

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Κυκλώματα Οδήγησης Ημιαγωγικών Διακοπτών Normally – On και Normally – Off JFETs Καρβιδίου Πυριτίου: Εφαρμογή Σε Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης Για Φωτοβολταϊκά Συστήματα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παντελής Ε. Στέφας

Επιβλέπων :

Στέφανος Ν. Μανιάς Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2013



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Κυκλώματα Οδήγησης Ημιαγωγικών Διακοπτών JFETs Καρβιδίου Πυριτίου – Εφαρμογή Σε Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης Για Σύνδεση Με Φωτοβολταϊκά Συστήματα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παντελής Ε. Στέφας

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 25 Ιουνίου 2012.

..... Σ. Ν. Μανιάς Καθηγητής Ε.Μ.Π. Α. Δ. Κλαδάς Καθηγητής Ε.Μ.Π. Σ. Α. Παπαθανασίου Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2013

.....

Παντελής Ε. Στέφας

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

Copyright © Παντελής Ε. Στέφας, 2013. Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη, ο σχεδιασμός, η προσομοίωση και η κατασκευή κυκλωμάτων οδήγησης κατάλληλα για τους ημιαγωγικούς διακόπτες JFETs καρβιδίου του πυριτίου. Στη συνέχεια τα συγκεκριμένα κυκλώματα οδήγησης εφαρμόζονται κατά τον σχεδιασμό, τη προσομοίωση και την κατασκευή ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης βασισμένο στους συγκεκριμένους ημιαγωγικούς διακόπτες ισχύος.

Αρχικά μελετούνται τα χαρακτηριστικά των Normally-On και για τα Normally-Off SiC JFETs και αναφέρονται τα πλεονεκτήματα των συγκεκριμένων ημιαγωγών εν συγκρίσει με τους συνήθεις ημιαγωγούς πυριτίου.

Προκειμένου να πραγματοποιηθούν οι προσομοιώσεις των προτεινόμενων κυκλωμάτων οδήγησης των συγκεκριμένων ημιαγωγών, υλοποιούνται με χρήση του Orcad Pspice Model Editor τα μοντέλα του Normally-On SiC JFET και αντίστοιχα του Normally-Off.

Προτείνονται διατάξεις κυκλωμάτων οδήγησης τα οποία καλύπτουν τις απαιτήσεις οδήγησης για τα Normally-On και Normally-Off SiC JFETs και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων μέσω του προγράμματος Orcad Pspice καθώς και τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα. Με βάση τα συγκεκριμένα αποτελέσματα γίνεται μια σύγκριση ανάμεσα στα χαρακτηριστικά των Normally-On και των Normally-Off SiC JFETs.

Επιπρόσθετα, μελετάται και σχεδιάζεται μετατροπέας ανύψωσης τάσης με χρήση Normally-On και Normally-Off SiC JFETs τα οποία οδηγούνται με χρήση των προτεινόμενων κυκλωμάτων οδήγησης που σχεδιάστηκαν. Αντίστοιχα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων μέσω του προγράμματος Orcad Pspice καθώς και τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα, ενώ γίνεται σύγκριση της απόδοσης του μετατροπέα όταν υλοποιείται με Normally-On και με Normally-Off SiC JFETs.

Τέλος, για την διασύνδεση του συγκεκριμένου μετατροπέα ανύψωσης με φωτοβολταϊκά συστήματα καθιστά απαραίτητη την ιχνηλάτηση του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT). Για αυτό το λόγο γίνεται μοντελοποίηση της φωτοβολταϊκής γεννήτριας και του μετατροπέα ανύψωσης με έλεγχο MPPT με την βοήθεια του Matlab Simulink. Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης και τα αντίστοιχα πειραματικά.

Λέξεις-Κλειδιά: SiC JFETs, Normally-On, Normally-Off, Pspice Model Editor, κυκλώματα οδήγησης, μετατροπέας ανύψωσης τάσης, ιχνηλάτηση σημείου μέγιστης ισχύος

Abstract

The purpose of this diploma thesis is the study, design, simulation and construction of gate driver circuits suitable for silicon carbide JFETs power switches. Then, these drive circuits will be applied in the design, simulation and construction of a boost converter based on these specific semiconductors.

Initially, the characteristics of Normally-On and the Normally-Off SiC JFETs are under investigation, as well as, the benefits of using these semiconductors, compared with the common silicon semiconductors, are referred.

In order the simulations of the proposed driver circuit of these specific semiconductors to be carried out, Pspice models of Normally-On and Normally-Off SiC JFETs are created, using Orcad Pspice Model Editor.

Drive circuits which satisfy the driving requirements of the Normally-On and Normally-Off SiC JFETs are proposed, the simulation results using the Orcad Pspice are presented, as well as the experimental results. Based on these results a comparison between the characteristics of Normally-On and Normally-Off SiC JFETs is undertaken.

Additionally, a boost converter based on Normally-On and Normally-Off SiC JFETs is being studied and designed, using the proposed drive circuits had been designed before. Respectively, the simulation results using the Orcad Pspice are presented and the corresponding experimental results. A comparison of the performance of the converter is carried out, while the converter is implemented with Normally-On and while with Normally-Off SiC JFETs.

Finally, in order this boost converter to be connected with photovoltaic systems a maximum power point tracking (MPPT) control is required. For this reason, the models of the PV generator and the boost converter with MPPT control have been created using Matlab Simulink. The simulation results and the respective experimental are presented.

Keywords: SiC JFETs, Normally-On, Normally-Off, Pspice Model Editor, drive circuits, boost converter, maximum power point tracking (MPPT)

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα της διπλωματικής εργασίας κ. Στέφανο Μανιά, Καθηγητή του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, για την ευκαιρία που μου έδωσε να μελετήσω και να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα καθώς και για την πολύτιμη βοήθειά του κατά την εκπόνηση της εργασίας.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα Γεώργιο Καμπίτση καθώς και τον Σωτήρη Κοκόση για την πολύτιμη βοήθειά τους, τις χρήσιμες πληροφορίες που μου προσέφεραν, τις συμβουλές τους, την καθοδήγησής τους καθώς και τον πολύτιμο χρόνο που μου αφιέρωσαν για την πραγματοποίηση της παρούσας εργασίας.

Τέλος, οφείλω να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και όλους τους φίλους που με βοήθησαν με τη γνώμη τους και μου προσέφεραν ψυχολογική και υλική υποστήριξη καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

кефал	ΑΙΟ 1. Εισαγωγικό Κεφάλαιο 21
1.1	Σκοπός21
1.2	Εισαγωγή21
1.3	Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας22
1.3	3.1 Ηλιακή Ενέργεια24
1.4	Τα Φωτοβολταϊκά Συστήματα25
1.5	Συστήματα μετατροπής ισχύος Φωτοβολταϊκών Συστημάτων
1.5	5.1 Μετατροπέας DC/DC Ανύψωσης Τάσης28
Βιβλ	ιογραφία 1 ^{ου} Κεφαλαίου30
КЕФАЛ	ΑΙΟ 2. Ημιαγωγοί Υψηλής τάσης κι Υψηλής Συχνότητας
2.1	Εισαγωγή31
2.2	Χαρακτηριστικά του Πυριτίου31
2.3	Ημιαγωγικά Στοιχεία Πυριτίου32
2.4	Χαρακτηριστικά του Καρβιδίου του Πυριτίου
2.5	Ημιαγωγικά Στοιχεία Καρβιδίου του Πυριτίου
2.6	Σύγκριση Ημιαγωγικών Στοιχείων Καρβιδίου του Πυριτίου με αντίστοιχα
Στοιχ	ζεία Πυριτίου45
Βιβλ	ιογραφία 2 ^{ου} Κεφαλαίου47
КЕФАЛ	ΑΙΟ 3. Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET) – SiC JFET 49
3.1	Εισαγωγή49
3.2	Αρχές λειτουργίας του Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET)49
3.3	Σχηματική Απεικόνιση Λειτουργίας ενός JFET53
3.4	Διαχωρισμός σε Depletion Mode και Enhancement Mode JFETs55
3.5 Δομή	Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου Καρβιδίου του Πυριτίου Κάθετης ής (SiC JFET)
3.6	Χαρακτηριστικά του SiC Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (SiC JFET).57
3.7	Λειτουργία Ανάστροφης Αγωγής Ρεύματος του SiC JFET58
3.8	Ηλεκτρικό Κύκλωμα Μοντελοποίησης των SiC JFETs61
Βιβλι	ιογραφία 3 ^{ου} Κεφαλαίου67

ΚΕΦΑΛ Εξόδου	AIO 4	. Μοντέλα Προσομοίωσης των SiC JFETs – Χαρακτηριστικές Καμπύ	λες 69
4.1	Εισο	κγωγή	69
4.2	Nori	mally – On SJDP120R085 SiC JFET	69
4.2 SiC	2.1 CJFET	Εξαγωγή Μοντέλου Προσομοίωσης του Normally – On SJDP120R08	5 69
4.2	2.2	Ανάστροφη Λειτουργία του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET	75
4.3	Nori	mally – Off SJEP120R100 SiC JFET	82
4.3 SiC	3.1 CJFET	Εξαγωγή Μοντέλου Προσομοίωσης του Normally - Off SJEP120R100) 82
4.3	3.2	Ανάστροφη Λειτουργία του Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET	88
4.4 JFETs	Σύγκ με βα	κριση Ημιαγωγικών Στοιχείων Normally – On και Normally – Off SiC άση τις Χαρακτηριστικές Εξόδου	93
Βιβλι	ογρασ	φία 4 ^{ου} Κεφαλαίου	95
ΚΕΦΑΛ	AIO 5	5. Διακοπτική Λειτουργία των SiC JFETs — Κυκλώματα Οδήγησης	97
5.1	Εισο	<i>ι</i> γωγή	97
5.2	Διακ	κοπτικά Χαρακτηριστικά	98
5.2	2.1	Ορισμοί Διακοπτικών Χαρακτηριστικών	98
5.2	2.2	Double Pulse Tester	102
5.2	2.3	Κυκλώματα Snubbers	104
5.3	Κυκλ	λώματα Οδήγησης Normally – On SiC VJFET	107
5.3 SiC	8.1 CVJFE	Απαιτήσεις Κυκλώματος Οδήγησης του Normally – On SJDP120R085 Τ	; 107
5.3 SiC	8.2 CVJFE	Τοπολογίες Κυκλωμάτων Οδήγησης του Normally – On SJDP120R08 Τ	5 113
5	5.3.2.1	1 Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση	113
Ę	5.3.2.2	2 Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση	125
[5.3.2.3	3 Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση	135
5.4	Κυκλ	λώματα Προστασίας Normally – On SiC VJFET	147
5.4	l.1	Κύκλωμα Προστασία Υπερέντασης Ρεύματος	148
5.4	.2	Κύκλωμα Προστασίας Έλλειψης Τροφοδοσίας	149
5.5	Κυκλ	λώματα Οδήγησης Normally – Off SiC VJFET	151

5.5.1 SiC JFE	Απαιτήσεις Κυκλώματος Οδήγησης του Normally – Off SJEP120R100 ΕΤ 151						
5.5.2 SiC VJ	Τοπολογίες Κυκλωμάτων Οδήγησης του Normally – Off SJDP120R085 ΕΤ154						
5.5.	2.1 Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση155						
5.5.	2.2 Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση162						
5.6 Ku	νκλώματα Προστασίας Normally – Off SiC VJFET169						
5.6.1	Κύκλωμα Προστασία Υπερέντασης Ρεύματος						
5.7 Σύγκριση Ημιαγωγικών Στοιχείων Normally – On και Normally – Off SiC JFETs και Αντίστοιχων Κυκλωμάτων Οδήγησης με βάση τα Διακοπτικά Χαρακτηριστικά							
Βιβλιογρ	αφία 5 ^{ου} Κεφαλαίου176						
ΚΕΦΑΛΑΙΟ	96. Σχεδίαση Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης178						
6.1 Eı	σαγωγή178						
6.2 M	ετατροπέας Ανύψωσης Τάσης (Boost Converter)179						
6.2.1	Λειτουργία σε Συνεχή Αγωγή Ρεύματος180						
6.2.2	Όριο μεταξύ Συνεχούς και Ασυνεχούς Αγωγής Ρεύματος Πηνίου183						
6.2.3	Λειτουργία Ασυνεχούς Ρεύματος185						
6.2.4	Κυμάτωση Τάσης Εξόδου188						
6.2.5	Καταπόνηση Ημιαγωγικών Στοιχείων191						
6.2.6	Απώλειες – Συντελεστής Απόδοσης Μετατροπέα						
6.3 Σχ	εδίαση Μετατροπέα Ανύψωσης196						
6.3.1 Απόδα	Επιλογή των Στοιχείων του Μετατροπέα Ανύψωσης και Συντελεστής σης198						
6.3.2	Απαγωγείς Θερμότητας204						
6.3.3	Κύκλωμα Μετατροπέα Ανύψωσης207						
6.4 A	τοτελέσματα Προσομοίωσης209						
6.5 Ko	ατασκευή Μετατροπέα Ανύψωσης212						
6.5.1	Φυσική Διάταξη Μετατροπέα Ανύψωσης212						
6.5.2	Πειραματικά Αποτελέσματα214						
Βιβλιογρ	αφία 6 ^{ου} Κεφαλαίου219						
ΚΕΦΑΛΑΙΟ	97. ΜΡΡΤ Έλεγχος Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης						
7. Ei	σαγωγή						

7.1 Φω	υτοβολταϊκά Συστήματα2	20
7.1.1	Φωτοβολταϊκό Στοιχείο και Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο2	20
7.1.2	Ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα Φωτοβολταϊκού Στοιχείου2	21
7.1.3	Ηλεκτρικό ισοδύναμο Φωτοβολταϊκού Πλαισίου2	23
7.1.4	Χαρακτηριστική Ι - V του Φωτοβολταϊκού Πλαισίου2	24
7.1.5 Πλαισία	Παράγοντες που επηρεάζουν την χαρακτηριστική Ι - V ενός ΦΒ ου2	26
7.1.6	Μοντελοποίηση Φωτοβολταϊκού Πλαισίου2	29
7.1.7	Σύνδεση πολλαπλών Φωτοβολταϊκών πλαισίων2	32
7.2 Ιχνι	ηλάτηση Σημείου Μέγιστης Ισχύος (MPPT)2	34
7.2.1	Εισαγωγή στο Maximum Power Point Tracker2	34
7.2.2	Προσαρμογή Φορτίου2	36
7.2.3 Conduc	MPPT Αλγόριθμος Τεχνικής Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (Incrementa ctance)2	ıl .38
7.3 Ал	οτελέσματα Προσομοίωσης2	.41
7.3.1 M	1οντέλο Προσομοίωσης ΦΒ Γεννήτριας2	41
7.3.2	Χαρακτηριστικές Μοντέλου Προσομοίωσης ΦΒ Γεννήτριας2	.44
7.3.3 με ΦΒ Ι	Μοντέλο Προσομοίωσης Μετατροπέα Ανύψωσης Διασυνδεδεμένου Γεννήτρια2	48
Βιβλιογρα	αφία 7 ^{ου} Κεφαλαίου2	56
ΚΕΦΑΛΑΙΟ	8. Συμπεράσματα	258
8.1 Συμβα	ολή Έρευνας2	58
8.2 Περαι	ιτέρω Έρευνα2	59
ПАРАРТНМ	IATA	261
Παράρτηι	μα Ι2	62
Παράρτηι	μα ΙΙ2	77
Παράρτηι	μα III2	79

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1. Εισαγωγικό Κεφάλαιο

1.1 Σκοπός

Σκοπός της παρούσας διπλωματική εργασίας είναι η μελέτη και η κατασκευή Μετατροπέα Ισχύος Ανύψωσης τάσης με χρήση των Ημιαγωγικών στοιχείων Ισχύος JFET Καρβιδίου του Πυριτίου. Προκειμένου να επιτευχθεί αυτό, αρχικά θα γίνει εκτενής αναφορά στα κυκλώματα οδήγησης των συγκεκριμένων ημιαγωγικών στοιχείων, καθώς τα συγκεκριμένα στοιχεία έχουν ορισμένες ιδιαιτερότητες στον τρόπο οδήγησης σε σχέση με αντίστοιχους ημιαγωγούς. Σε οποιαδήποτε εφαρμογή ηλεκτρονικών ισχύος τα κυκλώματα οδήγησης αποτελούν ιδιαίτερα σημαντικό κομμάτι της εφαρμογής, και για αυτό απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή στη σχεδίαση τους.

Επιπρόσθετα, στα πλαίσια της παρούσας εργασίας θα γίνει μελέτη και διερεύνηση των ιδιοτήτων των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος SiC JFET της SEMISOUTH Laboratories Inc. με παράλληλη σύγκριση των Normally – On SiC JFET και Normally – Off SiC JFET ημιαγωγικών τρανζίστορ ισχύος. Τέλος, μέσω κατάλληλης διερεύνησης θα γίνει η αξιολόγηση των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος SiC JFET για την σχεδίαση και κατασκευή του μετατροπέα ισχύος, ο οποίος θα είναι κατάλληλος για διασύνδεση με φωτοβολταϊκά συστήματα.

Τα αποτελέσματα και τα συμπεράσματα που θα προκύψουν θα είναι άμεσα εφαρμόσιμα και σε άλλες περιπτώσεις ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος (π.χ. αντιστροφέα) και σε έναν μεγάλο εύρος εφαρμογών Ηλεκτρονικών Ισχύος.

1.2 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια όλο και περισσότερο ο άνθρωπος συνειδητοποιεί την προσωπική ευθύνη και αναγνωρίζει την θέση του όσον αναφορά το περιβάλλον. Η αναγνώριση της αξίας του περιβάλλοντος και η ανάγκη για την διαφύλαξή του έχει τροποποιήσει την συμπεριφορά και τις προτεραιότητες των ανθρώπων προς τον περιβάλλοντα χώρο σε σύγκριση με τα προηγούμενα χρόνια. Το τελευταίο διάστημα ολόκληροι κλάδοι της τεχνολογίας και της επιστήμης επικεντρώνονται στη προστασία του περιβάλλοντος μέσω εφαρμογής καινοτόμων και βελτιωμένων τρόπων ανάπτυξης, οι οποίοι θα είναι πιο φιλικοί προς το περιβάλλον.

Πιο συγκεκριμένα, όλο και περισσότεροι έχουν συνειδητοποιήσει την ευρύτερη ανάγκη αποδοτικότερης χρησιμοποίησης των πηγών ενέργειας κι ειδικότερα με όσον το δυνατόν μεγαλύτερη αξιοποίηση των «Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας». Αυτό επιβάλλεται όχι μόνο από τον πεπερασμένο αριθμό των «Συμβατικών» μη ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, αλλά και από την ανάγκη περιορισμού των δυσμενών επιπτώσεων από την χρήση τους στο περιβάλλον. Οι

ΑΠΕ θεωρούνται από πολλούς μία αφετηρία για την επίλυση των οικολογικών προβλημάτων που αντιμετωπίζει η Γη [1].

Κατά τα τελευταία 30 χρόνια οι τεχνολογικά αναπτυγμένες χώρες σε συνεργασία με την Ευρωπαϊκή Ένωση, καταβάλλουν προσπάθειες προσαρμογής προς τα νέα αυτά δεδομένα, με τη λήψη κατάλληλων νομοθετικών μέτρων και ενημέρωση των πολιτών, καθώς και με την ανάπτυξη της τεχνολογίας των ΑΠΕ κατά τρόπο τέτοιο ώστε το κόστος τους να είναι συγκρίσιμο με αυτό τον συμβατικών πηγών ενέργειας. Οι ΑΠΕ αποτελούν τη βάση του μοντέλου οικονομικής ανάπτυξης της πράσινης οικονομίας και κεντρικό σημείο εστίασης πολλών τεχνολογικών και οικονομικών σχολών [2].

Ειδικότερα, το Εθνικό Σχέδιο Δράσης για τις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας, εκπονήθηκε στο πλαίσιο εφαρμογής της Ευρωπαϊκής Ενεργειακής Πολιτικής σε σχέση με την διείσδυση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας, την Εξοικονόμηση Ενέργειας και τον περιορισμό των εκπομπών αερίων ρύπων του θερμοκηπίου.

Αναλυτικότερα, για το σύνολο των Κρατών-Μελών της Ευρωπαϊκής Ένωσης [3], μέχρι το 2020, προβλέπεται:

- 20% μείωση των εκπομπών των αερίων του θερμοκηπίου σε σχέση με τα επίπεδα του 1990 σύμφωνα με την Οδηγία 2009/29/ΕΚ,
- 20% διείσδυση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας στην ακαθάριστη τελική κατανάλωση ενέργειας σύμφωνα με την Οδηγία 2009/28/ΕΚ και
- 3. 20% εξοικονόμηση πρωτογενούς ενέργειας.

Όσον αφορά τη χώρα μας, η οποία διαθέτει πλούσιο αιολικό δυναμικό και σημαντική ηλιοφάνεια, υπάρχουν τόσο εθνικοί όσο και ευρωπαϊκοί ποσοτικοί στόχοι για την διείσδυση των ΑΠΕ στην ακαθάριστη τελική κατανάλωση ενέργειας έως το 2020. Ο στόχος για τις εκπομπές αερίων ρύπων του θερμοκηπίου είναι μείωση κατά 4% στους τομείς εκτός εμπορίας σε σχέση με τα επίπεδα του 2005,και 18% διείσδυση των ΑΠΕ στην ακαθάριστη τελική κατανάλωση.

1.3 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας

Οι ανανεώσιμες μορφές ενέργειας (ΑΠΕ) ή ήπιες μορφές ενέργειας , ή νέες πηγές ενέργειας, ή πράσινη ενέργεια είναι μορφές εκμεταλλεύσιμης ενέργειας που προέρχονται από διάφορες φυσικές διαδικασίες, όπως ο άνεμος, η γεωθερμία, η κυκλοφορία του νερού και άλλες [1]. Ο όρος «ήπιες» αναφέρεται σε δυο βασικά χαρακτηριστικά τους. Καταρχάς, για την εκμετάλλευσή τους δεν απαιτείται κάποια ενεργητική παρέμβαση, όπως εξόρυξη, άντληση ή καύση, όπως με τις μέχρι τώρα χρησιμοποιούμενες πηγές ενέργειας, αλλά απλώς η εκμετάλλευση της ήδη υπάρχουσας ροής ενέργειας στη φύση. Δεύτερον, πρόκειται για «καθαρές» μορφές ενέργειας, πολύ «φιλικές» στο περιβάλλον, που δεν αποδεσμεύουν υδρογονάνθρακες, διοξείδιο του άνθρακα ή τοξικά και ραδιενεργά απόβλητα, όπως οι υπόλοιπες πηγές ενέργειας που χρησιμοποιούνται σε μεγάλη κλίμακα.

Το ενδιαφέρον για τις ήπιες μορφές ενέργειας ανακινήθηκε τη δεκαετία του 1970, ως αποτέλεσμα κυρίως των απανωτών πετρελαϊκών κρίσεων της εποχής, αλλά και της αλλοίωσης του περιβάλλοντος και της ποιότητας ζωής από τη χρήση κλασικών πηγών ενέργειας. Ιδιαίτερα ακριβές στην αρχή, ξεκίνησαν σαν πειραματικές εφαρμογές. Σήμερα όμως λαμβάνονται υπόψη στους επίσημους σχεδιασμούς των ανεπτυγμένων κρατών για την ενέργεια και, αν και αποτελούν πολύ μικρό ποσοστό της ενεργειακής παραγωγής, ετοιμάζονται βήματα για παραπέρα αξιοποίησή τους. Το κόστος δε των εφαρμογών ήπιων μορφών ενέργειας πέφτει συνέχεια τα τελευταία είκοσι χρόνια και ειδικά η αιολική και υδροηλεκτρική ενέργεια, αλλά και η βιομάζα, μπορούν πλέον να ανταγωνίζονται με ίσους όρους παραδοσιακές πηγές ενέργειας όπως ο άνθρακας και η πυρηνική ενέργειαμ που ενδεικτικά, στις Η.Π.Α. ανέρχονται σε ένα ποσοστό 6%.

Ο όρος «Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας» αναφέρεται κυρίως στις ακόλουθες μορφές ενέργειας [2]:

- Την «Αιολική Ενέργεια», η οποία αξιοποιείται μέσω την ανεμογεννητριών, οι οποίες μετατρέπουν την κινητική ενέργεια του ανέμου σε ηλεκτρική.
- Την «Ηλιακή Ενέργεια», η οποία αξιοποιείται είτε, συνηθέστερα, μέσω των «Φωτοβολταϊκών» - Φ/Β γεννητριών, οι οποίες μετατρέπουν απευθείας την ηλιακή ενέργεια σε ηλεκτρική είτε, σπανιότερα, με τη συγκέντρωση των ηλιακών ακτινών μέσω ηλιακών συλλεκτών ώστε να επιτευχθούν υψηλές θερμοκρασίες και τελικά η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Επιπλέον, εκτεταμένη χρήση της ηλιακής ενέργειας γίνεται για τη θέρμανση νερού ή χώρων.
- Τα «Μικρά υδροηλεκτρικά», όπου γίνεται συνήθως εκμετάλλευση υδάτινων ρευμάτων, για τα οποία δεν απαιτούνται μεγάλα έργα αποθηκεύσεως (φράγματα κλπ.).
- Τις «Κυψέλες καυσίμου», οι οποίες μετατρέπουν απευθείας τη χημική ενέργεια σε ηλεκτρική, με χρήση κατάλληλων διατάξεων και ηλεκτρολυτών.
- Την «Ενέργεια από τη θάλασσα», η οποία μπορεί να έχει τις εξής μορφές:

Ενέργεια από παλίρροιες. Εκμεταλλεύεται τη βαρύτητα του Ήλιου και της Σελήνης, που προκαλεί ανύψωση της στάθμης του νερού. Το νερό αποθηκεύεται καθώς ανεβαίνει και για να ξανακατέβει αναγκάζεται να περάσει μέσα από μια τουρμπίνα, παράγοντας ηλεκτρισμό. Έχει εφαρμοστεί στην Αγγλία, τη Γαλλία, τη Ρωσία και αλλού. Ενέργεια από κύματα. Εκμεταλλεύεται την κινητική ενέργεια των κυμάτων της θάλασσας.

Ενέργεια από τους ωκεανούς. Εκμεταλλεύεται τη διαφορά θερμοκρασίας ανάμεσα στα στρώματα του ωκεανού, κάνοντας χρήση θερμικών κύκλων. Βρίσκεται στο στάδιο της έρευνας.

- Την «Γεωθερμική» ενέργεια, η οποία είναι γενικά η θερμότητα εσωτερικών στρωμάτων της γης, η οποία γίνεται εκμεταλλεύσιμη όταν υπάρχουν κατάλληλες γεωλογικές συνθήκες.
- Τη «Βιομάζα», η οποία συνίσταται από τα πάσης φύσεως γεωργικά και δασικά υπολείμματα, από τα οποία με κατάλληλες θερμοχημικές επεξεργασίες μπορούν να ληφθούν καύσιμα.

Στην Ελλάδα, το τελευταίο διάστημα στο επίκεντρο της προσοχής έχει περιέλθει ιδιαιτέρως η δυνατότητα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από την ηλιακή ακτινοβολία με κατάλληλους φωτοβολταϊκούς μετατροπείς, οι οποίοι εξελίσσονται με γοργούς ρυθμούς και συγκεντρώνουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Κατά συνέπεια, η έρευνα και η βελτίωση των συγκεκριμένων συστημάτων αποτελεί αντικείμενο τεχνολογικής δραστηριότητας.

1.3.1 Ηλιακή Ενέργεια

Ηλιακή ενέργεια χαρακτηρίζεται το σύνολο των διαφόρων μορφών ενέργειας που προέρχονται από τον Ήλιο [4]. Τέτοιες είναι το φως ή φωτεινή ενέργεια, η θερμότητα ή θερμική ενέργεια καθώς και διάφορες ακτινοβολίες ή ενέργεια ακτινοβολίας.

Η ηλιακή ενέργεια στο σύνολό της είναι πρακτικά ανεξάντλητη, αφού προέρχεται από τον ήλιο, και ως εκ τούτου δεν υπάρχουν περιορισμοί χώρου και χρόνου για την εκμετάλλευσή της.

Όσον αφορά την εκμετάλλευση της ηλιακής ενέργειας, θα μπορούσαμε να πούμε ότι χωρίζεται σε τρεις κατηγορίες εφαρμογών: τα παθητικά ηλιακά συστήματα, τα ενεργητικά ηλιακά συστήματα, και τα φωτοβολταϊκά συστήματα. Τα παθητικά και τα ενεργητικά ηλιακά συστήματα εκμεταλλεύονται τη θερμότητα που εκπέμπεται μέσω της ηλιακής ακτινοβολίας, ενώ τα φωτοβολταϊκά συστήματα στηρίζονται στη μετατροπή της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρικό ρεύμα μέσω του φωτοβολταϊκού φαινομένου.



Σχήμα 1.1: Τρόποι εκμετάλλευσης της Ηλιακής Ενέργειας

1.4 Τα Φωτοβολταϊκά Συστήματα

Τα Φωτοβολταϊκά συστήματα συλλέγουν την ηλιακή ακτινοβολία και τη μετατρέπουν σε ηλεκτρισμό μέσω του φωτοβολταϊκού φαινομένου, δηλαδή χαρακτηρίζονται από μετατροπή της ηλιακής ενέργειας σε ηλεκτρική [5]. Τα συστήματα αυτά αξιοποιούνται σε πλήθος ηλεκτρικών εφαρμογών και καλύπτουν μία ευρεία περιοχή ισχύος, δηλαδή, από την πολύ χαμηλή ισχύ ευρείας χρήσης καταναλωτικών προϊόντων (φωτιστικά σώματα κήπου, ρολόγια κλπ) έως τα συστήματα μεγάλης ισχύος για τροφοδοσία κτιριακών συγκροτημάτων ή νησιών.

Αν και η φωτοβολταϊκή μετατροπή παρατηρήθηκε το 1839 από τον Γάλλο Antoine Becquerel, η κατασκευή του πρώτου ΦΒ στοιχείου πυριτίου ανακοινώθηκε το 1954 από τους Fuller, Pearson και Chapin. Δύο χρόνια αργότερα άρχισε η πρώτη εμπορική παραγωγή ΦΒ στοιχείων κρυσταλλικού πυριτίου από την εταιρεία Hoffmann, με κόστος κατασκευής 1000 δολάρια/W_p και βαθμό απόδοσης 5-10%. Από το 1958 αρχίζει η εμφάνιση ΦΒ στοιχείων στις διαστημικές εφαρμογές. Ενώ στη συνέχεια, άρχισε η εμφάνιση ΦΒ συστημάτων και σε επίγειες εφαρμογές, όπως η ηλεκτρική τροφοδότηση μικροσυσκευών (ρολόγια, ραδιόφωνα кλπ.), απομονωμένων εγκαταστάσεων (φάροι, αγροτικές αντλίες νερού κλπ.), εξοχικών σπιτιών και ολόκληρων οικισμών, που δεν εξυπηρετούνται από το ηλεκτρικό δίκτυο. Είναι ευνόητο ότι η αύξηση της παραγωγής και η βελτίωση της τεχνολογίας είχαν σαν αποτέλεσμα τη ραγδαία μείωση του κόστους και τη βελτίωση του βαθμού απόδοσης.

Σήμερα, ο βαθμός απόδοσης των ΦΒ στοιχείων από κρυσταλλικό πυρίτιο, βρίσκεται στο 22% για ΦΒ συστήματα διαστημικών εφαρμογών και στο επίπεδο του 12-14% για βιομηχανική – οικιακή χρήση, όταν η μέγιστη θεωρητική του τιμή υπολογίζεται σε 25% περίπου.

Τα Φωτοβολταϊκά Συστήματα διακρίνονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, τα <u>απομονωμένα συστήματα</u> και τα <u>συνδεδεμένα στο δίκτυο συστήματα</u>. Με τον όρο «δίκτυο» εννοούμε το διακρατικό, εθνικό ή το τοπικό δίκτυο παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από συμβατικές πηγές. Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται μια κατάταξη των διαφόρων κατηγοριών και του τρόπου λειτουργίας των ΦΒ συστημάτων.



Σχήμα 1.2: Κατηγορίες και τρόπος λειτουργίας ΦΒ συστημάτων

Τα <u>απομονωμένα συστήματα</u> είναι συστήματα τα οποία παράγουν ηλεκτρική ενέργεια χωρίς να είναι συνδεδεμένα στο ηλεκτρικό δίκτυο και διακρίνονται σε αυτόνομα και σε υβριδικά.

Στα αυτόνομα ΦΒ συστήματα η απαιτούμενη ηλεκτρική ενέργεια καλύπτεται αποκλειστικά από τη ΦΒ συστοιχία και μπορεί να είναι συνεχούς (DC) ή εναλλασσόμενης (AC) τάσης , ενώ μπορούν να διαθέτουν ή όχι δυνατότητα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας.

Τα υβριδικά συστήματα είναι συστήματα στα οποία η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια προέρχεται από τον συνδυασμό της ΦΒ συστοιχίας με άλλες βοηθητικές πηγές ηλεκτρικής ενέργειας, που μπορεί να είναι ανανεώσιμης μορφής (π.χ. ανεμογεννήτριες ΑΓ) ή/και συμβατικές (ηλεκτροπαραγωγό ζεύγος Η/Ζ). Στις περισσότερες των περιπτώσεων στο σύστημα προβλέπεται αποθήκευση της ηλεκτρικής ενέργειας σε συσσωρευτές, ενώ ένας μεταγωγικός πίνακας

αυτοματισμού καθορίζει την πηγή (ΦΒ συστοιχία ή βοηθητική) από την οποία θα τροφοδοτηθούν οι συσκευές της εγκατάστασης.

Τα <u>συνδεδεμένα συστήματα στο δίκτυο</u> είναι συστήματα τα οποία συνδέονται απευθείας με το ηλεκτρικό δίκτυο, το οποίο αποτελεί για αυτά μια μεγάλη δεξαμενή ηλεκτρικής ενέργειας. Όπως είναι προφανές, σε αυτή την περίπτωση δεν απαιτείται η χρήση συσσωρευτών.

1.5 Συστήματα μετατροπής ισχύος ΦωτοβολταϊκώνΣυστημάτων

Τα φωτοβολταϊκά πλαίσια παράγουν συνεχές ρεύμα ενώ τα φορτία καταναλώνουν εναλλασσόμενο ρεύμα επομένως είναι απαραίτητη η μετατροπή της τάσης. Για την μετατροπή της ισχύος στα φωτοβολταϊκά συστήματα χρησιμοποιούνται συνήθως αναστροφείς συνεχούς σε εναλλασσόμενο (DC/AC). Σκοπός των συστημάτων μετατροπής ισχύος είναι η κατάλληλη ρύθμιση των χαρακτηριστικών του παραγόμενου ρεύματος, ώστε να καταστεί δυνατή η τροφοδοσία των διαφόρων καταναλώσεων και για την διασύνδεση με το δίκτυο. Ο αναστροφέας είναι ένα ηλεκτρικό κύκλωμα που μετατρέπει τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη.

Σε περίπτωση όμως όπου η συνεχής αυτή τάση δεν επαρκεί για την παραγωγή της απαιτούμενης εναλλασσόμενης τάσης μέσω του αντιστροφέα, απαιτείται πριν τον αντιστροφέα οπωσδήποτε ένας μετατροπέας ισχύος DC/DC τάσης. Μέσω αυτού εξασφαλίζεται σταθερή τάση εισόδου στον αντιστροφέα με αποτέλεσμα ο αντιστροφέας να παρουσιάζει μεγαλύτερη ισχύ και καλύτερη απόδοση. Επομένως, η παρουσία του DC/DC μετατροπέα επιτρέπει μεγαλύτερο εύρος τάσεων εισόδου ενώ παράλληλα, μέσω την εφαρμογής ενός τέτοιου μετατροπέα ισχύος μπορεί να πραγματοποιηθεί έλεγχος Maximum Power Point Tracking έτσι ώστε να οδηγεί τις φωτοβολταϊκές γεννήτριες, ώστε να παράγουν τη μέγιστη δυνατή ισχύ, όπως θα δειχθεί και σε απόμενα κεφάλαια της παρούσας εργασίας.

Ταυτόχρονα, ένας ακόμα λόγος ύπαρξης του DC/DC μετατροπέα παρουσιάζεται στη φόρτιση συσσωρευτών. Στη συγκεκριμένη περίπτωση όπου οι συσσωρευτές απαιτούν συνεχής τάση για τη φόρτιση τους παρεμβάλλεται ένας DC/DC μετατροπέας έτσι ώστε να οδηγεί τις φωτοβολταϊκές γεννήτριες, ώστε να παράγουν τη μέγιστη δυνατή ισχύ με ταυτόχρονη σταθερή τάση εξόδου.

1.5.1 Μετατροπέας DC/DC Ανύψωσης Τάσης

Ο DC/DC μετατροπέας ισχύος ανύψωσης τάσης (DC/DC boost converter) αποτελεί μέρος των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος ενός φωτοβολταϊκού συστήματος [6].

Η λειτουργία του συνίσταται στην ανύψωση της τάσεως που παράγουν οι φωτοβολταϊκές συστοιχίες για μία δεδομένη στιγμή προκειμένου να διασφαλίζεται η σταθερή τάση εξόδου των φωτοβολταϊκών γεννητριών για το μετέπειτα στάδιο. Επιπλέον, Ο DC/DC μετατροπέας ισχύος ανύψωσης τάσης αναλαμβάνει την οδήγηση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας για λειτουργία σε σημείο μέγιστης ισχύος (MPPT).

Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα κατασκευαστεί ένας DC/DC μετατροπέας ισχύος ανύψωσης τάσης (Boost DC/DC converter), το κύκλωμα του οποίου φαίνεται στο παρακάτω στο σχήμα:



Σχήμα 1.3: Τυπικός DC/DC μετατροπέας ισχύος ανύψωσης τάσης

Για τη σχεδίαση του συγκεκριμένου μετατροπέα θεωρείται ότι επιθυμείται σταθερή τάση εξόδου $V_o = 800 V$ ενώ η τάση εισόδου V_{in} μπορεί να διακυμαίνεται από 200 – 600 V με κυμάτωση τάσης εξόδου της τάξης των 5 V_{p-p} . Το μέγιστο ρεύμα εισόδου είναι της τάξης των 10 A ενώ η μέγιστη ισχύς εξόδου είναι 5 kW. Παράλληλα, θα γίνεται έλεγχος MPPT προκειμένου να οδηγούνται οι φωτοβολταϊκές συστοιχίες σε σημείο μέγιστης ισχύος (MPP).

Με βάση τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά θα γίνει η διαστασιολόγηση των στοιχείων του κυκλώματος θα πραγματοποιηθεί σε επόμενο κεφάλαιο. Εκεί θα γίνει και η ανάλυση και ο τρόπος λειτουργίας του παραπάνω κυκλώματος.

Σχετικά με την επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων, όπως γνωρίζουμε τα συγκεκριμένα συστήματα ισχύος χρησιμοποιούνται ευρέος τα τελευταία χρόνια σε εφαρμογές φωτοβολταϊκών συστημάτων και όχι μόνο, με χρήση συνηθισμένων ημιαγωγικών στοιχείων πυριτίου.

Ωστόσο, εξαιτίας των δεδομένων που επικρατούν, σχετικά με την περιβαλλοντική συνείδηση και αναφέρθηκαν σε προηγούμενη παράγραφο, ολόκληροι ερευνητικοί τομείς απασχολούνται στη βελτίωση των συγκεκριμένων συστημάτων. Πιο συγκεκριμένα, κύριος στόχος τους είναι η βελτίωση της ενεργειακής απόδοσης των σχετικών συστημάτων με παράλληλη αύξηση της αξιοπιστίας τους, βελτίωση της παρεχόμενης ποιότητας ισχύος, μείωση του βάρους και του όγκου τους και περιορισμό του κόστους τους.

Αυτός είναι και ο στόχος της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας, η κατασκευή ενός ηλεκτρονικού DC/DC μετατροπέα ισχύος με βελτιωμένα χαρακτηριστικά με χρήση καινοτόμων ημιαγωγικών διακοπτών από καρβίδιο του πυριτίου (SiC), ένα νέο και πολλά υποσχόμενο υλικό στην τεχνολογία.

Ειδικότερα, η σχεδίαση του συστήματος στοχεύει στην αξιοποίηση θετικών των χαρακτηριστικών των Τρανζίστορ Επίδρασης Πεδίου Ένωσης Καρβιδίου του Πυριτίου (SiC JFET) που παρέχει η εταιρεία SEMISOUTH Laboratories.

Βιβλιογραφία 1^{ου} Κεφαλαίου

- [1] Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας http://el.wikipedia.org/wiki/Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας
- [2] Μιχ. Π. Παπαδόπουλος, "Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας από Ανανεώσιμες Πηγές", Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα 1997.
- [3] Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας Υπουργείο Περιβάλλοντος Ενέργειας & Κλιματικής Αλλαγής – <u>http://www.ypeka.gr/Default.aspx?tabid=285&language=el-GR</u>
- [4] Ηλιακή Ενέργεια http://el.wikipedia.org/wiki/Ηλιακή ενέργεια
- [5] Σταμάτης Δ. Περδίος, "Φωτοβολταϊκές Εγκαταστάσεις", Τεκδοτική, Αθήνα.
- [6] Ned Mohan, Tore A. Undeland, William P. Robbins, "Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος", 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2. Ημιαγωγοί Υψηλής τάσης κι Υψηλής Συχνότητας

2.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί αρχικά γίνεται μια ανάλυση της τεχνολογίας σχεδίασης ημιαγωγών ισχύος από πυρίτιο Si, η οποία είναι ευρέως διαδεδομένη και χρησιμοποιείται στη καθημερινότητά μας κατά κόρον σε διάφορα ήδη στοιχείων ισχύος. Στη συνέχεια γίνεται μια εισαγωγή στην νέα πολλά υποσχόμενη τεχνολογία σχεδίασης ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος με βάση το καρβίδιο του πυριτίου SiC, παρουσιάζοντας τα προτερήματα που μπορεί να προσφέρει σε σύγκριση με το Si, αλλά και τις δυσκολίες που αντιμετωπίζονται για την διαχείριση κι επεξεργασία του. Γίνεται αναφορά στα είδη ημιαγωγικών διακοπτών καρβίδιου του πυριτίου και στα χαρακτηριστικά καθενός. Τέλος, θα αναφερθούν τα διαθέσιμα στην αγορά ημιαγωγικά στοιχεία καρβιδίου του πυριτίου μεταξύ των οποίων και το JFET ισχύος, το οποίο έχει επιλεχθεί ως το καταλληλότερο για την παρούσα εφαρμογή.

2.2 Χαρακτηριστικά του Πυριτίου

Το πυρίτιο (Silicium) είναι ένα μεταλλοειδές χημικό στοιχείο που ανήκει στην ομάδα 14 του περιοδικού πίνακα και έχει χημικό σύμβολο Si [1]. Είναι το όγδοο κατά σειρά αφθονίας μάζας στοιχείο στο σύμπαν και δεύτερο στο φλοιό της Γης, αποτελώντας περίπου το ένα τέταρτο της μάζας της, ωστόσο σπάνια βρίσκεται σε ελεύθερη στοιχειακή κατάσταση. Η πιο συνηθισμένη μορφή του είναι το διοξείδιο του πυριτίου (SiO₂) και ενώ συναντιέται και σε διάφορες άλλες πυριτικές ενώσεις.

Το πυρίτιο και οι ενώσεις του έχουν πολλές βιομηχανικές χρήσεις. Πιο συγκεκριμένα, στη μορφή του χαλαζία και διαφόρων πυριτικών ενώσεων σχηματίζει χρήσιμα υαλικά, τσιμέντα και κεραμικά προϊόντα, ενώ αποτελεί ένα κύριο συστατικό των σιλικόνων.

Σήμερα το πυρίτιο είναι το κυρίαρχο ημιαγωγικό υλικό το οποίο χρησιμοποιείται στην κατασκευή των εμπορικών ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος [2]. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι το πυρίτιο μπορεί να αναπτυχθεί σε μονοκρυσταλλική δομή σε μεγαλύτερες διαμέτρους και μεγαλύτερη καθαρότητα πιο εύκολα σε σχέση με οποιονδήποτε άλλο διαθέσιμο ημιαγωγό. Παράλληλα, το φυσικό του οξείδιο, *SiO*₂, είναι πολύ εύχρηστο καθώς καθιστά εύκολη τη διάχυση προσμίξεων σε σχέση με κάθε άλλο γνωστό υλικό, Εκτός των υπολοίπων, όπως αναφέραμε και προηγουμένως, στην πράξη το πυρίτιο βρίσκεται στην φύση σε αφθονία και έχει χαμηλό κόστος παραγωγής.

2.3 Ημιαγωγικά Στοιχεία Πυριτίου

Όπως γνωρίζουμε, οι ημιαγωγοί υψηλής τάσης έχουν πολύ σημαντικό ρόλο στα συστήματα υψηλής ισχύος και ειδικότερα στο τομέα της μεταφοράς ενέργειας και της διανομής καθώς τα τελευταία χρόνια λόγω της περιβαλλοντικής ανησυχίας και της συνεχούς αύξησης του κόστους ενέργειας η αποδοτικότητα του συστήματος είναι ένα πολύ σημαντικό κριτήριο λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, η κυριότερη εξέλιξη των συσκευών ισχύος επικεντρώνεται στην αύξηση της ισχύος με την ταυτόχρονη βελτίωση της συμπεριφοράς της συσκευής όσον αφορά την απόδοση, τις απώλειες καθώς και την ομαλή και αξιόπιστη λειτουργία της συσκευής κάτω από φυσιολογικές συνθήκες, αλλά και σε περίπτωση σφάλματος.

Στο παρακάτω Σχήμα 2.1 παρουσιάζονται τα επίπεδα ισχύος των ήδη υπαρχόντων διαθέσιμων στην αγορά ημιαγωγών ισχύος για τα διάφορα ήδη (MOSFET, IGBT, IGCT και GTO) [3].





Όπως γίνεται εύκολα διακριτό στα επίπεδα ισχύος του *MW* τρία είναι τα είδη των ενεργών διακοπτικών στοιχείων τα οποία είναι κυρίαρχα: το IGCT, το IGBT και το GTO [4].

Αυτή τη στιγμή η μέγιστη τάση αποκοπής για ένα IGCT είναι της τάξης των 10kV ενώ το μέγιστο ρεύμα, για μικρότερη τάση αποκοπής, είναι της τάξης των 6kA. Το IGCT είναι μία βελτιωμένη εξέλιξη του GTO θυρίστορ το οποίο παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά αποκοπής. Μέχρι σήμερα η εταιρία Mitsubishi παρέχει το GTO με την μεγαλύτερη απόδοση ισχύος, πιο συγκεκριμένα έχει ονομαστικές τιμές της τάξης των 6kV/6kA. Τα ημιαγώγιμα στοιχεία τεχνολογίας IGBT, καλύπτουν μία μεγάλη περιοχή εφαρμογών ισχύος, από μικρής τάξη ισχύς έως τάξης ισχύος του MW. Στη παρούσα φάση όπως φαίνεται από το παραπάνω Σχήμα 2.1 υπάρχουν διαθέσιμες διάφορες εκδόσεις IGBT στοιχείων από διάφορες εταιρίες (Infineon, Westcode) ανάλογα με το είδος την εφαρμογής που υλοποιείται.

Ωστόσο όλα τα παραπάνω ημιαγώγιμα στοιχεία, δηλαδή, το IGCT, το IGBT και το GTO, είναι βασισμένα σε διπολική τεχνολογία με αποτέλεσμα η διακοπτική ταχύτητα να είναι περιορισμένη και οι διακοπτικές απώλειες να είναι αρκετά υψηλές (λόγω του ρεύματος ουράς). Συνεπώς, οι δύο αυτές συνιστώσες περιορίζουν την αποδοτικότητα της συσκευής ισχύος με την ταυτόχρονη αύξηση τους κόστους ψύξης της συσκευής, λόγω αυξημένων απωλειών.

Εξαιτίας των υψηλών διακοπτικών απωλειών σε εφαρμογές υψηλής συχνότητας, και ειδικότερα σε εφαρμογές μεγάλης τάξης ισχύος, η συχνότητα λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων συνήθως μειώνεται με την αύξηση της τάσης λειτουργίας. Για αυτό το λόγο για πολύ υψηλές συχνότητες τα IGCTs και τα GTOs δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Αυτή τη στιγμή υπάρχουν διαθέσιμα ορισμένα IGBT και MOSFET στοιχεία από κάποιες εταιρίες τα οποία έχουν δυνατότητα υψηλής τάσης αποκοπής έως και 3kV, ωστόσο αυτοί οι ημιαγωγοί είναι θερμικά περιορισμένοι σε διακοπτικές συχνότητες σημαντικά μικρότερες από τα 25kHz.

2.4 Χαρακτηριστικά του Καρβιδίου του Πυριτίου

Το καρβιδίου του πυριτίου, SiC, επίσης γνωστό και ως ανθρακοπυρίτιο είναι μια ένωση του πυριτίου και άνθρακα με χημικό τύπο SiC [5]. Εμφανίζεται στη φύση ως ένα εξαιρετικά σπάνιο ορυκτό. Οι πρώτες ηλεκτρονικές εφαρμογές του καρβιδίου του πυριτίου εμφανίστηκαν για πρώτη φορά στις αρχές του 20^{ου} αιώνα και αφορούσαν διόδους εκπομπής φωτός (LEDs) και ανιχνευτές στα πρώτα ραδιόφωνα.

Το καρβίδιο του πυριτίου υπάρχει σε πάνω από 250 κρυσταλλικές μορφές. Ο πολυμορφισμός αυτός του SiC παρουσιάζει μεγάλες ομάδες κρυσταλλικών δομές με παρόμοια χαρακτηριστικά μεταξύ, οι οποίες ονομάζονται πολυτύποι. Με άλλα λόγια, είναι παραλλαγές της ίδιας κρυσταλλικής ένωσης οι οποίες έχουν πανομοιότυπες τις δύο διαστάσεις και διαφέρουν ως προς την τρίτη.

Στο παρακάτω Σχήμα 2.2 παρουσιάζονται οι τρεις πιο συνηθισμένοι πολύτυποι SiC:



Σχήμα 2.2: Οι τρεις πιο συνηθισμένοι πολυτύποι του SiC: πάνω αριστερά το 3C-SiC , πάνω δεξιά το 4H-SiC και κάτω το 6H-SiC [5]

Το καρβίδιο του πυριτίου, SiC, είναι ένα υλικό εξαιρετικού ενδιαφέροντος για την κατασκευή ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος. Αυτό συμβαίνει γιατί παρουσιάζει ορισμένα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά με αποτελέσματα να προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα εν συγκρίσει με τα ημιαγώγιμα στοιχεία πυριτίου [2].

Τα κυριότερα χαρακτηριστικά του καρβιδίου του πυριτίου είναι [6]-[10]:

Σημαντικά μεγαλύτερο ενεργειακό διάκενο από το πυρίτιο (Bandgap).

Το γεγονός αυτό συνεπάγεται ότι τα ημιαγωγικά στοιχεία βασισμένα σε καρβίδιο του πυριτίου μπορούν να λειτουργήσουν σε πολύ υψηλότερες θερμοκρασίες εξαιτίας της μικρότερης τιμής ρευμάτων διαρροής απ' ότι στο πυρίτιο. Αυτό συμβαίνει γιατί, στο καρβίδιο του πυριτίου χρειάζεται μεγαλύτερο ποσό ενέργειας (θερμική κλπ.) προκειμένου ένα ηλεκτρόνιο να μεταβεί από την ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας, έτσι η πιθανότητα της μετάβασης αυτής λόγω αύξησης της θερμοκρασίας και μόνο είναι χαμηλότερη. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι πολύ σημαντικό καθώς είναι εφικτή πλέον η λειτουργία σε περιβάλλοντα με πολύ υψηλές θερμοκρασίες που μέχρι πρότινος ήταν απαγορευτικό. Παράλληλα, οι ανάγκες ψύξεως μειώνονται, και κατ' επέκταση απαιτούνται μικρότερου βάρους και όγκου ψύκτρες.

Επιπλέον, το SiC έχει μεγαλύτερη αντοχή έναντι ακτινοβολίας, για τον ίδιο λόγω με προηγουμένως, επομένως μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε διαστημικές εφαρμογές και να οδηγήσει σε ελαφρύτερες συσκευές καθώς θα απαιτείται μειωμένη θωράκιση.

- Μιας τάξης μεγέθους μεγαλύτερο πεδίο διάσπασης (E_c).

Συνεπώς, τα στοιχεία κατασκευασμένα από καρβίδιο του πυριτίου παρουσιάζουν υψηλότερες τάσεις διάσπασης, καθώς η τάση διάσπασης είναι ανάλογη του τετραγώνου του πεδίου διάσπασης. Ταυτόχρονα έχουν μικρότερη αντίσταση αγωγής έως και 400 φορές μικρότερη σε σχέση με το Si, καθώς η αντίσταση αγωγής είναι αντιστρόφως ανάλογη του κύβου του ηλεκτρικού πεδίου διάσπασης. Παράλληλα έχουν μικρότερο όγκο, καθώς το πλάτος των στοιχείων εξαρτάται αντιστρόφως ανάλογα του ηλεκτρικού πεδίου διάσπασης. Τέλος, λόγω του μεγαλύτερου πεδίου διάσπασης, επιτρέπεται ο σχεδιασμός ημιαγωγικών στοιχείων με μικρότερου εύρους και υψηλότερης νόθευσης περιοχής αποκοπής με αποτέλεσμα να μπορούν να επιτευχθούν υψηλές διακοπτικές συχνότητες.

Μεγαλύτερη θερμική αγωγιμότητα (Thermal Conductivity).

Η μεγαλύτερη θερμική αγωγιμότητα του υλικού συμβάλει στο γεγονός, τα στοιχεία από καρβίδιο του πυριτίου να παρουσιάζουν τη δυνατότητα λειτουργίας σε υψηλότερες θερμοκρασίες, ενώ ταυτόχρονα μειώνονται οι ψυχτικές απαιτήσεις. Ωστόσο, η εφαρμογή του συγκεκριμένου χαρακτηριστικού περιορίζεται έως ένα βαθμό από τις υπάρχοντες τεχνικές συσκευασίας, οι οποίες δεν είναι δυνατόν να ανταποκριθούν σε τόσο υψηλές θερμοκρασίες, αλλά και από τον θερμοκρασιακό περιορισμό των υπόλοιπων στοιχείων του κυκλώματος οδήγησης, του ολοκληρωμένου κυκλώματος ή των χωρητικοτήτων, τα οποία είναι συνήθως κάτω από τους 125 °C. Επίσης, μειώνεται η αξιοπιστία των ημιαγωγών δραματικά με την αύξηση της θερμοκρασίας, με αποτέλεσμα η σχεδίαση συστημάτων βασισμένα σε SiC, που αντέχουν σε υψηλές θερμοκρασίες, να γίνεται πολύπλοκη και δαπανηρή. Ως εκ τούτου θεωρείται ότι η T_i των στοιχείων είναι κάτω από τους 175 °C.

Μεγάλη ταχύτητα ολίσθησης κορεσμού των ηλεκτρονίων (Saturation Velocity)

Μεγάλη ταχύτητα ολίσθησης κορεσμού των ηλεκτρονίων είναι ένας πολύ σημαντικός παράγοντας που συντελεί στην υψηλότερη διακοπτική συχνότητα. Κατ' επέκταση, η λειτουργία σε πολύ μεγάλες συχνότητες επιτρέπει την ελαχιστοποίηση του μεγέθους και της μάζας των παθητικών στοιχείων (πυκνωτές, πηνία κλπ.) επομένως θα έχουμε μικρότερους και ελαφρύτερους μετατροπείς.

Μικρή θερμοκρασιακή ευαισθησία

Πιο συγκεκριμένα, οι χαρακτηριστικές ορθής και ανάστροφης πόλωσης δεν μεταβάλλονται πάρα πολύ συναρτήσει θερμοκρασίας σε αντίθεση με το πυρίτιο, με αποτέλεσμα το SiC έχει μεγάλη αξιοπιστία.

Εξαιρετική συμπεριφορά αποκοπής

Η εξαιρετική συμπεριφορά αποκοπής (reverse recovery) οδηγεί σε μικρότερο ρεύμα αποκοπής (reverse recovery current). Επομένως τα στοιχεία από SiC προκαλούν λιγότερες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές και έχουν μικρότερες διακοπτικές απώλειες.

Στον παρακάτω Πίνακα 2.1 δίνεται μια περίληψη των χαρακτηριστικών του πυριτίου Si σε σύγκριση με τα χαρακτηριστικά των διαφόρων πολυτύπων του SiC [6]:

Πίνακας 2.1: Χαρακτηριστικά Ημιαγωγικών Υλικών με Δυνατότητες για κατασκευή Στοιχείων Ισχύος						
Ιδιότητα	Si	4H-	6H-	3C-		
		SiC	SiC	SiC		
Ενεργειακό χάσμα στους 300 Κ (<i>eV</i>)	1.12	3.2	3	2.3		
Σχετική διηλεκτρική σταθερά	11.9	9.7	9.7	9.7		
Οριακή ταχύτητα μετατόπισης ($10^7 \ cm/sec$)	1	2	2	2.5		
Θερμική αγωγιμότητα (<i>W/cm</i> °C)	1.5	3 – 5	3 – 5	3 – 5		
Ηλεκτρικό πεδίο διάσπασης ${\it E}_{\it c}$ σε ${\it N}_{\it D}=$	0.6	3	3.2	> 4		
$10^{17} cm^{-3} (MV/cm)$						

Παράλληλα, το γεγονός ότι σε αντίθεση με τα διπολικά στοιχεία πυριτίου που αναφέραμε προηγουμένως, τα ημιαγωγικά στοιχεία κατασκευασμένα από καρβίδιο του πυριτίου είναι στην πλειοψηφία τους μονοπολικά στοιχεία, παρουσιάζουν ορισμένα ακόμα θετικά χαρακτηριστικά.

Πιο συγκεκριμένα παρουσιάζουν σημαντικά καλύτερή διακοπτική λειτουργία, γεγονός που οφείλεται στο ότι χρησιμοποιούνται μόνο οι φορείς πλειονότητας κατά την αγωγή ρεύματος. Ακόμα και το SiC BJT στοιχείο ενώ φαίνεται λόγω κατασκευής να είναι διπολικό στοιχείο, από πειραματικές εφαρμογές συμπεραίνει κανείς ότι συμπεριφέρεται ως μονοπολικό στοιχείο και μπορεί να λειτουργήσει σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες.

Καταλήγουμε, λοιπόν, στο συμπέρασμα ότι, τα στοιχεία βασισμένα σε καρβίδιο του πυριτίου παρουσιάζουν μεγαλύτερο εύρος τάσης λειτουργίας, υψηλές διακοπτικές συχνότητες, υψηλότερες θερμοκρασίες λειτουργίας ενώ η αντίσταση λειτουργίας έχει βελτιωθεί σημαντικά σε σύγκρισή με τους καθιερωμένους ημιαγωγούς πυριτίου.
Η εικονική παρουσίαση των θετικών χαρακτηριστικών του καρβιδίου του πυριτίου σε σύγκριση με τα χαρακτηριστικά του πυριτίου φαίνεται στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3: Εικονική σύγκρισή των χαρακτηριστικών του SiC με το Si [8]

2.5 Ημιαγωγικά Στοιχεία Καρβιδίου του Πυριτίου

Καρβίδιο του πυριτίου είναι ένας ημιαγωγός που βρίσκεται ακόμα στο στάδιο της έρευνας και της πρώιμη μαζικής παραγωγής ωστόσο λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων που παρέχει (για γρήγορες, υψηλής-θερμοκρασίας και υψηλής τάσης συσκευές) είναι ένας πολλά υποσχόμενος ημιαγωγός. Στην περίπτωση, λοιπόν, που αντικατασταθούν στις διάφορες εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος τα κοινά ημιαγώγιμα στοιχεία πυριτίου από αντίστοιχα στοιχεία πυριτίου καρβιδίου θα παρατηρήσουμε σημαντική βελτίωση της λειτουργίας των εφαρμογών όσον αφορά την πυκνότητα ισχύος, την αποδοτικότητα, το βάρος, την αξιοπιστία και το κόστος.

Ωστόσο η εμπορική του εφαρμογή σε μεγάλο εύρος παραμένει μέχρι και σήμερα περιορισμένη και το γεγονός αυτό μπορεί να οφείλεται στους εξής λόγους [6]:

 Η συμβατότητα των παραδοσιακών διαδικασιών παρασκευής wafer από SiC βρίσκεται σε πρώιμο στάδιο.

Η διαδικασία της παραγωγής υποστρωμάτων μεγάλων διαμέτρων (wafer) από καρβίδιο του πυριτίου μέχρι και σήμερα παραμένει πρωταρχικό επίπεδο καθώς μπορεί να επιτευχθεί παρασκευή μόνον μικρής διαμέτρου κρυστάλλων, οι οποίοι μάλιστα δεν είναι πάντοτε σταθερής ποιότητας.

Το καρβίδιο του πυριτίου κοστίζει πολύ εν συγκρίσει με το πυρίτιο.

Πιο συγκεκριμένα, το κόστος κατασκευής των wafers από καρβίδιο του πυριτίου είναι πάνω από δέκα φορές πιο ακριβό από τα αντίστοιχα του Si.

Παρόλα αυτά, τα τελευταία χρόνια έχουν κάνει την εμφάνισή τους διαφορετικά είδη ημιαγωγών βασισμένοι στο καρβίδιο του πυριτίου, από τους οποίους ο καθένας έχει διαφορετικά χαρακτηριστικά ενώ παρουσιάζουν διαφορετικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Για αυτό το λόγω ο κάθε ημιαγωγός χρησιμοποιείται σε διαφορετικές εφαρμογές ανάλογα με την χρήση που απαιτείται.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται συνοπτικά οι διάφοροι τύποι ημιαγωγών καρβιδίου του πυριτίου υψηλής ισχύος και για κάθε ένα είδος αναφέρονται περιληπτικά τα χαρακτηριστικά του καθενός καθώς και τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν έναντι των αντίστοιχων ημιαγωγών πυριτίου.

Δίοδος ΡΝ Ένωση.

Η SiC έκδοση της διόδου ένωσης PN προσφέρει αρκετές βελτιώσεις σε σχέση με την αντίστοιχη πυριτίου [10]. Η ταχύτητα μεταγωγής είναι περίπου δέκα φορές μεγαλύτερη από αυτήν του πυριτίου και οι απώλειες της ορθής πόλωσης θα είναι σαφώς καλύτερες. Επιπλέον, είναι σε θέση να λειτουργούν σε πολύ υψηλότερη τάση (άνω των 20 kV) και πολύ υψηλότερη θερμοκρασία. Ωστόσο, έως σήμερα υπάρχουν ορισμένες τεχνικές δυσκολίες στην εφαρμογή SiC PN διόδων στην πράξη, καθώς ορισμένες ιδιότητες τους περιορίζονται με την πάροδο του χρόνου. Ο λόγος για το οποίον συμβαίνει αυτό δεν είναι ακόμα πλήρως κατανοητός, αλλά φαίνεται ότι το πρόβλημα σύντομα θα αντιμετωπιστεί. Αυτή την στιγμή, όλες οι δίοδοι SiC στην τρέχουσα αγορά είναι ο τύπου Barrier Schottky, ενώ ακόμα και αν αυτό το τεχνικό πρόβλημα που αναφέραμε προηγουμένως επιλυθεί, η δίοδος SiC ένωσης PN μπορεί να μην είναι σε μεγάλο βαθμό ανώτερη από την αντίστοιχη του πυριτίου σε όλες τις εφαρμογές.

Το αν τα πλεονεκτήματα της χρήσης SiC PN διόδων υπερτερούν των μειονεκτημάτων, θα πρέπει να εξετάζεται εξαιρετικά προσεκτικά αν αξίζει η χρήση SiC διόδων ανάλογα με το είδος της εφαρμογής, αν σκεφτούμε και το υψηλό κόστος των συγκεκριμένων διόδων. Ωστόσο, τα πολλά πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν οι SiC δίοδοι, όπως η λειτουργία σε υψηλή τάση, σε υψηλή θερμοκρασία και η υψηλή ταχύτητα μεταγωγής σίγουρα θα δώσουν, στο μέλλον, σε αυτού του είδους SiC ημιαγωγούς μια θέση στην αγορά.

<u>Δίοδοι Barrier Schottky.</u>

Η δίοδος Schottky σχηματίζεται με την εναπόθεση ενός λεπτού φύλλου μετάλλου σε άμεση επαφή με έναν ημιαγωγό, συνήθως σε έναν Ν-τύπου ημιαγωγό [10]. Οι απώλειες αγωγιμότητας κατά την ορθή πόλωση είναι χαμηλότερες σε μία δίοδο Schottky, σε σύγκριση με τη δίοδο ένωσης PN, και γενικά χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα χαμηλής τάσης, όπου η χαμηλής-πτώση τάσης ορθής πόλωσης (τυπικά 0,3 V) φαίνεται σημαντική. Η διαρροή ρεύματος της διόδου Schottky στην αντίστροφη κατεύθυνση είναι κάπως μεγαλύτερη από ό, τι για την ένωσης PN δίοδο, αλλά αυτό δεν έχει μεγάλη σημασία σε ορισμένες εφαρμογές. Ωστόσο, η δίοδος Schottky ανοίγει και κλείνει πιο γρήγορα από ό, τι μια κλασσική PN δίοδος.

Η είσοδος του καρβιδίου του πυριτίου στην αγορά των ηλεκτρονικών ισχύος ξεκίνησε με τη χρήση διόδων Schoottky 600 V αρχικά σε PFC παροχής ισχύος και στη συνέχεια σε βιομηχανικούς κινητήρες για εύρος ισχύος έως 100 kW [11]. Πρώτη η Siemens κατασκεύασε το μετατροπέα συχνότητας 690 V ο οποίος ήταν εξοπλισμένος με 1700 V Si IGBT και 1700 V SiC Schottky δίοδο. Λόγω της διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας στα 16 kHz ο μετατροπέας, δούλευε αθόρυβα, εξαιρετικά αποδοτικά κι εξοικονομώντας ενέργεια.

Η χρήση SiC διόδων Barrier Schottky, έχει ως αποτέλεσμα η τάση αποκοπής και το επίπεδο ισχύος να αυξάνονται δραματικά, όπως είναι και στους υπόλοιπους τύπους των στοιχείων. Το μεγαλύτερο όφελος στη χρήση SiC Schottky διόδων είναι το αντίστροφο ρεύμα αποκοπής να έχει σχεδόν εξαλειφθεί, μειώνοντας τις απώλειες μεταγωγής. Πειράματα έχουν δείξει ότι η μείωση των απωλειών μεταγωγής είναι πολύ μεγάλη που φτάνει το 50% στα 230 V [10]. Τα οφέλη είναι αρκετά μεγάλα, ώστε τουλάχιστον δύο προμηθευτές ημιαγωγών ισχύος αναπτύσσουν αυτή τη στιγμή IGBT στοιχεία που περιέχουν ένα τρανζίστορ πυριτίου με μια αντιπαράλληλη SiC Schottky δίοδο για εφαρμογές υψηλής ταχύτητας μεταγωγής.

<u>Τρανζίστορ Επίδρασης Πεδίου μετάλλου – οξειδίου – ημιαγωγού. (MOSFET).</u>

Πολλά χρόνια έχουν δαπανηθεί για την έρευνα και την ανάπτυξη του SiC MOSFET [12]. Πιο συγκεκριμένα η κατασκευή και η σταθερότητα του στρώματος του οξειδίου ήταν μία μεγάλη πρόκληση. Για το συγκεκριμένο στοιχείο παρουσιάζεται μεγάλη αποδοχή, λόγω του γεγονότος ότι το στοιχείο υπό κανονικές συνθήκες βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, με αποτέλεσμα τα κυκλώματα οδήγησης που απαιτούνται να ταυτίζονται με τα συνήθη κυκλώματα που χρησιμοποιούνται ευρέως.

Παράλληλα όμως, μέχρι και τώρα το SiC MOSFET πάσχει από χαμηλής κινητικότητας κανάλι αναστροφής λόγω της επαφής SiO₂ – SiC με αποτέλεσμα την επιπρόσθετη αντίσταση αγωγής. Ταυτόχρονα, η αξιοπιστία και η σταθερότητα του στρώματος οξειδίου, ειδικά σε μεγάλο χρονικό διάστημα και σε αυξανόμενες θερμοκρασίες δεν έχει επιβεβαιωθεί ακόμα. Ωστόσο, οι τελευταίες δόκιμες, δείχνουν ενθαρρυντικά αποτελέσματα σχετικά με τη λεγόμενη ενδογενή σταθερότητα της πύλης οξειδίου και πιστεύεται ότι τέτοια στοιχεία θα χρησιμοποιούνται ευρέως στα επόμενα χρόνια. Το SiC MOSFET είναι ο πιο πρόσφατος SiC διακόπτης, ο οποίος εμφανίστηκε στην αγορά στα τέλη του 2010. Αυτή τη στιγμή είναι διαθέσιμα στην αγορά SiC MOSFET της τάξης των 1.2 kV, ρεύματος τάξης των 10 – 20 A και αντίστασης αγωγής από 80 έως 160 $m\Omega$.

<u>Διπολικό Τρανζίστορ (BJT).</u>

Η χρήση του SiC στα BJTs οδήγησε σε ορισμένες σημαντικές αλλαγές καθώς το SiC BJT είναι ένα διπολικό normally-off στοιχείο το οποίο συνδυάζει ταυτόχρονα χαμηλή τάση αγωγής (0.32 V σε $100A/cm^2$) και παράλληλα υψηλή ταχύτητα μεταγωγής σχέση με το αντίστοιχο στοιχείο πυριτίου [12]. Τα BJT είναι στοιχεία τα οποία οδηγούνται από ρεύμα, που σημαίνει ότι απαιτείται ένα ρεύμα βάσης κατά την μόνιμη κατάσταση αγωγής του συλλέκτη, γεγονός που απαιτεί σχεδίαση ειδικών κυκλωμάτων οδήγησης. Τα διαθέσιμα SiC BJT μπορούν να φτάσουν έως και πολύ υψηλή ονοματική τάση της τάξης των 1.2kV και τιμή ρεύματος 6 - 40A. Ταυτόχρονα, τα κερδών των SiC BJT έχει παρατηρηθεί να φτάνουν τιμές μεγαλύτερες του 70 σε θερμοκρασία δωματίου για στοιχεία των 6 A. Η κατασκευή των SiC BJTs με βελτιωμένη επιφάνεια παθητικοποίησης οδηγεί σε τιμές ρεύματος των 50 A στους 100 °C και κέρδη ρεύματος υψηλότερα από 100. Ένα ακόμα χαρακτηριστικό του SiC BJT είναι ότι δεν έχει στρώμα οξειδίου και επομένως μπορεί να λειτουργήσει σε υψηλότερες θερμοκρασίες από ό, τι το SiC MOSFET.

Ωστόσο, το τρέχον κέρδος είναι ισχυρά εξαρτώμενο από τη θερμοκρασία, και ειδικότερα, πέφτει περισσότερο από 50% στους 250 °C σε σύγκριση με αυτό σε θερμοκρασία δωματίου. Η ανάπτυξη των SiC BJTs ήταν επιτυχής, και παρά την ανάγκη για υψηλό ρεύμα βάσης, τα SiC BJTs αναμένονται στο μέλλον να έχουν ανταγωνιστική απόδοση στο φάσμα των kilovolts.

<u>Διπολικά Τρανζιστορ με Μονωμένη Πύλη (IGBT).</u>

Τα IGBT κατασκευασμένα από πυρίτιο έχουν επιδείξει άριστη απόδοση για ένα μεγάλο εύρος της τάσης και του ρεύματος κατά τη διάρκεια των τελευταίων δύο δεκαετιών. Οι SiC εκδόσεις του IGBT προσφέρουν συναρπαστικές δυνατότητες. Η τάση αποκοπής μπορεί να φτάσει άνετα πάνω από 20.000 V και τα IGBTs μπορούν να συνδέονται εύκολα έτσι ώστε να αντέξουν ουσιαστικά οποιαδήποτε τάση [12]. Οι ερευνητές αναφέρουν ότι τα SiC IGBT θα είναι εφικτό να ανταποκριθούν σε τάσεις πάνω από 40 kV. Θα έχουν επίσης, τις χαμηλότερες απώλειες αγωγής μεταξύ όλων των SiC στοιχείων που αναπτύσσονται και θα παρουσιάζουν πάνω από 20 φορές χαμηλότερες απώλειες μεταγωγής σε σύγκριση με το αντίστοιχο IGBT πυριτίου.

Η κατασκευή ενός τύπου-η IGBT από Si ξεκινούσε από ένα τύπου-ρ υπόστρωμα. Αυτού του είδους τα υποστρώματα είναι διαθέσιμα και σε SiC, αλλά η αντίστασή τους είναι σημαντικά μεγάλη με αποτέλεσμα να μην είναι δυνατή η χρήση αυτών των στοιχείων σε εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος [10]. Παράλληλα, το IGBT έχει ένα στρώμα οξειδίου στο σύστημα πύλης, όπως συμβαίνει και στο MOSFET, με αποτέλεσμα να έχουμε υψηλής αντίστασης κανάλι.

Για του λόγους που αναφέρθηκαν προηγουμένως, η εμπορική διαθεσιμότητα των υψηλής τάσης IGBTs SiC δεν είναι ακόμα εφικτή, ενώ οι επιστήμονες που μελετούν τα συγκεκριμένα θέματα υποστηρίζουν ότι για την εμπορική εισαγωγή του SiC IGBT απαιτούνται τουλάχιστον πέντε ίσως και δέκα ακόμη χρόνια. Παρόλα αυτά, υποστηρίζεται ότι ακόμα και αν κατασκευαστούν στο μέλλον υψηλής τάσης SiC IGBTs, δεν είναι προφανές ότι θα έχουμε χαμηλής ισχύος απώλειες όπως συμβαίνει με τα υψηλής τάσης SiC JFETs που θα αναφερθούν στη συνέχεια.

<u>Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET).</u>

Σε σύγκριση με όλους τους διαθέσιμους ημιαγωγούς Καρβιδίου του πυριτίου, το SiC JFET είναι το πιο αξιόπιστο και παρουσιάζει τη μικρότερη αντίσταση αγωγής, την πιο κοντινή στο θεωρητικό όριο [11]. Τα SiC JFET χρησιμοποιούνται σε βιομηχανικές εφαρμογές όπου απαιτούνται υψηλές διακοπτικές συχνότητες με σκοπό τη μέγιστη ενεργειακή αποδοτικότητα. Σε τάσεις κυρίως μεγαλύτερες των 1000 V το SiC JFET μπορεί να υπερνικήσει στη λειτουργία το Si MOSFET λόγω της μικρότερης αντίστασης αγωγής αλλά και το Si IGBT λόγω της καλύτερης διακοπτικής συμπεριφοράς. Ταυτόχρονα, το υψηλό ρεύμα αγωγής σε συνδυασμό με το μικρό μέγεθος του στοιχείου οδηγεί σε μία σημαντικά δυναμική συμπεριφορά. Ωστόσο, τα SiC JFET υπό κανονικές συνθήκες βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής, γεγονός που απαιτεί ανάπτυξη ειδικών κυκλωμάτων οδήγησης και περαιτέρω προφυλάξεις ασφαλείας όπως θα δείξουμε περαιτέρω στη συνέχεια. Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό του JFET είναι ότι μπορεί να άγει και ανάστροφα, δηλαδή συμπεριφέρεται ως διακόπτης με αντιπαράλληλη δίοδο. Ωστόσο, ένα αρνητικό χαρακτηριστικό του SiC JFET είναι ότι λόγω των γρήγορων μεταβάσεων και των αρνητικών τάσεων υπάρχει πιθανότητα εμφάνισης υπερτάσεων.

Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφέρουμε ότι, είναι δυνατόν να τροποποιηθεί το SiC JFET έτσι ώστε να συμπεριφερθεί ως normally – off [10]. Ωστόσο, αυτό οδηγεί σε ορισμένα μειονεκτήματα σε σχέση με την ικανότητα ρεύματος αγωγής και την αντίσταση αγωγής, και μπορεί να οδηγήσει στη κατασκευή ενός πολύ στενού καναλιού γεγονός το οποίο παρουσιάζει αρκετές δυσκολίες. Συνεπώς, το normally – off SiC JFET φαίνεται να είναι ακόμη λιγότερο πιθανό να γίνει μια βιώσιμη μακροπρόθεσμη λύση στα ηλεκτρονικά ισχύος, παρόλο που είναι διαθέσιμο σήμερα στη αγορά.

Οι πρώτες απόπειρες να σχεδιάσει και να κατασκευάσει SiC ένα JFET έγιναν στις αρχές της δεκαετίας του 1990, όταν τα κύρια θέματα έρευνας είχαν να κάνουν με το σχεδιασμό και την βελτιστοποίηση υψηλής ισχύος και υψηλής συχνότητας SiC στοιχείων [12]. Κατά την διάρκεια της τελευταίας δεκαετίας, η βελτίωση στο υλικό του SiC και η ανάπτυξη 3-in και 4-in wafers συνέβαλαν στην κατασκευή των σύγχρονων SiC JFET που συναντάμε ακόμα και σήμερα. Γύρω στο 2005 ήταν που έκαναν στην αγορά τα πρώτα πρωτότυπα δείγματα SiC JFETs από διάφορες εταιρίες, ενώ αυτή την στιγμή τα Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου καρβιδίου του πυριτίου λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων που έχουν και της πιο ώριμης συμπεριφοράς που παρουσιάζουν σε σχέση με τα υπόλοιπα SiC στοιχεία, έχουν εδραιωθεί στην αγορά.

Περισσότερα για τα SiC JFET θα αναφερθούν σε επόμενο κεφάλαιο καθώς αυτό το είδος του ημιαγωγού καρβιδίου του πυριτίου είναι το επίκεντρο της συγκεκριμένης εργασίας.

SiC JFET – Si MOSFET Cascode.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως το JFET είναι από την φύση του Normally – On στοιχείο που σημαίνει ότι το στοιχείο άγει αν δεν εφαρμοστεί κάποια τάση στην πύλη του. Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό αποτελεί σημαντικό μειονέκτημα σε πολλές εφαρμογές, όπου ένα ξαφνικό λάθος στον έλεγχο του διακόπτη μπορεί να φέρει σε αγωγή τον διακόπτη και κατά συνέπεια να προκύψει βραχυκύκλωμα. Για το συγκεκριμένο λόγο τα Si JFET θεωρούνται ακατάλληλα σε πολλές εφαρμογές και δεν χρησιμοποιούνται. Η εμφάνιση όμως των SiC JFETs και των πολλών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν σε σχέση με του υπόλοιπους ημιαγωγικούς διακόπτες οδήγησε στη χρήση του Cascode σχηματισμού προκειμένου να ξεπεραστεί η Normally – On συμπεριφορά του [13].

Ο σχηματισμός Cascode αποτελείται από ένα χαμηλής τάσης SiC MOSFET συνδεδεμένο εν σειρά με το υψηλής τάσης SiC JFET όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4. Ο έλεγχος του JFET πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας το MOSFET. Όταν το MOSFET είναι σε κατάσταση αποκοπής τότε η τάση μεταξύ υποδοχής – πηγής του αυξάνει και εφαρμόζεται ως αρνητική πόλωση στην πύλη του JFET με αποτέλεσμα να το JFET να οδηγείται σε κατάσταση αποκοπής και να μπλοκάρει όλη την τάση που του εφαρμόζεται στα άκρα του.



Σχήμα 2.4: SiC JFET – Si MOSFET Cascode

Ωστόσο η χρήση του SiC JFET – Si MOSFET Cascode περιορίζει τις δυνατότητες που είχε το SiC JFET από μόνο του και συνήθως δεν προτιμάται. Πιο συγκεκριμένα υπάρχει περιορισμός της μέγιστης θερμοκρασίας λειτουργίας του Cascode λόγω της παρουσίας του Si MOSFET, και επίσης αυξάνονται οι απώλειες αγωγής καθώς πλέον στην κατάσταση αγωγής άγουν δύο διακόπτες σε σειρά.

Στην μαζική παραγωγή SiC ημιαγωγών οι διάφοροι κατασκευαστές ημιαγωγών προσφέρουν τα τελευταία χρόνια SiC Schottky Barrier Δίοδοι, SiC MOSFETs, SiC JFETs και SiC BJTs με διάφορα χαρακτηριστικά.

Στη συνέχεια στον παρακάτω Πίνακα 2.2 γίνεται μια επισκόπηση των διαθέσιμων ημιαγώγιμων στοιχείων καρβιδίου του πυριτίου από τις διάφορες εταιρίες ημιαγωγών που υπάρχουν διαθέσιμοι στην αγορά καθώς και τα χαρακτηριστικά, τους έτσι ώστε να γίνει μία σύγκριση με τα ενεργά διακοπτικά στοιχεία πυριτίου υψηλής ισχύος που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα.

Πίνακας 2.2: Διαθέσιμα ημιαγωγικά στοιχεία Καρβιδίου του Πυριτίου από τις							
διάφορες εταιρίες ημιαγωγών.							
Κατασκευαστής	Είδος Ημιαγωγού	Χαρακτηριστικά					
	Schottky Diode (JBS)	600V up to 20A TO-220,					
		650V up to 10A TO-220,					
		1.2 kV up to 20A TO-220,					
CREE [14]		1.2 kV up to 54A TO-247,					
		1.7 kV up to 25A TO-247					
	MOSFET	1.2 kV/24A TO-247					
		1.2 kV/42A TO-247					
	Schottky diode (JBS)	600 V up to 16 A TO-220 real 2pin,					
Infineon [15]		600 V up to 12 A TO-220 DPAK (TO-					
		252),					
		1.2 kV up to 15A TO-220 real 2pin,					
Semisouth [16]	Schottky Diode (JBS)	1.2 kV up to 10A TO-220,					
		1.2 kV up to 30A TO-247					
		1.2 kV up to 10A TO-252 DPAK					
	VJFET (normally – off)	1.2 kV/ 100/63mΩ TO-247,					
		1.7 kV/ 550mΩ TO-247					
	VJFET (normally – on)	650 V 55mΩ TO-220					
		1.2 kV/ 45/85/340mΩ TO-247					
		1.7 kV/ 1400mΩ TO-247					
		1.7 kV/ 1400mΩ TO-263					
TranSiC [17]	Bipolar junction	1.2 kV/6A and 20A,					
	transistor	1.2 kV/6A and 20A					
Rohm [18]	Schottky diode (JBS)	600 V up to 20A TO-220,					
		600 V up to 40A TO-257,					
		1.2 kV up to 20A TO-257					
	SIC MOSFET	1.2 kV/35A TO-247					
Powerex [19]	MOSFET	1.2 kV/100A module					
	Hybrid Si/SiC IGBT Modules	1.2 kV/100A module					

2.6 Σύγκριση Ημιαγωγικών Στοιχείων Καρβιδίου του Πυριτίου με αντίστοιχα Στοιχεία Πυριτίου

Με βάση όλα τα παραπάνω κρίνεται σκόπιμη η σύγκριση των πιο εξελιγμένων και βελτιστοποιημένων συσκευών ισχύος από Si με τις πιο καινοτόμες από SiC. Πιο συγκεκριμένα στο παρακάτω Σχήμα 2.5 φαίνεται η σύγκριση στοιχείων από Si και αντίστοιχων στοιχείων από SiC ως προς την τάση αποκοπής και την ειδική αντίσταση αγωγής [20].



Σχήμα 2.5 Σύγκριση ημιαγωγικών στοιχείων από Si και από SiC, ως προς την τάση αποκοπής και την ειδική αντίσταση αγωγής [20]

Όπως βλέπουμε και στο σχήμα, οι συσκευές SiC μπορούν να επιτύχουν μεγάλες τάσεις αποκοπής με αρκετά μικρότερη αντίσταση αγωγής ακόμα και από τα πιο εξελιγμένα ημιαγωγικά στοιχεία πυριτίου.

Στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία θα χρησιμοποιηθούν Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου από καρβίδιο του πυριτίου (SiC JFET) εξαιτίας της σταθερής συμπεριφοράς τους και των πολλών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν εν συγκρίσει με τα υπόλοιπα ημιαγωγικά στοιχεία όπως αναφέραμε σε προηγούμενη παράγραφο. Πιο συγκεκριμένα, θα χρησιμοποιήσουμε το Normally – On, SJDP120R085 SiC JFET και το Normally – Off, SJEP120R100 SiC JFET της Semisouth Laboratories τα οποία και τα δύο παρουσιάζουν τάση αποκοπής 1200 V. Με βάση το παραπάνω σχήμα Σχήμα 2.5 φαίνεται η υπεροχή των SiC JFET σε συγκριση με τα αντίστοιχα τρανζίστορ από Si, καθώς παρατηρούμε ότι δεν υπάρχουν Si CoolMOS τρανζίστορ τα οποία να μπορούν να αποκόψουν τέτοια τάση ενώ τα αντίστοιχα Si IGBT 2^{ης} και 3^{ης} γενιάς τα οποία έχουν τη δυνατότητα αποκοπής τέτοια τάσης, παρουσιάζουν μεγαλύτερη ειδική αντίσταση αγωγής και επομένως μεγαλύτερες απώλειες.

Περισσότερα σχετικά με τα Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου και ειδικότερα για τα Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου από Καρβίδιο του Πυριτίου για την δομή τους, τον τρόπο λειτουργίας τους και τα χαρακτηριστικά τους αναφέρονται σε επόμενο κεφάλαιο.

Βιβλιογραφία 2^{ου} Κεφαλαίου

- [1] Silicon: http://en.wikipedia.org/wiki/Silicon
- [2] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Ηλεκτρονικά ισχύος", Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2012.
- [3] Steffen Bernet, "Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No. 6, November 2000
- [4] Daniel Aggeler, "Bidirectional Galvanically Isolated 25 kW 50 kHz 5 kV/700V Si-SiC SuperCascode/Si-IGBT DC-DC Converter", ETH Zurich 2010
- [5] Silicon carbide http://en.wikipedia.org/wiki/Silicon_carbide
- [6] P. G. Neudeck, "SiC Technology," The VLSI Handbook, The Electrical Engineering Handbook Series, W.-K. Chen, Ed. Boca Raton, Florida: CRC Press and IEEE Press, 2000
- [7] Stephen E. Saddow, Anant Agarwal, "Advances in Silicon Carbide Processing and Applications", Artech House, Inc.
- [8] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, B. Wrzecionko, and J.W. Kolar, "SiC vs Si Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Power Electronics Converter Systems by SiC Power Semiconductors", Power Electronic Systems Labaratory, ETH Zurich.
- [9] B. Jayant Baliga, "Silicon Carbide Power Devices", World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2005
- [10] D.A. Marckx, "Breakthrough in Power Electronics from SiC", National Renewable Energy Labaratory, 2005
- [11] Dethard Peters, "SiC Power Devices for Industrial Inverters", SiCED Electronics Development GmbH & Co. KG
- [12] Jacek Rabkowski, Dimosthenis Peftitsis and Hans-Peter Nee, "Silicon Carbide Power Transistors", IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE, June 2012

- [13] Kazuaki Mino, Simon Herold, and J. W. Kolar, "A Gate Drive Circuit for Silicon Carbide JFET", Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE
- [14] Cree Inc. http://www.cree.com
- [15] Infineon Technologies http://www.infineon.com
- [16] Semisouth Laboratories http://semisouth.com
- [17] TranSiC http://www.transic.com
- [18] Rohm Semiconductor http://www.rohm.com
- [19] Powerex http://www.pwrx.com
- [20] Peter Zacharias, "Perspectives of SiC Power Devices in Highly Efficient Renewable Energy Conversion Systems", Institut fuer Solare Energieversorgungstechnik e. V., Germany

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET) – SiC JFET

3.1 Εισαγωγή

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο, αρχικά γίνεται αναφορά στα Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET) και στον τρόπο λειτουργίας του πάνω στο οποίο βασίζεται και η λειτουργία των SiC JFETs. Στη συνέχεια γίνεται διαφοροποίηση των Normally – On και Normally – Off JFETs ενώ γίνεται μια μικρή περιγραφή των SiC JFETs και των χαρακτηριστικών του. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στο χαρακτηριστικό της ανάστροφης αγωγής ρεύματος των συγκεκριμένων ημιαγωγικών στοιχείων, απουσίας εγγενώς σώματος διόδου, το οποίο και είναι αποκλειστικό χαρακτηριστικό των συγκεκριμένων στοιχείων. Ταυτόχρονα, παρουσιάζεται το ηλεκτρικό ισοδύναμο μοντέλο ενός JFET ενώ τέλος γίνεται αναφορά των παραμέτρων του JFET Μοντέλου σύμφωνα με τις οποίες θα γίνει η μοντελοποίηση του Normally – On και Normally – Off SiC JFETs.

3.2 Αρχές λειτουργίας του Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET)

Όπως γνωρίζουμε υπάρχουν δύο διαφορετικά είδη Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET) [1]: το JFET τύπου-Ν και το JFET τύπου-Ρ, τα οποία αναφέρονται στην πολικότητα των φορέων φορτίου πλειονότητας στο κανάλι του ημιαγωγού το οποίο συνδέει τον ακροδέκτη της υποδοχής (D) του JFET με τον ακροδέκτη της πηγής (S). Στο παρακάτω Σχήμα 3.1 φαίνεται η απλοποιημένη δομή ενός τύπου-Ν JFET. Η περιοχή τύπου-Ν είναι το κανάλι και οι περιοχές τύπου-Ρ, που είναι ηλεκτρικά συνδεδεμένες μεταξύ τους, συνιστούν την πύλη του στοιχείου. Δεδομένου ότι το κανάλι του Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET) σχηματίζεται από υλικό μόνο μίας πολικότητας, η αντίστασή του εξαρτάται από την γεωμετρία του αγώγιμου όγκου και την αγωγιμότητα του υλικού που έχει από την φύση του. Η λειτουργία του στοιχείου βασίζεται στην ανάστροφη πόλωση της ένωσης PN ανάμεσα στην πύλη και στο κανάλι. Πράγματι, η ανάστροφη πόλωση αυτής της ένωσης είναι που ελέγχει το πλάτος του καναλιού και κατά συνέπεια το ρεύμα που ρέει από την υποδοχή στην πηγή όπως θα δούμε στη συνέχεια.



Σχήμα 3.1 Η βασική δομή του JFET n-καναλιού

Είναι προφανές ότι σε ένα JFET Ρ-καναλιού αναστρέφονται οι πολικότητες. Δηλαδή, το κανάλι θα είναι τύπου-Ρ και οι περιοχές της πύλης θα είναι τύπου-Ν. Στο Σχήμα 3.2 φαίνονται τα κυκλωματικά σύμβολα του Ν-καναλιού JFET και του Ρκαναλιού JFET αντίστοιχα.



Σχήμα 3.2 Κυκλωματικό σύμβολό για το JFET n-καναλιού και αντίστοιχα για το JFET pκαναλιού.

Το JFET ισχύος, έχει δύο καταστάσεις λειτουργίας [1],[2]: την κατάσταση αγωγής, και την κατάσταση αποκοπής.

Στην κατάσταση αγωγής το JFET συμπεριφέρεται σαν αντίσταση της οποία η τιμή ελέγχεται από την τάση πύλης-πηγής V_{GS} . Καθώς αλλάζει η τιμή της V_{GS} έχουμε ως αποτέλεσμα την αύξηση ή την μείωση των περιοχών απογύμνωσης και κατ' επέκταση μεταβολή της αντίστασης αγωγής. Αν θεωρήσουμε ότι η πύλη και η πηγή είναι βραχυκυκλωμένες ($V_{GS} = 0$), τότε αν εφαρμόσουμε μία θετική τάση στην υποδοχή ($V_{DS} > 0$) τότε ανάμεσα στην πηγή S και την υποδοχή D ρέει ένα ρεύμα μέσω μίας αντίστασης αγωγής που ονομάζεται ρεύμα υποδοχής I_D . Πολύ σημαντική παρατήρηση σε αυτό το σημείο είναι ότι το JFET άγει για μηδενική V_{GS} , δηλαδή είναι Normally – On . Όσο η V_{DS} αυξάνεται, το ρεύμα I_D αυξάνεται, και όσο η V_{DS} διατηρεί μικρή τιμή αλλά μη-μηδενική, οι περιοχές απογύμνωσης έχουν

Το μεγαλύτερο μέρος της πτώσης τάσεως πηγής-υποδοχής εμφανίζεται κατά μήκος της υψηλής αντίστασης στο λεπτό κανάλι κοντά στις περιοχές απογύμνωσης. Αυξάνοντας λοιπόν την V_{DS} ταυτόχρονα αυξάνονται τα πλάτη των περιοχών απογύμνωσης, τα οποία έτσι εισχωρούν περισσότερο μέσα στο κανάλι με αποτέλεσμα να αυξάνεται βαθμιαία και η αντίσταση αγωγής που σημαίνει ότι έχουμε μεγαλύτερη πτώση τάσης κατά μήκος της διαδρομής του ρεύματος. Επομένως το ρεύμα υποδοχής δεν αυξάνεται γραμμικά με την V_{DS} αλλά η αύξησή του υστερεί σε σχέση με τη γραμμική αύξηση.

Καθώς η V_{DS} συνεχίζει να αυξάνεται, οι περιοχές απογύμνωσης εκτείνονται όλο και περισσότερο μέσα στο κανάλι μέχρι το σημείο όπου το κανάλι στραγγαλίζεται στη μεριά της υποδοχής, με αποτέλεσμα το ρεύμα αγωγής να μην μπορεί να αυξηθεί περισσότερο με περαιτέρω αύξηση της V_{DS} .

Σε αυτή την περίπτωση λέμε ότι έχουμε ρεύμα κόρου ενώ η τάση V_{DS} στην οποία παρουσιάζεται αυτό το φαινόμενο ονομάζεται τάση κόρου V_p και ισούται με την ελάχιστη ανάστροφη πόλωση των ενώσεων p^+n που απαιτείται προκειμένου να αγγίζουν οι ενώσεις την άκρη της υποδοχής. Εφόσον, όμως, η πραγματική τάση των ενώσεων p^+n στην υποδοχή είναι V_{DG} , ο στραγγαλισμός θα συμβεί όταν:

$$V_{DG} \ge -V_p \quad (3.1)$$

Στην περίπτωση που εξετάζουμε, η πύλη με την πηγή είναι βραχυκυκλωμένες, $V_{GS} = 0$ και επομένως $V_{DG} = V_{DS}$, επομένως ο στραγγαλισμός τελικά συμβαίνει όταν $V_{DS} \ge -V_p$.

Στη λειτουργία αποκοπής, το κανάλι θεωρείται κλειστό και έχουμε μηδενικό ρεύμα αγωγής. Πιο συγκεκριμένα, όπως αναφέραμε προηγουμένως, εφαρμόζοντας αρνητική τάση V_{GS} , οι επαφές *pn* μεταξύ πύλης και καναλιού πολώνονται ανάστροφα, με αποτέλεσμα οι περιοχές απογύμνωσης να επεκτείνονται μέσα στο κανάλι με συνέπεια να στενεύει το κανάλι και να μειώνεται το ρεύμα που ρέει μέσα από το JFET για δεδομένη V_{GS} . Η παρουσία τάσης V_{GS} , θα έχει ως αποτέλεσμα ο στραγγαλισμός να πραγματοποιείται όταν

$$V_{DS,sat} \ge V_{GS} - V_p \quad (3.2)$$

Η εφαρμογή, λοιπόν, τάσης πύλης-πηγής V_{GS} ίσης ή μικρότερης τιμής από την τάση κατωφλίου $V_{th} = V_p$ έχει ως αποτέλεσμα οι περιοχές απογύμνωσης να εφάπτονται σε ολόκληρο το μήκος του διαύλου, και να μην διαρρέεται ρεύμα.

Συνοπτικά, περιγραφή της λειτουργίας του JFET που αναφέρθηκε προηγουμένως μπορεί να αναπαρασταθεί και γραφικά από τις χαρακτηριστικές αγωγής ενός JFET όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 3.3 [3].



Σχήμα 3.3: Αριστερά: Η Χαρακτηριστική $I_{DS} - V_{GS}$ στον κορεσμό. Δεξιά: Χαρακτηριστικές ορθής πόλωσης του JFET τρανζίστορ [3]

Από τις χαρακτηριστικές αγωγής ενός JFET όπως φαίνεται παραπάνω Σχήμα 3.3, προκύπτει εύκολα η εξάρτηση του ρεύματος αγωγής I_D από την τάση V_{DS} , έχοντας ως βασική παράμετρο την τάση V_{GS} .

Οι χαρακτηριστικές αγωγής έχουνε μορφή τριόδου, επειδή μοιάζουν με τις χαρακτηριστικές Ι-V των τριόδων λυχνιών κενού [4]. Όπως φαίνεται υπάρχει η γραμμική ή ωμική περιοχή για μικρές V_{DS} , όπου η εξάρτηση του I_{DS} από την V_{DS} είναι σχεδόν γραμμική (μωβ περιοχή). Η κλίση σ' αυτό το κομμάτι των χαρακτηριστικών ορίζει την αντίσταση κατά την αγωγή της συσκευής, R_{on} . Με αύξηση της V_{DS} , αυτή η αντίσταση σιγά-σιγά αυξάνεται (δεν έχουμε καθαρά γραμμική η σχέση $I_{DS} - V_{DS}$) κι οι χαρακτηριστικές φτάνουν τελικά σε ένα γόνατο, στο οποίο ορίζεται η τάση κόρου $V_{DS_{sat}}$. Πλέον, γίνεται ο στραγγαλισμός του καναλιού όπως αναφέραμε και πριν, και το ρεύμα γίνεται ανεξάρτητο της V_{DS} , δηλαδή μπαίνουμε στην περιοχή κόρου.

Ταυτόχρονα φαίνεται ότι η V_{GS} ουσιαστικά ελέγχει το άνοιγμα του καναλιού. Όσο πιο αρνητική γίνεται η V_{GS} , τόσο πιο μικρό το επίπεδο ρεύματος κόρου που επιτυγχάνεται όπως κι επίσης τόσο πιο μεγάλη η R_{on} , καθώς στη γραμμική περιοχή η αντίσταση αγωγής είναι αντιστρόφως ανάλογη της κλίσης της ευθείας $\kappa\lambda$ ίση = $\frac{1}{R_{on}}$. Στην τάση κατωφλίου V_t δεν θα υπάρχει ρεύμα αγωγής για οποιαδήποτε τιμή της V_{DS} . Σημειώνεται ότι, αν η τάση V_{GS} μειωθεί αρκετά και ξεπεράσει την τάση κατάρρευσης (V_{br}) τότε ένα μεγάλο ρεύμα πύλης θα διαπεράσει μέσω της πύλης του JFET με αποτέλεσμα την καταστροφή του στοιχείου.

Μια εξίσου σημαντική παρατήρηση είναι το γεγονός ότι, αν η τάση V_{GS} αυξάνεται από αρνητική σε θετική τότε το JFET συμπεριφέρεται ως μια ορθά πολωμένη δίοδος αυξάνοντας περισσότερο το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης, και συνεπώς μειώνοντας την αντίσταση αγωγής.

3.3 Σχηματική Απεικόνιση Λειτουργίας ενός JFET

Συνοψίζοντας τα όσο αναφέρθηκαν προηγουμένως, στη συνέχεια θα γίνεται μια σχηματική απεικόνιση της λειτουργίας ενός JFET n-καναλιού [2]. Στην περιγραφή της λειτουργίας ενός συνήθους JFET που όπως αναφέρθηκε, όταν έχουμε $V_{GS} = 0$ τότε με την εφαρμογή θετικής τάσης $-V_p \ge V_{DS} > 0$ θα ρέει και ένα θετικό ρεύμα υποδοχής I_D , όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4 :



Σχήμα 3.4: Η πύλη και η πηγή είναι βραχυκυκλωμένες ($V_{GS} = 0$) και η V_{DS} είναι μικρή.

Περαιτέρω αύξηση της V_{DS} θα έχει ως αποτέλεσμα τα πλάτη των περιοχών απογύμνωσης να εισχωρήσουν περισσότερο μέσα στο κανάλι και έχουν ως συνέπεια την περαιτέρω μείωση του πάχους του καναλιού στην περιοχή κοντά στην υποδοχή. Καθώς η V_{DS} συνεχίζει να αυξάνει κάποιο σημείο, $-V_p \leq V_{DS}$, οι δύο περιοχές απογύμνωσης θα συναντηθούν στο μέρος του καναλιού κοντά στην υποδοχή, Σχήμα 3.5, και ως αποτέλεσμα θα έχουμε τον κορεσμό του ρεύματος υποδοχής.



Σχήμα 3.5: Η V_{DS} είναι μεγάλη ($V_{DS} > -V_P$) και έτσι στραγγαλίζεται μέρος του καναλιού

Εφαρμόζοντας αρνητική τάση V_{GS}, οι περιοχές απογύμνωσης να επεκτείνονται μέσα στο κανάλι με συνέπεια να μειώνεται το ρεύμα που ρέει όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6.



Σχήμα 3.6: Η εφαρμογή αρνητικής $V_{GS} > V_P$ έχει ως αποτέλεσμα το στένεμα του καναλιού

Τέλος, εφαρμόζοντας τάση $V_{GS} \leq V_p$ οι περιοχές απογύμνωσης να εφάπτονται σε ολόκληρο το μήκος του διαύλου και έχουμε μηδενικό ρεύμα υποδοχής όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7.



Σχήμα 3.7: Η εφαρμογή αρνητικής $V_{GS} \leq V_P$ έχει ως αποτέλεσμα τα στρώματα απογύμνωσης να καλύπτουν όλο το κανάλι

3.4 Διαχωρισμός σε Depletion Mode και Enhancement Mode JFETs

Ένας ακόμα διαχωρισμός για τα Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (JFET) που έχει να κάνει με την κατασκευή τους είναι ο διαχωρισμός σε JFET απογύμνωσης (Depletion Mode) και σε JFET πύκνωσης (Enhancement Mode) [5]. Τα JFET απογύμνωσης είναι Normally-On, δηλαδή αν η τάση πύλης-πηγής που εφαρμόσουμε είναι μηδενική $V_{GS} = 0$ και ταυτόχρονα εφαρμόσουμε μία θετική τάση υποδοχής-πηγής $V_{DS} > 0$ τότε από το κανάλι θα ρέει ένα ρεύμα που ονομάζεται ρεύμα υποδοχής I_D . Στην αντίθετη περίπτωση τα JFET πύκνωσης (Enhancement Mode) είναι Normally-Off, δηλαδή απαιτείται μία θετική τάση πύληςπηγής $V_{GS} > 0$ προκειμένου για θετική τάση υποδοχής-πηγής $V_{DS} > 0$ να έχουμε αγωγή ρεύματος υποδοχής.

Κατασκευαστικά, δεν υπάρχουν διαφορές ανάμεσα σε Depletion Mode και Enhancement Mode JFETs όσον αφορά τη δομή τους. Αυτή η ιδιότητα κατά την κατάσταση ηρεμίας του τρανζίστορ τροποποιείται ανάλογα με το πλάτος του καναλιού και τη συγκέντρωση της νόθευσης.

Η τιμή της τάσης κατωφλίου V_{th} που αναφέραμε προηγουμένως είναι κατασκευαστικό χαρακτηριστικό, επομένως ένα JFET απογύμνωσης (Depletion Mode) έχει αρνητική τιμή ενώ ένα JFET πύκνωσης (Enhancement Mode) έχει θετική τιμή. Η τιμή της τάσης κατωφλίου V_{th} επηρεάζεται από την θερμοκρασία λειτουργίας του στοιχείου, ειδικότερα με την αύξηση της θερμοκρασία η τιμή της τάσης κατωφλίου V_{th}

3.5 Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου Καρβιδίου του Πυριτίου Κάθετης Δομής (SiC JFET)

Σχεδόν όλα τα SiC JFETs που υπάρχουν μέχρι σήμερα χρησιμοποιούν τη συσκευή κάθετη δομή [6]. Ο λόγος είναι για να εκμεταλλευτεί στο έπακρον η περιοχή ολίσθησης η οποία έχει την κύρια συνεισφορά στην αντίσταση αγωγής. Ταυτόχρονα μέσω αυτή της δομής τα SiC JFET ισχύος είναι ικανά να αποκόπτουν μεγάλες τάσεις κατά την κατάσταση αποκοπής, καθώς επίσης και να μπορούν να διαχειριστούν μεγάλες πυκνότητες ρεύματος. Πρακτικά μέσω αυτής της δομής, οι περιοχές πηγής (Source) και υποδοχής (Drain) βρίσκονται απέναντι η μία απ' την άλλη, και ειδικότερα το ηλεκτρόδιο της πηγής τοποθετείται στην πάνω επιφάνεια του στοιχείου και το ηλεκτρόδιο υποδοχής στην κάτω μεριά όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 3.8. Με αυτό το τρόπο το η περιοχή ολίσθησης θα εκτείνεται σε όλο το εύρος του στοιχείου επιτυγχάνοντας μεγάλες τάσεις αποκοπής, το ρεύμα

Στην παρούσα εργασία θα μελετήσουμε τις δυνατότητες και τη συμπεριφορά των SiC JFETs της εταιρίας Semisouth Laboratories τα οποία έκαναν την εμφάνισή τους στην αγορά το 2008. Τα συγκεκριμένα SiC JFET βασίζονται στη δομή Vertical Trench (VTJFET) και μπορούν να είναι είτε Normally-On (Depletion-Mode VTJFET – DMVTJFET) είτε Normally-Off (Enhancement-Mode VTJFET – EMVTJFET) [7]. Στο παρακάτω Σχήμα 3.8 φαίνεται η τομή της βασικής δομής ενός 4H-SiC Vertical Trench JFET.



Σχήμα 3.8: Η τομή της βασική δομής ενός 4-Η SiC Vertical JFET.

Τα 4H-SiC VJFETs της Semisouth Laboratories [8], τα οποία θα μελετήσουμε στην παρούσα εργασία είναι κατασκευασμένα πάνω σε n^+ υποστρώματα με επιταξιακή ανάπτυξη τύπου-Ν στρώματος μετακίνησης και καναλιού όπως φαίνεται παραπάνω. Στη συνέχεια χαράσσονται ορύγματα για το τον σχηματισμό των περιοχών πηγής και πύλης. Αυτές οι n^+ περιοχές πηγής ονομάζονται οροπέδιο πηγής.

Το ύψος και το πλάτος των οροπεδίων, όπως και το πλάτος των ορυγμάτων είναι σημαντικές παράμετροι για τη λειτουργική συμπεριφορά του VJFET που θέλει να επιτευχθεί, αφού έχουν να κάνουν άμεσα με τη διαμόρφωση του καναλιού. Μεγάλο πλάτος οροπεδίου θα πει πιο πλατύ κανάλι, ενώ το μικρό πλάτος ορύγματος μεταφράζεται σε μεγαλύτερη πυκνότητα καναλιών.

Στη συνέχεια στο εσωτερικό των ορυγμάτων εμφυτεύεται Al έτσι ώστε να σχηματιστούν οι του τύπου-P πύλες. Το διάστημα μεταξύ των πυλών αποτελεί βεβαίως την περιοχή του κάθετου καναλιού Οι αυλακώσεις στη συνέχεια γεμίζονται με οξείδιο *SiO*₂, και ακολούθως σχηματίζονται οι ωμικές επαφές με αυτόευθυγραμμίσιμη επεξεργασία. Έπειτα κάθε στοιχείο τοποθετείται σε TO257 συσκευασία για δοκιμή πριν βγει στο εμπόριο.

Αποτέλεσμα αυτής της σχεδίασης κάθετης δομής, όπως αναφέραμε και προηγουμένως, είναι το ρεύμα να μη ρέει πλευρικά, αλλά κάθετα στο στοιχείο με αποτέλεσμα να επιτυγχάνονται πολύ υψηλές πυκνότητες ρεύματος. Ο μοναδικός αυτός σχεδιασμός, σε συνδυασμό με τον ακριβή έλεγχο της τιμής της τάσης κατωφλίου στο στοιχείο επέτρεψε τη δημιουργία Normally-On JFETs που απαιτούν χαμηλή αρνητική πόλωση για αποκοπή καθώς και Normally-Off JFETs που δεν απαιτούν καμία αρνητική πόλωση για την πλήρη αποκοπή, όπως και αναφέρθηκε ανωτέρω.

3.6 Χαρακτηριστικά του SiC Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (SiC JFET)

Το Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου από Καρβίδιο του Πυριτίου (SiC VJFET) της Semisouth Laboratories, σύμφωνα με την [9], είναι ένα μονοπολικό τρανζίστορ ισχύος ευρέως διακένου το οποίο έχει βελτιστοποιηθεί για χρήση σε υψηλές τάσεις, υψηλές ισχες και υψηλές συχνότητες εφαρμογές διαχείρισης ενέργειας. Λόγω των ανώτερων ιδιοτήτων του υλικού του ημιαγωγού SiC, που έχουν προαναφερθεί, τα συγκεκριμένα ημιαγώγιμα στοιχεία της εταιρίας παρουσιάζουν εξαιρετική συμπεριφορά τόσο σε εφαρμογές hard-switching όσο και σε εφαρμογές soft-switching. Οι συγκεκριμένοι αγωγοί στόχο έχουν αντικαταστήσουν τα MOSFETs και IGBTs που χρησιμοποιούνται μέχρι σήμερα στην πλειοψηφία των εφαρμογών. Τα συγκεκριμένα στοιχεία παρουσιάζουν αρκετά πλεονεκτήματα απόδοσης σε σχέση με τους υπόλοιπους ημιαγωγούς.

- Απουσία ρεύματος ουράς: Δεν υπάρχει ρεύμα ουράς κατά τη μεταγωγή σε σβέση του διακόπτη επιτρέποντας με αυτό τον τρόπο μικρότερες απώλειες μεταγωγής και πρακτικά υψηλότερες διακοπτικές συχνότητες.
- Χαμηλή αντίσταση αγωγής: Εξαιτίας του SiC υλικού οι συγκεκριμένοι ημιαγωγοί της Semisouth Laboratories παρουσιάζουν τη μικρότερη αντίσταση αγωγής μεταξύ όλων των υπολοίπων ημιαγώγιμων διακοπτών της ίδιας κλάσης των 1200V. Επομένως, έχουμε μειωμένες απώλειες αγωγής και υψηλότερη αποδοτικότητα.
- Χαμηλή εγγενώς χωρητικότητα: Οι μικρότερες χωρητικότητες του στοιχείου έχουν ως αποτέλεσμα μειωμένες απαιτήσεις φορτίου πύλης και επομένως είναι δυνατή η χρήση των συγκεκριμένων ημιαγωγών σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων.
- Απουσία εγγενούς σώματος διόδου: Ένα αρνητικό χαρακτηριστικό της συγκεκριμένης δομής του SiC Τρανζίστορ Ένωσης Επίδρασης Πεδίου (VTJFET) είναι η απουσία εγγενούς σώματος διόδου σε σχέση με άλλα SiC VJFET άλλων εταιριών που είναι βασισμένα σε άλλη δομή. Ωστόσο, όπως θα φανεί στην επομένη ενότητα τα συγκεκριμένα SiC JFET έχουν τη δυνατότητα ανάστροφης αγωγής.
- Θετικός θερμοκρασιακός συντελεστής: Ο θετικός θερμοκρασιακός
 συντελεστής επιτρέπει τον εύκολο παραλληλισμό πολλαπλών στοιχείων
 χωρίς ανησυχίες για ασύμμετρη κατανομή ρεύματος ή θερμική διαφυγή.

3.7 Λειτουργία Ανάστροφης Αγωγής Ρεύματος του SiC JFET

Μια αξιοσημείωτη διαφορά στη δομή των συγκεκριμένων SiC VJFET σε σύγκριση με τα συνήθη MOSFET υψηλής τάσης και άλλων JFET διαφορετικής δομής (LCJFET, DGVTJFET) [7] είναι η απουσία ενός εγγενούς σώματος διόδου πηγής – υποδοχής. Ωστόσο όπως φαίνεται από τις [10] και [11], τα συγκεκριμένα SiC JFETs της Semisouth Laboratories έχουν τη δυνατότητα ανάστροφης αγωγής. Ειδικότερα, τα συγκεκριμένα στοιχεία έχουν την ιδιότητα ανάστροφης αγωγής ρεύματος τόσο ενώ βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής καθώς και όταν βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής καθώς και όταν βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής. Η συγκεκριμένη οριακή τιμή τότε υπάρχει αγωγή αρνητικού ρεύματος υποδοχής. Η συγκεκριμένη οριακή τιμή εξαρτάται από την τιμή της τάσης V_{GS} και της τάσης κορεσμού V_p .

Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό των SiC JFETs όπως αναφέραμε δεν οφείλεται στην παρουσία εγγενούς σώματος διόδου μεταξύ πηγής – υποδοχής

καθώς όπως προκύπτει από το Σχήμα 3.8 όπου φαίνεται η τομή της βασικής δομής ενός 4-Η SiC Vertical JFET δεν υπάρχει καμία ένωση pn μεταξύ πηγής και υποδοχής.

Προκειμένου να εξηγηθεί η συγκεκριμένη λειτουργία του JFET θα χρησιμοποιηθεί η απλοποιημένη δομή ενός τύπου-Ν JFET όπως αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 3.1 σε προηγούμενη ενότητα.

Κατά τη λειτουργία αγωγής, η εφαρμοζόμενη τάση V_{GS} είναι υψηλότερη από την τάση κατωφλίου του JFET, επομένως η περιοχή απογύμνωσης δεν εκτείνεται σε όλο το πλάτος του καναλιού. Σε αυτή την κατάσταση, το συγκεκριμένο JFET από κατασκευής του έχει τη δυνατότητα αμφίδρομης αγωγής ρεύματος. Συνεπώς, στην κατάσταση αγωγής, είναι δυνατή η ανάστροφη αγωγή ρεύματος, εκμεταλλευόμενοι τη χαμηλή αντίσταση αγωγής του στοιχείου.

Όταν το JFET βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, η τάση πύλης βρίσκεται σε αρνητικότερο δυναμικό σε σχέση με την πηγή, που αποτελεί σημείο αναφοράς. Καθώς η τάση V_{DS} οδηγείται σταδιακά στα αρνητικά, όταν γίνει μεγαλύτερη κατά απόλυτη τιμή από την οριακή τιμή της διαφοράς $V_{GS} - V_p$ τότε θα υπάρξει ανάποδη αγωγή ρεύματος υποδοχής.

Αυτό συμβαίνει γιατί στην περίπτωση εφαρμογής αρνητικής τάσης V_{DS} αλλάζει ουσιαστικά η τάση ελέγχου του στοιχείου. Πιο συγκεκριμένα, ο τρόπος λειτουργίας του στοιχείου καθορίζεται από την τιμή της V_{GD} και όχι από την V_{GS} που ίσχυε πρότινος. Συνεπώς, η τιμή της τάσης V_{DG} θα αποτελεί την τάση ελέγχου της λειτουργίας του JFET και σε συνέχεια των όσων αναφέρθηκαν προηγουμένως όταν:

$$V_{DG} < -V_p \Rightarrow V_{DS} - V_{GS} < -V_p \Rightarrow V_{DS} < V_{GS} - V_p \Rightarrow (3.3)$$

τότε η ένωση pn μεταξύ πύλης – υποδοχής πολώνεται ορθά, οι περιοχές απογύμνωσης αρχίζουν να υποχωρούν και το κανάλι αρχίζει πάλι την αγωγή αλλά με αρνητικό ρεύμα όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 3.9.





Κατά τη λειτουργία ανάστροφης αγωγής, σύμφωνα με το ισοδύναμο κύκλωμα του JFET που φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 3.10 η εφαρμογή αρνητικής τάσης V_{DS} ενδέχεται σε κάποιο σημείο να πολώσει ορθά την δίοδο D_{GD} και ως εκ τούτου ένα πολύ υψηλό ρεύμα πύλης θα παρέχεται από το κύκλωμα οδήγησης ακολουθώντας τη I-V χαρακτηριστική καμπύλη της διόδου. Δεδομένου ότι το κύκλωμα οδήγησης του στοιχείου είναι ικανό να παρέχει το απαιτούμενο ρεύμα πύλης, θα μπορούσε κανείς να ισχυριστεί ότι δεν θα υπάρχει ρεύμα κορεσμού καθώς η τάση πύλης V_{GD} θα είναι υψηλότερη από την τάση κατωφλίου του JFET, με αποτέλεσμα η περιοχή απογύμνωσης να μην εκτείνεται σε όλο το πλάτος του καναλιού εμποδίζοντας το κλείσιμό του. Ωστόσο, η αξιοπιστία και η ακεραιότητα του συστήματος μπαίνουν σε κίνδυνο δεδομένου ότι ένα μεγάλο ρεύμα πύλης μπορεί να καταστρέψει το διακόπτη ισχύος. Για αυτό το λόγο πρέπει να υπάρχει περιορισμός του ρεύματος πύλης μέσω κάποιου μηχανισμού για την προστασία του στοιχείου και συνεπώς στην πράξη θα υπάρχει κορεσμός του ρεύματος του στοιχείου κάποιου μηχανισμού για την προστασία του στοιχείου και συνεπώς στην πράξη θα υπάρχει κορεσμός του ρεύματος του στοιχείου και συνεπώς στην πράξη θα υπάρχει κορεσμός του ρεύματος του στοιχείου.

Ο τρόπος λειτουργίας του JFET στη συγκεκριμένη κατάσταση μπορεί να θεωρηθεί ότι μοιάζει με την περίπτωση όπου το JFET είναι στο κορεσμό με $V_{DS} > 0$, ωστόσο στη συγκεκριμένη περίπτωση οι περιοχές απογύμνωσης θα υποχωρούν από τη μεριά της υποδοχής. Όσο μικρότερη γίνεται η V_{DS} τόσο μεγαλύτερο μέρος του καναλιού απογυμνώνεται με αποτέλεσμα να μειώνεται η αντίσταση αγωγής του JFET. Συνεπώς, η χρήση του SiC JFET σε αντίστροφη λειτουργία, θα είναι δυνατή η ροή ρεύματος τιμής ίσης με την ονομαστική ορθής λειτουργίας χωρίς διαρροή μεγάλης τιμής ρεύματος μέσω της διόδου πύλης – υποδοχής [11]. Ωστόσο, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.10 στην περίπτωση όπου η δίοδος D_{GD} πολώνεται ορθά έχει ως αποτέλεσμα το δυναμικό της πύλης να γίνει πολύ αρνητικό και να οδηγήσει τη δίοδο D_{GS} σε κατάρρευση με αποτέλεσμα η πύλη του στοιχείου να διαρρέεται από πολύ μεγάλη τιμή ρεύματος, το οποίο πιθανότατα θα καταστρέψει τον ημιαγωγό. Συνεπώς, η λειτουργία ανάστροφης αγωγής των στοιχείων δεν πρέπει να πραγματοποιείται σε πολύ υψηλές τάσεις V_{DS} για την προστασία και ομαλή λειτουργία του ημιαγωγικού διακόπτη.

Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό των SiC JFETs είναι άλλο ένα σημαντικό πλεονέκτημα των συγκεκριμένων ημιαγωγών σε σύγκριση με τους υπόλοιπους, καθώς ο χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης (reverse recovery time) είναι συγκρίσιμος με άλλους ημιαγωγούς και επομένως έχει λογική η χρήση των συγκεκριμένων ημιαγωγών για ανάστροφη λειτουργία [10].

Ωστόσο όπως φαίνεται από την [10] και όπως θα δείξουμε στο επόμενο κεφάλαιο η πτώση τάσης που παρουσιάζουν τα SiC JFETs στα άκρα τους μεταξύ υποδοχής και πηγής δεν είναι σταθερή και εξαρτάται τόσο από την τάση αποκοπής V_{GS} που εφαρμόζεται όσο και από την αρνητική τάση V_{DS} που εφαρμόζουμε στα άκρα του JFET. Σε γενικές γραμμές, δεδομένου ότι δεν υπάρχει ανάγκη για μια πρόσθετη δίοδος ελεύθερης διέλευσης που θα οδηγούσε σε πρόσθετο όγκο και το κόστος το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα των SiC JFETS. Παρόλα αυτά, λόγω της σχετικά υψηλής πτώσης τάσης στα άκρα του στοιχείου σε στη συγκεκριμένη λειτουργία, η διάρκεια αυτής της κατάστασης, θα πρέπει να περιορίζεται σε τυπικά πολύ μικρά διαστήματα και για γρήγορα συστήματα μετατροπέων. Επομένως, σε πολλές εφαρμογές λόγω τον υψηλών απωλειών που παρουσιάζει η ανάστροφη αγωγή ρεύματος των SiC JFET [11], κρίνεται σκόπιμο η χρήση εξωτερική αντιπαράλληλης διόδου.

3.8 Ηλεκτρικό Κύκλωμα Μοντελοποίησης των SiC JFETs

Στο παρακάτω Σχήμα 3.10 φαίνεται το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός SiC JFET το οποίο χρησιμοποιείται ευρέως για την ανάλυση της λειτουργίας του και για τη δημιουργία μοντέλων προς προσομοίωση [9],[12].

Πιο συγκεκριμένα, το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα ενός JFET αποτελείται από διόδους πύλης-πηγής και πύλης-υποδοχής μαζί με τις αντίστοιχες χωρητικότητες επαφής. Πιο συγκεκριμένα, παρόμοια με τα BJT, η ένωση πύλης – πηγής και πύλης – υποδοχής θεωρούνται ως p-n δίοδοι. Ταυτόχρονα, όμοια με ένα MOSFET, οι χωρητικότητες πύλης – πηγής, πύλης – υποδοχής και υποδοχής – πηγής συμπεριφέρονται σαν μη-γραμμικές χωρητικότητες, οι οποίες εξαρτώνται αντίστοιχα από τις τάσεις V_{GS} , V_{GD} και V_{DS} . Αυτές οι τρεις χωρητικότητες ορίζουν τη διακοπτική συμπεριφορά του στοιχείου, με πιο σημαντική ίσως την C_{GD} , η οποία αναφέρεται κι ως χωρητικότητα Miller.



Σχήμα 3.10: Κυκλωματικό μοντέλο ενός SiC JFET

Οι ωμικές επαφές των ακροδεκτών της πηγής και της πύλης του JFET μοντελοποιούνται από δύο γραμμικές αντιστάσεις, τις R_G και R_S . Η αντίσταση R_D στον ακροδέκτη της υποδοχής μοντελοποιεί την αντίσταση που παρουσιάζει η περιοχή ολίσθησης.

Το συγκεκριμένο SiC JFET δεν έχει p-n ένωση μεταξύ υποδοχής και πηγής και κατά συνέπεια δεν έχει εγγενή σώμα διόδου όπως αναφέραμε και προηγουμένως.

Η πηγή ρεύματος I_D αντιπροσωπεύει το ρεύμα υποδοχής που δίνει το JFET το οποίο περιγράφεται από την ακόλουθη σχέση [1]:

$$I_{D} = \begin{cases} 0, & \gamma \iota \alpha V_{GS} - V_{th} \leq 0 \\ I_{DSS} \cdot \left[2 \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{th}} \right) \left(\frac{V_{DS}}{-V_{th}} \right) - \left(\frac{V_{DS}}{V_{th}} \right)^{2} \right] & \gamma \iota \alpha V_{DS} \leq V_{GS} - V_{th} \\ I_{DSS} \cdot \left(1 + \lambda V_{DS} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{th}} \right)^{2} & \gamma \iota \alpha \ 0 \leq V_{GS} - V_{th} \leq V_{DS} \end{cases}$$
(3.4)

Η τιμή του ρεύματος υποδοχής I_{DSS} περιγράφει το όριο μεταξύ των δύο της τριόδου και του κορεσμού και συνήθως δίνεται από τις κατασκευαστικές εταιρίες των ημιαγωγών

Προκειμένου να εξαχθεί το ισοδύναμο μοντέλο προσομοιώσεων του SiC JFET είναι απαραίτητος ο υπολογισμός ορισμένων παραμέτρων. Πιο συγκεκριμένα οι παράμετροι που απαιτούνται παρουσιάζονται συνολικά στον παρακάτω Πίνακα 3.1.

	Πίνακας 3.1: Παράμετροι JFET Μοντέλου [12]	
Name	Parameter	Units
VTO	Threshold Voltage (V_{th})	V
BETA	Transconductance Parameter (eta)	AV^{-2}
LAMDA	Channel Length Modulation Parameter (λ)	V^{-1}
RD	Drain Ohmic Resistance	Ohm
RS	Source Ohmic Resistance	Ohm
IS	Gate Junction Saturation Current	А
CGS	Zero-bias G-S Junction Capacitance	F
CGD	Zero-bias G-D Junction Capacitance	F
РВ	Gate Junction Potential	V
М	Junction Grading Coefficient	-
KF	Flicker-noise Coefficient	-
AF	Flicker-noise exponent	-
FC	Coefficient for Forward-bias Depletion Capacitance	-
	Formula	
TNOM	Parameter Measurement Temperature	°C
XTI	IS Temperature Coefficient	-
VTOTC	Threshold Voltage Temperature Coefficient	V°C ⁻¹
BETATC	Transconductance Exponential Temperature Coefficient	°C ⁻¹

Η τάση κατωφλίου (VTO), η παράμετρος διαμόρφωσης διαγωγιμότητας (BETA), η διαμόρφωση του μήκους του καναλιού (LAMDA), η ωμική αντίσταση υποδοχής (RD), η ωμική αντίσταση πηγής (RS), και το ρεύμα κόρου ένωσης πύλης (IS) μπορούν να εξαχθούν από τις στατικές χαρακτηριστικές του στοιχείου σε θερμοκρασία δωματίου [12].

Πιο συγκεκριμένα, από τη χαρακτηριστική μεταφοράς ενός JFET, φαίνεται η εξάρτηση δηλαδή του ρεύματος υποδοχής I_{DS} από την τάση πύλης V_{GS} όταν το στοιχείο βρίσκεται στον κόρο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.11.



Σχήμα 3.11: Η μορφή της Χαρακτηριστικ
ή I_D-V_{GS} στον κορεσμό για ένα JFET

Μέσω αυτής της χαρακτηριστικής μεταφοράς μπορούν εύκολα να εξαχθούν τόσο η διαγωγιμότητα (BETA) όσο και η τάση κατωφλίου (VTO) του JFET. Ειδικότερα, όπως φαίνεται και από το παραπάνω Σχήμα 3.11 η κλίση της χαρακτηριστικής $I_D - V_{GS}$ μεταφοράς ισούται με $\beta^{0,5}$ ενώ η τάση κατωφλίου V_{th} ορίζεται ως η τιμή της V_{GS} για την οποία το ρεύμα I_D οριακά μηδενίζεται.

Στη συνέχεια στο παρακάτω Σχήμα 3.12 παρουσιάζεται η DC χχαρακτηριστικής ενός JFET.



Σχήμα 3.12: Η μορφή της DC χαρακτηριστικής $I_D - V_{DS}$ για ένα JFET

Η διαμόρφωση του μήκους καναλιού λ εξάγεται από αυτή τη μικρή κλίση που παρουσιάζουν οι DC χαρακτηριστικές στην περιοχή κόρου, πιο συγκεκριμένα ορίζεται το κέρδος αγωγιμότητας εξόδου [12], για το οποίο ισχύει:

$$g_{D,sat} = \frac{dI_D}{dV_{DS}} \cong \lambda I_D \quad (3.5)$$

Οι θερμοκρασιακοί συντελεστές του JFET είναι ιδιαιτέρως απαραίτητοι για τη σωστή λειτουργία του στοιχείου σε υψηλές θερμοκρασίες καθώς όπως φαίνεται από τις [12],[13], καθώς η αύξηση της θερμοκρασίας μεταβάλλει τη συμπεριφορά του στοιχείου. Ειδικότερα, η αύξηση της θερμοκρασίας επηρεάζει τις DC χαρακτηριστικές μεταφοράς, καθώς παρατηρείται μείωση του ρεύματος υποδοχής, με αποτέλεσμα να τροποποιείται η τιμή της διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού ενώ ταυτόχρονα η κλίση του ευθύγραμμου τμήματος της χαρακτηριστικής $I_D - V_{GS}$ μεταφοράς μειώνεται, με αποτέλεσμα να μειώνεται η διαγωγιμότητα β. Παράλληλα, με την αύξηση της θερμοκρασίας στο στοιχείο παρατηρείται μείωση της τάσης κατωφλίου, δηλαδή ολίσθηση προς πιο αρνητικές τιμές.

Οι σημαντικότεροι από αυτούς τους συντελεστές είναι ο θερμοκρασιακός συντελεστής του ρεύματος κορεσμού της πύλης ΧΤΙ, ο θερμοκρασιακός συντελεστής της τάσης κατωφλίου VTOTC και ο εκθετικός θερμοκρασιακός συντελεστής της διαγωγιμότητας BETATCE. Αυτές οι παράμετροι μπορούν να εξαχθούν εύκολα από θερμοκρασιακά εξαρτώμενες μετρήσεις. Πιο συγκεκριμένα, η τάση κατωφλίου V_{TO} επηρεάζεται από την θερμοκρασία μέσω της ακόλουθης σχέσης [12]:

$$V_{TO}(T_2) = V_{TO}(T_1) + VTOTC(T_2 - T_1) \quad (3.7)$$

Επομένως, η παράμετρος VTOTC μπορεί να εξαχθεί από την καμπύλη της τάσης κατωφλίου συναρτήσει της θερμοκρασίας.

Ο εκθετικός θερμοκρασιακός συντελεστής της διαγωγιμότητας BETATCE, καθορίζει το όριο του ρεύματος κορεσμού που μπορεί να επιτευχθεί σε δεδομένη θερμοκρασία και μπορεί να εκφραστεί μέσω της ακόλουθης σχέσης [12]:

$$\beta(T_2) = \beta(T_1) 10, 1^{BETACTE(T_2 - T_1)}$$
(3.8)

Αντίστοιχα, λοιπόν, η παράμετρος ΒΕΤΑCTΕ μπορεί να εξαχθεί από μία παρόμοια καμπύλη της διαγωγιμότητας συναρτήσει της θερμοκρασίας.

Προκειμένου, να πραγματοποιηθεί η μοντελοποίηση του JFET και για την AC λειτουργία του και να διαπιστωθεί η διακοπτική του συμπεριφορά, απαιτείται ο προσδιορισμός των χωρητικοτήτων του JFET.

Οι χωρητικότητες που υπάρχουν σε ένα JFET είναι μερικών εκατοντάδων pF και είναι όλες τους μεταβλητές και εξαρτώμενες από τάση. Ειδικότερα σε ένα JFET υπάρχουν [14]:

Η χωρητικότητα εισόδου:

$$C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD} \quad (3.9)$$

Η χωρητικότητα εξόδου:

 $C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD} \quad (3.10)$

Η χωρητικότητα ανάστροφης μεταφοράς :
 $C_{RSS} = C_{GD}$ (.8)

Οι ίδιες χωρητικότητες υπάρχουν και στα MOSFETs με τη διαφορά ότι στο JFET η C_{DS} θεωρείται αμελητέα καθώς είναι εκατοντάδες φορές μικρότερη από τις C_{GS} και C_{GD} , για αυτό το λόγω μπορεί και να αμεληθεί. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να ισχύει:

$$C_{RSS} \cong C_{OSS} \quad (3.11)$$

Το μεγαλύτερο μέρος των διακοπτικών χρόνων του JFET προέρχεται από το χρόνο που χρειάζεται για να φορτιστεί και να εκφορτιστεί η C_{GD} και συνεπώς η συγκεκριμένη χωρητικότητα ορίζει κατά κύριο λόγο τη μεταβατική συμπεριφορά του στοιχείου. Η χωρητικότητα C_{GD} , ή χωρητικότητα Miller όπως αλλιώς ονομάζεται, είναι η κύρια αιτία αλληλεπίδρασης μεταξύ πύλης και υποδοχής, προκαλώντας συζευγμένο θόρυβο κατά τη διακοπτική λειτουργία. Η χωρητικότητα πύλης – υποδοχής C_{GD} περιγράφεται από την σχέση:

$$C_{GD} = \begin{cases} CGD \cdot \left(1 - \frac{V_{GD}}{PB}\right)^{-M} & V_{GD} \le FC \cdot PB \\ CGD \cdot (1 - FC)^{-(1+M)} \cdot \left(1 - FC(1+M) + M\frac{V_{GD}}{PB}\right) & V_{GD} > FC \cdot PB \end{cases}$$
(3.12)

Αντίστοιχα, η χωρητικότητα πύλης – πηγής C_{GS} περιγράφεται από την σχέση:

$$C_{GS} = \begin{cases} CGS \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{PB}\right)^{-M} & V_{GS} \le FC \cdot PB \\ CGS \cdot (1 - FC)^{-(1+M)} \cdot \left(1 - FC(1+M) + M\frac{V_{GS}}{PB}\right) & V_{GS} > FC \cdot PB \end{cases}$$
(3.13)

Όπου, CGD η χωρητικότητα πύλης – υποδοχής μηδενικής πόλωσης, CGS η χωρητικότητα πύλης – πηγής μηδενικής πόλωσης, FC ο συντελεστής χωρητικότητας απογύμνωσης θετικής πόλωσης, PB η πτώση τάσης της ένωσης p-n της πύλης και M ο συντελεστής κλιμάκωσης της ένωσης p-n της πύλης.

Εκτός των εσωτερικών παραμέτρων του στοιχείου, τα παρασιτικά στοιχεία του JFET δεν είναι αμελητέα [12]. Αν λάβουμε υπόψη μας τις εξωτερικές αυτεπαγωγές και χωρητικότητες λόγω πακεταρίσματος και καλωδίων των κυκλωμάτων, το συσκευασμένο JFET μπορεί να μοντελοποιηθεί από ένα JFET με τις παραμέτρους που αναφέρθηκαν προηγουμένως σε σειρά με μία εξωτερική αυτεπαγωγή L_S και αυτά παράλληλα με μία χωρητικότητα C_P όπως φαίνεται στο παρακάτω **Σχήμα 3.13**.



Σχήμα 3.13: Μοντέλο συσκευασμένου SiC JFET

Η αυτεπαγωγή L_S παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στην διακοπτική συμπεριφορά του στοιχείου, και η ακριβής της τιμή μπορεί να εξαχθεί από το ρεύμα ανόδου κατά την έναυση του στοιχείου.

Βιβλιογραφία 3^{ου} Κεφαλαίου

- [1] Adel S. Sedra-Kenneth C. Smith, Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα, Τόμος Α' Εκδόσεις παπασωτηρίου, Αθήνα 1994.
- [2] S. O. Kasap, Αρχές ηλεκτρονικών υλικών και διατάξεων, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα 2004.
- [3] JFET http://en.wikipedia.org/wiki/JFET
- [4] Ned Mohan, Tore A. Undeland, William P. Robbins, Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος, 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010
- [5] Zhiyang Chen, Alexander Grekov, Ruiyun Fu, Enrico Santi, Jerry Hudgins, Alan Mantooth, David Sheridan, Jeff Casady, "Vertical SiC JFET model with unified description of linear and saturation operating regions", 2009
- [6] Ashot Melkonyan, "High Efficiency Power Supply using new SiC Devices", Kassel University Press, 2007
- [7] Jacek Rabkowski, Dimosthenis Peftitsis and Hans-Peter Nee, "Silicon Carbide Power Transistors", IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE, June 2012
- [8] J. N. Merrett, W. A. Draper, J.R.B. Casady, J. B. Casady, I. Sankin, R. Kelley, "Silicon Carbide Vertical Junction Field Effect Transistors Operated at Junction Temperatures Exceeding 300° C", SemiSouth Laboratories Inc
- [9] "Silicon Carbide Enhancement-Mode Junction Field Effect Transistor and Recommendations for Use", Application Note AN-SS1, SemiSouth Laboratories Inc
- [10] Shillington R., Gaynor, P., Harrison, M., Heffernan, B., "Applications of Silicon Carbide JFETs in Power Converters", Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2010 20th Australasian
- [11] David C. Sheridan, Kiran Chatty, Vladomyr Bondarenko, and Jeffrey B. Casady, "Reverse Conduction Properties of Vertical SiC Trench JFETs", Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2012 24th International Symposium on

- [12] Yi Wang, Callaway J. Cass, T. Paul Chow, Fred Wang, Dushan Boroyevich, "SPICE Model of SiC JFETs for Circuit Simulations", Computers in Power Electronics, 2006. COMPEL '06. IEEE Workshops on
- [13] T. Funaki, A. S. Kashyap, H. A. Mantooth, J. C. Balda, F. D. Barlow, T. Kimoto and T. Hikihara, "Characterization of SiC JFET for Temperature Dependent Device Modeling", Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE
- [14] Κωνσταντίνος Δ. Γεωργόπουλος, "Ημιαγωγικοί διακόπτες-JFETs καρβιδίου πυριτίου", Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Ιούνιος 2012

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. Μοντέλα Προσομοίωσης των SiC JFETs – Χαρακτηριστικές Καμπύλες Εξόδου

4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί αρχικά θα εξαχθούν τα μοντέλα προσομοιώσεων για τα SiC της Semisouth Laboratories με βάση τα όσα αναφέρθηκαν προηγουμένως στην Ενότητα 3.4. Ειδικότερα, θα κατασκευαστούν τα μοντέλα τόσο του Normally-On (Depletion-Mode VTJFET – DMVTJFET) SJDP120R085 όσο και του Normally-Off (Enhancement-Mode VTJFET – EMVTJFET) SJEP120R100 με την χρήση του Model Editor του προγράμματος Orcad PSpice. Ο υπολογισμός των παραμέτρων γίνεται μέσω προσαρμογής καμπυλών (Curve Fitting), δηλαδή το πρόγραμμα υπολογίζει τις τιμές των παραμέτρων ώστε οι χαρακτηριστικές εξόδου των JFET να ταυτίζονται με αυτές που δίνονται στα αντίστοιχα φύλλα δεδομένων.

Στη συνέχεια, έχοντας εξάγει τις τιμές των παραμέτρων για τα SiC JFETs θα σχεδιαστούν οι DC χαρακτηριστικές εξόδου τους και θα συγκριθούν με αυτές των φύλλων δεδομένου προκειμένου να γίνει αξιολόγηση της αξιοπιστίας των μοντέλων. Τέλος, γίνεται μια αξιολόγηση των μοντέλων όσο αναφορά την θερμοκρασιακή τους εξάρτηση.

4.2 Normally – On SJDP120R085 SiC JFET

4.2.1 Εξαγωγή Μοντέλου Προσομοίωσης του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET

Μέσω της διαδικασίας που περιγράφηκε στην Ενότητα 3.4 και με την βοήθεια της λειτουργίας προσαρμογής καμπυλών του Model Editor του Orcad PSpice, στον παρακάτω Πίνακα 4.1 συνοψίζονται όλες οι βασικές τιμές των παραμέτρων του μοντέλου του Normally - On SJDP120R085 SiC JFET όπως προέκυψαν από το φύλλο δεδομένων του συγκεκριμένου του στοιχείου [1].

Στη συνέχεια, θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο του Normally - On SJDP120R085 SiC JFET που εξάχθηκε στο Model Editor του Orcad PSpice προκειμένου να εξαχθούν οι χαρακτηριστικές εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ και θα συγκριθούν με τις αντίστοιχες των φύλλων δεδομένων προκειμένου να αξιολογηθεί η αξιοπιστία του μοντέλου.

Πίνακα 4.1: Εξαχθέντες Παράμετροι Μοντέλου του Normally - On SJDP120R085 SiC						
JFET						
Παράμετρος Μοντέλου	Τιμή	Παράμετρος Μοντέλου	Τιμή			
VTO	-5.4069	CGD	$9.7 \cdot 10^{-10}$			
BETA	2.743	CGS	$5.8 \cdot 10^{-10}$			
LAMDA	0.014173	М	0.59			
IS	10 ⁻¹⁴	PB	2,5			
N	3.526	FC	0,5			
ISR	0	ХТІ	86			
NR	1	KF	10^{-18}			
ALPHA	10^{-6}	AF	1			
VK	2000	BETACTE	-1,6			
RD	0.02	VTOTC	-0.02			
RS	0.02	L _S	10 ⁻⁹			
		C _P	$5 \cdot 10^{-11}$			

Στο **Σχήμα 4.1** φαίνεται το κύκλωμα του PSpice που χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να εξαχθούν οι καμπύλες εξόδου. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα θεωρείται σαν παράμετρος η τάση V_{GS}.



Σχήμα 4.1: Κύκλωμα DC-προσομοιώσεων.

Προκειμένου εξεταστεί και η θερμοκρασιακή εξάρτηση του στοιχείου θα εξαχθούν οι χαρακτηριστικές εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ για τρεις διαφορετικές παραμέτρους θερμοκρασίας και θα συγκριθούνε με τις αντίστοιχες των φύλλων δεδομένων. Ειδικότερα, για $T = 25^{\circ}C$, $T = 100^{\circ}C$ και $T = 150^{\circ}C$.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται παρακάτω στα Σχήματα 4.2, 4.4 και 4.6 ενώ αντίστοιχα οι χαρακτηριστικές εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ των φύλλων δεδομένων [1] φαίνονται στα Σχήματα 4.3, 4.5 και 4.7



Σχήμα 4.2: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ μοντέλου προσομοίωσης, για $T = 25^\circ C$



Σχήμα 4.3: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ φύλλων δεδομένων [1], για $T=25^\circ C$



Σχήμα 4.4: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ μοντέλου προσομοίωσης, για $T = 100^\circ C$



Σχήμα 4.5: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ φύλλων δεδομένων [1], για $T = 100^{\circ}C$


Σχήμα 4.6: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ μοντέλου προσομοίωσης, για $T = 150^\circ C$



Σχήμα 4.7: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ φύλλων δεδομένων [1], για $T = 100^\circ C$

Τέλος, στο Σχήμα 4.8 φαίνεται η χαρακτηριστική $I_D - V_{GS}$ στον κορεσμό για $V_{DS} = 5 V$ και $T = 25^{\circ}C$ όπως προέκυψε από το μοντέλο προσομοίωσης ενώ στο Σχήμα 4.9 φαίνεται η αντίστοιχη χαρακτηριστική από τα των φύλλα δεδομένων του στοιχείου [1].



Σχήμα 4.8: Χαρακτηριστική μεταφοράς $I_D - V_{GS}$ μοντέλου προσομοίωσης στον κορεσμό, για $V_{DS} = 5 V$ και $T = 25^{\circ}C$



Σχήμα 4.9: Χαρακτηριστική μεταφοράς $I_D - V_{GS}$ μοντέλου προσομοίωσης στον κορεσμό φύλλων δεδομένων [1], για $V_{DS} = 5 V$ και $T = 25^{\circ}C$

Με βάση τα παραπάνω διαγράμματα, φαίνεται ότι το μοντέλου προσομοίωσης του SJDP120R085 SiC JFET είναι αρκετά αξιόπιστο για όλες τις θερμοκρασίες λειτουργίας και φαίνεται ότι η συμπεριφορά του μοντέλου προσομοίωσης ταυτίζεται με αυτή του πραγματικού στοιχείου και συνεπώς δεν κρίνεται σκόπιμο, στα πλαίσια της παρούσης διπλωματικής, η σχεδίαση ενός μοντέλου προσομοίωσης μεγαλύτερης ακρίβειας καθώς δεν αποτελεί κύριο αντικείμενο απασχόλησης.

4.2.2 Ανάστροφη Λειτουργία του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά του SJDP120R085 SiC JFET σε λειτουργία ανάστροφης αγωγής ρεύματος. Πιο συγκεκριμένα όπως αναφέραμε και στην Ενότητα 3.3 του προηγούμενου κεφαλαίου το συγκεκριμένο SiC JFET λόγω κατασκευής έχει τη δυνατότητα αγωγής ανάστροφου ρεύματος. Δηλαδή αν το στοιχείο βρίσκεται σε αποκοπή και εφαρμοστεί μία αρνητική τάση $V_{DS} < 0$ μικρότερη από μία συγκεκριμένη οριακή τιμή τότε θα υπάρχει αγωγή αρνητικού ρεύματος υποδοχής. Ειδικότερα, η οριακή τιμή της V_{DS} για την οποία το JFET θα αρχίσει να άγει όπως δείξαμε θα είναι:

$$V_{DS} < V_{GS} - V_p$$

Με βάση το μοντέλο προσομοίωσης του SJDP120R085 SiC JFET, στο κύκλωμα του Σχήματος 4.1 εφαρμόζουμε αρνητική τάση V_{DS} και για διάφορες τιμές του V_{GS} και τα αποτελέσματα που προκύπτουν φαίνονται στο παρακάτω Σχήμα 4.10.



Σχήμα 4.10: Χαρακτηριστική $I_{DS} - V_{DS}$ ανάστροφης αγωγής μοντέλου προσομοίωσης για $T = 25^{\circ}C$

Με βάση το παραπάνω Σχήμα 4.10 επαληθεύεται πρώτα από όλα η ανάστροφη αγωγή αρνητικής τάσης V_{DS} για $V_{GS} = 0$ λόγο Normally – On κατασκευής του στοιχείου. Ταυτόχρονα, επαληθεύεται η σχέση $V_{DS} < V_{GS} - V_p$. Όπου για παράδειγμα γνωρίζοντας ότι $V_p \cong -5.5V$ όταν εφαρμόζεται $V_{GS} = -14V$ τότε το SiC JFET αρχίζει να άγει ανάστροφα για $V_{DS} < 8,5V$.

Όπως είναι φυσικό η αύξηση της θερμοκρασίας θα επηρεάσει την τιμή της τάσης κορεσμού V_p και επομένως και την κρίσιμη τιμή της V_{DS} για την οποία θα αρχίσει να άγει το SiC JFET όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 4.11.



Σχήμα 4.11: Χαρακτηριστική $I_{DS} - V_{DS}$ ανάστροφης αγωγής μοντέλου προσομοίωσης για $T = 100^{\circ}C$

Στη συνέχεια, θα υπολογιστεί η πτώση τάσης στα άκρα του SJDP120R085 SiC JFET με βάση το μοντέλο προσομοίωσης και το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.12, στο οποίο για διάφορες τιμές τη V_{GS} μειώνεται σταδιακά η V_{DS} μέχρι την αρνητική τιμή της ονομαστικής του στοιχείου και ταυτόχρονα υπάρχει και μία αντίσταση $R = 50 \Omega$ έτσι ώστε να περιορίζει την τιμή του ρεύματος και να μην ξεπεράσει τα 25A της ονομαστικής του τιμής.



Σχήμα 4.12: Κύκλωμα προσομοιώσεων ανάστροφης αγωγής.

Τα αποτελέσματα που εξάχθηκαν από το παραπάνω κύκλωμα προσομοιώσεων φαίνονται στο παρακάτω Σχήμα 4.13.



Σχήμα 4.13: Πτώση τάσης στα άκρα του SJDP120R085 κατά την λειτουργία ανάστροφη αγωγής για διάφορες τιμές του V_{GS} με βάση το μοντέλο προσομοίωσης στου 25°C

Όπως προκύπτει, λοιπόν, από το παραπάνω διάγραμμα η πτώση τάσης στα άκρα του στοιχείου επηρεάζεται τόσο από την τιμή της τάσης V_{GS} όσο και από την τιμή της τάσης V_{DS} που εφαρμόζεται στα άκρα του. Αυτό συμβαίνει καθώς όπως αναφέραμε και στην ενότητα Ενότητα 3.3 του προηγούμενου κεφαλαίου όσο μεγαλύτερη τιμή παίρνει η V_{DS} τόσο περισσότερο οι περιοχές απογύμνωσης αρχίζουν να υποχωρούν με αποτέλεσμα να μειώνεται η αντίσταση αγωγής και παρά της αύξηση του ρεύματος αγωγής η πτώση τάσης στα άκρα του στοιχείου παραμένει σχεδόν σταθερή. Ταυτόχρονα, και η τιμή της V_{GS} επηρεάζει την τιμή στα άκρα πηγής – υποδοχής του στοιχείου γιατί όσο πιο αρνητική τάση V_{GS} εφαρμόζουμε στο SiC JFET τόσο οι ενώσεις πύλης καναλιού πολώνονται ανάστροφα ακόμα περισσότερο με αποτέλεσμα το πλάτος των περιοχών απογύμνωσης να αυξάνεται ακόμα περισσότερο και να στενεύει το πλάτος του καναλιού.

Στη συνέχεια για όλα τα παραπάνω περιγραφόμενα έγινε προσπάθεια να επαληθευτούν και πειραματικά. Η διάταξη η οποία χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να ληφθούν οι πειραματικές μετρήσεις φαίνεται παρακάτω στο Σχήμα 4.14.



Σχήμα 4.14: Πειραματική διάταξη μετρήσεων ανάστροφης αγωγής του SiC JFET

Πιο συγκεκριμένα, η τάση V_{GS} παρέμενε σταθερή σε αρνητική τιμή έτσι ώστε το στοιχείο να βρίσκεται σε αποκοπή. Παράλληλα, μέσω μιας αντίστασης $R = 10\Omega$ μειωνόταν η τάση V_{DC} όλο και πιο πολύ προς τα αρνητικά ενώ ταυτόχρονα μετριόταν η τάση στα άκρα V_{DS} στα άκρα του στοιχείου καθώς και το ρεύμα υποδοχής I_D . Η ίδια διαδικασία επαναλήφθηκε για διάφορες αρνητικές τιμές της τάσης V_{GS} τέτοιες ώστε ώστε το στοιχείο να βρίσκεται σε αποκοπή.

Στα παρακάτω Σχήματα 4.15-4.17 φαίνεται το ρεύμα υποδοχής I_D και η τάση V_{DS} στα άκρα του στοιχείου για διάφορες τιμές της τάσης V_{DC} με σταθερή $V_{GS} = -15V$.



Σχήμα 4.15: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -6 V$ με σταθερή $V_{GS} = -15V$.



Σχήμα 4.16: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -9.5 V$ με σταθερή $V_{GS} = -15V$.



Σχήμα 4.17: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -20 V$ με σταθερή $V_{GS} = -15V$.

Αντίστοιχα, στα Σχήματα 4.18-4.20 φαίνεται το ρεύμα υποδοχής I_D και η τάση V_{DS} στα άκρα του στοιχείου για διάφορες τιμές της τάσης V_{DC} με σταθερή $V_{GS} = -20V$.



Σχήμα 4.18: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -6 V$ με σταθερή $V_{GS} = -20V$.



Σχήμα 4.19: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -12 V$ με σταθερή $V_{GS} = -20V$.



Σχήμα 4.20: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -20 V$ με σταθερή $V_{GS} = -20V$.

Συμπεραίνουμε, λοιπόν, και πειραματικά με βάση τα Σχήματα 4.15 – 4.16 και 4.18 – 4.19 η οριακή τιμή της V_{DS} για την οποία το JFET θα αρχίσει να άγει δεν είναι σταθερή αλλά εξαρτάται από την V_{GS} μέσω της σχέσης:

$$V_{DS} < V_{GS} - V_p$$

Ενώ, ταυτόχρονα από τα διαγράμματα στα Σχήματα 4.17 και 4.20 προκύπτει ότι η πτώση τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου παραμένει σταθερή ανεξαρτήτου της εφαρμοζόμενης τάσης V_{DC} αλλά μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή V_{GS} που εφαρμόζεται στην ένωση πύλης – πηγής. Καταλήγοντας, το Normally - On SJDP120R085 SiC JFET φαίνεται να έχει την δυνατότητα ανάστροφης αγωγής ωστόσο η πτώση τάσης στα άκρα του σε αυτή την περίπτωση είναι μεγάλη με αποτέλεσμα να έχει πολύ υψηλές απώλειες. Για αυτό το λόγο δεν συνίσταται η χρήση του στοιχείου κατά αυτό τον τρόπο αλλά προτιμάται η χρήση αντιπαράλληλων διόδων.

4.3 Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET

4.3.1 Εξαγωγή Μοντέλου Προσομοίωσης του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET

Αντίστοιχα, ακολουθώντας την ίδια διαδικασία με προηγουμένως και με την βοήθεια του της λειτουργίας προσαρμογής καμπυλών του Model Editor του Orcad PSpice, στον παρακάτω Πίνακα 4.2 συνοψίζονται όλες οι βασικές τιμές των παραμέτρων του μοντέλου του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET όπως προέκυψαν από το φύλλο δεδομένων του συγκεκριμένου του στοιχείου [2].

Πίνακα 4.2: Εξαχθέντες Παράμετροι Μοντέλου του Normally - Off SJEP120R100 SiC IFFT			
Παράμετρος Μοντέλου	Τιμή	Παράμετρος Μοντέλου	Τιμή
VTO	1.0718	CGD	$9.19 \cdot 10^{-10}$
BETA	27	CGS	$6.1 \cdot 10^{-10}$
LAMDA	0.005466	М	0.92
IS	10 ⁻¹⁴	PB	2.5
N	3.696	FC	0.5
ISR	0	XTI	86
NR	1	KF	10 ⁻¹⁸
ALPHA	10^{-6}	AF	1
VK	2000	BETACTE	-1.25
RD	0.06	VTOTC	-0.0022
RS	0.02	L _S	10 ⁻⁹
		C _P	$5 \cdot 10^{-11}$

Ομοίως, θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο του Normally - Off SJEP120R085 SiC JFET που εξάχθηκε στο Model Editor του Orcad PSpice προκειμένου να εξαχθούν οι χαρακτηριστικές εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ και θα συγκριθούν με τις αντίστοιχες των φύλλων δεδομένων προκειμένου να αξιολογηθεί η αξιοπιστία του μοντέλου.

Στο Σχήμα 4.21 φαίνεται το κύκλωμα του PSpice που χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να εξαχθούν οι καμπύλες εξόδου. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα θεωρείται σαν παράμετρος η τάση V_{GS}.



Σχήμα 4.21: Κύκλωμα DC-προσομοιώσεων.

Αντίστοιχα με το προηγούμενο μοντέλο, θα εξεταστεί και η θερμοκρασιακή εξάρτηση του στοιχείου και επομένως θα εξαχθούν οι χαρακτηριστικές εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ για τρεις διαφορετικές παραμέτρους θερμοκρασίας ώστε να συγκριθούν με τις αντίστοιχες των φύλλων δεδομένων. Ειδικότερα, για $T = 25^{\circ}C$, $T = 100^{\circ}C$ και $T = 150^{\circ}C$.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται παρακάτω στα Σχήματα 4.22, 4.24 και 4.26 ενώ αντίστοιχα οι χαρακτηριστικές εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ των φύλλων δεδομένων [1] φαίνονται στα Σχήματα 4.23, 4.25 και 4.27



Σχήμα 4.22: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ μοντέλου προσομοίωσης, για $T = 25^{\circ}C$



Σχήμα 4.23: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ φύλλων δεδομένων [2], για $T = 25^{\circ}C$



Σχήμα 4.24: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ μοντέλου προσομοίωσης, για $T = 100^\circ C$



Σχήμα 4.25: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ φύλλων δεδομένων [2], για $T = 100^\circ C$



Σχήμα 4.26: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ μοντέλου προσομοίωσης, για $T = 150^{\circ}C$



Σχήμα 4.27: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ φύλλων δεδομένων [2], για $T = 150^\circ C$

Τέλος, στο Σχήμα 4.28 φαίνεται η χαρακτηριστική $I_D - V_{GS}$ στον κορεσμό για $V_{DS} = 5 V$ και $T = 25^{\circ}C$ όπως προέκυψε από το μοντέλο προσομοίωσης ενώ στο Σχήμα 4.29 φαίνεται η αντίστοιχη χαρακτηριστική από τα φύλλα δεδομένων του στοιχείου [1].



Σχήμα 4.28: Χαρακτηριστική μεταφοράς $I_D - V_{GS}$ μοντέλου προσομοίωσης στον κορεσμό, για $V_{DS} = 5 V$ και $T = 25^{\circ}C$



Σχήμα 4.29: Χαρακτηριστική μεταφοράς $I_D - V_{GS}$ μοντέλου προσομοίωσης στον κορεσμό φύλλων δεδομένων [2], για $V_{DS} = 5 V$ και $T = 25^{\circ}C$

Αξιολογώντας αντίστοιχα και το μοντέλο προσομοίωσης του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET με βάση τα παραπάνω διαγράμματα φαίνεται ότι το μοντέλο είναι αρκετά αξιόπιστο για όλες τις θερμοκρασίες λειτουργίας ενώ η συμπεριφορά του μοντέλου προσομοίωσης ταυτίζεται με αυτή του πραγματικού στοιχείου. Συνεπώς δεν κρίνεται σκόπιμη η σχεδίαση ακριβέστερου μοντέλου στα πλαίσια της παρούσας εργασίας.

4.3.2 Ανάστροφη Λειτουργία του Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET

Αντίστοιχα, θα εξετάσουμε την συμπεριφορά του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET σε λειτουργία ανάστροφης αγωγής ρεύματος όπως κάναμε και προηγουμένως. Τα ίδια που ίσχυαν για το SJDP120R085 SiC JFET και ισχύουν και στην περίπτωση του Normally - Off SJEP120R100 με τη διαφορά ότι εφόσον έχουν διαφορετική τάση κορεσμού V_p η οριακή τιμή της V_{DS} για την οποία το JFET θα αρχίσει να άγει δεν θα είναι η ίδια αλλά θα δίνεται από την ίδια σχέση:

$$V_{DS} < V_{GS} - V_p$$

Με βάση το μοντέλο προσομοίωσης του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET, στο κύκλωμα του Σχήματος 4.21 εφαρμόζουμε αρνητική τάση V_{DS} και για διάφορες τιμές του V_{GS} και τα αποτελέσματα που προκύπτουν φαίνονται στο παρακάτω Σχήμα 4.30. Ενώ στη συνέχεια στο Σχήμα 4.31 φαίνεται η πτώση τάσης στα άκρα του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET στοιχείου για διάφορες τιμές της τάσης V_{GS} συναρτήσει της τάσης V_{DS} που εφαρμόζεται στα άκρα του με βάση το μοντέλο προσομοίωσης και ακολουθώντας την ίδια διαδικασία που ακολουθήσαμε για το Normally - On SJDP120R085 SiC JFET.



Σχήμα 4.30: Χαρακτηριστική $I_{DS} - V_{DS}$ ανάστροφης αγωγής μοντέλου προσομοίωσης για $T = 25^{\circ}C$



Σχήμα 4.31: Πτώση τάσης στα άκρα του SJEP120R100 κατά την λειτουργία ανάστροφη αγωγής για διάφορες τιμές του V_{GS} με βάση το μοντέλο προσομοίωσης στου 25°C

Όπως προκύπτει, λοιπόν, από το παραπάνω διάγραμμα και στην περίπτωση του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET η πτώση τάσης στα άκρα του στοιχείου επηρεάζεται τόσο από την τιμή της τάσης V_{GS} όσο και από την τιμή της τάσης V_{DS} που του εφαρμόζουμε στα άκρα του για του ίδιους λόγους που εξηγήσαμε και στο Normally - On SJDP120R085 SiC JFET, καθώς όπως είναι φυσικό οι δύο ημιαγωγικοί διακόπτες έχουν παρεμφερή δομή.

Αντίστοιχα θα χρησιμοποιηθεί η ίδια πειραματική διάταξη του Σχήματος 4.14 και η ίδια διαδικασία που ακολουθήθηκε και στο Normally - On SJDP120R085 SiC JFET προκειμένου να επαληθευτούν όλα τα παραπάνω και πειραματικά. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν παρουσιάζονται παρακάτω.

Στα Σχήματα 4.32-4.34 φαίνεται το ρεύμα υποδοχής I_D και η τάση V_{DS} στα άκρα του στοιχείου για διάφορες τιμές της τάσης V_{DC} με σταθερή $V_{GS} = -10V$.



Σχήμα 4.32: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -6 V$ με σταθερή $V_{GS} = -10V$.



Σχήμα 4.33: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -12.5 V$ με σταθερή $V_{GS} = -10V$.



Σχήμα 4.34: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -20 V$ με σταθερή $V_{GS} = -10V$.

Αντίστοιχα, στα Σχήματα 4.35-4.37 φαίνεται το ρεύμα υποδοχής I_D και η τάση V_{DS} στα άκρα του στοιχείου για διάφορες τιμές της τάσης V_{DC} με σταθερή $V_{GS} = -15V$.



Σχήμα 4.35: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -6 V$ με σταθερή $V_{GS} = -15V$.



Σχήμα 4.36: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -18 V$ με σταθερή $V_{GS} = -15V$.



Σχήμα 4.37: Κυματομορφές της τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου (CH1 – 4 V/DIV) και του ρεύματος υποδοχής I_d (CH2 – 1 A/DIV) για $V_{DC} = -20 V$ με σταθερή $V_{GS} = -15V$.

Και πειραματικά, λοιπόν, επαληθεύεται και για το Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET τόσο η οριακή σχέση της V_{DS} για την οποία το JFET θα αρχίσει να άγει, καθώς επίσης όπως διαπιστώνεται και για το Normally - On SJDP120R085 SiC JFET έτσι και στο Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET κατά την ανάστροφη αγωγή του στοιχείου η πτώση τάσης V_{DS} στα άκρα του στοιχείου παραμένει σταθερή ανεξαρτήτου της εφαρμοζόμενης τάσης V_{DC} αλλά μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή V_{GS} που εφαρμόζεται στην ένωση πύλης – πηγής. Και σε αυτή την περίπτωση οι απώλειες του στοιχείου κατά την ανάστροφη αγωγή του φαίνονται να είναι πολύ υψηλές για αυτό το λόγο δεν επιδεικνύεται η χρήση του στοιχείου κατά αυτό τον τρόπο.

4.4 Σύγκριση Ημιαγωγικών Στοιχείων Normally – On και Normally – Off SiC JFETs με βάση τις Χαρακτηριστικές Εξόδου

Στο παρακάτω Σχήμα 4.38 παρουσιάζονται στο ίδιο διάγραμμα οι χαρακτηριστικές εξόδου σε θερμοκρασία δωματίου (25°C) των δύο ημαγωγικών στοιχειών. Του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET με τις συνεχείς γραμμές και του Normally –Off SJEP120R100 SiC JFET με τις διακεκομμένες γραμμές αντίστοιχα. Όπως προκύπτει, το Normally - On SJDP120R085 SiC JFET έχει σχεδόν διπλάσιο ρεύμα κορεσμού σε σχέση με το Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET, με αποτέλεσμα να είναι πιο εύχρηστο σε εφαρμογές υψηλής ισχύος που απαιτούνται μεγάλες τιμές ρεύματος.



Σχήμα 4.38: Χαρακτηριστικές εξόδου του Normally - On SJDP120R085 SiC JFET (συνεχείς γραμμές) και του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET (διακεκομμένες γραμμές) στους 25°*C*

Τέλος, στο Σχήμα 4.39 φαίνεται η χαρακτηριστική του ρεύματος υποδοχής I_d για σταθερή τάση υποδοχής – πηγής $V_{DS} = 5V$ του Normally - On SJDP120R085 SiC JFET με τη μπλε γραμμή και του Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET με μαύρη γραμμή αντίστοιχα. Όπως φαίνεται οι τάσεις κατωφλίου είναι περίπου -5V για το Normally – On SJDP120R085 SiC JFET και περίπου +1V για το Normally - Off SJEP120R100 SiC JFET. Με βάση τις παραπάνω τιμές, επιβεβαιώνεται η Normally – On συμπεριφορά του το SJDP120R085 JFET και η Normally – Off του SJEP120R100 JFET αντίστοιχα. Όπως έχει αναφερθεί και προηγουμένως, το SJEP120R100 JFET λόγω της Normally – Off συμπεριφοράς του ενδείκνυται σε πολλές εφαρμογές για λόγους ασφαλείας και για αποφυγή χρήσης κυκλωμάτων προστασίας, τα οποία απαιτούνται στην περίπτωση του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET, παρόλα αυτά το Normally – On SJDP120R085 SiC JFET παρουσιάζει καλύτερα χαρακτηριστικά όπως για παράδειγμα το διπλάσιο ρεύμα κορεσμού που αναφέραμε προηγουμένως.



Σχήμα 4.39: Χαρακτηριστική του ρεύματος υποδοχής I_d για σταθερή τάση $V_{DS} = 5V$ του SJDP120R085 SiC JFET (Μπλε γραμμή) και του SJEP120R100 SiC JFET (Μαύρη γραμμή)

Με βάση τα παραπάνω, όσον αφορά την λειτουργία ανάστροφης αγωγής των στοιχείων, ένα αξιοσημείωτο συμπέρασμα που προέρχονται από τη σχέση

$$V_{DS} < V_{GS} - V_p$$

η οποία ισχύει στη συγκεκριμένη λειτουργία, είναι ότι το Normally – On SJDP120R085 SiC JFET, το οποίο έχει αρνητική τάση κατωφλίου, εμφανίζει χαμηλότερες απώλειες ισχύς εν συγκρίσει με το Normally – Off SJEP120R100 SiC το οποίο έχει θετική τάση κατωφλίου, με εφαρμογή της ίδιας τάσης V_{GS}, καθώς παρουσιάζει μικρότερη πτώση τάση στα άκρα του.

Βιβλιογραφία 4^{ου} Κεφαλαίου

- [1] Datasheet Semisouth SJDP120R085 SiC JFET
- [2] Datasheet Semisouth SJEP120R100 SiC JFET
- [3] J.B. Casady, D.C. Sheridan, R. Kelley, V. Bondarenko and A. Ritenour, "A Comparison of 1200V Normally-OFF & Normally-ON Vertical Trench SiC Power JFET Devices", SemiSouth Laboratories Inc.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.Διακοπτική Λειτουργία των SiC JFETs – Κυκλώματα Οδήγησης

5.1 Εισαγωγή

Όπως δείξαμε και στο Κεφάλαιο 3 το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός SiC JFET φαίνεται στο Σχήμα 5.1, το οποίο αποτελείται από διόδους πύλης-πηγής και πύλης-υποδοχής και μη-γραμμικές χωρητικότητες πύλης – πηγής, πύλης – υποδοχής και υποδοχής – πηγής εξαρτώμενες από τις τάσεις *V_{GS}*, *V_{GD}* και *V_{DS}* αντίστοιχα.



Σχήμα 5.1: Ισοδύναμο Ηλεκτρικό Κύκλωμα ενός SiC JFET

Από την συγκεκριμένη διάταξη ορίζονται οι βασικές απαιτήσεις των SiC JFETs κατά την διακοπτική λειτουργία τους. Πιο συγκεκριμένα, βασική απαίτηση είναι να δοθεί ένα δυναμικό φορτίο στις χωρητικότητες πύλης κατά την έναυση του στοιχείου και γρήγορα να αφαιρεθεί αυτό το φορτίο κατά τη σβέση του έτσι ώστε να διασφαλιστεί γρήγορη διακοπτική λειτουργία, όπως συμβαίνει και στα αντίστοιχα συνήθη ημιαγωγικά στοιχεία MOSFET.

Εκτός, όμως από την απαίτηση της δυναμικής φόρτισης εκφόρτισης της χωρητικότητας πύλης βασική απαίτηση για τη διακοπτική λειτουργία, κατά αντιστοιχία με τα MOSFET έτσι και για τα Enhancement-Mode SiC JFETs είναι να διατηρηθεί η ένωση πύλης – πηγής ορθά πολωμένη στο διάστημα αγωγής προσφέροντας ένα ρεύμα πύλης ορθής πόλωσης. Όπως θα δειχθεί και στην συνέχεια πιο αναλυτικά, στο Depletion-Mode SiC VTJFET εξαιτίας της Normally-On συμπεριφοράς του η ορθή πόλωση της ένωσης πύλης – πηγής δεν αποτελεί βασική απαίτηση ωστόσο παρουσιάζει ορισμένα θετικά χαρακτηριστικά σε περίπτωση που πολωθεί ορθά.

5.2 Διακοπτικά Χαρακτηριστικά

5.2.1 Ορισμοί Διακοπτικών Χαρακτηριστικών

Η καταγραφή των διακοπτικών χαρακτηριστικών ενός JFET ισχύος όπως και στους υπόλοιπους ημιαγωγούς ισχύος επιτυγχάνεται μέσω των μετρήσεων της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_D κατά την έναυση και τη σβέση του στοιχείου, όπως θα εξηγήσουμε παρακάτω [1].

Χαρακτηριστικά Έναυσης

Στο παρακάτω Σχήμα 5.2 φαίνονται η τάση πύλης – πηγής V_{GS} , υποδοχής – πηγής V_{DS} και το ρεύμα υποδοχής I_D κατά την μεταγωγή από την κατάσταση αποκοπής στη κατάσταση αγωγής ενός ημιαγωγικού διακόπτη ισχύος.



Σχήμα 5.2: Χαρακτηριστικά Έναυσης

Κάθε ένα από τα χαρακτηριστικά που θα μας απασχολήσουν έχουν επισημανθεί στο σχήμα και ορίζονται παρακάτω.

<u>Χρόνος Έναυσης (t_{ON})</u>: Ως χρόνος έναυσης ορίζεται το χρονικό διάστημα από τη σημείο όπου η V_{GS} βρίσκεται στο 10% της ονομαστικής τιμής της μέχρι η τάση V_{DS} να φτάσει σε κορεσμό και να μηδενιστεί. Αυτή η παράμετρος υποδεικνύει πόσο γρήγορα μπορεί το στοιχείο να οδηγηθεί σε κατάσταση αγωγής, το οποίο θα είναι ένας περιοριστικός παράγοντας για τη μέγιστη επιτρεπόμενη διακοπτική συχνότητα και αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα μεγέθη που θα μας απασχολήσει στο σχεδιασμό ενός γρήγορου κυκλώματος οδήγησης.

<u>Χρόνος Καθυστέρησης Έναυσης Ρεύματος</u> $(t_{d(ON)I})$: Ορίζεται ως το χρονικό διάστημα από το σημείο όπου η V_{GS} βρίσκεται στο 10% της ονομαστικής τιμής της μέχρι το ρεύμα υποδοχής I_D να φτάσει στο 10% της ονομαστικής του τιμής. Αυτή η παράμετρος υποδεικνύει πόσο γρήγορα το στοιχείο αντιδρά στο να οδηγηθεί σε κατάσταση αγωγής, και αποτελεί ένα από του βασικούς παράγοντες που συμβάλουν στο συνολικό χρόνο έναυσης. Επίσης, αναφέρεται ότι ένα μεγάλος χρόνος καθυστέρησης έναυσης ρεύματος μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική παραμόρφωση στο πλάτος του παλμού και υστέρηση φάσης.

<u>Χρόνος Ανύψωσης Ρεύματος</u> (t_{rI}) : Ορίζεται ως το χρονικό διάστημα που απαιτείται το ρεύμα υποδοχής I_D να αυξηθεί από το 10% στο 90% της ονομαστικής του τιμής. Αυτή η παράμετρος υποδεικνύει πόσο γρήγορα το ρεύμα υποδοχής μπορεί να προσεγγίσει το ρεύμα φορτίου. Αποτελεί έναν από τους παράγοντες που συμβάλλουν στο συνολικό χρόνο έναυσης και στις απώλειες μεταγωγής που εν μέρει καθορίζουν τη μέγιστη δυνατή συχνότητα μεταγωγής.

<u>Χρόνος Πτώσης Τάσης</u> (t_{fV}) : Ως χρόνος πτώσης τάσης ορίζεται το χρονικό διάστημα που απαιτείται για την τάση V_{DS} να πέσει από το 90% στο 10% της ονομαστικής της τιμής. Αντίστοιχα, αποτελεί έναν από τους παράγοντες που συμβάλλουν στο συνολικό χρόνο έναυσης και στις απώλειες μεταγωγής που εν μέρει καθορίζουν τη μέγιστη δυνατή συχνότητα μεταγωγής.

<u>Κλίση του Διακοπτικού Ρεύματος Έναυσης</u> (di/dt(on)): Ορίζεται ως η κλίση του ρεύματος υποδοχής I_D κατά την ανερχόμενη ακμή του και μετράται στο 50% της ονομαστικής του τιμής. Ο συγκεκριμένος παράγοντας υποδεικνύει τη διακοπτική ταχύτητα ρεύματος που συμβάλει στις παρασιτικές ταλαντώσεις και στο ΕΜΙ.

<u>Κλίση της Διακοπτικής Τάσης Έναυσης (dv/dt(on))</u>: Ορίζεται ως η κλίση της τάσης V_{DS} κατά την κατερχόμενη ακμή του και μετράται στο 50% της ονομαστικής του τιμής. Ο συγκεκριμένος παράγοντας υποδεικνύει τη διακοπτική ταχύτητα τάσης που συμβάλει στις παρασιτικές ταλαντώσεις και στο ΕΜΙ.

<u>Υπερύψωση Ρεύματος</u> (I_{OS}) : Ως υπερύψωση ρεύματος ορίζεται η ποσότητα του ρεύματος κατά την οποία η τιμή της κορυφής ρεύμα υποδοχής I_D υπερβαίνει την ονομαστική του τιμή.

<u>Απώλειες Ενέργεια Έναυσης</u> (E_{ON}) : Οι απώλειες ενέργειας κατά την έναυση ορίζονται ως το ολοκλήρωμα του στιγμιαίου γινομένου του ρεύματος υποδοχής I_D και της τάσης V_{DS} κατά την έναυση του στοιχείου. Οι απώλειες ενέργειας έναυσης αποτελούν ένα μέρος των συνολικών διακοπτικών απωλειών και συνήθως από τις σημαντικότερες πηγές απωλειών σε μετατροπείς υψηλής συχνότητας.

Χαρακτηριστικά Σβέσης

Αντίστοιχα, στο παρακάτω Σχήμα 5.3 φαίνονται η τάση πύλης – πηγής V_{GS} , υποδοχής – πηγής V_{DS} και το ρεύμα υποδοχής I_D κατά τη μεταγωγή από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής ενός ημιαγωγικού διακόπτη ισχύος.



Σχήμα 5.3: Χαρακτηριστικά Σβέσης

Όμοια με τα προηγούμενα, κάθε ένα από τα χαρακτηριστικά που θα μας απασχολήσουν έχουν επισημανθεί στο σχήμα και οι αντίστοιχοι ορισμοί τους δίνονται παρακάτω.

<u>Χρόνος Σβέσης</u> (t_{OFF}) : Ως χρόνος σβέσης ορίζεται το χρονικό διάστημα από τη σημείο όπου η V_{GS} βρίσκεται στο 90% της ονομαστικής τιμής της μέχρι το ρεύμα υποδοχής I_D να μηδενιστεί. Αυτή η παράμετρος υποδεικνύει πόσο γρήγορα μπορεί το στοιχείο να οδηγηθεί σε κατάσταση αποκοπής, το οποίο θα είναι ένας περιοριστικός παράγοντας για τη μέγιστη επιτρεπόμενη διακοπτική συχνότητα. Αντίστοιχα αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα μεγέθη που θα μας απασχολήσει στο σχεδιασμό ενός γρήγορου κυκλώματος οδήγησης

<u>Χρόνος Καθυστέρησης Σβέσης Ρεύματος</u> $(t_{d(OFF)I})$: Ορίζεται ως το χρονικό διάστημα από το σημείο όπου η V_{GS} βρίσκεται στο 90% της ονομαστικής τιμής της μέχρι το ρεύμα υποδοχής I_D να φτάσει στο 90% της ονομαστικής του τιμής. Αυτή η παράμετρος υποδεικνύει πόσο γρήγορα το στοιχείο αντιδρά στο να οδηγηθεί σε κατάσταση αποκοπής, και αποτελεί ένα από τους βασικούς παράγοντες που συμβάλλουν στο συνολικό χρόνο σβέσης. Ως εκ τούτου, αυτός ο χρόνος καθυστέρησης περιορίζει την μέγιστη διακοπτική συχνότητα και αυξάνει την παραμόρφωση στο πλάτος του παλμού.

<u>Χρόνος Πτώσης Ρεύματος</u> (t_{fI}) : Ορίζεται ως το χρονικό διάστημα που απαιτείται το ρεύμα υποδοχής I_D να μειωθεί από το 90% στο 10% της ονομαστικής του τιμής. Αυτή η παράμετρος υποδεικνύει πόσο γρήγορα το ρεύμα υποδοχής μπορεί να προσεγγίσει το μηδέν. Αποτελεί έναν από τους παράγοντες που συμβάλλουν στο συνολικό χρόνο σβέσης και στις απώλειες μεταγωγής και εν μέρει καθορίζουν τη μέγιστη δυνατή συχνότητα μεταγωγής.

<u>Χρόνος Ανύψωσης Τάσης (t_{rV}) : Ως χ</u>ρόνος ανύψωσης τάσης ορίζεται το χρονικό διάστημα που απαιτείται για την τάση V_{DS} να ανέβει από το 10% στο 90% της ονομαστικής της τιμής. Αντίστοιχα, αποτελεί έναν από τους παράγοντες που συμβάλλουν στον συνολικό χρόνο σβέσης και στις απώλειες μεταγωγής που εν μέρει καθορίζουν τη μέγιστη δυνατή συχνότητα μεταγωγής.

<u>Κλίση του Διακοπτικού Ρεύματος Σβέσης</u> (di/dt(off)): Ορίζεται ως η κλίση του ρεύματος υποδοχής I_D κατά την κατερχόμενη ακμή του και μετράται στο 50% της ονομαστικής του τιμής. Ο συγκεκριμένος παράγοντας υποδεικνύει τη διακοπτική ταχύτητα ρεύματος που συμβάλει στις παρασιτικές ταλαντώσεις και στο ΕΜΙ.

<u>Κλίση της Διακοπτικής Τάσης Σβέσης</u> (dv/dt(off)): Ορίζεται ως η κλίση της τάσης V_{DS} κατά την ανερχόμενη ακμή του και μετράται στο 50% της ονομαστικής του τιμής. Ο συγκεκριμένος παράγοντας υποδεικνύει τη διακοπτική ταχύτητα τάσης που και συμβάλλει στις παρασιτικές ταλαντώσεις και στο ΕΜΙ.

<u>Υπερύψωση Τάσης</u> (V_{OS}): Ως υπερύψωση τάσης ορίζεται η ποσότητα της τάσης κατά την οποία η τιμή της κορυφής της τάσης υποδοχής V_{DS} υπερβαίνει την ονομαστική του τιμή. Αυτή η παράμετρος μπορεί να επηρεάσει την αξιοπιστία του ημιαγωγικού διακόπτη ισχύος. Η υπερύψωση τάσης (V_{OS}) αποτελεί ταυτόχρονα μια ένδειξη κατά πόσο καλά η διάταξη και η επιλεγμένη ταχύτητα μεταγωγής ταιριάζουν. Μια σημαντικά αποσβένουσα μεταβατική τάση αποφέρει ένα καλό συμβιβασμό μεταξύ απωλειών μεταγωγής και ΕΜΙ.

<u>Απώλειες Ενέργεια Σβέσης</u> (E_{OFF}) : Οι απώλειες ενέργεια κατά τη σβέση ορίζονται ως το ολοκλήρωμα του στιγμιαίου γινομένου του ρεύματος υποδοχής I_D και της τάσης V_{DS} κατά τη σβέση του στοιχείου. Οι απώλειες ενέργειας σβέσης αποτελούν ένα μέρος των συνολικών διακοπτικών απωλειών και συνήθως από τις σημαντικότερες πηγές απωλειών σε μετατροπείς υψηλής συχνότητας.

5.2.2 Double Pulse Tester

Η μέτρηση των παραπάνω μεγεθών γίνεται υπό συγκεκριμένες συνθήκες χρησιμοποιώντας συγκεκριμένη διάταξη που ονομάζεται Double Pulse Tester [1], και φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 5.4.



Σχήμα 5.4: Διάταξη Double Pulse Tester

Η παραπάνω διάταξη θυμίζει ουσιαστικά το κύκλωμα ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης με συζευγμένο επαγωγικό φορτίο. Ο χρόνος ανάστροφης ανάκτησης της διόδου ελεύθερης διέλευσης μπορεί να τροποποιήσει τα διακοπτικά χαρακτηριστικά του στοιχείου υπό δοκιμή (Device Under Test – DUT) κατά το διάστημα έναυσης. Οι μεγάλοι χρόνοι ανάστροφης ανάκτησης θα περιορίσουν το πόσο γρήγορα το στοιχείο θα κάνει τις μεταγωγές. Οι ταχύτερες μεταγωγές από αυτούς του περιορισμούς θα οδηγήσουνε σε υπερβολικές αιχμές ρεύματος και τάσης που μπορούν να βλάψουν τη συσκευή. Για τον περιορισμό αυτών των φαινομένων επιλέγονται SiC Schottky δίοδοι οι οποίες έχουν σχετικά μικρό φορτίο και χρόνο ανάστροφης ανάκτησης επιτρέποντας με αυτό τον τρόπο ταχύτερη μεταγωγή του στοιχείου.

Η λειτουργία του κυκλώματος ελέγχεται χρησιμοποιώντας μία προγραμματιζόμενη γεννήτρια σημάτων που παρέχει σήμα διπλού παλμού στο κύκλωμα οδήγησης του ημιαγωγικού διακόπτη. Στο Σχήμα 5.5 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_D σε λειτουργία διπλού παλμού για ένα κοινό ημιαγωγικό διακόπτη ισχύος όπως για παράδειγμα ένα JFET. Όπως θα αναλύσουμε με περισσότερες λεπτομέρειες στη συνέχεια ο συγκεκριμένος ημιαγωγικός διακόπτης χρειάζεται μια αρνητική τάση πύλης – πηγής V_{GS} προκειμένου να οδηγηθεί σε αποκοπή και συνεπώς έτσι εξηγείται η μορφή της τάσης V_{GS} στο Σχήμα 5.5.



Σχήμα 5.5: Κυματομορφές ενός JFET σε Double Pulse Διάταξη

Στο χρονικό σημείο t₀, το στοιχείο οδηγείται σε κατάσταση αγωγής και ο διακόπτης κρατιέται ανοιχτός μέχρι το ρεύμα υποδοχής να φτάσει το επιθυμητό

επίπεδο ρεύματος. Το ρεύμα υποδοχής I_D που θα ρέει από το ημιαγωγικό στοιχείο θα καθορίζεται από πηνίο. Πιο συγκεκριμένα το ρεύμα I_D θα αυξάνεται γραμμικά σύμφωνα με τη γνωστή σχέση για το ρεύμα αυτεπαγωγής:

$$V_{DC} = L \frac{di}{dt} \quad (5.1)$$

Σύμφωνα με την παραπάνω σχέση (5.1) με δεδομένες τις τιμές της τάσης φορτίου V_{DC} , της αυτεπαγωγής L και του επιθυμητού επιπέδου ρεύματος που θέλουμε να ρέει στο στοιχείο μπορούμε να υπολογίσουμε το χρονικό διάστημα του πρώτου παλμού.

Στο χρονικό σημείο t_1 , η τάση πύλη οδηγείται σε λογικό μηδέν και στο σημείο αυτό καταγράφονται τα χαρακτηριστικά σβέσης του στοιχείου υπό δοκιμή (DUT). Στο χρονικό διάστημα από t_1 μέχρι t_2 , το στοιχείο παραμένει σε αποκοπή και το πηνίο εκφορτίζεται μέσω της διόδου ελεύθερης διέλευσης D. Αυτό το διάστημα πρέπει να είναι αρκετό μεγάλο ώστε τυχόν ταλαντώσεις στη τάση V_{DS} και στο ρεύμα υποδοχής I_D να αποσβεσθούν πριν το στοιχείο να οδηγηθεί πάλι σε κατάσταση αγωγής. Ταυτόχρονα, πρέπει το συγκεκριμένο διάστημα $t_2 - t_1$ να είναι αρκετά μικρό ώστε το ρεύμα του πηνίου να μην πέσει αισθητά.

Στο χρονικό σημείο t_2 , το DUT οδηγείται πάλι σε κατάσταση αγωγής και στο σημείο αυτό καταγράφονται τα χαρακτηριστικά έναυσης του στοιχείου όπως έγινε και στην περίπτωση της σβέσης. Το χρονικό διάστημα από t_2 μέχρι t_3 πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να αποσβεσθούν τυχόν ταλαντώσεις στη τάση V_{DS} και στο ρεύμα υποδοχής I_D αλλά ταυτόχρονα και αρκετά μικρό έτσι ώστε το ρεύμα υποδοχής I_D να μην αυξηθεί πολύ, πέραν από τους περιορισμούς του ημιαγωγικού διακόπτη. Στο χρονικό σημείο t_3 , το στοιχείο οδηγείται σε αποκοπή και παραμένει σε αυτή την κατάσταση για τουλάχιστον 50ms έτσι ώστε να μηδενιστεί πλήρως το ρεύμα πηνίου μέσω της διόδου ελεύθερης διέλευσης.

5.2.3 Κυκλώματα Snubbers

Όπως φαίνεται και στο παραπάνω Σχήμα 5.4, για την εξαγωγή των πειραματικών αποτελεσμάτων χρησιμοποιήθηκαν κυκλώματα Snubbers στα άκρα των στοιχείων. Τα συγκεκριμένα κυκλώματα Snubbers είναι μικρά δίκτυα τα οποία συνδέονται παράλληλα στα άκρα των ημιαγωγικών διακοπτών για προστασία και βελτίωση της απόδοσής τους.

Πιο συγκεκριμένα μέσω των κυκλωμάτων Snubber μπορεί να επιτευχθεί [2]:

- Μείωση έως και εξάλειψη των υψηλών αιχμών ρεύματος και τάσης
- Περιορισμό του dI/dt ή του dV/dt των στοιχείων

- Διαμόρφωση της συμπεριφοράς των ημιαγωγικών στοιχείων έτσι ώστε να βρίσκονται μέσα στην ασφαλή περιοχή λειτουργίας.
- Μεταφορά της απολεσθείσας ισχύος από το διακόπτη σε μια αντίσταση ή σε ένα ωφέλιμο φορτίο
- Μείωση των συνολικών διακοπτικών απωλειών
- Μείωση της ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (ΕΜΙ) αποσβένοντας τις ταλαντώσεις του ρεύματος και της τάσης.

Υπάρχουν διάφορα είδη κυκλωμάτων Snubber αλλά τα δύο πιο συνήθη είναι το κύκλωμα Snubber αντίστασης – πυκνωτή (RC) και το κύκλωμα Snubber αντίστασης – πυκνωτή – διόδου (RCD).

Η σχεδίαση ενός βελτιστοποιημένου κυκλώματος Snubber ανάλογα με την εφαρμογή και τον ημιαγωγικό διακόπτη αποτελεί δύσκολο έργο και ξεπερνάει τα όρια της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Στις περισσότερες περιπτώσεις που απαιτείται μια απλή σχεδίαση ενός κυκλώματος Snubber υπάρχουν απλές τεχνικές που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον προσδιορισμό των κατάλληλων τιμών των στοιχείων του κυκλώματος (*R_s* και *C_s*).

Ενδεικτικά, αναφέρεται ένας γρήγορος τρόπος σχεδιασμού ενός κυκλώματος Snubber αντίστασης – πυκνωτή (RC) [15]. Για την επίτευξη σημαντικής απόσβεσης πρέπει $C_s > C_p$, όπου C_p περιλαμβάνει την χωρητικότητα ένωσης του διακοπτικού στοιχείου και την παρασιτική χωρητικότητα λόγω της σχεδίασης του κυκλώματος οδήγησης και της κατασκευής. Μια καλή αρχική επιλογή είναι, η C_s να επιλεγεί να είναι διπλάσια από το άθροισμα της χωρητικότητας εξόδου του διακοπτικού στοιχείου και της εκτιμώμενης χωρητικότητας λόγω κατασκευής του κυκλώματος. Ενώ η αντίσταση R_s επιλέγεται έτσι ώστε $R_s = E_o/I_o$, όπου E_o η τάση του φορτίου και I_o το ρεύμα του φορτίου. Έχοντας ως αρχικές τις παραπάνω τιμές και κάνοντας διάφορες πειραματικές δοκιμές μπορεί τελικά να υπολογιστούν οι κατάλληλες τιμές των δικτύων Snubbers που θα επιφέρουν τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Η ισχύς που διαχέεται στην αντίσταση R_s μπορεί να εκτιμηθεί από την αιχμή ενέργεια που αποθηκεύεται στην χωρητικότητα C_s :

$$U_p = \frac{C_s E_o^2}{2} \quad (5.2)$$

Αυτό είναι το ποσό της ενέργειας που διαχέεται στην αντίσταση R_s όταν η χωρητικότητα C_s φορτίζεται και εκφορτίζεται, επομένως η μέση κατανάλωση ισχύος σε μία δεδομένη συχνότητα μεταγωγής (f_s) είναι:

$$P_{diss} = C_s E_o^2 f_s \quad (5.3)$$

Στην περίπτωσή μας, για το Double Pulse Test που υποβάλλονται οι διακόπτες υπό εξέταση ισχύει $I_o = 5A$ και $E_o = 200V$, επομένως με βάση τα όσα αναφέρθηκαν προηγουμένως και ύστερα από διάφορες δοκιμές, η καταλληλότερη επιλογή κυκλώματος Snubber για τα άκρα της διόδου προκύπτει να είναι $C_s = 470pF$ και $R_s = 50\Omega$ ενώ στα άκρα του SiC JFET, $C_s = 235pF$ και $R_s = 75\Omega$. Προκειμένου να γίνουν κατανοητά τα αποτελέσματα της εφαρμογής Snubber στη συνέχεια θα παρουσιαστούν ορισμένα αποτελέσματα προσομοιώσεων με χρήση και χωρίς χρήση κυκλωμάτων Snubber.



Σχήμα 5.6: Κυματομορφές ενός SIC JFET σε Double Pulse Διάταξη με χρήση και χωρίς χρήση κυκλώματος Snubber

5.3 Κυκλώματα Οδήγησης Normally – On SiC VJFET

5.3.1 Απαιτήσεις Κυκλώματος Οδήγησης του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET

Η μοναδική δομή των SiC VFET σε συνδυασμό με την Normally – On συμπεριφορά του συγκεκριμένου στοιχείου απαιτούν συγκεκριμένα χαρακτηριστικά από τα κυκλώματα οδήγησης της πύλης προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η απόδοσή τους. Στην πραγματικότητα ο σχεδιασμός ενός κατάλληλου κυκλώματος οδήγησης πύλης αποτελεί δύσκολο έργο, εκτός εάν οι απαιτήσεις πύλης και τα ειδικά χαρακτηριστικά του στοιχείου είναι απολύτως γνωστά. Η διακοπτική λειτουργία των SiC VJFET όπως και σε οποιοδήποτε άλλο διακοπτικό στοιχείο διαχωρίζεται σε τέσσερεις καταστάσεις όπου σε κάθε μία από αυτές αξιώνονται διαφορετικές απαιτήσεις από τα κυκλώματα οδήγησης συ αναλύσουμε παρακάτω.

Μεταγωγή στη κατάσταση αγωγής

Η μεταγωγή στην κατάσταση αγωγής ενός Normally - On SiC VFET είναι παρόμοια με εκείνη του MOSFET. Πιο συγκεκριμένα όσο πιο γρήγορα φορτιστούν οι εσωτερικές χωρητικότητες του στοιχείου τόσο πιο γρήγορα θα γίνει η μεταγωγή στην κατάσταση αγωγής του στοιχείου. Ειδικότερα, τροφοδοτώντας την πύλη με υψηλές αιχμές ρεύματος θα επιτευχθούν υψηλότερες μεταγωγές του στοιχείου. Για μια δεδομένη τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη οι τιμές των αιχμών ρεύματος πύλης θα καθορίζονται από την τιμή της αντίστασης πύλης R_g [3]. Όσο μικρότερη είναι η τιμή της R_a τόσο μεγαλύτερες αιχμές ρεύματος πύλης και κατ' επέκταση γρηγορότερη μεταγωγή παρουσιάζεται στην κατάσταση αγωγής. Ωστόσο, αξίζει να σημειωθεί ότι όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της R_g τόσο μεγαλύτερη απόσβεση των ταλαντώσεων του ρεύματος πύλης θα έχουμε, γεγονός το οποίο είναι πολύ σημαντικό στην πλειοψηφία των εφαρμογών. Παράλληλα, ένα μειονέκτημα του να έχει μεγάλη τιμή η αντίσταση πύλης είναι, οι υψηλότερες απώλειες που αναμένονται να προκύψουν λόγω της κατανάλωσης ισχύος πάνω σε αυτή. Πρέπει λοιπόν, η επιλογή της τιμής στην αντίσταση πύλης να γίνει έπειτα από ιδιαίτερη προσοχή προκειμένου να επιλεγεί η κατάλληλη τιμή που θα συνδυάζει ταυτόχρονα μεγάλες αιχμές ρεύματος πύλης και ταυτόχρονα ταλαντώσεις του ρεύματος πύλης μέσα σε λογικά πλαίσια.

Παράλληλα, προκειμένου να μην υπάρχουν μεγάλες ταλαντώσεις στο ρεύμα πύλης θα πρέπει η αυτεπαγωγή πύλης *L*_g να είναι αρκετά μικρή [3]. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί ελαχιστοποιώντας την φυσική απόσταση μεταξύ του κυκλώματος

οδήγησης και της πύλης του στοιχείου. Ένας ακόμα λόγος που είναι σημαντικό να ελαχιστοποιηθεί είναι, η ταλάντωση του ρεύματος πύλης και κατ' επέκταση και της τάσης πύλης V_{GS} , για λόγους ασφάλειας. Ειδικότερα, σε περίπτωση αυξημένων ταλαντώσεων η τάση V_{GS} μπορεί να ξεπεράσει την τάση κατωφλίου και το στοιχείο να οδηγηθεί σε αγωγή κατά λάθος.

Μόνιμη κατάσταση αγωγής

Στη μόνιμη κατάσταση αγωγής του Normally – On SiC VFET πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στην επιλογή της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} . Από την μία, θα πρέπει να περιοριστεί το ρεύμα πύλης που θα ρέει μέσω της ένωσης πύλης – πηγής ώστε να μην είναι πολύ υψηλό με αποτέλεσμα να προκαλεί υπερβολικές απώλειες και ταυτόχρονα να καταστραφεί ο ημιαγωγικός διακόπτης [3]. Στο Σχήμα 5.7, παρουσιάζεται χαρακτηριστική ρεύματος πύλης – τάσης πύλης $I_g = f(V_{GS})$ με βάση το φύλλο δεδομένων του SiC JFET [4]. Ανάλογα με την εφαρμοζόμενη τάση V_{GS} το ρεύμα πύλης δεν θα πρέπει να ξεπερνάει την αντίστοιχη τιμή στην αντίθετη περίπτωση συμβάλλει στη μη αποδοτική οδήγηση του στοιχείου.



Σχήμα 5.7: Χαρακτηριστική $I_g - V_{GS}$ του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET [4]

Όπως αναφέρθηκε αρχικά το SJDP120R085 SiC VJFET έχει Normally – On συμπεριφορά που σημαίνει ότι αν δεν εφαρμοστεί κάποια τάση στην πύλη του, δηλαδή $V_{GS} = 0V$ τότε ο αγωγός θα άγει κανονικά. Ωστόσο, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.8 όπου φαίνεται η χαρακτηριστική της αντίσταση αγωγής συναρτήσει της θερμοκρασία για διάφορες τιμές της εφαρμοζόμενης τάσης V_{GS} με βάση το φύλλο δεδομένων του SJDP120R085 SiC VJFET [4], αν κατά την περίοδο αγωγής του JFET εφαρμόσουμε μία θετική V_{GS} τάση της τάξης των 2-3 V τότε το κανάλι του JFET θα ανοίξει ακόμα περισσότερο με αποτέλεσμα να μικρύνει η $R_{ds(ON)}$. Επομένως, θα έχουμε μία μείωση των απωλειών αγωγής.


Σχήμα 5.8: Χαρακτηριστική $R_{ds(ON)}$ σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία για διάφορες τιμές της τάσης V_{GS} του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET [4]

Ταυτόχρονα, αυτή η αύξηση του πλάτους του καναλιού έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος κορεσμού, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.9 όπου φαίνεται η Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ με βάση το φύλλο δεδομένων του SiC JFET [4].



Σχήμα 5.9: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET [4]

Συνοψίζοντας, κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET, το στοιχείο θα άγει για εφαρμοζόμενη τάση $V_{GS} = 0V$, ωστόσο πολώνοντας ορθά την ένωση πύλης – πηγής εφαρμόζοντας μία θετική τάση V_{GS} της τάξης των 2-3 V θα επωφεληθούμε την μικρότερης αντίσταση αγωγής και του μεγαλύτερου ρεύματος κορεσμού. Ωστόσο, και στις δύο περιπτώσεις το ρεύμα πύλης πρέπει να περιορίζεται με βάση την χαρακτηριστική του Σχήματος 5.7 για προστασία του ημιαγωγού και περιορισμό των απωλειών.

Μεταγωγή στην κατάσταση αποκοπής

Η μεταγωγή σε κατάσταση αποκοπής είναι παρόμοια με τη μεταγωγή σε κατάσταση αγωγής, αλλά στην προκειμένη περίπτωση όσο πιο γρήγορα οι εσωτερικές χωρητικότητες του στοιχείου εκφορτιστούν, τόσο πιο γρήγορα το JFET θα οδηγηθεί σε κατάσταση αποκοπής. Επειδή το SJDP120R085 SiC VJFET έχει Normally – On συμπεριφορά, προκειμένου να κλείσει το κανάλι του JFET είναι απαραίτητη η εφαρμογή μιας αρνητικής τάσης μεταξύ πύλης – πηγής μικρότερης τιμής από την τάση αποκοπής (V_p) [3]. Για το συγκεκριμένο SiC JFET η τάση αποκοπής είναι περίπου -5 V και εξαρτάται από τη θερμοκρασία [4]. Ιδανικά λοιπόν, η εφαρμογή μίας αρνητικής τάσης της τάξης των -15V απαιτείται για την επίτευξη μίας γρήγορης μεταγωγής σε κατάσταση αποκοπής. Για μια δεδομένη τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη οι τιμές των αιχμών ρεύματος πύλης σμοίως με την έναυση θα καθορίζονται αντίστοιχα από την τιμή την αντίστασης πύλης *R*_a

Μόνιμη κατάσταση αποκοπής

Κατά την κατάσταση αποκοπής η τάση V_{gs} παραμένει στην αρνητική τιμή των -15V προκειμένου η ένωση πύλης – πηγής να είναι ανάστροφα πολωμένη και το JFET σε αποκοπή. Αν η τάση V_{gs} μειωθεί αρκετά και ξεπεράσει την τάση κατάρρευσης (V_{br}) τότε ένα μεγάλο ρεύμα πύλης θα διαπεράσει μέσω της πύλης του JFET με αποτέλεσμα να καταστρέψει το στοιχείο. Η τάση κατάρρευσης V_{br} στο συγκεκριμένο Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET είναι περίπου 8-12 V πιο μικρή από την τάση αποκοπής και επηρεάζεται και αυτή από την θερμοκρασία λειτουργίας του στοιχείου. Επομένως, απαιτείται ο περιορισμός αυτού του ρεύματος κατάρρευσης πύλης σε περίπτωση που αυξηθεί η θερμοκρασία λειτουργίας του στοιχείου και η ένωση πύλης – πηγής του JFET οδηγηθεί σε κατάρρευση.

Πέρα από τα παραπάνω χαρακτηριστικά που αξιώνεται να έχει κάθε κύκλωμα οδήγησης ενός Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET στη συνέχεια αναφέρονται κάποια ακόμα σημεία στα οποία αξίζει να δοθεί ορισμένη προσοχή κατά το σχεδιασμό ενός τέτοιου κυκλώματος.

Ιδιαίτερη αναφορά πρέπει να γίνει στο φαινόμενο Miller στην περίπτωση λειτουργίας σε διάταξη γέφυρας [5], όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 5.10. Πιο συγκεκριμένα στην περίπτωση που, όταν το πάνω SiC JFET οδηγείται σε κατάσταση αγωγής ενώ το κάτω βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, τότε η τάση υποδοχής (D) του κάτω στοιχείου αυξάνεται απότομα από 0 V σε $+V_{DC}$ με αρκετά μεγάλο dv/dt.

Εφόσον, το στοιχείο K_2 είναι σε κατάσταση αποκοπής, το παρασιτικό ρεύμα I_{CGD} που θα δημιουργηθεί από την χωρητικότητα Miller (C_{GD}) ρέει μέσω της R_{gl} προς τη γη προκαλώντας μία αύξηση της τάσης V_{GS} :



$$V_{GS} = -V_{gg} + R_{gl} \cdot I_{CGD} \quad (5.4)$$

Σχήμα 5.10:

Αν αυτή η αύξηση της τάσης V_{GD} είναι αρκετά μεγάλη ώστε να αυξήσει την τάση πύλης – πηγής σε τιμή μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου (V_p), τότε το στοιχείο K_2 μπορεί να αρχίσει να άγει με αποτέλεσμα να δημιουργηθεί βραχυκύκλωμα και να καταστραφούν τα JFETs.

Αντίστοιχα, όταν το πάνω SiC JFET οδηγείται σε κατάσταση αποκοπής τότε η τάση υποδοχής (D) του κάτω στοιχείου μειώνεται απότομα από $+V_{DC}$ σε 0 V με αρκετά μεγάλο dv/dt. Κατά αντιστοιχία, ένα μεγάλο παρασιτικό I_{CGD} ρεύμα εξαιτίας της C_{GD} ρέει μέσω R_{gl} προς τη γη προκαλώντας μια περαιτέρω μείωση της τάσης V_{GS} :

$$V_{GS} = -V_{gg} - R_{gl} \cdot I_{CGD} \quad (5.5)$$

Η τοποθέτηση εξωτερικών πυκνωτών αντιστάθμισης μεταξύ πύλης – πηγής παρέχουν στο παρασιτικό ρεύμα I_{CGD} ένα επιπλέον μονοπάτι προς τη γη με αποτέλεσμα να μένει ανεπηρέαστη τη τάση V_{GS} . Ταυτόχρονα, η χρησιμοποίηση ενός

τέτοιου πυκνωτή αντιστάθμισης στα άκρα πύλης (G) – πηγής (S) του JFET συνεισφέρει στην απόσβεση των ταλαντώσεων της τάσης V_{DS}.

Σύμφωνα με τις προδιαγραφές του συγκεκριμένου SiC JFET η χρησιμοποίηση ενός πυκνωτή της τάξης των 1 - 5 nF αποτελεί ιδανική λύση [5].

Τέλος, ένα εξίσου σημαντικό χαρακτηριστικό του συγκεκριμένου SiC JFET είναι το γεγονός ότι τόσο το κύκλωμα της πύλης όσο και το κύκλωμα της υποδοχής έχουν την ίδια πηγή (S) και επηρεάζονται μέσω της αυτεπαγωγής *L_s* που υπάρχει στο άκρο της πηγής του JFET [3], όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 5.11.



Σχήμα 5.11: Κύκλωμα οδήγησης του SiC JFET και αλληλεξάρτηση από το ρεύμα υποδοχής I_d μέσω της αυτεπαγωγής L_s

Επομένως, οποιαδήποτε ταλάντωση του ρεύματος υποδοχής *I_d* θα επηρεάσει και την κυματομορφή της τάσης πύλης. Για αυτό το λόγω είναι πολύ σημαντικό να περιοριστούν οι ταλαντώσεις στο κύριο κύκλωμα υποδοχής (D) του JFET. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μέσω δικτύων Snubbers όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.6.

Καταλήγοντας ωστόσο, σύμφωνα με το ισοδύναμο μοντέλο του JFET του Σχήματος 5.1 οι εσωτερικές χωρητικότητες C_{GS} και C_{GD} που καθορίζουν το απαιτούμενο φορτίο που απαιτείται κατά τη διακοπτική λειτουργία του στοιχείου είναι μεταβλητές και εξαρτώνται από τις τάσεις V_{GS} και V_{GD} αντίστοιχα, επομένως η σχεδίαση ενός βέλτιστου κυκλώματος οδήγησης δεν πολύ είναι εφικτός στόχος καθώς από εφαρμογή σε εφαρμογή θα απαιτείται διαφορετικό φορτίο πύλης.

5.3.2 Τοπολογίες Κυκλωμάτων Οδήγησης του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα παρουσιαστούν τρία διαφορετικά κυκλώματα οδήγησης του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET. Τα δύο από αυτά βασίζονται στην AC Coupled λογική όπου τα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους τροποποιούνται από την τιμή του πυκνωτή του $R_p - C - D$ δικτύου του κυκλώματος και εξαρτώνται από αυτόν μέσω της χρονικής σταθεράς $\tau = RC$. Τα δύο AC Coupled κυκλώματα οδήγησης διαφέρουν μεταξύ τους ως προς τη μόνιμη κατάσταση αγωγής, όπου στο δεύτερο κύκλωμα οδήγησης πολώνεται ορθά η ένωση πύλης – πηγής κατά το διάστημα αγωγής προκειμένου να επωφεληθούμε των βελτιωμένων χαρακτηριστικών που παρουσιάζει. Το τρίτο κύκλωμα οδήγησης βασίζεται στην DC Coupled λογική όπου τα χαρακτηριστικά λειτουργία τους μένουν αναλλοίωτα από τη συχνότητα λειτουργίας και την τιμή του φορτίου.

Καθένα από τα τρία αυτά κυκλώματα οδήγησης θα αναλυθεί και θα εξεταστεί η λειτουργία τους, ξεχωριστά στη συνέχεια. Προκειμένου να γίνει μέτρηση των διακοπτικών μεγεθών και τα τρία κυκλώματα οδήγησης θα εξεταστούν σε Double Pulse Tester διάταξη υπό συγκεκριμένες συνθήκες όπως αναπτύχθηκε προηγουμένως. Οι συνθήκες που θα διεξαχθεί το τεστ δύο παλμών είναι για $V_{DC} = 200V, L = 115 \mu H$ για χρονικό διάστημα $dt = 3\mu s$, με το ρεύμα υποδοχής I_d να φτάνει μια τιμή της τάξης των 4 - 5A.

5.3.2.1 Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση

Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης για την οδήγηση του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 5.12 [6].



Σχήμα 5.12: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET χωρίς ορθή πόλωση

Πιο συγκεκριμένα, στο συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης χρησιμοποιείται μεμονωμένο τροφοδοτικό το οποίο τροφοδοτείται εξωτερικά έτσι ώστε να παρέχεται τάση $\pm 15V$ στο κύκλωμα. Το σήμα ελέγχου απομονώνεται μέσω του οπτικού αποζεύκτη HCPL – 2231 ενώ το IXDD_609 χρησιμοποιήθηκε ως ενισχυτής ρεύματος. Τέλος, η χρήση του πυκνωτή C_{gs} στοχεύει στην προστασία του φαινομένου Miller και τον περιορισμό των ταλαντώσεων της τάσης V_{DS} όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως.

Το κύκλωμα οδήγησης με AC coupling λογική αποτελεί ένα αποτελεσματικό μέσο οδήγησης ενός Normally – On SiC JFET καθώς είναι δυνατό να ρυθμιστεί η ταχύτητα μεταγωγής του στοιχείου σε πολύ χαμηλά επίπεδα επιλέγοντας κατάλληλη τιμή αντίστασης σειράς R_s [7]. Ωστόσο, δεν είναι η βέλτιστη επιλογή για όλα τα επίπεδα εύρους παλμών και για όλες τις διακοπτικές συχνότητες. Για να επιτευχθεί η ταχύτερη μεταγωγή είναι απαραίτητο ο πυκνωτής του $R_p - C - D$ δικτύου για να αποφορτιστεί πλήρως πριν από την η επόμενη μεταγωγή. Ωστόσο, το μέγεθός του όπως αναφέρθηκε εξαρτάται από τις ιδιαιτερότητες της εφαρμογής. Επομένως, οποιαδήποτε διαφορετική τιμή από τη βέλτιστη για την εκάστοτε εφαρμογή, μπορεί να χρειαστεί περισσότερο χρόνο για να αποφορτιστεί πλήρως πριν αλα τη ρεληματα από την μη πλήρη εκφόρτιση του πυκνωτή, θα παρατηρήσουμε πιο αργές μεταγωγές έναυσης του JFET καθώς θα προσφερθεί λιγότερο αποθηκευμένο φορτίο για την φόρτιση των χωρητικοτήτων της πύλης κατά την επόμενη έναυση.

1. Ανάλυση Λειτουργίας Κυκλώματος

Ο τρόπος λειτουργίας του κυκλώματος είναι να παρέχει μία αρνητική τάση $V_{GS} = -15$ V, η οποία είναι μικρότερη από την τάση αποκοπής V_p , προκειμένου να οδηγήσει το JFET σε κατάσταση αποκοπής, ενώ κατά την κατάσταση αγωγής παρέχεται μηδενική τάση στην πύλη του JFET προκειμένου να άγει. Το κυριότερο μέρος του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης αποτελεί ένα $R_p - C - D$ δίκτυο σε σειρά με μία αντίσταση R_s , [6],[8]-[9].

Κατά τη μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής ο ενισχυτής παρέχει αρνητική τάση -15V στην πύλη του JFET για γρήγορη εκφόρτιση των παρασιτικών χωρητικοτήτων του στοιχείου ενώ ταυτόχρονα ο πυκνωτής του παράλληλου κλάδου προκαλεί μία πτώση στα άκρα του και φορτίζεται με μία σταθερά χρόνου φόρτισης $\tau = R_s C$ όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 5.13.



Σχήμα 5.13: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση κατά την μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής

Από τη στιγμή που ο πυκνωτής φορτιστεί πλήρως, τότε το ρεύμα ρέει μέσω της R_p όπως φαίνεται στο **Σχήμα 5.14**. Επιλέγοντας μία μεγάλη τιμή στην αντίσταση R_p το ρεύμα περιορίζεται σε μία πολύ μικρή τιμή. Η επιπλέον λειτουργία του συγκεκριμένου δικτύου είναι να παρέχει ασφάλεια σε περίπτωση κατάρρευσης της ένωσης πύλης – πηγής. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση που ο ενισχυτής παρέχει στο JFET τάση πύλης μεγαλύτερης κατά απόλυτη τιμή από την τάση κατάρρευσης, κατά αντιστοιχία με προηγουμένως την πτώση τάση μεταξύ ενισχυτή και πύλης αρχικά θα την απορροφήσει ο πυκνωτής φορτίζοντας, ενώ στη συνέχεια το ρεύμα κατάρρευσης η διαφορά τάσης που έχει ο πυκνωτής θα περιοριστεί από την αντίσταση συν εχει μέσω το κύκλο κατά την έναυση του JFET.



Σχήμα 5.14: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση κατά την μόνιμη κατάσταση αποκοπής

Η δίοδος του $R_p - C - D$ δικτύου κατά την αποκοπή του στοιχείου στόχο έχει να εμποδίζει το ρεύμα πύλης να διαρρεύσει μέσω αυτού του κλάδου και το υποχρεώνει να διαρρεύσει μέσω των δύο άλλων κλάδων. Αρχικά μέσω του πυκνωτή για γρήγορη αποκοπή και ταυτόχρονη φόρτιση του πυκνωτή και στη συνέχεια μέσω της R_p για τον περιορισμό του ρεύματος. Επίσης, μειώνει τις ταλαντώσεις της V_{GS} κατά τις μεταγωγές.

Κατά την διαδικασία μετάβασης σε κατάσταση αγωγής του JFET ο ενισχυτής παρέχει μία τάση 0 V στην πύλη ενώ ταυτόχρονα ο πυκνωτής του $R_p - C - D$ δικτύου εκφορτίζεται με μία σταθερά χρόνου φόρτισης $\tau = R_s C$, προσφέροντας ταυτόχρονα και τις απαραίτητες αιχμές ρεύματος πύλης για τη γρήγορη φόρτιση των εσωτερικών χωρητικοτήτων C_{GS} και C_{GD} σύμφωνα με το Σχήμα 5.15.Η δίοδος D στο συγκεκριμένο $R_p - C - D$ δίκτυο, πρέπει να είναι γρήγορη και να έχει μικρή πτώση τάσης καθώς εξασφαλίζει τη γρήγορη μεταγωγή της συσκευής σε κατάσταση αγωγής.



Σχήμα 5.15: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση κατά την μετάβαση σε κατάσταση αγωγής

Τέλος, από τη στιγμή που ο πυκνωτής εκφορτιστεί πλήρως, τότε το ρεύμα μόνιμης κατάσταση αγωγής θα ρέει μέσω της R_s και της διόδου όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.16. Ουσιαστικά, η τάση πύλης – πηγής δεν θα είναι ακριβώς μηδέν αλλά θα έχει μια τιμή μικρότερη από μηδέν εξαιτίας της R_s όπου δημιουργεί μία πτώση τάσης και προκειμένου να υπάρχει η αγωγή του απαιτούμενου ρεύματος πύλης. Όπως φαίνεται και από Σχήμα 5.7 όπου απεικονίζεται η χαρακτηριστική $I_g - V_{GS}$ του SJDP120R085 SiC VJFET με βάση το φύλλο δεδομένων [4], για τάση πύλης – πηγής της τάξης των 0V το ρεύμα πύλης είναι πολύ μικρό της τάξης των μΑ ,δηλαδή σχεδόν μηδενικό.



Σχήμα 5.16: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση κατά την μόνιμη κατάσταση αγωγής

Τα μεγέθη των στοιχείων του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης γίνονται σύμφωνα με τις εξής παραδοχές. Αρχικά η τιμή της R_s πρέπει να έχει αρκετά μικρή τιμή έτσι ώστε η σταθερά χρόνου φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή να είναι μικρής τιμής και ταυτόχρονα οι αιχμές ρεύματος πύλης να είναι μεγάλες μέσα σε μικρό διάστημα. Σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων του συγκεκριμένου SiC JFET μία τυπική τιμή του φορτίου πύλης Q_g που απαιτείται για την έναυση του στοιχείου για μία από τις βέλτιστες περιπτώσεις όπου $V_{GS} = 2.5V$, $V_{DS} = 600V$ και $I_D = 10A$, είναι περίπου $Q_g = 32nC$ [4]. Σε οποιαδήποτε άλλη δυσμενέστερη περίπτωση το φορτίο που απαιτείται θα είναι περισσότερο. Αν υποθέσουμε λοιπόν ότι μαζί με την εξωτερική χωρητικότητα μεταξύ πύλης και πηγής το φορτίου που απαιτείται είναι σχεδόν υπερδιπλάσιο δηλαδή περίπου 75nC και επιθυμούμε να φορτίσει τους πυκνωτές σε διάστημα της τάξης των 50ns τότε οι αιχμές ρεύματος που απαιτούνται θα είναι:

$$I_{peak} = \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{75nC}{50ns} = 1.5 A \quad (5.6)$$

Με βάση τα παραπάνω επιλέγεται αντίσταση $R_s = 5 \Omega$ η οποία σε συνδυασμό με την εσωτερική αντίσταση R_G του SiC JFET θα δώσει αιχμές ρεύματος περίπου 1.5 A και ενώ ταυτόχρονα η συγκεκριμένη τιμή της R_s περιορίζει έως ένα βαθμό τις ταλαντώσεις της τάσης V_{gs} . Τέλος, για την επιλογή του πυκνωτή θα χρησιμοποιηθεί η παρακάτω σχέση [10]:

$$\frac{2Q_g}{V_{DD} - V_{GS}} \le C \le \frac{4Q_g}{V_{DD} - V_{GS}} \quad (5.7)$$

Όπου $V_{DD} = -15V$ είναι η αρνητική τάση τροφοδοσίας του ενισχυτή ρεύματος ενώ V_{GS} η πραγματική τάση που εφαρμόζεται στην πύλη. Στη μεταβατική περίοδο, η τάση αυτή δεν είναι ποτέ ακριβώς -15V καθώς προκειμένου να φορτιστεί ο πυκνωτής θα έχει δημιουργηθεί μία πτώση τάσης, στην περίπτωσή μας θεωρείται ότι η V_{GS} μεταβατικά είναι της τάξης των -12.5V. Ακόμα έχουμε $Q_g = 32nC$ αλλά σε αυτό το φορτίο πρέπει να προσθέσουμε το φορτίου του εξωτερικού πυκνωτή C_{gs} όπου θεωρούμε ότι είναι περίπου 5 - 10nC. Έτσι θα έχουμε:

$$\frac{2Q_g + Q_{c_{gs}}}{V_{DD} - V_{GS}} \le C \le \frac{4Q_g + Q_{c_{gs}}}{V_{DD} - V_{GS}} \Rightarrow$$
$$\frac{75nC}{2.5V} \le C \le \frac{140nC}{2.5V} \Rightarrow$$
$$27.6nF \le C \le 55.2nF \quad (5.8)$$

Επιλέχθηκε πυκνωτής C = 47nF, ωστόσο ανάλογα με την εφαρμογή η βέλτιστη τιμή αυτού του πυκνωτή μπορεί να διαφέρει. Με τις συγκεκριμένες τιμές των $R_s = 5 \Omega$ και C = 47nF προκύπτει μια χρονική σταθερά φόρτισης και εκφόρτισης $\tau = 235ns$.

Τέλος, όπως αναφέραμε και προηγουμένως η αντίσταση R_p επιλέγεται να έχει μία μεγάλη τιμή έτσι ώστε να περιορίζει το ρεύμα πύλης κατά τη μόνιμη κατάσταση αποκοπής σε μία πολύ μικρή τιμή. Η τιμή που επιλέγεται είναι $R_p = 3 \ k\Omega$. Η τιμή του ρεύματος πύλης θα δίνεται από τη σχέση [10]:

$$I_g = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{R_p} = \frac{2.5V}{3 \, k\Omega} = 0.83mA \quad (5.9)$$

2. Αποτελέσματα Προσομοίωσης Κυκλώματος Οδήγησης

Όπως αναφέρθηκε και στην αρχή της συγκεκριμένης ενότητας, προκειμένου να γίνει μέτρηση των διακοπτικών μεγεθών και των κυκλώματα οδήγησης θα υποβληθούν σε Double Pulse Tester διάταξη υπό συγκεκριμένες συνθήκες. Στο Σχήμα 5.17 φαίνεται το κύκλωμα του PSpice που χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να εξαχθούν τα διακοπτικά μεγέθη του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης. Προκειμένου η προσομοίωση να είναι ρεαλιστική κατά μήκος των αγωγών έχουν προστεθεί αυτεπαγωγές λόγο της μη ιδανικής συμπεριφοράς των συγκεκριμένων αγωγών στην πραγματικότητα καθώς και τα κατάλληλα κυκλώματα Snubbers για την εξάλειψη ταλαντώσεων τόσο στην τάση *V_{DS}* αλλά και στην *V_{GS}*.



Σχήμα 5.17: Κύκλωμα προσομοίωσης κυκλώματος οδήγησης AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση

Στη συνέχεια στο παρακάτω **Σχήμα 5.18** φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης πηγής V_{GS} και του ρεύματος πύλης I_g για μηδενικό φορτίο όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης.



Σχήμα 5.18: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο

Όπως προκύπτει από το παραπάνω Σχήμα 5.18 το ρεύμα πύλης I_g έχει αιχμή -2A κατά τη σβέση και 800mA κατά την έναυση. Αναλόγως με την τιμή του φορτίου οι τιμές αυτές αλλάζουν καθώς μεταβάλλονται οι τιμές των παρασιτικών χωρητικοτήτων του στοιχείου.

Στο Σχήμα 5.19 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης πηγής V_{GS} , της τάσης V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης.



Σχήμα 5.19: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε) και του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) για $V_{DC} = 200V$

Στο Σχήμα 5.20 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές της τάσης πύλης πηγής V_{GS} , της τάσης V_{DS} , του ρεύματος υποδοχής I_d καθώς και των διακοπτικών απωλειών σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης εστιασμένες κατά την σβέση του στοιχείου.

Στο Σχήμα 5.21 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές για φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης κατά την έναυση του στοιχείου.



Σχήμα 5.20: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά την σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.21: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

3. Πειραματικά Αποτελέσματα Κυκλώματος Οδήγησης

Το παραπάνω κύκλωμα οδήγησης, προκειμένου να αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του, κατασκευάστηκε στο εργαστήριο και υποβλήθηκε σε Double Pulse Tester διάταξη υπό τις ίδιες συνθήκες. Στο Σχήμα 5.22 φαίνεται η φυσική διάταξη του κυκλώματος οδήγησης που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο, προκειμένου να εξαχθούν τα διακοπτικά μεγέθη του.



Σχήμα 5.22: Φυσική διάταξη AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης, άνω και κάτω όψη.

Στη συνέχεια στο Σχήμα 5.23 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$.

Στο Σχήμα 5.24 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες εστιασμένες κατά τη σβέση του στοιχείου, όπου στο σημείο αυτό καταγράφονται τα χαρακτηριστικά σβέσης του στοιχείου υπό δοκιμή ενώ στο Σχήμα 5.25 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές για φορτίο $V_{DC} = 200V$ εστιασμένες κατά το σημείο έναυσης του στοιχείου, όπου στοιχείου, όπου στοιχείου.



Σχήμα 5.23: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 20V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 2A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH - 500W/DIV) για $V_{DC} = 200V$



TDS 2024C - 2:13:38 PM 5/29/2013

Σχήμα 5.24: : Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 2A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH - 200W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά τη σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.25: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 2A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH - 500W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

Στον παρακάτω Πίνακα 5.1 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά κατά προσέγγιση τα διακοπτικά χαρακτηριστικά του AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για οδήγηση του ημιαγωγού Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET.

Πίνακας 5.1: Διακοπτικά Χαρακτηριστικά του AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για τον ημιαγωγό Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET					
Διακοπτικά Χαρακτηριστικά					
t _{0N} (ns)	Е _{0N} (и J)	t _{OFF} (ns)	Е _{0FF} (и J)		
60	27	70	7.4		

5.3.2.2 Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση

Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης για την οδήγηση του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET φαίνεται στο παρακάτω σχήμα Σχήμα 5.26 και αποτελεί τροποποίηση του προηγούμενου κυκλώματος οδήγησης AC Coupled λογικής [10].

Όμοια με προηγουμένως στο κύκλωμα οδήγησης χρησιμοποιείται μεμονωμένο τροφοδοτικό το οποίο τροφοδοτείται εξωτερικά έτσι ώστε να παρέχεται τάση $\pm 15V$ στο κύκλωμα, ωστόσο ταυτόχρονα χρησιμοποιείται και ένας ρυθμιστής τάσης για την παροχή θετικής τάσης +5V στο κύκλωμα, με την οποία θα επιτύχουμε την ορθή πόλωση του SiC JFET όπως θα δείξουμε στη συνέχεια. Αντίστοιχα με προηγουμένως, το σήμα ελέγχου απομονώνεται μέσω του οπτικού αποζεύκτη HCPL – 2231 ενώ το IXDD_609 χρησιμοποιήθηκε ως ενισχυτής ρεύματος.

Τέλος, και σε αυτή την περίπτωση, η χρήση του πυκνωτή C_{gs} στοχεύει στην προστασία του φαινομένου Miller και τον περιορισμό των ταλαντώσεων της τάσης V_{DS} όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως.



Σχήμα 5.26: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET με ορθή πόλωση

Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης αποτελεί μία βελτίωση του προηγούμενου κυρίως λόγο της ορθής πόλωσης που εφαρμόζεται στο SiC JFET κατά το διάστημα αγωγής, με αποτέλεσμα να επωφελούμαστε της μικρότερης αντίστασης αγωγής και του μεγαλύτερου ρεύματος κορεσμού όπως αναφέρθηκε προηγουμένως.

1. Ανάλυση Λειτουργίας Κυκλώματος

Ο τρόπος λειτουργίας του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης του απεικονίζεται στο Σχήμα 5.26 αποτελεί μία παραλλαγή του προηγούμενου κυκλώματος οδήγησης και βασίζεται στην ίδια λογική με κάποιες διαφοροποιήσεις. Αντιστοίχως, παρέχει μία αρνητική τάση $V_{GS} = -15 V$, η οποία είναι μικρότερη από την τάση αποκοπής V_p , προκειμένου να οδηγήσει το JFET σε κατάσταση αποκοπής, ενώ κατά την κατάσταση αγωγής παρέχεται με θετική τάση $V_{GS} = 5 V$ στην πύλη του JFET προκειμένου να το πολώσει ορθά.

Κατά τη μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής ο ενισχυτής παρέχει αρνητική τάση -15V στην πύλη του JFET με αποτέλεσμα τη γρήγορη εκφόρτιση των παρασιτικών χωρητικοτήτων του στοιχείου, ενώ ταυτόχρονα ο πυκνωτής του παράλληλου κλάδου ο οποίος είναι φορτισμένος από προηγούμενη κατάσταση εκφορτίζεται με μία σταθερά χρόνου εκφόρτισης $\tau = R_s C$ δημιουργώντας μαζί με την αντίσταση R_s ένα δρόμο μικρής αντίστασης για την εκφόρτιση των παρασιτικών

αντιστάσεων όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 5.27. Επιλέγοντας κατάλληλη τιμή πυκνωτή ιδανικά θα οδηγήσει σε πλήρη εκφόρτιση του. Επιλογή πυκνωτή μεγαλύτερου μεγέθους από τον κατάλληλο θα διατηρήσει μια θετική διαφορά δυναμικού στα άκρα του ενώ επιλογή πυκνωτή πολύ μικρής τιμής θα φορτίσει αρνητικά τον πυκνωτή. Δεν θα υπάρχουν λειτουργικά προβλήματα του κυκλώματος οδήγησης από την μη κατάλληλη επιλογή του πυκνωτή ωστόσο θα υπάρχουν πιο αργές μεταγωγές των στοιχείων.



Σχήμα 5.27: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση κατά την μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής



Σχήμα 5.28: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση κατά την μόνιμη κατάσταση αποκοπής

Από την στιγμή που ο πυκνωτής εκφορτιστεί πλήρως, τότε το ρεύμα πύλης ρέει μέσω της R_p όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.28, παραμένοντας σε μικρή τιμή εξαιτίας της μεγάλης τιμής της αντίστασης R_p , ενώ ταυτόχρονα επιτυγχάνεται προστασία του στοιχείου σε περίπτωση κατάρρευσης της ένωσης πύλης – πηγής. Η δίοδος D_1 αντίστοιχα αποσκοπεί στην παρεμπόδιση της ροής του ρεύματος πύλης μέσω αυτού του κλάδου κατά την κατάσταση αποκοπής του στοιχείου και ταυτόχρονα στη μείωση των ταλαντώσεις της V_{GS} κατά τη μετάβαση στη σβέση.

Σε αντίθεση με τα προηγούμενα, στο συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης κατά τη διαδικασία μετάβασης σε κατάσταση αγωγής του JFET ο ενισχυτής παρέχει μία θετική τάση +5 V. Παράλληλα, ο πυκνωτής του $R_p - C - D$ δικτύου που είναι ιδανικά πλήρων εκφορτισμένος από προηγουμένως, φορτίζεται με μία σταθερά χρόνου φόρτισης $\tau = R_s C$. Ομοίως, ο πυκνωτής C_P μαζί με την αντίσταση R_s δημιουργούν ένα δρόμο μικρής αντίστασης για τη γρήγορη φόρτιση των παρασιτικών αντιστάσεων, προσφέροντας τις απαραίτητες αιχμές ρεύματος πύλης όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.29.



Σχήμα 5.29: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση κατά την μετάβαση σε κατάσταση αγωγής

Κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής, όπου ο πυκνωτής C έχει εκφορτιστεί, ο ενισχυτής παρέχει θετική τάση +5V στην πύλη του στοιχείου με αποτέλεσμα η εσωτερική ένωση πύλης – πηγής να πολώνεται ορθά. Η τάση ορθής πόλωσης δεν μπορεί να ξεπεράσει τα 3V με αποτέλεσμα ο πυκνωτής C του παράλληλου κλάδου να παρουσιάζει μία τάση στα άκρα του της τάξης των 2V. Ταυτόχρονα το ρεύμα πύλης πρέπει να περιοριστεί προκειμένου να προστατευτεί ο ημιαγωγός. Σύμφωνα με το Σχήμα 5.7 όπου απεικονίζεται η χαρακτηριστική $I_g - V_{GS}$ του SJDP120R085 SiC VJFET με βάση τα φύλλα δεδομένων [4], ενδεικτικά για τάση $V_{GS} = 2V$ το ρεύμα πύλης θα πρέπει να είναι της τάξης των 0.1mA. Σε αυτό το σημείο αξίζει να σημειώσουμε ότι η ένωση πύλης – πηγής ουσιαστικά συμπεριφέρεται ως μια δίοδος και συνεπώς η ορθή της πόλωση δεν θα ξεπεράσει τα 2-3 V ακόμα και αν στην πύλη του στοιχείου προσφέρετε τάση +5V. Το ρόλο, λοιπόν, του περιορισμού του ρεύματος πύλης θα ρέει μέσω αυτού του κλάδου σως φαίνεται στο Σχήμα

5.30. Η δίοδος D_2 αντίστοιχα αποσκοπεί στην παρεμπόδιση της ροής του ρεύματος πύλης μέσω αυτού του κλάδου κατά την κατάσταση αγωγής του στοιχείου.



Σχήμα 5.30: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση κατά την μόνιμη κατάσταση αγωγής

Η αντίσταση R_c επιλέγεται να είναι 100Ω και με βάση τη συγκεκριμένη τιμή το ρεύμα πύλης κατά τη μόνιμη κατάσταση θα περιοριστεί σε μια τιμή της τάξης των 20mA όπως υπολογίζεται παρακάτω.

$$I_{g_{FWD}} = \frac{V_o - V_{g_s} - V_{D_1}}{R_c} = \frac{5 - 2.5 - 0.5}{100} = 20mA \quad (5.10)$$

Για τον υπολογισμό των μεγεθών των υπολοίπων στοιχείων του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης γίνονται οι ίδιες παραδοχές αντιστοίχως με το προηγούμενο κύκλωμα οδήγησης και συνεπώς προκύπτουν οι ίδιες τιμές. Ειδικότερα, θα έχουμε $R_s = 5 \,\Omega$ και C = 47 nF, με αποτέλεσμα να προκύπτει μια χρονική σταθερά φόρτισης και εκφόρτισης $\tau = 235 ns$, ενώ τέλος, επιλέγεται $R_p = 3k\Omega$.

2. Αποτελέσματα Προσομοίωσης Κυκλώματος Οδήγησης

Κατά αντιστοιχία το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης προκειμένου να αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του θα υποβληθεί σε Double Pulse Tester διάταξη υπό συγκεκριμένες συνθήκες. Στο Σχήμα 5.31 φαίνεται το κύκλωμα του PSpice που χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να εξαχθούν τα διακοπτικά μεγέθη του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης.



Σχήμα 5.31: Κύκλωμα προσομοίωσης κυκλώματος οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση

Στο Σχήμα 5.32 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης πηγής V_{GS} και του ρεύματος πύλης I_g για μηδενικό φορτίο όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης.



Σχήμα 5.32: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο

Έπειτα, στο Σχήμα 5.33 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές εστιασμένες στην μόνιμη κατάσταση αγωγής, όπου φαίνεται η τιμή του *Ι_{gFWD}* ρεύματος πύλης.



Σχήμα 5.33: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο κατά την μόνιμη κατάσταση αγωγής του στοιχείου

Όπως προκύπτει από το παραπάνω Σχήμα 5.32 το ρεύμα πύλης I_g έχει αιχμή -3.2A κατά τη σβέση και 1.4A κατά την έναυση, ενώ από το σχήμα Σχήμα 5.33 φαίνεται ότι το ρεύμα πύλης $I_{g_{FWD}}$ κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής περιορίζεται σε 20mA όπως αναμενόταν.

Στη συνέχεια στο Σχήμα 5.34 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης, στο Σχήμα 5.35 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες κατά τη σβέση του στοιχείου ενώ στο Σχήμα 5.36 κατά την έναυση του στοιχείου.



Σχήμα 5.34: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε) και του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) για $V_{DC} = 200V$



Σχήμα 5.35: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά την σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.36: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

3. <u>Πειραματικά Αποτελέσματα Κυκλώματος Οδήγησης</u>

Προκειμένου να αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του, κατασκευάστηκε στο εργαστήριο και υποβλήθηκε σε Double Pulse Tester διάταξη υπό τις ίδιες συνθήκες. Στο Σχήμα 5.37 φαίνεται η φυσική διάταξη του κυκλώματος οδήγησης που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο, προκειμένου να εξαχθούν τα διακοπτικά μεγέθη του.



Σχήμα 5.37: Φυσική διάταξη AC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης

Στη συνέχεια στο Σχήμα 5.38 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$.



Σχήμα 5.38: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 20V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 5A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH - 200W/DIV) για $V_{DC} = 200V$

Στο Σχήμα 5.39 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες κατά τη σβέση του στοιχείου, ενώ στο Σχήμα 5.40 κατά την έναυση.



TDS 2024C - 3:19:12 PM 5/28/2013





TDS 2024C - 3:17:00 PM 5/28/2013

Σχήμα 5.40: : Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 20V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 5A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH -200W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

Στον παρακάτω Πίνακα 5.2 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά κατά προσέγγιση τα διακοπτικά χαρακτηριστικά του AC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για οδήγηση του ημιαγωγού Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET.

Πίνακας 5.2: Διακοπτικά Χαρακτηριστικά του AC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για τον ημιαγωγό Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET					
Διακοπτικά Χαρακτηριστικά					
t _{0N} (ns)	Е _{0N} (и J)	t _{OFF} (ns)	E _{OFF} (uJ)		
60	14.7	55	6.4		

5.3.2.3 Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση

Τα κυκλώματα οδήγησης βασισμένα στην AC coupled λογική είναι ευρέως διαδεδομένα για την οδήγησης Normally – On SiC JFETs εξαιτίας της απλότητας κατασκευής και λειτουργίας αλλά και του χαμηλού κόστους, ωστόσο όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, δεν αποτελούν τη βέλτιστη επιλογή για όλα τα επίπεδα εύρους παλμών και για όλες τις διακοπτικές συχνότητες. Σε εφαρμογές υψηλής συχνότητας απαιτείται ένα βελτιστοποιημένο κύκλωμα οδήγησης το οποίο θα είναι ανεξάρτητο της σταθεράς χρόνου φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή $\tau = RC$ έτσι ώστε να έχει όσο το δυνατόν καλύτερη απόδοση. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι ένα DC Coupled κύκλωμα οδήγησης με δύο βαθμίδες [7], [11]. Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης για την οδήγηση του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET φαίνεται στο παρακάτω σχήμα Σχήμα 5.41.



Σχήμα 5.41: Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled του SJDP120R085 SiC JFET με ορθή πόλωση

Αντιστοίχως με τα υπόλοιπα κυκλώματα οδήγησης, έτσι και στο συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης χρησιμοποιείται μεμονωμένο τροφοδοτικό το οποίο τροφοδοτείται εξωτερικά έτσι ώστε να παρέχεται τάση $\pm 15V$ στο κύκλωμα καθώς και ένας ρυθμιστής τάσης για την παροχή θετικής τάσης +5V, με την οποία θα επιτευχθεί η ορθή πόλωση του SiC JFET. Ταυτόχρονα, το σήμα ελέγχου απομονώνεται μέσω του οπτικού αποζεύκτη HCPL – 2231 ενώ σε αντίθεση με τα προηγούμενα στο συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης χρησιμοποιούνται δύο ενισχυτές ρεύματος IXDD_609. Η παρουσία του δεύτερου ενισχυτή ρεύματος δικαιολογείται στον τρόπο λειτουργίας του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης ο οποίος διαχωρίζεται σε δύο φάσεις όπως θα εξηγηθεί παρακάτω. Τέλος, η χρήση του πυκνωτή C_{gs} στοχεύει στην παροτασία του φαινομένου Miller και τον περιορισμό των ταλαντώσεων της τάσης V_{Ds} όπως και προαναφέρθηκε.

Η λογική του συγκεκριμένου κυκλώματος βασίζεται στη δημιουργία ενός μικρότερης διάρκειας παλμού συγχρονισμένου με τον αρχικό παλμό που τροφοδοτείται στον οπτικό αποζεύκτη, μέσω ενός λογικού κυκλώματος που αποτελείται από λογικές πύλες και ένα φίλτρο RC [11].

Ο παλμός που δημιουργείται μέσω του λογικού κυκλώματος θα είναι διάρκειας περίπου 150*ns* και θα οδηγηθεί στην είσοδο ENABLE του ενός ενισχυτή. Στο χρονικό διάστημα των 150ns που διαρκεί ο παλμός, το ENABLE του ενισχυτή είναι σε λογικό HIGH με αποτέλεσμα ο ενισχυτής λειτουργεί και να δίνει μεγάλες αιχμές

ρεύματος πύλης για το συγκεκριμένο χρονικό διάστημα προκειμένου να γίνει γρήγορη φόρτιση των εσωτερικών χωρητικοτήτων C_{GS} και C_{GD} . Στο υπόλοιπο διάστημα όπου ο παλμός είναι -15 V το ENABLE του ενισχυτή είναι σε λογικό LOW και επομένως η έξοδος του ενισχυτή είναι HIGH Z, δηλαδή ισοδυναμεί με ανοιχτό κύκλωμα. Στον άλλον ενισχυτή ρεύματος δίνεται ως είσοδος ο αρχικός παλμός από τον οπτικό αποζεύκτη μέσω μιας τεχνίτης καθυστέρησης από λογικές πύλες έτσι ώστε οι δύο ενισχυτές να είναι συγχρονισμένοι. Ο συγκεκριμένος ενισχυτής θα παρέχει στην έξοδό του τάση +5V κατά την κατάσταση αγωγής κα-15V κατά την κατάσταση αποκοπής.

Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης έχει σαφώς το πλεονέκτημα ότι ανεξαρτήτου εφαρμογής, διακοπτικής συχνότητας και εύρος παλμού, μπορεί να ανταποκριθεί εξίσου καλά χωρίς καμία τροποποίηση, με αποτέλεσμα να το καθιστά πιο αξιόπιστο. Ωστόσο, παρουσιάζει και ορισμένα αρνητικά, όπως τις αυξημένες απώλειες ισχύος, αλλά κυρίως και την αδυναμία της προστασίας του SiC JFET σε περίπτωση κατάρρευσης τάσης πύλης [7].

1. Ανάλυση Λειτουργίας Κυκλώματος

Η λογική λειτουργίας του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης του απεικονίζεται στο Σχήμα 5.41 αντιστοίχως με τα προηγούμενα είναι η ίδια, δηλαδή, παρέχει μία αρνητική τάση $V_{GS} = -15 V$, η οποία είναι μικρότερη από την τάση αποκοπής V_p , προκειμένου να οδηγήσει το JFET σε κατάσταση αποκοπής, ενώ κατά την κατάσταση αγωγής παρέχεται με θετική τάση $V_{GS} = 5 V$ στην πύλη του JFET προκειμένου να το πολώσει ορθά. Ωστόσο, το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης αποτελείται από δύο κλάδους οι οποίοι άγουν σε διαφορετικά στάδια τη διακοπτική λειτουργία του στοιχείου έτσι ώστε επιτευχθούν γρήγορες ταχύτητες μεταγωγής.

Ειδικότερα, κατά την μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής ο ενισχυτής παρέχει αρνητική τάση -15V στην πύλη του JFET μέσω του ενισχυτή του πάνω κλάδου με στόχο τη γρήγορη εκφόρτιση των παρασιτικών χωρητικοτήτων του στοιχείου όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.42. Σε αντίθεση με τα προηγούμενα κυκλώματα οδήγησης που αναπτύχθηκαν προηγουμένως, στη μόνιμη κατάσταση αποκοπής το ρεύμα πύλης θα συνεχίσει να ρέει μέσω αυτού του κλάδου. Η τιμή της αντίστασης $R_{s_{off}}$ πρέπει να είναι μικρή προκειμένου η μεταγωγή σε κατάσταση αποκοπής να είναι γρήγορη και οι παρασιτικές χωρητικότητες του JFET να εκφορτιστούν ταχύτατα. Ωστόσο, η μικρή τιμή της $R_{s_{off}}$ έχει ως αποτέλεσμα την έλλειψη ασφάλειας σε περίπτωση κατάρρευσης της ένωσης πύλης – πηγής καθώς η μικρή τιμή της αντίστασης δεν είναι ικανή να περιορίσει τη τιμή του ρεύματος πύλης. Επιλέγοντας μεγάλη τιμή για την $R_{s_{off}}$ μπορεί να εξασφαλίζεται η

προστασία από κατάρρευση, παρόλα αυτά οι μεταγωγές στην αποκοπή θα είναι αργές γεγονός το οποίο δεν είναι επιθυμητό.



Σχήμα 5.42: Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση κατά τη μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής και στη μόνιμη κατάσταση αποκοπής

Οι δίοδοι D_1 και D_3 στόχο έχουν στην παρεμπόδιση της ροής του ρεύματος πύλης μέσω αυτού του κλάδου κατά την κατάσταση αποκοπής του στοιχείου.

Το χρονικό διάστημα της μετάβασης σε κατάσταση αγωγής του JFET ταυτίζεται με το χρονικό διάστημα διάρκειας των 150ns του παλμού που δημιουργείται μέσω του λογικού κυκλώματος και που τροφοδοτείται στο ENABLE του ενός ενισχυτή. Στο διάστημα αυτό και οι δύο ενισχυτές λειτουργούν και παρέχουν θετική τάση +5 V στην πύλη του στοιχείου όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.43. Η τιμή της αντίστασης R_{son} πρέπει να είναι μικρή έτσι ώστε στο χρονικό διάστημα των 150ns όπου οι δύο κλάδοι παραλληλίζονται, ο παράλληλος συνδυασμός $R_{son} \parallel R_c$ να είναι μικρής τιμής προσφέροντας τις απαραίτητες αιχμές ρεύματος πύλης για τη γρήγορη φόρτιση των εσωτερικών χωρητικοτήτων του στοιχείου.



Σχήμα 5.43: Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση κατά τη μετάβαση σε κατάσταση αγωγής

Η δίοδος D_2 αποσκοπεί στην παρεμπόδιση της ροής του ρεύματος πύλης μέσω αυτού του κλάδου κατά την κατάσταση αποκοπής του στοιχείου.

Κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής, δηλαδή μετά το διάστημα των 150ns που διαρκεί ο παλμός που δημιουργείται μέσω του λογικού κυκλώματος ο ένας ενισχυτής οδηγείται σε κατάσταση υψηλής σύνθετης αντίστασης (HIGH-Z) και αποκόπτεται από το κύκλωμα. Ο δεύτερος ενισχυτής ωστόσο συνεχίζει να παρέχει θετική τάση +5V μέσω της αντίστασης R_c στην πύλη του στοιχείου με αποτέλεσμα η εσωτερική ένωση πύλης – πηγής να πολώνεται ορθά όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.44. Η δίοδος D₂ αντίστοιχα αποσκοπεί στην παρεμπόδιση της ροής του ρεύματος πύλης μέσω αυτού του κλάδου κατά την κατάσταση αγωγής του στοιχείου.

Όμοια με το προηγούμενο κύκλωμα οδήγησης όπου γινόταν ορθή πόλωση του στοιχείου, πρέπει να γίνει περιορισμός του ρεύματος πύλης μόνιμης αγωγής μέσω της αντίστασης R_c . Για αυτό το λόγο όπως υπολογίστηκε από την (5.7) επιλέγεται $R_c = 100\Omega$. Ακόμη, προκειμένου οι μεταγωγές κατά την έναυση και τη σβέση του στοιχείου να είναι γρήγορες επιλέγονται $R_{son} = 5 \Omega$ και $R_{soff} = 5 \Omega$.



Σχήμα 5.44: Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση κατά την μόνιμη κατάσταση αγωγής

2. Αποτελέσματα Προσομοίωσης Κυκλώματος Οδήγησης

Κατά αντιστοιχία και το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης προκειμένου α αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του θα υποβληθεί σε Double Pulse Tester διάταξη υπό τις ίδιες συνθήκες. Στο Σχήμα 5.45 φαίνεται το κύκλωμα του PSpice που χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να εξαχθούν τα διακοπτικά μεγέθη του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης.



Σχήμα 5.45: Κύκλωμα προσομοίωσης κυκλώματος οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση

Στο Σχήμα 5.46 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης πηγής V_{GS} και του ρεύματος πύλης I_g για μηδενικό φορτίο όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης, ενώ στο Σχήμα 5.47 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές εστιασμένες στη μόνιμη κατάσταση αγωγής, όπου φαίνεται η τιμή του $I_{g_{FWD}}$ ρεύματος πύλης.



Σχήμα 5.46: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο

Όπως προκύπτει από το παραπάνω Σχήμα 5.46 το ρεύμα πύλης I_g έχει αιχμή -2.6A κατά τη σβέση και 1.4A κατά την έναυση, ενώ από το σχήμα Σχήμα 5.47 φαίνεται ότι το ρεύμα πύλης $I_{g_{FWD}}$ κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής περιορίζεται σε 20mA όπως είχε υπολογιστεί.

Στο Σχήμα 5.48 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης, ενώ στο Σχήμα 5.49 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες στη σβέση του στοιχείου. Τέλος, στο Σχήμα 5.50 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές για φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης εστιασμένες κατά το σημείο έναυσης του στοιχείου.



Σχήμα 5.47: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής του στοιχείου



Σχήμα 5.48: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε) και του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) για $V_{DC} = 200V$



Σχήμα 5.49: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά τη σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.50: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

3. Πειραματικά Αποτελέσματα Κυκλώματος Οδήγησης

Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης, κατασκευάστηκε στο εργαστήριο και υποβλήθηκε σε Double Pulse Tester διάταξη υπό τις ίδιες συνθήκες που διεξάχθηκε και για το προηγούμενο κύκλωμα οδήγησης, προκειμένου να αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του. Στο Σχήμα 5.51 φαίνεται η φυσική διάταξη του κυκλώματος οδήγησης όπως προέκυψε έπειτα από τη σχεδίαση.





Σχήμα 5.51: Φυσική διάταξη DC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης, άνω και κάτω όψη
Αρχικά στο Σχήμα 5.52 φαίνεται ο παλμός και η διάρκεια του, που δημιουργείται μέσω του λογικού κυκλώματος αποτελείται από τις λογικές πύλες και το φίλτρο RC και που θα οδηγηθεί στην είσοδο ENABLE του ενισχυτή. Όπως προκύπτει το διάστημα στο οποίο το ENABLE του ενισχυτή είναι λογικό HIGH είναι της τάξης των 150 *ns* όπως αναμενόταν.



Φυσική διάταξη DC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης, άνω και κάτω όψη

Σχήμα 5.52: Ο παλμός που δημιουργείται μέσω του λογικού και αποτελεί είσοδο στο ENABLE του ενισχυτή (CH1 – 5V/DIV)

Στη συνέχεια στο Σχήμα 5.53 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} , του ρεύματος υποδοχής I_d και των απωλειών σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$.



Σχήμα 5.53: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 20V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 4A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH - 500W/DIV) για $V_{DC} = 200V$

Στο Σχήμα 5.54 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες κατά τη σβέση του στοιχείου ενώ, στο Σχήμα 5.55 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές για φορτίο $V_{DC} = 200V$ εστιασμένες κατά το σημείο έναυσης του στοιχείου.



Σχήμα 5.54: : Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 2A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH - 200W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά τη σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.55: : Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 20V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 5A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH - 500W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

Με βάση τις παραπάνω κυματομορφές, στον παρακάτω Πίνακα 5.3 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά κατά προσέγγιση τα διακοπτικά χαρακτηριστικά του DC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για οδήγηση του ημιαγωγού Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET.

Πίνακας 5.3: Διακοπτικά Χαρακτηριστικά του DC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για τον ημιαγωγό Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET			
Διακοπτικά Χαρακτηριστικά			
t _{0N} (ns)	Е _{ОN} (и J)	t _{OFF} (ns)	Е _{0FF} (и J)
80	20	75	7

5.4 Κυκλώματα Προστασίας Normally – On SiC VJFET

Ένας ακόμα τομέας στον οποίο πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη έμφαση είναι στην προστασία των ημιαγωγικών διακοπτών Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET σε περίπτωση εμφάνισης σφαλμάτων τα οποία μπορεί να καταστρέψουν τους ίδιους του ημιαγωγούς. Γενικότερα, υπάρχουν πολλές βιβλιογραφίες οι οποίες προτείνουν μεθόδους προστασίας ημιαγωγικών στοιχείων τύπου MOSFET και IGBT ωστόσο όλοι έχουν ως κοινό χαρακτηριστικό την Normally – Off συμπεριφορά των στοιχείων. Στην περίπτωσή μας όπου έχουμε να κάνουμε με ένα ημιαγωγό τύπου Normally – On η προστασία του ημιαγωγού καθιστά την προστασία των συγκεκριμένων ημιαγωγών πιο πολύπλοκο ζήτημα, καθώς σε περίπτωση εμφάνισης προβλήματος στο κύκλωμα οδήγησης ο ημιαγωγός θα βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής. Για αυτό το λόγο η προστασία των συγκεκριμένων ημιαγωγών παρουσιάζει ορισμένες τροποποιήσεις και έχει κάποιες επιπλέον απαιτήσεις.

Το κύκλωμα προστασίας των συγκεκριμένων ημιαγωγών θα αποτελείται από δύο επιμέρους τμήματα και στόχο θα έχει την αναγνώριση και την αντιμετώπιση σφάλματος στον ημιαγωγικό διακόπτη σε χρονικό διάστημα μικρότερο των 20μs. Πιο συγκεκριμένα, το κύκλωμα προστασίας θα αποτελείται από:

- Το κύκλωμα προστασίας του ημιαγωγού από εμφάνιση υπερέντασης ρεύματος, όπου χρησιμοποιεί την καμπύλη κορεσμού του στοιχείου προκειμένου να αναγνωριστεί το σφάλμα.
- Το κύκλωμα προστασίας από έλλειψη τροφοδοσίας όπου ενεργοποιείται μόλις αναγνωριστεί ανεπαρκής τροφοδοσία.

5.4.1 Κύκλωμα Προστασία Υπερέντασης Ρεύματος

Το συγκεκριμένο κύκλωμα έχει ως απώτερο σκοπό την προστασία του ημιαγωγικού διακόπτη στην περίπτωση υπερέντασης ρεύματος. Αρχικά αναγνωρίζεται το σφάλμα αξιοποιώντας τις γνωστές καμπύλες κορεσμού $I_{DS} - V_{DS}$ που παρουσιάζει ο συγκεκριμένος ημιαγωγός Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET και στη συνέχεια ενεργοποιείται το κύκλωμα προστασίας.

Στο σχήμα 5.56 φαίνονται οι καμπύλες κορεσμού του SJDP120R085 SiC VJFET όπως προέκυψαν από το μοντέλο προσομοίωσης για διάφορες θερμοκρασίες. Όπως φαίνεται η καμπύλη κορεσμού του στοιχείου μεταβάλλεται ανάλογα με τη θερμοκρασία λειτουργίας του και κατά συνέπεια καθιστά δυσκολότερο τον προσδιορισμό του επιπέδου ρεύματος στον οποίο το κύκλωμα προστασίας θα ενεργοποιείται με αποτέλεσμα το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό να αποτελεί μια ατέλεια του κυκλώματος προστασίας.



Σχήμα 5.56: Καμπύλες κορεσμού $I_{DS} - V_{DS}$ μοντέλου προσομοίωσης, για $T = 25^{\circ}C$ (πράσινο), $T = 100^{\circ}C$ (κόκκινο) και $T = 150^{\circ}C$ (μπλε)

Η αναγνώριση του σφάλματος στηρίζεται στο γεγονός ότι, κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής του ημιαγωγού, υπό κανονικές συνθήκες όταν δεν υπάρχει σφάλμα η πτώση τάσης στους ακροδέκτες υποδοχής-πηγής V_{DS} είναι μικρή, της τάξης μερικών mV. Στην περίπτωση εμφάνισης υπερέντασης ρεύματος τότε θα υπάρξει και αύξηση την πτώσης τάσης V_{DS} σύμφωνα με τις καμπύλες κορεσμού του στοιχείου.

Στο Σχήμα 5.57 φαίνεται το μπλοκ διαγράμματος του κυκλώματος προστασίας από υπερένταση [12]. Το συγκεκριμένο κύκλωμα χρησιμοποιεί μια δίοδο σαν αισθητήρα προκειμένου να ανιχνεύει την τάση στο άκρο της υποδοχής του SiC JFET με αποτέλεσμα τη γρήγορη λειτουργία και την απλότητα κατασκευής. Στη συνέχεια η τάση αυτή συγκρίνεται με μία τάση αναφοράς μέσω ενός συγκριτή, η έξοδος του οποίου εισάγεται σε έναν απομονωτή. Η τιμή τάσης αναφοράς καθορίζει το επίπεδο ρεύματος στο οποίο το κύκλωμα προστασίας θα ενεργοποιείται. Στην περίπτωση όπου αναγνωριστεί σφάλμα, μέσω του κυκλώματος προστασίας από υπερένταση, παρακάμπτεται το κύκλωμα οδήγησης και εφαρμόζεται μόνιμα τάση -15V στα άκρα πύλης – πηγής V_{GS} του SiC JFET ανεξαρτήτου του σήματος εισόδου στο κύκλωμα οδήγησης.



Σχήμα 5.57: Δομικό διάγραμμα του κυκλώματος προστασίας από υπερένταση

5.4.2 Κύκλωμα Προστασίας Έλλειψης Τροφοδοσίας

Όπως αναφέρθηκε το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET παρουσιάζει Normally – On συμπεριφορά που σημαίνει ότι σε περίπτωση απώλειας της τροφοδοσίας του κυκλώματος οδήγησης αυτομάτως ο ημιαγωγός θα οδηγηθεί σε κατάσταση αγωγής με αποτέλεσμα την εμφάνιση βραχυκυκλώματος. Στόχος αυτού του κυκλώματος είναι προστασία από αυτό το φαινόμενο για την αποφυγή βραχυκυκλώματος.

Η λειτουργία του συγκεκριμένου κυκλώματος είναι να αναγνωρίζει την απώλεια τροφοδοσίας του κυκλώματος οδήγησης και στην περίπτωση που αναγνωριστεί σφάλμα αυτομάτως να παρέχεται τάση $V_{GS} = -15$ V μεταξύ πύλης – πηγής του στοιχείου για ένα χρονικό διάστημα μέχρις ότου να απομονωθεί η παροχή τάσης. Ειδικότερα, η τάση αυτή προέρχεται από έναν ηλεκτρολυτικό

πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας ο οποίος εκφορτίζεται αργά στα άκρα πύλης – πηγής του στοιχείου.

Ειδικότερα, οι αρχές λειτουργίας του συγκεκριμένου κυκλώματος προστασίας ενάντια στην Normally – On συμπεριφορά του συγκεκριμένου ημιαγωγού είναι οι ακόλουθες με βάση το κύκλωμα στο Σχήμα 5.58 [13]. Όταν η παροχή τάσης V_p λειτουργεί, τότε το τρανζίστορ M1 είναι σε αγωγή και ο πυκνωτής C είναι πλήρως φορτισμένος, περίπου στα 15 V. Όταν η παροχή τάσης χαθεί, τότε το τρανζίστορ M1 πάει σε αποκοπή και ο πυκνωτής C φορτίζει τις παρασιτικές χωρητικότητες του M2 μέσω των αντιστάσεων R_1 , R_3 και της διόδου D_1 με αποτέλεσμα να μεταβαίνει το M2 σε κατάσταση αγωγής. Από τη στιγμή που το M2 βρίσκεται σε αγωγή τότε ο πυκνωτής C μπορεί να εκφορτιστεί μέσω των R_2 και D_3 στην ένωση πύλης – πηγής του JFET. Από εκείνο το σημείο και μετά, το JFET παραμένει σε κατάσταση αποκοπής όσο η τάση V_c του πυκνωτής C πρέπει να έχει μεγάλη τιμή για να κρατήσει σε αποκοπή το στοιχείο για όσο χρόνο απαιτείται.



Σχήμα 5.58: Κύκλωμα Προστασίας Απώλειας Τροφοδοσίας.

5.5 Κυκλώματα Οδήγησης Normally – Off SiC VJFET

5.5.1 Απαιτήσεις Κυκλώματος Οδήγησης του Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET

Αντίστοιχα με το SJDP120R085 SiC VJFET έτσι και για το SJEP120R100 SiC VJFET το οποίο παρουσιάζει Normally – Off συμπεριφορά η σχεδίαση ενός κυκλώματος οδήγησης για το συγκεκριμένο ημιαγωγικό διακόπτη αποτελεί δύσκολο έργο και απαιτεί διαφορετικά χαρακτηριστικά για τη μεγιστοποίηση της απόδοσή του. Οι απαιτήσεις του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET θα αναλυθούν διεξοδικά στη συνέχεια αναλόγως με τη διακοπτική κατάσταση στην οποία βρίσκεται ο ημιαγωγός, όπου σε κάθε μία από αυτές αξιώνονται διαφορετικές απαιτήσεις από τα κυκλώματα οδήγησης.

Μεταγωγή στη κατάσταση αγωγής

Η μεταγωγή στην κατάσταση αγωγής ενός Normally – Off SiC VFET είναι παρόμοια με εκείνη Normally – On SiC VFET. Επιθυμείται η γρήγορη φόρτιση των εσωτερικών, τροφοδοτώντας την πύλη του στοιχείου με υψηλές αιχμές ρεύματος. Σε αντίθεση με το SJDP120R085 SiC VJFET όπου παρουσιάζει Normally – On συμπεριφορά το SJEP120R100 SiC VJFET είναι Normally – Off στοιχείο και για το συγκεκριμένο SiC JFET η τάση κατωφλίου είναι περίπου 1 V και εξαρτάται από την θερμοκρασία [14]. Προκειμένου το στοιχείο να οδηγηθεί σε κατάσταση αγωγής απαιτείται να εφαρμοστεί τάση στην πύλη του στοιχείου μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου. Κατά τα υπόλοιπα ισχύει ότι ίσχυε και προηγουμένως για το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET, όπου για μια δεδομένη τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη οι τιμές των αιχμών ρεύματος πύλης θα καθορίζονται από την τιμή την αντίστασης πύλης R_g [3], ενώ για πολύ μικρή τιμή της R_g θα υπάρχουν περισσότερες ταλαντώσεις του ρεύματος πύλης. Τέλος, και σε αυτή την περίπτωση πρέπει η αυτεπαγωγή πύλης L_g να έχει μικρή τιμή.

Μόνιμη κατάσταση αγωγής

Κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής του Normally – Off SiC VFET η τάση πύλης – πηγής V_{GS} πρέπει να έχει τιμή μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου του στοιχείου έτσι ώστε JFET να παραμένει σε αγωγή ενώ κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής του στοιχείου απαιτείται ένα σταθερό ρεύμα πύλης μεγαλύτερης τιμής από ότι για το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET. Παρόλα αυτά κατά αντιστοιχία με το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET και στην περίπτωση του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET θα πρέπει να περιοριστεί το ρεύμα πύλης που θα ρέει μέσω της ένωσης πύλης – πηγής για τη μείωση των απωλειών και την προστασία του ημιαγωγικού διακόπτη [3]. Στο Σχήμα 5.59, φαίνεται η χαρακτηριστική ρεύματος πύλης – τάσης πύλης $I_g = f(V_{GS})$ με βάση το φύλλο δεδομένων του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET [14].



Σχήμα 5.59: Χαρακτηριστική $I_q - V_{GS}$ του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET [14]

Παράλληλα, στο Σχήμα 5.60 φαίνεται η χαρακτηριστική της αντίστασης αγωγής του στοιχείου συναρτήσει της θερμοκρασίας για διάφορες τιμές του ρεύματος πύλης που προσφέρονται στο στοιχείο με βάση το φύλλο δεδομένων του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET [14]. Όπως φαίνεται για μεγαλύτερη τιμή προσφερόμενου ρεύματος πύλης η αντίσταση αγωγής $R_{ds(ON)}$ του JFET μειώνεται με αποτέλεσμα να έχουμε μείωση και των απωλειών αγωγής.



Σχήμα 5.60: Χαρακτηριστική $R_{ds(ON)}$ συναρτήσει της θερμοκρασία για διάφορες τιμές ρεύματος πύλης του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET [14]

Τέλος, στο Σχήμα 5.61 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ με βάση το φύλλο δεδομένων του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET [14] όπου φαίνεται ότι για $V_{GS} = 3 V$ το ρεύμα κορεσμού θα έχει τη μέγιστη τιμή του.



Σχήμα 5.61: Χαρακτηριστική εξόδου $I_{DS} - V_{DS}$ του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET [14]

Εν τέλει, κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET πρέπει να εφαρμοστεί θετική τάση V_{GS} μεγαλύτερης της τάσης κατωφλίου έτσι ώστε το JFET να άγει. Με την εφαρμογή θετικής τάσης V_{GS} των της τάξης των 2.5-3 V θα επωφεληθούμε της μέγιστης τιμής του ρεύματος κορεσμού του στοιχείου ενώ για τιμή ρεύματος πύλης της τάξης των 100mA κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής θα έχουμε τη μικρότερη αντίσταση αγωγής ενώ το ρεύμα πύλης θα βρίσκεται εντός ορίων που επιτάσσει και η χαρακτηριστική του Σχήματος 5.59.

Μεταγωγή στην κατάσταση αποκοπής

Η μεταγωγή σε κατάσταση αποκοπής είναι παρόμοια με τη μεταγωγή σε κατάσταση αγωγής και για το Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET, δηλαδή, απαιτείται γρήγορη εκφόρτηση των εσωτερικών χωρητικοτήτων του στοιχείου. Όπως προαναφέρθηκε το SJEP120R100 SiC VJFET έχει Normally – Off συμπεριφορά ,δηλαδή αν εφαρμοστεί μηδενική τάση στην πύλη του το στοιχείο δεν άγει, ωστόσο επειδή στο συγκεκριμένο SiC JFET η τάση κατωφλίου είναι περίπου 1 V, δηλαδή είναι κοντά στη μηδενική και εξαρτάται από τη θερμοκρασία για ασφάλεια κατά τη μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής, συνίσταται να επιβάλλεται αρνητική τάση στην πύλη του ,αρκετά πιο μικρή από το μηδέν [3]. Κατά τα άλλα, όμοια με το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET έτσι και για το Normally – Off SJEP120R100 για δεδομένη τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη οι τιμές των αιχμών ρεύματος πύλης καθορίζονται από τη τιμή της αντίστασης πύλης R_a .

Μόνιμη κατάσταση αποκοπής

Κατά την κατάσταση αποκοπής η τάση V_{gs} του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET παραμένει σταθερή σε αρνητική τιμή των -15V όπως συνέβαινε για το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET. Η τάση κατάρρευσης V_{br} στο συγκεκριμένο στοιχείο είναι περίπου 14-18 V πιο μικρή από την τάση κατωφλίου και αντιστοίχως επηρεάζεται και αυτή από τη θερμοκρασία λειτουργίας του. Ομοίως, λοιπόν, απαιτείται ο περιορισμός αυτού του ρεύματος κατάρρευσης πύλης σε περίπτωση όπου η ένωση πύλης – πηγής του JFET οδηγηθεί σε κατάρρευση.

Τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του κυκλώματος οδήγησης του SJEP120R100 SiC VJFET με Normally – Off συμπεριφορά ταυτίζονται με αυτά του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET. Ειδικότερα και σε αυτή την περίπτωση πρέπει να δοθεί έμφαση στον περιορισμό του φαινομένου Miller μέσω της χρήσης ενός πυκνωτή στα άκρα πύλης (G) – πηγής (S) του JFET ο οποίος ταυτόχρονα θα συνεισφέρει στην απόσβεση των ταλαντώσεων της τάσης V_{DS} .Τέλος, το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET και το Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET της εταιρίας Semisouth είναι κατασκευασμένα με τον ίδιο τρόπο. Επομένως, και στην περίπτωση του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET, το κύκλωμα της πύλης όσο και το κύκλωμα της υποδοχής έχουν την ίδια πηγή (S) και επηρεάζονται μέσω της αυτεπαγωγής L_s , όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.11 προηγούμενης ενότητας, και για αυτό το λόγο απαιτείται περιορισμός των ταλαντώσεων στο κύριο κύκλωμα υποδοχής (D) του στοιχείου.

5.5.2 Τοπολογίες Κυκλωμάτων Οδήγησης του Normally – Off SJDP120R085 SiC VJFET

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα παρουσιαστούν δύο κυκλώματα οδήγησης του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET. Το ένα βασίζεται στην AC coupled λογική και το δεύτερο στην DC coupled λογική, όπου κάθε μία λογική παρουσιάζει τα δικά της πλεονεκτήματα όπως εξηγήθηκε σε προηγούμενη ενότητα. Πρόκειται ουσιαστικά για το κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση και το κύκλωμα οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση των οποίων αναλύθηκε η λειτουργία τους σε προηγούμενη ενότητα σε σχέση με το Normally – On ημιαγωγικό στοιχείο SJDP120R085 SiC VJFET. Οι μόνες αλλαγές που θα υπάρχουν στα κυκλώματα σε σχέση με τα προηγούμενα είναι η αλλαγή τιμών ορισμένων στοιχείων (αντιστάσεις, πυκνωτές) έτσι ώστε να πληρούνται οι απαιτήσεις ρευμάτων και τάσεων που παρουσιάζει το Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET όπως αναλύθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Επιπρόσθετα, και σε αυτή την περίπτωση, θα αξιολογηθεί η συμπεριφορά των κυκλωμάτων οδήγησης και θα γίνει μέτρηση των διακοπτικών μεγεθών υπό Double Pulse Tester διάταξη υπό συγκεκριμένες. Οι συνθήκες που θα διεξαχθεί το τεστ δύο παλμών είναι για $V_{DC} = 200V$, $L = 115\mu H$ για χρονικό διάστημα $dt = 3\mu s$, με το ρεύμα υποδοχής I_d να φτάνει μια τιμή της τάξης των 4 - 5A.

5.5.2.1 Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση

Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET φαίνεται στο παρακάτω σχήμα **Σχήμα 5.62**. Πρόκειται ουσιαστικά για το ίδιο κύκλωμα της ενότητας 3.2.2 με ορισμένες διαφορετικές τιμές στοιχείων έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις του ημιαγωγού.



Σχήμα 5.62: Κύκλωμα οδήγησης AC Coupled του Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET με ορθή πόλωση

1. Ανάλυση Λειτουργίας Κυκλώματος

Ο τρόπος λειτουργίας του αναλύθηκε στην ενότητα 3.2.2 και παραμένει ίδιος. Για τον υπολογισμό των μεγεθών του παραπάνω κυκλώματος οδήγησης ακολουθείται η ίδια διαδικασία με το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET.Η τιμή της R_s , κατά αντιστοιχία, πρέπει είναι αρκετά μικρή τιμή έτσι ώστε σταθερά χρόνου φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή να είναι μικρής τιμής αλλά ταυτόχρονα οι αιχμές ρεύματος πύλης να είναι μεγάλες κατά τις μεταβατικές περιόδους. Από το φύλλο δεδομένων του συγκεκριμένου SiC JFET, μία τυπική τιμή του φορτίου πύλης Q_g που απαιτείται για την έναυση του στοιχείου για μία από τις βέλτιστες περιπτώσεις όπου $V_{gs} = 2.5V$, $V_{ds} = 800V$ και $I_d = 10A$, είναι περίπου $Q_g = 71nC$ [13]. Σε οποιαδήποτε άλλη δυσμενέστερη περίπτωση το φορτίο που απαιτείται θα είναι περισσότερο. Μαζί με την εξωτερική χωρητικότητα πύλης και επιθυμούμε να

φορτίσει τους πυκνωτές σε διάστημα της τάξης των 50*ns* τότε οι αιχμές ρεύματος που απαιτούνται θα είναι:

$$I_{peak} = \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{110nC}{50ns} = 2.2 A$$
 (5.11)

Επομένως, επιλέγεται μικρότερη αντίσταση $R_s = 2 \Omega$ η οποία σε συνδυασμό με την εσωτερική αντίσταση R_G του SiC JFET θα δώσει τις απαιτούμενες αιχμές ρεύματος περίπου στα 2 *A*. Για την επιλογή του πυκνωτή θα χρησιμοποιηθεί η ίδια σχέση (5.7) [9]:

$$\frac{2Q_g}{V_{DD} - V_{GS}} \le C \le \frac{4Q_g}{V_{DD} - V_{GS}}$$

Όπου τελικά προκύπτει:

$$70nF \le C \le 130nF \quad (5.12)$$

Επιλέγεται πυκνωτής C = 94 nF, ωστόσο ανάλογα με την εφαρμογή η βέλτιστη τιμή αυτού του πυκνωτή μπορεί να διαφέρει. Με τις συγκεκριμένες τιμές των $R_s = 2 \Omega$ και C = 94 nF προκύπτει μια χρονική σταθερά φόρτισης και εκφόρτισης $\tau = 188 ns$.

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα και σύμφωνα με τα Σχήματα 5.59 και 5.60, κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής επιθυμείται το ρεύμα πύλης να έχει μια τιμή τουλάχιστον της τάξης των 100mA για ενδεικτικά μια τάση $V_{GS} = 2 - 3V$. Το ρόλο του περιορισμού του ρεύματος πύλης αναλαμβάνει η αντίσταση R_c όπου επιλέγεται να είναι 20Ω . Με βάση τη συγκεκριμένη τιμή το ρεύμα πύλης κατά τη μόνιμη κατάσταση θα είναι:

$$I_{g_{FWD}} = \frac{V_o - V_{g_s} - V_{D_1}}{R_c} = \frac{5 - 2.5 - 0.5}{20} = 100 mA \quad (5.13)$$

Τέλος, η αντίσταση R_p επιλέγεται να έχει μία μεγάλη τιμή έτσι ώστε να περιορίζει το ρεύμα πύλης κατά τη μόνιμη κατάσταση αποκοπής σε μία πολύ μικρή τιμή. Η τιμή που επιλέγεται παραμένει ίδια $R_p = 3 \ k\Omega$.

<u>Αποτελέσματα Προσομοίωσης Κυκλώματος Οδήγησης</u>

Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης προκειμένου να αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του θα υποβληθεί σε Double Pulse Tester διάταξη υπό συγκεκριμένες συνθήκες. Στο Σχήμα 5.63 φαίνεται το κύκλωμα του PSpice που χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να εξαχθούν τα διακοπτικά μεγέθη του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης, ενώ στο Σχήμα 5.64 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης πηγής V_{GS} και του ρεύματος πύλης I_g για μηδενικό φορτίο όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης. Τέλος, στο Σχήμα 5.65 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης πηγής V_{GS} και του ρεύματος πύλης I_g για μηδενικό φορτίο εστιασμένες στη μόνιμη κατάσταση αγωγής, όπου φαίνεται η τιμή του $I_{g_{FWD}}$ ρεύματος πύλης.







Σχήμα 5.64: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο

Όπως προκύπτει από το παραπάνω Σχήμα 5.64 το ρεύμα πύλης I_g έχει αιχμή -5.5A κατά τη σβέση και 1.4 A κατά την έναυση, ενώ από το σχήμα Σχήμα 5.65 φαίνεται ότι το ρεύμα πύλης $I_{g_{FWD}}$ κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής περιορίζεται σε 100mA όπως είχε υπολογιστεί.



Σχήμα 5.65: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο κατά την μόνιμη κατάσταση αγωγής του στοιχείου

Στη συνέχεια στο Σχήμα 5.66 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης, στο Σχήμα 5.67 παρουσιάζονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες εστιασμένες κατά τη σβέση του στοιχείου, ενώ τέλος στο Σχήμα 5.68 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές για φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης κατά το διάστημα έναυσης του στοιχείου.



Σχήμα 5.66: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε) και του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) για $V_{DC} = 200V$



Σχήμα 5.67: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά τη σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.68: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

3. <u>Πειραματικά Αποτελέσματα Κυκλώματος Οδήγησης</u>

Τροποποιώντας, το κύκλωμα του Σχήματος 5.37 με τις κατάλληλες τιμές των στοιχείων για την οδήγηση του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET, το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης υποβλήθηκε σε Double Pulse Tester διάταξη υπό συγκεκριμένες συνθήκες, προκειμένου να αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του.

Στο Σχήμα 5.69 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$. Στο Σχήμα 5.70 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες κατά τη σβέση του στοιχείου, ενώ στο Σχήμα 5.71 κατά την έναυση.

Τέλος, στον Πίνακα 5.4 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά κατά προσέγγιση τα διακοπτικά χαρακτηριστικά του AC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για οδήγηση του ημιαγωγού Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET.



Σχήμα 5.69: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 50V/DIV) και του ρεύματος I_d (CH4– 5A/DIV) για $V_{DC} = 200V$



Σχήμα 5.70: : Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 50V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 5A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH -500W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά τη σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.71: : Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 50V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 5A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH -1000W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

Πίνακας 5.4: Διακοπτικά Χαρακτηριστικά του AC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για τον ημιαγωγό Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET			
Διακοπτικά Χαρακτηριστικά			
t _{0N} (ns)	Е _{0N} (и J)	t _{OFF} (ns)	E _{0FF} (u J)
100	60	60	8

5.5.2.2 Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση

Το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET φαίνεται στο παρακάτω σχήμα Σχήμα 5.72. Ομοίως, πρόκειται ουσιαστικά για σχεδόν το ίδιο κύκλωμα της ενότητας 3.2.3 με ορισμένες διαφορετικές τιμές στοιχείων έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις του συγκεκριμένου ημιαγωγού που αναφέρθηκαν προηγουμένων.

1. Ανάλυση Λειτουργίας Κυκλώματος

Ο τρόπος λειτουργίας του συγκεκριμένου κυκλώματος αναλύθηκε στην ενότητα 3.2.3 για το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET αλλά και στην περίπτωση του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET και παραμένει ίδιος. Η μοναδική αλλαγή είναι η τιμή της αντίστασης R_c προκειμένου να ικανοποιείται η απαίτηση για μεγαλύτερο ρεύμα πύλης κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής.

Ειδικότερα, προκειμένου οι μεταγωγές κατά την έναυση και τη σβέση του στοιχείου να είναι γρήγορες οι αντιστάσεις R_{son} και R_{soff} επιλέγεται να έχουν τις τιμές $R_{son} = 2 \,\Omega$ και $R_{soff} = 2\Omega$, ενώ με βάση τη σχέση (5.9) επιλέγεται $R_c = 20\Omega$.



Σχήμα 5.72: Κύκλωμα οδήγησης DC Coupled του Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET με ορθή πόλωση

2. Αποτελέσματα Προσομοίωσης Κυκλώματος Οδήγησης

Όμοια με τα προηγούμενα και το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης προκειμένου να αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του θα υποβληθεί σε Double Pulse Tester διάταξη υπό τις ίδιες συνθήκες. Στο Σχήμα 5.73 φαίνεται το κύκλωμα του PSpice που χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να εξαχθούν τα διακοπτικά μεγέθη του συγκεκριμένου κυκλώματος οδήγησης.



Σχήμα 5.73: Κύκλωμα προσομοίωσης κυκλώματος οδήγησης DC Coupled με ορθή πόλωση

Στο Σχήμα 5.74 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης πηγής V_{GS} και του ρεύματος πύλης I_g για μηδενικό φορτίο όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης, ενώ στο Σχήμα 5.75 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές εστιασμένες στη μόνιμη κατάσταση αγωγής, όπου φαίνεται η τιμή του $I_{g_{FWD}}$ ρεύματος πύλης.



Σχήμα 5.74: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο



Σχήμα 5.75: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (πράσινο) και του ρεύματος πύλης $I_g \times 10$ (κόκκινο) για μηδενικό φορτίο κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής του στοιχείου

Όπως προκύπτει από το παραπάνω Σχήμα 5.74 το ρεύμα πύλης I_g έχει αιχμή -4.7A κατά τη σβέση και 1.35 A κατά την έναυση, ενώ από το σχήμα Σχήμα 5.75 φαίνεται ότι το ρεύμα πύλης $I_{g_{FWD}}$ κατά τη μόνιμη κατάσταση αγωγής περιορίζεται σε 100mA.

Στη συνέχεια στο Σχήμα 5.76 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης, στο Σχήμα 5.77 παρουσιάζονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες εστιασμένες κατά τη σβέση του στοιχείου, ενώ τέλος στο Σχήμα 5.78 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές για φορτίο $V_{DC} = 200V$ όπως προέκυψαν από το κύκλωμα προσομοίωσης κατά το διάστημα έναυσης του στοιχείου.



Σχήμα 5.76: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε) και του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) για $V_{DC} = 200V$



Σχήμα 5.77: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά τη σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.78: Κυματομορφές της τάσης $V_{GS} \times 10$ (πράσινο), της τάσης V_{DS} (μπλε), του ρεύματος υποδοχής $I_d \times 10$ (κόκκινο) και των διακοπτικών απωλειών (κίτρινο) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

3. Πειραματικά Αποτελέσματα Κυκλώματος Οδήγησης

Αντιστοίχως, τροποποιήθηκε το κύκλωμα του Σχήματος 5.51 με τις κατάλληλες τιμές των στοιχείων για την οδήγηση του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET, έτσι ώστε να υποβλήθει σε Double Pulse Tester διάταξη υπό τις ίδιες συνθήκες, και να αξιολογηθεί η διακοπτική συμπεριφορά του.

Στο Σχήμα 5.79 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης πύλης – πηγής V_{GS} , της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} και του ρεύματος υποδοχής I_d σε Double Pulse Tester διάταξη με φορτίο $V_{DC} = 200V$. Στο Σχήμα 5.80 φαίνονται οι ίδιες κυματομορφές μαζί με τις διακοπτικές απώλειες κατά τη σβέση του στοιχείου, ενώ στο Σχήμα 5.81 κατά την έναυση.

Αντιστοίχως, στον Πίνακα 5.5 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα διακοπτικά χαρακτηριστικά του DC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για οδήγηση του ημιαγωγού Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET.



Σχήμα 5.79: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV) και του ρεύματος I_d (CH4– 2A/DIV) για $V_{DC} = 200V$



Σχήμα 5.80: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 2A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH -200W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά τη σβέση του στοιχείου



Σχήμα 5.81: Κυματομορφές της τάσης V_{GS} (CH2– 10V/DIV), της τάσης V_{DS} (CH3– 100V/DIV), του ρεύματος I_d (CH4– 2A/DIV) και των διακοπτικών απωλειών P (MATH -500W/DIV) για $V_{DC} = 200V$ κατά την έναυση του στοιχείου

Πίνακας 5.5: Διακοπτικά Χαρακτηριστικά του DC Coupled με ορθή πόλωση κυκλώματος οδήγησης για τον ημιαγωγό Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET			
Διακοπτικά Χαρακτηριστικά			
t _{ON} (ns)	Е _{0N} (и J)	t _{OFF} (ns)	Е _{0FF} (и J)
110	75	70	9.5

5.6 Κυκλώματα Προστασίας Normally – Off SiC VJFET

Η προστασία των Normally – Off ημιαγωγικών διακοπτών SJEP120R100 SiC VJFET γενικά μπορεί να χαρακτηριστική ευκολότερη διαδικασία σε σχέση με τα Normally – On SJDP120R085 SiC VJFETs. Ειδικότερα, λόγο της Normally – Off συμπεριφοράς του η μέθοδος προστασίας αυτού του είδους των ημιαγωγών μπορεί να θεωρηθεί ότι μοιάζει με αυτή των κλασσικών ημιαγωγικών στοιχείων τύπου MOSFET και IGBT.

Επομένως, το κύκλωμα προστασία των συγκεκριμένων ημιαγωγών θα αποτελείται από το ένα επιμέρους τμήμα σε σχέση με το κύκλωμα προστασίας του SJDP120R085 SiC VJFETs. Πιο συγκεκριμένα, το κύκλωμα προστασίας θα αποτελείται από το επιμέρους τμήμα προστασίας του ημιαγωγού από εμφάνιση υπερέντασης ρεύματος. Αντιστοίχως, και στη δεδομένη περίπτωση θα χρησιμοποιείται η καμπύλη κορεσμού του στοιχείου προκειμένου να αναγνωριστεί το σφάλμα.

5.6.1 Κύκλωμα Προστασία Υπερέντασης Ρεύματος

Το κύκλωμα προστασία από υπερένταση ρεύματος του ημιαγωγού Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET θα είναι το ίδιο με αυτό του ημιαγωγού Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET, με το μπλοκ διάγραμμα του κυκλώματος να φαίνεται στο Σχήμα 5.57.

Ο τρόπος λειτουργίας του κυκλώματος είναι ο ίδιος που αναλύθηκε στην ενότητα 4.1, αφού απώτερος σκοπός του συγκεκριμένου κυκλώματος είναι η προστασία του ημιαγωγικού διακόπτη στην περίπτωση υπερέντασης ρεύματος, με την αναγνώριση του σφάλματος να γίνεται αξιοποιώντας τις αντίστοιχες γνωστές καμπύλες κορεσμού $I_{DS} - V_{DS}$ του Normally – Off SJEP120R100 SiC VJFET. Και στην περίπτωση του Normally – Off SJEP120R100, η καμπύλη κορεσμού του στοιχείου μεταβάλλεται ανάλογα με τη θερμοκρασία λειτουργίας με αποτέλεσμα να δυσχεραίνεται ο ακριβής προσδιορισμός του επιπέδου ρεύματος στο οποίο το κύκλωμα προστασίας θα ενεργοποιείται.

Η μοναδική ουσιαστική διαφορά του κυκλώματος σε σχέση με αυτό Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET, είναι η διαφορετική τιμή της τάσης αναφοράς που εισάγεται στο συγκριτή, η οποία όπως αναφέρθηκε καθορίζει το επιπέδου ρεύματος στο οποίο το κύκλωμα προστασίας ενεργοποιείται και το οποίο οφείλεται στη διαφορετικότητα των καμπυλών κορεσμού των δύο στοιχείων.

5.7 Σύγκριση Ημιαγωγικών Στοιχείων Normally – Οη και Normally – Off SiC JFETs και Αντίστοιχων Κυκλωμάτων Οδήγησης με βάση τα Διακοπτικά Χαρακτηριστικά

Στον παρακάτω Πίνακα 5.6 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα των κυκλωμάτων οδήγησης που παρουσιάστηκαν προηγουμένως όπως προέκυψαν, πειραματικά, για οδήγηση του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET και του Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET. Παράλληλα, στο Σχήμα 5.82 παρουσιάζονται γραφικά οι απώλειες των κυκλωμάτων οδήγησης του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET ενώ αντίστοιχα , στο Σχήμα 5.83 παρουσιάζονται οι απώλειες των κυκλωμάτων οδήγησης του Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET, έτσι ώστε να είναι ευκολότερη η σύγκριση μεταξύ τους.

Με βάση τα παρακάτω στοιχεία φαίνεται ότι το κύκλωμα οδήγησης AC Coupled λογικής με ορθή πόλωση και στην περίπτωση της οδήγησης του Normally – On και του Normally – Off SiC JFET είναι το ταχύτερο ,ενώ εμφανίζει και τις λιγότερες διακοπτικές απώλειες. Εξαιτίας λοιπόν , της απλότητας κατασκευής και λειτουργίας του χαμηλού κόστους κατασκευής, αλλά και της προστασίας των ημιαγωγικών διακοπτών σε περίπτωση κατάρρευσης της ένωσης πύλης – πηγής, καθιστά το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης το καταλληλότερο για την οδήγηση των συγκεκριμένων ημιαγωγικών διακοπτών ισχύος. Μόνο στην περίπτωση που απαιτείται ένα κύκλωμα οδήγησης μεγάλης σταθερότητας ανεξάρτητο της σταθεράς χρόνου φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή $\tau = RC$ θα μπορούσε να προτιμηθεί το κύκλωμα οδήγησης DC Coupled λογικής με ορθή πόλωση με αναγκαστική συνέπεια τις αυξημένες διακοπτικές απώλειες. Σε κάθε καμία περίπτωση το AC Coupled λογικής χωρίς ορθή πόλωση δεν αναδεικνύεται για οδήγηση του Normally – On SiC JFET καθώς πέρα των μεγαλύτερων απωλειών αγωγής που παρουσιάζονται λόγω της έλλειψης ορθής πόλωσης του στοιχείου κατά το διάστημα αγωγής εμφανίζει και τις περισσότερες διακοπτικές απώλειες σε σχέση με τα άλλα δυο κυκλώματα οδήγησης. Στην παρούσα εργασία θα χρησιμοποιηθεί το κύκλωμα οδήγησης AC Coupled λογικής με Ορθή Πόλωση για την κατασκευή του DC-DC Boost Converter.

Πίνακας 5.6: Συγκεντρωτικά αποτελέσματα κυκλωμάτων οδήγησης για $I_d=5A$					
Κύκλωμα Οδήγησης		Διακοπτικά Χαρακτηριστικά			
		Е _{0N} (uJ)	t _{0FF} (ns)	E _{OFF} (uJ)	
Normally – On SJDP120R085 SiC JFET					
AC Coupled χωρίς ορθή πόλωση	60	27	70	7,4	
AC Coupled με ορθή πόλωση	60	14,7	55	6,4	
DC Coupled με ορθή πόλωση	80	20	75	7	
Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET					
AC Coupled με ορθή πόλωση	100	60	60	8	
DC Coupled με ορθή πόλωση	110	75	70	9,5	

Ταυτόχρονα, από το Σχήμα 5.82 και 5.83 μπορεί να γίνει και μία σύγκριση των διακοπτικών χαρακτηριστικών των ημιαγωγικών διακοπτών Normally – On SJDP120R085 SiC JFET και Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET. Όπως προκύπτει, και στην περίπτωση του κυκλώματος AC Coupled και του DC Coupled με ορθή πόλωση το Normally – On SiC JFET εμφανίζει εμφανώς μικρότερες διακοπτικές απώλειες σε σχέση με το Normally – Off ενώ και οι χρόνοι έναυσης και σβέσης είναι μικρότεροι στην περίπτωση του Normally – On SiC JFET. Πολύ σημαντική παρατήρηση είναι το γεγονός ότι οι απώλειες κατά τη σβέση των στοιχείων είναι εμφανώς μικρότερες από ότι στην περίπτωση της έναυσης και σχεδόν ίδιες, είτε πρόκειται για το Normally – On ,είτε για το Normally –SiC JFET. Αντιθέτως, το Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET κατά την έναυση παρουσιάζει υπερτριπλάσιες απώλειες σε σχέση με το Normally – On SJDP120R085 SiC JFET.



Σχήμα 5.82: Απώλειες Κυκλωμάτων Οδήγησης του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET



Σχήμα 5.83: Απώλειες Κυκλωμάτων Οδήγησης του Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET

Ένας ακόμα τομέας στον οποίο πρέπει να εστιαστούμε την προσοχή μας κατά τη σύγκριση των δύο ημιαγωγικών διακοπτών είναι οι απώλειες τους κατά την περίοδο αγωγής. Στο Σχήμα 5.84 απεικονίζεται η καμπύλη της αντίστασης αγωγής $R_{DS(ON)}$ ως συνάρτηση του ρεύματος υποδοχής I_d σε τρεις διαφορετικές θερμοκρασίας λειτουργίας του στοιχείου, ειδικότερα σε θερμοκρασία 25°C, 100°C, και 150°C για το Normally – On SJDP120R085 SiC JFET (Μαύρες γραμμές) και SJEP120R100 SiC JFET (Μπλε γραμμές) [14]. Ενώ στο Σχήμα 5.85 απεικονίζεται η αντίσταση αγωγής $R_{DS(ON)}$ για διάφορες τιμές της τάσης πύλης V_{GS} σε ένα εύρος

διαφορετικών θερμοκρασιών για το Normally – On SJDP120R085 SiC JFET (Μαύρες γραμμές) και SJEP120R100 SiC JFET (Μπλε γραμμές) [15].



Σχήμα 5.84: Χαρακτηριστική Καμπύλη αντίσταση αγωγής $R_{DS(ON)}$ ως συνάρτηση του ρεύματος υποδοχής I_d σε τρεις διαφορετικές θερμοκρασίας για το SJDP120R085 SiC JFET (μαύρες γραμμές) και το SJEP120R100 SiC JFET (μπλε γραμμές) [15]





Όπως προκύπτει από το Σχήμα 5.84 και τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία είναι ικανά να λειτουργήσουν σε εξαιρετικά υψηλές θερμοκρασίες(> $300 \circ C$) αλλά το Normally – On JFET διατηρεί την αντίσταση αγωγής $R_{DS(ON)}$ σε χαμηλότερα επίπεδα σε σχέση με το Normally – Off SiC JFET για ρεύμα ίδιας τάξης σε ένα μεγάλο εύρος θερμοκρασιών ενώ ταυτόχρονα όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάζει υψηλότερο ρεύμα κορεσμού $I_{d_{sat}}$. Ενώ από το Σχήμα 5.85 φαίνεται ότι κατά το διάστημα αγωγής χρησιμοποιώντας κάποιο το κύκλωμα οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση το Normally – On SJDP120R085 SiC JFET παρουσιάζει εμφανώς μικρότερες απώλειες αγωγής.

Πίνακας 5.7: Συγκεντρωτικός Πίνακας Συγκριτικής Μελέτης Normally – Οη και Normally – Off SiC JFETs		
Συγκριτικά Μεγέθη	Σύγκριση Μεταξύ Normally – On SJDP120R085 και Normally – Off SJEP120R100 SiC JFET	
Ρεύμα Κόρου	Το Normally – On SiC JFET παρουσιάζει έως και διπλάσιο ρεύμα κόρου σε σχέση με το Normally – Off.	
Ανάστροφη Αγωγή Ρεύματος	Το Normally – On λόγω αρνητικής τάση κατωφλίου παρουσιάζει μικρότερες απώλειες.	
Διακοπτικές Απώλειες	Το Normally – Off παρουσιάζει υπερδιπλάσιες διακοπτικές απώλειες.	
Αντίσταση αγωγής	Το Normally – On SiC JFET παρουσιάζει μικρότερη αντίσταση αγωγής σε σχέση με το Normally – Off για ρεύμα υποδοχής ίδιας τάξης.	
Λοιπά χαρακτηρισιτκά	Το Normally – On SiC JFET λόγω κατασκευής σε κατάσταση ηρεμίας βρίσκεται σε αγωγή.	

Συνοψίζοντας, λοιπόν, οι ημιαγωγικοί διακόπτες SJEP120R100 SiC JFETs έχουν το πλεονέκτημα της ασφαλούς Normally – Off συμπεριφοράς, χαμηλή αντίσταση αγωγής $R_{DS(ON)}$ και διακοπτικές απώλειες οι οποίες είναι από πέντε έως δέκα φορές πιο χαμηλές σε σύγκρισή με τα κοινά Si IGBTs. Ωστόσο, οι ημιαγωγικοί διακόπτες Normally – On SJDP120R085 SiC JFETs, παρά το γεγονός ότι πρέπει να προστατεύονται από την περίπτωση απώλειας τάσης του κυκλώματος οδήγησης όπως αναφέρθηκε σε προηγουμένη ενότητα, έχουν σαφώς περισσότερα πλεονεκτήματα. Ειδικότερα, παρουσιάζουν σχεδόν διπλάσιο ρεύμα κορεσμού, έως και 15% μικρότερη αντίσταση αγωγής και σχεδόν υποτριπλάσιες διακοπτικές απώλειες [15].

Συνεπώς, η εισαγωγή των δύο αυτών ημιαγωγικών στοιχείων στην αγορά των Ηλεκτρονικών ισχύος θεωρείται επαναστατική, πόσο μάλλον στην περίπτωση του Normally – On SJDP120R085 SiC JFET λόγο των εξαιρετικών χαρακτηριστικών που παρουσιάζει. Για αυτό το λόγο επιλέγεται ο συγκεκριμένος ημιαγωγικός διακόπτης ισχύος για την κατασκευή του DC-DC Boost Converter.

Βιβλιογραφία 5^{ου} Κεφαλαίου

- [1] Joseph Brandon Witcher, "Methodology for Switching Characterization of Power Devices and Modules", Virginia Tech Power Electronics, January 2002
- [2] Rudy Severns, "Design of Snubbers for Power Circuits" http://www.cde.com/tech/design.pdf
- [3] "JFET Gate Driver and Layout Considerations", White Paper WP-SS2, SemiSouth Laboratories Inc
- [4] Datasheet Semisouth SJDP120R085 SiC JFET
- [5] Dubois, F., Risaletto, D., Bergogne, D., Morel, H., Buttay, C., Meuret, R., "Active protections for normally-on SiC JFETs", Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, 2011
- [6] Spyridon V. Giannoutsos, Pavlos Pachos, Stefanos Manias, "Performance Evaluation of a Proposed Gate Drive Circuit for Normally-ON SiC JFETs used in PV Inverter Applications", Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 2012 IEEE International
- [7] Robin Kelley, Fenton Rees, and Dan Schwob, "Optimized Gate Driver for Enhancement-mode SiC JFET", SemiSouth Laboratories Inc
- [8] S. Round, M. Heldwein, J. Kolar, I. Hofsajer, P. Friedrichs, "A SiC JFET Driver for a 5 kW, 150 kHz Three-Phase Sinusoidal-Input, Sinusoidal-Output PWM Converter", Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, October 2005
- [9] Rolando Burgos, Zheng Chen, Dushan Boroyevich, and Fred Wang, "Design Considerations of a Fast 0-Ω Gate-Drive Circuit for 1.2 kV SiC JFET Devices in Phase-Leg Configuration", Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, September 2009
- [10] "Silicon Carbide Enhancement-Mode Junction Field Effect Transistor and Recommendations for Use", Application Note AN-SS1, SemiSouth Laboratories Inc

- [11] "SGDR600P1: 6 A JFET Gate Driver Reference Design & Demoboard Optimized for high-speed hard switching", Application Note AN-SS3, Laboratories Inc
- [12] Liang Zuo, S. K. Islam, M. A. Huque, B. J. Blalock1, and L. M. Tolbert, "A Universal BCD-on-SOI Based High Temperature Short Circuit Protection for SiC Power Switches", Oak Ridge National Laboratory
- [13] F. Guedon, S.K. Singh, R.A. McMahon and F. Udrea, "Gate driver for SiC JFETs with protection against normally-on behaviour induced fault", Electronics Letters, March 2011
- [14] Datasheet Semisouth SJEP120R100 SiC JFET
- [15] J.B. Casady, D.C. Sheridan, R. Kelley, V. Bondarenko and A. Ritenour, "A Comparison of 1200V Normally-OFF & Normally-ON Vertical Trench SiC Power JFET Devices", SemiSouth Laboratories Inc.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6. Σχεδίαση Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης

6.1 Εισαγωγή

Οι μετατροπείς συνεχούς τάσης ή ψαλιδιστές συνεχούς τάσης (DC Choppers) ονομάζονται τα κυκλώματα εκείνα, τα οποία μετατρέπουν μια συνεχή τάση μιας ορισμένης τιμής σε συνεχή τάση άλλης τιμής και σε ορισμένες περιπτώσεις άλλης πολικότητας [1]. Υπάρχουν διάφορα ήδη μη γαλβανικά απομονωμένων κυκλωμάτων μετατροπέων συνεχούς τάσης, ανάλογα με το είδος της εφαρμογής. Πιο συγκεκριμένα, οι μετατροπείς DC τάσης διαχωρίζονται στους [2]:

- Μετατροπείς υποβιβασμού τάσης (Buck).
- Μετατροπείς ανύψωσης τάσης (Boost).
- Μικτοί μετατροπείς υποβιβασμού ανύψωσης τάσης (Buck Boost).
- Μετατροπείς Cuk.
- Μετατροπείς με πλήρη γέφυρα.

Από τους παραπάνω μετατροπείς συνεχούς τάσης, μόνο οι μετατροπείς υποβιβασμού και ανύψωσης τάσης αποτελούν βασικές τοπολογίες, καθώς όλοι οι υπόλοιποι μετατροπείς αποτελούν συνδυασμό των δύο βασικών αυτών μετατροπέων. Στην παρούσα εργασία, η τάση εξόδου θα είναι πάντα μεγαλύτερης τιμής από την τάση εισόδου συνεπώς θα κατασκευαστεί μετατροπέας ανύψωσης τάσης (Boost Converter).

Οι μετατροπείς συνεχούς τάσης βρίσκουν εφαρμογή σε διάφορες περιοχές [1]. Πιο συγκεκριμένα, συναντούνται στα συστήματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιών και διαστημικών συστημάτων, στα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, στα συστήματα ελέγχου ταχύτητας ηλεκτρικών κινητήρων συνεχούς ρεύματος (ηλεκτρικά αυτοκίνητα, ηλεκτρικά τρένα), σε εφαρμογές διόρθωσης του συντελεστή ισχύος καθώς και σε εφαρμογές Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (Φωτοβολταϊκά συστήματα) όπως και στην περίπτωσή μας.

Στη συνέχεια θα γίνει ανάλυση του τρόπου λειτουργίας του μετατροπέα ανύψωσης τάσης κατά τη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης υλοποιείται χρησιμοποιώντας ημιαγωγούς, στην περίπτωσή μας θα χρησιμοποιηθούν οι ημιαγωγικοί διακόπτες SiC JFETs της Semisouth που αναλύθηκαν σε προηγούμενες ενότητες. Για την ανάλυση του τρόπου λειτουργίας, οι διακόπτες θεωρούνται ιδανικοί και οι απώλειες στα επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία αγνοούνται. Τέτοιες απώλειες μπορούν να περιορίσουν τη λειτουργική ικανότητα του μετατροπέα και θα εξεταστούν ξεχωριστά.

Στην είσοδο του μετατροπέα χρησιμοποιείται ένας πυκνωτής εξομάλυνσης προκειμένου να μειώνεται η κυμάτωση της τάσης εισόδου, καθώς και ενός ακόμα πυκνωτή C στην έξοδο ο οποίος δρα ως ένα δεύτερης τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο προκαλεί εξομάλυνση της τάσης και του ρεύματος εξόδου.

6.2 Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης (Boost Converter)

Όπως υποδηλώνει το όνομα του συγκεκριμένου DC – DC μετατροπέα, ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης παράγει μια τάση εξόδου μέση τιμής υψηλότερης από την DC τάση εισόδου [1]. Το βασικό κύκλωμα ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης για ένα καθαρά ωμικό φορτίο φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 6.1, όπου όπως φαίνεται αποτελείται από ένα ελεγχόμενο διακόπτη S, μια δίοδο D, ένα πηνίο L και ένα πυκνωτή C.



Σχήμα 6.1: Βασικό Κύκλωμα Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης

Ο διακόπτης S ανοιγοκλείνει με διακοπτική συχνότητα $f_S = 1/T$ με βαθμό χρησιμοποίησης του διακόπτη (duty cycle), $D = \frac{t_{on}}{T}$, όπου t_{on} το χρονικό διάστημα όπου ο διακόπτης S είναι κλειστός. Το χαρακτηριστικό αυτού του μετατροπέα είναι ότι δεν παρέχει γαλβανική απομόνωση της εξόδου από την είσοδο, ενώ επιτρέπει τη ρύθμιση της τάσης εξόδου μεταβάλλοντας το βαθμό χρησιμοποίησης του διακόπτη (duty cycle).

Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης μπορεί να έχει δύο καταστάσεις λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, μπορεί να βρίσκεται σε λειτουργία με συνεχή αγωγή ρεύματος (Continuous Conduction Mode – CCM) ή σε λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος (Discontinuous Conduction Mode – DCM), ανάλογα με την κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου. Στην CCM λειτουργία το ρεύμα του πηνίου ρέει συνεχώς κατά ολόκληρο τον κύκλο, ενώ στην DCM λειτουργία το ρεύμα πηνίου ρέει κατά ένα μέρος του κύκλου. Στην DCM λειτουργία, το ρεύμα πηνίου μηδενίζεται παραμένει ίσο με μηδέν για ένα διάστημα και στη συνέχεια αρχίζει να αυξάνεται και πάλι. Τέλος, ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί στο όριο μεταξύ CCM και DCM κατάστασης.

6.2.1 Λειτουργία σε Συνεχή Αγωγή Ρεύματος

Αρχικά, θεωρούμε ότι ο μετατροπέας λειτουργεί στη CCM κατάσταση. Στα Σχήματα 6.2-6.3 φαίνονται τα ισοδύναμα κυκλώματα του μετατροπέα ανύψωσης τάσης σε κατάσταση CCM λειτουργίας όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός και η δίοδος D ανοιχτή, και όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός και η δίοδος ανοιχτή αντίστοιχα [1].



Σχήμα 6.2: Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός και η δίοδος είναι ανοιχτή



Σχήμα 6.3: Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο διακόπτης S είναι ανοιχτός και η δίοδος είναι κλειστή
Η αρχή λειτουργίας του συγκεκριμένου μετατροπέα, [3], επεξηγείται από τις ιδανικές κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος που φαίνονται στο Σχήμα 6.4.



Σχήμα 6.4: Ιδανικές κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης του Μετατροπέα Ανύψωσης τάσης σε CCM λειτουργία

Στο χρονικό διάστημα 0 < t < DT, ο διακόπτης S είναι κλειστός μέσω του κυκλώματος οδήγησης. Ως αποτέλεσμα, η τάση στα άκρα της διόδου είναι $v_D = -V_O$, προκαλώντας τη δίοδο να πολωθεί ανάστροφα όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.2. Σε αυτό το σημείο η τάση στα άκρα του πηνίου L είναι $v_L = V_I$ και επομένως το ρεύμα του πηνίου θα αυξάνεται γραμμικά με κλήση V_I/L . Το ρεύμα του πηνίου θα ρέει μέσω του διακόπτη S, επομένως $i_S = i_L$. Στο συγκεκριμένο χρονικό διάστημα, ενέργεια μεταφέρεται από την πηγή DC τάση εισόδου V_I στο πηνίο. Κατά το διάστημα αυτό ο πυκνωτής εξόδου ο οποίος είχε φορτιστεί από την προηγούμενη φάση λειτουργίας, τροφοδοτεί την αντίσταση φορτίου.

Στο χρονικό σημείο t = DT, ο διακόπτης S ανοίγει μέσω του κυκλώματος οδήγησης. Στο σημείο αυτό, το πηνίο έχει μη μηδενικό ρεύμα και επειδή η κυματομορφή ρεύματος του πηνίου είναι μια συνεχής συνάρτηση του χρόνου, το ρεύμα πηνίου συνεχίζει να ρέει με την ίδια φορά και μετά το άνοιγμα του διακόπτη S. Συνεπώς, το πηνίο L λειτουργεί ως μία πηγή ρεύματος, οδηγεί τη δίοδο σε αγωγή όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.3. Η τάση στα άκρα του πηνίου είναι ν_L = $V_I - V_O < 0$ και ως εκ τούτου, το ρεύμα του πηνίου θα αρχίσει να μειώνεται γραμμικά με μία κλίση ($V_I - V_O$)/L ενώ θα ρέει μέσω της διόδου με αποτέλεσμα $i_D = i_L$. Κατά την διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος, η αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου μαζί με την ενέργεια της πηγής εισόδου μεταφέρονται στο πυκνωτή εξόδου C και στην αντίσταση φορτίου R_L .

Στο χρονικό σημείο t = T, ο διακόπτης κλείνει και πάλι, ολοκληρώνοντας ένα κύκλο, το ρεύμα πηνίου αρχίζει να αυξάνεται πάλι και επομένως αυξάνεται κι η ενέργεια του.

Εφόσον στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας η κυματομορφή πρέπει να επαναλαμβάνεται σε κάθε περίοδο, η μέση τιμή της τάσης στα άκρα το πηνίου L θα είναι μηδενική [2], όπου $T = t_{on} + t_{off}$. Πιο συγκεκριμένα θα έχουμε:

$$\int_{0}^{T} v_{L} dt = \int_{0}^{t_{on}} v_{L} dt + \int_{t_{on}}^{t_{off}} v_{L} dt = 0 \quad (6.1)$$

Η προηγούμενη εξίσωση υποδηλώνει ότι τα εμβαδά A^+ και A^- θα είναι ίσα, επομένως:

$$V_{I}t_{on} + (V_{I} - V_{O})t_{off} = 0 \Rightarrow$$
$$V_{I}DT + (V_{I} - V_{O})(1 - D)T = 0$$
$$\frac{V_{O}}{V_{I}} = \frac{1}{1 - D} \quad (6.2)$$

Άρα, κατά τη λειτουργία με συνεχή αγωγή του ρεύματος πηνίου (CCM), για δεδομένη τάση εισόδου, η τάση εξόδου μεταβάλλεται αναλόγως με τον βαθμό

χρησιμοποίησης του διακόπτη (duty cycle) D και δεν εξαρτάται από καμία άλλη παράμετρο του κυκλώματος.

Αγνοώντας τις απώλειες ισχύος που σχετίζονται με όλα τα στοιχεία του κυκλώματος, η ισχύς εισόδου P_I θα ισούται με την ισχύ εξόδου P_o , επομένως:

$$P_{I} = P_{O} \Rightarrow$$

$$V_{I}I_{I} = V_{O}I_{O} \Rightarrow$$

$$\frac{I_{O}}{I_{I}} = \frac{V_{I}}{V_{O}} = 1 - D \quad (6.3)$$

6.2.2 Όριο μεταξύ Συνεχούς και Ασυνεχούς Αγωγής Ρεύματος Πηνίου

Στο παρακάτω Σχήμα 6.5 φαίνεται το ρεύμα πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης όταν αυτός λειτουργεί στο όριο μεταξύ συνεχούς (CCM) και ασυνεχούς (DCM) αγωγής ρεύματος [3].



Σχήμα 6.5: Κυματορμοφή του ρεύματος πηνίου στο όριο μεταξύ συνεχούς (CCM) και ασυνεχούς (DCM) αγωγής ρεύματος για το μετατροπέα ανύψωσης.

Στην παραπάνω κυματομορφή το ρεύμα πηνίου στο διάστημα $0 < t \le DT$ θα δίνεται από την σχέση:

$$i_L = \frac{V_I}{L}t \quad (6.4)$$

Από την οποία για t = DT υπολογίζεται η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου:

$$\Delta i_L = i_L(DT) = \frac{V_I}{L}DT = \frac{V_ID}{Lf_S} \stackrel{(6.3)}{\Longrightarrow}$$
$$\Delta i_L = \frac{V_0D(1-D)}{f_SL} \quad (6.5)$$

Η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου στο όριο μεταξύ συνεχούς (CCM) και ασυνεχούς (DCM) αγωγής ρεύματος ταυτίζεται με τη μέση τιμή του ρεύματος πηνίου όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Επομένως, προκύπτει:

$$I_{IB} = \frac{1}{2}\Delta i_L = \frac{V_0 D (1 - D)}{2f_S L} \quad (6.6)$$

Όπου η μέγιστη τιμή της παραπάνω σχέσης (6.7) παρατηρείται για $D = \frac{1}{2}$, με τιμή:

$$I_{IB,max} = \frac{V_0}{8f_S L} \quad (6.7)$$

Από την παραπάνω σχέση (6.6) και με τη βοήθεια της σχέσης (6.3) μπορεί να υπολογιστεί το μέσο ρεύμα εξόδου στην οριακή κατάσταση με συνεχή αγωγή ρεύματος:

$$I_{OB} = I_{IB}(1-D) = \frac{V_0 D (1-D)^2}{2f_S L} \quad (6.8)$$

Με μέγιστη τιμή της παραπάνω σχέσης (6.8) να παρατηρείται για $D = \frac{1}{3}$, με τιμή:

$$I_{OB,max} = \frac{2V_0}{27f_SL}$$
 (6.9)

Τέλος, η αντίσταση φορτίου στην συγκεκριμένη οριακή κατάσταση λειτουργίας μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς ρεύματος πηνίου προκύπτει ότι είναι:

$$R_{LB} = \frac{V_0}{I_{0B}} = \frac{V_0}{\frac{V_0 D(1-D)^2}{2f_S L}} = \frac{2f_S L}{D(1-D)^2} \quad (6.10)$$

Ενώ, η ελάχιστη τιμή της αντίσταση φορτίου στην οριακή κατάσταση λειτουργίας θα είναι:

$$R_{LB,min} = \frac{V_0}{I_{0B,max}} = \frac{V_0}{\frac{2V_0}{27f_SL}} = 13.5f_SL_{min} \quad (6.11)$$

Συνεπώς, θεωρώντας ότι $I_{OB,max} = I_{O,min} = \frac{V_O}{R_{L,max}}$, μπορεί εύκολα να υπολογιστεί η ελάχιστη τιμή της αυτεπαγωγής L η οποία θα διασφαλίζει την λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης στην λειτουργία συνεχούς αγωγής ρεύματος για όλες τις τιμές του βαθμού χρησιμοποίησης του διακόπτη (duty cycle), D.Πιο συγκεκριμένα:

$$L_{min} = \frac{2V_O}{27f_S I_{OB,max}} = \frac{2}{27} \frac{R_{L,max}}{f_S} \quad (6.12)$$

6.2.3 Λειτουργία Ασυνεχούς Ρεύματος

Σε αυτή την περίπτωση, θεωρούμε ότι ο μετατροπέας λειτουργεί στην DCM κατάσταση. Στα Σχήματα 6.6-6.8 φαίνονται τα ισοδύναμα κυκλώματα του μετατροπέας ανύψωσης τάσης στη συγκεκριμένη κατάσταση λειτουργίας [1].



Σχήμα 6.6: Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός και η δίοδος είναι ανοιχτή



Σχήμα 6.7: Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο διακόπτης S είναι ανοιχτός και η δίοδος είναι κλειστή

Ο τρόπος λειτουργίας του μετατροπέα στην κατάσταση ασυνεχούς ρεύματος επεξηγείται, [3], με βάση τις ιδανικές κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος που παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.9.

Στο χρονικό διάστημα 0 < t < DT, ο διακόπτης S είναι κλειστός και η δίοδος είναι πολωμένη ανάστροφα, και επομένως ανοιχτή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.6. Η τάση στα άκρα του πηνίου L είναι $v_L = V_I$ και επομένως το ρεύμα του πηνίου θα αυξάνεται γραμμικά από το μηδέν όπως συνέβαινε και προηγουμένως στην CCM λειτουργία.



Σχήμα 6.8: Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο διακόπτης S και η δίοδος είναι ανοιχτά

Στο χρονικό διάστημα $DT < t \leq (D + D_1)T$, ο διακόπτης S ανοίγει μέσω του κυκλώματος οδήγησης, ενώ η δίοδος οδηγείται σε αγωγή όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.7, με αποτέλεσμα το ρεύμα του πηνίου να μειώνεται γραμμικά με μία κλίση $(V_I - V_O)/L$ μέσω της διόδου, κατά αντιστοιχία με προηγουμένως.

Στο χρονικό σημείο $t = (D + D_1)T$, το ρεύμα του πηνίου και συνεπώς και της διόδου μηδενίζεται με αποτέλεσμα η δίοδος να ανοίγει όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.8. Στο χρονικό διάστημα $(D + D_1)T < t \le T$, και ο διακόπτης S και η δίοδος είναι ανοιχτά με αποτέλεσμα το ρεύμα του πηνίου να παραμένει σταθερό ίσο με μηδέν και αντίστοιχα η τάση στα άκρα του πηνίου να είναι μηδενική. Το φορτίο κατά την φάση αυτή τροφοδοτείται από τον ηλεκτρολυτικό πυκνωτή εξόδου.

Στο χρονικό σημείο t = T ο διακόπτης κλείνει και πάλι, ολοκληρώνοντας ένα κύκλο, το ρεύμα πηνίου αρχίζει να αυξάνεται από το μηδέν.

Αντιστοίχως με προηγουμένως, στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας η κυματομορφή πρέπει να επαναλαμβάνεται σε κάθε περίοδο, η μέση τιμή της τάσης στα άκρα το πηνίου L θα είναι μηδενική [2], επομένως προκύπτει:

$$\int_{0}^{T} v_{L} dt = \int_{0}^{t_{on}} v_{L} dt + \int_{t_{on}}^{t_{off}} v_{L} dt = 0 \quad (6.13)$$

Η προηγούμενη εξίσωση υποδηλώνει ότι τα εμβαδά A^+ και A^- θα είναι ίσα, επομένως:

$$V_{I}t_{on} + (V_{I} - V_{O})t_{off} = 0 \Rightarrow$$
$$V_{I}DT + (V_{I} - V_{O})D_{1}T = 0 \Rightarrow$$
$$\frac{V_{O}}{V_{I}} = \frac{D_{1} + D}{D_{1}} \quad (6.14)$$

186



Σχήμα 6.9: Ιδανικές κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης του Μετατροπέα Ανύψωσης τάσης σε DCM λειτουργία

Αγνοώντας τις απώλειες ισχύος που σχετίζονται με όλα τα στοιχεία του κυκλώματος, η ισχύς εισόδου P_I θα ισούται με την ισχύ εξόδου P_o , επομένως:

$$P_{I} = P_{O} \Rightarrow$$

$$V_{I}I_{I} = V_{O}I_{O} \Rightarrow$$

$$\frac{I_{O}}{I_{I}} = \frac{V_{I}}{V_{O}} = \frac{D_{1}}{D_{1} + D} \quad (6.15)$$

Στην περίπτωση της λειτουργίας του μετατροπέα ανύψωσης με ασυνεχές ρεύμα πηνίου (DCM), σημειώνεται ότι η μέση τιμή του ρεύματος πηνίου θα προκύπτει από τη σχέση [1]:

$$I_{I} = \Delta i_{L} \frac{(D_{1} + D)}{D_{1}} \quad (6.16)$$

Όπου ισχύει:

$$\Delta i_L = \frac{V_I D}{L f_S} \quad (6.17)$$

Και

$$D_{1} = \frac{f_{s}L}{R_{L}D} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2R_{L}D^{2}}{f_{s}L}} \right) \quad (6.18)$$

Ο μετατροπέας θα σχεδιαστεί έτσι ώστε να λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος ωστόσο ενδέχεται για μικρό φορτίο να λειτουργήσει σε κατάσταση ασυνεχούς ρεύματος πηνίου. Εφόσον η σχεδίαση γίνεται για συνεχής αγωγή ρεύματος πηνίου, όλα τα παρακάτω μεγέθη αναφέρονται σε αυτή την κατάσταση εκτός αν αναφέρεται κάτι διαφορετικό.

6.2.4 Κυμάτωση Τάσης Εξόδου

Το ακριβές κύκλωμα του σταδίου εξόδου ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 6.10 όπου εκτός του φορτίου R_L και της διόδου, στο κλάδο του πυκνωτή εξόδου έχει εισαχθεί και η ESR αντίσταση του πυκνωτή ως μία αντίσταση r_C [3].



Σχήμα 6.10: Στάδιο εξόδου μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Στο Σχήμα 6.11 φαίνονται οι κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης του σταδίου εξόδου του μετατροπέα κατά τη λειτουργία συνεχούς αγωγής ρεύματος (CCM). Όπως φαίνεται και από τις συγκεκριμένες κυματομορφές, το ρεύμα της διόδου μπορεί να θεωρηθεί ότι έχει τετραγωνική μορφή, επομένως θα αποτελείται από μία DC και μία AC συνιστώσα. Το συγκεκριμένο ρεύμα τροφοδοτεί τόσο την αντίσταση εξόδου όσο και τον κλάδο του πυκνωτή εξόδου. Θεωρείται ότι η DC συνιστώσα τροφοδοτεί εξολοκλήρου την αντίσταση εξόδου *R*_L. Η AC συνιστώσα του ρεύματος διόδου διαχωρίζεται μεταξύ του κλάδου της αντίσταση φορτίου και τον κλάδου του πυκνωτή εξόδου να έχει πολύ πιο μικρή εμπέδηση εν συγκρίσει με αυτή του κλάδου της αντίστασης εξόδου, με αποτέλεσμα το ρεύμα του πυκνωτή να είναι σχεδόν ίσο με την AC συνιστώσα του ρεύματος της διόδου και το κλάδου της αντίστασης εξόδου, με αποτέλεσμα

Η μέγιστη peak – to – peak τιμή του ρεύματος του πυκνωτή θα δίνεται από τη σχέση:

$$I_{Cpp} = I_{DM,max} \approx I_{I,max} = \frac{I_{O,max}}{1 - D_{max}} \quad (6.19)$$

Με αποτέλεσμα η peak – to – peak τιμή της τάσης στα άκρα της παρασιτικής αντίστασης r_c του πυκνωτή να είναι:

$$V_{rcpp} = r_C I_{Cpp} = r_C I_{DM,max} \approx \frac{r_C I_{O,max}}{1 - D_{max}} \quad (6.20)$$

Η peak – to – peak τιμή της κυμάτωσης της τάσης εξόδου *V_r* ενός μετατροπέα συνήθως είναι καθορισμένη, συνεπώς η μέγιστη peak – to – peak τιμή της AC συνιστώσας της τάσης στα άκρα του πυκνωτή εξόδου C θα δίνεται από τη σχέση:

$$V_{Cpp} = V_r - V_{rcpp} \quad (6.21)$$





Ταυτόχρονα, η τάση στα άκρα του πυκνωτή εξόδου C υπολογίζεται από τη σχέση:

$$V_{Cpp} = \frac{\Delta Q_{max}}{C_{min}} = \frac{I_{O,max} D_{max} T}{C_{min}} = \frac{V_O D_{max}}{f_S R_{L,min} C_{min}} \quad (6.22)$$

Όπου ΔQ_{max} είναι το φορτίου του πυκνωτή το οποίο προσφέρεται στο φορτίο όταν η δίοδος βρίσκεται σε αποκοπή στο χρονικό διάστημα από μηδέν μέχρι DT. Από την τελευταία σχέση (6.19) μπορεί να υπολογιστεί η ελάχιστη τιμή του πυκνωτή φίλτρου εξόδου:

$$C_{min} = \frac{I_{O,max}D_{max}}{f_S V_{Cpp}} = \frac{V_O D_{max}}{f_S R_{L,min} V_{Cpp}} \quad (6.23)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι, η κυμάτωση της τάσης εξόδου επηρεάζεται κυρίως από το ESR του πυκνωτή εξόδου το οποίο συμβολίζεται με την αντίσταση r_c στο Σχήμα 6.10. Πρακτικά, η κυματομορφή της τάσης εξόδου έχει την ίδια μορφή με την πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης r_c . Για αυτό το λόγο, για τον περιορισμό της κυμάτωσης της τάσης εξόδου, κομβικό σημείο είναι η επιλογή του πυκνωτής με κατάλληλη τιμή ESR και όχι τόσο η τιμή καθαυτό του πυκνωτή.

6.2.5 Καταπόνηση Ημιαγωγικών Στοιχείων

Προκειμένου να αποφευχθούν αποτελέσματα καταστροφής των ημιαγωγικών στοιχείων είναι πολύ χρήσιμο να υπολογιστούν οι μέγιστες τιμές της τάσης και του ρεύματος για κάθε στοιχείο του μετατροπέα ανύψωσης. Ειδικότερα θα μας απασχολήσουν η μέγιστη τάση στα άκρα του ημιαγωγικού διακόπτη S, το μέγιστο ρεύμα καθώς και η RMS τιμή του ρεύματος που διαρρέει τον διακόπτη και αντίστοιχα οι ίδιες τιμές για την δίοδο, κατά την λειτουργία συνεχούς αγωγής (CCM).

Ημιαγωγικός διακόπτης S

Η μέγιστη τάση στα άκρα του ημιαγωγικού διακόπτη S παρουσιάζεται όπως φαίνεται και από το παραπάνω Σχήμα 6.4 παρουσιάζεται κατά το χρονικό διάστημα $DT < t \leq T$ όπου διακόπτης βρίσκεται σε αποκοπή και η μέγιστη τάση στα άκρα θα είναι:

$$V_{SM} = V_0 \quad (6.24)$$

Το μέγιστο ρεύμα που διαρρέει τον ημιαγωγικό διακόπτη S σύμφωνα με το Σχήμα 6.4 παρουσιάζεται στο χρονικό σημείο t = DT, όπου ο διακόπτης μεταβαίνει από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής. Ειδικότερα προκύπτει:

$$I_{SM} = I_I + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_O}{1 - D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (6.25)$$

Όπου Δi_L η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου που όπως δείξαμε προηγουμένως δίνεται από την σχέση (6.5):

$$\Delta i_L = \frac{V_O D (1 - D)}{f_S L}$$

Το ρεύμα που διαρρέει τον ημιαγωγικό διακόπτη S, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, μπορεί να προσεγγιστεί από την σχέση:

$$i_{S} = \begin{cases} I_{I} = \frac{I_{O}}{1 - D} & , 0 < t \le DT \\ 0 & , DT < t \le T \end{cases}$$
(6.26)

Επομένως, η RMS τιμή του ρεύματος του ημιαγωγικού διακόπτη θα είναι:

$$I_{S,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_S^2 dt} = \frac{I_0}{1 - D} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} dt} = \frac{I_0 \sqrt{D}}{1 - D} \quad (6.27)$$

Δίοδος Εξόδου

Αντιστοίχως, η μέγιστη τάση στα άκρα της διόδου παρουσιάζεται με βάση το Σχήμα 6.4 κατά το χρονικό διάστημα $0 < t \le DT$ όπου η δίοδος βρίσκεται σε αποκοπή και η μέγιστη τάση στα άκρα θα είναι:

$$V_{DM} = -V_0$$
 (6.28)

Το μέγιστο ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο σύμφωνα με το Σχήμα 6.4 παρουσιάζεται και σε αυτή την περίπτωση στο χρονικό σημείο *t* = *DT*, όπου ο δίοδος μεταβαίνει από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγής. Ειδικότερα προκύπτει:

$$I_{DM} = I_{SM} = I_I + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_O}{1 - D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (6.29)$$

Όπου Δi_L η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου.

Τέλος, το ρεύμα που διαρρέει την δίοδο μπορεί να προσεγγιστεί από την σχέση:

$$i_D = \begin{cases} 0 & , 0 < t \le DT \\ I_I = \frac{I_O}{1 - D} & , DT < t \le T \end{cases}$$
(6.30)

Επομένως, η RMS τιμή του ρεύματος της διόδου θα δίνεται από τι σχέση:

$$I_{D,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} i_{D}^{2} dt} = \frac{I_{O}}{1 - D} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^{T} dt} = \frac{I_{O}}{\sqrt{1 - D}} \quad (6.31)$$

6.2.6 Απώλειες – Συντελεστής Απόδοσης Μετατροπέα

Τα παρασιτικά στοιχεία ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης οφείλονται στις απώλειες που σχετίζονται με το πηνίο, τον πυκνωτή, το διακόπτη και τη δίοδο. Τα παρασιτικά στοιχεία αγνοήθηκαν στην απλοποιημένη ανάλυση που έγινε προηγουμένως, ωστόσο αυτά αποτελούν την πηγή απωλειών του μετατροπέα, καθώς στην πράξη ο λόγος V_O/V_I μειώνεται καθώς ο λόγος D πλησιάζει στη μονάδα, λόγω των πολύ αυξημένων απωλειών του μετατροπέα.

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός μετατροπέα ανύψωσης στο οποίο περιλαμβάνονται και οι παρασιτικές αντιστάσεις του παρουσιάζεται στο παρακάτω Σχήμα 6.12, όπου r_{DS} είναι η αντίσταση αγωγής του ημιαγωγικού διακόπτη S, R_F η αντίσταση ορθής πόλωσης της διόδου, V_F η πτώση τάσης της διόδου, r_L είναι η ESR αντίσταση του πυκνωτή εξόδου C [3].



Σχήμα 6.12: Ισοδύναμο κύκλωμα ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης με τις παρασιτικές αντιστάσεις και την πτώση τάσης της διόδου

Στη συνέχεια θα υπολογιστούν οι απώλειες του μετατροπέα για κάθε στοιχείο του ξεχωριστά. Για τον ημιαγωγικό διακόπτη S οι απώλειες αγωγής προκύπτουν από την σχέση [4]:

$$P_{r_{DS}} = r_{DS} I_{S,RMS}^{2} \stackrel{(6.27)}{\Longrightarrow}$$

$$P_{r_{DS}} = \frac{Dr_{DS} I_{O}^{2}}{(1-D)^{2}} = \frac{Dr_{DS} P_{O}}{(1-D)^{2} R_{L}} \quad (6.32)$$

Στη συνέχεια θα υπολογίσουμε θεωρητικά τις διακοπτικές απώλειες του ημιαγωγικού διακόπτη S ακολουθώντας την εξής διαδικασία. Αρχικά ορίζονται οι θεωρητικοί χρόνοι έναυσης και σβέσης του διακόπτη ως εξής:

$$t_{ON} = \frac{Q_{GD}R_G}{V_G - V_{TH}} \quad (6.33)$$
$$t_{OFF} = \frac{Q_{GD}R_G}{V_{TH}} \quad (6.34)$$

Όπου Q_{GD} είναι το φορτίο πύλης υποδοχής του ημιαγωγικού στοιχείου, R_G η αντίσταση πύλης του κυκλώματος οδήγησης, V_G είναι η διαφορά δυναμικού που εφαρμόζεται στην πύλη του στοιχείου κατά τη διακοπτική λειτουργεία του κυκλώματος οδήγησης ενώ V_{TH} είναι η τάση κατωφλίου του στοιχείου. Με βάση τα παραπάνω μεγέθη οι διακοπτικές απώλειες του ημιαγωγικού στοιχείου αποτελούνται από τρεις επιμέρους απώλειες. Τις απώλειες του φορτίου πύλης:

$$P_G = Q_G V_G f_S \quad (6.35)$$

Όπου Q_G είναι το φορτίο πύλης του ημιαγωγικού διακόπτη S ενώ V_G είναι η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του. Στη συνέχεια, ορίζονται οι απώλειες της παρασιτικής χωρητικότητας εξόδου, όπου θεωρώντας ότι η χωρητικότητα εξόδου C_{OSS} του ημιαγωγικού διακόπτη S είναι γραμμική, οι απώλειες του διακόπτη θα προκύπτουν από τη σχέση:

$$P_{COSS} = \frac{1}{2} f_S C_{OSS} V_{SM}^2 = \frac{1}{2} f_S C_{OSS} V_O^2 = \frac{1}{2} f_S C_{OSS} R_L P_O \quad (6.36)$$

Τέλος, ορίζονται και οι απώλειες έναυσης και σβέσης του ημιαγωγικού στοιχείου ως εξής:

$$P_{ON} = \frac{1}{2} V_{SM} I_{SM} t_{ON} f_{S} \quad (6.37)$$
$$P_{OFF} = \frac{1}{2} V_{SM} I_{SM} t_{OFF} f_{S} \quad (6.38)$$

Επομένως, οι συνολικές απώλειες ενέργειας του ημιαγωγικού διακόπτη S, προκύπτουν αθροίζοντας όλα τα παραπάνω μεγέθη, όπου προκύπτει:

$$P_{S} = P_{r_{DS}} + P_{G} + P_{COSS} + P_{ON} + P_{OFF} \quad (6.39)$$

Για τη δίοδο στο στάδιο εξόδου του μετατροπέα οι απώλειες αγωγής προκύπτουν από την παρακάτω σχέση για την αντίσταση *R_F* η αντίσταση ορθής πόλωσης της διόδου:

$$P_{R_F} = R_F I_{D,RMS}^2 = \frac{R_F I_O^2}{1 - D} = \frac{R_F P_O}{(1 - D)R_L} \quad (6.40)$$

Ενώ, οι απώλειες που σχετίζονται από την πτώση τάσης της διόδου θα δίνονται από τη σχέση:

$$P_{V_F} = V_F I_D = V_F I_O (1 - D) \quad (6.41)$$

Επομένως, οι συνολικές απώλειες ενέργειας της διόδου, θα δίνονται από την σχέση:

$$P_D = P_{R_F} + P_{V_F}$$
 (6.42)

Οι απώλειες χαλκού του πηνίου L προκύπτουν από τη σχέση:

$$P_{r_L} = r_L I_{L,RMS}^2 = \frac{r_L I_0^2}{(1-D)^2} = \frac{r_L P_0}{(1-D)^2 R_L} \quad (6.43)$$

Επομένως, οι συνολικές απώλειες του πηνίου θα είναι το άθροισμα των απωλειών χαλκού και του πυρήνα μαζί:

$$P_L = P_{r_I} + P_{Core} \quad (6.44)$$

Όπου $I_{L,RMS}$ είναι η RMS τιμή του ρεύματος πηνίου, όπου όπως γνωρίζουμε:

$$i_L = I_I = \frac{I_O}{1 - D}$$

Επομένως,

$$I_{L,RMS} = I_I = \frac{I_O}{1 - D}$$

Τέλος, οι απώλειες του φίλτρου πυκνωτή εξόδου θα δίνονται από τη σχέση:

$$P_{r_C} = r_C I_{C,RMS}^2 \quad (6.45)$$

Προκειμένου να υπολογίσουμε τη RMS τιμή του ρεύματος του πυκνωτή εξόδου $I_{C,RMS}$, αρχικά παρατηρούμε ότι το ρεύμα του πυκνωτή προσεγγίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$i_{C} = \begin{cases} -I_{0} & , 0 < t \le DT \\ I_{I} - I_{0} = \frac{DI_{0}}{1 - D} & , DT < t \le T \end{cases}$$
(6.46)

Επομένως, η RMS τιμή του πυκνωτή θα δίνεται από τι σχέση:

$$I_{C,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} i_{C}^{2} dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_{0}^{DT} I_{O}^{2} dt + \int_{DT}^{T} \left(\frac{DI_{O}}{1 - D} \right)^{2} dt \right)} = I_{O} \sqrt{\frac{D}{1 - D}} \quad (6.47)$$

Συνεπώς, οι απώλειες του πυκνωτή εξόδου θα είναι:

$$P_{r_{c}} = r_{c} I_{c,RMS}^{2} = \frac{Dr_{c} I_{0}^{2}}{1 - D} = \frac{Dr_{c} P_{0}}{(1 - D)R_{L}} \quad (6.48)$$

Συνδυάζοντας όλα τα παραπάνω, οι συνολικές απώλειες ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης προκύπτει ότι είναι:

$$P_{LS} = P_S + P_D + P_{r_L} + P_{r_C}$$
$$P_{LS} = P_S + P_D + P_L + P_{r_C} \quad (6.49)$$

Καταλήγουμε ότι, ο συντελεστής απόδοσης ενός πραγματικού μετατροπέα ανύψωσης με βάση τη σχέση (6.38) θα είναι:

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{LS}} \quad (6.50)$$

6.3 Σχεδίαση Μετατροπέα Ανύψωσης

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή, στόχος της παρούσας εργασίας είναι η σχεδίαση μετατροπέα ανύψωσης ο οποίος θα έχει τις εξής προδιαγραφές:

Ελάχιστη τάση εισόδου: $V_{l.min} = 200V$

Μέγιστη τάση εισόδου: $V_{l,max} = 700V$

Τάση εξόδου: $V_o = 800 V$

Μέγιστη Ισχύς Εξόδου: $P_{O,max} = 5kW$

Μέγιστη Κυμάτωση Ρεύματος Πηνίου: $\Delta i_L = 20\%$

Μέγιστη Κυμάτωση Τάσης Εξόδου: $V_r = 1\%$

Εφόσον θεωρήσουμε ότι $P_{0,max} \cong P_{I,max} = 5kW$ και με δεδομένο ότι η είσοδος του μετατροπέα προέρχεται από φωτοβολταϊκή γεννήτρια η οποία μπορεί να αποδώσει τη μέγιστη ισχύ της για τάση λειτουργίας κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος, όπως θα δειχθεί και στο επόμενο κεφάλαιο, ενώ σε οποιοδήποτε άλλο σημείο λειτουργίας δεν μπορεί να αποδώσει τέτοια ισχύ, προκύπτει ότι το μέγιστο ρεύμα εισόδου του μετατροπέα θα είναι:

$$I_{I,max} = \frac{P_{I,max}}{V_{I,max}} = \frac{5kW}{700V} = 7.143 A$$

Συνεπώς, επειδή $i_L = i_I$, η μέγιστη κυμάτωση του ρεύματος πηνίου θα είναι:

$$\Delta i_{L,max} \cong 1.5 A$$

Ταυτόχρονα, οι συνθήκες λειτουργίας του μετατροπέα ανύψωσης θα είναι:

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{I,min}}{V_0} = 1 - \frac{200}{800} = 0.75$$
$$D_{min} = 1 - \frac{V_{I,max}}{V_0} = 1 - \frac{700}{800} = 0.125$$

Αν θεωρήσουμε ότι έχουμε διακοπτική συχνότητας $f_S = 70 \ kHz$.

Από τη σχέση (6.5) με δεδομένη τη μέγιστη κυμάτωση πηνίου θα υπολογίσουμε την ελάχιστη τιμή που θα πρέπει να έχει το πηνίο για να ικανοποιείται η συγκεκριμένη προϋπόθεση, επομένως:

$$L_{min} = \frac{V_0 D_{min} (1 - D_{min})}{f_S \Delta i_{L,max}} = \frac{800V \cdot 0.125(1 - 0.125)}{70 \ kHz \cdot 1.5 \ A} = 833.33 \ \mu H$$

Σύμφωνα με την τιμή της αυτεπαγωγής L που υπολογίστηκε παραπάνω και με χρήση της σχέσης (6.12) μπορούμε αν υπολογίσουμε τη μέγιστη τιμή του φορτίου $R_{L,max}$ και του μέσου ρεύματος εξόδου στην οριακή κατάσταση συνεχής αγωγής ρεύματος εξόδου $I_{OB,max}$ για τα οποία ο μετατροπέας ανύψωσης λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος (CCM). Πιο συγκεκριμένα προκύπτει:

$$R_{L,max} = \frac{27}{8} f_S L_{min} = 787.5 \,\Omega$$
$$I_{OB,max} = \frac{2V_O}{27 f_S L_{min}} = \frac{2 \cdot 800V}{27 \cdot 70 \, kHz \cdot 833.33 \,\mu H} = 1.016 \,A$$

Είναι πολύ σημαντικό ο μετατροπέας ανύψωσης να λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος καθώς θα έχουμε μειωμένες οι αρμονικές του ρεύματος εισόδου, το οποίο ταυτίζεται με το ρεύμα του πηνίου, γεγονός το οποίο είναι επιθυμητό για τη διασύνδεση του μετατροπέα με τα συστήματα ΑΠΕ και με το δίκτυο.

Η απαιτούμενη κυμάτωση της τάσης εξόδου θα είναι:

$$V_r = 0.01 \cdot 800 V = 8 V$$

Τελικά, από τη σχέση (6.23) υπολογίζεται η ελάχιστη τιμή του πυκνωτή φίλτρου εξόδου αν θεωρήσουμε ότι η κυμάτωση θα είναι πολύ μεγαλύτερη εξαιτίας της DC συνιστώσας από ότι της AC. Έτσι αν θεωρήσουμε ότι έχουμε $V_{Cpp} = 1 V$ και επομένως:

$$C_{min} = \frac{I_{O,max} D_{min}}{f_S V_{Cpp}} = \frac{6.25 \ A \ \cdot 0.125}{70 \ kHz \cdot 1 \ V} = 11.161 \ \mu F$$

Από την (6.21), η μέγιστη peak – to – peak τιμή της AC συνιστώσας της τάσης στα άκρα του πυκνωτή εξόδου C θα είναι:

$$V_{rcpp} = V_r - V_{Cpp} = 7 V$$

Επομένως, η μέγιστη τιμή της ESR παρασιτικής αντίστασης του πυκνωτή θα προκύπτει από την (6.20):

$$r_{C} \leq \frac{V_{rcpp}}{I_{DM,max}} = \frac{V_{rcpp}}{\left(I_{I,max} + \frac{\Delta i_{L,max}}{2}\right)} = \frac{7}{\left(7.143 \, A + \frac{1.5 \, A}{2}\right)} = 1.31 \, \Omega$$

6.3.1 Επιλογή των Στοιχείων του Μετατροπέα Ανύψωσης και Συντελεστής Απόδοσης

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα γίνει η επιλογή των παθητικών και ημιαγωγικών στοιχειών του μετατροπέα ανύψωσης με βάση τα όσα αναφέρθηκαν σε προηγούμενες ενότητες.

Ημιαγωγικός διακόπτης S

Σύμφωνα με τις σχέσεις (6.21)-(6.24) για τις συγκεκριμένες προδιαγραφές του μετατροπέα που αναφέρθηκε προηγουμένως θα έχουμε:

$$V_{SM} = 800 V$$

$$I_{SM} = I_{I,max} + \frac{\Delta i_L}{2} = 7.143 + \frac{1.5}{2} = 7.893 A$$
$$I_{S,RMS} = I_{I,max} \sqrt{D_{\min}} = 2.525 A$$

Οι ημιαγωγικοί διακόπτες που θα χρησιμοποιηθούν είναι οι Normally – On SJDP120R085 SiC της Semisouth οι οποίοι ικανοποιούν τις παραπάνω απαιτήσεις.

Ειδικότερα το Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET σύμφωνα με την [5] έχει $BV_{DS} = 1200 V$, $I_{DM} = 75 A$, $I_D = 27 A$ και $r_{DS} = 0.11 \Omega$ στους 100 °C. Επομένως με σύμφωνα με την (6.32) θα έχουμε

$$P_{r_{DS}} = r_{DS} I_{S,RMS}^2 = 0.11 \Omega \cdot 2.525 A = 0.29 W$$

Ακόμη από την [5] έχουμε $Q_{GD} = 27 nC$, $C_{OSS} = 80 pF$, $Q_G = 32 nC$ και $V_{TH} \cong$ -5.5 V ενώ όπως δείξαμε και από το προηγούμενο κεφάλαιο στο κύκλωμα οδήγησης που θα χρησιμοποιηθεί έχουμε $V_G \cong 15 V$ και $R_G = 5 \Omega$ επομένως από τις (6.33) - (6.34) έχουμε:

$$t_{ON} = \frac{Q_{GD}R_G}{V_G - |V_{TH}|} = \frac{27 \ nC \cdot 5 \ \Omega}{15 - |-5.5 \ V|} = 14.21 \ ns$$

$$t_{OFF} = \frac{Q_{GD}R_G}{|V_{TH}|} = \frac{27 \ nC \cdot 5 \ \Omega}{|-5.5 \ V|} = 24.55 \ ns$$

Από τις σχέσεις (6.35) — (6.37) οι διακοπτικές απώλειες ημιαγωγικού διακόπτη θα είναι:

$$P_{G} = Q_{G}V_{G}f_{S} = 32 \ nC \cdot 15 \ V \cdot 70 \ kHz = 0.0336 \ W$$

$$P_{COSS} = \frac{1}{2}f_{S}C_{OSS}V_{O}^{2} = \frac{1}{2} \cdot 70 \ kHz \cdot 80 \ pF \cdot (800 \ V)^{2} = 1.792 \ W$$

$$P_{ON} = \frac{1}{2}V_{SM}I_{SM}t_{ON}f_{S} = \frac{1}{2} \cdot 800 \ V \cdot 7.893 \ A \cdot 14.21 \ ns \cdot 70 \ kHz = 3.14 \ W$$

$$P_{OFF} = \frac{1}{2}V_{SM}I_{SM}t_{OFF}f_{S} = \frac{1}{2} \cdot 800 \ V \cdot 7.893 \ A \cdot 24.55 \ ns \cdot 70 \ kHz = 5.43 \ W$$

Επομένως, οι συνολικές απώλειες ενέργειας του ημιαγωγικού διακόπτη S, προκύπτουν αθροίζοντας όλα τα παραπάνω μεγέθη:

$$P_{S} = P_{r_{DS}} + P_{G} + P_{COSS} + P_{ON} + P_{OFF} \Rightarrow$$

$$P_{S} = 0.29 W + 0.0336 + 1.792 W + 3.14 W + 5.43 W \Rightarrow$$

$$P_{S} = 10.69 W$$

Δίοδος Εξόδου

Σύμφωνα με τις σχέσεις (6.25)-(6.28) για το συγκεκριμένο οι απαιτήσεις της διόδου εξόδου είναι:

$$V_{DM} = -V_{O} = -800 V$$
$$I_{DM} = I_{SM} = 7.893 A$$
$$I_{D,RMS} = \frac{I_{O,max}}{\sqrt{1 - D_{min}}} = 6.682 A$$

Η δίοδος εξόδου που θα χρησιμοποιηθεί είναι η SDP20S120D SiC Schottky Diode της Semisouth, όπου για την ακρίβεια αποτελείται από δύο διόδους σε ένα ολοκληρωμένο. Ο λόγος που θα χρησιμοποιηθούν δύο δίοδοι είναι για να διαχωρίζεται το ρεύμα σε δύο κλάδους και να περνάει μικρότερη τιμή από τον καθένα έτσι ώστε να έχουμε και μικρότερες απώλειες. Η κάθε μία δίοδος έχει τα εξής χαρακτηριστικά, $V_{DC} = 1200 V$, $I_F = 20 A$, $V_F = 1.4 V$ για $I_F = 5 A$ στους 125 °C σύμφωνα με το φύλο δεδομένων [6]. Θεωρείται ότι η R_F η παρασιτική αντίσταση αγωγής και το ανάστροφο ρεύμα αποκοπής I_R είναι σχεδόν μηδενικά. Επομένως από τις σχέσεις (6.41) και (6.42) έχουμε:

$$P_D = P_{V_F} = V_F I_D = V_F I_O (1 - D) = \frac{V_F P_{O,max}}{V_O} (1 - D_{min}) \Rightarrow$$
$$P_{V_F} = \frac{1.4 \, V \cdot 5 \, kW}{800 \, V} (1 - 0.125) = 7.66 \, W$$

Πυκνωτής Εξόδου

Όπως αποδείξαμε στην προηγούμενη ενότητα στην έξοδο του μετατροπέα επιθυμείται ένας πυκνωτής ο οποίος θα μπορεί να αντέξει τάση $V_c = V_o = 800$. Ταυτόχρονα από τη σχέση (6.37) η RSM τιμή του ρεύματος του πυκνωτή θα είναι:

$$I_{C,RMS} = I_{0.max} \sqrt{\frac{D_{min}}{1 - D_{min}}} = 2.3623 A$$

Τέλος, η ελάχιστη τιμή του πυκνωτή θα είναι $C_{min} = 2.753 \, \mu F$ ενώ η ESR παρασιτική αντίσταση του πυκνωτή δεν θα πρέπει να ξεπερνάει την τιμή $r_c = 0.5 \, \Omega$ έτσι ώστε να ικανοποιείται και η απαίτηση της κυμάτωσης της τάσης εξόδου.

Με βάση τα παραπάνω στην έξοδο του μετατροπέα θα χρησιμοποιηθούν δύο πυκνωτές MAL209629821E3 της VISHAY με τα εξής χαρακτηριστικά [7], $U_{max} = 500 V C = 820 \mu F$, $I_C = 4.7 A$ και ESR 231 $m\Omega$ ο καθένας. Συνεπώς, η σε σειρά συνδεσμολογία των δύο συγκεκριμένων πυκνωτών θα ικανοποιεί τις παραπάνω απαιτήσεις.

Τέλος, από τη σχέση (6.38) οι απώλειες του πυκνωτή εξόδου θα είναι:

$$P_{r_c} = r_c I_{C,RMS}^2 = 2.578 W$$

Σχεδιασμός πηνίου

Όπως υπολογίστηκε και στην προηγούμενη ενότητα προκειμένου ο μετατροπέας ανύψωσης να ικανοποιεί τις απαιτήσεις κυμάτωσης ρεύματος χρειάζεται η ελάχιστη τιμή του πηνίου που απαιτείται να είναι 833.33 μΗ. Προκειμένου να κατασκευάσουμε το πηνίο θα χρησιμοποιήσουμε τον πυρήνα E55/28/25-3C95 της εταιρίας FERROXCUBE.

Το μέγιστο ρεύμα που θα διαπεράσει από το πηνίο θα είναι:

$$I_{L,max} = I_{I,max} + \frac{\Delta i_L}{2} = 7.143 + \frac{1.5}{2} = 7.893 \,A$$

Σύμφωνα με το φύλο δεδομένων του συγκεκριμένου υλικού [8], στο παρακάτω Σχήμα 6.13 φαίνεται η χαρακτηριστική της πυκνότητας της μαγνητικής ροής του πυρήνα συναρτήσει της έντασης του μαγνητικού πεδίου.



Σχήμα 6.13: Χαρακτηριστική της πυκνότητας της μαγνητικής ροής του πυρήνα συναρτήσει της έντασης του μαγνητικού πεδίου [8]

Όπως προκύπτει από το παραπάνω σχήμα για $100 \, ^\circ C$ ή μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής για την οποία ο πυρήνας φτάνει σε κορεσμό είναι 0.4 *T*. Για ασφάλεια στην σχεδίαση του πηνίου θεωρούμε $B_{max} = 0.3 \, T$.

Ο πυρήνας θα κατασκευαστεί να έχει διάκενο αέρος περίπου 3mm και σύμφωνα με το φύλο δεδομένων [9], για το συγκεκριμένο πυρήνα θα ισχύει $A_L = 250 nH$, όπου A_L είναι η αυτεπαγωγή σε nH που επιτυγχάνεται για τύλιγμα 1000 στροφών. Σημειώνεται σε αυτό το σημείο ότι η τιμή του A_L επηρεάζεται κατά κύριο λόγο από το διάκενο του πυρήνα και όχι τόσο από το υλικό του.

Οι ελάχιστες στροφές που απαιτούνται στο τύλιγμα του πυρήνα ώστε να προκύψει η απαιτούμενη ελάχιστη αυτεπαγωγή $L_{min} = 833.33 \, \mu H$ υπολογίζονται με τη βοήθεια της παρακάτω σχέσης:

$$N_{min} = \frac{L_{min} \cdot I_{L,max}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (6.51)$$

Όπου A_e είναι η αποτελεσματική περιοχή του πυρήνα και σύμφωνα με την [9] είναι $A_e = 420 \ mm^2$. Αντικαθιστώντας στην (6.51) τις τιμές των μεγεθών προκύπτει:

$$N_{min} = \frac{L_{min} \cdot I_{L,max}}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{833.33 \ \mu H \ \cdot 7.893 \ A}{0.3 \ T \cdot 420 \ mm^2} = 52.2 \ turns$$

Επιλέγουμε μία μεγαλύτερη τιμή από την ελάχιστη τιμή των απαιτούμενων στροφών έστω ότι επιλέγουμε *N* = 58 *turns* επομένως η αυτεπαγωγή που προκύπτει θα είναι:

$$L = A_L \cdot N^2 \Rightarrow \quad (6.52)$$
$$L = 250 \ nH \cdot 58^2 = 841 \ \mu H$$

Για τη συγκεκριμένη τιμή αυτεπαγωγής L η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου θα προκύπτει από την σχέση (6.5):

$$\Delta i_L = \frac{V_0 D_{min} (1 - D_{min})}{f_S L} = \frac{800 \, V \cdot 0.125 \cdot (1 - 0.125)}{70 \, kHz \cdot 841 \, \mu H} = 1.486 \, A$$

Ενώ, η μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής υπολογίζεται από την σχέση (6.51):

$$B_{max} = \frac{LI_{L,max}}{N \cdot A_e} = \frac{841 \ \mu H \cdot 7.893 \ A}{58 \cdot 420 \ mm^2} = 0.27 \ T$$

Στο παρακάτω διάγραμμα φαίνονται οι ειδικές απώλειες ισχύος του πυρήνα ως συνάρτηση της μέγιστης κυμάτωσης της πυκνότητας μαγνητικής ροής με τη διακοπτική συχνότητα λειτουργίας ως παράμετρο, με βάση το φύλλο δεδομένων του συγκεκριμένου υλικού [8].



Σχήμα 6.14: Ειδικές Απώλειες Ισχύος ως συνάρτηση της μέγιστης Πυκνότητας Μαγνητικής Ροής για διάφορες διακοπτικές συχνότητες λειτουργίας [8]

Η κυμάτωση της πυκνότητας μαγνητικής ροής δίνεται από την σχέση:

$$\Delta B = \frac{L \cdot \Delta i_L}{N \cdot A_e} \Rightarrow \quad (6.53)$$
$$\Delta B = \frac{841 \,\mu H \cdot 1.486 \,A}{58 \cdot 420 \,mm^2} = 0.051 \,T$$

Επομένως, η μέγιστη κυμάτωση της πυκνότητας της μαγνητικής ροής \widehat{B} θα είναι:

$$\hat{B} = \frac{\Delta B}{2} = 25.5 \ mT$$

Για $\hat{B} = 25.5 m$ και $f_S = 70 kHz$ προκύπτουν από την [9] ειδικές απώλειες ισχύος του πυρήνα πολύ μικρές, για αυτό θεωρούμε έστω ότι $P_V = 10 \frac{kW}{m^3}$. Ταυτόχρονα, γνωρίζουμε ότι ο ωφέλιμος όγκος του συσκγκριμένου πυρήνα είναι $V_e = 52000 mm^3$. Επομένως, οι απώλειες πυρήνα θα είναι:

$$P_{Core} = P_V \cdot V_e \Rightarrow \quad (6.54)$$
$$P_{Core} = 10 \frac{kW}{m^3} \cdot 52000 \ mm^3 = 0.52 \ W$$

Στη συνέχεια θα υπολογίσουμε τις απώλειες χαλκού για το πηνίο που σχεδιάζουμε οι οποίες προκύπτουν από την σχέση (6.43):

$$P_{r_L} = r_L I_{L,RMS}^2 = \frac{r_L I_0^2}{(1-D)^2}$$

Η παρασιτική αντίσταση της DC συνιστώσας του πηνίου υπολογίζεται με την βοήθεα της παρακάτω σχέσης:

$$r_L = \rho \cdot \frac{N \cdot MLT}{A} \quad (6.55)$$

Όπου MLT = 132 mm είναι το μέσο μήκος ανά σπείρα, $A = 4 \times 1 mm^2$ είναι η διατομή των τεσσάρων σύρματων χαλκού που θα χρησιμοποιηθεί για να τυληχθεί το πηνίο. Τέλος, $\rho = 0.348 \ \Omega \cdot cm$ στους 100 °C είναι η ειδική αντίσαστη του χαλκού στους 25 °C. Με βάση την παραπάνω σχέση (6.55) προκύπτει:

$$r_{L} = \rho \cdot \frac{N \cdot MLT}{A} = \rho = 0.348 \,\Omega \cdot cm \cdot \frac{58 \cdot 132 \,mm}{4 \,mm^{2}} = 666.07 \,m\Omega$$

Επομένως, οι απώλειες του πηνίου L προκύπτουν θα είναι με βάση την (6.44) :

$$P_L = P_{r_L} + P_{Core} = 0.52 W + 666.07 m\Omega \cdot \frac{6.25^2}{(1 - 0.125)^2} = 34.5 W$$

Έχοντας υπολογίσει τις απώλειες καθενός στοιχείου του μετατροπέα ανύψωσης ξεχωριστά μπορούμε στη συνέχεια να υπολογίσουμε τις συνολικές απώλειες του μετατροπέα και συνεπώς και το συντελεστή απόδοσης του με χρήση της (6.50). Στο παρακάτω Πίνακα 6.1 φαίνονται συγκεντρωτικά οι θεωρητικά υπολογισμένες απώλειες του μετατροπέα Ανύψωσης.

Πίνακα 6.1: Θεωρητικά Υπολογισμένες Απώλειες του Μετατροπέα Ανύψωσης						
Είδος Απωλειών	P(W)					
Ημιαγωγικού διακόπτη S ($m{P}_{m{S}})$	10.69					
Διόδου D (P _D)	7.66					
Πηνίου L (P _L)	34.5					
Πυκνωτή εξόδου C $(oldsymbol{P}_{r_{\mathcal{C}}})$	2.578					
Συνολικές Απώλειες	55.43					

Επομένως, ο θεωρητικός συντελεστής απόδοσης του μετατροπέα θα είναι:

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{LS}} = \frac{5000}{5000 + 55.43} = 98.9\%$$

6.3.2 Απαγωγείς Θερμότητας

Οι ημιαγωγικοί διακόπτες μεγάλης ισχύος, όπως αυτοί της Semisouth που αναλύθηκαν σε προηγούμενες ενότητες, λόγω της υψηλής πυκνότητας ρεύματος που διαρρέεται μέσω των ενώσεων του όπως είναι φυσιολογικό να αναπτύσσουν πολύ υψηλές θερμοκρασίας στο εσωτερικό τους. Επειδή οι μεγάλες εσωτερικές θερμοκρασίες επηρεάζουν αρνητικά τη συμπεριφορά των, ενώ ταυτόχρονα αν ξεπεραστεί η μέγιστη τιμή θερμοκρασίας ένωσης του ημιαγωγού είναι πιθανό να καταστραφεί ο ίδιος ο ημιαγωγός σε κάθε περίπτωση είναι απαραίτητη η σχεδίαση κατάλληλων απαγωγέων θερμότητας. Οι θερμικοί απαγωγείς στόχο έχουν να αυξήσουν την θερμική αγωγιμότητα μεταξύ περιβλήματος ημιαγωγού και του περιβάλλοντος, ούτως ώστε να γίνεται πιο αποτελεσματικά η απαγωγή της θερμότητας.

Για τη σχεδίαση του απαγωγέα θερμότητας, αρχικά είναι απαραίτητη η κατανόηση της θερμικής αντίστασης μεταξύ δύο σημείων, η οποία ορίζεται ως το πηλίκο:

$$Z_{TH} = \frac{\Delta T}{\Delta P} \quad (6.56)$$

Όπου η θερμική αντίσταση Z_{TH} μετριέται σε °C/W ή °K/W, ΔT ορίζεται ως η διαφορά θερμοκρασία μεταξύ των δύο αυτών σημείων και μετριέται σε °C ή °K και ΔP είναι το ποσό της θερμικής ισχύος που διαπερνά τη θερμική αντίσταση σε W.

Στη περίπτωση των ημιαγωγικών διακοπτών, συνολική θερμική αντίστασή Z_{TH} αποτελείται από τρείς επιμέρους θερμικές αντιστάσεις.

- Τη θερμική αντίσταση Z_{JC}, η οποία εμφανίζεται μεταξύ του σημείου της ημιαγωγικής ένωσης (j=junction) και του περιβλήματος καλύμματος του ημιαγωγού (c=case), όπου ως περίβλημα του ημιαγωγού αναφέρεται η επιφάνεια στήριξης του απαγωγέα θερμότητας.
- Τη θερμική αντίσταση Z_{CS}, η οποία εμφανίζεται μεταξύ της επιφάνειας στήριξης (c=case) και της ψήκτρας (s=sink) και εξαρτάται από το υλικό που υπάρχει ανάμεσα στον ημιαγωγό στοιχείο και του απαγωγέα θερμότητας (π.χ. μίκα ή θερμοαγώγιμη πάστα).
- Τη θερμική αντίσταση Z_{SA} που παρουσιάζεται μεταξύ της ψήκτρας (s=sink) και του περιβάλλοντος χώρου (a=ambient). Η τιμή αυτής της αντίστασης εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της ψήκτρας (υλικό, χρώμα, σχήμα, διαστάσεις).

Παράλληλα, στην περίπτωση των ημιαγωγικών διακοπτών η θερμική ισχύς ισοδυναμεί με την ισχύ απωλειών τν ημιαγωγών λόγω της μη ιδανικής συμπεριφοράς τους, η οποία και μετατρέπεται σε θερμότητα.

Όλα τα παραπάνω συνοψίζονται στο ισοδύναμο ηλεκτρικό κυκλώματος στο Σχήμα 6.15 όπου φαίνεται ότι η συνολική θερμική αντίσταση ενός ημιαγωγικού διακόπτη είναι:

$$Z_{JA} = Z_{JC} + Z_{CS} + Z_{SA} = \frac{\Delta T}{\Delta P} = \frac{T_J - T_A}{P_{losses}} \quad (6.57)$$

Όπου T_J είναι θερμοκρασία στην της ένωσης του στοιχείου και T_A η θερμοκρασία περιβάλλοντος.



Σχήμα 6.15: Ισοδύναμο Ηλεκτρικό κύκλωμα της θερμικής αγωγής ενός ημιαγωγικού διακόπτη

Στο ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα θερμικής αγωγής φαίνεται ότι η θερμική ισχύς αποτελεί την πηγή έντασης, οι θερμικές αντιστάσεις αποτελούν ωμικές αντιστάσεις και τα μεγέθη των θερμοκρασιών αντιστοιχούν στις τάσεις στα άκρα των αντιστάσεων. Σύμφωνα με τα παραπάνω φαίνεται ότι για τη σχεδίαση ενός απαγωγέα θερμότητας απαιτείται ο προσδιορισμός της θερμικής αντίστασης Z_{SA} , καθώς στην σχέση (6.15) όλες οι υπόλοιπες μεταβλητές ανάλογα με το είδος της εφαρμογής είναι γνωστές.

Ειδικότερα για την περίπτωση των SiC JFETs της Semisouth, στο παρακάτω Σχήμα 6.16 φαίνεται η εξάρτηση της θερμικής αντίστασης μεταξύ ένωσης και περιβλήματος *Z*_{JC} συναρτήσει από του εύρους των παλμών οδήγησης αλλά και του ποσοστού χρησιμοποίησης του διακόπτη D, Duty Cycle, για τους ημιαγωγούς διακόπτες του Normally – On SJDP120R085 SiC VJFET [5].



Σχήμα 6.16: Εξάρτηση της θερμικής αντίσταση Z_{JC} από το εύρος των παλμών οδήγησης αλλά και του ποσοστού χρησιμοποίησης του διακόπτη D

Με βάση την [5] η μέγιστη τιμής της θερμικής αντίστασης μεταξύ ένωσης και περιβλήματος είναι $Z_{JC} = 1.1 \ ^{\circ}C/W$ και για του δύο ημιαγωγικούς διακόπτες, ενώ η μέγιστη θερμοκρασία ένωσης πριν τη διάσπαση είναι $T_{J,MAX} = 150 \ ^{\circ}C$. Παράλληλα, θεωρείται ότι η μόνωση που παρεμβάλλεται της ψήκτρας και της επιφάνειας στήριξης είναι θερμοαγώγιμη πάστα με θερμική αντίσταση της τάξης των $Z_{CS} = 0.1 \ ^{\circ}C/W$ ενώ μέγιστη θερμοκρασίας περιβάλλοντος είναι $T_{A,MAX} = 50 \ ^{\circ}C$.

Γνωρίζοντας όλες τις παραπάνω παραμέτρους καθώς και τις απώλειες ισχύος του εκάστοτε ημιαγωγικού διακόπτη μπορεί να υπολογιστεί η απαιτούμενη θερμική αντίσταση Z_{SA} . Επομένως από την (6.57) η απαιτούμενη θερμική αντίσταση Z_{SA} προκύπτει να είναι:

$$Z_{JA} = \frac{T_J - T_A}{P_{losses}} = \frac{150 \ ^{\circ}C - 50 \ ^{\circ}C}{10.69 \ W} = 9.35 \ ^{\circ}C/W$$

6.3.3 Κύκλωμα Μετατροπέα Ανύψωσης

Στη συνέχεια στο Σχήμα 6.17 φαίνεται το σχηματικό κύκλωμα του Μετατροπέα Ανύψωσης τάσης στο οποίο φαίνεται ότι κατά αντιστοιχία με την έξοδο του μετατροπέα και στην είσοδο έχουν προσθεθεί ακόμα δύο σε σειρά πυκνωτές όμοιοι με τους πυκνωτές εξόδου έτσι ώστε να απορροφούν τις αρμονικές του ρεύματος εισόδου και να μειώνουν την κυμάτωση της τάσης εισόδου.

Ταυτόχρονα στο σχηματικό κύκλωμα φαίνονται και οι αισθητήρες μέτρησης της τάσης και του ρεύματος εισόδου και εξόδου που απαιτούνται για την εφαρμογή του αλγορίθμου ανίχνευσης μέγιστου σημείου ισχύος όπως θα φανεί και στο επόμενο κεφάλαιο.

Ο ψηφιακός ελεγχτής που θα χρησιμοποιηθεί για τη δημιουργία των παλμών του PWM που θα ελέγχουν το μετατροπέα είναι το DSPIC33FJ16GS502, με τη βοήθεια του οποίου θα υλοποιηθεί και ο MPPT έλεγχος.



Σχήμα 6.17: Σχηματικό Κύκλωμα του Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης

6.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Στο παρακάτω Σχήμα 6.18 φαίνεται το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε στο Orcad Pspice προκειμένου να εξαχθούν τα αποτελέσματα προσομοίωσης. Το συγκεκριμένο κύκλωμα του μετατροπέα συνδυάζεται με κύκλωμα προσομοίωσης του κυκλώματος οδήγησης που σχεδιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο για πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης που προκύπτουν στοχεύουν στην πρώτη αξιολόγηση της σωστής σχεδίασης του μετατροπέα ανύψωσης.



Σχήμα 6.18: Κύκλωμα προσομοίωσης Μετατροπέα Ανύψωσης με χρήση του κυκλώματος οδήγησης AC Coupled με ορθή πόλωση με χρήση ημιαγωγικών διακοπτών Normally – On SJDP120R085 SiC JFETs

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης του Μετατροπέα Ανύψωσης για τάση ιδανική τάση εισόδου $V_{in} = 700 V$ για Open loop έλεγχο με duty cycle D = 0.125 και διακοπτική συχνότητας $f_S = 70 kHz$ για φορτίο $R_L = 128 \Omega$.

Ειδικότερα στο Σχήμα 6.19 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης V_{GS} του ημιαγωγικού διακόπτη, της τάσης στα άκρα του πηνίου V_L , ρεύματος πηνίου I_L , του ρεύματος του ημιαγωγικού διακόπτη I_S , της τάσης στα άκρα του διακόπτη V_S , του ρεύματος της διόδου I_D και της τάσης στα άκρα της διόδου V_D

Στη συνέχεια στο Σχήμα 6.20 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης, του ρεύματος εξόδου καθώς και της ισχύς εξόδου.

Τέλος, στο Σχήμα 6.21 φαίνονται η κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης καθώς και η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου όπου όπως υπολογίστηκε είναι εντός των επιτρεπτών ορίων.



Σχήμα 6.19: Από πάνω προς τα κάτω οι κυματομορφές, της Τάσης V_{GS} του Ημιαγωγικού Διακόπτη, της Τάσης στα άκρα του Πηνίου V_L , Ρεύματος Πηνίου I_L , του Ρεύματος του Ημιαγωγικού Διακόπτη I_S , της Τάσης στα άκρα του Διακόπτη V_S , του Ρεύματος της Διόδου I_D και της Τάσης στα άκρα της Διόδου V_D



Σχήμα 6.20: Από πάνω προς τα κάτω οι κυματομορφές, της Τάσης Εξόδου V_o , του Ρεύματος Εξόδου I_o και της Ισχύς Εξόδου P_o .



Σχήμα 6.21: Πάνω η κυματομορφή της Κυμάτωσης του Ρεύματος Πηνίου ΔI_L και από κάτω η Κυμάτωση της Τάσης Εξόδου ΔV_O του Μετατροπέα Ανύψωσης

Τέλος, στο Σχήμα 6.22 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης εξόδου V_o και του ρεύματος εξόδου I_o του μετατροπέα ανύψωσης τάσης για ιδανική πηγή εισόδου $V_{in} = 200V$ για διάφορες τιμές του βαθμού χρησιμοποίησης του διακόπτη D.



Σχήμα 6.22: Πάνω οι κυματομορφές του Ρεύματος Εξόδου I_O και κάτω της Τάσης Εξόδου V_O , για διάφορες τιμής του Duty Cycle D για $V_{in} = 200 V$.

6.5 Κατασκευή Μετατροπέα Ανύψωσης

6.5.1 Φυσική Διάταξη Μετατροπέα Ανύψωσης

Στη συνέχεια, στα Σχήματα 6.23 - 6.25 φαίνεται η φυσική διάταξη του κυκλώματος του μετατροπέα ανύψωσης τάσης που κατασκευάστηκε σε Printed Curcuit Board (PCB) στο εργαστήριο, προκειμένου να ελεγχθεί ο τρόπος λειτουργίας του και να αξιολογηθεί η απόδοσή του.

Όπως φαίνεται και στα παρακάτω σχήματα το συγκεκριμένο PCB του μετατροπέα που σχεδιάστηκε έχει τη δυνατότητα λειτουργίας ως Boost (Ανύψωσης) αλλά και ως Buck – Boost (Υποβιβασμού – Ανύψωσης). Στην περίπτωσή μας, θα εξεταστεί μόνο η λειτουργία του συγκεκριμένου μετατροπέα ως μετατροπέας ανύψωσης τάσης για αυτό και όπως φαίνεται έχει τοποθετηθεί ψυκτικό σώμα μόνο στους δύο ημιαγωγικούς διακόπτες από τους τέσσερεις συνολικά.



Σχήμα 6.23: Πλάγια όψη του Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης



Σχήμα 6.24: Πάνω όψη του Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης



Σχήμα 6.25: Κάτω όψη του Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης

6.5.2 Πειραματικά Αποτελέσματα

Για την αξιολόγηση της λειτουργίας του Μετατροπέα Ανύψωσης, ο μετατροπέας μετρήθηκε σε Open Loop διάταξη με ιδανική πηγή εισόδου $V_{in} = 200V$ και φορτίο εξόδου $R_L = 250\Omega$ για διάφορες τιμές του βαθμού χρησιμοποίησης του ημιαγωγικού διακόπτη, D. Οι τιμές που μετρήθηκαν φαίνονται συγκεντρωμένες στον παρακάτω Πίνακα 6.2.

Πίνακας 6.2: Συγκεντρωτικός πίνακας των Πειραματικών Μετρήσεων του Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης.									
V _{in}	I _{in}	Vo	Io	P _{in}	Po	η	D		
100,00	3,88	309,50	1,24	388,00	383,78	98,91	67,80		
200,00	1,44	266,50	1,07	288,00	285,16	99,01	24,60		
200,00	2,80	371,70	1,48	560,00	550,12	98,24	46,10		
200,00	4,00	445,90	1,76	800,00	784,78	98,10	54,50		
300,00	1,68	351,80	1,41	504,00	496,04	98,42	67,80		

Στη συνέχεια στα παρακάτω Σχήματα 6.26-6.30 φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων V_{GS} και V_{DS} του ημιαγωγικού διακόπτη καθώς και του ρεύματος εξόδου I_o σε κάθε μία από τις παραπάνω περιπτώσεις που μετρήθηκαν.



Σχήμα 6.26: Κυματομορφές των Τάσεων V_{GS} και V_{DS} του ημιαγωγικού διακόπτη και του Ρεύματος Εξόδου I_o για $V_{in} = 100V$ και D = 67.8



Σχήμα 6.27: Κυματομορφές των Τάσεων V_{GS} και V_{DS} του ημιαγωγικού διακόπτη και του Ρεύματος Εξόδου I_o για $V_{in} = 200V$ και D = 24.6



Σχήμα 6.28: Κυματομορφές των Τάσεων V_{GS} και V_{DS} του ημιαγωγικού διακόπτη και του Ρεύματος Εξόδου I_o για $V_{in} = 200V$ και D = 46.1



Σχήμα 6.29: Κυματομορφές των Τάσεων V_{GS} και V_{DS} του ημιαγωγικού διακόπτη και του Ρεύματος Εξόδου I_o για $V_{in} = 200V$ και D = 54.5


Σχήμα 6.30: Κυματομορφές των Τάσεων V_{GS} και V_{DS} του ημιαγωγικού διακόπτη και του Ρεύματος Εξόδου I_o για $V_{in} = 300V$ και D = 14.5

Με βάση τα πειραματικά αποτελέσματα που μετρήθηκαν στο παρακάτω Σχήμα 6.31 παρουσιάζεται γραφικά η εξάρτηση του συντελεστή απόδοσης του Μετατροπέα Ανύψωσης σε σχέση με την ισχύ εισόδου. Όπως είναι λογικό όσο αυξάνεται η ισχύς, ο συντελεστής απόδοσης του μετατροπέα μειώνεται εξαιτίας των μεγαλύτερων απωλειών. Σε κάθε περίπτωση όμως φαίνεται ότι για ισχύς εισόδου έως τάξης 1kW η απόδοση του μετατροπέα δεν πέφτει κάτω από το 98%.



Σχήμα 6.31: Εξάρτηση του Συντελεστή Απόδοσης η σε σχέση με την Ισχύ Εισόδου P_{in} .

Σε συνέχεια των προηγουμένων στο Σχήμα 6.32 παρουσιάζεται γραφικά η εξάρτηση του συντελεστή απόδοσης του Μετατροπέα Ανύψωσης συναρτήσει του βαθμού χρησιμοποίησης του διακόπτη, Duty Cycle D, για ιδανική πηγή τάσης εισόδου $V_{in} = 200V$. Όπως είναι φυσικό με σταθερή τάση εισόδου η αύξηση του Duty Cycle θα επιφέρει αύξηση της ισχύος εισόδου και κατ' επέκταση μείωση του βαθμού απόδοσης του μετατροπέα.



Σχήμα 6.32: Εξάρτηση του Συντελεστή Απόδοσης η συναρτήσει του Duty Cycle D, για ιδανική πηγή τάσης εισόδου $V_{in} = 200V$.

Βιβλιογραφία 6^{ου} Κεφαλαίου

- [1] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Ηλεκτρονικά ισχύος", Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2012.
- [2] Ned Mohan, Tore A. Undeland, William P. Robbins, "Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος", 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010
- [3] Marian K. Kazimierczuk, "Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters", John Wiley & Sons, 2008
- [4] Laszlo Balogh, "Design Review: 140W, Multiple Output High Density DC/DC Converter"
- [5] Datasheet Semisouth SJDP120R085 SiC JFET
- [6] Datasheet Semisouth SDP20S120D SiC Schottky Diode
- [7] Datasheet Aluminum Capacitors Vishay PLL-4TSI
- [8] Datasheet Ferroxcube 3C95 Material Specification
- [10] Datasheet Ferroxcube E55/28/25 E Cores and Accessories

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7. ΜΡΡΤ Έλεγχος Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης

7. Εισαγωγή

Στο παρακάτω κεφάλαιο αρχικά περιγράφεται το φωτοβολταϊκό φαινόμενο και ο τρόπος λειτουργίας των φωτοβολταϊκών γεννητριών. Στη συνέχεια αναλύεται το ισοδύναμο μοντέλο μιας φωτοβολταϊκής γεννήτριας και ο τρόπος μοντελοποίησης του, ενώ ορίζεται η καμπύλης ισχύος των συγκεκριμένων συστημάτων και το σημείο μέγιστης ισχύος (MPP). Επεξηγείται ο λόγος που καθιστά απαραίτητη την ιχνηλάτηση του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT) στα ΦΒ συστήματα και επιτυγχάνεται ο τρόπος που επιτυγχάνεται μέσω ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης στην περίπτωσή μας. Τέλος, γίνεται μοντελοποίηση της βοήθεια του Matlab Simulink.

7.1 Φωτοβολταϊκά Συστήματα

7.1.1 Φωτοβολταϊκό Στοιχείο και Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο

Τα κύρια συστατικά των φωτοβολταϊκών γεννητριών και το βασικό στοιχείο κάθε φωτοβολταϊκού συστήματος μετατροπής της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρική ενέργεια είναι τα φωτοβολταϊκά στοιχεία ή φωτοστοιχεία ή ηλιακά κύτταρα. Αυτά είναι ουσιαστικά δίοδοι ημιαγωγών σε μορφή δίσκου.

Όταν μία δίοδος επαφής δέχεται ηλιακή ακτινοβολία, κάθε φωτόνιο της ακτινοβολίας με ενέργεια ίση ή μεγαλύτερη από το ενεργειακό διάκενο E_g του ημιαγωγού, έχει τη δυνατότητα να απορροφηθεί σε ένα χημικό δεσμό και να ελευθερώσει ένα ηλεκτρόνιο. Όσο, λοιπόν, διαρκεί η ακτινοβολία δημιουργείται μια περίσσεια από ζεύγη ελεύθερων ηλεκτρονίων και οπών. Όταν τα ζεύγη αυτά βρεθούν στην περιοχή της επαφής των ημιαγωγών, έχουμε εκτροπή των ηλεκτρονίων προς τον ημιαγωγό ή και εκτροπή των οπών προς τον ημιαγωγό ρ. Δημιουργείται, δηλαδή, μία διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών των δύο τμημάτων της διόδου, η οποία διατηρείται όσο διαρκεί η πρόσπτωση της ηλιακής ακτινοβολίας σε αυτήν και το γεγονός αυτό ονομάζεται φωτοβολταϊκό φαινόμενο.

Η διάταξη αυτή, η οποία αποτελεί πηγή ηλεκτρικού ρεύματος, ονομάζεται φωτοβολταϊκό στοιχειό ενώ το παραγόμενο ηλεκτρικό ρεύμα λέγεται και «φωτόρευμα». Το φωτόρευμα είναι ευθέως ανάλογο της ισχύος της ηλιακής ακτινοβολίας που προσπίπτει στο ΦΒ στοιχείο και του εμβαδού της επαφής των δύο ημιαγωγών [1].



Σχήμα 7.1: Μηχανισμός εκδήλωσης φωτοβολταϊκού φαινομένου σε ΦΒ στοιχείο. [1]

Είναι προφανές ότι είναι αδύνατη η μετατροπή όλης της ηλιακής ακτινοβολίας, που δέχεται το ΦΒ στοιχείο, σε ηλεκτρική ενέργεια. Ένα μέρος της ακτινοβολίας ανακλάται πάνω στην επιφάνεια του ΦΒ στοιχείου και διαχέεται προς την ατμόσφαιρα. Από την ακτινοβολία που διεισδύει στο ΦΒ στοιχείο δεν μπορεί να απορροφηθεί το μέρος εκείνο το οποίο έχει ενέργεια μικρότερη από το ενεργειακό χάσμα του ημιαγωγού. Για τα φωτόνια αυτά, το ΦΒ στοιχείο συμπεριφέρεται σαν διαφανές σώμα, δηλαδή η αντίστοιχη ακτινοβολία το διαπερνά και απλά θερμαίνει το μεταλλικό ηλεκτρόδιο, που καλύπτει την πίσω όψη του. Ούτε όμως και το μέρος της ακτινοβολίας, που αποτελείται από φωτόνια με ενέργεια μεγαλύτερη από το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού αξιοποιείται, γιατί μετατρέπεται σε θερμότητα, και όπως θα δειχθεί και παρακάτω η αύξηση της θερμοκρασίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων επιδρά αρνητικά στην απόδοσή τους. Τελικά, λοιπόν, μόνο το μέρος της ακτινοβολίας της οποίας τα φωτόνια έχουν ενέργεια ίση με το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού αξιοποιείται για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, για αυτό το λόγο η απόδοση των ΦΒ στοιχείων παραμένουν σε χαμηλό ποσοστό [1].

7.1.2 Ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα Φωτοβολταϊκού Στοιχείου.

Για να προχωρήσουμε σε μία πρώτη εκτίμηση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών και της λειτουργίας ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το τελευταίο αποτελεί μία πηγή ρεύματος, η οποία παράγει το φωτορεύμα όταν προσπίπτει σε αυτό ακτινοβολία, η οποία ελέγχεται από μία δίοδο, και περιγράφεται από το πολύ απλοποιημένο κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 7.2 [2], [3].



Σχήμα 7.2: Απλοποιημένο ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός ΦΒ στοιχείου.

Η βασική εξίσωση από την θεωρία των ημιαγωγών που περιγράφει μαθηματικά την Ι – V χαρακτηριστική ενός ιδανικού φωτοβολταϊκού κυττάρου είναι [3]:

$$I_{L} = I_{PH} - \underbrace{I_{o}\left[exp\left(\frac{qV}{a \cdot k \cdot T}\right) - 1\right]}_{I_{d}} \quad (7.1)$$

Όπου, I_{PH} είναι το φωτορεύμα που δημιουργείται από το προσπίπτον φως σε Α, και είναι ευθέως ανάλογο με την ηλιακή ακτινοβολία, I_d είναι η εξίσωση Shockley της διόδου, I_o είναι το ανάστροφο ρεύμα κορεσμού ή διαρροής της διόδου σε Α, $q = 1.6 \cdot 10^{-19}C$ το φορτίου του ηλεκτρονίου, $k = 1.38 \cdot 10^{-23} J/K$ η σταθερά του Bolzman, T η θερμοκρασία της PN ένωσης σε βαθμούς K και α ο συντελεστής ποιότητας της διόδου.

Στο παρακάτω Σχήμα 7.3 φαίνεται η I – V χαρακτηριστική όπως προέρχεται από το απλοποιημένο ηλεκτρικό ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του ΦΒ στοιχείου.



Σχήμα 7.3: Ι – V χαρακτηριστική ενός ΦΒ στοιχείου.

7.1.3 Ηλεκτρικό ισοδύναμο Φωτοβολταϊκού Πλαισίου

Η τάση που εκδηλώνει ένα ΦΒ στοιχείο πυριτίου σε κανονική ηλιακή ακτινοβολία είναι το πολύ έως 0.5 V και η ηλεκτρική ισχύς που παράγει δεν ξεπερνά τα 0.4 W περίπου. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι οι τιμές αυτές θεωρούνται πολύ μικρές για την τροφοδότηση των συνηθισμένων ηλεκτρικών καταναλώσεων. Λύση στο πρόβλημα αποτελεί η σύνδεση πολλών ΦΒ σε σειρά, κατά τρόπο ανάλογο της σύνδεσης των ηλεκτρικών πηγών. Ένα σύνολο ΦΒ στοιχείων συνδεδεμένων σε σειρά, έτσι ώστε να αποτελούν εύχρηστη σε μέγεθος μονάδα, ονομάζεται φωτοβολταϊκό πλαίσιο [1].

Η βασική εξίσωση (7.1), του στοιχειώδους φωτοβολταϊκού κυττάρου δεν αντιπροσωπεύει την χαρακτηριστική Ι - V ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου. Πρακτικά, τα φωτοβολταϊκά πλαίσια αποτελούνται από διάφορα φωτοβολταϊκά κύτταρα σε σειρά ωστόσο απαιτείται η συμπερίληψη πρόσθετων παραμέτρων στη βασική εξίσωση για την παρατήρηση των χαρακτηριστικών Ι – V στους ακροδέκτες τους.

Για ένα πιο ακριβές ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου πρέπει να εισάγουμε κάποια ακόμα διακριτά στοιχεία. Τη σειριακή αντίσταση R_S η οποία συνδέεται σε σειρά με τη δίοδο επαφής και αφορά στην κίνηση των φορέων μέσα στον ημιαγωγό και στις επαφές με τα ηλεκτρόδια. Αλλά και την αντίσταση διαρροής R_P , η οποία συνδέεται παράλληλα με τη δίοδο επαφής και αφορά στη διαρροή ρεύματος μεταξύ των άκρων της επαφής λόγω αναπόφευκτων κατασκευαστικών ελαττωμάτων [2].

Με βάση τα όσα αναφέραμε προηγουμένως το ακριβέστερο ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου που περιλαμβάνει και τις αντιστάσεις σειράς *R_s* και διαρροής *R_P* φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 7.4.



Σχήμα 7.4: Ακριβέστερο ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός ΦΒ πλαισίου.

Με βάση το παραπάνω ισοδύναμο κύκλωμα όταν στα άκρα του κυκλώματος του φωτοβολταϊκού στοιχείου συνδέσουμε μια εξωτερική αντίσταση *R*_L, το ρεύμα φορτίου *I* που θα διαρρέει το φορτίο θα δίνεται από τη σχέση [3]:

$$I = I_{PH} - I_0 \left[exp\left(\frac{V + I \cdot R_S}{\alpha \cdot V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_S}{R_P} \quad (7.2)$$

Όπου: *I_{PH}*: το φωτορεύμα,

 I_0 : το ανάστροφο ρεύμα κόρου της διόδου,

 α : ο συντελεστής ποιότητας της διόδου, $1 \le \alpha \le 1.5$,

 $V_T = \frac{N_S \cdot k \cdot T}{q}$: Η θερμική τάση του πλαισίου με N_S ΦΒ κύτταρα συνδεδεμένα σε σειρά,

 $q = 1.6 \cdot 10^{-19} C$, το φορτίου του ηλεκτρονίου,

 $k = 1.38 \cdot 10^{-23} J/K$, η σταθερά του Bolzman,

Τ: η θερμοκρασία του ΦΒ στοιχείου σε βαθμούς Κ.

Αν στο παραπάνω ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα που απεικονίζεται στο Σχήμα 7.4, τα άκρα της επαφής συνδεθούν μεταξύ τους, δηλαδή πρακτικά στην περίπτωση που έχουμε μηδενική αντίσταση, τότε το κύκλωμα είναι βραχυκυκλωμένο και διαρρέεται από ρεύμα ίσο με το φωτόρευμα η τιμή του οποίου ονομάζεται ρεύμα βραχυκύκλωσης *I_{sc}* του φωτοβολταϊκού πλαισίου. Αντίστοιχα, αν τα άκρα της επαφής δεν συνδεθούν μεταξύ τους, δηλαδή έχουμε ανοιχτό κύκλωμα, τότε η τάση στα άκρα του φωτοβολταϊκού πλαισίου ονομάζεται τάση ανοιχτού κυκλώματος *V_{oc}* [1].

7.1.4 Χαρακτηριστική Ι - V του Φωτοβολταϊκού Πλαισίου

Μια φωτοβολταϊκή συστοιχία ως πηγή παραγωγής ηλεκτρική ενέργειας έχει αρκετά ασυνήθιστη συμπεριφορά, καθώς η τάση του μεταβάλλεται μη γραμμικά σε συνάρτηση με την ένταση του ρεύματος που παρέχει στο κύκλωμα ακόμα και αν η ακτινοβολία του ήλιου παραμένει σταθερή.

Για σταθερές συνθήκες ακτινοβολίας και θερμοκρασίας και για μεταβαλλόμενες τιμές της αντίστασης φορτίου που τροφοδοτεί η φωτοβολταϊκή συστοιχία, η τάση και η ένταση του ρεύματος του φωτοβολταϊκού πλαισίου παίρνουν ενδιάμεσες τιμές ανάμεσα στις ακραίες που αντιστοιχούν σε μηδενική αντίσταση, όπου τότε παρουσιάζεται μέγιστη ένταση ρεύματος I_{sc} και μηδενική τάση, και σε άπειρη αντίσταση, όπου τότε παρουσιάζεται στο παρουσιάζεται μέγιστη του το παρακάτω Σχήμα 7.5 [2].



Σχήμα 7.5: Χαρακτηριστική Ι – V ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου.

Η ισχύς που παράγεται από ένα ΦΒ πλαίσιο μπορεί εύκολα να υπολογιστεί από την χαρακτηριστική καμπύλη Ι-V από τη γνωστή εξίσωση $P = I \cdot V$. Στα σημεία I_{sc} και V_{oc} όπως φαίνεται και από την παραπάνω χαρακτηριστική στο Σχήμα 7.5 η ισχύς θα έχει μηδενική τιμή, επομένως όπως είναι λογικό θα υπάρχει τιμή της αντίστασης φορτίου για την οποία η ισχύς που παράγει το ΦΒ πλαίσιο θα είναι μέγιστη. Η μέγιστη τιμή της ισχύος θα είναι για ενδιάμεσες τιμές των της τάσης και της εντάσεως ρεύματος από τα σημεία I_{sc} και V_{oc} όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 7.6 [1].

Με βάση το Σχήμα 7.4, μπορούμε να ορίσουμε το συντελεστή πλήρωσης FF (Fill Factor) ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου ως το λόγος της μέγιστης ηλεκτρικής ισχύος P_{mmp} προς το γινόμενο της βραχυκυκλωμένης έντασης I_{sc} και της τάσης ανοιχτοκύκλωσης V_{oc} [2].

$$FF = \frac{P_{mmp}}{I_{sc} \cdot V_{oc}} = \frac{I_{mmp} \cdot V_{mmp}}{I_{sc} \cdot V_{oc}} \quad (7.3)$$

Ο συντελεστής πλήρωσης είναι ένα πολύ σημαντικό μέγεθος καθώς περιγράφει ουσιαστικά την ποιότητα της ΦΒ συστοιχίας.

Ταυτόχρονα, μπορεί να οριστεί ο βαθμός απόδοσης η του ΦΒ πλαισίου, ο οποίος για ένα ΦΒ πλαίσιο που αποδίδει μέγιστη ηλεκτρική ισχύ P_{mmp} και δέχεται ηλιακή ακτινοβολία ισχύος P_{HA} , ορίζεται ως το πηλίκο της μέγιστης αποδιδόμενης ηλεκτρικής ισχύος προς την προσπίπτουσα ισχύ της ηλιακής ακτινοβολίας [1]:

$$\eta = \frac{P_{mmp}}{P_{HA}} = \frac{I_{mmp} \cdot V_{mmp}}{P_{HA}} = \frac{I_{sc} \cdot V_{oc} \cdot FF}{P_{HA}} \quad (7.4)$$



Σχήμα 7.6: Σημείο μέγιστης ισχύος λειτουργίας ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου με βάση την χαρακτηριστική Ι – V του.

7.1.5 Παράγοντες που επηρεάζουν την χαρακτηριστική Ι - V ενός ΦΒ Πλαισίου

<u>Η πυκνότητα ισχύος της ακτινοβολίας</u>[2]: Μία μεταβολή της πυκνότητας της ισχύος της ακτινοβολίας συνεπάγεται αντίστοιχη μεταβολή της ανοιχτοκυκλωμένης τάσης V_{oc} και της βραχυκυκλωμένης έντασης του ρεύματος I_{sc} από το μηδέν (για το σκοτάδι) μέχρι τις μέγιστες τιμές τους, για τη μέγιστη ένταση ακτινοβολίας. Πιο συγκεκριμένα, το ρεύμα βραχυκυκλώματος I_{sc} μεταβάλλεται γραμμικά με την ακτινοβολία, ενώ η τάση του ανοιχτού κυκλώματος V_{oc} μένει σχεδόν σταθερή στις μεταβολές της ακτινοβολίας για μεγάλες σχετικά τιμές ακτινοβολίας, με αποτέλεσμα οι μεταβολές αυτές να επηρεάζουνε τη μορφή της χαρακτηριστικής καμπύλης I-V της ΦΒ συστοιχίας όπως φαίνεται και στο παρακάτω Σχήμα 7.7.



Σχήμα 7.7: Επίδραση της ακτινοβολίας περιβάλλοντος στην χαρακτηριστική μιας ΦΒ συστοιχίας.

Η θερμοκρασία του φωτοβολταϊκού πλαισίου[2]: Η θερμοκρασία του φωτοβολταϊκού πλαισίου επηρεάζει αισθητά τον τρόπο λειτουργίας ενός ΦΒ στοιχείου, καθώς με την αύξηση της θερμοκρασίας παρατηρείται αισθητή μείωση της ανοιχτοκυκλωμένης τάσης του στοιχείου V_{oc}. Αντιλαμβανόμαστε λοιπόν ότι θα δημιουργείται πρόβλημα για τη διατήρηση της βελτιστοποίησης της παραγωγής ηλεκτρικής ισχύος από ένα ηλιακό φωτοβολταϊκό πλαίσιο κατά τη διάρκεια της ημέρας και των εποχών του έτους. Στο παρακάτω Σχήμα 7.8. παρουσιάζεται σχηματικά το πώς επηρεάζει τη λειουργεία του ΦΒ πλαισίου η μεταβολή της θερμοκρασίας του.



Σχήμα 7.8: Επίδραση της θερμοκρασία μιας ΦΒ συστοιχίας στην χαρακτηριστική του.

<u>Η αντίσταση σειράς R_s και η αντίσταση διαρροής R_p[4]</u>: Κατά τη λειτουργία μιας ΦΒ συστοιχίας, η αποδοτικότητα του μειώνεται από την απώλεια ισχύος εντός των εσωτερικών αντιστάσεων, σειράς R_s και διαρροής R_p όπως αναφέραμε και προηγουμένως και παρατηρείται στο ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλου της ΦΒ συστοιχίας.

Για ένα ιδανικό ΦΒ πλαίσιο, η αντίσταση διαρροής R_P θα είναι άπειρη και δεν θα παρέχει μία εναλλακτική διαδρομή για τη ροή ρεύματος, ενώ η αντίσταση σειράς R_S θα είναι μηδενική, με αποτέλεσμα να μην παρουσιάζεται καμία περαιτέρω πτώση τάσης πριν από το φορτίο. Μειώνοντας όμως την, η αντίσταση διαρροής R_P και αυξάνοντας τη αντίσταση σειράς R_S θα μειωθεί ο συντελεστής πλήρωσης (FF) και η μέγιστη ισχύς P_{mmp} , όπως δείχνεται παρακάτω Σχήμα 7.9. Αν η αντίσταση διαρροής R_P μειωθεί πάρα πολύ, η ανοιχτοκυκλωμένη τάσης V_{oc} θα μειωθεί, ενώ αντίστοιχα αν αυξηθεί υπερβολικά η αντίσταση σειράς R_S μπορεί να προκαλέσει μείωση του ρεύματος βραχυκυκλώματος I_{sc} .



Σχήμα 7.9: Επίδραση της μεταβολής των R_S και R_P από την ιδανικότητα.

Συνεπώς, επειδή όπως αναφέρθηκε η συμπεριφορά μιας ΦΒ συστοιχίας επηρεάζεται από τις παραπάνω συνθήκες προκειμένου να είναι εφικτή η σύγκρισή μεταξύ διαφόρων φωτοβολταϊκών πλαισίων έχουν καθοριστεί διεθνώς οι Πρότυπες Συνθήκες Ελέγχου STC (Standard Test Condiotal), οι οποίες είναι οι ακόλουθες:

- Θερμοκρασία ΦΒ πλαισίου ίση με $25^{\circ}C$.
- Πυκνότητα ισχύος ακτινοβολίας $P_{STC} = 1kW/m^2$ και φάσματος αντίστοιχου
 του ηλιακού με μάζα αέρα AM = 1.5.
- Κάθετη πρόσπτωση της ηλιακής ακτινοβολίας.

Με βάση τις πρότυπες συνθήκες εισάγεται η έννοια της ισχύος αιχμής ως χαρακτηριστικό του ΦΒ πλαισίου. Ισχύς αιχμής *P*_P ονομάζεται η μέγιστη ηλεκτρική ισχύς, που αποδίδεται από το ΦΒ πλαίσιο κάτω από τις πρότυπες συνθήκες ελέγχου STC και έχει μονάδα μέτρησης το *W*_P.

7.1.6 Μοντελοποίηση Φωτοβολταϊκού Πλαισίου

Οι κατασκευαστές των φωτοβολταϊκών συστοιχιών, αντί της Ι – V εξίσωσης (7.2), παρέχουν μόνο μερικά πειραματικά δεδομένα σχετικά με ηλεκτρικά και θερμικά χαρακτηριστικά. Δυστυχώς, ορισμένες παράμετροι που απαιτούνται για τη μοντελοποίηση των φωτοβολταϊκών συστοιχιών δεν μπορούν να βρεθούν απευθείας από τα φύλλα δεδομένων των κατασκευαστών τους, όπως για παράδειγμα το φωτόρευμα, την αντίσταση σειράς και διαρροής, το συντελεστή ποιότητας της διόδου, το ανάστροφο ρεύμα κόρου της διόδου και το ενεργειακό διάκενο των ημιαγωγών [3].

Στην πλειοψηφία των φύλλων δεδομένων των φωτοβολταϊκών πλαισίων δίνονται ουσιαστικά τα ακόλουθα στοιχεία: η ονομαστική τάση ανοικτού κυκλώματος $V_{oc,n}$, το ονομαστικό ρεύμα βραχυκύκλωσης $I_{sc,n}$, η τάση V_{mpp} στο σημείο μέγιστης ισχύος MPP, το ρεύμα I_{mpp} σημείο μέγιστης ισχύος MPP, ο θερμοκρασιακός συντελεστής K_V της τάσης ανοιχτού κυκλώματος, ο θερμοκρασιακός συντελεστής K_I του ρεύματος βραχυκυκλώματος και η μέγιστη πειραματική ισχύς εξόδου $P_{max,e}$.

Αυτές οι πληροφορίες παρέχονται πάντα με αναφορά τις ονομαστικές ή πρότυπες συνθήκες δοκιμής (STC) της θερμοκρασίας και της ηλιακής ακτινοβολίας. Ορισμένοι κατασκευαστές παρέχουν Ι-V καμπύλες για διάφορες τιμές της ακτινοβολίας και θερμοκρασίας. Αυτές οι καμπύλες κάνουν ευκολότερη την προσαρμογή και την επαλήθευση της επιθυμητής μαθηματικής Ι – V χαρακτηριστικής. Αυτές είναι ουσιαστικά οι μόνες πληροφορίες που μπορούν να εξαχθούν από τα φύλλα δεδομένων των φωτοβολταϊκών συστοιχιών.

Όπως φάνηκε και στην προηγούμενη ενότητα η χαρακτηριστική I – V της φωτοβολταϊκής συστοιχίας φαίνεται να επηρεάζεται τόσο από τα εσωτερικά χαρακτηριστικά του στοιχείου (R_S , R_P) αλλά και από εξωτερικούς παράγοντες όπως το επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας και η θερμοκρασία. Η ποσότητα του προσπίπτοντος φωτός επηρεάζει άμεσα την παραγωγή των φορέων φορτίου και επομένως το ρεύμα που παράγεται από τη συστοιχία. Το φωτόρευμα I_{PH} των στοιχειωδών κυττάρων, χωρίς την επίδραση της αντίστασης σειράς και διαρροής, είναι πολύ δύσκολο να προσδιοριστεί. Επειδή στην πράξη τα φωτοβολταϊκά πλαίσια έχουν πολύ μικρή αντίσταση σειράς και πολύ μεγάλη αντίσταση διαρροής, χρησιμοποιείται συνήθως η αρκετά καλή αρχική παραδοχή [3]:

$$I_{PH} \cong I_{sc,n}$$
 (7.5)

Το φωτόρευμα του φωτοβολταϊκού κυττάρου εξαρτάται γραμμικά από την ηλιακή ακτινοβολία και επηρεάζεται επίσης από τη θερμοκρασία σύμφωνα με την ακόλουθη εξίσωση [3]:

$$I_{PH} = \left(I_{PH,n} + K_I \cdot \Delta_T\right) \cdot \frac{G}{G_n} \quad (7.6)$$

Όπου: *I_{PH,n}*: το φωτορεύμα στις πρότυπες συνθήκες δοκιμής (STC),

 $\Delta_T = T - T_n$: η διαφορά της πραγματικής θερμοκρασίας του στοιχείου από την ονομαστική σε βαθμούς Κ,

G: η ακτινοβολία στην επιφάνεια του ΦΒ στοιχείου σε W/m^2 ,

 G_n : η ονομαστική ακτινοβολία του ΦΒ στοιχείου σε W/m^2

Η εξάρτηση από τη θερμοκρασία του ανάστροφου ρεύματος κόρου της διόδου *I*_o μπορεί να εκφραστεί μέσω της παρακάτω σχέσης [3]:

$$I_0 = \frac{I_{sc,n} + K_I \cdot \Delta_T}{exp\left(\frac{V_{oc,n} + K_I \cdot \Delta_T}{\alpha \cdot V_T}\right) - 1} \quad (7.7)$$

Για την ολοκλήρωση της μοντελοποίησης ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου απαιτείται και ο προσδιορισμός των τιμών των R_S και R_P , καθώς όπως φαίνεται και από την εξίσωση (7.2), μετά τον υπολογισμό των I_{PH} και I_0 είναι οι μόνοι άγνωστοι. Η διαδικασία του προσδιορισμού των R_S και R_P αποτελεί ίσως το πιο δύσκολο μέρος της μοντελοποίησης μιας ΦΒ συστοιχίας.

Στην παρούσα εργασία, προτείνεται μια μέθοδος για την προσαρμογή των R_S και R_P με βάση το γεγονός ότι υπάρχει ένα μόνο ζεύγος $\{R_S, R_P\}$ στο οποίο θα ισχύει $P_{max,m} = P_{max,e} = V_{mpp} \cdot I_{mpp}$ στο σημείο μέγιστης ισχύος της I – V χαρακτηριστικής. Ειδικότερα, η μέγιστη ισχύ που υπολογίζεται από το μοντέλο I – V μέσω της (7.2), $P_{max,m}$, θα πρέπει είναι ίση με τη μέγιστη πειραματική ισχύ από το φύλλο δεδομένων, $P_{max,e}$, στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP).

Επομένως, για $P_{max,m} = P_{max,e}$ θα ισχύει:

$$P_{max,e} = V_{mpp} \cdot I_{mpp} \stackrel{(7.2)}{\Longrightarrow}$$

$$P_{max,e} = V_{mpp} \cdot \left(I = I_{PH} - I_0 \left[exp\left(\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_S}{\alpha \cdot V_T}\right) - 1\right] - \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_S}{R_P}\right)$$

Επιλύοντας την παραπάνω σχέση ως προς R_P προκύπτει:

$$R_{P} = \frac{V_{mpp} \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_{S})}{V_{mpp} \cdot I_{PH} - V_{mpp} \cdot I_{0} \cdot exp\left(\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_{S}}{\alpha \cdot V_{T}}\right) + V_{mpp} \cdot I_{o} - P_{max,e}}$$
(7.8)

Υπάρχει μόνο ένας συνδυασμός των R_S και R_P που ικανοποιεί την πειραματική ισχύ αιχμής, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως. Ο υπολογισμός των ζητούμενων τιμών των R_S και R_P θα γίνει μέσω μιας επαναληπτικής μεθόδου, η οποία απαιτεί αρκετές επαναλήψεις με σταδιακή προσαύξηση της R_S και αριθμητική επίλυση της εξίσωσης (7.2). Σε κάθε επανάληψη μεταβάλλεται η τιμή της R_P και R_S καθιστώντας απαραίτητη την περαιτέρω προσαρμογή του μοντέλου με την αλλαγή της τιμής του φωτορεύματος I_{PH} , σύμφωνα με την ακόλουθη σχέση [3]:

$$I_{PH,n} = \frac{R_P + R_S}{R_P} I_{sc,n} \quad (7.9)$$

Οι αρχικές τιμές των R_P και R_S με τις οποίες η επαναληπτική διαδικασία ξεκινάει θα είναι [3]:

$$R_{S,int} = 0 R_{P,init} = \frac{V_{mpp}}{I_{sc,n} - I_{mpp}} - \frac{V_{oc,n} - V_{mpp}}{I_{mpp}}$$
(7.10)

Το απλοποιημένο διάγραμμα ροής του επαναληπτικού αλγορίθμου μοντελοποίηση απεικονίζεται φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 7.10. Όπως φαίνεται και στο παρακάτω διάγραμμα ροής της επαναληπτικής μεθόδου, απαιτείται η επίλυση της εξίσωσης (7.2) ως προς I για $0 \le V \le V_{oc,n}$. Η εξίσωση αυτή όπως φαίνεται δεν είναι γραμμική και επομένως για την επίλυσή της απαιτείται η χρήση μιας αριθμητικής μεθόδου επίλυσης μη γραμμικών εξισώσεων, όπως η μέθοδος Newton – Rhapson που θα χρησιμοποιηθεί στην περίπτωσή μας.



Σχήμα 7.10: Διάγραμμα ροής επαναληπτικού αλγορίθμου υπολογισμού των αντιστάσεων R_P και R_S .

7.1.7 Σύνδεση πολλαπλών Φωτοβολταϊκών πλαισίων

Ωστόσο, στην πλειοψηφία των εφαρμογών η ισχύς ενός μοναδικού φωτοβολταϊκού πλαισίου δεν είναι ικανοποιητική για την τροφοδότηση των απαιτούμενων φορτίων. Συνεπώς, προκειμένου να αυξηθεί η προσφερόμενη ισχύς του φωτοβολταϊκού πλαισίου γίνεται σύνδεση πολλών φωτοβολταϊκών πλαισίων σε σειρά ή παράλληλα και τα δύο κατά τρόπο ανάλογο της σύνδεσης των ηλεκτρικών πηγών.

Το Σχήμα 7.11 δείχνει μια φωτοβολταϊκή γεννήτρια η οποία αποτελείται από αρκετά πλαίσια που συνδέονται σε σειρά και παράλληλα. Στη συγκεκριμένη περίπτωση στο ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα, οι ισοδύναμες αντιστάσεις σειράς και διαρροής εξαρτώνται από τον αριθμό πλαισίων σε σειρά και παράλληλα, ενώ ο παράλληλος συνδυασμός τον συστοιχιών παρέχει αυξημένο ρεύμα εξόδου [3].



Σχήμα 7.11: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φωτοβολταϊκής γεννήτρια αποτελούμενο από N_{ser} σε αριθμό ΦΒ πλαίσια σε σειρά και N_{par} σε αριθμό πλαίσια παράλληλα.

Με βάση τα παραπάνω η χαρακτηριστική I – V εξίσωση μιας φωτοβολταϊκής εξίσωσης αποτελούμενη από N_{ser} σε αριθμό ΦΒ πλαίσια σε σειρά και N_{par} σε αριθμό πλαίσια παράλληλα προκύπτει από την σχέση (7.2) με ορισμένες τροποποιήσεις [3]:

$$I = N_{par}I_{PH} - N_{par}I_0 \left[exp\left(\frac{V + \left(\frac{N_{ser}}{N_{par}}\right) \cdot I \cdot R_S}{N_{ser} \cdot a \cdot V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V + \left(\frac{N_{ser}}{N_{par}}\right) \cdot I \cdot R_S}{\left(\frac{N_{ser}}{N_{par}}\right) \cdot R_P}$$
(7.11)

Όπου οι παράμετροι I_{PH} , I_0 , R_S , R_P και V_T αναφέρονται σε ένα μεμονωμένο φωτοβολταϊκό πλαίσιο. Σημειώνεται σε αυτό το σημείο ότι N_s είναι ο αριθμός των στοιχειωδών ΦΒ κυττάρων τα οποία είναι συνδεδεμένα σε σειρά και αποτελούν ένα μεμονωμένο φωτοβολταϊκό πλαίσιο όπως αναφέραμε σε προηγούμενη ενότητα, και έχει διαφορετική τιμή από το N_{ser} , που είναι ο αριθμός των φωτοβολταϊκών που συνδέονται σε σειρά στο φωτοβολταϊκό σύστημα.

Συνεπώς, μια φωτοβολταϊκή γεννήτρια μπορεί να μοντελοποιηθεί μέσω του μαθηματικού μοντέλου που περιγράφεται στη σχέση (7.11).

Η μορφή της χαρακτηριστικής καμπύλης I-V, μιας φωτοβολταϊκής γεννήτριας η οποία αποτελείται από πολλά ΦΒ πλαίσια, δεν μεταβάλλεται. Ωστόσο, τροποποιείται με βάση τον αριθμό των κυττάρων που συνδέονται σε σειρά και παράλληλα. Όταν συνδεθούν N_{ser} σε αριθμό ΦΒ πλαίσια σε σειρά και N_{par} σε αριθμό πλαίσια παράλληλα και τότε αν I_{sc} είναι το ρεύμα βραχυκυκλώματος και V_{oc} η ανοιχτοκυκλωμένη τάση του ενός ΦΒ πλαισίου, η χαρακτηριστική καμπύλη I-V του ΦΒ συστήματος θα έχει τη μορφή που απεικονίζεται στο Σχήμα 7.12 [4].



Σχήμα 7.12: Χαρακτηριστική Ι – V ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου.

7.2 Ιχνηλάτηση Σημείου Μέγιστης Ισχύος (MPPT)

7.2.1 Εισαγωγή στο Maximum Power Point Tracker

Όταν συνδέσουμε στα άκρα ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου ένα ανεξάρτητο φορτίο σταθερού ρεύματος, τότε χαράζοντας την Ι – V χαρακτηριστική του ΦΒ πλαισίου και την ευθεία καμπύλη φορτίου:

$$\frac{I}{V} = \frac{1}{R} \quad (7.12)$$

Η ένταση του ρεύματος λειτουργίας και η τάση λειτουργίας του ΦΒ πλαισίου προκύπτει από το σημείο τομής των δύο καμπυλών. Για να έχουμε λειτουργία του ΦΒ πλαισίου στο σημείο μέγιστης ισχύος το ΦΒ πλαίσιο πρέπει να τροφοδοτεί φορτίο συγκεκριμένης τιμής. Για οποιαδήποτε άλλη τιμή φορτίου το σύστημα δεν θα λειτουργεί στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP), όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 7.13.

Ωστόσο, όπως αναφέραμε στις προηγούμενες ενότητες η χαρακτηριστική καμπύλη I-V ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου επηρεάζεται από πολλούς εξωτερικούς παράγοντες όπως η ακτινοβολία του ηλίου, η θερμοκρασία και άλλους παράγοντες. Επομένως, όπως είναι λογικό κατά τη διάρκεια της μέρας η χαρακτηριστική ενός ΦΒ πλαισίου μεταβάλλεται συνεχώς με αποτέλεσμα το σημείο μέγιστης ισχύος να μην παραμένει σταθερό με κάθε μεταβολή της χαρακτηριστικής του φωτοβολταϊκού πλαισίου. Ακόμη, λοιπόν, και αν το φωτοβολταϊκό πλαίσιο τροφοδοτούσε ανεξάρτητο φορτίο σταθερού ρεύματος βέλτιστης τιμής για λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύς για κάποιες συγκεκριμένες συνθήκες, με τη μεταβολή της

χαρακτηριστικής Ι – V θα υπάρχει νέα τιμή της αντίστασης φορτίου για την οποία η ισχύς που παράγει το ΦΒ στοιχείο θα είναι μέγιστη.



Σχήμα 7.13: Τροφοδότηση στατικών φορτίων από φωτοβολταϊκό πλαίσιο.

Όλα τα παραπάνω, σε συνδυασμό με το γεγονός ότι η απόδοση ενός κοινού ΦΒ στοιχείου από πυρίτιο στις μέρες μας δεν ξεπερνάει το 12-14%, επιτάσσει υποχρεωτική τη λειτουργία των ΦΒ πλαισίων με τέτοιο τρόπο ώστε να εξάγεται σε κάθε περίπτωση η μέγιστη δυνατή ισχύς ανεξαρτήτου της μεταβολής της ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας περιβάλλοντος.

Η λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP) ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου διασφαλίζεται με την χρήση ιχνηλατών MPPT (MPP Trackers) οι οποίοι χρησιμοποιούνται ευρέως τα τελευταία χρόνια. Ουσιαστικά, η προσαρμογή της λειτουργίας του ΦΒ πλαισίου ώστε να λειτουργεί στο σημείο μέγιστης απόδοσης επιτυγχάνεται με την παρεμβολή ενός μετατροπέα DC/DC, ο οποίος ελέγχεται κατάλληλα όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.14

Πιο συγκεκριμένα, με χρήση κατάλληλων αλγορίθμων οι οποίοι ελέγχουν το Duty Cycle του μετατροπέα DC/DC τροποποιείται η ισοδύναμη αντίσταση – φαινόμενη αντίσταση – που βλέπει το ΦΒ πλαίσιο, έτσι ώστε η ΦΒ διάταξη τα εξάγει τη μέγιστη ισχύ και να τη μεταβιβάζει στο φορτίο. Περισσότερα για τους DC/DC μετατροπείς και τον τρόπο ελέγχου τους με χρήση αλγορίθμου για ιχνηλάτηση του MPP μιας ΦΒ διάταξης θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.



Σχήμα 7.14: Έλεγχος ΦΒ πλαισίου με την παρεμβολή Μετατροπέα DC/DC για λειτουργία στο σημείο μέγιστης απόληψης ισχύος (MPPT)

Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό η αξία της χρήσης ενός MPP Tracker σε μία φωτοβολταϊκή διάταξης είναι πολύ σημαντική καθώς εκμεταλλευόμαστε στο έπακρον τις δυνατότητες της διάταξης, γεγονός ιδιαίτερα κομβικό για τη μεγιστοποίηση του κέρδους της διάταξης, λαμβάνοντας υπόψη το μεγάλο κόστος κατασκευής και συντήρησης των ΦΒ διατάξεων και του μικρού συντελεστή απόδοσης των ΦΒ πλαισίων. Επομένως, οι μετατροπείς DC/DC που παρεμβάλλονται μεταξύ ΦΒ πλαισίων και φορτίου πρέπει να έχουν όσο το δυνατόν μεγαλύτερο συντελεστή απόδοσης.

Για τον παραπάνω λόγο, στην παρούσα διπλωματική εργασία, στο μετατροπέα ανύψωσης τάσης υψηλής απόδοσης από SiC JFETs που κατασκευάστηκε και αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο θα υλοποιηθεί η τεχνική MPPT Incremental Conductance (Στοιχειώδους Αγωγιμότητας), προκειμένου να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε φωτοβολταϊκές διατάξεις.

7.2.2 Προσαρμογή Φορτίου

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη ενότητα, ο ρόλος της παρεμβολής ενός DC/DC μετατροπέα σε ένα φωτοβολταϊκό σύστημα μεταξύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και του φορτίου, στοχεύει στη προσαρμογή της λειτουργίας της ΦΒ συστοιχίας ώστε να λειτουργεί στο σημείο μέγιστης απόδοσης.

Ειδικότερα, μέσω της παρεμβολής του DC/DC μετατροπέα και της μεταβολής του βαθμού χρησιμοποίησης του διακόπτη (Duty Cycle) γίνεται προσαρμογή του φορτίου που βλέπει η ΦΒ συστοιχία όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 7.15.



Σχήμα 7.15: Προσαρμογή Φορτίου μέσω DC/DC Μετατροπέα.

Σύμφωνα με το παραπάνω Σχήμα 7.15 η αντίσταση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$Z_{O} = \frac{V_{O}}{I_{O}} = Z_{LOAD}$$
 (7.13)

Αντίστοιχα η φαινόμενη αντίσταση εισόδου του μετατροπέα την οποία βλέπει η φωτοβολταϊκή συστοιχία θα δίνεται από τη σχέση:

$$Z_I = \frac{V_I}{I_I} \quad (7.14)$$

Στην περίπτωσή μας ο DC/DC μετατροπέας θα είναι ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης για τον οποίο όπως δείξαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο θα ισχύουν οι σχέσεις (6.2) και (6.3):

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{1}{1 - D}$$
$$\frac{I_O}{I_I} = \frac{V_I}{V_O} = 1 - D$$

Αντικαθιστώντας τις παραπάνω σχέσεις στην (7.8) προκύπτει:

$$Z_{I} = \frac{(1-D) \cdot V_{O}}{\frac{I_{O}}{1-D}} = \frac{(1-D)^{2} \cdot V_{O}}{I_{O}} \stackrel{(7.7)}{\Longrightarrow}$$
$$Z_{I} = (1-D)^{2} \cdot Z_{LOAD} \quad (7.15)$$

Καταλήγουμε, λοιπόν, ότι με κατάλληλη επιλογή του Duty Cycle του μετατροπέα ανύψωσης είναι δυνατή η προσαρμογή της φαινόμενης αντίστασης Z_I που βλέπει η φωτοβολταϊκή συστοιχία έτσι ώστε να έχει τη βέλτιστη τιμή Z_{MPP}, η

οποία θα μας εξασφαλίσει τη λειτουργία του φωτοβολταϊκού συστήματος στο σημείο μέγιστης απόδοσης ισχύος.

Η τιμή της Z_{MPP} θα δίνεται από τη σχέση:

$$Z_{MPP} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (7.16)$$

Όπου αναλόγως με τις συνθήκες λειτουργίας του ΦΒ συστήματος οι τιμές των V_{MPP} και I_{MPP} όπως αναφέραμε σε προηγούμενη ενότητα μεταβάλλονται.

7.2.3 MPPT Αλγόριθμος Τεχνικής Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (Incremental Conductance)

Υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός αλγορίθμων οι οποίοι είναι σε θέση να ακολουθούν το σημείο μέγιστης ισχύος ενός φωτοβολταϊκού συστήματος. Μερικοί από αυτούς είναι πολύ απλοί, όπως εκείνοι που βασίζονται στην ανατροφοδότηση της τάσης και του ρεύματος, και άλλοι είναι πιο περίπλοκοι, όπως αυτοί της διαταραχής και της παρατήρησης (P&O) ή της στοιχειώδους αγωγιμότητας (IncCond). Μπορούν επίσης να ποικίλλουν σε πολυπλοκότητα, στην απαίτηση αισθητήρων, στην ταχύτητα της σύγκλισης, το κόστος, το εύρος λειτουργίας, και την ικανότητα να ανιχνεύουν τα πολλαπλά τοπικά μέγιστα, και τον αριθμό των εφαρμογών τους.

Στην παρούσα εργασία ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης θα χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο της στοιχειώδους αγωγιμότητας (IncCond) προκειμένου να ακολουθεί το σημείο μέγιστης ισχύος του φωτοβολταϊκού συστήματος στο οποίο θα διασυνδεθεί. Ο συγκεκριμένος MPPT αλγόριθμος παρουσιάζει ορισμένα πλεονεκτήματα σε σχέση με το συνήθη αλγόριθμο διαταραχής και της παρατήρησης (P&O) που χρησιμοποιείται στην πλειοψηφία των εφαρμογών. Το κυριότερο πλεονέκτημα του έναντι του (P&O) είναι το γεγονός ότι όταν ο αλγόριθμος προσεγγίσει το σημείο μέγιστης ισχύος MPP, τότε το φωτοβολταϊκό σύστημα παραμένει στο συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας χωρίς να ταλαντώνεται, όπως θα επεξηγηθεί στη συνέχεια.

Ο αλγόριθμος στοιχειώδους αγωγιμότητας (IncCond) όπως υποδεικνύει και η ονομασία του, βασίζεται στη στοιχειώδη και στη στιγμιαία αγωγιμότητα του φωτοβολταϊκού συστήματος. Ειδικότερα όπως φαίνεται και στην παρακάτω P-V χαρακτηριστική μιας φωτοβολταϊκής συστοιχίας στο Σχήμα 7.16 η παράγωγος ή κλίση της χαρακτηριστικής, αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος MPP είναι θετική, δεξιά του MPP αρνητική, ενώ στο MPP είναι μηδενική [5].



Σχήμα 7.16: Αρχή λειτουργίας IncCond MPPT αλγορίθμου

Η κλίση – παράγωγος της P-V χαρακτηριστικής υπολογίζεται με τη βοήθεια της παρακάτω σχέσης [5]:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(I \cdot V)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (7.17)$$

Θεωρώντας τις στοιχειώδεις τιμές των $dI = \Delta I$ και $dV = \Delta V$ με βάση τα παραπάνω θα ισχύει [5]:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \quad \text{στο MPP}$$
$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \quad \text{αριστερά του MPP} \quad (7.18)$$
$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \quad \text{δεξιά του MPP}$$

Επομένως, το σημείο μέγιστης ισχύος MPP προσεγγίζεται μέσω του αλγορίθμου στοιχειώδους αγωγιμότητας (IncCond) συγκρίνοντας τη στιγμιαία αγωγιμότητα *I/V*με τη στοιχειώδη Δ*I/ΔV*. Στη συνέχεια στο Σχήμα 7.17 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του IncCond αλγορίθμου σε εφαρμογή σε μετατροπέα ανύψωσης τάσης για τον οποίο όπως γνωρίζουμε από προηγούμενο κεφάλαιο ισχύει η σχέση:

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{1}{1 - D}$$

Στο συγκεκριμένο αλγόριθμο γίνεται απευθείας μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του διακόπτη D (Duty Cycle) σύμφωνα με ένα προκαθορισμένο βήμα ΔD [6]. Σε άλλες περιπτώσεις ο IncCond αλγόριθμος αποτελείται από δύο στάδια ελέγχου. Στο πρώτο στάδιο υπολογίζεται το σήμα σφάλματος *e*:

$$e = \frac{I}{V} + \frac{\Delta I}{\Delta V}$$

Στη συνέχεια χρησιμοποιείται ένας PI ελεγκτής μέσω του οποίου επιδιώκεται ο μηδενισμός του σφάλματος ε καθώς το φωτοβολταϊκό σύστημα προσεγγίζει το σημείο μέγιστης ισχύος MPP [5].



Σχήμα 7.17: Διάγραμμα Ροής του IncCond MPPT αλγορίθμου με εφαρμογή σε Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης

Όπως προκύπτει από το παραπάνω Σχήμα 7.17, για την υλοποίηση του συγκεκριμένου MPPT αλγορίθμου όπως και στην πλειοψηφία των περιπτώσεων απαιτούνται δύο αισθητήρες, ένας για δειγματοληψία της τάσης και ένας του ρεύματος. Με δεδομένες αυτές τις τιμές υπολογίζονται οι στοιχειώδεις μεταβολές ΔV και ΔI, σε σχέση με τις αμέσως προηγούμενες τιμές της τάσης και του ρεύματος. Με βάση τις τιμές που προκύπτουν γίνεται έλεγχος σε ποια από τις τρεις περιπτώσεις που περιγράφει η σχέση (7.12) βρισκόμαστε και αναλόγως λαμβάνεται απόφαση για αύξηση ή μείωση της Duty Cycle σύμφωνα με το διάγραμμα ροής.

Στο σημείο αυτό πρέπει να τονιστεί ότι η τιμή του προκαθορισμένου βήματος ΔD καθορίζει την ταχύτητα με την οποία ο αλγόριθμος θα συγκλίνει στο σημείο μέγιστης ισχύος. Ωστόσο, μια υπερβολικά μεγάλη τιμή του βήματος ΔD ελλοχεύει τον κίνδυνο το σημείο MPP να μην μπορεί να προσεγγιστεί επακριβώς με αποτέλεσμα να παρουσιάζεται μια συνεχής ταλάντωση γύρω από αυτό το σημείο. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι ώστε να αποφθεχθεί αυτό το φαινόμενο, όπως για παράδειγμα, είτε με χρήση μεταβλητού βήματος ΔD, είτε μέσω του PI ελεγκτή όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Δεν θα γίνει επέκταση των δύο αυτών μεθόδων καθώς δεν αποτελεί αντικείμενο της παρούσας εργασίας.

Για την υλοποίηση του αλγορίθμου θα χρησιμοποιηθεί το dsPIC33FJ16GS502 της MICROCHIP μέσω του οποίου θα δίνονται οι κατάλληλοι παλμοί στον ημιαγωγικό διακόπτη του μετατροπέα ανύψωσης.

7.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Στη συνέχεια, θα παρουσιαστεί το μαθηματικό μοντέλο της φωτοβολταϊκής γεννήτριας που σχεδιάστηκε με τη βοήθεια του Matlab Simulink και θα παρουσιαστούν Ι – V και P – V χαρακτηριστικές του μοντέλου για διάφορες συνθήκες λειτουργίας. Έπειτα, το συγκεκριμένο φωτοβολταϊκό σύστημα θα συνδεθεί μέσω ενός μετατροπέα ανύψωσης που χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο IncCond για την ιχνηλάτηση του σημείου μέγιστης ισχύος τάσης, σε ένα φορτίο. Θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα προσομοίωσης του συγκεκριμένου συστήματος και ο τρόπος απόκρισης του συγκεκριμένου αλγορίθμου για διάφορες συνθήκες λειτουργίας της ΦΒ γεννήτριας.

7.3.1 Μοντέλο Προσομοίωσης ΦΒ Γεννήτριας

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα γίνει μοντελοποίηση της φωτοβολταϊκής γεννήτριας, η οποία θα αποτελείται από ΦΒ πλαίσια Yingli Solar YL165. Σύμφωνα με

Πίνακας 7.1: Χαρακτηριστικά του Yingli Solar YL165 από το φύλλο δεδομένων [7].	
Χαρακτηριστικό	Yingli Solar YL165
I _{mpp}	7.2 A
V _{mpp}	23 V
P _{max,e}	165 W
I _{sc}	7.9 A
V _{oc}	29 V
K_V	-0.37 %/°C
K _I	+0.06 %/°C
N _S	48

τα φύλλα δεδομένων το συγκεκριμένο πλαίσιο παρουσιάζει τα παρακάτω χαρακτηριστικά που φαίνονται στο Πίνακα 7.1.

Αρχικά όπως αναπτύχθηκε και στην προηγούμενη ενότητα 7.1.6 για τη μοντελοποίηση των φωτοβολταϊκών πλαισίων απαιτείται ο προσδιορισμός των παραμέτρων R_P , R_S και I_{PH} οι οποίες μπορούν να υπολογιστούν με τη βοήθεια του αλγορίθμου που περιγράφεται στο διάγραμμα ροής στο Σχήμα 7.9. Η υλοποίηση του αλγορίθμου φαίνεται στο Παράρτημα ΙΙ και τα αποτελέσματα που προέκυψαν είναι:

 $R_P = 262.3 \ k\Omega$ $R_S = 0.3037 \ \Omega$ $I_{PH} = 7.9 \ A$

Στη συνέχεια όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 7.1.7 για μια φωτοβολταϊκή γεννήτρια που αποτελείται από N_{ser} σε αριθμό ΦΒ πλαίσια σε σειρά και N_{par} σε αριθμό πλαίσια παράλληλα η χαρακτηριστική Ι – V εξίσωση θα δίνεται από τη σχέση (7.11). Όπου οι τιμές των I_{PH} και I_0 θα προκύπτουν από τις εξισώσεις (7.6) και (7.7) της ενότητας 7.1.6.

Συνεπώς με την βοήθεια του SimPowerSystems toolbox του Simulink θα σχεδιαστεί το μαθηματικό μοντέλο της φωτοβολταϊκής γεννήτριας το οποίο θα δέχεται ως είσοδο τη θερμοκρασία περιβάλλοντος T, την ηλιακή ακτινοβολία G, το N_{ser} αριθμό ΦΒ πλαισίων σε σειρά και το N_{par} αριθμό ΦΒ πλαισίων παράλληλα.

Στο παρακάτω Σχήμα 7.18 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του μοντέλου προσομοίωσης της φωτοβολταϊκής γεννήτριας όπως σχεδιάστηκε με τη βοήθεια του Matlab Simulink.



Σχήμα 7.18: Μπλοκ διάγραμμα μοντέλου προσομοίωσης της Φωτοβολταϊκής Γεννήτριας στο Matlab Simulink

7.3.2 Χαρακτηριστικές Μοντέλου Προσομοίωσης ΦΒ Γεννήτριας

Στην προηγούμενη ενότητα σχεδιάστηκε το μοντέλο προσομοίωσης μιας φωτοβολταϊκής γεννήτριας που αποτελείται από N_{ser} σε αριθμό ΦΒ πλαίσια Yingli Solar YL165 σε σειρά και N_{par} σε αριθμό ΦΒ πλαίσια παράλληλα. Σε αυτή την ενότητα θα παρουσιαστούν οι χαρακτηριστικές Ι – V και P – V της ΦΒ γεννήτριας για διάφορες περιπτώσεις, τόσο όσον αναφορά τον αριθμό και τη διάταξη των ΦΒ πλαισίων που απαρτίζουν την ΦΒ γεννήτρια, όσο και τις συνθήκες περιβάλλοντος της ΦΒ γεννήτριας (Ηλιακή ακτινοβολία και Θερμοκρασία περιβάλλοντος).





Αρχικά, στο Σχήμα 7.20 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές I – V ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου ($N_{ser} = 1$ και $N_{par} = 1$) και αντίστοιχα στο Σχήμα 7.21 οι χαρακτηριστικές P – V για διάφορες τιμές της ηλιακής ακτινοβολίας, για θερμοκρασία $T = 25 \, ^{\circ}C$. Αντίστοιχα, στο Σχήμα 7.22 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές I – V ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου ($N_{ser} = 1$ και $N_{par} = 1$) συναρτήσει της θερμοκρασίας, ενώ στο Σχήμα 7.23 αντίστοιχα οι χαρακτηριστικές P – V συναρτήσει της θερμοκρασίας, για ηλιακή ακτινοβολία $G = 1000 W/m^2$.

Τέλος, στο Σχήμα 7.24 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές I – V μιας φωτοβολταϊκής γεννήτριας η οποία απαρτίζεται από $N_{ser} = 10$ σε αριθμό ΦΒ πλαίσια σε σειρά και $N_{par} = 2$ σε αριθμό ΦΒ πλαίσια παράλληλα, ενώ αντίστοιχα στο Σχήμα 7.25 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές P – V, για διάφορους συνδυασμούς συνθηκών περιβάλλοντος.



Σχήμα 7.20: Ι – V Χαρακτηριστικές ενός ΦΒ πλαισίου για συναρτήσει της ηλιακής ακτινοβολίας για $T = 25 \ ^{\circ}C$.



Σχήμα 7.21: P – V Χαρακτηριστικές ενός ΦΒ πλαισίου για συναρτήσει της ηλιακής ακτινοβολίας για $T = 25 \, {}^{\circ}C$.



Σχήμα 7.22: Ι – V Χαρακτηριστικές ενός ΦΒ πλαισίου συναρτήσει της θερμοκρασίας για $G = 1000 \ W/m^2$



Σχήμα 7.23: P – V Χαρακτηριστικές ενός ΦΒ πλαισίου συναρτήσει της θερμοκρασίας για $G = 1000 \ W/m^2$



Σχήμα 7.24: Ι – V Χαρακτηριστικές ΦΒ γεννήτριας ($N_{ser} = 10$ και $N_{par} = 2$) για διάφορες συνθήκες περιβάλλοντος.



Σχήμα 7.25: P – V Χαρακτηριστικές ΦΒ γεννήτριας ($N_{ser} = 10$ και $N_{par} = 2$) για διάφορες συνθήκες περιβάλλοντος.

7.3.3 Μοντέλο Προσομοίωσης Μετατροπέα Ανύψωσης Διασυνδεδεμένου με ΦΒ Γεννήτρια

Η Φωτοβολταϊκή γεννήτρια που θα διασυνδεθεί ο μετατροπέας ανύψωσης αποτελείται από τριάντα φωτοβολταϊκά πλαίσια Yingli Solar YL165 σε σειρά, ο συνδυασμός των οποίων σε συνθήκες STC θα αποδώσουν ισχύ της τάξης των 5kW.

Η φωτοβολταϊκή γεννήτρια θα θεωρηθεί ότι βρίσκεται σε περιβάλλον στο οποίο πραγματοποιούνται οι μεταβολές που φαίνονται στο παρακάτω Σχήμα 7.26.



Σχήμα 7.26: Μεταβολές του περιβάλλοντας της ΦΒ γεννήτριας

Αρχικά θα θεωρήσουμε ότι ο μετατροπέας λειτουργεί χωρίς MPPT αλγόριθμο, αλλά με ένα σταθερό Duty Cycle, D = 30%. Στο Σχήμα 7.27 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του μετατροπέα χωρίς MPPT.



Σχήμα 7.27 Δομικό διάγραμμα του μετατροπέα χωρίς MPPT.



Στο Σχήμα 7.28 φαίνεται η απόκριση του συστήματος για σταθερ
όD=30%και φορτίο $R_L=128~\varOmega.$

Σχήμα 7.28: Κυματομορφές της Τάσης Εξόδου V_o , Ρεύματος Εξόδου I_o , Ισχύος Εξόδου P_o και του Βαθμού Χρησιμοποίησης του διακόπτη D για $R_L = 128 \ \Omega$ και σταθερό D = 30%.



Στο Σχήμα 7.29 φαίνεται η απόκριση του συστήματος για σταθερό D = 30% και φορτίο $R_L = 400 \ \Omega$.

Σχήμα 7.29: Κυματομορφές της Τάσης εξόδου V_o , Ρεύματος Εξόδου I_o , Ισχύος Εξόδου P_o και του Βαθμού Χρησιμοποίησης του διακόπτη D για $R_L = 400 \ \Omega$ και σταθερό D = 30%.

Στη συνέχεια εφαρμόζουμε στο μετατροπέα ανύψωσης αλγόριθμο MPPT Incremental Conductance για τον υπολογισμό του Duty Cycle του μετατροπέα, έτσι ώστε η ΦΒ γεννήτρια να λειτουργεί στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος. Στο Σχήμα 7.30 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του μετατροπέα με χρήση MPPT. Ο αλγόριθμος MPPT που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζεται αναλυτικά στο Παράρτημα III.



Σχήμα 7.30: Δομικό διάγραμμα του μετατροπέα με χρήση MPPT.


Στο Σχήμα 7.31 φαίνεται η απόκριση του συστήματος με χρήση MPPT για φορτίο $R_L = 128 \, \Omega.$

Σχήμα 7.31: Κυματομορφές της Τάσης εξόδου V_o , Ρεύματος Εξόδου I_o , Ισχύος Εξόδου P_o και του Βαθμού Χρησιμοποίησης του διακόπτη D με χρήση MPPT για $R_L = 128 \ \Omega$.



Στο Σχήμα 7.32 φαίνεται η απόκριση του συστήματος με χρήση MPPT για φορτίο $R_L = 400 \, \Omega$.

Σχήμα 7.32: Κυματομορφές της Τάσης εξόδου V_o , Ρεύματος Εξόδου I_o , Ισχύος Εξόδου P_o και του Βαθμού Χρησιμοποίησης του διακόπτη D με χρήση MPPT για $R_L = 400 \ \Omega$.

Τέλος, στο Σχήμα 7.33 φαίνεται η Ισχύς Εξόδου της φωτοβολταϊκής γεννήτριας με χρήση MPPT ελέγχου κα χωρίς για τις παραπάνω περιπτώσεις φορτίου $R_L = 128 \,\Omega$ και $R_L = 400 \,\Omega$. Όπως ήταν φυσικό χωρίς την χρήση MPPT ελέγχου δεν έχουμε εκμετάλλευση της μέγιστης ισχύος της ΦΒ γεννήτριας.



Σχήμα 7.33: Κυματομορφές της Ισχύος Εξόδου P_o με χρήση MPPT και χωρίς MPPT για $R_L = 128 \ \Omega$ πάνω και $R_L = 400 \ \Omega$ κάτω αντίστοιχα.

Βιβλιογραφία 7^{ου} Κεφαλαίου

- [1] Σταμάτης Δ. Περδίος, "Φωτοβολταϊκές Εγκαταστάσεις", Τεκδοτική, Αθήνα
 2011
- [2] Κ. Καγκαράκης, "Φωτοβολταϊκή Τεχνολογία", Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1992.
- [3] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. Ruppert F., "Modeling and Circuit Based Simulation of Photovoltaic Arrays", Brazilian Journal of Power Electronics, 2009
- [4] Part II Photovoltaic Cell I-V Characterization Theory and LabVIEW Analysis Code
- [5] Azadeh Safari and Saad Mekhilef, "Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT with Direct Control Method Using Cuk Converter", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 58, NO. 4, APRIL 2011
- [6] Zhou Xuesong, Song Daichun, Ma Youjie, Cheng Deshu, "The simulation and design for MPPT of PV system Based on Incremental Conductance Method", Information Engineering (ICIE), 2010 WASE International Conference, 14-15 Aug. 2010
- [7] Datasheet Yingli Solar YL165

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8. Συμπεράσματα

8.1 Συμβολή Έρευνας

Η μελέτη των χαρακτηριστικών και των ιδιοτήτων των ημιαγωγικών διακοπτών ισχύος καρβιδίου του πυριτίου βρίσκεται ακόμα σε αρχικό στάδιο. Στο πλαίσιο αυτό, η παρούσα εργασία συνεισφέρει σε μεγάλο βαθμό, παρουσιάζοντας μια συνολική μελέτη των τρανζίστορ ένωσης επίδρασης πεδίου από καρβίδιο του πυριτίου (SiC JFETs), τόσο όσον αφορά τα DC χαρακτηριστικά τους, αλλά και όσον αφορά τη διακοπτική συμπεριφορά τους.

Ειδικότερα, μελετήθηκε το φαινόμενο της ανάστροφης αγωγής ρεύματος των συγκεκριμένων στοιχείων, παρά την απουσία εγγενούς σώματος διόδου, χαρακτηριστικό το οποίο είναι πρωτόγνωρο για τα συγκεκριμένα ημιαγωγικά στοιχεία. Παράλληλα, όσον αφορά τη διακοπτική συμπεριφορά των συγκεκριμένων ημιαγωγών, παρουσιάσθηκε αναλυτική περιγραφή του τρόπο οδήγησης των συγκεκριμένων ημιαγωγών ενώ προτάθηκαν διαφορετικά κυκλώματα οδήγησης. Με αυτό τον τρόπο πραγματοποιήθηκε μια συγκριτική μελέτη κυκλωμάτων οδήγησης Normally – On και Normally – Off SiC JFETs. Αξιοσημείωτα είναι επίσης, τα συμπεράσματα που προέκυψαν, από τη σύγκριση μεταξύ των Normally – On και Normally – Off SiC JFETs.

Όλα τα παραπάνω συμπεράσματα θα μπορούσαν να αποτελέσουν βάση για πληθώρα εφαρμογών στο συγκεκριμένο ερευνητικό τομέα, καθώς όπως αναφέρθηκε τα SiC JFETs είναι καινοτόμα ημιαγωγικά στοιχεία, ικανά να λειτουργήσουν σε μεγάλες ισχύεις, υψηλές τάσεις, υψηλές διακοπτικές συχνότητες και μεγάλες θερμοκρασίες με λίγες απώλειες ισχύος, γεγονός που τα καθιστά άκρως ελκυστικά για διάφορες εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος.

Τέλος, η σπουδαιότητα της συνεισφοράς της παρούσας έρευνας, έγκειται και στο γεγονός της επίτευξης της εφαρμογής των ανωτέρων αποτελεσμάτων στη κατασκευή ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης (Boost Converter) υψηλού βαθμού απόδοσης, με χρήση των συγκεκριμένων ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων, για διασύνδεση με Φωτοβολταϊκά Συστήματα.

8.2 Περαιτέρω Έρευνα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία έγινε προσπάθεια μοντελοποίησης των Ημιαγωγικών διακοπτών Καρβιδίου του Πυριτίου με την βοήθεια του Orcad Pspice Model Editor. Οι μετρήσεις που χρησιμοποιήθηκαν για την επίτευξη των συγκεκριμένων μοντέλων προήλθαν από τις κυματομορφές των φύλλων δεδομένων του κατασκευαστή με αποτέλεσμα να μην παρουσιάζουν μεγάλη ακρίβεια και κατ' επέκταση και τα αντίστοιχα μοντέλα να μην παρουσιάζουν ιδανική συμπεριφορά. Από τη στιγμή που η κατασκευή των συγκεκριμένων μοντέλων δεν ήταν κύριο μέλημα της παρούσας διπλωματικής δεν κρίθηκε σκόπιμο η κατασκευή ακριβέστερων μοντέλων προσομοίωσης. Ωστόσο, στο μέλλον σε περίπτωση απαίτησης μοντέλων μεγαλύτερης ακρίβειας, τα συγκεκριμένα μοντέλα θα μπορούσαν να βελτιστοποιηθούν.

Παράλληλα, όσον αναφορά τον Μετατροπέα Ανύψωσης (Boost) τάσης, λόγω της υψηλής απόδοσης που παρουσιάζει, του μικρού όγκου του, της υψηλής διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας, αλλά και τη δυνατότητα λειτουργίας του σε μεγάλες ισχύεις και υψηλές θερμοκρασίες, όπως είναι αναμενόμενο θα μπορούσε να βρει εφαρμογή σε πληθώρα εφαρμογών (π.χ. Ηλεκτρικά Αυτοκίνητα). Η τροποποίηση του μετατροπέα ώστε να έχει τη δυνατότητα λειτουργίας τόσο ως μετατροπέας Υποβιβασμού (Buck) αλλά και ως μετατροπέας Υποβιβασμού – Ανύψωσης (Buck – Boost) θα τύγχανε μεγαλύτερης αποδοχής πρακτικών εφαρμογών.

Τέλος, στην περίπτωση της διασύνδεσης του συγκεκριμένου Μετατροπέα Ανύψωσης (Boost) με κάποια Φωτοβολταϊκή Γεννήτρια, όπως στην περίπτωσή μας, ιδανικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένα αλγόριθμος ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος ο οποίος θα λαμβάνει υπόψη του και την περίπτωση της μερικής σκίασης της ΦΒ γεννήτριας. Με αυτό τον τρόπο θα μπορούσε να επιτευχθεί μεγιστοποίηση της απόδοσης της ΦΒ γεννήτριας ακόμα και στην περίπτωση μερικής σκίασης.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

Παράρτημα Ι.

Φύλλα Δεδομένων Ημιαγωγικών Διακοπτών Καρβιδίου Πυριτίου



MAXIMUM RATINGS Conditions Unit Symbol Value Parameter T_C = 25 ℃ ID, TC=25 27 Continuous Drain Current А T_C = 100 ℃ I_{D, TC=100} 17 T_j = 25 ℃ Pulsed Drain Current (1) 75 А DM Short Circuit Withstand Time t_{SC} V_{DD} < 800 V, T_j < 125 ℃ 50 μs Power Dissipation P_D T_C = 25 ℃ 114 W AC(2) Gate-Source Voltage V_{GS} -15 to +15 ۷ Operating and Storage Temperature T_j, T_{stg} -55 to +150 °C T_{sold} 260 °C Lead Temperature for Soldering 1/8" from case < 10 s

⁽¹⁾ Pulse width limited by maximum junction temperature

⁽²⁾ $Rg_{(EXT)} = 1$ ohm, $t_p \le 200$ ns, see Figure 5 for static conditions

(3) See Figure 13 for gate driver and switching test circuit

THERMAL CHARACTERISTICS

Parameter	Symbol	Va	Unit		
Falameter	Symbol	Тур	Max	Onit	
Thermal Resistance, junction-to-case	R _{th,JC}	-	1.1	°C / M/	
Thermal Resistance, junction-to-ambient	R _{th,JA}	-	50	07 🗤	

SJDP120R085 Rev 1.4





PRELIMINARY

Silicon Carbide

SJDP120R085

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Parameter	Symbol	Conditions	value			Unit
	Symbol	conditions	Min	Тур	Max	Unit
Off Characteristics						
Drain-Source Blocking Voltage	BV _{DS}	$V_{\rm GS}$ = -15 V, $I_{\rm D}$ = 600 μA	1200	-	-	V
Total Drain Leakage Current	1	$V_{DS} = 1200 V, V_{GS} = -15 V,$ $T_i = 25^{\circ}C$		10	Ξ	μA
	'DSS	$V_{DS} = 1200 \text{ V}, \text{ V}_{GS} = -15 \text{ V},$ $T_{j} = 150^{\circ}\text{C}$	-	100	-	
Total Gate Reverse Leakage	i	$V_{GS} = -15 V, V_{DS} = 0V$		-0.1	-0.3	mA
	GSS	$V_{GS} = -15 V, V_{DS} = 1200V$		-0.1	-	
On Characteristics						
Drain-Source On-resistance	Berry	$I_D = 17 \text{ A}, V_{GS} = 2 \text{ V},$ $T_j = 25 \text{ °C}$	~	0.075	0.085	0
	LHDS(on)					1 22

	- 103(0II)	$I_{\rm D} = 17$ A, $V_{\rm GS} = 2$ V, $T_{\rm j} = 100$ °C	-	0.11		
Gate Threshold Voltage	V _{GS(th)}	$V_{DS} = 1 V, I_{D} = 30 mA$	12	-5	-	V
Gate Forward Current	I _{G(FWD)}	$V_{GS} = +2 V$	-	40	=	μA
Coto Bagistanaa	R_{G}	f = 1 MHz, drain-source shorted		6		Ω
Gate Hesistance	$R_{G(on)}$	V _{GS} >2.7V; See Figure 5		0.5	-	Ω

Dynamic Characteristics

Input Capacitance	C _{iss}	V 100 V V 15 V	-	255		
Output Capacitance	Coss	$v_{DD} = 100 v, v_{GS} = -15 v,$ f = 100 kHz		80	-	
Reverse Transfer Capacitance	C _{rss}	1 = 100 KHZ	1	80	-	pF
Effective Output Capacitance, energy related	$C_{o(\text{er})}$	$V_{DS} = 0 V \text{ to } 600 V,$ $V_{GS} = -15 V$	-	50	-	

Switching Characteristics

Turn-on Delay	t _{on}		-	TBD	-	
Rise Time	t _r	$V_{DS} = 600 \text{ V}, I_D = 17 \text{ A},$		TBD	8	
Turn-off Delay	t _{otf}	Inductive Load, T _j = 25°C	-	TBD	a.	118
Fall Time	t _f	Gate Driver = $+15V$, $-15V$,	-	TBD	-	
Turn-on Energy	Eon	$HQ_{(EXT)} = 5 \Omega$	-	160	-	
Turn-off Energy	E _{off}	See Figure 13	-	130	Ξ.	μJ
Total Switching Energy	E _{ts}		Ч	290	Ξ.	
Turn-on Delay	t _{on}			TBD	8	
Rise Time	tr	$V_{DS} = 600$ V, $I_D = 17$ A, Inductive Load, $T_I = 150^{\circ}C$ Gate Driver = +15V, -15V,		TBD	=	ns
Turn-off Delay	t _{ott}			TBD	-	
Fall Time	t _f			TBD	-	
Turn-on Energy	E _{on}	$Rg_{(EXT)} = 5 \Omega$ See Figure 13	-	165	-	
Turn-off Energy	E _{off}			125	8	μJ
Total Switching Energy	E _{ts}		107	290		
Total Gate Charge	Qg			32		
Gate-Source Charge	Q _{gs}	$V_{DS} = 800 V$, $I_D = 10 A$,	-	2		nC
Gate-Drain Charge	Q _{gd}	v _{GS} = + 2.5 v	-	27	-	
SJDP120R085 Rev 1.4		2/7			Ma	ay 2011



SJDP120R085 Rev 1.4

3/7





Figure 14. Transient Thermal Impedance $Z_{th(jc)} = f(t_p)$; parameter: Duty Ratio



SJDP120R085 Rev 1.4

5/7



SJDP120R085 Rev 1.4

6/7



PRELIMINARY

<u>Silicon Carbide</u> SJDP120R085

Published by SemiSouth Laboratories, Inc. 201 Research Boulevard Starkville, MS 39759 USA © SemiSouth Laboratories, Inc. 2011

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

Information in this document is provided solely in connection with SemiSouth products. SemiSouth Laboratories, Inc. reserves the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document without notice.

No license, express or implied to any intellectual property rights is granted under this document.

Unless expressly approved in writing by an authorized representative of SemiSouth, SemiSouth products are not designed, authorized or warranted for use in military, aircraft, space, life saving, or life sustaining applications, nor in products or systems where failure or malfunction may result in personal injury, death, or property or environmental damage.

SJDP120R085 Rev 1.4

7/7



Silicon Carbide

SJEP120R100

V

Ω

μJ

Product Summary

1200

0.100

121

 $\mathsf{BV}_{\mathsf{DS}}$

R_{DS(ON)max}

E_{TS,typ}

Normally-OFF Trench Silicon Carbide Power JFET

Features:

- Compatible with Standard Gate Driver ICs
- Positive Temperature Coefficient for Ease of Paralleling
- Extremely Fast Switching with No "Tail" Current at 150 °C
- 150 °C Maximum Operating Temperature
- $R_{DS(on)typical}$ of 0.08 Ω
- Voltage Controlled
- Low Gate Charge
- Low Intrinsic Capacitance

Applications:

- Solar Inverter
- SMPS
- Power Factor Correction
- Induction Heating
- UPS
- Motor Drive





Internal Schematic

MAXIMUM RATINGS

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous Drain Current	I _{D, Tj=100}	T _j = 100 ℃	17	
Continuous Drain Current	I _{D, Tj=150}	T _j = 150 ℃	10	
Pulsed Drain Current (1)	I _{DM}	T _j = 25 °C	30	A
Short Circuit Withstand Time	t _{SC}	V_{DD} < 800 V, T_{C} < 125 °C	50	μs
Power Dissipation	PD	T _C = 25 ℃	114	W
Gate-Source Voltage	V _{GS}	AC ⁽²⁾	-15 to +15	V
Operating and Storage Temperature	T _j , T _{stg}		-55 to +150	°C
Lead Temperature for Soldering	T _{sold}	1/8" from case < 10 s	260	°C
⁽¹⁾ Pulse width limited by maximum junction to	moerature			-

⁽²⁾ $Rg_{EXT} = 1 \Omega$, $t_p \le 200$ ns, see Figure 6 for static conditions

THERMAL CHARACTERISTICS

Paramotor	Symbol	Va	Unit		
Faranieter	Symbol	Тур	Max	onn	
Thermal Resistance, junction-to-case	R _{th JC}	-	1.1	°C / W	
Thermal Resistance, junction-to-ambient	R _{th JA}		50		

SJEP120R100

Rev 3.0



Silicon Carbide

SJEP120R100

ELECTRICAL CHARACTE	RISTICS					
Devenueter			Value			11
Parameter	Symbol	Conditions	Min	Тур	Max	Unit
Off Characteristics						
Drain-Source Blocking Voltage	BV _{DS}	$V_{GS} = 0 V, I_D = 600 \mu A$	1200	-	-	V
	0.000	$V_{DS} = 1200 \text{ V}, V_{CS} = 0 \text{ V}, \text{ Ti} = 25^{\circ}\text{C}$	-	100	600	
		$V_{DS} = 1200 \text{ V}, \text{ V}_{GS} = 0 \text{ V}, \text{ Tj} = 150^{\circ}\text{C}$	-	300	-	
Total Drain Leakage Current	1000	$V_{\rm DS} = 1200 \text{ V}, \text{ V}_{\rm GS} \le -15 \text{ V},$		1	_	ПΔ
Total Drain Eoanago ouriont	1088	$Tj = 25^{\circ}C$				μΑ
		$V_{DS} = 1200 \text{ V}, V_{GS} \le -15 \text{ V},$		10	-	
		Tj = 150°C		10		
Total Gate Reverse Leakage	CSS	$V_{GS} = -15 \text{ V}, V_{DS} = 0 \text{ V}$	-	-0.1	-0.3	mA
· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	400	$V_{GS} = -15 \text{ V}, V_{DS} = 1200 \text{ V}$	-	-0.1	-	
On Characteristics						
		$I_{\rm D} = 10 \text{ A}, V_{\rm GS} = 3 \text{ V},$		0.08	0.10	
Drain-Source On-resistance	B	T _j = 25 ℃	-	0.00	0.10	Ω
	US(on)	$I_{\rm D} = 10 \text{ A}, V_{\rm GS} = 3 \text{ V},$		0.14		
		T _j = 100 ℃		0.14		
Gate Threshold Voltage	V _{GS(th)}	$V_{DS} = 1 V, I_{D} = 34 mA$	-	1.00	-	V
Gate Forward Current	I _{GFWD}	$V_{GS} = 3 V$		300	-	mA
Gate Resistance	R _G	f = 1 MHz, drain-source shorted		6	-	Ω
	R _{G(ON)}	V _{GS} >2.7 V; See Figure 6	-	0.5	-	Ω
Dynamic Characteristics						
Input Capacitance	C _{iss}		-	800	-	
Output Capacitance	C _{oss}	$V_{\rm DD} = 100 \text{ V}$	-	95	-	
Reverse Transfer Capacitance	Crss			89	-	pF
Effective Output Capacitance,	Current	$V_{\rm DS} = 0 \ V \ to \ 600 \ V,$		70		
energy related	⊂0(er)	$V_{GS} = 0 V$	0.01	10		
Switching Characteristics						
Turn-on Delay	t _{on})/	-	10	-	
Rise Time	t,	$v_{DS} = 600 \text{ V}, \text{ I}_D = 10 \text{ A},$	14	21	-	
Turn-off Delay	t _{off}	Gate Driver – 115 V -15 V	-	15	-	ns
Fall Time	t _i		~	14	-	
Turn-on Energy	Eon		-	76	-	
Turn-off Energy	E _{off}	See Figure 17 and application note for	14	45	-	μJ
Total Switching Energy	E _{ts}	gate drive recommendations		121	-	
Turn-on Delay	t _{on}	V 600 V I 10 A		10	-	
Rise Time	tr	$v_{DS} = 600 \text{ V}, \text{ I}_D = 10 \text{ A},$	-	26	-	20
Turn-off Delay	t _{off}	Gate Driver – ±15 V ±15 V	~	15	-	ns
Fall Time	t _i		ш.	14	-	
Turn-on Energy	E _{on}			90	-	
Turn-off Energy	E _{off}	See Figure 17 and application note for	12	47	-	μJ
Total Switching Energy	Ets	gate drive recommendations		137	-	
Total Gate Charge	Qg	$V_{rec} = 800 V_{rec} = 10 A_{rec}$	12	71	-	
Gate-Source Charge	Q _{gs}	$V_{\rm DS} = 500$ V, $v_{\rm D} = 10$ A, V _{oc} = +25 V	В	1	÷	nC
Gate-Drain Charge	Q _{gd}	· G5 - · L.0 ·	18	60	÷	

SJEP120R100

Rev 3.0



<u>Silicon Carbide</u> SJEP120R100



SJEP120R100

Rev 3.0



Silicon Carbide

SJEP120R100



SJEP120R100

Rev 3.0



<u>Silicon Carbide</u> SJEP120R100



Figure 14. Transient Thermal Impedance



SJEP120R100

Rev 3.0



Silicon Carbide

SJEP120R100





Modified SGDR600P1



Figure 17. Test Circuit & Test Conditions



Test Conditions

- Single Device configuration
- $V_{DD} = 600 \text{ V}, I_{LPK} = 10 \text{ A}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$
- RC snubber: $R = 22 \Omega$ and C = 4.7 nF
- 400 uH load inductance
- Driven by modified SGD600P1
- Gate driver approx. 5mm from gate terminal

The SGDR600P1 is a gate driver reference design available for purchase from SemiSouth. See applications note AN-SS3 for full circuit description, test results, schematics, and bill of materials. Gerber files also available upon request.

SJEP120R100

PWM

¥

Rev 3.0



SJEP120R100

Rev 3.0

6.043 3.560 7.063

6.297

3.660 7.317 0.238

0.140

0.278

0.248

0.144

0.288

Q

ØP ØP1



Published by SemiSouth Laboratories, Inc. 201 Research Boulevard Starkville, MS 39759 USA © SemiSouth Laboratories, Inc. 2012

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

Information in this document is provided solely in connection with SemiSouth products. SemiSouth Laboratories, Inc. reserves the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document without notice.

No license, express or implied to any intellectual property rights is granted under this document.

Unless expressly approved in writing by an authorized representative of SemiSouth, SemiSouth products are not designed, authorized or warranted for use in military, aircraft, space, life saving, or life sustaining applications, nor in products or systems where failure or malfunction may result in personal injury, death, or property or environmental damage.

SJEP120R100

Rev 3.0

Παράρτημα ΙΙ.

Προσδιορισμός των παραμέτρων R_P , R_S και I_{PH} του μοντέλου Προσομοίωσης του ΦΒ Πλαισίου

```
%% Τιμές παραμέτρων από το φύλλο δεδομένων
2
Isc=7.9;
Voc=29;
Imp=7.2;
Vmp=23;
Pmax=165;
Ki=0.0006;
Kv = -0.0037;
Ns=48;
Tn = 274.15;
               % Θερμοκρασία
k = 1.3806503e-23; % Σταθερά Boltzmann
q = 1.60217646e-19; % Φορτίο ηλεκτρονίου
a=1.3;
                   % Συντελεστής ποιότητας της διόδου
Vt = k * Tn / q; % Θερμική τάση πλαισίου
%% Αρχικοποιήσεις μεταβλητών
00
Rs increment=0.0001;
tolerance=0.0001;
error = 10;
max iteration= 10000;
iteration =0;
%% Αρχικές εκτιμήσεις των Rp και Rs
2
Rp=(Vmp/(Isc-Imp))-((Voc-Vmp)/Imp);
Rs=0;
% Υπολογισμός του Ιο
IO= Isc/(exp(Voc/(Ns*a*Vt))-1);
%% Αρχή της επαναληπτικής μεθόδου για τον υπολογισμό των
Rp και Rs
2
while (error>tolerance) && (Rp>0) &&
(iteration<max iteration)
iteration=iteration+1;
Ipv=(Rp+Rs) *Isc/Rp;
Rp old=Rp;
Rs=Rs+Rs increment;
Rp = Vmp*(Vmp+Imp*Rs) / (Vmp*Ipv-
Vmp*Io*exp((Vmp+Imp*Rs)/(Vt*Ns*a))+Vmp*Io-Pmax);
```

```
V=0:Voc/1000:Voc;
I = zeros(1, size(V, 2));
%Επίλυση της εξήσωσης του Ι με την μέθοδο Newton Rhapson
επειδή ειναι
%μη γραμμική εξίσωση
    for j = 1 : size(V,2)
    g = Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/(Vt*Ns*a))-1)-
(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-I(j);
        while abs(g) > tolerance
        g = Ipv-Io^{*}(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-
(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-I(j);
        dg= -
Io*Rs/(Vt*Ns*a)*exp((V(j)+I(j)*Rs)/(Vt*Ns*a))-Rs/Rp-1;
        Im=I(j)-g/dg;
        I(j)=Im;
        end
    end
P = (Ipv-Io*(exp((V+I.*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V+I.*Rs)/Rp).*V;
Pm=max(P);
error=abs(Pm-Pmax);
end
if Rp< 0
Rp=Rp old;
end
```

Παράρτημα III.

MPPT Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (Incremental Conductance)

```
function D = IncCond(Param, V, I, T)
%% ΜΡΡΤ Ελεγκτής βασισμένος πάνω στο Αλγόριθμο
Στοιχειώδους Αγωγιμότητας
% D Έξοδος = Βαθμός Χρησιμοποιησης του Ημιαγωγικού
Διακόπτη
8
                 του Μετατροπέα Ανύψωσης (Τιμή μεταξύ Ο
και 1)
00
% V Είσοδος = Τάση εξόδου της ΦΒ γεννήτριας (V)
% I input = Ρεύμα εξόδου της ΦΒ γεννήτριας (Α)
% Είσοδοι Παραμέτρων:
Dinit = Param(1); %Αρχική τιμή της D Εξόδου

      Dmax = Param(2);
      %Μέγιστη τιμή του D

      Dmin = Param(3);
      %Ελάχιστη τιμή του D

deltaD = Param(4); %Τιμή προσαύξησης που χρησιμοποιείται
για να αυξηθεί /
                     %μειωθεί η τιμή του D
%% Αρχικοποιήσεις μεταβλητών
2
persistent Vold Iold Dold n ind ind2 ;
dataType = 'double';
if isempty(n)
    n=1;
end
if isempty(Iold)
    Iold=0;
end
if isempty(Vold)
    Vold=0;
end
if isempty(Dold)
    Dold=Dinit;
end
if isempty(ind)
```

```
ind=0;
end
if isempty(ind2)
    ind2=0;
end
%% Αρχή ΜΡΡΤ Αλγορίθμου Στοιχειώδους Αγωγιμότητας
00
dI=I-Iold;
dV=V-Vold;
if (T>=n*0.001)
         if dV==0
             if dI == 0
                 D=Dold;
             else
                 if dI>0
                     D=Dold-deltaD;
                 else
                     D=Dold+deltaD;
                 end
             end
        else
             ind=dI/dV;
            ind2=ind+I/V;
             if ind2 == 0.0002
                 D=Dold;
             else
                 if ind>(-I/V)
                     D=Dold-deltaD;
                  else
                     D=Dold+deltaD;
                 end
             end
        end
        n=n+1;
        Vold=V;
        Iold=I;
else
    D=Dold;
end
if D >= Dmax | D<= Dmin
    D=Dold;
end
Dold=D;
```