



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΔΥΤΙΚΗΣ ΕΛΛΑΔΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Τ.Ε.

**“ΜΕΛΕΤΗ, ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΓΙΑ ΤΗ ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΟΥ
ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ
ΜΗΧΑΝΗΣ.”**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αριθμός 1445

του

ΛΕΩΝΙΔΑ - ΔΗΜΗΤΡΙΟΥ ΜΟΣΧΟΠΟΥΛΟΥ

**Επιβλέποντες καθηγητές: Κωνσταντίνος Γ. Γεωργάκας
Βασίλειος Π. Χαραλαμπίκος**

ΠΑΤΡΑ, ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2014

© 2014 - All rights reserved

Αφιερώνεται στη μητέρα μου, Αθανασία..

Χωρίς αυτήν, ποτέ δεν θα είχα φτάσει έως εδώ...

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα πτυχιακή εργασία εκπονήθηκε κατά τη διάρκεια του εαρινού εξαμήνου του ακαδημαϊκού έτους 2013-2014 και του χειμερινού εξαμήνου του ακαδημαϊκού έτους 2014-2015. Ένα κομμάτι της πραγματοποιήθηκε στο Εργαστήριο Παραγωγής, Μεταφοράς, Διανομής & Χρησιμοποίησης Ηλεκτρικής Ενέργειας του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών του Πανεπιστημίου Πατρών, ενώ το υπόλοιπο κομμάτι της πραγματοποιήθηκε στα Εργαστήρια Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών Τ.Ε. του ΤΕΙ Δυτικής Ελλάδας.

Αντικείμενο της εργασίας είναι η μελέτη, η σχεδίαση και η κατασκευή μετατροπέα συνεχούς ρεύματος υποβιβασμού (buck converter) με σκοπό την τροφοδοσία του τυλίγματος διέγερσης μίας σύγχρονης μηχανής και τη ρύθμιση του ρεύματος διέγερσης αυτού. Η μηχανή ανάλογα σε ποια κατάσταση διέγερσης θα βρίσκεται, θα επηρεάζει ανάλογα τον συντελεστή ισχύος του δικτύου τροφοδοσίας της.

Στο σημείο αυτό, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα της πτυχιακής μου εργασίας, κύριο Κωνσταντίνο Γεωργάκα, για την ανάθεση αυτού του ενδιαφέροντος θέματος και που μου έδωσε την ευκαιρία να επεκτείνω τις γνώσεις μου και να ασχοληθώ με κάτι πρωτόγνωρο για εμένα. Τον ευχαριστώ για την καθοδήγησή του, τη στήριξή του, τη μεταλαμπάδευση θεωρητικών και τεχνικών γνώσεων και τον χρόνο τον οποίο διέθεσε στο να ξεπεράσουμε τις όποιες προκλήσεις παρουσιάστηκαν κατά την εκπόνηση της εργασίας.

Επίσης, ευχαριστώ τον κύριο Πέτρου Κωνσταντίνο για την εκτύπωση της πλακέτας και τη βοήθεια του σε θέματα κατασκευαστικής φύσεως όπως και τον κύριο Καλαντζόπουλο Αθανάσιο για την κατασκευή του πηνίου και τον κύριο Χαραλαμπάκο Βασίλειο-Νεκτάριο για τις πολύτιμες γνώσεις που μου παρείχε μέσω των μαθημάτων του στο τμήμα αλλά και για την παραχώρηση του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών ώστε να γίνουν οι δοκιμές του μετατροπέα.

Ακόμη, ευχαριστώ την Ειρήνη που με ανέχτηκε κατά τη διάρκεια συγγραφής της πτυχιακής και χάρις σε αυτήν έμαθα, επιτέλους, τον κανόνα του τελικού -ν ώστε η παρούσα πτυχιακή να είναι από γραμματικής άποψης σωστή.

Τέλος, δεν θα μπορούσα να μην ευχαριστήσω άτομα της οικογένειάς μου για την ηθική και οικονομική στήριξη που μου πρόσφεραν όλα αυτά τα χρόνια και που ήταν πάντα εκεί όταν τους χρειάστηκα. Παππού Σπύρο, γιαγιά Άννα, μαμά, Ερατώ, σας ευχαριστώ.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι η μελέτη, η σχεδίαση και η κατασκευή ενός μετατροπέα συνεχούς ρεύματος υποβιβασμού (DC/DC buck converter). Ο μετατροπέας αυτός είναι κατάλληλος για την τροφοδοσία του κυκλώματος διέγερσης μίας σύγχρονης μηχανής. Μεταβάλλοντας την τάση εξόδου του μετατροπέα μεταβάλλεται με τη σειρά του και το ρεύμα του φορτίου, δηλαδή το ρεύμα διέγερσης της σύγχρονης μηχανής. Με αυτόν τον τρόπο επιτρέπεται ο έλεγχος της αέργου ισχύος ενός ισχυρού δικτύου (π.χ. μίας βιομηχανικής εγκατάστασης). Έτσι, η σύγχρονη μηχανή θα λειτουργεί είτε σε κατάσταση υπερδιέγερσης και θα προσφέρει άεργο ισχύ στο δίκτυο, είτε σε κατάσταση υποδιέγερσης και θα απορροφά άεργο ισχύ από αυτό. Ο μετατροπέας περιέχει ως βασικό στοιχείο του ένα transistor ισχύος IGBT το οποίο παλμοδοτείται μέσω μίας απλής PWM τεχνικής παλμοδότησης. Η μεταβολή της τάσης εξόδου του μετατροπέα επιτυγχάνεται μέσω του λόγου κατάτμησης (Duty Cycle) της PWM.

Η εργασία έχει την ακόλουθη δομή:

Στο πρώτο κεφάλαιο της πτυχιακής εργασίας γίνεται μία γενική αναφορά στους DC/DC converters και ειδικά στον DC/DC buck converter ο οποίος είναι και αυτός που κατασκευάστηκε.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται αναφορά στη σύγχρονη μηχανή και στο πως αυτή μπορεί να συμβάλλει στη βελτίωση του συντελεστή ισχύος μίας εγκατάστασης. Επίσης, γίνεται σχολιασμός της τεχνικής zero-crossing μέσω της οποίας μπορεί κάθε στιγμή, να υπολογίζεται η διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης και της έντασης του ηλεκτρικού ρεύματος.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα στάδια από τη διαδικασία επιλογής των υλικών έως την τελική μορφή του μετατροπέα.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρατίθενται οι πειραματικές μετρήσεις, τα παλμογραφήματα και οι χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας του μετατροπέα όπως αυτά προέκυψαν από τις εργαστηριακές δοκιμές.

Στο πέμπτο κεφάλαιο αναφέρονται χαρακτηριστικές περιπτώσεις από τα προβλήματα που παρουσιάστηκαν κατά τα στάδια εκπόνησης της πτυχιακής εργασίας.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Εισαγωγή.....	1
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο	
ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....	3
1.1 Μετατροπέας συνεχούς ρεύματος (DC/DC Converter).....	3
1.1.1 Γραμμικό τροδοδοτικό (Linear Regulator).....	3
1.1.2 Διακοπτικός ρυθμιστής τάσης (Switching regulator).....	3
1.1.3 Μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης (Buck Converter).....	6
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο	
ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗ ΣΥΓΧΡΟΝΗ ΜΗΧΑΝΗ.....	9
2.1 Σύγχρονη μηχανή.....	9
2.1.1 Σύγχρονη γεννήτρια.....	9
2.1.2 Σύγχρονος κινητήρας.....	10
2.1.3 Σύγχρονη μηχανή και ρύθμιση συντελεστή ισχύος.....	12
2.2 Τεχνική zero-crossing.....	13
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο	
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ-ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΥΛΙΚΩΝ	
ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ.....	15
3.1 Κύκλωμα παλμοδότησης.....	15
3.1.1 Μετασχηματιστής 230 V/18 V.....	15
3.1.2 Ανορθωτική γέφυρα.....	16
3.1.3 Σταθεροποιητικά τάσης +15 V, +5 V.....	16
3.1.4 Γεννήτρια παλμών PWM.....	17
3.1.5 Ολοκληρωμένο κύκλωμα οπτοζεύκτη.....	18
3.1.6 Ολοκληρωμένο κύκλωμα οδήγησης του IGBT.....	19
3.2 Κύκλωμα ισχύος.....	20
3.2.1 Ανορθωτική γέφυρα.....	20
3.2.2 Διακοπτικό στοιχείο IGBT.....	21
3.2.3 Δίοδος ελεύθερης διέλευσης.....	23
3.2.4 Πηγίο εξόδου του μετατροπέα.....	24
3.2.5 Πυκνωτής εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας και πυκνωτές εξόδου του μετατροπέα.....	28
3.3 Σχεδιαστικό πρόγραμμα PCB.....	29
3.4 Διάφορα υλικά.....	30
3.5 Τελική μορφή μετατροπέα.....	31

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ^ο	
ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ.....	33
4.1 Λειτουργία του μετατροπέα και μετρήσεις.....	33
4.1.1 Στάδια πειραματικών δοκιμών.....	33
4.1.1.1 Τροφοδότηση του μετατροπέα μέσω του τροφοδοτικού Agilent U8002A και ωμικό φορτίο στην έξοδό του.....	33
4.1.1.2 Τροφοδότηση του μετατροπέα μέσω Variac 0-220 Vac και ωμικό φορτίο $R=45.6 \Omega$ στην έξοδό του.....	34
4.1.1.3 Τροφοδότηση μέσω Variac 0-220 Vac και φορτίο το τύλιγμα διέγερσης σύγχρονης μηχανής.....	48
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ^ο	
ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΠΟΥ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΤΗΚΑΝ.....	55
5.1 Προβλήματα κατά τη σχεδίαση του μετατροπέα.....	55
5.2 Πρόβλημα κατά την κατασκευή του μετατροπέα.....	55
5.3 Προβλήματα κατά τη λειτουργία του μετατροπέα.....	56
5.3.1 Καταστροφή της διόδου ελεύθερης διέλευσης.....	56
5.3.2 Υπερτάσεις στο IGBT μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού και στα άκρα της διόδου ελεύθερης διέλευσης.....	56
ΕΠΙΛΟΓΟΣ.....	59
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	61
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α	
ΠΑΛΜΟΓΡΑΦΗΜΑΤΑ 4 ^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ.....	63
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β	
DATASHEETS ΤΩΝ ΥΛΙΚΩΝ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ.....	65

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Από το 1958 που δημιουργήθηκε το πρώτο thyristor μέχρι σήμερα, ο τομέας των ηλεκτρονικών ισχύος έχει σημειώσει αλματώδη πρόοδο. Ηλεκτρονικοί μετατροπείς υπάρχουν γύρω μας σε οποιαδήποτε ηλεκτρική συσκευή και αν κοιτάξουμε.

Η τόσο διαδεδομένη χρήση τους έγκειται στο γεγονός του μικρού μεγέθους τους, της απουσίας στροφόμενων μερών (κάτι που συνεπάγεται μηδενικό κόστος συντήρησης και απώλεια τριβών) και των υψηλών βαθμών απόδοσης που τους χαρακτηρίζουν.

Πιο συγκεκριμένα, οι ανορθωτές είναι ίσως το πιο οικείο παράδειγμα μετατροπέων ισχύος. Ακολουθούν οι dc/ac converters (inverters) οι οποίοι βρίσκονται σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης στην ηλεκτρική έλξη, κλιματιστικά, ηλεκτρικά αυτοκίνητα, τροφοδοτικά αδιάκοπης παροχής (UPS), ηλεκτρικά εργαλεία, ταινίες παραγωγής, εγκαταστάσεις ανανεώσιμων πηγών ενέργειας κ.ά. Επίσης, ευρέως γνωστοί είναι και οι dc/dc converters οι οποίοι συναντώνται στην οδήγηση κινητήρων συνεχούς ρεύματος, στην φόρτιση μπαταριών και γενικά μπορούν να βρεθούν σε όποια εφαρμογή βρίσκονται και οι dc/ac converters. Μάλιστα, υπάρχουν περιπτώσεις κατά τις οποίες οι δύο μετατροπείς λειτουργούν ως ένα σύστημα. Ο dc/ac converter δηλαδή έχει ως είσοδό του τον dc/dc converter. Οι dc/dc converters χωρίζονται σε πολλές κατηγορίες. Στη συνέχεια, ασχολούμαστε με τη μελέτη, τη σχεδίαση και την κατασκευή ενός dc/dc buck converter.

Συγκεκριμένα, ο μετατροπέας που κατασκευάστηκε λαμβάνει στην είσοδό του εναλλασσόμενη τάση, την ανορθώνει και στην έξοδό του παρέχει συνεχή τάση ρυθμιζόμενη τιμής, μικρότερης όμως από αυτή της εισόδου του. Ο μετατροπέας αυτός είναι κατάλληλος για την τροφοδοσία του τυλίγματος διέγερσης σύγχρονης μηχανής. Έτσι, ελέγχοντας το ρεύμα διέγερσης της σύγχρονης μηχανής, είμαστε σε θέση να ελέγξουμε και την κατάσταση διέγερσης της μηχανής. Αν αυτή βρίσκεται σε κατάσταση υποδιέγερσης θα απορροφά άεργο ισχύ από το δίκτυο τροφοδοσίας της, ενώ αν βρίσκεται σε κατάσταση υπερδιέγερσης θα προσφέρει άεργο ισχύ σε αυτό. Με αυτόν τον τρόπο, μπορεί να υπάρχει έλεγχος της αέργου ισχύος σε ένα ισχυρό δίκτυο (π.χ. μίας βιομηχανική εγκατάστασης) και κατά συνέπεια έλεγχος του συντελεστή ισχύος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

1.1 Μετατροπέας συνεχούς ρεύματος (DC/DC Converter)

Ο σκοπός ενός μετατροπέα συνεχούς ρεύματος είναι να παρέχει μία συνεχή τάση σταθερής ή ρυθμιζόμενης τιμής σε ένα σταθερό φορτίο ή μεταβαλλόμενο, έχοντας ως είσοδό του μία συνεχή τάση σταθερού ή μεταβλητού μέτρου [1].

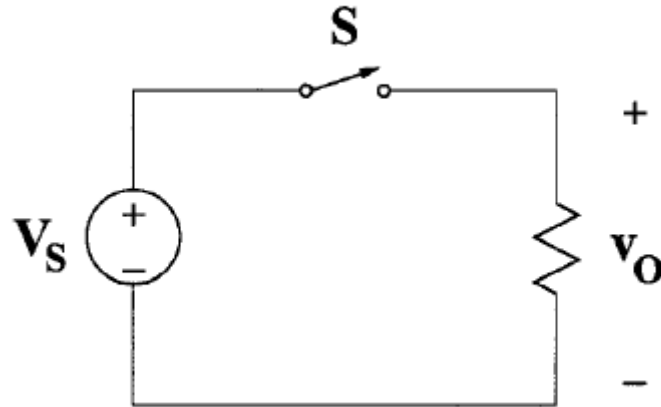
1.1.1 Γραμμικό τροφοδοτικό (Linear Regulator)

Τα σύγχρονα ηλεκτρονικά συστήματα απαιτούν υψηλής ποιότητας, μικρά, ελαφριά, αξιόπιστα και αποδοτικά τροφοδοτικά ισχύος [2]. Τα γραμμικά τροφοδοτικά αποδίδουν στην έξοδό τους τάσεις μόνο χαμηλότερων τιμών από αυτή της εισόδου τους. Σε περιπτώσεις όπου ζητείται μία τάση εξόδου κατά πολύ μικρότερη από αυτή της εισόδου, η ένταση του ρεύματος που διαρρέει τους μετατροπείς αυξάνεται κατακόρυφα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση απωλειών με τη μορφή θερμότητας, κάτι το οποίο δεν είναι αποδοτικό και μπορεί να αποβεί καταστροφικό για ένα τροφοδοτικό [3]. Εν τούτοις, τα γραμμικά τροφοδοτικά αποτελούν μία οικονομική, πρακτική, ακόμη και αξιόπιστη λύση όταν υπάρχουν καλοί απαγωγοί θερμότητας και οι εντάσεις των ρευμάτων που διαρρέουν τους μετατροπείς είναι μικρές. Σε περιπτώσεις όπου χρειάζεται να διαχειριστούμε μεγάλη ισχύ, χρησιμοποιούμε διακοπτικούς ρυθμιστές τάσης (Switching Regulators) και όχι γραμμικά τροφοδοτικά.

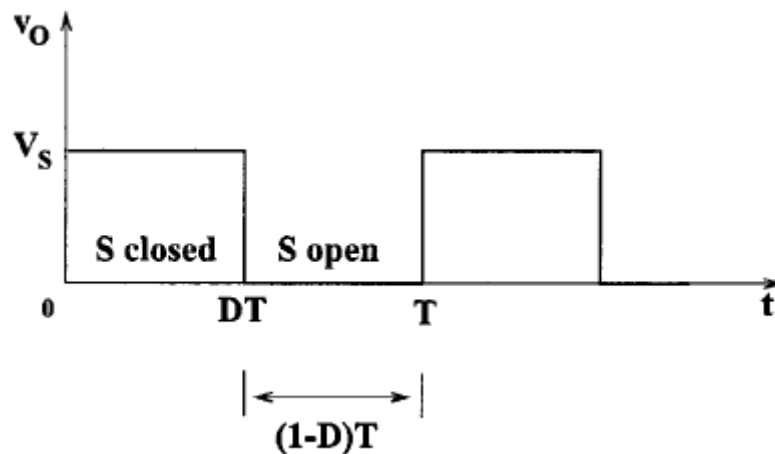
1.1.2 Διακοπτικός ρυθμιστής τάσης (Switching Regulator)

Η τάση εξόδου στους εν λόγω ρυθμιστές τάσης ελέγχεται μέσω μίας μεταγωγικής διαδικασίας. Τον ρόλο του διακόπτη διαδραματίζουν ημιαγωγικές διατάξεις στις οποίες ελέγχονται επακριβώς τα διαστήματα κατά τα οποία άγουν (κατάσταση ON) ή όχι (κατάσταση OFF). Κανείς, λοιπόν, καταλαβαίνει ότι οι απώλειες ενέργειας είναι ελάχιστες σε σύγκριση με τα γραμμικά τροφοδοτικά λόγω του ότι η πτώση τάσης στον διακόπτη είναι πολύ μικρή όταν βρίσκεται στην κατάσταση ON και η ένταση του ρεύματος είναι μηδενική όταν βρίσκεται στην κατάσταση OFF. Για τον λόγο αυτό, οι διακοπτικοί μετατροπείς τάσης χαρακτηρίζονται από βαθμούς απόδοσης άνω του 75% [2].

Στο Σχήμα 1.1 και 1.2 φαίνεται η βασική κυκλωματική διάταξη ενός διακοπτικού μετατροπέα τάσης καθώς και η κυματομορφή της τάσης στην έξοδο του συναρτήσει του χρόνου.



Σχήμα 1.1 Βασική κυκλωματική διάταξη ενός DC/DC converter [2].



Σχήμα 1.2 Κυματομορφή της τάσης εξόδου ενός DC/DC converter [2].

Κατά το χρονικό διάστημα από 0 έως DT (t_{on}), ο διακόπτης S βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής, είναι κλειστός και η τάση της πηγής V_S εφαρμόζεται πάνω στο ωμικό φορτίο. Ενώ κατά το χρονικό διάστημα από DT έως T (t_{off}), ο διακόπτης S βρίσκεται σε κατάσταση σβέσης και είναι ανοιχτός, επομένως στο φορτίο δεν εφαρμόζεται καμία τάση. Το χρονικό διάστημα από 0 έως T ονομάζεται διακοπτική περίοδος ή περίοδος της τάσης και η σχέση που την διέπει είναι η

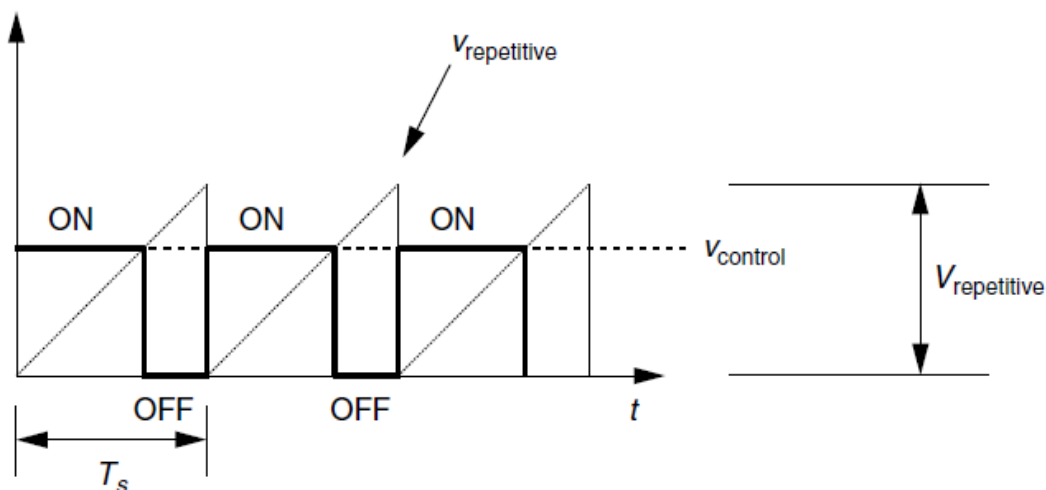
$$T_s \text{ (ή } T) = t_{on} + t_{off} \quad (1.1)$$

Επομένως, καταλαβαίνει κανείς ότι η μεταβολή της τάσης εξόδου στον μετατροπέα επιτυγχάνεται αλλάζοντας το χρονικό διάστημα που θα παραμένει σε αγωγή το διακοπτικό στοιχείο ως προς την περίοδο T . Αυτό διότι έτσι μεταβάλλουμε τη μέση τιμή της DC τάσης. Στην παρούσα πτυχιακή χρησιμοποιείται αυτή η τεχνική η οποία ονομάζεται διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation).

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.3, η τάση εξόδου του μετατροπέα εξαρτάται από τον λόγο κατάτμησης D ο οποίος ορίζεται ως

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{v_{repetitive}} \quad (1.2)$$

αποκτά τιμές από 0 έως 1 και εξαρτάται από την χρονική διάρκεια κατά την οποία ο διακόπτης βρίσκεται σε αγωγή t_{on} καθώς και από την διακοπτική περίοδο T_s [4].



Σχήμα 1.3 Βασική ιδέα της διαμόρφωσης εύρους παλμών [4].

Όπως βλέπουμε παραπάνω, η διαμόρφωση εύρους παλμών αφορά τη σύγκριση των τιμών μίας πριονωτής κυματομορφής $v_{repetitive}$ ως προς μία ρυθμιζόμενη τάση $v_{control}$. Η χρονική διάρκεια στην οποία ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής καθορίζεται από το τμήμα της διακοπτικής περιόδου κατά το οποίο η ρυθμιζόμενη τάση είναι μεγαλύτερη από την κυματομορφή της επαναλαμβανόμενης τάσης [4].

Όσο η διακοπτική συχνότητα του διακόπτη S αυξάνεται, τόσο μειώνεται το μέγεθος των παθητικών στοιχείων που είναι απαραίτητα για τη λειτουργία του μετατροπέα (π.χ. φίλτρο εξομάλυνσης) και τόσο μειώνεται το κόστος του μετατροπέα [2]. Παράλληλα, όμως, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας επιφέρει και αύξηση στις απώλειες των διακοπτικών στοιχείων.

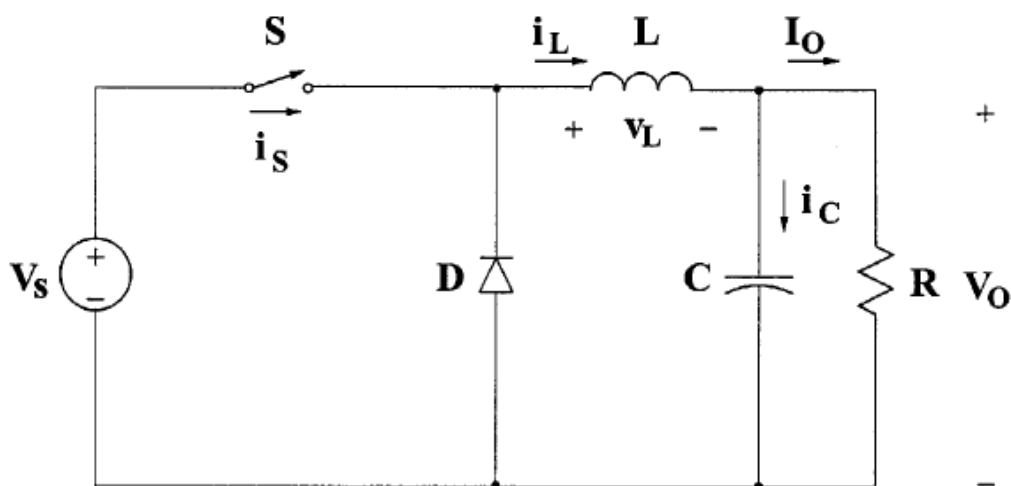
Η φύση του διακόπτη S πρέπει να είναι τέτοια ώστε να μπορεί να ανταπεξέλθει σε ηλεκτρικές και θερμικές καταπονήσεις οι οποίες παρατηρούνται κατά την περίοδο

λειτουργίας του καθώς και να έχει μικρούς χρόνους έναυσης και σβέσης. Για τον λόγο αυτό, ως κύριοι τύποι διακοπών χρησιμοποιούνται τα Silicon-Controlled Rectifiers (SCRs), Insulated-Gate Bipolar Transistors (IGBTs) και Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors (MOSFETs). Έμφαση δίνεται στα δύο τελευταία λόγω του ότι μπορούν να λειτουργήσουν σε υψηλές συχνότητες και απαιτούν απλούστερα κυκλώματα οδήγησης.

Τα κυριότερα είδη μετατροπέων συνεχούς ρεύματος που βασίζονται στη διακοπτική λειτουργία είναι ο μετατροπέας ανύψωσης της τάσης (Boost Converter), ο μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης (Buck Converter) και ο μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης της τάσης (Buck-Boost Converter). Ένας μετατροπέας συνεχούς ρεύματος μπορεί να λειτουργήσει είτε σε κατάσταση συνεχούς αγωγής (Continuous Conduction Mode-CCM) είτε σε κατάσταση ασυνεχούς αγωγής (Discontinuous Conduction Mode-DCM) [1]. Στην παρούσα πτυχιακή κατασκευάστηκε ο μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης και αυτού η λειτουργία θα αναλυθεί παρακάτω.

1.1.3 Μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης (Buck Converter)

Ο μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης, ευρέως γνωστός ως Buck Converter, αποδίδει στην έξοδό του τάση μικρότερης τιμής από αυτή της εισόδου του. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.4, αποτελείται από μία πηγή συνεχούς τάσης V_S , έναν ελεγχόμενο διακόπτη S , μία δίοδο ελεύθερης διέλευσης D , ένα πηνίο εξομάλυνσης του ρεύματος L , έναν πυκνωτή εξομάλυνσης της τάσης C και το φορτίο R που στην περίπτωση αυτή είναι ωμικό.

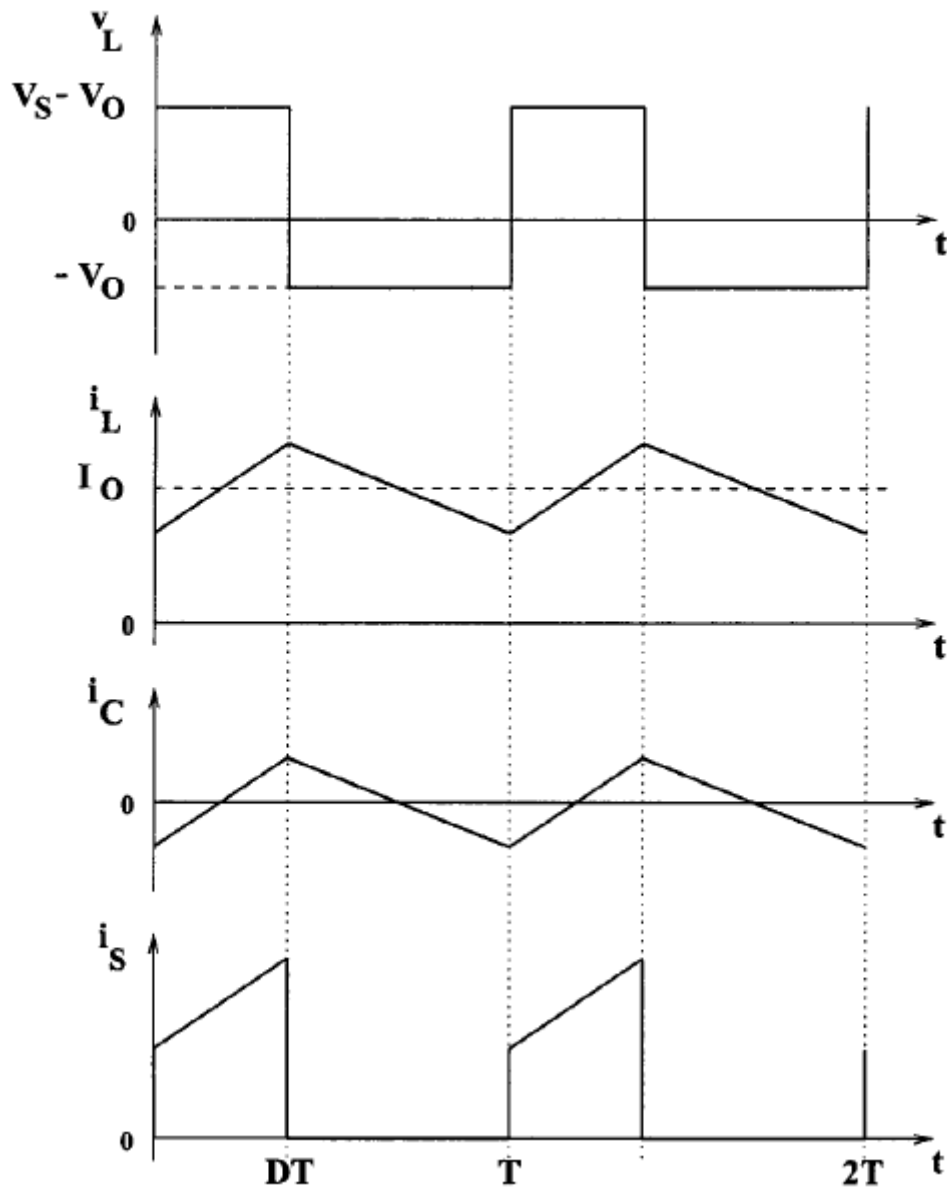


Σχήμα 1.4 Κυκλωματικό διάγραμμα του Buck Converter [2].

Τη χρονική στιγμή την οποία ο διακόπτης S έρχεται σε έναυση και καθόλη τη χρονική διάρκεια t_{on} , το ρεύμα του πηνίου διαρρέει τον διακόπτη και η δίοδος πολώνεται ανάστροφα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να αναπτύσσεται ένα θετικό δυναμικό στα άκρα

του πηνίου ($V_S - V_O$) το οποίο με τη σειρά του προκαλεί μία γραμμική αύξηση του ρεύματος του πηνίου i_L . Τη χρονική στιγμή που ο διακόπτης παύει να άγει και καθόλη τη χρονική διάρκεια t_{off} , λόγω της αποθηκευμένης ενέργειας στα σπειρώματα του πηνίου το ρεύμα i_L συνεχίζει να ρέει μέσω αυτού καθώς μειώνεται γραμμικά η τιμή του και η διόδος πολώνεται ορθά [2].

Οι τυπικές κυματομορφές του μετατροπέα παρουσιάζονται στο Σχήμα 1.5 και αφορούν την κατάσταση συνεχούς αγωγής. Στην κατάσταση αυτή, το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο δεν μηδενίζεται ποτέ κατά τη διάρκεια της διακοπτικής περιόδου.



Σχήμα 1.5 Τυπικές κυματομορφές του Buck Converter κατά την κατάσταση συνεχούς αγωγής [2].

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_O του μετατροπέα κατά την κατάσταση συνεχούς αγωγής υπολογίζεται συναρτήσει του λόγου κατάτμησης D όπως φαίνεται στη σχέση 1.3 [2].

$$V_O = \frac{1}{T} \int_0^T V_O(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} V_S dt + \int_{t_{on}}^T 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T} V_S = DV_S \quad (1.3)$$

Ο μετατροπέας μπορεί να εισέλθει σε κατάσταση ασυνεχούς αγωγής εάν η διακοπτική συχνότητα είναι χαμηλή ή/και η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου είναι χαμηλή λόγω μεγάλου φορτίου. Κατά την κατάσταση αυτή οι τυπικές κυματομορφές του μετατροπέα και οι σχέσεις που προηγουμένως παρουσιάστηκαν διαφοροποιούνται. Στην παρούσα πτυχιακή δεν θα αναλυθεί η λειτουργία του μετατροπέα σε αυτήν την κατάσταση καθώς ο μετατροπέας λειτουργούσε πάντοτε σε κατάσταση συνεχούς αγωγής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗ ΣΥΓΧΡΟΝΗ ΜΗΧΑΝΗ

2.1 Σύγχρονη μηχανή

Οι μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες. Στις σύγχρονες μηχανές και στις επαγωγικές μηχανές. Οι σύγχρονες μηχανές είναι γεννήτριες και κινητήρες των οποίων το μαγνητικό πεδίο του δρομέα δημιουργείται από μία πηγή συνεχούς ρεύματος [5]. Κάθε σύγχρονη μηχανή μπορεί να λειτουργήσει ως κινητήρας αλλά και ως γεννήτρια.

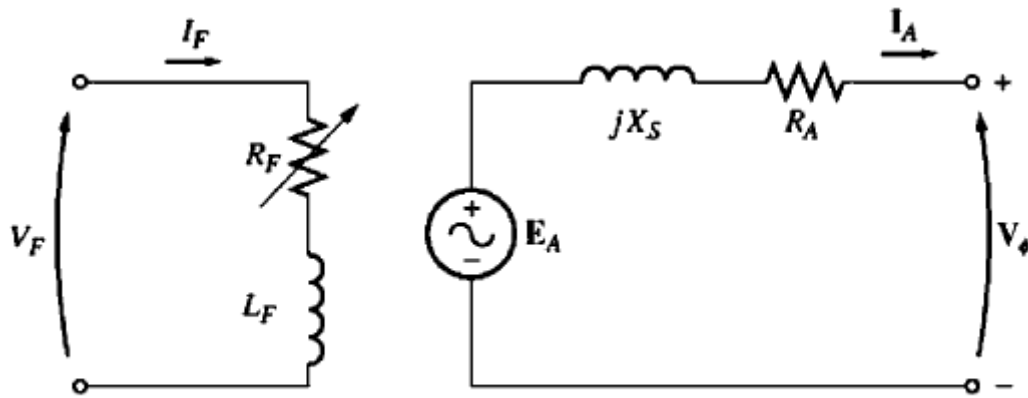
Τα κύρια μέρη από τα οποία είναι κατασκευασμένη μία σύγχρονη μηχανή είναι δύο: α) ο στάτης ο οποίος αποτελείται από ελάσματα με αυλακώσεις μέσα στις οποίες τοποθετούνται με κατάλληλο τρόπο τα τυλίγματα του και β) ο δρομέας ο οποίος περιέχει το τύλιγμα διέγερσης.

Καταλαβαίνει κανείς, λοιπόν, ότι κατασκευαστικά η σύγχρονη γεννήτρια και ο σύγχρονος κινητήρας είναι πανομοιότυπα. Η διαφορά τους έγκειται στη ροή ισχύος στο εσωτερικό τους και αυτό περιγράφεται στη συνέχεια.

2.1.1 Σύγχρονη γεννήτρια

Οι σύγχρονες γεννήτριες ή αλλιώς εναλλακτήρες, μετατρέπουν τη μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρική, αποδίδοντας εναλλασσόμενο ηλεκτρικό ρεύμα. Το τύλιγμα του δρομέα τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα το οποίο δημιουργεί σταθερό μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό της γεννήτριας. Καθώς ο δρομέας περιστρέφεται, προσλαμβάνοντας μηχανική ενέργεια από κάποια εξωτερική κινητήρια μηχανή, το πεδίο περιστρέφεται μαζί του. Τελικά, το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο επάγει τάση στα τυλίγματα του στάτη, η οποία εμφανίζεται στην έξοδο της μηχανής [5].

Στο Σχήμα 2.1 παρουσιάζεται το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα μίας σύγχρονης γεννήτριας. Ως X_S συμβολίζεται η σύγχρονη αντίδραση η οποία αποτελεί το άθροισμα της αντίδρασης οπλισμού και της αντίδρασης αυτεπαγωγής. Η παραγόμενη τάση εξ επαγωγής στο εσωτερικό της σύγχρονης μηχανής συμβολίζεται ως E_A , είναι ανάλογη της μαγνητικής ροής στη μηχανή, της ταχύτητας περιστροφής της (για ακόρεστο πεδίο) και υπολογίζεται από τη σχέση 2.1. Τέλος, ως R_A συμβολίζεται η αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη, ως R_F ο συνδυασμός της εσωτερικής αντίστασης διέγερσης και της εξωτερικής ρυθμιστικής αντίστασης διέγερσης (αν υπάρχει), ως L_F η επαγωγή του τυλίγματος διέγερσης και ως V_ϕ η τάση στα άκρα της κάθε φάσης του στάτη η οποία υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση 2.2 [5].



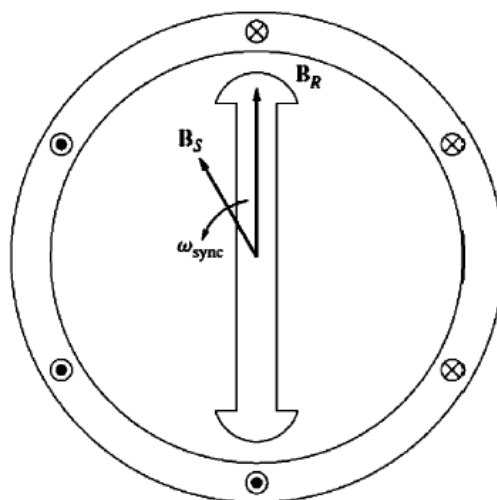
Σχήμα 2.1 Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα μίας σύγχρονης γεννήτριας [5].

$$E_A = K\phi\omega \quad (2.1)$$

$$V_\phi = E_A - jX_S I_A - R_A I_A \quad (2.2)$$

2.1.2 Σύγχρονος κινητήρας

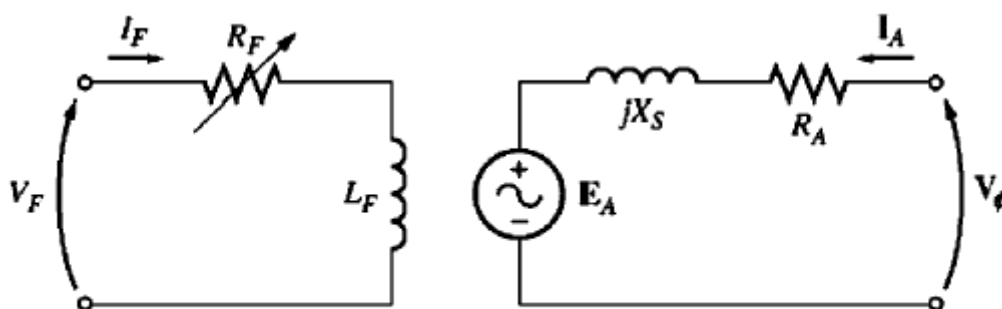
Οι σύγχρονοι κινητήρες μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική. Όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.2, το μαγνητικό πεδίο του δρομέα B_R δημιουργείται από το ρεύμα διέγερσης I_F . Ο στάτης της μηχανής τροφοδοτείται με ένα τριφασικό σύστημα ρευμάτων το οποίο παράγει ένα στρεφόμενο ομογενές μαγνητικό πεδίο B_S . Έτσι, στο εσωτερικό του κινητήρα υφίστανται δύο πεδία που τείνουν να ευθυγραμμιστούν. Επειδή όμως το πεδίο του στάτη περιστρέφεται συνεχώς, το πεδίο του δρομέα και συνεπώς ο ίδιος ο δρομέας το ακολουθεί [5]. Αυτή είναι και η αρχή λειτουργίας της σύγχρονης κινητήριας μηχανής.



Σχήμα 2.2 Σύγχρονος κινητήρας δύο πόλων [5].

Στο Σχήμα 2.3 παρουσιάζεται το ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα του σύγχρονου κινητήρα.

Όπως μπορεί να καταλάβει κανείς, η βασική διαφορά μεταξύ μίας σύγχρονης γεννήτριας και ενός σύγχρονου κινητήρα βρίσκεται στη φορά ροής της ισχύος τους. Έτσι, επειδή η ροή της ισχύος στον σύγχρονο κινητήρα αντιστρέφεται σε σχέση με την αντίστοιχη φορά της σύγχρονης γεννήτριας, το αποτέλεσμα είναι ότι και το ρεύμα στον στάτη του I_A θα είναι ανεστραμμένο [5].



Σχήμα 2.3 Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα ενός σύγχρονου κινητήρα [5].

Η σχέση που προσδιορίζει την τάση στον στάτη του σύγχρονου κινητήρα είναι η εξής

$$V_\varphi = E_A + jX_S I_A + R_A I_A \quad (2.4)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι η ταχύτητα περιστροφής μίας σύγχρονης κινητήριας μηχανής είναι ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής του μαγνητικού πεδίου του στάτη της, όπως φαίνεται και στη σχέση 2.5 και είναι παντελώς ανεξάρτητη του φορτίου που της επιβάλλουμε (πέρα κάποιων ορίων). Αυτό είναι ένα από τα ουσιαστικά χαρακτηριστικά αυτής της μηχανής που την καθιστά κατάλληλη, τόσο για γεννήτρια διασυνδεδεμένη σε δίκτυο, όσο και για κινητήρα που τροφοδοτεί φορτίο σταθερών στροφών.

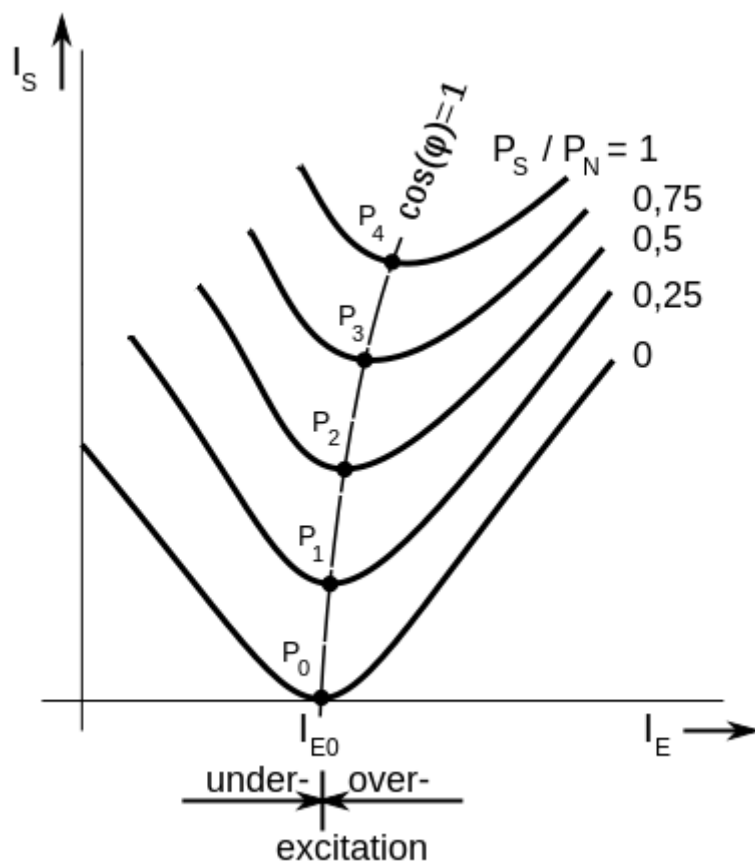
$$n_m = \frac{120f_e}{P} \quad (2.5)$$

Όπου n_m η ταχύτητα περιστροφής του μαγνητικού πεδίου του δρομέα σε r/min, f_e η ηλεκτρική συχνότητα σε Hz και P ο αριθμός των πόλων της μηχανής [5].

2.1.3 Σύγχρονη μηχανή και ρύθμιση συντελεστή ισχύος

Στις προηγούμενες υποενότητες έγινε σαφές ότι κάθε σύγχρονη μηχανή έχει ένα τύλιγμα διέγερσης το οποίο βρίσκεται πάνω στον δρομέα της. Το τύλιγμα αυτό, τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα ούτως ώστε να δημιουργηθεί κατάλληλο μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό της μηχανής.

Στο Σχήμα 2.4 απεικονίζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες “V” της σύγχρονης μηχανής. Κάθε σύγχρονη μηχανή που βρίσκεται σε κατάσταση υποδιέγερσης (under-excitation) απορροφά άεργο ισχύ από το σύστημα τροφοδοσίας της ενώ κάθε σύγχρονη μηχανή που βρίσκεται σε κατάσταση υπερδιέγερσης (over-excitation) προσφέρει άεργο ισχύ στο σύστημα τροφοδοσίας της. Αξίζει να σημειωθεί ότι η αύξηση του ρεύματος διέγερσης προκαλεί αύξηση της τάσης E_A , γεγονός που συνεπάγεται ένα ισχυρότερο μαγνητικό πεδίο στον δρομέα της μηχανής χωρίς αυτό να επηρεάζει την ταχύτητα περιστροφής της σύγχρονης μηχανής.



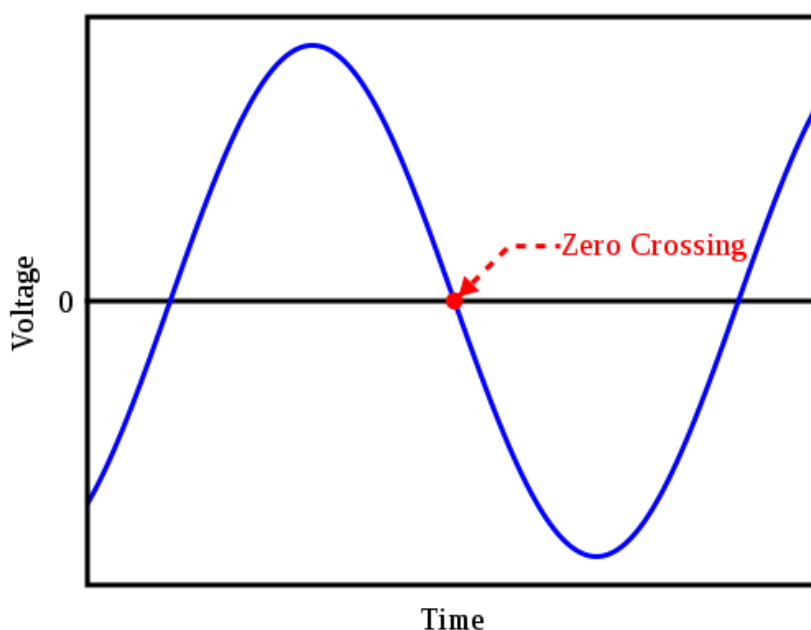
Σχήμα 2.4 Οι χαρακτηριστικές καμπύλες “V” μίας σύγχρονης μηχανής [6].

Επομένως, η άεργος ισχύς που απορροφά ή που προσφέρει στο σύστημα τροφοδοσίας της μία σύγχρονη μηχανή είναι δυνατό να ρυθμιστεί μέσω του ρεύματος διέγερσής της και αυτός ακριβώς ο τρόπος χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα πτυχιακή εργασία. Δηλαδή, στόχος αυτής της εργασίας είναι η κατασκευή ενός τροφοδοτικού συνεχούς ρεύματος,

μέσω του οποίου θα τροφοδοτείται το τύλιγμα διέγερσης σύγχρονης μηχανής κατάλληλο να ελέγχει την άεργο ισχύ της.

2.2 Τεχνική zero-crossing

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.5, το σημείο στο οποίο συμβαίνει ένα zero-crossing είναι το σημείο εκείνο στο οποίο το πρόσημο μίας συνάρτησης αλλάζει και αναπαριστάται από την διασταύρωση της συνάρτησης με τον άξονα x [7].



Σχήμα 2.5 Αναπαράσταση του zero-crossing σε μία κυματομορφή της τάσης [7].

Η χρονική στιγμή κατά την οποία η συνάρτηση τέμνει τον άξονα x γίνεται αντιληπτή μέσω ενός αισθητήρα.

Σε περίπτωση που κάποιος επιθυμεί να ελέγχει τον συντελεστή ισχύος μίας εγκατάστασης, δεν έχει παρά να χρησιμοποιήσει έναν zero-crossing detector ο οποίος θα επιτηρεί την συνάρτηση της τάσης και της έντασης του ρεύματος. Θα καταγράφει, δηλαδή, τα σημεία στα οποία οι συναρτήσεις μηδενίζονται. Η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο, είναι ουσιαστικά η γωνία ισχύος φ από την οποία προκύπτει ο συντελεστής ισχύος της εγκατάστασης $\cos \varphi$.

Η κατασκευή του zero-crossing detector καθώς και του προγραμματισμού του μικροελεγκτή που θα παλμοδοτεί το IGBT, αποτελεί ξεχωριστό θέμα πτυχιακής εργασίας και βρίσκεται υπό υλοποίηση.

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία η παλμοδότηση του IGBT έγινε μέσω μίας παλμογεννήτριας και η αλλαγή του λόγου κατάτμησης της PWM γινόταν χειροκίνητα, σε

αντίθεση με την τελική μορφή του μετατροπέα όπου η αλλαγή του λόγου κατάτμησης της PWM θα γίνεται αυτοματοποιημένα ανάλογα με το εάν θέλουμε η μηχανή να προσφέρει άεργο ισχύ στο σύστημα τροφοδοσίας της ή να απορροφά άεργο ισχύ ή να διατηρεί μηδενική την άεργο ισχύ σε αυτό.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ- ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΥΛΙΚΩΝ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ

3.1 Κύκλωμα παλμοδότησης

Το κύκλωμα παλμοδότησης περιλαμβάνει όλα τα υλικά εκείνα τα οποία είναι υπεύθυνα για την δημιουργία και την οδήγηση των παλμών που εφαρμόζονται μεταξύ πύλης και εκπομπού στο IGBT. Με λίγα λόγια υπεύθυνα για την οδήγηση του IGBT.

3.1.1 Μετασχηματιστής 230 V/18 V

Σκοπός του μετασχηματιστή αυτού είναι να υποβιβάσει την τάση του δικτύου σε κατάλληλη τιμή έτσι ώστε να τροφοδοτηθεί η ανορθωτική γέφυρα η οποία βρίσκεται στην είσοδο του κυκλώματος παλμοδότησης. Στο Σχήμα 3.1 είναι φανερή η έξοδος του δευτερεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή, ενώ η είσοδος του πρωτεύοντος τυλίγμάτός του είναι καλυμμένη για λόγους ασφάλειας. Ο μετασχηματιστής που χρησιμοποιήθηκε είναι ένας μετασχηματιστής 230 V/18 V, 1 A στην έξοδο. Θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί μετασχηματιστής μικρότερης ισχύος αλλά στο εμπόριο ήταν ευκολότερη και γρηγορότερη η παραγγελία του συγκεκριμένου. Επίσης, η λειτουργία του μετατροπέα με τον συγκεκριμένο είναι το ίδιο καλή.

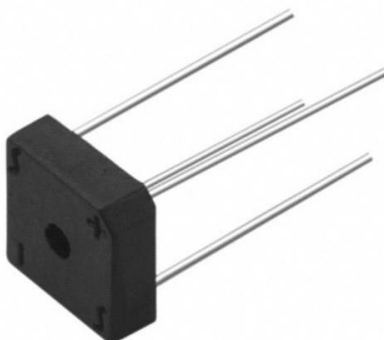


Σχήμα 3.1 Ο μετασχηματιστής που χρησιμοποιήθηκε για την τροφοδοσία του κυκλώματος παλμοδότησης.

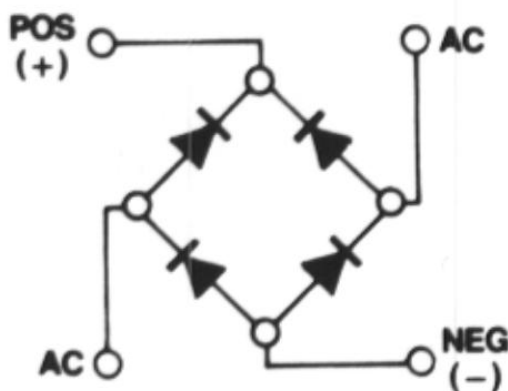
3.1.2 Ανορθωτική γέφυρα

Η συγκεκριμένη γέφυρα που χρησιμοποιήθηκε είναι μία γέφυρα πλήρους ανόρθωσης χαμηλής ισχύος, κατάλληλη για ηλεκτρονικά κυκλώματα. Σκοπός της είναι η ανόρθωση της τάσης που λαμβάνει από το δευτερεύον του μετασχηματιστή έτσι ώστε να τροφοδοτήσει τον σταθεροποιητή τάσης.

Η κατασκευάστρια εταιρεία της γέφυρας είναι η Gulf Semiconductor και το μοντέλο της είναι το KBPC806.



Σχήμα 3.2 Η ανορθωτική γέφυρα KBPC806 της εταιρείας Gulf Semiconductor.



Σχήμα 3.3 Το εσωτερικό κύκλωμα της ανορθωτικής γέφυρας.

3.1.3 Σταθεροποιητικά τάσης +15 V, +5 V

Τα σταθεροποιητικά αυτά, αποτελούν ολοκληρωμένα κυκλώματα. Σκοπός του σταθεροποιητικού +15 V είναι να υποβιβάσει και να σταθεροποιήσει την τάση που προσλαμβάνει από την ανορθωτική γέφυρα στα 15 V. Η τιμή αυτή είναι αναγκαία για την τροφοδοσία του κυκλώματος οδήγησης του IGBT καθώς και για την τροφοδοσία του σταθεροποιητικού των +5 V. Στην είσοδο και την έξοδο του σταθεροποιητικού τοποθετήθηκαν συνολικά τέσσερις πυκνωτές στόχος των οποίων είναι να παρέχουν

επιπρόσθετη σταθεροποίηση της τάσης αλλά και να φιλτράρουν τυχόν παρεμβολές προερχόμενες από το ηλεκτρικό δίκτυο ή από το κύκλωμα ισχύος.

Σκοπός του σταθεροποιητικού +5 V είναι να υποβιβάσει και να σταθεροποιήσει τα +15 V στα +5 V. Η τιμή αυτή είναι αναγκαία για την τροφοδοσία του κυκλώματος του οπτοζεύκτη.

Η κατασκευάστρια εταιρεία και των δύο σταθεροποιητικών είναι η STMicroelectronics και τα μοντέλα τους είναι τα L7815CT και L7805CT.

Στο Σχήμα 3.4 απεικονίζεται το L7805CT. Αντίστοιχα, το L7815CT είναι πανομοιότυπο ως προς τα εξωτερικά του χαρακτηριστικά.



Σχήμα 3.4 Το σταθεροποιητικό τάσης L7805CT της εταιρείας STMicroelectronics.

3.1.4 Γεννήτρια παλμών PWM

Σκοπός της γεννήτριας αυτής είναι η δημιουργία των απαιτούμενων PWM παλμών για την οδήγηση του IGBT. Στην παρούσα πτυχιακή χρησιμοποιήθηκε η γεννήτρια παλμών που φαίνεται στο Σχήμα 3.5. Η συχνότητα εξόδου των παλμών της μπορεί να μεταβληθεί από 20 kHz έως 50 kHz και ο λόγος κατάτμησης της PWM μπορεί να ρυθμιστεί χειροκίνητα.



Σχήμα 3.5 Η γεννήτρια παλμών PWM.

Η γεννήτρια παλμών είναι κατασκευασμένη από τον κύριο Πέτρου Κωνσταντίνο, μέλος του Ειδικού Τεχνικού Εργαστηριακού Προσωπικού του Πανεπιστημίου Πατρών.

Μεταξύ της παλμογεννήτριας και του υπόλοιπου μετατροπέα υπάρχει ηλεκτρική απομόνωση μέσω ενός οπτοζεύκτη.

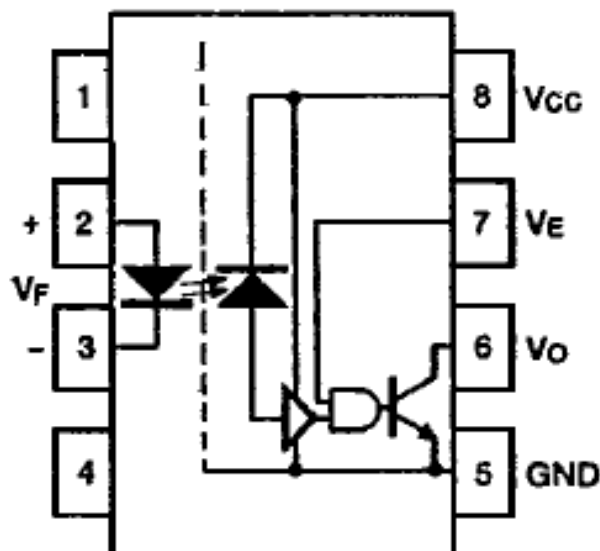
3.1.5 Ολοκληρωμένο κύκλωμα οπτοζεύκτη

Οι οπτοζεύκτες (optocouplers), αποτελούν ολοκληρωμένα κυκλώματα, σκοπός των οποίων είναι να παρέχουν ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου τους. Αυτό το επιτυγχάνουν με το να μεταδίδουν ηλεκτρικά σήματα χρησιμοποιώντας το φως.

Ο οπτοζεύκτης αποτελείται από τρία κύρια μέρη. Από έναν εκπομπό φωτός (π.χ. LED (Light-Emitting Diode)) ο οποίος μετατρέπει το ηλεκτρικό σήμα στην είσοδό του σε φως, από ένα διηλεκτρικό και από έναν φωτοαισθητήρα (π.χ. phototransistor, φωτοδίοδος κ.ά.). Όταν το LED πολωθεί ορθά εκπέμπει φως. Το φως που εκπέμπεται κάνει τον φωτοαισθητήρα να έρχεται σε κατάσταση αγωγής και να μετατρέπει το φως σε ηλεκτρικό σήμα στην έξοδό του.

Ο οπτοζεύκτης είναι απαραίτητος λόγω του ότι απομονώνει γαλβανικά το κύκλωμα παλμοδότησης από το κύκλωμα της δημιουργίας των παλμών του IGBT. Έτσι, σε περίπτωση που ένα από τα δύο κυκλώματα παρουσιάσει κάποια ανεπιθύμητη ανωμαλία, το άλλο κύκλωμα θα είναι ασφαλές. Επίσης, με τον τρόπο αυτό δεν υπάρχει κίνδυνος βαρχυκυκλώματος μέσω της γείωσης του δικτύου.

Η κατασκευάστρια εταιρεία του οπτοζεύκτη είναι η Vishay και ο τύπος του είναι ο 6N137.



Σχήμα 3.6 Το ισοδύναμο κύκλωμα του οπτοζεύκτη 6N137.

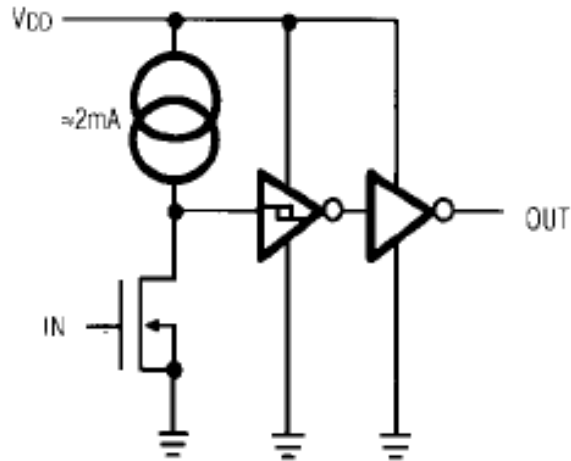
3.1.6 Ολοκληρωμένο κύκλωμα οδήγησης του IGBT

Μεταξύ πύλης και εκπομού στα IGBT παρεμβάλλεται μία χωρητικότητα. Για να έλθει σε έναυση το IGBT πρέπει: α) να είναι ορθά πολωμένο (το δυναμικό του συλλέκτη του να είναι μεγαλύτερο από δυναμικό του εκπομού του) και β) η τιμή της τάσης που εφαρμόζεται μεταξύ πύλης και εκπομού, V_{GE} , να είναι ανώτερη από μία τιμή κατωφλίου $V_{GE(th)}$ καθώς και να φορτιστεί η χωρητικότητα της πύλης. Για να έλθει σε σβέση πρέπει αντίστοιχα η τιμή της V_{GE} να πέσει κάτω από την τιμή $V_{GE(th)}$ και να εκφορτιστεί η χωρητικότητα της πύλης. Οι καταστάσεις έναυσης και σβέσης όμως δεν γίνονται ακαριαία και απαιτούν κάποιο μεταβατικό χρονικό διάστημα για να πραγματοποιηθούν. Κατά το διάστημα αυτό, το IGBT μπορεί να διαρρέεται από ένταση ρεύματος μεγάλης τιμής και να βρίσκεται υπό υψηλή τάση, πράγμα το οποίο μπορεί να αποβεί καταστροφικό για αυτό. Για τον λόγο αυτό, πρέπει το μεταβατικό χρονικό διάστημα να είναι όσο το δυνατόν συντομότερο, κάτι το οποίο αναλαμβάνει να φέρει εις πέρας το κύκλωμα οδήγησης (driver).

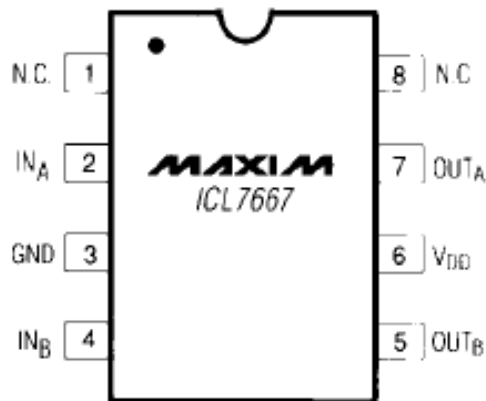
Τα κυκλώματα οδήγησης λαμβάνουν στην είσοδό τους το σήμα από τον μικροελεγκτή (στην περίπτωσή μας από την παλμογεννήτρια) του οποίου όμως το ρεύμα εξόδου κυμαίνεται σε πολύ χαμηλά επίπεδα και η τάση σε πολύ χαμηλές τιμές. Εάν αυτό το σήμα εφαρμοζόταν απευθείας πάνω στην πύλη του IGBT, τότε το IGBT θα λειτουργούσε α) με πολύ μεγάλους χρόνους έναυσης και σβέσης και β) στη γραμμική περιοχή, πράγμα που θα οδηγούσε σε μεγάλες απώλειες του στοιχείου και πιθανή καταστροφή του. Έτσι, το σήμα περνάει πρώτα μέσα από το κύκλωμα οδήγησης, το οποίο στην έξοδο του παρέχει ρεύμα μεγαλύτερης τιμής ικανό να προκαλέσει ταχύτατες φορτίσεις και εκφορτίσεις της χωρητικότητας της πύλης του IGBT, κάτι που ισοδυναμεί με μικρότερους χρόνους έναυσης και σβέσης. Επίσης, λειτουργεί σε τάση 15 V που είναι κατάλληλη για την ορθή λειτουργία του IGBT.

Εν σειρά με την έξοδο του κυκλώματος οδήγησης προστέθηκε μία αντίσταση 5 Ω ώστε να περιοριστεί το ρεύμα φόρτισης της χωρητικότητας.

Η κατασκευάστρια εταιρεία του κυκλώματος οδήγησης που επιλέχθηκε είναι η Maxim Integrated και το μοντέλο του είναι το ICL7667CPA.



Σχήμα 3.7 Το μπλοκ διάγραμμα του ICL7667CPA της Maxim Integrated.



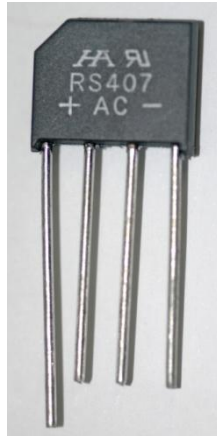
Σχήμα 3.8 Το pinout του ICL7667CPA της Maxim Integrated.

3.2 Κύκλωμα Ισχύος

Εφόσον η παλμοδότηση του IGBT γίνει επιτυχώς, το κύκλωμα ισχύος είναι υπεύθυνο για την τροφοδοσία της εισόδου του μετατροπέα με σταθεροποιημένη συνεχή τάση και την εμφάνιση της κατάλληλης τάσης εξόδου του μετατροπέα αυτού.

3.2.1 Ανορθωτική γέφυρα

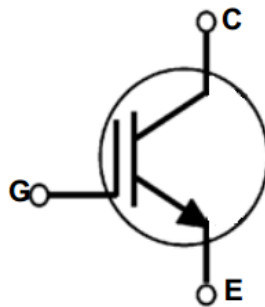
Σκοπός της γέφυρας αυτής είναι να λάβει στην είσοδό της τάση 230 Vac, να την ανορθώσει πλήρως και να τροφοδοτήσει τον συλλέκτη και τον εκπομπό του IGBT.



Σχήμα 3.9 Η ανορθωτική γέφυρα που χρησιμοποιήθηκε.

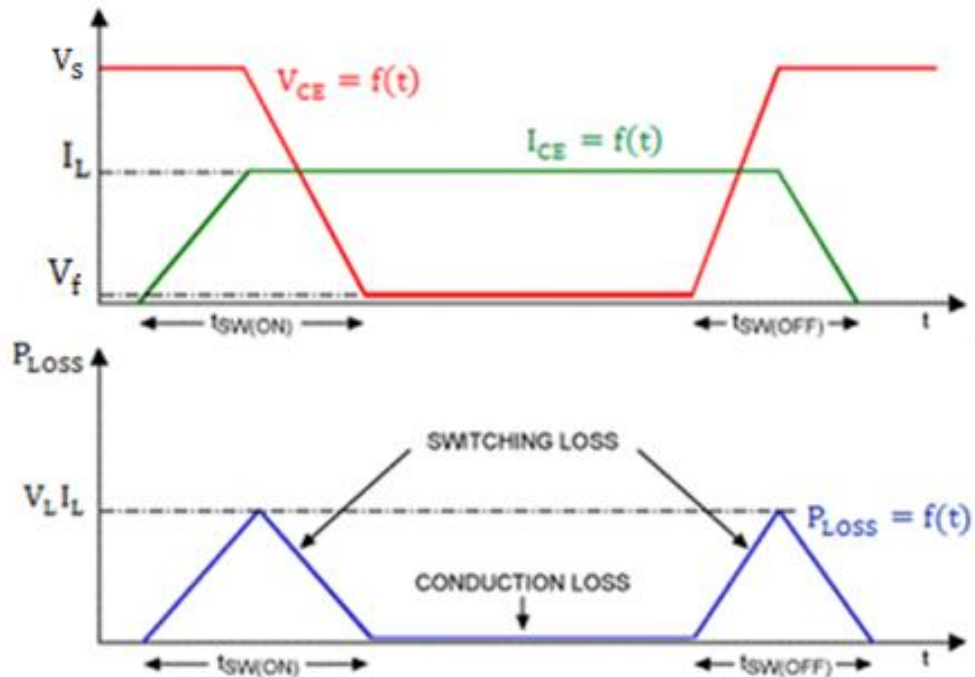
3.2.2 Διακοπτικό στοιχείο IGBT

Το IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) είναι ένα είδος υβριδικού transistor διότι συνδυάζει την ευκολία της οδήγησής του μέσω της απομονωμένης πύλης που διαθέτει (κάτι το οποίο οδηγεί σε πολύ μικρούς χρόνους έναυσης και σβέσης όπως ενός MOSFET) με τα πολύ καλά χαρακτηριστικά αγωγής του BJT. Όπως ειπώθηκε και προηγουμένως, για να έλθει σε έναυση αρκεί να εφαρμοστεί μεταξύ της πύλης και του εκπομπού του μία τάση μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου $V_{GE(th)}$ αλλά και το δυναμικό του συλλέκτη του να είναι υψηλότερο από το δυναμικό του εκπομπού του.



Σχήμα 3.10 Το γενικό σύμβολο του IGBT.

Τα IGBT μπορούν να λειτουργήσουν σε πολύ υψηλές διακοπτικές συχνότητες γεγονός που μας επιτρέπει να χρησιμοποιήσουμε μικρότερα παθητικά στοιχεία στο κύκλωμα ισχύος με οτιδήποτε πλεονεκτήματα αυτό επιφέρει (μείωση όγκου μετατροπέα, μείωση κόστους κατασκευής κ.ά.). Όμως, όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο, οι υψηλότερες διακοπτικές συχνότητες επιφέρουν και μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες στο στοιχείο. Αυτές οι διακοπτικές απώλειες οφείλονται στη διαδικασία έναυσης και σβέσης του στοιχείου και περιγράφονται παρακάτω.



Σχήμα 3.10 Παρουσίαση του ρεύματος που διαρρέει το IGBT, της τάσης που αναπτύσσεται στα άκρα του καθώς και των απωλειών του σε μία περίοδο λειτουργίας.

Για το χρονικό διάστημα κατά το οποίο το IGBT βρίσκεται σε σβέση, η τάση στα άκρα του παραμένει αμετάβλητη, ίση με την τάση V_S της πηγής και το ρεύμα που το διαρρέει είναι μηδέν. Καθώς εισέρχεται στην κατάσταση αγωγής, το ρεύμα που το διαρρέει αυξάνεται σταδιακά και η τάση στα άκρα του συνεχίζει να είναι ίση με V_S . Το ρεύμα που το διαρρέει σταθεροποιείται όταν αποκτήσει την τιμή I_L η οποία εξαρτάται από το φορτίο. Τη χρονική στιγμή εκείνη, η τάση στα άκρα του αρχίζει να μειώνεται έως ότου αποκτήσει την ελάχιστη τιμή V_f η οποία αντιστοιχεί στην τιμή της πτώσης τάσεως του ημιαγωγικού στοιχείου κατά την αγωγή. Καθόλη τη χρονική διάρκεια της διαδικασίας έναυσης παρατηρούμε ότι το στοιχείο διαρρέεται από ρεύμα αλλά και εμφανίζει τάση στα άκρα του, κάτι που συνεπάγεται ισχύ, άρα απώλειες. Αυτή η ισχύς μετατρέπεται σε θερμότητα πάνω στο στοιχείο. Οι απώλειες ονομάζονται διακοπτικές απώλειες (switching loss) και εμφανίζονται τόσο κατά την έναυση του στοιχείου όσο και κατά τη σβέση του [8]. Η αντίστροφη διαδικασία πραγματοποιείται ώστε το στοιχείο να μεταβεί από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής. Στο Σχήμα 3.10 παρουσιάζεται η διαδικασία έναυσης αγωγής και σβέσης του IGBT κατά προσέγγιση. Στην πραγματικότητα, ο χρόνος σβέσης του στοιχείου είναι μεγαλύτερος από τον χρόνο έναυσης. Δεν παύει όμως το σχήμα να παρουσιάζει με καλή προσέγγιση τις απώλειες του ημιαγωγικού στοιχείου ισχύος.

Απώλειες στο IGBT εμφανίζονται και κατά τη χρονική διάρκεια που αυτό βρίσκεται σε αγωγή. Οι απώλειες αυτές ονομάζονται απώλειες αγωγής (conduction loss) και οφείλονται στη θέρμανση του IGBT λόγω της ροής του ρεύματος μέσα από αυτό.

Η κατασκευάστρια εταιρεία του IGBT που επιλέχθηκε είναι η IXYS και το μοντέλο του το IXGX 12N90C. Η μέγιστη τάση V_{CE} που μπορεί να αντέξει είναι 900 V ενώ το μέγιστο ρεύμα 24 A και για χρονική διάρκεια 1 ms μπορεί να αντέξει έως 48 A. Η τάση αγωγής του είναι 3 V και οι χρόνοι έναυσης και σβέσης του πολύ μικροί (π.χ. $t_{on} = 20$ ns και $t_{off} \cong 135$ ns για θερμοκρασία 25 °C).

Στο Σχήμα 3.11 παρουσιάζεται ένα transistor της IXYS το οποίο είναι εξωτερικά πανομοιότυπο με το IXGX 12N90C. Δεν περιέχεται φωτογραφία του στοιχείου που χρησιμοποιήθηκε διότι, δεν υπάρχει στον κατάλογο του κατασκευαστή και δεν φωτογραφήθηκε από εμάς πριν τοποθετηθεί στην πλακέτα.



Σχήμα 3.11 Transistor της εταιρείας IXYS. Από αριστερά προς τα δεξιά η διάταξη των pins είναι ως εξής: G (Gate), C (Collector), E (Emitter).

3.2.3 Δίοδος ελεύθερης διέλευσης

Η δίοδος ανήκει στην οικογένεια των ημιαγωγικών στοιχείων και επιτρέπει τη ροή ρεύματος από μέσα της μόνο προς μία κατεύθυνση. Αυτή είναι από την άνοδό της (Anode) προς την κάθοδό της (Cathode). Η ροή ρεύματος μέσα από αυτήν γίνεται εφικτή όταν το δυναμικό μεταξύ ανόδου-καθόδου της υπερβεί μία ελάχιστη τιμή που ονομάζεται τάση κατωφλίου της διόδου. Όταν αυτό συμβεί τότε παρουσιάζεται απότομη αύξηση του ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών της και η δίοδος βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής.

Στον μετατροπέα που κατασκευάστηκε, κατά τις χρονικές στιγμές τις οποίες το διακοπτικό στοιχείο βρίσκεται σε κατάσταση σβέσης, η δίοδος επιτρέπει στο ρεύμα i_L να συνεχίσει να ρέει μέσω του πηνίου καθώς η τιμή του μειώνεται γραμμικά. Κάτι το οποίο έκανε τον μετατροπέα να λειτουργεί σε συνεχή αγωγή. Αν δεν υπήρχε η δίοδος αυτή, δεν θα υπήρχε αγωγίμος δρόμος εκτόνωσης της ενέργειας της επαγωγής του φορτίου (τύλιγμα διέγερσης σύγχρονης μηχανής) και του πηνίου εξομάλυνσης. Αυτό θα είχε ως

αποτέλεσμα την δημιουργία μεγάλων υπερτάσεων μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού του IGBT και κατά συνέπεια την καταστροφή του.

Η κατασκευάστρια εταιρεία της διόδου είναι η IXYS και το μοντέλο της είναι το DSEI60-06A. Η μέγιστη τάση μεταξύ των άκρων της που μπορεί να αντέξει είναι 600 V ενώ το μέγιστο ρεύμα 60 A και για χρονική διάρκεια 8.3 ms στους 45 °C μπορεί να αντέξει έως 600 A. Τέλος, οι χρόνοι έναυσης και σβέσης της είναι εξαιρετικά χαμηλοί της τάξεως των 35-50 ns.



Σχήμα 3.12 Η diόδος DSEI60-06A της εταιρείας IXYS. Από αριστερά προς τα δεξιά η διάταξη των pins είναι ως εξής: C (Cathode), A (Anode).

3.2.4 Πηνίο εξόδου του μετατροπέα

Το πηνίο κατασκευάστηκε από τον κύριο Καλαντζόπουλο Αθανάσιο. Ο πυρήνας του είναι τύπου μανδύα, έχει ισχύ $P_{core} \cong 120 \text{ VA}$ και είναι κατασκευασμένος από σίδηρο. Αποτελείται από 87 σπείρες οι οποίες ορίζουν ότι θα παρουσιάζει επαγωγή 10 mH όταν θα διαρρέεται από ρεύμα έντασης 5 A και συχνότητας 50 Hz. Έργο του είναι η εξομάλυνση του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα. Παρακάτω περιγράφεται η διαδικασία κατασκευής του.

Έπειτα από εργαστηριακές δοκιμές κατά τις οποίες πειραματιζόμασταν με το μέγεθος της επαγωγής που θα χρειαστούμε στην έξοδο, κατασταλάξαμε στο γεγονός ότι το πηνίο θα πρέπει να παρουσιάζει επαγωγή 10 mH. Όμως, όσο μεγαλώνει η ένταση του ρεύματος που διαρρέει ένα πηνίο, η τιμή της αυτεπαγωγής του μειώνεται. Οπότε έπρεπε να αποφασίσουμε σε ποια τιμή ρεύματος επιθυμούμε αυτά τα 10 mH να εμφανίζονται. Η ονομαστική τιμή του ρεύματος διέγερσης της μηχανής που χρησιμοποιήθηκε είναι $I_{err} = 0.6 \text{ A}$. Όμως, λόγω του ότι υπάρχει το ενδεχόμενο ο μετατροπέας αυτός να χρησιμοποιηθεί και σε άλλα εργαστήρια του τμήματος, αποφασίσαμε να κάνουμε το πηνίο να αντέχει σε μεγαλύτερα ρεύματα. Έτσι, αποφασίσαμε το πηνίο να παρουσιάζει επαγωγή 10 mH όταν διαρρέεται από ρεύμα έντασης 5 A.

Χρησιμοποιώντας τη σχέση 3.1 που προσδιορίζει την εμπέδηση και θεωρώντας ότι η ωμική αντίσταση του πηνίου μας είναι σχεδόν μηδενική υπολογίζουμε την σύνθετη αντίσταση του πηνίου.

$$Z = R + L\omega \quad (3.1)$$

$$Z = R + L\omega = L\omega = L2\pi f = 0.01 \text{ H} \times 2 \times \pi \times 50 \rightarrow Z \cong 3.14 \Omega$$

Γνωρίζοντας την σύνθετη αντίσταση του πηνίου, μπορεί τώρα να υπολογισθεί η πτώση τάσης που θα δημιουργείται στο πηνίο όταν αυτό θα διαρρέεται από ρεύμα έντασης 5 A.

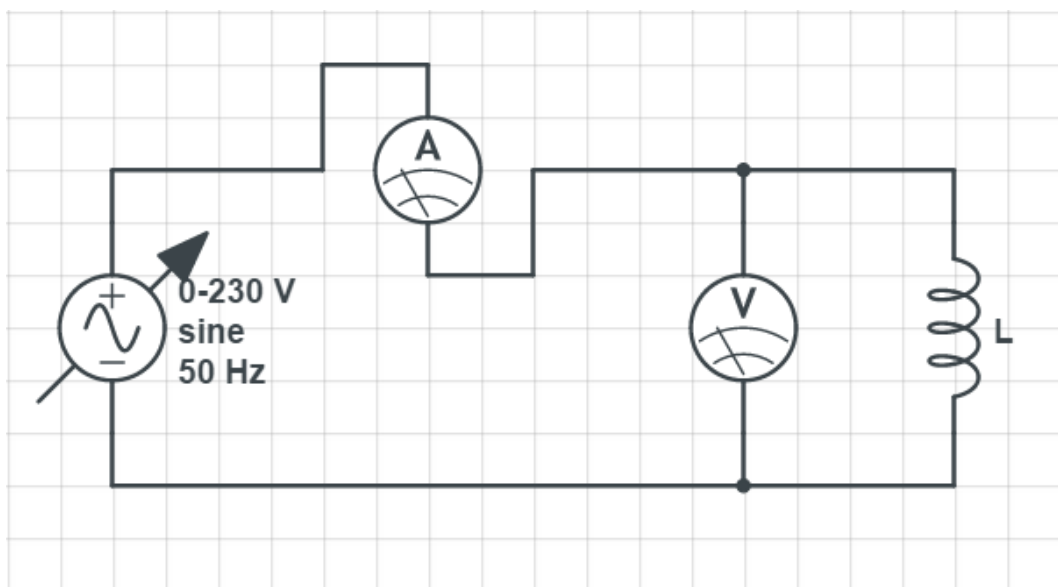
$$|V| = ZI = 3.14 \Omega \times 5 \text{ A} \rightarrow |V| = 15.7 \text{ V}$$

Επόμενο βήμα ήταν να υπολογιστεί η ισχύς του πυρήνα θα χρειαστούμε. Έχοντας υπολογίσει την πτώση τάσης πάνω στο πηνίο και γνωρίζοντας το ρεύμα που το διαρρέει, υπολογίστηκε η μέγιστη ισχύ πυρήνα που θα χρειαστούμε.

$$P_{core} = |V|I = 15.7 \times 5 \rightarrow P_{core} = 78.5 \text{ VA}$$

Τελικά, χρησιμοποιήθηκε πυρήνας διαστάσεων 4.0 cm×3.2 cm, ο οποίος αντιστοιχεί σε $P_{core} = 120 \text{ VA}$. Αυτό συνέβη διότι δεν θελήσαμε να είμαστε οριακά και να χρησιμοποιήσουμε πυρήνα που να αποδίδει 80 VA.

Αμέσως μετά, έπρεπε να υπολογίσουμε πόσες σπείρες θα χρειάζεται το πηνίο να διαθέτει έτσι ώστε όταν διαρρέεται από ρεύμα έντασης 5 A, να έχει πτώση τάσης 15.7 V, δηλαδή να παρουσιάζει επαγωγή 10 mH. Κάποιος θεωρητικός τύπος για αυτόν τον υπολογισμό δεν υπάρχει, οπότε ο κύριος Καλαντζόπουλος εμπειρικά τοποθέτησε 50 σπείρες στο πηνίο και στήθηκε η διάταξη του σχήματος 3.13.



Σχήμα 3.13 Διάταξη για τον υπολογισμό των απαιτούμενων σπειρών.

Στη διάταξη αυτή, βλέπουμε ένα τροφοδοτικό μεταβαλλόμενης τάσης που στην έξοδό του μπορεί να αποδώσει 0-230 V, ένα αμπερόμετρο για να μετράμε την ένταση του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο, ένα βολτόμετρο για να μετράμε την πτώση τάσης του πηνίου και το ίδιο το πηνίο.

Αρχίσαμε αυξάνοντας την τάση εξόδου του τροφοδοτικού έως ώτου το ρεύμα του αμπερομέτρου να δείξει 5 A. Την στιγμή εκείνη ελέγξαμε την ένδειξη του βολτομέτρου και είδαμε πως η πτώση τάσης πάνω στο πηνίο ήταν πολύ μικρότερη από την επιθυμητή των 15.7 V. Αυτό σήμαινε ότι έπρεπε να προσθέσουμε σπείρες.

Το πηνίο σε αυτήν τη φάση αποσυναρμολογήθηκε πλήρως και περάστηκαν ακόμη 145 σπείρες στον πυρήνα του, πράγμα που το έκανε να έχει σύνολο 195 σπείρες.

Επαναλαμβάνοντας την προηγούμενη διαδικασία και όταν η ένδειξη του αμπερομέτρου έδειξε 5 A, η ένδειξη του βολτομέτρου παρατηρήσαμε ότι ήταν πολύ πάνω από 15.7 V, γεγονός που σήμαινε ότι έπρεπε να αφαιρέσουμε σπείρες.

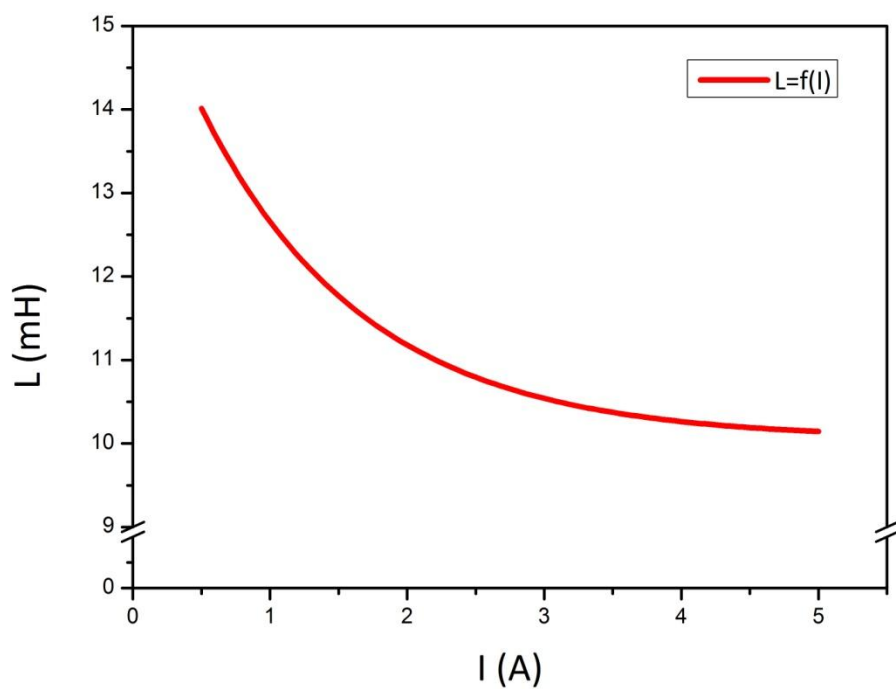
Η διαδικασία αυτή πραγματοποιήθηκε για τις 90, τις 89, τις 88 και τις 87 σπείρες όπου και τελικά καταλήξαμε.

Αφού λοιπόν κατασταλάξαμε στις σπείρες του πηνίου και αφού πήραμε ορισμένες τιμές κατά την λειτουργία του έτσι ώστε να σχεδιάσουμε την χαρακτηριστική καμπύλη του, το πηνίο εμποτίστηκε με ειδικό μονωτικό βερνίκι περιελίξεων έτσι ώστε να μειωθούν οι μηχανικές ταλαντώσεις ανάμεσα στα φύλλα του πυρήνα του κατά τη λειτουργία του.

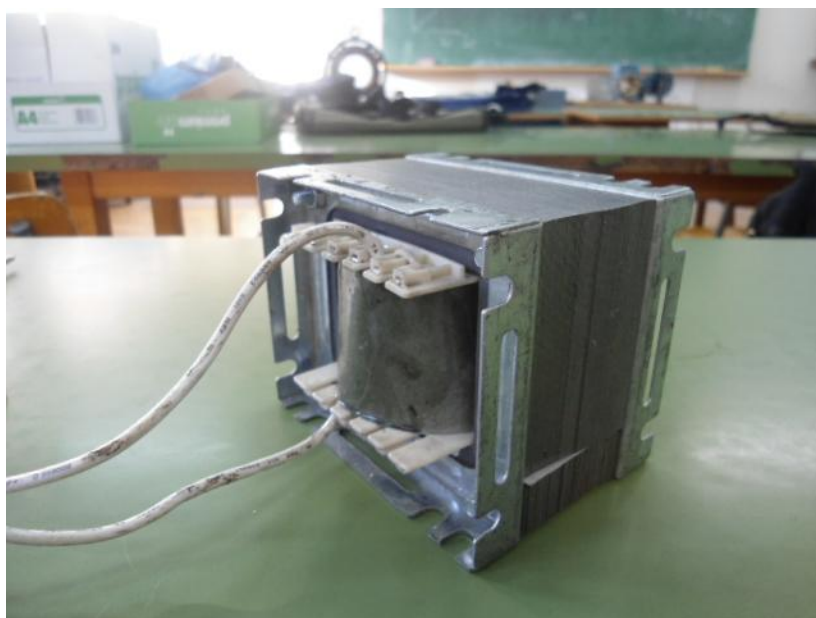
Στα Σχήμα 3.14 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική $L = f(I)$ του πηνίου που κατασκευάσαμε όπως αυτή προέκυψε από το λογισμικό OriginPro 8.5 έπειτα από επεξεργασία των δεδομένων του Πίνακα 3.1. Στο Σχήμα 3.15 παρουσιάζεται το ίδιο το πηνίο.

ΡΕΥΜΑ ΠΗΝΙΟΥ (A)	ΠΤΩΣΗ ΤΑΣΗΣ ΠΗΝΙΟΥ (V)	ΣΥΝΘΕΤΗ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ (Ω)	ΕΠΑΓΩΓΗ (mH)
0.5	2.2	4.4	14
1	4	4	12,7
2	7	3.5	11.1
3	10	3.333	10.6
4	12.9	3.225	10.3
5	16	3.2	10.1

Πίνακας 3.1



Σχήμα 3.14 Η χαρακτηριστική $L = f(I)$. Διακρίνει κανείς το πως η επαγωγή του πηνίου μειώνεται καθώς η ένταση του ρεύματος που το διαρρέει αυξάνεται.



Σχήμα 3.15 Το πηνίο που κατασκευάστηκε για την έξοδο του μετατροπέα.

3.2.5 Πυκνωτής εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας και πυκνωτές εξόδου του μετατροπέα

Λόγω της επιθυμίας μας να μην χρησιμοποιήσουμε κύκλωμα snubber για την προστασία του IGBT και της διόδου από υπερτάσεις για λόγους που θα εξηγηθούν σε επόμενο κεφάλαιο, αποφασίσαμε εκτός του πυκνωτή εξόδου ο οποίος χρησιμοποιείται για να εξομαλύνει την τάση εξόδου του μετατροπέα, να χρησιμοποιηθεί και άλλος ένας πυκνωτής στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας. Σκοπός του πυκνωτή αυτού είναι ο περιορισμός των υπερτάσεων μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού του IGBT.

Στην έξοδο του μετατροπέα χρησιμοποιήθηκαν δύο πυκνωτές των 22 μF έκαστος σε παράλληλη σύνδεση (επομένως η συνολική χωρητικότητα ήταν 44 μF) και στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας χρησιμοποιήθηκε ένας πυκνωτής χωρητικότητας 1 mF.

Έτσι, πετύχαμε τον στόχο μας, ο οποίος ήταν να έχουμε όσο το δυνατόν λιγότερες υπερτάσεις πάνω στο IGBT αλλά και όσο το δυνατόν πιο σταθερή τάση εξόδου του μετατροπέα. Στα σχήματα 3.16 και 3.17 παρουσιάζονται οι πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν.



Σχήμα 3.16 Ο τύπος των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών που χρησιμοποιήθηκαν στην έξοδο του μετατροπέα με σκοπό την εξομάλυνση της τάσης εξόδου του μετατροπέα.

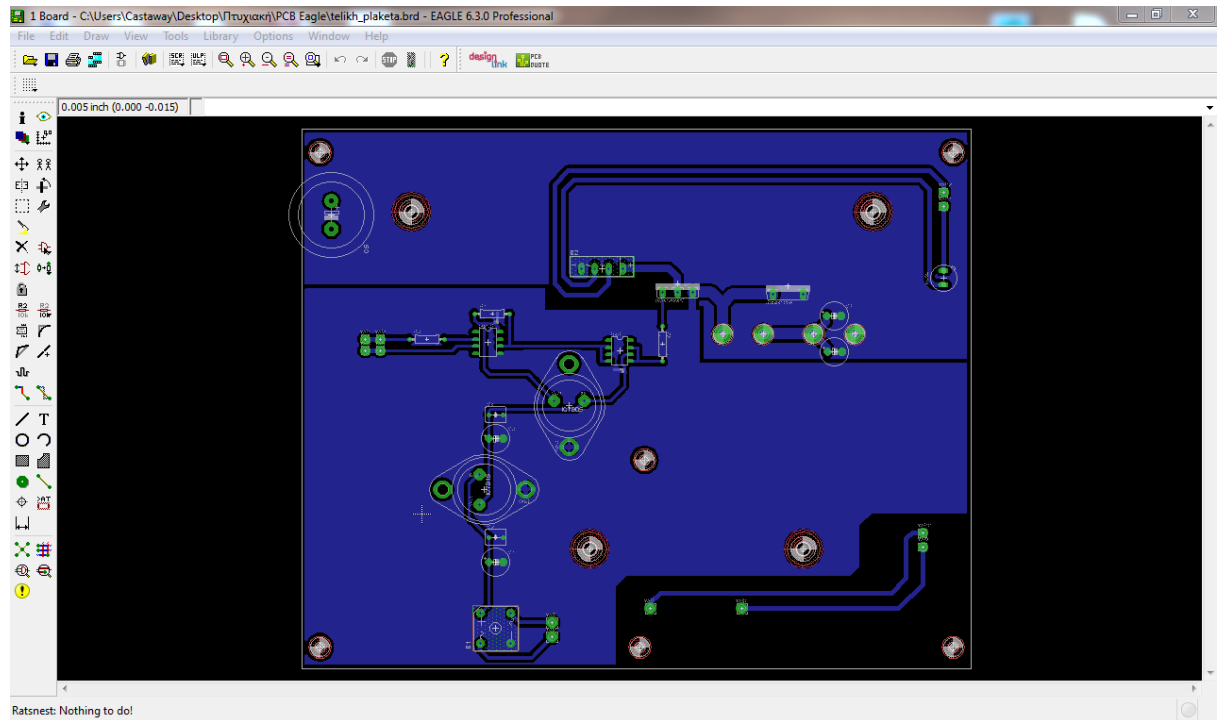


Σχήμα 3.17 Ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής που χρησιμοποιήθηκε στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας ισχύος του μετατροπέα με σκοπό την μείωση των υπερτάσεων πάνω στο IGBT.

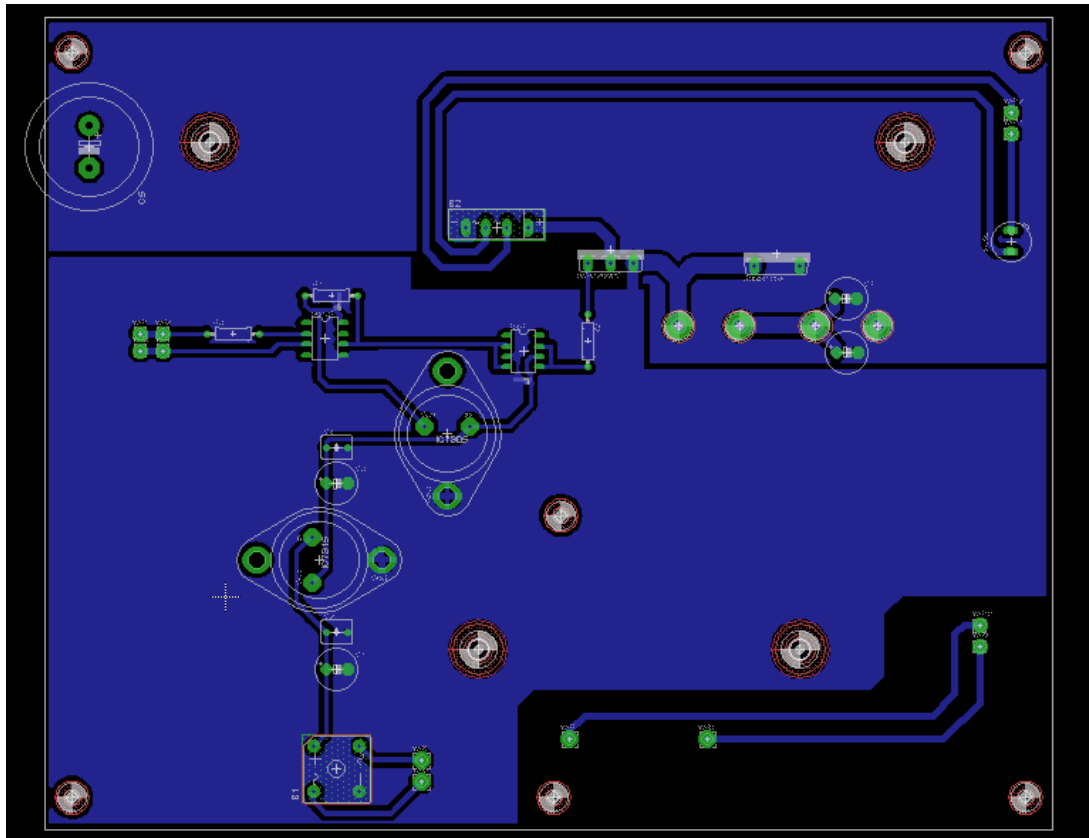
3.3 Σχεδιαστικό πρόγραμμα PCB

Το σχεδιαστικό πρόγραμμα που χρησιμοποιήθηκε για την σχεδίαση του PCB είναι το EAGLE 6.3.0 Professional Edition της εταιρείας CadSoft.

Στο Σχήμα 3.18 παρουσιάζεται η τελική μορφή του μετατροπέα όπως απεικονίζεται στο γραφικό περιβάλλον του EAGLE και στο Σχήμα 3.19 μία πιο μεγενθυμένη απεικόνισή του.



Σχήμα 3.18 Απεικόνιση της τελικής μορφής του μετατροπέα στο γραφικό περιβάλλον του EAGLE.



Σχήμα 3.19 Μία πιο μεγενθυμένη απεικόνιση της τελικής μορφής του μετατροπέα στο γραφικό περιβάλλον EAGLE.

Όπως είναι εμφανές στις παραπάνω απεικονίσεις, χρησιμοποιήθηκε μόνο το bottom layer του PCB (μπλέ χρώμα) για λόγους κόστους και ευκολίας εκτύπωσης. Οι αγώγιμοι δρόμοι των θετικών δυναμικών είναι διακριτοί, ενώ όλες οι επιστροφές των ρευμάτων συνδέθηκαν σε μία ισοδυναμική επιφάνεια χαλκού (ground plane (μπλε γέμισμα)). Επίσης, είναι φανερό ότι το κύκλωμα ισχύος έχει διαφορετικό ground plane από το κύκλωμα παλμοδότησης. Αυτό σχεδιάστηκε έτσι ώστε να περιοριστούν όσο το δυνατόν περισσότερο οι παρεμβολές του πρώτου στο δεύτερο.

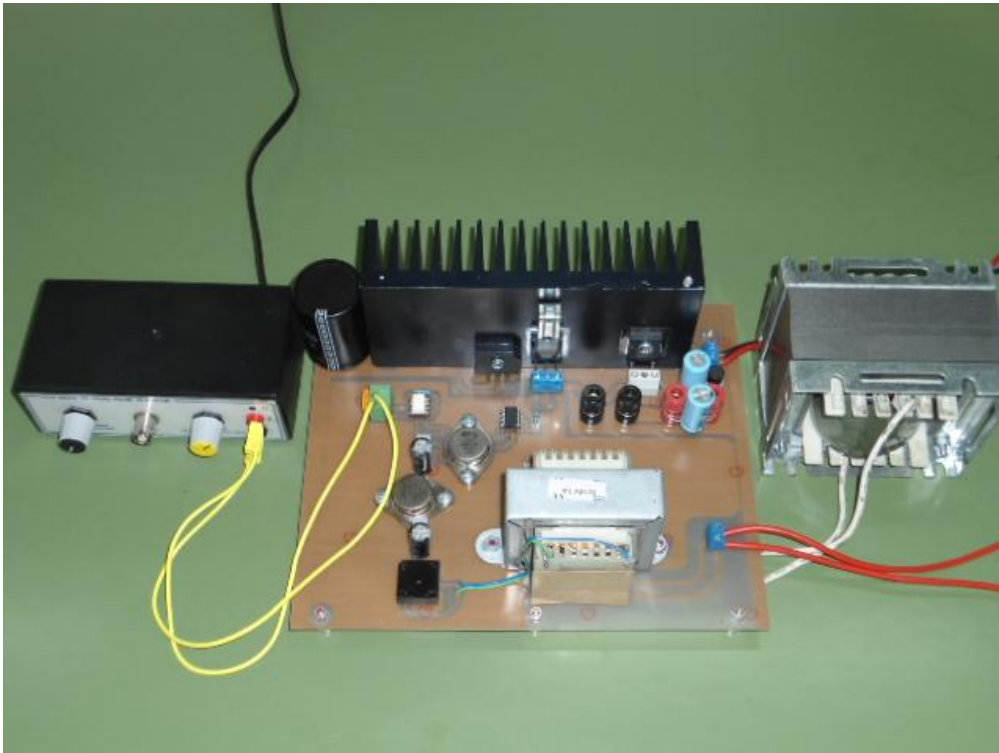
Η εκτύπωση της πλακέτας έγινε από τον κύριο Πέτρου Κωνσταντίνο, ο οποίος χρησιμοποίησε μηχάνημα της εταιρείας LPKF τεχνολογίας laser για για την χάραξη των αγώγιμων δρόμων.

3.4 Διάφορα υλικά

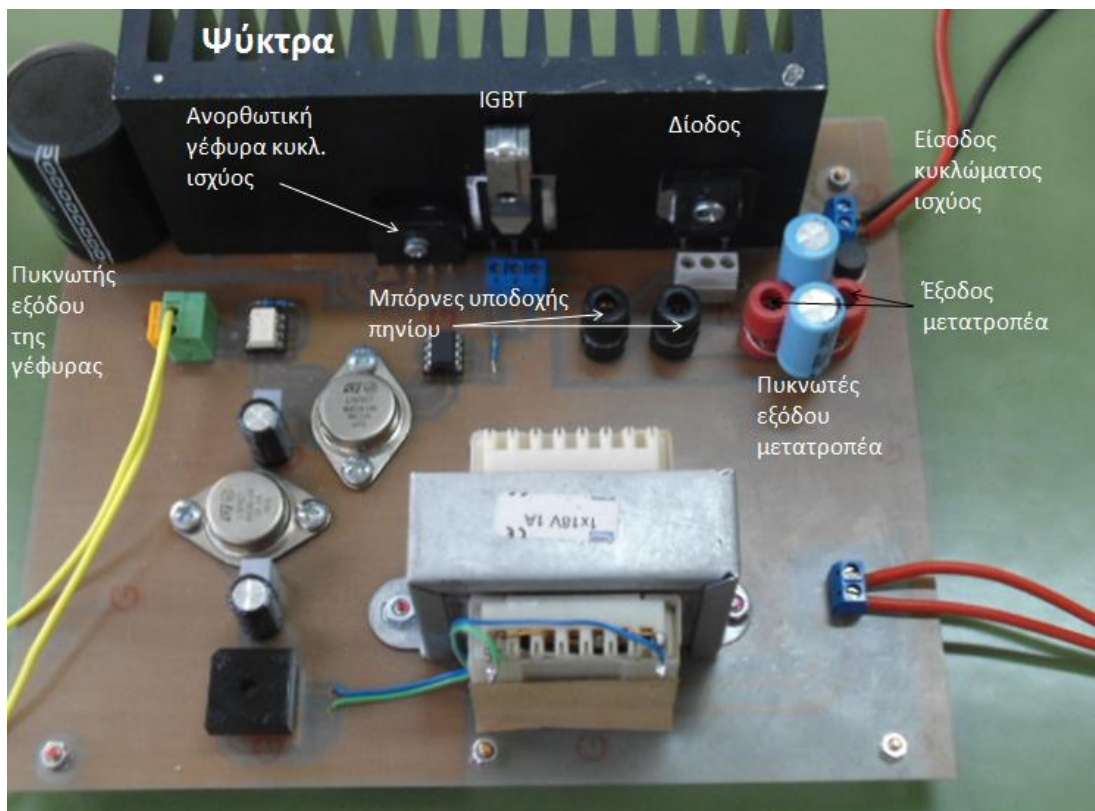
Διάφορα άλλα στοιχεία που έχουν προστεθεί στην πλακέτα είναι μπόρνες για την σύνδεση του πηνίου με αυτήν καθώς και στην έξοδο του μετατροπέα. Επίσης, έχει προστεθεί μία ασφάλεια στην είσοδο των 230 Vac στο κύκλωμα ισχύος όπως επίσης και μία ψύκτρα η οποία χρησιμοποιείται για την ψύξη της ανορθωτικής γέφυρας του κυκλώματος ισχύος, του IGBT και της διόδου ελεύθερης διέλευσης.

3.5 Τελική μορφή μετατροπέα

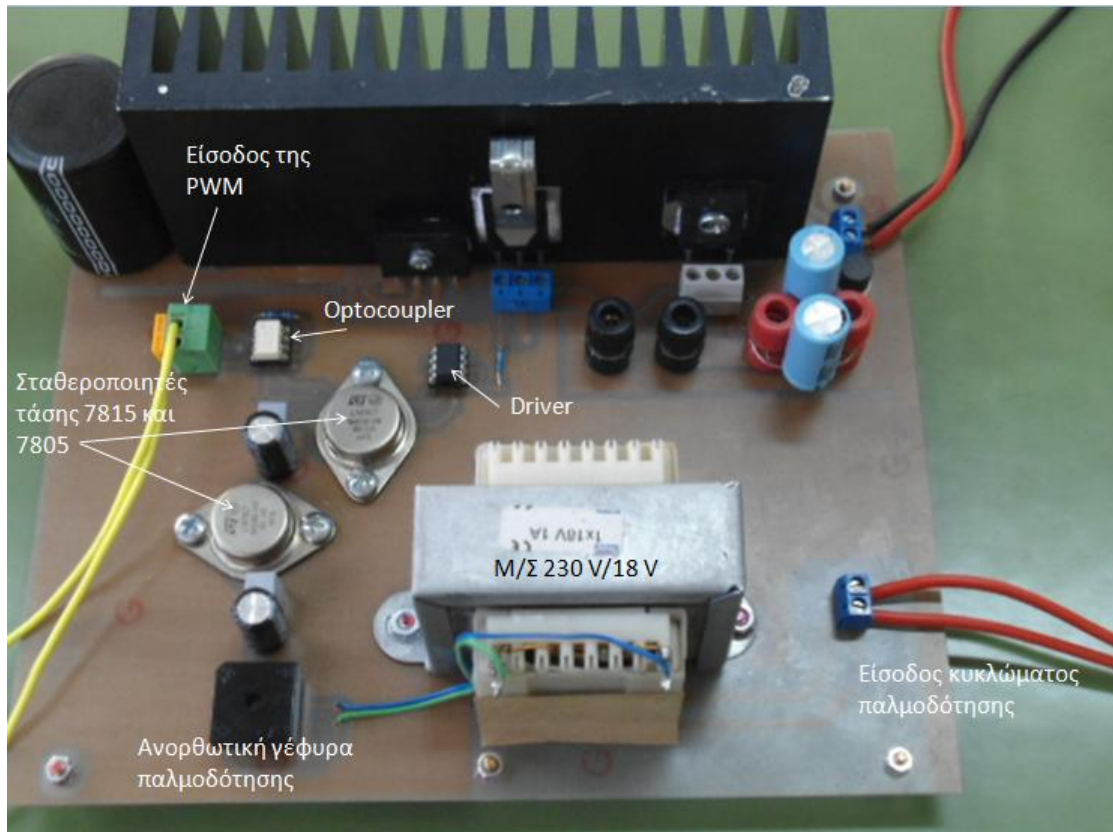
Στα σχήματα 3.20, 3.21 και 3.22 απεικονίζεται ο μετατροπέας που κατασκευάστηκε.



Σχήμα 3.20 Ο μετατροπέας που κατασκευάστηκε με το πηνίο και την παλμογεννήτρια.



Σχήμα 3.21 Το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα.



Σχήμα 3.22 Το κύκλωμα παλμοδότησης του μετατροπέα.

Αφού λοιπόν τελειώσαμε με την κατασκευή του μετατροπέα, αρχίσαμε τις πειραματικές μετρήσεις πάνω σε αυτόν. Πρώτα με ένα ωμικό φορτίο και έπειτα με το πραγματικό φορτίο που προορίζεται να τροφοδοτεί, το τύλιγμα διέγερσης μίας σύγχρονης μηχανής. Όλα αυτά παρουσιάζονται στο επόμενο κεφάλαιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

4.1 Λειτουργία του μετατροπέα και μετρήσεις

Στο κεφάλαιο αυτό, πρόκειται να παρουσιαστούν μετρήσεις και παλμογραφήματα που προέκυψαν κατά τη λειτουργία του μετατροπέα, καμπύλες λειτουργίας που προέκυψαν από την ανάλυση των δεδομένων και θα γίνει σχολιασμός επί αυτών.

4.1.1 Στάδια πειραματικών δοκιμών

Οι πειραματικές δοκιμές του μετατροπέα έγιναν σε τρία στάδια. Αυτά τα στάδια περιγράφονται παρακάτω.

4.1.1.1 Τροφοδότηση του μετατροπέα μέσω του τροφοδοτικού Agilent U8002A και ωμικό φορτίο στην έξοδό του

Αρχικά, χρησιμοποιήθηκε ως φορτίο στην έξοδο του μετατροπέα ένα ωμικό φορτίο ενώ η τροφοδότηση του κυκλώματος ισχύος του έγινε από το τροφοδοτικό Agilent U8002A που φαίνεται στο Σχήμα 4.1 και όχι από πηγή εναλλασσόμενης τάσης. Το τροφοδοτικό αυτό, στην έξοδό του παρέχει 0-30 Vdc και έως 5 A. Σε αυτό το στάδιο, ήρθαμε για πρώτη φορά σε επαφή με τον μετατροπέα, οπότε έπρεπε να ελέγξουμε κατά πόσο λειτουργεί ορθά. Για αυτόν τον λόγο δεν ήταν συνετό να τροφοδοτήσουμε το κύκλωμα ισχύος του απευθείας με 220 Vac.



Σχήμα 4.1 Το τροφοδοτικό Agilent U8002A.

Αφού ξεπεράσαμε τα όποια προβλήματα παρουσιάστηκαν (αναφέρονται στο επόμενο κεφάλαιο), προχωρήσαμε στο να τροφοδοτήσουμε το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα με ένα τροφοδοτικό μεταβλητής τάσης (Variac) 0-220 Vac.

4.1.1.2 Τροφοδότηση του μετατροπέα μέσω Variac 0-220 Vac και ωμικό φορτίο $R=45.6 \Omega$ στην έξοδό του

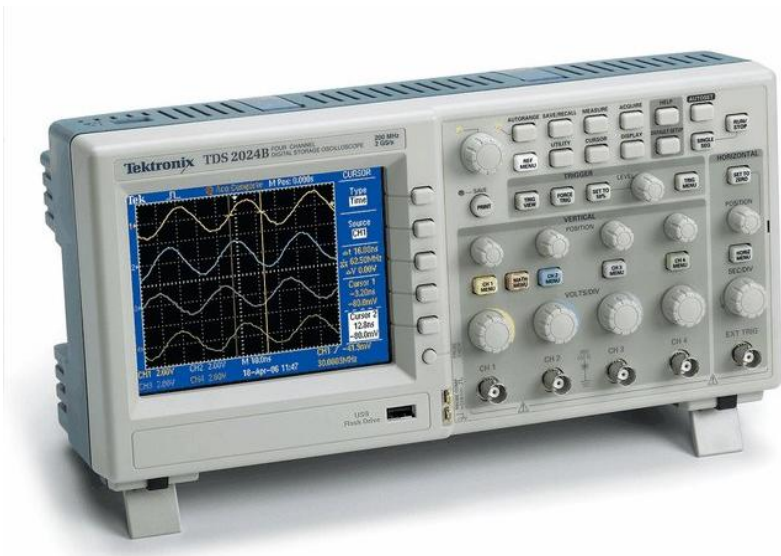
Στο στάδιο αυτό, πάλι εμφανίστηκαν μερικά νέα προβλήματα (αναφέρονται στο επόμενο κεφάλαιο), τα οποία και αυτά ξεπεράστηκαν επιτυχώς. Το φορτίο του μετατροπέα κατά τις πειραματικές μετρήσεις που παρατίθενται παρακάτω, ήταν ένα ωμικό φορτίο των 45.6Ω . Αρχικά, το κύκλωμα ισχύος τροφοδοτήθηκε σταδιακά έως την τιμή των 220 Vac και από εκεί και έπειτα αλλάζοντας τον λόγο κατάτμησης της PWM, πάρθηκαν οι μετρήσεις του Πίνακα 4.1 και τα αντίστοιχα παλμογραφήματα που παρουσιάζονται στα σχήματα 4.3 έως 4.21. Να σημειωθεί ότι έγιναν δοκιμές κατά τις οποίες το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα τροφοδοτήθηκε απευθείας με 220 Vac και δεν παρουσιάστηκε κανένα απολύτως πρόβλημα.

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (A)	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΡΕΥΜΑ ΦΟΡΤΙΟΥ (A)	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΒΑΘΜΟΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ (%)
ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ, R = 45.6 Ω						
20	0.157	23.16	0.655	13.45	10.7	79.5
	0.2	36.6	0.83	35.66	28.05	78.66
	0.4	59.7	1.375	82.33	76.75	85.04
	0.6	80	1.775	147.33	137.5	87.94
	0.8	93	2.085	206.67	190	89.04
	1.0	105	2.307	269.3	233.75	84.49
	1.2	116	2.525	322.25	285	89.99
	1.4	125	2.75	372.68	340	91.5
	1.6	134	2.95	430.35	392.5	91.44
	1.8	143	3.125	485	445	91.75
	2.0	152	3.325	545.36	500	92.42

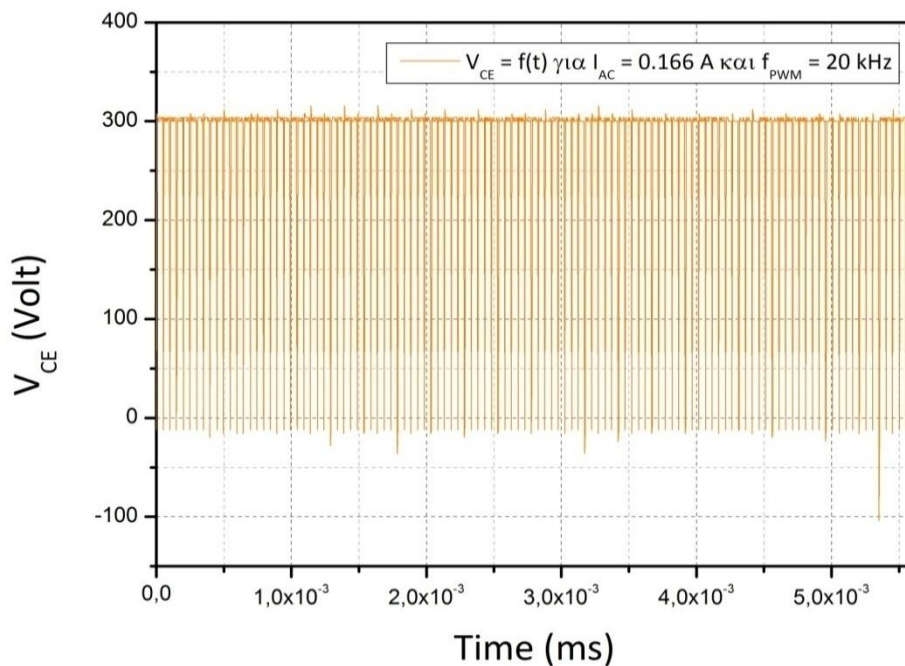
Πίνακας 4.1

Στη συνέχεια ακολουθούν διάφορα παλμογραφήματα τα οποία πάρθηκαν κατά τη διάρκεια των παραπάνω μετρήσεων. Να σημειωθεί ότι λόγω του ότι σε ορισμένα από αυτά είχαμε ορίσει το time/div του παλμογράφου σε πολύ μεγάλη κλίμακα, περάστηκαν τα δεδομένα από τα .csv files στο λογισμικό OriginPro 8.5 και έγινε plot ώστε να είναι όσο το δυνατόν πιο ευδιάκριτη η απεικόνιση της τάσης και του ρεύματος. Όσα, λοιπόν, παλμογραφήματα απουσιάζουν, βρίσκονται στο αντίστοιχο παράρτημα της παρούσας πτυχιακής εργασίας.

Ο παλμογράφος που χρησιμοποιήθηκε ήταν της εταιρείας Tektronix και το μοντέλο του το TDS2024B.

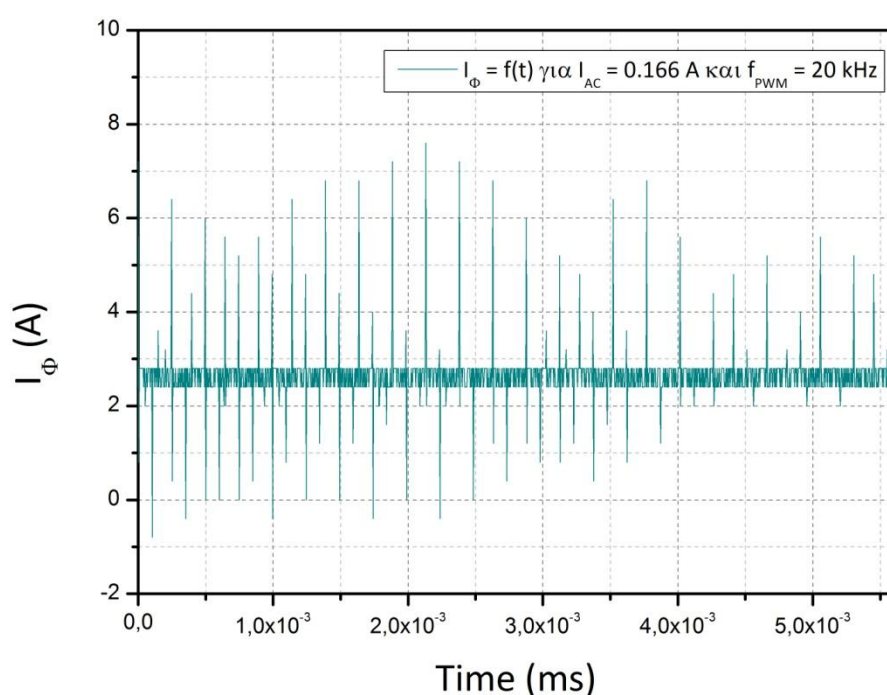


Σχήμα 4.2 Ο παλμογράφος TDS2024B της εταιρείας Tektronix.



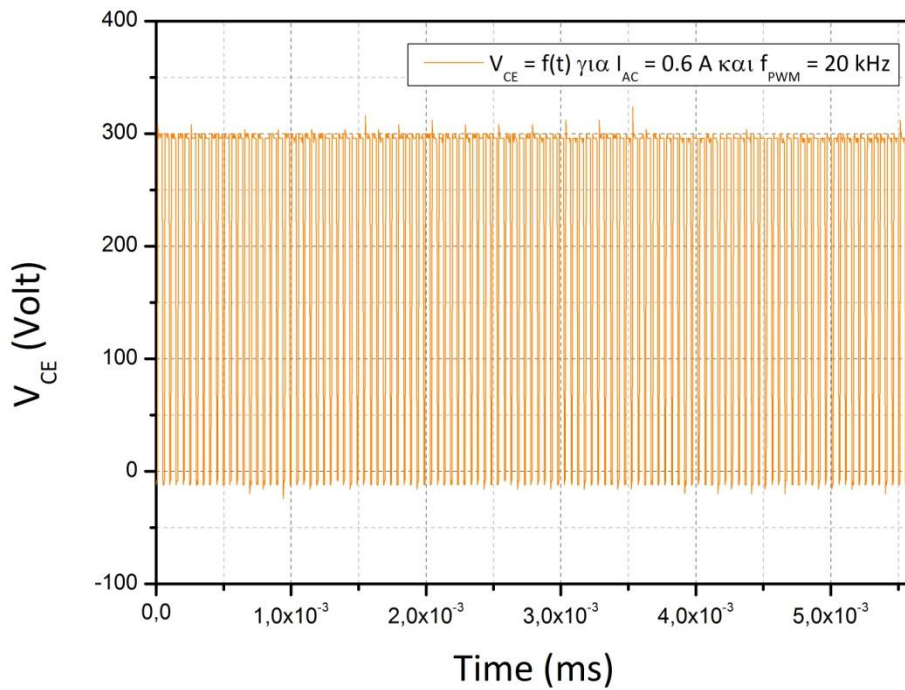
Σχήμα 4.3 Η τάση μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού του IGBT συναρτήσει του χρόνου για ρεύμα εισόδου 0.166 A και ισχύ φορτίου 10.7 W.

Στο σχήμα της προηγούμενης σελίδας απεικονίζεται η τάση συλλέκτη-εκπομπού του IGBT. Παρατηρούμε ότι οι υπερτάσεις πάνω στο στοιχείο είναι πολύ μικρές, της τάξεως των 15 V. Ενώ σε μία μόνο περίπτωση μία αρνητική υπέρταση αγγίζει τα -100 V. Αυτό σημαίνει ότι το ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος μπορεί να λειτουργήσει, χωρίς να κινδυνεύει να καταστραφεί από υπερτάσεις.



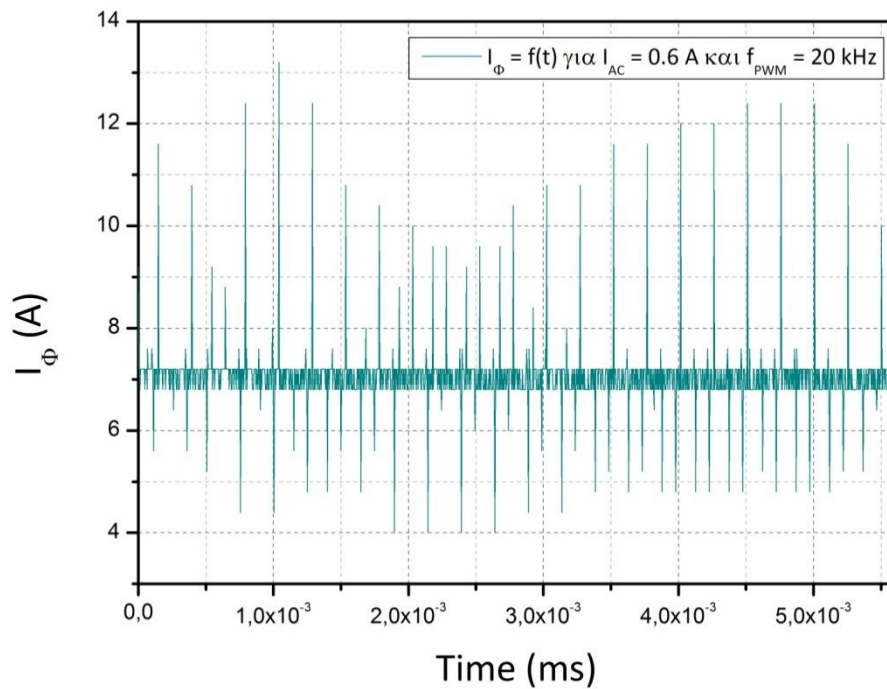
Σχήμα 4.4 Το ρεύμα φορτίου συναρτήσει του χρόνου για ρεύμα εισόδου 0.166 A και ισχύ φορτίου 10.7 W.

Παραπάνω βλέπουμε ότι ρεύμα φορτίου είναι απολύτως σταθερό. Οι υπερεντάσεις που διακρίνονται υπάρχουν λόγω του ότι το probe ρεύματος που χρησιμοποιήθηκε, ήταν εξαιρετικά ευαίσθητο σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές με αποτέλεσμα να εισάγει θόρυβο στη μέτρηση. Το καλώδιο σε όλες τις μετρήσεις του ρεύματος, έχει περαστεί 4 φορές γύρω από το probe.



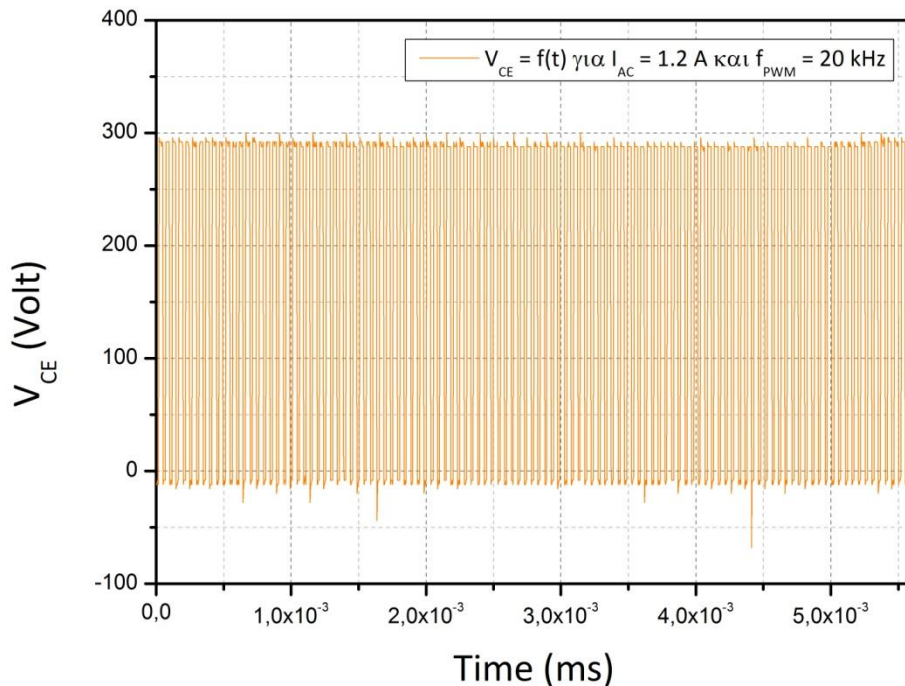
Σχήμα 4.5 Η τάση μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού του IGBT συναρτήσει του χρόνου για ρεύμα εισόδου 0.6 A και ισχύ φορτίου 137.5 W.

Καθώς αυξήθηκε ο λόγος κατάμησης, το ρεύμα στην είσοδο του μετατροπέα αυξήθηκε και αυτό, κάτι που είναι ανεπιθύμητο. Οι υπερτάσεις του IGBT συνεχίζουν να είναι σε απολύτως ικανοποιητικά επίπεδα.



Σχήμα 4.6 Το ρεύμα φορτίου συναρτήσει του χρόνου για ρεύμα εισόδου 0.6 A και ισχύ φορτίου 137.5 W.

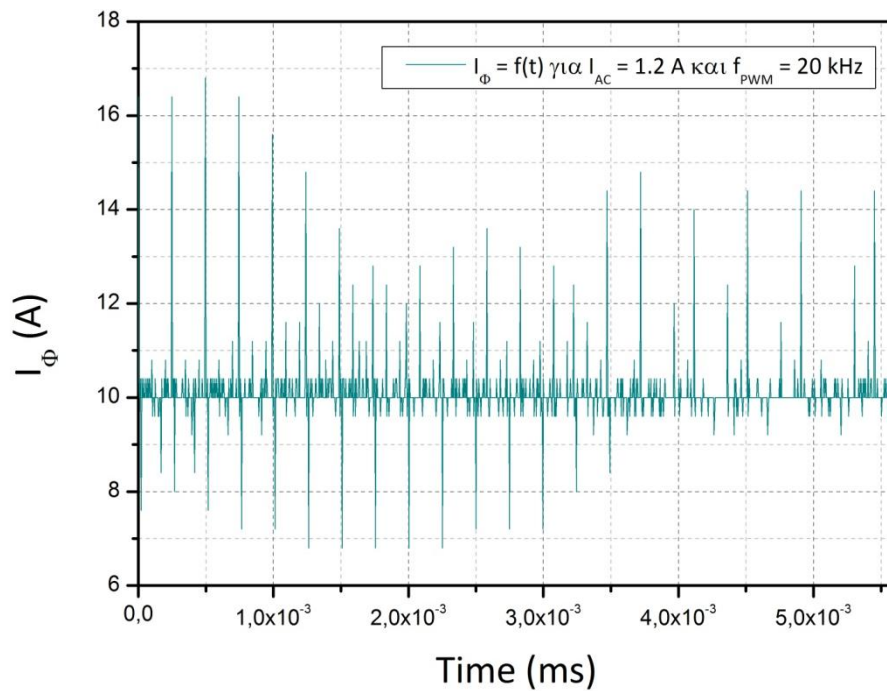
Το ρεύμα φορτίου του σχήματος 4.6 αυξάνεται καθώς αυξάνεται και ο λόγος κατάτμησης. Συνεχίζει να είναι απόλυτα σταθερό, ενώ συνεχίζουν να υπάρχουν και οι ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές θορύβου στο current probe.



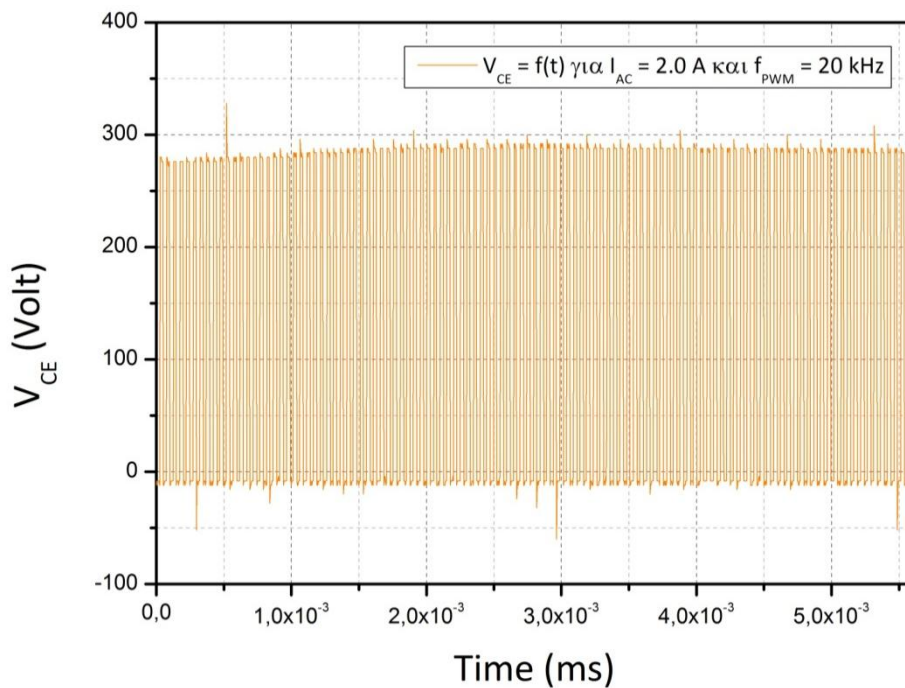
Σχήμα 4.7 Η τάση μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού του IGBT συναρτήσει του χρόνου για ρεύμα εισόδου 1.2 A και ισχύ φορτίου 285 W.

Εδώ παρατηρείται μία ανεπαίσθητη διακύμανση της τάσης μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού αφού αυξήθηκε περαιτέρω ο λόγος κατάτμησης. Αυτό οφείλεται στην τάση εξόδου της γέφυρας η οποία έχει αρχίσει να έχει και αυτή μία διακύμανση καθώς το ρεύμα φορτίου αυξάνεται. Έτσι, η τάση του πυκνωτή μειώνεται και για να σταθεροποιηθεί χρειάζεται μεγαλύτερο χρονικό διάστημα.

Στο Σχήμα 4.8 της δίπλα σελίδας, φαίνεται ότι το ρεύμα φορτίου συνεχίζει να αυξάνεται, ενώ έχει αρχίσει να παρατηρείται μία ανεπαίσθητη κυμάτωση.

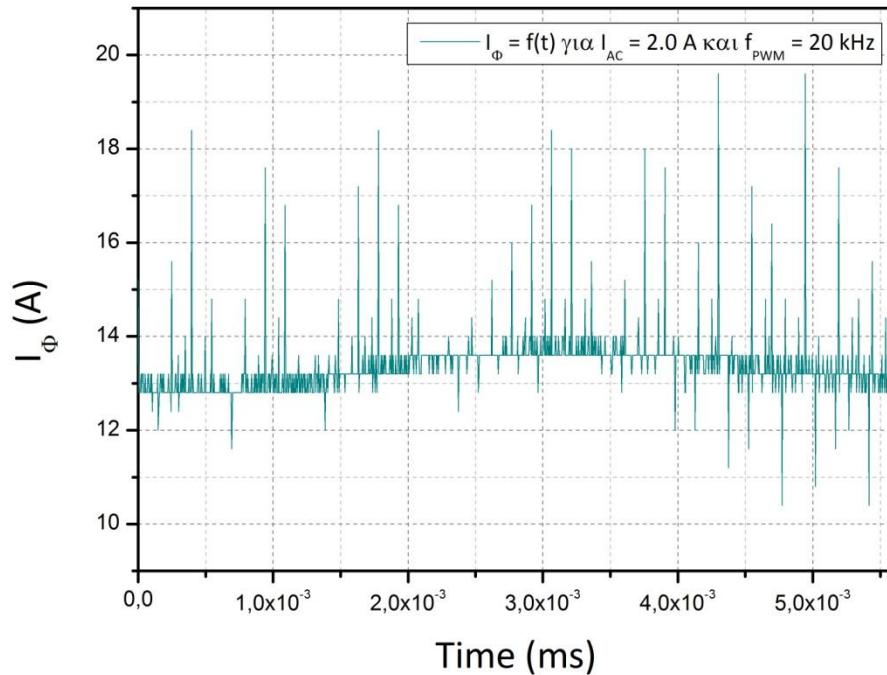


Σχήμα 4.8 Το ρεύμα φορτίου συναρτήσει του χρόνου για ρεύμα εισόδου 1.2 A και ισχύ φορτίου 285 W.



Σχήμα 4.9 Η τάση μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού του IGBT συναρτήσει του χρόνου για ρεύμα εισόδου 2 A και ισχύ φορτίου 500 W.

Εδώ, το φαινόμενο της κυμάτωσης της τάσης επάνω στο ημιαγωγικό στοιχείο, παρατηρείται πιο έντονα. Αντίστοιχα και στα παλμογραφήματα της τάσης εξόδου της γέφυρας που θα παρατεθούν παρακάτω, θα διακρίνεται μία κυμάτωση όσο ο λόγος κατάτμησης του στοιχείου αυξάνεται.



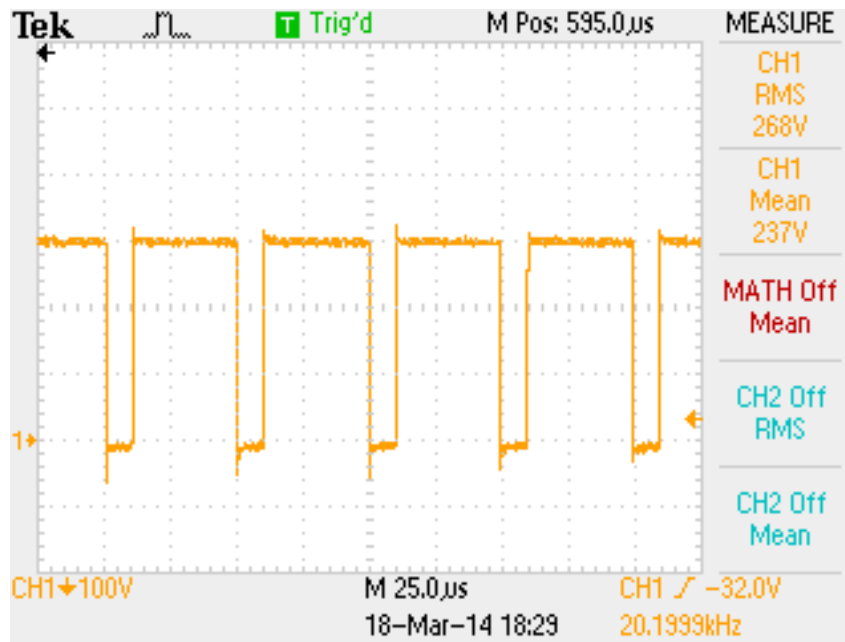
Σχήμα 4.10 Το ρεύμα φορτίου συναρτήσεως του χρόνου για ρεύμα εισόδου 2 A και ισχύ φορτίου 500 W.

Γίνεται εμφανές ότι το ρεύμα φορτίου αυξήθηκε περαιτέρω, το ίδιο και η κυμάτωση. Παρ'όλα αυτά, συνεχίζει να είναι άκρως ικανοποιητικό μιας και η κυμάτωση δεν υπερβαίνει το 5%. Η κυμάτωση αυτή οφείλεται στην εκφόρτιση του πυκνωτή που βρίσκεται στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας. Καθώς αυξάνεται το φορτίο μειώνεται η τάση του πυκνωτή και έτσι αυξάνεται η κυμάτωση.

Όπως φαίνεται από τα παραπάνω παλμογραφήματα και κυρίως από τα παλμογραφήματα που ακολουθούν στη συνέχεια, οι υπερτάσεις πάνω στο στοιχείο μας ήταν σε αμελητέα επίπεδα, πράγμα που ήταν μεγάλη επιτυχία καθώς δεν χρησιμοποιήθηκε κύκλωμα προστασίας snubber. Η χρήση του snubber έχει συνήθως ως αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών και έτσι τη μείωση του βαθμού απόδοσης.

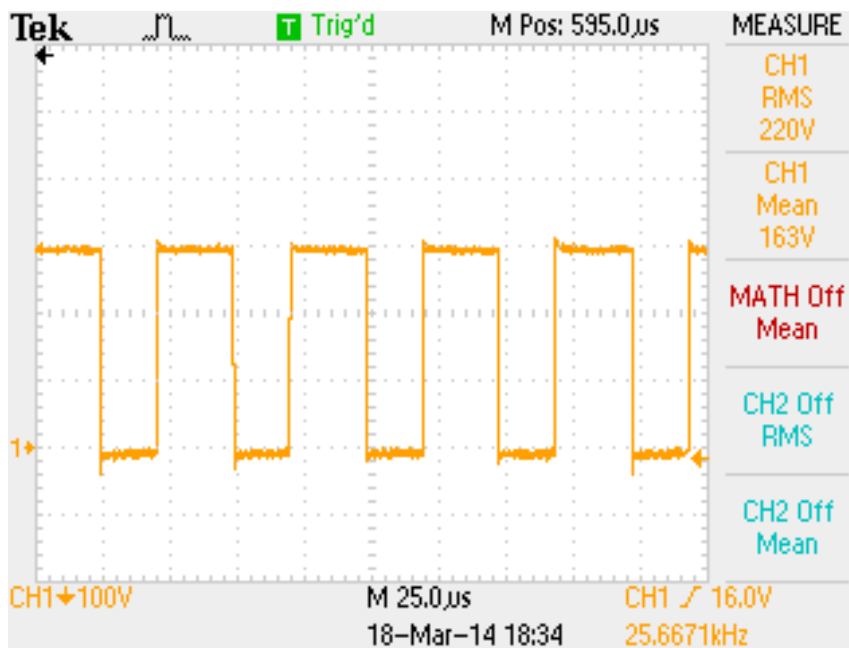
Επίσης, η σταθεροποίηση του ρεύματος φορτίου ήταν άκρως ικανοποιητική. Αυτό σημαίνει ότι οι πυκνωτές που επιλέχθηκαν είναι κατάλληλοι για το φορτίο και τις συνθήκες λειτουργίας του μετατροπέα μας.

Παρακάτω παρουσιάζονται παλμογραφήματα “ανοιγμένα” στον χρόνο, ώστε να είναι ευδιάκριτα και να φαίνονται λεπτομερώς οι ενέργειές μας.



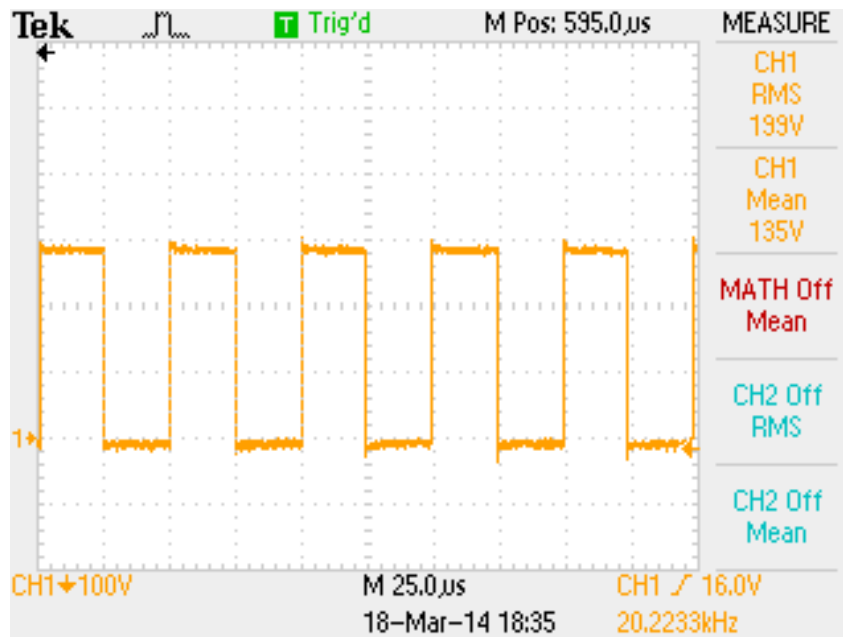
Σχήμα 4.11 Το παλμογράφημα της τάσης μεταξύ του συλλέκτη-εκπομπού του IGBT για λόγο κατάτμησης $\alpha = 0.2$ ή αλλιώς $1/5$.

Στα παλμογραφήματα των σχημάτων 4.11, 4.12 και 4.13 είναι πιο ευδιάκριτη η μορφή της τάσης καθώς το time/div είναι σε πολύ μικρή τιμή ($25\mu\text{s}$).



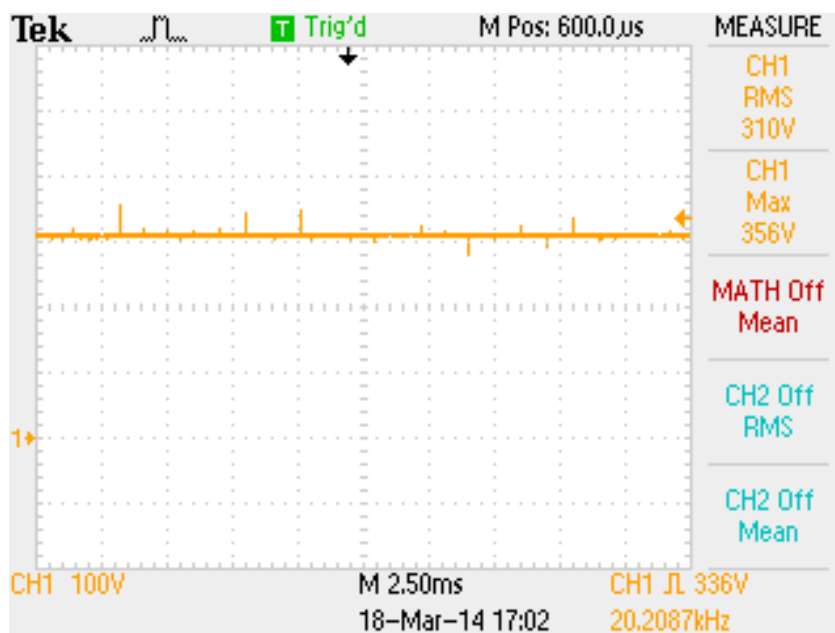
Σχήμα 4.12 Το παλμογράφημα της τάσης μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού του IGBT για λόγο κατάτμησης $\alpha = 0.4$ ή αλλιώς $2/5$.

Όπως γίνεται αντιληπτό, οι υπερτάσεις πάνω στο στοιχείο είναι ελάχιστες, της τάξης των 20 V .



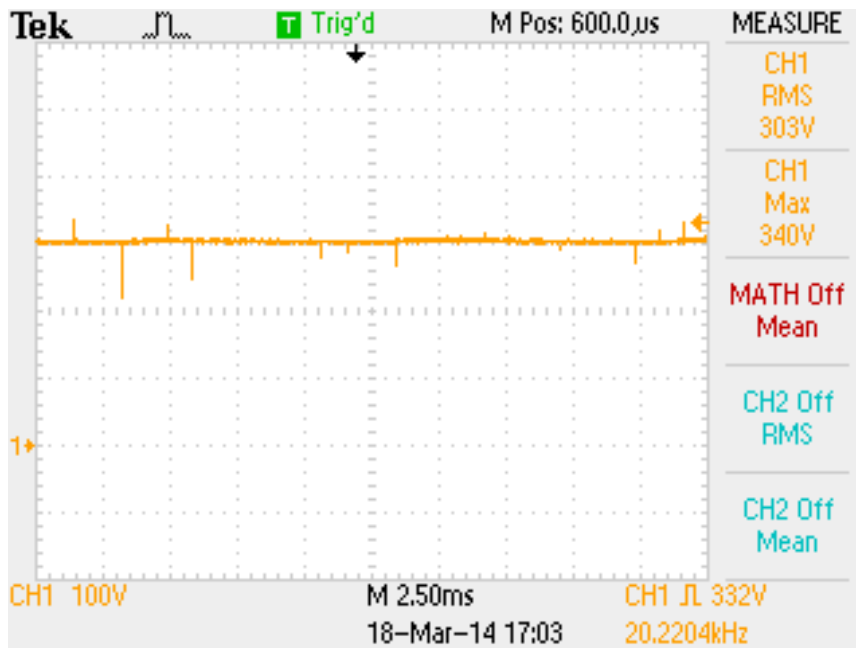
Σχήμα 4.13 Το παλμογράφημα της τάσης μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού του IGBT για λόγο κατάτμησης $\alpha = 0.5$ ή αλλιώς $1/2$.

Όπως είναι φανερό, η μορφή της τάσης στο παλμογράφημα του σχήματος 4.13 είναι η αναμενόμενη και οι υπερτάσεις σχεδόν ανύπαρκτες.



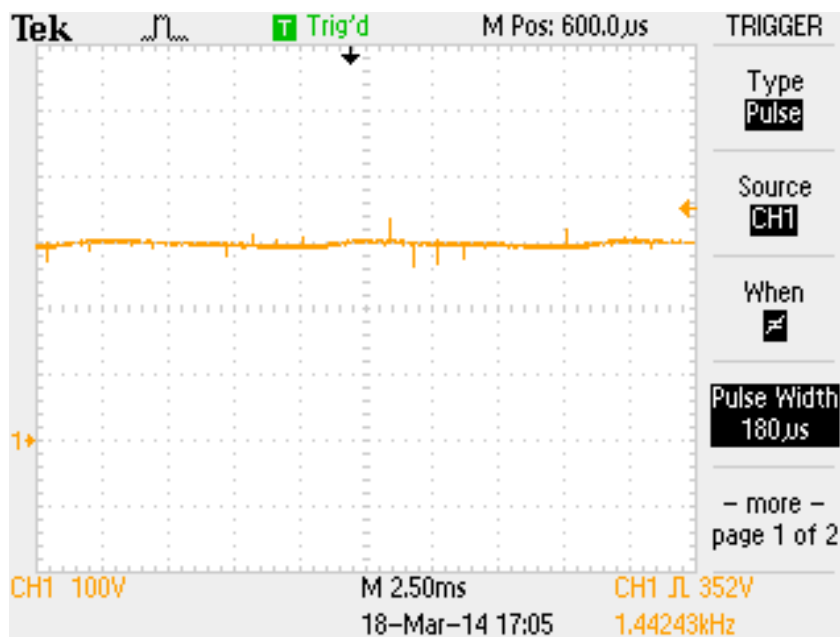
Σχήμα 4.14 Το παλμογράφημα της τάσης εξόδου της γέφυρας ισχύος για ρεύμα εισόδου I_{AC} 0.166 A και ισχύ φορτίου 10.7 W .

Στο παραπάνω παλμογράφημα γίνεται εμφανής η απόλυτη εξομάλυνση της τάσης λόγω του πυκνωτή του 1 mF που έχει τοποθετηθεί στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας ισχύος.

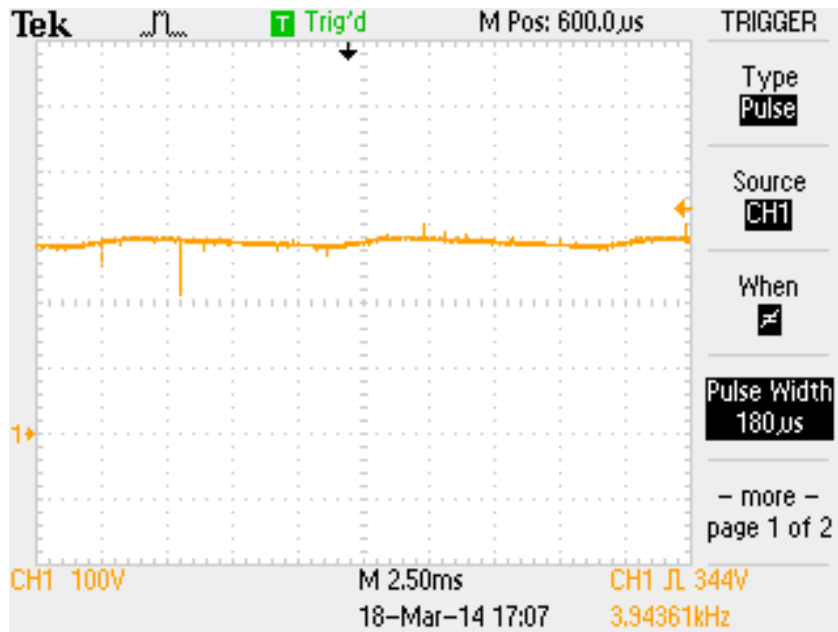


Σχήμα 4.15 Το παλμογράφημα της τάσης εξόδου της γέφυρας ισχύος για ρεύμα εισόδου I_{AC} 0.6 A και ισχύ φορτίου 137.5 W.

Στο παλμογράφημα του σχήματος 4.15, γίνεται εμφανής μία ανεπαίσθητη κυμάτωση της τάσης και ορισμένες υπερτάσεις οι οποίες είναι μέσα στα επιτρεπτά όρια.

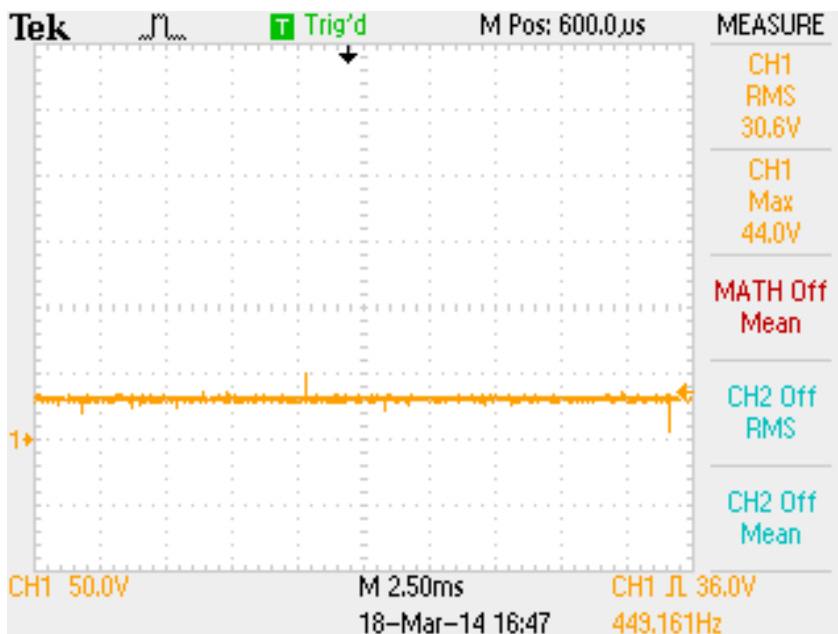


Σχήμα 4.16 Το παλμογράφημα της τάσης εξόδου της γέφυρας για ρεύμα εισόδου I_{AC} 1.2 A και ισχύ φορτίου 285 W.

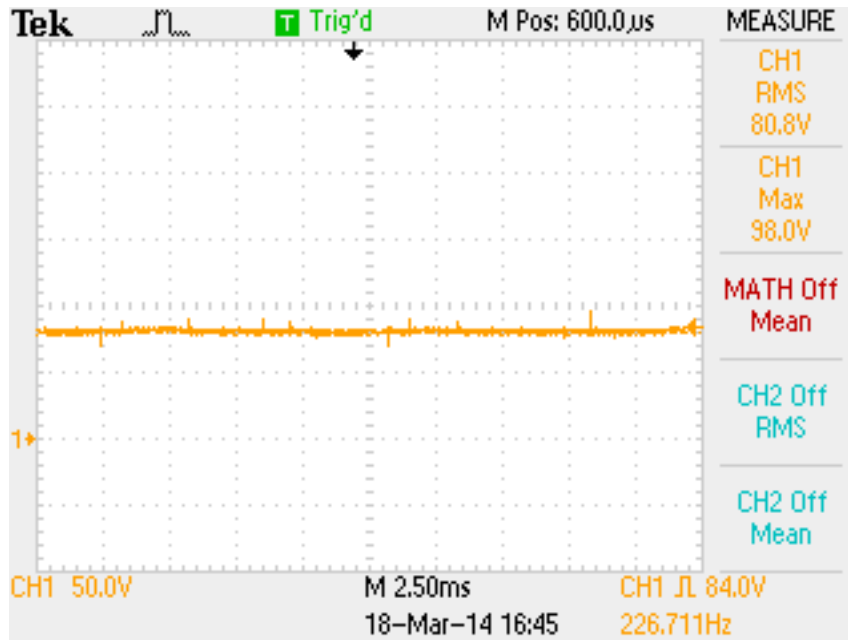


Σχήμα 4.17 Το παλμογράφημα της τάσης εξόδου της γέφυρας ισχύος για ρεύμα εισόδου I_{AC} 2 A και ισχύ φορτίου 500 W.

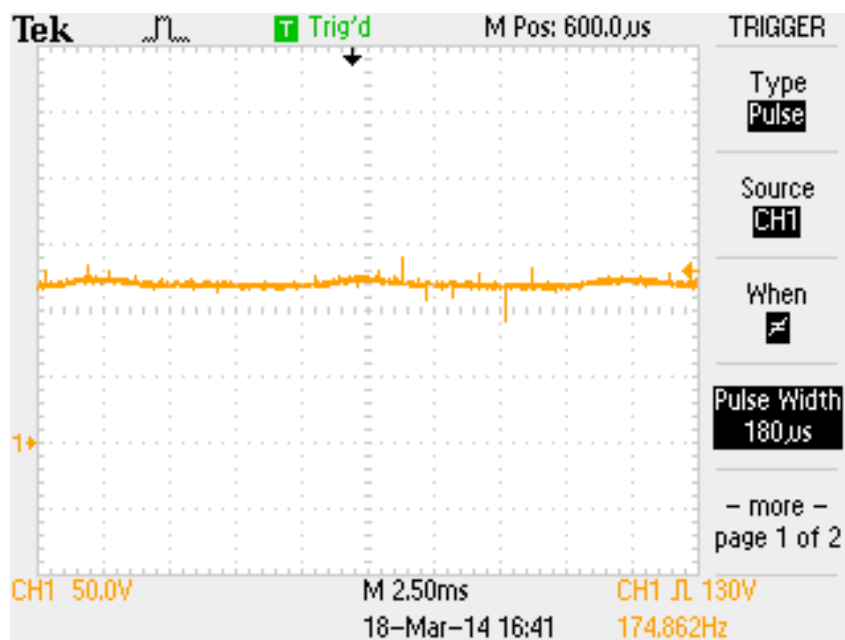
Η κυμάτωση στο σχήμα 4.17 φαίνεται ακόμη πιο έντονα, συνεχίζει να είναι όμως σε απολύτως ικανοποιητικά επίπεδα.



Σχήμα 4.18 Το παλμογράφημα της τάσης φορτίου για ρεύμα εισόδου I_{AC} 0.166 A και ισχύ φορτίου 10.7 W.

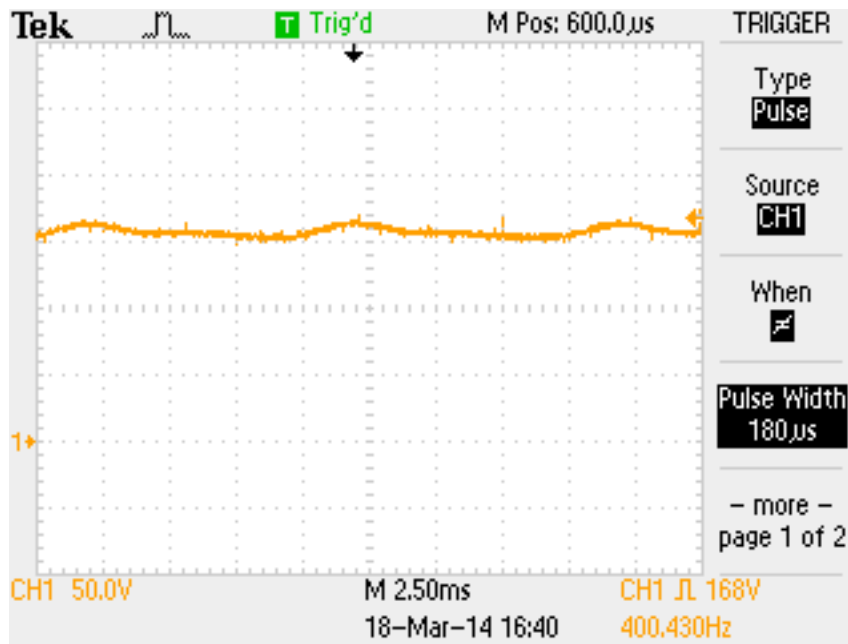


Σχήμα 4.19 Το παλμογράφημα της τάσης φορτίου για ρεύμα εισόδου I_{AC} 0.6 A και ισχύ φορτίου 137.5 W.



Σχήμα 4.20 Το παλμογράφημα της τάσης φορτίου για ρεύμα εισόδου I_{AC} 1.2 A και ισχύ φορτίου 285 W.

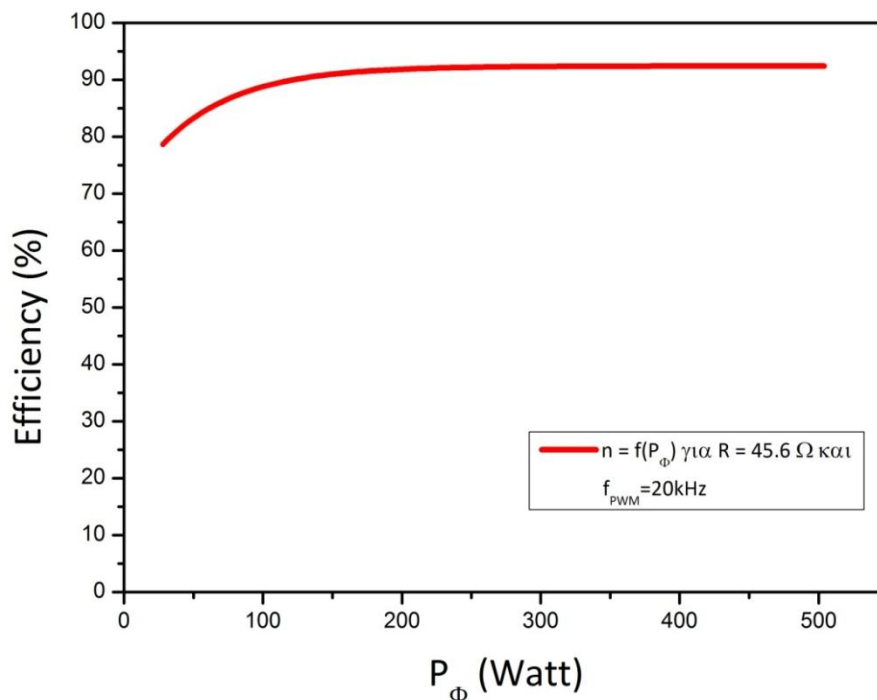
Στο παλμογράφημα του παραπάνω σχήματος, παρατηρείται μία ανεπαίσθητη κυμάτωση της τάσης φορτίου.



Σχήμα 4.21 Το παλμογράφημα της τάσης φορτίου για ρεύμα εισόδου I_{AC} 2 A και ισχύ φορτίου 500 W.

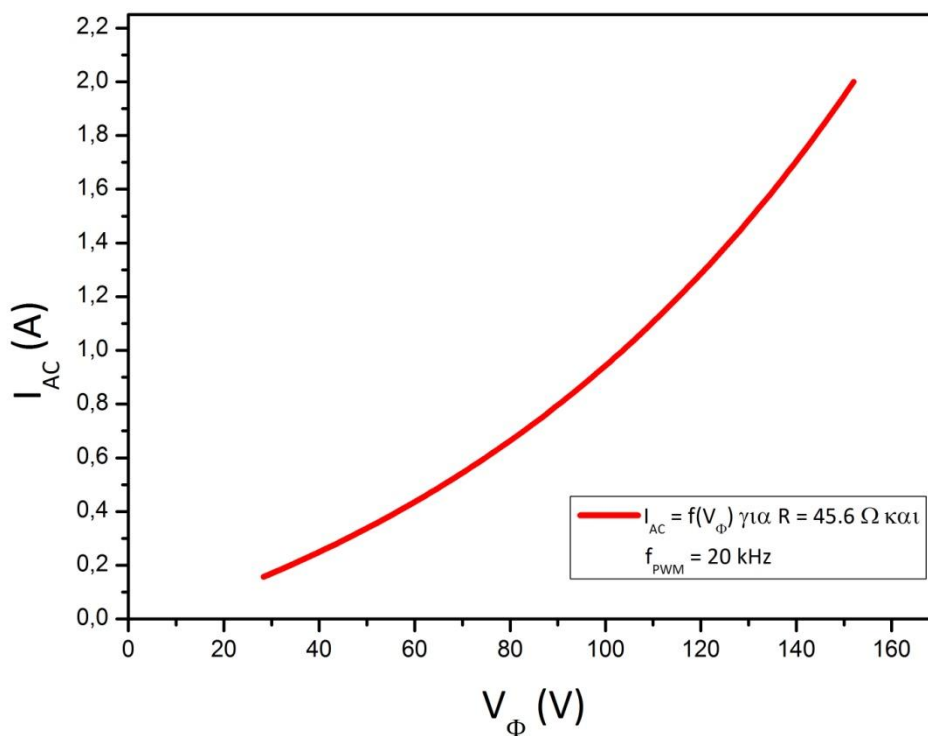
Στο σχήμα 4.12 η κυμάτωση της τάσης φορτίου παρατηρείται ακόμη πιο έντονα. Ωστόσο, βρίσκεται μέσα στα όρια ανοχής.

Στη συνέχεια, παρατίθενται οι καμπύλες λειτουργίας του μετατροπέα όπως αυτές δημιουργήθηκαν μέσω του OriginPro 8.5 έπειτα από επεξεργασία των δεδομένων του Πίνακα 4.1.



Σχήμα 4.22 Η χαρακτηριστική καμπύλη του βαθμού απόδοσης συναρτήσει της ισχύς εξόδου του μετατροπέα.

Γίνεται εμφανές ότι όσο αυξάνεται η P_{Φ} η απόδοση η αυξάνεται και αυτή (με μικρότερο ρυθμό) έως ότου σταθεροποιείται σε μία τιμή $\sim 92\%$. Αυτό συμβαίνει για δύο λόγους: α) όσο αυξάνεται το duty cycle τόσο αυξάνεται και η ισχύς εξόδου του μετατροπέα, επομένως τόσο μικρότερο ρόλο στον βαθμό απόδοσης του μετατροπέα παίζουν οι διακοπτικές απώλειες του IGBT, β) για να αυξηθεί η ισχύς φορτίου, αυξάνεται και η τάση φορτίου. Η πτώση τάσης του στοιχείου όμως κατά την αγωγή, είναι σταθερή, δηλαδή οι απώλειες του στοιχείου κατά την αγωγή είναι σταθερές. Όσο λοιπόν αυξάνεται η τάση φορτίου, τόσο η απώλειες του IGBT κατά την αγωγή παίζουν μικρότερο ρόλο στον βαθμό απόδοσης του μετατροπέα.



Σχήμα 4.23 Η χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του ρεύματος εισόδου συναρτήσει της τάσης εξόδου του μετατροπέα.

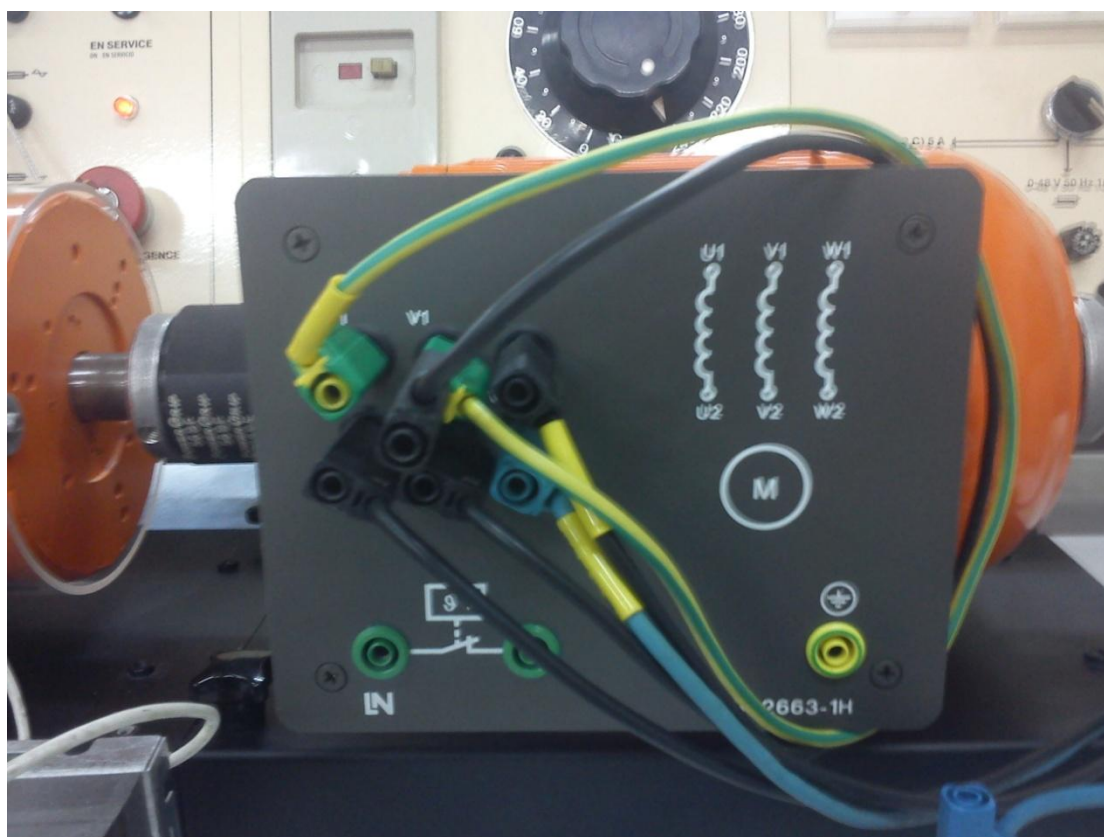
Γίνεται εμφανές ότι τα δύο μεγέθη αυξάνονται με σχεδόν παρόμοιους ρυθμούς. Αυτό συμβαίνει διότι με την αύξηση της ισχύος εκφορτίζεται ταχύτερα ο πυκνωτής εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας ισχύος και για να φορτιστεί εκ νέου πρέπει να περάσει μεγαλύτερο χρονικό διάστημα. Έτσι, πρέπει να αυξηθεί το ρεύμα εισόδου για να διατηρηθεί η τάση αυτού.

Στη συνέχεια, συνδέσαμε την έξοδο του μετατροπέα στο τύλιγμα διέγερσης μίας σύγχρονης μηχανής.

4.1.1.3 Τροφοδότηση μέσω Variac 0-220 Vac και φορτίο το τύλιγμα διέγερσης σύγχρονης μηχανής

Αφού ολοκληρώθηκε επιτυχώς και το προηγούμενο στάδιο, χρησιμοποιήσαμε ως φορτίο το τύλιγμα διέγερσης σύγχρονης μηχανής. Τη σύγχρονη μηχανή αυτή, τη χρησιμοποιήσαμε ως γεννήτρια και συνδέσαμε την έξοδό της σε ένα παθητικό φορτίο. Στη συνέχεια, βρήκαμε ασύγχρονο κινητήρα κατάλληλης ισχύος και με την χρήση κόμπλερ, συνδέσαμε μηχανικά τον άξονα αυτού με τον άξονα της γεννήτριας ώστε να προσφέρει μηχανική ενέργεια στη μηχανή και να την κάνει να περιστρέφεται. Τα τυλίγματα του ασύγχρονου κινητήρα συνδέθηκαν σε συνδεσμολογία αστέρα, όπως και τα τυλίγματα της σύγχρονης γεννήτριας. Αφού έγινε εκκίνηση του ασύγχρονου κινητήρα και της γεννήτριας, το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα τροφοδοτήθηκε ξανά από ένα Variac 0-220 Vac. Όταν η τάση εισόδου του κυκλώματος ισχύος του μετατροπέα έφτασε να είναι 220 Vac, ξεκινήσαμε χειροκίνητα να αλλάζουμε τον λόγο κατάτμησης της PWM. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα να αλλάζει το ρεύμα AC στην είσοδο ισχύος του μετατροπέα. Πάντα προσέχοντας να μην υπερβούμε την ονομαστική τιμή του ρεύματος διέγερσης της σύγχρονης μηχανής, πάρθηκαν οι μετρήσεις του Πίνακα 4.2.

Στα σχήματα 4.24, 4.25, 4.26, 4.27 και 4.28 παρουσιάζονται ορισμένες φωτογραφίες από τις μηχανές που χρησιμοποιήθηκαν καθώς και φωτογραφίες από την πειραματική διάταξη.



Σχήμα 4.24 Το ακροκιβώτιο του ασύγχρονου κινητήρα όπου τα τυλίγματά του είναι συνδεδεμένα σε συνδεσμολογία αστέρα. Αριστερά είναι ευδιάκριτο το κόμπλερ με το οποίο συνδέθηκαν μηχανικά οι δύο άξονες των μηχανών.



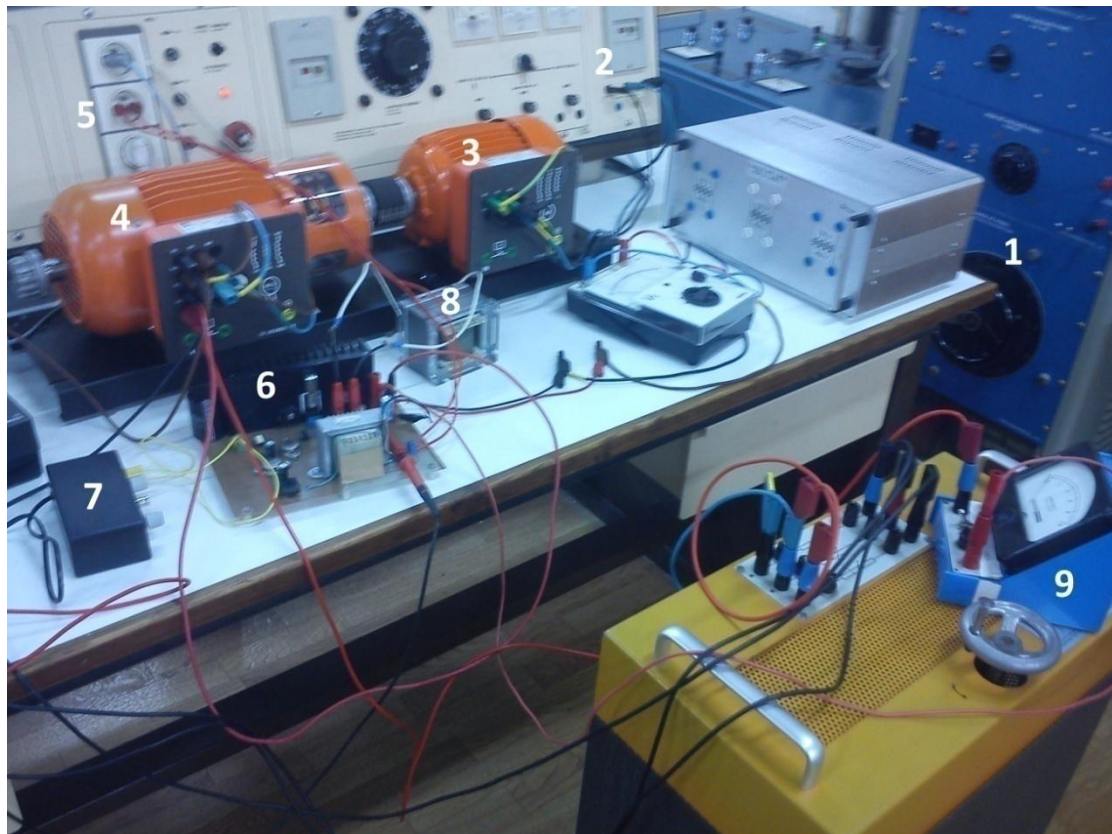
Σχήμα 4.25 Η πινακίδα του κατασκευαστή της σύγχρονης γεννήτριας.



Σχήμα 4.26 Το ακροκιβώτιο της σύγχρονης γεννήτριας όπου τα τυλίγματά της είναι συνδεδεμένα σε συνδεσμολογία αστέρα. Η μηχανή στην προκειμένη περίπτωση λειτουργεί εν κενώ.



Σχήμα 4.27 Η πινακίδα του κατασκευαστή της σύγχρονης γεννήτριας.

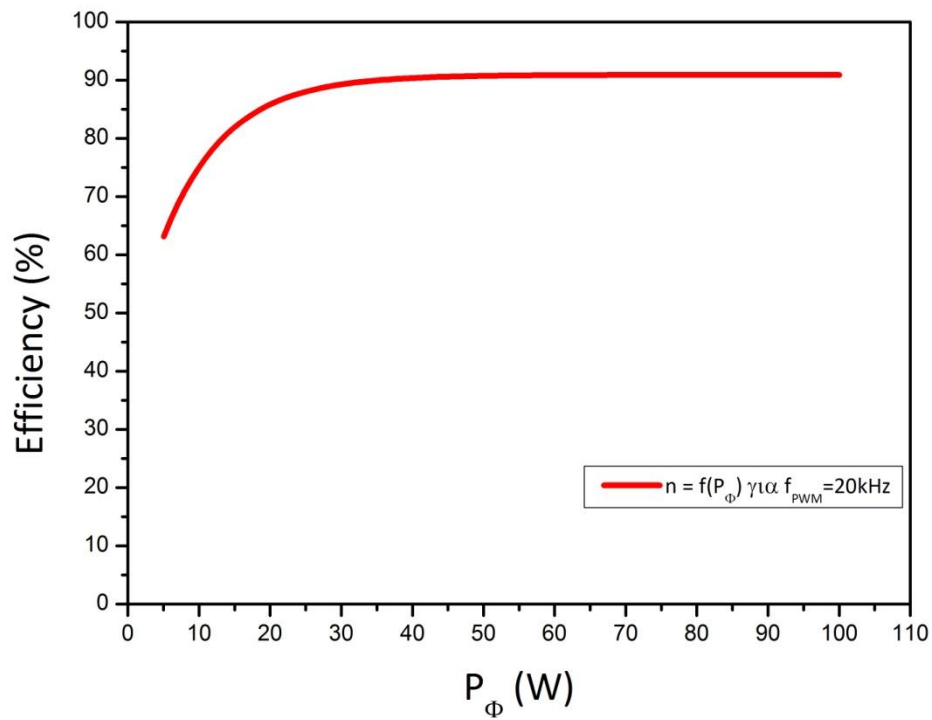


Σχήμα 4.28 Η πειραματική διάταξη που είχε στηθεί στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών του ΤΕΙ Δυτικής Ελλάδας. Χρησιμοποιώντας αύξουσα αρίθμηση έχουμε ως εξής: 1) Τροφοδοτικό Variac 0-220 Vac για την τροφοδότηση του κυκλώματος ισχύος του μετατροπέα. 2) Τροφοδοσία 400 Vac των τυλιγμάτων του στάτη του ασύγχρονου κινητήρα. 3) Ασύγχρονος κινητήρας. 4) Σύγχρονη γεννήτρια. 5) Τροφοδοσία του κυκλώματος παλμοδότησης του μετατροπέα. 6) Μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης. 7) Γεννήτρια PWM παλμών. 8) Πηνίο εξομάλυνσης. 9) Αμπερόμετρο DC για την παρακολούθηση του ρεύματος διέγερσης. Στη φωτογραφία, η γεννήτρια δεν βρίσκεται εν κενώ, αλλά έχει ως φορτίο της ένα ωμικό φορτίο των 300 Ω.

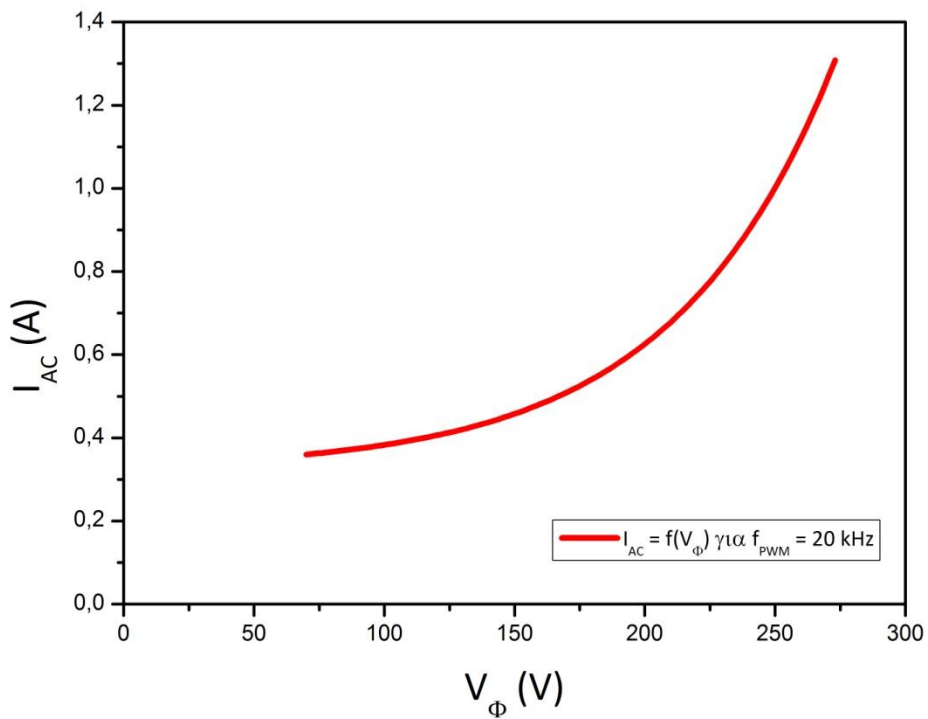
ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (A)	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΡΕΥΜΑ ΦΟΡΤΙΟΥ (A)	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΑΠΟΔΟΣΗ (%)	ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΦΟΡΤΙΟ = ΤΥΛΙΓΜΑ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΠΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΕΙ ΕΝ ΚΕΝΩ							
20	0.36	70	0.1	8.023	5.066	63.14	0.10
	0.426	100	0.15	14.66	9.433	64.34	0.156
	0.503	130	0.2	19.066	15.03	78.85	0.172
	0.577	156	0.25	22.833	19.5	85.4	0.18
	0.652	183	0.3	31.45	26.933	85.64	0.219
	0.734	208	0.35	37.33	32.66	87.49	0.231
	0.830	225	0.4	50	44.66	89.32	0.274
	0.926	250	0.45	63.66	56.75	89.14	0.312
	1.034	266	0.5	80.45	72	89.49	0.354
	1.176	268	0.55	91.66	83.25	90.82	0.354
	1.308	273	0.6	110	100	90.91	0.382

Πίνακας 4.2

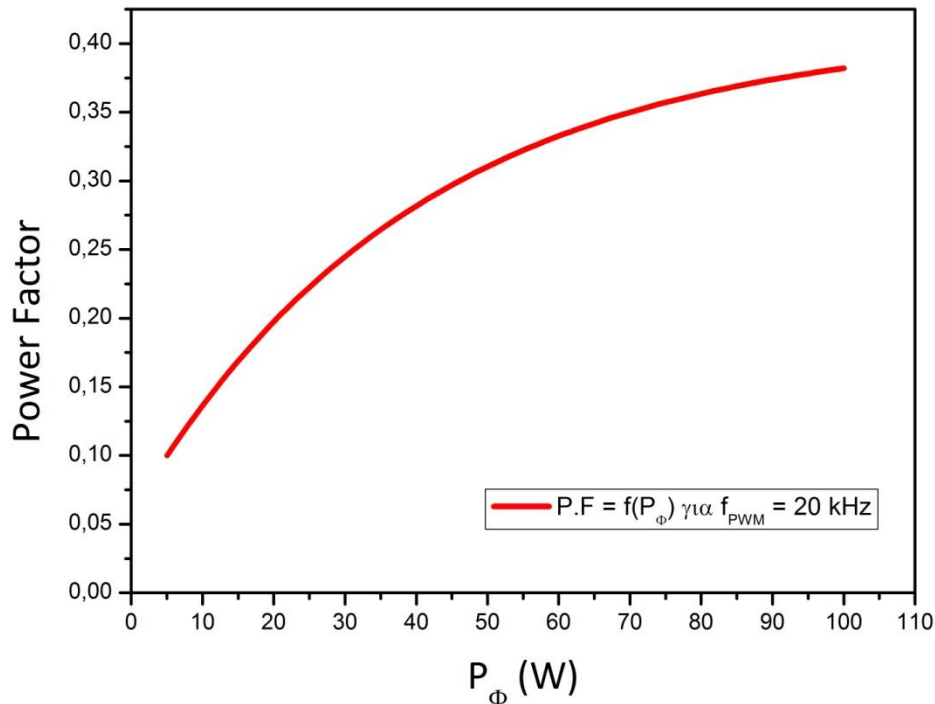
Στη συνέχεια, παρατίθενται οι καμπύλες λειτουργίας του μετατροπέα όπως αυτές δημιουργήθηκαν μέσω του OriginPro 8.5 έπειτα από την επεξεργασία των δεδομένων του Πίνακα 4.2.



Σχήμα 4.29 Η χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του βαθμού απόδοσης συναρτήσει της ισχύς εξόδου του μετατροπέα.



Σχήμα 4.30 Η χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του ρεύματος εισόδου I_{AC} συναρτήσει της τάσης εξόδου του μετατροπέα.



Σχήμα 4.31 Η χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας του συντελεστή ισχύος στην είσοδο ισχύος του μετατροπέα συναρτήσει της ισχύος εξόδου του μετατροπέα.

Στην καμπύλη λειτουργίας του σχήματος 4.31 παρατηρείται ότι ο συντελεστής ισχύος έχει πολύ μικρή τιμή. Αυτό συμβαίνει για τον εξής λόγο: Λόγω του μεγάλου πυκνωτή 1 mF που υπάρχει στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας ισχύος του μετατροπέα, πρέπει η τάση εισόδου να είναι μεγαλύτερη από την τάση του πυκνωτή ώστε να υπάρξει ροή ρεύματος. Επειδή αυτό δεν συμβαίνει συνεχώς, υπάρχουν χρονικά διαστήματα κατά τα οποία δεν υπάρχει ρεύμα εισόδου. Συνεπώς η μορφή της καμπύλης του ρεύματος δεν είναι καθαρά ημιτονοειδής και συνεπώς ο συντελεστής ισχύος είναι χαμηλός. Όσο η ισχύς φορτίου όμως αυξάνεται, μαζί αυξάνεται και ο συντελεστής ισχύος λόγω του ότι η τάση του πυκνωτή μειώνεται και συνεπώς υπάρχει ροή ρεύματος για μεγαλύτερα χρονικά διαστήματα. Κάτι που ισοδυναμεί σε καμπύλη ρεύματος που πλησιάζει την ημιτονοειδή.

Οι καμπύλες λειτουργίας των σχημάτων 4.29 και 4.30 έχουν ίδια μορφή με αυτή των αντίστοιχων καμπυλών λειτουργίας της ενότητας 4.1.1.2 για τους ίδιους λόγους που αναλύθηκαν εκεί.

Στο σημείο αυτό, τελείωσαν οι πειραματικές δοκιμές που έγιναν στον μετατροπέα. Στο επόμενο κεφάλαιο, θα γίνει αναφορά στα όποια προβλήματα παρουσιάστηκαν κατά την εκπόνηση της παρούσας πτυχιακής εργασίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΠΟΥ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΤΗΚΑΝ

5.1 Προβλήματα κατά τη σχεδίαση του μετατροπέα

Κατά τη διαδικασία της σχεδίασης, το PCB έπρεπε να σχεδιαστεί ώστε να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο και να χωράνε πάνω του όλα τα απαραίτητα υλικά του μετατροπέα. Όμως, το κύκλωμα παλμοδότησης έπρεπε να σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να τηρούνται μερικές προϋποθέσεις. α) Τα στοιχεία του κύκλωματος παλμοδότησης έπρεπε να βρίσκονται όσο το δυνατόν πιο μακριά από τα στοιχεία του κυκλώματος ισχύος. Αυτό διότι η υψηλή διακοπτική συχνότητα των 20 kHz που λειτουργεί ο μετατροπέας δημιουργεί μέσω ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών παράσιτα τα οποία μπορεί να επηρεάσουν το κύκλωμα παλμοδότησης. Αποτέλεσμα του προηγούμενου θα ήταν η λανθασμένη λειτουργία του κυκλώματος παλμοδότησης και στην χειρότερη περίπτωση η ακούσια έναυση αγωγής του IGBT με συνέπεια ακόμη και την καταστροφή του. β) Το ολοκληρωμένο κύκλωμα του optocoupler έπρεπε να βρίσκεται όσο το δυνατόν πιο μακριά από το IGBT ενώ το ολοκληρωμένο κύκλωμα του driver να βρίσκεται όσο το δυνατόν πιο κοντά στο IGBT.

Επίσης, τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, δηλαδή το IGBT, η δίοδος ελεύθερης διέλευσης και η ανορθωτική γέφυρα ισχύος, έπρεπε να σχεδιαστούν σε μία ευθεία παράλληλη ως προς τη βάση του PCB έτσι ώστε να μπορέσουν να έρθουν σε επαφή με το σώμα της ψύκτρας που και αυτή θα ήταν παράλληλη με τη βάση του PCB.

Τέλος, η πρόκληση ήταν να σχεδιαστεί όλο το PCB χρησιμοποιώντας μόνο το ένα του layer για λόγους κόστους και ευκολίας εκτύπωσής του. Η δυσκολία υπήρξε στο γεγονός ότι οι αγωγιμοί δρόμοι ήταν αρκετοί, έπρεπε λοιπόν να σχεδιαστούν σε ένα layer και προφανώς δεν έπρεπε να τέμνονται. Επίσης, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, το μέγεθος του PCB έπρεπε να ήταν όσο το δυνατόν μικρότερο.

Αφού οι προκλήσεις αυτές ξεπεράστηκαν επιτυχώς, ακολούθησε η κατασκευή και η λειτουργία του μετατροπέα και κάποια σημαντικά προβλήματα που παρουσιάστηκαν περιγράφονται στη συνέχεια.

5.2 Πρόβλημα κατά την κατασκευή του μετατροπέα

Το πρόβλημα που υπήρξε κατά την κατασκευή του μετατροπέα, αφορούσε το package του IGBT (plus 247). Το συγκεκριμένο package κατασκευάζεται από την IXYS χωρίς τρύπα πάνω στο στοιχείο. Αυτό σημαίνει ότι δεν μπορεί να περαστεί βίδα μέσα από το στοιχείο ώστε αυτό να έρχεται σε στενή επαφή με την ψύκτρα. Η έλλειψη τρύπας του package δεν έγινε αντιληπτή κατά την παραγγελία του IGBT, με αποτέλεσμα όταν το πήραμε στα χέρια μας, να βρεθούμε προ εκπλήξεως. Το πρόβλημα λύθηκε (από τον κύριο Πέτρου), χρησιμοποιώντας ένα έλασμα η μία άκρη του οποίου βιδώθηκε στην

ψύκτρα και την άλλη μεριά του εφάρμοσε στο IGBT. Έτσι, το IGBT έρχεται σε στενή επαφή με την ψύκτρα. Η πατέντα αυτή είναι εμφανής στις φωτογραφίες του μετατροπέα που υπάρχουν στο 3^ο κεφάλαιο της πτυχιακής.

5.3 Προβλήματα κατά τη λειτουργία του μετατροπέα

Πριν τεθεί σε λειτουργία ο μετατροπέας δεν μπορούσαν με σιγουριά να προβλεφθούν τα προβλήματα τα οποία επρόκειτο να παρουσιαστούν. Μόνο όταν ο μετατροπέας τέθηκε σε λειτουργία εμφανίστηκαν ορισμένα προβλήματα εκ των οποίων άλλα είχαμε αναλογιστεί ότι ίσως παρουσιαστούν και άλλα όχι. Όσα παρουσιάστηκαν κληθήκαμε να τα αντιμετωπίσουμε και παρακάτω περιγράφονται αυτά καθώς και οι ενέργειες μας ώστε να τα επιλύσουμε.

5.3.1 Καταστροφή της διόδου ελεύθερης διέλευσης

Αρχικά, ως διάδος ελεύθερης διέλευσης είχε χρησιμοποιηθεί το μοντέλο P600J της εταιρείας Vishay Electronics. Πρόκειται για μία πολύ καλή διάοδο ισχύος η οποία μπορεί να διαχειριστεί μεγάλη ισχύ. Το πρόβλημα, όπως αποδείχθηκε, ήταν ότι δεν έχει τόσο χαμηλούς χρόνους έναυσης και σβέσης. Έτσι, κατά την αρχική λειτουργία του μετατροπέα στο στάδιο όπου είχαμε συνδέσει ωμικό φορτίο $R=45.6 \Omega$ και το κύκλωμα ισχύος τροφοδοτούνταν με 220 Vac, η διάδος δεν μπόρεσε να ανταπεξέλθει στην συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα με αποτέλεσμα να καταστραφεί (βραχυκυκλωθεί). Λόγω της καταστροφής της, βραχυκυκλώθηκε η έξοδος της γέφυρας ισχύος και κατά συνέπεια βραχυκυκλώθηκε το Variac (AC τροφοδοτικό ισχύος). Ευτυχώς, επενέβη η προστασία του Variac και δεν υπήρξε άλλη ζημιά πέρα από την καταστροφή της διόδου το κόστος της οποίας ήταν πολύ μικρό.

Λόγο αυτού, έπρεπε να βρούμε νέα διάοδο και έτσι χρησιμοποιήσαμε την DSEI60-06A της εταιρείας IXYS. Χαρακτηριστικά, οι χρόνοι έναυσης και σβέσης της P600J είναι 2.5 μs, ενώ οι αντίστοιχοι της DSEI60-06A είναι 35-50 ns, δηλαδή πενήντα πέντε φορές περίπου μικρότεροι. Έτσι, αποκολλήθηκε από την πλακέτα η κατεστραμμένη διάodos και στη θέση των ακροδεκτών της τοποθετήθηκε η νέα.

5.3.2 Υπερτάσεις στο IGBT μεταξύ συλλεκτή-εκπομπού και στα άκρα της διόδου ελεύθερης διέλευσης

Το πρόβλημα αυτό, ήταν κάτι που περιμέναμε ότι θα συναντήσουμε. Οι υπερτάσεις δημιουργούνται λόγω της απότομης μεταβολής του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο καθώς και από την παρασιτική επαγωγή του κυκλώματος και του IGBT. Η μεταβολή προκαλείται από τη διακοπτική λειτουργία του IGBT. Η υπέρταση είναι ανάλογη του μεγέθους της επαγωγής και του ρυθμού μεταβολής της έντασης του ρεύματος [9]. Αυτή η υπέρταση μπορεί να αποβεί καταστροφική για το IGBT και τη διάοδο λόγω του ότι τα

στοιχεία αυτά έχουν ένα όριο στο dv/dt αλλά και στην απόλυτη τιμή της τάσης που μπορούν να αντέξουν στα άκρα τους. Για τον λόγο αυτό, συνήθως, χρησιμοποιούνται κυκλώματα snubber για την μείωση των υπερτάσεων στα άκρα των στοιχείων.

Τα συνηθέστερα κυκλώματα snubber αποτελούνται από μία ωμική αντίσταση και έναν πυκνωτή συνδεδεμένα εν σειρά. Λόγω της ύπαρξης ωμικής αντίστασης, γίνεται φανερό ότι υπάρχει απώλεια ενέργειας με την μορφή θερμότητας. Αυτό συνεπάγεται μειωμένο βαθμό απόδοσης του μετατροπέα. Για να αυξήσουμε τον βαθμό απόδοσης του μετατροπέα αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε πυκνωτές κατάλληλων τιμών στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας ισχύος καθώς και στην έξοδο του μετατροπέα.

Εδώ να σημειωθεί ότι δεν μπορούσαμε με κάποιον τρόπο να είμαστε σίγουροι για το αν αυτό θα λειτουργήσει. Σε περίπτωση που δεν λειτουργούσε, θα ήμασταν αναγκασμένοι να χρησιμοποιήσουμε κύκλωμα snubber.

Μετά από πλήθος δοκιμών διαφόρων πυκνωτών τόσο στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας ισχύος όσο και στην έξοδο του μετατροπέα, καταλήξαμε στην τιμή χωρητικότητας που χρησιμοποιήθηκαν. Δηλαδή 1 mF στην έξοδο της γέφυρας και 44 μ F στην έξοδο του μετατροπέα. Με τις τιμές αυτές, πετύχαμε την εξαιρετική μείωση των υπερτάσεων αλλά και την εξομάλυνση της τάσης.

ΕΠΙΛΟΓΟΣ

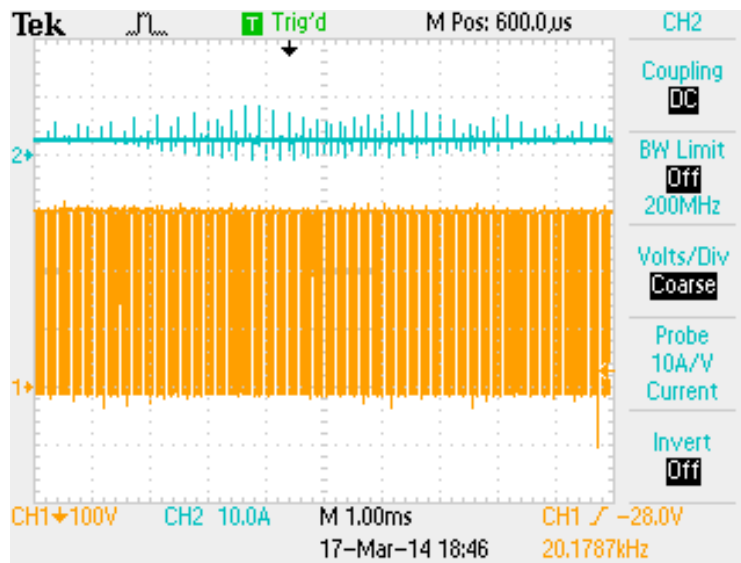
Μελετήθηκε, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένας μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης ο οποίος λειτουργεί με βαθμό απόδοσης που αγγίζει το 91%. Δεν περιέχει κάποιο κύκλωμα snubber ώστε να έχει αυξημένες απώλειες ενέργειας και η τάση εξόδου του είναι εξαιρετικά εξομαλυμένη, γεγονός που είναι πολύ θετικό σε περίπτωση που ο μετατροπέας κληθεί να τροφοδοτήσει κάποιο φορτίο διαφορετικό από αυτό του τυλίγματος διέγερσης της σύγχρονης μηχανής. Ο μετατροπέας θα παραμείνει στο Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών Τ.Ε. του ΤΕΙ Δυτικής Ελλάδας και θα χρησιμοποιηθεί στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών του τμήματος. Εφόσον ολοκληρωθεί και η υλοποίηση του δεύτερου μέρους της πτυχιακής δηλαδή, του μικροελεγκτή που θα διαβάξει τα zero-crossings και θα δημιουργεί την κατάλληλη PWM παλμοδότηση, θα πραγματοποιείται αυτόματη διόρθωση του συντελεστή ισχύος. Επίσης, έχει προβλεφθεί στο μέλλον, να χρησιμοποιηθεί ως έχει και στο Εργαστήριο Ηλεκτρονικών Ισχύος του τμήματος, είτε ως εργαστηριακή άσκηση, είτε για την επίδειξη της κατασκευής και της λειτουργίας παρόμοιων ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος, για την εκπαίδευση των φοιτητών.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

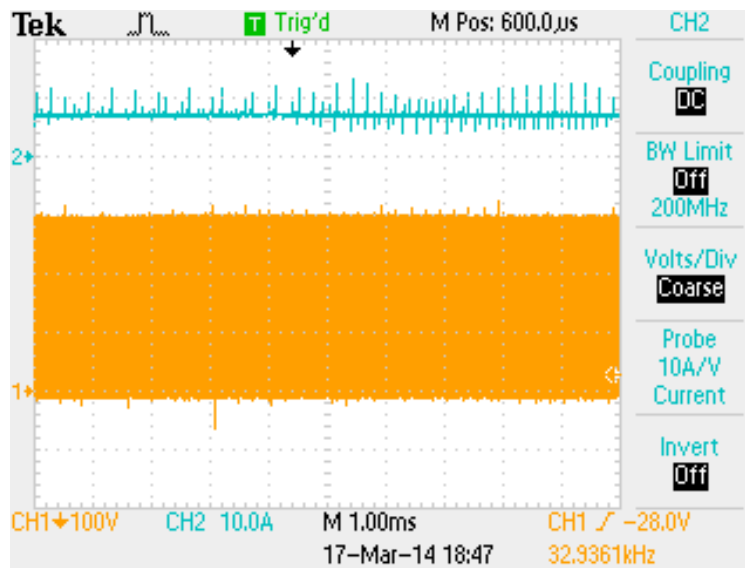
- [1] Timothy L. Skvarenina, The Power Electronics Handbook, CRC Press, LLC, 2002.
- [2] Muhammad H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001.
- [3] DC-to-DC converter. http://en.wikipedia.org/wiki/DC-to-DC_converter (Ανάκτηση την 20/09/2014).
- [4] Mohan, N., Undeland, T.M., and Robbins, W.P., Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 2nd Edition, John Wiley & Sons, New York, 1995.
- [5] Stephen J. Chapman, Ηλεκτρικές Μηχανές, 4^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010.
- [6] File: V curve synchronous motor.svg.
http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/0/0a/V_curve_synchronous_motor.svg (Ανάκτηση την 02/11/2014).
- [7] Zero crossing. http://en.wikipedia.org/wiki/Zero_crossing (Ανάκτηση την 02/11/2014).
- [8] Κωνσταντίνος Γ. Γεωργιάκας, διαλέξεις του θεωρητικού μαθήματος “Ηλεκτρονικά Ισχύος και Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά”.
- [9] Y. Zhang, S. Sobhani and R. Chokhawala, Snubber Considerations for IGBT Applications, International Rectifier Applications Engineering.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α ΠΑΛΜΟΓΡΑΦΗΜΑΤΑ 4^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

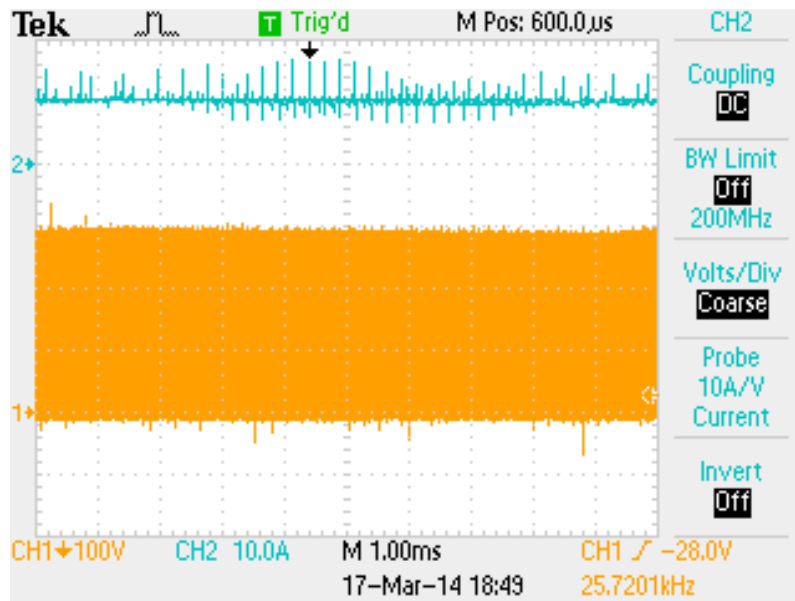
Στο 4^ο κεφάλαιο, κάποιες τιμές αποτυπώθηκαν από στοιχεία αποθηκευμένα στον παλμογράφο ως τιμές. Για να φαίνονται καλύτερα “ανοίχθηκαν” στον χρόνο. Έτσι, στο παράρτημα αυτό, παρατίθενται τα “αυθεντικά” παλμογραφήματα.



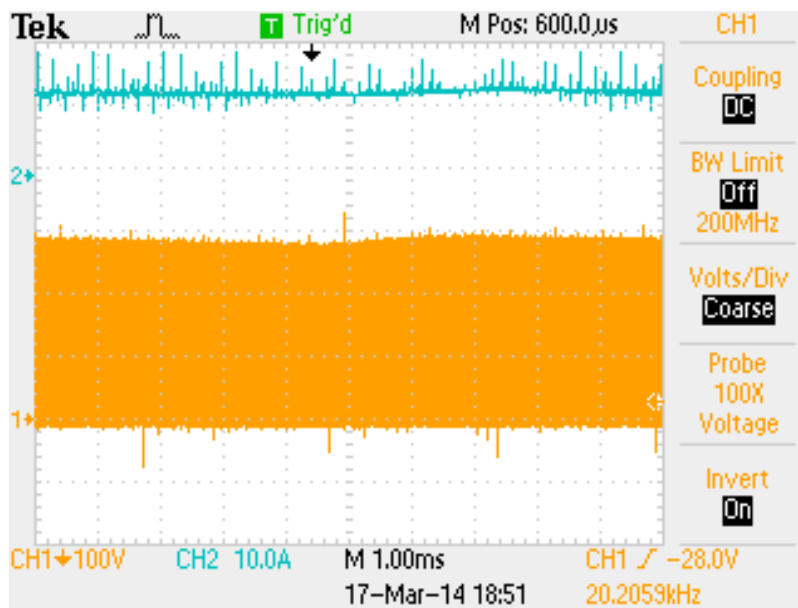
Σχήμα Α1 Το παλμογράφημα της τάσης μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} του IGBT και του ρεύματος φορτίου I_{ϕ} για ρεύμα εισόδου 0.166 A, ωμικό φορτίο $R=45.6 \Omega$ και ισχύ φορτίου 10.7 W.



Σχήμα Α2 Το παλμογράφημα της τάσης μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} του IGBT και του ρεύματος φορτίου I_{ϕ} για ρεύμα εισόδου 0.6 A, ωμικό φορτίο $R=45.6 \Omega$ και ισχύ φορτίου 137.5 W.



Σχήμα Α3 Το παλμογράφημα της τάσης μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} του IGBT και του ρεύματος φορτίου I_{ϕ} για ρεύμα εισόδου 1.2 A, ωμικό φορτίο $R=45.6 \Omega$ και ισχύ φορτίου 285 W.



Σχήμα Α4 Το παλμογράφημα της τάσης μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} του IGBT και του ρεύματος φορτίου I_{ϕ} για ρεύμα εισόδου 2.0 A, ωμικό φορτίο $R=45.6 \Omega$ και ισχύ φορτίου 500 W.

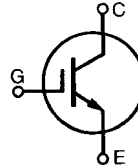
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

DATASHEETS ΤΩΝ ΥΛΙΚΩΝ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ

HiPerFAST™ IGBT Lightspeed™ Series

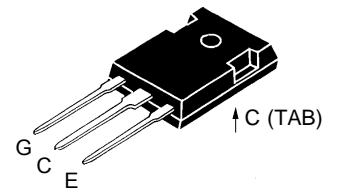
IXGH 12N90C
IXGX 12N90C

$V_{CES} = 900 \text{ V}$
 $I_{C25} = 24 \text{ A}$
 $V_{CES(sat)} = 3.0 \text{ V}$
 $t_{fi(typ)} = 70 \text{ ns}$

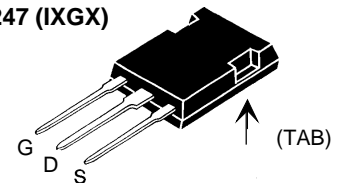


Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}$	900	V
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}; R_{GE} = 1 \text{ M}\Omega$	900	V
V_{GES}	Continuous	± 20	V
V_{GEM}	Transient	± 30	V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	24	A
I_{C90}	$T_C = 90^\circ\text{C}$	12	A
I_{CM}	$T_C = 25^\circ\text{C}, 1 \text{ ms}$	48	A
SSOA (RBSOA)	$V_{GE} = 15 \text{ V}, T_{VJ} = 125^\circ\text{C}, R_G = 33 \Omega$ Clamped inductive load	$I_{CM} = 24$ @ $0.8 V_{CES}$	A
P_C	$T_C = 25^\circ\text{C}$	100	W
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{JM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque with screw M3 Mounting torque with screw M3.5	0.45/4 Nm/lb.in. 0.55/5 Nm/lb.in.	
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300	$^\circ\text{C}$
Weight		6	g

TO-247 (IXGH)



PLUS 247 (IXGX)



G = Gate, C = Collector,
E = Emitter, TAB = Collector

Features

- Very high frequency IGBT
- New generation HDMOS™ process
- International standard package
- High peak current handling capability

Applications

- PFC circuit
- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- Switch-mode and resonant-mode power supplies
- High power audio amplifiers

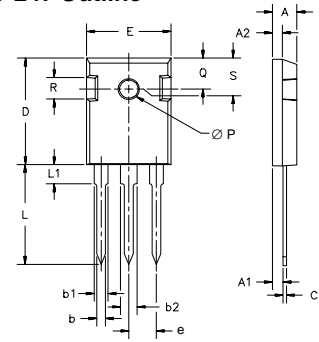
Advantages

- Fast switching speed
- High power density

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
BV_{CES}	$I_C = 250 \mu\text{A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	900		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 250 \mu\text{A}, V_{GE} = V_{GE}$	2.5		5.0 V
I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0 \text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$			100 μA 1.5 mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}, V_{GE} = \pm 20 \text{ V}$			$\pm 100 \text{ nA}$
$V_{CE(sat)}$	$I_C = I_{CE90}, V_{GE} = 15 \text{ V}$			3.0 V

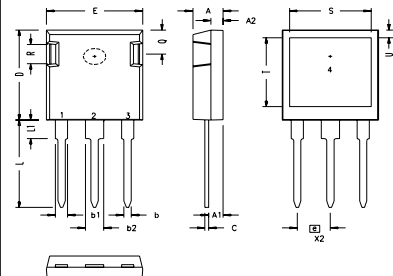
Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)			
		min.	typ.	max.	
g_{fs}	$I_C = I_{C90}, V_{CE} = 10\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$	5	10	S	
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		780	pF	
C_{oes}			60	pF	
C_{res}			15	pF	
Q_g	$I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15\text{ V}, V_{CE} = 0.5 V_{CES}$		33	nC	
Q_{ge}			10	nC	
Q_{gc}			12	nC	
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}, R_G = R_{off} = 22\ \Omega$ Remarks: Switching times may increase for $V_{CE}(\text{Clamp}) > 0.8 \cdot V_{CES}$, higher T_J or increased R_G		20	ns	
t_{ri}			20	ns	
$t_{d(off)}$			135	200	ns
t_{fi}			70	180	ns
E_{off}			0.32	0.70	mJ
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}, R_G = R_{off} = 22\ \Omega$ Remarks: Switching times may increase for $V_{CE}(\text{Clamp}) > 0.8 \cdot V_{CES}$, higher T_J or increased R_G		20	ns	
t_{ri}			20	ns	
E_{on}			0.15	mJ	
$t_{d(off)}$			200	ns	
t_{fi}			150	ns	
E_{off}		0.70	mJ		
R_{thJC}			1.25	K/W	
R_{thCK}	TO-247 PLUS 247	0.25 0.15		K/W K/W	

TO-247 Outline



Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.7	5.3	.185	.209
A ₁	2.2	2.54	.087	.102
A ₂	2.2	2.6	.087	.102
b	1.0	1.4	.040	.055
b ₁	1.65	2.13	.065	.084
b ₂	2.87	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L1		4.50		.177
∅P	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15	BSC	.242	BSC

PLUS 247 Outline



SYM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.190	.205	4.83	5.21
A1	.090	.100	2.29	2.54
A2	.075	.085	1.91	2.16
b	.045	.055	1.14	1.40
b1	.075	.084	1.91	2.13
b2	.115	.123	2.92	3.12
C	.024	.031	0.61	0.80
D	.819	.840	20.80	21.34
E	.620	.635	15.75	16.13
e	.215 BSC		5.45 BSC	
L	.780	.800	19.81	20.32
L1	.150	.170	3.81	4.32
Q	.220	.244	5.59	6.20
R	.170	.190	4.32	4.83
S	.520	.540	13.21	13.72
T	.620	.640	15.75	16.26
U	.065	.080	1.65	2.03

- 1 - GATE
- 2 - DRAIN (COLLECTOR)
- 3 - SOURCE (EMITTER)
- 4 - NO CONNECTION

NOTE: This drawing will meet all dimensions requirement of JEDEC outline TO-247AD except screw hole.

IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

IXYS MOSFETs and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents:

4,835,592 4,881,106 5,017,508 5,049,961 5,187,117 5,486,715 6,306,728B1 6,259,123B1 6,306,728B1
4,850,072 4,931,844 5,034,796 5,063,307 5,237,481 5,381,025 6,404,065B1 6,162,665 6,534,343

Fig. 1. Saturation Voltage Characteristics @ 25°C

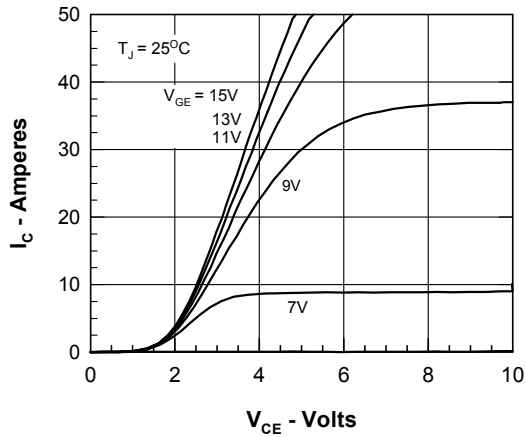


Fig. 2. Extended Output Characteristics

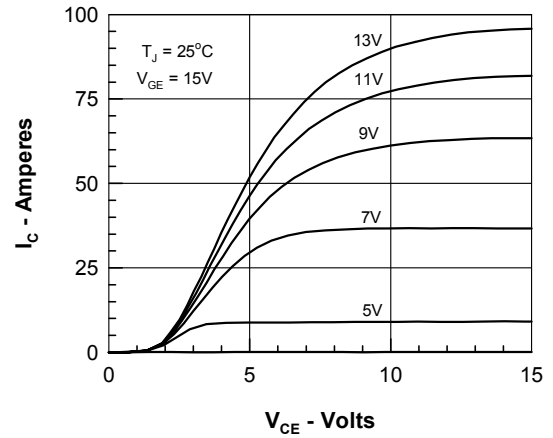


Fig. 3. Saturation Voltage Characteristics @ 125°C

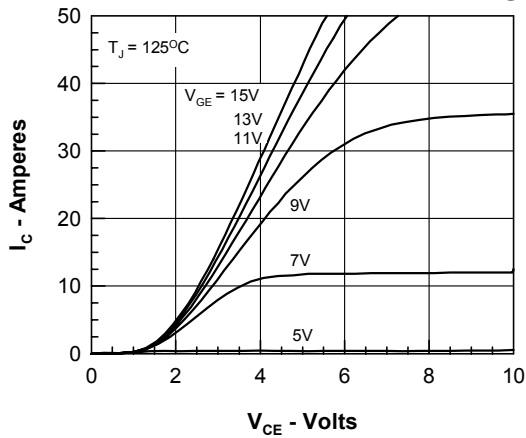


Fig. 4. Temperature Dependence of $V_{CE(SAT)}$

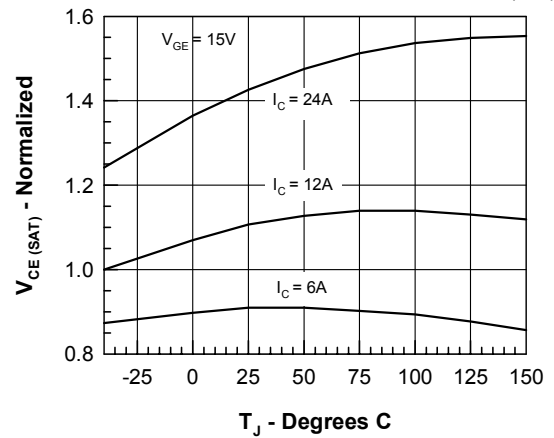


Fig. 5. Admittance Curves

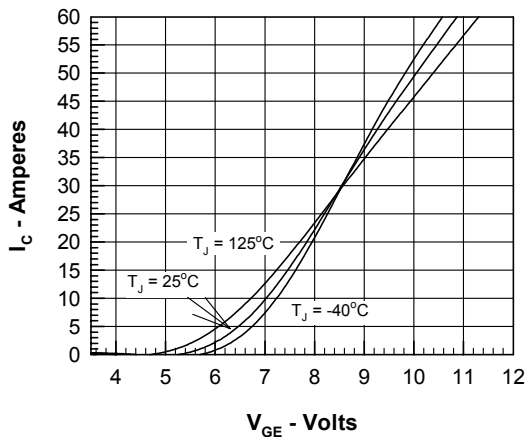


Fig. 6. Capacitance Curves

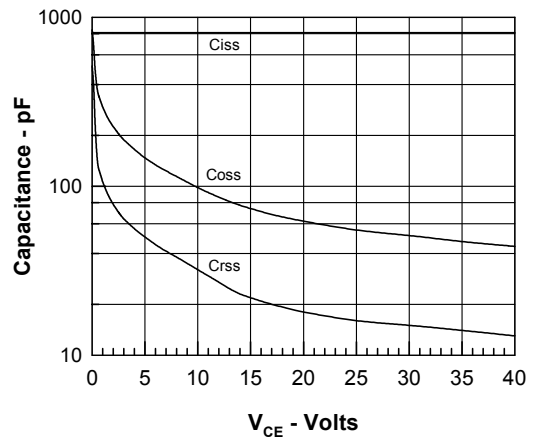


Fig. 7. Dependence of E_{OFF} on I_C

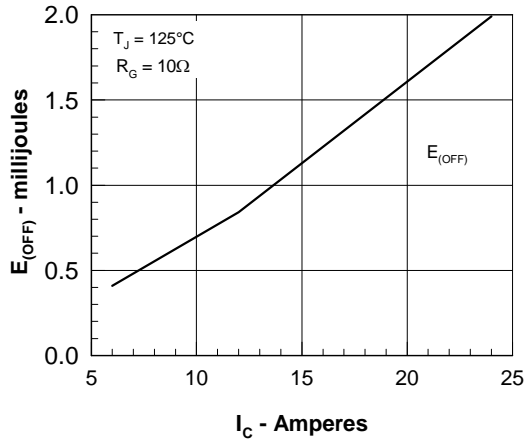


Fig. 8. Dependence of E_{OFF} on R_G

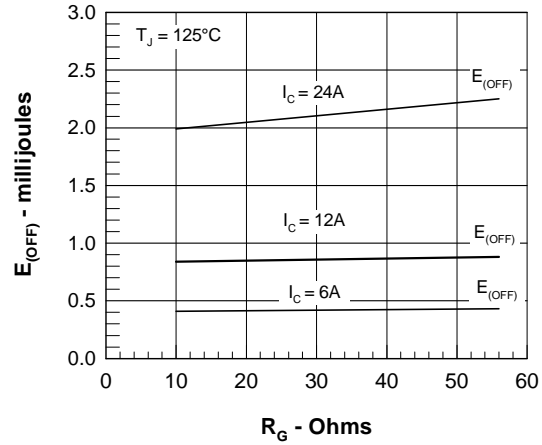


Fig. 9. Gate Charge

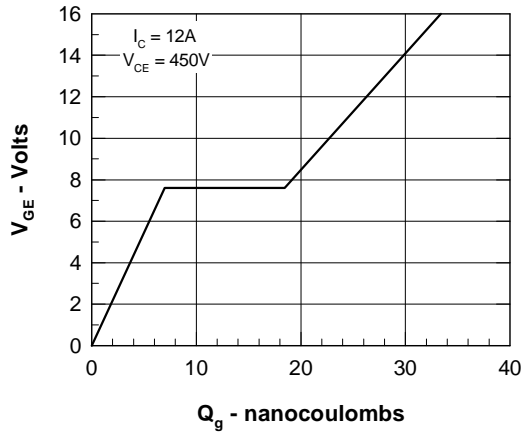


Fig. 10. Turn-off Safe Operating Area

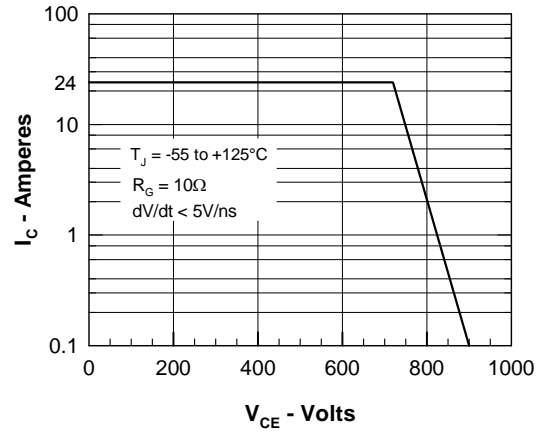
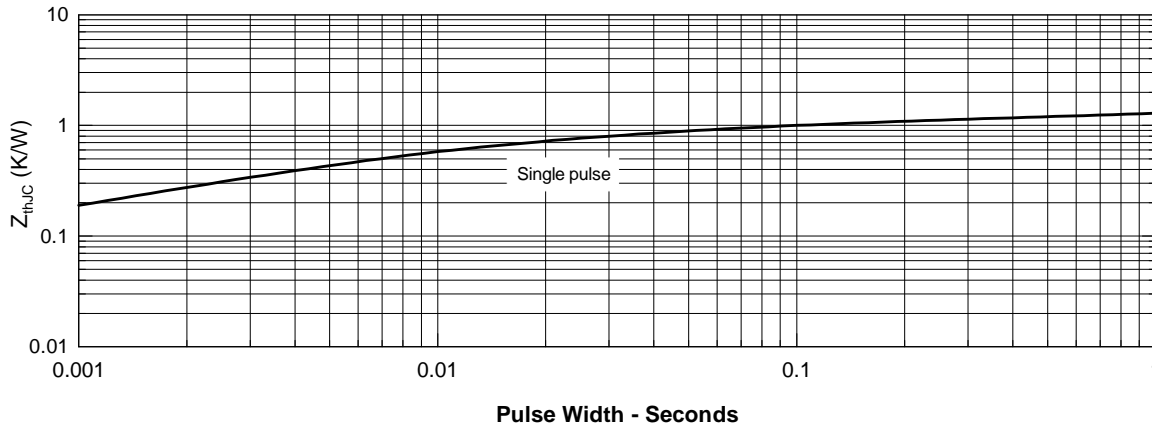


Fig. 11. Transient Thermal Resistance



IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

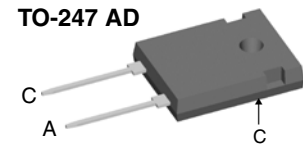
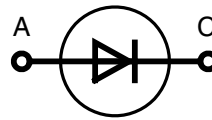
IXYS MOSFETs and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents:

4,835,592 4,881,106 5,017,508 5,049,961 5,187,117 5,486,715 6,306,728B1 6,259,123B1 6,306,728B1
4,850,072 4,931,844 5,034,796 5,063,307 5,237,481 5,381,025 6,404,065B1 6,162,665 6,534,343

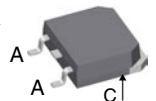
Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

$I_{FAV} = 60 \text{ A}$
 $V_{RRM} = 600 \text{ V}$
 $t_{rr} = 35 \text{ ms}$

V_{RSM}	V_{RRM}	Type
V	V	
600	600	DSEI 60-06A
600	600	DSEI 60-06AT



TO-268 AA
(AT Type)



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS}		100	A
I_{FAVM} ①	$T_C = 70^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$	60	A
I_{FRM}	$t_p < 10 \mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{VJM}		
I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	550	A
		600	
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	480	A
		520	
I^2t	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	1510	A^2s
		1490	
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	1150	A^2s
		1120	
T_{VJ}		-55...+150	$^\circ\text{C}$
T_{VJM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55...+150	$^\circ\text{C}$
P_{tot}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	166	W
M_d	mounting torque	0.8...1.2	Nm
Weight	typical	6	g

Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low IRM-values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Anti saturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating and melting
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

Symbol	Conditions	Characteristic Values		
		typ.	max.	
I_R	$V_R = V_{RRM}$		200	μA
	$V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	100	μA
	$V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$	14	mA
V_F	$I_F = 70 \text{ A}$	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$	1.5	V
		$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	1.8	V
V_{T0}	For power-loss calculations only		1.13	V
r_T	$T_{VJ} = T_{VJM}$		4.7	$\text{m}\Omega$
R_{thJC}	(version A)		0.75	K/W
R_{thCH}		0.25	K/W	
t_{rr}	$I_F = 1 \text{ A}$; $-di_F/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30 \text{ V}$; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	35	50	ns
I_{RM}	$V_R = 350 \text{ V}$; $I_F = 60 \text{ A}$; $-di_F/dt = 480 \text{ A}/\mu\text{s}$ $L \leq 0.05 \mu\text{H}$; $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$	6.0	7.5	A

① I_{FAVM} rating includes reverse blocking losses at T_{VJM} . $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$, duty cycle $d = 0.5$

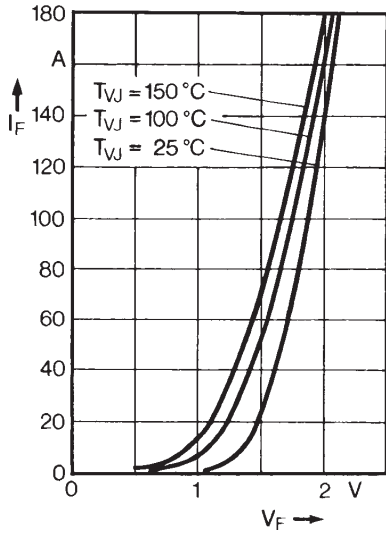


Fig. 1 Forward current versus voltage drop.

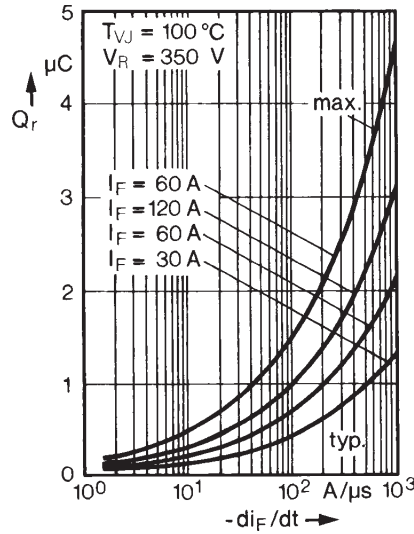


Fig. 2 Recovery charge versus $-di_F/dt$.

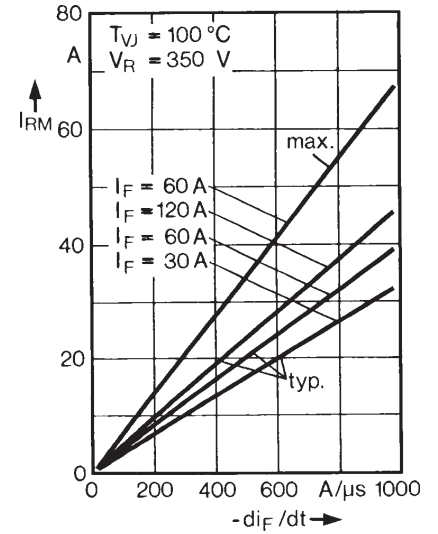


Fig. 3 Peak reverse current versus $-di_F/dt$.

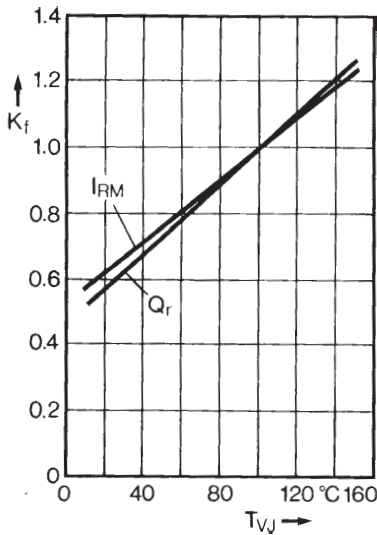


Fig. 4 Dynamic parameters versus junction temperature.

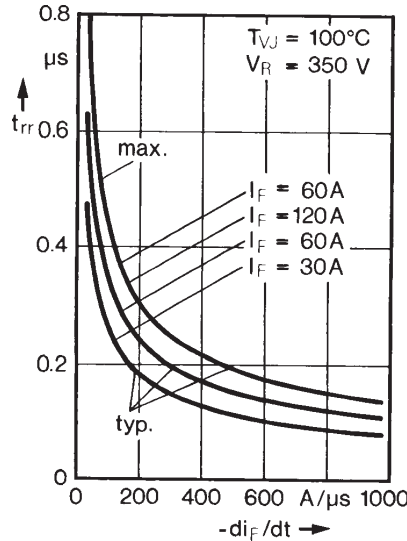


Fig. 5 Recovery time versus $-di_F/dt$.

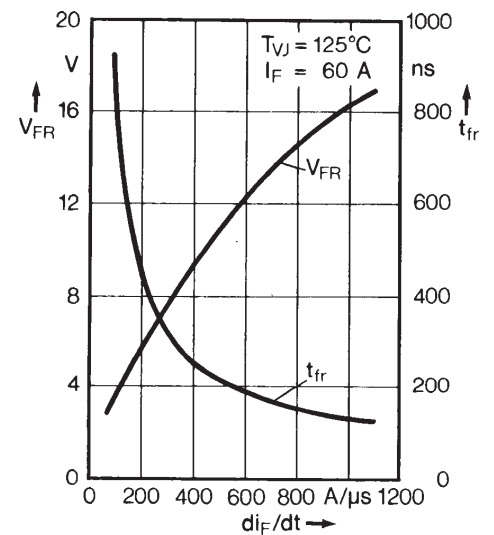


Fig. 6 Peak forward voltage versus di_F/dt .

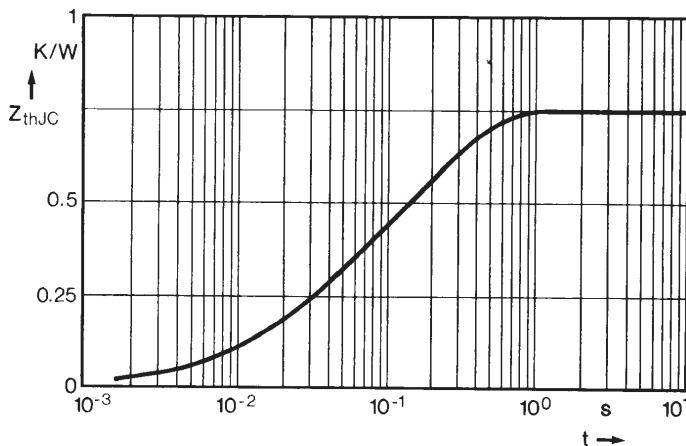
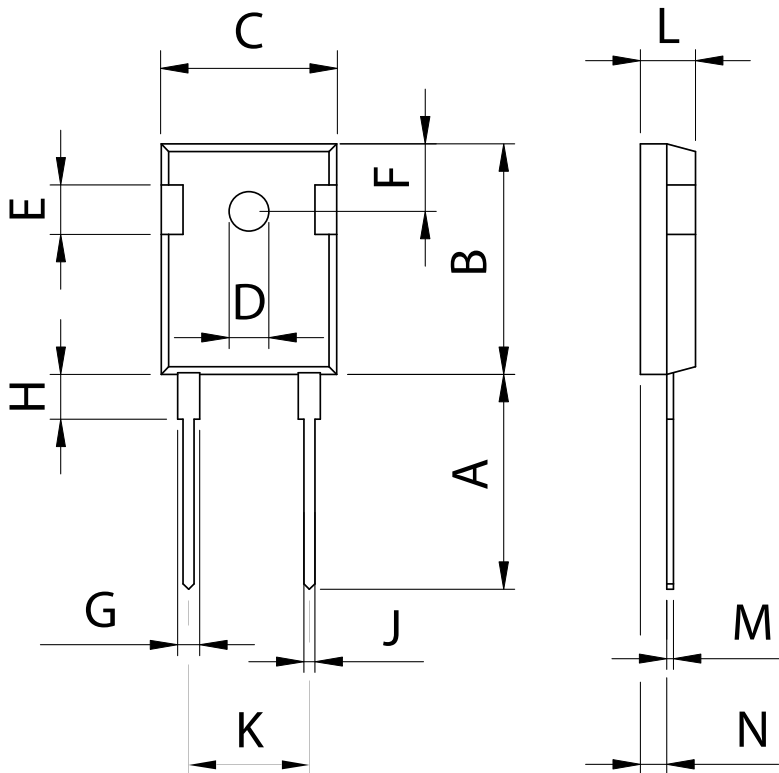
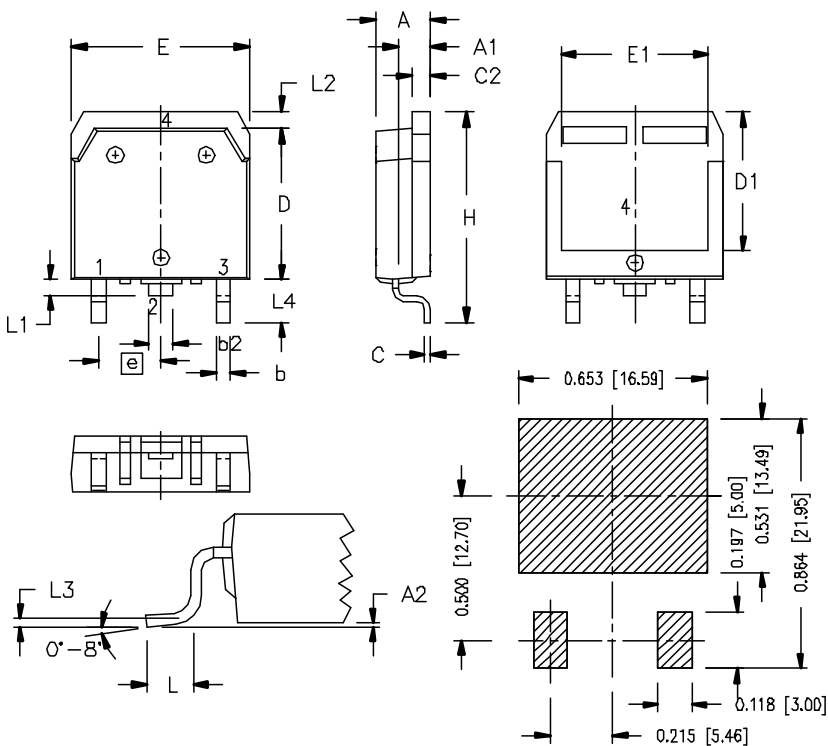


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case.

Dimensions TO-247 AD


Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	1.5	2.49	0.087	0.102

Dimensions TO-268 AA


SYM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.193	.201	4.90	5.10
A1	.106	.114	2.70	2.90
A2	.001	.010	0.02	0.25
b	.045	.057	1.15	1.45
b2	.075	.083	1.90	2.10
C	.016	.026	0.40	0.65
C2	.057	.063	1.45	1.60
D	.543	.551	13.80	14.00
D1	.488	.500	12.40	12.70
E	.624	.632	15.85	16.05
E1	.524	.535	13.30	13.60
e	.215 BSC		5.45 BSC	
H	.736	.752	18.70	19.10
L	.094	.106	2.40	2.70
L1	.047	.055	1.20	1.40
L2	.039	.045	1.00	1.15
L3	.010 BSC		0.25 BSC	
L4	.150	.161	3.80	4.10

RECOMMENDED MINIMUM FOOT PRINT FOR SMD

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

© 2007 IXYS All rights reserved

20070419

MAXIM

Dual Power MOSFET Driver

ICL7667

General Description

The ICL7667 is a dual monolithic power MOSFET driver designed to translate TTL inputs to high voltage/current outputs. Its low delay and transition times make it ideal to drive power MOSFETs for switching power supplies, motor controllers, and DC-DC converters. The ICL7667's CMOS output stage drives within millivolts of the supply rail, allowing the power MOSFETs their minimum ON resistance. The ICL7667's high speed minimizes power losses in switching power supplies and DC-DC converters due to rapid charging/discharging of the gate capacitance of the power MOSFETs. The ICL7667 inputs are TTL compatible, enabling direct interface to common switched mode power supply controllers.

Features

- ◆ Fast Rise and Fall Times – Typically 20ns with 1000pF Load
- ◆ Wide Supply Range: $V_{DD} = 4.5V$ to 17V
- ◆ Low Power Consumption:
6mW with Inputs Low
120mW with Inputs High
- ◆ TTL/CMOS Input Compatible
- ◆ Low R_{OUT} – Typically 4Ω
- ◆ Pin Equivalent to DS0026/DS0056, TSC426, SG1626/SG2626/SG3626

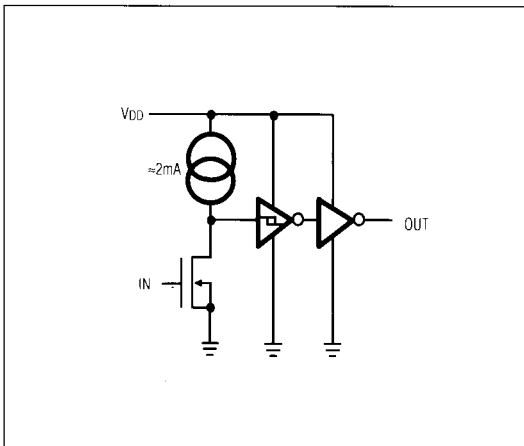
Applications

Switching Power Supplies
DC-DC Converters
Motor Controllers
Pin Diode Drivers

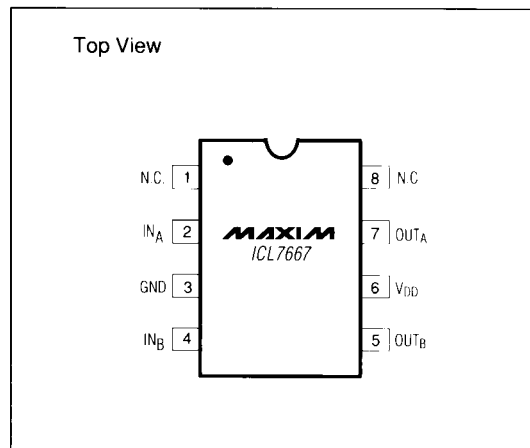
Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PACKAGE
ICL7667CBA	0°C to +70°C	8 Lead SO
ICL7667CPA	0°C to +70°C	8 Lead Plastic DIP
ICL7667CJA	0°C to +70°C	8 Lead CERDIP
ICL7667MJA	-55°C to +125°C	8 Lead CERDIP

Functional Diagram



Pin Configuration



Dual Power MOSFET Driver

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_{DD} to GND	18V	Maximum Chip Temperature	+150°C
Input Voltage	$V_{DD} + 0.3V$ to GND $- 0.3V$	Storage Temperature	-55°C to 160°C
Package Dissipation (derate linearly above 50°C by 5.5mW/°C)		Lead Temperature (Soldering 10 seconds)	+300°C
Plastic Dip	300mW		
Small Outline	200mW		
CERDIP	400mW		

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect the device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{DD} = 15V$, Over Temperature, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Logic 1 Input Voltage	V_{IH}	$V_{DD} = 4.5V$ to 17V	2.0			V
Logic 0 Input Voltage	V_{IL}	$V_{DD} = 4.5V$ to 17V			0.8	V
Input Current	I_{IN}	$V_{IN} = 0V$ to 15V	-0.1		0.1	μA
Output High Voltage	V_{OH}	$V_{DD} = 15V$, No load	14.95			V
Output Low Voltage	V_{OL}	$V_{DD} = 15V$, No load			0.05	V
Output Resistance	R_{OUT}	$V_{IN} = V_{IL}, I_{OUT} = +10mA, T_A = 25^\circ C$ $V_{IN} = V_{IH}, I_{OUT} = -10mA, T_A = 25^\circ C$ $V_{IN} = V_{IL}, I_{OUT} = +10mA$ $V_{IN} = V_{IH}, I_{OUT} = -10mA$		4 4 6 6	10 12 12 13	Ω
Power Supply Current	I_{DD}	$V_{IN} = +3V$, both inputs, $T_A = 25^\circ C$ $V_{IN} = 0V$, both inputs, $T_A = 25^\circ C$ $V_{IN} = +3V$, both inputs $V_{IN} = 0V$, both inputs			7 0.4 8 0.4	mA
Delay Time	t_{D1} (Note 1)	Figure 1, $C_{LOAD} = 1nF, T_A = 25^\circ C$ Figure 1, $C_{LOAD} = 1nF$		20 25	30 40	ns
Delay Time	t_{D2} (Note 1)	Figure 1, $C_{LOAD} = 1nF, T_A = 25^\circ C$ Figure 1, $C_{LOAD} = 1nF$		25 30	50 60	
Rise Time	t_R (Note 1)	Figure 1, $C_{LOAD} = 1nF, T_A = 25^\circ C$ Figure 1, $C_{LOAD} = 1nF$		20 25	30 40	
Fall Time	t_F (Note 1)	Figure 1, $C_{LOAD} = 1nF, T_A = 25^\circ C$ Figure 1, $C_{LOAD} = 1nF$		20 25	30 40	

Note 1: Switching times guaranteed by design, not tested.

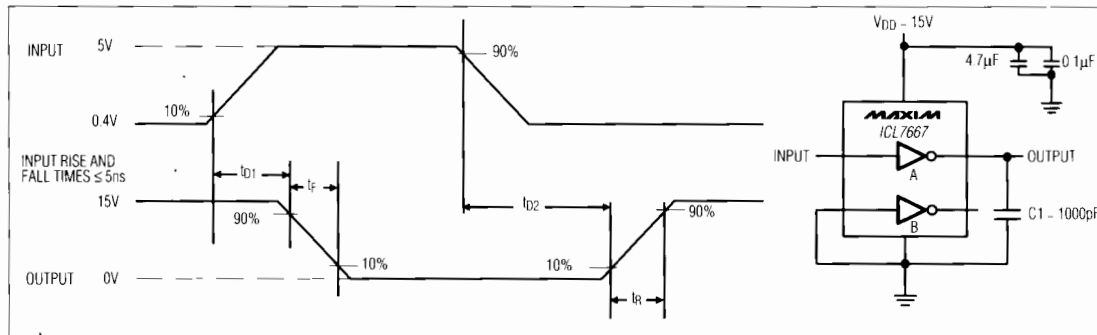
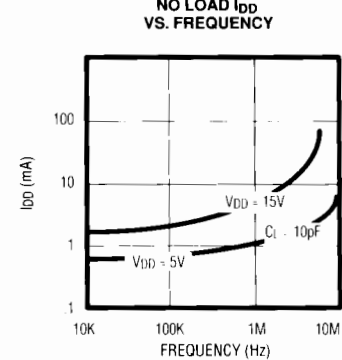
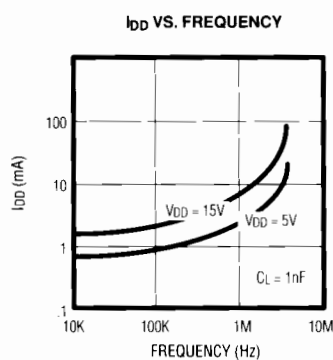
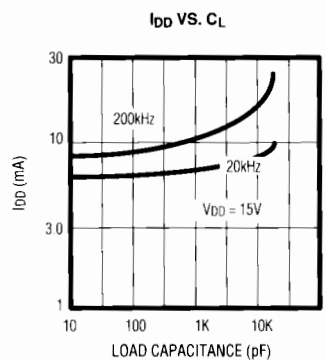
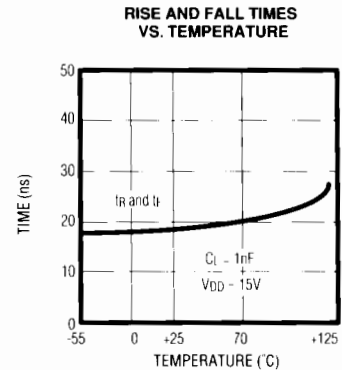
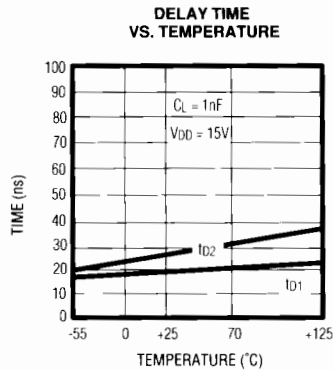
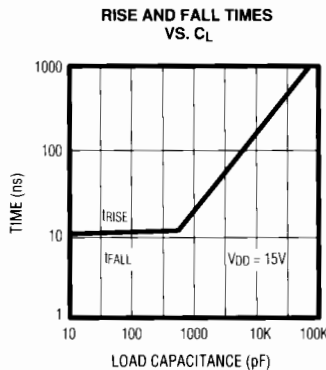


Figure 1. Test Circuit

Dual Power MOSFET Driver

Typical Operating Characteristics

ICL7667



Introduction

The ICL7667 is a dual inverting power MOSFET driver. Its delay times are nearly independent of V_{DD} . The high current output inverters can rapidly charge and discharge the gate capacitance of even the largest power MOSFETs. Since the ICL7667's inputs are CMOS, very little current is required to interface to the ICL7667. Although the ICL7667 has an input that is easy to drive, the input must never be allowed to stay between V_{IH} and V_{IL} for more than 50ns.

Other potential applications include charge pump voltage inverters and charge pump voltage multipliers.

Circuit Description

The input stage of the ICL7667 consists of a large N channel transistor with a 2mA current source as a pull-up device. The second stage inverter has a feedback device to provide some hysteresis for cleaner input switching. The output stage is a very large inverter with separate gate drives to minimize crowbar current through the supplies. The simplicity of the circuit allows for very fast delay and switching times. Unused inputs should always be connected to ground to minimize supply current. Paralleling outputs can be done by tying both inputs together and tying both outputs together.

Dual Power MOSFET Driver

Supply Bypassing and Grounding

Supply bypassing and grounding are extremely important with the ICL7667 product as the peak currents (both supply and output) are >1 amp. Ground drops are a form of negative feedback with inverters and will degrade the delay and transition time of the ICL7667. The suggested bypass capacitors are a 4.7µF (low ESR) capacitor in parallel with a 0.1µF ceramic capacitor. These should be mounted as close as possible to the ICL7667. Use a ground plane if possible, or use separate ground returns for the inputs and outputs.

Output Ringing

Ringing is a common problem with large dV/dt and/or large AC currents. Some preventative suggestions are:

- 1.) Use a small resistor 5-20Ω in series with the output. (This will unfortunately degrade the output transition times);
- 2.) Reduce the inductance of the ground by using a ground plane;
- 3.) Use lower ESR capacitors to bypass the ICL7667.

Power Dissipation

The power dissipation of the ICL7667 consists of three parts:

- 1.) Input inverter losses;
- 2.) Crowbar current through the output devices;
- 3.) Output current (either capacitive or resistive).

The sum of these is the total power dissipation and must be kept below the maximum power dissipation listed for the package.

The Input inverter losses come from the DC current in the input inverter. This current is 0.4mA when both inputs are low and 4mA when both inputs are high.

The Crowbar current through the output devices is the current "glitch" when the output is making a transition. This current is large (approximately 100mA) but lasts for only a few nanoseconds. It generally is a small portion of the total supply current unless the switching frequency is high and the capacitive load is very small (<100pF).

The Output current can be resistive current (example, driving an LED) or capacitive current (example, driving the gate of a power MOSFET). The ICL7667 power when driving a ground referenced resistive load is:

$$P = D \times R_{ON(MAX)} \times I_{LOAD}^2$$

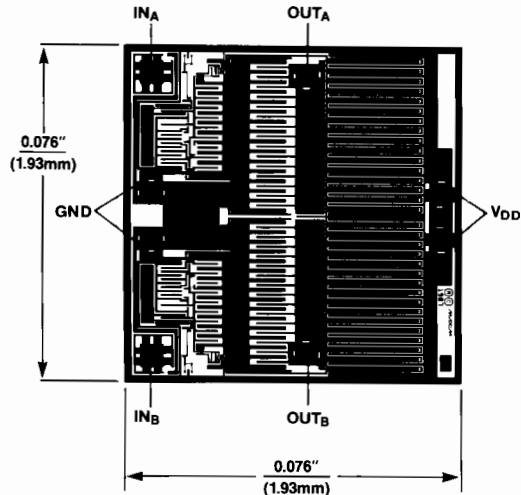
where D is the percentage of time the ICL7667 output pulls high, $R_{ON(MAX)}$ is the maximum on resistance of the ICL7667 with $V_{IN} = V_{IH}$, and I_{LOAD} is the load current flowing into the ICL7667.

If the output load is capacitive, then the power is:

$$P = C_{LOAD} \times V_{DD}^2 \times FREQ$$

where C_{LOAD} is the capacitive load, V_{DD} is the ICL7667 supply, and FREQ is the toggle frequency.

Chip Topography

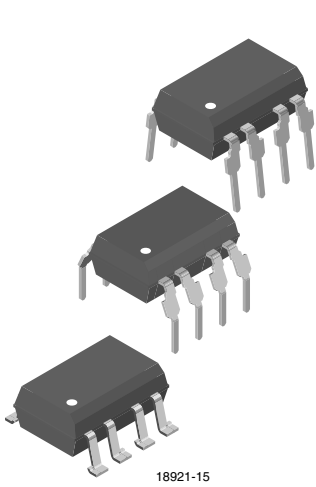


Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

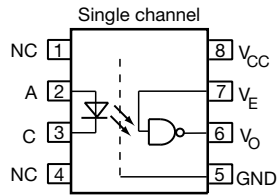
4 **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600**



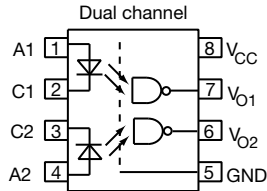
High Speed Optocoupler, Single and Dual, 10 MBd



18921-15



6N137, VO2601, VO2611



VO2630, VO2631, VO4661



FEATURES

- Choice of CMR performance of 15 kV/μs, 5 kV/μs, and 100 V/μs
- High speed: 10 MBd typical
- + 5 V CMOS compatibility
- Pure tin leads
- Guaranteed AC and DC performance over temperature: - 40 °C to + 100 °C temperature range
- Meets IEC 60068-2-42 (SO₂) and IEC 60068-2-43 (H₂S) requirements
- Low input current capability: 5 mA
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS COMPLIANT

APPLICATIONS

- Microprocessor system interface
- PLC, ATE input/output isolation
- Computer peripheral interface
- Digital fieldbus isolation: CC-link, DeviceNet, profibus, SDS
- High speed A/D and D/A conversion
- AC plasma display panel level shifting
- Multiplexed data transmission
- Digital control power supply
- Ground loop elimination

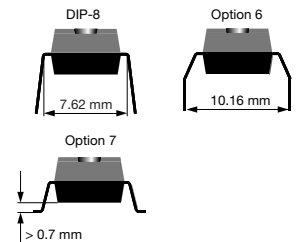
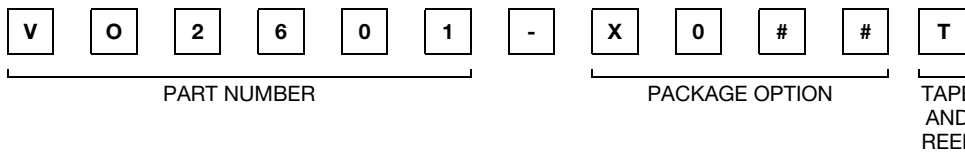
AGENCY APPROVALS

- UL1577, file no. E52744 system code H, double protection
- cUL - file no. E52744, equivalent to CSA bulletin 5A
- DIN EN 60747-5-5 (VDE 0884-5) available with option 1
- BSI IEC 60950
- CQC GB8898-2001

DESCRIPTION

The 6N137, VO2601, and VO2611 are single channel 10 MBd optocouplers utilizing a high efficient input LED coupled with an integrated optical photodiode IC detector. The detector has an open drain NMOS-transistor output, providing less leakage compared to an open collector Schottky clamped transistor output. The VO2630, VO2631, and VO4661 are dual channel 10 MBd optocouplers. For the single channel type, an enable function on pin 7 allows the detector to be strobed. The internal shield provides a guaranteed common mode transient immunity of 5 kV/μs for the VO2601 and VO2631 and 15 kV/μs for the VO2611 and VO4661. The use of a 0.1 μF bypass capacitor connected between pin 5 and 8 is recommended.

ORDERING INFORMATION



AGENCY CERTIFIED/PACKAGE	CHANNELS 1			CHANNELS 2		
	CMR (V/μs)			CMR (V/μs)		
BSI, UL, cUL	1000	5000	15 000	1000	5000	15 000
DIP-8	6N137	VO2601	VO2611	VO2630	VO2631	VO4661
DIP-8, 400 mil, option 6	6N137-X006	VO2601-X006	VO2611-X006	VO2630-X006	VO2631-X006	VO4661-X006
SMD-8, option 7	6N137-X007T	VO2601-X007T	VO2611-X007T	VO2630-X007T	VO2631-X007T	VO4661-X007T
VDE, BSI, UL, cUL	1000	5000	15 000	1000	5000	15 000
DIP-8, 400 mil, option 6	-	VO2601-X016	VO2611-X016	-	-	-
SMD-8, option 7	-	VO2601-X017T	VO2611-X017T	-	VO2631-X017T	-



TRUTH TABLE (positive logic)		
LED	ENABLE	OUTPUT
On	H	L
Off	H	H
On	L	H
Off	L	H
On	NC	L
Off	NC	H

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T _{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
INPUT				
Average forward current (single channel)		I _F	20	mA
Average forward current (per channel for dual channel)		I _F	15	mA
Reverse input voltage		V _R	5	V
Enable input voltage		V _E	V _{CC} + 0.5 V	V
Enable input current		I _E	5	mA
Surge current	t = 100 μs	I _{FSM}	200	mA
Output power dissipation (single channel)		P _{diss}	35	mW
Output power dissipation (per channel for dual channel)		P _{diss}	25	mW
OUTPUT				
Supply voltage	1 min maximum	V _{CC}	7	V
Output current		I _O	50	mA
Output voltage		V _O	7	V
Output power dissipation (single channel)		P _{diss}	85	mW
Output power dissipation (per channel for dual channel)		P _{diss}	60	mW
COUPLER				
Isolation test voltage	t = 1 s	V _{ISO}	5300	V _{RMS}
Storage temperature		T _{stg}	- 55 to + 150	°C
Operating temperature		T _{amb}	- 40 to + 100	°C
Lead solder temperature	for 10 s		260	°C
Solder reflow temperature ⁽¹⁾			260	°C

Notes

- Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.
- ⁽¹⁾ Refer to reflow profile for soldering conditions for surface mounted devices (SMD). Refer to wave profile for soldering conditions for through hole devices (DIP).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS					
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Operating temperature		T _{amb}	- 40	100	°C
Supply voltage		V _{CC}	4.5	5.5	V
Input current low level		I _{FL}	0	250	μA
Input current high level		I _{FH}	5	15	mA
Logic high enable voltage		V _{EH}	2	V _{CC}	V
Logic low enable voltage		V _{EL}	0	0.8	V
Output pull up resistor		R _L	330	4K	Ω
Fanout	R _L = 1 kΩ	N		5	-

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
INPUT						
Input forward voltage	$I_F = 10\text{ mA}$	V_F	1.1	1.4	1.7	V
Reverse current	$V_R = 5\text{ V}$	I_R		0.01	10	μA
Input capacitance	$f = 1\text{ MHz}, V_F = 0\text{ V}$	C_I		55		pF
OUTPUT						
High level supply current (single channel)	$V_E = 0.5\text{ V}, I_F = 0\text{ mA}$	I_{CCH}		4.1	7	mA
	$V_E = V_{CC}, I_F = 0\text{ mA}$	I_{CCH}		3.3	6	mA
High level supply current (dual channel)	$I_F = 0\text{ mA}$	I_{CCH}		6.5	12	mA
Low level supply current (single channel)	$V_E = 0.5\text{ V}, I_F = 10\text{ mA}$	I_{CCL}		4	7	mA
	$V_E = V_{CC}, I_F = 10\text{ mA}$	I_{CCL}		3.3	6	mA
Low level supply current (dual channel)	$I_F = 10\text{ mA}$	I_{CCL}		6.5	12	mA
High level output current	$V_E = 2\text{ V}, V_O = 5.5\text{ V}, I_F = 250\text{ }\mu\text{A}$	I_{OH}		0.002	1	μA
Low level output voltage	$V_E = 2\text{ V}, I_F = 5\text{ mA}, I_{OL}(\text{sinking}) = 13\text{ mA}$	V_{OL}		0.2	0.6	V
Input threshold current	$V_E = 2\text{ V}, V_O = 5.5\text{ V}, I_{OL}(\text{sinking}) = 13\text{ mA}$	I_{TH}		2.4	5	mA
High level enable current	$V_E = 2\text{ V}$	I_{EH}		- 0.6	- 1.6	mA
Low level enable current	$V_E = 0.5\text{ V}$	I_{EL}		- 0.8	- 1.6	mA
High level enable voltage		V_{EH}	2			V
Low level enable voltage		V_{EL}			0.8	V

Note

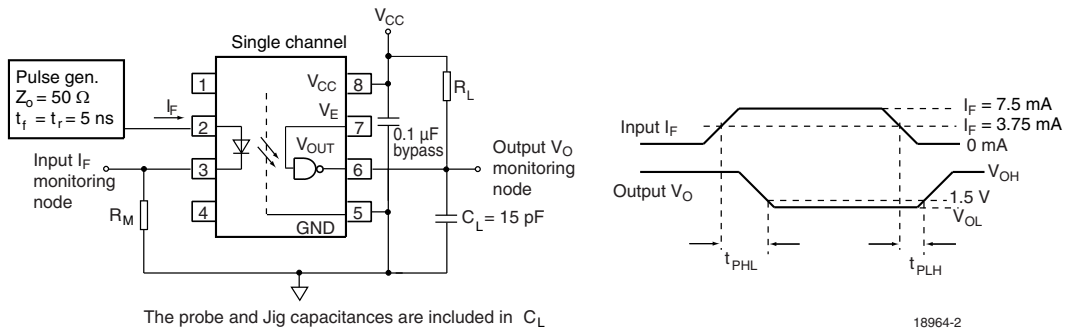
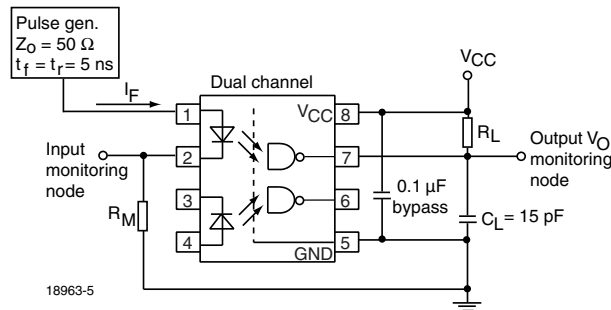
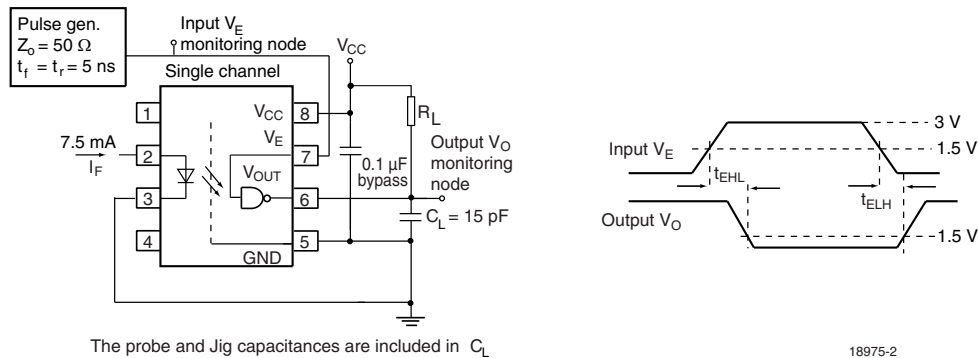
- Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

SWITCHING CHARACTERISTICS

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Propagation delay time to high output level	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_{PLH}	20	48	75 ⁽¹⁾	ns
		t_{PLH}			100	ns
Propagation delay time to low output level	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_{PHL}	25	50	75 ⁽¹⁾	ns
		t_{PHL}			100	ns
Pulse width distortion	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	$ t_{PHL} - t_{PLH} $		2.9	35	ns
Propagation delay skew	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_{PSK}		8	40	ns
Output rise time (10 % to 90 %)	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_r		23		ns
Output fall time (90 % to 10 %)	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_f		7		ns
Propagation delay time of enable from V_{EH} to V_{EL}	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}, V_{EL} = 0\text{ V}, V_{EH} = 3\text{ V}$	t_{ELH}		12		ns
Propagation delay time of enable from V_{EL} to V_{EH}	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}, V_{EL} = 0\text{ V}, V_{EH} = 3\text{ V}$	t_{EHL}		11		ns

Notes

- Over recommended temperature ($T_{amb} = -40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$), $V_{CC} = 5\text{ V}, I_F = 7.5\text{ mA}$ unless otherwise specified. All typicals at $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{CC} = 5\text{ V}$.
- ⁽¹⁾ 75 ns applies to the 6N137 only, a JEDEC registered specification


 Fig. 1 - Single Channel Test Circuit for t_{PLH} , t_{PHL} , t_r and t_f

 Fig. 2 - Dual Channel Test Circuit for t_{PLH} , t_{PHL} , t_r and t_f

 Fig. 3 - Single Channel Test Circuit for t_{EHL} and t_{ELH}

COMMON MODE TRANSIENT IMMUNITY						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Common mode transient immunity (high)	$ V_{CM} = 10 \text{ V}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $I_F = 0 \text{ mA}$, $V_{O(\min.)} = 2 \text{ V}$, $R_L = 350 \Omega$, $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ (1)	$ CM_H $	1000			$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 50 \text{ V}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $I_F = 0 \text{ mA}$, $V_{O(\min.)} = 2 \text{ V}$, $R_L = 350 \Omega$, $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ (2)	$ CM_H $	5000	10 000		$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 1 \text{ kV}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $I_F = 0 \text{ mA}$, $V_{O(\min.)} = 2 \text{ V}$, $R_L = 350 \Omega$, $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ (3)	$ CM_H $	15 000	25 000		$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 10 \text{ V}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $I_F = 7.5 \text{ mA}$, $V_{O(\max.)} = 0.8 \text{ V}$, $R_L = 350 \Omega$, $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ (1)	$ CM_L $	1000			$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 50 \text{ V}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $I_F = 7.5 \text{ mA}$, $V_{O(\max.)} = 0.8 \text{ V}$, $R_L = 350 \Omega$, $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ (2)	$ CM_L $	5000	10 000		$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 1 \text{ kV}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $I_F = 7.5 \text{ mA}$, $V_{O(\max.)} = 0.8 \text{ V}$, $R_L = 350 \Omega$, $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ (3)	$ CM_L $	15 000	25 000		$\text{V}/\mu\text{s}$

Notes

- (1) For 6N137 and VO2630
- (2) For VO2601 and VO2631
- (3) For VO2611 and VO4661

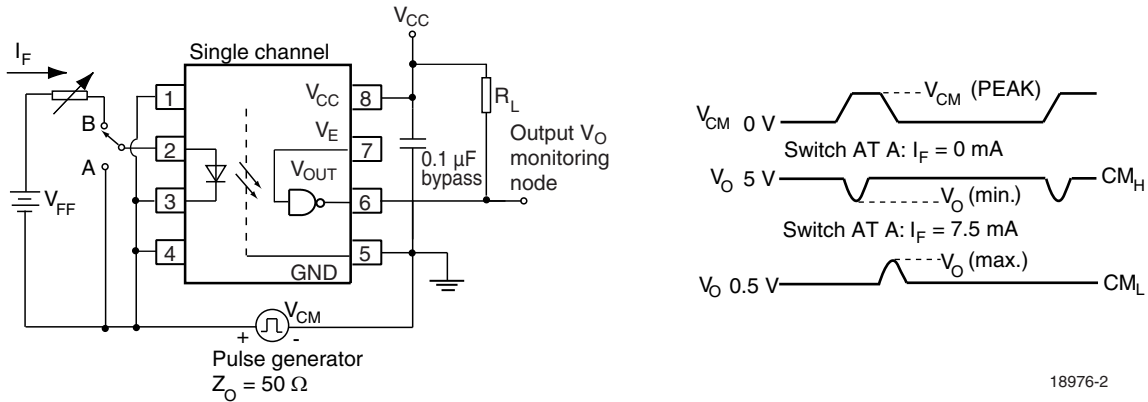


Fig. 4 - Single Channel Test Circuit for Common Mode Transient Immunity

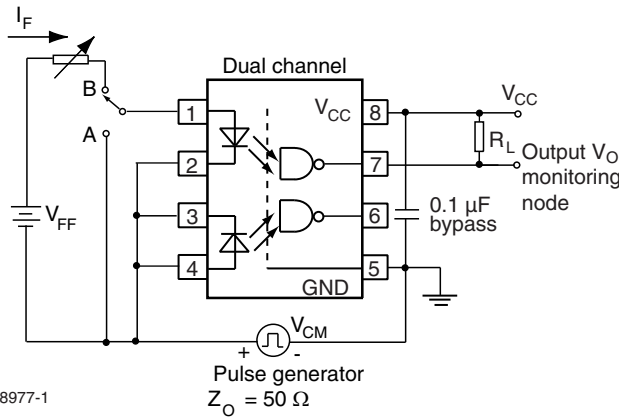


Fig. 5 - Dual Channel Test Circuit for Common Mode Transient Immunity

SAFETY AND INSULATION RATINGS						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Climatic classification	according to IEC 68 part 1			55/100/21		
Comparative tracking index		CTI	175		399	
Peak transient overvoltage		V_{IOTM}	8000			V
Peak insulation voltage		V_{IORM}	890			V
Safety rating - power output		P_{SO}			500	mW
Safety rating - input current		I_{SI}			300	mA
Safety rating - temperature		T_{SI}			175	°C
Creepage distance	Standard DIP-8		7			mm
Clearance distance	Standard DIP-8		7			mm
Creepage distance	400 mil DIP-8		8			mm
Clearance distance	400 mil DIP-8		8			mm
Insulation thickness, reinforced rated	per BSI 60950		0.2			mm

Note

- As per IEC 60747-5-5, §7.4.3.8.2, this optocoupler is suitable for “safe electrical insulation” only within the safety ratings. Compliance with the safety ratings shall be ensured by means of protective circuits.

TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

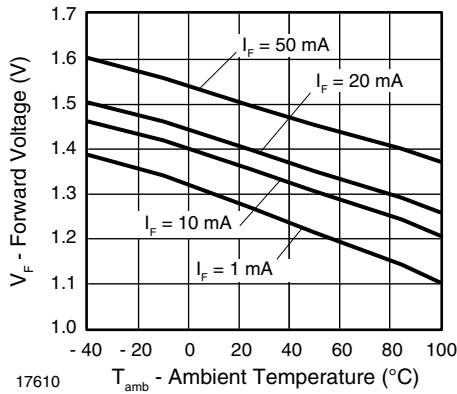


Fig. 6 - Forward Voltage vs. Ambient Temperature

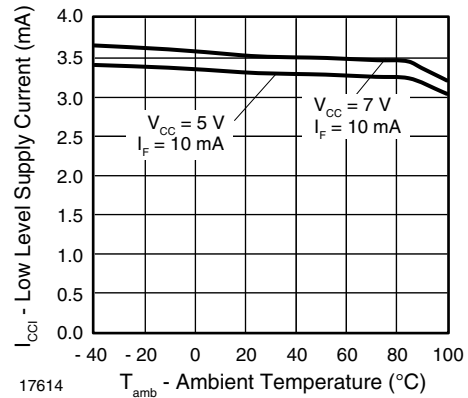


Fig. 9 - Low Level Supply Current vs. Ambient Temperature

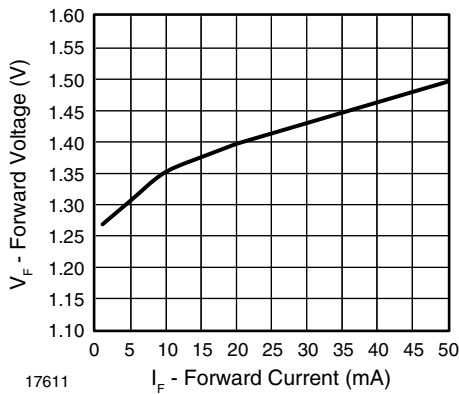


Fig. 7 - Forward Voltage vs. Forward Current

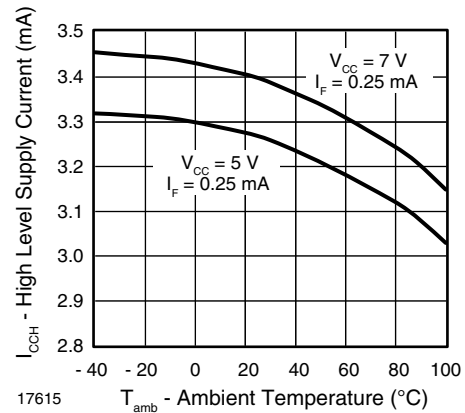


Fig. 10 - High Level Supply Current vs. Ambient Temperature

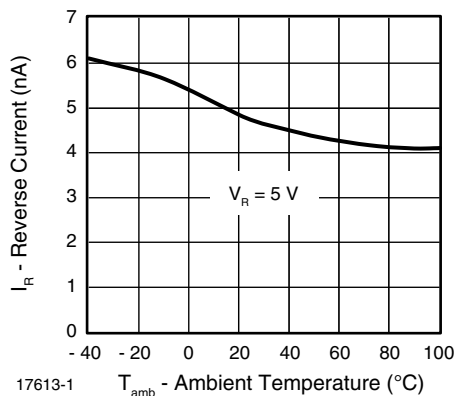


Fig. 8 - Reverse Current vs. Ambient Temperature

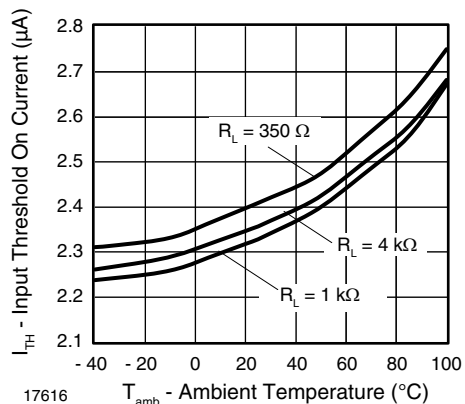


Fig. 11 - Input Threshold On Current vs. Ambient Temperature

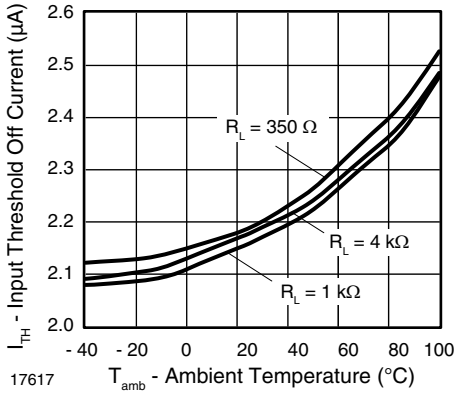


Fig. 12 - Input Threshold Off Current vs. Ambient Temperature

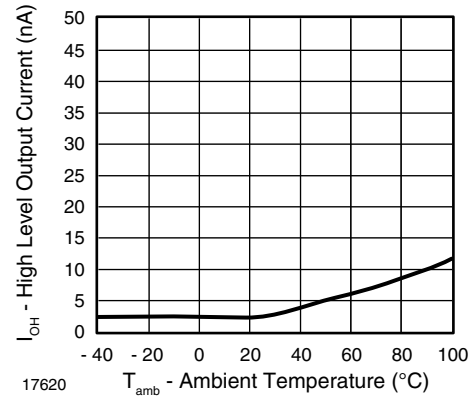


Fig. 15 - High Level Output Current vs. Ambient Temperature

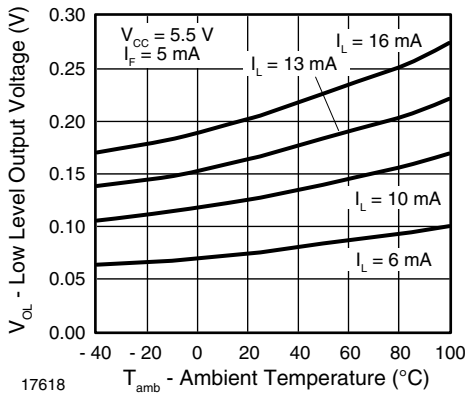


Fig. 13 - Low Level Output Voltage vs. Ambient Temperature

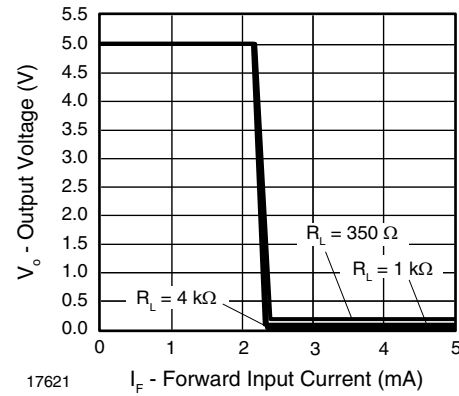


Fig. 16 - Output Voltage vs. Forward Input Current

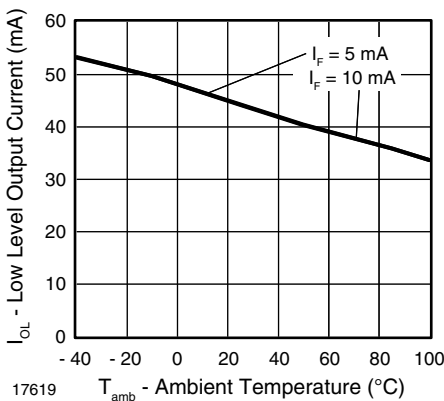


Fig. 14 - Low Level Output Current vs. Ambient Temperature

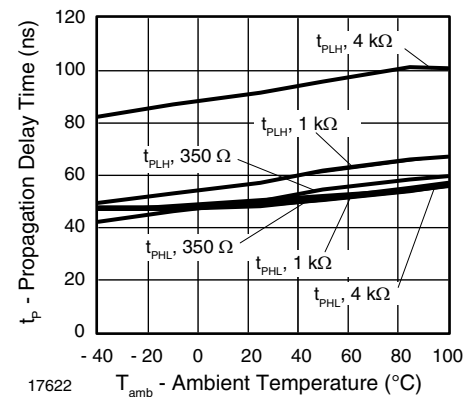


Fig. 17 - Propagation Delay vs. Ambient Temperature

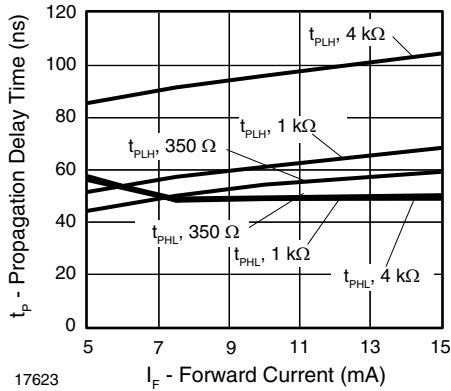


Fig. 18 - Propagation Delay vs. Forward Current

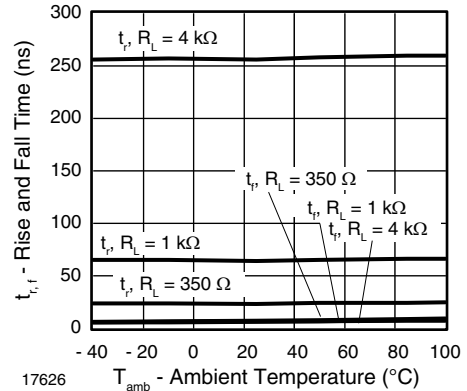


Fig. 21 - Rise and Fall Time vs. Ambient Temperature

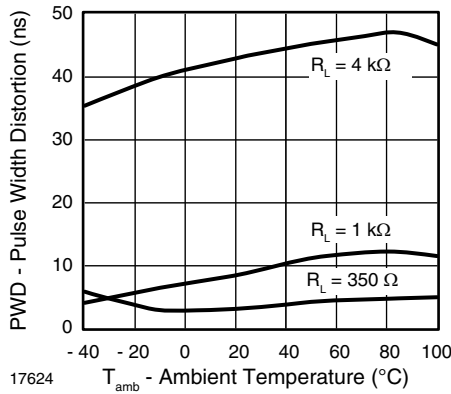


Fig. 19 - Pulse Width Distortion vs. Ambient Temperature

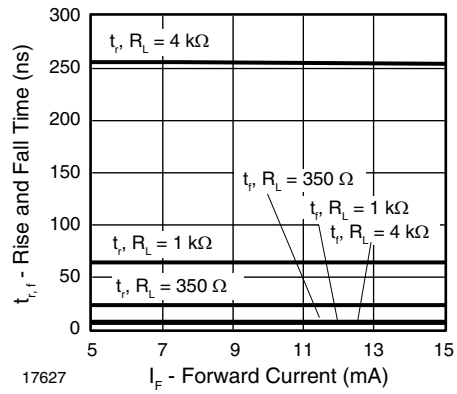


Fig. 22 - Rise and Fall Time vs. Forward Current

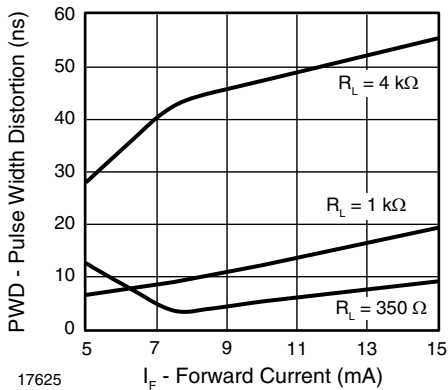


Fig. 20 - Pulse Width Distortion vs. Forward Current

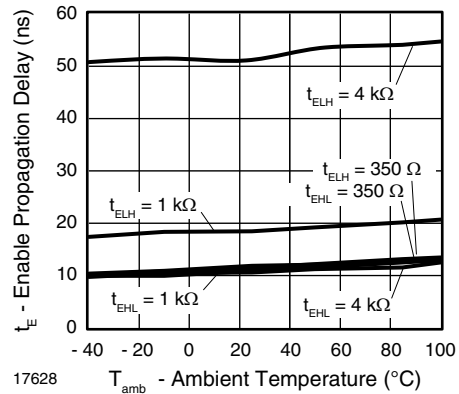
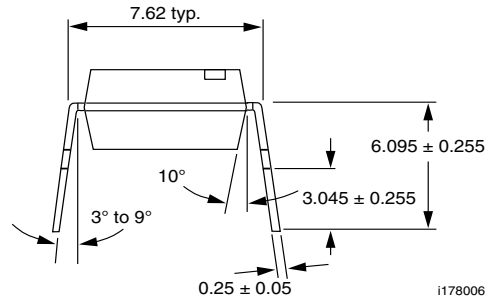
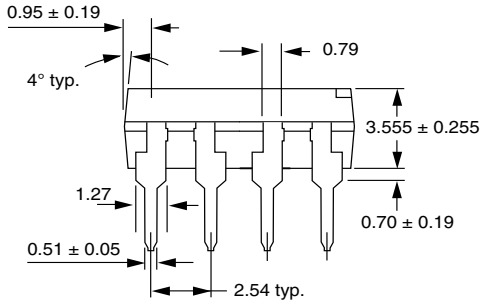
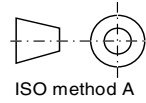
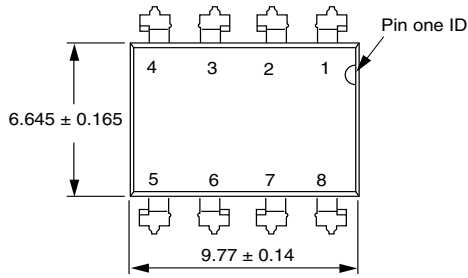


Fig. 23 - Enable Propagation Delay vs. Ambient Temperature

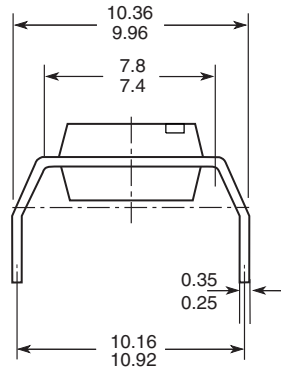


PACKAGE DIMENSIONS in millimeters

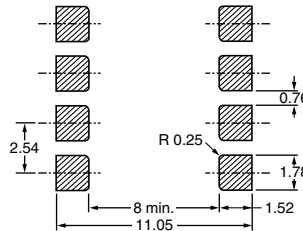
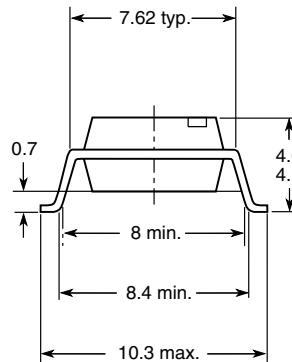


i178006

Option 6

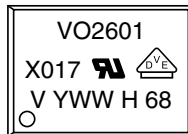


Option 7



18450-13

PACKAGE MARKING (example of VO2601-X017T)



Notes

- Option 1 and VDE logo are only marked on option 1 parts.
- Tape and reel suffix (T) is not part of the package marking.



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Material Category Policy

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.

KBPC8005 THRU KBPC810

SINGLE PHASE SILICON BRIDGE RECTIFIER

VOLTAGE: 50 TO 1000V CURRENT: 8.0A

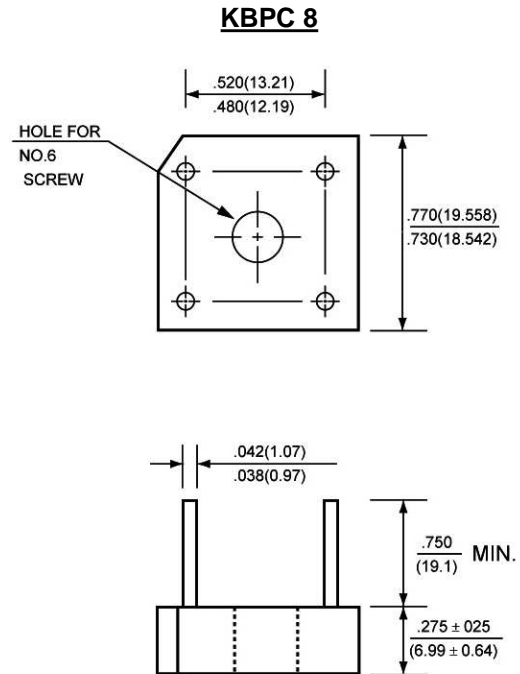


FEATURE

Surge overload rating: 125 A peak
High case dielectric strength

MECHANICAL DATA

Terminal: Plated leads solderable per
MIL-STD 202E, method 208C
Case: UL-94 Class V-0 recognized Flame
Retardant Epoxy
Polarity: Polarity symbol marked on body
Mounting: Hole thru for # 6 screw



Dimensions in inches and (millimeters)

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(single-phase, half -wave, 60HZ, resistive or inductive load rating at 25°C, unless otherwise stated, for capacitive load, derate current by 20%)

	SYMBOL	KBPC 8005	KBPC 801	KBPC 802	KBPC 804	KBPC 806	KBPC 808	KBPC 810	units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V _{rrm}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V _{rms}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking Voltage	V _{dc}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current at Ta	I _{f(av)}	8.0 6.0							A
Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load	I _{fsm}	125.0							A
Maximum Instantaneous Forward Voltage at forward current 4.0A DC	V _f	1.1							V
Maximum DC Reverse Current at rated DC blocking voltage	I _r	10.0 200.0							μA μA
Operating Temperature Range	T _j	-55 to +125							°C
Storage and Operation Junction Temperature	T _{stg}	-55 to +150							°C

RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES KBPC8005 THRU KBPC810

FIG. 1 - MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

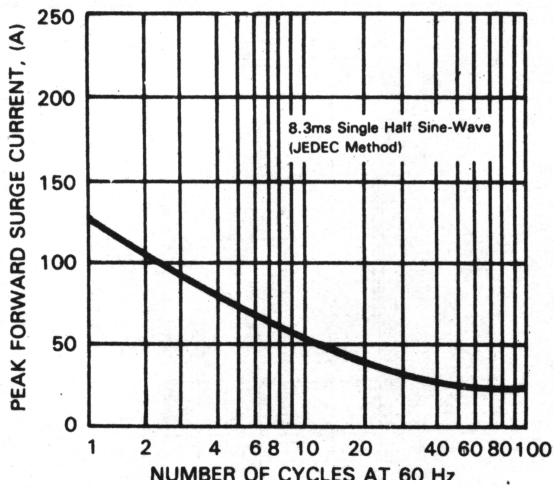


FIG. 3 - TYPICAL INSTANTANEOUS FORWARD CHARACTERISTICS

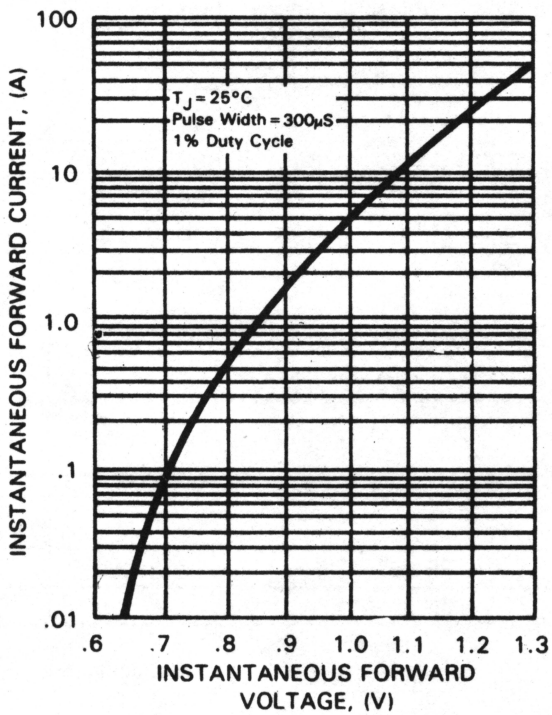


FIG. 2 - TYPICAL FORWARD CURRENT DERATING CURVE

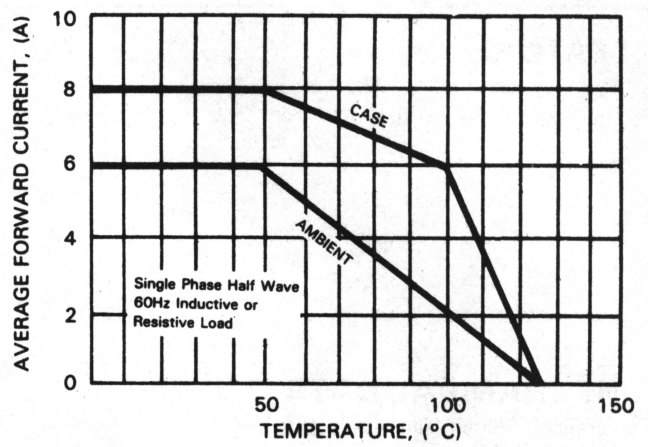


FIG. 4 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS

