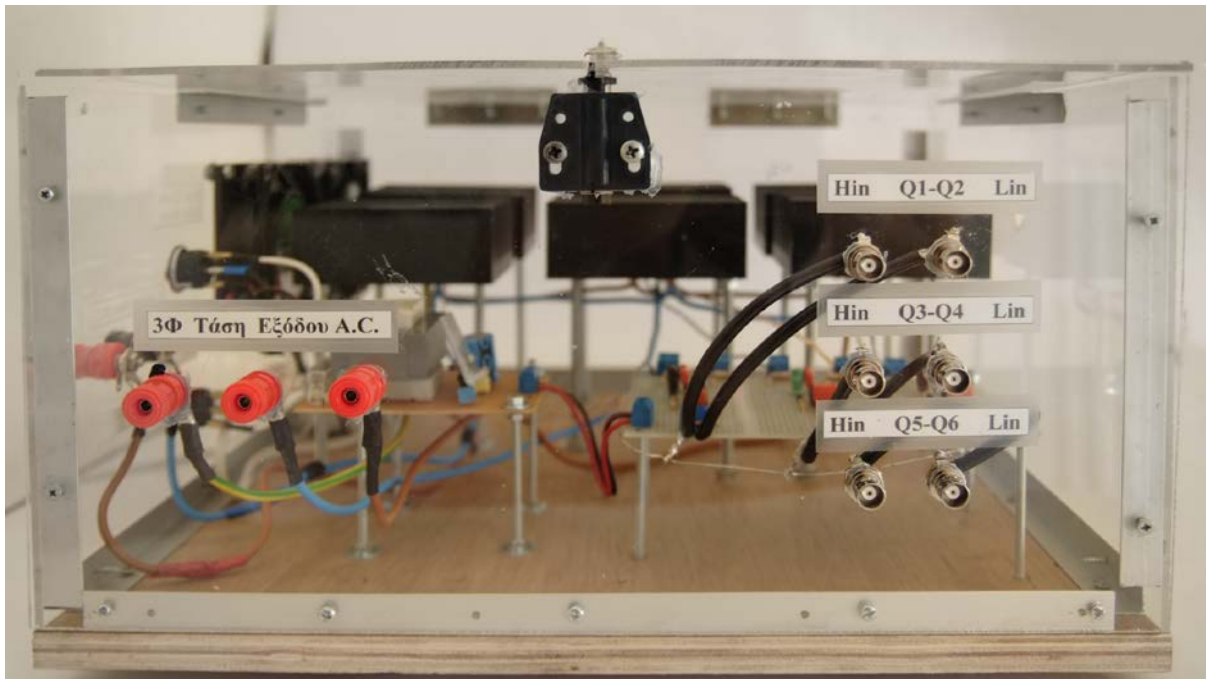




Α.Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

**“ ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ INVERTER
(DC/AC)
ΜΕ ΧΡΗΣΗ IGBT ”**



Επιβλέπων Καθηγητής:

Ιωαννίδης Γεώργιος,

Αν. Καθηγητής

Σπουδαστής:

Σεφερίδης Γεώργιος
Κολιανδρής Χριστόδουλος

ΑΜ: 31993
29888

Αγάλεω

Ιούλιος - 2012

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Στο σημείο αυτό θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά, τον επιβλέποντα καθηγητή κ.Ιωαννίδη για την παραχώρηση του εργαστηρίου των Ηλεκτροτεχνικών Εφαρμογών, καθώς και για την αμέριστη βοήθειά του σε κάθε πρόβλημα που αντιμετωπίσαμε για την υλοποίηση αυτής της εργασίας.

Επίσης τις θερμές ευχαριστίες μας οφείλουμε στις οικογένειές μας για τη συνεχή βοήθεια, ενθάρρυνση και υποστήριξη που μας προσέφεραν σε κάθε μας προσπάθεια.

Θα θέλαμε, τέλος να ευχαριστήσουμε τη Νικολέττα Κολιανδρή για τη πολύτιμη βοήθειά της.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Ευχαριστίες	i
Περιεχόμενα	ii
Λίστα σχημάτων	iv
Λίστα πινάκων	vi
Summary	vii
Πρόλογος	1
1^ο Κεφάλαιο “ Εφαρμογές των Αντιστροφών ”	2
1.1 Εισαγωγή	2
1.2 Χρήση των Inverter σε τεχνολογικές και βιομηχανικές εφαρμογές.....	3
1.2.1 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος	4
1.3 Συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος	5
1.4 Συστήματα παραγωγής θερμότητας διά επαγωγής.....	6
1.5 Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας	9
1.6 Έλεγχος τάσης εξόδου συστημάτων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας.....	11
1.7 Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης	13
2^ο Κεφάλαιο “ Οι Ημιαγωγοί Ισχύος και ο ρόλος τους στους Inverter ”	16
2.1 Ημιαγωγοί Ισχύος	16
2.1.1 Η εξέλιξη των ημιαγωγών ισχύος.....	16
2.2 Κατηγορίες ημιαγωγών ισχύος.....	18
2.2.1 Δίοδος Ισχύος	19
2.2.1.1 Λειτουργία της Διόδου	19
2.2.1.2 Δυναμική Συμπεριφορά	20
2.2.1.3 Ο ρόλος της διόδου στους μετατροπείς ισχύος.....	21
2.2.2 Thyristor	21
2.2.2.1 Λειτουργία του Thyristor.....	22
2.2.2.2 Δυναμική Συμπεριφορά	22
2.2.2.3 Ο ρόλος στους μετατροπείς ισχύος	23
2.2.3 Ελεγχόμενοι διακόπτες.....	24
2.2.3.1 Διπολικά Τρανζίστορ Επαφής (BJT) και Μονολιθικά Darlingtion (MD).....	26
2.2.3.1.1 Λειτουργία του BJT.....	27
2.2.3.1.2 Δυναμική Συμπεριφορά.....	27
2.2.3.2 Τρανζίστορ Εγκαρσίου Πεδίου Μονωμένης Πύλης (MOSFET)	29
2.2.3.2.1 Λειτουργία του MOSFET	30
2.2.3.2.2 Δυναμική συμπεριφορά του MOSFET.....	31
2.2.3.3 Thyristor με Σβέση Ελεγχόμενη από την Πύλη (GTO)	35
2.2.3.3.1 Λειτουργία του GTO thyristor.....	35
2.2.3.4 Διπολικά Transistor με Μονωμένη Πύλη (IGBT).....	36
2.2.3.4.1 Λειτουργία του IGBT.....	36
2.2.3.4.2 Δυναμική συμπεριφορά του IGBT.....	37
2.2.3.5 Ο ρόλος των ελεγχόμενων διακοπών στις διατάξεις ισχύος	38
3^ο Κεφάλαιο “ Αρχή Λειτουργίας και Τύποι των Αντιστροφών ”	40
3.1 Τύποι των αντιστροφών (inverter).....	40
3.2 Μονοφασικοί Αντιστροφέας	41
3.2.1 Μονοφασικός Αντιστροφέας σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.....	41
3.2.2 Μονοφασικός αντιστροφέας γέφυρας	44
3.2.2.1 Έλεγχος τάσης εξόδου αντιστροφέα γέφυρας με την τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM).....	47
3.2.3 ι Μέθοδοι Εξάλειψης ή μείωσης ανώτερων αρμονικών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.....	48
3.2.3.1 Εξάλειψη Αρμονικών με την τεχνική SPWM	49
3.2.3.2 Εξάλειψη ανώτερων αρμονικών με τη χρήση της τεχνικής των Patel και Hoft.....	52

3.3	Τριφασικοί αντιστροφείς	53
3.3.1	Εισαγωγή.....	53
3.3.2	Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης	54
3.3.2.1	<i>Λειτουργία Αντιστροφέα με Τετραγωνικό Παλμό Τάσης.....</i>	57
3.3.2.2	<i>Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM).....</i>	60
4^ο	Κεφάλαιο “ Κατασκευή και Χαρακτηριστικά του Τριφασικού Αντιστροφέα ”	64
4.1	Εισαγωγή	64
4.2	Το Κύκλωμα Ισχύος	65
4.2.1	Χαρακτηριστικά του IGBT IXGH30N60BD1	67
4.2.2	Απαγωγή θερμότητας με ψύκτρες.....	67
4.3	Κύκλωμα τροφοδοσίας.....	70
4.4	Κύκλωμα Οδήγησης IGBT.....	71
4.5	Περιφερειακά Εξαρτήματα.....	74
	Βιβλιογραφία.....	77
	Παράρτημα 1.....	78
	Παράρτημα 2.....	81

ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1 Διάφοροι τύποι inverter	3
Σχήμα 1.2 Οικιακή χρήση inverter σε εγκατάσταση φωτοβολταϊκού συστήματος	4
Σχήμα 1.3 Συνδεσμολογία στατικού συστήματος αδιάκοπης παροχής ισχύος	5
Σχήμα 1.4 Συνδεσμολογία δυναμικού ή συστήματος με στρεφόμενα τμήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος	5
Σχήμα 1.5 Συνδεσμολογία ημιδυναμικού συστήματος αδιάκοπης παροχής ισχύος	6
Σχήμα 1.6 Σύστημα αδιάκοπης παροχής ισχύος αλληλοεπιδρόν με το δίκτυο	6
Σχήμα 1.7 Πλήρες κύκλωμα της διάταξης επαγωγικής θέρμανσης	8
Σχήμα 1.8 Κύκλωμα επαγωγικής Θέρμανσης	8
Σχήμα 1.9 Κυματομορφές του παραπάνω κυκλώματος	9
Σχήμα 1.10 Σύστημα μεταφοράς HVDC	10
Σχήμα 1.11 Διασύνδεση Μεγαλοπόλεως και Χανιών με HVDC	11
Σχήμα 1.12 Φωτοβολταϊκό σύστημα μετατροπής ενέργειας	11
Σχήμα 1.13 Αιολικό σύστημα μετατροπής ενέργειας	12
Σχήμα 1.14 Υδροηλεκτρικό σύστημα μετατροπής ενέργειας	12
Σχήμα 1.15 Διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής κίνησης	13
Σχήμα 2.1 Κυκλωματικό Σύμβολο Διόδο	19
Σχήμα 2.2 Κάθετη Τομή Διόδου	19
Σχήμα 2.3 Χαρακτηριστική Καμπύλη $i-v$	19
Σχήμα 2.4 Διακοπτική ή δυναμική καμπύλη της διόδου	20
Σχήμα 2.5 Τυπικό θυρίστορ	21
Σχήμα 2.6(a) Κυκλωματικό Σύμβολο Thyristor, (β) $i-v$ χαρακτηριστική, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές	21
Σχήμα 2.7(a) κύκλωμα, (β) κυματομορφές, (γ) χρόνος σβέσης t_q	22
Σχήμα 2.8 Τυπικός ελεγχόμενος διακόπτης	24
Σχήμα 2.9 Διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT): (α) σύμβολο, (β) χαρακτηριστική, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές	26
Σχήμα 2.10 Συνδεσμολογίες Darlington: (α) Darlington, (β)τριπλό Darlington	27
Σχήμα 2.11(α) Κύκλωμα κοινού εκπομπού για τη μέτρηση των διακοπτικών χρόνων, (β) Κυματομορφή ρεύματος βάσης του BJT. (γ) Κυματομορφή ρεύματος συλλέκτη του BJT.	28
Σχήμα 2.12 Transistor MOSFET n- καναλιού: (α) σύμβολο, (β) $i-v$ χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές	30
Σχήμα 2.13 Διακοπτικές χαρακτηριστικές του MOSFET. α) Κυματομορφή τάσης πύλης V_{GS} , β) Κυματομορφές ρεύματος υποδοχής I_D και τάσης υποδοχής - πηγής V_{DS}	31
Σχήμα 2.14 Παρασιτικές χωρητικότητες του MOSFET α) MOSFET ισχύος με τις παρασιτικές χωρητικότητες, β) Μεταβολή των χαρακτηριστικών σε συνάρτηση της τάσης υποδοχής - πηγής V_{DS}	32
Σχήμα 2.15 Τρεις τυπικές περιπτώσεις τάσης V_{DS} και ρεύματος I_D κατά την έναυση ενός MOSFET	34
Σχήμα 2.16 Thyristor με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO): (α) σύμβολο, (β) $i-v$ χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές	35
Σχήμα 2.17 Διπολικό transistor με μονωμένη πύλη (IGBT): (α) σύμβολο, (β) $i-v$ χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές	36
Σχήμα 2.18 Κυματομορφές δυναμικής συμπεριφοράς ενός IGBT.	37
α) Τάση πύλης - εκπομπού (δεν χρειάζεται να είναι αρνητική). β) Ρεύμα συλλέκτη, i_c . γ) Τάση συλλέκτη - εκπομπού, v_{Ce}	37

Σχήμα 3.1 α) Αντιστροφέας ημιγέφυρας, β) Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας	40
Σχήμα 3.2 α) 3-Φ Αντιστροφέας ημιγέφυρας, β) 3-Φ Αντιστροφέας με τροφοδοσία συνεχούς ρεύματος.....	41
Σχήμα 3.3 Παλμοί έναυσης των Q1 και Q2 και τάση εξόδου του αντιστροφέα στο ωμικό φορτίο	42
Σχήμα 3.4 Κυματομορφές αντιστροφέα με θυρίστορ	43
Σχήμα 3.5 (α)Κύκλωμα γέφυρας, (β)Κυματομορφές αντιστροφέα όταν τα MOSFET άγουν για 180°	44
Σχήμα 3.6 Κυματομορφές αντιστροφέα γέφυρας	45
Σχήμα 3.7 Ορισμός της τεχνικής PWM	47
Σχήμα 3.8 Ορισμός της τεχνικής SPWM για $M_f=0.7$ και $F_{nc}=7$	50
Σχήμα 3.9 Κυματομορφές της τεχνικής SPWM για $M_f=0.7$ και $F_{nc}=7$	51
Σχήμα 3.10 Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα ημιγέφυρας με την τεχνική Patel και Hoft	53
Σχήμα 3.11 Τυπική τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας.....	55
Σχήμα 3.12 Διανύσματα τάσης εξόδου τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας	56
Σχήμα 3.13 Κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως σε συνδεσμολογία γέφυρας του σχήματος 3.10 για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης	59
Σχήμα 3.14 Ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα και φορτίο σε αστέρα στο οποίο φαίνονται οι μελετώμενες τάσεις	60
Σχήμα 3.15 Κυματομορφές δημιουργίας των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα για λειτουργία με την τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης παλμών (SPWM).	62
Σχήμα 4.1 Κάτοψη Inverter	64
Σχήμα 4.2 Κάτοψη του κυκλώματος ισχύος	65
Σχήμα 4.3 Σχηματική αναπαράσταση του τριφασικού αντιστροφέα	66
Σχήμα 4.4 Σχέδιο του IGBT IXGH30N60BD1	67
Σχήμα 4.5 Ψύκτρα 10cmx7,5cm	67
Σχήμα 4.6 Σχέση θερμοκρασίας/W - ταχύτητα αέρα.....	69
Σχήμα 4.7 Αρχικό στάδιο κατασκευής του κυκλώματος ισχύος.....	69
Σχήμα 4.8 Σχηματική αναπαράσταση του κυκλώματος τροφοδοσίας.....	70
Σχήμα 4.9 Κύκλωμα τροφοδοσίας.....	70
Σχήμα 4.10 Κύκλωμα οδήγησης.....	71
Σχήμα 4.11 Σχηματική αναπαράσταση του κυκλώματος οδήγησης.....	72
Σχήμα 4.12 Ακροδέκτες εισόδου και εξόδου	75
Σχήμα 4.13 Ακροδέκτες για HIN και LIN του κυκλώματος οδήγησης.....	75
Σχήμα 4.14 Διακόπτες ελέγχου και coolers	76

ΛΙΣΤΑ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 2.1 Χαρακτηριστικά Ελεγχόμενων Διακοπών	39
Πίνακας 2.2 Βιομηχανικές διατάξεις των ηλεκτρονικών στοιχείων ισχύος.....	39
Πίνακας 3.1 Κανονικοποιημένη τιμή πλάτους αρμονικής ως προς την τάση εισόδου V	51
Πίνακας 4.1 Περιγραφή ακροδεκτών FAN7382	73

SUMMARY

The present thesis was conducted during the spring semester of the academic year 2011 - 2012, at the Department of Electrical Engineering Faculty of Technological Applications, of Technological Institute of Piraeus in the Electrotechnical Laboratory Applications.

The paper presents the design and construction of a three-phase fully controlled voltage source inverter. The implementation was done by using IGBT (insulated base bipolar transistors) with freewheeling diode for the construction of the power circuit of the inverter. In order to construct the driver circuit for the IGBTs, three I.C FAN7382 made by Fairchild were used. These are monolithic high and low-side gate drivers, which can drive MOSFETs and IGBTs that operate up to +600V.

More detailed, this paper is divided into four chapters. The first chapter refers to the use of inverters in various applications, thus demonstrating their importance in almost all of the technology and of course the industrial sector.

The second chapter deals with the development of power semiconductors through the past years and the role they have in the inverters. The range of power semiconductors is wide and each type of semiconductors is used in different applications.

Moving to the third chapter, we focus into the inverters and more specifically, in their types and the principle of their operation. It is also examined, the controlling techniques of the inverters and how using them, enables us to control and improve the quality of the inverter's output to impressive levels.

In the fourth and final chapter, we present the procedure followed for the construction of the inverter. We also present and analyze all the components of the device, along with a wealth of photographs, both for the power circuit and for the control and its power supply circuit.

Keywords: inverters, three - phase inverter, power semiconductors, power diode, motor drives , IGBT, MOSFET, drive circuit, FAN7382, PWM, SPWM, heat dissipation, heatsink.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα πτυχιακή Εργασία εκπονήθηκε κατά τη διάρκεια του εαρινού εξαμήνου του ακαδημαϊκού έτους 2011 - 2012, στο Τμήμα Ηλεκτρολογίας της Σχολής Τεχνολογικών Εφαρμογών του Τεχνολογικού Ιδρύματος Πειραιά στο Εργαστήριο Ηλεκτροτεχνικών Εφαρμογών.

Η Εργασία παρουσιάζει τη μελέτη και κατασκευή ενός τριφασικού πλήρως ελεγχόμενου αντιστροφέα πηγής τάσης.

Η υλοποίηση έγινε με τη χρήση διακοπτικών στοιχείων IGBT (Διπολικών Τρανζίστορ Μονωμένης Πύλης) με δίοδο ελευθέρας ροής για τις τρεις ημιγέφυρες του αντιστροφέα, ενώ για το κύκλωμα οδήγησης των IGBT χρησιμοποιήθηκαν τρεις μονοφασικοί ελεγκτές FAN7382 της εταιρίας Fairchild, ένας για κάθε ημιγέφυρα.

Πιο αναλυτικά η εργασία διαρθρώνεται σε τέσσερα κεφάλαια. Στο 1^ο Κεφάλαιο αναφερόμαστε στη χρήση των αντιστροφέων σε διάφορες εφαρμογές, καταδεικνύοντας έτσι τη σημασία τους σχεδόν σε ολόκληρο τον τεχνολογικό και φυσικά τον βιομηχανικό τομέα.

Στο 2^ο Κεφάλαιο ασχολούμαστε με την εξέλιξη των ημιαγωγών ισχύος και τον ρόλο που έχουν στους αντιστροφείς. Η γκάμα των ημιαγωγών ισχύος είναι ευρεία και κάθε ένας τύπος ημιαγωγού χρησιμοποιείται και σε διαφορετικές εφαρμογές.

Προχωρώντας στο 3^ο Κεφάλαιο, το ενδιαφέρον επικεντρώνεται σε αυτούς καθαυτούς τους αντιστροφείς και πιο συγκεκριμένα στους τύπους αλλά και την αρχή λειτουργίας τους. Επίσης εξετάζουμε και τις τεχνικές ελέγχου των αντιστροφέων, καθώς και εκεί υπάρχει μεγάλο ενδιαφέρον στον τρόπο με τον οποίο μπορούμε να ελέγξουμε και να βελτιώσουμε την ποιότητα της εξόδου των αντιστροφέων.

Στο 4^ο και τελευταίο κεφάλαιο, παρουσιάζουμε τη διαδικασία που ακολουθήσαμε για την κατασκευή του αντιστροφέα. Επίσης αναλύονται όλα τα κατασκευαστικά στοιχεία της διάταξης. Στο κεφάλαιο παρουσιάζεται πλούσιο φωτογραφικό υλικό, τόσο των κυκλωμάτων ισχύος και ελέγχου, όσο και του κυκλώματος τροφοδοσίας του κυκλώματος ελέγχου.

Λέξεις κλειδιά: αντιστροφείς, 3φ αντιστροφείς, ημιαγωγοί ισχύος, δίοδος ισχύος, οδήγηση κινητήρων, IGBT, MOSFET, κύκλωμα οδήγησης, FAN7382, PWM, SPWM, απαγωγή θερμότητας, ψύκτρα.

1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ”

1.1 Εισαγωγή

Το πρόβλημα της δημιουργίας μιας πηγής εναλλασσόμενης τάσης με μεταβλητή συχνότητα και πλάτος προέκυψε πριν από πολλές δεκαετίες. Λύση στο πρόβλημα αυτό αποτελεί η μετατροπή μιας πηγής συνεχούς τάσεως ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη, μονοφασική ή τριφασική, με τη βοήθεια ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος, των λεγόμενων αντιστροφέων (inverters). Με τους μετατροπείς αυτούς παρέχεται η δυνατότητα μεταβολής τόσο του πλάτους όσο και της συχνότητας της κυματομορφής εξόδου, είτε αυτή είναι τάση είτε είναι ρεύμα.

Οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται στον έλεγχο της ταχύτητας των ac κινητήρων, όπως των επαγωγικών και των σύγχρονων (adjustable speed ac drives), στην επαγωγική θέρμανση (induction heating), στα τροφοδοτικά αδιάλειπτης παροχής (uninterruptible power supplies, UPS), στο φωτισμό με λυχνίες φθορισμού. Οι αντιστροφείς διακρίνονται σε δύο κύριες κατηγορίες, ανάλογα με τη μορφή της πηγής εισόδου: τους αντιστροφείς πηγής τάσης και τους αντιστροφείς πηγής ρεύματος.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης (voltage-source or voltage-fed inverters) τροφοδοτούνται από μια πηγή συνεχούς τάσης, ιδανικά με μηδενική εσωτερική σύνθετη αντίσταση. Η τάση της πηγής εισόδου μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβλητή. Η συνεχής τάση εισόδου προέρχεται από μπαταρίες, από φωτοβολταϊκά στοιχεία, ή συνηθέστερα από την ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Η έξοδος των αντιστροφέων πηγής τάσης εμφανίζει χαρακτηριστικά πηγής τάσης. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος (current-source or current-fed inverters) τροφοδοτούνται από μια μεταβλητή πηγή συνεχούς ρεύματος, ιδανικά με άπειρη εσωτερική σύνθετη αντίσταση. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος χρησιμοποιούνται κυρίως στον έλεγχο ac κινητήρων πολύ μεγάλης ισχύος.

Αντίστοιχα με τους αντιστροφείς πηγής τάσης, η εναλλασσόμενη έξοδος των αντιστροφέων πηγής ρεύματος παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά της πηγής ρεύματος.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται ακόμη σε μονοφασικούς και πολυφασικούς, ανάλογα με τη μορφή της εναλλασσόμενης εξόδου. Από τους πολυφασικούς αντιστροφείς θα αναφερθούμε μόνο στους τριφασικούς, που είναι οι πλέον διαδεδομένοι.

Σ' όλους τους αντιστροφείς υπάρχει η δυνατότητα ρύθμισης της συχνότητας εξόδου. Η ρύθμιση του πλάτους των τάσεων (ρευμάτων) εξόδου επιτυγχάνεται είτε με κατάλληλο έλεγχο των διακοπών του αντιστροφέα ή εξωτερικά, με έλεγχο της συνεχούς τάσης (ρεύματος) εισόδου.



Σχήμα 1.1 Διάφοροι τύποι inverter

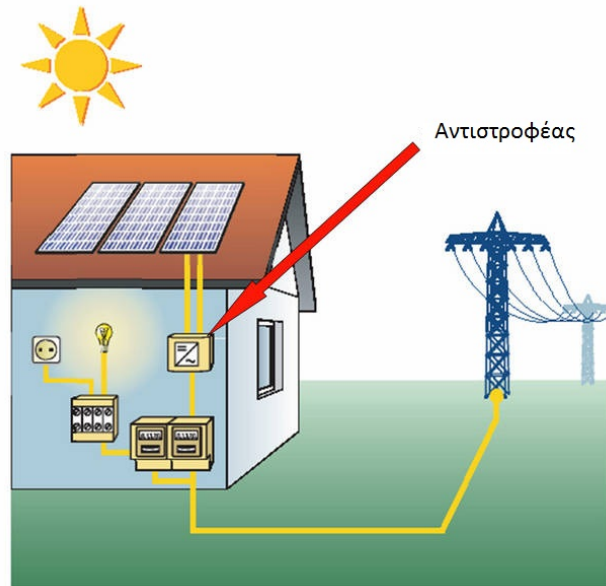
1.2 Χρήση των Inverter σε τεχνολογικές και βιομηχανικές εφαρμογές

Σ' αυτή την παράγραφο θα αναφερθούμε σε διάφορες εφαρμογές των αντιστροφέων, έτσι ώστε να δώσουμε μια περισσότερο ολοκληρωμένη εικόνα για την χρησιμότητά τους. Εκτός του ότι οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται για την μετατροπή ηλεκτρικής ενέργειας από μια μορφή σε μία άλλη επίσης χρησιμοποιούνται στις ακόλουθες εφαρμογές:

- α) Συστήματα αδιάκοπης Παροχής ισχύος (UPS)
- β) Συστήματα παραγωγής θερμότητας δια επαγωγής
- γ) Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας
- δ) Έλεγχος τάσης εξόδου συστημάτων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας
- ε) Έλεγχος Ηλεκτρικών κινητήρων

Το κυριότερο χαρακτηριστικό των διατάξεων Ηλεκτρονικών ισχύος, οπότε και των αντιστροφέων, είναι ότι τα ημιαγωγικά στοιχεία τα οποία χρησιμοποιούνται για την

υλοποίησή τους λειτουργούν σαν διακόπτες. Το ημιαγωγικό στοιχείο όταν βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής μπορεί να θεωρηθεί σαν ανοιχτός διακόπτης και όταν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής μπορεί να θεωρηθεί σαν κλειστός διακόπτης.



Σχήμα 1.2 Οικιακή χρήση inverter σε εγκατάσταση φωτοβολταϊκού συστήματος

1.2.1 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος

Οι διατάξεις των Ηλεκτρονικών Ισχύος έχουν τα ακόλουθα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα έναντι των γραμμικών τροφοδοτικών και διατάξεων ζευγών Ηλεκτρικών Κινητήρων.

Πλεονεκτήματα

- Υψηλότερη απόδοση (>90%).
- Μικρότερο κόστος, βάρος και μέγεθος.
- Δεν δημιουργούν μηχανικό θόρυβο σε αντίθεση με τις διατάξεις ηλεκτροπαραγωγών ζευγών (H/Z).

Μειονεκτήματα

- Το κύκλωμα ελέγχου των διατάξεων αυτών είναι πολύπλοκότερο.
- Αν δεν δοθεί προσοχή στην κατασκευή τους μπορεί να παρουσιάσουν Ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση (EMI), η οποία μπορεί να είναι ακτινοβολούμενη (radiated) ή αγωγήμη (conducted).

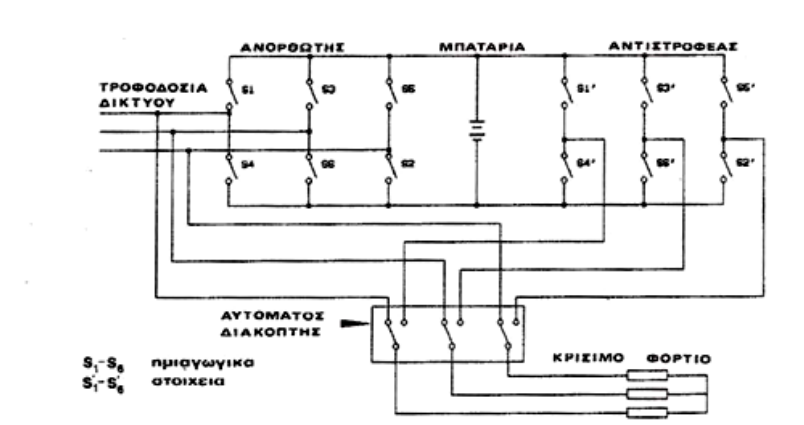
Παρά τα παραπάνω μειονεκτήματα που παρουσιάζουν οι διατάξεις των Ηλεκτρονικών Ισχύος, σήμερα χρησιμοποιούνται σε μεγάλη έκταση στην βιομηχανία, στις τηλεπικοινωνίες και στην μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας.

1.3 Συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος

Συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος (Uninterruptible Power Supplies, UPS) είναι τα ηλεκτρονικά συστήματα, τα οποία μπορούν να τροφοδοτούν πάντοτε κρίσιμα φορτία, ανεξάρτητα από το αν υπάρχει ή όχι τροφοδοσία δικτύου. Κρίσιμα φορτία μπορεί να είναι:

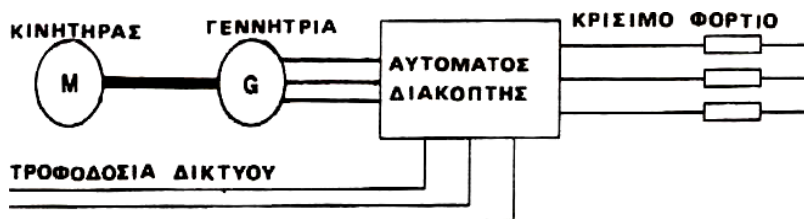
- Ηλεκτρονικοί υπολογιστές.
- Ηλεκτρικές συσκευές νοσοκομείων.
- Τηλεπικοινωνιακά συστήματα.
- Ανελκυστήρες.
- Ραδιοφωνικοί και τηλεοπτικοί σταθμοί.

Υπάρχουν τριών ειδών συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος:



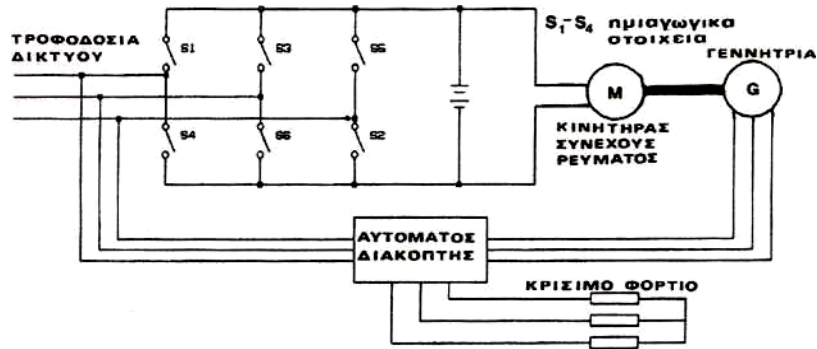
Σχήμα 1.3 Συνδεσμολογία στατικού συστήματος αδιάκοπης παροχής ισχύος

- **Τα Στατικά συστήματα:** Αποτελούνται μόνο από ανορθωτές και αντιστροφείς, οι οποίοι είναι κατασκευασμένοι από ημιαγωγικά στοιχεία. Ένα στατικό σύστημα αδιάκοπης παροχής ισχύος παρουσιάζεται στο σχήμα 1.3.



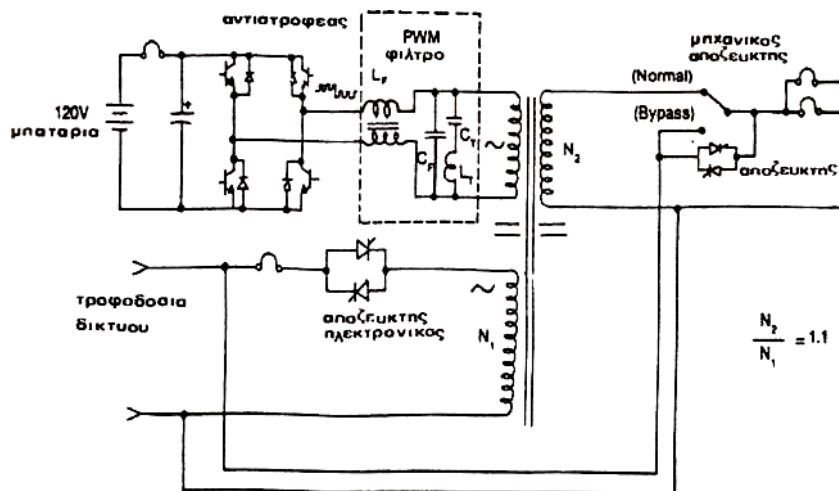
Σχήμα 1.4 Συνδεσμολογία δυναμικού ή συστήματος με στρεφόμενα τμήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος

- **Τα Δυναμικά συστήματα:** Αποτελούνται μόνο από ηλεκτρικές μηχανές. Ένα δυναμικό σύστημα αδιάκοπης παροχής ισχύος παρουσιάζεται στο *σχήμα 1.4*.



Σχήμα 1.5 Συνδεσμολογία ημιδυναμικού συστήματος αδιάκοπης παροχής ισχύος

- **Τα Ημιδυναμικά συστήματα:** Αποτελούνται από στατικούς ανορθωτές και από δυναμικούς αντιστροφείς (ηλεκτρικές μηχανές). Ένα ημιδυναμικό σύστημα αδιάκοπης παροχής ισχύος παρουσιάζεται στο *σχήμα 1.5*.



Σχήμα 1.6 Σύστημα αδιάκοπης παροχής ισχύος αλληλοεπιδρόν με το δίκτυο

1.4 Συστήματα παραγωγής θερμότητας διά επαγωγής

Η τεχνολογία για την κατασκευή συστημάτων επαγωγικής θέρμανσης είναι γνωστή εδώ και αρκετά χρόνια. Τα πρώτα συστήματα τα οποία χρησιμοποιήθηκαν πριν από 50 χρόνια ήταν σωλήνες κενού υψηλής τάσης. Αυτά τα συστήματα λειτουργούσαν με μέγιστες συχνότητες της τάξης των 100 μέχρι και 500 Hz, ενώ η ισχύς εξόδου τους κυμαίνονταν

ανάλογα από 1 μέχρι 400 KW. Όμως τα συστήματα αυτά παρουσίαζαν χαμηλή αξιοπιστία και χαμηλό βαθμό απόδοσης λόγω των απωλειών ισχύος.

Με την ανακάλυψη νέων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος, τις τελευταίες δεκαετίες, τα προβλήματα αυτά αντιμετωπίστηκαν. Τα νέα αυτά στοιχεία (τρανζίστορ, θυρίστορ και GTO) μπορούν να λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες με δυνατότητες ελέγχου υψηλής ισχύος και επιπλέον να παρουσιάζουν μεγάλη πυκνότητα ισχύος (power density).

Έτσι αντικαταστάθηκαν όλες οι διατάξεις επαγωγικής θέρμανσης με κυκλώματα ισχύος που χρησιμοποιούν καινούρια ημιαγωγικά στοιχεία, κάτι που είχε σαν συνέπεια την μείωση του κόστους, του βάρους και του μεγέθους τους. Επίσης, λόγω των πολύ καλύτερων λειτουργικών χαρακτηριστικών των στοιχείων αυτών αυξήθηκε κατά πολύ και ο βαθμός απόδοσης των συστημάτων επαγωγικής θέρμανσης (μέχρι και 95%).

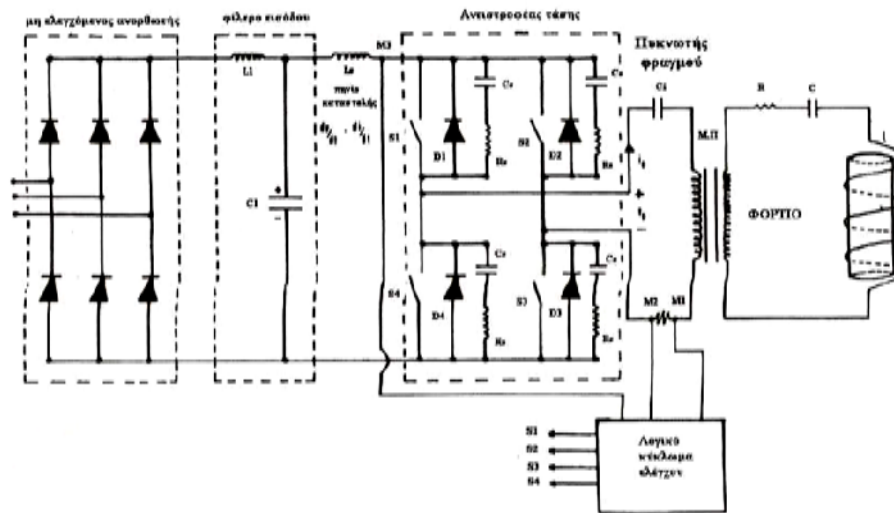
Στο *σχήμα 1.7* παρουσιάζεται ένα πλήρες κύκλωμα της διάταξης επαγωγικής θέρμανσης. Το σύστημα αυτό αποτελείται από μια ανορθωτική διάταξη διόδων στην είσοδό του, ένα μονοφασικό αντιστροφέα σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας, του οποίου το φορτίο είναι ένα κύκλωμα R-L-C και από το κύκλωμα ελέγχου του συστήματος. Πρέπει να σημειωθεί ότι R' είναι το άθροισμα των αντιστάσεων των καλωδίων και των εσωτερικών αντιστάσεων του πηνίου και του πυκνωτή. Το κύκλωμα ελέγχου αποτελεί τον βρόχο ανάδρασης και καθιστά το σύστημα επαγωγικής θέρμανσης κλειστό σύστημα αυτομάτου ελέγχου. Επίσης στο *σχήμα 1.7* S_1 - S_4 είναι οι ημιαγωγικοί διακόπτες του συστήματος που μπορεί να είναι τρανζίστορ ή GTO's ή θυρίστορ, ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου του αντιστροφέα.

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως στο σύστημα του *σχήματος 1.7* το εναλλασσόμενο ρεύμα τροφοδοσίας μετατρέπεται σε συνεχές από την τριφασική ανορθωτική διάταξη των διόδων στην είσοδο της διάταξης της επαγωγικής θέρμανσης. Το φίλτρο L_f - C_f χρειάζεται στην έξοδο της ανόρθωσης για την εξομάλυνση της τάσης και του ρεύματος έτσι ώστε οι κυματώσεις των να είναι περιορισμένες. Στη συνέχεια ο αντιστροφέας πλήρης γέφυρας αντιστρέφει το συνεχές ρεύμα και τάση σε μονοφασικό εναλλασσόμενο ρεύμα υψηλής συχνότητας. Αυτή η συχνότητα μπορεί να μεταβάλλεται μέσω του κυκλώματος ελέγχου του αντιστροφέα. Το υψίσυχνο αυτό ρεύμα το οποίο ρέει μέσω του κυκλώματος R-L-C δημιουργεί στο πηνίο επαγωγικά ρεύματα τα οποία με την σειρά τους δημιουργούν θερμότητα στο αγωγίμο αντικείμενο το οποίο βρίσκεται μέσα στο πηνίο. Η συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα είναι η συχνότητα του εναλλασσόμενου ρεύματος στην έξοδό του. Όσο υψηλότερη είναι η συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα, τόσο πιο μεγάλη θα είναι και η ποσότητα θερμότητας (ή ισχύος) η οποία παρέχεται στην έξοδο του αντιστροφέα.

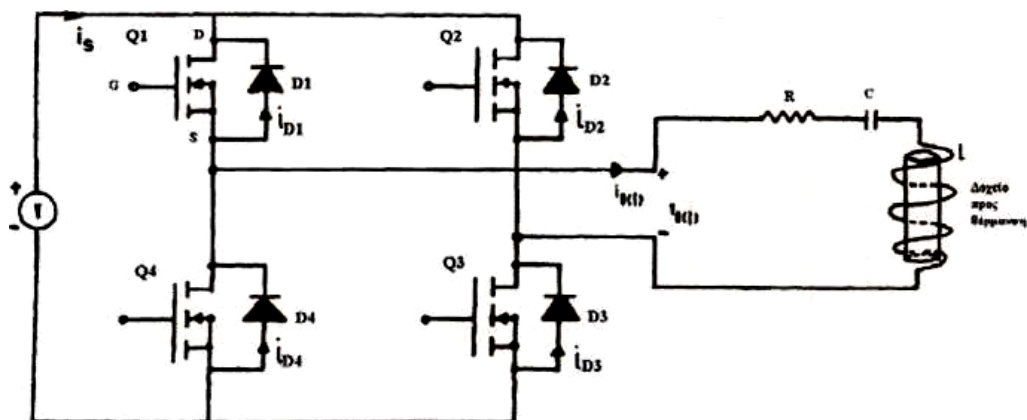
Ανάλογα με την ποσότητα θερμότητας που απαιτείται, ρυθμίζεται και η συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα που επιτυγχάνεται μέσω των ημιαγωγικών διακοπών.

Σκοπός του κυκλώματος ελέγχου είναι να διατηρεί την θερμότητα εξόδου στα επιθυμητά όρια θερμοκρασίας. Αυτό μπορεί να γίνει ρυθμίζοντας κατάλληλα την συχνότητα του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Το κύκλωμα ελέγχου επεμβαίνει δυναμικά και μεταβάλλει την συχνότητα του ρεύματος εξόδου με το να ρυθμίζει τους παλμούς έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών S_1-S_4 .

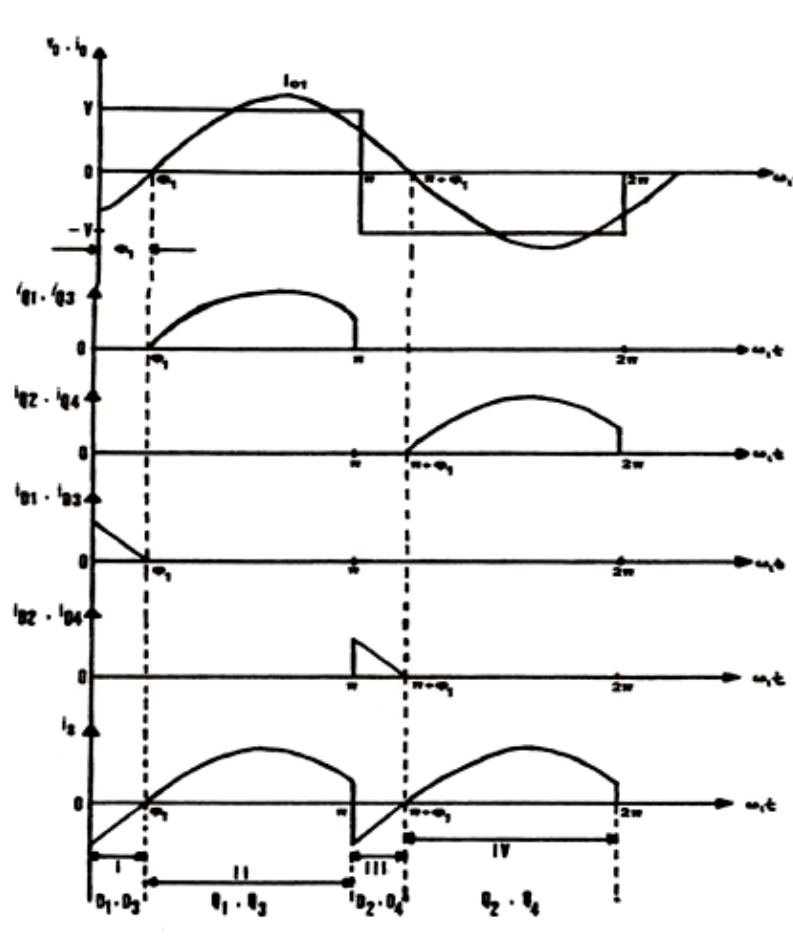
Στο σχήμα 1.8 παρουσιάζεται ένα κύκλωμα επαγωγικής θέρμανσης όπου οι ημιαγωγικοί διακόπτες είναι MOSFET. Τέλος, στο σχήμα 1.9 παρουσιάζονται διάφορες κυματομορφές του κυκλώματος τους σχήματος 1.8.



Σχήμα 1.7 Πλήρες κύκλωμα της διάταξης επαγωγικής θέρμανσης



Σχήμα 1.8 Κύκλωμα επαγωγικής Θέρμανσης



Σχήμα 1.9 Κυματομορφές του παραπάνω κυκλώματος

Ο αναγνώστης που θα ήθελε περισσότερες πληροφορίες πάνω στα συστήματα παραγωγής θερμότητας διά επαγωγής, μπορεί να ανατρέξει στην οικεία βιβλιογραφία. Ορισμένες χρήσιμες παραπομπές πάνω σε αυτό το αντικείμενο [2], [4].

1.5 Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας

Σήμερα οι διατάξεις των ηλεκτρονικών ισχύος χρησιμοποιούνται σε συστήματα μεταφοράς υψηλής συνεχούς τάσης (High Voltage DC, HVDC). Στο σχήμα 1.10 παρουσιάζεται ένα σύστημα μεταφοράς HVDC. Όπως διαπιστώνεται και από το σχήμα 1.10 αρχικά η τάση του σταθμού παραγωγής μετατρέπεται σε συνεχές υψηλής τάσης (HVDC) μέσω μιας πολυφασικής ελεγχόμενης ανόρθωσης με θυρίστορ. Στη συνέχεια η μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας υπό μορφή DC τάσης γίνεται με δύο αγωγούς και έπειτα μέσω ενός αντιστροφέα με θυρίστορ η συνεχής τάση κοντά στο φορτίο ή σύστημα σύνδεσης μετατρέπεται σε εναλλασσόμενη.

Συγκρίνοντας τη μεταφορά με συνεχές ρεύμα HVDC με τη μεταφορά με εναλλασσόμενο ρεύμα (High-Voltage AC, HVAC) μπορούμε να παρατηρήσουμε τα ακόλουθα :

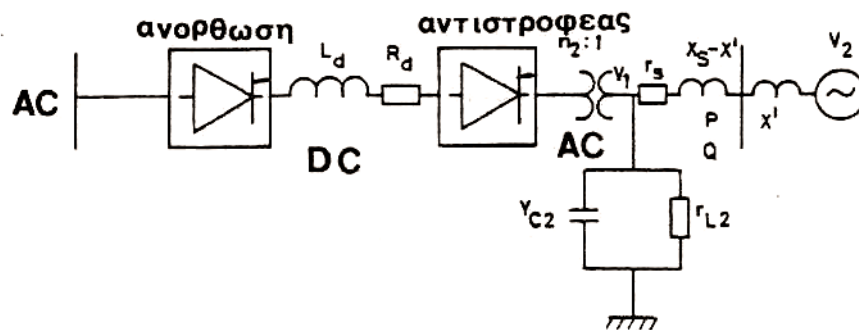
Το συνεχές ρεύμα αποτελεί τη μόνη επιλογή για μια διασύνδεση μεταξύ συστημάτων όταν :

- 1) Τα δύο ηλεκτρικά συστήματα που πρόκειται να συνδεθούν έχουν διαφορετικές συχνότητες ή διαφορετική φιλοσοφία ελέγχου συχνότητας. Για παράδειγμα η διασύνδεση που πρόκειται να γίνει μεταξύ Θεσσαλονίκης - Blagoevgrad (Βουλγαρίας) όπου επιχειρείται η διασύνδεση του συστήματος (UCPTE) Δυτικών Ευρωπαϊκών Χωρών με το σύστημα (CMEA) Ανατολικών Χωρών.
- 2) Η διασύνδεση των συστημάτων απαιτεί χρησιμοποίηση μεγάλου μήκους αγωγών. Για παράδειγμα η διασύνδεση Cross Channel 1 και 2 μεταξύ Αγγλίας και Γαλλίας.

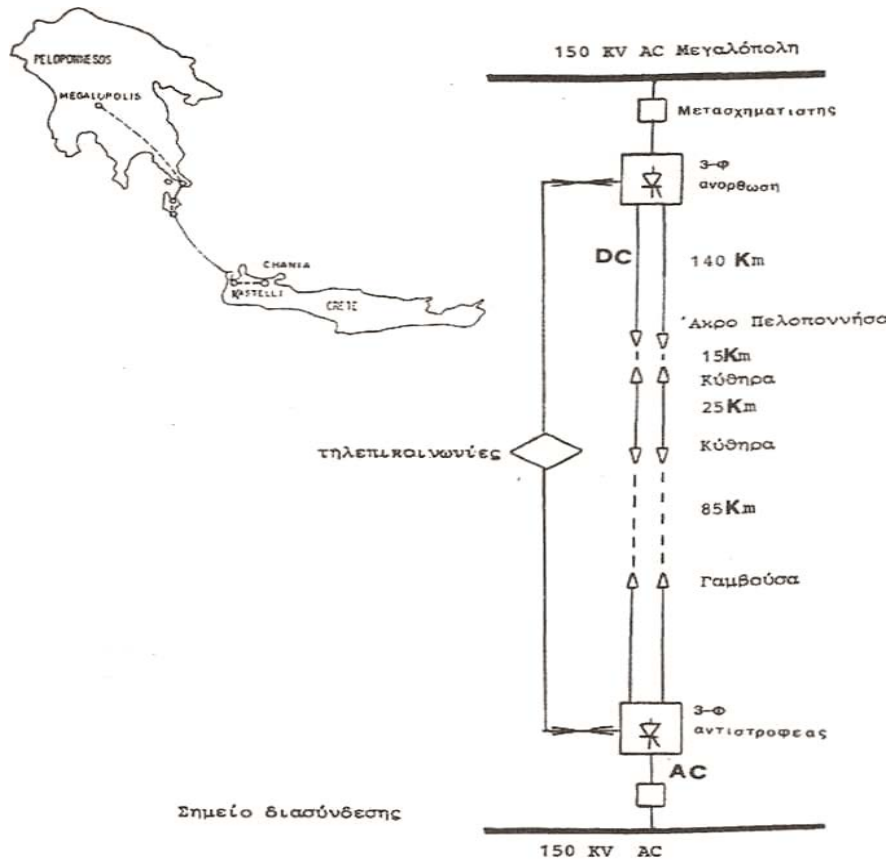
Ακόμη συνήθως χρησιμοποιούμε μεταφορά HVDC σε μια διασύνδεση όταν :

- 1) Τα δύο συστήματα πρέπει αποτελεσματικά να διαχωριστούν για να διατηρήσουν την ευστάθειά τους.
- 2) Το μέγεθος και η φορά της μεταφερόμενης ισχύος στα δύο συστήματα πρέπει να ελέγχεται γρήγορα και με ακρίβεια, πράγμα που μας προσφέρει ο ηλεκτρονικός έλεγχος των HVDC συστημάτων.

Η μεταφορά εναλλασσόμενου ρεύματος HVAC δεν είναι δυνατή. Για παράδειγμα η διασύνδεση της Μεγαλοπόλεως της Πελοποννήσου με τα Χανιά της Κρήτης. Στην περίπτωση αυτή μεταφορά εναλλασσόμενου ρεύματος δεν είναι δυνατή διότι χρειάζονται ισχύος κάθε 30 χιλιόμετρα πράγμα το οποίο είναι αδύνατον να γίνει. Στο *σχήμα 1.11* παρουσιάζεται η προς μελέτη διασύνδεση μεταξύ Μεγαλοπόλεως και Χανίων.



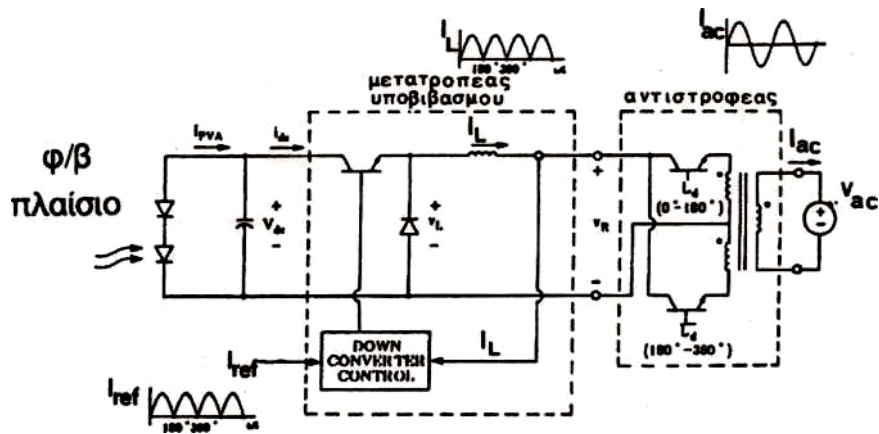
Σχήμα 1.10 Σύστημα μεταφοράς HVDC



Σχήμα 1.11 Διασύνδεση Μεγαλόπολης και Χανίων με HVDC

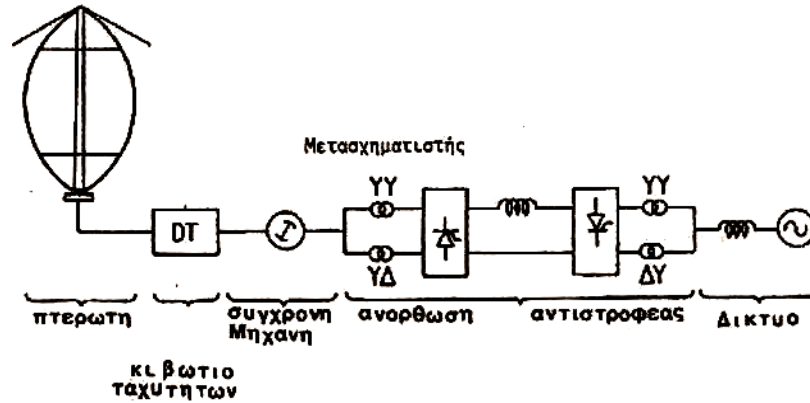
1.6 Έλεγχος τάσης εξόδου συστημάτων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας

Στα διάφορα συστήματα ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, χρησιμοποιούνται διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος και δη αντιστροφών, για τον έλεγχο της τάσης εξόδου τους ή για την μετατροπή ηλεκτρικής ενέργειας από μια μορφή σε κάποια άλλη.



Σχήμα 1.12 Φωτοβολταϊκό σύστημα μετατροπής ενέργειας

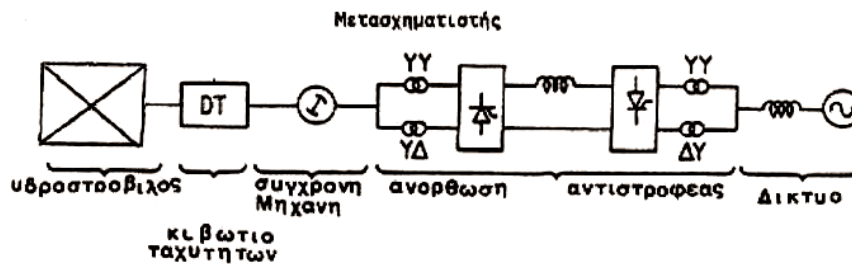
Στο *σχήμα 1.12* παρουσιάζεται ένα φωτοβολταϊκό σύστημα μετατροπής ενέργειας όπου η ηλιακή ενέργεια μετατρέπεται μέσω των φωτοκυψελών σε ηλεκτρική και αποθηκεύεται στους συσσωρευτές του συστήματος. Στην συνέχεια υπάρχει ένας αντιστροφέας ισχύος ο οποίος μετατρέπει το συνεχές ρεύμα των συσσωρευτών σε ρυθμιζόμενο εναλλασσόμενο έτσι ώστε να μπορεί να συνδεθεί με το δίκτυο τροφοδοσίας.



Σχήμα 1.13 Αιολικό σύστημα μετατροπής ενέργειας

Στο *σχήμα 1.13* παρουσιάζεται ένα σύστημα μετατροπής αιολικής ενέργειας σε ηλεκτρική. Επειδή η ταχύτητα της πτερωτής μεταβάλλεται σύμφωνα με την ταχύτητα του αέρα αυτό θα έχει σαν συνέπεια την μεταβολή της τάσης εξόδου της ανεμογεννήτριας. Επομένως, χρειαζόμαστε κάποιο σύστημα ελέγχου, το οποίο να έχει τη δυνατότητα να κρατά την τάση εξόδου του συστήματος σταθερή κατά συχνότητα και κατά πλάτος. Η τάση εξόδου της ανεμογεννήτριας ανορθώνεται και στην συνέχεια μετατρέπεται σε ρυθμιζόμενη εναλλασσόμενη. Ο αντιστροφέας έχει την δυνατότητα μέσω αναδράσεων να κρατά την τάση εξόδου του συστήματος σταθερή, όταν υπάρχουν οι διάφορες διακυμάνσεις ταχύτητας της πτερωτής της ανεμογεννήτριας.

Στο παρακάτω *σχήμα* παρουσιάζεται ένα υδροηλεκτρικό σύστημα μετατροπής ενέργειας όπου συμπεριλαμβάνονται και οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος.



Σχήμα 1.14 Υδροηλεκτρικό σύστημα μετατροπής ενέργειας

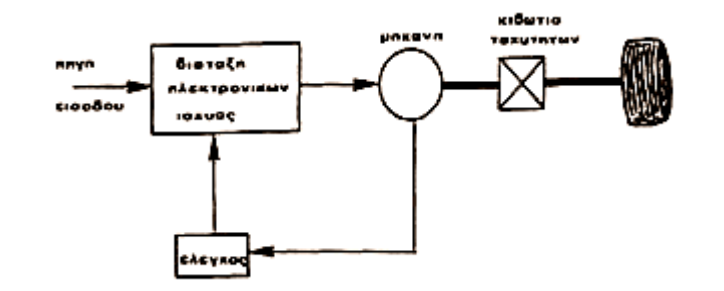
1.7 Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης

Μπορούμε να ελέγξουμε τους ηλεκτρικούς κινητήρες, χρησιμοποιώντας διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος στην είσοδο τροφοδοσίας τους. Τα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων ή συστήματα κίνησης με διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, χρησιμοποιούνται σήμερα σχεδόν σε όλες τις βιομηχανικές μονάδες και συγκεκριμένα στον Ελλαδικό χώρο χρησιμοποιούνται στις ακόλουθες βιομηχανίες :

- Χαρτοβιομηχανία
- Εργαλειομηχανές
- Ηλεκτρικά αυτοκίνητα (τρόλεϊ, ηλεκτρικός σιδηρόδρομος, Μετρό)
- Ρομποτική (κίνηση βραχιόνων)
- Τσιμεντοβιομηχανία
- Ταινιόδρομοι
- Κλωστοϋφαντουργία

Στο παρακάτω σχήμα (σχ.1.15) παρουσιάζεται το διάγραμμα ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Όπως βλέπουμε το σύστημα αυτό αποτελείται από τα ακόλουθα μέρη:

- 1) Τροφοδοσία εισόδου του συστήματος (Δίκτυο τροφοδοσίας)
- 2) Αναδράσεις (Ταχύτητας, ρεύματος, τάσης κ.α.)
- 3) Ηλεκτρικό κινητήρα (Συνεχούς, εναλλασσόμενου, μονίμων μαγνητών κ.α)
- 4) Διάταξη ηλεκτρονικών ισχύος (Μετατροπέας)
- 5) Μηχανικό φορτίο



Σχήμα 1.15 Διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μπορούν να υλοποιηθούν είτε με μηχανές Συνεχούς Ρεύματος (ΣΡ) είτε με μηχανές Εναλλασσόμενου Ρεύματος (ΕΡ). Η ταχύτητα ενός κινητήρα ΣΡ μπορεί να ελέγχεται μεταβάλλοντας την τάση του τυμπάνου ή του ρεύματος διέγερσης ή και των δύο μέσω κάποιου διάταξης ηλεκτρονικών ισχύος. Η ταχύτητα ενός κινητήρα ΕΡ

μπορεί να ελέγχεται μεταβάλλοντας είτε την τάση του στάτη είτε την ολίσθηση του κινητήρα ή τον αριθμό ζευγών των πόλων του κινητήρα.

Αν η συχνότητα αυξηθεί για να αυξηθεί και η ταχύτητα του κινητήρα τότε το μέγεθος της μαγνητικής ροής του διακένου μειώνεται λόγω της αύξησης της μαγνητικής αντίδρασης και έτσι η αναπτυσσόμενη ροπή μειώνεται. Η ταχύτητα ενός ασύγχρονου κινητήρα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\text{Ταχύτητα} = \frac{50f(1-s)}{P} \quad (1.1)$$

όπου

f = συχνότητα τροφοδοσίας του κινητήρα (του στάτη)

P = αριθμός των ζευγών πόλων

S = ολίσθηση του κινητήρα

Επομένως, από την παραπάνω σχέση συνεπάγεται ότι ο έλεγχος ενός ασύγχρονου κινητήρα μπορεί να επιτευχθεί με τις ακόλουθες τεχνικές :

- Μεταβάλλοντας τον αριθμό των ζευγών πόλων.
- Έλεγχος ταχύτητας μέσω της μεταβολής της ενεργού τάσης του στάτη.
- Μεταβάλλοντας την συχνότητα f του στάτη. Η τεχνική αυτή θεωρείται από τις πλέον διαδεδομένες. Η μεταβολή της συχνότητας επιτυγχάνεται μέσω ενός αντιστροφέα ή κυκλομετατροπέα ισχύος. Με τη τεχνική αυτή μπορούν να επιτευχθούν οι ακόλουθες τρεις περιπτώσεις λειτουργίας :
 - **Λειτουργία σταθερής ροπής** : Στην περίπτωση αυτή η μαγνητική ροή κρατείται σταθερή ελέγχοντας τον λόγο τάση εισόδου / συχνότητας (V/F).
 - **Λειτουργία σταθερής ισχύος** : Στην περίπτωση αυτή η τάση του στάτη αυξάνεται όταν ο συντελεστής ισχύος μειώνεται,
 - **Λειτουργία σταθερής τάσης** : Η περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται για έλεγχο ταχυτήτων πάνω από την ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα.
- Μεταβάλλοντας την ολίσθηση του δρομέα του κινητήρα. Στην περίπτωση αυτή η συχνότητα της τάσης του στάτη διατηρείται σταθερή, ενώ η ολίσθηση του κινητήρα μεταβάλλεται μεταβάλλοντας την ενεργό τιμή της τάσης τροφοδοσίας.

Η μεταβολή της ολίσθησης του δρομέα μπορεί να επιτευχθεί με τους παρακάτω τρόπους:

1. Μεταβάλλοντας την τάση τροφοδοσίας των τυλιγμάτων του στάτη.
2. Εισάγωντας και κατόπιν μεταβάλλοντας μία ξένη τάση στο κύκλωμα του δρομέα.
3. Μεταβάλλοντας την αντίσταση του κυκλώματος του δρομέα.
4. Ρυθμίζοντας το λόγο $V_{\text{στάτη}}/F_{\text{στάτη}}$
5. Με διανυσματικό έλεγχο.

Χρησιμοποιώντας διανυσματικό έλεγχο σε έναν κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, αυτός συμπεριφέρεται σαν κινητήρας συνεχούς ρεύματος. Το μεγάλο πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής ελέγχου, είναι η υψηλή απόδοση που χαρακτηρίζει τα συστήματα τα οποία την χρησιμοποιούν, είτε σε υψηλές είτε σε χαμηλές ταχύτητες, είτε σε δυναμικές είτε σε στατές συνθήκες, αλλά και στα τέσσερα τεταρτημόρια. Ελέγχοντας, λοιπόν, το ρεύμα του στάτη ελέγχουμε τη ροπή του κινητήρα. Το ρεύμα του στάτη είναι εκείνο που δημιουργεί τη ροή διακένου αλλά και τη συνιστώσα του ρεύματος που μαζί με τη ροή, παράγουν την ηλεκτρική ροπή.

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ ΟΙ ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ Ο ΡΟΛΟΣ ΤΟΥΣ ΣΤΟΥΣ INVERTER ”

2.1 Ημιαγωγοί Ισχύος

Είδαμε στο παραπάνω κεφάλαιο την ευρύτατη γκάμα εφαρμογών στις οποίες οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος και πιο συγκεκριμένα οι αντιστροφείς, χρησιμοποιούνται πλέον καθημερινά. Προκειμένου όμως, να γίνει εφικτή η κατασκευή και κατ'επέκταση η χρήση αυτών των διατάξεων, έπρεπε να υπάρξουν σημαντικά εξελικτικά βήματα στον τομέα των ημιαγωγών ισχύος, οι οποίοι αποτελούν και την καρδιά της εκάστοτε διάταξης.

2.1.1 Η εξέλιξη των ημιαγωγών ισχύος

Τα ηλεκτρονικά ισχύος χρησιμοποιήθηκαν για πρώτη φορά το 1882, με την μελέτη του φωτεινού τόξου Hg και την σκέψη για χρήση του σε ανορθωτικές διατάξεις. Το έτος 1902 κατασκευάστηκε ο πρώτος ανορθωτής Hg για τεχνικές εφαρμογές (Cooper-Hewitt Electric Co). Η εξέλιξη που ακολούθησε ήταν ραγδαία και το 1948, εφευρέθηκε το τρανζίστορ από τους Bardeen, Brattain και Shockley στο ερευνητικό κέντρο “Bell Laboratories” στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής, εφεύρεση για την οποία τους απονεμήθηκε το βραβείο Νόμπελ. Η εφεύρεση αυτή σηματοδότησε την έναρξη της εποχής των ηλεκτρονικών και τη δημιουργία των ηλεκτρονικών υπολογιστών και των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Την εφεύρεση του τρανζίστορ ακολούθησε αυτή του θυρίστορ, κατά το 1958 από την εταιρεία General Electric Company στις Η.Π.Α. Η εφεύρεση αυτή ήταν το ίδιο σημαντική με του τρανζίστορ σε εφαρμογές που αφορούσαν ενεργειακή τεχνολογία. Δημιουργήθηκαν ημιαγωγικά στοιχεία για μεγάλα ρεύματα και μεγάλες τάσεις, σε αντίθεση με το τρανζίστορ που λειτουργεί κατά κανόνα υπό μικρές τάσεις και ρεύματα και βρήκε εφαρμογές στην επεξεργασία της πληροφορίας.

Το θυρίστορ είναι ένα ελεγχόμενο στοιχείο όπως και το τρανζίστορ με ένα όμως σημαντικό μειονέκτημα. Τίθεται σε κατάσταση αγωγής με παλμό «ένανσης» όταν μεταξύ ανόδου και καθόδου επικρατεί θετική τάση, αλλά δεν «σβήνει», δηλ. δεν διακόπτεται η ροή του ρεύματος διακόπτοντας την παλμοδότηση της πύλης (Gate), παρά μόνον όταν

αντιστραφεί η τάση μεταξύ ανόδου και καθόδου ή τούταν το ρεύμα μειωθεί κάτω από μία χαρακτηριστική τιμή. Το ρεύμα αυτό είναι γνωστό και ως ρεύμα συγκράτησης.

Η μεγάλη όμως αντοχή του θυρίστορ σε μεγάλες τάσεις και ρεύματα το καθιστούν ένα πολύ σημαντικό εργαλείο στην διαχείριση μεγάλων ποσοτήτων ισχύος. Επόμενο λογικό βήμα ήταν η εύρεση ενός στοιχείου με παρόμοια χαρακτηριστικά, με την δυνατότητα όμως σβέσης μέσω κατάλληλου παλμού. Αυτή λοιπόν η ανάγκη οδήγησε στην εφεύρεση του στοιχείου GTO (Gate Turn Off), το οποίο με έναν κατάλληλο παλμό σβέσεως μπορεί να τεθεί σε μη αγωγή κατάσταση. Το μειονέκτημα του GTO είναι ότι ο παλμός σβέσης πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερος από τον παλμό έναυσης. Αυτή η διαφορά στον τρόπο σβέσεως προσδίδει σημαντικές δυνατότητες σε ό,τι αφορά τον έλεγχο της διακοπτικής λειτουργίας και συνεπώς της ροής ισχύος διαμέσου του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος.

Το έτος 1970 κατασκευάστηκε το διπολικό τρανζίστορ ισχύος (Bipolar Transistor), αρχικά για τάσεις και ρεύματα της τάξεως των 500V και 20A. Την ίδια χρονική περίοδο δημιουργήθηκε το τρανζίστορ ισχύος MOSFET, το οποίο διακρίνεται για την υψηλή διακοπτική συχνότητα λειτουργίας (100kHz).

Πολύ σημαντική, επίσης, υπήρξε η δημιουργία του τρανζίστορ IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), το έτος 1980, ένα ημιαγωγικό στοιχείο που συνδυάζει τη βασική ιδιότητα του τρανζίστορ και τα βασικά χαρακτηριστικά του θυρίστορ. Δηλαδή με την εφαρμογή μιας μικρής συνεχούς τάσεως στην πύλη το στοιχείο καθίσταται αγωγίμο, αλλά μόλις μηδενισθεί αυτή η τάση διακόπτεται η ροή του κύριου ρεύματος. Αυτή η διακοπτική διαδικασία μπορεί να επαναληφθεί με συχνότητα της τάξεως 30kHz έως 50kHz (ανάλογα με τον τύπο του στοιχείου), χωρίς να αποκλείονται υψηλότερες συχνότητες λαμβάνοντας, όμως, υπόψη την αύξηση των διακοπτικών απωλειών. Τα IGBT μπορούν να άγουν πολύ υψηλές τάσεις και ρεύματα όπως και τα θυρίστορ. Επίσης την ίδια περίοδο δημιουργήθηκε το ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος MOS- Controlled Thyristor (MCT).

Κατά το έτος 1990 δημιουργήθηκε το ημιαγωγικό στοιχείο IGCT (Insulated Gate Commutated Thyristor), το οποίο μπορεί να θεωρηθεί ως μία βελτιωμένη έκδοση του θυρίστορ GTO, με καλύτερη διακοπτική συμπεριφορά. Το στοιχείο αυτό χρησιμοποιείται σε ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος πολύ μεγάλης ισχύος, της τάξεως των MW, λόγω των υψηλών τιμών ρεύματος και τάσεως και παρουσιάζει καλύτερα δυναμικά χαρακτηριστικά σε σχέση με το θυρίστορ GTO (πολύ μικρότερο χρόνο διακοπής του ρεύματος).

Το 1998 προέκυψε ένα νέο ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος με την επωνυμία ETO (Emitter Turn-Off Thyristor). Ο οίκος ABB, το 1999, εισήγαγε στην αγορά το ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος BCT (BiDirectional Control Thyristor), το οποίο είναι ένα εξελιγμένο θυρίστορ

ελέγχου φάσης και αποτελείται από δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ ενσωματωμένα στην ίδια πλάκα πυριτίου, μπορεί δε, να χρησιμοποιηθεί για τάσεις μέχρι 6,5kV και για ρεύματα μέχρι 3kA.

Στην κατηγορία των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος POWER MOSFET ο Γερμανικός κατασκευαστικός οίκος INFINEON κατασκεύασε το έτος 1998 το βελτιωμένο στοιχείο COOLMOS, το οποίο έχει μειωμένη αντίσταση αγωγής και συνεπώς προκύπτει μείωση των απωλειών.

Η συνεχής, λοιπόν, ανάπτυξη των ημιαγωγικών διατάξεων ισχύος οδηγεί στην δημιουργία βελτιωμένων μετατροπέων ισχύος. Η βελτίωση αυτή αφορά την αύξηση του βαθμού απόδοσης και του συντελεστή ισχύος, τη μείωση του μεγέθους και της αποτελεσματικότερης ψύξης. Ο συντελεστής ισχύος βελτιώνεται εάν αυξηθεί η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των στοιχείων του μετατροπέα, διότι μειώνεται το περιεχόμενο των ανώτερων αρμονικών. Έτσι προκύπτει ποιοτικό όφελος για το συνολικό ενεργειακό σύστημα, που έχει ενσωματωμένους τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος.

2.2 Κατηγορίες ημιαγωγών ισχύος

Η δυνατότητα διαχείρισης αυξημένων ποσοτήτων ισχύος, η ευκολία ελέγχου και το μειωμένο κόστος των σύγχρονων ημιαγωγών ισχύος, έχει κάνει τους μετατροπείς ισχύος οικονομικά εφικτούς, για ένα μεγάλο αριθμό εφαρμογών και κατά συνέπεια ένα πλήθος από νέες τοπολογίες μετατροπέων έχει προκύψει.

Η ανάλυση των ημιαγωγών ισχύος γίνεται απλούστερη, αν αυτοί θεωρηθούν ιδανικοί διακόπτες και αυτό γιατί τα επιμέρους χαρακτηριστικά λειτουργίας τους δεν υπεισέρχονται στην μελέτη αλλά εξετάζεται μόνο η λειτουργία του κυκλώματος στο οποίο περιέχονται.

Οι ημιαγωγοί ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις ομάδες, σύμφωνα με το βαθμό ελεγχιμότητάς τους. Οι ομάδες αυτές είναι:

- **Αίοδοι**: Οι καταστάσεις αγωγιμότητας(κλειστό, on) και αποκοπής(ανοιχτό, off) ελέγχονται από το κύκλωμα ισχύος.
- **Thyristors**: Κλείνουν από ένα σήμα ελέγχου, αλλά πρέπει να ανοίξουν από το κύκλωμα ισχύος.
- **Ελεγχόμενοι διακόπτες**: Κλείνουν και ανοίγουν από σήματα ελέγχου.

Η τελευταία κατηγορία, αυτή των ελεγχόμενων διακοπών περιλαμβάνει αρκετά είδη στοιχείων. Σε αυτά συμπεριλαμβάνονται τα εξής:

- Τα διπολικά transistor επαφής ή Bipolar Junction Transistor (BJT)

- Τα τρανζίστορ MOSFET ή Metal –Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor
- Τα Thyristor με έλεγχο της σβέσης από την πύλη ή GTO thyristor
- και τα διπολικά transistor με μονωμένη πύλη ή Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

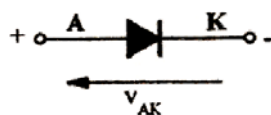
Σε αυτή την κατηγορία των ημιαγωγών ισχύος έχουν γίνει σημαντικότερες πρόοδοι τα τελευταία χρόνια.

2.2.1 Δίοδος Ισχύος

Η δίοδος ισχύος είναι ένας ημιαγωγός μίας επαφής. Στο *σχήμα 2.1* παρουσιάζεται το κυκλωματικό της σύμβολο, ενώ στο *σχήμα 2.2* η κάθετη τομή του κρυστάλλου της. Απ’τα σχήματα αυτά διαπιστώνουμε ότι έχει δύο ακροδέκτες, την Άνοδο (Anode) και την Κάθοδο (Cathode) και ότι αποτελείται από δύο στρώματα , ένα τύπου n και ένα τύπου p, προκειμένου να δημιουργείται μέσα στον κρύσταλλο μία επαφή p-n.

2.2.1.1 Λειτουργία της Διόδου

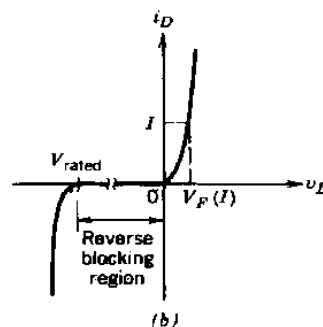
Όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη, αρχίζει να άγει (κλείνει) με μια μικρή πτώση τάσης στα άκρα της. Όταν η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και μέχρι η τάση στα άκρα της να γίνει ίση με την ανάστροφη τάση διάσπασης, διαρρέεται μόνο από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής. Κατά την κανονική λειτουργία της διόδου, η ανάστροφη τάση πόλωσης δεν θα πρέπει να φτάνει την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης. Στο *σχήμα 2.3* παρουσιάζεται η χαρακτηριστική καμπύλη i-v.



Σχήμα 2.1 Κυκλωματικό Σύμβολο Διόδο



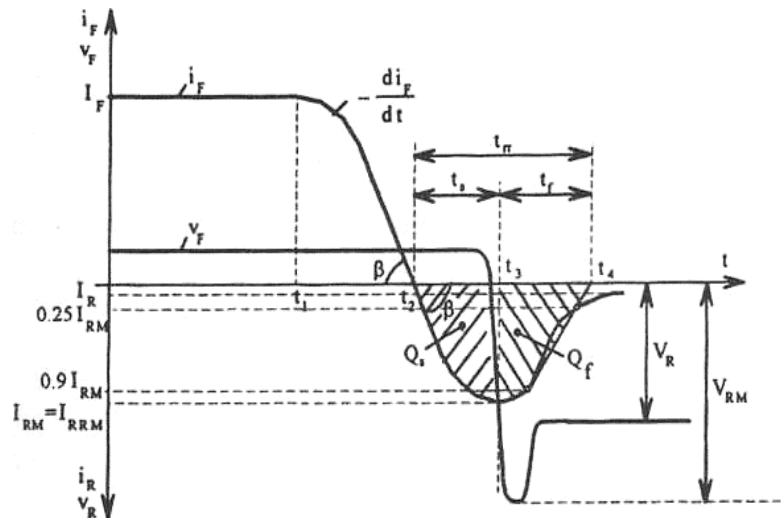
Σχήμα 2.2 Κάθετη Τομή Διόδου



Σχήμα 2.3 Χαρακτηριστική Καμπύλη i-v

2.2.1.2 Δυναμική Συμπεριφορά

Είναι σημαντικό να γνωρίζουμε τη δυναμική συμπεριφορά των ημιαγωγών προκειμένου να πετύχουμε με εξωτερικά κυκλώματα καλύτερους χρόνους έναυσης και σβέσης (t_{on} και t_{off}) και για να γνωρίζουμε τις απώλειες ισχύος κατά την έναυση και τη σβέση τους. Γνωρίζοντας, λοιπόν τις απώλειες αυτές, μπορούμε να υπολογίσουμε την απόδοση ισχύος της ηλεκτρικής συσκευής μέσα στην οποία βρίσκονται. Δυναμική συμπεριφορά της διόδου έχουμε όταν, ενώ είναι ορθά πολωμένη και άγει κανονικά, κάποια στιγμή πολωθεί αρνητικά (δηλαδή η τάση καθόδου γίνει μεγαλύτερη από την τάση ανόδου), τότε η διάδος μεταβαίνει σε κατάσταση ανάστροφης αποκοπής.



Σχήμα 2.4 Διακοπτική ή δυναμική καμπύλη της διόδου

Εξετάζοντας το σχήμα 2.4 διαπιστώνουμε τα εξής:

Ο χρόνος $t_{rr} = t_4 - t_2 = t_s + t_f$ είναι ο χρόνος αρνητικής ανάκτησης (Reverse Recovery Time) και είναι ο χρόνος που χρειάζεται το ρεύμα της διόδου για να μηδενίσει, από τη στιγμή που αρχίζει να παίρνει αρνητική τιμή.

Ο χρόνος $t_s = t_3 - t_2$ είναι ο χρόνος αποθήκευσης και αποτελεί το χρόνο που χρειάζεται το ρεύμα από τη στιγμή που μηδενίζει, μέχρι να φτάσει στη μέγιστη αρνητική τιμή του.

Ο χρόνος $t_f = t_4 - t_3$ είναι ο χρόνος πτώσης και είναι ο χρόνος που χρειάζεται το αρνητικό ρεύμα της διόδου, για να πέσει από τη μέγιστη τιμή του στο μηδέν.

Κατά τη σβέση της διόδου παρουσιάζεται μια δυναμική συμπεριφορά η οποία είναι άξια να μελετηθεί γιατί θα μπορέσουμε να εξάγουμε κάποια χρήσιμα συμπεράσματα όσον αφορά την διακοπτική ταχύτητα και τις απώλειες σβέσης της διόδου. Στο σχήμα 2.4 παρουσιάζεται η διακοπτική χαρακτηριστική μιας τυπικής διόδου ισχύος κατά την σβέση της.

Αρχικά υποθέτουμε ότι η διάδος βρίσκεται στην κατάσταση αγωγής έως την χρονική

στιγμή t_1 , μέσω της οποίας ρέει ένα ρεύμα I_F και στα άκρα της υπάρχει μια τάση ορθής πόλωσης V_F . Την χρονική στιγμή t_1 στα άκρα της διόδου εφαρμόζεται μια αρνητική τάση με αποτέλεσμα να αρχίζει η διαδικασία μετάβασης της διόδου από την κατάσταση αγωγής (ON) στην κατάσταση αποκοπής (OFF).

Όπως βλέπουμε και από το σχήμα 2.4, την χρονική t_1 το ρεύμα της διόδου αρχίζει να μειώνεται με μια κλίση, $-\frac{di_f}{dt} = \frac{V_R}{L}$ όπου V_R είναι η τιμή της αρνητικής τάσης που έχει εφαρμοστεί στην διόδο και L είναι η αυτεπαγωγή που τυχόν είναι συνδεδεμένη σε σειρά με την διόδο. Την χρονική στιγμή t_2 το ρεύμα της διόδου γίνεται αρνητικό και η διόδος αρχίζει να αποκτά την δυνατότητα ανάστροφης αποκοπής διότι το αρνητικό ρεύμα αρχίζει να μειώνει τα ελεύθερα φορτία που βρίσκονται και στις δύο πλευρές γύρω από την επαφή. Το φαινόμενο της μείωσης των ελεύθερων φορτίων διαρκεί έως την χρονική στιγμή t_3 οπότε και η διόδος αποκτά πλέον την δυνατότητα αποκοπής.

2.2.1.3 Ο ρόλος της διόδου στους μετατροπείς ισχύος

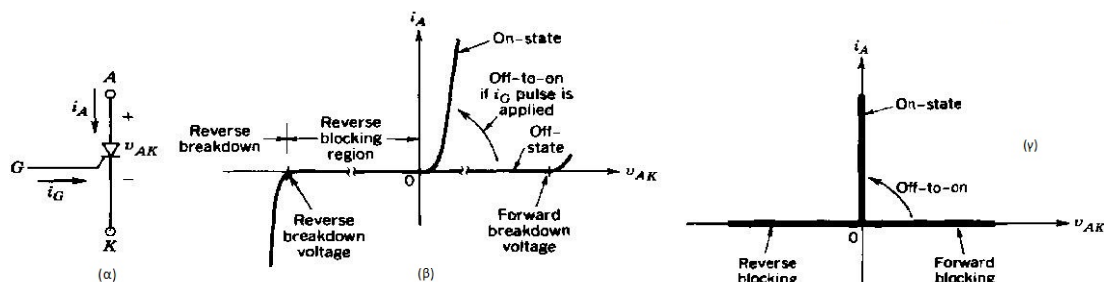
Η διόδος ισχύος χρησιμοποιείται στην κατασκευή μη ελεγχόμενων ανορθωτικών διατάξεων, αλλά και σαν διόδος ελεύθερης διέλευσης στους αντιστροφείς ισχύος (DC-AC).

2.2.2 Thyristor



Το κυκλωματικό σύμβολο του thyristor και η i - v χαρακτηριστική του δίνονται στα σχ.2.5 (α) και σχ.2.5 (β) αντίστοιχα. Το κύριο ρεύμα ρέει από την άνοδο (A) προς την κάθοδο (K). Στην κατάσταση αποκοπής, το thyristor μπορεί να αποκόπτει μια ορθή τάση και να μην άγει, όπως φαίνεται από το τμήμα αποκοπής της i - v χαρακτηριστικής στο σχήμα 2.5 (β).

Σχήμα 2.5 Τυπικό θυρίστορ



Σχήμα 2.6(α) Κυκλωματικό Σύμβολο Thyristor, (β) i - v χαρακτηριστική, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές

2.2.2.1 Λειτουργία του Thyristor

Το thyristor μπορεί να κλείσει με την εφαρμογή ενός σύντομου θετικού παλμού ρεύματος στην πύλη, με την προϋπόθεση ότι είναι σε κατάσταση ορθής αποκοπής (ορθά πολωμένο). Η σχέση ρεύματος-τάσης που προκύπτει φαίνεται στο τμήμα αγωγιμότητας της $i-v$ χαρακτηριστικής του σχήματος 2.5(b). Η ορθή πτώση τάσης στο thyristor, όταν αυτό είναι κλειστό, είναι μόνο μερικά volt (τυπικά 1 ως 3 V ανάλογα με την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης του στοιχείου).

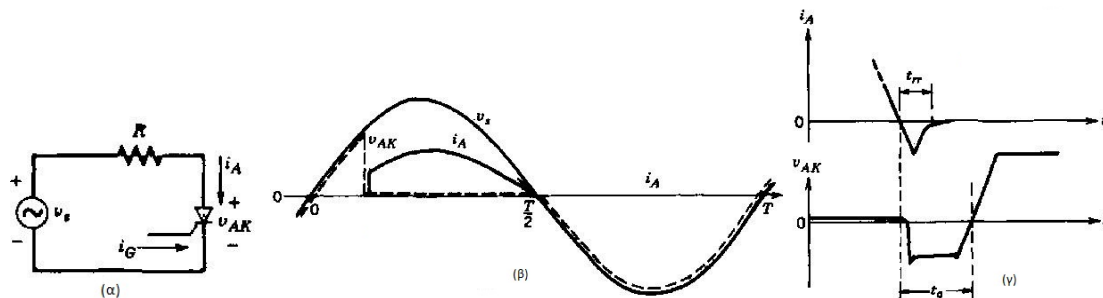
Εφόσον το thyristor κλείσει, παραμένει κλειστό και το ρεύμα της πύλης δεν είναι πλέον απαραίτητο. Το thyristor δεν μπορεί να ανοίξει από την πύλη και άγει όπως η δίοδος.

Στο σημείο αυτό λειτουργίας για να ανοίξει και το ρεύμα του να μηδενιστεί πρέπει το ρεύμα ανόδου να τείνει να γίνει αρνητικό, υπό την επίδραση του κυκλώματος μέσα στο οποίο βρίσκεται, οπότε και η πύλη μπορεί να κλείσει και πάλι το thyristor σε κάποια ελεγχόμενη χρονική στιγμή, εφόσον αυτό επανέλθει σε κατάσταση ορθής αποκοπής.

Σε ανάστροφη πόλωση και τάσεις κάτω από την ανάστροφη τάση διάσπασης, μόνο ένα ασήμαντα μικρό ρεύμα διαρροής περνάει από το thyristor, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5(b). Συνήθως οι προδιαγραφές τάσης του thyristor για τις ορθές και ανάστροφες τάσεις αποκοπής είναι ίδιες. Οι προδιαγραφές ρεύματος του thyristor δίνονται με τη μέγιστη ενεργό (RMS) και τη μέση τιμή των ρευμάτων που μπορεί να άγει.

2.2.2.2 Δυναμική Συμπεριφορά

Σε μια εφαρμογή, όπως είναι το απλό κύκλωμα του σχήματος 2.6(a), έλεγχος της χρονικής στιγμής έναρξης της αγωγής ρεύματος μπορεί να ασκηθεί μόνο κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου της τάσης της πηγής. Τη στιγμή που το ρεύμα του thyristor τείνει να αναστραφεί, δηλαδή όταν η τάση της πηγής γίνεται αρνητική, το ρεύμα του ιδανικού thyristor θα μηδενιζόταν αμέσως μετά τη χρονική στιγμή $T/2$ όπως φαίνεται στην κυματομορφή του σχήματος 2.6(b).



Σχήμα 2.7(a) κύκλωμα, (β) κυματομορφές, (γ) χρόνος σβέσης t_q

Όμως, όπως προδιαγράφεται στα φυλλάδια των κατασκευαστών (datasheets) των thyristor και παρίσταται με την κυματομορφή του σχήματος 2.6(c) το ρεύμα του thyristor αναστρέφεται πριν μηδενιστεί. Εδώ, η σημαντική παράμετρος δεν είναι ο χρόνος t_r που χρειάζεται το ρεύμα για να μηδενιστεί οριστικά από τις αρνητικές του τιμές, αλλά μάλλον το χρονικό διάστημα σβέσης (turn-off time interval) t_q , που ορίζεται στο σχήμα 2.6(b) από το μηδενισμό του ρεύματος μέχρι το μηδενισμό της τάσης στα άκρα του thyristor.

Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_q , πρέπει να διατηρείται μια ανάστροφη τάση στα άκρα του thyristor και μόνο μετά από χρόνο t_q μπορεί το thyristor να θεωρηθεί ανοιχτό, δηλαδή μπορεί να αποκόψει μια ορθή τάση χωρίς να τεθεί σε κατάσταση αγωγιμότητας.

Αν εφαρμοστεί μια ορθή τάση στο thyristor πριν περάσει αυτό το χρονικό διάστημα, τότε αυτό μπορεί να κλείσει πρόωρα και μπορεί να προκληθεί βλάβη σε αυτό ή/και στο κύκλωμα.

Στα φυλλάδια των thyristor ο χρόνος t_q προδιαγράφεται για μια καθορισμένη ανάστροφη τάση που εφαρμόζεται για όλο αυτό το χρονικό διάστημα, καθώς επίσης, και για έναν καθορισμένο ρυθμό ανόδου της τάσης μετά το πέρας αυτού του χρονικού διαστήματος. Αυτό το χρονικό διάστημα t_q ονομάζεται μερικές φορές και ελάχιστος χρόνος επανένανυσης (circuit commutated recovery time) του thyristor.

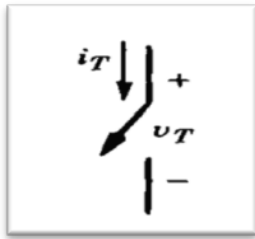
2.2.2.3 Ο ρόλος στους μετατροπείς ισχύος

Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των εφαρμογών, διατίθενται διάφορα είδη thyristors:

- **Thyristor για έλεγχο φάσης (phase-control thyristors):** Ονομάζονται και thyristors-μετατροπείς και χρησιμοποιούνται κυρίως για την ανόρθωση τάσεων και ρευμάτων στην συχνότητα του δικτύου. Βρίσκουν εφαρμογές στους ελεγχόμενους από φάση ανορθωτές για dc και ac κινητήρια συστήματα και στα δίκτυα μεταφοράς ισχύος υπό υψηλή dc τάση. Οι κύριες απαιτήσεις από αυτά είναι η δυνατότητα διαχείρισης μεγάλων τάσεων και ρευμάτων και η χαμηλή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας.
- **Thyristor αντιστροφέων (inverter grade thyristor):** Αυτά σχεδιάζονται ώστε να έχουν μικρούς χρόνους σβέσης t_q και χαμηλές ορθές πτώσεις τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας, αν και αυτές είναι υψηλότερες στα thyristor με μικρότερες τιμές του t_q .
- **Thyristor με φωτεινή διέγερση (light activated thyristor):** Αυτά μπορούν να κλείσουν με ένα φωτεινό παλμό που οδηγείται με οπτικές ίνες σε μια ειδική ευαίσθητη περιοχή του thyristor. Η φωτεινή διέγερση του thyristor χρησιμοποιεί την ικανότητα του φωτός με

κατάλληλα μήκη κύματος να δημιουργεί πλεόνασμα ζευγών ηλεκτρονίων-οπών μέσα στο πυρίτιο. Η πρωταρχική χρήση αυτών των thyristor είναι σε εφαρμογές υψηλής τάσης, όπως η μεταφορά υψηλής dc τάσης, όπου πολλά thyristor συνδέονται σε σειρά για να συνθέσουν μια διακοπτική μονάδα του μετατροπέα (converter valve) διαφορετικά υψηλά δυναμικά που αναπτύσσονται σε κάθε thyristor ως προς τη γη, θέτουν σημαντικές δυσκολίες στην εφαρμογή των παλμών διέγερσης.

2.2.3 Ελεγχόμενοι διακόπτες



Σχήμα 2.8 Τυπικός ελεγχόμενος διακόπτης

Αρκετά είδη ημιαγωγών ισχύος, όπως τα BJT, τα MOSFET, τα GTO και τα IGBT, μπορούν να κλείνουν και να ανοίγουν με σήματα ελέγχου που εφαρμόζονται στον ακροδέκτη ελέγχου του στοιχείου. Τα στοιχεία αυτά ονομάζονται *ελεγχόμενοι διακόπτες* και παριστάνονται γενικά με το σύμβολο που δίνεται στο σχήμα 2.7. Όταν ο

διακόπτης είναι ανοιχτός δεν ρέει καθόλου ρεύμα, ενώ όταν είναι κλειστός το ρεύμα μπορεί να ρέει μόνο κατά τη φορά του βέλους. Ο ιδανικός ελεγχόμενος διακόπτης έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Όταν είναι ανοιχτός, αποκόπτει αυθαίρετα υψηλές ορθές και ανάστροφες τάσεις και δεν διαρρέεται από ρεύμα.
- Όταν είναι κλειστός, άγει αυθαίρετα υψηλά ρεύματα με μηδενική πτώση τάσης στα άκρα του.
- Όταν διεγερθεί, μεταβαίνει ακαριαία από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα.
- Για να διεγερθεί ο διακόπτης, απαιτείται μηδαμινή ισχύς από την πηγή ελέγχου.

Οι πραγματικοί ημιαγωγοί ισχύος δεν έχουν αυτά τα ιδανικά χαρακτηριστικά και έτσι, κατά τη χρήση τους καταναλώνουν ισχύ. Αν υπερκαταναλώνουν ισχύ, μπορεί να αποτύχουν στο σκοπό τους και κατά συνέπεια, όχι μόνο θα αυτοκαταστραφούν, αλλά μπορεί ακόμη να προκαλέσουν βλάβες και στα άλλα στοιχεία του συστήματος.

Οι ίδιοι βασικοί παράγοντες που διέπουν την κατανάλωση ισχύος, ισχύουν για όλους τους ημιαγωγούς ισχύος κατά τον ίδιο τρόπο. Ο σχεδιαστής μετατροπέων πρέπει να κατανοήσει ποιοι είναι αυτοί οι παράγοντες και πως ελαχιστοποιείται η κατανάλωση ισχύος στους ημιαγωγούς.

Ένας ελεγχόμενος διακόπτης πρέπει να έχει τα ακόλουθα επιθυμητά χαρακτηριστικά:

- Μικρό ρεύμα διαρροής στην κατάσταση αποκοπής.
- Μικρή τάση αγωγιμότητας V_{on} , για την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος κατά την κατάσταση αγωγιμότητας.
- Μικροί χρόνοι έναυσης και σβέσης. Αυτό θα επιτρέψει τη χρήση της διάταξης σε υψηλές συχνότητες μετάβασης.
- Μεγάλες τιμές ορθής και ανάστροφης τάσης αποκοπής. Αυτό θα ελαχιστοποιήσει την ανάγκη σύνδεσης αρκετών ημιαγωγικών στοιχείων σε σειρά, η οποία περιπλέκει τον έλεγχο και την προστασία των διακοπών. Ακόμη, τα περισσότερα από τα είδη των ημιαγωγικών στοιχείων έχουν μια ελάχιστη τάση αγωγιμότητας, ανεξάρτητα από την τιμή της τάσης αποκοπής τους. Μια σύνδεση τέτοιων στοιχείων σε σειρά θα οδηγούσε σε μια υψηλότερη συνολική τάση αγωγιμότητας και κατά συνέπεια σε υψηλότερες απώλειες αγωγιμότητας. Στα περισσότερα (αλλά όχι σε όλα) κυκλώματα μετατροπών, τοποθετείται μια δίοδος στα άκρα του ελεγχόμενου διακόπτη για να επιτρέψει τη ροή του ρεύματος κατά την αντίθετη φορά. Στα κυκλώματα αυτά, οι ελεγχόμενοι διακόπτες δεν απαιτείται να έχουν ιδιαίτερα μεγάλη τιμή ανάστροφης τάσης αποκοπής.
- Υψηλή ονομαστική τιμή ρεύματος αγωγιμότητας. Σε εφαρμογές υψηλών ρευμάτων αυτό θα ελαχιστοποιούσε την ανάγκη για παράλληλη σύνδεση αρκετών ημιαγωγικών στοιχείων, αποφεύγοντας έτσι πρόβλημα της κατανομής του ρεύματος.
- Αντίσταση αγωγιμότητας (on-state resistance) με θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Αυτό εξασφαλίζει την κατανομή του συνολικού ρεύματος εξίσου στα παραλληλισμένα στοιχεία.
- Μικρή απαίτηση ισχύος ελέγχου για τη μετάβαση του διακόπτη. Αυτό θα απλοποιήσει τη σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου.
- Δυνατότητα αντοχής της ονομαστικής τάσης και του ονομαστικού ρεύματος ταυτόχρονα κατά τη μετάβαση. Αυτό θα εξαλείψει την ανάγκη για κυκλώματα εξωτερικής προστασίας (snubber) στα άκρα της διάταξης.
- Υψηλές ονομαστικές τιμές των dv/dt και di/dt . Αυτό θα ελαχιστοποιήσει την ανάγκη για εξωτερικά κυκλώματα προστασίας που διαφορετικά χρειάζονται, ώστε να περιορίσουν τα dv/dt και di/dt στο ημιαγωγικό στοιχείο για να μην του προκληθεί βλάβη.

Στη συνέχεια θα μελετηθούν με συντομία οι στατικές i-v χαρακτηριστικές και οι χρόνοι μετάβασης των συνηθισμένων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος που μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ελεγχόμενοι διακόπτες. Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, οι διατάξεις αυτές περιλαμβάνουν τα BJT, τα MOSFET, τα GTO και τα IGBT.

2.2.3.1 Διπολικά Τρανζίστορ Επαφής (BJT) και Μονολιθικά Darlington (MD)

Το κυκλωματικό σύμβολο του NPN διπολικού transistor επαφής δίνεται στο σχήμα 2.8(a) και οι στατικές χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.8(b). Όπως φαίνεται στις i-v χαρακτηριστικές, ένα επαρκώς μεγάλο ρεύμα βάσης (εξαρτώμενο από το ρεύμα του συλλέκτη) φέρνει το στοιχείο σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας. Για να γίνει αυτό, απαιτείται από το κύκλωμα ελέγχου η παροχή ενός ρεύματος βάσης επαρκώς μεγάλου, ώστε να ισχύει η σχέση:

$$I_B > I_C > h_{FE} \tag{2.1}$$

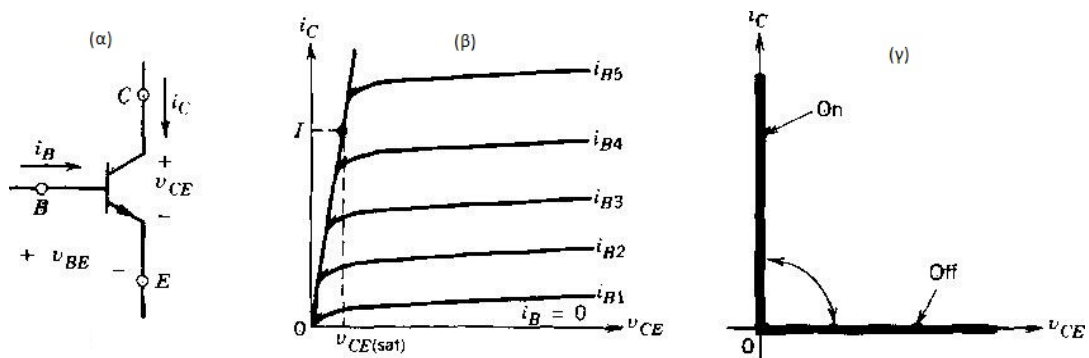
Ισχύει ότι

$$h_{FE} = \frac{I_c}{I_B} \tag{2.2}$$

Άρα

$$I_B > \frac{I_c}{h_{FE}} \tag{2.3}$$

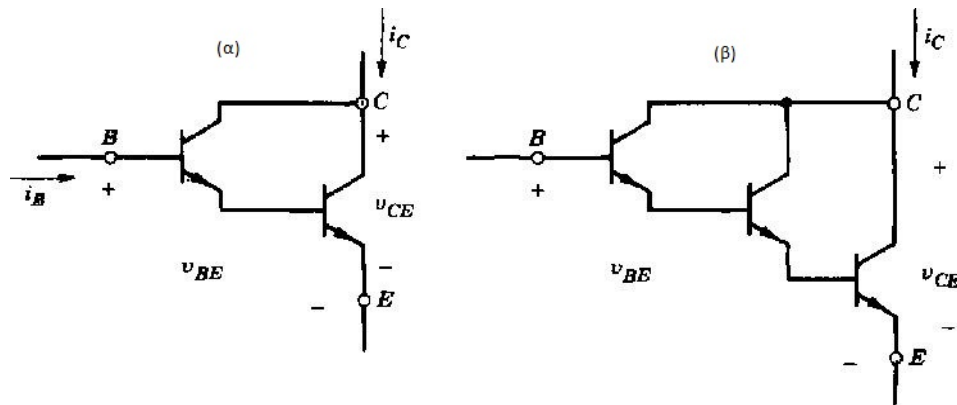
όπου h_{FE} είναι το dc κέρδος ρεύματος του στοιχείου.



Σχήμα 2.9 Διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT): (α) σύμβολο, (β) χαρακτηριστική, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές

2.2.3.1.1 Λειτουργία του BJT

Η τάση αγωγιμότητας $V_{CE(SAT)}$ των transistor ισχύος είναι συνήθως της τάξης 1-2V, έτσι ώστε οι απώλειες ισχύος αγωγιμότητας στο BJT να είναι αρκετά μικρές. Οι ιδανικές χαρακτηριστικές του BJT κατά τη διακοπτική του λειτουργία δίνονται στο *σχήμα 2.8(b)*. Τα BJT είναι διατάξεις ελεγχόμενες από ρεύμα και το ρεύμα της βάσης πρέπει να τροφοδοτείται συνεχώς για να τα κρατάει σε κατάσταση αγωγιμότητας. Το dc κέρδος ρεύματος h_{FE} των transistor υψηλής ισχύος είναι συνήθως μόνο 5-10 και έτσι τα στοιχεία αυτά συνδέονται μερικές φορές σε συνδεσμολογία Darlington ή τριπλό Darlington, όπως φαίνεται στο *σχήμα 2.9(a) και (b)*, ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερο κέρδος ρεύματος. Η συνδεσμολογία αυτή παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα, όπως είναι οι ελαφρά υψηλότερες τιμές της τάσης αγωγιμότητας $V_{CE(SAT)}$ και οι χαμηλότερες ταχύτητες μετάβασης.



Σχήμα 2.10 Συνδεσμολογίες Darlington: (α) Darlington, (β)τριπλό Darlington

2.2.3.1.2 Δυναμική Συμπεριφορά

Εάν ένας παλμός ρεύματος όπως αυτός του *σχήματος 2.10(b)* τροφοδοτήσει την βάση ενός τρανζίστορ ισχύος συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού όπως παρουσιάζεται στο *σχήμα 2.10(a)*, τότε η κυματομορφή του ρεύματος συλλέκτη είναι αυτή του *σχήματος 2.10(c)*.

Από τις κυματομορφές του *σχήματος 2.10 (c)* προκύπτουν τα ακόλουθα:

α) Χρόνος έναυσης : $t_{on} = t_d + t_{ri}$

όπου

t_d = χρόνος καθυστέρησης έναυσης λόγω φόρτισης της χωρητικότητας διάχυσης της επαφής βάσης-εκπομπού.

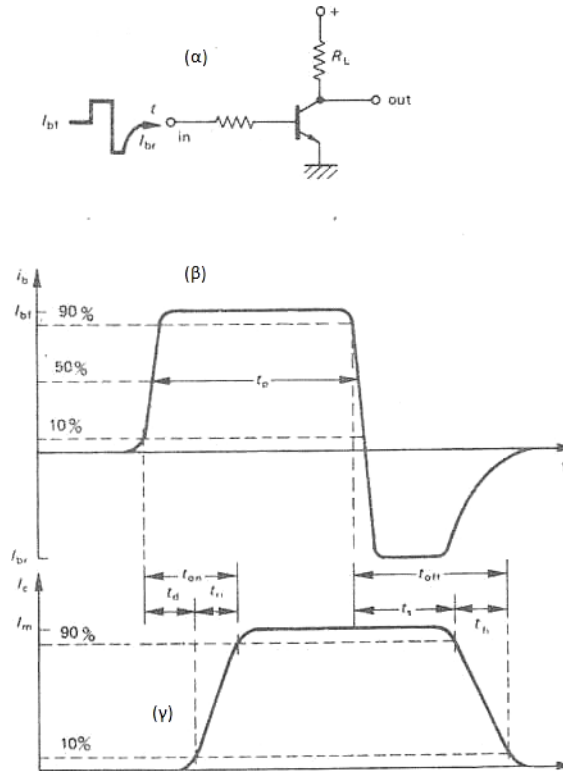
$$t_d \approx \frac{2}{I_{bf}} C_{dc} \sqrt{V_{BE(off)}} \text{ (sec)} \quad (2.4)$$

C_{dc} = χωρητικότητα διάχυσης της επαφής βάσης-εκπομπού (δίνεται στις προδιαγραφές ή μετριέται)

I_{bf} = πλάτος του θετικού ρεύματος της βάσης

$V_{BE(off)}$ = τάσης βάσης – εκπομπού στην κατάσταση αποκοπής

t_{ri} = χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη



Σχήμα 2.11(α) Κύκλωμα κοινού εκπομπού για τη μέτρηση των διακοπτικών χρόνων, (β) Κυματομορφή ρεύματος βάσης του BJT. (γ) Κυματομορφή ρεύματος συλλέκτη του BJT.

Ο χρόνος καθυστέρησης μπορεί να μειωθεί αυξάνοντας το πλάτος I_{BF} και τον ρυθμό αύξησης του ρεύματος βάσης.

Ο χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη t_{ri} δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$t_{ri} = \tau_e \ln \frac{h_{fe} I_{BF}}{h_{fe} I_{BF} - 0.9 I_C} \text{ (sec)} \tag{2.5}$$

Όπου

τ_e = χρόνος ζωής των φορέων μειονότητας στη βάση του τρανζίστορ

Και

$$\tau_e = \frac{h_{fe} (1 + 2R_L C_{de} \omega_T)}{\omega_T} \tag{2.6}$$

Όπου

h_{fe} = κέρδος του τρανζίστορ ισχύος.

I_c = ρεύμα συλλέκτη.

ω_T = γωνιακή συχνότητα λειτουργίας του τρανζίστορ.

Αξίζει να σημειωθεί ότι οι χρόνοι t_d και t_{fi} δίνονται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή του συγκεκριμένου τρανζίστορ ισχύος.

β) Χρόνος σβέσης : $t_{off} = t_s + t_{fi}$

Ο χρόνος t_s ορίζεται ως ο ολικός χρόνος αποθήκευσης (storage time) και είναι το χρονικό διάστημα μεταξύ της παύσης του ρεύματος οδήγησης και της χρονικής στιγμής όπου το ρεύμα συλλέκτη $i_c = 0.9I_c$. Το τρανζίστορ όταν βρίσκεται στην κατάσταση κορεσμού, διατηρεί (αποθηκευμένο) ένα φορτίο περίσσειας φορέων στη βάση. Γι' αυτό και το τρανζίστορ δεν μπορεί να αποκριθεί στην ακολουθούσα άκρη του παλμού οδήγησης μέχρις ότου αφαιρεθεί όλο το πλεονάζον φορτίο. Ο χρόνος αποθήκευσης δίνεται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή.

Η διαδικασία της σβέσης του τρανζίστορ αρχίζει με την αφαίρεση του θετικού παλμού ρεύματος βάσης I_{bf} και την εφαρμογή του αρνητικού παλμού ρεύματος I_{br} . Οι φορείς μειονότητας (δηλ. οι οπές) στην περιοχή η του συλλέκτη αρχίζουν να μειώνονται από το ρεύμα του συλλέκτη. Οι πλεονάζοντες φορείς μειονότητας της βάσης απομακρύνονται με τη χρησιμοποίηση του αρνητικού παλμού ρεύματος της βάσης. Το αρνητικό ρεύμα βάσης δεν επηρεάζει την περιοχή η του συλλέκτη κατά τη διαδικασία επανασύνδεσης.

Ο χρόνος t_{fi} ορίζεται ως χρόνος καθόδου και είναι το χρονικό διάστημα που απαιτείται ώστε το ρεύμα συλλέκτη να μειωθεί από $0.9I_c$ σε $0.1 I_c$. Ο χρόνος t_{fi} δίνεται από την ακόλουθη σχέση

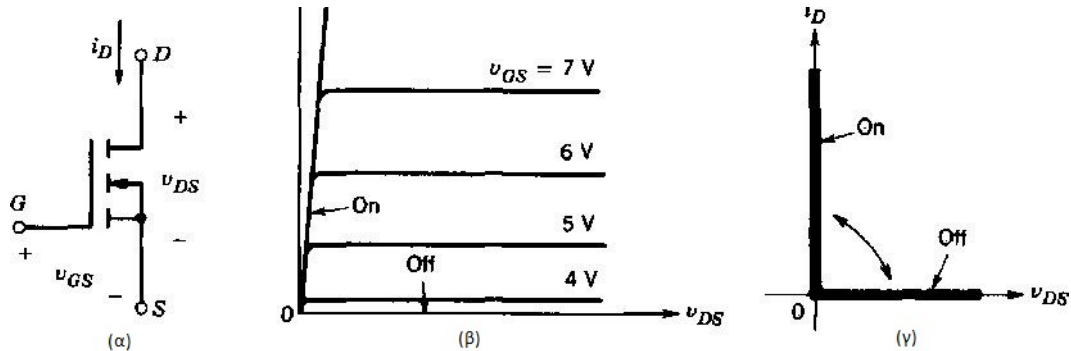
$$t_{fi} = \tau_e \ln \frac{0.9I_c - h_{fe}I_{BR}}{0.1I_c - h_{fe}I_{BR}} \text{ (sec)} \quad (2.7)$$

Επομένως, σύμφωνα με την παραπάνω σχέση ο χρόνος t_{fi} μπορεί να μειωθεί αυξάνοντας το πλάτος του αρνητικού παλμού ρεύματος της βάσης. Επίσης, αυτός ο χρόνος δίνεται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή.

2.2.3.2 Τρανζίστορ Εγκαρσίου Πεδίου Μονωμένης Πύλης (MOSFET)

Το κυκλωματικό σύμβολο του transistor MOSFET n-καναλιού δίνεται στο *σχήμα 2.11(a)*. Το ημιαγωγικό αυτό στοιχείο είναι μια διάταξη ελεγχόμενη από τάση, όπως φαίνεται από τις i-v χαρακτηριστικές του *σχήμα 2.11(b)*. Η διάταξη είναι σε πλήρη αγωγιμότητα και

προσεγγίζει έναν κλειστό διακόπτη, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι επαρκώς υψηλή. Το MOSFET είναι σε κατάσταση αποκοπής, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι χαμηλότερη από την τιμή κατωφλίου (gate-source threshold voltage) $V_{GS(th)}$. Οι ιδανικές χαρακτηριστικές της διάταξης κατά τη διακοπτική της λειτουργία δίνονται στο σχήμα 2.11(c).



Σχήμα 2.12 Transistor MOSFET n- καναλιού: (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές

2.2.3.2.1 Λειτουργία του MOSFET

Τα MOSFET απαιτούν τη συνεχή εφαρμογή μιας τάσης κατάλληλου μεγέθους μεταξύ της πύλης (gate) και της πηγής (source) για να άγουν. Από την πύλη δεν περνά ρεύμα, παρά μόνο κατά τις μεταβάσεις σβέσης και έναυσης, όταν η χωρητικότητα της πύλης φορτίζεται ή εκφορτίζεται. Οι χρόνοι μετάβασης είναι πολύ μικροί, από μερικές δεκάδες έως μερικές εκατοντάδες nsec, ανάλογα με το είδος του στοιχείου.

Η αντίσταση αγωγιμότητας $r_{DS(on)}$ του MOSFET μεταξύ του απαγωγού (drain) και της πηγής αυξάνεται γρήγορα με την ονομαστική τιμή της τάσης αποκοπής. Σε ανηγμένες ανά μονάδα (per unit) μονάδες, η αντίσταση αγωγιμότητας μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση της ονομαστικής τάσης αποκοπής BV_{DS} ως

$$r_{DS(on)} = k BV_{DSS}^{2.5-2.7} \quad (2.8)$$

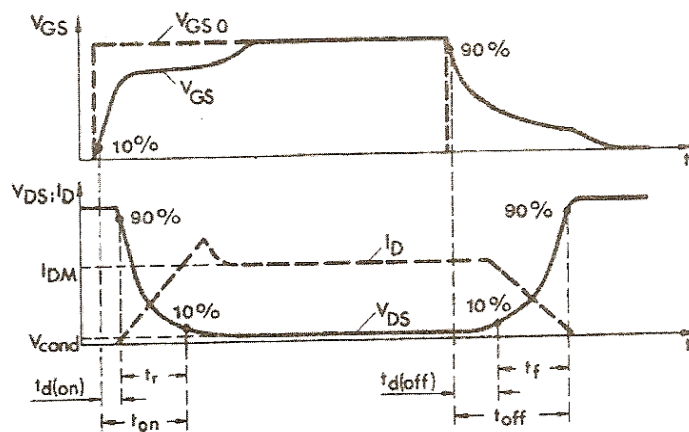
όπου k είναι μια σταθερά που εξαρτάται από τη γεωμετρία της διάταξης. Για τον λόγο αυτό στην αγορά διατίθενται μόνο MOSFET με χαμηλές ονομαστικές τάσεις, που έχουν χαμηλή αντίσταση αγωγιμότητας και κατά συνέπεια μικρές απώλειες αγωγιμότητας.

Ωστόσο, εξαιτίας της μεγάλης ταχύτητας μετάβασης τους, οι απώλειες μετάβασης μπορούν να είναι μικρές. Από την άποψη συνολικών απωλειών ισχύος, τα MOSFET των 300-400V συναγωνίζονται τα διπολικά transistor μόνο αν η συχνότητα μετάβασης είναι μεγαλύτερη των 30-100 kHz. Παρόλα αυτά, δεν μπορεί να οριστεί αυστηρά το όριο συχνότητας, επειδή εξαρτάται από τις τάσεις λειτουργίας και οι χαμηλές τάσεις ευνοούν τα MOSFET.

Τα MOSFET παραλληλίζονται εύκολα, γιατί η αντίσταση αγωγιμότητας τους έχει θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Αυτό προκαλεί θέρμανση του στοιχείου που άγει το υψηλότερο ρεύμα και έτσι το αναγκάζει να μοιραστεί εξίσου το ρεύμα του με τα άλλα MOSFET.

2.2.3.2.2 Δυναμική συμπεριφορά του MOSFET

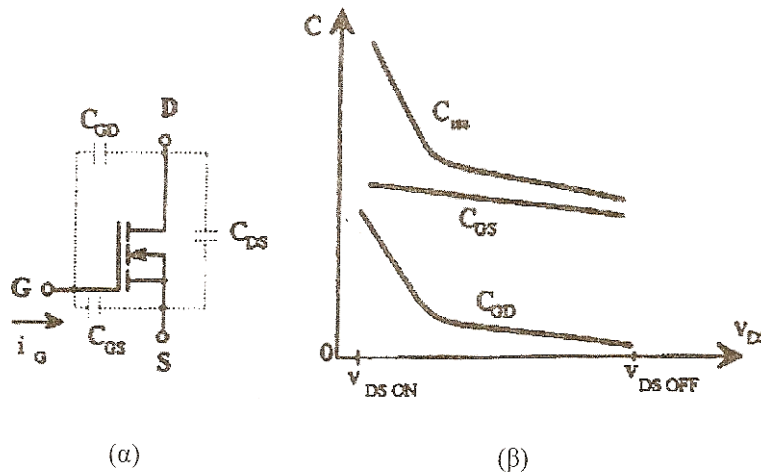
Στο *σχήμα 2.12* παρουσιάζονται οι διακοπτικές χαρακτηριστικές του MOSFET ισχύος. Στο *σχήμα 2.12(a)* παρουσιάζεται η κυματομορφή του παλμού έναυσης (ιδανικός V_{GS0} και πραγματικός V_{GS}) που εφαρμόζεται στην πύλη του MOSFET και στο *σχήμα 2.12(β)* παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος υποδοχής I_D και της τάσης υποδοχής-πηγής V_{DS} κατά την έναυση του και κατά την σβέση του MOSFET. Πρέπει να σημειώσουμε ότι πρέπει να γνωρίζουμε την δυναμική συμπεριφορά του MOSFET μέσω διακοπτικών του χαρακτηριστικών έτσι ώστε να μπορούμε να υπολογίσουμε τις απώλειες του κατά τη σβέση του, κατά την έναυση του και κατά την αγωγή του.



Σχήμα 2.13 Διακοπτικές χαρακτηριστικές του MOSFET. α) Κυματομορφή τάσης πύλης v_{GS} , β) Κυματομορφές ρεύματος υποδοχής I_D και τάσης υποδοχής - πηγής V_{DS} .

Οι διακοπτικοί χρόνοι ενός MOSFET εξαρτώνται κατά κύριο λόγο από τις εσωτερικές του παρασιτικές χωρητικότητες οι οποίες παρουσιάζονται στο *σχήμα 2.13*. Οι χωρητικότητες αυτές μπορούν να δημιουργήσουν χρόνους καθυστέρησης κατά τις μεταβατικές καταστάσεις του ημιαγωγού και κατά συνέπεια να μειώνονται η διακοπτικές τους δυνατότητες. Για να έχει το MOSFET την δυνατότητα γρήγορης φόρτισης και εκφόρτισης αυτών των παρασιτικών χωρητικότητων κατά την έναυση και κατά την σβέση του έτσι ώστε να μην παρουσιάζονται φαινόμενα μεταβατικών σφαλμάτων και καθυστέρηση έναυσης και σβέσης του ημιαγωγού. Για τον λόγο αυτό θα πρέπει το κύκλωμα οδήγησης (Driving circuit) του MOSFET να συμπεριφέρεται στο MOSFET σαν μία πηγή παλμών με χαμηλή εσωτερική σύνθετη

αντίσταση. Η τάση V_{QS} του MOSFET δεν πρέπει να υπερβαίνει στις περισσότερες περιπτώσεις τα $\pm 20\text{Volts}$ διότι αυτό θα είναι καταστροφικό για το MOSFET.



Σχήμα 2.14 Παρασιτικές χωρητικότητες του MOSFET α) MOSFET ισχύος με τις παρασιτικές χωρητικότητες, β) Μεταβολή των χαρακτηριστικών σε συνάρτηση της τάσης υποδοχής - πηγής V_{DS}

Για να μεταβεί ένα MOSFET ισχύος στη κατάσταση αγωγής πρέπει να εφαρμόσουμε έναν παλμό τάσης στην πύλη του με μεγάλη κλίση όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.12(a) (κυματομορφή V_{GS0}). Όμως λόγω της εσωτερικής αντίστασης του κυκλώματος οδήγησης και της εσωτερικής παρασιτικής χωρητικότητας, C_{GS} , η πραγματική κυματομορφή του παλμού είναι όπως αυτή της V_{GS} του σχήματος 2.12(a). Απ' ότι βλέπουμε η πραγματική κυματομορφή της V_{QS} έχει μικρότερη κλίση απ' αυτή της ιδανικής V_{GS0} .

Όταν η τάση V_{GS} φθάσει την οριακή τιμή $V_{GS(th)}$ τότε η τάση V_{DS} αρχίζει να μειώνεται ενώ το ρεύμα υποδοχής αρχίζει να αυξάνεται. Η χρονική διάρκεια μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{GS} έχει αυξηθεί στο 10% της τελικής τιμής της και της χρονικής στιγμής που η τάση V_{DS} έχει μειωθεί στο 90% της αρχικής της τιμής ονομάζεται χρόνος καθυστέρησης αγωγής, $t_{d(on)}$ (σχήμα 2.12(b)). Επίσης, η χρονική διάρκεια μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{DS} μειώνεται από 90% στα 10% της τιμής της ονομάζεται χρόνος ανύψωσης, t_r , (σχήμα 2.12(b)). Επομένως, ο χρόνος που χρειάζεται ένα MOSFET να μεταβεί στην κατάσταση αγωγής δίνεται από την σχέση

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r \tag{2.9}$$

όπου

$$t_r \approx 2.2R_G C_{iss} \tag{2.10}$$

Όπου R_G = εσωτερική αντίσταση κυκλώματος οδήγησης.

Από ότι διαπιστώνουμε από τις παραπάνω χαρακτηριστικές, το μεγαλύτερο μέρος του χρόνου t_{on} είναι ο χρόνος τον οποίο πρέπει να περιορίσουμε σε χαμηλές τιμές, έτσι ώστε να περιορίζουμε τις απώλειες ισχύος έναυσης του MOSFET. Ο χρόνος t_r μπορεί να περιοριστεί σε χαμηλές τιμές όταν χρησιμοποιήσουμε κύκλωμα οδήγησης χαμηλής εσωτερικής αντίστασης και πηνίου.

Στο τέλος της χρονικής στιγμής $t_{d(on)}$ η τάση V_{ds} έχει πάρει ακόμη τη τιμή της τάσης αγωγής της οποίας η τιμή είναι

$$V_{cond} = I_{DM} * R_{DS(on)} \quad (2.11)$$

Η αιχμή ρεύματος που παρουσιάζεται κατά την αγωγή του MOSFET (δηλ. την χρονική στιγμή t_{on}) δημιουργείται λόγω του φαινομένου της ανάστροφης ανάκτησης της διόδου ελεύθερης διέλευσης που πολλές φορές είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα με το MOSFET.

Για να μεταβεί ένα MOSFET ισχύος στην κατάσταση αποκοπής εφαρμόζουμε στη πύλη του μηδενική ή στιγμιαία αρνητική τάση. Η αρνητική τάση χρειάζεται για την γρήγορη εκφόρτιση των παρασιτικών χωρητικοτήτων του έτσι ώστε να επιτυγχάνεται μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα. Απ' ότι βλέπουμε και από το *σχήμα 2.12*, ενώ ο ιδανικός παλμός τάσης πύλης V_{GS0} (παλμός πριν συνδεθεί στην πύλη του MOSFET) έχει μεγάλη κλίση, ο πραγματικός παλμός v_{GS} (παλμός αφού συνδεθεί το MOSFET με το κύκλωμα οδήγησης) παρουσιάζει μικρότερη κλίση πάλι λόγω των εσωτερικών παρασιτικών χωρητικοτήτων του MOSFET. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την δημιουργία κάποιων διακοπτικών καθυστερήσεων κατά την μετάβαση στη κατάσταση αποκοπής (δηλ. κατά την σβέση του). Πρώτα απ' όλα υπάρχει ο χρόνος καθυστέρησης $t_{d(off)}$ που είναι ο χρόνος μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{QS} έχει μειωθεί στο 90% της αρχικής της τιμής και της χρονικής στιγμής που η τάση V_{DS} είναι στο 10% της τελικής της τιμής (σχ. 2.12). Μετά την χρονική στιγμή $t_{d(off)}$ το ρεύμα υποδοχής i_D αρχίζει να μειώνεται και μετά από ένα χρόνο t_f , ο οποίος ονομάζεται χρόνος πτώσης, πηγαίνει στο μηδέν. Ο χρόνος του MOSFET δίνεται από τη ακόλουθη σχέση

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f \quad (2.12)$$

Οι χρόνοι $t_{d(on)}$, $t_{d(off)}$, t_r και t_f δίνονται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή του συγκεκριμένου MOSFET. Οι χρόνοι αυτοί είναι της τάξης μερικών δεκάδων nsec.

Οι απώλειες ισχύος λειτουργίας ενός MOSFET είναι

$$P_{ολική(μέσητιμή)} = f (W_{on} + W_{cond} + W_{off}) \quad (2.13)$$

Όπου

f = διακοπτική συχνότητα του MOSFET

W_{on} = κατανάλωση ενέργειας κατά την μετάβαση στην αγωγή

$$f = I_{DM} * V_{cond} * \frac{t_{ir}}{2} \quad (2.14)$$

W_{off} = κατανάλωση ενέργειας κατά την μετάβαση αποκοπής

$$W_{off} = I_{DM} * V_{DD} * \frac{t_{if}}{k_{off}} \quad (2.15)$$

W_{cond} = κατανάλωση ενέργειας κατά την αγωγή

$$W_{cond} = \tilde{I}_{DM}^2 * R_{DS(on)} \quad (2.16)$$

t_{ir} = χρόνος ανύψωσης του ρεύματος υποδοχής i_D

t_{if} = χρόνος πτώσης του ρεύματος υποδοχής i_D

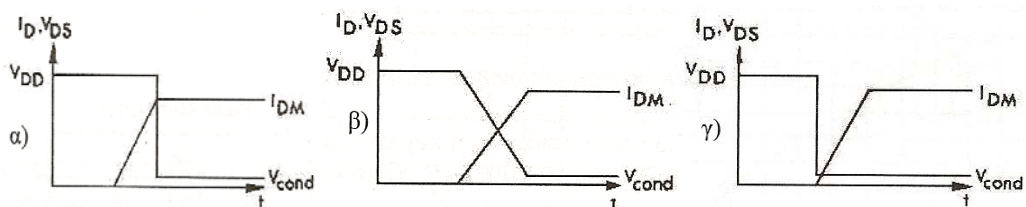
Για την τιμή του συντελεστή k_{off} έχουμε τις ακόλουθες περιπτώσεις:

- $k_{off} = 2$ (για περιπτώσεις που η V_{DS} εφαρμόζεται στο MOSFET σε όλο τον χρόνο που το ρεύμα i_D αυξάνεται)
- $k_{off} = 6$ (για περιπτώσεις που η V_{DS} μειώνεται με τον ίδιο ρυθμό αύξησης του ρεύματος υποδοχής i_D)

και $k_{off} = 2 \frac{V_{DD}}{I_{DM} * R_{DS(on)}}$ (για περιπτώσεις που η V_{DS} μειώνεται στην αρχή της έναυσης πάρα

πολύ γρήγορα στην τιμή V_{Cond}).

Οι παραπάνω περιπτώσεις τιμών του συντελεστή k_{off} παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα



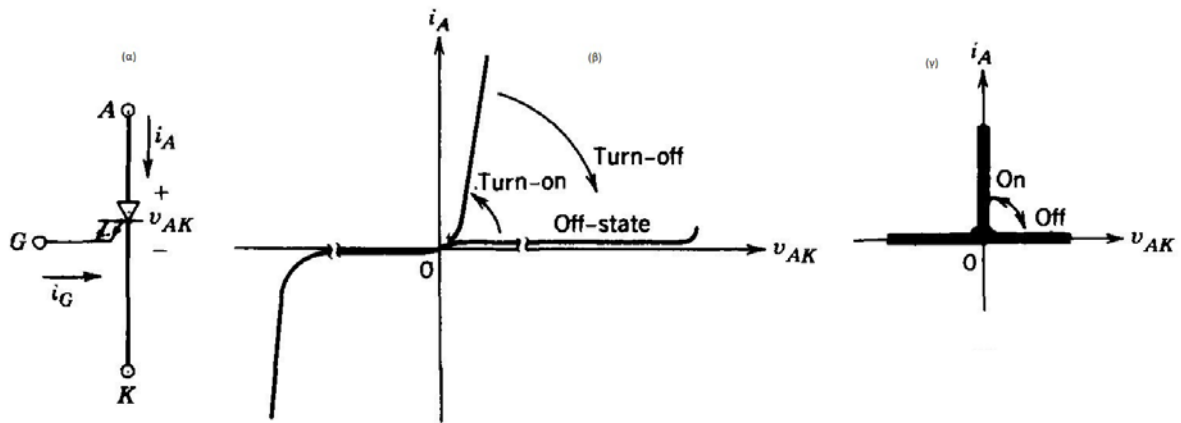
Σχήμα 2.15 Τρεις τυπικές περιπτώσεις τάσης V_{DS} και ρεύματος i_D κατά την έναυση ενός MOSFET

α) Η τάση V_{DS} εφαρμόζεται στο MOSFET σε όλο το χρονικό διάστημα που το ρεύμα i_D αυξάνεται, β) Η τάση V_{DS} μειώνεται με τον ίδιο ρυθμό αύξησης του ρεύματος υποδοχής i_D . Δηλαδή έχουν τις ίδιες κλίσεις, γ) Η τάση V_{DS} μειώνεται στην αρχή της έναυσης πάρα πολύ γρήγορα στην τιμή V_{cond}

Ο αναγνώστης που θα ήθελε περισσότερες πληροφορίες πάνω στη λειτουργία του MOSFET, μπορεί να ανατρέξει στην οικεία βιβλιογραφία. Ορισμένες χρήσιμες παραπομπές πάνω σε αυτό το αντικείμενο [2], [4].

2.2.3.3 Thyristor με Σβέση Ελεγχόμενη από την Πύλη (GTO)

Το κυκλωματικό σύμβολο του thyristor με έλεγχο σβέσης από την πύλη (gate-turn-off thyristor ή GTO) δίνεται στο σχήμα 2.15(a) και οι στατικές i - v χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.15(b).



Σχήμα 2.16 Thyristor με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO): (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές

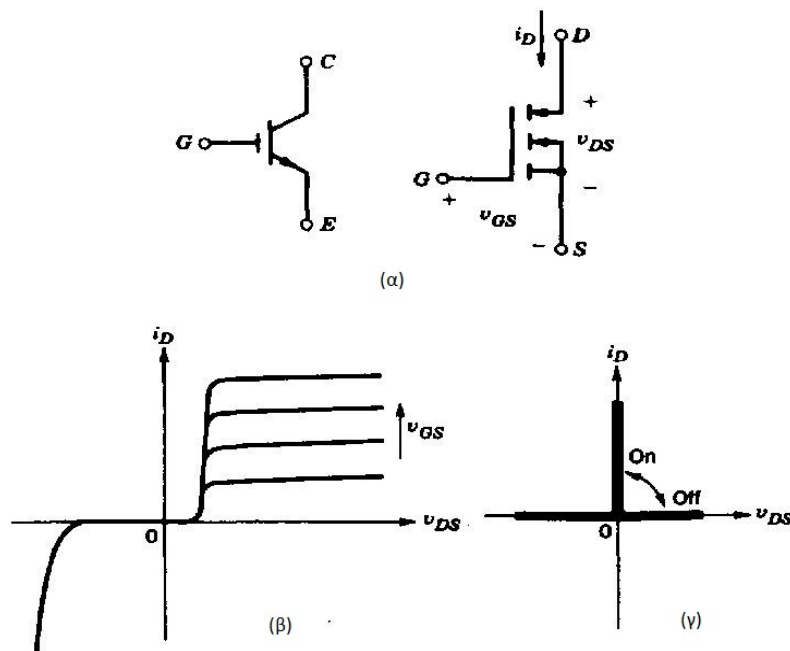
2.2.3.3.1 Λειτουργία του GTO thyristor

Όπως το thyristor, το GTO μπορεί να κλείσει με ένα σύντομο παλμό ρεύματος στην πύλη και αφού κλείσει, μπορεί να παραμείνει κλειστό χωρίς να απαιτείται πλέον ρεύμα στην πύλη. Ωστόσο, αντίθετα με το thyristor, το GTO μπορεί να ανοίξει με την εφαρμογή μιας αρνητικής τάσης μεταξύ της πύλης και της καθόδου και έτσι να προκαλέσει τη ροή ενός αρκετά μεγάλου αρνητικού ρεύματος στην πύλη. Αυτό το αρνητικό ρεύμα πύλης αρκεί να διαρκέσει μόλις μερικά μsec (κατά τη διάρκεια της σβέσης), αλλά πρέπει να έχει πολύ μεγάλο πλάτος, τυπικά ίσο με το ένα τρίτο του ρεύματος ανόδου κατά τη σβέση. Τα GTO μπορούν να αποκόψουν αναστροφές τάσεων των οποίων το μέγεθος εξαρτάται από τις λεπτομέρειες της σχεδίασης του GTO. Οι ιδανικές χαρακτηριστικές του GTO κατά τη διακοπτική του λειτουργία δίνονται στο σχήμα 2.15(c). Η τάση αγωγιμότητας (2-3 V) ενός GTO είναι ελαφρά υψηλότερη από εκείνες των thyristors. Οι ταχύτητες μετάβασης των GTO είναι μέχρι μερικά 25 μsec . Εξαιτίας της ικανότητας του για διαχείριση υψηλών τάσεων (μέχρι 4,5kV) και μεγάλων ρευμάτων (μέχρι μερικά kA), το GTO χρησιμοποιείται όταν χρειάζεται ένας

διακόπτης για υψηλές τάσεις και μεγάλα ρεύματα σε συχνότητες μετάβασης από μερικές εκατοντάδες Hz μέχρι 10 kHz.

2.2.3.4 Διπολικά Transistor με Μονωμένη Πύλη (IGBT)

Το κυκλωματικό σύμβολο του διπολικού transistor με μονωμένη πύλη (insulated gate bipolar transistor, IGBT) δίνεται στο *σχήμα 2.16(a)* και οι i - v χαρακτηριστικές του στο *σχήμα 2.16(b)*. Τα IGBT έχουν κάποια από τα πλεονεκτήματα του MOSFET, του BJT και του GTO συνδυασμένα.



Σχήμα 2.17 Διπολικό transistor με μονωμένη πύλη (IGBT): (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές

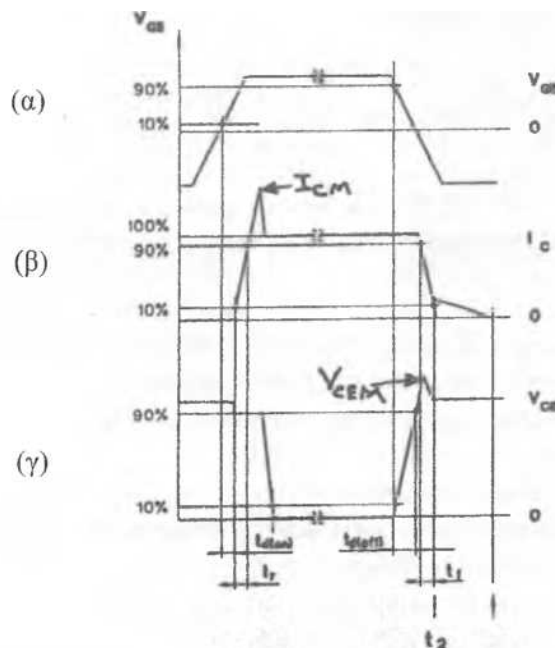
2.2.3.4.1 Λειτουργία του IGBT

Παρόμοια με το MOSFET, το IGBT έχει μεγάλη σύνθετη αντίσταση πύλης και έτσι απαιτείται μια μικρή μόλις ποσότητα ενέργειας για τη μετάβαση του. Όπως το BJT, το IGBT έχει μικρή τάση αγωγιμότητας, ακόμη και σε στοιχεία με μεγάλες ονομαστικές τάσεις αποκοπής (για παράδειγμα, $V_{on} = 2-3$ V σε ένα στοιχείο των 1000 V). Παρόμοια με το GTO, τα IGBT μπορούν να σχεδιαστούν για να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις, όπως φαίνεται από τις ιδανικές διακοπτικές χαρακτηριστικές τους στο *σχήμα 2.16(c)*.

Τα IGBT έχουν χρόνους έναυσης και σβέσης της τάξης του 1 μsec και διατίθενται με μεγάλες ονομαστικές τιμές τάσης και ρεύματος, όπως 1700V και 1200A, ενώ μελετούνται και με ονομαστικές τάσεις μέχρι 2-3kV.

2.2.3.4.2 Δυναμική συμπεριφορά του IGBT

Στα διπολικά τρανζίστορ ισχύος οι διακοπτικοί χρόνοι εξαρτώνται από τις κυματομορφές του ρεύματος βάσης και από το ρεύμα συλλέκτη. Για ένα IGBT οι χρόνοι αυτοί εξαρτώνται από την τάση πύλης-εκπομπού και του ρεύματος συλλέκτη. Στο σχήμα 2.17 παρουσιάζονται μερικές τυπικές κυματομορφές ενός IGBT όπου φαίνεται η δυναμική συμπεριφορά του καθώς και οι διακοπτικοί χρόνοι που χρειάζεται ο ηλεκτρολόγος μηχανικός για να υπολογίσει τις απώλειες του ημιαγωγικού στοιχείου, την μέγιστη τιμή (peak value) της τάσης συλλέκτη- εκπομπού και τη μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη.



Σχήμα 2.18 Κυματομορφές δυναμικής συμπεριφοράς ενός IGBT.

α) Τάση πύλης - εκπομπού (δεν χρειάζεται να είναι αρνητική). β) Ρεύμα συλλέκτη, i_c . γ) Τάση συλλέκτη - εκπομπού, v_{ce}

Λόγω του ότι οι κυματομορφές δυναμικής συμπεριφοράς εξαρτώνται από τις καταστάσεις του κυκλώματος ισχύος και κυκλώματος οδήγησης οι τιμές που δίνονται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή μπορεί να χρησιμοποιηθούν για μια γενική καθοδήγηση. Πραγματικές τιμές της δυναμικής συμπεριφοράς του IGBT εξάγονται μόνο όταν υλοποιηθεί το κύκλωμα οδήγησης καθώς και το κύκλωμα ισχύος παίρνοντας πραγματικές πειραματικές μετρήσεις.

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη, I_{cm} , (σχήμα 2.17 (β)) που δημιουργείται κατά την μετάβαση στην κατάσταση αγωγής (turn-on) είναι αποτέλεσμα του ανακτώμενου φορτίου της διόδου ελεύθερης διέλευσης που είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα με το IGBT. Η μέγιστη τάση συλλέκτη - εκπομπού, V_{cem} , που δημιουργείται κατά την κατάσταση μετάβασης

αποκοπής (turn-off) είναι αποτελέσματα των παρασιτικών αυτεπαγωγών του κυκλώματος ισχύος. Η τάση V_{CEM} δίδεται από την ακόλουθη σχέση:

$$V_{CEM} = (-L_{strag})\left(-\frac{di_c}{dt}\right) \quad (2.17)$$

Όπου:

L_{strag} = παρασιτική αυτεπαγωγή του ημιαγωγικού στοιχείου μεταξύ των κόμβων σύνδεσής

i_c = ρεύμα συλλέκτη.

Οι διακοπτικοί χρόνοι ενός IGBT κυρίως εξαρτώνται από τις παρασιτικές χωρητικότητες του, τις παρασιτικές αυτεπαγωγές καθώς και τις αντιστάσεις R_{on} και R_{off} .

Εξετάζοντας το *σχήμα 2.17* έχουμε τους ακόλουθους ορισμούς :

$t_{d(on)}$ = χρόνος καθυστέρησης κατά την μετάβαση αγωγής

$t_{d(off)}$ = χρόνος καθυστέρησης κατά την μετάβαση αποκοπής

t_r = χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη

t_f = χρόνος πτώσης ρεύματος συλλέκτη

t_{on} = χρόνος μετάβασης από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγής = $t_r + t_{d(on)}$

t_{off} = χρόνος μετάβασης από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής $t_f + t_{a(Qrr)}$.

2.2.3.5 Ο ρόλος των ελεγχόμενων διακοπών στις διατάξεις ισχύος

Όπως παρατηρούμε από τους πίνακες 2.1 και 2.2, μας δίνεται η δυνατότητα ανάλογα με την εφαρμογή την οποία θέλουμε να υλοποιήσουμε, να επιλέξουμε και τον κατάλληλο τύπο διακόπτη. Κάθε τύπος διακόπτη έχει κατασκευαστεί για συγκεκριμένο εύρος τάσεων, ρευμάτων και συχνοτήτων λειτουργίας, οπότε εφόσον γνωρίζουμε το εύρος τιμών και τον τύπο ελέγχου με τα οποία θα εργασθούμε, έχουμε και συγκριμένες επιλογές.

Στον πίνακα 2.1 παρουσιάζονται κάποια γενικά χαρακτηριστικά των ελεγχόμενων διακοπών:

Πίνακας 2.1 Χαρακτηριστικά Ελεγχόμενων Διακοπών

<i>Στοιχείο</i>	<i>V_{max}</i> (V)	<i>I_{max}</i> (A)	<i>Έλεγχος</i> <i>με</i>	<i>Πτώση</i> <i>τάσης</i> (V)	<i>Διακοπτική</i> <i>Συχνότητα</i> (Hz)	<i>Προστασία</i>
<u>Θυρίστωρ</u>	6000	3500	Ρεύμα	1,9	<400	διακοπή παλμοδότησης ή υπερταχεία ασφάλεια
<u>Triac</u>	800	40	Ρεύμα	1,4	<400	διακοπή παλμοδότησης ή υπερταχεία ασφάλεια
<u>GTO</u>	4500	3000	Ρεύμα	4	<2000	διακοπή παλμοδότησης ή υπερταχεία ασφάλεια
<u>DarlingtonBJT</u>	1200	800	Ρεύμα	1,9	<10000	διακοπή παλμοδότησης
<u>MOSFET</u> <u>ισχύος</u>	500	50	Τάση	3,2	100000	διακοπή παλμοδότησης
<u>IGBT</u>	1200	400	Τάση	3,2	20000	διακοπή παλμοδότησης

Στον πίνακα 2 βλέπουμε τις εφαρμογές στις οποίες χρησιμοποιούνται οι εκάστοτε ελεγχόμενοι διακόπτες:

Πίνακας 2.2 Βιομηχανικές διατάξεις των ηλεκτρονικών στοιχείων ισχύος

<i>Στοιχείο</i>	<i>Εφαρμογές</i>
<u>Θυρίστωρ</u>	Έλεγχος μηχανών DC, Φωτισμός, θέρμανση, Αντιστάθμιση αέργου ισχύος
<u>Triac</u>	Έλεγχος φωτισμού και θέρμανσης, Πλεγχος μηχανών AC
<u>GTO</u>	Έλεγχος μηχανών, UPS, Αντιστάθμιση αέργου ισχύος, Επαγωγική θέρμανση
<u>Darlington BJT</u>	Έλεγχος μηχανών, UPS, Αντιστάθμιση αέργου ισχύος και αρμονικών, Παλμοτροφοδοτικά
<u>MOSFET ισχύος</u>	Παλμοτροφοδοτικά, Έλεγχος κινητήρων DC Brushless, Ηλεκτρονικοί διακόπτες
<u>IGBT</u>	Έλεγχος κινητήρων AC, UPS, Αντιστάθμιση αέργου ισχύος και αρμονικών, Παλμοτροφοδοτικά

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΑΙ ΤΥΠΟΙ ΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ”

3.1 Τύποι των αντιστροφέων (inverter)

Όπως αναφέραμε και στο Κεφάλαιο 1, οι αντιστροφέες διακρίνονται σε αντιστροφέες πηγής τάσης και σε αντιστροφέες πηγής ρεύματος, ανάλογα με το είδος της πηγής τροφοδοσίας τους.

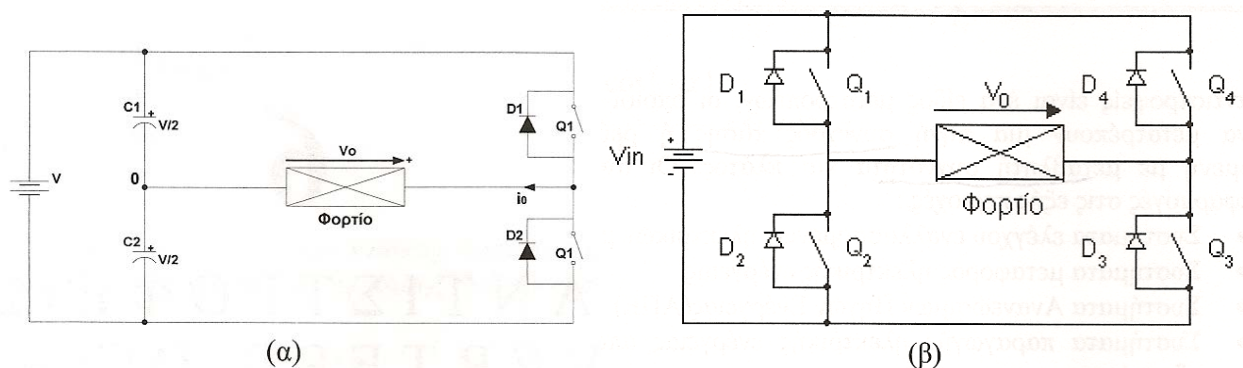
Κάθε μία από τις παραπάνω κατηγορίες μπορεί να υποδιαιρεθεί και σε δύο άλλες κατηγορίες, ανάλογα με το πλήθος των φάσεων στην έξοδό τους:

➤ **οι μονοφασικοί αντιστροφέες**

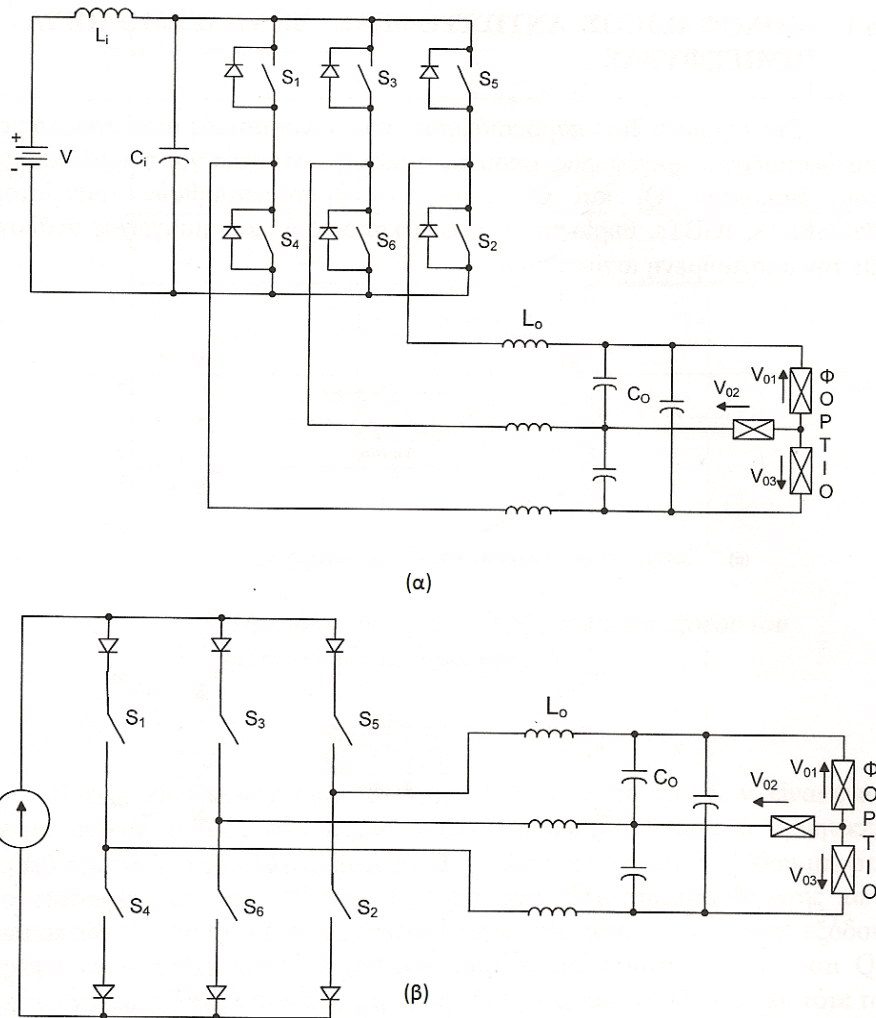
- Σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας (Half-Bridge Inverter) με δύο ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία
- Σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας (Full-Bridge Inverter) με τέσσερα ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία

➤ **οι πολυφασικοί αντιστροφέες**

Όπου συνήθως συναντάμε τους τριφασικούς αντιστροφέες, με έξι ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία. Στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζονται τα κυκλώματα των παραπάνω αντιστροφέων:



Σχήμα 3.1 α) Αντιστροφέας ημιγέφυρας, β) Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας



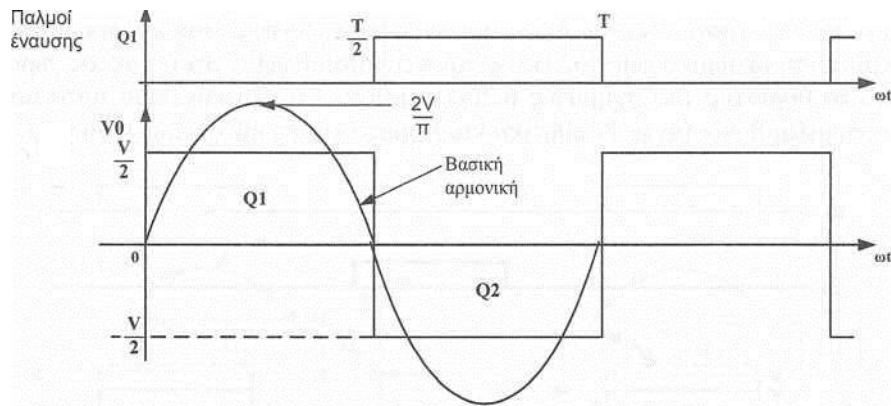
Σχήμα 3.2 α) 3-Φ Αντιστροφέας ημιγέφυρας, β) 3-Φ Αντιστροφέας με τροφοδοσία συνεχούς ρεύματος

3.2 Μονοφασικοί Αντιστροφείς

3.2.1 Μονοφασικός Αντιστροφέας σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας

Είδαμε στο σχήμα 3.1(α) ένα μονοφασικό αντιστροφέα σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας, όπου μπορούν στη θέση των ημιαγωγών στοιχείων Q1 και Q2 να χρησιμοποιηθούν τρανζίστορ, MOSFET, thyristor, GTO ή IGBT ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου.

Στο σχήμα 3.3 μπορούμε να δούμε τους παλμούς έναυσης των δύο ημιαγωγών, παράλληλα με την τάση εξόδου του αντιστροφέα με ωμικό φορτίο.

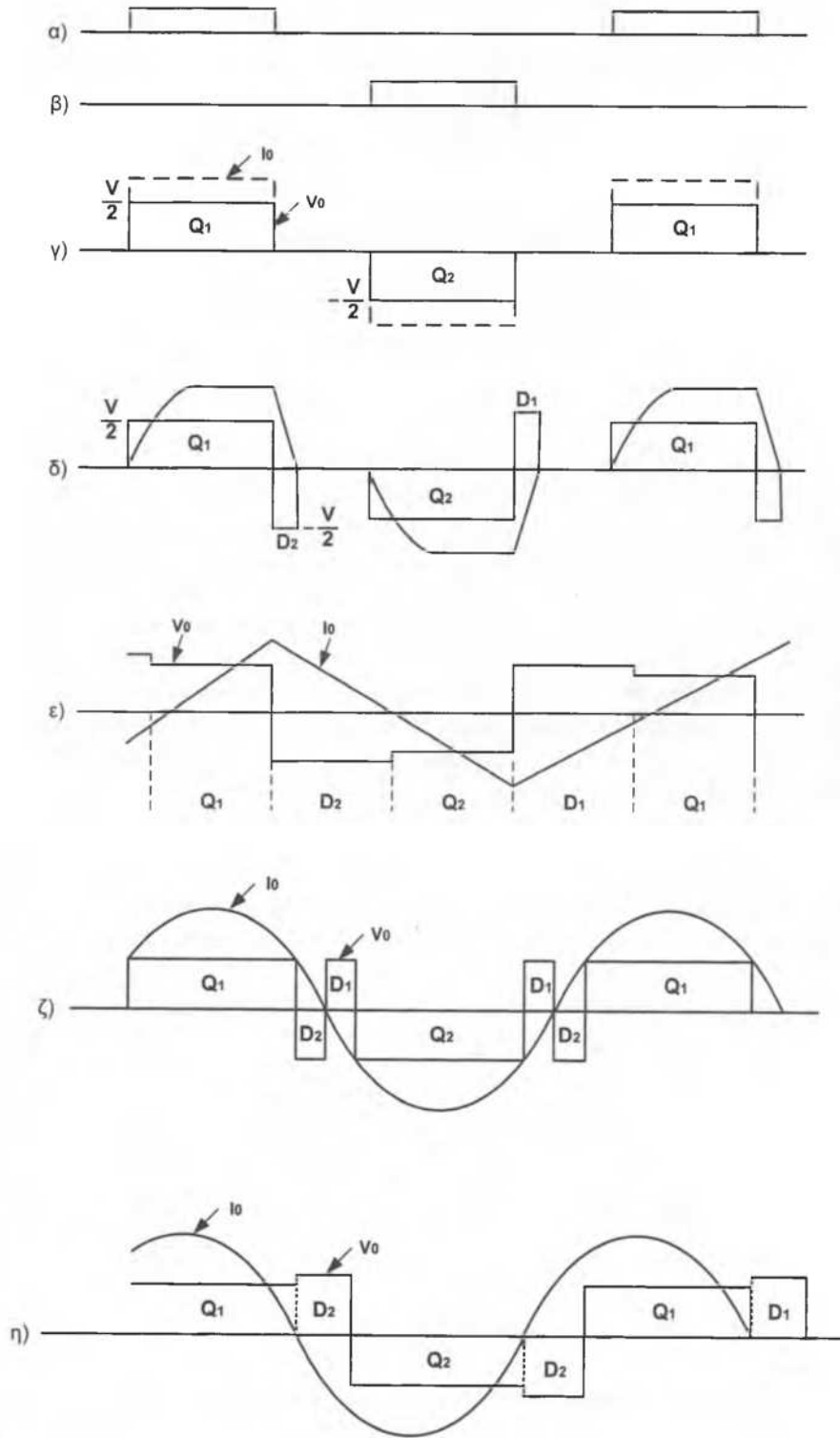


Σχήμα 3.3 Παλμοί έναυσης των Q_1 και Q_2 και τάση εξόδου του αντιστροφέα στο ωμικό φορτίο

Βλέπουμε από το σχήμα 3.3 η τάση εξόδου v_0 είναι ένας τετραγωνικός παλμός δύο καταστάσεων (δηλ. έχει θετικές ή αρνητικές τιμές) και του οποίου το πλάτος είναι $\pm V/2$.

Ο έλεγχος της τάσης εξόδου μπορεί να επιτευχθεί με την αύξηση των χρονικών διαστημάτων αγωγής των διακοπών Q_1 και Q_2 μέσα από τους παλμούς έναυσης τους. Όταν η τάση εξόδου πρέπει να αυξηθεί, τότε τα χρονικά διαστήματα αγωγής των Q_1 και Q_2 πρέπει να αυξηθούν. Όταν όμως η τάση εξόδου πρέπει να ελαττωθεί, τότε τα χρονικά διαστήματα αγωγής των Q_1 και Q_2 πρέπει να ελαττωθούν. Επομένως αυξομειώνοντας τα χρονικά διαστήματα αγωγής των διακοπών Q_1 και Q_2 , η τάση εξόδου v_0 μπορεί να παραμείνει σταθερή στις διάφορες διακυμάνσεις της πηγής εισόδου.

Στο σχήμα 3.4 παρουσιάζονται οι κυματομορφές εξόδου του αντιστροφέα ημιγέφυρας για διάφορα φορτία. Για ωμικό φορτίο, όταν και οι δύο διακόπτες είναι σε κατάσταση αποκοπής, η τάση εξόδου έχει μηδενική τιμή (Σχήμα 3.4(γ)). Για επαγωγικό φορτίο όταν και οι δύο διακόπτες είναι σε κατάσταση αποκοπής, το ρεύμα φορτίου εξακολουθεί να κυκλοφορεί για ένα χρονικό διάστημα μέσω των διόδων D_1 ή D_2 , του φορτίου και των πυκνωτών εισόδου. Οι δίοδοι D_1 και D_2 ονομάζονται δίοδοι ελεύθερης διέλευσης και χρησιμοποιούνται για την διέλευση του ρεύματος εξόδου, όταν οι διακόπτες Q_1 και Q_2 είναι σε κατάσταση αποκοπής. Επομένως, για επαγωγικό φορτίο, όταν οι διακόπτες Q_1 και Q_2 είναι σε κατάσταση αποκοπής, η δίοδος D_1 ή D_2 άγει ανάλογα με τη φορά του ρεύματος εξόδου και έτσι η τάση εξόδου δεν παρουσιάζει μηδενικές τιμές όπως στην περίπτωση με ωμικό φορτίο.



Σχήμα 3.4 Κυματομορφές αντιστροφέα με θυρίστορ

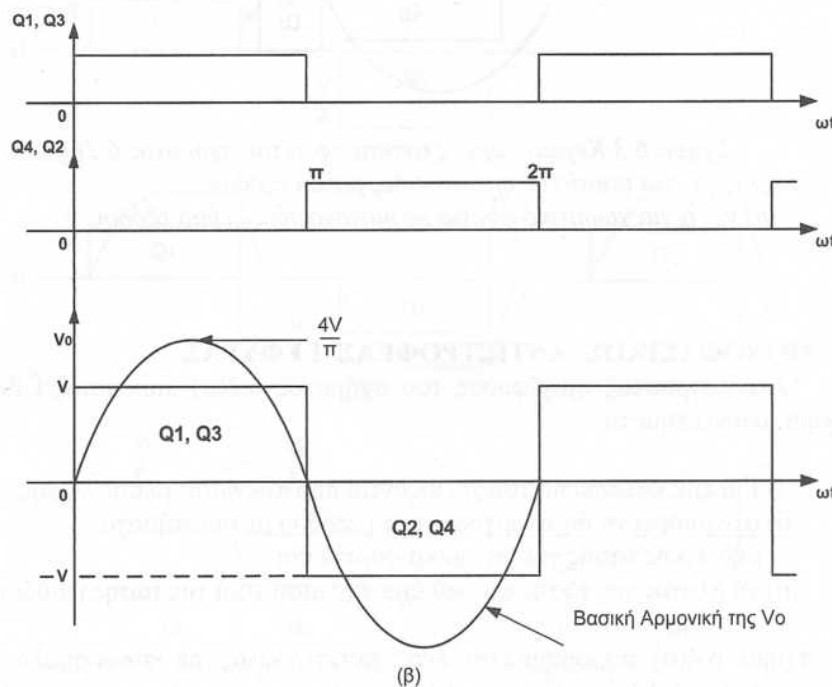
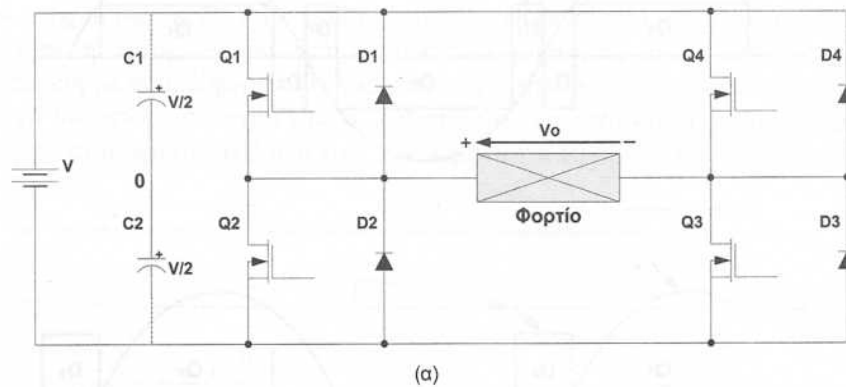
α) Παλμοί έναυσης Q_1 , β) Παλμοί έναυσης Q_2 , γ) v_0, i_0 για ωμικό φορτίο, δ) v_0, i_0 για ωμικο-επαγωγικό, ε) v_0, i_0 για επαγωγικό, ζ) v_0, i_0 για φορτίο με ημ/δες ρεύμα εξόδου, η) v_0, i_0 για χωρητικό φορτίο με ημ/δες ρεύμα εξόδου

3.2.2 Μονοφασικός αντιστροφέας γέφυρας

Οι αντιστροφείς ημιγέφυρας που συναντήσαμε παραπάνω, έχουν τρία σοβαρά μειονεκτήματα:

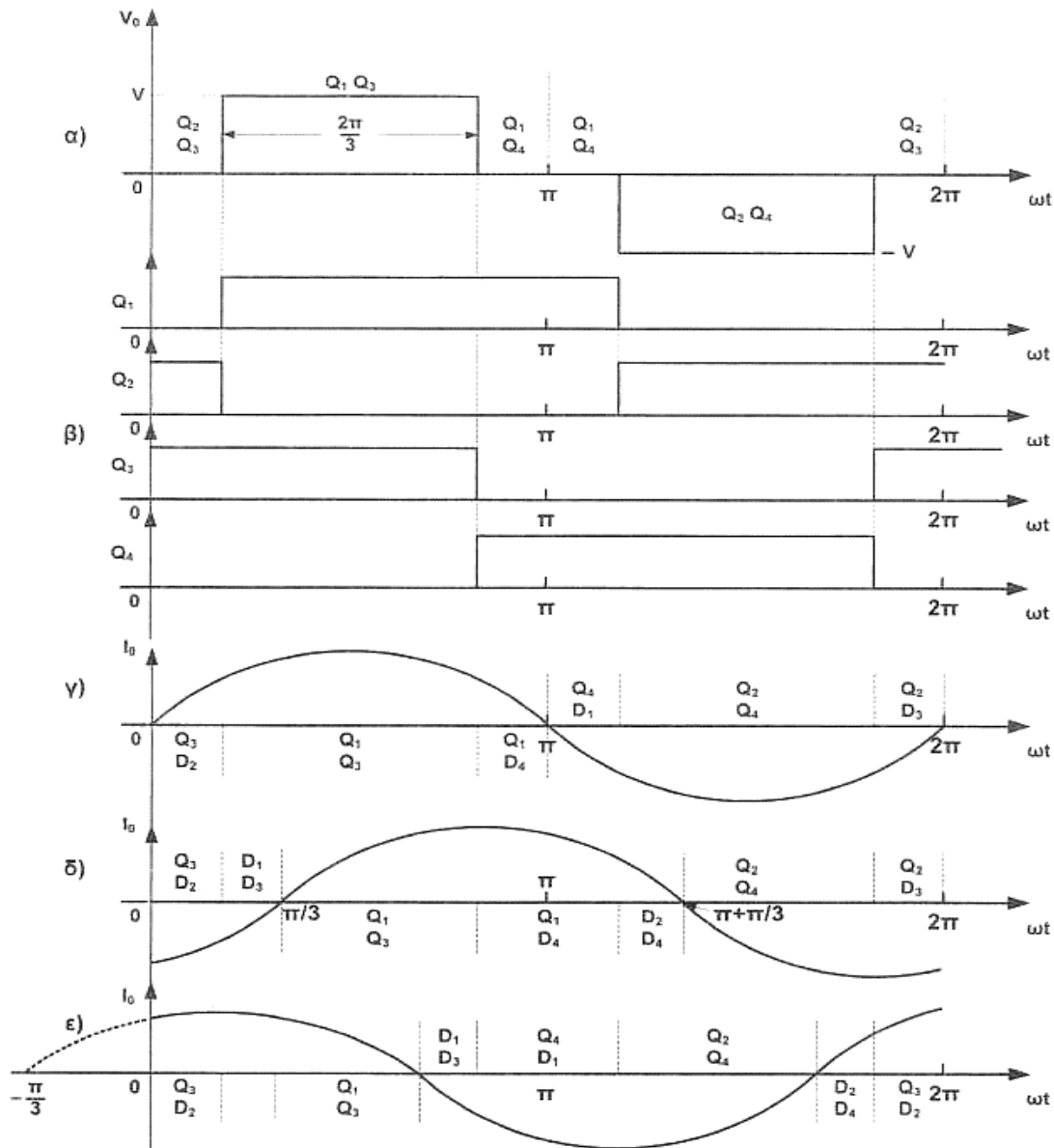
- Το πλάτος της τάσης εξόδου έχει τη μισή τιμή της τάσης εισόδου
- Για την κατασκευή τους χρειάζονται δύο πυκνωτές μέσης λήψης
- Δεν μπορούν να δημιουργήσουν τάση εξόδου με διαστήματα μηδενικής τάσης

Προκειμένου να εξαλειφθούν τα παραπάνω μειονεκτήματα, δημιουργήθηκαν οι αντιστροφείς πλήρους γέφυρας, οι οποίοι αποτελούνται από δύο ημιγέφυρες. Στο σχήμα 3.5(α) παρουσιάζεται ένας τέτοιος αντιστροφέας.



Σχήμα 3.5 (α)Κύκλωμα γέφυρας, (β)Κυματομορφές αντιστροφέα όταν τα MOSFET άγουν για 180°

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι κυματομορφές του αντιστροφέα για διάφορες γωνίες αγωγής των MOSFET (σχήμα 3.6):



Σχήμα 3.6 Κυματομορφές αντιστροφέα γέφυρας

- α) Τάση εξόδου.
- β) Παλμοί έναυσης των MOSFET.
- γ) Ρεύμα εξόδου για ωμικό φορτίο,
- δ) Ρεύμα εξόδου για επαγωγικό φορτίο,
- ε) Ρεύμα εξόδου για χωρητικό φορτίο

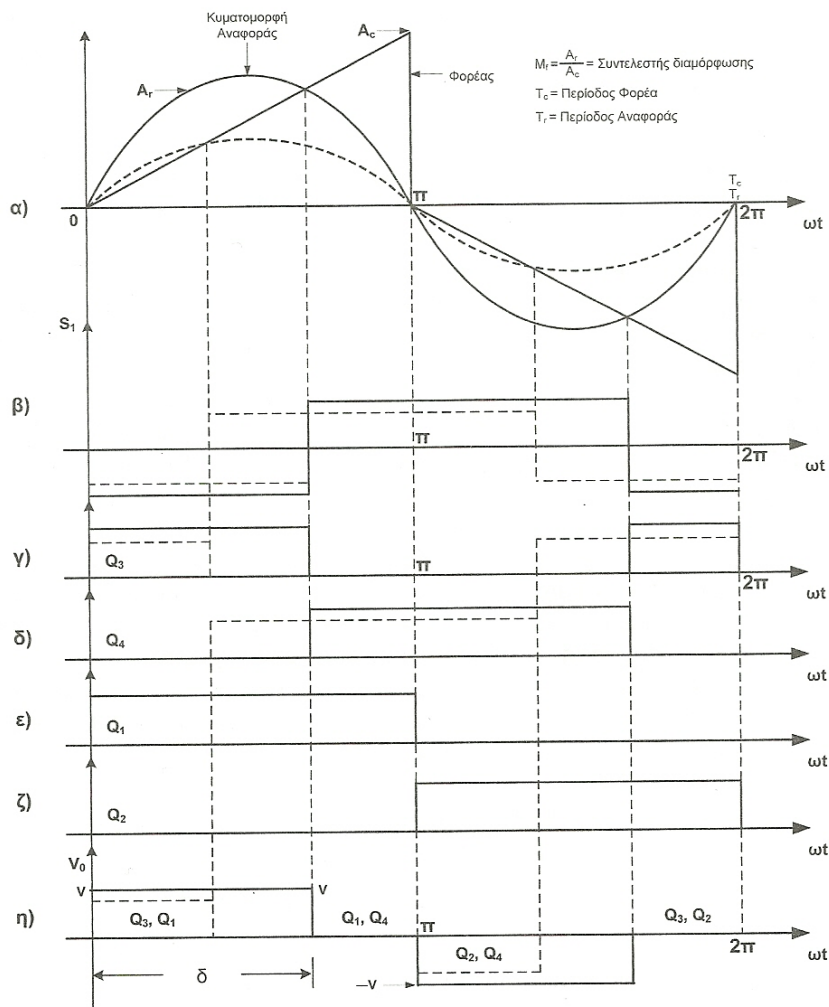
Παρατηρώντας το κύκλωμα του σχήματος 3.5(α) και τις κυματομορφές του σχήματος 3.6 συμπεραίνονται τα ακόλουθα:

- Όταν το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν ταυτόχρονα θετικές τιμές (δηλ. το γινόμενο $v_0 \cdot i_0$ είναι θετικό), τότε άγουν οι διακόπτες Q_1 και Q_3 και έτσι ενεργός ισχύς μεταφέρεται από την είσοδο του αντιστροφέα προς την έξοδο,
- Όταν το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν ταυτόχρονα αρνητικές τιμές (δηλ. το γινόμενο $v_0 \cdot i_0$ είναι θετικό), τότε άγουν οι διακόπτες Q_2 και Q_4 και έτσι ενεργός ισχύς μεταφέρεται από την είσοδο του αντιστροφέα προς την έξοδο.
- Όταν η τάση εξόδου έχει μηδενική τιμή και ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει θετική τιμή (δηλ. το γινόμενο $v_0 \cdot i_0$ είναι μηδέν), τότε μπορεί να άγει ένα από τα ζεύγη των ημιαγωγών $[Q_3, D_2]$, $[Q_1, D_4]$ και έτσι επιτυγχάνεται η κυκλοφορία του ρεύματος εξόδου. Δηλαδή αν στην περίπτωση αυτή άγει ο διακόπτης Q_3 τότε το ρεύμα εξαναγκάζει τη δίοδο D_2 να άγει και έτσι το ρεύμα κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα ζ₃-φορτίο- D_2 . Το ρεύμα αυτό, το οποίο κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα ονομάζεται ανακυκλούμενο ρεύμα (circulating current),
- Όταν η τάση εξόδου έχει μηδενική τιμή και ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει αρνητική τιμή (δηλ. το γινόμενο $v_0 \cdot i_0$ είναι μηδέν), τότε άγει ένα από τα ζεύγη των ημιαγωγών $[Q_4, D_1]$, $[Q_2, D_3]$ και έτσι επιτυγχάνεται η κυκλοφορία του ρεύματος εξόδου. Δηλαδή αν στην περίπτωση αυτή άγει ο διακόπτης Q_4 τότε το ρεύμα εξαναγκάζει τη δίοδο D_1 να άγει και έτσι το ρεύμα κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα Q_4 -φορτίο- D_1 . Το ρεύμα αυτό, το οποίο κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα ονομάζεται επίσης ανακυκλούμενο ρεύμα,
- Όταν η τάση εξόδου έχει θετική τιμή και ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει αρνητική τιμή (δηλ. το φορτίο είναι επαγωγικό και το γινόμενο $v_0 \cdot i_0$ είναι αρνητικό), τότε οι δίοδοι ελεύθερης διέλευσης D_1 και D_3 εξαναγκάζονται να άγουν και έτσι το ρεύμα κυκλοφορεί μέσω του υποκυκλώματος πηγή- D_1 -φορτίο- D_3 .
- Όταν η τάση εξόδου έχει αρνητική τιμή και ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει θετική τιμή (δηλ. το φορτίο είναι χωρητικό και το γινόμενο είναι $v_0 \cdot i_0$ αρνητικό), τότε οι δίοδοι ελεύθερης διέλευσης D_2 και D_4 εξαναγκάζονται να άγουν και έτσι το ρεύμα κυκλοφορεί μέσω του υποκυκλώματος πηγή- D_2 -φορτίο- D_4 . Στην περίπτωση αυτή ενεργός ισχύς μεταφέρεται από τον πυκνωτή του φορτίου προς την πηγή εισόδου.

3.2.2.1 Έλεγχος τάσης εξόδου αντιστροφέα γέφυρας με την τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM)

Η τεχνική αυτή με την οποία επιτυγχάνεται ο έλεγχος της τάσης εξόδου μέσω της αυξομείωσης του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου ονομάζεται Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation ή PWM). Η λειτουργία της τεχνικής αυτής έχει ως εξής:

Χρησιμοποιώντας μία γεννήτρια κυματομορφών παράγουμε, σε επίπεδο κυκλώματος ελέγχου, μία ημιτονοειδή και μία τριγωνική κυματομορφή, οι οποίες είναι συγχρονισμένες. Η πρώτη ονομάζεται κυματομορφή αναφοράς και η δεύτερη φορέα. Οι κυματομορφές αυτές παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.7 Ορισμός της τεχνικής PWM

α)Κυματομορφές της αναφοράς και του φορέα, β)Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή, γ)Παλμός έναυσης του διακόπτη Q₃, δ) Παλμός έναυσης του διακόπτη Q₄, ε) Παλμός έναυσης του διακόπτη Q₁, ζ) Παλμός έναυσης του διακόπτη Q₂, η)Τάση εξόδου του αντιστροφέα.

Όπου,

A_r = πλάτος κυμ/φής αναφοράς, A_c = πλάτος κυμ/φής φορέα, $T_c = 1/F_c$ = περίοδος κυμ/φής αναφοράς, $T_r = 1/F_r$ = περίοδος κυμ/φής αναφοράς, $M_f = A_r/A_c$ = συντελεστής διαμόρφωσης.

Εν συνεχεία, οι δύο παραπάνω κυματομορφές εφαρμόζονται στην είσοδο ενός συγκριτή, η έξοδος του οποίου θα είναι η κυματομορφή που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.7(β). Όπως διαπιστώνεται και από τα σχήματα 3.7(α) και (β), η κυματομορφή εξόδου του συγκριτή εξαρτάται από τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών εισόδου. Στο σχήμα 3.7(β) παρουσιάζονται δύο διαφορετικές κυματομορφές της τάσης εξόδου του συγκριτή, για δύο διαφορετικές τιμές του πλάτους A_c της κυματομορφής αναφοράς, κρατώντας το πλάτος A_c της κυματομορφής φορέα σταθερό. Άρα αυξομειώνοντας το συντελεστή διαμόρφωσης M_f (από 0 έως 1), η κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή μεταβάλλεται.

Το αρνητικό μέρος της τάσης εξόδου του συγκριτή, ορίζει τους παλμούς έναυσης του διακόπτη Q_4 . Αναστρέφοντας τους παλμούς έναυσης του διακόπτη Q_3 ορίζονται οι παλμοί έναυσης του διακόπτη Q_4 . Οι παλμοί έναυσης των διακοπών Q_1 και Q_2 παράγονται από την κυματομορφή αναφοράς και παρουσιάζονται αντίστοιχα στα σχήματα 3.7(ε) και (ζ).

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα για τους παραπάνω παλμούς έναυσης παρουσιάζεται στο σχήμα 3.7(η). Όπως βλέπουμε και από το σχήμα αυτό, αυξομειώνοντας το συντελεστή διαμόρφωσης M_f , το εύρος των παλμών δ της τάσης εξόδου επίσης αυξομειώνεται και έτσι επιτυγχάνεται ο έλεγχος της τάσης εξόδου.

3.2.3 Οι Μέθοδοι Εξάλειψης ή μείωσης ανώτερων αρμονικών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα, η οποία είναι ένας τετραγωνικός παλμός, αποτελείται από τη βασική αρμονική συνιστώσα και από τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες (ανεπιθύμητες αρμονικές), οι οποίες πρέπει να εξαλειφθούν ή να μειωθούν, έτσι ώστε η τάση του φορτίου να παρουσιάζει συνήθως Συντελεστή Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion) THD factor < 5%.

Οι διάφορες τεχνικές οι οποίες χρησιμοποιούνται σήμερα για την εξάλειψη ή τη μείωση των ανώτερων αρμονικών είναι οι ακόλουθες :

- Εξάλειψη ανώτερων αρμονικών με την τεχνική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM). Με την τεχνική αυτή επιτυγχάνεται επίσης έλεγχος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.
- Εξάλειψη ανώτερων αρμονικών με την τεχνική των Patel και Hofst.

➤ Εξάλειψη ανώτερων αρμονικών με διάφορες τεχνικές, οι οποίες αναφέρονται ως συνδεσμολογίες μετασχηματιστών

Εξάλειψη ανώτερων αρμονικών με την τεχνική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών με Αρμονική Σύνθεση (Harmonic Injection Sinusoidal Pulse Width Modulation, HISPWM).

3.2.3.1 Εξάλειψη Αρμονικών με την τεχνική SPWM

Στην τεχνική αυτή δημιουργούνται δύο κυματομορφές αναφοράς μια για κάθε ημιγέφυρα του μονοφασικού αντιστροφέα και μια τριγωνική κυματομορφή φορέα. Οι κυματομορφές αυτές, οι οποίες δημιουργούνται στο κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα, είναι συγχρονισμένες και παράγονται, όπως είπαμε και στην τεχνική PWM, από γεννήτριες κυματομορφών. Αυτές οι κυματομορφές παρουσιάζονται στο *σχήμα 3.8(α)* όπου,

A_r = πλάτος κυματομορφών αναφοράς

A_c = πλάτος κυματομορφής φορέα

$T_c = 1/F_c$ = περίοδος της κυματομορφής φορέα

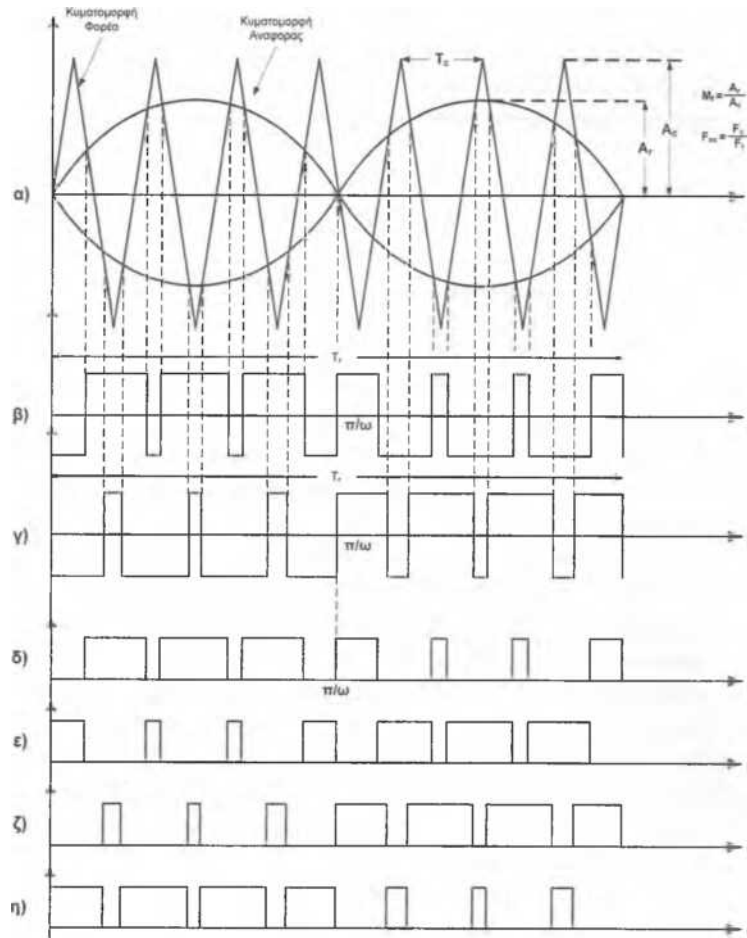
$T_r = 1/F_r$ = περίοδος της κυματομορφής αναφοράς

$M_f = A_r/A_c$ = συντελεστής διαμόρφωσης (*Modulation factor*, μεταβάλλεται από 0 ως 1)

$F_{nc} = F_c/F_r$ = κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα.

Στη συνέχεια μια κυματομορφή αναφοράς και η τριγωνική κυματομορφή εφαρμόζονται στην είσοδο ενός συγκριτή, στην έξοδο του οποίου δημιουργείται η κυματομορφή $E_1(\omega t)$ του *σχήματος 3.8(β)*. Επίσης, εφαρμόζοντας στην είσοδο ενός δεύτερου συγκριτή τη δεύτερη κυματομορφή αναφοράς και τον ίδιο φορέα η κυματομορφή $E_2(\omega t)$ του *σχήματος 3.8(γ)* εμφανίζεται στην έξοδο του συγκριτή. Όπως βλέπουμε από τα *σχήματα 3.8(β)* και *(γ)* οι κυματομορφές $E_1(\omega t)$ και $E_2(\omega t)$ ορίζονται από τα σημεία τομής των κυματομορφών αναφοράς και του φορέα, τα δε σημεία τομής ορίζονται από την τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης M_f .

Το θετικό μέρος της κυματομορφής $E_1(\omega t)$ ορίζει τους παλμούς έναυσης του ημιαγωγού διακόπτη T_1 και το ανάστροφό του ορίζει τους παλμούς έναυσης του ημιαγωγού διακόπτη T_2 . Το θετικό μέρος της κυματομορφής $E_2(\omega t)$ ορίζει τους παλμούς έναυσης του διακόπτη T_4 και το ανάστροφο του ορίζει τους παλμούς έναυσης του διακόπτη T_3 .



Σχήμα 3.8 Ορισμός της τεχνικής SPWM για $M_f=0.7$ και $F_{nc}=7$

- α)Κυματομορφές αναφορών και φορέα
- β)Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή A, E_1
- γ)Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή B, E_2
- δ)Παλμοί έναυσης για το διακόπτη T_1
- ε)Παλμοί έναυσης για το διακόπτη T_2
- ζ)Παλμοί έναυσης για το διακόπτη T_3
- η)Παλμοί έναυσης για το διακόπτη T_4

Οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγών του μονοφασικού αντιστροφέα γέφυρας παρουσιάζονται στα σχήματα 3.8(δ)-(η).

Η πολική τάση του αντιστροφέα δίνεται από τη σχέση

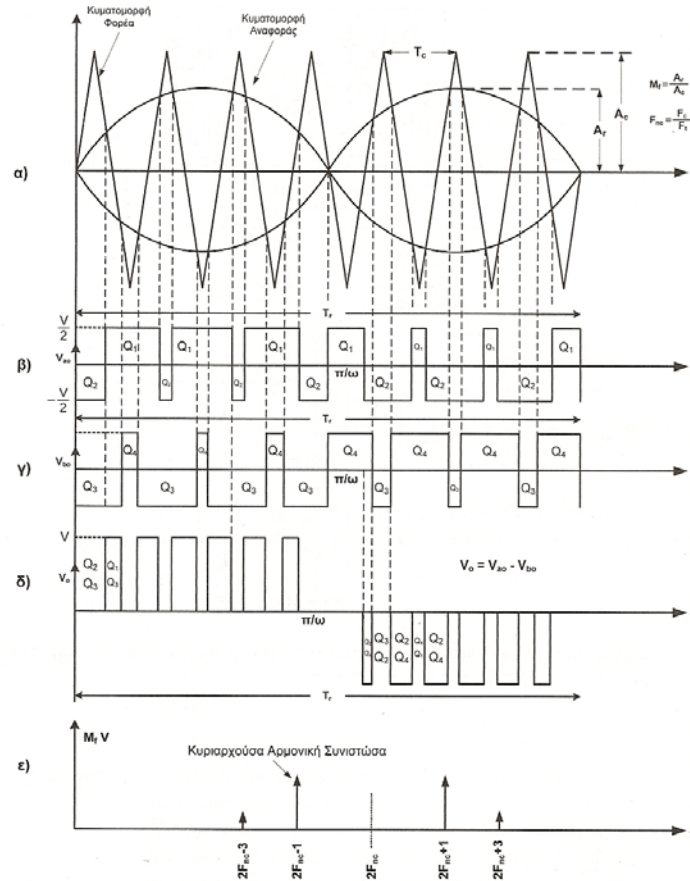
$$v_o(\omega t) = v_{ab}(\omega t) = v_{ao}(\omega t) - v_{bo}(\omega t) \tag{3.1}$$

όπου

v_{ao} = τάση μεταξύ των σημείων a και 0.

v_{bo} = τάση μεταξύ των σημείων b και 0.

0: είναι υποθετικό ουδέτερο σημείο για την θεωρητική ανάλυση του αντιστροφέα.



Σχήμα 3.9 Κυματομορφές της τεχνικής SPWM για $M_f=0.7$ και $F_{nc}=7$

- α)Κυματομορφές αναφορών και φορέα
- β-γ)Κυματομορφές των τάσεων v_{a0} και v_{b0}
- δ) Κυματομορφή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα v_{ab}
- ε)Φάσμα συχνοτήτων της τάσης εξόδου v_{ab} .

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται τα κανονικοποιημένα, ως προς την τάση εισόδου, πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της SPWM τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

Πίνακας 3.1 Κανονικοποιημένη τιμή πλάτους αρμονικής ως προς την τάση εισόδου V

M_f	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Αρμονική Συνιστώσα	Κανονικοποιημένη τιμή πλάτους αρμονικής ως προς την τάση εισόδου V				
Βασική	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
$2F_{nc} \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2F_{nc} \pm 3$	0.00	0.024	0.071	0.139	0.212
$2F_{nc} \pm 5$	0.00	0.00	0.00	0.013	0.033

Όπως βλέπουμε από τον πίνακα 4.1, η βασική αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα προκύπτει από τη σχέση

$$\hat{V}_{o,1} = V * M_f \quad (3.2)$$

όπου

V είναι η τάση εξόδου του αντιστροφέα

Από την παραπάνω σχέση διαπιστώνουμε ότι μεταβάλλοντας τον συντελεστή M_f πετυχαίνουμε έλεγχο της τάσης εξόδου, εφόσον η μέγιστη τιμή της βασικής αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου, ισχύει για $M_f=1$.

Ισχύει δηλαδή

$$\hat{V}_{o,1} = V * M_f \quad (3.3)$$

Διαπιστώνουμε ακόμα ότι, η κανονικοποιημένη τιμή της συχνότητας του φορέα F_{nc} , πρέπει να είναι ζυγός αριθμός προκειμένου να μηδενιστούν οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της τάσης εξόδου v_o οι οποίες βρίσκονται στη συχνότητα F_{nc} .

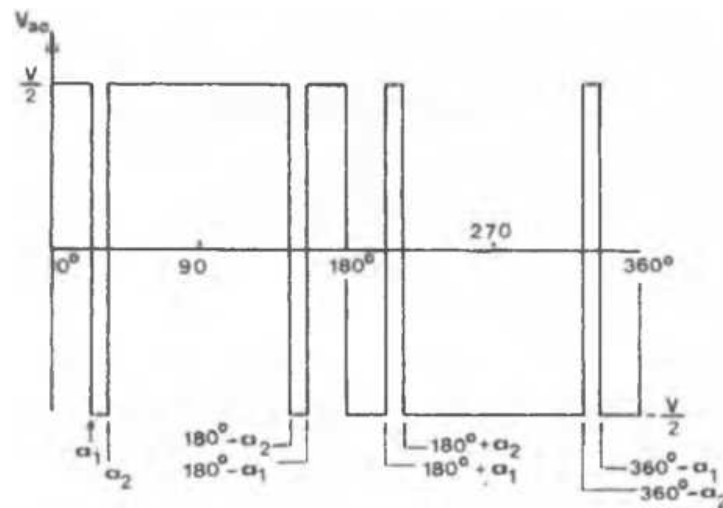
3.2.3.2 Εξάλειψη ανώτερων αρμονικών με τη χρήση της τεχνικής των Patel και Hoft

Με αυτή την τεχνική γενικά, κάποιο επιθυμητό ζευγάρι ανώτερων αρμονικών συνιστωσών μπορεί να εξαλειφθεί από το φάσμα συχνοτήτων της τάσης εξόδου (δηλ. της τάσης στην είσοδο του φίλτρου εξόδου) με τη δημιουργία ενός ζεύγους από συμμετρικά τοποθετημένα κενά τάσης σε κάθε ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού. Η τεχνική αυτή παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα όπου στην κυματομορφή της τάσης εξόδου έχει δημιουργηθεί ένα ζευγάρι κενών τάσης για την εξάλειψη ενός ζευγαριού ανώτερων αρμονικών συνιστωσών. Τα κενά αυτά ορίζονται από τις γωνίες α_1 και α_2 των οποίων οι τιμές κυμαίνονται ανάλογα με το ζευγάρι των αρμονικών συνιστωσών που πρέπει να εξαλειφθεί. Αν χρειαστεί η εξάλειψη τεσσάρων αρμονικών συνιστωσών τότε στην τάση εξόδου πρέπει να δημιουργηθούν τέσσερα κενά τάσης σε κάθε ημιπερίοδο. Οι τιμές των γωνιών α , οι οποίες ορίζουν την θέση των κενών τάσης της κυματομορφής του σχήματος 3.9, υπολογίζονται από την σειρά Fourier της κυματομορφής

$$v_{ao} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \hat{V}_{ao,n} \sin(n\omega t) \quad (3.4)$$

Όπου,

$\hat{V}_{ao,n}$ = πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας



Σχήμα 3.10 Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα ημιγέφυρας με την τεχνική Patel και Hoft

3.3 Τριφασικοί αντιστροφεείς

3.3.1 Εισαγωγή

Η σύγχρονη τάση στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με ασύγχρονους τριφασικούς κινητήρες επαγωγής επιτάσσει οι κινητήρες να οδηγούνται από τριφασικούς αντιστροφεείς. Αυτό στην πράξη εφαρμόζεται σχεδόν καθολικά. Ο αντιστροφέας συνεπάγεται βέβαια ένα επιπλέον κόστος το οποίο είναι ίσο ή και πολλές φορές μεγαλύτερο από το κόστος του κινητήρα. Τα πλεονεκτήματα όμως που αποκτά το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης και η δυνατότητα που παρέχει για έλεγχο της λειτουργίας της μηχανής επαγωγής είναι μοναδικά χαρακτηριστικά, που δικαιολογούν το κόστος του και τον καθιστούν μια αναγκαία και αναντικατάστατη μονάδα σε κάθε σύγχρονο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης με κινητήρα επαγωγής.

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναφερθήκαμε στους μονοφασικούς αντιστροφεείς. Πρόκειται για μια ηλεκτρονική διάταξη ισχύος που επιτρέπει τη μετατροπή της συνεχούς τάσης ή του συνεχούς ρεύματος εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση και ρεύμα, αντιστοίχως, με το επιθυμητό πλάτος και την επιθυμητή συχνότητα. Η δυνατότητα αυτή που μας παρέχει για ρύθμιση του πλάτους, αλλά και της συχνότητας της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου είναι ακριβώς αυτό που χρειαζόμαστε για τον έλεγχο της λειτουργίας μιας ασύγχρονης μηχανής επαγωγής. Για το λόγο αυτό δεν νοείται μοντέρνα εφαρμογή ελέγχου κινητήρα επαγωγής αλλά και ελέγχου τάσης εξόδου συστημάτων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, χωρίς την χρήση αντιστροφέα.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται σε αντιστροφείς τροφοδοτούμενους από πηγή τάσης (Voltage-Fed Inverters) και σε αντιστροφείς τροφοδοτούμενους από πηγή ρεύματος (Current-Fed Inverters). Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην πρώτη κατηγορία αντιστροφέων (Voltage-Fed Inverters) παραμένουν πάντοτε ορθά πολωμένα, λόγω της τάσης της πηγής συνεχούς, και μπορεί να είναι Gate Turn-off Thyristors (GTOs), Bipolar Junction Transistors (BJTs), Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs), Power Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Power MOSFETs) και Insulated Gate Commutated Thyristors (IGCTs), ενώ πάντοτε συνοδεύονται από μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης που συνδέεται αντιπαράλληλα με αυτά για να επιτρέπει ελεύθερα την ενδεχόμενη ροή ρεύματος προς την πηγή. Στην δεύτερη κατηγορία αντιστροφέων (Current-Fed Inverters) τα ημιαγωγικά στοιχεία, θα πρέπει οπωσδήποτε να αντέχουν σε ανάστροφη πόλωση και γι' αυτό μόνο GTOs και Thyristors μπορούν να χρησιμοποιηθούν (υπάρχει βέβαια η δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν και τα παραπάνω στοιχεία που απαιτούν ορθή πόλωση, όμως θα πρέπει να συνδεθούν σε σειρά με αυτά δίοδοι ελεύθερης διέλευσης). Παρατηρούμε λοιπόν ότι οι αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή ρεύματος αποτελούν το δυϊκό ανάλογο των αντιστροφέων που τροφοδοτούνται από πηγή τάσης. Επειδή στην πράξη χρησιμοποιούνται κατά κόρον οι αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή τάσης και παρουσιάζουν μεγαλύτερο ενδιαφέρον, στη συνέχεια θα αναλύσουμε τη λειτουργία των αντιστροφέων πηγής τάσης, ενώ το δυϊκό ανάλογο θα ισχύει για τους αντιστροφείς πηγής ρεύματος.

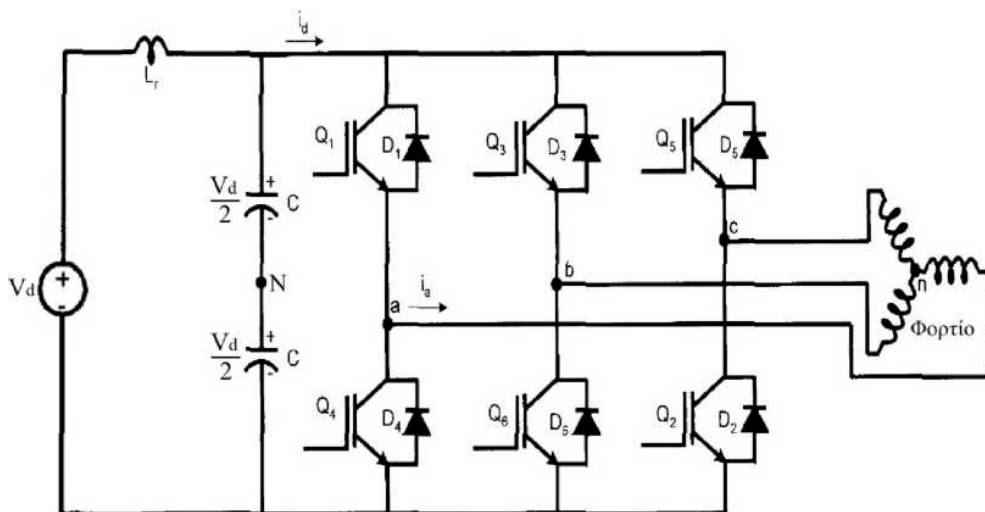
Ειδικότερα στο κεφάλαιο αυτό θα αναλύσουμε την τοπολογία των τριφασικών αντιστροφέων πηγής τάσης, θα μελετήσουμε τις διάφορες λειτουργικές τους καταστάσεις και θα παρουσιάσουμε τις σημαντικότερες και συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες τεχνικές ελέγχου των τριφασικών αντιστροφέων πηγής τάσης.

3.3.2 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

Οι τοπολογίες αντιστροφέων πηγής τάσης που έχουν προταθεί είναι πολλές και διαφορετικές και σε κάθε εφαρμογή θα πρέπει να επιλέγεται η κατάλληλη. Η τυπική και απλούστερη τοπολογία αντιστροφέα που αφορά τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας που παράγει έξι επίπεδα (πέντε διακριτά) τάσης εξόδου στα άκρα του φορτίου. Αμέσως παρακάτω φαίνεται η συνδεσμολογία ενός τέτοιου αντιστροφέα (σχήμα 3.10).

Όπως βλέπουμε και στο σχήμα ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από έξι ημιαγωγικούς διακόπτες (που συμβολίζονται με Q_i , $i=1,2,\dots,6$) αντιπαράλληλα με τους οποίους συνδέονται οι αντίστοιχες δίοδοι ελεύθερης διέλευσης (που συμβολίζονται με D_i ,

$i=1,2,\dots,6$). Παρατηρούμε ότι στην είσοδο παράλληλα με την πηγή συνεχούς τάσης υπάρχει ένας χωρητικός καταμεριστής τάσης που αποτελείται από δύο όμοιους πυκνωτές και στα άκρα του καθενός υπάρχει τάση ίση με το μισό της τάσης της πηγής. Σκοπός του καταμεριστή είναι να δημιουργηθεί ένας κόμβος αναφοράς ανάμεσα στους δύο πυκνωτές (συμβολίζεται με το N) για τη μέτρηση των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα πάνω στο φορτίο που συνδέεται σε τρίγωνο (ο κόμβος αυτός θα μπορούσε να είναι και νοητός χωρίς να απαιτείται η φυσική ύπαρξη του καταμεριστή). Η συνεχής τάση εισόδου μπορεί να προέλθει, όπως έχουμε εξηγήσει στο πρώτο κεφάλαιο, είτε από μια πηγή συνεχούς τάσης (λ.χ. συσσωρευτές, φωτοβολταϊκές συστοιχίες, κυψέλες καυσίμου κλπ.) είτε από ανόρθωση της μονοφασικής ή της τριφασικής εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου. Το κύκλωμα του αντιστροφέα αποτελείται από τρεις κλάδους (ημιγέφυρες) με δύο ημιαγωγικά στοιχεία η κάθε μια. Οι ημιγέφυρες παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120° , ώστε να δημιουργηθούν οι τριφασικές κυματομορφές τάσης. Στην έξοδο του αντιστροφέα λαμβάνουμε τριφασική εναλλασσόμενη τάση, η μορφή της οποίας εξαρτάται από τον τρόπο με τον οποίο χειριζόμαστε (ανοίγουμε και κλείνουμε) τους ημιαγωγικούς διακόπτες όπου στην περίπτωση μας είναι IGBT's.



Σχήμα 3.11 Τυπική τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας

Ο χειρισμός των ημιαγωγικών διακοπών γίνεται μέσω κατάλληλης παλμοδότησης στην πύλη τους. Για τους περισσότερους τύπους των χρησιμοποιούμενων διακοπών (όπως λ.χ. IGBTs) το ημιαγωγικό στοιχείο χρειάζεται να λαμβάνει έναν παλμό τάσης στην πύλη του καθ' όλη τη χρονική διάρκεια που άγει, με εξαίρεση τα θυρίστορς, τα οποία αρκεί να λάβουν έναν παλμό πυροδότησης μικρής χρονικής διάρκειας. Ο αντιστροφέας του παραπάνω

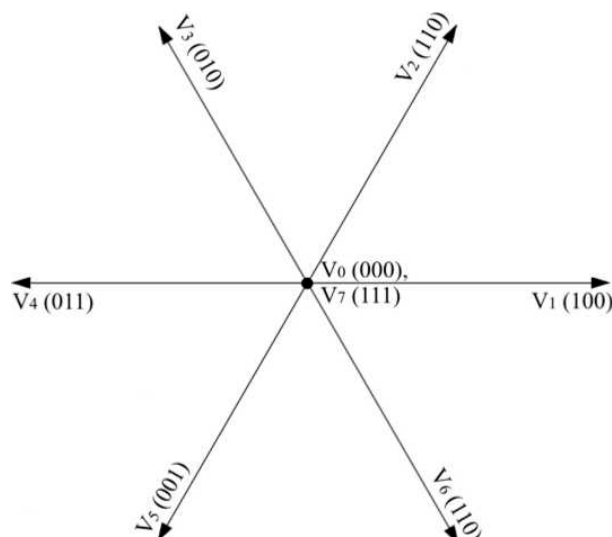
σχήματος διαθέτει οκτώ διαφορετικούς συνδυασμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του. Θα πρέπει να έχουμε υπόψη μας κατά τη μέτρηση των δυνατών συνδυασμών ότι δεν είναι δυνατόν να είναι κλειστοί ταυτόχρονα αμφότεροι οι διακόπτες ενός κλάδου της γέφυρας (λ.χ. ο Q_1 και ο Q_4) καθώς τότε θα έχουμε βραχυκύκλωμα στα άκρα της πηγής συνεχούς τάσης). Επομένως υπάρχουν οκτώ διαφορετικά διανύσματα τάσης εξόδου τα οποία φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.11). Η αρχή λειτουργίας του αντιστροφέα στηρίζεται στην ιδέα ότι επιλέγουμε κάθε φορά και για κατάλληλο χρόνο εκείνο το διάνυσμα τάσης (μέσω του χειρισμού των κατάλληλων διακοπών) που θα επιτρέψει στην τάση εξόδου του αντιστροφέα να προσεγγίζει όσο το δυνατόν περισσότερο την επιθυμητή. Ο χειρισμός αυτός των διακοπών για την επιλογή του κατάλληλου διανύσματος τάσης γίνεται με κατάλληλο αλγόριθμο ελέγχου.

Στο σχήμα 3.11 φαίνονται τα διανύσματα της τάσης εξόδου ενός τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας και εντός παρενθέσεως φαίνονται οι χειρισμοί που πρέπει να γίνουν στους τρεις άνω διακόπτες των τριών κλάδων του, ώστε να πάρουμε το εκάστοτε διάνυσμα, η κωδικοποίηση έχει ως εξής:

1→Διακόπτης κλειστός

0→Διακόπτης ανοιχτός

ενώ οι εντολές προς τους τρεις κάτω διακόπτες είναι οι συζυγείς των εντολών για τους άνω, διότι όπως προαναφέρθηκε δεν επιτρέπεται δύο διακόπτες του ίδιου κλάδου να είναι ταυτόχρονα κλειστοί).



Σχήμα 3.12 Διανύσματα τάσης εξόδου τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας

Διακρίνουμε δύο κύριες μεθόδους ελέγχου των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα που καθορίζουν τις δύο καταστάσεις λειτουργίας του:

- Τη λειτουργία με Τετραγωνικό Παλμό Τάσης και
- Τη λειτουργία Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation-PWM).

Στη συνέχεια θα αναλύσουμε τις δύο αυτές καταστάσεις λειτουργίας.

3.3.2.1 Λειτουργία Αντιστροφέα με Τετραγωνικό Παλμό Τάσης

Στη λειτουργία με τετραγωνικό παλμό, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα έχει τη μορφή τετραγωνικού παλμού (εξ' ου και η ονομασία). Ο τετραγωνικός αυτός παλμός απέχει παρασάγγας από την ιδανική ημιτονοειδή κυματομορφή τάσεως. Από την ανάλυση της κυματομορφής του τετραγωνικού παλμού κατά Fourier βλέπουμε ότι έχει πλούσιο αρμονικό περιεχόμενο. Η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα του τετραγωνικού παλμού που είναι ημιτονοειδής προσεγγίζει απλώς την επιθυμητή ημιτονοειδή τάση εξόδου. Η πραγματική τάση εξόδου όμως, που είναι τετραγωνικός παλμός, φέρει πέραν της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας και όλο εκείνο το ανώτερο αρμονικό περιεχόμενο που συνεπάγεται κάθε τετραγωνικός παλμός. Οι κυματομορφές εξόδου του αντιστροφέα του σχήματος 3.10 για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης φαίνονται στο σχήμα 3.12. Από την ανάλυση κατά Fourier των κυματομορφών αυτών τόσο για τις φασικές όσο και για τις πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα έχουμε τις παρακάτω αναλυτικές εκφράσεις:

$$V_{aN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right] \quad (3.5)$$

$$V_{bN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right] \quad (3.6)$$

$$V_{cN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right] \quad (3.7)$$

$$V_{ab} = V_{aN} - V_{bN} =$$

$$= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + \dots \right] \quad (3.8)$$

$$V_{bc} = V_{bN} - V_{aN} =$$

$$= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \dots \right] \quad (3.9)$$

$$V_{ca} = V_{cN} - V_{aN} =$$

$$= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + \dots \right] \quad (3.10)$$

όπου V_d η συνεχής τάση εισόδου. Σημειώνεται ότι στις πολικές τάσεις, όπως ήταν αναμενόμενο, το πλάτος είναι $\sqrt{3}$ φορές το πλάτος της φασικής τάσης, ενώ η πολική τάση προηγείται κατά 30° της αντίστοιχης φασικής. Οι τάσεις στα άκρα του συνδεδεμένου σε αστέρα φορτίου θα είναι ίσες με τη διαφορά δυναμικού μεταξύ της εκάστοτε φάσης εξόδου του αντιστροφέα (a,b,c) και του κοινού μη γειωμένου κόμβου του αστέρα του φορτίου (n). Αξίζει στο σημείο αυτό να σημειωθεί ότι η τιμή της τάσης σε κάθε μια από τις φάσεις εξόδου του αντιστροφέα (a,b,c) αναφέρεται στον κόμβο αναφοράς (N), ο οποίος δεν έχει το ίδιο δυναμικό με τον κοινό κόμβο του αστέρα του φορτίου (n) (σχήμα 3.13). Έτσι από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 3.13 βλέπουμε ότι η τάση στα άκρα του φορτίου προκύπτει από έναν νόμο τάσεων Kirchhoff (για την κάθε φάση) και δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$V_{aN} = V_{an} + V_{nN} \quad (3.11)$$

$$V_{bN} = V_{bn} + V_{nN} \quad (3.12)$$

$$V_{cN} = V_{cn} + V_{nN} \quad (3.13)$$

Από την πρόσθεση των παραπάνω εξισώσεων (3.10-3.12) κατά μέλη και γνωρίζοντας ότι για το συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων του φορτίου ισχύει $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ λαμβάνουμε τη σχέση:

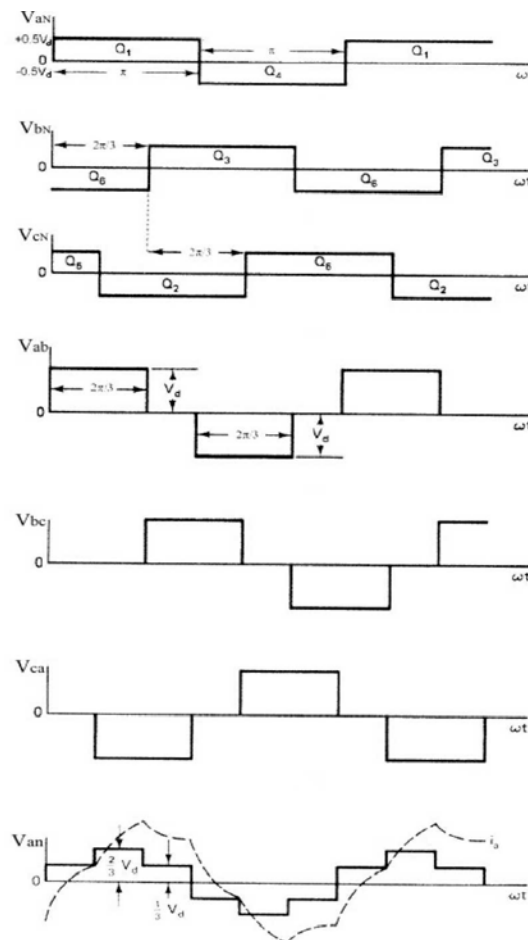
$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 3 \cdot V_{nN} \rightarrow V_{nN} = \frac{1}{3} (V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}) \quad (3.14)$$

Επομένως αντικαθιστώντας την σχέση 3.13 στις σχέσεις 3.10-3.12 και γνωρίζοντας τις τάσεις εξόδου του αντιστροφέα ως προς τον κόμβο αναφοράς N από τις σχέσεις 3.4-3.6 (οι οποίες παριστάνονται και γραφικά στα τρία πρώτα διαγράμματα του σχήματος 3.12) μπορούμε να υπολογίσουμε τόσο αναλυτικά όσο και γραφικά την τάση στα άκρα του φορτίου. Έχουμε:

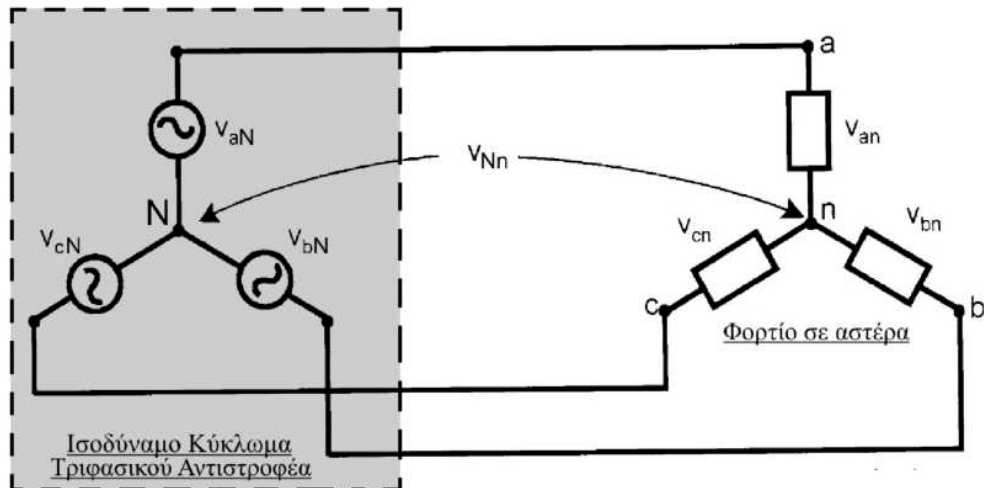
$$V_{om} = \frac{2}{3} \cdot V_{aN} - \frac{1}{3} \cdot V_{hN} - \frac{1}{3} \cdot V_{cN} \tag{3.15}$$

και από το τελευταίο διάγραμμα του σχήματος 3.12 βλέπουμε την μορφή της V_{an} .

Αν παρατηρήσουμε πιο προσεκτικά τη μορφή της παρατηρούμε ότι προκύπτει από την υπέρθεση τριών τάσεων με τους κατάλληλους συντελεστές, όπως φαίνεται από τη σχέση 3.14. Ομοίως προκύπτουν και οι δύο άλλες τάσεις στα άκρα του φορτίου. Η θεμελιώδης της τάσης στα άκρα του φορτίου εμφανίζει διαφορά φάσης 30° από την αντίστοιχη θεμελιώδη της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Επειδή οι φασικές και οι πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα είναι τετραγωνικοί παλμοί και η τάση στα άκρα του φορτίου παρουσιάζει έξι (πέντε διακριτές) στάθμες, ο αντιστροφέας αυτός, σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας, ονομάζεται αντιστροφέας με τετραγωνικό παλμό τάσης ή αντιστροφέας έξι επιπέδων τάση. Για γραμμικό και συμμετρικό τριφασικό φορτίο, οι κυματομορφές του ρεύματος είναι επίσης συμμετρικές.



Σχήμα 3.13 Κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως σε συνδεσμολογία γέφυρας του σχήματος 3.10 για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης



Σχήμα 3.14 Ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα και φορτίο σε αστέρα στο οποίο φαίνονται οι μελετώμενες τάσεις

Η λειτουργία του αντιστροφέα με τετραγωνικό παλμό τάσης είναι ιδιαίτερα απλή, επιτρέπει τον εύκολο έλεγχο του και παρουσιάζει πολύ μικρές διακοπτικές απώλειες, καθώς γίνονται μόνο έξι μεταγωγές των ημιαγωγικών διακοπών ανά περίοδο. Ταυτόχρονα αποτελεί μια ουσιαστική και συνάμα απλή προσέγγιση για την κατανόηση της λειτουργίας του αντιστροφέα. Η λειτουργία αυτή, όμως, στην πράξη συνήθως δεν χρησιμοποιείται καθώς παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά μειονεκτήματα και κυρίως μεγάλες αρμονικές συνιστώσες στο ρεύμα και στην τάση, χαμηλών γενικά συχνοτήτων (μικρής τάξης). Συνεπώς προκαλεί μεγάλη αρμονική παραμόρφωση στην τάση και στο ρεύμα, η οποία για να μειωθεί απαιτεί τη χρήση ογκωδέστατων και ακριβών βαθυπερατών φίλτρων.

Στην πράξη έχει επικρατήσει η λειτουργία του αντιστροφέα με την τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation-PWM), που αναλύεται στην επόμενη παράγραφο.

3.3.2.2 Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)

Η τεχνική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM) είναι ιδιαίτερα δημοφιλής και κατά κόρον χρησιμοποιούμενη σε βιομηχανική κλίμακα, ενώ συναντάται σε ολόκληρη τη σχετική με το αντικείμενο βιβλιογραφία.

Η βασική αρχή της τεχνικής αυτής φαίνεται στο σχήμα 3.14. Όπως βλέπουμε το εύρος των παλμών των τάσεων για τις τρεις φάσεις διαμορφώνεται μέσα από τη σύγκριση μιας τριγωνικής κυματομορφής (φορέας-carrier) με τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές, μιας για την κάθε φάση. Η τριγωνική κυματομορφή που ονομάζεται φορέας έχει συχνότητα f_c την

οποία επιλέγουμε κατάλληλα, ενώ οι τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς συνιστούν ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα με συχνότητα f ίση με τη θεμελιώδη. Τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών καθορίζουν τα σημεία μεταγωγής των ημιαγωγικών διακοπών. Συγκεκριμένα στο δεύτερο διάγραμμα του σχήματος 3.14 φαίνεται η τάση εξόδου στη φάση a του αντιστροφέα, V_{aN} (βλέπε σχήμα 3.13), η οποία όπως βλέπουμε εμφανίζει παλμούς το εύρος των οποίων μεταβάλλεται σύμφωνα με το ημίτονο αναφοράς (αρχικά μικρό εύρος θετικών παλμών που σταδιακά μεγαλώνει, γίνεται μέγιστο, στη συνέχεια μικραίνει συνεχώς και αρχίζει να αυξάνεται το εύρος των αρνητικών παλμών που εν συνεχεία γίνεται μέγιστο και τέλος το εύρος των αρνητικών παλμών μικραίνει και πάλι). Η τάση αυτή προκύπτει στην έξοδο από τον κατάλληλο χειρισμό των ημιαγωγικών διακοπών Q_1 και Q_4 της ημιγέφυρας της φάσης a . Συγκεκριμένα στην πύλη του ημιαγωγικού διακόπτη Q_1 εφαρμόζεται μια κυματομορφή ίδια με την δεύτερη κυματομορφή του σχήματος 3.14 χωρίς όμως τους αρνητικούς παλμούς και με το οριζόμενο από τον κατασκευαστή του ημιαγωγικού στοιχείου πλάτος. Στον Q_4 εφαρμόζεται η συμπληρωματική κυματομορφή αυτής του Q_1 , επειδή οι δύο αυτοί διακόπτες βρίσκονται στον ίδιο κλάδο και δεν πρέπει να άγουν ταυτόχρονα διότι σε αυτή την περίπτωση βραχυκυκλώνουν την πηγή συνεχούς τάσης. Με αντίστοιχο τρόπο δημιουργούνται οι τάσεις εξόδου και για τις δύο άλλες φάσεις, ενώ σημειώνεται ότι ο ίδιος φορέας μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τις τρεις φάσεις εξόδου.

Η παρουσίαση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα V_{aN} ως σειρά Fourier έχει την ακόλουθη μορφή:

$$V_{aN} = 0,5 \cdot m_f \cdot V_d \cdot \sin(a\omega t + \varphi) + \quad (3.16)$$

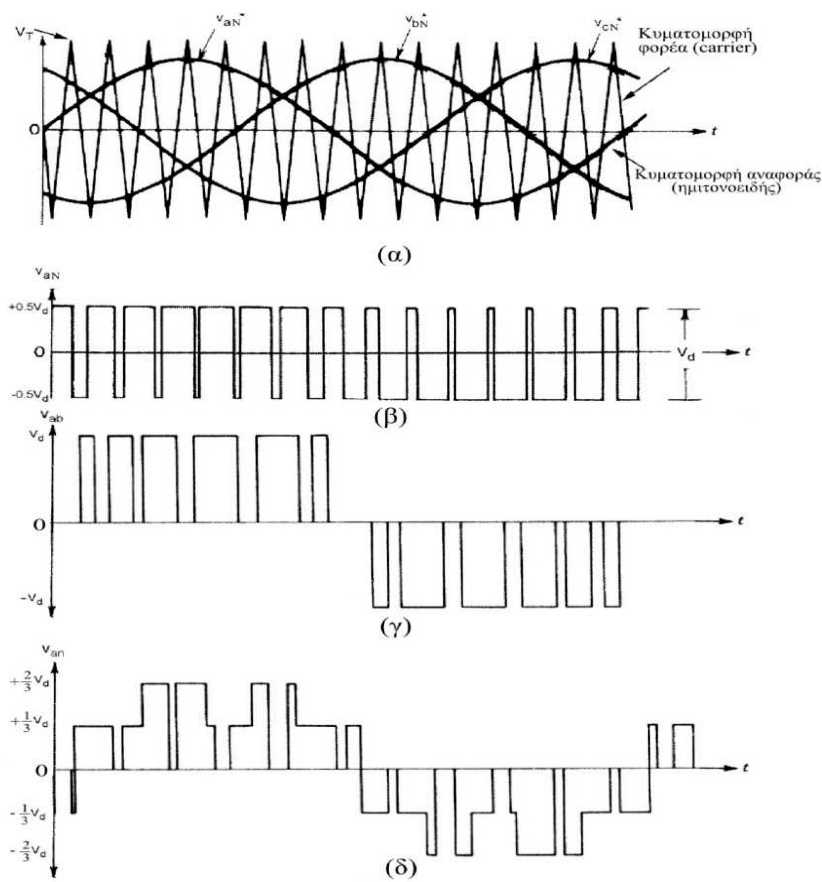
$$\{ \text{Ανώτερες Αρμονικές σε Συχνότητα } (M \cdot a > c \pm N \cdot \omega) \}$$

όπου m_f είναι ο δείκτης διαμόρφωσης, ω η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα σε rad/s και φ η φασική μετατόπιση της εξόδου που προκύπτει από τη σχετική θέση του φορέα και της κυματομορφής αναφοράς για την εκάστοτε φάση. Ο δείκτης διαμόρφωσης είναι ένα σημαντικό μέγεθος που ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης τιμής της κυματομορφής αναφοράς (πλάτος) προς τη μέγιστη τιμή V_T (πλάτος) της τριγωνικής κυματομορφής του φορέα και δίνεται από τη σχέση:

$$m_f = \frac{V_{an}}{V_T} \quad (3.17)$$

ενώ η ίδια σχέση ισχύει και για όλες τις φάσεις. Γενικά ο δείκτης διαμόρφωσης μπορεί να πάρει τιμές από 0 έως 1 δίνοντας μια γραμμική σχέση μεταξύ της κυματομορφής αναφοράς και της κυματομορφής της τάσης εξόδου. Στην περιοχή αυτή γραμμικής λειτουργίας ο

αντιστροφέας μπορεί να θεωρηθεί ως γραμμικός ενισχυτής τάσης. Για $m_f=1$ η μέγιστη τιμή (πλάτος) της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα μεταξύ μιας φάσεως και του κόμβου αναφοράς N είναι $0,5 \cdot V_d$ που είναι ίση με το 78,55% του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της αντίστοιχης τάσης για λειτουργία τετραγωνικού παλμού (4π). Στην πράξη η μέγιστη τάση εξόδου στη γραμμική περιοχή μπορεί να ανέλθει στο 90,7% της μέγιστης τάσης για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης, αν στις κυματομορφές αναφοράς υπερθέσουμε κατάλληλες κυματομορφές τρίτων αρμονικών. Για $m_f=0$ η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι ένας τετραγωνικός παλμός με συντελεστή χρησιμοποίησης 0,5 και συχνότητα ίση με τη συχνότητα του τριγωνικού φορέα.



Σχήμα 3.15 Κυματομορφές δημιουργίας των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα για λειτουργία με την τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης παλμών (SPWM).

Διαδοχικά φαίνονται (α) οι συγκρινόμενες κυματομορφές, (β) η τάση εξόδου του αντιστροφέα ως προς τον κόμβο αναφοράς N, (γ) η πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα μεταξύ των φάσεων a και b και (δ) η τάση στα άκρα του φορτίου.

Όπως και στην λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης, βλέπουμε (σχήμα 3.14) ότι και στην τεχνική της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης του εύρους των παλμών (SPWM) εμφανίζεται

αρμονική παραμόρφωση στην τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η αρμονική αυτή παραμόρφωση είναι αναπόφευκτη και οφείλεται στη μη γραμμικότητα των ημιαγωγικών στοιχείων. Από μια ανάλυση όμως κατά Fourier της τάσης εξόδου του αντιστροφέα που έχει προκύψει με εφαρμογή της τεχνικής SPWM διακρίνουμε ότι η τεχνική αυτή παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα. Οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες βρίσκονται στις κυκλικές συχνότητες $(M \cdot \omega_c \pm N \cdot \omega)$, όπου M και N ακέραιοι και $M+N$ =άρτιος ακέραιος αριθμός. Αυτό σημαίνει ότι οι συχνότητες στις οποίες βρίσκονται οι αρμονικές αυτές καθορίζονται από την συχνότητα του φορέα (ω_c) και ως εκ τούτου είναι ελέγξιμες. Επιλέγοντας λοιπόν μια υψηλή συχνότητα φορέα, εφόσον το επιτρέπει και η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων, μπορούμε να μετατοπίσουμε τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες σε υψηλές συχνότητες, μειώνοντας το μέγεθος και το κόστος των φίλτρων που απαιτούνται για την καταστολή τους. Πολλές φορές μάλιστα δεν απαιτείται η χρήση φίλτρων αφού η κυματομορφή του ρεύματος προσεγγίζει πρακτικά ένα ημίτονο. Στο σημείο αυτό θα ορίσουμε ένα νέο μέγεθος που ονομάζεται ανηγμένη συχνότητα φορέα και δίνεται από τη σχέση:

$$F_{nc} = \frac{f_c}{f} = \frac{\omega_c}{\omega} \quad (3.18)$$

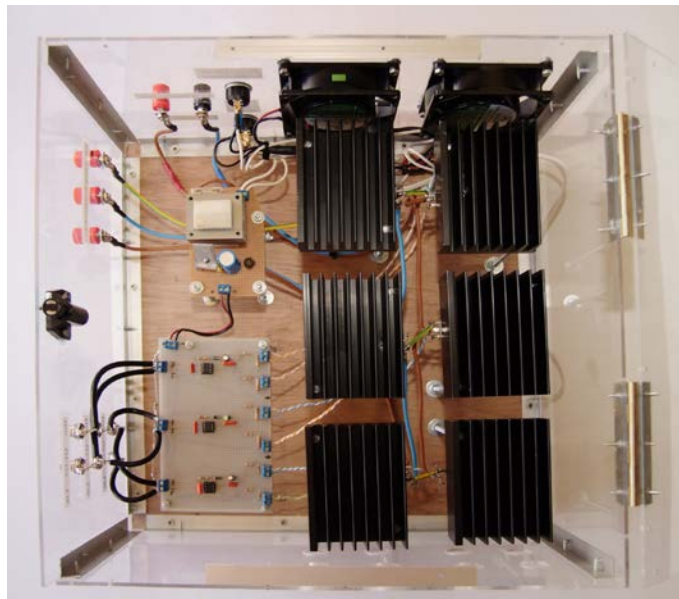
όπου ο δείκτης c αναφέρεται στον φορέα και στον παρονομαστή βρίσκεται η θεμελιώδης συχνότητα. Με χρήση του ορισμού αυτού βλέπουμε ότι οι ανώτερες αρμονικές βρίσκονται σε συχνότητες $\omega (M \cdot F_{nc} \pm N)$. Τέλος μπορεί ναδειχτεί ότι το πλάτος των ανώτερων αρμονικών είναι ανεξάρτητο της ανηγμένης συχνότητας φορέα και μειώνεται για μεγαλύτερες τιμές των M και N .

4^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ”

4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλύσουμε τα τμήματα, από τα οποία αποτελείται ο τριφασικός Αντιστροφέας της κατασκευής μας, καθώς και τα στοιχεία από τα οποία αποτελείται το κάθε τμήμα. Θα παρουσιάσουμε, επίσης, πλούσιο φωτογραφικό υλικό από τις φάσεις της κατασκευής και των επιμέρους τμημάτων. Στη διπλανή εικόνα βλέπουμε μία κάτοψη της κατασκευής.



Σχήμα 4.1 Κάτοψη Inverter

Η κατασκευή, λοιπόν, απαρτίζεται από τα εξής μέρη:

- **Το Κύκλωμα Ισχύος**, το οποίο στηρίζεται σε έξι ημιαγωγούς IGBT IXGH30N60BD1 της εταιρίας IXYS, συνδεδεμένους ανά δύο σε τρεις ημιγέφυρες. Για κάθε έναν από τους έξι ημιαγωγούς αντιστοιχεί και μία ψύκτρα 5cm x 10cm, πάνω στην οποία είναι τοποθετημένος.
- **Το Κύκλωμα Οδήγησης των IGBT**, το οποίο είναι «χτισμένο» γύρω από το ολοκληρωμένο κύκλωμα της εταιρίας Fairchild FAN7382. Έχουν χρησιμοποιηθεί τρία ολοκληρωμένα, ένα για να ελέγχει κάθε ημιγέφυρα.

- **Το Κύκλωμα Τροφοδοσίας του κυκλώματος οδήγησης**, το οποίο δέχεται την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου (~230V) και τη μετασχηματίζει σε συνεχή τάση 15V, την οποία χρειάζεται το FAN7382 για να λειτουργήσει.
- **Τα Περιφερειακά στοιχεία**, στα οποία περιλαμβάνονται οι ανεμιστήρες (coolers), οι διακόπτες, οι BNC connectors, οι μπόρνες και βέβαια το κουτί, το οποίο «φιλοξενεί» την όλη κατασκευή.

4.2 Το Κύκλωμα Ισχύος

Το κύκλωμα ισχύος είναι, στην ουσία, η «καρδιά» της διάταξης του τριφασικού αντιστροφέα καθώς εκεί είναι, που γίνεται η αντιστροφή της συνεχούς τάσης, σε εναλλασσόμενη. Στο *σχήμα 4.2* βλέπουμε μία κάτοψη του κυκλώματος ισχύος από την κατασκευή:

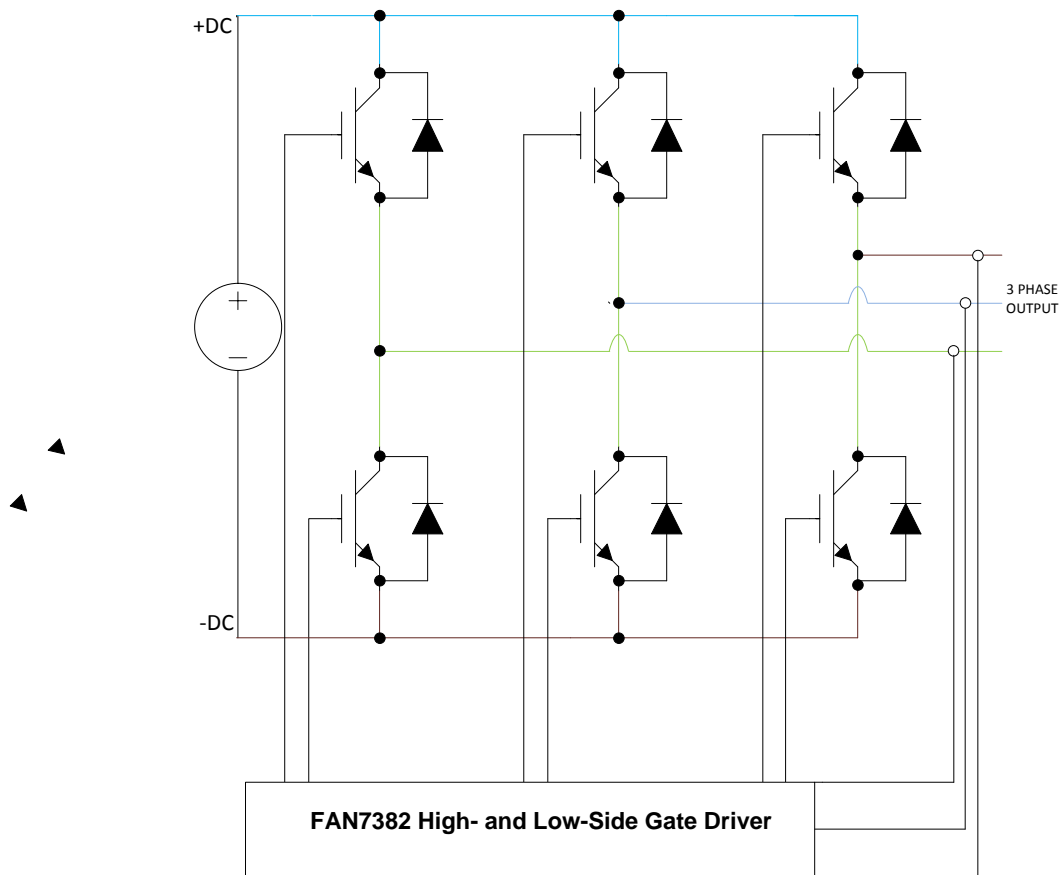


Σχήμα 4.2 Κάτοψη του κυκλώματος ισχύος

Όπως μπορεί να δει κανείς από την παραπάνω φωτογραφία του αντιστροφέα, τα IGBT είναι βιδωμένα και καλά στερεωμένα πάνω σε ‘εύσωμες’ ψήκτρες. Η δε ‘πλάτη’ των IGBT φέρει ειδική αλοιφή απαγωγής της θερμότητας, ενώ έχουμε χρησιμοποιήσει και ανεμιστηράκια (coolers) για την καλύτερη ψύξη τους όταν λειτουργεί ο αντιστροφέας.

Όπως προαναφέραμε για την δημιουργία του κυκλώματος ισχύος, χρησιμοποιήσαμε έξι ημιαγωγούς IGBT IXGH30N60BD1, συνδέοντάς τους ανά δύο σε τρεις ημιγέφυρες. Χρησιμοποιήσαμε για τις συνδέσεις μεταξύ των ημιαγωγών καλώδια διατομής $2,5\text{mm}^2$, χρώματος μπλε για την γραμμή η οποία αποτελεί την αρνητική τροφοδοσία, πάνω στην οποία συνδέονται και οι συλλέκτες των IGBT της κάτω σειράς (σχήμα 4.3) και χρώματος καφέ για την γραμμή η οποία αποτελεί την θετική τροφοδοσία, πάνω στην οποία συνδέονται και οι εκπομποί των IGBT της πάνω σειράς (σχήμα 4.3). Ενώ για τη δημιουργία των γεφυρώσεων, μεταξύ συλλεκτών των IGBT της πάνω σειράς και εκπομπών των IGBT της κάτω σειράς, έχουμε χρησιμοποιήσει καλώδιο γείωσης, Όπως βλέπουμε στην παραπάνω εικόνα, έχουμε προσπαθήσει να χρησιμοποιήσουμε όσο το δυνατόν μικρότερα σε μήκος καλώδια καθώς, οι συχνότητες με τις οποίες λειτουργούν τα IGBT θα επηρεάζαν τα μεγαλύτερα σε μήκος καλώδια και αυτά θα λειτουργούσαν σαν κεραίες, εντείνοντας έτσι το πρόβλημα της Ηλεκτρομαγνητικής Παρενόχλησης (EMI), δημιουργώντας έτσι επικίνδυνες συνθήκες μέσα στο κουτί, κατά τη λειτουργία του αντιστροφέα.

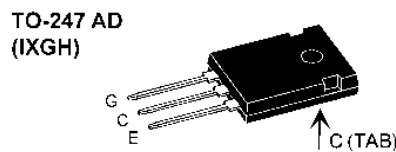
Στο παρακάτω σχήμα (4.3) βλέπουμε μία σχηματική αναπαράσταση του κυκλώματος ισχύος:



Σχήμα 4.3 Σχηματική αναπαράσταση του τριφασικού αντιστροφέα

4.2.1 Χαρακτηριστικά του IGBT IXGH30N60BD1¹

Ο συγκεκριμένος ημιαγωγός έχει ικανότητα για διέλευση 60A σε θερμοκρασία 25°C και 30A σε θερμοκρασία 90°C. Η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση εκπομπού συλλέκτη είναι 600V, ενώ η τάση αγωγής είναι πάντα λιγότερη από 1.8V. Ο χρόνος αγωγής μπορεί να είναι το λιγότερο 100ns και ο χρόνος αποκοπής 200ns. Επίσης αυτό το IGBT διαθέτει και αντιπαράλληλη δίοδο πράγμα πολύ χρήσιμο για τη λειτουργία του αντιστροφέα. Οι μικροί χρόνοι αγωγής και αποκοπής και η ύπαρξη διόδου ελευθέρως διέλευσης ήταν και οι κύριοι λόγοι, που επιλέξαμε το εν λόγω IGBT. Στο *σχήμα 4.4* φαίνεται το ανωτέρω IGBT:



Σχήμα 4.4 Σχέδιο του IGBT IXGH30N60BD1

4.2.2 Απαγωγή θερμότητας με ψύκτρες

Η απαγωγή της θερμότητας από τα ημιαγωγικά στοιχεία είναι ένα πολύ σημαντικό πρόβλημα, το οποίο χρειάζεται να επιλυθεί για τη σωστή και ασφαλή λειτουργία του αντιστροφέα. Κατά τη λειτουργία των ημιαγωγικών στοιχείων οι απώλειες που υπάρχουν μετατρέπονται σε θερμική ενέργεια, η οποία αυξάνει τη θερμοκρασία των στοιχείων. Με την αλόγιστη αύξησή της καθίσταται δυνατό να καταστραφούν τα στοιχεία. Για να αποφευχθεί κάτι τέτοιο, τοποθετούμε τα στοιχεία πάνω σε μία μεταλλική επιφάνεια, συνήθως από αλουμίνιο, η οποία είναι κατάλληλα διαμορφωμένη για να απάγει μεγάλα ποσά θερμότητας σε σχέση με το μέγεθος της. Το μεταλλικό αυτό αντικείμενο λέγεται ψυκτικό σώμα ή απαγωγός θερμότητας (ψύκτρα) και έχει πολλές πτυχώσεις, έτσι ώστε να μεγιστοποιεί το εμβαδόν του χωρίς να αυξηθεί ο όγκος του. Με αυτόν τον τρόπο



Σχήμα 4.5 Ψύκτρα 10cmx7,5cm

¹ Στο παράρτημα 2.1 παρουσιάζονται αναλυτικά τα datasheets του IGBT

μπορεί να μεταφέρει περισσότερη ενέργεια στο περιβάλλον από την επιφάνεια του στοιχείου. Στην κατασκευή αυτή χρησιμοποιήσαμε 6 ψύκτρες διαστάσεων 10cmx7.5cm. Στο *σχήμα 4.5* βλέπουμε μία από τις ψύκτρες που χρησιμοποιήσαμε.

Για τον υπολογισμό των απωλειών ισχύος λόγω της απαγωγού θερμότητας χρησιμοποιήσαμε τις ακόλουθες σχέσεις:

$$T_j = T_a + P_D (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}) \Rightarrow P_D = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}} \quad (4.1)$$

Όπου:

T_j : Η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας της επαφής του αγωγού

T_a : Η θερμοκρασία περιβάλλοντος

P_D : Η συνολική ισχύς απωλειών των στοιχείων

$R_{\theta_{jc}}$: Η θερμική αντίσταση μεταξύ επαφής του αγωγού και περιβλήματος του ημιαγωγού

$R_{\theta_{cs}}$: Η θερμική αντίσταση περιβλήματος του ημιαγωγού και ψύκτρας

$R_{\theta_{sa}}$: Η θερμική αντίσταση μεταξύ ψύκτρας και περιβάλλοντος

Θεωρώντας για τις συνθήκες εφαρμογές την θερμοκρασία περιβάλλοντος $T_a=50\text{ C}^\circ$ και με βάση τα δεδομένα από τα datasheets του IGBT έχουμε: $T_{j\max}=150\text{ C}^\circ$, $R_{\theta_{jc}}=0,62\text{ C}^\circ/\text{W}$, $R_{\theta_{cs}}=0,25\text{ C}^\circ/\text{W}$. Ωστόσο λόγω της θερμοαγωγίμης πάστας που χρησιμοποιήσαμε, θεωρούμε την επαφή μεταξύ του περιβλήματος του ημιαγωγού και της ψύκτρας πολύ καλή, οπότε την $R_{\theta_{cs}}$ τη θεωρούμε μηδενική.

Επίσης πρέπει να θεωρήσουμε ότι η T_j , δεν είναι μονίμως στη μέγιστη τιμή της άρα:

$$T_j = 0.9 * T_{j\max} = 0.9 * 150 = 135\text{ C}^\circ \quad (4.2)$$

Από τις δύο παραπάνω σχέσεις και δεχόμενοι την $R_{\theta_{sa}}=7,35\text{ C}^\circ/\text{W}$, θα βρούμε την P_D :

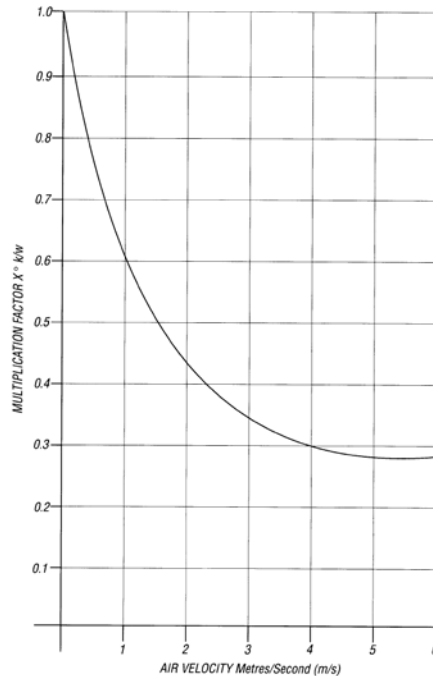
$$P_D = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}} = \frac{135 - 50}{0,62 + 7,35} = \frac{85}{7,97} = 10,66\text{W} \quad (4.3)$$

Άρα για κάθε ένα από τα IGBT έχουμε απώλειες ισχύος στα 10.66 W. Άρα για τα έξι IGBT έχουμε $P_{D\max} = 63,96\text{W}$ ισχύος, που μπορούν να καταναλωθούν, χωρίς να ξεπεράσει η θερμοκρασία τους 135 C° .

Δεδομένης όμως, της ύπαρξης των δύο cooler, ένα για την 'πάνω' και ένα για την 'κάτω' σειρά, όπως φαίνεται και στο *σχήμα 4.1* και ενεργοποιώντας τα, η θερμική αντίσταση των ψυκτρών μειώνεται. Θεωρώντας, λοιπόν, την ταχύτητα του αέρα 4m/s η $R_{\theta_{sa}}$ θα είναι $0,3 * 7,35\text{ C}^\circ/\text{W} = 2,205\text{ C}^\circ/\text{W}$ (από *σχήμα 4.6*) άρα, βλέπουμε ότι για κάθε Watt καταναλισκόμενης από τον ημιαγωγό ισχύος, η θερμοκρασία πλέον ανεβαίνει μόνο $2,205\text{ C}^\circ$.

Οπότε οι νέες ανεκτές απώλειες P_D θα είναι 30,09W, για κάθε ένα IGBT και 180,54W συνολικά.

$$P_D = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}} = \frac{135 - 50}{0.62 + 2.205} = \frac{85}{2.825} = 30.09W \quad (4.4)$$



Σχήμα 4.6 Σχέση θερμοκρασίας/W - ταχύτητα αέρα

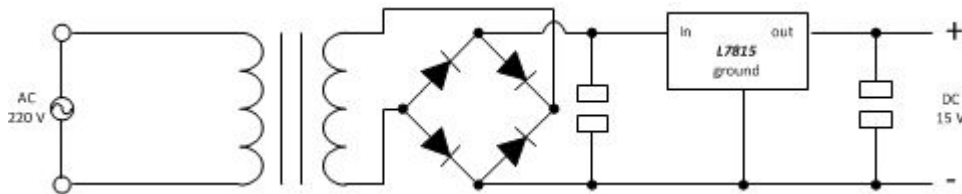
Στο σχήμα 4.7 βλέπουμε μία εικόνα της κατασκευής του κυκλώματος ισχύος σε αρχικό στάδιο. Παρατηρούμε ότι έχουν βιδωθεί οι ψύκτρες στην ξύλινη βάση, με ντίζες διαμέτρου 6mm, δύο για κάθε ψύκτρα. Στο στάδιο αυτό έχουν ανοιχθεί στις ψύκτρες και οι τρύπες για την τοποθέτηση των IGBT. Επίσης βλέπουμε τοποθετημένα και τα ανεμιστηράκια.



Σχήμα 4.7 Αρχικό στάδιο κατασκευής του κυκλώματος ισχύος

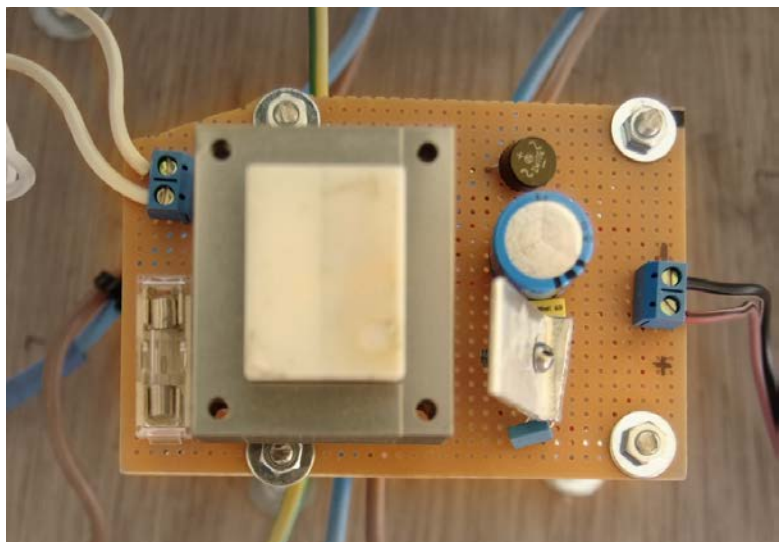
4.3 Κύκλωμα τροφοδοσίας

Όπως αναφέραμε και στην αρχή του κεφαλαίου τα ολοκληρωμένα FAN7382 που χρησιμοποιήσαμε στο κύκλωμα οδήγησης, χρειάζονται για να λειτουργήσουν μία τάση DC 15V. Προκειμένου να πάρουμε αυτήν την τάση, κατασκευάσαμε ένα τροφοδοτικό, το οποίο δέχεται στην είσοδό του την τάση του δικτύου (~230V) και βγάζει στην έξοδό του DC τάση 15V. Στο παρακάτω σχήμα (4.8) παρουσιάζεται μία σχηματική αναπαράσταση του κυκλώματος τροφοδοσίας:



Σχήμα 4.8 Σχηματική αναπαράσταση του κυκλώματος τροφοδοσίας

Για την κατασκευή του κυκλώματος αυτού χρησιμοποιήσαμε έναν μετασχηματιστή 230V AC /15V AC, ισχύος 10VA επαρκέστατη για τα κυκλώματα που θέλουμε να τροφοδοτήσουμε. Στη συνέχεια, μία γέφυρα ανόρθωσης για να μετατρέψουμε την τάση αυτή (~15V) από εναλλασσόμενη σε συνεχή. Έπειτα αυτή η τάση οδηγείται σε έναν σταθεροποιητή τάσης L7815² προκειμένου να σταθεροποιεί την τάση μας στα 15V. Για να έχουμε καλύτερη εξομάλυνση της τάσης τοποθετήσαμε στη είσοδο και στην έξοδο του L7815, έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή 2200μF και έναν πυκνωτή πολυεστέρα 1μF αντίστοιχα, προκειμένου να φιλτράρουν και να εξομαλύνουν την τάση. Στο σχήμα 4.9 παρουσιάζεται το κύκλωμα τροφοδοσίας όπως φαίνεται μέσα στην κατασκευή.

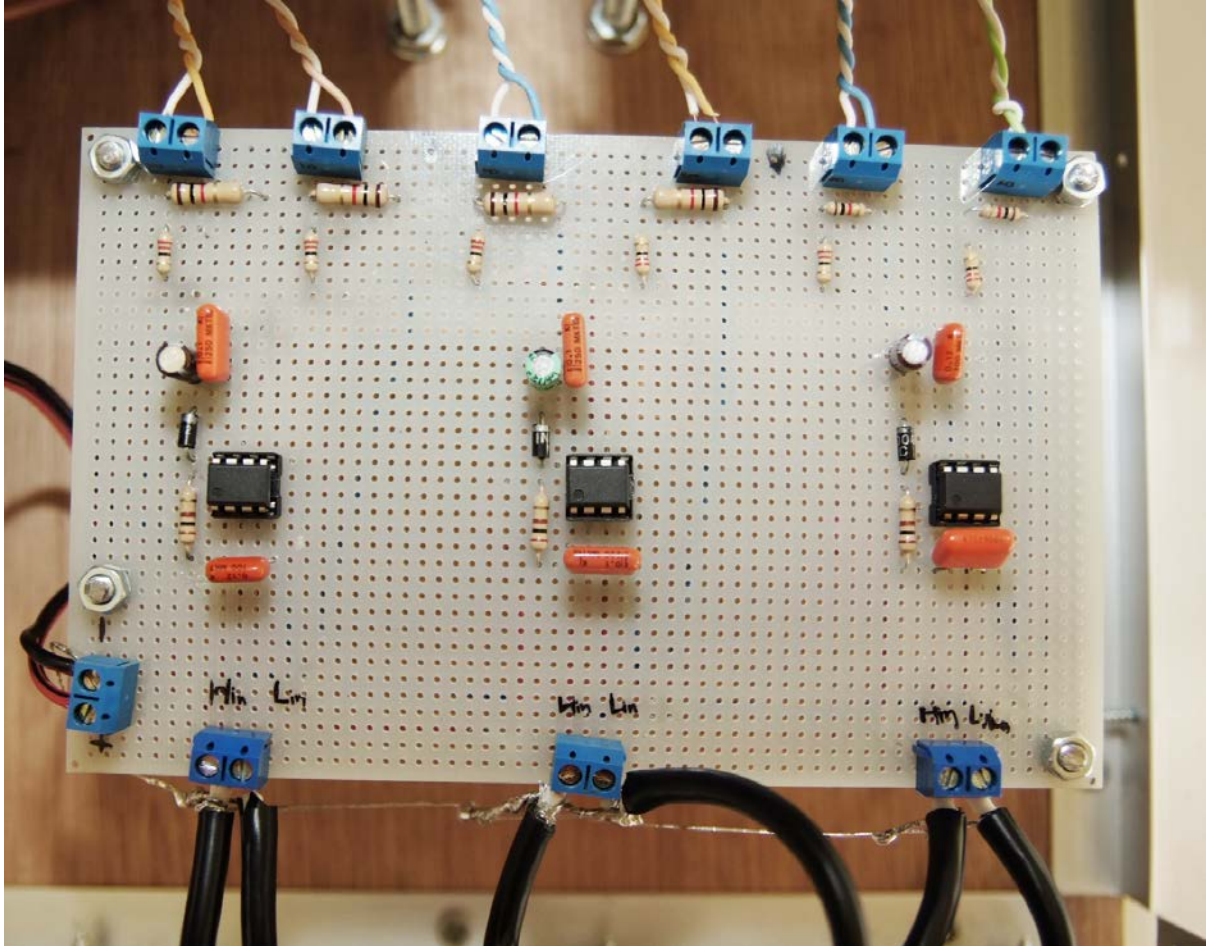


Σχήμα 4.9 Κύκλωμα τροφοδοσίας

² Στο παράρτημα 2.2 παρουσιάζονται αναλυτικά τα datasheets του L7815

4.4 Κύκλωμα Οδήγησης IGBT

Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται το κύκλωμα οδήγησης, όπως φαίνεται μέσα στο κουτί της κατασκευής.

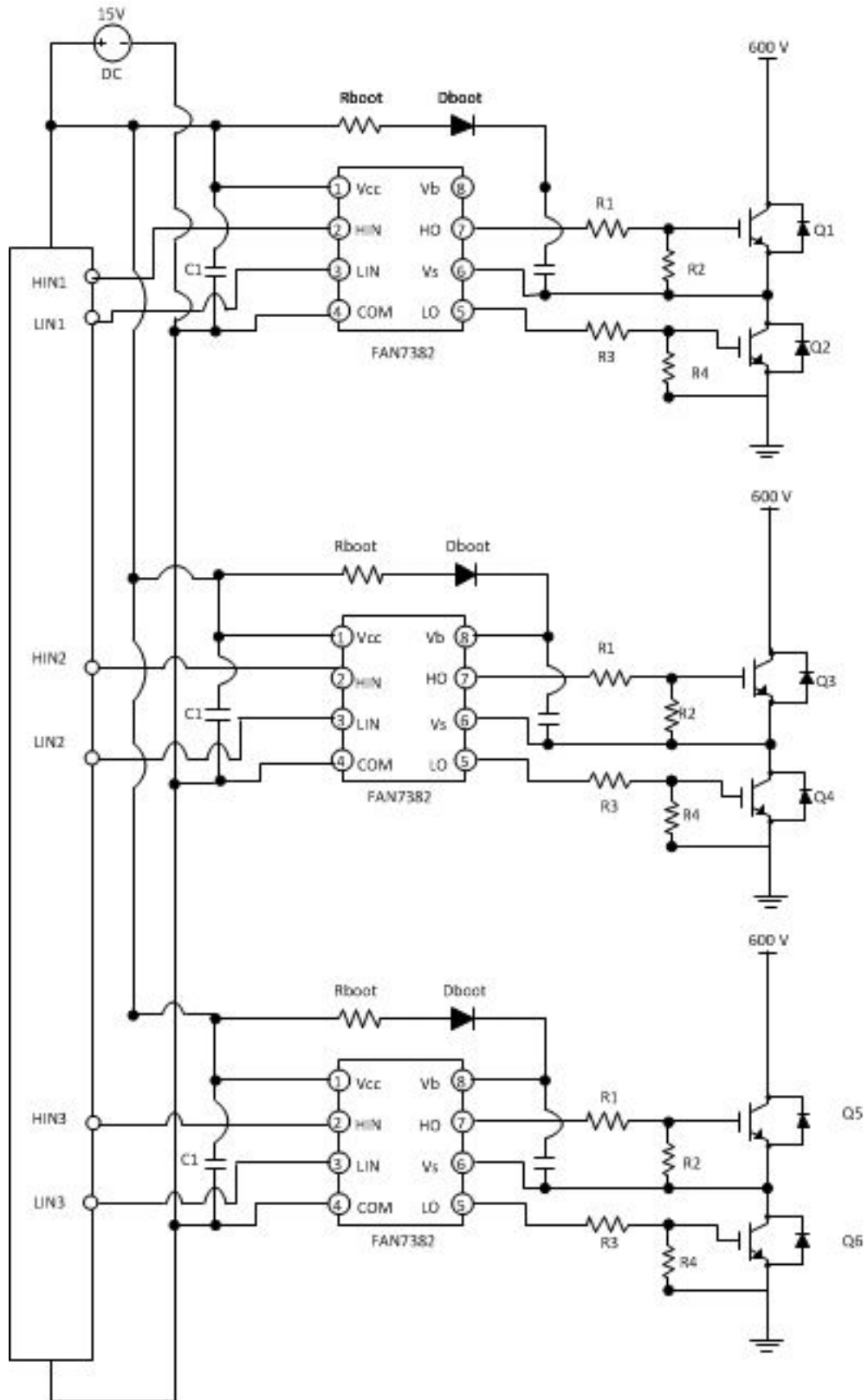


Σχήμα 4.10 Κύκλωμα οδήγησης

Όπως φαίνεται από την παραπάνω εικόνα, το κύκλωμα οδήγησης των IGBT αποτελείται από τρία ίδια υποκυκλώματα τα οποία είναι ‘χτισμένα’ γύρω από το ολοκληρωμένο FAN7382³ της εταιρίας Fairchild, το οποίο μπορεί να οδηγήσει IGBT και MOSFET που είναι κατασκευασμένα να λειτουργούν στα +600V. Η διαδικασία υψηλής τάσης και η τεχνική μείωσης θορύβου, που διαθέτει παρέχουν πολύ σταθερή λειτουργία της υψηλής πλευράς του οδηγού σε περιπτώσεις με υψηλό θόρυβο λόγω υψηλής τιμής $\frac{dv}{dt}$.

Στο σχήμα 4.11 παρουσιάζεται η σχηματική αναπαράσταση του κυκλώματος οδήγησης:

³ Στο παράρτημα 2.3 παρουσιάζονται αναλυτικά τα datasheets του FAN7382.



Σχήμα 4.11 Σχηματική αναπαράσταση του κυκλώματος οδήγησης

Για κάθε ένα από τα τρία υποκυκλώματα, που φαίνονται στο *σχήμα 4.11* χρησιμοποιήσαμε τα εξής στοιχεία:

Πυκνωτής $C_1 = 100\text{nF}$

Αντίσταση $R_{\text{boot}} = 100\Omega$

Δίοδος $D_{\text{boot}} 1\text{N}4001$

Αντίσταση $R_1 = 20\Omega$

Αντίσταση $R_2 = 1\text{k}\Omega$

Αντίσταση $R_3 = 20\Omega$

Αντίσταση $R_4 = 1\text{k}\Omega$

Πυκνωτής C_{boot} είναι δύο πυκνωτές παράλληλα συνδεδεμένοι $10\mu\text{F}$ και 100nF .

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζεται η περιγραφή των ακροδεκτών του FAN7382:

Πίνακας 4.1 Περιγραφή ακροδεκτών FAN7382

Αρίθμηση	Ονομασία	Περιγραφή
1	V _{cc}	Τάση τροφοδοσίας χαμηλής πλευράς
2	HIN	Λογική είσοδος για την έξοδο της υψηλής πλευράς
3	LIN	Λογική είσοδος για την έξοδο της χαμηλής πλευράς
4	COM	Λογική γείωση και επιστροφή της χαμηλής πλευράς
5	LO	Έξοδος της χαμηλής πλευράς
6	V _s	Επιστροφή κυμαινόμενης υψηλή τάσης
7	HO	Έξοδος της υψηλής πλευράς
8	V _B	Κυμαινόμενη τάση υψηλής πλευράς

Ο πυκνωτής C_1 έχει το ρόλο ‘φίλτρου’, καθώς συνδέεται μεταξύ των ακροδεκτών 1 (V_{cc}) και 4 (COM) του οδηγού, όπου η V_{cc} είναι η τάση λειτουργίας του και COM είναι η ‘γείωση’. Με σκοπό να ελατώσει, όσο το δυνατόν περισσότερο, την κυμάτωση της τάσης που δέχεται ο οδηγός στον ακροδέκτη 1 και να διασφαλίσει έτσι την απρόσκοπτη λειτουργία του. Στη συνέχεια η τάση αυτή περνώντας μέσα από τις R_{boot} και D_{boot} , έρχεται στον ακροδέκτη 8 (V_B) και στον ακροδέκτη 6 (V_S) περνώντας μέσα από τους πυκνωτές του C_{boot} .

Η V_S είναι η κυμαινόμενη τάση τροφοδοσίας και η V_B είναι η τάση αντιστάθμισης της υψηλής πλευράς του οδηγού.

Το κύκλωμα που περιέχει τα στοιχεία R_{boot} , D_{boot} και C_{boot} λέγεται κύκλωμα εκκίνησης και είναι πολύ χρήσιμο σε έναν οδηγό πύλης υψηλής τάσης. Αυτό το κύκλωμα λειτουργεί ως εξής :

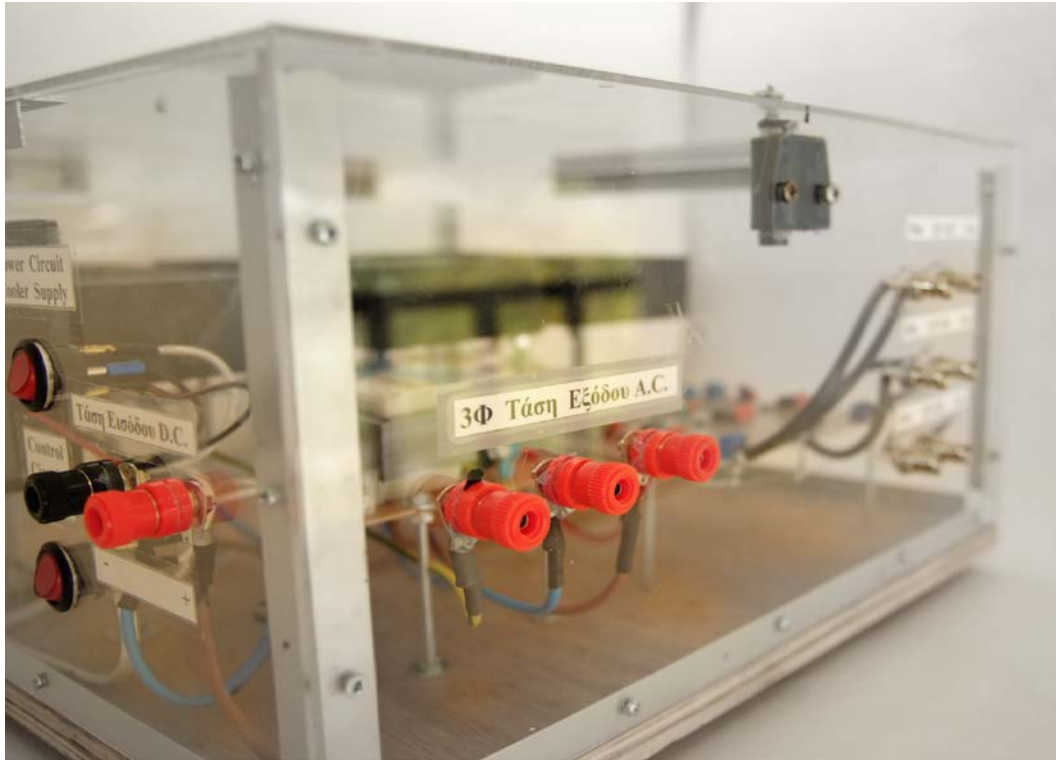
Όταν η τάση V_S πέφτει κάτω από την τάση τροφοδοσίας V_{cc} ή πέφτει προς το δυναμικό της γης (ο διακόπτης της χαμηλής πλευράς ενεργοποιείται και ο διακόπτης της υψηλής πλευράς απενεργοποιείται), ο πυκνωτής εκκίνησης, C_{boot} , φορτίζεται μέσω της αντίστασης εκκίνησης, R_{boot} , και της διόδου εκκίνησης D_{boot} , από τάσης τροφοδοσίας V_{cc} . Αυτό γίνεται λόγω της διαφοράς δυναμικού V_{BS} , όταν η V_S αυξηθεί από το διακόπτη υψηλής πλευράς, η διαφορά δυναμικού V_{BS} αλλάζει και D_{boot} πολώνεται ανάστροφα και εμποδίζει την τάση V_{cc} (ο διακόπτης της χαμηλής πλευράς απενεργοποιείται και ο διακόπτης της υψηλής πλευράς ενεργοποιείται).

Έτσι όταν το Q_2 του αντιστροφέα (σχήμα 4.11) είναι σε κατάσταση αποκοπής, το δυναμικό του εκπομπού του Q_1 ταλαντώνεται εξ' αιτίας του δυναμικού της τάσεως του φορτίου και δεν υπάρχει δυνατότητα οδήγησής του, επειδή το επίπεδο του δυναμικού της πύλης δεν είναι μεγαλύτερο από το δυναμικό του εκπομπού κατά 15 V.

4.5 Περιφερειακά Εξαρτήματα

Τέλος θα αναφερθούμε στα εξαρτήματα που χρησιμοποιήθηκαν και δεν εμπίπτουν σε κάποια από τις παραπάνω κατηγορίες. Αυτά είναι:

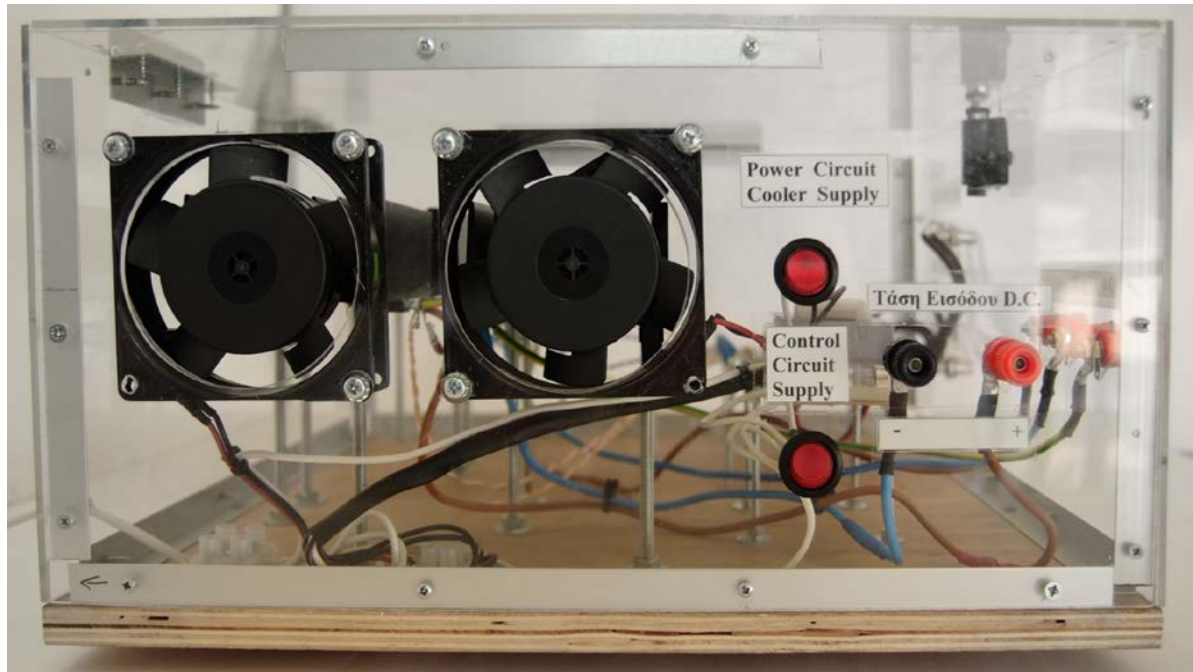
- **Οι μπόρνες** που χρησιμοποιήσαμε ως ακροδέκτες για να δημιουργήσουμε την είσοδο αλλά και την έξοδο του κυκλώματος ισχύος. Για την είσοδο χρησιμοποιήσαμε μία μαύρη και μία κόκκινη μπόρνα, εφόσον θα έχουμε συνεχή τάση, ενώ στην έξοδο χρησιμοποιήσαμε τρεις κόκκινες καθώς θα είναι τριφασική. Στο σχήμα 4.12 βλέπουμε την είσοδο και την έξοδο όπως ακριβώς φαίνονται στην κατασκευή.
- **Οι BNC connectors** που χρησιμοποιήσαμε ως ακροδέκτες εισόδου για τα HIN και LIN των FAN7382, προκειμένου να παλμοδοτηθεί το κύκλωμα οδήγησης και τα οποία παρουσιάζονται στο σχήμα 4.13.
- **Τα ανεμιστήρακια (coolers)**, τροφοδοτούμενα από την τάση του δικτύου (230V) που χρησιμοποιήσαμε για την κυκλοφορία του αέρα μέσα στην κατασκευή, με στόχο την επιπλέον απαγωγή θερμότητας των IGBT (σχήμα 4.14).
- **Οι διακόπτες**, που χρησιμοποιήθηκαν για να ελέγξουμε το κύκλωμα τροφοδοσίας του κυκλώματος οδήγησης και τα coolers, ~230V, δύο θέσεων με ένδειξη LED, οι οποίοι φαίνονται μαζί με τα coolers στην παρακάτω εικόνα (σχήμα 4.14).



Σχήμα 4.12 Ακροδέκτες εισόδου και εξόδου



Σχήμα 4.13 Ακροδέκτες για HIN και LIN του κυκλώματος οδήγησης



Σχήμα 4.14 Διακόπτες ελέγχου και coolers

- **Τέλος το κουτί⁴**, το οποίο «φιλοξένησε» την κατασκευή μας, το οποίο είναι κατασκευασμένο από plexiglass και έχει διαστάσεις: πλάτος 40cm, βάθος 40,5cm και ύψος 22cm υπολογίζοντας και την ξύλινη βάση πάχους 1,5cm. Έχει επίσης τοποθετηθεί ανοιγοκλειόμενο καπάκι (κατασκευασμένο από plexiglass), προκειμένου να υπάρχει εύκολη πρόσβαση στο εσωτερικό της κατασκευής.

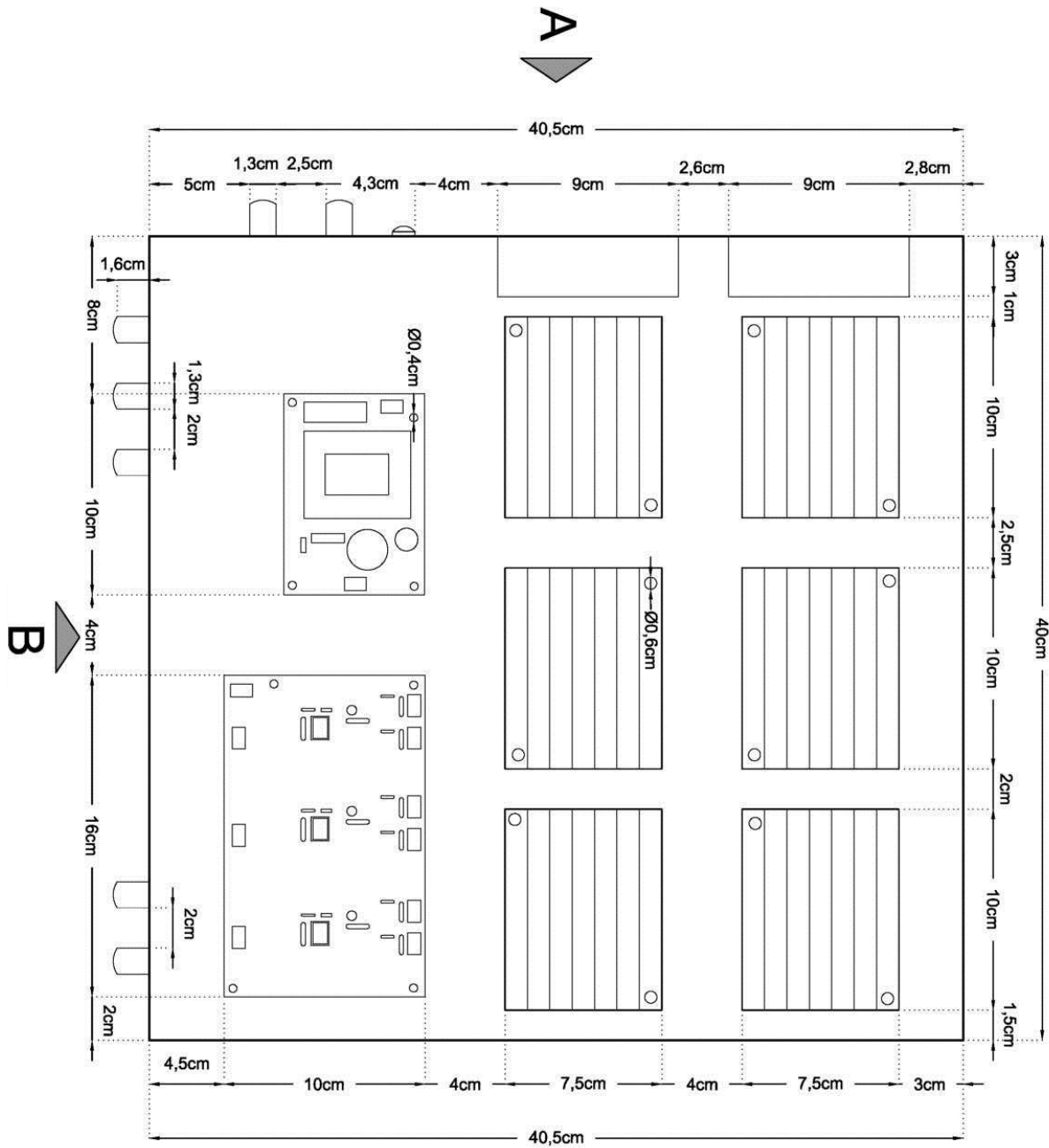
⁴ Στο παράρτημα 1 παρουσιάζονται σχεδιαστικά οι ακριβείς διαστάσεις της κατασκευής.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

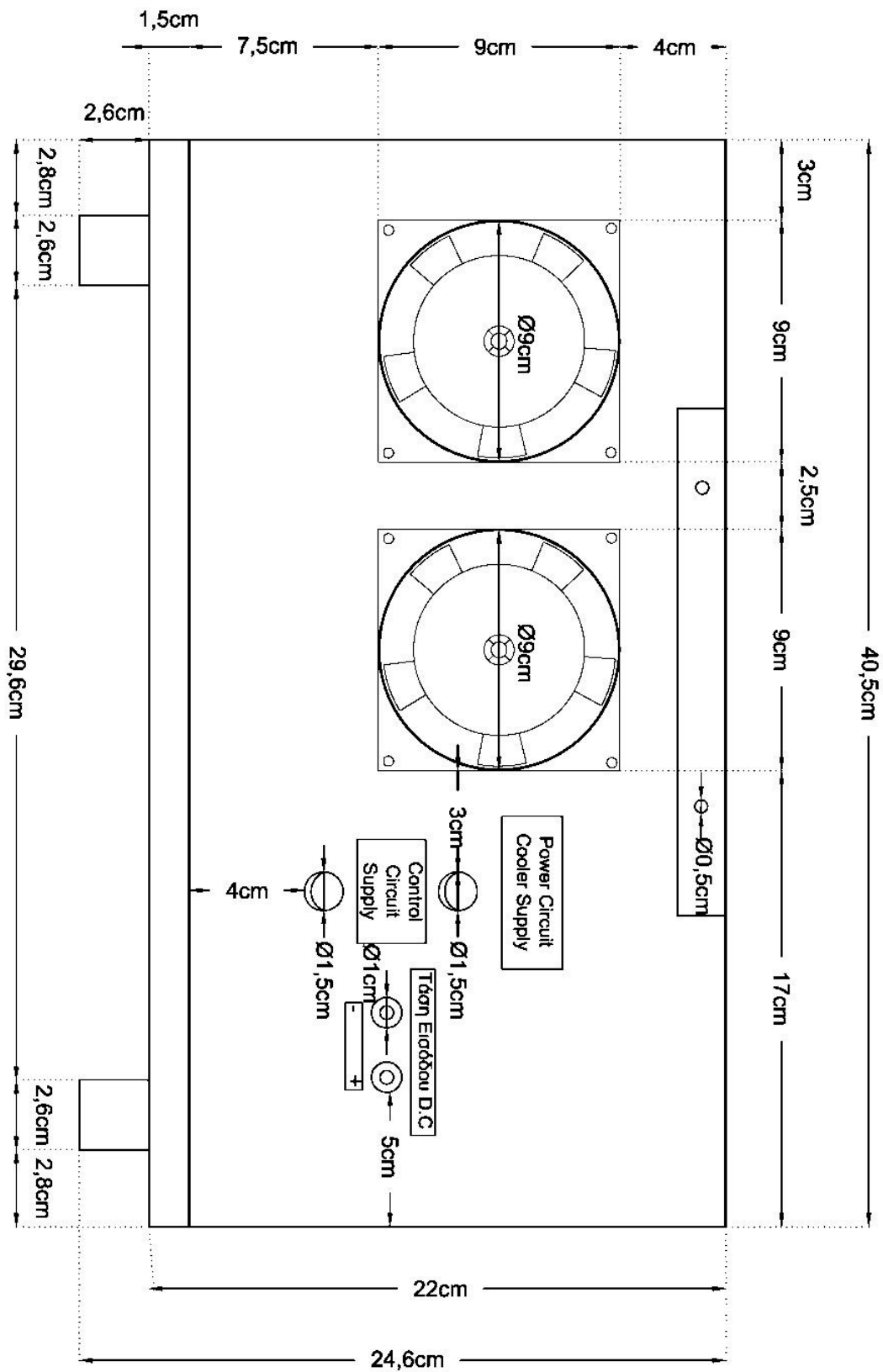
- [1] N.Mohan, T.M. Undeland, “Power Electronics, Converters, Applications and Design”, John Wiley & Sons, 1995.
- [2] Στέφανος Μανιάς, “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, Εκδόσεις Συμεών, Έκτη Έκδοση, 2007
- [3] Fairchild semiconductors, “Induction Heating System Topology Review”, Applications notes, July 2000.
- [4] Στέφανος Μανιάς Αθ. Καλετσάνος, “Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά”, Εκδόσεις Συμεών, 2003
- [5] JOSEPH VITHAYATHIL. “Power Electronics, Principles and Applications”, McGraw-Hill,1995
- [6] Fairchild semiconductors, “Design and application guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC”, Applications notes, July 2008
- [7] Fairchild semiconductors, “FAN7382 High-and Low-Side Gate Driver” Datasheets, February 2007.
- [8] IXYS, “HIPERFAST IGBT with Diode IX GH 30N60BD1” Datasheets, 2000.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 1

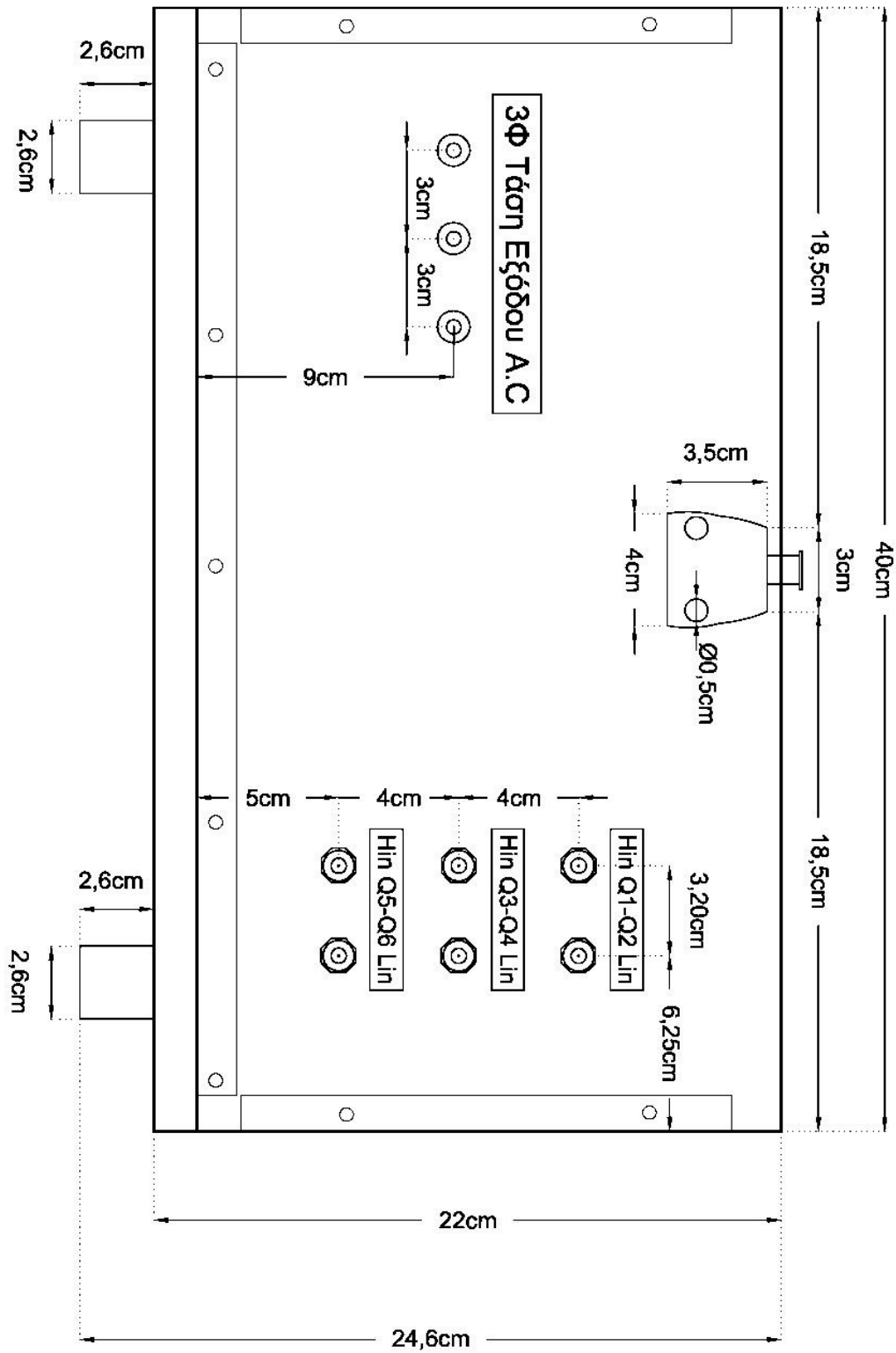
1 Κάτοψη Κατασκευής



2 Κατασκευή Όψη Α



3 Κατασκευή Όψη Β



ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 2

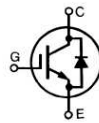
1 IGBT IXGH30N60BD1 DATASHEETS



**HiPerFAST™ IGBT
with Diode**

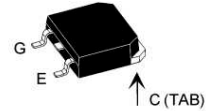
**IXGH 30N60BD1
IXGT 30N60BD1**

$V_{CES} = 600 \text{ V}$
 $I_{C25} = 60 \text{ A}$
 $V_{CE(sat)} = 1.8 \text{ V}$
 $t_{fi(typ)} = 100 \text{ ns}$

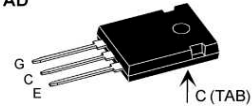


Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	600	V
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GE} = 1 \text{ M}\Omega$	600	V
V_{GES}	Continuous	± 20	V
V_{GEM}	Transient	± 30	V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	60	A
I_{C90}	$T_C = 90^\circ\text{C}$	30	A
I_{CM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, 1 ms	120	A
SSOA (RBSOA)	$V_{GE} = 15 \text{ V}$, $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 10 \Omega$ Clamped inductive load, $L = 100 \mu\text{H}$	$I_{CM} = 60$ @ $0.8 V_{CES}$	A
P_C	$T_C = 25^\circ\text{C}$	200	W
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{JM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead and Tab temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300	$^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque, TO-247 AD	1.13/10	Nm/lb.in.
Weight	TO-247 AD	6	g
	TO-268	4	g

TO-268
(IXGT)



TO-247 AD
(IXGH)



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

Features

- International standard package
- Moderate frequency IGBT and antiparallel FRED in one package
- High current handling capability
- Newest generation HDMOS™ process
- MOS Gate turn-on - drive simplicity

Applications

- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switch-mode and resonant-mode power supplies

Advantages

- Space savings (two devices in one package)
- High power density
- Optimized $V_{CE(sat)}$ and switching speeds for medium frequency application

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
BV_{CES}	$I_C = 250 \mu\text{A}$, $V_{GE} = 0 \text{ V}$	600		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 250 \mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$	2.5		V
I_{CES}	$V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 0 \text{ V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$		200	μA 3 mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}$, $V_{GE} = \pm 20 \text{ V}$			$\pm 100 \text{ nA}$
$V_{CE(sat)}$	$I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$			1.8 V

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

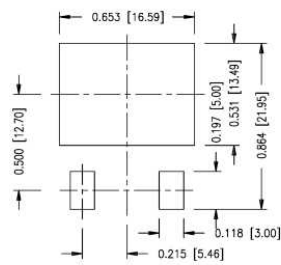
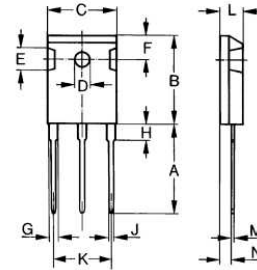
98510C (7/00)

© 2000 IXYS All rights reserved

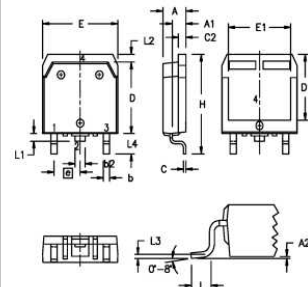
1 - 5

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 $\leq 2\%$		25	S	
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$		2700	pF	
C_{oes}			240	pF	
C_{res}			50	pF	
Q_g	$I_C = I_{C90}$; $V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CE} = 0.5 V_{CES}$		110	nC	
Q_{ge}			22	nC	
Q_{gc}			40	nC	
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}$; $V_{GE} = 15\text{ V}$, $L = 100\ \mu\text{H}$, $V_{CE} = 0.8 V_{CES}$; $R_G = R_{off} = 4.7\ \Omega$ Remarks: Switching times may increase for V_{CE} (Clamp) $> 0.8 \cdot V_{CES}$, higher T_J or increased R_G		25	ns	
t_{ri}			30	ns	
$t_{d(off)}$			130	220	ns
t_{fi}			100	190	ns
E_{off}			1.0	2.0	mJ
R_{thJC}		(TO-247 AD)		0.25	0.62 K/W
R_{thCK}				K/W	

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_F	$I_F = I_{C90}$; $V_{GE} = 0\text{ V}$, Pulse test $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		1.6 V 2.5 V
I_{RM}	$I_F = I_{C90}$; $V_{GE} = 0\text{ V}$, $-di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 100\text{ V}$ $I_F = 1\text{ A}$; $-di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30\text{ V}$	$T_J = 100^\circ\text{C}$		6 A
t_{rr}				100 ns
				25 ns
R_{thJC}				0.9 K/W

Min. Recommended Footprint

TO-247 AD (IXGH) Outline


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

TO-268AA (D³ PAK)


Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.9	5.1	.193	.201
A ₁	2.7	2.9	.106	.114
A ₂	.02	.25	.001	.010
b	1.15	1.45	.045	.057
b ₂	1.9	2.1	.75	.83
C	.4	.65	.016	.026
D	13.80	14.00	.543	.551
E	15.85	16.05	.624	.632
E ₁	13.3	13.6	.524	.535
e	5.45 BSC		.215 BSC	
H	18.70	19.10	.736	.752
L	2.40	2.70	.094	.106
L ₁	1.20	1.40	.047	.055
L ₂	1.00	1.15	.039	.045
L ₃	0.25 BSC		.010 BSC	
L ₄	3.80	4.10	.150	.161

Fig. 1. Saturation Voltage Characteristics

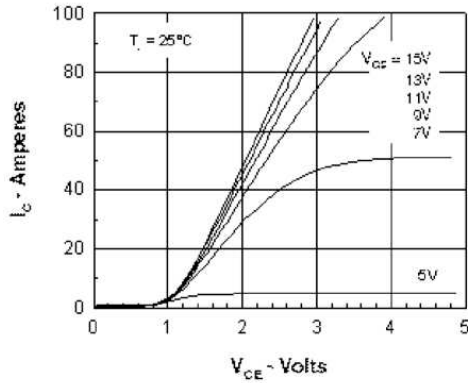


Fig. 2. Extended Output Characteristics

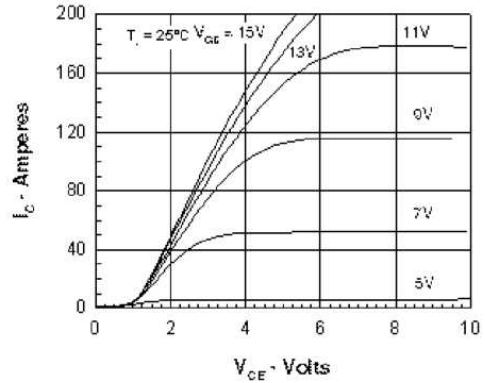


Fig. 3. Saturation Voltage Characteristics

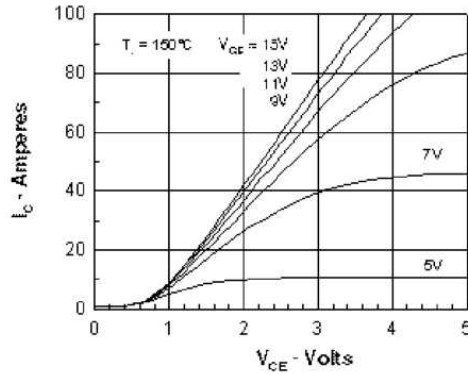


Fig. 4. Temperature Dependence of $V_{CE(sat)}$

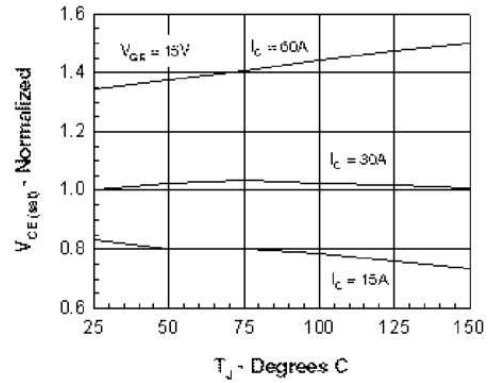


Fig. 5. Admittance Curves

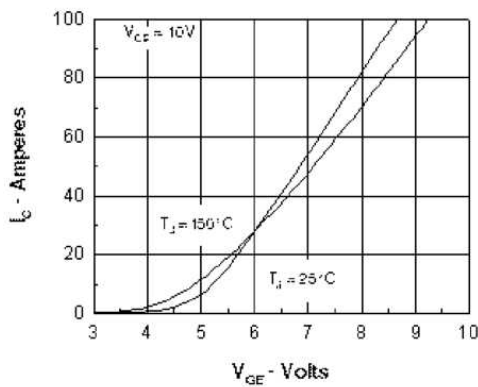


Fig. 6. Temperature Dependence of BV_{DSS} & $V_{GE(th)}$

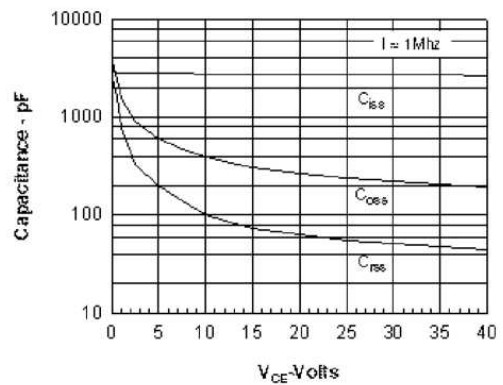


Fig. 7. Dependence of E_{OFF} and E_{ON} on I_C .

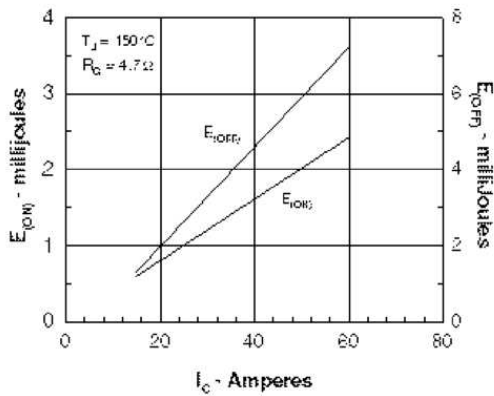


Fig. 8. Dependence of E_{OFF} on R_G .

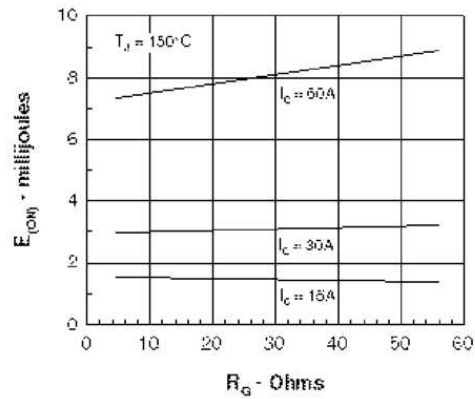


Fig. 9. Gate Charge

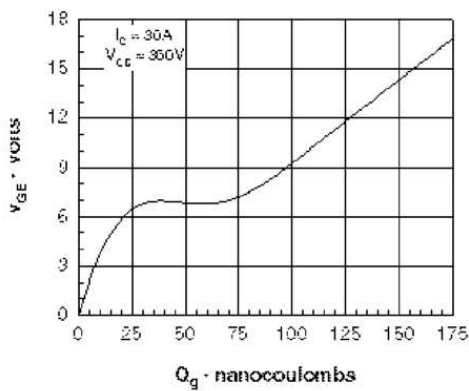


Fig. 10. Turn-off Safe Operating Area

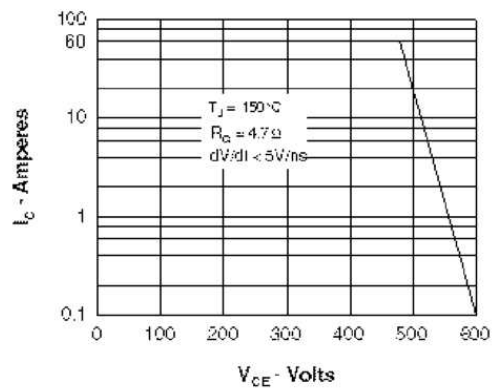
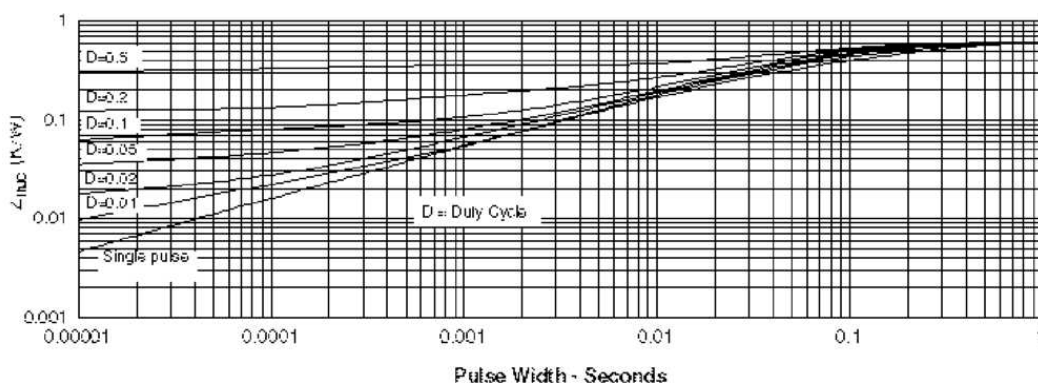


Fig. 11. IGBT Transient Thermal Resistance



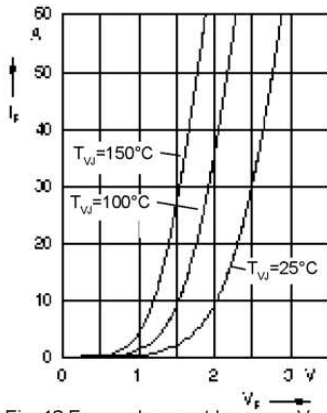


Fig. 12 Forward current I_F versus V_F

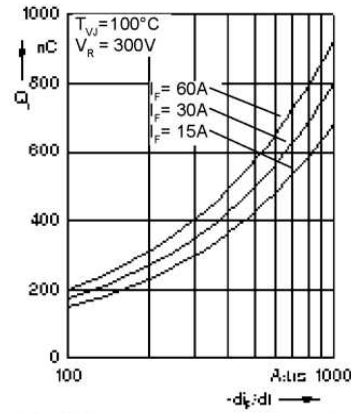


Fig. 13 Reverse recovery charge Q_r versus $-di_F/dt$

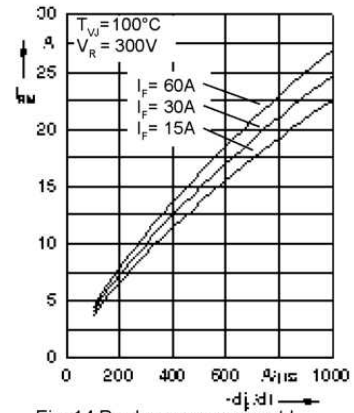


Fig. 14 Peak reverse current I_{RM} versus $-di_F/dt$

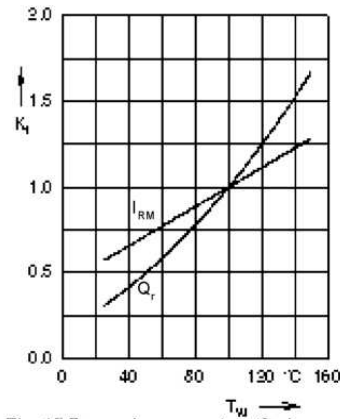


Fig. 15 Dynamic parameters Q_r , I_{RM} versus T_{Wj}

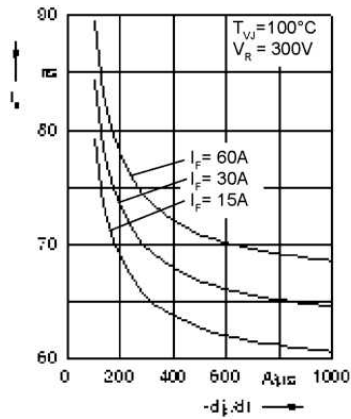


Fig. 16 Recovery time t_{tr} versus $-di_F/dt$

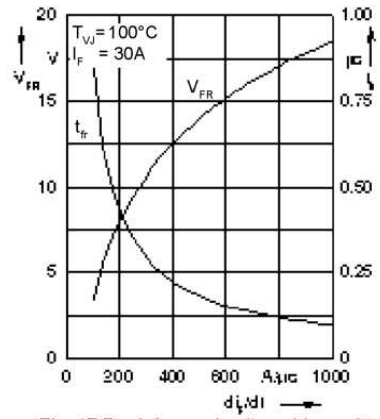


Fig. 17 Peak forward voltage V_{FR} and t_{tr} versus di_F/dt

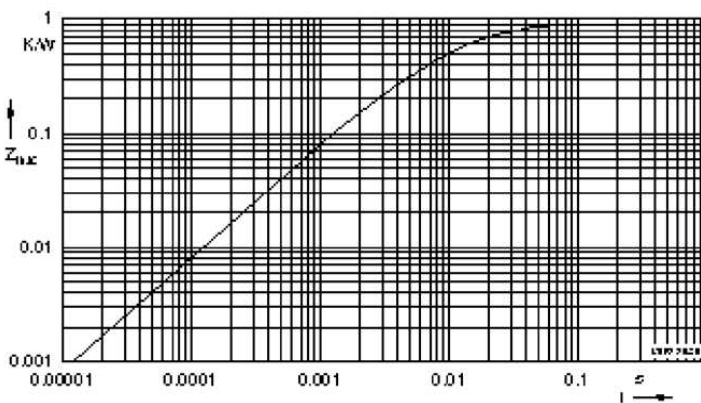


Fig. 18 Transient thermal resistance junction to case

Constants for $Z_{th(j-c)}$ calculation:

i	R_{thi} (K/W)	t_i (s)
1	0.502	0.0052
2	0.193	0.0003
3	0.205	0.0162

2 L7815 DATASHEETS



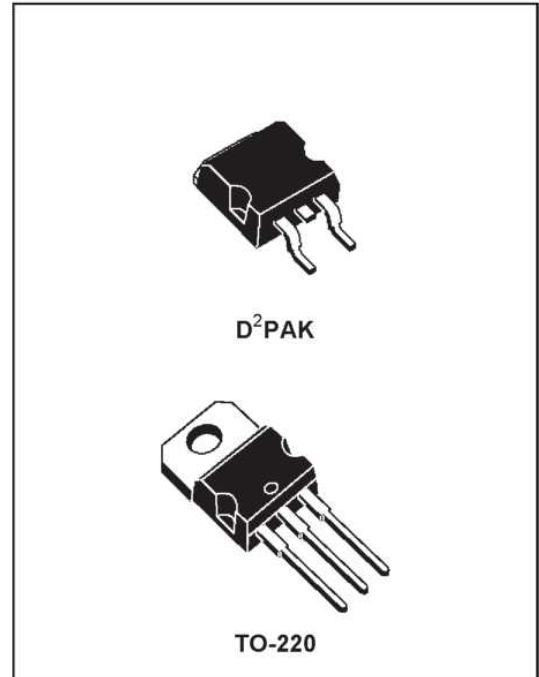
L7800AB/AC SERIES

PRECISION 1A REGULATORS

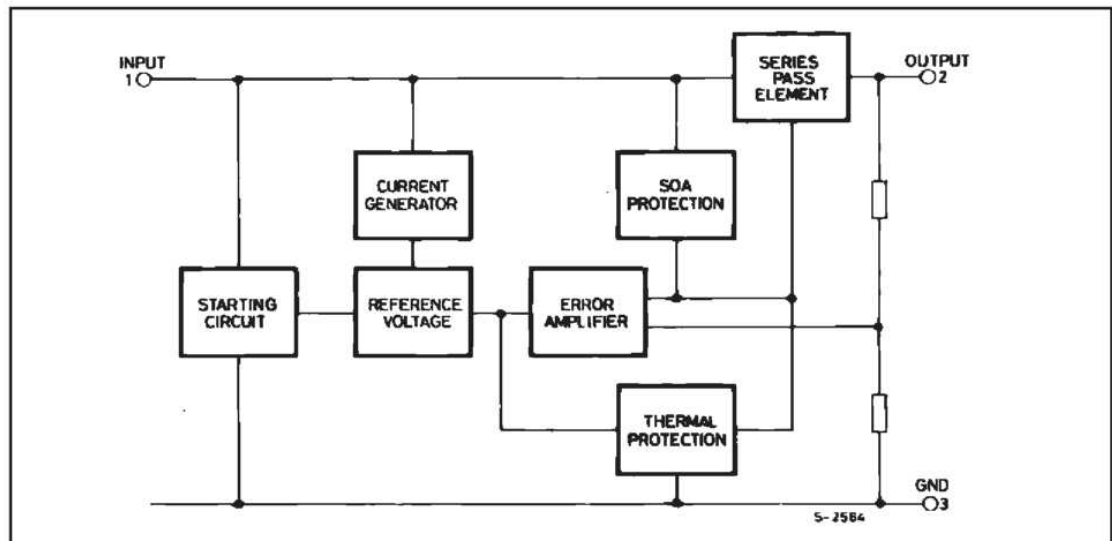
- OUTPUT CURRENT IN EXCESS OF 1 A
- OUTPUT VOLTAGES OF 5; 6; 8; 9; 12; 15; 18; 20; 24V
- THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- OUTPUT TRANSITION SOA PROTECTION
- 2% OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE
- GUARANTEED IN EXTENDED TEMPERATURE RANGE

DESCRIPTION

The L7800A series of three-terminal positive regulators is available in TO-220 and D²PAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications. These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



BLOCK DIAGRAM



L7800AB/AC

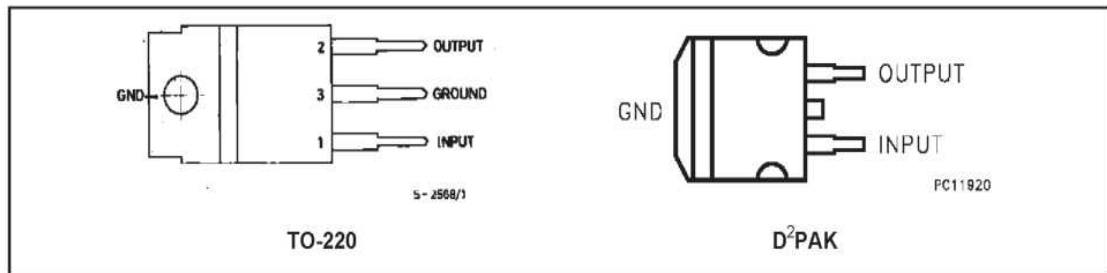
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	DC Input Voltage (for $V_O = 5$ to 18V) (for $V_O = 20, 24$ V)	35	V
		40	V
I_o	Output Current	Internally limited	
P_{tot}	Power Dissipation	Internally limited	
T_{op}	Operating Junction Temperature Range (for L7800AC) (for L7800AB)	0 to 150	°C
		-40 to 125	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	- 65 to 150	°C

THERMAL DATA

Symbol	Parameter		D ² PAK	TO-220	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	3	3	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	50	°C/W

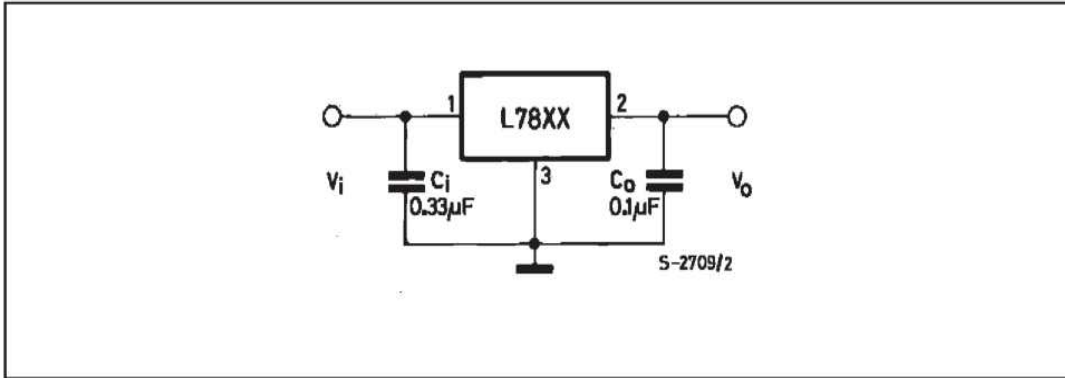
CONNECTION DIAGRAM AND ORDERING NUMBERS (top view)



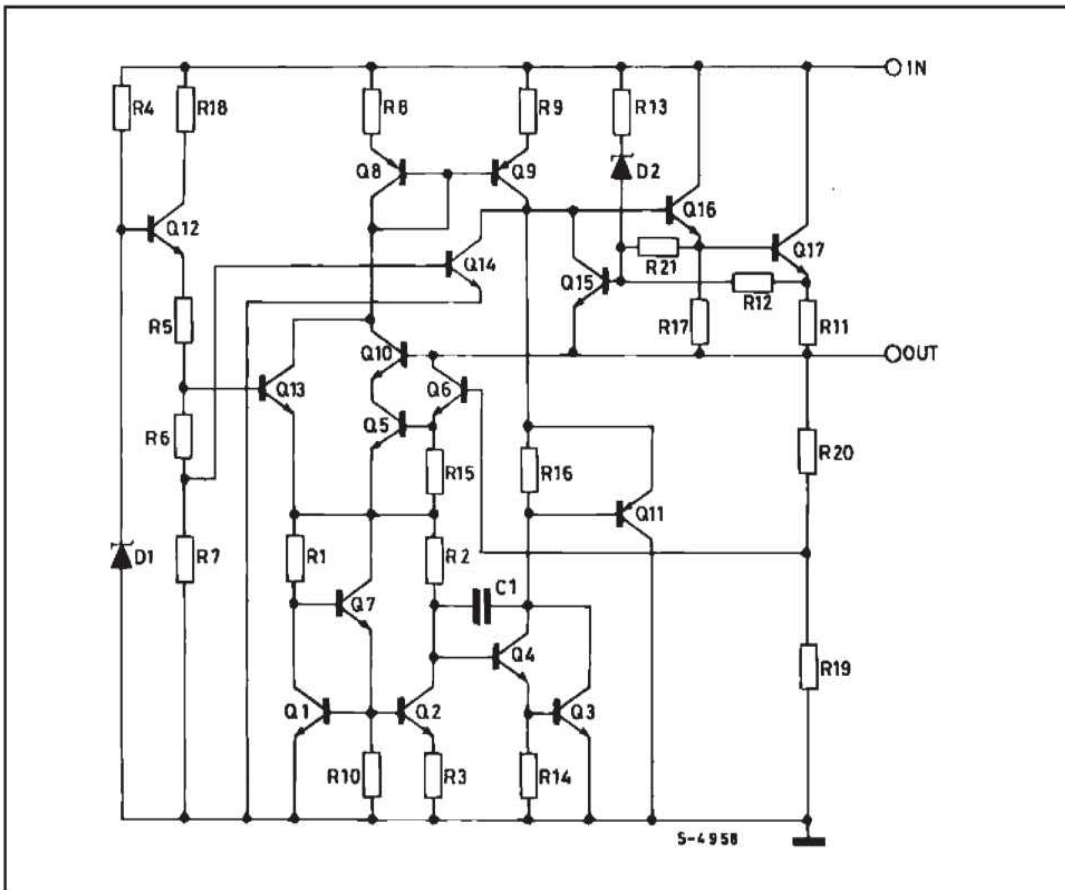
Type	TO-220	D ² PAK (*)	Output Voltage
L7805AB	L7805ABV	L7805ABD2T	5V
L7805AC	L7805ACV	L7805ACD2T	5V
L7806AB	L7806ABV	L7806ABD2T	6V
L7806AC	L7806ACV	L7806ACD2T	6V
L7808AB	L7808ABV	L7808ABD2T	8V
L7808AC	L7808ACV	L7808ACD2T	8V
L7809AB	L7809ABV	L7809ABD2T	9V
L7809AC	L7809ACV	L7809ACD2T	9V
L7812AB	L7812ABV	L7812ABD2T	12V
L7812AC	L7812ACV	L7812ACD2T	12V
L7815AB	L7815ABV	L7815ABD2T	15V
L7815AC	L7815ACV	L7815ACD2T	15V
L7818AB	L7818ABV		18V
L7818AC	L7818ACV		18V
L7820AB	L7820ABV		24V
L7820AC	L7820ACV		24V
L7824AB	L7824ABV		
L7824AC	L7824ACV		

(*) AVAILABLE IN TAPE AND REEL WITH "-TR" SUFFIX

APPLICATION CIRCUIT



SCHEMATIC DIAGRAM



L7800AB/AC

TEST CIRCUITS

Figure 1 : DC Parameter

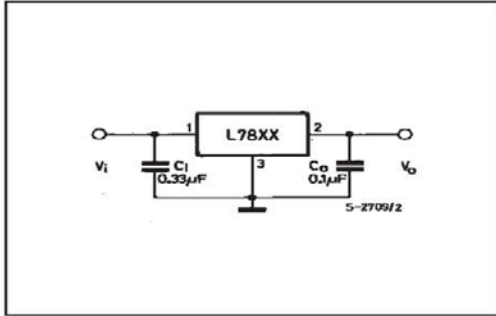


Figure 2 : Load Regulation.

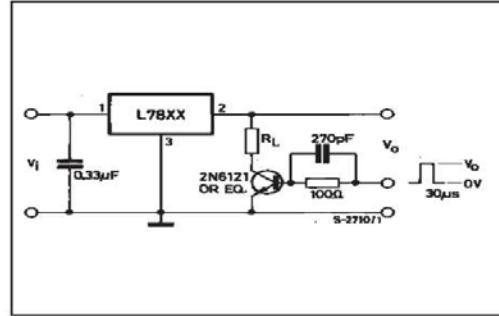
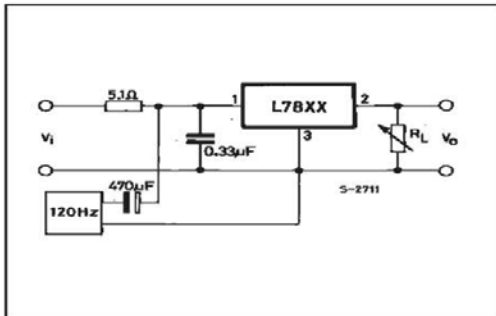


Figure 3 : Ripple Rejection.



L7800AB/AC

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7815A ($V_i = 23V$, $I_o = 1 A$, $T_j = 0$ to $125^\circ C$ (L7815AC), $T_j = -40$ to $125^\circ C$ (L7815AB) unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ C$	14.7	15	15.3	V
V_o	Output Voltage	$I_o = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$ $V_i = 17.9 \text{ to } 30 \text{ V}$ $P_o \leq 15 \text{ W}$	14.4	15	15.6	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = 17.9 \text{ to } 30 \text{ V}$ $V_i = 20 \text{ to } 26 \text{ V}$ $V_i = 20 \text{ to } 26 \text{ V}$ $V_i = 17.5 \text{ to } 30 \text{ V}$ $I_o = 500 \text{ mA}$ $T_j = 25^\circ C$ $T_j = 25^\circ C$ $T_j = 25^\circ C$		13 16 6 13	150 150 75 150	mV mV mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$ $I_o = 5 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$ $I_o = 250 \text{ to } 750 \text{ mA}$ $T_j = 25^\circ C$		25 30 10	100 100 50	mV mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ C$		4.4	6 6	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = 17.5 \text{ to } 30 \text{ V}$ $V_i = 17.5 \text{ to } 30 \text{ V}$ $I_o = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$ $I_o = 500 \text{ mA}$ $T_j = 25^\circ C$ $T_j = 25^\circ C$			0.8 0.8 0.5	mA mA mA
SVR	Supply Voltage Rejection	$V_i = 18.5 \text{ to } 28.5 \text{ V}$ $I_o = 500 \text{ mA}$ $f = 120 \text{ Hz}$		58		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1 \text{ A}$ $T_j = 25^\circ C$		2		V
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ KHz}$ $T_j = 25^\circ C$		10		$\mu V/V_o$
R_o	Output Resistance	$f = 1 \text{ KHz}$		19		$m\Omega$
I_{sc}	Short Circuit Current	$V_i = 35 \text{ V}$ $T_{amb} = 25^\circ C$		0.2		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25^\circ C$		2.2		A
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift			-1		$mV/^\circ C$

* Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_o due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

APPLICATIONS INFORMATION

DESIGN CONSIDERATIONS

The L7800A Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short-circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short-circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is

connected to the power supply filter with long wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33µF or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead.

Figure 4 : Current Regulator.

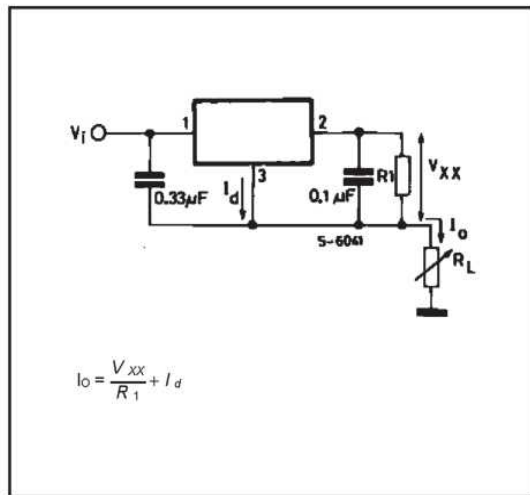


Figure 6 : Current Boost Regulator.

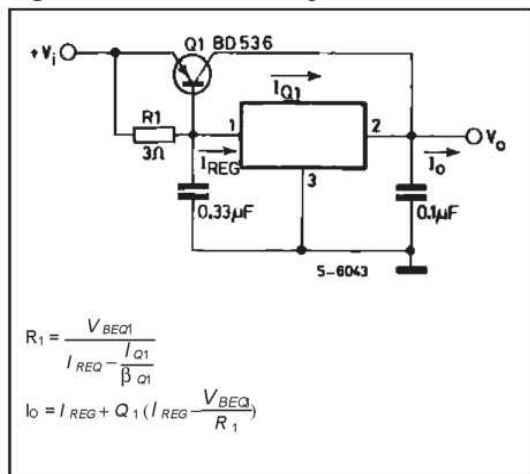
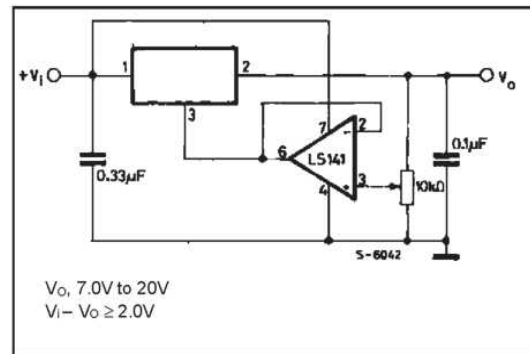
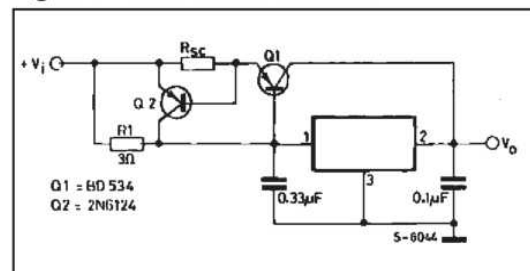


Figure 5 : Adjustable Output Regulator.



The addition of an operational amplifier allows adjustment to higher or intermediate values while retaining regulation characteristics. The minimum voltage obtainable with this arrangement is 2.0V greater than the regulator voltage.

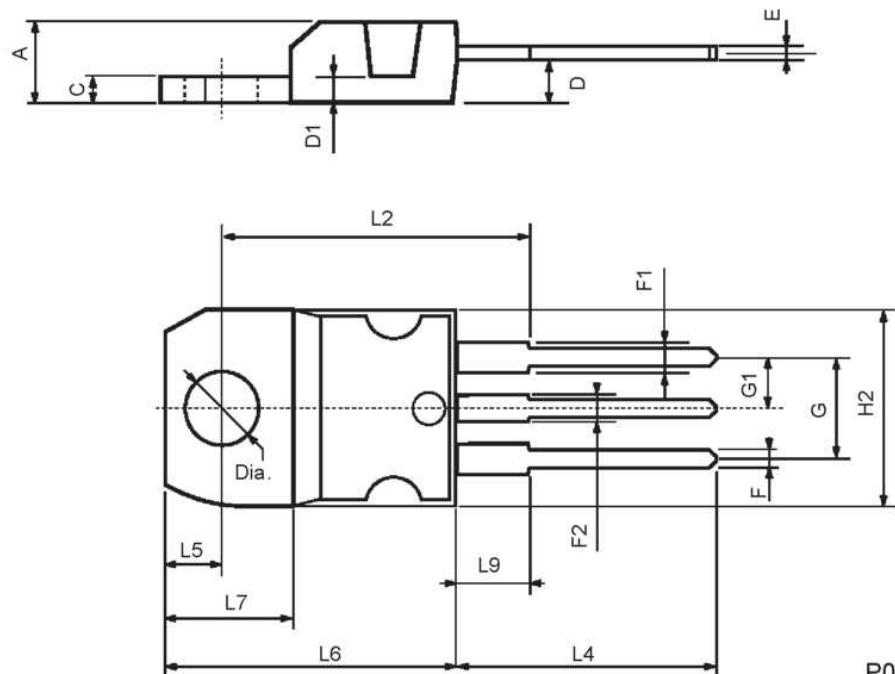
Figure 7 : Short-circuit Protection.



The circuit of figure 6 can be modified to provide supply protection against short circuit by adding a short-circuit sense resistor, R_{sc}, and an additional PNP transistor. The current sensing PNP must be able to handle the short-circuit current of the three-terminal regulator. Therefore, a four-ampere plastic power transistor is specified.

TO-220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



P011C

3 FAN7382 DATASHEETS



FAN7382

High- and Low-Side Gate Driver

Features

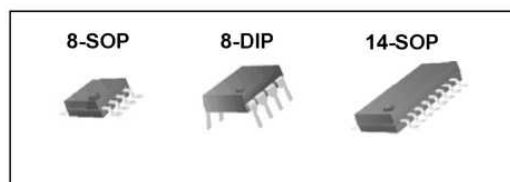
- Floating Channels Designed for Bootstrap Operation to +600V
- Typically 350mA/650mA Sourcing/Sinking Current Driving Capability for Both Channels
- Common-Mode dv/dt Noise Canceling Circuit
- Extended Allowable Negative V_S Swing to -9.8V for Signal Propagation at $V_{CC}=V_{BS}=15V$
- V_{CC} & V_{BS} Supply Range from 10V to 20V
- UVLO Functions for Both Channels
- TTL Compatible Input Logic Threshold Levels
- Matched Propagation Delay Below 50nsec
- Output In-phase with Input Signal

Applications

- PDP Scan Driver
- Fluorescent Lamp Ballast
- SMPS
- Motor Driver

Description

The FAN7382, a monolithic high and low side gate-drive IC, can drive MOSFETs and IGBTs that operate up to +600V. Fairchild's high-voltage process and common-mode noise canceling technique provides stable operation of the high-side driver under high-dv/dt noise circumstances. An advanced level-shift circuit allows high-side gate driver operation up to $V_S=-9.8V$ (typical) for $V_{BS}=15V$. The input logic level is compatible with standard TTL-series logic gates. UVLO circuits for both channels prevent malfunction when V_{CC} or V_{BS} is lower than the specified threshold voltage. Output drivers typically source/sink 350mA/650mA, respectively, which is suitable for fluorescent lamp ballasts, PDP scan drivers, motor controls, etc.



Ordering Information

Part Number	Package	Pb-Free	Operating Temperature Range	Packing Method
FAN7382N	8-DIP	Yes	-40°C ~ 125°C	Tube
FAN7382M ⁽¹⁾	8-SOP			Tube
FAN7382MX ⁽¹⁾				Tape & Reel
FAN7382M1 ⁽¹⁾				Tube
FAN7382M1X ⁽¹⁾	14-SOP			Tape & Reel

Note:

1. These devices passed wave soldering test by JESD22A-111.

Typical Application Circuit

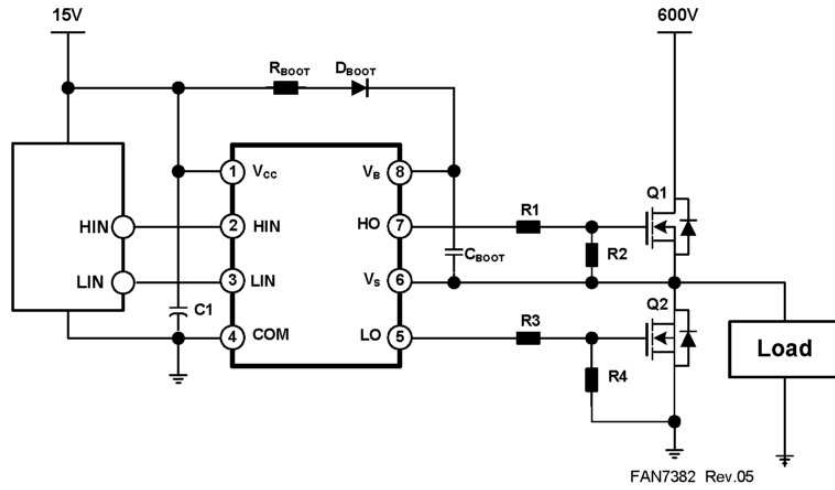


Figure 1. Application Circuit for Half-Bridge

Internal Block Diagram

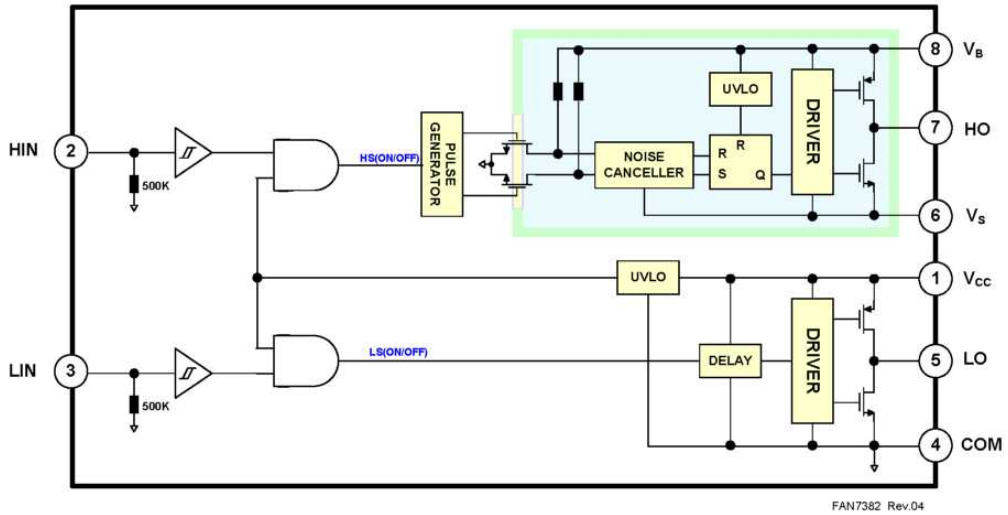


Figure 2. Functional Block Diagram

Pin Assignments

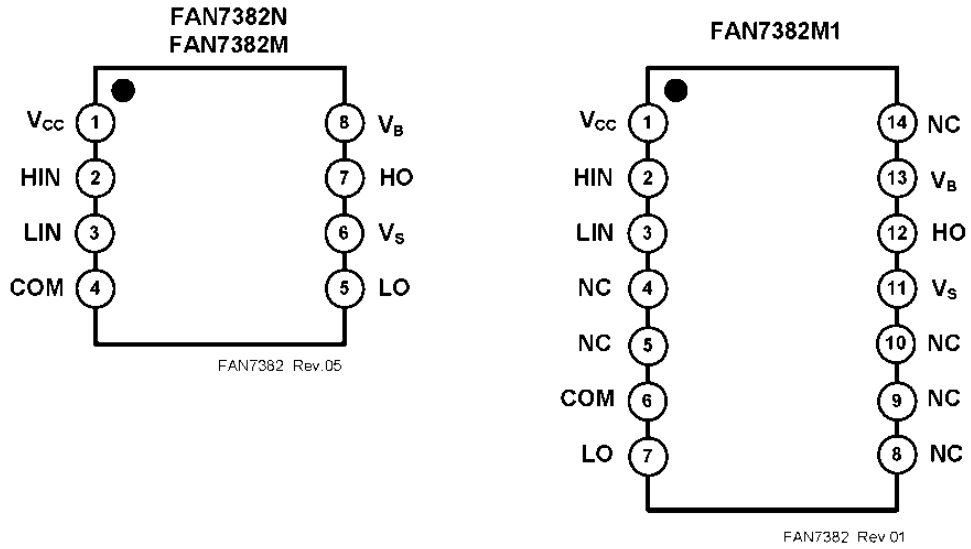


Figure 3. Pin Configuration (Top View)

Pin Definitions

Name	Description
V_{CC}	Low-Side Supply Voltage
HIN	Logic Input for High-Side Gate Driver Output
LIN	Logic Input for Low-Side Gate Driver Output
COM	Logic Ground and Low-Side Driver Return
LO	Low-Side Driver Output
V_S	High-Voltage Floating Supply Return
HO	High-Side Driver Output
V_B	High-Side Floating Supply

Absolute Maximum Ratings

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only.

Symbol	Characteristics	Min.	Max.	Unit
V_S	High-side offset voltage	V_B-25	$V_B+0.3$	V
V_B	High-side floating supply voltage	-0.3	625	
V_{HO}	High-side floating output voltage HO	$V_S-0.3$	$V_B+0.3$	
V_{CC}	Low-side and logic fixed supply voltage	-0.3	25	
V_{LO}	Low-side output voltage LO	-0.3	$V_{CC}+0.3$	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN)	-0.3	$V_{CC}+0.3$	
COM	Logic ground	$V_{CC}-25$	$V_{CC}+0.3$	
dV_S/dt	Allowable offset voltage slew rate		50	
$P_D^{(2)(3)(4)}$	Power dissipation	8-SOP	0.625	W
		14-SOP	1.0	
		8-DIP	1.2	
θ_{JA}	Thermal resistance, junction-to-ambient	8-SOP	200	°C/W
		14-SOP	110	
		8-DIP	100	
T_J	Junction temperature		150	°C
T_{STG}	Storage temperature		150	°C

Notes:

- Mounted on 76.2 x 114.3 x 1.6mm PCB (FR-4 glass epoxy material).
- Refer to the following standards:
 - JESD51-2: Integral circuits thermal test method environmental conditions - natural convection
 - JESD51-3: Low effective thermal conductivity test board for leaded surface mount packages
- Do not exceed P_D under any circumstances.

Recommended Operating Ratings

The Recommended Operating Conditions table defines the conditions for actual device operation. Recommended operating conditions are specified to ensure optimal performance to the datasheet specifications. Fairchild does not recommend exceeding them or designing to Absolute Maximum Ratings.

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Unit
V_B	High-side floating supply voltage	V_S+10	V_S+20	V
V_S	High-side floating supply offset voltage	$6-V_{CC}$	600	
V_{HO}	High-side (HO) output voltage	V_S	V_B	
V_{LO}	Low-side (LO) output voltage	COM	V_{CC}	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN)	COM	V_{CC}	
V_{CC}	Low-side supply voltage	10	20	
T_A	Ambient temperature	-40	125	°C

Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS})=15.0V, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. The V_{IN} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to V_S and COM and are applicable to the respective outputs HO and LO.

Symbol	Characteristics	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{CCUV+} V_{BSUV+}	V_{CC} and V_{BS} supply under-voltage positive going threshold		8.2	9.2	10.0	V
V_{CCUV-} V_{BSUV-}	V_{CC} and V_{BS} supply under-voltage negative going threshold		7.6	8.7	9.6	
V_{CCUVH} V_{BSUVH}	V_{CC} supply under-voltage lockout hysteresis			0.6		
I_{LK}	Offset supply leakage current	$V_B=V_S=600\text{V}$			50	μA
I_{OBS}	Quiescent V_{BS} supply current	$V_{IN}=0\text{V}$ or 5V		45	120	
I_{OCC}	Quiescent V_{CC} supply current	$V_{IN}=0\text{V}$ or 5V		70	180	
I_{PBS}	Operating V_{BS} supply current	$f_{IN}=20\text{kHz}$, rms value			600	μA
I_{PCC}	Operating V_{CC} supply current	$f_{IN}=20\text{kHz}$, rms value			600	
V_{IH}	Logic "1" input voltage		2.9			V
V_{IL}	Logic "0" input voltage				0.8	
V_{OH}	High-level output voltage, $V_{BIAS}-V_O$	$I_O=20\text{mA}$			1.0	
V_{OL}	Low-level output voltage, V_O				0.6	
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	$V_{IN}=5\text{V}$		10	20	μA
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	$V_{IN}=0\text{V}$		1.0	2.0	
I_{O+}	Output high short-circuit pulsed current	$V_O=0\text{V}$, $V_{IN}=5\text{V}$ with $PW<10\mu\text{s}$	250	350		mA
I_{O-}	Output low short-circuit pulsed current	$V_O=15\text{V}$, $V_{IN}=0\text{V}$ with $PW<10\mu\text{s}$	500	650		
V_S	Allowable negative V_S pin voltage for HIN signal propagation to HO			-9.8	-7.0	V

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS})=15.0V, $V_S=\text{COM}$, $C_L=1000\text{pF}$ and, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

Symbol	Characteristics	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{on}	Turn-on propagation delay	$V_S=0\text{V}$	100	170	300	ns
t_{off}	Turn-off propagation delay	$V_S=0\text{V}$ or $600\text{V}^{(5)}$	100	200	300	
t_r	Turn-on rise time		20	60	140	
t_f	Turn-off fall time			30	80	
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off				50	

Note:

5. This parameter guaranteed by design.

Typical Characteristics

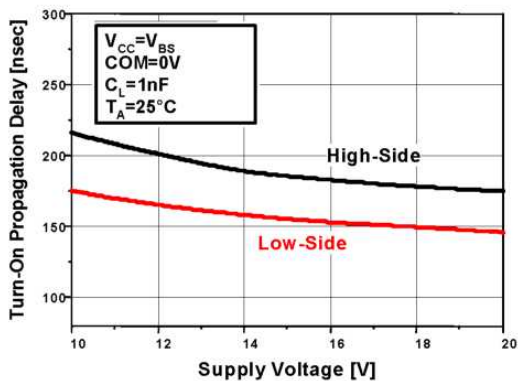


Figure 4. Turn-On Propagation Delay vs. Supply Voltage

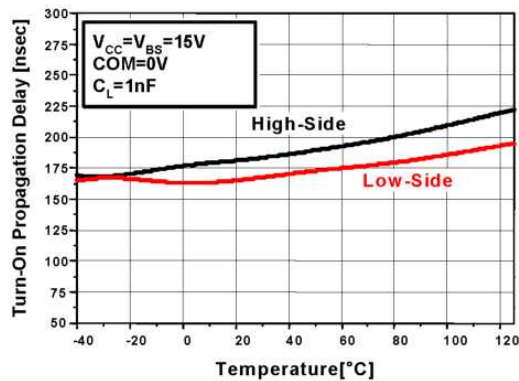


Figure 5. Turn-On Propagation Delay vs. Temp.

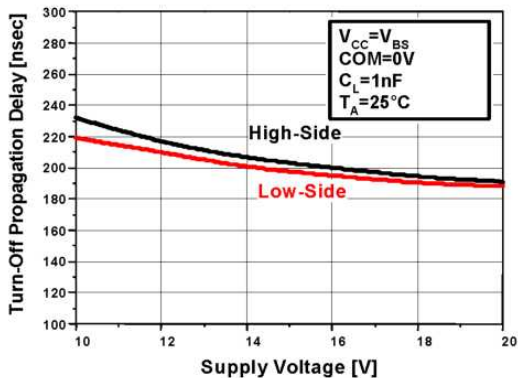


Figure 6. Turn-Off Propagation Delay vs. Supply Voltage

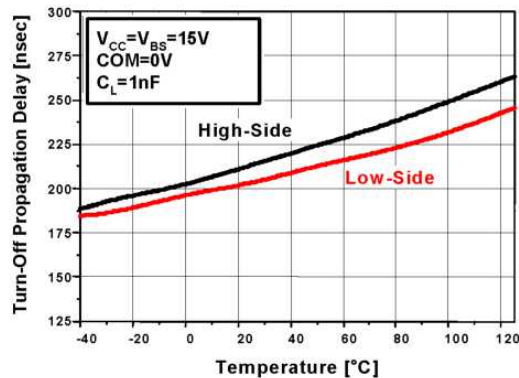


Figure 7. Turn-Off Propagation Delay vs. Temp.

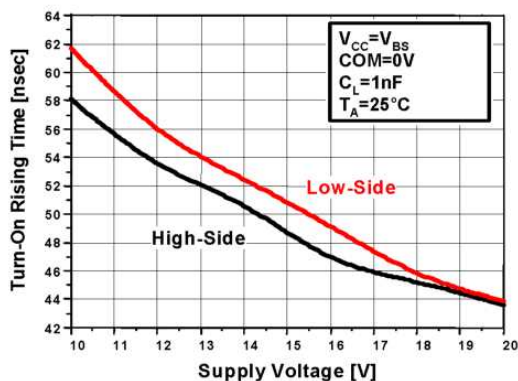


Figure 8. Turn-On Rising Time vs. Supply Voltage

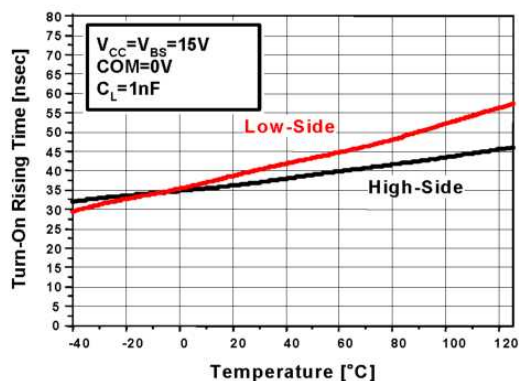


Figure 9. Turn-On Rising Time vs. Temp.

Typical Characteristics (Continued)

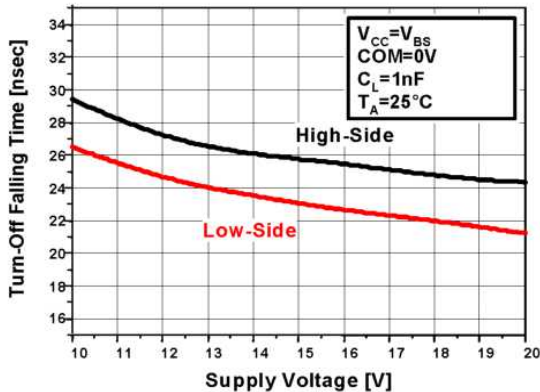


Figure 10. Turn-Off Falling Time vs. Supply Voltage

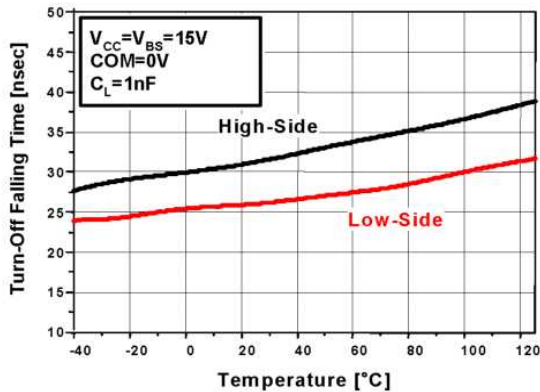


Figure 11. Turn-Off Falling Time vs. Temp.

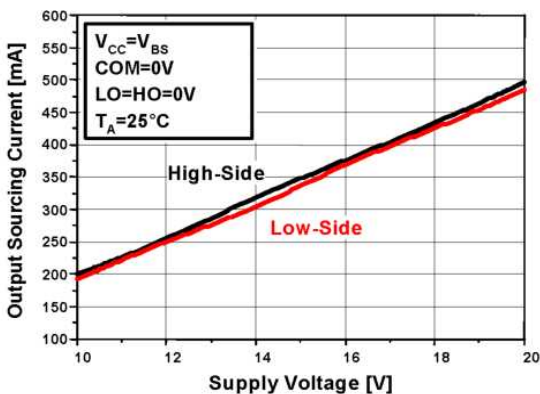


Figure 12. Output Sourcing Current vs. Supply Voltage

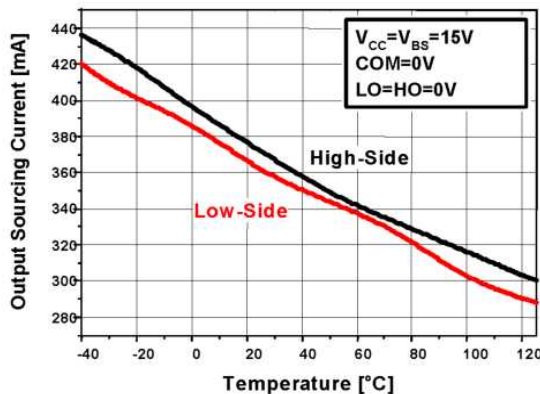


Figure 13. Output Sourcing Current vs. Temp

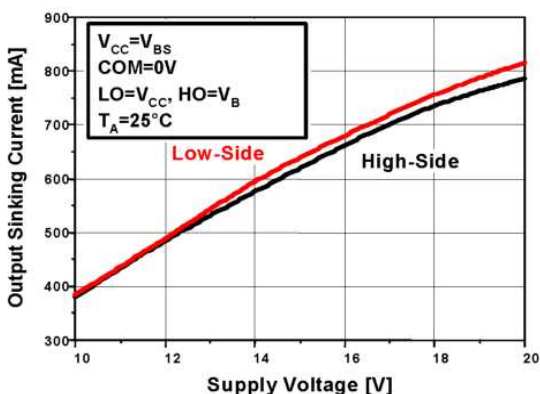


Figure 14. Output Sinking Current vs. Supply Voltage

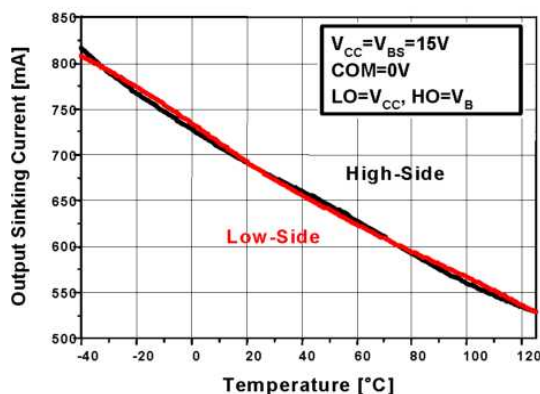


Figure 15. Output Sinking Current vs. Temp.

Typical Characteristics (Continued)

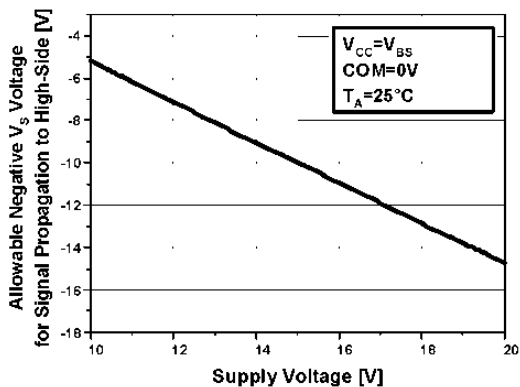


Figure 16. Allowable Negative V_S Voltage for Signal Propagation to High Side vs. Supply Voltage

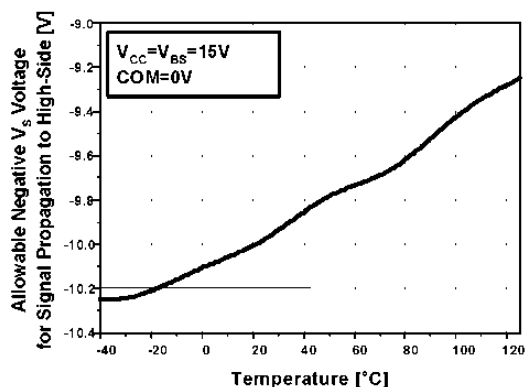


Figure 17. Allowable Negative V_S Voltage for Signal Propagation to High Side vs. Temp.

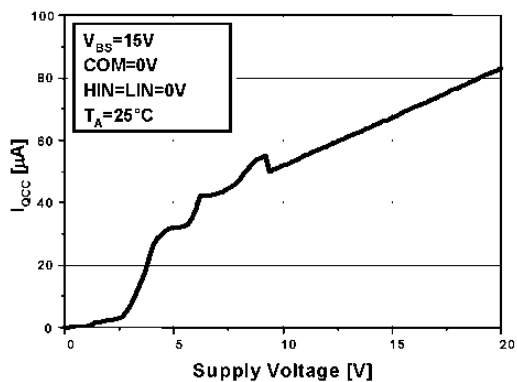


Figure 18. I_{QCC} vs. Supply Voltage

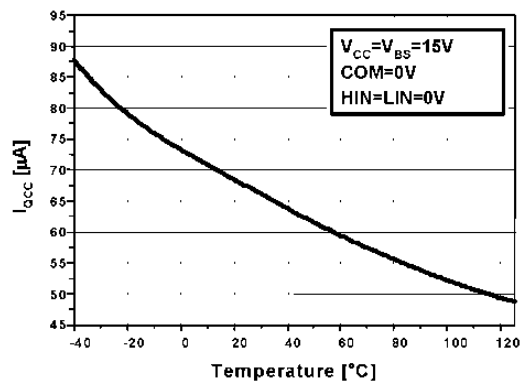


Figure 19. I_{QCC} vs. Temp.

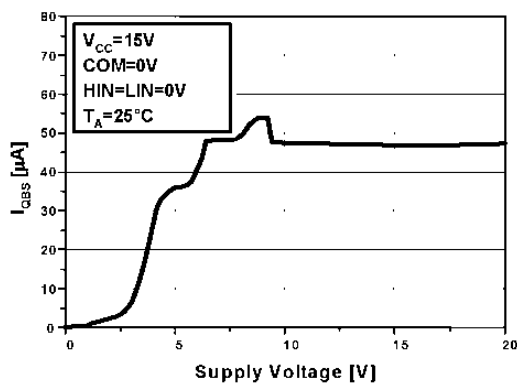


Figure 20. I_{QBS} vs. Supply Voltage

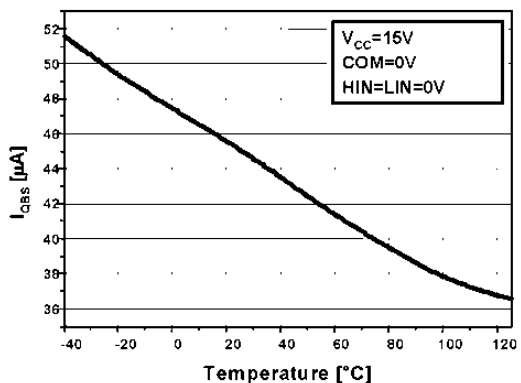


Figure 21. I_{QBS} vs. Temp.

Typical Characteristics (Continued)

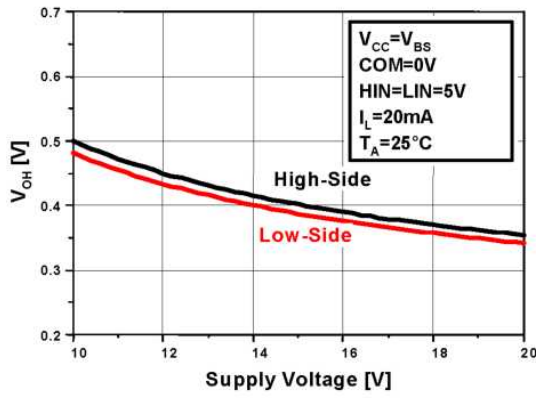


Figure 22. High-Level Output Voltage vs. Supply Voltage

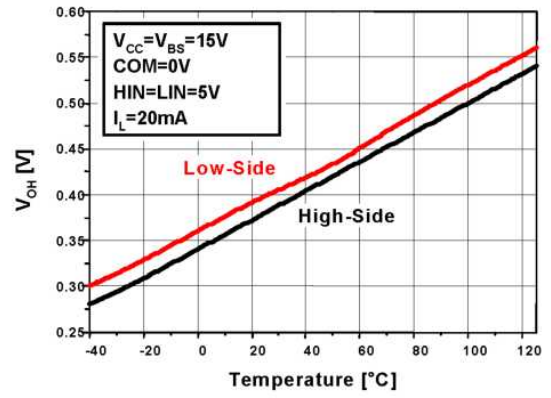


Figure 23. High-Level Output Voltage vs. Temp.

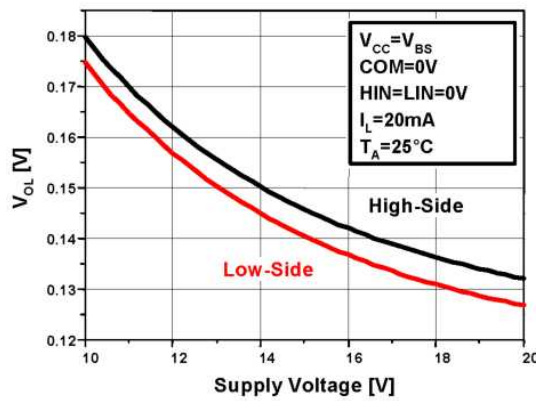


Figure 24. Low-Level Output Voltage vs. Supply Voltage

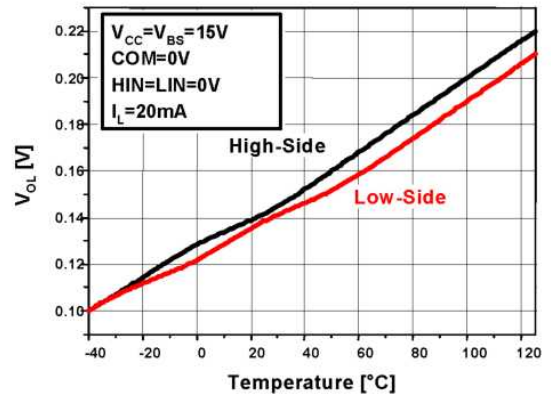


Figure 25. Low-Level Output Voltage vs. Temp.

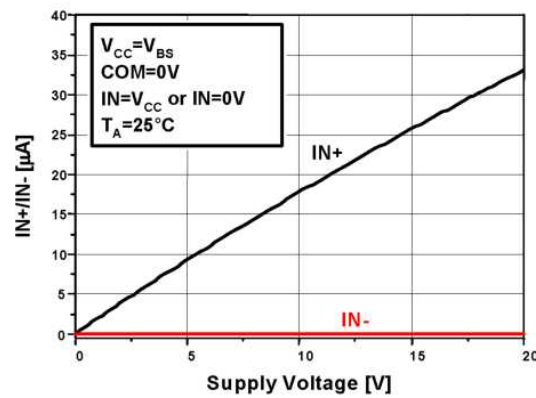


Figure 26. Input Bias Current vs. Supply Voltage

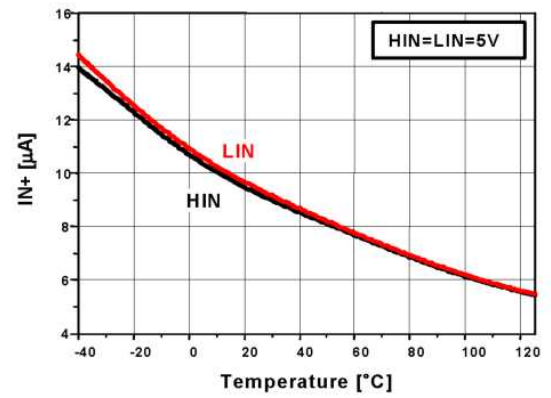


Figure 27. Input Bias Current vs. Temp.

Typical Characteristics (Continued)

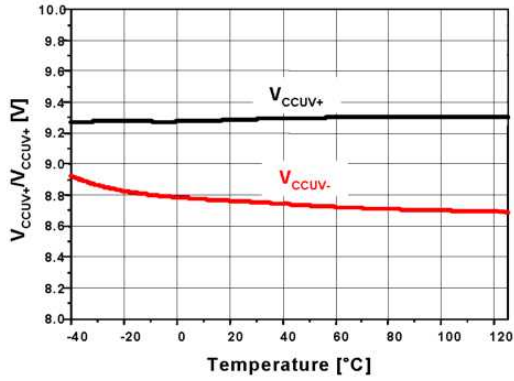


Figure 28. V_{CC} UVLO Threshold Voltage vs. Temp.

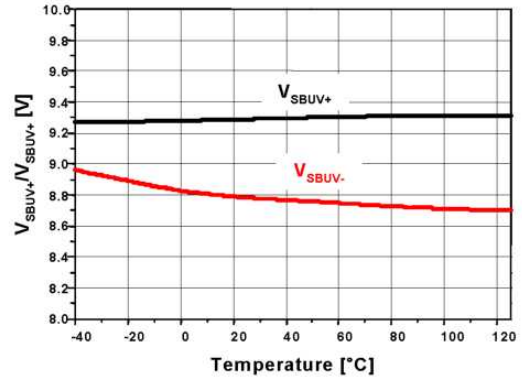


Figure 29. V_{BS} UVLO Threshold Voltage vs. Temp.

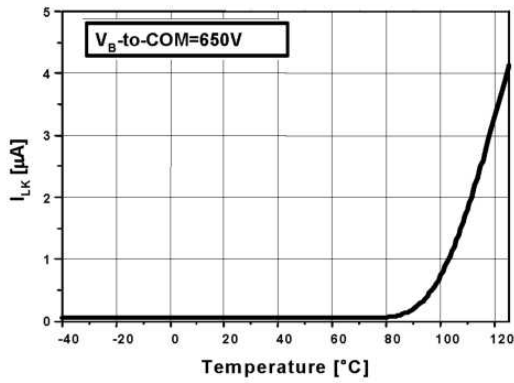


Figure 30. V_B to COM Leakage Current vs. Temp.

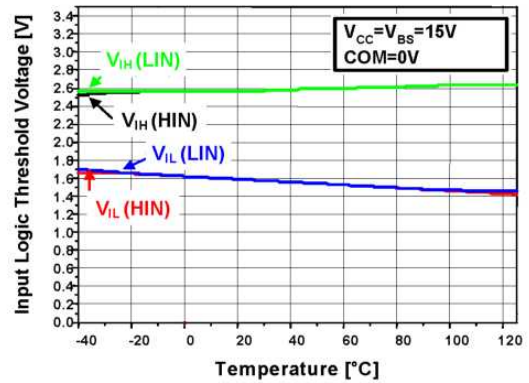


Figure 31. Input Logic Threshold Voltage vs. Temp.

Typical Characteristics (Continued)

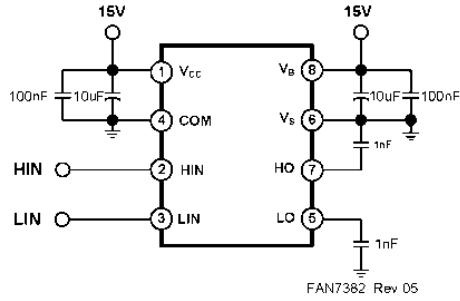


Figure 32. Switching Time Test Circuit

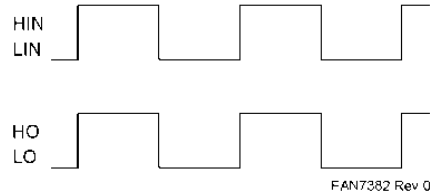


Figure 33. Input / Output Timing Diagram

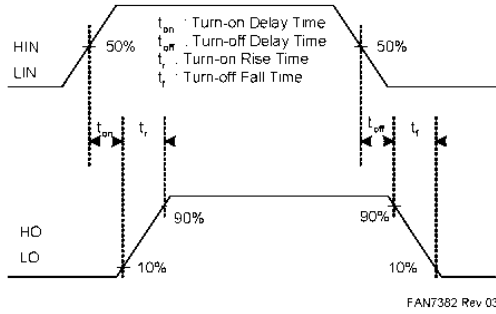


Figure 34. Switching Time Waveform Definition

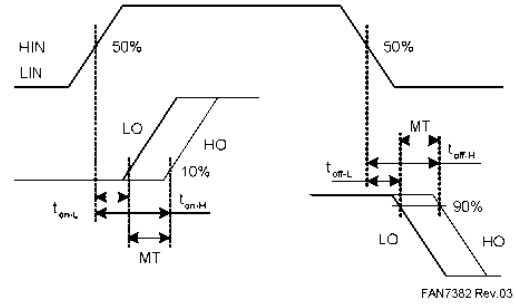
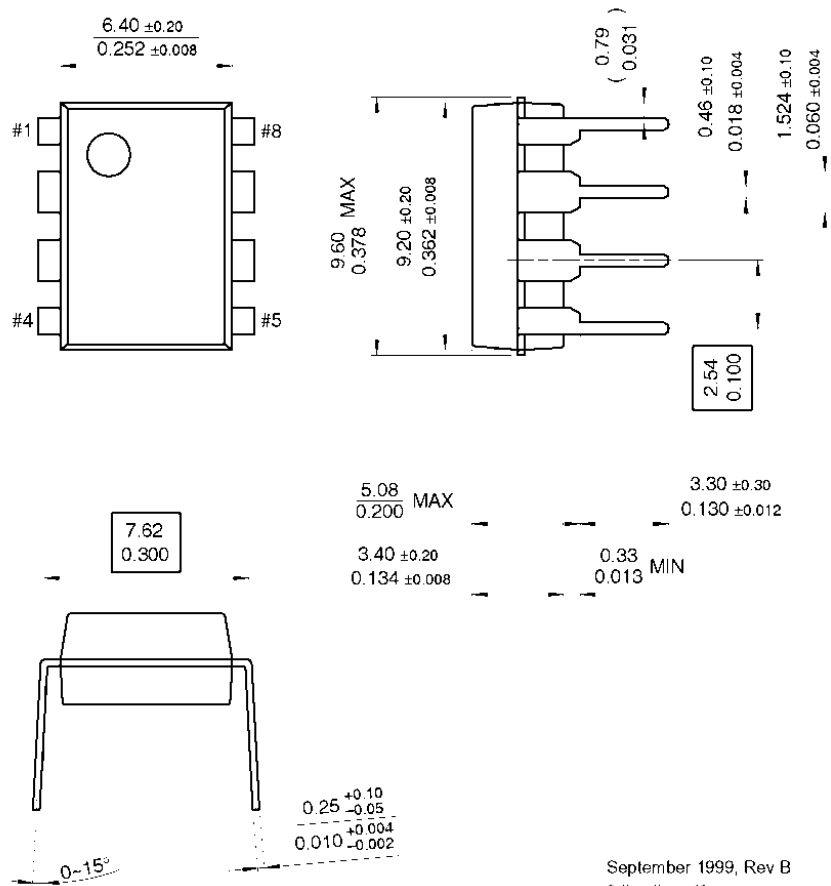


Figure 35. Delay Matching Waveform Definition

Mechanical Dimensions (Continued)

8-DIP

Dimensions are in millimeters (inches) unless otherwise noted.



September 1999, Rev B
8dip_dim.pdf

Figure 37. 8-Lead Dual In-Line Package

Αιγάλεω

Ιούλιος - 2012