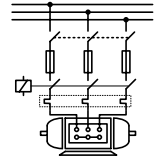




ΑΝΩΤΑΤΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ
ΤΟΜΕΑΣ ΙΣΧΥΡΩΝ ΡΕΥΜΑΤΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ & ΕΓΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ



ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ:

«ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΚΤΗ ΡWΜ

ΓΙΑ ΟΔΗΓΗΣΗ DC ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ»

Του σπουδαστή:

ΝΙΚΟΛΑΟΥ ΣΧΑΛΕΚΗ

Επιβλέπων:

Δρ. Μηχ. Ιωάννης Α. Καρναβάς

Επίκουρος Καθηγητής

ΗΡΑΚΛΕΙΟ 2007

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	5
1.1 ΒΑΣΙΚΗ ΘΕΩΡΙΑ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ	5
1.1.1 Εισαγωγή.....	5
1.1.2 Μαγνητική ώθηση μέσα σε κινητήρα.....	5
1.2 Βασικές αρχές του ηλεκτροκινητήρα.	6
1.2.1 Μετατροπή ενέργειας.....	6
1.2.2 Παραγωγή της δύναμης.....	7
1.3 Κατασκευαστικά στοιχεία των ηλεκτροκινητήρων συνεχούς ρεύματος.....	8
1.3.1 Πυρήνας του δρομέα.....	8
1.3.2 Το τύλιγμα του δρομέα.....	8
1.3.3 Οι πόλοι του κυρίως πεδίου.....	9
1.3.4 Τα πηνία του κυρίως πεδίου.....	9
1.3.5 Το ‘δαχτυλίδι’ του κυρίως πεδίου.....	9
1.3.6 Ο συλλέκτης.....	9
1.3.7 Οι ψήκτρες και οι ψυκτροφορείς.....	9
1.3.8 Οι βοηθητικοί πόλοι.....	9
1.4 Τυλίγματα του δρομέα.....	9
1.4.1 ΒΡΟΓΧΟΤΥΛΙΓΜΑ.....	10
1.4.2 Κυματοτύλιγμα.....	11
1.4.3 Αυλάκια και πηνία.....	12
1.4.4 Βήμα αυλακίων.....	13
1.5 ΕΙΔΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ.....	13
1.5.1 Παράλληλης διέγερσης.....	13
1.5.2 Σύνθετης διέγερσης.....	14
1.5.3 Διέγερσης σειράς.....	15
1.5.4 Μόνιμου μαγνήτη.....	16
1.5.5 Κινητήρας με σταθεροποιημένο παράλληλο τύλιγμα.....	16
1.5.6 Κινητήρας παράλληλης αντιστάθμισης.....	16
1.6 ΣΚΟΠΟΣ ΤΟΥ ΣΥΛΛΕΚΤΗ	17
1.7 Αντίδραση του οπλισμού.....	17
1.7.1 Μετατόπιση των ψηκτρών.....	18
1.7.2 Βοηθητικοί πόλοι.....	18
1.8 Απώλειες και απόδοση.....	18
1.8.1 Μηχανικές απώλειες.....	18
1.8.2 Απώλειες χαλκού.....	18
1.8.3 Απώλειες πυρήνα.....	19
1.9 Ο κινητήρας που χρησιμοποιείται στην κατασκευή.....	19

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 21

2.1 ΤΡΟΠΟΙ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....	21
2.1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	21
2.1.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-DC.....	21
2.1.3 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ.....	22
2.1.4 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ.....	25
2.1.5 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ.....	25
2.2 Διαμόρφωση PWM με Διπολική Τάση Εξόδου.....	27
2.3 Διαμόρφωση PWM με Μονοπολική Τάση Εξόδου.....	29
2.4 ΟΙ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ.....	31
2.4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	31
2.4.2 ΕΙΔΗ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ.....	31
2.5 ΕΠΙΘΥΜΗΤΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ.....	37
2.6 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ.....	38
2.7 TRANSISTOR ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΟΞΕΙΔΙΩΝ ΜΕΤΑΛΛΟΥ ΜΕ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΔΙΟΥ (MOSFET).....	39
2.7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	39
2.7.2 ΒΑΣΙΚΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ.....	39
2.7.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ I-V.....	42
2.8 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ.....	44
2.8.1 ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΤΟΥ MOSFET.....	44
2.8.2 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ ΚΑΤΑ ΤΗ ΜΕΤΑΒΑΣΗ.....	46
2.9 ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΑΙ ΠΕΡΙΟΧΕΣ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.....	50
2.9.1 ΤΑΣΗ ΔΙΑΣΠΑΣΗΣ.....	50
2.9.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑΣ.....	51
2.9.3 ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΣΥΝΔΕΣΗ ΤΩΝ MOSFET.....	52
2.9.5 ΠΕΡΙΟΧΗ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.....	53
2.9.6 Περιορισμοί ρεύματος.....	54
2.9.7 Περιορισμοί τάσης.....	54

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 55

3.1 Ο ΕΛΕΓΧΟΣ.....	55
3.1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	55
3.2 Ο ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗΣ.....	55
3.2.1 ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΩΝ ΑΚΙΔΩΝ.....	56
3.2.2 ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΤΟΥ ATmega16.....	58
3.2.3 Η ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΗ ΚΑΙ ΛΟΓΙΚΗ ΜΟΝΑΔΑ (ALU).....	59
3.2.4 ΟΙ ΜΝΗΜΕΣ ΤΟΥ ATmega16.....	59
3.2.5 ΠΗΓΕΣ RESET ΤΟΥ ATmega16.....	61
3.2.6 ADC CONVERTER.....	65
3.2.7 PWM (ΧΡΟΝΙΣΤΕΣ-ΑΠΑΡΙΘΜΗΤΕΣ).....	70
3.2.8 ΕΞΩΤΕΡΙΚΑ INTERRUPT.....	76
3.2.9 ΤΟ ΡΟΛΟΙ.....	77
3.2.10 ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ.....	78
3.3 ΠΕΡΙΦΕΡΕΙΑΚΑ ΠΟΥ ΣΥΝΟΔΕΥΟΥΝ ΤΟΝ ATmega16.....	80
3.4 ΔΙΣΘΗΤΗΡΙΑ.....	80
3.4.1 ΑΞΟΝΙΚΟΙ ΟΠΤΙΚΟΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΕΣ.....	80
3.4.2 ΤΑΧΟΜΕΤΡΙΚΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ.....	83

3.5 ΑΛΛΑ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ 85

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 86

ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΗΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ.....	86
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	86
4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΕΣ ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ	86
4.3 ΤΑ ΠΡΩΤΑ ΒΗΜΑΤΑ.....	87
4.4 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΑΘΕ ΤΜΗΜΑΤΟΣ.....	88
4.4.1 ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ	88
4.4.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ	89
4.4.3 ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ-ΟΔΗΓΗΣΗΣ	89
4.5 ΚΩΔΙΚΑΣ ΚΑΙ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ.....	91
4.5.1 ΕΠΕΞΗΓΗΣΗ ΤΟΥ ΚΩΔΙΚΑ	92
4.6 ΥΛΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ.....	93
4.6 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ.....	96
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	114
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	114
5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	114
5.2 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	116
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (Α).....	117
ΛΟΓΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ.....	117
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (Β).....	122
ΚΩΔΙΚΑΣ	122
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (Γ)	134
ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΚΑΙ ΤΥΠΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ.....	134

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Από την εποχή της ανακάλυψης των κινητήρων ανεξαρτήτως του είδους της τροφοδοσίας τους, για την επίτευξη ορισμένων εργασιών υπήρχε η ανάγκη ελέγχου των στροφών τους. Αυτή η ανάγκη οδήγησε τους ερευνητές στην ανακάλυψη διαφόρων τρόπων οδήγησης και ελέγχου. Αυτοί οι τρόποι δεν ήταν πάντα οι καλύτεροι όσον αναφορά την κατανάλωση ενέργειας. Παραδειγματικά αναφέρεται ο τρόπος εκκίνησης και ρύθμισης των στροφών των κινητήρων συνεχούς ρεύματος με παράλληλη και σύνθετη διέγερση ο οποίος γινόταν με την βοήθεια αντιστάσεων. Με τον τρόπο αυτό ρύθμιζαν τις στροφές αλλά με μεγάλη κατανάλωση ισχύος πάνω στις αντιστάσεις.

Αργότερα με την εφεύρεση των ηλεκτρονικών και την ανάπτυξη των ψηφιακών και αναλογικών κυκλωμάτων η εκκίνηση και ο έλεγχος των στροφών των κινητήρων γίνεται με περισσότερη ακρίβεια και πάνω από όλα με μεγαλύτερη οικονομία και απόδοση. Στην παρούσα μελέτη θα υλοποιηθεί και θα περιγραφεί ένας ελεγκτής PWM για την οδήγηση κινητήρων συνεχούς ρεύματος ο οποίος θα κάνει χρήση σύγχρονων ηλεκτρονικών, λογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων. Ο σκοπός της κατασκευής είναι ο έλεγχος της εκκίνησης και των στροφών ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος με μόνιμους μαγνήτες. Οι στροφές του κινητήρα πρέπει να διατηρούνται σταθερές ανεξάρτητα από την μεταβολή του φορτίου στον άξονά του. Αυτό επιτυγχάνεται με την ανάδραση, η οποία πραγματοποιείται με την χρήση μιας ταχομετρικής γεννήτριας η οποία πληροφορεί την καρδιά του ελέγχου για την κατάσταση των στροφών του κινητήρα. Η καρδιά του ελέγχου είναι ένας AVR μικροελεγκτής της ATMEL. Ο μικροελεγκτής όμως από μόνος του δεν μπορεί να διαχειριστεί την ισχύ που χρειάζεται ο κινητήρας για να δουλέψει. Οπότε η χρήση ενός DC-DC μετατροπέα με πλήρη γέφυρα είναι επιβεβλημένη όχι μόνο για να διαχειριστεί την ισχύ αλλά και να μπορεί να αντιστρέψει την φορά περιστροφής. Ο DC-DC μετατροπέας ελέγχεται με μια τεχνική η οποία ονομάζεται διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM). Όλα καλά ως εδώ αλλά ακόμα δεν είδαμε ποιος αναλαμβάνει το βάρος της διαχείρισης του ρεύματος και της διακοπτικής συμπεριφοράς που συνεπάγεται το PWM. Αυτό το βάρος το αναλαμβάνουν τα ημιαγωγικά στοιχεία που στην παρούσα μελέτη έχουν επιλεγεί και είναι τα MOSFET.

Στο **κεφάλαιο 1** γίνεται αναφορά στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος, στα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά τους και στα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους.

Εν συνεχεία στο **κεφάλαιο 2** αναπτύσσεται η θεωρία των τοπολογιών οδήγησης οι τεχνικές ελέγχου των τοπολογιών και ο τρόπος επιλογής αυτών των τοπολογιών. Μετά από τις τοπολογίες γίνεται αναφορά στα είδη των ημιαγωγικών στοιχείων στα χαρακτηριστικά τους και στον τρόπο επιλογής τους.

Στο **κεφάλαιο 3** παρουσιάζεται και περιγράφεται ο τρόπος και το μέσο με το οποίο υλοποιείται η τεχνική ελέγχου της τοπολογίας οδήγησης. Η Λογική της τεχνικής PWM παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2 εδώ θα περιγραφεί ο τρόπος με τον οποίο γίνεται ο έλεγχος. Ο μικροελεγκτής για να προγραμματιστεί με τον επιθυμητό κώδικα ώστε να εκτελεί τις εντολές μας συνοδεύεται από το απαιτούμενο hardware αλλά και από software. Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται αναφορά και στα δύο.

Στο **κεφάλαιο 4** που είναι και το πιο σημαντικό παρουσιάζονται οι μετρήσεις και τα παλμογραφήματα της παρούσας κατασκευής τα οποία σχολιάζονται και αξιολογούνται. Επίσης γίνεται και οικονομοτεχνική μελέτη της κατασκευής. Τέλος γίνεται γενική αξιολόγηση της παρούσας μελέτης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

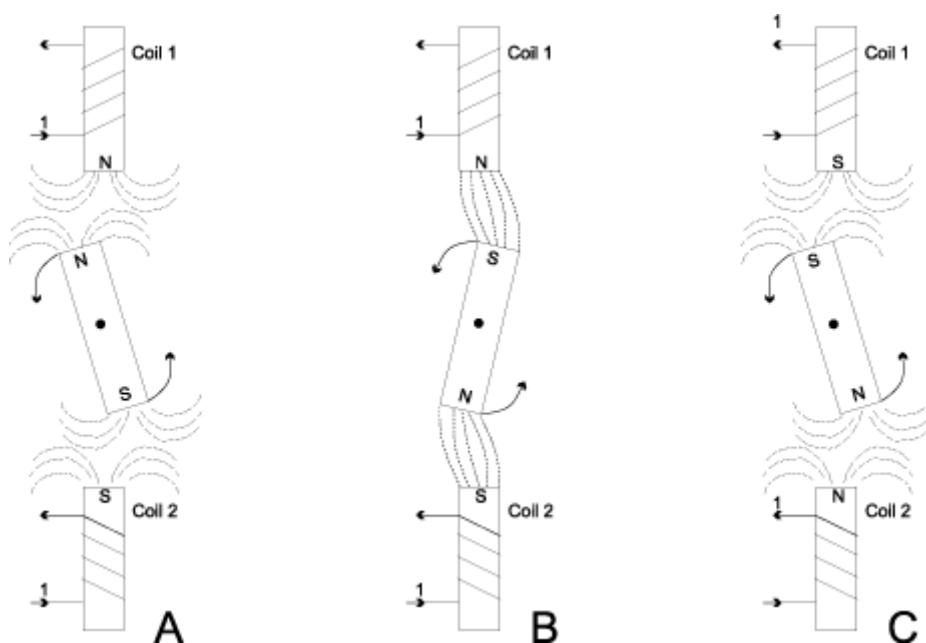
1.1 ΒΑΣΙΚΗ ΘΕΩΡΙΑ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

1.1.1 Εισαγωγή

Έχει ειπωθεί ότι αν οι αρχαίοι Ρωμαίοι, είχαν εφεύρει έναν κινητήρα ατμού ο ρους τις ιστορίας θα είχε αλλάξει άρδην. Η ιστορία το αποδεικνύει αυτό με την ανακάλυψη του ηλεκτροκινητήρα. Ο τρόπος ζωής και εργασίας έχει πλέον αλλάξει και γίνεται πιο ποιοτικός και πιο αποδοτικός. Ο ηλεκτροκινητήρας είναι μια πολύ απλή συσκευή, όσον αφορά την αρχή λειτουργίας της. Αυτό που κάνει είναι να μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική. Από την πρώτη κιόλας κατασκευή μέχρι σήμερα ενώ ο σχεδιασμός των ηλεκτροκινητήρων έχει αλλάξει πάρα πολύ, η αρχή λειτουργίας τους παραμένει η ίδια.

1.1.2 Μαγνητική ώθηση μέσα σε κινητήρα.

Η βασική αρχή όλων των κινητήρων μπορεί εύκολα να παρουσιαστεί με την βοήθεια δύο ηλεκτρομαγνητών και ενός μόνιμου μαγνήτη. Όπως φαίνεται στην εικόνα 1.1 εάν από το πηνίο 1 περάσει ρεύμα με τέτοια κατεύθυνση έτσι ώστε να δημιουργηθεί νότιος πόλος στο πηνίο 1 και βόρειος στο πηνίο 2, τότε αυτοί οι δύο πόλοι των πηνίων θα απωθήσουν τους πόλους του μόνιμου μαγνήτη (εικόνα 1.1A) και αυτός θα περιστραφεί τόσο ώστε τελικά οι αντίθετοι πόλοι μόνιμου μαγνήτη και πηνίων να έλκονται (εικόνα 1.1B). Σε αυτό το σημείο όμως αλλάζει και η φορά του ρεύματος στα πηνία και τότε πάλι οι πόλοι τους απωθούνται με αποτέλεσμα η περιστροφή να συνεχίζεται (εικόνα 1.1C). Αυτή η κατασκευή είναι από τους πιο στοιχειώδης κινητήρες.

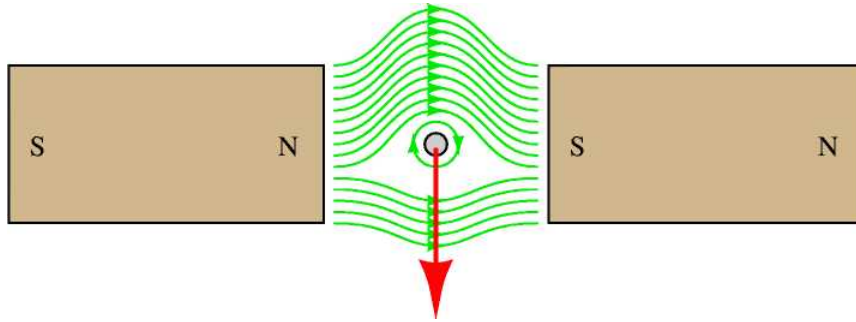


Εικόνα 1.1. Ο πιο απλός κινητήρας.

1.2 Βασικές αρχές του ηλεκτροκινητήρα.

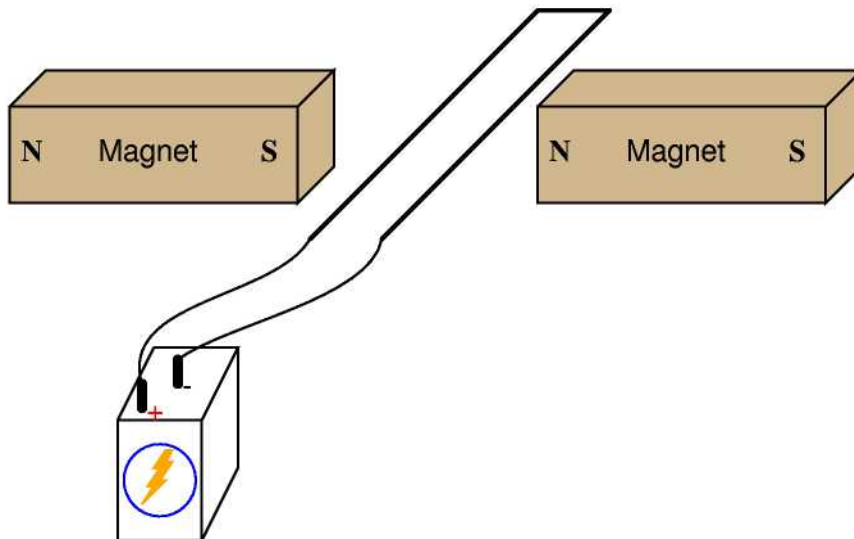
1.2.1 Μετατροπή ενέργειας.

Όταν ένας αγωγός ο οποίος βρίσκεται μέσα σε μαγνητικό πεδίο και ταυτόχρονα διαρρέεται από ρεύμα τότε σε αυτόν τον αγωγό ασκείται δύναμη από το μαγνητικό πεδίο η οποία κάνει τον αγωγό να κινηθεί μέσα στο μαγνητικό πεδίο. Αυτό φαίνεται καθαρά στην εικόνα 1.2.

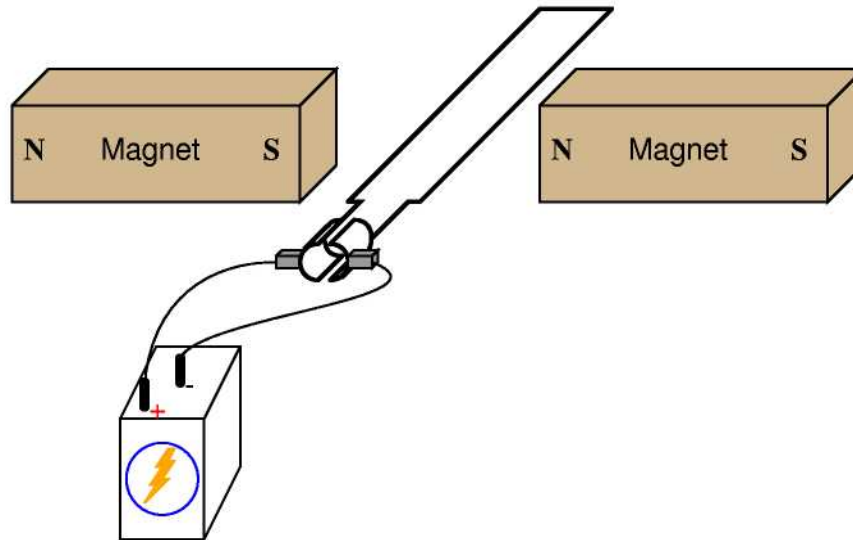


Εικόνα 1.2.. Κίνηση αγωγού που διαρρέεται από ρεύμα μέσα σε μαγνητικό πεδίο.

Στις επόμενες εικόνες παρουσιάζονται δύο παραδείγματα άσκησης δύναμης σε αγωγό που βρίσκεται μέσα σε μαγνητικό πεδίο και ταυτόχρονα διαρρέεται από ρεύμα. Στην εικόνα 1.3 θα κινηθεί με την φορά των δεικτών του ρολογιού για 90 μοίρες και θα παραμείνει εκεί γιατί η φορά του ρεύματος είναι σταθερή. Στην εικόνα 1.4 θα περιστρέφεται συνεχώς διότι η φορά του ρεύματος αλλάζει επίσης συνεχώς σύμφωνα με την παράγραφο (1.1.2).



Εικόνα 1.3. Περιστροφή κατά το ένα τέταρτο.



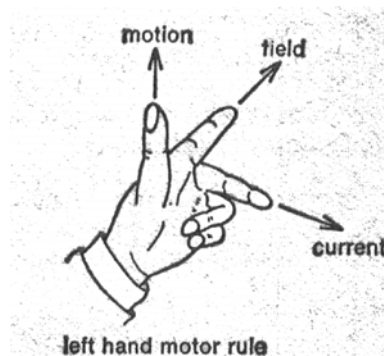
Εικόνα 1.4. Συνεχής περιστροφή..

1.2.2 Παραγωγή της δύναμης.

Ο κινητήρας και η γεννήτρια αν και είναι διαφορετικές συσκευές ως προς το αποτέλεσμα βασίζονται στην ίδια αρχή λειτουργίας και έχουν άμεση σχέση σε 3 χαρακτηριστικά τους:

- Την κατεύθυνση του μαγνητικού πεδίου (B).
- Την κατεύθυνση της κίνησης (u).
- Την κατεύθυνση του ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό (I).

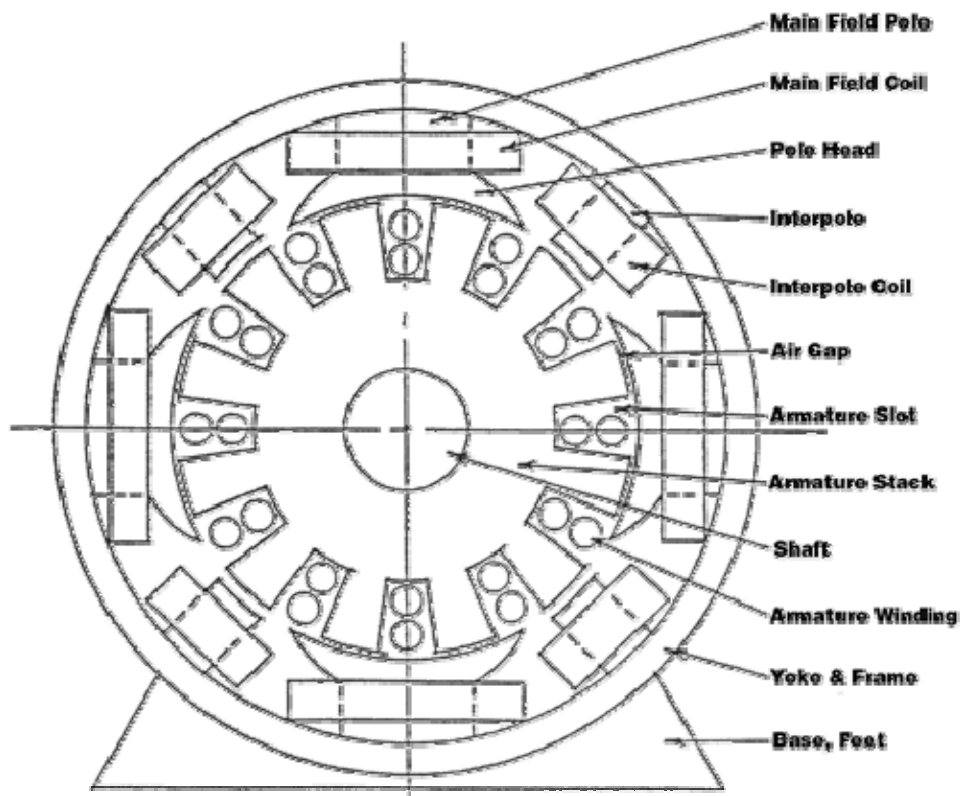
Τα τρία αυτά χαρακτηριστικά μπορούν να συνοψιστούν στον κανόνα του Fleming είτε πρόκειται για κινητήρα είτε για γεννήτρια. Αυτός ο κανόνας μπορεί να περιγραφεί ως εξής: εάν ο αντίχειρας και τα 2 πρώτα δάχτυλα του αριστερού χεριού μπουν σε κατάλληλες γωνίες μεταξύ τους τότε ο αντίχειρας θα δείχνει την κατεύθυνση της κίνησης, ο δείκτης θα δείχνει την κατεύθυνση του μαγνητικού πεδίου και ο μέσος θα δείχνει την κατεύθυνση του ρεύματος. Έτσι είναι γνωστές οι 2 από τις τρεις κατευθύνσεις τότε εύκολα γίνεται γνωστή και η τρίτη, αυτό φαίνεται σχηματικά στην εικόνα 1.5.



Εικόνα 1.5. Ο κανόνας του αριστερού χεριού

1.3 Κατασκευαστικά στοιχεία των ηλεκτροκινητήρων συνεχούς ρεύματος.

Ένας κινητήρας ή μια γεννήτρια συνεχούς ρεύματος συνήθως αποτελείται από κάποια βασικά κομμάτια τα οποία φαίνονται στην εικόνα 1.6 και περιγράφονται συνοπτικά αμέσως μετά την εικόνα 1.6. Αυτά είναι τα εξής: ο πυρήνας του δρομέα(armature core), το διάκενο(air gap), οι πόλοι (poles), το δαχτυλίδι πεδίου (yoke), το τύλιγμα του δρομέα(an armature winding),το τύλιγμα του πεδίου (field winding), οι ψήκτρες (brushes), ο συλλέκτης (commutator), το κέλυφος (frame), τα ρουλεμάν (bearings),οι ψυκτροφορείς (brush supports) και ο άξονας (shaft) ο οποίος βγάζει την κίνηση.



Εικόνα 1.6. Ηλεκτροκινητήρας συνεχούς ρεύματος 4 πόλων.

1.3.1 Πυρήνας του δρομέα.

Ο πυρήνας είναι φτιαγμένος από πολλές στρώσεις λεπτών ασάλινων ελασμάτων τα οποία σχηματίζουν ένα κενό στην μέση για τον άξονα και αυλάκια για να μπουν τα τυλίγματα. Τα ελάσματα αυτά μεταξύ τους είναι θερμοσυγκολλημένα, πριτσινωμένα ή γερά κολλημένα μεταξύ τους, ώστε να μην δημιουργούνται δινορρέυματα με συνέπεια την θέρμανση του κινητήρα, και άσκοπες πρόσθετες απώλειες.

1.3.2 Το τύλιγμα του δρομέα.

Συνήθως το τύλιγμα αυτό μπαίνει στα αυλάκια του δρομέα και είναι αυτό που είτε δέχεται την τάση αν μιλάμε για κινητήρα είτε την παράγει αν μιλάμε για γεννήτρια. Το τύλιγμα του δρομέα συνδέεται στους τομείς του συλλέκτη και σε σχέση με το πυρήνα του

δρομέα είναι μονωμένο. Συνήθως αποτελείται από σύρμα χαλκού το οποίο είναι στρογγυλής ή πολυγωνικής διατομής. Η διατομή του καθορίζεται από τις προδιαγραφές του κινητήρα.

1.3.3 Οι πόλοι του κυρίως πεδίου.

Οι πυρήνες των πόλων μπορεί να είναι φτιαγμένοι είτε από συμπαγές ασάλι είτε από στρώσεις ασάλινων ελασμάτων για τον ίδιο λόγο που είναι έτσι κατασκευασμένος ο δρομέας, ο πόλος καταλήγει στο διάκενο και για λόγους μειωμένης αντίδρασης από τον αέρα σχηματίζει ένα πέδιλο που ακολουθεί το σχήμα του δρομέα. Οι πόλοι του πεδίου έχουν πάνω τους το τύλιγμα και όλο μαζί είναι πακτωμένο στο στάτη.

1.3.4 Τα πηνία του κυρίως πεδίου.

Αυτά είναι τοποθετημένα πάνω στους πόλους και είναι αυτά που δημιουργούν το σταθερό μαγνητικό πεδίο μέσα στην μηχανή. Είναι μονωμένα σε σχέση με τους πόλους και μπορεί να είναι σε σειρά, παράλληλα ή και σε συνδυασμό των δυο με το τύλιγμα του δρομέα με σκοπό την επίτευξη διαφόρων χαρακτηριστικών.

1.3.5 Το 'δαχτυλίδι' του κυρίως πεδίου.

Είναι ένα στρογγυλό ασάλινο δαχτυλίδι το οποίο υποστηρίζει το μαγνητικό πεδίο και προσφέρει το απαραίτητο μαγνητικό μονοπάτι μεταξύ των πόλων. Μπορεί να αποτελείται από ελάσματα ή να είναι απόλυτα συμπαγές. Στις πιο πολλές μηχανές αυτήν την δουλειά την έχει αναλάβει ο στάτης για λόγους μείωσης του κόστους.

1.3.6 Ο συλλέκτης.

Ο συλλέκτης είναι ένας μηχανικός ανορθωτής ο οποίος μετατρέπει το εναλλασσόμενο ρεύμα που παράγεται μέσα στην μηχανή σε συνεχές. Αποτελείται από τομείς που συνήθως είναι ίδιοι σε αριθμό με αυτό των αυλακιών του δρομέα. Οι τομείς του συλλέκτη συνήθως είναι κατασκευασμένοι από επιασημωμένο χαλκό και μεταξύ τους είναι μονωμένοι με μίκα.

1.3.7 Οι ψήκτρες και οι ψυκτροφορείς.

Οι ψήκτρες είναι κατασκευασμένες συνήθως από κάρβουνο αν και υπάρχουν πολλών ειδών ψήκτρες. Οι ψήκτρες άγουν το ρεύμα από τον συλλέκτη προς το εξωτερικό κύκλωμα. Η επαφή τους με το συλλέκτη διατηρείται από ένα ελατήριο στην καθεμία. Οι ψυκτροφορείς είναι αυτοί που φέρουν τις ψήκτρες και σε πολλές περιπτώσεις κυρίως μεγάλων κινητήρων μπορούν να ρυθμιστούν σε ύψος και σε γωνία σε σχέση με τον συλλέκτη ώστε να βελτιωθούν τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των κινητήρων..

1.3.8 Οι βοηθητικοί πόλοι.

Είναι τοποθετημένοι μεταξύ των κυρίων πόλων είναι παρόμοιοι με αυτούς αλλά είναι πάντα συνδεδεμένοι σε σειρά με το τύλιγμα του δρομέα. Και αυτό για να εξουδετερώνουν την αντίδραση του δρομέα. Έτσι μηδενίζουν την ανάγκη για ρύθμιση των ψηκτρών που είναι πιο πολύπλοκη και κατά συνέπεια ακριβότερη να κατασκευαστεί.

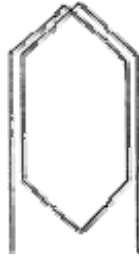
1.4 Τυλίγματα του δρομέα.

Ο δρομέας όπως προαναφέρθηκε έχει πάνω του το πηνίο του οπλισμού, αυτό τυλίγεται πάνω του και μέσα στα αυλάκια με διάφορους τρόπους για βελτίωση των χαρακτηριστικών ή την επίτευξη διαφορετικών χαρακτηριστικών. Παρακάτω περιγράφονται τα δύο πιο γνωστά και ευρέως χρησιμοποιούμενα τυλίγματα περιέλιξης τα οποία είναι:

- Το βρογχοτύλιγμα και

- Το κυματοτύλιγμα.

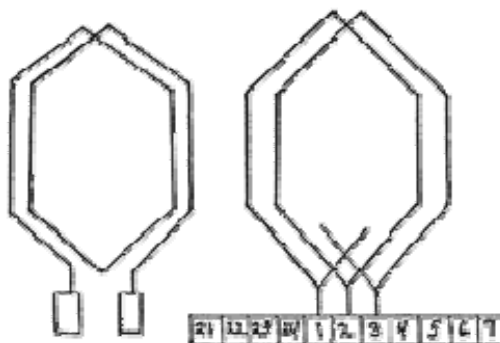
Τα τυλίγματα αυτά αποτελούνται από επιμέρους πηνία τα οποία φαίνονται στην εικόνα 1.7 και ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης των πηνίων στον συλλέκτη, το τύλιγμα παίρνει την ονομασία του. Οι ευθείες πλευρές αυτών των πηνίων είναι αυτές που είναι ενεργές.



Εικόνα 1.7. Πηνίο τυλίγματος.

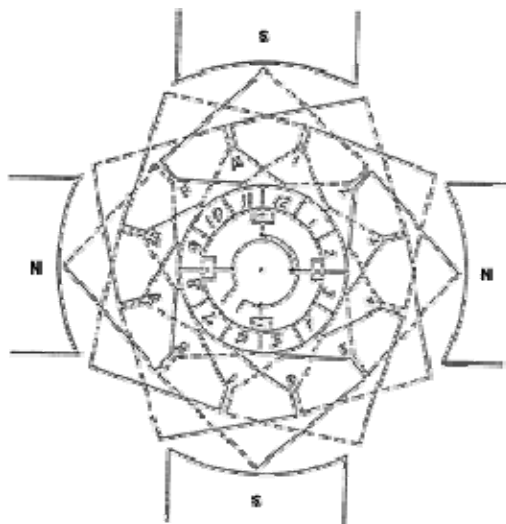
1.4.1 ΒΡΟΓΧΟΤΥΛΙΓΜΑ

Το βρογχοτύλιγμα επιτυγχάνεται όταν πηνία ενώνονται σε γειτονικούς τομείς του συλλέκτη. Με αυτόν τον τρόπο όσους πόλους έχει η μηχανή τόσους δρόμους έχει ο σπλισμός. Για να αξιοποιήσουμε στο μέγιστο αυτό το είδος της περιέλιξης πρέπει να έχουμε τόσες ψήκτρες όσους και πόλους ώστε να εναλλάσσονται οι ψήκτρες στο συν και το πλην την κατάλληλη στιγμή.



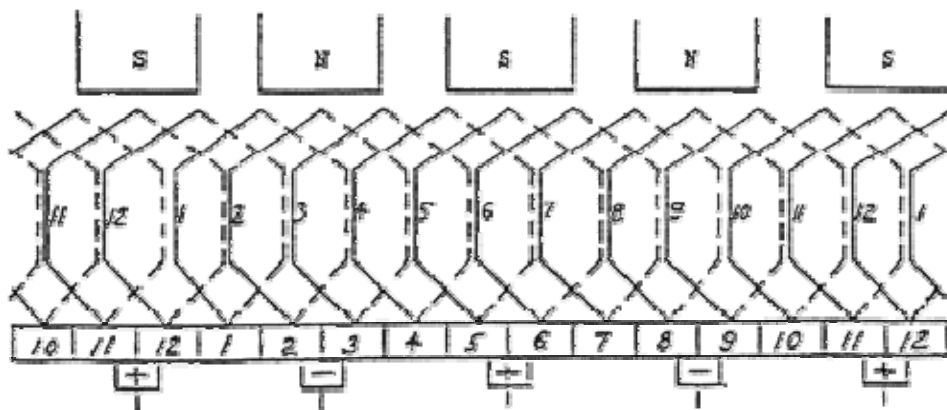
Εικόνα 1.8. Βρογχοτύλιγμα συνδεδεμένο στον συλλέκτη.

Οποιαδήποτε περιέλιξη μπορεί να δείχτεί σε εικόνα σε δυο διαφορετικές μορφές, στην κυκλική μορφή ή στην ανεπτυγμένη μορφή. Στο σχήμα 1.9 μπορούμε να δούμε το βρογχοτύλιγμα στην κυκλική μορφή και στο σχήμα 1.10 μπορούμε να δούμε την ανεπτυγμένη μορφή του ίδιου τυλίγματος.



Εικόνα 1.9. Βρογχοτύλιγμα σε κυκλική μορφή.

Στην κυκλική μορφή τα κομμάτια των αγωγών τα οποία κόβουν το μαγνητικό πεδίο φαίνονται με ίσιες μη διακεκομμένες γραμμές και αριθμούνται σε σχέση με τον συλλέκτη.

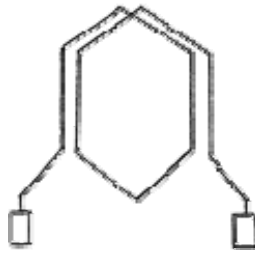


Εικόνα 1.10. Βρογχοτύλιγμα σε ανεπτυγμένη μορφή.

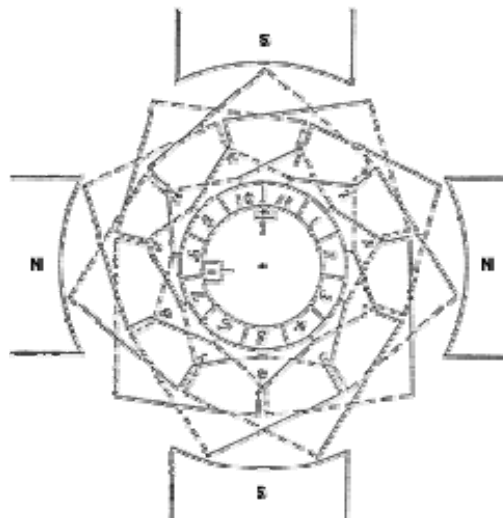
Η ανεπτυγμένη μορφή παρουσιάζει τον συλλέκτη κομμένο στην μια μεριά και ανοιγμένο. Εδώ είναι πιο εύκολο να καταλάβουμε τις συνδέσεις αλλά η συνέχεια του τυλίγματος έχει διακοπεί. Το βρογχοτύλιγμα είναι κατάλληλο για χαμηλές τάσεις και μεγάλα ρεύματα λόγω των πολλών παράλληλων δρόμων του.

1.4.2 Κυματοτύλιγμα.

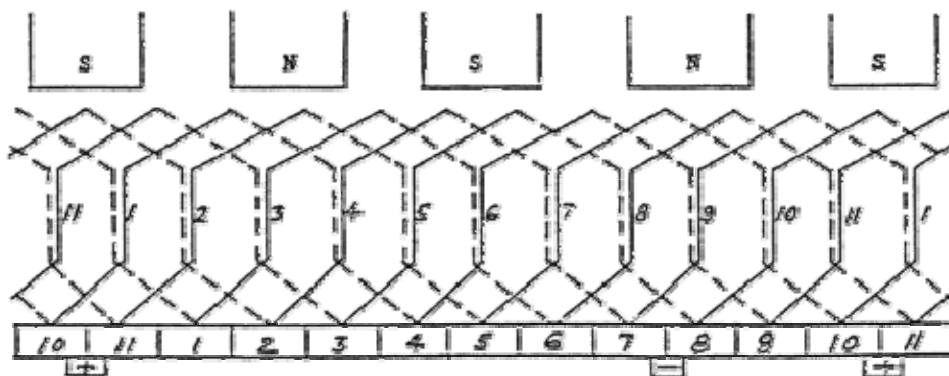
Το κυματοτύλιγμα επιτυγχάνεται όταν οι άκρες του πηνίου δεν συνδέονται σε γειτονικούς τομείς του συλλέκτη, αυτού του είδους η περιέλιξη έχει δυο δρόμους που περνάει το ρεύμα άσχετα με το πόσους πολλούς έχει η μηχανή και σε αντίθεση με το βρογχοτύλιγμα για να λειτουργήσει χρειάζεται μόνο 2 ψήκτρες. Οι τάσεις των πηνίων είναι αθροιστικές αλλά το ρεύμα πρέπει να διανύσει το μισό μήκος του τυλίγματος του δρομέα για να φτάσει από την μια ψήκτρα στην άλλη, έτσι αυτό το τύλιγμα είναι κατάλληλο για υψηλές τάσεις και χαμηλά ρεύματα λόγω των 2 μόνο δρόμων που έχει ο σπλισμός για να περνάει το ρεύμα.



Εικόνα 1.11. Πηγίο στο κυματοτύλιγμα.



Εικόνα 1.12 Κυματοτύλιγμα σε κυκλική μορφή

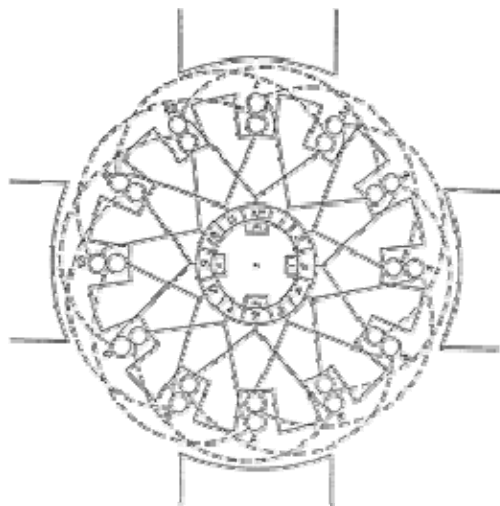


Εικόνα 1.13. Κυματοτύλιγμα σε ανεπτυγμένη μορφή

1.4.3 Αυλάκια και πηνία.

Όπως προαναφέρθηκε τα πηνία τοποθετούνται πάνω στον δρομέα μέσα σε αυλάκια που σχηματίζει ο πυρήνας του δρομέα, ο αριθμός των αυλακιών και το μέγεθός τους εξαρτάται από τις απαιτήσεις της μηχανής. Το αυλάκι θα πρέπει να είναι αρκετά φαρδύ ώστε να μπορεί να δεχτεί τον σωστό αριθμό αγωγών αλλά και το δόντι θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο ώστε να περνάει από μέσα του η απαιτούμενη μαγνητική ροή. Σε ένα απλό τύλιγμα όσα είναι τα αυλάκια είναι και τα πηνία, αυτό σημαίνει ότι η μια μεριά του πηνίου είναι στο πάνω μέρος μέσα στο αυλάκι και η άλλη στον πάτο του αυλακιού. Κάθε πηνίο μπορεί να αποτελείται από μια ή περισσότερες σπείρες ανάλογα την τάση της μηχανής. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται μια τυπική διάταξη αυλακιών και πηνίων, οι

συμπαγείς γραμμές δείχνουν τις ενώσεις με τον συλλέκτη ενώ οι διακεκομμένες δείχνουν την πίσω μεριά των πηνίων. Ακόμη στο σχήμα 1.14 μπορούμε να διαπιστώσουμε πως κατανέμονται οι αγωγοί μέσα στα αυλάκια. π.χ. στο αυλάκι 1 ο αγωγός που βρίσκεται στο πάνω μέρος είναι μέρος του πηνίου, του οποίου ο άλλος αγωγός βρίσκεται στο κάτω μέρος του αυλακιού 4.



Εικόνα 1.14 Τυπική διάταξη πηνίων και αυλακιών

1.4.4 Βήμα αυλακιών.

Ο όρος βήμα των αυλακιών, αναφέρεται στον αριθμό των αυλακιών τα οποία μεσολαβούν ανάμεσα στο κάθε πηνίο. Για παράδειγμα στην εικόνα 1.14, στο αυλάκι 1 το πηνίο που είναι στην κορυφή είναι στον πάτο στο αυλάκι 4, έτσι το βήμα του αυλακιού είναι 1-4 ή 3. σύμφωνα με τα παραπάνω αφού το πηνίο στο αυλάκι 1 είναι ακριβώς κάτω από τον βόρειο πόλο και στο αυλάκι 4 είναι ακριβώς κάτω από τον νότιο πόλο λέμε ότι είναι τύλιγμα ενός βήματος. Εάν τώρα το βήμα ήταν 2 αντί για 3 το τύλιγμα θα χαρακτηριζόταν ως τύλιγμα με βήμα $2/3$.

1.4.5 Τυλίγματα πεδίου.

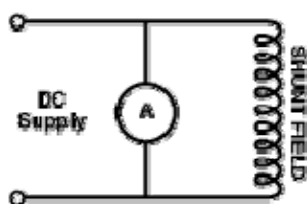
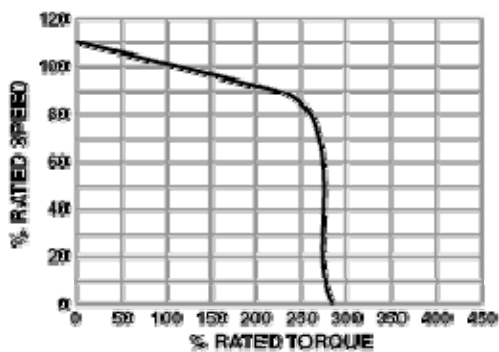
Τα τυλίγματα πεδίου παρέχουν στην μηχανή το μόνιμο μαγνητικό πεδίο που χρειάζεται για να λειτουργήσει. Παρακάτω θα δούμε τους συνδυασμούς των τυλιγμάτων πεδίου με τον σπλισμό μαζί με μια συνοπτική αναφορά στα χαρακτηριστικά τους.

1.5 ΕΙΔΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

1.5.1 Παράλληλης διέγερσης.

Οι κινητήρες παράλληλης διέγερσης έχουν το τύλιγμα του πεδίου παράλληλα συνδεδεμένο με το τύλιγμα του σπλισμού. Αυτού του είδους οι κινητήρες προσφέρουν σχετικά επίπεδη καμπύλη ταχύτητας ροπής, παρέχουν καλή ρύθμιση στροφών σε μεγάλο εύρος φορτίων, ενώ η ροπή εκκίνησης τους είναι σχετικά χαμηλή συγκρινόμενη με τους άλλους κινητήρες. Όσον αναφορά τα κατασκευαστικά τους χαρακτηριστικά: το τύλιγμα της διέγερσης αποτελείται από πολλές σπείρες αλλά από σύρμα μικρής διατομής. Αυτό τύλιγμα ενδείκνυται για εφαρμογές στις οποίες γίνεται και αντιστροφή του κινητήρα διότι παρέχει την ίδια ροπή και στις δύο

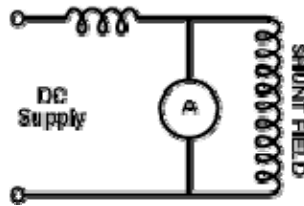
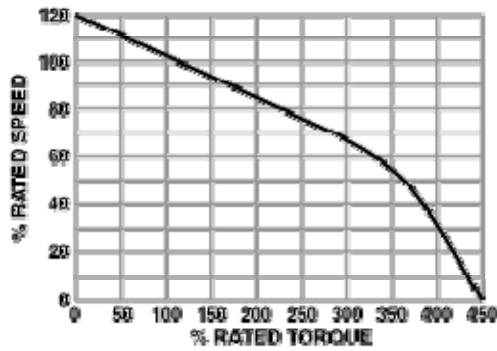
κατευθύνσεις. Η καμπύλη ροπής ρεύματος πάνω από το μέγιστο φορτίο δεν είναι γραμμική, αυτοί οι κινητήρες συχνά αυξάνουν τις στροφές τους με την αύξηση του φορτίου.



Εικόνα 1.15 Κινητήρας παράλληλης διέγερσης-τυπική καμπύλη ταχύτητας ροπής.

1.5.2 Σύνθετης διέγερσης.

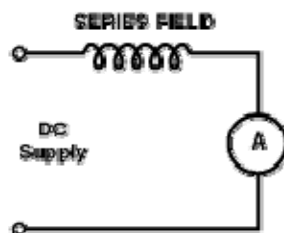
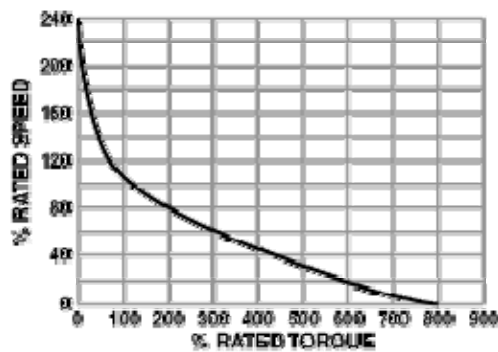
Οι κινητήρες σύνθετης διέγερσης συνδυάζουν διέγερση στην σειρά και διέγερση παράλληλα ώστε να επιτύχουν απόδοση κάπου ανάμεσα στους κινητήρες παράλληλης και διέγερση σειράς. Αυτός ο τύπος κινητήρα προσφέρει καλή ροπή εκκίνησης και σταθερότητα στροφών, με ποσοστό συνδυασμού παράλληλης διέγερσης και σειράς περίπου στο 12%. Παραπάνω συνδυασμός που φτάνει και το 40% έως και 50% προσφέρει παραπάνω ροπή εκκίνησης και χρησιμοποιείται σε ειδικές περιπτώσεις όπως ανελκυστήρες.



Εικόνα 1.16 Κινητήρας σύνθετης διέγερσης-τυπική καμπύλη ταχύτητας ροπής.

1.5.3 Διέγερσης σειράς.

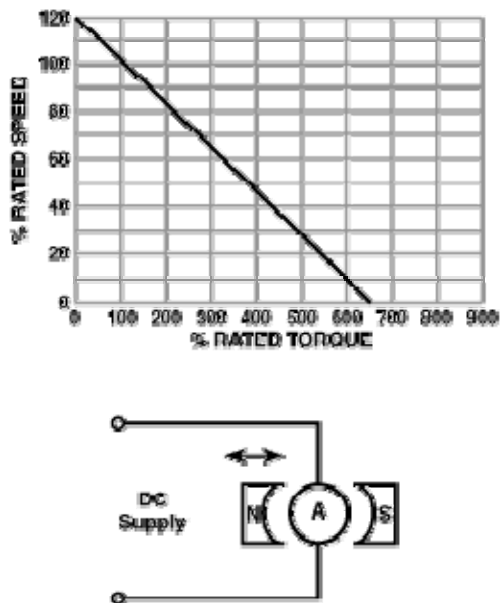
Οι κινητήρες διέγερσης σειράς έχουν το τύλιγμα του σπλισμού σε σειρά με το τύλιγμα διέγερσης. Το τύλιγμά τους αποτελείται από σύρμα μεγάλης διατομής αλλά από λίγες σπείρες. Προσφέρουν πολύ υψηλή ροπή εκκινήσεως και καλή ροπή εξόδου ανά αμπέρ, με το μειονέκτημα ότι δεν μπορούν να ρυθμιστούν οι στροφές τους εύκολα, και περιορίζονται σε κάποιο ανώτατο όριο στροφών ανά λεπτό. Το σοβαρό μειονέκτημά τους είναι ότι όταν χάσουν το φορτίο τους αυξάνουν στις στροφές τους μέχρι να καταστραφούν για αυτό και χρησιμοποιούνται σε ανελκυστήρες και γερανούς όπου δεν υπάρχει περίπτωση να μείνουν χωρίς φορτίο.



Εικόνα 1.17. Κινητήρας διέγερσης σειράς-τυπική καμπύλη ταχύτητας ροπής.

1.5.4 Μόνιμου μαγνήτη.

Οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη δεν έχουν τυλίγματα πεδίου όπως μαρτυρά και η ονομασία τους αλλά χρησιμοποιούν μόνιμους μαγνήτες για την δημιουργία του πεδίου. Προσφέρουν άριστη ροπή εκκινήσεως και την δεύτερη καλύτερη ρύθμιση στροφών μετά τους κινητήρες σύνθετης διέγερσης. Οι εσωτερικές απώλειες που έχουν είναι πολύ λίγες σε σχέση με τους άλλους κινητήρες λόγω της έλλειψης των πηνίων πεδίου. Αυτοί οι κινητήρες μπορούν να φρεναριστούν και να αντιστραφεί η φορά λειτουργίας τους με χαμηλή τάση γύρω στο 10% της ονομαστικής χωρίς φόβο αλλά το ρεύμα αντιστροφής δεν θα πρέπει να ξεπερνάει αυτό που θα διέρρεε τον κινητήρα με σταματημένο δρομέα.



Εικόνα 1.18. Κινητήρας μόνιμου μαγνήτη-τυπική καμπύλη ταχύτητας ροπής.

1.5.5 Κινητήρας με σταθεροποιημένο παράλληλο τύλιγμα.

Αυτοί οι κινητήρες όπως και οι κινητήρες σύνθετης διέγερσης έχουν ένα τύλιγμα παράλληλο και ένα σε σειρά με το τύλιγμα του δρομέα, η διαφορά τους είναι ότι το τύλιγμα σε σειρά ή τύλιγμα σταθεροποίησης έχει λιγότερες σπείρες από αυτό του σύνθετης διέγερσης. Το τύλιγμα σταθεροποίησης χρησιμοποιείται για να εξασφαλίσει μια εξασθένηση των στροφών στην υπερφόρτιση του κινητήρα. Επίσης προς την μια κατεύθυνση λειτουργίας προσθέτει στην ροπή ενώ στην αντίθετη αφαιρεί από την ροπή του κινητήρα.

1.5.6 Κινητήρας παράλληλης αντιστάθμισης.

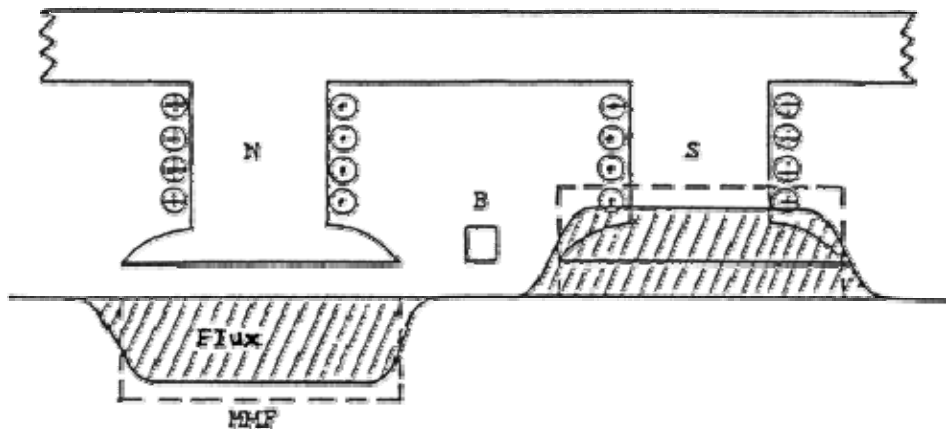
Αυτοί οι κινητήρες έχουν ένα παράλληλο τύλιγμα και ένα τύλιγμα αντιστάθμισης φτιαγμένο από μεγάλους αγωγούς τοποθετημένους σε αυλάκια στα πέλδρα των πόλων του κυρίως πεδίου. Η κατεύθυνση του ρεύματος στα βοηθητικά τυλίγματα είναι η αντίθετη με αυτήν που διαρρέει τους αγωγούς του δρομέα που περνάνε εκείνη την στιγμή κάτω από τους πόλους. Η μαγνητική ροή που παράγεται από τα τυλίγματα της αντιστάθμισης εξουδετερώνει την μαγνητική ροή που παράγεται από τους αγωγούς του δρομέα με αποτέλεσμα την μείωση της παραμόρφωσης των μαγνητικών γραμμών στο διάκενο. Αυτού του τύπου οι κινητήρες διατηρούν σταθερή ταχύτητα σε όλα τα φορτία. Τα τυλίγματα της αντιστάθμισης προσθέτουν στην ροπή και στις δύο κατευθύνσεις λειτουργίας σε αντίθεση με τον κινητήρα με σταθεροποιημένο παράλληλο τύλιγμα. Αυτού του τύπου οι κινητήρες λόγω της δυσκολίας και του κόστους κατασκευής τους συναντάμε μόνο σε μεγάλες ισχύεις.

1.6 ΣΚΟΠΟΣ ΤΟΥ ΣΥΛΛΕΚΤΗ

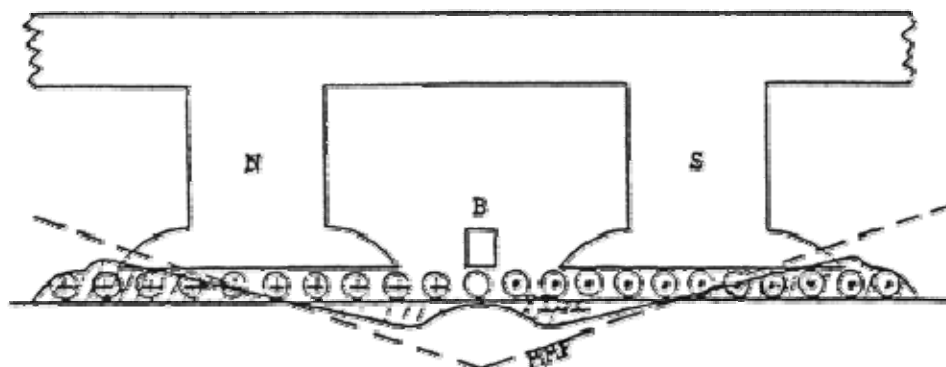
Η μέγιστη τάση από το τύλιγμα του οπλισμού λαμβάνεται όταν οι ψύκτρες είναι σε επαφή με τους αγωγούς που βρίσκονται ανάμεσα στους πόλους, αυτό συμβαίνει γιατί εκείνη την χρονική στιγμή κόβουν τις μαγνητικές γραμμές σε μια κατεύθυνση οι περισσότεροι αγωγοί ανάμεσα στην αρνητική και θετική ψύκτρα. Υπό αυτές τις συνθήκες η θέση των ψηκτρών ονομάζεται ουδέτερη ή θέση χωρίς φορτίο. Το ρεύμα μέσα στα πηνία του δρομέα αλλάζει κατεύθυνση όπως ο δρομέας κινείται από πόλο σε πόλο. Η δουλειά του συλλέκτη είναι να κρατάει το ρεύμα σε μια κατεύθυνση δηλαδή να κάνει μια ανόρθωση. Στην απότομη αλλαγή της πολικότητας του ρεύματος όμως δημιουργείται μια τάση η οποία αντιστέκεται στην αλλαγή της κατεύθυνσης του ρεύματος. Επομένως η αλλαγή κατεύθυνσης του ρεύματος καθυστερείται και αν διακοπεί η επαφή της ψήκτρας με το πηνίο τότε δημιουργείται τόξο το οποίο φθείρει το συλλέκτη με αποτέλεσμα την πρόωρη καταστροφή του, οπότε πρέπει και να λαμβάνεται μέριμνα εξάλειψης του τόξου. Οι τρόποι που υπάρχουν για την εξάλειψη του τόξου αναφέρονται παρακάτω.

1.7 Αντίδραση του οπλισμού.

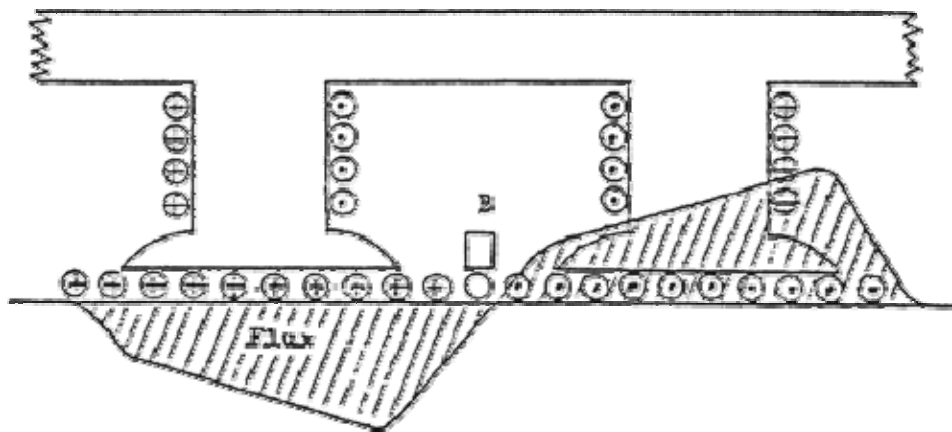
Εδώ θα περιγραφεί το φαινόμενο της αντίδρασης του οπλισμού το οποίο είναι υπεύθυνο για την δημιουργία των τόξων που φθείρουν το συλλέκτη. Από την στιγμή που τα τυλίγματα του δρομέα άγουν ρεύμα δημιουργούν γύρω τους μαγνητικό πεδίο το οποίο αντιτίθεται και παραμορφώνει το μαγνητικό πεδίο της μηχανής. Αυτό είναι που ονομάζουμε αντίδραση του οπλισμού. Στην εικόνα 1.19 παρακάτω φαίνεται το μαγνητικό πεδίο του στάτη, στην εικόνα 1.20 φαίνεται το μαγνητικό πεδίο από τον δρομέα και τέλος στην εικόνα 1.21 φαίνεται το συνδυασμένο αποτέλεσμα. Εάν η παραμόρφωση αυτή είναι μεγάλη έχει ως αποτέλεσμα να δημιουργούνται τόξα από την θετική στην αρνητική ψήκτρα με αποτέλεσμα την καταστροφή της μηχανής.



Εικόνα 1.19. Η συνιστάμενη μαγνητική ροή μόνο από τον στάτη



Εικόνα 1.20 Η συνιστάμενη μαγνητική ροή μόνο από την αντίδραση του οπλισμού.



Εικόνα 1.21. Η συνιστάμενη μαγνητική ροή από τον συνδυασμό του πεδίου του στάτη και του δρομέα.

1.7.1 Μετατόπιση των ψηκτρών.

Μια μέθοδος για να μειωθεί ο σπινθηρισμός στις ψήκτρες είναι να μετατοπιστούν από το ουδέτερο γεωμετρικό επίπεδο. Σε μια γεννήτρια πρέπει να μετακινηθούν οι ψήκτρες προς την φορά περιστροφής διότι η ροή του ρεύματος είναι η ίδια με την εναγόμενη τάση και η αλλαγή κατεύθυνσης του ρεύματος καθυστερείτε μέχρι οι πλευρές του πηνίου να βρεθούν κάτω από τους πόλους. Σε ένα κινητήρα η μετατόπιση των ψηκτρών πρέπει να γίνει αντίστροφα από την φορά περιστροφής διότι η ροή του ρεύματος είναι αντίθετη με την εναγόμενη τάση. Η μετατόπιση των ψηκτρών εξαρτάται από το φορτίο έτσι μια δεδομένη μετατόπιση δεν είναι ικανοποιητική για όλα τα φορτία, συνεπώς αποτελεί το βασικό μειονέκτημα αυτής της μεθόδου. Με την μετατόπιση των ψηκτρών η αντίδραση του δρομέα αντιτίθεται στο μαγνητικό πεδίο και μειώνει την μαγνητική ροή της μηχανής.

1.7.2 Βοηθητικοί πόλοι.

Μια άλλη μέθοδος μείωσης των σπινθηρισμών είναι η χρήση βοηθητικών πόλων. Αυτοί τοποθετούνται ανάμεσα στους κυρίως πόλους και δημιουργούν ένα αντίστροφο μαγνητικό πεδίο κατάλληλης δύναμης και πολικότητας ώστε να αντιτίθεται στο πεδίο του δρομέα. Αυτό επιτυγχάνεται με τη σύνδεση εν σειρά των βοηθητικών πόλων με το τύλιγμα του οπλισμού. Έτσι κάθε στιγμή δημιουργείται το κατάλληλο μαγνητικό πεδίο που αντιτίθεται στην αντίδραση του οπλισμού.

1.8 Απώλειες και απόδοση.

1.8.1 Μηχανικές απώλειες.

Σε αυτές τις απώλειες περιλαμβάνονται οι απώλειες τριβής (π.χ. ρουλεμάν, ψήκτρες και οι απώλειες ανεμισμού). Είναι σταθερές σε μια δεδομένη ταχύτητα αλλά μεταβάλλονται σε άλλες ταχύτητες. Οι απώλειες λόγω της τριβής αυξάνονται με το τετράγωνο της ταχύτητας ενώ οι απώλειες ανεμισμού αυξάνονται με τον κύβο της ταχύτητας.

1.8.2 Απώλειες χαλκού.

Αυτές οι απώλειες είναι ανάλογες από την αντίσταση των τυλιγμάτων και από το τετράγωνο του ρεύματος που διαρρέει τα τυλίγματα.

1.8.3 Απώλειες πυρήνα.

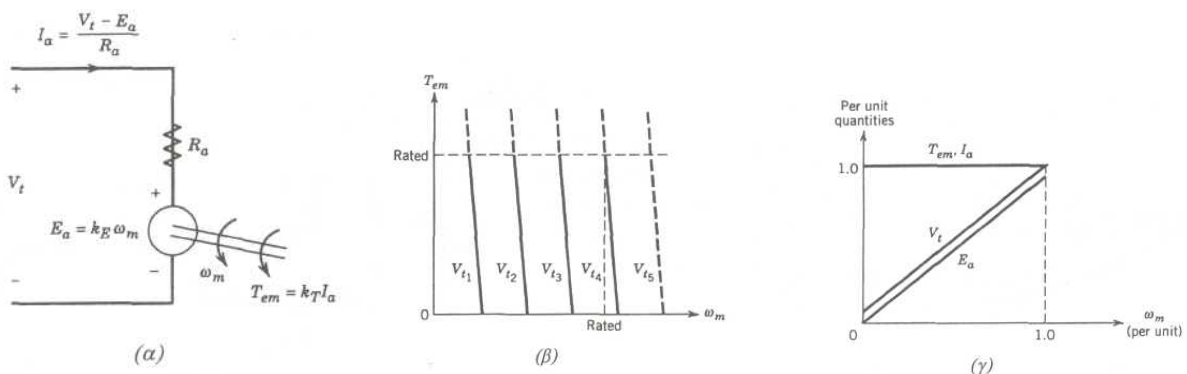
Σε αυτές τις απώλειες περιλαμβάνονται οι απώλειες δινορευμάτων και οι απώλειες υστέρησης του σιδηρομαγνητικού υλικού της μηχανής. Για παράδειγμα στον δρομέα έχουμε αγωγό που περιστρέφεται μέσα σε μαγνητικό πεδίο. Από το μαγνητικό πεδίο της επαγόμενης τάσης δημιουργούνται με την σειρά τους ρεύματα τα οποία ονομάζονται δινορεύματα. Αυτά μειώνονται με το να χρησιμοποιούμε λεπτά χαλύβδινα ελάσματα μονωμένα μεταξύ τους για την κατασκευή του πυρήνα της μηχανής.

1.9 Ο κινητήρας που χρησιμοποιείται στην κατασκευή.

Ο κινητήρας που χρησιμοποιούμε είναι ένας κινητήρας συνεχούς τάσης 12V. Χρησιμοποιείται ευρέως στα αυτοκίνητα και ειδικότερα στην κίνηση των υαλοκαθαριστήρων. Για τον συγκεκριμένο κινητήρα δεν είναι διαθέσιμα τα τεχνικά χαρακτηριστικά του αφού είναι μεταχειρισμένος και έχει αποκολληθεί η πινακίδα του. Η κατασκευή εκπονήθηκε με πειραματικές μετρήσεις και σε συνεργασία με στοιχεία από κινητήρες που χρησιμοποιούνται για τον ίδιο σκοπό.

Ο δεύτερος κινητήρας που χρησιμοποιείται είναι παρόμοιος με τον προηγούμενο. Είναι συζευγμένος στον άξονα του 1ου κινητήρα και σε ρόλο γεννήτριας με σκοπό την πέδηση του κινητήρα υπό μελέτη.

Ο κινητήρας υπό μελέτη με τροφοδοσία 12V και χωρίς φορτίο στον άξονα του βρέθηκε ότι απορροφά 1,3A . Μετά την σύζευξη της γεννήτριας το απορροφούμενο ρεύμα χωρίς φορτίο στα άκρα της γεννήτριας είναι 2,3A.. Το σχήμα 1.23 παρουσιάζει θεμελιώδεις (από την κλασική θεωρία των κινητήρων συνεχούς ρεύματος μόνιμου μαγνήτη) απεικονίσεις για α) το ισodύναμο κύκλωμά του β) τις χαρακτηριστικές ροπής ταχύτητας και γ) την ικανότητα συνεχούς ροπής σε σχέση με την ταχύτητά του.



Εικόνα 1.22 (α) ισodύναμο κύκλωμα, (β) χαρακτηριστικές ροπής ταχύτητας: $v_{t5} > v_{t4} > v_{t3} > v_{t2} > v_{t1}$; όπου v_{t4} η ονομαστική τάση, (γ) συνεχής ικανότητα ροπής-ταχύτητας.

Χρησιμοποιώντας τους συμβολισμούς του σχήματος 1.23 (α), οι σχέσεις που συνδέουν τα απαραίτητα για την μελέτη μας μεγέθη είναι οι εξής:

$$T_{em} = k_T * I_a \quad (1.1)$$

$$E_a = k_E * \omega_m \quad (1.2)$$

$$V_t = E_a + R_a * I_a \quad (1.3)$$

όπου:

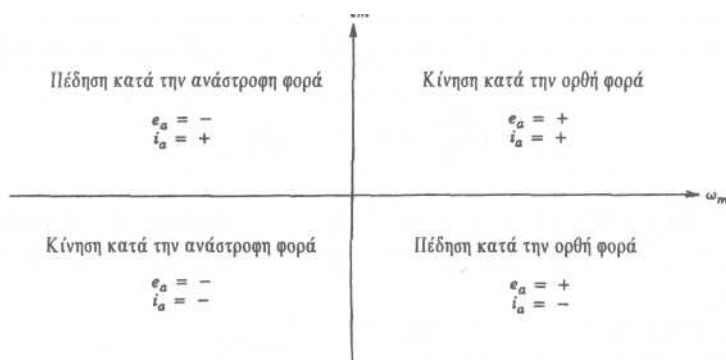
$$k_T = k_t * \varphi_f \quad (1.4)$$

$$k_E = k_e * \varphi_f \quad (1.5)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις είναι δυνατό να βρεθεί η ταχύτητα στη μόνιμη κατάσταση. Με συνδυασμό των εξισώσεων (1.1) και (1.3) προκύπτουν οι γραφικές παραστάσεις του σχήματος 1.23(β), όπου φαίνεται ότι καθώς αυξάνει η ροπή, η χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας για δεδομένη τάση V_t είναι σχεδόν κατακόρυφη, εκτός από την πτώση της ταχύτητας, που οφείλεται στην πώση τάσης $I_a * R_a$ στην αντίσταση των τυλιγμάτων του σπλισμού. Αυτή η πώση της ταχύτητας είναι πολύ μικρή στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος με ισχύ μεγαλύτερη του 1 ίππου, αλλά μπορεί να είναι σημαντική σε μικρότερους κινητήρες. Όμως το σημαντικότερο είναι ότι η χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας μπορεί να μετατοπίζεται παράλληλα στον άξονα (χ) ελέγχοντας την τάση V_t όπως φαίνεται στο Σχ.1.23(β). Έτσι, σ' έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος μόνιμου μαγνήτη η ταχύτητα υπό φορτίο μπορεί να ελέγχεται με τον έλεγχο της τάσης V_t σε μια αυθαίρετη χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας.

Σε λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση, το ρεύμα του σπλισμού I_a δεν θα πρέπει να υπερβαίνει την ονομαστική του τιμή. Το ίδιο ισχύει και για τη ροπή. Έτσι, στο Σχ.1.23(β) τα τμήματα των χαρακτηριστικών πάνω από την ονομαστική ροπή σημειώνονται με διακεκομμένες γραμμές. Με τον ίδιο τρόπο σημειώνονται και οι χαρακτηριστικές πάνω από την ονομαστική ταχύτητα, επειδή για να αυξηθεί η ταχύτητα πάνω από την ονομαστική της τιμή, απαιτείται τάση V_t μεγαλύτερη από την ονομαστική τάση. Αυτό αποτελεί έναν περιορισμό των κινητήρων συνεχούς ρεύματος με μόνιμο μαγνήτη. Η ταχύτητα τους δεν μπορεί να γίνει

μεγαλύτερη από την ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα. Η ικανότητα ροπής ως προς την ταχύτητα δίνεται στο Σχ.1.23(γ). Στο σχήμα αυτό δίνονται και οι περιορισμοί της ροπής και του ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Ακόμη, στο Σχ.1.23(γ) δίνεται η απαιτούμενη τάση τροφοδοσίας και η αντίστοιχη ΑΗΕΔ E_a σε σχέση με την ταχύτητα. Τέλος στο σχήμα 1.23 απεικονίζονται οι τέσσερις δυνατές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα συνεχούς ρεύματος μόνιμου μαγνήτη με τα σχετικά πρόσημα της τάσης και του ρεύματος σε κάθε περίπτωση.



Εικόνα 1.23. Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημόριων του κινητήρα .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2.1 ΤΡΟΠΟΙ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.

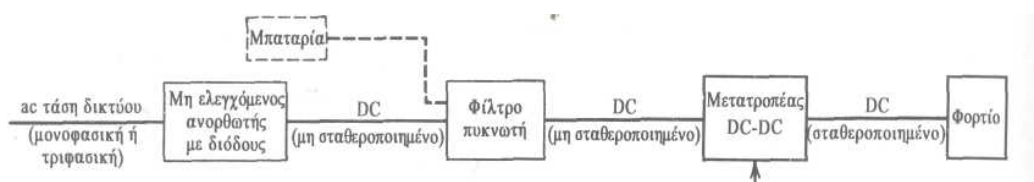
2.1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, επειδή ο μικροελεγκτής με άμεσο τρόπο δεν μπορεί από μόνος του να διαχειριστεί την ισχύ του κινητήρα είναι επιβεβλημένη η χρήση τοπολογιών οδήγησης του κινητήρα. Αυτές οι τοπολογίες ονομάζονται DC-DC μετατροπείς.

Οι μετατροπείς dc-dc χρησιμοποιούνται ευρέως σε σταθεροποιημένες τροφοδοσίες Σ.Ρ. διακοπτικού τύπου και σε εφαρμογές κινητήριων συστημάτων Σ.Ρ. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1, η είσοδος αυτών των μετατροπέων είναι συχνά μια μη σταθεροποιημένη dc τάση, η οποία λαμβάνεται με ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Εξαιτίας των μεταβολών του πλάτους της τάσης του δικτύου, η dc τάση αυξομειώνεται. Οι dc-dc μετατροπείς χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή της μη σταθεροποιημένης dc (είσοδος) σε μια ελεγχόμενη dc (έξοδος).

Κατά τη θεώρηση των εφαρμογών αυτών των μετατροπέων, διαπιστώνεται ότι χρησιμοποιούνται πολύ συχνά με ένα μετασχηματιστή γαλβανικής απομόνωσης, όπως στα διακοπτικά τροφοδοτικά Σ.Ρ. και σχεδόν πάντα χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης στα κινητήρια συστήματα Σ.Ρ. Παρακάτω θα αναφερθούν και εξηγηθούν εν συντομία οι ακόλουθοι μετατροπείς dc-dc:

- Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης.
- Μετατροπέας ανύψωσης τάσης.
- Μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.



Σχήμα 2.1. Σύστημα μετατροπέα dc-dc

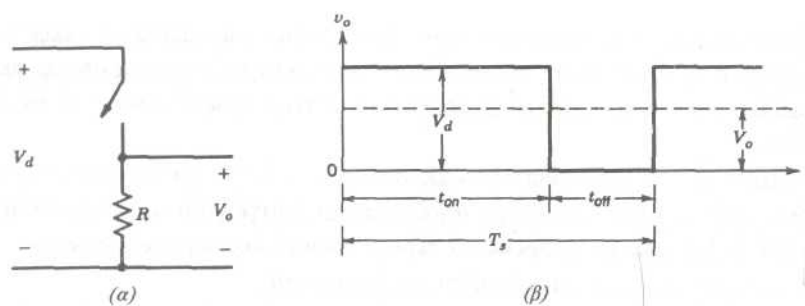
Ο μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης και ο μετατροπέας ανύψωσης της τάσης θα αναφερθούν συνοπτικά διότι στην παρούσα μελέτη και κατασκευή έχει επιλεγεί η τοπολογία του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα η οποία θα αναλυθεί διεξοδικά. Η επιλογή του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα είναι μονόδρομος διότι μέσα στις απαιτήσεις της μελέτης ήταν και η αντιστροφή της φοράς περιστροφής του κινητήρα. (έλεγχος τεσσάρων τεταρτημόριων σύμφωνα με το σχήμα 1.22). Η μόνη τοπολογία που έχει αυτό το χαρακτηριστικό είναι αυτή του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα.

2.1.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-DC

Πριν αναφερθούμε στις τοπολογίες των DC-DC μετατροπέων ξεχωριστά θα περιγραφεί συνοπτικά ο έλεγχος των DC-DC μετατροπέων.

Στους μετατροπείς dc-dc η μέση dc τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο μπορούν να αυξομειώνονται. Οι μετατροπείς dc-dc διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούν έναν ή περισσότερους διακόπτες για το μετασχηματισμό της dc τάσης από ένα επίπεδο σε ένα άλλο. Σ' ένα dc-dc μετατροπέα με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τάση εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης (t_{on} και t_{off}) των διακοπών. Για να καταστεί φανερή η αρχή της μετατροπής διακοπτικού τύπου, ας θεωρηθεί ένας βασικός dc-dc μετατροπέας, όπως αυτός της σχήμα 2.2α. Η μέση τιμή V_o της τάσης εξόδου u_o , στο σχήμα 2.2(β), εξαρτάται από τους χρόνους t_{on} και t_{off} . Μια από τις μεθόδους

ελέγχου της μέσης τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή συχνότητα μετάβασης (και συνεπώς σταθερή περίοδο μετάβασης $T_s = t_{on} + t_{off}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Σ' αυτήν τη μέθοδο, που ονομάζεται μετάβαση με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM), μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής (Duty Ratio) $D = t_{on}/T_s$, που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την περίοδο μετάβασης.



Εικόνα 2.2. Διακοπτική dc-dc μετατροπή.

Στη διαμόρφωση με PWM με σταθερή συχνότητα μετάβασης το σήμα ελέγχου του διακόπτη, το οποίο ελέγχει την κατάσταση του (κλειστός ή ανοιχτός), παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου της τάσης του σήματος ελέγχου $u_{control}$ με μια περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους, όπως φαίνεται στα σχήματα 2.3α και 2.3β. Γενικά, το σήμα της τάσης ελέγχου λαμβάνεται ενισχύοντας το σφάλμα ή τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής τάσης εξόδου και της επιθυμητής της τιμής. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής (συνήθως είναι πριονωτή), καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης. Στον έλεγχο με PWM η συχνότητα αυτή διατηρείται σταθερή και επιλέγεται σε μια περιοχή από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Για το χρονικό διάστημα όπου η τιμή του ενισχυμένου σήματος σφάλματος, (που μεταβάλλεται πολύ αργά με το χρόνο σε σχέση με τη συχνότητα μετάβασης), είναι μεγαλύτερη από την πριονωτή κυματομορφή, το σήμα ελέγχου του διακόπτη γίνεται high, προκαλώντας το κλείσιμο του διακόπτη (ON). Διαφορετικά, ο διακόπτης είναι ανοιχτός(OFF). Σύμφωνα με το σχήμα 2.3, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί, ως συνάρτηση της $u_{control}$ και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής V_{st} , με τη σχέση:

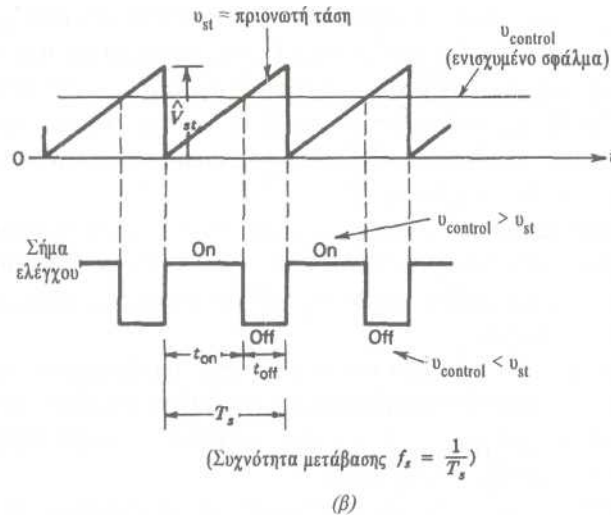
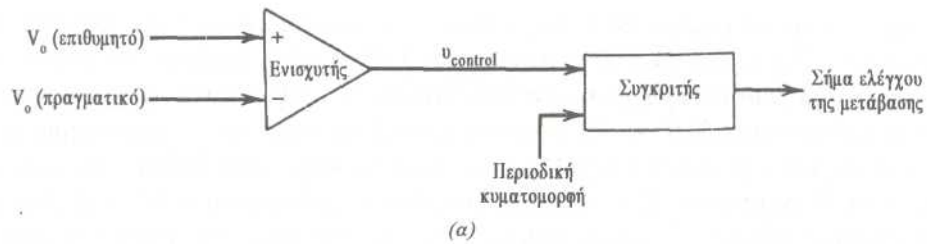
$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{control}}{V_{st}} \quad (2.1)$$

Οι μετατροπείς dc-dc μπορούν να λειτουργούν με δύο διαφορετικούς τρόπους: (1) με αγωγή συνεχούς ρεύματος και (2) με αγωγή ασυνεχούς ρεύματος. Στην πράξη, ένας μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί και με τους δύο τρόπους, οι οποίοι έχουν έντονα διαφορετικά χαρακτηριστικά. Για τον λόγο αυτό, ένας μετατροπέας και ο έλεγχος του πρέπει να σχεδιάζονται με βάση και τους δύο τρόπους λειτουργίας.

2.1.3 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ

Όπως υποδηλώνει το όνομα του, ένας dc-dc μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step-down ή buck dc-dc converter) παράγει μια μέση τάση εξόδου χαμηλότερη από τη dc τάση εισόδου V_d . Η κύρια εφαρμογή του είναι τα σταθεροποιημένα διακοπτικά τροφοδοτικά Σ.Ρ. και ο έλεγχος της ταχύτητας των κινητήρων Σ.Ρ.

Το σχήμα 2.2^α απεικονίζει το βασικό κύκλωμα ενός μετατροπέα υποβιβασμού τάσης όπου θεωρείται ένας ιδανικός διακόπτης και ένα καθαρά ωμικό φορτίο. Η στιγμιαία τάση εξόδου εξαρτάται από την κατάσταση του διακόπτη.



Σχήμα 2.3. Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού (PWM): (α) λειτουργικό διάγραμμα, (β) σήματα ασύγκριτη.

Από το σχήμα 2.3β, μπορεί να υπολογιστεί η μέση τάση εξόδου ως συνάρτηση της σχετικής διάρκειας αγωγής D:

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = DV_d \Rightarrow V_o = DV_d \quad (2.2)$$

Αντικαθιστώντας στην Εξ.2-2 το D από την Εξ.2-1

$$V_o = \frac{V_d}{V_{st}} v_{control} = k v_{control} \quad (2.3)$$

όπου

$$k = \frac{V_d}{V_{st}} = \text{σταθερά} \quad (2.4)$$

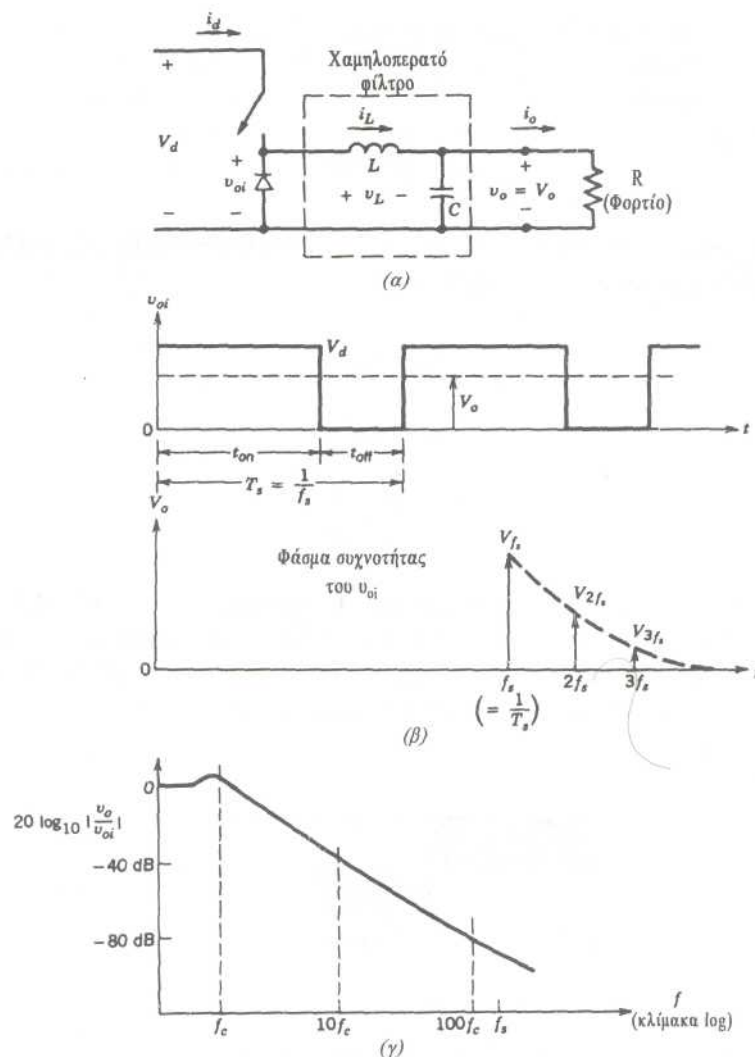
Η V_o μπορεί να ελεγχθεί, μεταβάλλοντας το λόγο t_{on}/T_s , (Εξ.2.2) Μια άλλη σημαντική παρατήρηση είναι ότι η μέση τάση εξόδου V_o μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση ελέγχου, όπως στην περίπτωση των γραμμικών ενισχυτών. Σε μια πρακτική εφαρμογή το προηγούμενο κύκλωμα έχει δύο μειονεκτήματα: **(α) Επειδή** ακόμη και σε ωμικό φορτίο και με ένα ωμικό φορτίο, θα υπάρχει πάντα κάποια παρασιτική αυτεπαγωγή τότε κατά συνέπεια ο διακόπτης θα πρέπει να απορροφά (ή να καταναλώνει) την ενέργεια που αποθηκεύεται σε αυτή την αυτεπαγωγή με πιθανότητα καταστροφής, το πρόβλημα αυτό εντείνεται στην πράξη επειδή το φορτίο είναι

κατά κύριο λόγο επαγωγικό. (2) Η τάση εξόδου κυμαίνεται μεταξύ 0 και V_d , γεγονός μη αποδεκτό στις περισσότερες εφαρμογές. Το πρόβλημα της αποθηκευμένης ενέργειας λύνεται με τη χρήση μιας διόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4(α). Οι διακυμάνσεις της τάσης εξόδου ελαττώνονται κατά πολύ με τη χρήση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου, το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και έναν πυκνωτή. Στην εικόνα 2.4β φαίνεται η κυματομορφή της εισόδου u_{oi} του φίλτρου. Αυτή αποτελείται από ένα dc όρο V_o , τις αρμονικές στη συχνότητα μετάβασης f_s και στις πολλαπλάσιες της, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4(β). Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου, με την απόσβεση που προκαλείται από το ωμικό φορτίο R, φαίνεται στο σχήμα 2.4(γ). Η συχνότητα αποκοπής f_c αυτού του φίλτρου επιλέγεται πολύ μικρότερη από τη συχνότητα μετάβασης, εξαλείφοντας ουσιαστικά την κυμάτωση στη συχνότητα μετάβασης από την τάση εξόδου.

Όσο ο διακόπτης είναι κλειστός, η διόδος το σχήμα 2.4(α) πολώνεται ανάστροφα και η είσοδος παρέχει ενέργεια, τόσο στο φορτίο, όσο και στο πηνίο. Όσο ο διακόπτης είναι ανοιχτός, το ρεύμα του πηνίου ρέει δια μέσου της διόδου, μεταφέροντας μέρος της αποθηκευμένης ενέργειας στο φορτίο.

Στην ανάλυση κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, που παρουσιάστηκε εδώ, ο πυκνωτής εξομάλυνσης θεωρείται πολύ μεγάλος, όπως συμβαίνει συνήθως σε εφαρμογές που απαιτούν μια σχεδόν σταθερή στιγμιαία τάση εξόδου $u_o(t)=V_o$.

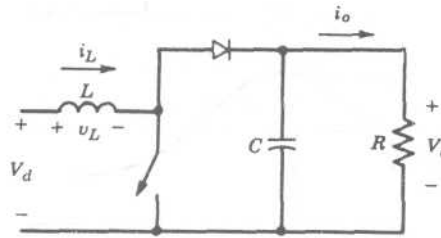
Από το σχήμα 2.4(α) παρατηρείται ότι σε ένα dc-dc μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, το μέσο ρεύμα του πηνίου ισούται με το μέσο ρεύμα εξόδου i_o , εφόσον το μέσο ρεύμα του πυκνωτή στη μόνιμη κατάσταση είναι μηδέν.



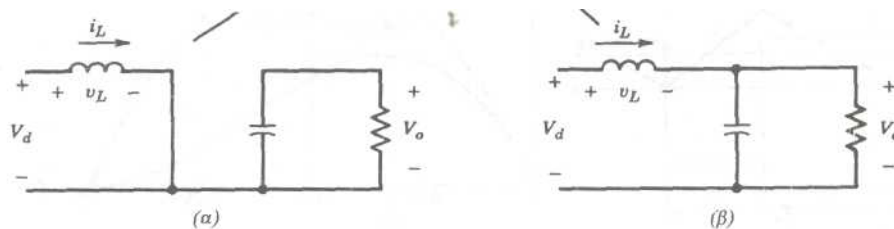
Σχήμα 2.4 dc- dc μετατροπέας υποβιβασμού τάσης.

2.1.4 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

Στο σχήμα 2.5 δίνεται ένας dc-dc μετατροπέας τάσης (step up ή boost dc-dc converter). Η κύρια εφαρμογή του είναι στα dc διακοπτικά τροφοδοτικά και στην πέδηση dc κινητήρων με ανάκτηση ισχύος. Όπως υποδηλώνει το όνομα του, η τάση εξόδου είναι πάντα μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη, απομονώνοντας έτσι τη βαθμίδα εξόδου (σχήμα 2.6(α)). Η είσοδος παρέχει ενέργεια στο πηνίο. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, η βαθμίδα εξόδου απορροφά ενέργεια από το πηνίο και από την είσοδο. (Σχ. 2.6(β))



Σχήμα 2.5 dc-dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης.



Σχήμα 2.6 (α) διακόπτης κλειστός, (β) διακόπτης ανοιχτός.

2.1.5 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ.

Για τον dc-dc μετατροπέα με πλήρη γέφυρα υπάρχουν τρεις διαφορετικές εφαρμογές:

- κινητήρια συστήματα Σ.Ρ.
- .
- μετατροπή (dc σε ac (με υψηλή ενδιάμεση συχνότητα) στα διακοπτικά τροφοδοτικά Σ.Ρ. με μετασχηματιστή απομόνωσης.

Αν και η τοπολογία πλήρους γέφυρας παραμένει η ίδια σε κάθε μια από τις τρεις αυτές εφαρμογές, το είδος του ελέγχου εξαρτάται από την εφαρμογή. Στο dc - dc μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, που φαίνεται στην εικόνα 2.7, η είσοδος είναι μια καθορισμένου μεγέθους dc τάση V_d . Η έξοδος του μετατροπέα είναι μια dc τάση V_o , η οποία μπορεί να ελέγχεται ως προς το πλάτος και την πολικότητα.

Σε μια τοπολογία μετατροπέα, όπως αυτή του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα της εικόνας 2.7 στην οποία οι δίοδοι συνδέονται αντιπαράλληλα με τους διακόπτες, πρέπει να γίνει μια διάκριση της κατάστασης κατά την οποία ένας διακόπτης είναι κλειστός και

της κατάστασης αγωγής του. Εξαιτίας της αντιπαράλληλης σύνδεσης των διόδων με τους διακόπτες, όταν ένας διακόπτης κλείνει, μπορεί να άγει ή να μην άγει ρεύμα, ανάλογα με τη φορά του ρεύματος εξόδου i_o . Αν ο διακόπτης άγει ρεύμα, τότε είναι σε κατάσταση αγωγιμότητας. Ανάλογη διάκριση δεν απαιτείται, όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός.

Ο μετατροπέας με πλήρη γέφυρα αποτελείται από δύο σκέλη, το A (στο οποίο ανήκουν τα στοιχεία TA^+ , TA^- , DA^+ , DA^-) και το B (στο οποίο ανήκουν τα στοιχεία TB^+ , TB^- , DB^+ , DB^-). Κάθε σκέλος αποτελείται από δύο διακόπτες και τις αντιπαράλληλες διόδους τους. Οι δύο διακόπτες σε κάθε σκέλος αλλάζουν κατάσταση κατά τέτοιον τρόπο, ώστε, όταν ο ένας από αυτούς είναι ανοιχτός, ο άλλος διακόπτης είναι κλειστός. Επομένως, οι δύο διακόπτες ποτέ δεν είναι ανοιχτοί ταυτόχρονα. Στην πράξη και ο δύο διακόπτες είναι ανοιχτοί επί ένα σύντομο χρονικό διάστημα, γνωστό ως κενός χρόνος (blanking time), ώστε να αποφευχθεί η βραχυκύκλωση της dc εισόδου.

Πρέπει να σημειωθεί ότι, αν οι διακόπτες του μετατροπέα σε κάθε σκέλος αλλάζουν κατάσταση κατά τέτοιον τρόπο, ώστε να μην είναι ανοιχτοί ταυτόχρονα και οι δύο διακόπτες του ενός σκέλους, τότε το ρεύμα εξόδου i_o , στο σχήμα 2.7, θα ρέει συνεχώς. Επομένως, η τάση εξόδου καθορίζεται αποκλειστικά από την κατάσταση των διακοπών. Για παράδειγμα, ας θεωρηθεί το σκέλος A στο σχήμα 2.7. Η τάση εξόδου V_{AN} σε σχέση με τον αρνητικό dc ακροδέκτη N, καθορίζεται από τις καταστάσεις των διακοπών, όπως ακολουθεί: Όταν ο TA^+ είναι κλειστός, το ρεύμα εξόδου θα ρέει μέσω του TA^+ , αν το i_o είναι θετικό, ή θα ρέει μέσω της DA^+ αν το i_o είναι αρνητικό. Σε κάθε περίπτωση TA^+ κλειστός σημαίνει ότι το σημείο A στο σχήμα 2.7 βρίσκεται στο ίδιο δυναμικό με το θετικό ακροδέκτη της dc εισόδου, οπότε

$$V_{AN} = V_d \text{ (αν ο } TA^+ \text{ είναι κλειστός και ο } TA^- \text{ ανοιχτός)} \quad (2.5\alpha)$$

Με τον ίδιο τρόπο, όταν ο TA^- είναι κλειστός, ένα αρνητικό i_o θα ρέει μέσω του TA^- (εφόσον η DA^+ είναι ανάστροφα πολωμένη) και ένα θετικό i_o θα ρέει μέσω της DA^- . Επομένως,

$$V_{AN} = 0 \text{ (αν ο } TA^- \text{ είναι κλειστός και ο } TA^+ \text{ ανοιχτός)} \quad (2.5\beta)$$

Οι Εξ.2-5α και 2-5β δείχνουν ότι η V_{AN} εξαρτάται μόνο από την κατάσταση των διακοπών και είναι ανεξάρτητη από τη φορά του i_o . Έτσι, η μέση τάση εξόδου του σκέλους A του μετατροπέα, στο διάστημα μιας περιόδου μετάβασης T_s , εξαρτάται μόνο από την τάση εισόδου V_d και τον λόγο D του TA^+ :

$$V_{AN} = \frac{V_d * T_{on} + 0 * T_{off}}{T_s} = V_d * D_{TA^+} \quad (2.6)$$

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

Παρόμοιοι συλλογισμοί βρίσκουν εφαρμογή και στο σκέλος B του μετατροπέα και η V_{BN} εξαρτάται από τη V_d και το λόγο D του διακόπτη TB^+ :

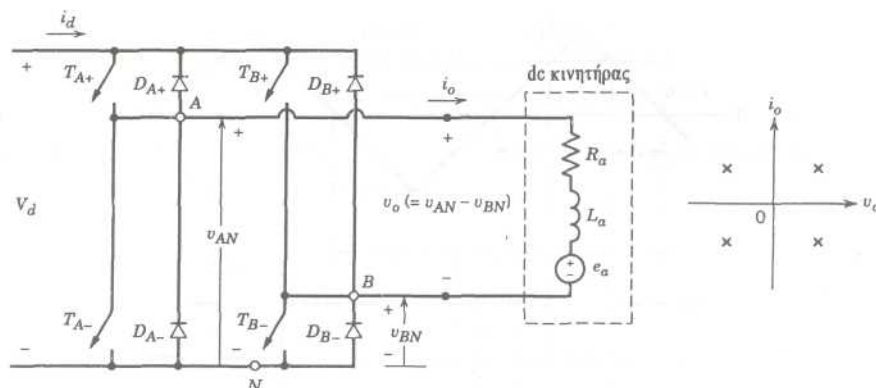
$$V_{BN} = V_d \text{ λόγος D του } TB^+ \quad (2.7)$$

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

Η τάση εξόδου του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα έχει αντιστρεπτή πολικότητα και έτσι, χρησιμοποιείται μια τριγωνική κυματομορφή, για τη διαμόρφωση του PWM των διακοπών του μετατροπέα. Παρακάτω περιγράφονται δύο τέτοιες στρατηγικές μετάβασης με διαμόρφωση PWM:

- Η διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου, όπου οι (TA+, TB-) και (TA-, TB+) αντιμετωπίζονται ως δυο ζεύγη διακοπών. Οι διακόπτες σε κάθε ζεύγος κλείνουν και ανοίγουν ταυτόχρονα. Αυτή η στρατηγική μετάβαση χρησιμοποιείται στη παρούσα εργασία.
- Η διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου (λέγεται και διπλή μετάβαση με διαμόρφωση PWM). Εδώ οι διακόπτες σε κάθε σκέλος του αντιστροφέα ελέγχονται ανεξάρτητα από το άλλο σκέλος.

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, το ρεύμα εξόδου των dc-dc μετατροπέων με πλήρη γέφυρα και με διαμόρφωση PWM, όταν τροφοδοτούν dc φορτία του τύπου της εικόνας 2.7, δεν γίνεται ασυνεχές στις χαμηλές τιμές του i_o .



Σχήμα 2.7 dc-dc μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.

2.2 Διαμόρφωση PWM με Διπολική Τάση Εξόδου.

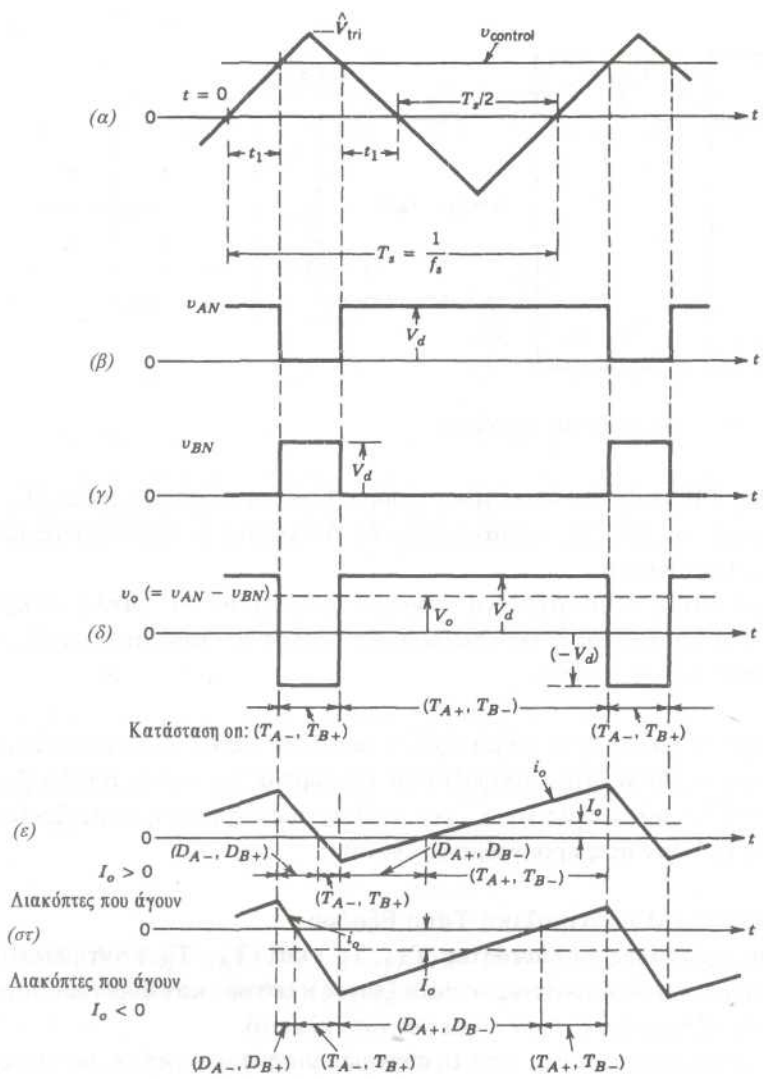
Στο είδος αυτό της μετάβασης, οι διακόπτες (TA+, TB-) και (TA-, TB+) αντιμετωπίζονται ως δύο ζεύγη διακοπών (δύο διακόπτες σε κάθε ζεύγος κλείνουν και ανοίγουν ταυτόχρονα). Ένα από τα δύο ζεύγη διακοπών είναι πάντοτε κλειστό.

Τα σήματα μετάβασης παράγονται από τη σύγκριση μιας τριγωνικής κυματομορφής με τη συχνότητα μετάβασης (u_{tri}) με την τάση ελέγχου $u_{control}$. Όταν $u_{control} > u_{tri}$, κλείνουν οι TA+ και TB-. Διαφορετικά, κλείνουν οι TA- και TB+. Οι λόγοι D των διακοπών μπορούν να βρεθούν από τις κυματομορφές το σχήμα 2.8(α) με αυθαίρετη επιλογή της αρχής του χρόνου, όπως φαίνεται στην εικόνα:

$$v_{tri} = V_{tri} * \frac{t}{T_s / 4} \quad 0 < t < \frac{1}{4} T_s \quad (2.8)$$

Για $t=t_1$ στο σχήμα 2.8(α), η u_{tri} ισούται με τη $u_{control}$. Επομένως, από την Εξ.2.8, προκύπτει

$$t_1 = \frac{u_{control}}{V_{tri}} * \frac{T_s}{4} \quad (2.9)$$



Σχήμα 2.8 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου.

Μελετώντας την εικόνα 2.8 βρίσκεται ότι η διάρκεια t_{on} , κατά την οποία το ζεύγος διακοπών 1 (TA+, TB-) είναι κλειστό, είναι

$$t_{on} = 2 * t_1 + \frac{1}{2} * T_s \tag{2.10}$$

Επομένως, από την Εξ.2,10, προκύπτει ο λόγος D_1

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{control}}{V_{tri}} \right) \quad (TA+, TB-) \tag{2.11}$$

Έτσι, ο λόγος D_2 του ζεύγους διακοπών 2 (TA-, TB+) είναι

$$D_2=1-D_1 \quad (TB+, TA-) \quad (2.12)$$

Χρησιμοποιώντας τους προηγούμενους λόγους D, μπορούν να βρεθούν οι V_{AN} και V_{BN} της εικόνας 2.8, από τις Εξ.2.6 και Εξ.2.7 αντίστοιχα. Άρα,

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 * V_d - D_2 * V_d = (2 * D_1 - 1)V_d \quad (2.13)$$

Αντικαθιστώντας το D, από την Εξ.2-11 στην Εξ.2-13, έχουμε

$$V_o = \frac{V_d}{V_{tri}} v_{control} = k v_{control} \quad (2.14)$$

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

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου u_o στο σχήμα 2.8(δ), δείχνει ότι η τάση μεταβάλλεται μεταξύ της $+V_d$ και της $-V_d$. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο αυτή η στρατηγική μετάβασης αναφέρεται ως "διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου".

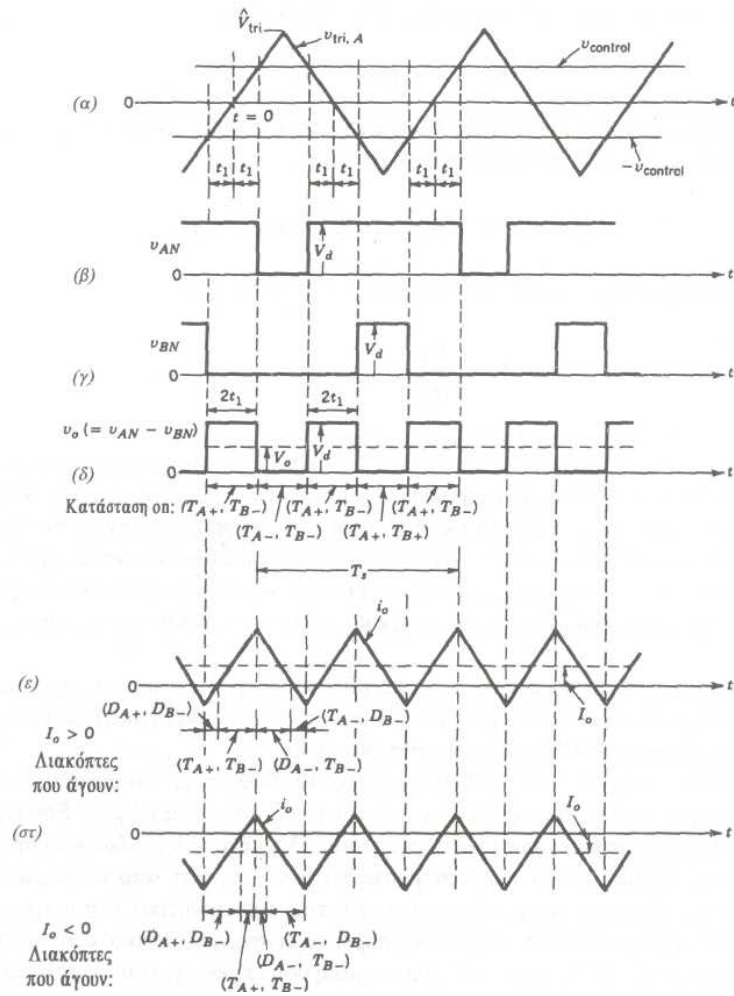
Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι ο λόγος D στην Εξ.2.11 μπορεί να μεταβάλλεται μεταξύ του 0 και του 1, ανάλογα με το πλάτος και την πολικότητα της $u_{control}$. Επομένως, η V_d μπορεί να μεταβάλλεται συνεχώς στην περιοχή από $-V_d$ μέχρι $+V_d$. Εδώ, επειδή αγνοείται ο κενός χρόνος, η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι ανεξάρτητη από το ρεύμα εξόδου i_o .

Το μέσο ρεύμα εξόδου I_o μπορεί να είναι είτε θετικό είτε αρνητικό. Για μικρές τιμές του I_o , το i_o , κατά τη διάρκεια μιας περιόδου, μπορεί να είναι, τόσο θετικό, όσο και αρνητικό. Αυτό φαίνεται στο Σχ.2-8ε για $I_o > 0$, όπου η μέση ροή ισχύος είναι από τη V_o προς τη V_d και στο Σχ.2-8στ για $I_o < 0$, όπου η μέση ροή ισχύος είναι από τη V_o προς τη V_d .

2.3 Διαμόρφωση PWM με Μονοπολική Τάση Εξόδου.

Μια εξέταση του σχήματος 2.7 δείχνει ότι, ανεξάρτητα από τη φορά του i_o , αν είναι κλειστοί ταυτόχρονα οι διακόπτες TA+ και TB+, τότε $u_o=0$. Παρόμοια, $u_o=0$, αν είναι κλειστοί ταυτόχρονα οι διακόπτες TA- και TB-. Η ιδιότητα αυτή μπορεί να αξιοποιηθεί για τη βελτίωση της κυματομορφής της τάσης εξόδου.

Στο σχήμα 2.9, για τον καθορισμό των σημάτων μετάβασης των σκελών A και B, συγκρίνεται μια τριγωνική κυματομορφή με τις τάσεις ελέγχου $u_{control}$ και $-u_{control}$ αντίστοιχα. Η σύγκριση των $u_{control}$ και u_{tri} ελέγχει τους διακόπτες του σκέλους A, ενώ οι διακόπτες του σκέλους B ελέγχονται με σύγκριση των $-u_{control}$ και u_{tri} κατά τον ακόλουθο τρόπο:



Εικόνα 2.9 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου.

- $TA+ : \text{κλειστός, αν } u_{\text{control}} > u_{\text{tri}}$ (2.15)

και

- $TB+ : \text{κλειστός, αν } -u_{\text{control}} > u_{\text{tri}}$ (2.16)

Οι τάσεις εξόδου κάθε σκέλους και η u_o φαίνονται στο σχήμα 2.9. Εξετάζοντας το σχήμα 2.9 και συγκρίνοντας το με το σχήμα 2.8, φαίνεται ότι ο λόγος D_1 του διακόπτη $TA+$ δίνεται από την Εξ. 2-11 της προηγούμενης στρατηγικής μετάβασης. Παρόμοια, ο λόγος D_2 του διακόπτη $TB+$ δίνεται από την Εξ.2-12, δηλαδή,

$$D_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{\text{control}}}{V_{\text{tri}}} + 1 \right), TA+$$

και

$$D_2 = 1 - D_1, TB+ \quad (2.17)$$

Επομένως, από την Εξ.2-13, η οποία ισχύει και σ' αυτήν την περίπτωση, έχουμε

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d = \frac{V_d}{V_{\text{tri}}} v_{\text{control}} \quad (2.18)$$

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

Στα σχήματα 2.9(ε) και 2.9(στ) δίνονται οι κυματομορφές των ρευμάτων και οι διακόπτες που άγουν για $I_o > 0$ και $I_o < 0$ αντίστοιχα, όπου η V_o είναι θετική και στις δύο περιπτώσεις.

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

2.4 ΟΙ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

2.4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην αγορά υπάρχουν πολλά είδη ημιαγωγικών στοιχείων με διαφορετικά χαρακτηριστικά και συμπεριφορά. Παρακάτω θα αναφερθούν τα πιο σημαντικά είδη ημιαγωγικών διακοπών ισχύος τα οποία και θα περιγραφούν συνοπτικά. Θα εξηγηθούν οι λόγοι που επιλέχτηκαν τα τρανζίστορ μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγών με επίδραση πεδίου (MOSFET).

2.4.2 ΕΙΔΗ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Οι πιο σημαντικοί ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος που υπάρχουν είναι οι εξής:

1. Δίοδοι.
2. Θυρίστορ.
3. Διπολικά τρανζίστορ επαφής (BJT) και μονολιθικά (darlington).
4. Τρανζίστορ μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγών με επίδραση πεδίου (MOSFET).
5. Θυρίστορ με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO).
6. Διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (IGBT).
7. Ελεγχόμενα MOS θυρίστορ (MCT).

2.4.2.1 ΔΙΟΔΟΙ

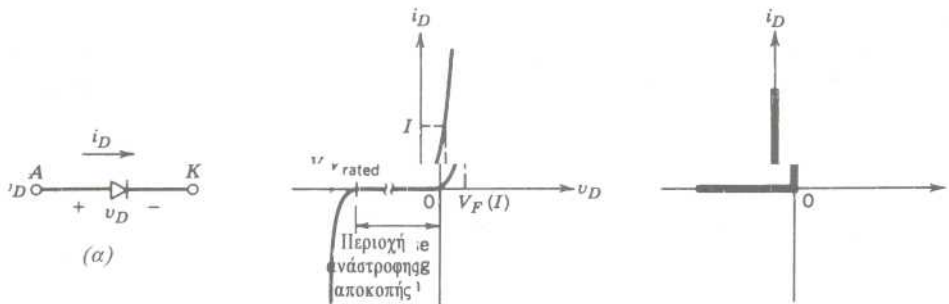
Η δίοδος όπως μπορούμε να δούμε από τα παρακάτω σχήματα και τις χαρακτηριστικές της δίοδους, Όταν είναι ορθά πολωμένη, αρχίζει να άγει (κλείνει) με μια μικρή πτώση τάση στα άκρα της, της τάξης του 1 V. Όταν η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη, και μέχρι η τάση στα άκρα της να γίνει ίση με την ανάστροφη τάση διάσπασης, διαρρέεται μόνο από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής. Κατά την κανονική λειτουργία της δίοδου, η ανάστροφη τάση πόλωσης δεν θα πρέπει να φτάνει την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης.

Λαμβάνοντας υπόψη τα πολύ μικρά ρεύματα διαρροής στην κατάσταση αποκοπής (ανάστροφη πόλωση) και τη μικρή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας (ορθή πόλωση) σε σύγκριση με τις τάσεις και τα ρεύματα λειτουργίας του κυκλώματος στο οποίο χρησιμοποιείται η δίοδος, η $i-v$ χαρακτηριστική της δίοδου μπορεί να εξιδανικευτεί, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.10(γ) Η ιδανική αυτή χαρακτηριστική μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση της τοπολογίας του μετατροπέα, αλλά δεν θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί για τη σχεδίαση του στην πράξη, για παράδειγμα, κατά τον υπολογισμό των απαιτήσεων απαγωγής θερμότητας για τη διάταξη.

Κατά το κλείσιμο, η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ιδανικός διακόπτης, επειδή μεταβαίνει γρήγορα σε σύγκριση με τα μεταβατικά φαινόμενα που εμφανίζονται στο κύκλωμα ισχύος. Κατά το άνοιγμα όμως, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.10, το ρεύμα της δίοδου αναστρέφεται για κάποιο χρονικό διάστημα, πριν μηδενιστεί. Το χρονικό διάστημα αυτό ονομάζεται χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης (reverse recovery time) t^r . Αυτό το αρνητικό ρεύμα ανάστροφης αποκατάστασης απαιτείται για να εξαλείψει την

περίσσεια φορέων στη δίοδο και να της επιτρέψει την αποκοπή. Σε επαγωγικά κυκλώματα, το ρεύμα ανάστροφης αποκατάστασης μπορεί να οδηγήσει σε υπερτάσεις.

Στα περισσότερα κυκλώματα, αυτό το ανάστροφο ρεύμα δεν επηρεάζει τη χαρακτηριστική εισόδου/εξόδου του μετατροπέα και έτσι η δίοδος μπορεί και πάλι να θεωρηθεί ιδανική κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας.



Σχήμα 2.10 Δίοδος: (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστική, (γ) ιδανική χαρακτηριστική.

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

- **Δίοδοι Schottky.** Οι δίοδοι αυτές χρησιμοποιούνται εκεί όπου απαιτείται μικρή ορθή πτώση τάσης (τυπική τιμή 0,3 V), δηλαδή σε κυκλώματα με πολύ μικρή τάση εξόδου. Αυτές οι δίοδοι έχουν περιορισμένες τάσεις διάσπασης μέχρι 50-100 V.
- **Δίοδοι ταχείας αποκατάστασης.** Αυτές σχεδιάζονται για χρήση σε κυκλώματα υψηλής συχνότητας σε συνδυασμό με ελεγχόμενους διακόπτες, όπου απαιτείται μικρός χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης. Στα επίπεδα ισχύος αρκετών εκατοντάδων volt και αρκετών εκατοντάδων amperes, τέτοιες δίοδοι έχουν ονομαστικούς χρόνους t_r μικρότερους από μερικά μsec .
- **Δίοδοι συχνότητας δικτύου.** Η τάση (πτώση τάσης) αγωγιμότητας αυτών των διόδων σχεδιάζεται, ώστε να είναι η μικρότερη δυνατή και κατά συνέπεια έχουν μεγαλύτερους χρόνους t_r , που είναι αποδεκτοί μόνο για εφαρμογές στη συχνότητα του δικτύου. Οι δίοδοι αυτές διατίθενται με ονομαστικές τάσεις διάσπασης αρκετών kV και ονομαστικά ρεύματα αρκετών kA. Επιπλέον, μπορούν να συνδεθούν σε σειρά ή και παράλληλα, για να ικανοποιήσουν οποιαδήποτε απαίτηση τάσης και ρεύματος.

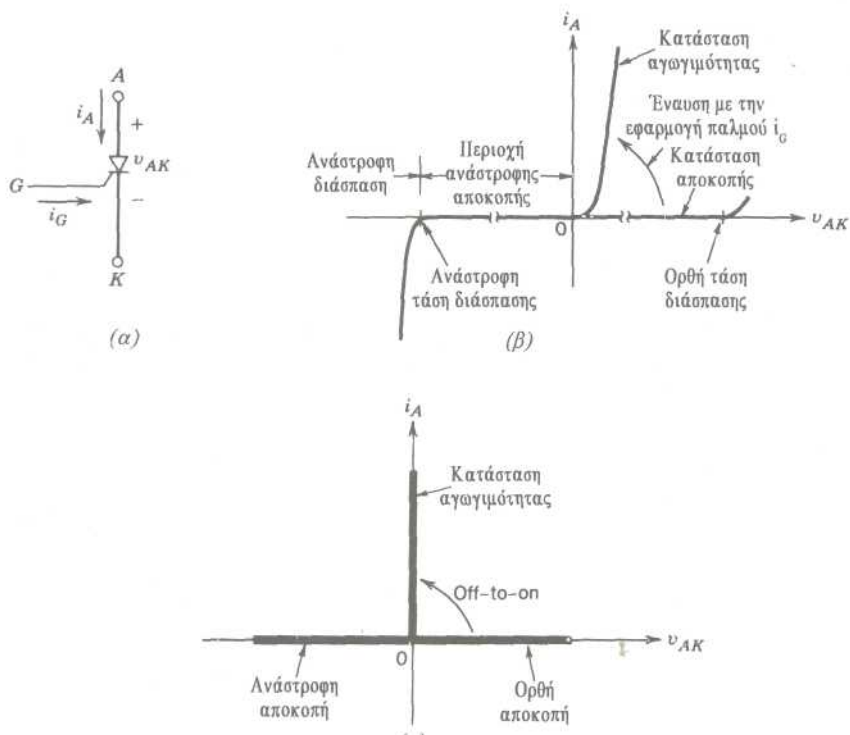
2.4.2.2 ΘΥΡΙΣΤΟΡ

Το κυκλωματικό σύμβολο του θυρίστορ και η i - v χαρακτηριστική του δίνονται στο σχήμα 2.11(α) και 2.11(β) αντίστοιχα. Το κύριο ρεύμα ρέει από την άνοδο (A) προς την κάθοδο (K). Στην κατάσταση αποκοπής, το θυρίστορ μπορεί να αποκόπτει μια ορθή τάση και να μην άγει, όπως φαίνεται από το τμήμα αποκοπής της i - v χαρακτηριστικής του σχήματος 2.11(β).

Το θυρίστορ μπορεί να κλείσει με την εφαρμογή ενός σύντομου θετικού παλμού ρεύματος στην πύλη, με την προϋπόθεση ότι είναι σε κατάσταση ορθής αποκοπής (ορθά πολωμένο). Η σχέση ρεύματος-τάσης που προκύπτει φαίνεται στο τμήμα αγωγιμότητας της i - v χαρακτηριστικής του σχήματος 2.11(β). Η ορθή πτώση τάσης στο θυρίστορ, όταν αυτό είναι κλειστό, είναι μόνο μερικά volt (τυπικά 1 ως 3 V ανάλογα με την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης του στοιχείου).

Εφόσον το θυρίστορ κλείσει, παραμένει κλειστό και το ρεύμα της πύλης μπορεί να πάψει να εφαρμόζεται. Το θυρίστορ δεν μπορεί να ανοίξει από την πύλη και άγει όπως η δίοδος. Το θυρίστορ ανοίγει και το ρεύμα 'του μηδενίζεται μόνο όταν το ρεύμα ανόδου τείνει να γίνει αρνητικό, υπό την επίδραση του κυκλώματος μέσα στο οποίο βρίσκεται. Αυτό επιτρέπει στην πύλη να ανακτήσει τον έλεγχο, για να κλείσει και πάλι το θυρίστορ σε κάποια ελεγχόμενη χρονική στιγμή, εφόσον αυτό επανέλθει σε κατάσταση ορθής αποκοπής.

Σε ανάστροφη πόλωση και τάσεις κάτω από την ανάστροφη τάση διάσπασης, μόνο ένα ασήμαντα μικρό ρεύμα διαρροής περνάει από το θυρίστορ όπως φαίνεται στο σχήμα παρακάτω.



Σχήμα 2.11 Θυρίστορ: (α) σύμβολο, (β) $i-v$ χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.3 ΔΙΠΟΛΙΚΑ TRANSISTOR ΕΠΑΦΗΣ (BJT) ΚΑΙ ΜΟΝΟΛΙΘΙΚΑ DARLINGTON (MD)

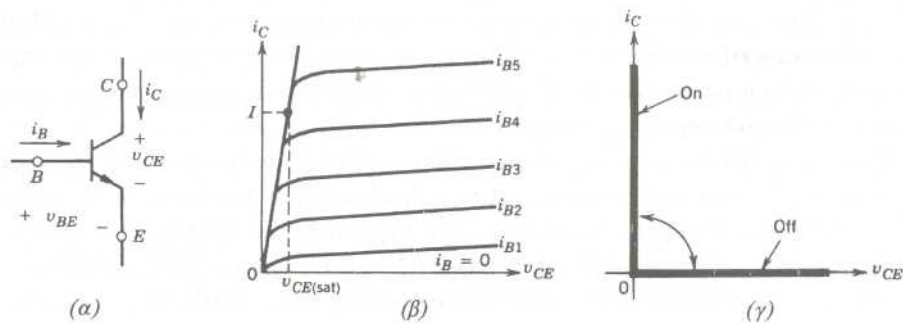
Το κυκλωματικό σύμβολο του NPN διπολικού τρανζίστορ επαφής δίνεται στο σχήμα 2.12(α) και οι $i-v$ στατικές χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.12(β). Όπως φαίνεται στις $i-v$ χαρακτηριστικές, ένα επαρκώς μεγάλο ρεύμα βάσης (εξαρτώμενο από το ρεύμα του συλλέκτη) φέρνει το στοιχείο σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας. Για να γίνει αυτό, απαιτείται από το κύκλωμα ελέγχου η παροχή ενός ρεύματος βάσης επαρκώς μεγάλου, ώστε να ισχύει η σχέση

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (2.19)$$

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

Η τάση αγωγιμότητας $V_{CE(sat)}$ των τρανζίστορ ισχύος είναι συνήθως της τάξης των 1 -2 V, έτσι ώστε οι απώλειες ισχύος αγωγιμότητας στο BJT να είναι αρκετά μικρές. Οι ιδανικές $i-v$ χαρακτηριστικές του BJT κατά τη διακοπτική του λειτουργία δίνονται στο σχήμα 2.12(γ).

Τα BJT είναι διατάξεις ελεγχόμενες από ρεύμα και το ρεύμα της βάσης πρέπει να τροφοδοτείται συνεχώς για να τα κρατάει σε κατάσταση αγωγιμότητας. Το dc κέρδος ρεύματος h_{FE} των τρανζίστορ υψηλής ισχύος είναι συνήθως μόνο 5-10 και έτσι τα στοιχεία αυτά συνδέονται μερικές φορές σε συνδεσμολογία Darlington ή τριπλό Darlington ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερο κέρδος ρεύματος. Η συνδεσμολογία αυτή παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα, όπως είναι οι ελαφρά υψηλότερες τιμές της τάσης αγωγιμότητας $V_{CE(sat)}$ και οι χαμηλότερες ταχύτητες μετάβασης.



Σχήμα 2.12 Διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT): (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.4 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΕΤΑΛΛΙΚΩΝ ΟΞΕΙΔΙΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΜΕ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΔΙΟΥ (MOSFET)

Το κυκλωματικό σύμβολο του τρανζίστορ MOSFET n -καναλιού δίνεται στο σχήμα 2.13(α). Το ημιαγωγό αυτό στοιχείο είναι μια διάταξη ελεγχόμενη από τάση, όπως φαίνεται από τις i - v χαρακτηριστικές του σχήματος 2.13(β). Η διάταξη είναι σε πλήρη αγωγιμότητα και προσεγγίζει έναν κλειστό διακόπτη, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι επαρκώς υψηλή. Το MOSFET είναι σε κατάσταση αποκοπής, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι χαμηλότερη από την τιμή κατωφλίου (gate-source threshold voltage) $V_{cs(th)}$. Οι ιδανικές χαρακτηριστικές της διάταξης κατά τη διακοπτική της λειτουργία δίνονται στο σχήμα 2.13(γ).

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

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

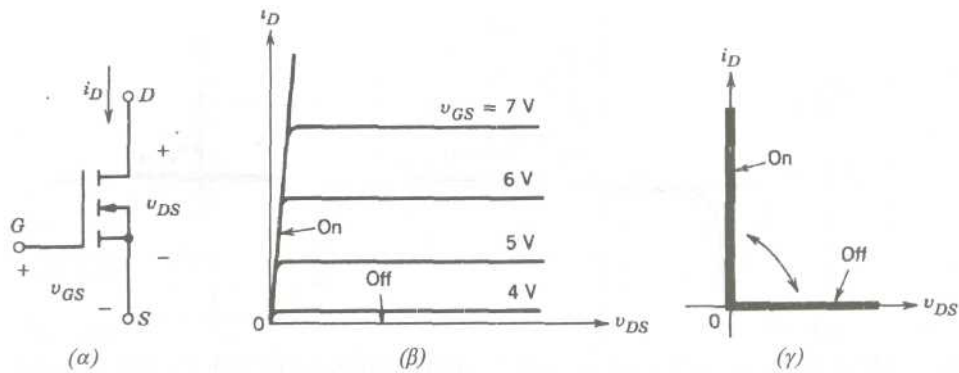
$$r_{DS(on)} = kBV_{DSS}^{2.5-2.7} \quad (2.20)$$

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

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

Τα MOSFET διατίθενται με ονομαστικές τάσεις μεγαλύτερες από 1000 V, αλλά με μικρά ονομαστικά ρεύματα, και με ονομαστικά ρεύματα μέχρι τα 100 A σε μικρές ονομαστικές τάσεις. Η μέγιστη τάση πύλης-πηγής είναι ± 20 V, αν και διατίθενται MOSFET που μπορούν να ελέγχονται με σήματα των 5 V.

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

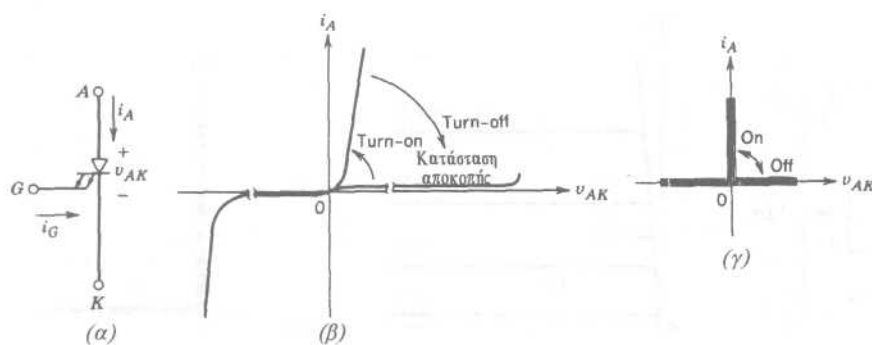


Σχήμα 2.13 Τρανζίστορ MOSFET n-καναλιού: (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.5 ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΜΕ ΣΒΕΣΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΠΟ ΤΗΝ ΠΥΛΗ (GTO)

Το κυκλωματικό σύμβολο του θυρίστορ με έλεγχο της σβέσης από την πύλη (gate-turn-off θυρίστορ, GTO θυρίστορ, GTO) δίνεται στο σχήμα 2.14(α) και οι στατικές i - v χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.14(β). Όπως το θυρίστορ, το GTO μπορεί να κλείσει με ένα σύντομο παλμό ρεύματος στην πύλη και αφού κλείσει, μπορεί να παραμείνει κλειστό χωρίς να απαιτείται πλέον ρεύμα στην πύλη. Ωστόσο, αντίθετα με το θυρίστορ, το GTO μπορεί να ανοίξει με την εφαρμογή μιας αρνητικής τάσης μεταξύ της πύλης και της καθόδου και έτσι να προκαλέσει τη ροή ενός αρκετά μεγάλου αρνητικού ρεύματος στην πύλη. Αυτό το αρνητικό ρεύμα πύλης αρκεί να διαρκέσει μόλις μερικά μsec (κατά τη διάρκεια της σβέσης), αλλά πρέπει να έχει πολύ μεγάλο πλάτος, τυπικά ίσο με το ένα τρίτο του ρεύματος ανόδου κατά τη σβέση. Τα GTO μπορούν να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις των οποίων το μέγεθος εξαρτάται από τις λεπτομέρειες της σχεδίασης του GTO. Οι ιδανικές χαρακτηριστικές του GTO κατά τη διακοπτική του λειτουργία δίνονται στο σχήμα 2.14(γ).

Παρά το ότι το GTO είναι ένας ελεγχόμενος διακόπτης στην ίδια κατηγορία με τα MOSFET και τα BJT, η μετάβαση της σβέσης του είναι διαφορετική από αυτήν του **Σχ.2.6(β)**. Αυτό συμβαίνει επειδή τα διαθέσιμα προς το παρόν GTO δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν για επαγωγική σβέση εκτός κι αν στα άκρα του GTO συνδεθεί ένα κύκλωμα εξωτερικής προστασίας (snubber). Η ανάγκη αυτή προκύπτει από το γεγονός ότι τα σημερινά GTO δεν μπορούν να αντέξουν το μεγάλο dv/dt που συνοδεύει την επαγωγική σβέση. Επομένως, για να μειωθεί το dv/dt κατά τη σβέση, πρέπει να χρησιμοποιηθεί στα άκρα του GTO ένα κύκλωμα που αποτελείται από R, C, και D. Οι κυματομορφές που προκύπτουν, το dv/dt μειώνεται σημαντικά σε σύγκριση με το dv/dt που θα προέκυπτε χωρίς το κύκλωμα εξωτερικής προστασίας κατά τη σβέση (turn-off snubber). Η τάση αγωγιμότητας (2-3 V) ενός GTO είναι ελαφρά υψηλότερη από εκείνες των θυρίστορ. Οι ταχύτητες μετάβασης των GTO είναι από μερικά μέχρι 25 μsec . Εξαιτίας της ικανότητας του για διαχείριση υψηλών τάσεων (μέχρι 4,5 kV) και μεγάλων ρευμάτων (μέχρι μερικά kA), το GTO χρησιμοποιείται όταν χρειάζεται ένας διακόπτης για υψηλές τάσεις και μεγάλα ρεύματα σε συχνότητες μετάβασης από μερικές εκατοντάδες Hz μέχρι 10 kHz.

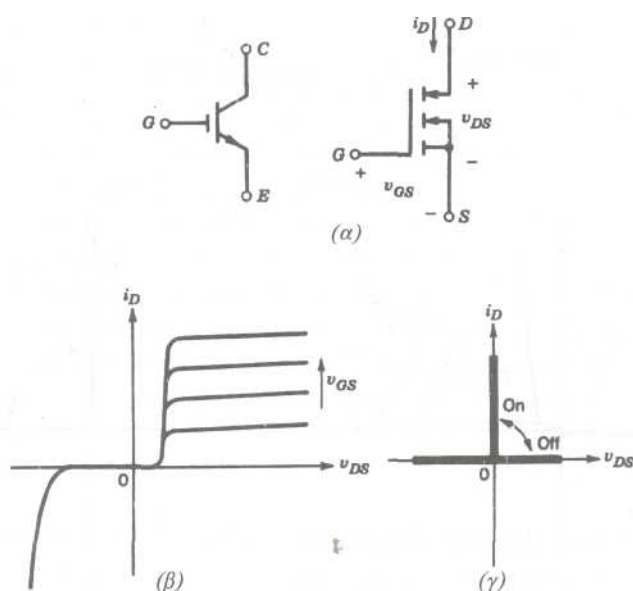


Σχήμα 2.14 Θυρίστορ με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO): (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.6 ΔΙΠΟΛΙΚΑ TRANSISTOR ΜΕ ΜΟΝΩΜΕΝΗ ΠΥΛΗ (IGBT)

Το κυκλωματικό σύμβολο του διπολικού τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (insulated gate bipolar transistor, IGBT) δίνεται στο σχήμα 2.15(α) και οι i - v χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.15(β). Τα IGBT έχουν κάποια από τα πλεονεκτήματα του MOSFET, του BJT και του GTO συνδυασμένα. Παρόμοια με το MOSFET, το IGBT έχει μεγάλη σύνθετη αντίσταση πύλης και έτσι απαιτείται μια μικρή μόλις ποσότητα ενέργειας για τη μετάβαση του. Όπως το BJT, το IGBT έχει μικρή τάση αγωγιμότητας, ακόμη και σε στοιχεία με μεγάλες ονομαστικές τάσεις αποκοπής (για παράδειγμα, $V_{on} = 2-3$ V σε ένα στοιχείο των 1000 V). Παρόμοια με το GTO, τα IGBT μπορούν να σχεδιαστούν για να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις, όπως φαίνεται από τις ιδανικές διακόπτες χαρακτηριστικές τους στο σχήμα 2.15(γ).

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



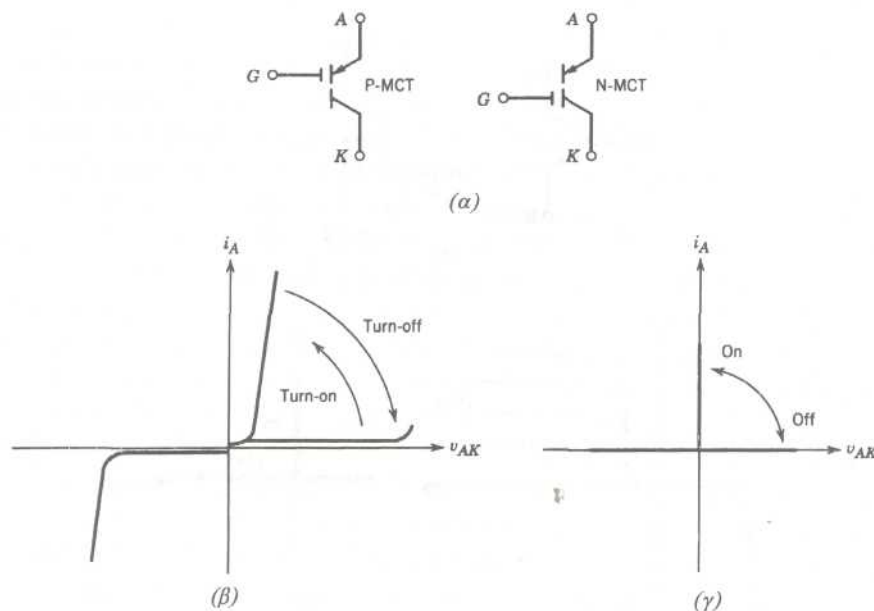
Σχήμα 2.15 Διπολικό transistor με μονωμένη πύλη (IGBT): (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.7 ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΑ MOS THRUSTER (MCT)

Το ελεγχόμενο MOS θυρίστορ (MOS-controlled θυρίστορ, MCT) είναι ένα νέο ημιαγωγικό στοιχείο, που μόλις έχει εμφανιστεί στο εμπόριο. Τα κυκλωματικά του σύμβολα δίνονται στο σχήμα 2.16(α) και οι i - v χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.16(β). Τα δύο λίγο διαφορετικά σύμβολα για το MCT δηλώνουν το αν το στοιχείο είναι P-MCT ή N-MCT. Η διαφορά μεταξύ τους προκύπτει από τις διαφορετικές θέσεις των ακροδεκτών ελέγχου.

Από τις i - v χαρακτηριστικές, είναι φανερό ότι το MCT έχει πολλές από τις ιδιότητες του GTO, ανάμεσα στις οποίες χαμηλή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας σε σχετικά υψηλά ρεύματα και μια χαρακτηριστική μανδάλωσης (το MCT παραμένει κλειστό ακόμη κι αν πάψει να εφαρμόζεται η διέγερση στην πύλη). Το MCT είναι μια διάταξη ελεγχόμενη από τάση, όπως το MOSFET και το IGBT, και απαιτείται περίπου η ίδια ενέργεια για να προκαλέσει τη μετάβαση του, όπως για ένα MOSFET ή ένα IGBT. Το MCT έχει δύο κυρία πλεονεκτήματα σε σχέση με το GTO: (α) πολύ απλούστερες απαιτήσεις διέγερσης (δεν απαιτείται μεγάλο αρνητικό ρεύμα πύλης για τη σβέση όπως στο GTO) και (β) μεγαλύτερες ταχύτητες μετάβασης (χρόνοι έναυσης και σβέσης μερικών μ sec). Τα MCT έχουν μικρότερες πτώσεις τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας σε σύγκριση με τα IGBT παρόμοιων προδιαγραφών και διατίθενται

προς το παρόν με ονομαστικές τάσεις μέχρι 1500 V και ονομαστικά ρεύματα από 50 μέχρι μερικές εκατοντάδες A. Στοιχεία με ονομαστικές τάσεις 2500 - 3000 V έχουν παρουσιαστεί σε πρωτότυπα και θα διατίθενται σύντομα. Τα ονομαστικά ρεύματα μεμονωμένων MCT είναι σημαντικά μικρότερα από εκείνα των GTO, επειδή τα μεμονωμένα MCT δεν μπορούν να γίνουν τόσο μεγάλα σε επιφάνεια διατομής όσο τα GTO, εξαιτίας της πιο σύνθετης δομής τους.



Σχήμα 2.16 Ελεγχόμενο MOS θυρίστορ (MCT): (α) κυκλωματικά σύμβολα, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.5 ΕΠΙΘΥΜΗΤΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, αρκετά είδη ημιαγωγών ισχύος, όπως τα BJT, τα MOSFET, τα GTO και τα IGBT, μπορούν να κλείνουν και να ανοίγουν με σήματα ελέγχου που εφαρμόζονται στον ακροδέκτη ελέγχου του στοιχείου. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός δεν ρέει καθόλου ρεύμα, ενώ όταν είναι κλειστός το ρεύμα μπορεί να ρέει μόνο κατά τη φορά του βέλους.

Ο ιδανικός ελεγχόμενος διακόπτης έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

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

σ' έναν ελεγχόμενο διακόπτη όμως τα επιθυμητά χαρακτηριστικά είναι τα ακόλουθα:

1. Μικρό ρεύμα διαρροής στην κατάσταση αποκοπής.
2. Μικρή τάση αγωγιμότητας V_{on} , για την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος κατά την κατάσταση αγωγιμότητας.
3. Μικροί χρόνοι έναυσης και σβέσης. Αυτό θα επιτρέψει τη χρήση της διάταξης σε υψηλές συχνότητες μετάβασης.
4. Μεγάλες τιμές ορθής και ανάστροφης τάσης αποκοπής. Αυτό θα ελαχιστοποιήσει την ανάγκη σύνδεσης αρκετών ημιαγωγικών στοιχείων σε σειρά, η οποία περιπλέκει τον έλεγχο και την προστασία των διακοπών. Ακόμη, τα περισσότερα από τα είδη των ημιαγωγικών στοιχείων έχουν μια ελάχιστη τάση αγωγιμότητας, ανεξάρτητα από την τιμή της τάσης αποκοπής τους. Μια σύνδεση τέτοιων στοιχείων σε σειρά θα οδηγούσε σε μια υψηλότερη συνολική τάση

αγωγιμότητας και κατά συνέπεια σε υψηλότερες απώλειες αγωγιμότητας. Στα περισσότερα (αλλά όχι σε όλα) κυκλώματα μετατροπών, τοποθετείται μια δίοδος στα άκρα του ελεγχόμενου διακόπτη για να επιτρέπει τη ροή του ρεύματος κατά την αντίθετη φορά. Στα κυκλώματα αυτά, οι ελεγχόμενοι διακόπτες δεν απαιτείται να έχουν ιδιαίτερα μεγάλη τιμή ανάστροφης τάσης αποκοπής.

5. Υψηλή ονομαστική τιμή ρεύματος αγωγιμότητας. Σε εφαρμογές υψηλών ρευμάτων αυτό θα ελαχιστοποιούσε την ανάγκη για παράλληλη σύνδεση αρκετών ημιαγωγικών στοιχείων, αποφεύγοντας έτσι το πρόβλημα της κατανομής του ρεύματος.
6. Αντίσταση αγωγιμότητας (on-state resistance) με θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Αυτό εξασφαλίζει την κατανομή του συνολικού ρεύματος εξίσου στα παραλληλισμένα στοιχεία.
7. Μικρή απαίτηση ισχύος ελέγχου για τη μετάβαση του διακόπτη. Αυτό θα απλοποιήσει τη σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου.
8. Δυνατότητα αντοχής της ονομαστικής τάσης και του ονομαστικού ρεύματος ταυτόχρονα κατά τη μετάβαση. Αυτό θα εξαλείψει την ανάγκη για κυκλώματα εξωτερικής προστασίας (snubber) στα άκρα της διάταξης.
9. Υψηλές ονομαστικές τιμές των dv/dt και di/dt . Αυτό θα ελαχιστοποιήσει την ανάγκη για εξωτερικά κυκλώματα προστασίας που διαφορετικά χρειάζονται, ώστε να περιορίσουν τα dv/dt και di/dt στο ημιαγωγικό στοιχείο για να μην του προκληθεί βλάβη.

2.6 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ

Λίγα μόνο σαφή σχόλια μπορούν να διατυπωθούν κατά τη σύγκριση αυτών των στοιχείων, επειδή πρέπει να ληφθούν υπόψη ταυτόχρονα ένα πλήθος ιδιοτήτων και γιατί τα στοιχεία αυτά εξελίσσονται ακόμη με γρήγορο ρυθμό. Μπορούν ωστόσο να γίνουν οι ποιοτικές παρατηρήσεις που δίνονται στον Πίνακα 2-1.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2-1 Σχετικές Ιδιότητες Ελεγχόμενων Διακοπών

Ημιαγωγικό Στοιχείο	Δυνατότητα Ισχύος	Ταχύτητα Μετάβασης
BJT/MD	Μέση	Μέση
MOSFET	Χαμηλή	Γρήγορη
GTO	Υψηλή	Αργή
IGBT	Μέση	Μέση
MCT	Μέση	Μέση

Πρέπει να σημειωθεί ότι παράλληλα με τις βελτιώσεις αυτών των ημιαγωγικών στοιχείων εξετάζονται και νέες διατάξεις. Η πρόοδος στην τεχνολογία των ημιαγωγών θα οδηγήσει αναμφισβήτητα σε υψηλότερες ονομαστικές τιμές ισχύος, μεγαλύτερες ταχύτητες μετάβασης και χαμηλότερο κόστος.

Από την άλλη μεριά, το κοινό θυρίστορ εξαναγκασμένης μετάβασης, το οποίο είχε κάποτε διαδεδομένη χρήση σε κυκλώματα για εφαρμογές ελεγχόμενων διακοπών, δεν χρησιμοποιείται πια για τη σχεδίαση νέων μετατροπών, με την πιθανή εξαίρεση των μετατροπών ονομαστικής ισχύος πολλών MVA.

2.7 TRANSISTOR ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΟΞΕΙΔΙΩΝ ΜΕΤΑΛΛΟΥ ΜΕ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΔΙΟΥ (MOSFET)

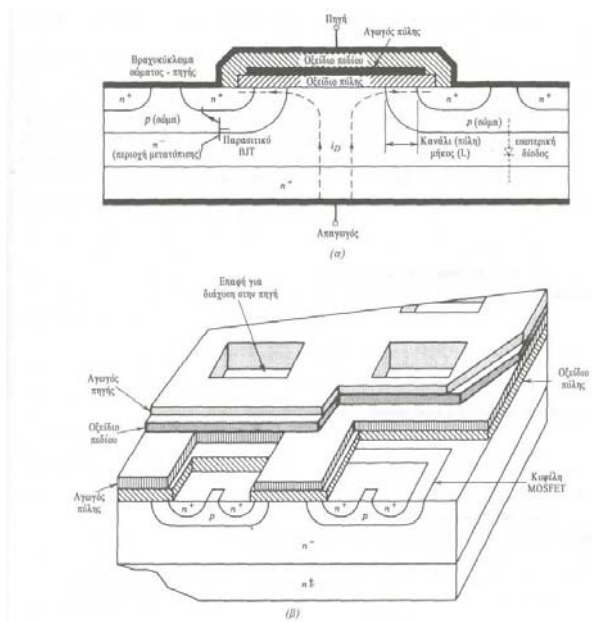
2.7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα transistor φαινομένου πεδίου με δομή μέταλλο-οξειδίο-ημιαγωγός (MOSFET) με μεγάλη ικανότητα μεταφοράς ρεύματος και αποκοπής της τάσης στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής αντίστοιχα, που είναι κατάλληλα για ηλεκτρονικές εφαρμογές ισχύος, υπάρχουν από τις αρχές της δεκαετίας του 1980. Χρησιμοποιούνται πολύ, όπως τα BJT ισχύος, και μάλιστα έχουν αντικαταστήσει τα BJT σε πολλές εφαρμογές, ιδιαίτερα στις εφαρμογές που οι ταχύτητες μετάβασης πρέπει να είναι μεγάλες. Τα MISFIT λειτουργούν με διαφορετικούς φυσικούς μηχανισμούς από τα BJT και χρησιμοποιούνται αποτελεσματικά και τα δύο είδη, είναι σημαντική η πλήρης κατανόηση αυτών των διαφορών. Παρακάτω θα δούμε τους βασικούς φυσικούς μηχανισμούς που καθορίζουν τη λειτουργία των MISFIT, τους παράγοντες που επηρεάζουν τα όρια του ρεύματος και της τάσης και τους δυνατούς τρόπους καταστροφής, αν γίνει υπέρβαση αυτών των ορίων.

2.7.2 ΒΑΣΙΚΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ

Το MISFIT ισχύος έχει την κατακόρυφη δομή με τέσσερα στρώματα από προσμίξεις εναλλασσόμενου τύπου p και τύπου n, που φαίνεται στο σχήμα 2.17(α) για τη μια κυψέλη από τις πολλές παράλληλες κυψέλες που αποτελούν ένα πλήρες στοιχείο. Η δομή n⁺-p-n⁺ ονομάζεται MISFIT καναλιού n λειτουργίας ενίσχυσης (για τους λόγους που θα φανούν σύντομα). Μπορεί να πραγματοποιηθεί και δομή με την αντίθετη μορφή προσμίξεων και η οποία ονομάζεται MISFIT καναλιού p. Οι προσμίξεις στα δύο ακραία στρώματα τύπου n, που στο σχήμα 2.17 ονομάζονται πηγή (source) και επαγωγός (drain), είναι περίπου ίδιες και στα δύο στρώματα και αρκετά μεγάλες, συνήθως 10^{19}cm^{-3} . Το μεσαίο στρώμα τύπου p συνήθως ονομάζεται σώμα και είναι η περιοχή όπου δημιουργείται το κανάλι μεταξύ πηγής και επαγωγού και που η συνηθισμένη του τιμή προσμίξεων είναι 10^{16}cm^{-3} . Το στρώμα n⁺ είναι η περιοχή μετατόπισης του επαγωγού και οι προσμίξεις σ' αυτήν είναι $10^{14}\text{-}10^{15}\text{cm}^{-3}$. Η περιοχή μετατόπισης καθορίζει την τάση διάσπασης του στοιχείου.

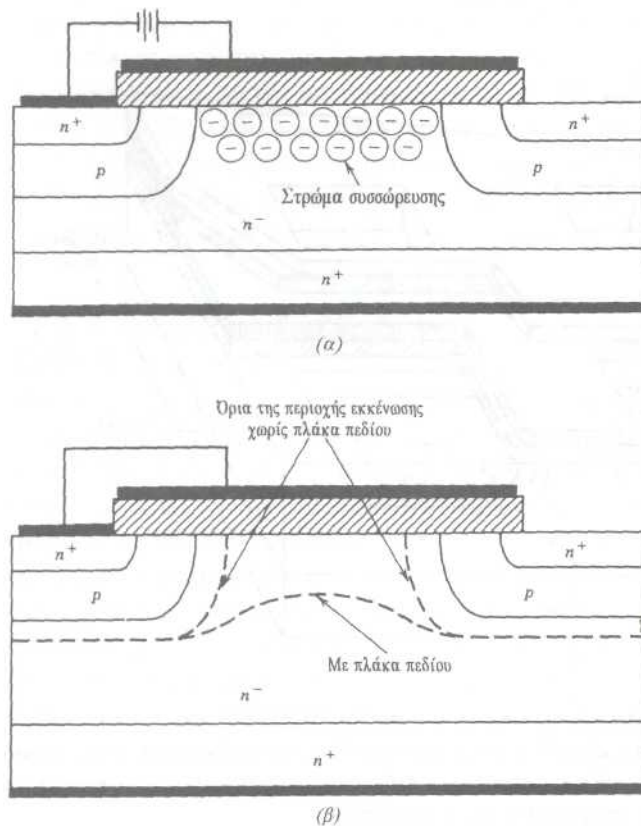
Με την πρώτη ματιά ίσως δημιουργηθεί η εντύπωση ότι δεν υπάρχει τρόπος να περάσει ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών επαγωγού και πηγής, επειδή η μία από τις επαφές pn (είτε η επαφή σώματος-πηγής είτε η επαφή επαγωγού-σώματος) θα έχει ανάστροφη πόλωση και από τις δύο εφαρμοζόμενες τάσεις μεταξύ επαγωγού και πηγής. Δεν μπορεί να γίνει έγχυση φορέων μειονότητας στην περιοχή του σώματος μέσω του ακροδέκτη της πύλης, επειδή η πύλη είναι μονωμένη από το σώμα μ' ένα στρώμα διοξειδίου του πυριτίου [που συνήθως ονομάζεται οξείδιο πύλης και έχει πάχος περίπου 1000 Å (angstrom)].



Σχήμα 2.17 (α) Κατακόρυφη τομή και (β) προοπτική άποψη του MOSFET ισχύος με κανάλι η. Ένα ολόκληρο MOSFET αποτελείται από πολλές χιλιάδες κυψέλες που συνδέονται παράλληλα, ώστε να έχουμε μεγάλη απολαβή και μικρή αντίσταση αγωγιμότητας. Μερικές από τις κυψέλες στην προοπτική άποψη έχουν κοπεί, ώστε το σχήμα να είναι ευκρινέστερο.

Το στρώμα αυτό είναι πολύ καλός μονωτής και κατά συνέπεια δεν υπάρχει λειτουργία ανάλογη των BJT. Ωστόσο, η εφαρμογή τάσης, που πολώνει την πύλη θετικά σε σχέση με την πηγή, μετατρέπει την επιφάνεια του πυριτίου που βρίσκεται κάτω από το οξείδιο στην περιοχή της πύλης σε στρώμα τύπου n ή κανάλι, συνδέοντας με τον τρόπο αυτόν την πηγή με τον απαγωγό και επιτρέποντας τη διέλευση μεγάλου ρεύματος. Το πάχος του οξειδίου πύλης, το πλάτος της πύλης όπως φαίνεται στο διάγραμμα του σχήματος 2.17 και το πλήθος των περιοχών πύλης/ πηγής που συνδέονται ηλεκτρικά με παράλληλο τρόπο είναι σημαντικά για τον καθορισμό της ποσότητας του ρεύματος που θα περάσει για δεδομένη τάση πύλης-πηγής.

Η δομή του σχήματος 2.17 συνήθως ονομάζεται VDMOS (vertical diffusion MOSFET), πράγμα που σημαίνει MOSFET κατακόρυφης διάχυσης. Το όνομα περιγράφει χονδρικά τη διαδικασία κατασκευής του στοιχείου. Το υπόστρωμα από το οποίο ξεκινάμε είναι συνήθως ο απαγωγός η⁺ πάνω στον οποίο αναπτύσσεται επιταξιακά η περιοχή μετατόπισης η⁻ με καθορισμένο πάχος. Στη συνέχεια διαχέεται στο πλακίδιο η περιοχή σώματος τύπου p, από την πλευρά πηγής του πλακιδίου, και ακολουθεί η διάχυση της πηγής η⁺. Αυτές οι δύο διαχύσεις είναι διαχύσεις με μάσκα, πράγμα που σημαίνει ότι τμήματα του πλακιδίου προστατεύονται με διοξείδιο του πυριτίου, ώστε οι προσμίξεις να μην μπορούν να φτάσουν στο πλακίδιο εκεί όπου υπάρχει SiO₂. Τα υπόλοιπα βήματα αφορούν στην επιμετάλλωση της πύλης και της πηγής και στα τελικά βήματα συσκευασίας.



Σχήμα 2.18 Επικάλυψη της περιοχής μετατόπισης του απαγωγού από το ηλεκτρόδιο της πύλης (α) για να δημιουργηθεί στρώμα συσσώρευσης στην κατάσταση αγωγιμότητας και (β) για να λειτουργεί σαν πλάκα πεδίου στην κατάσταση αποκοπής.

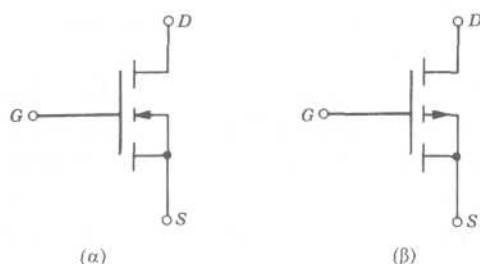
Πρέπει να επισημανθούν μερικά ακόμη σημεία στο MOSFET του σχήματος 2.17. Το πρώτο είναι ότι η πηγή κατασκευάζεται από πολλές (χιλιάδες) μικρές περιοχές σε σχήμα πολυγώνου, οι οποίες συνδέονται παράλληλα και περιβάλλονται από την περιοχή πύλης. Το γεωμετρικό σχήμα των περιοχών της πηγής επηρεάζει σε κάποιο βαθμό την αντίσταση αγωγιμότητας του MOSFET και μάλιστα μερικοί κατασκευαστές διαφημίζουν τη συγκεκριμένη σειρά τους στοιχείων MOSFET με το σχήμα της περιοχής της πηγής (π.χ. το HEXFET της International rectifier). Η βασική αιτία που οι περιοχές της πηγής είναι πολύ μικρές είναι η μεγιστοποίηση του πλάτους (της πλευρικής διάστασης που είναι κάθετη στην κατεύθυνση κίνησης του ρεύματος στο κανάλι) της περιοχής πύλης σε σύγκριση με το μήκος της (το μήκος του καναλιού). Το πλάτος πύλης W στο MOSFET είναι το μήκος της περιφέρειας της κυψέλης επί το πλήθος των κυψελών που αποτελούν το στοιχείο, θέλουμε ένα πολύ μεγάλο λόγο πλάτους πύλης προς μήκος, επειδή το γεγονός αυτό μεγιστοποιεί την απολαβή του στοιχείου.

Το δεύτερο σημείο είναι ότι υπάρχει ένα παρασιτικό BJT τύπου npn μεταξύ των επαφών πηγής και απαγωγού, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17, όπου η περιοχή σώματος τύπου p λειτουργεί ως βάση του παρασιτικού BJT. Για να ελαχιστοποιήσουμε την πιθανότητα λειτουργίας αυτού του transistor, βραχυκυκλώνουμε την περιοχή σώματος τύπου p με την περιοχή πηγής επικαλύπτοντας την επιμετάλλωση της πηγής στην περιοχή σώματος τύπου p, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17. Αποτέλεσμα αυτής της βραχυκύκλωσης σώματος-πηγής είναι η δημιουργία μιας παρασιτικής διόδου, που συνδέεται μεταξύ απαγωγού και πηγής του MOSFET, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17. Αυτή η ενσωματωμένη διόδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μετατροπείς μισής και πλήρους γέφυρας.

Το τρίτο σημείο είναι ότι υπάρχει η επικάλυψη της επιμετάλλωσης της πύλης κατά μήκος της περιοχής μετατόπισης η', όπου προεξέχει στην επιφάνεια του πλακιδίου. Αυτή η επικάλυψη της επιμετάλλωσης της πύλης εξυπηρετεί δύο σκοπούς. Ο πρώτος είναι ότι τείνει να ενισχύει την αγωγιμότητα της περιοχής μετατόπισης στη διαχωριστική επιφάνεια n-SiO₂ με σχηματισμό ενός στρώματος

συσσώρευσης (περιοχής ενισχυμένης αγωγιμότητας που θα εξεταστεί σε επόμενα τμήματα), όπως φαίνεται στην εικόνα 2.27α, πράγμα που βοηθά στην ελαχιστοποίηση της αντίστασης αγωγιμότητας. Ο δεύτερος σκοπός είναι ότι η επιμετάλλωση τείνει να λειτουργεί σαν πλάκα πεδίου, όταν το MOSFET βρίσκεται εκτός λειτουργίας, και η οποία δεν επιτρέπει στην ακτίνα καμπυλότητας της περιοχής εκκένωσης της επαφής pn απαγωγού-σώματος να γίνει πολύ μικρή. Αυτό θα ελάττωνε την τάση διάσπασης του στοιχείου. Αυτή η λειτουργία της πλάκας πεδίου φαίνεται διαγραμματικά στο σχήμα 2.18(β).

Στο σχήμα 2.19(α) δίνεται το κυκλωματικό σύμβολο του MOSFET καναλιού n και στο σχήμα 2.19(β) του MOSFET καναλιού p. Η φορά του βέλους στον ακροδέκτη που πηγαίνει προς την περιοχή του σώματος δείχνει τη φορά της κίνησης του ρεύματος στην περίπτωση που η επαφή pn σώματος-πηγής είχε ορθή πόλωση, αν διακοπτόταν η βραχυκύκλωση μεταξύ των δύο και εφαρμοζόταν μια τάση ορθής πόλωσης. Με τον τρόπο αυτό ένα MOSFET καναλιού n με περιοχή σώματος τύπου p έχει το βέλος να δείχνει προς το σύμβολο του MOSFET, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.19(α), ενώ σε στοιχείο καναλιού p το βέλος δείχνει προς τα έξω.



Σχήμα 2.19 Κυκλωματικά σύμβολα του MOSFET (α) καναλιού n και (β) καναλιού p.

2.7.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ I-V

Το MOSFET, όπως και το BJT, είναι ένα στοιχείο με τρεις ακροδέκτες στο οποίο η είσοδος, που στην περίπτωση του MOSFET είναι η πύλη, ελέγχει τη ροή του ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών εξόδου, που είναι η πηγή και ο απαγωγός. Συνήθως ο ακροδέκτης της πηγής είναι κοινός μεταξύ της εισόδου και της εξόδου του MOSFET. Στο σχήμα 2.20(α) φαίνονται τα χαρακτηριστικά μεγέθη εξόδου, δηλαδή το ρεύμα απαγωγού i_D ως συνάρτηση της τάσης v_{DS} απαγωγού-πηγής με παράμετρο την τάση V_{GS} πύλης-πηγής σε MOSFET καναλιού n. Οι χαρακτηριστικές εξόδου για στοιχείο τύπου p είναι ίδιες εκτός από το ότι οι πολικότητες ρεύματος και τάσης είναι ανεστραμμένες, ώστε οι χαρακτηριστικές για στοιχείο με κανάλι p να εμφανίζονται στο τρίτο τεταρτημόριο του επιπέδου i_D-v_{DS} αντί στο πρώτο τεταρτημόριο, όπως συμβαίνει με τις χαρακτηριστικές στο σχήμα 2.20(α).

Σε εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος το MOSFET χρησιμοποιείται ως διακόπτης, για να ελέγχει τη διέλευση ισχύος προς το φορτίο με τρόπο ανάλογο του BJT. Στις εφαρμογές αυτές το MOSFET διατρέχει τις χαρακτηριστικές i_D-v_{DS} από την αποκοπή μέσα από την ενεργό περιοχή προς την ομική περιοχή, καθώς το στοιχείο αρχίζει να άγει, και πάλι πίσω όταν αποκόπτεται. Στο σχήμα 2.20(α) φαίνονται η περιοχή αποκοπής, η ενεργός περιοχή και η ωμική περιοχή των χαρακτηριστικών.

Το MOSFET βρίσκεται σε αποκοπή, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου $V_{GS(th)}$, που στα περισσότερα MOSFET είναι συνήθως μερικά volt. Το στοιχείο είναι ανοικτό κύκλωμα και πρέπει να διακόπτει την τάση τροφοδοσίας που εφαρμόζεται στο κύκλωμα. Αυτό σημαίνει ότι η τάση διάσπαση απαγωγού-πηγής BV_{DSS} πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την εφαρμοζόμενη τάση απαγωγού-πηγής, για να αποφύγουμε τη διάσπαση και τη μεγάλη κατανάλωση ισχύος που τη συνοδεύει. Όταν συμβεί διάσπαση, αυτή οφείλεται στη διάσπαση χιονοστιβάδας της επαφής απαγωγού-σώματος.

Όταν το στοιχείο οδηγείται από μεγάλη τάση πύλης-πηγής, οδηγείται στην ωμική περιοχή (οι αιτίες αυτής της ονομασίας είναι δύο, όπου η πρώτη έχει να κάνει με τους φυσικούς μηχανισμούς λειτουργίας του MOSFET και θα εξεταστούν στην επόμενη ενότητα, και η δεύτερη για να αποφύγουμε τη σύγχυση στη σημασία του κορεσμού, η οποία σημαίνει άλλο πράγμα, όταν αναφέρεται στα BJT και άλλο όταν αναφέρεται στα MOSFET) όπου η τάση απαγωγού-πηγής $V_{DS(on)}$ είναι μικρή. Στην περιοχή αυτή η κατανάλωση

ισχύος μπορεί να διατηρηθεί σε λογικά όρια με ελαχιστοποίηση της $V_{DS(ση)}$, ακόμη και αν η απαγωγή ρεύματος είναι αρκετά μεγάλη. Το MOSFET βρίσκεται στην ωμική περιοχή, όταν ισχύει η σχέση

$$v_{GS} - V_{GS(th)} > v_{DS} > 0 \quad (2.21)$$

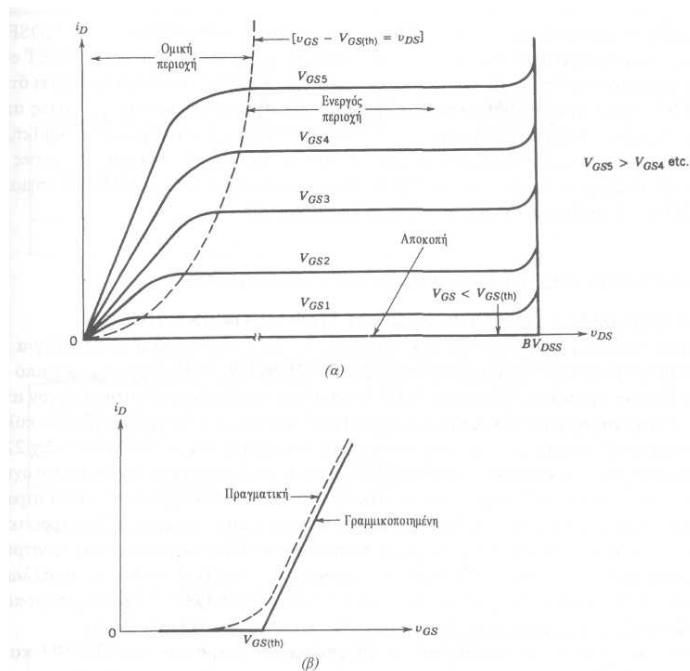
Στην ενεργό περιοχή το ρεύμα απαγωγού είναι ανεξάρτητο από την τάση απαγωγού-πηγής και εξαρτάται μόνο από την τάση πύλης-πηγής. Μερικές φορές λέμε ότι το ρεύμα έχει κορεστεί και κατά συνέπεια μερικές φορές αυτή η περιοχή ονομάζεται περιοχή κορεσμού. Θα ονομάσουμε την περιοχή αυτή ενεργό περιοχή, για να αποφύγουμε τη χρήση του όρου κορεσμός και την πιθανή σύγχυση που μπορεί να προκύψει με τον κορεσμό στα BJT. Η απλή προσέγγιση πρώτης τάξης προβλέπει ότι στην ενεργό περιοχή η απαγωγή ρεύματος δίνεται κατά προσέγγιση από τη σχέση

$$i_D = K(v_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (2.22)$$

όπου το K είναι μια σταθερά που εξαρτάται από το σχήμα του στοιχείου. Στη διαχωριστική περιοχή μεταξύ της ωμικής περιοχής και της ενεργού περιοχής, όπου είναι $v_{GS} - V_{GS(th)}$ η Εξ.2.22 γίνεται

$$i_D = Kv_{DS}^2 \quad (2.23)$$

που είναι ένας βολικός τρόπος καθορισμού του ορίου μεταξύ των δύο περιοχών, όπως είναι στο σχήμα 2.20(α).



Σχήμα 2.20 Χαρακτηριστικές ρεύματος-τάσης σε MOSFET ενίσχυσης με κανάλι π: (α) χαρακτηριστικές εξόδου (β) καμπύλη μεταφοράς.

Η σχέση που εκφράζεται με την Εξ.2.22 ακολουθείται αρκετά καλά από τα MOSFET σήματος. Μια γραφική παράσταση, ωστόσο, του I_D ως προς τη V_{GS} (με το MOSFET στην ενεργό περιοχή) στο σχήμα 2.20(β), που συνήθως ονομάζεται καμπύλη μεταφοράς, δείχνει ότι σε MOSFET ισχύος αυτή η εξίσωση ακολουθείται μόνο στις μικρές τιμές του ρεύματος απαγωγής. Γενικά η καμπύλη μεταφοράς ενός MOSFET ισχύος είναι αρκετά γραμμική, σε αντίθεση με την παραβολική καμπύλη μεταφοράς του MOSFET σήματος.

2.8 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

2.8.1 ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΤΟΥ MOSFET

Τα MOSFET είναι από τη φύση τους ταχύτερα από τα διπολικά στοιχεία, επειδή δεν έχουν επιπλέον φορείς μειονότητας, οι οποίοι να πρέπει να μετακινούνται μέσα ή έξω από το στοιχείο κάθε φορά που αυτό περιέρχεται σε κατάσταση αγωγιμότητας ή αποκοπής. Τα μόνα φορτία που πρέπει να μετακινηθούν είναι τα φορτία των παρασιτικών χωρητικότητων και των χωρητικότητων του στρώματος εκκένωσης, τα οποία φαίνονται στην τομή του MOSFET του σχήματος 2.21. Οι χωρητικότητες αυτές μπορούν να παρασταθούν με το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.22(α), το οποίο ισχύει, όταν το MOSFET βρίσκεται στην αποκοπή ή στην ενεργό περιοχή. Παρόμοια κυκλωματικά μοντέλα χρειάζονται για τη λεπτομερή μελέτη των διακοπτικών ιδιοτήτων του MOSFET, ώστε να μπορούν να σχεδιαστούν τα κατάλληλα κυκλώματα οδήγησης της πύλης.

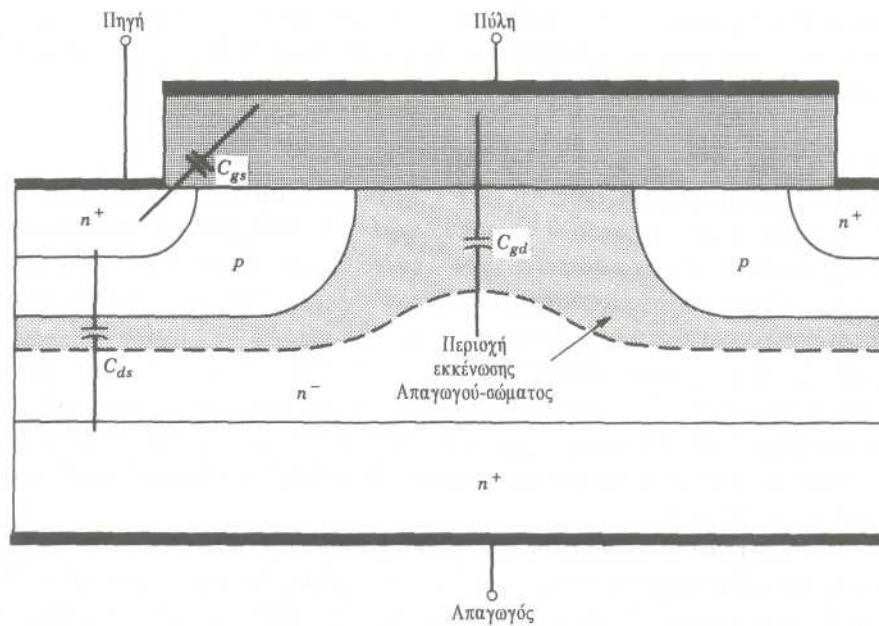
Η χωρητικότητα απαγωγού-πηγής που φαίνεται στο σχήμα 2.21 δεν περιλαμβάνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα, επειδή δεν επηρεάζει ουσιαστικά κάποια από τις ιδιότητες ή τις κυματομορφές μετάβασης. Όμως, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη, όταν σχεδιάζονται κυκλώματα snubber.

Η πηγή ρεύματος, που ελέγχεται από την τάση πύλης, είναι ίση με μηδέν, όταν είναι V_{GS} και $V_{GS(th)}$ με $g_m (V_{GS} - V_{GS(th)})$ όταν το στοιχείο βρίσκεται στην ενεργό περιοχή. Αυτός ο τρόπος αντιμετώπισης της ροής του ρεύματος απαγωγού στην ενεργό περιοχή υιοθετείται από το γεγονός ότι η χαρακτηριστική μεταφοράς στο σχήμα 2.20(β) είναι γραμμική στο μεγαλύτερο τμήμα της. Η κλίση της χαρακτηριστικής μεταφοράς στην ενεργό περιοχή είναι η διαγωγιμότητα g_m .

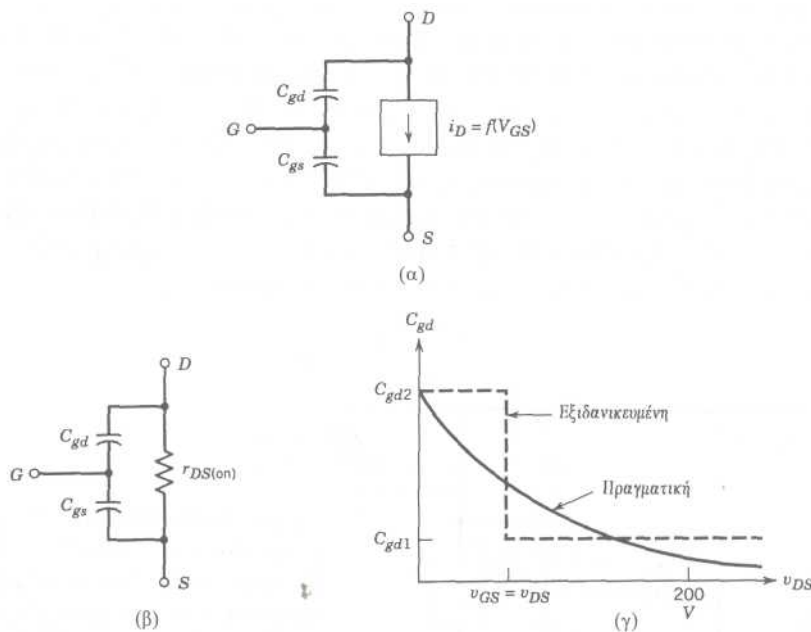
Το MOSFET εισέρχεται στην ωμική περιοχή, όταν η V_{DS} είναι ίση ή μικρότερη από $V_{GS} - V_{GS(th)}$. Σε διακοπτικές εφαρμογές ισχύος ισχύει η $V_{GS} \gg V_{GS(th)}$, όταν το στοιχείο βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας, και έτσι τα κριτήρια για την είσοδο στην ωμική περιοχή μπορούν να απλουστευθούν στη σχέση $V_{DS} < V_{GS}$. Στην ωμική περιοχή το μοντέλο της εξαρτημένης πηγής ρεύματος δεν ισχύει πλέον, επειδή το στρώμα αναστροφής δεν είναι πια περιορισμένο στο άκρο απαγωγού του καναλιού, αλλά έχει ένα σχεδόν ομογενές πάχος στο χώρο, επειδή η V_{DS} είναι αρκετά μικρή. Το στρώμα αναστροφής ουσιαστικά συνδέει τον απαγωγό με την πηγή και έτσι το άκρο της C_{gd} στον απαγωγό φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα της ωμικής περιοχής στο σχήμα 2.22(β) ως γειωμένο. Για την παράσταση των ωμικών απωλειών στην κατάσταση αγωγιμότητας, οι οποίες προέρχονται κυρίως από την περιοχή μετατόπισης του απαγωγού, στο ισοδύναμο κύκλωμα προστίθεται μια αντίσταση r_{DSon} . Στην αντίσταση αγωγιμότητας συνεισφέρουν και άλλοι παράγοντες, όπως είναι οι ωμικές απώλειες στο κανάλι, αλλά στα στοιχεία με μεγάλη τάση διάσπασης οι συνεισφορές αυτές είναι συνήθως, σε σύγκριση με τη συνεισφορά της περιοχής μετατόπισης του απαγωγού. Αυτές οι άλλες συνεισφορές θα εξεταστούν σε επόμενες ενότητες αυτού του κεφαλαίου.

Ας σημειωθεί ότι οι χωρητικότητες C_{gs} και C_{gd} δεν είναι σταθερές, αλλά μεταβάλλονται με τις τάσεις στα άκρα τους, επειδή ένα τμήμα της χωρητικότητας προέρχεται από τα στρώματα εκκένωσης. Για παράδειγμα, η χωρητικότητα πύλης-πηγής είναι ο συνδυασμός της ηλεκτροστατικής χωρητικότητας του στρώματος οξειδίου εν σειρά με τη χωρητικότητα του στρώματος εκκένωσης που σχηματίζεται στη διαχωριστική επιφάνεια $Si-SiO_2$. Η σημαντικότερη μεταβολή της χωρητικότητας εμφανίζεται στην C_{gd} επειδή η μεταβολή της τάσης στα άκρα της, η V_{DS} , είναι πολύ μεγαλύτερη από τη μεταβολή τάσης στα άκρα της C_{gs} . Η μεταβολή της C_{gd} με την $V_{DS} (\gg V_{DS})$ που φαίνεται στο διάγραμμα του σχήματος 2.22(γ), μπορεί να είναι μεγαλύτερη από 10 μέχρι 100 φορές. Για τους

προσεγγιστικούς υπολογισμούς των κυματομορφών μετάβασης, η C_{gd} προσεγγίζεται με τις δύο διακριτές τιμές C_{gd1} και C_{gd2} , που φαίνονται στο σχήμα 2.22(γ). Η μεταβολή της τιμής πραγματοποιείται όταν $V_{ds} = V_{gs}$, όπου το MOSFET εισέρχεται ή εξέρχεται από την ωμική περιοχή. Η χωρητικότητα πύλης-πηγής θεωρείται ότι είναι σταθερή.



Σχήμα 2.21 Τομή MOSFET με κανάλι η, όπου φαίνεται η κατά προσέγγιση προέλευση των παρασιτικών χωρητικότητων που καθορίζουν την ταχύτητα μετάβασης του στοιχείου.

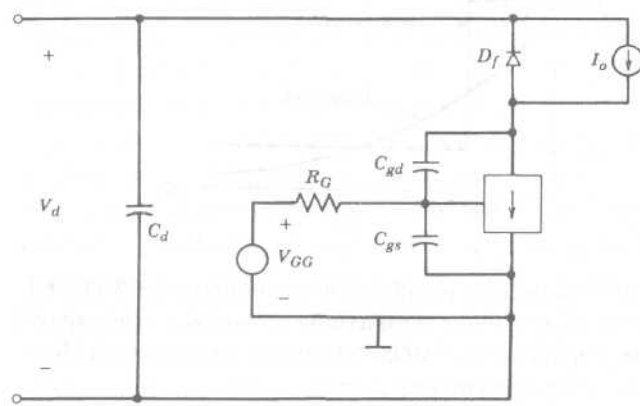


Σχήμα 2.22 Κυκλωματικά μοντέλα για την ανάλυση των μεταβατικών καταστάσεων του MOSFET: (α) Ισοδύναμο κύκλωμα MOSFET για την ανάλυση των μεταβατικών φαινομένων στην περιοχή αποκοπής και στην ενεργό περιοχή (β) Ισοδύναμο κύκλωμα MOSFET στην ωμική περιοχή (γ) Μεταβολή της χωρητικότητας πύλης-απαγωγού με την τάση απαγωγού-πηγής.

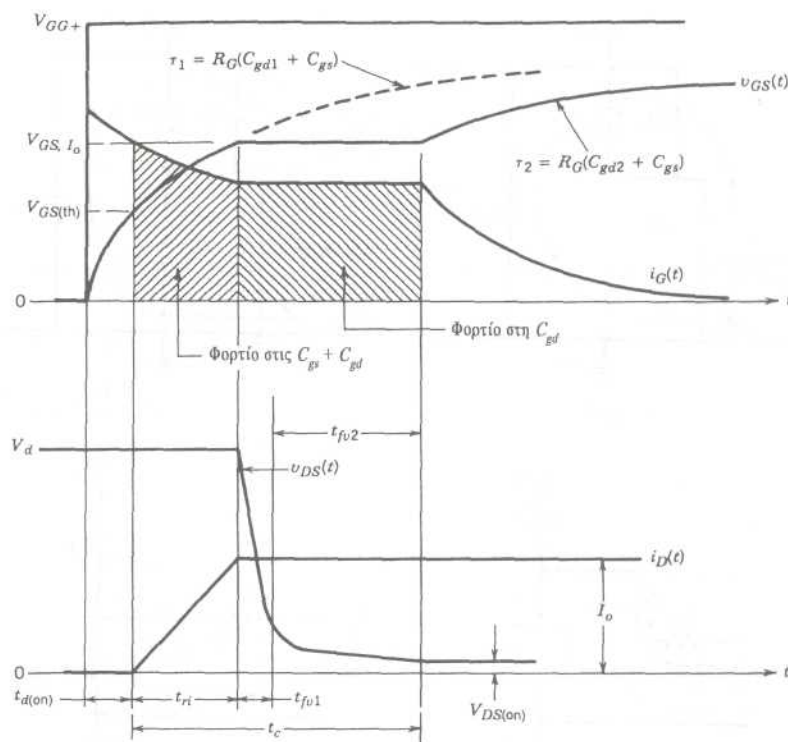
2.8.2 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ ΚΑΤΑ ΤΗ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

Θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά ενός MOSFET κατά τη διάρκεια της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας, το οποίο είναι τοποθετημένο σ' έναν dc-dc μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Αυτός ο μετατροπέας είναι ένα κύκλωμα που συναντούμε συχνά στα ηλεκτρονικά ισχύος. Όπως και στο αντίστοιχο κύκλωμα BJT, το επαγωγικό φορτίο παριστάνεται ως πηγή συνεχούς ρεύματος I_o . Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.23, εν παράλληλα υπάρχει μια δίοδος D_f . Στο σχήμα 2.23 το MOSFET έχει αντικατασταθεί με το ισοδύναμο κύκλωμα του της ενεργού περιοχής. Η πύλη οδηγείται από μια ιδανική πηγή τάσης, της οποίας η τάση θεωρείται βηματική με πλάτος V_{GS} . Εν σειρά με την πηγή υπάρχει μια εξωτερική αντίσταση πύλης R_e . Για να γίνει η ανάλυση απλή, θεωρούμε ότι η δίοδος ελεύθερης ροής του σχήματος 2.23 είναι ιδανική.

Στο σχήμα 2.24 δίνονται οι κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας, όπου η τάση οδήγησης της πύλης είναι βηματική, εφαρμόζεται τη χρονική στιγμή $t=0$ και μεταβάλλεται από το μηδέν μέχρι την τιμή V_{GS} . Η τιμή αυτή είναι αρκετά μεγαλύτερη από την $V_{GS(th)}$. Κατά τη διάρκεια του χρόνου καθυστέρησης της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας $t_{d(on)}$ η τάση πύλης-πηγής v_{GS} ανεβαίνει από το μηδέν μέχρι την $V_{GS(th)}$ εξαιτίας των ρευμάτων που ρέουν μέσα από τις C_{gs} και C_{gd} όπως φαίνεται στο σχήμα 2.25(α). Η ταχύτητα ανόδου της v_{GS} στην περιοχή αυτή είναι σχεδόν γραμμική, αν και αποτελεί τμήμα της εκθετικής καμπύλης που φαίνεται με διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 2.24, και η οποία έχει σταθερά χρόνου $\tau_f = R_e(C_{gs} + C_{gd1})$. Πέρα από την $V_{GS(th)}$, η v_{GS} συνεχίζει να ανέρχεται, όπως πριν, και το ρεύμα απαγωγού αρχίζει ν' αυξάνει σύμφωνα με τη γραμμικοποιημένη καμπύλη μεταφοράς. Κατά συνέπεια θα ισχύει το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.25(β). Η τάση απαγωγού-πηγής παραμένει V_d για όσο χρόνο θα είναι $i_D < I_o$ και θα άγει η δίοδος ελεύθερης ροής του D_f . Ο χρόνος που χρειάζεται, ώστε το i_D να ανέβει από μηδέν σε I_o είναι ο χρόνος ανόδου του ρεύματος t_{ri} .



Σχήμα 2.23 MOSFET που χρησιμοποιείται για την οδήγηση επαγωγικού φορτίου με δίοδο ελεύθερης ροής. Ουσιαστικά το κύκλωμα είναι ένας dc-dc μετατροπέας υποβιβασμού τάσης. Το ισοδύναμο κύκλωμα ισχύει για την ανάλυση των μεταβατικών φαινομένων στην κατάσταση αποκοπής και στην ενεργό περιοχή.



Σχήμα 2.24 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας ενός MOSFET που οδηγεί επαγωγικό φορτίο με ιδανική δίοδο ελεύθερης ροής.

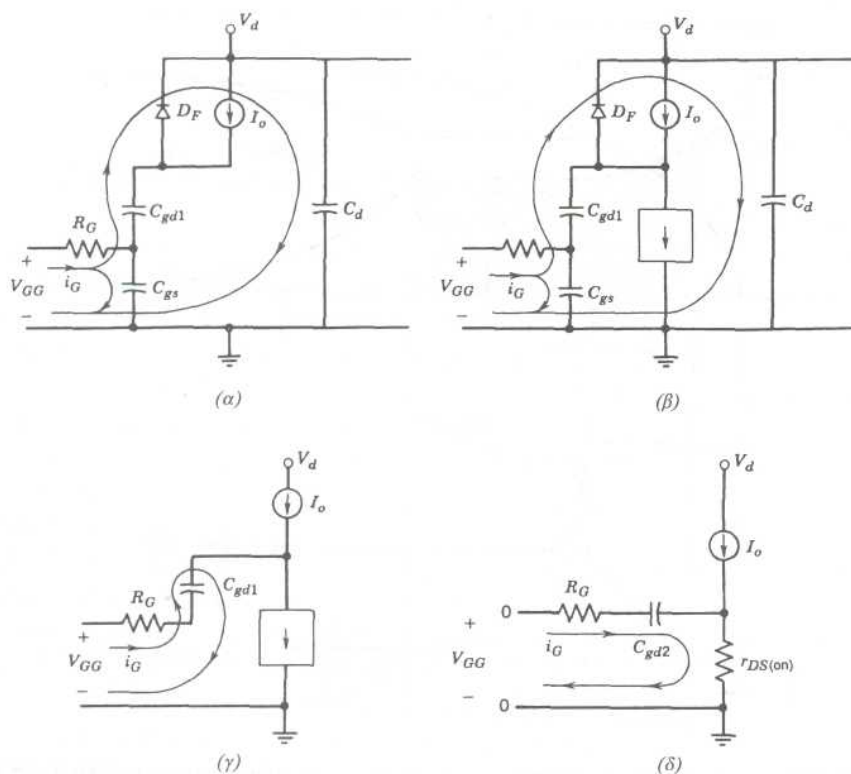
Από τη στιγμή που το MOSFET άγει το ρεύμα για πλήρες φορτίο I_o , αλλά εξακολουθεί να βρίσκεται στην ενεργό περιοχή, η τάση πύλης-πηγής για μια στιγμή σταθεροποιείται στην V_{GS,I_o} , η οποία είναι η τάση πύλης-πηγής από την καμπύλη μεταφοράς στο σχήμα 2.20(β) που χρειάζεται για να διατηρηθεί $i_D = I_o$. Όλο το ρεύμα στην πύλη i_G , που δίνεται από τη σχέση

$$i_G = \frac{V_{GG} - V_{GS,I_o}}{R_G} \quad (2.24)$$

διέρχεται μέσα από την C_{gd} όπως φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα στο σχήμα 2.25(γ). Αυτό αναγκάζει την τάση απαγωγού-πηγής να πέφτει με ταχύτητα

$$\frac{dv_{DG}}{dt} = \frac{dv_{DS}}{dt} = \frac{i_G}{C_{gd}} = \frac{V_{GG} - V_{GS,lo}}{R_G C_{gd}} \quad (2.25)$$

Η ελάττωση της v_{DS} πραγματοποιείται σε δύο διακριτά χρονικά διαστήματα t_{fv1} και t_{fv2} . Το πρώτο χρονικό διάστημα αντιστοιχεί στη διάβαση μέσα από την ενεργό περιοχή όπου είναι $C_{gd} = C_{gd1}$. Το δεύτερο χρονικό διάστημα αντιστοιχεί στη συμπλήρωση της μεταβατικής κυματομορφής στην ωμική περιοχή, όπου ισχύει το ισοδύναμο κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 2.25(γ) και είναι $C_{gd} = C_{gd2}$.

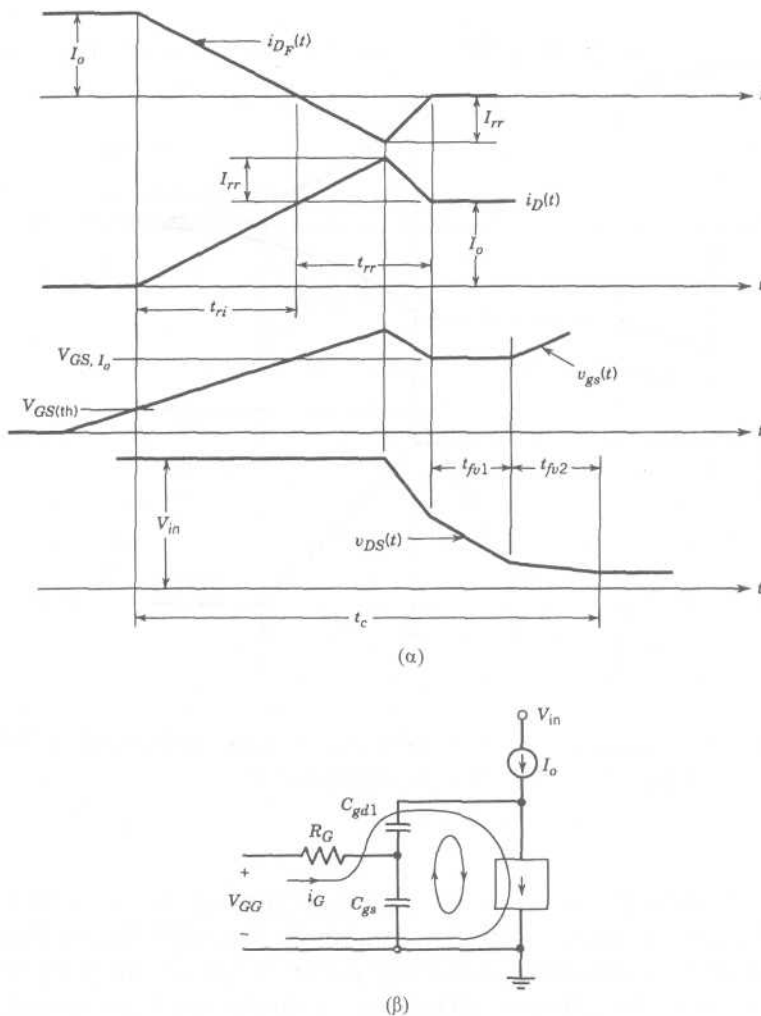


Σχήμα 2.25 Ισοδύναμα κυκλώματα που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των κυματομορφών ρεύματος και τάσης κατά τη μετάβαση του MOSFET στην κατάσταση αγωγιμότητας. Το MOSFET χρησιμοποιείται στο κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο και δίοδο ελεύθερης ροής: (α) ισοδύναμο κύκλωμα κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $t_{d(on)}$ (β) ισοδύναμο κύκλωμα κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_{ri} (γ) ισοδύναμο κύκλωμα για το χρονικό διάστημα t_{fv1} (δ) ισοδύναμο κύκλωμα κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_{fv2} .

Από τη στιγμή που η τάση απαγωγού-πηγής έχει συμπληρώσει την πτώση της στην τιμή που αντιστοιχεί στην κατάσταση αγωγιμότητας $I_o r_{DS(on)}$, η τάση πύλης-πηγής αποσταθεροποιείται και συνεχίζει την εκθετική της αύξηση προς την V_{GG} . Αυτό το τμήμα της αύξησης πραγματοποιείται με σταθερά χρόνου $\tau_2 = R_G(C_{gs} + C_{gd2})$ και ταυτόχρονα το ρεύμα πύλης ελαττώνεται προς το μηδέν με την ίδια σταθερά χρόνου, όπως φαίνεται στις κυματομορφές στο σχήμα 2.24.

Αν η δίοδος ελεύθερης ροής D_f δεν είναι ιδανική, αλλά έχει ανάστροφο ρεύμα, τότε οι κυματομορφές μετάβασης τροποποιούνται, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.26. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος ανόδου του ρεύματος, το ρεύμα απαγωγού αυξάνει πέρα από το I_o σε $I_o + I_{rr}$ εξαιτίας του ανάστροφου ρεύματος στην D_f . Το γεγονός αυτό προκαλεί την αύξηση της

v_{GS} πέρα από την $V_{GS,lo}$, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.26(α). Όταν το ρεύμα στη διόδο αποκόπεται και επιστρέφει στο μηδέν, υπάρχει απότομη αύξηση της v_{GS} στην τιμή $V_{GS,lo}$ και αυτή η απότομη αύξηση προκαλεί ένα επιπλέον ρεύμα στην C_{gd} πέρα από το i_G , όπως φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.26(β). Αυτό το επιπλέον ρεύμα αναγκάζει τις v_{DG} και v_{DS} να ελαττωθούν πολύ απότομα κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος αποκατάστασης, όπως φαίνεται στις κυματομορφές στο σχήμα 2.26(α). Όταν τελειώσει το χρονικό διάστημα ανάστροφης αποκατάστασης, το ρεύμα του απαγωγού επιστρέφει στο I_o και η υπόλοιπη μεταβατική περίοδος προχωρά όπως στην περίπτωση της ιδανικής διόδου που δίνεται στο σχήμα 2.24.

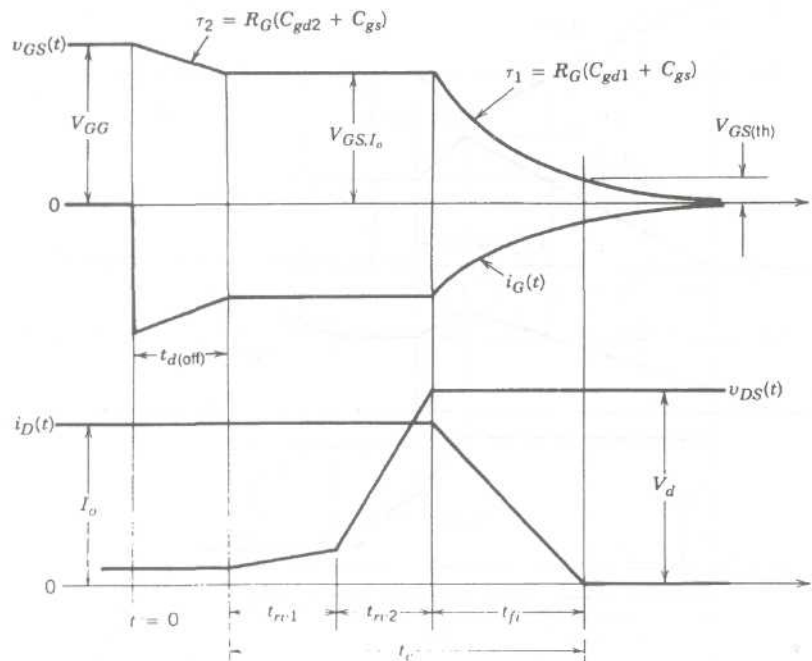


Σχήμα 2.26 Επίδραση του ρεύματος ανάστροφης αποκατάστασης της διόδου ελεύθερης ροής στις κυματομορφές ρεύματος του MOSFET κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας: (α) Κυματομορφές κατά τη μετάβαση του MOSFET στην κατάσταση αγωγιμότητας τροποποιημένες από την αποκοπή της διόδου ελεύθερης ροής, (β) ισοδύναμο κύκλωμα για τον υπολογισμό της επίδρασης της ανάστροφης αποκατάστασης της διόδου ελεύθερης ροής.

Η αποκοπή του MOSFET γίνεται με την αντίστροφη διαδοχή των γεγονότων που συνέβησαν κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας. Για να βρούμε τις κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ίδια βασική αναλυτική προσέγγιση που χρησιμοποιήθηκε για να βρούμε τις κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας. Στο σχήμα 2.27 φαίνονται οι κυματομορφές μετάβασης στην αποκοπή και τα σχετικά χρονικά διαστήματα, για μια υποτιθέμενη βηματική μεταβολή της τάσης οδήγησης της πύλης, που συμβαίνει τη χρονική στιγμή $t = 0$, από V_{GG} σε μηδέν. Οι πραγματικές τιμές των χρόνων μετάβασης ποικίλλουν ανάλογα με το αν η τάση οδήγησης της πύλης τεθεί μηδέν ή γίνει αρνητική για

την επιτάχυνση της μετάβασης. Επιπλέον, η τιμή της R_G που χρησιμοποιείται για την αποκοπή μπορεί να είναι διαφορετική από την τιμή που χρησιμοποιείται για την έναρξη της αγωγιμότητας.

Κατά τη μετάβαση στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής οι στιγμιαίες απώλειες ισχύος συμβαίνουν κυρίως κατά τη διάρκεια του χρόνου διασταύρωσης t_e που φαίνεται στα σχήματα 2.24, 2.26, και 2.27 όπου η $p(t)=v_{ds}i_d$ είναι μεγάλη. Επειδή οι χωρητικότητες του MOSFET δεν μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία της επαφής, οι απώλειες ισχύος κατά τη μετάβαση του MOSFET είναι και αυτές ανεξάρτητες από τη θερμοκρασία της επαφής. Ωστόσο, η αντίσταση αγωγιμότητας μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία και για τον λόγο αυτό οι απώλειες αγωγιμότητας θα μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία της επαφής.



Σχήμα 2.27 Οι κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης κατά την αποκοπή του MOSFET στο κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο και ιδανική δίοδο ελεύθερης ροής.

2.9 ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΑΙ ΠΕΡΙΟΧΕΣ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

2.9.1 ΤΑΣΗ ΔΙΑΣΠΑΣΗΣ

Τα MOSFET έχουν δυο μέγιστες τιμές τάσης που δεν πρέπει να ξεπεραστούν: την V_{GSmax} και την BV_{DSS} . Η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση πύλης-πηγής V_{GSmax} καθορίζεται από την απαίτηση ότι το οξειδίο πύλης δεν πρέπει να καταστραφεί από μεγάλα ηλεκτρικά πεδία. Το καλής ποιότητας SiO_2 που έχει αναπτυχθεί με θερμικές μεθόδους καταστρέφεται σε τιμές ηλεκτρικού πεδίου της τάξης των $5 \cdot 10^6 - 10 \cdot 10^6$ V/cm. Αυτό σημαίνει ότι οξειδίο πύλης με πάχος 1000 Å μπορεί θεωρητικά να αντέξει τάση πύλης-πηγής 50-100 V. Οι συνηθισμένες προδιαγραφές για την V_{GSmax} είναι 20-30 V, πράγμα που δείχνει ότι οι κατασκευαστές συσκευών βάζουν ένα περιθώριο ασφάλειας στις μέγιστες τιμές τους. Αυτό γίνεται επειδή η διάσπαση του οξειδίου πύλης σημαίνει μόνιμη βλάβη του στοιχείου. Ας σημειωθεί ότι ακόμη και στατικό φορτίο που βρέθηκε στο οξειδίο της πύλης από απροσεξία μπορεί να είναι αρκετό να διασπάσει το οξειδίο. Ο χρήστης του στοιχείου πρέπει να γειώνεται προσεκτικά πριν ακουμπήσει κάποιο MOSFET, για να αποφύγει τυχόν προβλήματα από στατικό φορτίο. Αν υπάρχει περίπτωση υπέρβασης της τάσης πύλης-πηγής V_{GSmax} , η πύλη θα πρέπει να προστατεύεται με σύνδεση εν σειρά και πλάτη με πλάτη δύο διόδων zener μεταξύ των ακροδεκτών της πύλης και της πηγής. Η τάση διάσπασης των zener θα πρέπει να είναι μικρότερη από την V_{GSmax} .

Η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση απαγωγού-πηγής BV_{DSS} είναι η μέγιστη τάση την οποία μπορεί ν' αντέξει το MOSFET χωρίς διάσπαση χιονοστιβάδας της επαφή ρη απαγωγού-σώματος. Μεγάλες τάσεις διάσπασης επιτυγχάνονται χρησιμοποιώντας λίγες προσμίξεις στην περιοχή μετατόπισης του απαγωγού. Η περιοχή μετατόπισης του απαγωγού με λίγες προσμίξεις χρησιμοποιείται για να περιέχει το στρώμα εκκένωσης της ανάστροφα πολωμένης επαφής απαγωγού-σώματος. Το μήκος της περιοχής μετατόπισης καθορίζεται από την επιθυμητή μέγιστη τιμή της τάσης διάσπασης. Οι λίγες προσμίξεις της περιοχής μετατόπισης σε σύγκριση με τις πολλές προσμίξεις της περιοχής σώματος εξασφαλίζουν ότι το στρώμα εκκένωσης της επαφής δεν θα εκτείνεται βαθιά μέσα στο σώμα προς την περιοχή πηγής, ώστε να αποφευχθεί η διάσπαση λόγω διάρρηξης.

Η σχετικά μεγάλη καμπυλότητα της περιοχής σώματος με διάχυση τύπου p μπορεί να οδηγήσει στην ελάττωση της BV_{DSS} , αν δεν ληφθούν τα κατάλληλα διορθωτικά μέτρα. Η επέκταση της επιμετάλλωσης της πύλης στην περιοχή μετατόπισης του απαγωγού, λειτουργεί ως πλάκα πεδίου που ελαττώνει την καμπυλότητα της περιοχής εκκένωσης. Το γεγονός αυτό με τη σειρά του αποτρέπει τη μεγάλη ελάττωση της τάσης διάσπασης.

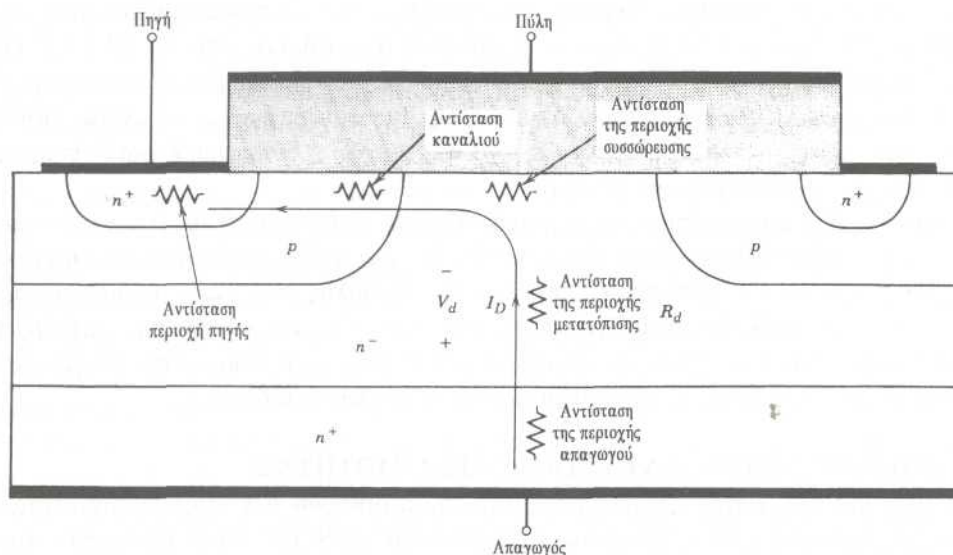
2.9.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑΣ

Στις διακοπτικές εφαρμογές ισχύος, εκτός από την περίπτωση των υψηλών συχνοτήτων μετάβασης, σχεδόν όλη η ισχύς που καταναλίσκεται στο MOSFET καταναλίσκεται όταν το στοιχείο βρίσκεται στην κατάσταση αγωγιμότητας. Η στιγμιαία κατανάλωση ισχύος του MOSFET στην κατάσταση αγωγιμότητας δίνεται από τη σχέση

$$P_{0n} = I_0^2 r_{DS(on)} \quad (2.26)$$

Η αντίσταση στην κατάσταση αγωγιμότητας έχει αρκετές συνιστώσες, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.28. Σε στοιχεία με μικρές τάσεις διάσπασης (μερικές εκατοντάδες volt ή λιγότερο), όλες αυτές οι συνιστώσες συνεισφέρουν λίγο-πολύ εξίσου στη συνολική αντίσταση αγωγιμότητας. Ο κατασκευαστής προσπαθεί να ελαχιστοποιήσει όλες τις συνεισφορές χρησιμοποιώντας σε κάθε περιοχή τις περισσότερες προσμίξεις, που συμβαδίζουν με άλλες απαιτήσεις, όπως είναι οι απαιτήσεις για την τάση διάσπασης. Ένα παράδειγμα για τη λεπτομερή προσοχή που δίνεται σ' αυτές τις συνεισφορές είναι η επέκταση της επιμετάλλωσης της πύλης στην περιοχή μετατόπισης του απαγωγού, όπου προεξέχει στην επιφάνεια του πυριτίου μεταξύ των περιοχών σώματος τύπου p. Αυτή η επικάλυψη του μετάλλου της πύλης επιτρέπει στην πόλωση πύλης-πηγής να αυξάνει την αγωγιμότητα της περιοχής μετατόπισης στη διαχωριστική περιοχή μεταξύ της περιοχής μετατόπισης και του οξειδίου πύλης με την προσέλκυση επιπλέον ελεύθερων ηλεκτρονίων προς τη διαχωριστική περιοχή και τη δημιουργία ενός στρώματος συσσωρευσης.

Ακόμη, δίνεται προσοχή στον έλεγχο των διαστάσεων των χαρακτηριστικών περιοχών του MOSFET, ώστε να ελαχιστοποιούνται οι διαδρομές του ρεύματος σε περιοχές με μεγάλη αντίσταση. Μιλώντας γενικά, η σχεδίαση της κυψέλης της πηγής και οι ανοχές της σε διαστάσεις έχουν τη μεγαλύτερη επίδραση στην $r_{DS(on)}$ των MOSFET με μικρή τάση διάσπασης. Η σημαντική πρόοδος που έχει επιτελεστεί στην ελάττωση των απωλειών αγωγιμότητας των MOSFET χαμηλής τάσης επιβεβαιώνεται από το γεγονός ότι, εκτός ίσως από την περίπτωση πολύ μεγάλων τιμών του ρεύματος, τα MOSFET μπορούν να έχουν μικρότερες απώλειες αγωγιμότητας από τα BJT με μέγιστες τάσεις διάσπασης κάτω από μερικές εκατοντάδες Volt.



Σχήμα 2.28 Συνιστώσες της αντίστασης στην κατάσταση αγωγιμότητας σε MOSFET ενίσχυσης καναλιού η.

Δύο από τις συνιστώσες της αντίστασης, η αντίσταση καναλιού και η αντίσταση του στρώματος συσσώρευσης, επηρεάζονται από την πόλωση πύλης-πηγής, από τις προσμίξεις και τις διαστάσεις. Και στις δύο αυτές συνιστώσες οι μεγαλύτερες τιμές της πόλωσης πύλης-πηγής ελαττώνουν τις αντιστάσεις αυτές. Κατά συνέπεια το επιθυμητό είναι να χρησιμοποιούμε όσο το δυνατό μεγαλύτερη τάση οδήγησης της πύλης, που να είναι και συμβατή με την τάση διάσπασης του οξειδίου της πύλης.

Για BV_{DSS} μεγαλύτερη από μερικές εκατοντάδες volt, η αντίσταση της περιοχής μετατόπισης του απαγωγού R_d αποτελεί την κύρια συνιστώσα της αντίστασης στην κατάσταση αγωγιμότητας. Το αποτέλεσμα θα είναι

$$\frac{V_d}{J} = R_d A \approx 3 \cdot 10^{-7} BV_{DSS}^2 \quad (2.27)$$

όπου A είναι η διατομή μέσα από την οποία διέρχεται το ρεύμα απαγωγού. Πειραματικά αποτελέσματα και ακριβέστερη θεωρητική εξέταση δείχνουν ότι η εξάρτηση είναι στην πραγματικότητα ανάλογη του $BV_{DSS}^{2.5-2.7}$. Εξαιτίας της μεγάλης εξάρτησης της R_d από την τάση διάσπασης, τα MOSFET έχουν μεγαλύτερες απώλειες αγωγιμότητας στις μεγαλύτερες τάσεις αποκοπής σε σύγκριση με τα BJT.

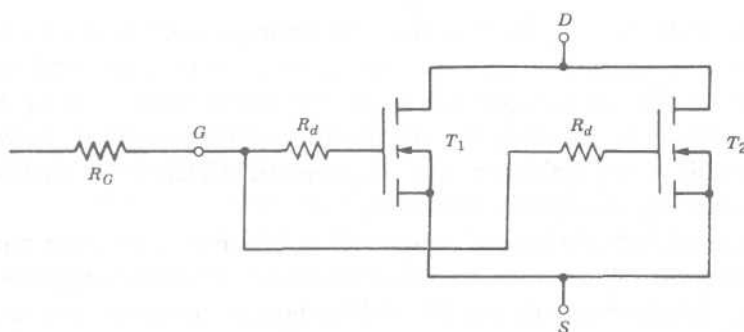
Η αντίσταση αγωγιμότητας αυξάνει σημαντικά, όταν αυξάνει η θερμοκρασία επαφής. Το γεγονός αυτό με τη σειρά του σημαίνει ότι η κατανάλωση κατά την αγωγιμότητα θα αυξάνει με τη θερμοκρασία στις περισσότερες ηλεκτρονικές εφαρμογές ισχύος. Ο θετικός θερμοκρασιακός συντελεστής της αντίστασης στην κατάσταση αγωγιμότητας προέρχεται από την ελάττωση της ευκινησίας των φορέων, καθώς αυξάνει η θερμοκρασία του ημιαγωγού. Αυτό συμβαίνει επειδή, σε μεγαλύτερες θερμοκρασίες, οι φορείς υφίστανται περισσότερες συγκρούσεις ανά μονάδα χρόνου με το πλέγμα του ημιαγωγού, αφού κάθε άτομο στο πλέγμα έχει πλέον μεγαλύτερο πλάτος ταλάντωσης. Η ευκινησία είναι κατά προσέγγιση αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού των συγκρούσεων με το πλέγμα ανά μονάδα χρόνου και η $r_{DS(on)}$ είναι αντιστρόφως ανάλογη της ευκινησίας.

2.9.3 ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΣΥΝΔΕΣΗ ΤΩΝ MOSFET

Εξαιτίας του θετικού θερμοκρασιακού συντελεστή της αντίστασης στην κατάσταση αγωγιμότητας, τα MOSFET μπορούν να συνδεθούν παράλληλα μεταξύ τους πολύ εύκολα, όπως συνδέονται τα δύο MOSFET του σχήματος 2.29. Για την ίδια θερμοκρασία επαφής, αν η $r_{DS(on)}$ του T_2 ξεπεράσει την $r_{DS(on)}$ του T_1 τότε στην κατάσταση αγωγιμότητας το T_1 θα έχει μεγαλύτερο ρεύμα και κατά

συνέπεια μεγαλύτερες απώλειες ισχύος σε σύγκριση με το T_2 , επειδή στα άκρα και των δύο τρανζίστορ εφαρμόζεται η ίδια τάση. Κατά συνέπεια η θερμοκρασία επαφής του T_1 θα αυξάνει μαζί με την αντίσταση. Το γεγονός αυτό θα προκαλέσει τη μείωση του αντίστοιχου ρεύματος και κατά συνέπεια εμφανίζεται ένα φαινόμενο θερμικής διατήρησης της ευστάθειας.

Κατά τη διάρκεια της μετάβασης το ρεύμα σε κάθε MOSFET καθορίζεται από τη χαρακτηριστική μεταφοράς. Η διακύμανση της χαρακτηριστικής μεταφοράς από ένα στοιχείο σε άλλο του ίδιου τύπου είναι πολύ μικρή. Κατά συνέπεια είναι καλύτερο να διατηρούμε την τάση πύλης-πηγής των παραλληλισμένων τρανζίστορ κατά τη διάρκεια της μετάβασης ίδια, ώστε να έχουν περίπου τα ίδια ρεύματα. Ωστόσο, οι πύλες δεν μπορούν να συνδεθούν μεταξύ τους απευθείας, αλλά σε κάθε σύνδεση πύλης πρέπει να συνδεθεί εν σειρά μια μικρή αντίσταση ή ένα μικρό κομμάτι φερίτη, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.29. Αυτό συμβαίνει επειδή οι είσοδοι στις πύλες είναι πολύ χωρητικές και σχεδόν χωρίς απώλειες, αν και υπάρχει πάντοτε κάποια παρασιτική επαγωγή. Οι παρασιτικές επαγωγές σε συνδυασμό με τις χωρητικότητες των πυλών μπορεί να έχουν ως αποτέλεσμα ανεπιθύμητες ταλαντώσεις σε μεγάλες συχνότητες στα MOSFET, που αποφεύγονται με την αντίσταση απόσβεσης που φαίνεται στο σχήμα 2.29. Κάτι ακόμη που πρέπει να θυμόμαστε όταν συνδέουμε MOSFET παράλληλα είναι ότι η διάταξη τους πρέπει να είναι συμμετρική.

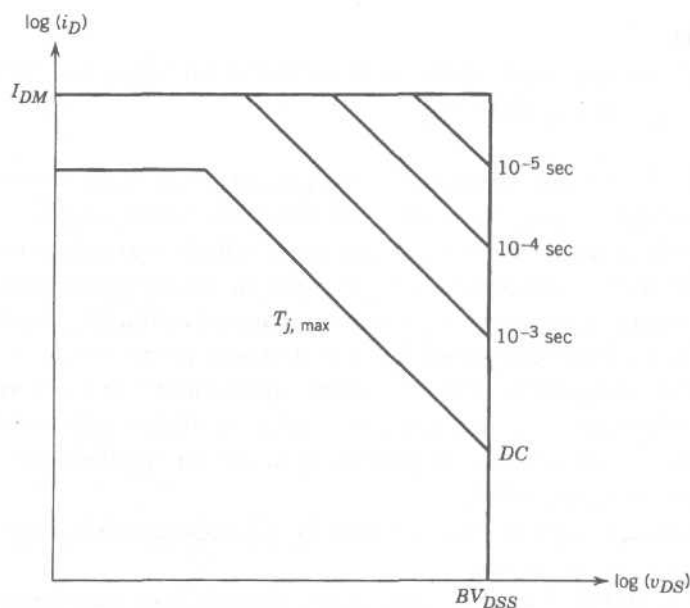


Σχήμα 2.29 Παράλληλη σύνδεση των MOSFET. Για ελαχιστοποίηση πιθανών ταλαντώσεων σε μεγάλες συχνότητες θα πρέπει να συνδεθεί εν σειρά με κάθε MOSFET μια μικρή αντίσταση απόσβεσης.

2.9.5 ΠΕΡΙΟΧΗ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Στο σχήμα 2.30 φαίνεται η περιοχή ασφαλούς λειτουργίας (SOA) ενός MOSFET ισχύος. Τρεις παράγοντες καθορίζουν την SOA του MOSFET: το μέγιστο ρεύμα απαγωγού I_{DM} , η θερμοκρασία της εσωτερικής επαφής T_J , η οποία εξαρτάται από την κατανάλωση του στοιχείου και η τάση διάσπασης BV_{DSS} . Αυτοί οι περιοριστικοί παράγοντες έχουν ήδη εξεταστεί σε κάποιο βαθμό και είναι ανάλογοι με τους αντίστοιχους παράγοντες του BJT. Το MOSFET δεν έχει περιορισμούς δεύτερης διάσπασης, όπως το BJT, και έτσι στην SOA δεν εμφανίζονται τέτοιοι περιορισμοί.

Για διακοπτικές εφαρμογές η SOA του MOSFET είναι τετράγωνη, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.30. Δεν υπάρχει διάκριση μεταξύ SOA για ορθή πόλωση και ανάστροφη πόλωση στο MOSFET. Και οι δύο είναι ακριβώς ίδιες.



Σχήμα 2.30 Η SOA ενός MOSFET ενίσχυσης καναλιού η. Ας σημειωθεί η απουσία δεύτερης διάσπασης.

2.9.6 Περιορισμοί ρεύματος.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η ενεργός τιμή της ροπής που μπορεί να παρέχει ο κινητήρας, εξαρτάται από τα θερμικά του χαρακτηριστικά. Όμως, ένας κινητήρας μπορεί να παρέχει σημαντικά μεγαλύτερη κορυφή ροπής (περίπου τέσσερις φορές μεγαλύτερη από τη μέγιστη ροπή), αρκεί η χρονική διάρκεια της κορυφής ροπής να είναι μικρή συγκρινόμενη με τη θερμική σταθερά χρόνου του κινητήρα. Επειδή η T_{em} είναι ανάλογη του i , μια κορυφή ροπής απαιτεί μια ανάλογη κορυφή ρεύματος από τον ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος. Το ρεύμα που αντέχουν τα ημιαγωγικά στοιχεία του μετατροπέα περιορίζεται από τη μέγιστη θερμοκρασία της επαφής του στοιχείου και από άλλους παράγοντες. Ένα μεγάλο ρεύμα προκαλεί μεγάλες θερμοκρασίες επαφής, εξαιτίας των απωλειών μέσα στο ημιαγωγικό στοιχείο. Η θερμική σταθερά χρόνου του ημιαγωγού είναι πολύ μικρότερη από την αντίστοιχη σταθερά χρόνου των διάφορων κινητήρων. Έτσι, ο περιορισμός ρεύματος του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος πρέπει να επιλεγεί με βάση την τιμή κορυφής και την ενεργό τιμή της ροπής που πρέπει να παρέχει ο κινητήρας.

2.9.7 Περιορισμοί τάσης.

Στους dc και στους ac κινητήρες αναπτύσσεται μια αντιηλεκτρεγερτική δύναμη e , η οποία αντιτίθεται στην εφαρμοζόμενη τάση v . Ο ρυθμός με τον οποίο μπορεί να ελεγχθεί το ρεύμα και κατά συνέπεια η ροπή δίνεται από τη σχέση

$$\frac{di}{dt} = \frac{v - e}{L} \quad (2.28)$$

όπου L είναι η αυτεπαγωγή που παρουσιάζει ο κινητήρας στον μετατροπέα ισχύος.

Για να είναι δυνατός ο ταχύς έλεγχος του ρεύματος και της ροπής, πρέπει η τάση εξόδου του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος να είναι αρκετά μεγαλύτερη από την αντιηλεκτρεγερτική δύναμη e . Όταν η μαγνητική ροή διακένου του κινητήρα είναι σταθερή, το πλάτος της e αυξάνει γραμμικά με την ταχύτητα της μηχανής. Έτσι, ο περιορισμός τάσης του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος, όταν η ροή διακένου είναι σταθερή, εξαρτάται από τη μέγιστη ταχύτητα του κινητήρα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

3.1 Ο ΕΛΕΓΧΟΣ

3.1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα προηγούμενα Κεφάλαια αναφέρθηκαν και περιγράφηκαν οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος, οι τοπολογίες που μπορούν να οδηγήσουν ένα κινητήρα και τέλος περιγράφηκαν οι ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος οι οποίοι διαχειρίζονται την ισχύ από και προς τον κινητήρα. Αυτό το Κεφάλαιο αναφέρεται στον έλεγχο του κινητήρα υπό μελέτη και στα επιθυμητά αποτελέσματα αυτού. Τα αποτελέσματα αυτά αφορούν τη ρύθμιση των στροφών του κινητήρα κατά την εκκίνηση αλλά και κατά την ανάληψη φορτίου.

Ο έλεγχος και η ρύθμιση των στροφών γίνεται από έναν AVR μικροελεγκτή της εταιρίας ATMEL με κωδική ονομασία ATmega16. Στις επόμενες παραγράφους θα περιγραφεί ο ίδιος ο μικροελεγκτής καθώς και ο τρόπος με τον οποίο ρυθμίζεται για να έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Ο ATmega16 είναι ένας 8-μπιτος χαμηλής ισχύος C-MOS μικροελεγκτής βασισμένος στην αναβαθμισμένη αρχιτεκτονική RISC. Να σημειωθεί ότι το data sheet του είναι της τάξεως των 320 σελίδων οπότε στην παρούσα πτυχιακή εργασία θα αναφερθούν γενικά τα βασικότερα χαρακτηριστικά του, επομένως για περαιτέρω λεπτομέρειες θα πρέπει ο αναγνώστης να αναφερθεί στο ίδιο το data sheet.

3.2 Ο ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗΣ

Ο ATmega16 έχει 16K bytes εσωτερική αυτό-προγραμματιζόμενη μνήμη flash με διάρκεια 10000 κύκλων εγγραφής διαγραφής παράλληλα με μια EEPROM μεγέθους 512 bytes με διάρκεια 100000 κύκλων εγγραφής διαγραφής και τέλος μία εσωτερική SRAM μεγέθους 1K bytes, όπως και προγραμματιζόμενο κλειδίωμα της μνήμης για προστασία του προγράμματος.

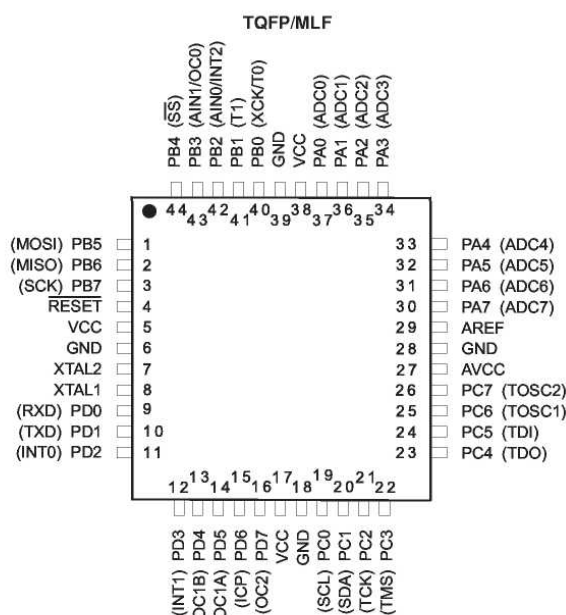
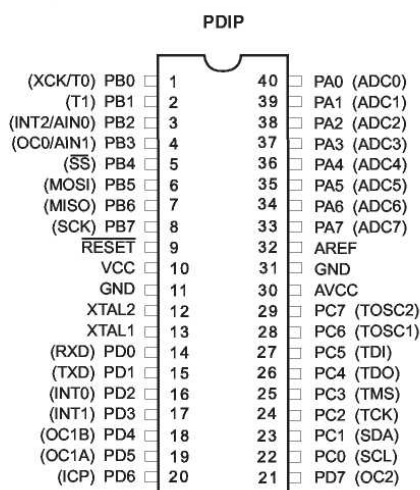
Εκτός από την μνήμη εσωτερικά έχει 3 χρονιστές/απαριθμητές (X/A) ή αλλιώς timer/counters από τους οποίους οι 2 είναι 8-μπιτοι και ο άλλος που απομένει είναι 16-μπιτος, με την χρήση αυτών των X/A μπορεί και βγάζει 4 κανάλια PWM. Ταυτόχρονα, διαθέτει μονάδα μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα (ADC) με δυνατότητα μετατροπής συνολικά 8 αναλογικών εισόδων σε ψηφιακές που μπορούν είτε να είναι 8 με μία κοινή γη με τον μικροελεγκτή είτε να είναι 7 κανάλια τα οποία έχουν διαφορετική γη από τον μικροελεγκτή. Δύο από αυτά τα κανάλια μπορούν να ρυθμιστούν με κέρδος 1x, 10x, 200x. Εσωτερικά έχει και ένα αναλογικό συγκριτή ο οποίος δεν μπορεί να λειτουργεί ταυτόχρονα με την μονάδα ADC.

Για την επικοινωνία με τον υπολογιστή ή με άλλους μικροελεγκτές διαθέτει μια προγραμματιζόμενη USART όπως και το λεγόμενο SPI σειριακής διασύνδεσης, για την σύνδεση με προσομοιωτές διαθέτει και JTAG.

Μερικά από τα ειδικά χαρακτηριστικά αυτού του μικροελεγκτή είναι ότι κατά την εκκίνηση, βρίσκεται σε κατάσταση reset (3.2.5.2), όπως επίσης και ότι διαθέτει προγραμματιζόμενο εσωτερικό ταλαντωτή RC για την δημιουργία ρολογιού. Για την μείωση της κατανάλωσης σε περιπτώσεις που ο μικροελεγκτής περιμένει να γίνει ένα συμβάν για να δράσει υπάρχουν 6 διαφορετικές καταστάσεις αδράνειας (idle modes).

Η τάση λειτουργίας είναι από 4,5 μέχρι 5,5 volt, και η ταχύτητα λειτουργίας για τον μικροελεγκτή της κατασκευής μας είναι μέχρι τα 16 MHz. Ο μικροελεγκτής ATmega16 έχει ένα ακόμα πολύ βασικό χαρακτηριστικό, δηλαδή μπορεί να προγραμματιστεί με 2 διαφορετικούς τρόπους:

- Με σειριακή σύνδεση SPI η οποία έχει το πλεονέκτημα ότι μπορούμε να προγραμματίσουμε τον μικροελεγκτή πάνω στην πλακέτα εφαρμογής χωρίς να τον βγάλουμε από αυτήν.
- Με προγραμματισμό υψηλής τάσης.



Σχήμα 3.1 Διάταξη των ακίδων του Atmega16.

3.2.1 ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΩΝ ΑΚΙΔΩΝ

Στο σχήμα 3.1 φαίνεται η διάταξη των ακίδων του μικροελεγκτή.

- VCC: Ακίδα τροφοδοσίας.
- GND: Ακίδα αναφοράς.(γη)
- Ports A (PA7..PA0), Port B (PB7..PB0), Port C (PC7..PC0), Port D (PD7..PD0).

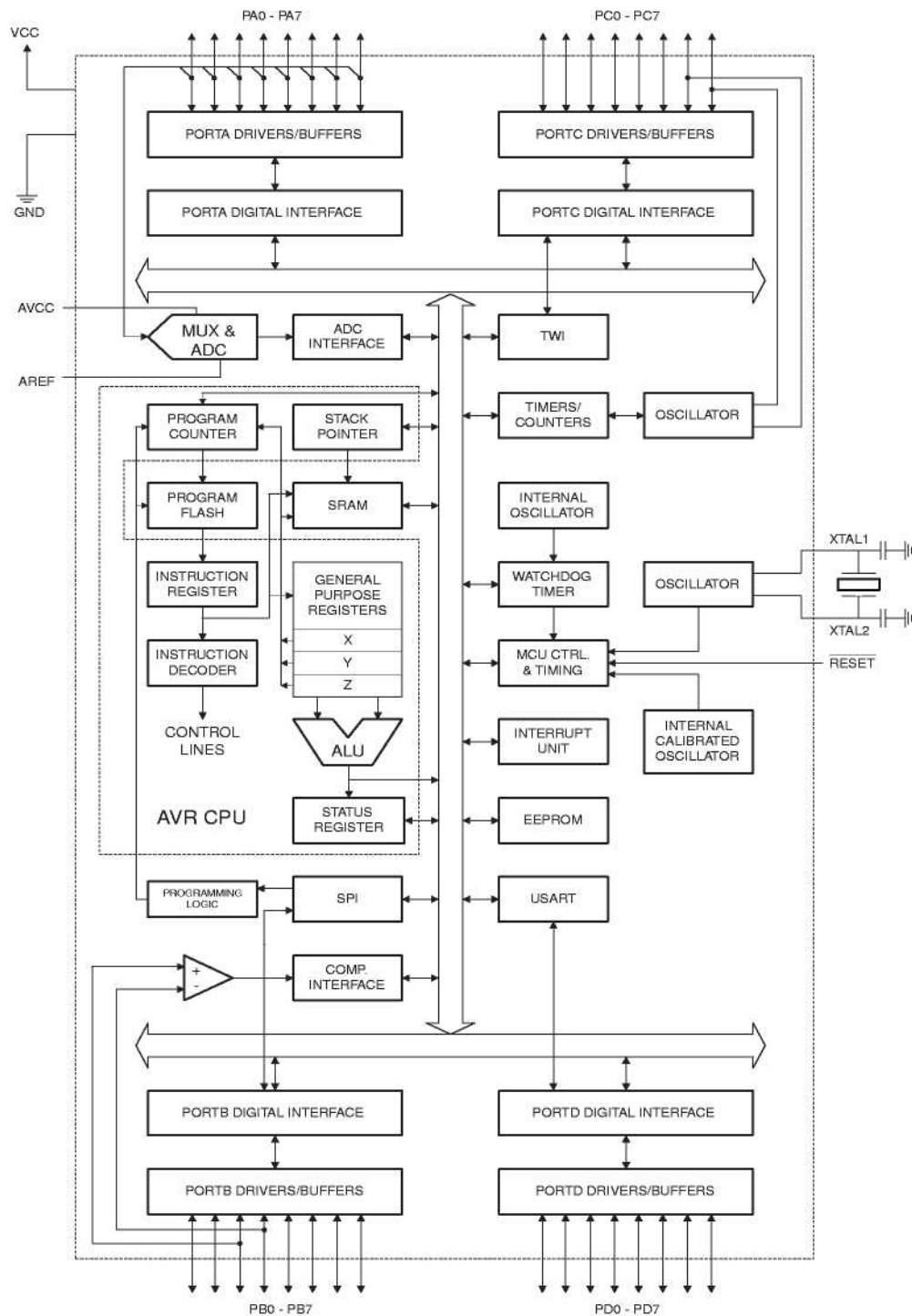
Οι θύρες περιλαμβάνουν 8 αμφίδρομες (In/Out) ακίδες (pin). Οι ακίδες αυτές μπορούν κατ' επιλογή να συνδεθούν εσωτερικά στην τροφοδοσία μέσω αντιστάσεων ζεύξης (pull-up resistors) όταν λειτουργούν σαν είσοδοι. Όλες οι ακίδες όταν συμπεριφέρονται είτε σαν έξοδοι είτε σαν είσοδοι, μπορούν να απορροφήσουν η να δώσουν την ίδια ποσότητα ρεύματος. Όταν χρησιμοποιούνται σαν είσοδοι και πρέπει να 'δουν' το LOW ενεργοποιούμε τις εσωτερικές αντιστάσεις. Ενώ για να 'δουν' High τοποθετούμε εξωτερικά αντιστάσεις Pull-Down. Οι ακίδες σε περίπτωση reset μεταβαίνουν σε κατάσταση υψηλής αντίστασης ανεξάρτητα από την λειτουργία.

Ειδικότερα για κάθε θύρα ισχύουν και τα ακόλουθα:

- Η θύρα A χρησιμοποιείται και από την μονάδα ADC.

- Η **θύρα B** χρησιμοποιείται και για άλλους σκοπούς που αν ενεργοποιηθούν αποκλείουν την απλή λειτουργία των ακίδων σαν είσοδοι οι έξοδοι.
- Στην **θύρα C** στα pin PC5 , PC3 , PC2 ενεργοποιούνται οι εσωτερικές αντιστάσεις πρόσδεσης όταν ενεργοποιηθεί το JTAG και παραμένουν ακόμα και σε κατάσταση ρεσέτ.
- Η **θύρα D** εξυπηρετεί και άλλους σκοπούς οι οποίοι αναλύονται στο data sheet του μικροελεγκτή.
- RESET: Ακίδα επανεκκίνησης .Ο μικροελεγκτής αρχικοποιείται , όταν επιβληθεί σε αυτόν χαμηλή στάθμη τάσης για χρόνο περισσότερο από 50ns. Μικρότεροι χρόνοι από 50ns δεν εγγυώνται ότι ο μικροελεγκτής θα μπει σε κατάσταση reset. Σε κατάσταση reset θα μπει έστω και αν το ρολόι δεν δουλεύει.
- XTAL1: Είσοδος στον εσωτερικό αναστρέφοντα ταλαντωτή και ταυτόχρονα στο σύστημα χρονισμού του μικροελεγκτή.
- XTAL2: Έξοδος του αναστρέφοντα ταλαντωτή .
- AVCC: Ακίδα τροφοδοσίας για την θύρα A και για την μονάδα ADC. Πρέπει να συνδεθεί εξωτερικά στην τάση τροφοδοσίας έστω και αν η μονάδα ADC δεν χρησιμοποιείται, ενώ αν χρησιμοποιείται πρέπει να συνδεθεί στην τάση τροφοδοσίας μέσω ενός χαμηλοπερατού φίλτρου.
- AREF: Είναι η ακίδα αναφοράς τάσης της μονάδας ADC.

Στο σχήμα 3.2 φαίνεται το διάγραμμα βαθμίδων του ATmega16 .



Σχήμα 3.2 Διάγραμμα βαθμίδων του μικροελεγκτή ATmega16.

3.2.2 ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΤΟΥ ATmega16.

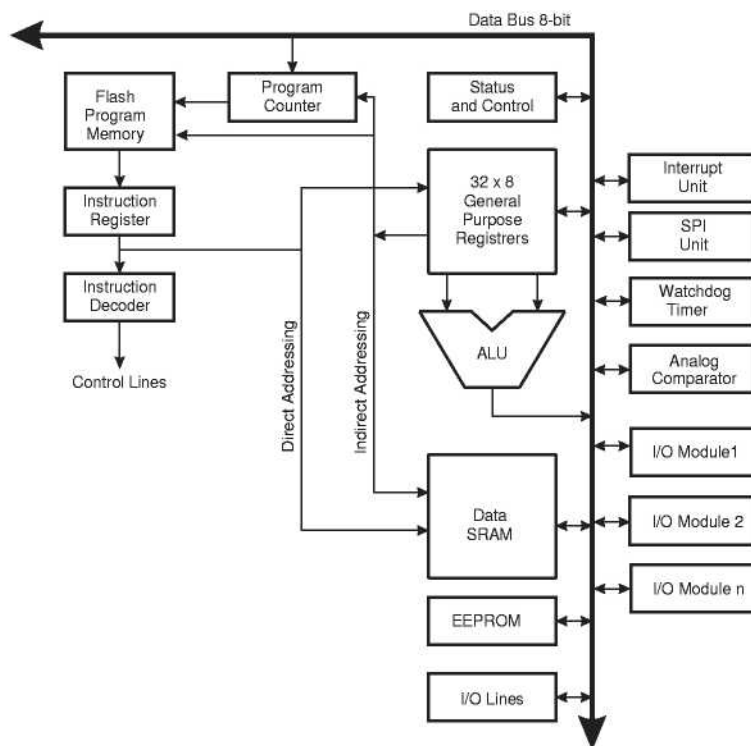
Με σκοπό την μεγιστοποίηση των δυνατοτήτων, η AVR τεχνολογία χρησιμοποιεί αρχιτεκτονική Harvard με ξεχωριστές περιοχές μνήμης (program and data memory) και ξεχωριστούς διαύλους (Buses) για κάθε μια. Με την χρήση τεχνικών έμμεσης διοχέτευσης (pipe-lining) γίνεται ανάκληση, από την μνήμη προγράμματος τύπου Flash, της επόμενης εντολής τη στιγμή που εκτελείται η πρώτη. Η μνήμη του προγράμματος είναι εσωτερική και είναι τύπου Flash.

Η ιδέα των καταχωρητών (registers) ταχείας - προσπέλασης στηρίζεται σε 32x8-bit καταχωρητές γενικής χρήσης με χρόνο πρόσβασης ένα κύκλο ρολογιού. Αυτό σημαίνει ότι σε ένα κύκλο ρολογιού, μόνο μια λειτουργία της ALU εκτελείται. Δύο τελεστές

εξάγονται από τους καταχωρητές, η λειτουργία που υποδεικνύει ο τελεστής, και το αποτέλεσμα αποθηκεύεται πίσω στους καταχωρητές σε χρόνο ίσο με ένα κύκλο ρολογιού.

Έξι από τους 32 καταχωρητές μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως τρεις 16-bit καταχωρητές δείκτες (Index) για έμμεση διευθυνσιοδότηση. Αυτοί οι καταχωρητές με τις επιπρόσθετες λειτουργίες, είναι οι καταχωρητές : X-register, Y-register και Z-register.

Το σχήμα 3.3 δείχνει την AVR και RISC αρχιτεκτονική του ATmega16.



Σχήμα 3.3 Αρχιτεκτονική του μικροελεγκτή

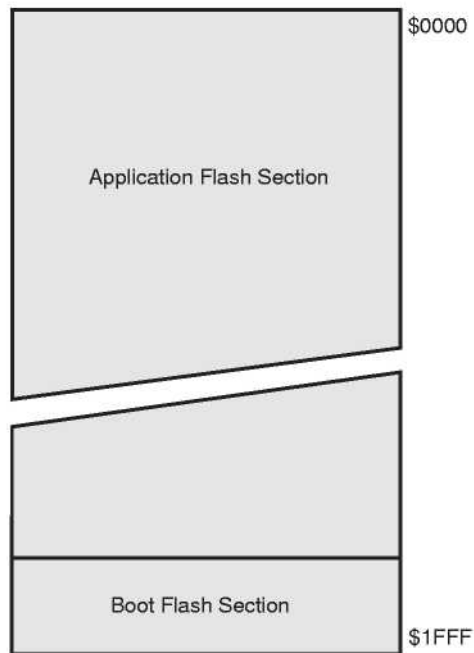
3.2.3 Η ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΗ ΚΑΙ ΛΟΓΙΚΗ ΜΟΝΑΔΑ (ALU).

Η υψηλής απόδοσης αριθμητική μονάδα δουλεύει σε άμεση σύνδεση με όλους τους 32 καταχωρητές γενικής χρήσης. Μέσα στο χρόνο ενός κύκλου ρολογιού εκτελούνται αριθμητικές πράξεις μεταξύ των καταχωρητών ή μεταξύ ενός καταχωρητή και μιας σταθεράς. Οι λειτουργίες της αριθμητικής και λογικής μονάδας χωρίζονται σε 3 κατηγορίες: α) αριθμητικές β) λογικές γ) και δυαδικές λειτουργίες. Αξίζει να σημειωθεί ότι συγκεκριμένες διατάξεις αρχιτεκτονικής παρέχουν και δυνατότητες πολλαπλασιασμού.

3.2.4 ΟΙ ΜΝΗΜΕΣ ΤΟΥ ATmega16.

3.2.4.1 ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΕΠΑΝΑΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΖΟΜΕΝΗ FLASH ΜΝΗΜΗ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ

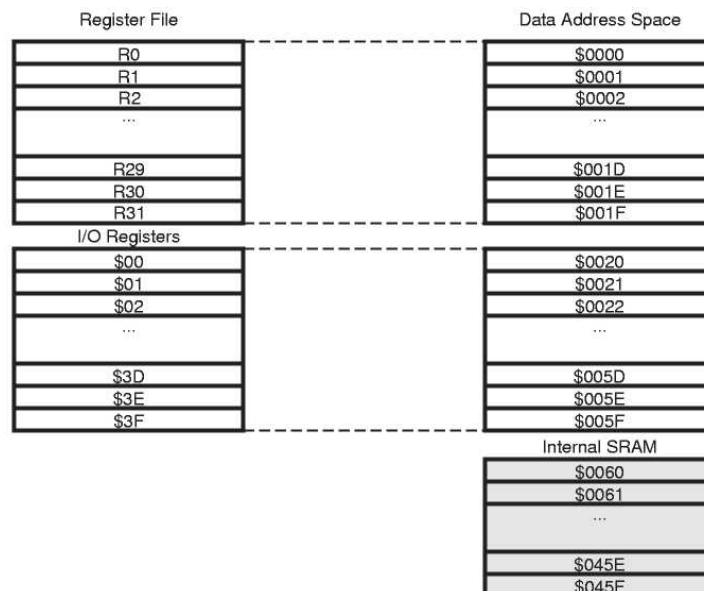
Ο ATmega16 περιέχει 16K bytes εσωτερική επαναπρογραμματιζόμενη μνήμη προγράμματος. Από την στιγμή που όλες οι AVR εντολές είναι 16 ή 32 bit η μνήμη είναι οργανωμένη σε 8K x 16. Για την ασφάλεια του προγράμματος η μνήμη είναι χωρισμένη σε 2 μέρη, το κομμάτι του προγράμματος της εφαρμογής και το κομμάτι του προγράμματος εκκίνησης.



Σχήμα 3.4 Η μνήμη flash του προγράμματος.

3.2.4.2 ΜΝΗΜΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ SRAM.

Το σχήμα 3.5 παρακάτω δείχνει, πως είναι οργανωμένη η μνήμη SRAM του ATmega16. Η δομή αυτής της μνήμης είναι ως εξής: οι πρώτες 96 θέσεις περιέχουν τα αρχεία των καταχωρητών και τους καταχωρητές εισόδων και εξόδων. Οι επόμενες 1024 θέσεις απαρτίζουν την εσωτερική μνήμη SRAM. Στην εικόνα 3.5 φαίνεται η διάταξη αυτής της μνήμης.



Σχήμα 3.5 Διάταξη της μνήμης SRAM.

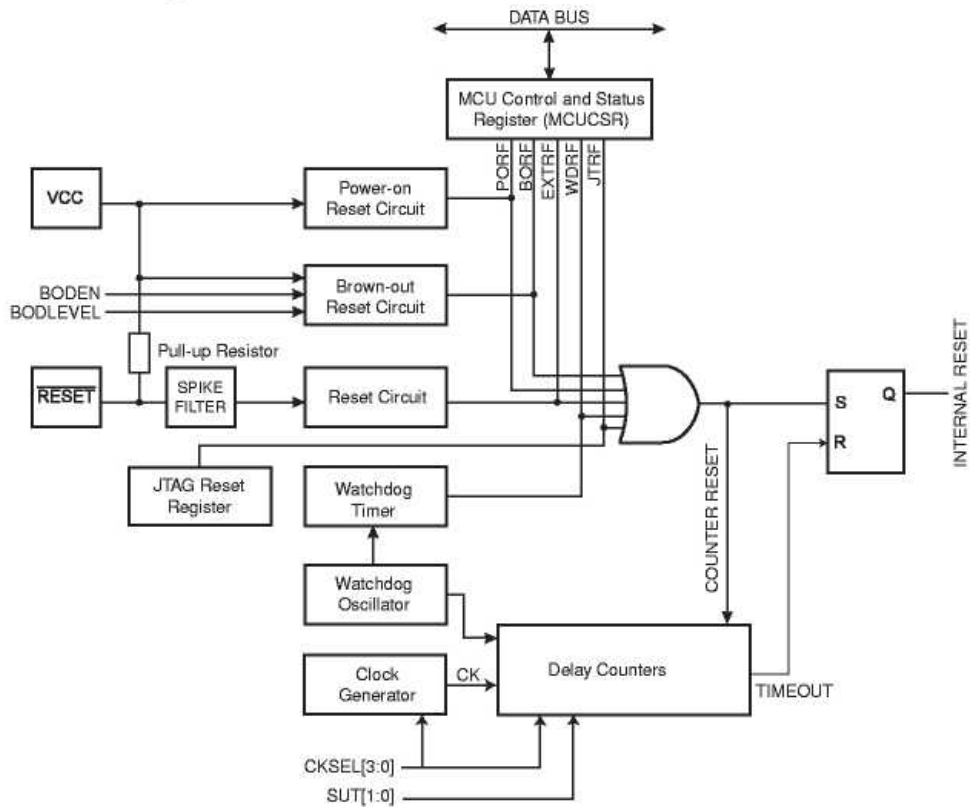
3.2.4.3 ΜΝΗΜΗ EEPROM

Αυτή η μνήμη έχει μέγεθος 512 byte και είναι οργανωμένη σαν ένας ξεχωριστός χώρος για δεδομένα στον οποίο μπορούν να γραφτούν και να διαβαστούν μεμονωμένα byte.

3.2.5 ΠΗΓΕΣ RESET ΤΟΥ ATmega16.

3.2.5.1 ΕΚΤΕΛΩΝΤΑΣ ΕΝΑ RESET.

Κατά την διάρκεια ενός reset όλοι οι καταχωρητές εισόδου/εξόδου επανέρχονται στις αρχικές τους τιμές και το πρόγραμμα αρχίζει να εκτελείται από το αρχείο reset. Αυτό δεν απαιτεί την λειτουργία του ρολογιού. Αφού όλες οι πηγές reset έχουν γίνει ανενεργές τότε ξεκινάει ένας απαριθμητής καθυστέρησης επιμηκύνοντας το εσωτερικό reset με σκοπό την αύξηση της τάσης σε ασφαλή επίπεδα για την λειτουργία του. Αυτός ο χρόνος καθυστέρησης μπορεί να ρυθμιστεί από τον χρήστη μέσω των ασφαλειών (fuses) CKSEL.



Σχήμα 3.6 Το λογικό διάγραμμα του reset.

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
V_{POT}	Power-on Reset Threshold Voltage (rising)			1.4	2.3	V
	Power-on Reset Threshold Voltage (falling) ⁽¹⁾			1.3	2.3	V
V_{RST}	\overline{RESET} Pin Threshold Voltage		$0.2 V_{CC}$		$0.85V_{CC}$	V
t_{RST}	Minimum pulse width on \overline{RESET} Pin			50		ns
V_{BOT}	Brown-out Reset Threshold Voltage ⁽²⁾	BODLEVEL = 1	2.5	2.7	3.2	V
		BODLEVEL = 0	3.7	4.0	4.2	
t_{BOD}	Minimum low voltage period for Brown-out Detection	BODLEVEL = 1		2		μ s
		BODLEVEL = 0		2		μ s
V_{HYST}	Brown-out Detector hysteresis			50		mV

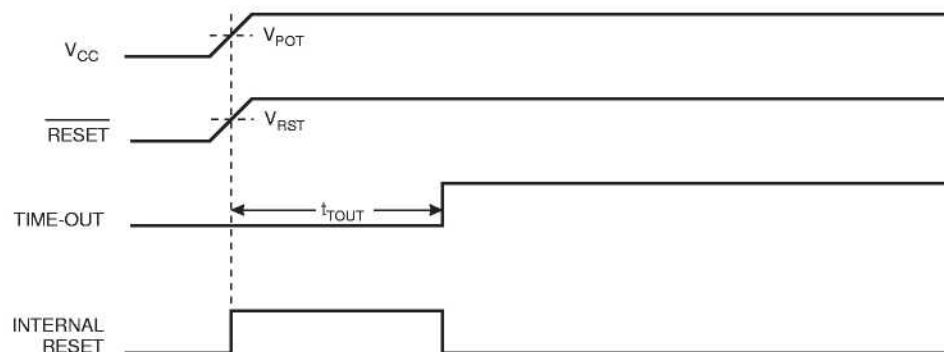
Notes: 1. The Power-on Reset will not work unless the supply voltage has been below V_{POT} (falling).
2. V_{BOT} may be below nominal minimum operating voltage for some devices. For devices where this is the case, the device is tested down to $V_{CC} = V_{BOT}$ during the production test. This guarantees that a Brown-out Reset will occur before V_{CC} drops to a voltage where correct operation of the microcontroller is no longer guaranteed. The test is performed using BODLEVEL = 1 for ATmega16L and BODLEVEL = 0 for ATmega16. BODLEVEL = 1 is not applicable for ATmega16.

Σχήμα 3.7 Χαρακτηριστικά του reset.

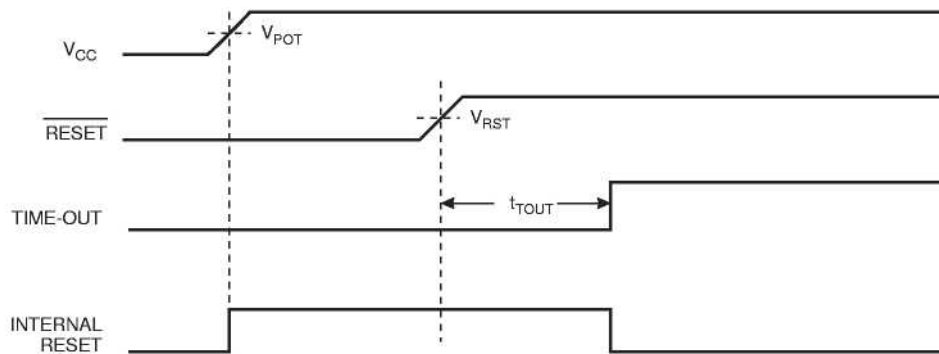
3.2.5.2 ΠΗΓΕΣ RESET.

Ο ATmega16 έχει 5 πηγές ρεσέτ:

- Το reset εκκινήσεως. Ο κεντρικός επεξεργαστής βρίσκεται σε reset μέχρι την αύξηση της τάσης σε ασφαλή επίπεδα. Όπως βλέπουμε από το σχήμα 3.8 όταν η τάση φτάσει σε επίπεδο λειτουργίας απενεργοποιείται το εξωτερικό reset και ενεργοποιείται το εσωτερικό RESET.

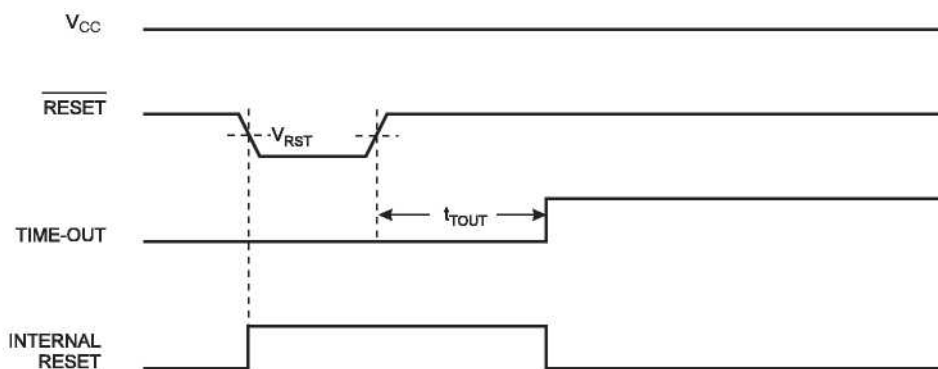


Σχήμα 3.8 Εκκίνηση MCU σε σχέση με την τάση τροφοδοσίας.



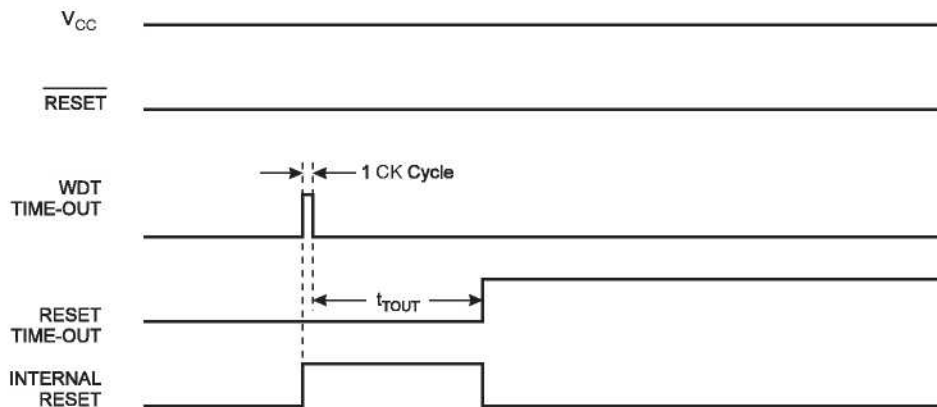
Σχήμα 3.9 εκκίνηση MCU με καθυστέρηση από εξωτερικό reset.

- Το εξωτερικό reset . ο κεντρικός επεξεργαστής βρίσκεται σε reset όταν στο pin του reset υπάρχει χαμηλό επίπεδο τάσης μεγαλύτερο από το μικρότερο δυνατό παλμό.



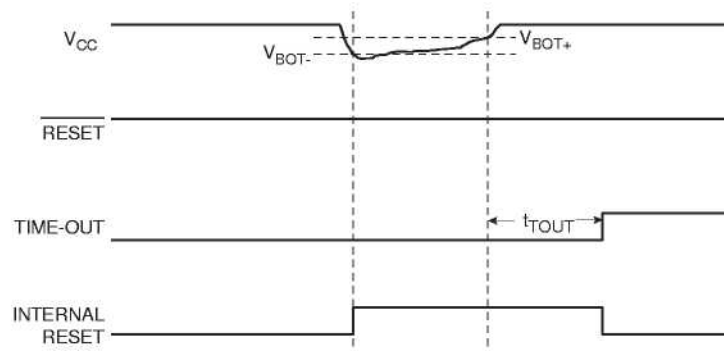
Σχήμα 3.10 Εξωτερικό reset κατά την διάρκεια της λειτουργίας.

- Το reset του χρονιστή επίβλεψης(watchdog timer).



Σχήμα 3.11 Reset του χρονιστή επίβλεψης κατά την διάρκεια της λειτουργίας.

- Το reset του ελέγχου για το αν η τάση τροφοδοσίας είναι χαμηλότερη από ένα όριο ασφαλούς λειτουργίας.(brown-out).

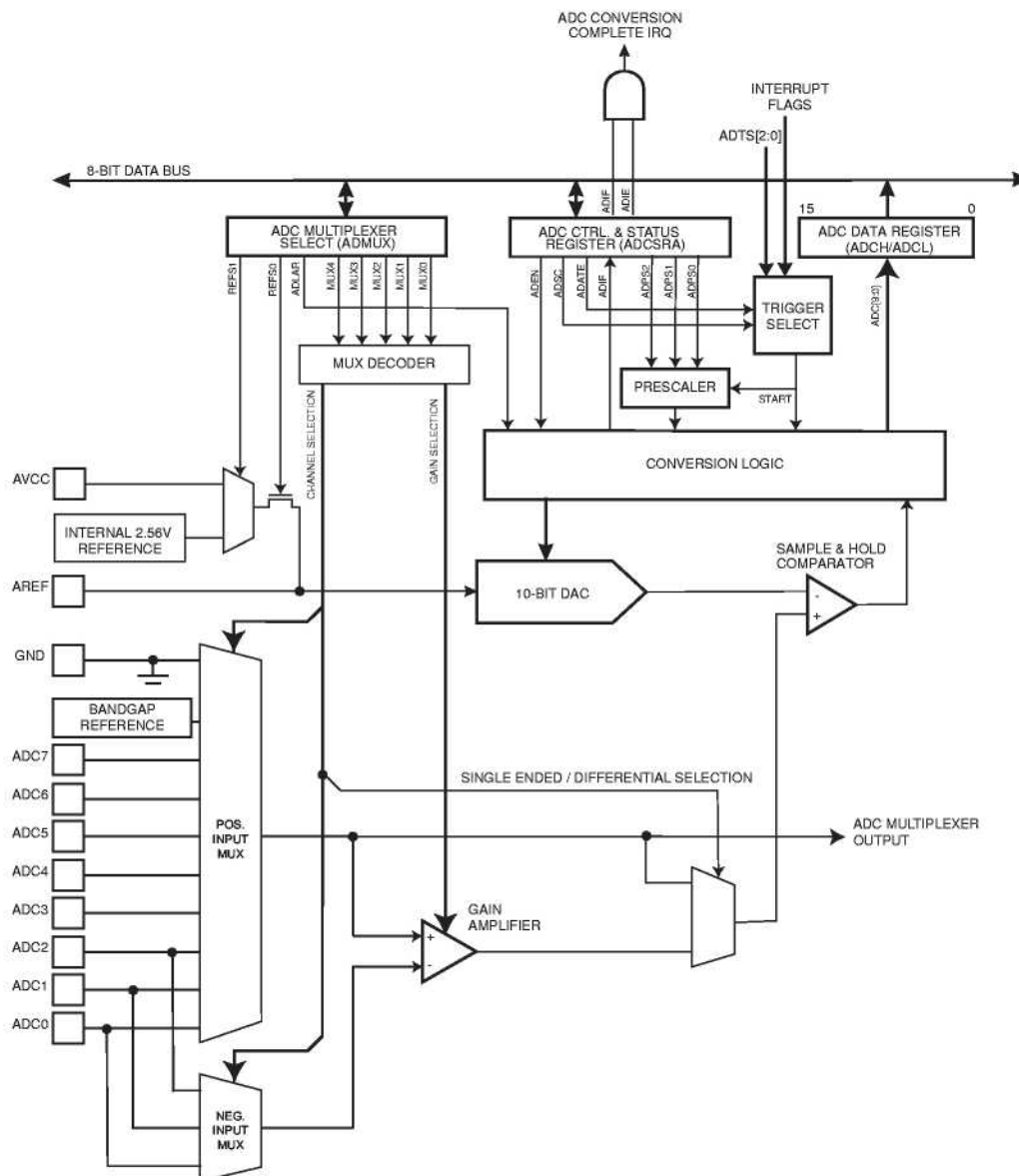


Σχήμα 3.12 Reset λόγω μειωμένης τάσης, κατά την διάρκεια της λειτουργίας.

- JTAG reset.

3.2.6 ADC CONVERTER.

Ο ADC περιέχει ένα κύκλωμα το οποίο βεβαιώνει ότι η τάση είναι σταθερή κατά την διάρκεια της μετατροπής. Ένα διάγραμμα του ADC φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Ο ADC έχει ξεχωριστό ποδαράκι τροφοδοσίας, AVCC. Η τάση σε αυτό το ποδαράκι δεν πρέπει να διαφέρει πάνω από $\pm 3V$. Εσωτερικά παρέχεται τάση αναφοράς ίση με 2,56V και ίση με την AVCC, εξωτερικά θα πρέπει να συνδέθει πυκνωτής για την μείωση του θορύβου.



Σχήμα 3.13 Μπλοκ διάγραμμα της μονάδας μετατροπής του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό.

3.2.6.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ

Ο ADC μετατρέπει μια αναλογική τάση σε μια 10μπιτη ψηφιακή τιμή. Η μικρότερη τιμή αντιστοιχεί στην γη και η μεγαλύτερη μείον 1 λιγότερο σημαντικό ψηφίο (LSB) αντιστοιχεί στην τάση αναφοράς. Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στους καταχωρητές ADCH και ADCL. Το αποτέλεσμα μπορεί να είναι διευθετημένο αριστερά ή δεξιά ανάλογα με την τιμή του bit ADLAR στον καταχωρητή ADMUX. Όταν είναι στην τιμή 1 το αποτέλεσμα είναι διευθετημένο δεξιά. Έτσι αν μια ακρίβεια 8-bit είναι αρκετή αρκεί να διαβαστεί ο καταχωρητής ADCH για να πάρουμε το αποτέλεσμα. Αλλιώς πρώτα πρέπει να διαβαστεί ο καταχωρητής ADCL και μετά ο καταχωρητής ADCH για να είναι το αποτέλεσμα αξιόπιστο.

Για την λειτουργία και τη ρύθμιση του ADC υπάρχουν 4 καταχωρητές με διαφορετικές λειτουργίες ο καθένας:

1. ADMUX

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
ADMUX	REFS1	REFS2	ADLAR	MUX4	MUX3	MUX2	MUX1	MUX0
Read/Write	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Τα bit 7,6 επιλέγουν την τάση αναφοράς, αν θα είναι εσωτερική ή εξωτερική και πόσο θα είναι σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα. Αν αλλάξουν κατά την διάρκεια μιας μετατροπής τότε αυτή δεν θα γίνει παρά μόνο όταν τελειώσει η μετατροπή. Δεν θα πρέπει να επιλέγεται εσωτερική τάση αναφοράς εάν έχει συνδεθεί στο ποδαράκι εξωτερική τάση αναφοράς.

REFS1	REFS2	ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ
0	0	AREF, ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΤΑΣΗ ΣΒΗΣΤΕΙ
0	1	AVCC, ΜΕ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟ ΠΥΚΝΩΤΗ ΣΤΟ AREF PIN
1	0	ΚΑΤΕΙΛΗΜΜΕΝΟ
1	1	ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ 2,56V ΜΕ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟ ΠΥΚΝΩΤΗ ΣΤΟ AREF PIN

Πίνακας 3.1 Επιλογή της τάσης αναφοράς.

Το bit 5 επιλέγει αν το αποτέλεσμα στον καταχωρητή ADC θα είναι διαμορφωμένο στα δεξιά ή στα αριστερά. Τα bit 4 έως 0 ανάλογα με τον συνδυασμό, επιλέγουν τον συνδυασμό των αναλογικών εισόδων. Οι συνδυασμοί των bit που μπορούν να επιλεγούν φαίνονται στον πίνακα 3.2.

MUX4..0	ΕΙΣΟΔΟΣ ΜΟΝΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ	ΘΕΤΙΚΗ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΕΙΣΟΔΟΣ	ΑΡΝΗΤΙΚΗ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΕΙΣΟΔΟΣ	ΚΕΡΔΟΣ
00000	ADC0			
00001	ADC1			
00010	ADC2			
00011	ADC3			
00100	ADC4			
00101	ADC5			
00110	ADC6			
00111	ADC7			
01000	N/A	ADC0	ADC0	10x
01001		ADC1	ADC0	10x
01010		ADC0	ADC0	200x
01011		ADC1	ADC0	200x
01100		ADC2	ADC2	10x
01101		ADC3	ADC2	10x
01110		ADC2	ADC2	200x
01111		ADC3	ADC2	200x
10000		ADC0	ADC1	1x
10001		ADC1	ADC1	1x
10010		ADC2	ADC1	1x
10011		ADC3	ADC1	1x
10100		ADC4	ADC1	1x
10101		ADC5	ADC1	1x
10110		ADC6	ADC1	1x

10111		ADC7	ADC1	1x
11000		ADC0	ADC2	1x
11001		ADC1	ADC2	1x
11010		ADC2	ADC2	1x
11011		ADC3	ADC2	1x
11100		ADC4	ADC2	1x
11101		ADC5	ADC2	1x
11110	1,22V(VBG)			
11111	0V(GND)	N/A		

Πίνακας 3.2 επιλογή εισόδου και κέρδους στον ADC.

2. ADCSRA

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
ADCSRA	ADEN	ADCSC	ADATE	ADIF	ADIE	ADPS2	ADPS1	ADPS0
Read/Write	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Το bit 7 ενεργοποιεί και απενεργοποιεί την μονάδα ADC. Το bit 6 στην κατάσταση μονής μετατροπής ξεκινάει την μετατροπή. Στην κατάσταση συνεχούς μετατροπής, ξεκινάει την πρώτη μετατροπή και οι άλλες ακολουθούν. Κατά την διάρκεια μιας μετατροπής αυτό το bit είναι 1, και όταν τελειώσει η μετατροπή, γίνεται 0. Το bit 3 ενεργοποιεί το interrupt που συμβαίνει μόλις τελειώσει μια μετατροπή. Τα bit 2 έως 0 ρυθμίζουν τον παράγοντα διαίρεσης μεταξύ του εξωτερικού ρολογιού και του ρολογιού που πάει στον ADC σύμφωνα με τον πίνακα 3.3.

ADPS2	ADPS1	ADPS0	ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ
0	0	0	2
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

Πίνακας 3.3 επιλογή διαβάθμισης του ADC

3. ADCH-ADCL

Παρακάτω φαίνεται το πώς ρυθμίζεται η διευθέτηση των δεδομένων στους καταχωρητές του αποτελέσματος από το bit 5 του καταχωρητή ADMUX.

Για ADLAR=0.

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
ADCH	-	-	-	-	-	-	ADC9	ADC8
ADCL	ADC7	ADC6	ADC5	ADC4	ADC3	ADC2	ADC1	ADC0
Read/Write	R	R	R	R	R	R	R	R
Read/Write	R	R	R	R	R	R	R	R
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Για ADLAR=1.

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
ADCH	ADC9	ADC8	ADC7	ADC6	ADC5	ADC4	ADC3	ADC2
ADCL	ADC1	ADC0	-	-	-	-	-	-
Read/Write	R	R	R	R	R	R	R	R
Read/Write Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0
Read/Write Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

4. SFIOR

Τα bit που ενδιαφέρουν σε αυτόν τον καταχωρητή είναι από το 7 έως το 5, αυτά τα bit ρυθμίζουν ποια πηγή θα αρχίσει την μετατροπή σύμφωνα με τον πίνακα 3.4:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
SFIOR	ADTS2	ADTS1	ADTS0	-	ACME	PUD	PSR2	PSR10
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W
Read/Write Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

ADTS2	ADTS1	ADTS0	ΠΗΓΗ ΤΡΙΓΓΑΡΙΣΜΑΤΟΣ
0	0	0	ΕΛΕΥΘΕΡΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ
0	0	1	ΑΠΟ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΣΥΓΚΡΙΤΗ
0	1	0	ΑΠΟ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟ INTERRUPT 0
0	1	1	ΣΤΗΝ ΕΞΙΣΩΣΗ ΤΟΥ ΑΠΑΡΗΘΜΙΤΗ 0
1	0	0	ΣΤΗΝ ΥΠΕΡΧΕΙΛΙΣΗ ΤΟΥ ΑΠΑΡΗΘΜΙΤΗ 0
1	0	1	ΣΤΗΝ ΕΞΙΣΩΣΗ ΤΟΥ ΑΠΑΡΗΘΜΙΤΗ 1
1	1	0	ΣΤΗΝ ΥΠΕΡΧΕΙΛΙΣΗ ΤΟΥ ΑΠΑΡΗΘΜΙΤΗ 1
1	1	1	ΣΤΟ ΓΕΓΟΝΟΣ ΑΙΧΜΑΛΩΣΙΑΣ ΤΟΥ ΑΠΑΡΗΘΜΙΤΗ 1

Πίνακας 3.4 Επιλογή τριγγαρίσματος του ADC

3.2.6.2 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ.

Το αποτέλεσμα της μετατροπής αποθηκεύεται σε δύο καταχωρητές με ονόματα ADCH και ADCL. Αυτοί οι καταχωρητές πρέπει να διαβαστούν με την σειρά που προβλέπεται για τους 16μπιτους καταχωρητές. Και αν ο χρήστης δεν επιθυμεί ακρίβεια μεγαλύτερη από 8 μπιτ αρκεί να διαβάσει τον ADCH.

3.2.6.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ADC.

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units	
	Resolution	Single Ended Conversion		10		Bits	
		Differential Conversion Gain = 1x or 20x		8		Bits	
		Differential Conversion Gain = 200x		7		Bits	
	Absolute Accuracy (Including INL, DNL, Quantization Error, Gain, and Offset Error).	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V$ ADC clock = 200 kHz		1.5	2.5	LSB	
		Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V$ ADC clock = 1 MHz		3	4	LSB	
		Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V$ ADC clock = 200 kHz Noise Reduction mode		1.5		LSB	
		Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V$ ADC clock = 1 MHz Noise Reduction mode		3		LSB	
	Integral Non-linearity (INL)	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V$ ADC clock = 200 kHz		1		LSB	
	Differential Non-linearity (DNL)	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V$ ADC clock = 200 kHz		0.5		LSB	
	Gain Error	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V$ ADC clock = 200 kHz		1		LSB	
	Offset Error	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V$ ADC clock = 200 kHz				LSB	
	Conversion Time	Free Running Conversion	13		260	μs	
	Clock Frequency		0.05		1	MHz	
AVCC	Analog Supply Voltage		$V_{CC} - 0.3^{(1)}$		$V_{CC} + 0.3^{(2)}$	V	
V_{REF}	Reference Voltage	Single Ended Conversion	2.0		AVCC	V	
		Differential Conversion	2.0		AVCC - 0.2	V	
V_{IN}	Input voltage	Single ended channels	GND		V_{REF}	V	
		Differential channels	0		V_{REF}	V	
	Input bandwidth	Single ended channels			38.5		kHz
		Differential channels			4		kHz

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
V_{INT}	Internal Voltage Reference		2.3	2.56	2.7	V
R_{REF}	Reference Input Resistance			32		k Ω
R_{AIN}	Analog Input Resistance			100		M Ω

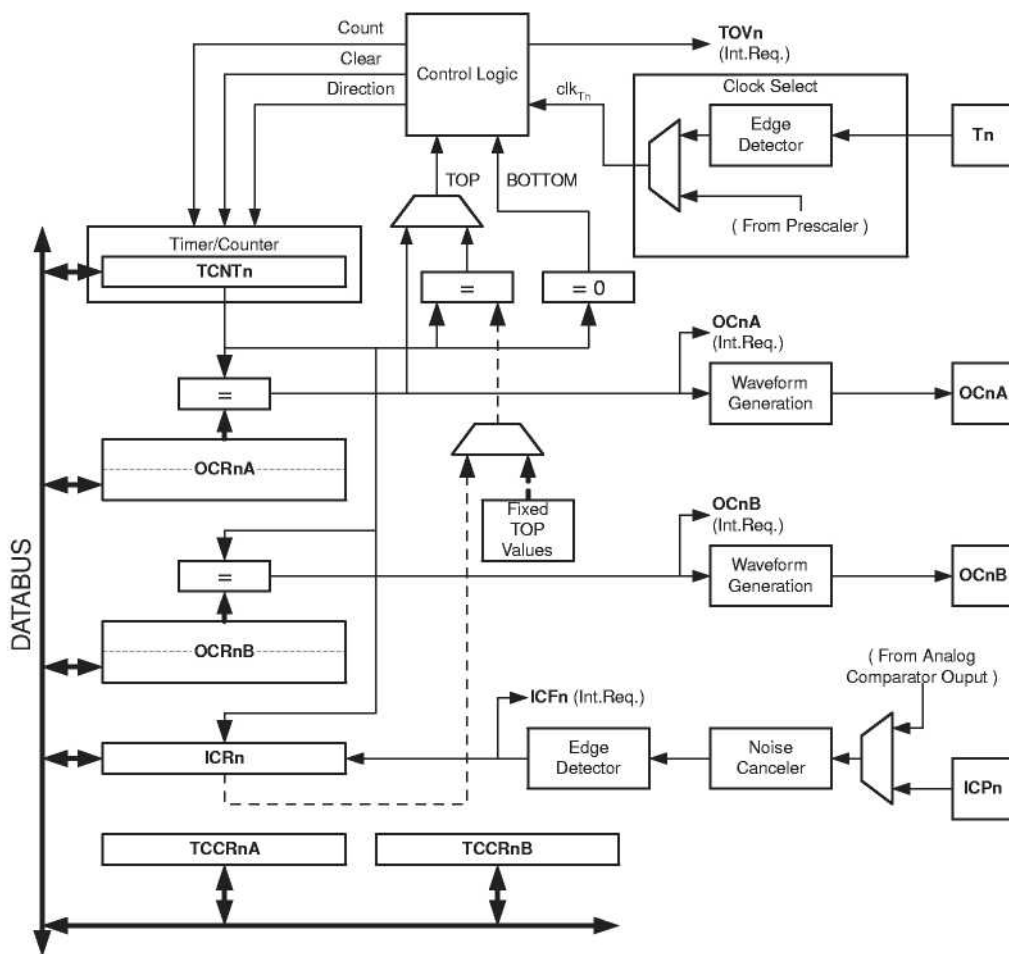
Σημείωση:

1. Η ελάχιστη τιμή για την AVCC είναι 2,7V
2. Η μέγιστη τιμή για την AVCC είναι 5.5V

Πίνακας 3.5 χαρακτηριστικά του ADC.

3.2.7 PWM (ΧΡΟΝΙΣΤΕΣ-ΑΠΑΡΙΘΜΗΤΕΣ)

Ο ATmega16 είναι εξοπλισμένος με 3 X/A εκ των οποίων δύο είναι 8-μπιτοι και ένας είναι 16-μπιτος. Αυτοί είναι το μέσο για την δημιουργία των σημάτων εξόδου προς την τοπολογία του μετατροπέα. Στην συγκεκριμένη κατασκευή χρησιμοποιείται ο ένας από αυτούς που τυχαίνει να είναι και ο μεγαλύτερος από τους 3. Παρακάτω θα αναλυθεί η λειτουργία και ο τρόπος που ρυθμίζεται για να μπορέσει να δώσει το επιθυμητό αποτέλεσμα.



Σχήμα 3.14 Μπλοκ διάγραμμα απαριθμητή 1.

Στο σχήμα 3.14 μπορούμε να δούμε το σχηματικό διάγραμμα των βαθμίδων του 16μπιτου X/A. Για να μπορέσει κάποιος να τον ρυθμίσει, αυτός ο X/A διαθέτει 7 καταχωρητές, 3 από τους οποίους είναι 16μπιτοι και 4 8μπιτοι, ο TIMSK και TIFR έχουν λειτουργίες και άλλων X/A οι οποίες φαίνονται με γκρι χρώμα.

3.2.7.1 ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΙΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.

Οι καταστάσεις λειτουργίας στις οποίες μπορεί να δουλέψει αυτός ο απαριθμητής είναι 4:

1. **Μηδενισμός του απαριθμητή σε εξίσωση:** σε αυτήν την κατάσταση ο απαριθμητής μηδενίζεται σε εξίσωση του καταχωρητή TCNT1 με έναν από τους OCR1A, ICR1. Ένας από τους δύο τελευταίους καθορίζει την μέγιστη τιμή του απαριθμητή και ο άλλος εκτελεί τα χρέη της σύγκρισης. Η παρακάτω εξίσωση δείχνει την συχνότητα της κυματομορφής της εξόδου.

$$f_{OCnA} = \frac{f_{clk_I/O}}{2 * N * (1 + OCRnA)} \quad (3.1)$$

όπου N ισούται την κλίμακα εισόδου του απαριθμητή.

2. **Γρήγορο PWM:** Αυτό το είδος PWM διαφέρει από τα άλλα στο ότι η κυματομορφή της εξόδου του είναι πριονωτή και όχι τριγωνική. Ο απαριθμητής μετράει από το μηδέν στην μέγιστη τιμή και μετά ξανά από το μηδέν, η έξοδος ρυθμίζεται στην εξίσωση των 2 καταχωρητών και γίνεται μηδέν στην κορυφή του απαριθμητή. Η ακρίβεια μπορεί να ρυθμιστεί 8 bit, 9 bit ή στα 10 bit. Η εξίσωση που δίνει την ακρίβεια του PWM φαίνεται παρακάτω:

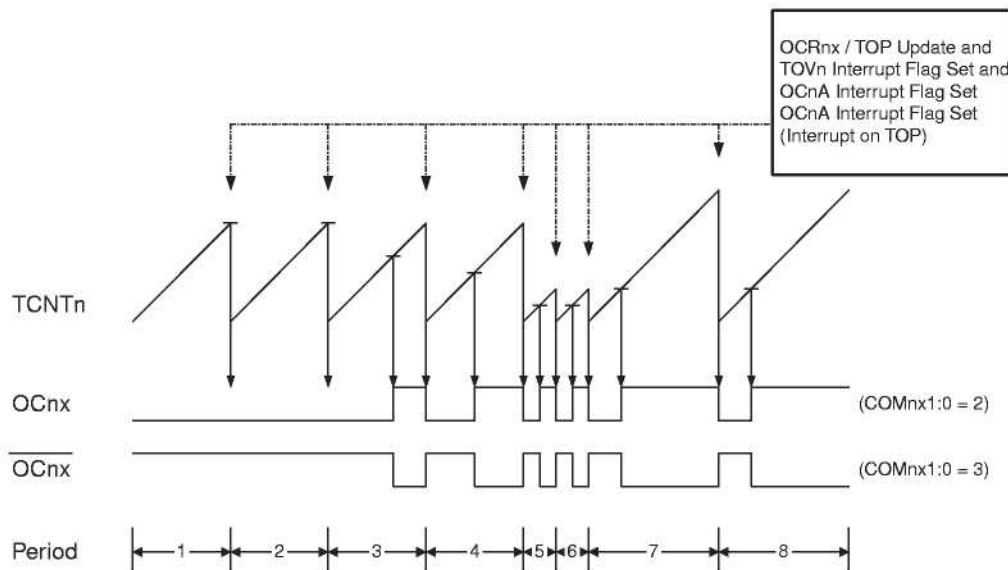
$$R_{FPWM} = \frac{\log(TOP + 1)}{\log(2)} \quad (3.2)$$

Η κυματομορφή του PWM δημιουργείται ρυθμίζοντας ή μηδενίζοντας τον καταχωρητή OC1x και η συχνότητα της κυματομορφής βγαίνει από την παρακάτω εξίσωση:

$$f_{OCnxPWM} = \frac{f_{clk_I/O}}{N * (1 + TOP)} \quad (3.3)$$

όπου N ισούται με την κλίμακα εισόδου του απαριθμητή.

Η κυματομορφή στο σχήμα 3.15 δείχνει την μορφή της, που όπως αναφέρθηκε παραπάνω είναι πριονωτή. Στην εικόνα περιέχεται αντιστραμμένο και μη αντιστραμμένο PWM.



Σχήμα 3.15 Γρήγορο PWM.

3. **PWM με διορθωμένη φάση.**

Βλέπε PWM με διορθωμένη φάση και συχνότητα.

4. **PWM με διορθωμένη φάση και συχνότητα.**

Σε αυτήν την κατάσταση ο απαριθμητής μετράει από το μηδέν στην μέγιστη τιμή και μετά κατεβαίνει ανάποδα από την μέγιστη τιμή στο μηδέν και ξανά πάλι. Στην μη αντιστραμμένη έξοδο η έξοδος γίνεται "1" στην εξίσωση των καταχωρητών όταν μετράει προς τα πάνω, και γίνεται "0" στην εξίσωση των καταχωρητών όταν κατεβαίνει από το μέγιστο στο μηδέν.

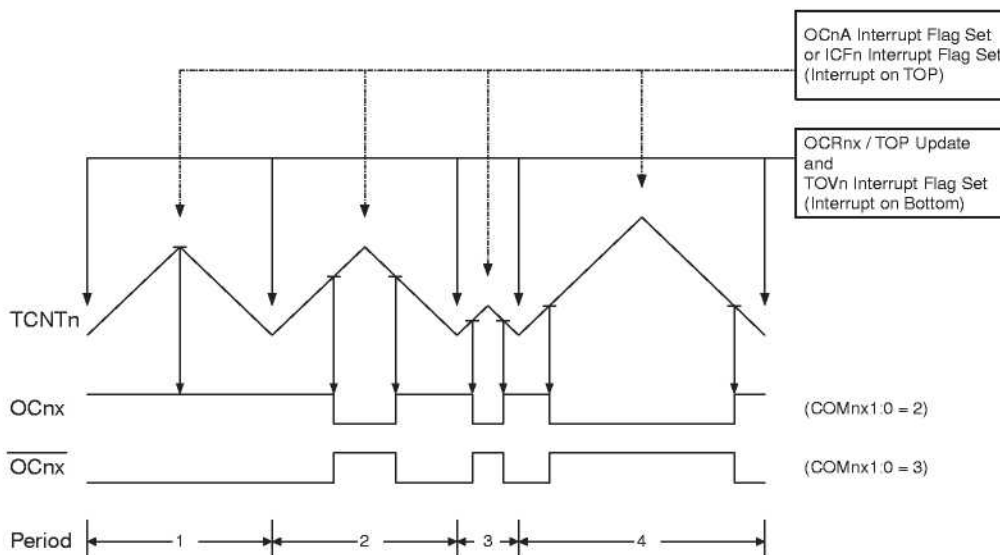
Η κύρια διαφορά μεταξύ των δύο αυτών καταστάσεων είναι ο χρόνος που γίνεται η ανανέωση του καταχωρητή OCR1x

Η ακρίβεια της εξόδου μπορεί να είναι 8 bit, 9 bit, 10 bit, 16 bit ή να καθορισθεί από τους καταχωρητές ICR1 και OCR1A ρυθμίζοντάς τους να ορίζουν την κορυφή του απαριθμητή. Η εξίσωση που δίνει την ακρίβεια της κυματομορφής είναι ίδια και για τις

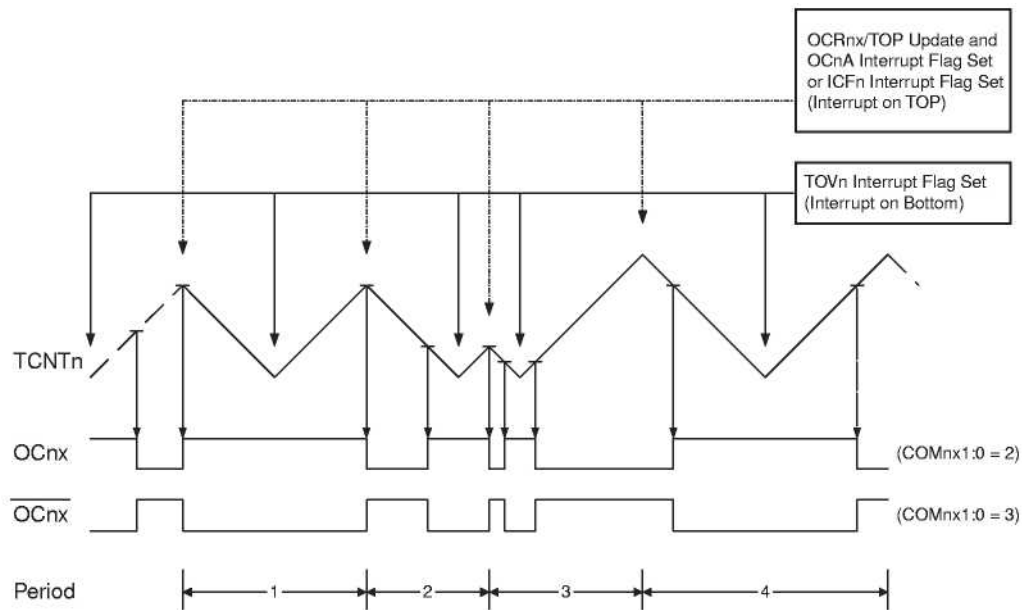
$$R_{PFCPWM} = \frac{\log(TOP + 1)}{\log(2)}$$

(3.4)

Στο σχήμα 3.16 φαίνεται η κυματομορφή της εξόδου αντιστραμμένη και μη. Ακόμη φαίνεται η τιμή του καταχωρητή TCNTn σαν ιστόγραμμα ώστε να δειχτεί η τριγωνική λειτουργία του PWM. Στο ίδιο σχήμα, φαίνονται και τα σημεία που γίνεται η ανανέωση του καταχωρητή σύγκρισης. Στο σχήμα η κορυφή του απαριθμητή καθορίζεται από τους καταχωρητές που περιγράψαμε προηγουμένως. Μαζί παρατίθεται και το σχεδιάγραμμα της κυματομορφής του PWM με διόρθωση στην φάση για να δειχθούν οι διαφορές τους. Στο PWM με διορθωμένη φάση και συχνότητα η κυματομορφή εξόδου είναι συμμετρική ενώ στην άλλη κατάσταση δεν είναι. Ακολουθεί η εξίσωση που δείχνει την συχνότητα της κυματομορφής εξόδου.



Σχήμα 3.16 PWM διορθωμένης συχνότητας και φάσης.



Σχήμα 3.17 PWM διορθωμένης φάσης.

$$f_{OCnxPCPWM} = \frac{f_{clk_I/O}}{2 * N * TOP} \quad (3.5)$$

όπου N είναι ο διαιρέτης εισόδου του απαριθμητή(1,8,64,256 ή 1024).

Εάν το OCR1A ρυθμιστεί να είναι ίσο με την ελάχιστη τιμή τότε η έξοδος θα είναι συνέχεια μέγιστη ενώ εάν είναι ίσο με το μέγιστο η έξοδος θα είναι συνέχεια η ελάχιστη.

Παρακάτω περιγράφονται οι καταχωρητές και οι λειτουργίες τους.

1. **TCCR1A**: από τα bit 7,6,5,4 ρυθμίζεται η λειτουργία των εξόδων OC1A και OC1B σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
TCCR1A	COM1A1	COM1A0	COM1B1	COM1B0	FOC1A	FOC1B	WGM11	WGM10
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial value	0	0	0	0	0	0	0	0

COM1A1/COM1B1 COM1A0/COM1B0

0	0
0	1
1	0
1	1

ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ
 ΚΑΝΟΝΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΗΣ ΠΟΡΤΑΣ OC1A/OC1B
 ΑΠΟΣΥΝΔΕΔΕΜΕΝΑ
 WGM13:0=9 Ή 14: ΑΝΤΙΣΤΡΕΨΕ ΤΟ OCnA ΣΕ
 ΕΞΙΣΩΣΗ OCnB ΑΠΟΣΥΝΔΕΔΕΜΕΝΟ
 ΣΒΗΝΕΙ OC1A/OC1B ΣΤΗΝ ΕΞΙΣΩΣΗ ΟΤΑΝ
 ΑΝΕΒΑΙΝΕΙ ΚΑΙ ΣΕΤΑΡΕΙ ΟΤΑΝ ΚΑΤΕΒΑΙΝΕΙ
 ΣΕΤΑΡΕΙ OC1A/OC1B ΣΤΗΝ ΕΞΙΣΩΣΗ ΟΤΑΝ
 ΑΝΕΒΑΙΝΕΙ ΚΑΙ ΣΒΗΝΕΙ ΟΤΑΝ ΚΑΤΕΒΑΙΝΕΙ

Πίνακας 3.6 Επιλογή λειτουργίας των εξόδων του PWM.

Τα bit 3,2 είναι ενεργά όταν ο X/A δουλεύει σε κατάσταση που δεν είναι PWM. Αν η κατάσταση που δουλεύει είναι PWM τότε αυτά τα bit πρέπει να ρυθμιστούν στο 0 όταν γράφουμε σε αυτόν το καταχωρητή. Τα bit 1,0 συνδυασμένα με τα bit 4,3 του καταχωρητή TCCR1B ελέγχουν την ακολουθία μέτρησης, την μέγιστη τιμή και το είδος της μορφής της κυματομορφής που θα χρησιμοποιηθεί. Οι λειτουργίες που υποστηρίζονται και που μπορούν να επιλεγούν είναι: η κανονική στην οποία έχουμε μετρητή, στην σύγκριση-μηδενισμό του μετρητή, και 3 τύπους PWM. Αυτά επιλέγονται σύμφωνα με τον πίνακα 3.7:

Mode	WGM13	WGM12 (CTC1)	WGM11 (PWM11)	WGM10 (PWM10)	Timer/Counter Mode of Operation	TOP	Update of OCR1X	TOV1 Flag Set on
0	0	0	0	0	Normal	0xFFFF	Immediate	MAX
1	0	0	0	1	PWM, Phase Correct, 8-bit	0x00FF	TOP	BOTTOM
2	0	0	1	0	PWM, Phase Correct, 9-bit	0x01FF	TOP	BOTTOM
3	0	0	1	1	PWM, Phase Correct, 10-bit	0x03FF	TOP	BOTTOM
4	0	1	0	0	CTC	OCR1A	Immediate	MAX
5	0	1	0	1	Fast PWM, 8-bit	0x00FF	TOP	TOP
6	0	1	1	0	Fast PWM, 9-bit	0x01FF	TOP	TOP
7	0	1	1	1	Fast PWM, 10-bit	0x03FF	TOP	TOP
8	1	0	0	0	PWM, Phase and Frequency Correct	ICR1	BOTTOM	BOTTOM
9	1	0	0	1	PWM, Phase and Frequency Correct	OCR1A	BOTTOM	BOTTOM
10	1	0	1	0	PWM, Phase Correct	ICR1	TOP	BOTTOM
11	1	0	1	1	PWM, Phase Correct	OCR1A	TOP	BOTTOM
12	1	1	0	0	CTC	ICR1	Immediate	MAX
13	1	1	0	1	Reserved	-	-	-
14	1	1	1	0	Fast PWM	ICR1	TOP	TOP
15	1	1	1	1	Fast PWM	OCR1A	TOP	TOP

Πίνακας 3.7 Επιλογή λειτουργίας PWM.

2. TCCR1B:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
TCCR1B	ICNC1	ICES1	-	WGM13	WGM12	CS12	CS11	C10
Read/Write	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Από αυτόν τον καταχωρητή θα μας απασχολήσουν τα bit 4,3,2,1,0. Τα bit 4,3 αναφέρθηκαν στην περιγραφή του προηγούμενου καταχωρητή. Τα bit 2,1,0 επιλέγουν την πηγή του ρολογιού την οποία θα βλέπει ο μετρητής. Αυτή η επιλογή γίνεται σύμφωνα με τον πίνακα 3.8:

CS12	CS11	CS10	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ
0	0	0	ΚΑΜΙΑ ΠΗΓΗ ΡΟΛΟΓΙΟΥ(Ο ΑΠΑΡΙΘΜΗΤΗΣ-ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ ΕΙΝΑΙ ΣΤΑΜΑΤΗΜΕΝΟΣ)
0	0	1	$CKL_{I/O}/1$
0	1	0	$CKL_{I/O}/8$
0	1	1	$CKL_{I/O}/64$
1	0	0	$CKL_{I/O}/256$

Πίνακας 3.8 Επιλογή ρολογιού εισόδου στον απαριθμητή.

3. TCNT1H-TCNT1L:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
TCNT1H	TCNT1[15:8]							
TCNT1L	TCNT1[7:0]							
Read/Write	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Σε αυτόν τον καταχωρητή γράφεται η τιμή στην οποία θα ξεκινήσει ο απαριθμητής καθώς επίσης και να διαβαστεί η τρέχουσα τιμή του απαριθμητή. Αν γίνει προσπάθεια εγγραφής του καταχωρητή κατά την διάρκεια της μέτρησης υπάρχει περίπτωση να χαθεί η σύγκριση.

4. OCR1AH-OCR1AL:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
OCR1AH	OCR1A[15:8]							
OCR1AL	OCR1A[7:0]							
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Ο καταχωρητής αυτός χρησιμοποιείται για την εξαγωγή της κυματομορφής του PWM. Η τιμή του συγκρίνεται με τον καταχωρητή TCNT1 και ανάλογα της ρύθμισης βγαίνει η κατάλληλη κυματομορφή.

5. OCR1BH-OCR1BL:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
OCR1BH	OCR1B[15:8]							
OCR1BL	OCR1B[7:0]							
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Ο καταχωρητής αυτός χρησιμοποιείται για την εξαγωγή της κυματομορφής του PWM. Η τιμή του συγκρίνεται με τον καταχωρητή TCNT1 και ανάλογα της ρύθμισης βγαίνει η κατάλληλη κυματομορφή.

6. ICR1H-ICR1L:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
ICR1H	ICR1[15:8]							
ICR1L	ICR1[7:0]							
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Σε αυτόν τον καταχωρητή αποθηκεύεται η τιμή του απαριθμητή (TCNT1) κάθε φορά που συμβαίνει ένα συμβάν στο αντίστοιχο pin. Εναλλακτικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ορίσει την μέγιστη τιμή του απαριθμητή.

7. TIMSK:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
TIMSK	OCIE2	TOIE2	TICIE1	OCIE1A	OCIE1B	TOIE1	OCIE0	TOIE0
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Περιέχει τα bit που ελέγχουν τα interrupt όλων των απαριθμητών. Εδώ θα περιγραφούν τα bit που αναφέρονται στον συγκεκριμένο απαριθμητή. Το **bit 5** ενεργοποιεί το interrupt που ενεργοποιείται όταν γίνει ένα εξωτερικό συμβάν στο ποδαράκι ICP. Το **bit 4** ενεργοποιεί το interrupt όταν εξισωθεί ο καταχωρητής OCR1A με τον TCNT1. Το **bit 3** ενεργοποιεί το interrupt όταν εξισωθεί ο καταχωρητής OCR1B με τον TCNT1. Το **bit 2** ενεργοποιεί το interrupt όταν υπερχειλίσει ο απαριθμητής.

8. TIFR:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
TIFR	OCF2	TOV2	ICF1	OCF1A	OCF1B	TOV1	OCF0	TOV0
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Περιέχει τα bit σημαίες. Εδώ θα περιγραφούν τα bit που αναφέρονται στον συγκεκριμένο απαριθμητή. Το **bit 5** ενεργοποιείται όταν γίνει ένα εξωτερικό συμβάν στο ποδαράκι ICP. Εάν αυτός ο καταχωρητής έχει ρυθμιστεί έτσι ώστε να ορίζει την μέγιστη τιμή του απαριθμητή τότε το bit αυτό ενεργοποιείται κάθε φορά που ο απαριθμητής φτάνει την μέγιστη τιμή του. Το **bit 4** ενεργοποιείται όταν εξισωθεί ο καταχωρητής OCR1A με τον TCNT1. Το **bit 3** ενεργοποιείται όταν εξισωθεί ο καταχωρητής OCR1B με τον TCNT1. Το **bit 2** ενεργοποιείται όταν υπερχειλίσει ο απαριθμητής όταν λειτουργεί σε κατάσταση CTC ή σε κανονική λειτουργία απαριθμητή. Όταν ο απαριθμητής έχει ρυθμιστεί να δουλεύει σε κάποια άλλη κατάσταση τότε για την λειτουργία αυτού του bit πρέπει να διαβαστεί ο πίνακας.....

3.2.8 ΕΞΩΤΕΡΙΚΑ INTERRUPT

Στην κατασκευή που υλοποιήθηκε χρησιμοποιούνται τα δύο από τα τρία εξωτερικά interrupt που διαθέτει ο ATmega16. Ο καταχωρητής που τα ρυθμίζει είναι ο MCUCR, σε αυτόν τον καταχωρητή τα 4 τελευταία bit χρησιμοποιούνται για τα εξωτερικά interrupt.

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
MCUCR	SM2	SE	SM1	SM0	ISC11	ISC10	ISC01	ISC00
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Τα bit 3,2 ελέγχουν το πώς θα ενεργοποιείται το INT1, σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα:

ISC11	ISC10	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ
0	0	ΤΟ ΧΑΜΗΛΟ ΕΠΙΠΕΔΟ ΣΤΟ INT1/INT0 ΕΝΕΡΓΟΠΟΙΕΙ ΤΗΝ ΑΙΤΗΣΗ ΓΙΑ INTERRUPT
0	1	ΚΑΘΕ ΛΟΓΙΚΗ ΑΛΛΑΓΗ ΣΤΟ INT1/INT0 ΕΝΕΡΓΟΠΟΙΕΙ ΤΗΝ ΑΙΤΗΣΗ ΓΙΑ INTERRUPT
1	0	Η ΑΛΛΑΓΗ ΑΠΟ HIGH ΣΕ LOW ΣΤΟ INT1/INT0 ΕΝΕΡΓΟΠΟΙΕΙ ΤΗΝ ΑΙΤΗΣΗ ΓΙΑ INTERRUPT
1	1	Η ΑΛΛΑΓΗ ΑΠΟ LOW ΣΕ HIGH ΣΤΟ INT1/INT0 ΕΝΕΡΓΟΠΟΙΕΙ ΤΗΝ ΑΙΤΗΣΗ ΓΙΑ INTERRUPT

Πίνακας 3.9 επιλογή τρόπου ενεργοποίησης των INTERRUPT.

Τα bit 1,0 ελέγχουν το πώς θα ενεργοποιούνται τα INTERRUPT, η επιλογή γίνεται σύμφωνα με τον πίνακα 3.9

3.2.8.1 ΧΡΟΝΟΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ ΤΩΝ INTERRUPT

Η απόκριση στην εκτέλεση όλων των ενεργοποιημένων interrupt είναι το λιγότερο 4 κύκλοι ρολογιού. Κατά την διάρκεια αυτών των 4 κύκλων ο μετρητής προγράμματος αναγκάζεται να πάει στην περιοχή της μνήμης που περιέχει τις ρουτίνες των interrupt (stack). Εάν ένα interrupt ενεργοποιηθεί κατά την διάρκεια εκτέλεσης μιας εντολής που διαρκεί πολλούς κύκλους τότε πρώτα τελειώνει η εκτέλεση της εντολής και μετά εκτελείτε το interrupt. Εάν έρθει εντολή για εκτέλεση interrupt και η κεντρική μονάδα επεξεργασίας είναι σε κατάσταση αδράνειας τότε ο χρόνος εκτέλεσης του interrupt αυξάνεται κατά ακόμα 4 κύκλους ρολογιού. Ακόμη πρέπει να αναφερθεί ότι η επιστροφή από την ρουτίνα του interrupt στο κανονικό πρόγραμμα διαρκεί 4 κύκλους.

3.2.9 ΤΟ ΡΟΛΟΙ

Ο μικροελεγκτής για να δουλέψει πρέπει να παλμοδοτείται από ένα ρολόι, ο ATmega16 μπορεί να παλμοδοτηθεί από τις πηγές που φαίνονται στον πίνακα 3.10 και επιλέγονται από τα αντίστοιχα flash fuse bits.

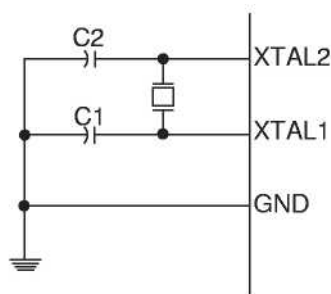
ΕΠΙΛΟΓΗ ΠΗΓΗΣ ΡΟΛΟΓΙΟΥ	CKSEL3..0
ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΣ ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΣ/ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ	1111-1010
ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΣ ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΣ ΧΑΜΗΛΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ	1001
ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΣ RC ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ	1000-0101
ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΣ ΡΥΘΜΙΣΜΕΝΟΣ RC ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ	0100-0001
ΕΞΩΤΕΡΙΚΟ ΡΟΛΟΙ	0000

Πίνακας 3.10 Πηγές ρολογιού και τα αντίστοιχα flash fuse bits που πρέπει να επιλεγούν.

Ο μικροελεγκτής από τις εργοστασιακές ρυθμίσεις έχει προεπιλεγμένη την επιλογή για εσωτερικό κύκλωμα ταλάντωσης RC και χρόνο εκκίνησης 64ms, αυτό σημαίνει ότι οι εξής ασφάλειες είναι προγραμματισμένες: CKSEL=0001 και SUT=10. Αυτή η ρύθμιση επιτρέπει σε όλους τους χρήστες να επιλέξουν την ρύθμιση που θέλουν, μέσω ενός παράλληλου προγραμματιστή.

3.2.9.1 ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΥ

Στο κύκλωμα που μελετάται εδώ για την παλμοδότηση του μικροελεγκτή χρησιμοποιείται ένας κρυσταλλικός ταλαντωτής 16MHz. Αυτός συνδέεται με τα ποδαράκια XTAL1 και XTAL2 όπως φαίνεται στο παρακάτω σχέδιο.



Η ασφάλεια CKOPT επιλέγει μεταξύ 2 καταστάσεων λειτουργίας του εσωτερικού ενισχυτή. Όταν αυτή η ασφάλεια είναι προγραμματισμένη τότε αυτή η κατάσταση λειτουργίας είναι κατάλληλη για θορυβώδες περιβάλλον ή όταν η έξοδος XTAL2 οδηγεί και άλλο ταλαντωτή. Επιπρόσθετα αυτή η κατάσταση λειτουργίας έχει μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας. Με αυτήν την

ασφάλεια απρογραμματίστη η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας είναι 8 MHz ενώ όταν είναι προγραμματισμένη η μέγιστη συχνότητα είναι 16MHz.

Οι πυκνωτές C1,C2 πρέπει να επιλέγονται σύμφωνα με την συχνότητα του κρυστάλλου και τον κατασκευαστή. Οι γραμμές που θα πρέπει να ακολουθηθούν για την επιλογή των πυκνωτών φαίνονται πίνακα 3.11

CKOPT	CKSEL3...0	ΠΕΡΙΟΧΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ (MHz)	ΣΥΝΙΣΤΩΜΕΝΗ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΩΝ ΠΥΚΝΩΤΩΝ C1 ΚΑΙ C2 ΓΙΑ ΧΡΗΣΗ ΜΕ ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΥΣ (Pf)
1	101 ⁽¹⁾	0,4-0,9	-
1	110	0,9-3,0	12--22
1	111	3,0-8,0	12--22
0	101,110,111	1,0=<	12--22

Σημείωση: (1)Αυτή η επιλογή δεν θα πρέπει να χρησιμοποιείται με κρυστάλλους.

Πίνακας 3.11 Γενικές γραμμές επιλογής κατάλληλων πυκνωτών.

3.2.10 ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

Absolute Maximum Ratings*

Operating Temperature	-55°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Voltage on any Pin except $\overline{\text{RESET}}$ with respect to Ground	-1.0V to $V_{CC}+0.5V$
Voltage on $\overline{\text{RESET}}$ with respect to Ground.....	-1.0V to +13.0V
Maximum Operating Voltage	6.0V
DC Current per I/O Pin	40.0 mA
DC Current V_{CC} and GND Pins.....	200.0 mA

Πίνακας 3.12 Απόλυτες μέγιστες τιμές.

T_A = -40°C to 85°C, V_{CC} = 2.7V to 5.5V (Unless Otherwise Noted)

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
V _{IL}	Input Low Voltage	Except XTAL1 pin	-0.5		0.2 V _{CC} ⁽¹⁾	V
V _{IL1}	Input Low Voltage	XTAL1 pin, External Clock Selected	-0.5		0.1 V _{CC} ⁽¹⁾	V
V _{IH}	Input High Voltage	Except XTAL1 and RESET pins	0.6 V _{CC} ⁽²⁾		V _{CC} + 0.5	V
V _{IH1}	Input High Voltage	XTAL1 pin, External Clock Selected	0.7 V _{CC} ⁽²⁾		V _{CC} + 0.5	V
V _{IH2}	Input High Voltage	RESET pin	0.9 V _{CC} ⁽²⁾		V _{CC} + 0.5	V
V _{OL}	Output Low Voltage ⁽³⁾ (Ports A,B,C,D)	I _{OL} = 20 mA, V _{CC} = 5V I _{OL} = 10 mA, V _{CC} = 3V			0.7	V
					0.5	V
V _{OH}	Output High Voltage ⁽⁴⁾ (Ports A,B,C,D)	I _{OH} = -20 mA, V _{CC} = 5V I _{OH} = -10 mA, V _{CC} = 3V	4.0			V
			2.2			V
I _{IL}	Input Leakage Current I/O Pin	V _{CC} = 5.5V, pin low (absolute value)			1	μA
I _{IH}	Input Leakage Current I/O Pin	V _{CC} = 5.5V, pin high (absolute value)			1	μA
R _{RST}	Reset Pull-up Resistor		20		100	kΩ
R _{pu}	I/O Pin Pull-up Resistor		20		100	kΩ

T_A = -40°C to 85°C, V_{CC} = 2.7V to 5.5V (Unless Otherwise Noted)

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units	
I _{CC}	Power Supply Current	Active 1 MHz, V _{CC} = 3V (ATmega16L)		1.1		mA	
		Active 4 MHz, V _{CC} = 3V (ATmega16L)		3.8	5	mA	
		Active 8 MHz, V _{CC} = 5V (ATmega16)		12	20	mA	
		Idle 1 MHz, V _{CC} = 3V (ATmega16L)		0.35		mA	
		Idle 4 MHz, V _{CC} = 3V (ATmega16L)		1.2	2	mA	
		Idle 8 MHz, V _{CC} = 5V (ATmega16)		5.5	8	mA	
	Power-down Mode ⁽⁵⁾	WDT enabled, V _{CC} = 3V		< 25		40	μA
		WDT disabled, V _{CC} = 3V		< 1		15	μA
V _{ACIO}	Analog Comparator Input Offset Voltage	V _{CC} = 5V V _{in} = V _{CC} /2			40	mV	
I _{ACLK}	Analog Comparator Input Leakage Current	V _{CC} = 5V V _{in} = V _{CC} /2	-50		50	nA	
t _{ACID}	Analog Comparator Propagation Delay	V _{CC} = 2.7V V _{CC} = 4.0V		750		ns	
				500			

Σημείωση:

1. Με την έκφραση Max περιγράφεται η μέγιστη τιμή στην οποία το pin θα διαβαστεί σαν low.
2. Με την έκφραση Min περιγράφεται η μικρότερη τιμή στην οποία το pin θα διαβαστεί σαν high.
3. Αν και κάθε πόρτα εισόδου/εξόδου μπορεί να απορροφήσει περισσότερο ρεύμα από αυτό που περιγράφεται στον πίνακα, τα επόμενα πρέπει να προσεχθούν κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες.
 - A) Το άθροισμα όλων των I_{OL}, για όλες τις πόρτες δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 400mA.
 - B) Το άθροισμα όλων των I_{OL}, για την πόρτα A0-A7, δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 200mA.
 - Γ) Το άθροισμα όλων των I_{OL}, για τις πόρτες B0-B7, C0-C7, D0-D7 και XTAL2 δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 200mA.

4. Αν και κάθε πόρτα εισόδου εξόδου μπορεί να απορροφήσει περισσότερο ρεύμα από αυτό που περιγράφεται στον πίνακα, τα επόμενα πρέπει να προσεχθούν κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες.
 - A) Το άθροισμα όλων των IOH, για όλες τις πόρτες δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 400mA.
 - B) Το άθροισμα όλων των IOH, για την πόρτα A0-A7, δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 200mA.
 - Γ) Το άθροισμα όλων των IOH, για τις πόρτες B0-B7, C0-C7, D0-D7 και XTAL2 δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 300Ma.

Πίνακας 3.13 Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά

3.3 ΠΕΡΙΦΕΡΕΙΑΚΑ ΠΟΥ ΣΥΝΟΔΕΥΟΥΝ ΤΟΝ ATmega16.

Ο μικροελεγκτής για να μπορέσει να είναι ανταγωνιστικός και ευέλικτος συνοδεύεται από πλήθος περιφερειακών είτε αυτά είναι hardware είτε αυτά είναι software. Στην παρούσα πτυχιακή εργασία και σε αυτήν την παράγραφο θα περιγραφούν αυτά τα περιφερειακά που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση της εργασίας. Αυτά που χρησιμοποιήθηκαν είναι τα εξής:

1. Το αναπτυξιακό της ATMEL με κωδική ονομασία STK 500.
2. Το πρόγραμμα IAR Embedded Workbench οποίο χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του προγράμματος λειτουργίας σε γλώσσα C++.
3. Το πρόγραμμα AVR Studio 4 το οποίο χρησιμοποιήθηκε για τον έλεγχο του αναπτυξιακού και τον προγραμματισμό του ATmega16.

3.4 ΑΙΣΘΗΤΗΡΙΑ

Ας ξεκινήσουμε από τα αισθητήρια από τα οποία ο μικροελεγκτής βλέπει τι γίνεται και δρα ανάλογα. Τα αισθητήρια που υπάρχουν και δίνουν πληροφορίες στον μικροελεγκτή είναι:

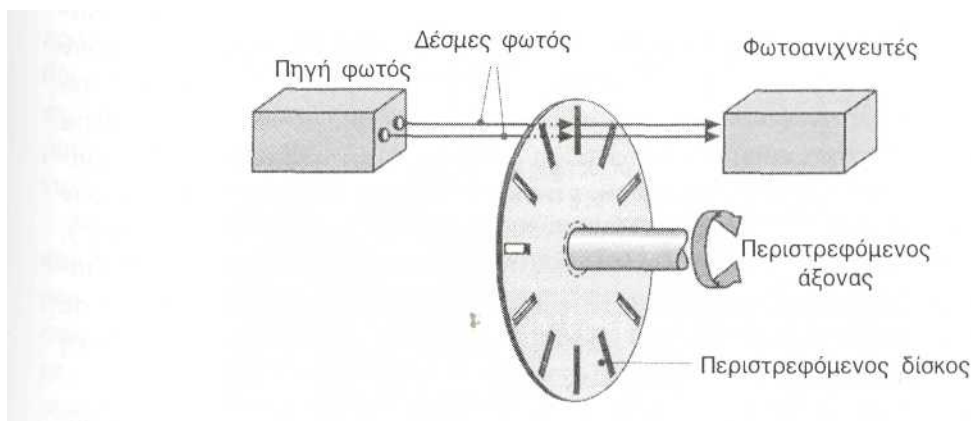
1. Αισθητήρια γωνιακής ταχύτητας.
2. 2 shunt αντιστάσεις.
3. ένα ποτενσιόμετρο.

Αισθητήρια γωνιακής ταχύτητας υπάρχουν πολλών ειδών, 2 περιγράφονται παρακάτω:

3.4.1 ΑΞΟΝΙΚΟΙ ΟΠΤΙΚΟΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΕΣ

Οι αξονικοί οπτικοί κωδικοποιητές (optical shaft encoders) παρέχουν πληροφορίες για τη γωνιακή μετατόπιση σε ψηφιακή μορφή. Αυτό είναι χρήσιμο επειδή οι ψηφιακές έξοδοι είναι συμβατές με υπολογιστές και άλλα ψηφιακά ηλεκτρονικά συστήματα.

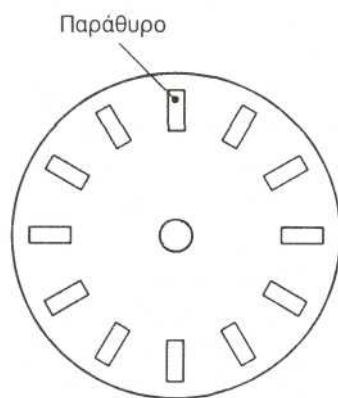
Υπάρχουν δύο κύρια είδη τέτοιων κωδικοποιητών, οι αυξητικοί κωδικοποιητές (incremental encoders) και οι απόλυτοι κωδικοποιητές (absolute encoders). Οι αυξητικοί κωδικοποιητές παράγουν ένα σήμα το οποίο δείχνει ότι έχει συμβεί μία γωνιακή μετατόπιση σε έναν άξονα. Απαριθμούνται πολλά τέτοια σήματα εξόδου και από το πλήθος τους εξάγεται η γωνιακή μετατόπιση του άξονα. Ο απόλυτος κωδικοποιητής παράγει ένα σήμα εξόδου, το οποίο δείχνει τη συνολική γωνιακή μετατόπιση του άξονα, από μία θέση που θεωρείται αρχική (θέση μηδέν).



Σχήμα 3.18 Αυξητικός οπτικός αξονικός κωδικοποιητής

Το σχήμα 3.18 εικονίζει έναν τυπικό αυξητικό οπτικό κωδικοποιητή. Αυτός αποτελείται από ένα δίσκο που είναι ακλόνητα συνδεδεμένος στον άξονα, του οποίου τη γωνιακή μετατόπιση θέλουμε να μετρήσουμε. Ο δίσκος έχει στην περιφέρεια του έναν αριθμό από ισαπέχουσες σχισμές ή παράθυρα, μέσα από τα οποία μπορεί να περνά μία φωτεινή ακτίνα. Το υπόλοιπο τμήμα του δίσκου είναι αδιαφανές. Μία πηγή φωτός, η οποία αποτελείται από δύο διόδους φωτοεκπομπής (light emitting diodes, LED'S) ευθυγραμμίζεται με το δίσκο. Εάν το φως από αυτές τις διόδους περάσει μέσα από το δίσκο χωρίς να διακοπεί, συλλέγεται από δύο φωτοανιχνευτές

Το σχήμα 3.19 εικονίζει το δίσκο ενός τυπικού αυξητικού οπτικού κωδικοποιητή. Καθώς περιστρέφεται ο άξονας, το φως περνά περιοδικά μέσα από τα ισαπέχοντα παράθυρα του δίσκου και εμποδίζεται από τις ενδιάμεσες αδιαφανείς περιοχές. Επομένως παράγεται μία παλμική δέσμη φωτός στην άλλη πλευρά του δίσκου. Οι ανιχνευτές LED είναι έτσι τοποθετημένοι ώστε, καθώς περιστρέφεται ο άξονας και ο δίσκος, η διαφορά φάσης των παλμοσειρών φωτός που προκύπτουν στους ανιχνευτές να δείχνει την κατεύθυνση της περιστροφής. Ο αριθμός των παλμών που ανιχνεύονται είναι ανάλογος της γωνίας κατά την οποία έχει μετατοπιστεί ο άξονας και ο δίσκος. Η γωνιακή μετατόπιση του άξονα μπορεί να προσδιοριστεί αναφορικά με ένα αυθαίρετα επιλεγμένο σημείο έναρξης.

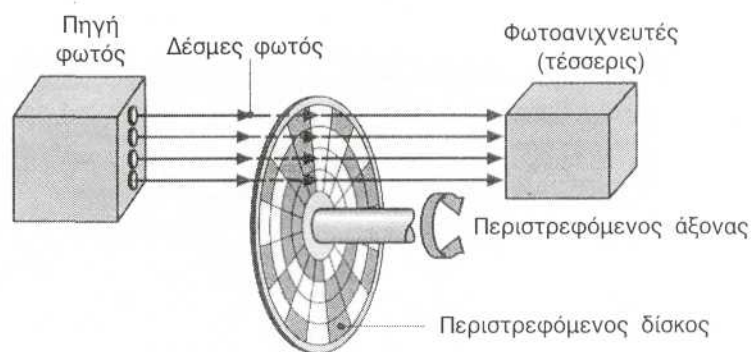


Σχήμα 3.19. Ο δίσκος του αυξητικού οπτικού αξονικού κωδικοποιητή

Η διακριτική ικανότητα του δίσκου εξαρτάται από τον αριθμό των παραθύρων που περιέχει. Όσο περισσότερα είναι αυτά, τόσο υψηλότερη είναι η διακριτική ικανότητα. Αυτή προσδιορίζεται ποσοτικά διαιρώντας τα 2π ακτίνια, που αντιστοιχούν σε μία πλήρη περιστροφή (δηλαδή σε 360°), με τον αριθμό των παραθύρων του δίσκου. Ο αριθμός αυτός κυμαίνεται από 60 έως πάνω από 1000, με τη βοήθεια πολλαπλών σειρών παραθύρων, επιτρέποντας την επίτευξη εξαιρετικά καλής διακριτικής ικανότητας. Τυπικές τιμές διακριτικής ικανότητας των αυξητικών οπτικών αξονικών κωδικοποιητών είναι 0.0034 ακτίνια (δηλαδή 0.2°) έως 0.102 ακτίνια (6°).

Το σχήμα 3.20 εικονίζει έναν τυπικό απόλυτο οπτικό κωδικοποιητή. Αυτός διαφέρει από τον αυξητικό κωδικοποιητή, στο ότι το σήμα εξόδου που παράγει είναι σε ψηφιακή, ή εν γένει κωδικοποιημένη μορφή. Αυτό παρέχει μία απόλυτη τιμή για τη μετατόπιση του άξονα.

Στον άξονα προσαρμόζεται ένας περιστρεφόμενος δίσκος με έναν αριθμό ομόκεντρων καναλιών (αυλακώσεων). Μία πηγή φωτός, που αποτελείται από μερικές διόδους LED ευθυγραμμίζεται με τις αυλακώσεις του δίσκου. Μερικοί φωτοανιχνευτές ευθυγραμμίζονται με όμοιο τρόπο με το δίσκο και τις δέσμες φωτός που περνούν μέσα από το δίσκο.



Σχήμα 3.20 Απόλυτος κωδικοποιητής

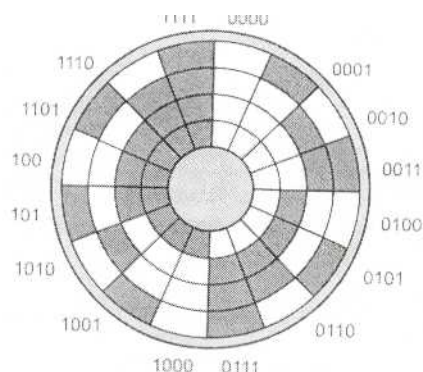
Ένα "κλειστό" παράθυρο, το οποίο είναι αδιαφανές και εμποδίζει τη διέλευση της φωτεινής δέσμης από κάποιο LED προς τον αντίστοιχο ανιχνευτή, αντιπροσωπεύει το δυαδικό αριθμό "0". Ένα "ανοικτό" παράθυρο, το οποίο επιτρέπει το φως από κάποιο LED να φθάσει στον ανιχνευτή που βρίσκεται απέναντι του αντιπροσωπεύει το δυαδικό αριθμό "1". Ο συνδυασμός ανοικτών και κλειστών παραθύρων μπορεί να αντιπροσωπεύσει όλους τους δεκαδικούς αριθμούς από 0 έως $2^n - 1$, όπου n είναι ο αριθμός των αυλακώσεων.

Ο δίσκος ενός δυαδικού, απόλυτου αξονικού κωδικοποιητή που εικονίζεται στο σχήμα 3.21 έχει τέσσερις αυλακώσεις και επομένως ο κάθε δυαδικός αριθμός που μπορεί να σχηματιστεί περιέχει τέσσερα bit. Ο αριθμός των θέσεων που μπορούν να ανιχνευθούν είναι 16 (δηλαδή 2^4) και έτσι η δυαδική ακολουθία εκτείνεται από τον αριθμό 0 έως τον αριθμό 15 (που ισούται με $2^4 - 1$). Η διακριτική ικανότητα, η οποία προσδιορίζεται εάν διαιρέσουμε τα 2π ακτίνια (ή τις 360°) με τον αριθμό των παραθύρων, που είναι 16, είναι 0.393 ακτίνια (ή 22.5°). Εάν χρησιμοποιήσουμε έναν περιστρεφόμενο δίσκο με οκτώ αυλακώσεις, τότε ο αριθμός των θέσεων που μπορούν να ανιχνευθούν είναι $2^8 = 256$. Η διακριτική ικανότητα είναι τότε 0.024 ακτίνια (ή 14.1°).

Στην πράξη υπάρχουν προβλήματα με αυτόν τον τύπο δυαδικού απόλυτου κωδικοποιητή. Είναι δύσκολο να επιτευχθεί ακριβής ρύθμιση των ακμών των παραθύρων με τις φωτεινές δέσμες σε κάθε αυλάκωση και επομένως εισάγονται συχνά σφάλματα. Αυτά τα σφάλματα συμβαίνουν στα όρια μεταξύ των παραθύρων και σε μερικές περιπτώσεις είναι πιθανόν να διαπραχθεί σφάλμα 180° κατά τον υπολογισμό της γωνιακής μετατόπισης του άξονα.

Ένα κύριο μειονέκτημα του δυαδικού απόλυτου κωδικοποιητή είναι ότι σε πολλές περιπτώσεις μία αύξηση της μετατόπισης θα προκαλέσει ταυτόχρονη αλλαγή κατάστασης σε περισσότερα από ένα παράθυρα. Αυτό συμβαίνει λόγω της φύσης του δυαδικού συστήματος αρίθμησης. Για παράδειγμα, όταν από τον αριθμό 0011 οδηγούμαστε στον αριθμό 0100 (από το δεκαδικό "3" στο δεκαδικό "4") αλλάζουν τρία παράθυρα, και όταν από τον αριθμό 0111 οδηγούμαστε στον αριθμό 1000 (από το δεκαδικό "7" στο δεκαδικό "8") αλλάζουν κατάσταση τέσσερα παράθυρα, κ.ο.κ. Η πιο σημαντική αλλαγή είναι όταν από τον αριθμό 1111 οδηγούμαστε στον αριθμό 0000 (από το δεκαδικό "15" στο δεκαδικό "16"), οπότε αλλάζουν κατάσταση τέσσερα παράθυρα. Επομένως, εάν ο απόλυτος κωδικοποιητής αναγνώσει λάθος κάποιο παράθυρο, θα προκληθούν σημαντικά σφάλματα στον προσδιορισμό της θέσης. Για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα έχει επινοηθεί ο κώδικας Gray (Gray code), που έλαβε την ονομασία του Frank Gray των

Εργαστηρίων Bell. Αυτός απεικονίζει τους δεκαδικούς αριθμούς με τέτοια δυαδική μορφή, έτσι ώστε από κάποιον αριθμό στον επόμενο να αλλάζει μόνο ένα bit, ή αλλιώς, στην περίπτωση μας, ένα παράθυρο.



Σχήμα 3.21 Ο δίσκος ενός δυαδικού, απόλυτου κωδικοποιητή

Οι οπτικοί κωδικοποιητές για τη μέτρηση της γωνιακής μετατόπισης έχουν εφαρμογές σε μηχανές που ελέγχονται αριθμητικά, όπως είναι οι τόννοι και οι φρέζες που ελέγχονται από υπολογιστή. Μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν στη ρομποτική και τα συστήματα τοποθέτησης. Μία συνηθισμένη εφαρμογή των σχετικών οπτικών κωδικοποιητών στους υπολογιστές αποτελεί το ποντίκι (mouse).

3.4.2 ΤΑΧΟΜΕΤΡΙΚΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ

Ταχύμετρο (tachometer) ονομάζεται κάθε συσκευή που χρησιμοποιείται για τη μέτρηση της περιστροφής ενός άξονα. Γεννήτρια (generator) ονομάζεται κάθε συσκευή που μετατρέπει μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρική. Έτσι, η ταχομετρική γεννήτρια, ή απλούστερα ταχογεννήτρια (tachogenerator) είναι μία συσκευή η οποία, όταν οδηγείται από μία περιστροφική μηχανική δύναμη, παράγει μία ηλεκτρική έξοδο ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής.

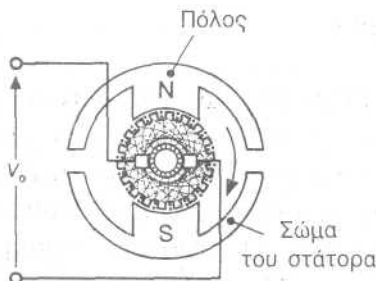
Οι ταχομετρικές γεννήτριες συνδέονται στον περιστρεφόμενο άξονα, του οποίου την ταχύτητα θέλουμε να μετρήσουμε. Υπάρχουν αρκετοί τρόποι για να γίνει αυτό, για παράδειγμα με άμεση ζεύξη ή με τη βοήθεια ιμάντων και γραναζιών (παρότι τότε θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η τυχόν ενίσχυση της περιστροφής). Παράγεται τότε μία έξοδος, η οποία συνδέεται καταρχήν με την ταχύτητα και όχι με τη μετατόπιση. Εντούτοις, γνωρίζουμε ότι η ταχύτητα αποτελεί το ρυθμό μεταβολής της μετατόπισης, και επομένως μπορεί να ληφθεί ένα μέτρο της μετατόπισης ολοκληρώνοντας την έξοδο του ταχομέτρου ως προς το χρόνο.

Οι ταχομετρικές γεννήτριες αναφέρονται συνήθως ως συνεχούς (dc) ή εναλλασσομένου (ac) ρεύματος, ανάλογα με την έξοδο που παράγουν.

Το σχήμα 3.21 παρουσιάζει τη μορφή μίας ταχομετρικής γεννήτριας συνεχούς ρεύματος. Αυτή ουσιαστικά αποτελείται από μία μικρή γεννήτρια συνεχούς ρεύματος, η οποία παράγει μία μέτρια συνεχή τάση στην έξοδο. Διαφέρει από τις γεννήτριες συνεχούς ρεύματος στο ότι κάποια μέρη της έχουν σχεδιαστεί με ειδικό τρόπο, ώστε να βελτιώνουν την ακρίβεια που μπορεί να επιτευχθεί στον προσδιορισμό της ταχύτητας, ενώ σε μία απλή γεννήτρια σκοπός είναι η παραγωγή ηλεκτρικής ισχύος. Οι γεννήτριες κατασκευάζονται από αγώγιμα και σιδηρούχα μέταλλα και έχουν εν γένει μεγάλο βάρος. Τα ταχύμετρα δε χρειάζεται να έχουν τόσο μεγάλη ευελιξία όπως οι γεννήτριες, και έτσι μπορούν να περιέχουν και άλλα, ελαφρότερα υλικά, όπως είναι το fiberglass, για να ελαττωθεί η συνολική τους μάζα. Είναι σημαντικό αυτές οι συσκευές να είναι όσο ελαφρύτερες γίνεται, ώστε η μάζα του ταχομέτρου να μην επηρεάζει την ταχύτητα του συστήματος που εξετάζεται.

Το σήμα εξόδου των ταχομέτρων συνεχούς ρεύματος απαιτεί συνήθως επιπλέον κυκλώματα για την εξάλειψη του ηλεκτρικού θορύβου. Τότε το σήμα εξόδου μπορεί να εμφανιστεί στην οθόνη ενός βολτομέτρου, κατάλληλα βαθμονομημένου σε μονάδες

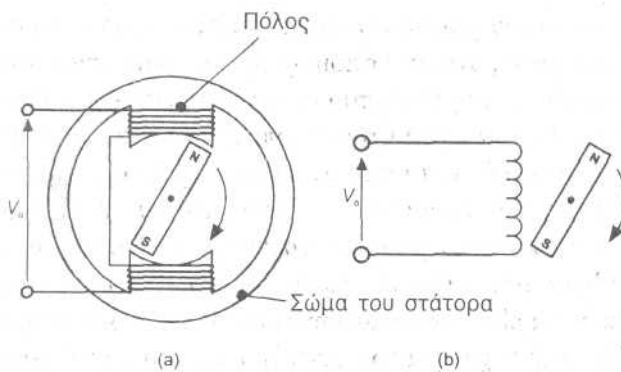
ταχύτητας ή μετατόπισης. Ένα χαρακτηριστικό των ταχομέτρων dc είναι ότι η πολικότητα της εξόδου τους δείχνει την κατεύθυνση περιστροφής του άξονα. Το εύρος των μετρήσεων είναι μεταξύ 0 και 600 ακτινίων ανά δευτερόλεπτο (δηλαδή 0 έως 6000 περιστροφές το λεπτό). Τα ταχόμετρα χρειάζονται τακτική συντήρηση επειδή ορισμένα τμήματά τους, όπως οι ψήκτρες, υπόκεινται διαρκώς σε μηχανική φθορά, αλλά και επειδή η ισχύς των μαγνητών που περιέχουν μειώνεται με το χρόνο.



Σχήμα 3.21 Μία ταχομετρική γεννήτρια συνεχούς ρεύματος

Όπως δηλώνει η ονομασία της, μία ταχογεννήτρια εναλλασσομένου ρεύματος (ac) είναι μία ταχογεννήτρια που παράγει εναλλασσόμενη έξοδο.

Το σχήμα 3.23 εικονίζει το διάγραμμα μίας απλής ταχογεννήτριας ac, που περιέχει ένα μόνιμο μαγνήτη (ρότορα), που περιστρέφεται το εσωτερικό ενός ακίνητου πηνίου (στάτορα). Σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας ο ρότορας συνδέεται με τον άξονα, του οποίου την ταχύτητα περιστροφής επιθυμούμε να μετρήσουμε, χρησιμοποιώντας την ίδια τεχνική με τις ταχογεννήτριες συνεχούς ρεύματος. Αυτό μπορεί να αναπαρασταθεί σχηματικά με τον τρόπο που εικονίζεται στο σχήμα 3.23.



Σχήμα 3.23 Ταχομετρική γεννήτρια εναλλασσομένου ρεύματος

Η έξοδος V_o είναι μία εναλλασσόμενη τάση, με πλάτος και συχνότητα ανάλογα της ταχύτητας περιστροφής. Χρησιμοποιώντας κατάλληλα κυκλώματα επεξεργασίας σήματος μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε είτε το πλάτος είτε τη συχνότητα για να υπολογίσουμε την ταχύτητα περιστροφής.

Σε σύγκριση με τις ταχογεννήτριες συνεχούς ρεύματος, οι ταχογεννήτριες εναλλασσομένου ρεύματος έχουν το μειονέκτημα ότι απαιτούν περισσότερη ρύθμιση σήματος. Επιπρόσθετα, δε μπορεί να προσδιοριστεί η κατεύθυνση της περιστροφής από το σήμα εξόδου, αφού αυτό είναι εναλλασσόμενο. Εντούτοις, οι ταχογεννήτριες εναλλασσομένου ρεύματος είναι πιο φθηνές, πιο απλές και πιο αξιόπιστες. Χρειάζονται λιγότερη συντήρηση και, όταν χρησιμοποιείται η συχνότητα για τον προσδιορισμό της ταχύτητας, εμφανίζουν μακροπρόθεσμη ακρίβεια, ακόμα και αν ελαττωθεί η ισχύς του μαγνήτη που περιέχουν. Επιπρόσθετα, οι ταχογεννήτριες εναλλασσομένου ρεύματος δε δίνουν έξοδο με τόσο θόρυβο, όπως οι ταχογεννήτριες συνεχούς ρεύματος.

Και τα δύο είδη ταχογεννητριών χρησιμοποιούνται ευρέως στα αυτόματα συστήματα παραγωγής, σε εργαλεία παραγωγής και, για τον έλεγχο μεγάλων ηλεκτρογεννητριών.

3.5 ΑΛΛΑ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ

Στην κατασκευή χρησιμοποιούνται εκτός από τον μικροελεγκτή και άλλα ολοκληρωμένα που τον βοηθούν στην λειτουργία του, αυτά περιγράφονται παρακάτω:

1. HIP4081A

Αυτό το ολοκληρωμένο είναι ο οδηγός της μισής γέφυρας και συγκεκριμένα των 2 τρανζίστορ N καναλιού. Περαιτέρω πληροφορίες στο data sheet που εσωκλείεται στο παράρτημα.

2. LM339N

Αυτό το ολοκληρωμένο περιέχει 4 συγκριτές. Από αυτούς χρησιμοποιούνται οι 2 για να ελέγχουν το ρεύμα της γεννήτριας και του κινητήρα ώστε να μην υπερβεί ένα συγκεκριμένο όριο το οποίο ρυθμίζεται από τα τριμεράκια TR1, TR2, TR3, TR4. Ο υπολογισμός των αντιστάσεων γίνεται από τις παρακάτω εξισώσεις.

3. ULN2003A

Αυτό το ολοκληρωμένο περιέχει 8 οδηγούς, χρησιμοποιείται για να ενεργοποιηθούν τα πηνία των 2 ρελαί που αντιστρέφουν την πολικότητα της ταχογεννήτριας και της γεννήτριας ανάλογα με την φορά περιστροφής του κινητήρα. Συνδέεται μόνο στην γη και τα πηνία των ρελαί κρεμιούνται στα 5V και συνδέονται στο ολοκληρωμένο. Όταν στην αντίστοιχη είσοδο έρθουν από των μικροελεγκτή 5V τότε συνδέει τα φορτία στην γη. Το data sheet εσωκλείεται στο παράρτημα.

4. MAX232

Αυτό το ολοκληρωμένο είναι ένας οδηγός για την επικοινωνία της rs-232 με την USART του μικροελεγκτή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΗΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ.

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα προηγούμενα κεφάλαια περιγράφηκε η θεωρία που συνοδεύει τα κομμάτια από τα οποία αποτελείται ο ελεγκτής PWM για την οδήγηση κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Στο παρών κεφάλαιο θα περιγραφεί πως από τον τίτλο της παρούσας εργασίας επιλέχθηκε το κάθε υλικό της κατασκευής, ο τρόπος ελέγχου και ο τρόπος κατασκευής. Παράλληλα θα περιγραφούν και οι δυσκολίες που αντιμετωπίστηκαν κατά την διάρκεια της ανάπτυξης και της υλοποίησης της κατασκευής.

Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι να κατασκευαστεί ένας ελεγκτής PWM για την οδήγηση κινητήρων συνεχούς ρεύματος χαμηλής ισχύος, ο οποίος να δίνει την δυνατότητα εργαστηριακών ασκήσεων και μετρήσεων με σχετική ευκολία από προπτυχιακούς σπουδαστές. Μια ακόμα απαίτηση ήταν το χαμηλό κόστος της κατασκευής, αυτό βέβαια επηρέασε το αποτέλεσμα της κατασκευής, το που την επηρέασε θα εξηγηθεί παρακάτω.

4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΕΣ ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ

Σύμφωνα με τον τίτλο της παρούσας εργασίας έπρεπε να κατασκευαστεί ένας ελεγκτής με διαμόρφωση εύρους παλμών ώστε να οδηγήσει έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος.

Οι προϋποθέσεις που έπρεπε να πληρεί στο τέλος η κατασκευή ήταν οι εξής:

- Λειτουργία και στα 4 τεταρτημόρια.
- Λειτουργία με την μέθοδο διαμόρφωσης εύρους παλμών.
- Ρύθμιση στροφών από το 0 ως τις μέγιστες γραμμικά.
- Κατά την ανάληψη φορτίου να γίνεται αυτόματη διόρθωση των στροφών του κινητήρα, όπως και όταν το φορτίο πάψει να εφαρμόζεται στον κινητήρα.
- Προστασία του κινητήρα και τον ευαίσθητων υλικών της κατασκευής από μεγάλο ρεύμα.
- Προγραμματισμός του μικροελεγκτή πάνω στην κατασκευή χωρίς να χρειαστεί να μετακινηθεί.

Σύμφωνα με τις προϋποθέσεις που τέθηκαν έγιναν και οι επιλογές των υλικών και των λύσεων για την κατασκευή του ελεγκτή. Η λειτουργία και στα τέσσερα τεταρτημόρια επιτεύχθηκε με την οδήγηση του κινητήρα από έναν μετατροπέα με πλήρη γέφυρα η οποία αποτελείται από τέσσερα τρανζίστορ τύπου MOSFET. Το αμέσως επόμενο βήμα ήταν να βρεθεί ο τρόπος με τον οποίο θα οδηγούνταν η τοπολογία του μετατροπέα, σύμφωνα με τις προϋποθέσεις που θέσαμε ήταν να οδηγηθεί με την μέθοδο διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Το PWM έπρεπε από κάπου να δημιουργηθεί, η λύση που επιλέχθηκε είναι η χρήση ενός μικροελεγκτή της ATMEL με την κωδική ονομασία ATmega16, ο συγκεκριμένος μικροελεγκτής διαθέτει 4 κανάλια PWM όπου στην συγκεκριμένη κατασκευή χρησιμοποιούνται τα δύο. Αυτά προέρχονται από τον 16μπιτο απαρηθμιτή/χρονιστή που διαθέτει ο μικροελεγκτής.

Ο έλεγχος των στροφών γίνεται μέσω του μικροελεγκτή με την βοήθεια ενός μικρού κινητήρα συνεχούς ρεύματος ο οποίος έχει συνδεθεί μέσω ενός μάντα παράλληλα στον άξονα του κινητήρα από τον οποίο παίρνει κίνηση λειτουργώντας σαν γεννήτρια. Στην θέση αυτού του κινητήρα θα έπρεπε να υπάρχει μια ταχογεννήτρια η οποία για λόγους κόστους αντικαταστάθηκε από αυτόν τον κινητήρα.

Η προστασία του κινητήρα από υπέρρευμα γίνεται με την βοήθεια ενός συγκριτή (LM339N), ο οποίος συνδέεται στον μικροελεγκτή στην περίπτωση που έχουμε μεγαλύτερο ρεύμα από το κανονικό ο συγκριτής δίνει ένα high στον μικροελεγκτή, αυτή η τιμή ενεργοποιεί το εξωτερικό interrupt και ο μικροελεγκτής διακόπτει την λειτουργία του κινητήρα.

4.3 ΤΑ ΠΡΩΤΑ ΒΗΜΑΤΑ

Η αρχή της κατασκευής έγινε με την βοήθεια μιας πλαστικής τρυπητής δοκιμαστικής πλακέτας πάνω στην οποία στήθηκαν τα πρώτα υλικά τα οποία άρχισαν να συνθέτουν την τοπολογία της γέφυρας. Στην αρχή έγιναν δοκιμές με διπολικά τρανζίστορ τύπου BJT στα οποία δεν ήταν εύκολο να βρεθεί ένας οδηγός κυρίως για τα δύο πάνω τρανζίστορ τα οποία στην πύλη τους θέλουν μια τάση μεγαλύτερη από αυτή που πρέπει να άγουν. Αμέσως μετά επιλέχθηκαν και δοκιμάστηκαν τρανζίστορ MOSFET τύπου n-channel, και σε αυτήν την περίπτωση τα δύο πάνω MOSFET θέλουν μια τάση ίση η μεγαλύτερη από αυτή που άγουν όταν ανοίξουν. Έπρεπε και σε αυτήν την περίπτωση να βρεθεί ένας οδηγός. Το πρόβλημα λύθηκε με την χρήση MOSFET τύπου p-channel αλλά μόνο για τις πάνω γωνίες της γέφυρας διότι τα MOSFET τύπου p-channel ανοίγουν γειώνοντας την πύλη τους οπότε δεν χρειάζεται οδηγός για αυτά παρά μόνο δύο μικρότερα τρανζίστορ που θα τα οδηγήσουν.. Τα δύο n-channel οδηγούνται από έναν οδηγό που ακούει στο όνομα hip4081A , λεπτομέρειες για αυτόν τον οδηγό υπάρχουν στο παράρτημα Δ και συγκεκριμένα στο data sheet του συγκεκριμένου ολοκληρωμένου.

Ο κινητήρας που βρέθηκε για την μελέτη, είναι ένας κινητήρας που χρησιμοποιείται στην αυτοκινητοβιομηχανία για την κίνηση των υαλοκαθαριστήρων. Είναι ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος με μόνιμο μαγνήτη και τάση λειτουργίας τα 12V. Μετά έπρεπε να επιλεγεί και ένα φορτίο για τον κινητήρα ώστε να έχουμε την δυνατότητα να ελέγξουμε την συμπεριφορά του ελεγκτή στην φόρτιση και την αποφόρτιση του κινητήρα. Ο πιο εύκολος τρόπος για να φορτιστεί ο κινητήρας είναι να συζευχτεί μια γεννήτρια στον άξονά του. Η γεννήτρια βρέθηκε πάλι από τον ίδιο χώρο από όπου προέρχεται ο κινητήρας. Είναι δηλαδή ένας ίδιος κινητήρας μόνο που τώρα λειτουργεί σαν γεννήτρια παίρνοντας κίνηση από τον κινητήρα υπό μελέτη. Ο κινητήρας φορτίζεται η εκφορτίζεται προσθέτοντας η αφαιρώντας φορτίο από την γεννήτρια. Ο κινητήρας και η γεννήτρια πρέπει να ευθυγραμμιστούν ώστε να μην έχουμε κραδασμούς κατά την λειτουργία, για την ευθυγράμμιση τους φτιάχτηκε μια χειροποίητη βάση, με την βοήθεια αλφαδιού ευθυγραμμίστηκαν και συνδέθηκαν οι άξονες των μηχανών με ελαστικό σύνδεσμο.

Το επόμενο βήμα ήταν να στηριχτεί και να συνδεθεί με τον άξονα του κινητήρα η ταχογεννήτρια. Αυτό έγινε εύκολα με έναν ελαστικό ιμάντα από παλιό κασετόφωνο, και δύο χειροποίητες βάσεις που στηρίζονται στον ίδιο τον κινητήρα, ο κινητήρας που παίζει τον ρόλο της ταχογεννήτριας ήταν κομμάτι από παιχνίδι. Δίνει τάση ανάλογη με τις στροφές αλλά με αρκετή κυμάτωση(100mV).

Όλα αυτά τα κομμάτια συνεργάζονται αρμονικά με την βοήθεια του μικροελεγκτή ATmega16. Για την αρχική ανάπτυξη του ελεγκτή ο μικροελεγκτής συνδεόταν στην τριπλή πλακέτα μέσω αναπτυξιακού STK500, το συγκεκριμένο αναπτυξιακό διδάσκει και στο εργαστήριο μικροϋπολογιστών. Το αναπτυξιακό αυτό συνδέεται στον υπολογιστή με σειριακή θύρα RS 232 και συνεργάζεται με το AVR Studio 4 (sp3) για τον προγραμματισμό του. Η ανάπτυξη του κώδικα έγινε σε γλώσσα C με την βοήθεια του IAR EMBEDDED WORKBENCH.

Το τελευταίο βήμα που έπρεπε να γίνει ήταν η κατασκευή ενός κουτιού στο οποίο θα στηριζόταν τα επιμέρους τμήματα της κατασκευής. Το κουτί σχεδιάστηκε στο AUTOCAD και κόπηκε σε παντογράφο κοπής λαμαρίνας με τις διαστάσεις από το AUTOCAD. Στην μπροστινή όψη έχει διαμορφωθεί κατάλληλα η πρόσοψη για να τοποθετηθούν τα όργανα ελέγχου:

- Ένα βολτόμετρο
- Ένα αμπερόμετρο
- Δύο διακόπτες, ο ένας για την εκκίνηση η το σταμάτημα και ο άλλος για την αριστερόστροφη η δεξιόστροφη περιστροφή του κινητήρα.
- Ένα ροοστάτη για την ρύθμιση των στροφών του κινητήρα.
- Ένα DIP SWITCH για την ρύθμιση των ταχυτήτων
- Πέντε LED και τέσσερα 7-SEGMENT DISPLAY
- Και μία κλεμοσειρά για την σύνδεση του κινητήρα και της ταχογεννήτριας.

4.4 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΑΘΕ ΤΜΗΜΑΤΟΣ.

4.4.1 ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ

Η τροφοδοσία της συσκευής γίνεται από το δίκτυο πόλεως (230V) και χωρίζεται σε δύο επιμέρους τμήματα:

- Την τροφοδοσία του κυκλώματος ελέγχου που περιλαμβάνει 5V και 12V.
- Και την τροφοδοσία ισχύος η οποία τροφοδοτεί την τοπολογία της γέφυρας και τον κινητήρα.

4.4.1.1 ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

Από το δίκτυο πόλεως η τάση έρχεται στην κατασκευή και ασφαρίζεται για ρεύμα πάνω στο κουτί με μια ασφάλεια 0.15A πριν καν τροφοδοτήσει την πλακέτα. Για να τροφοδοτήσει την πλακέτα συνδέεται στην κλέμα CON 1 όπως φαίνεται στο σχήμα (Γ.4) του παραρτήματος Γ. Αφού συνδεθεί στην κλέμα ασφαρίζεται με ένα βαρίστορ σε περίπτωση υπέρτασης. Μετά από τις προστασίες οι δρόμοι χωρίζουν, και τροφοδοτούνται δύο διαφορετικά υποσυστήματα, το ένα είναι απάνω στην κεντρική πλακέτα και απαρτίζεται από τα κυκλώματα για την τροφοδοσία του κυκλώματος ελέγχου και το άλλο δεν βρίσκεται πάνω στη πλακέτα και τροφοδοτεί την τοπολογία της γέφυρας με ανορθωμένη τάση 21V.

Το κύκλωμα τροφοδοσίας του κυκλώματος ελέγχου αποτελείται από μια ασφάλεια 0.15A έναν Μ/Σ (TRANS2) που υποβιβάζει την τάση στα 14,5V AC, η τάση από το δευτερεύον ανορθώνεται από μια γέφυρα με διόδους 1N4007. Η ανορθωμένη τάση είναι ίση με την τάση το Μ/Σ στο δευτερεύον επί την ρίζα του 2, σχέση (4.1)

$$V_{AN} = 14,5V * \sqrt{2} = 20,51V \quad (4.1)$$

Η ανορθωμένη τάση εξομαλύνεται από έναν πυκνωτή 1000μF 35V (**C21**), μετά σταθεροποιείται στα 12V από έναν σταθεροποιητή (7812). Ένας ηλεκτρολυτικός πυκνωτής 470μF (**C21**) φιλτράρει τις απότομες μεταβολές της τάσης του φορτίου, για την ένδειξη σωστής λειτουργίας υπάρχει ένα κόκκινο led στην έξοδο του κυκλώματος προς το φορτίο. (σχήμα Γ.3)

Μετά την σταθεροποίηση στα 12V μια αντίσταση 30Ω τροφοδοτεί ένα σταθεροποιητή (7805) για να σταθεροποιήσει την τάση στα 5V. Όπως και προηγούμενος υπάρχει ένα κίτρινο led για την ένδειξη της ύπαρξης σταθεροποιημένης τάσης στα 5V. Από αυτές τις σταθεροποιημένες τάσεις τροφοδοτούνται όλα τα ολοκληρωμένα της κατασκευής και παίρνονται τάσεις αναφοράς για τις συγκρίσεις.

4.4.1.1 ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ

Αφού η τάση το δικτύου συνδεθεί στην πλακέτα και ασφαλιστεί από το βαρίστορ τότε φεύγει ξανά από την πλακέτα από την κλέμα (**CON16**) και οδηγείται στον μετασχηματιστή (**TRANS1**), του οποίου τα χαρακτηριστικά φαίνονται στο **σχήμα (Γ.2)** του παραρτήματος Γ, για να υποβιβαστεί στα 15V AC. Αφού η τάση υποβιβαστεί συνδέεται στα άκρα μίας γέφυρας ισχύος με κωδική ονομασία KBPC 2504 η οποία ανορθώνει την τάση σύμφωνα με τον τύπο (**4.2**)

$$V_{AN} = 15V * \sqrt{2} = 21,2V \quad (4.2)$$

Μετά την ανόρθωση η τάση αυτή έχει ανάγκη από μεγάλη εξομάλυνση λόγω των μεγάλων μεταβολών του ρεύματος τροφοδοσίας του κινητήρα. Αυτές οι μεγάλες μεταβολές του ρεύματος οφείλονται στην διακοπτική λειτουργία της γέφυρας. Η εξομάλυνση επιτυγχάνεται με τέσσερις ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές και έναν κεραμικό ο οποίος αντιδρά στις μεταβολές του ρεύματος

πιο άμεσα. Οι ηλεκτρολυτικοί αργούν να αντιδράσουν αλλά καλύπτουν μεγαλύτερες μεταβολές του ρεύματος. Οι τιμές των πυκνωτών φαίνονται στο σχηματικό διάγραμμα (Γ.2)

4.4.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

Η τοπολογία της πλήρους γέφυρας φαίνεται στο σχήμα (Γ.2) και εξηγείται παρακάτω. Η γέφυρα αποτελείται από τέσσερα MOSFET, δύο από αυτά είναι τύπου p-channel και τα άλλα δύο είναι τύπου n-channel. Τα MOSFET που βρίσκονται στις πάνω γωνίες της γέφυρας είναι τύπου p-channel και είναι συνδεδεμένες pull-up αντιστάσεις για να τα κρατάνε κλειστά όταν δεν χρειάζεται να άγουν και να τα βοηθούν να έρχονται σε κατάσταση μη αγωγιμότητας. Στο σχήμα φαίνονται τα τρανζίστορ να έχουν και από μια δίοδο αλλά αυτή η δίοδος είναι μέσα στην κατασκευή του τρανζίστορ. Τα εν λόγω τρανζίστορ οδηγούνται από δύο μικρότερα με την κωδική ονομασία BC557.

Τα δύο n-channel τρανζίστορ συνδέονται στις δύο κάτω γωνίες της γέφυρας και οδηγούνται από ένα ολοκληρωμένο με την κωδική ονομασία hip4081A, η πύλη τους συνδέεται στην γη με μια pull-down αντίσταση και μια zener στα 15V για να διατηρεί την τάση μέχρι το όριο των 15V.

4.4.3 ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ-ΟΔΗΓΗΣΗΣ

Το κύκλωμα ελέγχου της κατασκευής αποτελείται από όλα τα ολοκληρωμένα που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο και την οδήγηση του κινητήρα. Τα ολοκληρωμένα που χρησιμοποιούνται είναι τα εξής:

- Hip4081A
- ATmega16
- Max232
- LM339N
- ULN2003A

Το πως γίνεται ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή θα περιγραφεί σε επόμενη ενότητα. Σε αυτήν την ενότητα θα περιγραφεί το κύκλωμα ελέγχου της κατασκευής και οι συνδέσεις. Η καρδιά του κυκλώματος ελέγχου είναι ο μικροελεγκτής. Τα υπόλοιπα ολοκληρωμένα και υλικά απλώς τον βοηθούν στην οδήγηση των εξαρτημάτων της κατασκευής. Στο σχήμα (Γ.1) φαίνονται όλες οι συνδέσεις και τα υλικά που απαρτίζουν το κύκλωμα ελέγχου. Ο μικροελεγκτής για να δουλέψει σωστά χρειάζεται κάποια περιφερειακά υλικά. Η τροφοδοσία του μικροελεγκτή είναι 12V αλλά για να δουλέψει σωστά και να μην επηρεάζεται από μικρομεταβολές στην τάση, συνδέεται πολύ κοντά στα άκρα του ένας πυκνωτής 100nF.

4.4.3.1 ΡΕΣΕΤ

Το ρεσέτ του μικροελεγκτή απαρτίζεται από κάποια υλικά τα οποία με κατάλληλη συνδεσμολογία εξασφαλίζουν ότι ο μικροελεγκτής θα πάει σε κατάσταση ρεσέτ όταν το θέλουμε εμείς και όχι λόγο κάποιου θορύβου ή λόγο μικρότερης διάρκειας παλμού από 50ns. Το κύκλωμα του ρεσέτ αποτελείται από μια pull-up αντίσταση που συνδέει το ποδαράκι του ρεσέτ στα 5V, μια δίοδο ανάστροφα πολωμένη, έναν διακόπτη που αν πατηθεί οδηγεί το ποδαράκι του ρεσέτ στην γη και έναν πυκνωτή 10nF που φιλτράρει την είσοδο στο ποδαράκι από θόρυβο.

Στην παρούσα κατασκευή από τις πέντε πηγές ρεσέτ που διαθέτει ο μικροελεγκτής χρησιμοποιούνται, το ρεσέτ εκκινήσεως και το εξωτερικό ρεσέτ.

4.4.3.2 ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΣ

Ο μικροελεγκτής για να τρέξει το πρόγραμμα χρειάζεται έναν κρύσταλλο να του δίνει τον «ρυθμό». Στην συγκεκριμένη εφαρμογή χρησιμοποιήθηκε ένας κρύσταλλος με συχνότητα 16MHz, στις δύο άκρες του κρυστάλλου συνδέθηκαν δύο πυκνωτές, από 22pF ο καθένας, με την γη. Γύρω από τον κρύσταλλο στην πλακέτα φτιάχτηκε ένα πλέγμα γης για να εξασφαλιστεί η απομόνωση του κρυστάλλου από τυχόν θόρυβο. Ο κρύσταλλος που χρησιμοποιείται είναι ο μεγαλύτερος σε συχνότητα που μπορεί να διαχειριστή ο μικροελεγκτής. Με την χρησιμοποίηση κρυστάλλου 16MHz καταφέρνει να βγάζει στα κανάλια PWM συχνότητα 31kHz.

4.4.3.3 AVCC-AREF

Η τάση τροφοδοσίας του ADC γίνεται εξωτερικά στο ποδαράκι AVCC και δεν μπορεί να διαφέρει περισσότερο από + -0,3 της γενικής τάσης τροφοδοσίας (VCC). Ακόμη εξωτερικά στο ποδαράκι AREF συνδέεται ένας πυκνωτής για να μειώσει τον θόρυβο στην εσωτερική τάση αναφοράς του ADC.

4.4.3.4 PWM

Ο μικροελεγκτής οδηγεί την γέφυρα με δύο ποδαράκια, αυτά τα ποδαράκια είναι αυτά που παράγουν το PWM. Οι παλμοί που οδηγούν τα δύο MOSFET τύπου n-channel οδηγούν πρώτα ένα ολοκληρωμένο που λέγεται hip 4081A και αυτό με την σειρά του οδηγεί τα δύο τρανζίστορ. Το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο οποίο για να δουλέψει σωστά χρειάζεται κάποια περιφερειακά υλικά και συνδέσεις οι οποίες φαίνονται στο παράρτημα Δ και συγκεκριμένα στο data sheet του συγκεκριμένου ολοκληρωμένου. Οι παλμοί που οδηγούν τα δύο MOSFET τύπου p-channel οδηγούν κατευθείαν δύο μικρότερα τρανζίστορ BC557 και αυτά με την σειρά τους οδηγούν τα μεγαλύτερα MOSFET.

4.4.3.5 ULN2003A

Ο μικροελεγκτής έχει και άλλα περιφερειακά υλικά που τον βοηθάνε, όπως είναι το ολοκληρωμένο ULN2003A το οποίο είναι ένας οδηγός για φορτία μεγαλύτερα από αυτά που μπορεί να οδηγήσει ο μικροελεγκτής. Τέτοια φορτία είναι το ρελαί που αναστρέφει την πολικότητα της ταχογεννήτριας ώστε ανεξάρτητα της φοράς περιστροφής του κινητήρα να παραμένει ίδια η πολικότητα στην είσοδο του μικροελεγκτή. Παράλληλα αυτό το ολοκληρωμένο οδηγεί και τα led που υπάρχουν στον πίνακα ελέγχου της κατασκευής για να μας δείχνουν διάφορες παραμέτρους της λειτουργίας. Τα τεχνικά χαρακτηριστικά και ο τρόπος λειτουργίας για του ολοκληρωμένου υπάρχουν στο παράρτημα Δ .

4.4.3.6 LM339

Ένας συγκριτής φτιαγμένος από το ολοκληρωμένο LM339 συγκρίνει μια τάση αναφοράς (που ρυθμίζεται από την αντίσταση R18 και το τριμεράκι TR3) με την πτώση τάσης που δημιουργείται στις αντιστάσεις ισχύος που υπάρχουν στην επιστροφή της γέφυρας προς την γη από το ρεύμα του κινητήρα. Αν το ρεύμα του κινητήρα ξεπεράσει την επιτρεπόμενη τιμή τότε και η πτώση τάσης από τις αντιστάσεις θα ξεπεράσει την τάση αναφοράς, τότε ο συγκριτής δίνει ένα «high» στην είσοδο του εξωτερικού interrupt του μικροελεγκτή. Ο μικροελεγκτής είναι ρυθμισμένος ώστε όταν στην είσοδο του interrupt η τάση από «low» πάει σε «high» τότε να ενεργοποιηθεί το interrupt και να διακόψει την λειτουργία της κατασκευής.

4.4.3.7 DISPLAY

Στον πίνακα ελέγχου της κατασκευής υπάρχει ένα display. Αυτό λειτουργεί με έναν συγκεκριμένο τρόπο: Η πόρτα «B» του μικροελεγκτή δίνει τις τιμές στα DISPLAY, και τέσσερα ποδαράκια από την πόρτα «A» επιλέγουν το DISPLAY στο οποίο θα

εμφανιστεί η τιμή. Η σάρωση των DISPLAY γίνεται τόσο γρήγορα ώστε το μάτι δεν προλαβαίνει να δει την αλλαγή και βλέπει συνολικά την τιμή και στα τέσσερα, ενώ σε αργή κίνηση ένα από αυτά κάθε στιγμή αλλάζει τιμή.

4.4.3.8 ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΙΔΙΟΤΗΤΩΝ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ

Αναλυτικά τα ποδαράκια του μικροελεγκτή χρησιμοποιούνται για τις εξής εργασίες:

- Τα ποδαράκια 1 έως 8 είναι η πόρτα «B» του μικροελεγκτή και είναι αυτή που δίνει τις τιμές στο κάθε DISPLAY ανάλογα με τις απαιτήσεις εκείνη την στιγμή. Κάθε ποδαράκι οδηγεί και ένα τομέα του DISPLAY. Από αυτές τις ακίδες η 6,7,8,9 χρησιμοποιούνται και για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή πάνω στην πλακέτα.
- Το ποδαράκι 9 είναι υπεύθυνο για την δημιουργία του εξωτερικού interrupt.
- Η ακίδα 10 είναι η γενική τροφοδοσία του μικροελεγκτή και τροφοδοτείται με 12V.
- Η ακίδα 11 είναι η γη του μικροελεγκτή.
- Οι ακίδες 12 (XTAL2) και 13 (XTAL1) χρησιμοποιούνται για την σύνδεση του εξωτερικού κρυστάλλου που είναι υπεύθυνος για την παλμοδότηση του μικροελεγκτή.
- Οι ακίδες 14 (RXD) και 15 (TXD) είναι αυτές που χρησιμοποιούνται για την λήψη και αποστολή δεδομένων προς την σειριακή θύρα επικοινωνίας με υπολογιστή.
- Η ακίδα 16 χρησιμοποιείται για το εξωτερικό interrupt του μικροελεγκτή. Μόλις πάρει εντολή από τον εξωτερικό συγκριτή ότι το ρεύμα πέρασε το επιτρεπτό ενεργοποιείται το interrupt και διακόπτεται η λειτουργία της συσκευής.
- 18-19 -. Οι ακίδες 18 (OC1A) και 19 (OC1B) είναι αυτές που οδηγούν την γέφυρα. Σε αυτές τις ακίδες ο μικροελεγκτής βγάζει τους παλμούς της τεχνικής PWM.
- 22 ρελαί ταχογεννήτριας. Οι ακίδες 22 έως 27 είναι οι έξι έξοδοι από τις οχτώ που αποτελούν την πόρτα C του μικροελεγκτή. Συγκεκριμένα η ακίδα 22 οδηγεί το ρελαί που αλλάζει την πολικότητα της ταχογεννήτριας και οι ακίδες 23 έως 27 οδηγούν πέντε led στον πίνακα ενδείξεων. Όλες αυτές οι ακίδες δεν οδηγούν κατευθείαν τα φορτία αλλά μέσω ενός οδηγού με την κωδική ονομασία ULN2003A.
- 28-29 (ON-OFF)-(ΔΕΞΙΑ-ΑΡΙΣΤΕΡΑ). Οι ακίδες 28 και 29 είναι αυτές που λένε στον μικροελεγκτή τι θέλει να κάνει ο χειριστής. Η ακίδα 28 αντιστοιχεί στην εντολή του χειριστή «ξεκίνα ή σταμάτα» και η ακίδα 29 αντιστοιχεί στην εντολή του χειριστή «δεξιά ή αριστερά»
- Η ακίδα 30 είναι η εξωτερική τροφοδοσία της μονάδας ADC.
- Η ακίδα 31 όπως και οι 11 είναι οι γειώσεις του ολοκληρωμένου.
- Στην ακίδα 32 αν θέλει ο σχεδιαστής συνδέει εξωτερική τάση αναφοράς για τον ADC. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή χρησιμοποιείται εσωτερική τάση αναφοράς και απλώς εξωτερικά συνδέεται ένας πυκνωτής για την μείωση του θορύβου.
- Οι ακίδες 33 έως 36 απαρτίζουν την μισή πόρτα «A» του μικροελεγκτή και επιλέγουν πιο DISPLAY από τα τέσσερα θα αλλάξει τιμή κάθε φορά.
- Οι ακίδες 37 και 38 είναι μέρος της πόρτας «A» αλλά χρησιμοποιούνται για είσοδο στην μονάδα ADC. Η είσοδος 37 δέχεται το αναλογικό σήμα της ταχογεννήτριας και η είσοδος 38 δέχεται το αναλογικό σήμα από τον χειριστή για τις επιθυμητές στροφές.
- Η ακίδα 40 είναι και αυτή είσοδος στην μονάδα ADC και ανάλογα με το επίπεδο της τάσης που δέχεται ο μικροελεγκτής επιλέγει την απόκριση του κινητήρα.

4.5 ΚΩΔΙΚΑΣ ΚΑΙ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ

Στην αρχή της ανάπτυξης της κατασκευής ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή γινόταν πάνω στο αναπτυξιακό διότι ο μικροελεγκτής δεν έβγαινε πάνω από αυτό για λόγους ευκολίας και ανάπτυξης. Απλώς από το αναπτυξιακό οι έξοδοι του μικροελεγκτή συνδέονταν στην δοκιμαστική πλακέτα από τα pin που διαθέτει το αναπτυξιακό. Για να προγραμματιστούν οι παράμετροι του αναπτυξιακού και ο μικροελεγκτής, το αναπτυξιακό επικοινωνεί με τον υπολογιστή μέσω σειριακής θύρας (RS-232).

Η ανάπτυξη του κώδικα γίνεται στον IAR EMBEDDED WORKBENCH, η αποκωδικοποίηση της γλώσσας C και η μετατροπή της σε γλώσσα μηχανής γίνεται από το ίδιο πρόγραμμα, ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή όμως γίνεται από το AVR STUDIO 4 με εγκατεστημένο το service pack 3 που το αναβαθμίζει στη έκδοση 4.11. Ακόμη στην συγκεκριμένη εφαρμογή έχει αναβαθμιστεί και το firmware του αναπτυξιακού.

Στην τελική πλακέτα λειτουργίας ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή γίνεται χωρίς να μετακινηθεί από αυτήν μέσω προγραμματισμού SPI. Η λειτουργία αυτή υποστηρίζεται από το αναπτυξιακό και από τον μικροελεγκτή. Ο προγραμματισμός γίνεται μέσω ενός καλωδίου με έξι καλωδιάρια, το αναπτυξιακό παρέχει την τροφοδοσία, την γη και τις εντολές που χρειάζεται το ολοκληρωμένο για να προγραμματιστεί. Αυτό διευκολύνει πάρα πολύ τον σχεδιαστή να αναπτύξει και να βελτιώσει τα χαρακτηριστικά λειτουργίας της κατασκευής χωρίς να μετακινήσει τον μικροελεγκτή.

4.5.1 ΕΠΕΞΗΓΗΣΗ ΤΟΥ ΚΩΔΙΚΑ

Ο κώδικας όπως έχει προαναφερθεί έχει αναπτυχθεί και γραφεί σε γλώσσα C. Στο παράρτημα Β φαίνεται ο κώδικας που είναι προγραμματισμένο το ολοκληρωμένο. Παίρνει βελτιώσεις αλλά προς το παρόν δουλεύει ικανοποιητικά. Παρακάτω θα εξηγηθεί η δομή του προγράμματος και η λογική που δημιουργήθηκε.

Το πρόγραμμα ξεκινάει ρυθμίζοντας τους καταχωρητές, και συμπεριλαμβάνοντας τις βιβλιοθήκες που χρειάζονται για την υλοποίηση του προγράμματος. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή συμπεριλαμβάνει μία βιβλιοθήκη για τις μαθηματικές πράξεις μια για τις συναρτήσεις των delay και μια βιβλιοθήκη για τις συναρτήσεις του ATmega16. Αμέσως μετά ο σχεδιαστής δηλώνει τις μεταβλητές που χρησιμοποιεί στο πρόγραμμα του στην συνέχεια, πρώτα δηλώνει τους ακέραιους μετά τους μικρούς ακέραιους και τέλος τους δεκαδικούς. Τελευταίες δηλώνονται οι πίνακες που χρησιμοποιούνται στην υπορουτίνα επιλογής και λειτουργίας των DISPLAY.

Μετά τις δηλώσεις των μεταβλητών και των πινάκων γράφονται οι υπορουτίνες κάποιων λειτουργιών που δεν χρειάζεται να υπάρχουν στο πρόγραμμα το οποίο τρέχει συνέχεια, αυτές τις χρησιμοποιεί ο μικροελεγκτής μόνο όταν χρειάζεται με αποτέλεσμα να είναι πιο γρήγορος. Οι υπορουτίνες που γράφονται σε αυτό το κομμάτι στην συγκεκριμένη εφαρμογή είναι οι:

- Η υπορουτίνα ρύθμισης του USART
- Η υπορουτίνα ρύθμισης της αποστολής δεδομένων της USART.
- Η υπορουτίνα που υπολογίζει την τιμή την οποία θα εμφανίσει το κάθε display σε συνάρτηση με την τιμή της ταχογεννήτριας, ταυτόχρονα επιλέγει και πιο display θα εμφανίσει την τιμή που υπολόγισε.
- Μετά υπάρχει η υπορουτίνα που εμφανίζει στα display την ένδειξη dndn όταν ο κινητήρας δεχτεί εντολή από το χρήστη για να τερματιστεί η λειτουργία του.
- Η επόμενη υπορουτίνα καλείται από το πρόγραμμα και εισάγει μια καθυστέρηση.
- Υπάρχει ακόμα μια υπορουτίνα που επιλέγει την ταχύτητα απόκρισης του κινητήρα σύμφωνα με την θέση των διακοπών για την συγκεκριμένη λειτουργία.
- Ακολουθεί η υπορουτίνα στην οποία ανατρέχει ο μικροελεγκτής και εκτελεί όταν ανιχνευτεί εξωτερικό interrupt (INT0).
- Ακολουθεί η υπορουτίνα στην οποία ανατρέχει ο μικροελεγκτής και εκτελεί όταν ανιχνευτεί εξωτερικό interrupt (INT1).
- Στην συγκεκριμένη εφαρμογή έχει ρυθμιστεί να εκτελείται ένα interrupt όταν υπερχειλίζει ο απαριθμητής, αυτή η υπορουτίνα εκτελείται σε αυτήν την περίπτωση.
- Η τελευταία υπορουτίνα που χρησιμοποιείται στην συγκεκριμένη εφαρμογή είναι αυτή που εκτελείται όταν ολοκληρωθεί μία μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό.

Μετά από τις δηλώσεις ακολουθούν καταχωρήσεις κάποιων μεταβλητών στο 0, μετά ρυθμίζονται όλοι οι απαραίτητοι καταχωρητές για την λειτουργία του μικροελεγκτή. Μετά τις απαραίτητες ρυθμίσεις το πρόγραμμα μπαίνει στο loop που εκτελείται συνέχεια. Μέσα σε αυτό το loop το πρόγραμμα δεν ξαναρυθμίζει τους καταχωρητές παρά μόνο αν είναι απαραίτητο για την λειτουργία. Μέσα στο loop το πρόγραμμα λειτουργεί όπως φαίνεται στο λογικό διάγραμμα του σχήματος (A.1) του παραρτήματος Α.

Σύμφωνα με το λογικό διάγραμμα το πρόγραμμα ξεκινάει διαβάζοντας τις επιθυμητές στροφές από τον χρήστη, αμέσως μετά διαβάζει τις πραγματικές στροφές και τις φιλτράρει βγάζοντας τον μέσο όρο από 100 τιμές που συλλέγει. Αυτό το κάνει σε κάθε κύκλο του προγράμματος. Στο πρόγραμμα υπάρχουν 3 διαφορετικές περιπτώσεις λειτουργίας Και οι τρεις αυτές υποπεριπτώσεις μπορούν να δουλέψουν και στις τρεις διαφορετικές ταχύτητες απόκρισης του συστήματος:

- Από σταματημένο ξεκινά και σταματά με εντολή του χρήστη.
- Από σταματημένο ξεκινά και εν κινήσει πρέπει να αλλάξει φορά περιστροφής.
- Εν κινήσει φορτώνεται περισσότερο από όσο αντέχει και σταματά με alert.

4.6 ΥΛΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Τα υλικά κατασκευής που χρησιμοποιήθηκαν αναγράφονται αναλυτικά στον παρακάτω πίνακα:

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ		
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ	ΙΣΧΥΣ
R1	30Ω	1/2W
R2	150Ω	1/4W
R3	600Ω	1/4W
R4	100Ω	1/4W
R5	100Ω(330)	1/4W
R6	100Ω	1/4W
R7	660Ω	1/4W
R8	660Ω	1/4W
R9	54ΚΩ	1/4W
R10	54ΚΩ	1/4W
R11	4,7ΚΩ	1/4W
R12	150Ω	1/4W
R13	150Ω	1/4W
R14	0,1Ω	1/4W
R15	1ΜΩ	1/4W
R16	1ΜΩ	1/4W
R17	3ΚΩ	1/4W
R18	180ΚΩ	1/4W
R19	3ΚΩ	1/4W
R20	180ΚΩ	1/4W
R21	1,3ΚΩ	1/4W
R22	1,3ΚΩ	1/4W
R23	10ΚΩ	1/4W
R24	10ΚΩ	1/4W
R25	10ΚΩ	1/4W
R26	10ΚΩ	1/4W
R27	10ΚΩ	1/4W
R28	10ΚΩ	1/4W
R29	0,1Ω	1/4W
R30	0,1Ω	1/4W
R31	430Ω	1/4W
R32	430Ω	1/4W
R33	430Ω	1/4W

ΡΟΟΣΤΑΤΕΣ		
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ	ΡΥΘΜΙΣΗ
TR1	47ΚΩ	17,3ΚΩ
TR2	47ΚΩ	40ΚΩ
TR3	47ΚΩ	7,2ΚΩ
TR4	47ΚΩ	20ΚΩ
TR5	10Κ	

ΔΙΟΔΟΙ	
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ
D1	1N4007
D2	1N4007
D3	1N4007
D4	1N4007
D5	1N4007
D6	1N4007
D7	1N4007

ΖΕΝΕΡ	
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ
Z1	6V
Z2	6V
Z3	15V
Z4	15V

ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ		
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ	
T1	BC557	BJT
T2	BC557	BJT
T3	IRFZ44N	MOSFET
T4	IRFZ44N	MOSFET
T5	IRF9530	MOSFET
T6	IRF9530	MOSFET
T7	BC557	BJT

R34	430Ω	1/4W
R35	430Ω	1/4W
R36	390Ω	1/4W
R37	390Ω	1/4W
R38	390Ω	1/4W
R39	390Ω	1/4W
R40	390Ω	1/4W
R41	390Ω	1/4W
R42	390Ω	1/4W
R43	390Ω	1/4W
R44	1KΩ	1/4W
R45	1KΩ	1/4W
R46	1KΩ	1/4W
R47	1KΩ	1/4W
R48	430Ω	1/4W
R49	430Ω	1/4W
R50	60KΩ	1/4W
R51	15KΩ	1/4W
R52	10KΩ	1/4W
R53	10KΩ	1/4W
R54	10KΩ	1/4W
R55	10KΩ	1/4W
R56	???	

T8	BC557	BJT
T9	BC557	BJT
T10	BC557	BJT

LED	
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ
LED1	12V
LED2	5V
LED3	5V
LED4	5V
LED5	5V
LED6	5V
LED7	5V
LED8	5V
LED9	5V
LED10	5V
LED11	5V
LED12	5V

ΠΥΚΝΩΤΕΣ		
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ	ΕΙΔΟΣ
C1	100μF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C2	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C3	0,1μF 16V	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
	0,1μF	
C4	6,3V	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C5	0,1μF 6,3V	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C6	0,1μF 16V	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C7	0,1μF 16V	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C8	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
	330nF	
C9	63V	POLYP
C10	10nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C11	100μF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
	100nF	
C12	100V	POLYP
C13	22pF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C14	22pF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C15	????	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
	1000μF	
C16	35V	ΗΛΕΚΤΡΟΛΥΤΙΚΟΣ
	1000μF	
C17	35V	ΗΛΕΚΤΡΟΛΥΤΙΚΟΣ
	1000μF	
C18	35V	ΗΛΕΚΤΡΟΛΥΤΙΚΟΣ
	4700μF	
C19	40V	ΗΛΕΚΤΡΟΛΥΤΙΚΟΣ
C20	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
	1000μF	
C21	35V	ΗΛΕΚΤΡΟΛΥΤΙΚΟΣ
C22	470μF 25V	ΗΛΕΚΤΡΟΛΥΤΙΚΟΣ
C23	470μF 25V	ΗΛΕΚΤΡΟΛΥΤΙΚΟΣ

ΚΟΥΜΠΙΑ	
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ
B1	BUTTON

ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΕΣ		
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ	
ΤΡΑΝΣ1	230V-15V	5A
ΤΡΑΝΣ2	230V-14,5V	

ΑΣΦΑΛΕΙΕΣ	
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ
FUSE1	0,5A
FUSE2	0,15A

RELAΙ	
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ
RELAΙ1	5V SMD
RELAΙ2	5V SMD

ΠΗΝΙΑ	
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ

C24	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C25	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C26	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C27	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C28	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C29	1,2nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C30	1,2nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C31	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C32	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C33	100nF	ΚΕΡΑΜΙΚΟΣ
C34	???	

ΚΛΕΜΕΣ		
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ	
CON1	ΒΙΔΩΤΟΣ	ΕΙΣΟΔΟΣ 230V
CON2	ΒΙΔΩΤΟΣ	ΕΙΣΟΔΟΣ ΤΑΧΟ
CON3	ΒΙΔΩΤΟΣ	ΕΙΣΟΔΟΣ ΓΕΝΝΗΤ
CON4	ΚΟΥΜΠΟΤ	ΕΞΟΔΟΣ ΓΙΑ LED
CON5	ΚΟΥΜΠΟΤ	ΕΞΟΔΟΣ ΓΙΑLED
CON6	PIN	ΕΞΟΔΟΣ ΓΙΑ DISPLAY
CON7	PIN	ΕΙΣΟΔΟΣ ISP
CON8	PIN	ΕΞΟΔΟΣ ΓΙΑ DISPLAY
CON9	ΒΙΔΩΤΟΣ	ΕΙΣΟΔΟΣ 21V DC
CON10	ΒΙΔΩΤΟΣ	ΕΞΟΔΟΣ ΓΙΑ ΚΙΝΗΤΗΡΑ
CON11	PCB	ΕΙΣΟΔΟΣ DISPLAY
CON12	PCB	ΕΙΣΟΔΟΣ LED
CON13	PIN	ΕΞΟΔΟΣ ΓΙΑ SWITCH
CON14	PIN	ΕΞΟΔΟΣ ΓΙΑ TRIMMER
CON15	PIN	ΓΙΑ SWITCH SPEED
CON16	ΒΙΔΩΤΟΣ	ΕΞΟΔΟΣ ΓΙΑ 230V
CON17	PCB	ΕΙΣΟΔΟΣ DISPLAY
DISPLAYS		
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ	ΣΧΟΛΙΑ
DIS1	CA	
DIS2	CA	
DIS3	CA	
DIS4	CA	

IND1	1080H
------	-------

VARISTOR		
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ	ΜΕΓΕΘΟΣ
VAR1	DISKOS	230V

ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΑ		
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ	ΜΕΓΕΘΟΣ
KBPC2504	ΟΧΙ PCB	25A

ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ	
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ
DIP1	HIP4081A
DIP2	ATmega16 16PI
DIP3	ULN2003A
DIP4	MAX202CSE

ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ	
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ
S1	SW DIP-2
B1	BUTTON

ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΣ		
ΟΝΟΜΑ	ΜΕΓΕΘΟΣ	ΤΥΠΟΣ
CLK1	16MHz	QUARTZ

ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΤΕΣ		
ΟΝΟΜΑ	ΤΥΠΟΣ	
REG1	7812	12V
REG2	7805	5V

4.6 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται αναλύονται αποτελέσματα από την λειτουργία της ολοκληρωμένης διάταξης με μορφή παλμογραφήματων τα οποία ελήφθησαν με τον ψηφιακό παλμογράφο Tektronix ο οποίος συνδέεται σειριακά στον υπολογιστή αποθηκεύοντας τις φωτογραφίες στον τελευταίο. Στο σχήμα 4.1 φαίνεται η συμπεριφορά του τρανζίστορ τύπου n-channel που άγει, στο κανάλι 1 του παλμογράφου φαίνονται οι παλμοί οδήγησης από το hip4081A στην πύλη του T_5 . Στο κανάλι 2 του παλμογράφου φαίνονται οι παλμοί στα άκρα του ημιαγωγικού στοιχείου V_{bs} όπου διακρίνονται τα spike από το κλείσιμο των διακοπών.

Στο σχήμα 4.2 χρησιμοποιείται το πρώτο κανάλι από τα δύο που διαθέτει ο παλμογράφος, η γη είναι συνδεδεμένη στο V_A και το συν του παλμογράφου είναι στο V_B . Στο παλμογράφημα φαίνεται ο τετραγωνικός παλμός που τελικά φτάνει στον κινητήρα, διακρίνονται τα spike της τάσης κατά το άνοιγμα και το κλείσιμο των διακοπών της γέφυρας. Στο σχήμα 4.3 φαίνονται οι αρμονικές της τάσης του κινητήρα της οποίας η κυματομορφή φαίνεται στο προηγούμενο σχήμα, η κυματομορφή και οι αρμονικές είναι για ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα 700rpm. Στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 4.4) για την ίδια κατάσταση του κινητήρα φαίνονται οι αρμονικές της έντασης του ρεύματος που τραβάει σε αυτήν την κατάσταση ο κινητήρας, για να εμφανιστούν οι αρμονικές του ρεύματος ο παλμογράφος συνδέεται με την γη στο I_B και το θετικό άκρο στο I_A . Αυτά είναι τα άκρα των αντιστάσεων ακριβείας που χρησιμοποιούνται για την παρακολούθηση του ρεύματος του κινητήρα από τον μικροελεγκτή.

Στο σχήμα 4.5 φαίνεται κάτι διαφορετικό από τα προηγούμενα παλμογραφήματα, φαίνεται η χρονοαπόκριση του συστήματος σε σχέση με τις εντολές του χρήστη. Για αυτά τα παλμογραφήματα χρησιμοποιούνται και τα δύο κανάλια του παλμογράφου, το κανάλι 1 είναι συνδεδεμένη η τάση του ποτενσιόμετρου στο σημείο V_f . Το κανάλι 2 είναι συνδεδεμένο στην τάση της ταχογεννήτριας στο σημείο V_d . Ο χρήστης έχει να επιλέξει από τρεις διαφορετικές αποκρίσεις. Αυτές φαίνονται καθαρά στα παρακάτω παλμογραφήματα. Στο παλμογράφημα (α) φαίνεται η απόκριση του κινητήρα από στάση στις μέγιστες στροφές λειτουργίας για την ταχεία επιλογή απόκρισης. Η απόκριση του συστήματος σε αυτό το τεστ είναι 3,5sec, αντίστοιχα στο σχήμα (β) από τις ονομαστικές στροφές λειτουργίας μέχρι να σταματήσει χρειάζεται 3,5sec. Παρακάτω στο σχήμα 4.6(α) και σχήμα 4.6(β) φαίνεται η απόκριση του συστήματος για την μεσαία επιλογή απόκρισης του συστήματος και οι αντίστοιχοι χρόνοι είναι: για το σχήμα 4.6(α) είναι 5sec και για το σχήμα 4.6(β) είναι 6sec.

Στο σχήμα 4.7 φαίνεται η χρονοαπόκριση του συστήματος για την βραδεία ρύθμιση του συστήματος. Στα σχήματα 4.7(α) και 4.7(β) φαίνονται οι αποκρίσεις από στάση μέχρι τις ονομαστικές στροφές και αντίστοιχα από ονομαστικές στροφές σε στάση. Οι χρόνοι έχουν ως εξής: για το σχήμα (α) ο χρόνος είναι 10sec αντίστοιχα για το σχήμα (β) είναι 9,6sec. Στο σχήμα 4.8 φαίνεται η κυμάτωση της τάσης της ταχογεννήτριας. Από το παλμογράφημα φαίνεται ότι η κυμάτωση είναι περίπου στα 100mV.

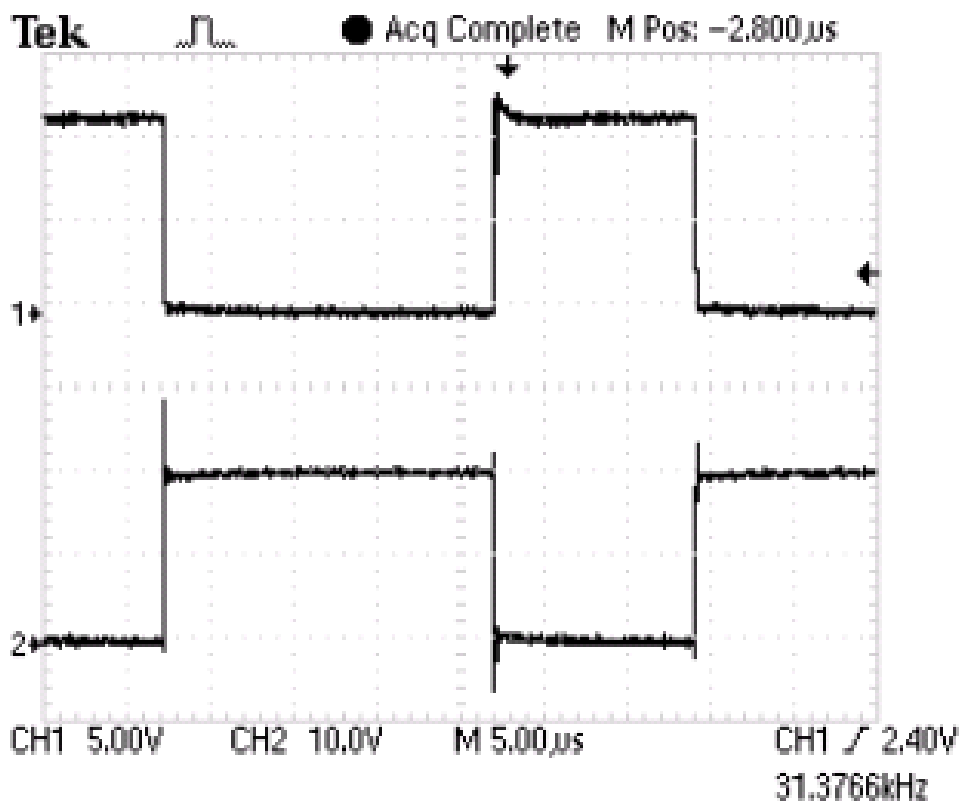
Στο σχήμα 4.9 φαίνεται η τάση στα άκρα του κινητήρα ($V_{A,B}$) στο κανάλι 1 και οι παλμοί οδήγησης του τρανζίστορ T_5 στο κανάλι 2. Ο κινητήρας περιστρέφεται με 200 στροφές το λεπτό η τάση τροφοδοσίας είναι 2,5 V και το ρεύμα που τραβάει ανέρχεται στο 0,5A. Το σχήμα 4.10 δείχνει τα ίδια πράγματα με το προηγούμενο σχήμα σε διαφορετική κατάσταση λειτουργίας. Ο κινητήρας περιστρέφεται πάλι χωρίς φορτίο αλλά στις 600 στροφές το λεπτό με τάση 6,5V και 1A ρεύμα. Ομοίως και στο σχήμα 4.11 αλλά με ταχύτητα περιστροφής 1000 στροφές το λεπτό με τάση 11V και ρεύμα 1,9A. από αυτά τα τρία σχήματα φαίνεται καθαρά η τεχνική μεταβολής του πλάτους των παλμών. Στο σχήμα 4.12 και 4.13 φαίνονται οι καταστάσεις λειτουργίας για 600 και 1000 στροφές το λεπτό αντίστοιχα με φορτίο. Τα αποτελέσματα των οποίων φαίνονται στον πίνακα 4.1. Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα από τα οποία παρατηρείται ότι η τάση με φορτίο ή χωρίς φορτίο είναι η ίδια, με διαφορά στο ρεύμα και στο πλάτος του παλμού.

Στροφές (rpm)	Τάση (V)	Ρεύμα (A)	Πλάτος παλμού οδήγησης (μs)
200	2,5	0,5	8
600	6,5	1	17
1000	11	1,9	25
600 με φορτίο	6,5	2,1	20
1000 με φορτίο	11	4,5	32

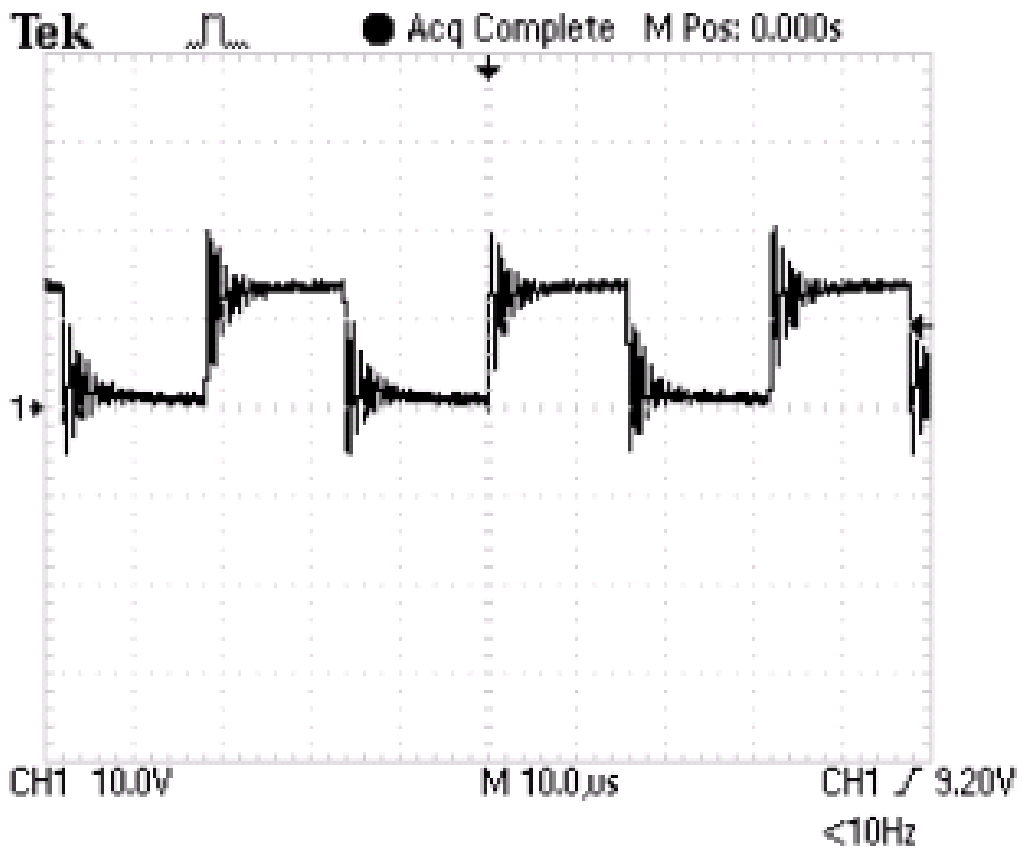
Πίνακας 4.1 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα.

Στο σχήμα 4.14 διακρίνονται οι αρμονικές της έντασης του ρεύματος του κινητήρα. Στο σχήμα 4.14(α) φαίνονται οι αρμονικές 1,2,4,6 για την εν κενό λειτουργία ενώ στο σχήμα 4.14(β) διακρίνονται οι αρμονικές 1 και 2 για λειτουργία υπό φορτίο. Αντίστοιχα στο σχήμα 4.15(α) διακρίνονται οι αρμονικές 1,2,3 της τάσης για λειτουργία εν κενό στις 1000 στροφές το λεπτό, παράλληλα στο σχήμα 4.15(β) διακρίνεται μόνο η πρώτη αρμονική για την λειτουργία με φορτίο στις 1000 στροφές το λεπτό.

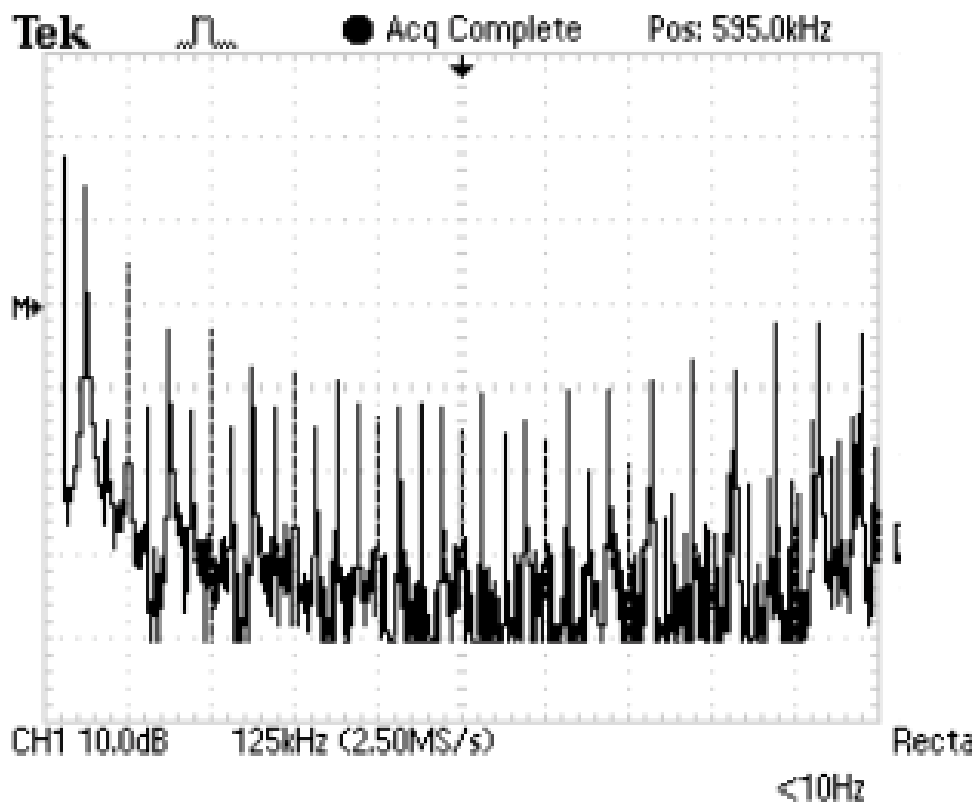
Στο σχήμα 4.16 διακρίνονται στο σχήμα 4.16(α) οι αρμονικές της τάσης του κινητήρα και στο σχήμα 4.16(β) διακρίνεται η τάση του κινητήρα από την οποία βγήκαν οι αρμονικές του σχήματος (α). Στο σχήμα 4.17 διακρίνονται οι αρμονικές της τάσης για λειτουργία με 600 στροφές το λεπτό. Στο σχήμα (α) είναι οι αρμονικές στην εν κενό λειτουργία και στο (β) για λειτουργία υπό φορτίο. Ομοίως στο σχήμα 4.18 διακρίνονται οι αρμονικές της τάσης για λειτουργία στις 1000 στροφές το λεπτό.



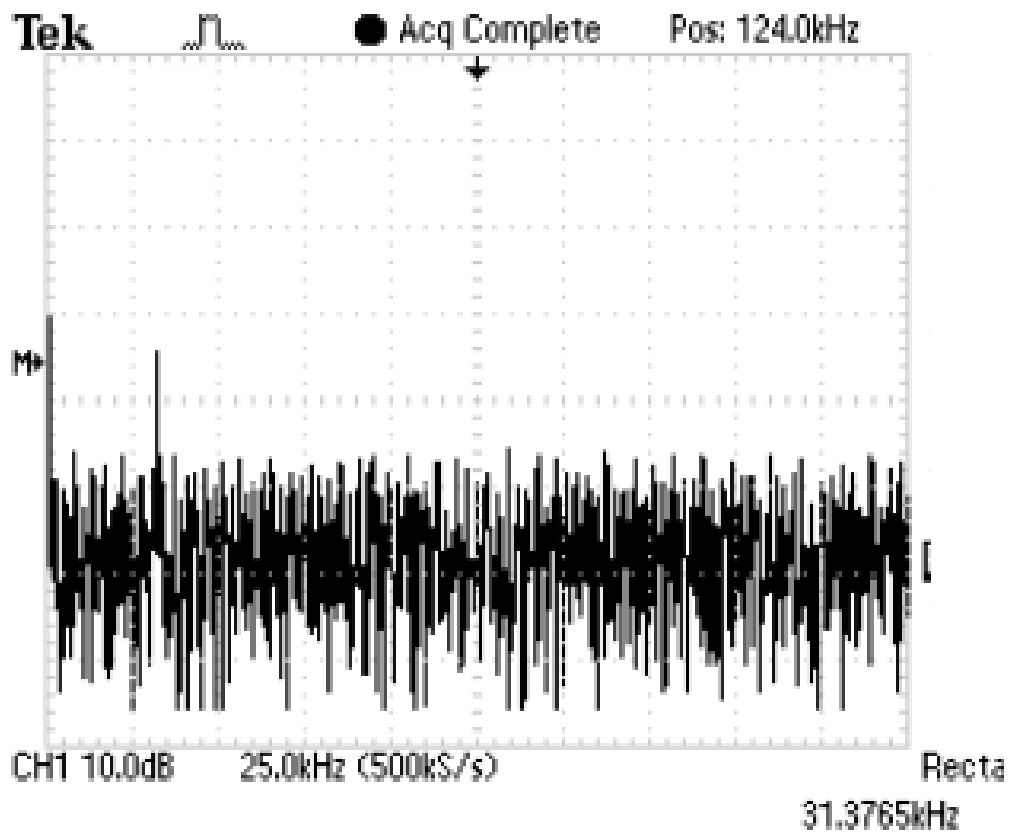
Σχήμα 4.1 CH1: Παλμοί οδήγησης στην πύλη του T_5 (V_{GS}), CH2: Τάση στα άκρα του T_5 (V_{DS}).



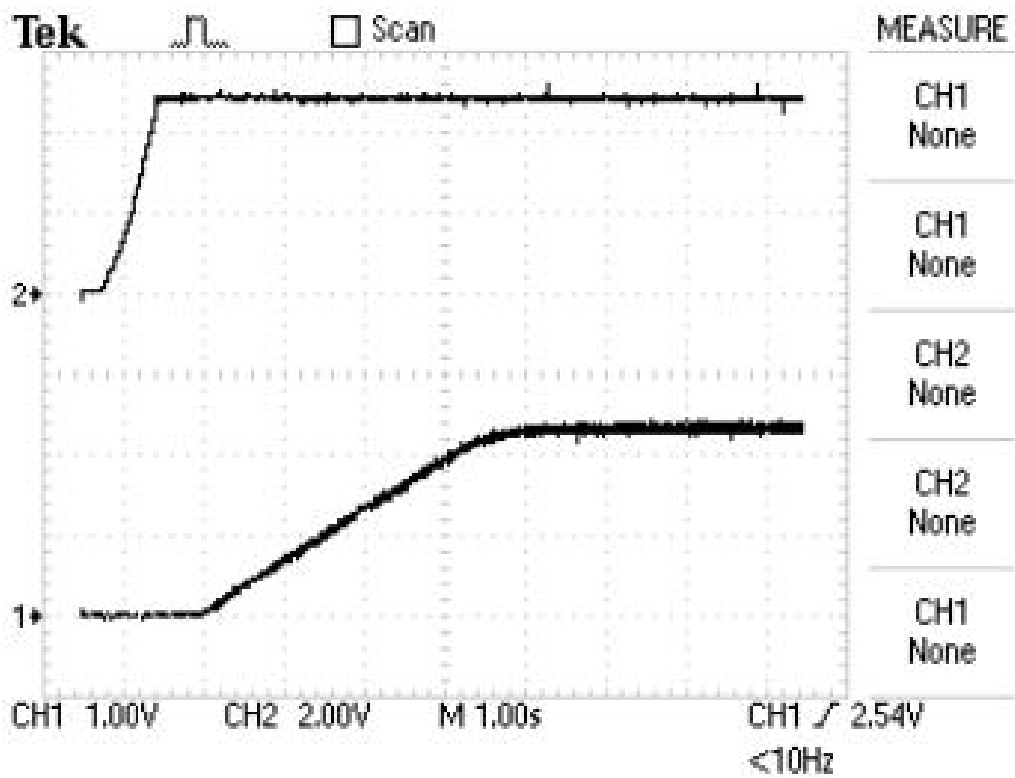
Σχήμα 4.2 Τάση στα άκρα του κινητήρα ($V_{A,B}$). Εν κενό λειτουργία στις 700rpm.



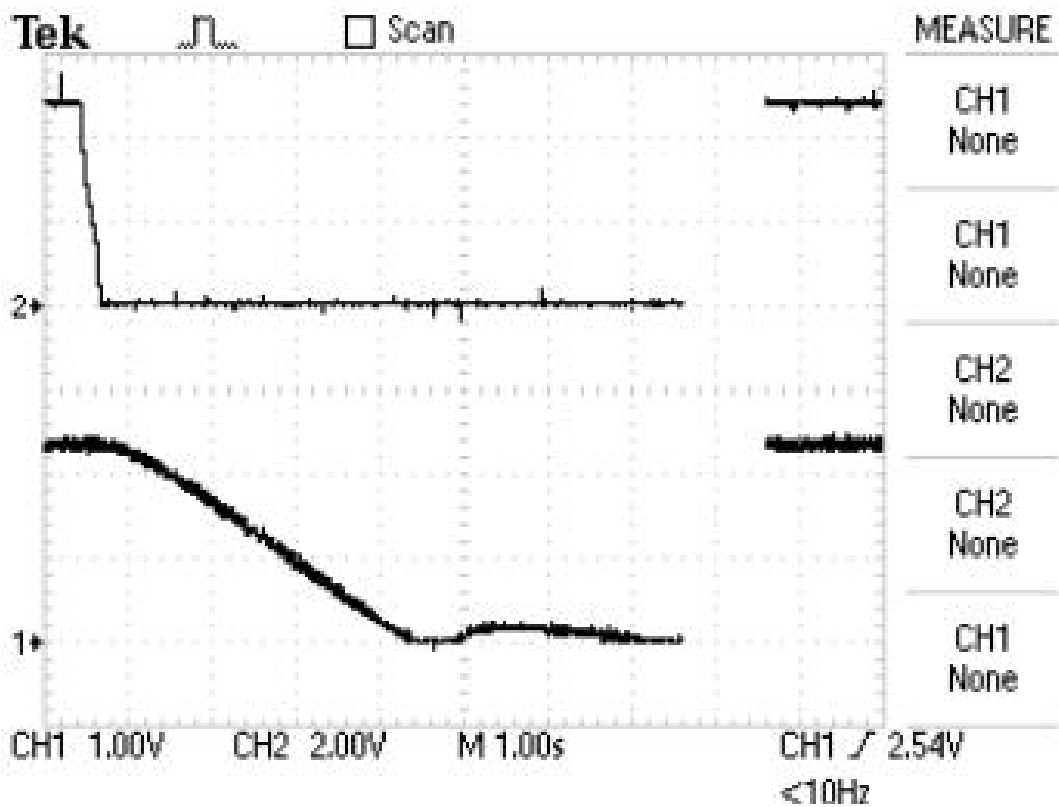
Σχήμα 4.3 Αρμονικές της τάσης στα άκρα του κινητήρα. Εν κενό λειτουργίας στις 700rpm.



Σχήμα 4.4 Αρμονικές της έντασης του ρεύματος του κινητήρα στα άκρα των αντιστάσεων ακριβείας. Εν κενό λειτουργίας στις 700rpm.

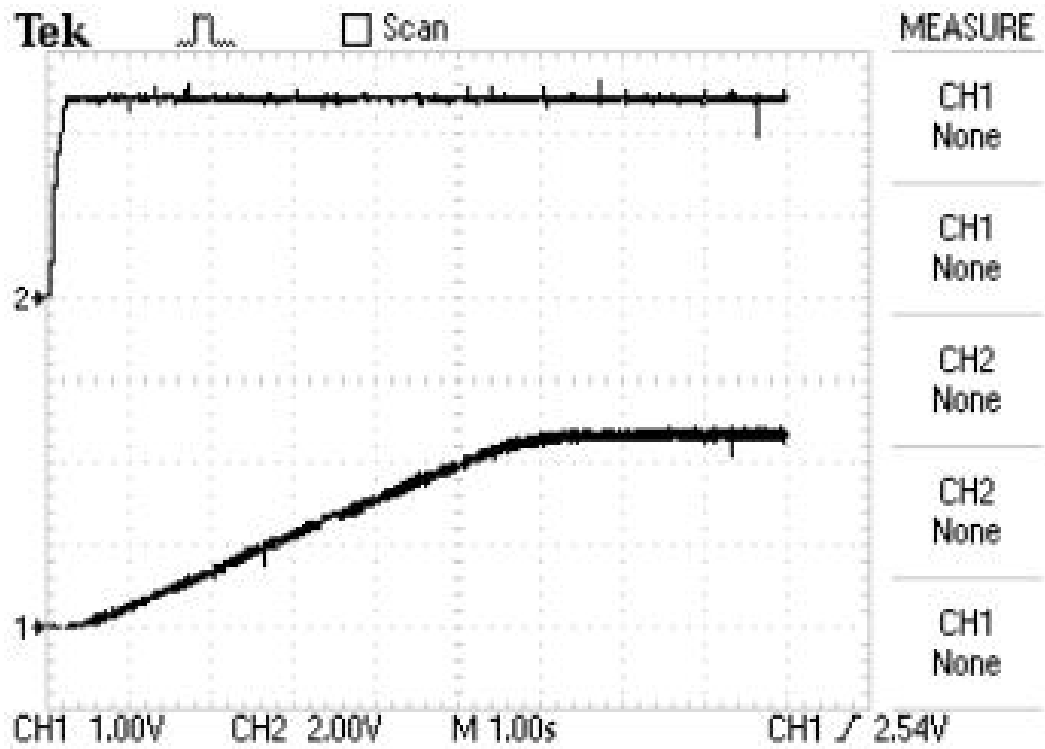


(a)

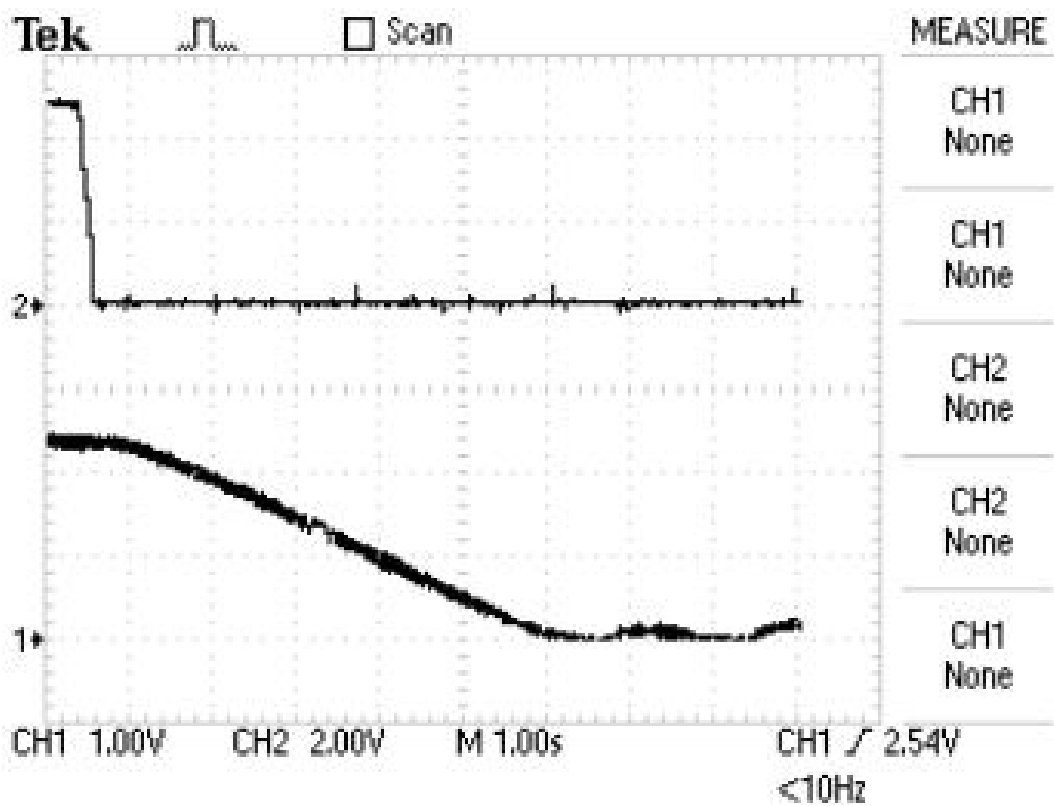


(β)

Σχήμα 4.5 Χρονοαπόκριση ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα στην εν κενό λειτουργία με την ταχεία επιλογή (α) Από στάση σε ονομαστικές στροφές και (β) Από ονομαστικές στροφές σε στάση. (CH1: ADC2-pin38, CH2 ADC3-pin37).

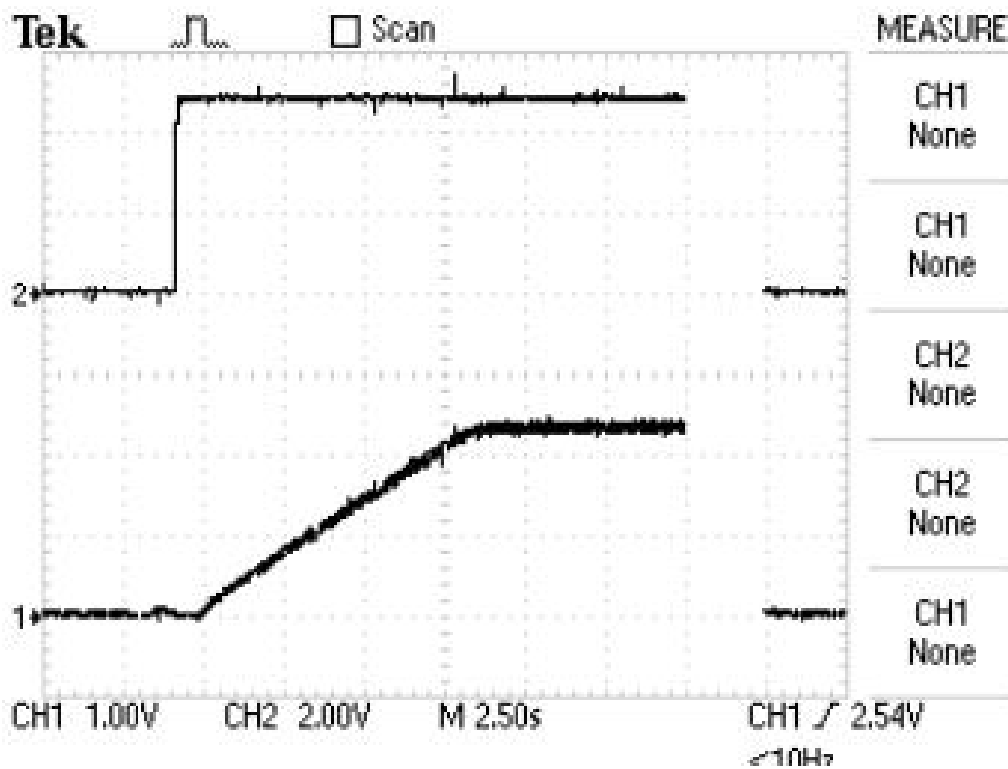


(a)

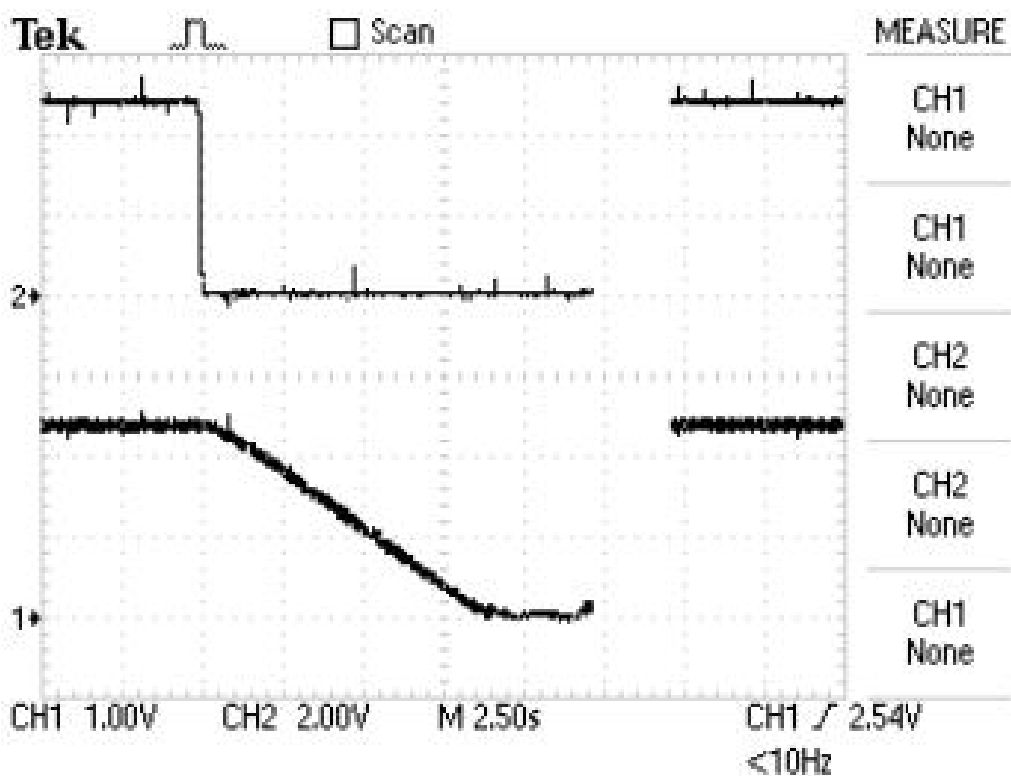


(b)

Σχήμα 4.6 Χρονοαπόκριση ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα στην εν κενό λειτουργία με την μεσαία επιλογή (α) Από στάση σε ονομαστικές στροφές και (β) Από ονομαστικές στροφές σε στάση. (CH1: ADC2-pin38, CH2 ADC3-pin37).

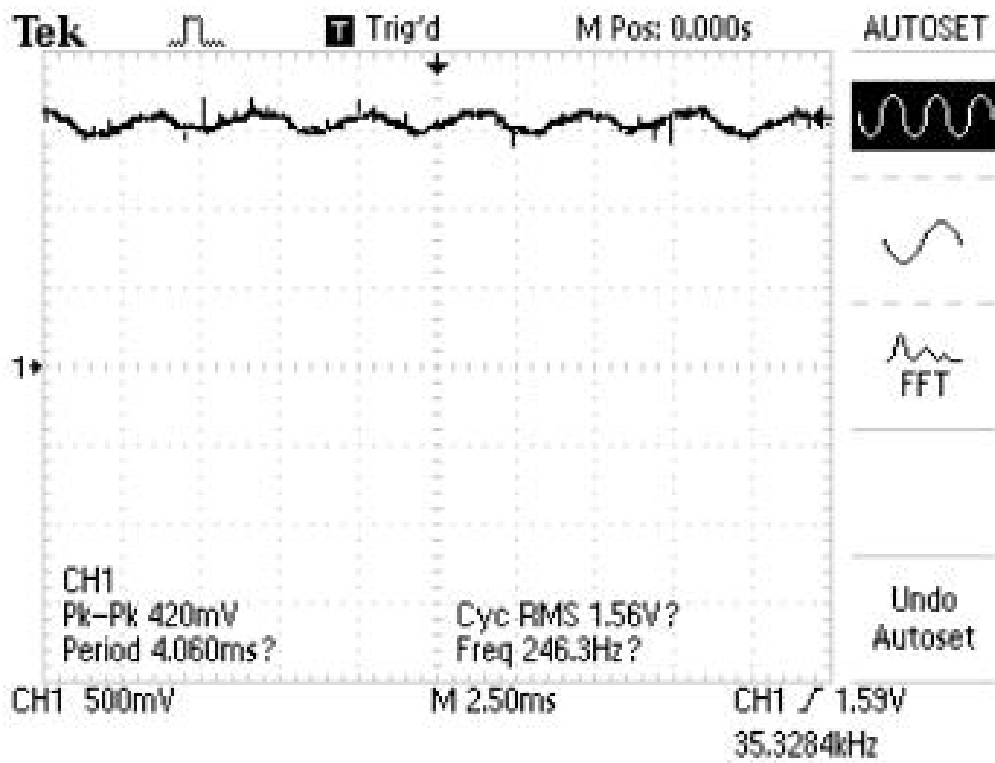


(a)

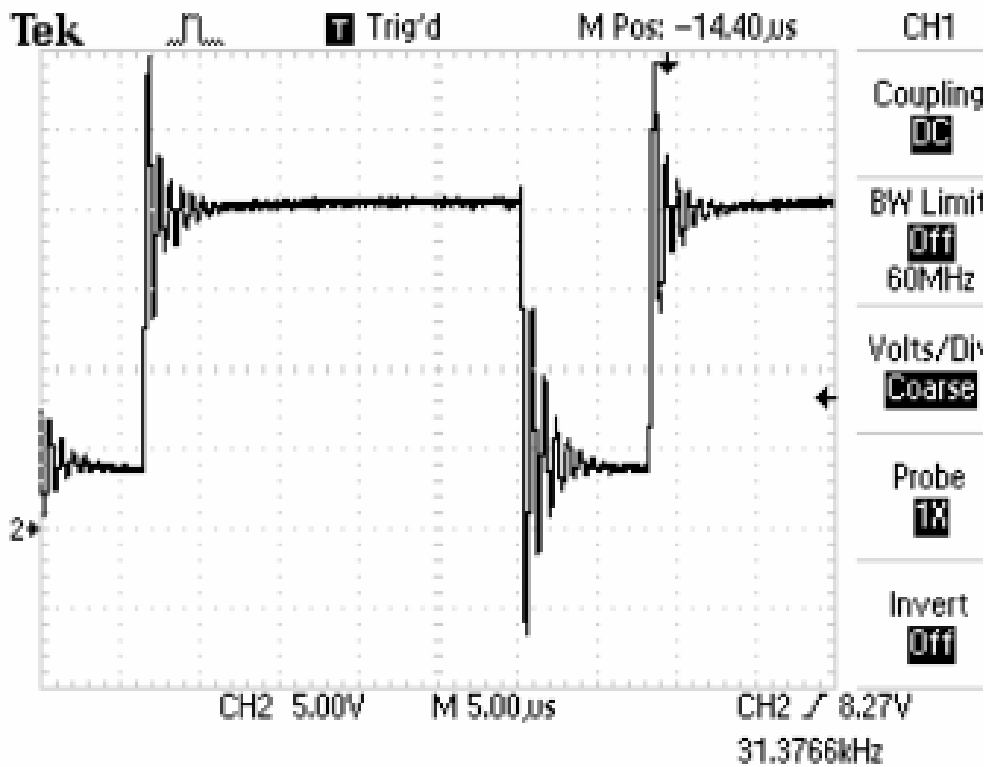


(b)

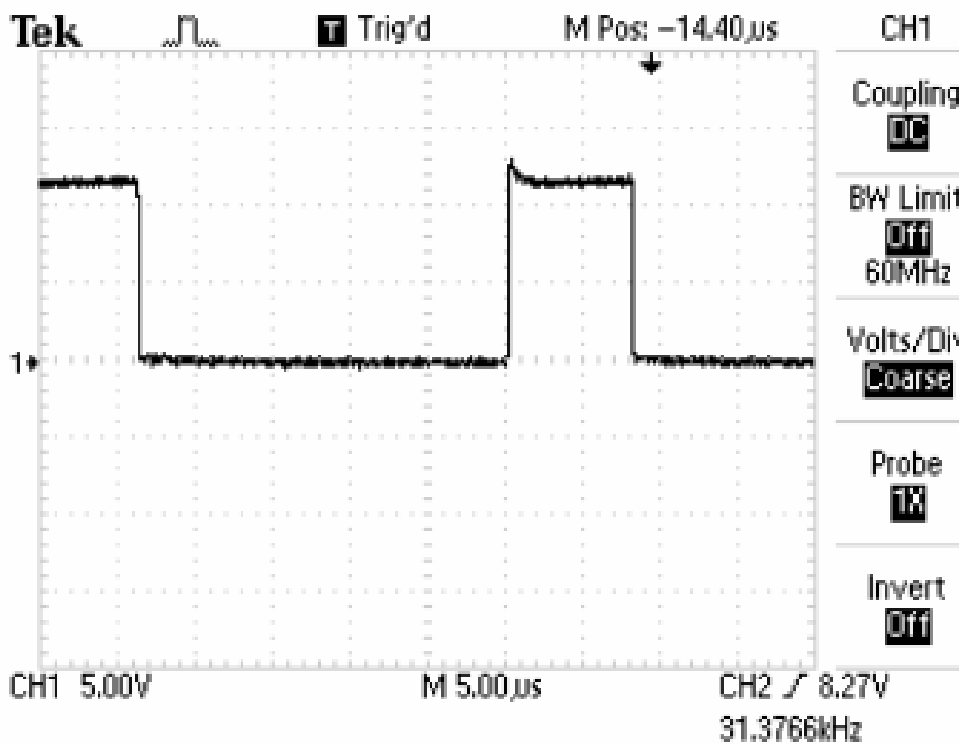
Σχήμα 4.7 Χρονοαπόκριση ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα στην εν κενό λειτουργία με την βραδεία επιλογή (α) Από στάση σε ονομαστικές στροφές και (β) Από ονομαστικές στροφές σε στάση. (CH1: ADC2-pin38, CH2 ADC3-pin37).



Σχήμα 4.8 Κυμάτωση ταχογεννήτριας.

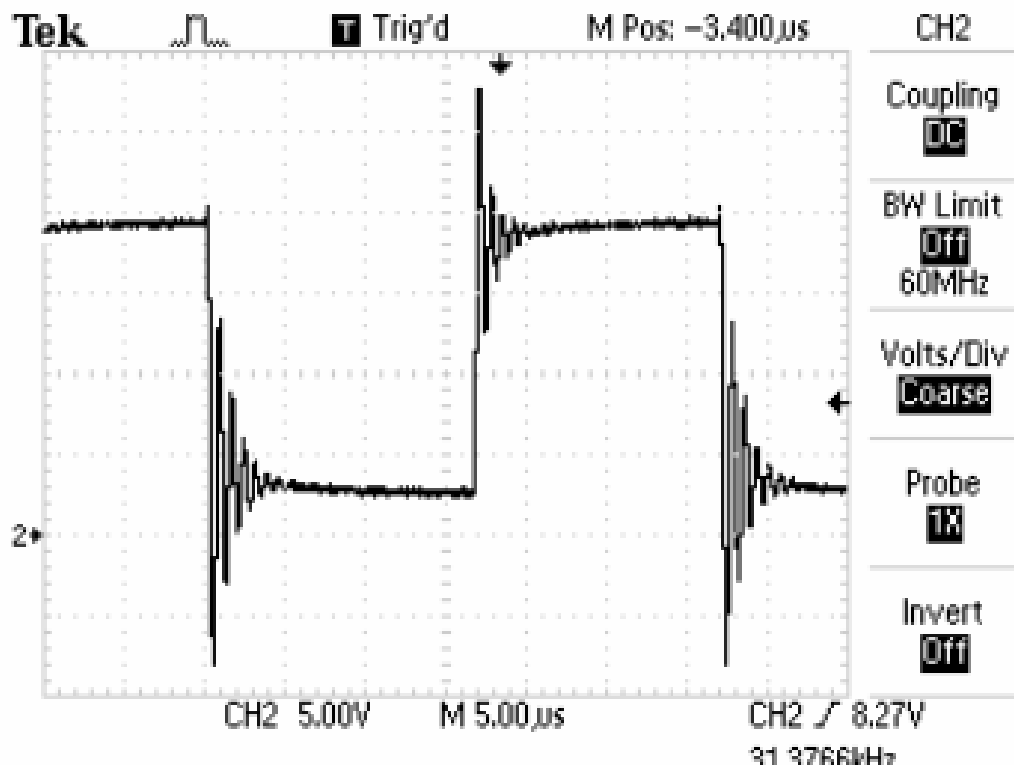


(a)

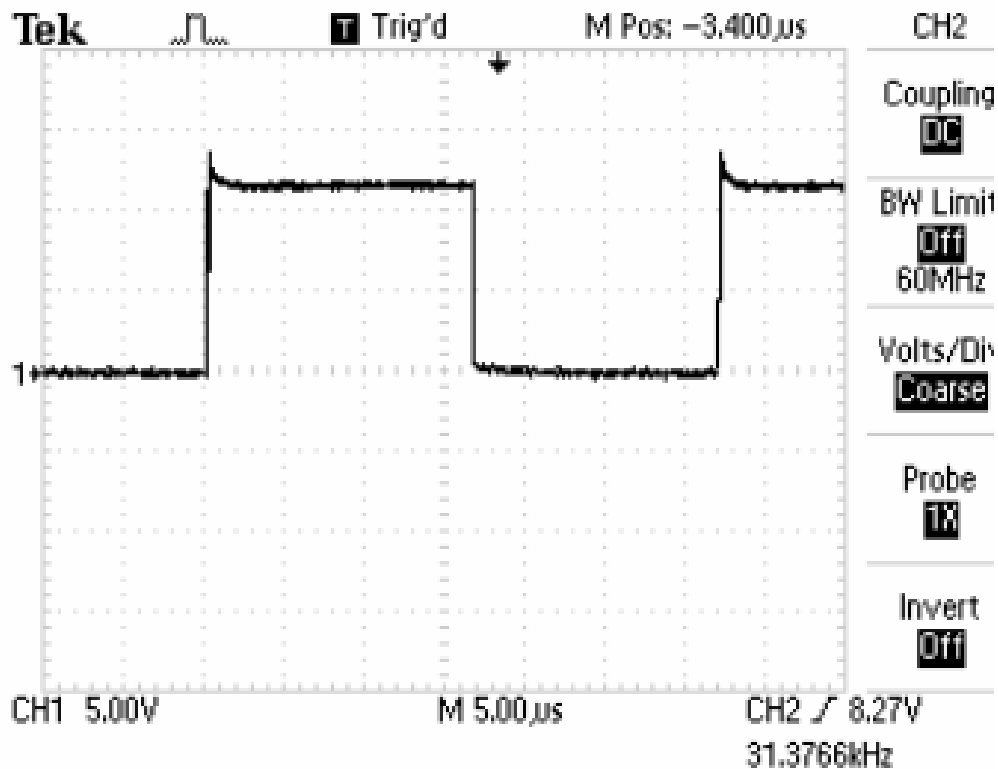


(β)

Σχήμα 4.9 (α) Τάση στα άκρα του κινητήρα ($V_{A,B}$). (β) Παλμοί οδήγησης στην πύλη του T_5 . Εν κενό λειτουργία στις 200rpm ($V_{A,B,rms}=2,5V$, $I_{ms}=0,5A$)

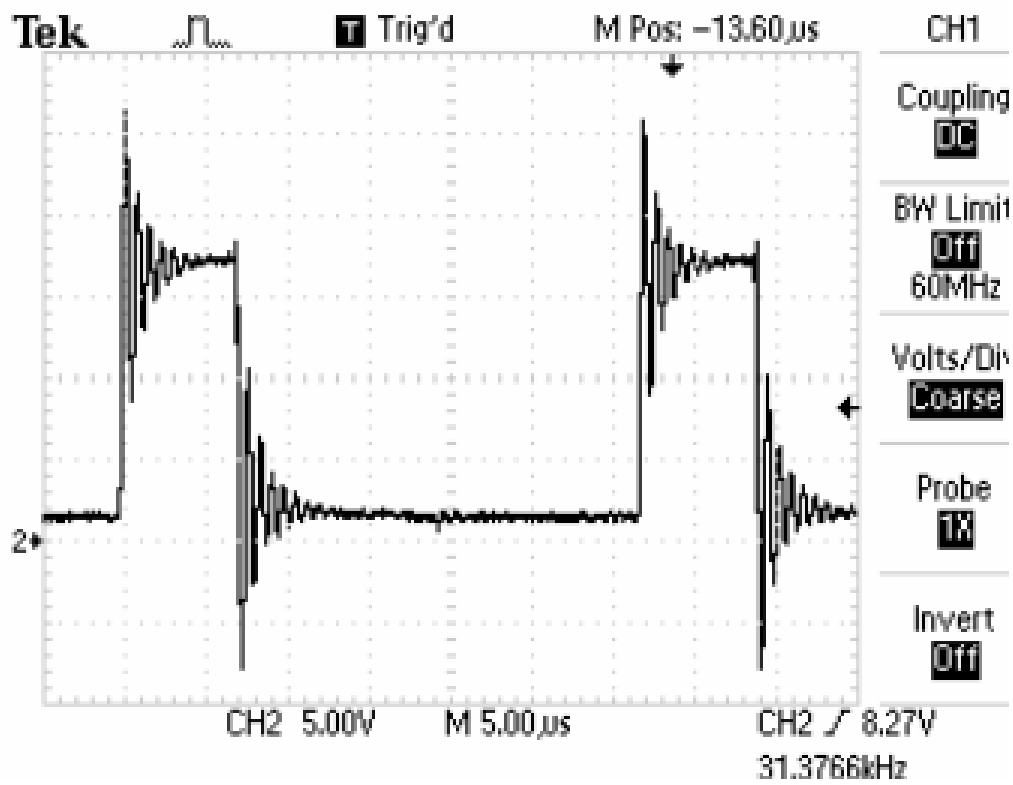


(a)

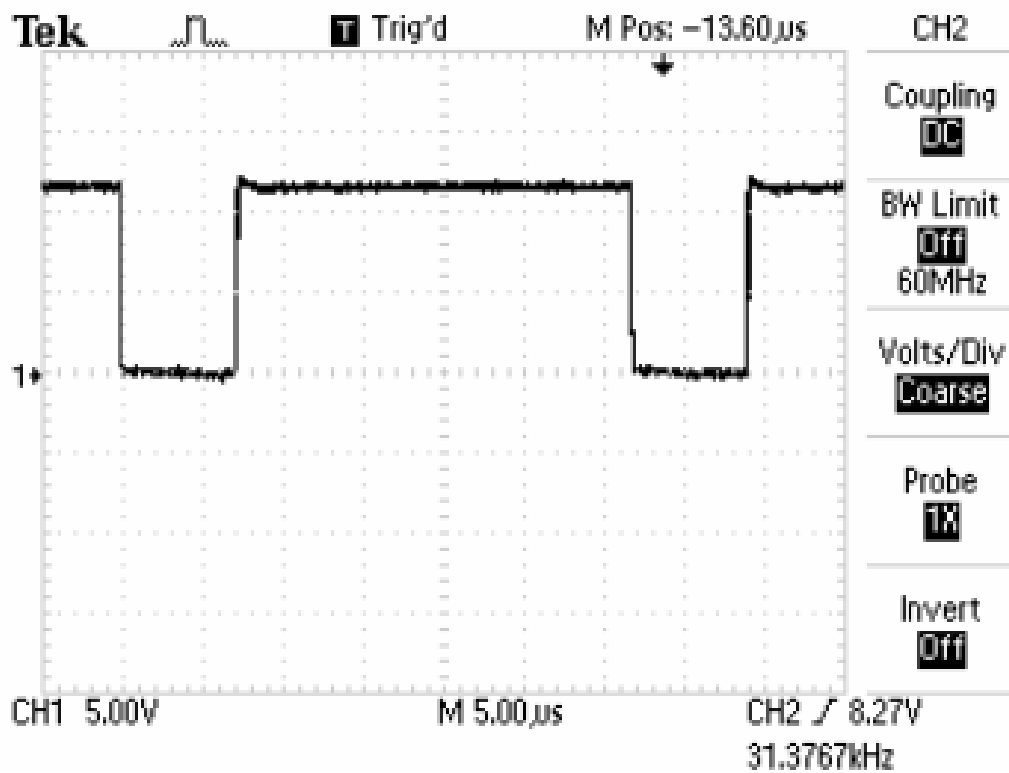


(b)

Σχήμα 4.10 (α) Τάση στα άκρα του κινητήρα ($V_{A,B}$). (β) Παλμοί οδήγησης στην πύλη του T_5 . Εν κενό λειτουργία στις 600rpm ($V_{A,Bms}=6,5V$, $I_{ms}=1A$)

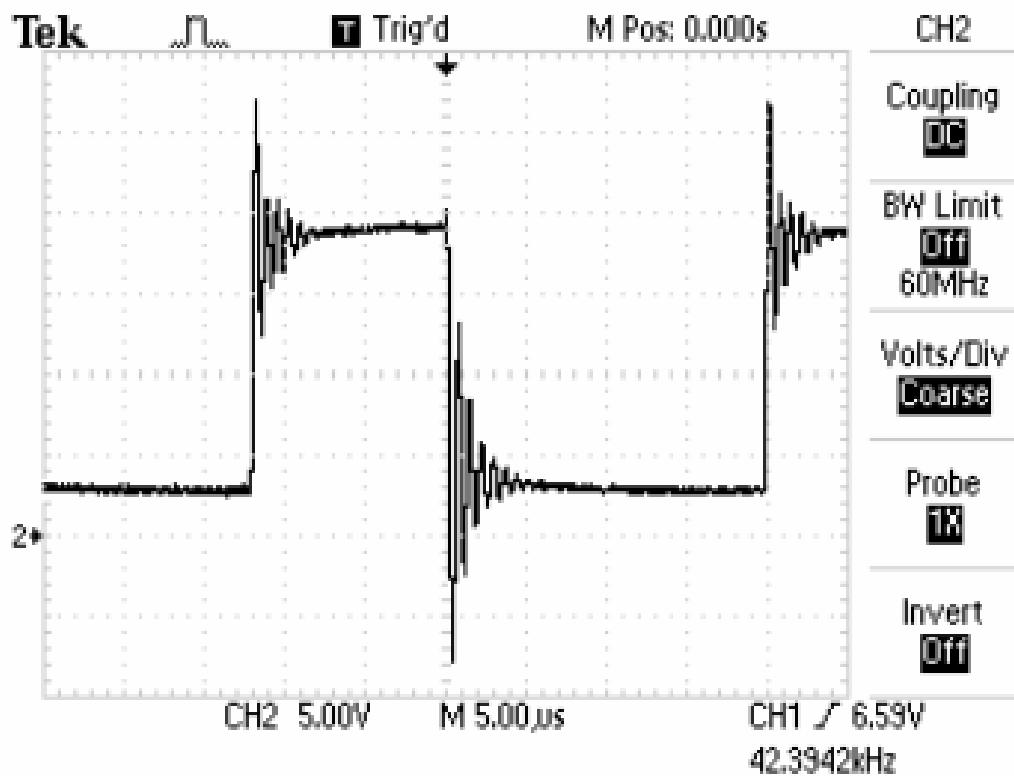


(α)

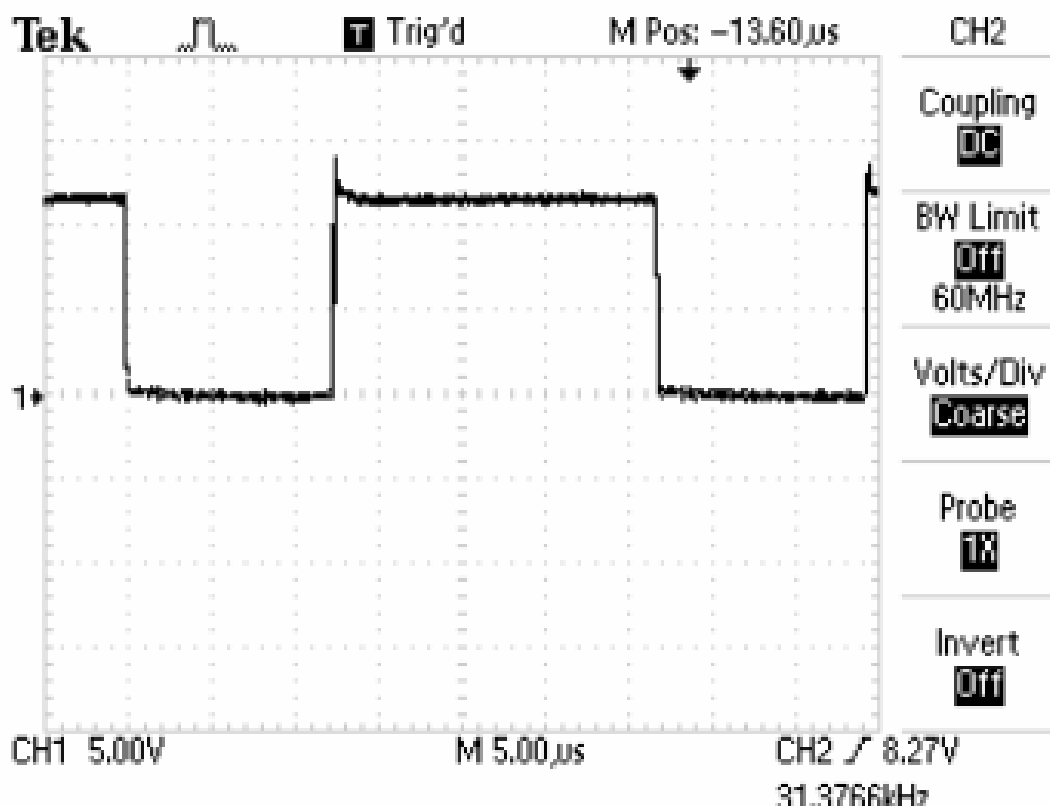


(β)

Σχήμα 4.11 (α) Τάση στα άκρα του κινητήρα ($V_{A,B}$). (β) Παλμοί οδήγησης στην πύλη του T_5 . Εν κενό λειτουργία στις 1000rpm ($V_{A,Brms}=11V$, $I_{rms}=1,9A$)

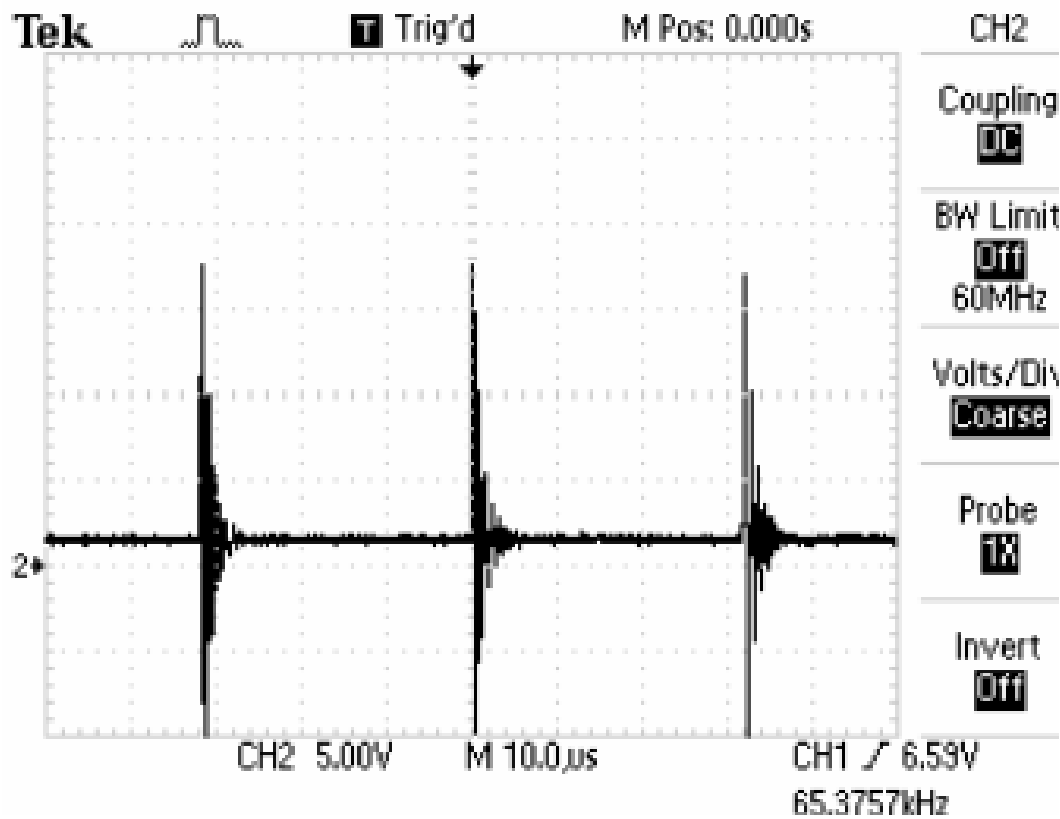


(α)

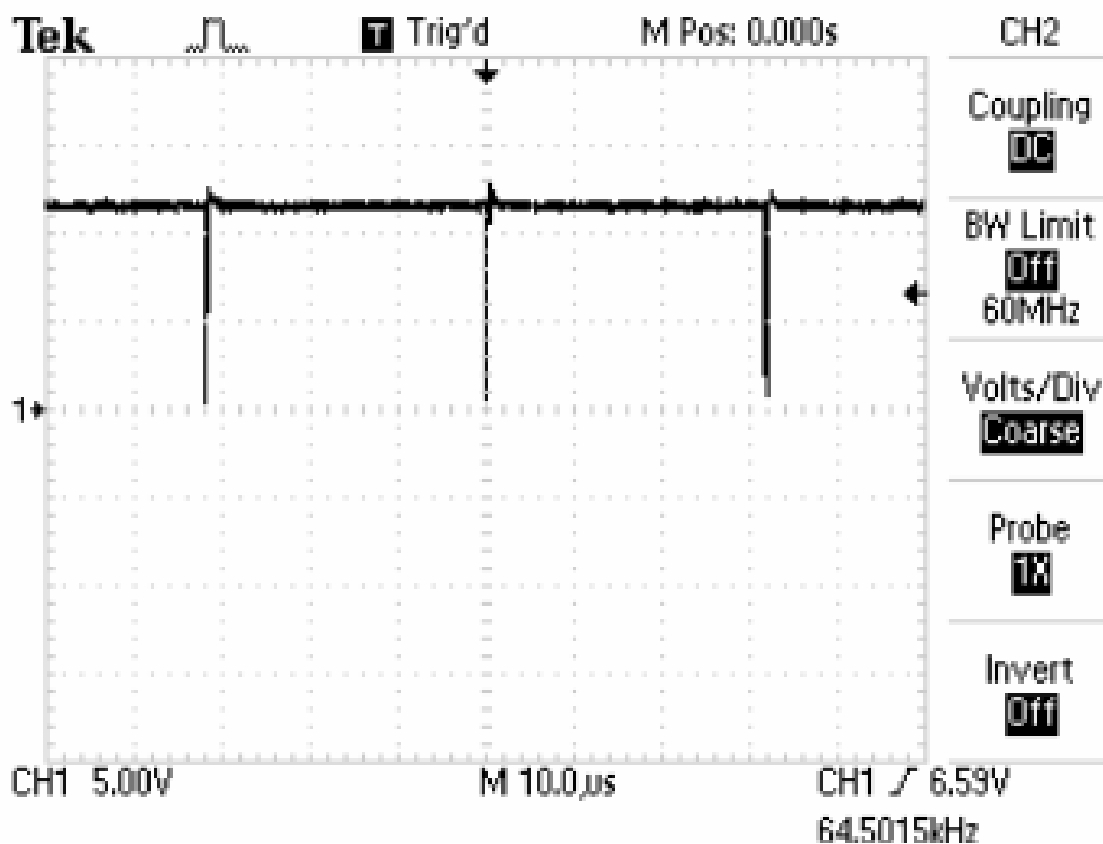


(β)

Σχήμα 4.12 (α) Τάση στα άκρα του κινητήρα ($V_{A,B}$). (β) Παλμοί οδήγησης στην πύλη του T_5 . Λειτουργία υπό φορτίο 50% στις 600rpm ($V_{A,Bms}=6,5V$, $I_{ms}=2,1A$)

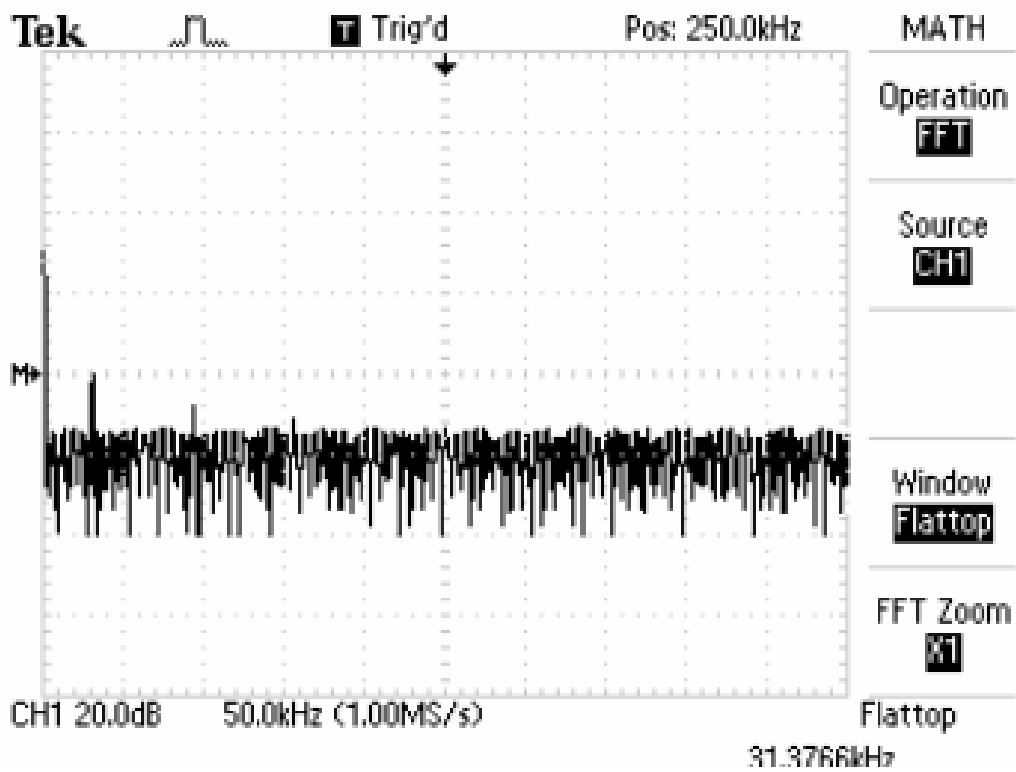


(a)

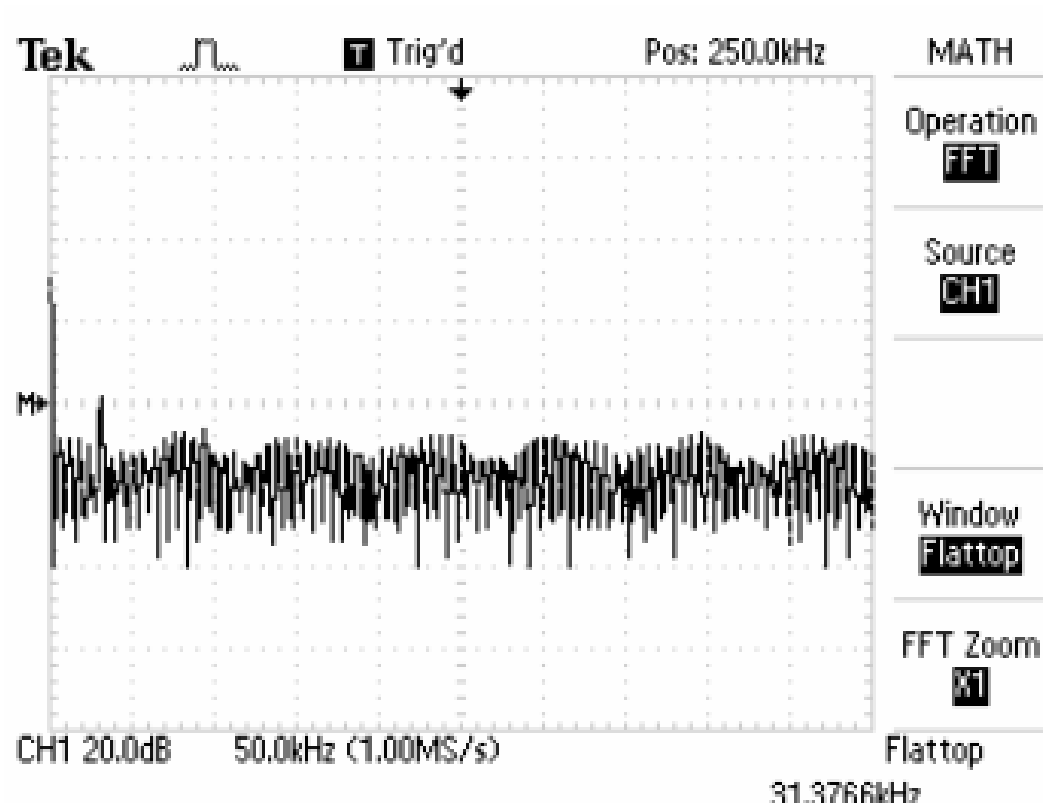


(b)

Σχήμα 4.13 (α) Τάση στα άκρα του κινητήρα ($V_{A,B}$). (β) Παλμοί οδήγησης στην πύλη του T_5 . Λειτουργία υπό φορτίο 100% στις 1000rpm ($V_{A,B,rms}=11V$, $I_{ms}=4,5A$)

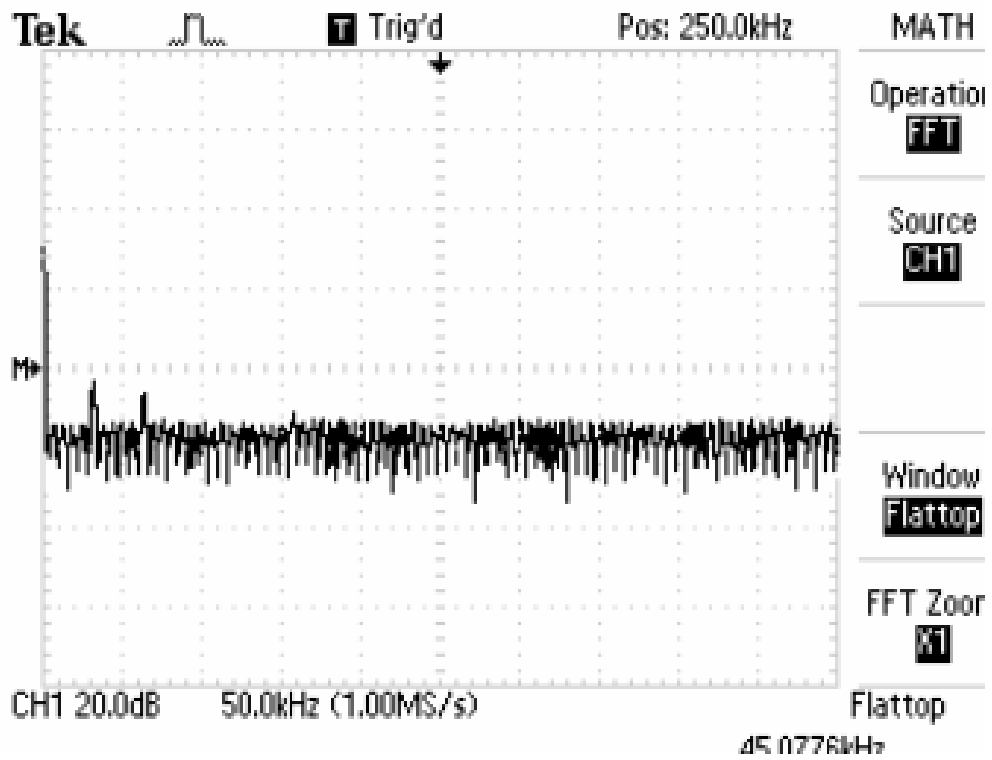


(α)

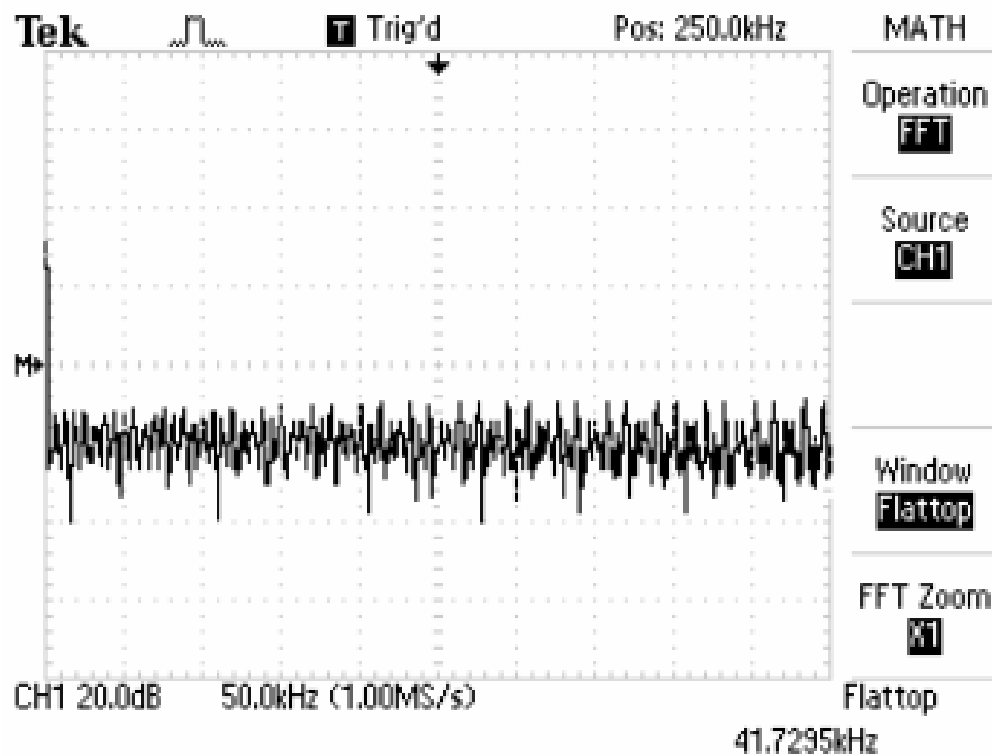


(β)

Σχήμα 4.14 Αρμονικές της έντασης του ρεύματος του κινητήρα (α) Εν κενό λειτουργία. (β) Λειτουργία υπό φορτίο. Ταχύτητα περιστροφής 600rpm.

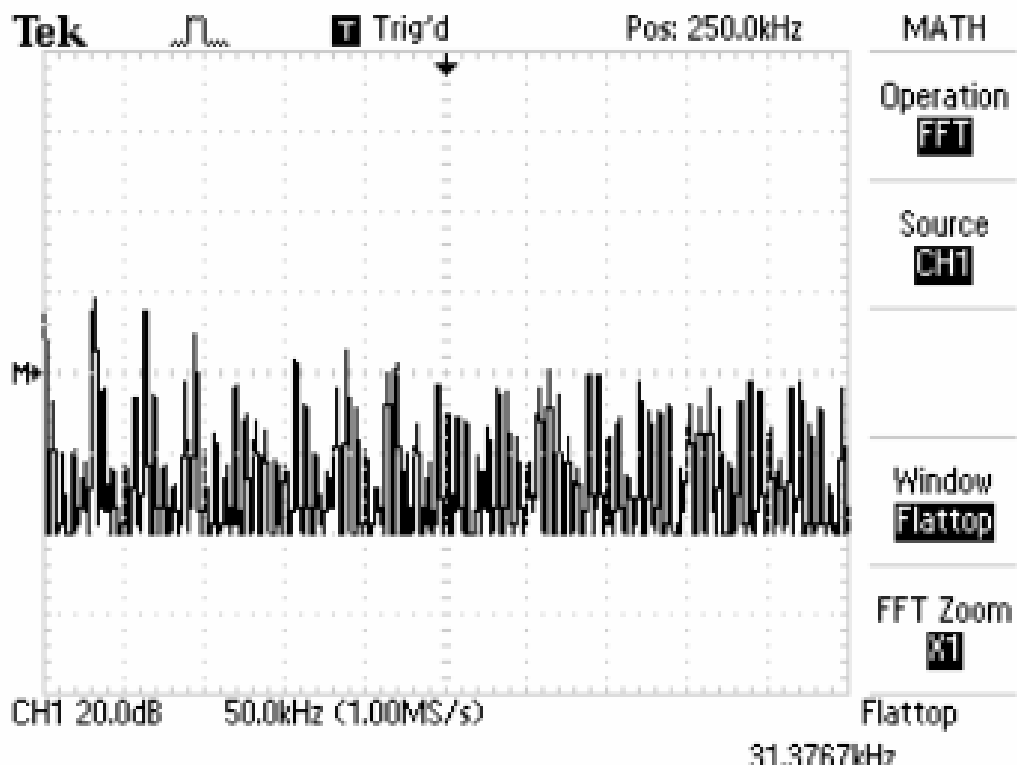


(α)

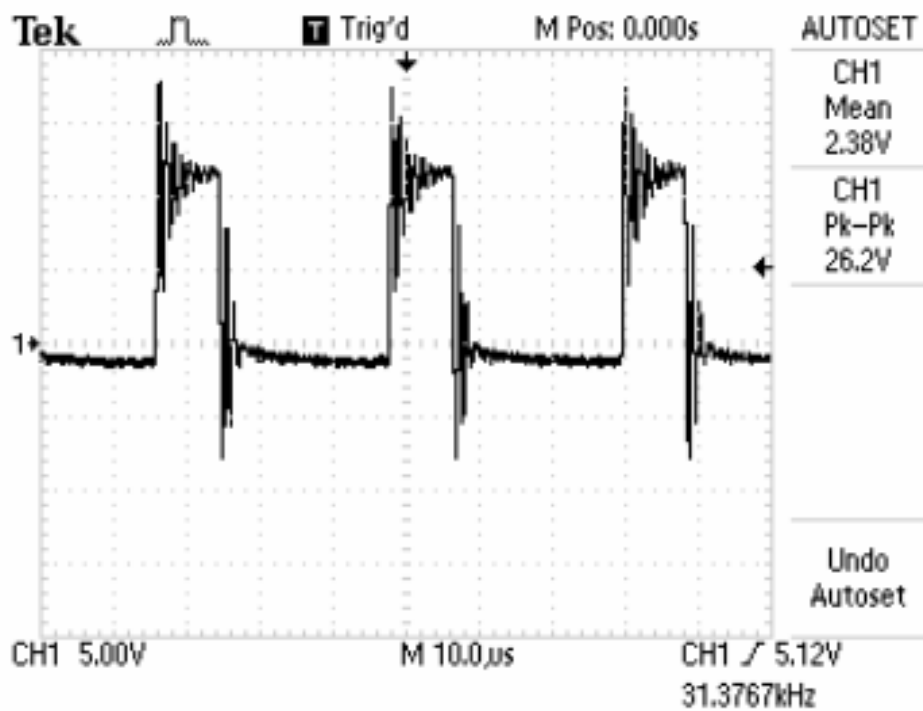


(β)

Σχήμα 4.15 Αρμονικές της έντασης του ρεύματος του κινητήρα (α) Εν κενό λειτουργία. (β) Λειτουργία υπό φορτίο. Ταχύτητα περιστροφής 1000rpm.

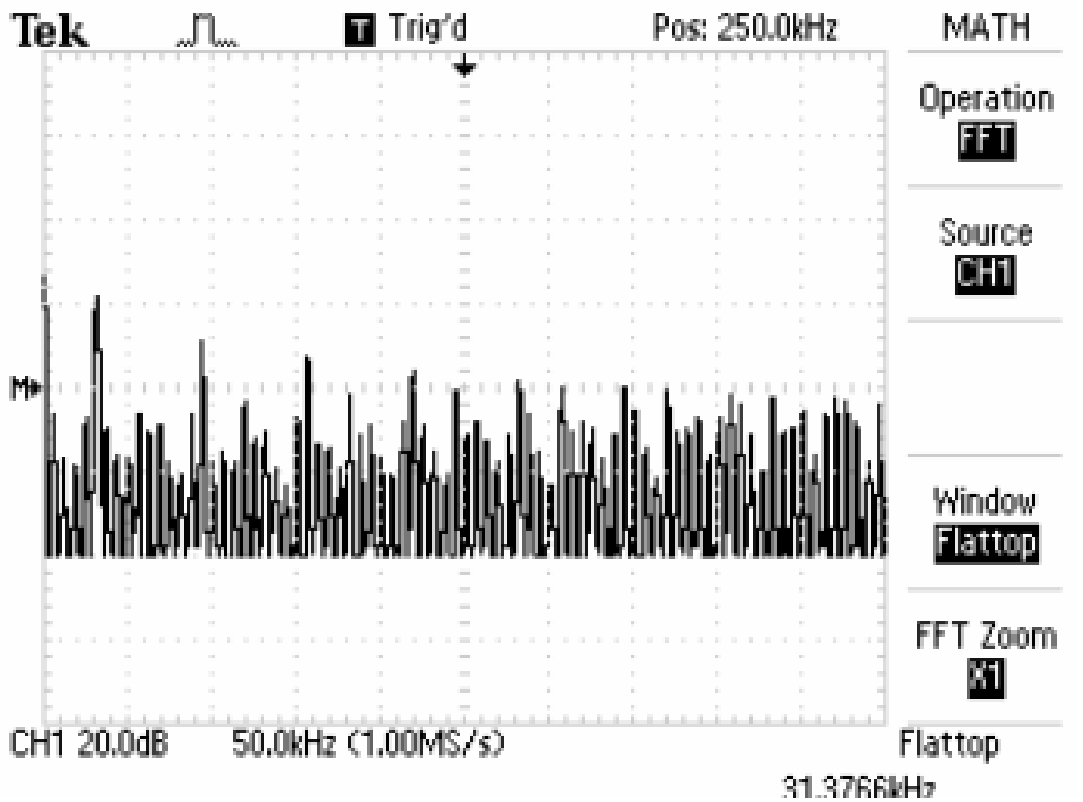


(β)

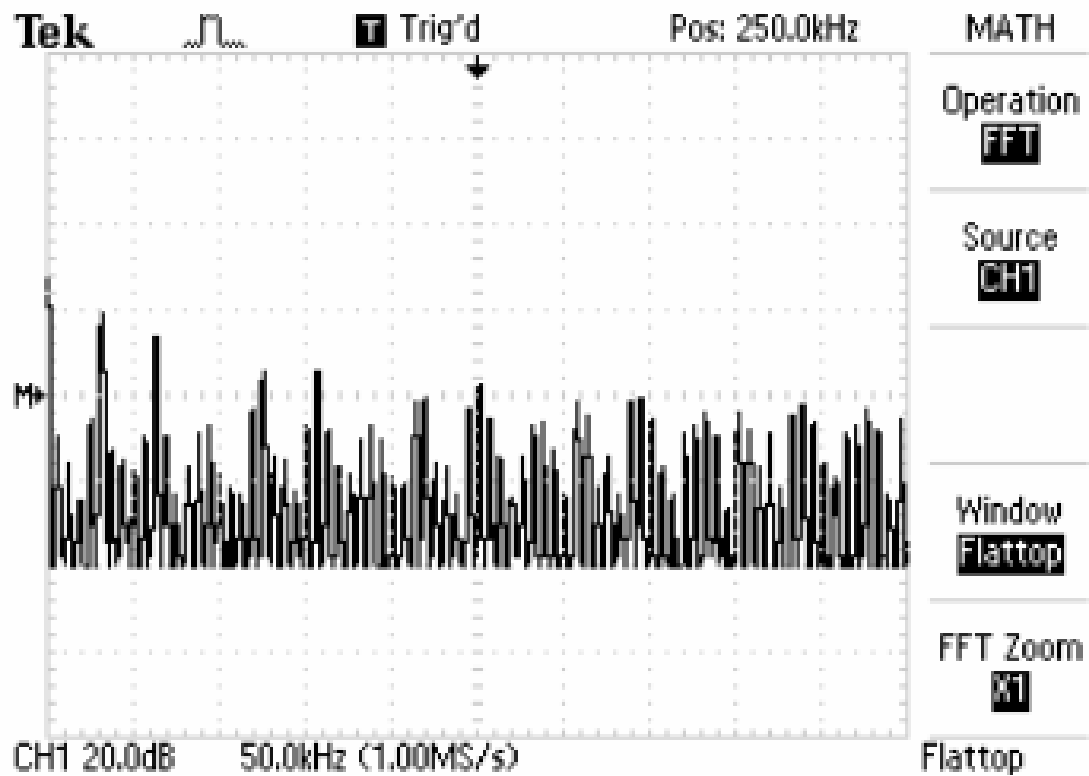


(β)

Σχήμα 4.16 (α) Αρμονικές της τάσης στα άκρα του κινητήρα (β) Τάση στα άκρα του κινητήρα ($V_{A,B}$). Ταχύτητα περιστροφής 200rpm.

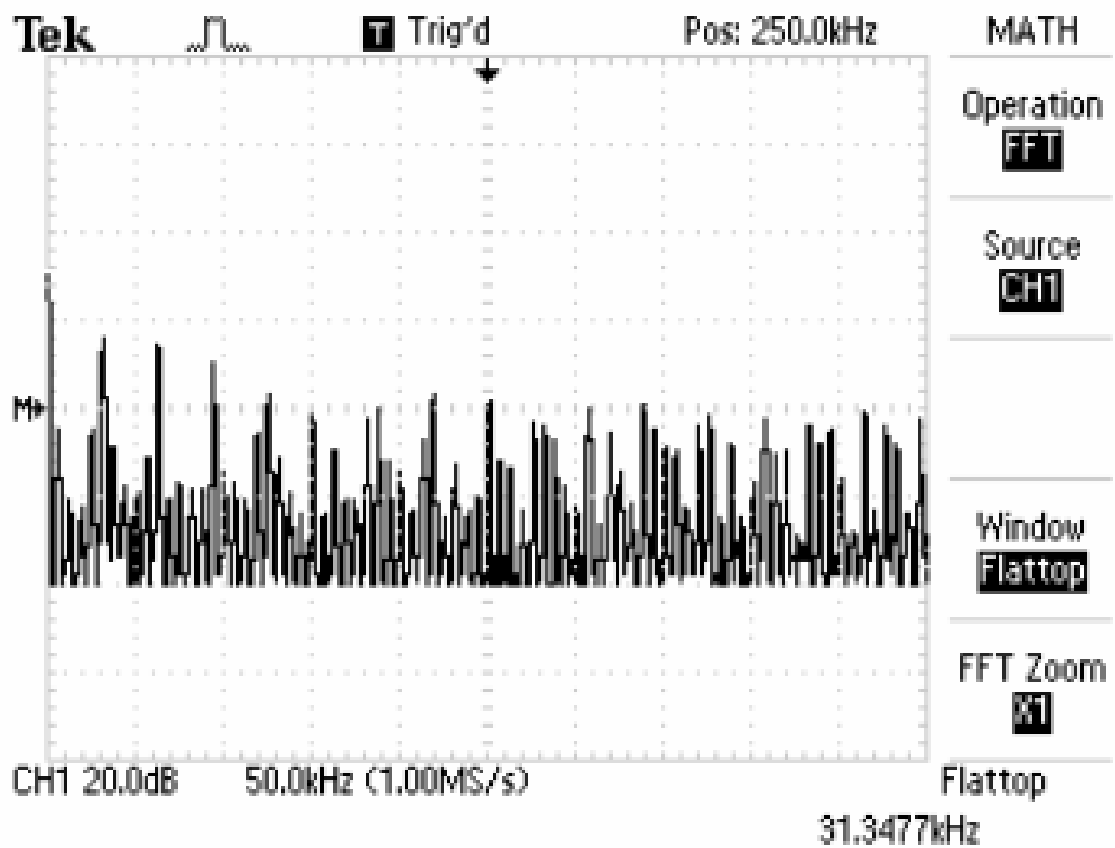


(a)

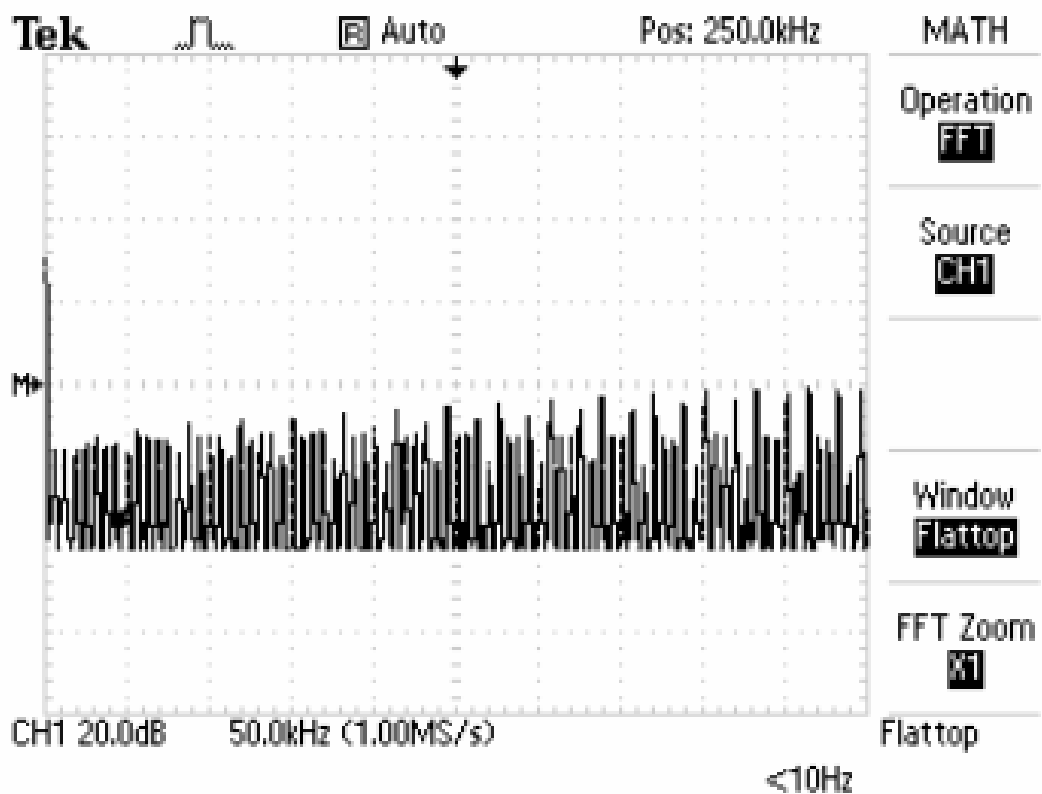


(β)

Σχήμα 4.17 Αρμονικές της τάσης στα άκρα του κινητήρα (α) Εν κενό λειτουργία (β) Λειτουργία υπό φορτίο 50% στις 600rpm
($V_{A,Brms}=6,5V$, $I_{rms}=2,1A$.)



(a)



(β)

Σχήμα 4.18 Αρμονικές της τάσης στα άκρα του κινητήρα (α) Εν κενό λειτουργία (β) Λειτουργία υπό φορτίο 100% στις 1000rpm
($V_{A,Brms}=11V$, $I_{ms}=4,5A$.)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η παρούσα πτυχιακή εργασία παρουσιάζει την ανάπτυξη την μελέτη και την υλοποίηση ενός ελεγκτή PWM. Η κατασκευή που εκπονήθηκε παράλληλα με το κείμενο της παρούσας κατασκευής, υλοποιήθηκε σε διάστημα δύο χρόνων από την ανάληψη της πτυχιακής εργασίας. Μέσα σε αυτό το διάστημα περιλαμβάνονται και 17 μήνες θητεία δικιάς μου. Ο καθαρός χρόνος υλοποίησης της παρούσας πτυχιακής εργασίας ανέρχεται στους εφτά μήνες.

Κατά την διάρκεια της μελέτης αντιμετωπίστηκαν πολλά προβλήματα. Πρώτο πρόβλημα ήταν η επιλογή της ταχογεννήτριας, ήταν πρόβλημα διότι δεν υπήρχαν τα λεφτά για την αγορά μιας ταχογεννήτριας και έτσι χρησιμοποιήθηκε ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος στην θέση της ταχογεννήτριας με άμεσα προβλήματα στην ισοροπία του συστήματος λόγω της κυμάτωσης που έχει προαναφερθεί. Δεύτερο πρόβλημα που έπρεπε να αντιμετωπιστεί ήταν η οδήγηση των διακοπών της γέφυρας. Η λύση δόθηκε πολύ απλά για τα MOSFET τύπου p-channel με δύο μικρότερα τρανζίστορ, για τα άλλα τρανζίστορ τύπου n-channel χρησιμοποιήθηκε ένα ολοκληρωμένο με την κωδική ονομασία hip4081A.

Στο κατασκευαστικό κομμάτι έπρεπε να δοθεί πάρα πολύ προσοχή στην μετάβαση του μικροελεγκτή από το αναπτυξιακό στην πλακέτα κατασκευής η οποία κατασκευάστηκε έξω. Έπρεπε να δοθεί ιδιαίτερη σημασία στην τροφοδοσία του μικροελεγκτή, ακόμη περισσότερη σημασία και προσοχή δόθηκε στην γείωση στην μείωση των θορύβων και στην ελαχιστοποίηση των παρεμβολών στον κρύσταλλο που οδηγεί το ρολόι του μικροελεγκτή. Η λύση δόθηκε με ένα πλέγμα γείωσης γύρω από τον κρύσταλλο.

Στην αρχή της κατασκευής κατά την διάρκεια των δοκιμών και της ανάπτυξης του συστήματος είχε χρησιμοποιηθεί ένας μετασχηματιστής μικρότερος από αυτόν που χρησιμοποιείται τώρα. Δημιουργούσε προβλήματα στην ισοροπία του συστήματος διότι δεν μπορούσε να δώσει το ρεύμα που χρειαζόταν ο κινητήρας για να ισοροπήσει, έτσι αντικαταστάθηκε από τον μεγαλύτερο που χρησιμοποιείται αυτήν την στιγμή.

Η τελευταία δυσκολία που έπρεπε να αντιμετωπιστεί ήταν η μελέτη και η δημιουργία του κώδικα που θα συντόνιζε και θα έφερνε σε ισοροπία το σύστημα.

Η εκπόνηση της παρούσας πτυχιακής είναι κοπιαστική και απαιτεί πολλές ώρες ασχολίας και προσπάθειας ώστε να καταφέρει κάποιος να την φέρει σε πέρας. Χρειαστήκαν ατελείωτες ώρες δοκιμών, όχι μόνο το κατασκευαστικό κομμάτι αλλά και το κομμάτι του προγραμματισμού. Το κατασκευαστικό κομμάτι εκπονήθηκε και ήρθε σε πέρας με την βοήθεια των καθηγητών μου που χωρίς αυτούς θα ήταν δύσκολο να έρθει σε πέρας διότι η πολύτιμη εμπειρία τους ήταν ένα πολύ δυνατό εργαλείο στα χέρια του μελετητή ώστε να λύσει τα προβλήματα της κατασκευής. Η πολύτιμη εμπειρία τους δεν σταμάτησε να δίνει λύσεις εκεί αλλά συνέχισε με την ανάπτυξη του κώδικα λειτουργίας της κατασκευής.

Η εκπόνηση μιας πτυχιακής εργασίας με κατασκευαστικό κομμάτι είναι μια δύσκολη υπόθεση η οποία όμως αποφέρει πολύτιμη εμπειρία και γνώσεις. Δυστυχώς η εκπόνηση μιας τέτοιας πτυχιακής εργασίας απαιτεί πολύ κόπο και προσπάθεια από την μέρια του σπουδαστή και πολλές φορές απαιτεί και προσωπικά έξοδα από την μεριά του σπουδαστή τα οποία δεν καλύπτονται από το ΤΕΙ.

Ο τελικός απολογισμός από την εκπόνηση της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι πολλές γνώσεις και ένα αποτέλεσμα το οποίο ανταμείβει διότι παίρνει ζωή μετά από τόσες προσπάθειες.

Εν κατακλείδι, η κατασκευή η οποία εκπονήθηκε δεν είναι τέλεια αλλά μπορεί να δεχτεί βελτιώσεις σε πολλούς τομείς της κατασκευής και της μελέτης. **(α)** Όσο αναφορά την μελέτη επιδέχεται στην βελτίωση της οδήγησης της γέφυρας και του ελέγχου ώστε να μπορέσει η κατασκευή να ανέβει κι άλλο σε ισχύ. **(β)** Η ταχογεννήτρια που έχει χρησιμοποιηθεί επιβάλλεται να αλλαχτεί με μια ταχογεννήτρια κανονική με ψηφιακή έξοδο και όχι αναλογική ώστε να μειωθούν τα προβλήματα ισοροπίας και να διευκολυνθεί ο μελετητής στην ανάπτυξη του κώδικα. **(γ)** Η πλακέτα της κατασκευής θα βοηθούσε στον σχεδιασμό να ήταν διπλής όψης και όχι μονής, θα έλυσε πολλά προβλήματα θορύβου και παρεμβολών. **(δ)** Πολύ βελτίωση επιδέχεται ο κώδικας ο οποίος μπορεί να γίνει πιο

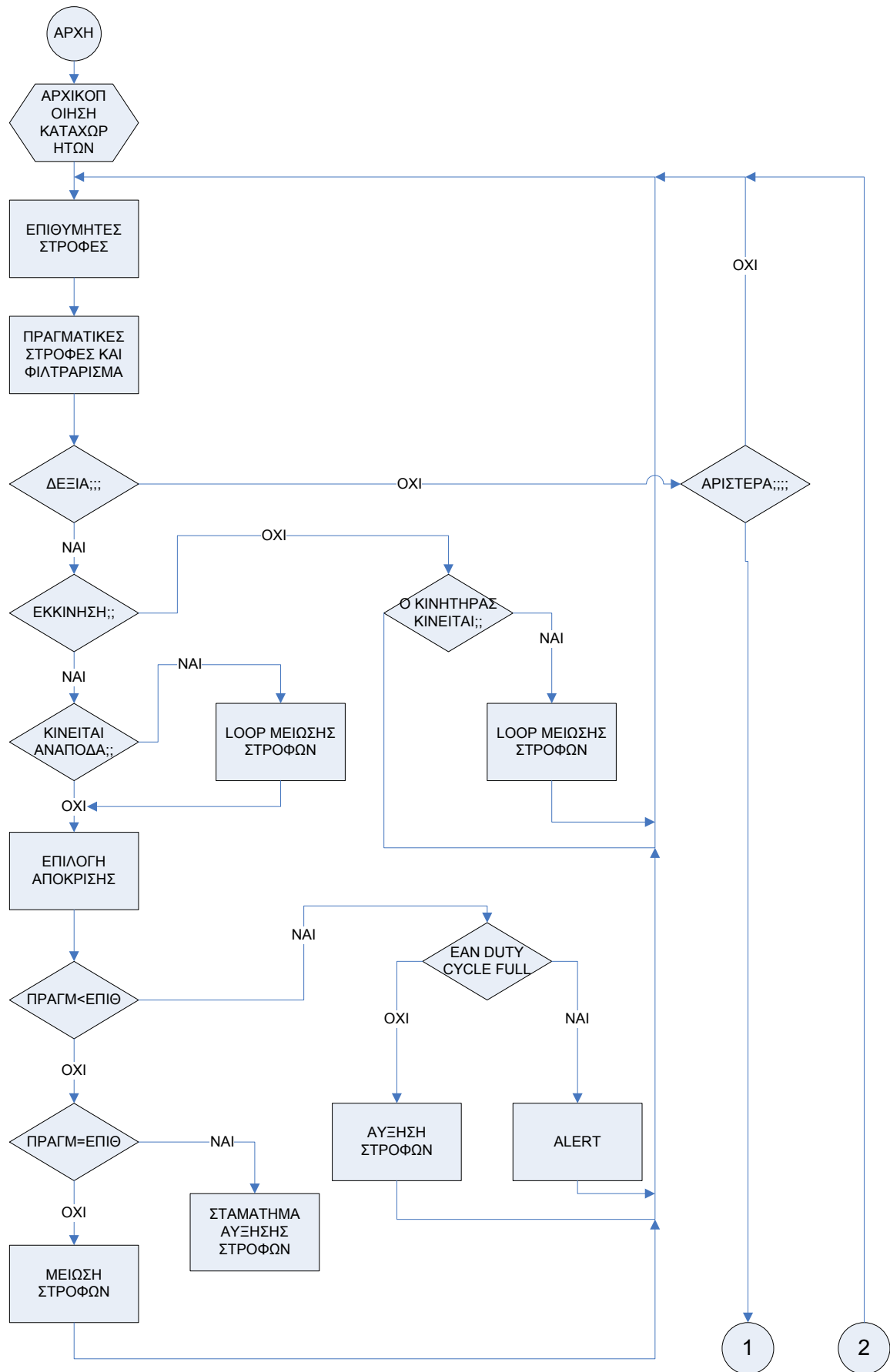
μικρός και αποδοτικός. (ε) τελευταία και πολύ σημαντική αλλαγή είναι η βελτίωση του σχεδιασμού του κουτιού ώστε να είναι πιο εύκολη η πρόσβαση μελετητών για μετρήσεις και συμπεράσματα.

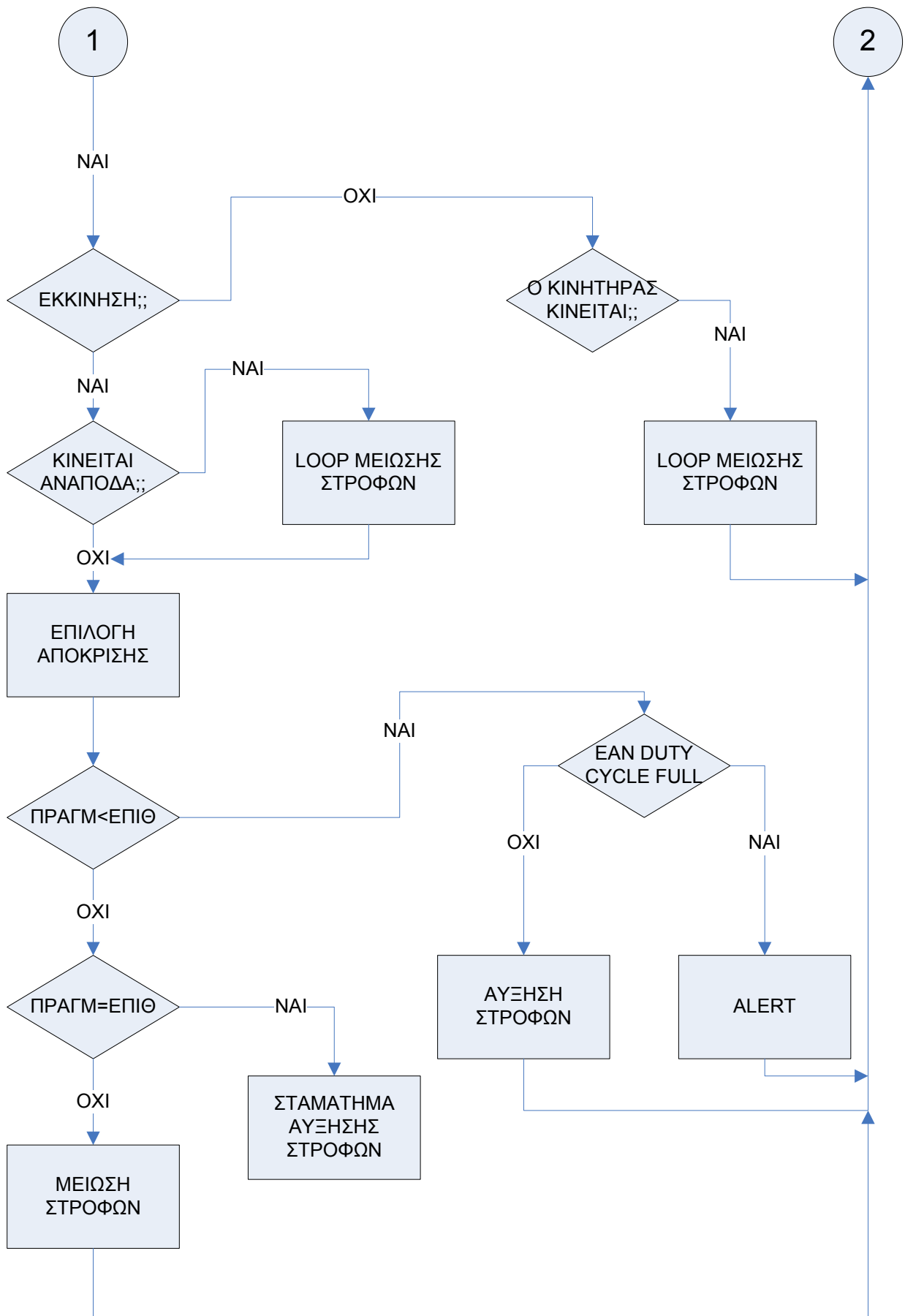
5.2 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Van Wyk J.D., Skudenly H.Ch., Muller-Hellmann A., “Power Electronics, control of the electromechanical energy conversion process and some applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-36, no.3, August 1989, pp.403-412.
- [2] Bose B.K., “Introduction to Power Electronics”, *Modern Power Electronics, Evolution, Technology and Applications*” edited by Bose B.K., IEEE Press, 1992.
- [3] Nishihara M., “Power Electronics Diversity”, *International Power Electronics Conference(IPEC'90)*, vol.1, April 1990, pp.21-28.
- [4] Hingorani N.G., “Power Electronics in Electric Utilities: Role of Power Electronics in Future Power Systems”, *Proceedings of the IEEE*, vol.76, no.4, April 1988, pp.311-334.
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, “Power Electronics: Converters Applications and Design”, *John Willey & Sons*, New York, USA, 1989.
- [6] Bose B.K., “Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-35, no.1, February 1988, pp.160-177.
- [7] Leonhard W., “Adjustable-Speed AC Drives”, *Proceedings of the IEEE*, vol.76, no.4, April 1988, pp.455-471.
- [8] Sen P.C., “Principles of Electric Machines and Power Electronics”, *John Wiley*, , New York, USA, 1995.
- [9] Leonhard W., “Control of Electrical Machines”, *John Wiley*, , New York, USA, 1996.
- [10] <http://www.irf.com>
- [11] <http://www.atmel.com>
- [12] <http://www.intersil.com>

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (Α)

ΛΟΓΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ

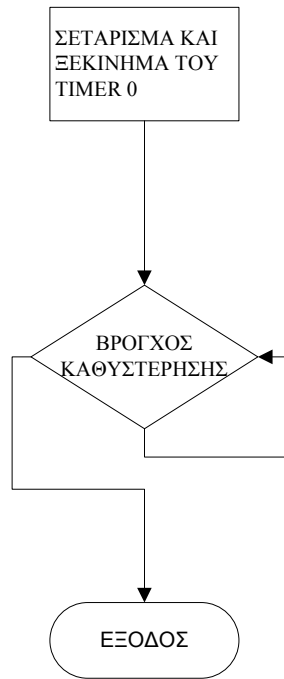




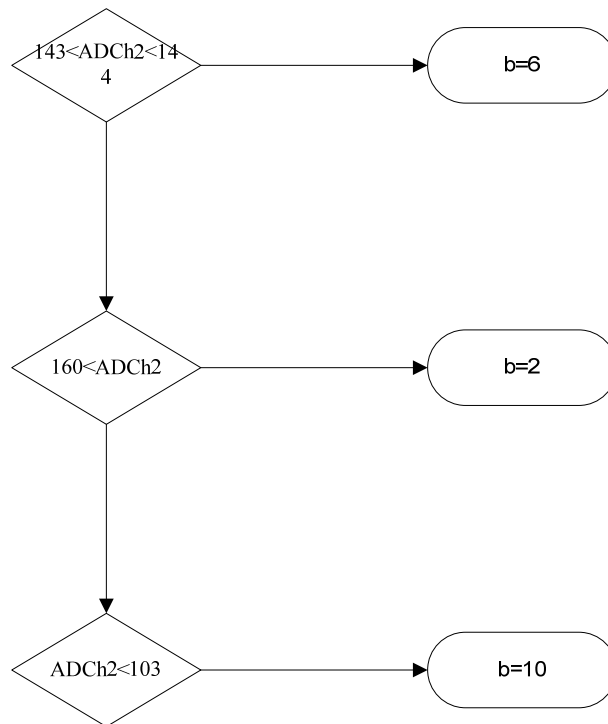
Σχήμα (Α.1) Λογικό διάγραμμα γενικής λειτουργίας.



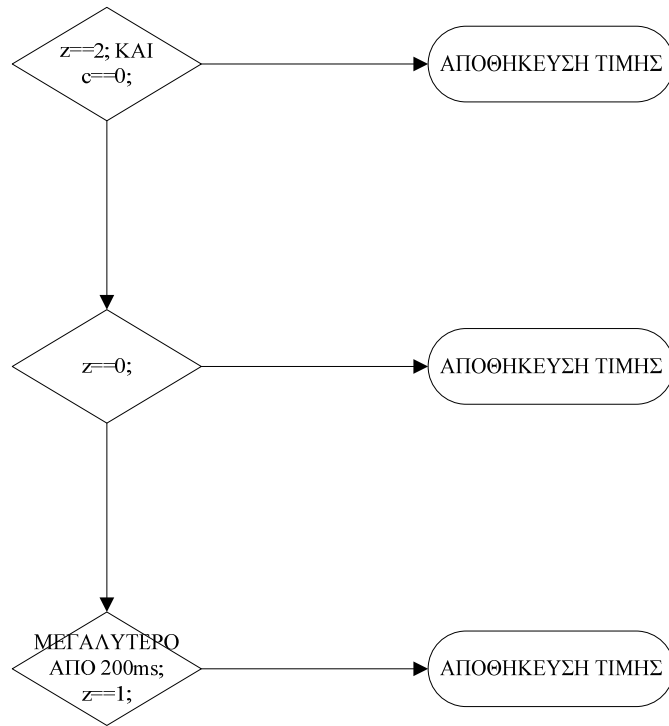
Σχήμα (Α.2) Λογικό διάγραμμα υπορουτίνας display.



Σχήμα (Α.3) Λογικό διάγραμμα υπορουτίνας delay.



Σχήμα (Α.4) Λογικό διάγραμμα υπορουτίνας ταχυτήτων.



Σχήμα (Α.5) Λογικό διάγραμμα υπορουτίνας *interrupt ADC*.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (B)

ΚΩΔΙΚΑΣ

```
#include <iom16.h> //BIBΛΙΟΘΗΚΗ ΤΟΥ ATmega16
#include <inavr.h> //BIBΛΙΟΘΗΚΗ ΓΙΑ ΤΑ DELAY
#include <math.h> //BIBΛΙΟΘΗΚΗ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΩΝ ΠΡΑΞΕΩΝ
#define UDRE 5
#define TXEN 3
#define RXEN 4
#define TXCIE 6
#define URSEL 7
#define USBS 3
#define UCSZ0 1
#define RXC 7
#define ADSC 6
#define PIND3 3
#define d 1 //ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΙΜΗ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΥΞΗΣΗ ΤΟΥ DUTY CYCLE
#define N 100 //ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΙΜΗ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΚΣΑΓΩΓΗ ΤΟΥ
//MESOY ΟΡΟΥ ΤΗΣ ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ

unsigned int res,res1,res2,res3,res4,
adc1,adc2,adc3,adc4,e; //ΔΗΛΩΣΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ

unsigned short int f,x,dc,i,z,s,c,b,j; //ΔΗΛΩΣΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ
float ADCh,ADCh1,ADCh2,taho[N]; //ΔΗΛΩΣΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ

unsigned char display[]={0x12,0xb7,0x19,0x91,0xb4,0xd0,
0x70,0x97,0x10,0x90,0x31,0x75}; //ΠΙΝΑΚΑΣ
//ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΤΙΜΗΣ
//ΓΙΑ ΤΑ DIPLAY

unsigned char select[]={~0x10,~0x20,~0x40,0x7f,0x02}; //ΠΙΝΑΚΑΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ
//DISPLAY

void USART_Init( unsigned int baud) //ΥΠΟΡΟΥΤΙΝΑ ΡΥΘΜΙΣΗΣ ΤΗΣ USART
{
    UBRRH=(unsigned char) (baud>>8);
    UBRRL=(unsigned char) baud;

    UCSRB= (1<<RXEN) | (1<<TXEN) | (1<<TXCIE);

    UCSRC=(1<<URSEL) | (1<<USBS) | (3<<UCSZ0);
}
```

```

void USART_Transmit(unsigned char data)           //ΥΠΟΡΟΥΤΙΝΑ ΡΥΘΜΙΣΗΣ ΤΗΣ
                                                  ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΑΠΟΣΤΟΛΗΣ ΤΗΣ USART
{
    while (!(UCSRA & (1 << UDRE)));
    UDR = data;
}

void segment(float adc)                         //ΥΠΟΡΟΥΤΙΝΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΜΦΑΝΙΣΗ ΤΩΝ DISPLAY
{

adc1 = adc * 6;

res1 = adc1 / 1000;
PORTA = select[0];
PORTB = display[res1];

__delay_cycles(60000);

adc2 = adc1 - (res1 * 1000);
res2 = adc2 / 100;
PORTA = select[1];
PORTB = display[res2];

__delay_cycles(60000);

adc3 = adc2 - (res2 * 100);
res3 = adc3 / 10;
PORTA = select[2];
PORTB = display[res3];

__delay_cycles(60000);

adc4 = adc3 - (res3 * 10);
res4 = adc4 / 1;
PORTA = select[3];
PORTB = display[res4];

__delay_cycles(10000);
}

```

```

}
void segmentdn(void)
{
PORTA=select[0];
PORTB=display[10];
__delay_cycles(60000);

PORTA=select[1];
PORTB=display[11];
__delay_cycles(60000);

PORTA=select[2];
PORTB=display[10];
__delay_cycles(60000);

PORTA=select[3];
PORTB=display[11];

__delay_cycles(10000);
}
void delay(unsigned short int b) //ΥΠΟΡΟΥΤΙΝΑ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ
{
TCNT0=0x00;
TCCR0=0x04;
while (f<b)
{
}
f=0;
}

void epilogi (unsigned int ADCh2) //ΥΠΟΡΟΥΤΙΝΑ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΤΗΣ
//ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΑΝΤΙΔΡΑΣΗΣ ΤΟΥ
//ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ
{
if (143<ADCh2<144)
{
b=6;

}
if (160<ADCh2)
{
b=2;
}
}

```

```

    }

    if (ADCh2<103)
    {
        b=10;

    }

}

#pragma vector=0x04

__interrupt void INT0(void)                //ΥΠΟΡΟΥΤΙΝΑ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΥ INTERRUPT INTO
{
    OCR1A=0x00;
    OCR1B=0x00;
    PORTC|=0x08;

}

#pragma vector=0x08

__interrupt void INT1(void)                //ΥΠΟΡΟΥΤΙΝΑ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΥ INTERRUPT INT1
{
    OCR1A=0x00;
    OCR1B=0x00;
    PORTC|=0x02;

}

#pragma vector=0x20

__interrupt void TIMER1_OVF(void)
{

}

#pragma vector=0x24                        //ΥΠΟΡΟΥΤΙΝΑ OVF INTERRUPT ΤΟΥ TIMER0

__interrupt void TIMER0_OVF(void)

```

```

{
s++;
f++;

}

#pragma vector=0x38 //ΥΠΟΦΟΥΤΙΝΑ ADC INTERRUPT ΤΟΥ ΤΙΜΕΡ0

__interrupt void anadig(void)
{
if (z==2)
{
ADCh2=ADCH;
c=1;

}

if (z==0)
{

ADCh1=ADCH*2,2; //ΤΑΧΟΓΕΝΗΤΡΙΑ

}
if ((z==1) && (50<s))
{

ADCh=ADCH; //rpm

s=0;

}
if (z==0)
{
z=1;
}
else
{
z=0;
}
}
if (z==2)
{

```

```

z=0;
}
}

void main(void)
{

j=0;
f=0;
x=0;
b=6;
z=0;
e=0;
c=0;
s=0;

DDRA|=0xf0;
DDRA&=0xf0;
PORTA|=0xf0;
PORTA&=0xf0;

DDRB=0xFF;
PORTB=0xFF;

DDRC|=0x3f;
DDRC&=0x3F;
PORTC|=0xc0;
PORTC&=0xC0;

DDRD|=0xF2;
DDRD&=0xf2;
PORTD|=0x00;
PORTD|=0x0d;

//Timer/Counter 1 initialization
//Clock source: System Clock
//Clock value: 16000,000 kHz
//Mode: Ph.correct PWM
//OC1A output: up clear down set
//Noise Canceler: Off

ICR1H=0xFF;
ICR1L=0xFF;
TCCR1A|=0xA1;

```



```

TCCR1B|=0x01;
TCNT1H=0x00;
TCNT1L=0x00;
OCR1A=0x00;
OCR1B=0x00;

TCNT0=0x00;
TCCR0=0x05;

//External Interrupt(s) initialization
//INT0: On
//INT0 Mode: Rising Edge
//INT1: On
//INT1 Mode: Rising Edge
//INT2: Off

GICR|=0xC0;
MCUCR|=0x0f;
MCUCSR=0x00;
GIFR|=0xC0;
SREG|=0x80;

//Timer(s)/Counter(s) Interrupt(s) initialization
TIMSK|=0x05;

ADMUX|=0x62;
ADCSRA|=0x8F;
SFIOR|=0x80;
ADCL=0x00;
ADCH=0x00;

USART_Init(103);

while (1)
{
    if (z==0)
    {
        ADMUX|=0x03; //ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ ΕΙΣΟΔΟΣ ΤΑΧΟΓΕΝΗΤΡΙΑΣ
    }

    if (z==1)
    {
        ADMUX&=0xfe; //ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ ΕΙΣΟΔΟΣ ΠΟΤΕΝΣΙΟΜΕΤΡΟΥ
    }
}

```

```

}

for (i=0;i<N;i++) //ΦΙΛΤΡΟ ΕΙΣΟΔΟΥ ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ
{
    taho[i]=ADCh1;
    x=taho[i]+x;
}
if (i==N)
{
    x=x/N;
}

if ((ADCh<35) && (ADCh1<35))
{
    dc=0;

}

if ((PINC|0xbf)==0xbf) //ΔΕΞΙΑ
{
    ADCSRA|=0x40;

if ((PINC|=0x7F)==0x7F) //ΞΕΚΙΝΗΜΑ
{

segment(j);

if (c==0)
{
    ADMUX&=0xf0;

    z=2;
}

epilogi (ADCh2);

while (OCR1B!=0x00) //ΒΡΟΧΟΣ ΜΕΙΩΣΗΣ ΣΤΡΟΦΩΝ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΛΛΑΓΗ
    ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ

```

```

{
dc=d;
__delay_cycles(300000);
OCR1B=OCR1B-dc;
}
PORTC&=0xfe; //ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΕ ΤΟ ΡΕΛΑΙ ΤΗΣ ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ
OCR1B=0x00; //ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΕ ΤΗΝ ΑΝΤΙΘΕΤΗ ΕΞΟΔΟ

```

```

if (x<ADCh)
{

if (OCR1A==0xff) //ΤΕΡΜΑ ΑΥΞΗΣΗΣ DUTY CYCLE
{
PORTC|=0x20;
OCR1A=0xfe;
}
else
{
PORTC&=0xdf;
}

delay(b);

OCR1A=OCR1A+dc;
}

if (((x-15)<ADCh) && (ADCh<(x+15)))
{
dc=0;
j=j;
}
else
{
dc=d;
j=ADCh1;
}

if (ADCh<(x+5))
{

```

```

        delay(b);
        OCR1A=OCR1A-dc;
    }

}

else //ΣΤΑΜΑΤΑ
{
    segmentdn();
while (OCR1A!=0x00) //ΒΡΟΧΟΣ ΜΕΙΩΣΗΣ ΣΤΡΟΦΩΝ ΚΑΤΑ ΤΟ ΣΤΑΜΑΤΗΜΑ
{
    segmentdn();
    dc=d;
    __delay_cycles(300000);
    OCR1A=OCR1A-dc;

}
PORTC&=0xc5;
PORTC&=0xfE; //ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΗ ΡΕΛΑΙ ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ
OCR1A=0x00; //ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΗ ΕΞΟΔΟΥ Β
OCR1B=0x00; //ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΗ ΕΞΟΔΟΥ Α

dc=d;
c=0;

j=0;
}

}

////////////////////////////////////

if ((PINC&0x40)==0x40) //ΚΑΤΕΥΘΗΝΣΗ ΑΡΙΣΤΕΡΑ
{
    ADCSRA|=0x40;
    if ((PINC|=0x7F)==0x7F) //ΞΕΚΙΝΗΜΑ
    {

        segment(j);

        if (c==0)
        {
            ADMUX&=0xf0;

```

```

z=2;
}

epilogi (ADCh2);

while (OCR1A!=0x00)
{dc=d;
__delay_cycles(300000);
OCR1A=OCR1A-dc;
}

PORTC|=0x01; //ΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΕ ΡΕΛΑΙ ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ
OCR1A=0x00; //ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΕ ΕΞΟΔΟ Β

if (x<ADCh)
{
if (OCR1B==0xff)
{
PORTC|=0x20;
OCR1B=0xfe;
}
else
{
PORTC&=0xdf;
}
delay(b);
OCR1B=OCR1B+dc;
}

if (((x-15)<ADCh) && (ADCh<(x+15)))
{
dc=0;
j=j;
}
else
{
dc=d;
j=ADCh1;
}

```

```

        if (ADCh<(x+5))
        {
            delay(b);
            OCR1B=OCR1B-dc;

        }

    }

else                                                                 //ΣΤΑΜΑΤΑ
{
segmentdn();
while (OCR1B!=0x00)
{
    segmentdn();
    dc=d;
    __delay_cycles(300000);
    OCR1B=OCR1B-dc;
}

ADMUX&=0xfe;
PORTC&=0xfe;
OCR1B=0x00;
OCR1A=0x00;
dc=d;
c=0;

}

}

}

}

```

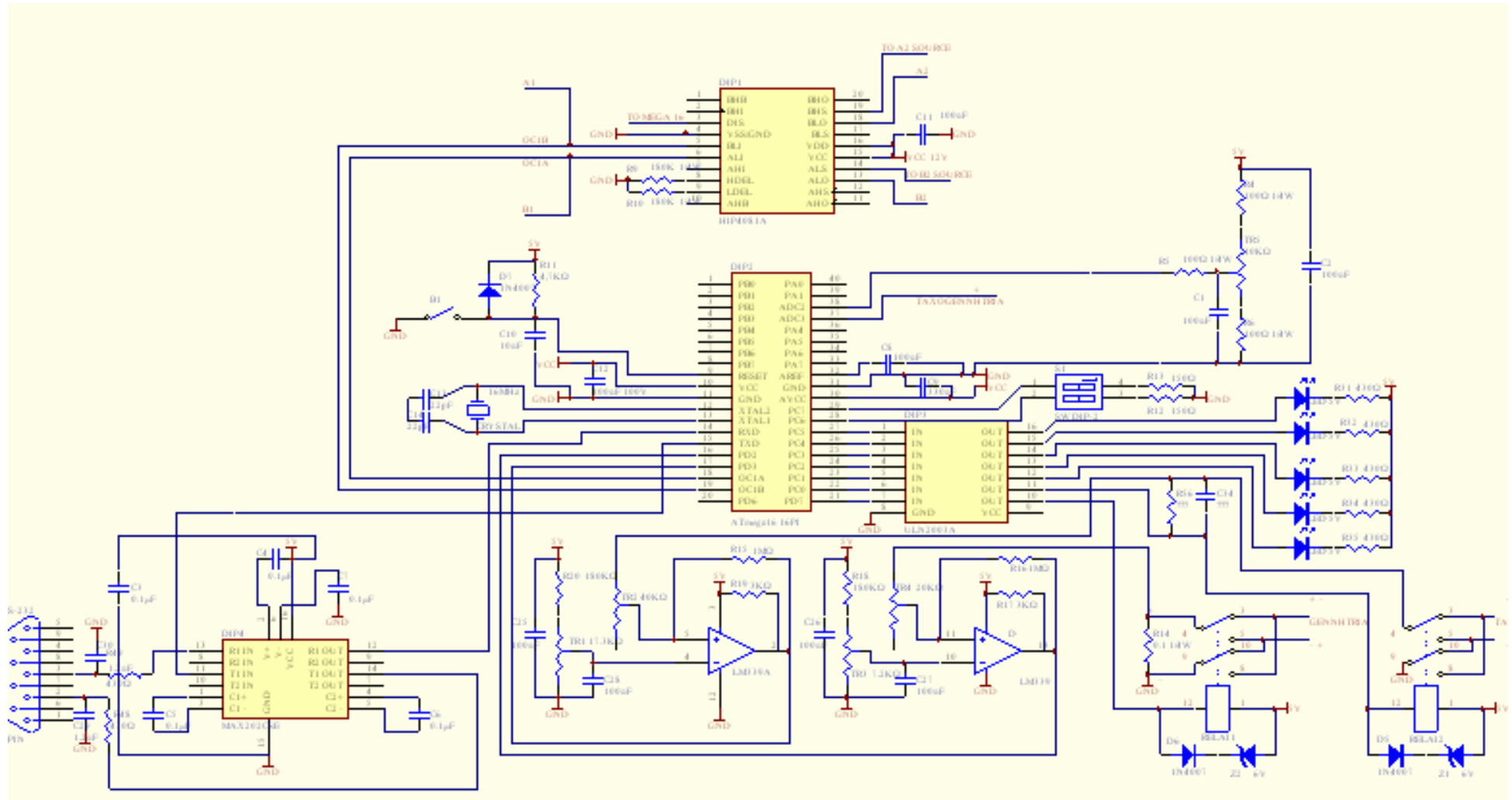
```

//ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΕ ΡΕΛΑΙ ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ
//ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΕ ΕΞΟΔΟ Α
//ΑΠΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΣΕ ΕΞΟΔΟ Β

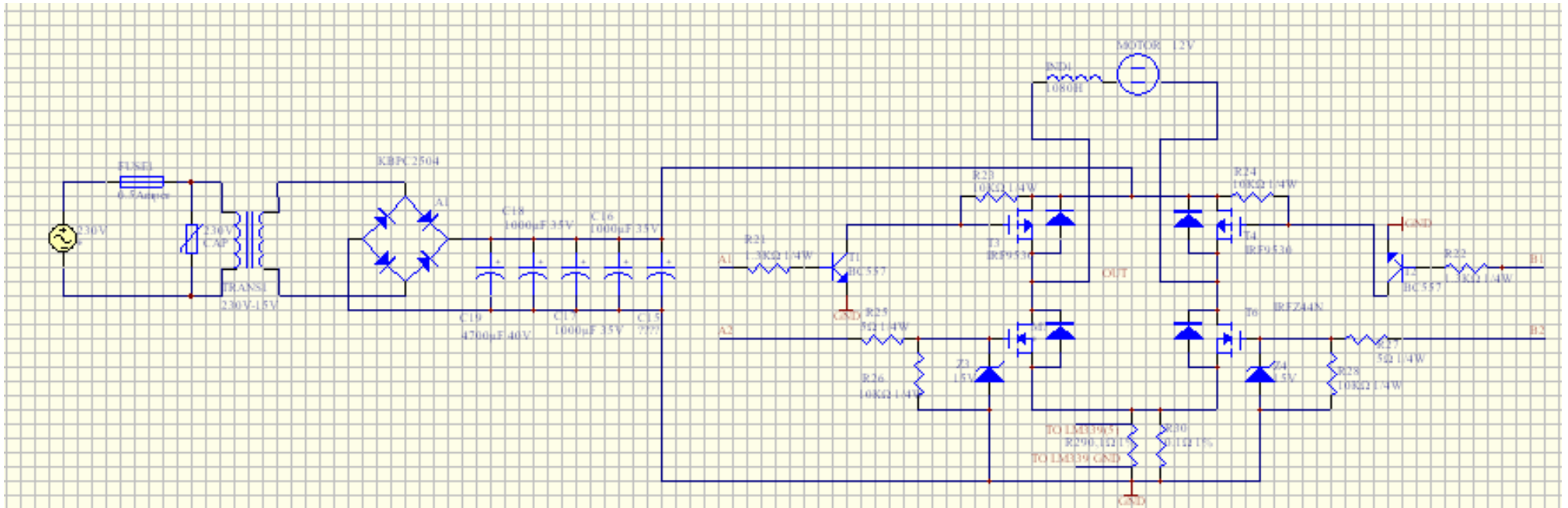
```

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (Γ)

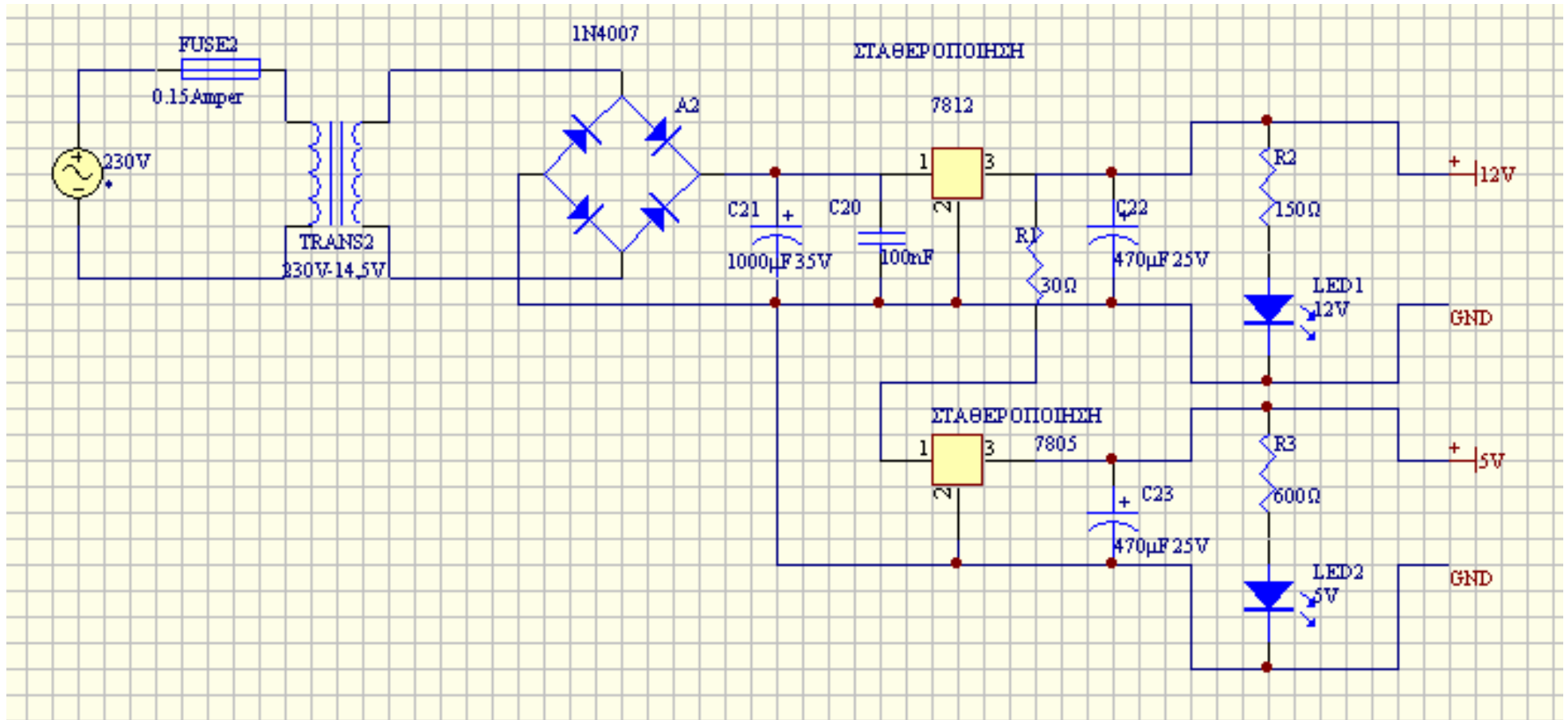
ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΚΑΙ ΤΥΠΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ



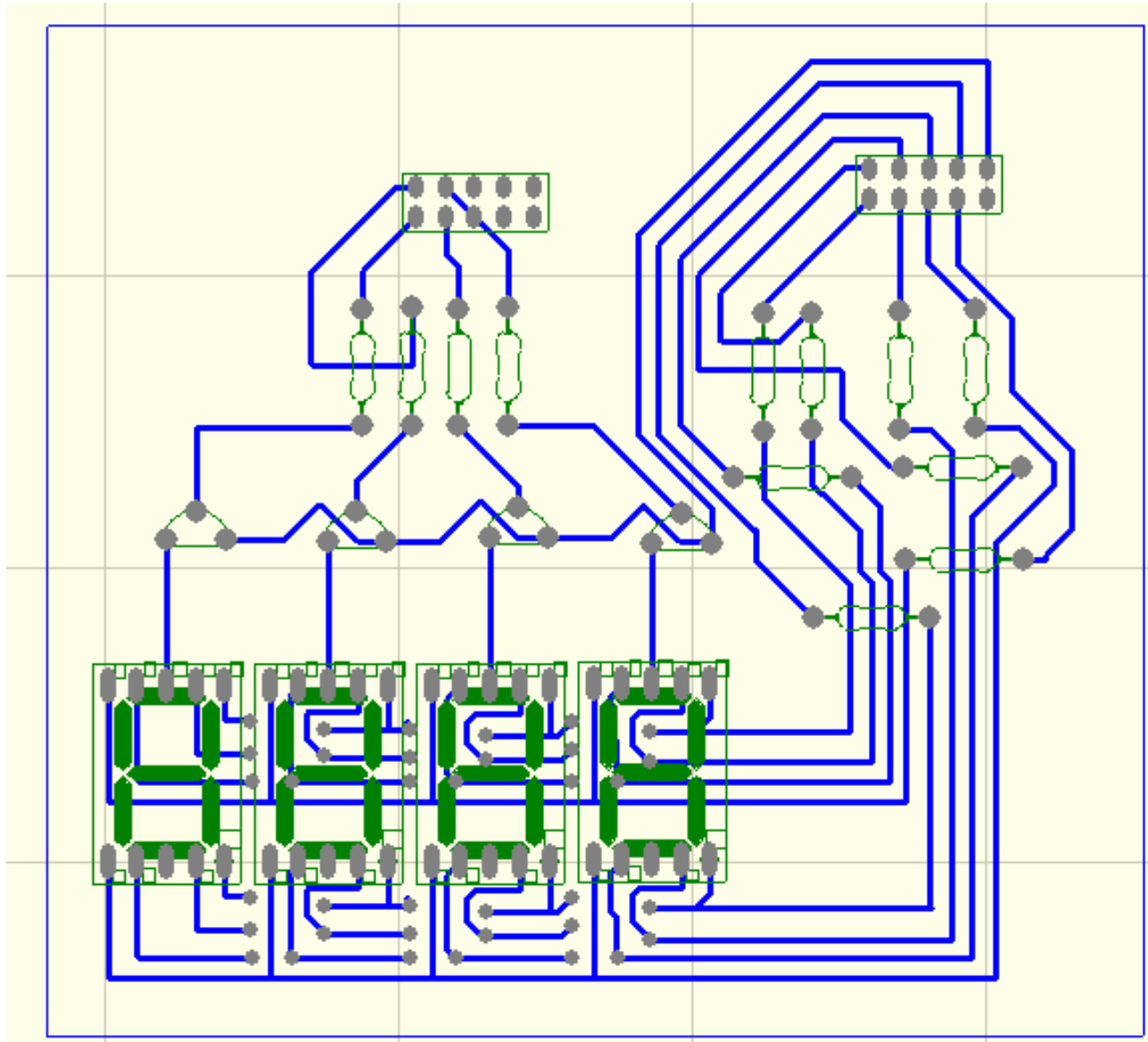
Σχήμα (Γ.1) Σχηματικό διάγραμμα του ελέγχου.



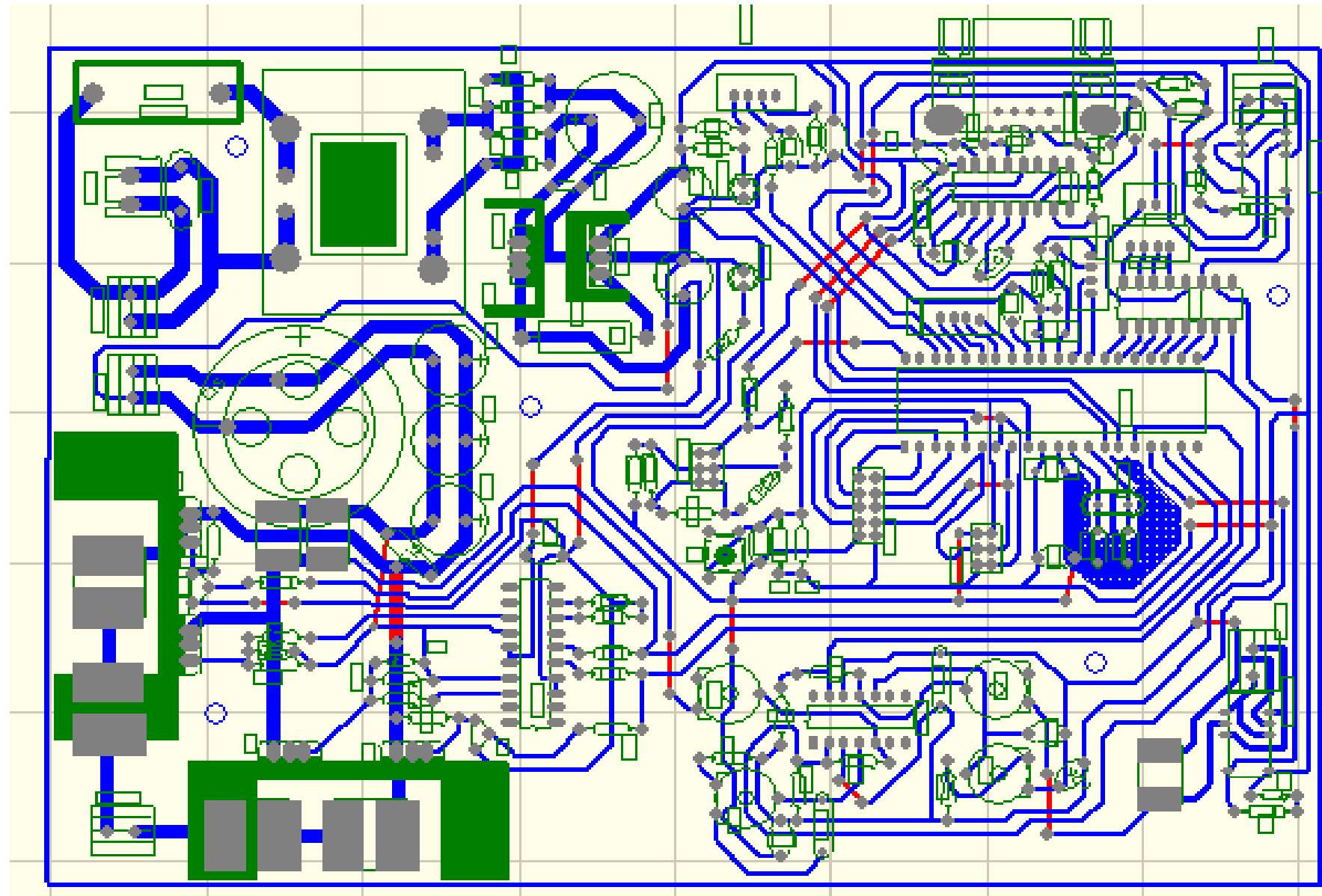
Σχήμα (Γ.2) Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος ισχύος.



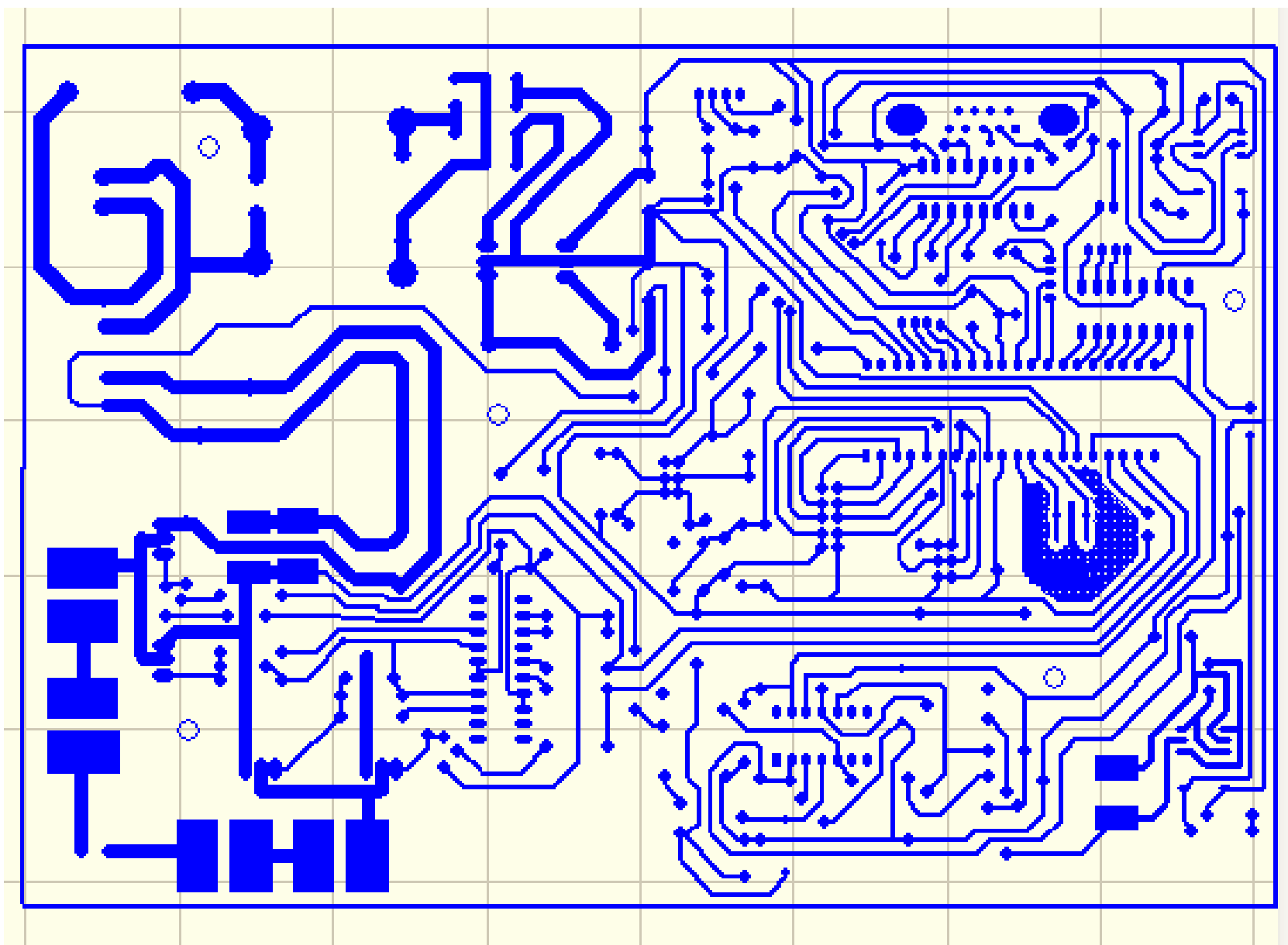
Σχήμα (Γ.3) Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος τροφοδοσίας της πλακέτας με 5 και 12 Volt.



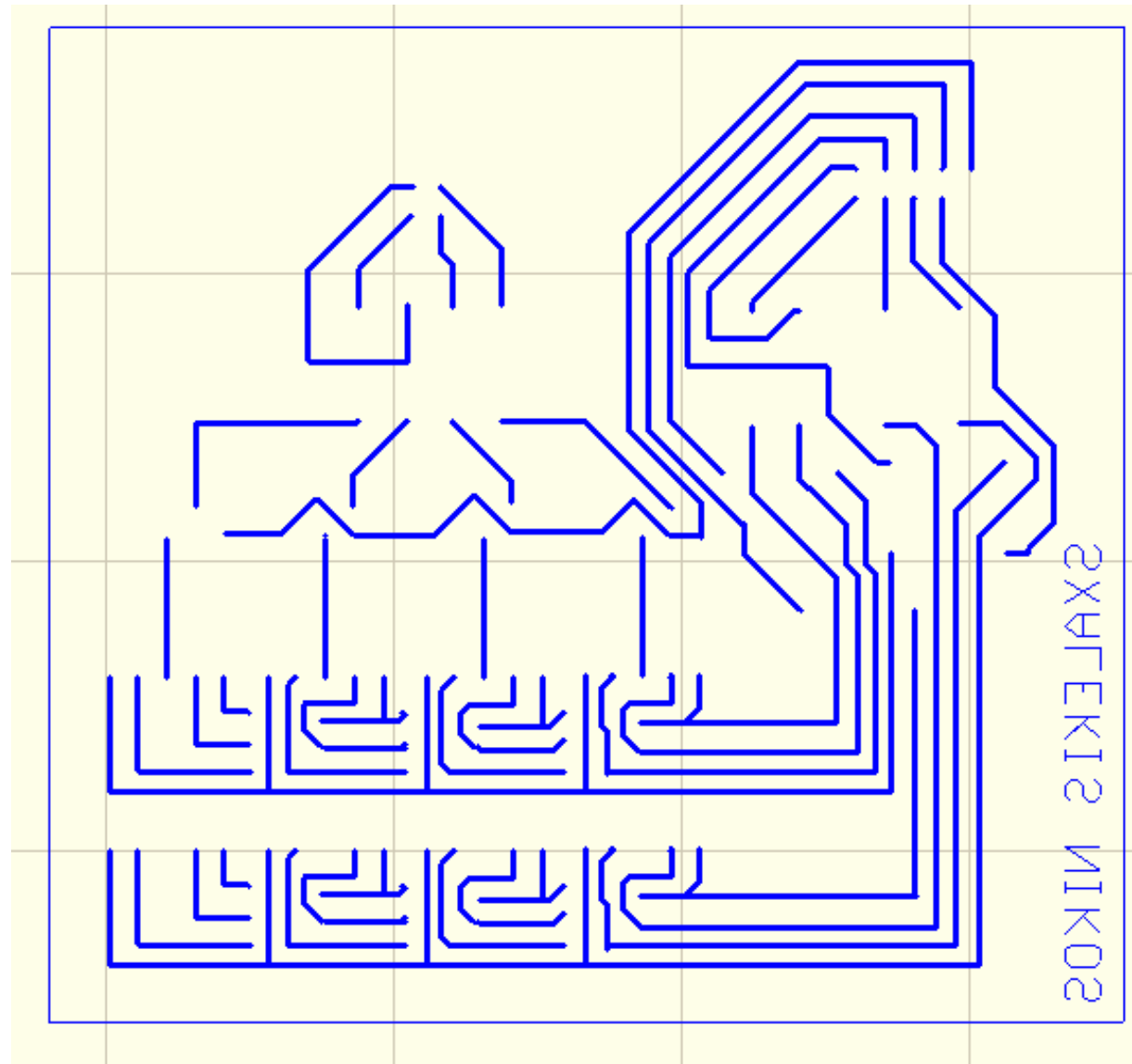
Σχήμα (Γ.4) Το τυπωμένο κύκλωμα της πλακέτας με τα DISPLAY.



Σχήμα (Γ.5) Το τυπωμένο κύκλωμα της κεντρικής πλακέτας



Σχήμα (Γ.6) Οι γραμμές του τυπωμένου κυκλώματος της κεντρικής πλακέτας.



Σχήμα (Γ.7) Οι γραμμές του τυπωμένου κυκλώματος της πλακέτας των DISPLAY