χαρακτηριστικά του IGCT που θα χρησιμοποιηθεί είναι $I_{T(AV)} = 1700A$ και $V_{dclink} = 2800V$, οπότε σε αυτή την εφαρμογή απαιτούνται 6 παράλληλοι κλάδοι για σωστό διαμοιρασμό του ρεύματος με συνολική ικανότητα αγωγής $I_{tot} = 10,2kA$. Ωστόσο για αξιοπιστία του συστήματος από πιθανές φορτίσεις κρίνεται απαραίτητη η χρήση ενός επιπλέον κλάδου ώστε το συνολικό ρεύμα να ανέρχεται σε $I_{tot} = 11,9kA$, ενώ το ρεύμα σε κάθε κλάδο θα είναι $I \cong 1430A$. Η μελέτη του κυκλώματος προστασίας έναυσης (*clammer*) και σβέσης υπολογίστηκαν στο κεφάλαιο 3 όταν έγινε η μελέτη του παραλληλισμού των ημιαγωγών. Επιπλέον σε σειρά με τους ημιαγωγούς προστέθηκαν πηνία για σωστότερο διαμοιρασμό του ρεύματος. Και σε αυτή τη περίπτωση δεν απαιτείται η χρήση σε σειρά ημιαγωγών καθώς η τάση αποκοπής των 2kV μπορεί να την απομονώσει ένας ημιαγωγός ανά κλάδο. Η διαφορά σε σχέση με το GTO είναι η χρήση αντιπαράλληλων διόδων στο IGCT και η δυνατότητα αποφυγής διαφορετικού κυκλώματος προστασίας έναυσης. Να σημειωθεί πως στη μελέτη του IGCT θα εξεταστούν δύο τοπολογίες, μία με χρήση *turn-off snubber* και μια δεύτερη χωρίς χρήση κυκλώματος προστασίας (*hard switching*) Η ολοκληρωμένη τοπολογία του διακόπτη παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 5.20 Κύκλωμα Ημιαγωγικού διακόπτη με τη χρήση GCT

Το αριστερό κομμάτι του συστήματος αποτελεί το κύκλωμα προστασίας έναυσης και το δεξί κομμάτι αποτελεί τους ημιαγωγούς με σε σειρά πηνία και τα κυκλώματα προστασίας. Να σημειωθεί πως ο *clammer* αποτελεί ένα κύκλωμα το οποίο προστατεύει όχι μόνο τα IGCT's αλλά και τις διόδους του συστήματος. Αυτό σημαίνει πως στη σχεδίαση του

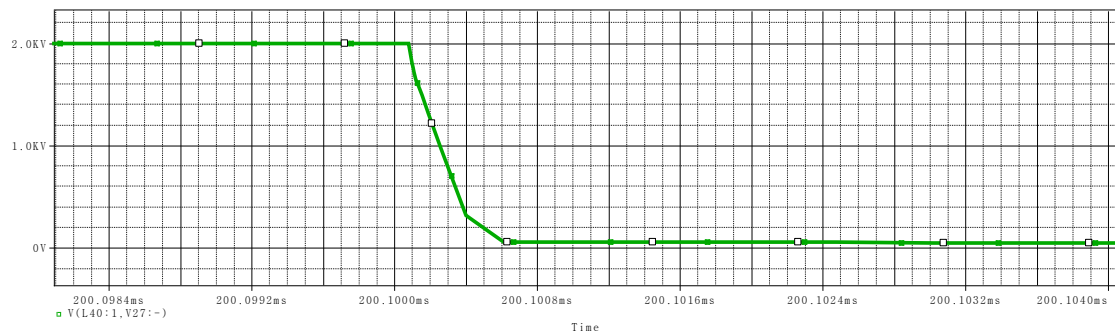
clamper πρέπει να ληφθεί υπόψη και ο ρυθμός ανόδου του ρεύματος που μπορούν να χειριστούν οι δίοδοι.

5.3.2 Διακόπτης με ωμικό φορτίο:

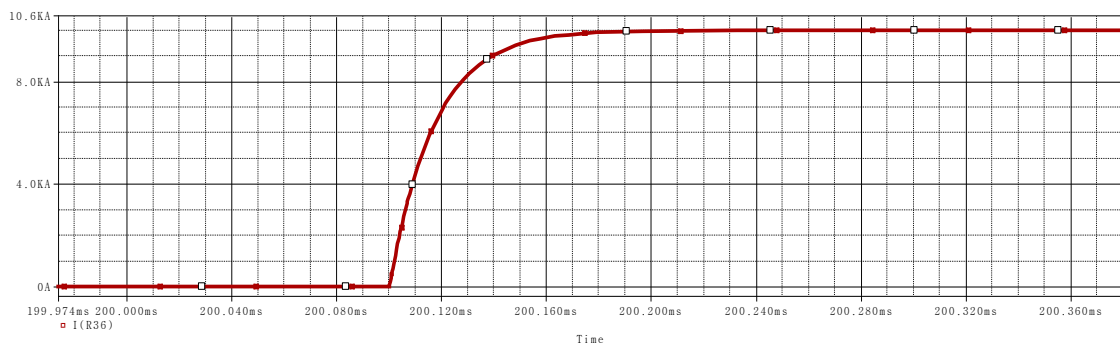
Αρχικά πρέπει να εξεταστεί η συμπεριφορά του διακόπτη συνολικά υπό ωμικό φορτίο. Το φορτίο που θα προστεθεί είναι ιδανικά ωμικό υπό τάση λειτουργίας ίση με $V_D = 2000V$. Επειδή το σύστημα θα πρέπει να συμπεριφέρεται σωστά για ρεύμα φορτίου $I_L = 10kA$ η αντίσταση φορτίου θα είναι $R_L = 0.2\Omega$.

5.3.2.1 Έναυση του διακόπτη:

Στο παρακάτω διάγραμμα απεικονίζει τα ρεύμα φορτίου και τη τάση στα άκρα του διακόπτη:



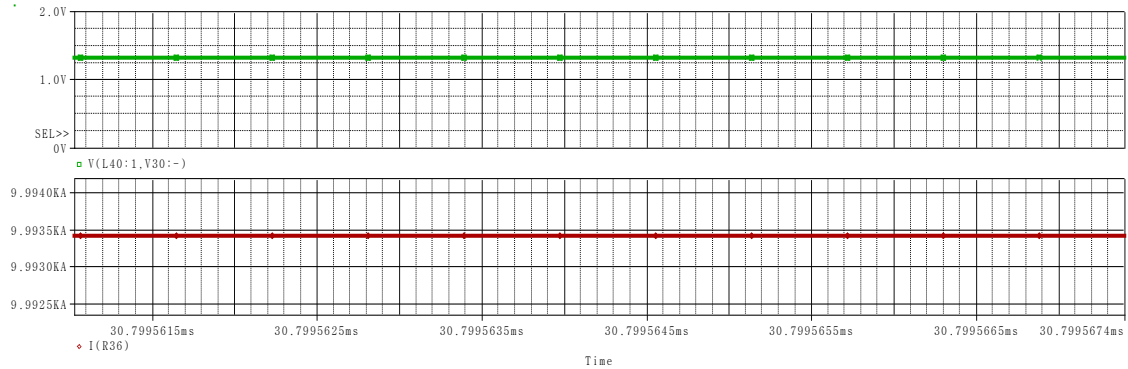
Σχήμα 5.21 Τάση έναυσης διακόπτη



Σχήμα 5.22 Ρεύμα έναυσης διακόπτη

Ο χρόνος που χρειάζεται ώστε το ρεύμα να φτάσει στη τιμή της μόνιμης κατάστασης είναι ίσος με $50\mu s$, ενώ η τάση μηδενίζεται σε $6\mu s$. Για την έναυση παρατηρείται πως οι διακοπτικοί χρόνοι του IGCT είναι σε παρόμοιο εύρος τιμών με τους χρόνους του GTO όπως αναμενόταν, καθώς τα ημιαγωγικά στοιχεία έχουν ίδια χαρακτηριστικά έναυσης.

Μελετώντας τη μόνιμη κατάσταση έχουμε για το ρεύμα και τη τάση αγωγής τα εξής αποτελέσματα:



Σχήμα 5.23 Τάση και ρεύμα κατά τη κατάσταση αγωγής

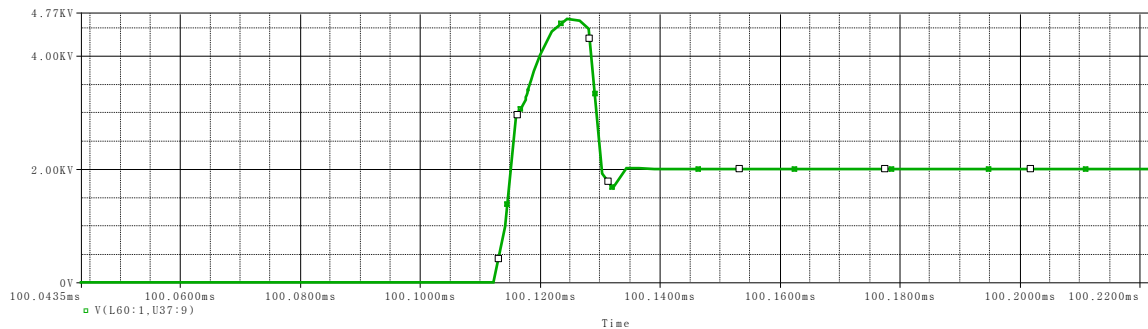
Το ρεύμα αγωγής είναι $I_L = 9.99kA$ και η τάση αγωγής $V_{dc} = 1,25V$. Οι τιμές αυτές είναι μέσα στα πλαίσια της ασφαλούς λειτουργίας των ημιαγωγών. Να σημειωθεί πως το ρεύμα δεν είναι ακριβώς $10kA$ γιατί εκτός από την αντίσταση του φορτίου υπάρχει και η των ίδιων των ημιαγωγών η οποία υπολογίζεται ως:

$$R_{switch} = \frac{V_D}{I_L} - R_L \Leftrightarrow R_{switch} = \frac{1,25V}{9,9934kA} \Leftrightarrow R_{switch} = 0.125m\Omega$$

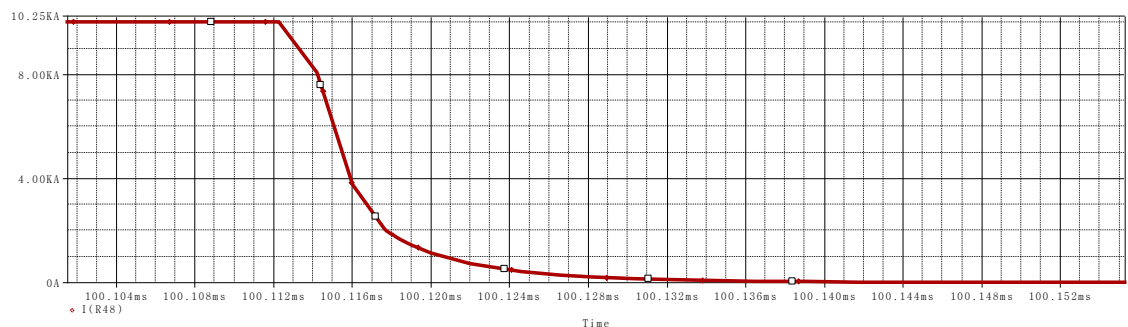
Η αντίσταση του συστήματος για το IGCT είναι μικρότερη από αυτή του συστήματος με τη χρήση GTO, με αποτέλεσμα τις μειωμένες απώλειες λειτουργίας.

5.3.2.2 Σβέση του διακόπτη:

Η σβέση του διακόπτη φαίνεται στο εξής διάγραμμα:



Σχήμα 5.24 Τάση σβέσης διακόπτη χωρίς τη χρήση *turn-off snubber*

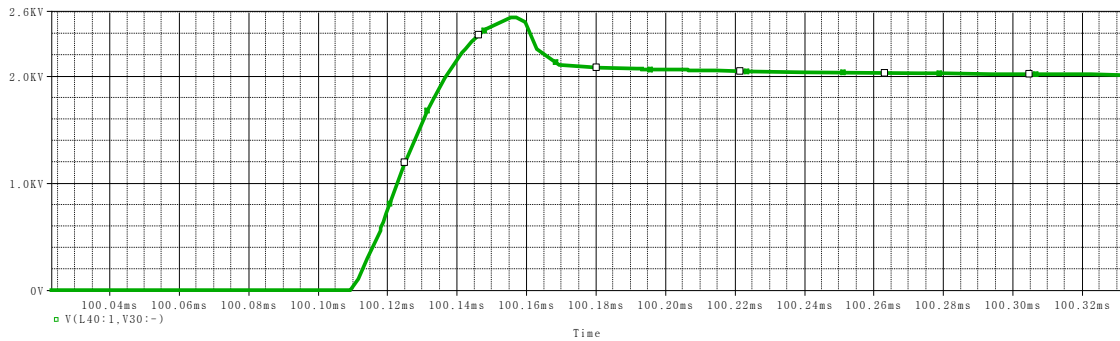


Σχήμα 5.25 Ρεύμα σβέσης διακόπτη χωρίς τη χρήση *turn-off snubber*

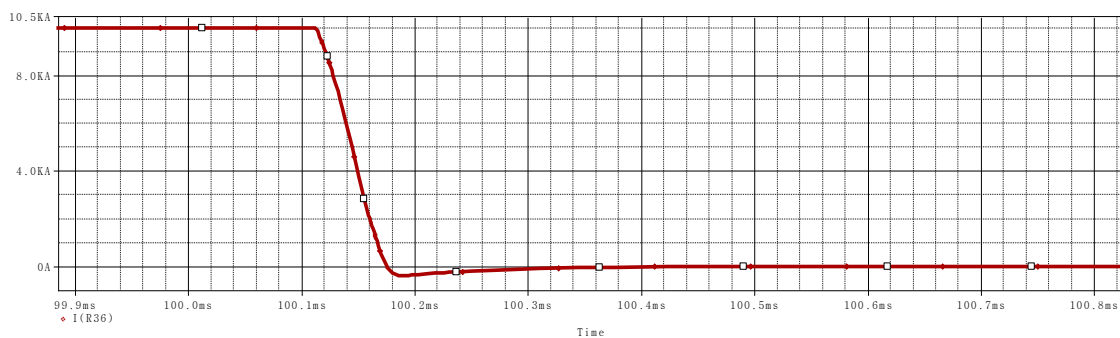
Πολύ σημαντικό είναι το μεταβατικό της τάσης καθώς η μέγιστη τιμή φτάνει τα $4,6kV$ μέσα σε χρόνο $12\mu s$ έχοντας δηλαδή ρυθμό ανόδου $383,3 V/\mu s$. Η μεταβατική αιχμή παρατηρείται στα $18\mu s$ από την έναρξη της σβέσης και οφείλεται στο κύκλωμα προστασίας έναυσης (*clammer*). Επιπλέον το ρεύμα αποσβαίνει μέσα σε $10\mu s$. Οι τιμές αυτές, όπως και η

προσομοίωση έχουν γίνει για διάταξη *hard switching*, χωρίς τη χρήση δηλαδή κυκλώματος προστασίας σβέσης. Παρατηρείται πως από τις προσομοιώσεις το μεταβατικό της τάσης μπορεί να θέσει τους ημιαγωγούς σε κατάσταση εκτός λειτουργίας με αποτέλεσμα να κρίνεται απαραίτητη η χρήση κυκλωμάτων προστασίας σβέσης (*turn-off snubber*).

Αν χρησιμοποιηθεί κύκλωμα προστασίας (*turn-off snubber*) κατά τη σβέση του IGCT το μεταβατικό φαινόμενο σβέσης είναι το ακόλουθο:



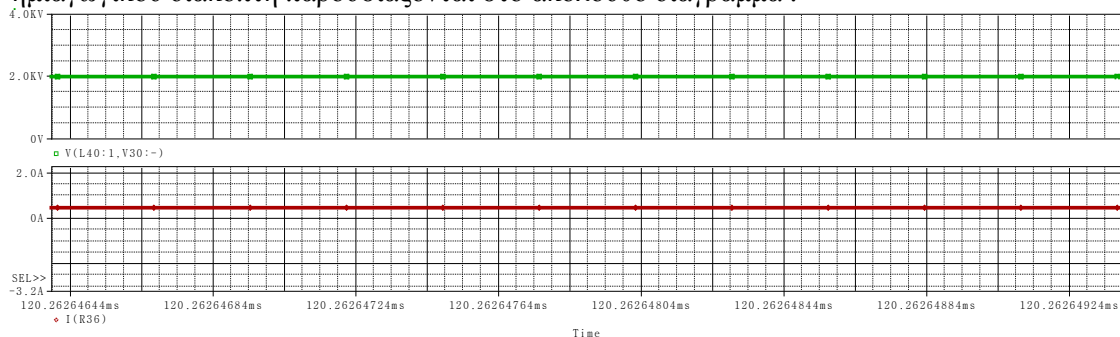
Σχήμα 5.26 Τάση σβέσης διακόπτη με τη χρήση *turn-off snubber*



Σχήμα 5.27 Ρεύμα σβέσης διακόπτη με τη χρήση *turn-off snubber*

Η σβέση του ρεύματος επιτυγχάνεται μέσα σε $60\mu s$ παρουσιάζει αρνητική αιχμή που οφείλεται στο πυκνωτή εκφόρτισης του κυκλώματος προστασίας και στις επαγωγές των κλάδων. Η τάση αυξάνει και σταθεροποιείται στη τιμή μόνιμης κατάστασης μετά από $110\mu s$ έχοντας μέγιστο ρυθμό ανόδου, όπως φαίνεται στο διάγραμμα $75 V/\mu s$ και μέγιστη αιχμή τάσης $2,6 kV$. Να σημειωθεί πως στα μειονεκτήματα της χρήσης *turn-off snubber* είναι και η αύξηση των απωλειών λειτουργίας του συστήματος.

Κατά τη μόνιμη κατάσταση σβέσης το ρεύμα στο φορτίο και η τάση είναι του ημιαγωγικού διακόπτη παρουσιάζονται στο ακόλουθο διάγραμμα :

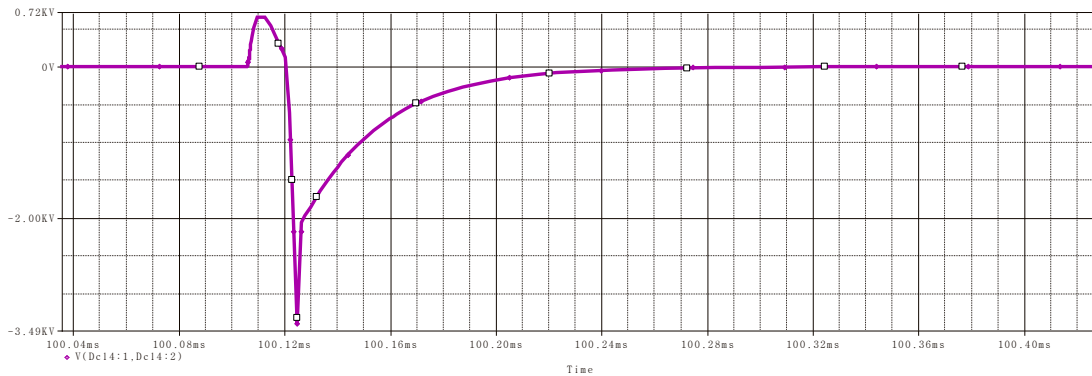


Σχήμα 5.28 Τάση και ρεύμα κατά τη μόνιμη κατάσταση αποκοπής

Το ρεύμα στη μόνιμη κατάσταση σβέσης είναι $450 mA$ και η τάση φτάνει τα $2kV$ που αποκόπτει ο διακόπτης. Η αντίσταση του συστήματος καθώς βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής παρουσιάζεται στο παρακάτω διάγραμμα:

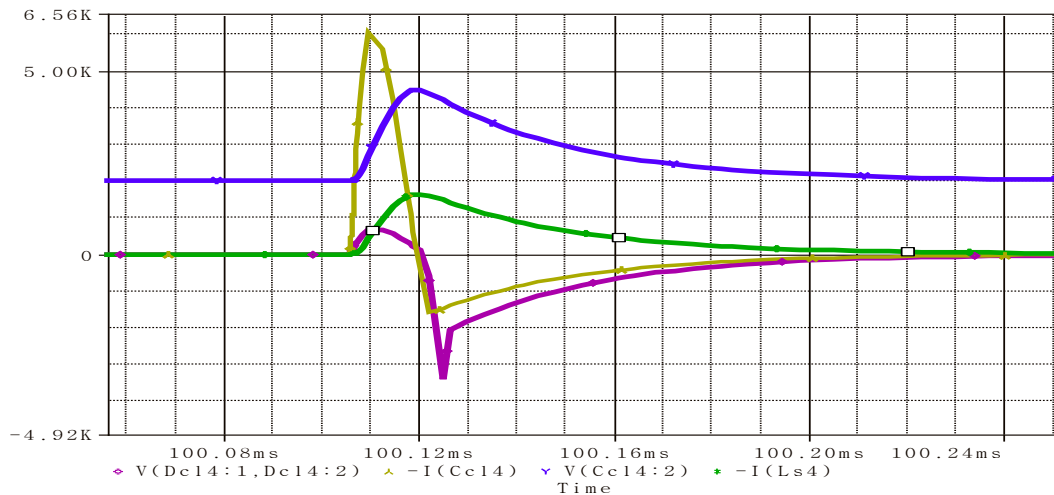
$$R_{off} = \frac{V_{dc}}{I_{leakage}} = \frac{2kV}{450mA} = 4,4k\Omega$$

Το κύκλωμα προστασίας έναυσης, κατά τη φάση σβέσης του ημιαγωγικού διακόπτη παρουσιάζει την παρακάτω συμπεριφορά, καθώς το ρεύμα αποσβάνει η τάση στα άκρα του πηνίου L_i γίνεται αρνητική με αποτέλεσμα να πολώνεται θετικά η διόδος και να άγει. Η κυματομορφή της τάσης στη διόδο παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 5.29 Τάση διόδου *clamber*

Η αρνητική αιχμή τάσης εμφανίζεται φορτίζεται ο πυκνωτής, αυξάνει τη τάση στα άκρα του και πολώνει αρνητικά τη διόδο. Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται η τάση του πυκνωτή (μπλε) και το ρεύμα του πυκνωτή (κίτρινο) σε αντιπαράθεση με τη τάση της διόδου. Με πράσινο χρώμα εμφανίζεται το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R_{cl} και το οποίο δημιουργείται από τη φόρτιση του πυκνωτή. Ουσιαστικά ο πυκνωτής εκφορτίζεται πάνω στην αντίσταση R_{cl} . Στη συνέχεια η διόδος πολώνεται αρνητικά αποκόπτοντας το ρεύμα και έτσι αποσβάνει το μεταβατικό φαινόμενο στο κύκλωμα. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται οι κυματομορφές των στοιχείων:



Σχήμα 5.30 Συμπεριφορά κυκλώματος προστασίας κατά τη σβέση

5.3.3 Διακόπτης με RL φορτίο:

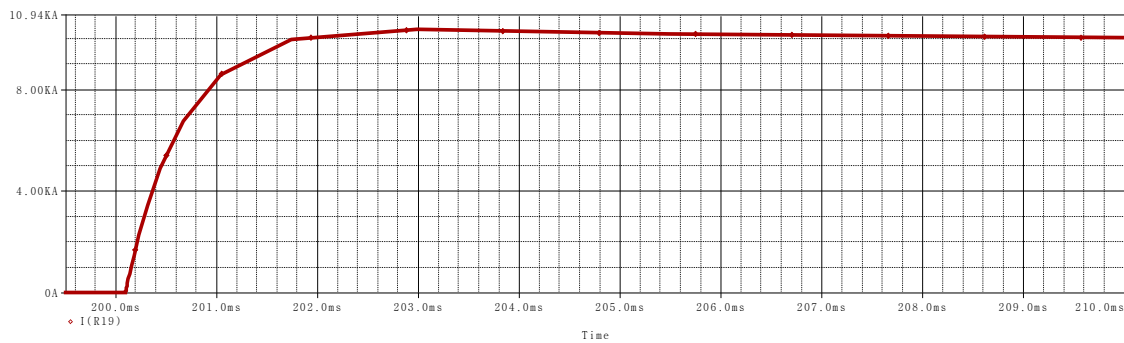
Για τις ανάγκες της προσομοίωσης θα χρησιμοποιηθεί ένα επαγωγικό φορτίο με αντίσταση $R_L = 0.2\Omega$ και $L_L = 100\mu H$.

5.3.3.1 Έναυση του διακόπτη:

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στα παρακάτω διαγράμματα:



Σχήμα 5.31 Τάση έναυσης διακόπτη με RL φορτίο

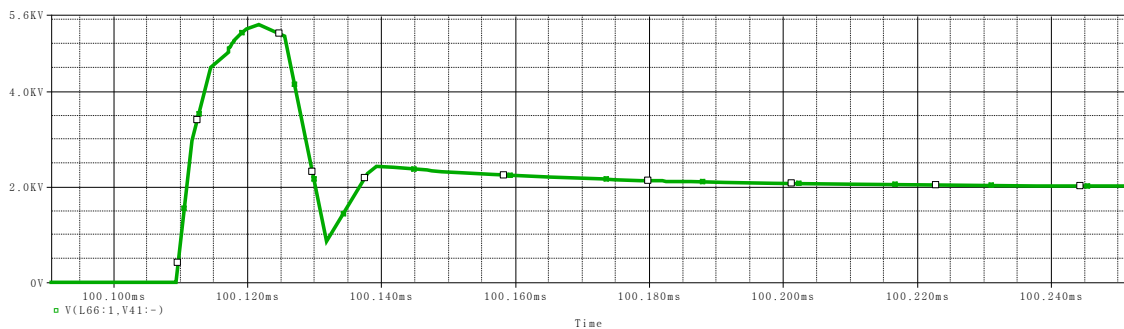


Σχήμα 5.32 Ρεύμα έναυσης διακόπτη με RL φορτίο

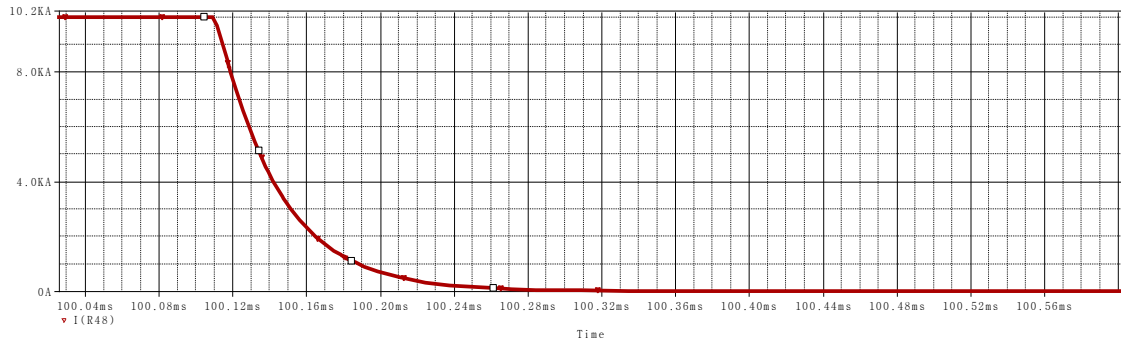
Η πτώση της τάσης γίνεται μέσα σε $2\mu s$ ενώ το ρεύμα παρουσιάζει μια αιχμή λόγω της φύσης του επαγωγικού φορτίου η οποία φτάνει τα $10,5kA$ και αποσβαίνει σε $8ms$ στη τιμή της μόνιμης κατάστασης. Η καθυστέρηση στο ρεύμα οφείλεται στη φύση του φορτίου καθώς η επαγωγή αυξάνει πολύ το χρόνο ανόδου του ρεύματος.

5.2.3.2 Σβέση του διακόπτη:

Η προσομοίωση της σβέσης για ωμικό-επαγωγικό φορτίο παρουσιάζεται παρακάτω:



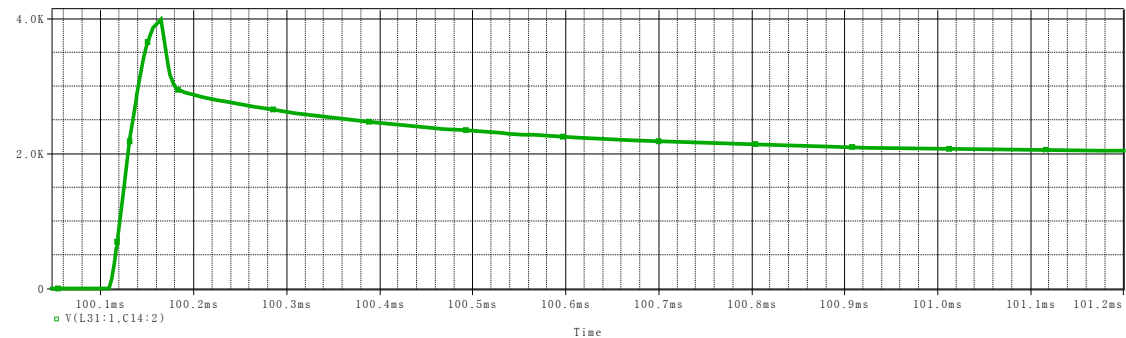
Σχήμα 5.33 Τάση σβέσης διακόπτη με RL φορτίο χωρίς τη χρήση *turn-off snubber*



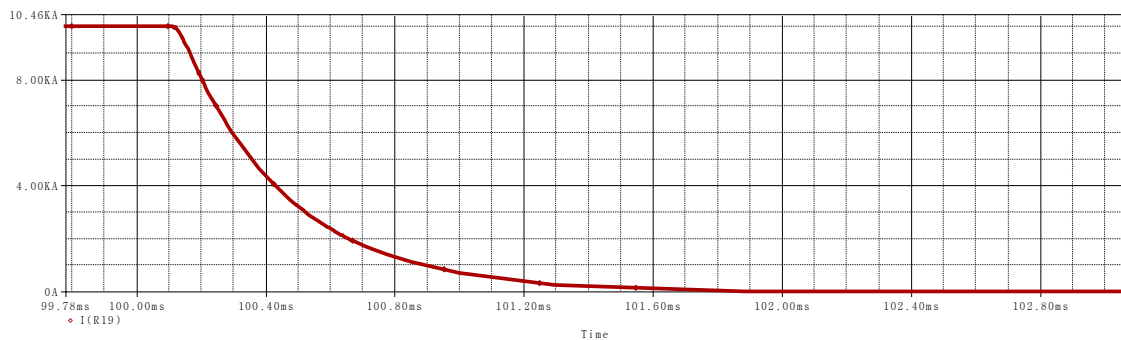
Σχήμα 5.34 Ρεύμα σβέσης διακόπτη με RL φορτίο χωρίς τη χρήση *turn-off snubber*

Λόγω του επαγωγικού χαρακτήρα του φορτίου το ρεύμα μηδενίζεται σε χρόνο $1,3ms$. Η τάση παρουσιάζει μια μεγάλη αιχμή που φτάνει στα $5,5kV$ και καταλήγει στη μόνιμη τιμή μέσα σε $600\mu s$.

Τα προβλήματα που ανακύπτουν από τις προσομοιώσεις είναι πως η τάση παρουσιάζει μια πολύ μεγάλη αιχμή και η απόσβεσή της είναι αρκετά αργή. Αν γίνει χρήση *turn-off snubber* τα αποτελέσματα είναι τα ακόλουθα:



Σχήμα 5.35 Τάση σβέσης διακόπτη με RL φορτίο με τη χρήση *turn-off snubber*

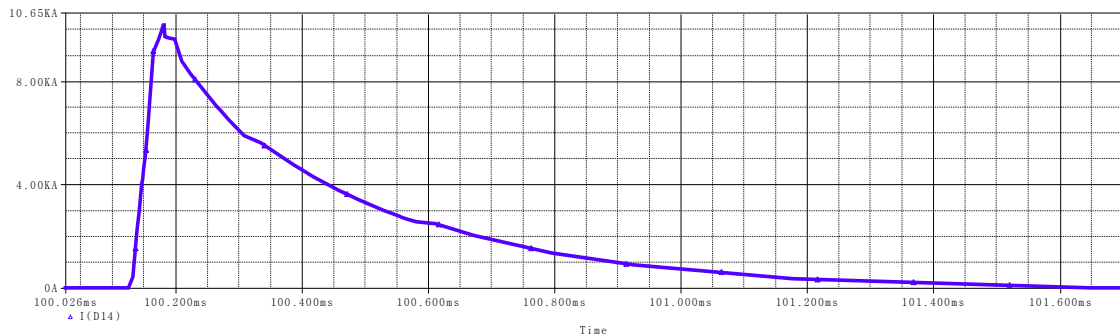


Σχήμα 5.36 Ρεύμα σβέσης διακόπτη με RL φορτίο με τη χρήση *turn-off snubber*

Παρατηρείται πως οι χρόνοι στους οποίους αποσβάνει το μεταβατικό φαινόμενο δεν αλλάζουν λόγω του κυκλώματος προστασίας. Ωστόσο η αιχμή τάσης μειώνεται σημαντικά καθώς η χρήση του κυκλώματος προστασίας περιορίζει την αιχμή της τάσης. Το πρόβλημα που εμφανίζεται με τη χρήση του *turn-off snubber* για τους ημιαγωγούς είναι ότι αυξάνονται οι απώλειες του συστήματος, γεγονός μη επιθυμητό σε πολλές εφαρμογές.

Επιπλέον στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται το ρεύμα που διαρρέει τις αντιστάσεις στο φορτίο κατά τη σβέση του συστήματος. Παρατηρείται πως ο ρυθμός ανόδου του ρεύματος είναι ίσος με $\frac{di}{dt} = 200 A/\mu s$, οπότε και πρέπει οι διόδους που θα χρησιμοποιηθούν να έχουν ικανότητα έναυσης με αυτή τη τιμή. Επιπλέον χρειάζεται να

γίνει παραλληλισμός των διόδων ώστε να έχουν καλή κατανομή του ρεύματος. Ο παραλληλισμός γίνεται με τον ίδιο τρόπο και τις ίδιες μεθόδους όπως και στους υπόλοιπους ημιαγωγούς.



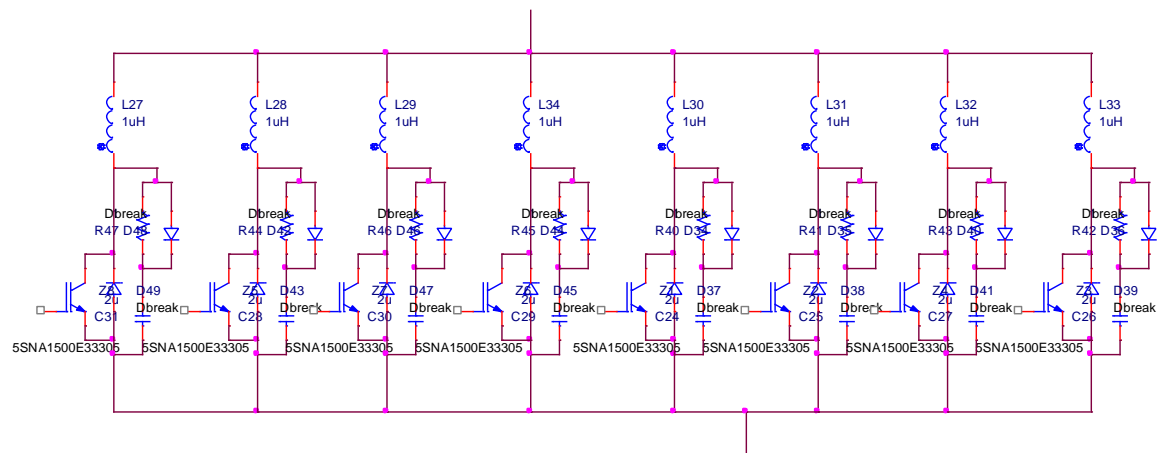
Σχήμα 5.37 Ρεύμα FWD του φορτίου κατά τη σβέση

5.4 Κατασκευή ημιαγωγικού διακόπτη με τη χρήση IGBT[57],[58]:

5.4.1 Ηλεκτρικό κύκλωμα διακόπτη:

Το IGBT που θα χρησιμοποιηθεί για τη κατασκευή του διακόπτη έχει ονομαστικά χαρακτηριστικά $V_{CE} = 3000V$ και ρεύμα $I_C = 1500A$. Για να μπορεί να διαχειριστεί το σύστημα το απαιτούμενο ρεύμα χρειάζονται επτά παράλληλοι κλάδοι. Ωστόσο για λόγους ασφαλείας και για να υπάρχει μια ανοχή της τάξης του 15%[21], θα γίνει χρήση οκτώ παράλληλων κλάδων. Επίσης η χρήση σε σειρά ημιαγωγών δεν είναι απαραίτητη καθώς η τάση απομόνωσης του διακόπτη αρκεί για την εφαρμογή.

Το κύκλωμα του διακόπτη με τη χρήση IGBT παρουσιάζεται στο παρακάτω κύκλωμα:



Σχήμα 5.38 Κύκλωμα ημιαγωγικού διακόπτη με τη χρήση IGBT's

Στο σύστημα εισάγονται σε σειρά με τους ημιαγωγούς πηνία τα οποία καθυστερούν την αύξηση του ρεύματος και βοηθάνε στο παραλληλισμό. Επιπλέον γίνεται χρήση ενός *RCD snubber* ο οποίος βοηθά στην ομαλή σβέση των στοιχείων. Η σχεδίαση και η επιλογή των στοιχείων γίνεται βάσει των εξής χαρακτηριστικών:

Τα πηνία που βρίσκονται σε σειρά με τους ημιαγωγούς θεωρείται ότι περιλαμβάνουν και τις παρασιτικές επαγωγές του κλάδου. Αν θεωρηθεί πως όλη η επαγωγή είναι ίση με $L_{Ti} = 4\mu H$ τότε ο ρυθμός ανόδου του ρεύματος είναι:

$$di/dt = \frac{V_{CE}}{L_{Ti}} = \frac{2kV}{0.5\mu H} = 4kA/\mu s$$

Το IGBT έχει την ικανότητα αύξησης του ρυθμού ανόδου του ρεύματος έως και $6kA/\mu s$ οπότε και η τιμή ρεύματος ανόδου για το κύκλωμα που σχεδιάστηκε είναι αποδεκτή.

Για τη σχεδίαση του κυκλώματος προστασίας σβέσης γίνεται χρήση των παρακάτω σχέσεων[52]. Από τη σχέση:

$$C = \frac{L_{Ti} I^2}{\Delta V^2}$$

$$RC \leq 0.2 \cdot 1600ns = 320ns$$

Όπου L_{Ti} : η επαγωγή του κλάδου

ΔV : Η μέγιστη μεταβατική τιμή της τάσης

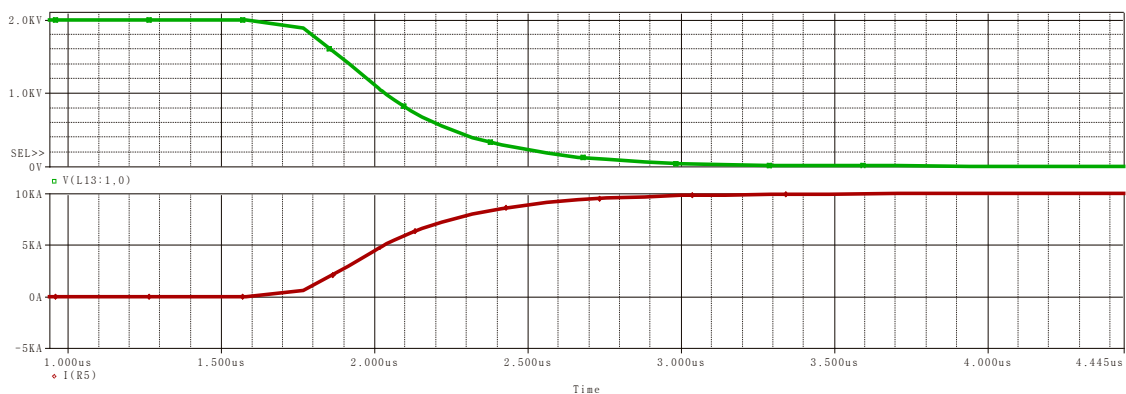
Υπολογίζεται πως η χωρητικότητα του πυκνωτή είναι ίση με $31,25nF$ και της αντίστασης $R = 10.24\Omega$.

5.4.2 Διακόπτης με ωμικό φορτίο:

Αρχικά θα εξεταστεί η συμπεριφορά του διακόπτη συνολικά υπό ωμικό φορτίο. Το φορτίο που θα προστεθεί είναι ιδανικά ωμικό υπό τάση λειτουργίας ίση με $V_D = 2000V$. Επειδή το σύστημα θα πρέπει να συμπεριφέρεται σωστά για ρεύμα φορτίου $I_L = 10kA$ η αντίσταση φορτίου θα είναι $R_L = 0.2\Omega$.

5.4.2.1 Έναυση του διακόπτη:

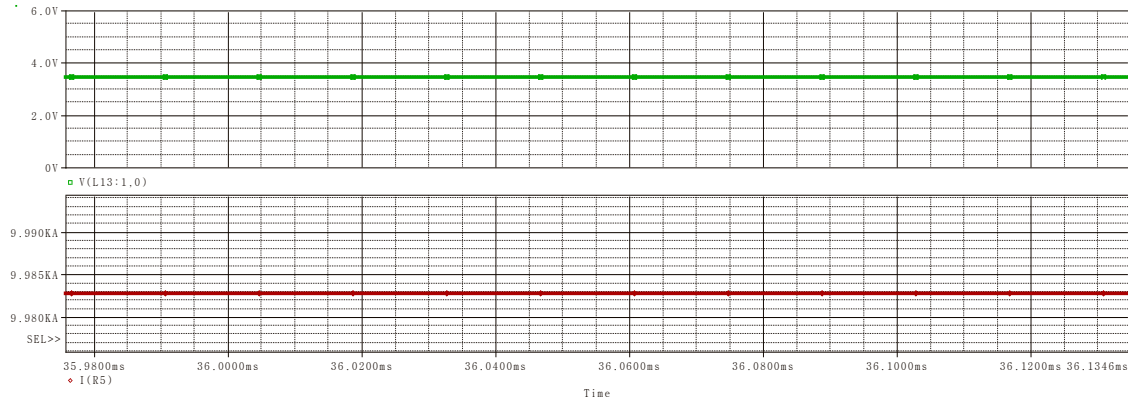
Στο παρακάτω διάγραμμα απεικονίζει τα ρεύμα φορτίου και τη τάση στα άκρα του διακόπτη:



Σχήμα 5.39 Τάση και ρεύμα έναυσης

Ο χρόνος που χρειάζεται ώστε το ρεύμα να φτάσει στη τιμή της μόνιμης κατάστασης είναι ίσος με $1,3\mu s$, ενώ ο ίδιος χρόνος απαιτείται για το μηδενισμό της τάσης. Αναμενόμενα και λόγω της μεγάλης ικανότητας χειρισμού του ρυθμού ρεύματος οι διακοπτικοί χρόνοι του IGBT είναι πολύ μικρότεροι από τα υπόλοιπα ημιαγώγιμα στοιχεία.

Μελετώντας τη μόνιμη κατάσταση για το ρεύμα και τη τάση αγωγής λαμβάνονται τα εξής αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις:



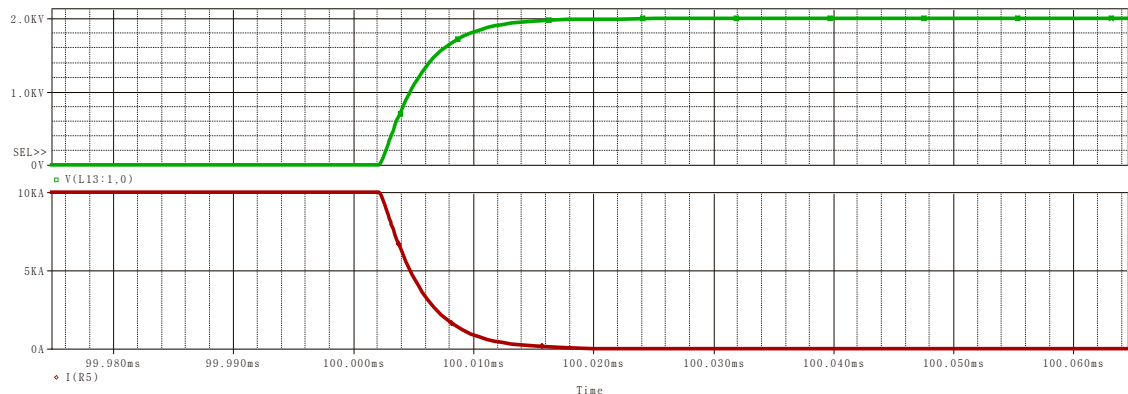
Σχήμα 5.40 Τάση και ρεύμα κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής

Παρατηρείται πως το ρεύμα αγωγής είναι $I_L = 9.983kA$ και η τάση αγωγής $V_{on} = 3,4V$. Οι τιμές αυτές είναι μέσα στα πλαίσια της ασφαλούς λειτουργίας των ημιαγωγών. Από το ρεύμα της μόνιμης κατάστασης διαπιστώνεται πως η αντίσταση αγωγής του διακόπτη είναι:

$$R_{switch} = \frac{V_D}{I_L} - R_L \Leftrightarrow R_{switch} = \frac{2kV}{9.983kA} - 0.2\Omega \Leftrightarrow R_{switch} = 0.2m\Omega$$

5.4.2.2 Σβέση του διακόπτη:

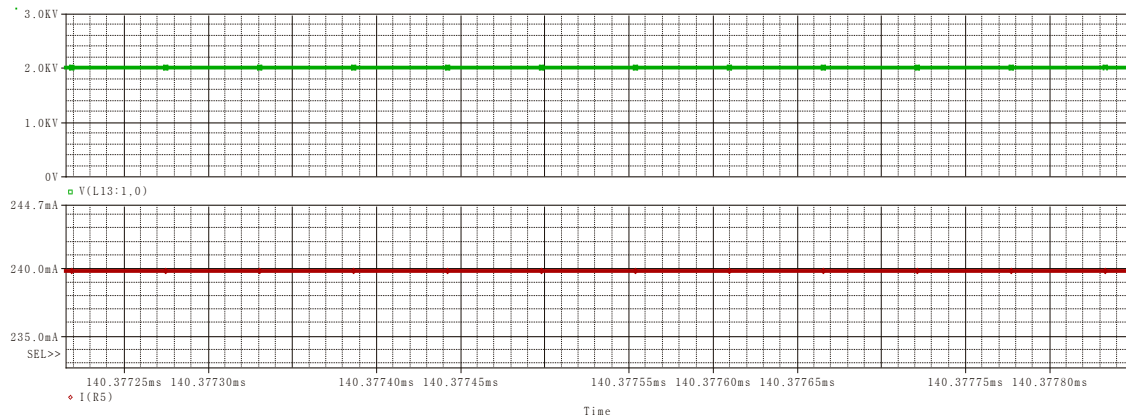
Η σβέση του διακόπτη φαίνεται στο εξής διάγραμμα:



Σχήμα 5.41 Τάση και ρεύμα σβέσης

Στις παραπάνω προσομοιώσεις υπάρχει ένας μεταβατικός χρόνος ίσος με $t_{off} = 120\mu s$ ο οποίος είναι ο χρόνος που χρειάζεται το ρεύμα για πλήρη απόσβεση. Η τάση αυξάνεται με τον ίδιο τρόπο στον ίδιο χρόνο. Η καθυστέρηση αυτή οφείλεται στη χρήση του κυκλώματος προστασίας. Διαφορετικές τιμές των παραμέτρων του *RCD snubber* έχουν διαφορετικούς διακοπτικούς χρόνους.

Κατά τη μόνιμη κατάσταση σβέσης το ρεύμα στο φορτίο και η τάση είναι του διακόπτη παρουσιάζονται στο ακόλουθο διάγραμμα :



Σχήμα 5.42 Τάση και ρεύμα μόνιμης κατάστασης αποκοπής

Το ρεύμα στη μόνιμη κατάσταση σβέσης είναι $240mA$ και η τάση φτάνει τα $2kV$ που αποκόπτει ο διακόπτης. Από τα στοιχεία αυτά υπολογίζεται η ισοδύναμη αντίσταση αποκοπής του IGBT η οποία είναι:

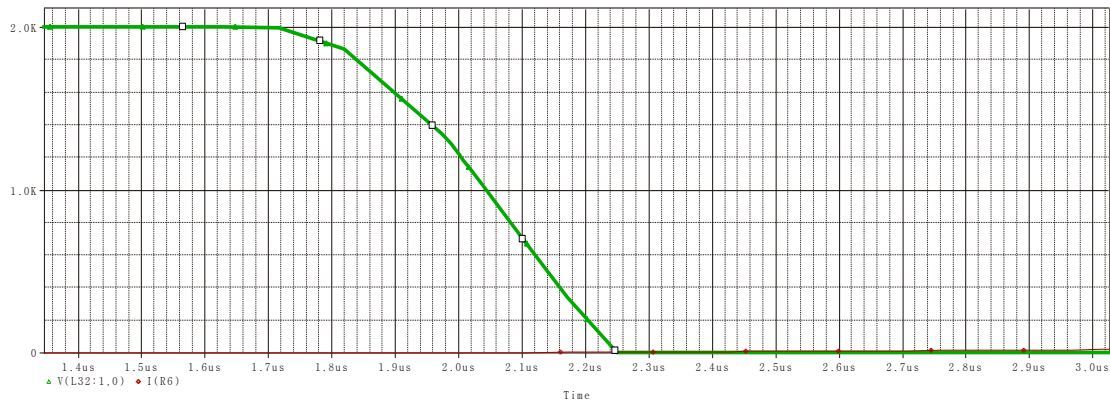
$$R_{off} = \frac{2kV}{240mA} = 8.33k\Omega.$$

5.4.3 Διακόπτης με RL φορτίο:

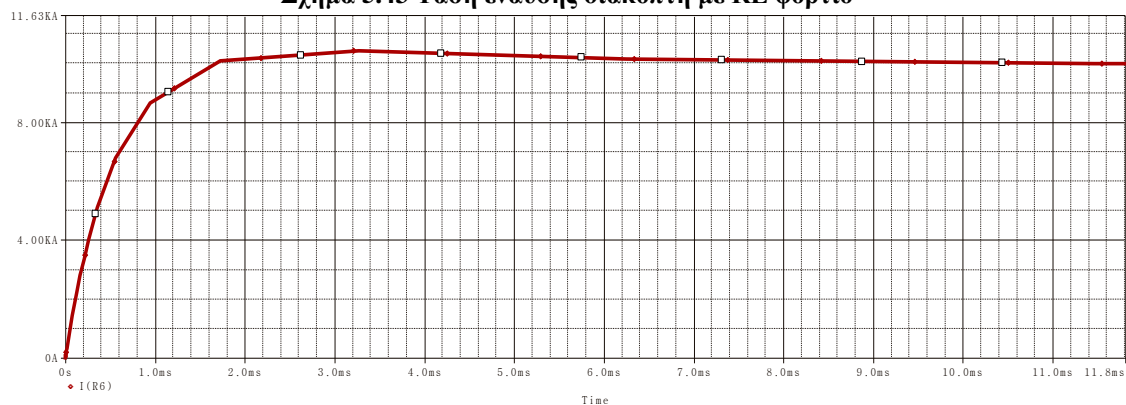
Για τις ανάγκες της προσομοίωσης θα χρησιμοποιήσουμε ένα επαγωγικό φορτίο με αντίσταση $R_L = 0.2\Omega$ και $L_L = 100\mu H$, όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις.

5.4.3.1 Έναυση του διακόπτη:

Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα διαγράμματα που ακολουθούν:



Σχήμα 5.43 Τάση έναυσης διακόπτη με RL φορτίο

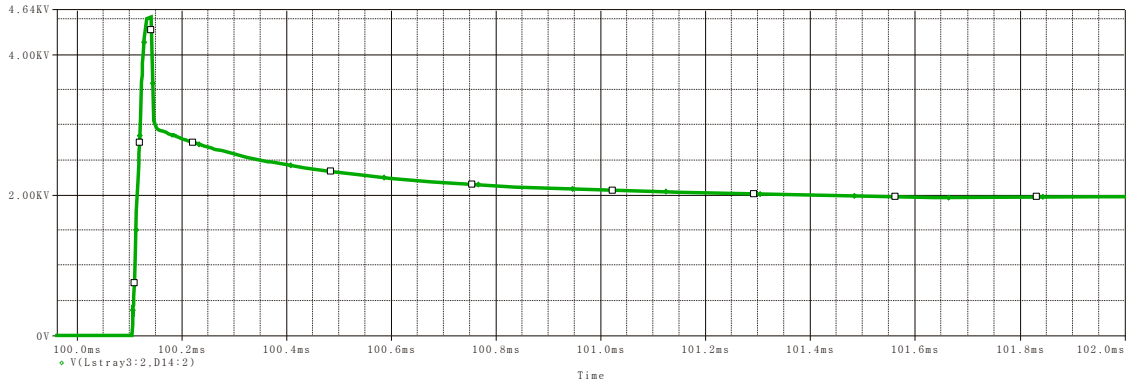


Σχήμα 5.44 Ρεύμα έναυσης διακόπτη με RL φορτίο

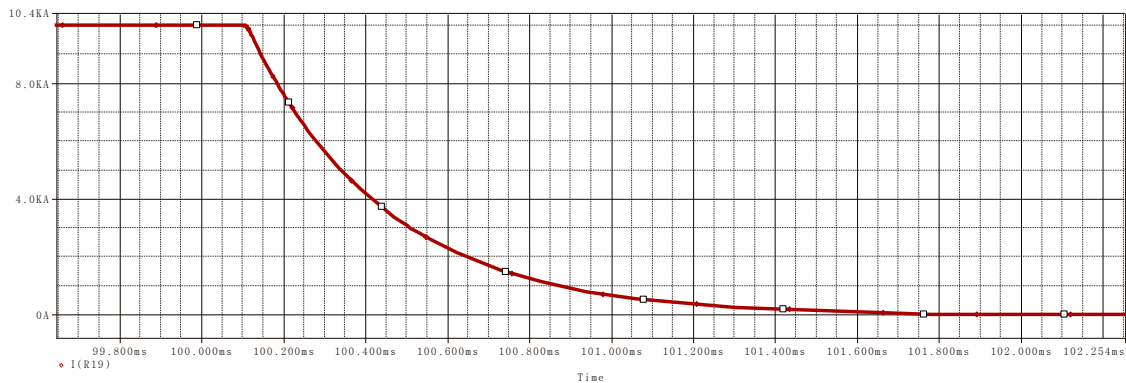
Η πτώση της τάσης γίνεται μέσα σε $500ns$ ενώ το ρεύμα παρουσιάζει μια αιχμή λόγω της φύσης του επαγωγικού φορτίου η οποία φτάνει τα $10,45kA$ και αποσβαίνει σε $7,4ms$ στη τιμή της μόνιμης κατάστασης. Η καθυστέρηση στο ρεύμα οφείλεται στη φύση του φορτίου καθώς η επαγωγή αυξάνει πολύ το χρόνο ανόδου του ρεύματος.

5.4.3.2 Σβέση του διακόπτη:

Η προσομοίωση της σβέσης για ωμικό-επαγωγικό φορτίο παρουσιάζεται παρακάτω:

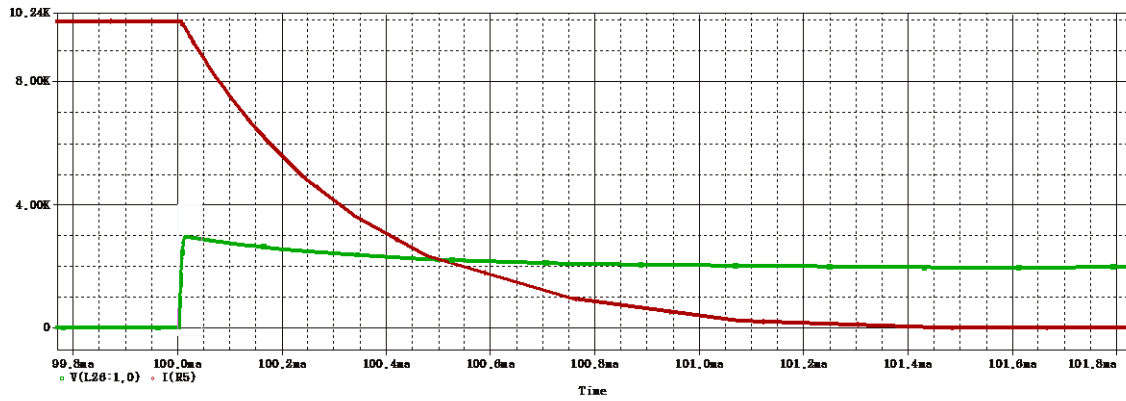


Σχήμα 5.45 Τάση σβέσης διακόπτη με RL φορτίο χωρίς τη χρήση *turn-off snubber*



Σχήμα 5.46 Ρεύμα σβέσης διακόπτη με RL φορτίο χωρίς τη χρήση *turn-off snubber*

Δύο είναι τα σημαντικά φαινόμενα στο σύστημα κατά τη σβέση. Το ρεύμα φορτίου, το οποίο αποσβαίνει σε $1,3ms$ και η τάση που παρουσιάζει αιχμή η τιμή της οποίας φτάνει τα $4,5kV$ ενώ επανέρχεται στη μόνιμη τιμή της μετά από $0,8ms$. Από τη προσομοίωση παρατηρείται πως η χρήση επαγωγικού φορτίου καθυστερεί αρκετά τη πτώση τάσης στο κύκλωμα του IGBT ενώ ταυτόχρονα εισάγει ένα *overshoot* το οποίο μπορεί να προκαλέσει προβλήματα αστοχιών αν επαναλαμβάνεται πάνω από ορισμένες τιμές. Η εικόνα μπορεί να βελτιωθεί με τη χρήση ενός *turn-off snubber*, με τα ακόλουθα αποτελέσματα όπως φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 5.47 Τάση και ρεύμα σβέσης διακόπτη με RL φορτίο με τη χρήση *turn-off snubber*

Παρατηρείται πως οι χρόνοι στους οποίους αποσβάνει το μεταβατικό φαινόμενο δεν αλλάζουν λόγω του κυκλώματος προστασίας. Ωστόσο η αιχμή τάσης μειώνεται στα επιθυμητά επίπεδα ασφαλούς λειτουργίας ($3kV$) καθώς η χρήση του κυκλώματος προστασίας ομαλοποιεί το φαινόμενο.

Κεφάλαιο 6

Υπολογισμός συστήματος τροφοδοσίας

6.1 Σύστημα τροφοδοσίας [3]:

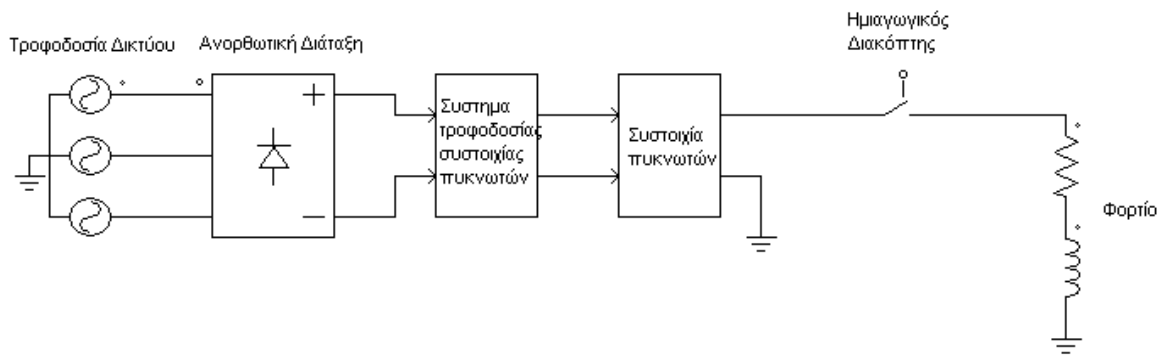
Για τις ανάγκες της εργασίας απαιτείται η κατασκευή ενός συστήματος τροφοδοσίας το οποίο θα παράγει τους επιθυμητούς παλμούς στην είσοδο του συστήματος δοκιμών. Τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του παλμού δοκιμών είναι τα ακόλουθα:

- Τάση εξόδου $V_{out} = 2kV$
- Χρόνος διάρκειας παλμού $t = 50ms$

Το κύκλωμα τροφοδοσίας του συστήματος αποτελείται από τα παρακάτω στοιχεία:

1. Τροφοδοσία δικτύου
2. Σύστημα ανύψωσης τάσης
3. Σύστημα τροφοδοσία συστοιχίας πυκνωτών
4. Συστοιχία πυκνωτών

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται το σύστημα τροφοδοσίας αναλυτικά:



Σχήμα 6.1 Διάγραμμα συνολικού συστήματος δοκιμών

6.2 Εξωτερική Τροφοδοσία:

Για τη λειτουργία του συστήματος χρησιμοποιείται ως εξωτερική τροφοδοσία το δίκτυο διανομής ηλεκτρικής ενέργειας με τάση $V_{rms} = 230Volts$ συχνότητας $f = 50Hz$. Στη συνέχεια γίνεται μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης δικτύου σε συνεχή μέσω μιας διάταξης τριφασικής ανόρθωσης γέφυρας. Η μέση τάση εξόδου της διάταξης υπολογίζεται από τον ακόλουθο τύπο:

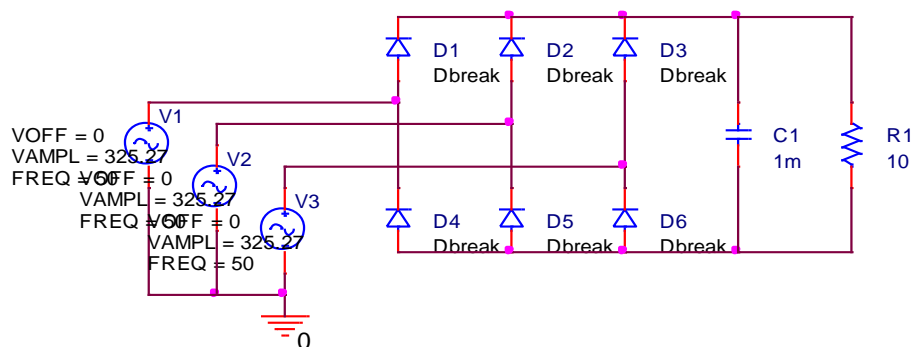
$$V_o = \frac{3\sqrt{3}V_i}{\pi} = \frac{3\sqrt{6}V_{rms}}{\pi}$$

Όπου V_i μέγιστο πλάτος της τάσης εισόδου

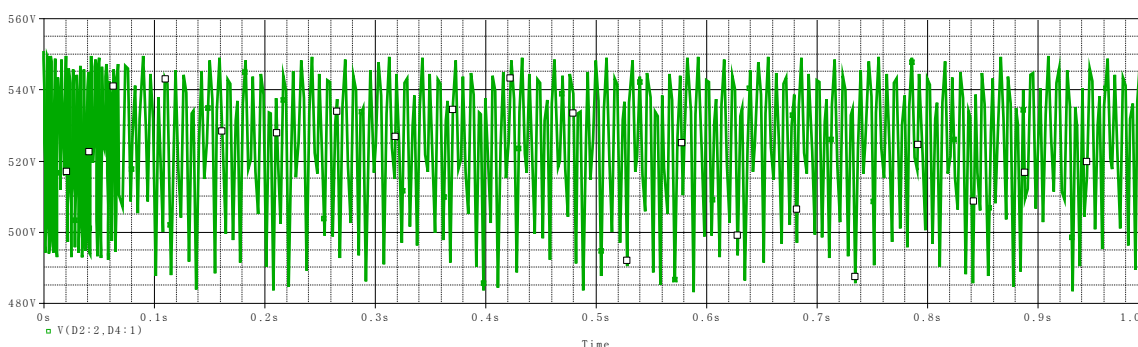
Στην εφαρμογή, η τάση τροφοδοσίας είναι ίση με:

$$V_o = \frac{3\sqrt{6}V_{rms}}{\pi} = 538Volts$$

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η ανορθωτική διάταξη και η συνεχής τάση εισόδου στο σύστημα φόρτισης:



Σχήμα 6.2 Ανορθωτική διάταξη τροφοδοσίας δικτύου

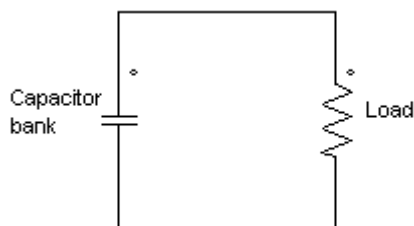


Σχήμα 6.3 Συνεχής τάση εξόδου ανορθωτικής διάταξης

6.3 Συστοιχία πυκνωτών [60],[61]:

Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό της σχεδίασης που πρέπει να υπολογιστεί είναι το μέγεθος της χωρητικότητας της συστοιχίας πυκνωτών. Ο υπολογισμός της συνολικής χωρητικότητας της διάταξης είναι συνάρτηση δύο παραγόντων, του χρόνου του παλμού, και του ποσοστού πτώσης τάσης στα άκρα των πυκνωτών κατά την εκφόρτιση. Ο υπολογισμός της χωρητικότητας γίνεται με την ακόλουθη μέθοδο:

Αν γίνει η υπόθεση πως το φορτίο είναι πλήρως ωμικό όπως στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 6.4 Διάγραμμα εκφόρτισης πυκνωτή σε ωμικό φορτίο

τότε η τάση στο φορτίο κατά την εκφόρτιση του πυκνωτή δίνεται από το τύπο:

$$v(t) = V_o e^{-\frac{t}{RC}} \quad (6.1)$$

Όπου V_o η τάση εξόδου της τροφοδοσίας

R η αντίσταση φορτίου

Λύνοντας την παραπάνω εξίσωση ως προς τη χωρητικότητα εξάγεται ο παρακάτω τύπος:

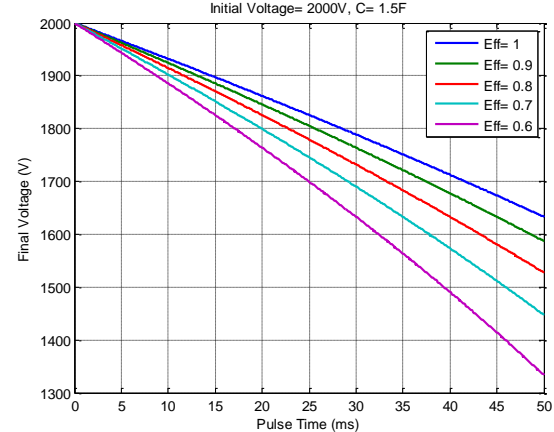
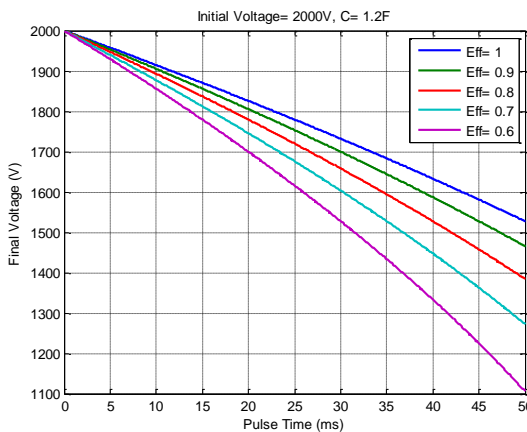
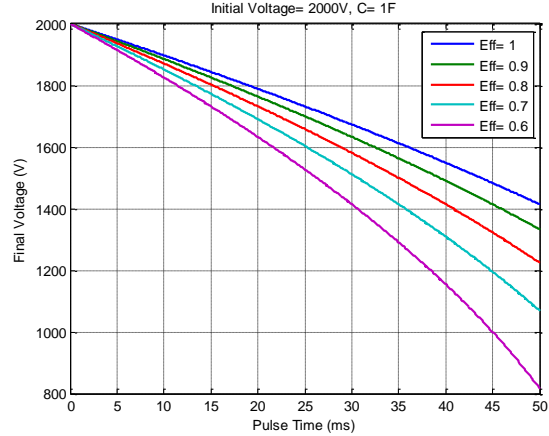
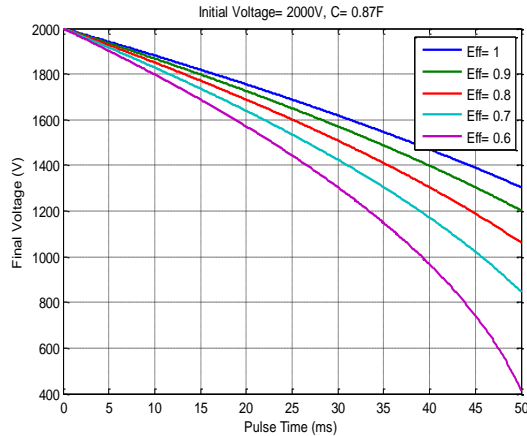
$$C = -\frac{t}{R \cdot \ln\left(\frac{V(t)}{V_o}\right)}$$

Για χρόνο $t=50ms$ και αντίσταση φορτίου $R = \frac{V}{I} = \frac{2kV}{10kA} = 0,2\Omega$ και πτώση τάσης 25% δηλαδή $v(t > 50ms) = 0,75 \cdot 2kV = 1,5kV$ η χωρητικότητα της συστοιχίας πυκνωτών είναι $C = 0,87F$. Η τιμή αυτή μπορεί να δώσει μια τάξη μεγέθους της χωρητικότητας που απαιτείται για την κατασκευή του επιθυμητού παλμού τροφοδοσίας.

Πολύ σημαντική είναι και η πτώση τάσης στα άκρα της διάταξης κατά την εκφόρτιση. Επειδή τα πυκνωτικά στοιχεία είναι αποθήκες ηλεκτρικού φορτίου, καθώς τροφοδοτούν με ρεύμα την έξοδο του κυκλώματος, χάνουν φορτίο και παρουσιάζεται πτώση τάσης στα άκρα τους, επηρεάζοντας την έξοδο του παλμού. Η σχέση η οποία υπολογίζει την πτώση τάσης κατά την φάση στην οποία ενεργοποιείται η συστοιχία πυκνωτών δίνεται από το παρακάτω τύπο:

$$V_{final} = V_{initial} \sqrt{1 - \frac{E_{pulse}}{nE_{bank}}} = V_{initial} \sqrt{1 - \frac{V_{load} I_{load} T_{pulse}}{n \frac{1}{2} C V_{initial}^2}} \quad (6.2)$$

Στα επόμενα διαγράμματα υπολογίζεται η πτώση τάσης σε σχέση με το χρόνο παλμού για διαφορετικές τιμές χωρητικότητας και διαφορετικού βαθμού απόδοσης του συστήματος τροφοδοσίας. Ο υπολογισμός των διαγραμμάτων έγινε με το *matlab* και ο κώδικας παρουσιάζεται στο Παράρτημα Β:



Από τα παραπάνω διαγράμματα επιλέγεται ως επιθυμητή τιμή χωρητικότητας $C = 1.2F$ καθώς η πτώση τάσης στα άκρα της συστοιχίας μετά από $50ms$ είναι της τάξης του 25%. Η χρήση μεγαλύτερης χωρητικότητας δημιουργεί την ανάγκη για υπερδιαστασιολόγηση της κατασκευής.

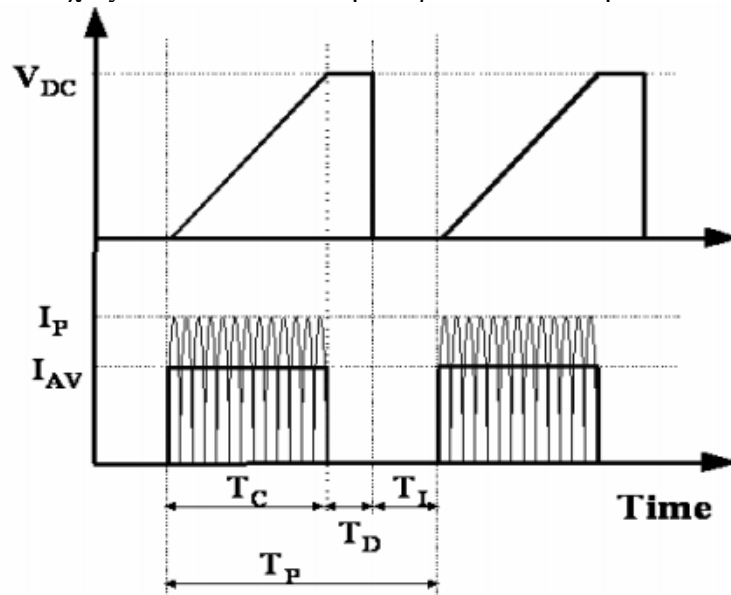
Επιπλέον πρέπει να εξεταστεί και η ικανότητα τάσης των πυκνωτικών στοιχείων καθώς η ονομαστική τάση εξόδου είναι $2kV$. Ανάλογα με τα διαθέσιμα στοιχεία κατασκευάζεται με διασύνδεση των στοιχείων σε σειρά και παράλληλα ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή ικανότητα τάσης και χωρητικότητας.

6.4 Σύστημα τροφοδοσίας συστοιχίας πυκνωτών[59],[61]:

6.4.1 Κύκλος φόρτισης[59]:

Το σύστημα τροφοδοσίας μιας συστοιχίας πυκνωτών πρέπει να λειτουργεί κάτω από πολλές διαφορετικές συνθήκες φόρτισης, σχεδόν βραχυκύκλωμα όταν οι πυκνωτές είναι αφόρτιστοι, έως ανοικτοκύκλωμα όταν είναι πλήρως φορτισμένοι.

Έχουν προταθεί πολλές διαφορετικές τοπολογίες για συστήματα τροφοδοσίας πυκνωτών. Το χαρακτηριστικό των συστημάτων αυτών είναι η ικανότητα φόρτισης κάτω από διαφορετικές συνθήκες φορτίου. Για την επιλογή του κατάλληλου συστήματος τροφοδοσίας πρέπει να εξεταστούν κάποια χαρακτηριστικά όπως ο χρόνος φόρτισης, οι απώλειες και η συμπεριφορά κατά τη φάση της φόρτισης. Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται ο κύκλος φόρτισης μιας συστοιχίας πυκνωτών από ένα μετατροπέα συντονισμού:

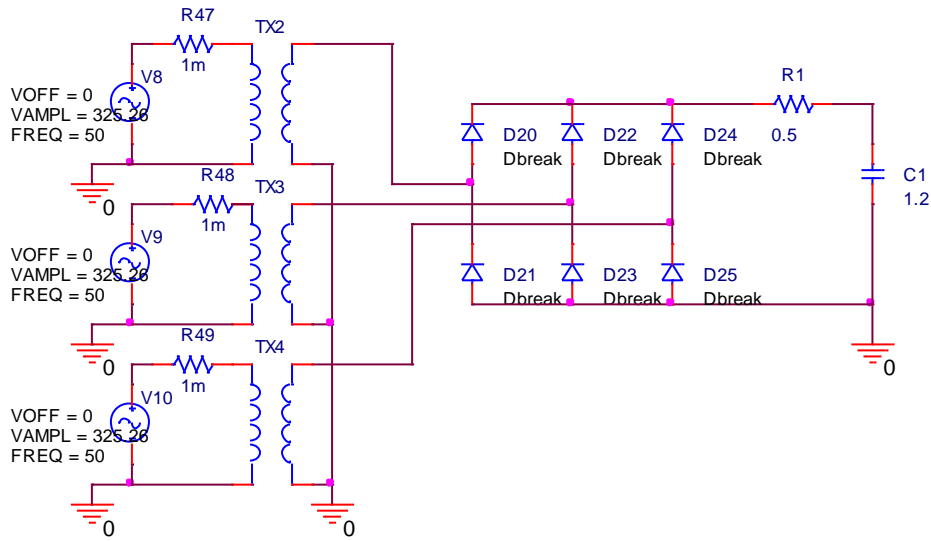


Σχήμα 6.5 Διάγραμμα κύκλου φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών

Από το παραπάνω σχήμα φαίνεται πως η πρώτη φάση, κύκλος φόρτισης, γίνεται με γραμμικό τρόπο μέσα σε χρόνο T_C . Η δεύτερη φάση λειτουργίας ενεργοποιείται όταν η συστοιχία πυκνωτών φορτιστεί πλήρως στην ονομαστική τάση V_{dc} . Σε αυτή τη φάση το σύστημα δεν τροφοδοτεί το φορτίο με ισχύ, αλλά διατηρεί στα άκρα των πυκνωτών σταθερή τάση. Η τρίτη φάση T_I αποτελεί το χρόνο καθυστέρησης νέας φόρτισης, χρόνος ο οποίος χρειάζεται για να αποφορτιστούν οι πυκνωτές και για τη σωστή ψύξη του συστήματος, καθώς συνεχή λειτουργία μπορεί να προκαλέσει μεγάλες θερμοκρασίας στο ζυγό.

6.4.2 Σχεδίαση συστήματος τροφοδοσίας με χρήση αντίστασης φόρτισης[3]:

Η συγκεκριμένη μέθοδος φορτίζει τη συστοιχία πυκνωτών από μια πηγή υψηλής τάσης συνεχούς τιμής, μέσω μιας αντίστασης φόρτισης R . Η φάση της φόρτισης ολοκληρώνεται όταν η τιμή της πηγής συνεχούς τάσης είναι ίση με την τάση στα άκρα της συστοιχίας πυκνωτών. Το διάγραμμα του συστήματος παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 6.6 Διάγραμμα συστήματος φόρτισης με αντιστάσεις φόρτισης

Κατά τη διάρκεια της φόρτισης η τάση στα άκρα του πυκνωτή υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

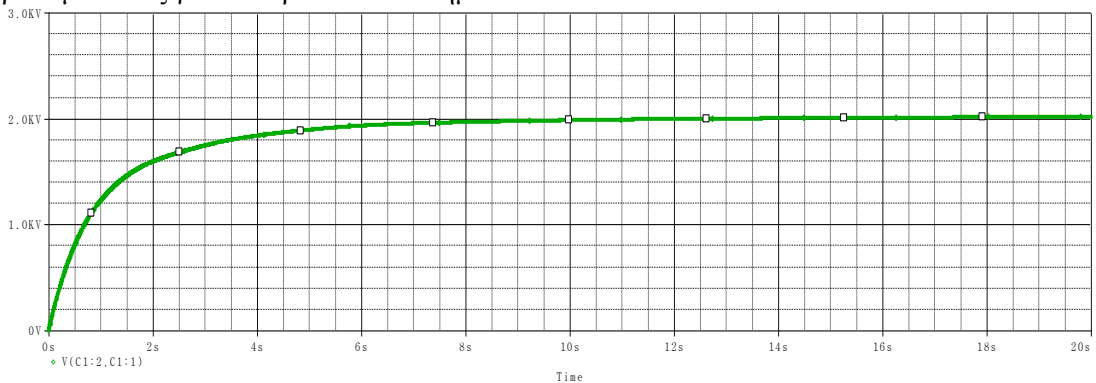
$$V_{bank}(t) = V_{in} \cdot (1 - e^{-t/RC})$$

Ενώ το ρεύμα φόρτισης αντίστοιχα

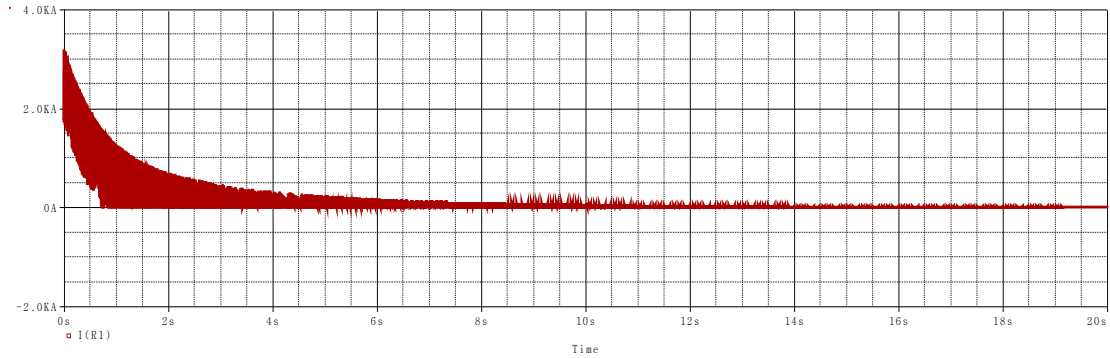
$$I(t) = \frac{V_{in}}{R} \cdot e^{-t/RC}$$

Το πλεονέκτημα της μεθόδου είναι η απλότητα και το χαμηλό κόστος του συστήματος τροφοδοσίας, ωστόσο έχει μια σειρά από μειονεκτήματα με κυριότερο την απόδοση του συστήματος. Κατά τη φόρτιση η ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση φόρτισης είναι, ιδανικά, ίση με την ισχύ που αποθηκεύεται στο πυκνωτή, με αποτέλεσμα να μην είναι αποδοτικό να γίνει χρήση μεγάλου ρυθμού φόρτισης. Ταυτόχρονα, ο χρόνος φόρτισης εξαρτάται από την σταθερά $\tau = RC$ του κυκλώματος γεγονός που καθιστά τη φόρτιση αρκετά αργή, κυρίως σε εφαρμογές που απαιτούν μεγάλες συχνότητες λειτουργίας. Πρακτικά, θεωρείται πως ο πυκνωτής φορτίζεται σε χρόνο μεγαλύτερο από το πενταπλάσιο της σταθεράς χρόνου.

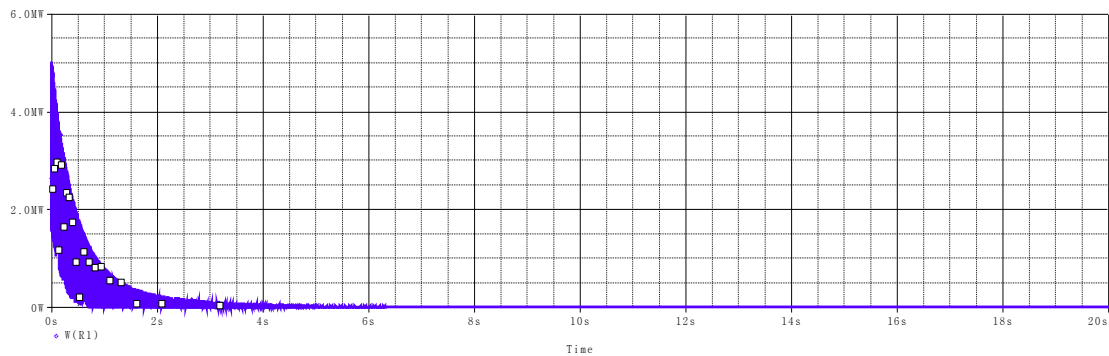
Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η τάση φόρτισης για μια συστοιχία πυκνωτών χωρητικότητας ίσης με $C_{bank} = 1,2F$. Για την αντίσταση φόρτισης επιλέγεται τιμή ίση με $R = 0,5\Omega$, με αποτέλεσμα το ρεύμα που δημιουργείται να έχει τιμή 2 kA ώστε η φόρτιση να επιτυγχάνεται στον επιθυμητό χρόνο. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι προσομοιώσεις για το παραπάνω σύστημα:



Σχήμα 6.7 Τάση φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών



Σχήμα 6.8 Ρεύμα αγωγής πάνω στην αντίσταση φόρτισης



Σχήμα 6.9 Στιγμιαία ισχύς αντίστασης φόρτισης

Από το παραπάνω διάγραμμα φαίνεται πως η τάση της χωρητικότητας C_{bank} πλησιάζει την μέγιστη τιμή μετά από $t = 8s$, ενώ η μέγιστη ισχύς που καταναλώνεται πάνω στην αντίσταση φόρτισης φτάνει στιγμιαία τα $5MW$, ενώ μηδενίζεται μετά από $6s$. Η ενέργεια που καταναλώνεται στην αντίσταση φόρτισης κατά τη διάρκεια της φόρτισης είναι:

$$E_R = \int_0^6 I(t)^2 \cdot R \cdot dt = \frac{V_{dc}^2}{R} \cdot \int_0^6 e^{-2t/RC} \cdot dt = 2,4MJ$$

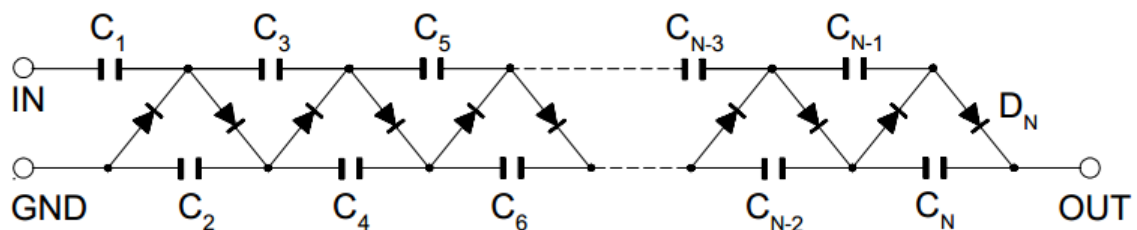
Η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πυκνωτή είναι ίση με:

$$E_C = \frac{1}{2} C_{bank} V^2 = 2,4MJ$$

Από τους υπολογισμούς φαίνεται πως η απόδοση του συστήματος είναι 50% , γεγονός που καθιστά τη μέθοδο αυτή μη ιδανική λόγω του μικρού βαθμού απόδοσης.

6.4.3 Σχεδίαση συστήματος με τη χρήση πολλαπλασιαστή τάσης[62],[67]:

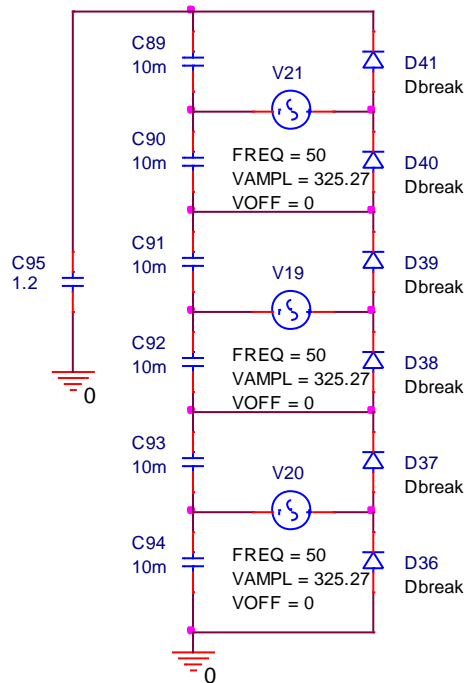
Ο πολλαπλασιαστής τάσης είναι μια διάταξη ανόρθωσης η οποία έχει τη δυνατότητα ρύθμισης της τιμής της τάσης εξόδου χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή. Η λειτουργία του βασίζεται στη φόρτιση ενός πυκνωτή και την εκφόρτισή του μέσω διόδου. Αυτή η διάταξη επαναλαμβάνεται αυξάνοντας τον αριθμό των βαθμίδων έως να επιτευχθεί η επιθυμητή τάση στην έξοδο. Το κύκλωμα ενός πολλαπλασιαστή τάσης N σταδίων παρουσιάζεται παρακάτω:



Σχήμα 6.10 Πολλαπλασιαστής τάσης N σταδίων

Τα πλεονεκτήματα αυτής της τοπολογίας είναι η άμεση ανόρθωση της τάσης χωρίς τη χρήση επιπλέον ανορθωτή και η μη χρήση μετασχηματιστή. Επιπλέον, η τοπολογία του συστήματος είναι αρκετά απλή καθώς αποτελείται από δύο μόνο διακριτά στοιχεία σε διάταξη βαθμίδων. Το μεγάλο μειονέκτημα της τοπολογίας είναι το γεγονός πως η κυμάτωση του ρεύματος που διαρρέει τους πυκνωτές είναι πολύ μεγάλη, δύο ή τρεις φορές το ρεύμα φορτίου, γι' αυτό και χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές μεγάλης τάσης και μικρής ισχύος. Ένα επιπλέον μειονέκτημα της μεθόδου είναι πως η ανύψωση της τάσης είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της τάσης εισόδου με αποτέλεσμα να χρειάζεται ρύθμιση της τάσης εισόδου για να επιτευχθεί η επιθυμητή τιμή στην έξοδο.

Στη παρούσα εργασία, η ανάγκη φόρτισης μια μεγάλης χωρητικότητας σε μικρό χρόνο απαιτεί πολλαπλασιαστή τάσης με ικανότητα παραγωγής πολύ μεγάλων ρευμάτων. Μια κλασική τοπολογία πολλαπλασιαστή τάσης σαν αυτή του παραπάνω σχήματος δεν μπορεί να λειτουργήσει σωστά καθώς το ρεύμα που αναπτύσσεται στους πυκνωτές έχει πολύ μεγάλη τιμή και κυμάτωση. Γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιείται μια πολυβάθμια ανορθωτική διάταξη η οποία αποτελείται από ανορθωτές συνδεδεμένους σε σειρά για τη παραγωγή υψηλής τάσης με μικρότερη κυμάτωση. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται μια τέτοια διάταξη:



Σχήμα 6.11 Κύκλωμα προσομοίωσης τριφασικού πολλαπλασιαστή τάσης

Η παραπάνω πολυβάθμια διάταξη παράγει στην έξοδο τάση ίση με:

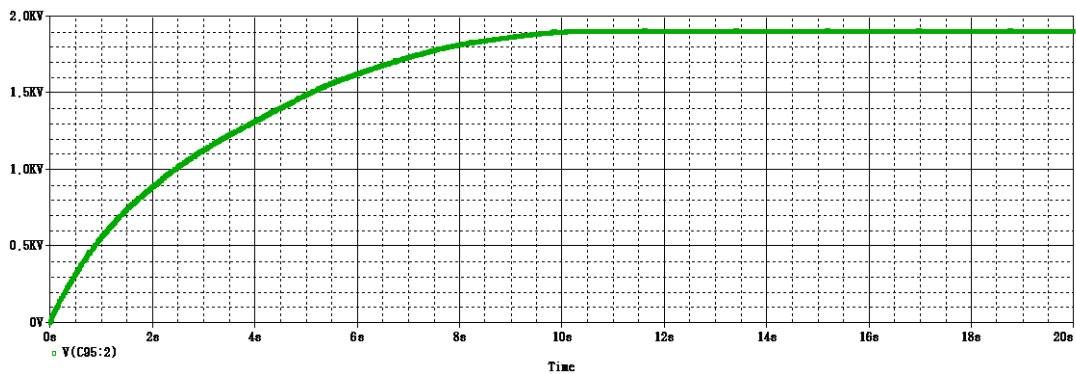
$$V_o = N \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in,RMS} \quad (6.3)$$

Όπου N ο αριθμός των σταδίων της διάταξης.

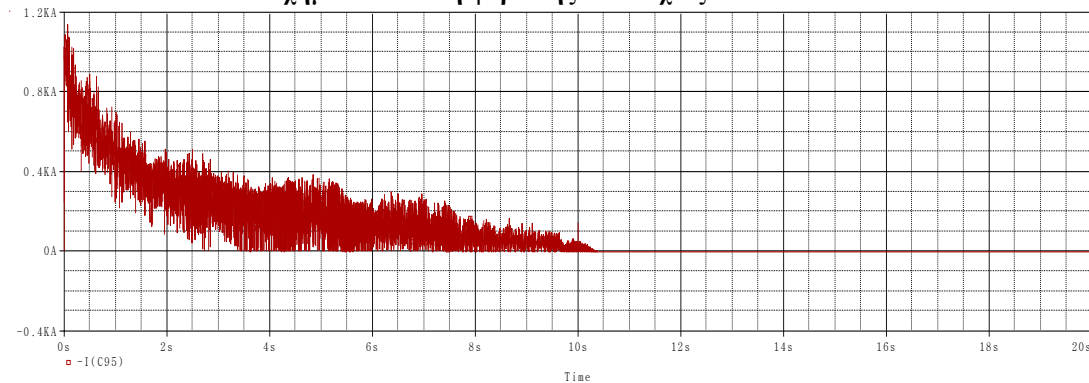
Η παρούσα διάταξη τροφοδοτείται από τη τάση δικτύου $V_{rms} = 230Volts$, $f = 50Hz$. Για να επιτευχθεί η κατάλληλη τιμή τάσης εξόδου $V_{out} = 2kV$ απαιτείται η χρήση 6 σταδίων. Επιπλέον, η τιμή της χωρητικότητας των πυκνωτών ισούται με $C = 10mF$ ώστε το μέγιστο ρεύμα εξόδου να ισούται με:

$$I_{max} = \frac{V_{max}}{X_c} = \frac{230\sqrt{2}}{\frac{1}{2\pi f C}} = 230\sqrt{2} \cdot 2\pi f C = 1021,86A$$

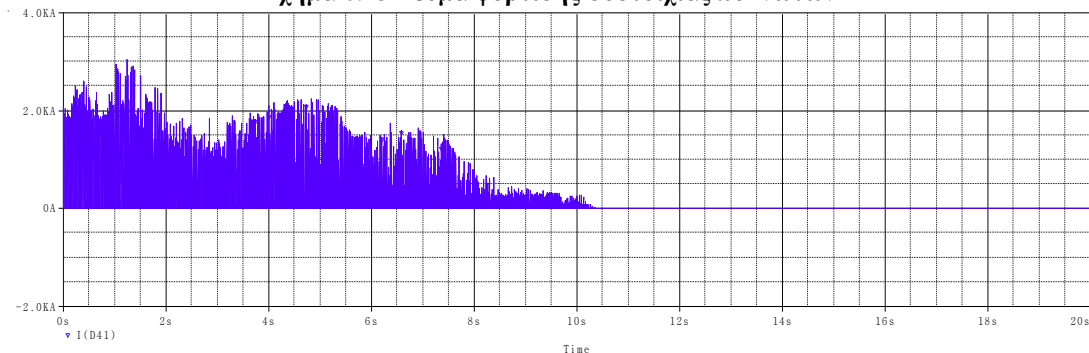
Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι τα ακόλουθα:



Σχήμα 6.12 Τάση φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών



Σχήμα 6.13 Ρεύμα φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών



Σχήμα 6.14 Ρεύμα αγωγής διόδου

Σύμφωνα με τις παραπάνω προσομοιώσεις ο χρόνος που απαιτείται για τη φόρτιση της συστοιχίας πυκνωτών χωρητικότητας $C_o = 1,2F$ είναι $t = 9,5sec$. Επιπλέον η τάση εξόδου του συστήματος φόρτισης είναι ίση με:

$$V_{out} = 6 \cdot \sqrt{2} \cdot 230 = 1951.62 \text{ Volts}$$

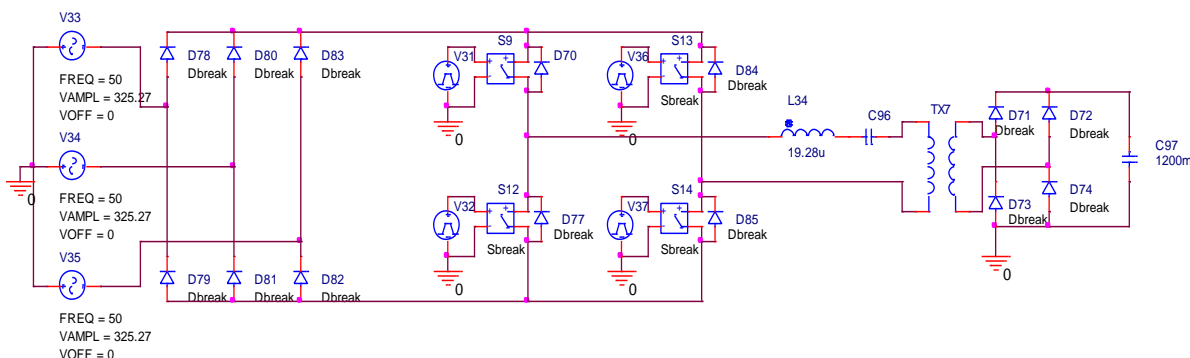
Παρατηρείται πως η τάση εξόδου δεν φτάνει τα $2kV$, καθώς είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του αριθμού των σταδίων. Αν γίνει χρήση επιπλέον βαθμίδας η τάση εξόδου ισούται με $V'_{out} = 2276,9Volts$ τιμή που έχει μεγαλύτερη απόκλιση από την επιθυμητή. Επιπλέον η κυμάτωση του ρεύματος στις διόδους φτάνει ως τα $2kA$, διπλάσια του ρεύματος φορτίου, όπως σχολιάστηκε παραπάνω. Έτσι είναι προφανές πως η παραπάνω διάταξη δεν εξαλείφει το πρόβλημα της μεγάλης κυμάτωσης στους πυκνωτές της διάταξης.

6.4.4 Σχεδίαση συστήματος φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών με τη χρήση μετατροπέα συντονισμού [59],[60]:

Για τη σχεδίαση του συστήματος επιλέχθηκαν τα εξής χαρακτηριστικά:

- Σταθερή διακοπτική συχνότητα $f_s = 1kHz$ για απλοποίηση του συστήματος ελέγχου και του μετασχηματιστή.
- Χρόνος παλμού έναυσης των ημιαγωγίμων στοιχείων του αντιστροφέα ίσο με $t = 0,35s$.
- Τάση εξόδου $2kV$ με είσοδο από την τροφοδοσία δικτύου.

Λόγω της απλότητας κατασκευής το δίκτυο συντονισμού του τροφοδοτικού είναι ένα $L_r - C_r$ δίκτυο εν σειρά. Το κύκλωμα του μετατροπέα παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



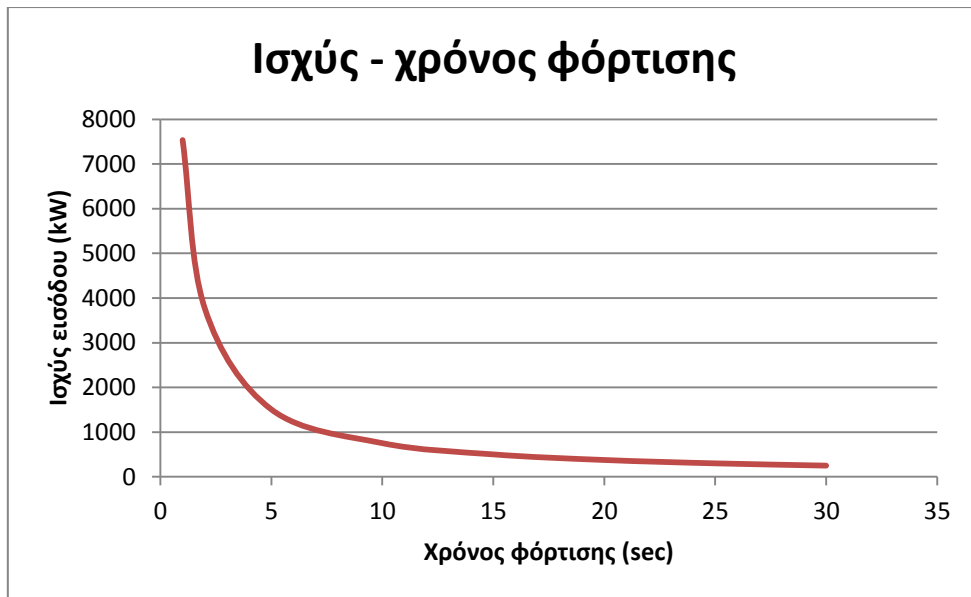
Σχήμα 6.15 Κύκλωμα μετατροπέα συντονισμού

Το πρώτο χαρακτηριστικό του συστήματος τροφοδοσίας είναι η ισχύς φόρτισης, από τη τιμή της οποίας εξαρτάται ο χρόνος φόρτισης των πυκνωτών. Για την εφαρμογή θα χρειαστεί να φορτιστεί η συστοιχία πυκνωτών χωρητικότητας ίση με $C = 1,2F$ σε τάση $2kV$, δηλαδή συνολική αποθηκευμένη ενέργεια ίση με $E_o = \frac{1}{2}CV^2 = 2400kJ$. Η μέγιστη ισχύ τροφοδοσίας δίνεται από το τύπο:

$$P_o = \frac{E_o}{T_c} \quad (6.4)$$

Επιπλέον ισχύουν οι σχέσεις: $P_o = \frac{1}{2}V_{dc}I_{av}$, $P_{in,max} = V_{dc}I_{peak}$ που συσχετίζουν την ισχύ με τα μεγέθη τάσης και ρεύματος στο σύστημα τροφοδοσίας.

Επιπλέον, στο παρακάτω διάγραμμα φαίνεται η σχέση απαιτούμενης ισχύος με το χρόνο για τη φόρτιση της συστοιχίας πυκνωτών στην επιθυμητή τιμή τάσης $V_{out} = 2kV$ σύμφωνα με τη σχέση 6.4.



Σχήμα 6.16 Διάγραμμα σχέσης χρόνου φόρτισης τροφοδοσίας εισόδου δικτύου

Από τα παραπάνω διαγράμματα παρουσιάζεται η αντιστρόφως ανάλογη συμπεριφορά της ισχύος εισόδου με το χρόνο φόρτισης. Έτσι αν είναι επιθυμητό να διατηρηθεί ο χρόνος φόρτισης σε μικρές τιμές απαιτείται πολύ μεγάλη ισχύ και υπερδιαστασιολόγηση του συστήματος τροφοδοσίας CCPS. Για το χρόνο φόρτισης που επιλέχτηκε η απαιτούμενη ισχύς εισόδου είναι:

$$P_{max} = \frac{E_o}{T_C} = \frac{2400kJ}{5s} = 480kW$$

Η χαρακτηριστική αντίσταση του δικτύου συντονισμού είναι:

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.6)$$

Και η χαρακτηριστική συχνότητα συντονισμού του συστήματος:

$$f_o = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_r C_{eq}}} \quad (6.7)$$

όπου, $C_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_r} + \frac{1}{\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 C_{Load}}} \approx C_r$ καθώς ο πυκνωτής φορτίου είναι πολύ μεγαλύτερος από τον πυκνωτή συντονισμού.

Από τις παραπάνω εξισώσεις μπορούμε να υπολογίσουμε τις τιμές των L_r και C_r . Επιλέγοντας συχνότητα συντονισμού διπλάσια από τη διακοπτική συχνότητα ($f_s < \frac{f_o}{2}$) επιτυγχάνεται έναυση και σβέση των ημιαγωγίων στοιχείων με μηδενικό ρεύμα, γεγονός που ελαχιστοποιεί τις απώλειες και εξαλείφει την ανάγκη για κυκλώματα προστασίας (snubbers) των ημιαγωγών. Οι ημιαγωγοί μεγάλης ισχύος που είναι διαθέσιμοι στη βιομηχανία (GTO, IGCT) έχουν ονομαστικές τιμές ρεύματος έως $I_{TCQ} = 4,5kA$ και λειτουργούν για συχνότητες ως $f_{s,max} = 1kHz$. Στην υλοποίηση του μετατροπέα συντονισμού η διακοπτική συχνότητα που επιλέγεται ισούται με:

$$f_s = 1kHz$$

Για τον υπολογισμό της αντίστασης Z_n του δικτύου συντονισμού υπολογίζεται αρχικά το πλάτος εξόδου της 1^{ης} αρμονικής συνιστώσας του αντιστροφέα για $\delta = \frac{0,35}{0,5} 180^\circ = 126^\circ$. Το πλάτος της τάσης εξόδου είναι :

$$V_{o,inv} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) = \frac{4 \cdot 538}{\pi} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) = 610,34V$$

Ταυτόχρονα επιλέγεται το πλάτος του ρεύματος να ισούται με $I_{max} = 2,5kA$, τιμή μικρότερη από τη θεωρητικά μέγιστη των ημιαγωγών καθώς το ρεύμα αυξάνεται λόγω του δικτύου συντονισμού, η αντίσταση του δικτύου LC ισούται με:

$$Z_n = \frac{610,34}{2500} = 0,24\Omega$$

Έτσι επιλέγοντας $f_o = 2 \cdot f_s = 2kHz$ και ισχύει από τις εξισώσεις (6.6),(6.7):

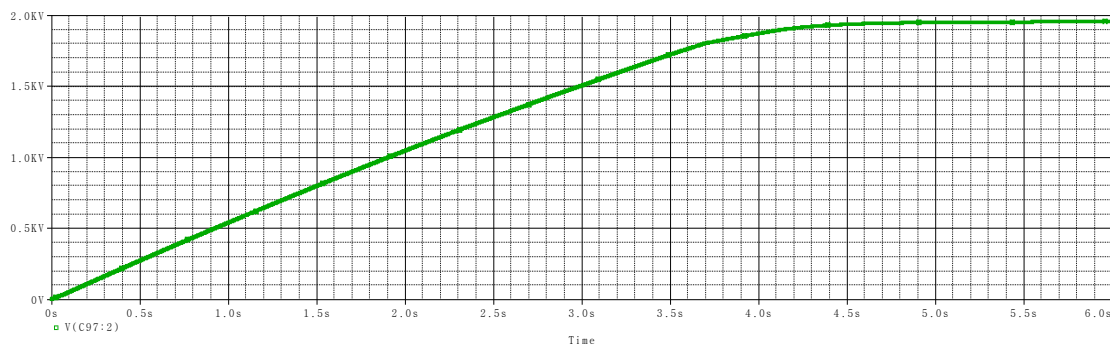
$$L_r C_r = \frac{1}{4\pi^2(2kHz)^2}$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 0,24\Omega$$

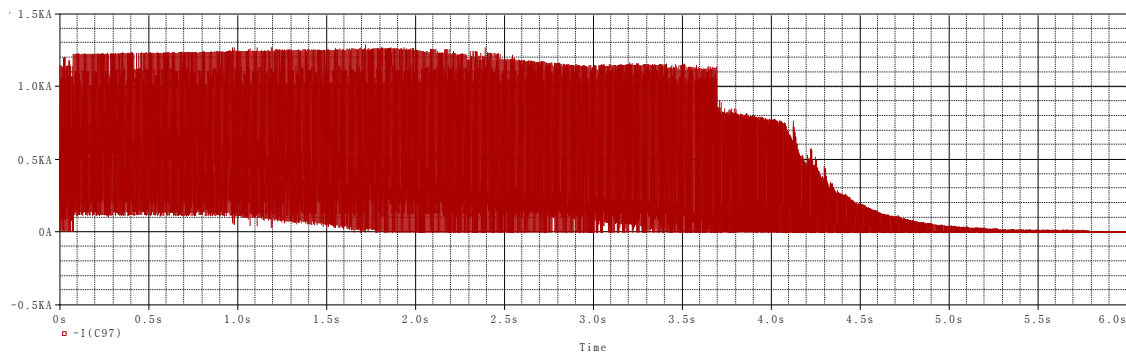
Από τις παραπάνω εξισώσεις υπολογίζονται οι τιμές $C_r = 0,326mF$ και $L_r = 19,42\mu H$.

6.4.5 Προσομοιώσεις – Αποτελέσματα:

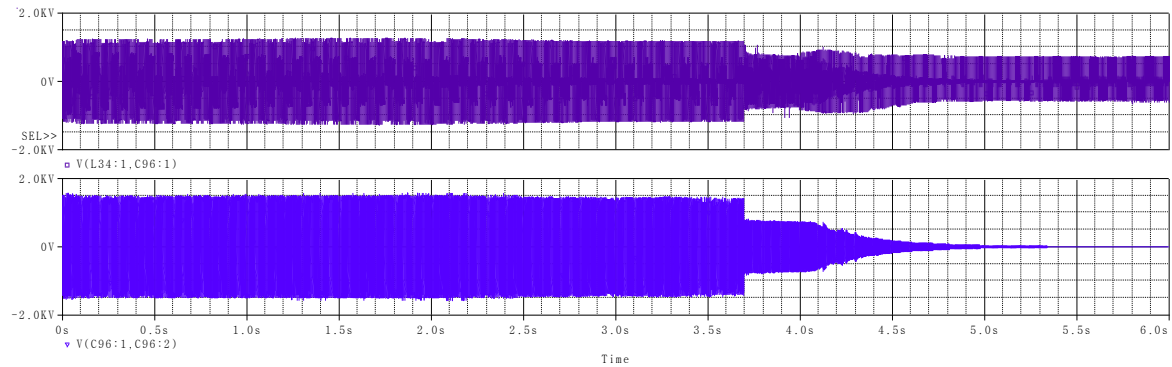
Αναλυτικά στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται το κύκλωμα του συστήματος τροφοδοσίας, καθώς και τα διαγράμματα προσομοιώσεων σε μια συστοιχία πυκνωτών χωρητικότητας $C = 1200mF$.



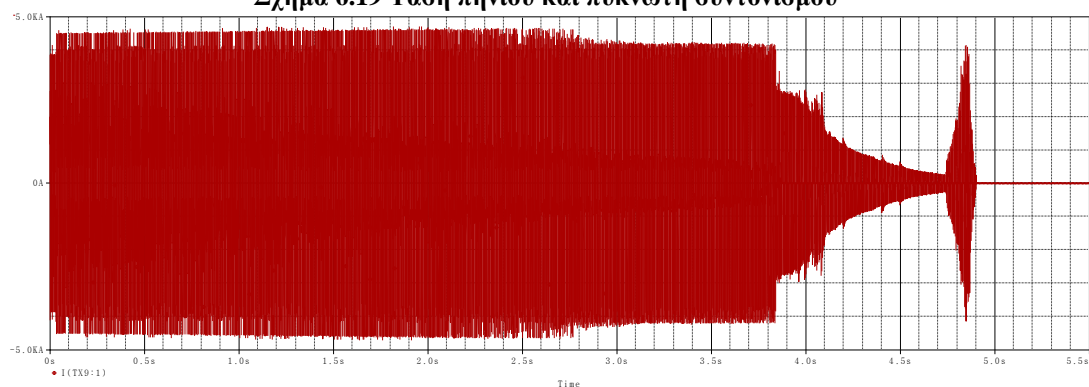
Σχήμα 6.17 Τάση συστοιχίας πυκνωτών



Σχήμα 6.18 Ρεύμα φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών



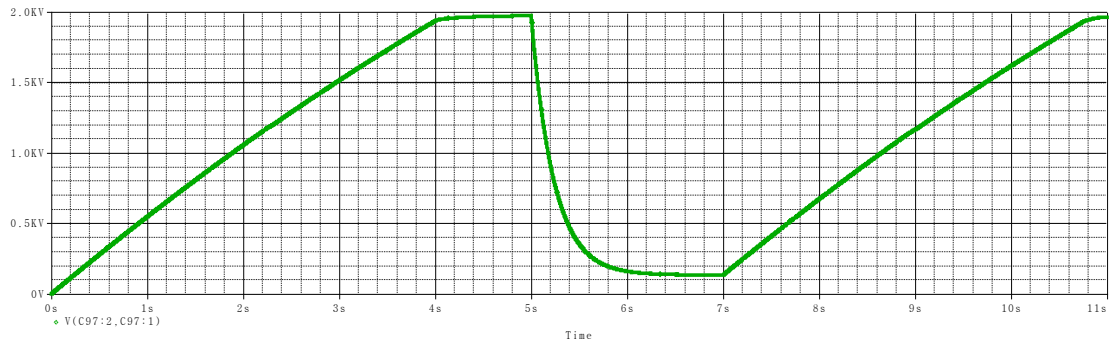
Σχήμα 6.19 Τάση πηνίου και πυκνωτή συντονισμού



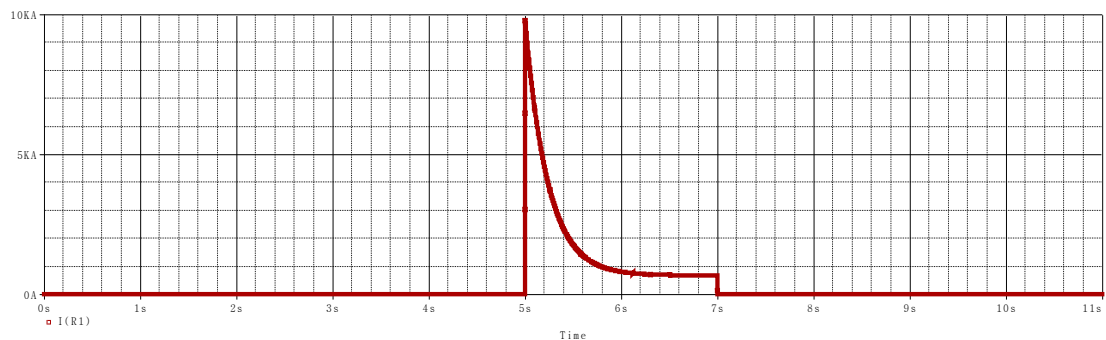
Σχήμα 6.20 Ρεύμα πρωτεύοντος μετασχηματιστή

Από το παραπάνω διάγραμμα της τάσης παρατηρείται πως η φόρτιση του πυκνωτή γίνεται μέσα σε 4,8s. Αν σημειωθεί πως η συνολική αποθηκευμένη ενέργεια στη διάταξη είναι $E_{tot} = \frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2} \cdot 1,2 \cdot 2000^2 = 2400kJ$ τότε η διάταξη έχει μέγιστη ισχύ φόρτισης ίση με $P_0 = 500kJ/s$. Πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό είναι και η γραμμική φόρτιση της χωρητικότητας η οποία δεν ήταν εφικτή με τις προηγούμενες μεθόδους. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως το κύκλωμα του συντονισμού αποθηκεύει ενέργεια κατά τη διάρκεια της φόρτισης, η οποία μεταφέρεται στη χωρητικότητα της συστοιχίας πυκνωτών.

Στη συνέχεια έγινε προσομοίωση με τη χρήση του ημιαγωγικού διακόπτη, ο οποίος εκφορτίζεται πάνω σε ένα RL φορτίο αντίστασης $R = 0,2\Omega$ και $L = 100\mu H$. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω διαγράμματα:



Σχήμα 6.21 Κύκλος λειτουργίας τάσης συστοιχίας πυκνωτών κατά τη διαδικασία φόρτισης και εκφόρτισης με τη χρήση μετατροπέα συντονισμού



Σχήμα 6.22 Ρεύμα φορτίου

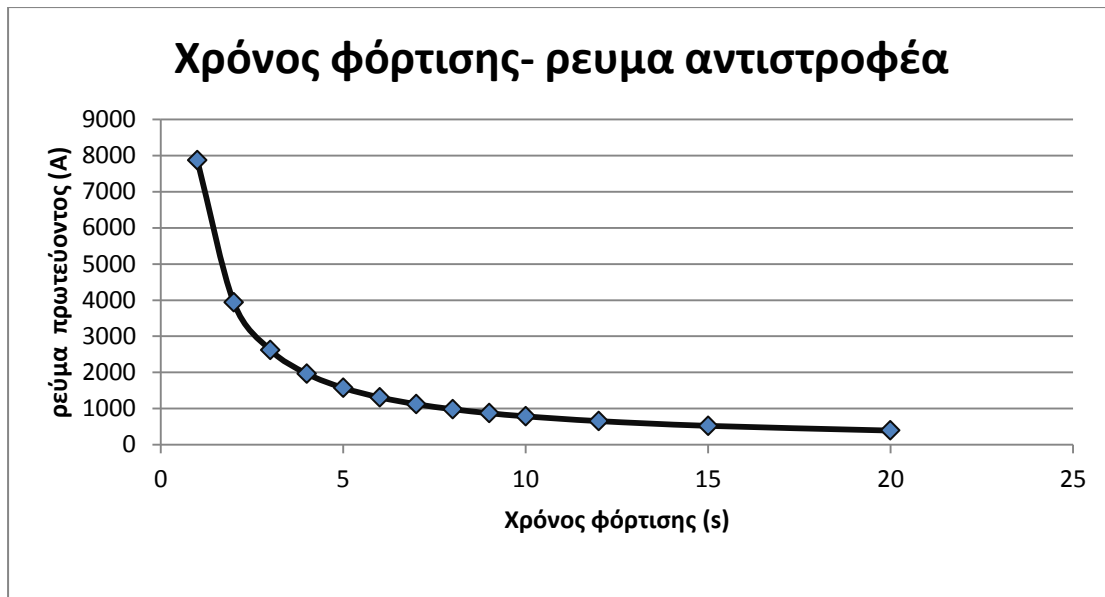
Μελετώντας τα διαγράμματα παρατηρείται πως η τάση στους πυκνωτές αυξάνει γραμμικά, διατηρείται στη τιμή της μόνιμης κατάστασης ως την έναυση του διακόπτη. Στη συνέχεια εκφορτίζεται πάνω στο φορτίο παράγοντας ένα παλμό ρεύματος $I_{pulse,max} = 10kA$ και στη συνέχεια αποσβαίνει εκθετικά. Στη συνέχεια ο ημαγωγικός διακόπτης μεταβαίνει σε κατάσταση σβέσης και στη συνέχεια το σύστημα μεταβαίνει σε κατάσταση δεύτερου κύκλου φόρτισης.

6.5 Ζητήματα σχεδίασης μετατροπέα συντονισμού.

6.5.1 Ρεύμα λειτουργίας αντιστροφέα

Η φόρτιση του ζυγού των πυκνωτών χωρητικότητας 1200mF απαιτεί σύστημα τροφοδοσίας καθορισμένης ισχύος. Η μέγιστη ισχύς του συστήματος αυτού εξαρτάται από τον απαιτούμενο χρόνο μέσα στον οποίο ολοκληρώνεται η φόρτιση.

Χρησιμοποιώντας το τύπο $I = \frac{CV}{T}$ υπολογίζεται το ρεύμα που χρειάζεται ο ζυγός των πυκνωτών για να φορτιστεί πλήρως. Η εξάρτηση του ρεύματος από το χρόνο φόρτισης με $C = 1200mF$ και $V = 2kV$ παρουσιάζεται στο παρακάτω διάγραμμα:



Σχήμα 6.23 Ρεύμα πρωτεύοντος συναρτήσει του χρόνου φόρτισης

Στο διάγραμμα παρουσιάζεται το απαιτούμενο ρεύμα φόρτισης από τη μεριά του πρωτεύοντος ώστε να επιτευχθούν τα επιθυμητά επίπεδα ισχύος. Για τη διάταξη του αντιστροφέα χρησιμοποιούνται ημιαγωγία διακοπτικά στοιχεία (GTO, IGCT) που έχουν επιθυμητή διακοπτική συχνότητα στη τιμή του 1kHz ενώ το μέγιστο ρεύμα τους είναι στη περιοχή των 4 – 4,5kA. Σε αυτή τη περίπτωση παρατηρείται από το παραπάνω σχήμα πως για χρόνο φόρτισης ίσο με 2 sec το ρεύμα στο κύκλωμα του αντιστροφέα είναι 4kA. Έτσι, ο ελάχιστος επιτρεπόμενος χρόνος φόρτισης υπολογίζεται στα 2 sec για το κύκλωμα του αντιστροφέα.

6.5.2 Μετασηματιστής υψηλής συχνότητας

Ο επόμενος περιορισμός εισάγεται από το μετασηματιστή υψηλής συχνότητας. Σύμφωνα με το κύκλωμα του μετατροπέα συντονισμού, από το μετασηματιστή περνά όλη η απαιτούμενη ισχύς στο ζυγό φορτίου. Έτσι, σημαντικό μέγεθος είναι η κατάλληλη ονομαστική ισχύς του μετασηματιστή. Από το σχήμα 6.16 που παρουσιάζει την ισχύ του κυκλώματος φόρτισης σε σχέση με το χρόνο υπολογίζονται τα ονομαστικά χαρακτηριστικά του μετασηματιστή. Για τις ανάγκες της εργασίας ο χρόνος φόρτισης των 5sec που επελέγη απαιτεί χρήση μετασηματιστή ονομαστικής ισχύος $P_{nom} = 480kW$ και συχνότητας $f_{nom} = 1kHz$.

6.5.3 Παραλληλισμός πολλαπλών μετατροπέων ισχύος.

Η σχεδίαση ενός μετατροπέα εξαρτάται από την ονομαστική ισχύ των διαφόρων στοιχείων στο κύκλωμα, γεγονός που περιορίζει τις πιθανές εφαρμογές. Ένας τρόπος αύξησης του παραθύρου λειτουργίας της διάταξης είναι με το παραλληλισμό πολλαπλών συσκευών. Ο παραλληλισμός γίνεται συνδέοντας στο ζυγό φορτίου περισσότερους του ενός μετατροπείς συντονισμού, με αποτέλεσμα η συνολική ισχύς που προσφέρεται να ισούται με

$$P_{tot} = n \cdot P_{res}$$

Όπου n : ο αριθμός των παράλληλων τροφοδοτικών
 P_{res} : Ισχύς τροφοδοτικού.

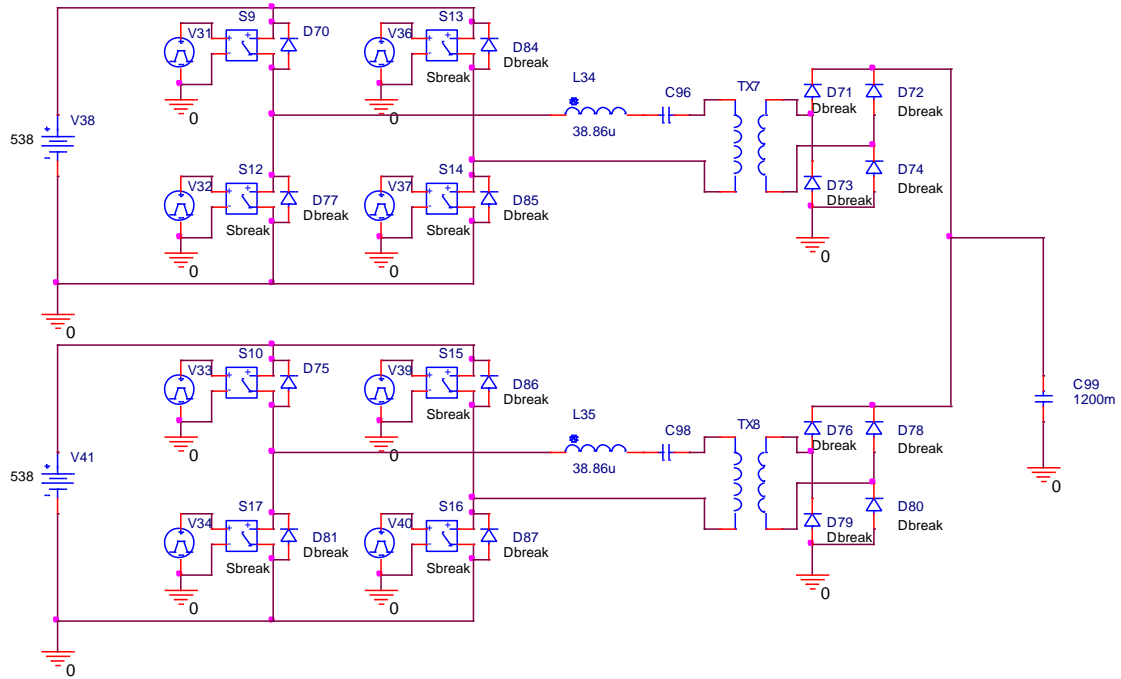
Με τη παραπάνω μέθοδο μπορούν να χρησιμοποιηθούν πολλά τροφοδοτικά μικρότερης ισχύος πάνω σε πολύ μεγάλα φορτία.

Στην εφαρμογή, που εξετάζεται η απαιτούμενη ισχύς ισούται με

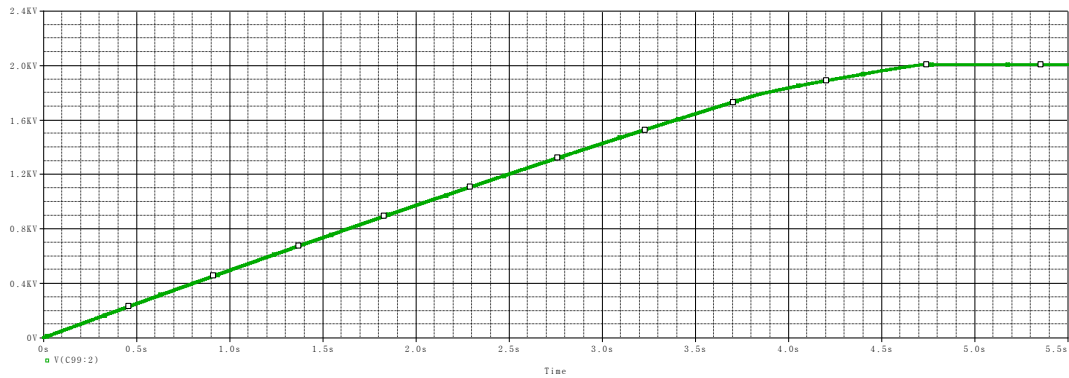
$$P_0 = \frac{1}{2} \frac{CV^2}{T} = 480kW$$

για χρόνο φόρτισης 5 sec.

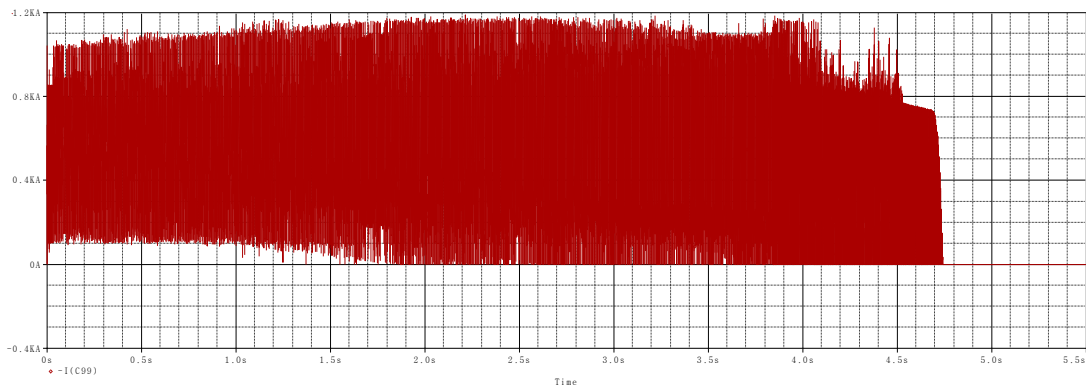
Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για προσομοιώσεις καθώς και τα αποτελέσματα είναι τα ακόλουθα:



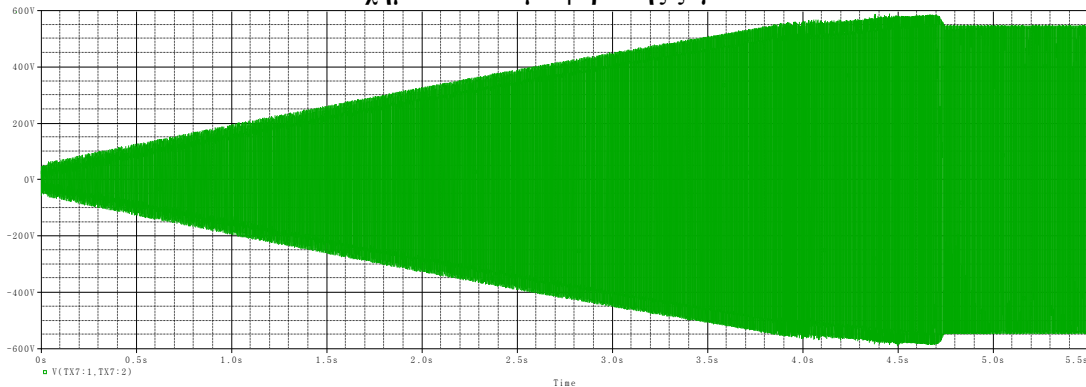
Σχήμα 6.24 Παράλληλη λειτουργία δύο μετατροπέων συντονισμού



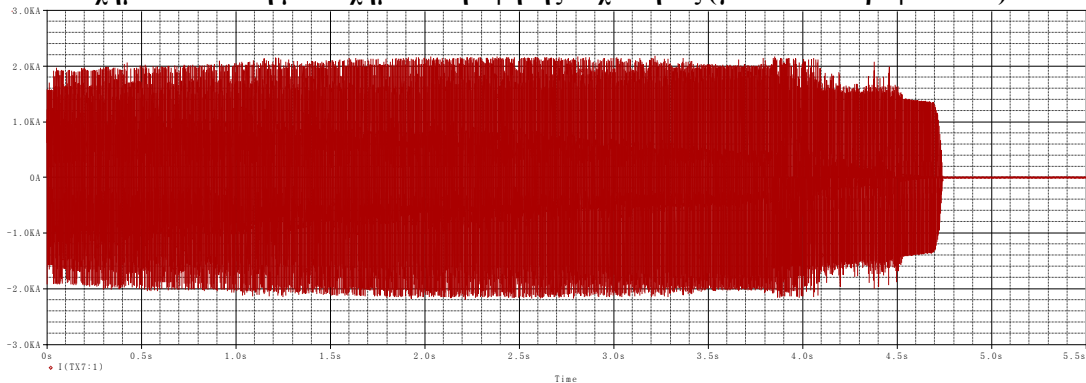
Σχήμα 6.25 Τάση ζυγού πυκνωτών



Σχήμα 6.26 Ρεύμα φόρτισης ζυγού



Σχήμα 6.27 Τάση μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας (για το κάθε τροφοδοτικό)



Σχήμα 6.28 Ρεύμα πρωτεύοντος μετασχηματιστή (για το κάθε τροφοδοτικό)

Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα, δεν παρατηρείται σημαντική διαφορά στη φόρτιση του ζυγού, καθώς στη περίπτωση του ενός τροφοδοτικού η ονομαστική τιμή τάσης επιτυγχάνεται μέσα σε 4,9 sec ενώ με παραλληλισμό δύο τροφοδοτικών επιτυγχάνεται σε 4,8 sec. Αντίστοιχα οι τιμές ρεύματος στο ζυγό είναι ίδιες.

Σημαντική διαφορά παρατηρείται στη τάση και το ρεύμα που διαρρέουν το μετασχηματιστή του τροφοδοτικού. Έτσι, το ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον, στη περίπτωση που χρησιμοποιείται ένα τροφοδοτικό, έχει τιμή 4,4 kA, όπως παρουσιάζεται και στο σχήμα 6.20. Αντίθετα αν γίνει παράλληλη χρήση δύο τροφοδοτικών το μέγιστο ρεύμα στο σύστημα τροφοδοσίας έχει τιμή περίπου 2kA. Η τάση τροφοδοσίας και στις δύο τοπολογίες είναι ίδια, καταλήγοντας στο συμπέρασμα πως η ισχύς ισομοιράζεται στα δύο τροφοδοτικά.

6.6 Σύγκριση συστημάτων φόρτισης συστοιχίας πυκνωτών.

Στο παρόν κεφάλαιο εξετάστηκαν διαφορετικές μέθοδοι για την φόρτιση μιας συστοιχίας πυκνωτών. Από την ανάλυση, τους υπολογισμούς και τις προσομοιώσεις εξήχθησαν τα ακόλουθα αποτελέσματα:

- Απλούστερη και φτηνότερη μέθοδος φόρτισης είναι η χρήση μετασχηματιστή και αντίστασης φόρτισης. Αντίθετα η χρήση μετατροπέα συντονισμού είναι η ακριβότερη καθώς απαιτεί αρκετούς ημιαγωγούς και μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας.
- Η φόρτιση με την καλύτερη απόδοση είναι εκείνη με τη χρήση μετατροπέα συντονισμού η οποία έχει σταθερό ρυθμό φόρτισης και λιγότερες απώλειες καθώς η σχεδίαση έγινε με διακοπτική συχνότητα που επιτρέπει την έναυση και σβέση των ημιαγωγών υπό μηδενικό ρεύμα.
- Καλύτερο έλεγχο του χρόνου φόρτισης προσφέρει η μέθοδος του μετατροπέα συντονισμού επειδή μπορεί να αυξηθεί ή να μειωθεί ο χρόνος φόρτισης μειώνοντας ή αυξάνοντας αντίστοιχα τη διακοπτική συχνότητα.
- Η μέθοδος του πολλαπλασιαστή τάσης μπορεί να προσφέρει πολύ μεγάλη τάση εξόδου αυξάνοντας τις βαθμίδες της διάταξης χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή και χωρίς τη χρήση ανορθωτή τάσης στην είσοδο. Ωστόσο, το μεγάλο πρόβλημα του πολλαπλασιαστή τάσης είναι η κυμάτωση του ρεύματος κατά τη διαδικασία φόρτισης. Έτσι, προτείνεται για μικρό ρυθμό φόρτισης ή για φορτία μικρής χωρητικότητας καθώς η γρήγορη φόρτιση απαιτεί μεγάλη τιμή έντασης ρεύματος γεγονός που αυξάνει πολύ τη καταπόνηση των στοιχείων.

Κεφάλαιο 7

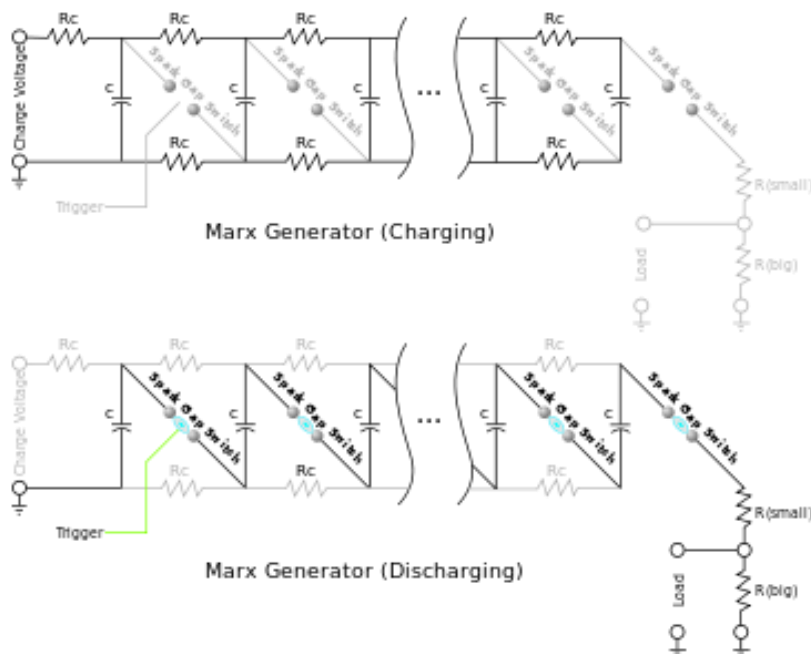
Παραγωγή παλμών Ρεύματος με χρήση κρουστικής γεννήτριας

7.1 Παραγωγή παλμών μέσω κρουστικής γεννήτριας:

Ένα σύστημα δοκιμών μεγάλης ισχύος χαρακτηρίζεται από το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας και τον τρόπο με τον οποίο τη διοχετεύει στο δοκίμιο. Ο παράγοντας που ρυθμίζει τη ροή της ενέργειας είναι το σύστημα του διακόπτη, το οποίο καθορίζει το ρυθμό, το μέγεθος και τη συχνότητα της ενέργειας που δίνεται στο δοκίμιο. Η εφαρμόζουσα τεχνική σήμερα για τη παραγωγή παλμών δοκιμών είναι η χρήση κρουστικών γεννητριών οι οποίες χρησιμοποιούν για διακόπτες λυχνίες αερίου όπως τους σπινθηριστές διακένου ή *thyratrons*. Οι κρουστικές γεννήτριες παλμών ανάλογα με το μέγεθος και τα χαρακτηριστικά εξόδου κατασκευάζονται με διάφορες τοπολογίες. Συνήθως αποτελούνται από πολλαπλές βαθμίδες που ανάλογα με τον τρόπο διασύνδεσής τους επιφέρουν τα επιθυμητά επίπεδα τάσης και ρεύματος στην έξοδο. Στο παρόν κεφάλαιο θα εξεταστεί η λειτουργία της γεννήτριας Marx, τα χαρακτηριστικά της καθώς και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα σε σχέση με το σύστημα παραγωγής παλμών με τη χρήση ημιαγωγικών διακοπών.

7.2 Γεννήτρια Marx:

Η γεννήτρια Marx κατασκευάστηκε το 1924 από τον *Erwin Marx* το 1924. Η λειτουργία της βασίζεται στη φόρτιση χωρητικότητας παράλληλα και στην εκφόρτισή τους σε σειρά. Η κατασκευή της γεννήτριας γίνεται σε βαθμίδες κάθε μια από τις οποίες αποτελείται από μια αντίσταση ή μια επαγωγή, ένα πυκνωτή και το σπινθηριστή. Με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται παλμός εξόδου πολύ μεγάλων τιμών, πάνω από 1MV ανάλογα με τον αριθμό των σταδίων και τη τάση εισόδου. Το διάγραμμα μιας γεννήτριας Marx παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 7.1 Γεννήτρια Marx N-σταδίων

7.2.1 Υπολογισμός στοιχείων γεννήτριας[63],[64]:

Για τη κατασκευή και τη προσομοίωση της κρουστικής γεννήτριας παλμών, απαιτείται ο υπολογισμός των στοιχείων που συνθέτουν το σύστημα. Για φορτίο εξόδου θα χρησιμοποιηθούν τα ίδια φορτία, όπως και στη προηγούμενη παράγραφο.

Η τάση εξόδου είναι ανάλογη με τον αριθμό των σταδίων, έτσι η τιμή της είναι η ακόλουθη:

$$V_{out} = NV_{in} \quad (7.1)$$

Καθώς οι πυκνωτές εκφορτίζονται σε διάταξη εν σειρά η χωρητικότητα του συστήματος είναι η ακόλουθη:

$$C_{stage} = NC_{tot} \quad (7.2)$$

Επιπλέον η ισοδύναμη επαγωγή του συστήματος υπολογίζεται από:

$$L_{eq} = \frac{L_{stage}}{N} \quad (7.3)$$

Ο συνολικός χρόνος που πρέπει ο παλμός τάσης να εφαρμόζεται στην έξοδο υπολογίζεται από τη παρακάτω σχέση

$$t_{diss} = Z_{Load} \cdot C_{tot} \quad (7.4)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις μπορεί να υπολογιστεί η συνολική απαιτούμενη χωρητικότητα της διάταξης και η χωρητικότητα ανά στάδιο της γεννήτριας.

Ταυτόχρονα ο χρόνος φόρτισης των πυκνωτών ανά στάδιο υπολογίζεται από τη παρακάτω σχέση

$$t_{ch} = N\sqrt{L_{stage} \cdot C_{stage}} \quad (7.5)$$

Με δεδομένο χρόνο φόρτισης και χωρητικότητα μπορεί να υπολογιστεί και η επαγωγή ανά στάδιο. Η συνολική αντίσταση της κάθε βαθμίδας είναι:

$$Z_{stage} = \sqrt{\frac{L_{stage}}{C_{stage}}} \quad (7.6)$$

Και αντίστοιχα η αντίσταση της γεννήτριας είναι

$$Z_{eq} = \frac{Z_{stage}}{N} \quad (7.7)$$

Η κρίσιμη απόσβεση υπολογίζεται από τη σχέση

$$Z_{eq} = \frac{Z_{Load}}{2} \quad (7.8)$$

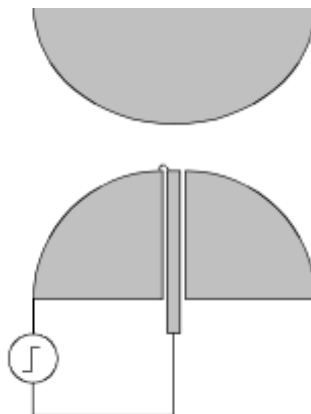
Για χρόνο παλμού τάσης εξόδου $t_{diss} = 50 \text{ ms}$ η χωρητικότητα του συστήματος είναι $C_{tot} = 1,2\text{F}$. Αν επιπλέον η τάση εξόδου είναι $V_{out} = 2\text{kV}$ με τάση εισόδου $V_{in} = 538\text{V}$ χρειάζονται 4 στάδια για να παραχθεί η απαιτούμενη τιμή τάσης. Αν επιλεγθεί φορτίο εξόδου ίσο με $Z_{load} = 0,2\Omega$ χρόνος φόρτισης της γεννήτριας ίσος με $t_{ch} = 5\text{s}$ η χωρητικότητα και η επαγωγή κάθε σταδίου είναι $C_{stage} = 4,8\text{F}$ και $L_{stage} = 0,768\text{H}$.

7.2.2 Σύστημα ελέγχου έναυσης κρουστικής γεννήτριας[66]:

Σημαντικό κεφάλαιο της μελέτης της γεννήτριας είναι ο τρόπος με τον οποίο θα γίνει ο έλεγχος έναυσης του συστήματος. Οι πυκνωτές εκφορτίζονται σε σειρά με εκκένωση των σπινθηριστών, οπότε και χρειάζεται να γίνει ταυτόχρονη ενεργοποίηση όλων των διακοπτικών στοιχείων σύμφωνα με τη μέθοδο ελέγχου που έχει δοθεί. Στη γεννήτρια Marx

χρησιμοποιείται μια διαφορετική μέθοδος η οποία βασίζεται στην εκφόρτιση κάθε σταδίου διαδοχικά από το προηγούμενο. Η λειτουργία του φαινομένου θα εξεταστεί στη συνέχεια.

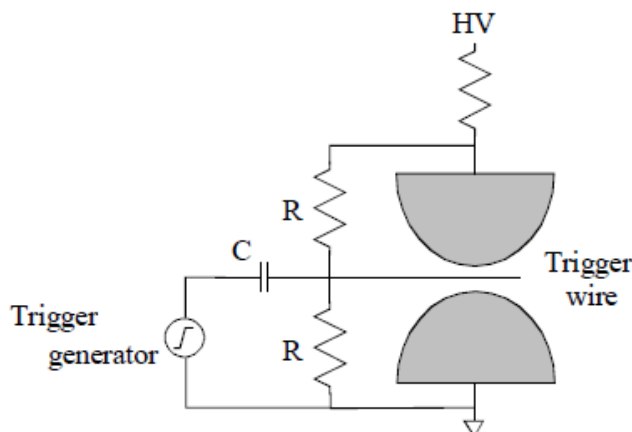
Υπάρχουν αρκετές μέθοδοι που έχουν αναπτυχθεί για τον τρόπο έναυσης των σπινθηριστών. Κλασσική μέθοδος είναι η χρήση ενός τρίτου ηλεκτροδίου που κατασκευάζεται μέσα στη κάθοδο όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 7.1 Σπινθηριστής με ηλεκτρόδιο έναυσης

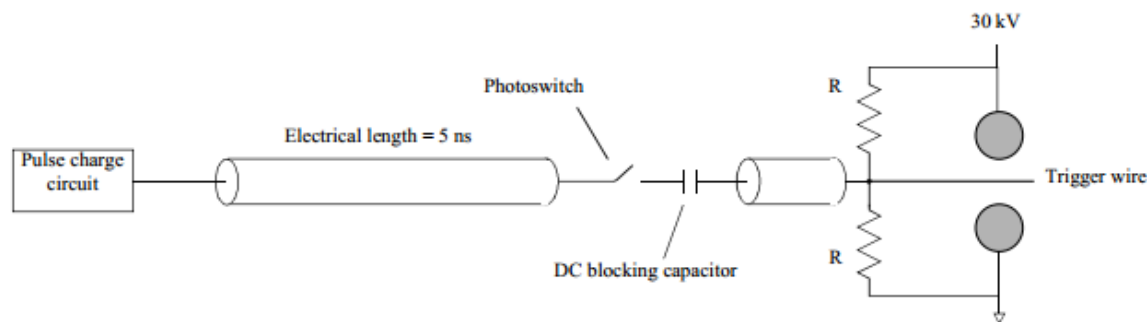
Η λειτουργία του εξαρτάται από το τρίτο ηλεκτρόδιο, το οποίο προκαλεί μια αρχική εκκένωση με τη κάθοδο δημιουργώντας πλάσμα στο αέριο γύρω από το σπινθηριστή. Το πλάσμα με τη σειρά του, λόγω του ηλεκτρικού πεδίου προκαλεί εκκένωση μεταξύ ανόδου και καθόδου και ο διακόπτης μεταβαίνει σε αγωγή. Ο διακόπτης αυτός είναι πολύ εύκολος στη κατασκευή και τη χρήση, ωστόσο έχει ένα μεγάλο μειονέκτημα. Ο παλμός ελέγχου που πρέπει να δοθεί στο τρίτο ηλεκτρόδιο είναι πολύ μεγάλης τιμής και η καθυστέρηση φάσης (jitter) είναι μεγάλη καθώς χρειάζεται να γίνουν δύο εκκενώσεις μέχρι να τεθεί σε αγωγή.

Μια διαφορετική προσέγγιση είναι η χρήση ενός συστήματος παλμών που φορτίζουν ένα ηλεκτρόδιο και προκαλούν διαταραχές στο ηλεκτρικό πεδίο εντός του σπινθηριστή, όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 7.2 Σύστημα ενεργοποίησης σπινθηριστή με τη μέθοδο διαταραχής ηλεκτρικού πεδίου

Στο κύκλωμα, το τρίτο ηλεκτρόδιο βρίσκεται στον ενδιάμεσο χώρο των ηλεκτροδίων του σπινθηριστή και κατά τη φάση αποκοπής το κύκλωμα των αντιστάσεων και του πυκνωτή κρατά το δυναμικό σε ισορροπία από ανεπιθύμητες διαταραχές. Κατά τη φάση της ενεργοποίησης, αρνητικός παλμός δίνεται στο ηλεκτρόδιο προκαλώντας διαταραχή στο πεδίο και επακόλουθη εκκένωση του σπινθηριστή. Ο εξωτερικός έλεγχος μπορεί να γίνει είτε με γεννήτρια τάσης, ωστόσο χρειάζεται παλμός ελέγχου πολύ μεγάλης τιμής είτε με τη χρήση φωτόδιόδου όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:

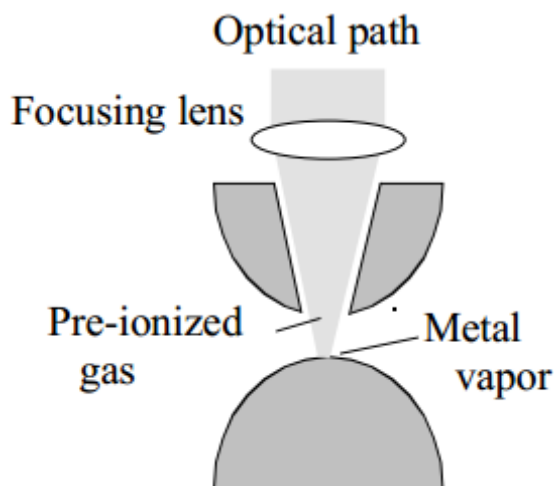


Εικόνα 7.2 Σύστημα έναυσης σπινθηριστή με χρήση οπτοδιακόπτη

Ο οπτοδιακόπτης χρησιμεύει για τον έλεγχο της έναυσης του διακόπτη. Επιπλέον ο DC πυκνωτής χρησιμεύει για την απομόνωση της διόδου από το ηλεκτρόδιο φόρτισης. Ωστόσο και σε αυτή τη περίπτωση χρειάζεται να δοθεί ακτινοβολία μεγάλης ισχύος στο σύστημα, τουλάχιστον διπλάσια από το ρεύμα φόρτισης του ηλεκτροδίου.

Στα αρνητικά της παραπάνω μεθόδου συγκαταλέγονται η χρήση πυκνωτή πολύ μεγάλης ονομαστικής τάσης, ο οποίος εισάγει και παρασιτικές επαγωγές που αυξάνουν το χρόνο έναυσης του διακόπτη. Το πλεονέκτημα της μεθόδου είναι η μικρή καθυστέρηση φάσης (jitter) καθώς οι δύο εκκενώσεις στο σπινθηριστή λαμβάνουν χώρα ταυτόχρονα.

Τέλος, η έναυση των σπινθηριστών μπορεί να γίνει με τη χρήση υπεριώδους ακτινοβολίας. Ένας τέτοιος σπινθηριστής παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 7.3 Λειτουργία έναυσης σπινθηριστή με τη χρήση ακτινοβολίας

Η λειτουργία του βασίζεται στη θέρμανση του ηλεκτροδίου το οποίο, λόγω θερμοκρασίας, δημιουργεί ελεύθερα ηλεκτρόνια στην επιφάνειά του. Επιπλέον η ακτινοβολία ιονίζει το αέριο γύρω από τα ηλεκτρόδια δημιουργώντας ελεύθερους φορείς οι οποίοι λόγω του ηλεκτρικού πεδίου προκαλούν ένα ρεύμα και διάσπαση του σπινθηριστή. Τέτοια συστήματα είναι δύσκολα στη κατασκευή και απαιτούν ακτινοβολία πολύ μεγάλης τιμής. Ωστόσο η απόκριση και η καθυστέρηση φάσης είναι πολύ μικρή σε σχέση με τις προηγούμενες μεθόδους έναυσης.

Για τη κατασκευή της γεννήτριας *Marx* η ζεύξη των διακοπών και η ταυτόχρονη εκκένωση μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση υπεριώδους ακτινοβολίας καθώς έχει τη μικρότερη καθυστέρηση (*jitter*) και η διάσπαση επιτυγχάνεται με το καλύτερο δυνατό τρόπο.

Η παραπάνω γεννήτρια, χρειάζεται έλεγχο έναυσης μόνο στο σπινθηριστή της πρώτης βαθμίδας, καθώς οι υπόλοιποι ενεργοποιούνται από τον ακόλουθο μηχανισμό. Στη φάση της φόρτισης, οι παράλληλοι πυκνωτές σε κάθε βαθμίδα φορτίζονται με την ονομαστική τάση V_{stage} . Ταυτόχρονα, οι σπινθηριστές κατασκευάζονται έχοντας τάση διάσπασης μεγαλύτερη από την ονομαστική τιμή φόρτισης, ώστε να αποφευχθεί ανεπιθύμητη

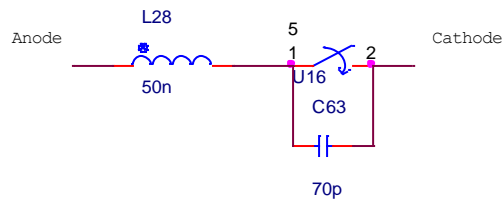
έναυση. Για να παραχθεί η επιθυμητή τάση εξόδου ενεργοποιείται ο πρώτος σπινθηριστής με εξωτερικό σήμα, εκφορτίζεται ο πυκνωτής και εγκαθίσταται τάση $2V_{stage}$ στο σπινθηριστή του επόμενου σταδίου με επακόλουθη ενεργοποίησή του. Η διαδικασία είναι συνεχόμενη ως την πλήρη εκφόρτιση όλων των πυκνωτών πάνω στο φορτίο παράγοντας τάση nV_{stage} . Με αυτό τον τρόπο δεν απαιτείται εξειδικευμένο σύστημα παράλληλης έναυσης των σπινθηριστών, γεγονός που καθιστά εύκολη τη σχεδίαση. Επιπλέον, λόγω του πολύ μεγάλου ρυθμού ανόδου του ρεύματος στους σπινθηριστές (kA/ns) δεν χρειάζεται να γίνει ειδική μελέτη παραλληλισμού των διακοπών. Να σημειωθεί πως η τάση στην οποία υπόκειται τα υπόλοιπα στοιχεία της γεννήτριας δεν ξεπερνά τη τάση φόρτισης V_{stage} σε καμία φάση λειτουργίας.

7.2.3 Προσομοιώσεις[65]:

7.2.3.1 Μοντέλο σπινθηριστή:

Για τη κατασκευή της κρουστικής γεννήτριας απαιτείται ένα κύκλωμα προσομοίωσης για το σπινθηριστή στο *pspice*. Στη βιβλιογραφία υπάρχουν πολλά πιθανά μοντέλα, ωστόσο για τις ανάγκες της παρακάτω προσομοίωσης αρκεί ένα απλό διακοπτικό μοντέλο.

Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε είναι ένας διακόπτης ελεγχόμενος με χρονοκαθυστέρηση σε συνδυασμό με ένα *LC* δίκτυο που προσομοιώνει τις παρασιτικές επαγωγές και χωρητικότητες του σπινθηριστή. Το μοντέλο του διακόπτη είναι το ακόλουθο:



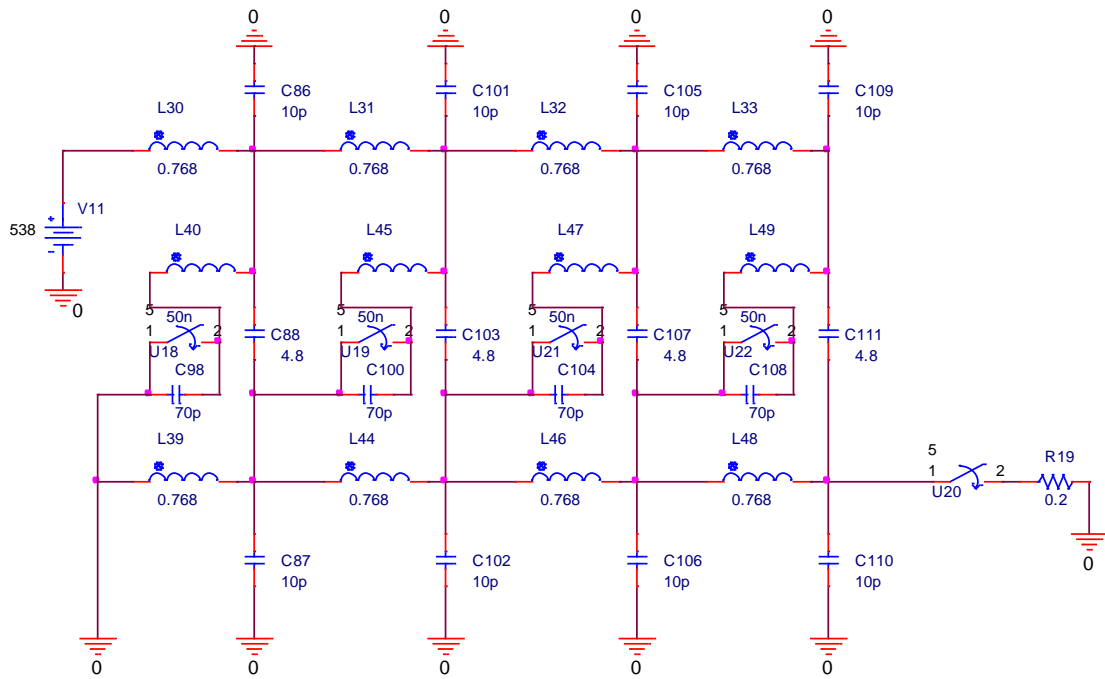
Σχήμα 7.3 Μοντέλο σπινθηριστή στο *pspice*

Να σημειωθεί πως ο χρόνος καθυστέρησης έναυσης ορίστηκε στο $1ns$ καθώς οι σπινθηριστές έχουν πολύ μεγάλο ρυθμό ανόδου ρεύματος. Ο κώδικας του μοντέλου του διακόπτη στο *pspice* παρουσιάζεται παρακάτω:

```
.SUBCKT Sw_tClose 1 2 PARAMS:
+ tClose=0 ; time at which switch begins to close
+ ttran=1n ; time required to switch states
+ Rclosed=0.01 ; Closed state resistance
+ Ropen=1Meg ; Open state resistance (Ropen/Rclosed < 1E10)
V1 3 0 pulse(0 1 {tClose} {ttran} 1 10k 11k)
S1 1 2 3 0 Smod
.model Smod Vswitch(Ron={Rclosed} Roff={Ropen})
.ends
```

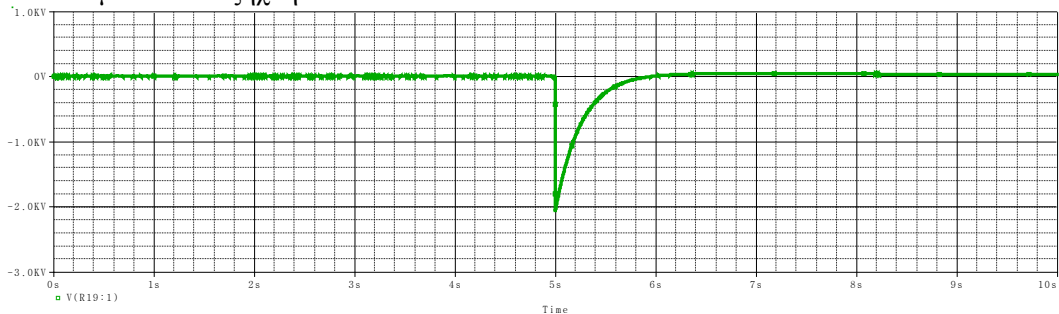
7.2.3.2 Μοντέλο γεννήτριας

Στη συνέχεια κατασκευάστηκε ένα μοντέλο της γεννήτριας στο *pspice*. Στο κύκλωμα προστέθηκαν στα άκρα των σπινθηριστών παρασιτικές χωρητικότητες τιμής $C = 10pF$ που οφείλονται στη χωρητικότητα μεταξύ ηλεκτροδίων σπινθηριστή και γείωσης. Επιπλέον για την καλύτερη προσομοίωση του φαινομένου της διάσπασης κάθε σπινθηριστής διασπάται με διαφορά χρόνου $1ns$ σε σχέση με αυτόν της προηγούμενης βαθμίδας. Το σχεδιάγραμμα του κυκλώματος προσομοίωσης είναι το ακόλουθο:



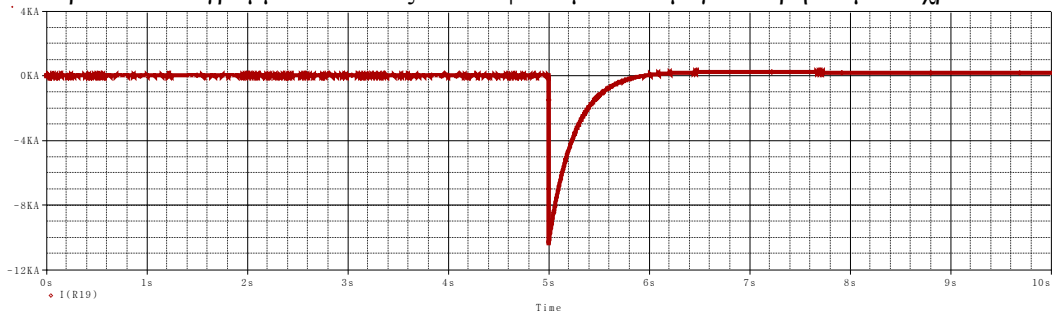
Σχήμα 7.4 Διάγραμμα γεννήτριας Marx

Οι προσομοιώσεις έγιναν ξεχωριστά για ωμικό και ωμικό-επαγωγικό φορτίο, και τα αποτελέσματα που εξήχθησαν είναι τα ακόλουθα:



Σχήμα 7.5 Κρουστικός παλμός τάσης για ωμικό φορτίο παλμικής γεννήτριας Marx

Παρατηρείται πως η μέγιστη τιμή του ρεύματος λαμβάνει χώρα πολύ γρήγορα, μέσα σε $4\mu s$. Στο παρακάτω διάγραμμα απεικονίζεται το φαινόμενο σε μεγαλύτερη κλίμακα χρόνου:



Σχήμα 7.6 Κρουστική τάση και ρεύμα για ωμικό φορτίο γεννήτρια Marx

Από το παραπάνω διάγραμμα παρατηρείται πως το ρεύμα εμφανίζει μια κρουστική συμπεριφορά και φτάνει τα $10kA$ ενώ η απόσβεση είναι κρίσιμη μη επιτρέποντας στη τάση και το ρεύμα να εμφανίσουν ταλάντωση κατά τη σβέση. Επιπλέον παρατηρείται πως ο παλμός τάσης μέσα σε $50ms$ έχει πέσει στα $1800Volts$, δηλαδή εμφανίζει μια πτώση τάσης της τάξης του 10%.

Η διάταξη της κρουστικής γεννήτριας *Marx* λειτουργεί καλύτερα για παραγωγή κρουστικών παλμών τάσης μεγάλης τιμής. Από τον τρόπο λειτουργίας της, την εκφόρτιση των πυκνωτών σε σειρά, μπορεί να παραχθεί πολύ μεγάλος παλμός τάσης. Ωστόσο η τιμή της συνολικής χωρητικότητας στην έξοδο έχει μικρή τιμή καθιστώντας αντίστοιχα, τη χρονική διάρκεια του παλμού μικρή επίσης καθώς οι χωρητικότητες εκφορτίζονται σε σειρά με μικρότερη ισοδύναμη χωρητικότητα. Συγκριτικά, για να μπορεί να εκφορτιστεί μια ισοδύναμη χωρητικότητα ίση με $C = 1200mF$, όπως παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, με τη χρήση της παραπάνω κρουστικής γεννήτριας *Marx*, το κάθε στάδιο θα πρέπει να έχει χωρητικότητα $C_{stage} = 4 \cdot 1200mF = 4,8F$. Η τιμή αυτή απαιτεί τη χρήση υπερπυκνωτών (*ultracapacitors*), οι οποίοι ωστόσο έχουν πολύ μικρές ονομαστικές τιμές τάσης λειτουργίας που φτάνουν μόλις μερικά *Volts*. Το πλεονέκτημα της κρουστικής γεννήτριας *Marx* είναι η παράλληλη φόρτιση των πυκνωτών, γεγονός που μπορεί να μειώσει αισθητά το χρόνο φόρτισης.

Κεφάλαιο 8

Συμπεράσματα

8.1 Μοντέλα Ημιαγωγών

Για τις ανάγκες των προσομοιώσεων, αναπτύχθηκαν τρία διαφορετικά μοντέλα για τους ημιαγωγούς που εξετάστηκαν. Η κατασκευή ενός μοντέλου προσομοιώσεων με μεγάλη ακρίβεια αποτελεί αντικείμενο δύσκολο, χρονοβόρο και απαιτεί μια σειρά μετρήσεων για την εξαγωγή παραμέτρων του στοιχείου. Στη παρούσα εργασία, τα μοντέλα που αναπτύχθηκαν απεικονίζουν με σχετικά μεγάλη ακρίβεια μόνο τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών, μεταβατικά και μόνιμα, για συγκεκριμένες θερμοκρασιακές συνθήκες λειτουργίας. Μεγαλύτερη ακρίβεια απαιτεί περισσότερες παραμέτρους που δεν υπάρχουν στα φύλλα προδιαγραφών και χρειάζεται να εξαχθούν από πειραματικά δεδομένα.

Τα μοντέλα που δημιουργήθηκαν έχουν την ικανότητα να προσομοιώσουν βασικά μεταβατικά φαινόμενα, γεγονός που ήταν αρκετό για τη μελέτη των διακοπτικών φαινομένων σε παράλληλη και σε σειρά σύνδεση.

Από τα τρία μοντέλα που κατασκευάστηκαν μεγαλύτερη ακρίβεια παρουσιάζει το GTO, καθώς στη περίπτωση των GCT και IGBT τα φαινόμενα είναι γρηγορότερα, οι χρόνοι μικρότεροι και απαιτείται μεγαλύτερη ακρίβεια στην εξαγωγή των παραμέτρων. Στη περίπτωση του IGBT, ανακύπτουν επιπλέον προβλήματα, καθώς τα απλά μοντέλα δεν μπορούν να προσομοιώσουν με ακρίβεια τα χωρητικά φαινόμενα πύλης και επιπλέον η διακοπτική συμπεριφορά είναι άμεσα εξαρτώμενη και από το κύκλωμα οδήγησης. Έτσι για διαφορετικά κυκλώματα οδήγησης προκύπτει διαφορετική διακοπτική συμπεριφορά.

8.2 Παράλληλη λειτουργία Ημιαγωγών

Σημαντικό κεφάλαιο στην κατασκευή ημιαγωγικών διακοπών είναι ο παραλληλισμός των ημιαγωγών. Στη παρούσα εργασία, εκτελέστηκαν προσομοιώσεις για διαφορετικό αριθμό παράλληλων κλάδων, και εξετάστηκαν διαφορετικές περιπτώσεις ανομοιομορφίας. Πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό είναι η σωστή σχεδίαση των κυκλωμάτων προστασίας έναυσης και σβέσης καθώς μπορούν να καταστείλουν, ως ένα βαθμό, τα φαινόμενα που εν δυνάμει θέτουν τα στοιχεία σε κατάσταση εκτός ασφαλής περιοχής λειτουργίας.

Ένα επιπλέον σημαντικό στοιχείο, είναι η σωστή κατασκευή της ψύξης των συστημάτων. Εκτός από το μέγεθος της ψήκτρας, που εξαρτάται από τη διακοπτική συχνότητα λειτουργίας και την εφαρμοζόμενη στο διακοπτική ισχύ, απαιτείται έλεγχος ομοιόμορφης απαγωγής θερμότητας καθώς αλλοιώνει τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των κλάδων. Η επιλογή κατάλληλου ημιαγωγού και σημείου λειτουργίας αποτελεί μια σχεδιαστική επιλογή που μπορεί να μειώσει την ανάγκη για ομοιόμορφη ψύξη καθώς αν οι ημιαγωγοί λειτουργούν στο σημείο *crossover* η θερμοκρασία λειτουργίας δεν αλλοιώνει σημαντικά τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους. Έτσι, ο καταλληλότερος ημιαγωγός για παραλληλισμό είναι ένας με σημείο *crossover* κοντά στην ονομαστική τιμή ρεύματος κλάδου που για τις ανάγκες της εφαρμογής.

Σημαντική προσοχή πρέπει να δοθεί στη σχεδίαση του κάθε κλάδου καθώς μπορεί να ανακύψουν επιπλέον επαγωγές που καθυστερούν την έναυση κάποιων στοιχείων και προκαλούν ανομοιομορφα μεταβατικά φαινόμενα. Στη περίπτωση αυτή, το IGBT έχει πλεονέκτημα, καθώς ο ρυθμός αύξησης του ρεύματος είναι ελεγχόμενος και δεν μπορεί να περάσει μια μέγιστη τιμή, ανάλογα πάντα και με το παλμό οδήγησης.

Τέλος, χρειάζεται να γίνει ειδική μελέτη και για τη σωστή έναυση των στοιχείων με σωστό συγχρονισμό των κυκλωμάτων οδήγησης. Αυτό δεν είναι πάντα εύκολο καθώς τα στοιχεία έχουν μια διασπορά των παραμέτρων τους γεγονός που απαιτεί σωστό συγχρονισμό ανάλογα

και με το χρόνο καθυστέρησης έναυσης κάθε στοιχείου. Συνολικά εξετάζοντας τις τρεις πιθανές περιπτώσεις, ο ημιαγωγός που διαθέτει καλύτερη διακοπτική συμπεριφορά, λιγότερα κυκλώματα προστασίας, και μεγαλύτερη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας είναι το IGBT, το οποίο καθίσταται ιδανικότερο για παραλληλισμό λόγω της λειτουργίας του που περιορίζει το ρυθμό ανόδου του ρεύματος.

8.3 Σύνδεση σε σειρά

Η σύνδεση ημιαγωγών σε σειρά είναι ένας επιπλέον παράγοντας που χρήζει εξέτασης σε περίπτωση που η τάση απομόνωσης είναι μεγαλύτερη από την ονομαστική ενός ημιαγωγικού στοιχείου. Σε αυτή τη μελέτη εξετάστηκε η κατανομή της τάσης σε ένα κλάδο κατά τα διακοπτικά φαινόμενα και τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Τα χαρακτηριστικά που επηρεάζουν και σε αυτή τη περίπτωση είναι η θερμοκρασία, οι αλλοιώσεις των κλάδων λόγω παρασιτικών επαγωγών και η καθυστέρηση έναυσης και σβέσης λόγω διασποράς των χαρακτηριστικών των κλάδων.

Από τα αποτελέσματα παρουσιάζεται μια ισχυρή εξάρτηση των κυκλωμάτων προστασίας σβέσης (*turn-off snubber*) με το φαινόμενο, καθώς το δίκτυο αυτό περιορίζει το ρυθμό ανόδου της τάσης και ομαλοποιεί το φαινόμενο. Για αν εξαλειφθεί η επιπλέον καταπόνηση των σε σειρά συνδεδεμένων στοιχείων, χρησιμοποιήθηκαν παράλληλες αντιστάσεις με σκοπό την καλύτερη κατανομή της τάσης στη μόνιμη λειτουργία. Δόθηκε μέθοδος υπολογισμού των αντιστάσεων αυτών, ανά περίπτωση και οι απώλειες λειτουργίας του συστήματος. Συγκρίνοντας τη συμπεριφορά των ημιαγωγών μεταξύ τους, το GTO αποτελεί τη χειρότερη δυνατή επιλογή, καθώς η σβέση είναι αργή, ο ρυθμός ανόδου της τάσης μικρός και η διασπορά του χρόνου καθυστέρησης έναυσης πολύ μεγάλη. Από τις προσομοιώσεις του κεφαλαίου 4 παρατηρείται πως για το GTO το σφάλμα τάσης στο μεταβατικό φαινόμενο μπορεί να φτάσει πάνω από το 140% τη στιγμή που για το GCT είναι στο 30% και για το IGBT κάτω από 10%. Σύμφωνα με τα παραπάνω, η καλύτερη δυνατή κατανομή τάσης εμφανίζεται και πάλι στο IGBT. Ωστόσο, λόγω των πολύ γρήγορων διακοπτικών φαινομένων απαιτείται τα στοιχεία του συστήματος προστασίας και οι παράλληλες αντιστάσεις να έχουν μεγάλες τιμές με επακόλουθη αύξηση των απωλειών λειτουργίας, καθιστώντας τη κατασκευή μη ιδανική για συστήματα με μεγάλο συντελεστή απόδοσης. Ένα ακόμα χαρακτηριστικό του IGBT είναι η γραμμική συμπεριφορά του σφάλματος τάσης σε σχέση με την ανομοιομορφία. Όπως παρουσιάστηκε και στο σχήμα 4.18, όσο αυξάνεται η διαφορά του διακοπτικού χρόνου στο GCT, το σφάλμα αυξάνεται με μη γραμμικό τρόπο παίρνοντας πολύ μεγαλύτερες τιμές. Αντίθετα στο IGBT ο περιορισμός του χρόνου ανόδου διατηρεί το σφάλμα σε πολύ μικρότερες τιμές. Ιδανικά, για καλύτερο διαμοιρασμό της τάσης ο ημιαγωγός που προτιμάται είναι το IGBT, ωστόσο η χρήση του GCT με τις μειωμένες απώλειες προσφέρεται για συστήματα που απαιτείται μεγαλύτερη απόδοση.

Βάσει των παραπάνω χαρακτηριστικών, μπορούν να εξαχθούν και κάποια συμπεράσματα για τα στοιχεία που επιλέγονται για τη κατασκευή του ημιαγωγικού διακόπτη.

- Η κατασκευή του διακόπτη με τη χρήση GTO δεν ενδείκνυται καθώς, λόγω των μικρότερων ονομαστικών χαρακτηριστικών, χρειάζεται μεγαλύτερος αριθμός παράλληλων κλάδων, η περιοχή ασφαλούς λειτουργίας είναι μικρότερη και οι διακοπτικοί χρόνοι μεγαλύτεροι. Επιπλέον μεγάλος αριθμός διακριτών στοιχείων μειώνει και τη συνολική αξιοπιστία του συστήματος.
- Η κατασκευή του διακόπτη με τη χρήση IGCT προσφέρει καλύτερα χαρακτηριστικά από το GTO, έχει μικρότερους διακοπτικούς χρόνους και λιγότερους παράλληλους κλάδους. Ωστόσο το μεγάλο μειονέκτημα του ημιαγωγού είναι το πολύ μεγάλο κόστος κατασκευής καθώς το IGCT είναι πολύ ακριβότερο σε σχέση με το GTO. Επιπλέον πλεονέκτημα είναι η χρήση ενός συστήματος προστασίας έναυσης για όλο το σύστημα των ημιαγωγών (*clamping*), προσφέροντας μεγαλύτερη ομοιομορφία.
- Η χρήση IGBT προσφέρει πολύ καλύτερα διακοπτικά χαρακτηριστικά, μικρό κόστος, λιγότερους παράλληλους κλάδους σε σχέση με το GTO, είναι

ημιαγωγός φτηνότερης τεχνολογίας από το IGBT και διαθέτει πολύ καλύτερα χαρακτηριστικά παραλληλισμού κυρίως γιατί μπορεί να περιορίζει το ρυθμό ανόδου του ρεύματος. Το σημαντικότερο μειονέκτημα του ημιαγωγού είναι πως χρειάζεται πολύ καλή σχεδίαση του συστήματος οδήγησης καθώς τα διακοπτικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού εξαρτώνται και από τα χαρακτηριστικά πύλης. Επιπλέον, λόγω της μεγαλύτερης αντίστασης αγωγής του διακόπτη εμφανίζει μεγαλύτερες απώλειες σε σχέση με τους άλλους ημιαγωγούς.

8.4 Αξιολόγηση - Σύγκριση συστημάτων παραγωγής κρουστικών παλμών:

Στο κεφάλαιο 7 έγινε μελέτη των διακοπτικών χαρακτηριστικών των σπινθηριστών και των κρουστικών γεννητριών. Η λειτουργία τους βασίζεται στην εκφόρτιση μέσω ένας σπινθηριστή, σε αντίθεση με την διάταξη του προηγούμενου κεφαλαίου όπου έγινε χρήση ημιαγωγίων στοιχείων.

Το σημαντικό χαρακτηριστικό των κρουστικών γεννητριών είναι η χρήση παθητικών στοιχείων, γεγονός που κάνει την κατασκευή απλούστερη. Δεν απαιτείται η χρήση κυκλωμάτων προστασίας (*snubbers*) και δεν χρειάζεται να γίνει ειδική κατασκευή ώστε τα στοιχεία να βρίσκονται στη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας. Έτσι οι κρουστικές γεννήτριες είναι στιβαρές κατασκευές που έχουν τη δυνατότητα να μην καταστρέφονται από πιθανά σφάλματα. Επιπλέον η εξάρτηση από τη θερμοκρασία είναι πολύ μικρότερη καθώς δεν χρειάζεται κάποιο σύστημα ψύξης των διακοπών.

Ένα ακόμα πλεονέκτημα των κρουστικών γεννητριών είναι η πολύ μεγάλες ονομαστικές τιμές τάσης και ρεύματος των παραγόμενων παλμών, λόγω της κατασκευής του συστήματος σε βαθμίδες και της μεγάλης ικανότητας απομόνωσης που έχουν τα διακοπτικά στοιχεία. Αντίθετα, οι ημιαγωγοί έχουν τη δυνατότητα απομόνωσης μικρής τιμής τάσης και ρεύματος με αποτέλεσμα να απαιτείται παραλληλισμός και σύνδεση σε σειρά πολλών ημιαγωγών με αύξηση του κόστους και προβλήματα στη διασύνδεση λόγω ανισοκατανομής ρευμάτων και τάσεων όπως εξετάστηκε στα κεφάλαια 3 και 4. Ενδεικτικά, μια κρουστική γεννήτρια μπορεί να παράγει τάσεις που ξεπερνάνε τα 300kV γεγονός που θα απαιτούσε σύνδεση σε σειρά πάνω από 100 ημιαγωγία στοιχεία σε σειρά.

Ωστόσο, η χρήση του σπινθηριστή ως διακόπτη αντί ημιαγωγών, κάνει τον έλεγχο της διάταξης δυσκολότερο και απρόβλεπτο καθώς η λειτουργία του εξαρτάται και από το περιβάλλοντα χώρο, φωτισμός, υγρασία, πίεση, θερμοκρασία. Στη βιομηχανία υπάρχουν σπινθηριστές μέσα σε δοχεία κενού ή σε δοχεία που διαθέτουν διαφορετικά αέρια για καλύτερη διάσπαση, ωστόσο και σε αυτή τη περίπτωση το φαινόμενο δεν εξαλείφεται πλήρως. Ταυτόχρονα η δημιουργία τόξου κατά την εκκένωση διαβρώνει τις επιφάνειες και εισάγει σωματίδια στο δοχείο που μειώνουν το χρόνο ζωής του στοιχείου και αλλοιώνουν τα χαρακτηριστικά του. Ένα ακόμα πολύ σημαντικό πρόβλημα είναι η πολλές διακοπτικές απώλειες του σπινθηριστή γεγονός που δημιουργεί την ανάγκη υπερδιαστασιολόγησης στο σύστημα αποθήκευσης ενέργειας.

Ένα επιπλέον πολύ σημαντικό πρόβλημα που ανακύπτει είναι οι χωρητικότητες των γεννητριών. Οι κρουστικές γεννήτριες, έχουν πολύ μεγάλες τιμές τάσης, οπότε και η ονομαστική τάση των πυκνωτών που θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν χρειάζεται να είναι αρκετά μεγάλη. Στη βιομηχανία σήμερα οι πυκνωτές υψηλών τάσεων έχουν πολύ μικρές τιμές χωρητικότητας, μερικά μF . Η μικρή χωρητικότητα της γεννήτριας αποθηκεύει μικρή ισχύ με αποτέλεσμα κατά την εκφόρτιση να παράγονται σήματα μεγάλου πλάτους και μικρής χρονικής διάρκειας. Στη περίπτωση της πολυβάθμιας γεννήτριας *Marx* η συνολική χωρητικότητα εκφόρτισης είναι αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού των βαθμίδων γεγονός που καθιστά την αποθήκευση ενέργειας περιορισμένη σε γεννήτριες πολλών σταδίων.

Σημαντικό πλεονέκτημα της διάταξης των ημιαγωγίων στοιχείων είναι η ικανότητα ελέγχου της συχνότητας λειτουργίας του συστήματος. Οι ημιαγωγοί διακόπτες έχουν τη δυνατότητα να λειτουργούν σε διακοπτικές συχνότητες από μερικά *Hz* έως τη ζώνη των

MHz. Αντίθετα μια κρουστική γεννήτρια, δεν μπορεί να παράγει παλμούς με μεγάλη συχνότητα για δύο πολύ σημαντικούς λόγους. Ο πρώτος είναι πως η χωρητικότητα της γεννήτριας χρειάζεται πολύ μεγαλύτερο χρόνο φόρτισης καθώς το ρεύμα είναι πολύ μικρότερο λόγω υψηλής αντίστασης εισόδου. Ο δεύτερος είναι η ίδια η φύση του σπινθηριστή. Ο σπινθηριστής λειτουργεί με εκκένωση των ηλεκτροδίων ανόδου και καθόδου που βρίσκονται σε δοχείο αερίου. Η εκκένωση του σπινθηριστή είναι διαδικασία που περιέχει και στοχαστικά φαινόμενα, όπως είναι η κατάσταση του αερίου στο χώρο των ηλεκτροδίων. Αν γίνει ιονισμός η διηλεκτρική σταθερά είναι μικρότερη άρα και η ικανότητα απομόνωσης του στοιχείου. Σε εφαρμογές μεγάλης διακοπτικής συχνότητας ο σπινθηριστής λόγω των συνεχών εκκενώσεων θερμαίνεται αυξάνοντας την κινητικότητα των φορέων στο σώμα των ηλεκτροδίων καθιστώντας ακόμα πιο εύκολη τη διάσπαση. Έτσι, σε επαναλαμβανόμενες εκκενώσεις παρατηρείται το φαινόμενο του jitter, δηλαδή η διακοπτική συχνότητα του σπινθηριστή, και εν γένει του συστήματος εμφανίζει διακύμανση λόγω των τυχαίων φαινομένων.

Επιπλέον, πολύ σημαντικό μειονέκτημα των κρουστικών γεννητριών είναι η πολύ μικρή ικανότητα ελέγχου του συστήματος. Στο προηγούμενο κεφάλαιο, σε κάθε στάδιο του συστήματος που κατασκευάστηκε, χρησιμοποιείται κάποιο σύστημα ελέγχου. Στο σύστημα του μετατροπέα συντονισμού ο έλεγχος μπορεί να γίνει στη πύλη των ημιαγωγίων στοιχείων αυξάνοντας ή μειώνοντας της συχνότητα λειτουργίας, με επακόλουθη μείωση ή αύξηση του χρόνου φόρτισης. Στο διακόπτη δοκιμών ο έλεγχος περιλαμβάνει τα συστήματα προστασίας από σφάλματα υπερτάσεων και υπερρευματών, το διακοπτικό χρόνο του συστήματος και το *duty cycle* του σήματος εξόδου. Επιπλέον ο έλεγχος μπορεί να παράγει σήματα ισχύος ακριβής τιμής και χρονικής διάρκειας καθώς έχει και τη δυνατότητα παραγωγής πολύ μεγάλου εύρους κυματομορφών. Έτσι μπορεί να λειτουργεί από πολύ μεγάλες συχνότητες, έως σε συνεχή τάση καθώς υπάρχει πλήρης έλεγχος έναυσης και σβέσης. Στη κρουστική γεννήτρια οι σπινθηριστές διακρίνονται σε δύο κατηγορίες, έναυσης και σβέσης με αντίστοιχη δυνατότητα ελέγχου μόνο της μιας φάσης λειτουργίας. Επιπλέον, όπως εξετάστηκε παραπάνω ο έλεγχος των σπινθηριστών είναι δύσκολος γιατί απαιτεί μεγάλα σήματα που δεν επεξεργάζονται από ηλεκτρονικά συστήματα μικρής ισχύος. Επιπλέον ο έλεγχος της εκκένωσης αποτελεί μέθοδο αργή και εισάγει σφάλματα.

Τέλος, η κατασκευή ενός συστήματος δοκιμών με τη χρήση ημιαγωγών, προσφέρει μεγαλύτερη παραμετροποίηση καθώς η διάταξη αποτελείται από επιμέρους υποσυστήματα καθένα από τα οποία λειτουργεί ανεξάρτητα. Έτσι το ίδιο υποσύστημα μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε πολλές εφαρμογές για διαφορετικές δοκιμές. Αντίθετα η κρουστική γεννήτρια είναι ένα ενιαίο, στιβαρό σύστημα με μικρή δυνατότητα παραμετροποίησης και ελέγχου. Σε πολλές περιπτώσεις υπάρχει η δυνατότητα μερικής παραμετροποίησης της γεννήτριας, ανάλογα με τη δοκιμή, ωστόσο είναι πολύ πιο δύσκολη και χρονοβόρα η μετατροπή. Αντίθετα η χρήση αλγορίθμων ελέγχου στα συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος προσφέρει πολλές δυνατότητες παραγωγής πολλαπλών παλμών διαφορετικής τιμής και μορφής ανάλογα με την εφαρμογή. Ωστόσο, για τις κρουστικές γεννήτριες έχουν θεσπιστεί πρότυπα δοκιμών κάτω από τις οποίες υπόκειται ο εξοπλισμός. Με αυτό τον τρόπο μειώνεται η ανάγκη πολλαπλών διαφορετικών τοπολογιών για τις κρουστικές γεννήτριες και περιορίζεται στη παραγωγή κυματομορφών με πολύ συγκεκριμένα χαρακτηριστικά.

Συνοπτικά στο παρακάτω πίνακα παρουσιάζεται μια συγκριτική μελέτη των δύο πιθανών τοπολογιών

Συγκεντρωτικός πίνακας χαρακτηριστικών των διαφορετικών μεθόδων παραγωγής κρουστικών παλμών

Κρουστικές γεννήτριες	Σύστημα δοκιμών με χρήση ημιαγωγικού διακόπτη
Απλή σχεδίαση	Πολύπλοκη σχεδίαση λόγω των ημιαγωγικών στοιχείων και των συστημάτων ελέγχου
Φτηνή κατασκευή	Ακριβότερη κατασκευή
Παραγωγή κυματομορφών πολύ μεγάλης ονομαστικής τιμής	Παραγωγή κυματομορφών μικρότερης ονομαστικής τιμής
Μικρός βαθμός αξιοπιστίας	Μεγάλος βαθμός αξιοπιστίας
Πολύ μικρή δυνατότητα ελέγχου	Μεγάλη δυνατότητα ελέγχου
Πολύ μικρή συχνότητα λειτουργίας	Μεγάλο εύρος διακοπτικών συχνοτήτων λειτουργίας
Παραγωγή παλμών σύμφωνα με θεσμοθετημένα πρότυπα.	Δυνατότητα παραγωγής παλμών διαφορετικής τιμής και μορφής
Πολύ μικρή χωρητικότητα εκφόρτισης	Δυνατότητα φόρτισης και εκφόρτισης μεγάλης συστοιχίας πυκνωτών στο δοκίμιο
Εξάρτηση από τις περιβαλλοντικές συνθήκες	Δεν εξαρτάται από τις συνθήκες του περιβάλλοντος
Διάβρωση ηλεκτροδίων μετά από έναν αριθμό διακοπτικών φαινομένων	Μεγάλος χρόνος ζωής χωρίς προβλήματα διάβρωσης.
Χρειάζεται μελέτη για την απόσβεση του μεταβατικού	Το μεταβατικό ρεύμα εκφορτίζεται στα κυκλώματα προστασίας μέσω των αντιπαράλληλων διόδων.

Συνολικά, από τη παραπάνω ανάλυση παρατηρείται πως οι κρουστικές γεννήτριες είναι καταλληλότερες για δοκιμές στις οποίες απαιτείται η μελέτη μεταβατικών φαινομένων μικρής διάρκειας και μεγάλης τιμής, όπως είναι ένα βραχυκύκλωμα ή ένας κεραυνός. Γι' αυτό και η χρήση τους είναι διαδεδομένη στη δοκιμή της αντοχής συστημάτων από υπερτάσεις υπερρεύματα. Αντίστοιχα το σύστημα δοκιμών με τη χρήση ημιαγωγικού διακόπτη προσφέρει έλεγχο της συχνότητας λειτουργίας που αποτελεί μεγάλο πλεονέκτημα γιατί δίνει τη δυνατότητα δοκιμών κάτω από ποικίλες συνθήκες λειτουργίας. Με ένα τέτοιο σύστημα μπορεί να γίνουν δοκιμές που απαιτούν καταπονήσεις μεγαλύτερης διάρκειας και μεταβλητής συχνότητας, ακόμα και δοκιμές υπό συνεχή τάση για μεγάλη διάρκεια σε συστήματα HVDC.

8.5 Μελλοντικές προοπτικές

Η ευρεία χρήση ημιαγωγικών διακοπών μπορεί να βελτιώσει το τοπίο σε πολλές εφαρμογές μεγάλης ισχύος. Η εξέλιξη των ημιαγωγών θα επιφέρει στο μέλλον νέα μοντέλα με μεγαλύτερες διακοπτικές συχνότητες, μεγαλύτερες ονομαστικές τιμές τάσης και ρεύματος και μεγαλύτερη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας γεγονός που θα καταστήσει τις διατάξεις λιγότερο πολύπλοκες. Οι υψηλότερες ονομαστικές τιμές σε συνδυασμό με τη μεγαλύτερη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας θα δώσουν κατασκευές μικρότερες σε όγκο, απλούστερες στη μελέτη και τη κατασκευή και αρκετά φτηνότερες. Έτσι ορισμένα σημερινά πλεονεκτήματα έναντι των σπινθηριστών θα εξαλειφθούν. Η φτηνότερη παραγωγή ημιαγωγών σε συνδυασμό με τον πολύ μεγαλύτερο χρόνο ζωής τους αποτελούν πολύ σημαντικό οικονομικό παράγοντα που θα καθιερώσει τα ημιαγωγικά στοιχεία στις εφαρμογές παραγωγής κρουστικών παλμών. Ταυτόχρονα η μεγάλη περιοχή ασφαλούς λειτουργίας μπορεί να δώσει πολύ μεγάλους ρυθμούς έναυσης και σβέσης, σημείο που σήμερα υπερτερεί η διάταξη του σπινθηριστή. Επιπλέον, με βελτιστοποίηση της τεχνολογίας των ημιαγωγών θα αυξηθεί και η διακοπτική συχνότητα προσφέροντας τη δυνατότητα για καλύτερο έλεγχο συστημάτων μεγάλης ισχύος καθώς η τεχνολογία περιορίζεται από τις ικανότητες των ημιαγωγών. Έτσι τεχνικές ελέγχου

ηλεκτρονικών ισχύος, όπως PWM, διανυσματικός έλεγχος και έλεγχος μηχανών πολύ μεγάλης ισχύος θα είναι απλούστερες στο μέλλον.

Επιπλέον, η εξέλιξη των υπερπυκνωτών μπορεί στο μέλλον να δώσει στοιχεία πολύ μεγάλης χωρητικότητας και ονομαστικής τάσης, σε σχέση με μερικά *volts* που ισχύει σήμερα, δημιουργώντας τεράστιες αποθήκες ηλεκτρικής ενέργειας. Ο συνδυασμός των δύο υποσυστημάτων με το κατάλληλο έλεγχο δίνει απεριόριστες δυνατότητες στη βιομηχανία ηλεκτρικών οχημάτων, στη παραγωγή, αποθήκευση και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας, και στο πεδίο των ηλεκτρικών δοκιμών.

Παράρτημα Α

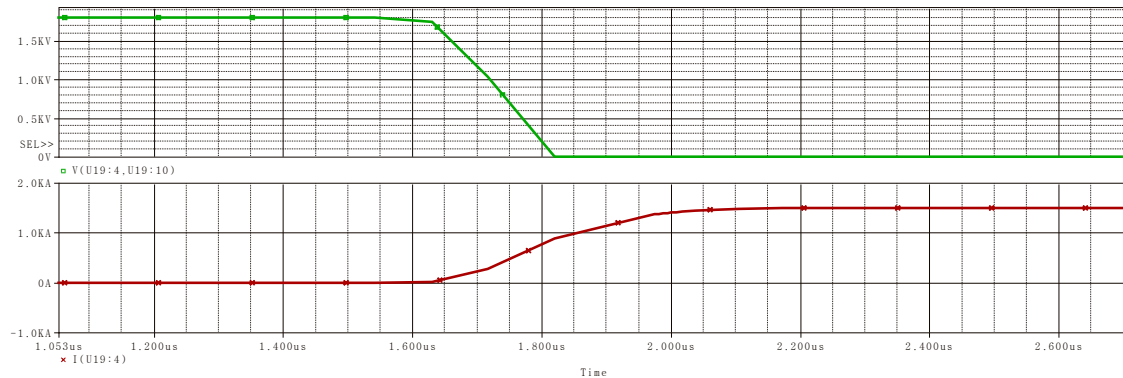
Μοντέλα ημιαγωγών διαφορετικής θερμοκρασίας

A.1 Μοντέλο IGBT

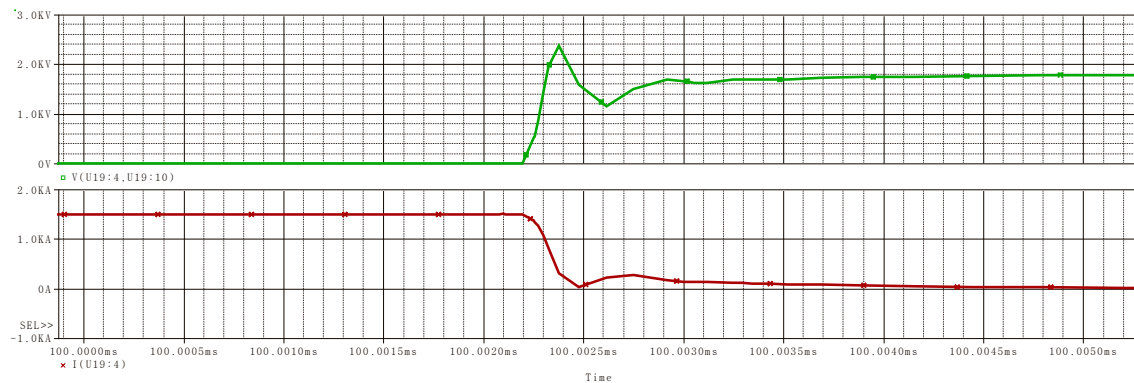
Το παρακάτω μοντέλο αναφέρεται στο IGBT σε θερμοκρασία 25°C .Ο κώδικας στο *pspice* είναι:

```
.SUBCKT 5SNA1500E330305/25oC 4 6 10
M1 5 6 10 10 MOSN
Q1 7 8 4 BJTP
CGE 6 10 147.15N
CCE 4 7 8.95N
CCG 6 4 3.85N
RB 5 8 0.0011
RC 7 10 0.04
.MODEL MOSN NMOS (IS=15m KP=76.6 VTO=3 RD=0.07n RG=1.5 CGSO=0.1u
CGDO=0.1u
.MODEL BJTP PNP (IS=5m CJC=0.6N BF=0.26 TF=3.5U RC=0.001n)
.ENDS
```

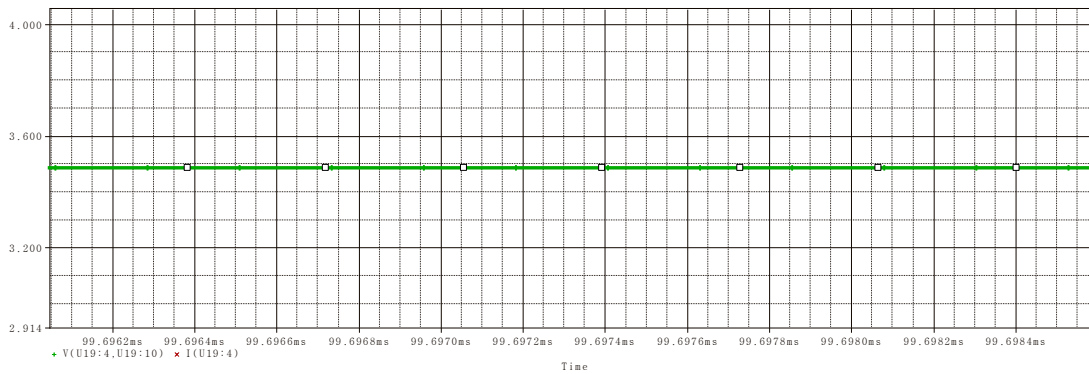
Οι κυματομορφές παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



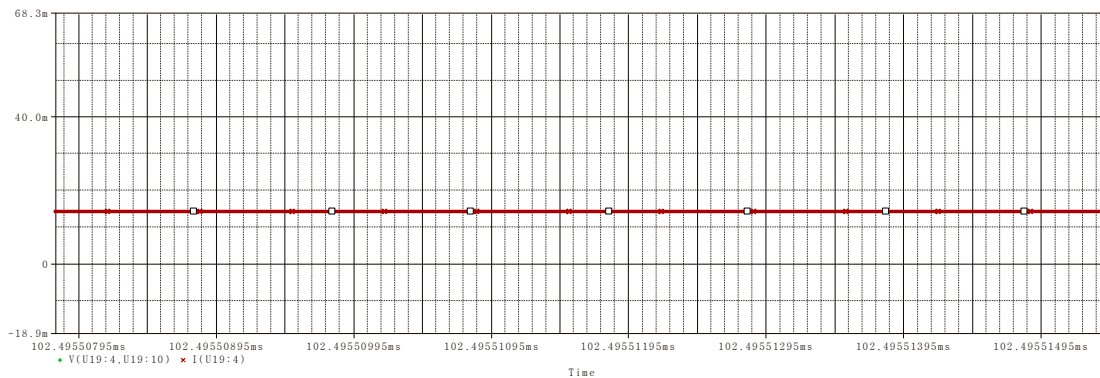
Σχήμα 0.1 Τάση και ρεύμα έναυσης για IGBT στους 25°C



Σχήμα 0.2 Τάση και ρεύμα σβέσης για IGBT στους 25oC



Σχήμα 0.3 Τάση μόνιμης κατάστασης αγωγής IGBT στους 25oC



Σχήμα 0.4 Ρεύμα μόνιμης κατάστασης αποκοπής IGBT στους 25°C

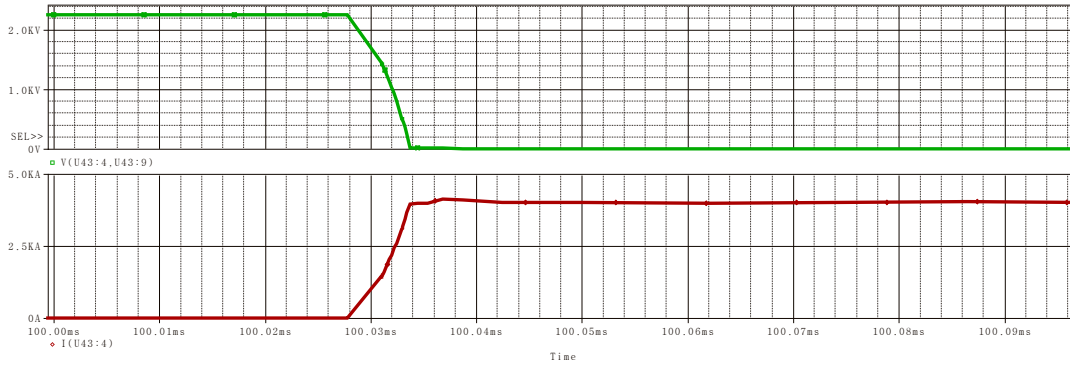
Παρατηρείται πως το ρεύμα διαρροής κατά τη κατάσταση αποκοπής ισούται με $12mA$ ενώ η τάση αγωγής είναι $3.5V$

A.2 Μοντέλο GTO:

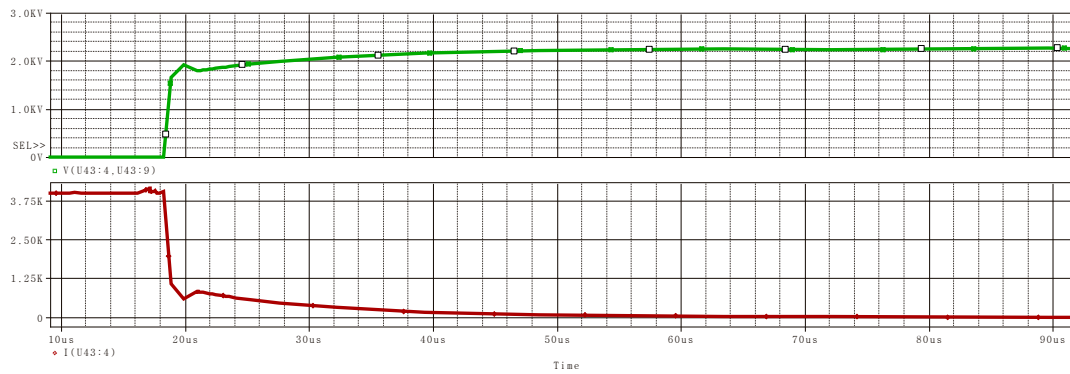
Το παρακάτω μοντέλο αναφέρεται στο GTO σε θερμοκρασία $25^{\circ}C$. Ο κώδικας στο *pspice* είναι:

```
.SUBCKT 5SGF40L4502 4 6 9
Q1PNP 1 5 4 BJTP
Q2NPN 5 1 9 BJTN
Q3PNP 3 7 4 BJTP
Q4NPN 7 3 9 BJTN
R1 6 1 0.5
R2 1 3 0.5
R3 5 7 0.5
.MODEL BJTP PNP (IS=1.5E-2 BF=0.33 BR=4.5 TF=35U TR=12U RC=0.0015)
.MODEL BJTN NPN (IS=1.5E-2 BF=28.498 TR=19u TF=0.17U RB=0.005
RC=0.0022 CJE=0.1N)
.ENDS
```

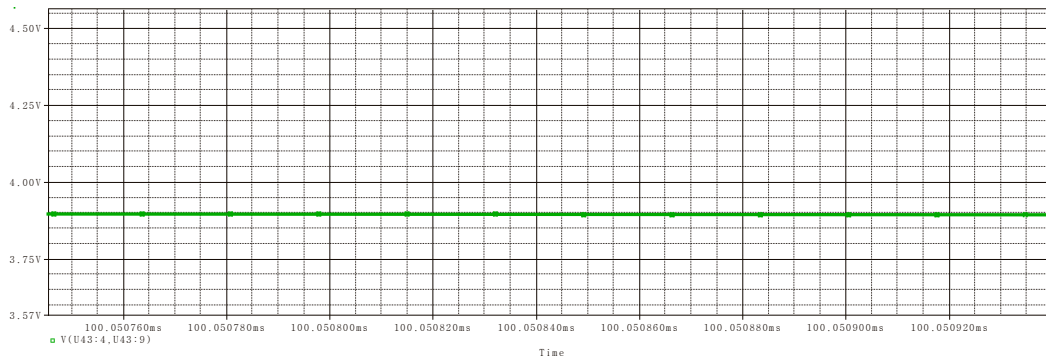
Οι κυματομορφές παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



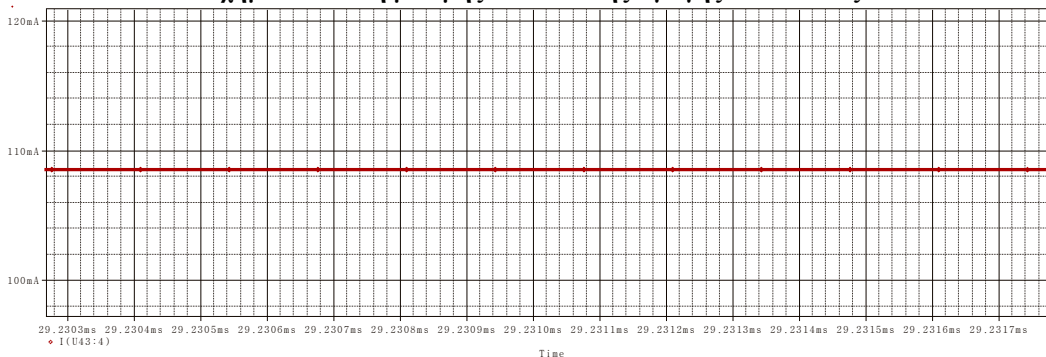
Σχήμα 0.5 Τάση και ρεύμα έναρξης για GTO στους 25οC



Σχήμα 0.6 Τάση και ρεύμα σβέσης για GTO στους 25οC



Σχήμα 0.7 Τάση μόνιμης κατάστασης αγωγής GTO στους 25οC



Σχήμα 0.8 Ρεύμα μόνιμης κατάστασης αποκοπής GTO στους 25°C

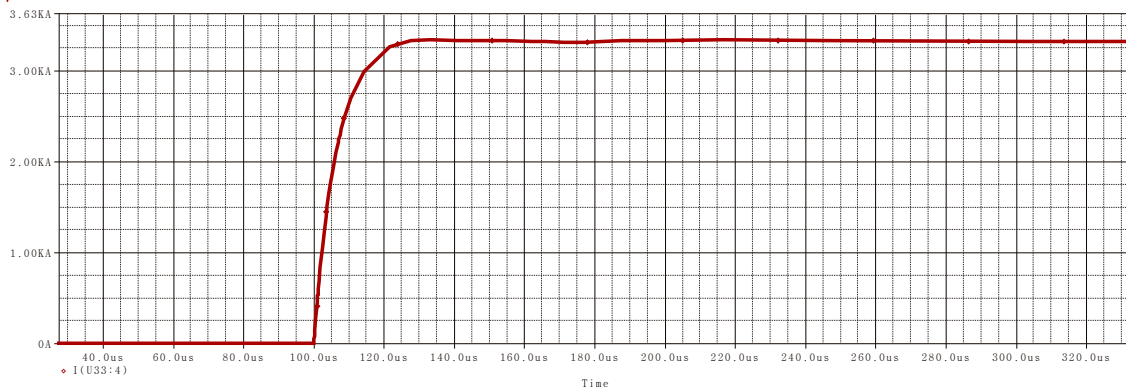
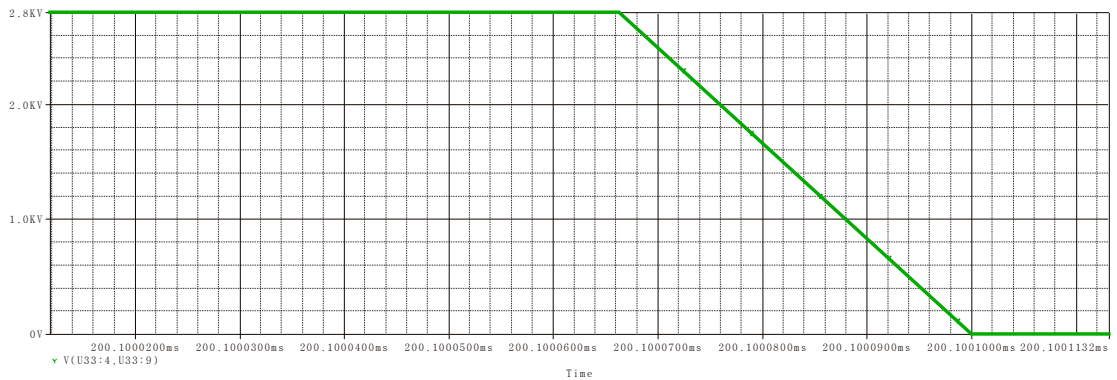
Παρατηρείται πως το ρεύμα διαρροής κατά τη κατάσταση αποκοπής ισούται με $108mA$ ενώ η τάση αγωγής είναι $3.9V$.

A.3 Μοντέλο IGCT:

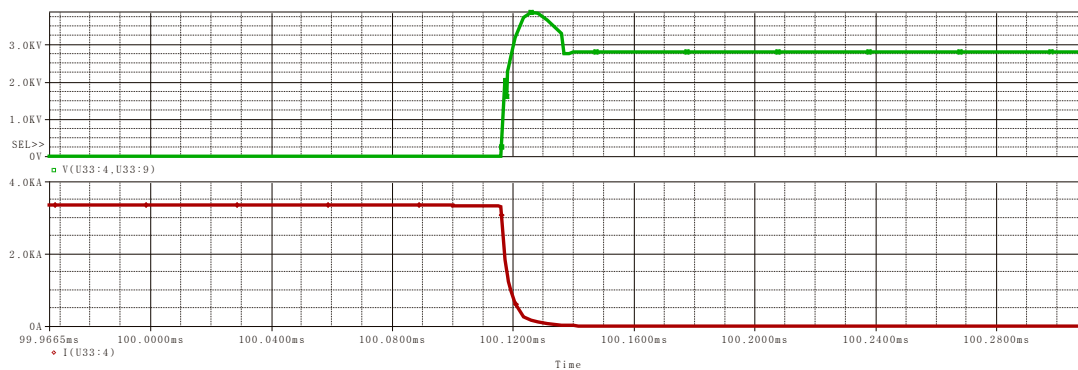
Το παρακάτω μοντέλο αναφέρεται στο GCT σε θερμοκρασία 25°C .Ο κώδικας στο *pspice* είναι:

```
.SUBCKT 5SHY35L4520/25oC 4 6 9
Q1 1 5 4 BJTP
Q2 5 2 9 BJTN
S1 1 2 6 9 SMOD
L1 1 11 5n
R1 6 11 1
.MODEL BJTP PNP (IS=1.1E-4 BF=0.23 BR=6.5 TF=25U TR=1U RC=0.001)
.MODEL BJTN NPN (IS=13E-4 BF=39.498 TR=12u TF=0.05U RB=0.005 RC=0.48m
CJE=0.1N)
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=1E-9 ROFF=1E+8 VON=50 VOFF=-20)
.ENDS
```

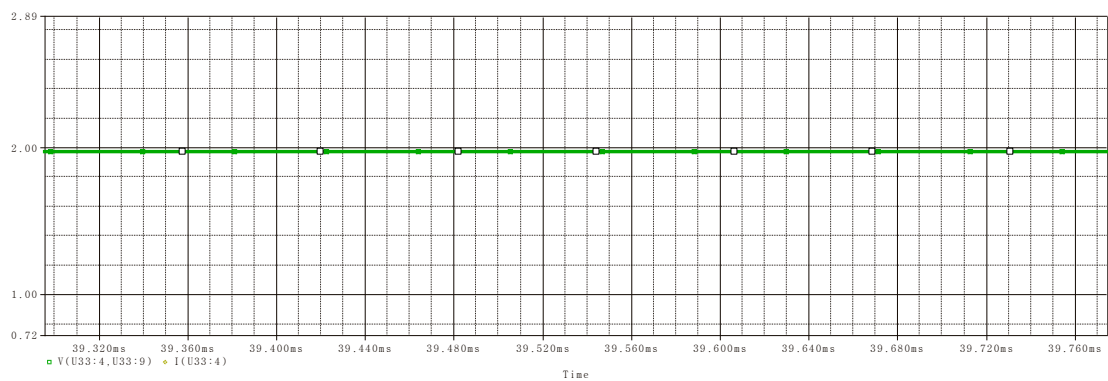
Οι κυματομορφές παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



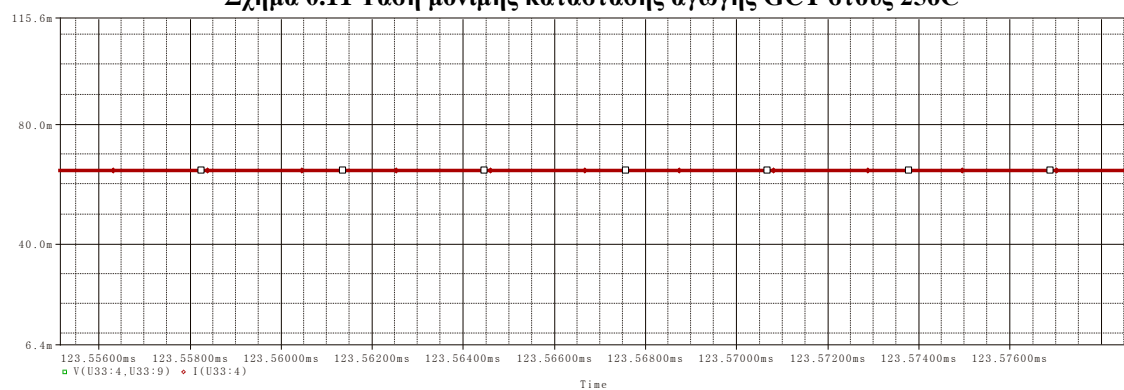
Σχήμα 0.9 Τάση και ρεύμα έναυσης για GCT στους 25oC



Σχήμα 0.10 Τάση και ρεύμα σβέσης για GCT στους 25oC



Σχήμα 0.11 Τάση μόνιμης κατάστασης αγωγής GCT στους 25oC



Σχήμα 0.12 Ρεύμα μόνιμης κατάστασης αποκοπής GCT στους 25oC

Παρατηρείται πως το ρεύμα διαρροής κατά τη κατάσταση αποκοπής ισούται με $64mA$ ενώ η τάση αγωγής είναι $2V$.

Παράρτημα Β

Υπολογισμός πτώσης τάσης συστοιχίας πυκνωτών με τη χρήση του *matlab*

Η πτώση τάσης στη συστοιχία πυκνωτών υπολογίστηκε στο κεφάλαιο 6 βάσει του τύπου:

$$V_{final} = V_{initial} \sqrt{1 - \frac{E_{pulse}}{nE_{bank}}} = V_{initial} \sqrt{1 - \frac{V_{load} I_{load} T_{pulse}}{n \frac{1}{2} C V_{initial}^2}}$$

Από τη παραπάνω σχέση κατασκευάστηκε ο κώδικας υπολογισμού πτώσης τάσης στο *matlab* και είναι ο ακόλουθος:

```
clear all;
%% initial conditions
Vi=2000;
Vout=2000;
R=0.2;
Iout=Vout/R;
N=[1:-0.1:0.6];
C=4e-1;
Tpulse=[0:0.1:10]/1E3;
Vfarr=[];
Tarr=[];
Legendarr=cell(length(N),1); %preallocate cell array for legend
%% voltage droop calculation
for i=[1:length(N)]
%calculate final voltage
Neff=N(i);
Vf=Vi.*sqrt(1-Vout.*Iout.*Tpulse./(Neff.*C.*Vi.^2/2));
Vfarr=[Vfarr;Vf];
Tarr=[Tarr;Tpulse];
%build cell array of legend strings
Legendarr{i}=['Eff= ', num2str(Neff)];
end
%% plot voltage droop vs pulse time
figure(1)
plot(Tarr'.*1000,Vfarr','LineWidth',2)
xlabel('Pulse Time (ms)')
ylabel('Final Voltage (V)')
grid on
legend(Legendarr)
title(['Initial Voltage= ', num2str(Vi), ...
'V, C= ' num2str(C), 'F'])
```

Παράρτημα Γ
Φύλλα Προδιαγραφών Ημιαγωγών

V_{DRM}	=	4500 V	Asymmetric Gate turn-off Thyristor 5SGF 40L4502
I_{TGQM}	=	4000 A	
I_{TSM}	=	25×10^3 A	
V_{TO}	=	1.2 V	
r_T	=	0.65 m Ω	
V_{Dclink}	=	2800 V	

Doc. No. 5SYA1209-04 Jan. 03

- Patented free-floating silicon technology
- Low on-state and switching losses
- Annular gate electrode
- Industry standard housing
- Cosmic radiation withstand rating

Blocking

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Repetitive peak off-state voltage	V_{DRM}	$V_{GR} \geq 2$ V			4500	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}				17	V
Permanent DC voltage for 100 FIT failure rate	V_{Dclink}	Ambient cosmic radiation at sea level in open air.			2800	V

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Repetitive peak off-state current	I_{DRM}	$V_D = V_{DRM}, V_{GR} \geq 2$ V			100	mA
Repetitive peak reverse current	I_{RRM}	$V_R = V_{RRM}, R_{GK} = \infty \Omega$			50	mA

Mechanical data

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Mounting force	F_m		36	40	44	kN

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Pole-piece diameter	D_p	± 0.1 mm		75		mm
Housing thickness	H	± 0.5 mm		26		mm
Weight	m			1.5		kg
Surface creepage distance	D_s	Anode to Gate	33			mm
Air strike distance	D_a	Anode to Gate	14			mm

1) Maximum rated values indicate limits beyond which damage to the device may occur

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.



GTO Data

On-state

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Max. average on-state current	I_{TAVM}	Half sine wave, $T_C = 85\text{ °C}$			1180	A
Max. RMS on-state current	I_{TRMS}				1850	A
Max. peak non-repetitive surge current	I_{TSM}	$t_p = 10\text{ ms}$, $T_{vj} = 125\text{ °C}$, sine wave After Surge: $V_D = V_R = 0\text{ V}$			25×10^3	A
Limiting load integral	I^2t				3.1×10^6	A ² s
Max. peak non-repetitive surge current	I_{TSM}	$t_p = 1\text{ ms}$, $T_{vj} = 125\text{ °C}$, sine wave After Surge: $V_D = V_R = 0\text{ V}$			40×10^3	A
Limiting load integral	I^2t				800×10^3	A ² s

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
On-state voltage	V_T	$I_T = 4000\text{ A}$, $T_{vj} = 125\text{ °C}$			3.8	V
Threshold voltage	$V_{(TD)}$	$T_{vj} = 125\text{ °C}$			1.2	V
Slope resistance	r_T	$I_T = 400 \dots 5000\text{ A}$			0.65	mΩ
Holding current	I_H	$T_{vj} = 25\text{ °C}$			100	A

Turn-on switching

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Critical rate of rise of on-state current	di_T/dt_{cr}	$T_{vj} = 125\text{ °C}$, $f = 200\text{ Hz}$ $I_T = 4000\text{ A}$, $I_{GM} = 50\text{ A}$			500	A/μs
Critical rate of rise of on-state current	di_T/dt_{cr}	$di_G/dt = 40\text{ A/μs}$, $f = 1\text{ Hz}$			1000	A/μs
Min. on-time	t_{on}		100			μs

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Turn-on delay time	t_d	$V_D = 0.5 V_{DRM}$, $T_{vj} = 125\text{ °C}$			2.5	μs
Rise time	t_r	$I_T = 4000\text{ A}$, $di/dt = 300\text{ A/μs}$, $I_{GM} = 50\text{ A}$, $di_G/dt = 40\text{ A/μs}$, $C_S = 6\text{ μF}$, $R_S = 5\text{ Ω}$			5	μs
Turn-on energy per pulse	E_{on}				3	J

Turn-off switching

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Max. controllable turn-off current	I_{TGOM}	$V_{DM} \leq V_{DRM}$, $di_{GQ}/dt = 40\text{ A/μs}$, $C_S = 6\text{ μF}$, $L_S \leq 0.2\text{ μH}$			4000	A
Min. off-time	t_{off}		100			μs

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Storage time	t_s	$V_D = 0.5 V_{DRM}$, $T_{vj} = 125\text{ °C}$			25	μs
Fall time	t_f	$V_{DM} \leq V_{DRM}$, $di_{GQ}/dt = 40\text{ A/μs}$, $I_{TGO} = I_{TGOM}$			3	μs
Turn-on energy per pulse	E_{off}	$R_S = 5\text{ Ω}$, $C_S = 6\text{ μF}$, $L_S = 0.2\text{ μH}$			10	J
Peak turn-off gate current	I_{GOM}				1100	A

Gate

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Repetitive peak reverse voltage	V _{GRM}				17	V
Repetitive peak reverse current	I _{GRM}	V _{GR} = V _{GRM}			20	mA

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Gate trigger voltage	V _{GT}	T _{vj} = 25°C,		1.2		V
Gate trigger current	I _{GT}	V _D = 24 V, R _A = 0.1 Ω		4		A

Thermal

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Junction operating temperature	T _{vj}		-40		125	°C
Storage temperature range	T _{stg}		-40		125	°C

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Thermal resistance junction to case	R _{th(jc)}	Double side cooled			11	K/kW
	R _{th(jc)A}	Anode side cooled			20	K/kW
	R _{th(jc)C}	Cathode side cooled			25	K/kW
Thermal resistance case to heatsink (Double side cooled)	R _{th(ch)}	Single side cooled			6	K/kW
	R _{th(ch)}	Double side cooled			3	K/kW

Analytical function for transient thermal impedance:

$$Z_{thJC}(t) = \sum_{i=1}^n R_i(1 - e^{-t/\tau_i})$$

i	1	2	3	4
R _i (K/kW)	7.766	1.728	1.064	0.450
τ _i (s)	0.5764	0.1258	0.0128	0.0031

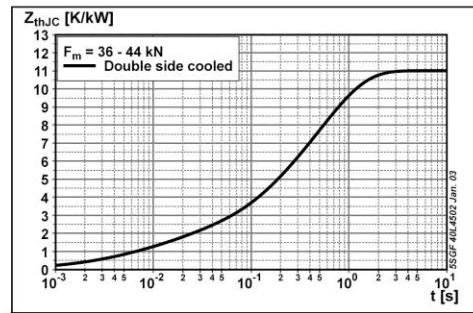


Fig. 1 Transient thermal impedance, junction to case.

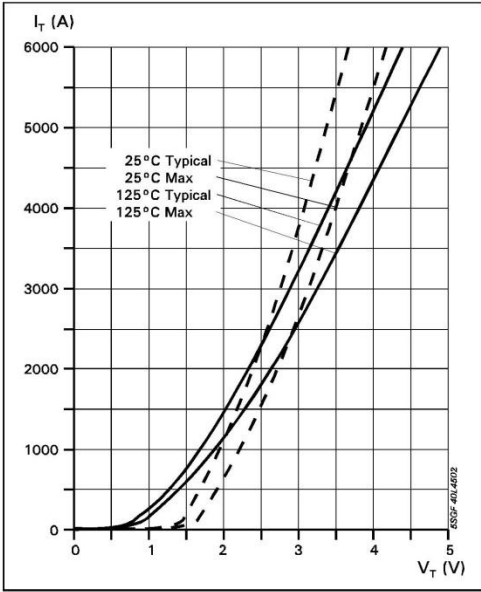


Fig. 2 On-state characteristics.

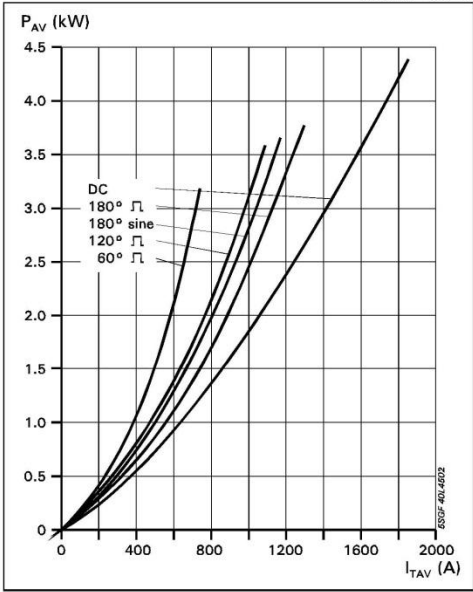


Fig. 3 Average on-state power dissipation vs. average on-state current.

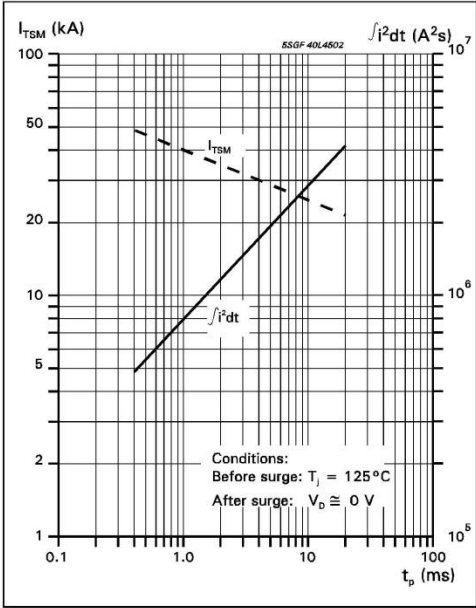


Fig. 4 Surge current and fusing integral vs. pulse width.

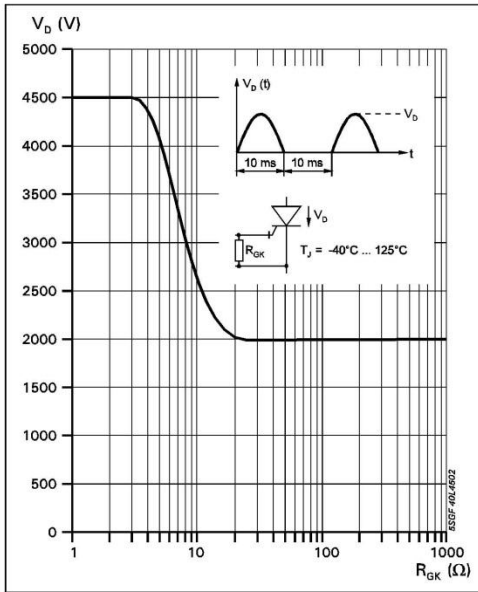


Fig. 5 Forward blocking voltage vs. gate-cathode resistance.

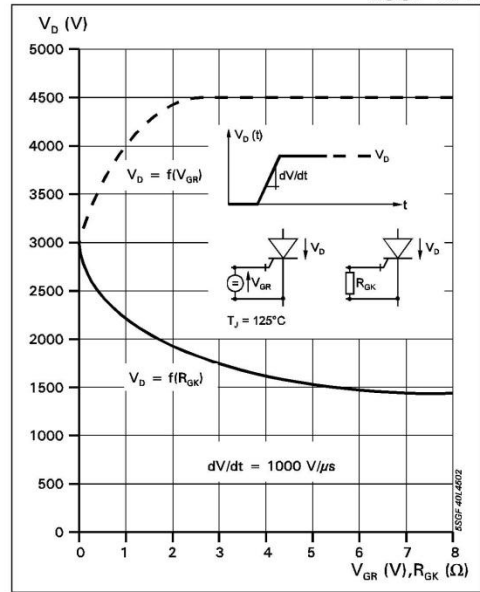


Fig. 6 Static dv/dt capability: Forward blocking voltage vs. neg. gate voltage or gate cathode resistance.

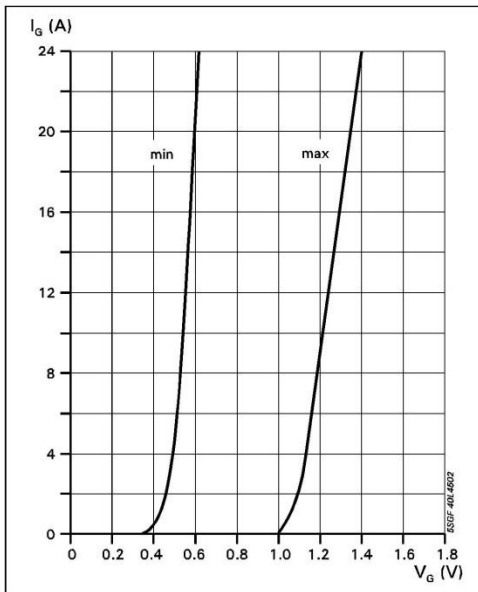


Fig. 7 Forward gate current vs. forward gate voltage.

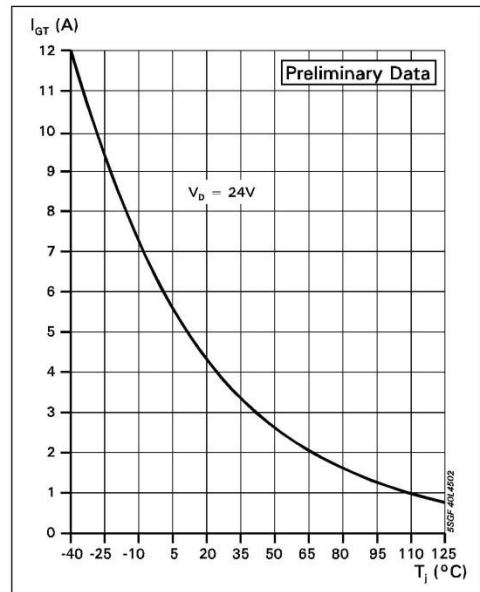


Fig. 8 Gate trigger current vs. junction temperature

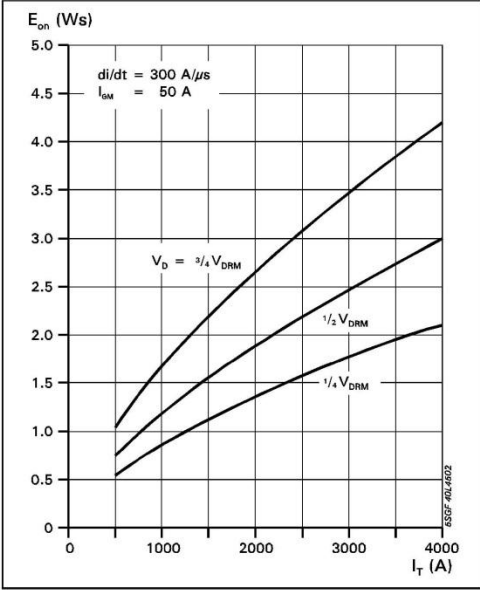


Fig. 9 Turn-on energy per pulse vs. on-state current and turn-on voltage.

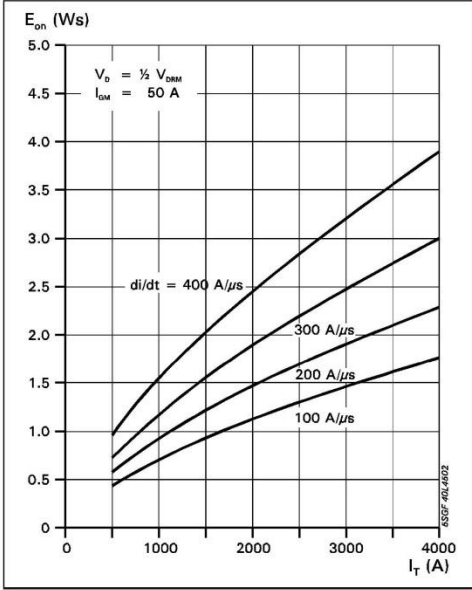


Fig. 10 Turn-on energy per pulse vs. on-state current and current rise rate

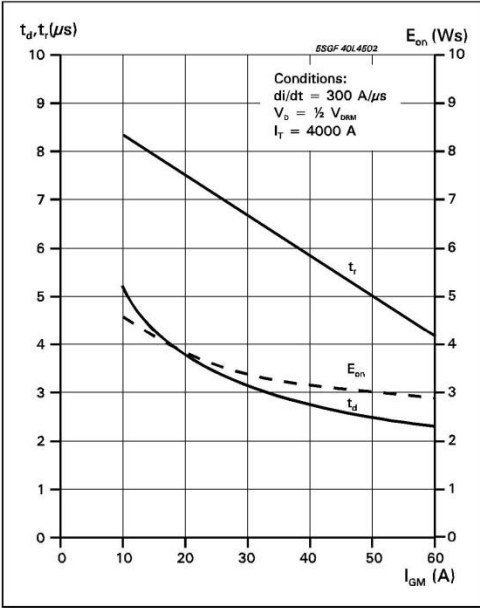


Fig. 11 Turn-on energy per pulse vs. on-state current and turn-on voltage.

Common Test conditions for figures 9, 10 and 11:

- $di_G/dt = 40 \text{ A}/\mu\text{s}$
- $C_S = 6 \mu\text{F}$
- $R_S = 5 \Omega$
- $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Definition of Turn-on energy:

$$E_{on} = \int_0^{20 \mu\text{s}} V_D \cdot I_T dt \quad (t = 0, I_G = 0.1 \cdot I_{GM})$$

Common Test conditions for figures 12, 13 and 15:

Definition of Turn-off energy:

$$E_{off} = \int_0^{40 \mu\text{s}} V_D \cdot I_T dt \quad (t = 0, I_T = 0.9 \cdot I_{T(GQ)})$$

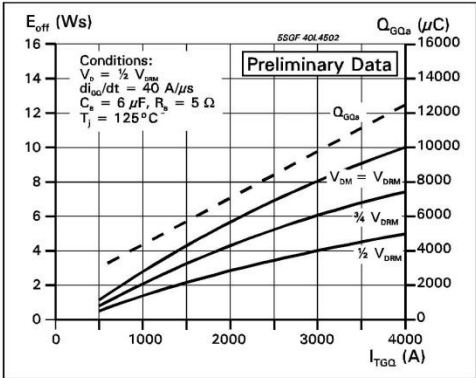


Fig. 12 Turn-off energy per pulse vs. turn-off current and peak turn-off voltage. Extracted gate charge vs. turn-off current.

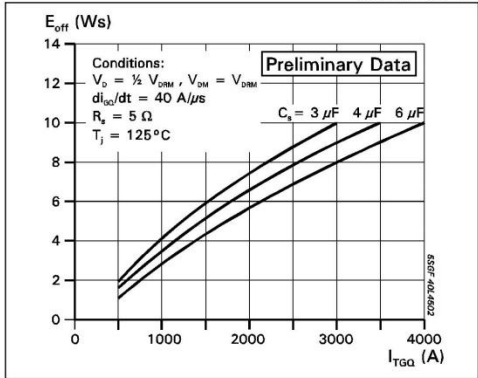


Fig. 13 Turn-off energy per pulse vs. turn-off current and snubber capacitance.

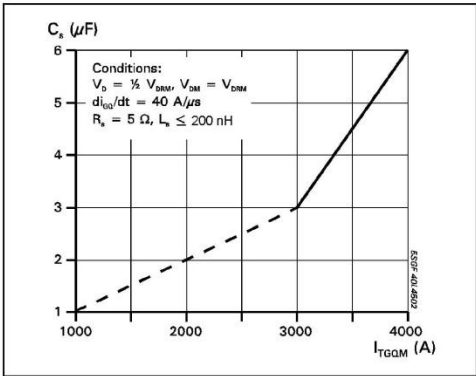


Fig. 14 Required snubber capacitor vs. max allowable turn-off current.

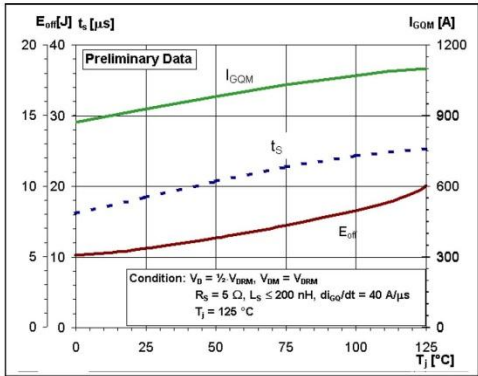


Fig. 15 Turn-off energy per pulse, storage time and peak turn-off gate current vs. junction temperature.

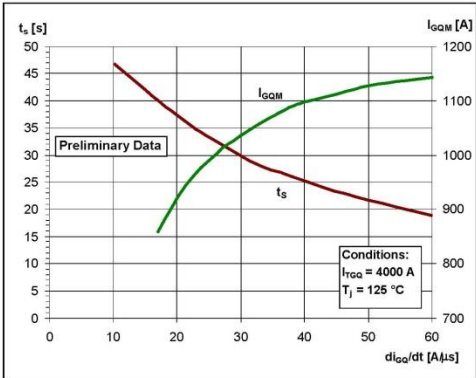


Fig. 16 Storage time and peak turn-off gate current vs. neg. gate current rise rate.

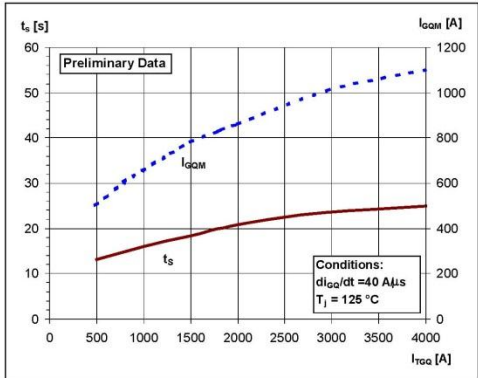


Fig. 17 Storage time and peak turn-off gate current vs. turn-off current.

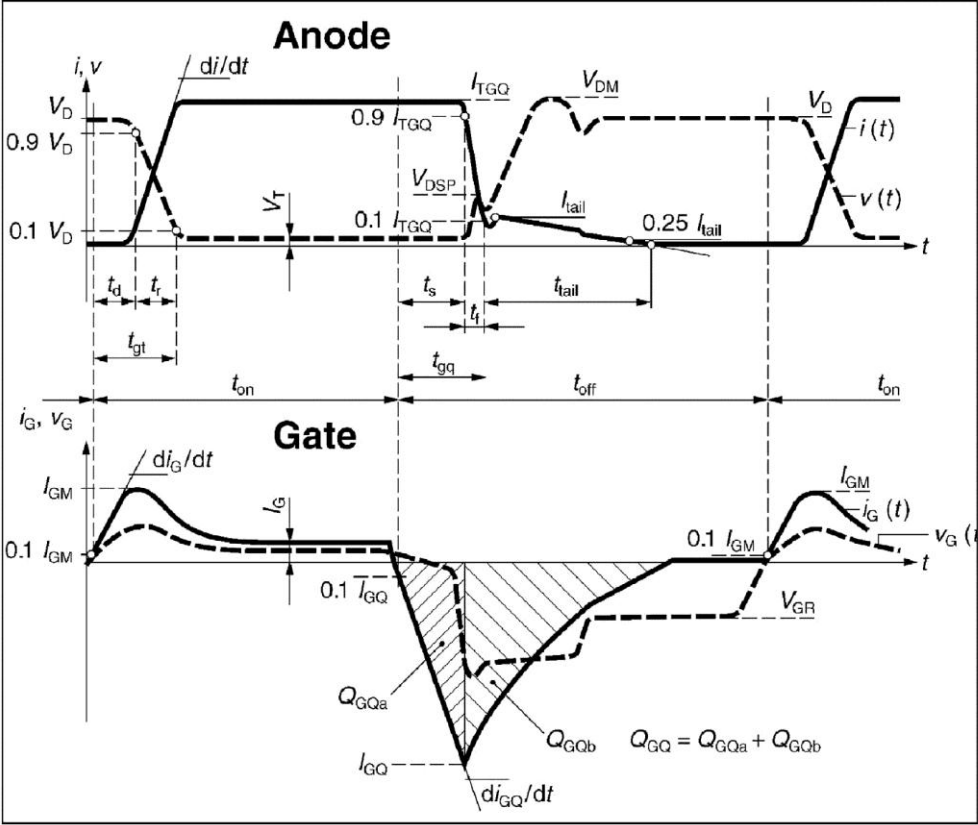


Fig. 18 General current and voltage waveforms with GTO-specific symbols.

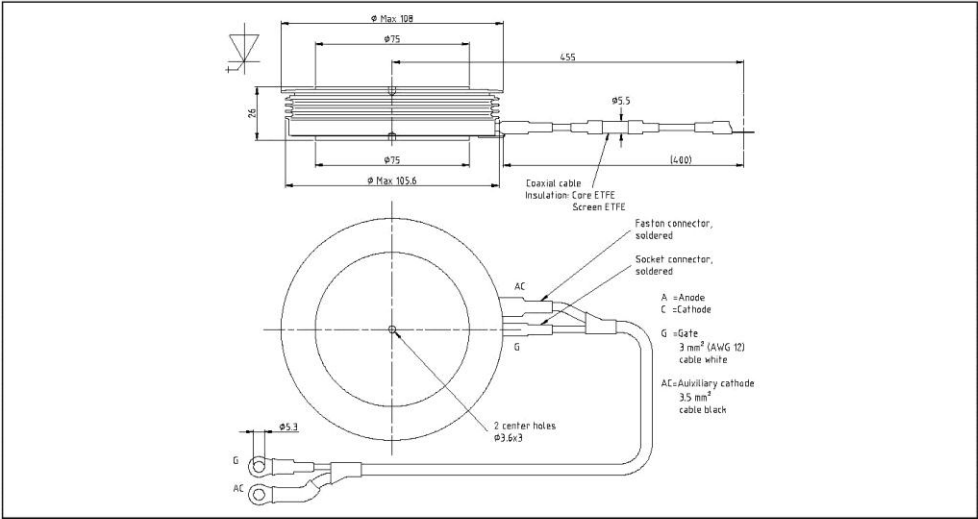


Fig. 19 Outline drawing. All dimensions are in millimeters and represent nominal values unless stated otherwise.

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.

5SGF 40L4502

The 5SGF 40L4502 is a 91 mm buffered layer GTO with exceptionally low dynamic and static losses designed to retro-fit all former 4 kA GTOs of the same voltage. It offers optimal trade-off between on-state and switching losses and is encapsulated in an industry-standard press pack housing 120 mm wide and 26 mm thick.

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.



ABB Switzerland Ltd
Semiconductors
Fabrikstrasse 3
CH-5600 Lenzburg, Switzerland

Doc. No. 5SYA1209-04 Jan. 03

Telephone +41 (0)58 586 1419
Fax +41 (0)58 586 1306
Email abbsem@ch.abb.com
Internet www.abb.com/semiconductors

V_{DRM}	=	4500 V	Asymmetric Integrated Gate- Commutated Thyristor 5SHY 35L4520
I_{TGQM}	=	4000 A	
I_{TSM}	=	32×10^3 A	
$V_{(TO)}$	=	1.4 V	
r_T	=	0.325 m Ω	
V_{DC}	=	2800 V	

Doc. No. 5SYA1248-00 Feb. 12

- High snubberless turn-off rating
- Optimized for medium frequency
- High electromagnetic immunity
- Simple control interface with status feedback
- AC or DC supply voltage
- Option for series connection (contact factory)



Blocking

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Rep. peak off-state voltage	V_{DRM}	Gate Unit energized			4500	V
Permanent DC voltage for 100 FIT failure rate of GCT	V_{DC}	Ambient cosmic radiation at sea level in open air. Gate Unit energized			2800	V
Reverse voltage	V_{RRM}				17	V

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Rep. peak off-state current	I_{DRM}	$V_D = V_{DRM}$, Gate Unit energized			50	mA

Mechanical data (see Fig. 11, 12)

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Mounting force	F_m		36	40	44	kN

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Pole-piece diameter	D_p	± 0.1 mm		85		mm
Housing thickness	H	clamped $F_m = 40$ kN	25.7		26.2	mm
Weight	m				2.9	kg
Surface creepage distance	D_s	Anode to Gate	33			mm
Air strike distance	D_a	Anode to Gate	10			mm
Length	l	± 1.0 mm		439		mm
Height	h	± 1.0 mm		41		mm
Width IGCT	w	± 1.0 mm		173		mm

¹⁾ Maximum rated values indicate limits beyond which damage to the device may occur

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.



GCT Data**On-state** (see Fig. 3, 4, 5, 6, 14, 15)*Maximum rated values ¹⁾*

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Max. average on-state current	$I_{T(AV)M}$	Half sine wave, $T_C = 85\text{ °C}$, Double side cooled			1700	A
Max. RMS on-state current	$I_{T(RMS)}$				2670	A
Max. peak non-repetitive surge on-state current	I_{TSM}	$t_p = 3\text{ ms}$, $T_J = 125\text{ °C}$, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0\text{ V}$			50×10^3	A
Limiting load integral	I^2t				3.75×10^6	A ² s
Max. peak non-repetitive surge on-state current	I_{TSM}	$t_p = 10\text{ ms}$, $T_J = 125\text{ °C}$, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0\text{ V}$			32×10^3	A
Limiting load integral	I^2t				5.12×10^6	A ² s
Max. peak non-repetitive surge on-state current	I_{TSM}	$t_p = 30\text{ ms}$, $T_J = 125\text{ °C}$, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0\text{ V}$			20.5×10^3	A
Limiting load integral	I^2t				6.3×10^6	A ² s
Stray inductance between GCT and antiparallel diode	L_D	Only relevant for applications with antiparallel diode to the IGCT			300	nH
Critical rate of rise of on-state current	di_T/dt_{cr}	For higher di_T/dt and current lower than 100 A an external retrigger puls is required.			200	A/ μ s

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
On-state voltage	V_T	$I_T = 4000\text{ A}$, $T_J = 125\text{ °C}$		2.35	2.7	V
Threshold voltage	$V_{(T0)}$	$T_J = 125\text{ °C}$			1.4	V
Slope resistance	r_T	$I_T = 1000 \dots 4000\text{ A}$			0.325	m Ω

Turn-on switching (see Fig. 14, 15)*Maximum rated values ¹⁾*

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Critical rate of rise of on-state current	$di_T/dt_{(cr)}$	$f = 0..500 \text{ Hz}$, $T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $I_T = 4000 \text{ A}$ $V_D = 2800 \text{ V}$, $I_{TM} \leq 4800 \text{ A}$			1000	A/ μs

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_D = 2800 \text{ V}$, $T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $I_T = 4000 \text{ A}$, $di/dt = V_D / L_I$			3.5	μs
Turn-on delay time status feedback	$t_{d(on) SF}$	$L_I = 5 \text{ } \mu\text{H}$			7	μs
Rise time	t_r	$C_{CL} = 10 \text{ } \mu\text{F}$, $L_{CL} = 0.3 \text{ } \mu\text{H}$ $D_{FWD} = D_{CL} = 5\text{SDF } 10\text{H}4503$			1	μs
Turn-on energy per pulse	E_{on}				1.5	J

Turn-off switching (see Fig. 7, 8, 10, 14, 15)*Maximum rated values ¹⁾*

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Max. controllable turn-off current	I_{TGOM}	$V_{DM} \leq V_{DRM}$, $T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $V_D = 2800 \text{ V}$, $R_S = 0.65 \text{ } \Omega$, $C_{CL} = 10 \text{ } \mu\text{F}$, $L_{CL} \leq 0.3 \text{ } \mu\text{H}$ $D_{FWD} = D_{CL} = 5\text{SDF } 10\text{H}4503$			4000	A

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$V_D = 2800 \text{ V}$, $T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $V_{DM} \leq V_{DRM}$, $R_S = 0.65 \text{ } \Omega$			7	μs
Turn-off delay time status feedback	$t_{d(off) SF}$	$I_{TGO} = 4000 \text{ A}$, $L_I = 5 \text{ } \mu\text{H}$			7	μs
Turn-off energy per pulse	E_{off}	$C_{CL} = 10 \text{ } \mu\text{F}$, $L_{CL} = 0.3 \text{ } \mu\text{H}$ $D_{FWD} = D_{CL} = 5\text{SDF } 10\text{H}4503$		19.5	22	J

Gate Unit Data

Power supply (see Fig. 2, 9, 10, 12, 13)

*Maximum rated values*¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Gate Unit voltage (Connector X1)	$V_{Gin\ RMS}$	AC square wave amplitude (15 kHz - 100kHz) or DC voltage. No galvanic isolation to power circuit.	28		40	V
Min. current needed to power up the Gate Unit	$I_{Gin\ Min}$	Rectified average current see application note 5SYA 2031	2			A
Gate Unit power consumption	$P_{Gin\ Max}$				130	W

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Internal current limitation	$I_{Gin\ Max}$	Rectified average current limited by the Gate Unit			8	A

Optical control input/output

*Maximum rated values*¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Min. on-time	t_{on}		40			μ s
Min. off-time	t_{off}		40			μ s

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Optical input power	$P_{on\ CS}$	CS: Command signal	-15		-1	dBm
Optical noise power	$P_{off\ CS}$	SF: Status feedback			-45	dBm
Optical output power	$P_{on\ SF}$	Valid for 1mm plastic optical fiber (POF)	-19		-1	dBm
Optical noise power	$P_{off\ SF}$				-50	dBm
Pulse width threshold	t_{GLITCH}	Max. pulse width without response			400	ns
External retrigger pulse width	t_{retrig}		700		1100	ns

2) Do not disconnect or connect fiber optic cables while light is on.

Connectors

²⁾ (see Fig. 11, 12, 13)

Parameter	Symbol	Description
Gate Unit power connector	X1	AMP: MTA-156, Part Number 641210-5 ³⁾
LWL receiver for command signal	CS	Avago, Type HFBR-2521Z ⁴⁾
LWL transmitter for status feedback	SF	Avago, Type HFBR-1528Z ⁴⁾

2) Do not disconnect or connect fiber optic cables while light is on.

3) AMP, www.amp.com

4) Avago Technologies, www.avagotech.com

Visual feedback

(see Fig. 13)

Parameter	Symbol	Description	Color
Gate OFF	LED1	"Light" when GCT is off	(green)
Gate ON	LED2	"Light" when gate-current is flowing	(yellow)
Fault	LED3	"Light" when not ready / Failure	(red)
Power supply voltage OK	LED4	"Light" when power supply is within specified range	(green)

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.

Doc. No. 5SYA1248-00 Feb. 12

page 4 of 10

Thermal

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Junction operating temperature	T _{vj}		0		125	°C
Storage temperature range	T _{stg}		0		60	°C
Ambient operational temperature	T _a		0		50	°C

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Thermal resistance junction-to-case of GCT	R _{th(j-c)}	Double side cooled			8.5	K/kW
Thermal resistance case-to-heatsink of GCT	R _{th(c-h)}	Double side cooled			3	K/kW

Analytical function for transient thermal impedance:

$$Z_{th(j-c)}(t) = \sum_{i=1}^n R_i(1 - e^{-t/\tau_i})$$

i	1	2	3	4
R _i (K/kW)	5.562	1.527	0.868	0.545
τ _i (s)	0.5119	0.0896	0.0091	0.0024

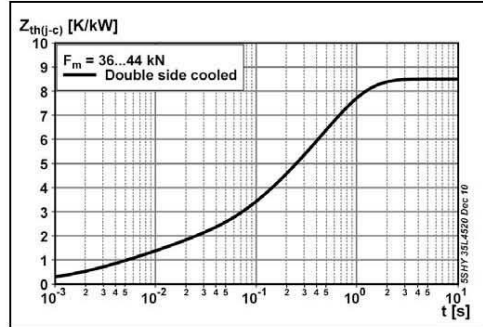


Fig. 1 Transient thermal impedance (junction-to-case) vs. time (max. values)

Max. Turn-off current for Lifetime operation

- calculated lifetime of on-board capacitors 20 years
- with slightly forced air cooling (air velocity > 0.5 m/s)
- strong air cooling allows for increased ambient temperature

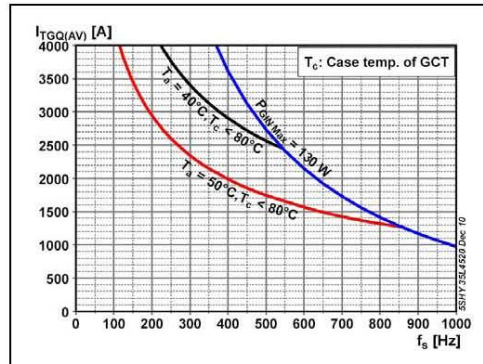


Fig. 2 Max. turn-off current vs. frequency for lifetime operation

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.

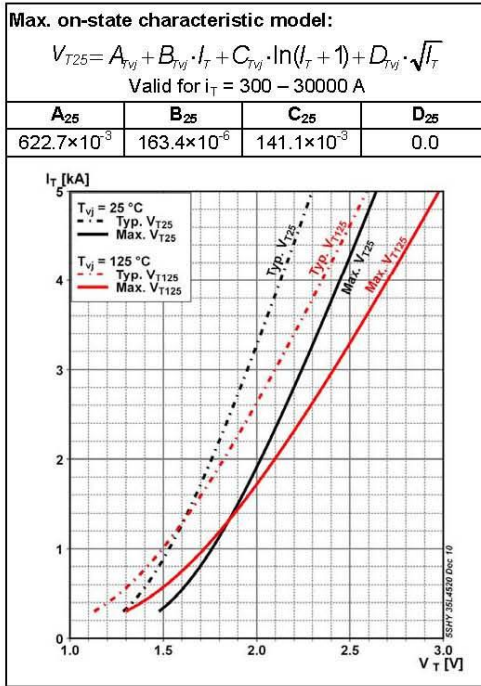


Fig. 3 GCT on-state voltage characteristics

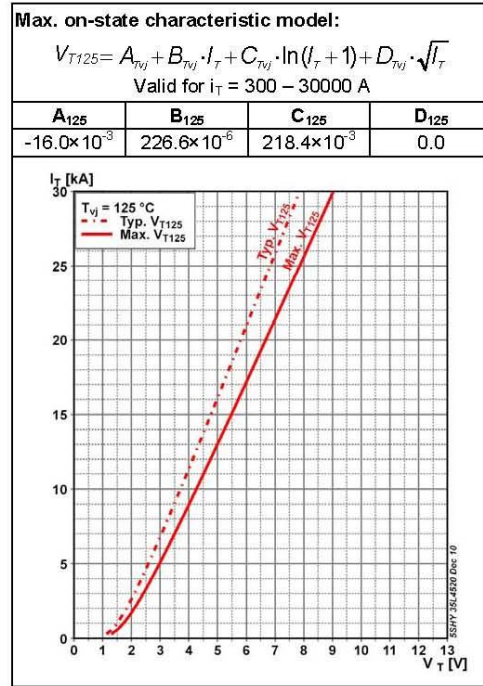


Fig. 4 GCT on-state voltage characteristics

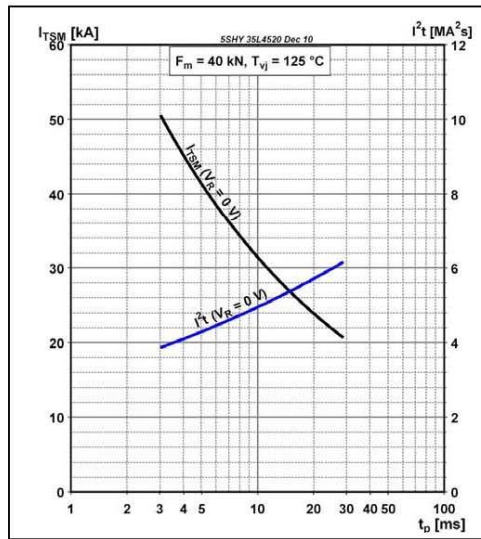


Fig. 5 Surge on-state current vs. pulse length, half-sine wave, no reapplied voltage

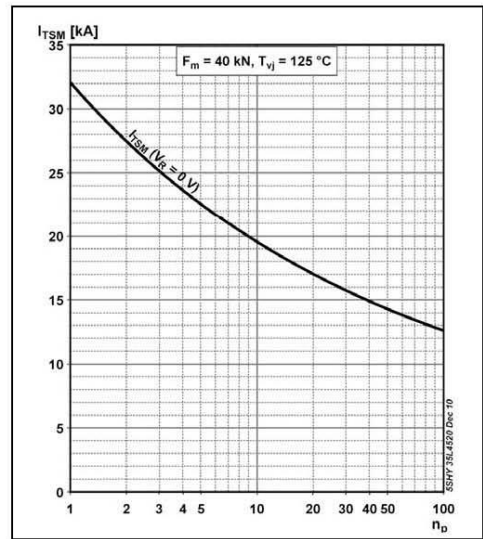


Fig. 6 Surge on-state current vs. number of pulses, half-sine wave, 10 ms, 50Hz, no reapplied voltage

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.

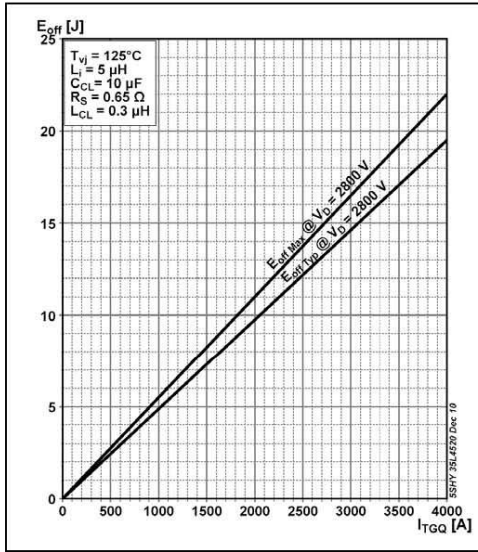


Fig. 7 GCT turn-off energy per pulse vs. turn-off current

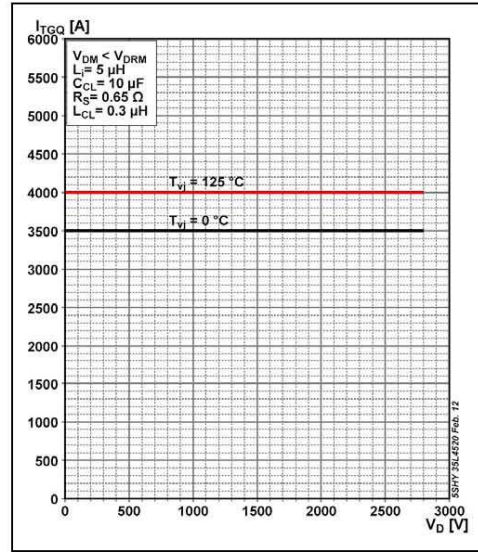


Fig. 8 Safe Operating Area

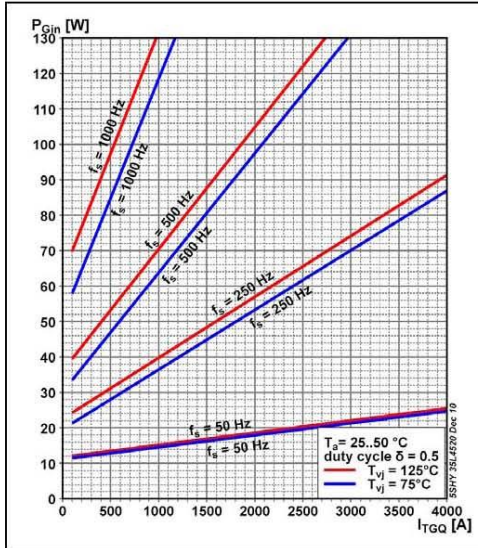


Fig. 9 Max. Gate Unit input power in chopper mode

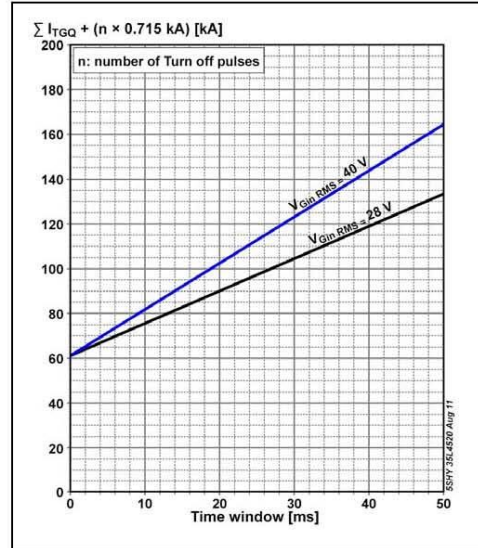


Fig. 10 Burst capability of Gate Unit

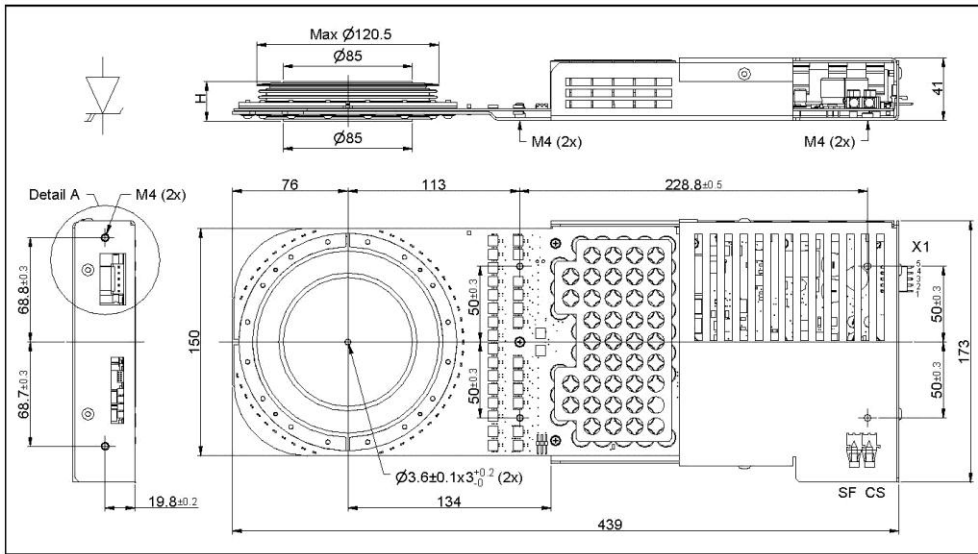


Fig. 11 Outline drawing; all dimensions are in millimeters and represent nominal values unless stated otherwise

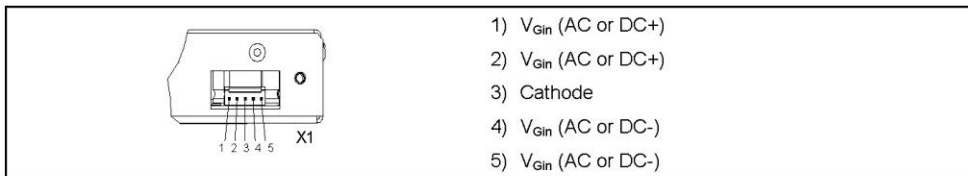


Fig. 12 Detail A: pin out of supply connector X1

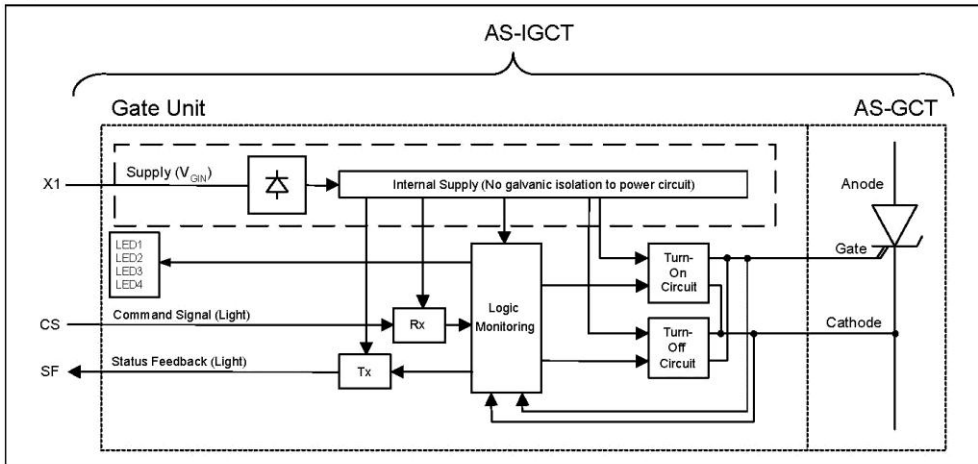


Fig. 13 Block diagram

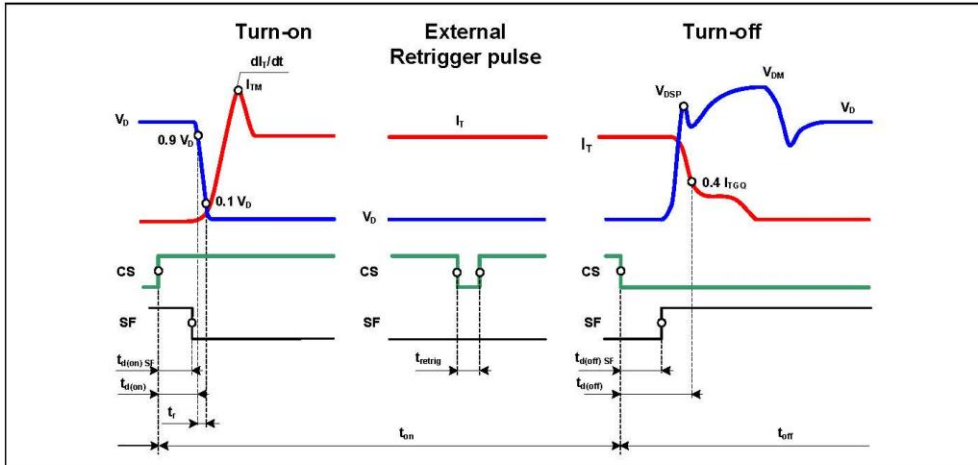


Fig. 14 General current and voltage waveforms with IGCT - specific symbols

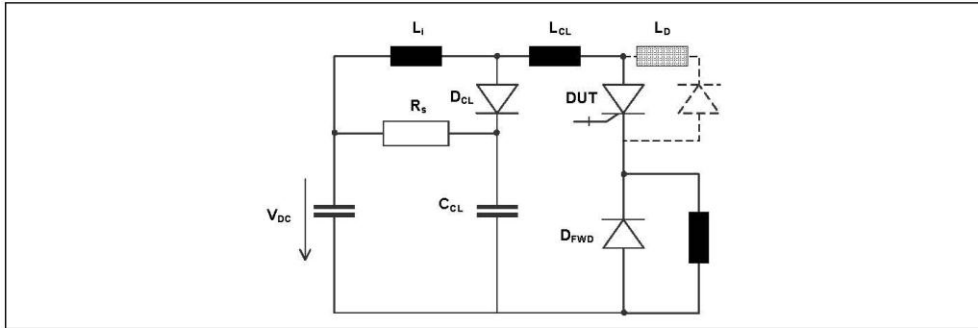


Fig. 15 Test circuit

Related documents:

5SYA 2031	Applying IGCT Gate Units
5SYA 2032	Applying IGCTs
5SYA 2036	Recommendations regarding mechanical clamping of Press Pack High Power Semiconductors
5SYA 2046	Failure rates of IGCTs due to cosmic rays
5SYA 2048	Field measurements on High Power Press Pack Semiconductors
5SYA 2051	Voltage ratings of high power semiconductors
5SZK 9107	Specification of environmental class for pressure contact IGCTs, OPERATION available on request, please contact factory
5SZK 9109	Specification of environmental class for pressure contact IGCTs, STORAGE available on request, please contact factory
5SZK 9110	Specification of environmental class for pressure contact IGCTs, TRANSPORTATION available on request, please contact factory

Please refer to <http://www.abb.com/semiconductors> for current version of documents.

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.



ABB Switzerland Ltd
Semiconductors
Fabrikstrasse 3
CH-5600 Lenzburg, Switzerland

Doc. No. 5SYA1248-00 Feb. 12

Telephone +41 (0)58 586 1419
Fax +41 (0)58 586 1306
Email abbsem@ch.abb.com
Internet www.abb.com/semiconductors

5SNA 1500E330305

ABB HiPak™ IGBT Module

$V_{CE} = 3300 \text{ V}$
 $I_C = 1500 \text{ A}$

Ultra low-loss, rugged SPT+ chip-set
 Smooth switching SPT+ chip-set for good EMC
 AlSiC base-plate for high power cycling capability
 AlN substrate for low thermal resistance



Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	max	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CES}	$V_{GE} = 0 \text{ V}$, $T_{vj} \geq 25 \text{ }^\circ\text{C}$		3300	V
DC collector current	I_C	$T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C}$, $T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		1500	A
Peak collector current	I_{CM}	$t_p = 1 \text{ ms}$		3000	A
Gate-emitter voltage	V_{GES}		-20	20	V
Total power dissipation	P_{tot}	$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		14700	W
DC forward current	I_F			1500	A
Peak forward current	I_{FRM}	$t_p = 1 \text{ ms}$		3000	A
Surge current	I_{FSM}	$V_R = 0 \text{ V}$, $T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$, $t_p = 10 \text{ ms}$, half-sinewave		13500	A
IGBT short circuit SOA	t_{psc}	$V_{CC} = 2500 \text{ V}$, $V_{CEM \text{ CHIP}} \leq 3300 \text{ V}$ $V_{GE} \leq 15 \text{ V}$, $T_{vj} \leq 150 \text{ }^\circ\text{C}$		10	μs
Isolation voltage	V_{bot}	1 min, $f = 50 \text{ Hz}$		6000	V
Junction temperature	T_{vj}			150	$^\circ\text{C}$
Junction operating temperature	$T_{vj(op)}$		-50	150	$^\circ\text{C}$
Case temperature	T_C		-50	125	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}		-50	125	$^\circ\text{C}$
Mounting torques ²⁾	M_s	Base-heatsink, M6 screws	4	6	Nm
	M_{t1}	Main terminals, M8 screws	8	10	
	M_{t2}	Auxiliary terminals, M4 screws	2	3	

¹⁾ Maximum rated values indicate limits beyond which damage to the device may occur per IEC 60747

²⁾ for detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SYA2039

IGBT characteristic values ³⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Collector (-emitter) breakdown voltage	$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$, $T_{vj} = 25\text{ °C}$	3300			V
Collector-emitter ⁴⁾ saturation voltage	$V_{CE\text{ sat}}$	$I_C = 1500\text{ A}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_{vj} = 25\text{ °C}$	2.5	2.9	V
			$T_{vj} = 125\text{ °C}$	3.1	3.4	V
			$T_{vj} = 150\text{ °C}$	3.25		V
Collector cut-off current	I_{CES}	$V_{CE} = 3300\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$	$T_{vj} = 25\text{ °C}$	0.06	1	mA
			$T_{vj} = 125\text{ °C}$	20	40	mA
			$T_{vj} = 150\text{ °C}$	100		mA
Gate leakage current	I_{GES}	$V_{CE} = 0\text{ V}$, $V_{GE} = \pm 20\text{ V}$, $T_{vj} = 125\text{ °C}$	-500		500	nA
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(TO)}$	$I_C = 240\text{ mA}$, $V_{CE} = V_{GE}$, $T_{vj} = 25\text{ °C}$	5		7	V
Gate charge	Q_{GE}	$I_C = 1500\text{ A}$, $V_{CE} = 1800\text{ V}$, $V_{GE} = -15\text{ V}..15\text{ V}$		11.0		μC
Input capacitance	C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, $T_{vj} = 25\text{ °C}$		151		nF
Output capacitance	C_{oes}			12.6		nF
Reverse transfer capacitance	C_{res}			3.85		nF
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 1800\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$, $R_G = 1.0\ \Omega$, $C_{GE} = 330\text{ nF}$, $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $L_G = 100\text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25\text{ °C}$	650		ns
			$T_{vj} = 125\text{ °C}$	590		ns
			$T_{vj} = 150\text{ °C}$	590		ns
Rise time	t_r	$V_{CC} = 1800\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$, $R_G = 1.0\ \Omega$, $C_{GE} = 330\text{ nF}$, $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $L_G = 100\text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25\text{ °C}$	240		ns
			$T_{vj} = 125\text{ °C}$	270		ns
			$T_{vj} = 150\text{ °C}$	280		ns
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$V_{CC} = 1800\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$, $R_G = 1.5\ \Omega$, $C_{GE} = 330\text{ nF}$, $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $L_G = 100\text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25\text{ °C}$	1600		ns
			$T_{vj} = 125\text{ °C}$	1750		ns
			$T_{vj} = 150\text{ °C}$	1800		ns
Fall time	t_f	$V_{CC} = 1800\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$, $R_G = 1.5\ \Omega$, $C_{GE} = 330\text{ nF}$, $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $L_G = 100\text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25\text{ °C}$	390		ns
			$T_{vj} = 125\text{ °C}$	440		ns
			$T_{vj} = 150\text{ °C}$	470		ns
Turn-on switching energy	E_{on}	$V_{CC} = 1800\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$, $R_G = 1.0\ \Omega$, $C_{GE} = 330\text{ nF}$, $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $L_G = 100\text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25\text{ °C}$	1600		mJ
			$T_{vj} = 125\text{ °C}$	2150		mJ
			$T_{vj} = 150\text{ °C}$	2350		mJ
Turn-off switching energy	E_{off}	$V_{CC} = 1800\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$, $R_G = 1.5\ \Omega$, $C_{GE} = 330\text{ nF}$, $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $L_G = 100\text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25\text{ °C}$	2100		mJ
			$T_{vj} = 125\text{ °C}$	2800		mJ
			$T_{vj} = 150\text{ °C}$	3000		mJ
Short circuit current	I_{SC}	$t_{DRC} \leq 10\ \mu\text{s}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CC} = 2500\text{ V}$, $V_{CEM,CHIP} \leq 3300\text{ V}$		6400		A

³⁾ Characteristic values according to IEC 60747 - 9

⁴⁾ Collector-emitter saturation voltage is given at chip level

Diode characteristic values ⁵⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Forward voltage ⁶⁾	V_F	$I_F = 1500 \text{ A}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	2.05	2.5	V
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	2.25	2.6	V
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	2.20		V
Reverse recovery current	I_{rr}		$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1700		A
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	1850		A
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	1900		A
Recovered charge	Q_{rr}	$V_{CC} = 1800 \text{ V}$, $I_F = 1500 \text{ A}$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $R_G = 1.0 \text{ } \Omega$, $C_{GE} = 330 \text{ nF}$, $di/dt = 6 \text{ kA}/\mu\text{s}$ $L_D = 100 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	950		μC
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	1550		μC
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	1800		μC
Reverse recovery time	t_{rr}		$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1050		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	1350		ns
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	1500		ns
Reverse recovery energy	E_{rec}		$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1150		mJ
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	1900		mJ
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	2250		mJ

⁵⁾ Characteristic values according to IEC 60747 - 2

⁶⁾ Forward voltage is given at chip level

Package properties ⁷⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
IGBT thermal resistance junction to case	$R_{th(j-c)IGBT}$				0.0085	K/W
Diode thermal resistance junction to case	$R_{th(j-c)DIODE}$				0.017	K/W
IGBT thermal resistance ²⁾ case to heatsink	$R_{th(c-s)IGBT}$	IGBT per switch, λ grease = $1\text{W}/\text{m} \times \text{K}$		0.009		K/W
Diode thermal resistance ²⁾ case to heatsink	$R_{th(c-s)DIODE}$	Diode per switch, λ grease = $1\text{W}/\text{m} \times \text{K}$		0.018		K/W
Comparative tracking index	CTI			> 600		
Module stray inductance	$L_{\sigma CE}$			8		nH
Resistance, terminal-chip	R_{CC+EE}		$T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	0.055		m Ω
			$T_c = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	0.075		
			$T_c = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	0.080		

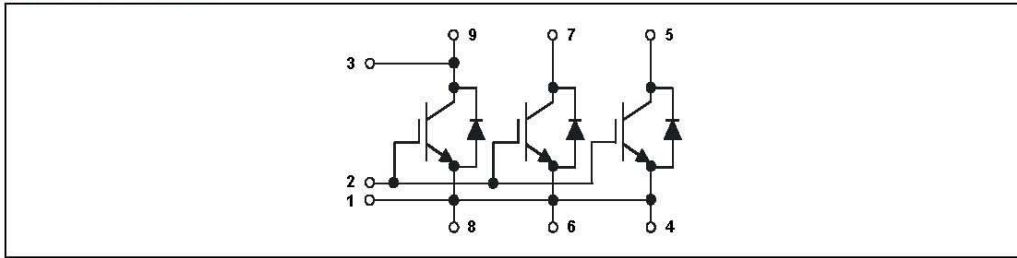
²⁾ for detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SYA2039

Mechanical properties ⁷⁾

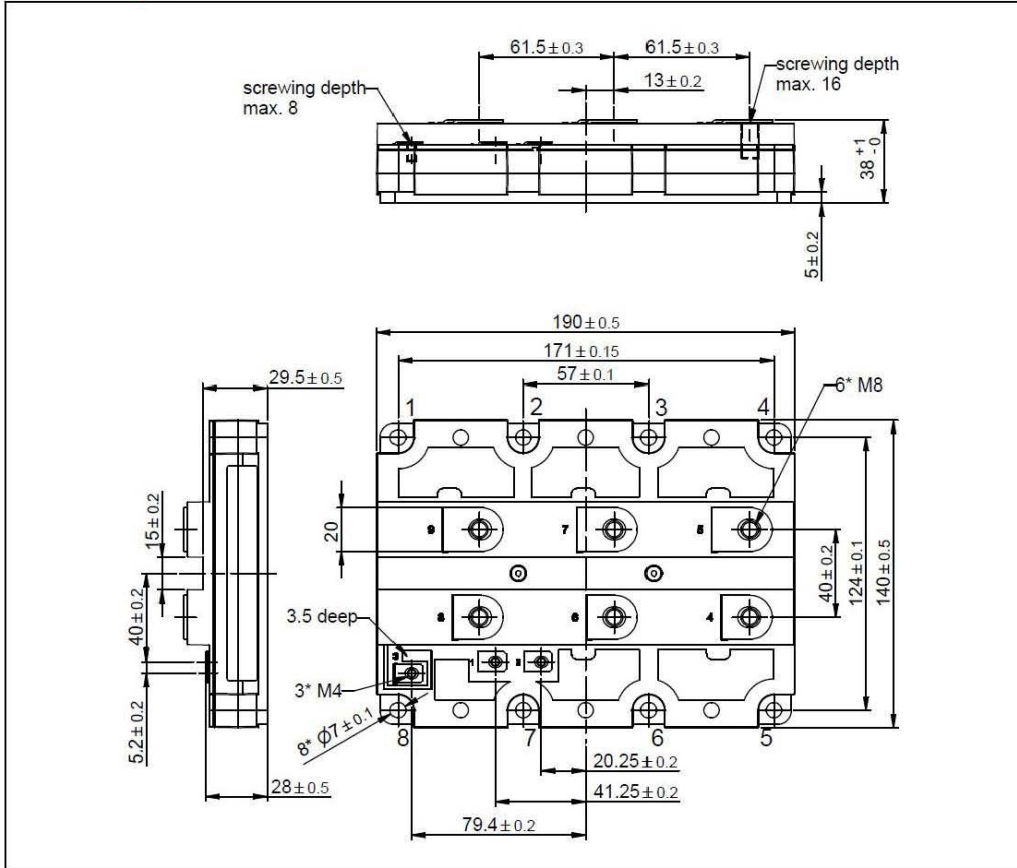
Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Dimensions	$L \times W \times H$	Typical		190 × 140 × 38		mm
Clearance distance in air	d_a	according to IEC 60664-1 and EN 50124-1	Term. to base:	23		mm
			Term. to term:	19		
Surface creepage distance	d_s	according to IEC 60664-1 and EN 50124-1	Term. to base:	33		mm
			Term. to term:	32		
Mass	m			1380		g

⁷⁾ Package and mechanical properties according to IEC 60747 - 15

Electrical configuration



Outline drawing ²⁾



Note: all dimensions are shown in millimeters
²⁾ For detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SYA2039

This is an electrostatic sensitive device, please observe the international standard IEC 60747-1, chap. IX.
 This product has been designed and qualified for Industrial Level.

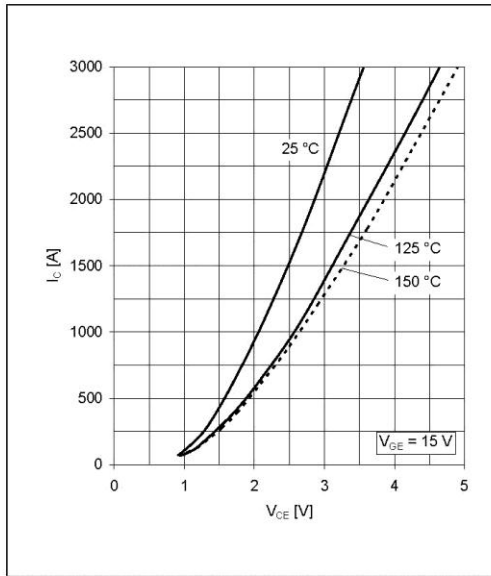


Fig. 1 Typical on-state characteristics, chip level

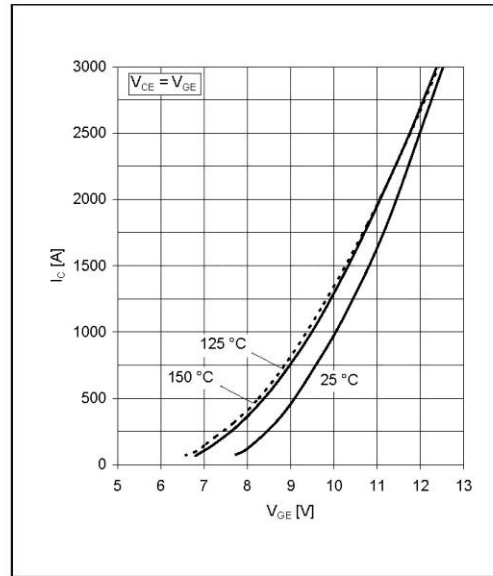


Fig. 2 Typical transfer characteristics, chip level

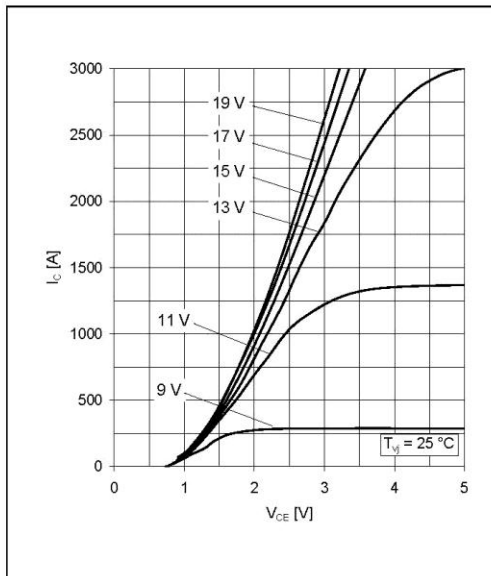


Fig. 3 Typical output characteristics, chip level

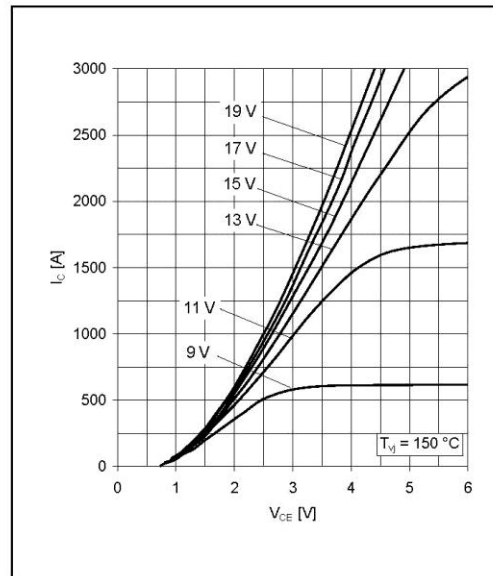


Fig. 4 Typical output characteristics, chip level

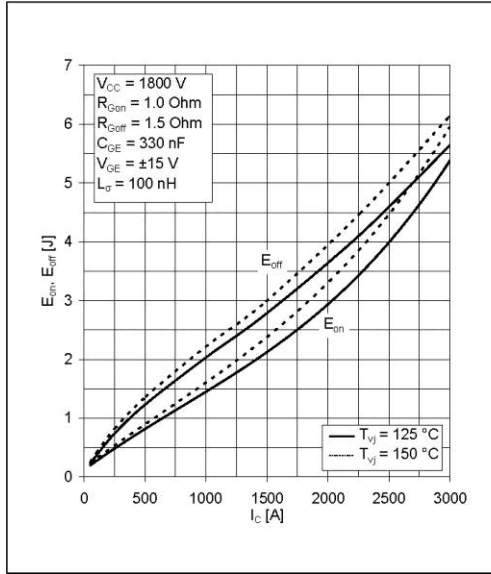


Fig. 5 Typical switching energies per pulse vs collector current

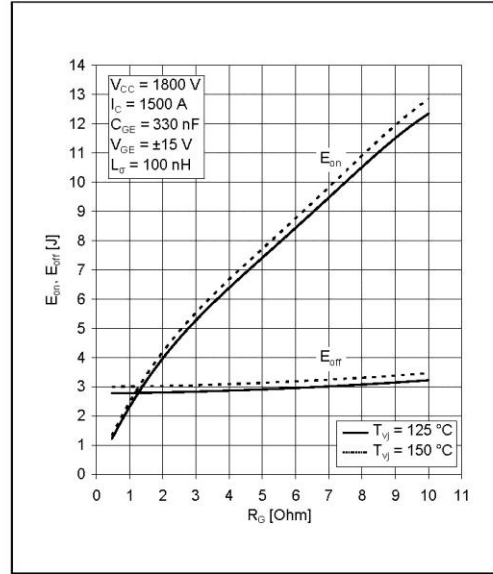


Fig. 6 Typical switching energies per pulse vs gate resistor

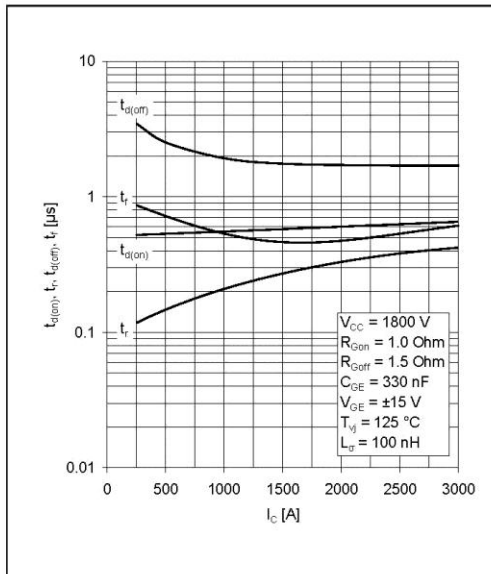


Fig. 7 Typical switching times vs collector current

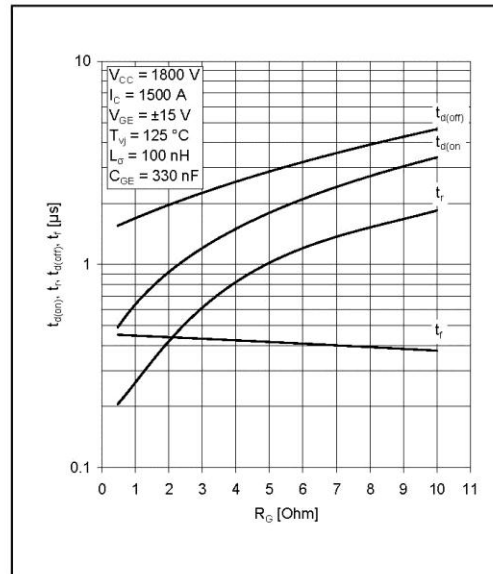


Fig. 8 Typical switching times vs gate resistor

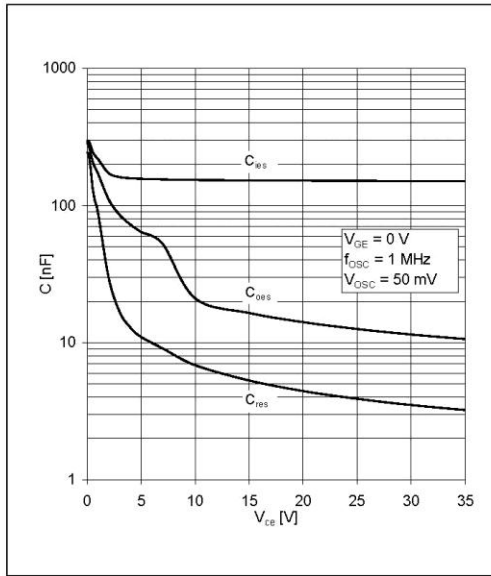


Fig. 9 Typical capacitances vs collector-emitter voltage

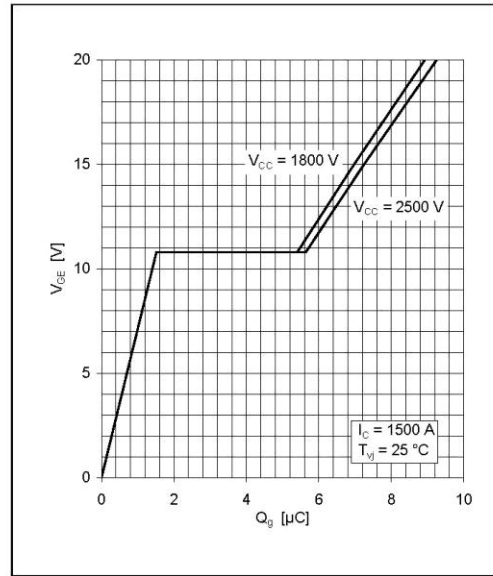


Fig. 10 Typical gate charge characteristics

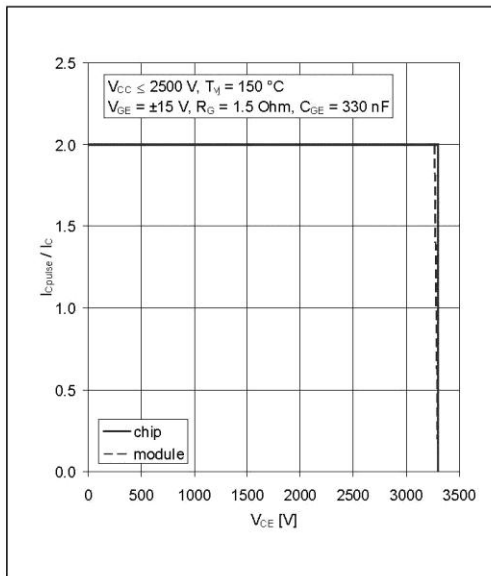


Fig. 11 Turn-off safe operating area (RBSOA)

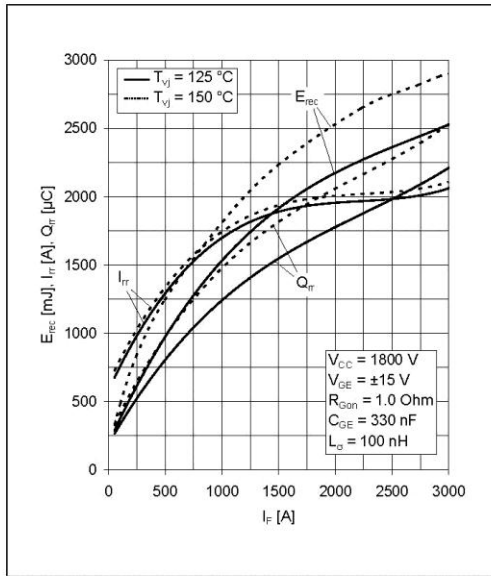


Fig. 12 Typical reverse recovery characteristics vs forward current

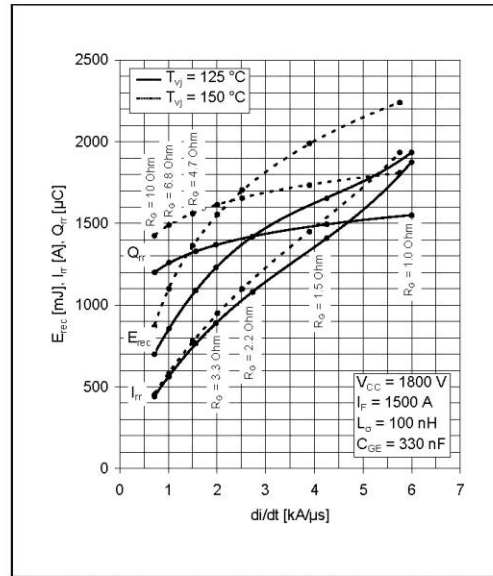


Fig. 13 Typical reverse recovery characteristics vs di/dt

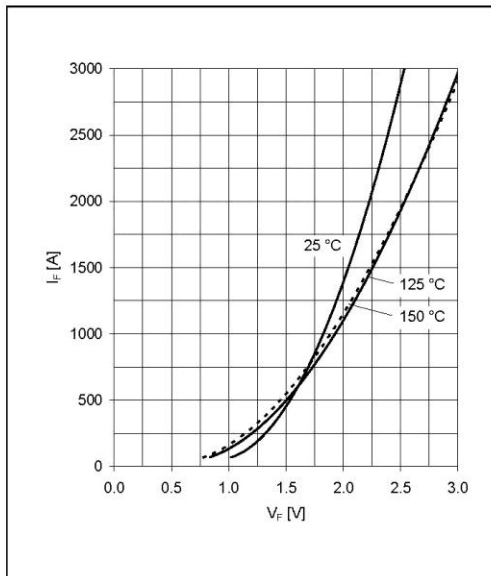


Fig. 14 Typical diode forward characteristics chip level

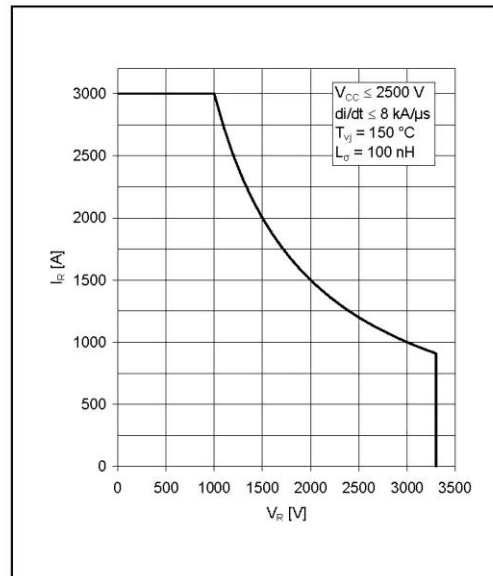


Fig. 15 Safe operating area diode (SOA)

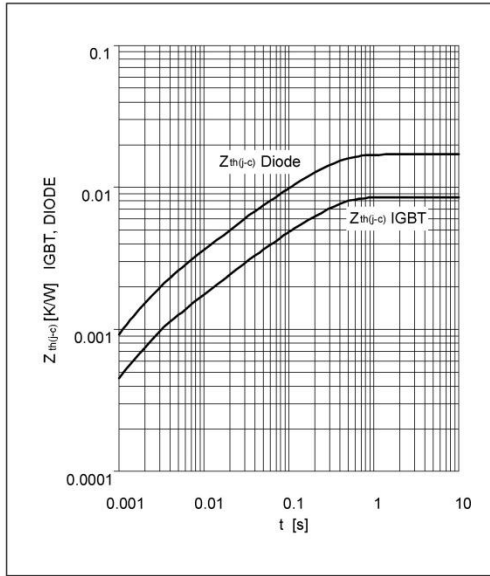


Fig. 16 Thermal impedance vs time

Analytical function for transient thermal impedance:

$$Z_{th(j-c)}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - e^{-t/\tau_i})$$

i	1	2	3	4	5
IGBT R _i (K/kW)	5.854	1.375	0.641	0.632	
IGBT τ _i (ms)	207.4	30.1	7.55	1.57	
DIODE R _i (K/kW)	11.54	2.887	1.229	1.295	
DIODE τ _i (ms)	203.6	30.1	7.53	1.57	

5SNA 1500E330305 | Doc. No. 5SYA 1407-04-04-2012

Related documents:

- 5SYA 2042 Failure rates of HiPak modules due to cosmic rays
- 5SYA 2043 Load - cycle capability of HiPaks
- 5SYA 2045 Thermal runaway during blocking
- 5SYA 2053 Applying IGBT
- 5SYA 2058 Surge currents for IGBT diodes
- 5SZK 9111 Specification of environmental class for HiPak Storage
- 5SZK 9112 Specification of environmental class for HiPak Transportation
- 5SZK 9113 Specification of environmental class for HiPak Operation (Industry)
- 5SZK 9120 Specification of environmental class for HiPak

ABB Switzerland Ltd.
Semiconductors
Fabrikstrasse 3
CH-5600 Lenzburg
Switzerland

Phone: +41 58 586 1419
Fax: +41 58 586 1306
E-Mail: abbsem@ch.abb.com
Internet: www.abb.com/semiconductors

We reserve the right to make technical changes or to modify the contents of this document without prior notice.

We reserve all rights in this document and the information contained therein. Any reproduction or utilization of this document or parts thereof for commercial purposes without our prior written consent is forbidden.

Any liability for use of our products contrary to the instructions in this document is excluded.

Βιβλιογραφία

- [1] Στέφανος Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα 2012.
- [2] Adel S. Sedra-Kenneth C. Smith, Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα 1994.
- [3] Power electronics handbook: devices, circuits and applications handbook/ edited by Muhammad H.Rashid – 3rd edition ISBN 978-0-12-382036-5.
- [4] Chris Schroeder, Inside OrCAD Capture for Windows
- [5] John William Motto, Jr., Introduction to Solid State Power Electronics, POWEREX, 1977.
- [6] ANTON SCHWEIZER AND ERIC CARROLL, ABB publications, Application Aspects.
- [7] X. He, B.W. Williams, and T.C. Green, Power Switching Semiconductor Models for PSpice, and their Parametric Sensitivity Analysis, Power Electronics and Variable-Speed Drives' 26 - 28 October 1994. Conference, Pubbcatron No 399 Q IEE 1994.
- [8] ANTON SCHWEIZER, DATASHEET USER'S GUIDE, ABB publications.
- [9] B. Jayant Baliga, Fundamentals of Power Semiconductor Devices, Springer, Raleigh, NC 27695-7924, USA 2008.
- [10] Harold M. Stillman, IGCTs - megawatt power switches for medium-voltage applications, ABB Zurich, Switzerland, Reprint from ABB Review 3/97.
- [11] Thomas Setz, Matthias Lüscher, Applying IGCTs, ABB Switzerland Ltd Semiconductors, October 2007.
- [12] Thomas Stiasny, Peter Streit, A new combined local and lateral design technique for increased SOA of large area IGCTs, May 2005, Santa Barbara, USA.
- [13] N. Lophitis¹, M. Antoniou, F. Udrea, I. Nistor, M. Arnold, T. Wikstrom, J. Vobecky, Optimization of Parameters influencing the Maximum Controllable Current in Gate Commutated Thyristors, Department of Engineering, University of Cambridge, Cambridge, UK, ABB Switzerland Ltd, Corporate Research, CH-5405 Baden-Dattwil, Switzerland.
- [14] Peter Steimer, Oscar Apeldoorn, Eric Carroll, IGCT Devices - Applications and Future Opportunities, IEEE PES, July 2000, Seattle, USA.
- [15] Monica Gutierrez Giri Venkataramanan Ashok Sundaram, Performance Characterization of Integrated Gate Commutated Thyristors, 0-7803-5589-X 1999 IEEE.

- [16] Robert Hermann, Steffen Bernet, Yongsug Suh, Peter Steimer, Parallel Connection of Integrated Gate Commutated Thyristors and Diodes, 978-1-4244-1668-4/08 2008 IEEE.
- [17] A. Nagel, S. Bernet T. Briickner P. K. Steimer, O. Apeldoorn, Characterization of IGCTs for Series Connected Operation, 0-7803-6401-5/00 2000 IEEE.
- [18] E. Carroll, S. Klaka, S. Linder, P. K. Steimer, H. E. Grüning, J. Werninger, IGCT - a New Emerging Technology for High Power, Low Cost Inverters, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997.
- [19] X. Wang, A. Caiafa, J. Hudgins, and E. Santi, Temperature effects on IGCT Performance, 0-7803-7883-0/03 2003 IEEE.
- [20] SANCHIT SINGH, IGCT Transient Analysis and Clamp Circuit Design for VSC valves, Degree project in Electrical Engineering Master of Science, Stockholm, Sweden 2012.
- [21] Björn Backlund, Raffael Schnell, Ulrich Schlapbach, Roland Fischer, Evgeny Tsyplakov, Applying IGBTs, Application Note, ABB Switzerland Ltd Semiconductors, May 2012.
- [22] Burkhard Bock, Switching IGBTs in parallel connection or with enlarged commutation inductance, Thesis, Bochum Germany 2005.
- [23] International Rectifier Application Note AN-990 IGBT characteristics, August 2012.
- [24] Jonathan Dodge, P.E., John Hess, IGBT Tutorial, Application Note APT0201 Rev. B July 1, 2002.
- [25] Joakim Karlsson, The concept of IGBT modeling and the evaluation of the PSPICE IGBT model Master Thesis conducted at ALSTOM Power, Växjö 2002.
- [26] Abdus Sattar, Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics, IXYS Corporation 1 IXAN0063.
- [27] A. Welleman, W. Fleischmann, High Power Semiconductor Devices and Solid State Switches for Pulsed Discharge Applications, ABB Switzerland Ltd, Semiconductors, Fabrikstrasse 3, CH-5600 Lenzburg / Switzerland, 2nd International Conference on High Speed Forming – 2006.
- [28] E. Santi J., L. Hudgins, H. A. Mantooth, Variable Model Levels for Power Semiconductor Devices, U.S. Office of Naval Research under Grants No. N00014-02-1-0623 and N00014-03-1-0434.

- [29] K.Y. Wong, P.O. Lauritzen, S.S. Venkata, A. Sundaram, R. Adapa, AN SCR-GTO MODEL DESIGNED FOR ABASIC LEVEL OF MODEL PERFORMANCE, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Oct. 5 - 10th., 1996, San Diego, CA.
- [30] F. Javier Gracia, Fernando Arizti, F.Javier Aranceta, A nonlinear macromodel of thyristor for transient analysis in power electronic systems, IEEE transactions on industrial electronics vol. 37 no.6 December 1990.
- [31] Tanya Kirilova Gachovska, MODELING OF POWER SEMICONDUCTOR DEVICES, Gachovska, Tanya Kirilova, "MODELING OF POWER SEMICONDUCTOR DEVICES" (2012). Electrical Engineering Theses and Dissertations. Paper 38.
- [32] NORAINON MOHAMED , MODELLING AND SWITCHING SIMULATION OF GATE TURN-OFF THYRISTOR USING FINITE ELEMENT METHOD, Faculty of Electrical and Electronics Engineering UNIVERSITI MALAYSIA PAHANG, MAY 2010.
- [33] X. Wang, A. Caiafa, J.L. Hudgins, and E. Santi P.R. Palmer, Implementation and Validation of a Physics-based Circuit Model for IGCT with Full Temperature Dependencies, U.S. Office of Naval Research under contract numbers of N00014-02-1-0623 and N00014-03-1-0434.
- [34] Harald Kuhn and Dierk Schröder, A New Validated Physically Based IGCT Model for Circuit Simulation of Snubberless and Series Operation, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 38, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 2002.
- [35] Monica Gutierrez, Giri Venkataramanan, Ashok Sundaram, Performance Characterization of Integrated Gate Commutated Thyristors, Electric Power Research Institute, research project, WO 5538-01.
- [36] Chia-Hsiung Kao, and Yat-Chin Liang, AN EQUIVALENT CIRCUIT MODEL FOR IGBT, 0-7803-5767-1/00 2000 IEEE.
- [37] Peter O. Lauritzen, A basic IGBT model with easy parameter extraction, Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference Vancouver, BC, Canada June 17-21, 2001.
- [38] X. Wang, A. Caiafa, J. Hudgins, and E. Santi, Temperature Effects on IGCT Performance, 0-7803-7883-0/03/2003 IEEE.
- [39] Bolverde G., Melito M., Musumeci S, Raciti A., Improvement of the parallel behaviour of IGBT connections by a gate control circuit, 9th European Conference on power electronics and applications (EPE), Graz 2001.
- [40] Consoli A., Gennaro F. John V., Lipo T., Effects of the internal layout on the performance of IGBT power modules. Brazilian power electronics conference (COBEP), Foz do Iguacu, 1999.

- [41] Letor R, Static and dynamic behavior of paralleled IGBT's. IEEE transactions on industry applications (IA) Vol.28, No. 2, March/April 1992, pp. 395-402.
- [42] Jeannin P, Akhbari, M Schanen J, Some causes of current redistribution in IGBTs during turn-off IEEE/IEJ International symposium on power semiconductor devices (ISPSD), Toronto 1999.
- [43] Mauder A., Scholz W., Investigation of the static and dynamic current distribution in paralleled IGBT modules, PCIM Nurnberg, Proc. Power electronics, 1997.
- [44] Paralleling of IGBT modules, Application note, ABB Switzerland Ltd. Semiconductors, 5SYA 2098-00, Aug. 12.
- [45] Yasushi Abe, Koji Maruyama, Multi-series connection of high-voltage IGBTs, Fuji electric journal vol75 No.8, 2002.
- [46] The-Van NGUYEN, Pierre-Olivier JEANNIN, Eric VAGNON, David FREY, Jean-Christophe CREBIER, Series connection of IGBT, APEC 2010, Palm Springs, United States (2010).
- [47] Weiwei HE Patrick R. Palmer Zhihan WANG Mark Snook, Active Voltage Control on Series Connection of IGBTs and Diode Recovery Optimization, 978-1-4244-5226-2/10/ 2010 IEEE.
- [48] JAN THALHEIM, Control Strategies for Balancing of Series and Parallel Connected IGBT/Diode Modules, Diss. ETH No. 15232, ZURICH 2003.
- [49] Application Note, GENERAL CONSIDERATIONS FOR IGBT AND INTELLIGENT POWER MODULES, MITSUBISHI SEMICONDUCTORS POWER MODULES MOS, Sep.1998.
- [50] The-Van NGUYEN, Pierre-Olivier JEANNIN, Eric VAGNON, David FREY, Jean-Christophe CREBIER , Series connection of IGBT, APEC 2010, Palm Springs, United States 2010.
- [51] Joachim Lamp , IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification, Application Note, SEMIKRON, 2008.
- [52] Yi Zhang, Saed Sobhani, Rahul Chokhawala, Snubber considerations for IGBT Applications, Application note, International Rectifier.
- [53] Christoph Meyer, Stefan Schröder,, and Rik W. De Doncker, Solid-State Circuit Breakers and Current Limiters for Medium-Voltage Systems Having Distributed Power Systems, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 19, NO. 5, SEPTEMBER 2004.
- [54] Luca Novello, Fabio Baldo, Alberto Ferro, Alberto Maistrello, Elena Gaio, Development and Testing of a 10-kA Hybrid Mechanical–Static DC Circuit

- Breaker, IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY, VOL. 21, NO. 6, DECEMBER 2011.
- [55] Steven C. Glidden, HIGH VOLTAGE, HIGH CURRENT, HIGH DI/DT SOLID STATE SWITCH, U.S. Department of Energy, grant DE-FG02-00ER82948.
- [56] A. Welleman, R. Leutwyler, J. Waldmeyer, High Current, High Voltage Solid State Discharge Switches for Electromagnetic Launch Applications, ABB Switzerland Ltd, Semiconductors - CH-5600 Lenzburg.
- [57] M. Kempkes, I. Roth, M. Gaudreau, Solid-State Circuit Breakers For Medium Voltage DC Power, Application Note, Diversified Technologies, Inc, Bedford MA USA.
- [58] Ganesh K. Balasubramanian, Design, Modeling and Simulation of an IGBT-based Solid-state Circuit Breaker, University of Idaho, 2003.
- [59] Design and Construction of 30 kV Capacitor Charger Using of Series Resonant Converter. H.R. Hafezi, S.J. Mousavi, M. Barati, and M.H. Rahdan
- [60] Design of a resonant soft switching power supply for stabilized DC impulse delivery. Andrew H. Seltzman. Master of Science, university of Winsconsin-Madison, 2012
- [61] Design and Modeling of a Capacitor Bank Power Supply for Fast Charging. Surender Kumar Sharma, Pankaj Deb, R. Shukla, P. Banerjee, T. Prabaharan, R. Das, B. Das, B. Adhikary and A. Shyam. Energetics & Electromagnetics Division, Bhabha Atomic Research Center, Visakhapatnam, India. Received 15 December 2010, in final form 23 September 2011.
- [62] Voltage Multiplier Guideline, Voltage Multipliers.Inc
- [63] Circuit and Electromagnetic System Design Notes, Note 43, Charging of Marx Generators. Carl E. Baum, Jane M. Lehr, Air Force Research Laboratory, Directed Energy Directorate, 1 September 1999.
- [64] Study of an Ultra-Compact, Repetitive Marx Generator for High-Power Microwave Applications. R.Bischoff, R.Charon, J-P. Duperoux, B. Martin, S. Pinguet. French-German Research Institute of Saint-Louis. Proceedings of the 2nd Euro-Asian Pulsed power Conference, Vilnius, Lithuania. September 2008.
- [65] Development of a 2.4ns rise time, 300kV, ~500MW compact co-axial Marx generator. T.Prabaharam, A.Shyram, R. Shukla, P.Banarjee, S. Sharma, P. Deb, R. Verma, R. Kumar, R.Das, B. Das, B. Adhikary. Indian Journal of Pure & Applied Physics Vol.49, January 2011, pp.64-72.
- [66] Spark gap triggering with photoconductive switches. J.R. Mayes and W.J. Carey Applied Physical Electronics, L.C. 602 Explorer Austin, Texas 78734,

W.C. Nunnally The University of Missouri-Columbia. Columbia, Missouri
65201, 2013.

[67] Ιωάννης Αθ. Σταθόπουλος, Υψηλές τάσεις Ι, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2009.