



ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της φοιτήτριας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και
Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του
Πανεπιστημίου Πατρών

ΦΩΤΕΙΝΗΣ ΧΑΡΑΛΑΜΠΟΥΣ ΡΟΥΣΣΟΜΟΥΣΤΑΚΑΚΗ

A.M. 5755

**«Μελέτη, σχεδιασμός και κατασκευή ηλεκτρονικά
ελεγχόμενου μηχανικού φορτίου για κινητήρες ισχύος
4kW»**

N° 301

Επιβλέπων: Δρ.-Μηχ. Επαμεινώνδας Μητρονίκας , Λέκτορας

Πάτρα, Μάρτιος, 2010



ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της φοιτήτριας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και
Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του
Πανεπιστημίου Πατρών

ΦΩΤΕΙΝΗΣ ΧΑΡΑΛΑΜΠΟΥΣ ΡΟΥΣΣΟΜΟΥΣΤΑΚΑΚΗ
A.M. 5755

**«Μελέτη, σχεδιασμός και κατασκευή ηλεκτρονικά
ελεγχόμενου μηχανικού φορτίου για κινητήρες ισχύος
4kW»**

N^ο /2010

Επιβλέπων: Δρ.-Μηχ. Επαμεινώνδας Μητρονίκας , Λέκτορας

Πάτρα, Μάρτιος, 2010

ΠΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ

Πιστοποιείται ότι η Διπλωματική Εργασία με θέμα

**«Μελέτη, σχεδιασμός και κατασκευή ηλεκτρονικά
ελεγχόμενου μηχανικού φορτίου για κινητήρες ισχύος
4kW»**

της φοιτήτριας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας
Υπολογιστών

**ΦΩΤΕΙΝΗΣ ΧΑΡΑΛΑΜΠΟΥΣ ΡΟΥΣΣΟΜΟΥΣΤΑΚΑΚΗ
Α.Μ.5755**

παρουσιάστηκε δημόσια και εξετάστηκε στο Τμήμα
Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών
την Παρασκευή 3 Μαρτίου 2010

Ο Επιβλέπων

Ο Διευθυντής του Τομέα

Επαμεινώνδας Μητρονίκας
Λέκτορας

Αντώνιος Αλεξανδρίδης
Καθηγητής

ΑΡΙΘΜΟΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ: /2010

**ΤΙΤΛΟΣ: " Μελέτη, σχεδιασμός και κατασκευή
ηλεκτρονικά ελεγχόμενου μηχανικού φορτίου για
κινητήρες ισχύος 4kW "**

ΦΟΙΤΗΤΡΙΑ: Ρουσσομουστακάκη Φωτεινή του Χαραλάμπους

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: Δρ.-Μηχ. Επαμεινώνδας Μητρονίκας, Λέκτορας

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται την μελέτη, τον σχεδιασμό και την κατασκευή ενός ηλεκτρονικά ελεγχόμενου μηχανικού φορτίου. Η εργασία αυτή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρομηχανικής Μετατροπής Ενέργειας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών.

Σκοπός είναι η δημιουργία ενός μηχανικού φορτίου του οποίου το προφίλ μπορεί να ελέγχεται με την χρήση ψηφιακού μικροελεγκτή. Αρχικά, εξετάζεται η θέση που κατέχει το μηχανικό φορτίο σε ένα ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα και παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες των διάφορων τύπων μηχανικών φορτίων.

Στη συνέχεια, μελετώνται η βασική αρχή λειτουργίας, οι μαθηματικές εξισώσεις καθώς και τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των μηχανών συνεχούς ρεύματος αλλά και της μηχανής που χρησιμοποιήθηκε στην κατασκευή.

Στο επόμενο βήμα, γίνεται μια θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος της πλήρους γέφυρας που κατασκευάστηκε καθώς και όλων των υπόλοιπων κυκλωμάτων και στοιχείων που είναι αναγκαία για την λειτουργία της. Επιπροσθέτως, αναλύεται η μέθοδος παλμοδότησης των διακοπτικών στοιχείων του μετατροπέα, που είναι η Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM) καθώς και τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του μικροελεγκτή που χρησιμοποιήθηκε.

Για το συνολικό σύστημα, αποτελούμενο από την μηχανή συνεχούς ρεύματος και τον μετατροπέα τύπου πλήρους γέφυρας, δημιουργήθηκε ένα μαθηματικό μοντέλο στο περιβάλλον Simulink για να ελεγχθεί η συμπεριφορά του.

Τέλος, αναλύονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά όλων των κυκλωμάτων που κατασκευάστηκαν και παρατίθενται τα παλμογραφήματα που προέκυψαν από τα πειράματα που διενεργήθηκαν μετά την ολοκλήρωση της κατασκευής.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η διπλωματική αυτή εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρομηχανικής Μετατροπής Ενέργειας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών. Αντικείμενο της εργασίας είναι η κατασκευή ενός ηλεκτρονικά ελεγχόμενου μηχανικού φορτίου με την χρήση ψηφιακού μικροελεγκτή.

Συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκε μία μηχανή συνεχούς ρεύματος ως φορτίο του οποίου την χαρακτηριστική ροπής-στροφών θέλουμε να ελέγξουμε. Τον έλεγχο αυτό πετύχαμε με τη ρύθμιση της τάσης τυμπάνου της μηχανής επιλέγοντας ως μετατροπέα το κύκλωμα της πλήρους γέφυρας και ως μέθοδο παλμοδότησης των διακοπτικών στοιχείων ισχύος, την «Διαμόρφωση Εύρους Παλμών».

Ιδιαίτερα, χρησιμοποιήθηκαν IGBT ως διακοπτικά στοιχεία ισχύος, ενώ για την παραγωγή παλμών χρησιμοποιήθηκε ο μικροελεγκτής της εταιρίας Microchip, dsPic30F4011.

Αναλυτικά, στο **κεφάλαιο 1** μελετάται η θέση που κατέχει το μηχανικό φορτίο σε ένα ηλεκτρικά κινητήριο σύστημα και παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές των διάφορων τύπων μηχανικού φορτίου.

Στο **κεφάλαιο 2** μελετώνται η βασικά αρχή λειτουργίας, οι μαθηματικές εξισώσεις και τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των μηχανών συνεχούς ρεύματος. Επιπλέον, δίνονται τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής και της ενσωματωμένης σε αυτήν ταχογεννήτριας που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή.

Στο **κεφάλαιο 3** γίνεται μια θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος πλήρους γέφυρας που κατασκευάστηκε καθώς και όλων των υπόλοιπων κυκλωμάτων και στοιχείων που είναι αναγκαία για την λειτουργία της. Επιπρόσθετα, αναλύεται η μέθοδος παλμοδότησης των διακοπτικών στοιχείων της πλήρους γέφυρας, που είναι η Διαμόρφωση Εύρους παλμών (PWM).

Στο **κεφάλαιο 4** γίνεται περιγραφή του μικροελεγκτή της Microchip, dsPic30F4011, που χρησιμοποιήθηκε για την παλμοδότηση των διακοπτικών στοιχείων ισχύος του μετατροπέα. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις μονάδες παραγωγής παλμών, μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό και σε άλλες που χρησιμοποιήθηκαν.

Στο **κεφάλαιο 5** δημιουργήθηκε για το συνολικό σύστημα, αποτελούμενο από την μηχανή συνεχούς ρεύματος και την πλήρη γέφυρα, ένα μαθηματικό μοντέλο στο περιβάλλον Simulink για να ελεγχθεί η συμπεριφορά του.

Στο **κεφάλαιο 6** παρουσιάζεται ο τρόπος κατασκευής των κυκλωμάτων ισχύος και περιγράφεται αναλυτικά η λειτουργία των ολοκληρωμένων που χρησιμοποιήθηκαν. Επιπλέον, περιγράφηκε που βασίστηκε η επιλογή του IGBT ως διακοπτικού στοιχείου ισχύος καθώς και η επιλογή του ψυκτικού μέσου.

Στο **κεφάλαιο 7** παρατίθενται τα παλμογραφήματα που προέκυψαν από τα πειράματα που διενεργήθηκαν μετά την ολοκλήρωση της κατασκευής.

Τέλος, καταγράφεται η βιβλιογραφία που χρησιμοποιήθηκε και στα παραρτήματα ενσωματώνονται τα φυλλάδια των κατασκευαστών των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν.

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Λέκτορα κ.Επαμεινώνδα Μητρονίκα, επιβλέποντα της διπλωματικής εργασίας για το συνεχές ενδιαφέρον και τις εύστοχες παρατηρήσεις καθ' όλη την διάρκεια εκπόνησης της εργασίας αυτής. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους υποψήφιους διδάκτορες του εργαστηρίου και ιδιαίτερα τον Ηλία Γεωργακόπουλο για την άψογη συνεργασία και την πολύτιμη καθοδήγησή του σε όλα τα στάδια της κατασκευής.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους μου για την κατανόηση, την υπομονή και την συμπαράστασή τους καθ' όλη την διάρκεια των σπουδών μου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	5
ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΚΙΝΗΤΗΡΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	5
1.1 Εισαγωγή	5
1.2 Δομή ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος [1]	5
1.3 Τύποι φορτίων στα ηλεκτροκινητήρια συστήματα	7
1.3.1 Φορτία με σταθερή ροπή	7
1.3.2 Φορτία με ροπή ανάλογη της ταχύτητας	8
1.3.3 Φορτία με ροπή ανάλογη του τετραγώνου της ταχύτητας	9
1.3.4 Φορτία με ροπή αντιστρόφως ανάλογη της ταχύτητας	10
1.4 Αναγκαιότητα για τον υπολογισμό του φορτίου σε ένα ηλεκτροκινητήριο σύστημα	11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	15
ΜΗΧΑΝΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	15
2.1 Εισαγωγή	15
2.2 Κατασκευαστικά στοιχεία της μηχανής συνεχούς ρεύματος [5],[6]	15
2.3 Αρχή λειτουργίας μηχανής συνεχούς ρεύματος	20
2.4 Διέγερση μηχανών συνεχούς ρεύματος	23
2.5 Εξισώσεις και χαρακτηριστικές μηχανών συνεχούς ρεύματος στη μόνιμη λειτουργία	27
2.5.1 Μηχανές ξένης ή παράλληλης διέγερσης [6]	30
2.6 Ρύθμιση στροφών μηχανών συνεχούς ρεύματος	31
2.6.1 Ρύθμιση της τάσης U_T	32
2.7 Μηχανή που χρησιμοποιείται στην κατασκευή	33
2.8 Χαρακτηριστικά της ταχογεννήτριας που χρησιμοποιήθηκε	34
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	39
ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ	39
3.1 Εισαγωγή	39
3.2 Εξήγηση της φιλοσοφίας ελέγχου του ηλεκτρομηχανικού συστήματος	40
3.3 Κριτήρια επιλογής και ανάλυση της αρχής λειτουργίας του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος	42
3.4 Έλεγχος των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος	46
3.4.1 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Διπολική Τάση Εξόδου	49
3.4.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Μονοπολική Τάση Εξόδου	52
3.5 Επιλογή των ημιαγωγικών διακοπών ισχύος του μετατροπέα	55
3.5.1 Τεχνολογία IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	56
3.6 Γραμμικά τροφοδοτικά	57
3.7 Βρόχοι ανάδρασης για τον έλεγχο της μηχανής συνεχούς ρεύματος	59
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	65
ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗΣ	65
4.1 Εισαγωγή	65
4.2 Γενικές έννοιες μικροεπεξεργαστών-Συνοπτική περιγραφή του MPLAB	65
4.3 Συνοπτική περιγραφή του dsPIC30F4011	67
4.4 Τα αναπτυξιακά του dsPIC30F4011	72
4.5 Περιφερειακές μονάδες του dsPIC30F4011	72
4.5.1 Θύρες Εισόδου/ Εξόδου	74
4.5.2 Μετατροπείς σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό	76
4.5.3 Θύρα PWM	79
4.5.4 Θύρα CAN	84
4.5.5 Θύρα QEI	85
4.6 Το διάγραμμα ροής του πλήρους κώδικα	89

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	91
ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΤΟ SIMULINK ΤΟΥ MATLAB	91
5.1 Εισαγωγή.....	91
5.2 Μοντέλο της διάταξης	91
5.3. Παλμογραφήματα εξομοίωσης.....	96
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	99
ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ	99
6.1 Εισαγωγή.....	99
6.2 Πλακέτα κυκλώματος παλμοδότησης.....	99
6.3 Πλακέτα μετατροπέα και μετρητικών	103
6.3.1 Επιλογή στοιχείων ισχύος	104
6.3.2 Επιλογή ψυκτικού μέσου	105
6.3.3 Επιλογή μετρητικών	109
6.3.4 Επιλογή στοιχείων για την οδήγηση των παλμών	110
6.3.5 Άλλα στοιχεία της πλακέτας.....	113
6.4 Πλακέτα τροφοδοτικών.....	115
6.4.1 Κριτήρια επιλογής μετασχηματιστών	119
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	123
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ – ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	123
7.1 Εισαγωγή.....	123
7.2 Παλμογραφήματα τάσεως συλλέκτη-εκπομπού του IGBT.....	123
7.3 Παλμογραφήματα της τάσης εξόδου της γέφυρας	125
7.4 Παλμογραφήματα του ρεύματος εξόδου της γέφυρας.....	133
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	135
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α	137

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΚΙΝΗΤΗΡΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

1.1 Εισαγωγή

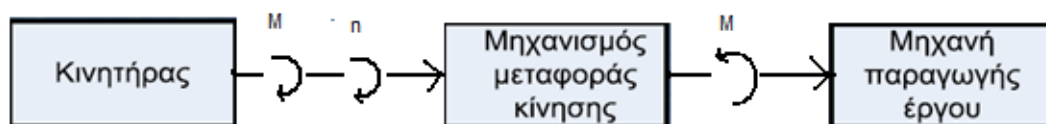
Τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα παίζουν σημαντικότερο ρόλο σε ένα σύστημα αυτοματοποιημένης βιομηχανικής παραγωγής. Στα συστήματα αυτά, σπουδαίο ρόλο παίζει η «καλή συνεργασία» των δυο σημαντικότερων στοιχείων που τα απαρτίζουν, δηλαδή του κινητήρα και του φορτίου με το οποίο συνδέεται. Ο κινητήρας ενός τέτοιου συστήματος καλείται κάθε φορά να ικανοποιήσει ένα συγκεκριμένο προφίλ φορτίου με τον καλύτερο δυνατό τρόπο. Λέγοντας καλύτερο δυνατό τρόπο εννοούμε τον έλεγχό τους με μηχανισμούς που εξασφαλίζουν βέλτιστη δυναμική απόκριση, καταναλώνουν όσο το δυνατόν λιγότερη ενέργεια αλλά και την εξασφάλιση της αξιοπιστίας όχι μόνο των διατάξεων ασφαλείας αλλά και της καταγραφής και επεξεργασίας των απαραίτητων μετρήσεων. Όλες οι παραπάνω απαιτήσεις μπορούν να ικανοποιηθούν σε σημαντικό βαθμό με τη βοήθεια των ηλεκτρονικών ισχύος τα οποία καθιστούν πλέον εφικτή την κατασκευή ρυθμιζόμενων ελεγκτών μεγάλης αξιοπιστίας και χαμηλού κόστους.

1.2 Δομή ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος [1]

Στα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα, το σπουδαιότερο στοιχείο είναι ο ηλεκτρικός κινητήρας, ο οποίος μέσω ενός διακόπτη ισχύος και πολλές φορές και ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος (π.χ. ανορθωτική γέφυρα με ηλεκτρονικά στοιχεία

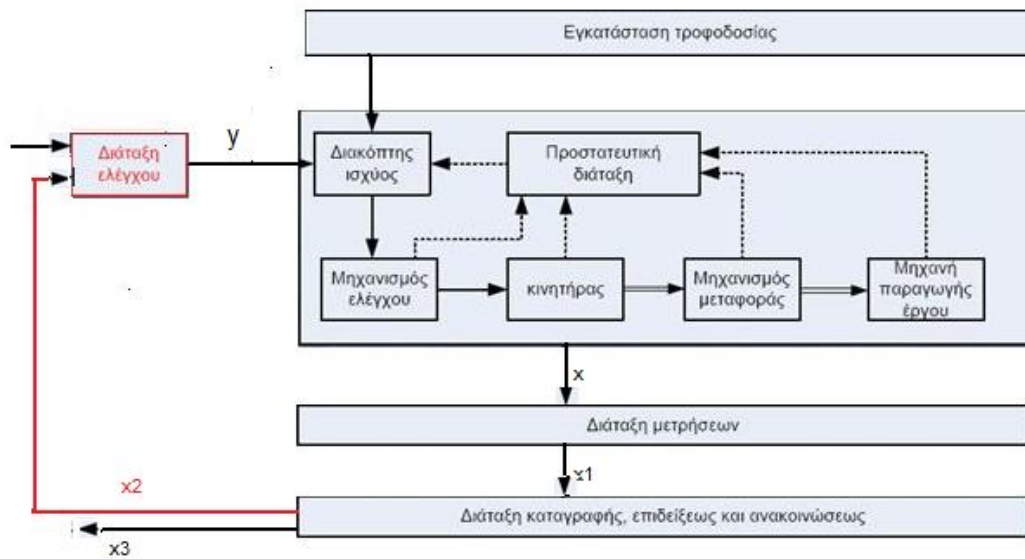
ισχύος) τροφοδοτείται από το δίκτυο. Στην έξοδό του κινητήρα υπάρχει ένας μηχανισμός μεταφοράς της κίνησης (π.χ. ιμάντας ή συμπλέκτης), ο οποίος συνδέει τον κινητήρα με ένα φορτίο (π.χ. μια μηχανή συνεχούς ρεύματος). Επίσης, τοποθετούνται μία ή περισσότερες προστατευτικές διατάξεις που έχουν σαν σκοπό να επέμβουν και να διακόψουν την ροή ενέργειας, όταν κάποιο μέγεθος του συστήματος υπερβεί μία κρίσιμη τιμή του. Ένα στοιχειώδες ηλεκτροκινητήριο σύστημα φαίνεται στο σχήμα 1.1.

Ο κινητήρας αναπτύσσει την ηλεκτρομαγνητική ροπή M , η οποία επενεργεί έτσι, ώστε ο κινητήριος άξονας να αποκτήσει έναν επιθυμητό αριθμό στροφών n , ενώ το φορτίο αντιδρά με την ροπή M_L , η οποία έχει αντίθετη φορά από την φορά του M .



Σχ.1.1. Στοιχειώδες κινητήριο σύστημα[1]

Στα αυτοματοποιημένα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα έχουμε εκτός των στοιχείων που αναφέραμε, και μια μονάδα που επεξεργάζεται ορισμένες πληροφορίες και οδηγεί το σύστημα στην προκαθορισμένη κατάσταση λειτουργίας. Η μονάδα αυτή είναι η διάταξη ελέγχου, η οποία παράγει ένα ή παραπάνω μεγέθη αναφοράς βάσει των εισόδων του και το δίνει ως μέγεθος αναφοράς στον μετατροπέα.



Σχ.1.2. Χονδρικό διάγραμμα αυτοματοποιημένου ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος.[1]

Από τα παραπάνω καθίσταται σαφές ότι η γνώση των μηχανικών χαρακτηριστικών του φορτίου (προφίλ φορτίου) είναι η βάση για τις εφαρμογές ελέγχου φορτίων.

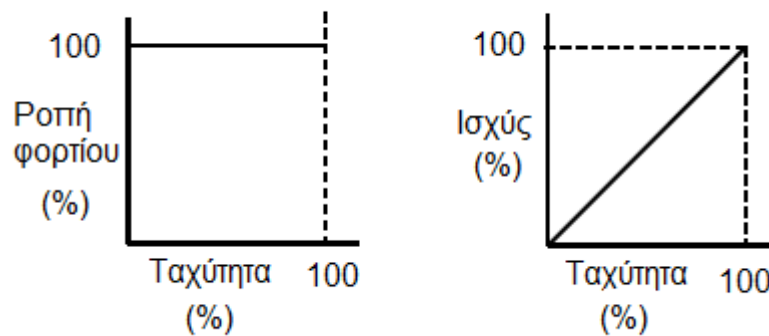
1.3 Τύποι φορτίων στα ηλεκτροκινητήρια συστήματα

Για να κινήσουμε ένα μηχανικό φορτίο, πρέπει να επιλέξουμε έναν κινητήρα, του οποίου τα μηχανικά χαρακτηριστικά να ανταποκρίνονται στις απαιτήσεις της λειτουργίας και να εξασφαλίζουν ευστάθεια λειτουργίας. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι η ονομαστική ισχύς, η ροπή και ο αριθμός των στροφών. Έτσι, τα μηχανικά φορτία διακρίνονται σε τέσσερις κατηγορίες ανάλογα με τη σχέση που συνδέονται τα μεγέθη αυτά.

1.3.1 Φορτία με σταθερή ροπή

(M_L =σταθερό, ανεξάρτητο των στροφών)

Στην περίπτωση αυτή η ροπή του φορτίου είναι ανεξάρτητη της ταχύτητας. Η ισχύς όμως που απαιτεί ο μηχανισμός αυτός είναι, σύμφωνα με τη σχέση $P = M_L * \Omega$, ανάλογη της ταχύτητας. Στο σχήμα 1.3 φαίνονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες του φορτίου. Η κατάσταση αυτή παρατηρείται σε μηχανισμούς, στους οποίους κατά την λειτουργία έχουμε μεταβολή της δυναμικής ενέργειας, όπως ανυψωτικές μηχανές και ανελκυστήρες.



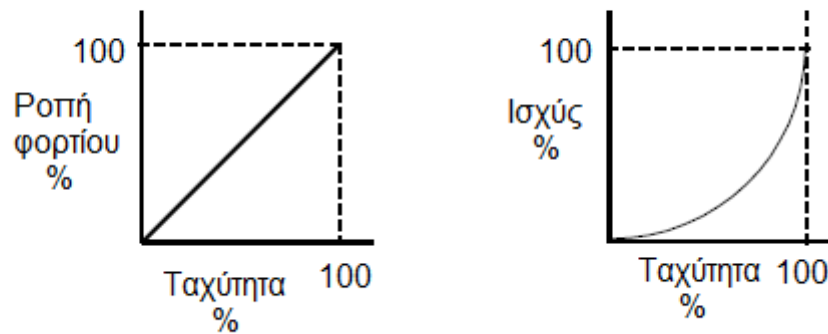
Σχ.1.3. Χαρακτηριστική $M_L(\Omega)$ και $P(\Omega)$ για σταθερή ροπή φορτίου[2]

1.3.2 Φορτία με ροπή ανάλογη της ταχύτητας

$$(M_L = K_I * \Omega, P = K_I * \Omega^2)$$

Σε αυτή την περίπτωση, η ροπή M_L είναι ανάλογη της ταχύτητας, οπότε η ισχύς θα είναι ανάλογη του τετραγώνου της ταχύτητας. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν οι μηχανές που χρησιμοποιούνται για το ίσιωμα ή το γυάλισμα του χαρτιού, των υφασμάτων, των πλαστικών φύλλων και άλλα. Επίσης, την ιδιότητα αυτή παρουσιάζουν οι ηλεκτρικές γεννήτριες και η ηλεκτρική πέδη. Χαρακτηριστικό

παράδειγμα αποτελούν οι γεννήτριες που λειτουργούν με σταθερή διέγερση και τροφοδοτούν μία σταθερή αντίσταση. Στο σχήμα 1.4 φαίνονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες.[5]

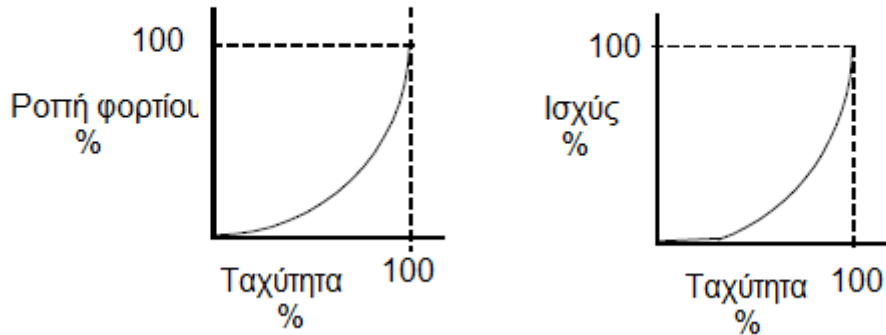


Σχ.1.4. Χαρακτηριστική $M_L(\Omega)$ και $P(\Omega)$ για ροπή φορτίου ανάλογη της ταχύτητας

1.3.3 Φορτία με ροπή ανάλογη του τετραγώνου της ταχύτητας

$$(M_L = \pm K_2 * \Omega^2, P = K_2 * \Omega^3)$$

Στην κατηγορία αυτή ανήκουν μηχανισμοί, οι οποίοι κατά την λειτουργία τους έχουν να αντιμετωπίσουν κυρίως τριβή αέρος ή υγρού. Τέτοια παραδείγματα είναι οι φυγοκεντρικές αντλίες, οι φυσητήρες, οι εξαεριστήρες, οι συμπιεστές και άλλα. Στο σχήμα 1.5 φαίνονται οι χαρακτηριστικές ροπής και ισχύος τέτοιων φορτίων. Σε μικρές ταχύτητες, γύρω από την τιμή $\Omega=0$, η πραγματική χαρακτηριστική διαφέρει από αυτή του σχήματος 1.5 λόγω της τριβής κατά την εκκίνηση.

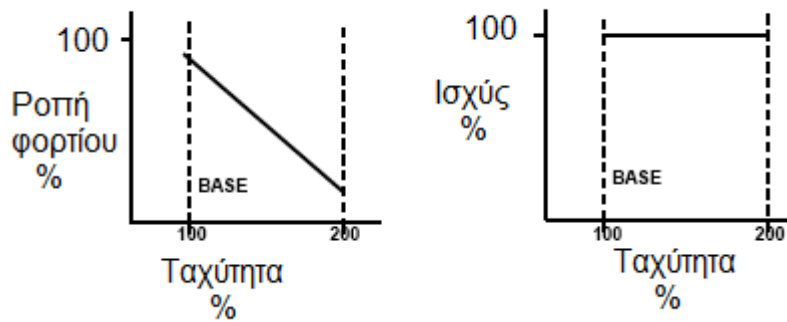


Σχ.1.5. Χαρακτηριστική $M_L(\Omega)$ και $P(\Omega)$ για ροπή φορτίου ανάλογη του τετραγώνου της ταχύτητας

1.3.4 Φορτία με ροπή αντιστρόφως ανάλογη της ταχύτητας

$$(P=\text{σταθερό}, M_L = \frac{K}{\Omega})$$

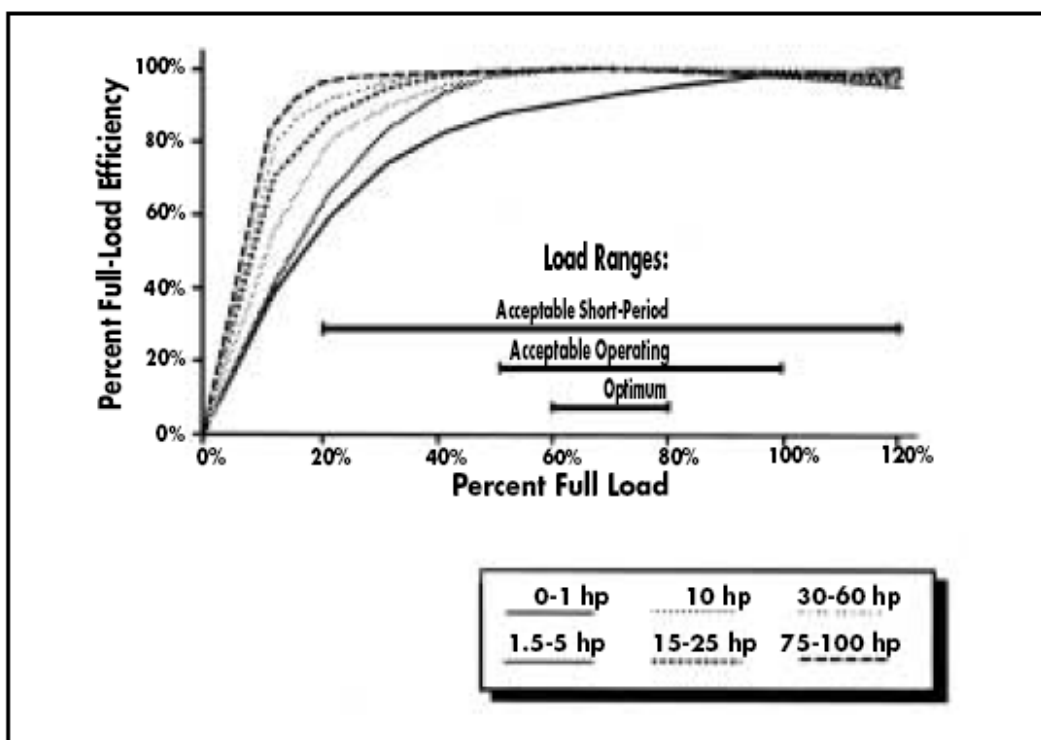
Στην κατηγορία αυτή ανήκουν οι μηχανισμοί που απαιτούν σταθερή ισχύ, οπότε η ροπή M_L είναι αντιστρόφως ανάλογη της ταχύτητας Ω . Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η περίπτωση όπου χαρτί ή ύφασμα ξετυλίγονται με σταθερή δύναμη και σταθερή ταχύτητα. Στο σχήμα 1.6 φαίνονται οι χαρακτηριστικές ροπής και ισχύος.



Σχ.1.6. Χαρακτηριστική $M_L(\Omega)$ και $P(\Omega)$ για ροπή φορτίου αντιστρόφως ανάλογη της ταχύτητας

1.4 Αναγκαιότητα για τον υπολογισμό του φορτίου σε ένα ηλεκτροκινητήριο σύστημα

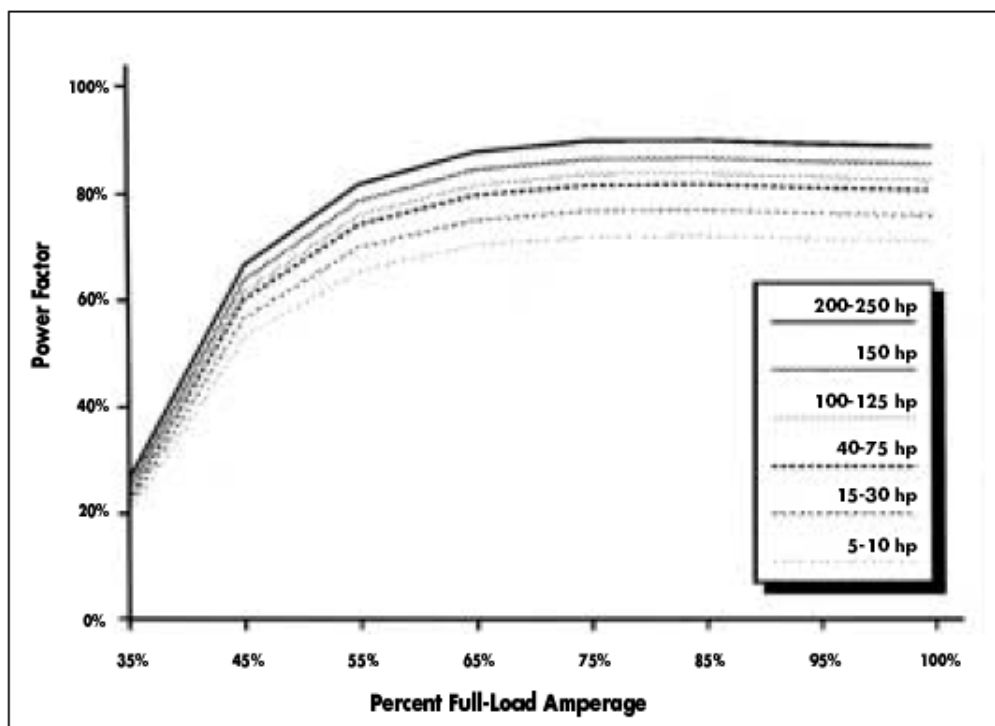
Οι περισσότεροι ηλεκτρικοί κινητήρες είναι σχεδιασμένοι να ικανοποιούν το 50% έως το 100% του ονομαστικού φορτίου ενώ η μέγιστη απόδοση επιτυγχάνεται συνήθως κοντά στο 75%[4] Για παράδειγμα, ένας κινητήρας 10 ίππων λειτουργεί ικανοποιητικά σε ένα φάσμα φορτίου από 5 έως 10 ίππους με μέγιστη απόδοση στους 7,5 ίππους. Ο συντελεστής απόδοσης ενός κινητήρα τείνει να μειωθεί δραματικά σε φορτίσεις κάτω από το 50% του ονομαστικού. Παρ' όλα αυτά, η μέγιστη τιμή καθώς και η συνάρτηση του συντελεστή απόδοσης με το φορτίο ποικίλλει από κινητήρα σε κινητήρα όπως φαίνεται στο σχήμα 1.7.



Σχ.1.7. Συντελεστής απόδοσης (%) συναρτήσει της φόρτισης[4]

Στο σχήμα 1.8 φαίνεται ότι με την αύξηση του φορτίου, ο συντελεστής ισχύος μειώνεται πιο γρήγορα αλλά λιγότερο απότομα από την απόδοση. Από την άλλη, όταν ένας κινητήρας είναι υπερφορτισμένος μπορεί να υπερθερμανθεί και να χάσει σε απόδοση. Η θερμοκρασία μέσα στον κινητήρα κάτω από τις συνθήκες λειτουργίας του δεν πρέπει να υπερβεί μια κρίσιμη οριακή τιμή. Ο κινητήρας θερμαίνεται κυρίως επειδή δημιουργούνται απώλειες ενέργειας στα τυλίγματα και στον σίδηρο αλλά και από άλλες μικρότερες που γενικά είναι ακαθόριστες. Όλες αυτές οι απώλειες πρέπει να απομακρυνθούν από τον κινητήρα. Αυτό όμως είναι δυνατόν, εάν ο κινητήρας έχει θερμοκρασία μεγαλύτερη του περιβάλλοντος. Η αύξηση της θερμοκρασίας του κινητήρα προκαλεί αλλοίωση στις μονώσεις και κατά συνέπεια μείωση της μηχανικής και ηλεκτρικής αντοχής. Έτσι, η συνεχής υπερφόρτισή τους μειώνει την απόδοσή του καθώς και την διάρκεια ζωής του. Για την αντιμετώπιση της υπερθέρμανσης χρειαζόμαστε την κατάλληλη ψύξη. Ο τρόπος ψύξεως εξαρτάται κατά κύριο λόγο από το μέγεθος της μηχανής.[1]

Πολλές μηχανές σχεδιάζονται με έναν συντελεστή υπερφόρτισης που επιτρέπει την περιστασιακή υπερφόρτίσή του. Ο συντελεστής αυτός είναι ένας πολλαπλασιαστής που δείχνει πόσο μπορεί ένας κινητήρας να υπερφορτιστεί κάτω από κανονικές συνθήκες περιβάλλοντος. Για παράδειγμα, ένας κινητήρας με ισχύ 10 ίππων και συντελεστή εξυπηρέτησης φορτίου 1,15 μπορεί να ικανοποιήσει ένα φορτίο 11,5 ίππων για μικρό χρονικό διάστημα χωρίς να προκαλέσει σημαντική ζημιά.



Σχ.1.8. Συντελεστής ισχύος ως προς το ποσοστό φόρτισης[4]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

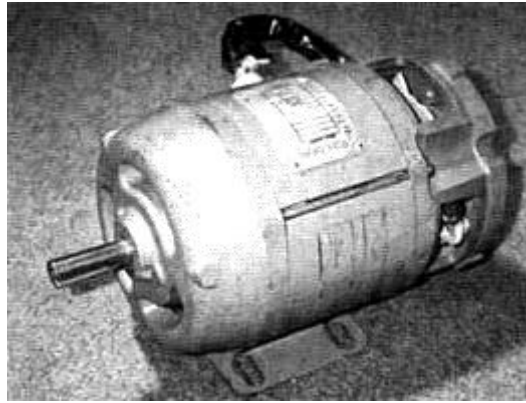
ΜΗΧΑΝΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

2.1 Εισαγωγή

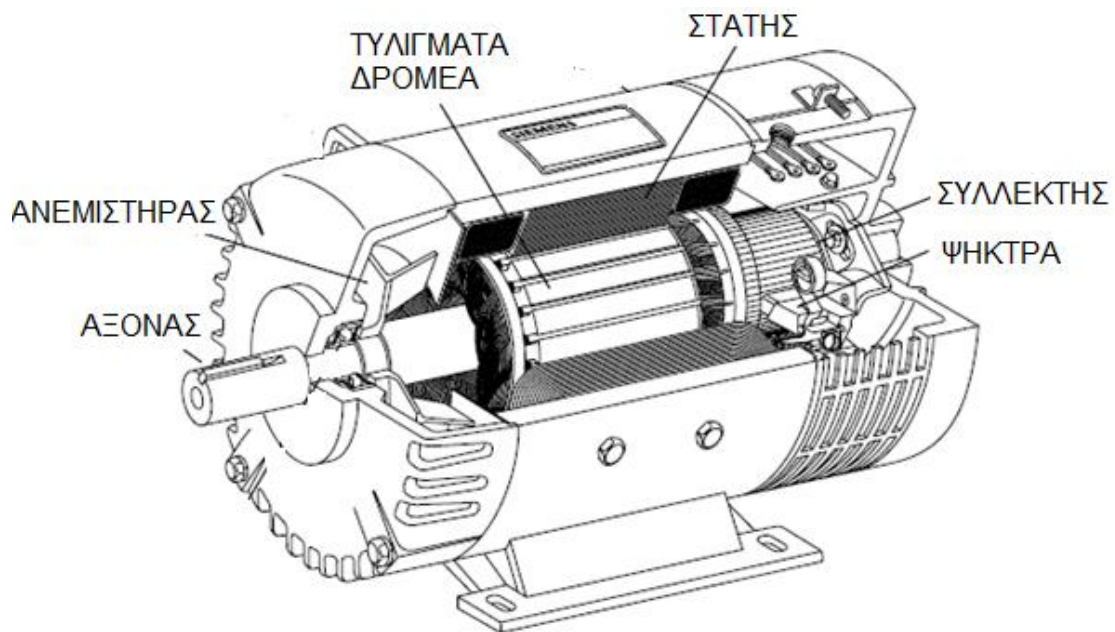
Οι ηλεκτρικές μηχανές συνεχούς ρεύματος χρησιμοποιούνται εδώ και πολλές δεκαετίες σε μια πληθώρα εφαρμογών. Οι μηχανές αυτές, όπως φανερώνει και το όνομά τους, χρησιμοποιούν για την τροφοδοσία τους συνεχές ρεύμα. Σε συνεργασία με έναν ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος, οι μηχανές συνεχούς ρεύματος μπορούν να ελεγχθούν εύκολα και με μεγάλη ακρίβεια. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα βασικά κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των μηχανών αυτών, ο τρόπος λειτουργίας τους και τέλος οι μέθοδοι οδήγησής τους.

2.2 Κατασκευαστικά στοιχεία της μηχανής συνεχούς ρεύματος[5],[6]

Μια μηχανή συνεχούς ρεύματος αποτελείται από ένα ακίνητο μέρος που λέγεται στάτης και ένα κινητό που λέγεται δρομέας. Μια τέτοια συναρμολογημένη μηχανή φαίνεται στο σχήμα 2.1. και η τομή της στο σχήμα 2.2.



Σχ.2.1. Εξωτερική όψη μηχανής συνεχούς ρεύματος[6]

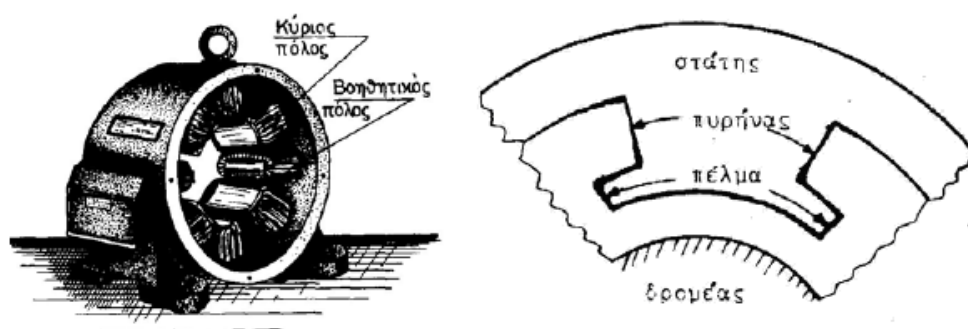


Σχ.2.2. Τομή μηχανής συνεχούς ρεύματος, διακρίνονται τα βασικά κατασκευαστικά χαρακτηριστικά[12]

Ο στάτης αποτελείται από το ζύγωμα, τους μαγνητικούς πόλους, τον ψυκτροφορέα με τις ψύκτρες και τα δύο καλύμματα.

Το ζύγωμα αποτελεί τον κορμό της μηχανής και ενώνει μηχανικά και μαγνητικά τους μαγνητικούς πόλους. Έχει κυλινδρικό σχήμα και αποτελεί την βάση στήριξης της μηχανής στο κάτω μέρος. Κατασκευάζεται από χυτοχάλυβα ή ελατό σίδηρο.

Οι μαγνητικοί πόλοι δίνουν την απαραίτητη μαγνητική ροή στο διάκενο ανάμεσα στα πέδιλά τους και το επαγωγικό τύμπανο. Κάθε πόλος αποτελείται από τον πυρήνα και το τύλιγμά του που είναι μονωμένα μεταξύ τους. Ο πυρήνας συγκροτείται από μονωμένα ειδικά ελάσματα σιδήρου. Το πλατύτερο μέρος τοποθετείται προς το μέρος του επαγωγικού τυμπάνου και λέγεται πέδιλο. Ο βασικός σκοπός του είναι να οδηγεί την ροή σε ένα μεγαλύτερο μέρος της περιφέρειας του δρομέα και να υποβαστάζει το τύλιγμα του πόλου.



Σχ.2.3. Το ζύγωμα με τους μαγνητικούς πόλους του στάτη και ο πυρήνας του μαγνητικού πόλου

Το τύλιγμα κάθε πόλου αποτελείται από πολλές σπείρες χάλκινου μονωμένου σύρματος που τυλίγονται γύρω από τον πυρήνα κάθε πόλου τυλιγμένες με βαμβακερή ταινία και εμβαπτισμένες σε μονωτικό βερνίκι. Τα άκρα του τυλίγματος μένουν ελεύθερα για την ηλεκτρική του σύνδεση. Το σύνολο των τυλιγμάτων των μαγνητικών πόλων λέγεται τύλιγμα διέγερσης της μηχανής.

Ο αριθμός των μαγνητικών πόλων κάθε ηλεκτρικής μηχανής είναι πάντα άρτιος και ανάλογα με τον αριθμό των πόλων που έχει μια μηχανή ονομάζεται διπολική, τετραπολική, εξαπολική κ.ο.κ.

Οι βοηθητικοί πόλοι τοποθετούνται μεταξύ των κύριων πόλων και χρησιμεύουν στην αποφυγή των σπινθηρισμών του συλλέκτη. Η κατασκευή τους είναι ίδια με των κύριων πόλων αλλά είναι μικρότεροι. Τα τυλίγματά τους αποτελούνται από λίγες σπείρες χονδρού σύρματος και συνδέονται σε σειρά με το τύλιγμα επαγωγικού τυμπάνου.

Ο ψηκτροφορέας αποτελείται από σιδερένιο δακτύλιο, τις ειδικές θέσεις όπου τοποθετούνται οι ψήκτρες και τους βραχίονες αυτών. Οι ψήκτρες κατασκευάζονται από σκληρό άνθρακα, από γραφίτη ή από μίγμα άνθρακα και χαλκού. Στο ένα άκρο της ψήκτρας στερεώνεται ευλύγιστο χάλκινο σύρμα για να οδηγεί το ηλεκτρικό ρεύμα στην ψήκτρα και από εκεί στον αγωγό που την συνδέει με έναν από τους ακροδέκτες της μηχανής. Οι ψήκτρες πιέζονται στον συλλέκτη με μικρά ελατήρια και εφάπτονται με την επιφάνεια ολίσθησης.

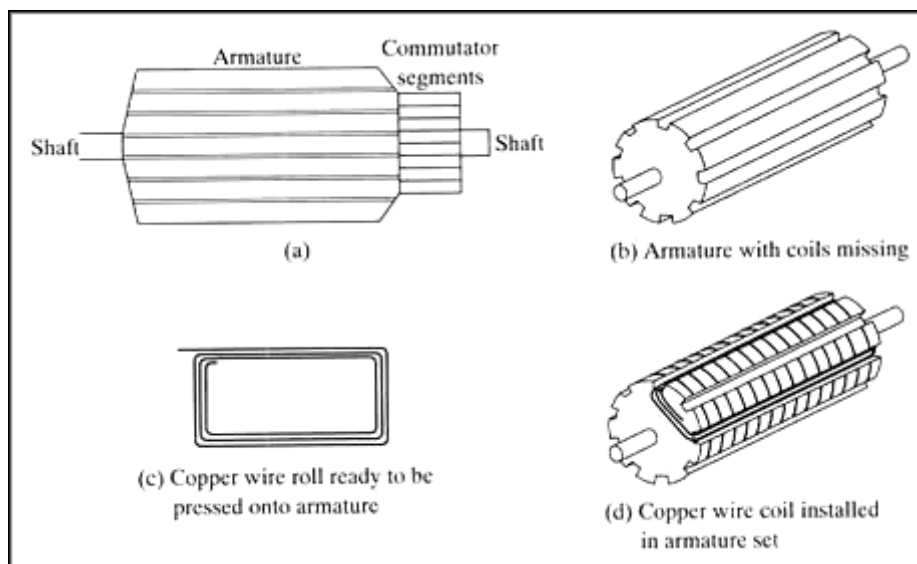
Τα καλύμματα του στάτη στερεώνονται με βίδες στο ζύγωμα και χρησιμεύουν στην υποστήριξη του άξονα του δρομέα και του ψηκτροφορέα και στην προφύλαξη του εσωτερικού της μηχανής.

Ο δρομέας αποτελείται από τον άξονα, το επαγωγικό τύμπανο, τον συλλέκτη και τον ανεμιστήρα.

Ο άξονας του δρομέα έχει στερεωμένα επάνω του το επαγωγικό τύμπανο (πυρήνα και τύλιγμα), τον συλλέκτη και τον ανεμιστήρα, στρέφεται και στρέφεται πάντα με αυτά. Ο πυρήνας του επαγωγικού τυμπάνου παρέχει έναν δρόμο μικρής μαγνητικής αντίστασης για να περνούν οι μαγνητικές γραμμές του πεδίου των πόλων και φέρει το τύλιγμα του τυμπάνου. Το τύλιγμα του επαγωγικού τυμπάνου κατασκευάζεται από μονωμένο χάλκινο αγωγό κυκλικής ή ορθογωνικής διατομής για μηχανές μικρής και μεγάλης ισχύος αντίστοιχα.

Ο συλλέκτης κατασκευάζεται από πολλά χάλκινα ελάσματα κατάλληλα διαμορφωμένα και λέγονται τομείς συλλέκτη. Αυτά τα ελάσματα συγκρατούνται

μεταξύ δύο χαλύβδινων κοίλων κυλινδρικών τμημάτων αφού μονωθούν τόσο μεταξύ τους όσο και προς τα χαλύβδινα τεμάχια συγκράτησης.



Σχ.2.4. (α)Δρομέας και άξονας μηχανής συνεχούς ρεύματος- (β)Δρομέας πριν την τοποθέτηση των τυλιγμάτων- (γ)Ομάδες τυλιγμάτων έτοιμα για τοποθέτηση πάνω στον δρομέα- (δ)Δρομέας με τοποθετημένα τα τυλίγματα

Ο ανεμιστήρας στερεώνεται στον άξονα και κατά την περιστροφή δημιουργεί ρεύμα αέρα που μπαίνει στην μηχανή από το άνοιγμα του ενός καλύμματος και βγαίνει από το άνοιγμα του άλλου, ψύχοντας το εσωτερικό της μηχανής.

Για την παραγωγή σημαντικών τάσεων και ρευμάτων και για την μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος που παράγει η στοιχειώδης γεννήτρια συνεχούς ρεύματος, χρησιμοποιούνται στην πράξη πολλές αντί μιας σπείρας κατάλληλα συνδεδεμένες. Ανεξάρτητα όμως από τον τρόπο σύνδεσης των σπειρών, οι πλευρικοί αγωγοί κάθε σπείρας απέχουν μεταξύ τους όσο και οι άξονες δύο γειτονικών πόλων για να προσθέτονται οι ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις που αναπτύσσονται σ' αυτές. Ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης των σπειρών, διακρίνονται δύο μεγάλες κατηγορίες τυλιγμάτων: τα βροχοτυλίγματα και τα κυματοτυλίγματα.

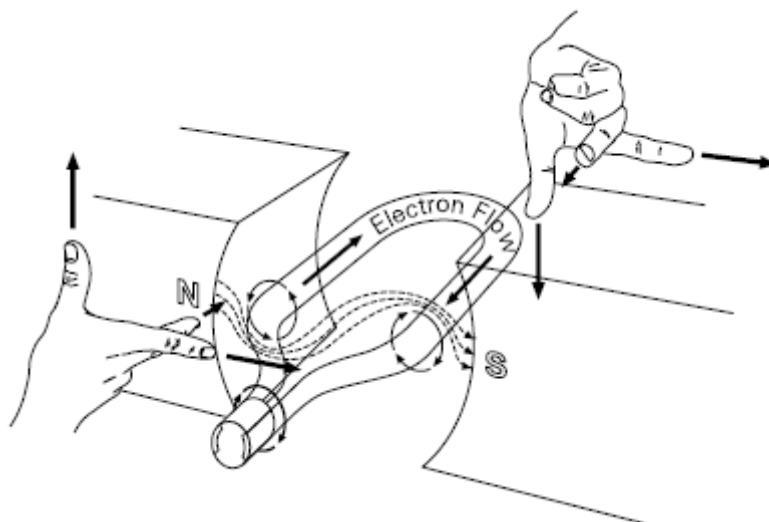
2.3 Αρχή λειτουργίας μηχανής συνεχούς ρεύματος

Στις μηχανές συνεχούς ρεύματος υπάρχουν τα τυλίγματα διέγερσης και τα στρεφόμενα τυλίγματα του επαγωγικού τυμπάνου. Όταν εφαρμόζεται τάση στα τυλίγματα του στάτη δημιουργείται ένας ηλεκτρομαγνήτης ο οποίος δημιουργεί ένα μαγνητικό πεδίο. Το πεδίο αυτό είναι στάσιμο και όχι περιστρεφόμενο όπως σε άλλους τύπους ηλεκτρικών μηχανών. Παράλληλα, μέσω των ψηκτρών εφαρμόζεται στο συλλέκτη τάση η οποία προκαλεί τη ροή ρεύματος στους αγωγούς που αποτελούν το επαγωγικό τύμπανο. Η περιστροφή του δρομέα είναι αποτέλεσμα της δύναμης που ασκείται σε ένα ρευματοφόρο αγωγό, ο οποίος βρίσκεται υπό την επίδραση ενός μαγνητικού πεδίου. Το μέτρο της δύναμης αυτής δίνεται από τη σχέση

$$F = BIL\sin\alpha$$

όπου B είναι η ένταση του μαγνητικού πεδίου, I είναι η τιμή του ρεύματος τυμπάνου, L είναι το ενεργό μήκος του ρευματοφόρου αγωγού, και α είναι η γωνία που σχηματίζει το επίπεδο του βρόχου με το επίπεδο των μαγνητικών γραμμών.

Η φορά περιστροφής καθορίζεται από τον γνωστό κανόνα του δεξιού χεριού. Σύμφωνα με τον κανόνα αυτόν εάν ο δείκτης δείχνει τη φορά του μαγνητικού πεδίου, και ο μεσαίος τη φορά ροής του ρεύματος στον αγωγό, τότε ο αντίχειρας δείχνει τη φορά προς την οποία ασκείται η δύναμη πάνω στον αγωγό.



Σχ.2.5. Κανόνας δεξιού χεριού[5]

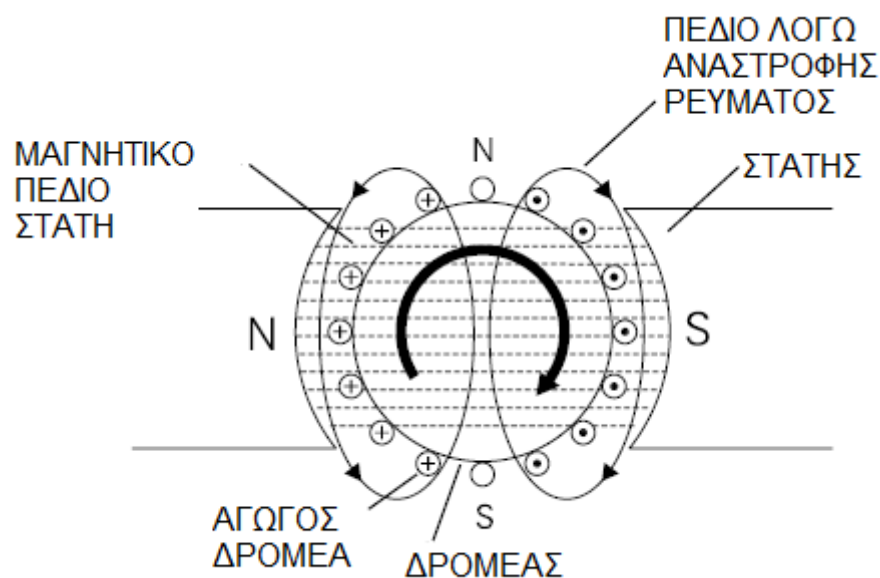
Όμως, κατά την περιστροφή του δρομέα οι αγωγοί τέμνουν τις δυναμικές γραμμές του μαγνητικού πεδίου που δημιουργεί το τύλιγμα διέγερσης. Δηλαδή σχετικά προς το μαγνητικό πεδίο αλλάζουν συνεχώς θέση, με συνέπεια τη δημιουργία ενός ηλεκτρικού πεδίου. Το ηλεκτρικό πεδίο αυτό συντελεί στην επαγωγή μίας τάσης πάνω στους αγωγούς του δρομέα, η οποία πάντα αντιτίθεται στην συνεχή τάση που παρέχεται από τις ψήκτρες. Η τάση αυτή ονομάζεται επαγωγική τάση. Η τιμή της επαγωγικής τάσης δίνεται από τη σχέση

$$U_{επ} = C\Phi\Omega$$

όπου C είναι μία σταθερά της μηχανής η οποία εξαρτάται από τον αριθμό των αγωγών στα τυλίγματα του δρομέα και τον αριθμό των πόλων, Ω είναι η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα και Φ είναι η μαγνητική ροή.

Το πεδίο που αναπτύσσεται σε κάθε ένα αγωγό, συντελεί στη δημιουργία ενός συνολικού πεδίου με βόρειο και νότιο πόλο. Ο βόρειος πόλος του πεδίου αυτού έλκεται από το νότιο πόλο του μαγνητικού πεδίου που δημιουργείται από το τύλιγμα διέγερσης και αντίθετα ο νότιος από τον βόρειο. Αυτή η έλξη ασκεί μια ροπή στο δρομέα. Για να έχει αυτή η ροπή όμως συνεχόμενα την ίδια φορά, είναι προϋπόθεση να έχουν και τα δύο πεδία συνεχώς την ίδια φορά. Για να συμβεί αυτό όμως πρέπει να

αναστρέφεται η φορά του ρεύματος στους αγωγούς του δρομέα. Η αναστροφή αυτή επιτυγχάνεται με τη βοήθεια του συλλέκτη και των ψηκτρών.

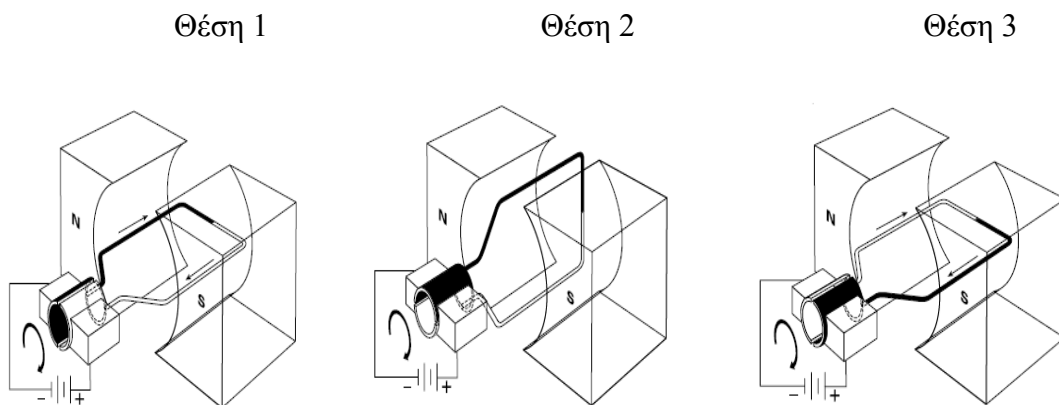


Σχ.2.6. Μαγνητικά πεδία στάτη και δρομέα[5]

Η αναστροφή του ρεύματος που πραγματοποιείται σε έναν αγωγό του δρομέα πραγματοποιείται ως εξής:

Ο μισός αγωγός είναι σκιασμένος για να είναι δυνατός ο εντοπισμός της θέσης του. Ο αγωγός συνδέεται σε δύο τμήματα του συλλέκτη. Στη θέση 1 του σχήματος 2.7 το σκουρόχρωμο τμήμα του αγωγού, μέσω του σκουρόχρωμου τμήματος του συλλέκτη, συνδέεται με την αρνητικά τροφοδοτούμενη ψήκτρα. Έτσι δημιουργείται ροή ρεύματος από το σκουρόχρωμο τμήμα του συλλέκτη προς το ανοιχτόχρωμο, διαμέσου του αγωγού. Λόγω της ροής ρεύματος στον αγωγό και της ύπαρξης του μαγνητικού πεδίου ασκείται μία δύναμη προς τα πάνω στο σκουρόχρωμο τμήμα του αγωγού και μία δύναμη ίση αλλά αντίθετης φοράς στο ανοιχτόχρωμο τμήμα. Έτσι προκαλείται δεξιόστροφη κίνηση στο βρόχο. Στο σημείο αυτό επιπλέον, δηλαδή κάτω

από τους πόλους η μαγνητική επαγωγή έχει τη μέγιστη τιμή της και έτσι επάγεται τάση $U_{επ}$. Στη θέση 2 ο βρόχος έχει περιστραφεί κατά 90° . Στη θέση αυτή δηλαδή στο μέσο μεταξύ των δύο ετερόνυμων πόλων η μαγνητική επαγωγή μηδενίζεται, διότι εκατέρωθεν της θέσης αυτής έχει αντίθετη φορά λόγω αλλαγής πολικότητας. Έτσι η τάση εξ' επαγωγής ($U_{επ}$) μηδενίζεται. Ωστόσο, στο σημείο αυτό ο βρόχος βραχυκυκλώνεται από τις ψήκτρες. Το γεγονός αυτό επιτρέπει την αναστροφή του ρεύματος. Έτσι καθώς ο βρόχος συνεχίζει να κινείται δεξιόστροφα ο σκουρόχρωμος αγωγός αρχίζει να εφάπτεται μέσω του αντίστοιχου τμήματος του συλλέκτη στην θετικά τροφοδοτούμενη ψήκτρα. Έτσι φτάνουμε στη θέση 3 όπου ισχύει ότι ακριβώς και στη θέση 1 με μόνη και σημαντική διαφορά ότι το ρεύμα ρέει από το ανοιχτόχρωμο κομμάτι του αγωγού προς το σκουρόχρωμο. Δηλαδή το ρεύμα στο βρόχο έχει αναστραφεί.



Σχ.2.7. Αναστροφή ρεύματος σε έναν βρόχο μηχανής συνεχούς ρεύματος

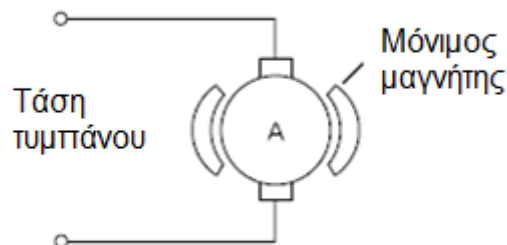
2.4 Διέγερση μηχανών συνεχούς ρεύματος

Η διέγερση των μηχανών συνεχούς ρεύματος μπορεί να επιτευχθεί είτε με τη βοήθεια ενός μόνιμου μαγνήτη είτε χρησιμοποιώντας ένα τύλιγμα διέγερσης. Στην περίπτωση της ύπαρξης τυλίγματος διέγερσης, ανάλογα με το πώς θα συνδεθεί το

τύλιγμα διέγερσης ως προς το τύλιγμα του τυμπάνου, διακρίνονται τρία είδη συνδεσμολογίας, τα οποία περιγράφονται παρακάτω.

- Μηχανές με διέγερση μόνιμου μαγνήτη

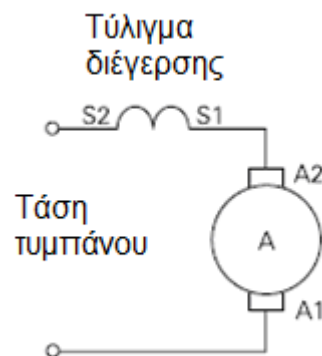
Χαρακτηριστικό των μηχανών αυτών είναι ότι έχουν σχετικά μεγάλη ροπή εκκίνησης και η σχέση μεταξύ ροπής στροφών είναι γραμμική με μια μικρή πτώση λόγω της πτώσης τάσης πάνω στην αντίσταση τυμπάνου. Εκτός του μειονεκτήματος της μικρής ισχύος αυτών των μηχανών, ένα άλλο μειονέκτημα είναι η μειωμένη δυνατότητα υπερφόρτισής τους, αφού περιορίζεται το πολύ στο 150% του ονομαστικού φορτίου, γιατί μετά υπάρχει κίνδυνος απομαγνητισμού των μόνιμων μαγνητών. Ακόμη, οι μόνιμοι μαγνήτες ανεβάζουν το κόστος των μηχανών αυτών.



Σχ.2.8. Συνδεσμολογία διέγερσης μόνιμου μαγνήτη

- Μηχανές με διέγερση σε σειρά

Στις μηχανές αυτές το τύλιγμα διέγερσης συνδέεται σε σειρά με το τύλιγμα του τυμπάνου. Χαρακτηριστικό των μηχανών αυτών είναι ότι αναπτύσσουν μεγάλες τιμές ροπής εκκίνησης. Ωστόσο, οι στροφές μεταβάλλονται αρκετά κατά τη λειτουργία της μηχανής με πλήρες φορτίο σε σχέση με τη λειτουργία εν κενώ. Για το λόγο αυτό οι μηχανές με διέγερση σε σειρά δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές που απαιτείται σταθερή ταχύτητα ανεξαρτήτως του φορτίου. Θα πρέπει ακόμα να αναφερθεί ότι η ταχύτητα των μηχανών αυτών αυξάνει σε μεγάλο βαθμό στην λειτουργία με μικρό μηχανικό φορτίο, σε σημείο που μπορεί να προκληθεί ζημιά. Για το λόγο αυτό έστω και ένα μικρό μηχανικό φορτίο πρέπει να είναι πάντα συνδεδεμένο στις μηχανές με διέγερση σε σειρά. Η συνδεσμολογία αυτή επιλέγεται σε εφαρμογές που απαιτείται ιδιαίτερη υψηλή ροπή εκκίνησης. Γενικότερα, η χρήση της όμως είναι σήμερα περιορισμένη.

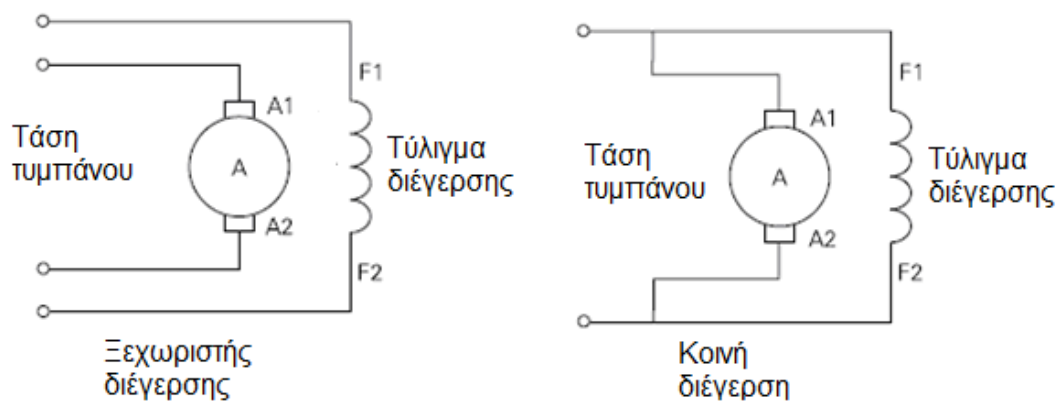


Σχ.2.9. Συνδεσμολογία διέγερσης σειράς

- Μηχανές ξένης ή παράλληλης διέγερσης

Στις μηχανές αυτές το τύλιγμα διέγερσης συνδέεται παράλληλα με το τύλιγμα του τυμπάνου και μπορεί να τροφοδοτούνται από κοινή ή από διαφορετική πηγή.

Χαρακτηριστικό των μηχανών αυτών είναι ότι διατηρούν σχεδόν σταθερή την ταχύτητά τους μεταβαλλόμενης της ροπής. Επιπλέον πλεονέκτημα της συνδεσμολογίας ξένης διέγερσης είναι το γεγονός ότι επιτρέπεται η ανεξάρτητη τροφοδοσία των τυλιγμάτων διέγερσης και τυμπάνου προσφέροντας μεγαλύτερη ελευθερία ελέγχου. Ακόμη πρέπει να αναφερθεί ότι η ροπή είναι απολύτως γραμμική σε σχέση με το ρεύμα τυμπάνου.

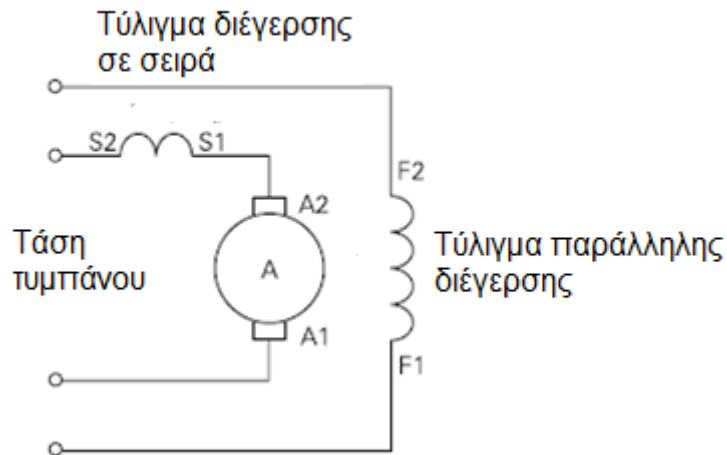


Σχ.2.10. Συνδεσμολογία ξένης και παράλληλης διέγερσης

- Μηχανές διπλής διέγερσης

Στις μηχανές αυτές υπάρχει ένα τύλιγμα διέγερσης συνδεδεμένο σε σειρά με το τύλιγμα του τυμπάνου και ένα παράλληλα, το οποίο τροφοδοτείται από διαφορετική πηγή, δηλαδή είναι ξένης διέγερσης. Το τύλιγμα διέγερσης το οποίο είναι συνδεδεμένο σε σειρά προσφέρει καλύτερη ροπή εκκίνησης σε σχέση με την παράλληλη συνδεσμολογία ενώ το παράλληλα συνδεδεμένο τύλιγμα προσφέρει σχετική σταθερότητα στις στροφές μεταβαλλόμενης της ροπής. Ακόμη λόγω της

παράλληλης διέγερσης για μηδενικό φορτίο η ταχύτητα είναι πεπερασμένη, εξαλείφεται δηλαδή το πρόβλημα της εν σειρά συνδεσμολογίας.



Σχ.2.11-Συνδεσμολογία διπλής διέγερσης

2.5 Εξισώσεις και χαρακτηριστικές μηχανών συνεχούς ρεύματος στη μόνιμη λειτουργία

Εάν μια μηχανή συνεχούς ρεύματος προσλαμβάνει ρεύμα από ένα ηλεκτρικό δίκτυο, τότε μετατρέπει ηλεκτρική ενέργεια σε κινητική, δηλαδή λειτουργεί σαν κινητήρας. Για τους κινητήρες ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η σχέση μεταξύ στροφών και αναπτυσσόμενης ροπής και αποτελεί την κατ' εξοχή χαρακτηριστική αυτών. Ένας κινητήρας είναι δυνατόν να λειτουργήσει ως γεννήτρια, εάν η εσωτερική τάση δηλαδή η τάση εξ επαγωγής του τυμπάνου, γίνει μεγαλύτερη της τάσης των ακροδεκτών.

Οι εξισώσεις που περιγράφουν τις καταστάσεις και την λειτουργία τους είναι οι παρακάτω[6]:

• Εξίσωση τάσεων

$$U_T = U_{\varepsilon\pi} \pm R_T I_T + U_\psi \quad (2.1)$$

όπου: U_T = Τάση τυμπάνου

$U_{\varepsilon\pi}$ = Τάση εξ' επαγωγής

R_T = Αντίσταση τυμπάνου

I_T = Ρεύμα τυμπάνου

U_ψ = Τάση ψηκτρών

Το αρνητικό πρόσημο ισχύει για την περίπτωση, κατά την οποία η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια, ενώ το θετικό πρόσημο για την περίπτωση που λειτουργεί ως κινητήρας.

• Τάση εξ επαγωγής

$$U_{\varepsilon\pi} = C\Phi\Omega \quad (2.2)$$

όπου: Ω = Γωνιακή ταχύτητα (rad/sec)

Φ = Μαγνητική ροή

C = Σταθερά μηχανής

• Εξίσωση ρευμάτων

$$I_T = I \pm I_F \quad (2.3)$$

όπου: I_F = Ρεύμα διέγερσης

Το αρνητικό πρόσημο ισχύει για την περίπτωση, κατά την οποία η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια, ενώ το θετικό πρόσημο για την περίπτωση που λειτουργεί ως κινητήρας.

• Εξίσωση ροπής

$$\mathbf{M} = \mathbf{C}\Phi\mathbf{I}_T \quad (2.4)$$

όπου: M = Ηλεκτρομηχανική ροπή (Nm)

• Εξίσωση προσλαμβανόμενης ισχύος

$$P_{\pi\rho.} = U_T I_T \text{ (κινητήρας) } \quad \text{ή} \quad P_{\pi\rho.} = M\Omega = U_{\varepsilon\pi} I_T \text{ (γεννήτρια)} \quad (2.5)$$

• Εξίσωση αποδιδόμενης ισχύος

$$P_{\alpha\pi.} = M\Omega = U_{\varepsilon\pi} I_T \text{ (κινητήρας) } \quad \text{ή} \quad P_{\alpha\pi.} = U_T I_T \text{ (γεννήτρια)} \quad (2.6)$$

Από τις εξισώσεις (2.1), (2.2) και (2.4) μπορούμε να βρούμε τη σχέση μεταξύ ταχύτητας Ω και ροπής M . Αντικαθιστούμε και βρίσκουμε:

$$\Omega = \frac{U_T}{C\Phi} \pm \frac{R_T}{(C\Phi)^2} M \quad (2.7)$$

Το αρνητικό πρόσημο ισχύει για την περίπτωση, κατά την οποία η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας, ενώ το θετικό πρόσημο για την περίπτωση που λειτουργεί ως γεννήτρια.

Εάν θεωρήσουμε $M=0$, δηλαδή η ροπή και το ρεύμα μηδενιστούν, θα πάρουμε την ταχύτητα Ω_0 στην κατάσταση εν κενώ:

$$\Omega_0 = \frac{U_T}{C\Phi} \quad (2.8)$$

Συνήθως διαιρούμε και τα δύο μέλη της εξίσωσης (2.8) δια του Ω_0 και τελικά η εξίσωση ταχύτητας – ροπής χρησιμοποιείται υπό την ακόλουθη μορφή:

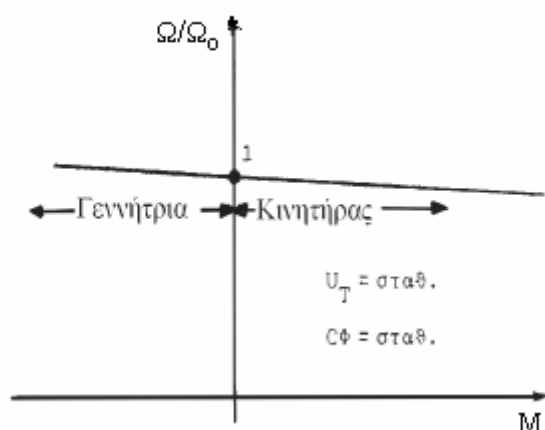
$$\frac{\Omega}{\Omega_0} = 1 - \frac{R_T}{U_T} * \frac{I}{C\Phi} M \frac{\Omega}{\Omega_0} = 1 - \frac{R_T}{U_T} * \frac{I}{C\Phi} M \quad (2.9)$$

Με τη βοήθεια της εξίσωσης αυτής είμαστε σε θέση να χαράξουμε τις χαρακτηριστικές καμπύλες για διάφορους τύπους μηχανών, δηλαδή να λάβουμε υπ' όψη μας τις συνέπειες που συνεπάγεται η μαγνητική ροή Φ σε κάθε διαφορετική συνδεσμολογία τυλιγμάτων.

2.5.1 Μηχανές ξένης ή παράλληλης διέγερσης[6]

Στις μηχανές ξένης ή παράλληλης διέγερσης μπορεί η διέγερση ανεξάρτητα από το φορτίο της μηχανή να διατηρηθεί σταθερή. Η τάση στους ακροδέκτες, εάν δεν υπάρχει σκοπιμότητα μεταβολής της, διατηρείται σταθερή. Εάν λοιπόν είναι $C\Phi =$ σταθερό και $U_T =$ σταθερό, τότε γνωρίζουμε την ταχύτητα εν κενώ Ω_0 και η εξίσωση $\Omega = f (M)$ αποκτάει τη μορφή:

Η εξίσωση (2.9) απεικονίζεται στο σχήμα 2.12.



Σχ.2.12. Καμπύλη ταχύτητας –ροπής μηχανών ξένης ή παραλλήλου διεγέρσεως [6]

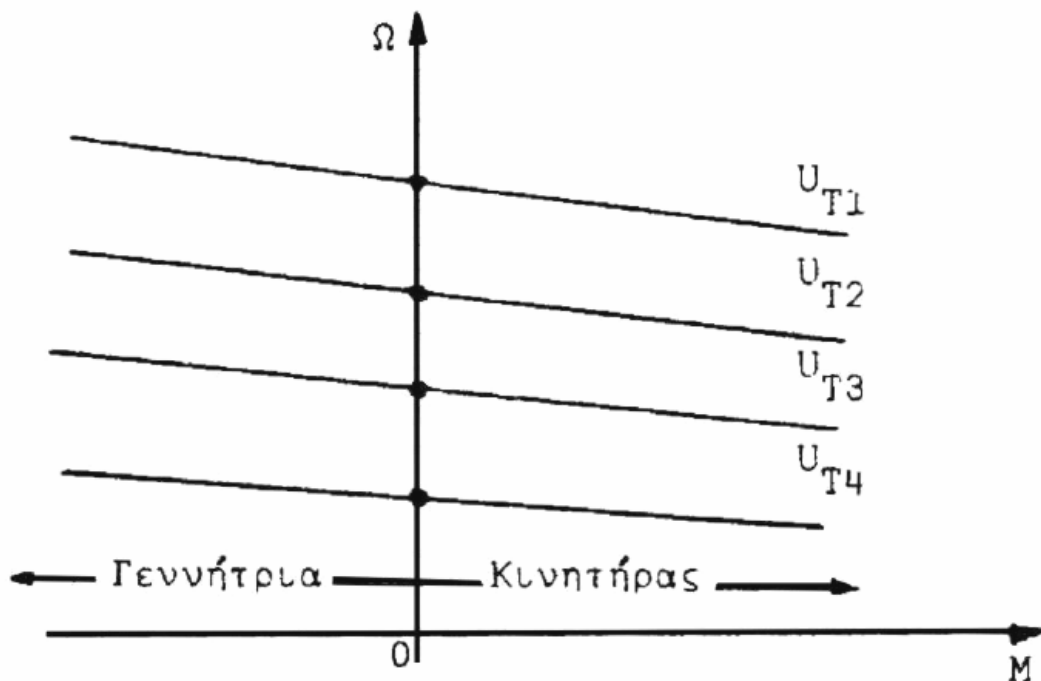
Κατά τη λειτουργία των μηχανών ως κινητήρες έχουμε μικρή πτώση της ταχύτητας αυξανόμενης της ροπής, ενώ κατά τη λειτουργία τους ως γεννήτριες έχουμε μικρή αύξηση. Παρατηρούμε ότι οι μηχανές ξένης διέγερσης έχουν σχεδόν σταθερή ταχύτητα μεταβαλλόμενης της ροπής, δηλαδή του φορτίου και αυτό είναι μια σπουδαία ιδιότητα, την οποία χρησιμοποιούμε πολύ στις διάφορες εφαρμογές.

2.6 Ρύθμιση στροφών μηχανών συνεχούς ρεύματος

Οι μέθοδοι ρυθμίσεως του αριθμού των στροφών των μηχανών συνεχούς ρεύματος γίνονται κατανοητές αν παρατηρήσουμε την εξίσωση (2.7), η οποία εκφράζει τη σχέση $\Omega = f (M)$.Από αυτή προκύπτουν τρεις δυνατότητες, δηλαδή η ρύθμιση της τάσης U_T , η ρύθμιση της ροής Φ και η ρύθμιση της αντίστασης R_T , όπου R_T παριστάνει όλη την αντίσταση του τυμπάνου, δηλαδή συμπεριλαμβάνεται και η τυχόν υπάρχουσα επιπρόσθετη εξωτερικά αντίσταση R_v .

2.6.1 Ρύθμιση της τάσης U_T

Η καλύτερη και με το μεγαλύτερο εύρος ρύθμιση των στροφών μια μηχανή συνεχούς ρεύματος είναι μεταβάλλοντας την τάση τυμπάνου της μηχανής. Στο σχήμα 2.13 απεικονίζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες που προκύπτουν κατά τη ρύθμιση του αριθμού των στροφών ενός κινητήρα ρυθμίζοντας την τάση των ακροδεκτών U_T .



Σχ.2.13. Ρύθμιση στροφών μηχανής συνεχούς ρεύματος μέσω ρύθμισης της τάσης τυμπάνου U_T . [6]

Έτσι ο αριθμός των στροφών εν κενώ μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή της τάσης, οι δε καμπύλες είναι παράλληλες μεταξύ τους. Αυτά ισχύουν για μηχανές ξένης ή παραλλήλου διέγερσης. Η τάση U_T μπορεί να μεταβληθεί με τη βοήθεια διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος, όπως μετατροπείς ανύψωσης ή υποβιβασμού

συνεχούς τάσης σε συνεχή εάν έχουμε δίκτυο συνεχούς ρεύματος ή συσσωρευτές, καθώς επίσης και με τη βοήθεια ρυθμιζόμενης ανορθωτικής διάταξης στην περίπτωση που έχουμε δίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος.

2.7. Μηχανή που χρησιμοποιείται στην κατασκευή

Η μηχανή της εφαρμογής είναι συνεχούς ρεύματος και η αρχή λειτουργίας της περιγράφηκε προηγουμένως. Η μηχανή είναι της εταιρίας LEROY SOMER, διαθέτει 4 πόλους και μπορεί να μετατραπεί σε γεννήτρια αν ασκηθεί ροπή στον άξονά της. Στη συνέχεια δίνονται τα ονομαστικά χαρακτηριστικά της από τον κατασκευαστή[7]:

Τύπος	<i>MS1322 S33</i>
Ισχύς	$P_n=4,5\text{kW}$
Στροφές	$\Omega_n=1500\text{ min}^{-1}$
Τάση	$U_T=215\text{V}$
Ρεύμα	$I_n=25\text{A}$
Ροπή	$M_n=28,7\text{Nm}$
Τάση Διέγερσης	$V_f=190\text{V}$
Ρεύμα Διέγερσης	$I_f=1\text{A}$
Ροπή Αδράνειας	$J=0,04\text{ Kg}\text{m}^2$

Βάρος	76kg
--------------	------

Με βάση τα παραπάνω μεγέθη που μας δίνει ο κατασκευαστής υπολογίζουμε κάποια άλλα χρήσιμα μεγέθη:

Αντίσταση τυμπάνου	$R_T=1,14\Omega$
Επαγωγή τυμπάνου	$L_T=37\text{mH}$
Σταθερά μηχανής	$C\Phi=M_n/I_n=28,7\text{Nm}/25\text{A}=1,148$

2.8. Χαρακτηριστικά της ταχογεννήτριας που χρησιμοποιήθηκε

Η ταχογεννήτρια που χρησιμοποιήθηκε για την μέτρηση των στροφών της μηχανής, είναι τοποθετημένη πάνω στην μηχανή συνεχούς ρεύματος και είναι από την εταιρία BEI IDEACOD. Συγκεκριμένα, ο τύπος της είναι GHM_10//5G59//01024//G6R// και φαίνεται στο σχήμα 2.14 που ακολουθεί.



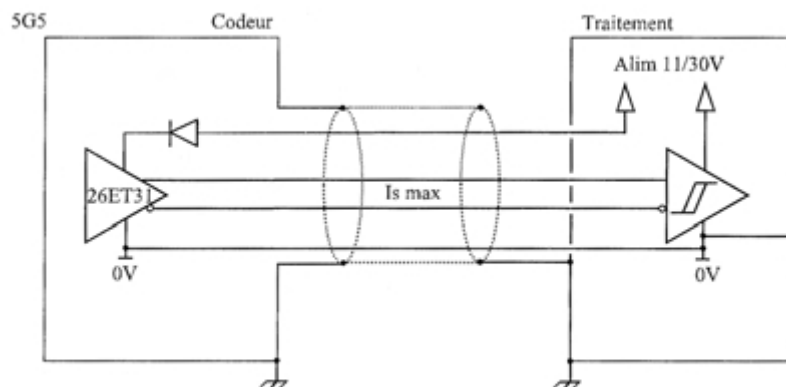
Σχ.2.14. Ταχογεννήτρια GHM_10//5G59//01024//G6R// της BEI IDEACOD.

Τα κατασκευαστικά της χαρακτηριστικά δίνονται στο τεχνικό φυλλάδιο και συγκεκριμένα είναι τα εξής:

ΜΗΧΑΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ	GHM5
Ελάχιστη Ροπή	0,8 N.cm
Μέγιστη ταχύτητα περιστροφής	12 000 rpm
Αδράνεια άξονα	12 gcm ²
Βάρος	350 g
Διάμετρος άξονα	58mm

ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ	GHM5
Τάση τροφοδοσίας	$(11-30)V_{cc}$
Κύκλωμα εξόδου	driver push-pull 11-30Vdc
Αδράνεια άξονα	12 gcm^2
Παλμοί ανα περιστροφή	1024
Κατανάλωση χωρίς φορτίο	75mA
Ρεύμα εξόδου	$I_o=50\text{mA}$
Μέγιστη τάση εξόδου	$V_{oh} = V_{CC} - 2,5\text{Vdc}$
Ελάχιστη τάση εξόδου	$V_{ol} = 1,5\text{Vdc}$
Κανάλια εξόδου	$A, \bar{A}, B, \bar{B}, O, \bar{O}$
Ακροδέκτες	12 pins αριθμημένα δεξιόστροφα

Παρακάτω φαίνεται το ηλεκτρικό κύκλωμα εξόδου της ταχογεννήτριας[8]:



Σχ.2.15. Ηλεκτρικό κύκλωμα εξόδου της ταχογεννήτριας

Στα σχ.2.16 και 2.17 παρουσιάζονται φωτογραφίες της ταχογεννήτριας.



Σχ.2.16. Ταχογεννήτρια που χρησιμοποιήθηκε



Σχ.2.17. Ακροδέκτες εξόδου της ταχογεννήτριας

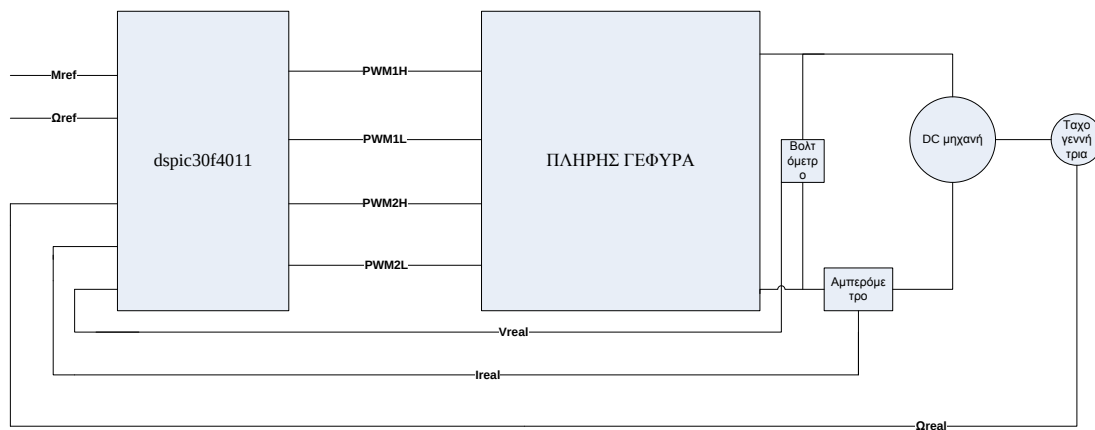
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ

3.1. Εισαγωγή

Στην παρούσα διπλωματική εργασία κατασκευάσαμε έναν μετατροπέα τύπου πλήρους γέφυρας, την οποία συνδέσαμε με μία μηχανή συνεχούς ρεύματος. Προκειμένου να μεταβάλλουμε την τάση τυμπάνου της μηχανής με ελεγχόμενο τρόπο, ώστε να ελέγξουμε την ροπή της, χρησιμοποιήσαμε έναν μικροελεγκτή της εταιρίας Microchip. Το κύκλωμα ολοκληρώθηκε με την χρήση μετρητικών, τα μετρούμενα μεγέθη των οποίων φτάνουν με βρόχους ανάδρασης στον μικροελεγκτή. Η συνολική διάταξη της παρούσας διπλωματικής εργασίας φαίνεται στο σχήμα 3.1. Συγκεκριμένα, τα μέρη που απαρτίζουν τη διάταξη είναι:

- Μία μηχανή συνεχούς ρεύματος με ενσωματωμένη ταχογεννήτρια, των οποίων ο τύπος και η αρχή λειτουργίας τους περιγράφονται σε προηγούμενο κεφάλαιο.
- Ένας dc-dc μετατροπέας σε τοπολογία πλήρους γέφυρας.
- Ο μικροελεγκτής dsPIC30F4011 της Microchip, ο οποίος περιγράφεται σε προηγούμενο κεφάλαιο.
- Κυκλώματα τροφοδοσίας.
- Βρόχοι ανάδρασης.

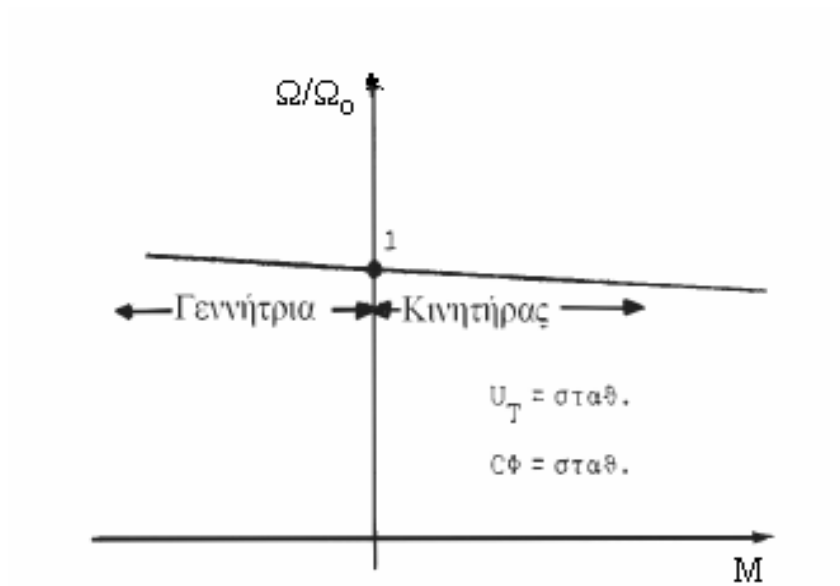


Σχ.3.1. Συνολική διάταξη συστήματος

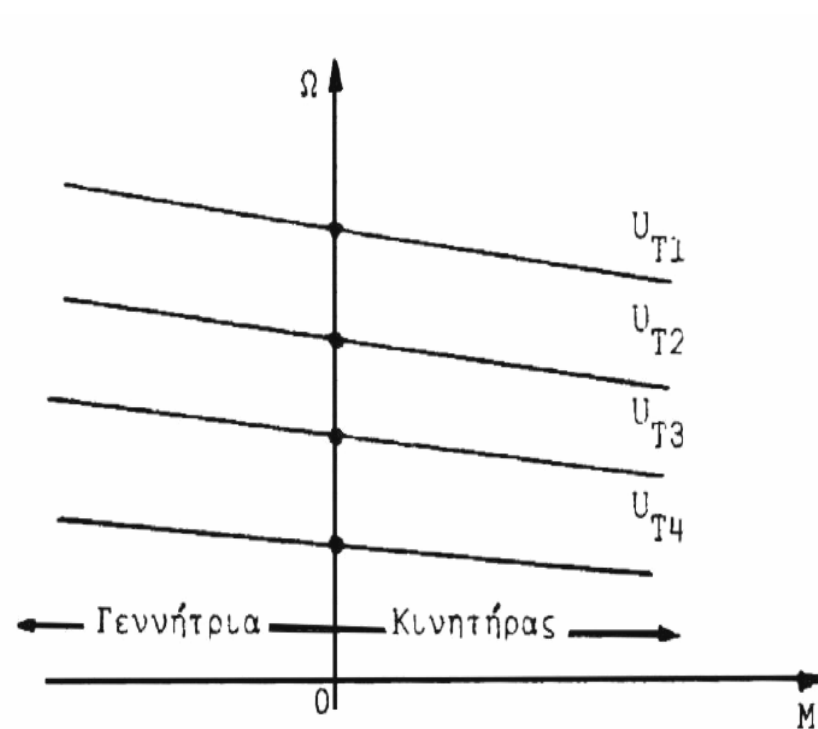
Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφονται τα κριτήρια επιλογής της συγκεκριμένης τοπολογίας και των στοιχείων ισχύος, γίνεται ανάλυση της λειτουργίας της συνολικής διάταξης και η θεωρητική περιγραφή του μετατροπέα που επιλέχθηκε. Τέλος, δίνεται μια θεωρητική ανάλυση των κυκλωμάτων τροφοδοσίας.

3.2. Εξήγηση της φιλοσοφίας ελέγχου του ηλεκτρομηχανικού συστήματος

Όπως αναφέραμε σε προηγούμενο κεφάλαιο, κάθε φορτίο έχει ένα συγκεκριμένο προφίλ ροπής-στροφών το οποίο πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψη από το εκάστοτε κινητήριο σύστημα στο οποίο συμμετέχει. Το προφίλ αυτό μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος είναι ουσιαστικά η χαρακτηριστική ροπής-στροφών, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2, η οποία μπορεί να μετατοπίζεται οριζοντίως μεταβάλλοντας την τάση τυμπάνου U_T , όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3.



Σχ.3.2. Χαρακτηριστική ροπής-στροφών μηχανής συνεχούς ρεύματος[6]



Σχ.3.3. Χαρακτηριστική ροπής-στροφών για διάφορες τιμές της τάσης τερματικού[6]

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, για απλούστευση, θεωρούμε τις στροφές σταθερές, άρα για να πετύχουμε την εκάστοτε καμπύλη ροπής-στροφών αρκεί να μεταβληθεί η ροπή μέχρι να φτάσει τη ροπή αναφοράς. Ουσιαστικά όμως πρέπει να ελέγξουμε το ρεύμα τυμπάνου, αφού υπάρχει σχέση αναλογίας ανάμεσα στη ροπή και στο ρεύμα ($M = C\Phi I_T$). Όμως, το ρεύμα τυμπάνου εξαρτάται από δύο παράγοντες. Από τις στροφές της μηχανής, δηλαδή από την τάση εξ επαγωγής $U_{επ}$ και από την τάση τυμπάνου U_T , όπως φαίνεται και από την σχέση $U_T = U_{επ} \pm R_T I_T$. Θεωρώντας όμως τις στροφές σταθερές, επιλέγουμε να ρυθμίζουμε το ρεύμα, και κατ' επέκταση τη ροπή, ελέγχοντας την τιμή της τάσης τυμπάνου U_T .

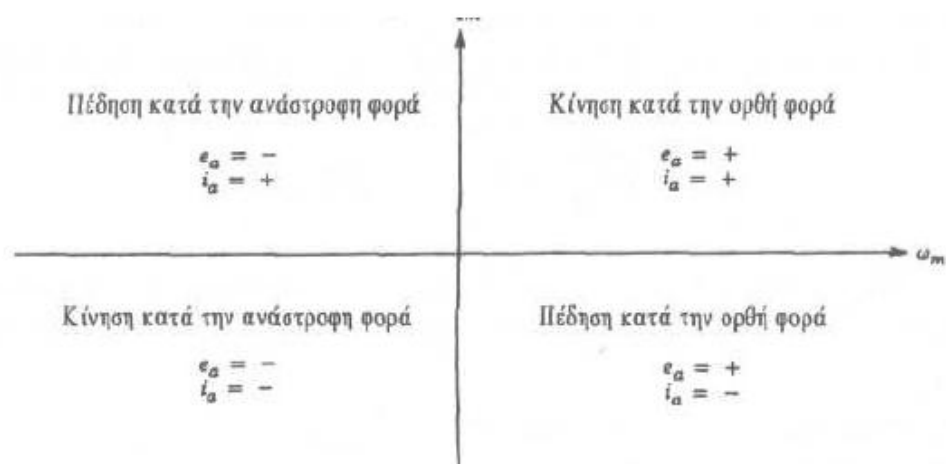
Τον έλεγχο αυτό της τάσης μπορούμε να τον πετύχουμε με τον κατάλληλο ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος. Γενικά, ο ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος παρέχει στην μηχανή μια ρυθμιζόμενη πηγή τάσης, με τον κατάλληλο έλεγχο της οποίας είναι δυνατόν να επιτευχθεί ο έλεγχος του ρεύματος και κατά συνέπεια της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα.

3.3. Κριτήρια επιλογής και ανάλυση της αρχής λειτουργίας του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος

Για την επιλογή του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος προτιμήθηκε η χρήση ενός μετατροπέα συνεχούς τάσης σε συνεχή σε τοπολογία γέφυρας. Η επιλογή του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα (τέσσερα στοιχεία ισχύος) έγινε με σκοπό να μπορεί η διάταξη να λειτουργεί στα δύο τεταρτημόρια, επιτρέποντας τη ροή ενέργειας και προς τις δύο κατευθύνσεις (σχήμα 3.4).

Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας είναι μια εξαιρετικά χρήσιμη τοπολογία, η οποία μπορεί να χειρισθεί μεγάλα ποσά ισχύος και στα δύο τεταρτημόρια, επιτρέποντας στο ρεύμα να ρέει με οποιαδήποτε φορά. Επομένως, ο μετατροπέας

επιτρέπει την αμφίδρομη ροή της ισχύος μεταξύ της εισόδου και της εξόδου. Οι περισσότεροι μετατροπείς δεν έχουν αυτή την ικανότητα, καθώς λειτουργούν μόνο σ' ένα τεταρτημόριο. Με τον μετατροπέα πλήρους γέφυρας είναι δυνατή η μετατροπή της συνεχούς τάσης σε συνεχή με ρυθμιζόμενο πλάτος και πολικότητα.[10].



Σχ.3.4. Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων της μηχανής[9]

Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας, έχει την κυκλωματική δομή που εικονίζεται στο σχήμα 3.5. Ο μετατροπέας αποτελείται από δύο σκέλη, το A (στο οποίο ανήκουν τα στοιχεία T_{A+} , T_{A-} , D_{A+} , D_{A-}) και το B (στο οποίο ανήκουν τα στοιχεία T_{B+} , T_{B-} , D_{B+} , D_{B-}). Κάθε σκέλος περιλαμβάνει δύο διακόπτες, αντιπαράλληλα με τους οποίους συνδέονται δίοδοι. Από τους δύο διακόπτες κάθε σκέλους, ο ένας πρέπει να βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας και ο άλλος σε αποκοπή. Όταν συμβαίνει αυτό, η τάση εξόδου του σκέλους V_{AN} και V_{BN} αντίστοιχα, εξαρτάται μόνο από την κατάσταση των διακοπών και είναι ανεξάρτητη από τη φορά του ρεύματος στο φορτίο i_o . Η ροή του ρεύματος φορτίου, μέσω του διακόπτη ή της αντιπαράλληλης διόδου, εξαρτάται από τη φορά του.

Η απαίτηση ο ένας διακόπτης κάθε σκέλους να βρίσκεται πάντα σε κατάσταση αγωγής, δεν μπορεί να επιτευχθεί στα πρακτικά κυκλώματα, όπου οι χρόνοι έναυσης και σβέσης των ημιαγωγών διακοπών είναι πεπερασμένοι. Στις πρακτικές εφαρμογές

μεταξύ της σβέσης του ενός διακόπτη και της έναυσης του άλλου μεσολαβεί κάποιο χρονικό διάστημα, γνωστό ως νεκρός χρόνος (dead time, blanking time). Ο νεκρός χρόνος είναι αναγκαίος για την ασφαλή μετάβαση των διακοπών κάθε σκέλους. Αν και οι δύο διακόπτες ενός σκέλους βρεθούν σε κατάσταση αγωγιμότητας, τότε προκαλείται βραχυκύκλωση της dc εισόδου με άμεση συνέπεια την ακαριαία αύξηση του ρεύματος σε υψηλές τιμές.

Αν οι διακόπτες του μετατροπέα σε κάθε σκέλος αλλάζουν κατάσταση κατά τέτοιον τρόπο, ώστε να μην είναι ανοιχτοί ταυτόχρονα και οι δυο διακόπτες του ενός σκέλους, τότε το ρεύμα εξόδου i_o , στο Σχήμα 3.5, θα ρέει συνεχώς. Επομένως η τάση εξόδου καθορίζεται αποκλειστικά από την κατάσταση των διακοπών. Για παράδειγμα, αν θεωρήσουμε το σκέλος A στο σχήμα 3.5. Η τάση εξόδου V_{AN} σε σχέση με τον αρνητικό ακροδέκτη N , καθορίζεται από τις καταστάσεις των διακοπών. Όταν ο T_{A+} είναι κλειστός, το ρεύμα εξόδου θα ρέει μέσω του T_{A+} , αν το i_o είναι θετικό, ή θα ρέει μέσω της D_{A+} αν το i_o είναι αρνητικό. Σε κάθε περίπτωση T_{A+} κλειστός σημαίνει ότι το σημείο A στο σχήμα 3.5 βρίσκεται στο ίδιο δυναμικό με τον θετικό ακροδέκτη της εισόδου, οπότε:

$$V_{AN}=V_d \quad (\text{αν ο } T_{A+} \text{ είναι κλειστός και ο } T_{A-} \text{ ανοιχτός}) \quad (3.1.\alpha)$$

Με τον ίδιο τρόπο, όταν ο T_{A-} είναι κλειστός, ένα αρνητικό i_o θα ρέει μέσω του T_{A-} (εφόσον η D_{A+} είναι ανάστροφα πολωμένη) και ένα θετικό i_o θα ρέει μέσω της D_{A-} . Επομένως,

$$V_{AN}=0 \quad (\text{αν ο } T_{A-} \text{ είναι κλειστός και ο } T_{A+} \text{ ανοιχτός}) \quad (3.1.\beta)$$

Οι εξισώσεις 3.1.α και 3.1.β δείχνουν ότι η V_{AN} εξαρτάται μόνο από την κατάσταση των διακοπών και είναι ανεξάρτητη από την φορά του i_o . Έτσι, η μέση τάση εξόδου του σκέλους A του μετατροπέα, στο διάστημα μιας περιόδου μετάβασης T_s , εξαρτάται μόνο από την τάση εισόδου V_d και τον λόγο D του T_{A+} .

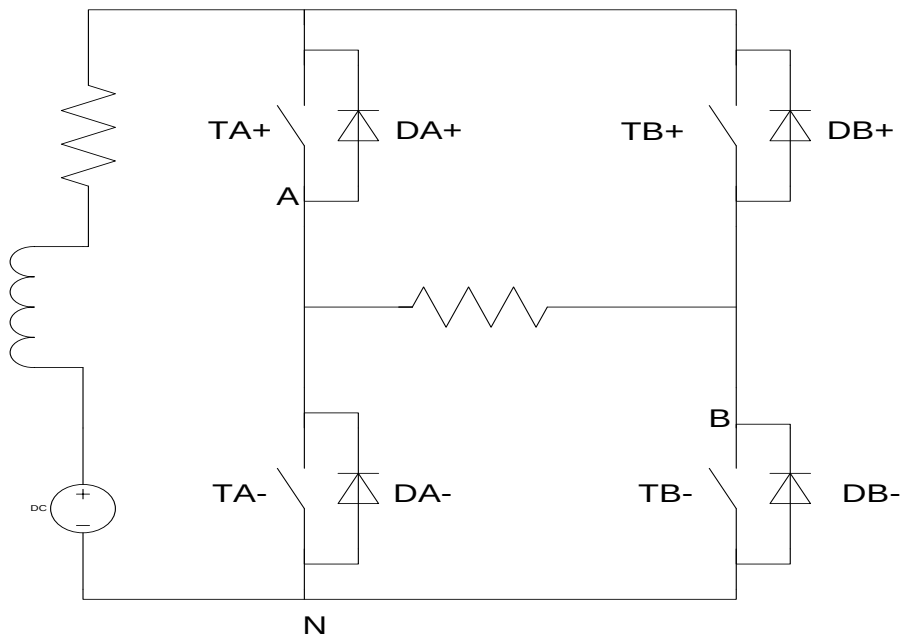
$$V_{AN} = \frac{V_d * T_{on} + 0 * T_{off}}{T_s} = V_d * D_{T_A+} \quad (3.2)$$

όπου T_{on} και T_{off} είναι τα χρονικά διαστήματα κατά τα οποία ο T_A+ είναι κλειστός και ανοιχτός αντίστοιχα.

Με το ίδιο σκεπτικό βρίσκουμε ότι και στο σκέλος B του μετατροπέα, η V_{BN} εξαρτάται από την V_d και τον λόγο D του T_B+ :

$$V_{BN} = V_d \cdot \text{λόγος } D \text{ του } T_B+ \quad (3.3)$$

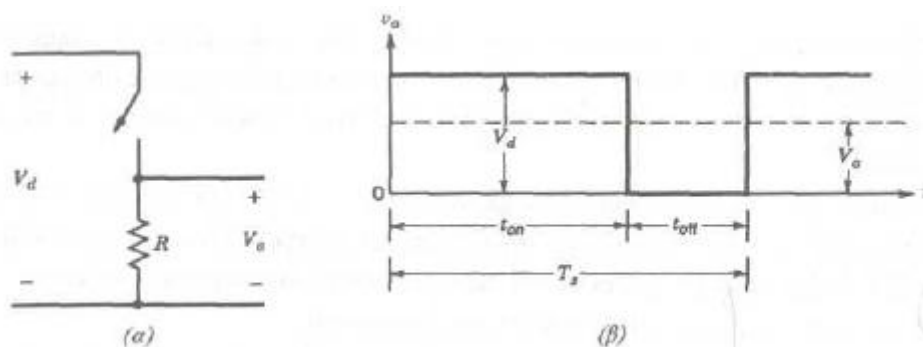
Ανεξάρτητα από την φορά του i_o . Έτσι, η έξοδος του μετατροπέα $V_o (=V_{AN} - V_{BN})$ μπορεί να ελέγχεται με την ρύθμιση των λόγων D των διακοπών και είναι ανεξάρτητη του πλάτους και της φοράς του i_o .



Σχ.3.5. Κυκλωματική δομή του μετατροπέα πλήρους γέφυρας[9]

3.4 Έλεγχος των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος

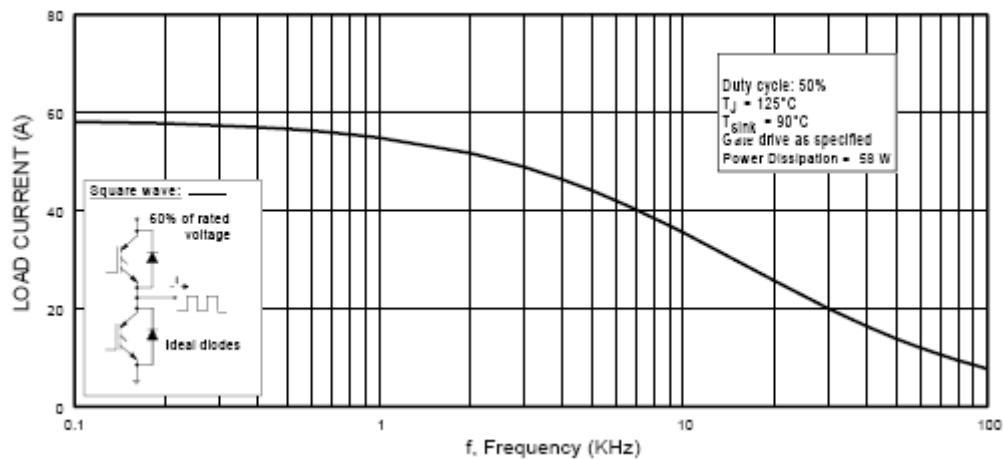
Στους μετατροπείς dc-dc η μέση συνεχής τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να βρίσκεται πάντα σε μια επιθυμητή τιμή. Σε έναν τέτοιο μετατροπέα, με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τάση εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης (t_{on} και t_{off}) των διακοπών. Για να γίνει αυτό κατανοητό, θεωρούμε έναν βασικό dc-dc μετατροπέα, όπως αυτός στο σχήμα 3.6. Η μέση τιμή V_o της τάσης εξόδου u_o , στο σχήμα 3.6(β), εξαρτάται από τους χρόνους t_{on} και t_{off} . Μία από τις επικρατέστερες μεθόδους ελέγχου της μέσης τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή διακοπτική συχνότητα (και συνεπώς σταθερή περίοδο $T_s = t_{on} + t_{off}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία οι διακόπτες είναι κλειστοί. Σ' αυτή τη μέθοδο που ονομάζεται Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse-Width Modulation, PWM), μεταβάλλεται ο λόγος κατάτμησης (duty ratio) $\delta = t_{on}/T_s$, που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία τα διακοπτικά στοιχεία άγουν προς την περίοδο της διακοπτικής λειτουργίας.



Σχ.3.6. Διαμόρφωση εύρους παλμών[9]

Στη διαμόρφωση εύρους παλμών με σταθερή διακοπτική συχνότητα, το σήμα ελέγχου του διακόπτικού στοιχείου, το οποίο ελέγχει την κατάσταση του (κλειστός ή ανοιχτός), παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου της τάσης του σήματος ελέγχου $u_{control}$ με μια περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους, όπως φαίνεται στα σχήματα 3.8(α) και 3.8(β). Γενικά, το σήμα της τάσης ελέγχου λαμβάνεται ενισχύοντας το

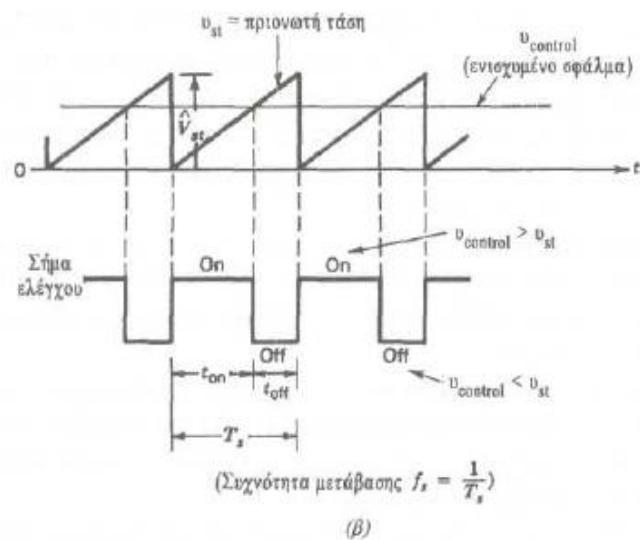
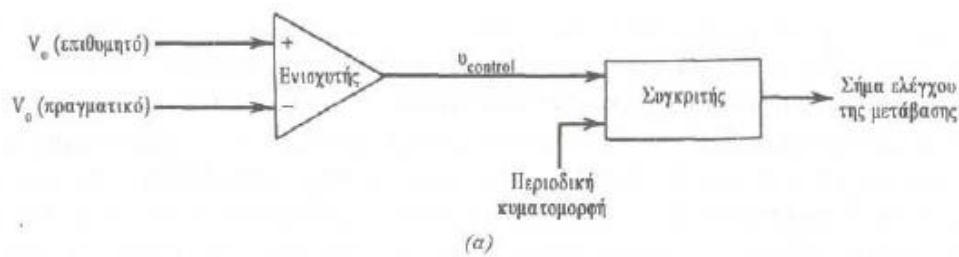
σφάλμα ή τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής τάσης εξόδου και της επιθυμητής τιμής της. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής, καθορίζει την συχνότητα μετάβασης. Στον έλεγχο με PWM η συχνότητα αυτή διατηρείται σταθερή και επιλέγεται σε μια περιοχή από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Στην εφαρμογή μας επιλέχτηκε συχνότητα 20 kHz, αφού όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.7 για ρεύμα φορτίου 25A η συνιστώμενη συχνότητα του IGBT είναι περίπου τα 20 kHz.



Σχ.3.7. Ρεύμα φορτίου συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας του IGBT[14]

Για το χρονικό διάστημα όπου η τιμή του ενισχυμένου σήματος σφάλματος, (που μεταβάλλεται πολύ αργά με τον χρόνο σε σχέση με την συχνότητα μετάβασης), είναι μεγαλύτερη από την περιοδική κυματομορφή, το σήμα ελέγχου του διακόπτη οδηγείται στο λογικό “1”, προκαλώντας την αγωγή του διακοπτικού στοιχείου (ON). Διαφορετικά, ο διακόπτης οδηγείται σε αποκοπή (OFF). Σύμφωνα με το Σχήμα 3.8, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί, ως συνάρτηση της $u_{control}$ και του πλάτους της περιοδικής κυματομορφής V_{st} , με τη σχέση:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{control}}{V_{st}} \quad (3.4)$$



**Σχ.3.8. Διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM: (α)λειτουργικό διάγραμμα
(β)σήματα συγκριτή[9]**

Η τάση εξόδου του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα έχει αντιστρεπτή πολικότητα και έτσι, χρησιμοποιείται μια τριγωνική κυματομορφή, για την διαμόρφωση των PWM διακοπών του μετατροπέα. Το είδος της μετατροπής που επιτελεί η πλήρης γέφυρα εξαρτάται από τον τρόπο ελέγχου των τεσσάρων διακοπών της. Στον έλεγχο των διακοπών του μετατροπέα συνεχούς ρεύματος πλήρους γέφυρας, χρησιμοποιούνται δύο τεχνικές:

- Η διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου (PWM with bipolar voltage switching)
- Η διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου (PWM with unipolar voltage switching)

3.4.1 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Διπολική Τάση Εξόδου

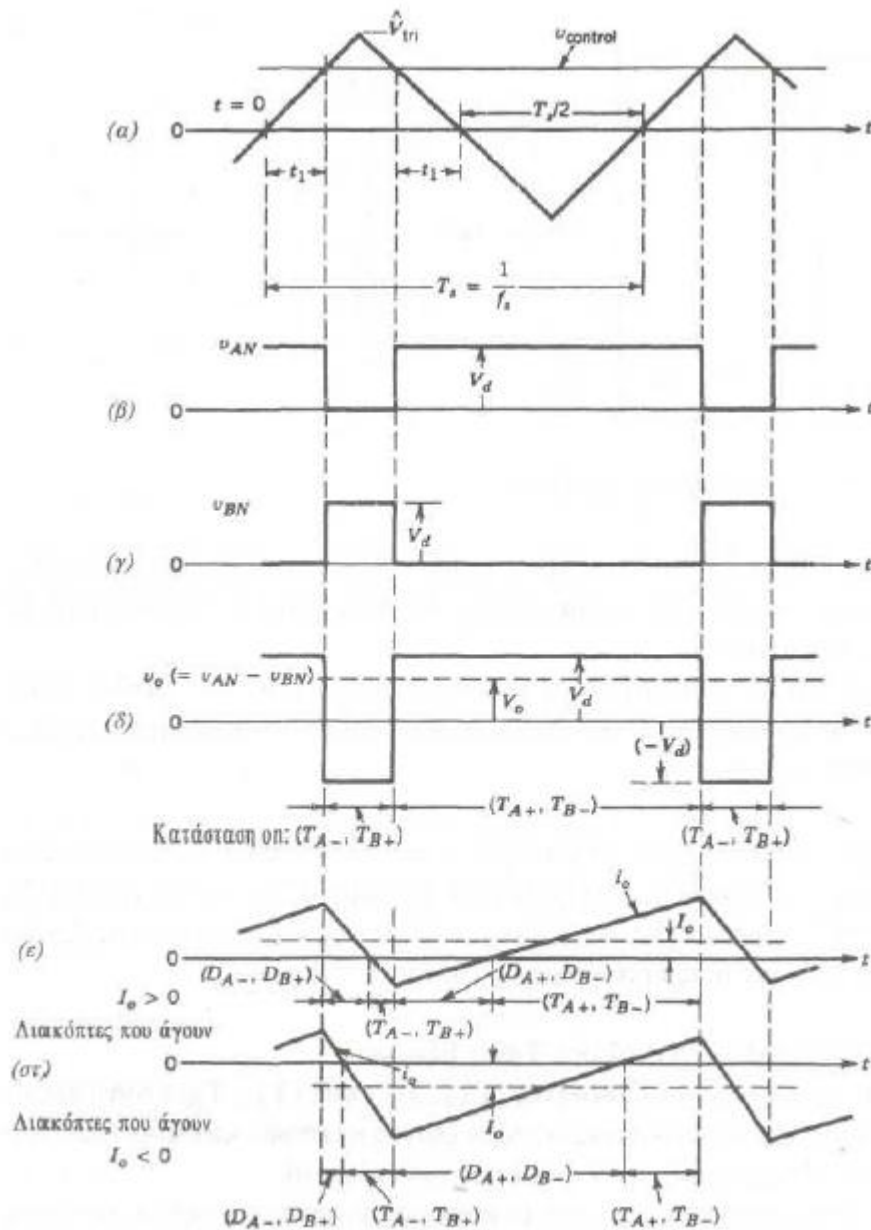
Στο είδος αυτό της μετάβασης, οι διακόπτες (T_{A+} , T_{B-}) και (T_{A-} , T_{B+}) αντιμετωπίζονται ως δύο ζεύγη διακοπών (δύο διακόπτες σε κάθε ζεύγος κλείνουν και ανοίγουν ταυτόχρονα). Ένα από τα δύο ζεύγη διακοπών είναι πάντοτε κλειστό.

Τα σήματα μετάβασης παράγονται από την σύγκριση μιας τριγωνικής κυματομορφής με τη συχνότητα μετάβασης (u_{tri}) με την τάση ελέγχου $u_{control}$. Όταν $u_{control} > u_{tri}$, κλείνουν οι T_{A+} και T_{B-} . Διαφορετικά, κλείνουν οι T_{A-} και T_{B+} . Οι λόγοι D των διακοπών μπορούν να βρεθούν από τις κυματομορφές στο σχήμα 3.9(α) με αυθαίρετη επιλογή της αρχής του χρόνου, όπως φαίνεται στην εικόνα:

$$v_{tri} = V_{tri} * \frac{t}{T_s / 4} \quad 0 < t < \frac{1}{4} T_s \quad (3.5)$$

Για $t=t_1$ στο σχήμα 3.9(α), η u_{tri} ισούται $u_{control}$. Επομένως, από την εξίσωση 3.5, προκύπτει:

$$t_1 = \frac{u_{control}}{V_{tri}} * \frac{T_s}{4} \quad (3.6)$$



Σχ.3.9. Κυματομορφές του μετατροπέα πλήρους γέφυρας με τη τεχνική PWM με διπολική τάση εξόδου[9]

Μελετώντας το σχήμα 3.9 βρίσκουμε ότι η διάρκεια t_{on} , κατά την οποία το ζεύγος διακοπών 1(T_{A+} , T_{B-}) είναι κλειστό, είναι:

$$t_{on} = 2 * t_1 + \frac{1}{2} * T_s \quad (3.7)$$

Επομένως, από την εξίσωση 3.7 προκύπτει ο λόγος D_1 :

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{control}}{V_{tri}} \right) \quad (3.8)$$

Έτσι, ο λόγος D_2 του ζεύγους διακοπών $2(T_A^-, T_B^+)$ είναι:

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (T_A^-, T_B^+) \quad (3.9)$$

Χρησιμοποιώντας τους προηγούμενους λόγους D , μπορούν να βρεθούν οι V_{AN} και V_{BN} του σχήματος 3.9, από τις εξισώσεις 3.2 και 3.3 αντίστοιχα. Άρα,

$$V_0 = V_{AN} - V_{BN} = D_1 * V_d - D_2 * V_d = (2 * D_1 - 1) V_d \quad (3.10)$$

Αντικαθιστώντας το D , από την εξίσωση 3.7 στην εξίσωση 3.9, έχουμε

$$V_0 = \frac{V_d}{V_{tri}} v_{control} = k v_{control} \quad (3.11)$$

όπου $k=V_d/V_{tri}$ =σταθερά. Η εξίσωση αυτή δείχνει ότι στον μετατροπέα με αυτή την διαμόρφωση η μέση τάση εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με το σήμα ελέγχου, όπως σε έναν γραμμικό ενισχυτή.

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου u_o στο σχήμα 3.9(δ), δείχνει ότι η τάση μεταβάλλεται μεταξύ της $+V_d$ και $-V_d$. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο αυτή η στρατηγική μετάβασης αναφέρεται ως «διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου».

Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι ο λόγος D στην εξίσωση 3.8 μπορεί να μεταβάλλεται μεταξύ του 0 και του 1, ανάλογα με το πλάτος και την πολικότητα της $u_{control}$. Επομένως, η V_d μπορεί να μεταβάλλεται συνεχώς στην περιοχή από $-V_d$ μέχρι $+V_d$. Εδώ, επειδή αγνοείται ο κενός χρόνος, η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι ανεξάρτητη από το ρεύμα εξόδου i_o .

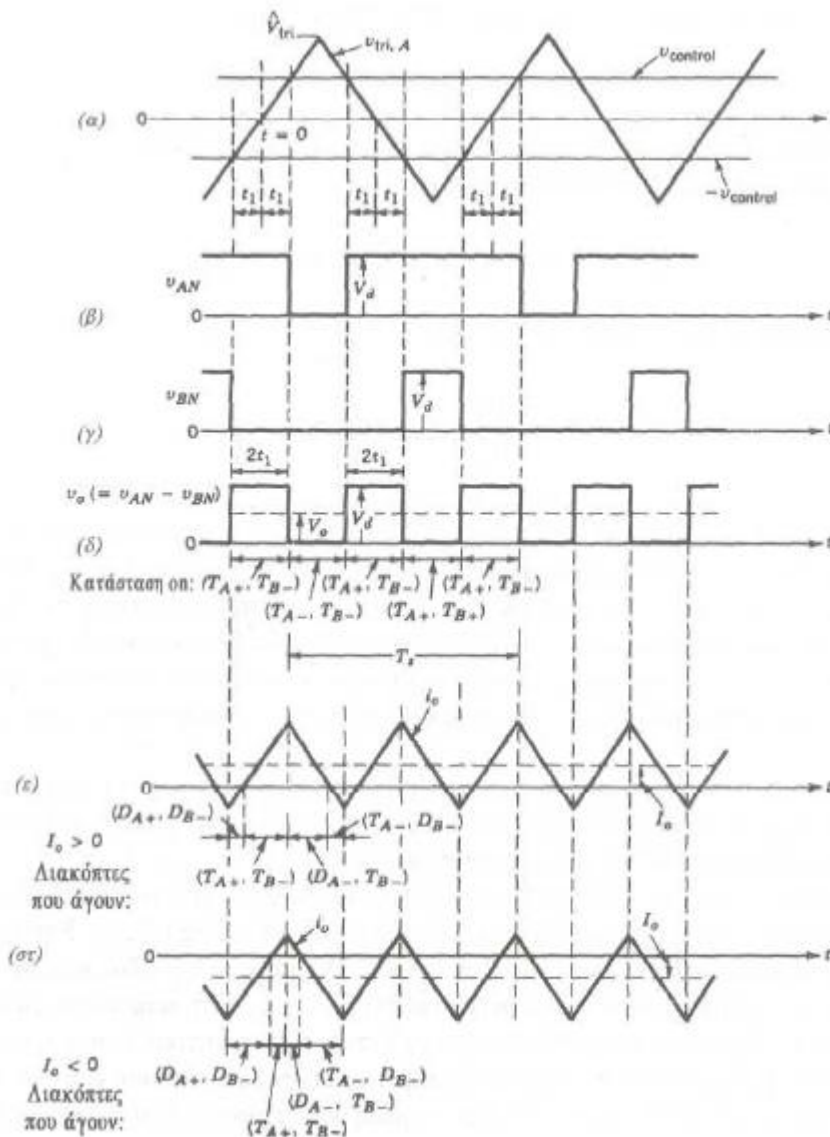
Το μέσο ρεύμα εξόδου I_o μπορεί να είναι είτε θετικό είτε αρνητικό. Για μικρές τιμές του I_o , το i_o , κατά τη διάρκεια μιας περιόδου, μπορεί να είναι, τόσο θετικό, όσο και αρνητικό. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 3.9(ε) για $I_o>0$, όπου η μέση ροή ισχύος είναι από την V_d προς την V_o και στο σχήμα 3.9(στ) για $I_o<0$, όπου η μέση ροή ισχύος είναι από την V_o προς την V_d .

3.4.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Μονοπολική Τάση Εξόδου

Ανεξάρτητα από την φορά του i_o , αν είναι κλειστοί ταυτόχρονα οι διακόπτες T_{A+} και T_{B+} , τότε $V_o=0$. Παρόμοια, $V_o=0$, αν είναι κλειστοί ταυτόχρονα οι διακόπτες T_{A-} και T_{B-} . Η ιδιότητα αυτή μπορεί να αξιοποιηθεί για τη βελτίωση της κυματομορφής της τάσης εξόδου.

Στο σχήμα 3.10 για τον καθορισμό των σημάτων μετάβασης των σκελών A και B , συγκρίνεται μια τριγωνική κυματομορφή με τις τάσεις ελέγχου $u_{control}$ και $-u_{control}$ αντίστοιχα. Η σύγκριση των $u_{control}$ και u_{tri} ελέγχει τους διακόπτες του σκέλους A ,

ενώ οι διακόπτες του σκέλους B ελέγχονται με σύγκριση των $-u_{\text{control}}$ και u_{tri} κατά τον ακόλουθο τρόπο:



Σχ.3.10. Κυματομορφές του μετατροπέα γέφυρας με την τεχνική PWM με μονοπολική τάση εξόδου[9]

- T_{A+} : κλειστός αν $u_{control} > u_{tri}$ και (3.12)

- T_{B+} : κλειστός αν των $-u_{control} > u_{tri}$ (3.13)

Οι τάσεις εξόδου κάθε σκέλους και η u_o φαίνονται στο σχήμα 3.10. Εξετάζοντας το σχήμα 3.10 και συγκρίνοντάς το με το σχήμα 3.8, φαίνεται ότι ο λόγος D_1 του διακόπτη T_{A+} δίνεται από την εξίσωση 3.8 της προηγούμενης μεθόδου. Παρόμοια, ο λόγος D_2 του διακόπτη T_{B+} δίνεται από την εξίσωση 3.9, δηλαδή:

$$D_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{control}}{V_{tri}} + 1 \right), \quad T_{A+}$$

και (3.14)

$$D_2 = 1 - D_1, \quad T_{B+}$$

Επομένως, από την εξίσωση 3.9, η οποία ισχύει και σε αυτήν την περίπτωση, έχουμε:

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d = \frac{V_d}{V_{tri}} V_{control} \quad (3.15)$$

Έτσι, η μέση τάση εξόδου V_o σε αυτή τη διάταξη μετάβασης είναι η ίδια, όπως στη διάταξη μετάβασης με διπολική τάση και μεταβάλλεται γραμμικά με την $u_{control}$.

Στα σχήματα 3.10(ε) και 3.10(στ) δίνονται οι κυματομορφές των ρευμάτων και οι διακόπτες που άγουν για $I_o > 0$ και $I_o < 0$ αντίστοιχα, όπου η V_o είναι θετική και στις δύο περιπτώσεις.

Αν οι συχνότητες μετάβασης των διακοπών είναι οι ίδιες σε αυτές τις δύο μεθόδους PWM, τότε η μετάβαση με μονοπολική τάση οδηγεί σε μια καλύτερη κυματομορφή της τάσης εξόδου και σε μια καλύτερη απόκριση συχνότητας, επειδή διπλασιάζεται η «ενεργός» συχνότητα μετάβασης της κυματομορφής της τάσης εξόδου και μειώνεται η κυμάτωση.

3.5 Επιλογή των ημιαγωγικών διακοπών ισχύος του μετατροπέα

Στην αγορά είναι διαθέσιμα πολλά είδη ημιαγωγικών στοιχείων με διαφορετικά χαρακτηριστικά. Παρακάτω θα αναφερθούν τα πιο σημαντικά είδη ημιαγωγικών διακοπών ισχύος καθώς και θα εξηγηθούν οι λόγοι που επιλέχθηκαν τα διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (IGBT).

Υπάρχουν τέσσερα διαφορετικά είδη ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος τα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές μεγάλων ισχύων. Αυτά τα είδη είναι τα θυρίστορ, τα GTO, τα IGBT και τα MOSFET.

Ξεκινώντας από τα θυρίστορ, παρατηρούμε ότι έχουν ένα βασικό μειονέκτημα, δεν μπορούν να σβήσουν εξαναγκασμένα αλλά μόνο όταν το ρεύμα που τα διαρρέει πάρει πολύ μικρή τιμή. Το μειονέκτημα αυτό διορθώνεται στα GTO (Gate Turn-off Thyristor), όμως σε αυτά υπάρχει το μειονέκτημα ότι δεν μπορούν να λειτουργούν σε μεγάλες διακοπτικές συχνότητες, κάτι που θα οδηγούσε σε κακή λειτουργία του μετατροπέα, τον οποίο θέλουμε να λειτουργήσουμε στα 10KHz.

Έτσι, οι επιλογές που μένουν είναι τα IGBT και τα MOSFET. Το MOSFET έχει μικρότερους χρόνους έναυσης και σβέσης από το IGBT, με αποτέλεσμα οι διακοπτικές απώλειες να είναι μικρότερες και να υπάρχει η δυνατότητα για μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα. Τα ονομαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής που χρησιμοποιούμε ($I_N=25\text{ A}$ και $U_N=215\text{ V}$) μας οδηγούν στην επιλογή των IGBT, τα οποία μπορούν να διαχειριστούν μεγάλες τάσεις και ρεύματα που σήμερα φτάνουν τα 1700volt και τα 1200A.

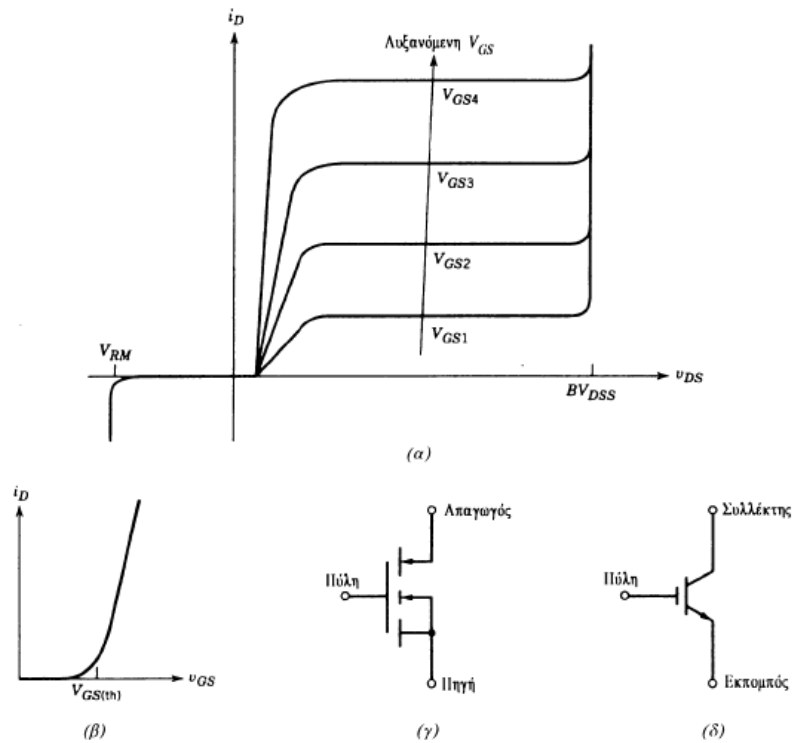
3.5.1 Τεχνολογία IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Τα IGBT συνδυάζει τα χαρακτηριστικά ενός MOSFET και του τρανζίστορ ισχύος. Η λειτουργία του IGBT στηρίζεται στην αγωγή του με την εφαρμογή θετικής τάσης στην πύλη, ενώ με την αφαίρεσή της συμβαίνει σβέση. Ο έλεγχος της ροής ρεύματος μεταξύ πηγής (source) και απαγωγού (drain) γίνεται από την πύλη (gate). Ο ακροδέκτης της πηγής είναι κοινός μεταξύ της εισόδου και της εξόδου. Η συχνότητα λειτουργίας ενός τυπικού IGBT είναι μέχρι περίπου 50 kHz [11].

Τα περισσότερα IGBT φέρουν ενσωματωμένα μια αντιπαράλληλη δίοδο η οποία ονομάζεται δίοδος ελεύθερης διέλευσης και δίνει τη δυνατότητα στον ημιαγωγικό διακόπτη να έχει αμφίπλευρη ροή ρεύματος (ρεύμα θετικό μέσω του IGBT και αρνητικό ρεύμα μέσω της διόδου ελεύθερης διέλευσης).

Στην εφαρμογή μας τα IGBT χρησιμοποιούνται ως διακόπτες, ώστε να σχηματιστεί στην έξοδο της γέφυρας μια μεταβαλλόμενη συνεχής τάση. Πιο συγκεκριμένα όταν βρίσκονται σε κατάσταση αποκοπής θεωρούνται σαν ανοικτοί διακόπτες και όταν βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής θεωρούνται ως κλειστοί διακόπτες.

Στο σχήμα 3.11 φαίνονται οι χαρακτηριστικές ρεύματος τάσης καθώς και το κυκλωματικό σύμβολο του IGBT.



Σχ.3.11. Χαρακτηριστικές λειτουργίας IGBT. α) Χαρακτηριστική λειτουργίας $I-V$ για IGBT τύπου $-n$, β) χαρακτηριστική μεταφοράς ρεύματος απαγωγού – τάσης πύλης ($I_d - V_{gs}$), γ), δ) κυκλωματικά σύμβολα IGBT καναλιού $-n$.

3.6 Γραμμικά τροφοδοτικά

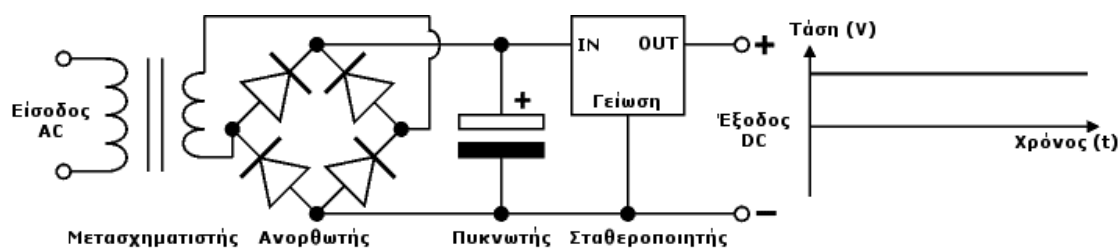
Στα πλαίσια της διπλωματικής χρειάστηκε να κατασκευαστούν τροφοδοτικά για την τροφοδοσία των ολοκληρωμένων που χρησιμοποιήθηκαν. Υπάρχουν πολλοί τύποι τροφοδοτικών. Τα περισσότερα είναι σχεδιασμένα να μετατρέπουν υψηλή τάση AC σε μια κατάλληλη χαμηλότερη ώστε να τροφοδοτήσουμε ηλεκτρονικά κυκλώματα και συσκευές. Το σύνολο του τροφοδοτικού μπορεί να απεικονιστεί σε μπλοκ διάγραμμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12.



Μπλοκ Διάγραμμα ενός συστήματος σταθεροποιημένου τροφοδοτικού

Σχ.3.12. Μπλοκ Διάγραμμα ενός συστήματος σταθεροποιημένου τροφοδοτικού[12]

Βλέπουμε ότι το κύκλωμα των τροφοδοτικών περιλαμβάνει έναν μετασχηματιστή, το πρωτεύον του οποίου συνδέεται μέσω μιας ασφάλειας στο δίκτυο της ΔΕΗ (220V εναλλασσόμενο) και το δευτερεύον του συνδέεται στη γέφυρα. Η ασφάλεια τοποθετείται για προστασία του Μ/Σ και γενικότερα όλου του κυκλώματος. Με την χρήση του μετασχηματιστή επιτυγχάνουμε τον υποβιβασμό της τάσης, καθώς ρυθμίζει την στάθμη AC μετασχηματίζοντας την κυρίως τάση (220V) σε μικρότερη. Ακολουθεί η γέφυρα ανόρθωσης, η οποία μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή τάση, η οποία όμως περιέχει μία εναλλασσόμενη συνιστώσα. Την συνιστώσα αυτή την φιλτράρουμε με έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας, συνδεδεμένο παράλληλα στο φορτίο. Στη συνέχεια τοποθετούμε έναν σταθεροποιητή τάσης, δηλαδή ολοκληρωμένα κυκλώματα προρυθμισμένα σε κάποιες τάσεις εξόδου και ως μια συγκεκριμένη ένταση ρεύματος. Είναι σημαντικό η τάση εισόδου τους να είναι μερικά Volts παραπάνω από την σταθεροποιημένη τάση εξόδου. Ο ρόλος του σταθεροποιητή είναι να εξαλείφει κάθε κυμάτωση που απομένει από τον πυκνωτή εξομάλυνσης και να αποδίδει μια σταθερή τάση εξόδου. Πλέον η τάση εξόδου του σταθεροποιητή είναι κατάλληλη για να τροφοδοτήσουμε οποιαδήποτε συσκευή ή κύκλωμα. Το συνολικό κύκλωμα του τροφοδοτικού φαίνεται στο σχήμα 3.13.



Σχ.3.13. Κύκλωμα γραμμικού τροφοδοτικού[12]

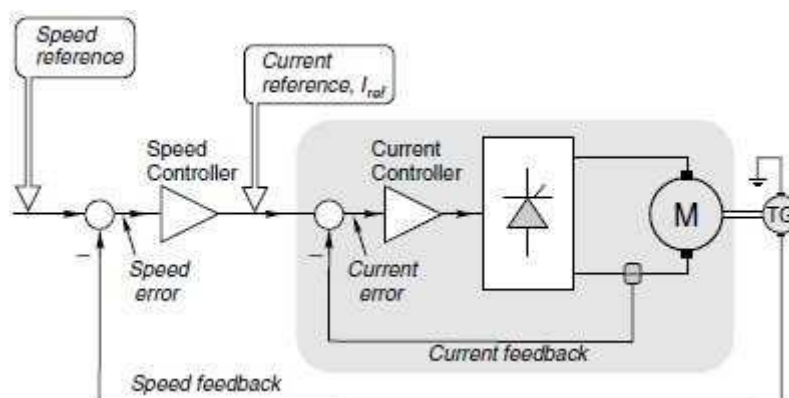
Για την ψύξη του κυκλώματος χρησιμοποιούμε ψήκτρες πάνω στις οποίες βιδώνουμε τα ολοκληρωμένα. Στην έξοδο του τροφοδοτικού, τοποθετούμε μία δίοδο Zener , για επιπλέον προστασία από υπερτάσεις. Τέλος, αναφέρουμε ότι κοντά στα ολοκληρωμένα του κυκλώματος και συγκεκριμένα στους σταθεροποιητές τάσεις, τοποθετούμε κεραμικούς αντιπαρασιτικούς πυκνωτές.

3.7 Βρόχοι ανάδρασης για τον έλεγχο της μηχανής συνεχούς ρεύματος

Η πιο συνηθισμένη μέθοδος η οποία χρησιμοποιείται για τον έλεγχο μηχανών συνεχούς ρεύματος είναι ο έλεγχος δύο βρόχων (two loop control). Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται για τον έλεγχο μηχανών συνεχούς ρεύματος λίγων kW μέχρι αρκετών MW. Η βασική ιδέα της μεθόδου αυτής είναι η χρήση ενός εσωτερικού ανατροφοδοτούμενου βρόχου για τον έλεγχο του ρεύματος (κατά συνέπεια και της ροπής) και ενός εξωτερικού βρόχου για τον έλεγχο της ταχύτητας. Στις περιπτώσεις που απαιτείται και έλεγχος θέσης προστίθεται ένας επιπλέον εξωτερικός βρόχος.

Για την κατανόηση της γενικής λειτουργίας του ελέγχου των δύο βρόχων αρκεί να σκεφτούμε τι θα κάναμε αν ελέγχαμε την μηχανή χειροκίνητα. Για παράδειγμα αν παρατηρούσαμε το στροφόμετρο και διαπιστώναμε ότι η ταχύτητα ήταν κάτω από την επιθυμητή τιμή θα παρείχαμε περισσότερο ρεύμα, κατά συνέπεια και ροπή ώστε να προκαλέσουμε επιτάχυνση. Η αύξηση του ρεύματος θα γινόταν έμμεσα μέσω της αύξησης της τάσης τυμπάνου. Αυτή η διαδικασία θα έπρεπε να γίνει προσεκτικά και παράλληλα να ληφθεί υπόψη ο κίνδυνος δημιουργίας υπερρεύματος εξαιτίας της λεπτής ισορροπίας που υπάρχει μεταξύ της επαγόμενης στο τύμπανο τάσης $U_{επ}$ και της εφαρμοζόμενης τάσης τυμπάνου U_T . Ακόμη θα έπρεπε να κοιτάμε συνεχώς το αμπερόμετρο με σκοπό να περιορίσουμε το ρεύμα (στη ουσία την εφαρμοζόμενη τάση) την στιγμή που η ταχύτητα θα ξεπέρναγε την επιθυμητή, έτσι ώστε η τελική τιμή των στροφών να είναι ίση με αυτή που επιθυμούμε. Αυτού του τύπου οι ρυθμίσεις πραγματοποιούνται αυτόματα από το σύστημα οδήγησης της μηχανής συνεχούς ρεύματος.

Στη συνέχεια παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα ενός ελεγκτή δύο βρόχων. Ο πρωταρχικός στόχος αυτού του συστήματος ελέγχου είναι να εφαρμόσει έλεγχο ταχύτητας ώστε η είσοδος του συστήματος η οποία είναι ένα σήμα της ταχύτητας αναφοράς, και η έξοδος η οποία είναι η πραγματική ταχύτητα της μηχανής (όπως αυτή μετριέται από το στροφόμετρο), να είναι ίσες.



Σχ.3.14. Σχηματικό διάγραμμα διάταξης οδήγησης μηχανής συνεχούς ρεύματος με ανατροφοδοτούμενους βρόχους ρεύματος και ταχύτητας[5]

Σε κάθε σύστημα κλειστού βρόχου, η συνολική απόκριση εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την ποιότητα του σήματος ανάδρασης. Ιδιαίτερη προσοχή δίνεται λοιπόν στην ποιότητα του στροφόμετρου ώστε το σήμα εξόδου να είναι απαλλαγμένο από κυματισμούς και εξαρτήσεις από εξωγενείς παράγοντες όπως η θερμοκρασία.

Για να πάρουμε μια γενική ιδέα για τη λειτουργία του ελεγκτή, ας προσπαθήσουμε να καταλάβουμε τι συμβαίνει στην περίπτωση που η μηχανή λειτουργεί κανονικά στην επιθυμητή ταχύτητα και ξαφνικά το σήμα της ταχύτητας αναφοράς αυξηθεί.

Επειδή η ταχύτητα αναφοράς είναι τώρα μεγαλύτερη της πραγματικής ταχύτητας της μηχανής θα προκύψει ένα σφάλμα στο σήμα ταχύτητας (σχήμα 3.14) που θα προέρχεται από την έξοδο του αθροιστή που βρίσκεται στο αριστερό μέρος

του σχήματος 3.14. Αυτό το σφάλμα στο σήμα της ταχύτητας δημιουργεί την ανάγκη για επιτάχυνση που σημαίνει αύξηση ροπής άρα περισσότερο ρεύμα. Το σήμα του σφάλματος ταχύτητας ενισχύεται από τον ελεγκτή ταχύτητας και η έξοδός του αποτελεί το σήμα αναφοράς ρεύματος ,δηλαδή το σήμα εισόδου στο εσωτερικό σύστημα ελέγχου. Ο εσωτερικός βρόχος ανάδρασης είναι ένας βρόχος ελέγχου ρεύματος. Συγκεκριμένα, όταν η αναφορά ρεύματος αυξάνει, αυξάνει και το ρεύμα τυμπάνου παρέχοντας επιπλέον ροπή και προκαλώντας επιτάχυνση. Καθώς η ταχύτητα αυξάνει, το σφάλμα ταχύτητας περιορίζεται και έτσι το ρεύμα και η ροπή μειώνονται ώστε να προσεγγίσουν ομαλά τις επιθυμητές τιμές.

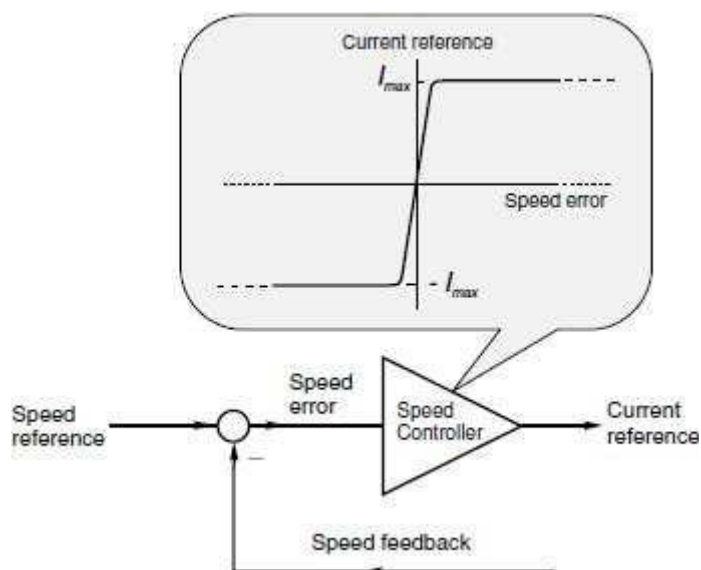
Στη συνέχεια θα εμβαθύνουμε λίγο στη λειτουργία του ελεγκτή ρεύματος μιας και η σωστή λειτουργία του είναι ουσιώδους σημασίας για το σωστό έλεγχο της μηχανής συνεχούς ρεύματος. Ο ελεγκτής ρεύματος κλειστού βρόχου ή πιο απλά βρόχος ρεύματος βρίσκεται στην καρδιά του συστήματος ελέγχου και δείχνεται στην σκιασμένη περιοχή του σχήματος 3.14. Σκοπός του βρόχου ρεύματος είναι να εξασφαλίσει ότι το ρεύμα που ρέει πραγματικά στη μηχανή ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς, η τιμή του οποίου παρέχεται από τον ελεγκτή ταχύτητας. Αυτό επιτυγχάνεται με τη σύγκριση του σήματος ανάδρασης ,δηλαδή του πραγματικού ρεύματος τυμπάνου της μηχανής με το σήμα του ρεύματος αναφοράς. Η διαφορά τους (δηλαδή το σφάλμα ρεύματος) ενισχύεται και το ενισχυμένο αυτό σήμα του σφάλματος ρεύματος χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της παλμοδότησης και κατ' επέκταση της τάσης εξόδου του μετατροπέα.

Τη σύγκριση του ρεύματος αναφοράς με το πραγματικό ρεύμα τυμπάνου της μηχανής και την ενίσχυση του προκύπτοντος σήματος σφάλματος διενεργεί ο ενισχυτής σφάλματος ρεύματος. Βάζοντας στον ενισχυτή σφάλματος ρεύματος ένα μεγάλο κέρδος το πραγματικό ρεύμα της μηχανής θα αναλογεί πάντα στο σήμα του ρεύματος αναφοράς και έτσι το σφάλμα ρεύματος θα είναι μικρό ανεξάρτητα από την ταχύτητα της μηχανής. Με άλλα λόγια πετυχαίνουμε το πραγματικό ρεύμα της μηχανής να ακολουθεί το σήμα του ρεύματος αναφοράς σε κάθε στιγμή, δηλαδή η τάση τυμπάνου να ρυθμίζεται αυτόματα από τον ελεγκτή έτσι ώστε το ρεύμα της μηχανής να έχει την επιθυμητή τιμή ανεξάρτητα από την ταχύτητα.

Συνήθως οι ελεγκτές ταχύτητας και ρεύματος είναι δύο ελεγκτές PI. Ο αναλογικός όρος είναι απαραίτητος για την ενίσχυση του εκάστοτε σήματος

σφάλματος και ο ολοκληρωτικός όρος για την απαλοιφή του σφάλματος μόνιμης κατάστασης.

Ένας άλλος ρόλος του ελεγκτή ρεύματος είναι η αποφυγή υπερρευσμάτων. Η ύπαρξη του βρόχου ελέγχου του ρεύματος εξασφαλίζει ότι το πραγματικό ρεύμα της μηχανής δεν θα ξεπεράσει ποτέ την τιμή αναφοράς. Έτσι, περιορίζοντας το μέγεθος του σήματος του ρεύματος αναφοράς με τη βοήθεια κυκλωμάτων περιορισμού, το ρεύμα της μηχανής δεν θα ξεπεράσει ποτέ την συγκεκριμένη τιμή. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 3.15, το οποίο αναπαριστά ένα μικρό τμήμα του σχήματος 3.14. Τα χαρακτηριστικά του ελεγκτή ταχύτητας δείχνονται στο σκιασμένο κομμάτι του σχήματος 3.15, στο οποίο φαίνεται ότι για μικρά σφάλματα της ταχύτητας, το ρεύμα αναφοράς αυξάνει ανάλογα με την ταχύτητα, παρουσιάζοντας έτσι μια συμπεριφορά γραμμικού συστήματος με μια ομαλή προσέγγιση της προβλεπόμενης ταχύτητας.



Σχ.3.15. Ελεγκτής ταχύτητας[5]

Παρ' όλα αυτά εάν το σφάλμα της ταχύτητας ξεπεράσει κάποιο όριο, η έξοδος του ενισχυτή σφάλματος ταχύτητας φτάνει στον κορεσμό και έτσι δεν παρατηρείται περαιτέρω αύξηση του ρεύματος αναφοράς. Ρυθμίζοντας σε αυτή την περίπτωση την τιμή του μέγιστου ρεύματος αναφοράς να αντιστοιχεί στην τιμή του μέγιστου επιτρεπόμενου ρεύματος του συστήματος, αποκλείουμε κάθε περίπτωση το ρεύμα της μηχανής και του μετατροπέα να υπερβεί την προκαθορισμένη τιμή, ανεξάρτητα από το πόσο μεγάλο γίνεται ο σφάλμα της ταχύτητας.

Ο ηλεκτρονικός περιορισμός του ρεύματος είναι μακράν το πιο σημαντικό χαρακτηριστικό προστασίας κάθε ελεγκτή. Αν δηλαδή για παράδειγμα η μηχανή σταματήσει εξαιτίας εμπλοκής του φορτίου, η $U_{\text{επ}}$ θα μειωθεί δραματικά, παράλληλα όμως η τάση τυμπάνου θα μειωθεί αυτόματα σε μια πολύ χαμηλή τιμή περιορίζοντας έτσι το ρεύμα στη μέγιστη επιτρεπτή τιμή.

Το πρώτο πράγμα που πρέπει να επιδιωχθεί κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος οδήγησης μηχανής συνεχούς ρεύματος, είναι ένας καλός βρόχος ρεύματος. Λέγοντας «καλός» εννοούμε το ρεύμα μόνιμης κατάστασης της μηχανής να ακολουθεί με ακρίβεια το ρεύμα αναφοράς και η μεταβατική απόκριση σε βηματικές αλλαγές του ρεύματος αναφοράς να είναι γρήγορη και με ταχύτατη απόσβεση. Η πρώτη από αυτές τις απαιτήσεις ικανοποιείται από τον όρο του ολοκληρώματος του PI ελεγκτή ρεύματος, ενώ η δεύτερη απαιτηση εξασφαλίζεται από τη συνετή επιλογή του κέρδους του ενισχυτή και της σταθεράς χρόνου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗΣ

4.1 Εισαγωγή

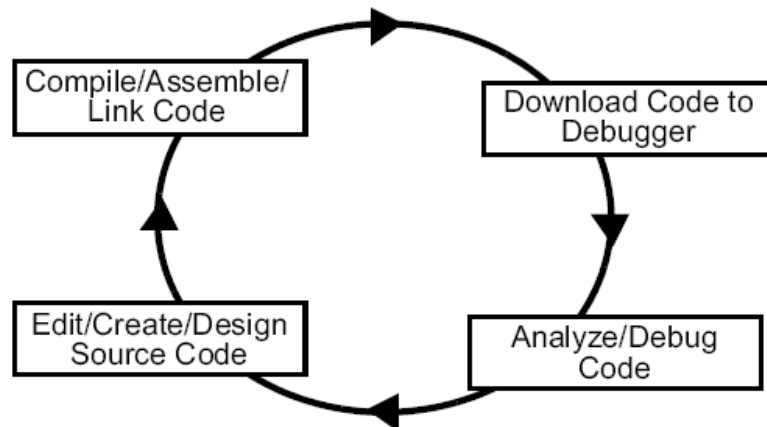
Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας κατασκευάστηκε ηλεκτρονικό κύκλωμα το οποίο υλοποιεί το κύκλωμα παλμοδότησης του μετατροπέα που χρησιμοποιήθηκε. Για τον σκοπό αυτό καταφύγαμε στην χρήση ενός μικροεπεξεργαστή.

Η χρήση του μικροεπεξεργαστή σε παρόμοιες εφαρμογές είναι ευρέως διαδεδομένη σήμερα. Παρέχει μεγάλη αξιοπιστία έναντι διακοπτικών θορύβων λόγω των ψηφιακών κυκλωμάτων του, μπορεί να προγραμματιστεί, να μεταβάλλει τα μεγέθη που ελέγχει εύκολα και απλά, να αυτοματοποιήσει την διαδικασία ή να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο διάφορων κυκλωμάτων και συνδεσμολογιών. Ο προγραμματισμός του γίνεται είτε στη γλώσσα χαμηλού επιπέδου assembly, είτε στη γλώσσα υψηλού επιπέδου C.

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται αρχικά μια σύντομη περιγραφή του μικροεπεξεργαστή dsPIC30F4011 της Microchip, που χρησιμοποιήθηκε, καθώς και των δυνατοτήτων του.

4.2 Γενικές έννοιες μικροεπεξεργαστών-Συνοπτική περιγραφή του MPLAB

Η διαδικασία ανάπτυξης μιας εφαρμογής σε μικροεπεξεργαστή συχνά περιγράφεται με τον όρο κύκλος σάρωσης. Γράφεται ο κώδικας, ελέγχεται και μετά τροποποιείται ώστε να δημιουργηθεί μια εφαρμογή που να λειτουργεί σωστά. Η διαδικασία αυτή παριστάνεται με μορφή διαγράμματος στο σχήμα 4.1.



Σχ. 4.1. Απεικόνιση κύκλου σάρωσης[13]

Το MPLAB IDE είναι ένα λειτουργικό πρόγραμμα που τρέχει σε υπολογιστή με σκοπό την ανάπτυξη εφαρμογών για τους μικροελεγκτές της Microchip. Λέγεται και Ολοκληρωμένο Περιβάλλον Ανάπτυξης (Integrated Development Environment – IDE) γιατί παρέχει ένα απλό ολοκληρωμένο περιβάλλον για την ανάπτυξη κώδικα σε ενσωματωμένους μικροελεγκτές.

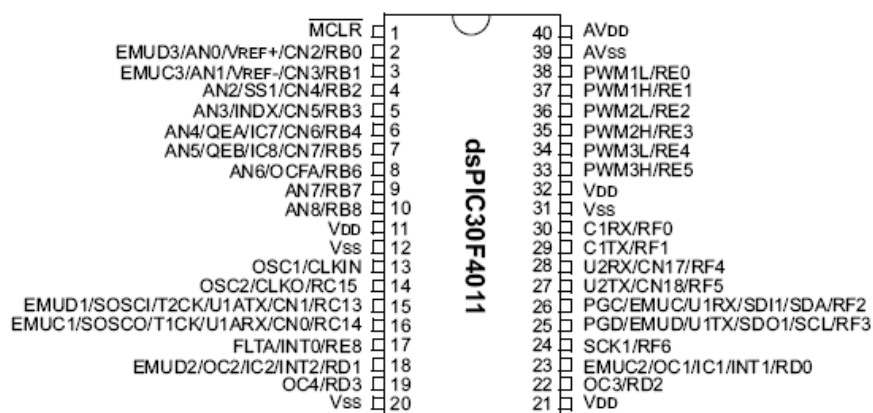
Το IDE είναι ένα περιβάλλον που συντάσσει όλα τα εργαλεία υπό μια απλή γραφική διεπαφή χρήστη. Όταν γραφτεί μια φορά ο κώδικας του προγράμματος, μπορεί να μετατραπεί σε εκτελέσιμες οδηγίες και να «φορτωθεί» σε ένα μικροελεγκτή για τον έλεγχο της λειτουργίας του. Σε αυτή τη διαδικασία απαιτούνται πολλαπλά εργαλεία:

- Ένας editor για εγγραφή κώδικα
- Ένας project manager για την οργάνωση αρχείων και ρυθμίσεις
- Ένας compiler ή assembler για τη μετατροπή του πηγαίου κώδικα σε κώδικα μηχανής. Κάποια είδη hardware ή software που ή συνδέονται σε τερματικό μικροεπεξεργαστή ή εξομοιώνουν τη λειτουργία του.

4.3 Συνοπτική περιγραφή του dsPIC30F4011

Ο μικροεπεξεργαστής 30F4011 είναι ένα ολοκληρωμένο με 40 pin όπως απεικονίζεται στο επόμενο σχήμα.

40-Pin PDIP



Σχ4.2. Το ολοκληρωμένο dsPIC30F4011[13]

Από την σειρά επεξεργαστών της Microchip ο μικροελεγκτής 30F4011 είναι ένα ολοκληρωμένο 40 ακίδων όπως απεικονίζεται στο σχήμα 4.2.

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
AN0-AN8	I	Analog	Analog input channels. AN0 and AN1 are also used for device programming data and clock inputs, respectively.
AVDD	P	P	Positive supply for analog module.
AVSS	P	P	Ground reference for analog module.
CLKI CLKO	I O	ST/CMOS —	External clock source input. Always associated with OSC1 pin function. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes. Always associated with OSC2 pin function.
CN0-CN7 CN17-CN18	I	ST	Input change notification inputs. Can be software programmed for internal weak pull-ups on all inputs.
C1RX C1TX	I O	ST —	CAN1 bus receive pin. CAN1 bus transmit pin.
EMUD EMUC EMUD1 EMUC1 EMUD2 EMUC2 EMUD3 EMUC3	I/O I/O I/O I/O I/O I/O I/O I/O	ST ST ST ST ST ST ST ST	ICD Primary Communication Channel data input/output pin. ICD Primary Communication Channel clock input/output pin. ICD Secondary Communication Channel data input/output pin. ICD Secondary Communication Channel clock input/output pin. ICD Tertiary Communication Channel data input/output pin. ICD Tertiary Communication Channel clock input/output pin. ICD Quaternary Communication Channel data input/output pin. ICD Quaternary Communication Channel clock input/output pin.
IC1, IC2, IC7, IC8	I	ST	Capture inputs 1, 2, 7 and 8.
INDX QEA QEB	I I I	ST ST ST	Quadrature Encoder Index Pulse input. Quadrature Encoder Phase A input in QE1 mode. Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode. Quadrature Encoder Phase A input in QE1 mode. Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode.
INT0 INT1 INT2	I I I	ST ST ST	External interrupt 0. External interrupt 1. External interrupt 2.
FLTA PWM1L PWM1H PWM2L PWM2H PWM3L PWM3H	I O O O O O O	ST — — — — — —	PWM Fault A input. PWM 1 Low output. PWM 1 High output. PWM 2 Low output. PWM 2 High output. PWM 3 Low output. PWM 3 High output.
MCLR	I/P	ST	Master Clear (Reset) input or programming voltage input. This pin is an active low Reset to the device.
OCFA OC1-OC4	I O	ST —	Compare Fault A input (for Compare channels 1, 2, 3 and 4). Compare outputs 1 through 4.

Σχ.4.3. Περιγραφή των ακροδεκτών του μικροεπεξεργαστή[13]

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
OSC1 OSC2	I I/O	ST/CMOS —	Oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes.
PGD PGC	I/O I	ST ST	In-Circuit Serial Programming data input/output pin. In-Circuit Serial Programming clock input pin.
RB0-RB8	I/O	ST	PORTB is a bidirectional I/O port.
8RC13-RC15	8I/O	8ST	PORTC is a bidirectional I/O port.
RD0-RD3	I/O	ST	PORTD is a bidirectional I/O port.
RE0-RE5, RE8	I/O	ST	PORTE is a bidirectional I/O port.
RF0-RF6	I/O	ST	PORTF is a bidirectional I/O port.
SCK1 SDI1 SDO1 SS1	I/O I O I	ST ST — ST	Synchronous serial clock input/output for SPI™ 1. SPI 1 Data In. SPI 1 Data Out. SPI 1 Slave Synchronization.
SCL SDA	I/O I/O	ST ST	Synchronous serial clock input/output for I ² C. Synchronous serial data input/output for I ² C.
SOSCO SOSCI	O I	— ST/CMOS	32 kHz low power oscillator crystal output. 32 kHz low power oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise.
T1CK T2CK	I I	ST ST	Timer1 external clock input. Timer2 external clock input.
U1RX U1TX U1ARX U1ATX U2RX U2TX	I O I O I O	ST — ST — ST —	UART1 Receive. UART1 Transmit. UART1 Alternate Receive. UART1 Alternate Transmit. UART2 Receive. UART2 Transmit.
VDD	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.
VSS	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VREF+	I	Analog	Analog Voltage Reference (High) input.
VREF-	I	Analog	Analog Voltage Reference (Low) input.

Σχ.4.4. Περιγραφή των ακροδεκτών του μικροεπεξεργαστή (συνέχεια)[13]

Η κεντρική μονάδα επεξεργασίας του dsPIC30F4011 έχει μια 16-bit τροποποιημένη κατά Harvard αρχιτεκτονική με βελτιωμένο πακέτο εντολών, περιλαμβάνοντας υποστήριξη σε DSP λειτουργίες. Η CPU έχει εντολές των 24bit με μεταβλητό μήκος του κώδικα λειτουργίας. Ο απαριθμητής προγράμματος έχει μήκος 24 – bit και διευθυνσιοδοτεί μέχρι και 4M x 24bit μνήμης για το πρόγραμμα χρήστη. Ένας ενσωματωμένος μηχανισμός προφόρτωσης (prefetch) που εκτελείται σε ένα μόνο κύκλο αυξάνει την απόδοση προσδίδοντας προβλέψιμη εκτέλεση. Όλες οι εντολές εκτελούνται σε ένα κύκλο, εκτός από τις εντολές που αλλάζουν τη ροή του προγράμματος, τις μετακινήσεις λέξεων διπλής ακρίβειας και τις εντολές πινάκων. Υποστηρίζονται επίσης οι εντολές βρόχου DO και REPEAT που μπορούν να

διακοπούν σε οποιοδήποτε σημείο του κώδικα. Ο dsPIC30F4011 διαθέτει δεκαέξι 16bit καταχωρητές εργασίας (Working registers) στο μοντέλο προγραμματισμού. Κάθε ένας από τους καταχωρητές εργασίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν δεδομένο, σαν διεύθυνση ή σαν καταχωρητής μετατόπισης διεύθυνσης. Ο 16^{ος} καταχωρητής εργασίας (W15) λειτουργεί ως ένας δείκτης στοίβας (stack pointer) για διακοπές και ανακλήσεις υπορουτινών.

Το πακέτο εντολών του dsPIC30F4011 διαθέτει δυο είδη εντολών: Τον τύπο MCU εντολών και τον τύπο DSP εντολών. Αυτά τα δυο είδη εντολών είναι ενσωματωμένα στην αρχιτεκτονική και εκτελούνται από μια μονάδα εκτέλεσης. Το πακέτο εντολών περιλαμβάνει πολλούς τρόπους διευθυνσιοδότησης και είναι σχεδιασμένο για τη βέλτιστη αποτελεσματικότητα του C compiler.

Η μνήμη του επεξεργαστή και όλοι οι καταχωρητές είναι οργανωμένοι σε μήκος των 16bit. Η μνήμη δεδομένων μπορεί να διευθυνσιοδοτηθεί με 32Kwords ή 64Kbytes και είναι χωρισμένη σε δυο μπλοκ που αναφέρονται σαν X και Y μνήμη δεδομένων. Κάθε μπλοκ μνήμης έχει τη δική του ανεξάρτητη μονάδα παραγωγής μνήμης (AGU). Οι MCU εντολές λειτουργούν αποκλειστικά διαμέσου της X μνήμης AGU. Κάποιες DSP εντολές λειτουργούν μέσα και από την X και από την Y μνήμη AGU για να υποστηρίξουν αναγνώσεις διπλών τελεστών που χωρίζει τα δεδομένα της διεύθυνσης σε δυο μέρη. Η μνήμη δεδομένων προσπελαίνεται χρησιμοποιώντας δύο μονάδες παραγωγής διευθύνσεων (AGU) και διαφορετικούς δρόμους δεδομένων.

Η μνήμη RAM μπορεί να συνδεθεί μέσω διαύλου προγράμματος μνήμης σε συσκευές με ένα εξωτερικό δίαυλο και να χρησιμοποιείται ώστε να επεκτείνει την εσωτερική RAM.

Τα χαρακτηριστικά της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας του dsPIC30F4011 είναι:

- 83 βασικές εντολές.
- Εντολές των 24bit με 16bit μονοπάτι (path) δεδομένων.

- 48Kbytes ενσωματωμένης Flash μνήμης προγράμματος.
- 2Kbytes ενσωματωμένης μνήμης δεδομένων RAM.
- 1Kbyte μνήμης EEPROM
- Λειτουργία υπό 30MIPS:
- Έως 40MHz εξωτερικό ρολόι
- 4MHz έως 10MHz ταλαντωτής με ενεργό PLL (4x,8x,16x)
- 30 πηγές διακοπών
- 3 εξωτερικές πηγές διακοπής
- επίπεδα προτεραιότητας για κάθε πηγή διακοπής
- 4 διακοπές Trap στον επεξεργαστή
- Πίνακας 16x16 καταχωρητών εργασίας.

Ο συγκεκριμένος μικροελεγκτής έχει τη δυνατότητα της DSP λειτουργίας. Τα πλεονεκτήματα που παρέχονται από τη λειτουργία αυτή είναι :

- Ταυτόχρονη διπλή εισαγωγή δεδομένων (dual data fetch)
- Δύο συσσωρευτές των 40bit με προαιρετική λογική κορεσμού.
- 17bit x 17bit μονού κύκλου πολλαπλασιαστή ακεραίων ή δεκαδικών.
- Όλες οι DSP εντολές είναι μονού κύκλου.
- 16bit δεξιά ή αριστερή μετατόπιση (shift) μονού κύκλου.

4.4 Τα αναπτυξιακά του dsPIC30F4011

Σημαντική βοήθεια στην ανάπτυξη εφαρμογών προσφέρει το πακέτο αναπτυξιακών εργαλείων της Microchip. Την πιο σημαντική θέση στα αναπτυξιακά εργαλεία κατέχει το MPLAB Integrated Development Environment (IDE). Το εργαλείο αυτό τρέχει σε Windows, είναι πολύ εύκολο στη χρήση και περιλαμβάνει βιβλιοθήκες με έτοιμες ρουτίνες για γρήγορη ανάπτυξη εφαρμογών και ταχύτατη εύρεση σφαλμάτων (debugging). Επίσης προσφέρει ένα γραφικό περιβάλλον για το χρήστη που ενοποιεί τη χρήση λογισμικών και υλικών εργαλείων της Microchip αλλά και τρίτων κατασκευαστών. Τέλος, παρέχει ευκολία στην εναλλαγή εργαλείων, στη χρήση προσομοιωτή για τον εκάστοτε μικροεπεξεργαστή και στον πραγματικό προγραμματισμό και εύρεση σφαλμάτων όλα αυτά μέσα από μία κονσόλα λειτουργιών.

Για τον προγραμματισμό αλλά και για την αποσφαλμάτωση είναι διαθέσιμο το ICD2, το οποίο είναι ένας debugger και programmer πραγματικού χρόνου και χαμηλού κόστους, για όλους τους PIC® MCUs και dsPIC® DSCs το οποίο και χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία.

4.5 Περιφερειακές μονάδες του dsPIC30F4011

Ο συγκεκριμένος μικροεπεξεργαστής διαθέτει επίσης πλήθος περιφερειακών, τα οποία είναι ιδιαίτερα χρήσιμα στις διάφορες εφαρμογές. Αυτά είναι:

- Ψηφιακές θύρες εισόδου εξόδου
- 2 χρονιστές (Timers)
- Μονάδα εύρεσης και αποτύπωσης χρονικής στιγμής συμβάντος.(Input capture module.)

- Output compare module
- Quadrature Encoder Interface
- 10bit μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα.
- Θύρα ασύγχρονης επικοινωνίας RS-232 UART.
- 3 Γεννήτριες PWM.
- Μονάδες σειριακής επικοινωνίας βασισμένη στα πρωτόκολλα SPI και I2C.
- Μονάδα CAN.

Όπως φαίνεται και από το σχήμα 4.2 ο αριθμός των ακίδων του επεξεργαστή είναι περιορισμένος για αυτό έχει γίνει πολύπλεξη των σημάτων των περιφερειακών μεταξύ τους. Η ενεργοποίηση της κάθε ακίδας γίνεται από τον κώδικα μέσω ορισμένων καταχωρητών ειδικής λειτουργίας (SFR). Ο μικροελεγκτής διαθέτει πέντε ψηφιακές θύρες εισόδου-εξόδου συγκεκριμένου αριθμού ακίδων. Όποια ακίδα δεν χρησιμοποιείται από κάποιο άλλο περιφερειακό μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως θύρα εισόδου ή εξόδου.

Παρακάτω περιγράφονται κάποια από τα σπουδαιότερα περιφερειακά που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική εργασία.

4.5.1 Θύρες Εισόδου/ Εξόδου

Όταν ένα περιφερειακό είναι ενεργοποιημένο και οδηγεί τον αντίστοιχο ακροδέκτη, η χρήση αυτού ως ακροδέκτη γενικού σκοπού απενεργοποιείται. Ο ακροδέκτης αυτός μπορεί τότε να αναγνωσθεί, αλλά ο ελεγκτής εξόδου θα απενεργοποιηθεί. Αν το περιφερειακό είναι ενεργοποιημένο, αλλά δεν οδηγεί τον αντίστοιχο ακροδέκτη, τότε αυτός ο ακροδέκτης μπορεί να οδηγηθεί από μια θύρα.

Όλοι οι ακροδέκτες έχουν τρεις καταχωρητές αμέσως συσχετιζόμενους με τη λειτουργία τους. Ο καταχωρητής κατεύθυνσης δεδομένων (TRISx) καθορίζει αν η θύρα είναι εισόδου ή εξόδου. Αν το bit κατεύθυνσης δεδομένων είναι λογικό 1 τότε ο ακροδέκτης είναι είσοδος. Όλοι οι ακροδέκτες θυρών καθορίζονται ως είσοδοι μετά από μια επανεκκίνηση. Οι αναγνώσεις από το μανδαλωτή, διαβάζουν τον καταχωρητή (LATx). Εγγραφές στο μανδαλωτή, εγγράφουν στον καταχωρητή (LATx). Αναγνώσεις από το καταχωρητή (PORTx) διαβάζουν τους ακροδέκτες, και εγγραφές στους ακροδέκτες, εγγράφουν τον καταχωρητή (LATx).

Οποιοδήποτε ψηφίο και τα αντίστοιχα δεδομένα του και καταχωρητές του, δεν είναι έγκυρα για μια συγκεκριμένη συσκευή θα απενεργοποιηθούν. Αυτό σημαίνει ότι ο αντίστοιχοι καταχωρητές LATx και TRISx και ο ακροδέκτης θα αναγνωσθούν ως μηδέν. Όταν ένας ακροδέκτης μοιράζεται με μια άλλη συσκευή ή λειτουργία που έχει οριστεί μόνον ως είσοδος, τότε αυτός θεωρείται ως αποκλειστική θύρα, επειδή δεν υπάρχει άλλη ανταγωνιστική πηγή εξόδων .

Ο καταχωρητής TRISx ελέγχει τη διεύθυνση των ακροδεκτών. Ο καταχωρητής LATx παρέχει τα δεδομένα στις εξόδους και έχει τη δυνατότητα εγγραφής/ανάγνωσης. Η ανάγνωση του καταχωρητή PORTx διεγείρει την κατάσταση των ακροδεκτών εισόδου, ενώ η εγγραφή του καταχωρητή αυτού τροποποιεί τα περιεχόμενα του καταχωρητή LATx.

Μια παράλληλη θύρα που μοιράζεται έναν ακροδέκτη με ένα περιφερειακό είναι γενικά υπάκουη στο περιφερειακό. Τα δεδομένα του απομονωτή εξόδου του περιφερειακού και τα σήματα ελέγχου οδηγούνται σε ένα ζευγάρι πολυπλεκτών. Οι

πολυπλέκτες αυτοί επιλέγουν το αν το περιφερειακό ή η αντίστοιχη θύρα έχει κυριότητα των δεδομένων εξόδου και των σημάτων ελέγχου του.

Η χρήση των καταχωρητών ADPCFG και TRIS ελέγχει τη λειτουργία των ακροδεκτών δειγματοληψίας. Οι ακροδέκτες θυρών που επιθυμούμε να είναι αναλογικές εισοδοί πρέπει να έχουν το αντίστοιχο ψηφίο ενεργοποιημένο(λογικό1).

Όταν διαβάζεται ο καταχωρητής PORT, όλοι οι ακροδέκτες που έχουν καθορισθεί ως αναλογικές εισοδοί θα διαβάζονται ως 0(χαμηλό κατώφλι).Ακροδέκτες επιλεγμένοι ως ψηφιακές εισοδοί δε θα μετατρέπουν ένα αναλογικό σήμα. Αναλογικά επίπεδα σε οποιοδήποτε ακροδέκτη που έχει καθορισθεί ως ψηφιακή είσοδος (συμπεριλαμβανομένων και των ακροδεκτών ANx) μπορεί να οδηγήσουν τον απομονωτή να καταναλώσει ρεύμα πέραν των προδιαγραφών της συσκευής.

Ένας κύκλος μιας εντολής απαιτείται μεταξύ της αλλαγής της κατεύθυνσης της θύρας ή της λειτουργίας εγγραφής της και της ανάγνωσης της. Τυπικά μια τέτοια εντολή είναι ένα NOP.

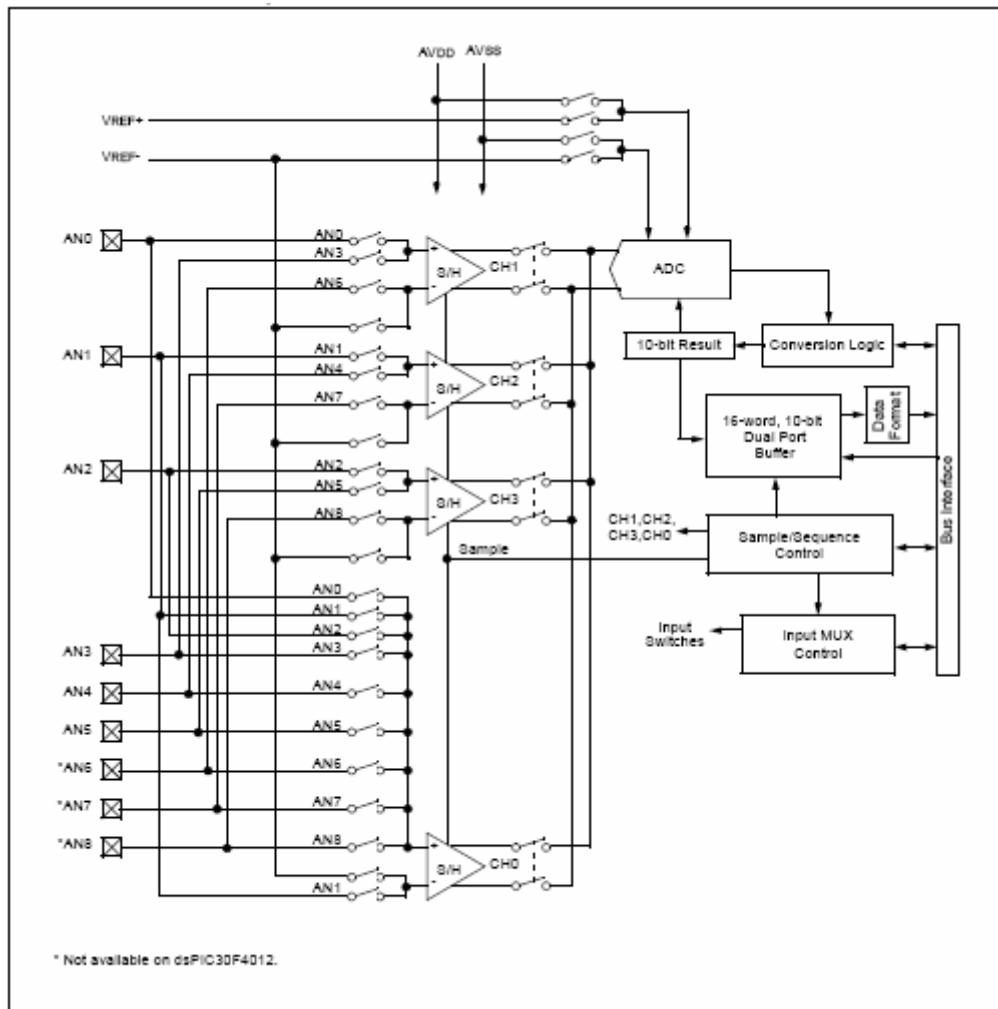
Η MCU του μικροεπεξεργαστή έχει μνήμη προγράμματος για το firmware ή κωδικοποιημένες εντολές για να τρέξει ένα πρόγραμμα. Επίσης έχει μνήμη καταχωρητών αρχείων για αποθήκευση μεταβλητών τις οποίες χρειάζεται το πρόγραμμα για υπολογισμούς ή για προσωρινή αποθήκευση. Έχει ακόμη έναν αριθμό περιφερειακών κυκλωμάτων στο ίδιο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Μερικές περιφερειακές συσκευές αποκαλούνται θύρες εισόδου/ εξόδου. Αυτές οι θύρες είναι ακροδέκτες στον μικροελεγκτή που μπορούν να οδηγηθούν σε ψηλό ή χαμηλό δυναμικό, να αναβοσβήνουν, να στέλνουν σήματα και εν γένει ότι μπορεί να οδηγηθεί μέσα από καλώδιο.

Συχνά αυτοί οι ακροδέκτες είναι δικατευθυντήριοι και μπορούν ακόμη να ρυθμιστούν ως εισοδοί, επιτρέποντας στο πρόγραμμα να απαντά σε ένα εξωτερικό διακόπτη, αισθητήρα ή να επικοινωνεί με μερικές εξωτερικές συσκευές. Για να σχεδιαστεί ένα τέτοιο σύστημα είναι απαραίτητο να αποφασιστεί ποια περιφερειακά χρειάζεται μια εφαρμογή. Οι μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακού επιτρέπουν σε μικροελεγκτές να συνδέονται με αισθητήρες και να διαβάζουν κυμαινόμενα επίπεδα τάσης. Τα περιφερειακά σειριακής επικοινωνίας επιτρέπουν τη μετάδοση δεδομένων μέσω μερικών καλωδίων σε ένα άλλον μικροελεγκτή, σε ένα

τοπικό δίκτυο ή στο ίντερνετ. Τα περιφερειακά στην MCU που καλούνται χρονιστές μετρούν με ακρίβεια σήματα και δημιουργούν και συλλαμβάνουν σήματα επικοινωνίας, παράγουν επακριβείς κυματομορφές, ενώ δύνανται ακόμη και να επανεκκινήσουν τον μικροελεγκτή αν αυτός διακόψει την επικοινωνία εξαιτίας μιας διαταραχής ρεύματος ή κυκλωματικής δυσλειτουργίας. Άλλα περιφερειακά μπορούν να αναγνωρίζουν αν η εξωτερική παροχή πέφτει κάτω από επικίνδυνα επίπεδα έτσι ώστε ο μικροελεγκτής να αποθηκεύσει κρίσιμες πληροφορίες και με ασφάλεια να τερματίσει τη λειτουργία του πριν κοπεί τελείως η παροχή ενέργειας.

4.5.2 Μετατροπείς σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό

Η μονάδα μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα διαθέτει 9 κανάλια εισόδου. Τα 9 αυτά κανάλια συνδέονται σε 4 μονάδες δειγματοληψίας και αποθήκευσης (S/H). Η δειγματοληψία των σημάτων μπορεί να είναι σειριακή ή παράλληλη ενώ η μετατροπή σε ψηφιακό σήμα είναι σειριακή. Ο μέγιστος δυνατός ρυθμός δειγματοληψίας μπορεί να φτάσει το 1Msps για δειγματοληψία ενός μόνο καναλιού χρησιμοποιώντας δύο S/H για το ίδιο σήμα. Αν τα υπό δειγματοληψία σήματα είναι περισσότερα ο ρυθμός δειγματοληψίας μειώνεται ανάλογα. Η ADC μονάδα μετατρέπει οποιοδήποτε αναλογικό σήμα από 0-5V σε ψηφιακό εύρους 10bit.



Σχ.4.5. Μονάδα μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό[13]

Η αρχικοποίηση και ο προγραμματισμός της μονάδας μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό γίνεται μέσω των καταχωρητών ειδικού σκοπού:

- ADCON1: Καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας.
- ADCON2: Καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας.
- ADCON3: Καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας.

- ADCHS: Συνδέει τις επιθυμητές εισόδους στα κανάλια δειγματοληψίας και αποθήκευσης (S/H).
- ADPCFG: Επιλέγει αν οι ακίδες θα χρησιμοποιηθούν σαν αναλογικές εισοδοί ή σαν ψηφιακές εισοδοί/έξοδοι γενικού σκοπού.
- ADCSSL: Επιλέγει σε ποιες εισόδους θα γίνει ακολουθιακή δειγματοληψία.

Μέσω των παραπάνω καταχωρητών μπορεί να γίνει διαφορική μέτρηση α) μεταξύ σημάτων, β) μεταξύ σημάτων και γής και γ) μεταξύ σήματος και μίας ακίδας αναφοράς.

Η A/D μονάδα έχει ένα μέγιστο ρυθμό πραγματοποίησης μετατροπών. Ένα ειδικό ρολόι T_{AD} ελέγχει τον χρονισμό των μετατροπών. Η κάθε μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό απαιτεί 12 κύκλους του ειδικού ρολογιού $12 T_{AD}$. Ο χρόνος T_{AD} επιλέγεται από το πρόγραμμα μέσω ενός 6-bit μετρητή. Υπάρχουν 64 πιθανές επιλογές για τον χρόνο T_{AD} , οι οποίες προσδιορίζονται από τα $ADCS<5:0>$ και $ADCON3<5:0>$. Με την εξίσωση 4.1 υπολογίζεται ο χρόνος T_{AD} ως συνάρτηση του $ADCS$ και της περιόδου του ρολογιού του επεξεργαστή T_{CY} .

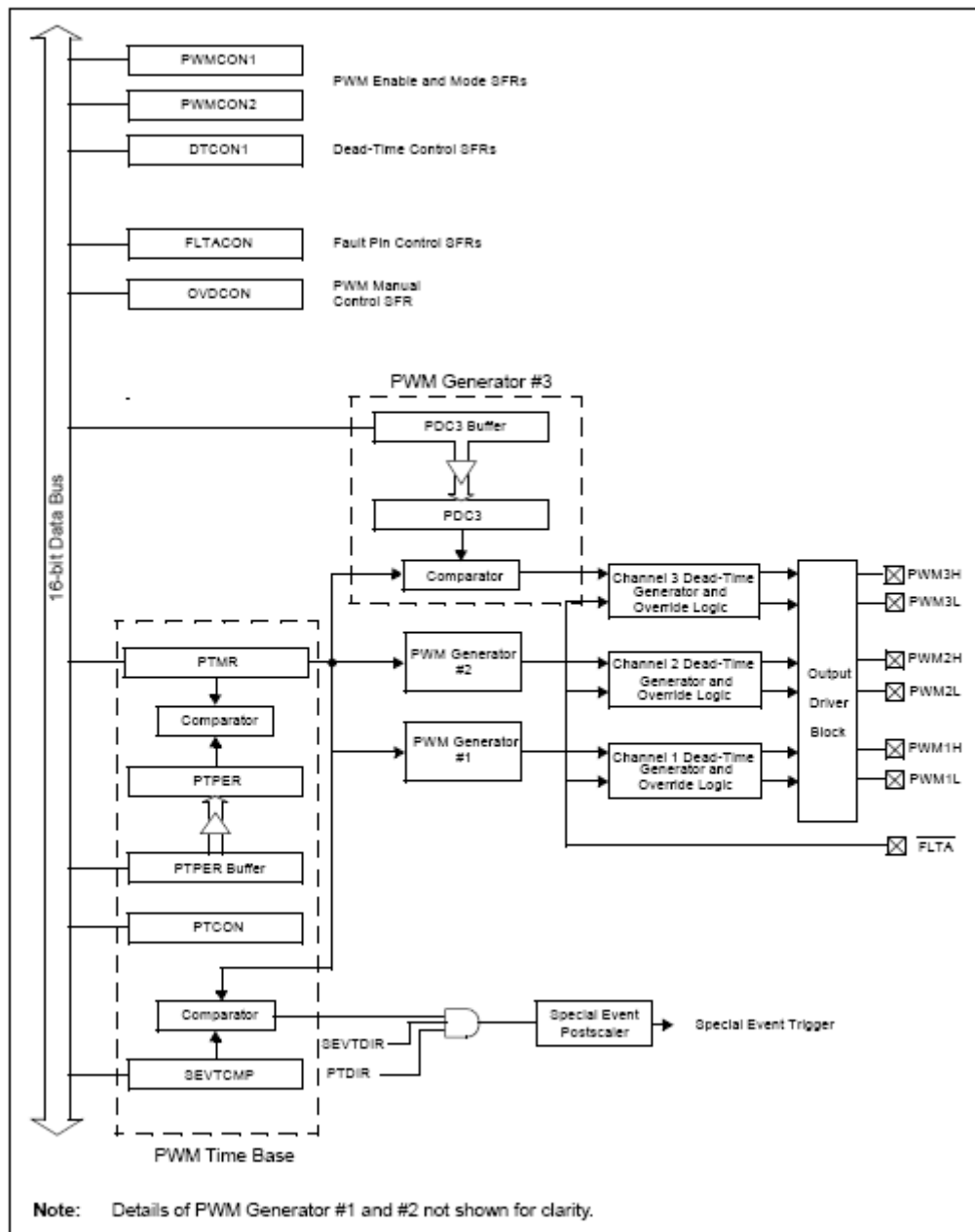
$$T_{AD} = \frac{T_{CY}(ADCS + 1)}{2}$$

$$ADCS = \frac{2 T_{AD}}{T_{CY}} - 1$$

Εξίσωση 4.1: Περίοδος ρολογιού για την μετατροπή σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό[13]

4.5.3 Θύρα PWM

Ο μικροεπεξεργαστής dsPIC30F4011 της Microchip διαθέτει 3 γεννήτριες PWM. Με τις οποίες μπορούμε να παράγουμε πολλαπλούς συγχρονισμένους παλμούς εξόδου διαμορφωμένους κατά πλάτος. Οι τρεις αυτές γεννήτριες παράγουν δύο σήματα η κάθε μία, το σήμα High και το σήμα Low τα οποία είναι συμπληρωματικά. Επιπλέον η μονάδα PWM έχει τη δυνατότητα εισαγωγής νεκρού χρόνου καθώς και τη δυνατότητα για έλεγχο μέσω ράμπας ή τριγωνικής κυματομορφής. Η ανάλυση φτάνει τα 16bit ενώ επιτρέπονται οποιαδήποτε χρονική στιγμή οι αλλαγές στο λόγο κατάτμησης.



Σχ.4.6. Σχηματικό διάγραμμα της μονάδας PWM[13]

Ο έλεγχος του περιφερειακού παραγωγής παλμών PWM γίνεται μέσω 5 καταχωρητών ειδικής λειτουργίας, που είναι:

- PTCON: Καταχωρητής ελέγχου χρονισμού.
- PTMR: Καταχωρητής χρονισμού.

- PTPER: Καταχωρητής ρύθμισης περιόδου.
- PWMCON1: Καταχωρητής ελέγχου της PWM.
- PWMCON2: Καταχωρητής ελέγχου της PWM.
- DTCON1: Καταχωρητής ελέγχου νεκρού χρόνου.
- DTCON2: Καταχωρητής ελέγχου νεκρού χρόνου.
- PDC1: Καταχωρητής ελέγχου του λόγου κατάτμησης της 1^{ης} PWM.
- PDC2: Καταχωρητής ελέγχου του λόγου κατάτμησης της 2^{ης} PWM.
- PDC3: Καταχωρητής ελέγχου του λόγου κατάτμησης της 3^{ης} PWM.

Στην ουσία οι παλμοί PWM παράγονται μετά από τη σύγκριση του μετρητή PTMR με τον καταχωρητή PDCx. Όταν οι δύο αυτοί καταχωρητές είναι ίσοι παράγεται παλμός στην έξοδο μέχρι ο μετρητής PTMR να γίνει ίσος με τον καταχωρητή ελέγχου της περιόδου PTPER.

Η χρονική βάση του PWM παρέχεται από έναν χρονιστή των 15-bit μαζί με έναν prescaler και postscaler. Η χρονική βάση της PWM είναι προσπελάσιμη μέσω του PTMR.

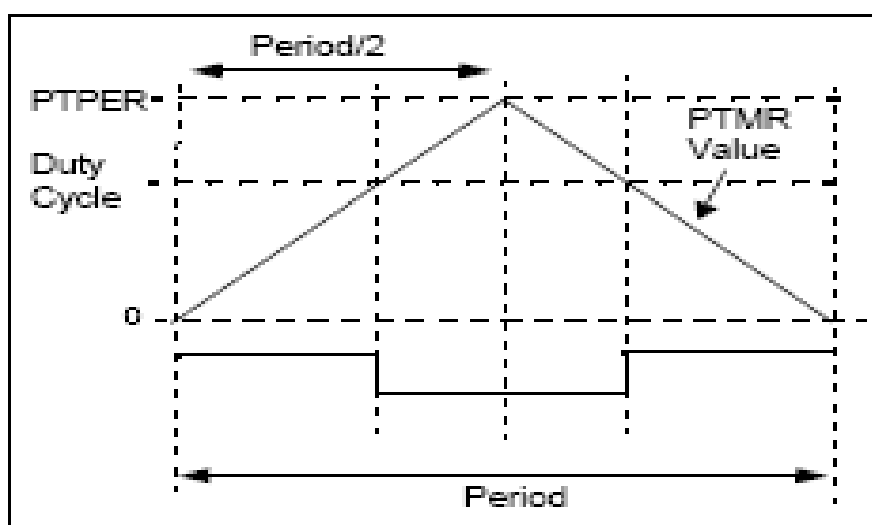
Ο καταχωρητής PTPER θέτει την περίοδο μέτρησης του PTMR. Ο χρήστης πρέπει να τοποθετήσει μία 15-bit τιμή στον PTPER<14:0>. Όταν η τιμή του PTMR<14:0> γίνει ίση με τον PTPER<14:0>, τότε η χρονική βάση αρχικοποιείται στο 0 και αρχίζει να μετράει προς την αντίθετη κατεύθυνση. Όσον αφορά στο ποια δράση θα ληφθεί καθορίζεται από τον επιλεγμένο τρόπο λειτουργίας.

Υπάρχουν 4 διαφορετικοί τρόποι λειτουργίας οι οποίοι επιλέγονται από τα PTMOD<1:0> του καταχωρητή PTCON και είναι οι εξής:

- Free-running mode: Δημιουργία PWM μέσω ράμπας.
- Single-Shot mode: Παραγωγή ενός μόνο παλμού.

- Continuous Up/Down mode: Δημιουργία PWM μέσω τριγώνου.
- Continuous Up/Down mode with interrupts for double updates: Δημιουργία PWM μέσω τριγώνου και επιτρέπεται η αλλαγή του λόγου κατάτμησης 2 φορές μέσα σε μία περίοδο.

Στην λειτουργία Continuous Up/Down mode που θα χρησιμοποιηθεί για την παραγωγή των παλμών σε αυτή τη διπλωματική εργασία, η τιμή του χρονιστή αυξάνεται σε κάθε περίοδο του ρολογιού (T_{CY}) μέχρι να γίνει ίση με την τιμή του καταχωρητή PTPER, ενώ έπειτα μειώνεται μέχρι να ξαναγίνει μηδέν. Δηλαδή επιλέγοντας την τιμή του καταχωρητή PTPER ρυθμίζουμε την περίοδο του PTMR (σχήμα 4.7), η οποία είναι και η περίοδος των παλμών που θα προκύψουν. Τελικά η τιμή του καταχωρητή PTPER είναι αυτή που θα καθορίσει την διακοπτική συχνότητα της γέφυρας.



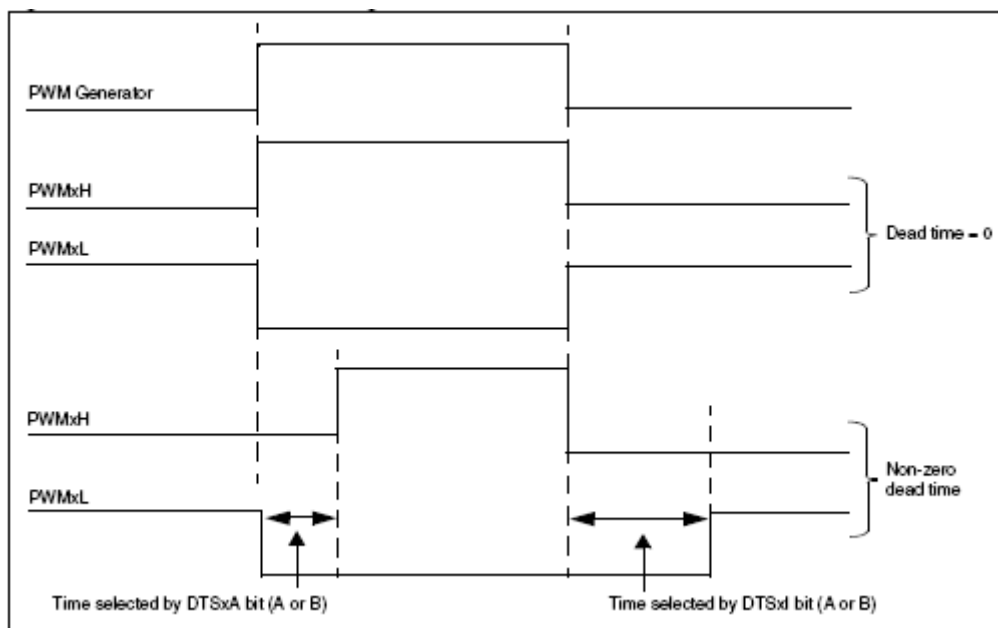
Σχ.4.7. Δημιουργία PWM μέσω τριγώνου[13]

Για την εύρεση του PTPER (ακέραιος) χρησιμοποιείται η εξίσωση 4.2. Το T_{CY} είναι η περίοδος του ρολογιού του επεξεργαστή ενώ PTMR Prescale value είναι ο πολλαπλασιαστής του χρονιστή της PWM. Οι τιμές του prescaler μπορεί να είναι (1:1, 1:4, 1:16 ή 1:64).

$$T_{PWM} = \frac{2 T_{CY} * PTPER + 0.75}{(PTMR \text{ Prescale Value})}$$

Εξίσωση 4.2: Υπολογισμός χρονικής περιόδου της PWM[13]

Η εισαγωγή νεκρού χρόνου στην PWM πραγματοποιείται έπειτα από την δημιουργία των PWM παλμών. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, δύο είναι οι καταχωρητές ελέγχου του νεκρού χρόνου, οι DTCON1 και DTCON2. Στο σχήμα 4.8 παρουσιάζεται η έξοδος του μικροελεγκτή μετά την εισαγωγή νεκρού χρόνου.



Σχ.4.8. Εισαγωγή νεκρού χρόνου στους παλμούς PWM[13]

Ο νεκρός χρόνος εισάγεται στο πρόγραμμα από τον χρήστη μέσω ενός 6- bit καταχωρητή. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν 2 διαφορετικοί χρόνοι εισάγοντας την κατάλληλη τιμή στα DTCON1<13:8> ή DTCON1<5:0> . Για τον υπολογισμό του νεκρού χρόνου χρησιμοποιείται η εξίσωση 4.3. Η τιμή prescale είναι ένας

πολλαπλασιαστής της χρονικής περιόδου του επεξεργαστή. Οποιοσδήποτε από τους παραπάνω χρόνους μπορεί να εισαχθεί είτε στο low είτε στο high. Αυτό επιτυγχάνεται με την κατάλληλη ρύθμιση του καταχωρητή DTCON2.

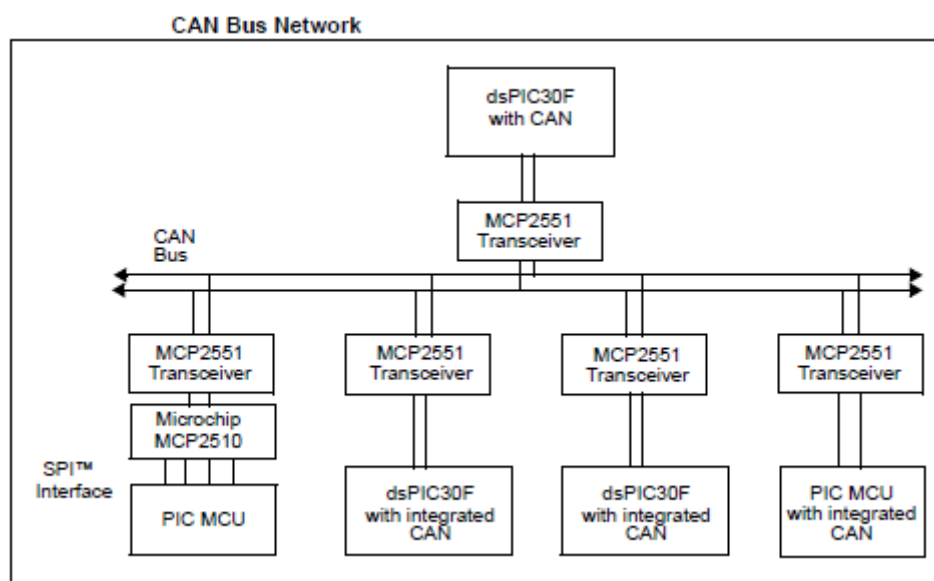
$$DT = \frac{\text{Dead Time}}{\text{Prescale Value} \cdot T_{CY}}$$

Note: DT (Dead Time) is the DTA<5:0> or DTB<5:0> register value.

Εξίσωση 4.3: Υπολογισμός νεκρού χρόνου[13]

4.5.4 Θύρα CAN

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως οι μικροεπεξεργαστές χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση ενός αλγόριθμου. Μετά την εκτέλεση του αλγορίθμου προκύπτουν οι τιμές για τις εξόδους. Η βέλτιστη επιλογή για τη μετάδοση των δεδομένων εξόδου από έναν μικροεπεξεργαστή μέσα σε ένα περιβάλλον θορύβων, που μπορεί να αλλοιώσουν τις τιμές των εξόδων, είναι ένα δίκτυο CAN(Controlled Area Network).



Σχ.4.9. Δίκτυο CAN[13]

Ο μικροεπεξεργαστής dspic30F4011 της Microchip διαθέτει μία μονάδα CAN, η οποία είναι στην ουσία μια σειριακή διεπαφή με σκοπό την επικοινωνία με άλλα περιφερειακά ή άλλους μικροεπεξεργαστές.

Για την διασύνδεση της μονάδας CAN του μικροεπεξεργαστή με το φυσικό δίαυλο επικοινωνίας χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο MCP2551. Το ολοκληρωμένο αυτό παρέχει τη δυνατότητα διαφορικής εκπομπής και λήψης στη μονάδα CAN του μικροεπεξεργαστή και είναι πλήρως συμβατό με την τυποποίηση ISO-11898. Πρέπει ακόμη να αναφερθεί ότι λειτουργεί σε ταχύτητες έως 1Mb/s. Τυπικά κάθε κόμβος ενός δικτύου CAN πρέπει να έχει μία συσκευή, η οποία θα μετατρέπει τα ψηφιακά σήματα που παράγονται από τη μονάδα CAN του μικροεπεξεργαστή σε σήματα κατάλληλα για τη μετάδοση διαμέσου του φυσικού δίαυλου επικοινωνίας, δηλαδή της καλωδίωσης.

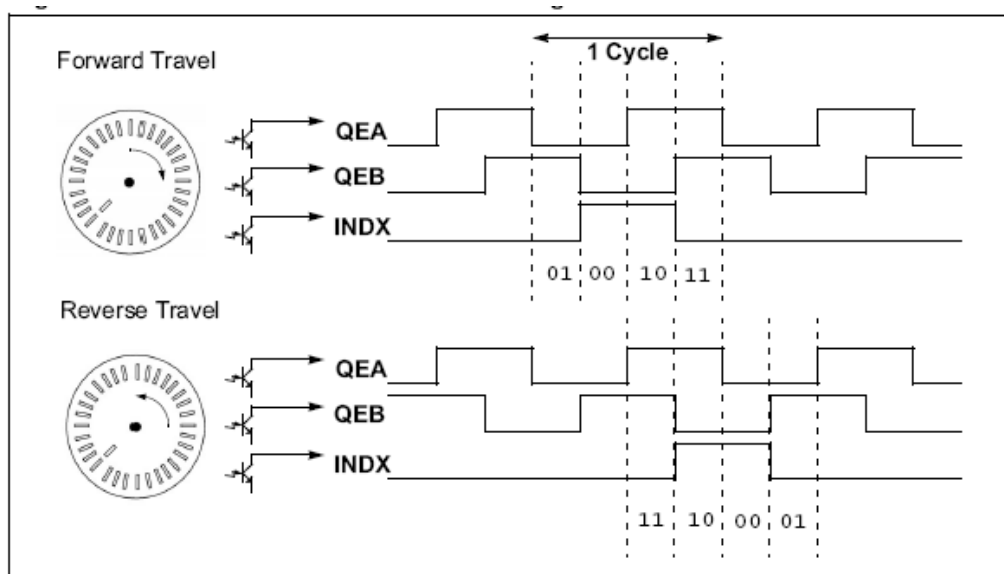
4.5.5 Θύρα QEI

Ο μικροεπεξεργαστής dspic30F4011 έχει ενσωματωμένο τετραγωνικό αποκωδικοποιητή στροφόμετρου(QEI) για την ανίχνευση της θέσης ή και της ταχύτητας στρεφόμενων κινητήριων συστημάτων. Οι τετραγωνικοί αποκωδικοποιητές, που οφείλουν το όνομά τους στην τετραγωνική μορφή των παλμών που βγάζουν στην έξοδό τους, χρησιμεύουν στον έλεγχο κλειστού βρόχου σε πολλές εφαρμογές ελέγχου κινητήριων συστημάτων.

Ένας τυπικός αυξητικός τετραγωνικός αποκωδικοποιητής περιλαμβάνει έναν δίσκο με σχισμές στην περιφέρειά του, συνδεδεμένο στον άξονα της μηχανής και μία ανιχνευτική διάταξη που αντλαμβάνεται τις σχισμές του δίσκου. Έτσι, τρία κανάλια εξόδου, Phase A (QEAx), Phase B (QEBx) και Index (INDXx), δίνουν πληροφορίες για την κίνηση του άξονα της μηχανής.

Τα κανάλια Phase A και Phase B μας δίνουν πληροφορίες σχετικά με την διεύθυνση της περιστροφικής κίνησης. Συγκεκριμένα, αν το κανάλι Phase A προηγείται του καναλιού Phase B τότε η φορά περιστροφής της μηχανής θεωρείται θετική, ενώ εάν το κανάλι Phase A καθυστερεί ως προς το κανάλι Phase B, η φορά περιστροφής της μηχανής θεωρείται αρνητική ή αντίθετη. Ο παλμός Index συμβαίνει μία φορά σε κάθε μηχανική περιστροφή και χρησιμοποιείται σαν αναφορά που δείχνει την απόλυτη θέση. Ένα σχετικό χρονικό διάγραμμα των τριών αυτών σημάτων φαίνεται στο σχήμα 4.10.

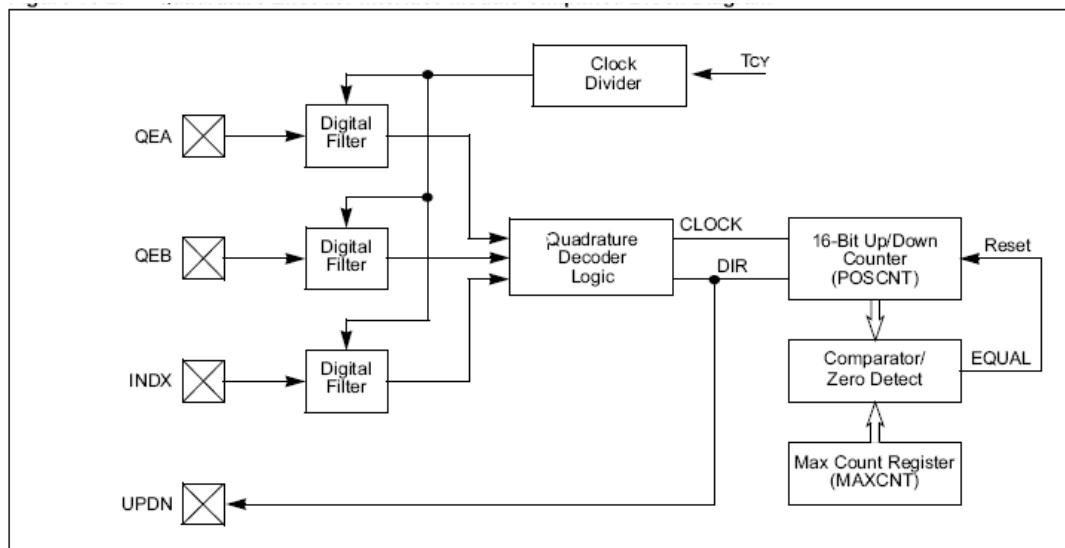
Τα τετραγωνικά σήματα που παράγονται από τον αποκωδικοποιητή μπορούν να βρεθούν σε τέσσερις διαφορετικές καταστάσεις (01, 00 , 10 και 11) που δείχνουν την σχέση μεταξύ των QEAx και QEBx. Το σχήμα 4.10 δείχνει αυτές τις καταστάσεις στην διάρκεια ενός κύκλου. Η σειρά των καταστάσεων αντιστρέφεται όταν η φορά περιστροφής αλλάζει.



Σχ.4.10. Καταστάσεις τετραγωνικών σημάτων στη διάρκεια ενός κύκλου[13]

Ο τετραγωνικός αποκωδικοποιητής αυξάνει ή μειώνει έναν 16-μπιτο μετρητή Up/Down (POSxCNT) για κάθε αλλαγή κατάστασης. Ο μετρητής αυξάνει όταν το

QEAx προηγείται του QEBx και μειώνεται όταν το QEBx προηγείται του QEAx. Στο σχήμα 4.11 φαίνεται το απλοποιημένο διάγραμμα του QEI.

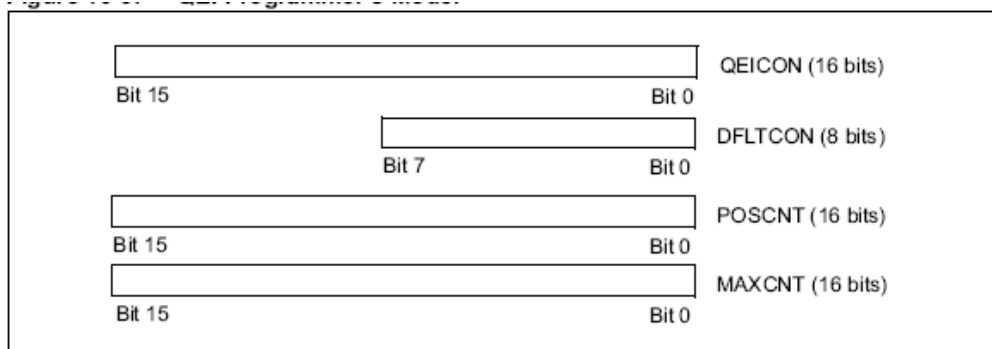


Σχ.4.11. Σχηματικό διάγραμμα της μονάδας QEI[13]

Η μονάδα QEI διαθέτει τέσσερις καταχωρητές οι οποίοι είναι:

- Control/Status Register (QEIxCON), ο οποίος ελέγχει την λειτουργία και δείχνει την κατάστασή της μονάδας QEI.
- Digital Filter Control Register (DFLTxCON), ο οποίος ελέγχει την λειτουργία του ψηφιακού φιλτραρίσματος της εισόδου.
- Position Count Register (POSxCNT), για λειτουργίες του 16-μπιτου μετρητή θέσης.

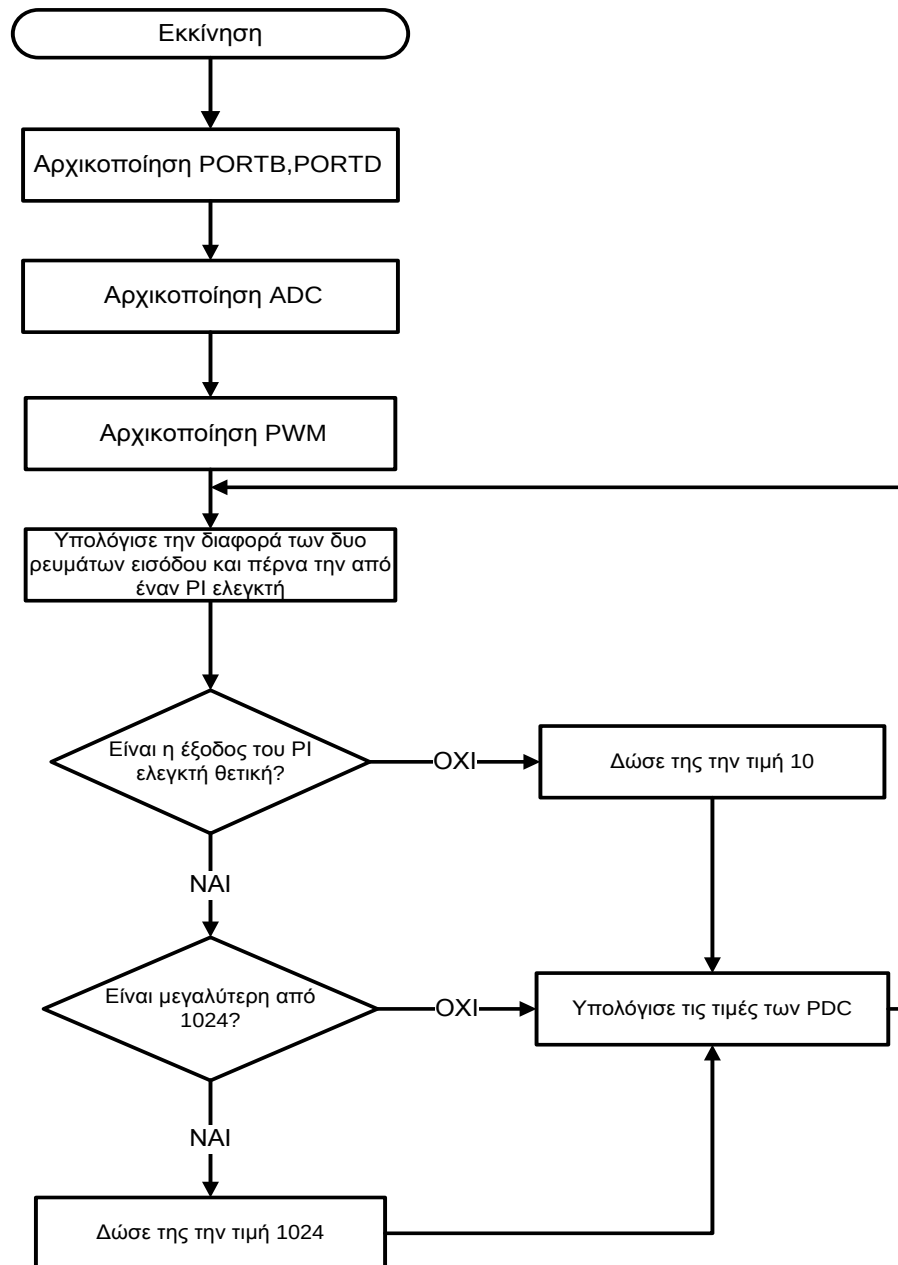
- Maximum Count Register (MAXxCNT), ο οποίος κρατάει μία τιμή που συγκρίνεται με τον μετρητή POSxCNT σε κάποιες λειτουργίες.



Σχ.4.12. Καταχωρητές της μονάδας QEII[13]

4.6 Το διάγραμμα ροής του πλήρους κώδικα

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του πλήρη κώδικα.



Σχ.2-14. Διάγραμμα ροής του κώδικα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

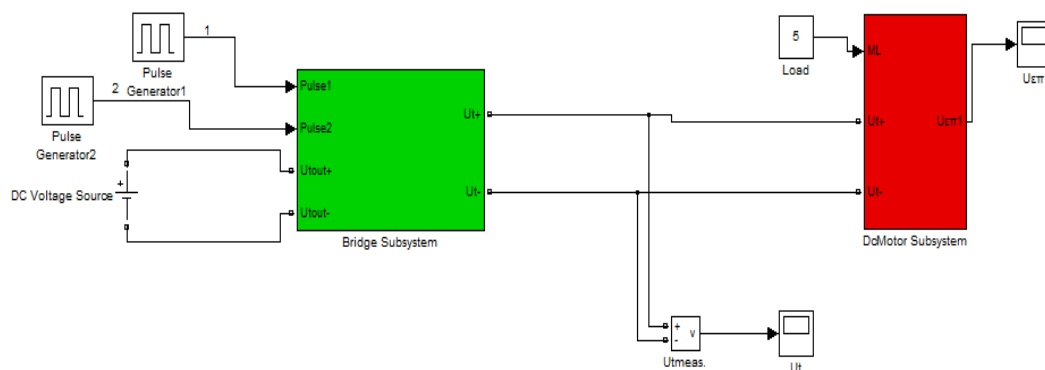
ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΤΟ SIMULINK ΤΟΥ MATLAB

5.1 Εισαγωγή

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας χρειάστηκε να προσομοιώσουμε τη συμπεριφορά του συνολικού συστήματος στο περιβάλλον Simulink του Matlab, προκειμένου να ελέγξουμε τη συμπεριφορά του πριν προχωρήσουμε στην κατασκευή. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται το μαθηματικό μοντέλο που σχεδιάστηκε στο Simulink καθώς και τα αποτελέσματα της εξομοίωσης.

5.2 Μοντέλο της διάταξης

Στο σχήμα 5.1 φαίνεται η συνολική διάταξη όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.



Σχ5.1. Μοντέλο της συνολικής διάταξης στο Simulink

Να αναφέρουμε ότι η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε με τις εξής παραμέτρους:

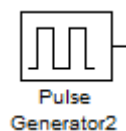
Simulation mode: Accelerator

Simulation Stop time: 100

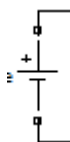
Solver: ode23tb (stiff/TR-BDF2)

Τα επιμέρους μπλοκ που απαρτίζουν τη συνολική διάταξη είναι:

- Οι γεννήτριες παλμών για την παλμοδότηση των στοιχείων ισχύος:



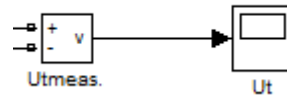
- Μία πηγή συνεχούς τάσης για την τροφοδότηση της γέφυρας, όταν η μηχανή θα λειτουργεί ως κινητήρας:



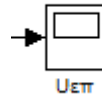
- Η εναλλακτικά μία αντίσταση για την περίπτωση κατά την οποία η μηχανή θα λειτουργεί ως γεννήτρια:



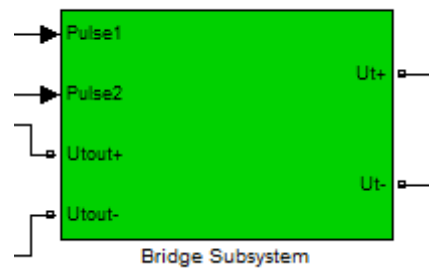
- Ένα μετρητικό τάσης για τη μέτρηση της τάσης στην έξοδο της γέφυρας, δηλαδή της τάσης τυμπάνου της μηχανής, σε σειρά με ένα scope για να δούμε την κυματομορφή της:



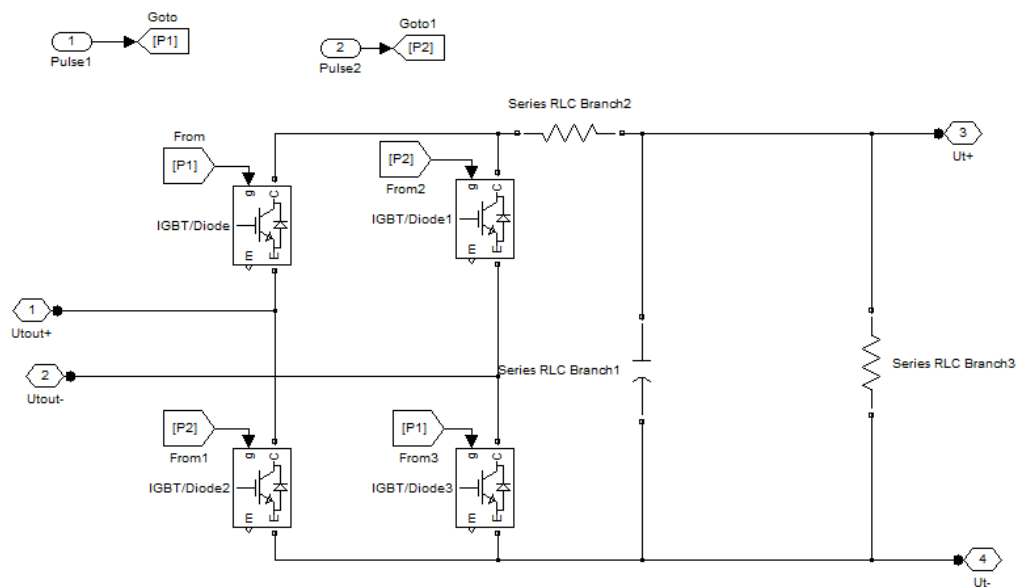
- Ένα scope για να βλέπουμε την κυματομορφή της τάσης εξ επαγωγής της μηχανής:



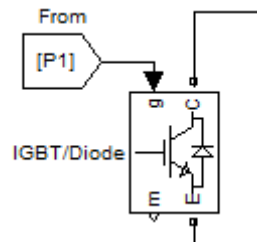
- Το μπλοκ της γέφυρας



το οποίο περιλαμβάνει:

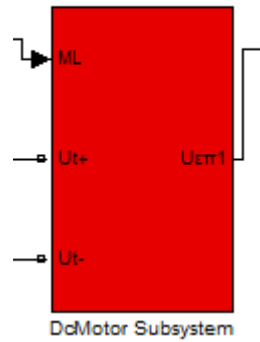


Όπου:

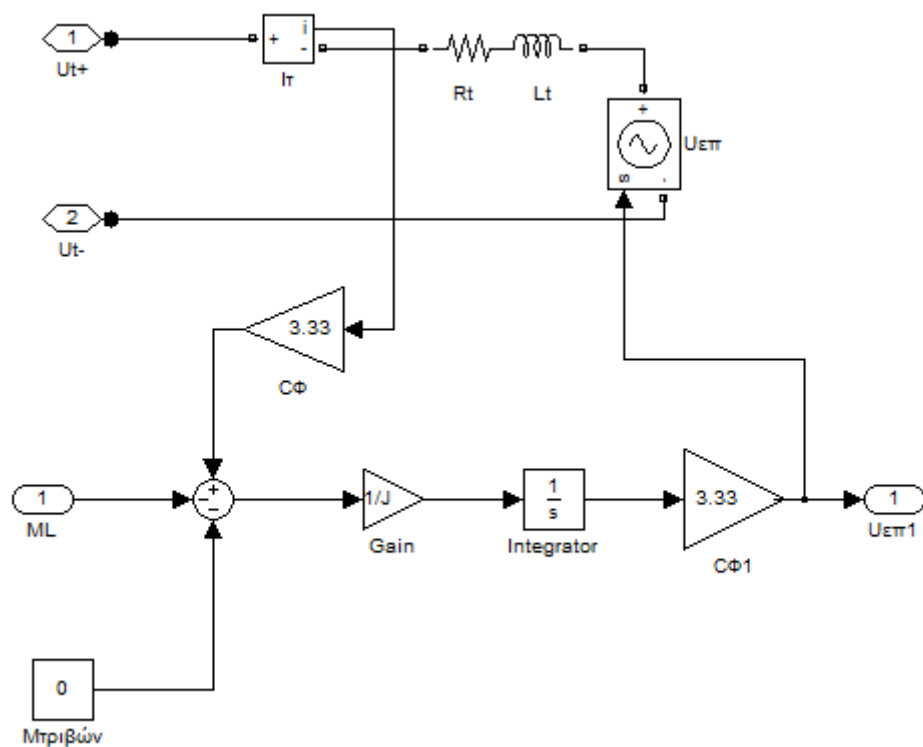


αναπαριστά το IGBT με ενσωματωμένη τη δίοδο.

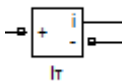
- Το μπλοκ της μηχανής συνεχούς ρεύματος:



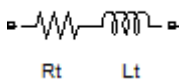
το οποίο περιλαμβάνει:



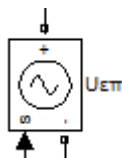
Όπου:



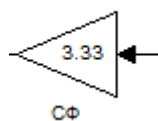
το μετρητικό ρεύματος τυμπάνου της μηχανής.



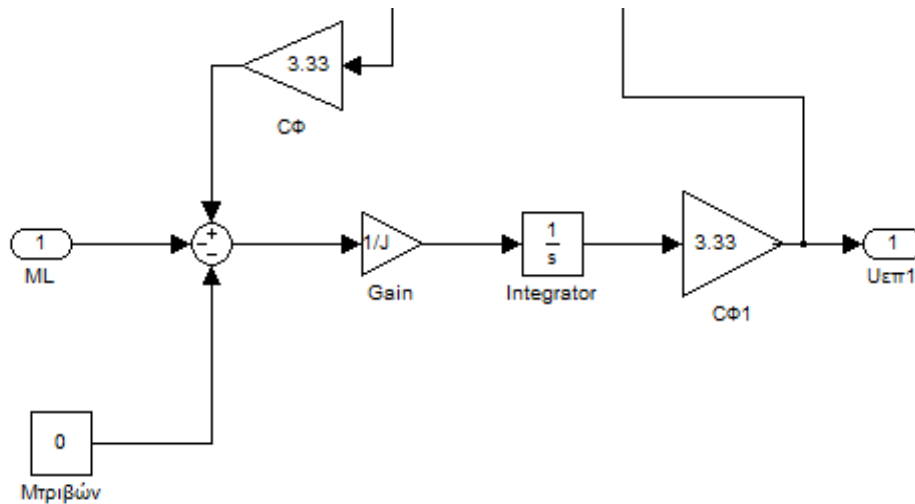
η αντίσταση τυμπάνου και η επαγωγή τυμπάνου της μηχανής.



η τάση εξ επαγωγής της μηχανής.



η σταθερά μηχανής επί την ροή.



Όπου στο αθροιστικό σημείο έχουμε την σχέση των ροπών $M_{el} - M_L - M_{\piριβών} = -J \frac{d\Omega}{dt}$ την οποία διαιρούμε με J και στην συνέχεια την ολοκληρώνουμε έτσι ώστε να πάρουμε τις στροφές Ω . Ύστερα, πολλαπλασιάζουμε τις στροφές με $C\Phi$ ώστε στην έξοδο να προκύψει η τάση εξ επαγωγής $U_{επ}$, λόγω της σχέσης που ισχύει στη μηχανή συνεχούς ρεύματος $U_{επ} = C\Phi\Omega$.

5.3. Παλμογραφήματα εξομοίωσης

Για διάφορες τιμές των παραμέτρων των διάφορων μεγεθών της διάταξης, πήραμε κάποια παλμογραφήματα πριν το κατασκευαστικό στάδιο στο εργαστήριο προκειμένου να ελέγξουμε τη συμπεριφορά του συστήματος για διάφορες τιμές.

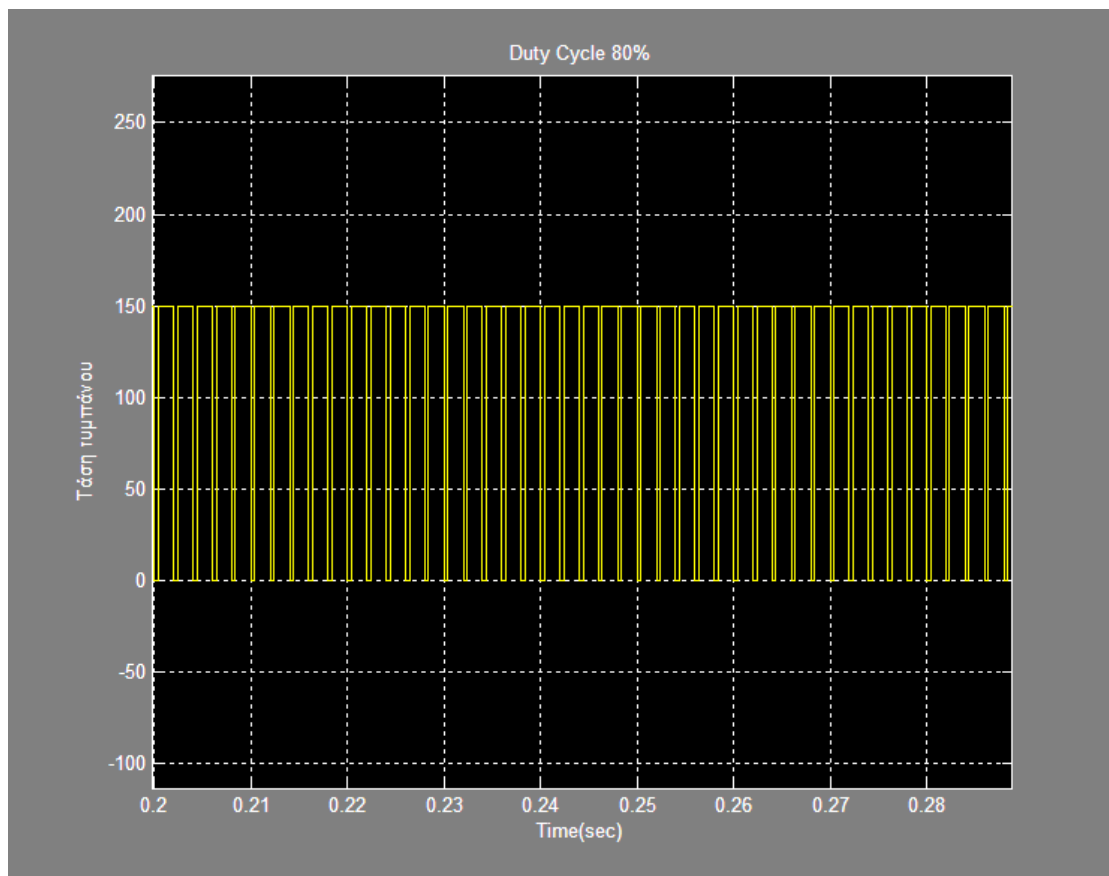
Εφαρμόζουμε στην είσοδο της γέφυρας πότε μία συνεχή τάση και πότε μία αντίσταση και στην έξοδό της τη μηχανή και για διάφορες τιμές φορτίου της μηχανής καθώς και παλμοδότησης των στοιχείων ισχύος του μετατροπέα, παρατηρούμε τη συμπεριφορά της.

Τα μεγέθη που παλμογραφούμε είναι:

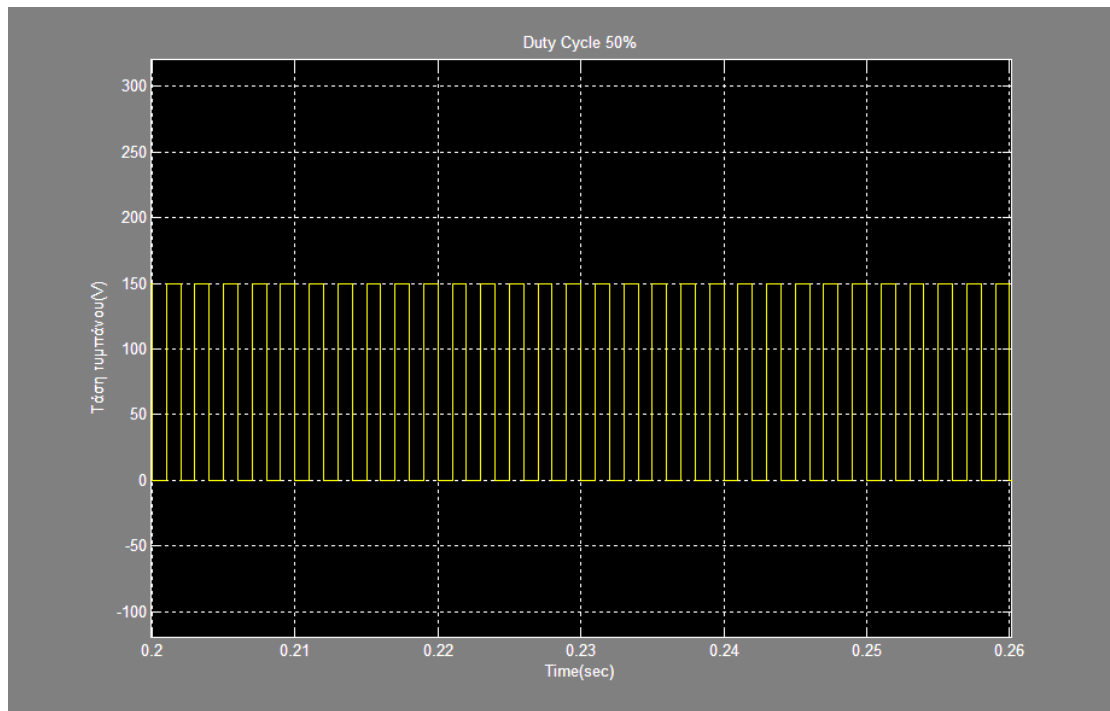
- η τάση τυμπάνου της μηχανής U_T

- το ρεύμα τυμπάνου I_T , που ουσιαστικά μας δείχνει την καμπύλη της ροπής, αφού τα μεγέθη αυτά συνδέονται με μία σχέση αναλογίας $M=C\Phi I_T$.
- η τάση εξ επαγωγής της μηχανής $U_{επ}$, που ουσιαστικά μας δείχνει την καμπύλη των στροφών, αφού τα μεγέθη αυτά συνδέονται με μία σχέση αναλογίας $U_{επ}=C\Phi\Omega$.

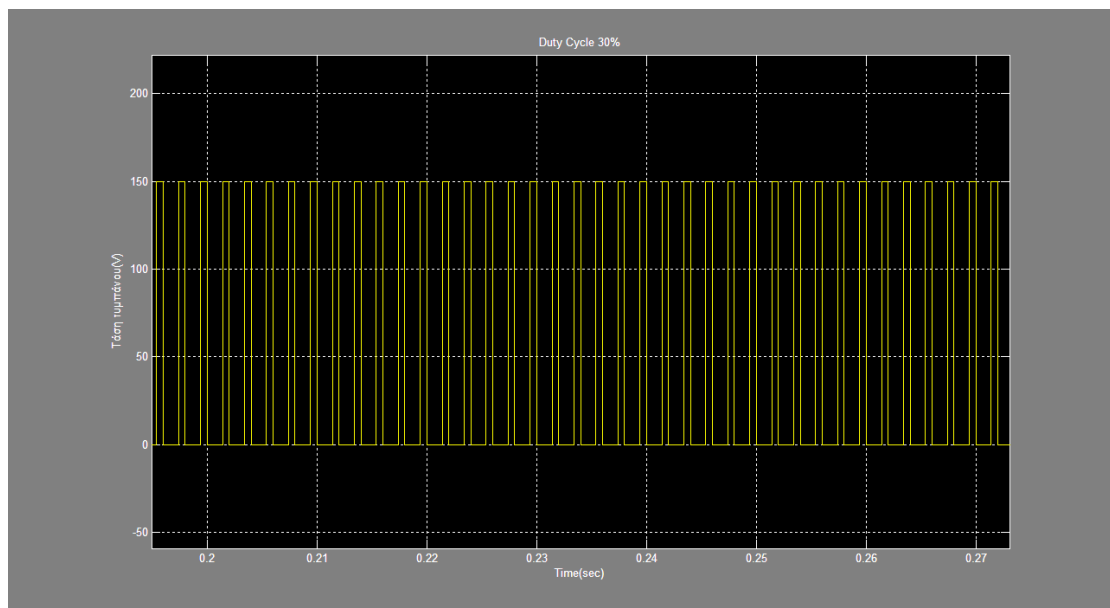
Για διακοπτική περίοδο $T_s=0,002\text{sec}$, για συνεχή τάση 150V στην είσοδο της γέφυρας και για φορτίο $M_L=15\text{Nm}$ παίρνουμε ενδεικτικά κάποια παλμογραφήματα της τάσης τυμπάνου της μηχανής. Για διάρκεια παλμών της Pulse Generator 1 που παλμοδοτεί τα 2 διαγώνια στοιχεία της γέφυρας 80%, 50%, 30% και της Pulse Generator 2 που παλμοδοτεί τα 2 άλλα διαγώνια στοιχεία 20%, 50%, 70% (προκειμένου να πετύχουμε συμπληρωματική λειτουργία) παίρνουμε:



Σχ.5.2. Τάση στην έξοδο της γέφυρας με λόγο κατάτμησης 80%



Σχ.5.3. Τάση στην έξοδο της γέφυρας με λόγο κατάτμησης 50%



Σχ.5.4. Τάση στην έξοδο της γέφυρας με λόγο κατάτμησης 30%

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ

6.1 Εισαγωγή

Για τις ανάγκες της διπλωματικής, κατασκευάστηκαν στο εργαστήριο τρεις πλακέτες. Για το σχεδιασμό χρησιμοποιήσαμε το γραφικό περιβάλλον σχεδιασμού πλακετών Protel. Η διαδικασία κατασκευής που ακολουθήσαμε ήταν η συνήθης, δηλαδή αναπτύξαμε πρώτα το σχηματικό διάγραμμα της πλακέτας, στη συνέχεια σχεδιάσαμε το PCB, βάσει του σχηματικού και στο τέλος τυπώσαμε την πλακέτα και κολλήσαμε τα στοιχεία.

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλυθεί η στρατηγική της κατασκευής αυτών καθώς και τα στοιχεία και τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν. Αρχικά, αναλύεται, η πλακέτα που φτιάχτηκε για την παλμοδότηση της γέφυρας, έπειτα η πλακέτα που περιλαμβάνει το κύκλωμα ισχύος και τέλος η πλακέτα των τροφοδοτικών.

6.2 Πλακέτα κυκλώματος παλμοδότησης

Η πλακέτα αυτή απαρτίζεται από τα εξής στοιχεία:

- Έναν μικροεπεξεργαστή dspic30F4011 της Microchip
- Ένα ολοκληρωμένο MCP2551, για την μονάδα CAN.
- Ένα βύσμα σύνδεσης με το αναπτυξιακό ICD2 της Olimex.
- Δύο trimmers, για την ροπή αναφοράς και τις στροφές αναφοράς, στις οποίες μπορώ εγώ να δώσω διάφορες τιμές.
- Ένα ολοκληρωμένο MAX232 και ένα βύσμα τύπου RS232 για την σειριακή σύνδεση με υπολογιστή.

- Τρία μπουτόν normally open, ένα για να κάνουμε reset στον επεξεργαστή μας πατώντας το μπουτόν επανεκκίνησης, και δύο άλλα για start/stop της μηχανής.

- Δύο βύσματα τροφοδοσίας.

- Έναν ενισχυτή 74HC04, που ουσιαστικά είναι μία πύλη NOT , για την ενίσχυση των παλμών του μ/ε, καθώς το ρεύμα εξόδου του μ/ε είναι πολύ μικρό. Επίσης, ο ενισχυτής αυτός κάνει αντιστροφή των παλμών για να αντισταθμίσει την αντιστροφή που γίνεται σε επόμενα στάδια.

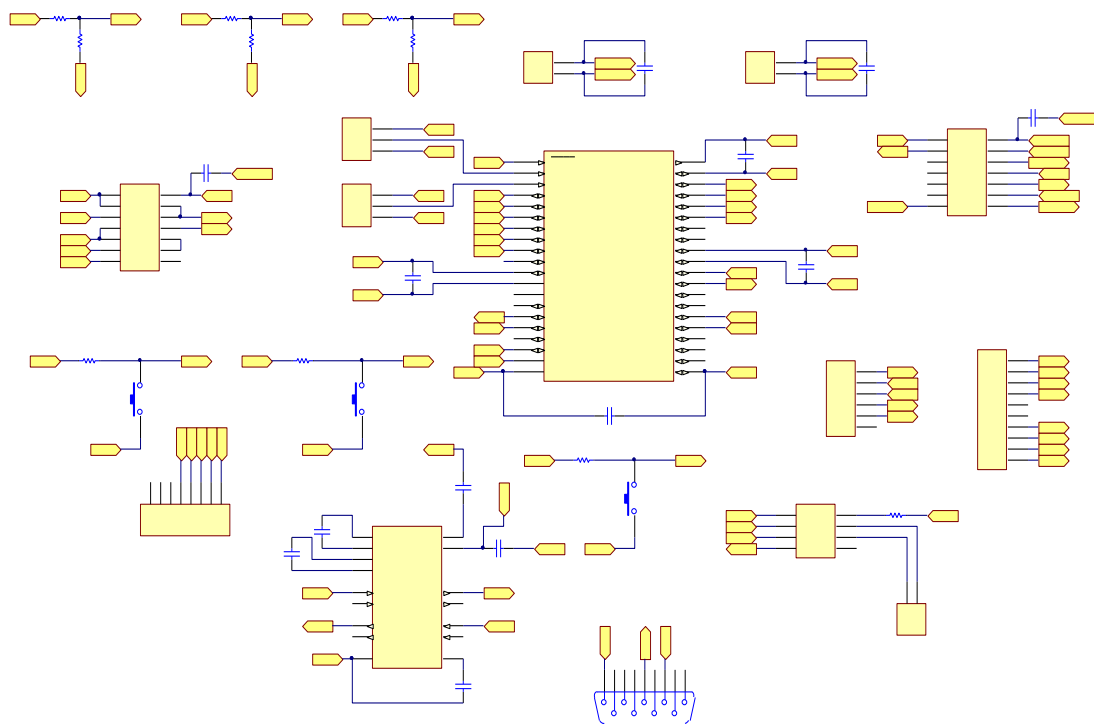
- Πύλες τύπου 74HC08, για ενίσχυση των σημάτων που έρχονται από την ταχογεννήτρια.

- Ένα ICD βύσμα για επικοινωνία με την πλακέτα του μετατροπέα.

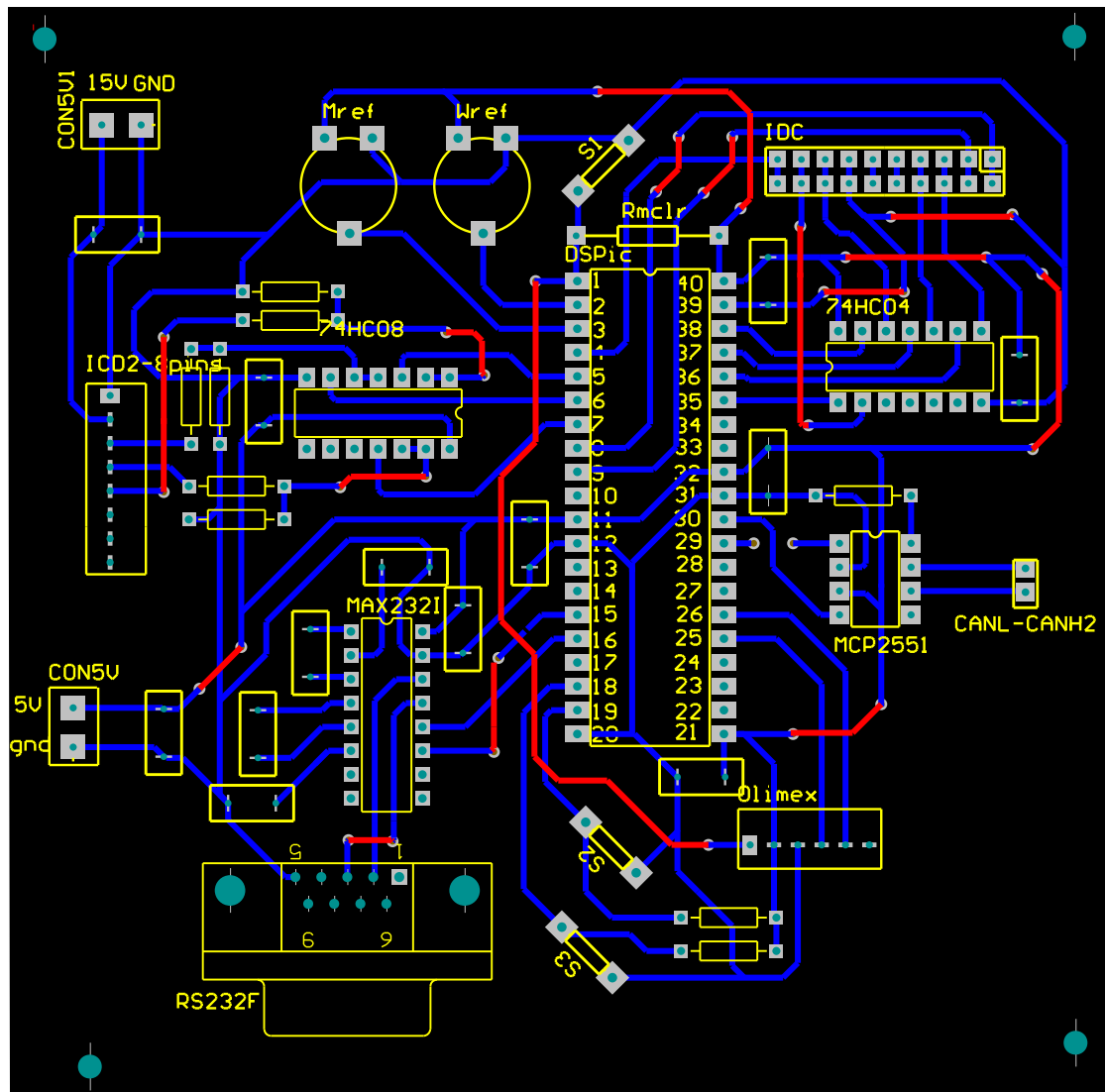
- Ένα βύσμα για σύνδεση με την ταχογεννήτρια.

- Αντιστάσεις και πυκνωτές.

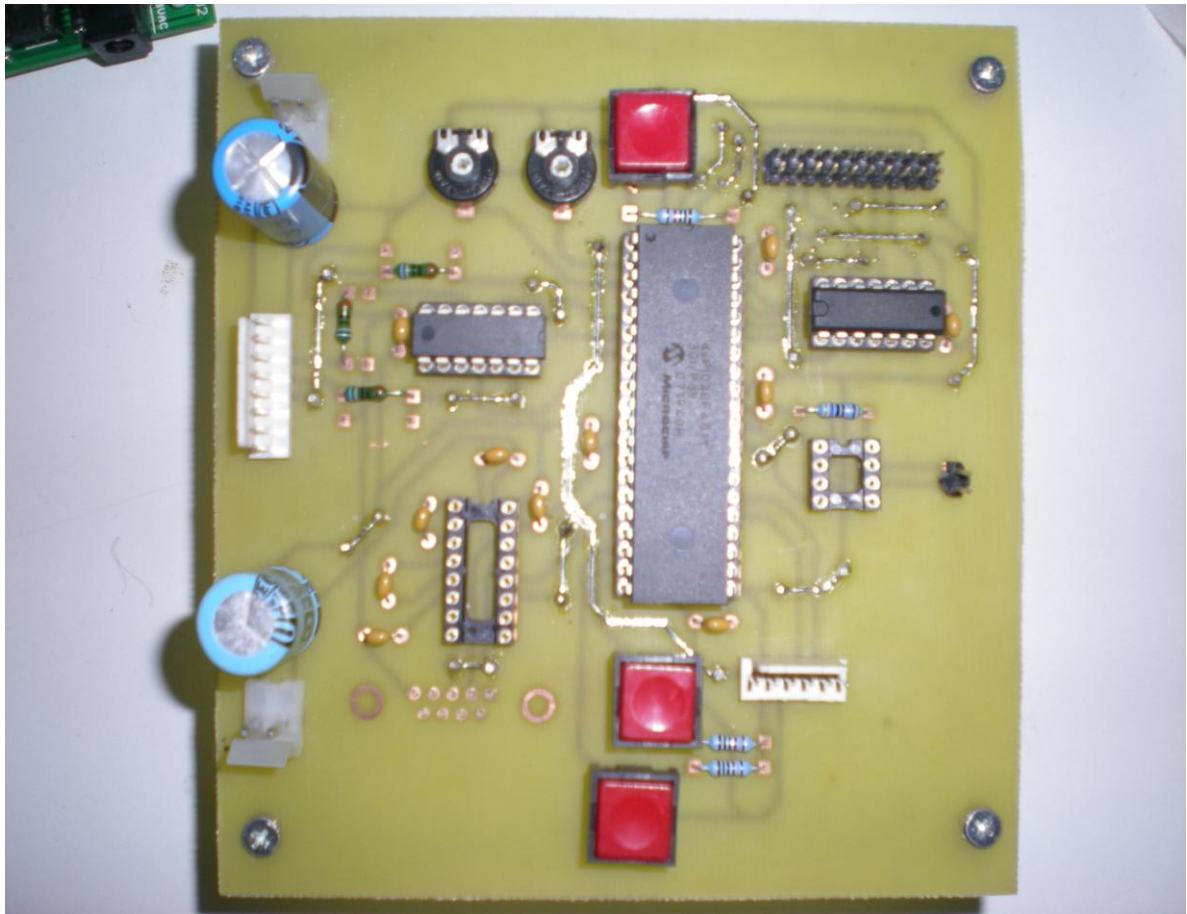
Το σχηματικό κύκλωμα της πλακέτας φαίνεται στο σχήμα 6.1, το τυπωμένο κύκλωμα της πλακέτας φαίνεται στο σχήμα 6.2 και φωτογραφία του κλυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 6.3.



Σχ.6.1. Σχηματικό πλακέτας του κυκλώματος παλμοδότησης.



Σχ.6.2. Pcb διάγραμμα πλακέτας κυκλώματος παλμοδότησης.



Σχ.6.3. Πλακέτα κυκλώματος παλμοδότησης

6.3 Πλακέτα μετατροπέα και μετρητικών

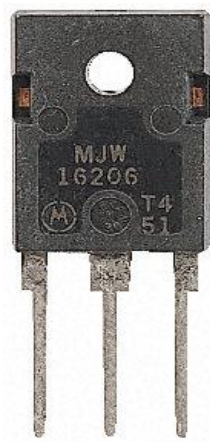
Η επιλογή των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτή την πλακέτα έγινε με βάση τους υπολογισμούς που έγιναν στο προηγούμενο κεφάλαιο της θεωρητικής ανάλυσης, των αποτελεσμάτων της εξομοίωσης, τη διαθεσιμότητα των στοιχείων στην αγορά και το κόστος των στοιχείων.

Στο **Παράρτημα Α** υπάρχουν τα χαρακτηριστικά των κατασκευαστών των στοιχείων με όλες τις απαραίτητες λεπτομέρειες.

6.3.1 Επιλογή στοιχείων ισχύος

Το διακοπτικό στοιχείο που χρησιμοποιήθηκε είναι IGBT. Αυτό έγινε λόγω της ανθεκτικότητας των IGBTs σε μεγάλες τιμές ρεύματος και για τους λόγους που αναλύθηκαν στην παράγραφο 3.4.

Το μοντέλο του IGBT είναι IRG4PSC71UD (σχήμα 6.4), της εταιρίας International Rectifier το οποίο καλύπτει τις απαιτήσεις μας.



Σχ.6.4. Εξωτερική όψη του στοιχείου IRG4PSC71UD που χρησιμοποιήθηκε

Τα κύρια χαρακτηριστικά αυτού του IGBT είναι τα ακόλουθα:

- Τάση συλλέκτη-εκπομπού (V_{CE}) 600V
- Ρεύμα συλλέκτη (I_C) 60A

Το κριτήριο με το οποίο επιλέχθηκε αυτό το στοιχείο είναι το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα το οποίο μπορεί να διαρρεύσει. Συγκεκριμένα, το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα με το οποίο μπορούμε να τροφοδοτήσουμε την μηχανή είναι 25A. Το IGBT επιλέχθηκε

ώστε να μπορεί να αντέχει μέχρι και το διπλάσιο ρεύμα από το ονομαστικό της μηχανής με σκοπό να έχουμε μεγάλο περιθώριο ασφαλείας.

Επίσης, η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα είναι $f_s=20\text{kHz}$, πράγμα που μας επιτρέπει τη χρήση του συγκεκριμένου IGBT, το οποίο λειτουργεί βέλτιστα σε αυτή τη συχνότητα.

6.3.2 Επιλογή ψυκτικού μέσου

Για τον υπολογισμό του κατάλληλου ψυκτικού για την απαγωγή θερμότητας από τα στοιχεία ισχύος, πρέπει να γνωρίζουμε τις απώλειες αγωγής και τις διακοπτικές απώλειες των IGBT.

Οι συνολικές απώλειες Q για κάθε στοιχείο δίνονται από τον παρακάτω τύπο:[10]

$$Q = V_{CE} I_C + \frac{V I_C}{2} (t_{on} + t_{off}) f_s \quad (6.1)$$

Όπου: V_{CE} = Πτώση τάσης κατά την αγωγή του στοιχείου (μας το δίνει ο κατασκευαστής)

I_C = Μέγιστο ρεύμα στοιχείου

V = Τάση στοιχείου όταν δεν άγει

t_{on} = Χρόνος έναυσης στοιχείου (μας το δίνει ο κατασκευαστής)

t_{off} = Χρόνος σβέσης στοιχείου (μας το δίνει ο κατασκευαστής)

f_s = Διακοπτική συχνότητα

Για το IGBT οι συνολικές απώλειες υπολογίστηκαν για:

- $V_{CE}=1.3V$
- $I_C=25A$
- $V=215V$ (γιατί κάθε φορά άγουν 2 στοιχεία)
- $t_{on}=91ns$,
- $t_{off}=353ns$ και
- $f_s=20kHz$

Βρίσκω $Q=56,365Watts$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε τη θερμική αντίσταση ψυκτικού Θ_{sa} :

$$\Theta_{sa} = \frac{T_j - T_a}{Q} - (\Theta_{jc} + \Theta_{cs}) \quad (6.2)$$

Όπου: Θ_{sa} = Θερμική αντίσταση ψυκτικού ($^{\circ}C /W$)

T_j = Μέγιστη επιτρεπόμενη θερμοκρασία στοιχείου ($^{\circ}C$)

T_a = Θερμοκρασία περιβάλλοντος ($^{\circ}C$)

Θ_{jc} = Θερμική αντίσταση στοιχείου ($^{\circ}C /W$)

Θ_{cs} = Θερμική αντίσταση περιβλήματος απαγωγού ($^{\circ}C /W$)

Όπου Q βάζουμε το σύνολο των απωλειών για δύο IGBT διότι τα στοιχεία είναι τοποθετημένα στην ίδια ψύκτρα αλλά άγουν ανά δύο κάθε φορά. Ο συντελεστής θ_{jc} δίνεται από τον κατασκευαστή των στοιχείων και είναι $\theta_{jc} = 0,36 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$ για το IGBT.

Επίσης ο θ_{cs} είναι ένας συντελεστής ο οποίος εξαρτάται από το υλικό που παρεμβάλλεται ανάμεσα στο στοιχείο ισχύος και στο ψυκτικό μέσο. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή $\theta_{cs} = 0,24 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$.

Τέλος, η μέγιστη επιτρεπόμενη θερμοκρασία στα στοιχεία επιλέξαμε να είναι $T_j = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$ και η θερμοκρασία περιβάλλοντος $T_a = 45 \text{ } ^\circ\text{C}$

Έτσι η εξίσωση 6.2 δίνει: **$\theta_{sa} = 0.856 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$.**

Τώρα πρέπει να επιλέξουμε μια ψύκτρα με θερμική αντίσταση $\theta_{sa} < 0.856 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$.

Η ψύκτρα που επιλέξαμε έχει τιμή θερμικής αντίστασης $\theta_{sa} = 0.6 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$.



Σχ.6.5. Ψυκτικό μέσο που χρησιμοποιήθηκε

Μήκος: $L=100\text{mm}$

Πλάτος: $W=101.6\text{mm}$

Ύψος: $H=32\text{mm}$

Θερμική αντίσταση: $\theta_{sa}= 0.6\text{ }^{\circ}\text{C} / \text{W}$

6.3.3 Επιλογή μετρητικών

Πάνω στην πλακέτα του κυκλώματος του μετατροπέα περιλαμβάνονται και τα απαραίτητα μετρητικά για την μέτρηση διάφορων μεγεθών. Τα σήματα που προκύπτουν από τα μετρητικά, διαμορφώνονται και ενισχύονται έτσι ώστε να είναι κατάλληλα για επεξεργασία από τον μικροεπεξεργαστή.

Συγκεκριμένα, για την εφαρμογή μας μετράμε το ρεύμα στην είσοδο και στην έξοδο του μετατροπέα καθώς και την τάση που εφαρμόζεται πάνω στο τύμπανο της μηχανής. Τα μετρητικά που επιλέχθηκαν είναι τα εξής:

- Μετρητικό τάσης: Το μετρητικό τάσης που χρησιμοποιήθηκε είναι το LV 25-P, το οποίο τροφοδοτείται με διπλή τάση $\pm 15V$. Ουσιαστικά, πρόκειται για έναν μετασχηματιστή ρεύματος, όπου στην είσοδό του εφαρμόζεται ένα ονομαστικό ρεύμα και στην έξοδό του παράγει ένα σήμα ρεύματος ανάλογο με το ρεύμα εισόδου. Στην είσοδο, για να γίνει σωστή μέτρηση μέχρι μια συγκεκριμένη τιμή τάσης, πρέπει το ρεύμα εισόδου να έχει μέγιστη τιμή $10mA$. Για να το πετύχουμε αυτό πρέπει να επιλέξουμε τον κατάλληλο συνδυασμό αντιστάσεων. Στην εφαρμογή μας η μέγιστη τάση είναι $215V$, άρα θα χρειαστώ αντίσταση $R = 215V / 10mA = 21,5K\Omega$. Η ισχύς σε κάθε αντίσταση είναι $P = I^2 * R = 0,1^2 * 21,5 = 2,15 > 0,25Watt$. Έτσι, λόγω του περιορισμού της ισχύος κάθε αντίστασης για τέτοιες εφαρμογές, οι οποίες αντέχουν μέχρι $0,25Watt$, χρησιμοποιήσαμε μία συστοιχία αντιστάσεων και συγκεκριμένα 16 αντιστάσεις συνδεδεμένες παράλληλα σε ομάδες των τεσσάρων. Έτσι, πετυχαίνουμε συνολική ισοδύναμη αντίσταση, ενώ το ρεύμα που διαρρέει κάθε μία από αυτές είναι εντός των ορίων αντοχής τους. Το σήμα αυτό οδηγείται σε έναν ενισχυτή σήματος και συγκεκριμένα στο ολοκληρωμένο AD622, με τροφοδοσία $\pm 15V$. Στην έξοδο του ενισχυτή τοποθετείται παράλληλα μία δίοδος Zener, η οποία αποκόπτει οποιαδήποτε τάση υπερβεί τα $5V$, για να μην ξεπεραστεί το όριο της αναλογικής εισόδου του μικροεπεξεργαστή.

Επειδή όμως ο επεξεργαστής σε κανονική λειτουργία μπορεί να δεχθεί μόνο συνεχή αναλογικά σήματα, δίνουμε στον ενισχυτή μία τάση αναφοράς (offset) τέτοια ώστε το σήμα που οδηγείται στον μικροεπεξεργαστή να είναι μονίμως θετικό. Η τάση αυτή θα πρέπει να είναι 2,5V και παρέχεται από το ολοκληρωμένο AD580, το οποίο χρειάζεται τροφοδοσία 15V.

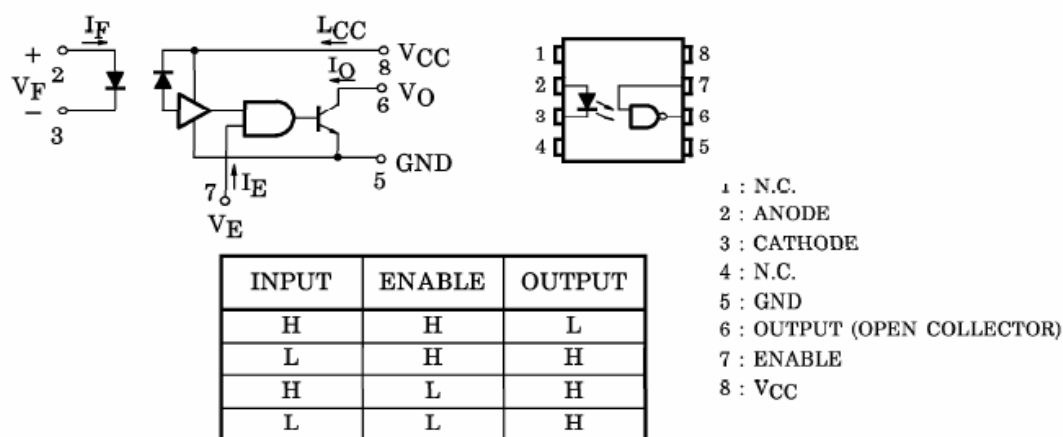
- Μετρητικό ρεύματος: Το μετρητικό ρεύματος που χρησιμοποιήθηκε είναι το LAh-25-NP. Το μετρητικό αυτό χρειάζεται τροφοδοσία +/-15V και μπορεί να μετρήσει ρεύματα μέχρι 25A. Το μετρητικό αυτό λειτουργεί με βάση το φαινόμενο Hall και ουσιαστικά είναι ένας μετασχηματιστής ρεύματος, όπου στην είσοδό του εφαρμόζεται ένα ονομαστικό ρεύμα και στην έξοδό του παράγει ένα σήμα ρεύματος ανάλογο με το ρεύμα εισόδου. Αυτό το σήμα ρεύματος το περνάμε από μια αντίσταση 100Ω και το μετατρέπουμε σε σήμα τάσης και στη συνέχεια το οδηγούμε σε έναν ενισχυτή AD622. Και εδώ χρησιμοποιείται μία δίοδος Zener, παράλληλα στην έξοδο του ενισχυτή και επίσης δίνεται μία τάση αναφοράς (2,5V), όπως αναλύθηκε προηγουμένως.

- Μέτρηση αριθμού στροφών της μηχανής: Η μηχανή που χρησιμοποιείται στην διπλωματική διαθέτει ενσωματωμένο στροφόμετρο από τον κατασκευαστή. Η αρχή λειτουργίας της ταχογεννήτριας αναλύθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο.

6.3.4 Επιλογή στοιχείων για την οδήγηση των παλμών

Από την πλακέτα του μικροεπεξεργαστή φτάνει στην πλακέτα της γέφυρας μία σειρά παλμών. Αυτοί οι παλμοί πρέπει να οδηγηθούν στα τέσσερα IGBT, αφού πρώτα διαμορφωθούν. Τα βασικά στοιχεία του κυκλώματος οδήγησης των παλμών είναι ο Οπτοζεύκτης, (Optocoupler) και ο Driver.

Αρχικά τα σήματα περνάνε από τους οπτοσυζευκτές (optocouplers) 6N137 της εταιρίας TOSHIBA, έχει 8 pins και κάνει αντιστροφή του σήματος. Ο οπτοζεύκτης, χρειάζεται για τη γαλβανική απομόνωση του κυκλώματος παλμοδότησης με το κύκλωμα του μ/ε. Με αυτόν τον τρόπο αν συμβεί κάποιο σφάλμα, στην πλευρά του IGBT να μη μεταφερθεί στον μ/ε και αντίστροφα. Ο οπτοζεύκτης είναι ένα ολοκληρωμένο που χρησιμοποιεί τη φωτομετάδοση για να μεταφέρει ένα σήμα από την είσοδο στην έξοδο του. Περιέχει εσωτερική φωτοδίοδο που μετατρέπει το ηλεκτρικό σήμα σε οπτικό και στην έξοδο κάνει την αντίστροφη λειτουργία. Στο σχήμα 6.6 απεικονίζεται η εσωτερική δομή και το λογικό διάγραμμα λειτουργίας του 6N137.

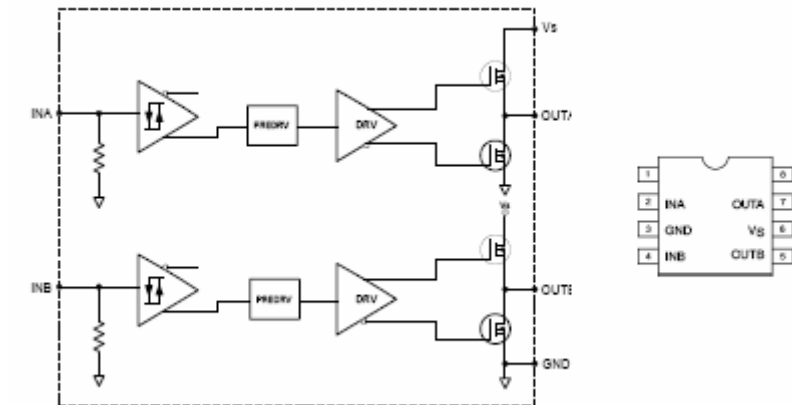


Σχ.6.6. Ολοκληρωμένο του οπτοζεύκτη 6N137, εσωτερική δομή και λογικό διάγραμμα

Στη συνέχεια, τα σήματα περνάνε από τους drivers, οι οποίοι παίρνουν τους παλμούς από τους οπτοζεύκτες και τους μετατρέπουν σε άλλο επίπεδο τάσης ώστε το τρανζίστορ να μπορεί να λειτουργήσει σαν διακόπτης. Ο driver είναι στην ουσία και αυτός ένας ενισχυτής σήματος.

Ο driver της εφαρμογής είναι ο IR4427, της εταιρίας INTERNATIONAL RECTIFIER και μετατρέπει τους παλμούς του οπτοζεύκτη από 0- 5 V σε 0-15 V.

Στο σχήμα 6.7 φαίνεται η εσωτερική δομή του driver IR4427, το ολοκληρωμένο με τις ονομασίες των pins.



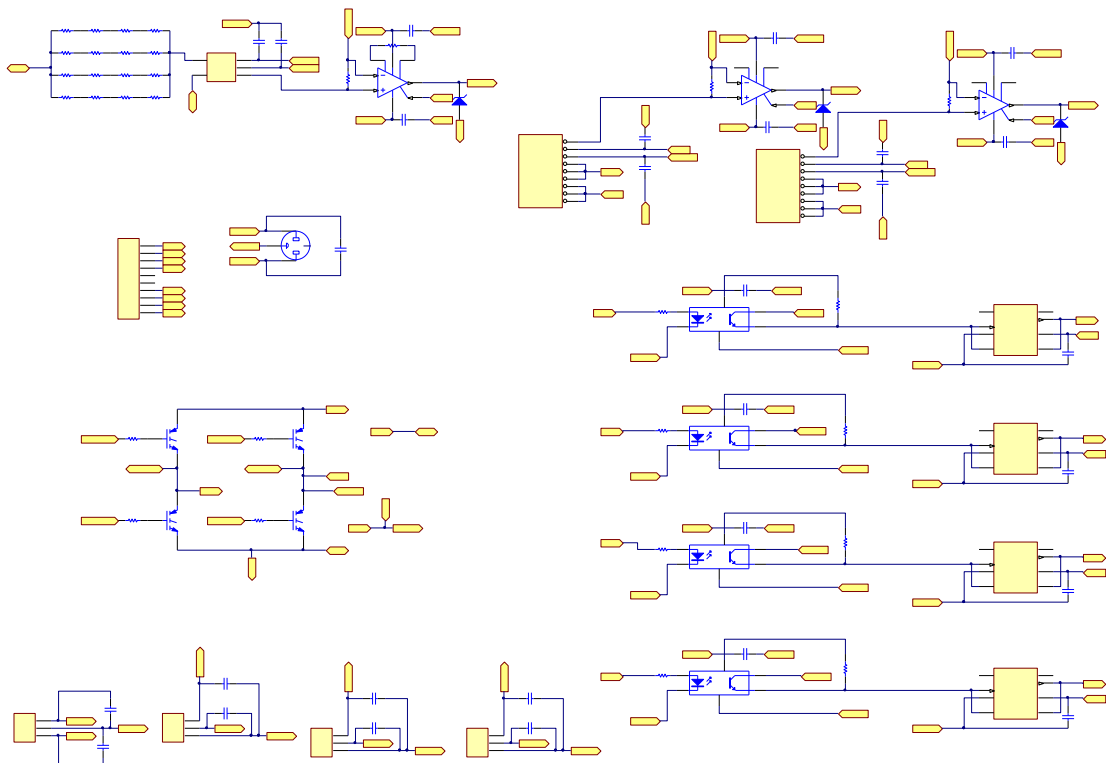
Σχ.6.7. Εσωτερική δομή του driver IR4427 και το ολοκληρωμένο με τις ονομασίες των pins

6.3.5 Άλλα στοιχεία της πλακέτας

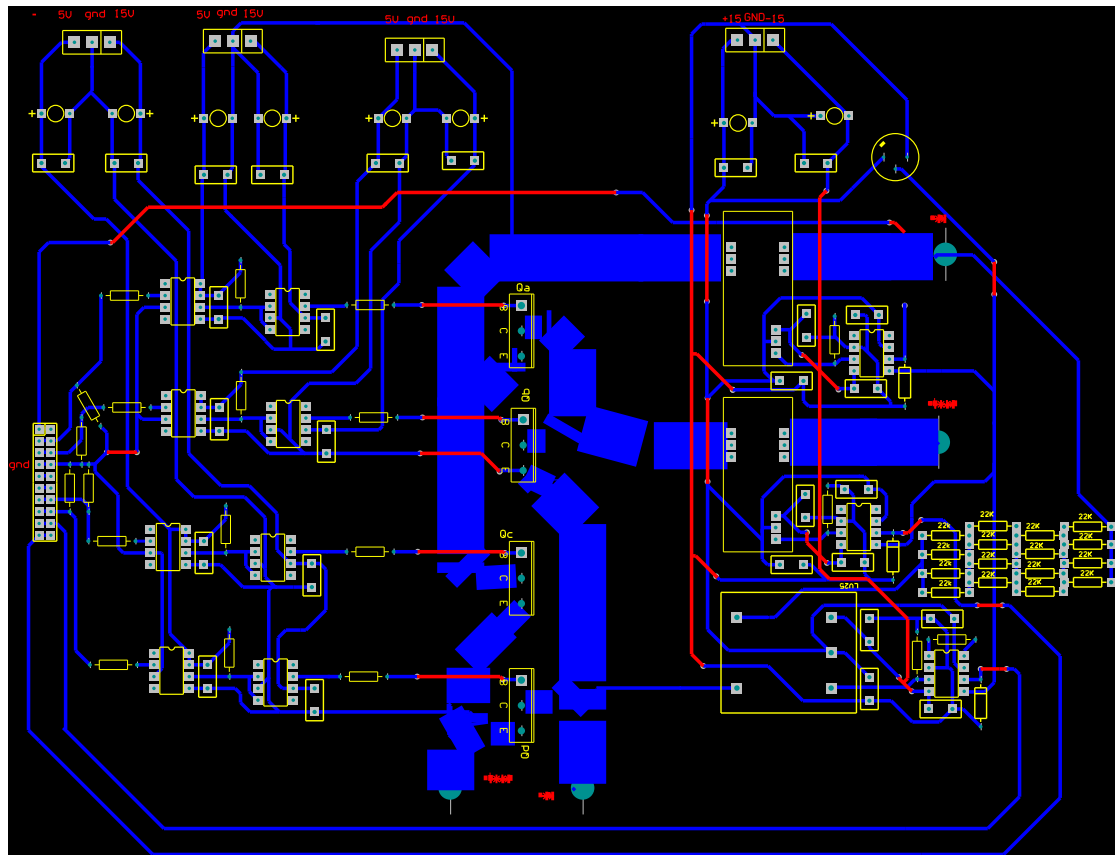
Στην πλακέτα εκτός από τα παραπάνω στοιχεία που αναλύθηκαν, υπάρχουν και τέσσερα βύσματα τροφοδοσίας για τα διάφορα ολοκληρωμένα καθώς επίσης και ένα ICD βύσμα για επικοινωνία με την πλακέτα του μικροελεγκτή.

Επίσης, εκεί που φτάνουν τα σήματα στην πλακέτα της γέφυρας από αυτήν του επεξεργαστή, έχουν τοποθετηθεί αντιστάσεις οι οποίες θα εφαρμόζουν τέτοια τάση στους οδηγούς, ώστε τα ημιαγωγικά στοιχεία να είναι σβηστά σε περίπτωση απουσίας παλμών από τον μικροεπεξεργαστή.

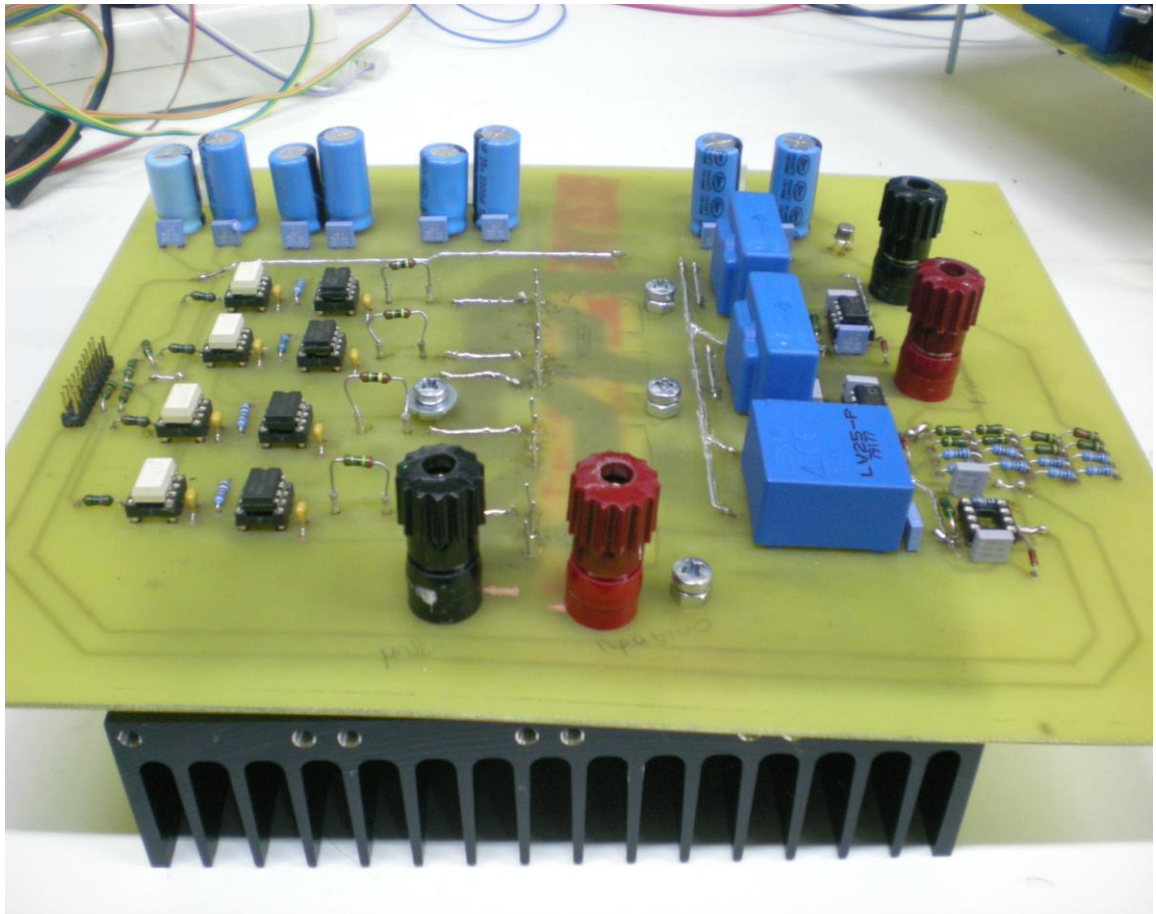
Το σχηματικό κύκλωμα της πλακέτας φαίνεται στο σχήμα 6.8, το pcb της πλακέτας φαίνεται στο σχήμα 6.9 και η πλακέτα φαίνεται στο σχήμα 6.10.



Σχ.6.8. Σχηματικό πλακέτας μετατροπέα



Σχ.6.9. Pcb διάγραμμα πλακέτας μετατροπείας



Σχ.6.10. Πλακέτα κυκλώματος ισχύος

6.4 Πλακέτα τροφοδοτικών

Για τις ανάγκες σε συνεχή τάση τόσο του κυκλώματος του μικροελεγκτή όσο και του κυκλώματος του μετατροπέα κατασκευάστηκαν τα εξής γραμμικά τροφοδοτικά:

- Ένα τροφοδοτικό των 5V για την τροφοδοσία του μικροελεγκτή, των ενισχυτών 74HC04 και 74HC08, και των ολοκληρωμένων MAX232 και MC2551.

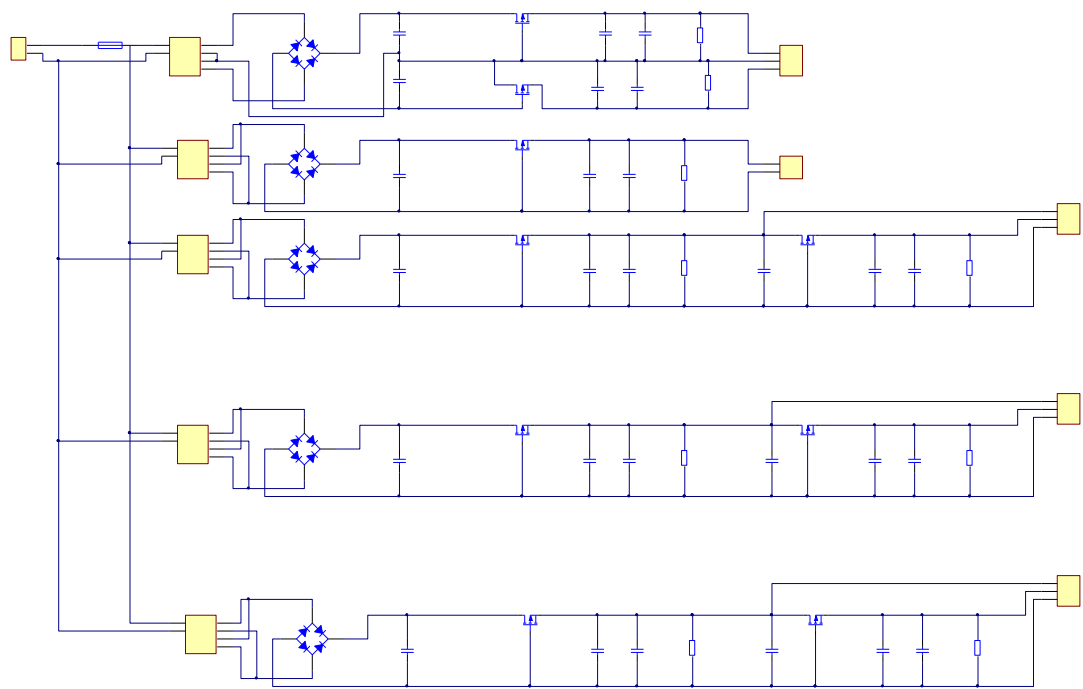
- Τρία τροφοδοτικά που το καθένα έχει εξόδους 5V και 15V για την χαμηλή και υψηλή τροφοδοσία των τεσσάρων drivers IR4427 καθώς και των τεσσάρων οπτοζευκτών 6N137.
- Ένα τροφοδοτικό με εξόδους $\pm 15V$ για τα μετρητικά (δύο LAH25 για τη μέτρηση ρευμάτων και ένα LV25 για τη μέτρηση τάσης), κάποιους ενισχυτές και για την ταχογεννήτρια.

Παρατηρήσεις:

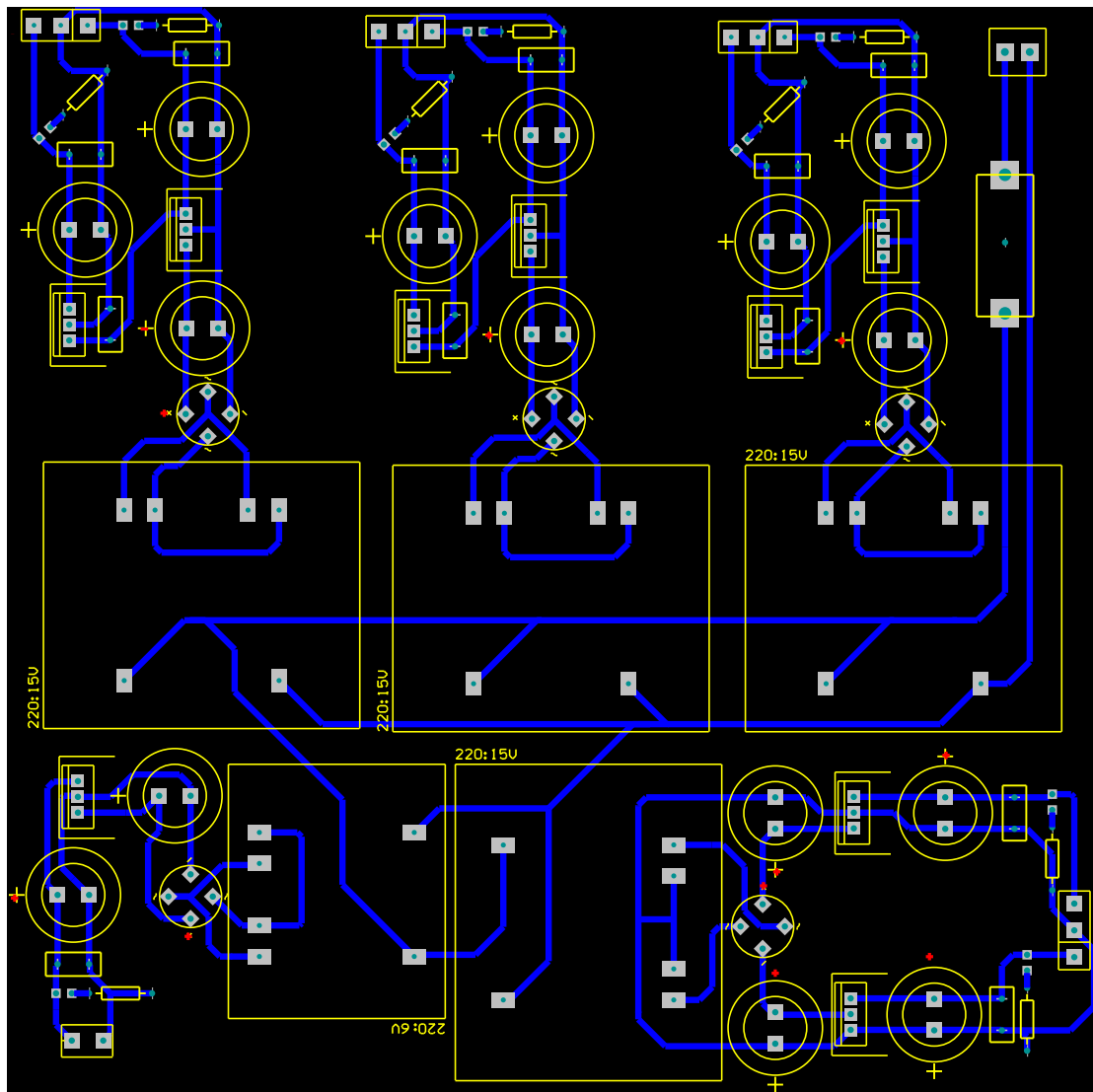
1) Ο οπτοζεύκτης και ο driver σε κάθε κύκλωμα παλμοδότησης έχουν κοινή γή όπως φαίνεται και στο σχηματικό (σχήμα)

2) Για την τροφοδοσία των κυκλωμάτων οδήγησης των παλμών χρειάστηκαν τρία διαφορετικά τροφοδοτικά προκειμένου να εξασφαλίσουμε γαλβανική απομόνωση μεταξύ πηγών των 15V και να αποφύγουμε την βραχυκύκλωση των εκπομπών των τεσσάρων IGBTs μέσω της πηγής των 15V (αν χρησιμοποιούσαμε ένα τροφοδοτικό), γεγονός που θα επηρέαζε αρνητικά τη λειτουργία του μετατροπέα.

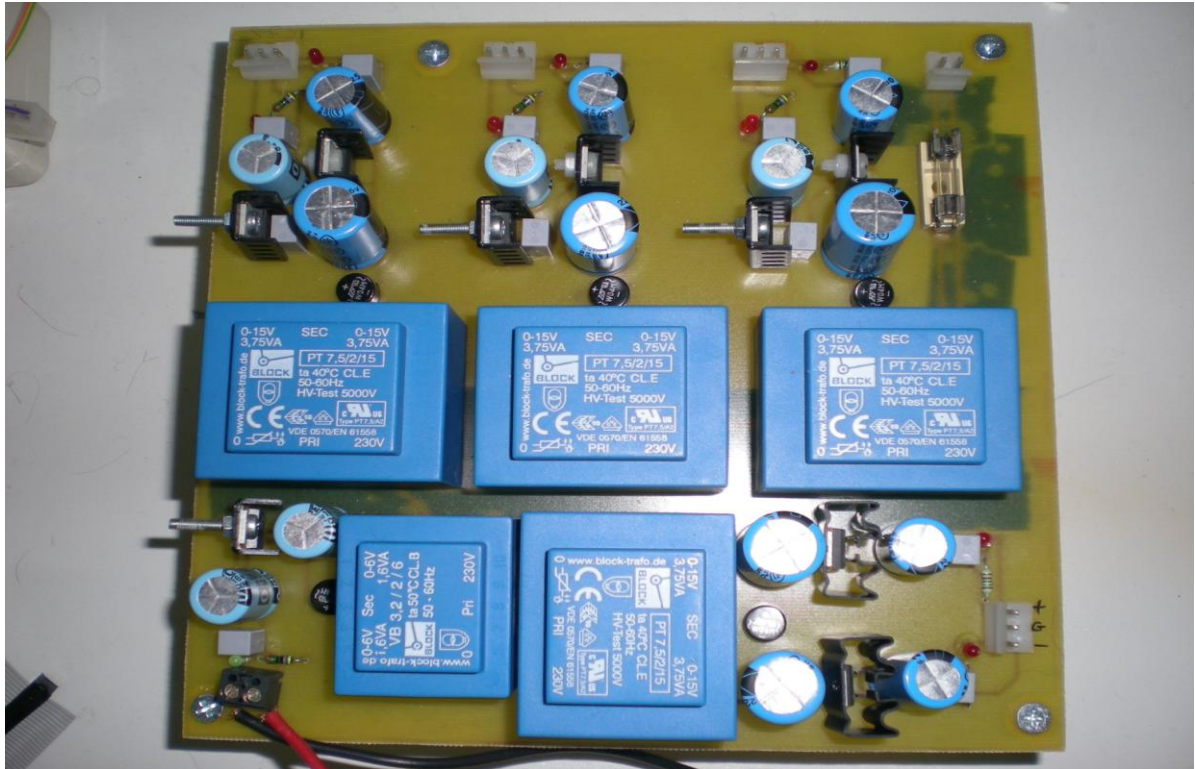
Το σχηματικό κύκλωμα της πλακέτας φαίνεται στο σχήμα 6.11, το pcb της πλακέτας φαίνεται στο σχήμα 6.12 και η πλακέτα φαίνεται στο σχήμα 6.13.



Σχ.6.11. Σχηματικό της πλακέτας τροφοδοσίας



Σχ.6.12. Pcb διάγραμμα πλακέτας τροφοδοτικών



Σχ.6.13. Πλακέτα τροφοδοτικών

6.4.1 Κριτήρια επιλογής μετασχηματιστών

Για την επιλογή των μετασχηματιστών πρέπει να βρούμε την κατανάλωση ρεύματος που έχουμε από όλα τα ολοκληρωμένα.

Από την τροφοδοσία των 5V θα τραβάνε ρεύμα τα ολοκληρωμένα:

- Ο μικροελεγκτής με κατανάλωση ρεύματος 300mA
- Ο ενισχυτής 74HC04 με κατανάλωση ρεύματος 50mA
- Ο ενισχυτής 74HC08 με κατανάλωση ρεύματος 50mA

- Το MAX232 με κατανάλωση ρεύματος 10mA
- Το MC2551 με κατανάλωση ρεύματος 75mA

Άρα, συνολικά από την ίδια τροφοδοσία των 5V θα έχω κατανάλωση $300\text{mA} + 50\text{mA} + 50\text{mA} + 10\text{mA} + 75\text{mA} = 485\text{mA}$. Η ισχύς είναι 6V που βγάζει ο μετασχηματιστής στο δευτερεύον επί το ρεύμα. Άρα, $P = 6\text{V} * 485\text{mA} = 2,9 \text{ VA}$. Επιλέγουμε λοιπόν τον μετασχηματιστή με την αμέσως μεγαλύτερη τιμή.

Από την τροφοδοσία των 15V/5 V θα τραβάνε ρεύμα τα ολοκληρωμένα:

- Ο driver IR4427 με κατανάλωση ρεύματος 300μA
- Ο οπτοζεύκτης 6N137 με κατανάλωση ρεύματος 13mA

Άρα, συνολικά από την ίδια τροφοδοσία θα έχω κατανάλωση $0,3\text{mA} + 13\text{mA} = 13,3\text{mA}$. Η ισχύς είναι 15V που βγάζει ο μετασχηματιστής στο δευτερεύον επί το ρεύμα. Άρα, $P = 15\text{V} * 13,3\text{mA} = 0,2\text{VA}$. Επιλέγουμε λοιπόν τον μετασχηματιστή με την αμέσως μεγαλύτερη τιμή.

Από την τροφοδοσία των +/-15V θα τραβάνε ρεύμα τα ολοκληρωμένα:

- Το μετρητικό τάσης LV25 με κατανάλωση ρεύματος 35mA
 - Τα δύο μετρητικά ρεύματος Lah25 με κατανάλωση ρεύματος $2 * 35\text{mA} = 70\text{mA}$
- Το AD580 με κατανάλωση ρεύματος 1,5mA
- Τρία AD622 με κατανάλωση ρεύματος $3 * 1,5 \text{ mA} = 4,5\text{mA}$

Άρα, συνολικά από την ίδια τροφοδοσία θα έχω κατανάλωση $35\text{mA}+70\text{mA}+1,5\text{mA}+4,5\text{mA} = 111\text{mA}$. Η ισχύς είναι 15V που βγάζει ο μετασχηματιστής στο δευτερεύον επί το ρεύμα. Άρα, $P=15\text{V}\cdot 111\text{mA}=1,7\text{VA}$. Επιλέγουμε λοιπόν τον μετασχηματιστή με την αμέσως μεγαλύτερη τιμή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ – ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

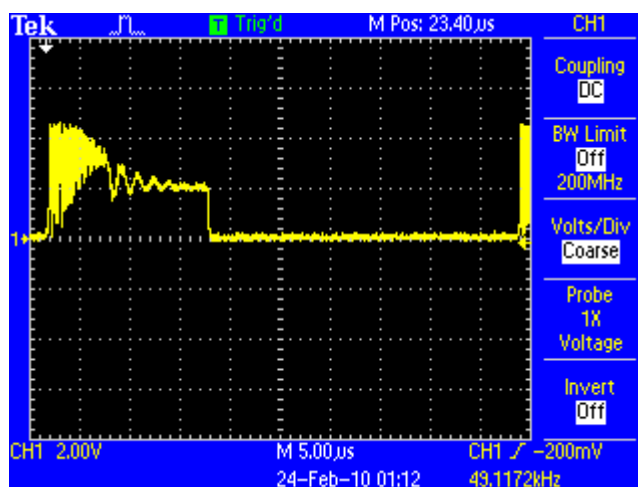
7.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο παραθέτουμε τα παλμογραφήματα που προέκυψαν έπειτα από μετρήσεις στο κύκλωμα του μετατροπέα πλήρους γέφυρας κατά τη λειτουργία της. Στα παλμογραφήματα απεικονίζονται για διάφορα επίπεδα τάσης εισόδου της γέφυρας και για διάφορους λόγους κατάτμησης, η τάση στην έξοδο της γέφυρας. Επίσης, δίνονται οι κυματομορφές των ρευμάτων στην είσοδο και την έξοδο του μετατροπέα καθώς και οι τάσεις συλλέκτη-εκπομπού του IGBT. Βάσει αυτών, εξάγονται χρήσιμα αποτελέσματα. Τέλος, να αναφέρουμε ότι για τις μετρήσεις αυτές χρησιμοποιήθηκε στην έξοδο μία αντίσταση ισχύος των 12,5Ω.

7.2 Παλμογραφήματα τάσεως συλλέκτη-εκπομπού του IGBT

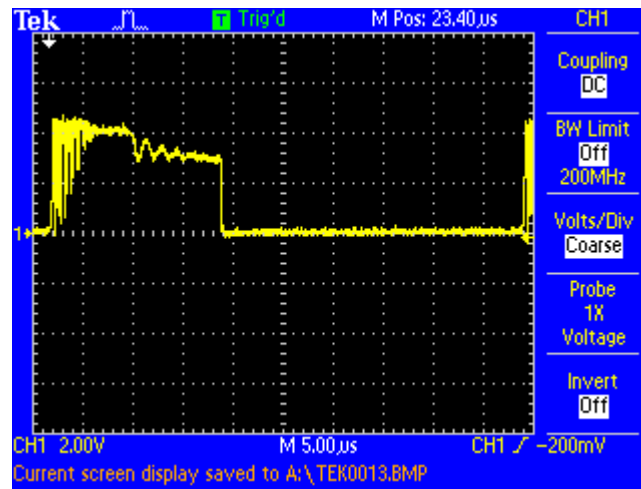
Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν τα παλμογραφήματα τάσεως συλλέκτη-εκπομπού που ελήφθησαν για διάφορες τιμές της συνεχούς τάσης στην είσοδο του μετατροπέα, από τα οποία μπορούμε να δούμε τους χρόνους έναυσης και σβέσης του IGBT.

-Για $V=60V$:



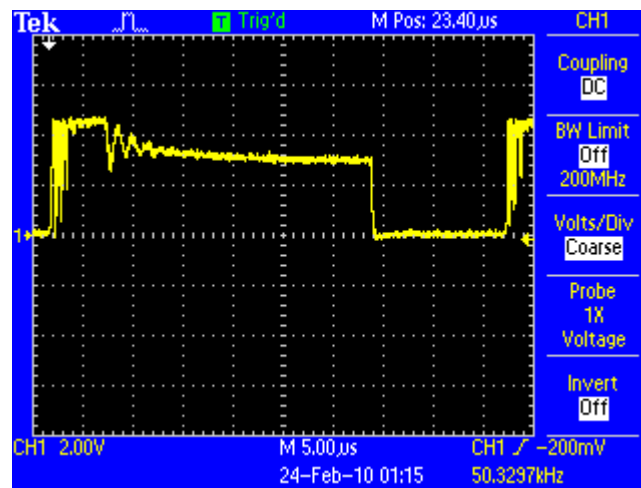
Σχ. 7.1. Τάση V_{BE} του IGBT για $V=60V$

-Για V=80V:



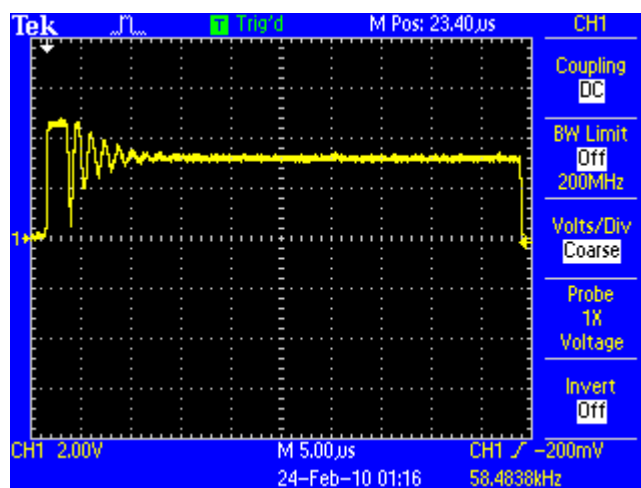
Σχ.7.2. Τάση V_{BE} του IGBT για V80V

-Για V=100V:



Σχ.7.3. Τάση V_{BE} του IGBT για V=100V

-Για V=120V:

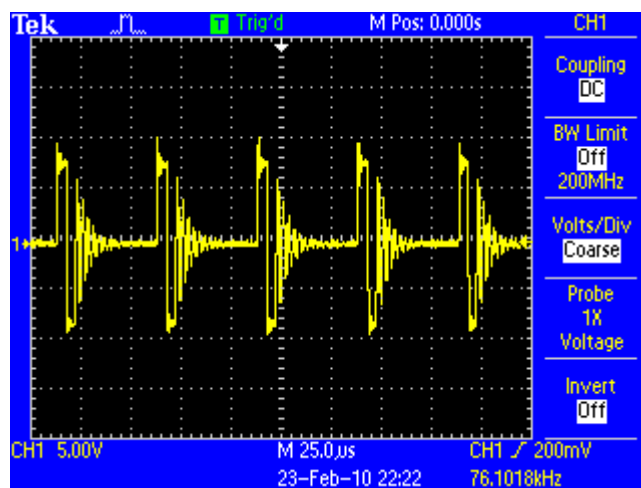


Σχ.7.4. Τάση V_{BE} του IGBT για $V=120V$

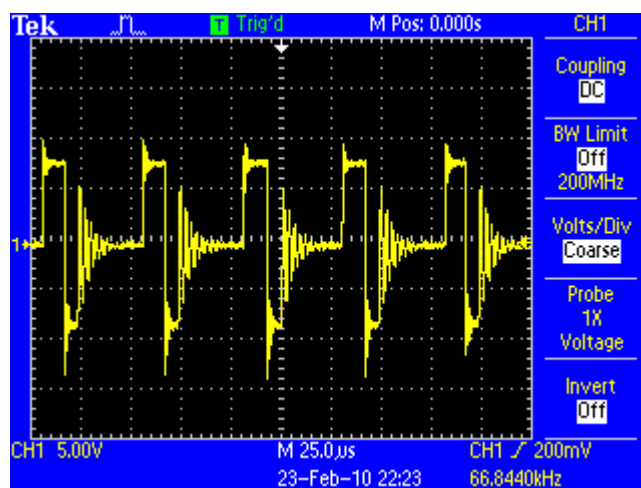
7.3 Παλμογραφήματα της τάσης εξόδου της γέφυρας

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα παλμογραφήματα της τάσης στην έξοδο της γέφυρας για διάφορους λόγους κατάτμησης.

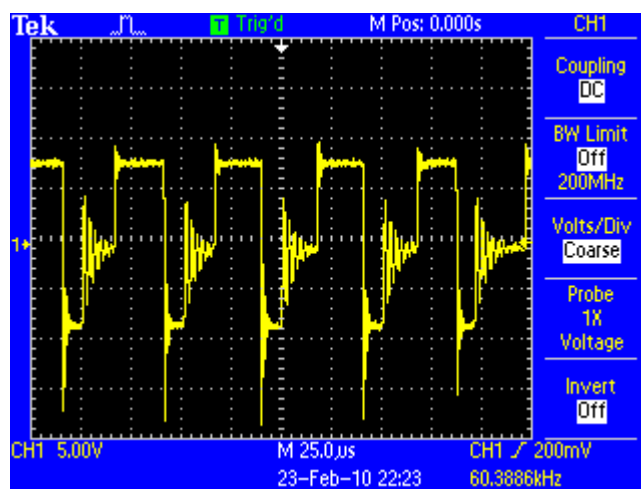
-Για $V=80V$



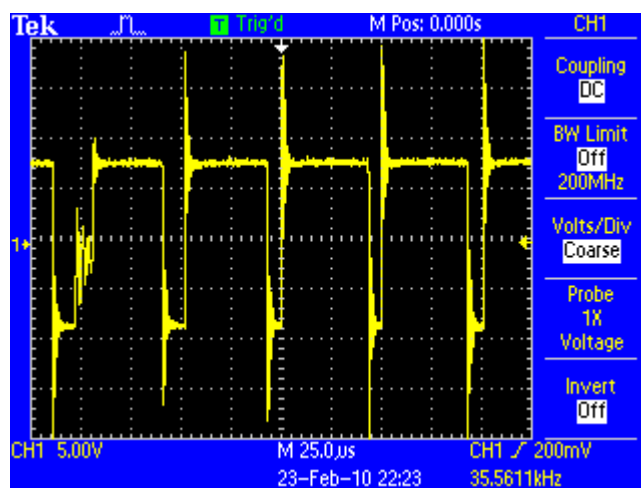
Σχ.7.5. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=10\%$



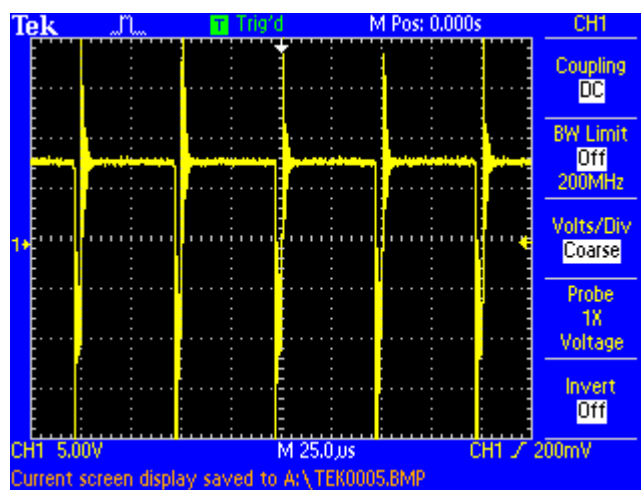
Σχ.7.6. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=25\%$



Σχ.7.7. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=40\%$

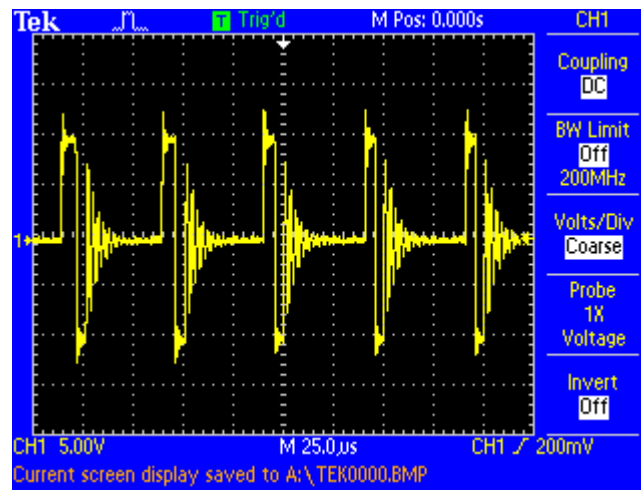


Σχ.7.8. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=85\%$

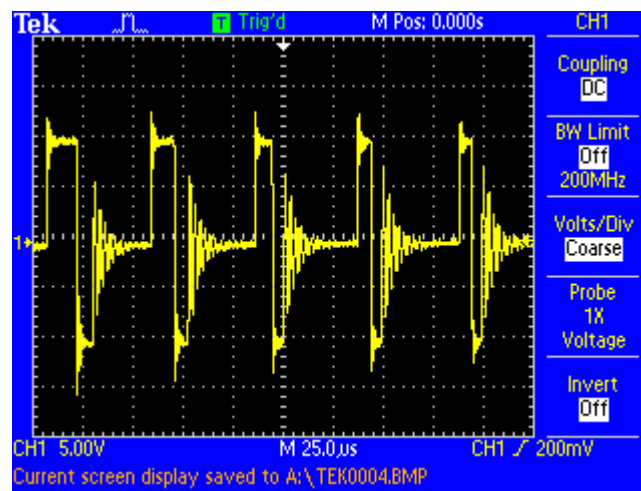


Σχ.7.9. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=95\%$

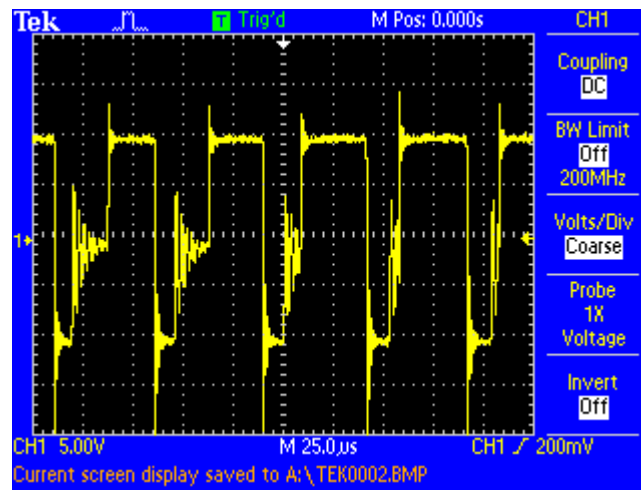
-Για V=100V:



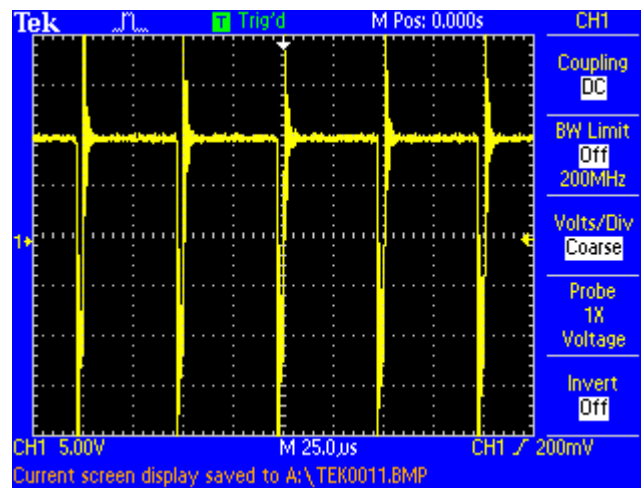
Σχ.7.10. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=10\%$



Σχ.7.11. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=30\%$

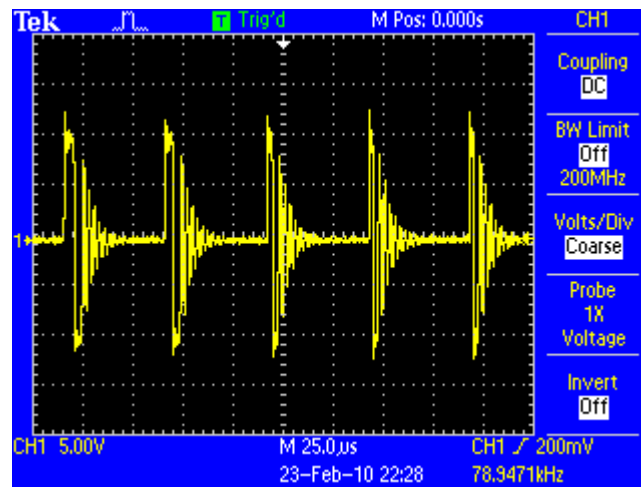


Σχ.7.12. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=60\%$

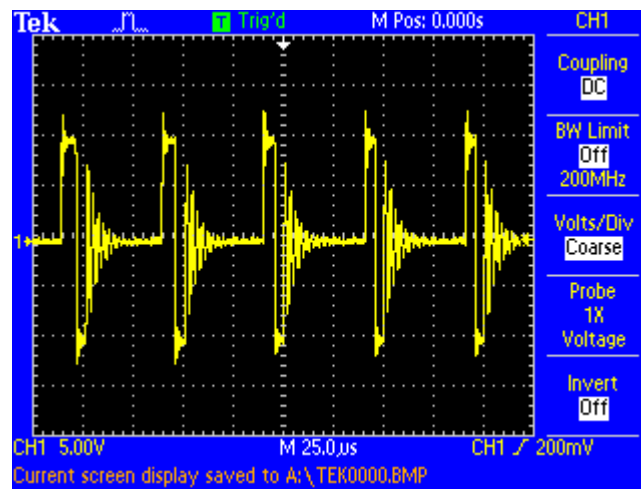


Σχ.7.13. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=95\%$

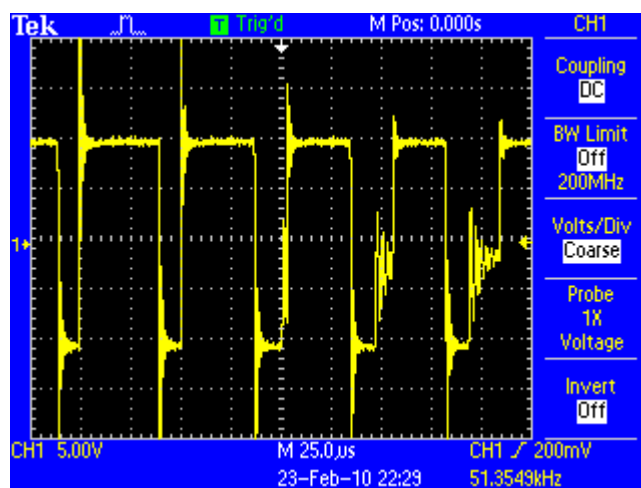
-Για $V=120V$:



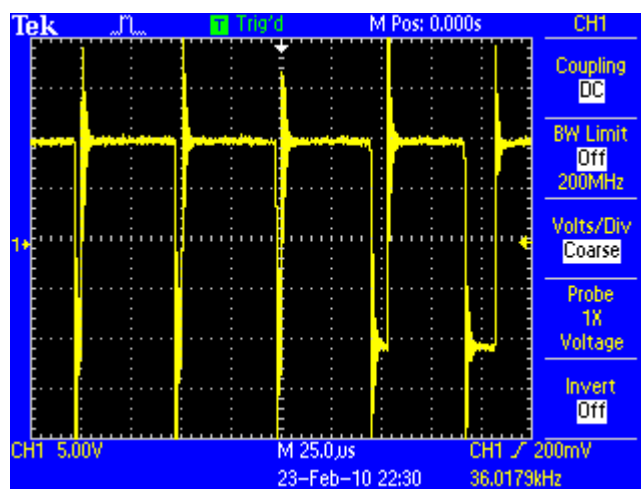
Σχ.7.14. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=10\%$



Σχ.7.15. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=25\%$

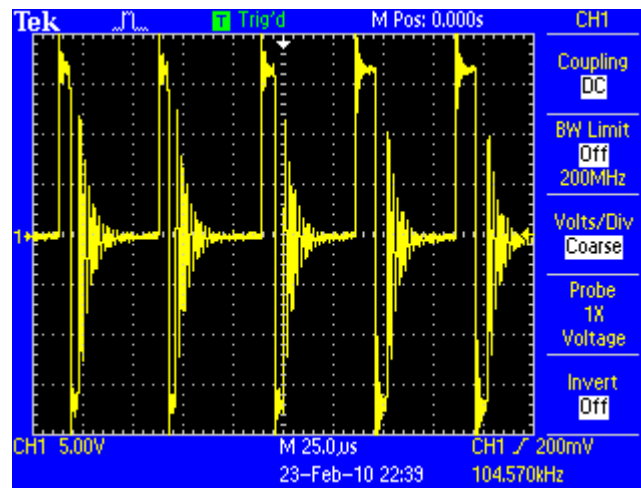


Σχ.7.16. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=60\%$

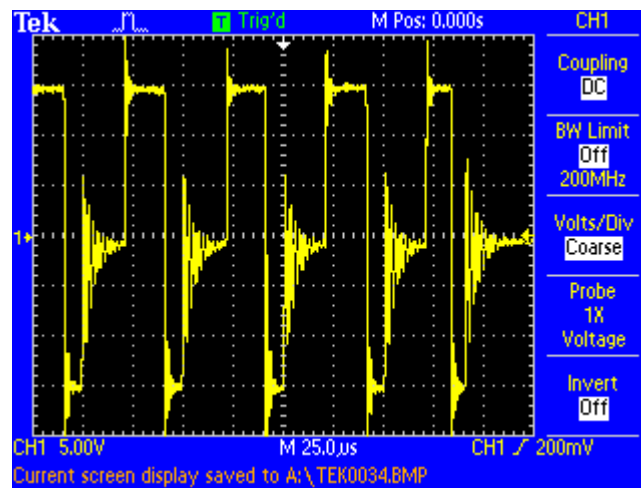


Σχ.7.17 Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=95\%$

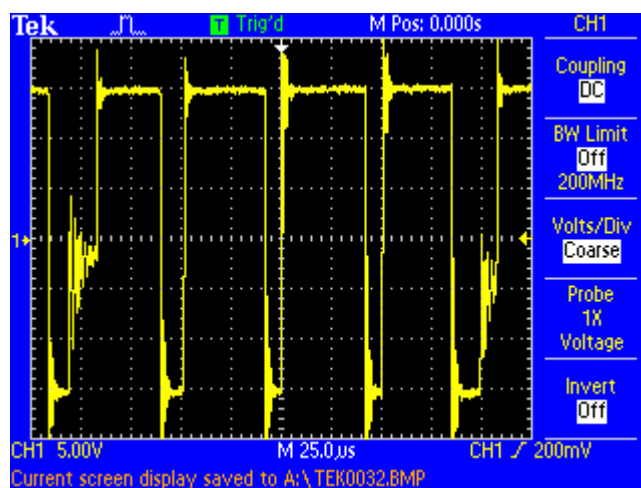
-Για $V=150V$:



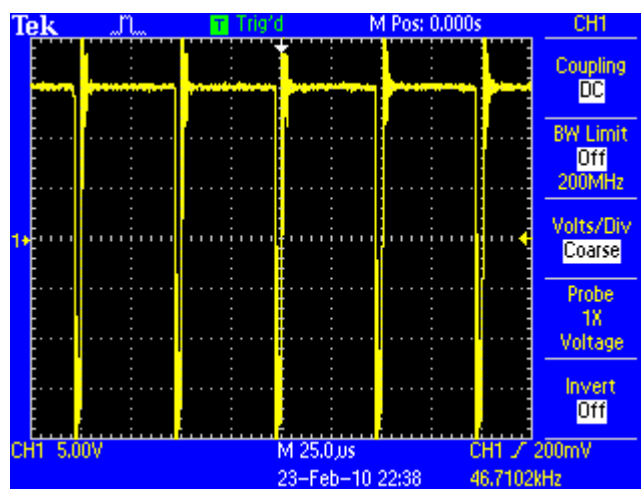
Σχ.7.18. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=25\%$



Σχ.7.19. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=40\%$



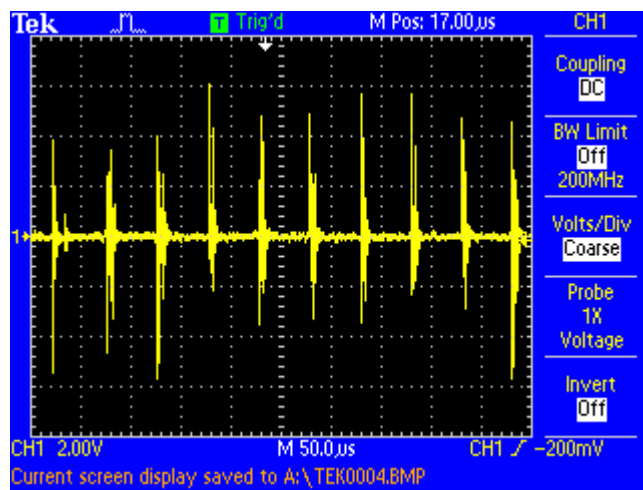
Σχ.7.20. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=80\%$



Σχ.7.21. Τάση εξόδου με λόγο κατάτμησης $\delta=95\%$

7.4 Παλμογραφήματα του ρεύματος εξόδου της γέφυρας

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα παλμογραφήματα των ρευμάτων εισόδου και εξόδου της γέφυρας, που πήραμε για τάση εισόδου 60V.



Σχ.7.22. Ρεύμα στην έξοδο της γέφυρας

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Αθανάσιος Ν. Σαφάκας, «Ηλεκτρικά Κινητήρια Συστήματα», Πανεπιστήμιο Πατρών, 2009
- [2] Διαδίκτυο: <http://www.ab.com/drives/techapers/LoadTypes01.pdf>
- [3] Siemens, http://www3.sea.siemens.com/step/templates/lesson.mason?ac_drives:5:1:1, επίσημη ιστοσελίδα
- [4] U.S. Department of Energy, “Determining Electric Motor Load and Efficiency” (www.p2pays.org)
- [5] Siemens, www3.sea.siemens.com/step/templates/lesson.mason?dcd:2:3:4, επίσημη ιστοσελίδα
- [6] Αθανάσιος Ν. Σαφάκας, «Ηλεκτρικές Μηχανές Α», Πανεπιστήμιο Πατρών 2005
- [7] Διαδίκτυο: <http://www.leroy-somer.com>, επίσημη ιστοσελίδα
- [8] Διαδίκτυο, http://www.ssdkorea.co.kr/database/tree/tree_en.asp#top
- [9] Ned Mohan, Tore A. Undeland, William P. Robbins, “Ηλεκτρονικά Ισχύος», Θεσσαλονίκη: ΤΖΙΟΛΑ, 1996
- [10] Αθανάσιος Ν. Σαφάκας, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», Πανεπιστήμιο Πατρών, 2005
- [11] Ε. Μητρονίκας, Π. Ι. Παπαδόπουλος, Α. Ν. Σαφάκας, Π. Δ. Λαδακάκος, Μ. Γ. Ιωαννίδου, “Σύγχρονα Ηλεκτρονικά Στοιχεία και Διατάξεις Ισχύος για Βιομηχανική Χρήση”, *Δελτίο Πανελληνίου Συλλόγου Διπλωματούχων Μηχανολόγων Ηλεκτρολόγων*, 341, Ιούνιος 2001
- [12] Εμμανουήλ Κ. Τατάκης, «Ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος και Βιομηχανικές εφαρμογές», Πανεπιστήμιο Πατρών, 2003
- [13] Microchip, dsPIC30f4011 datasheet
- [14] Datasheet, <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/irg4psc71ud.pdf>

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Χαρακτηριστικά κατασκευαστών των στοιχείων

Ακολουθούν τα χαρακτηριστικά που δίνουν οι κατασκευαστές για:

Το IGBT, τους ενισχυτές παλμών, τον οπτοζεύκτη, τον driver, των μετρητικών ρεύματος και τάσης και της ταχογεννήτριας.

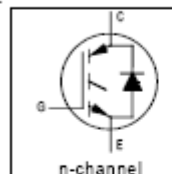
A) IGBT

IRG4PSC71UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH UltraFast CoPack IGBT
ULTRAFast SOFT RECOVERY DIODE

Features

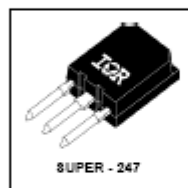
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency (minimum switching and conduction losses) than prior generations
- IGBT co-packaged with HEXFRED ultrafast, ultrasoft recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry-benchmark Super-247 package with higher power handling capability compared to same footprint TO-247
- Creepage distance increased to 5.35mm



$V_{CE0} = 600V$
 $V_{CE(on)} \text{ typ.} = 1.67V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 60A$

Benefits

- Generation 4 IGBT's offer highest efficiencies available
- Maximum power density, twice the power handling of TO-247, less space than TO-264
- IGBTs optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBTs
- Cost and space saving in designs that require multiple, paralleled IGBTs



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
V_{CE0} Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_J = 25^\circ C$ Continuous Collector Current	65	A
$I_C @ T_J = 100^\circ C$ Continuous Collector Current	60	A
I_{CP} Pulsed Collector Current	200	A
I_{CL} Clamped Inductive Load Current	200	A
$I_F @ T_J = 100^\circ C$ Diode Continuous Forward Current	60	A
I_{FM} Diode Maximum Forward Current	350	A
V_{GE} Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_J = 25^\circ C$ Maximum Power Dissipation	350	W
$P_D @ T_J = 100^\circ C$ Maximum Power Dissipation	140	W
T_J Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ C$
T_{SOL} Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	$^\circ C$

Thermal Resistance\ Mechanical

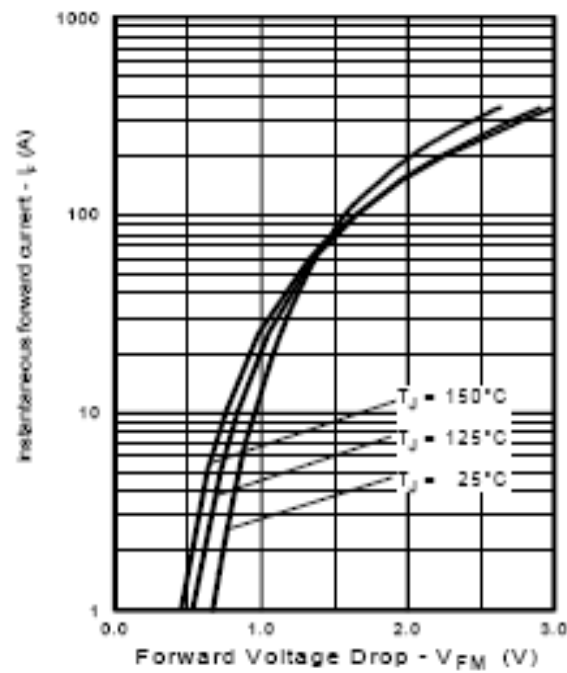
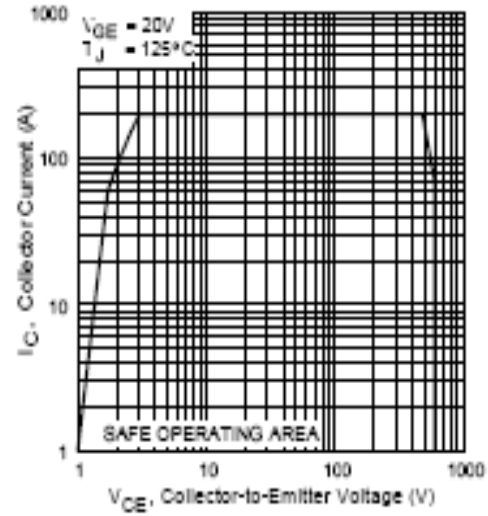
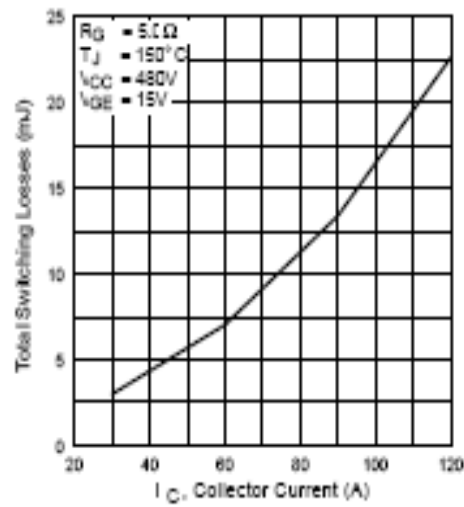
Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC} Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.36	$^\circ C/W$
R_{JD} Junction-to-Case - Diode	—	—	0.69	$^\circ C/W$
R_{CS} Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	$^\circ C/W$
R_{JA} Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	38	$^\circ C/W$
Recommended Grip Force	20.0(2.0)	—	—	N (kgf)
Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage③	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.39	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 10mA$
$V_{CE(sat)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.67	2.0	V	$I_C = 60A, V_{GE} = 15V$
		—	1.95	—		$I_C = 100A$ See Fig. 2, 5
		—	1.71	—		$I_C = 60A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0	—	$V_{CE} = V_{GE}, I_G = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-13	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_G = 1.5mA$
g_{fs}	Forward Transconductance ④	47	70	—	S	$V_{CE} = 50V, I_C = 60A$
$I_{CE(s)}$	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	500	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		—	—	13	mA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	1.4	1.7	V	$I_C = 60A$ See Fig. 13
		—	1.3	—		$I_C = 60A, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GESS}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	340	520	nC	$I_C = 60A$
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	44	66		$V_{CE} = 400V$ See Fig. 8
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	160	240		$V_{GE} = 15V$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	90	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$
t_r	Rise Time	—	94	—		$I_C = 60A, V_{CE} = 480V$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	245	368		$V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$
t_f	Fall Time	—	110	167		Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	3.26	—	mJ	See Fig. 9, 10, 11, 18
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	2.27	—		
E_{sw}	Total Switching Loss	—	5.53	7.2		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	91	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 9, 10, 11, 18
t_r	Rise Time	—	88	—		$I_C = 60A, V_{CE} = 480V$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	353	—		$V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$
t_f	Fall Time	—	150	—		Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
E_{sw}	Total Switching Loss	—	7.1	—	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{iss}	Input Capacitance	—	7500	—	pF	$V_{GE} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	720	—		$V_{CE} = 30V$ See Fig. 7
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	93	—		$f = 1.0MHz$
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	82	120	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14
		—	140	210		$T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	8.2	12	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15
		—	13	20		$T_J = 125^\circ\text{C}$
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	—	364	546	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16
		—	1084	1625		$T_J = 125^\circ\text{C}$
di_{rec}/dt During t_b	Diode Peak Rate of Fall of Recovery	—	328	—	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 17
		—	266	—		$T_J = 125^\circ\text{C}$



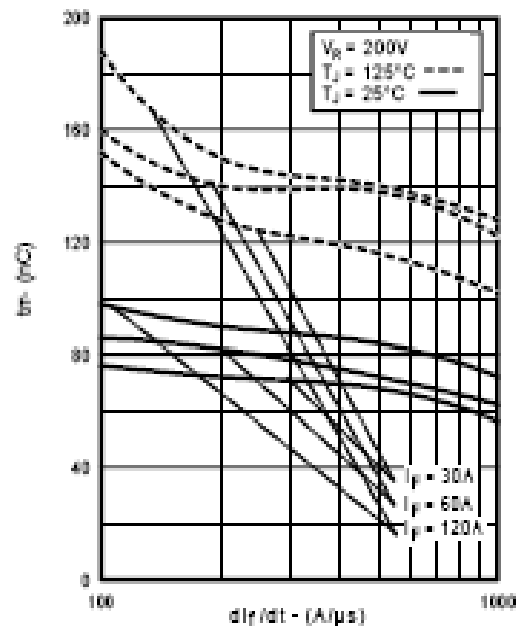


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di_T/dt

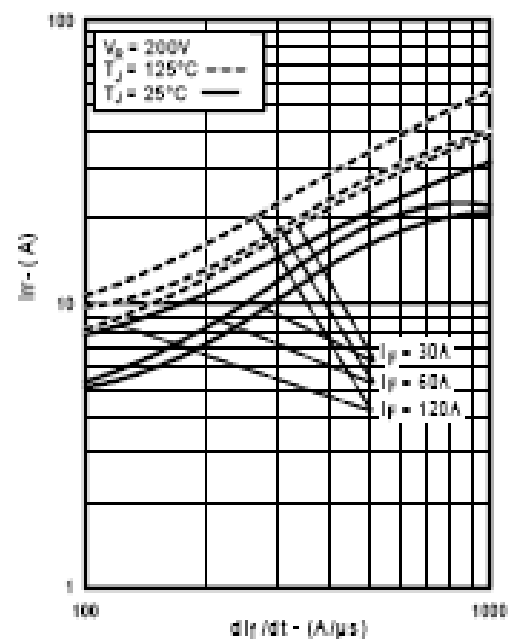


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di_T/dt

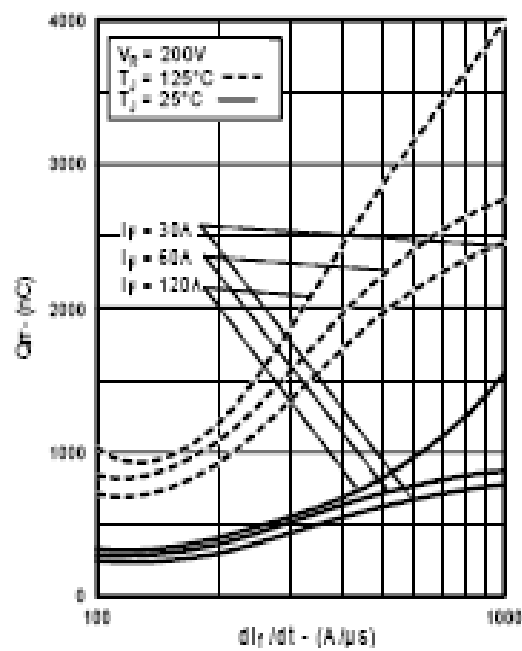


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di_T/dt

www.irf.com

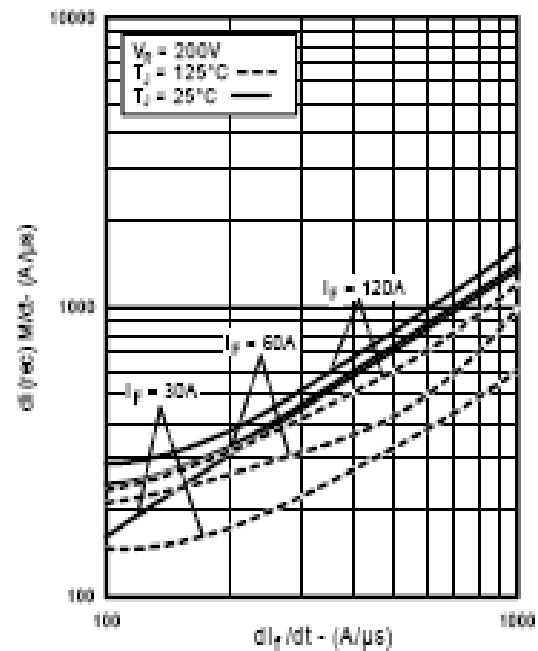


Fig. 17 - Typical $di_{(recM)}/dt$ vs. di_T/dt

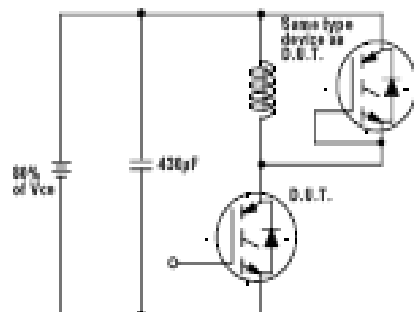


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off(diode)}$, t_r , Q_{on} , I_r , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

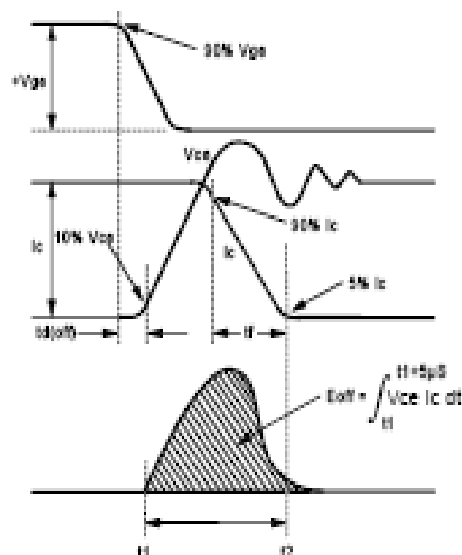


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_f

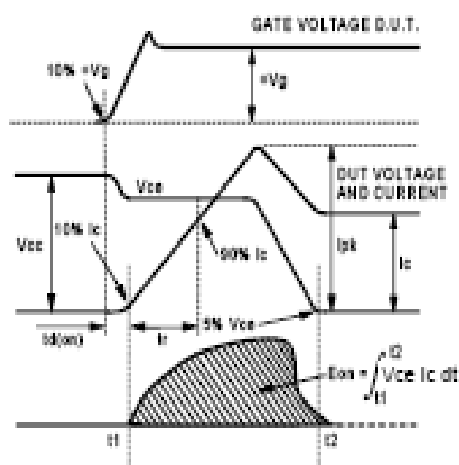


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_f

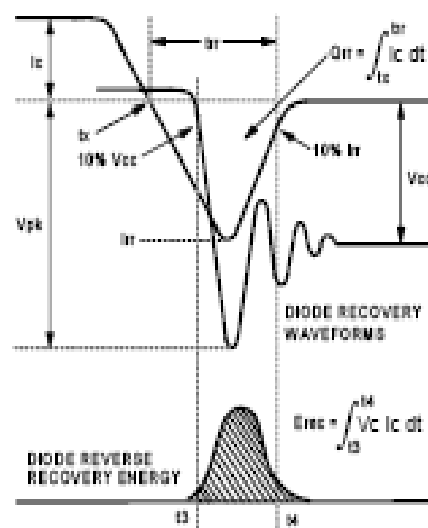


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr}

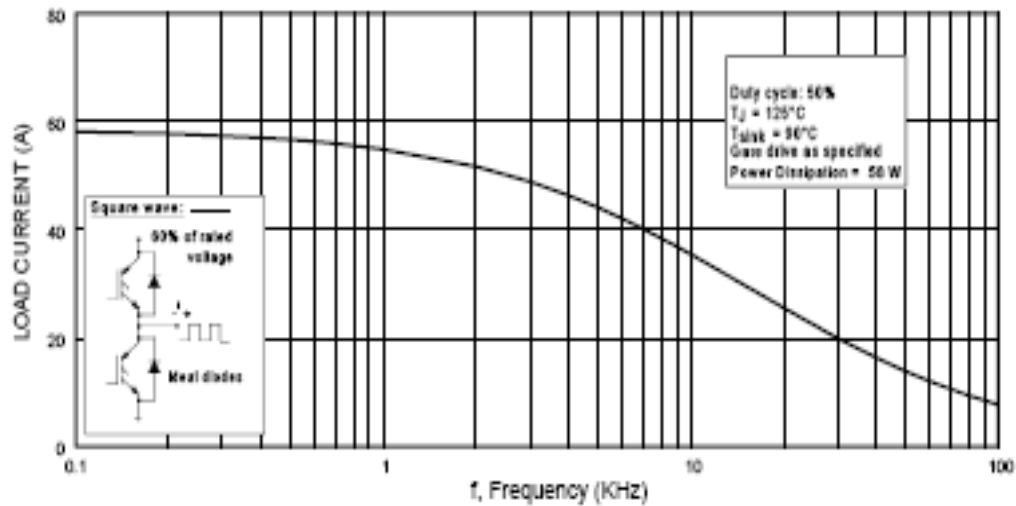


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

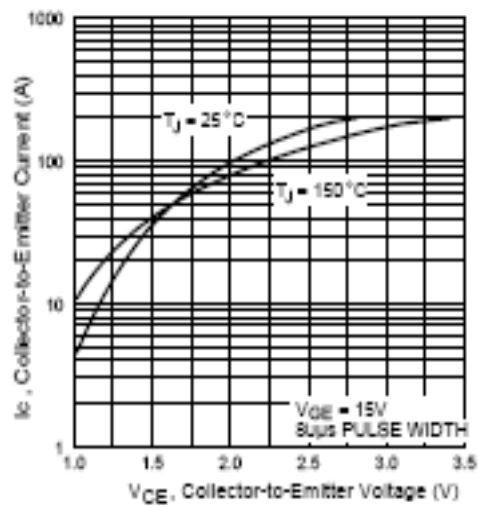


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

www.irf.com

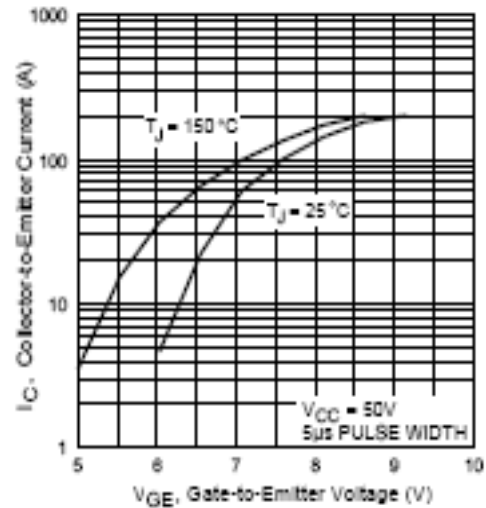


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

3

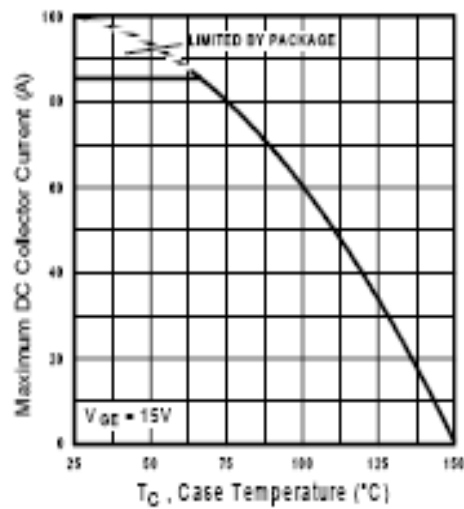


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

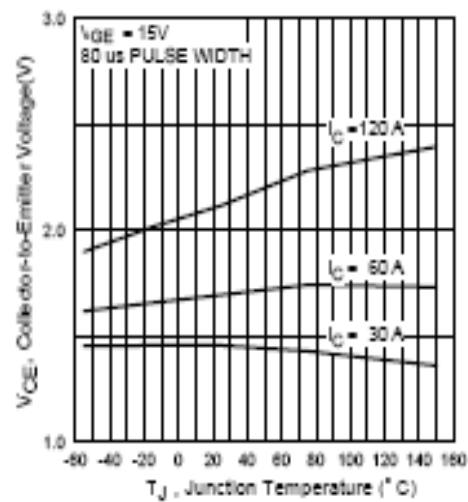


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

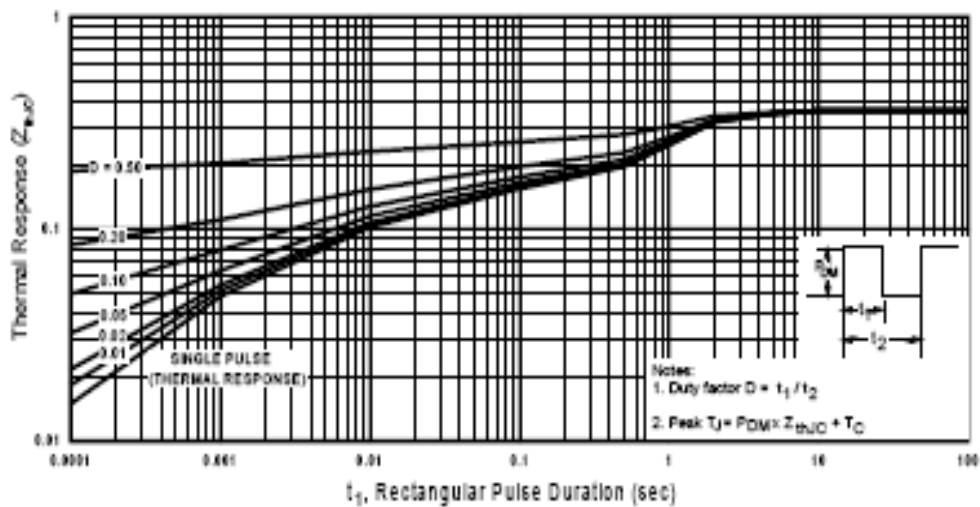


Fig. 6 - Maximum IGBT Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

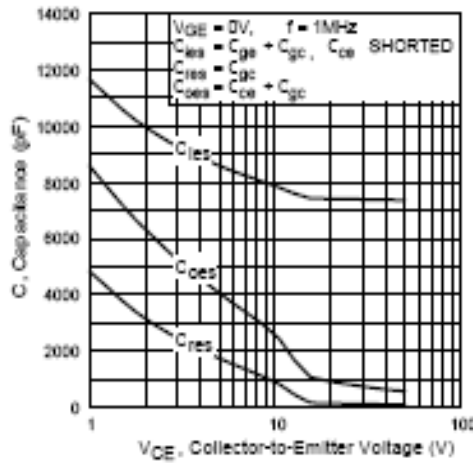


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

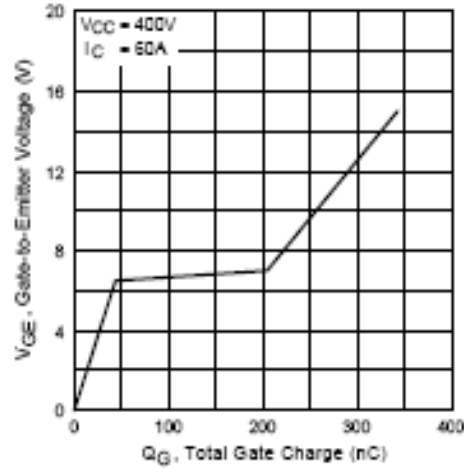


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

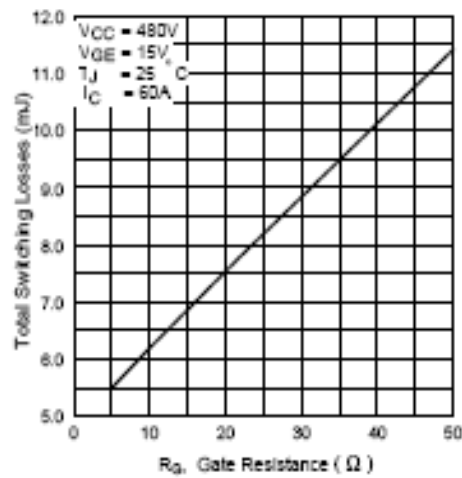


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

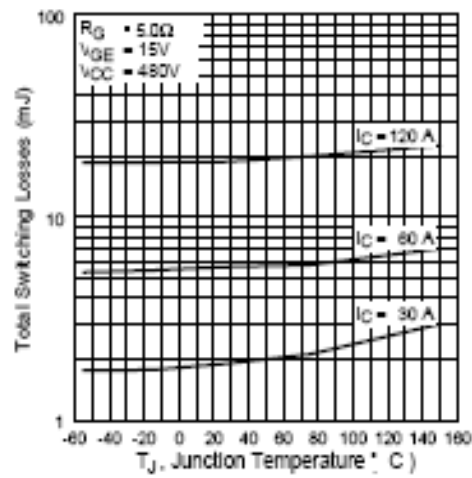


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

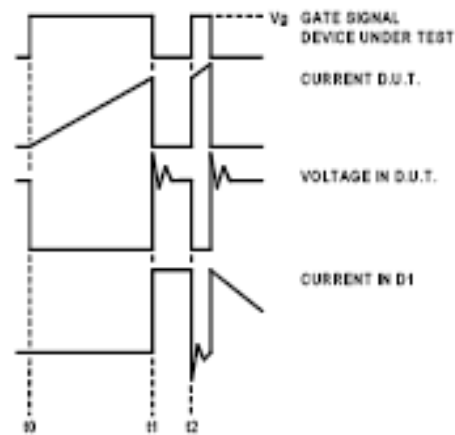


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

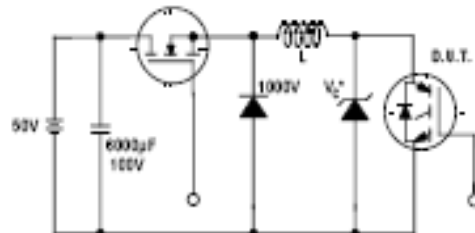


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

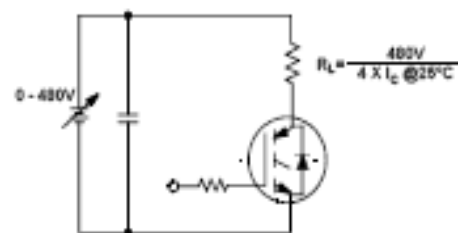


Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

Β)ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΠΑΛΜΩΝ

1)74HC04:

Philips Semiconductors

Product specification

Hex inverter

74HC/HCT04

FEATURES

- Output capability: standard
- I_{CC} category: SSI

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT04 are high-speed SI-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A. The 74HC/HCT04 provide six inverting buffers.

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T_{amb} = 25 °C; t_i = t_f = 6 ns

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay nA to nY	C _L = 15 pF; V _{CC} = 5 V	7	8	ns
C _I	input capacitance		3.5	3.5	pF
C _{PD}	power dissipation capacitance per gate	notes 1 and 2	21	24	pF

Notes

1. C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μW):
$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \Sigma (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$$
 where:
f_i = input frequency in MHz
f_o = output frequency in MHz
Σ (C_L × V_{CC}² × f_o) = sum of outputs
C_L = output load capacitance in pF
V_{CC} = supply voltage in V
2. For HC the condition is V_I = GND to V_{CC}
For HCT the condition is V_I = GND to V_{CC} - 1.5 V

ORDERING INFORMATION

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information".

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1, 3, 5, 9, 11, 13	1A to 6A	data inputs
2, 4, 6, 8, 10, 12	1Y to 6Y	data outputs
7	GND	ground (0 V)
14	V _{CC}	positive supply voltage

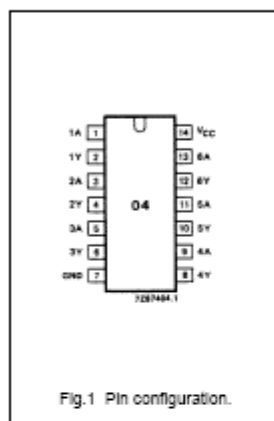


Fig.1 Pin configuration.

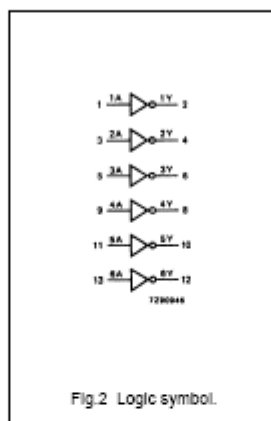


Fig.2 Logic symbol.

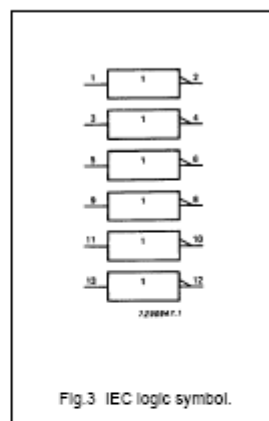


Fig.3 IEC logic symbol.

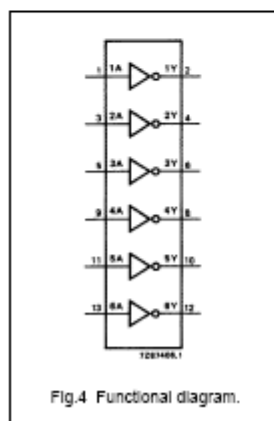


Fig.4 Functional diagram.

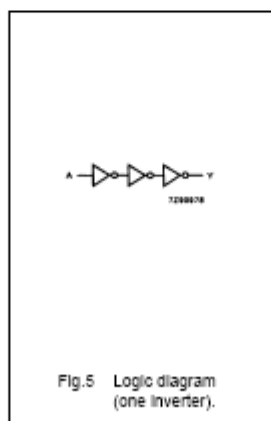


Fig.5 Logic diagram (one inverter).

FUNCTION TABLE

INPUT	OUTPUT
nA	nY
L	H
H	L

Notes

- H = HIGH voltage level
L = LOW voltage level

September 1993

3

DC CHARACTERISTICS FOR 74HC

For the DC characteristics see "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications".

Output capability: standard
I_{OC} category: SSI

AC CHARACTERISTICS FOR 74HC

GND = 0 V; t_r = t_f = 6 ns; C_L = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									V _{CC} (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay nA to nY		25 9 7	85 17 14		105 21 18		130 26 22	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.6	
t _{THL} /t _{TLH}	output transition time		19 7 6	75 15 13		95 19 16		110 22 19	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.6	

For the DC characteristics see "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications".

Note to HCT types

INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
nA	1.20

GND = 0 V; $t_f = t_r = 6$ ns; $C_L = 50$ pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT							V _{CC} (V)	WAVEFORMS	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay nA to nY		10	19		24		29	ns	4.5	Fig.6
t _{HL} / t _{LH}	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig.6

(1) HC : $V_M = 50\%$; $V_i = \text{GND to } V_{CC}$
HCT: $V_M = 1.3 \text{ V}$; $V_i = \text{GND to } 3 \text{ V}$

FEATURES

- Output capability: standard
- I_{CC} category: SSI

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT08 are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LS TTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A. The 74HC/HCT08 provide the 2-input AND function.

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$; $t_p = t_r = 6\text{ ns}$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t_{PHL}/t_{PLH}	propagation delay nA, nB to nY	$C_L = 15\text{ pF}$; $V_{CC} = 5\text{ V}$	7	11	ns
C_i	input capacitance		3.5	3.5	pF
C_{PD}	power dissipation capacitance per gate	notes 1 and 2	10	20	pF

Notes

1. C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μW):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o) \text{ where:}$$

f_i = input frequency in MHz

f_o = output frequency in MHz

C_L = output load capacitance in pF

V_{CC} = supply voltage in V

$\sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$ = sum of outputs

2. For HC the condition is $V_i = \text{GND to } V_{CC}$
For HCT the condition is $V_i = \text{GND to } V_{CC} - 1.5\text{ V}$

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1, 4, 9, 12	1A to 4A	data inputs
2, 5, 10, 13	1B to 4B	data inputs
3, 6, 8, 11	1Y to 4Y	data outputs
7	GND	ground (0 V)
14	V_{CC}	positive supply voltage

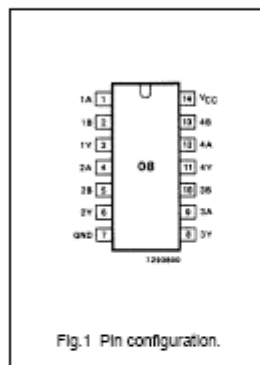


Fig.1 Pin configuration.

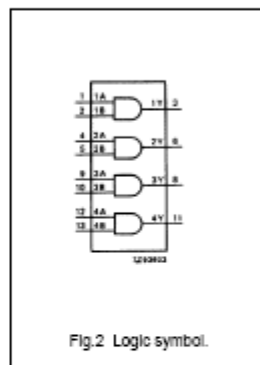


Fig.2 Logic symbol.

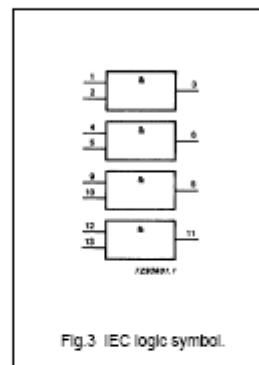


Fig.3 IEC logic symbol.

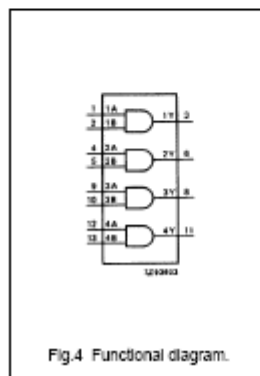


Fig.4 Functional diagram.

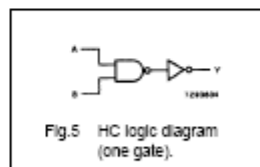


Fig.5 HC logic diagram (one gate).

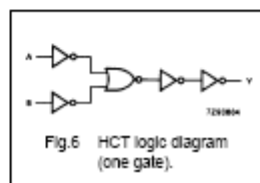


Fig.6 HCT logic diagram (one gate).

FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUT
nA	nB	nY
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

Note

1. H = HIGH voltage level
L = LOW voltage level

DC CHARACTERISTICS FOR 74HC

For the DC characteristics see "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications".

Output capability: standard

I_{CC} category: SSI

AC CHARACTERISTICS FOR 74HC

GND = 0 V; t_r = t_f = 6 ns; C_L = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									V _{CC} (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay nA, nB to nY		25 9 7	90 18 15		115 23 20		135 27 23	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7	
t _{THL} / t _{TLH}	output transition time		19 7 6	75 15 13		95 19 16		110 22 19	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7	

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

For the DC characteristics see "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications".

Output capability: standard

I_{CC} category: SSI

Note to HCT types

The value of additional quiescent supply current (ΔI_{CC}) for a unit load of 1 is given in the family specifications. To determine ΔI_{CC} per input, multiply this value by the unit load coefficient shown in the table below.

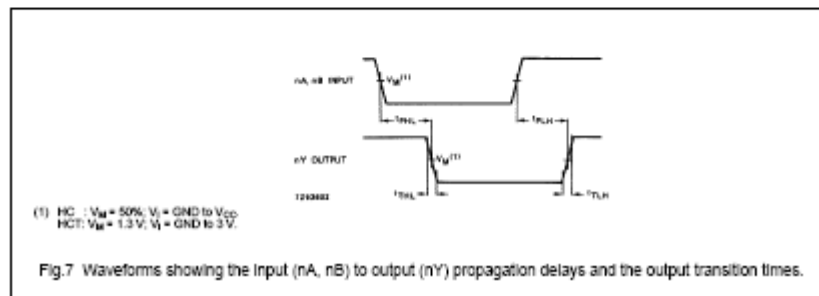
INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
nA, nB	0.5

AC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

GND = 0 V; t_r = t_f = 6 ns; C_L = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT									V _{CC} (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay nA, nB to nY		14	24		30		36	ns	4.5	Fig.7	
t _{THL} / t _{TLH}	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig.7	

AC WAVEFORMS



TOSHIBA

6N137

TOSHIBA PHOTOCOUPLER GaAs IRED & PHOTO IC

6N137

DIGITAL LOGIC ISOLATION

TELE-COMMUNICATION

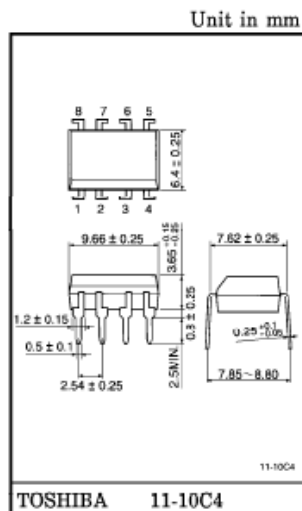
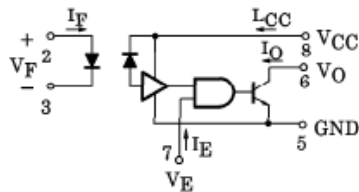
ANALOG DATA EQUIPMENT CONTROL

The TOSHIBA 6N137 consist of a high emitting diode and a one chip photo IC. This unit is 8-lead DIP package.

- LSTTL/TTL Compatible : 5V Supply
- Ultra High Speed : 10MBd
- Guaranteed Performance Over Temperature : 0°C to 70°C
- High Isolation Voltage : 2500Vrms Min.
- UL Recognized : UL1577, File No. E67349

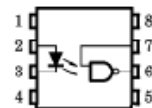
TRUTH TABLE

INPUT	ENABLE	OUTPUT
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H



Weight : 0.54g

PIN CONFIGURATIONS (Top view)



- 1 : N.C.
- 2 : ANODE
- 3 : CATHODE
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : OUTPUT (OPEN COLLECTOR)
- 7 : ENABLE
- 8 : VCC

951001ERC2

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and the reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to observe standards of safety, and to avoid situations in which a malfunction or failure of a TOSHIBA product could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook.
- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to foreign exchange and foreign trade control laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

MAXIMUM RATINGS

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT
LED	Forward Current	I_F	20	mA
	Pulse Forward Current (Note 1)	I_{FP}	40	mA
	Reverse Voltage	V_R	5	V
DETECTOR	Output Current	I_O	50	mA
	Output Voltage	V_O	7	V
	Supply Voltage (1 minute Maximum)	V_{CC}	7	V
	Enable Input Voltage (Not to exceed V_{CC} by More than 500mV)	V_{EH}	5.5	V
	Output Collector Power Dissipation	P_O	85	mW
	Operating Temperature Range	T_{opr}	0~70	°C
Storage Temperature Range		T_{stg}	-55~125	°C
Lead Solder Temperature (10s) (Note 2)		T_{sol}	260	°C

(Note 1) 50% duty cycle, 1ms Pulse width.

(Note 2) Soldering portion of lead : up to 2mm from the body of the device.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Input Current, Low Level Each Channel	I_{FL}	0	250	μA
Input Current, High Level Each Channel	I_{FH}	7	20	mA
High Level Enable Voltage	V_{EH}	2.0	V_{CC}	V
Low Level Enable Voltage (Output High)	V_{EL}	0	0.8	V
Supply Voltage, Output	V_{CC}	4.5	5.5	V
Fan Out (TTL LOAD)	N	—	8	—
Operating Temperature	T_a	0	70	°C

PRECAUTION

Please be careful of the followings.

A ceramic capacitor (0.1 μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

OVER RECOMMENDED TEMPERATURE ($T_a = 0 \sim 70^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	(**)/TYP.	MAX.	UNIT
High Level Output Current	I_{OH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_O = 5.5\text{V}$ $I_F = 250\mu\text{A}$, $V_E = 2.0\text{V}$	—	1	250	μA
Low Level Output Voltage	V_{OL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$ $V_{EH} = 2.0\text{V}$ $I_{OL}(\text{Sinking}) = 13\text{mA}$	—	0.4	0.6	V
High Level Enable Current	I_{EH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_E = 2.0\text{V}$	—	-1.0	—	mA
Low Level Enable Current	I_{EL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_E = 0.5\text{V}$	—	-1.6	-2.0	mA
High Level Supply Current	I_{CCH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 0$, $V_E = 0.5\text{V}$	—	7	15	mA
Low Level Supply Current	I_{CCL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 10\text{mA}$ $V_E = 0.5\text{V}$	—	12	18	mA
Resistance (Input-Output) (Note 3)	R_{I-O}	$V_{I-O} = 500\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ $R.H. \leq 60\%$	—	10^{12}	—	Ω
Capacitance (Input-Output) (Note 3)	C_{I-O}	$f = 1\text{MHz}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	0.6	—	pF
Input Forward Voltage	V_F	$I_F = 10\text{mA}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.65	1.75	V
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R	$I_R = 10\mu\text{A}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	5	—	—	V
Input Capacitance	C_{IN}	$V_F = 0$, $f = 1\text{MHz}$	—	45	—	pF
Current Transfer Ratio	CTR	$I_F = 5.0\text{mA}$, $R_L = 100\Omega$	—	1000	—	%

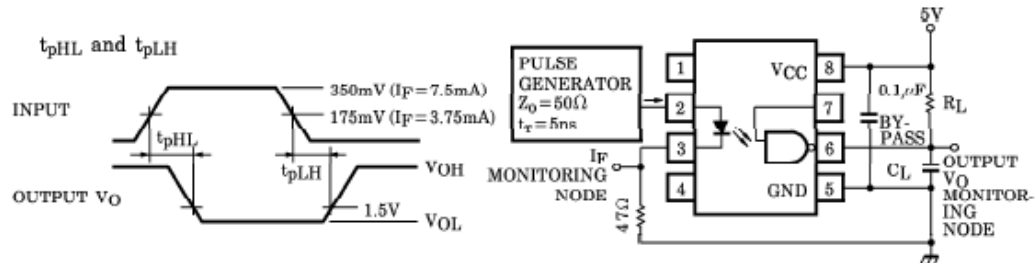
(**) All typical values are at $V_{CC} = 5\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$

(Note 3) Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together and Pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$)

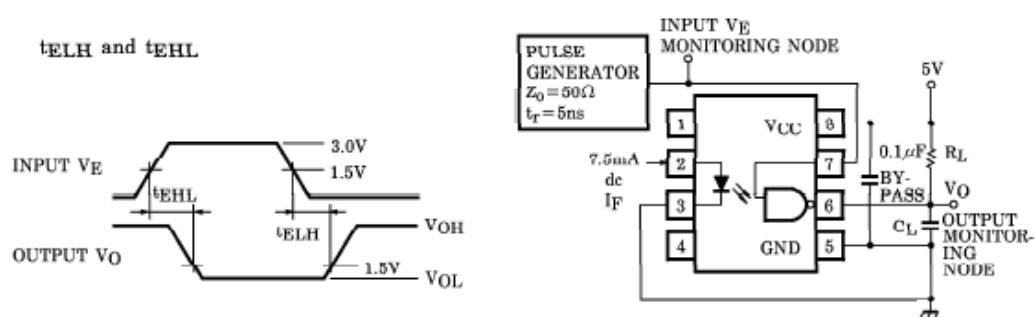
CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Propagation Delay Time to High Output Level	t_{pLH}	1	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$	—	60	75	ns
Propagation Delay Time to Low Output Level	t_{pHL}	1	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$	—	60	75	ns
Output Rise-Fall Time (10-90%)	t_r , t_f	—	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$	—	30	—	ns
Propagation Delay Time of Enable from V_{EH} to V_{EL}	t_{ELH}	2	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$ $V_{EH} = 3.0\text{V}$ $V_{EL} = 0.5\text{V}$	—	25	—	ns
Propagation Delay Time of Enable from V_{EL} to V_{EH}	t_{EHL}	2	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$ $V_{EH} = 3.0\text{V}$ $V_{EL} = 0.5\text{V}$	—	25	—	ns
Common Mode Transient Immunity at Logic High Output Level	CM_H	3	$V_{CM} = 10\text{V}$ $R_L = 350\Omega$ $V_O(\text{min.}) = 2\text{V}$ $I_F = 0\text{mA}$	—	200	—	$\text{V} / \mu\text{s}$
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Output Level	CM_L	3	$V_{CM} = 10\text{V}$ $R_L = 350\Omega$ $V_O(\text{max.}) = 0.8\text{V}$ $I_F = 5\text{mA}$	—	-500	—	$\text{V} / \mu\text{s}$

TEST CIRCUIT 1.



- C_L is approximately 15pF which includes probe and stray wiring capacitance.

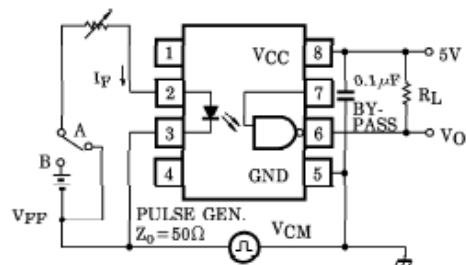
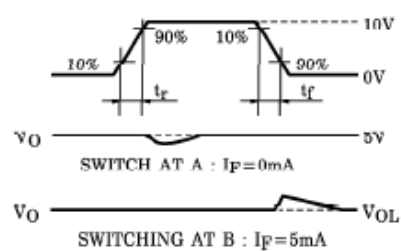
TEST CIRCUIT 2.

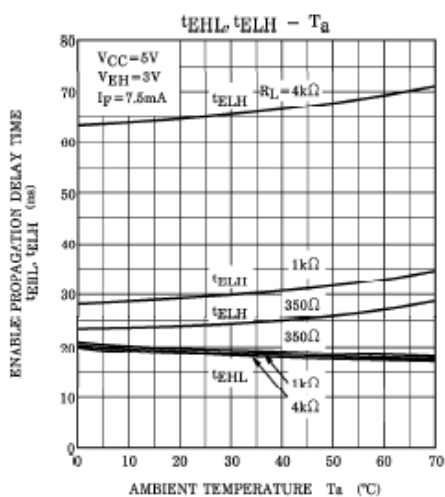
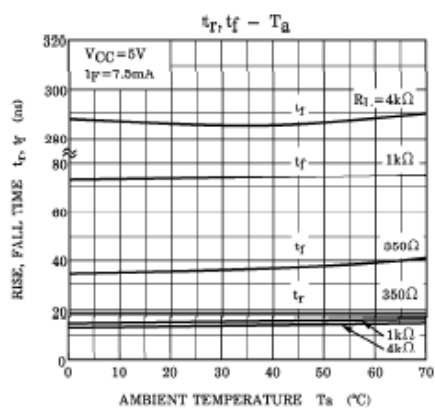
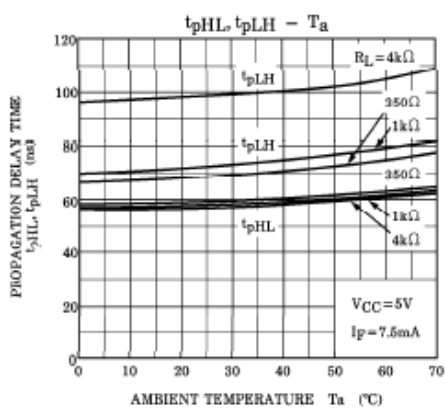
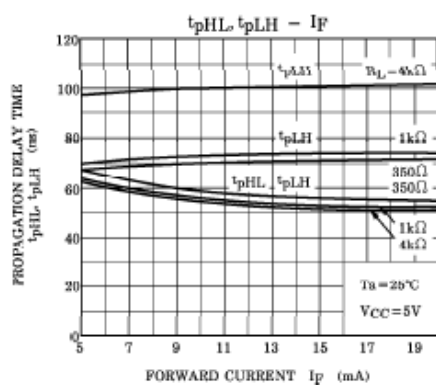


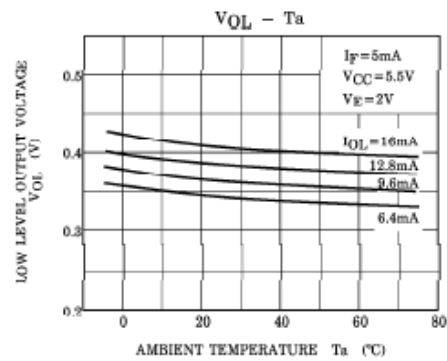
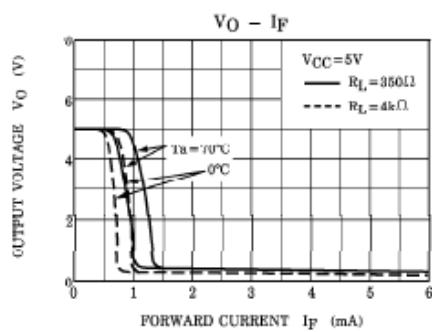
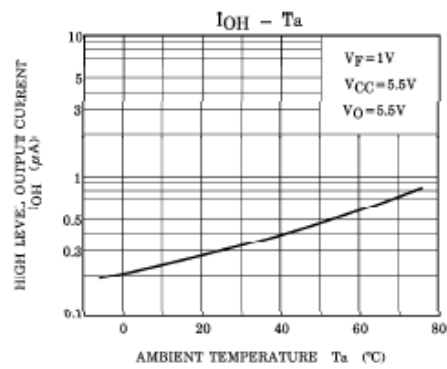
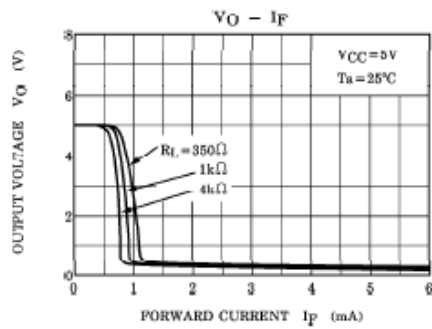
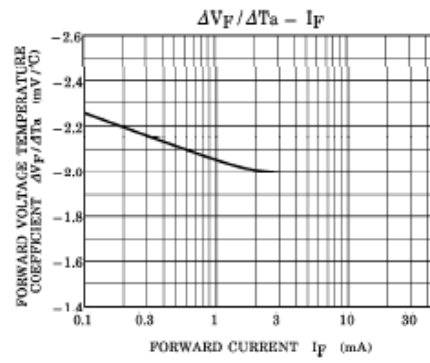
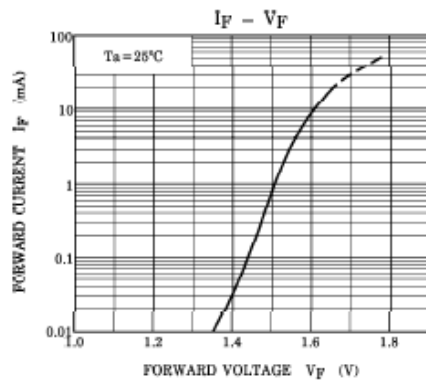
- C_L is approximately 15pF which includes probe and stray wiring capacitance.

TEST CIRCUIT 3.

Transient Immunity and Typical Waveforms







Δ)DRIVER

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60177 Rev. E

IR4426/IR4427/IR4428(S) & (PbF)

DUAL LOW SIDE DRIVER

Features

- Gate drive supply range from 6 to 20V
- CMOS Schmitt-triggered Inputs
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs out of phase with Inputs (IR4426)
- Outputs in phase with Inputs (IR4427)
- OutputA out of phase with InputA and OutputB in phase with InputB (IR4428)
- Also available LEAD-FREE

Descriptions

The IR4426/IR4427/IR4428 (S) is a low voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver. Proprietary latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays between two channels are matched.

Product Summary

IO+/-	1.5A / 1.5A
VOUT	6V - 20V
t _{on/off} (typ.)	85 & 85 ns

Packages

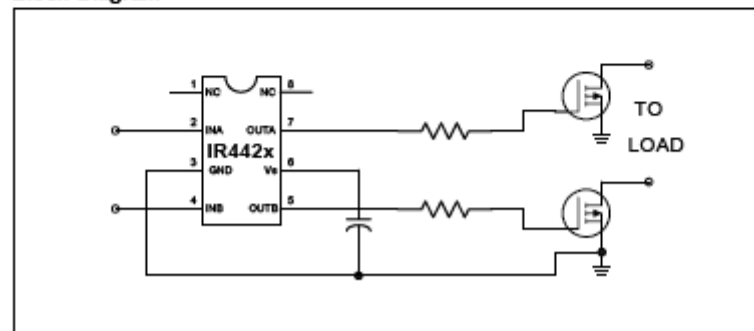


8 Lead PDIP



8 Lead SOIC

Block Diagram



www.irf.com

1

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to GND. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	Fixed supply voltage	-0.3	25	V
V_O	Output voltage	-0.3	$V_B + 0.3$	
V_{IN}	Logic input voltage	-0.3	$V_B + 0.3$	
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ (8 Lead PDIP) (8 lead SOIC)	—	1.0 0.625	W
R_{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient (8 lead PDIP) (8 lead SOIC)	—	125 200	
T_J	Junction temperature	—	150	
T_S	Storage temperature	-55	150	$^\circ\text{C}$
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltage parameters are absolute voltages referenced to GND.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	Fixed supply voltage	6	20	V
V_O	Output voltage	0	V_B	
V_{IN}	Logic input voltage	0	V_B	
T_A	Ambient temperature	-40	125	$^\circ\text{C}$

DC Electrical Characteristics

$V_{B(AS)} (V_B) = 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified. The V_{IH} and I_{IH} parameters are referenced to GND and are applicable to input leads: INA and INB. The V_O and I_O parameters are referenced to GND and are applicable to the output leads: OUTA and OUTB.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "0" Input voltage (OUTA=LO, OUTB=LO) (IR4426) Logic "1" Input voltage (OUTA=HI, OUTB=HI) (IR4427) Logic "0" Input voltage (OUTA=LO), Logic "1" Input voltage (OUTB=HI) (IR4428)	2.7	—	—	V	

ADVANCE INFORMATION

DC Electrical Characteristics cont.

V_{BIAS} (V_B) = 15V, T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IH} and I_{IH} parameters are referenced to GND and are applicable to input leads: INA and INB. The V_{OL} and I_{OL} parameters are referenced to GND and are applicable to the output leads: OUTA and OUTB.

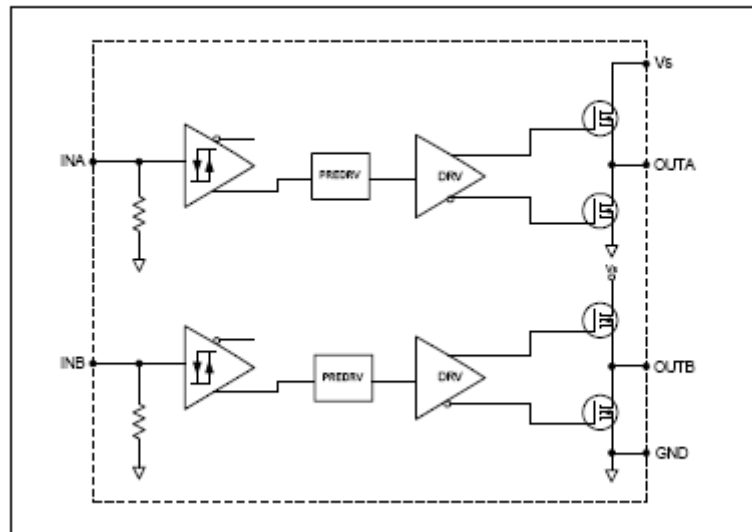
Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IL}	Logic "1" input voltage (OUTA=HI, OUTB=HI) (IR4426) Logic "0" input voltage (OUTA=LO, OUTB=LO) (IR4427) Logic "1" input voltage (OUTA=HI), Logic "0" input voltage (OUTB=LO) (IR4428)	—	—	0.8	V	
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS}-V_{OL}$	—	—	1.2		
V_{OL}	Low level output voltage, V_{OL}	—	—	0.1		
I_{IH+}	Logic "1" input bias current (OUT=HI)	—	5	15	μA	$V_{IN} = 0V$ (IR4426) $V_{IN} = V_B$ (IR4427) $V_{INA} = 0V$ (IR4428) $V_{INB} = V_B$ (IR4428)
I_{IN-}	Logic "0" input bias current (OUT=LO)	—	-10	-30	μA	$V_{IN} = V_B$ (IR4426) $V_{IN} = 0V$ (IR4427) $V_{INA} = V_B$ (IR4428) $V_{INB} = 0V$ (IR4428)
I_{QS}	Quiescent V_S supply current	—	100	200		$V_{IN} = 0V$ or V_B
I_{OH+}	Output high short circuit pulsed current	1.5	2.3	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = 0$ (IR4426) $V_O = 0V$, $V_{IN} = V_B$ (IR4427) $V_O = 0V$, $V_{INA} = 0$ (IR4428) $V_O = 0V$, $V_{INB} = V_B$ (IR4428) $PW \leq 10 \mu s$
I_{OL-}	Output low short circuit pulsed current	1.5	3.3	—	A	$V_O = 15V$, $V_{IN} = V_B$ (IR4426) $V_O = 15V$, $V_{IN} = 0$ (IR4427) $V_O = 15V$, $V_{INA} = V_B$ (IR4428) $V_O = 15V$, $V_{INB} = 0$ (IR4428) $PW \leq 10 \mu s$

AC Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_B) = 15V, C_L = 1000pF, T_A = 25°C unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Propagation delay characteristics						
t_{d1}	Turn-on propagation delay	—	85	160	ns	figure 4
t_{d2}	Turn-off propagation delay	—	65	150		
t_r	Turn-on rise time	—	15	35		
t_f	Turn-off fall time	—	10	25		

Functional Block Diagram IR4427



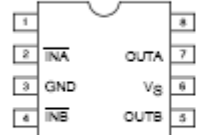
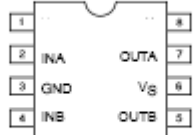
Lead Definitions

Symbol	Description
Vs	Supply voltage
GND	Ground
INA	Logic input for gate driver output (OUTA), out of phase (IR4426, IR4428), in phase (IR4427)
INB	Logic input for gate driver output (OUTB), out of phase (IR4426), in phase (IR4427, IR4428)
OUTA	Gate drive output A
OUTB	Gate drive output B

Lead Assignments

 8 Lead PDIP IR4426	 8 Lead PDIP IR4427	 8 Lead PDIP IR4428
Part Number		

Lead Assignments

 8 Lead SOIC IR4426S	 8 Lead SOIC IR4427S	 8 Lead SOIC IR4428S
Part Number		

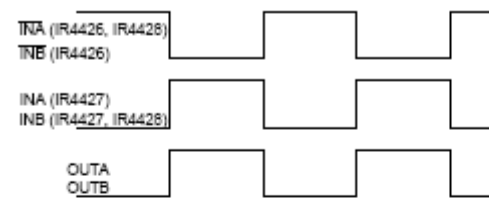


Figure 3. Timing Diagram

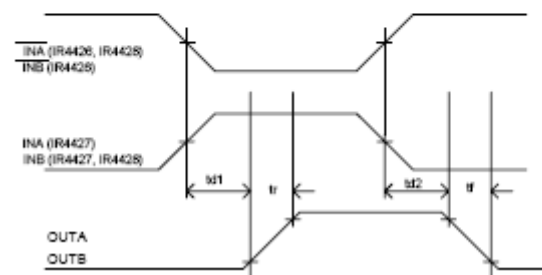


Figure 4. Switching Time Waveforms

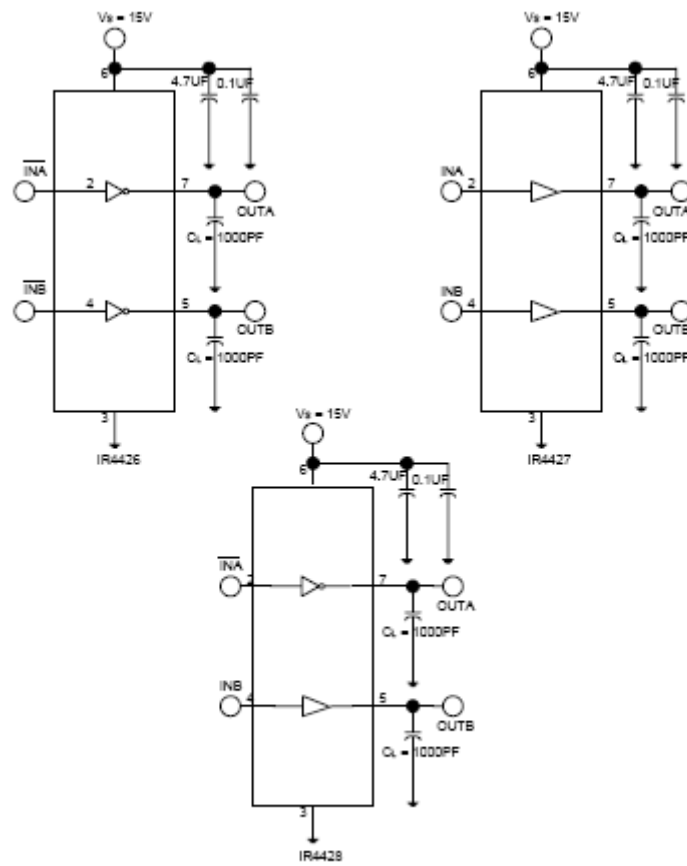


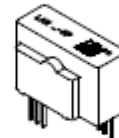
Figure 5. Switching Time Test Circuits



Current Transducer LAH 25-NP

I_{PN} = 8-12-25 A

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed ...,
with a galvanic isolation between the primary circuit
(high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	25	At																		
I_P	Primary current, measuring range ¹⁾	0 ... 55	At																		
R_{in}	Measuring resistance ²⁾	<table><tr><th></th><th>T_A = 70°C</th><th>T_A = 85°C</th></tr><tr><th></th><th>R_{Meas}</th><th>R_{Meas}</th></tr><tr><td>with ± 12 V</td><td>0 257</td><td>0 252</td></tr><tr><td>with ± 15 V</td><td>0 155</td><td>0 150</td></tr><tr><td></td><td>67 371</td><td>70 366</td></tr><tr><td></td><td>67 236</td><td>70 231</td></tr></table>			T _A = 70°C	T _A = 85°C		R _{Meas}	R _{Meas}	with ± 12 V	0 257	0 252	with ± 15 V	0 155	0 150		67 371	70 366		67 236	70 231
	T _A = 70°C	T _A = 85°C																			
	R _{Meas}	R _{Meas}																			
with ± 12 V	0 257	0 252																			
with ± 15 V	0 155	0 150																			
	67 371	70 366																			
	67 236	70 231																			
	³⁾ I _{PN} [± At _{DC}] ⁴⁾ I _{PN} [At _{max}] ⁵⁾ I _{PN} [± At _{DC}] ⁶⁾ I _{PN} [At _{max}] ⁷⁾ I _P < I _{PN}																				
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA																		
K_N	Conversion ratio	1 - 2 - 3 : 1000																			
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 ... 15	V																		
I_C	Current consumption	10 (@ ± 15V) + I _q	mA																		
V_d	R.m.s. voltage for AC Isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	5	kV																		
V₀	R.m.s. rated voltage ⁸⁾	600	V																		

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy ¹⁾ @ I _{PN} , T _A = 25°C	± 0.3	%
ε_L	Linearity	< 0.2	%
I₀	Offset current @ T _A = 25°C	Typ	Max
I_{OH}	Residual current @ I _P = 0, after an overload of 5 x I _{PN}	± 0.20	± 0.25
I_{OT}	Thermal drift of I ₀	0°C ... + 70°C	± 0.10 ± 0.60
		- 25°C ... + 85°C	± 0.10 ± 0.70
t_a	Reaction time @ 10 % of I _{PN}	< 200	ns
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of I _{PN}	< 500	ns
d/dt	d/dt accurately followed	> 200	A/μs
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)	DC ... 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 25 ... + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 40 ... + 90	°C
R_S	Secondary coil resistance	@ T _A = 70°C	99
		@ T _A = 85°C	104
m	Mass	20	g
	Standards ⁷⁾	EN 50178	

Notes : 1) During 10 s, with R_{in} ≤ 109 Ω (V_C = ± 15 V) - 2) 50 Hz Sinusoidal -
3) The measuring resistance R_{Meas} may be lower (see "LAH Technical Information"
leaflet) - 4) Pollution class 2, cat. III - 5) Without I₀ & I_{OH} - 6) With a d/dt of
100 A/μs - 7) A list of corresponding tests is available.

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

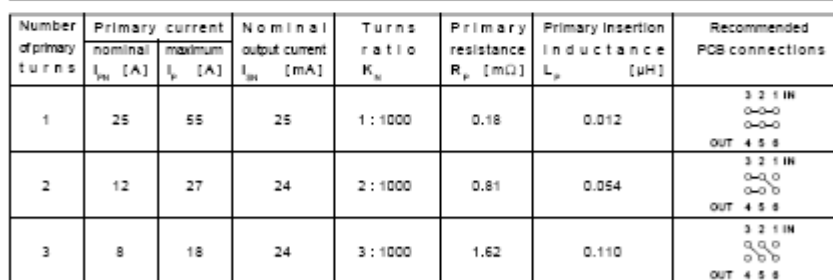
Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

010822/3



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary
Recommended PCB hole 1.5 mm
- Fastening & connection of secondary
Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_{ij} is positive when I_{ij} flows from terminals 1, 2, 3 (IN) to terminals 6, 5, 4 (OUT).
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

2)ΤΑΣΗΣ



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin} R_{Mmax}	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{rms}$	30 190 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{rms}$	30 100 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{rms}$	100 350 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{rms}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_V	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 @ $\pm 15 \text{ V}$ + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 min	2.5	kV

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_L which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Accuracy - Dynamic performance data

X_0	Overall Accuracy @ $I_P, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.8	%
E_L	Linearity		< 0.2	%
I_0	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ	Max
I_{DT}	Thermal drift of I_0	$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	± 0.05	± 0.25 mA
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.10	± 0.35 mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{Pmax}		40	μs

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. +70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_L = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

981125/14

LEM Components

Tope Co., Ltd. Tel: (02) 8228-0668 Fax: (02) 8228-0668 <http://www.sensor.com.tw> e-mail: tope@ms1.hinet.net

www.lem.com

Incremental Encoders

GHM5

ø 58 mm

Advantages
 ø 58 mm European standard encoder.
 Flanges and shafts adapted to all market's needs.
Applications : robotics, packing, printing, special machines, machine tools...

GHM5 06
Output connection
G2R

GHM5 56
Output connection
G6R

Mechanical Specifications		GHM5
Cover		Zinc alloy
Body		Aluminium
Shaft		Stainless steel
Min. Torque		0,8 N.cm
Max. Rotation Speed		12 000 rpm
Max. Axial Load		50 N
Max. Radial Load		100 N
Shaft Inertia		12 g.cm ²
Protection		IP 65
Weight		350 g

Accessories			
Brackets	see page 41	Measuring	see page 46
Mounts	see pages 42-43	Signal processing	see page 47
Coupling	see pages 44-45	Connection accessories	see page 52

Options	
Available electronics : 2G2, 5G2, 5G5 and 5GT (power supply + output circuits see p. 8,9)	
GHM 5 available output connections (see p.53-54) :	
G1 : 4 pins solenoid valve CNOMO	G2 : DIN 5 pins
G3 : cable gland + 2 m cable	G4 : MIL 7 pins
G5 : M23 12 pins clockwise standard	G6 : M23 12 pins clockwise standard
G7 : MIL 10 pins	G8 : M23 12 pins CCW
G9 : Sub-D 9 pins	GH : M23 12 pins clockwise
GHM5_5 available output connections (see p. 53-54) :	
G5 : M23 12 pins clockwise standard	G6 : M23 12 pins clockwise standard
G8 : M23 12 pins CCW	GP : cable gland + 2m PUR cabl
Please contact us for all stainless-steel option IX instead of H0	

Ordering Code (see page 7)							
	Shaft ø	Power Supply	Output Circuits (see pages 8, 9)	Code (see pages 4, 5)	Pulses/revolution (pts./r°)	Output Connection (see pages 53, 54)	Orientation
GHM5	06 = 06 mm 08 = 08 mm 09 = 09 mm 10 = 10 mm	2 = 5Vcc 5 = 11-30Vcc	G2 = driver 5Vdc RS422 G5 = driver push-pull 11-30Vdc G8 = driver 11-30Vdc RS422 GT = driver 11-30Vdc transistorized	S = A, $\bar{A}$ T = A, $\bar{A}$, B, $\bar{B}$ Q = A, $\bar{A}$, B, $\bar{B}$, Q, $\bar{Q}$ A = Index gated on A N = Index ungated	10 000 max 12 channels 4 000 max with Index	G3 = cable gland + 2 m cable G6 = M23 12 pins clockwise standard GP = cable gland + 2 m cable G8 = M23 12 pins clockwise standard	A = axial R = radial
	GHM5 (cylindrical mounts)	56 = 56 mm 80 = 80 mm					

Ordering code: G M5 H S G 5 N 0 0 5 1 2 H G 6 R

Example: GH M5_ 0 9 H S G 5 N 0 0 5 1 2 H G 6 R

Incremental Encoders

GHM5



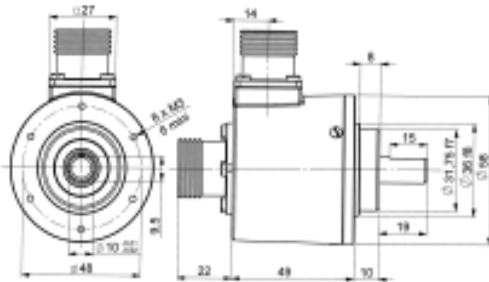
ø 58 mm



Dimensions (mm)

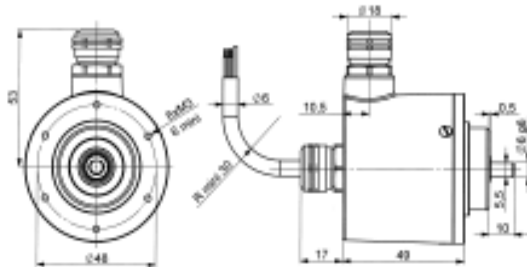
GHM5

Output connection
G5A, G5R, G6A, G6R,
G8A, G8R, GHA, GHR



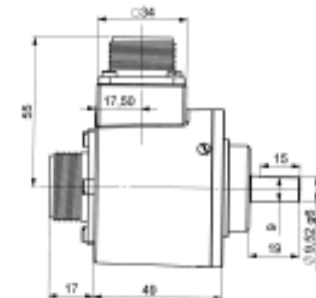
GHM5

Output connection
G3A, G3R



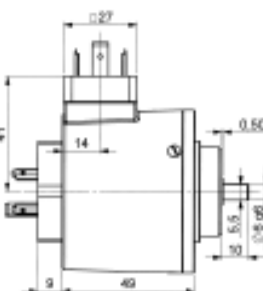
GHM5

Output connection
G4A, G4R



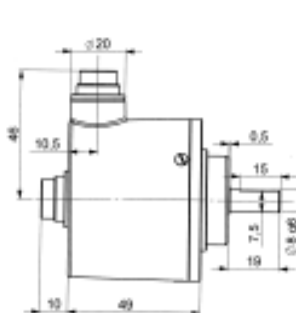
GHM5

Output connection
G1A, G1R



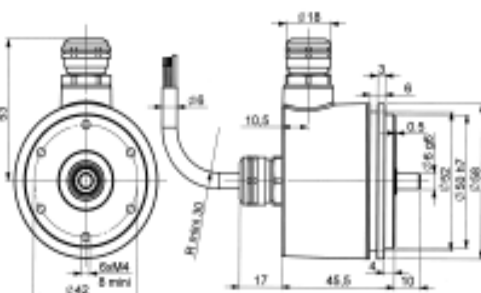
GHM5

Output connection
G2A, G2R



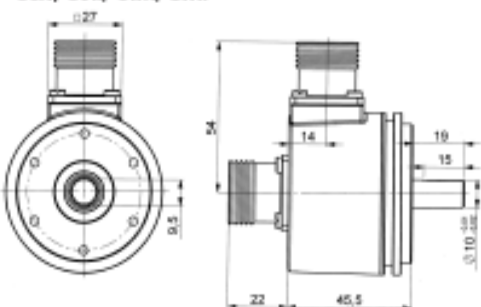
GHM5 S6

(Integrated synchro mounts)
Output connection G3A, G3R



GHM5 S0

(Integrated synchro mounts)
Output connection
G5A, G5R, G6A, G6R,
G8A, G8R, GHA, GHR



Connections see end of brochure



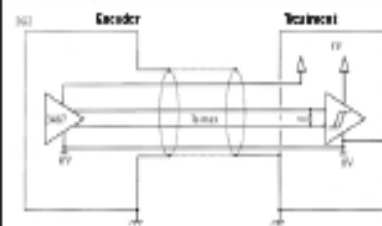
GHM5

4/5

Incremental Encoders

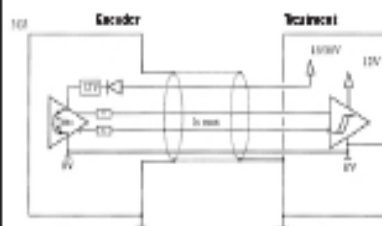
Power supply - Output circuits

Electronic type 2G2 : power supply 5Vcc - Driver 5Vdc RS422



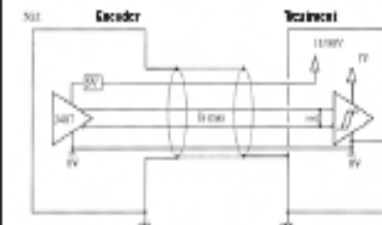
All encoder sizes
 Power supply : 5Vcc $\pm 10\%$
 Consumption without load : 100mA
 Intensity of current : $I_o = 40\text{mA}$
 Level "1" mini: $V_{oh} = 2,5\text{Vdc}$
 Level "0" max: $V_{ol} = 0,5\text{Vdc}$

Electronic type 3G3 : power supply 15-30Vcc-Driver push pull 12 Vdc



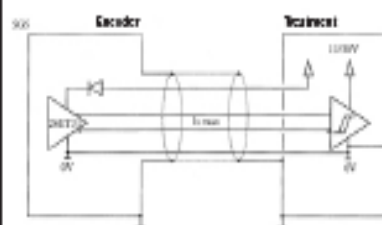
$\varnothing 90\text{mm}$
 Power supply : 15 to 30Vcc
 Consumption without load : 60mA
 Protection against short-circuits.
 Protection against inverse polarity
 Intensity of current : $I_o = 20\text{mA}$
 Level "1" mini: $V_{oh} = V_{CC} - 2,5\text{Vdc}$
 Level "0" max: $V_{ol} = 1,5\text{Vdc}$
 $R = 150 \Omega$

Electronic type 5G2 : power supply 11-30Vcc-Driver 5Vdc RS422



$\varnothing 58$ et 90mm
 Power supply : 11 to 30Vcc
 Consumption without load : 60mA
 Protection against inverse polarity only for $\varnothing 90 \text{ mm}$
 Intensity of current : $I_o = 40\text{mA}$
 Level "1" mini: $V_{oh} = V_{CC} - 2,5\text{Vdc}$
 Level "0" max: $V_{ol} = 1,5\text{Vdc}$

Electronic type 5G5 : power supply 11-30Vcc-Driver push pull 11-30Vdc



All encoder sizes
 Power supply : 11 to 30Vcc
 Consumption without load : 75mA
 Protection against short-circuits.
 Protection against inverse polarity
 Intensity of current : $I_o = 50\text{mA}$
 Level "1" mini: $V_{oh} = V_{CC} - 2,5\text{Vdc}$
 Level "0" max: $V_{ol} = 1,5\text{Vdc}$

