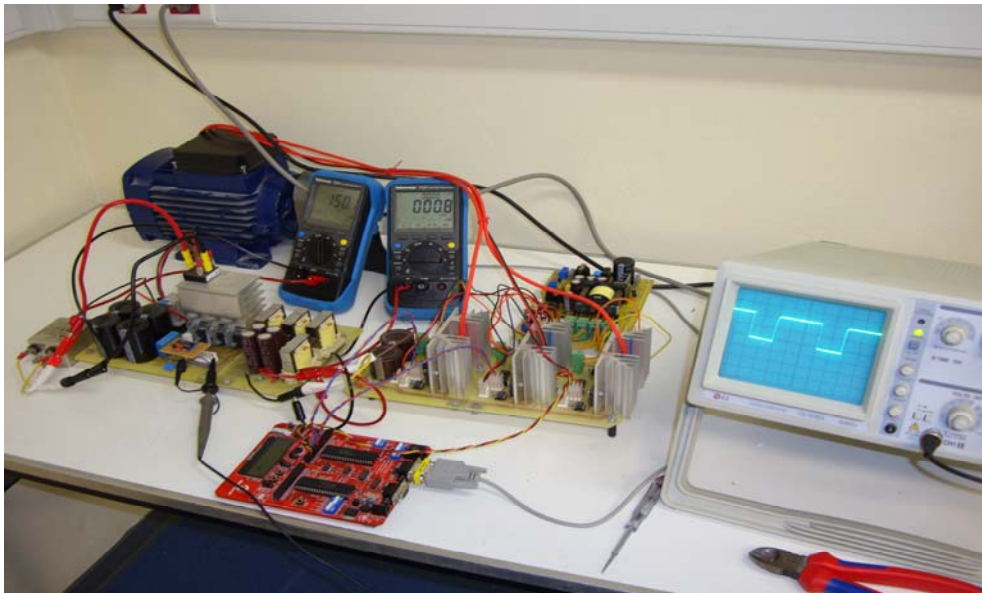


ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ ΣΠΟΥΔΑΣΤΗ:
ΠΙΤΟΥ ΙΩΑΝΝΗ

ΘΕΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ: ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΤΡΟΦΩΝ
ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ
ΙΣΧΥΟΣ 1KW ΜΕΣΟ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ.

ΥΠΕΥΘΥΝΟΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ: ΔΡ.-
ΜΗΧ.
ΝΙΚΟΛΑΟΣ Π. ΠΟΛΥΖΟΣ

ΑΡΙΘΜΟΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ: N⁰ 8



ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ 2010

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

	Σελίδα
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	
ΕΠΟΠΤΙΚΗ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΤΟΥ ΟΛΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	5
1.1 Ο ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας επαγωγής.	5
1.2 Αρχή λειτουργίας.	5
1.3 Τρόποι ελέγχου στροφών ασύγχρονου κινητήρα.	10
1.4 Περιγραφή του συστήματος.	14
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC-DC BUCK	18
2.1 Εισαγωγή	18
2.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (P.W.M)	19
2.3 Αρχή λειτουργίας PWM Control.	19
2.4 Θεωρητική μελέτη του κυκλώματος υποβιβασμού τάσης Buck.	20
2.5 Λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος με σταθερή τάση εισόδου	22
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	
ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ DC-AC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΥΠΟΥ	27
3.1 Εισαγωγή.	27
3.2. Αρχή λειτουργίας αντιστροφέα με τη μέθοδο των τετραγωνικών παλμών	28
3.3 Κύκλωμα οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων της τριφασικής γέφυρας.	32
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	
ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC-DC BUCK	38
4.1 Εισαγωγή.	38
4.2 Κατασκευή του κυκλώματος παλμοδότησης.	39
4.3 Ο ενισχυτής παλμών 2213.	41
4.4 Ο υπολογισμός των στοιχείων ισχύος του μετατροπέα buck.	42
4.5 Ο υπολογισμός των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα buck.	45
4.6 Ο υπολογισμός του πηνίου του μετατροπέα buck.	47

4.7 Ο υπολογισμός των πυκνωτών εισόδου και εξόδου του μετατροπέα buck.	53
4.8 Ο υπολογισμός του διαιρέτη τάσης εισόδου και εξόδου του μετατροπέα buck.	54
4.9 Πειραματικές μετρήσεις-Παλμογραφήματα.	60

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Υπολογισμός του τριφασικού αντιστροφέα.	63
--	-----------

5.1 Εισαγωγή	63
5.2 Δομή του αντιστροφέα.	65
5.3 Υπολογισμός του τριφασικού αντιστροφέα	68
5.4 Υλοποίηση του κυκλώματος.	71
5.5 Παλμογραφήματα.	76

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΣΩ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ	82
--	-----------

6.1 Εισαγωγή.	82
6.2 Η μέθοδος του σταθερού λόγου V/f.	83
6.3 Το μικροϋπολογιστικό σύστημα.	85
6.4 Προγραμματίζοντας τον μετατροπέα Buck.	88
6.5 Προγραμματίζοντας τον αντιστροφέα.	91
6.6 Μέτρηση στροφών του κινητήρα.	95

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ

E.1 Ηλεκτρική κίνηση και ηλεκτρονικά ισχύος [1]

Η ραγδαία ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος τα τελευταία χρόνια στρέφει τα βλέμματα της ηλεκτρομηχανικής ενέργειας. Με τον όρο ηλεκτρομηχανική ενέργεια εννοούμε τη μετατροπή της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική μέσω διαφόρων τύπων ηλεκτρικών μηχανών, όσο και την αντίθετη διαδικασία, τη χρησιμοποίηση δηλαδή των ηλεκτρικών μηχανών για τη παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας.

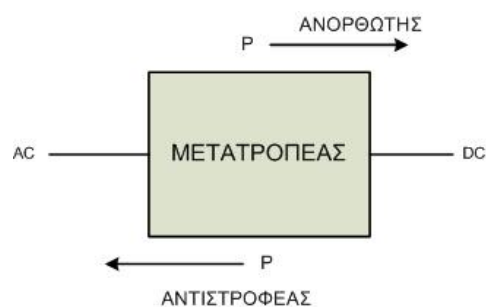
Τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα (motor drives) διαφέρουν σε ισχύ. Η περιοχή ισχύος μπορεί να ξεκινά από μερικά watt μέχρι πολλές χιλιάδες KWatts. Η εύρεση γρήγορων διακοπών, γνωστοί ως ημιαγωγικοί διακόπτες, μας επιτρέπουν να ελέγχουμε μηχανές οποιασδήποτε ισχύος τόσο για τον έλεγχο θέσης όσο για τον έλεγχο ταχύτητας. Σ' όλα τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα, στα οποία ελέγχεται η ταχύτητα ή η θέση, ανάμεσα στη πηγή ισχύος και το κινητήρα περιλαμβάνεται ένας μετατροπέας ισχύος.

Οι μετατροπείς ισχύος ως ηλεκτρονική διάταξη περιλαμβάνει χωρητικά και επαγωγικά στοιχεία, πυκνωτές ή πηνία, που έχουν ως αποτέλεσμα τη στιγμιαία

αποθήκευση ενέργειας. Έτσι η στιγμιαία ισχύ εισόδου είναι ίση με τη στιγμιαία ισχύ εξόδου. Με βάση τη συχνότητα στις δύο πλευρές του μετατροπέα διακρίνουμε της εξής κατηγορίες:

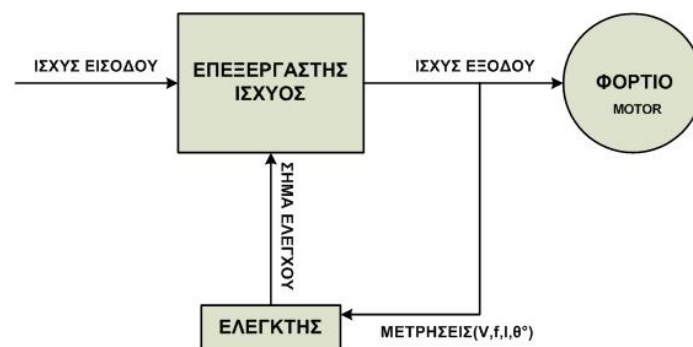
- a. AC-DC b. DC-AC
c. DC-DC d. AC-AC

Όταν η ροή της μέσης ισχύος μεταφέρεται από την AC πλευρά προς τη DC πλευρά έχουμε *λειτουργία ανόρθωσης*. Ενώ η μεταφορά της μέσης ισχύος από την DC πλευρά προς τη AC πλευρά έχουμε *λειτουργία αντιστροφής*.



Σχήμα 1.1 Μετατροπέας ανόρθωσης-αντιστροφής.

Οι επαναστατικοί πρόοδοι της μικροηλεκτρονικής μας δίνει τη δυνατότητα δημιουργίας κλάδου ελέγχου υψηλής ταχύτητας και ανάλυσης. Στα κινητήρια συστήματα είναι αναπόφευκτη η χρήση ενός κλάδου ανάδρασης μεταξύ κινητήρα και μετατροπέων, αν θέλουμε να έχουμε έλεγχο θέσης ή ταχύτητας.



Σχήμα 1.2. Κλάδος ελέγχου στα κινητήρια συστήματα

Σ' αυτό το σημείο, εκμεταλλευόμενοι τα παραπάνω χαρακτηριστικά των ηλεκτρονικών μετατροπών, τίθεται το ερώτημα πιο είδος μηχανής είναι καταλληλότερη για μετατροπή ηλεκτρομηχανικής ενέργειας.

Τις προηγούμενες δεκαετίες χρησιμοποιούνταν κατά κόρο μηχανές συνεχούς ρεύματος (Σ.Ρ) σε κινητήρια συστήματα βιομηχανιών, εκμεταλλευόμενοι το γεγονός

του ανεξάρτητου έλεγχου της μαγνητικής ροής και της ηλεκτρικής ροπής που αναπτύσσεται στο τύλιγμα διέγερσης του στάτη και του τυμπάνου αντίστοιχα. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης, ο οποίος μας επιτρέπει τη λειτουργία με υψηλή απόδοση και ταχεία δυναμική απόκριση, στα τέσσερα τεταρτημόρια και μάλιστα σε χαμηλές στροφές.

Τα ηλεκτρονικά ισχύος μας προσφέρουν τοπολογίες έλεγχου των μηχανών Σ.Ρ αρκετά απλοϊκές και οικονομικές σε αντίθεση με τοπολογίες ελέγχου επαγωγικών-ασύγχρονων μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος (Ε.Ρ) όπου η κατάλληλη τοπολογία ελέγχου είναι ποιο περίπλοκη και το κόστος της αρκετά υψηλό. Ένας Σ.Ρ κινητήρας είναι αρκετά υψηλός σε κόστος, ενώ ο κινητήρας Ε.Ρ είναι πολύ χαμηλότερου κόστους. Μπορεί οι τοπολογίες τροφοδοσίας των Σ.Ρ να είναι πιο οικονομικές και απλοϊκές εμφανίζουν αρκετά μειονεκτήματα σε σχέση με τους ασύγχρονους κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα, τα οποία οφείλονται κυρίως στη παρουσία του συστήματος *συλλέκτη-ψηκτρών*.

Για παράδειγμα είναι ογκοδέστεροι, έχουν μεγάλο αγοραστικό κόστος όπως είπαμε, μεγαλύτερο χρόνο και κόστος συντήρησης, δεν ενδείκνυται η λειτουργία σε εκρηκτικό ή διαβρωτικό περιβάλλον (προστασία μικρότερη του IP65), λειτουργούν σε περιορισμένες τάσεις και ταχύτητες κ.α. Τα παραπάνω μειονεκτήματα όπως είναι φανερό, έδωσαν τη σκυτάλη στους ασύγχρονους κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα. Στο παρακάτω κεφάλαιο αναφέρονται περισσότερα χαρακτηριστικά και μέθοδοι ελέγχου αυτών.

E.2 Αντικείμενο της εργασίας

Στόχος αυτής της πτυχιακής εργασίας είναι ο έλεγχος στοφών ασύγχρονου κινητήρα με τη χρήση μικροελεγκτή. Ο κινητήρας τροφοδοτείται μέσω ενός μετατροπέα DC-DC και ενός αντιστροφέα.

Στο κεφάλαιο 1 γίνεται μία συνοπτική περιγραφή των ασύγχρονων κινητήρων, πως μεταβάλλονται οι στροφές σε σχέση με τη ροπή που δημιουργεί το φορτίο και τη μέθοδο που χρησιμοποιούμε για τη τροφοδοσία του τριφασικού κινητήρα, με τους επιμέρους μετατροπείς ισχύος.

Στο κεφάλαιο 2 περιγράφεται η λειτουργία του μετατροπέα DC-DC (buck) που χρησιμοποιήθηκε για τη μεταβλητή τροφοδοσία του αντιστροφέα (inverter). Στο ίδιο

κεφάλαιο αναφέρεται και η τεχνική έλεγχου του μετατροπέα με τα σχετικά παλμογραφήματα του.

Αντίστοιχη μελέτη και επεξεργασία έγινε για το τριφασικό μετατροπέα DC-AC (inverter), όπως και η μέθοδος παλμοδότησης του, ο οποίος είναι υπεύθυνος για τη τροφοδοσία του κινητήρα διατηρώντας πάντα το λόγο V/f σταθερό. Η λειτουργία του inverter περιγράφεται στο κεφάλαιο 3 με πιστοποίηση τα παλμογραφήματα που πάρθηκαν από ψηφιακό παλμογράφο.

Η κατασκευή του μετατροπέα Buck, οι υπολογισμοί των στοιχείων που απαρτίζουν τον μετατροπέα όπως και η εκλογή αυτών, αναφέρονται στο κεφάλαιο 4. Επίσης στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι τρόποι παλμοδότησης των διακοπτικών στοιχείων καθώς και ο εξοπλισμός του εργαστηρίου που χρησιμοποιήθηκε για την διεκπεραίωση αυτής της άσκησης.

Αντίστοιχη μελέτη έγινε στο μετατροπέα inverter στο κεφάλαιο 5.

Το κεφάλαιο 6 επικεντρώνεται στον έλεγχο των επιμέρους μετατροπών ισχύος και κατά συνέπεια στον έλεγχο του όλου συστήματος. Το μικροϋπολογιστικό σύστημα της microchip με μικροελεγκτή τον disPIC30F 4011 αποτελεί τη καρδιά του επεξεργαστή ισχύος. Αναλύονται τα πλεονεκτήματα αυτού του επεξεργαστή και τα περιφερειακά που τον υποστηρίζουν δίνοντας του τη προτιμία ως ένας από τους καλύτερους μικροελεγκτές για την οδήγηση κινητήρων.

Στο τέλος αυτού του συγγράμματος δίνεται η βιβλιογραφία από όπου αντλήθηκαν όλες οι πληροφορίες της παρούσας μελέτης.

Ακολουθούν τα παραρτήματα, με μία εκτενή αναφορά στα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των υλικών που σίγουρα δίνουν ακόμη περισσότερες πληροφορίες

της όλης σχεδίασης και εν κατακλείδι φωτογραφικό υλικό ώστε ο αναγνώστης να μπορεί να κατανοεί τη σχεδίαση της τοπολογίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΠΟΠΤΙΚΗ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΤΟΥ ΟΛΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

1.1 Ο ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας επαγωγής.[2]

Ο τριφασικός κινητήρας επαγωγής, ονομάζεται και ασύγχρονος κινητήρας, επειδή λειτουργεί με ταχύτητα διαφορετική από τη σύγχρονη. Την πρώτη ονομασία την οφείλει στο γεγονός ότι κατά την λειτουργία του παράγεται ρεύμα εξ επαγωγής στο τύλιγμα του δρομέα. Από πλευράς κατασκευής, ο τριφασικός κινητήρας επαγωγής διακρίνεται σε δύο κύριες κατηγορίες:

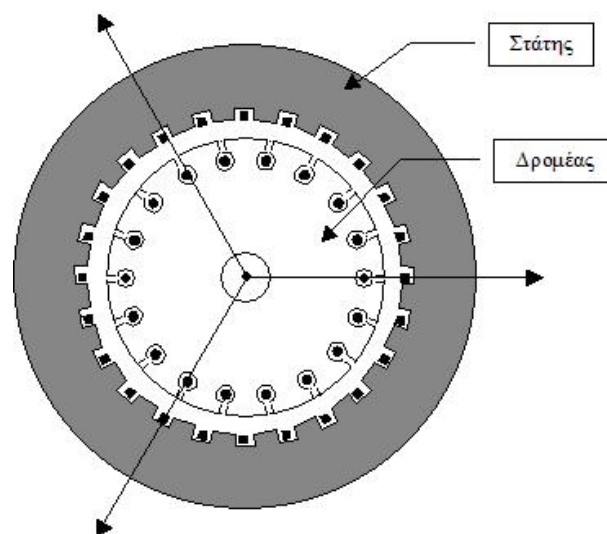
- Κινητήρας με βραχυκυκλωμένο δρομέα (δρομέας τύπου κλωβού)
- Κινητήρας με τυλιγμένο δρομέα (δακτυλιοφόρος δρομέας), για τις εφαρμογές που απαιτείται παρέμβαση στο τύλιγμα του δρομέα όπως σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων ή μετατροπέα

1.2 Αρχή λειτουργίας.

Οι ασύγχρονοι κινητήρες αποτελούνται από δύο κύρια τμήματα, τον "στάτη" που είναι το σταθερό τμήμα και τον "δρομέα" που είναι το περιστρεφόμενο.

Ο στάτης περιλαμβάνει τον πυρήνα και τα τυλίγματά του. Ο πυρήνας αποτελείται από ελάσματα χάλυβα αξονικά τοποθετημένα, στην εσωτερική επιφάνεια των οποίων

υπάρχουν συμμετρικές εγκοπές και κατά συνέπεια αξονικές αυλακώσεις προκειμένου να τοποθετηθούν τα τυλίγματα του στάτη. Τα τυλίγματα του στάτη μπορούν να συνδεθούν κατ' αστέρα ή τρίγωνο ανάλογα με το σχεδιασμό. Επίσης, τα τυλίγματα στο στάτη πρέπει να κατανέμονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται κατά το δυνατόν ημιτονοειδής κατανομή του αναπτυσσόμενου μαγνητικού πεδίου στο διάκενο. Τέλος, για εφαρμογές συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης όπου ο ηλεκτρικός κινητήρας μπορεί να λειτουργεί σε μεγάλη κλίμακα στροφών είναι απαραίτητη η χρήση εξωτερικής-ανεξάρτητης ψύξης. Στην απλούστερη περίπτωση η ψύξη μπορεί να προέρχεται από έναν μικρότερο ηλεκτρικό κινητήρα κατάλληλα τοποθετημένο στο κέλυφος του τριφασικού κινητήρα. Υπάρχουν όμως και περιπτώσεις, κυρίως για ηλεκτρικούς κινητήρες μεγάλης ισχύος, όπου η ψύξη τους γίνεται με την χρήση ψυκτικού υγρού που κυκλοφορεί στο στάτη. Σε αυτή την περίπτωση ο στάτης κατασκευάζεται με επιπλέον αυλακώσεις ώστε να τοποθετούνται σωλήνες μέσω των οποίων ρέει το ψυκτικό υγρό. Στο σχήμα 1.1 παρουσιάζεται μια τυπική διάταξη ενός τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα.



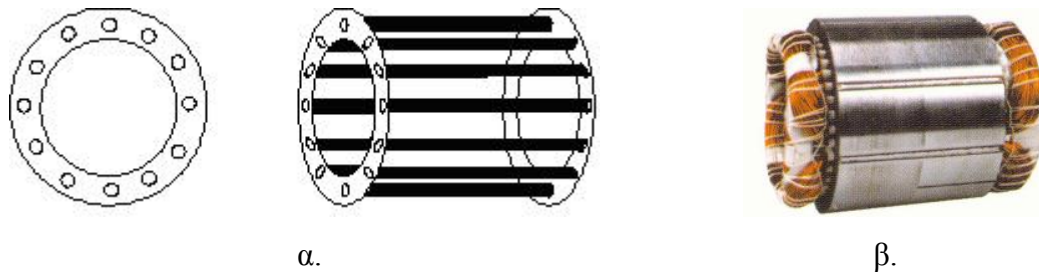
Σχήμα 1.1: Σχηματική παράσταση τριφασικού ασύγχρονου ηλεκτρικού κινητήρα

Αντίστοιχα με το στάτη και ο δρομέας αποτελείται από τον πυρήνα και τα τυλίγματά του. Ο πυρήνας του δρομέα είναι κυλινδρικός και κατασκευάζεται και αυτός από χαλύβδινα ελάσματα κατά τέτοιο τρόπο ώστε να δημιουργούνται στην περιφέρεια αξονικές αυλακώσεις στις οποίες τοποθετούνται τα τυλίγματα του δρομέα. Στην

περίπτωση αυτή ο ηλεκτρικός κινητήρας λέγεται πως είναι κινητήρας με τυλιγμένο δρομέα.

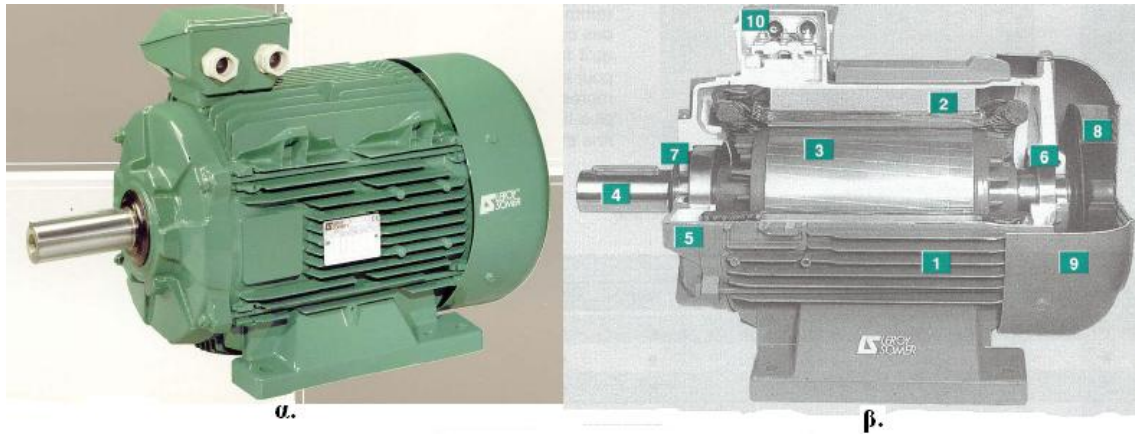
Στην περίπτωση που ο ηλεκτρικός κινητήρας είναι με δρομέα τύπου κλωβού τότε στις αυλακώσεις του πυρήνα τοποθετούνται μπάρες από χαλκό ή αλουμίνιο ή άλλου κατάλληλου κράματος υλικό, οι οποίες στα άκρα τους βραχυκυκλώνονται με δακτυλίους κατασκευασμένους από το ίδιο υλικό.

Από τους δύο τύπους τριφασικών κινητήρων που αναφέρθηκαν ο πιο διαδεδομένος σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι εκείνος με δρομέα τύπου κλωβού γιατί στην περίπτωση τροφοδοσίας από αντιστροφέα δεν απαιτείται σύνδεση εξωτερικών στοιχείων στα τυλίγματα του δρομέα. Στο σχήμα 1.2 παρουσιάζεται μια τυπική διάταξη ενός δρομέα τύπου κλωβού.



Σχήμα 1.2: α. Δρομέας τύπου κλωβού τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα
β. Στάτης τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα

Αξίζει να τονισθεί πως ο κλωβός που μόλις περιγράφηκε αποτελεί την βάση για όλους τους ασύγχρονους κινητήρες. Βέβαια, με βάση την ισχύ του ηλεκτρικού κινητήρα, τις στροφές, την συχνότητα και την τάση λειτουργίας, υπάρχουν κατασκευαστικές διαφοροποιήσεις (κινητήρες βαθέων αυλακών, διπλού κλωβού κ.λ.π.) ενώ και τα υλικά που τον απαρτίζουν (χαλκό ή αλουμίνιο) επιλέγονται ανάλογα με τις απαιτήσεις της συγκεκριμένης εφαρμογής.



Σχήμα 1.3 α. Τυπική εξωτερική δομή ενός τριφασικού επαγωγικού κινητήρα υψηλής απόδοσης.

- β. Διακρίνονται τα παρακάτω μέρη: 1–Πτερύγια ψύξης του στάτη, 2–Ελάσματα του στάτη και το τύλιγμα, 3–Δρομέας, 4–Άξονας, 5–9–Κέλυφος, 6–7 Ρουλεμάν, 8–Ανεμιστήρας, 10–Κιβώτιο ηλεκτρικής σύνδεσης.

Το μαγνητικό πεδίο του στάτη σε μια ασύγχρονη ηλεκτρική μηχανή περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα η οποία προσδιορίζεται από την συχνότητα τροφοδοσίας των τυλιγμάτων του στάτη f_s και τον αριθμό των πόλων της μηχανής P , με βάση τη σχέση 1.1:

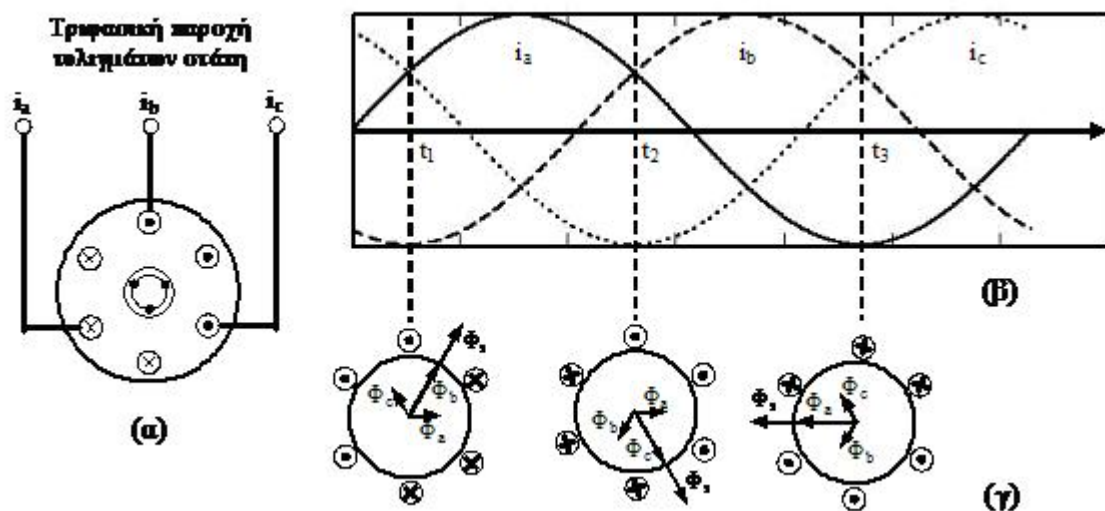
$$n_s = 120 \frac{f_s}{P} \quad (\text{ΣΑΛ}) \quad (1.1)$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \frac{n_s}{60} \quad (\text{rad/sec}) \quad (1.2)$$

Προκειμένου να παραχθεί το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο τα τυλίγματα του στάτη θα πρέπει να είναι κατάλληλα τοποθετημένα (χωρική διαφορά φάσης 120°) και να διαρρέονται με ρεύματα μετατοπισμένα μεταξύ τους στο χρόνο κατά 120° . Για την εύκολη κατανόηση της διαδικασίας έχει θεωρηθεί πως τα τυλίγματα των τριών φάσεων του στάτη είναι συγκεντρωμένα και απεικονίζονται από ένα πηνίο για την κάθε φάση με N σπείρες, ενώ τροφοδοτούνται από συμμετρικά ρεύματα i_a, i_b, i_c με διαφορά φάσης 120° . Με Φ_a, Φ_b, Φ_c , απεικονίζονται οι μαγνητικές ροές που αναπτύσσονται από το κάθε πηνίο. Η συνιστάμενη ροή Φ_s περιστρέφεται στο χρόνο δεξιόστροφα για τη συγκεκριμένη διαδοχή φάσεων των ρευμάτων. Στο σχήμα 1.4 γίνεται μια σχηματική αναπαράσταση για το πως αναπτύσσεται το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο σε έναν τριφασικό κινητήρα επαγωγής.

Με αντίστοιχη διαδικασία όπως αυτή που φαίνεται στο σχήμα 1.4.γ και εναλλαγή της διαδοχής των δύο από τα τρία ρεύματα η συνιστάμενη ροή θα περιστρέφεται αριστερόστροφα. Με αυτό το τρόπο το μαγνητικό πεδίο μπορεί να περιστρέφεται είτε αριστερόστροφα είτε δεξιόστροφα και συνεπώς ο δρομέας του κινητήρα επαγωγής να μπορεί να αλλάξει φορά περιστροφής με την εναλλαγή εκ των τριών συνδέσεων τροφοδοσίας των τυλιγμάτων του στάτη.

Το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο που αναπτύσσεται από τα ρεύματα που διαρρέουν τα τυλίγματα του στάτη επάγει τάσεις και κατά συνέπεια ρεύματα στις μπάρες του δρομέα τύπου κλωβού ή στα τυλίγματα στην περίπτωση που ο δρομέας είναι τυλιγμένος. Τα επαγόμενα ρεύματα στο δρομέα δημιουργούν μια μαγνητική ροή Φ_r στο δρομέα, η οποία ακολουθεί τη ροή του στάτη με μια υστέρηση ως προς αυτή κατά μια γωνία $90^\circ + \alpha$ (α = διαφορά φάσης τάσης - ρεύματος). Η αλληλεπίδραση των δύο μαγνητικών πεδίων και η διαφορά φάσης τους έχει ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη μιας ροπής η οποία προκαλεί την περιστροφική κίνηση του δρομέα με φορά την φορά περιστροφής του πεδίου του στάτη.



Σχήμα 1.4: Μαγνητικό πεδίο τριφασικής ασύγχρονης μηχανής

- α) Απεικόνιση τυλιγμάτων στάτη
- β) Φασικά ρεύματα τυλιγμάτων στάτη
- γ) Στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στάτη

Ο λόγος της διαφορά της σύγχρονης ταχύτητας περιστροφής με την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα ως προς τη σύγχρονη ονομάζεται ολίσθηση και ισχύει:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (\Sigma\Lambda\Lambda) \quad (1.3)$$

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (rad/sec) \quad (1.4)$$

όπου:

s: ολίσθηση

ω_s : σύγχρονη κυκλική ταχύτητα του στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου του στάτη

ω : κυκλική ταχύτητα δρομέα (ταχύτητα άξονα μηχανής)

n_s : σύγχρονη ταχύτητα στρεφόμενου πεδίου

n: ταχύτητα δρομέα

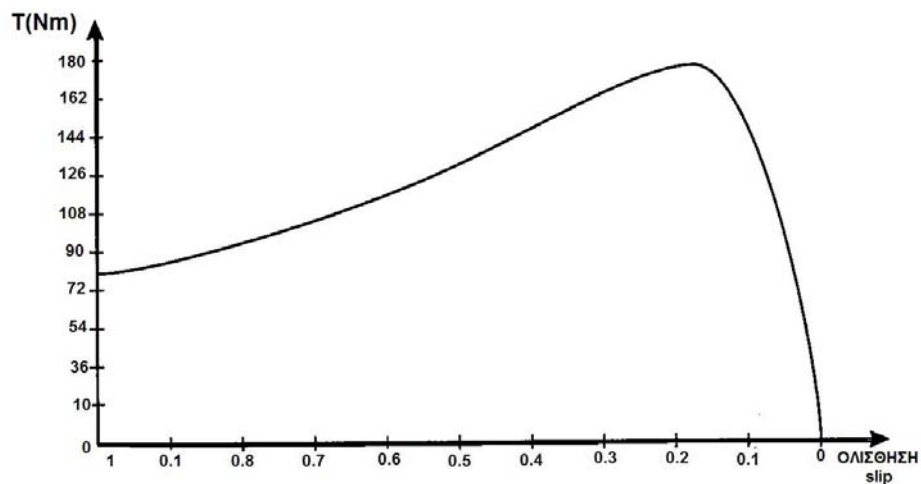
1.3 Τρόποι ελέγχου στροφών ασύγχρονου κινητήρα.[2],[3]

Η ρύθμιση των στροφών ενός ασύγχρονου κινητήρα μπορεί να επιτευχθεί με διάφορους τρόπους. Σύμφωνα με τη σχέση 1.1, οι κυριότεροι τρόποι ρύθμισης στροφών είναι οι εξής:

1. Ρύθμιση της τάσης τροφοδοσίας μέσω μετασχηματιστή ή μέσω αντιπαράλληλα θυρίστορ.
2. Μεταβολή της αντίστασης του δρομέα σε περίπτωση δακτυλιοφόρου δρομέα.
3. Μεταβολή του αριθμού των πόλων.
4. Μεταβολή της ηλεκτρικής συχνότητας του στάτη.

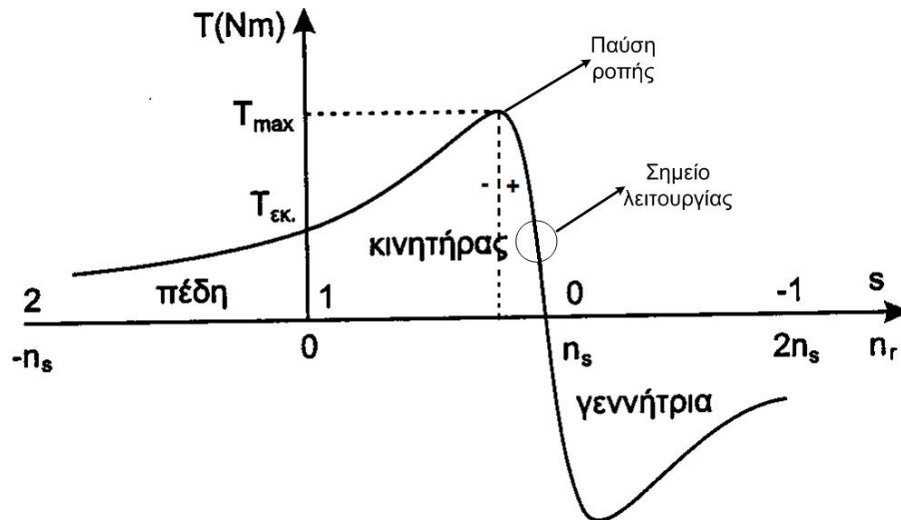
Από τη σχέση 1.4 λύνοντας ως προς τη μηχανική ταχύτητα του κινητήρα $\omega = \omega_s(1 - s)$ συμπεραίνουμε ότι η μηχανική ταχύτητα του κινητήρα θα μεταβληθεί αν μεταβάλλουμε είτε την ολίσθηση του για ένα δεδομένο φορτίο, είτε τη σύγχρονη ταχύτητα του, τη ταχύτητα του μαγνητικού πεδίου του στάτη-δρομέα.

Οι μέθοδοι 1 και 2 μεταβάλλουν την ολίσθηση ενώ η 3 και 4 τη σύγχρονη ταχύτητα. Σ αυτό το σημείο, οι τυπικές χαρακτηριστικές του επαγωγικού κινητήρα κατά τη λειτουργία με σταθερή τάση και συχνότητα, δίδεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.5 Χαρακτηριστική ροπής-στροφών.

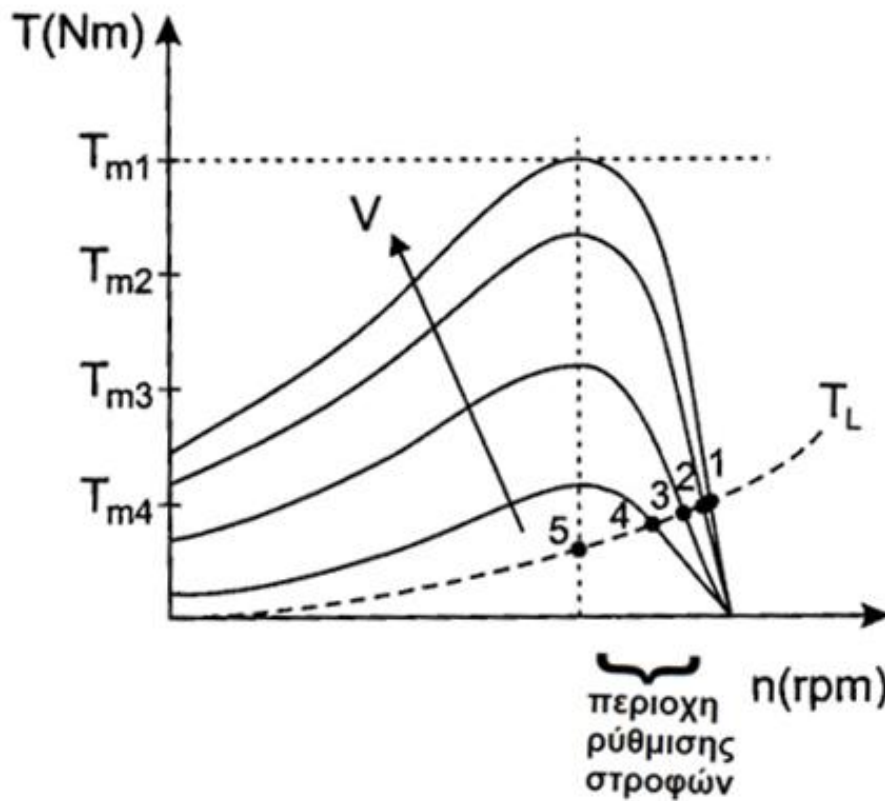
Αν με τη βοήθεια κινητήρα στραφεί ο άξονας της μηχανής πάνω από το σύγχρονο αριθμό στροφών, η ολίσθηση γίνεται αρνητική με αποτέλεσμα η ισχύς του κινητήρα αλλά και η ροπή του γίνεται αρνητική. Αρνητική ισχύς ενός κινητήρα ερμηνεύεται ως λειτουργία γεννήτριας. Επίσης, η μικρότερη ροπή ερμηνεύεται και ως μικρότερη ολίσθηση δηλαδή μικρότερες απώλειες στο εσωτερικό της μηχανής. Από το σχήμα 1.6 που ακολουθεί συμπεραίνουμε ότι η λειτουργία της μηχανής σε υπερσύγχρονο αριθμό στροφών ($s < 0$), έχουμε λειτουργία γεννήτριας αποδίδοντας πραγματική ισχύ στο δίκτυο. Φυσικά σ αυτή τη κατάσταση λειτουργίας γίνεται χωρίς τη παρουσία φορτίου αφού η ροπή γίνεται αρνητική.



Σχήμα 1.6 Χαρακτηριστική ροπή στροφών με υπερσύγχρονο αριθμό στροφών.

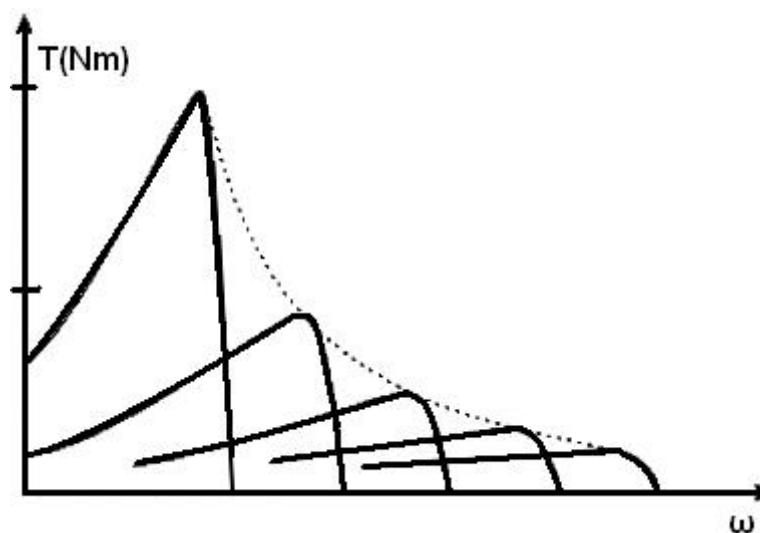
- + : ευσταθή λειτουργία
- : ασταθή λειτουργία.

Ο πιο γνωστός τρόπος ρύθμισης στροφών είναι η αύξηση της τάσης τροφοδοσίας των τυλιγμάτων του κινητήρα με σταθερή τη συχνότητα λειτουργίας. Η μέθοδος αυτή, όπως φαίνεται και από το σχήμα 1.7 μας επιτρέπει να έχουμε ρύθμιση στροφών σε μία μόνο περιοχή.



Σχήμα 1.7 Χαρακτηριστική ροπής στροφών ρυθμίζοντας μόνο τη τάση έχοντας σταθερή τη συχνότητα .

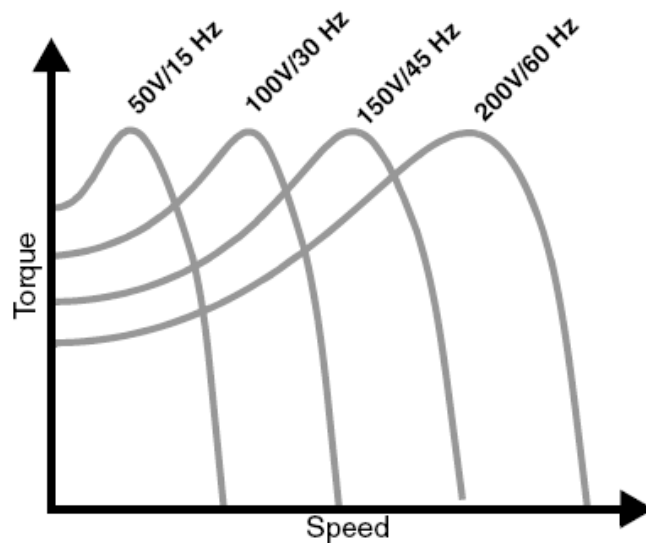
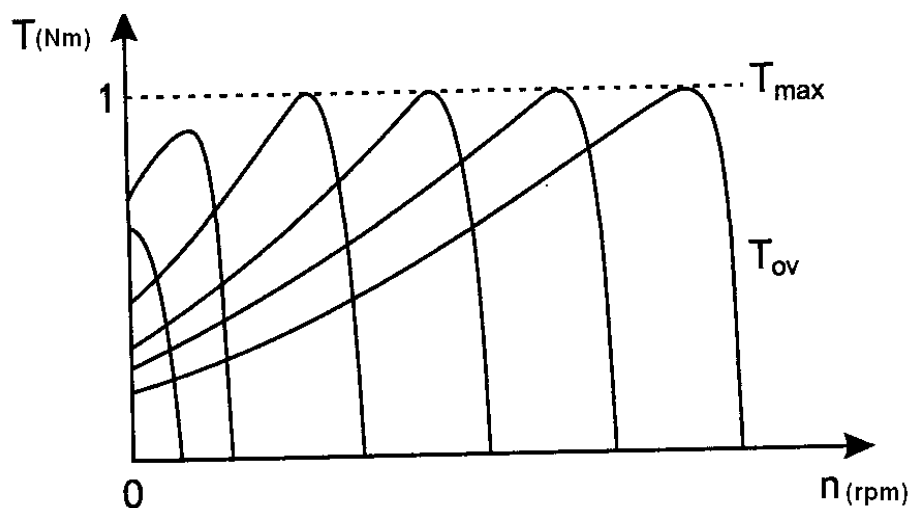
Από τη σχέση 1.1 οι στροφές ασύγχρονου κινητήρα εξαρτάται και από τη συχνότητα. Αν κάνουμε την αντίστροφη διαδικασία της παραπάνω διερεύνησης, δηλαδή τη ρύθμιση της συχνότητας έχοντας τη τάση τροφοδοσίας σταθερή προκύπτει η παρακάτω χαρακτηριστική 1.8.



Σχήμα 1.8 Χαρακτηριστική ροπής στροφών με σταθερή τάση και μεταβλητής συχνότητας.

Συμπεραίνουμε ότι η παραπάνω μέθοδος ελαττώνει τη ροπή στον άξονα του κινητήρα όσο αυξάνουμε τις στροφές. Η συγκεκριμένη μέθοδος, είναι κατάλληλη σε συστήματα τα οποία απαιτούν υψηλές ροπές κατά την εκκίνηση και σε χαμηλές ταχύτητες και αρκετά μικρότερες ροπές σε υψηλές ταχύτητες. Φυσικά ο κινητήρας θα πρέπει να τηρεί προδιαγραφές ψύξης του, λόγω των υψηλών ρευμάτων που αναπτύσσονται κατά την εκκίνηση σε χαμηλές τιμές συχνοτήτων.

Η πιο διαδεδομένη μέθοδος διατήρησης της ροπής σε οποιαδήποτε κλίμακα τιμών στροφών, είναι αυτή της σταθερής διατήρησης του λόγου V/f . Η παρακάτω χαρακτηριστική παρουσιάζει τη μέθοδο αυτή.



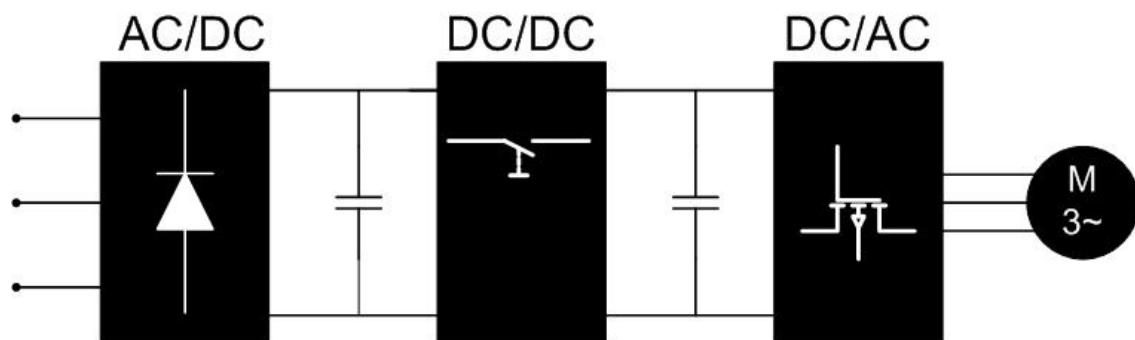
Σχήμα 1.9 Χαρακτηριστική ροπή στροφών με V/f σταθερό.

Τα πλεονεκτήματα της μεθόδου αυτής είναι:

- Ρύθμιση στροφών σε μεγάλο εύρος.
- Ασήμαντες απώλειες.
- Ομαλή εκκίνηση.
- Λειτουργία του κινητήρα και πέρα από τις ονομαστικές τιμές.
- Μεγάλη αξιοπιστία συστήματος μετατροπέα-κινητήρα.

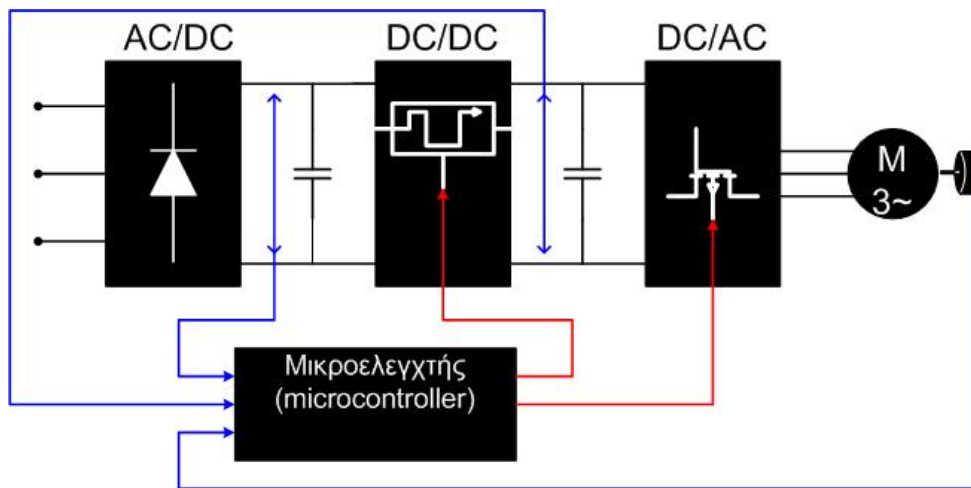
1.4 Περιγραφή του συστήματος.

Για να επιτύχουμε τον έλεγχο στροφών διατηρώντας το λόγο V/f σταθερό, όπως αναφερθήκαμε παραπάνω, χρησιμοποιούμε τον εξής μετατροπέα ισχύος περιγράφοντας τον σε ένα απλό σχηματικό διάγραμμα.



Σχήμα 1.10 Απλή περιγραφή του όλου συστήματος της πτυχιακής εργασίας.

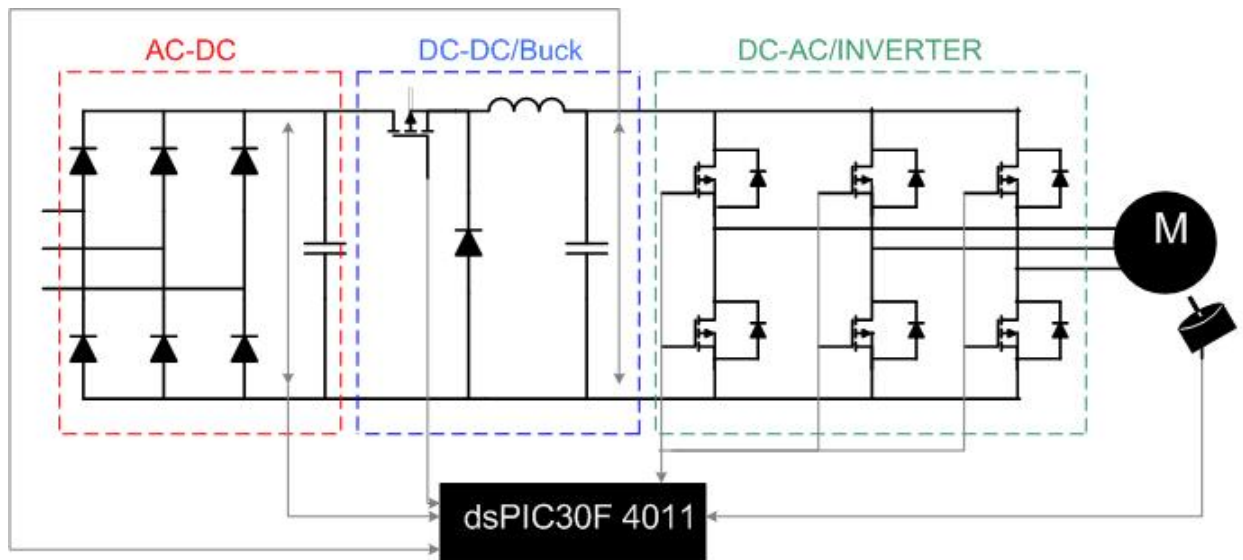
Φυσικά στα συστήματα ελέγχου δε μπορεί να παραληφθεί η ανάδραση του όλου συστήματος όπου είναι το μικροϋπολογιστικό σύστημα το οποίο συγκρίνει μεγέθη διατηρώντας έτσι σταθερό το λόγο V/f.



Σχήμα 1.11 Σύστημα οδήγησης ασύγχρονου κινητήρα με μικροελεγχτή.

Όπως φαίνεται από το παραπάνω διάγραμμα, η πτυχιακή εργασία αποτελείται από τα επιμέρους τμήματα:

1. Μία εξαπαλμική γέφυρα με διόδους.
2. Ηλεκτρονικός μετατροπέας συνεχούς συνιστώσας σε συνεχή συνιστώσα μεταβλητού εύρους.
3. Αντιστροφέα συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση ή Inverter παλμοδοτούμενος με τη μέθοδο της τετραγωνικής κυματομορφής.
4. Μικροϋπολογιστικό σύστημα δημιουργώντας το βρόχο ανάδρασης του συστήματος.
5. Ασύγχρονος εναλλασσόμενος κινητήρας με κατασκευαστικά χαρακτηριστικά για χρήση εργαστηριακών εφαρμογών.
6. Στροφόμετρο, αναλογικού σήματος εξόδου , για τη μέτρηση της πραγματικής ταχύτητας του κινητήρα.



Σχήμα 1.12 Εποπτική παρουσίαση του όλου συστήματος.

Για τη περιγραφή του όλου συστήματος “διαβάζουμε” το σχηματικό διάγραμμα 1.12 από αριστερά προς δεξιά. Αρχικά χρησιμοποιούμε μια ανορθωτική διάταξη με έξι διόδους για τη μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή. Η ανόρθωση μπορεί να είναι είτε φασική είτε πολική. Στη συγκεκριμένη πτυχιακή χρησιμοποιήθηκε πολική ανόρθωση. Στην έξοδο της ανορθωτικής διάταξης τοποθετούμε ένα μεγάλο ηλεκτρολυτικό πυκνωτή, δουλεύοντας ως φίλτρο εξομάλυνσης της συνεχής τάσης.

Ακολουθεί η κατασκευή μετατροπέα DC-DC υποβιβασμού τάσης ή Buck. Η τοπολογία τύπου Buck, όπου αναλύεται εκτενέστερα στο επόμενο κεφάλαιο (2), έχει το πλεονέκτημα της ρύθμισης της συνεχής τάσης εξόδου από 0 ως V_{in} . Η γραμμική αυτή ρύθμιση γίνεται με τη διαδεδομένη μέθοδο PWM (Pulse With Modulation) ή διαμόρφωση του εύρους παλμών. Ανάλογα με τη μεταβολή του λόγου κατάτμησης d (duty cycle) του παλμού μεταβάλλεται ο χρόνος αγωγής, εφαρμοζόμενος στη πύλη (gate) του ημιαγωγικού στοιχείου του μετατροπέα. Η μεταβλητή DC τάση αποτελεί την είσοδο του inverter και συνεπώς το πλάτος της AC τάσης του κινητήρα.

Η έξοδος του μετατροπέα υποβιβασμού της τάσης αποτελεί την είσοδο του αντιστροφέα. Ο αντιστροφέας δέχεται τη συνεχή τάση και τη μετατρέπει σε εναλλασσόμενη. Η μέθοδος παλμοδότησης των στοιχείων του μετατροπέα δεν γίνεται με τη μέθοδο PWM αλλά με τη μέθοδο της τετραγωνικής κυματομορφής (Square Wave Method). Επίσης, αυτή η μέθοδος είναι και ο σκοπός της πτυχιακής εργασίας, δηλαδή να διαπιστωθεί ο βαθμός στον οποίο είναι δυνατόν ο έλεγχος των στροφών κινητήρα με αυτή τη μέθοδο. Η ρύθμιση της συχνότητας γίνεται από 6,25

μέχρι 80Hz, ενώ η τάση μέχρι V_{ov}. Με τη μέθοδο της τετραγωνικής κυματομορφής ή αλλιώς λογική παλμοδότησης των 180° διαμορφώνεται με τη παλμοδότηση ανά 60° διαφορετικών τριάδων στοιχείων, για να παραχθεί η απαιτούμενη AC τάση στην έξοδο, πραγματοποιώντας συνολικά έξι μεταβάσεις στη διάρκεια μίας ηλεκτρικής περιόδου. Η ανάλυση αυτής της μεθόδου γίνεται σε επόμενα κεφάλαια.

Το σύστημα ανάδρασης αποτελείται από τον processor dsPIC30F 4011 του οίκου microchip. Με τον 4011 διαμορφώνεται ο σταθερός λόγος V/f. Κάθε φορά μετρούνται ρεύματα και τάσεις από κάθε μετατροπέα ισχύος μέσω τον A/D (analog-digital) εισόδων που διαθέτει ο συγκεκριμένος ελεγκτής. Για τη παλμοδότηση της κάθε ομάδας του αντιστροφέα απαιτείται ένας χρόνος καθυστέρησης στη παλμοδότηση του πάνω στοιχείου με το κάτω στοιχείο. Αυτός ο “νεκρός χρόνος” (dead time) προσφέρεται πολύ εύκολα, όπως επίσης και οι επτά (7) PWM. Έξι για τη τριφασική γέφυρα των στοιχείων IGBT του αντιστροφέα και ένας για τη παλμοδότηση του MOSFET στο μετατροπέα DC-DC. Τέλος, το πρόγραμμα ελέγχου που τρέχει στο μικροϋπολογιστή “διαβάζει” σε κάθε κύκλο του τις τιμές των μετρούμενων τιμών αλλά και τους παλμούς της παλμογεννήτριας encoder στον άξονα του κινητήρα. Όλα τα μεγέθη αναλύονται, ελέγχονται αν είναι σε ασφαλή τιμές, επεξεργάζονται και στη συνέχεια παράγονται τα κατάλληλα σήματα εξόδου από τον μικροϋπολογιστή προς τον inverter και buck με στόχο τη διατήρηση της ταχύτητας (στροφές) του κινητήρα σταθερή ανεξάρτητα το φορτίο που εφαρμόζεται στον άξονα του κινητήρα.

Τέλος στον άξονα του κινητήρα τοποθετούμε αισθητήρα ταχύτητας ή θέσης. Παραπάνω χρησιμοποιήθηκε με τον όρο παλμογεννήτρια. Για τον έλεγχο της στιγμιαίας ταχύτητας μέσα σε μία καθορισμένη περιοχή, η κυμάτωση της ταχύτητας του αισθητηρίου θα πρέπει να είναι μικρή. Αυτό μπορεί να γίνει κατανοητό με τους επαυξητικούς (incremental encoders) κωδικοποιητές θέσης, οι οποίοι χρησιμοποιούνται πολύ συχνά και για τη μέτρηση της ταχύτητας. Όταν το αισθητήριο αυτό χρησιμοποιείται στις πολύ μικρές ταχύτητες θα πρέπει ο αριθμός των παλμών που παράγεται να είναι πολύ μεγάλος ώστε να υπάρχει πολύ μεγαλύτερη ακρίβεια στη μέτρηση στιγμιαίας ταχύτητας. Περισσότερες πληροφορίες για τον encoder που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζονται στα παραρτήματα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC-DC

BUCK

2.1 Εισαγωγή [5]

Με τον όρο μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση εννοούμε τους μετατροπείς όπου στην είσοδο εφαρμόζεται συνεχή τάση και στην έξοδο λαμβάνουμε συνεχή τάση μεταβλητής τιμής. Σκοπός είναι να μεταβάλλεται ρυθμιστικά η μέση τιμή της συνεχούς τάσης που εφαρμόζεται σε ένα φορτίο.

Στην διεθνή βιβλιογραφία αναφέρονται ως σταθεροποιημένα τροφοδοτικά και όχι ως γραμμικά. Τα πλέον γρήγορα διακοπτικά τροφοδοτικά μπορούν να λειτουργούν σε μεγάλη κλίμακα ισχύος και αυτό οφείλεται στη γρήγορη διακοπτική συχνότητα που χαρακτηρίζουν τα ημιαγωγικά στοιχεία MOSFET- IGBT. Οι μετατροπείς DC-DC διαθέτουν τουλάχιστον έναν τέτοιο ημιαγωγικό διακόπτη. Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα των διακοπτικών τροφοδοτικών με αυτό των γραμμικών τροφοδοτικών είναι ότι παρουσιάζουν μικρή κατανάλωση άρα και μεγάλο βαθμό απόδοσης, μικρότερο όγκο-βάρος και τέλος η δυνατότητα ελέγχου αυτών.

Οι κυριότεροι μετατροπείς DC-DC είναι οι εξής:

1. Υποβιβασμού τάσης BUCK.
2. Ανύψωση τάσης BOOST.
3. Υποβιβασμού και ανύψωση τάσης BUCK-BOOST.
4. Μικτού μετατροπέα CUK.
5. FLYBUCK.
6. FORWARD.
7. PUSH-PULL.

Οι μετατροπείς 1,2,3,4 είναι μετατροπείς δίχως ηλεκτρικής απομόνωσης. Αντίθετα οι μετατροπείς 5,6,7 διαθέτουν τροφοδοσία με ηλεκτρική απομόνωση.

2.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (P.W.M) [1]

Τα κυκλώματα παλμοδότησης, ελέγχου του ημιαγωγικού διακόπτη που χρησιμοποιούνται γίνεται με τη τεχνική διαμόρφωσης παλμών (PWM Pulse With Modulation) ή με τη τεχνική Διαμόρφωσης της Συχνότητας των Παλμών (P.F.M Pulse Frequency Modulation).

Με τη πρώτη τεχνική διατηρούμε σταθερή τη συχνότητα έναυσης και σβέσης του στοιχείου και μεταβάλλουμε το χρόνο αγωγής. Με τη δεύτερη τεχνική μεταβάλλουμε τη συχνότητα και διατηρούμε σταθερούς τους χρόνους έναυσης και σβέσης.

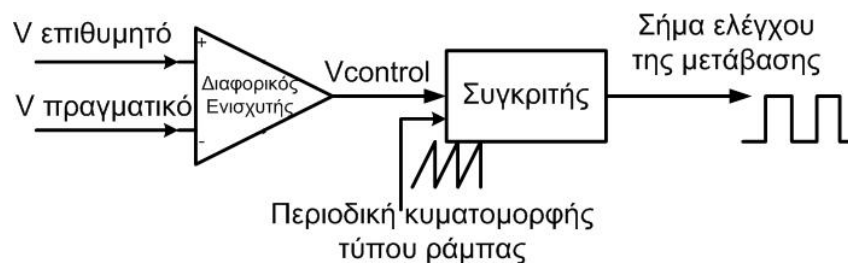
Η μέθοδος που ακολουθούμε στη συγκεκριμένη άσκηση για τον έλεγχο της μέσης τάσης εξόδου πραγματοποιείται με σταθερή διακοπτική συχνότητα, ή καλύτερα με σταθερή διακοπτική περίοδο ($T_s = T_{on} + T_{off}$), και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός [pwm control]. Η διάρκεια κατά την οποία είναι ανοιχτός ο διακόπτης ρυθμίζεται με τη *σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle)*.

Σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία το ημιαγωγικό στοιχείο είναι σε αγωγή προς τη διακοπτική περίοδο.

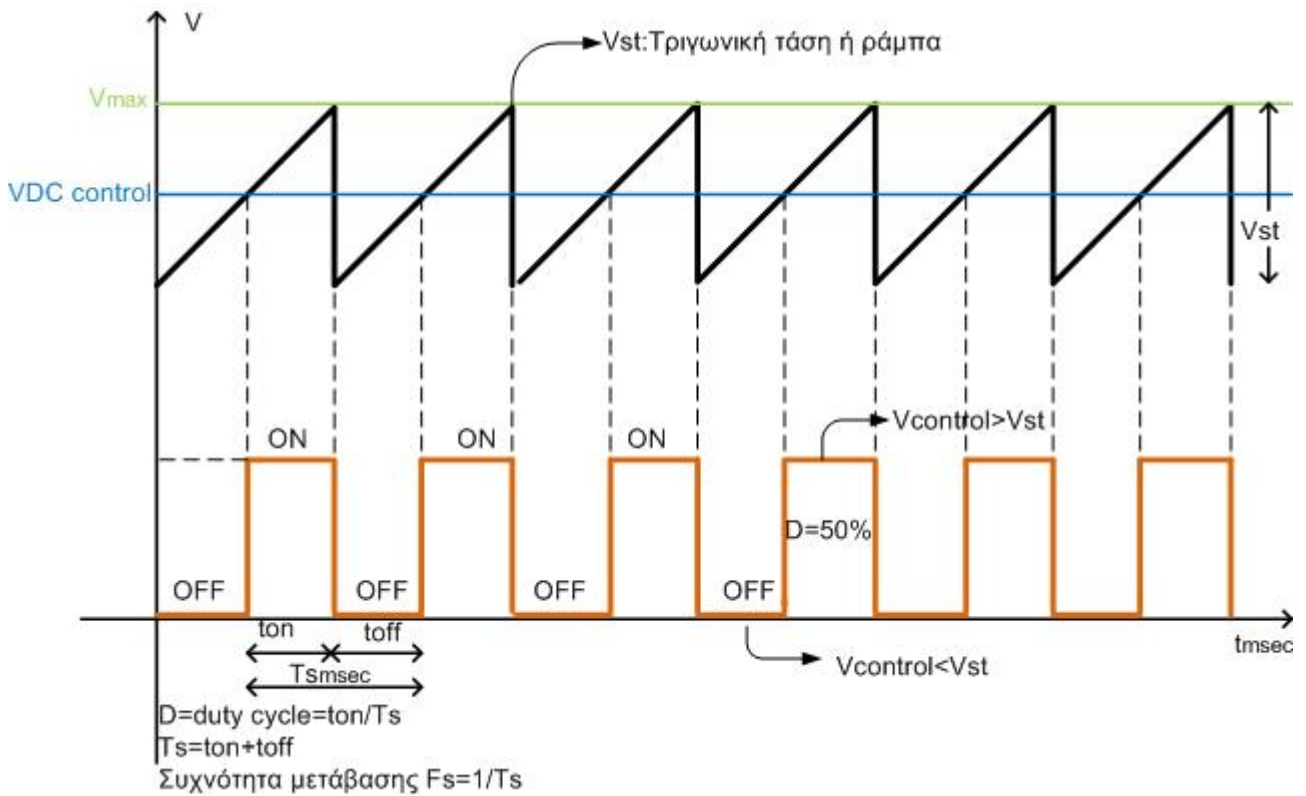
$$D = \frac{t_{on}}{T_s}$$

2.3 Αρχή λειτουργίας PWM Control. [1],[3]

Ένας ταλαντωτής χρησιμοποιείται για να δημιουργεί μία πριονωτή ή τριγωνική τάση (V_{st}). Ένας συγκριτής συγκρίνει τη πριονωτή τάση με μία μεταβλητή DC τάση αναφοράς τη $V_{control}$. Όταν η τάση αναφοράς είναι μεγαλύτερη από τη πριονωτή τάση (κυματομορφή, σχήμα 2.1) το σήμα ελέγχου του ημιαγωγικού στοιχείου είναι σε υψηλή στάθμη οπότε προκαλεί την αγωγή του ημιαγωγικού στοιχείου. Διαφορετικά, το ημιαγωγικό στοιχείο είναι σε κατάσταση αποκοπής.



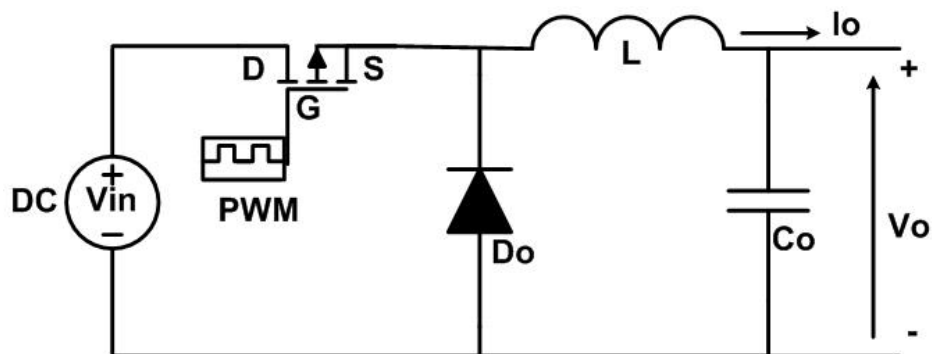
Σχήμα 2.1 Λειτουργικό διάγραμμα του διαμορφωτή εύρους παλμών.



Σχήμα 2.2 Τεχνική της διαμόρφωσης εύρους παλμών. Σήματα συγκριτή, τάση εξόδου.

2.4 Θεωρητική μελέτη του κυκλώματος υποβιβασμού τάσης Buck.[1],[5]

Στο σχήμα 2.3 που ακολουθεί φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

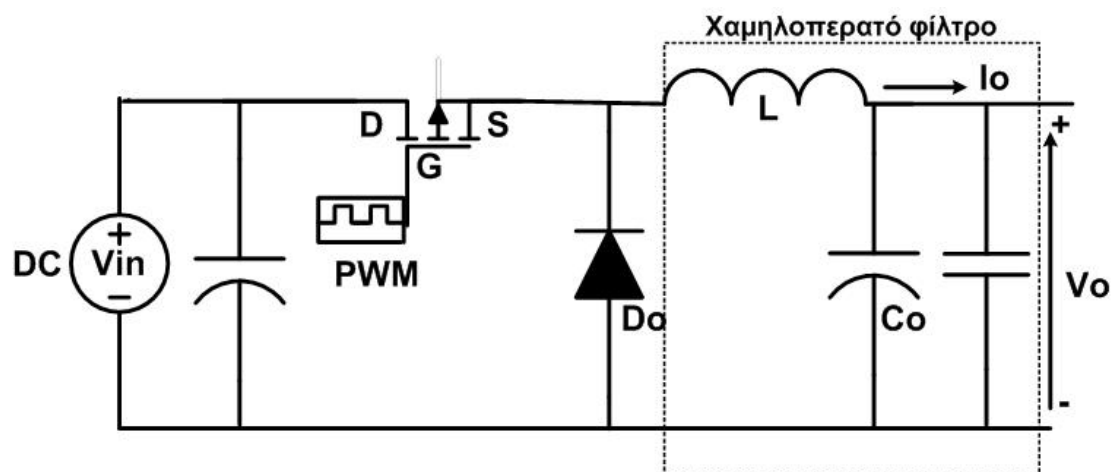


Σχήμα 2.3 Βασικό κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης με PWM.

Όταν το ημιαγωγικό στοιχείο (MOSFET) είναι σε κατάσταση αγωγής (διακόπτης κλειστός), η διάδος του σχήματος 2.3 πολώνεται ανάστροφα και η είσοδος παρέχει ενέργεια τόσο στο φορτίο τόσο και στο πηνίο το οποίο φορτίζεται γραμμικά. Όσο το

ημιαγωγικό στοιχείο είναι σε κατάσταση αποκοπής η αποθηκευμένη ενέργεια ρέει διαμέσου της διόδου.

Η παραπάνω ανάλυση αναφέρεται σε φορτία ωμικά, όπως για παράδειγμα μικρά τροφοδοτικά. Στη πραγματικότητα έχουμε πολύ σπάνια ωμικά φορτία και εφόσον μιλάμε για συστήματα κίνησης ο μετατροπέας υποβιβασμού μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη ρύθμιση στροφών DC κινητήρων σε λειτουργία ενός τεταρτημορίου. Έτσι, θα υπάρχει πάντα κάποια παρασιτική αυτεπαγωγή που σημαίνει ότι ο διακόπτης θα πρέπει να απορροφά πάντα την ενέργεια αυτή διαφορετικά μπορεί να καταστραφεί. Για το λόγο αυτό τοποθετείται η δίοδος και ένα χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και πυκνωτή. Ο πυκνωτής C_o όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4 θα πρέπει να είναι ηλεκτρολυτικός, όπως και στην είσοδο, ώστε να διατηρείται η τάση σε ένα σταθερό επιθυμητό επίπεδο και ένας δεύτερος πολυπροπυλαινίου ώστε να αντιμετωπίζει τις στιγμιαίες αιχμές τάσης.



Σχήμα 2.4 DC-DC μετατροπέας Buck.

Η παραπάνω λειτουργία φαίνεται καλύτερα στο παρακάτω σχηματικό διάγραμμα. Η τιμή της τάσης εξόδου V_o μπορεί να μεταβληθεί μεταβάλλοντας το χρόνο t_{on} και διατηρώντας τη περίοδο σταθερή δηλαδή λειτουργία PWM. Έτσι διακρίνουμε δύο καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα.

- Όταν το ρεύμα I_o είναι ασυνεχές, δηλαδή όταν το I_o μηδενίζεται για κάποιο χρονικό διάστημα έτσι ώστε όταν είναι $I_o=0$ ισχύει ότι $V_o=V_{D_o}$ και ονομάζεται Ασυνεχής αγωγή-Discontinious Conduction Mode
- Όταν η περίοδος T έχει ελαττωθεί σε τέτοιο βαθμό, ώστε το I_o να μην έχει πάψει να ρέει όταν το MOSFET ανάψει και πάλι, δηλαδή το ρεύμα I_o να είναι συνεχές. Αύξηση του L_o ή μείωση της V_{D_o} τείνει επίσης να έχει ως

αποτέλεσμα συνεχές ρεύμα I_o . Η κατάσταση αυτή ονομάζεται Συνεχή αγωγή-Continuous Conduction Mode.

Στα συστήματα κίνησης θέλουμε να έχουμε πάντα συνεχή αγωγή ώστε να αποφεύγονται τα σημεία μηδενισμού. Διαφορετικά θα αλλάζει ο λόγος κατάτμησης (μέσω της ανάδρασης) οπότε και οι στροφές στον άξονα της μηχανής.

Οι τύποι που ισχύουν στη τοπολογία Buck είναι οι εξής:

➤ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ .

ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ (CONTINUOUS CONDUCTION MODE)

$$V_o = D \cdot V_d \quad (2.1)$$

$$I_o = \frac{I_{L \max} + I_{L \min}}{2} \quad (2.2)$$

$$I_{L \max} - I_{L \min} = \frac{V_d - V_o}{L_o} \cdot D \cdot T = \frac{V_o}{L_o} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (2.3)$$

ΑΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ (DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE)

$$V_o = V_d \cdot \frac{D^2}{2} \cdot \frac{1}{\frac{D^2}{2} + I_o \cdot \frac{L_o}{V_d \cdot T}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_o}{I_{o \min}} \right)} \quad (2.4)$$

ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ.

$$I_{o \min} = \frac{V_d - V_o}{L_o} \cdot D \cdot \frac{T}{2} = \frac{D \cdot (1 - D)}{2} \cdot \frac{V_d \cdot T}{L_o} \quad (2.5)$$

Όπου οι μεταβλητές στους τύπους είναι είναι:

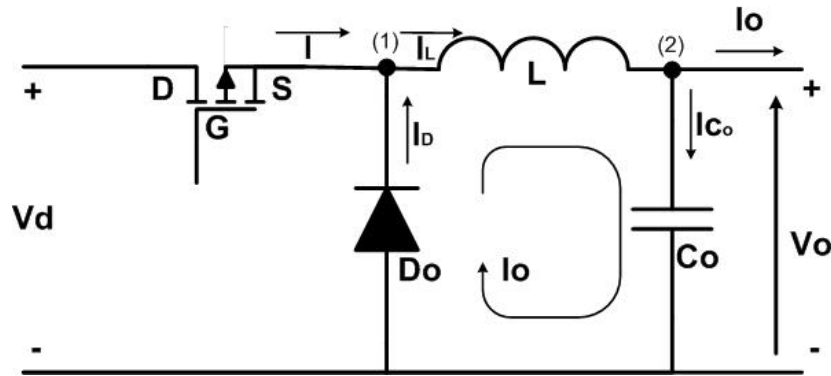
I_o : το ρεύμα στην έξοδο του μετατροπέα

V_o : η τάση στην έξοδο του μετατροπέα

V_d : η τάση εξόδου

I_L : το ρεύμα στο πηνίο

Οι κοιματομορφές που πέρνουμε απο τη τοπολογία τύπου buck για σταθερή τάση εξόδου και μεταβλητή τάση εξόδου είναι οι εξής:



Σχήμα 2.5 Ανάλυση ρευμάτων μετατροπέα BUCK

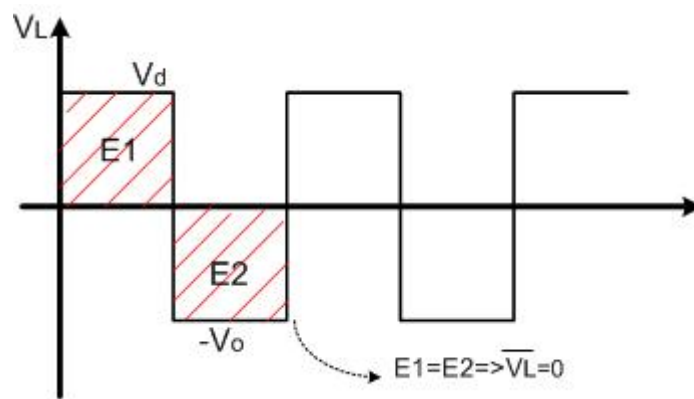
Αρχικά δίνεται ένας παλμός έναυσης T_{on} στο ηλεκτρόδιο gate του ημιαγωγικού στοιχείου με τη μέθοδο PWM. Η V_g είναι ανάλογη της τάσης εξόδου V_d . Με το κλείσιμο του διακόπτη η πτώση τάσης πάνω στο διακόπτη είναι ίση με μηδέν. Οπότε η V_{DS} εμφανίζεται όταν εφαρμόζεται παλμός T_{off} . Από το 2 νόμο του Kirchoff ισχύει ότι:

$$V_o = V_d - V_L \Leftrightarrow$$

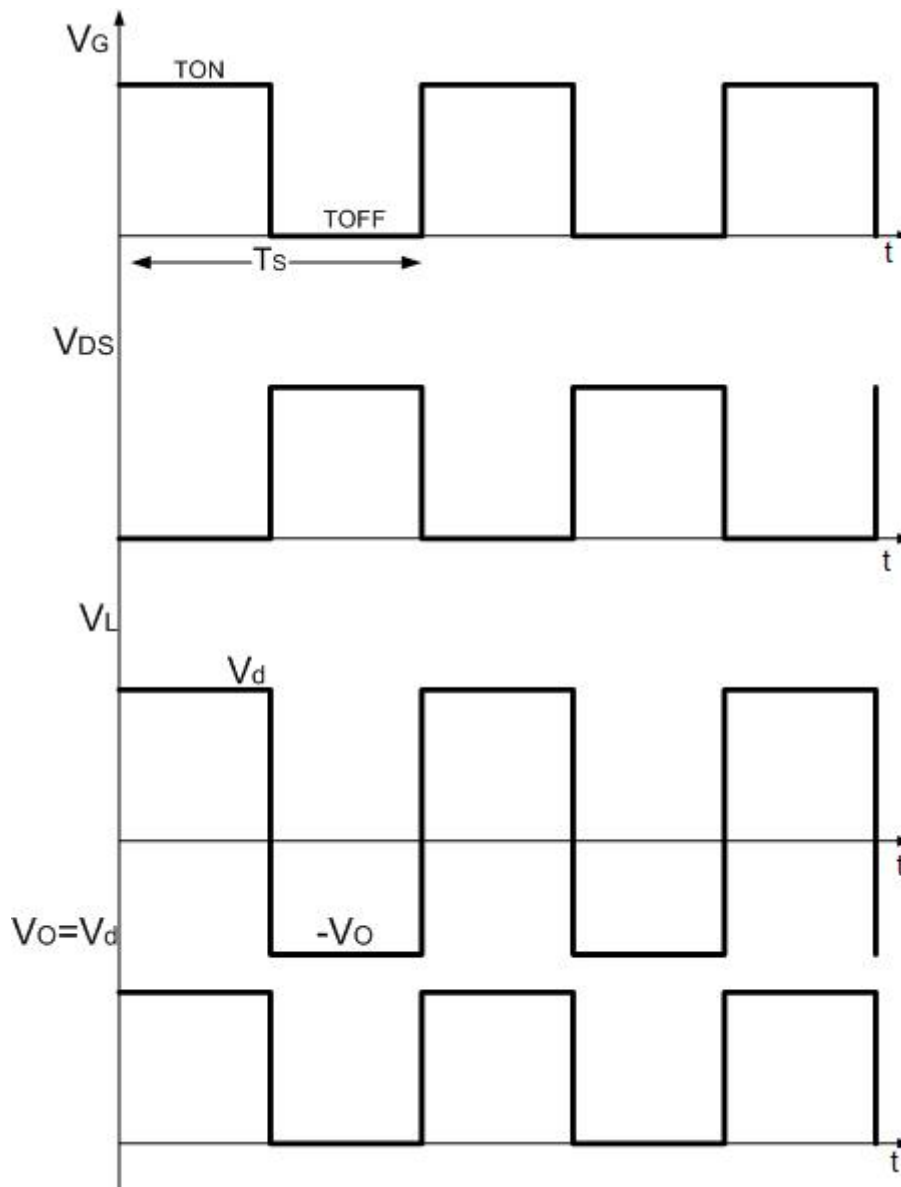
$$V_L = V_d - V_o$$

Όταν ο διακόπτης ανοίξει εξαιτίας της αποθηκευμένης ενέργειας του πηνίου, το i_L συνεχίζει να ρέει, οπότε ισχύει ότι $V_L = V_d - V_o$ με $V_d = 0$. Το ρεύμα αυτό ρέει της διόδου και $V_L = -V_o$.

Μιλώντας όμως για μέσες τιμές, η μέση τιμή ενός πηνίου είναι ίση με 0. Έτσι έχουμε ότι $V_d = V_o$. Επίσης η δίοδος είναι παράλληλα με την έξοδο, οπότε ισχύει $V_{D_o} = V_o$. Όταν ο διακόπτης ανοίξει εξαιτίας της αποθηκευμένης ενέργειας στο πηνίο, το i_L συνεχίζει να ρέει, οπότε ισχύει ότι $V_L = V_d - V_o$. Το ρεύμα αυτό ρέει μέσω της διόδου και $V_L = -V_o$.



Σχήμα 2.6 Η V_d είναι ίση με $-V_o$, σύμφωνα με τον νόμο του Kirchoff.



Σχήμα 2.7 Θεωρητική ανάλυση των τάσεων μετατροπέα Buck συνεχής αγωγής.

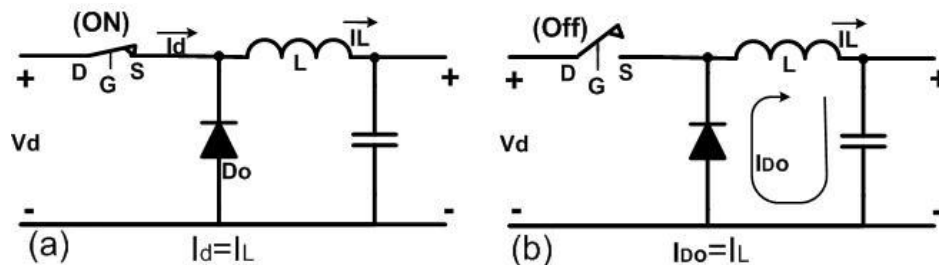
Ανάλυση γίνεται και στα ρεύματα του κυκλώματος όπου οι νόμοι του Kirckoff μας βοηθούν και πάλι για την εύρεση των κυματομορφών. Αρχικά γνωρίζουμε ότι όταν το ημιαγωγικό στοιχείο άγει (παλμός στο Gate) έχουμε γραμμική αύξηση του ρεύματος του πηνίου για διάστημα t_{on} . Σε κατάσταση αποκοπής του στοιχείου, δηλαδή για διάστημα t_{off} έχουμε εκφόρτιση του ρεύματος του πηνίου. Η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου είναι ίση με το μέσο ρεύμα εξόδου I_o , εφόσον το μέσο ρεύμα του πυκνωτή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι ίσο με το μηδέν. Σύμφωνα με τα παραπάνω στο κόμβο (2) από Kirckoff προκύπτει: $i_L = i_o + i_c$. Η μέση τιμή ρεύματος είναι ίση με $I_L = I_o + I_c$ όπου $I_c = 0$ διότι η μέση τιμή του ρεύματος σε ένα πυκνωτή

μένει ίσο με το μηδέν. Αν γνωρίζουμε την ανώτατη τιμή του ρεύματος του πηνίου αλλά και την κατώτερη τιμή του, τότε το $I_L = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2}$. Ισχύει επίσης ότι

$$I_L = I_O \rightarrow I_O = \frac{V_O}{2} = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} = I_L.$$

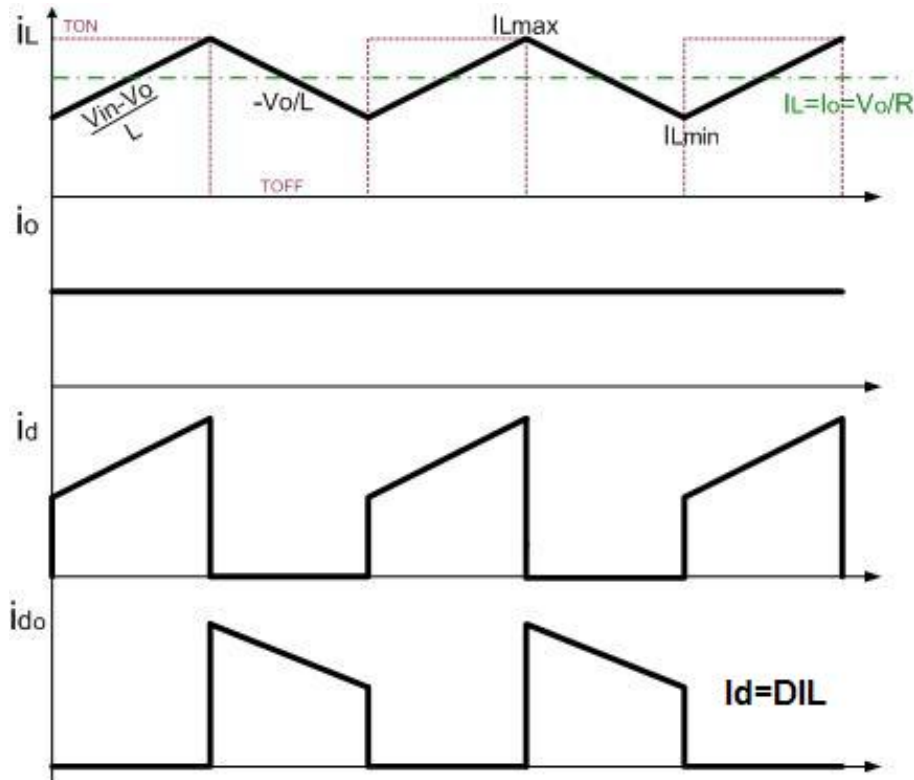
Η I_O ως Dc μέγεθος είναι μία παράλληλη συνιστώσα στον άξονα του χρόνου. Στο κόμβο (1) του σχήματος 2.5 για τη χρονική διάρκεια t_{on} δηλαδή κλειστός ο διακόπτης ισχύει ότι το $i_d=i_L$ μόνο για το χρονικό διάστημα t_{on} ή καλύτερα $i_d = DI_L$ όπου D ο λόγος κατάτμησης.

Για t_{off} όμως το ρεύμα που έχει αποθηκευτεί στο πηνίο ρέει μέσω της διόδου, οπότε στο κόμβο (1) θα ισχύει πλέον $I_L = I_{D0}$ μόνο για το διάστημα t_{off} .



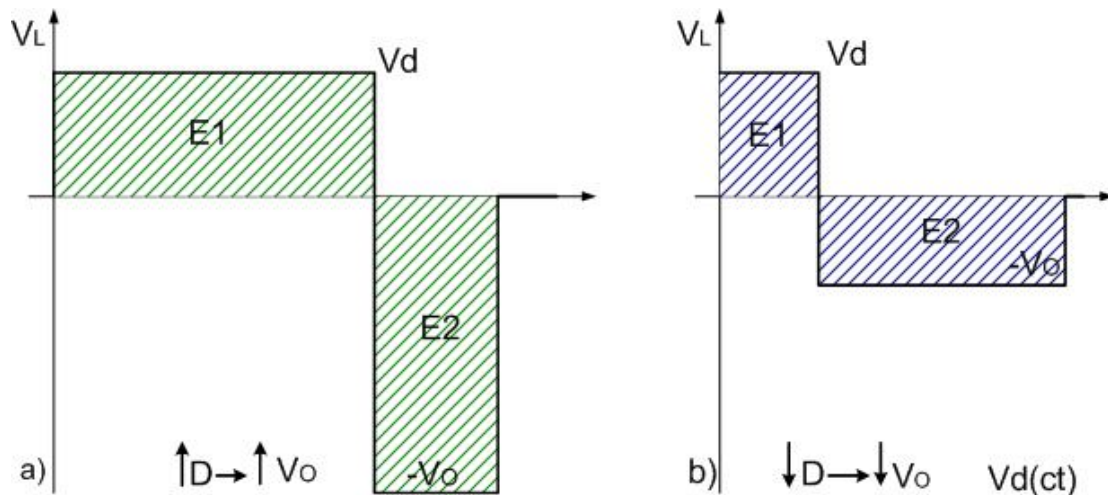
Σχήμα 2.8 Η ροή του ρεύματος στις δύο διαφορετικές καταστάσεις του διακόπτη-ημιαγωγού.

Παρατηρούμε κάτι τελευταίο ότι στο κόμβο (1) ισχύει $I_d = -I_{D0} + I_L$ γραφικά αυτό επαληθεύεται αφού προσθέτοντας τη $I_d + I_{D0}$ προκύπτει η i_L .



Σχήμα 2.9 Θεωρητική ανάλυση των ρευμάτων μετατροπέα Buck.

Παρατηρούμε ότι στη κυματομορφή της V_L η μέση τιμή της τάσης του πηνίου πρέπει να είναι ίση με μηδέν. Έτσι το εμβαδόν E_1 είναι ίσο με το εμβαδόν E_2 . η συγκεκριμένη τάση σχεδιάστηκε για λόγο κατάτμησης 50%. Αν ο λόγος κατάτμησης ήταν 80% τα δύο εμβαδά θα ήταν ίσα αφού αυξάνοντας το duty cycle αυξάνεται και η τάση εξόδου οπότε η $-V_o$ στη συγκεκριμένη περίπτωση.



Σχήμα 2.10 Η μέση τιμή του πηνίου είναι πάντα μηδέν . α) Για duty cycle $\approx 80\%$ και β) $\approx 40\%$

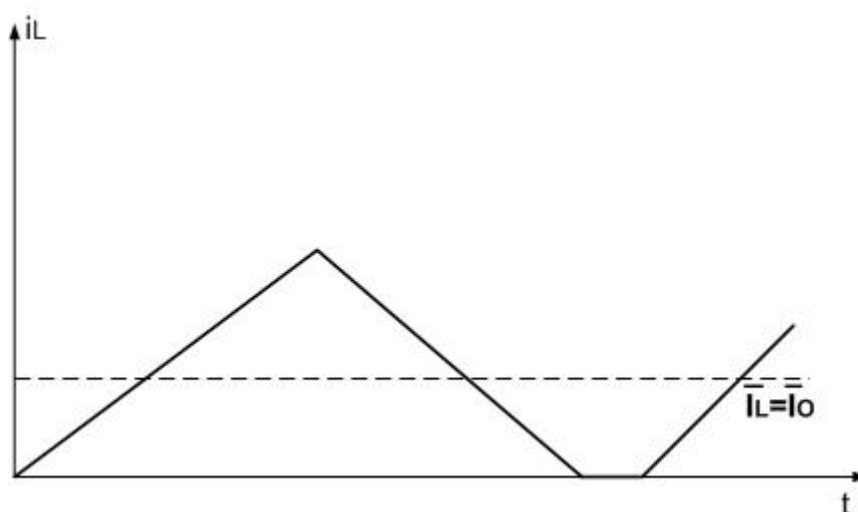
Αν σημειωθεί ότι οι απώλειες ισχύος στο κύκλωμα θεωρηθούν αμελητέες, βαθμός απόδοσης 100% ισχύει ότι:

$$\text{για } \underline{\eta=1} : P_d = P_o \Rightarrow V_d \cdot I_d = V_o \cdot I_o \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{I_d}{I_o} = D$$

όπου $D = I_d/I_o$ ισχύει μόνο και μόνο όταν $\underline{\eta=1}$.

2.5 Λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος με σταθερή τάση εισόδου

Μιλώντας για ισχύς, αν μειωθεί η ισχύς εξόδου (δηλαδή η αντίσταση φορτίου αυξηθεί ή το ρεύμα εξόδου μειωθεί) διατηρώντας σταθερά τις τιμές των T_s , L , V_d , D , τότε το μέσο ρεύμα του πηνίου θα μειωθεί κατά συνέπεια και το μέσο ρεύμα εξόδου. Αυτό προκαλεί μια αύξηση της τιμής V_o και έχει ως αποτέλεσμα το πηνίο να διαρρέεται από ένα ασυνεχές ρεύμα. Κατά το χρονικό διάστημα του μηδενός όπου το ρεύμα του πηνίου είναι μηδέν το φορτίο παρέχεται από τον πυκνωτή εξομάλυνσης και μόνο. Εξισώνοντας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου, σχήμα 2.9. στο διάστημα μιας περιόδου με το μηδέν καταλήγουμε στη σχέση 2.4.



Σχήμα 2.11 Ασυνεχή αγωγή ρεύματος πηνίου μετατροπέα Buck.

Από το σχήμα 2.11 μπορούμε να συμπεράνουμε ότι όσο ελαττώνετε το φορτίο τόσο η χαρακτηριστική κινείται προς τα πάνω του y άξονα.

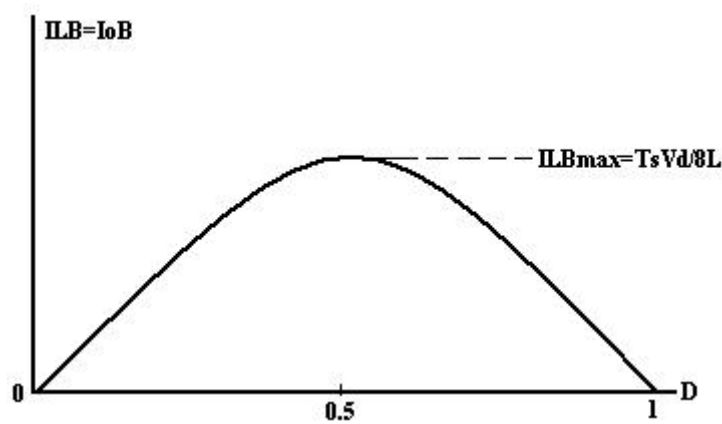
Στη συγκεκριμένη εργασία εξετάζεται η περίπτωση μόνο της συνεχούς αγωγής για το λόγο ότι στην έξοδο τροφοδοτείται κινητήρας. Οπότε δε πρέπει να υπάρχουν σημεία μηδενισμού του ρεύματος πηνίου. Μεταβαίνει ο έλεγχος σε ασταθή λειτουργία, έτσι στο κύκλωμα ελέγχου – δημιουργίας παλμών θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η λειτουργία σε συνεχή αγωγή.

Γενικά σύμφωνα με τη βιβλιογραφία (Mohan) το όριο λειτουργίας με συνεχές ρεύμα δίνεται και από την εξίσωση:

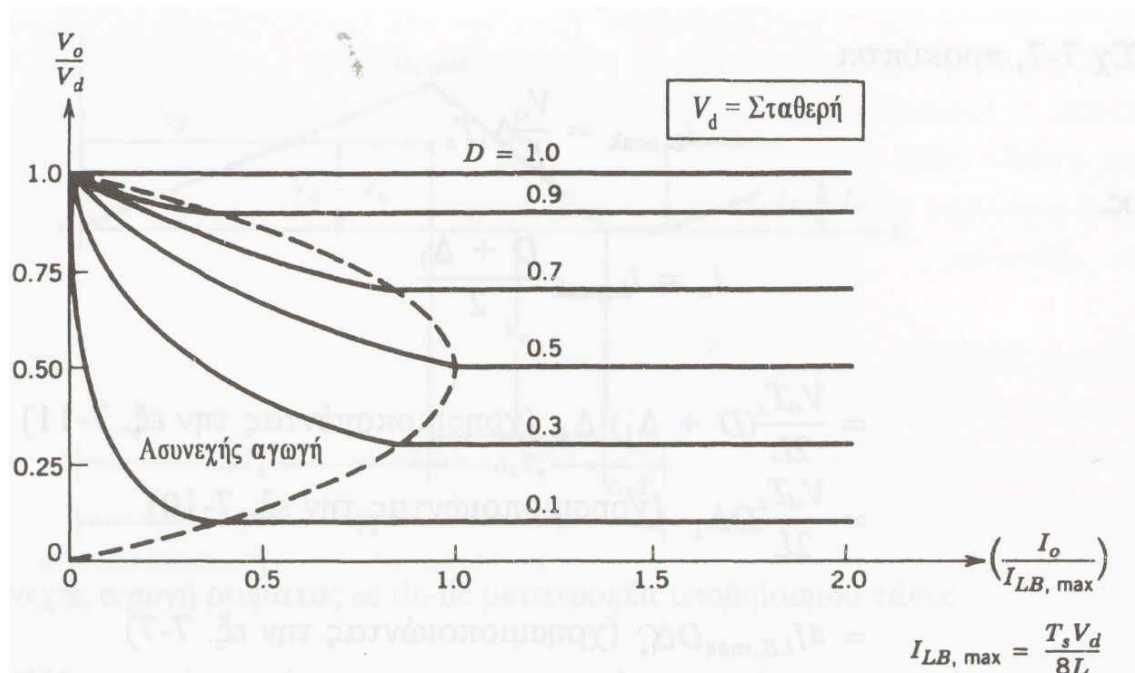
$$I_{LB} = \frac{T \cdot V_d}{2L} \cdot D(1-D) \quad \text{όπου } B = \text{Boundary (όριο)}.$$

Η γραφική παράσταση αυτής της σχέσης με το λόγο κατάτμησης D περιγράφεται στο σχήμα 2.11., έχοντας διαπιστωθεί ότι το ρεύμα εξόδου που απαιτείται για τη συνεχή αγωγή είναι μέγιστο όταν $D = 0,5$ (50%)

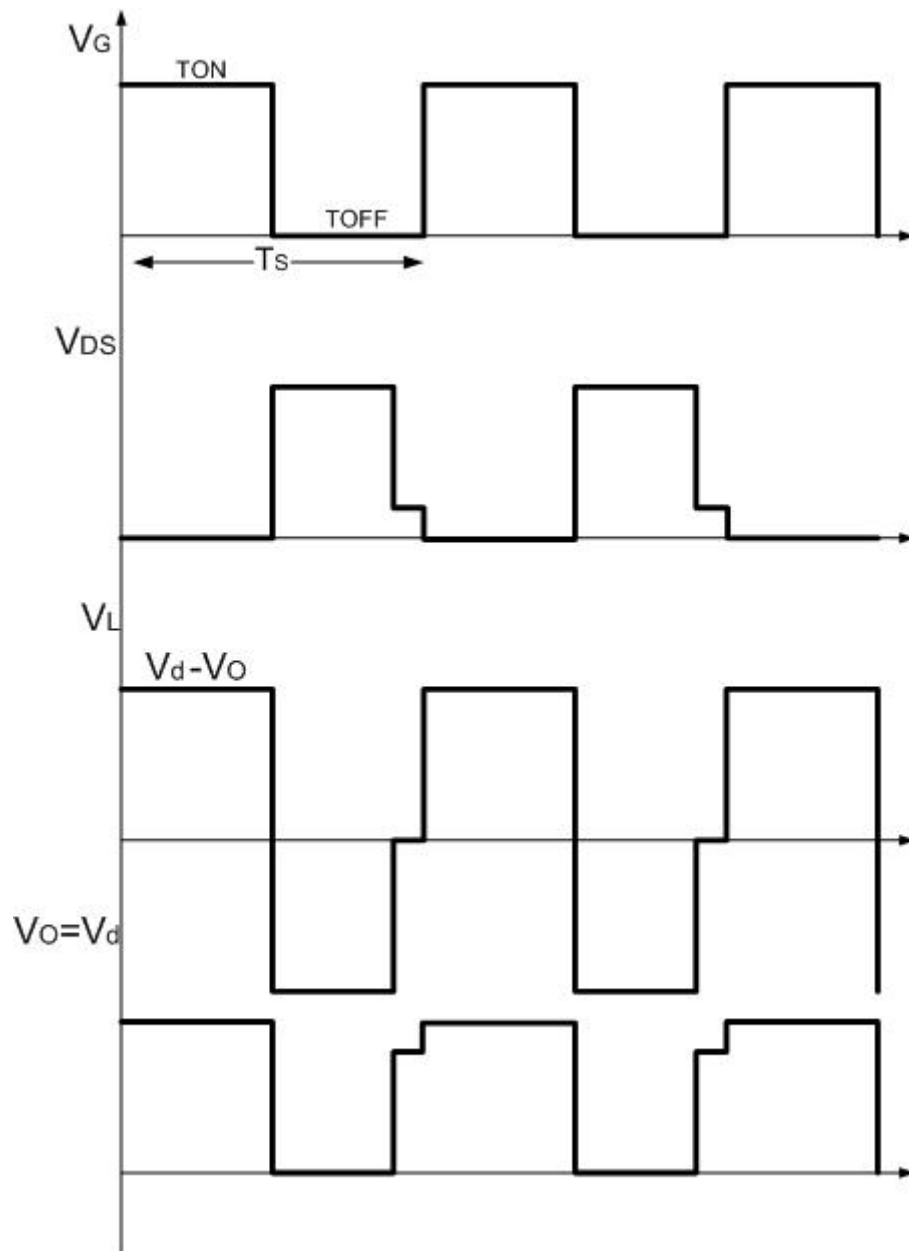
$$I_{LB\max} = \frac{T \cdot V_d}{2L} \cdot 0,5(1-0,5) = \frac{T \cdot V_d}{L} \cdot 0,25 = \frac{T \cdot V_d}{8L}$$



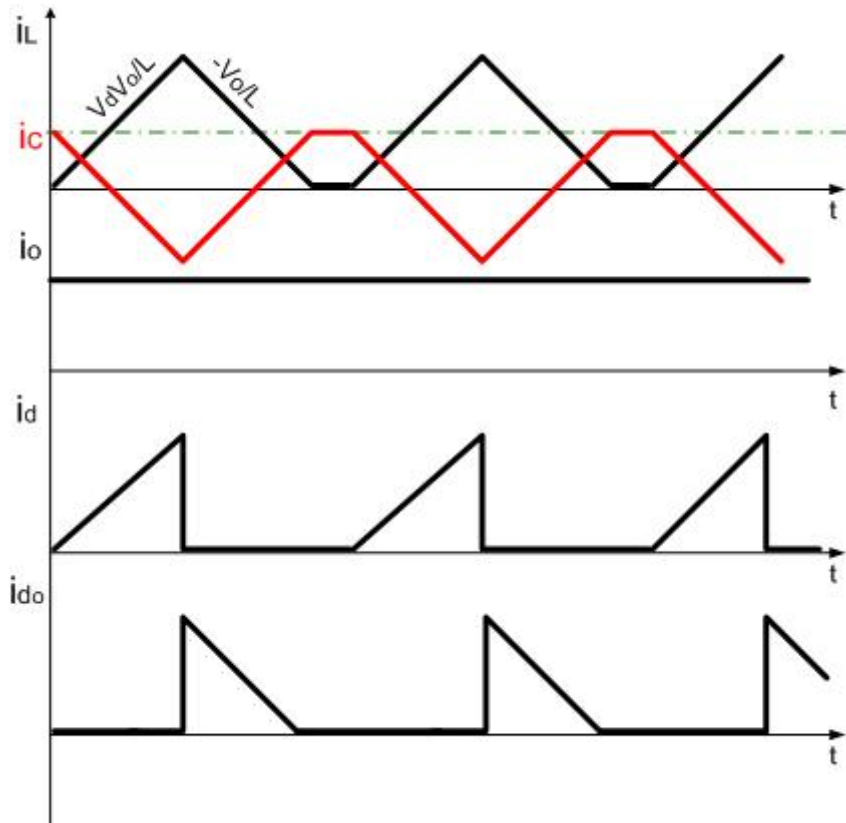
Σχήμα 2.12: Κυματομορφή $ILB=f(D)$ με V_d σταθερό.



Σχήμα 2.13 Χαρακτηριστικές του Buck με V_d σταθερή.

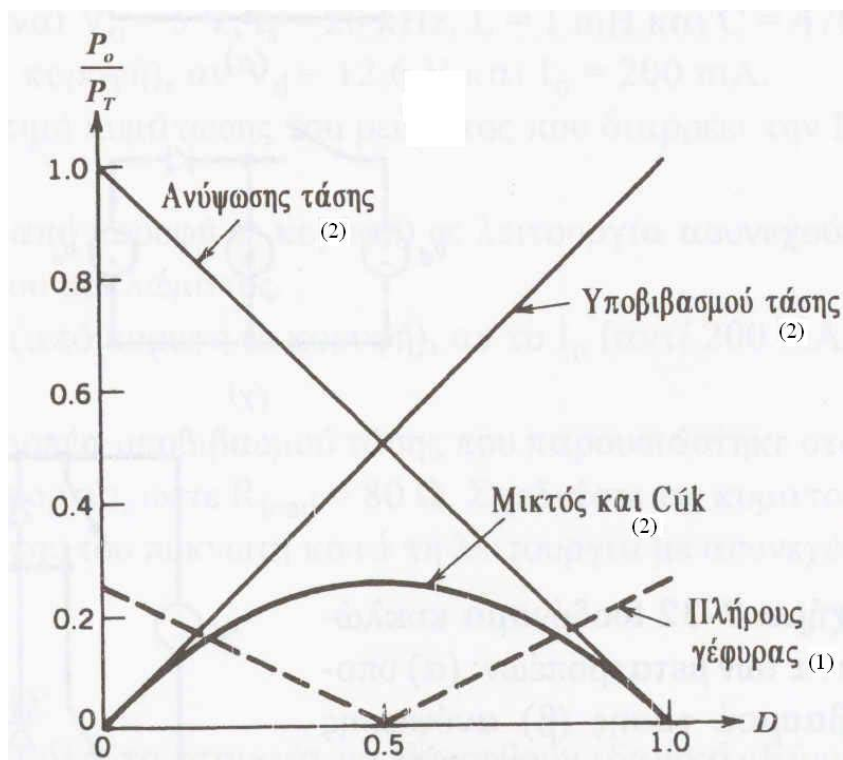


Σχήμα 3.4 Θεωρητική ανάλυση των τάσεων μετατροπέα Buck ασυνεχής αγωγής.



Σχήμα 3.4 Θεωρητική ανάλυση των ρευμάτων μετατροπέα Buck ασυνεχής αγωγής.

Ένα μέτρο σύγκρισης των μετατροπέων ισχύος είναι η αξιοποίηση του διακόπτη. Έστω ότι η ονομαστική ισχύ του διακόπτη είναι ίση με $P_{mos} = V_{mos} \cdot I_{mos}$ και $P_o = V_o \cdot I_o$ η ονομαστική ισχύς εξόδου. Ο συντελεστής αξιοποίησης του διακόπτη είναι ίση με P_o/P_{mos} . Συγκρίνοντας όλους τους γνωστούς μετατροπής ενέργειας DC – DC, αμφίδρομης και μη ισχύος, μόνο ο Buck και ο boost είναι αυτοί που μας δίνουν τον υψηλότερο συντελεστή αξιοποίησης σύμφωνα με το σχήμα 2.14.



Σχήμα 2.14: Αξιοποίηση διακοπών στους dc-dc μετατροπείς (1): αμφίδρομης ροής ισχύος, (2): μονόδρομη ροή ισχύος.

Ο υποβιβαστής της τάσης Buck εκτός του πλεονεκτήματος του καλού συντελεστή διακόπτη, έχει το πλεονέκτημα της καλής γραμμικότητας ισχύος λόγω κατάτμησης. Είναι ο δεύτερος λόγος που χρησιμοποιήθηκε αυτός ο μετατροπέας για τη ρύθμιση του πλάτους εξόδου της πλήρους γέφυρας .

Έχοντας κατασκευάσει το κύκλωμα λαμβάνοντας πλέον υπόψη τις απώλειες της ισχύος, αξιοποιούμε σύμφωνα με τα παραπάνω τον Buck της πτυχιακής εργασίας.

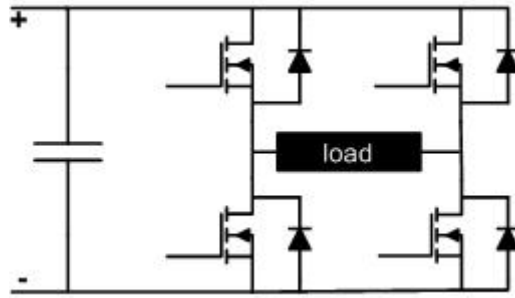
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ DC-AC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΥΠΟΥ

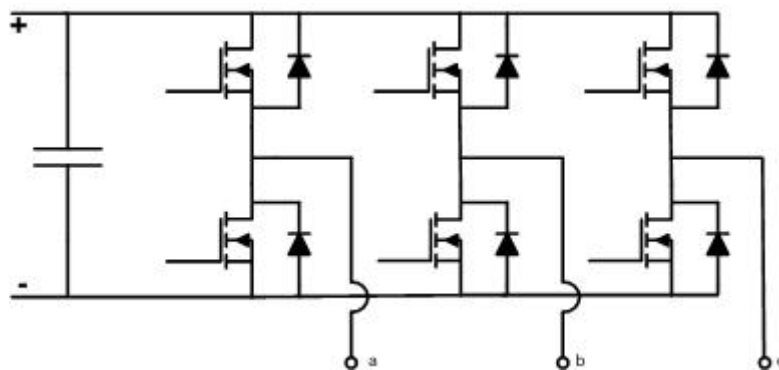
3.1 Εισαγωγή.

Στο προηγούμενο κεφάλαιο εξετάστηκε η λειτουργία ενός διακοπτικού τροφοδοτικού SMPS (Switch Mode Power Supllie), DC τάσης. Η παραγόμενη πλέον DC τάση έχει ως σκοπό την αυξομείωση της τάσης εξόδου του συνολικού κυκλώματος. Ο έλεγχος στροφών AC κινητήρα απαιτεί τη παραγωγή μιας τετραγωνικής ή ημιτονοειδούς τάσης εξόδου. Τη μετατροπή της παραγόμενης DC τάσης σε AC την αναλαμβάνει ο αντιστροφέας DC–AC διακοπτικού τύπου. Έτσι ελέγχεται και το πλάτος της τάσης εξόδου όσο και η συχνότητα.

Ο αντιστροφέας είναι ένας μετατροπέας με αναστρέψιμη τη ροή ισχύος. Ωστόσο κατά τον περισσότερο χρόνο της ροής ισχύος είναι από τη DC πλευρά προς την AC πλευρά οπότε ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας. Για το λόγο αυτό οι μετατροπείς διακοπτικού τύπου αναφέρονται συχνά ως αντιστροφεείς διακοπτικού τύπου (inverter).



Σχήμα 3.1 α) μονοφασικός αντιστροφέας.



Σχήμα 3.1 β) τριφασικός αντιστροφέας.

Σε αυτή τη πτυχιακή εργασία εξετάζονται αντιστροφείς πηγής τάσης (Voltage Source inverters, VSI), και όχι οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος (current – source inverters, CSI) όπου οι τελευταίοι διακατέχουν περιορισμένες εφαρμογές.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης είναι οι εξής:

- Αντίστροφείς με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM) 1 – ημιτονική τάση εξόδου.
- Αντιστροφείς με τετραγωνικής κυματομορφής (- τετραγωνικής εξόδου)
- Μονοφασικοί αντιστροφείς με απαλοιφή τάσης.

Έχοντας ένα τριφασικό φορτίο, θα δούμε παρακάτω στο τρόπο παλμοδότησης, ότι η τρίτη μέθοδος δεν μπορεί να υλοποιηθεί. Η πρώτη μέθοδος είναι πλέον η πιο διαδεδομένη με τα περισσότερα πλεονεκτήματα. Σκοπός δεν είναι η μελέτη της βέλτιστης τοπολογίας παραγωγής AC τάσης αλλά η εξέταση και ο τρόπος τροφοδοσίας ενός τριφασικού κινητήρα AC με τη μέθοδο των *τετραγωνικών παλμών* (*Square wave method*).

3.2. Αρχή λειτουργίας αντιστροφεία με τη μέθοδο των τετραγωνικών παλμών[3],[6]

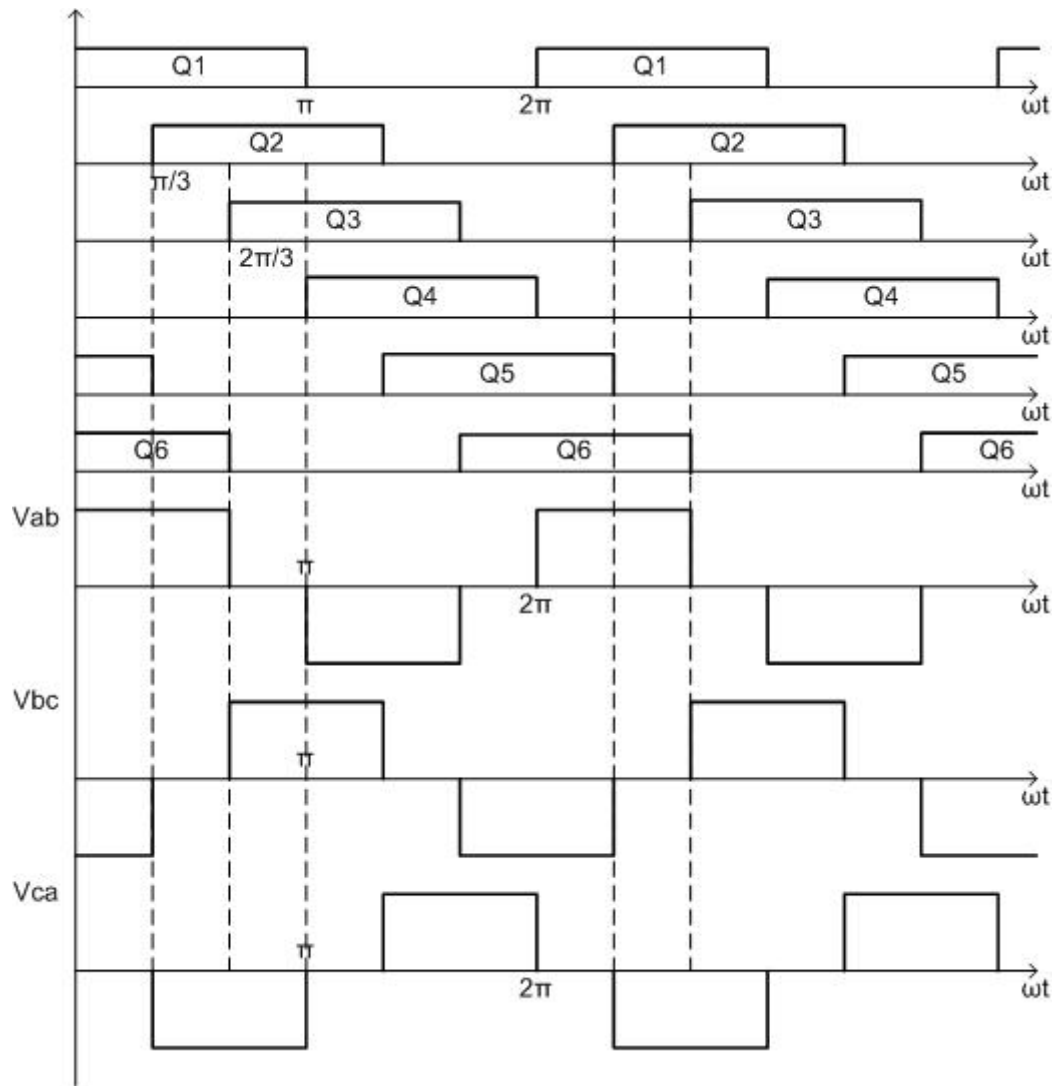
Η τριφασική έξοδος μπορεί να αποκτηθεί με τη σύνθεση έξι transistor και έξι διόδους όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1.

Υπάρχουν δύο τρόποι παλμοδότησης των transistor: αυτή των 180° και των 120° αγωγής. Εμείς εξετάζουμε των 180° .

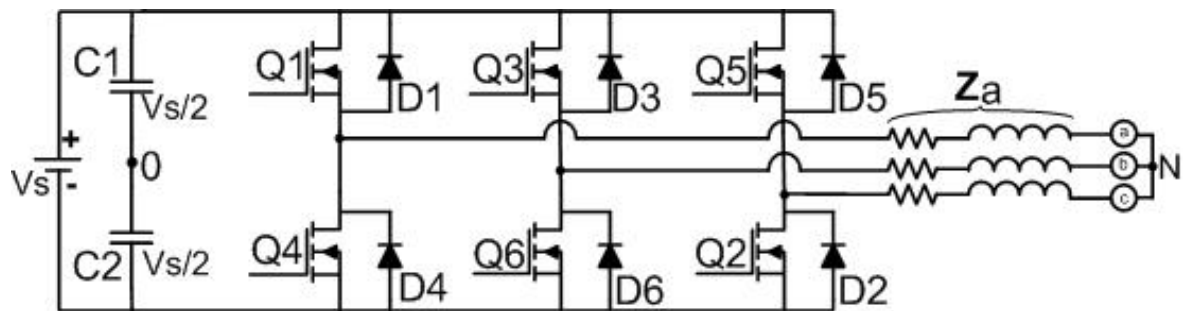
180° Αγωγής

Κάθε transistor άγει για 180° για κάθε χρονική στιγμή. Όταν το transistor 1 άγει η φάση R φέρει τη θετική DC συνιστώσα. Όταν το transistor 4 άγει η φάση R μεταβαίνει στην αρνητική συνιστώσα της DC τάσης. Πραγματοποιείται έξι διαφορετικές παλμοδοτήσεις σε κάθε ηλεκτρική περίοδο όπου η κάθε μία διαρκεί για 60° . Σε κάθε κύκλο τα στοιχεία που παλμοδοτούνται είναι με την εξής σειρά: 123, 234, 345, 456, 561, 612. Η παλμοδότηση του ηλεκτροδίου gate του κάθε στοιχείου φαίνεται στο σχήμα 3.2.

Το φορτίο έχει τη δυνατότητα να τροφοδοτείται σε συνδεσμολογία αστέρα ή τρίγωνο. Αν έχουμε σύνδεση σε τρίγωνο, το ρεύμα της κάθε φάσης μπορεί να βρεθεί αμέσως από τη φασική τιμή τάσης. Το ισοδύναμο κύκλωμα μιας ασύγχρονης μηχανής φαίνεται στο σχήμα 3.3.



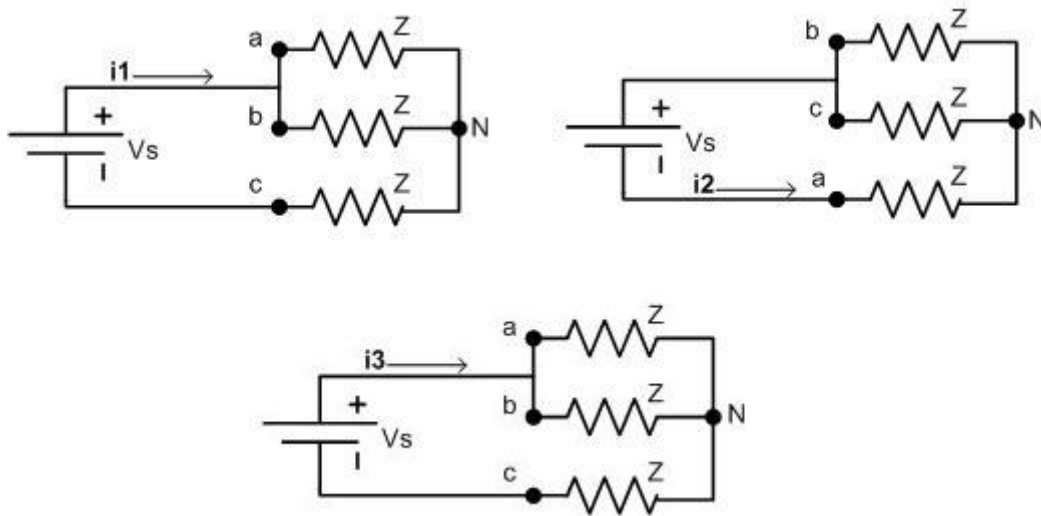
Σχήμα 3.2 Κυματομορφές αγωγής 180°, πολικών τάσεων.



Σχήμα 3.3 Το ισοδύναμο κύκλωμα ασύγχρονου κινητήρα.

Σε συνδεσμολογία αστέρα η πολική τιμή της τάσης διαφέρει ανάλογα με τη σύνθετη αντίσταση του κινητήρα που συναντά το ρεύμα της κάθε φάσης. Για το χρονικό

διάστημα του μισού της ηλεκτρικής περιόδου έχουμε τρεις διαφορετικές καταστάσεις όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4 Το ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα και η εμφάνιση των τριών ρευμάτων κάθε φάσης σε μία ηλεκτρική περίοδο σε συνδεσμολογία αστέρα.

Κατάσταση 1 για $0 \leq \omega t \leq \pi/3$:

$$Z_{0\lambda} = Z + Z/2 = 3Z/2$$

$$I_1 = V_s / Z_{0\lambda} = 2V_s/3Z$$

$$V_{RN} = V_{TN} = I_1 \chi Z/2 = V_s/3$$

$$V_{SN} = -I_1 Z = -2V_s/3$$

Κατάσταση 2 για $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$:

$$Z_{0\lambda} = Z + Z/2 = 3Z/2$$

$$I_2 = V_s / Z_{0\lambda} = 2V_s/3Z$$

$$U_{RN} = I_2 Z = 2V_s/3$$

$$U_{SN} = U_{TN} = -I_2 Z/2 = -V_s/3$$

Κατάσταση 3 για $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$:

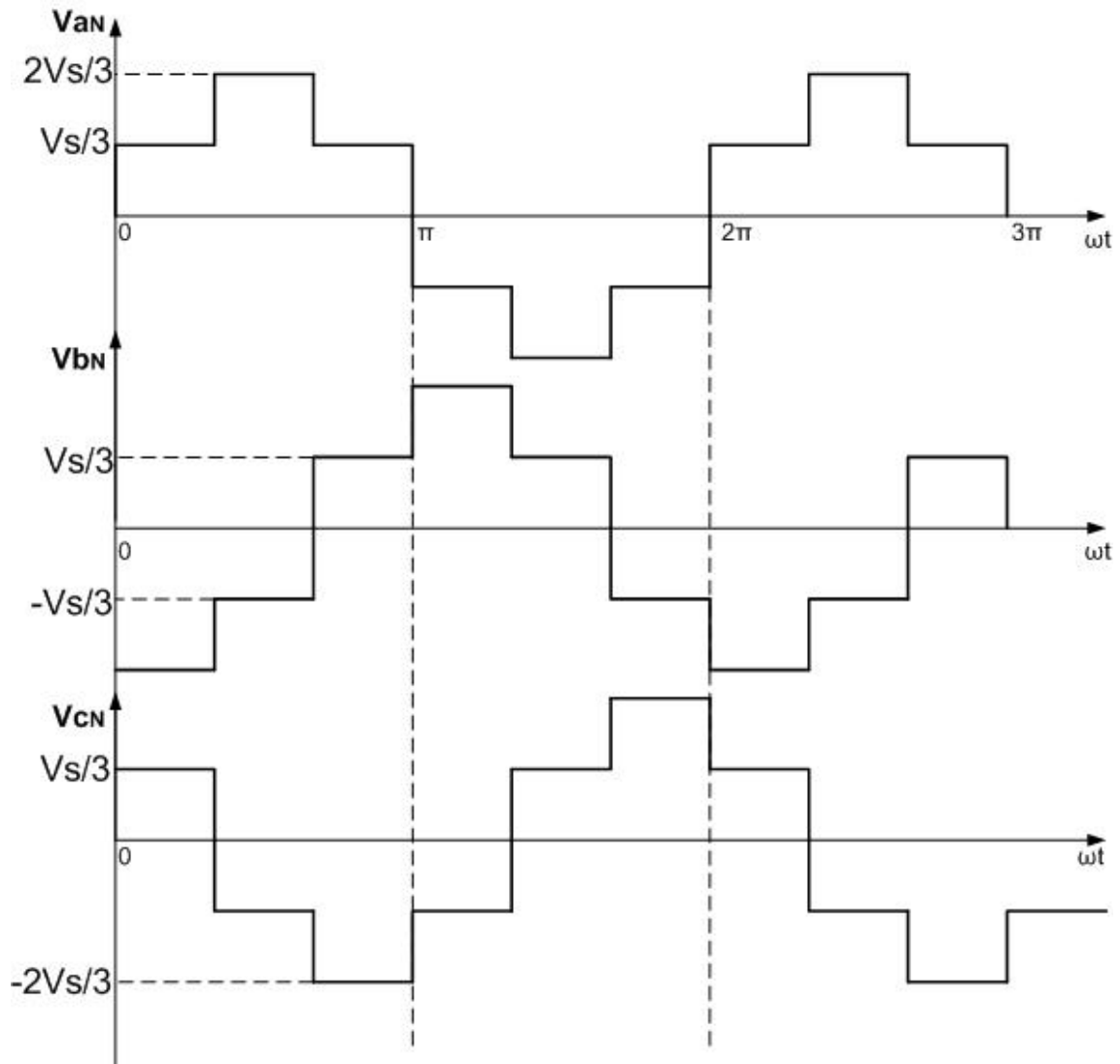
$$Z_{0\lambda} = Z + Z/2 = 3Z/2$$

$$I_3 = V_s / R_{0\lambda} = 2V_s/3Z$$

$$U_{RN} = U_{SN} = I_3 Z/2 = V_s/3$$

$$U_{TN} = -I_3 Z = -2V_s/3$$

Οι φασικές τιμές τάσεως παρουσιάζονται στο σχήμα 3.5. για RL φορτίο (κινητήρα).



Σχήμα 3.5 Οι φασικές τιμές τάσεως για RL φορτίο.

Ένας άλλος τρόπος κατανόησης του τρόπου έναυσης του κάθε ημιαγωγικού στοιχείου κατά την διάρκεια των 60° είναι αυτή του πίνακα αληθείας. Η κάθε έναυση του στοιχείου χαρακτηρίζεται ως λογικό 1, ενώ η σβέση του στοιχείου χαρακτηρίζεται ως 0. Είναι ένας πολύ λειτουργικός τρόπος διότι, όπως θα φανεί και στο επόμενο κεφάλαιο, οι λογικές καταστάσεις που παρουσιάζονται στο πίνακα 3.1 είναι οι είσοδοι δεδομένων του μικροϋπολογιστικού συστήματος.

Κατάσταση	No κατάστασης	Διακοπτική κατάσταση						Vab	Vbc	Vca
		Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6			
Q1,Q2,Q6 έχουν έναυση και Q4,Q5,Q3έχουν σβέση	1	1	1	0	0	0	1	Vs	0	-Vs
Q2,Q3,Q1 έχουν έναυση και Q5,Q6,Q4έχουν σβέση	2	1	1	1	0	0	0	0	Vs	-Vs
Q3,Q4,Q2 έχουν έναυση και Q6,Q1,Q5έχουν σβέση	3	0	1	1	1	0	0	-Vs	Vs	0
Q4,Q5,Q3 έχουν έναυση και Q1,Q2,Q6έχουν σβέση	4	0	0	1	1	1	0	-Vs	0	Vs
Q5,Q6,Q4 έχουν έναυση και Q2,Q3,Q1έχουν σβέση	5	0	0	0	1	1	1	0	-Vs	Vs
Q6,Q1,Q5 έχουν έναυση και Q3,Q4,Q2έχουν σβέση	6	1	0	0	0	1	1	Vs	-Vs	0
Q1,Q3,Q5 έχουν έναυση και Q4,Q6,Q2έχουν σβέση	7	1	0	1	0	1	0	0	0	0
Q4,Q6,Q2 έχουν έναυση και Q1,Q3,Q5έχουν σβέση	8	0	1	0	1	0	1	0	0	0

Πίνακας 3.1 Πίνακας απεικόνισης την σειρά έναυσης των στοιχείων τριφασικής γέφυρας με τη μέθοδο των τετραγωνικών παλμών .

3.3 Κύκλωμα οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων της τριφασικής γέφυρας.[1]

Σ' ένα τρανζίστορ ισχύος IGBT, που είναι ο ημιαγωγικός διακόπτος στη περίπτωση μας, ο ρυθμός μεταβολής της τάσης V_{DS} (Drain-Source) και του ρεύματος I_D (από το Drain στο Source), εξαρτάται από το ρεύμα της πύλης I_G .

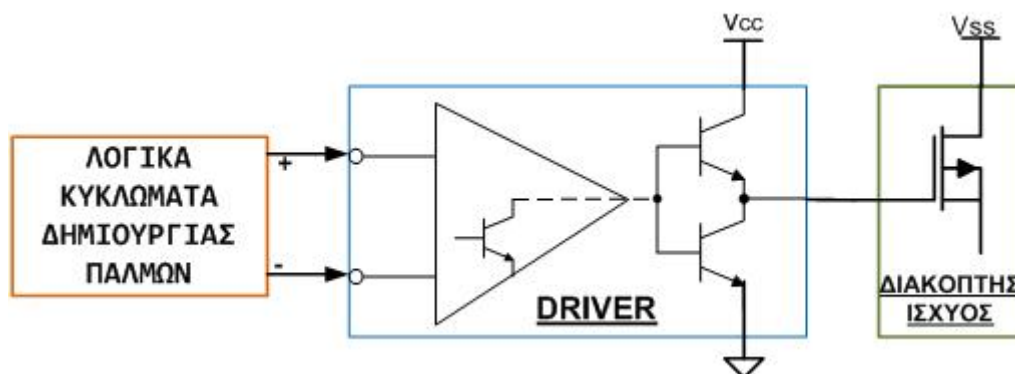
Το ρεύμα I_G καθορίζει λοιπόν το πόσο γρήγορα οι χωρητικότητες του τρανζίστορ φορτίζονται και αποφορτίζονται και επομένως το πόσο γρήγορα ανάβει και σβήνει το τρανζίστορ.

Όταν το ρεύμα είναι υψηλό η ταχύτητα έναυσης είναι μεγάλη και συνεπώς οι απώλειες ισχύος έναυσης είναι μικρές. Το αντίστροφο συμβαίνει όταν το ρεύμα I_G είναι χαμηλό. Βέβαια, από την άλλη πλευρά υψηλές ταχύτητες έναυσης έχουν άλλα ανεπιθύμητα αποτελέσματα, όπως την εμφάνιση του φαινομένου Latch-up, και έτσι γίνεται ένας συμβιβασμός όσο αφορά το μέγεθος του ρεύματος.

Το σήμα ελέγχου για την έναυση και τη σβέση του τρανζίστορ λαμβάνεται συνήθως από λογικά κυκλώματα ή μικροϋπολογιστές, των οποίων τα σήματα εξόδου είναι παλμοί, που σπανιότατα έχουν το κατάλληλο μέγεθος ρεύματος ώστε να μπορούν από μόνοι τους να “οδηγήσουν” το τρανζίστορ, εφαρμοζόμενοι στη πύλη του.

Έτσι λοιπόν χρησιμοποιούμε τα κυκλώματα οδήγησης ή DRIVERS, τα οποία με βάση ένα τέτοιο σήμα ελέγχου που παράγεται από κάποιο λογικό ή μικροϋπολογιστικό κύκλωμα, παράγουν στη συνέχεια παλμούς θετικούς και αρνητικούς που έχουν όμως τη κατάλληλη στάθμη ρεύματος ώστε να είναι ικανοί εφαρμοζόμενοι στη πύλη του τρανζίστορ να μπορούν να το οδηγήσουν, να το ανάψουν δηλαδή όταν ο παλμός είναι θετικός και να το σβήσουν όταν ο παλμός είναι αρνητικός.

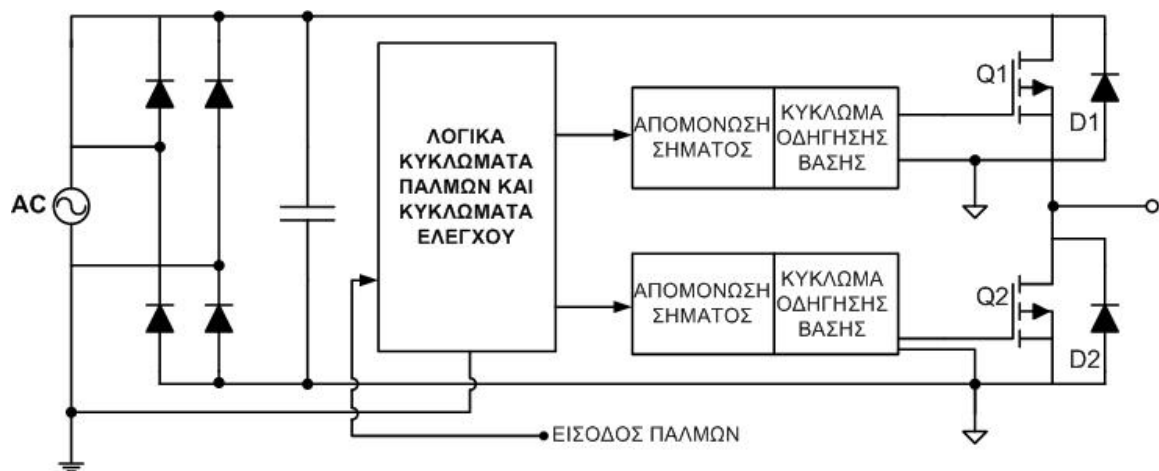
Το κύκλωμα οδήγησης είναι το ενδιαμέσο τμήμα ανάμεσα στο κύκλωμα ελέγχου και τον διακόπτη ισχύος. Το κύκλωμα οδήγησης ενισχύει τα σήματα ελέγχου στα επίπεδα που απαιτούνται για την οδήγηση του διακόπτη και όταν απαιτείται παρέχει ηλεκτρική απομόνωση ανάμεσα στο διακόπτη ισχύος και στα κυκλώματα επεξεργασίας / ελέγχου και λογικών σημάτων σχήμα 3.6.



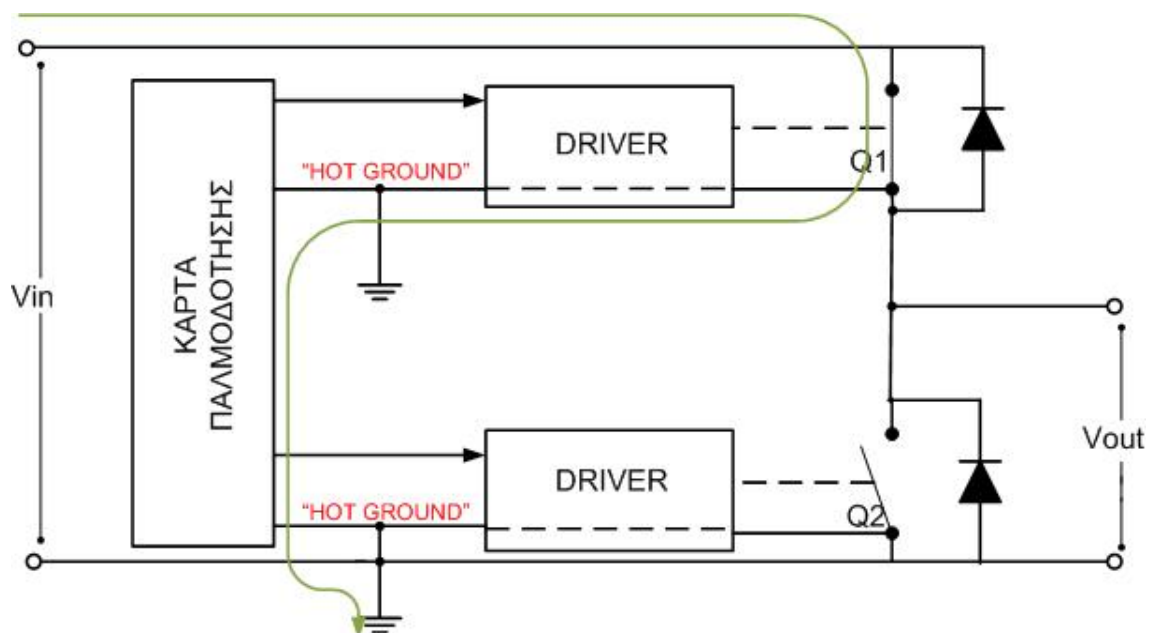
Σχήμα 3.6 Κύκλωμα οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων.

Μεταξύ των κυκλωμάτων παραγωγής παλμών και DRIVER πολλές φορές απαιτείται μεταξύ τους ηλεκτρική απομόνωση. Αν για παράδειγμα σε έναν μετατροπέα μισής γέφυρας (half – bridge) δεν υπήρχε ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ του transistor Q1 και Q2 θα έχουμε κλείσει κύκλωμα μεταξύ φάσης και ουδέτερου δηλαδή βραχυκύκλωμα. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 3.7α και 3.7β για τη περίπτωση ενός μετατροπέα μισής γέφυρας με MOSFET ισχύος και είσοδο μία μονοφασική ac πηγή, όπου ο ένας από τους ακροδέκτες είναι ο γειωμένος ουδέτερος αγωγός. Τώρα ο θετικός dc αγωγός είναι κοντά στο δυναμικό της γής κατά την αρνητική ημιπερίοδο

της V_s και ο αρνητικός ds αγωγός είναι κοντά στο δυναμικό της γης κατά τη θετική ημιπερίοδο της V_s . Κάτω από αυτές τις συνθήκες πρέπει να εκλαμβάνονται και των δύο MOSFET ως “hot” σε σχέση με τον ουδέτερο. Τα λογικά σήματα ελέγχου συνήθως έχουν αναφορά τη λογική γείωση, η οποία βρίσκεται στο ίδιο δυναμικό με τον ουδέτερο, δεδομένου ότι τα λογικά κυκλώματα συνδέονται με τον ουδέτερο με τη βοήθεια ενός αγωγού ασφαλείας. Ως αποτέλεσμα έχει την καταστροφή των ημιαγωγικών στοιχείων του κλάδου (συνήθως αυτού του στοιχείου που δέχεται πρώτος τον παλμό) και μάλιστα στα επίπεδα υψηλής τάσης. Σχήμα 3.7.β.



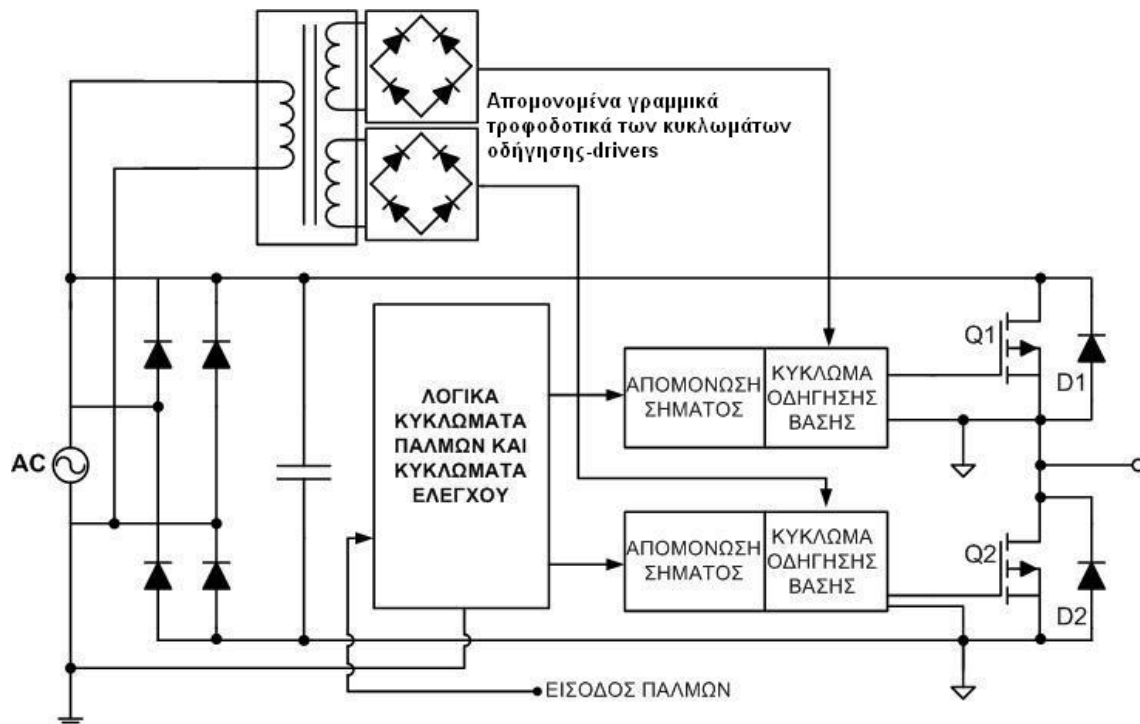
Σχήμα 3.7.α) Σύστημα οδήγησης MOSFET ισχύος, όπου φαίνεται η ανάγκη ηλεκτρικής απομόνωσης ανάμεσα κύκλωμα οδήγησης και τα λογικά κυκλώματα ελέγχου.



Σχήμα 3.7.β) Η κοινή γη μεταξύ των δύο ημιαγωγικών στοιχείων του ίδιου κλάδου-μίσης γέφυρας φέρει ως αποτέλεσμα βραχυκύκλωμα-καταστροφή των ημιαγωγών.

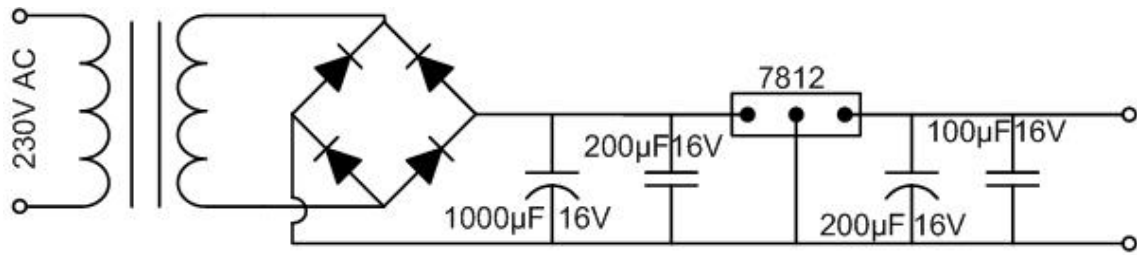
Για το λόγω αυτό η ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ των λογικών σημάτων ελέγχου και των κυκλωμάτων οδήγησης επιβάλλεται σχήμα 3.8. η ηλεκτρική απομόνωση επιτυγχάνεται με οπτικούς ζεύκτες (optocoupler) ή με γαλβανική απομόνωση μέσω μετασχηματιστών. Ο οπτικός ζεύκτης του σχήματος αποτελείται από μία δίοδο εκπομπής φωτός (LED) και το τρανζίστορ εξόδου. Όταν το LED δέχεται ένα θετικό σήμα από το λογικό κύκλωμα ελέγχου, εκπέμπει φως το οποίο εστιάζεται στην οπτικά ευαίσθητη βάση του φωτο-τρανζίστορ. Το φως που προσπίπτει στη βάση του φωτο-τρανζίστορ ελευθερώνει έναν σημαντικό αριθμό ηλεκτρονίων οπών, τα οποία οδηγούν το τρανζίστορ στην αγωγιμότητα. Ο οπτικός ζεύκτης-optocoupler που χρησιμοποιήθηκε στη κατασκευή της γέφυρας είναι ο CNY-17, βρίσκεται πολύ εύκολα στο εμπόριο σε χαμηλό κόστος και η συχνότητα λειτουργίας ικανοποιητική. Περισσότερες πληροφορίες για τον CNY-17 υπάρχουν στα παραρτήματα από το datasheet των κατασκευαστών.

Κατασκευάζοντας την πλήρη τριφασική γέφυρα αρχικά σχεδιάστηκε σε διάτρητη κάρτα χρησιμοποιώντας γραμμικά τροφοδοτικά σχήμα 3.9. και optocoupler. Στη τελική εκτυπωμένη κάρτα τα γραμμικά τροφοδοτικά αντικαταστάθηκαν με διακοπτικό τροφοδοτικό γαλβανικής απομόνωσης flyback (flyback SMPS) του οποίου η λειτουργία περιγράφεται σε επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 3.8 Σύστημα οδήγησης MOSFET ισχύος, όπου φαίνεται η ανάγκη της ηλεκτρικής απομόνωσης ανάμεσα στον οδηγό κύκλωμα και τα λογικά κυκλώματα ισχύος.

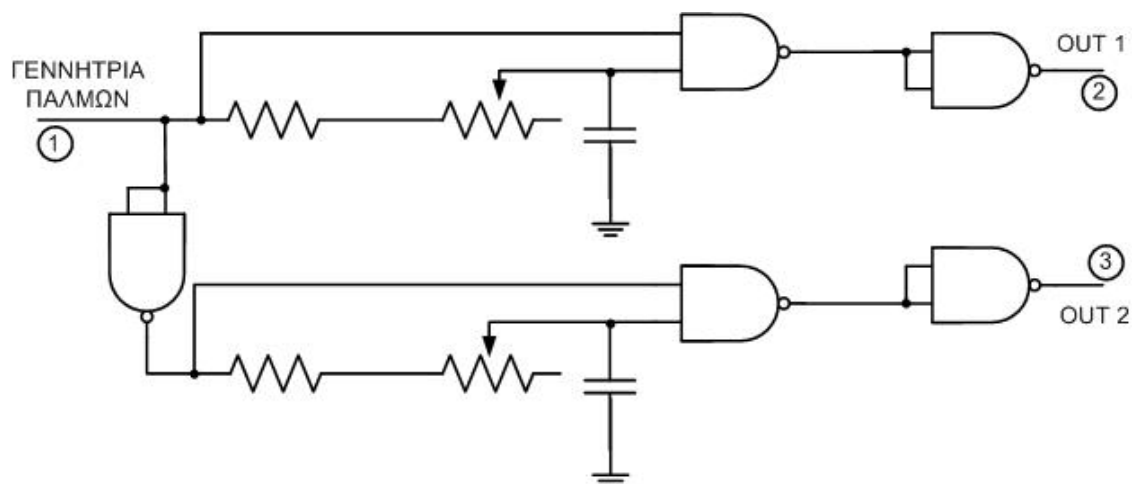
Το γραμμικό τροφοδοτικό είναι πολύ απλό στη κατασκευή του. Φυσικά δε μπορεί κανείς να έχει την επιθυμητή κυμάτωση από ένα τέτοιο κύκλωμα όμως είναι η καλύτερη επιλογή όταν δουλεύει κανείς πάνω σε διάτρητη κάρτα. Η δομή του φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Για την υλοποίηση του χρησιμοποιήθηκε ένας μετασχηματιστής υποβιβασμού της τάσης του δικτύου στα επίπεδα των 12V AC και ισχύς 1,5VA. Η ισχύς είναι αρκετά ικανοποιητική για την τροφοδοσία ενός optocoupler και ενός driver. Η εναλλασσόμενη τάση του μετατρέπεται σε συνεχή μέσω μιας ανορθωτικής γέφυρας και εξομαλύνεται με φίλτρο πυκνωτών εισόδου, ένα σταθεροποιητικό τάσης 7812 και τέλος με ένα ακόμη φίλτρο πυκνωτών εξόδου. Για την τροφοδοσία των κυκλωμάτων οδήγησης και των τριών κλάδων χρειάζονται τέσσερα στο σύνολο γραμμικά τροφοδοτικά για τη κατασκευή της τριφασικής γέφυρας. Καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι ο κόστος της συνολικής κατασκευής όπως επίσης και ο όγκος της αυξάνεται. Με τη δημιουργία του διακοπτικού τροφοδοτικού ο όγκος της κατασκευής μειώνεται σημαντικά αφού αυξάνουμε την συχνότητα λειτουργίας. Η περιγραφή ενός διακοπτικού τροφοδοτικού περιγράφεται περιγραμματατικά σε άλλο κεφάλαιο.



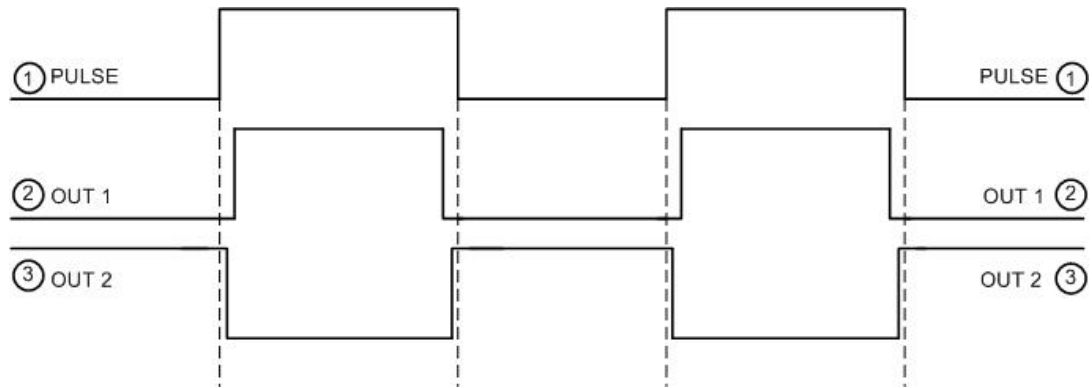
Σχήμα 3.9 Η δομή του γραμμικού τροφοδοτικού εξόδου 12V/DC.

Προηγουμένως έγινε η αναφορά για τη παλμοδότηση μέσω λογικών κυκλωμάτων. Αυτή αποτελείται από 5 πύλες NAND συνδέοντας όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.10 έναν πυκνωτή και αντίσταση δημιουργούμε μια καθυστέρηση έναυσης – σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων του ίδιου κλάδου (Deadtime). Στον ακροδέκτη 1 του σχήματος 3.11 εισάγονται οι παλμοί από μία απλή συσκευή παλμογεννήτριας που υπάρχει στο εργαστήριο ισχύος. Αυτός ο τρόπος μας βοήθησε ιδιαίτερα διότι μπορούμε να αντιληφθούμε την συχνότητα λειτουργίας των κυκλωμάτων οδήγησης πολύ απλά ρυθμίζοντας τη συχνότητα της παλμογεννήτριας. Συμπεράναμε ότι ο συγκεκριμένος οπτικός ζεύκτης λειτουργεί στην συχνότητα των Hz. Οπότε μια γέφυρα η οποία λειτουργεί στα επίπεδα των KHz δε μπορεί ο CNY-17 να απομόνωσει ηλεκτρικά τα σήματα ελέγχου. Επίσης παρατηρήσαμε ότι τα κυκλώματα οδήγησης αυξάνουν τα επίπεδα της τάσης από 5V που παρέχει η παλμογεννήτρια στη τάση που τροφοδοτείται ο driver, όπου στη συγκεκριμένη άσκηση είναι στα 12V.

Η δημιουργία των παλμών στη τελική κάρτα έγινε με μικροελεγκτή, όπου και εκεί γίνεται η δημιουργία ενός νεκρού χρόνου σχήμα 3.11.



Σχήμα 3.10 Υλοποίηση καθυστέρησης με πύλες NAND.



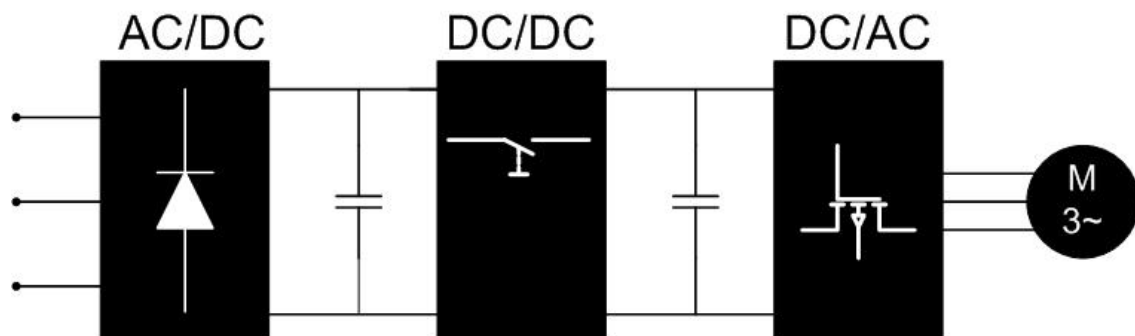
Σχήμα 3.11 Οι εξόδους από τις πύλες NAND.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

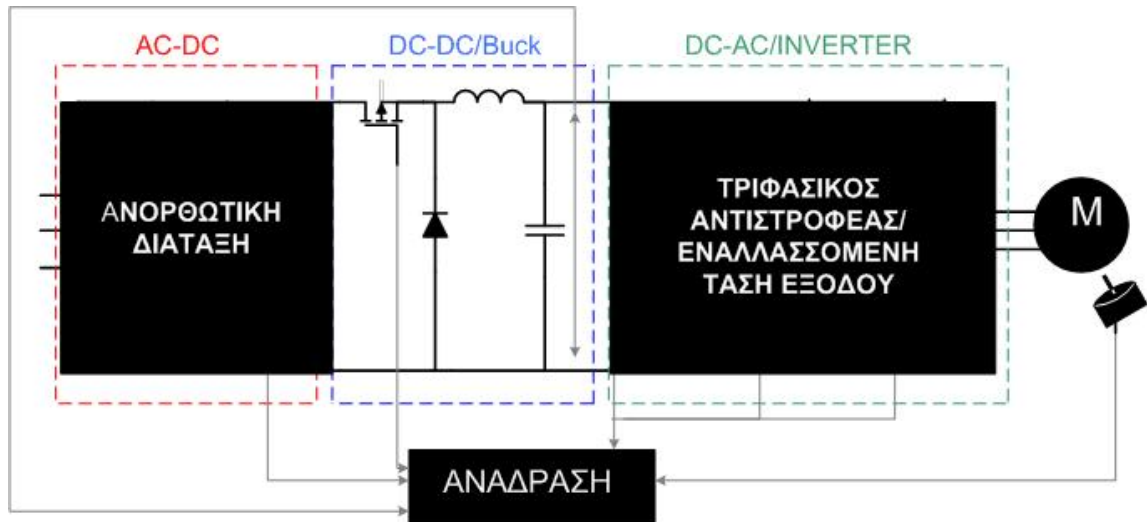
**ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC-DC BUCK****4.1 Εισαγωγή.**

Είναι μεμπτό σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε όπως έγινε στην αρχή του συγγράμματος το όλο σύστημα που κατασκευάζεται για την οδήγηση του κινητήρα-φορτίο.

Στο σχήμα 4.1.β που ακολουθεί, διαβάζοντας το σχηματικό διάγραμμα από αριστερά προς τα δεξιά έχουμε αναφέρει ότι η εναλλασσόμενη τριφασική τάση μετατρέπεται σε συνεχή συνιστώσα, ανορθωμένη από εξαπαλμική γέφυρα με διόδους ισχύος. Η συγκεκριμένη γέφυρα με χαρακτηριστικά 1200V ονομαστικής τάσης και 25A ονομαστικής εντάσεως, επιλέχτηκε και χρησιμοποιήσαμε της εταιρίας IRF. Στο τέλος του συγγράμματος υπάρχει στο παράρτημα το datasheet της συγκεκριμένης γέφυρας.



Σχήμα 4.1.α Απλή περιγραφή του όλου συστήματος της πτυχιακής εργασίας.



Σχήμα 4.1.β Η συνολική διάταξη του κυκλώματος και η ένδειξη της τοπολογίας που περιγράφεται σ' αυτό το κεφάλαιο.

Η μέγιστη τάση που έχουμε στην έξοδο της γέφυρας και κατά συνέπεια στην είσοδο του μετατροπέα DC-DC είναι της τάξεως των 538Volt. Παρακάτω φαίνεται καθαρά κατά την ανάλυση του μετατροπέα Buck το τυπολόγιο που ακολουθούμε για τον υπολογισμό τάσεων και ρευμάτων. Σκοπός του κεφαλαίου αυτού όπως καταλαβαίνουμε είναι η ανάπτυξη και μελέτη του κλάδου συνεχούς ρεύματος με τη τοπολογία υποβιβασμού τάσης τύπου Buck.

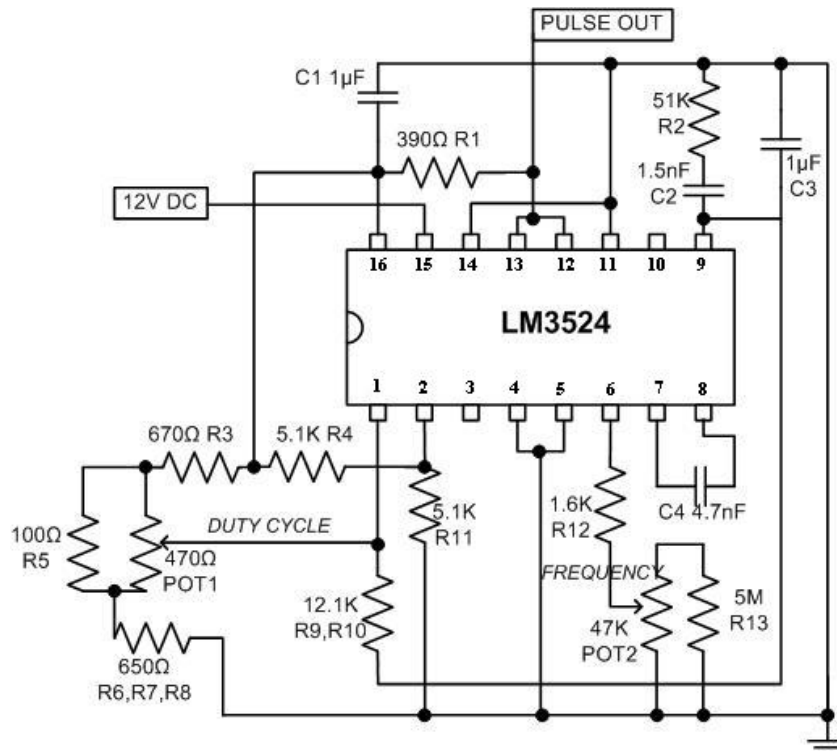
Στο κεφάλαιο 4 και 5 γίνεται μια πλήρη αναφορά για το πώς επιλέχτηκαν τα υλικά της κάθε τοπολογίας υλοποιώντας ένα αξιόπιστο (Hardware) κύκλωμα ισχύος.

Συγκεκριμένα στο παρών κεφάλαιο εξετάζεται το κύκλωμα παλμοδότησης με το οποίο έγιναν οι δοκιμές πάνω στο μετατροπέα Buck εξετάζοντας τόσο τη λειτουργία του στη συνεχή αγωγή όσο και στην ασυνεχή αγωγή απομονωμένα από τον inverter. Μεγάλη σημασία δόθηκε στην επιλογή και στον υπολογισμό του ημιαγωγικού στοιχείου IGBT και γιατί έγινε δεκτή αυτή την οικογένεια ημιαγωγού. Τέλος παρουσιάζονται οι υπολογισμοί των συνολικών στοιχείων του μετατροπέα βάση των διαθέσιμων υλικών του εργαστηρίου.

4.2 Κατασκευή του κυκλώματος παλμοδότησης.[5]

Η κατασκευή του κυκλώματος παλμοδότησης στηρίζεται στο ολοκληρωμένο κύκλωμα LM3524. Στην αρχή το κύκλωμα παλμοδότησης κατασκευάστηκε σε μια διάτρητη πλακέτα εργαστηρίου (bread board). Η λειτουργία του κρίθηκε ικανοποιητική εφόσον πληρούσε τις προδιαγραφές για τον έλεγχο των παλμοδοτικών,

μέγιστη συχνότητας 150KHz, διάρκεια αγωγής 95%. Κατά τη μεταφορά του κυκλώματος σε τυπωμένη πλακέτα οι τιμές αυτές διαφοροποιούνται προς το χειρότερο. Αιτία αυτής της διαφοροποίησης είναι η χωρητικότητα που εμφανίζει η εργαστηριακή πλακέτα λόγω της κατασκευής της. Η χωρητικότητα αυτή εκτιμάται ότι είναι της τάξης των 20pF περίπου γιατί τόσο χρειάστηκε να μεταβάλουμε τις τιμές των πυκνωτών. Στο σχήμα 4.2 που ακολουθεί φαίνεται το κύκλωμα παλμοδότησης.



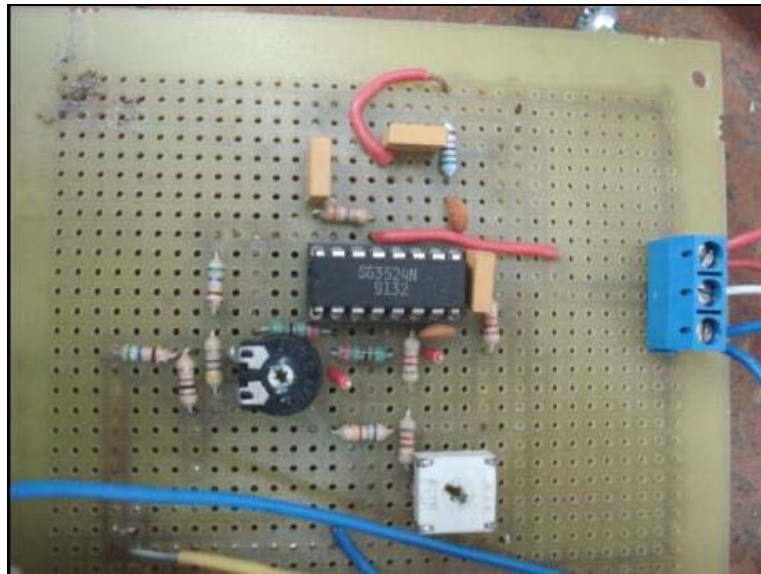
Σχήμα 4.2 Κύκλωμα παλμοδότησης με το ολοκληρωμένο 3524 για τον έλεγχο του IGBT μετατροπέα buck.

Ανάλυση στοιχείων οδήγησης:

1. Αντιστάσεις 1%

- | | |
|----------------------|--|
| $R1=670\Omega$ | Καθορίζει τη σχετική διάρκεια λειτουργίας. |
| $R5=100\Omega$ | Αύξηση βήματος του POT 1 για να τερματίσει όταν το duty cycle είναι στο 95%. |
| $R6+R7+R8=650\Omega$ | Καθορίζει τη σχετική διάρκεια λειτουργίας. |
| $R4+R11=5.1K\Omega$ | Διαίρετης τάσης για τη δημιουργία της τάσης αναφοράς |
| $R9+R10=12.1K\Omega$ | Ανάδραση που αυξάνει το κέρδος και βελτιώνει τη σχετική διάρκεια αγωγής. |
| $R12=1.6K\Omega$ | Καθορισμός της συχνότητας της πριονωτής |

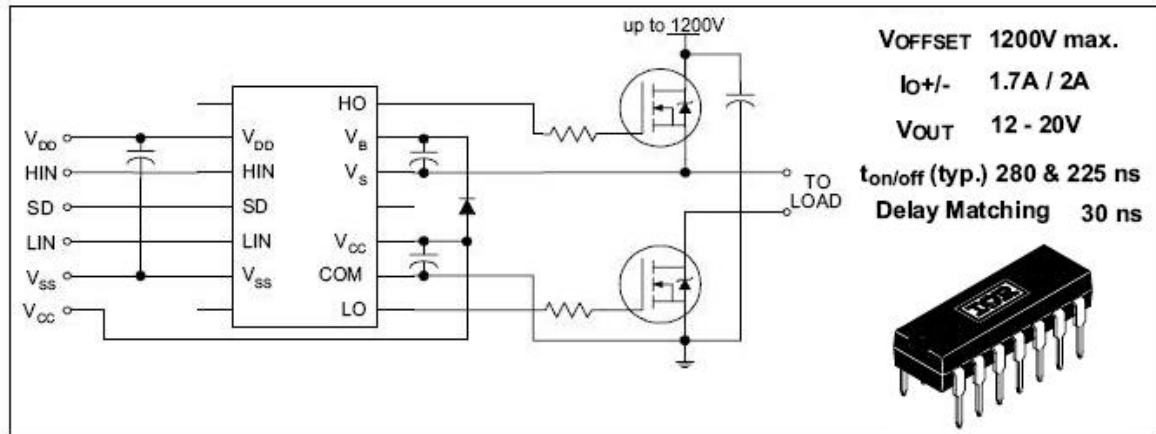
- κυματομορφής.
- R2=51KΩ Αντίσταση του ενισχυτή σφάλματος.
- R1=390Ω Μείωση της τάσης των παλμών εξόδου.
2. Ποτενσιόμετρα.
- POT 1=470Ω Ρύθμιση της σχετικής διάρκειας αγωγής.
- POT 2=47KΩ Ρύθμιση της συχνότητα μετάβασης.
3. Πυκνωτές MKP
- C4=4.7nF Καθορισμός της συχνότητας της πριονωτής κυματομορφής.
- C2=1.5nF Αντιστάθμιση του ενισχυτή σφάλματος.
- C1,C3=1μF Αποκοπή των παρασίτων της τάσης τροφοδοσίας.



Εικόνα 4.1 Η κατασκευή της κάρτας PWM με το ολοκληρωμένο LM3524.

4.3 Ο ενισχυτής παλμών 2213.

Η δημιουργία παλμών από τον 3524 και αργότερα από τον μικροελεγκτή ενισχύονται από το ολοκληρωμένο του οίκου IRF 2213. Οι δυνατότητες του μας επιτρέπει να ενισχύσουμε τους παλμούς σε ένα ηλεκτρικό περιβάλλον πάνω από 1200V, ενισχύοντας τον παλμό έως και 20V. Η μέθοδος με την οποία γίνεται η τροφοδοσία του ηλεκτροδίου gate είναι η μέθοδος bootstrap. Η τροφοδοσία δηλαδή μέσω φόρτισης και εκφόρτωση ενός κεραμικού πυκνωτή των 100nF και μίας διόδου MUR1100. Το σχήμα 4.3 επεξηγεί πλήρως τη λειτουργία του συγκεκριμένου driver.



Σχήμα 4.3 Συνδεσμολογία του driver 2213 της IRF.

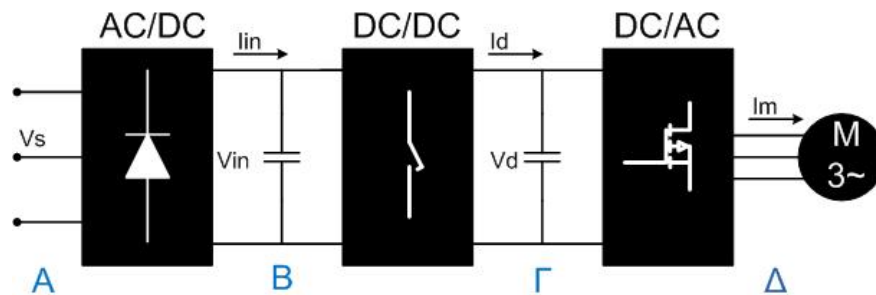
Η παραπάνω συνδεσμολογία αναφέρεται για κύκλωμα παλμοδότησης δύο στοιχείων υλοποιώντας μία γέφυρα μισού κύματος. Και αυτό γιατί όταν ο πάνω παλμός του στοιχείου είναι σε έναυση ο κάτω είναι σε αποκοπή, ενώ στον επόμενο κύκλο γίνεται η αντίστροφη διαδικασία. Στη τελική κατασκευή που υλοποιήσαμε χρησιμοποιήσαμε μόνο την πάνω έξοδο του ολοκληρωμένου. Να σημειωθεί ότι τα κανάλια εξόδου του 2213 είναι σε κατάσταση floating, δηλαδή το δυναμικό είναι σε διαφορετική αναφορά με αυτό του κυκλώματος ισχύος. Η μέτρηση του παλμού με παλμογράφο όπου η γή του οργάνου είναι σε αναφορά με αυτή του δικτύου, κατά τη μέτρηση επιφέρει καταστροφή του κυκλώματος οδήγησης. Η ηλεκτρική απομόνωση επιβάλλεται και αυτό μας το παρέχει ο συγκεκριμένος driver τροφοδοτούμενο από τροφοδοτικό απομονωμένης γής.

Τα διάφορα συμπεράσματα και δυσκολίες είναι και αυτό ένα κομμάτι αυτής της ενότητας αφού τα περισσότερα προβλήματα παρουσιάζονται κατά την κατασκευή. Παραπάνω αναφερθήκαμε στην ηλεκτρική απομόνωση του ημιαγωγού. Αρχικά δεν χρησιμοποιήθηκε ο 2213 προσπαθώντας να περάσουμε το παλμό από έναν οπτικό ζεύκτη και έναν driver 4422 της microchip παρόμοιο κύκλωμα με αυτό του inverter όπως θα δούμε και σε άλλο κεφάλαιο. Ήταν αδύνατο όμως διότι η λειτουργία σε συχνότητα 20KHz ο οπτικός ζεύκτης CNY-17 δεν άφηνε να περάσει ο παλμός. Ακόμη και η επιλογή πιο γρήγορου, της τάξεως MHz, optocoupler όπως ο 4N36 δεν έφερε κάποιο διαφορετικό αποτέλεσμα.

4.4 Ο υπολογισμός των στοιχείων ισχύος του μετατροπέα buck.[1]

Αρχικά θα πρέπει να αναφέρουμε ότι οι παρακάτω υπολογισμοί έχουν γίνει για διακοπτική συχνότητα του buck στα 150KHz ώστε να μικρύνουμε τον όγκο της κατασκευής και κατά συνέπεια το κόστος. Κατά τις δοκιμές όμως παρατηρήσαμε ότι ο βαθμός απόδοσης του ημιαγωγού τύπου MOSFET που διέθετε το εργαστήριο ήταν κάκιστος. Έτσι προσφύγαμε σε συχνότητα 25KHz και σε IGBT. Όλα αυτά παρατηρούνται παρακάτω απλά σημειώνοντας ότι οι υπολογισμοί του buck έχουν γίνει για συχνότητα 150KHz.

Από τη θεωρία των ηλεκτρονικών ισχύος γνωρίζουμε ότι μεταφορά της ενέργειας από ένα μετατροπέα σε έναν άλλον, οι υπολογισμοί της κάθε τοπολογίας δε μπορούν να γίνουν αμελώντας το συνδεδεμένο σε αυτό μετατροπέα. Για το λόγο αυτό εξετάζουμε το σύνολο όλου του κυκλώματος ελέγχοντας κάθε φορά τις τάσεις και ρεύματα που εισέρχονται και εξέρχονται από κάθε μετατροπέα ισχύος.



Σχήμα 4.4 Συνδεσμολογία βαθμίδων ισχύος.

Η μελέτη υπολογισμού ξεκινά από τα δεξιά προς τα αριστερά το σχήματος 4.4, δηλαδή από τα δεδομένα του κυκλώματος που είναι το φορτίο. Για το κινητήρα γνωρίζουμε τα εξής χαρακτηριστικά: $V_{0N}=400\text{Volt}$, $I_{0N}=4,4\text{A}$ σε συνδεσμολογία τριγώνου, $P_N=1\text{KW}$, $\cos\phi=0,7$. Οπότε στο σημείο Δ του παραπάνω σχήματος γνωρίζουμε ότι η τάση κυμαίνεται από 50V (ελάχιστη τάση εκκίνησης) έως 400V. Επίσης από την αρχή του συγγράμματος, στην εισαγωγή, έγινε αναφορά στο βαθμό απόδοσης των μετατροπέων ισχύος όπου για το μετατροπέα DC/AC του δίνουμε ένα βαθμό απόδοσης $n=80\%$. Κατά συνέπεια στο σημείο Γ η ισχύς στην είσοδο του inverter να είναι $P_N/0,8$, στο σημείο Β στην είσοδο του DC/DC να είναι $P_N/0,8^2$ και στην είσοδο της ανορθωτικής γέφυρας AC/DC στο σημείο Α είναι $P_N/0,8^3$

Η θεμελιώδη συνιστώσα (βασική αρμονική) της πολικής τάσης στην έξοδο δείχνεται στο σχήμα 4.4 ενώ η ενεργός τιμή της υπολογίζεται ως εξής:

$$V_{LL(rms)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_d \quad \text{και τελικά}$$

$$V_{LL(rms)} = 0,78 \cdot V_d \Rightarrow V_d = \frac{V_{LL}}{0,78} \Rightarrow V_d = \frac{400}{0,78} \Rightarrow V_d = 513V_{olt}$$

Από τη παραπάνω σχέση μπορούμε να βρούμε τη τάση εισόδου V_d του inverter στο σημείο Γ. Στο σημείο Β στην είσοδο του buck το ρεύμα υπολογίζεται από το τύπο:

$$I_m = \frac{P_m}{\sqrt{3} \cdot V_{LL} \cdot \cos \phi \cdot n} = \frac{1000}{\sqrt{3} \cdot 400 \cdot 0,7 \cdot 0,8} = 2,6A$$

Ενώ οι τάσεις στο ίδιο σημείο λαμβάνουμε υπόψη τη μέγιστη και ελάχιστη μέση τιμή οι οποίες υπολογίζονται από τους τύπους:

$$V_{inMAX} = \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot (1,05) = \sqrt{2} \cdot 400 \cdot 1,05 = 594V_{olt}$$

$$V_{inMIN} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot (0,95) = 513,4V_{olt}$$

Με την ίδια παραδοχή υπολογίζουμε τις τάσεις στο σημείο Α:

$$V_{S \min_{RMS}} = 0,95 \cdot 400 = 380V_{olt}$$

$$V_{S \max_{RMS}} = 1,05 \cdot 400 = 420V_{olt}$$

Από τα παραπάνω δεδομένα μπορούμε να υπολογίσουμε τον ελάχιστο και μέγιστο λόγο κατάτμησης $D=V_o/V_d$.

- Για $V_d=594V$ και $V_o=400V$

$$D_{max}=400/594=0,67$$

- Για $V_d=594V$ και $V_o=50V$

$$D_{max}=50/594=0,08 \quad \text{min Duty Cycle}$$

- Για $V_d=513,4V$ και $V_o=400V$

$$D_{max}=400/513,4=0,77 \quad \text{max Duty Cycle}$$

- Για $V_d=513,4V$ και $V_o=50V$

$$D_{max}=50/513,4=0,09$$

	$I_g(A)$	$I_m(A)$	$I_d(A)$	$I_M(A)$		
$V_{S_{min}}_{RMS} = 0,95 \cdot 400$	$\sqrt{2} \cdot 0,95 \cdot 400$	$D1 = 0,95 \rightarrow \frac{400}{0,78}$	5,13	3,1	2,45	2,6
		$D2 = 0,11 \rightarrow \frac{50}{0,78}$	5,64	0,36	2,5	2,6
	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot 0,95 \cdot 400$	$D1 = 0,99 \rightarrow \frac{400}{0,78}$	5,14	3,04	2,45	2,6
		$D2 = 0,10 \rightarrow \frac{50}{0,78}$	0,65	0,38	2,5	2,6
$V_{S_{max}}_{RMS} = 1,05 \cdot 400$	$\sqrt{2} \cdot 1,05 \cdot 400$	$D1 = 0,67 \rightarrow \frac{400}{0,78}$	4,65	2,6	2,45	2,6
		$D2 = 0,08 \rightarrow \frac{50}{0,78}$	0,58	0,33	2,5	2,6
	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot 1,05 \cdot 400$	$D1 = 0,85 \rightarrow \frac{400}{0,78}$	4,65	2,75	2,45	2,6
		$D2 = 0,09 \rightarrow \frac{50}{0,78}$	0,58	0,35	2,45	2,6

Πίνακας 4.1 Υπολογισμός των ρευμάτων του συνολικού κυκλώματος.

Παρατηρούμε ότι έχουμε μέγιστη και ελάχιστη τάση δικτύου όπως και στην είσοδο του buck. Για την εύρεση των ρευμάτων του κάθε μετατροπέα λαμβάνουμε υπόψη αυτές τις τιμές. Παραπάνω παρουσιάζεται ο πίνακας με τα αποτελέσματα των πράξεων.

4.5 Ο υπολογισμός των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα buck.[3]

Ο παραπάνω πίνακας μας βοηθάει πλέον να υπολογίσουμε το μέγιστο ρεύμα που περνά από το ημιαγωγικό στοιχείο γνωρίζοντας πλέον το μέγιστο ρεύμα που περνά από το buck και είναι ίσο με 3,1A. Από το τυπολόγιο της θεωρίας ηλεκτρονικών ισχύος το ρεύμα που περνά από το MOSFET ισούται με:

$$I_{inMAX} = 3,1A$$
$$I_{TRIAC} = \frac{I_{inMAX} \cdot T_S \cdot D}{T_S} = D \cdot I_{inMAX} = 0,77 \cdot 3,1 = 2,39A$$

Το MOSFET που υπολογίσαμε πρέπει να είναι μεγαλύτερο από 2,5A και τάση μεγαλύτερη από 600V. Ο τύπος MOSFET που επιλέχθηκε είναι ο 17N80C3 (infinion) και δίοδος STTH6010W η οποία επιλέχθηκε με βάση τα χαρακτηριστικά του MOSFET. Τα χαρακτηριστικά όλων των υλικών που επιλέχθηκαν παρουσιάζονται στα παραρτήματα αυτού του συγγράμματος μέσω των datasheet των κατασκευαστών.

Κατά τις δοκιμές όμως του μετατροπέα ο βαθμός απόδοσης ήταν πάρα πολύ χαμηλός. Αυτό οφείλεται στα χαρακτηριστικά του MOSFET για συχνότητα λειτουργίας 150KHz. Για το λόγω αυτό δοκιμάσαμε άλλα ημιαγωγικά στοιχεία που διέθετε το εργαστήριο ηλεκτρονικών ισχύος. Οι μετρήσεις που έγιναν παρουσιάζονται στο παρακάτω πίνακα (πίνακας 4.2) και όπως διαπιστώνουμε η καλύτερη λύση ήταν η λειτουργία του μετατροπέα με IGBT σε συχνότητα 20KHz πετυχαίνοντας ένα βαθμό απόδοσης του 89%. Οι τάσεις λειτουργίας είναι πολύ μεγάλες και δεν υπήρχε η δυνατότητα πολλών επιλογών άλλων στοιχείων αφού δε βρέθηκε κάτι άμεσα και σε λογικό κόστος στο εμπόριο. Όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν, MOSFET, IGBT, DIODE για την ισχύ του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκαν ημιαγωγοί με “πάτημα” TO-247.



MOSFET 17N80C3 (infinion) και DIODE STTH6010W							
f(KHz)	V _{in} (volt)	I _{in} (A)	P _{in} (W)	V _{out} (V)	I _{out} (A)	P _{out} (W)	n% Po/P _{in}
20K	80	0.31	24.8	43.20	0.47	20.30	81.85
30K	80	0.37	29.6	43.80	0.45	19.71	68.60
50K	80	0.44	35.2	44.55	0.49	21.83	62.00
100K	80	0.56	44.8	44.77	0.49	21.94	48.97
131K	80	0.65	52.0	49.30	0.49	24.16	46.46
150K	80	0.69	55.2	50.00	0.48	24.00	43.47
200K	80	0.95	76.0	52.14	0.48	25.03	32.93
MOSFET W9NK70Z (700V) και DIODE STTH3006PT (600V-30A)							
20K	80	0.30	24	42.85	0.47	20.14	83.91
30K	80	0.31	24.8	43.61	0.46	20.06	80.90
50K	80	0.33	26.4	44.19	0.50	22.09	83.37
100K	80	0.37	29.4	45.86	0.49	22.47	76.43
131K	80	0.37	29.4	45.86	0.49	22.47	76.43
150K	80	0.40	32.0	48.13	0.49	23.58	73.70
200K	80	0.47	37.6	50.99	0.48	22.47	65.09
IGBT G4PF50W (900V) IRF και DIODE STT6010W							
19K	80	0.47	37.6	42.35	0.79	33.46	88.98
22K	80	0.28	22.4	42.83	0.44	18.80	83.94
39K	80	0.37	29.4	43.80	0.49	21.46	73.00

Πίνακας 4.2 Μετρήσεις των ημιαγωγικών στοιχείων που μελετήθηκαν στο μετατροπέα buck.

4.6 Ο υπολογισμός του πηνίου του μετατροπέα buck.[4]

Αρχικά θεωρούμε ότι $\Delta I_L = 20\% \cdot I_{dmax} = 20\% \cdot 2,45 = 0,49A$.

Για $V_d = 50V$, $D_{min} = 0,08$ και $f = 150KHz$ η τιμή του πηνίου υπολογίζεται ίση με:

$$\Delta I_L = \frac{V_{dmin}}{L} \cdot (1 - D_{min}) \cdot T_s \Rightarrow L = \frac{V_{dmin}}{\Delta I_L} \cdot (1 - D_{min}) \cdot T_s \Rightarrow$$

$$\Rightarrow L = \frac{50}{0,49} \cdot (1 - 0,08) \cdot 6,7 \cdot 10^{-6} \Rightarrow L = 629 \mu H$$

Για τη περιτύλιξη του πηνίου γίνεται μία ανάλυση και υπολογισμός των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών των πηνίων.

Ανάλυση και υπολογισμός των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών των πηνίων

Οι επαγωγές του κυκλώματος διαρρέονται από ένα ρεύμα υψηλής τιμής περίπου ίσο με I_{on} . Για να αποφύγουμε λοιπόν τον κορεσμό του πυρήνα, εισάγουμε στην κατασκευή του μαγνητικού κυκλώματος ένα διάκενο l_d . Έτσι, η σχετική μαγνητική διαπερατότητα με του μαγνητικού κυκλώματος θα είναι σχετικά χαμηλή (με = 10...300).

Για να κατασκευάσουμε τα πηνία χρησιμοποιούμε πυρήνες από φερρίτη, υλικό 3F3. Οι πυρήνες αυτοί προσφέρουν τη δυνατότητα λειτουργίας σε υψηλές συχνότητες και έχουν υψηλή μαγνητική επαγωγή κορεσμού. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση τόσο των μαγνητικών απωλειών (απώλειες υστέρησης και απώλειες δινορρευμάτων) όσο και των απωλειών χαλκού (απώλειες στο τύλιγμα).

Από την βιβλιογραφία έχει βρεθεί ότι ο υπολογισμός μιας επαγωγής L γίνεται με βάση τον τύπο :

$$L = \frac{\mu_e \cdot \mu_0 \cdot N^2}{\sum \left(\frac{1}{A} \right)} = \frac{\mu_e \cdot \mu_0 \cdot N^2}{\frac{l_e}{A_e}} \quad (5.1)$$

Και για να επιτύχουμε την επιθυμητή τιμή του L συμπεραίνουμε ότι πρέπει να ισχύει η :

$$N \geq \sqrt{\frac{L \cdot I_e}{\mu_e \cdot \mu_0 \cdot A_e}} \quad (5.2)$$

Όπου :

L = η ζητούμενη τιμή της επαγωγής

μ_0 = η μαγνητική διαπερατότητα του κενού ($4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m)

μ_e = η σχετική μαγνητική διαπερατότητα του μαγνητικού κυκλώματος που περιλαμβάνει το διάκενο

l_e = το ενεργό μήκος του μαγνητικού κυκλώματος του πυρήνα

A_e = η ενεργός επιφάνεια της διατομής του πυρήνα

Τα μεγέθη l_e , A_e είναι χαρακτηριστικά του μεγέθους και του σχήματος του πυρήνα. Η σχετική μαγνητική διαπερατότητα μ_e εξαρτάται από το διάκενο l_d που θα χρησιμοποιήσουμε. Αν μ_r η σχετική μαγνητική διαπερατότητα του φερρίτη, τότε η σχετική μαγνητική διαπερατότητα μ_e υπολογίζεται από την σχέση :

$$\frac{1}{\mu_e} = \frac{1}{\mu_r} + \frac{l_d}{l_e} \text{ όπου } l_d \ll l_e \quad (5.3)$$

Για την επιλογή του κατάλληλου πυρήνα χρησιμοποιούνται διάφορα διαγράμματα που δίνονται από τους κατασκευαστές. Επειδή τα διαγράμματα αυτά αντιστοιχούν σε δεδομένους τύπους πυρήνων φερρίτη, θα παρουσιάσουμε στη συνέχεια μια νέα πιο γενική μέθοδο υπολογισμού των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών του πηνίου. Για την ανάπτυξη της μεθόδου αυτής λάβαμε υπόψη μας ότι :

1. Η μαγνητική επαγωγή B πρέπει να είναι μικρότερη από την μαγνητική επαγωγή κόρου του πυρήνα. Πράγματι, αν φθάσουμε στον κόρο η σχετική μαγνητική διαπερατότητα του υλικού μ μειώνεται δραστικά, μ' άμεσο αποτέλεσμα να μειώνεται και η επαγωγή του πηνίου.
2. Ο επιθυμητός αριθμός των σπειρών πρέπει να χωράει στο παράθυρο που δημιουργεί ο πυρήνας.
3. Το διάκενο πρέπει να είναι σχετικό μικρό, ώστε ν' αποφεύγονται οι απώλειες από σκέδαση.
4. Η διατομή του καλωδίου, που θα χρησιμοποιήσουμε, υπολογίζεται κατά κύριο λόγο από την πυκνότητα του ρεύματος που διαρρέει το τύλιγμα του πηνίου.

Πρέπει όμως να λάβουμε υπόψη μας και την μεταβολή της αντίστασης (αλλά και της επαγωγής) του αγωγού, λόγω της παρουσίας ρευμάτων υψηλής συχνότητας. Τα φαινόμενα αυτά αναφέρονται στη διεθνή βιβλιογραφία ως “skin and proximity effects” (επιδερμικό φαινόμενο και φαινόμενο γειτνίασης).

Στη συνέχεια θα αναλύσουμε, μία προς μία, τις παραπάνω παραδοχές :

Παραδοχή 1^η

Για να μην φθάσουμε στον κορεσμό του πυρήνα θα πρέπει :

$$\Phi = \Phi_{DC} + \frac{\Delta\Phi}{2} \leq \Phi_{\max} \quad (5.4)$$

Όπου :

Φ_{DC} : η μαγνητική ροή που οφείλεται στο μέσο ρεύμα I_0 , που διαρρέει το πηνίο

$\Delta\Phi$: η μαγνητική ροή που οφείλεται στην κυμάτωση του ρεύματος εξόδου

$\Phi_{\max} = B_{\max} \cdot A_e$: η μαγνητική ροή κόρου

N : ο αριθμός των σπειρών του τυλίγματος του πηνίου

Από την παραπάνω σχέση με διάφορες παραδοχές και υπολογισμούς έχει βρεθεί, από τη βιβλιογραφία, ότι μπορούμε να καταλήξουμε στην εξής ανισότητα που πρέπει να ισχύει ώστε να μην φθάσουμε στον κόρο :

$$\frac{L}{N} \cdot I_{L\max} \leq B_{\max} \cdot A_e \Rightarrow N \geq \frac{L \cdot I_{L\max}}{A_e \cdot B_{\max}} \quad (5.5)$$

Ακόμα γνωρίζουμε ότι πρέπει να ισχύει :

$$N \geq \sqrt{\frac{L}{\mu_e \mu_0} \cdot \frac{I_e}{A_e}} \quad (5.6)$$

Οι δύο παραπάνω σχέσεις ερμηνεύονται ως εξής :

α).η πρώτη μας δίνει τον ελάχιστο αριθμό σπειρών, ώστε να μην φθάνουμε στον κορεσμό του πυρήνα, ακόμα και για το μέγιστο ρεύμα I_{Lmax} , που διαρρέει το πηνίο.

β).η δεύτερη μας δίνει τον ελάχιστο αριθμό σπειρών, ώστε για κάποιο δεδομένο πυρήνα να έχουμε την επιθυμητή επαγωγή.

Από τα παραπάνω γίνεται ευνόητο ότι πρέπει να ισχύει η ανισότητα :

$$N \geq \sqrt{\frac{L}{\mu_e \cdot \mu_0} \cdot \frac{I_e}{A_e}} \geq \frac{L \cdot I_{Lmax}}{A_e \cdot B_{max}} \quad (5.7)$$

από την οποία συνεπάγεται ότι :

$$\frac{L}{\mu_e \cdot \mu_0} \cdot \frac{I_e}{A_e} \geq \frac{L^2 \cdot I_{Lmax}^2}{A_e^2 \cdot B_{max}^2} \Rightarrow I_e \cdot A_e \geq \mu_e \cdot \mu_0 \cdot \frac{L \cdot I_{Lmax}^2}{B_{max}^2} \quad (5.8)$$

άρα :

$$V_e \geq \mu_e \cdot \mu_0 \cdot \frac{L \cdot I_{Lmax}^2}{B_{max}^2} \quad (5.9)$$

Σημειώνεται ότι η ανισότητα 3.34 επεξηγεί την πρακτική μέθοδο επιλογής του πυρήνα με τη χρήση διαγραμμάτων και με βάση το γινόμενο $L \cdot I^2 \cdot L_{max}$. Να παρατηρήσουμε επίσης ότι με βάση τη σχέση :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum i \quad (5.10)$$

βρίσκουμε :

$$B = \mu_e \cdot \mu_0 \cdot \frac{N \cdot I_{Lmax}}{l_e} \quad (5.11)$$

και για να μην φθάσουμε στον κόρο θα πρέπει $B_{max} \geq B$. Οπότε :

$$B_{max} \geq \mu_e \cdot \mu_0 \cdot \frac{N \cdot I_{Lmax}}{l_e} \Rightarrow N \leq \frac{B_{max}}{\mu_0 \cdot I_{Lmax}} \cdot \frac{l_e}{\mu_e} \quad (5.12)$$

Η παραπάνω ανισότητα μας δίνει ένα μέγιστο όριο για τον αριθμό σπειρών, ώστε να μην φθάνουμε στον κόρο και συνδέεται με το ενεργό μήκος των μαγνητικών γραμμών και το διάκενο του πυρήνα, σε αντίθεση με την ανισότητα 5.5 που

συνδέεται με την ενεργό διατομή του πυρήνα. Να επισημάνουμε ότι πρέπει ν' αληθεύουν οι σχέσεις :

$$\frac{B_{\max}}{\mu_0 \cdot I_{L\max}} \cdot \frac{I_e}{\mu_e} \geq \sqrt{\frac{L}{\mu_e \cdot \mu_0} \cdot \frac{I_e}{A_e}} \geq \frac{L \cdot I_{\max}}{A_e \cdot B_{\max}} \quad (5.13)$$

Αποδεικνύεται, εύκολα, ότι οι ανισότητες αυτές αληθεύουν αν η ανισότητα 5.8 είναι αληθής.

Παραδοχή 2^η

Αν υποθέσουμε ότι :

S_w : το εμβαδόν του παραθύρου του πυρήνα

S_f : η διατομή του σύρματος που θα χρησιμοποιήσουμε για το τύλιγμα

N : ο αριθμός σπειρών του τυλίγματος

C_r : ο συντελεστής στο τύλιγμα καθώς και τη μόνωση του σύρματος (0,4 – 0,7)

Ο αριθμός των σπειρών που χωράνε στο παράθυρο του πυρήνα δίνονται από την σχέση :

$$S_w \cdot C_r \geq N \cdot S_f \Rightarrow N \leq \frac{S_w}{S_f} \cdot C_r \quad (5.14)$$

Με βάση τον τύπο 3.32 και από τον παραπάνω πρέπει ο ελάχιστος αριθμός των σπειρών, που απαιτείται για να μην φθάσουμε στο κόρο, να χωράει στο παράθυρο του πυρήνα. Άρα :

$$\frac{L \cdot I_{L\max}}{A_e \cdot B_{\max}} \leq \frac{S_w}{S_f} \cdot C_r \Rightarrow S_w \cdot A_e \geq L \cdot \frac{I_{L\max}}{B_{\max}} \cdot \frac{S_f}{C_r} \quad (5.15)$$

Η σχέση αυτή είναι πολύ σημαντική και αποτελεί τη βάση για την επιλογή του πυρήνα.

Παραδοχή 3^η

Θεωρώντας, προσεγγιστικά, ότι το διάκενο l_δ πρέπει να είναι μικρότερο από κ φορές την κάθε διάσταση της διατομής, ώστε να αποφεύγονται οι απώλειες μαγνητικού πεδίου από σκέδαση, μπορούμε να γράψουμε :

$$k^2 \cdot A_e \geq I_\delta^2 \Rightarrow I_\delta \leq k \cdot \sqrt{A_e} \quad (5.16)$$

όπου πρακτικά $0,05 \leq k \leq 0,02$.

Παραδοχή 4^η

Η επιλογή της διατομής του σύρματος του τυλίγματος βασίζεται στη μέγιστη αποδεκτή πυκνότητα ρεύματος. Στην πράξη οι τιμές κυμαίνονται από 2A/mm^2 ως 6A/mm^2 . Άρα :

$$S_f \geq \frac{I_{L\max}}{J} \text{mm}^2 \quad (5.17)$$

Όσον αφορά τη μεταβολή της αντίστασης ενός αγωγού κυκλικής διατομής, που διαρρέεται από ένα ρεύμα υψηλής συχνότητας, μπορούμε να γράψουμε :

$$R_{ac} = R_{dc} + R_{dc} \cdot F = R_{dc} \cdot (1 + f) = R_{dc} \cdot f \cdot \left(\frac{d}{\Delta} \right) \quad (5.18)$$

$$\Delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot \mu_c \cdot \mu_0} \cdot \frac{\rho_c}{f}} = 503,29 \cdot \sqrt{\frac{\rho_c}{f}} \text{cm} \quad (5.19)$$

όπου :

R_{dc} : αντίσταση του αγωγού σε συνεχές ρεύμα

Δ : βάθος επιδερμικού φαινομένου

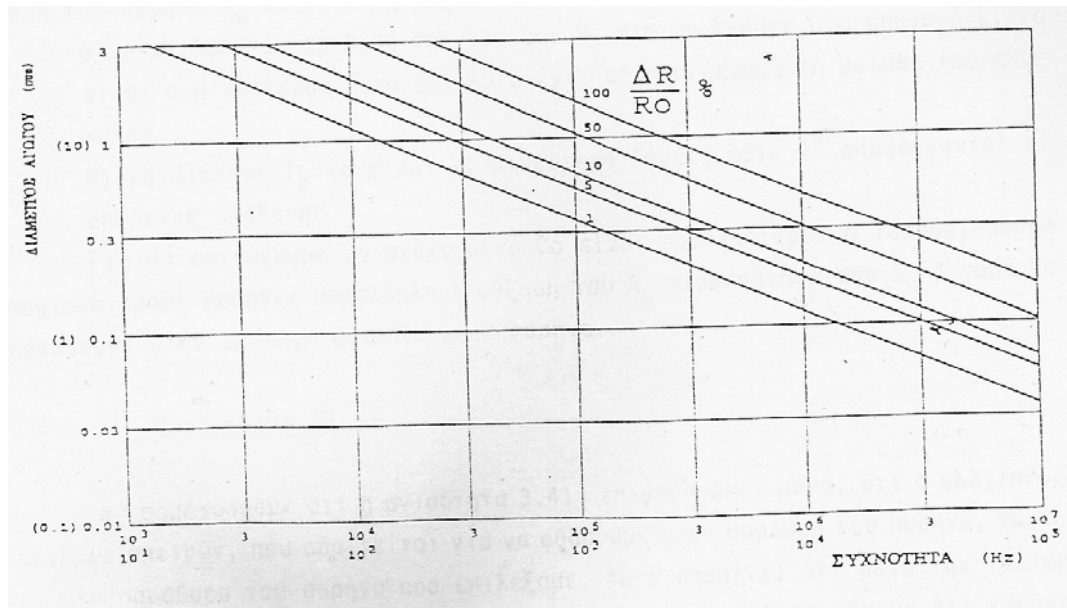
f : συχνότητα εναλλασσόμενου ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό

μ_c : μαγνητική διαπερατότητα του υλικού του αγωγού (1 για το Cu)

ρ_c : ειδική αντίσταση του υλικού του αγωγού ($\rho_{20} = 1,7241 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ για τον Cu)

Στην περίπτωση όμως του τυλίγματος ενός πηνίου, η μεταβολή της αντίστασης σε συνάρτηση με την συχνότητα γίνεται πιο πολύπλοκη, λόγω της ταυτόχρονης επίδρασης του επιδερμικού φαινομένου (skin effect) και του φαινομένου γεινίασης (proximity effect).

Για να αποφύγουμε την υπερβολική αύξηση της αντίστασης του τυλίγματος του πηνίου με τη συχνότητα, θα χρησιμοποιήσουμε, για την επίτευξη της επιθυμητής διατομής, περισσότερα από ένα σύρματα παράλληλα. Ο υπολογισμός της διατομής του κάθε σύρματος γίνεται μέσω διαγραμμάτων όπως αυτό στο σχήμα 4.5.



Σχήμα 4.5 Μεταβολή της αντίστασης του αγωγού με τη συχνότητα.

Συγκεκριμένα, αφού επιλέξουμε τη συχνότητα λειτουργίας, υπολογίζουμε τη διατομή του κάθε παραλλήλου σύρματος S_{Δ} , ώστε η μεταβολή της αντίστασης στο συνεχές ρεύμα (π.χ. $\Delta R/R_{dc} < 10\%$). Ο αριθμός των συρμάτων, που θα τοποθετηθούν παράλληλα, δίνεται από τη σχέση :

$$N // = \text{TRYNC} [S_f / S_{\Delta}] + 1, \text{ όπου TRYNC ακέραιο μέρος. (5.20)}$$

Έχοντας τα παραπάνω στοιχεία κατασκευάστηκαν δύο πηνία των $390\mu\text{H}$, τα οποία κατασκευάστηκαν με μπομπίνα ETD39, διάκενο $2 \times 0,4\text{mm}$, 45 σπείρες καλωδίου Linze $1,7\text{mm}^2$ και φερρίτη 3F3.

Η λειτουργία του κυκλώματος σε συχνότητα των 50Hz μας αναγκάζει να αυξήσουμε το πηνίο εξομάλυνσης κατά 7 φορές μεγαλύτερο από αυτό που τυλίχθηκε. Γνωρίζοντας όμως ότι η λειτουργία εστιάζεται μόνο στη συνεχή αγωγή με το διπλάσιο πηνίο που τοποθετήθηκε σε σειρά με το αρχικό επαρκούσε για τη καλή και αξιόπιστη λειτουργία του κυκλώματος.

4.7 Ο υπολογισμός των πυκνωτών εισόδου και εξόδου του μετατροπέα buck.[4]

Πυκνωτής εξόδου.

Για τον υπολογισμό του πυκνωτή εξόδου γνωρίζουμε ότι $L \approx 600 \mu\text{H}$. Επίσης εκτιμούμε ότι $\Delta V_d = 10\% \cdot V_d$ ή καλύτερα $\Delta V_d / V_d = 10\%$. Από το τυπολόγιο της θεωρίας ηλεκτρονικών ισχύος ο τύπος που μας δίνει τη τιμή του πυκνωτή εξόδου ενός μετατροπέα Buck είναι ο:

$$C = \frac{1}{8} \cdot \frac{\left(\frac{1}{f_s}\right)^2 \cdot (1 - D_{\min})}{L \cdot \frac{\Delta V_d}{V_d}}$$

Με αντικατάσταση των δεδομένων βρίσκουμε τη τιμή που περιμένουμε να είναι αρκετά μικρή, μία παρατήρηση που φαίνεται καθαρά στη πιο πάνω σχέση όπου ο πυκνωτής είναι αντιστρόφως ανάλογος του πηνίου .

$$C = \frac{1}{8} \cdot \frac{\left(\frac{1}{150 \cdot 10^3}\right) \cdot (1 - 0,1)}{600 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{10}{100}} \Rightarrow C = \frac{4 \cdot 10^{-9}}{480 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow C = 8,33 \mu\text{F}$$

Στη τελική πλακέτα που εκτυπώσαμε χρησιμοποιήσαμε τέσσερις πυκνωτές των $150 \mu\text{F}/400\text{V}$ ηλεκτρολυτικούς, συνδέοντας τους δύο σε σειρά και δύο παράλληλα.

Πυκνωτής εισόδου.

Η έξοδος που παίρνουμε από την ανορθωτική διάταξη πρέπει να εξομαλύνεται με ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές για την σταθερή πλέον DC τάση. Για τον υπολογισμό τους, θεωρούμε ως ανεκτική πτώση τάσης πυκνωτών 50V , όπως επίσης και το I_{in} είναι $3,1\text{A}$. Από την ηλεκτροτεχνία γνωρίζουμε τη σχέση

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V} \Rightarrow C = \frac{3,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{50} \Rightarrow C = 640 \mu\text{F}$$

Οι πυκνωτές θα πρέπει να εκτιμηθούν όχι μόνο από τη τιμή της τάσης λειτουργίας και τη χωρητικότητα τους αλλά και από την εσωτερική τους χωρητική αντίσταση. Αν η εσωτερική τους αντίσταση είναι πολύ μεγάλη η τάση στην έξοδο δεν είναι σταθερή με αποτέλεσμα η μετρήσεις που αποστέλλονται στον μικροελεγκτή να διαφοροποιούν συνεχώς λανθασμένα τον λόγο κατάτμησης μεταβάλλοντας κατά συνέπεια τις στροφές στον άξονα του κινητήρα..

4.8 Ο υπολογισμός του διαιρέτη τάσης εισόδου και εξόδου του μετατροπέα

buck.[3]

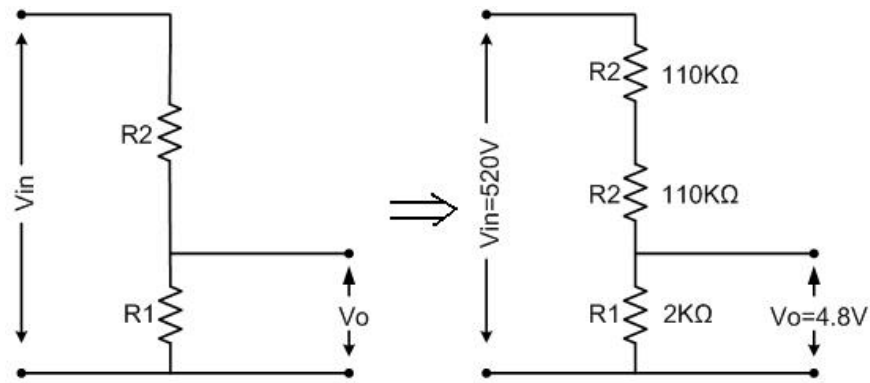
Στο τελευταίο κεφάλαιο περιγράφεται το συνολικό πρόγραμμα το οποίο γράφτηκε για την υλοποίηση του κλειστού βρόγχου ελέγχου. Παρατηρούμε ότι το πρόγραμμα έχει γραφτεί ώστε να προσαρμόζει τη λειτουργία του για διάφορες τιμές της DC τάσης εισόδου του buck, δηλαδή τη τάση που παράγεται από την ανόρθωση του δικτύου μέσω γέφυρας, διόδων, αφού στη περίπτωση μας χρησιμοποιούσαμε για τις δοκιμές τα DC τροφοδοτικά τάσης (0-220V) που διέθετε το εργαστήριο παρέχοντας απόλυτη ασφάλεια δοκιμών μέσω του περιοριστή ρεύματος και τάσης που διαθέτουν.

Για το λόγο αυτό, πλην τη μέτρηση των στροφών είναι απαραίτητη οι μέτρηση της τάσης εισόδου του buck μέσω της οποίας το πρόγραμμα οριοθετεί τη περιοχή μεταβολής της ταχύτητας του κινητήρα, όπου διατηρείται σταθερό το λόγο V/f αλλά και καθορίζει συνθήκες εκκίνησης.

Ένας τρόπος ώστε να μπορεί σε κάθε κύκλο λειτουργίας το πρόγραμμα να διαβάζει τις τιμές των παραπάνω μεγεθών είναι να αντιλαμβάνεται ως εισόδους σε κάποιες από τις A/D (Analog to Digital) θύρες που περιλαμβάνει ο μικροελεγκτής. Αμέσως δημιουργούνται κάποιοι περιορισμοί αφού η A/D μονάδα μπορεί να αντιληφθεί και να μετατρέψει σε ψηφιακά νούμερα DC τάσεις από 0 ως 5V. Ουσιαστικά δημιουργούμε διαιρέτες τάσης υπολογισμένοι έτσι ώστε να μην υπερβαίνει τα 5V και καταστραφεί ο μικροελεγκτής.

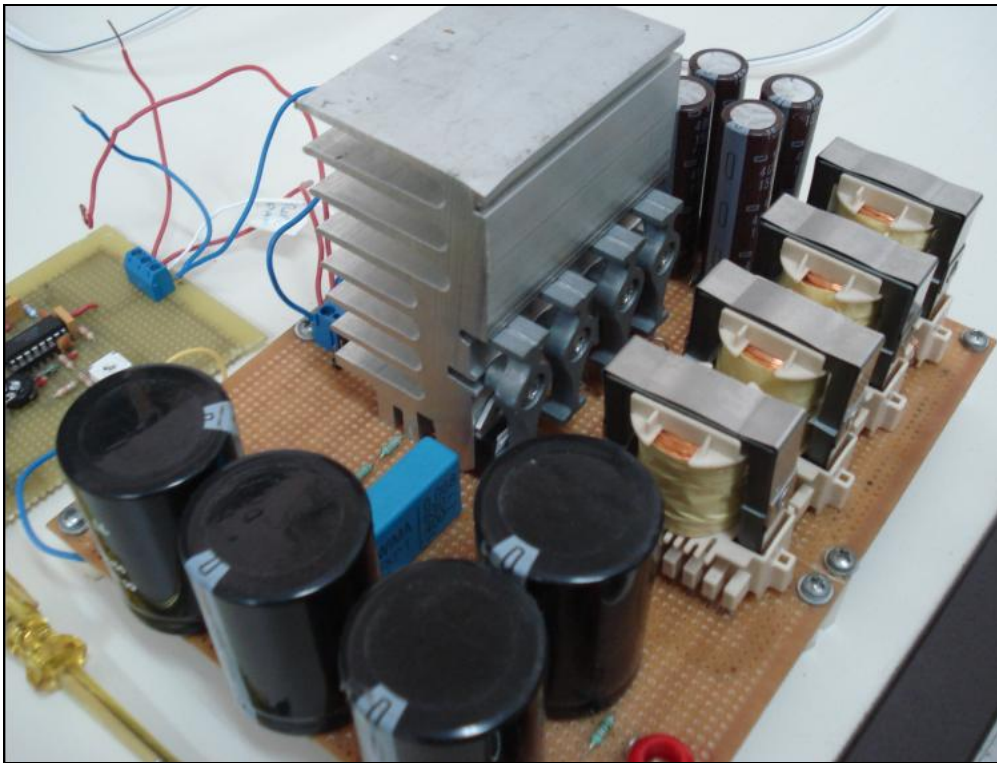
Αυτό που πρέπει εμείς να επιλέξουμε είναι ο λόγος R_1/R_2 ο οποίος καθορίζει το ποσοστό υποβιβασμού της αρχικής τάσης. Γενικά πάντως επιλέγουμε πολύ μεγαλύτερη τη τιμή για την αντίσταση R_2 απ' ότι για την αντίσταση R_1 αφού οι τάσεις προς μέτρηση είναι της τάξης των 520V και η συνάρτηση αναλογιών δίνεται από τη παρακάτω σχέση.

$$V_{OUT} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{IN} \Rightarrow V_{IN} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot V_{OUT}$$

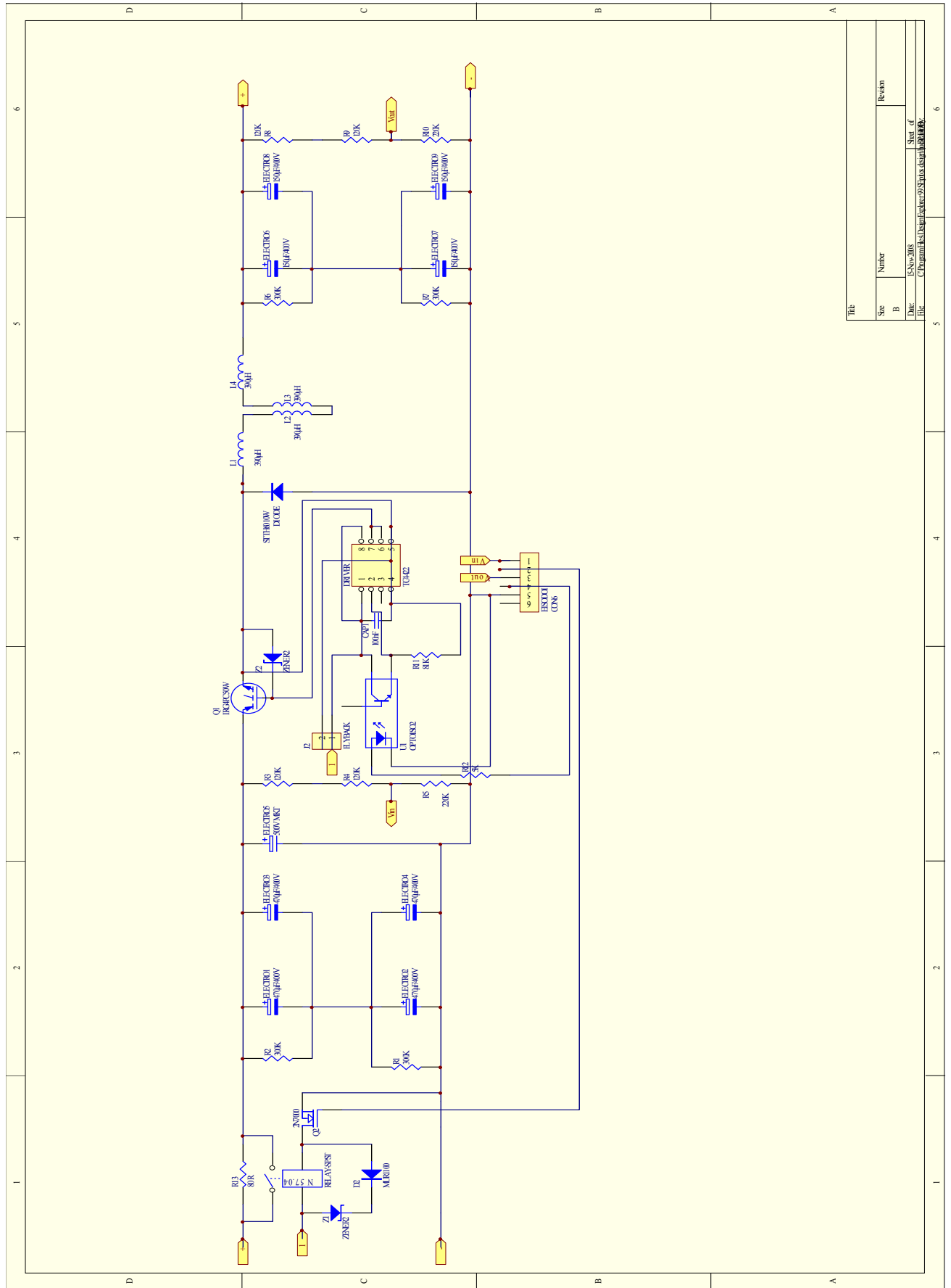


Σχήμα 4.6 Υλοποίηση διαιρέτη τάσης εισόδου, εξόδου του Buck με αντιστάσεις 1%.

Για την εύρεση των αντιστάσεων θέτουμε την επιθυμητή τάση εξόδου όπου την ορίζουμε να είναι στα 4,8V προστατεύοντας το μικροελεγκτή από την οριακή τιμή των 5V. Το σύνολο των αντιστάσεων, όπως αυτή της R_2 υπολογίστηκαν ώστε η ισχύς της κάθε αντίστασης να μην υπερβαίνει τα 0,5W η ονομαστική δηλαδή ισχύς της κάθε αντίστασης.

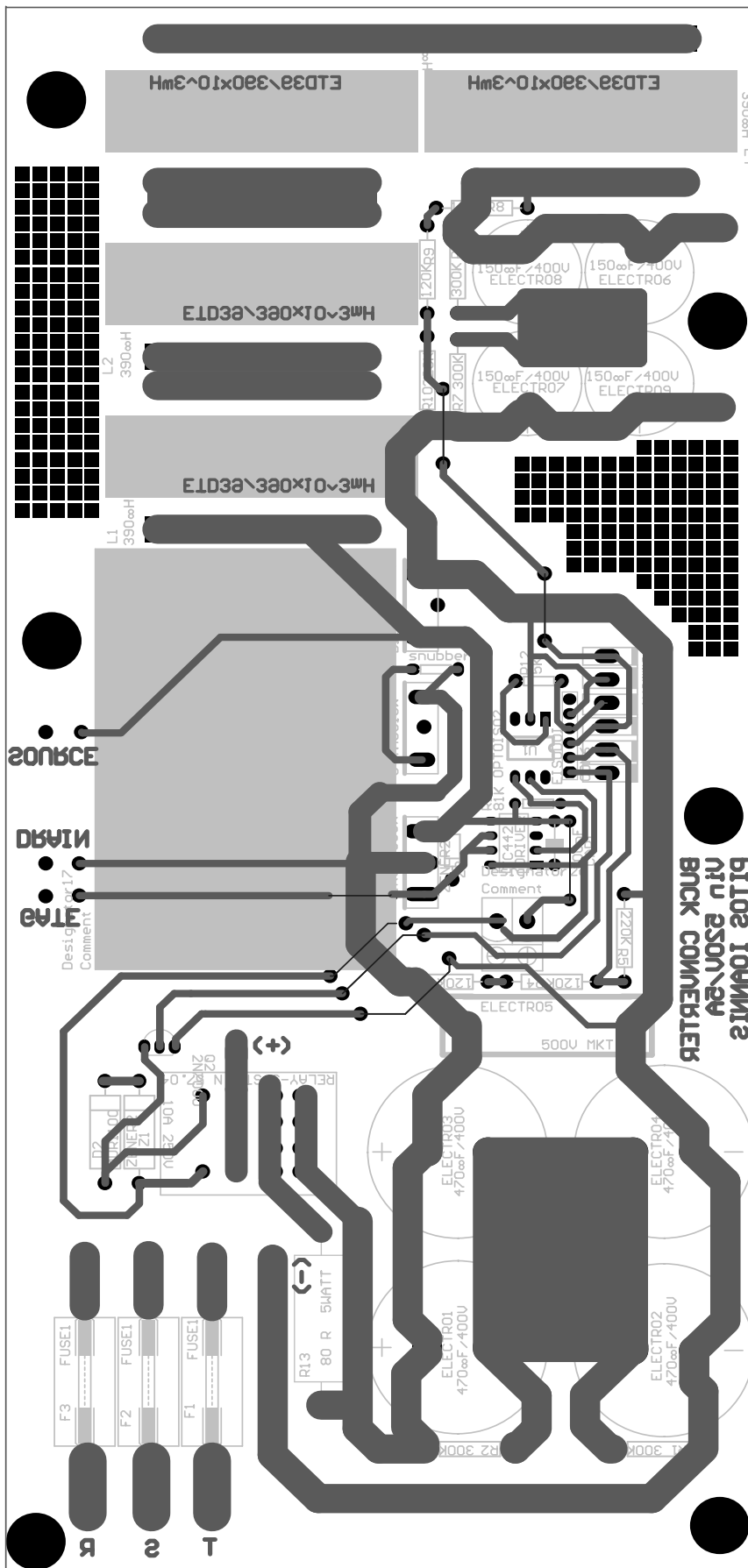


Εικόνα 4.2 Η κατασκευή του Buck σε διάτρητη κάρτα.



Εικόνα 4.3 Το σχηματικό διάγραμμα του Buck.

Title	
Size	Number
B	
Date	Start of
File	Sheet of
C:\Program Files\Design Explorer\95\Projects\Design\BUCK.BREP	



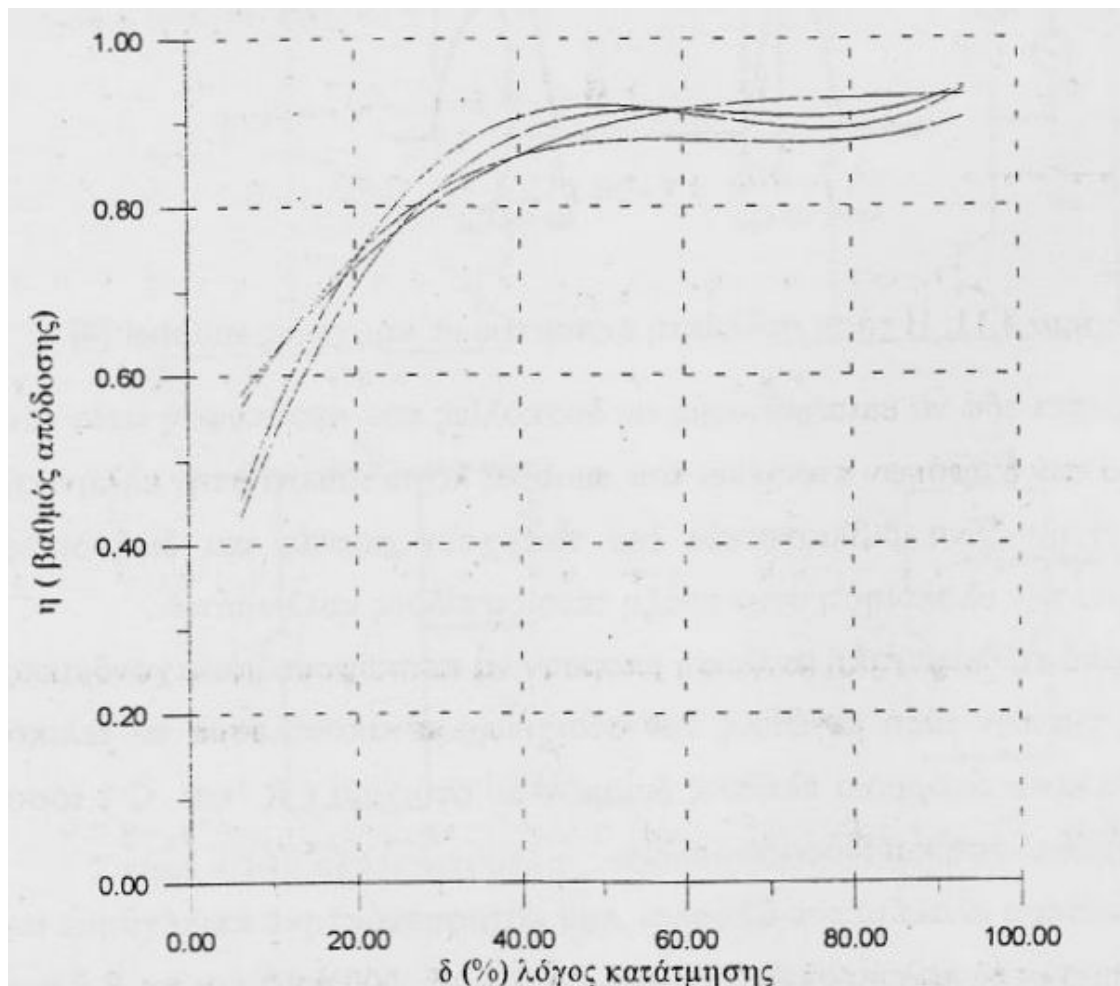
Εικόνα 4.4 Η κατάταξη των υλικών στην εκτυπωμένη πλακέτα .

Εικόνα 4.5 Η τελική πλακέτα που σχεδιάστηκε σε PCB.

4.9 Πειραματικές μετρήσεις-Παλμογραφήματα.

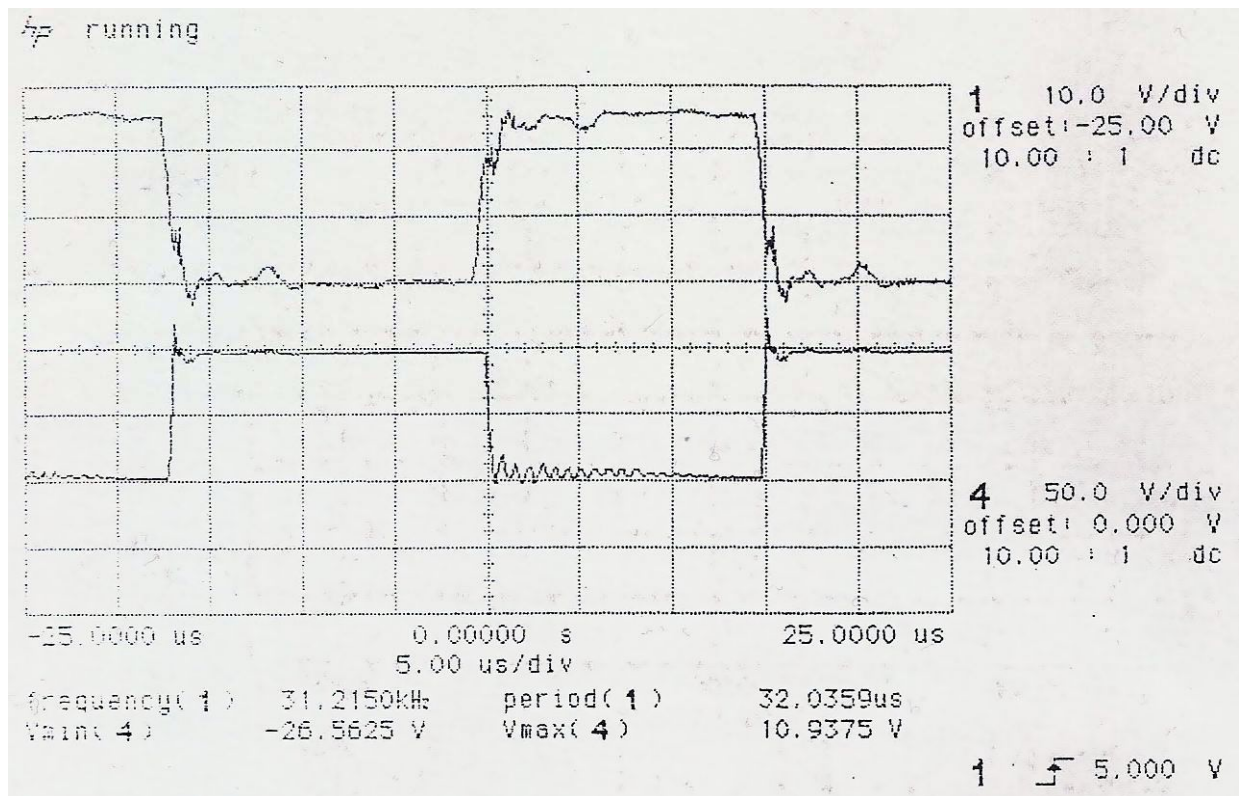
Στα πλαίσια δοκιμών του Buck εκτελέστηκε το ακόλουθο πείραμα.. Εφαρμόσαμε ως είσοδο του Buck μια συνεχή τάση 120Volt και για δεκαπέντε διαφορετικές τιμές του λόγου κατάτμησης μετρήσαμε τη τάση και το ρεύμα πάνω σε μια ωμική αντίσταση στην έξοδο καθώς και το ρεύμα της εισόδου. Το παραπάνω πείραμα εκτελέστηκε για τέσσερις διαφορετικές τιμές αντιστάσεων.

Έτσι υπολογίσαμε διαφορετικά μεγέθη όπως ισχύς εισόδου, ισχύς εξόδου, βαθμό απόδοσης για να μπορέσουμε να κατασκευάσουμε τη καμπύλη που ακολουθεί στο σχήμα 4.7.



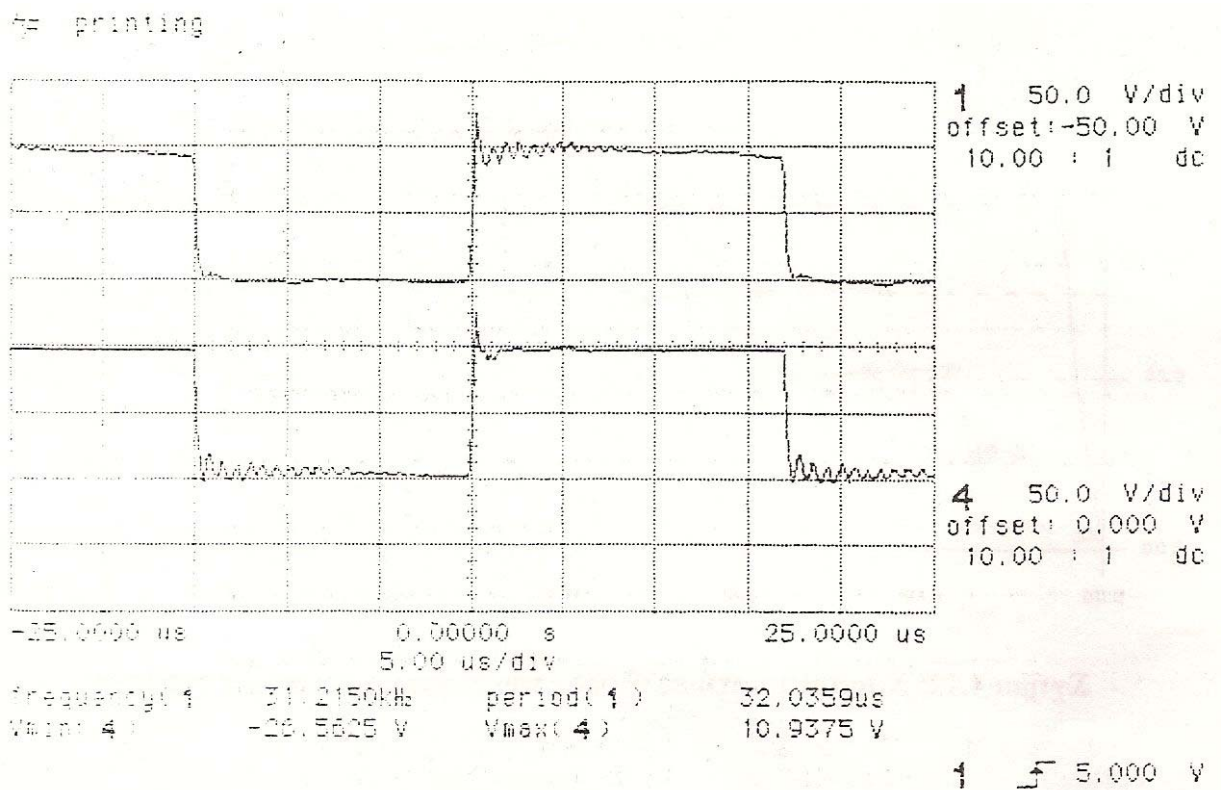
Σχήμα 4.7 Βαθμός απόδοσης συσκευής συναρτήσει του λόγου κατάτμησης.

Στη συνέχεια ακολουθούν τα διάφορα παλμογραφήματα που πάρθηκαν κατά τη λειτουργία της συσκευής.



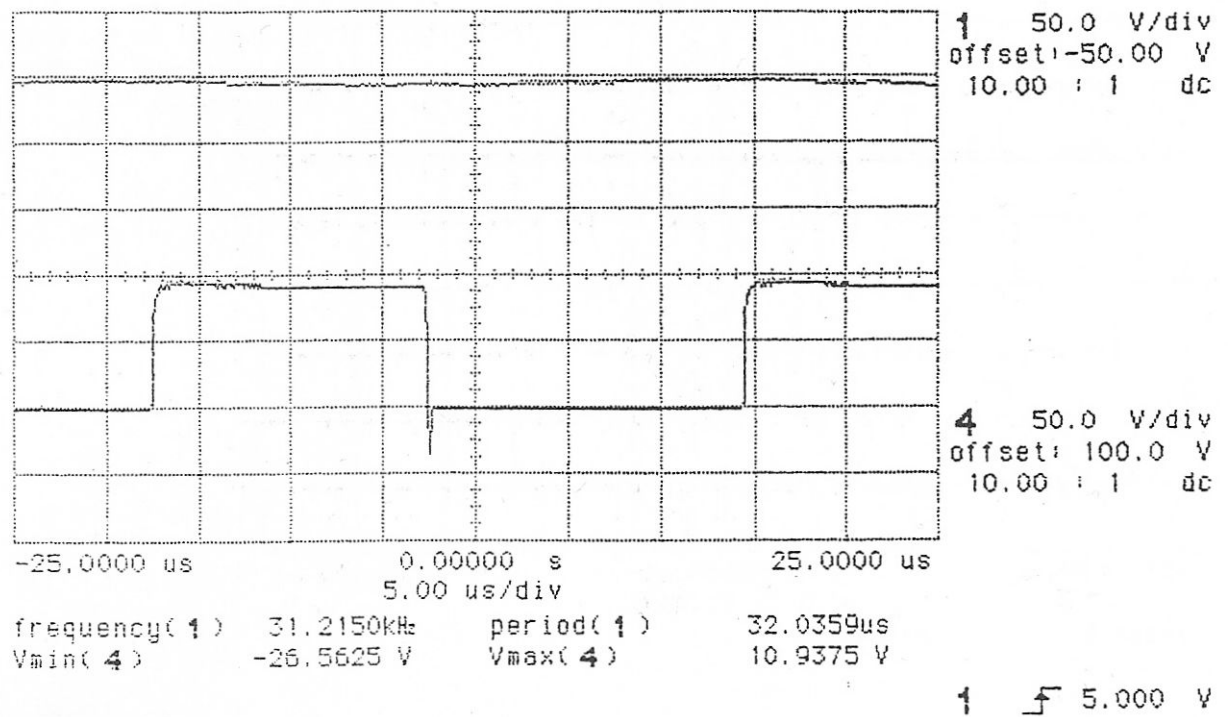
Παλμογράφημα 4.1 (1) Παλμοί στη βάση του IGBT (gate).

(2) Τάση στη διάοδο ελεύθερης διέλευσης (αντίστροφη).



Παλμογράφημα 4.2 (1) Τάση Drain-Source (2) Τάση στη διάοδο ελεύθερης διέλευσης (αντίστροφη).

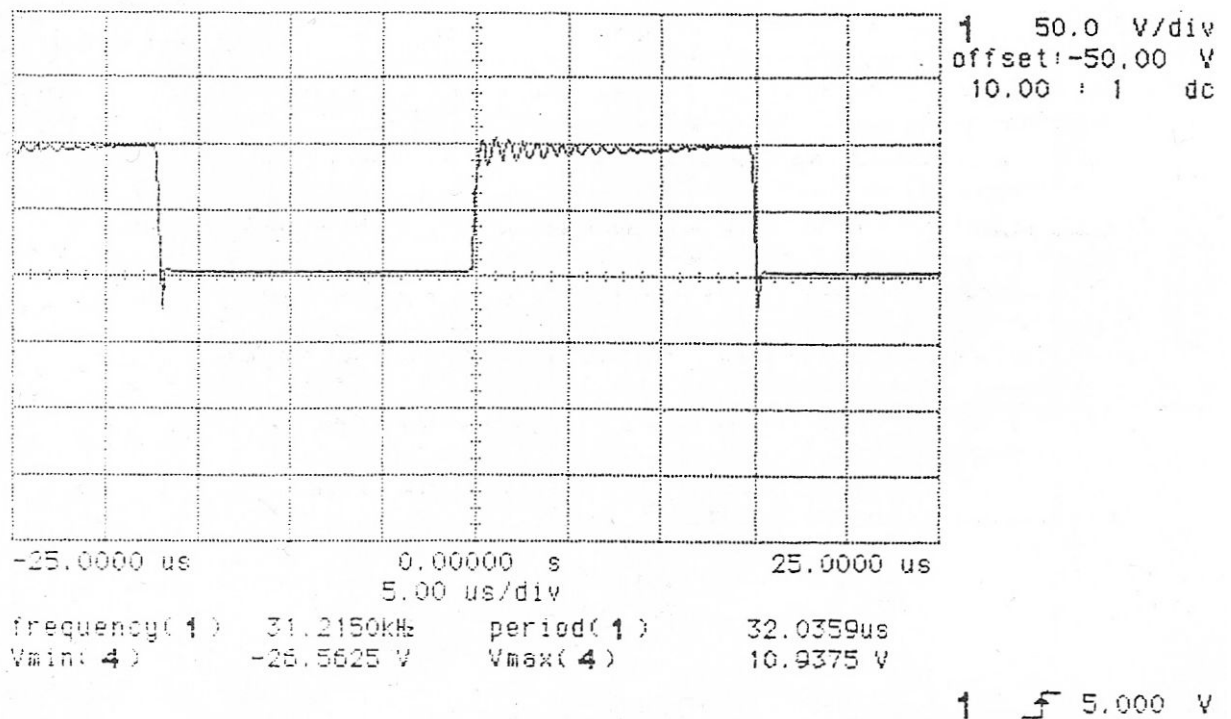
hp stopped



Παλμογράφημα 4.3 (1) Τάση στην είσοδο του Buck.

(2) Τάση στη διάοδο ελεύθερης διέλευσης (αντίστροφη).

hp running



Παλμογράφημα 4.4 Τάση πάνω στο πηνίο εξομάλυνσης.

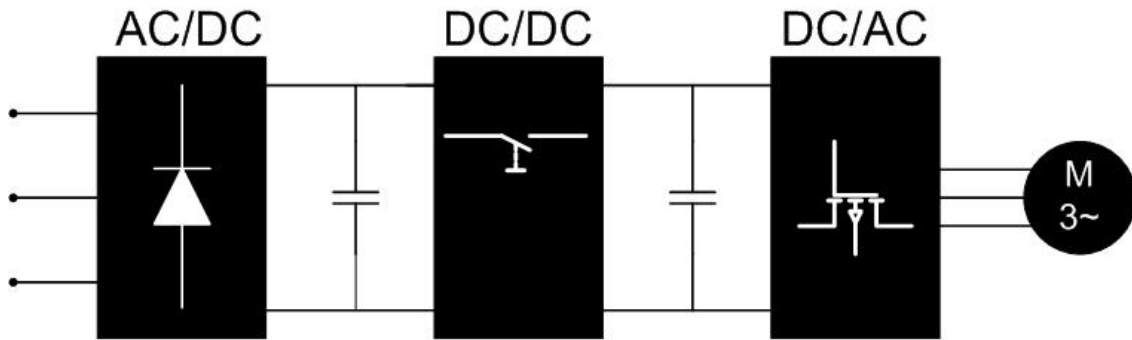
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Υπολογισμός του τριφασικού αντιστροφέα.

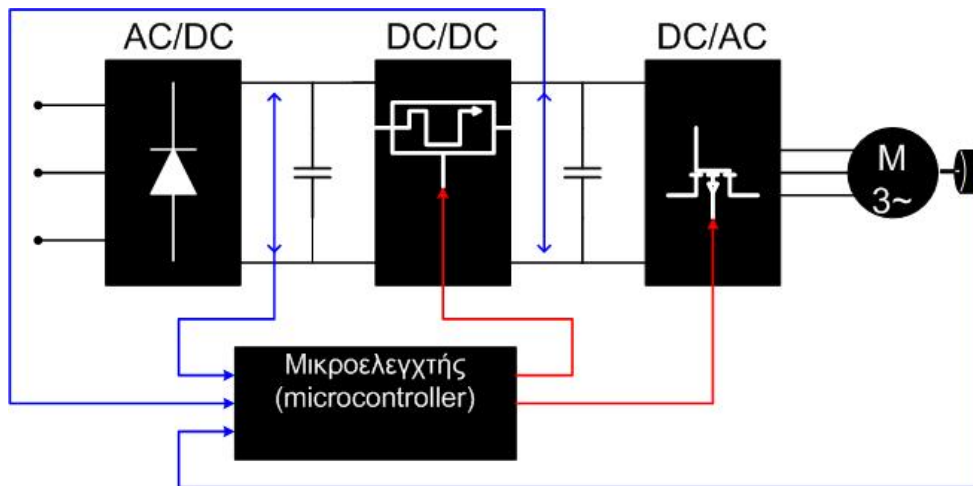
5.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο 4 ακολουθήσαμε μια αναφορά του όλου σχηματικού διαγράμματος διαβάζοντας το από αριστερά προς τα δεξιά ώστε να μπορεί κάλλιστα ο αναγνώστης να μπορεί να καταλάβει για ποιο κομμάτι της πτυχιακής άσκησης αναλύεται.

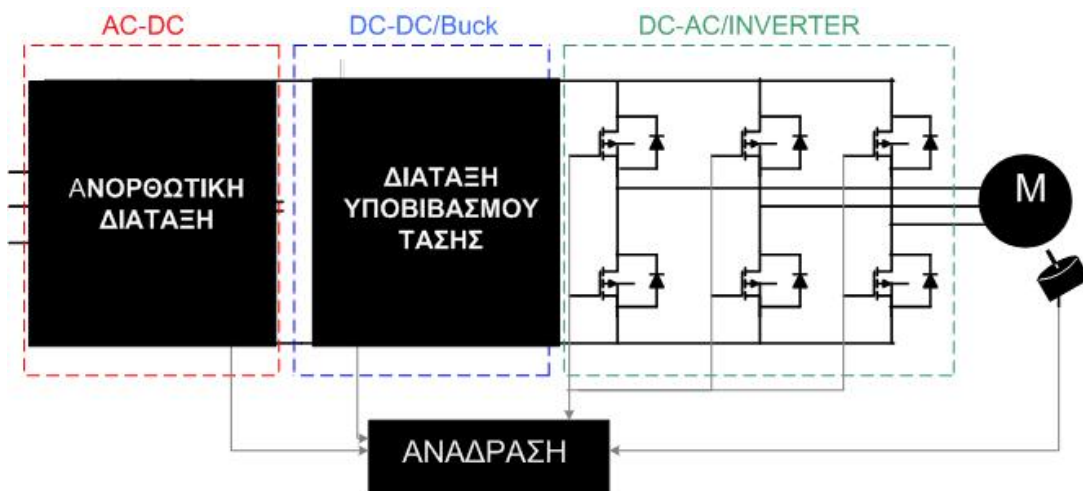
Εξετάσαμε τη ροή ισχύος από την είσοδο της εξαπαλμικής γέφυρας διόδων εναλλασσόμενης τάσεως, την ανόρθωση της AC τάσης στην έξοδο της γέφυρας και τη διάταξη ελέγχου του πλάτους της DC συνιστώσας με το μετατροπέα DC-DC τύπου Buck που εξετάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 5.1.α. Απλή περιγραφή του όλου συστήματος της πτυχιακής εργασίας.



Σχήμα 5.1.β. Απλή περιγραφή του όλου συστήματος της πτυχιακής εργασίας με ανάδραση.



Σχήμα 5.1.γ. Η συνολική διάταξη του κυκλώματος και η ένδειξη της τοπολογίας που περιγράφεται σ' αυτό το κεφάλαιο.

Η έξοδος του μετατροπέα υποβιβασμού της τάσης αποτελεί την είσοδο του αντιστροφέα. Ο αντιστροφέας δέχεται τη συνεχή τάση και τη μετατρέπει σε εναλλασσόμενη. Η μέθοδος παλμοδότησης των στοιχείων του μετατροπέα δεν γίνεται με τη μέθοδο PWM αλλά με τη μέθοδο της τετραγωνικής κυματομορφής

(Square Wave Method). Επίσης, αυτή η μέθοδος είναι και ο σκοπός της πτυχιακής εργασίας, δηλαδή να διαπιστωθεί ο βαθμός στον οποίο είναι δυνατόν ο έλεγχος των στροφών κινητήρα με αυτή τη μέθοδο. Η ρύθμιση της συχνότητας γίνεται από 6,25 μέχρι 80Hz, ενώ η τάση μέχρι V_{on} . Με τη μέθοδο της τετραγωνικής κυματομορφής ή αλλιώς λογική παλμοδότησης των 180° διαμορφώνεται με τη παλμοδότηση ανά 60° διαφορετικών τριάδων στοιχείων, για να παραχθεί η απαιτούμενη AC τάση στην έξοδο, πραγματοποιώντας συνολικά έξι μεταβάσεις στη διάρκεια μίας ηλεκτρικής περιόδου.

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί αναλυτικά η όλη διάταξη του αντιστροφέα τάσης. Η παρουσίαση περιλαμβάνει το κατασκευαστικό μέρος παρόμοιο με το κεφάλαιο 4, αντίστοιχης ανάλυσης με αυτή του υποβιβαστή τάσης. Θα παρουσιαστούν δηλαδή η δομή των κυκλωμάτων από τα οποία αποτελείται η διάταξη και τα στοιχεία που επιλέχθηκαν.

5.2 Δομή του αντιστροφέα.

Ο τριφασικός αντιστροφέας είναι το βασικό τμήμα του όλου συστήματος διότι τροφοδοτεί το στάτη του ασύγχρονου κινητήρα με εναλλασσόμενη τάση. Αυτό αποτελείται από ημιαγωγικά στοιχεία που στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι διπολικά τρανζίστορ απομονωμένης πύλης IGBT. Τα στοιχεία αυτά συγκεντρώνουν τα περισσότερα από τα περισσότερα πλεονεκτήματα των ήδη υπαρχόντων ημιαγωγικών στοιχείων Thyristor, Bjt, Mosfet. Τα χαρακτηριστικά των ονομαστικών τιμών του κάθε στοιχείου παρουσιάζονται στο πίνακα 5.1.

	BJT	MOSFET	IGBT	GTO	THYRISTOR
ΤΑΣΗ(V)	2000	1500 1000 50	1500	3000-3500	6000
ΡΕΥΜΑ(A)	800-1000	5 20 300	500-600	3000	3500-4000
ΠΤΩΣΗ ΤΑΣΗΣ(V)	1,9	3,2	3	4	1,9
ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ(HZ)	<10K	10M	25-40K	<2K	3-4K

Πίνακας 5.1 Χαρακτηριστικά λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων.

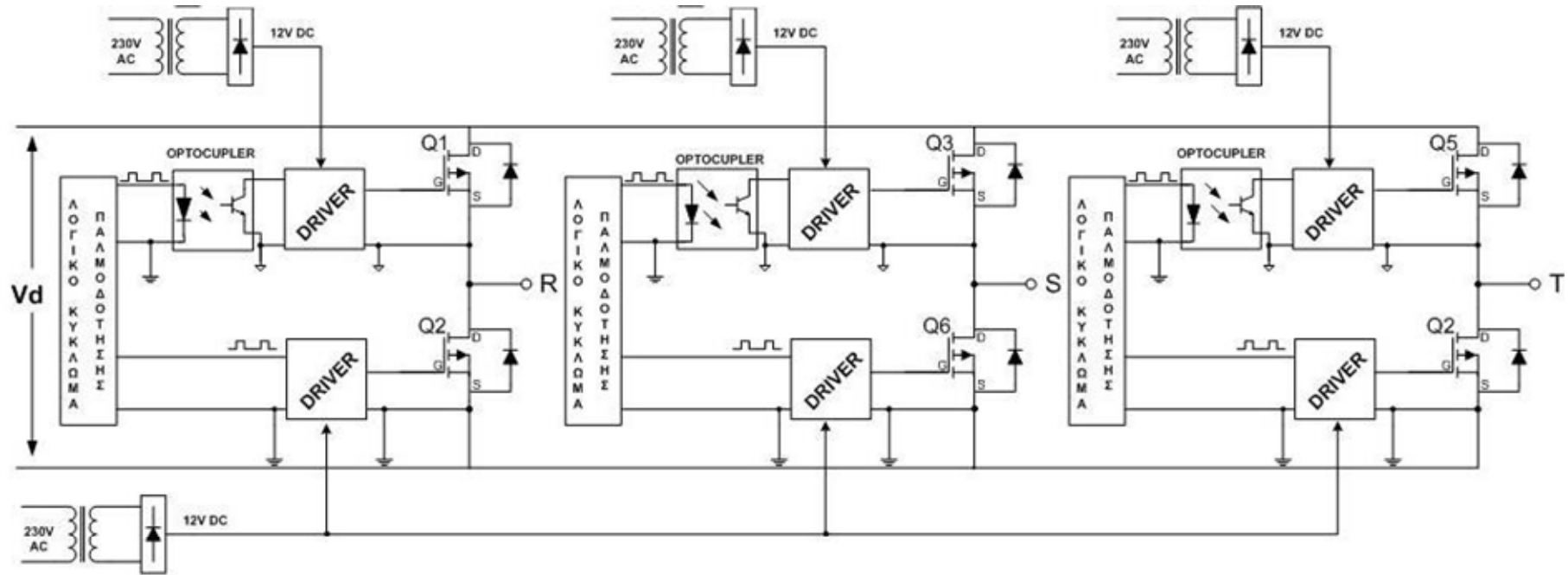
Βέβαια τα κριτήρια επιλογής των ονομαστικών μεγεθών των IGBT του αντιστροφέα παραμένουν τα ίδια με αυτά που ισχύουν για όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία και τα

οποία τίθενται για λόγους προστασίας τους από πιθανή καταστροφή λόγω υπερτάσεων και υπερρευσμάτων. Αυτά ακριβώς και η επιλογή του συγκεκριμένου τύπου IGBT παρουσιάζονται στη επόμενη παράγραφο.

Όμως πέρα από τα IGBT το κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα αποτελείται και από ορισμένα επιπλέον στοιχεία. Καταρχήν πρέπει να αναφερθούμε στο κύκλωμα οδήγησης των παλμών στην πύλη των IGBT. Όπως έχει ήδη αναφερθεί οι παλμοί για την οδήγηση των ημιαγωγικών στοιχείων παράγονται από τον μικροϋπολογιστή. Ο μικροϋπολογιστής όμως είναι ένα σύμπλεγμα κυκλωμάτων τα οποία λειτουργούν με ασθενή ρεύματα και πολύ χαμηλές τάσεις, της τάξης των λίγων Volts. Η απευθείας σύνδεσή των εξόδων του μικροϋπολογιστή στο κύκλωμα ισχύος όπου εφαρμόζονται τάσεις των εκατοντάδων Volts και ρέουν ρεύματα των λίγων δεκάδων Amps θα εγκυμονούσε κινδύνους για τον μικροϋπολογιστή, αφού πιθανή δυσλειτουργία του κυκλώματος ισχύος, π.χ. βραχυκύκλωμα, θα “περάσει” στο κύκλωμα χαμηλής ισχύος του μικροϋπολογιστή με αποτέλεσμα την καταστροφή του.

Επίσης υπάρχει ανάγκη προστασίας σε ανάλογη περίπτωση των ατόμων που έρχονται σε επαφή με το κύκλωμα χαμηλής ισχύος. Έτσι καθίσταται απαραίτητη η γαλβανική απομόνωση μεταξύ των δύο κυκλωμάτων. Επίσης απαραίτητη είναι η ενίσχυση των σημάτων που παράγει ο μικροϋπολογιστής αφού τα σήματα αυτά όντας σήματα ασθενών ρευμάτων των 0-5V δεν μπορούν να οδηγήσουν ικανοποιητικά τα IGBT συνδεδεμένα απ’ ευθείας στην πύλη αυτών. Για τους δύο παραπάνω λόγους χρησιμοποιούνται ειδικά ολοκληρωμένα κυκλώματα, τα οποία είναι γνωστά με την ονομασία Drivers, και τα οποία παρέχουν γαλβανική απομόνωση και ενίσχυση των παλμών που παράγονται από το κύκλωμα παλμοδότησης. Ο συγκεκριμένος τύπος Driver που χρησιμοποιήθηκε αναλύεται σε παρακάτω παράγραφο.

Το σχηματικό διάγραμμα του πλήρους κυκλώματος ισχύος/οδήγησης παλμών φαίνεται στο σχήμα 5.2.



Σχήμα 5.1 Σχηματικό διάγραμμα του πλήρους κυκλώματος ισχύος / οδήγησης παλμών.

Στο σχήμα αυτό παρατηρεί κανείς ότι παράλληλα με τα ημιαγωγικά στοιχεία είναι τοποθετημένες δίοδοι ισχύος. Οι δίοδοι αυτές είναι οι γνωστές δίοδοι ελεύθερης διέλευσης για τις οποίες ήδη έχει γίνει λόγος, εδώ απλώς θα υπενθυμίσουμε ότι οι δίοδοι αυτές επιτρέπουν τη ροή του ρεύματος, μέσω μιας φάσης – κλάδου του τριφασικού αντιστροφέα, κατά τη φορά που είχε πριν την αλλαγή της πολικότητας της τάσης στο φορτίο, όταν το τελευταίο παρουσιάζει και επαγωγικά χαρακτηριστικά.

5.3 Υπολογισμός του τριφασικού αντιστροφέα[3]

Υπολογισμός των IGBT.

Με την έννοια του υπολογισμού του τριφασικού αντιστροφέα εννοούμε τον υπολογισμό και την επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα με βάση κάποια κριτήρια τα οποία διασφαλίζουν τη σωστή λειτουργία τους. Τα κριτήρια αυτά είναι τα εξής :

- Η ονομαστική τιμή της τάσης του στοιχείου πρέπει να είναι δύο τουλάχιστον φορές μεγαλύτερη από την τάση που εφαρμόζεται στο στοιχείο στη χειρότερη κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή η τάση αυτή είναι η μέγιστη τάση η οποία αναπτύσσεται στον κλάδο συνεχούς ρεύματος.
- Η ονομαστική τιμή του ρεύματος οφείλει να είναι 1,5 τουλάχιστον φορές μεγαλύτερη από την τιμή του ρεύματος που διαρρέει το στοιχείο όταν το σύστημα βρίσκεται υπό πλήρη φόρτιση. Στην περίπτωση μας αυτό είναι το ονομαστικό ρεύμα του σύγχρονου κινητήρα τον οποίο τροφοδοτεί ο αντιστροφέας.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, τα ονομαστικά μεγέθη των IGBT υπολογίζονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$V_{IGBT}=2 \cdot V_{dcmax} \quad (5.1)$$

$$I_{IGBT_{rms}}=1,5 \cdot I_{rms} \quad (5.2)$$

$$I_{IGBT_{mean}}=1,5 \cdot I_{mean} \quad (5.3)$$

Η μέγιστη τάση του κλάδου συνεχούς ρεύματος είναι η μέση τιμή της τάσης εξόδου του ανορθωτή διόδων. Η τάση εξόδου ενός τριφασικού ανορθωτή τύπου γέφυρας με δίοδους δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{V}_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_{\phi} = 2,34 \cdot 230 = 538,2Volt \quad (5.4)$$

Αντικαθιστώντας την (5.4) στην (5.1) προκύπτει ότι η ονομαστική τάση των ημιαγωγικών στοιχείων είναι:

$$V_{IGBT}=2 \cdot 538=1076 \text{ Volt}$$

Τα ονομαστικά μεγέθη του χρησιμοποιούμενου κινητήρα είναι:

$$V_{on}=400 \text{ V } \Delta$$

$$I_{on}=4,5 \text{ A}$$

Η μέγιστη ενεργός και η μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέεται μέσω των ημιαγωγικών στοιχείων όταν ο κινητήρας βρίσκεται υπό πλήρη φόρτιση, δηλαδή λειτουργεί υπό τα ονομαστικά μεγέθη, δίνονται από τους τύπους (5.5) και (5.6).

$$I_{rms} = \frac{I_{ov}}{\sqrt{2}} = \frac{4,5}{\sqrt{2}} = 3,18 \text{ A}$$

$$I_{mean} = \frac{I_{dc \max}}{3} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I_{ov}}{3} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot 4,5}{3} = 1,83 \text{ A}$$

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω αποτελέσματα, από τις σχέσεις (5.2) και (5.3) προκύπτουν τα ονομαστικά μεγέθη της ενεργού και της μέσης τιμής του ρεύματος των ημιαγωγικών στοιχείων οι οποίες είναι:

$$I_{IGBT \text{ rms}} = 1,5 \cdot 3,18 = 4,77 \text{ A}$$

$$I_{IGBT \text{ mean}} = 1,5 \cdot 1,83 = 2,74 \text{ A}$$

Τα ημιαγωγικά στοιχεία λοιπόν που έπρεπε να επιλεγούν ήταν απαραίτητο να πληρούν τις παραπάνω προδιαγραφές τάσεων και ρευμάτων.

Υπολογισμός διόδων ισχύος.

Οι διόδοι της γέφυρας που επιλέχθηκαν έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά με τα IGBT με τη διαφορά ότι πρέπει να αντέχουν το διπλάσιο ρεύμα απ' ότι οι διακόπτες λόγω της αναστροφής τάσης που δέχονται κατά τη σβέση των διακοπών ισχύος. Ο χρόνος αναστροφής είναι η δεύτερη παράμετρος που πρέπει να προσέξει ο σχεδιαστής κυκλωμάτων ηλεκτρονικών ισχύος είναι ο χρόνος αναστροφής ανάκτησης. Ο μεγάλος χρόνος αναστροφής έχει ως αποτέλεσμα για μεγάλο χρονικό διάστημα η τάση και το ρεύμα στη δίοδο να έχουν ταυτόχρονα σημαντικές απώλειες πάνω στο στοιχείο. Ικανοποιητικός χρόνος θεωρείται της τάξης $t_{tr}=50-100 \text{ nsec}$ ενώ οι διόδοι χαρακτηρίζονται ως ultra fast. Με βάση τα παραπάνω επιλέχθηκαν οι διόδοι με τα εξής χαρακτηριστικά:

- $V_{on}=1000V$
- $I_{on}=10A$
- $I_{rms}=6A$
- $t_{rr}=50nsec$

Υπολογισμός πυκνωτών εισόδου.

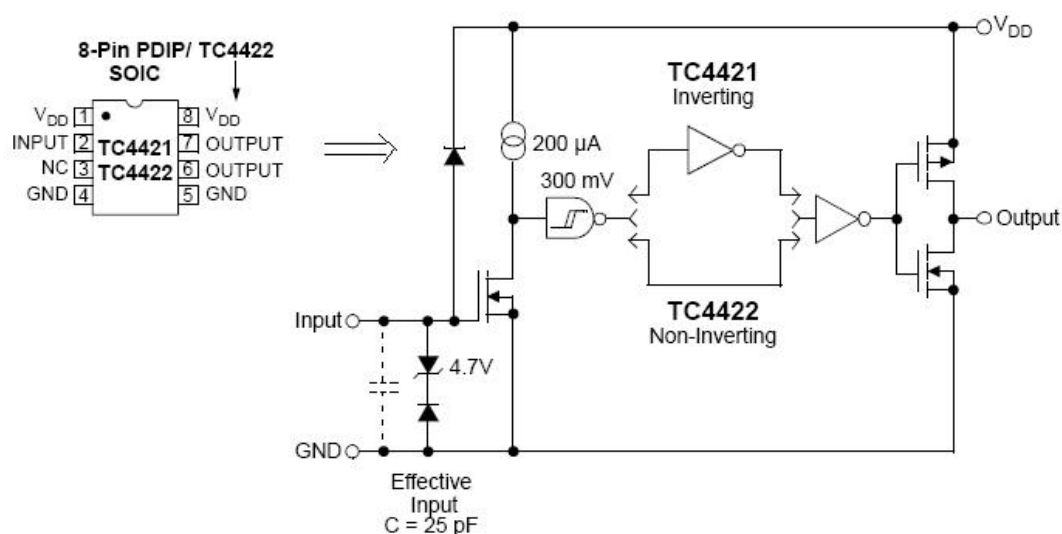
Η τάση εισόδου του inverter η οποία παρέχεται από τον μετατροπέα υποβιβασμού είναι 514V ενώ το ρεύμα 2,5A. Ο πυκνωτής στην είσοδο υπολογίστηκε όπως ακριβώς και οι πυκνωτές εισόδου του buck στο προηγούμενο κεφάλαιο.

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V} \Rightarrow C = \frac{2,5 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{50} \Rightarrow C = 500 \mu F / 1000V$$

Χρησιμοποιήθηκαν δύο πυκνωτές σε σειρά των 470μF/450V, ενώ παράλληλα σε κάθε πυκνωτή τοποθετήθηκαν από μία αντίσταση των 100KΩ ώστε να τραβήξει ένα ελάχιστο ρεύμα σιγουρεύοντας τη διέλευση του ρεύματος μέσω των πυκνωτών.

Το κύκλωμα οδήγησης/ενίσχυσης παλμών.

Ο ενισχυτής παλμών ή καλύτερα ο driver που χρησιμοποιήθηκε είναι της κατασκευάστριας εταιρίας microchip, ο 4422. Είναι ένας κλασικός driver που συνίσταται σε κατασκευές με παλμούς συχνότητας μερικών δεκάδων Hz. Η επιλογή του έγινε λόγω του φθηνού κόστους αλλά και των αποθεμάτων που διαθέτετε το εργαστήριο. Το κυκλωματικό διάγραμμα φαίνεται στη παρακάτω εικόνα.

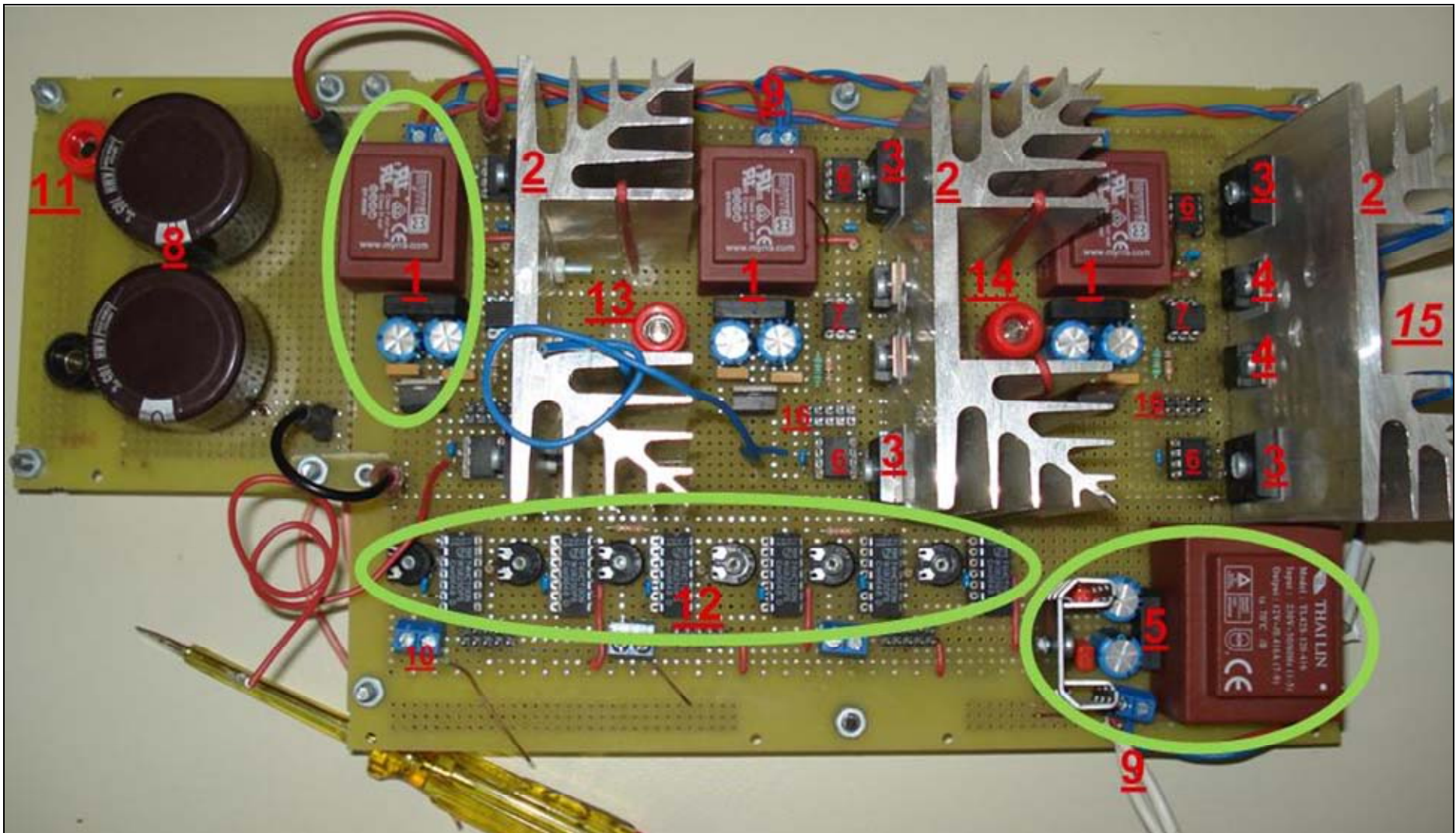


Σχήμα 5.3 Το κυκλωματικό διάγραμμα του driver 4422 της microchip.

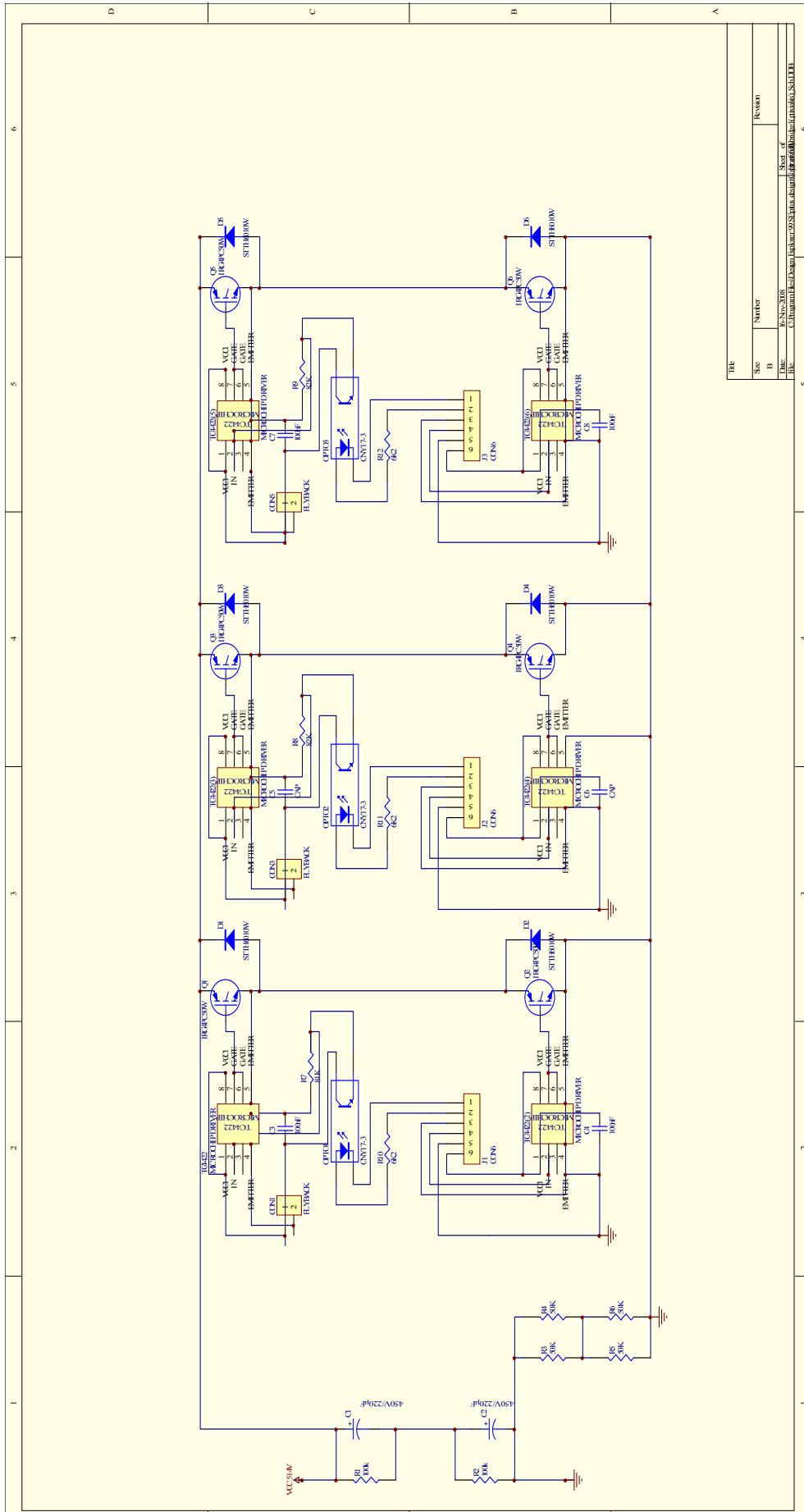
5.4 Υλοποίηση του κυκλώματος.

Στο σχήμα 5.1 έγινε η περιγραφή του τριφασικού αντιστροφέα παρουσιάζοντας επίσης το πώς υπολογίστηκαν τα επιμέρους στοιχεία που το απαρτίζουν. Η παρακάτω εικόνα δείχνει το πώς υλοποιήθηκε ο inverter πάνω σε διάτρητη κάρτα.

No	Χαρακτηριστικά Hardware τριφασικού αντιστροφέα
1	Γραμμικό τροφοδοτικό “απομονωμένης γης”
2	Απαγωγοί θερμότητας ημιαγωγικού-ψύκτρα
3	IGBT 900V/23A
4	DIODE 1000V/10A
5	Γραμμικό τροφοδοτικό “κοινής γης”
6	DRIVER 4422
7	OPTOCUPLER CNY-17
8	Πυκνωτής εισόδου
9	Τροφοδοσία 230V/AC
10	Είσοδοι παλμών από παλμογεννήτρια
11	Τροφοδοσία 540V/DC
12	Καθυστέρηση έναυσης με NAND
13	Έξοδος φάσης R
14	Έξοδος φάσης S
15	Έξοδος φάσης T
16	Είσοδοι παλμών από NAND ή μικροελεγκτή



Εικόνα 5.1 Η κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα σε διάτρητη κάρτα.

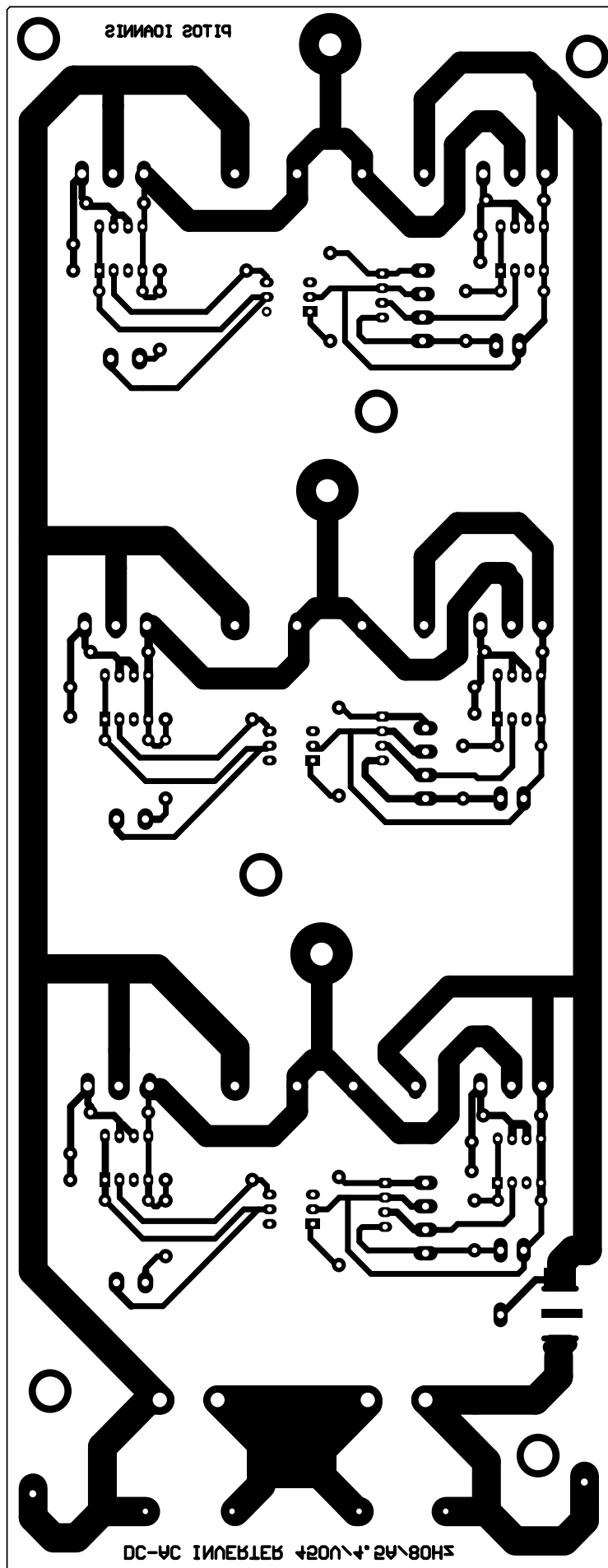


Title	
Size	Number
B	
Date	16-Nov-2008
File	C:\Program Files\Autodesk\Inventor 2008\Projects\2008\Sheet_06.dwg
	Sheet_06
	6

1 2 3 4 5 6

Εικόνα 5.2 Το σχηματικό διάγραμμα του inverter.

Εικόνα 5.3 Η κατάταξη των υλικών στην εκτυπωμένη πλακέτα

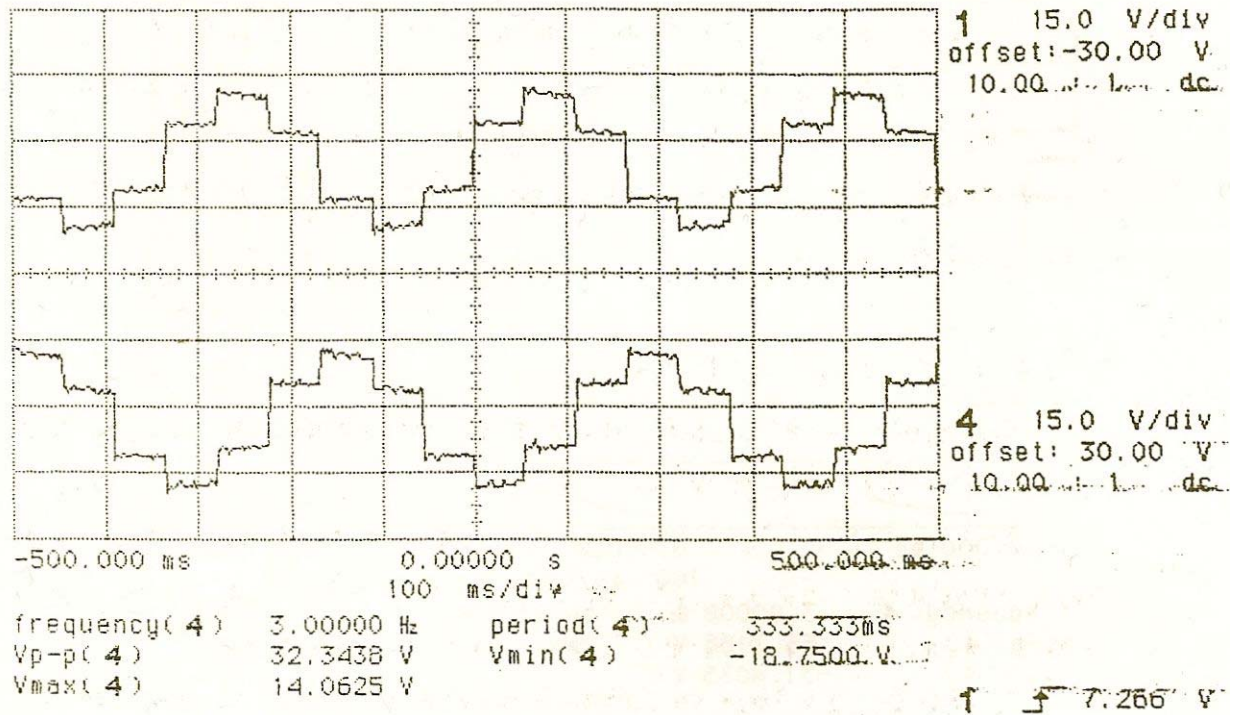


Εικόνα 5.4 Η τελική πλακέτα που σχεδιάστηκε σε PCB.

5.5 Παλμογραφήματα.

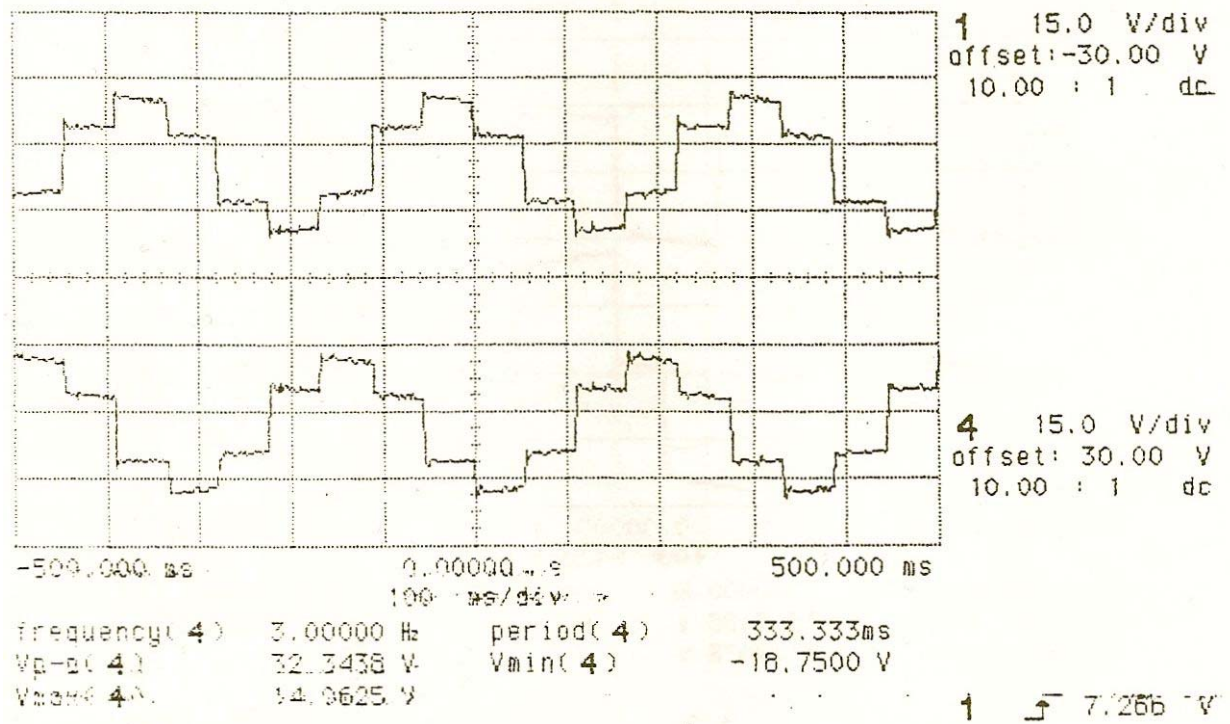
Στη συνέχεια ακολουθούν τα διάφορα παλμογραφήματα που ελήφθησαν κατά τη λειτουργία της συσκευής . Αυτά αφορούν πολικές και φασικές τάσεις του αντιστροφέα για διάφορες τιμές συχνοτήτων και σε όλες τις περιπτώσεις παλμογραφούνται δύο μαζί ταυτόχρονα ώστε να δείχνεται η διαφορά φάσεις μεταξύ τους. Ακόμη από τα παλμογραφήματα διακρίνονται καθαρά στη φασική τάση οι έξι μεταβάσεις που καθορίζονται από τη παλμοδότηση.

As stopped



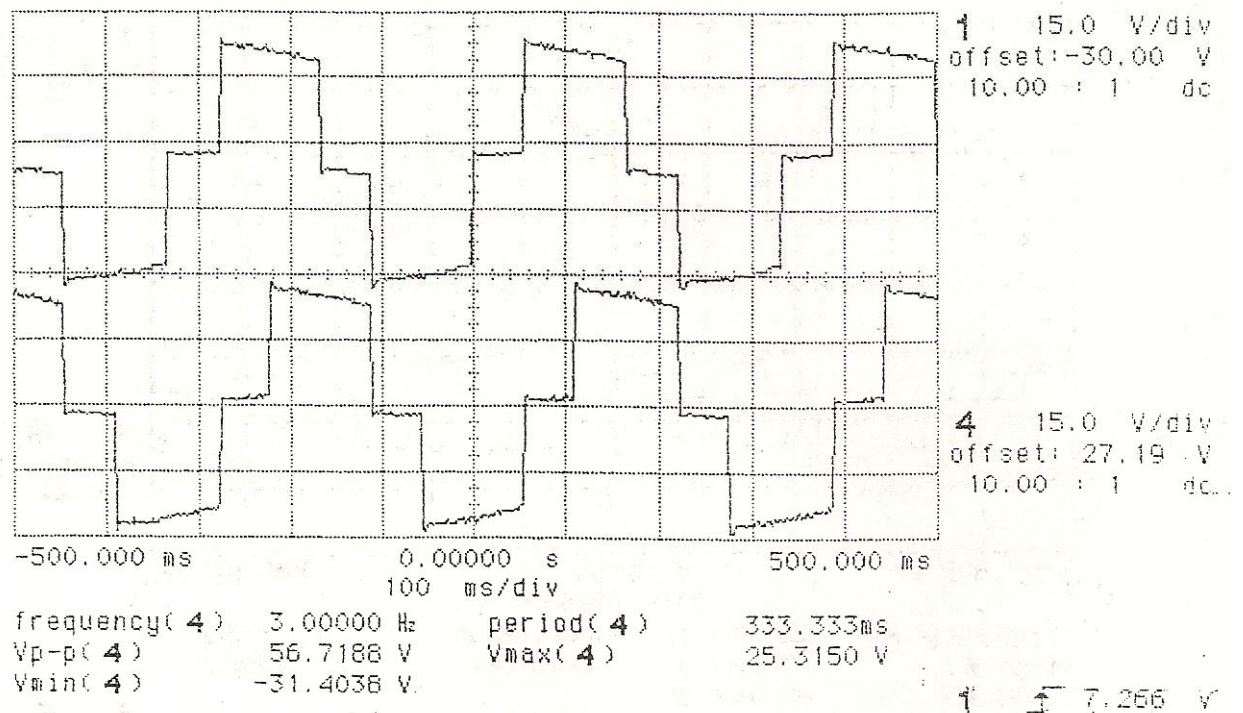
Παμογράφημα 5.1 Δύο φασικές τάσεις για 3Hz

hp stopped



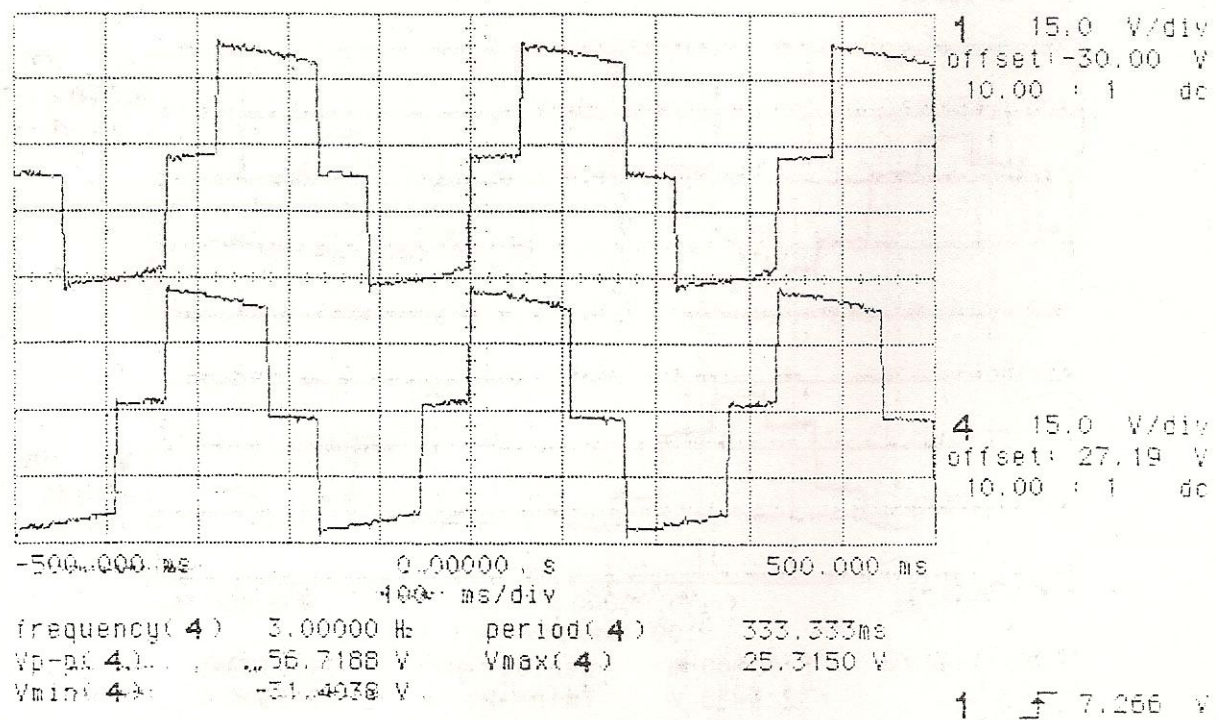
Παλμογράφημα 5.2 Δύο φασικές τάσεις για 3Hz

hp stopped



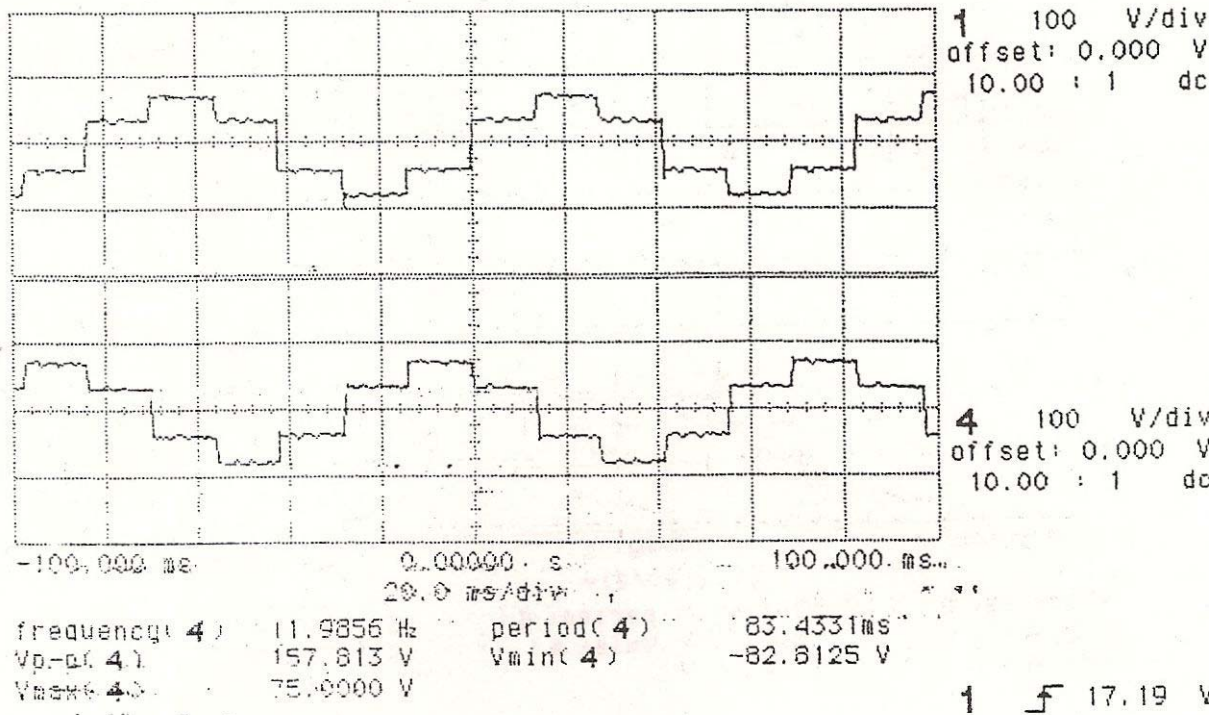
Παλμογράφημα 5.3 Δύο πολικές τάσεις για 3Hz

hp stopped



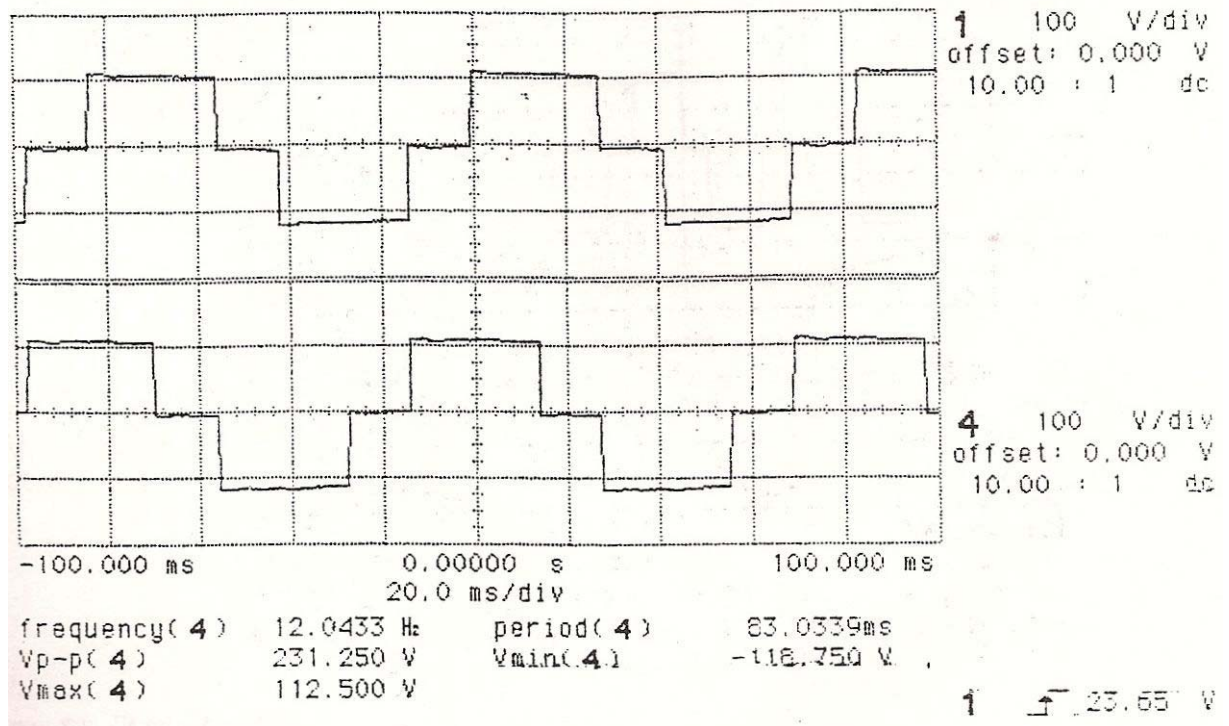
Παλμογράφημα 5.4 Δύο πολικές τάσεις για 3Hz

hp stopped



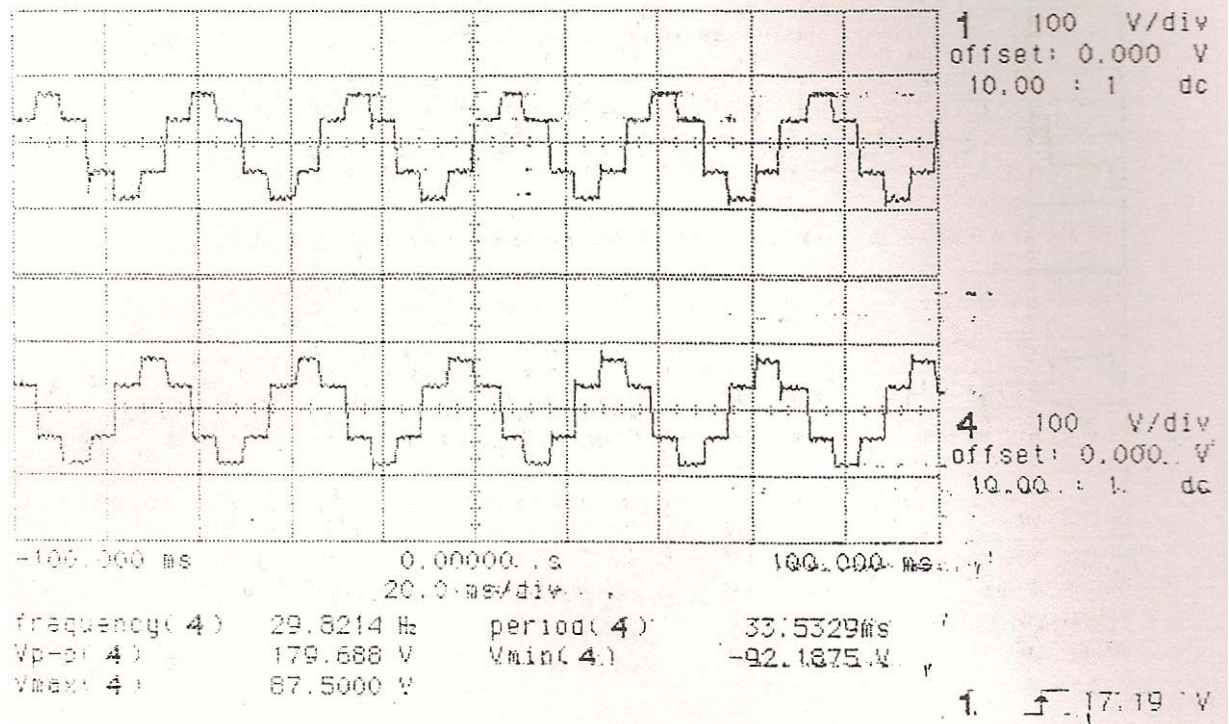
Παλμογράφημα 5.5 Δύο φασικές τάσεις για 12Hz

hp running



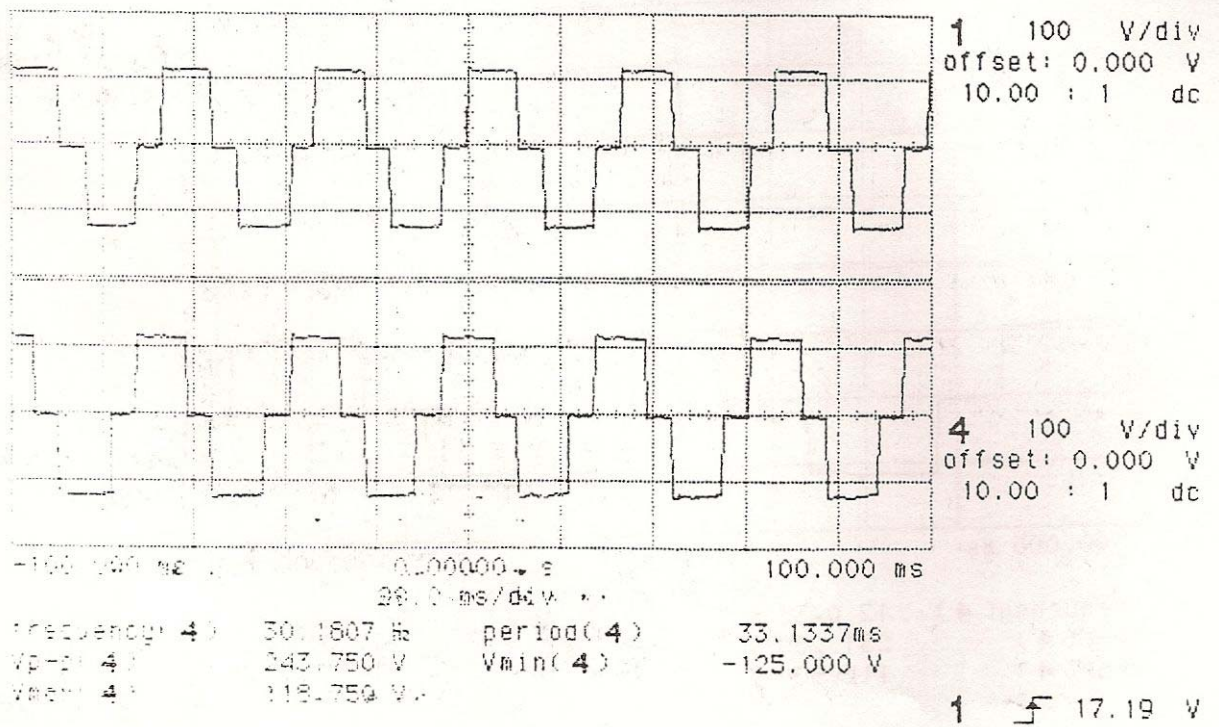
Παλμογράφημα 5.6 Δύο πολικές τάσεις για 12Hz

Hz stopped



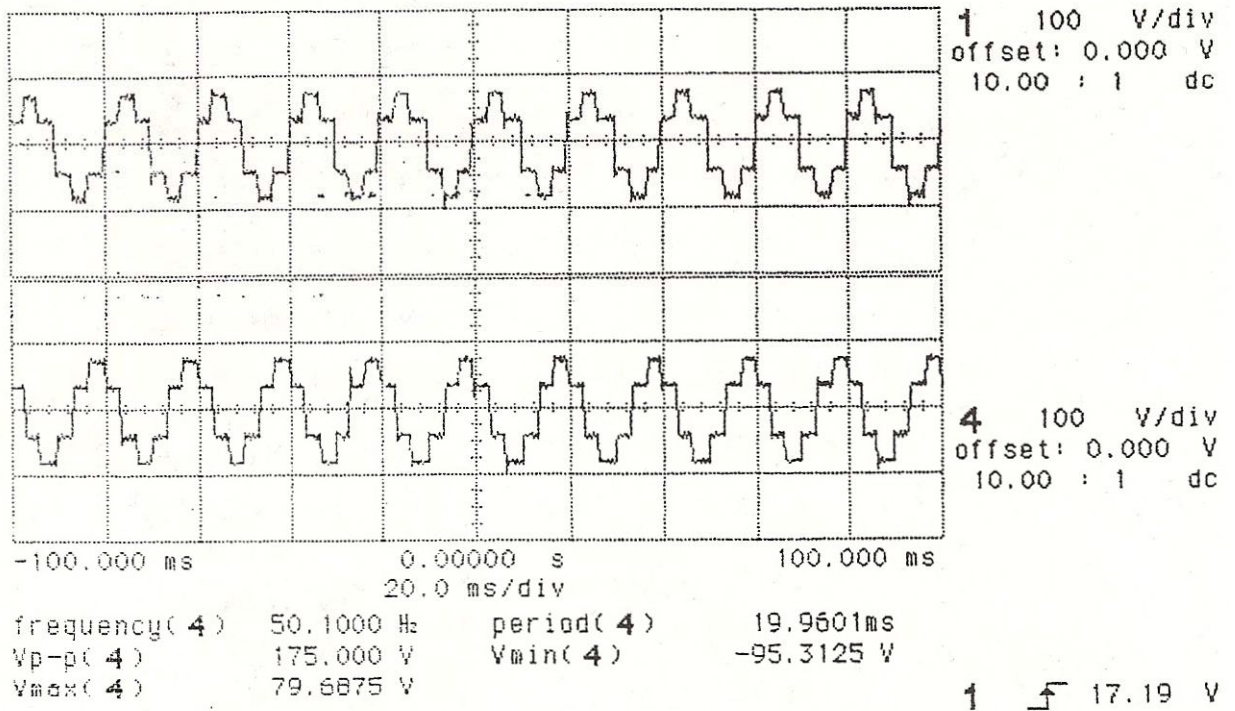
Παλμογράφημα 5.7 Δύο φασικές τάσεις για 30Hz

Hz stopped



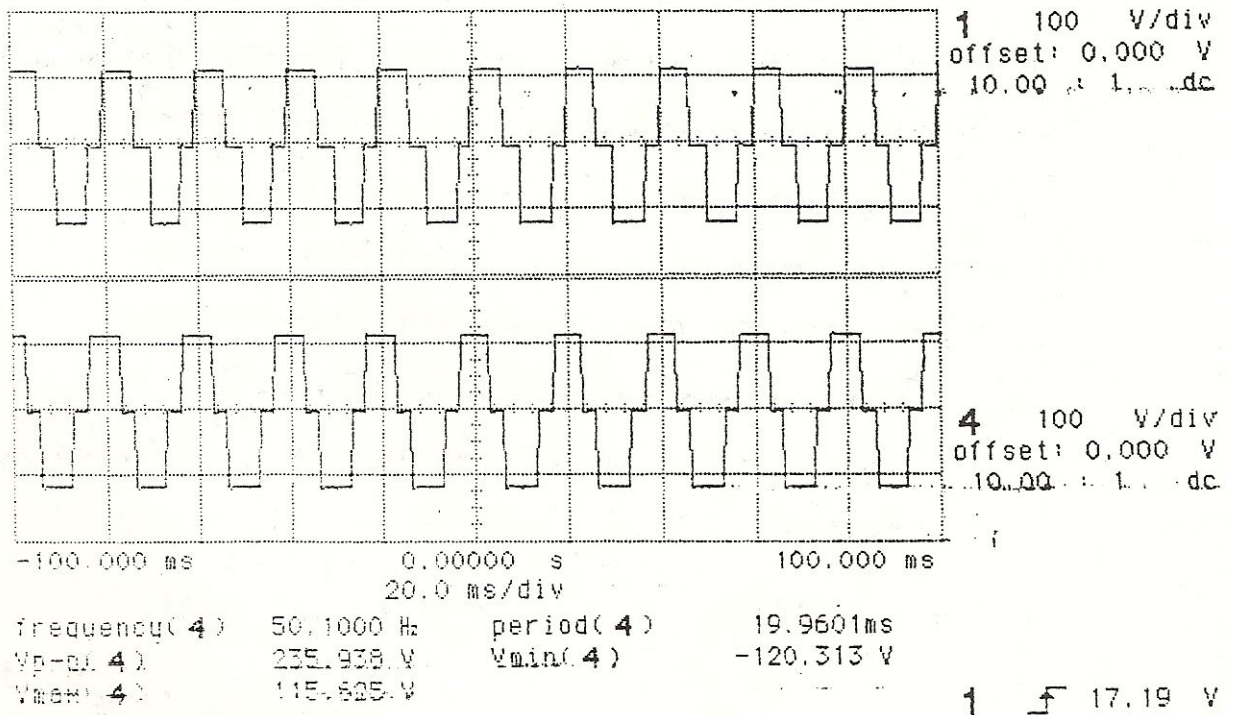
Παλμογράφημα 5.8 Δύο πολικές τάσεις για 30Hz

hp stopped



Παλμογράφημα 5.9 Δύο φασικές τάσεις για 50Hz

hp stopped

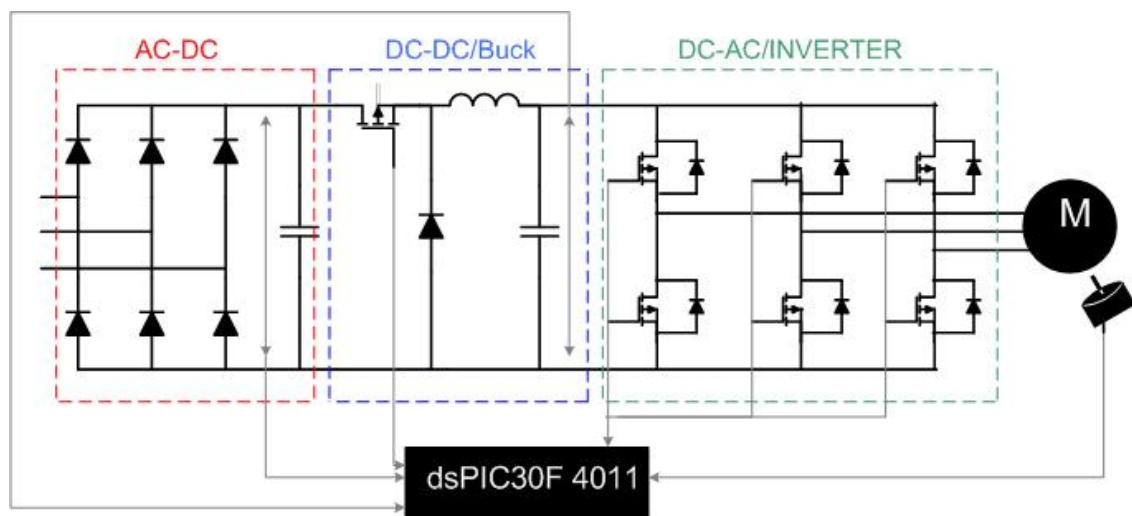


Παλμογράφημα 5.10 Δύο πολικές τάσεις για 50Hz

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ
ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ
ΜΕΣΩ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ****6.1 Εισαγωγή.**

Στα προηγούμενα κεφάλαια έγινε αναφορά για τις δύο βασικές τοπολογίες τροφοδοσίας και αλλαγής της μορφής τάσης (DC-AC) όπως φαίνεται και στο σχήμα 6.1.



Σχήμα 6.1 Εποπτική παρουσίαση του όλου συστήματος.

Το κεφάλαιο αυτό αναφέρεται για τον κλειστό βρόγχο του όλου συστήματος ο οποίος υλοποιείται μέσω μικροελεγκτή.

Εξετάστηκαν μόνο οι τοπολογίες με τις οποίες διαχειριζόμαστε τις δύο μορφές τάσης, συνεχούς και εναλλασσόμενης, αλλά όχι όμως τον έλεγχο αυτών. Στο σχήμα 6.1 έχουμε πλέον τη συνολική παρουσίαση του όλου συστήματος με επίκεντρο την ανάδραση αυτού, με μικροελεγκτή. Από το ίδιο σχήμα, παρατηρούμε ότι όλα τα

μεγέθη-σήματα, στροφές, τάσεις, ρεύματα, καταλήγουν στο κύκλωμα της ανάδρασης (απεικόνιση με βέλη).

Το σύστημα ανάδρασης αποτελείται από τον processor dsPIC30F 4011 του οίκου microchip. Με τον 4011 διαμορφώνεται ο σταθερός λόγος V/f . Κάθε φορά μετρούνται ρεύματα και τάσεις από κάθε μετατροπέα ισχύος μέσω τον A/D (analog-digital) εισόδων που διαθέτει ο συγκεκριμένος ελεγχτής. Για τη παλμοδότηση της κάθε ομάδας του αντιστροφέα απαιτείται ένας χρόνος καθυστέρησης στη παλμοδότηση του πάνω στοιχείου με το κάτω στοιχείο. Αυτός ο “νεκρός χρόνος” (dead time) προσφέρεται πολύ εύκολα, όπως επίσης και οι επτά (7) PWM. Έξι για τη τριφασική γέφυρα των στοιχείων IGBT του αντιστροφέα και ένας για τη παλμοδότηση του MOSFET στο μετατροπέα DC-DC. Τέλος, το πρόγραμμα ελέγχου που τρέχει στο μικροϋπολογιστή “διαβάζει” σε κάθε κύκλο του τις τιμές των μετρούμενων τιμών αλλά και τους παλμούς της παλμογεννήτριας encoder στον άξονα του κινητήρα. Όλα τα μεγέθη αναλύονται, ελέγχονται αν είναι σε ασφαλή τιμές, επεξεργάζονται και στη συνέχεια παράγονται τα κατάλληλα σήματα εξόδου από τον μικροϋπολογιστή προς τον inverter και buck με στόχο τη διατήρηση της ταχύτητας (στροφές) του κινητήρα σταθερή ανεξάρτητα το φορτίο που εφαρμόζεται στον άξονα του κινητήρα.

Με αυτόν τον τρόπο έρχεται το κεφάλαιο αυτό να κλείσει τον έλεγχο που επιθυμούμε δικαιολογώντας πλέον στη πράξη τον έλεγχο ηλεκτρικών συστημάτων που αναφέρθηκε στην εισαγωγή αυτού του συγγράμματος.

6.2 Η μέθοδος του σταθερού λόγου V/f . [3]

Στο πρώτο κεφάλαιο έγινε αναφορά για το πλεονέκτημα της μεθόδου ελέγχου στροφών του ασύγχρονου κινητήρα με τη μέθοδο V/f . Είναι καλό σ’ αυτό το σημείο να υπενθυμίσουμε τη σημασία της τεχνικής ελέγχου διατήρησης σταθερού το λόγου V/f . Η συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου πρέπει να επιδρά ευεργετικά τόσο στην ασφαλή λειτουργία του κινητήρα, όσο και στην αποδοτική λειτουργία του αφού διατηρεί περίπου σταθερή και σε υψηλές τιμές τη μέγιστη ροπή. Προϋποθέτει όμως, η τάση εισόδου στο στάτη θα πρέπει να μειώνεται γραμμικά με τη μείωση της συχνότητας. Αν λοιπόν δεν ακολουθείται η παραπάνω διαδικασία, ο χάλυβας του στάτη οδηγείτε σε κορεσμό και το ρεύμα μαγνήτισης του κινητήρα μπορεί να πάρει εξαιρετικά μεγάλες τιμές.

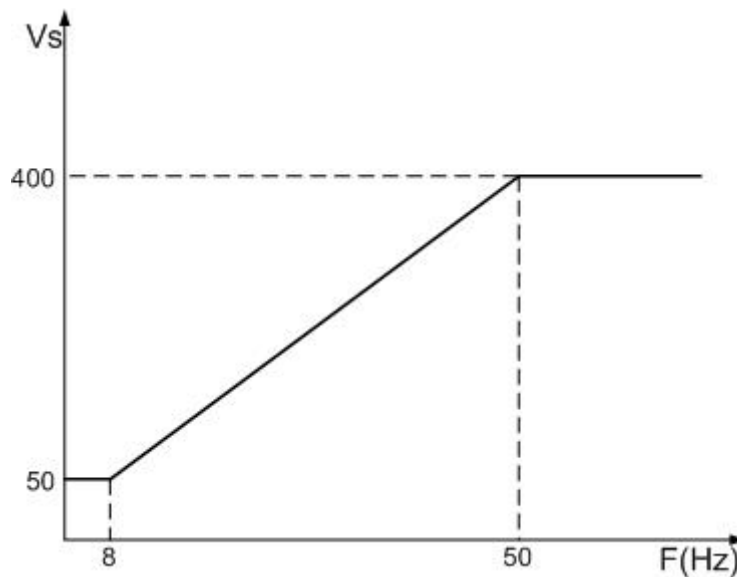
Η μαγνητική ροή στο πυρήνα του κινητήρα δίνεται από τη σχέση 6.1.

$$\Phi = \frac{V}{2\pi \cdot f \cdot N} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (6.1)$$

Βλέπουμε δηλαδή ότι εμφανίζεται η ηλεκτρική συχνότητα στον παρονομαστή και το πλάτος της τάσης του στάτη στον αριθμητή της έκφρασης για τη μαγνητική ροή. Έτσι λοιπόν αν η ηλεκτρική συχνότητα που εφαρμόζεται στο στάτη μειωθεί κατά 10% και το πλάτος της τάσης του στάτη μείνει σταθερό, η μαγνητική ροή στον πυρήνα του κινητήρα αυξάνεται περίπου κατά 10%, ενώ το ρεύμα μαγνήτισης στο εσωτερικό του αυξάνεται επίσης. Επειδή δε, η αύξηση του ρεύματος μαγνήτισης είναι τόσο μεγαλύτερη όσο κινούμαστε από την ακόρεστη προς τη κορεσμένη περιοχή της καμπύλης μαγνήτισης του κινητήρα κι επειδή οι ασύγχρονοι κινητήρες κατασκευάζονται συνήθως με σκοπό να λειτουργούν κοντά στο σημείο κορεσμού της καμπύλης μαγνήτισης, μια μικρή αύξηση της μαγνητικής ροής όπως αυτή που περιγράψαμε πιο πάνω προκαλεί σοβαρή αύξηση του ρεύματος μαγνήτισης.

Για το λόγω αυτό φροντίζουμε κάθε φορά που η συχνότητα μειώνεται κάτω από την ονομαστική της τιμή να ελαττώνεται σε ανάλογο ποσοστό και η τάση που εφαρμόζεται στο στάτη ώστε τα αποτελέσματα της μεταβολής τους να αλληλοεξουδετερώνονται και το ρεύμα μαγνήτισης να μένει ανεπηρέαστο.

Στο πρώτο κεφάλαιο έγινε αναφορά για τα πλεονεκτήματα αυτής της μεθόδου όπου ένα από αυτά είναι και η λειτουργία του κινητήρα και πέρα από τις ονομαστικές τιμές. Δηλαδή, τροφοδοτώντας το στάτη του κινητήρα με σταθερή τάση 400V και αυξάνοντας τη συχνότητα λειτουργίας πάνω από τα 50Hz η μετρούμενη ταχύτητα του άξονα της μηχανής μπορεί να υπερβεί τις 4500rpm (με $s_{ov}=3000rpm$). Στη περίπτωση αυτή δε μπορούμε να μιλάμε για διατήρηση σταθερού λόγου διότι δε μπορούμε να αυξήσουμε τη τάση παραπάνω από την ονομαστική τάση. Όπως είναι ευνόητο η αύξηση της τάσης πάνω από τις ονομαστικές τιμές του κατασκευαστή επιφέρει σίγουρη καταστροφή των τυλιγμάτων του κινητήρα. Πολύ εύκολα συμπεραίνουμε ότι το ανώτατο όριο της τάσης δε πρέπει να υπερβαίνει τα 400volt, ενώ το κατώτερο όριο έχουμε ορίσει να είναι τα 50volt, ικανή τάση να υπερνικήσει τις δυνάμεις αδράνειας και ν' αρχίσει ο άξονας να περιστρέφεται. Με τα παραπάνω μπορούμε εύκολα να σχεδιάσουμε τη καμπύλη τάσης-συχνότητας που αναφέρονται οι περισσότερες βιβλιογραφίες ηλεκτρικής κίνησης.



Σχήμα 6.1 Επιθυμητή καμπύλη μεταβολής τάσης-συχνότητας του στάτη.

6.3 Το μικροϋπολογιστικό σύστημα.[7]

Ο κλειστός βρόχος υλοποιήθηκε με τον μικροελεγκτή dsPIC4011 του οίκου microchip της οικογένειας dsPIC30F. Σ' αυτήν τη οικογένεια ανήκουν, πλην τον 4011, ο 4012, 4013, 2010, 4060 κ.α. Όλοι οι μικροελεγκτές dsPIC έχουν κατασκευαστεί για τον έλεγχο στροφών κινητήρων AC ή DC. Εξυπακούεται ότι το περιβάλλον λειτουργίας τέτοιων τοπολογιών ελέγχου ηλεκτρονικών ισχύος σε πολύ υψηλές τάσεις, τα ηλεκτρομαγνητικά παρασιτικά δεν επηρεάζουν τη λειτουργία τους. Επιλέχθηκε ο 4011, διότι η αναπτυξιακή κάρτα της microchip συνοδεύονταν με τον συγκεκριμένο μικροελεγκτή με αρκετά παραδείγματα υλοποίησης απλών προγραμμάτων. Φυσικά όλα τα περιφερειακά που προσφέρει ο 4011 καλύπτει τις ανάγκες της συγκεκριμένης πτυχιακής άσκησης. Πιο συγκεκριμένα οι υψηλές του δυνατότητες είναι:

1. CPU

- Δομή γλώσσας προγραμματισμού C (C compiler).
- Επεξεργασία δεδομένων 16bit.
- 48Kbytes μνήμης προγράμματος.
- Διαχείριση δεδομένων μεγαλύτερη των 30MIPS:
 - στα 40MHz με εξωτερικό κρύσταλλο
 - από 4MHz έως 10MHz εσωτερικό κρύσταλλο (clock)
- 30 interrupt:
 - 3 εξωτερικά interrupt.

2. Περιφερειακά

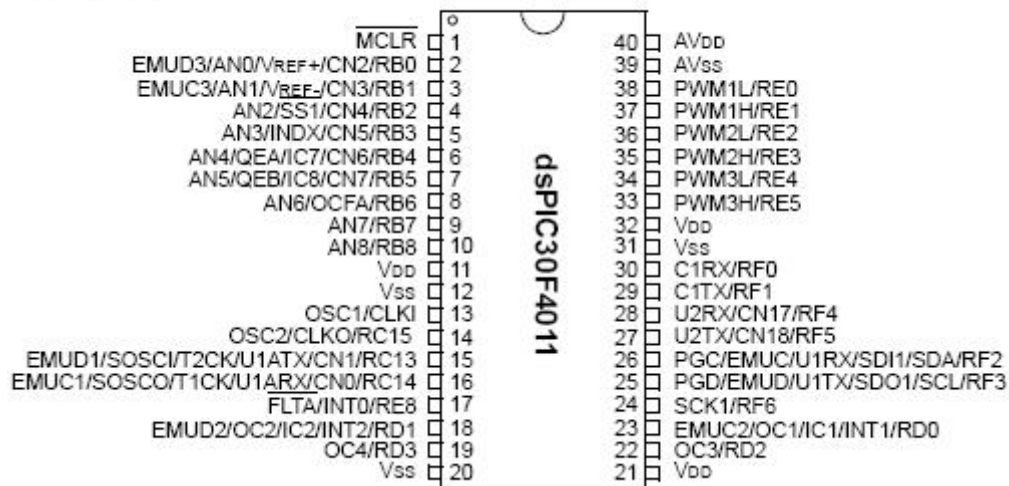
- Υψηλό ρεύμα εισόδου/εξόδου των I/O: 25mA/25mA

- Timers με προγραμματιζόμενη διαίρεση χρόνου (prescaler)
- 16bit input capture
- 16bit Compare/PWM εξόδους
- 3 γραμμών πρωτόκολλο επικοινωνίας SPI
- I²CTM
- 2 UART
- 1 CAN
- Watch Dog
- Sleep
- 6 κανάλια PWM
- 9 κανάλια των 10bit Analog to Digital (A/D)
- Διασύνδεση επαυξητικού encoder

Device	Pins	Program Mem. Bytes/ Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Motor Control PWM	10-Bit A/D 1 Msps	Quad Enc	UART	SPI	I ² C TM	CAN
dsPIC30F2010	28	12K/4K	512	1024	3	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F3010	28	24K/8K	1024	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	-
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1
dsPIC30F5015	64	66K/22K	2048	1024	5	4	4	8 ch	16 ch	Yes	1	2	1	1
dsPIC30F6010	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2

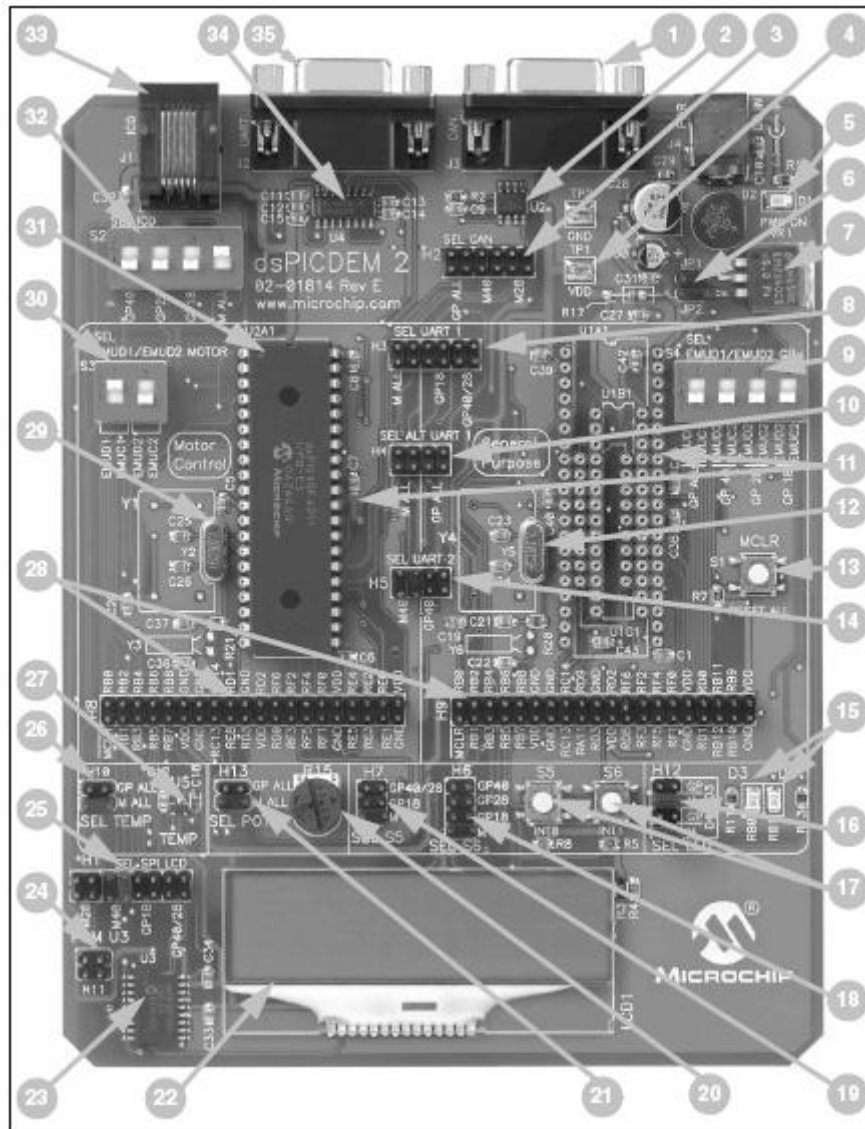
Πίνακας 6.1 Μικροελεγκτές dsPIC30F Motor Control.

40-Pin PDIP



Σχήμα 6.2 Διάγραμμα ακροδεκτών.

Η αναπτυξιακή κάρτα που χρησιμοποιήθηκε για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή είναι το μοντέλο dsPICDEM 2 (dsPICDEM 2 development board) και περιγράφεται στη παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 6.1 Η αναπτυξιακή κάρτα dsPICDEM 2.

No	Χαρακτηριστικά Hardware	No	Χαρακτηριστικά Hardware
1	CAN είσοδος	19	Ακροδέκτης μπουτόν S5
2	Επικοινωνία CAN εκπομπής και λήψης	20	Αναλογικό ποτενσιόμετρο
3	CAN ακροδέκτης	21	Ακροδέκτης αναλογικού ποτενσιόμετρου
4	Είσοδος εξωτερικής τροφοδοσίας	22	LCD οθόνη
5	LED ένδειξης λειτουργίας	23	Ρύθμιση SPI οθόνης LCD
6	Jumpερ τροφοδοσίας	24	Ακροδέκτης προγραμματισμού SPI
7	Σταθεροποιητικό τάσης 5V 7805	25	Ακροδέκτης ρύθμισης LCD
8	Ακροδέκτης UART 1	26	Ακροδέκτης αισθητήρα

			θερμοκρασίας
9	Διακόπτης DIP επιλογέας για αποσφαλμάτωση “γενικού σκοπού”	27	Αισθητήρας θερμοκρασίας
10	Μεταγωγικός διακόπτης UART 1	28	Ακροδέκτης εξωτερικής σύνδεσης πορτών
11	Βάσεις dip τοποθέτησης dsPIC30F γενικού σκοπού	29	Εξωτερικός κρύσταλλος χρήσης ελέγχου κινητήρα
12	Εξωτερικός κρύσταλλος χρήσης γενικού σκοπού	30	Διακόπτης DIP επιλογέας για αποσφαλμάτωση “ελέγχου κινητήρα”
13	Μπουτόν reset	31	Μικροελεγκτής dsPICF4011
14	Ακροδέκτης UART 2	32	Dip διακόπτης επιλογέας προγράμματος
15	LED ένδειξης εξόδων	33	ICD connector
16	Ακροδέκτης LED	34	Επικοινωνία UART εκπομπής και λήψης
17	Μπουτόν S5 και S6	35	Σειριακή πόρτα RS-232
18	Ακροδέκτης μπουτόν S5		

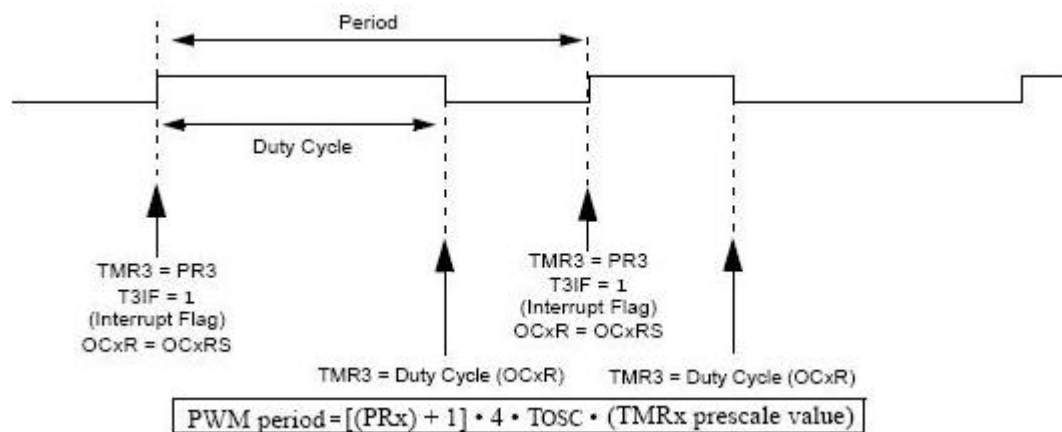
Από την εικόνα 6.3 μπορούμε να δούμε καθαρά ότι η αναπτυξιακή κάρτα προορίζεται για το προγραμματισμό είτε για τον προγραμματισμό μικροελεγκτών “γενικού σκοπού-general propose” είτε για το προγραμματισμό μικροελεγκτών “έλεγχου κινητήρων-motor control”. Ο compiler είναι ο MPLAB με δυνατότητα εκσφαλμάτωσης-debugging και παράλληλα παρακολούθηση των αλλαγών στις μεταβλητές του προγράμματος σε πραγματικό χρόνο. Αυτό βοήθησε πάρα πολύ όταν το πρόγραμμα που γράφτηκε για τη μέτρηση των στροφών επαληθεύτηκε με την εμφάνιση των στροφών στην οθόνη και συγκρίνοντας την με το στροφόμετρο χειρός του εργαστηρίου. Παρόμοια παρακολούθηση έγινε και για τη μέτρηση των τάσεων στην είσοδο και στην έξοδο του μετατροπέα υποβιβασμού τάσεως.

Η παρακάτω ενότητα αναφέρεται στο προγραμματισμό των επιμέρους τμημάτων των μετατροπέων τροφοδοσίας του κινητήρα. Συγκεκριμένα μόνο ο μετατροπέας της ανόρθωσης δεν έχει κάποιο προγραμματισμό.

6.4 Προγραμματίζοντας τον μετατροπέα Buck.

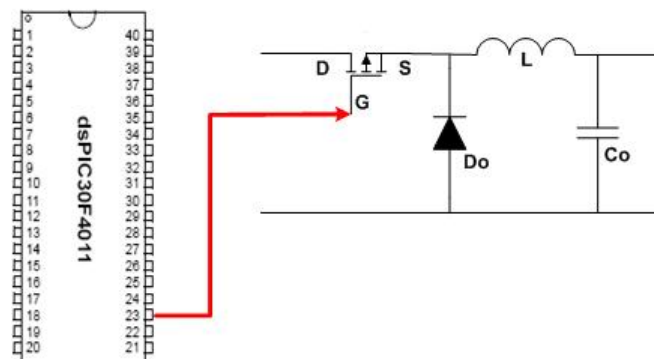
Στον μετατροπέα υποβιβασμού της τάσης ο μικροελεγκτής είναι υπεύθυνος για την παλμοδότηση του ηλεκτροδίου gate του ημιαγωγικού στοιχείου IGBT με τη μέθοδο PWM, τη μέτρηση των τάσεων εισόδου και εξόδου του μετατροπέα. Η μέτρηση των τάσεων γίνεται από τις analog to digital (A/D) εισόδους μεγέθους 10bit.

Η συγκεκριμένη σειρά μικροελεγκτών προσφέρει έξι εξόδους PWM δημιουργώντας τους από έξι διαφορετικούς καταχωρητές των 16bit. Και οι έξι εξοδοί παρέχονται από τη πόρτα E (βλ. σχήμα 6.2). Η πόρτα E, στη τελική κάρτα που εκτυπώσαμε χρησιμοποιήθηκε για τη παλμοδότηση των ημιαγωγικών στοιχείων της πλήρους γέφυρας, βοηθώντας μας να μετράμε και να παρατηρούμε στο παλμογράφο πιο εύκολα τους παλμούς, την ευκολότερη σχεδίαση της κατασκευής αλλά και την αξιοποίηση μίας συγκεκριμένης πόρτας, ίδιας ονομασίας (της E) για την παλμοδότηση μίας και μόνο κάρτας. Διαβάζοντας προσεκτικά το εγχειρίδιο των dsPIC30F (δίνεται σε ηλεκτρονική μορφή στο τέλος του συγγράμματος), οι καταχωρητές του Output compare ενεργοποιώντας τα τρία πρώτα bit με ονομασία OCM του καταχωρητή OC1CON με 110 ή 111 απενεργοποιείτε ο Output compare και γίνεται η χρήση ως PWM. Η αρχική τιμή του παλμού εισάγεται στο καταχωρητή OC1RS και η μέγιστη του τιμή από τον καταχωρητή ενός από τους πέντε timers από τον καταχωρητή PR3. Σε όλα τα προγράμματα έχουν γραφεί με διαίρεση κρυστάλλου PLL x16 και η κάθε διαίρεση χρόνου (prescaler) των timers παρουσιάζεται στο πρόγραμμα ως σημειώσεις στα πλάγια κάθε καταχωρητή.



Σχήμα 6.3 Διάγραμμα PWM του output compare.

Το κυκλωματικό διάγραμμα φαίνεται στο σχήμα 6.4 ενώ το σχετικό πρόγραμμα στην εικόνα 6.2.



Σχήμα 6.3. Το κυκλωματικό διάγραμμα 4011-buck.

```

/*Δημιουργώ Duty Cycle με τον Output Compare για 100KHz Fosc=7.3728MHz*/
/*PWM Period=[(PRy)+1].Tcy.(TMRy Prescale value)*/
#include <p30f4012.h>
unsigned char w;
int main(void)
{ TRISDbits.TRISDO=1;           //ΔΗΛΩΝΩ ΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΜΕ 1
  LATDbits.LATDO=1;           //ΓΡΑΦΩ ΤΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΤΗΣ ΕΞΟΔΟΥ
  OC1CON=0;                   //Turn off τον Output Compare

  OC1RS=12;                   //Μέγιστη τιμή του Duty Cycle
  OC1R=OC1RS;

  OC1CON=0x000E;             //Εκκινώ το comparator με τον Timer3 και PWM w/o FAULT
  PR3=73;                    //Prescaler του Timer για 100KHz (PR3=48 για 150KHz)

  IFS0bits.T3IF = 0;         //Clear the Timer1 Interrupt Flag
  IEC0bits.T3IE = 1;         //Enable Timer1 Interrupt Service Routine
  T3CON = 0x0000;           //Timer1 set up to count on instruction cycle
                              //edge with 1:1 prescaler applied initially.
  T3CONbits.TON=1;          //Start Timer 3
while (1)
{
}
}
void __attribute__((__interrupt__)) _T3Interrupt(void)
{ // for (w=1;w<256;w++);
  //OC1RS++;
  // if(OC1RS=70)
  //OC1RS=65;
  IFS0bits.T3IF = 0;        //Clear the Timer1 Interrupt Flag
}

```

Εικόνα 6.2 Πρόγραμμα δημιουργίας παλμών του IGBT στο buck.

Στις δοκιμές του buck χρησιμοποιήθηκε αρχικά χωρίς τη τριφασική γέφυρα ανόρθωσης και χωρίς τον inverter τοποθετώντας στην έξοδο επαγωγικό φορτίο και απλά ρυθμίζοντας τον λόγο κατάτμησης ώστε να παρθούν οι κατάλληλες μετρήσεις,

δοκιμές. Ο λόγος κατάτμησης ρυθμίστηκε τοποθετώντας ένα ποτενσιόμετρο, ανεξαρτήτου τιμής, σε μία από τις αναλογικές εισόδους του 4011. Οι απαραίτητες ρυθμίσεις στην ενεργοποίηση των A/D εισόδων πάρθηκαν από τα έτοιμα παραδείγματα που μας προσφέρει η microchip λόγω της ιδιαίτερης δυσκολίας που παρουσιάζει η ενότητα αυτή. Φυσικά όλοι οι χρόνοι “δειγματοληψίας” των δεδομένων είναι ικανοποιητικοί και το μόνο που χρειάζεται είναι ενεργοποίηση της εισόδου η οποία γίνεται με την ενεργοποίηση των κατάλληλων bit των καταχωριτών ADPCFG και ADCSSL. Να σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι η οικογένεια των dsPIC έχουμε τη δυνατότητα να ενεργοποιήσουμε έναν καταχωρητή γράφοντας την ονομασία του κάθε bit με 0 ή 1. Αυτό αναφέρεται διότι σε πολλά προγράμματα γίνεται ενεργοποίηση με αυτόν τον τρόπο και επίσης πλεονεκτεί στο ότι είναι πολύ σημαντικό για την εύρεση λαθών στο συνολικό αλγόριθμο.

SFR Name	Bit 15	Bit 14	Bit 13	Bit 12	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
ADPCFG	—	—	—	—	—	—	—	PCFG8*
ADCSSL	—	—	—	—	—	—	—	CSSL8*

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
PCFG7*	PCFG6*	PCFG5	PCFG4	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
CSSL7*	CSSL6*	CSSL5	CSSL4	CSSL3	CSSL2	CSSL1	CSSL0

Εικόνα 6.3 Δυνατότητα των dsPIC ενεργοποίησης καταχωρητών με την ονομασία των bit..

6.5 Προγραμματίζοντας τον αντιστροφέα.

Η διάταξη του τριφασικού αντιστροφέα όπως είδαμε στο κεφάλαιο 3 περιλαμβάνει εκτός από των άλλων έξι παλμούς για κάθε ένα από τα έξι διακοπτικά στοιχεία της τριφασικής γέφυρας. Οι παλμοί αυτοί στη περίπτωση μας θα πρέπει να παράγονται από τον μικροελεγκτή και να υλοποιούν την παλμοδότηση τετραγωνικής κοιματομορφής ή της λογικής των 180° , καταργώντας το αναλογικό κύκλωμα με τις λογικές πύλες NAND.

Έπρεπε λοιπόν να προγραμματίσουμε το μικροελεγκτή ώστε να παράγει έξι σήματα στη διάρκεια μίας ηλεκτρικής περιόδου, μετατοπισμένα κατά 60° ανά φάση, ενώ ανά δύο σήματα που αφορούν την ίδια φάση να είναι συμπληρωματικά μεταξύ τους.

Επειδή παρατηρούμε ότι, σε μία τέτοια παλμοδότηση κατά τη διάρκεια μιας ηλεκτρικής περιόδου έχουμε έξι μεταβάσεις οδηγούμαστε στη σκέψη να χωρίσουμε

όλη τη περίοδο σε έξι υποπεριόδους και να φροντίσουμε μέσω του προγράμματος ώστε με την έναρξη κάθε υποπεριόδου ένα από τα στοιχεία να ανάβει (να αρχίσει να παλμοδοτείται) ενώ κάποιο άλλο κατάλληλο από τα στοιχεία να σβήνει (να σταματήσει να παλμοδοτείται).

Επειδή δε, τα στοιχεία που αλλάζουν κατάσταση υποπερίοδο θα βρίσκονται στον ίδιο κλάδο της τριφασικής γέφυρας θα πρέπει να διασφαλίσουμε μέσω του προγράμματος ότι σε καμία χρονική στιγμή δε θα παλμοδοτούνται και τα δύο συγχρόνως, αφού κάτι τέτοιο θα σήμαινε ταυτόχρονη αγωγή και επομένως βραχυκύκλωμα στο DC κλάδο.

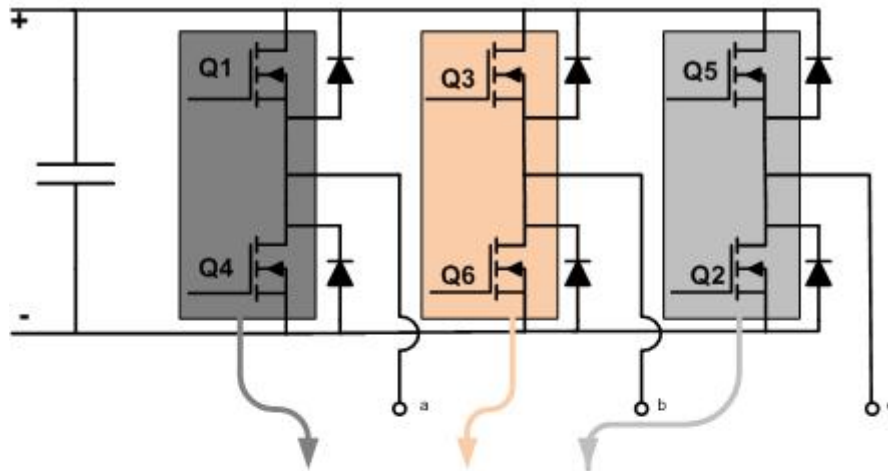
Ένας σίγουρος τρόπος για να αποφύγουμε κάτι τέτοιο είναι , πρώτα να εξασφαλίσουμε ότι σταμάτησε να παλμοδοτείται κάποιο στοιχείο (και άρα έσβησε) και κατόπιν να δίνουμε παλμό (για να ανάψει) στο αντίστοιχο στοιχείο του ίδιου κλάδου.

Είναι φανερό πώς ένας τέτοιος τρόπος αντιμετώπισης ουσιαστικά σημαίνει ότι πρέπει να μειωθεί κατά τι, το διάστημα στο οποίο το σήμα της παλμοδότησης κάθε στοιχείου είναι ON σε σχέση με το διάστημα που είναι OFF, ενώ η θεωρητική ανάλυση της παλμοδότησης τετραγωνικής κυματομορφής θέλει τα δύο διαστήματα ίσα μεταξύ τους.

Από το εγχειρίδιο του κατασκευαστή των IGBT παρατηρούμε ότι ο νεκρός χρόνος που μπορούμε να δημιουργήσουμε είναι της τάξης των μsec . Είναι δηλαδή ο χρόνος έναυσης και σβέσης μεταξύ δύο διαφορετικών παλμών τον οποίο εισάγουμε για λόγους ασφαλείας. Ο χρόνος που εισάγουμε είναι πάρα πολύ μικρός και επομένως η ασυμμετρία που εισάγεται είναι τόσο ασήμαντη που αφήνει ανεπηρέαστο τον κινητήρα.

Για την παλμοδότηση των IGBT χρησιμοποιήθηκε η πόρτα E. Στο κεφάλαιο 3, στο πίνακα 3.1 αναφέρεται η λογική παλμοδότησης της γέφυρας που κατασκευάστηκε. Στη λογική της παλμοδότησης δημιουργήσαμε δύο διαφορετικούς πίνακες αλγορίθμου με κοινό δείκτη “i”, τον $\text{kat1}[i]$ και $\text{kat2}[i]$. Ο πίνακας $\text{kat2}[i]$ περιέχει τη σειρά των λογικών “1” και “0” ώστε να δοθεί έναυση με τη σωστή σειρά των IGBT όπως 123, 234, 345 και ούτω καθ’ εξής. Ο πίνακας $\text{kat1}[i]$ χρησιμοποιείται μόνο για τη σβέση του ημιαγωγικού στοιχείου που βρίσκεται στον ίδιο κλάδο ώστε με την έναυση του άλλου στοιχείου του ίδιου κλάδου, να αποφευχθεί ο κίνδυνος

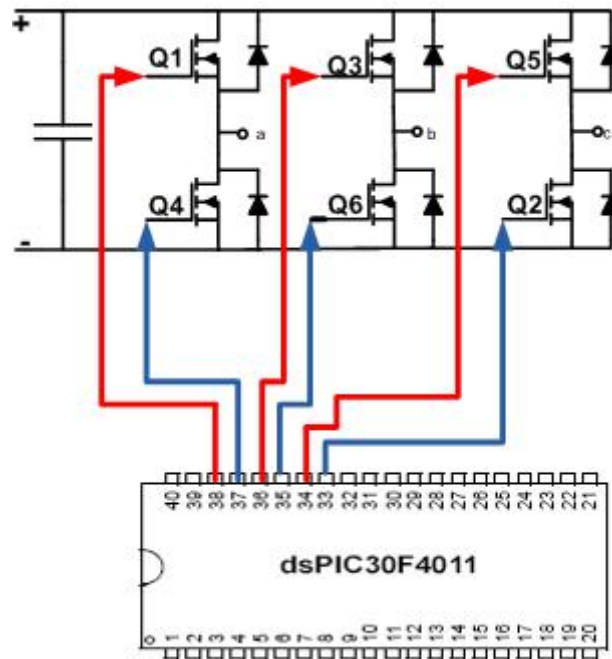
βραχυκύκλωσης. Μεταξύ των δύο πινάκων τοποθετήθηκε μια καθυστέρηση συνθήκης “for” δημιουργώντας το νεκρό χρόνο ασφαλείας.



	Κλάδος 1		Κλάδος 2		Κλάδος 3		
<u>IGBT</u>	1	4	3	6	5	2	<u>ένανση των</u>
kat2	1	0	0	1	1	0	5,6,1
kat1	0	0	0	1	1	0	
kat2	1	0	0	1	0	1	6,1,2
kat1	1	0	0	1	0	0	
kat2	1	0	1	0	0	1	1,2,3
kat1	1	0	0	0	0	1	
kat2	0	1	1	0	0	1	2,3,4
kat1	0	0	1	0	0	1	
kat2	0	1	1	0	1	0	3,4,5
kat1	0	1	1	0	0	0	
kat2	0	1	0	1	1	0	4,5,6
kat1	0	1	0	0	1	0	

Πίνακας 6.2 Πίνακας εισαγωγής δεδομένων παλμοδότησης των IGBT της γέφυρας.

Ο αλγόριθμος που γράφτηκε για την δημιουργία παλμών συχνότητας 50Hz και οι χρόνοι που δημιουργήθηκαν των 180° παρουσιάζεται στο παρακάτω πρόγραμμα του 4011. Είναι πολύ απλό πρόγραμμα, αρκεί να παρατηρήσει κανείς ότι η prescale τιμή του timer_1 προκύπτει διαιρώντας τον χρόνο του κρυστάλλου με τη συχνότητα που θέλουμε να δημιουργήσουμε (50Hz) και το αποτέλεσμα τις παραπάνω πράξης διαιρείται με το 60, όπου 60 είναι οι μίρες που διαρκεί ο κάθε παλμός.



Σχήμα 6.4. Το κυκλωματικό διάγραμμα 4011-γέφυρα.

```

#include <p30f4011.h>
unsigned char kat1[6]={0b011000,0b001001,0b100001,0b100100,0b000110,0b010010};
unsigned char kat2[6]={0b011001,0b101001,0b100101,0b100110,0b010110,0b011010};
unsigned char i=0,j=0;
void __attribute__((__interrupt__)) _T1Interrupt(void);
int main(void)
{
    TRISE=0x0000;           //ΔΗΛΩΝΩ ΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΜΕ 0
    LATE=0x0000;           //ΓΡΑΦΩ ΤΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΤΗΣ ΕΞΟΔΟΥ
    T1CON = 0x0010;        //Timer1 set up to count on instruction cycle
                           //edge with 1:8 prescaler applied initially.
    PR1 =12288;           //Period Register, PR1, set to maximum count
    IFSObits.T1IF = 0;    //Clear the Timer1 Interrupt Flag
    IECObits.T1IE = 1;    //Enable Timer1 Interrupt Service Routine
    T1CONbits.TON=1;      //Start Timer 1
    while (1)
    {
        }
    }
void __attribute__((__interrupt__)) _T1Interrupt(void)
{
    LATE=kat1[i];
    for(j=1;j<35;j++); //ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗ
    LATE=kat2[i];
    i++;
    if(i>5) i=0;
    IFSObits.T1IF = 0;    //Clear Timer1 Interrupt Flag
}

```

Εικόνα 6.4 Πρόγραμμα δημιουργίας παλμών των IGBT στη τριφασική γέφυρα.

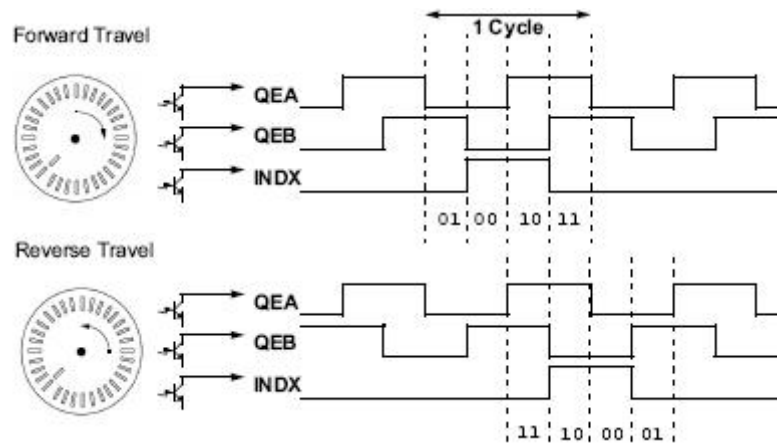
6.6 Μέτρηση στροφών του κινητήρα.

Η μέτρηση των στροφών του ασύγχρονου κινητήρα είναι ένα από τα πιο σημαντικά σημεία του προγραμματισμού. Οι πραγματικές στροφές του κινητήρα θα πρέπει να συγκρίνονται με τις επιθυμητές στροφές που θέτουμε ώστε ο μικροελεγκτής να μπει σε ρουτίνα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης.

Για τη μέτρηση των στροφών χρησιμοποιήθηκε μία παλμογεννήτρια τριών παλμών γνωστή ως encoder. Είναι ένα πολύ διαδεδομένο αισθητήριο μέτρησης των στροφών αλλά και της θέσης του άξονα του κινητήρα αντιπροσωπεύοντας έτσι το κλειστό βρόγχο ελέγχου. Χρησιμοποιείται πολύ συχνά στη βιομηχανία και είναι καλό να επεξηγήσουμε την απλή του λειτουργία ώστε να κατανοήσει και ο αναγνώστης πως υλοποιήθηκε ο αλγόριθμος μέτρησης στροφών.

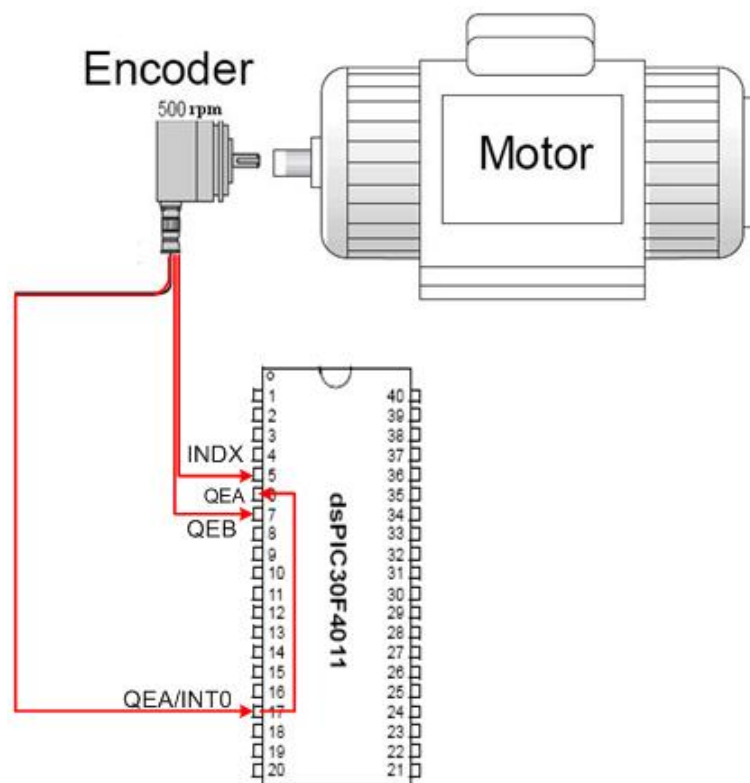
Ένας επαυξηνητικός encoder (Incremental encoders) αποτελείται από έναν δίσκο με σχισμές ο οποίος συνδέεται με τον άξονα του κινητήρα περιστρέφοντας τον. Μια πηγή φωτός στέλνει μια κατευθυνόμενη δέσμη φωτός διαπερνώντας κάθε φορά τις σχισμές. Μια ενισχυτική βαθμίδα τρανζίστορ ενεργοποιείται από τη δέσμη φωτός και έτσι έχουμε ένα παλμό με μέγιστο πλάτος τάσης ίσο με τη τάση που τροφοδοτούμε τον encoder. Δηλαδή αν τροφοδοτήσουμε με 5V θα πάρουμε έναν παλμό πλάτους 5V. Το σύνολο των παλμών είναι ίση με το σύνολο των σχισμών. Ένας encoder των 500 παλμών, όπως αυτών που χρησιμοποιήθηκε, σημαίνει ότι έχει 500 σχισμές. Ενώ όσο αυξάνονται οι στροφές στον άξονα του κινητήρα τόσο αυξάνεται η χρονική διάρκεια των παλμών.

Οι κατασκευαστές των encoders μας παρέχουν στην έξοδο του αισθητηρίου τρεις παλμούς οι οποίοι και στέλνονται στις A/D εισόδους του 4011. Στο σχήμα 6.5 φαίνεται οι σημασίες των παλμών αυτών. Όταν οι φάση A οδηγεί τη φάση B τότε ο άξονας του κινητήρα περιστρέφεται δεξιόστροφα, ενώ όταν η φάση A καθυστερεί της φάσης B τότε έχουμε αριστερόστροφη κίνηση του άξονα. Στο τέλος κάθε τέτοιου κύκλου έχουμε έναν παλμό με ονομασία INDEX.



Σχήμα 6.5. Η λειτουργία ενός incremental encoder.

Η λογική που ακολουθούμε για τον υπολογισμό των στροφών είναι να βρούμε πόσο διαρκεί ένας παλμός του encoder. Αυτόν το χρόνο αν τον πολλαπλασιάσουμε με το σύνολο των παλμών του encoder και το χρόνο ενός βήματος του μικροελεγκτή του timer που έχουμε ενεργοποιήσει βρίσκουμε το χρόνο και των 500 παλμών, έστω t . Κάνοντας τη μαθηματική πράξη από τη θεωρία των ηλεκτρικών μηχανών $(1/t) \cdot 60$ υπολογίζουμε τις στροφές του άξονα του κινητήρα ανά λεπτό.



Σχήμα 6.6. Το κυκλωματικό διάγραμμα 4011-encoder.

Είναι ευνόητο σ' αυτό το σημείο να αναρωτηθεί κανείς πως ο μικροελεγκτής ανιχνεύει την έναρξη του παλμού (φάσης A ή φάσης B) και ξεκινάει ο timer και πότε τελειώνει αυτή η μέτρηση. Αρχικά επιλέχτηκε η φάση A και την εισάγουμε στο εξωτερικό interrupt INT0. Μόλις δέχεται την άνοδο του παλμού στη ρουτίνα του INT0 ενεργοποιείτε ο 16bit Timer2 με διαίρεση χρόνου 1:64. Αν η στροφές του κινητήρα είναι πολύ χαμηλές ο timer προλαβαίνει και “υπερχειλίζει”, χάνοντας τη πραγματική μέτρηση των στροφών. Για να λυθεί το πρόβλημα αυτό εισάγουμε μια μεταβλητή b να αυξάνεται κάθε φορά που “υπερχειλίζει” ο timer πολλαπλασιάζοντας με 2^{16} βήματα. Το πρόγραμμα που γράφηκε παρουσιάζεται στη παρακάτω εικόνα.

```

//sxediastike gia pllκ4
#include <p30f4011.h>
long double step=0.00000868,t=0;
int strofes=0,time=0,b=0;

int main(void)
{
    LATEbits.LATE8=1;           //δηλώνω τη είσοδο RE8 με 1(EXTERNAL INTO)
    TRISEbits.TRISE8=0;        //Δηλώνω τη κατάσταση εξόδου RE8(EXTERNAL INTO)

    INTCON2=0X0000;           //ενεργοποιώ interrupt INTO pins on rissing edge
    IFS0bits.INTOIF=0;        //reset INT1 interrupt flag
    IEC0bits.INTOIE=1;        //ENABLE INT1 interrupt service routine

    T2CONbits.TCKPS=3;        //16 bit Timer 2 set up με prescale τιμή 1:64
    PR2=65535;                //καταχωρητής περιόδου PR2,set to max value*/
    IFS0bits.T2IF=0;          //Clear the Timer 2 interrupt flag
    IEC0bits.T2IE=0;          //Disable Timer 2 interrupt service routine*/
    T2CONbits.TON=1;

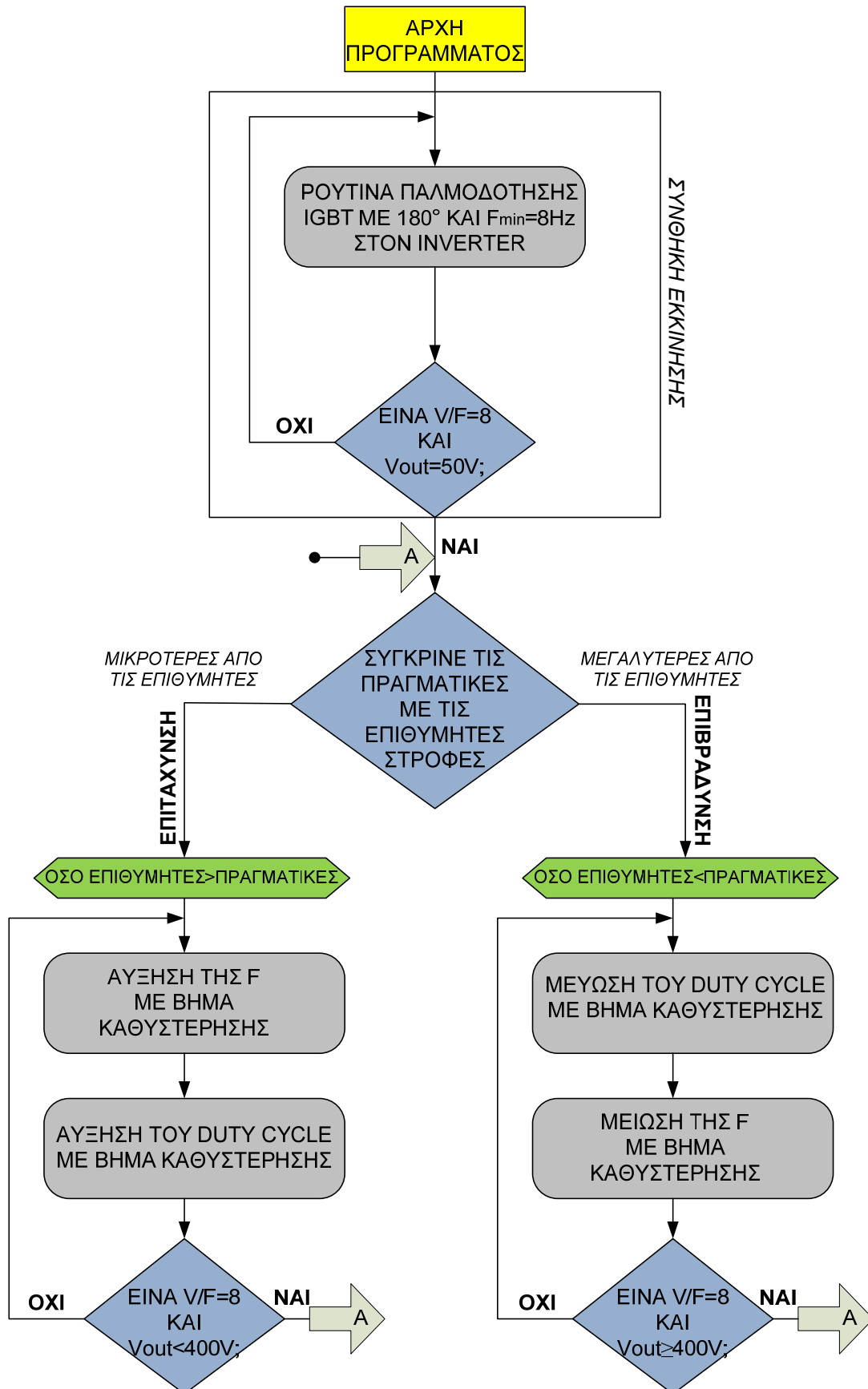
while (1)
{
t=500*time*step+(b*65535);
strofes=(1/t)*60;

}
}

void __attribute__((__interrupt__)) _INT0Interrupt(void)
{
time=TMR2+1;
TMR2=0;
IFS0bits.INTOIF = 0;
}

```

Εικόνα 6.4 Πρόγραμμα μέτρησης στροφών με εξωτερικό interrupt και 16bit timer.



Το πρόγραμμα ελέγχου που τρέχει στο μικροϋπολογιστή μπορεί πλέον να "διαβάζει" τις τιμές των μετρούμενων μεγεθών και το πρώτο που κάνει είναι να συγκρίνει τη τιμή της ταχύτητας, με την οποία κινείται εκείνη τη στιγμή ο κινητήρας, με την επιθυμητή ταχύτητα για να αποφασίσει αν πρέπει να μπει σε διαδικασία επιβράδυνσης ή ισορροπίας σε κείνο το σημείο.

Αν είμαστε σε διαδικασία επιτάχυνσης πρέπει να αυξήσουμε πρώτα τη συχνότητα (τον παρανομαστή V/F) και κατόπιν το πλάτος της τάσης ενώ αν είμαστε σε διαδικασία επιβράδυνσης πρέπει πρώτα να μειώσουμε το πλάτος της τάσης (τον αριθμητή του λόγου V/F) και κατόπιν τη συχνότητα για να μη γίνει ποτέ ο λόγος V/F πιο μεγάλος από τη σταθερή τιμή που θέλουμε.

Έτσι βήμα-βήμα και ανάλογα με το περιθώριο απόκλισης (σε απόλυτο αριθμό στροφών) που έχουμε θέσει για τη προσέγγιση του σημείου ισορροπίας, ο κινητήρας θα αποκτήσει την επιθυμητή ταχύτητα.

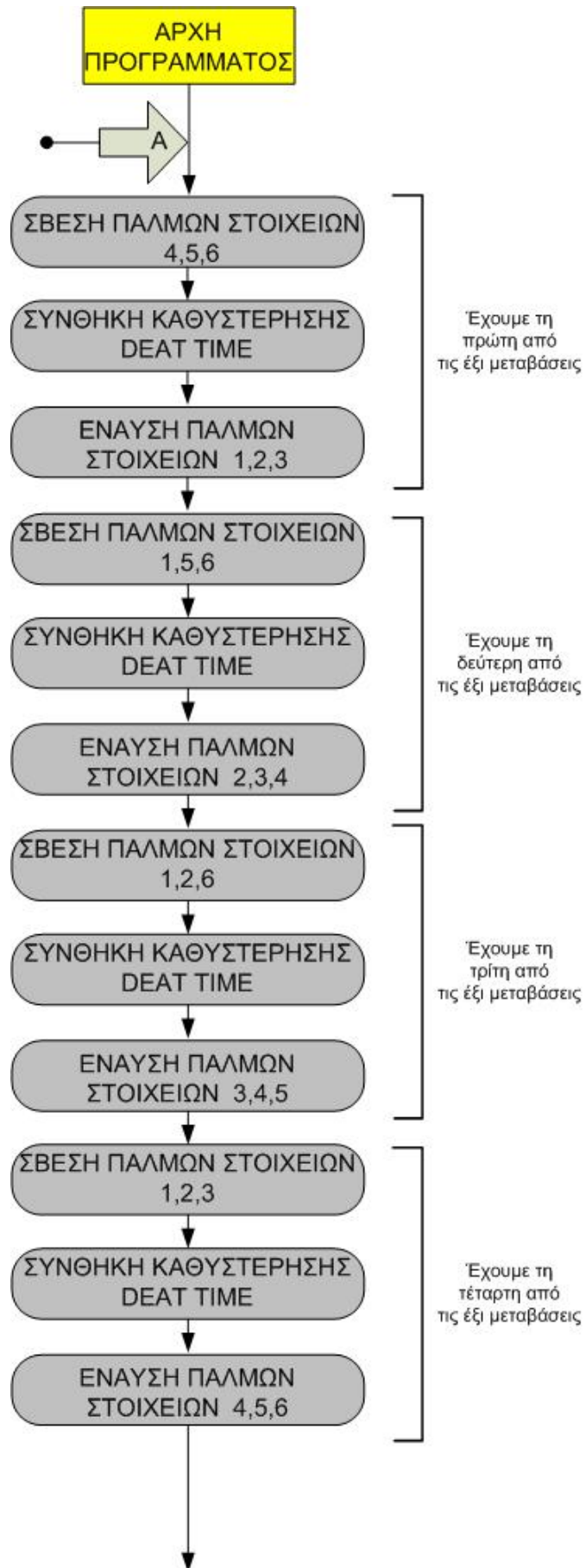
Η έξοδος του Buck αντιλαμβάνεται και αποκρίνεται άμεσα σε οποιαδήποτε μεταβολή του Duty cycle συμβεί, ακόμη και σε χρονικά διαστήματα πολύ μικρότερα του περιοδικού ελέγχου που εκτελεί το πρόγραμμα.. Με άλλα λόγια η τάση εξόδου του Buck αυξάνεται ή μειώνεται αστραπιαία μόλις εφαρμοστεί στη πύλη του διακοπτικού του στοιχείου παλμός διότι πρόκειται συνολικά για ηλεκτρικό φαινόμενο.

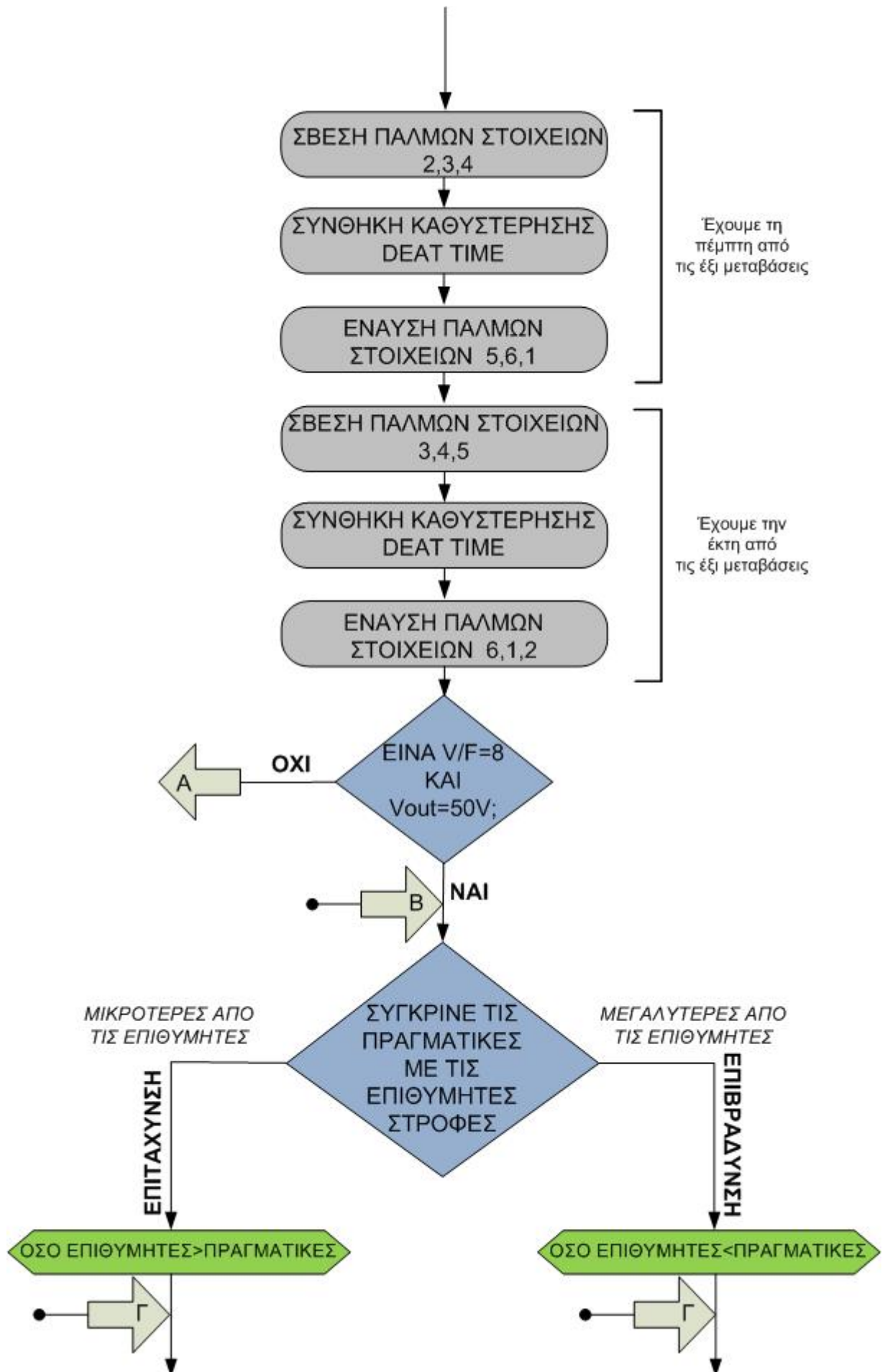
Αντίθετα ο κινητήρας δε μπορεί να αποκριθεί άμεσα στις μεταβολές της ταχύτητας του άξονα του ή τουλάχιστον τόσο γρήγορα όσο του υπαγορεύει ο ρυθμός εκτέλεσης του προγράμματος, αν και ο αντιστροφέας καταλαβαίνει αμέσως την αλλαγή συχνότητας διότι μιλάμε για μηχανικό φαινόμενο και επομένως για πολύ πιο αργή δυναμική απόκριση.

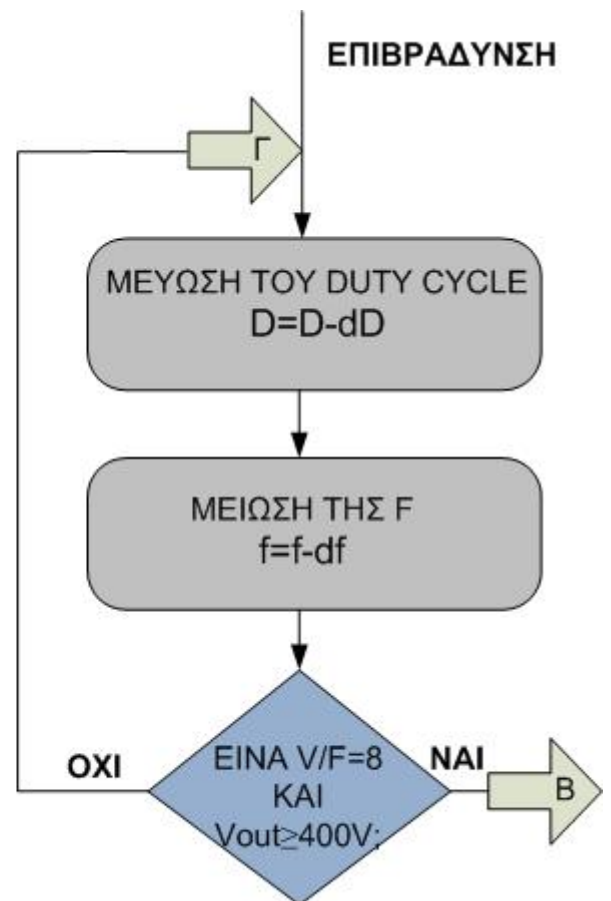
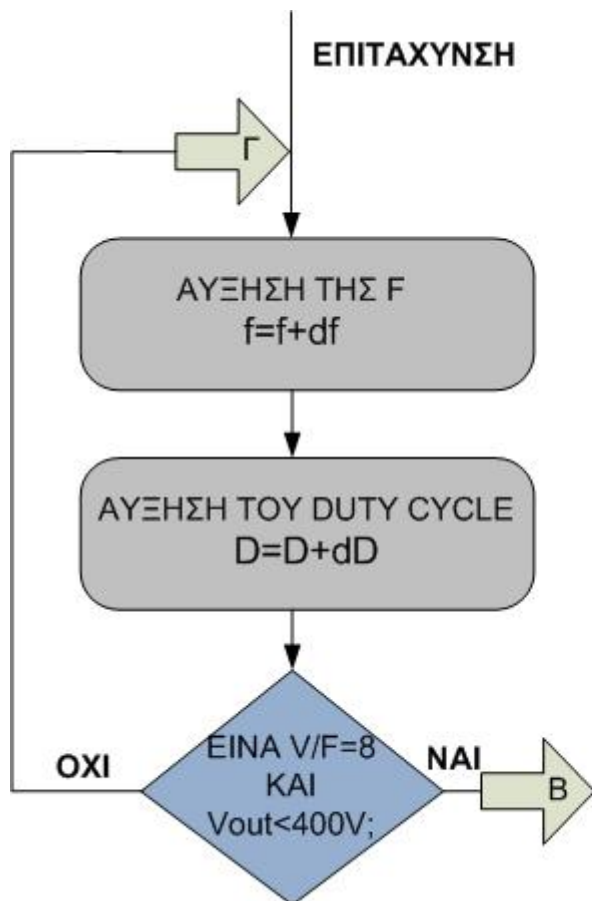
Τα δύο παραπάνω γεγονότα δε μας ενοχλούν καθόλου στην περίπτωση που θέλουμε να επιβραδύνουμε τον κινητήρα ή όταν τον ισορροπούμε σε κάποιο σημείο, αλλά μας δημιουργούν πρόβλημα όταν είμαστε σε διαδικασία επιτάχυνσης και χρησιμοποιούμε κοινή μεταβλητή για τον υπολογισμό της νέας συχνότητας και του νέου λόγου κατάτμησης.

Όλα τα παραπάνω έχουν ξαναφερθεί σε προηγούμενες παραγράφους. Το πρώτο διάγραμμα ροής που σχεδιάστηκε ήταν απλά για τη κατανόηση του αναγνώστη την

σειρά την οποία ακολουθούμε να επιτύχουμε τον έλεγχο. Παρακάτω περιγράφεται ένα πλήρες διάγραμμα ροής εντολών.



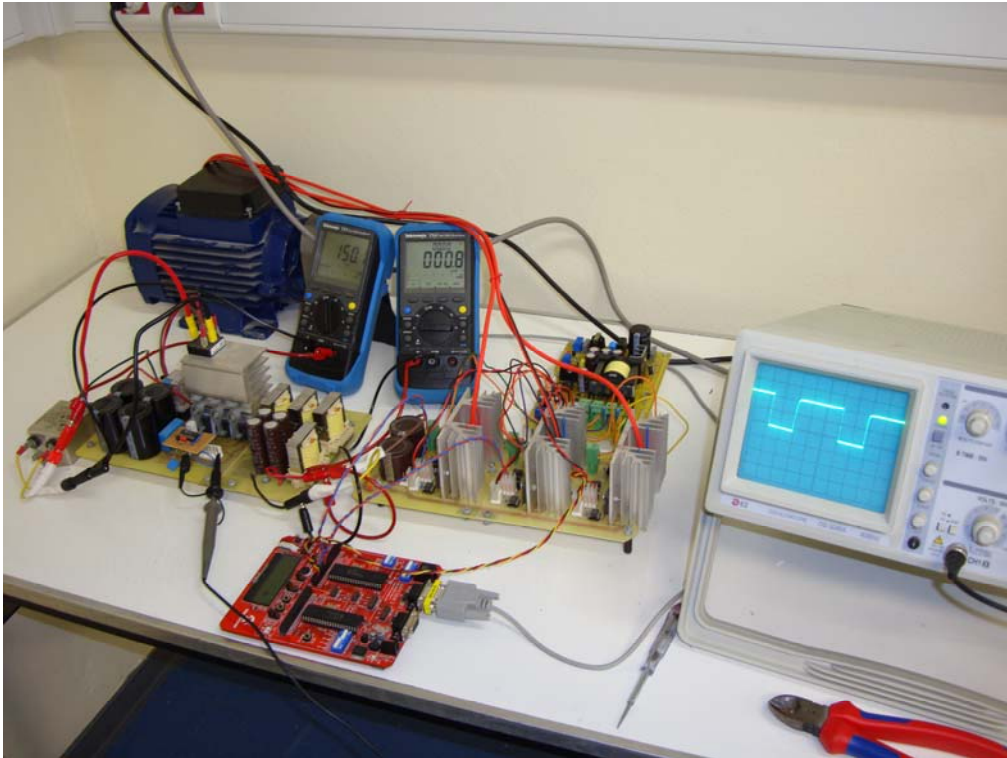


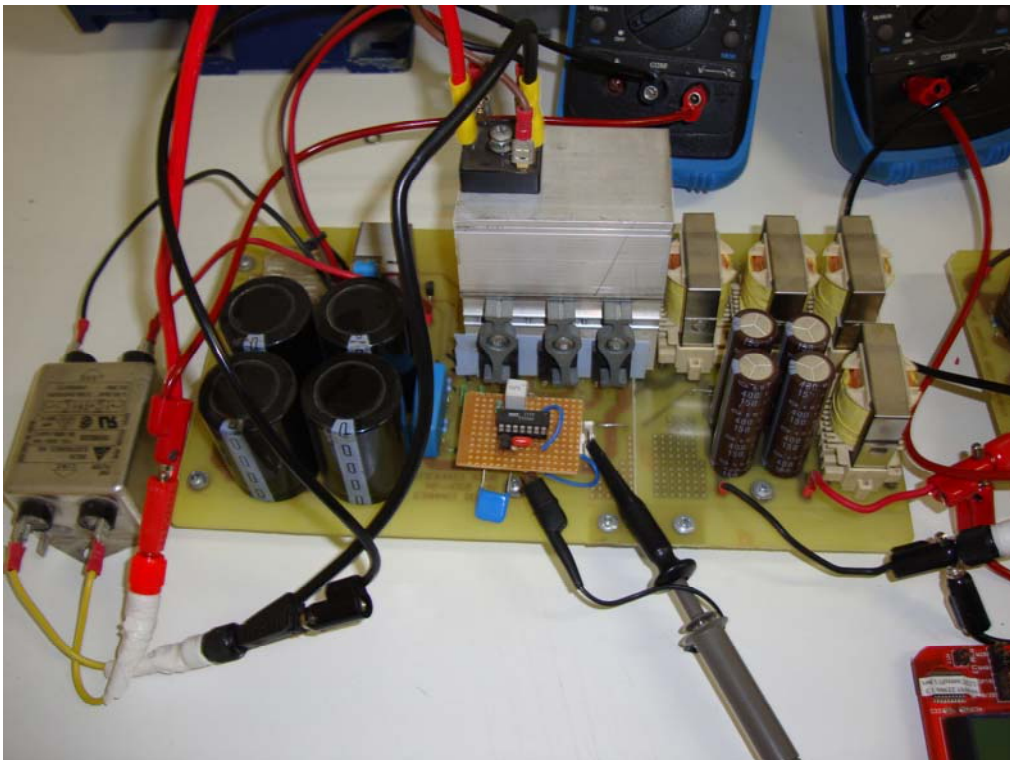
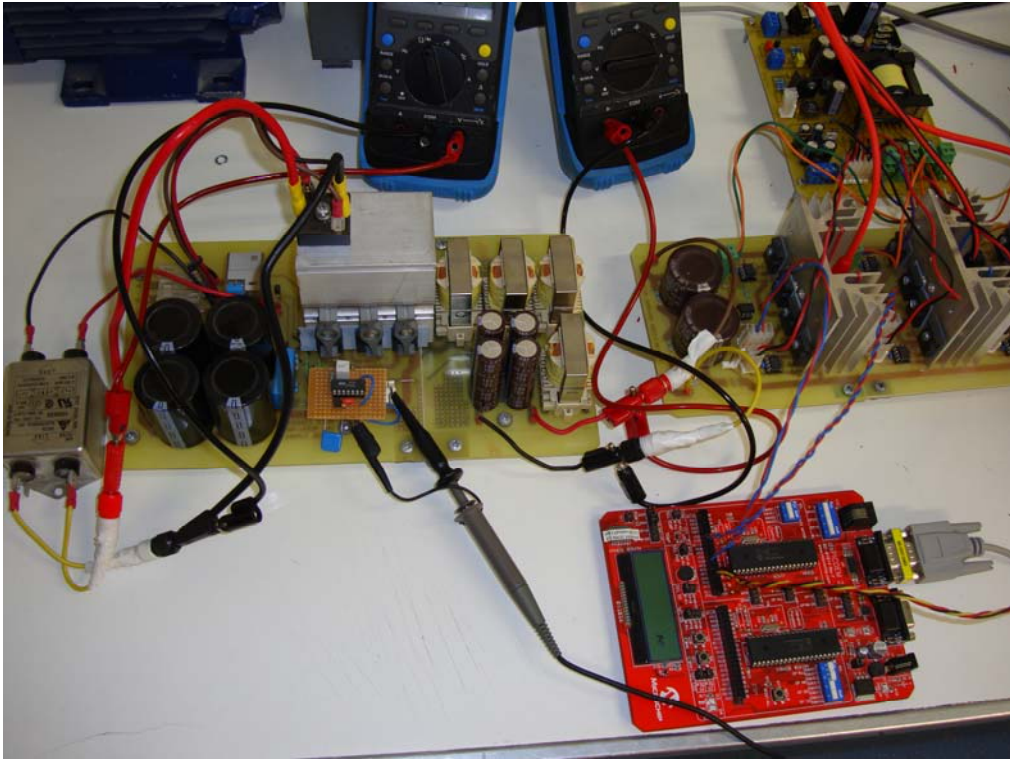


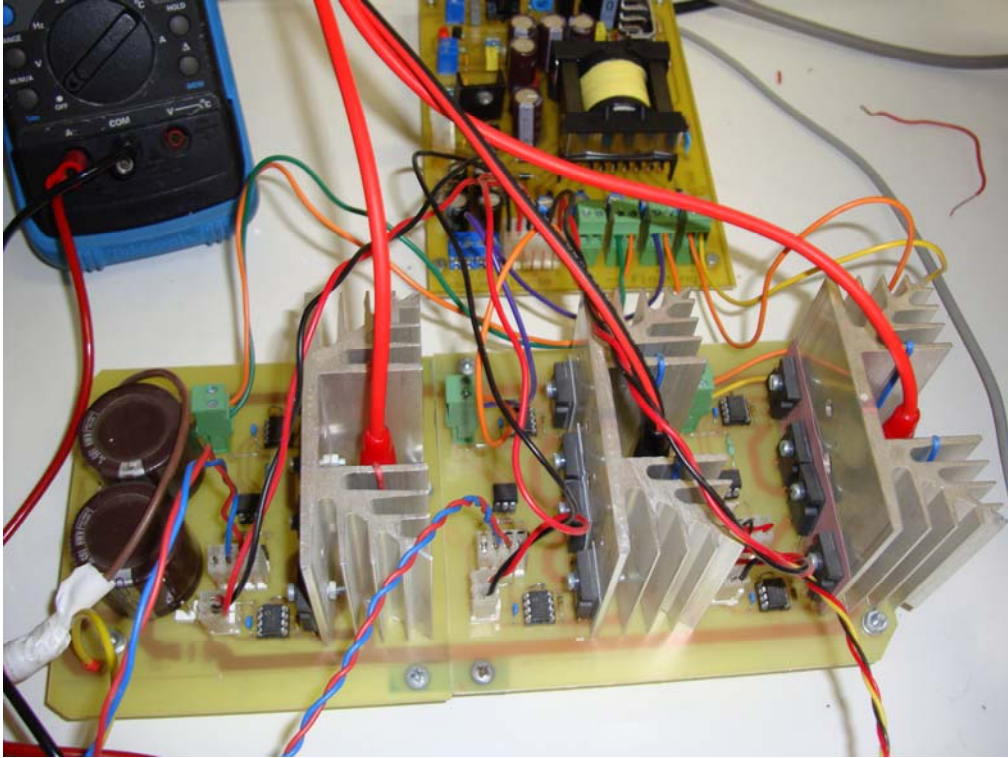
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

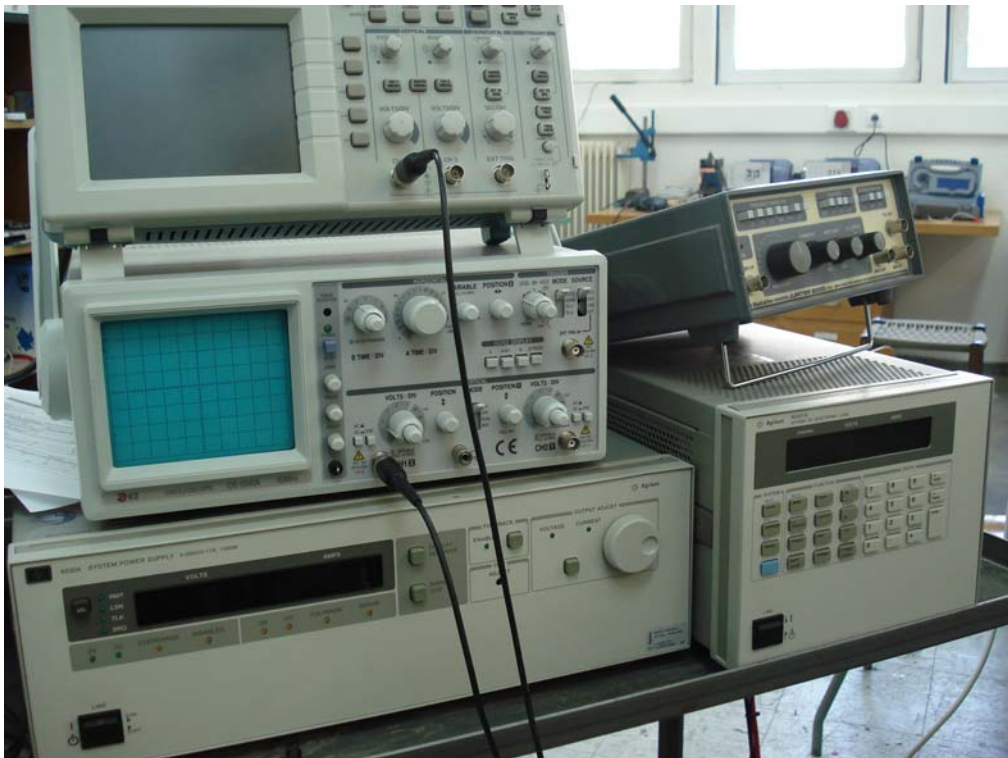
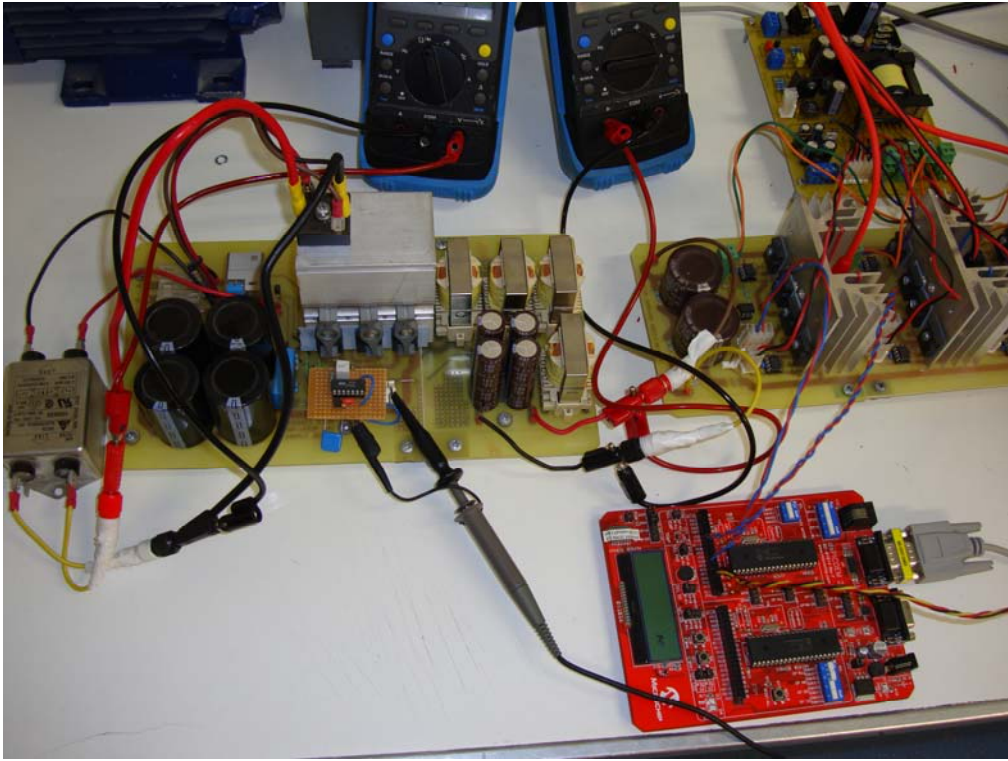
1. Mohan/Undeland/Robbins “Ηλεκτρονικά Ισχύος” β έκδοση Τσιόλα Α.Ε.
2. Stephen J. Chapman “Ηλεκτρικές Μηχανές AC-DC” Γ έκδοση Τσιόλα Α.Ε.
3. Διπλωματική άσκηση του Σκαργιώτη Γεώργιου “Μελέτη και κατασκευή συστήματος ελέγχου στροφών ασύγχρονου κινητήρα τροφοδοτούμενου μέσω Chopper και αντιστροφή”, Πανεπιστήμιο Πατρών 1997 Νο 152.
4. Διπλωματική άσκηση του Πολύζου Νικόλαου “Μελέτη και κατασκευή ενός μετατροπέα συντονισμού για τάση”, Πανεπιστήμιο Πατρών 1994 Νο 115.
5. Διπλωματική άσκηση του Πατσιά Χρήστου “Μελέτη και κατασκευή μετατροπέων συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση οι οποίοι ελέγχονται με τη τεχνική Διαμόρφωσης του Εύρους των Παλμών”, Πανεπιστήμιο Πατρών 1998 Νο 163.
6. Muhammams H. Rashid “Power electronics circuits, Devices and Applications” β έκδοση.
7. www.microchip.com

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ



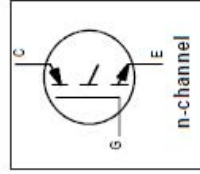






International
IR Rectifier
 INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR
IRG4PF50W

PD - 91710



$V_{CES} = 900V$
 $V_{CE(on)}$ typ. = 2.25V
 @ $V_{GE} = 15V, I_C = 28A$



Features

- Optimized for use in Welding and Switch-Mode Power Supply applications
- Industry benchmark switching losses improve efficiency of all power supply topologies
- 50% reduction of E_{off} parameter
- Low IGBT conduction losses
- Latest technology IGBT design offers tighter parameter distribution coupled with exceptional reliability

Benefits

- Lower switching losses allow more cost-effective operation and hence efficient replacement of larger-die MOSFET's up to 100KHz
- Of particular benefit in single-ended converters and Power Supplies 150W and higher
- Reduction in critical E_{off} parameter due to minimal minority-carrier recombination coupled with low on-state losses allow maximum flexibility in device application

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
V_{CES}	900	V
I_C @ $T_C = 25^\circ C$	51	A
I_C @ $T_C = 100^\circ C$	28	A
I_{CM}	204	A
I_{LM}	204	A
V_{GE}	± 20	V
E_{REV}	186	mJ
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	200	W
P_D @ $T_C = 100^\circ C$	78	W
T_J	-55 to +150	$^\circ C$
T_{STG}	300 (0.063 in. (1.6mm from case))	

Thermal Resistance

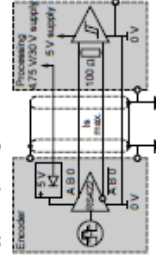
Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	0.84	
$R_{\theta CS}$	0.24	—	$^\circ C/W$
$R_{\theta JA}$	—	40	
WT	6 (0.21)	—	g (oz)

www.irf.com

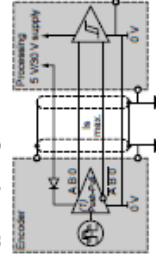
Environment		XCC 1808Pasee	XCC 1810Pasee	XCC 1814Tasee
Encoder type		CC		
Conformity		CC		
Temperature	Operation (housing)	-30...+100 (except XCC TSM/Max) and XCC TSM/Avr; -30...+70)		
	Storage	-30...+85		
Degree of protection		IP 65	IP 65 (IP 67 with collar option XCC RB3)	IP 65
Vibration resistance		Conforming to IEC 60529		
Shock resistance		Conforming to IEC 60068-2-6		
Resistance to electromagnetic interference		Conforming to IEC 60068-2-27		
Resistance to electromagnetic fields		Conforming to IEC 61000-4-2; level 3, 8 kV ar, 4 kV contact		
Resistance to electrostatic discharges		Conforming to IEC 61000-4-3; level 3, 10 V/m		
Surge withstand		Conforming to IEC 61000-4-4; level 3, 2 kV (1 kV for inputs/outputs)		
Surge withstand		Conforming to IEC 61000-4-5; level 3, 1 kV		
Material	Base	Aluminum		
	Housing	Zamak		
	Shaft	Stainless steel		
	Ball bearings	6000ZZ1		6803ZZ
Mechanical characteristics				
Shaft type		Ø 6, solid shaft (g7)	Ø 10 mm, solid shaft	Ø 14, through shaft (H7)
Maximum rotational speed	Continuous	5000 rpm	5000 rpm	8000 rpm
Shaft moment of inertia		0.013	10	22
Torque		N.m	0.4	0.6
Maximum load	Radial	daN	10	5
	Axial	daN	5	2
Electrical characteristics				
Connection		Connector	M13, 13-pin male connector	
Frequency			300	
Number of channels			3 channels: A, B, top 0 and complements A, B, 0	
Encoders with type X output stage: 5 V output driver, R3 422, 4.75...30 V supply				
Supply voltage			4.75...30 V	
			Max. ripple: 500 mV	
Current consumption, no-load		mA	75 max.	
Protection			Against short-circuits and reverse polarity	
Output current		mA	40 max.	
Output levels	Low level		(I _L = 20 mA) 0.5 V max.	
	High level		(I _H = 20 mA) 4.5 V min.	
Encoders with type Y output stage: push-pull output driver, 6...30 V supply				
Supply voltage			6...30 V	
			Max. ripple: 500 mV	
Current consumption, no-load		mA	75 max.	
Protection			Against short-circuits and reverse polarity	
Output current		mA	40 max.	
Output levels (for U supply = 30 V)	Low level		(I _L = 20 mA) 0.5 V max.	
	High level		(I _H = 20 mA) V supply - 2.5 V min.	

Schemes

Type X output stage



Type Y output stage



(1) RS 422 at 5 V.

IR2213(S)&(PbF)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Product Summary

V_{OFFSET}	1200V max.
I_{O+/-}	1.7A / 2A
V_{OUT}	12 - 20V
t_{on/off} (typ.)	280 & 225 ns
Delay Matching	30 ns

Packages



14-Lead PDIP



16-Lead SOIC
(wide body)

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
- Fully operational to +1200V
- Tolerant to negative transient voltage
- dV/dt immune
- Gate drive supply range from 12 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
- Separate logic supply range from 3.3V to 20V
- Logic and power ground ±5V offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs
- Also available LEAD-FREE (PbF)

Description

The IR2213(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 1200 volts.

Typical Connection

