



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ

ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

**Συγκριτική Ανάλυση Ανορθωτών Τάσης με Χρήση Διόδων,
Διπολικών Τρανζίστορ και Τρανζίστορ MOSFET σε
Εφαρμογές Χαμηλής και Υψηλής Τάσης**

Διπλωματική Εργασία

Νικόλαος Στυλιανού

Επιβλέπων: Φώτιος Πλέσσας

Βόλος, Ιούλιος 2024



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ

ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

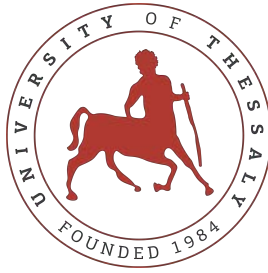
**Συγκριτική Ανάλυση Ανορθωτών Τάσης με Χρήση Διόδων,
Διπολικών Τρανζίστορ και Τρανζίστορ MOSFET σε
Εφαρμογές Χαμηλής και Υψηλής Τάσης**

Διπλωματική Εργασία

Νικόλαος Στυλιανού

Επιβλέπων: Φώτιος Πλέσσας

Βόλος, Ιούλιος 2024



UNIVERSITY OF THESSALY
SCHOOL OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING

**Comparative Analysis of Voltage Rectifiers Using Diodes,
Bipolar Transistors, and MOSFETs in Low and High
Voltage Applications**

Diploma Thesis

Nikolaos Stylianou

Supervisor: Fotios Plessas

Volos, July 2024

Εγκρίνεται από την Επιτροπή Εξέτασης:

Επιβλέπων **Φώτιος Πλέσσας**

Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας

Μέλος **Δημήτριος Μπαργιώτας**

Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας

Μέλος **Δημήτριος Καραμπερόπουλος**

Ε.ΔΙ.Π., Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας

ΥΠΕΥΘΥΝΗ ΔΗΛΩΣΗ ΠΕΡΙ ΑΚΑΔΗΜΑΪΚΗΣ ΔΕΟΝΤΟΛΟΓΙΑΣ ΚΑΙ ΠΝΕΥΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΚΑΙΩΜΑΤΩΝ

«Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ρητά ότι η παρούσα διπλωματική εργασία, καθώς και τα ηλεκτρονικά αρχεία και πηγαίοι κώδικες που αναπτύχθηκαν ή τροποποιήθηκαν στα πλαίσια αυτής της εργασίας, αποτελεί αποκλειστικά προϊόν προσωπικής μου εργασίας, δεν προσβάλλει κάθε μορφής δικαιώματα διανοητικής ιδιοκτησίας, προσωπικότητας και προσωπικών δεδομένων τρίτων, δεν περιέχει έργα/εισφορές τρίτων για τα οποία απαιτείται άδεια των δημιουργών/δικαιούχων και δεν είναι προϊόν μερικής ή ολικής αντιγραφής, οι πηγές δε που χρησιμοποιήθηκαν περιορίζονται στις βιβλιογραφικές αναφορές και μόνον και πληρούν τους κανόνες της επιστημονικής παράθεσης. Τα σημεία όπου έχω χρησιμοποιήσει ιδέες, κείμενο, αρχεία ή/και πηγές άλλων συγγραφέων, αναφέρονται ευδιάκριτα στο κείμενο με την κατάλληλη παραπομπή και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. Δηλώνω επίσης ότι τα αποτελέσματα της εργασίας δεν έχουν χρησιμοποιηθεί για την απόκτηση άλλου πτυχίου. Αναλαμβάνω πλήρως, ατομικά και προσωπικά, όλες τις νομικές και διοικητικές συνέπειες που δύναται να προκύψουν στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της δεν μου ανήκει διότι είναι προϊόν λογοκλοπής».

Ο Δηλών

Νικόλαος Στυλιανού

Διπλωματική Εργασία
Συγκριτική Ανάλυση Ανορθωτών Τάσης με Χρήση Διόδων, Διπολικών
Τρανζίστορ και Τρανζίστορ MOSFET σε Εφαρμογές Χαμηλής και
Υψηλής Τάσης
Νικόλαος Στυλιανού

Περίληψη

Η ανόρθωση του εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) σε συνεχές ρεύμα (DC) είναι μια θεμελιώδης διεργασία που αντιμετωπίζει τις αναποτελεσματικές μεθόδους χρήσης AC ρεύματος σε ευαίσθητες ηλεκτρονικές συσκευές χαμηλής τάσης.

Το AC ρεύμα χρησιμοποιείται κυρίως για τη διανομή ισχύος λόγω της ικανότητάς του να μεταδίδεται σε μεγάλες αποστάσεις έχοντας ελάχιστες απώλειες, ενώ δεν συνηθίζεται να χρησιμοποιείται σε άλλες εφαρμογές. Αντίθετα, το συνεχές ρεύμα είναι απαραίτητο για τη λειτουργία του ηλεκτρονικού εξοπλισμού, συμπεριλαμβανομένων ενδεικτικά των ηλεκτρονικών υπολογιστών, των τηλεπικοινωνιακών συσκευών και των περίπλοκων συστημάτων ελέγχου σε βιομηχανικές εφαρμογές.

Η διαδικασία μετατροπής επιτυγχάνεται μέσω της ανόρθωσης της τάσης, χρησιμοποιεί διατάξεις ημιαγωγών όπως δίοδοι, thyristors και τρανζίστορ όπου μπορούν επιλεκτικά να επιτρέψουν την μονόπλευρη ροή του ηλεκτρικού ρεύματος. Αυτό το ρεύμα είναι ζωτικής σημασίας για τη διατήρηση των σταθερών επιπέδων τάσης που απαιτούν τα ηλεκτρονικά κυκλώματα για να λειτουργούν με ακρίβεια και αξιοπιστία.

Η σύγκριση μεταξύ των παραπάνω διατάξεων ανορθωτών είναι κρίσιμη για τον προσδιορισμό της καταλληλότητάς τους σε συγκεκριμένες εφαρμογές. Για παράδειγμα, σε εφαρμογές υψηλής ισχύος όπου η απόδοση και η θερμική διαχείριση είναι υψίστης σημασίας, οι ανορθωτές με βάση τα MOSFET μπορεί να είναι προτιμότεροι. Αντίθετα, για πιο ευαίσθητα στο κόστος ή λιγότερο απαιτητικά περιβάλλοντα, οι ανορθωτές που βασίζονται σε διόδους ή διπολικά τρανζίστορ μπορεί να είναι πιο κατάλληλοι.

Λέξεις-κλειδιά:

AC, DC, τρανζίστορ, ανόρθωση τάσης

Diploma Thesis

Comparative Analysis of Voltage Rectifiers Using Diodes, Bipolar Transistors, and MOSFETs in Low and High Voltage Applications

Nikolaos Stylianou

Abstract

The rectification of alternating current (AC) to direct current (DC) is a fundamental electrical engineering process that addresses the inefficiencies inherent in the use of AC for low-voltage, sensitive electronic devices. Alternating current is predominantly used for the distribution of power due to its ability to be transmitted over long distances with reduced losses, primarily by enabling high-voltage, low-current transmission that minimizes resistive losses. Conversely, direct current is imperative for the operation of electronic equipment, including but not limited to computers, telecommunications devices, and intricate control systems within industrial applications.

The rectification process, which converts alternating current (AC) to direct current (DC), is accomplished through the use of semiconductor devices such as diodes, thyristors, and transistors, each of which can permit the unidirectional flow of electric current. This directional control of current flow is crucial for maintaining the stable voltage levels necessary for electronic circuits to function with both precision and reliability.

A critical comparative analysis of these rectifier configurations is essential to assess their appropriateness for specific applications. For instance, in high-power applications where performance and thermal management are of utmost importance, rectifiers based on MetalOxide-Semiconductor Field-Effect Transistors (MOSFETs) or Insulated Gate Bipolar Transistors may be preferred due to their efficiency and fast switching capabilities. Conversely, in scenarios where cost considerations or lower performance demands prevail, rectifiers employing diodes might prove more advantageous due to their simpler design and lower cost. This comparative assessment aids in optimizing the selection of semiconductor devices to meet specific operational requirements and cost constraints, thereby enhancing the overall effectiveness and sustainability of power electronic systems.

Keywords:

AC, DC, transistors, voltage rectification

Πίνακας περιεχομένων

Περίληψη	x
Abstract	xi
Πίνακας περιεχομένων	xiii
Κατάλογος σχημάτων	xv
Κατάλογος πινάκων	xix
1 Εισαγωγή	1
1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής	1
1.1.1 Προβλήματα που θα Λυθούν	2
1.1.2 Μέθοδος Επίλυσης	2
1.2 Οργάνωση του Τόμου	3
2 Θεωρητική προσέγγιση των διατάξεων	5
2.1 Ιδανικός ανορθωτής τάσης	5
2.1.1 Ανόρθωση μισής περιόδου	5
2.1.2 Ανόρθωση πλήρης περιόδου	7
2.2 Ανορθωτής με την χρήση διόδων	10
2.2.1 Αρχή λειτουργίας	10
2.2.2 Απόκριση σε δυναμικές καταστάσεις	12
2.2.3 Απόδοση στο πεδίο της συχνότητας	13
2.2.4 Απώλειες	14
2.3 Ανορθωτής με την χρήση MOSFET	15
2.3.1 Αρχή λειτουργίας	16

2.3.2	Απόδοση σε δυναμικές καταστάσεις	19
2.3.3	Απόδοση στο πεδίο της συχνότητας	20
2.3.4	Απώλειες	21
2.4	Ανορθωτής με την χρήση IGBT	22
2.4.1	Αρχή λειτουργίας	23
2.4.2	Απόδοση σε δυναμικές καταστάσεις	25
2.4.3	Απόδοση στο πεδίο της συχνότητας	27
2.4.4	Απώλειες	28
3	Προσομοίωση των διατάξεων	31
3.1	Βασικές ρυθμίσεις και σύνολο εντολών	31
3.2	Ανορθωτής με χρήση διόδων	33
3.3	Ανορθωτής με χρήση MOSFET τρανζίστορ	39
3.4	Ανορθωτής με χρήση IGBT τρανζίστορ	45
4	Συμπεράσματα	53
4.1	Σύνοψη και συμπεράσματα	53
4.2	Μελλοντικές επεκτάσεις	54
	Βιβλιογραφία	57

Κατάλογος σχημάτων

2.1	Κύκλωμα ανόρθωσης μισής περιόδου.	5
2.2	Κυματομορφές της πηγής τάσης και του φορτίου.	5
2.3	Η διάταξη ανόρθωσης τάσης full-bridge	8
2.4	Κυματομορφές της τάσης και του φορτίου	8
2.5	Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.3 όταν $V_s > 0$	8
2.6	Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.3 όταν $V_s < 0$	9
2.7	Η ενωτική ζώνη PN και το σύμβολο της διόδου.	10
2.8	Η χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος-τάσης της διόδου	11
2.9	Ο ανορθωτής τάσης πλήρης περιόδου με την χρήση διόδων	11
2.10	Ο χρόνος t_{rr} μιας διόδου	14
2.11	Ανορθωτής τάσης με χρήση MOSFET.	16
2.12	Η χαρακτηριστική καμπύλη V-I ενός n-τύπου MOSFET.	16
2.13	Το γενικό κύκλωμα ελέγχου της πύλης για τα τρανζίστορ	17
2.14	Η τάση εισόδου και η τάση πύλης του κάθε τρανζίστορ.	17
2.15	Εναλλακτικό κύκλωμα ανορθωτή τάσης χαμηλής τάσης.	18
2.16	Ανορθωτής τάσης με χρήση IGBT.	24
2.17	Η χαρακτηριστική καμπύλη V-I ενός n-τύπου IGBT.	24
2.18	Η δομή κάθε γενιάς ενός συμβατικού IGBT τρανζίστορ.	24
2.19	Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός IGBT τρανζίστορ.	25
2.20	Το φαινόμενο του ρεύματος ουράς των IGBT.	26
3.1	Ο ανορθωτής τάσης με χρήση διόδων στο LTSpice	33
3.2	Η τάση εξόδου και εισόδου του ανορθωτή με χρήση διόδων.	34
3.3	Η τάση εξόδου κατά την εκκίνηση.	34
3.4	Η τάση εξόδου κατά το θετικό μέγιστο.	34

3.5	Τα αποτελέσματα του κυκλώματος από την απότομη μεταβολή του φορτίου.	35
3.6	Τα αποτελέσματα του κυκλώματος από την απότομη μεταβολή της τάσης εισόδου	35
3.7	Οι απώλειες του ανορθωτή τάσης με διόδους.	36
3.8	Μετρήσεις για διάφορες τάσεις εισόδου και φορτία εξόδου του ανορθωτή με διόδους.	37
3.9	Η αποδοτικότητα του ανορθωτή με διόδους σε σχέση με την συχνότητα τάσης εισόδου.	37
3.10	Η αποδοτικότητα του ανορθωτή με διόδους σε σύγκριση με την θερμοκρασία λειτουργίας	38
3.11	Ανορθωτής με την χρήση MOSFET στο LTSpice.	39
3.12	Η τάση εισόδου και εξόδου κατά διάφορες χρονικές περιόδους.	40
3.13	Η τάση εξόδου καθώς το ρεύμα φορτίου μεταβάλλεται απότομα.	40
3.14	Η τάση εξόδου καθώς η τάση εισόδου μεταβάλλεται απότομα.	41
3.15	Οι απώλειες του ανορθωτή με MOSFET στον χρόνο.	42
3.16	Μετρήσεις για διάφορες τάσεις εισόδου και φορτία εξόδου του ανορθωτή με MOSFET.	42
3.17	Η αποδοτικότητα του ανορθωτή με MOSFET σε σχέση με την συχνότητα τάσης εισόδου.	44
3.18	Η θερμοκρασία των MOSFET κατά την εκκίνηση του κυκλώματος	45
3.19	Η αποδοτικότητα του ανορθωτή με MOSFET σε σύγκριση με την θερμοκρασία λειτουργίας	45
3.20	Ο ανορθωτής τάσης με IGBT.	46
3.21	Η τάση εισόδου, εξόδου και πύλης κατά διάφορες χρονικές περιόδους.	47
3.22	Η τάση εξόδου καθώς το φορτίο μεταβάλλεται απότομα.	48
3.23	Η τάση εξόδου καθώς η τάση εισόδου μεταβάλλεται απότομα.	48
3.24	Οι απώλειες του ανορθωτή με IGBT στον χρόνο.	49
3.25	Μετρήσεις για διάφορες τάσεις εισόδου και φορτία εξόδου του ανορθωτή με IGBT.	50
3.26	Απόδοση του ανορθωτή σε σχέση με την συχνότητα λειτουργίας	51
3.27	Η θερμοκρασία των IGBT κατά την εκκίνηση του κυκλώματος	52

3.28 Η απόδοση του ανορθωτή με χρήση IGBT σε σύγκριση με την θερμοκρασία λειτουργίας	52
---	----

Κατάλογος πινάκων

2.1	Συγκεντρωτικός πίνακας μετρητικών των διατάξεων	10
2.2	Συγκριτικός πίνακας μεταξύ των διαφόρων διατάξεων ανορθωτών.	29

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Η ανόρθωση τάσης είναι μία από τις πιο θεμελιώδεις διαδικασίες στην ηλεκτρονική και τις ηλεκτρικές εφαρμογές, εξασφαλίζοντας την μετατροπή εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) σε συνεχές ρεύμα (DC). Αυτό το φαινόμενο είναι κρίσιμο για τη λειτουργία μιας πληθώρας συσκευών, από απλές τροφοδοτικές μονάδες μέχρι σύνθετα συστήματα ισχύος. Ο χώρος εφαρμογής της διπλωματικής αυτής αφορά τη μελέτη και συγκριτική ανάλυση διατάξεων ανόρθωσης τάσης χρησιμοποιώντας τρεις βασικές τεχνολογίες: διόδους, διπολικά τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBT) και MOSFET.

Κάθε μία από αυτές τις τεχνολογίες φέρει μοναδικά χαρακτηριστικά και έχει διαφορετικές επιδόσεις ανάλογα με τις συνθήκες λειτουργίας και την εφαρμογή. Στο πλαίσιο της διπλωματικής αυτής, θα αναλυθούν οι διατάξεις ανόρθωσης τόσο για εφαρμογές χαμηλής τάσης (φορητές συσκευές) όσο και για εφαρμογές υψηλής τάσης (βιομηχανικά συστήματα).

Οι βασικές προκλήσεις που αντιμετωπίζει ο χώρος αυτός περιλαμβάνουν την αύξηση της αποδοτικότητας, τη μείωση των απωλειών ισχύος, την αντιμετώπιση των θερμικών ζητημάτων και τη βελτίωση της σταθερότητας και αξιοπιστίας των συστημάτων ανόρθωσης. Η ανάλυση αυτή θα προσφέρει μία σαφή κατεύθυνση για τις απαιτήσεις και τις προκλήσεις που θα εξεταστούν περαιτέρω στην εργασία.

1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής

Το αντικείμενο της διπλωματικής αυτής είναι η συγκριτική ανάλυση των διατάξεων ανόρθωσης τάσης που χρησιμοποιούν διόδους, διπολικά τρανζίστορ και MOSFET, με έμφαση στις επιδόσεις τους σε εφαρμογές χαμηλής και υψηλής τάσης. Στόχος είναι η διερεύνηση

των επιδόσεων κάθε τεχνολογίας, η κατανόηση των πλεονεκτημάτων και των μειονεκτημάτων τους, και η πρόταση βέλτιστων λύσεων για διαφορετικά επίπεδα τάσης και εφαρμογές.

1.1.1 Προβλήματα που θα Λυθούν

Η παρούσα διπλωματική εργασία στοχεύει στην αντιμετώπιση των εξής προβλημάτων:

1. *Αποδοτικότητα Ανόρθωσης*: Κατανόηση και σύγκριση της αποδοτικότητας των τριών τεχνολογιών ανόρθωσης, με στόχο τη μείωση των απωλειών και την αύξηση της ενεργειακής απόδοσης.
2. *Θερμική Διαχείριση*: Ανάλυση των θερμικών επιδόσεων και της διαχείρισης της θερμότητας στις διάφορες διατάξεις, προκειμένου να διασφαλιστεί η σταθερή λειτουργία υπό διαφορετικές θερμικές συνθήκες.
3. *Σταθερότητα και Αξιοπιστία*: Εξέταση της σταθερότητας και της αξιοπιστίας των διατάξεων σε μεταβατικές καταστάσεις και συνθήκες υπερφόρτωσης.
4. *Πολυπλοκότητα*: Αξιολόγηση του κόστους κατασκευής και της πολυπλοκότητας υλοποίησης των διατάξεων με βάση την τεχνολογία και τις ανάγκες της εφαρμογής.

1.1.2 Μέθοδος Επίλυσης

Για την επίλυση των παραπάνω προβλημάτων, θα ακολουθηθεί μια ολοκληρωμένη προσέγγιση που περιλαμβάνει διάφορα στάδια. Αρχικά, θα πραγματοποιηθεί μια εκτενής ανασκόπηση της υπάρχουσας βιβλιογραφίας για να κατανοηθούν οι τρέχουσες τεχνολογίες ανόρθωσης, τα κύρια προβλήματα και οι σύγχρονες τάσεις στον τομέα αυτό.

Στη συνέχεια, θα αναπτυχθούν προσομοιώσεις για κάθε τεχνολογία ανόρθωσης χρησιμοποιώντας εξειδικευμένα λογισμικά, προκειμένου να αξιολογηθούν οι επιδόσεις των διατάξεων σε διάφορες συνθήκες λειτουργίας. Έπειτα, θα πραγματοποιηθούν πειραματικές δοκιμές για να επαληθευτούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και να αξιολογηθούν οι πραγματικές επιδόσεις των διατάξεων ανόρθωσης.

Τέλος, θα γίνει συγκριτική ανάλυση των αποτελεσμάτων με σκοπό να αξιολογηθούν η αποδοτικότητα, η σταθερότητα και η αξιοπιστία κάθε διάταξης. Από αυτή την ανάλυση θα διαμορφωθούν συστάσεις για βέλτιστες πρακτικές και επιλογές που ανταποκρίνονται καλύτερα στις απαιτήσεις διαφορετικών εφαρμογών.

1.2 Οργάνωση του Τόμου

Η εργασία είναι οργανωμένη ως εξής::

- *Κεφάλαιο 2: Θεωρητική προσέγγιση των διατάξεων* Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται ανασκόπηση της υπάρχουσας βιβλιογραφίας και των σχετικών μελετών για τις διατάξεις ανόρθωσης τάσης, εστιάζοντας στις τεχνολογίες διόδων, διπολικών τρανζίστορ και MOSFET. Επιπλέον, το συγκεκριμένο κεφάλαιο ασχολείται με την ανάλυση των βασικών θεωρητικών μοντέλων ανόρθωσης τάσης για τις τρεις τεχνολογίες και περιγράφει τις μεθόδους μοντελοποίησης που θα χρησιμοποιηθούν.
- *Κεφάλαιο 3: Προσομοίωση και Ανάλυση Διατάξεων Ανόρθωσης* Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η διαδικασία προσομοίωσης των διατάξεων ανόρθωσης και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της ανάλυσης των επιδόσεών τους.
- *Κεφάλαιο 4: Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα* Στο τελευταίο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα βασικά συμπεράσματα της εργασίας και διατυπώνονται προτάσεις για μελλοντική έρευνα στον τομέα των διατάξεων ανόρθωσης τάσης.

Κεφάλαιο 2

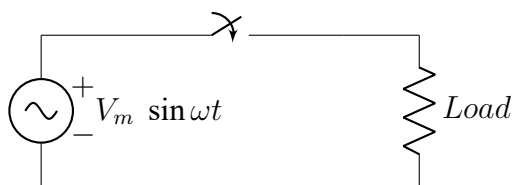
Θεωρητική προσέγγιση των διατάξεων

2.1 Ιδανικός ανορθωτής τάσης

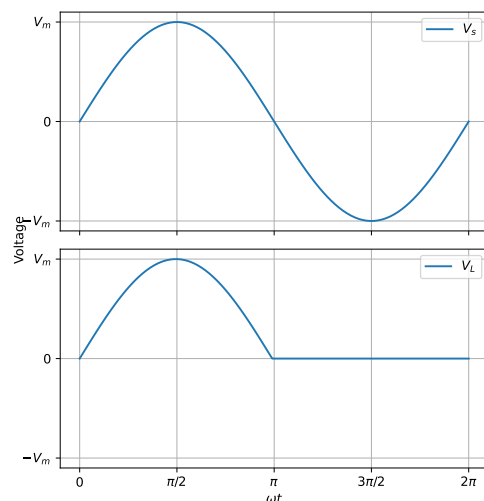
Σε αυτή την ενότητα, παρουσιάζονται οι διατάξεις ανορθωτών που θα μας απασχολήσουν στην συγκεκριμένη εργασία και δίνεται έμφαση στην αρχή λειτουργίας τους.

2.1.1 Ανόρθωση μισής περιόδου

Ο ανορθωτής τάσης μισής περιόδου είναι η απλούστερη μορφή ανόρθωσης τάσης που υπάρχει. Το κύκλωμα της διάταξης αυτής παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.1. Απαρτίζεται από μια πηγή εναλλασσόμενου ρεύματος, έναν ιδανικό “διακόπτη” και φυσικά το φορτίο.



Σχήμα 2.1: Κύκλωμα ανόρθωσης μισής περιόδου.



Σχήμα 2.2: Κυματομορφές της πηγής τάσης και του φορτίου.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2, κατά την χρονική περίοδο $0 \leq \omega t < \pi$ όπου η τάση V_{source} είναι θετική, ο “διακόπτης” είναι κλειστός, επιτρέποντας έτσι ρεύμα να περάσει προς το φορτίο R_{load} ενώ κατά την περίοδο $\pi \leq \omega t < 2\pi$, ο διακόπτης ανοίγει και η ροή του ρεύματος από την πηγή στο φορτίο σταματάει. Έτσι, επιτρέπουμε στο φορτίο να έχει πάντα θετική τάση στα άκρα του. Όμως, από την παραπάνω κυματομορφή καταλαβαίνουμε πως ο συγκεκριμένος ανορθωτής δεν είναι και πολύ αποδοτικός καθώς μεταφέρεται ενέργεια στο φορτίο μόνο κατά την μισή περίοδο, όπως είναι εύκολα αντιληπτό και από το όνομα.

Για να μπορέσει να γίνει σύγκριση μεταξύ των διατάξεων, πρέπει να υπολογιστεί η απόδοση της κάθε διάταξης. Η μέση τιμή της τάσης του φορτίου V_{Load} ορίζεται ως:

$$V_{L_{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dx \quad (2.1)$$

Όμως, επειδή η τάση του φορτίου παραμένει ανοιχτή μόνο για το μισό της περιόδου, το ολοκλήρωμα γίνεται:

$$V_{L_{ave}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_m \sin(\omega t) dx$$

Λύνοντας το παραπάνω ολοκλήρωμα, έχουμε $V_{L_{ave}} = \frac{V_m}{\pi} \approx 31.8\% V_m$ [1].

Ακόμη μια σημαντική παράμετρος για την μέτρηση της απόδοσης του ανορθωτή αυτού είναι η Root-Mean-Square (*RMS*) τάση. Αντιστοιχεί στην τιμή μιας πηγής συνεχούς τάσης που θα παρείχε την ίδια ισχύ σε ένα φορτίο με την τάση εναλλασσόμενου ρεύματος κατά την διάρκεια ενός κύκλου και υπολογίζεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_L^2(t) dt} \quad (2.2)$$

Όπως και προηγουμένως, η V_L είναι ανοιχτή μόνο στην μισή περίοδο, οπότε έχουμε $V_{L_{RMS}} = \frac{V_m}{2}$. Αντικαθιστώντας την τιμή αυτή στον παραπάνω τύπο ισχύει ότι:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \Leftrightarrow V_{RMS} = \frac{V_m}{2} = 0.5 V_m$$

Ένα σημαντικό μετρητικό απόδοσης θεωρείται ο λόγος μετατροπής ν . Με άλλα λόγια, είναι η αναλογία της συνεχούς ισχύος που παράγεται από τον ανορθωτή σε σχέση με την εναλλασσόμενη ισχύ που παρέχεται στην είσοδο. Δηλαδή, είναι ένας δείκτης που μετρά την ικανότητα του ανορθωτή να μετατρέπει την ισχύ υπό ιδανικές συνθήκες και περιγράφεται από τον τύπο:

$$\nu = \frac{P_{dc}}{P_L} = \frac{V_{dc} I_{dc}}{V_L I_L} \quad (2.3)$$

Χρησιμοποιώντας τον νόμο του Ohm, η παραπάνω εξίσωση μετατρέπεται στην ακόλουθη:

$$\nu = \frac{V_{dc}^2}{V_L^2} = \frac{(0.318V_m)^2}{(0.5V_m)^2} \approx 0.4045 = 40.45 \%$$

Αυτό δηλαδή σημαίνει ότι λιγότερη από την μισή ενέργεια δεν αξιοποιείται στο φορτίο, πράγμα που καθιστά αυτόν τον ανορθωτή μη-πρακτικό σε εφαρμογές υψηλής απόδοσης.

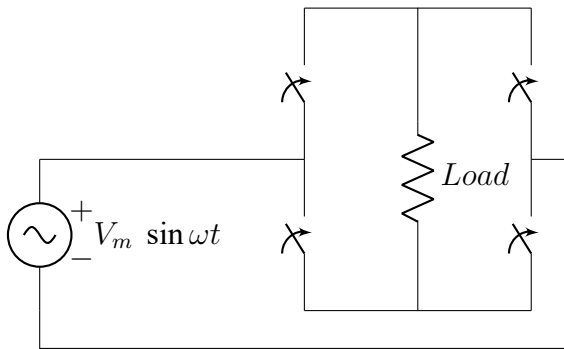
Ένα ακόμα σημαντικό μετρητικό είναι η αποδοτικότητα του ανορθωτή. Προσδιορίζει το πραγματικό ποσοστό της εισερχόμενης ισχύος που μετατρέπεται σε ωφέλιμη ισχύς στην έξοδο, λαμβάνοντας υπόψη τις όποιες απώλειες που προκύπτουν από το κύκλωμα και υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$\alpha = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\%$$

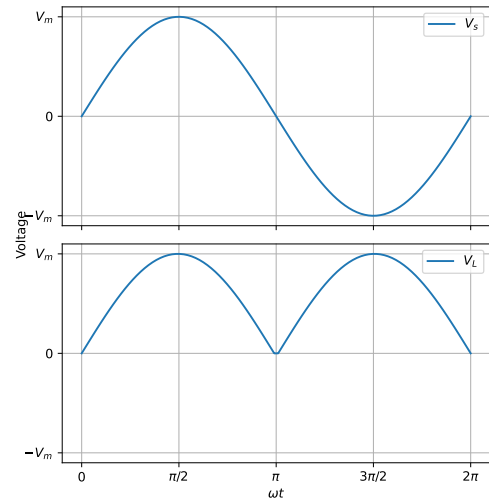
Προφανώς, η αποδοτικότητα είναι ανεξάρτητη της τοπολογίας του ανορθωτή (μισής-πλήρης περιόδου) και εξαρτάται από τα πραγματικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα. Άρα, στο παραπάνω παράδειγμα, αφού ο ανορθωτής αποτελείται από ιδανικό διακόπτη, η αποδοτικότητά του ανέρχεται στο 100 % [1].

2.1.2 Ανόρθωση πλήρης περιόδου

Βλέποντας κανείς τις ιδιότητες και αποδόσεις του ανορθωτή μισής περιόδου, εύκολα γίνεται αντιληπτό το γιατί δεν χρησιμοποιείται συχνά αυτή η διάταξη σε εφαρμογές που απαιτούν υψηλή απόδοση. Η Full-Wave (Πλήρης Περίοδος) διάταξη έρχεται να λύσει το παραπάνω πρόβλημα, προσθέτοντας δύο ακόμη “διακόπτες”. Έτσι σχηματίζεται το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.3.



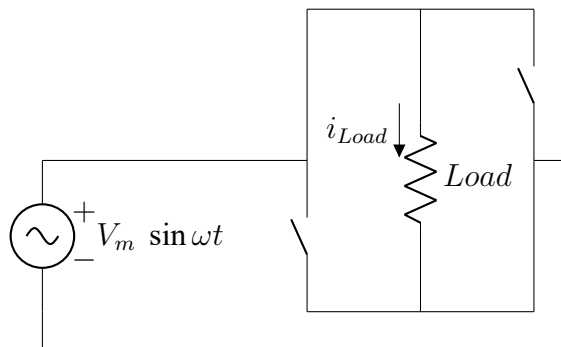
Σχήμα 2.3: Η διάταξη ανόρθωσης τάσης full-bridge



Σχήμα 2.4: Κυματομορφές της τάσης και του φορτίου

Κοιτώντας το Σχήμα 2.3, είναι εύκολο να αντιληφθεί κανείς το μονοπάτι που ακολουθεί το ρεύμα σε κάθε περίπτωση:

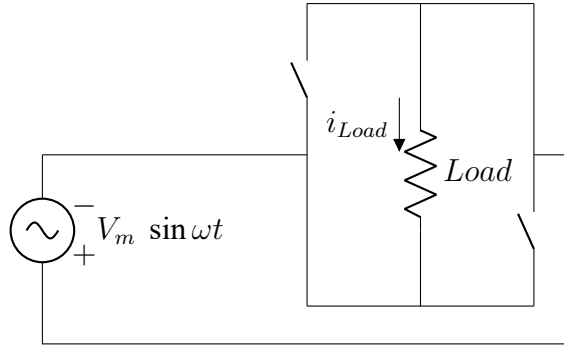
- **Περίπτωση 1: Θετική V_s :** Στην χρονική περίοδο $0 < \omega t < \pi$, η τάση V_s είναι θετική και ρέει ρεύμα I_{load} από την πηγή στο φορτίο μέσω του πάνω αριστερού και κάτω δεξιού διακόπτη, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.5. Οι υπόλοιποι διακόπτες παραμένουν κλειστοί, αποφεύγοντας έτσι τυχόν βραχυκυκλώματα.



Σχήμα 2.5: Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.3 όταν $V_s > 0$.

- **Περίπτωση 2: Αρνητική V_s :** Η περίπτωση αυτή είναι η αντίστροφη της προηγούμενης. Στην χρονική περίοδο $\pi < \omega t < 2\pi$, η τάση V_s είναι αρνητική και άρα ο πάνω δεξιά και ο κάτω αριστερά διακόπτης είναι κλειστός ενώ οι υπόλοιποι είναι ανοιχτοί. Το ισοδύναμο κύκλωμα αυτής της περίπτωσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.6.

Συγκριτικά με την προηγούμενη διάταξη Half-Wave, η Full-Wave προσφέρει μεγαλύτερη



Σχήμα 2.6: Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.3 όταν $V_s < 0$.

τάση DC. Αυτό διαπιστώνεται τόσο εμπειρικά καθώς πλέον ανορθώνεται η είσοδος και στις 2 ημί-περιόδους, αλλά όσο και μαθηματικά από όπου χρησιμοποιώντας την Εξίσωση 2.1 ισχύει:

$$V_{L_{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dx \leftrightarrow V_{L_{ave}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_m \sin \omega t d(\omega t) \leftrightarrow \\ \leftrightarrow V_{L_{ave}} = \frac{2V_m}{\pi} \approx 0.636V_m$$

Παρατηρείται ότι είναι ακριβώς η διπλασία σε σχέση με την προηγούμενη διάταξη. Παρόμοια αύξηση στην τιμή της RMS τάσης παρατηρείται και σε αυτή την περίπτωση. Χρησιμοποιώντας την Εξίσωση 2.2, έχουμε:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (V_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \leftrightarrow \\ V_{RMS} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \approx 0.707 V_m$$

Το αποτέλεσμα της παραπάνω εξίσωσης είναι αναμενόμενο καθώς η RMS τιμή μιας ανορθωμένης τάσης πλήρους περιόδου πρέπει να είναι ίση με την τιμή της αρχικής AC τάσης.

Το ποσοστό ανόρθωσης ν της συγκεκριμένης διάταξης υπολογίζεται σύμφωνα με τον Τύπο 2.3 και είναι:

$$\nu = \frac{V_{dc}^2}{V_{Load}^2} = \frac{(0.636V_m)^2}{(0.707V_m)^2} \approx 81\% \quad [1]$$

Τα μετρητικά των δύο ιδανικών διατάξεων συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα:

Κύρια μελέτη αυτής της εργασίας είναι η διάταξη πλήρους περιόδου (*Full-Wave*), καθώς σύμφωνα με τα παραπάνω είναι η πιο αποδοτική από τις δύο και συναντάται ως επί το πλείστον σε εφαρμογές [1, 2, 3].

Πίνακας 2.1: Συγκεντρωτικός πίνακας μετρητικών των διατάξεων

	$V_{Load_{ave}}$	V_{RMS}	ν	α
Half-Wave	31.8% V_m	50% V_m	40.45%	100%
Full-Wave	63.6% V_m	70.7% V_m	81%	100%

2.2 Ανορθωτής με την χρήση διόδων

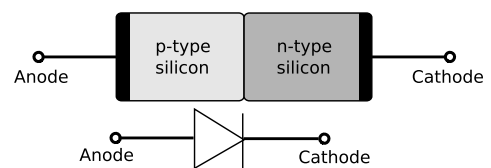
Όλα τα κυκλώματα ανορθωτών τάσης που παρουσιάστηκαν μέχρι στιγμής διαθέτουν "ιδανικό" διακόπτη, ο οποίος ανοίγει και κλείνει κατάλληλα χωρίς να παρουσιάζει απώλειες κατά την λειτουργία του.

Στην πραγματικότητα, τέτοιος διακόπτης δεν υπάρχει αλλά υπάρχουν κατάλληλα κυκλωματικά στοιχεία που μπορούν και μιμούνται την συμπεριφορά του παρουσιάζοντας όμως παράπλευρες απώλειες.

Το κυριότερο από αυτά είναι η *δίοδος*. Η δίοδος αποτελεί ένα θεμελιώδες ηλεκτρονικό εξάρτημα που επιτρέπει τη ροή ρεύματος μόνο προς μία κατεύθυνση. Λειτουργεί σαν μονόδρομη βαλβίδα, επιτρέποντας τη διέλευση ρεύματος από την άνοδο προς την κάθοδο, ενώ εμποδίζει τη ροή του προς την αντίθετη κατεύθυνση.

2.2.1 Αρχή λειτουργίας

Η βασική δομή της διόδου αποτελείται από δύο ημιαγωγούς τύπους, *n* και *p*, οι οποίοι έρχονται σε επαφή σχηματίζοντας μια περιοχή ονομαζόμενη "ενωτική ζώνη". Η περιοχή αυτή καθορίζει τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά της διόδου.



Σχήμα 2.7: Η ενωτική ζώνη PN και το σύμβολο της διόδου.

Επιγραμματικά, η δίοδος παρουσιάζει της ακόλουθες ιδιότητες:

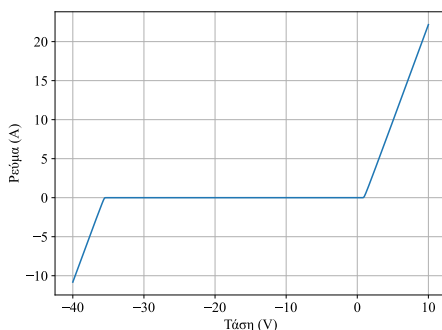
- Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η δίοδος επιτρέπει την μονόδρομη ροή του ρεύματος, από την άνοδο στην κάθοδο.
- Η χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος-τάσης ($I-V$) της διόδου είναι η πιο σημαντική ιδιότητα της. Σύμφωνα με τις εξισώσεις Shockley, όταν η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της είναι θετική (η φορά είναι πάντα από την άνοδο στην κάθοδο), τότε η δίοδος

είναι *ορθά πολωμένη* και έτσι άγει ρεύμα. Το ρεύμα αυξάνεται εκθετικά σε σχέση με την τάση στα άκρα της, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 2.8. Στην αντίθετη περίπτωση, όταν η τάση στα άκρα της είναι αρνητική, η διόδος είναι *ανάστροφα πολωμένη* και δεν επιτρέπει την ροή του ρεύματος. Ωστόσο εάν η αρνητική τάση πάρει αρκετά μεγάλη τιμή, τότε η διόδος άγει ρεύμα παρόλο που είναι ανάστροφα πολωμένη. Αυτή η τάση ονομάζεται τάση διάσπασης [1].

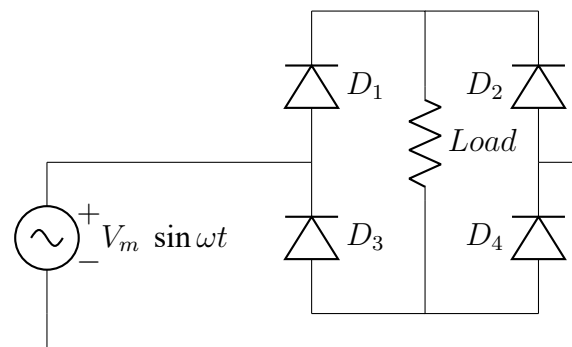
- Επιπλέον, κάθε διόδος εμφανίζει μια εμπρόσθια *πτώση τάσης* η οποία οφείλεται στα φαινόμενα διάχυσης φορέων στην ενωτική ζώνη. Η συγκεκριμένη τιμή της πτώσης τάσης αυτής εξαρτάται από τον τύπο της διόδου καθώς και από το ρεύμα που την διαρρέει, αλλά μια τυπική τιμή για μια απλή διόδο είναι 0.7 V .

Τα παραπάνω χαρακτηριστικά της διόδου καθορίζουν την συνολική συμπεριφορά του κυκλώματος, τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας.

Έχοντας εξετάσει τη δομή και τις ιδιότητες της διόδου, σειρά έχει η εφαρμογή της στο κύκλωμα, τον ανορθωτή τάσης πλήρης περιόδου. Το Σχήμα 2.9 παρουσιάζει το προαναφερθέν κύκλωμα.



Σχήμα 2.8: Η χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος-τάσης της διόδου



Σχήμα 2.9: Ο ανορθωτής τάσης πλήρης περιόδου με την χρήση διόδων

Παρατηρώντας την κυματομορφή της πηγής στο Σχήμα 2.2, μπορούμε να καταλάβουμε τον τρόπο με τον οποίο το κύκλωμα δίνει DC τάση στο φορτίο. Στην χρονική περίοδο $0 \leq \omega t < \pi$ όπου η V_s είναι θετική, οι διόδους D_1 και D_4 πολώνονται ορθά δίνοντας στο φορτίο θετική τάση. Με την ίδια λογική παρέχεται θετική τάση στο φορτίο όταν η V_s είναι αρνητική, με τις διόδους D_2 και D_3 να είναι ορθά πολωμένες.

Ο σημαντικότερος περιοριστικός παράγοντας λειτουργίας του ανορθωτή με διόδους είναι η τάση εισόδου. Η τάση V_s πρέπει να είναι μικρότερη από την μέγιστη τάση που μπορεί

να χειριστεί η δίοδος, η ονομαζόμενη break-down voltage. Όταν η τάση στα άκρα της δίοδου ξεπεράσει αυτό το όριο, η δίοδος πλέον “χάνει” τις ιδιότητες της και βραχυκυκλώνεται, καταστρέφοντας το κύκλωμα του ανορθωτή.

2.2.2 Απόκριση σε δυναμικές καταστάσεις

Οι δυναμικές καταστάσεις ενός ανορθωτή τάσης ποικίλλουν, αλλά η παρούσα ανάλυση θα επικεντρωθεί στις εξής σημαντικές πτυχές:

- Συμπεριφορά κατά την εκκίνηση.
- Συμπεριφορά κατά την απότομη αλλαγή φορτίου.
- Συμπεριφορά κατά την απότομη αλλαγή της τάσης εισόδου.
- Συμπεριφορά στις διαφορετικές θερμοκρασίες.

Αυτές οι καταστάσεις έχουν κρίσιμη σημασία για την κατανόηση της δυναμικής απόδοσης του ανορθωτή κατά τις διάφορες φάσεις λειτουργίας του.

Κατά την αρχική φάση ενεργοποίησης ($t = 0$), οι δίοδοι D_1 και D_4 του ανορθωτή αρχίζουν να άγουν καθώς η κυματομορφή εισόδου AC περνάει το μηδέν και φτάνει στην τάση κατωφλίου (τυπική πτώση τάσης διόδου). Οι δίοδοι αυτοί πολώνονται ορθά και κατά συνέπεια άγουν για όσο $V_s > 0$, ενώ οι D_2 και D_3 πολώνονται στην χρονική περίοδο όταν $V_s < 0$.

Αυτή η κλιμακωτή συμπεριφορά εκκίνησης προκαλεί την εμφάνιση της τάσης εξόδου ως παλλόμενη συνεχούς τάσης, με συχνότητα διπλάσια της συχνότητας της εισόδου εναλλασσόμενου ρεύματος λόγω της ανόρθωσης πλήρους κύματος [1, 4]. Η εξομάλυνση αυτής της εξόδου, όπως για παράδειγμα με την προσθήκη ενός πυκνωτή παράλληλα στο φορτίο, θα επηρεάσει περαιτέρω τη δυναμική εκκίνησης. Κατά την διάρκεια των κορυφών της τάσης εισόδου, ο πυκνωτής θα φόρτιζε ενώ κατά την διάρκεια των κοιλάδων θα εκφόρτιζε, παρέχοντας έτσι μια πιο σταθερή τάση στο φορτίο. Αυτό έχει το μειονέκτημα της μεγαλύτερης κατανάλωσης ρεύματος τόσο στην εκκίνηση όσο και στην σταθερή κατάσταση του κυκλώματος.

Όταν η αντίσταση του φορτίου αλλάζει ξαφνικά, το ρεύμα που διαπερνά το φορτίο πρέπει να αλλάξει και αυτό, σύμφωνα με τον νόμο του Ohm. Εάν η αντίσταση του φορτίου μικρύνει, το ρεύμα που διαπερνά το κύκλωμα πρέπει να αυξηθεί, κατά συνέπεια αυξάνοντας και το ρεύμα των διόδων. Αυτή η αλλαγή αυξάνει τις απώλειες των διόδων και δημιουργεί μια

πτώση τάσης στην έξοδο του ανορθωτή μέχρις ότου η πηγή να προσαρμοστεί στο νέο φορτίο [5]. Σε ορισμένες εφαρμογές, αυτή η αλλαγή στην τάση είναι ανεπιθύμητη καθώς μπορεί να επηρεάσει άλλες συνδεδεμένες συσκευές, όπως συναντώνται στην βιομηχανία.

Η αλλαγή της τάσης εισόδου στον συγκεκριμένο ανορθωτή έχει άμεση επιρροή στο φορτίο του. Τις περισσότερες φορές, η είσοδος του ανορθωτή είναι συνδεδεμένη με την τάση του δικτύου ενέργειας, οπότε οι διακυμάνσεις στα επίπεδα της τάσης είναι αναμενόμενες. Επειδή οι δίοδοι είναι παθητικά στοιχεία, οποιαδήποτε αλλαγή συμβαίνει στην έξοδο του ανορθωτή τάσης που χρησιμοποιεί διόδους, αυτομάτως η αλλαγή αυτή αντικατοπτρίζεται στην έξοδο. Ο ανορθωτής θα συνεχίσει την κανονική λειτουργία του είτε η μεταβολή αυτή είναι θετική ή αρνητική. Η μόνη εξαίρεση στο παραπάνω είναι όταν η νέα τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση διάσπασης των διόδων που χρησιμοποιούνται. Σε αυτή την περίπτωση, η είσοδος δεν λειτουργεί σαν διακόπτης αφού δεν είναι ικανή να “μπλοκάρει” το ανάστροφο ρεύμα προς την πηγή [5].

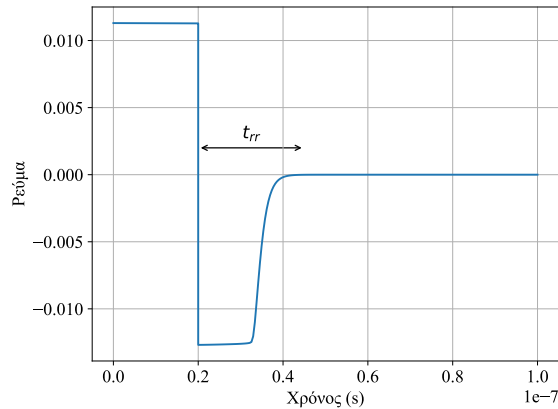
Οι θερμοκρασιακές αλλαγές επηρεάζουν όλες τις συσκευές ημιαγωγών και οι δίοδοι δεν αποτελούν εξαίρεση. Σε υψηλές θερμοκρασίες, η αυξημένη κινητικότητα των φορέων των διόδων επιφέρουν *μικρότερη* πτώση τάσης. Αυτό σημαίνει ότι οι δίοδοι άγουν νωρίτερα και έτσι παρατηρείται μεγαλύτερη DC τάση εξόδου. Επιπλέον το ρεύμα διαρροής των διόδων, δηλαδή το ρεύμα που διαπερνά την δίοδο όταν είναι ανάστροφα πολωμένη, αυξάνεται συνεπάγοντας μεγαλύτερες απώλειες και αυξημένο θερμικό φορτίο. Η λειτουργία σε χαμηλές θερμοκρασίες επιφέρει τις αντίθετες αλλαγές. Μειώνονται τα ρεύματα διαρροής, αυξάνοντας την απόδοση σε αυτόν τον τομέα αλλά ταυτόχρονα αυξάνεται και η πτώση τάσης των διόδων. Στην πράξη, η θερμική διαχείριση του συγκεκριμένου κυκλώματος καθίσταται απαραίτητη για τη διατήρηση της απόδοσης σε ένα ευρύ φάσμα θερμοκρασιών λειτουργίας, ιδιαίτερα σε περιβάλλοντα με θερμική πρόκληση [6].

2.2.3 Απόδοση στο πεδίο της συχνότητας

Στην περίπτωση της ανάλυσης της απόδοσης ενός ανορθωτή τάσης στο πεδίο της συχνότητας, εξετάζεται η ανταπόκριση του κυκλώματος σε διάφορες συχνότητες της εισερχόμενης AC τάσης. Αυτή η ανάλυση είναι κρίσιμη για την κατανόηση των χαρακτηριστικών λειτουργίας και της αποδοτικότητας του ανορθωτή υπό διαφορετικές συνθήκες.

Καθώς αυξάνεται η συχνότητα λειτουργίας της πηγής εισόδου f_{sw} , ο χρόνος t_{sw} συγκλίνει προς τον χρόνο ανάκτησης αντίστροφης πολώσεως t_{rr} της δίοδου. Πιο αναλυτικά,

ο t_{rr} αντιπροσωπεύει το διάστημα που απαιτείται από τη συσκευή για να σταματήσει την αγωγιμότητα μετά την εφαρμογή ανάστροφης τάσης. Το Σχήμα 2.10 οπτικοποιεί τον χρόνο ανάκτησης ανάστροφης πόλωσης μιας τυπικής διόδου. Ως εκ τούτου, το μέγιστο όριο στην αύξηση της συχνότητας είναι άμεσα συνδεδεμένο με την ταχύτητα ανταπόκρισης της διόδου σε αυτές τις συνθήκες [4].



Σχήμα 2.10: Ο χρόνος t_{rr} μιας διόδου

Ένας ακόμα παράγοντας που επιβαρύνει την λειτουργία του ανορθωτή με διόδους κατά την αύξηση της συχνότητας είναι οι απώλειες λόγω εναλλασσόμενης λειτουργίας. Από τον Τύπο 2.7, γίνεται φανερό ότι οι απώλειες είναι ανάλογες με την συχνότητα λειτουργίας f_{sw} της συσκευής και άρα της εισόδου [7].

2.2.4 Απώλειες

Παρ' όλη την ευκολία στην χρήση, η εφαρμογή τους στο συγκεκριμένο έχει και ορισμένα μειονεκτήματα. Για παράδειγμα, η πτώση τάσης που δημιουργούν στα άκρα τους, είναι ουσιαστικά απώλεια ενέργειας που μεταφέρεται στο περιβάλλον με μορφή θερμότητας.

Η απώλειες των στοιχείων αυτών ανέρχονται σε δύο κατηγορίες [7]:

- Απώλειες λόγω αγωγιμότητας (*conduction losses*) και
- Απώλειες λόγω διακοπτόμενης λειτουργίας (*switching losses*).

Για τον χαρακτηρισμό των πρώτων απωλειών, ο σχετικός τύπος είναι:

$$P_{D_{cont}} = \int_0^T i(t) \cdot v(t) dt \quad (2.4)$$

Όμως, για τον υπολογισμό χρειαζόμαστε μια σχέση για το ρεύμα και την τάση. Η τυπική ορθή τάση της διόδου σε σχέση με το ρεύμα που διαρρέει την διόδο ορίζεται από τον τύπο

$$v(i) = V_F + i \cdot R_d, \quad \text{όπου}$$

V_F είναι η ελάχιστη τάση κατωφλίου και R_d είναι η δυναμική αντίσταση της διόδου. Οι τιμές αυτές παρόλο που φαίνονται περίπλοκες, μπορούν να υπολογιστούν αρκετά εύκολα από το γράφημα Τάσης-Ρεύματος της διόδου, όπως το Σχήμα 2.8.

Έχοντας την παραπάνω σχέση για την τάση, η Εξίσωση 2.4 γράφεται τελικά ως εξής:

$$P_{D_{cont}} = I_{RMS}^2 \cdot R_d + V_F \cdot I_{AVG} \quad (2.5)$$

Οι απώλειες που οφείλονται στην διακοπόμενη λειτουργία των διόδων χωρίζονται σε δύο είδη:

$$P_{D_D} = P_{D_{RR}} + P_{D_C}, \quad \text{όπου}$$

$P_{D_{RR}}$ είναι οι απώλειες λόγω του ρεύματος διαρροής που παρατηρείται όταν η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη και P_{D_C} οι απώλειες λόγω της PN ένωσης [7]. Για απλότητα στις πράξεις, υποθέτουμε ότι το ρεύμα διαρροής είναι αρκετά μικρό, και έτσι παραμένει μόνο το εξής:

$$P_{D_D} = \frac{1}{2} C \cdot V_R^2 \cdot f_{sw} \quad (2.6)$$

Καταλήγοντας τις πράξεις, οι απώλειες που δημιουργούνται κατά την λειτουργία για μια διόδο είναι [7] :

$$P_D = P_{D_{cont}} + P_{D_D} = \frac{1}{2} C \cdot V_R^2 \cdot f_{sw} + I_{RMS}^2 \cdot R_d + V_F \cdot I_{AVG} \quad (2.7)$$

Όμως, στην διάταξη του Σχήματος 2.3, σε κάθε μισή περίοδο άγουν δύο διόδοι, όπως τονίστηκε και παραπάνω. Άρα, οι απώλειες ανά ημί-περίοδο είναι οι διπλάσιες από αυτές της Εξίσωσης 2.7.

2.3 Ανορθωτής με την χρήση MOSFET

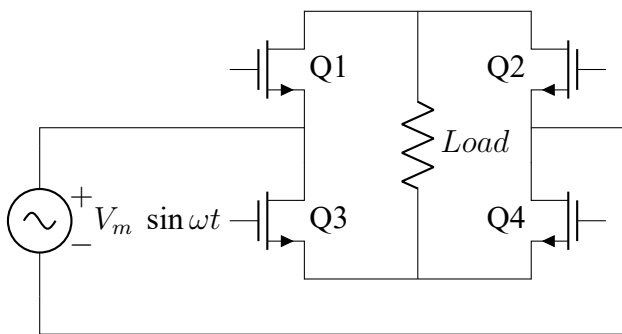
Η χρήση διόδων στο κύκλωμα του ανορθωτή, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, είναι η ευκολότερη λύση δημιουργίας του κυκλώματος αυτού. Όμως, παρά την ευκολία χρήσης και υλοποίησης, οι διόδοι παρουσιάζουν αρκετές αδυναμίες όπου μπορεί να καθιστούν το κύκλωμα ακατάλληλο για συγκεκριμένες χρήσεις όπου η υψηλή αποδοτικότητα ή η χαμηλή

τάση είναι κλειδί. Μια καλύτερη εναλλακτική προσέγγιση του ιδανικού διακόπτη είναι τα MOSFET τρανζίστορ αφού παρουσιάζουν χαμηλότερη ενεργή αντίσταση και άρα λιγότερες απώλειες. Ένας από τους κυριότερους λόγους υπεροχής είναι πως τα τρανζίστορ δεν παρουσιάζουν μεγάλη πτώση τάσης όταν ελέγχονται κατάλληλα. Επιπλέον, ο χρόνος απόκρισης τους είναι συνήθως της τάξης των ns αντί των διόδων που είναι μs .

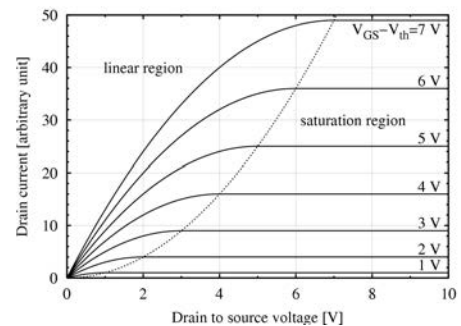
2.3.1 Αρχή λειτουργίας

Το γενικό κύκλωμα του ανορθωτή τάσης με την χρήση MOSFET παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.11. Αποτελείται από τέσσερα τρανζίστορ στην θέση των διόδων του Σχήματος 2.9.

Η χαρακτηριστική καμπύλη των MOSFET τρανζίστορ παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.12. Αμέσως κανείς παρατηρεί αρκετές διαφορές σε σχέση με την χαρακτηριστική καμπύλη I-V της diόδου. Στα τρανζίστορ, σημαντικό ρόλο για την αγωγιμότητα παίζουν οι τάσεις V_{ds} , V_{gs} και V_t .



Σχήμα 2.11: Ανορθωτής τάσης με χρήση MOSFET.



Σχήμα 2.12: Η χαρακτηριστική καμπύλη V-I ενός n-τύπου MOSFET.

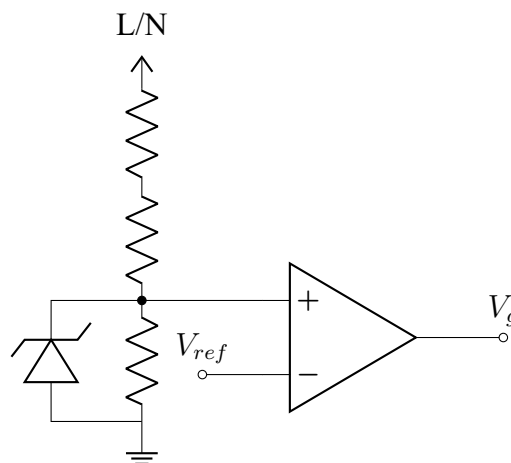
Σε αντίθεση με τις διόδους, τα τρανζίστορ είναι ενεργά στοιχεία, που απαιτούν ένα εξωτερικό κύκλωμα ελέγχου για τη σωστή διαχείριση της αγωγιμότητας του, εξασφαλίζοντας ότι τα τρανζίστορ λειτουργούν σταθερά εντός του απαιτούμενου εύρους απόδοσης. Το κύριο μέσο ελέγχου ενός MOSFET τρανζίστορ είναι η τάση V_{gs} . Εάν η V_{gs} ξεπεράσει μια συγκεκριμένη κατώτατη τιμή τάσης V_t ή αλλιώς τάση κατωφλίου, το τρανζίστορ αρχίζει να άγει, επιτρέποντας την ροή ρεύματος μεταξύ του drain και του source.

Η σημασία της V_{ds} είναι σημαντική για την αγωγιμότητα του τρανζίστορ. Ανάλογα με το μέγεθος της V_{ds} σε σχέση με την V_{gs} , το MOSFET μπορεί να λειτουργεί σε διάφορες περιοχές όπως την ωμική περιοχή, την περιοχή κορεσμού ή την περιοχή αποκοπής.

Στην πρώτη περιοχή, η V_{ds} είναι μικρότερη από την διαφορά $V_{gs} - V_t$ και άρα το τρανζίστορ

συμπεριφέρεται περίπου σαν μια ωμική αντίσταση. Στην δεύτερη, η V_{ds} είναι μεγαλύτερη από την διαφορά $V_{ds} - V_t$ και το τρανζίστορ ελέγχεται καθαρά από την τάση της πύλης ενώ το ρεύμα που διέρχεται από το drain είναι σχετικά σταθερό [1].

Η γενική λειτουργία του κυκλώματος ελέγχου της πύλης των τρανζίστορ παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.13. Αποτελείται από έναν τελεστικό ενισχυτή που λειτουργεί ως συγκριτής τάσης και συγκρίνει την εναλλασσόμενη τάση με μια τάση αναφοράς που είναι συγκεκριμένη για κάθε τρανζίστορ του ανορθωτή [3].



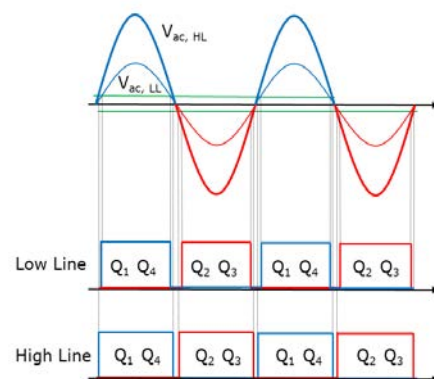
Σχήμα 2.13: Το γενικό κύκλωμα ελέγχου της πύλης για τα τρανζίστορ

Οι αντιστάσεις που βρίσκονται στην θετική είσοδο του συγκριτή έχουν αρκετά μεγάλη τιμή έτσι ώστε να μειωθούν οι απώλειες αυτού του κυκλώματος. Η τάση V_{ref} που υπάρχει στην αρνητική είσοδο του ενισχυτή συνδέεται είτε με την γείωση είτε με την ανορθωμένη τάση, ανάλογα με την θέση των τρανζίστορ στην γέφυρα.

Στο Σχήμα 2.14 παρουσιάζεται η τάση V_{gs} των πυλών του κάθε τρανζίστορ σε σχέση με την τάση εισόδου. Φαίνεται ότι η τάση V_{gs} των τρανζίστορ Q_1 και Q_4 είναι σε λογικό υψηλό επίπεδο όταν η τάση εισόδου V_s είναι θετική ενώ η V_{gate} των Q_2 και Q_3 είναι σε λογικό χαμηλό [3]. Έτσι, δημιουργείται μονοπάτι ροής ρεύματος αντίστοιχο του Σχήματος 2.5.

Με αντίστοιχη λογική δουλεύει το κύκλωμα όταν η τάση εισόδου V_s είναι αρνητική, αντιστρέφοντας τα λογικά επίπεδα στις παραπάνω τάσεις V_{gate} .

Οι περιοριστικοί παράγοντες για αυτό το κύ-

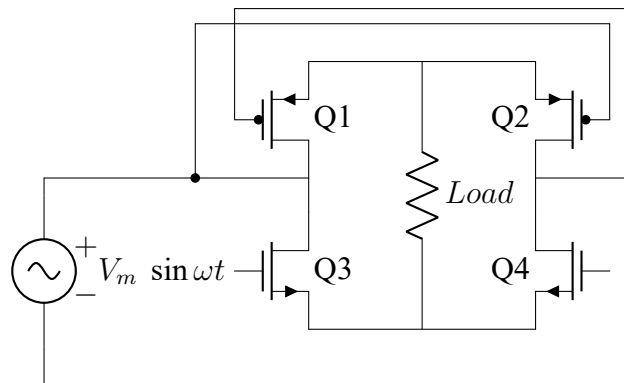


Σχήμα 2.14: Η τάση εισόδου και η τάση πύλης του κάθε τρανζίστορ.

κλώμα είναι δύο: η τάση V_{ds} και η τάση V_{gs} . Η πρώτη τάση καθορίζει την μέγιστη τιμή της τάσης εισόδου V_s καθώς ξεπερνώντας την, το τρανζίστορ χάνει τις ιδιότητες του και βραχυκυκλώνεται. Συχνά, αυτή η τάση ονομάζεται *breakdown voltage* και είναι παρόμοια με αυτή των διόδων.

Ο δεύτερος περιοριστικός παράγοντας, η τάση V_{gs} έχει να κάνει με την μέγιστη τιμή της. Στα περισσότερα τυπικά τρανζίστορ και τρανζίστορ ισχύος, η μέγιστη απόλυτη τιμή V_{gs} είναι 20 V. Αυξάνοντας την τάση αυτή παραπάνω από το συγκεκριμένο όριο, αυξάνεται και ο κίνδυνος βλάβης της συσκευής. Έτσι, όταν το κύκλωμα του ανορθωτή χρησιμοποιείται σε τάσεις μεγαλύτερης των 20 V, προκύπτει η ανάγκη για ένα κύκλωμα προστασίας της πύλης [4]. Μια καλή πρακτική για αυτή την περίπτωση είναι η χρήση κατάλληλων οδηγών με την επιπρόσθετη χρήση διόδων Zener με κατάλληλη ονομαστική τάση για να περιοριστεί η V_{gs} μέσα στο προαναφερθέν όριο.

Όταν η χρήση του ανορθωτή προορίζεται σε λειτουργία ονομαστικών τάσεων < 20 V, τότε συναντάται μια διαφορετική εκδοχή του κυκλώματος που παρουσιάστηκε παραπάνω [2]. Τα τρανζίστορ $Q1$ και $Q2$ αντικαθιστώνται από δύο pMOS αντίστοιχων προδιαγραφών με την συνδεσμολογία να παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.15, ενώ το υπόλοιπο κύκλωμα παραμένει ως έχει.



Σχήμα 2.15: Εναλλακτικό κύκλωμα ανορθωτή τάσης χαμηλής τάσης.

Η λειτουργία του στηρίζεται στο γεγονός ότι τα pMOS λειτουργούν με την “αντίστροφη” λογική. Άρα, όταν η V_s είναι θετική, η V_{gs} του $Q1$ θα είναι στην περιοχή $0 \geq V_{gs} \geq V_m$ κάνοντας το τρανζίστορ αγωγίμο. Όταν η τάση V_s είναι αρνητική, τότε η V_{gs} γίνεται θετική αφού η ανορθωμένη τάση V_{rect} έχει μεγαλύτερη τιμή από την V_s και άρα το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή αποκοπής και συνεχίζεται. Επιπλέον, η λειτουργία του συγκεκριμένου ανορθωτή σε τόσο χαμηλές τάσεις προσφέρει την καλύτερη απόδοση από εκείνη των διόδων

αφού παρουσιάζουν πτώση τάσης αρκετά μικρότερη των 0.7 V της διόδου.

2.3.2 Απόδοση σε δυναμικές καταστάσεις

Η ανάλυση της απόδοσης σε δυναμικές καταστάσεις του ανορθωτή από MOSFET ακολουθεί την ίδια με εκείνη του ανορθωτή από διόδους που παρουσιάζονται στην Ενότητα 2.2.2.

Κατά την εκκίνηση του κυκλώματος, η τάση V_s αυξάνεται και άρα η τάση V_{ds} του τρανζίστορ $Q1$ γίνεται αρνητική, καθώς η ανορθωμένη τάση είναι ακόμη 0V . Αυτό προκαλεί τη διόδο σώματος του $Q1$ να άγει, επιτρέποντας τη ροή ρεύματος προς το φορτίο. Παράλληλα, η τάση V_{gs} του $Q4$ αυξάνεται με την V_s , ενεργοποιώντας το τρανζίστορ και δημιουργώντας ένα αγωγίμο μονοπάτι από την πηγή στο φορτίο και πίσω. Τα τρανζίστορ $Q2$ και $Q3$ παραμένουν σε αποκοπή με $V_{ds} > 0$ και $V_{gs} = 0$, εμποδίζοντας τη ροή του ρεύματος.

Όταν η τάση εισόδου ξεπεράσει το θετικό μέγιστο, η τάση V_{gs} του $Q1$ μηδενίζεται, διακόπτοντας τη λειτουργία του τρανζίστορ, ενώ η V_{gs} του $Q4$ μηδενίζεται όταν η V_s πλησιάζει το μηδέν. Εάν η V_{gs} του $Q1$ παρέμενε θετική όσο και η V_s , το κύκλωμα δεν θα εκτελούσε ενεργή ανόρθωση και έτσι δεν θα ανταποκρινόταν κατάλληλα στις όποιες αλλαγές του φορτίου [8]. Αυτή η συμπεριφορά διασφαλίζει ότι το κύκλωμα ξεκινά σωστά και οι τρανζίστορ άγουν και αποκόπτονται στις κατάλληλες στιγμές, εξασφαλίζοντας την ομαλή λειτουργία της ανορθωτικής διάταξης.

Η απότομη αλλαγή φορτίου σε έναν ανορθωτή τάσης από MOSFET χρειάζεται ειδική μεταχείριση. Όταν το ρεύμα που “ζητάει” το φορτίο ξαφνικά αλλάξει, η τάση V_{ds} των τρανζίστορ θα μεταβληθεί και αυτή. Έτσι, υπάρχει η πιθανότητα το τρανζίστορ να βγει από την περιοχή κορεσμού και να εισέλθει στην ωμική περιοχή. Αυτό δεν είναι επιθυμητό καθώς θα αυξηθεί η R_{ds} και το ρεύμα που παρέχεται στην έξοδο θα μειωθεί. Επιπλέον, οι θερμικές απώλειες θα αυξηθούν σε επικίνδυνα επίπεδα, πιθανώς προκαλώντας ζημιές στα στοιχεία. Προκειμένου να αποφευχθεί η παραπάνω ακολουθία, η τάση V_{gs} πρέπει να τροποποιηθεί κατάλληλα από το κύκλωμα ελέγχου των πυλών έτσι ώστε το τρανζίστορ να βρίσκεται καθ’ όλη την διάρκεια της μετάβασης στην περιοχή κορεσμού.

Όπως και με την απότομη αλλαγή του ρεύματος του συνδεδεμένου φορτίου στην έξοδο, έτσι και η απότομη αλλαγή τάσης εισόδου χρειάζεται την αντίστοιχη αντιμετώπιση. Κατά την απότομη μεταβολή της τάσης εισόδου, η V_{ds} μεταβάλλεται αντίστοιχα και άρα η κατάλληλη οδήγηση της V_{gs} είναι απαραίτητη. Έτσι, διασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του ανορθωτή

και διατηρείται η μακροζωία των στοιχείων. Όμως, εάν η τάση εισόδου μεγαλώσει αρκετά και ξεπεράσει την τάση διάσπασης των MOSFET, τότε τα τρανζίστορ βραχυκυκλώνονται και ο ανορθωτής σταματάει να είναι λειτουργικός, όπως ακριβώς γίνεται και στον ανορθωτή με διόδους.

Τα τρανζίστορ, όπως και οι διόδοι επηρεάζονται από τις θερμοκρασιακές αλλαγές. Μια από τις ιδιότητες που μεταβάλλεται είναι η τάση κατωφλίου V_{th} . Καθώς η θερμοκρασία αυξάνεται, η τάση κατωφλίου μειώνεται λόγω αύξησης της συγκέντρωσης ενδογενών φορέων μέσα στο ημιαγώγιμο υλικό. Η μείωση αυτή της V_{th} μπορεί να οδηγήσει σε ακούσια ενεργοποίηση των τρανζίστορ σε μικρότερες τάσεις, μειώνοντας έτσι και τον ακριβή έλεγχο του κυκλώματος [9].

Επιπλέον, η κινητικότητα φορέων - ένα μέτρο που καθορίζει πόσο γρήγορα κινούνται τα ηλεκτρόνια ή οι οπές στο κανάλι των τρανζίστορ - μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Αυτή η μείωση οφείλεται στο φαινόμενο ενισχυμένης σκέδασης φωνονίων.

Η ενισχυμένη σκέδαση φωνονίων αναφέρεται στην αυξημένη αλληλεπίδραση μεταξύ των φορέων φορτίου των τρανζίστορ και των δονήσεων του πλέγματος (φωνόνια) καθώς αυξάνεται η θερμοκρασία. Σε έναν ημιαγωγό, τα φωνόνια είναι κβάντα δονήσεων πλέγματος που γίνονται πιο διαδεδομένα σε υψηλότερες θερμοκρασίες. Αυτές οι αλληλεπιδράσεις παρεμποδίζουν την κίνηση των φορέων φορτίου μέσα στο υλικό του ημιαγωγού, μειώνοντας αποτελεσματικά την κινητικότητά τους.

Η μείωση της κινητικότητας των φορέων έχει ως αποτέλεσμα την ελάττωση του ρεύματος I_d σε συγκεκριμένες V_{gs} , μειώνοντας έτσι την επίδοση της μεταγωγής και των συνολικών απωλειών [10].

Στα MOSFET ισχύος, η ενεργή αντίσταση του τρανζίστορ είναι μια από τις πιο σημαντικές παραμέτρους. Καθώς η θερμοκρασία αυξάνεται, η τιμή της $R_{ds_{on}}$ μεγαλώνει, ως αποτέλεσμα των παραπάνω διεργασιών. Αυτή η αύξηση μειώνει την απόδοση του ανορθωτή και δημιουργεί περίσσεια θερμότητα στα τρανζίστορ [9]. Έτσι, δημιουργείται ένας φαύλος κύκλος όπου η αυξημένη διάχυση ισχύος προκαλεί αύξηση της θερμοκρασίας. Για να αποφευχθεί αυτή η διεργασία, συχνά απαιτείται η χρήση ενεργή ψύξη στις συσκευές αυτές.

2.3.3 Απόδοση στο πεδίο της συχνότητας

Η απόκριση του ανορθωτή τάσης με MOSFET είναι αρκετά σημαντική και είναι ένα από τα κυριότερα πλεονεκτήματα χρήσης τρανζίστορ. Στις χαμηλές συχνότητες, ο συγκεκριμέ-

νος τύπος ανορθωτή παρουσιάζει υψηλή αποδοτικότητα αφού οι απώλειες λόγω μεταγωγής είναι μικρές. Δεδομένου ότι το φορτίο παραμένει ίδιο, η αύξηση της συχνότητας λειτουργίας επιφέρει κάποιες απώλειες, όπως παρουσιάστηκαν παραπάνω. Όμως, σε αντίθεση με τις διόδους, ο μέσος χρόνος που χρειάζεται ένα τρανζίστορ ισχύος για να μεταβεί σε αποκοπή είναι της τάξης των ns [1]. Δηλαδή, για μια δεδομένη συχνότητα, η δίοδος υπόκειται σε μεγαλύτερη απώλεια ισχύος λόγω μεταγωγής απ'ότι ένα MOSFET. Ο χρόνος αυτός επιτρέπει στον ανορθωτή τάσης να χρησιμοποιείται σε κυκλώματα όπου η τάση εισόδου έχει αρκετά υψηλή συχνότητα, όπως είναι η ανάκτηση ενέργειας κατά την πέδηση των ηλεκτρικών οχημάτων.

2.3.4 Απώλειες

Ο ανορθωτής τάσης που χρησιμοποιεί MOSFET υπόκειται σε διάφορες απώλειες που επηρεάζουν αρνητικά την επίδοση του και κατηγοριοποιούνται στις εξής τρεις κατηγορίες: Απώλειες αγωγιμότητας, απώλειες μεταγωγής (*switching losses*) και απώλειες κυκλώματος οδήγησης πύλης (*gate drive losses*) [4].

Η πρώτη κατηγορία απωλειών, οι απώλειες αγωγιμότητας, παρατηρούνται όταν τα τρανζίστορ είναι ενεργά και άγουν ρεύμα με τον κύριο παράγοντα που συμβάλει να είναι η ενεργή αντίσταση $R_{ds_{on}}$ των τρανζίστορ. Κατά την ενεργή λειτουργία ενός MOSFET, η απώλεια λόγω της R_{ds} περιγράφεται από τον τύπο $P_{cond} = I_D^2 \cdot R_{ds}$, με I_D να είναι το ρεύμα του drain [4]. Εύκολα γίνεται αντιληπτό πως μικρότερες τιμές φορτίων και μεγαλύτερες τιμές R_{ds} , όπως παρουσιάστηκε παραπάνω, οδηγούν σε μεγαλύτερες απώλειες ενέργειας. Συγκριτικά με τις υπόλοιπες απώλειες, αυτή η κατηγορία συμβάλει περισσότερο στις συνολικές απώλειες ενέργειας αφού έχει ως μεταβλητή το ρεύμα του φορτίου στο τετράγωνο. Στο κύκλωμα του ανορθωτή τάσης, οι απώλειες αυτές παρουσιάζονται δύο φορές κάθε μισή περίοδο καθώς υπάρχουν δύο τρανζίστορ σε σειρά.

Οι απώλειες λόγω μεταγωγής (*switching losses*), που είναι η δεύτερη κατηγορία απωλειών, παρατηρούνται όταν το τρανζίστορ μεταβαίνει από την ενεργό λειτουργία στην αποκοπή και αντίστροφα. Αυτές οι μεταβάσεις δεν γίνονται στιγμιαία λόγω των εσωτερικών χωρητικοτήτων των τρανζίστορ όπως της C_{GS} και της C_{GD} . Κατά την εναλλαγή της λειτουργίας του τρανζίστορ, η τάση V_{ds} και το ρεύμα I_D επικαλύπτονται, προκαλώντας απώλεια. Η ενέργεια που χάνεται κατά την μεταγωγή δίνεται από τον τύπο [1, 4]

$$P = 2 \frac{V_{in} I_{D(RMS)} f_{sw} (Q_{GD} + Q_{GS})}{I_G}$$

Είναι μια προσέγγιση βασισμένη σε γραμμικά μοντέλα των MOSFET τρανζίστορ, παρόλα αυτά παρουσιάζει καλά την κατηγορία αυτή καθώς και τις μεταβλητές που εξαρτώνται.

Η τρίτη κύρια κατηγορία απωλειών που παρατηρούνται στο κύκλωμα ανορθωτών είναι οι απώλειες από το κύκλωμα οδήγησης πύλης. Σχετίζονται με την ενέργεια που απαιτείται για την φόρτιση και εκφόρτιση της χωρητικότητας της πύλης του MOSFET κατά την διάρκεια της μεταγωγής. Κάθε φορά που ένα MOSFET ενεργοποιείται, το κύκλωμα οδήγησης πύλης πρέπει να παρέχει ή να απορροφά φορτίο για να αλλάξει η τάση της πύλης. Η ενέργεια που χρειάζεται για να επιτευχθεί αυτό υπολογίζεται ως:

$$P_{GC} = 2\frac{1}{2}Q_{G_{total}}V_Gf_{sw} = C_{G_{total}}V_G^2f_{sw} \quad , \text{ με}$$

$Q_{G_{total}}$ να είναι η συνολική χωρητικότητα της πύλης, f_{sw} η συχνότητα μεταγωγής και $C_{G_{total}}$ η συνολική χωρητικότητα της πύλης [1]. Παρόλο που αυτές οι απώλειες είναι μικρότερες συγκριτικά με τις υπόλοιπες που παρουσιάστηκαν, γίνονται σημαντικά μεγαλύτερες όταν η συχνότητα της τάσης εισόδου αυξάνεται ή επιλέγονται τρανζίστορ με μεγάλη χωρητικότητα πύλης.

Ακόμη, κατά τη φάση εκκίνησης του ανορθωτή, η διόδος σώματος του τρανζίστορ Q1 είναι παρέχει ρεύμα στο φορτίο όταν η τάση V_{ds} είναι μικρότερη από το μηδέν. Αυτό συμβαίνει επειδή η διόδος σώματος είναι στραμμένη προς τα εμπρός υπό αυτές τις συνθήκες. Η αγωγή της διόδου σώματος έχει ως αποτέλεσμα μεγαλύτερες απώλειες ισχύος λόγω της σχετικά υψηλής πτώσης τάσης προς τα εμπρός σε σύγκριση με τις απώλειες αγωγής στο MOSFET κατά την κανονική λειτουργία [4]. Σε αυτή την αρχική φάση, η απώλεια ισχύος είναι παρόμοια με εκείνη μιας κανονικής διόδου. Η πτώση τάσης προς τα εμπρός στη διόδο σώματος, που συνήθως κυμαίνεται από 0.8V έως 1V οδηγεί σε σημαντική απώλεια ισχύος. Αυτές οι απώλειες είναι σημαντικά υψηλότερες από εκείνες της σταθερής κατάστασης όταν το τρανζίστορ είναι πλήρως ενεργοποιημένο, όπου οι απώλειες υπαγορεύονται κυρίως από την $R_{ds(on)}$ του MOSFET.

2.4 Ανορθωτής με την χρήση IGBT

Η χρήση των MOSFET είναι αρκετά καλή όταν το παρεχόμενο ρεύμα είναι χαμηλό ή η συχνότητα εναλλαγής είναι μεγάλη. Όμως, σε εφαρμογές όπου η υψηλή ισχύς είναι κλειδί, τα MOSFET αδυνατούν να μεταφέρουν την ισχύ στο φορτίο και οι diodes παρουσιάζουν

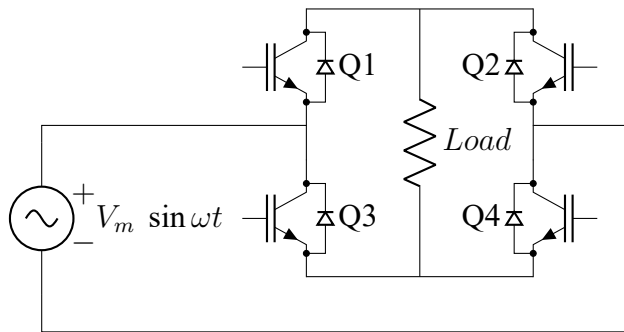
μεγάλες θερμικές απώλειες. Την λύση σε αυτό το πρόβλημα έρχονται να δώσουν τα Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs). Συνδυάζουν την υψηλή αντίσταση και την γρήγορη μεταγωγή των MOSFET με τις δυνατότητες υψηλής παροχής ρεύματος και χαμηλής τάσης κορεσμού των BJT τρανζίστορ.

2.4.1 Αρχή λειτουργίας

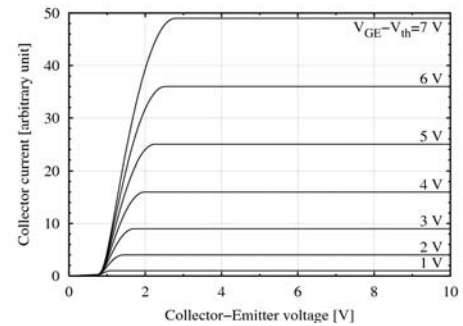
Το γενικό κύκλωμα του ανορθωτή τάσης με IGBT παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.16 και δεν διαφέρει καθόλου με εκείνο του ανορθωτή με MOSFET του Σχήματος 2.11. Αποτελείται από τέσσερα τρανζίστορ IGBT όπου λειτουργούν ως διακόπτες, επιτρέποντας ρεύμα να ρέει στο φορτίο.

Η χαρακτηριστική καμπύλη V-I ενός IGBT είναι παρόμοια με εκείνη ενός MOSFET, όμως υπάρχουν ορισμένες διαφορές. Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 2.17, διακρίνονται τρεις περιοχές λειτουργίας, αντίστοιχα με τα MOSFET: Περιοχή αποκοπής, περιοχή εμπρόσθιας αγωγιμότητας (*forward conduction region*) και περιοχή κορεσμού. Η περιοχή αποκοπής, όπως αποκαλύπτει και το όνομα, είναι η περιοχή όπου το τρανζίστορ δεν άγει ρεύμα. Από το Σχήμα 2.17, φαίνεται ότι τα τρανζίστορ αυτά χρειάζονται μια τάση $V_{ce} \approx 1.5V$ για να άγουν ρεύμα, σε αντίθεση με τα MOSFET που άγουν από μικρότερη τάση V_{ds} .

Στην ενεργό περιοχή, το τρανζίστορ συμπεριφέρεται παρόμοια με ένα BJT, όπου το ρεύμα συλλέκτη I_c αυξάνεται ακραία με την αύξηση της τάσης συλλέκτη-εκπομπού V_{ce} , μέχρι να φτάσει τον κορεσμό. Στην περιοχή αυτή, η τάση V_{ce} στα άκρα του τρανζίστορ είναι συνήθως μεγαλύτερη από εκείνη ενός MOSFET στην ίδια περιοχή. Όταν το τρανζίστορ μεταβαίνει στην περιοχή κορεσμού, το ρεύμα συλλέκτη ελέγχεται εξ'ολοκλήρου από την τάση V_{ge} και η τάση V_{ce} διατηρείται σε σχετικά μικρά επίπεδα, μικρότερα και από την αντίστοιχη ενός MOSFET. Αυτό το πλεονέκτημα σε συνδιασμό με την μεγαλύτερη ικανότητα αγωγιμότητας ρεύματος, το κάνουν να ξεχωρίζει σε εφαρμογές όπου απαιτείται υψηλή ισχύς [1].

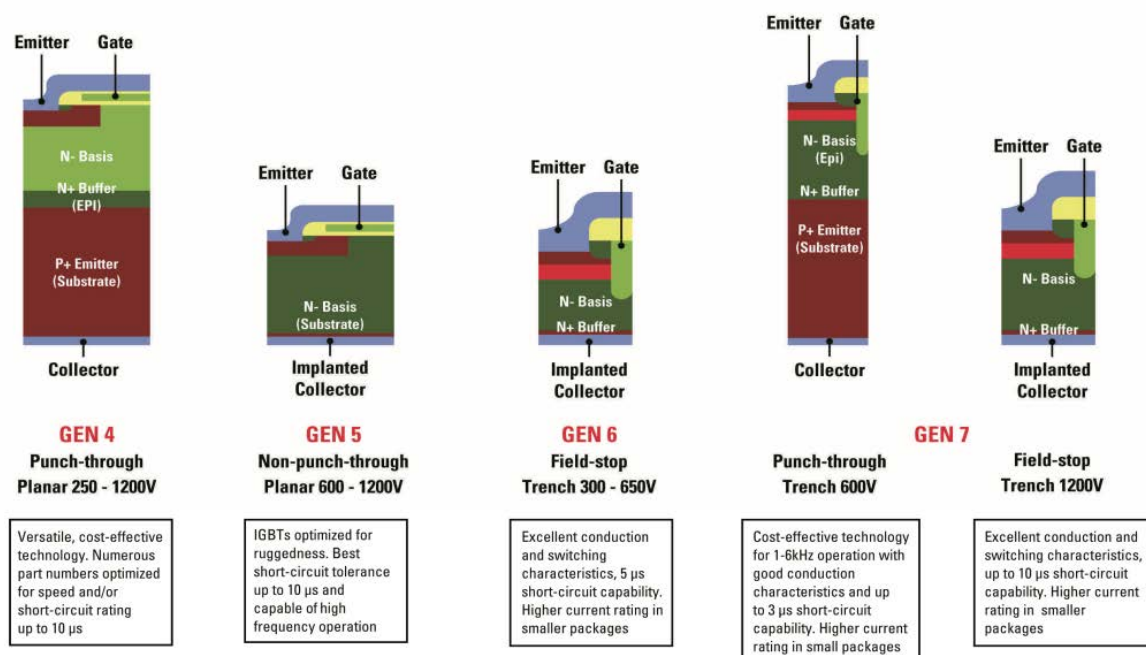


Σχήμα 2.16: Ανορθωτής τάσης με χρήση IGBT.



Σχήμα 2.17: Η χαρακτηριστική καμπύλη V-I ενός n-τύπου IGBT.

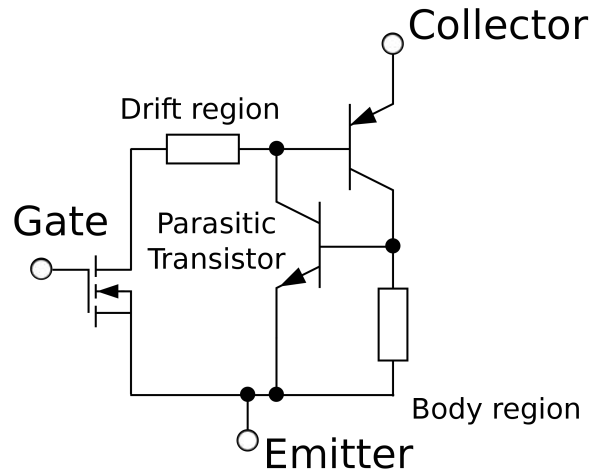
Τα συγκεκριμένα τρανζίστορ ελέγχονται από μια τάση που εφαρμόζεται μεταξύ του συλλέκτη και του εκπομπού, και από μια τάση μεταξύ της πύλης και του εκπομπού. Η δομή του περιλαμβάνει ένα υπόστρωμα p+, μια περιοχή ολίσθησης n- και ένα ακόμη στρώμα n+. Η Εικόνα 2.18 παρουσιάζει την τυπική δομή ενός IGBT τρανζίστορ στις διαφορετικές γενιές.



Σχήμα 2.18: Η δομή κάθε γενιάς ενός συμβατικού IGBT τρανζίστορ.

Το συγκεκριμένο τρανζίστορ, λόγω της ιδιαίτερης δομής του, μπορεί να μοντελοποιηθεί ισοδύναμα από ένα MOSFET και δύο BJT τρανζίστορ όπως φαίνονται στο Σχήμα 2.19.

Σε αντίθεση με τα MOSFET, τα IGBT δεν άγουν όταν είναι ανάστροφα πολωμένα. Αυτό γίνεται αντιληπτό κοιτώντας την δομή του στο Σχήμα 2.18 καθώς δεν υπάρχει δομή PN από τον εκπομπού στον συλλέκτη, αλλά PNP. Συνήθως, η διόδος αυτή είναι ανεπιθύμητη αλλά για



Σχήμα 2.19: Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός IGBT τρανζίστορ.

την συγκεκριμένη εφαρμογή είναι απαραίτητη καθώς προσφέρει ρεύμα στο φορτίο κατά την εκκίνηση. Όμως, πολλοί κατασκευαστές τροποποιούν κατάλληλα την δομή για να εισάγουν μια *free-wheeling* διόδο και έτσι να επιτρέψουν την ανάστροφα πολωμένη αγωγιμότητα [11]. Free-wheeling διόδος είναι η εκείνη που βρίσκεται αντί-παράλληλα με την συσκευή.

Το κύκλωμα οδήγησης των IGBT στην συγκεκριμένη εφαρμογή είναι παρόμοιο με αυτό των MOSFET αφού και οι δύο συσκευές ελέγχονται από μια τάση εισόδου. Οι κύριες διαφορές είναι οι εξής [1]:

- Η ελάχιστη τάση που χρειάζεται ένα IGBT για να μεταβεί στην περιοχή κορεσμού είναι μεγαλύτερη από εκείνη ενός MOSFET. Το πρώτο χρειάζεται $\approx 3 - 6 \text{ V}$ ενώ το δεύτερο $\approx 1 - 3 \text{ V}$.
- Λόγω του μεγαλύτερου ηλεκτρικού φορτίου της πύλης, ο πυκνωτής που εμφανίζεται στην πύλη C_g είναι αρκετά μεγαλύτερος συγκριτικά με αυτόν ενός MOSFET. Γι' αυτό, το κύκλωμα οδήγησης της πύλης του IGBT πρέπει να παρέχει και να απορροφά μεγαλύτερο ρεύμα από εκείνο του MOSFET για ίδιο χρόνο μεταγωγής.

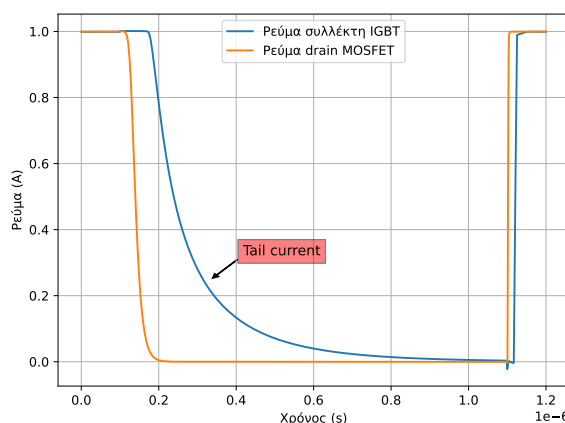
2.4.2 Απόδοση σε δυναμικές καταστάσεις

Όπως και προηγουμένως, οι δυναμικές καταστάσεις που θα εξεταστούν παρουσιάζονται στην Ενότητα 2.2.2.

Κατά την εκκίνηση του ανορθωτή, η τάση V_e του Q_1 αυξάνεται πρώτα. Έτσι, το τρανζίστορ πολώνεται αρνητικά και περνάει ρεύμα στο φορτίο μέσω της εσωτερικής του διόδου.

Καθώς το τρανζίστορ ενεργοποιείται, το ρεύμα που είναι ικανό να άγει αυξάνεται ενώ ο ρυθμός αύξησης εξαρτάται από κύκλωμα οδήγησης. Γι' αυτό είναι αρκετά σημαντικό το κύκλωμα αυτό να ενεργοποιεί κατάλληλα και γρήγορα τα τρανζίστορ έτσι ώστε οι απώλειες αγωγιμότητας τους να είναι ελάχιστες. Ταυτόχρονα, το τρανζίστορ Q_4 άγει, δημιουργώντας ένα μονοπάτι για το ρεύμα πίσω στην πηγή. Μόλις η V_{in} γίνει αρνητική, οι ρόλοι αντιστρέφονται και τα τρανζίστορ Q_2 και Q_3 άγουν ενώ τα Q_1 και Q_4 βρίσκονται σε αποκοπή. Αυτή η συμπεριφορά εξασφαλίζει ότι η εκκίνηση του κυκλώματος είναι ομαλή και τα στοιχεία δεν καταστρέφονται.

Ένα δυναμικό φαινόμενο που συναντάται μόνο στα IGBT είναι το “ρεύμα ουράς” ή “tail current”. Όπως ήδη αναφέρθηκε, τα IGBT λειτουργούν συνδυάζοντας την δομή ενός MOSFET και ενός BJT. Οπότε, κατά την ενεργό λειτουργία τους, τόσο ηλεκτρόνια όσο και οπές εγχέονται στην περιοχή ολίσθησης. Με αυτό τον τρόπο, το συγκεκριμένο τρανζίστορ είναι ικανό να άγει υψηλά ρεύματα με μικρή πτώση τάσης. Κατά την απενεργοποίηση του τρανζίστορ, η τάση V_{ge} μειώνεται κάτω από την τάση κατωφλίου, σταματώντας έτσι την έγχυση φορέων. Παρ' όλα αυτά, οι οπές που είχαν εγχυθεί προηγουμένως δεν μπορούν να “φύγουν” από την περιοχή αμέσως [1]. Οι φορείς αυτοί έχουν ως αποτέλεσμα το ρεύμα του συλλέκτη να μην μηδενίζεται αμέσως αλλά να χρειάζεται λίγος χρόνος μέχρι την πλήρη αποκοπή του. Το φαινόμενο οπτικοποιείται στο Σχήμα 2.20. Εκεί απεικονίζονται το ρεύμα συλλέκτη ενός IGBT και το ρεύμα drain ενός MOSFET σε σχέση με τον χρόνο, που λειτουργούν ως διακόπτης για δύο πηγές με την ίδια ονομαστική τιμή. Γίνεται ξεκάθαρο πως το IGBT αποκόπτει το ρεύμα πολύ αργότερα λόγω του ρεύματος ουράς, όπως εξηγήθηκε παραπάνω.



Σχήμα 2.20: Το φαινόμενο του ρεύματος ουράς των IGBT.

Ένας ανορθωτής τάσης που χρησιμοποιεί IGBTs μπορεί να αντιμετωπίσει προβλήματα

κατά τη διάρκεια απότομων αλλαγών στο φορτίο. Αυτές οι μεταβολές επηρεάζουν την τάση V_{ce} των τρανζίστορ, αυξάνοντας την πιθανότητα να βγουν από την επιθυμητή περιοχή λειτουργίας. Εάν συμβεί αυτό, η αντίσταση R_{ce} των τρανζίστορ αυξάνεται, μειώνοντας το ρεύμα εξόδου. Ταυτόχρονα, οι απώλειες θερμότητας ανεβαίνουν σε επικίνδυνα επίπεδα, θέτοντας σε κίνδυνο τα εξαρτήματα του κυκλώματος. Για να αποφευχθεί αυτό το σενάριο, το κύκλωμα ελέγχου πρέπει να προσαρμόζει την τάση V_{ge} κατάλληλα, διασφαλίζοντας τη σωστή λειτουργία τους ακόμα και κατά τις μεταβατικές φάσεις.

Ενώ και η απότομη μεταβολή του ρεύματος φορτίου στην έξοδο θέτει προκλήσεις, η απότομη αλλαγή τάσης εισόδου απαιτεί επίσης προσεκτική διαχείριση. Καθώς η τάση εισόδου μεταβάλλεται, η V_{ce} επηρεάζεται αναλόγως, καθιστώντας ξανά απαραίτητη την κατάλληλη ρύθμιση της V_{ge} . Αυτό εξασφαλίζει την ομαλή λειτουργία του ανορθωτή και την μακροζωία των εξαρτημάτων του.

Οι θερμοκρασιακές αλλαγές επηρεάζουν και τα IGBT όσο επηρεάζουν τα MOSFET και τις διόδους. Όπως και στα MOSFET, έτσι και εδώ η αύξηση της θερμοκρασίας μειώνει την τάση κατωφλίου του τρανζίστορ, κάνοντας το να ενεργοποιείται σε χαμηλότερες τάσεις. Επιπλέον, η κινητικότητα των φορέων μειώνεται αυξάνοντας την πτώση τάσης του τρανζίστορ στις επιμέρους περιοχές.

Η αύξηση της θερμοκρασίας διαμορφώνει αρνητικά και το ρεύμα ουράς που δημιουργείται κατά την μετάβαση του τρανζίστορ στην αποκοπή. Λόγω του αυξημένου χρόνου επανασύνδεσης φορέων φορτίου στην περιοχή ολίσθησης, το ρεύμα ουράς αυξάνεται και αυτό καθώς οι φορείς δεν μπορούν να αποδράσουν την περιοχή έγκαιρα [12]. Αμέσως γίνεται αντιληπτό ότι η λειτουργία σε αυξημένες θερμοκρασίες καθιστά τον έλεγχο του τρανζίστορ δυσκολότερο καθώς και μειώνεται η απόδοση του κυκλώματος.

2.4.3 Απόδοση στο πεδίο της συχνότητας

Η απόκριση του ανόρθωτη τάσης που χρησιμοποιεί IGBT σε υψηλές συχνότητες παρουσιάζει αρκετές προκλήσεις και ιδιαιτερότητες. Αν και τα IGBT είναι γνωστά για την ικανότητά τους να διαχειρίζονται υψηλά ρεύματα και τάσεις, οι απώλειες μεταγωγής σε υψηλές συχνότητες μπορούν να περιορίσουν την αποδοτικότητά τους.

Σε χαμηλές και μέτριες συχνότητες, τα IGBT λειτουργούν αποδοτικά, διατηρώντας χαμηλές απώλειες αγωγής και ικανοποιητική ενεργειακή αποδοτικότητα. Όμως, καθώς η συχνότητα αυξάνεται, οι απώλειες μεταγωγής γίνονται πιο σημαντικές, καθώς οι IGBT πρέπει να

αλλάζουν συχνά από την κατάσταση αγωγής στην αποκοπτική κατάσταση. Αυτή η διαδικασία μεταγωγής απαιτεί ενέργεια, η οποία διασπείρεται με τη μορφή θερμότητας, οδηγώντας σε αυξημένες θερμικές απώλειες.

Ο μέσος χρόνος που απαιτείται για ένα IGBT να περάσει από την αγωγή στην αποκοπτική κατάσταση και το αντίστροφο είναι της τάξης των εκατοντάδων *ns*. Αυτό σημαίνει ότι σε υψηλές συχνότητες, τα IGBT υπόκεινται σε σημαντικές θερμικές επιβαρύνσεις, λόγω των συχνών μεταγωγών που προκαλούν υψηλή θερμοκρασία. Οι απώλειες αυτές είναι συνήθως μεγαλύτερες σε σύγκριση με τις διόδους ή τα MOSFET, καθιστώντας τα IGBT λιγότερο αποδοτικούς για εφαρμογές που απαιτούν πολύ υψηλές συχνότητες [4].

Ωστόσο, παρά τις προκλήσεις αυτές, ο ανορθωτής με χρήση IGBT είναι εξαιρετικά αποτελεσματικός σε εφαρμογές όπου η τάση και το ρεύμα είναι υψηλά, όπως στις βιομηχανικές εφαρμογές και στα συστήματα μεταφοράς ισχύος. Η ικανότητά τους να διαχειρίζονται μεγάλα φορτία με υψηλή αξιοπιστία τους καθιστά ιδανικούς για εφαρμογές όπου οι απαιτήσεις σε ισχύ είναι υψηλές, παρά το γεγονός ότι απαιτούν πιο εξελιγμένα συστήματα ψύξης για την αποτελεσματική διαχείριση της θερμότητας.

2.4.4 Απώλειες

Οι απώλειες που παρατηρούνται σε έναν ανορθωτή με IGBT διαφοροποιούνται σε τρεις κύριες κατηγορίες, εξαρτώνται αποκλειστικά από τα τρανζίστορ και είναι: Απώλειες αγωγιμότητας, απώλειες μεταγωγής και απώλειες κυκλώματος οδήγησης πύλης. Παρατηρώντας τις, εύκολα γίνεται αντιληπτό πως είναι ίδιες με εκείνες του ανορθωτή με MOSFET αλλά οι τιμές τους διαφέρουν αρκετά.

Οι απώλειες λόγω μεταγωγής, όπως και στα MOSFET, παρατηρούνται κατά την διάρκεια μετάβασης του τρανζίστορ από την αποκοπή στην ενεργό περιοχή και το αντίστροφο. Ο τύπος που περιγράφει τις απώλειες αυτές μπορούν να προσεγγιστούν από την γραμμική Εξίσωση 2.8 [13]:

$$\begin{aligned} P_{sw} &= P_{turn-on} + P_{turn-off} = 2 \cdot \frac{1}{2} V_{ce} \cdot I_c \cdot t_{on} \cdot f_s + 2 \cdot \frac{1}{2} V_{ce} \cdot I_c \cdot t_{off} \cdot f_s = \\ &= V_{ce} \cdot I_c \cdot t_{on} \cdot f_s + V_{ce} \cdot I_c \cdot t_{off} \cdot f_s \end{aligned} \quad (2.8)$$

V_{ce} η πτώση τάσης στα άκρα του τρανζίστορ, I_c το ρεύμα που διαπερνά το τρανζίστορ, $t_{on/off}$ ο χρόνος που χρειάζεται το τρανζίστορ να ανοίξει ή να κλείσει πλήρως και f_s η συχνότητα μεταγωγής. Το “2” μπροστά από το κάθε κλάσμα βρίσκεται εκεί καθώς υπάρχουν δύο τρανζίστορ που ενεργοποιούνται ανά μισή περίοδο. Ο χρόνος που χρειάζεται για να μεταβεί το

τρανζίστορ στην αποκοπή t_{off} είναι αρκετά μεγαλύτερος του χρόνου t_{on} λόγω του φαινομένου tail current. Αυτό σημαίνει ότι, σε σύγκριση με το MOSFET, οι απώλειες λόγω μεταγωγής είναι μεγαλύτερες για συγκεκριμένη συχνότητα.

Για τον υπολογισμό των απωλειών αγωγιμότητας χρησιμοποιείται ο ίδιος τύπος που είχε παρουσιαστεί στην Ενότητα 2.3.4 αλλά με τα μεγέθη που αντιστοιχούν στα IGBT τρανζίστορ. Δεν υπάρχει ουσιαστική διαφορά μεταξύ των δύο τρανζίστορ όσον αφορά αυτές τις απώλειες, εκτός του ότι τα IGBT παρουσιάζουν μικρότερες τιμές σε σύγκριση με τα MOSFET λόγω της ιδιαίτερης δομής τους, όπως ήδη αναφέρθηκε [13].

Περνώντας στην τρίτη κατηγορία απωλειών είναι οι απώλειες λόγω του κυκλώματος οδήγησης. Αντίστοιχα με την προηγούμενη κατηγορία, έτσι και αυτή χρησιμοποιεί τις ίδιες εξισώσεις με το MOSFET λόγω της παρόμοιας κατασκευής τους. Όμως, στα συγκεκριμένα τρανζίστορ οι απώλειες είναι μεγαλύτερες αφού πρέπει να προσφέρουν και να καταναλώνουν ρεύματα μεγαλύτερου πλάτους.

Καταληκτικά, ο πίνακας 2.2 συγκρίνει όλους τους ανορθωτές που παρουσιάστηκαν.

Πίνακας 2.2: Συγκριτικός πίνακας μεταξύ των διαφόρων διατάξεων ανορθωτών.

Χαρακτηριστικά	Ανορθωτής με χρήση διόδων	Ανορθωτής με χρήση MOSFET	Ανορθωτής με χρήση IGBT
Τάση λειτουργίας	$> 1kV$	$< 1kV$	$> 1kV$
Ονομαστικό ρεύμα	$< 500A$	$< 200A$	$< 500A$
Χρόνος μεταγωγής	$25\mu s$	$70 ns$	$310 ns$
Απώλειες ισχύος	Μεγάλες	Μικρές	Μεσαίες

Κεφάλαιο 3

Προσομοίωση των διατάξεων

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται οι προσομοιώσεις των διατάξεων που αναλύθηκαν παραπάνω. Ο σκοπός αυτών είναι η επιβεβαίωση των θεωρητικών αναλύσεων με πραγματικά στοιχεία. Το πρόγραμμα που χρησιμοποιείται για την προσομοίωση των κυκλωμάτων είναι μια διανομή SPICE, ονομάζεται LTSpice και διανέμεται δωρεάν από την Analog Devices Inc.

3.1 Βασικές ρυθμίσεις και σύνολο εντολών

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται οι βασικές ρυθμίσεις που έχουν χρησιμοποιηθεί για την σωστή λειτουργία και μοντελοποίηση των κυκλωμάτων. Ξεκινώντας, όλες οι προσομοιώσεις διαρκούν τέσσερις περιόδους του πηγής εισόδου. Για παράδειγμα, εάν η πηγή λειτουργεί σε συχνότητα 50 Hz , τότε το κύκλωμα θα προσομοιωθεί για 80 ms . Αυτό γίνεται έτσι ώστε σε μια προσομοίωση να υπάρχει τόσο η κατάσταση της εκκίνησης αλλά και μια steady-state κατάσταση.

Η κύρια τάση εισόδου που χρησιμοποιείται είναι μια εναλλασσόμενη τάση τιμής 240 V_{RMS} και συχνότητας 50 Hz . Σε πολλές περιπτώσεις επιλέγονται πηγές τάσεις με διαφορετικές τιμές και συχνότητας με σκοπό να εξεταστούν διάφορες πτυχές του εκάστοτε ανορθωτή.

Το φορτίο του ανορθωτή τάσης είναι το ίδιο σε όλες τις περιπτώσεις και αποτελείται από μια αντίσταση $R_L = 340\ \Omega$ με ρεύμα φορτίου $I_{peak} = 1\text{ A}$ και από ένα πυκνωτή $C_L = 3\text{ mF}$, εκτός από τις περιπτώσεις που αναγράφεται διαφορετικά. Ο πυκνωτής εξομαλύνει την DC τάση από τους κυματισμούς της AC πηγής εισόδου και προσδίδει μια γραμμική τάση στο φορτίο. Όταν η ανορθωμένη τάση πέφτει κάτω από το μέγιστο της, ο πυκνωτής αυτός ξεκινά

και εκφορτίζει, δίνοντας ρεύμα στο φορτίο. Έτσι, τα “κενά” ισχύος μεταξύ των κορυφών της ανορθωμένης τάσης εξαλείφονται και η τάση εξόδου εξομαλύνεται.

Η μέτρηση των απωλειών του συστήματος καθώς και του λόγου μετατροπής γίνεται αυτόματα μέσω εντολών SPICE. Ο υπολογισμός των συνολικών απωλειών υπολογίζεται από τις ακόλουθες εντολές:

```

1 .meas ave_p_out AVG V(dc)*I(RL) + V(dc)*I(CL)
2 .meas ave_p_in  AVG V(ac+,ac-)*I(Vin)
3 .meas efficiency PARAM 100*ave_p_out/ave_p_in
4 .meas ac_vpeak  MAX V(ac+,ac-)
5 .meas dc_vpeak  MAX V(dc)
6 .meas ac_ipeak  MAX abs(I(Vin))
7 .meas dc_ipeak  MAX abs(I(RL))
8 .meas p_ac      PARAM ac_vpeak*ac_ipeak/2
9 .meas p_dc      PARAM 4*dc_vpeak*dc_ipeak/(pi*pi)
10 .meas n        PARAM 100*p_dc/p_ac

```

Σημείωση: Ο υπολογισμός του λόγου μετατροπής γίνεται χωρίς την παρουσία του πυκνωτή CL.

Στις παραπάνω εντολές, Vin είναι η πηγή εισόδου, dc είναι το net name της ανορθωμένης τάσης, ac+ είναι το net name του ενός άκρου της πηγής εισόδου και ac- το άλλο. Οι υπόλοιπες απώλειες μετρούνται πραγματοποιώντας μεγέθυνση στην κατάλληλη χρονική περίοδο και, χρησιμοποιώντας την εντολή AVG στο LTSpice, υπολογίζεται η μέση τιμή της ισχύος για την περίοδο αυτή.

Όλες οι παραπάνω τιμές έχουν εισαχθεί παραμετρικά στο πρόγραμμα, όπως φαίνεται και παρακάτω με σκοπό την ευκολότερη και γρηγορότερη αλλαγή τους.

```

1 .param volt_in=340 freq=50 sim_time={4/freq}
2 .tran {sim_time}

```

Επιπλέον, η σάρωση μιας τιμής που έχει οριστεί έτσι γίνεται εύκολα αφού το μόνο που χρειάζεται για να γίνει είναι η εισαγωγή μιας .step param εντολής. Για παράδειγμα, η σάρωση της τιμής της τάσης εισόδου, της περιόδου της και της θερμοκρασίας του κυκλώματος (τα περισσότερα στοιχεία ανταποκρίνονται στις θερμοκρασιακές αλλαγές) γίνεται με τις ακόλουθες εντολές.

```

1 .step dec param freq 50 100k 5

```

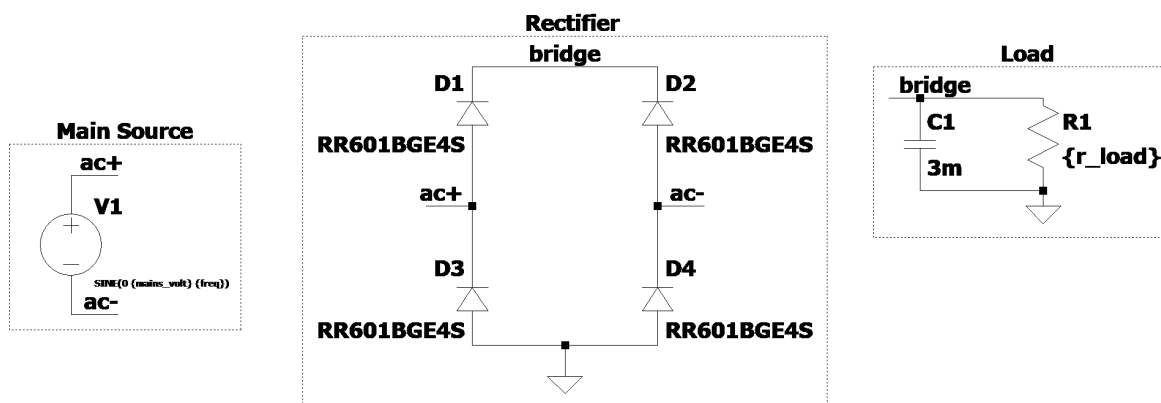
```

2 .step dec param volt 10 340 10
3 .step dec param TEMP 0 130 10

```

3.2 Ανορθωτής με χρήση διόδων

Η Εικόνα 3.1 παρουσιάζει το κύκλωμα του Σχήματος 2.3 στο πρόγραμμα προσομοίωσης.

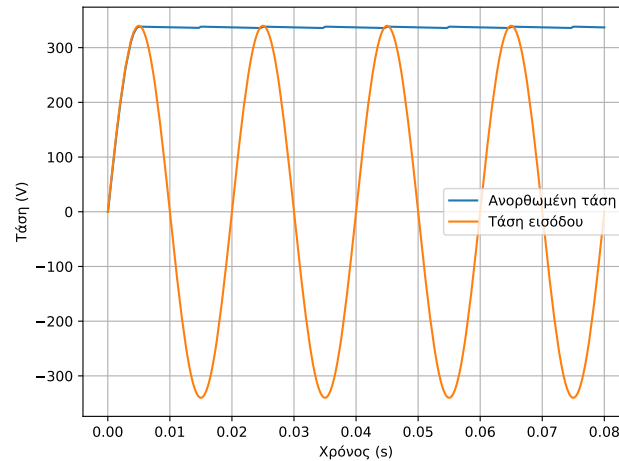


Σχήμα 3.1: Ο ανορθωτής τάσης με χρήση διόδων στο LTSpice

Παρατηρεί κανείς ότι στο κύκλωμα δεν υπάρχουν οι προεπιλεγμένες διόδοι του SPICE, αλλά έχουν τοποθετηθεί πραγματικές στοιχεία. Η χρήση των πρώτων στοιχείων κάνει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης να μην αντικατοπτρίζονται στην πραγματική ζωή μιας και συχνά μοντελοποιούνται σαν ιδανικές συσκευές. Γι' αυτό, χρησιμοποιώντας διόδους από έτοιμες βιβλιοθήκες όπου οι φυσικές ιδιότητες έχουν μοντελοποιηθεί σωστά, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης είναι ακριβή και πολύ κοντά με την πραγματικότητα.

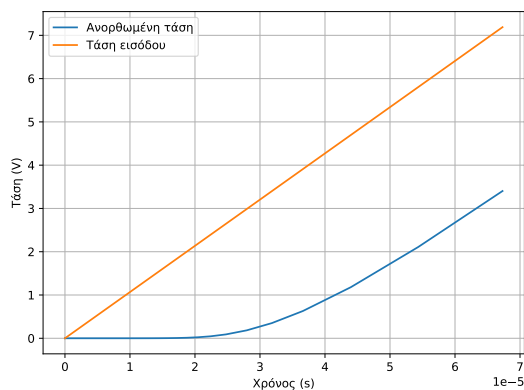
Η τάση εξόδου του ανορθωτή με τάση εισόδου $V_p = 340\text{ V}$, $f = 50\text{ Hz}$ παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.2. Όπως περιγράφηκε και παραπάνω, η τάση εξόδου παραμένει θετική και σταθερή καθ' όλη την περίοδο του σήματος εισόδου.

Κατά την χρονική περίοδο της εκκίνησης, η τάση στα άκρα του ανορθωτή αυξάνεται και ακολουθεί την τάση της εισόδου μόλις η τάση στα άκρα του ξεπεράσει τα $\approx 2.1\text{ V}$, αφού υπάρχουν δύο διόδοι σε σειρά και η κάθε διόδος έχει $V_f = 1.5\text{ V}$. Η ίδια “καθυστέρηση” στην τάση παρατηρείται και όταν η τάση εισόδου ξεπεράσει την τάση εξόδου καθώς η είσοδος μεταβαίνει στο θετικό ή αρνητικό μέγιστο, αφού ο πυκνωτής εκφορτίζει την ενέργεια του

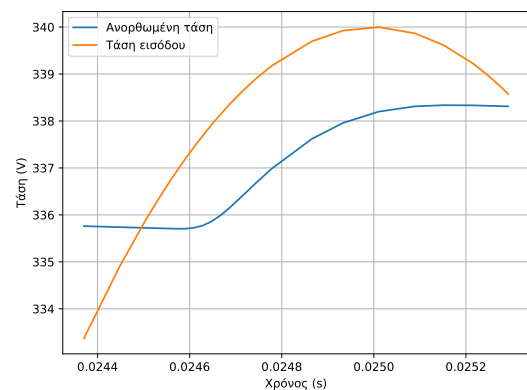


Σχήμα 3.2: Η τάση εξόδου και εισόδου του ανορθωτή με χρήση διόδων.

στο φορτίο όταν οι διόδοι μονώνουν. Το φαινόμενο αυτό παρουσιάζεται στα Σχήματα 3.3 και 3.4.



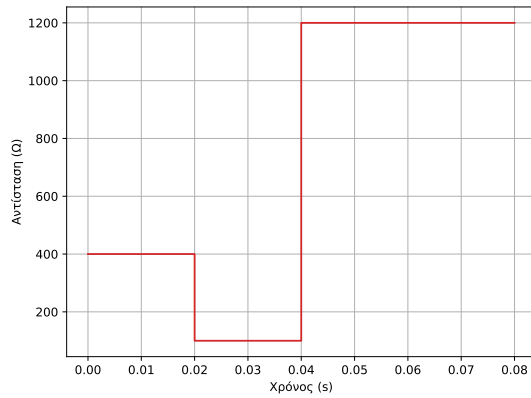
Σχήμα 3.3: Η τάση εξόδου κατά την εκκίνηση.



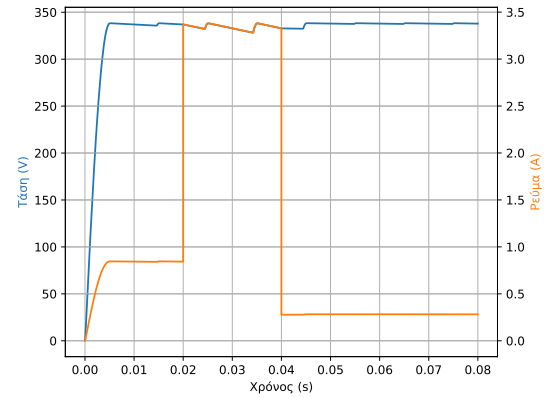
Σχήμα 3.4: Η τάση εξόδου κατά το θετικό μέγιστο.

Το Σχήμα 3.5 παρουσιάζει την DC τάση του ανορθωτή, την αντίσταση φορτίου καθώς και το ρεύμα που διαπερνά τις διόδους. Η αντίσταση έχει αρχική τιμή τα 400 Ω όπου στην συνέχεια μειώνεται στα 100 Ω , επιτρέποντας έτσι να περάσει παραπάνω ρεύμα από το κύκλωμα και τελικά αυξάνεται στα 1.2 k Ω . Και στις δύο αλλαγές της αντίστασης, το ρεύμα και η τάση εξόδου του ανορθωτή μεταβάλλονται, χωρίς κάποια καθυστέρηση, για να ικανοποιήσουν την ανάγκη του φορτίου για ισχύ. Επιπλέον, ο πυκνωτής εξομάλυνσης βοηθάει στην ακραία μετάβαση του φορτίου, προσδίδοντας και αυτός ισχύ.

Η αντίδραση του κυκλώματος στην απότομη μεταβολή εισόδου παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.6α'. Όπως ήταν γνωστό, η έξοδος μεταβάλλεται άμεσα στην νέα είσοδο. Αυτό δεν ισχύει



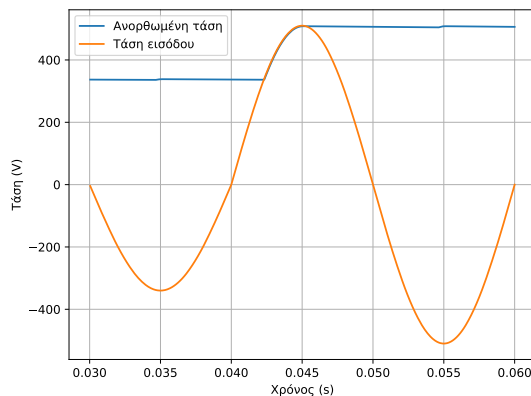
(α') Η μεταβολή της αντίστασης με τον χρόνο.



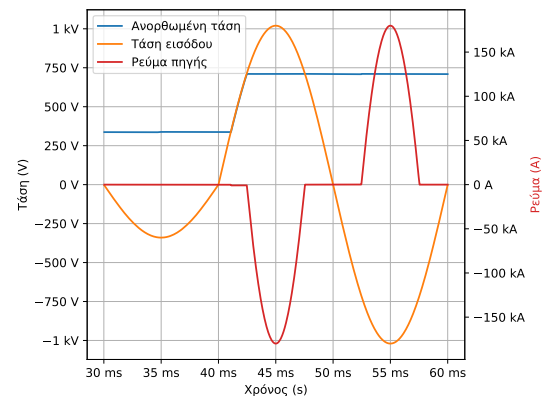
(β') Η τάση εξόδου του ανορθωτή και το ρεύμα του φορτίου με τον χρόνο.

Σχήμα 3.5: Τα αποτελέσματα του κυκλώματος από την απότομη μεταβολή του φορτίου.

στο Σχήμα 3.6β' όπου η τάση εισόδου ξεπερνάει την break-down τάση των διόδων. Τότε, όπως φαίνεται και από το ρεύμα της πηγής AC τάσης, όλες οι διόδοι βραχυκυκλώνονται όταν η τάση εισόδου ξεπεράσει την συγκεκριμένη αυτή τιμή.



(α') Η τάση εξόδου καθώς η τάση εισόδου μεταβάλλεται.



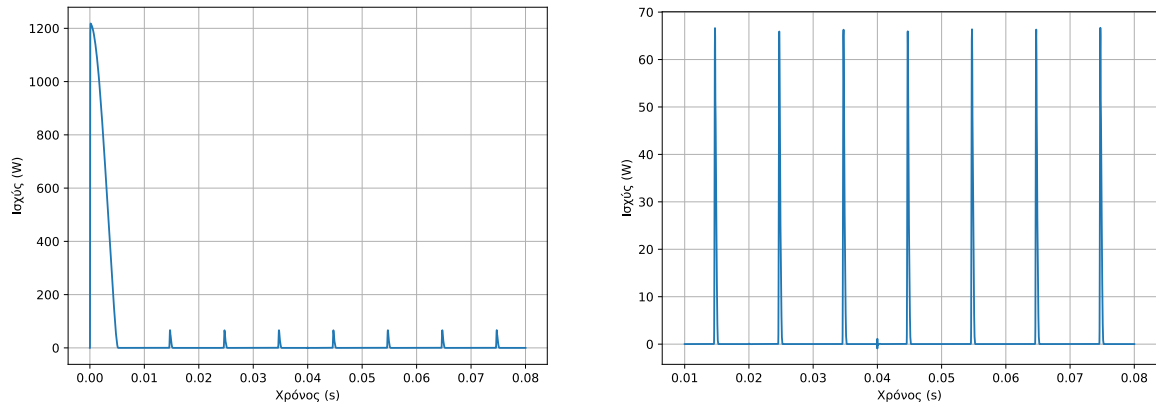
(β') Η τάση εξόδου και το ρεύμα πηγής καθώς η τάση εισόδου αυξάνεται πάνω από την break-down τάση.

Σχήμα 3.6: Τα αποτελέσματα του κυκλώματος από την απότομη μεταβολή της τάσης εισόδου

Οι συνολικές απώλειες του ανορθωτή με τον χρόνο παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.7 και υπολογίστηκαν ως:

$$P_{loss}(t) = |P_{out}(t) - P_{in}(t)| = |P_{CL}(t) + P_{RL}(t) - P_{Vin}(t)| \quad (3.1)$$

Αυτές οφείλονται στην πτώση τάσης που εισάγουν οι διόδοι στο κύκλωμα και είναι παλλόμενες. Η αποδοτικότητα του ανορθωτή για την προεπιλεγμένη τάση εισόδου και αντίσταση



(α') Όλος ο χρόνος προσομοίωσης

(β') Κατάσταση steady-state

Σχήμα 3.7: Οι απώλειες του ανορθωτή τάσης με διόδους.

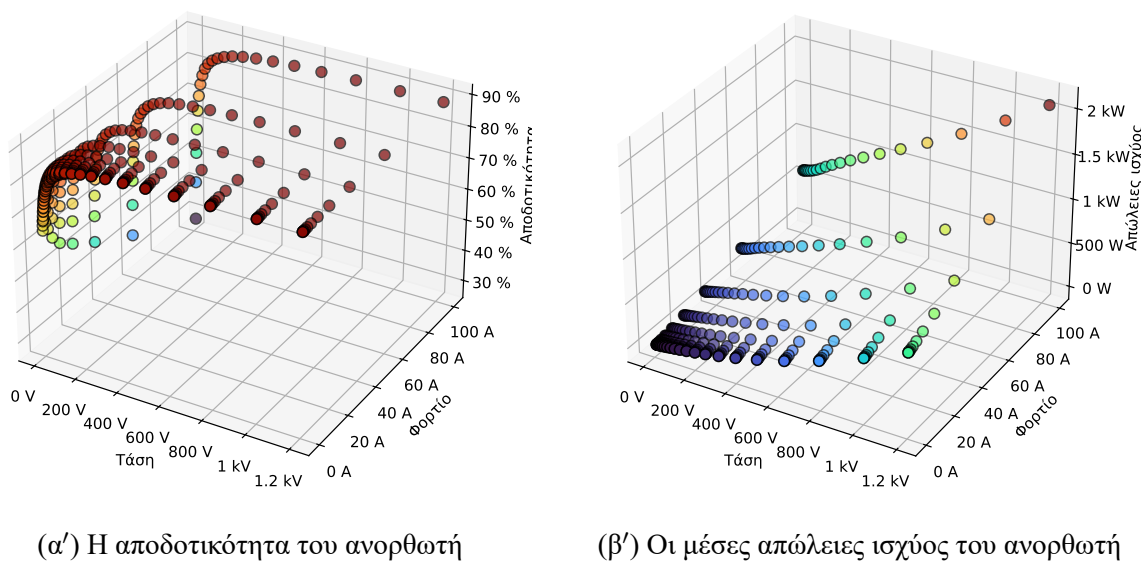
εξόδου ανέρχεται στο 94.96 %. Για τον υπολογισμό της αποδοτικότητας του κυκλώματος, υπολογίζεται η μέση τιμή και των δύο σημάτων. Η τιμή της αποδοτικότητας και των απωλειών του συγκεκριμένου τύπου ανορθωτή για διάφορες τάσεις και φορτία απεικονίζεται στο Σχήμα 3.8.

Από το Σχήμα 3.8α', παρατηρείται ότι η απόδοση γενικά αυξάνεται με την αύξηση της τάσης εισόδου. Αυτό συνάδει με τη θεωρία ότι η σταθερή πτώση τάσης των διόδων γίνεται λιγότερο σημαντική σε υψηλότερες τάσεις, μειώνοντας έτσι τις σχετικές απώλειες ισχύος και βελτιώνοντας την απόδοση.

Εστιάζοντας στις χαμηλές τάσεις εισόδου, διαπιστώνεται ότι η απόδοση είναι χαμηλότερη και παρουσιάζει μεγαλύτερη διακύμανση με τις μεταβολές του ρεύματος φορτίου. Κατά κύρια βάση όμως, μειώνεται με την αύξηση της τιμής του φορτίου. Όμως, καθώς αυξάνεται η τάση εισόδου, η απόδοση σταθεροποιείται και γίνεται λιγότερο ευαίσθητη στις μεταβολές του ρεύματος φορτίου. Αυτό υποδηλώνει ότι οι υψηλότερες τάσεις βοηθούν στη διατήρηση υψηλότερης απόδοσης σε ένα εύρος ρευμάτων φορτίου.

Αξίζει να σημειωθεί ότι τα μεγέθη αυτά αλλάζουν από δίοδο σε δίοδο, όμως η γενική ιδέα παραμένει ίδια.

Μελετώντας το Σχήμα 3.8β' διαπιστώνεται ότι οι απώλειες ισχύος αυξάνονται καθώς αυξάνεται το ρεύμα φορτίου. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η υψηλότερη ροή ρεύματος μέσω της διόδου οδηγεί σε μεγαλύτερες απώλειες λόγω της εσωτερικής αντίστασης. Το διάγραμμα καταδεικνύει επίσης αύξηση της απώλειας ισχύος με την αύξηση της τάσης εισόδου. Αυτό συμβαίνει επειδή μια υψηλότερη τάση εισόδου μεταφράζεται σε μεγαλύτερη πτώση τάσης

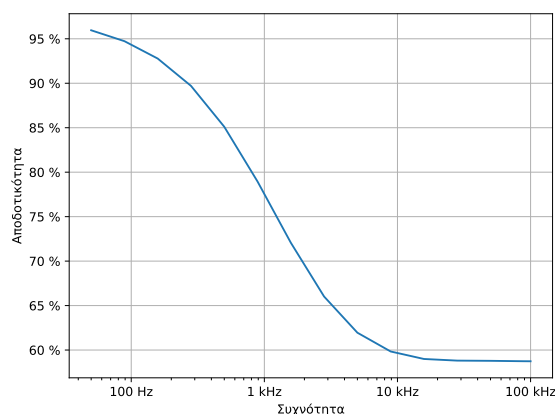


Σχήμα 3.8: Μετρήσεις για διάφορες τάσεις εισόδου και φορτία εξόδου του ανορθωτή με διόδους.

στην αγώγιμη δίοδο, συμβάλλοντας περαιτέρω στην απώλεια ισχύος. Είναι ενδιαφέρον ότι η παρατηρούμενη τάση υποδηλώνει ότι η απώλεια ισχύος είναι πιο ευαίσθητη στις μεταβολές του ρεύματος φορτίου σε σύγκριση με την τάση εισόδου εντός του παρουσιαζόμενου εύρους.

Το Σχήμα 3.9 απεικονίζει την απόδοση ενός ανορθωτή τάσης διόδου ως συνάρτηση της συχνότητας. Ο άξονας x παριστάνει τη συχνότητα, που κυμαίνεται από 0 έως 100 kHz , ενώ ο άξονας y παριστάνει την απόδοση και κυμαίνεται από 57% έως 98%.

Γίνεται αντιληπτό ότι στις χαμηλές συχνότητες (κοντά στα 0 Hz), η απόδοση ξεκινά πολύ υψηλά, κοντά στο 95%. Καθώς η συχνότητα αυξάνεται, η απόδοση πέφτει απότομα και σταθεροποιείται γύρω στο 60% για συχνότητες πάνω από περίπου 20 kHz . Αυτή η συμπεριφορά είναι αναμενόμενη επειδή, σε χαμηλές συχνότητες, η πτώση τάσης της διόδου και οι απώλειες μεταγωγής είναι σχετικά ελάχιστες, επιτρέποντας καλύτερη απόδοση ανόρθωσης.

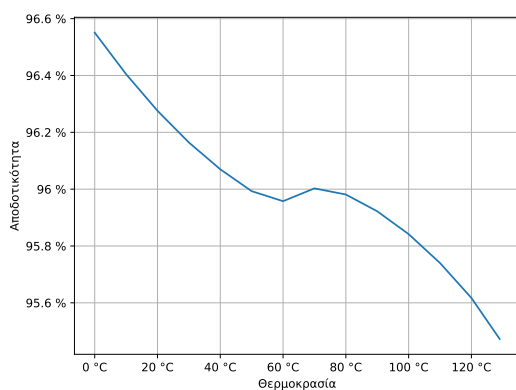


Σχήμα 3.9: Η αποδοτικότητα του ανορθωτή με διόδους σε σχέση με την συχνότητα τάσης εισόδου.

Μέχρι τα 20 kHz παρατηρείται μια απότομη μείωση στην απόδοση του ανορθωτή, γεγονός που οφείλεται κυρίως στις αυξημένες απώλειες μεταγωγής. Οι δίοδοι έχουν εγγενή χωρητικότητα και απαιτούν συγκεκριμένο χρόνο για να ενεργοποιηθούν και να απενεργοποιηθούν. Με την λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες, δαπανάται περισσότερη ενέργεια για τη φόρτιση και την εκφόρτιση αυτής της χωρητικότητας, γεγονός που οδηγεί σε υψηλότερες απώλειες ισχύος.

Μετά την απότομη πτώση, η απόδοση σταθεροποιείται γύρω στο 60% μετά τα 20 kHz ενώ πέραν των 20 kHz παραμένει σταθερή. Αυτό υποδηλώνει ότι οι απώλειες έχουν γίνει σχετικά σταθερές σε σχέση με συχνότητα της τάσης εισόδου. Η απόδοση δεν μειώνεται σημαντικά περαιτέρω με την αύξηση της συχνότητας πέραν αυτού του σημείου.

Σε υψηλότερες συχνότητες, οι απώλειες ανάστροφης ανάκτησης γίνονται πιο σημαντικές. Όταν η δίοδος αλλάζει κατάσταση, χρειάζεται κάποιος χρόνος για να επανασυνδυαστούν οι φορείς μειονότητας, κατά τη διάρκεια του οποίου ρέει αντίστροφο ρεύμα και προκαλεί πρόσθετες απώλειες ισχύος. Επιπλέον, παρόλο που η πτώση τάσης παραμένει σταθερή, οι συνολικές απώλειες αγωγής γίνονται πιο σημαντικές σε υψηλότερες συχνότητες λόγω του μειωμένου χρόνου που είναι διαθέσιμος για τη μεταφορά ενέργειας, γεγονός που περιορίζει περαιτέρω την απόδοση του ανορθωτή.



Σχήμα 3.10: Η αποδοτικότητα του ανορθωτή με δίοδους σε σύγκριση με την θερμοκρασία λειτουργίας

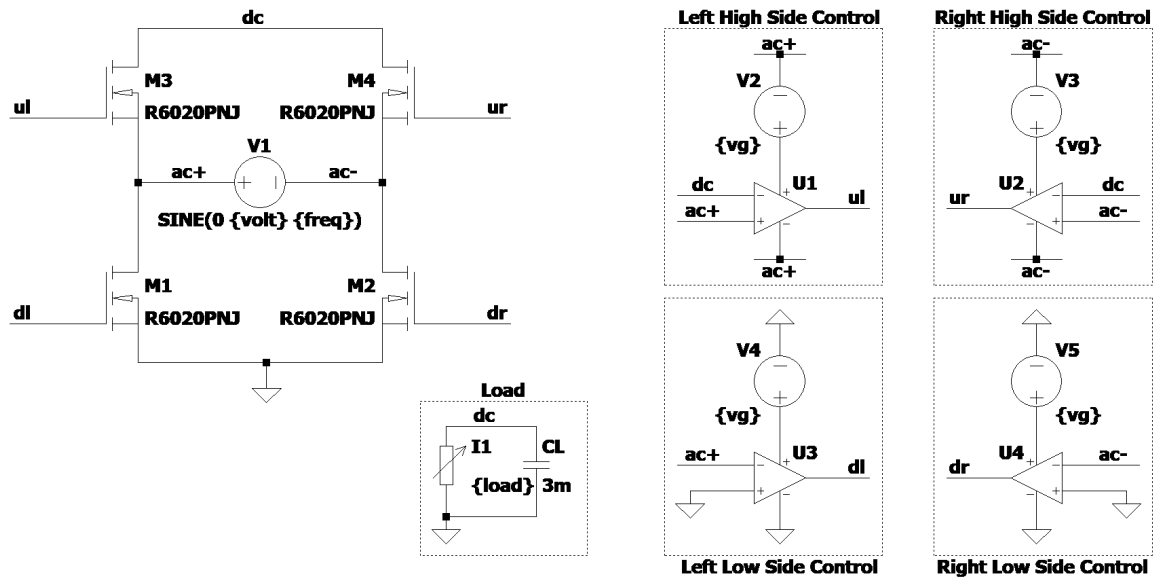
Το Σχήμα 3.10 απεικονίζει την αποδοτικότητα ενός ανορθωτή τάσης με δίοδους σε σχέση με τη θερμοκρασία, από $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ έως $130\text{ }^{\circ}\text{C}$. Παρατηρείται ότι η αποδοτικότητα ξεκινά από περίπου 96.6 % και μειώνεται σταθερά με την αύξηση της θερμοκρασίας, φτάνοντας περίπου στο 95.6 % στους $130\text{ }^{\circ}\text{C}$. Αυτή η πτώση στην αποδοτικότητα μπορεί να αποδοθεί σε διάφορους παράγοντες που επηρεάζουν τη λειτουργία των διόδων σε υψηλότερες θερμοκρασίες.

Η μείωση αυτή οφείλεται κυρίως στις αυξημένες απώλειες αγωγής και μεταγωγής που συνοδεύουν την αύξηση της θερμοκρασίας. Οι δίοδοι, καθώς θερμαίνονται, εμφανίζουν μείωση πτώσης τάσης σε κατάσταση αγωγής, γεγονός που οδηγεί σε μικρότερες απώλειες ισχύος κατά τη ροή του ρεύματος. Όμως, το ρεύμα διαρροής, το οποίο αυξάνεται με τη θερμοκρασία,

προσθέτει μεγαλύτερες απώλειες, επηρεάζοντας αρνητικά την αποδοτικότητα του ανορθωτή. Η συνολική μείωση της αποδοτικότητας, παρόλο που είναι σχετικά μικρή, υποδηλώνει ότι οι θερμικές επιδράσεις παίζουν δευτερεύον ρόλο στην αποδοτικότητα των διόδων, όμως είναι κάτι που πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψη αφού μπορεί εύκολα να οδηγήσει στην καταστροφή των στοιχείων.

3.3 Ανορθωτής με χρήση MOSFET τρανζίστορ

Το Σχήμα 3.11 παρουσιάζει έναν ανορθωτή με την χρήση τρανζίστορ, το κύκλωμα οδήγησης των πυλών των τρανζίστορ αλλά και το φορτίο στο πρόγραμμα προσομοίωσης.

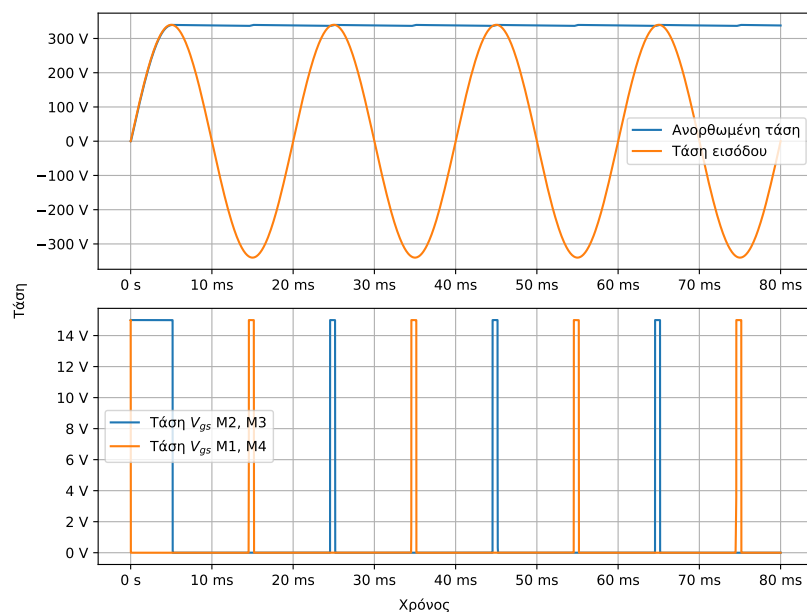


Σχήμα 3.11: Ανορθωτής με την χρήση MOSFET στο LTSpice.

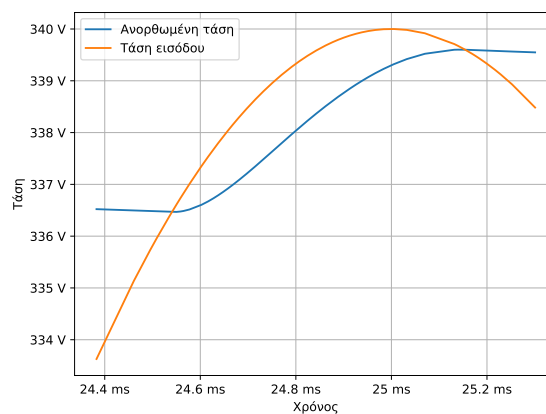
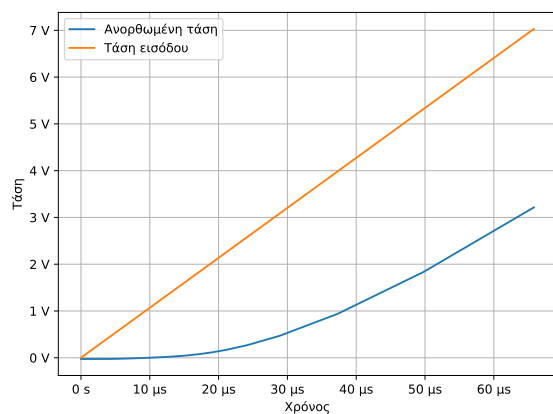
Αξίζει να σημειωθεί πως το κύκλωμα οδήγησης μπορεί να κατασκευαστεί χρησιμοποιώντας διακριτά στοιχεία όπως συγκριτές τάσης ή από ολοκληρωμένα κυκλώματα όπως το IC LT4322, όπου περιλαμβάνει όλο το κύκλωμα ελέγχου σε ένα τσιπ.

Η έξοδος του συγκεκριμένου ανορθωτή αλλά και οι τάσεις V_{gs} των τρανζίστορ παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.12. Η “καθυστέρηση” κατά την εκκίνηση είναι λίγο μικρότερη σε σχέση με αυτή της διόδου αλλά ο ρυθμός αύξησης είναι παρόμοιος. Επιπλέον, οι τάσεις των πυλών φαίνεται ότι ανοίγουν τα τρανζίστορ για ένα πολύ μικρό χρονικό περιθώριο και συγκεκριμένα μόνο όταν $V_{in} \geq V_{out}$, μειώνοντας έτσι τις συνολικές απώλειες.

Το Σχήμα 3.13 παρουσιάζει την τάση εξόδου του συγκεκριμένου ανορθωτή και το ρεύμα φορτίου που είναι συνδεδεμένο στην έξοδο. Όπως παρατηρείται, και στις δύο αλλαγές του



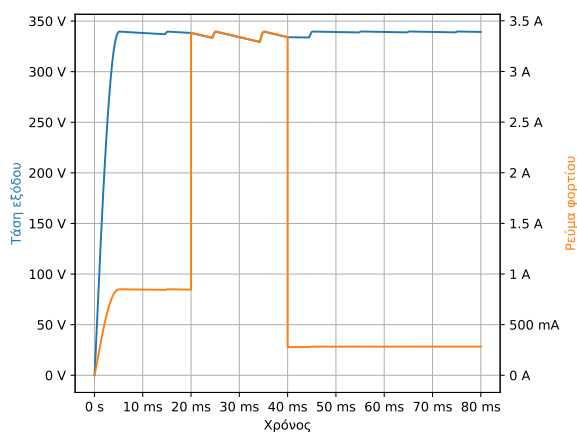
(α') Η τάση εξόδου καθ'όλη την διάρκεια της προσομοίωσης.



(β') Η τάση εξόδου κατά την εκκίνηση του κυκλώματος.

(γ') Η τάση εξόδου κατά το θετικό μέγιστο.

Σχήμα 3.12: Η τάση εισόδου και εξόδου κατά διάφορες χρονικές περιόδους.

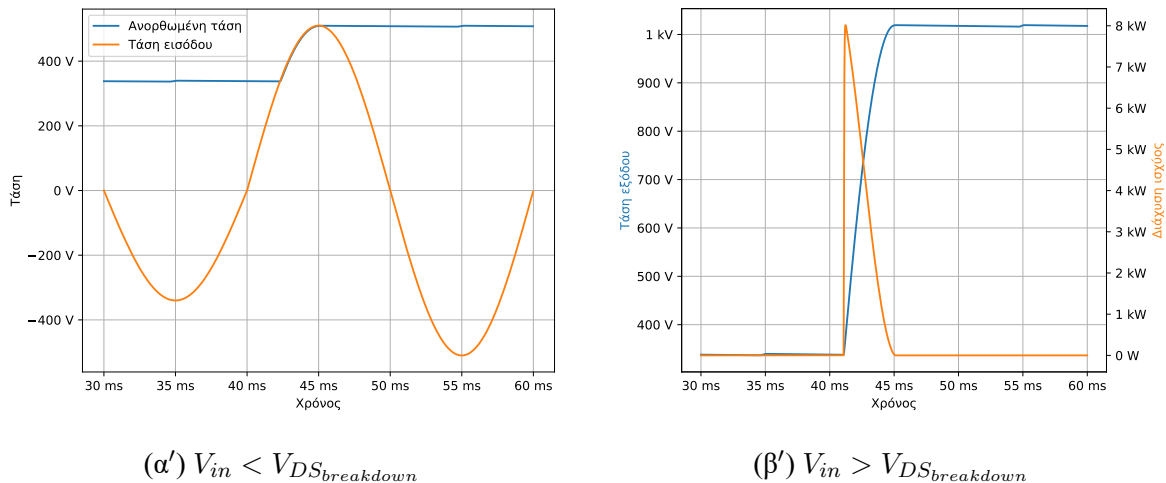


Σχήμα 3.13: Η τάση εξόδου καθώς το ρεύμα φορτίου μεταβάλλεται απότομα.

ρεύματος φορτίου, το ρεύμα που διαπερνά τα τρανζίστορ αλλά και η τάση εξόδου μεταβάλλονται χωρίς καθυστέρηση για να ικανοποιήσουν τις νέες ανάγκες του φορτίου.

Στο Σχήμα 3.14 παρουσιάζεται η τάση εξόδου καθώς η τάση εισόδου μεταβάλλεται απότομα. Γίνεται αντιληπτό ότι η έξοδος αλλάζει αμέσως και ακολουθεί την είσοδο όταν $V_{in} < V_{DSbreakdown}$.

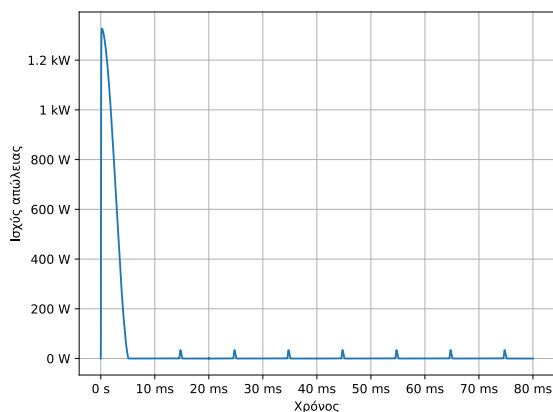
Όμως, όταν η τάση εισόδου ξεπεράσει την $V_{DSbreakdown}$, παρατηρείται ότι η ισχύς P_{loss} ξεπερνάει τα 8 kW . Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται θερμική απόδραση του τρανζίστορ και παρατηρείται όταν η απώλεια ισχύος δεν μπορεί να μεταφερθεί στο εξωτερικό περιβάλλον με την μορφή θερμότητας οπότε η θερμοκρασία αυξάνεται. Με την αύξηση της θερμοκρασίας, το ρεύμα που άγουν τα τρανζίστορ μεγαλώνει (άρα και η ισχύς), δημιουργώντας περισσότερες απώλειες ισχύος που δεν μπορούν να μεταφερθούν. Αυτός ο φαύλος κύκλος συνεχίζεται μέχρι το τρανζίστορ να σταματήσει να λειτουργεί. Το ίδιο φαινόμενο παρατηρείται και όταν $I_{load} > I_{Dmax}$.



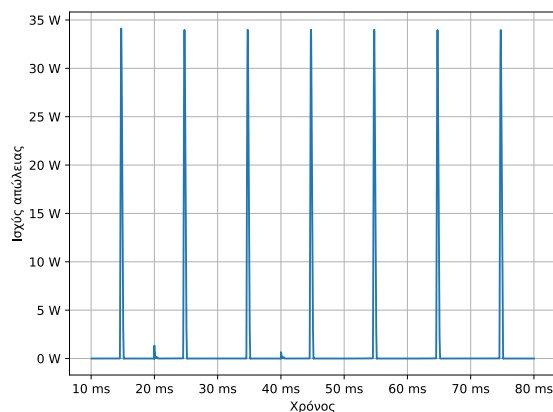
Σχήμα 3.14: Η τάση εξόδου καθώς η τάση εισόδου μεταβάλλεται απότομα.

Χρησιμοποιώντας τον Τύπο 3.1, υπολογίστηκαν οι παρακάτω απώλειες ισχύος του ανορθωτή τάσης με MOSFET τρανζίστορ που εμφανίζονται στο Σχήμα 3.15. Διακρίνεται το ίδιο μοτίβο με εκείνο του ανορθωτή διόδων, δηλαδή μια μεγάλη τιμή απώλειας ισχύος κατά την εκκίνηση ενώ κατά την steady-state κατάσταση μικρά spikes.

Η απώλεια κατά την εκκίνηση είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από εκείνη του ανορθωτή με διόδους αφού τότε, το ρεύμα μεταφέρεται από την εσωτερική δίοδο του τρανζίστορ. Στην steady-state κατάσταση, οι απώλειες είναι σχεδόν οι μισές από εκείνες του ανορθωτή με διόδους αφού η πτώση τάσης ενός MOSFET είναι μικρότερη από εκείνη μιας διόδου στην ενεργό λειτουργία.



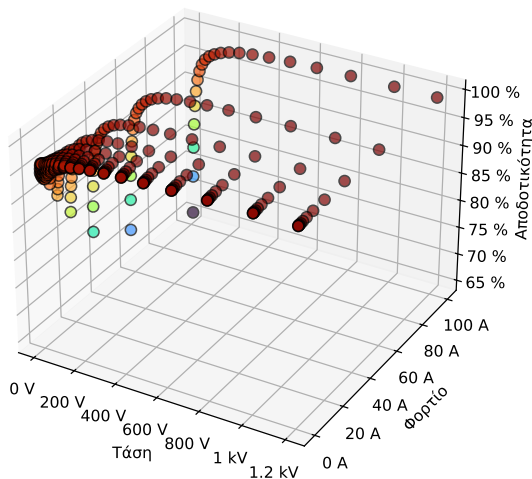
(α') Όλος ο χρόνος προσομοίωσης



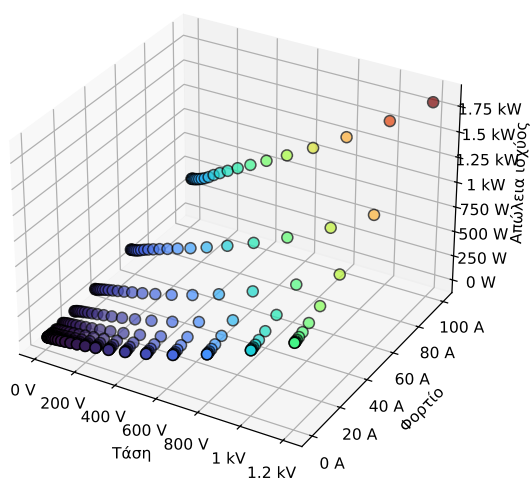
(β') Κατάσταση steady-state

Σχήμα 3.15: Οι απώλειες του ανορθωτή με MOSFET στον χρόνο.

Με βάση το Σχήμα 3.15, η υπολογισμένη αποδοτικότητα του συγκεκριμένου ανορθωτή για τάση εισόδου και φορτίο όπως παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 3.1 ανέρχεται στο 98.173 %. Με αντίστοιχο τρόπο, δημιουργήθηκαν τα Σχήματα 3.16α' και 3.16β' όπου δείχνουν την αποδοτικότητα και τις μέσες απώλειες του ανορθωτή για διάφορες τάσεις εισόδου και φορτία εξόδου.



(α') Η αποδοτικότητα του ανορθωτή



(β') Οι μέσες απώλειες ισχύος

Σχήμα 3.16: Μετρήσεις για διάφορες τάσεις εισόδου και φορτία εξόδου του ανορθωτή με MOSFET.

Παρατηρώντας το Σχήμα 3.16α', γίνεται αντιληπτό πως η απόδοση του MOSFET ανορθωτή είναι αρκετά υψηλή σε όλο το εύρος τάσεων εισόδου. Συγκεκριμένα, στις χαμηλές τάσεις υπερτερεί του ανορθωτή με διόδους σημαντικά. Η απόδοση εκεί κυμαίνεται περίπου

από 85 % έως 95 %, δείχνοντας ότι ο MOSFET ανορθωτής είναι πολύ αποδοτικός σε αυτό το εύρος τάσεων. Αυτή η υψηλή απόδοση στις χαμηλές τάσεις οφείλεται στην ικανότητα των MOSFET να λειτουργούν αποδοτικά με ελάχιστες απώλειες αγωγιμότητας σε μικρές τιμές ρεύματος.

Καθώς η τάση αυξάνεται σε μεσαία επίπεδα, από τα 400 V έως τα 800 V και το φορτίο αυξάνεται, η απόδοση παραμένει υψηλή, φτάνοντας σχεδόν το 98 % σε ακόμη υψηλότερες τάσεις και φορτία. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι η απόδοση παραμένει υψηλή (πάνω από 90 %) για ένα ευρύ φάσμα φορτίων, από περίπου 20 A έως και 100 A σε αυτό το εύρος τάσης εισόδου.

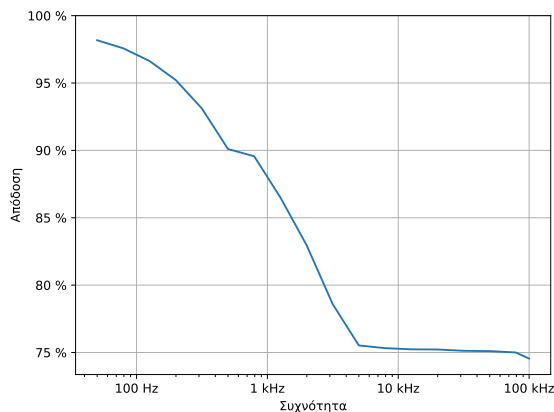
Τέλος, παρατηρείται μια σταθεροποίηση της απόδοσης σε πολύ υψηλές τάσεις (πάνω από 1 kV), όπου η απόδοση παραμένει κοντά στο 95 % με ελάχιστες μεταβολές σε διαφορετικά φορτία. Αυτό υποδηλώνει ότι ο MOSFET ανορθωτής είναι μπορεί να διατηρεί την αποδοτικότητά του ακόμα και σε συνθήκες πολύ υψηλής τάσης, μειώνοντας τις απώλειες μεταγωγής και διατηρώντας τη θερμική σταθερότητα.

Η ανάλυση των απωλειών ισχύος έδειξε μια σαφή αύξηση με την τάση εισόδου και το ρεύμα φορτίου. Σε χαμηλές τάσεις και φορτία, οι απώλειες παρέμειναν χαμηλές, υποδεικνύοντας την υψηλή αποδοτικότητα των MOSFET σε αυτές τις συνθήκες. Ωστόσο, η αύξηση της τάσης και του φορτίου οδήγησε σε σημαντική αύξηση των απωλειών, φτάνοντας έως και τα 1.75 kW.

Παρά την αύξηση, η σταθεροποίηση των απωλειών σε υψηλότερες τάσεις (πάνω από 800 V) και φορτία (πάνω από 60 A) υποδηλώνει αποτελεσματική διαχείριση από τα MOSFET. Η σωστή σχεδίαση και η θερμική διαχείριση παραμένουν κρίσιμες για τον έλεγχο των απωλειών και τη διατήρηση της υψηλής απόδοσης σε όλο το εύρος λειτουργίας.

Τέλος, στο Σχήμα 3.17 παρουσιάζεται η αποδοτικότητα του συγκεκριμένου ανορθωτή σε σχέση με την συχνότητα λειτουργίας της τάσης εισόδου.

Σε πολύ χαμηλές συχνότητες, κοντά στην DC λειτουργία, η απόδοση του ανορθωτή MOSFET είναι αξιοσημείωτα υψηλή, φθάνοντας κοντά στο 95 %. Δεδομένου ότι τα MOSFET διακόπτουν λιγότερο συχνά σε αυτό το εύρος, οι δυναμικές απώλειες είναι σημαντικά χαμηλότερες, γεγονός που οδηγεί σε υψηλότερη συνολική απόδοση. Ωστόσο, καθώς η συχνότητα αυξάνεται περίπου στα 20 kHz, παρατηρείται απότομη πτώση της απόδοσης, με αποτέλεσμα να πέφτει περίπου στο 78%. Αυτή η σημαντική μείωση μπορεί να αποδοθεί στις απώλειες μεταγωγής που παρατηρούνται στις υψηλότερες συχνότητες λειτουργίας.



Σχήμα 3.17: Η αποδοτικότητα του ανορθωτή με MOSFET σε σχέση με την συχνότητα τάσης εισόδου.

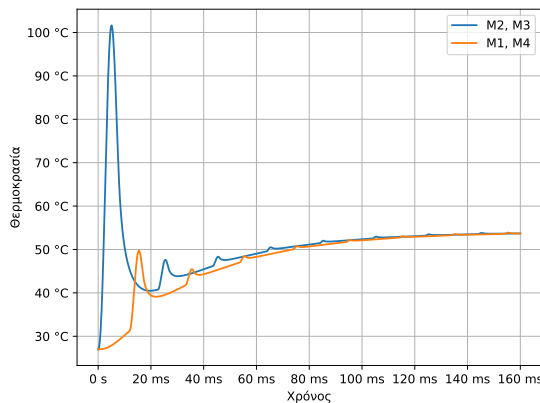
Μεταξύ των 20 kHz και 60 kHz , η απόδοση συνεχίζει να μειώνεται, αν και πιο σταδιακά, και σταθεροποιείται γύρω στο 75 %. Σε αυτό το εύρος συχνοτήτων, ο ανορθωτής αρχίζει να εμφανίζει υψηλότερες απώλειες μεταγωγής λόγω της αυξημένης συχνότητας των διακοπτικών συμβάντων. Οι απώλειες αυτές γίνονται πιο αισθητές αλλά παραμένουν σταθερές, υποδεικνύοντας ότι η απόδοση του ανορθωτή επηρεάζεται μέτρια από την αυξανόμενη συχνότητα.

Καθώς η τιμή της συχνότητας ξεπερνάει τα 60 kHz , η απόδοση σταθεροποιείται σε σχετικά χαμηλό επίπεδο, κυμαινόμενη γύρω στο 75 %. Σε αυτές τις υψηλότερες συχνότητες, οι απώλειες μεταγωγής γίνονται ο κυρίαρχος παράγοντας που επηρεάζει την απόδοση. Τα MOSFET λειτουργούν σε ένα καθεστώς όπου οι διακοπτικές απώλειες είναι σχετικά σταθερές και η απόδοση δεν πέφτει περαιτέρω. Αυτό υποδηλώνει ότι οι διακοπτικές απώλειες στις υψηλές συχνότητες εξισορροπούνται από τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος, με αποτέλεσμα ένα σταθερό επίπεδο απόδοσης.

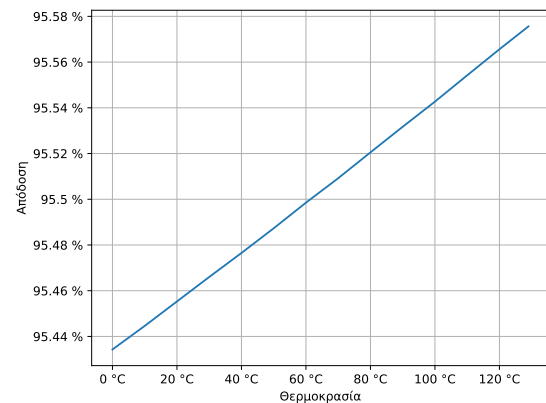
Τα Σχήματα 3.18 και 3.19 παρουσιάζουν την συμπεριφορά του ανορθωτή με MOSFET συγκριτικά με την θερμοκρασία. Συγκεκριμένα, το πρώτο από τα δύο γραφήματα παρουσιάζει την αύξηση της θερμοκρασίας του συγκεκριμένου ανορθωτή κατά τη φάση εκκίνησης, με την προεπιλεγμένη τάση εισόδου και φορτίο εξόδου. Παρατηρείται ότι η θερμοκρασία αυξάνεται σταθερά μέχρι τα 20 ms , φτάνοντας σε σταθερό επίπεδο μετά από περίπου 30 ms .

Αυτή η αύξηση της θερμοκρασίας μπορεί να αποδοθεί στη διαδικασία σταθεροποίησης του κυκλώματος καθώς τα MOSFET περνούν από την αρχική κατάσταση ανάστροφης πολικότητας στην ορθή και πλήρη αγωγιμότητα. Τα MOSFET, όπως έχει παρουσιαστεί, χαρακτηρίζονται από χαμηλή αντίσταση σε κατάσταση αγωγής, αλλά κατά τη διάρκεια της εκκίνησης παρουσιάζουν μεγαλύτερες απώλειες καθώς άγει η εσωτερική δίοδος και όχι το κύριο κανάλι του τρανζίστορ. Επομένως, δημιουργούνται μεγαλύτερες απώλειες και άρα η θερμοκρασία της συσκευής αυξάνεται με μεγαλύτερο ρυθμό απ' ό,τι συνήθως. Καθώς η εσωτερική δίοδος σταματάει να άγει και πλέον το ρεύμα περνάει από το κανάλι του τρανζίστορ, η αύξηση της

θερμοκρασίας επανέρχεται σε κανονικούς ρυθμούς. Τέλος, η θερμοκρασία τους σταθεροποιείται τελικά όταν το κύκλωμα φτάνει σε θερμική ισορροπία, όπου οι θερμικές απώλειες ισορροπούνται με την ψύξη. Όπως γίνεται αντιληπτό, η ορθή θερμική διαχείριση είναι κρίσιμη για την αποφυγή θερμικής υπερφόρτωσης και για τη διασφάλιση της μακροχρόνιας αξιοπιστίας του κυκλώματος ανόρθωσης.



Σχήμα 3.18: Η θερμοκρασία των MOSFET κατά την εκκίνηση του κυκλώματος



Σχήμα 3.19: Η αποδοτικότητα του ανορθωτή με MOSFET σε σύγκριση με την θερμοκρασία λειτουργίας

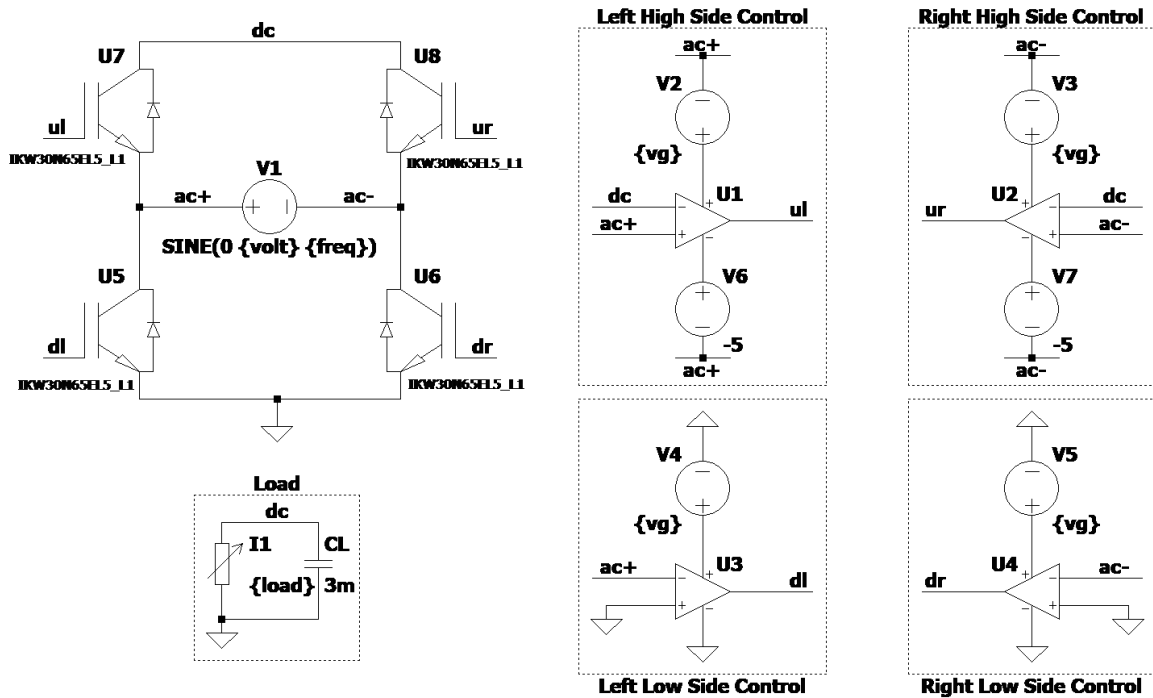
Στο Σχήμα 3.19 απεικονίζεται η αποδοτικότητα του ανορθωτή σε ένα εύρος θερμοκρασιών λειτουργίας. Όπως εύκολα γίνεται αντιληπτό, η συνολική μεταβολή δεν ξεπερνάει το 0.2 %, οπότε είναι σαφές πως η μεταβολή της θερμοκρασίας λειτουργίας έχει μικρότερη επιρροή στην απόδοση απ' ότι άλλοι παράγοντες που παρουσιάστηκαν.

3.4 Ανορθωτής με χρήση IGBT τρανζίστορ

Το Σχήμα 3.20 παρουσιάζει το ολοκληρωμένο κύκλωμα του συγκεκριμένου ανορθωτή τάσης στο περιβάλλον του LTSpice.

Η τάση εξόδου του κυκλώματος σε σχέση με την είσοδο του παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.21. Επιπλέον, παρουσιάζονται και οι τάσεις V_{ge} των τρανζίστορ σε σχέση με τον χρόνο.

Η κύρια διαφορά του κυκλώματος οδήγησης με τον ανορθωτή MOSFET έγκειται στην τάση πύλης. Στην συγκεκριμένη υλοποίηση, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή η τάση αυτή γίνεται αρνητική και συγκεκριμένα -5 V , ενώ στον ανορθωτή MOSFET είναι 0 V . Δίνοντας αρνητική τάση στην πύλη, ο πυκνωτής πύλης εκφορτίζεται πιο γρήγορα και έτσι επιτυγχάνεται μικρότερος χρόνος μεταγωγής. Αντίστοιχη αλλαγή παρατηρείται και στην



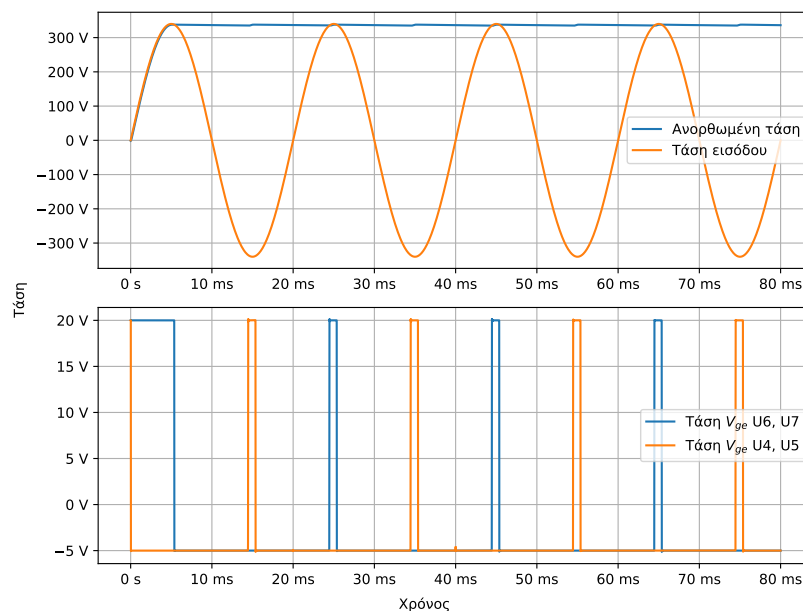
Σχήμα 3.20: Ο ανορθωτής τάσης με IGBT.

τάση V_{ge} όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην αγωγιμότητα, όπου η εφαρμοσμένη τάση είναι 20 V, ενώ στον ανορθωτή MOSFET είναι 12 – 15 V. Επιπλέον, η “καθυστέρηση” της τάσης εξόδου κατά την εκκίνηση είναι μεγαλύτερη από εκείνη του MOSFET με παρόμοιο ρυθμό αύξησης, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.21β’.

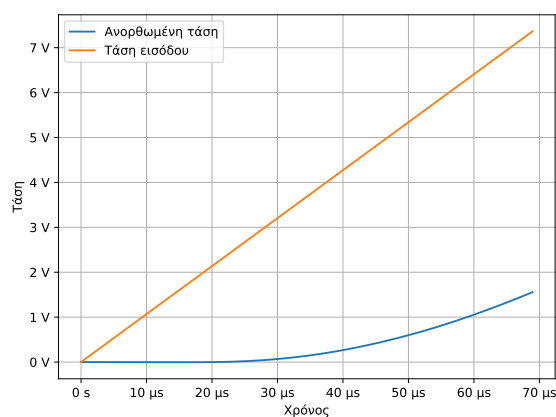
Επιπρόσθετα, στο Σχήμα 3.21β’ παρουσιάζεται η V_G του τρανζίστορ U7 όταν η τάση V_{in} γίνεται μεγαλύτερη από την τάση V_{out} , η οποία είναι ζωτικής σημασίας για τον έλεγχο της κατάστασης μεταγωγής του IGBT. Περίπου στα 24.6 ms, παρατηρείται μια απότομη αύξηση της τάσης πύλης από περίπου 330 V σε σχεδόν 360 V, δημιουργώντας έτσι μια τάση $V_{ge} \approx 20$ V. Αυτή η απότομη αύξηση σηματοδοτεί ότι η πύλη του IGBT ενεργοποιείται γρήγορα, επιτρέποντας τη ροή ρεύματος μέσω του τρανζίστορ.

Ο ανορθωτής τάσης με IGBT επίσης δεν παρουσιάζει “καθυστέρηση” στο ρεύμα που τον διαπερνάει όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.22. Η έξοδος είναι πανομοιότυπη με εκείνη του ανορθωτή MOSFET και διόδων.

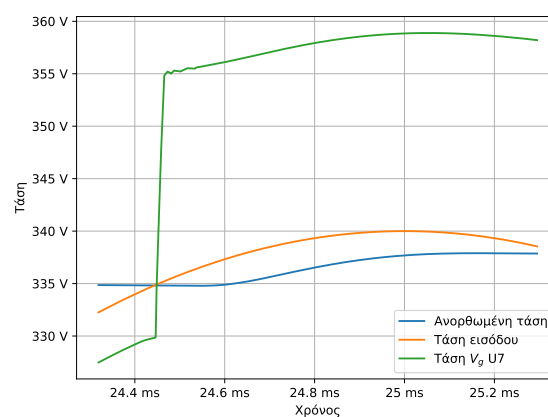
Το Σχήμα 3.23 παρουσιάζει την τάση εξόδου καθώς η τάση εισόδου αλλάζει απότομα τιμές. Όταν η νέα τιμή της V_{in} είναι μικρότερη από την $V_{breakdown}$, τότε η έξοδος ακολουθεί την είσοδο. Όμως, όταν η V_{in} γίνεται ίση ή μεγαλύτερη, τότε τα IGBT φαίνεται ότι βιώνουν θερμική απόδραση αφού η ισχύς που παρατηρείται στα IGBT ξεπερνάει τα 6 kW, όπως ακριβώς και στα MOSFET.



(α') Η τάση εξόδου και οι V_{ge} των τρανζίστορ καθ'όλη την διάρκεια της προσομοίωσης.

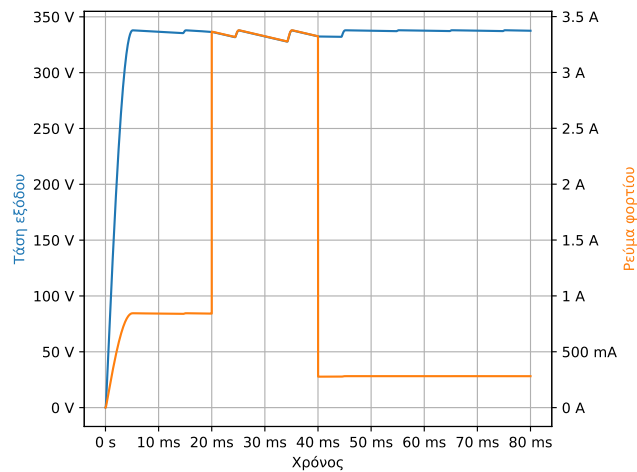


(β') Η τάση εξόδου κατά την εκκίνηση του κυκλώματος.

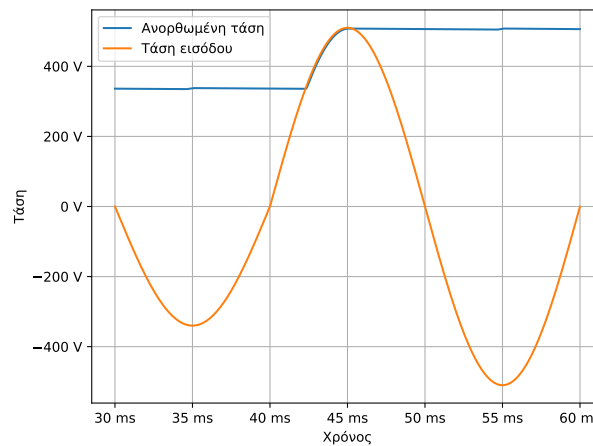


(γ') Η τάση εξόδου κατά το θετικό μέγιστο.

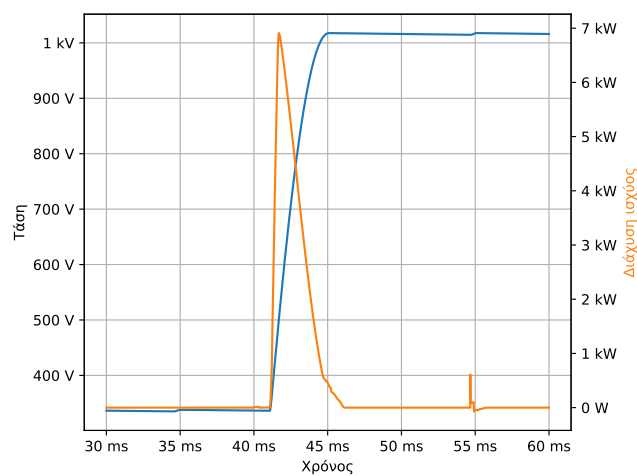
Σχήμα 3.21: Η τάση εισόδου, εξόδου και πύλης κατά διάφορες χρονικές περιόδους.



Σχήμα 3.22: Η τάση εξόδου καθώς το φορτίο μεταβάλλεται απότομα.



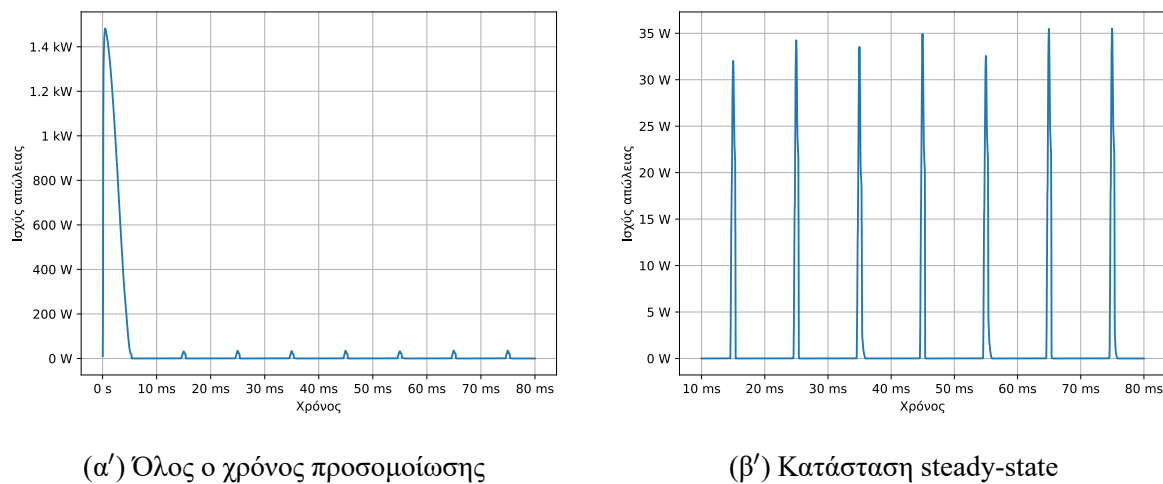
$$(\alpha') V_{in} < V_{DS_{breakdown}}$$



$$(\beta') V_{in} > V_{DS_{breakdown}}$$

Σχήμα 3.23: Η τάση εξόδου καθώς η τάση εισόδου μεταβάλλεται απότομα.

Οι απώλειες του ανορθωτή σε όλο τον χρόνο της προσομοίωσης παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.24α'. Εύκολα γίνεται κατανοητό ότι κατά την εκκίνηση, ο συγκεκριμένος τύπος ανορθωτή έχει μεγαλύτερες απώλειες και από τον ανορθωτή με MOSFET και από τον ανορθωτή με διόδους για ίδια τάση εισόδου και φορτίο εξόδου. Όμως, στην συνέχεια όταν ο ανορθωτής φτάσει σε μια steady-state κατάσταση, φαίνεται πως οι απώλειες είναι περίπου ίδιες με εκείνες του ανορθωτή MOSFET. Το γεγονός αυτό οφείλεται στις μειωμένες απώλειες λόγω χαμηλής συχνότητας λειτουργίας καθώς με την αύξησή της, τα MOSFET υπερτερούν των IGBT.

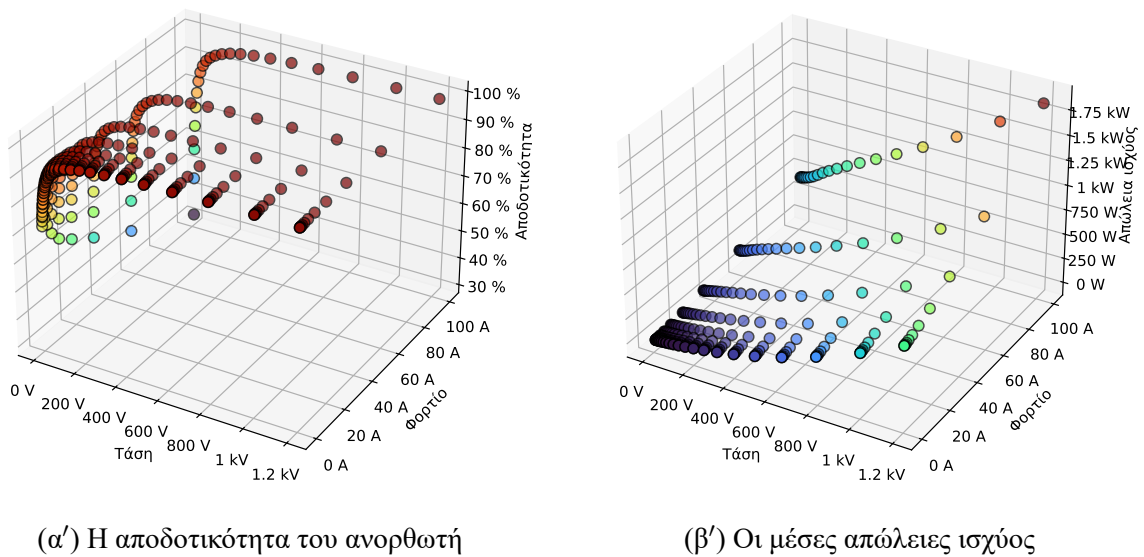


Σχήμα 3.24: Οι απώλειες του ανορθωτή με IGBT στον χρόνο.

Από το Σχήμα 3.25α' διακρίνεται ότι η απόδοση του ανορθωτή αυξάνεται με την αύξηση της τάσης εισόδου και του φορτίου. Για χαμηλές τιμές τάσης, κάτω από 200 V, η απόδοση είναι σχετικά χαμηλή και κυμαίνεται περίπου στο 60 – 70%, ιδιαίτερα σε μικρά φορτία. Αυτή η χαμηλή απόδοση μπορεί να αποδοθεί στις σταθερές απώλειες που υπερτερούν σε χαμηλότερες τάσεις και ρεύματα.

Καθώς η τάση εισόδου αυξάνεται πάνω από τα 400 V και μέχρι περίπου τα 800 V, παρατηρείται ότι η απόδοση αυξάνεται σημαντικά, φτάνοντας το 90 – 95% για τα μεσαία και μεγάλα φορτία. Η υψηλή απόδοση σε αυτές τις συνθήκες μπορεί να αποδοθεί στη μείωση των απωλειών αγωγής των τρανζίστορ, τα οποία λειτουργούν πιο αποδοτικά σε αυτές τις συνθήκες.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι σε τάσεις άνω των 1 kV, η απόδοση φαίνεται να σταθεροποιείται. Αυτό οφείλεται στις απώλειες μεταγωγής και στις πρόσθετες θερμικές απώλειες που προκύπτουν από τη λειτουργία σε πολύ υψηλές τάσεις. Οι απώλειες αυτές



(α') Η αποδοτικότητα του ανορθωτή

(β') Οι μέσες απώλειες ισχύος

Σχήμα 3.25: Μετρήσεις για διάφορες τάσεις εισόδου και φορτία εξόδου του ανορθωτή με IGBT.

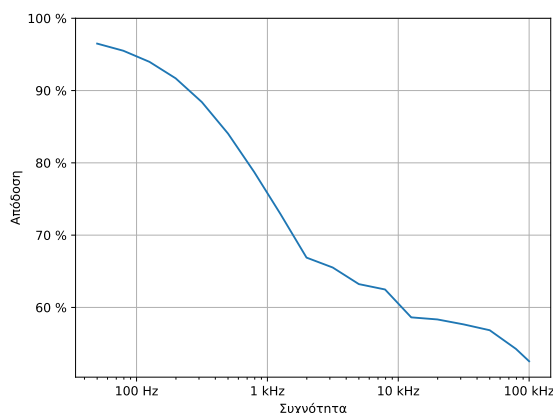
στο συγκεκριμένο εύρος τάσης λειτουργίας γίνονται μικρότερες σε σχέση με την συνολική ενέργεια που προσφέρεται στο φορτίο, αυξάνοντας έτσι την αποδοτικότητα.

Περνώντας στο Σχήμα 3.25β', παρατηρείται ότι η απώλεια ισχύος αυξάνεται σταθερά με την αύξηση του φορτίου και της τάσης εισόδου. Αυτό είναι σύμφωνο με την αναμενόμενη συμπεριφορά των IGBT, όπου οι απώλειες ισχύος είναι άμεσα συνδεδεμένες με το ρεύμα και την τάση. Η αυξημένη απώλεια ισχύος σε υψηλότερες τιμές φορτίου και τάσης οφείλεται κυρίως στις αυξημένες απώλειες αγωγιμότητας καθώς είναι συνάρτηση του ρεύματος που διέρχεται από τα τρανζίστορ.

Επιπλέον, η απώλεια ισχύος εμφανίζει μη γραμμική αύξηση καθώς το φορτίο πλησιάζει τις υψηλότερες τιμές. Σε φορτία άνω των 80 A, οι απώλειες ισχύος αυξάνονται σημαντικά, κάτι που υποδεικνύει τη σημαντική επίδραση του φαινομένου της θερμικής διαφυγής που μπορεί να παρουσιαστεί σε υψηλές τάσεις και ρεύματα. Αυτό το φαινόμενο μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση της θερμοκρασίας του IGBT και ενδέχεται να απαιτείται αυξημένη προσοχή στη θερμική διαχείριση για την αποφυγή υπερθέρμανσης και ενδεχόμενων βλαβών.

Η απόδοση του κυκλώματος στο πεδίο της συχνότητας παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.26, καλύπτοντας ένα εύρος τιμής συχνότητας εισόδου από 0 Hz έως 100 kHz. Η μέγιστη τιμή αποδοτικότητας παρατηρείται σε μια περιοχή συχνοτήτων, από την DC λειτουργία μέχρι και περίπου τα 700 Hz, όπου διατηρείται πάνω από 90 %. Αυτό υποδηλώνει ότι ο ανορθωτής

λειτουργεί εξαιρετικά αποτελεσματικά με μια σταθερή τάση εισόδου, μετατρέποντας σχεδόν όλη την εισερχόμενη ισχύ με ελάχιστες απώλειες.



Σχήμα 3.26: Απόδοση του ανορθωτή σε σχέση με την συχνότητα λειτουργίας

Ωστόσο, καθώς η συχνότητα αυξάνεται, η απόδοση μειώνεται αισθητά, φτάνοντας περίπου στο 60 %. Αυτή η απότομη πτώση της απόδοσης οφείλεται σε αυξημένες απώλειες λόγω της συχνής μεταγωγής των τρανζίστορ. Καθώς η συχνότητα της εισόδου αυξάνεται, τα IGBT πρέπει να αλλάζουν κατάσταση ολοένα και πιο συχνά, με αποτέλεσμα αυξημένες απώλειες μεταγωγής.

Καθώς η συχνότητα της τάσης εισόδου αυξάνεται περαιτέρω, η απόδοση του κυκλώματος συνεχίζει να μειώνεται με περίπου τον

ίδιο ρυθμό και είναι μικρότερη συγκριτικά με αυτή του ανορθωτή MOSFET, αφού τα IGBT χρειάζονται περισσότερο χρόνο για να αλλάξουν πλήρως κατάσταση από τα FET. Γι' αυτό και βρίσκουν εφαρμογή σε υψηλές τάσεις $> 1\text{ kV}$ και μεγάλα φορτία $> 300\text{ A}$, καθώς τα MOSFET δεν μπορούν να αντέξουν τόσο μεγάλες τιμές ισχύος παρ' όλη την υπεροχή τους στο πεδίο της συχνότητας.

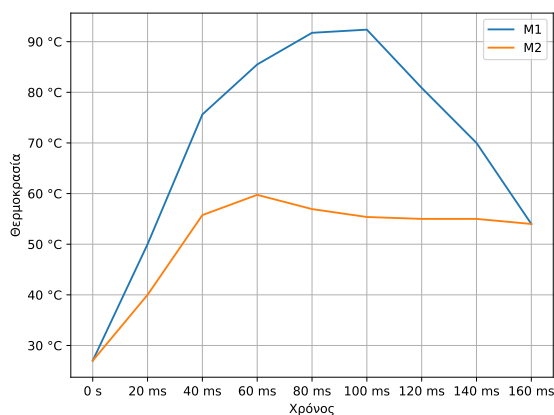
Το Σχήμα 3.27 παρουσιάζει την θερμοκρασία των IGBT τρανζίστορ κατά την διάρκεια της εκκίνησης. Κοιτώντας το, παρατηρείται ότι οι θερμοκρασίες αυξάνονται με διαφορετικό ρυθμό κατά τη διάρκεια των πρώτων 40 ms . Συγκεκριμένα, τα IGBT U6 και U7 φτάνουν μέχρι στους $90\text{ }^{\circ}\text{C}$, ενώ τα IGBT U5 και U8 τους $60\text{ }^{\circ}\text{C}$. Αυτή η διαφορά οφείλεται στις τοποθεσίες των δύο τρανζίστορ μέσα στο κύκλωμα, καθώς οι δίοδοι των δεύτερων δεν άγουν κατά την εκκίνηση.

Η ταχεία αύξηση της θερμοκρασίας μπορεί να εξηγηθεί από τις υψηλές απώλειες μεταγωγής που είναι χαρακτηριστικές των IGBT κατά την εκκίνηση. Τα IGBT τρανζίστορ είναι γνωστά για τις αυξημένες απώλειες κατά τη διάρκεια της εκκίνησης καθώς η εσωτερική δίοδος είναι αυτή που πρέπει να διαχειριστεί το ρεύμα εκκίνησης, γεγονός που οδηγεί σε γρήγορη συσσώρευση θερμότητας αφού εμφανίζει μεγαλύτερη πτώση τάσης στα άκρα της.

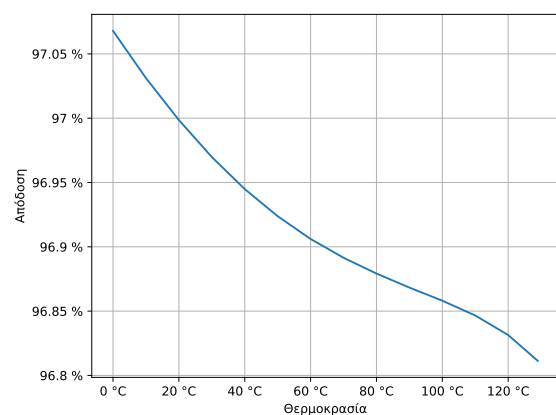
Μετά τα 80 ms , η θερμοκρασία σταθεροποιείται και στη συνέχεια αρχίζει να μειώνεται, επιστρέφοντας σχεδόν στις αρχικές τιμές. Αυτή η συμπεριφορά υποδηλώνει ότι πλέον το

ρεύμα ρέει μέσω του καναλιού του τρανζίστορ και όχι μέσω της διόδου. Έτσι, η θερμοκρασία τους μειώνεται και παρατηρείται μια κατάσταση θερμικής ισορροπίας όπου οι θερμικές απώλειες αντισταθμίζονται από την απαγωγή θερμότητας του κυκλώματος.

Το Σχήμα 3.28 απεικονίζει την αποδοτικότητα του ανορθωτή με IGBT σε σχέση με τη θερμοκρασία. Ενώ η καμπύλη δείχνει μια φθίνουσα τάση στην αποδοτικότητα με την αύξηση της θερμοκρασίας, η συνολική μεταβολή της αποδοτικότητας $\Delta\alpha$ είναι μόλις 0.256 %. Αυτό υποδηλώνει ότι η επίδραση της θερμοκρασίας στην αποδοτικότητα του κυκλώματος είναι σχεδόν αμελητέα. Συνεπώς, ο ανορθωτής με IGBT μπορεί να διατηρήσει υψηλή αποδοτικότητα ακόμη και υπό μεταβαλλόμενες θερμοκρασίες, διασφαλίζοντας την αξιόπιστη λειτουργία του σε ένα ευρύ φάσμα συνθηκών.



Σχήμα 3.27: Η θερμοκρασία των IGBT κατά την εκκίνηση του κυκλώματος



Σχήμα 3.28: Η απόδοση του ανορθωτή με χρήση IGBT σε σύγκριση με την θερμοκρασία λειτουργίας

Κεφάλαιο 4

Συμπεράσματα

Η παρούσα διπλωματική εργασία εστίασε στη συγκριτική ανάλυση ανορθωτών τάσης με χρήση διόδων, MOSFET και IGBT για εφαρμογές χαμηλής και υψηλής τάσης. Η ανάλυση περιέλαβε την αξιολόγηση των χαρακτηριστικών κάθε διάταξης, συμπεριλαμβανομένων της αποδοτικότητας, των θερμικών επιδόσεων, της σταθερότητας και της αξιοπιστίας.

4.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Η χρήση διόδων, παρόλο που είναι η απλούστερη μέθοδος ανόρθωσης, παρουσιάζει σημαντικές απώλειες ενέργειας λόγω της πτώσης τάσης στα άκρα της διόδου. Οι προσομοιώσεις έδειξαν ότι η αποδοτικότητα των διατάξεων με διόδους είναι χαμηλότερη σε σύγκριση με εκείνη από του ανορθωτή με MOSFET και IGBT, ιδιαίτερα σε εφαρμογές υψηλής ισχύος όπου οι απώλειες λόγω αγωγιμότητας είναι σημαντικές.

Οι ανορθωτές με MOSFET έδειξαν εξαιρετική απόδοση σε εφαρμογές χαμηλής τάσης, με τις χαμηλότερες απώλειες αγωγιμότητας και υψηλότερη ταχύτητα εναλλαγής σε σχέση με τις διόδους. Ωστόσο, η χρήση τους περιορίζεται από την ανάγκη για πολύπλοκα κυκλώματα ελέγχου και από την υψηλή ευαισθησία στη θερμοκρασία, γεγονός που μπορεί να οδηγήσει σε αυξημένες θερμοκρασιακές απώλειες ή ακόμη και καταστροφή.

Οι ανορθωτές με IGBT, από την άλλη πλευρά, απέδειξαν την καταλληλότητά τους για εφαρμογές υψηλής ισχύος, συνδυάζοντας την υψηλή αποδοτικότητα των MOSFET με την ικανότητα να διαχειρίζονται αρκετά υψηλές τάσεις αλλά και ρεύματα. Ωστόσο, η απόδοσή τους σε υψηλές συχνότητες λειτουργίας ήταν ελαφρώς χαμηλότερη, κάτι που επισημάνθηκε και στις προσομοιώσεις. Ειδικότερα, με την χρήση των προσομοιώσεων υποστηρίζεται ότι,

καθώς η συχνότητα αυξάνεται, η αποδοτικότητα των IGBT μειώνεται ελαφρώς λόγω των αυξημένων απωλειών μεταγωγής και της ιδιαίτερης δομής τους. Αυτό κατατάσσει την συγκεκριμένη κατηγορία χαμηλότερα από τους ανορθωτές με MOSFET αλλά υψηλότερα από εκείνους με διόδους.

Συμπερασματικά, η επιλογή της κατάλληλης διάταξης ανόρθωσης εξαρτάται από τις ειδικές απαιτήσεις της κάθε εφαρμογής. Για εφαρμογές χαμηλής ισχύος και τάσης, τα MOSFET είναι προτιμητέα λόγω της κορυφαίας αποδοτικότητάς τους και της ταχύτητας εναλλαγής. Για εφαρμογές υψηλής ισχύος και τάσης, τα IGBT προσφέρουν τη βέλτιστη λύση λόγω της ανθεκτικότητάς τους σε υψηλές τάσεις και ρεύματα, παρά τις ελαφρώς υψηλότερες θερμοκρασιακές απώλειες. Οι διόδοι παραμένουν μια οικονομικά αποδοτική λύση για εφαρμογές όπου οι απαιτήσεις απόδοσης δεν είναι τόσο αυστηρές.

4.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Για την περαιτέρω βελτίωση των διατάξεων ανόρθωσης και την επίλυση των υφιστάμενων προκλήσεων, προτείνονται οι ακόλουθες μελλοντικές επεκτάσεις:

1. Ανάπτυξη Κυκλώματος Ενεργής Διόρθωσης Συντελεστή Ισχύος: Οι ριπές ρεύματος εισόδου που προκαλούνται από τον πυκνωτή εξόδου δημιουργούν αρμονικές παραμορφώσεις. Επιπλέον, εάν συνδεθεί στην έξοδο του ανορθωτή ένα κύκλωμα με επαγωγικό συντελεστή ισχύος, η αποδοτικότητα του ανορθωτή ενδέχεται να μειωθεί. Εφόσον πλέον τα στοιχεία της γέφυρας είναι ελεγχόμενα, η δημιουργία ενός κυκλώματος που θα εκτελεί την ενεργή διόρθωση του συντελεστή ισχύος με τα υπάρχον ενεργά στοιχεία θα εξασφαλίσει ότι η ισχύς που καταναλώνεται είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στην ενεργό ισχύ, αυξάνοντας έτσι τη συνολική απόδοση του συστήματος.
2. Ανάπτυξη Ευφών Κυκλωμάτων Ελέγχου: Η έρευνα σε κυκλώματα ελέγχου με προηγμένους αλγορίθμους που μπορούν να προσαρμόζουν δυναμικά τις παραμέτρους λειτουργίας ανάλογα με τις συνθήκες του φορτίου και της τάσης εισόδου θα μπορούσε να βελτιώσει περαιτέρω την απόδοση και την αξιοπιστία των ανορθωτών.
3. Βελτίωση Θερμικής Διαχείρισης: Η μελέτη και η ανάπτυξη νέων υλικών με καλύτερη θερμική αγωγιμότητα και αντοχή σε υψηλές θερμοκρασίες θα μπορούσε να μειώσει

τις απώλειες ισχύος σε ανορθωτές με IGBT και MOSFET, βελτιώνοντας έτσι την αποδοτικότητά τους.

4. Ανάλυση Συστημάτων Πολυφασικών Διατάξεων: Η έρευνα σε πολυφασικές διατάξεις ανόρθωσης μπορεί να προσφέρει μεγαλύτερη αποδοτικότητα και μείωση των ρευμάτων κυματισμού, ιδιαίτερα σε βιομηχανικές εφαρμογές, όπως η ανόρθωση τάσης για σιδηροδρομική χρήση.

Με αυτές τις προτάσεις, οι διατάξεις ανόρθωσης μπορούν να βελτιωθούν σημαντικά, προσφέροντας μεγαλύτερη αποδοτικότητα, βελτιωμένη θερμική διαχείριση και αυξημένη αξιοπιστία, συμβάλλοντας στη βελτίωση των σύγχρονων ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών συστημάτων.

Βιβλιογραφία

- [1] Yim-Shu Lee and Martin H.L. Chow. *Power Electronics Handbook (3rd Edition)*. Butterworth-Heinemann, 3 edition, 2011.
- [2] M. Yilmaz. Passive Full-Wave MOSFET Rectifiers for Electromagnetic Harvesting.
- [3] Infineon Technologies. Design of active bridge line rectification for SMPS.
- [4] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2ed edition, 2001.
- [5] B. R. Gossick. On the Transient Behavior of Semiconductor Rectifiers. *Journal of Applied Physics*, 26(11):1356–1365, 11 1955.
- [6] J. Conradi. Temperature effects in silicon avalanche diodes. *Solid-State Electronics*, 17(1):99–106, 1974.
- [7] Jorge Garcia. Losses in Power Diodes.
- [8] Shamibrota Kishore Roy and Kaushik Basu. Turn on Switching Transient Analysis of SiC MOSFET and Schottky Diode Pair. pages 698–704, 2020.
- [9] Jitty Jose, Ajith Ravindran, and Keerthi K Nair. Study of temperature dependency on mosfet parameter using matlab. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, 3(7):1530–1535, 2016.
- [10] F.-C. Hsu and K.-Y. Chiu. Temperature dependence of hot-electron-induced degradation in mosfet's. *IEEE Electron Device Letters*, 5(5):148–150, 1984.
- [11] Infineon Technologies. Why reverse-conducting igbts can be useful for high-power pfc applications.

-
- [12] Abdelhamid Hallouche and Amar Tilmatine. Thermal impact on the power device behaviour: Application on the igbt. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 7, 04 2007.
- [13] Kaixin Wei, Cheng Zhang, Xi Gong, and Tai Kang. The igbt losses analysis and calculation of inverter for two-seat electric aircraft application. *Energy Procedia*, 105:2623–2628, 2017.