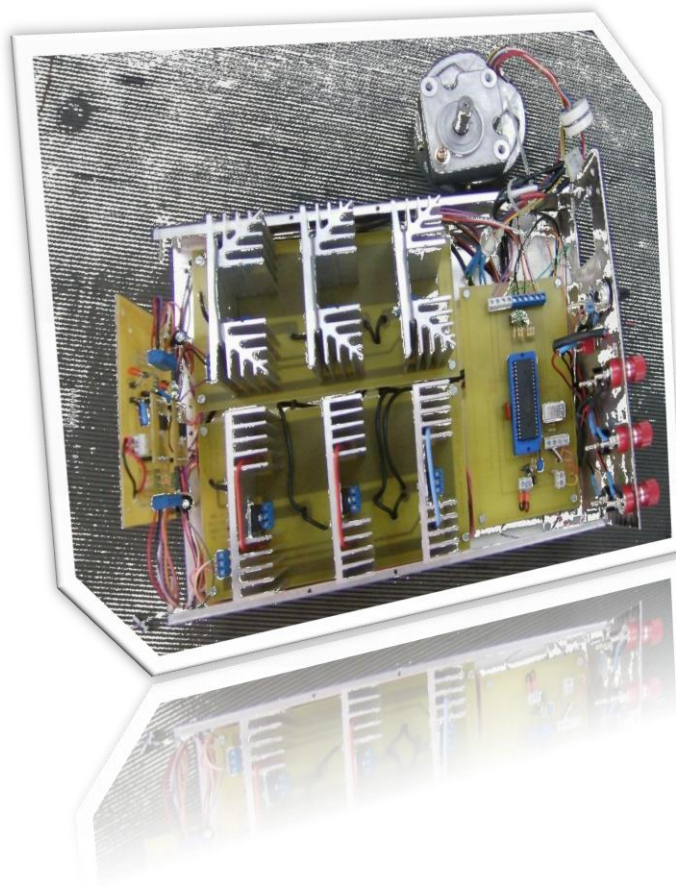




ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ
Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ:

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ
ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΧΩΡΙΣ ΨΗΚΤΡΕΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ
ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ



Σπουδαστής: **ΛΙΑΝΓΚΟΣ ΧΡΗΣΤΑΚΗΣ**

Επιβλέπων Καθηγητής: Δρ. Μηχ. **ΙΩΑΝΝΗΣ Λ. ΚΑΡΝΑΒΑΣ**

ΗΡΑΚΛΕΙΟ 2012

*Αφιερωμένο στους Γονείς μου και την Αδερφή
μου για την απaráμιλλη συμπαράσταση και
υποστήριξη τους.!!!
Καθώς και στους φίλους που δεν θα ξεχάσω.!!!*

*"Οι σοφοί άνθρωποι μιλούν ειδικά έχουν
κάτι να πουν, οι ανόητοι ειδικά ωρέει να
πουν κάτι"*

Αριστοτέλης

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η εργασία αυτή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών του Τμήματος Ηλεκτρολογίας της Σχολής Τεχνολογικών Εφαρμογών του Τ.Ε.Ι. Κρήτης. Αντικείμενο της εργασίας είναι η μελέτη, ο σχεδιασμός και η κατασκευή πειραματικής διάταξης οδήγησης κινητήρα τύπου «Brushless DC» με την χρήση ψηφιακού μικροελεγκτή.

Συγκεκριμένα, για τον έλεγχο κατασκευάστηκε τριφασικός αντιστροφέας ισχύος. Πιο ιδιαίτερα, χρησιμοποιήθηκαν MOSFET ως διακοπτικά στοιχεία ισχύος, ενώ για την παραγωγή παλμών χρησιμοποιήθηκε ο μικροελεγκτής PIC 16F877, της εταιρίας Microchip .

Αναλυτικά,

- ❖ Στο **Κεφάλαιο 1** μελετούνται τα θεμελιώδη μεγέθη του μαγνητικού πεδίου, οι ιδιότητες των μόνιμων μαγνητών καθώς λειτουργία των μηχανών Συνεχούς Ρεύματος.
- ❖ Στο **Κεφάλαιο 2** μελετώνται η βασική αρχή λειτουργίας, οι μαθηματικές εξισώσεις και τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των Σύγχρονων Κινητήρων Μόνιμου Μαγνήτη τραπεζοειδούς παλμού
- ❖ Στο **Κεφάλαιο 3** γίνεται μια θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος του τριφασικού αντιστροφέα που κατασκευάστηκε και των υπολοίπων επί μέρους κυκλωμάτων που περιλαμβάνει η διάταξη και στην συνέχεια παρουσιάζεται ο τρόπος κατασκευής των κυκλωμάτων ισχύος και περιγράφεται αναλυτικά η λειτουργία των ολοκληρωμένων που χρησιμοποιήθηκαν. Επιπλέον, περιγράφηκε που βασίστηκε η επιλογή των MOSFET ως διακοπτικά στοιχεία ισχύος καθώς και η επιλογή των κατάλληλων απαγωγών θερμότητας.
- ❖ Στο **Κεφάλαιο 4** γίνεται περιγραφή του μικροελεγκτή, PIC 16F877, που χρησιμοποιήθηκε για την παλμοδότηση των διακοπτικών στοιχείων ισχύος του μετατροπέα.
- ❖ Στο **Κεφάλαιο 5** παρατίθενται τα παλμογραφήματα που προέκυψαν από την προσομοίωση με το λογισμικό Proteus και στην συνέχεια τα παλμογραφήματα που προέκυψαν από την πειραματική διάταξη του αντιστροφέα που κατασκευάστηκε.

Τέλος, παρατίθενται Παραρτήματα α) των εντολών του μικροελεγκτή, β) της δημιουργία κώδικα και τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή, δ) τον κώδικα που χρησιμοποιήθηκε για την οδήγηση του κινητήρα, δ) τα σχηματικά και τα τυπωμένα κυκλώματα, ε) των απαιτούμενων υλικών και η κοστολόγηση και ζ) τα τεχνικά φυλλάδια ημιαγωγικών. Τέλος, δίνεται η βιβλιογραφία που μελετήθηκε.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	i
1. ΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ ΚΑΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	1
1.1. Εισαγωγή	1
1.2. Θεμελιώδεις έννοιες του μαγνητικού πεδίου	1
1.3. Ορισμοί χαρακτηριστικών μεγεθών του μαγνήτη	1
1.4. Βρόχος υστέρησης μαγνητικού υλικού	2
1.5. Επίδραση της θερμοκρασίας στη λειτουργία των μαγνητικών	5
1.6. Υλικά και ιδιότητες μόνιμων μαγνητών	5
1.6.1. Μαγνήτες Alnico	6
1.6.2. Κεραμικοί Μαγνήτες	6
1.6.3. Μαγνήτες σπάνιων γαιών	6
1.7. Παράγοντες που καθορίζουν το κόστος	7
1.8. Τοποθέτηση και σχήμα μαγνητών	7
1.9. Μηχανές Συνεχούς Ρεύματος	7
1.9.1. Συγκρότηση – κατασκευή	7
1.10. Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος (Σ.Ρ.)	12
1.10.1. Βασικές Αρχές Λειτουργίας	12
1.10.2. Κινητήρας Ανεξάρτητης (Ξένης) Διέγερσης	14
1.10.3. Κινητήρας Παράλληλης Διέγερσης	14
1.10.3.1. Χαρακτηριστική φορτίου	15
1.10.3.2. Έλεγχος της ταχύτητας	16
1.10.4. Κινητήρας με Διέγερση Σειράς	17
1.10.4.1. Επαγόμενη ροπή στον άξονα	18
1.10.4.2. Έλεγχος της ταχύτητας	19
1.10.5. Κινητήρας Σύνθετης Διέγερσης	19
1.10.5.1. Χαρακτηριστική φορτίου	19
1.11. Εκκίνηση κινητήρα Συνεχούς Ρεύματος	19
2.ΣΥΓΧΡΟΝΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΜΟΝΙΜΟΥ ΜΑΓΝΗΤΗ	21
2.1. Εισαγωγή	21
2.2. Συγκρότηση – Κατασκευή	21
2.2.1. Στάτης	23
2.2.2. Δρομέας	24
2.3. Κατηγορίες σύγχρονων μηχανών μόνιμου μαγνήτη	25
2.4. Αισθητήρας Hall – Φαινόμενο Hall	27
2.5. Λειτουργία της σύγχρονης μηχανής μόνιμου μαγνήτη	28
2.6. Περιγραφή φαινομένου της μετάβασης (Commutation)	30
2.7. Μαγνητική επαγωγική διακένου και ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα σύγχρονου τραπεζοειδούς κινητήρα μόνιμου μαγνήτη	32
2.8. Ηλεκτρεγερτική δύναμη και ροπής στρέψης σύγχρονου τραπεζοειδούς κινητήρα μόνιμου μαγνήτη	34
2.9. Χαρακτηριστική ροπής - ταχύτητας του σύγχρονου τραπεζοειδούς κινητήρα μόνιμου μαγνήτη	37
2.10. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της σύγχρονης μηχανής μόνιμου μαγνήτη	39
2.11. Τυπικές εφαρμογές των σύγχρονων κινητήρων μόνιμου	41
2.11.1. Εφαρμογές με σταθερά φορτία	41
2.11.2. Εφαρμογές με μεταβλητά φορτία	41
2.11.3. Εφαρμογές προσδιορισμού θέσης	42
2.12. Κριτήρια επιλογής μηχανής σε ένα κινητήριο σύστημα	42

3.ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	43
3.1 Εισαγωγή	43
3.2 Ηλεκτρονικοί μετατροπείς	44
3.3. Μελέτη και λειτουργία τριφασικών αντιστροφών Αντιστρώφεις (Inverter)	44
3.3.1. Αντιστροφέας πηγής τάσης	45
3.3.2. Αντιστροφέας πηγής ρεύματος	47
3.3.3. Σύγκριση αντιστροφέας πηγής ρεύματος έναντι αντιστροφή με πηγή τάσης	49
3.4 Επιλογή των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφών	50
3.5 Περιγραφή λειτουργίας του μετατροπέα	52
3.6 Κατασκευή της διάταξης για την οδήγηση του κινητήρα BLDC	56
3.6.1. Κύκλωμα παλμοδότησης του τριφασικού αντιστροφή	56
3.6.1.1 Μικροελεγκτής και περιφερειακά	57
3.6.1.2 Οδήγηση της πύλης των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος	58
3.6.2. Κατασκευή του τριφασικού αντιστροφή	59
3.6.2.1. Διακοπτικά ημιαγωγικά στοιχεία, MOSFET	59
3.6.2.2. Πυκνωτές στην είσοδο του αντιστροφή	60
3.6.2.3. Επιλογή των κατάλληλων απαγωγών θερμότητας	61
3.6.2.4. Παραστατική απεικόνιση πραγματικής διάταξης	64
4.ΔΟΜΗ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ PIC 16F877	66
4.1. Εισαγωγή	66
4.2. Γενικά χαρακτηριστικά των μικροελεγκτών της οικογένειας PIC	66
4.3. Αρχιτεκτονική Μικροελεγκτών PIC “μεσαίας” οικογένειας	66
4.3.1. Αρχιτεκτονική Μικροελεγκτών PIC	68
4.4 .Ο πυρήνας του PIC 16F877	69
4.4.1. Κεντρική μονάδα επεξεργασίας (Central Processing Unit - CPU)	70
4.4.2. Ρολόι - Χρονισμοί – Κύκλος Εντολής	70
4.4.3 Μονάδα συνεχούς διοχέτευσης εντολών (Instruction Pipelining)	70
4.4.4 Αριθμητική Λογική Μονάδα (Arithmetic Logic Unit, ALU) και καταχωρητή εργασίας (Working Registry, W)	71
4.4.5. Μνήμη δεδομένων RAM (Data Memory)	71
4.4.5.1. Καταχωρητές γενικής χρήσης (GPRs)	72
4.4.5.2. Καταχωρητές ειδικού σκοπού (SFR)	73
4.4.6. Μνήμη προγράμματος ROM (Program Memory)	73
4.4.7. Στοιβά (Stack)	74
4.4.8. Καταχωρητής PC και PCLATH	74
4.4.9. Καταχωρητής Κατάστασης (Status Register)	75
4.4.10. Διακοπές (Interrupts)	76
4.4.10.1 Γενική Αρχιτεκτονική των Διακοπών	77
4.4.10.2. Οι καταχωρητές PIR και PIE	79
4.5. Τα περιφερειακά του Μικροελεγκτή PIC 16 F877	79
4.5.1. Γενικής χρήσης μανάδες εισόδου-εξόδου I/O (Ports)	79
4.5.1.1. PORTA- Οι καταχωρητές PORTA και TRISA	80
4.5.1.2. PORTB- Οι καταχωρητές PORTB και TRISB	80
4.5.1.2.1. Διαδοχικές εντολές σε μια θύρα	81
4.5.1.3. PORTC- Οι καταχωρητές PORTC και TRISC	81
4.5.1.4. PORTD- Οι καταχωρητές PORTD και TRISD	81
4.5.1.5. PORTE- Οι καταχωρητές PORTE και TRISE	82
4.5.2. Χρονιστές (Timers)	82
4.5.2.1. Timer-0	82
4.5.2.1.1. Διαιρέτης Μέτρησης (Prescaler)	83
4.5.2.2. Timer-1	84

4.5.3. Λειτουργία Σύλληψης (Capture Mode)	85
4.5.4. Λειτουργία Σύγκρισης (Compare Mode)	86
4.5.5. Λειτουργία Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM)	86
4.5.5.1. Περίοδος του παλμού PWM	87
4.5.5.2. Χρόνος εργασίας (Duty Cycle, DC) του παλμού PWM	87
4.5.5.3. Ρυθμίσεις για την δημιουργία παλμών PWM	87
4.5.6. Timer-2	87
4.5.7. Πομπός/Δέκτης Ασύγχρονης/Σύγχρονης σειριακής επικοινωνίας (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter, USART)	88
4.6. Τα ειδικά χαρακτηριστικά του PIC	89
4.6.1. Watch Dog Timer –WDT (Χρονιστής Επιτήρησης)	89
4.6.2. Ενσωματωμένος σειριακός προγραμματιστής (In-Circuit Serial Programmer)	89
4.6.3. Μετατροπέας σήματος Αναλογικού σε Ψηφιακό (Analog to Digital Converter)	90
4.6.3.1. ADCON0: Καταχωρητής ελέγχου-0	90
4.6.3.2. ADCON1: Καταχωρητής ελέγχου-1	91
4.6.3.3. Η λειτουργία του A/D Μετατροπέα	92
4.7. Εντολές (Instruction Set)	93
4.8. Διάγραμμα ροής	93
5. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΠΛΗΡΟΥΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	95
5.1 Εισαγωγή	95
5.2 Χρήση λογισμικού Proteus	95
5.3. Παλμογράφηματα τριφασικού αντιστροφέα με πραγματικό παλμογράφο	102
5.4 Σχόλια και Συμπεράσματα	107
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	108
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΣΥΝΟΛΟ ΕΝΤΟΛΩΝ (INSTRUCTION SET) ΤΟΥ PIC 16F877	108
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β : ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΚΩΔΙΚΑ ASSEMBLY ΚΑΙ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ PIC	113
B.1. Δημιουργία του έργου (project) της εφαρμογής μας	113
B.2. Δημιουργία του αρχείου κώδικα assembly	116
B.3. Συμβολομετάφραση του κώδικα assembly	117
B.4:Προσομοίωση της εκτέλεσης του προγράμματος.	116
B.5. Προγραμματισμός του μικροελεγκτή.	120
B.5.1. Προγραμματισμός με την μονάδα PICSTART Plus της εταιρείας Microchip	120
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ : ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ «BRUSHLESS DC» ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΑΙΣΘΗΤΗΡΑ HALL	124
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ: ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΚΑΙ ΤΥΠΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ	129
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ε: ΑΠΑΙΤΟΥΜΕΝΑ ΥΛΙΚΑ ΚΑΙ ΚΟΣΤΟΛΟΓΗΣΗ	139
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ζ: ΤΕΧΝΙΚΑ ΦΥΛΛΑΔΙΑ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩ ΥΛΙΚΩΝ	143
Z.1. Διακόπτης ισχύος IRLI3705	143
Z.2. Διακόπτης ισχύος IRF5305	147
Z.3. Οδηγός MOSFET TC4469	151
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	160

ΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ ΚΑΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

1.1. Εισαγωγή

Η παρούσα πτυχιακή εργασία πραγματεύεται τη μελέτη και την κατασκευή κυκλώματος οδήγησης ενός σύγχρονου κινητήρα χωρίς ψήκτρες (Brushless DC, BLDC) με την χρήση μικροελεγκτή της οικογένειας PIC της εταιρίας Microchip. Ο κινητήρας αυτός είναι μόνιμου μαγνήτη επομένως πριν προχωρήσουμε στη λεπτομερή ανάλυση της δομής και της λειτουργίας του, κρίνεται σκόπιμο, στο κεφάλαιο αυτό να αναφερθούμε σε κάποια θεμελιώδη μεγέθη του μαγνητικού πεδίου, καθώς και στις βασικές ιδιότητες των μαγνητικών υλικών. Επίσης θα δούμε μερικά βασικά χαρακτηριστικά για την λειτουργία των κινητήρων συνεχούς ρεύματος έτσι ώστε να κατανοήσουμε γιατί ο κινητήρας Brushless ενώ βασίζεται στις αρχές λειτουργίας των μηχανών AC χαρακτηρίζεται ως DC που θα δούμε στο κεφάλαιο 2.

1.2. Θεμελιώδεις έννοιες του μαγνητικού πεδίου

Μαγνητικό πεδίο ονομάζεται ο χώρος μέσα στο οποίο αναπτύσσονται μαγνητικές δυνάμεις και παρατηρούνται ηλεκτρικά φαινόμενα. Ο χώρος αυτός κατά την άποψη του Faraday είναι γεμάτος με δυναμικές γραμμές οι οποίες όπως και στο ηλεκτρικό πεδίο αποτελούν μέσο απεικόνισης Το σύνολο των δυναμικών αυτών γραμμών ονομάζεται *μαγνητική ροή* $\Phi [Wb]$ ή $[Tm^2]$.

Η ποσότητα των γραμμών που διαπερνούν τη μονάδα της επιφάνειας λέγεται *μαγνητική επαγωγή* $\vec{B} [T]$ ή πυκνότητα *μαγνητικής ροής*. Η ροή Φ είναι μονόμετρο μέγεθος, ενώ η επαγωγή είναι διανυσματικό και συνδέονται με την εξής σχέση:

$$\Phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \tag{1.1}$$

όπου A είναι το εμβαδό της επιφάνειας κάθετης στο μαγνητικό πεδίο.

Κάθε σημείο του μαγνητικού πεδίου χαρακτηρίζεται από την *ένταση μαγνητικού πεδίου* $\vec{H} [A/m]$ η οποία συνδέεται με την επαγωγή με την εξής σχέση:

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} [T] \tag{1.2}$$

όπου μ είναι η απόλυτη μαγνητική διαπερατότητα του μαγνητικού χώρου και εκφράζει τη δυνατότητα να περάσει η ροή μέσα από χώρο αυτό.

Ισχύει η σχέση

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r [H/m] \tag{1.3}$$

όπου

- ❖ $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} [H/m]$ είναι η διαπερατότητα του κενού,
- ❖ ενώ μ_r η *σχετική μαγνητική διαπερατότητα του μέσου*.

Οποιαδήποτε φυσική δύναμη F η οποία παράγει μαγνητική ροή, ονομάζεται *μαγνητογενητική δύναμη*, (magneto-motive force, mmf). Αν για παράδειγμα έχουμε N σπείρες που διαρρέονται από ρεύμα I , η μαγνητογενητική δύναμη ισούται με

$$F = N \cdot I \tag{1.4}$$

και μετρίεται σε αμπερελίγματα ($A \cdot t$).

1.3. Ορισμοί χαρακτηριστικών μεγεθών του μαγνήτη.

Τα μαγνητικά υλικά μπορούν να παράγουν μαγνητικό πεδίο χωρίς να υπάρχει κίνηση ηλεκτρικών φορτίων και συνεπώς χωρίς να καταναλώνουν ηλεκτρική ενέργεια.

Αυτή η ιδιότητα των μαγνητών μπορεί να ερμηνευθεί θεωρώντας ότι η μάζα ενός μαγνήτη αποτελείται από άπειρης ποσότητας μαγνητικά δίπολα (στοιχειώδεις μαγνήτες) που παίζουν τον ίδιο ρόλο όπως τα ηλεκτρικά φορτία στο ηλεκτρικό πεδίο.

Για τη θεωρία των ηλεκτρικών μηχανών, οι μαγνήτες αποτελούν πηγή μαγνητικού πεδίου διέγερσης λόγω των ικανοτήτων τους να διατηρούν παραμένοντα μαγνητισμό και έτσι θα αντιμετωπιστούν στην συνέχεια της εργασίας αυτής.

Η σχέση που συνδέει τα χαρακτηριστικά μεγέθη ενός μόνιμου μαγνήτη είναι

$$J = \mu_0 \cdot M [T] \quad (1.5)$$

όπου

- ❖ J η μαγνητική πόλωση
- ❖ και η M μαγνήτιση.

Η μαγνητική πόλωση ορίζεται ως η ποσότητα διπολικής μαγνητικής ροπής ανά μονάδα όγκου και μαζί με τη μαγνήτιση M είναι δύο μεγέθη που αναφέρονται στα φυσικά χαρακτηριστικά του μαγνήτη και υπάρχουν ανεξάρτητα από τη δράση εξωτερικών πεδίων. Η μαγνητική πόλωση πολλές φορές συμβολίζεται και ως B_i και μετριέται σε μονάδες *Tesla* $[T]$ ενώ η μαγνήτιση M έχει τις ίδιες μονάδες πόλωσης με την *πεδιακή ένταση* H και μετριέται σε $[A/m]$. Η έννοια της μαγνητικής διπολικής ροπής είναι αντίστοιχη της ροπής του ηλεκτρικού διπόλου όπως επίσης αντίστοιχος είναι ο ρόλος των μαγνητικών πόλων με το ρόλο των ηλεκτρικών φορτίων.

Η ανάπτυξη ισχυρών μόνιμων μαγνητών έχει επιστημονικό και τεχνολογικό ενδιαφέρον. Η παροχή μόνιμου μαγνητικού πεδίου χωρίς τη χρήση ηλεκτρικού ρεύματος (κατανάλωση ενέργειας) και περίπλοκων περιελίξεων με χάλκινο σύρμα, είναι κάτι που προσφέρεται απεριόριστα από τους μόνιμους μαγνήτες. Αυτή η ιδιότητα των μόνιμων μαγνητών βρίσκει εφαρμογές σε διάφορα ήδη ηλεκτρικών κινητήρων. Με τη χρησιμοποίηση των μόνιμων μαγνητών μπορούν να σχεδιαστούν και να κατασκευαστούν ηλεκτρικοί κινητήρες μικρότερου όγκου και μάζας, χαμηλού θορύβου και μεγαλύτερης ισχύος.

Επίσης, μπορούν να κατασκευαστούν μηχανές τύπου brushless, μεγάφωνα (headphones), κεφαλές εκτυπωτών (printer heads), καθώς επίσης και ιατρικά διαγνωστικά εργαλεία. Ισχυροί μόνιμοι μαγνήτες μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν, αντί των ηλεκτρομαγνητών που απαιτούν κατανάλωση ηλεκτρικού ρεύματος, για μαγνητικό διαχωρισμό μεταλλικών υλικών, όπως κουτιών αλουμινίου και ανοξείδωτου χάλυβα, σιδηρομεταλλευμάτων κλπ.

1.4. Βρόχος υστέρησης μαγνητικού υλικού

Οι μαγνητικές ιδιότητες των υλικών χαρακτηρίζονται από το βρόχο υστέρησης. Ο βρόχος υστέρησης είναι η χαρακτηριστική καμπύλη της μαγνήτισης του υλικού συναρτήσει της έντασης του μαγνητικού πεδίου $B=f(H)$ όπως φαίνεται στο Σχ. 1.2.

Εάν μαγνητίσουμε ένα υλικό, δηλαδή εάν μεταβάλλουμε το ηλεκτρικό ρεύμα και κατά συνέπεια την ένταση του μαγνητικού πεδίου H σε μια τιμή, (έστω H_I η οποία αντιστοιχεί στην τιμή B_S), αν μειώσουμε κατόπιν την ένταση έως το $-H_I$ (η οποία αντιστοιχεί στο σημείο β) και τέλος αυξήσουμε πάλι ως την H_I προκύπτει ο βρόχος υστέρησης που βλέπουμε στο παραπάνω Σχ.1.1.

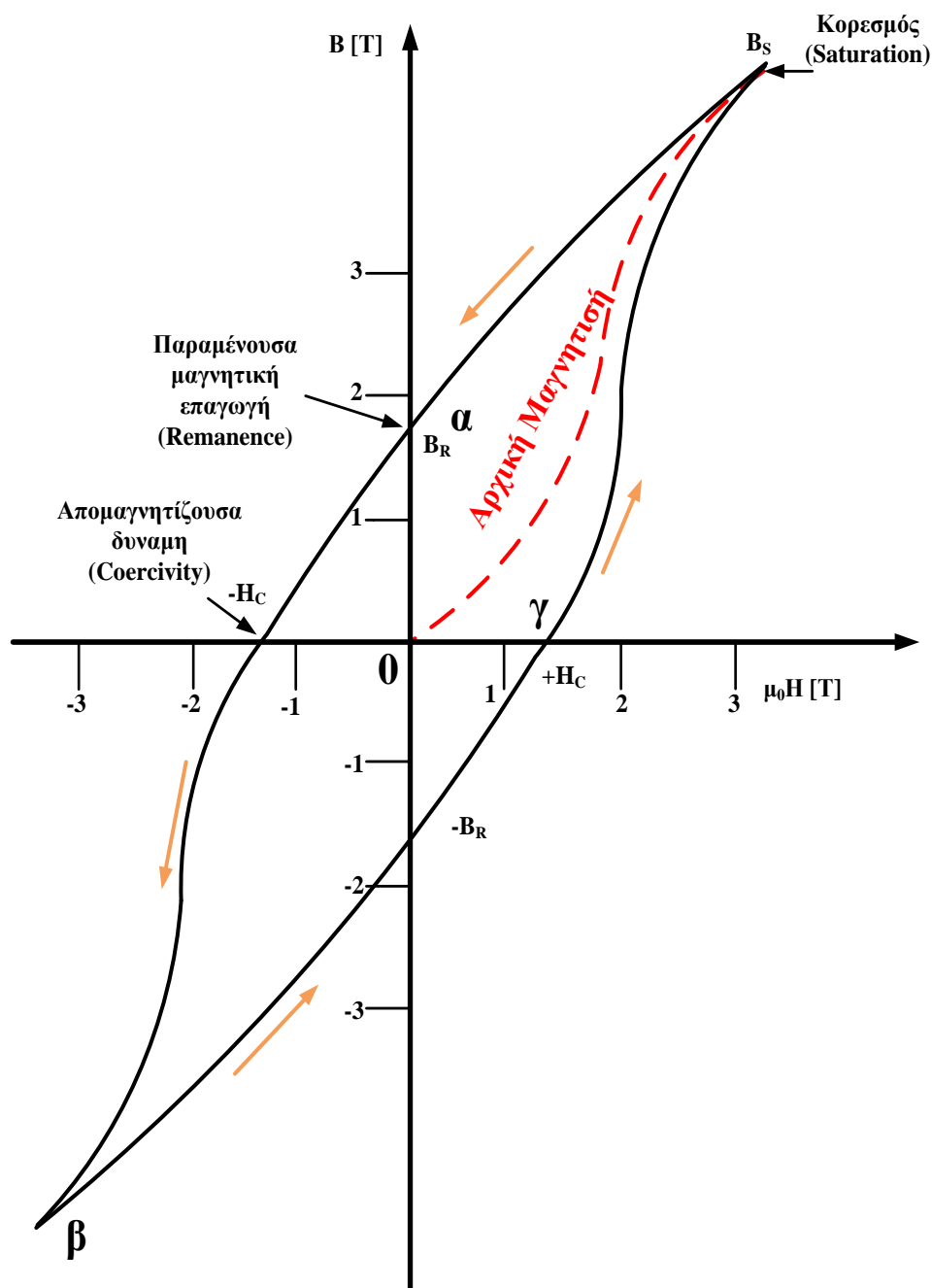
Ένας μη μαγνητισμένος πυρήνας έχει $B=H=0$, οπότε βρισκόμαστε στην αρχή των αξόνων 0 . Εάν στη συνέχεια τεθεί υπό ένα μαγνητικό πεδίο, τότε τα B , H στον πυρήνα θα ακολουθήσουν την καμπύλη από το 0 στο B_S , η οποία ονομάζεται *καμπύλη πρώτης μαγνήτισης ή καμπύλη αρχικής μαγνήτισης*. Στο σημείο αυτό έχουμε το τον *μαγνητικό κορεσμό* του υλικού, δηλαδή τη μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής B_S .

Αν η αιτία δημιουργίας του H εκλείψει, τότε η ένταση του μαγνητικού πεδίου μειώνεται και η καμπύλη πηγαίνει από το B_S στο B_R . Το H μηδενίζεται ενώ το B_R ονομάζεται *παραμένων μαγνητισμός*, είναι δηλαδή η μέγιστη μαγνητική επαγωγή που μπορεί να συγκρατήσει ο μαγνήτης σε μια συγκεκριμένη θερμοκρασία, μετά το μαγνητικό κορεσμό του.

Αν στη συνέχεια αντιστραφεί η διεύθυνση του εξωτερικού πεδίου, τότε το σημείο λειτουργίας πηγαίνει από το B_R στο β , μέσα από το δεύτερο τεταρτημόριο του βρόχου, φτάνει δηλαδή στο αρνητικό του μέγιστο $-B_S$.

Το ενδιάμεσο σημείο $-H_C$ ονομάζεται *απομαγνητίζον πεδίο*, αποτελεί δηλαδή την αναγκαία μαγνητική ένταση για να μειωθεί ο παραμένων μαγνητισμός από το B_R στο μηδέν 0 (πλήρης απομαγνήτιση του υλικού).

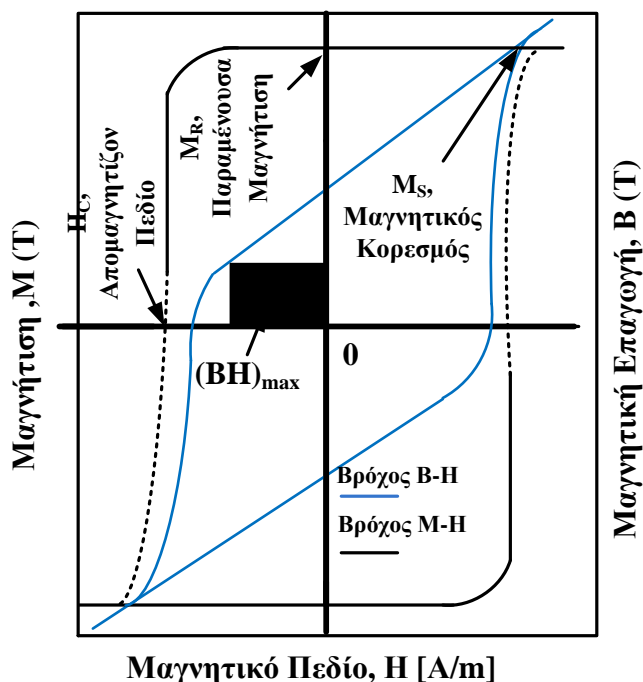
Παρομοίως, αν μειωθεί η αντίθετη κατεύθυνσης ένταση του εξωτερικού πεδίου μέχρι μηδενισμού ο μαγνήτης από το β στο $-B_R$. Εκεί είναι μαγνητισμένος στην αντίθετη κατεύθυνση και η μέγιστη πυκνότητα ροής είναι αντίστοιχα $-B_S$. Αντίστοιχος, για να μειωθεί ο αρνητικός παραμένων μαγνητισμός από το $-B_R$ στο 0 , χρειάζεται *απομαγνητίζον πεδίο* H_C (σημείο γ).



Σχ. 1.1. Τυπικό διάγραμμα βρόχου υστέρησης

Ο βρόχος είναι συνήθως συμμετρικός και μπορεί να μετρηθεί με ειδικά όργανα. Κάθε σημείο λειτουργίας (H, B) εξαρτάται από το σχήμα του μαγνήτη, καθώς και από τη διαπερατότητα του περιβάλλοντος μαγνητικού κυκλώματος. Ο παραμένων μαγνητισμός B_R και το πεδίο H_c συγχωνεύονται κατά κάποιο τρόπο, σε μια παράμετρο γνωστή ως *μέγιστο ενεργειακό γινόμενο* ή αλλιώς *μέγιστο ενεργειακό προϊόν* το οποίο δίνει ένα μέτρο της ισχύος του μαγνήτη εν γένει και επιπρόσθετα, πόσο αντιστέκεται στην απομαγνήτιση. Το $(BH)_{max}$ υπολογίζεται στο δεύτερο τεταρτημόριο του βρόχου. Γραφικά, είναι το ορθογώνιο

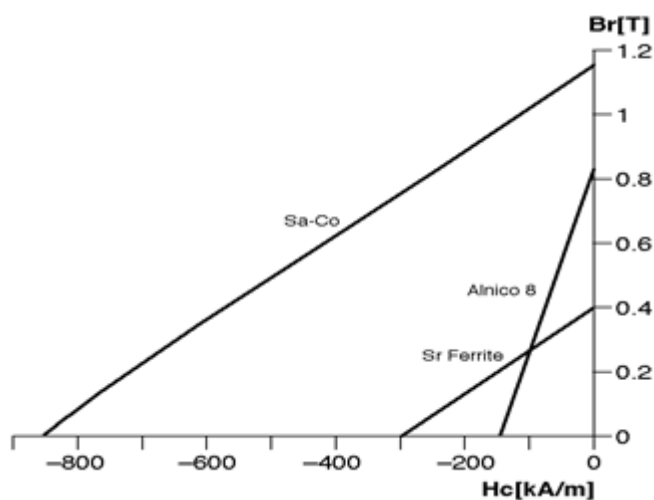
με το μεγαλύτερο εμβαδόν που μπορεί κανείς να σχηματίσει στο τεταρτημόριο αυτό, όπως φαίνεται στον βρόχο υστέρησης της παρακάτω καμπύλης (Σχ. 1.2).



Σχ. 1.2 Βρόχος υστέρησης, όπου διακρίνεται το ενεργειακό γινόμενο $(BH)_{max}$

Η καμπύλη που εμφανίζεται στο δεύτερο τεταρτημόριο, ονομάζεται καμπύλη απομαγνήτισης. Όσο πιο έντονες είναι οι μαγνητικές ιδιότητες, η καμπύλη απομαγνήτισης τείνει να γίνει ευθεία (μπλε καμπύλη). Αντίθετα, όσο πιο «αδύναμο» είναι το υλικό, παρουσιάζεται ένα «γόνατο» στο δεύτερο τεταρτημόριο (μαύρη καμπύλη).

Ένα υλικό μόνιμου μαγνήτη ονομάζεται «σκληρό», όταν διατηρεί τον παραμένοντα μαγνητισμό του ακόμη κι αν δεν υπάρχει κανένα εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, ενώ το απομαγνητίζον πεδίο H_c μπορεί να πάρει μεγάλη (απόλυτη) τιμή. Η καμπύλη απομαγνήτισης του είναι ευθεία. Τα χαρακτηριστικά αυτά χαρακτηρίζουν υλικά όπως π.χ. των φερριτών, των σπάνιων γαιών και Alnico (Σχ. 1.3).



Σχ. 1.3 Καμπύλες απομαγνήτισης ορισμένων υλικών

Αντίθετα, υλικά όπως το Alnico, ονομάζονται «μαλακά», και απαιτούν εξωτερικό πεδίο προκειμένου να επιδείξουν χρήσιμες ιδιότητες, ενώ το απομαγνητίζον πεδίο παίρνει μικρές τιμές. Γραφικά παρουσιάζουν γόνατο στο δεύτερο τεταρτημόριο. Προφανώς η σκληρότητα αναφέρεται σε μαγνητικά χαρακτηριστικά και πιο συγκεκριμένα αφορά την αντοχή του υλικού στο πεδίο απομαγνήτισης.

1.5. Επίδραση της θερμοκρασίας στη λειτουργία των μαγνητών

Εκτός από τις μεταβολές του πεδίου απομαγνήτισης, υπάρχουν διάφοροι άλλοι παράγοντες που επηρεάζουν τις μαγνητικές ιδιότητες του μαγνήτη όπως θερμοκρασία, μηχανικές καταπονήσεις, οξειδωση και ακτινοβολία. Ορισμένες από τις μεταβολές αυτές είναι μη αντιστρεπτές και προκαλούν μόνιμες αλλοιώσεις στη συμπεριφορά του μαγνήτη. Ωστόσο, δεν είναι πάντοτε δυνατό να επανέλθει στην αρχική του κατάσταση γιατί πολλές από τις αλλαγές προκαλούν μεταλλουργικές μεταβολές ή μεταβολές στη χημική δομή του υλικού που δεν μπορούν να αποκατασταθούν με απλή επαναμαγνήτισή του.

Η επίδραση της θερμότητας είναι ο παράγοντας που κυρίως επηρεάζει τη λειτουργία του μαγνήτη κατά τη χρησιμοποίησή του ως πηγή ροής διέγερσης στις στρεφόμενες ηλεκτρικές μηχανές. Η ακριβή γνώση των μαγνητικών μεταβολών που προκαλεί η αύξηση της θερμοκρασίας είναι σημαντική ώστε να έχουμε αξιόπιστο σχεδιασμό της ηλεκτρικής μηχανής και ακριβέστερη μοντελοποίηση και ανάλυση της λειτουργίας της.

Συνήθως οι μαγνητικές μεταβολές μέχρι ένα όριο θερμοκρασίας είναι αντιστρεπτές. Αν η θερμοκρασία ξεπεράσει μια τιμή για κάθε μαγνητικό υλικό, γνωστή ως **θερμοκρασία Curie**, τότε χάνονται πλήρως οι μαγνητικές ιδιότητες του υλικού. Στην περίπτωση αυτή το υλικό πρέπει να μαγνητιστεί ξανά από την αρχή.

Επειδή οι αλλαγές στην συμπεριφορά των μαγνητών αρχίζουν να παρατηρούνται σε θερμοκρασίες αρκετά μικρότερες της θερμοκρασίας Curie, οριζόμενες ως θερμοκρασίες λειτουργίας είναι μικρότερες από αυτή.

1.6. Υλικά και ιδιότητες μόνιμων μαγνητών

Οι βασικότεροι τύποι μόνιμων μαγνητών που συνήθως χρησιμοποιούνται στις ηλεκτρικές μηχανές είναι:

- ❖ Alnico
- ❖ Κεραμικοί μαγνήτες ή φερρίτες και
- ❖ Μαγνήτες σπάνιων γαιών (SmCo, NdFeBt και FeCrCo)



Εικ. 1.1 Είδη μόνιμων μαγνητών α) Alnico , β) SmCo, γ) NdFeB, δ) FeCrCo και ε) φερρίτες

Κάποιες από τις χαρακτηριστικές ιδιότητες των παραπάνω υλικών δίνονται στον Πινάκα 1.1 που ακολουθεί.

Πίνακας 1.1. Χαρακτηριστικές ιδιότητες των μαγνητικών υλικών

Material	H_c [kA/m]	B_r [T]	BH_{max} [kJ/m ³]	T_c [°C]
Steels	5.3-19	0.95	2.3-7.4	745-890
AlNiCo casted	35-130	0.7-1.3	10-68	780-900
AlNiCo sintered	42-125	0.5-1.3	10-36	800-900
Ferrites bonded	92-155	0.15-0.2	3-8	450
Ferrites sintered	145-240	0.2-0.4	20-30	450
Nd-Fe-B sintered	850	1.16	255	310
Nd-Fe-B bonded	550	0.7	85	310
Nd-Fe-B hot pressed	800	0.8-1.2	110	310
Sm-Co bonded	650-800	0.6-0.8	55	870
Sm-Co sintered	700-900	0.9-1.05	170-215	870

1.6.1. Μαγνήτες Alnico

Οι μαγνήτες Alnico πρωτοπαρουσιάστηκαν το 1931 και τα σημαντικά τους πλεονεκτήματα είναι ο μεγάλος παραμένον μαγνητισμός, η αντοχή σε υψηλές θερμοκρασίες και η μικρή μεταβολή της καμπύλης απομαγνήτισης λόγω θερμοκρασίας. Συνεπώς οι ηλεκτρικές μηχανές με μαγνήτες Alnico παρουσιάζουν μεγάλη μαγνητική επαγωγή στο διάκενο και επιτρέπουν υψηλές θερμοκρασίες λειτουργίας. Ωστόσο οι μαγνήτες αυτοί όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα έχουν πολύ μικρή αντοχή σε εξωτερικά πεδία απομαγνήτισης (μαλακοί).

Οι μαγνήτες Alnico κυριαρχούσαν στη βιομηχανία μόνιμων μαγνητών μέχρι το 1970 όταν άρχισαν να προτιμούνται στις διάφορες εφαρμογές οι πολύ πιο οικονομικοί κεραμικοί μαγνήτες (φερρίτες).

1.6.2. Κεραμικοί Μαγνήτες

Οι κεραμικοί μαγνήτες ή φερρίτες πρωτοεμφανίστηκαν γύρω στο 1950. Οι μαγνήτες αυτοί παρουσίαζαν πολύ μεγαλύτερη αντοχή σε πεδία απομαγνήτισης σε σύγκριση με τους Alnico αλλά έχουν μικρότερη τιμή παραμένοντα μαγνητισμού. Η μέγιστη επιτρεπόμενη θερμοκρασία λειτουργίας είναι υψηλή ωστόσο είναι ιδιαίτερα ευαίσθητες οι μαγνητικές τους ιδιότητες σε μεταβολές της θερμοκρασίας.

Τα σημαντικά πλεονεκτήματα των κεραμικών μαγνητών είναι το πολύ χαμηλό κόστος ανά μονάδα ενέργειας και η μεγάλη ηλεκτρική αντίσταση με αποτέλεσμα οι απώλειες δινορρευμάτων στο εσωτερικό τους να είναι σχεδόν αμελητέες. Η χρήση κεραμικών μαγνητών σε ηλεκτρικές μηχανές οδηγεί σε οικονομικότερες κατασκευές σε σύγκριση με τους μαγνήτες Alnico και κυρίως χρησιμοποιούνται σε μηχανές μικρής ισχύος (μέχρι περίπου 7kW).

1.6.3. Μαγνήτες σπάνιων γαιών

Οι μαγνήτες σπάνιων γαιών είναι μαγνήτες της τελευταίας γενιάς και παρουσιάζουν πολύ καλύτερα μαγνητικά χαρακτηριστικά σε σύγκριση με τους κεραμικούς και τους Alnico. Ωστόσο σημαντικό τους μειονέκτημα είναι το υψηλό κόστος.

Στην κατηγορία των μαγνητών των σπάνιων γαιών ανήκουν κράματα μετάλλων με βάση το *σαμάριο* Sm (SmCo), τον *σίδηρο* Fe (FeCrCo) και το *νεοδύμιο* Nd (NdFeB). Οι μαγνήτες SmCo πρωτοεμφανίστηκαν γύρω στο 1960 ενώ οι μαγνήτες FeCrCo και NdFeB στις αρχές του 1970.

Τα χαρακτηριστικά των μαγνητών αυτών είναι οι μεγάλες τιμές του παραμένοντα μαγνητισμού και του πεδίου απομαγνήτισης καθώς και η ικανοποιητικά μεγάλη τιμή της ενέργειας $(BH)_{max}$.

Οι μόνιμοι μαγνήτες σπάνιων γαιών χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικές μηχανές από μερικά Watt μέχρι και πολλά kW, σε μεγάλο εύρος εφαρμογών και τύπων μηχανών. Κυρίως προτιμούνται εκεί όπου απαιτούνται υψηλοί δείκτες λειτουργίας ισχύος /όγκος , βαθμός απόδοσης και δυναμική συμπεριφορά.

1.7. Παράγοντες που καθορίζουν το κόστος

- ❖ Η αναλογία ροπής/όγκου της μηχανής. Προκειμένου να πετύχουμε τη μέγιστη ισχύ της μηχανής, χρειαζόμαστε την καλύτερη απόδοση του μαγνήτη, που σημαίνει το μεγαλύτερο μαγνητικό πεδίο στο διάκενο. Για μεγάλο πεδίο στο διάκενο, ο μαγνήτης χρειάζεται υψηλό παραμένοντα μαγνητισμό, άρα και μεγάλη επιφάνεια μαγνητικών πόλων.
- ❖ Η αντοχή στις υψηλές θερμοκρασίες. Οι μηχανές «brushless » έχουν πολύ χαμηλές απώλειες δρομέα. Επιπλέον ο στάτης ψύχεται εύκολα εξαιτίας της δομής των εγκοπών και της ύπαρξης του εξωτερικού αέρα. Συνεπώς οι μαγνήτες συχνά περιστρέφονται σε θερμοκρασίες κάτω των 100 °C, που δεν είναι επικίνδυνες για την ορθή λειτουργία τους.
- ❖ Ενδεχόμενα λάθη στη λειτουργία. Οι μαγνήτες μπορούν να απομαγνητιστούν εξαιτίας ισχυρών ρευμάτων, όπως για παράδειγμα τα ρεύματα βραχυκυκλωμάτων. Στις μηχανές «brushless» με ηλεκτρονικό έλεγχο, τα λάθη αυτά ελαχιστοποιούνται, εξαιτίας των προστατευτικών μέτρων που παίρνονται στον αντιστροφέα και το σύστημα ελέγχου.

1.8. Τοποθέτηση και σχήμα

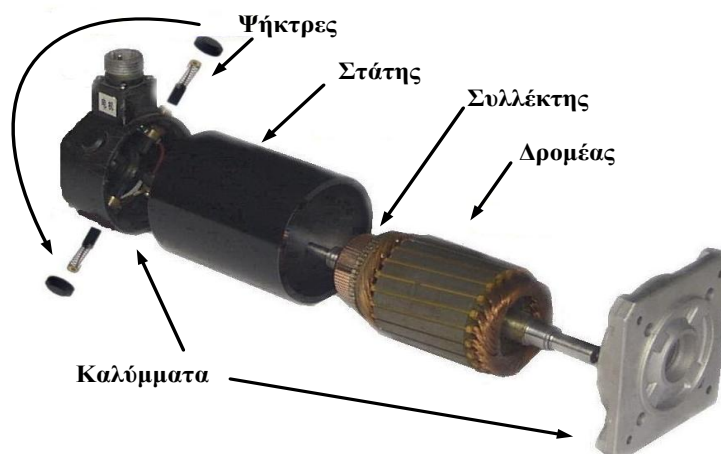
Οι μαγνήτες διατηρούνται τη θέση τους στο δρομέα είτε διότι είναι πακτωμένοι, είτε διότι είναι κολλημένοι. Στις μικρές ταχύτητες και καθορισμένες θερμοκρασίες, η πάκτωση είναι επαρκής, μα στις μεγαλύτερες ταχύτητες είναι απαραίτητο ένα περίβλημα συγκράτησης από κέβλαρ ή άβαφο ατσάλι. Το σημαντικότερο για τον μαγνήτη είναι να μην κινείται και να είναι προστατευμένος από υπερβολικές θερμοκρασίες.

Σχετικά με το σχήμα των μαγνητών στις μηχανές, το πιο σύνηθες είναι οι τοξωτοί και οι ορθογώνιοι. Επιπλέον, επειδή για τη μαγνήτιση υλικών χρειάζεται υψηλή μαγνητική ενέργεια, συνήθως οι μαγνήτες πρώτα μαγνητίζονται και εν συνεχεία τοποθετούνται στο δρομέα.

1.9. ΜΗΧΑΝΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

1.9.1. Συγκρότηση – κατασκευή

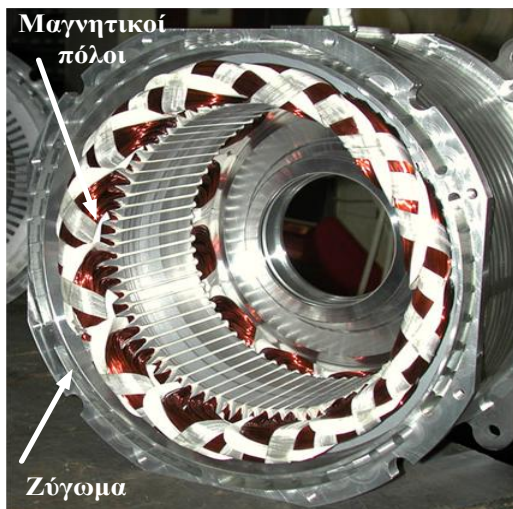
Μια μηχανή συνεχούς ρεύματος αποτελείται από ένα ακίνητο τμήμα που λέγεται στάτης και ένα κινητό που λέγεται δρομέας. Μια τέτοια αποσυναρμολογημένη μηχανή φαίνεται στην Εικ. 1.1.



Εικ. 1.1 Αποσυναρμολογημένη μηχανής Συνεχούς Ρεύματος

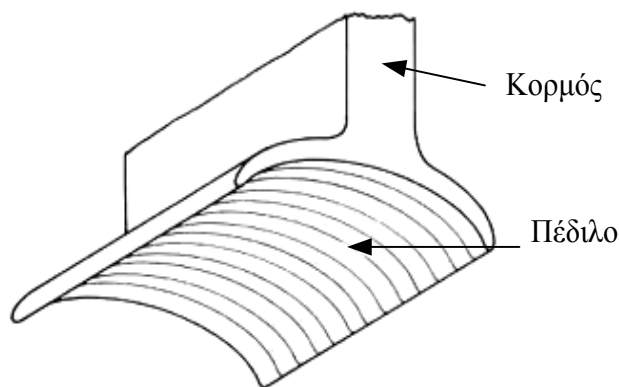
Ο στάτης αποτελείται από το ζύγωμα, τους μαγνητικούς πόλους, τους βοηθητικούς πόλους, τον ψηκτροφορέα με τις ψήκτρες και τα δύο καλύμματα.

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



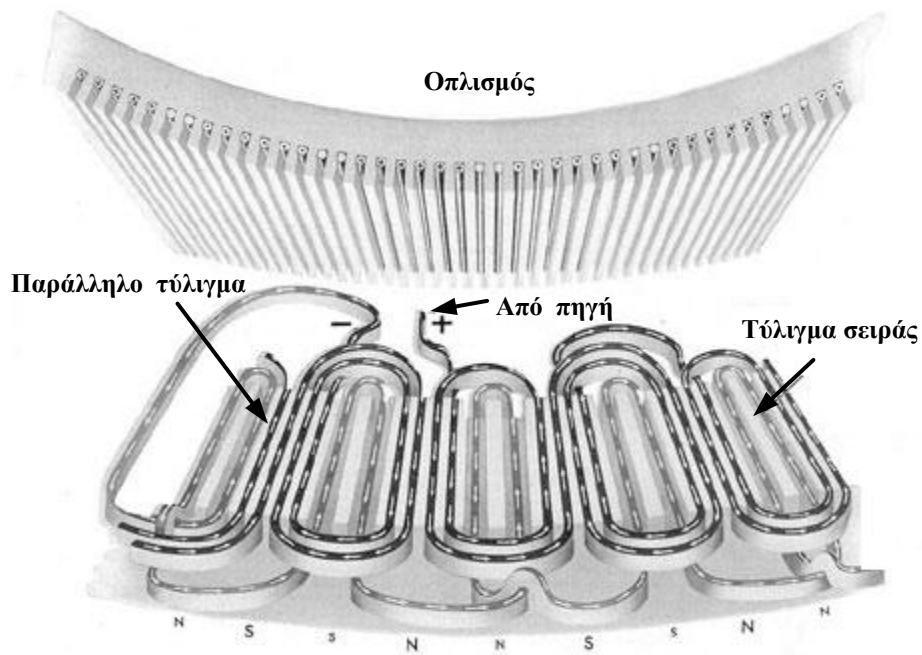
Εικ. 1.2 Το ζύγωμα και οι μαγνητικοί πόλοι του στάτη

Οι μαγνητικοί πόλοι μεταφέρουν την απαραίτητη μαγνητική ροή στο διάκενο ανάμεσα στα πέδιλά τους και το επαγωγικό τύμπανο. Κάθε πόλος αποτελείται από τον πυρήνα και το τύλιγμά του που είναι μονωμένα μεταξύ τους. Ο πυρήνας συγκροτείται από μονωμένα ειδικά ελάσματα σιδήρου με μορφή όπως εκείνη του Σχ. 1.4. Το πλατύτερο μέρος τοποθετείται προς το μέρος του επαγωγικού τυμπάνου και λέγεται πέδιλο. Ο βασικός σκοπός του είναι να οδηγεί την ροή σε ένα μεγαλύτερο μέρος της περιφέρειας του δρομέα και να υποβαστάζει το τύλιγμα του πόλου.



Σχ. 1.4 Πυρήνας μαγνητικού πόλου

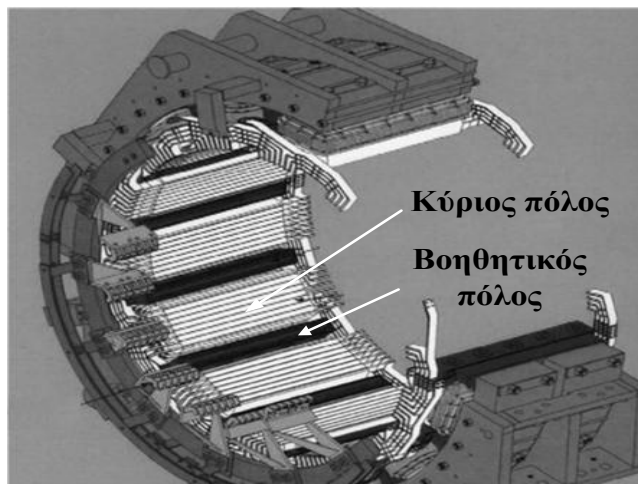
Το τύλιγμα κάθε πόλου αποτελείται από πολλές σπείρες χάλκινου μονωμένου σύρματος που τυλίγονται γύρω από τον πυρήνα κάθε πόλου τυλιγμένες με βαμβακερή ταινία και εμβαπτισμένες σε μονωτικό βερνίκι. Τα άκρα του τυλιγματος μένουν ελεύθερα για την ηλεκτρική του σύνδεση. Το σύνολο των τυλιγμάτων των μαγνητικών πόλων λέγεται τύλιγμα διέγερσης της μηχανής. Σε πολλές μηχανές συνεχούς ρεύματος υπάρχουν δύο τυλιγματα σε κάθε πόλο, το καθένα ανεξάρτητο από το άλλο. Τότε το ένα τύλιγμα αποτελείται από πολλές σπείρες λεπτού σύρματος και λέγεται παράλληλο τύλιγμα και το άλλο από λίγες σπείρες χονδρού σύρματος και λέγεται τύλιγμα σειράς. Το σύνολο λέγεται σύνθετο τύλιγμα και πάντα μένουν ελεύθερα τα άκρα των δύο τυλιγμάτων αφού αυτά τυλιχθούν και μονωθούν (Σχ.1.5).



Σχ. 1.5 Σύνθετο τύλιγμα πόλου

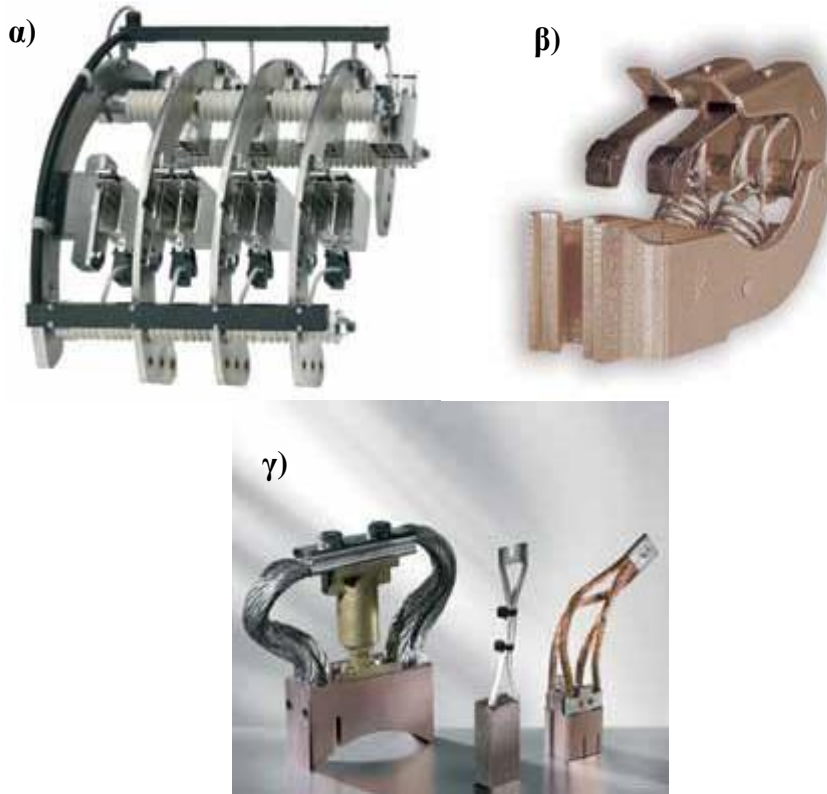
Ο αριθμός των μαγνητικών πόλων κάθε ηλεκτρικής μηχανής είναι πάντα άρτιος και ανάλογα με τον αριθμό των πόλων που έχει μια μηχανή ονομάζεται διπολική, τετραπολική, εξαπολική κοκ.

Οι βοηθητικοί πόλοι τοποθετούνται μεταξύ των κυρίων πόλων και χρησιμεύουν στην αποφυγή των σπινθηρισμών του συλλέκτη. Η κατασκευή τους είναι ίδια με των κύριων πόλων αλλά είναι μικρότεροι. Τα τυλίγματά τους αποτελούνται από λίγες σπείρες χονδρού σύρματος και συνδέονται σε σειρά με το τύλιγμα επαγωγικού τυμπάνου. Στην Εικ. 1.3 φαίνεται το ζύγωμα μιας μηχανής με βοηθητικούς πόλους.



Εικ. 1.3 Ζύγωμα μηχανής με τους κύριους και τους βοηθητικούς πόλους

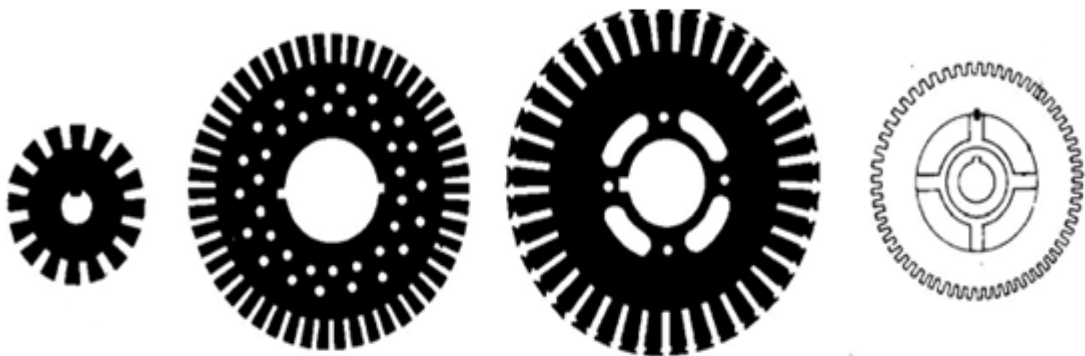
Ο ψηκτροφορέας αποτελείται από σιδερένιο δακτύλιο, τους βραχίονες των ψηκτροθηκών και τις ψηκτροθήκες όπως φαίνεται στην Εικ. 1.4. Οι ψήκτρες κατασκευάζονται από σκληρό άνθρακα, από γραφίτη ή από μίγμα άνθρακα και χαλκού. Στο ένα άκρο της ψήκτρας στερεώνεται ευλύγιστο χάλκινο σύρμα για να οδηγεί το ηλεκτρικό ρεύμα στην ψηκτροθήκη και από εκεί στον αγωγό που την συνδέει με έναν από τους ακροδέκτες της μηχανής. Οι ψήκτρες πιέζονται στον συλλέκτη με μικρά ελατήρια που βρίσκονται στις ψηκτροθήκες.



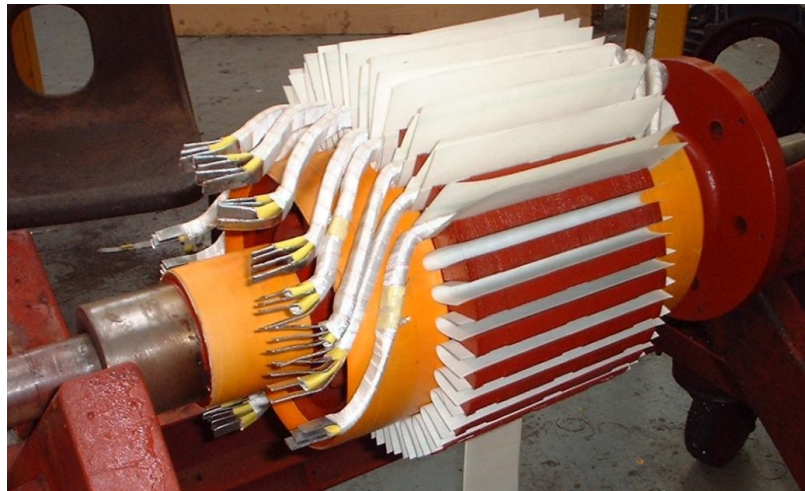
Εικ. 1.4 Μέρη ψηκτροφορέας α) συναρμολογημένο, β) ψηκτροθήκη και γ) ψηκτρεις

Τα καλύμματα του στάτη στερεώνονται με βίδες στο ζύγωμα και χρησιμεύουν στην υποστήριξη του άξονα του δρομέα και του ψηκτροφορέα και στην προφύλαξη του εσωτερικού της μηχανής. Ο δρομέας αποτελείται από τον άξονα, το επαγωγικό τύμπανο, τον συλλέκτη και τον ανεμιστήρα.

Ο άξονας του δρομέα έχει στερεωμένα επάνω του το επαγωγικό τύμπανο (πυρήνα και τύλιγμα), τον συλλέκτη και τον ανεμιστήρα, στρέφεται δε πάντα με αυτά. Ο πυρήνας του επαγωγικού τυμπάνου παρέχει έναν δρόμο μικρής μαγνητικής αντίστασης για να περνούν οι μαγνητικές γραμμές του πεδίου των πόλων και φέρει το τύλιγμα του τυμπάνου. Κατασκευάζεται από πολλά μαγνητικά ελάσματα της μορφή που απεικονίζεται στο Σχ. 1.6. Η πραγματική μορφή του πυρήνα μιας μηχανής φαίνεται στην Εικ. 1.5.



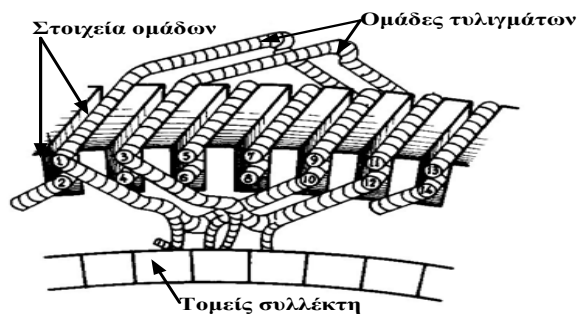
Σχ. 1.6 Μορφές ελασμάτων επαγωγικού τυμπάνου



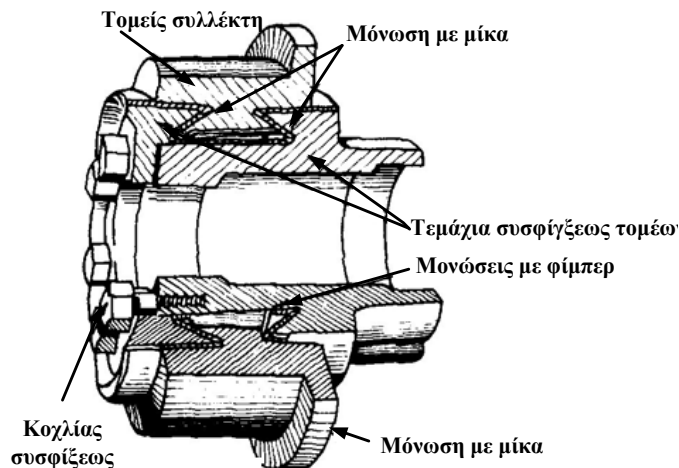
Εικ. 1.5 Πυρήνας μηχανής συνεχούς ρεύματος

Το τύλιγμα του επαγωγικού τυμπάνου κατασκευάζεται από μονωμένο χάλκινο αγωγό κυκλικής ή ορθογωνικής διατομής για μηχανές μικρής και μεγάλης ισχύος αντίστοιχα. Στις μικρές διπολικές μηχανές οι σπείρες τυλίγονται με το χέρι στον πυρήνα αφού τοποθετηθεί στα διάκενα των οδοντώσεων μονωτικό χαρτί (χειροποίητα τυλίγματα). Στις μεγαλύτερες μηχανές οι σπείρες διαμορφώνονται πρώτα σε ομάδες σε ειδικά καλούπια και μετά τοποθετούνται στα διάκενα των οδοντώσεων. Στο Σχ. 1.6 φαίνεται η τοποθέτηση των στοιχείων των ομάδων στις οδοντώσεις.

Ο συλλέκτης κατασκευάζεται από πολλά χάλκινα ελάσματα κατάλληλα διαμορφωμένα που φαίνονται στο Σχ. 1.7 και λέγονται τομείς συλλέκτη. Αυτά τα ελάσματα συγκρατούνται μεταξύ δύο χαλύβδινων κοίλων κυλινδρικών τμημάτων αφού μονωθούν τόσο μεταξύ τους όσο και προς τα χαλύβδινα τεμάχια συγκράτησης. Στο Σχ. 1.7 φαίνεται μια μερική τομή συλλέκτη.

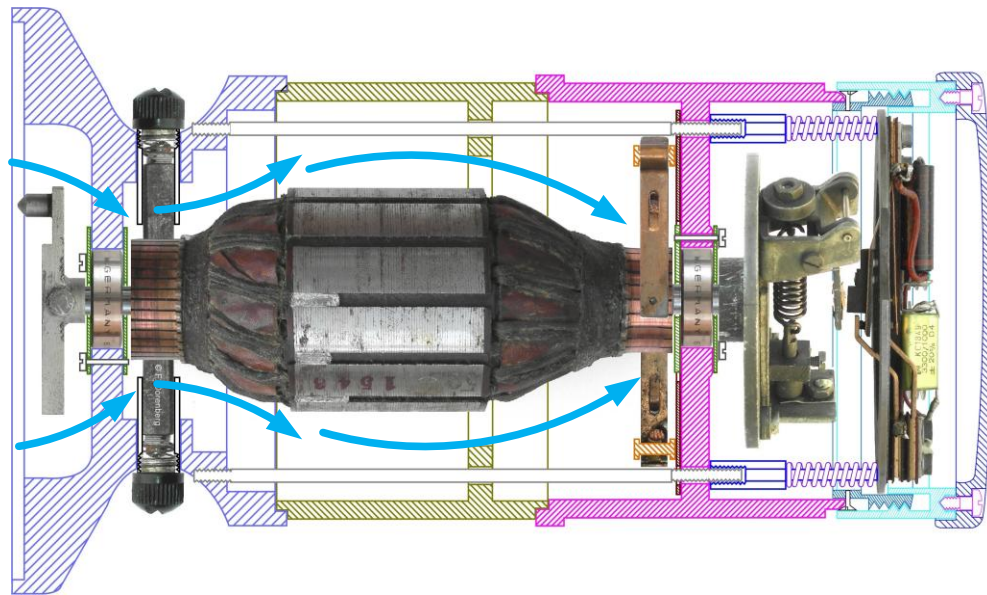


Σχ. 1.6 Τοποθέτηση στοιχείων στις οδοντώσεις



Σχ. 1.7 Μερική τομή συλλέκτη

Ο ανεμιστήρας στερεώνεται στον άξονα και κατά την περιστροφή δημιουργεί ρεύμα αέρα που μπαίνει στην μηχανή από το άνοιγμα του ενός καλύμματος και βγαίνει από το άνοιγμα του άλλου ψύχοντας το εσωτερικό της μηχανής όπως φαίνεται στην Εικ. 1.6.



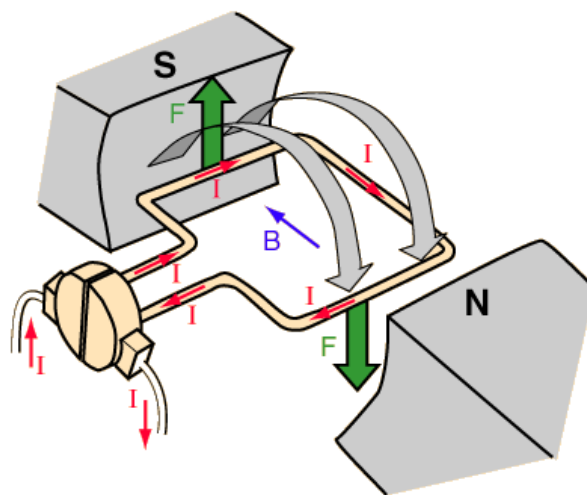
Εικ. 1.6 Μηχανής συνεχούς ρεύματος με την κυκλοφορία αέρα ψύξης

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

1.10. Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος (Σ.Ρ.)

1.10.1. Βασικές Αρχές Λειτουργίας

Στο Σχ.1.8 φαίνεται ένας στοιχειώδης κινητήρας συνεχούς ρεύματος με τύλιγμα μιας σπείρας. Όταν το τύλιγμά του τροφοδοτηθεί με ρεύμα θα ασκηθούν **δυνάμεις Laplace** στους αγωγούς της σπείρας γιατί βρίσκονται μέσα στο μαγνητικό πεδίο των πόλων του κινητήρα.



Σχ. 1.8 Στοιχειώδης κινητήρας συνεχούς ρεύματος

Το μέγεθος των δυνάμεων αυτών καθορίζεται από τον γνωστό **Νόμο του Laplace** ($F = B \cdot I \cdot l \cdot \sin\alpha$) και η κατεύθυνσή τους από τον κανόνα του αριστερού χεριού. Το $\sin\alpha = 1$ σε όλους τους κινητήρες γιατί οι μαγνητικές γραμμές είναι κάθετες στους αγωγούς. Κάθε δύναμη τείνει να περιστρέψει τον δρομέα δεξιόστροφα με ροπή ίση με το γινόμενο της δύναμης επί την απόσταση του αγωγού από το κέντρο του άξονα που είναι η ακτίνα του τυμπάνου. Έτσι

$$T = F \cdot r [Nm] \quad (1.6)$$

όπου

- ❖ T η ροπή που ασκείται στον άξονα από την δύναμη F κάθε αγωγού
- ❖ F δύναμη σε κάθε αγωγό
- ❖ r η ακτίνα του τυμπάνου.

Ο παραπάνω τύπος γενικεύεται μετά από σχετική ανάλυση στον επόμενο

$$T = K \cdot \Phi \cdot I_A [Nm] \quad (1.7)$$

όπου

- ❖ K σταθερά εξαρτώμενη από τον κινητήρα
- ❖ Φ η μαγνητική ροή ανά πόλο
- ❖ I_A το ρεύμα τυμπάνου του κινητήρα.

Η παραπάνω σχέση δίνει τόσο την κινητήρια ροπή των κινητήρων συνεχούς ρεύματος όσο και την αντιστεκόμενη ροπή των γεννητριών συνεχούς ρεύματος αφού τα δύο φαινόμενα συνυπάρχουν στις μηχανές συνεχούς ρεύματος.

Η αντιηλεκτρεγερτική δύναμη αναπτύσσεται στο τύλιγμα τυμπάνου λόγω του ότι αυτό κινείται και βρίσκεται μέσα στο μαγνητικό πεδίο των πόλων, έχει κατεύθυνση που τείνει να αντιστέκεται στο αίτιο της κίνησης δηλαδή την τάση τροφοδοσίας και έτσι η τελευταία πρέπει σε κάθε στιγμή να εξισορροπεί την αντιηλεκτρεγερτική δύναμη και την πτώση τάσης στο τύλιγμα του τυμπάνου και το οποίο τύλιγμα είναι σε σειρά με το τύμπανο. Έτσι προκύπτει η σχέση (αγνοείται η πτώση τάσης στις ψήκτρες)

$$V_T = E_A + (R_A \cdot I_A) [V] \quad (1.8)$$

όπου

- ❖ V_T τάση τροφοδοσίας κινητήρα
- ❖ E_A αντιηλεκτρεγερτική δύναμη που αναπτύσσεται στο τύλιγμα του οπλισμού
- ❖ R_A αντίσταση του οπλισμού
- ❖ I_A ρεύμα του οπλισμού.

Η τιμή της E_A δεν μπορεί ποτέ να εξισωθεί με την τάση τροφοδοσίας και όταν ο κινητήρας εργάζεται με το πλήρες φορτίο, κυμαίνεται συνήθως μεταξύ 80 και 95% της τάσης τροφοδοσίας. Η τιμή της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης είναι ανάλογη, τόσο των στροφών του κινητήρα όσο και της μαγνητικής ροής ανά πόλο.

Ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης του τυλιγματος διέγερσης με το τύλιγμα τυμπάνου οι κινητήρες διακρίνονται σε

- ❖ Κινητήρες ξένης διέγερσης (ξεχωριστή τροφοδοσία διέγερσης)
- ❖ Κινητήρες παράλληλης διέγερσης
- ❖ Κινητήρες διέγερσης σειράς
- ❖ Κινητήρες σύνθετης διέγερσης.

Οι κινητήρες ξένης διέγερσης έχουν σχεδόν ίδιες ιδιότητες με εκείνους της παράλληλης διέγερσης και δεν θα εξετασθούν χωριστά.

1.10.2. Κινητήρας Ανεξάρτητης (Ξένης) Διέγερσης

Το κύκλωμα διέγερσης τροφοδοτείται από μια ανεξάρτητη πηγή συνεχούς τάσης (Σχ.1.9) και οι εξισώσεις που προκύπτουν από το κυκλωματικό ισοδύναμο είναι:

$$I_F = \frac{V_F}{R_F} [A] \quad (1.9)$$

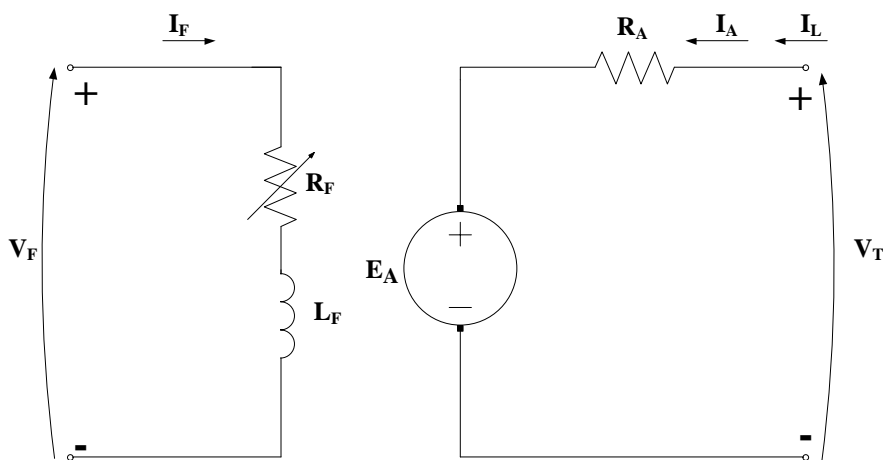
$$V_T = E_A + (I_A \cdot R_A) [V] \quad (1.10)$$

$$I_A = I_L [A] \quad (1.11)$$

όπου

- ❖ I_F ρεύμα διέγερσης
- ❖ V_F τάση τροφοδοσίας διέγερσης
- ❖ R_F αντίσταση διέγερσης
- ❖ V_T τάση τροφοδοσίας κινητήρα
- ❖ E_A αντιηλεκτρεγερτική δύναμη που αναπτύσσεται στο τύλιγμα του οπλισμού
- ❖ R_A αντίσταση του επαγωγικού τύμπανου
- ❖ I_A ρεύμα του επαγωγικού τύμπανου
- ❖ I_L ρεύμα του φορτίου

Η αντιηλεκτρεγερτική δύναμη E_A που αναπτύσσεται στο τύλιγμα του επαγωγικού τύμπανου είναι πάντα μικρότερη από την εφαρμοζόμενη τάση εισόδου V_T . Λόγω των κοινών χαρακτηριστικών στοιχείων με τους κινητήρες παράλληλης διέγερσης (αφού, όπως θα δειχτεί, και στις δύο περιπτώσεις το ρεύμα διέγερσης είναι σταθερό), η χαρακτηριστική φορτίου του κινητήρα ξένης διέγερσης θα εξεταστεί στην επόμενη παράγραφο.



Σχ. 1.9 Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα ξένης διέγερσης

1.10.3. Κινητήρας Παράλληλης Διέγερσης

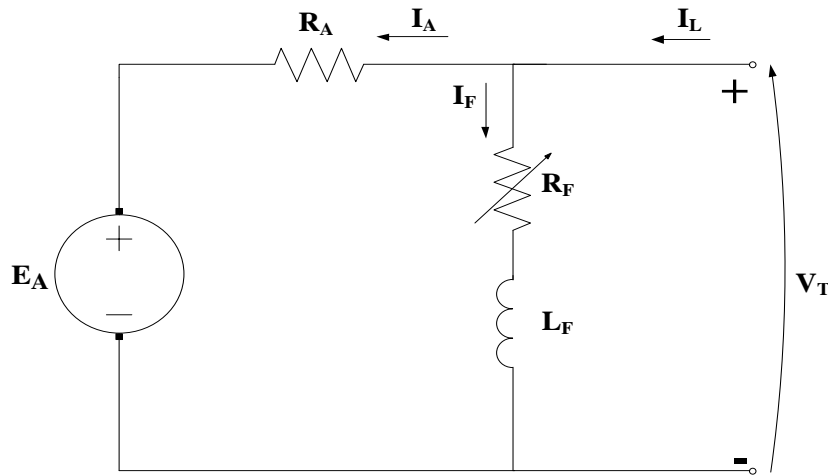
Τώρα το κύκλωμα διέγερσης τροφοδοτείται από το κύκλωμα οπλισμού του κινητήρα (Σχ.1.10), με τις αντίστοιχες εξισώσεις να είναι :

$$I_F = \frac{V_F}{R_F} [A] \quad (1.12)$$

$$V_T = E_A + (I_A \cdot R_A) [V] \quad (1.13)$$

$$I_A = I_L + I_F [A] \quad (1.14)$$

Συνεπώς, εάν θεωρηθεί σταθερή η τάση τροφοδοσίας V_T του κινητήρα, η ανάλυση που ακολουθεί θα είναι παρόμοια με την ανάλυση ενός κινητήρα ανεξάρτητης διέγερσης.



Σχ. 1.10 Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα παράλληλης διέγερσης

1.10.3.1. Χαρακτηριστική φορτίου

Η χαρακτηριστική φορτίου (Σχ. 1.11) ενός κινητήρα είναι το διάγραμμα της ροπής εξόδου ως προς την ταχύτητά του. Για να βρεθεί η απόκριση ενός κινητήρα παράλληλης διέγερσης, ακολουθούμε το εξής σκεπτικό: θεωρώντας ότι αυξάνεται η ροπή του φορτίου (T_{load}), αυτή θα ξεπεράσει τη ροπή της μηχανής T_{ind} (αφού σε σταθερή ταχύτητα οι δύο ροπές είναι ίσες, αμελώντας τις τριβές), με αποτέλεσμα να αρχίσει να μειώνεται η ταχύτητα περιστροφής (ω). Το γεγονός αυτό σημαίνει πως μειώνεται η εσωτερική τάση E_A , οπότε αυξάνεται το ρεύμα του επαγωγικού τύμπανου I_A , οδηγώντας στην παραγωγή μεγαλύτερης ροπής από τον κινητήρα (T_{ind}). Τελικά η ροπή του κινητήρα θα εξισωθεί με τη ροπή του φορτίου και η περιστροφή θα πραγματοποιείται σε μια σταθερή και πάλι ταχύτητα, μικρότερη από την αρχική.

Για τον υπολογισμό της μαθηματικής έκφρασης της χαρακτηριστική φόρτισης, πρέπει να ληφθεί υπόψη ότι

$$E_A = K \cdot \Phi \cdot \omega [V] \quad (1.15)$$

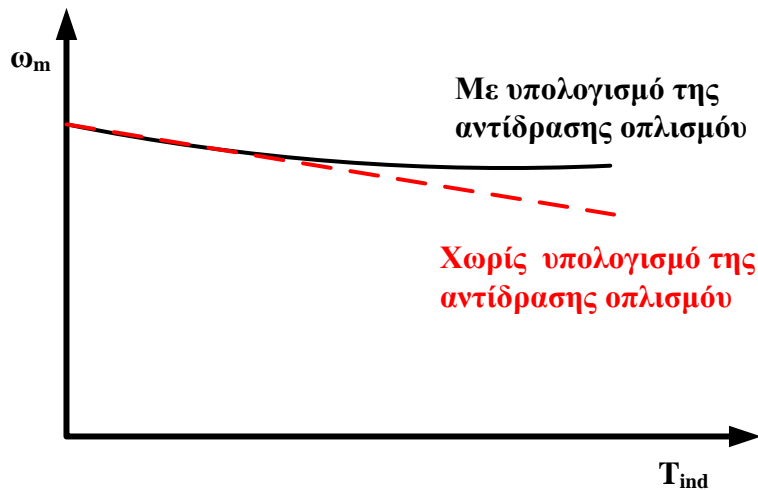
$$T_{ind} = K \cdot \Phi \cdot I_A \Rightarrow I_A = \frac{T_{ind}}{K \cdot \Phi} [A] \quad (1.16)$$

Οι σχέσεις αυτές οδηγούν την εξίσωση $V_T = E_A + (I_A \cdot R_A)[V]$ στη μορφή

$$V_T = K \cdot \Phi \cdot \omega + \frac{T_{ind}}{K \cdot \Phi} \cdot R_A \Rightarrow \omega = \frac{V_T}{K \cdot \Phi} - \frac{R_A}{(K \cdot \Phi)^2} \cdot T_{ind} [rad / s] \quad (1.17)$$

η οποία παριστάνει ευθεία με αρνητική (όπως αναμενόταν, σύμφωνα με όσα ειπώθηκαν) κλίση. Γενικά, η απόλυτη τιμή της κλίσης αυτής είναι σχετικά μικρή, οπότε οι κινητήρες παράλληλης διέγερσης χαρακτηρίζονται από ικανοποιητική σταθερότητα της ταχύτητας περιστροφής για μεγάλο εύρος φορτίων. Για πολύ μεγάλη ροπή η συγκεκριμένη γραφική παράσταση τέμνει τον οριζόντιο άξονα σε σημείο όπου, προφανώς, μηδενίζεται η ταχύτητα. Ωστόσο το σημείο αυτό δεν αντιστοιχεί σε επιτρεπτή λειτουργία, διότι συνεπάγεται απαγορευτικά μεγάλη τιμή του ρεύματος.

Βέβαια, η χαρακτηριστική παριστάνεται με ευθεία γραμμή μόνο εάν η τάση τροφοδοσίας V_T και η μαγνητική ροή Φ έχουν σταθερές τιμές. Εάν ο κινητήρας δε διαθέτει τυλίγματα αντιστάθμισης, τότε η αντίδραση του σπλισμού επηρεάζει τη μορφή της καμπύλης ροπής-ταχύτητας. Συγκεκριμένα, τα φαινόμενα εξασθένησης της ροής στο εσωτερικό του κινητήρα προκαλούν την αύξηση της ταχύτητας περιστροφής.



Σχ. 1.11 Χαρακτηριστική φορτίου κινητήρα ΣΡ παράλληλης διέγερσης

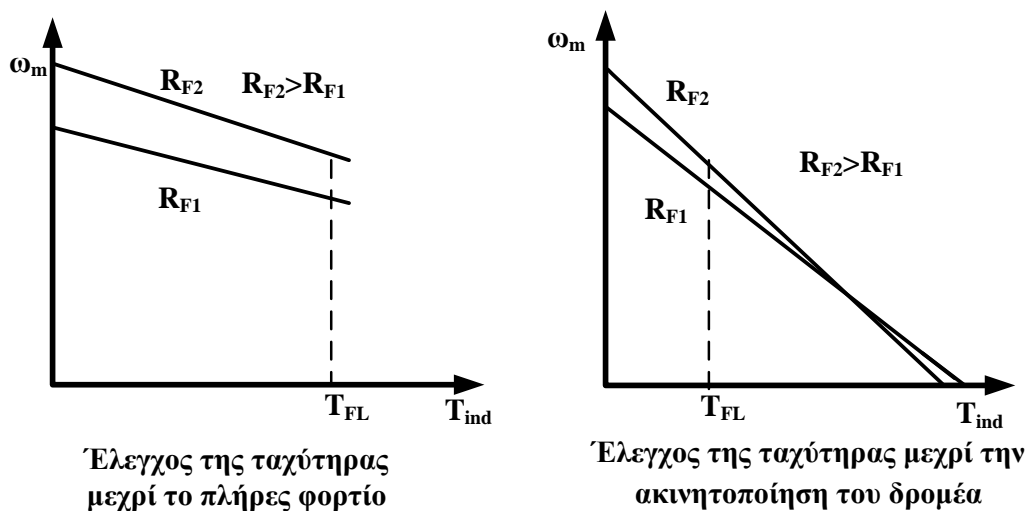
1.10.3.2. Έλεγχος της ταχύτητας

Η ταχύτητα περιστροφής ενός κινητήρα παράλληλης διέγερσης μπορεί να ελεγχθεί με τους ακόλουθους τρόπους:

α) Μεταβάλλοντας την αντίσταση διέγερσης:

- ❖ Αυξάνοντας την αντίσταση διέγερσης (R_F) ελαττώνεται το ρεύμα διέγερσης (I_F), οπότε και η μαγνητική ροή (Φ). Έτσι μειώνεται η E_A , έχοντας ως αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος στον επαγωγικό τύμπανο I_A . Επειδή η συγκεκριμένη αύξηση του ρεύματος είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίστοιχη μείωση της μαγνητικής ροής, τελικά η επαγόμενη ροπή T_{ind} συνολικά αυξάνεται. Τότε έχουμε $T_{ind} > T_{load}$, οπότε ο κινητήρας περιστρέφεται πιο γρήγορα από πριν, γεγονός που σημαίνει ότι μεγαλώνει η τάση E_A , οπότε μειώνεται το ρεύμα στον επαγωγικό τύμπανο (I_A) και μαζί του η ροπή (T_{ind}), μέχρι να γίνει πάλι $T_{ind} = T_{load}$ σε μια ταχύτητα περιστροφής μεγαλύτερη από πριν. Στη θεωρητική περίπτωση όπου R_F τείνει στο άπειρο (οπότε ουσιαστικά το κύκλωμα διέγερσης διακόπτεται κατά τη λειτουργία της μηχανής), το ρεύμα του επαγωγικού τύμπανου παίρνει πολύ μεγάλες τιμές (αφού η E_A οφείλεται μόνο στην παραμένουσα ροή) και η ταχύτητα περιστροφής μπορεί να γίνει πολλαπλάσια της ονομαστικής.

Επειδή η ελάττωση του ρεύματος διέγερσης συνοδεύεται από αύξηση της ταχύτητας, η τεχνική αυτή αξιοποιείται για την επίτευξη ταχυτήτων μεγαλύτερων και όχι μικρότερων από τη βασική ω , η οποία επιτυγχάνεται όταν το ρεύμα διέγερσης παίρνει τη μέγιστη επιτρεπτή τιμή του. Περαιτέρω αύξηση του I_F θα προκαλέσει προβλήματα υπερθέρμανσης και πιθανή καταστροφή του τυλίγματος διέγερσης.

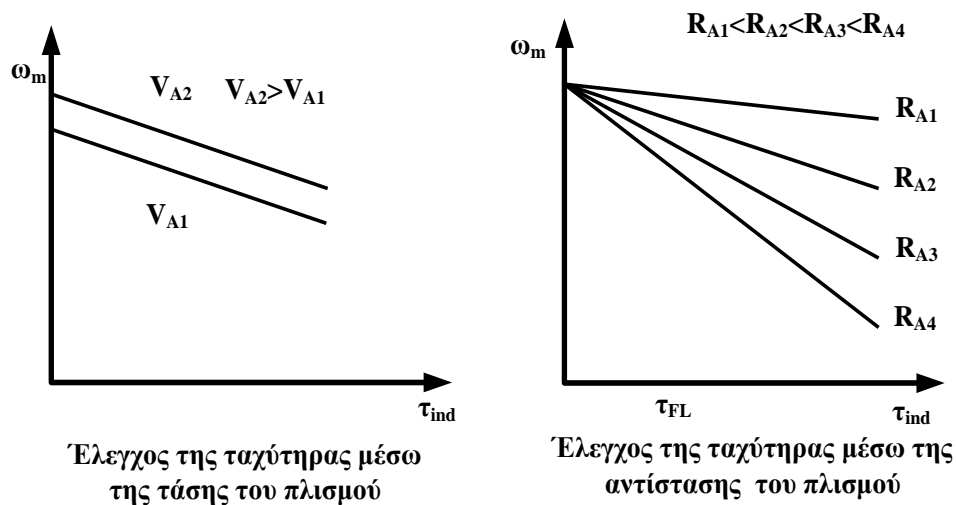


Σχ. 1.12 Έλεγχος της ταχύτητας μεταβάλλοντας την αντίσταση διέγερσης

β) Με μεταβολή της τάσης στον οπλισμό:

- ❖ Τώρα μεταβάλλεται η τάση V_A στα άκρα του οπλισμού, χωρίς ωστόσο να μεταβάλλεται η τάση στα άκρα του κυκλώματος διέγερσης (αυτό μπορεί να γίνει μέσω ενός ελεγκτή μεταβλητής τάσης). Αυξάνοντας μόνο την τάση V_A ενισχύεται το ρεύμα στο επαγωγικό τύμπανο (I_A), προκαλώντας αύξηση της ροπής (T_{ind}). Έτσι, είναι τώρα $T_{ind} > T_{load}$, οπότε ο κινητήρας επιταχύνεται, με συνέπεια την αύξηση της τάσης E_A . Το γεγονός αυτό μειώνει το ρεύμα I_A , με συνέπεια τον περιορισμό της ροπής μέχρι το σημείο όπου $T_{ind} = T_{load}$, σε ταχύτητα μεγαλύτερη της αρχικής. Σε αντίθεση με την προηγούμενη μέθοδο, η κλίση των καμπυλών ροπής-ταχύτητας δε μεταβάλλεται.

Επειδή η ταχύτητα αυξάνεται μαζί με την τάση του οπλισμού, η οποία δεν πρέπει να ξεπερνάει μια μέγιστη επιτρεπτή τιμή, η συγκεκριμένη τεχνική χρησιμοποιείται για έλεγχο της περιστροφής σε τιμές μικρότερες της βασικής ταχύτητας.



Σχ. 1.13 Έλεγχος της ταχύτητας με μεταβολή της τάσης και αντίστασης οπλισμού

γ) Με τη σύνδεση μιας αντίστασης σε σειρά με το κύκλωμα οπλισμού:

- ❖ Με την τεχνική αυτή η κλίση της χαρακτηριστικής ροπής-ταχύτητας μπορεί να μεταβληθεί (αυτό προκύπτει εύκολα από την αντίστοιχη μαθηματική διατύπωση). Εφαρμόζεται ωστόσο σπάνια, διότι συνεπάγεται μεγάλες απώλειες, εξαιτίας της σημαντικής τιμής του ρεύματος του οπλισμού.

1.10.4 Κινητήρας με Διέγερση Σειράς

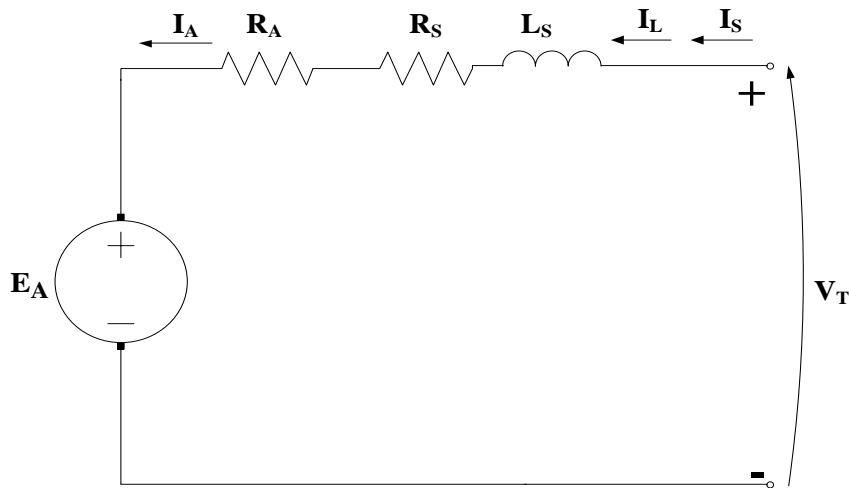
Τα τυλίγματα διέγερσης των κινητήρων αυτής της κατηγορίας διαθέτουν σχετικά λίγες σπείρες και είναι συνδεδεμένα σε σειρά με το κύκλωμα οπλισμού. Συνεπώς, τα ρεύματα οπλισμού, διέγερσης και εισόδου σε έναν τέτοιο κινητήρα έχουν την ίδια τιμή. Συγκεκριμένα, από το ισοδύναμο κύκλωμα ισχύουν τα ακόλουθα:

$$V_T = E_A + I_A \cdot (R_A + R_S) \quad [V] \quad (1.18)$$

$$I_A = I_L = I_S \quad [A] \quad (1.19)$$

όπου R_S αντίσταση σειράς

Χαρακτηριστική ιδιότητα των κινητήρων με διέγερση σειράς είναι η μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής με μεγάλο εύρος τιμών, κατά τη μεταβολή του φορτίου.



Σχ. 1.14 Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα με διέγερση σειράς

1.10.4.1. Επαγόμενη ροπή στον άξονα

Πριν την εμφάνιση κορεσμού, όταν δηλαδή το σημείο λειτουργίας του κινητήρα βρίσκεται στη γραμμική περιοχή (μικρά φορτία), η μαγνητική ροή στο εσωτερικό του κινητήρα είναι ανάλογη του ρεύματος οπλισμού. Άρα το ρεύμα αυξάνει αντίστοιχα τη ροή, οδηγώντας στη μείωση της ταχύτητας περιστροφής, με συνέπεια η καμπύλη ροπής-ταχύτητας να έχει απότομη κλίση. Συγκεκριμένα, είναι

$$T_{ind} = k \cdot \Phi \cdot I_A [Nm] \quad (1.20)$$

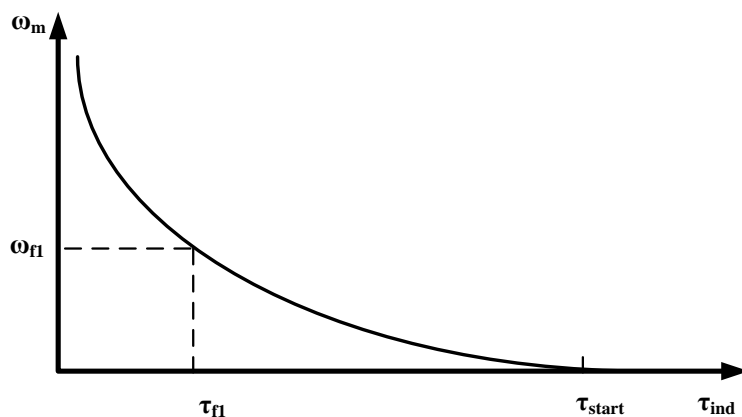
$$\Phi = c \cdot I_A [Wb] \quad (1.21)$$

όπου c είναι ένα σταθερός συντελεστής αναλογίας.

Οπότε

$$T_{ind} = k \cdot c \cdot \Phi \cdot I_A^2 [Nm] \quad (1.22)$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται πως ο κινητήρας διέγερσης σειράς εξασφαλίζει μεγάλη ροπή ανά μονάδα ρεύματος, μεγαλύτερη από οποιονδήποτε άλλο κινητήρα.



Σχ 1.15 Χαρακτηριστική φορτίου κινητήρα ΣΡ με διέγερση σειράς

Θεωρητικά, αν η ροπή του κινητήρα μηδενιστεί, η ταχύτητά του θα γίνει άπειρη. Στην πράξη, αν δε συνδεθεί κάποιο φορτίο στον κινητήρα, η ταχύτητά του θα γίνει γρήγορα πολύ μεγάλη (όχι, όμως, άπειρη, λόγω των τριβών). Γι' αυτό ένας τέτοιος κινητήρας δεν πρέπει να μένει ποτέ χωρίς φορτίο, ούτε να συνδέεται στο φορτίο του μέσω κάποιου ιμάντα, ο οποίος είναι πιθανό να σπάσει και να αφήσει αφόρτιστο τον κινητήρα.

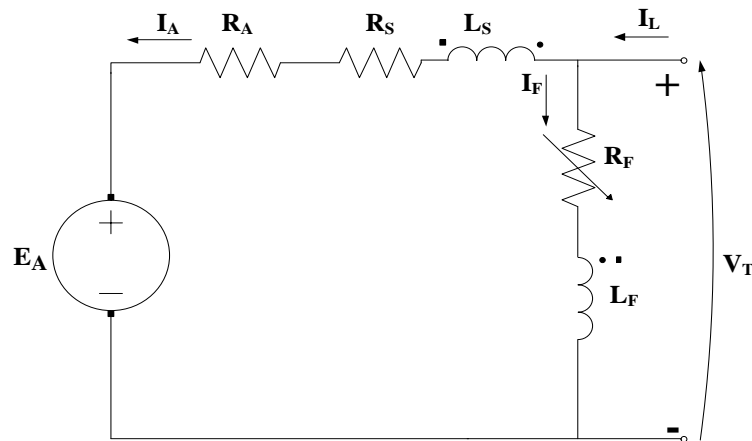
Από τα παραπάνω γίνεται φανερό πως ο κινητήρας διέγερσης σειράς μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές όπου είναι απαραίτητη μεγάλη ροπή σε χαμηλή περιστροφική ταχύτητα (π.χ. ανελκυστήρες, γερανοί κτλ).

1.10.4.2. Έλεγχος της ταχύτητας

Η πιο αποδοτική μέθοδος σε αυτήν τη κατηγορία των κινητήρων είναι η ρύθμιση της τάσης εισόδου, με την αύξησή της να συνεπάγεται γρηγορότερη περιστροφή για δεδομένη ροπή. Άλλη, πιο δαπανηρή όμως μέθοδος, περιλαμβάνει την εισαγωγή αντίστασης σε σειρά με το κύκλωμα του κινητήρα.

1.10.5. Κινητήρας Σύνθετης Διέγερσης

Οι κινητήρες σύνθετης διέγερσης χρησιμοποιούν ένα τύλιγμα σειράς και ένα παράλληλο τύλιγμα. Στο Σχ. 1.16 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα στην περίπτωση της μεταπαράλληλης συνδεσμολογίας, όπου από το νόμο των τάσεων έχουμε



Σχ. 1.16 Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα σύνθετης διέγερσης

$$V_T = E_A + I_A \cdot (R_A + R_S) \quad [V] \quad (1.23)$$

ενώ στο εσωτερικό του κινητήρα τα ρεύματα ικανοποιούν τις σχέσεις

$$I_A = I_L - I_F \quad [A] \quad (1.24)$$

$$I_F = \frac{V_T}{R_F} \quad [A] \quad (1.25)$$

1.10.5.1. Χαρακτηριστική φορτίου

Ο κινητήρας αθροιστικής σύνθετης διέγερσης παρουσιάζει τα πλεονεκτήματα των κινητήρων διέγερσης σειράς και των κινητήρων παράλληλης διέγερσης. Στο εσωτερικό του η μαγνητική ροή αποτελείται από ένα σταθερό τμήμα και από ένα τμήμα ανάλογο του ρεύματος οπλισμού. Διαθέτει υψηλή ροπή εκκίνησης (διέγερση σειράς) και δεν επιταχύνεται ασταμάτητα κατά την αφόρτιστη λειτουργία (παράλληλη διέγερση). Αν το φορτίο είναι μικρό, τότε το τύλιγμα διέγερσης σειράς δεν παίζει σημαντικό ρόλο και ο κινητήρας συμπεριφέρεται ως παράλληλης διέγερσης. Αντίθετα, σε μεγάλη αύξηση του φορτίου η μαγνητική ροή του τυλίγματος διέγερσης σειράς γίνεται σημαντική και η καμπύλη ροπής ταχύτητας μοιάζει με αυτή ενός κινητήρα διέγερσης σειράς.

Από την άλλη πλευρά, κινητήρες διαφορικής σύνθετης διέγερσης δε χρησιμοποιούνται σε πρακτικές εφαρμογές, αφού η λειτουργία τους είναι ασταθής και οδηγούνται σε μεγάλες τιμές της ταχύτητας περιστροφής.

1.11. Εκκίνηση κινητήρα Συνεχούς Ρεύματος

Τη στιγμή που ένας κινητήρας ΣΡ (π.χ. παράλληλης διέγερσης) αρχίζει να περιστρέφεται, επειδή η ταχύτητα περιστροφής είναι μηδενική, αντίστοιχα μηδενική είναι και η τάση που αναπτύσσεται στο εσωτερικό του ($E_A = 0$). Συνεπώς, τότε το ρεύμα του οπλισμού παίρνει πολύ μεγάλη τιμή ($I_A = V_T / R_A$), δεδομένου ότι η αντίσταση του οπλισμού είναι αρκετά μικρή. Συγκεκριμένα, το ρεύμα μπορεί να πάρει τιμές που υπερβαίνουν μέχρι και 20 φορές την τιμή του ρεύματος υπό πλήρη φόρτιση, με συνέπεια την αυξημένη πιθανότητα βλάβης του κινητήρα, ακόμη και αν αυτό το εξαιρετικά μεγάλο ρεύμα εμφανιστεί για μικρό χρονικό

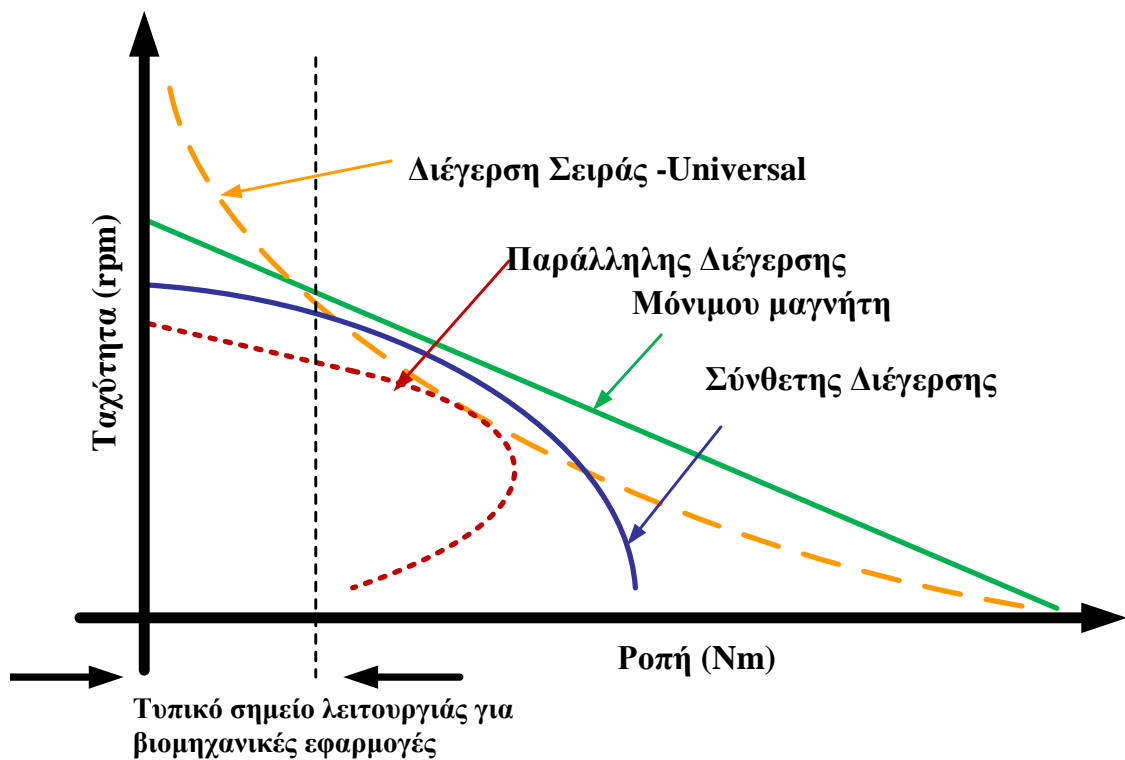
διάστημα. Η λύση στο συγκεκριμένο πρόβλημα είναι η εισαγωγή μιας αντίστασης εκκίνησης σε σειρά με το τύλιγμα σπλισμού. Αν, για παράδειγμα, θεωρηθεί πως η μέγιστη επιτρεπτή τιμή του ρεύματος δεν μπορεί να ξεπερνά το 50% του ονομαστικού, η τιμή της αντίστασης εκκίνησης θα πρέπει να είναι ίση με

$$R_{εκ} = \frac{V_T}{1.5 \cdot I_{ov}} - R_A \quad (1.26)$$

Η αντίσταση εκκίνησης δεν παραμένει μόνιμα στον κινητήρα (τόσο λόγω απωλειών, όσο και λόγω της επίδρασής της στη χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας) και απομακρύνεται, όταν ο κινητήρας αποκτήσει ικανοποιητική ταχύτητα. Στην πράξη, η αντίσταση εκκίνησης είναι μεταβλητή και μειώνεται σταδιακά, έτσι ώστε να επιτευχθεί σταθερό ρεύμα και, συνεπώς, σταθερή ροπή κατά την εκκίνηση, περιορίζοντας τη συνολική της διάρκεια της διαδικασίας.

Η παραπάνω μέθοδος εκκίνησης με αντίσταση εκκίνησης δεν συνηθίζεται πλέον μιας και έχει αντικατασταθεί με καινούργιες μεθόδους που χρησιμοποιούν ηλεκτρονικές διατάξεις.

Στο παρακάτω Σχ.1.17 φαίνονται τυπικές χαρακτηριστικές ταχύτης – ροπής για κάποιους από τους κινητήρες Σ.Ρ.



Σχ. 1. 17 Χαρακτηριστικές κινητήρα Σ.Ρ.

ΣΥΓΧΡΟΝΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΜΟΝΙΜΟΥ ΜΑΓΝΗΤΗ

2.1. Εισαγωγή

Μετά την περιγραφή των βασικών εννοιών του μαγνητικού πεδίου και των χαρακτηριστικών ιδιοτήτων των μόνιμων μαγνητών και την λειτουργία των τον κινητήρων συνεχούς ρεύματος γίνεται ανάλυση της δομής και της λειτουργίας του Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη που είναι γνωστός και ως «Κινητήρας Brushless dc» (Synchronous Permanent Magnet Brushless DC Motor, SMP BLDC motor). Η μηχανή χαρακτηρίζεται ως «σύγχρονη» πράγμα που σημαίνει ότι ο δρομέας περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα, (σύγχρονα) με αυτό του στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου του διακένου. Ο όρος «brushless» αναφέρεται στο γεγονός ότι αυτός ο τύπος μηχανής δεν χρησιμοποιεί το σύστημα συλλέκτη - ψηκτρών, αφού η μετάβαση γίνεται ηλεκτρονικά, έχει αντικατασταθεί δηλαδή από τον έλεγχο του συστήματος οδήγησης.

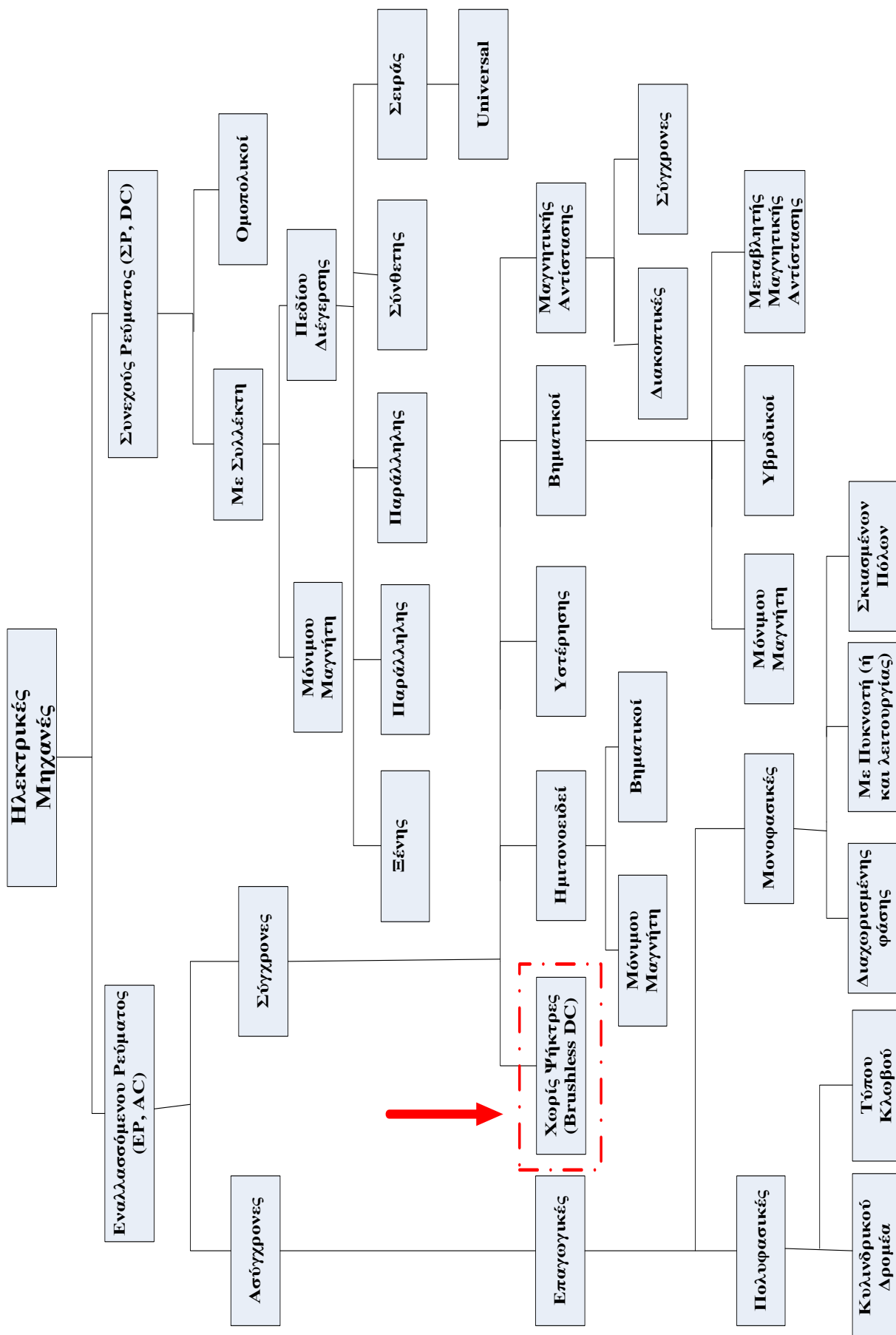
2.2. Συγκρότηση – Κατασκευή

Όπως φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα (Σχ. 2.1) ο κινητήρας με το οποίο πειραματιστήκαμε είναι ένας Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμου Μαγνήτη Χωρίς Ψήκτες Εναλλασσομένου Ρεύματος (τον κινητήρα αυτό τον αποκαλούμε απλά ως κινητήρα τύπου «Brushless dc»).

Ο κινητήρας τύπου «Brushless dc» αποτελείται από ένα ακίνητο τμήμα που λέγεται στάτης και ένα κινητό που λέγεται δρομέας. Μια τέτοια συναρμολογημένη μηχανή φαίνεται στην Εικ. 2.1.



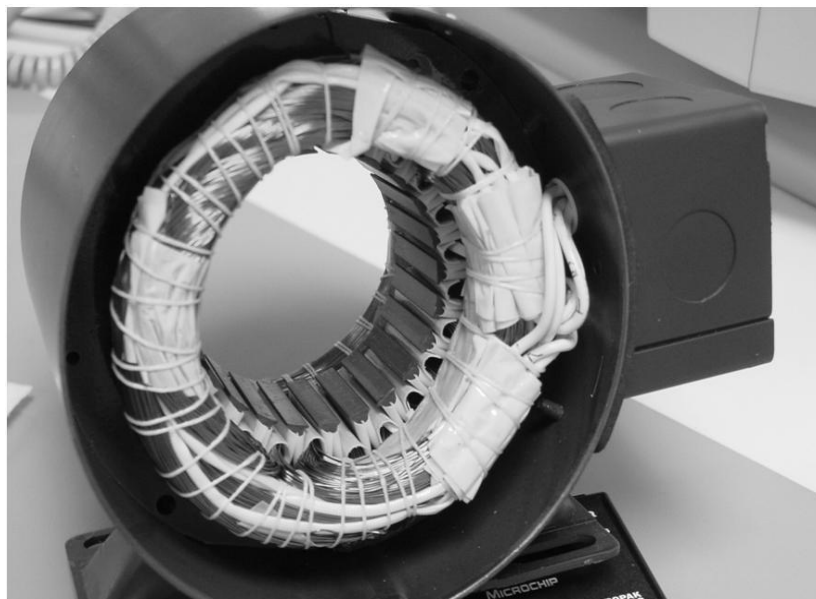
Εικ. 2.1 Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμου Μαγνήτη (Brushless dc motor)



Σχ. 2.1 Διάγραμμα Ηλεκτρικών Μηχανών

2.2.1. Στάτης

Ο στάτης μιας μηχανής τύπου «brushless dc» (Εικ. 2.2) αποτελείται από ασάλινα ελάσματα πάχους 0.3 -0.5mm. Είναι ελασματοποιημένοι προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν τα δινορρέυματα.



Εικ. 2.2. Στάτης σύγχρονης μηχανής, όπου φαίνονται οι εγκοπές στην εσωτερική περιφέρεια του στάτη, οι πυρήνες και τα τυλίγματα.)

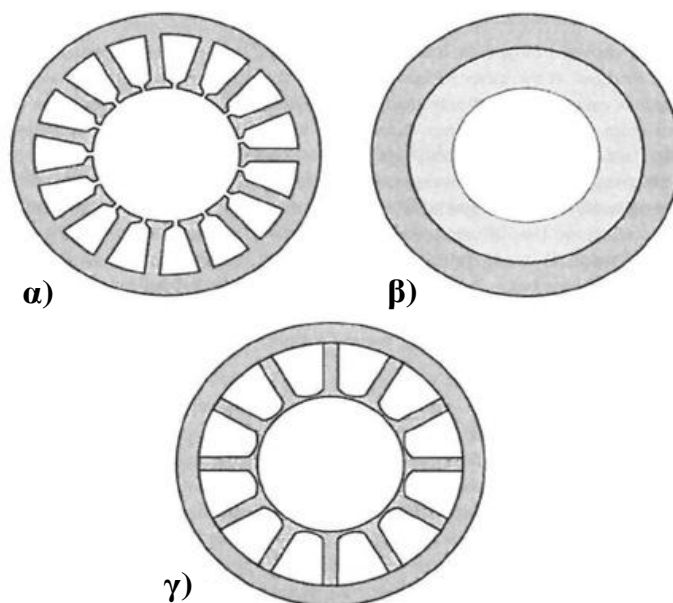
Υπάρχουν δύο κύρια είδη στάτη: με αυλακώσεις και χωρίς αυλακώσεις.

- ❖ Ο στάτης με αυλακώσεις (Σχ. 2.2(α)) έχει ένα μικρό μαγνητικό διάκενο αέρα, γεγονός που οδηγεί τόσο το συντελεστή μαγνητικής διαπερατότητας όσο και τη συνεπαγόμενη πυκνότητα μαγνητικής ροής του διακένου αέρα, σε σαφώς μεγαλύτερες τιμές. Επιπλέον, η μεγάλη περιοχή επαφής μεταξύ των τυλιγμάτων και του φερρομαγνητικού υλικού του στάτη, συμβάλλει στην απομάκρυνση της θερμότητας από τα τυλίγματα στην εξωτερική επιφάνεια του. Οι ανεπιθύμητες ταλαντώσεις στη ροπή και το κόστος εισαγωγής τυλιγμάτων μέσω μικρών ανοιγμάτων των αυλακώσεων είναι τα δύο μειονεκτήματα αυτής της μορφής του στάτη.
- ❖ Στο στάτη χωρίς αυλακώσεις (Σχ. 2.2(β)) τα τυλίγματα παίρνουν τη μορφή δαχτυλιδιού που τοποθετείται στην εσωτερική επιφάνεια του στάτη και χωρίζεται από το δρομέα με ένα διάκενο αέρα. Αυτή η δομή δε δημιουργεί ταλαντώσεις στη ροπή, και αφήνει περισσότερο χώρο στα τυλίγματα, αλλά η μειωμένη δυνατότητα απομάκρυνσης της θερμότητας προς την εξωτερική επιφάνεια του στάτη μειώνει τα επιτρεπτά όρια της πυκνότητας του ρεύματος στα τυλίγματα. Επιπλέον, το μαγνητικό διάκενο αέρα περιλαμβάνει το φυσικό διάκενο συν το ακτινικό πάχος των τυλιγμάτων. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται τη μείωση του συντελεστή διαπερατότητας και της πυκνότητας μαγνητικής ροής του διακένου. Συνεπώς, η απόδοση μιας μηχανής με διαμόρφωση στάτη χωρίς αυλακώσεις είναι σχεδόν πάντα σημαντικά μικρότερη από μια αντίστοιχη μηχανή με αυλακώσεις στο στάτη.
- ❖ Τέλος, η δομή του στάτη του Σχ. 2.2(γ) έχει αυλακώσεις χωρίς ανοίγματα και τα δόντια του στάτη ενώνονται με την εσωτερική επιφάνεια του και φτάνουν ως το εξωτερικό τμήμα του στάτη. Αυτή η μορφή διευκολύνει την εισαγωγή των τυλιγμάτων, καθώς σε αυτήν την περίπτωση εισάγονται από την εξωτερική επιφάνεια του στάτη και όχι από μικρά ανοίγματα στο εσωτερικό, αλλά υστερεί από πλευράς μαγνητικής απόδοσης, αφού οι ενώσεις των αυλακώσεων αυξάνουν σημαντικά τη διαρροή επαγωγής και απομακρύνουν ένα τμήμα μαγνητικής ροής μακριά από τις σπείρες, οδηγώντας στη παραγωγή μικρότερης τάσης εξ' επαγωγής.

Στην πλειονότητα των περιπτώσεων ο στάτης αποτελείται από αυλακώσεις όπως της εικόνας 2.2(α). Επομένως, θα ασχοληθούμε κυρίως με αυτήν την περίπτωση.

Τα τυλίγματα τοποθετούνται σε αυλακώσεις της εσωτερικής περιφέρειας του στάτη. Λόγω της ύπαρξης των αυλακώσεων, το μαγνητικό πεδίο παραμορφώνεται. Το φαινόμενο γίνεται λιγότερο έντονο, τοποθετώντας τις αυλακώσεις ομοιόμορφα κατά μήκος της εσωτερικής περιφέρειας του στάτη, όπως φαίνεται στην Εικ. 2.2.

Οι περισσότερες «brushless» μηχανές έχουν τρία τυλίγματα στο στάτη, τα οποία συνδέονται σε αστέρα. Καθένα από αυτά τα τυλίγματα αποτελείται από μικρότερες περιελίξεις, οι οποίες ενώνονται για να αποτελέσουν το τυλίγμα. Οι εγκοπές γεμίζουν με μία ή περισσότερες περιελίξεις (Σχ. 2.3). Κάθε τυλίγμα μοιράζεται στην περιφέρεια του στάτη για να δημιουργήσει ζυγό αριθμό πόλων.

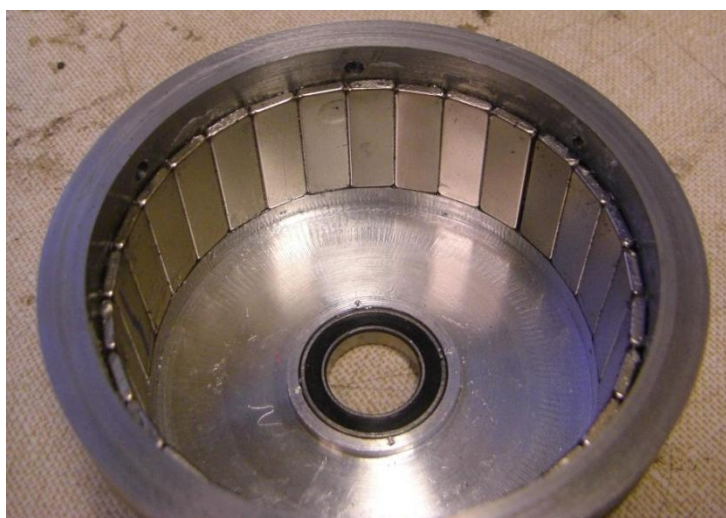


Σχ. 2.2 Διαφορετικές μορφές στάτη α) με αυλακώσεις β) χωρίς αυλακώσεις β) με αυλακώσεις σφηνωμένες στο στάτη

Λόγω των δονήσεων κατά τη λειτουργία της μηχανής, τα τυλίγματα είναι δυνατό να προκαλέσουν θόρυβο. Τότε, χρησιμοποιείται εναλλακτική κατασκευή με καλούπι γύρω από τον στάτη, η οποία αποτρέπει αυτές τις δονήσεις και επομένως μειώνει τον θόρυβο.

2.2.2. Δρομέας

Ο δρομέας (Εικ. 2.3) είναι κατασκευασμένος από ατσάλι και είναι συνήθως συμπαγής. Πάνω στην επιφάνεια του τοποθετούνται μόνιμοι μαγνήτες, οι οποίοι ποικίλουν μεταξύ δύο και οχτώ ζευγών πόλων με αντίθετη μαγνητική πολικότητα. Ο δρομέας μπορεί να είναι τοποθετημένος στο εσωτερικό ή στο εξωτερικό της μηχανής. Στην πλειονότητα των περιπτώσεων ο δρομέας είναι εσωτερικός (κυρίως λόγω της ευκολίας της απομάκρυνσης της θερμότητας όταν τα τυλίγματα είναι στο εξωτερικό, και του περιορισμού του κινητού μέρους στο εσωτερικό).



Εικ. 2.3 Δρομέας κινητήρα τύπου «Brushless»

Ανάλογα με το πόσο ισχυρό θέλουμε να είναι το μαγνητικό πεδίο, το υλικό μαγνητών αλλάζει. Ο φερρίτης είναι το παραδοσιακό και πιο φτηνό υλικό. Πλέον, με την ανάπτυξη της τεχνολογίας κερδίζουν έδαφος οι μαγνήτες από κράματα σπάνιων γαιών. Οι μαγνήτες από φερρίτη ενώ είναι οι φτηνότεροι, έχουν το σημαντικό μειονέκτημα της χαμηλής πυκνότητας μαγνητικής ροής ανά μονάδα όγκου. Αντίθετα τα κράματα έχουν μεγάλη πυκνότητα ροής ανά όγκο κι έτσι επιτρέπουν τη μείωση του όγκου του δρομέα για ίδια τιμή ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Τέλος, επειδή βελτιώνεται η αναλογία μεγέθους προς βάρος του δρομέα, παράγεται εν τέλει μεγαλύτερη ηλεκτρομαγνητική ροπή συγκριτικά με τους μαγνήτες από φερρίτη. Το νεοδύμιο (Nd), η ένωση σαμαρίου-κοβαλτίου (SmCo) και το κράμα νεοδυμίου-σιδήρου-βορίου (NdFeB) είναι μερικά παραδείγματα υλικών που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή μόνιμων μαγνητών.

Οι υψηλές ταχύτητες αποτελούν πρόβλημα για τους μαγνήτες, όταν αυτοί βρίσκονται στην επιφάνεια του δρομέα. Η επιτάχυνση, αλλά και η επιβράδυνση, δημιουργούν ακτινικές δυνάμεις οι οποίες πρέπει να αντιμετωπιστούν.

Οι μαγνήτες επικολλούνται γερά στην επιφάνεια, λαμβάνοντας υπ' όψη τη μηχανική και τη θερμική διαστολή της συγκολλητικής ουσίας, έτσι ώστε να είναι ίδια με αυτή του μαγνήτη. Επιπλέον στις μεγαλύτερες ταχύτητες είναι απαραίτητο ένα περίβλημα συγκράτησης από ανθρακονήματα ή άβαφο ασάλι.

2.3. Κατηγορίες σύγχρονων μηχανών μόνιμου μαγνήτη

Οι κατασκευαστικοί τύποι σύγχρονων μηχανών μόνιμου μαγνήτη χωρίζονται σε δύο κύριες κατηγορίες, με κριτήριο την μορφή της επαγόμενης τάσης στο στάτη:

- ❖ α) σε τραπεζοειδείς ή τετραγωνικού παλμού ή διακοπτικής διέγερσης σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη (trapezoidal ή square wave ή switched PM synchronous machines)
- ❖ β) σε ημιτονοειδείς σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη (sinusoidal PM synchronous machines)

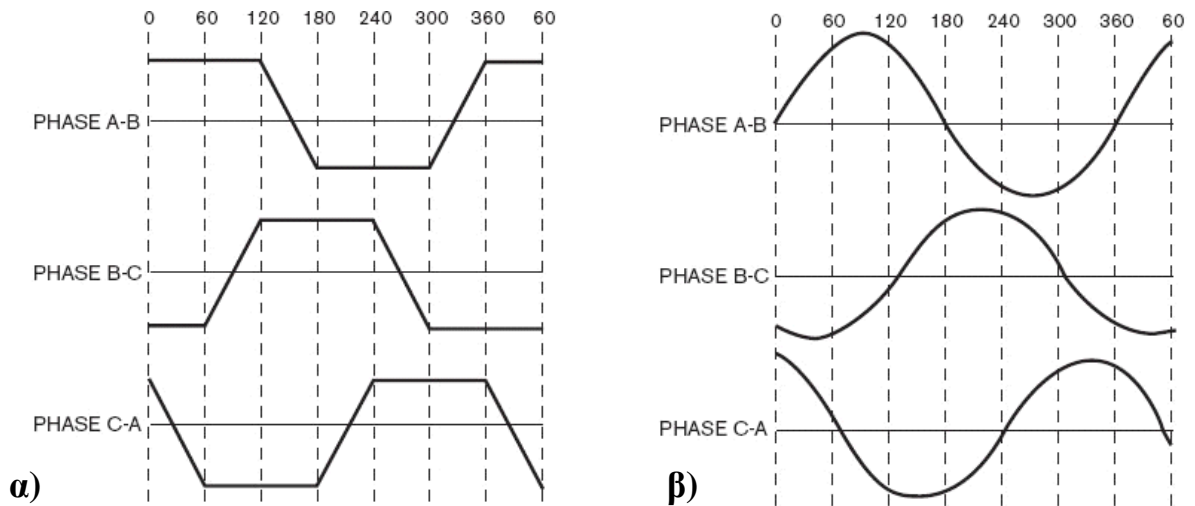
Στις μηχανές της πρώτης κατηγορίας τα φασικά ρεύματα στο στάτη έχουν τετραγωνική μορφή. Σε ένα τριφασικό σύστημα, τετραγωνικοί παλμοί ρεύματος, διάρκειας 120 ηλεκτρικών μοιρών τροφοδοτούν τη μηχανή, στην οποία η τάση εξ' επαγωγής είναι τραπεζοειδής (Σχ. 2.3(α)), με το σταθερό τμήμα συγχρονισμένο έτσι ώστε να συμπίπτει με τα διαστήματα όπου το φασικό ρεύμα διατηρεί σταθερή τιμή. Σε αυτόν τον τύπο μηχανών, είναι απαραίτητη η γνώση της θέσης του δρομέα μόνο στα σημεία μετάβασης, δηλαδή κάθε 60° ηλεκτρικές μοίρες σε μια τριφασική μηχανή. Επειδή η εξίσωση ροπής-ταχύτητας που προκύπτει με την εφαρμογή του ελέγχου είναι αντίστοιχη αυτής της μηχανής συνεχούς ρεύματος (Εξίσ. 1.17) χαρακτηρίζονται ως «brushless dc machines». Οι μηχανές αυτές δεν έχουν καμία σχέση ως προς την κατασκευή τους, με τις κλασικές μηχανές Σ.Ρ., ωστόσο μέσω του ελέγχου πετυχαίνουμε να συμπεριφέρονται σαν να είναι μηχανές συνεχούς ρεύματος.

Στις μηχανές της δεύτερης κατηγορίας απαιτείται συνεχής γνώση της θέσης του δρομέα, ώστε να τροφοδοτείται η μηχανή με ημιτονοειδείς τάσεις και ρεύματα, με παλμική ρύθμιση της dc τάσης τροφοδοσίας. Η τάση εξ' επαγωγής είναι ημιτονοειδής (Σχ. 2.2(β)), ώστε η αλληλεπίδραση με τα ημιτονοειδή ρεύματα να οδηγεί στην παραγωγή σταθερής ροπής με πολύ μικρή ταλάντωση. Οι μηχανές αυτές έχουν τη συμπεριφορά των κλασικών σύγχρονων μηχανών Ε.Ρ., γι' αυτό το λόγο καλούνται και «brushless ac» μηχανές. Ωστόσο, επειδή στην περίπτωση χρήσης διανυσματικού ελέγχου (vector control) εφαρμόζεται σε χρονικά αμετάβλητα μεγέθη, μπορεί να θεωρηθεί ότι τουλάχιστον στο επίπεδο ελέγχου η λειτουργία και των μηχανών αυτών προσεγγίζει τη λειτουργία των μηχανών συνεχούς ρεύματος. Γι' αυτό πολλές φορές συγχέονται με τις «brushless dc» μηχανές της προηγούμενης κατηγορίας, αν και δε μπορεί να θεωρηθεί ότι και ο χαρακτηρισμός τους ως brushless dc μηχανές είναι εντελώς λάθος.

Οι «brushless dc» μηχανές έχουν απλό και πιο εύκολο υλοποιήσιμο έλεγχο σε σύγκριση με τις «brushless ac» μηχανές, ωστόσο εμφανίζουν μεγαλύτερες ταλαντώσεις ροπής (cogging torque) και ο συνολικός βαθμός απόδοσης του κινητήριου συστήματος είναι μικρότερος. Μια άλλη κατηγοριοποίηση των σύγχρονων μηχανών μόνιμου μαγνήτη είναι σε:

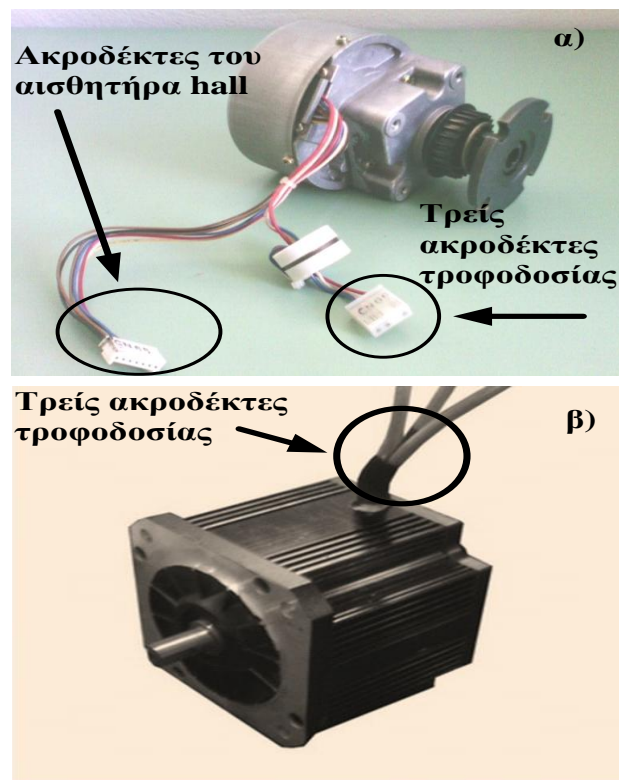
- ❖ Κινητήρες που διαθέτουν αισθητήρα Hall και καλούνται «sensored» κινητήρες. (Εικ. 2.4 (α)). Το χαρακτηριστικό τους αφορά την ύπαρξη αισθητήρων Hall με την βοήθεια των οποίων οι μεταβάσεις γίνονται στις κατάλληλες χρονικές στιγμές, με αποτέλεσμα ο κινητήρας να αποδίδει την μέγιστη ροπή σε μικρό χρονικό διάστημα. Μειονέκτημα του παραπάνω κινητήρα θεωρείται η ανάγκη του ο αισθητήρα Hall και της τοποθέτησης του, τα οποία ανεβάζουν το κόστος κατασκευής του κινητήρα.

- ❖ Κινητήρες που δεν διαθέτουν αισθητήρα Hall και καλούνται «sensorless» κινητήρες (Εικ. 2.4 (β)). Το χαρακτηριστικό τους αφορά την έλλειψη αισθητήρων Hall και κατά συνέπεια το μειωμένο κόστος κατασκευής. Μειονέκτημα του παραπάνω κινητήρα είναι ότι οι μεταβάσεις επιτυγχάνονται με την βοήθεια της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης (back EMF). Ο τρόπος αυτός είναι πιο πολύπλοκος από την λειτουργία με αισθητήρες Hall και οι μεταβάσεις δεν επιτυγχάνονται τόσο αποτελεσματικά όπως στους κινητήρες της πρώτης κατηγορίας .

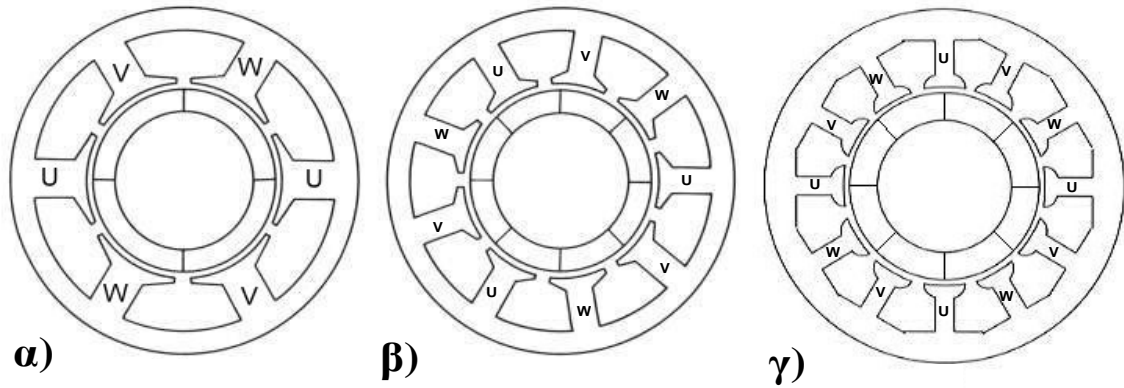


Σχ. 2.3 Τάση εξ επαγωγής: α) τραπεζοειδής και β) ημιτονοειδής

Οι κινητήρες BLDC με μόνιμο μαγνήτη μπορεί να είναι μονοφασικές, διφασικές ή τριφασικές. Η πιο διαδεδομένη κατηγορία και κοινή στη χρήση είναι η τριφασική. Το τύλιγμα κάθε φάσης μπορεί να αποτελείται από ένα ή περισσότερα υποτυλίγματα (περιελίξεις ή πυρήνες), που τοποθετούνται στις αυλακώσεις του στάτη (Σχ. 2.5) όπως θα δούμε παρακάτω.



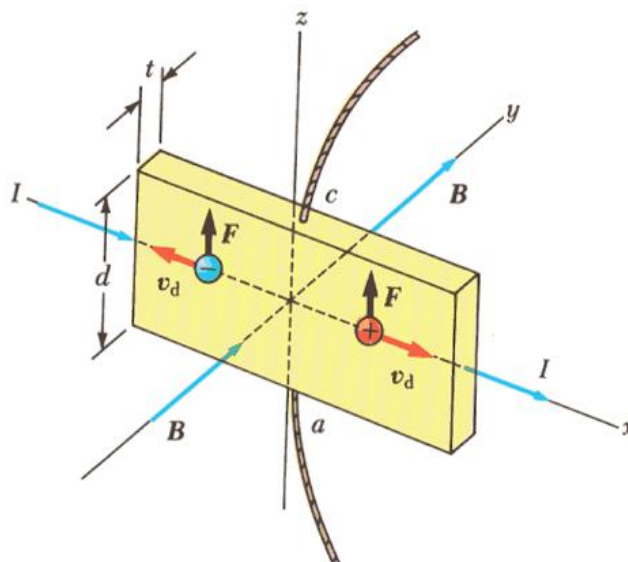
Εικ. 2.4 Κινητήρες brushless α) με αισθητήρα Hall όπου φαίνονται οι 3 ακροδέκτες τροφοδοσίας και οι ακροδέκτες των αισθητήρων Hall και β) χωρίς αισθητήρα Hall όπου φαίνονται μόνο τα 3 καλώδια τροφοδοσίας.



Σχ. 2.5 Brushless μηχανές διαφόρων τύπων α) με δύο ομάδες τυλιγμάτων, δηλαδή το τύλιγμα κάθε φάσης αποτελείται από δύο υποτυλίγματα (περιελίξεις ή πυρήνες) και τέσσερις μαγνητικούς πόλους, δηλαδή ο δρομέας καλύπτεται από δύο ζεύγη μαγνητικών πόλων, αντίθετης μαγνητικής πολικότητας, β) με τρεις ομάδες τυλιγμάτων και οχτώ μαγνητικούς πόλους και γ) με τέσσερις ομάδες τυλιγμάτων και οχτώ μαγνητικούς πόλους)

2.4. Αισθητήρας Hall – Φαινόμενο Hall

Όταν ένας αγωγός ρεύματος βρίσκεται μέσα σε μαγνητικό πεδίο, τότε η επαγωγή B ασκεί εγκάρσια δύναμη στους φορείς ρεύματος και τους ωθεί στη μία πλευρά του αγωγού. Το παραπάνω φαινόμενο είναι γνωστό ως φαινόμενο Hall (Σχ. 2.6). Λόγω απουσίας ψηκτρών, η μετάβαση του ρεύματος στο κύκλωμα ελέγχου μιας μηχανής «brushless» γίνεται ηλεκτρονικά, οπότε σε κάθε χρονική στιγμή πρέπει να γνωρίζουμε τη θέση του δρομέα. Για να περιστραφεί ο δρομέας, πρέπει να περάσει ρεύμα από τα τυλίγματα του στάτη με μια συγκεκριμένη σειρά. Είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε τη θέση του δρομέα, προκειμένου να καταλάβουμε ποιο τύλιγμα πρέπει να διαρρέεται από ρεύμα κάθε φορά. Η θέση του δρομέα γίνεται αισθητή αν χρησιμοποιήσουμε αισθητήρες Hall, οι οποίοι τοποθετούνται μέσα στο στάτη με τρόπο που περιγράφεται παρακάτω.

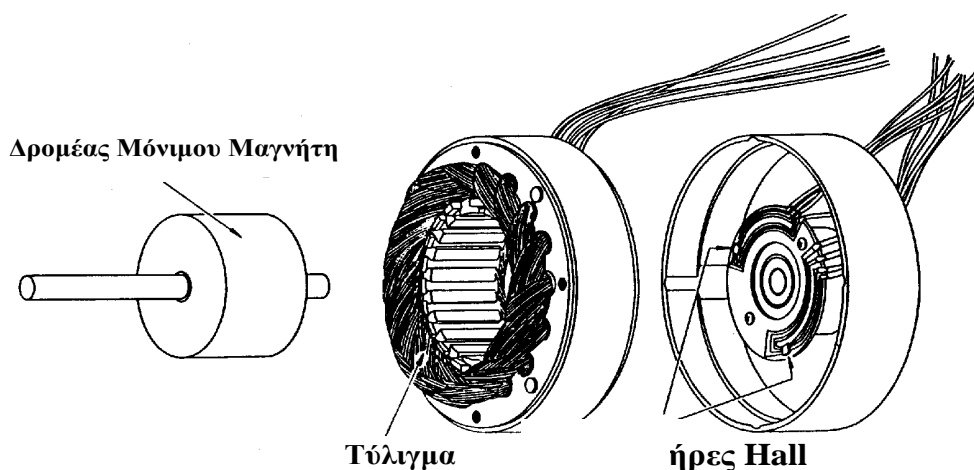


Σχ. 2.6 Φαινόμενο Hall.: Για να παρατηρήσουμε το φαινόμενο Hall πρέπει να εφαρμόσουμε ένα μαγνητικό πεδίο σε έναν αγωγό ο οποίος διαρρέεται από ρεύμα. Όταν το ρεύμα κατευθύνεται κατά τον άξονα των x και το μαγνητικό πεδίο κατά τον άξονα των y , τότε οι φορείς θετικού φορτίου καθώς και οι φορείς αρνητικού φορτίου εκτρέπονται από το μαγνητικό πεδίο προς τα επάνω. Ανάμεσα στα σημεία a και c μετρούμε την τάση Hall.

Οι περισσότερες σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη έχουν τρεις αισθητήρες εκ των οποίων ένας (υποχρεωτικά) ή δύο μπορούν να ενεργοποιούνται ταυτόχρονα σε κάθε χρονική στιγμή. Κάθε φορά που ένας μαγνητικός πόλος του δρομέα περνά κοντά από τους αισθητήρες, δίνει ένα υψηλό ή ένα χαμηλό σήμα που υποδηλώνει αν είναι θετικός ή αρνητικός. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να γνωρίζουμε σε ποία από τις έξι τελικά θέσεις μέσα στην περιφέρεια του κύκλου βρίσκεται ο δρομέας. Ο συνδυασμός των σημάτων των τριών αισθητήρων καθορίζει την ακριβή σειρά της μετάβασης.

Οι αισθητήρες Hall τοποθετούνται στο ακίνητο μέρος της μηχανής, στον στάτη (Εικ. 2.5) μετατοπισμένοι μεταξύ τους ανά 60° ή 120° μοίρες που είναι και το πιο σύνηθες. Η τοποθέτησή τους είναι μια δύσκολη διαδικασία, διότι και η παραμικρή απόκλιση τους θα επιφέρει λανθασμένο σήμα και επομένως λανθασμένη πληροφορία για τη θέση του δρομέα. Μια δεύτερη περίπτωση είναι η εξής – αν και δε συνηθίζεται οι αισθητήρες Hall είναι συνδεδεμένοι με τρεις μαγνήτες. Οι μαγνήτες αυτοί τοποθετούνται στο δρομέα, έτσι ώστε όταν αυτός περιστρέφεται οι μαγνήτες Hall δίνουν το ίδιο αποτέλεσμα με τους μαγνήτες του δρομέα.

Τέλος, όσον αφορά την παροχή, για τις περισσότερες μηχανές του εμπορίου οι αισθητήρες απαιτούν τάση τροφοδοσίας μεταξύ 4 και 24 V και ρεύμα από 5 έως 15 mA, ενώ τα σήματα εξόδου τους είναι τετραγωνικοί παλμοί τάσης. Εδώ πρέπει να διευκρινιστεί ότι λέγοντας «αισθητήρας Hall» εννοούμε ένα ολοκληρωμένο που εκμεταλλεύεται το φαινόμενο Hall, και όταν αυτό εμφανισθεί το ενισχύει και το δίνει στην έξοδό του με μορφή τάσης.



Εικ. 2.5. Δομή BLDC κινητήρα όπου φαίνονται χωριστά ο δρομέας με μόνιμο μαγνήτη, ο στάτης με τις εγκοπές και τα τυλίγματα, οι αισθητήρες Hall επάνω στο στάτη

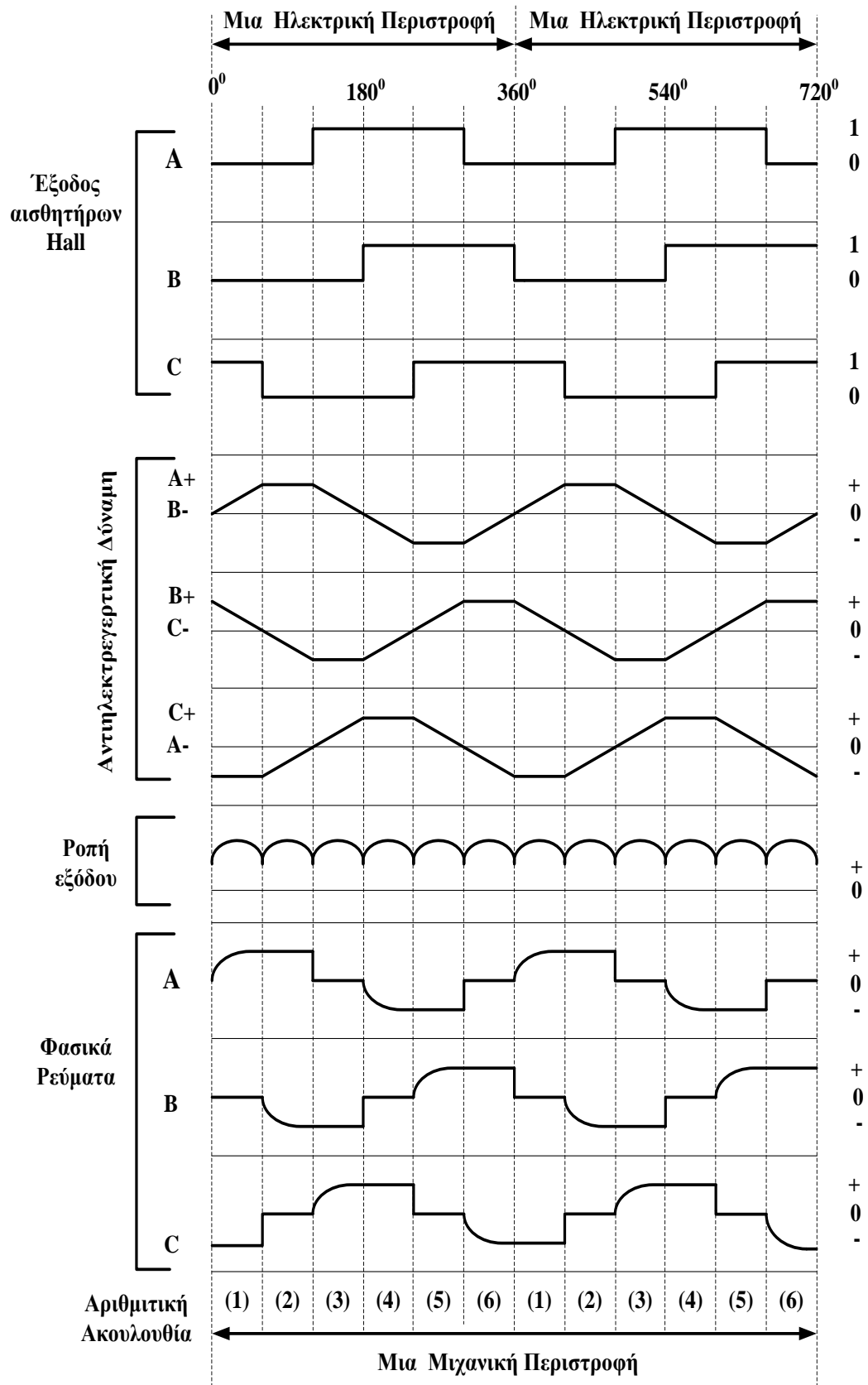
2.5. Λειτουργία της σύγχρονης μηχανής μόνιμου μαγνήτη

Κάθε σειρά μεταβάσεων, απαιτεί ένα τύλιγμα που να εισέρχεται το ρεύμα, ένα που να εξέρχεται και το τρίτο χωρίς ρεύμα. Η ροπή παράγεται εξαιτίας της αλληλεπίδρασης των μαγνητικών πεδίων του στάτη και του δρομέα. Για την υλοποίηση του ελέγχου απαιτείται η γνώση της θέσης του δρομέα σε διακριτές θέσεις 60° μοιρών.

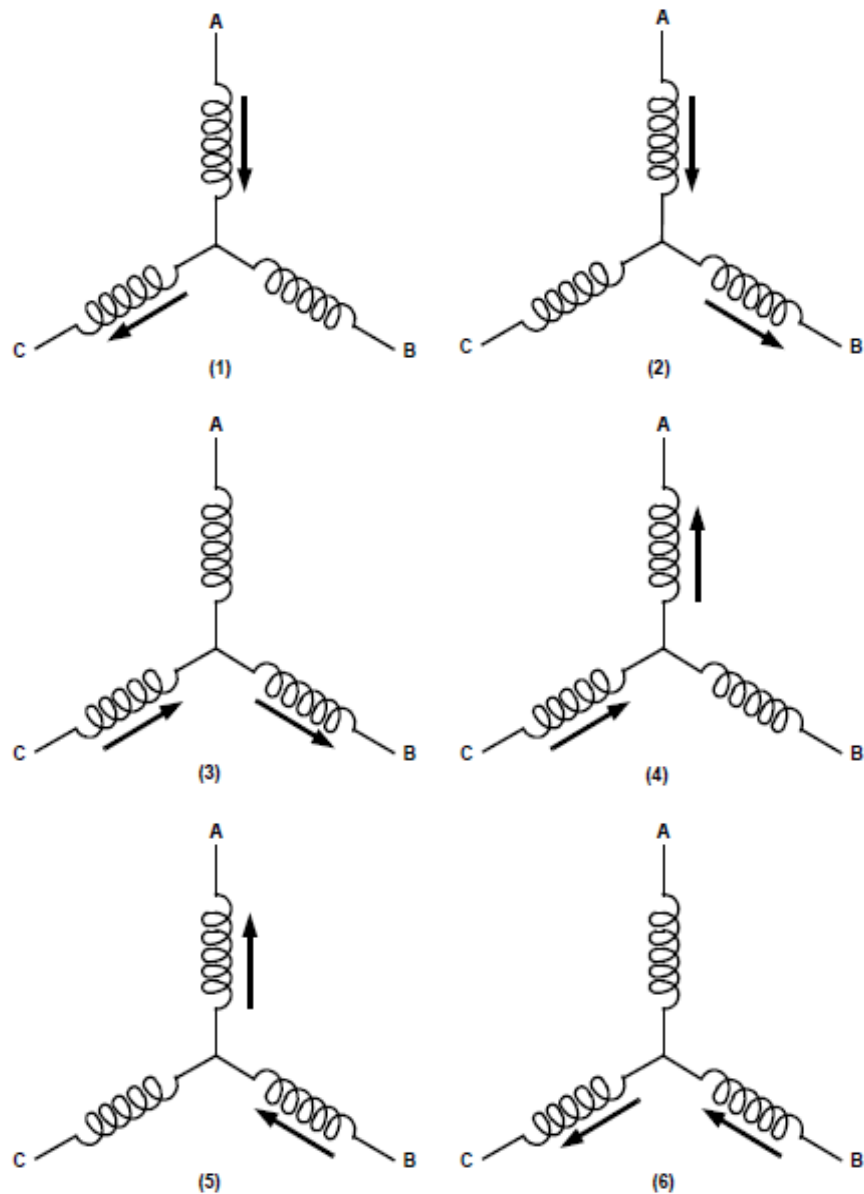
Όπως βλέπουμε στο παράδειγμα του Σχ. 2.6 κάθε 60° ηλεκτρικές μοίρες περιστροφής, ένας από τους αισθητήρες Hall δίνει σήμα. Αυτό επαναλαμβάνεται έξι φορές προκειμένου να ολοκληρωθεί ένας ηλεκτρικός κύκλος. Ωστόσο ένας ηλεκτρικός κύκλος δεν ταυτίζεται με ένα μηχανικό κύκλο του δρομέα. Ο αριθμός των ηλεκτρικών κύκλων προκειμένου να συμπληρωθεί ένας μηχανικός κύκλος, εξαρτάται από τα ζεύγη πόλων του δρομέα. Για κάθε ζεύγος πόλων πραγματοποιείται ένας ηλεκτρικός κύκλος. Οι αριθμοί 1-6 στο κάτω μέρος του Σχ. 2.7 αναφέρονται στις καταστάσεις μετάβασης του ρεύματος από τη μία φάση στην επόμενη. Το τελευταίο απεικονίζεται παραστατικά στο Σχ. 2.8.

Η επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων, γίνεται ανάλογα με την τάση της μηχανής και τα ρεύματα που απαιτούνται. Έτσι, μπορούν να χρησιμοποιηθούν MOSFET, IGBT ή απλά διπολικά transistor. Για να είναι εφικτή η αλλαγή της ταχύτητας της μηχανής, χρησιμοποιούμε τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) με συχνότητα πολύ μεγαλύτερη της συχνότητας της μηχανής (τουλάχιστον δέκα φορές μεγαλύτερη θεωρείται ως πρακτικός κανόνας).

Εδώ πρέπει να πούμε ότι σε κάποιες εφαρμογές με μικρότερες αξιώσεις ελέγχου είναι δυνατόν να χρησιμοποιήσουμε τις τρεις φυσικές τάσεις εξ' επαγωγής για να υπολογίσουμε τις χρονικές στιγμές μετάβασης του ρεύματος και να περιορίσουμε έτσι την ανάγκη για οποιοδήποτε αισθητήριο μέτρησης της θέσης του δρομέα.



Σχ. 2.7 Αισθητήρες Hall, τάσεις εξ' επαγωγής, φασικά ρεύματα και ροπή εξόδου ενός «brushless dc» κινητήρα



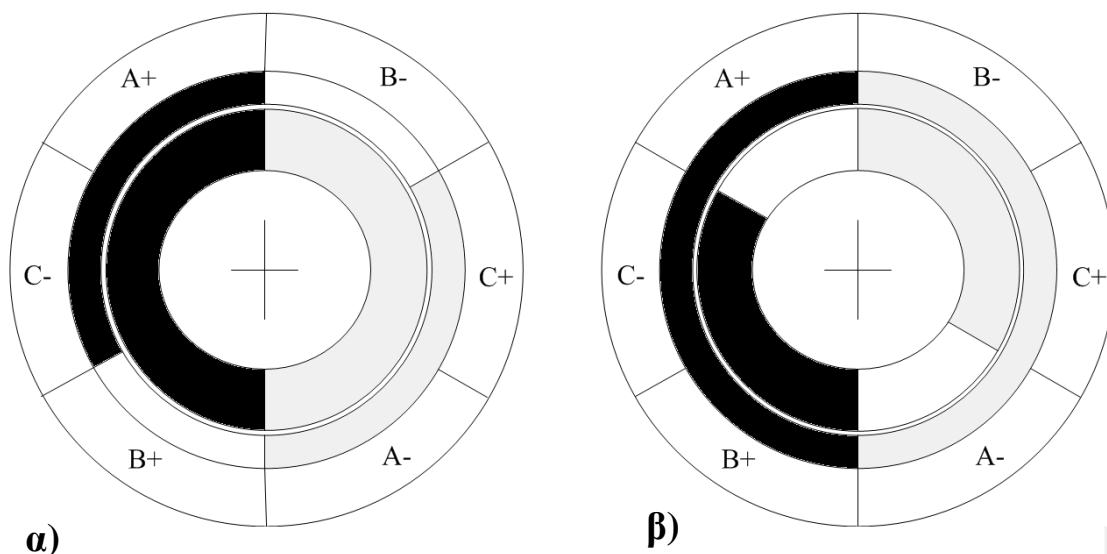
Σχ. 2.8 Καταστάσεις μετάβασης του ρεύματος στη μηχανή του παραδείγματος του Σχ. 2.6.

2.6. Περιγραφή φαινομένου της μετάβασης (Commutation)

Γενικά στα ηλεκτρικά κυκλώματα, λέγοντας μετάβαση ρεύματος, εννοούμε το φαινόμενο κατά το οποίο κάποιο ρεύμα εγκαταλείπει έναν κλάδο και μεταβαίνει σε έναν άλλο, υπό ταυτόχρονη ροή ρεύματος και στους δύο κλάδους, στο χρονικό διάστημα που διαρκεί το φαινόμενο της μεταβάσεως. Θεωρώντας μία μηχανή «brushless» με ρεύματα τετραγωνικής κυματομορφής, καθώς και ότι η κατανομή του μαγνητικού πεδίου του δρομέα στο διάκενο είναι ορθογώνια, και οι περιελίξεις των εγκοπών συνδεδεμένες σε σειρά, θα εξετάσουμε τη σειρά της μετάβασης. Παρατηρώντας το Σχ. 2.9, διακρίνουμε τρία δαχτυλίδια. Το εσωτερικό παριστάνει τους δύο μαγνητικούς πόλους του δρομέα, το εξωτερικό παριστάνει τις τρεις φάσεις του στάτη, ενώ το μεσαίο δαχτυλίδι μας δείχνει την κατανομή της μαγνητεγερτικής δύναμης (mmf, M.E.Δ.) που προκαλούν τα ρεύματα του στάτη σε μια συγκεκριμένη στιγμή. Θα εξετάσουμε δύο περιπτώσεις. Στην πρώτη περίπτωση, έχουμε τόξο μαγνήτη 180° μοιρών και ρεύμα τετραγωνικής κυματομορφής και εύρους 120° μοιρών (Σχ. 2.9(α)). Στη δεύτερη περίπτωση, έχουμε τόξο μαγνήτη 120° μοιρών και ρεύμα τετραγωνικής κυματομορφής και εύρους 180° μοιρών (Σχ. 2.9(β)).

Στην πρώτη περίπτωση, όταν κάθε στιγμή άγουν δύο φάσεις, η μαγνητεγερτική δύναμη, αποτελείται από δύο τμήματα των 120° μοιρών που χωρίζονται από δύο τμήματα 60° μοιρών μηδενικής μαγνητεγερτικής δύναμης. Τη συγκεκριμένη στιγμή η πρώτη φάση άγει θετικό ρεύμα και η τρίτη φάση άγει αρνητικό ρεύμα.

Η κατανομή της μαγνητεγερτικής δύναμης έχει τον ίδιο σχεδιασμό με τους μαγνήτες του δρομέα, προκειμένου να γίνει αντιληπτή η παραγωγή της ροπής. Όταν τα δύο δαχτυλίδια έχουν το ίδιο χρώμα, τότε παράγεται θετική ροπή. Όταν έχουν διαφορετικό χρώμα, παράγεται αρνητική ροπή. Όταν κάποιο είναι μηδέν, τότε δεν παράγεται ροπή.



Σχ. 2.9 BLDC μηχανή με α) μαγνήτες ακτίνας 180° μοιρών και ρεύμα τετραγωνικής μορφής 120° μοιρών και με β) μαγνήτες ακτίνας 120° μοιρών και ρεύμα τετραγωνικής μορφής 180° μοιρών

Αρχικά, βλέπουμε ότι οι φάσεις A και C συνεισφέρουν θετική ροπή. Μόνο τα $2/3$ του μαγνήτη και τα $2/3$ των αγωγών του στάτη συμμετέχουν (120° μοίρες επικάλυψης). Καθώς ο δρομέας περιστρέφεται με την φορά του ρολογιού, η επικάλυψη παραμένει ίδια (120° μοίρες ίδιου χρώματος), οπότε και η ροπή παραμένει σταθερή για 60° μοίρες περιστροφής. Τότε, ο μαγνήτης αρχίζει να εγκαταλείπει τη φάση C και η συνεισφορά της τελευταίας στη ροπή μειώνεται γραμμικά. Όμως το μπροστινό κομμάτι του μαγνήτη καλύπτει ήδη τη φάση B με ροή (σωστής πολικότητας) έτσι ώστε αν το (αρνητικό) ρεύμα μεταβεί από τη φάση C στη B ακριβώς στις 60° μοίρες, η ροπή θα είναι ανεπηρέαστη και σταθερή για ακόμη 60° μοίρες. Ο δρομέας έχει κινηθεί 120° μοίρες. Στη συνέχεια το (θετικό) ρεύμα μεταβαίνει από τη φάση A στη C κ.ο.κ., με αποτέλεσμα η ροπή να παραμένει σταθερή σε όλο τον κύκλο. Ιδανικά, η ροπή αυτή είναι σταθερή, στην πράξη όμως κάθε 60° μοίρες που συμβαίνει μετάβαση, εμφανίζει μία 'βύθιση' στην τιμή της. Η 'βύθιση' αυτή εξαρτάται από την αυτεπαγωγή κάθε φάσης και από την τάση. Η παραγωγή ομαλής και χωρίς ταλαντώσεις ροπής εξασφαλίζεται από το γεγονός ότι το τόξο μαγνήτη είναι κατά 60° ηλεκτρικές μοίρες μεγαλύτερο από το τόξο της μαγνητεγερτικής δύναμης του στάτη. Δηλαδή, ο δρομέας μπορεί να περιστραφεί για επιπλέον 60° μοίρες χωρίς να μεταβάλλεται η τάση εξ' επαγωγής στα τυλίγματα του στάτη. Αυτές οι επιπλέον 60° μοίρες μαγνήτη συντελούν στο να παράγεται ροπή και κατά τη διάρκεια της μετάβασης. Έτσι, στο χρονικό διάστημα που άγουν κανονικά οι φάσεις του κινητήρα, ροπή παράγουν μόνο τα $2/3$ των τυλιγμάτων του στάτη (οι δύο ενεργές φάσεις), ενώ κατά τη διάρκεια της μετάβασης ροπή παράγουν και οι δύο φάσεις που εμπλέκονται σε αυτήν. Αναπόφευκτο μειονέκτημα αυτού, είναι ότι κάθε στιγμή εκμεταλλευόμαστε μόνο τα $2/3$ του μαγνήτη και του στάτη.

Στο σημείο αυτό μπορεί να γίνει μια σύγκριση με τις επαγωγικές μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος. Ενώ η κατανομή του μαγνητικού πεδίου του δρομέα περιστρέφεται προφανώς μαζί του, η κατανομή του διαρρέυματος του στάτη μένει σταθερή για 60° μοίρες και στη συνέχεια μετακινείται 60° μοίρες μπροστά εξαιτίας της μετάβασης του ρεύματος. Αυτή η μετακίνηση δεν αποτελεί περιστροφή πεδίου με την έννοια που γίνεται στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος.

Στη δεύτερη περίπτωση, οι μαγνήτες καταλαμβάνουν 120° μοίρες. Προκειμένου να έχουμε ομαλή και χωρίς ταλαντώσεις ροπή η κατανομή του διαρρέυματος του στάτη στο διάκενο είναι 180° μοίρες θετική και 180° μοίρες αρνητική. Ξεκινώντας, αν το διαρρέυμα παραμένει ως έχει, ο δρομέας μπορεί να περιστραφεί για 60° μοίρες. Τότε, το ρεύμα μεταβαίνει και η κατανομή της δύναμης μετακινείται 60° μοίρες μπροστά και η διαδικασία συνεχίζεται. Όπως πριν, με ιδανική ροή, κατανομή διαρρέυματος και τέλεια μετάβαση, η ροπή είναι σταθερή. Συγκρίνοντας τους δύο σχεδιασμούς, παρατηρούμε ότι η δεύτερη κατασκευή έχει

1,5 φορές περισσότερες απώλειες χαλκού, αφού χρησιμοποιεί 1,5 φορές περισσότερο τύλιγμα.

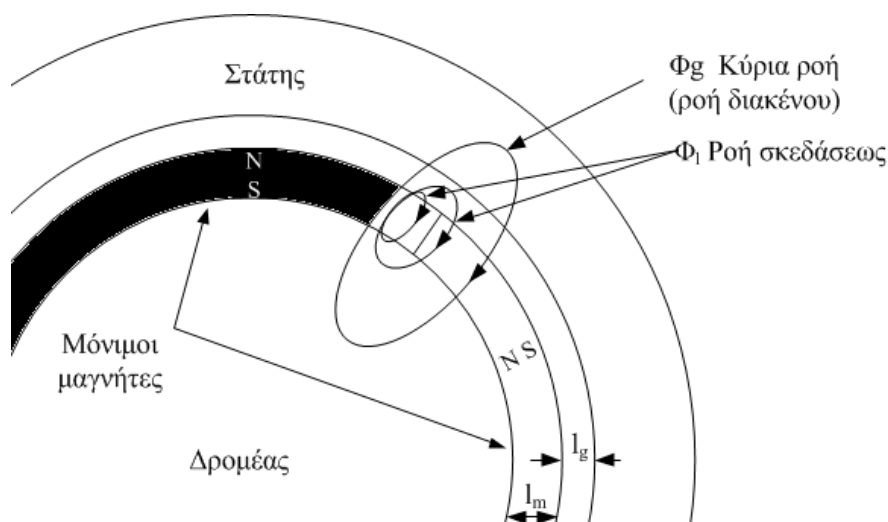
Ωστόσο παράγει την ίδια ροπή με τα 2/3 του μαγνητικού υλικού. Δηλαδή αναμένουμε ο σχεδιασμός της δεύτερης κατασκευής να έχει μεγαλύτερο λειτουργικό κόστος και συνεπώς μικρότερο βαθμό απόδοσης. Αντίθετα, έχει μικρότερο κατασκευαστικό κόστος, διότι έχει τα 2/3 των μαγνητών της πρώτης κατασκευής. Επίσης, για την ίδια μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής του πεδίου των μαγνητών, η συνολική ροή της δεύτερης περίπτωσης είναι τα 2/3 της ροής της πρώτης. Συνεπώς, το ζύγωμα του πυρήνα του στάτη μπορεί να είναι λεπτότερο κατά 2/3. Με άλλα λόγια, ο δεύτερος σχεδιασμός δίνει οικονομικότερη κατασκευή, με μικρότερο όγκο, ή μεγαλύτερο λόγο ροπής ανά όγκο. Ωστόσο, αν η εξωτερική διάμετρος του στάτη διατηρηθεί η ίδια, στη δεύτερη περίπτωση υπάρχει περιθώριο οι εγκοπές του στάτη να είναι μεγαλύτερες. Έτσι, αν έχουμε τον ίδιο αριθμό περιελίξεων ανά εγκοπή, η διατομή των αγωγών μπορεί να είναι μεγαλύτερη και άρα η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων μικρότερη, συγκριτικά με την πρώτη περίπτωση. Παρά λοιπόν τον μικρότερο βαθμό απόδοσης της δεύτερης κατασκευής, δεν είναι απαγορευτική η χρήση της.

Η δεύτερη κατασκευή συνηθίζεται για συνδεσμολογία σε τρίγωνο και το γεγονός αυτό αποτελείτο μεγάλο της μειονέκτημα. Απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή, διότι η ισορροπία των ρευμάτων στο τρίγωνο είναι ιδιαίτερα εύθραυστη και η παραμικρή ασυμμετρία είναι ικανή να δημιουργήσει παρασιτικά ρεύματα στο εσωτερικό του τριγώνου. Ασυμμετρίες που οφείλονται είτε σε στοιχεία των τυλιγμάτων των φάσεων (αντιστάσεις και αυτεπαγωγές), είτε στο φαινόμενο των άκρων, είτε στη μη ομαλή μετάβαση, μπορούν να δημιουργήσουν ένα παρασιτικό ρεύμα που θα κυκλοφορεί στον εσωτερικό βρόχο που σχηματίζεται από τους δύο παράλληλους κλάδους. Το ρεύμα αυτό θα προκαλέσει ταλαντώσεις ροπής και κυρίως πρόσθετες απώλειες στη μηχανή. Τα παραπάνω καθιστούν συνθηθέστερο τον πρώτο σχεδιασμό, εξαιτίας της ομαλής λειτουργίας και των μικρότερων ταλαντώσεων ροπής.

2.7. Μαγνητική επαγωγική διακένου και ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα σύγχρονου τραπεζοειδούς κινητήρα μόνιμου μαγνήτη

Όπως βλέπουμε στο Σχ. 2.10 η ροή διακένου Φ_g περνά το διάκενο και εμπλέκεται με τα τυλίγματα του στάτη ενώ η ροή σκεδάσεως Φ_l δεν εμπλέκεται με τα τυλίγματα του στάτη και οι δυναμικές γραμμές κλείνουν μέσα από το διάκενο και τον πυρήνα του δρομέα. Η ροή διακένου Φ_g είναι το μεγαλύτερο μέρος της συνολικής ροής διέγερσης Φ_m και ισχύει

$$\Phi_m = \Phi_g + \Phi_l [Wb] \quad (2.1)$$



Σχ. 2.9 Μαγνητικές ροές μιας τυπικής διπολικής μηχανής «brushless dc»

Το ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα για έναν πόλο της μηχανής παρουσιάζεται στο σχήμα 2.10. Για να προχωρήσουμε στην ανάλυση του ισοδύναμου μαγνητικού κυκλώματος θεωρούμε ότι η μαγνητική διαπερατότητα των πυρήνων του στάτη και του δρομέα είναι πολύ μεγάλη και συνεπώς η μαγνητική αντίσταση είναι αμελητέα. Η μαγνητική αντίσταση διακένου είναι :

$$R_g = \frac{l'_g}{\mu_0 \cdot A_g} [A \cdot t / Wb] \quad (2.2)$$

όπου

- ❖ $A_g = r \cdot l$ το μέσο εμβαδό της επιφάνειας του διακένου ενός πολικού βήματος,
- ❖ l το αξονικό μήκος του πυρήνα και $l'_g = k_c \cdot l_g$ το ισοδύναμο μήκος διακένου ,
- ❖ l_g μήκος διακένου
- ❖ και k_c ο συντελεστής Carter ο οποίος λαμβάνει υπόψη του την επίδραση των δοντιών-αυλακίων στον υπολογισμό της μαγνητικής αντίστασης διακένου.

Από την ανάλυση του κυκλώματος του Σχ. 2.11 προκύπτει

:

$$\Phi_g = \Phi_0 \cdot \frac{1}{1 + (P_0 + P_l) \cdot R_g} [Wb] \quad (2.3)$$

όπου

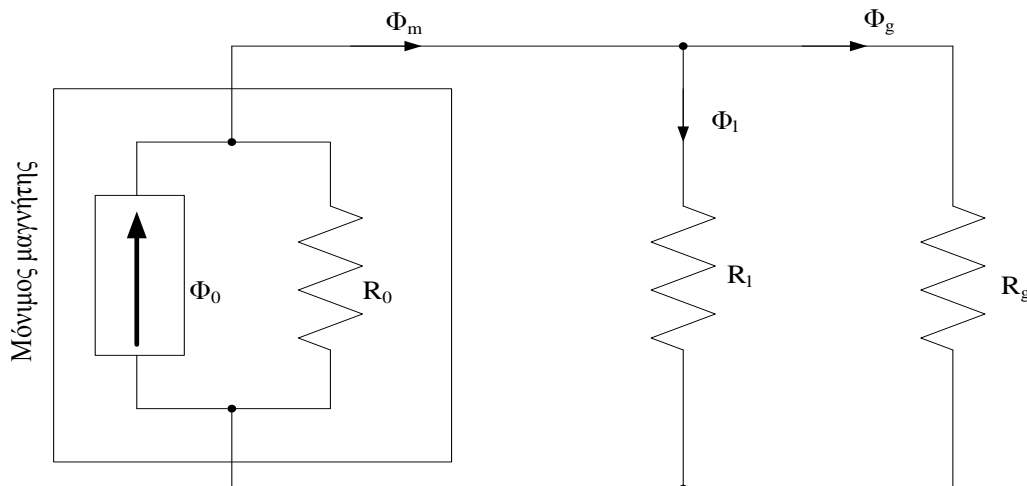
- ❖ Φ_0 η ροή του παραμένουνα μαγνητισμού,
- ❖ $P_l = 1 / R_l$ μαγνητική αγωγιμότητα σκέδασης
- ❖ R_l μαγνητική αντίσταση σκέδασης.

Η μαγνητική αγωγιμότητα του μαγνήτη είναι :

$$P_0 = \mu_0 \cdot \mu_{rec} \cdot \frac{A_m}{l_m} \quad (2.4)$$

όπου

- ❖ μ_{rec} σχετική μαγνητικής διαπερατότητα του πυρήνα ,
- ❖ A_m η επιφάνεια μαγνήτη ενός πολικού βήματος
- ❖ και l_m το μήκος του μαγνήτη.



Σχ. 2.11 Ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα

Αν ο παράγοντας συγκέντρωσης της μαγνητικής ροής ισούται με :

$$C_\phi = \frac{A_m}{A_g} \quad (2.5)$$

τότε από τις Εξίσ, (2.3) και (2.5) μπορούμε να εξαγάγουμε την πυκνότητα ροής διακένου η οποία ισούται με :

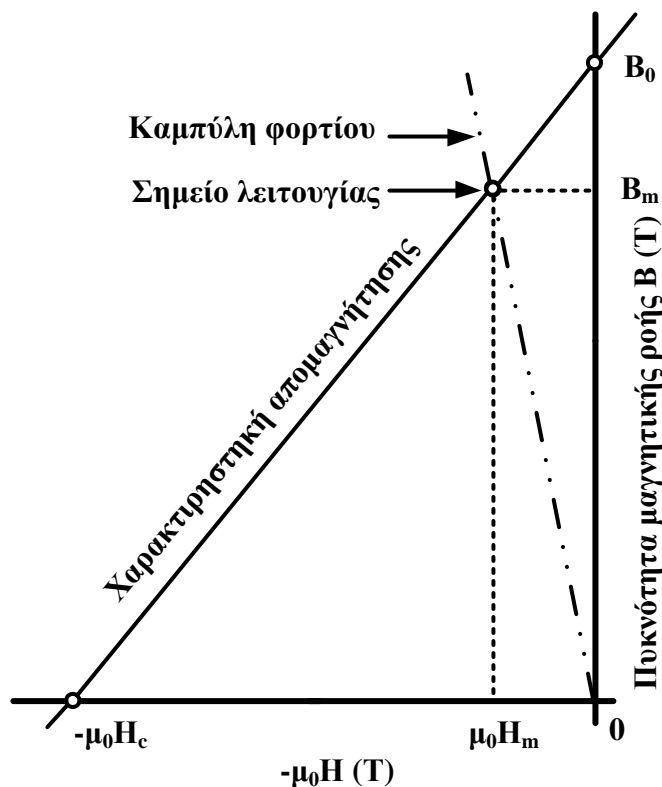
$$B_g = B_0 \cdot \frac{C_\phi}{1 + (P_0 + P_l) \cdot R_g} \quad (2.6)$$

όπου B_0 η παραμένουσα πυκνότητα ροής.

Γνωρίζοντας την πυκνότητα ροής διακένου και την βοήθεια της καμπύλης απομαγνήτισης (Σχ. 2.11) μπορούμε να βρούμε την μαγνητική δύναμη η οποία δίνεται από τύπο :

$$-H_m = \frac{B_0 - B_g}{\mu_0 \mu_{rec}} \quad (2.7)$$

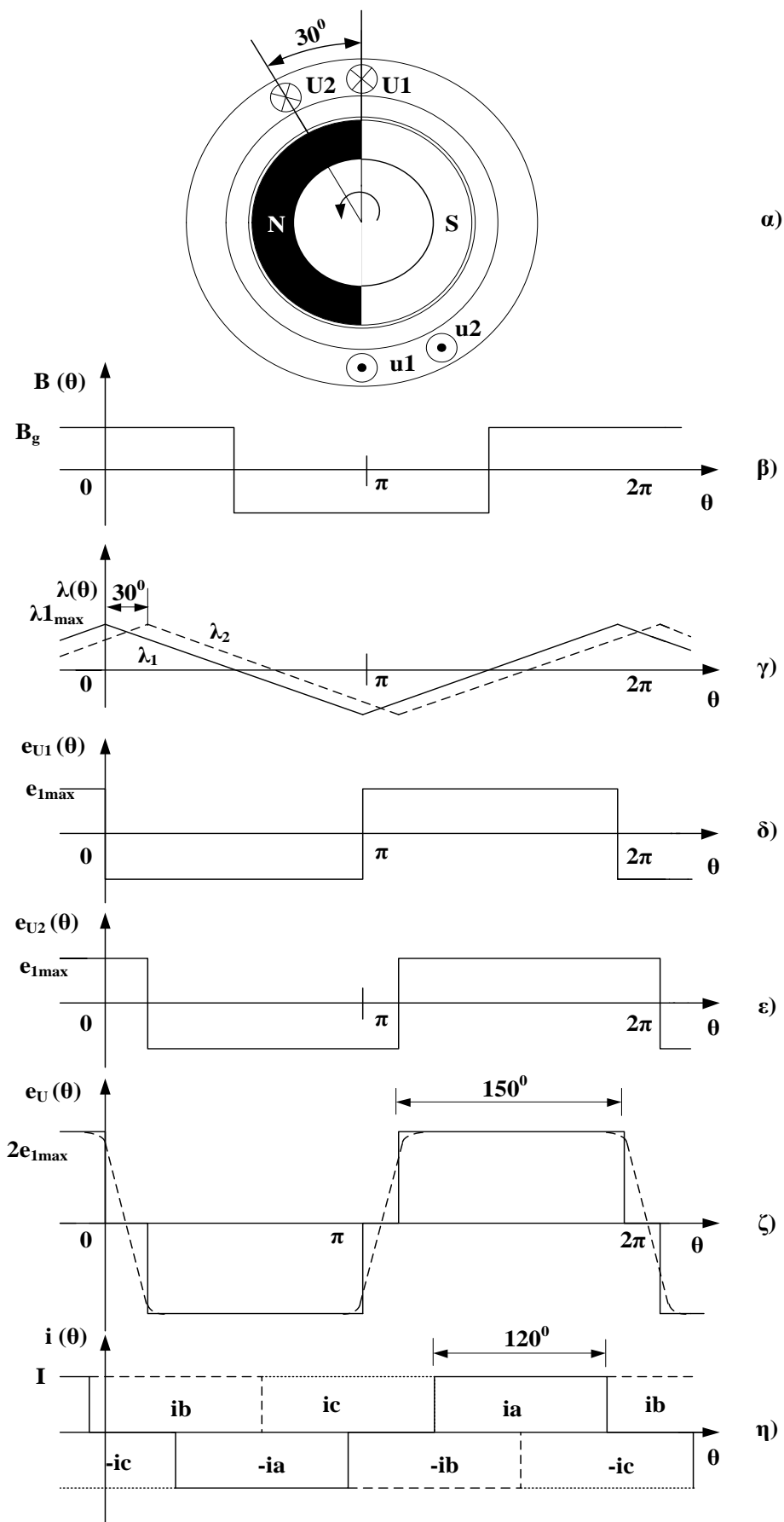
Το αρνητικό πρόσημο δείχνει την δύναμη απομαγνήτισης και μας σηματοδοτεί ότι ο μαγνήτης λειτουργεί στο 2^ο τεταρτημόριο της καμπύλης απομαγνήτισης ($B-H$).



Σχ. 2.12 Καμπύλη απομαγνήτισης ($B-H$) του μαγνήτη

2.8. Ηλεκτρεγερτική δύναμη και ροπής στρέψης σύγχρονου τραπέζοειδούς κινητήρα μόνιμου μαγνήτη

Στην συνέχεια θα μελετήσουμε τη μηχανή (Σχ 2.13) με συνδεσμολογία αστέρα και πολικό τόξο μαγνήτη , με τόξο 180^ο. Θα θεωρήσουμε την περίπτωση μιας διπολικής μηχανής για στάτη με 12 αυλακώσεις στην περιφέρεια του . Επειδή έχει τριφασική περιέλιξη αντιστοιχούν 2 αυλακώσεις ανά πόλο και φάση. Κάθε τύλιγμα φάσης αποτελείται από δυο παρακείμενα τυλίγματα πλήρους βήματος με N_l σπείρες το καθένα και παρουσιάζουν μια μετατόπιση 30^ο ως προς το άξονα Το τύλιγμα κάθε αυλακωσης αποτελείται από N_l σπείρες σε απλή στρώση. Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζονται οι κυματομορφές της μαγνητικής επαγωγής, πεπλεγμένης ροής, ηλεκτρεγερτικής δύναμης και ρευμάτων διέγερσης όταν διεγείρονται τα τυλίγματα της φάσης U . Θεωρούμε ότι η μαγνητική επαγωγή του πεδίου που παράγουν οι μαγνήτες στο διάκενο είναι σταθερή κατά μήκος του πολικού βήματος του μαγνήτη.



Σχ. 2.13 Ιδανικές κυματομορφές μαγνητικής επαγωγής, ηλεκτρεγερτικής δύναμης και ρεύματος της μηχανής «brushless dc», (α) Τα δυο τυλίγματα ανά φάση του κινητήρα, (β) Μαγνητική επαγωγή γύρω από το διάκενο (γ) Πεπλεγμένη ροή του 1^{ου} και 2^{ου} τυλίγματος όταν ο δρομέας περιστρέφεται (δ) Ηλεκτρεγερτική δύναμη του 1^{ου} τυλίγματος (ε) Ηλεκτρεγερτική δύναμη του 2^{ου} τυλίγματος (ζ) Ηλεκτρεγερτική δύναμη της φάσης U (η) Ιδανική μορφή ρεύματος φάσης U.

Ο δρομέας στρέφεται αριστερόστροφα και η μέγιστη πεπλεγμένη ροή που εμπλέκεται με το τύλιγμα U_1-u_1 του στάτη υπολογίζεται με το ολοκλήρωμα της μαγνητικής επαγωγής κατά μήκος του διακένου σε κάθε θέση θ του δρομέα και δίνεται από την παρακάτω σχέση

:

$$\lambda_{1_{max}}(\theta) = N_1 \cdot \int B_g(\theta) \cdot r \cdot l \cdot d\theta = N_1 \cdot B_g \cdot \pi \cdot r \cdot l \quad (2.8)$$

όπου

- ❖ N_1 ο αριθμός των σπειρών του πηνίου κάθε αυλάκωση,
- ❖ B_g η μέγιστη τιμή επαγωγής της ροής διακένου,
- ❖ r η ακτίνα του κύκλου στο μέσο του διακένου
- ❖ και l το μήκος του πυρήνα.

Συνεπώς, η μεταβολή της ροής καθώς ο δρομέας στρέφεται από 0° έως 180° δίνεται από την σχέση :

$$\lambda_{U_1}(\theta) = \left[1 - \frac{\theta}{\pi/2} \right] \cdot \lambda_{1_{max}} \quad (2.9)$$

Η πεπλεγμένη ροή που εμπλέκεται με το τύλιγμα U_1-u_1 γίνεται μέγιστη στη θέση 0° και αρνητική στην θέση 180° . Επίσης η πεπλεγμένη ροη μεταβάλλεται γραμμικά ως προς τη θέση του δρομέα, γιατί θεωρήσαμε ότι η μαγνητική επαγωγή του πεδίου των μαγνητών είναι σταθερή σε όλο το πολικό βήμα του δρομέα (αγνοήθηκε η παραμόρφωση που οφείλεται στο φαινόμενο άκρων).

Η ηλεκτρεγερτική δύναμη που επάγεται στο τύλιγμα U_1 είναι :

$$e_{U_1} = -\frac{d\lambda_{U_1}}{dt} = -\frac{d\lambda_{U_1}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = -\omega \cdot \frac{d\lambda_{U_1}}{d\theta} \quad (2.10)$$

Και συνεπώς

$$e_{1_{max}} = 2 \cdot N_1 \cdot B_g \cdot r \cdot l \cdot \omega \quad (2.11)$$

όπου ω γωνιακή ταχύτητα.

Η ηλεκτρεγερτική δύναμη έχει τη μορφή τετραγωνικού παλμού δηλαδή αντίστοιχη με την κυματομορφή της μαγνητικής επαγωγής διακένου των μαγνητών, άλλα με διάφορα φάσης 90° ηλεκτρικές μοίρες.

Η κυματομορφή της πεπλεγμένης ροής που εμπλέκεται με το δεύτερο τύλιγμα της φάσης U (τύλιγμα U_2-u_2) είναι αντίστοιχη με την ροή τυλίγματος U_1-u_1 άλλα καθυστερεί κατά 30° ηλεκτρικές μοίρες ως προς αυτή του τυλίγματος U_2-u_2 . Ομοίως η ηλεκτρεγερτική δύναμη που επάγεται στο τύλιγμα U_2-u_2 καθυστερεί κατά 30° ηλεκτρικές μοίρες ως προς την ηλεκτρεγερτική δύναμη του τυλίγματος U_1-u_1 . Επειδή τα δύο τυλίγματα είναι συνδεδεμένα σε σειρά, η συνολική τάση είναι το άθροισμα των τάσεων των δύο τυλιγμάτων, $e_U = e_1 + e_2$.

Παρατηρούμε στο παραπάνω εικόνα ότι η κυματομορφή της συνολικής τάσης είναι τετραγωνικός παλμός, όπου το εύρος της μέγιστης τιμής του είναι 150° . Μάλιστα το φαινόμενο των άκρων που αγνοήθηκε στην παραπάνω ανάλυση, έχει σαν αποτέλεσμα ο παλμός αυτός να έχει στρογγυλεμένες τις γωνίες του αποκτώντας μια τραπεζοειδή μορφή και γι' αυτό οι brushless dc μηχανές ονομάζονται τραπεζοειδείς. Έτσι για μηχανή με δύο αυλακώσεις στάτη ανά πόλο και φάση και πολικό τόξο μαγνήτη 180° η ιδανική ηλεκτρεγερτική δύναμη είναι παλμός με εύρος τιμής 150° το οποίο μειώνεται στις 120° σε κανονικές συνθήκες λόγω του φαινομένου των άκρων.

Η μέγιστη τιμή της ηλεκτρεγερτικής δύναμης της φάσης U είναι :

$$e_{max} = 2 \cdot e_{1_{max}} = 2 \cdot N_{ph} \cdot B_g \cdot r \cdot l \cdot \omega \quad (2.12)$$

όπου $N_{ph} = 2 \cdot N_1$ ο συνολικός αριθμός των σπειρών των τυλιγμάτων σε σειρά ανά φάση.

Στο παραπάνω Σχ. (2.13) παρουσιάζονται επίσης οι κυματομορφές των φασικών ρευμάτων τροφοδοσίας. Η αγωγή κάθε φασικού ρεύματος διαρκεί 120° και έχει τετραγωνική τιμή πλάτους I .

Έτσι, τα τρία ρεύμα συγκροτούν ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα τετραγωνικών παλμών ρευμάτων με διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους και κάθε στιγμή άγουν ταυτόχρονα δύο φάσεις. Κατά την διάρκεια του διαστήματος 120° της αγωγής του ρεύματος I , η στιγμιαία ισχύς που μετατρέπεται από ηλεκτρική σε μηχανική είναι :

$$P = T_e \cdot \omega = 2 \cdot e_{max} \cdot I \quad (2.13)$$

Αφού η μηχανή που εξετάζουμε είναι διπολική, η μηχανική ταχύτητα είναι ίση με την ηλεκτρική ταχύτητα. Ο ορός '2' στην εξίσωση (2.13) οφείλεται στο γεγονός ότι άγουν ταυτόχρονα δύο φάσεις και συνεπώς η συνολική ισχύς είναι το άθροισμα της ισχύος κάθε φάσης.

Αν αντικαταστήσουμε την Εξίσ. (2.12) στην εξίσωση (2.13) προκύπτει η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής:

$$T_e = 2 \cdot N_{ph} \cdot B_g \cdot r \cdot l \cdot I \quad (2.14)$$

Επειδή η μαγνητική ροή του πεδίου που παράγουν οι μαγνήτες είναι $\Phi_g = B_g \cdot r \cdot l$ και αν ορίσουμε το $E = 2 \cdot e_{max}$ και συνδυάσουμε τις εξισώσεις (2.12) και (2.13) προκύπτουν :

Η ηλεκτρεγερτική δύναμη

$$E = k \cdot \Phi_g \cdot \omega \quad (2.15)$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή

$$T_e = k \cdot \Phi_g \cdot I \quad (2.16)$$

όπου $k = 4 \cdot N_{ph}$ σταθερά.

Παρατηρούμε ότι οι παραπάνω εξισώσεις της ηλεκτρεγερτικής δύναμης και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής της brushless dc μηχανής είναι αντίστοιχες των εξισώσεων της συμβατικής μηχανής συνεχούς ρεύματος και το μόνο το οποίο διαφέρουν είναι η σχέση που προσδιορίζει τη σταθερά k . Σε αυτή τη μηχανή ο αντιστροφάς τάσης παίζει το ρόλο του ηλεκτρονικού συστήματος μετάβασης (το οποίο είναι αντίστοιχο με το μηχανικό σύστημα μετάβασης συλλέκτη ψηκτρών) ώστε η μηχανική να παράγει σταθερή ροπή. Φυσικά, προϋπόθεση για να έχουμε σταθερή ροπή είναι να ισχύουν οι ιδανικές συνθήκες μετάβασης στα ρεύματα αγωγής ως προς το πεδίο των μαγνητών, όπως περιγράφηκαν παραπάνω. Στην πραγματικότητα όμως εμφανίζονται ταλαντώσεις ροπής άλλα αυτή η ταλάντωση αφήνει ανεπηρέαστη τη σχέση ηλεκτρεγερτικής δύναμης που είναι ανάλογη της ταχύτητας και τη σχέση ροπής που είναι ανάλογη του ρεύματος.

2.9. Χαρακτηριστική ροπής - ταχύτητας του σύγχρονου τραπεζοειδούς κινητήρα μόνιμου μαγνήτη

Η χαρακτηριστική ροπής – ταχύτητας του brushless dc κινητήρα προκύπτει από τις εξισώσεις τις προηγούμενης ενότητας. Αν η μετάβαση του ρεύματος είναι ιδανική, τα ρεύματα των φάσεων είναι τετραγωνικοί παλμοί κα η τάση τροφοδοσίας V είναι σταθερή συνεχής τάση τότε :

$$V = E + (I \cdot R) \quad (2.17)$$

όπου

- ❖ R το άθροισμα των ωμικών αντιστάσεων των δύο εν σειρά φάσεων
- ❖ και E το άθροισμα των ηλεκτρεγερτικών δυνάμεων των δυο εν σειρά φάσεων.

Αν θεωρήσουμε ότι οι πτώσεις τάσης στους ηλεκτρονικούς διακόπτες είναι αμελητέες (όπως άλλωστε αγνοήθηκαν οι πτώσεις τάσης στις ψήκτρες κατά την ανάλυση του κινητήρα συνεχούς ρεύματος) και χρησιμοποιήσουμε τις Εξίσ. (2.15) και (2.16) προκύπτει :

$$\omega = \frac{V}{k \cdot \Phi_g} - \frac{R}{k^2 \cdot \Phi_g^2} \cdot T_e \quad (2.18)$$

$$\omega = \omega_0 \cdot \left[1 - \frac{T_e}{T_0} \right] \quad (2.19)$$

Όπου ω_0 ταχύτητα λειτουργίας κενού δίνεται από τη σχέση:

$$\omega_0 = \frac{V}{k \cdot \Phi_g} \quad (2.20)$$

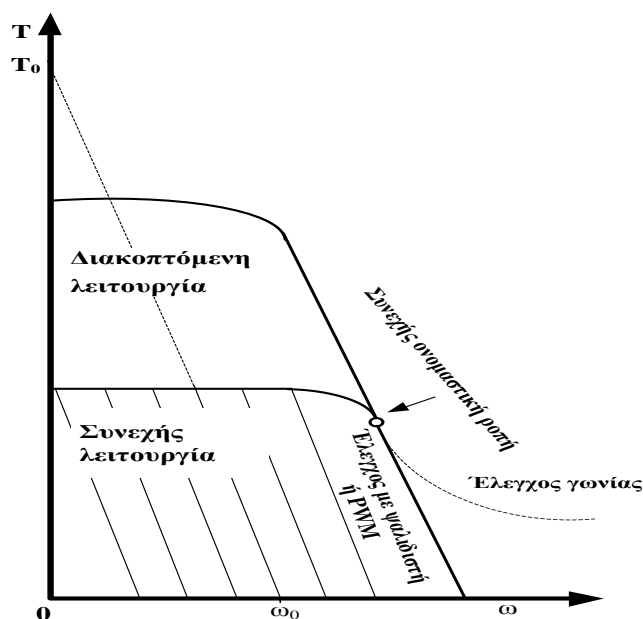
Η ροπή εκκίνησης (για $\omega=0$) δίνεται από τον τύπο :

$$T_0 = k \cdot \Phi_g \cdot I_0 \quad (2.21)$$

Στην εκκίνηση η ηλεκτρεγερτική δύναμη είναι μηδέν ($E_{εκ}=0$) και συνεπώς από την εξίσωση (2.17) προκύπτει ότι το ρεύμα εκκίνησης είναι :

$$I_0 = \frac{V}{R} \quad (2.22)$$

Το διάγραμμα της χαρακτηριστικής ροπής ταχύτητας του «brushless dc» κινητήρα που προκύπτει από την εξίσωση (2.19) και δίνεται στο Σχ. 2.4 Παρατηρούμε ότι η Εξίσ. (2.18) και η μορφή της χαρακτηριστικής είναι παρόμοια με αυτή του κινητήρα συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης.



Σχ. 2.2 Ιδανική χαρακτηριστική ροπή – ταχύτητας «brushless dc» κινητήρα

2.10. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της σύγχρονης μηχανής μόνιμου μαγνήτη

Η προφανής διαφορά ανάμεσα στη σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη και στη σύγχρονη μηχανή χωρίς μόνιμο μαγνήτη, είναι η απουσία ψηκτρών. Έτσι αυξάνεται και η διάρκεια ζωής της μηχανής αφού δεν απαιτείται πλέον η συντήρησή τους και τα προβλήματα που συνδέονται με αυτές ελαχιστοποιούνται.

Οι ψήκτρες είναι δυνατό να προκαλέσουν σπινθήρες με κίνδυνο ανάφλεξης σε εύφλεκτα περιβάλλοντα. Επίσης χωρίς αυτές η μηχανή λειτουργεί πιο αθόρυβα. Επιπλέον, η συσσώρευση θραυσμάτων των ψηκτρών ή σκόνης αποτελεί πρόβλημα, ιδίως αν μπαίνουν μέσα στα ρουλεμάν ή αν σχηματίζουν αγωγίμο δρόμο που μπορεί να οδηγήσει σε ηλεκτρικό τόξο.

Η λειτουργία και διάρκεια ζωής των ψηκτρών εξαρτάται από τις ατμοσφαιρικές συνθήκες, γεγονός που απαιτεί την εναλλαγή του τύπου των ψηκτρών για τον ίδιο κινητήρα ανάλογα με το περιβάλλον λειτουργίας και το κλίμα.

Η απουσία ψηκτρών αφήνει περισσότερο χώρο για τα τυλίγματα του στάτη, ενώ ταυτόχρονα η απαγωγή της θερμότητας βελτιώνεται. Τα παραπάνω σε συνδυασμό με την απουσία της τριβής των ψηκτρών οδηγούν σε υπολογίσιμη αύξηση του φορτίου, καθώς και της ροπής.

Η απουσία του συλλέκτη και του άξονα των ψηκτρών έχουν ως αποτέλεσμα να μειώνεται το μήκος της μηχανής. Επίσης η απουσία του συλλέκτη μειώνει την αδράνεια του δρομέα με αποτέλεσμα ο λόγος ροπής προς αδράνεια να αυξάνεται που είναι και το ζητούμενο, σε εφαρμογές όπως π.χ. ηλεκτροκίνητα οχήματα.

Υπάρχουν βέβαια και ορισμένα μειονεκτήματα. Πλέον οι ψήκτρες απουσιάζουν, οπότε χρειαζόμαστε αισθητήρες προκειμένου να γνωρίζουμε τη θέση του άξονα σε κάθε χρονική στιγμή. Το γεγονός αυτό αυξάνει και την πολυπλοκότητα στον έλεγχο του κυκλώματος οδήγησης. Επιπλέον, το κόστος είναι μεγαλύτερο από τις κλασσικές μηχανές εξ αιτίας του μεγάλου κόστους των μόνιμων μαγνητών.

Η μέγιστη ταχύτητα της μηχανής «brushless» περιορίζεται εξαιτίας της συγκράτησης των μαγνητών ενάντια στη φυγόκεντρο δύναμη. Σε μικρές μηχανές με χαμηλές ταχύτητες, οι μαγνήτες συγκολλούνται πάνω στον συμπαγή πυρήνα. Είναι προφανές ότι η συγκολλητική ταινία πρέπει να έχει αντοχή στη θερμοκρασία και τον χρόνο. Η δομή συγκράτησης μπορεί να απαιτεί την αύξηση του διακένου μεταξύ στάτη και δρομέα, αλλά σε αντίθεση με τις κλασσικές μηχανές, αυτό δεν αποτελεί σοβαρό πρόβλημα στην απόδοση της μηχανής «brushless». Μάλιστα το διάκενο μπορεί να είναι ως και δύο φορές μεγαλύτερο.

Συγκρίνοντας την σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη με την ασύγχρονη μηχανή η οποία δεν έχει ψήκτρες, ούτε μόνιμους μαγνήτες, διαπιστώνουμε τα εξής: για ίδιο μέγεθος κι υπό ίδιες συνθήκες λειτουργίας η πρώτη είναι πιο αποδοτική και έχει καλύτερο συντελεστή ισχύος από τη δεύτερη. Αυτό συνεπάγεται την αύξηση της ισχύος εξόδου κατά 20%-50%, ποσοστό καθόλου αμελητέο.

Ο αντιστροφέας που χρησιμοποιείται είναι της ίδιας τεχνολογίας με τους αντιστροφείς που χρησιμοποιούνται για τις ασύγχρονες μηχανές, ωστόσο τα χαρακτηριστικά του κινητήριου συστήματος της ασύγχρονης μηχανής σε σχέση με αυτό που περιλαμβάνει μια «brushless» μηχανή με μόνιμους μαγνήτες, είναι χειρότερα όσον αφορά την απόδοση, τη σταθερότητα, την απόκριση και την ταχύτητα ελέγχου.

Η χρήση των μόνιμων μαγνητών είναι δυνατή μόνο για μικρές μηχανές της τάξης των 100 kW (και εξαρτάται βέβαια από την ταχύτητα, όπως προαναφέρθηκε), διότι ο όγκος, το βάρος και το κόστος των μαγνητών και της μηχανής ολόκληρης αυξάνονται, με την αύξηση της ισχύος της μηχανής. Σε αντίθεση, η ηλεκτρομαγνητική διέγερση τόσο της κλασσικής σύγχρονης μηχανής όσο και της επαγωγικής, είναι λιγότερο δαπανηρή.

Στους πίνακες 2.1 και 2.2 φαίνεται μια αναλυτική σύγκριση ανάμεσα σε μία «brushless» μηχανή και δύο άλλους τύπους μηχανών.

Πίνακας 2.1 Σύγκριση μιας «brushless» μηχανής με μία μηχανή συνεχούς ρεύματος με ψήκτρες

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΟ	ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΤΥΠΟΥ BLDC	ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΜΕ ΨΗΚΤΡΕΣ
Μετάβαση	Ηλεκτρονική οδήγηση βασισμένη σε αισθητήρες Hall	Οδήγηση με ψήκτρες
Συντήρηση	Λιγότερη απαιτούμενη λόγω απουσίας ψηκτρών	Απαραίτητη ανά τακτές χρονικές περιόδους
Διάρκεια Ζωής	Μεγαλύτερη	Μικρότερη
Χαρακτηριστική Ροπής Ταχύτητας	Επίπεδη- Επιτρέπει τη λειτουργία σε όλες τις ταχύτητες με ονομαστικό φορτίο	Μετρίως επίπεδη- Σε υψηλότερες ταχύτητες η θραύση των ψηκτρών αυξάνεται μειώνοντας τη ροπή.
Αποδοτικότητα	Υψηλή-Μηδενική πώση τάσης στις ψήκτρες	Περιορισμένη
Ισχύς Εξόδου/Μέγεθος	Υψηλή- Μειωμένο μέγεθος λόγω καλύτερων θερμικών χαρακτηριστικών. Ο κινητήρας τύπου BLDC έχει τα τυλίγματα στο στάτη που είναι συνδεδεμένοι με το περίβλημα και η απαγωγή θερμότητας είναι καλύτερη.	Μέτρια Χαμηλή- Η θερμότητα που παράγεται στα τυλίγματα διαχέεται στο διάκενο και έτσι αυξάνεται η θερμοκρασία του διακένου μειώνοντας τις προδιαγραφές ισχύος/μέγεθος.
Αδράνεια Δρομέα	Χαμηλή λόγω των μόνιμων μαγνητών του δρομέα. Αυξημένη δυναμική απόκριση.	Υψηλή αδράνεια δρομέα που μειώνει τα δυναμικά χαρακτηριστικά.
Εύρος Ταχυτήτων	Υψηλό- Κανένας μηχανικός περιορισμός από ψήκτρες συλλέκτη	Χαμηλό- Μηχανικοί περιορισμοί από ψήκτρες.
Ηλεκτρικός Θόρυβος	Χαμηλός.	Οι ψήκτρες δημιουργούν ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI) που προκαλούν θόρυβο.
Κόστος Κατασκευής	Υψηλό- Το κόστος των μόνιμων μαγνητών είναι υψηλότερο.	Χαμηλό
Έλεγχος	Περίπλοκος και ακριβός.	Απλός και οικονομικός.
Απαιτήσεις Ελέγχου	Απαιτείται πάντα ελεγκτής για την περιστροφή του κινητήρα. Ο ίδιος ελεγκτής χρησιμοποιείται και για έλεγχο ταχύτητας.	Δεν χρειάζεται ελεγκτής για καθορισμένη ταχύτητα. Χρειάζεται μόνο όταν είναι απαιτείται μεταβαλλόμενη ταχύτητα.

Πίνακας 2.2 Σύγκριση μιας «brushless» μηχανής με μία εναλλασσόμενη επαγωγική μηχανή

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ	ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΤΥΠΟΥ BLDC	ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟΣ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ
Χαρακτηριστική Ροπής/Ταχύτητας	Επίπεδη- Επιτρέπει τη λειτουργία σε όλες τις ταχύτητες με ονομαστικό φορτίο.	Μη γραμμική- Χαμηλότερη ροπή σε χαμηλότερες ταχύτητες.
Ισχύς Εξόδου/ Μέγεθος	Υψηλή- Αφού οι μαγνήτες είναι στο δρομέα μπορεί να επιτευχθεί μικρότερο μέγεθος για δεδομένη ισχύ εξόδου.	Μέτρια- Αφού και ο δρομέας και ο στάτης έχουν τυλίγματα ο λόγος ισχύος εξόδου μέγεθος είναι μικρότερος από αυτόν του κινητήρα BLDC
Αδράνεια Δρομέα	Χαμηλή λόγω των μόνιμων μαγνητών του δρομέα. Αυξημένη δυναμική απόκριση.	Υψηλή- Περιορισμένα δυναμικά χαρακτηριστικά.
Ρεύμα εκκίνησης	Ονομαστικό- Δεν απαιτείται ξεχωριστό κύκλωμα για την εκκίνηση.	Περίπου 7 φορές του ονομαστικού. Η διαβάθμιση του κυκλώματος του εκκινήτη επιλέγεται προσεκτικά. Συνήθως χρησιμοποιείται εκκινήτης αστέρα-τριγώνου.
Απαιτήσεις Ελέγχου	Απαιτείται πάντα ελεγκτής για την περιστροφή του κινητήρα. Ο ίδιος ελεγκτής χρησιμοποιείται και για έλεγχο ταχύτητας.	Δεν χρειάζεται ελεγκτής για καθορισμένη ταχύτητα. Χρειάζεται μόνο όταν είναι απαιτείται μεταβαλλόμενη ταχύτητα.
Ολίσθηση	Δεν παρατηρείται ολίσθηση μεταξύ των συχνοτήτων του δρομέα και του στάτη.	Η συχνότητα περιστροφής του δρομέα είναι μικρότερη από τη συχνότητα του πεδίου του στάτη λόγω ολίσθησης η οποία αυξάνεται με φορτίο στον κινητήρα.

2.11. Τυπικές εφαρμογές των σύγχρονων κινητήρων μόνιμου μαγνήτη

Οι μηχανές τύπου «brushless» βρίσκουν εφαρμογή σε κάθε περιοχή όπου απαιτείται η χρήση ηλεκτρικής μηχανής. Η αυτοκίνηση, οι οικιακές συσκευές, ο βιομηχανικός έλεγχος, οι αυτοματισμοί, η αεροναυπηγική κλπ. είναι κάποια από τα πεδία στα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως. Έτσι μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε τον τρόπο ελέγχου του BLDC κινητήρα ανάλογα με τρεις βασικούς τύπους εφαρμογών

- ❖ Εφαρμογές σταθερού φορτίου
- ❖ Εφαρμογές μεταβλητών φορτίων
- ❖ Εφαρμογές προσδιορισμού θέσης.

2.11.1. Εφαρμογές με σταθερά φορτία

Σε αυτές τις εφαρμογές είναι σημαντικό η ταχύτητα του κινητήρα να μπορεί να μεταβάλλεται. Επιπροσθέτως, ο ρυθμός της επιτάχυνσης και της επιβράδυνσης δεν αλλάζει δυναμικά. Σε αυτούς τους τύπους εφαρμογών το φορτίο βρίσκεται σε άμεση σύζευξη στον άξονα της μηχανής. Παραδείγματα τέτοιων εφαρμογών είναι οι ανεμιστήρες και οι αντλίες που απαιτούν χαμηλού κόστους ελεγκτές, ως επί τω πλείστον σε λειτουργία ανοιχτού βρόγχου.

2.11.2. Εφαρμογές με μεταβλητά φορτία

Πρόκειται για τύπους εφαρμογών όπου το φορτίο του κινητήρα μεταβάλλεται μέσα σε ένα συγκεκριμένο εύρος ταχυτήτων. Αυτές οι εφαρμογές απαιτούν ακρίβεια ελέγχου υψηλής ταχύτητας και καλές δυναμικές αποκρίσεις. Στις οικιακές συσκευές αντιπροσωπευτικά παραδείγματα τέτοιων εφαρμογών είναι πλυντήρια και στεγνωτήρια. Αντίστοιχα παραδείγματα στον τομέα της αυτοκίνησης είναι ο έλεγχος αντλίας καυσίμων, ο έλεγχος εναλλακτήρων και ο έλεγχος ηλεκτρικού οχήματος. Στην αεροδιαστημική συναντά με πληθώρα τέτοιου τύπου εφαρμογών όπως φυγοκεντρικές αντλίες, έλεγχος ρομποτικού βραχίονα και έλεγχος γυροσκοπίων. Σε αυτές τις εφαρμογές χρησιμοποιείται βρόγχος ανάδρασης της ταχύτητας και τρέχουν σε ημικλειστό ή κλειστό βρόγχο.

Χρησιμοποιούνται ακόμα προχωρημένοι αλγόριθμοι ελέγχου γεγονός που περιπλέκει τον έλεγχο της μηχανής «brushless» και αυξάνει το κόστος του συνολικού συστήματος.

2.11.3. Εφαρμογές προσδιορισμού θέσης

Οι περισσότερες εφαρμογές στη βιομηχανία και στους αυτοματισμούς εντάσσονται σε αυτή την κατηγορία. Η δυναμική απόκριση της ροπής και της ταχύτητας είναι σημαντικές και παρουσιάζονται συχνές αλλαγές στη φορά της περιστροφής. Ένας τυπικός κύκλος περιλαμβάνει στάδιο επιτάχυνσης, στάδιο που η ταχύτητα παραμένει σταθερή και στάδιο επιβράδυνσης. Το φορτίο στον κινητήρα μπορεί να μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια αυτών των σταδίων περιπλέκοντας έτσι τον έλεγχο του κινητήρα brushless dc. Τα συστήματα αυτά λειτουργούν με κλειστό βρόγχο ελέγχου όπου τρέχουν ταυτόχρονα τρεις βρόγχοι ελέγχου: ροπής, ταχύτητας και θέσης. Ως παράδειγμα μπορούμε να αναφέρουμε τα Μηχανήματα Ψηφιακής Καθοδήγησης (CNC machines) που χρησιμοποιούνται στη βιομηχανία.

2.12. Κριτήρια επιλογής μηχανής σε ένα κινητήριο σύστημα

Η επιλογή της μηχανής εξαρτάται από την εφαρμογή για την οποία προορίζεται. Ανάλογα με το φορτίο, οι παράμετροι αλλάζουν. Οι πιο σημαντικές είναι οι εξής:

- ❖ Η μέγιστη ροπή που απαιτείται στην εφαρμογή
- ❖ Η ενεργός τιμή της ροπής
- ❖ Η ταχύτητα λειτουργίας

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

3.1 Εισαγωγή

Τώρα που κατανοήσαμε τις βασικές αρχές της λειτουργίας σύγχρονων μηχανών μόνιμου μαγνήτη χωρίς ψήκτρες («brushless dc»), θα αναφερθούμε στον έλεγχο και στην οδήγηση του κινητήρα «brushless» με αντιστροφέα (inverter) δηλαδή την μετατροπή της συνεχής τάσης σε εναλλασσόμενη τάση. Αφού μελετήσουμε τον αντιστροφέα στην συνέχεια θα προχωρήσουμε στην ανάλυση των υλικών για την κατασκευή του και στην συνέχεια θα δούμε τον τρόπο κατασκευής αυτού δηλαδή την διαδικασία που αφορά σχεδιασμό, υλοποίηση τυπωμένων κυκλωμάτων κλπ.

3.2 Ηλεκτρονικοί μετατροπείς

Πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση της λειτουργίας ενός τριφασικού αντιστροφέα καλό θα ήταν να αναφέρουμε κάποια γενικά στοιχεία σχετικά με τους ηλεκτρικούς μετατροπείς ισχύος.

Οι ηλεκτρικοί μετατροπείς ισχύος είναι διατάξεις που χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος από την μια μορφή σε μια άλλη και για το σκοπό αυτό περιλαμβάνουν ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος, τα οποία ελέγχονται από αναλογικά ή ψηφιακά ηλεκτρονικά κυκλώματα χαμηλής ισχύος. Με τους μετατροπείς αυτούς μπορούμε να ελέγξουμε και να ρυθμίσουμε τη ροή ενέργειας μεταξύ διαφορετικών συστημάτων. Σε σχέση με τις ηλεκτρομηχανικές διατάξεις που χρησιμοποιούνταν παλιότερα, οι σύγχρονοι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος διαθέτουν :

- ❖ Μικρότερο όγκο και βάρος.
- ❖ Μεγαλύτερη ακρίβεια και ταχύτερη απόκριση στη ρύθμιση των μεγεθών εξόδου.
- ❖ Υψηλότερο βαθμό απόδοσης.
- ❖ Ελάχιστες ανάγκες συντήρησης
- ❖ Αθόρυβη λειτουργία.
- ❖ Μοναδικό, ίσως, μειονέκτημα είναι η εμφάνιση ανώτερων αρμονικών στην πλευρά της τροφοδοσίας τους αλλά και στην πλευρά του φορτίου.

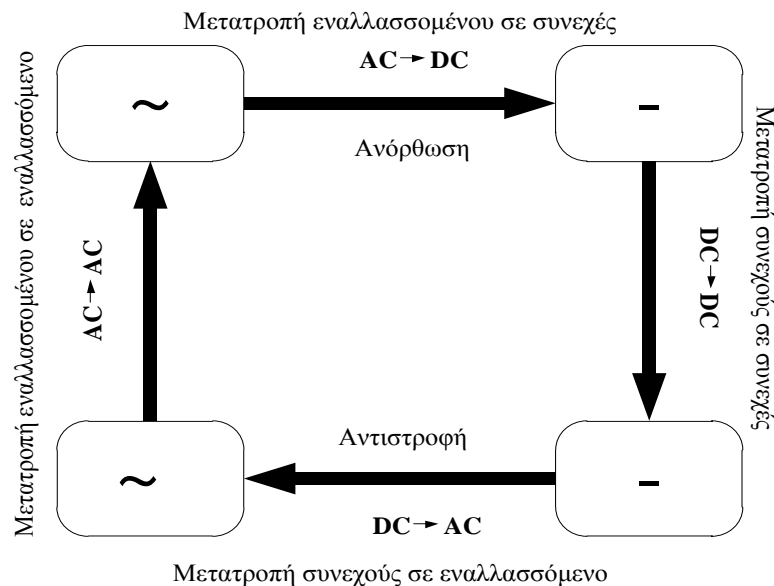
Τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών. Στην συνέχεια αναφέρονται οι πιο γνωστές και αντιπροσωπευτικές περιπτώσεις χρήσεως.

- ❖ Οικιακές εφαρμογές (θέρμανση χώρων, κλιματισμός, φωτισμός, κ.α.).
- ❖ Εμπορικές εφαρμογές (κεντρική ψύξη, υπολογιστές και εξοπλισμός γραφείου, ανελκυστήρες, κ.α.).
- ❖ Βιομηχανικές εφαρμογές (αντλίες, συμπιεστές, επαγωγική θέρμανση, κ.α.).
- ❖ Εφαρμογές Μεταφορών (ηλεκτροκίνητα οχήματα, φορτιστές μπαταριών, αυτοκίνητα, κ.α.).
- ❖ Κοινωφελή συστήματα (διόρθωση συντελεστή ισχύος, ανεμογεννήτριες, υδραγωγεία, κ.α.).
- ❖ Διαστημικές εφαρμογές (τροφοδοσία συστημάτων τηλεπικοινωνίας, συστήματα τροφοδοσίας δορυφόρων, συστήματα τροφοδοσίας αεροσκαφών, κ.α.).
- ❖ Εφαρμογές Τηλεπικοινωνιών (φορτιστές μπαταριών, διακοπτικά τροφοδοτικά, συστήματα αδιάλειπτης τροφοδοσίας (UPS), κ.α.).

Υπάρχουν πολύ τρόποι κατηγοριοποίησης ηλεκτρικών μετατροπών ισχύος. Αν θέλαμε να κατηγοριοποιήσουμε τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος με βάση την μορφή της μετατροπόμενης και ανταλλασσόμενης ηλεκτρικής ενέργειας έχουμε τις εξής κατηγορίες (Σχ. 3.1):

- ❖ Μετατροπείς DC/AC (αντιστροφείς, inverter), οι οποίοι μετατρέπουν τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη τάση, ρυθμιζόμενης συχνότητας και ενεργού τιμής.
- ❖ Μετατροπείς DC/DC, οι οποίοι μετατρέπουν τη συνεχή τάση ορισμένης τιμής και πολικότητας σε συνεχή τάση άλλης τιμής και ενίοτε άλλης πολικότητας.

- ❖ Μετατροπείς AC/DC (ανόρθωτές, rectifiers), οι οποίοι μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή, ρυθμιζόμενης τιμής.
- ❖ Μετατροπείς AC/AC, οι οποίοι μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση μιας ορισμένου ενεργού τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε εναλλασσόμενη τάση άλλης ενεργού τιμής, της ίδιας ή άλλης συχνότητας και ενδεχομένως άλλου αριθμού φάσεων.



Σχ. 3.1 Ταξινόμηση ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος με βάση τη μορφή της μετατρεπόμενης και ανταλλασσόμενης ηλεκτρικής ενέργειας

Μια άλλη κατηγοριοποίηση ηλεκτρικών μετατροπέων ισχύος μπορεί να γίνει με βάση τον τρόπο μετάβασης των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα. Με βάση το κριτήριο αυτό διακρίνουμε τις κατηγορίες μετατροπέων :

- ❖ Μετατροπέας με φυσική μετάβαση (Natural-Commutated Converters ή Line-Commutated Converters) : Στους μετατροπέες αυτούς η αντιστροφή της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου ή του φορτίου χρησιμοποιείται για τη σβέση των στοιχείων. Τα ημιαγωγικά στοιχεία αυτής της κατηγορίας των μετατροπέων οδηγούνται σε συγκεκριμένες στιγμές στην αποκοπή.
- ❖ Μετατροπέας με εξαναγκασμένη μετάβαση (Force-Commutated Converters ή Self-Commutated Converters) : Στους μετατροπέες αυτούς η σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων επιτυγχάνεται με μεθόδους ή με την χρήση βοηθητικών στοιχείων –κυκλωμάτων της διάταξης.
- ❖ Μετατροπείς συντονισμού (Resonant Converters) : Στους μετατροπέες αυτούς χρησιμοποιείται ένα κατάλληλα τοποθετημένο κύκλωμα συντονισμού με σκοπό να επιτυγχάνεται η έναυση ή/και σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων υπό μηδενικό ρεύμα και/ή μηδενική τάση και να περιορίζονται οι διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα

3.3.Μελέτη και λειτουργία τριφασικών αντιστροφών (Inverters)

Οι αντιστροφείς είναι ηλεκτρονικές διατάξεις που μετατρέπουν τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη τάση.

Οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται στον έλεγχο της ταχύτητας των ac κινητήρων, όπως των επαγωγικών και των σύγχρονων (adjustable speed ac drives), στην επαγωγική θέρμανση (induction heating), στα τροφοδοτικά αδιάλειπτης παροχής (uninterruptible power supplies, UPS), στο φωτισμό με λυχνίες φθορισμού

Αν θέλαμε να κατηγοριοποιήσουμε τους αντιστροφείς με βάση την πηγή τροφοδοσίας τους έχουμε τις εξής κατηγορίες :

- ❖ Αντιστροφείς με πηγή τάσης (Voltage Source Inverters, VSI)(Σχ. 3.2)
- ❖ Αντιστροφείς με πηγή ρεύματος (Current Source Inverters., CSI)(Σχ. 3.5)

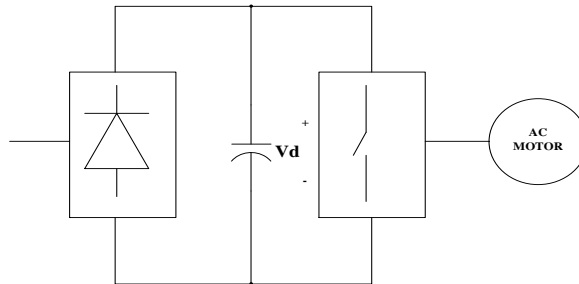
Οι αντιστρέφεις μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανεξαρτήτως αν είναι πηγή ρεύματος ή πηγή τάσης με βάση τον αριθμό των φάσεων σε:

- ❖ Μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας (με δύο ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία) ή σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας (με τέσσερα ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία).
- ❖ Πολυφασικούς από τους οποίους οι πιο διαδεδομένοι είναι οι Τριφασικοί αντιστροφείς (με έξι ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία)

3.3.1 Αντιστροφέας πηγής τάσης

Η δημιουργία μιας πηγής εναλλασσόμενης τάσης με μεταβλητή συχνότητα και πλάτος, πραγματοποιείται με την μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση με την χρήση των αντιστροφένων.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης που συναντώνται συχνότερα σε εφαρμογές τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης (η οποία μπορεί να προέρχεται από ανορθωτικό σύστημα αποτελούμενο από διόδους η από θυρίστορ).



Σχ. 3.2 Αντιστροφέας διακοπτικού τύπου σε κινητήριο σύστημα εναλλασσομένου ρεύματος

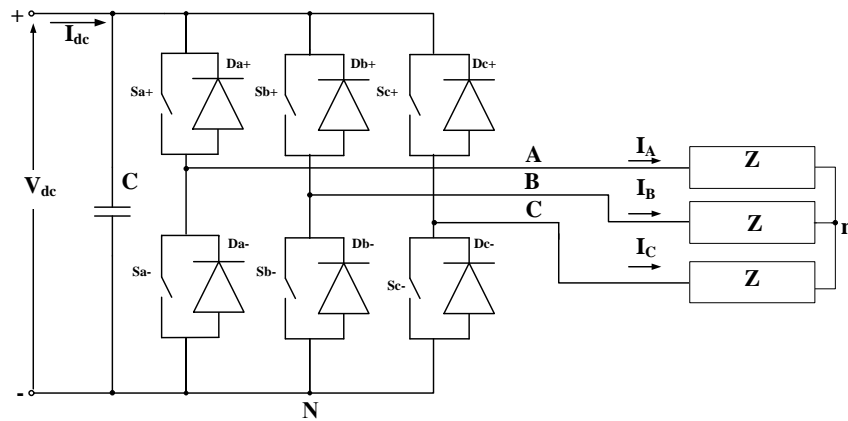
Οι αντιστροφείς αυτοί (που ονομάζονται και διακοπτικού τύπου) βρίσκουν εφαρμογή, όπως φαίνεται και στο παραπάνω Σχ. 3.3, σε κινητήρια συστήματα οδηγούμενα από μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος (E.P.), όπου ο αντικειμενικός στόχος είναι ή παραγωγή μιας ημιτονοειδούς εναλλασσόμενης τάσης εξόδου, με ελεγχόμενα τόσο το πλάτος όσο και η συχνότητα της, για την τροφοδοσία του κινητήριου συστήματος. Οι τριφασικοί αντιστροφείς πηγής τάσης μπορούν να χωριστούν στις παρακάτω δυο γενικές κατηγορίες :

- ❖ Αντιστροφείς με τετραγωνική κυματομορφή, όπου το πλάτος της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου ελέγχεται μέσω του πλάτους της συνεχούς τάσης εισόδου, ο δε αντιστροφέας ελέγχει μόνο τη συχνότητα της τάσης εξόδου.
- ❖ Αντιστροφέας με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM), όπου η συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα έχει σταθερό πλάτος, ενώ το πλάτος και η συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου ελέγχεται με διαμόρφωση του εύρους παλμών που αφορά την αγωγή των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα.

Η τυπική διάταξη ενός τριφασικού αντιστροφέα φαίνεται στο Σχ. 3.3.

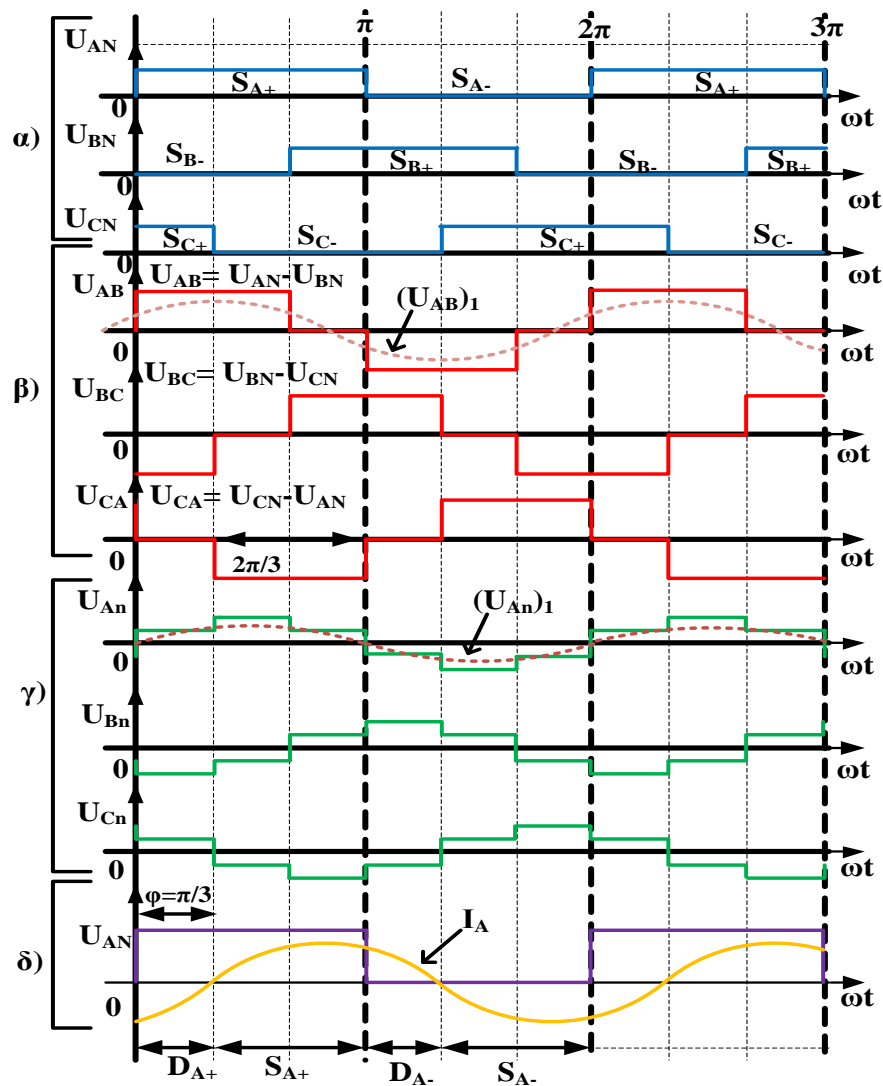
Όπως βλέπουμε ο τριφασικός αντιστροφέας αποτελείται από τρία σκέλη, ένα για κάθε φάση όπου υπάρχουν δύο διακοπτικά στοιχεία (στο σχέδιο συμβολίζονται σαν S+ και S-). Η έξοδος του κάθε σκέλους για παράδειγμα η V_{AN} εξαρτάται μόνο από την DC τάση εισόδου V_{dc} και από την κατάσταση των διακοπών. Οι ημιαγωγικοί διακόπτες κάθε σκέλους π.χ. S_{a+} , S_{a-} λειτουργούν συμπληρωματικά, δηλαδή όταν ο ένας διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής (on), ο άλλος βρίσκεται σε αποκοπή (off) και αντιστρόφως. Διαφορετικά, εάν και οι δύο διακόπτες του ίδιου κλάδου είναι σε κατάσταση on, τότε προκαλείται βραχυκύκλωμα της πηγής συνεχούς τάσης. Οι δίοδοι π.χ. (D_{a+} και D_{a-}) που τοποθετούνται παράλληλα στους διακόπτες εξασφαλίζουν ότι η ενεργεία που αποθηκεύετε (π.χ. στις επαγωγές των τυλιγμάτων ενός κινητήρα) ενώ το διακοπτικό στοιχείο βρίσκεται σε αποκοπή να αποφθεχθούν οι ανεπιθύμητες υπερτάσεις που θα μπορούσαν να οδηγήσουν το διακοπτικό στοιχείο στην καταστροφή του.

Όταν άγει ο διακόπτης S_{a+} στην έξοδο συνδέεται ο θετικός πόλος της πηγής V_{dc} ενώ όταν άγει ο διακόπτης S_{a-} στην έξοδο συνδέεται ο αρνητικός πόλος πηγής V_{dc} . Δίνοντας κατάλληλους παλμούς έναυσης και σβέσης στους διακόπτες, μέσω του κυκλώματος ελέγχου, λαμβάνουμε στην έξοδο του αντιστροφέα τις κυματομορφές φασικής και πολικής τάσεις που φαίνονται στην Σχ. 3.4. Η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη του ρεύματος εξόδου, εφόσον σε κάθε χρονική στιγμή ένας από τους δύο διακόπτες κάθε σκέλους είναι πάντα κλειστός (άγει).



Σχ. 3.3 Τυπικό κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα

Δίνοντας κατάλληλους παλμούς έναυσης και σβέσης στους διακόπτες, μέσω του κυκλώματος ελέγχου, λαμβάνουμε στην έξοδο του αντιστροφέα τις κυματομορφές φασικής και πολικής τάσεις που φαίνονται στην Σχ. 3.4.



Σχ. 3.4 Κυματομορφές τριφασικού αντιστροφέα με πηγή τάσης με τετραγωνική κυματομορφή όπου φαίνονται :α) οι παλμοί έναυσης και σβέσης των διακοπών, β) πολικές τάσεις εξόδου, γ) τάσεις ανάμεσα στο κόμβο (n) του φορτίου και εξόδους το αντιστροφέα και δ) πολική τάση εξόδου φάσης A καθώς και το ρεύμα της φάσης A.

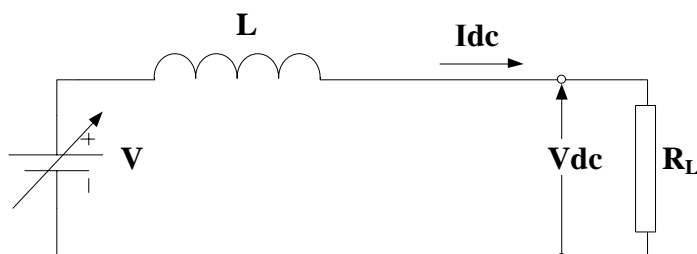
Μειονέκτημα τριφασικού αντιστροφέα αποτελεί το γεγονός ότι λόγω της μορφής της η τάση εξόδου περιέχει πλήθος ανώτερων αρμονικών, αποτέλεσμα των οποίων είναι η υπερθέρμανση των τυλιγμάτων και οι κυματώσεις της ροπής του κινητήρα που οδηγεί ο αντιστροφέας.

3.3.2 Αντιστροφέας πηγής ρεύματος

Όπως αναφέρθηκε και προηγούμενος για την μετατροπή συνεχής τάσης σε εναλλασσόμενη τάση πραγματοποιείται με την βοήθεια αντιστροφέν. Εδώ θα δούμε την δεύτερη κατηγορία η οποία χρησιμοποιεί πηγή ρεύματος. Αντίστοιχα με τους αντιστροφείς πηγής τάσεις, η εναλλασσόμενη έξοδος των αντιστροφέν πηγής ρεύματος παρουσιάζουν τα χαρακτηριστικά της πηγής ρεύματος. Η συχνότητα των AC ρευμάτων εξόδου, εξαρτάται από την ταχύτητα μετάβασης των διακοπτικών στοιχείων, ενώ το πλάτος των AC ρευμάτων καθορίζεται από το μέγεθος του συνεχούς ρεύματος εισόδου. Έτσι, η τεχνική PWM χρησιμοποιείται μόνο για βελτίωση της κυματομορφής των ρευμάτων εξόδου στις χαμηλές συχνότητες, και όχι στη ρύθμισή του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας (επιθυμητή συχνότητα εξόδου). Επίσης η τάση εξόδου στους αντιστροφείς πηγής ρεύματος εξαρτάται από την απόκριση του φορτίου στο επιβαλλόμενο ρεύμα.

Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος χρησιμοποιούνται κυρίως στον έλεγχο AC κινητήρων πολύ μεγάλης ισχύος.

Η δημιουργία μιας πηγής συνεχούς ρεύματος υλοποιείται μέσω μιας ρυθμιζόμενης πηγής συνεχούς τάσης V , σε σειρά μ' ένα πηνίο υψηλής αυτεπαγωγής L (Σχ. 3.5). Το πηνίο εξασφαλίζει την εξομάλυνση του ρεύματος της πηγής. Προκειμένου το ρεύμα της πηγής I_{dc} να είναι ανεξάρτητο από τις μεταβολές του φορτίου, η τάση V_{dc} πρέπει να ρυθμίζεται μέσω ενός κλειστού βρόχου ρεύματος.



Σχ. 3.5 Υλοποίηση της πηγής συνεχούς ρεύματος, με ρυθμιζόμενη πηγή τάσης και μεγάλη αυτεπαγωγή σειράς

Στην υλοποίηση μιας πηγής ρεύματος από την AC τάση του δικτύου χρησιμοποιείται είτε ένας ελεγχόμενος ανορθωτής με θυρίστορ (Σχ. 3.6.α), είτε ένας ανορθωτής με διόδους ακολουθούμενος από ένα μετατροπέα συνεχούς ρεύματος (Σχ. 3.6.β). Και στις δύο περιπτώσεις ένας κλειστός βρόχος ρεύματος και μια αυτεπαγωγή μεγάλης τιμής, χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση της πηγής συνεχούς ρεύματος.

Η τυπική διάταξη ενός τριφασικού αντιστροφέα με χρήση θυρίστορ GTO (Gate Turn Off - thyristor) και κινητήρα AC φαίνεται στο Σχ. 3.6.

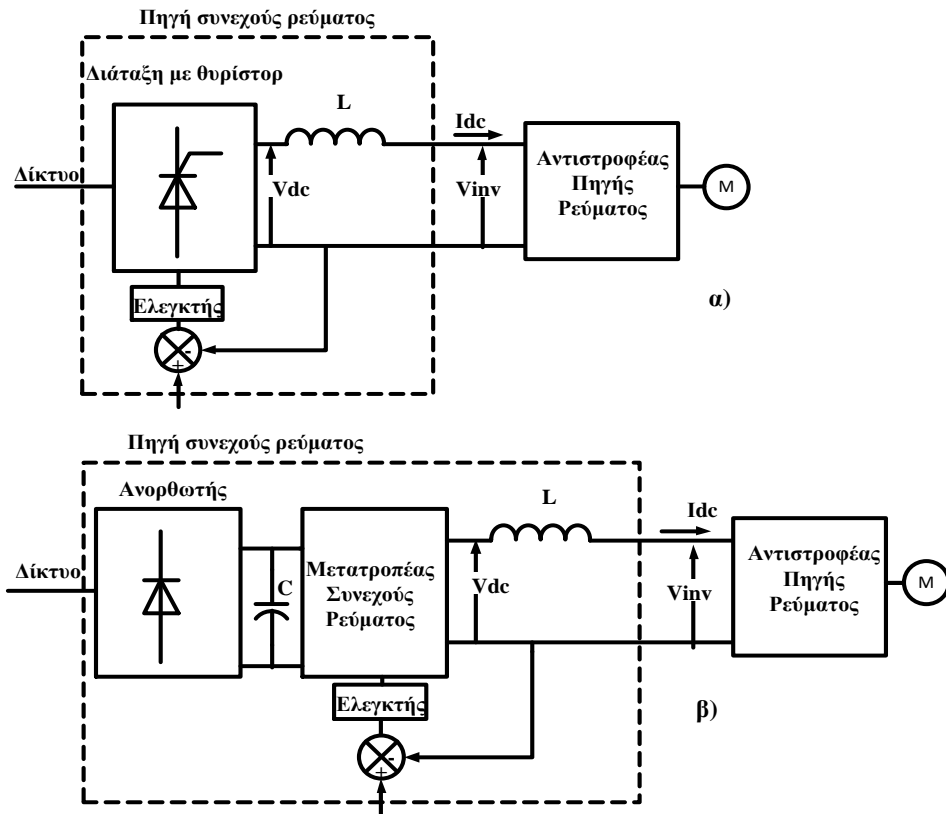
Οι διακόπτες του αντιστροφέα με πηγή ρεύματος οδηγούνται στην αγωγιμότητα με τη σειρά αρίθμησής τους, με διαφορά φάσης 60° . Κάθε διακόπτης φέρει ρεύμα για γωνία 120° .

Οι έξι διακόπτες (που φαίνονται στο Σχ. 3.6) άγουν σε κάθε χρονική στιγμή οι δύο. Ένας διακόπτης από την ομάδα των GTO_1 , GTO_3 , GTO_5 και ένας από την ομάδα των GTO_2 , GTO_4 , GTO_6 . Τα τρία ρεύματα γραμμής, τα οποία είναι ίσα με τα φασικά ρεύματα στη σύνδεση αστέρα, έχουν ακριβώς την ίδια μορφή με τις πολικές τάσεις του αντιστροφέα πηγής τάσης με τετραγωνική κυματομορφή. Αντίστοιχα, τα φασικά ρεύματα έχουν τη μορφή των φασικών τάσεων του αντιστροφέα πηγής τάσης με τετραγωνική κυματομορφή (Σχ. 3.4).

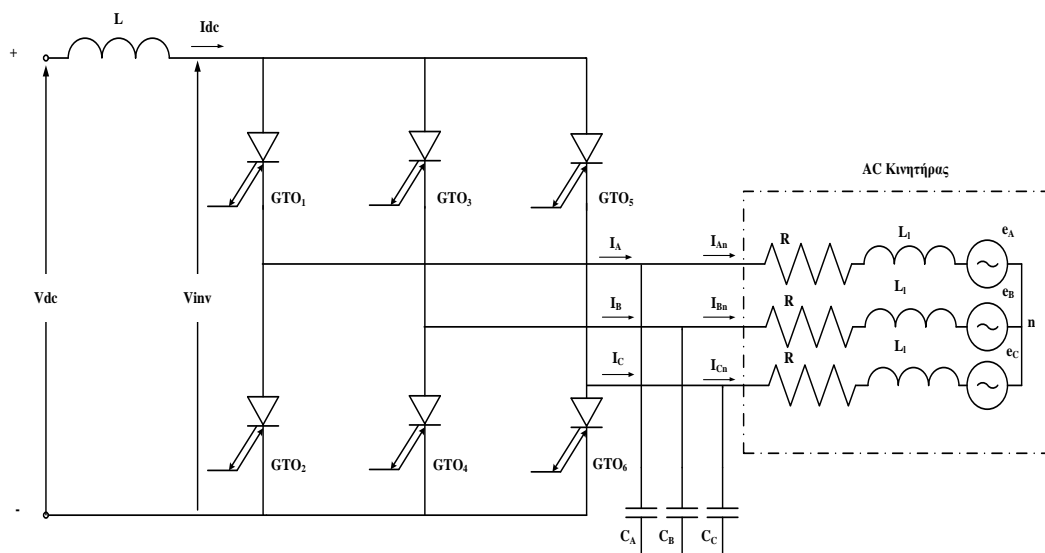
Τα ρεύματα I_A , I_B , I_C μεταβάλλονται στιγμιαία μεταξύ του μηδέν και του ρεύματος εισόδου I_{dc} . Χωρίς τους πυκνωτές C_A , C_B , C_C τα παραπάνω ρεύματα διέρχονται από τις φάσεις του κινητήρα, με αποτέλεσμα την ανάπτυξη αιχμών τάσης σε κάθε μετάβαση του ρεύματος, εξαιτίας των αυτεπαγωγών σκέδασης L_l του κινητήρα. Οι αιχμές τάσης υπερθέτονται στην κυματομορφή των φασικών τάσεων και προκαλούν την αύξηση της τάσης διάσπασης των GTO.

Οι πυκνωτές C_A , C_B , C_C παρέχουν μια εναλλακτική διαδρομή για τα ρεύματα I_A , I_B , I_C με αποτέλεσμα τη μείωση της ταχύτητας μεταβολής των φασικών ρευμάτων στον κινητήρα I_{An} , I_{Bn} , I_{Cn} . Έτσι, περιορίζεται το πλάτος των αιχμών τάσης και η τάση αντοχής των χρησιμοποιούμενων διακοπών. Το πλάτος των αιχμών τάσης εξαρτάται ακόμη από το μέγεθος των αυτεπαγωγών σκέδασης του κινητήρα. Όσο μεγαλύτερες είναι οι αυτεπαγωγές σκέδασης, τόσο μεγαλύτερης χωρητικότητας πυκνωτές απαιτούνται για τον περιορισμό του πλάτους των αιχμών. Όμως, ταυτόχρονα, αυξάνει ο χρόνος για τη μετάβαση του ρεύματος

μεταξύ των φάσεων και μειώνεται η μέγιστη θεμελιώδης συχνότητα εξόδου του αντιστροφέα. Έτσι, οι κινητήρες που οδηγούνται από αντιστροφείς πηγής ρεύματος πρέπει να έχουν μικρές αυτεπαγωγές σκέδασης.

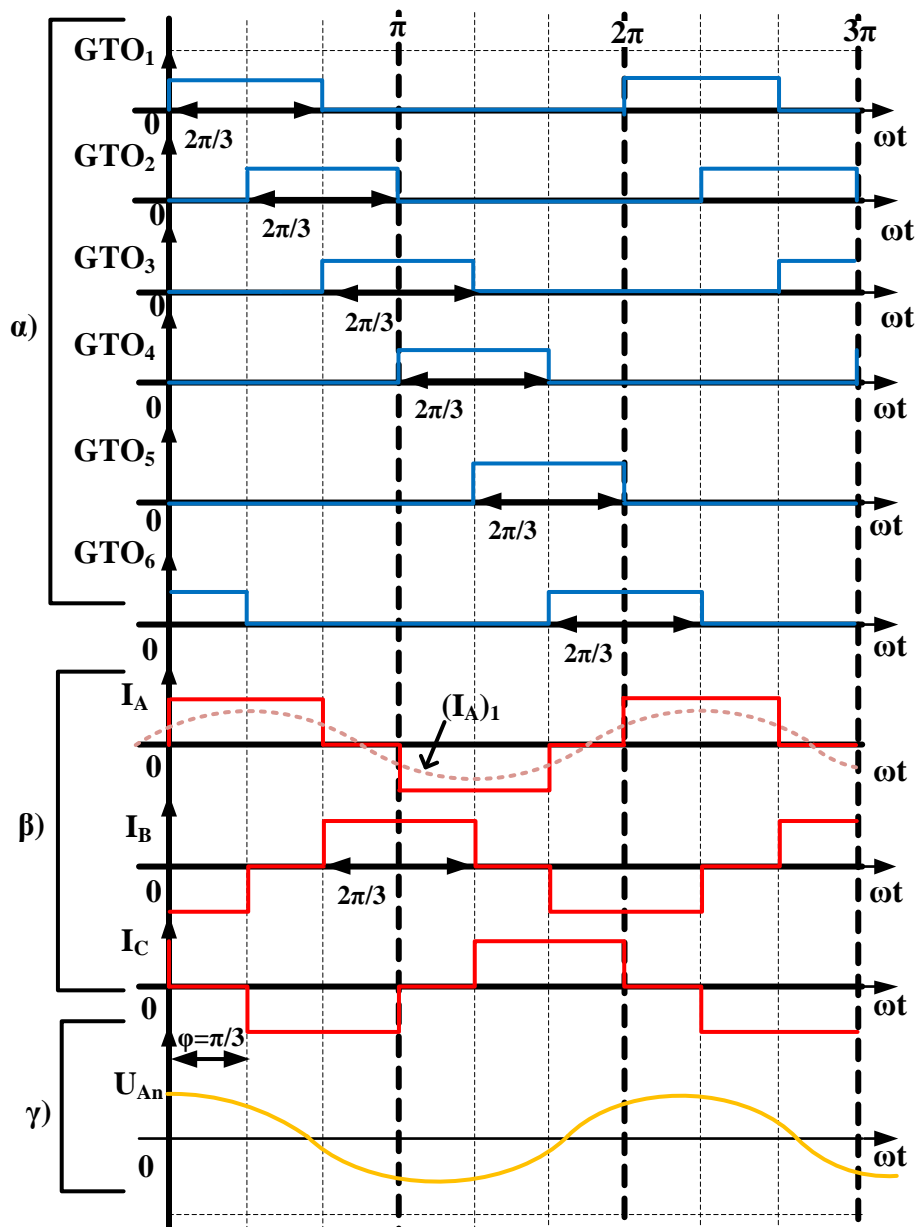


Σχ. 3.5 Υλοποίηση της ελεγχόμενης πηγής συνεχούς ρεύματος, για την τροφοδοσία των αντιστροφέων πηγής ρεύματος : α) μέσω ελεγχόμενου ανορθωτή με θυρίστορ, β) μέσω μετατροπέα συνεχούς ρεύματος.



Σχ. 3.6 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής ρεύματος με θυρίστορ GTO

Οι κυματομορφές του κυκλώματος του τριφασικού αντιστροφέα ρεύματος (Σχ. 3.6) με θυρίστορ GTO δίνονται στο Σχ. 3.7.



Σχ. 3.7 Κυματομορφές τριφασικού αναστροφέα με πηγή ρεύματος με θυρίστορ GTO όπου φαίνονται :α) οι παλμοί έναυσης και σβέσης των διακοπών, β) ρεύμα εξόδου των τριών φάσεων γ) και τάση ανάμεσα στο κόμβο (n) του φορτίου και εξόδου το αντιστροφέα

3.3.1 Σύγκριση αντιστροφέα με πηγή ρεύματος έναντι αντιστροφέα με πηγή τάσης

Αν συγκρίνουμε τις κυματομορφές ενός αντιστροφέα με πηγή ρεύματος έναντι αντιστροφέα με πηγή τάσης θα παρατηρήσουμε το εξής :

- ❖ Οι κυματομορφές ρεύματος εξόδου είναι ίδιες με τις κυματομορφές τάσης εξόδου του αντιστροφέα με πηγή συνεχούς τάσης, με την προϋπόθεση ότι έχουν τους ίδιου παλμούς έναυσης (Σχ. 3.4, Σχ. 3.7).
- ❖ Η κυματομορφή της τάσης εισόδου είναι η ίδια με την κυματομορφή του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα με πηγή συνεχούς τάσης (Σχ. 3.4, Σχ. 3.7).
- ❖ Οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου είναι οι ίδιες με τις κυματομορφές των ρευμάτων εξόδου του αντιστροφέα (Σχ. 3.4, Σχ. 3.7).

Αφού είδαμε την σύγκριση των κυματομορφών ενός αντιστροφέα με πηγή τάσης έναντι αντιστροφέα με πηγή ρεύματος, στην συνέχεια θα δούμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονέκτημα ενός αντιστροφέα με πηγή ρεύματος έναντι αντιστροφέα με πηγή τάσης.

Πλεονεκτήματα :

- ❖ Επειδή το ρεύμα εισόδου είναι πάντοτε σταθερό, αν γίνει κάποιο λάθος στους παλμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα και παρουσιαστεί κάποιο βραχυκύκλωμα, αυτό δεν θα έχει σαν αποτέλεσμα την καταστροφή των διακοπτικών στοιχείων.
- ❖ Επειδή ο αντιστροφέας αυτός για επαγωγικά φορτία παρουσιάζει αρνητική τάση εισόδου, το ρεύμα εισόδου είναι πάντοτε θετικό και έτσι δεν χρειάζονται δίοδοι ελεύθερης διέλευσης.
- ❖ Το βοηθητικό κύκλωμα μετάβασης αποτελείται μόνο από ένα πυκνωτή.
- ❖ Επειδή το ρεύμα εισόδου είναι σταθερό, ο αντιστροφέας δεν παρουσιάζει αιχμές ρεύματος. Κατά συνέπεια τα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία υφίστανται μικρότερη καταπόνηση ρεύματος και επίσης ο αντιστροφέας παρουσιάζει μικρότερη ευαισθησία σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές .

Μειονέκτημα :

- ❖ Το βασικό μειονέκτημα είναι η δημιουργία της πηγής συνεχούς ρεύματος, η οποία μπορεί να κατασκευαστεί με μια πυγή συνεχούς τάσης και ένα επαγωγικό φίλτρο.
- ❖ Για τριφασικούς αντιστροφείς το φορτίο πρέπει να είναι συμμετρικό. Αν το φορτίο δεν είναι συμμετρικό, η τάση εισόδου του αντιστροφέα παρουσιάζει ανώτερες αρμονικές, πράγμα το οποίο θα συντελέσει στην αύξηση του μεγέθους της αυτεπαγωγής του φίλτρου εισόδου
- ❖ Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος μπορούν να οδηγήσουν μόνο ένα κινητήρα . Η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας τους είναι περιορισμένη, εξαιτίας της απαίτησης για αργή μετάβαση των ρευμάτων, ώστε να μειωθεί το πλάτος των αιχμών τάσης και η τάση ανοχής των διακοπών

Από την παραπάνω σύγκριση καταλήγουμε στο ότι για την παρούσα πτυχιακή εργασία θα κατασκευάσουμε αντιστροφέα με πηγή τάσης και όχι με πηγή ρεύματος για τους εξής δυο βασικούς λόγους :

- ❖ Το Εργ. Ηλεκτρικών Μηχανών δεν διαθέτουμε πηγή συνεχούς ρεύματος ενώ διαθέτει πηγή συνεχούς τάσης.
- ❖ Η πηγή συνεχούς ρεύματος είναι περισσότερο πολύπλοκη λόγω του επαγωγικού φίλτρου .

3.4 Επιλογή των διακοπτικών στοιχείων των αντιστροφέων

Όπως είδαμε ο τριφασικός αναστροφέας αποτελείται από έξι διακοπτικά ημιαγωγικά στοιχεία ελεγχόμενα από τάση. Γενικά η επιλογή των διακοπτικών στοιχείων για έναν ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος καθορίζεται από:

- ❖ Την ισχύ του μετατροπέα, δηλαδή την τάση και το ρεύμα που πρέπει να διαχειρίζεται το ημιαγωγικό στοιχείο
- ❖ Την τάση και την αντίσταση αγωγής του στοιχείου που καθορίζουν τις απώλειες αγωγής και την απαιτούμενη ψύξη.
- ❖ Τους χρόνους μετάβασης που καθορίζουν τις διακοπτικές απώλειες και επομένως την απαιτούμενη ψύξη και τη συχνότητα λειτουργίας της διάταξης.
- ❖ Το κόστος του στοιχείου και τη διαθεσιμότητά του στην αγορά.
- ❖ Την ευκολία κατασκευής του κυκλώματος παλμοδότησης του στοιχείου.

Οι ημιαγωγικοί διακόπτες που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι διακόπτες πυριτίου (Si) και διακρίνονται σε διόδους, τρανζίστορ και θυρίστορ. Η ισχύς ενός ημιαγωγικού διακόπτη ορίζεται από τη σχέση

$$S = V_S \cdot I_S \quad (3.1)$$

όπου

- ❖ V_S είναι η ονομαστική ενεργός τιμή της τάσης (αποκοπής) του διακόπτη
- ❖ και I_S η ενεργός τιμή του ρεύματος του διακόπτη σε κατάσταση αγωγής .

Για τη δική μας εφαρμογή επιλέξαμε ημιαγωγικά στοιχεία τύπου **MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor Effect Transistor, δηλ. τρανζίστορ μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγών με επίδραση πεδίου ισχύος). Είναι ένα ελεγχόμενο από τάση ημιαγωγικό στοιχείο και έχει τρεις ακροδέκτες, την **απαγωγό (Drain)**, την **πηγή (Source)** και την **πύλη (Gate)** και μπορεί να είναι είτε **τύπου nnp** είτε **τύπου pnp**. Στο Σχ. 3.8 φαίνονται η εσωτερική δομή και οι συμβολισμοί των MOSFET ισχύος, τόσο για ένα MOSFET με κανάλι τύπου-n όσο και για ένα MOSFET με κανάλι τύπου-p, καθώς και η στατική χαρακτηριστική του, ιδανική και τυπική για ένα MOSFET με κανάλι τύπου-n.

Το MOSFET ισχύος, όπως προαναφέρθηκε, είναι ένα ελεγχόμενο από τάση ημιαγωγικό στοιχείο, το οποίο λόγω της κατασκευής της πύλης, συμπεριφέρεται ως πυκνωτής, με υψηλή εμπέδηση (συνθέτη αντίσταση) εισόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η ισχύς που απαιτείται για τον έλεγχο του στοιχείου να είναι εξαιρετικά χαμηλή. Στην πραγματικότητα το ημιαγωγικό στοιχείο διατηρείται σε κατάσταση αγωγής ή αποκοπής χωρίς πρακτικά να απαιτείται ισχύς από το κύκλωμα παλμοδότησης, ενώ κατά τις μεταβατικές καταστάσεις απαιτείται ένας μικρός ισχύος παλμός για τη φόρτιση και εκφόρτιση του πυκνωτή της πύλης.

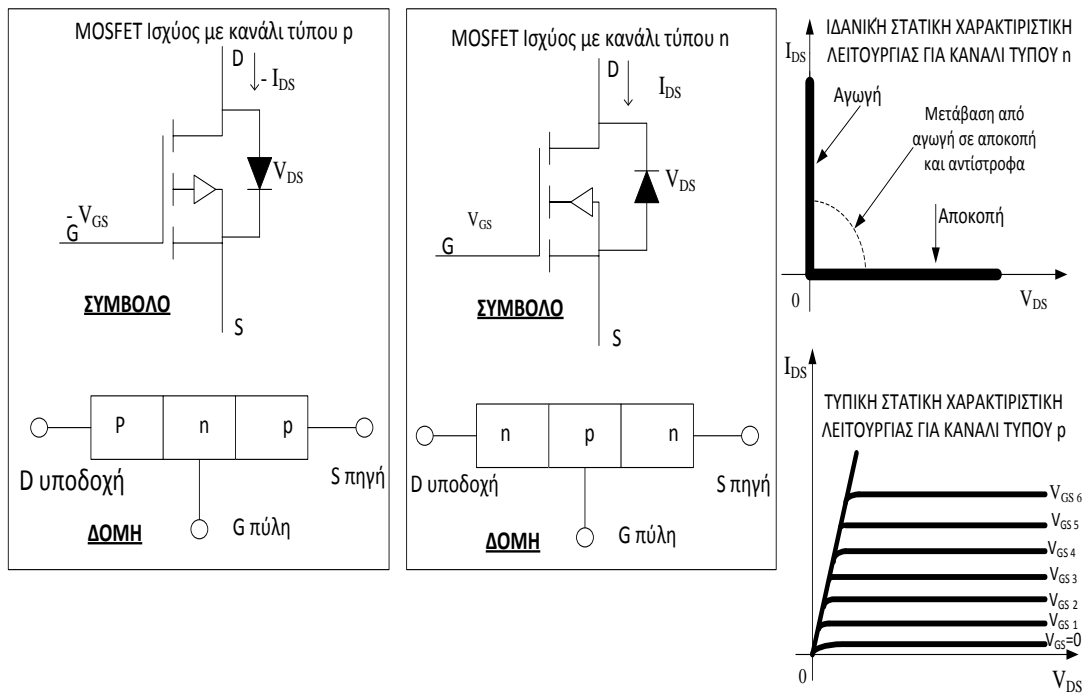
Στο MOSFET η ροή του ρεύματος οφείλεται στη ροή των φορέων πλειονότητας. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα οι χρόνοι καθυστέρησης και σβέσης του στοιχείου από την αποκοπή στην αγωγή και αντιστρόφως να είναι εξαιρετικά χαμηλοί και να μην εξαρτώνται από τη θερμοκρασία. Άμεση συνέπεια του γεγονότος αυτού είναι οι συχνότητες λειτουργίας του στοιχείου να είναι εξαιρετικά υψηλές.

Ένα βασικό μειονέκτημα των MOSFET είναι η υψηλή σχετικά αντίσταση αγωγής, γεγονός που έχει ως αποτέλεσμα οι απώλειες αγωγής να είναι αρκετά υψηλές. Επίσης, η αντίσταση αγωγής ενός MOSFET αυξάνεται όσο αυξάνεται η θερμοκρασία πλακιδίου, επειδή η λειτουργία του στοιχείου βασίζεται στη ροή φορέων πλειονότητας. Τούτο καθιστά αρκετά εύκολο τον παραλληλισμό των ημιαγωγικών αυτών στοιχείων ισχύος, καθότι οποιαδήποτε ανισοκατανομή του ρεύματος θα προκαλέσει αύξηση της θερμοκρασίας τους στοιχείου από το οποίο διέρχεται το μεγαλύτερο ρεύμα, με άμεσο αποτέλεσμα την αύξηση της αντίστασής του, προκαλώντας την εκ νέου εξισορρόπηση των ρευμάτων.

Επίσης, η περιοχή ασφαλούς λειτουργίας (Safe Operation Area, SOA) καθορίζεται μόνο από τα όρια θερμοκρασίας αντοχής του πλακιδίου, με αποτέλεσμα η μέγιστη τιμή των απωλειών ισχύος να μπορεί να λάβει αρκετά υψηλή τιμή, ανάλογα με το λόγο κατάτμησης.

Λόγω της δομής του, το MOSFET έχει εσωτερικά μια διόδο, η οποία εμφανίζεται μεταξύ πηγής και υποδοχής (άνοδος στην πηγή), με αποτέλεσμα να μην έχει δυνατότητα συγκράτησης ανάστροφων τάσεων. Όμως, η παρουσία της διόδου αυτής αποδεικνύεται επωφελής για διατάξεις όπως οι αντιστροφείς, όπου μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως, η απαραίτητη, αντιπαράλληλη διόδος.

Οι τυπικές ονομαστικές τιμές τάσης διάσπασης και ρεύματος ενός MOSFET είναι της τάξης των 1000 V και 200 A, αντίστοιχα.



Σχ. 3.8 Δομή και συμβολισμοί για MOSFET ισχύος και στατικές χαρακτηριστικές (τυπική και ιδανική) ενός MOSFET ισχύος τύπου n,

Λόγω της υψηλής συχνότητας λειτουργίας τους είναι στοιχεία κατάλληλα για εφαρμογές σχετιζόμενες με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse With Modulation, PWM). Μερικές από τις εφαρμογές αυτές είναι :

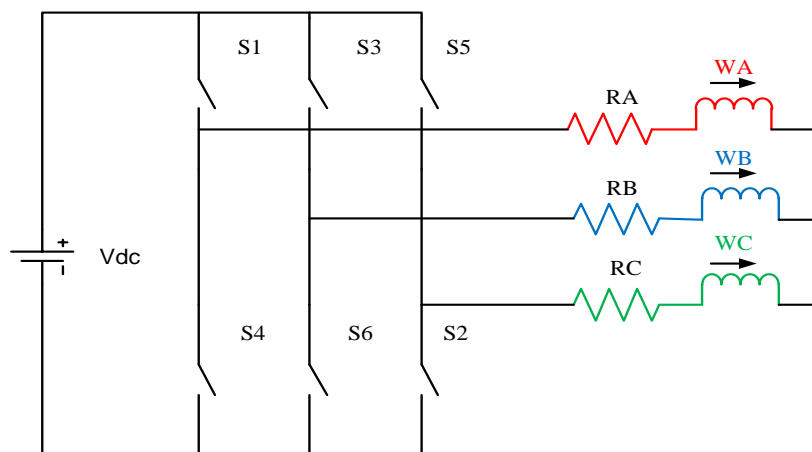
- ❖ Διακοπτικά τροφοδοτικά.
- ❖ Έλεγχο κινητήρων τύπου Brushless.
- ❖ Ηλεκτρονικές διατάξεις αυτοκινήτων.
- ❖ Ηλεκτρονικά Ballast για λαμπτήρες φθορισμού.
- ❖ Μικρές συσκευές επαγωγικής θέρμανσης και ηλεκτροσυγκόλλησης
- ❖ Διαφορές φορητές συσκευές.

Τα κυριότερα μεγέθη που χαρακτηρίζουν ένα MOSFET ισχύος και δίνουν οι κατασκευαστές στα τεχνικά τους φυλλάδια (datasheet) είναι:

- ❖ Η μέγιστη τιμή της τάσης V_{DSS} που αντέχει το στοιχείο.
- ❖ Η μέγιστη τιμή του ρεύματος I_D .
- ❖ Η αντίσταση αγωγής $R_{DS(on)}$.
- ❖ Οι χρόνοι σβέσης και έναυσης (t_f, t_r) τους στοιχείου.

3.5 Περιγραφή λειτουργίας του μετατροπέα

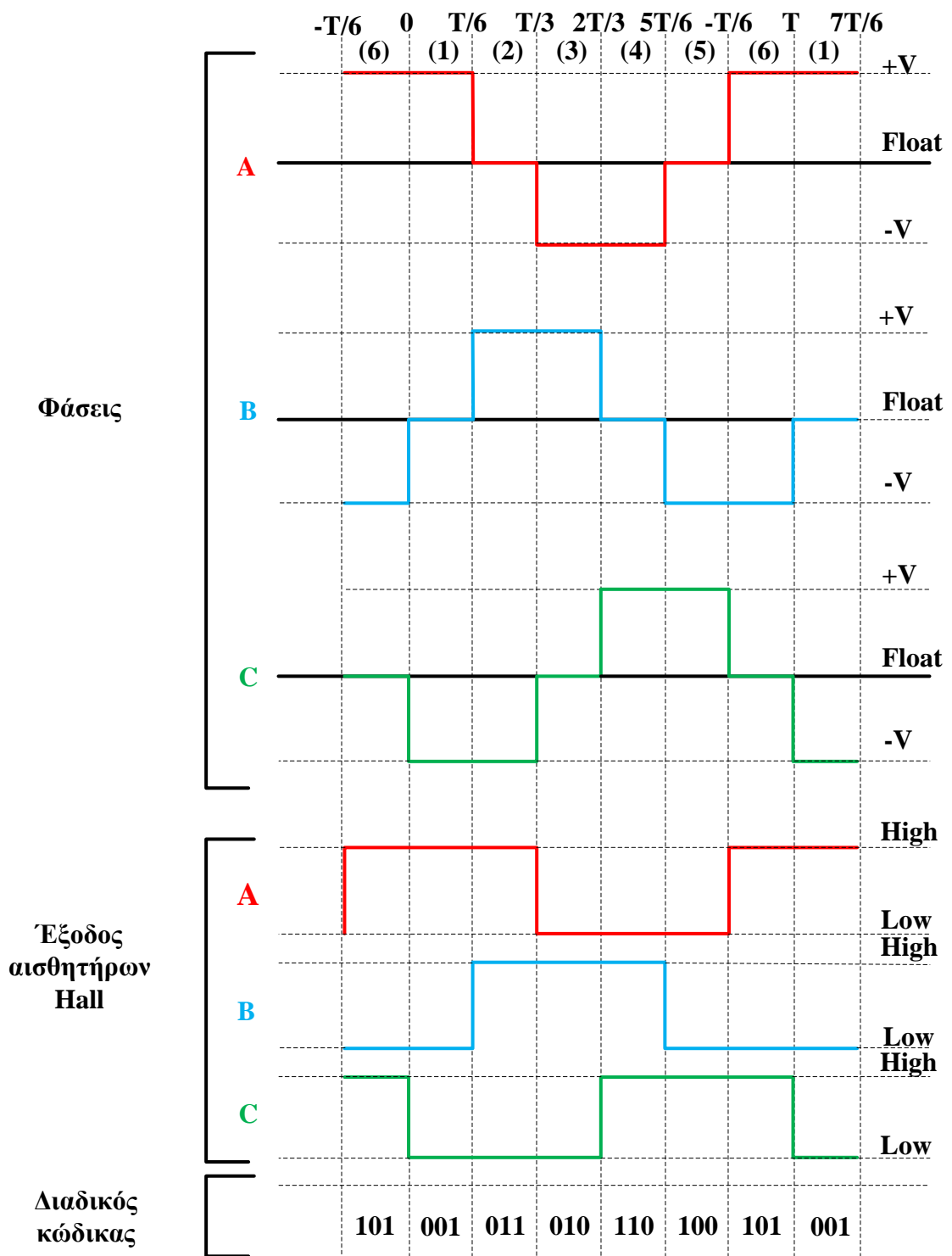
Ο μετατροπέας του Σχ. 3.9 αποτελείται από μια DC πηγή τάσης, έξι διακοπτικά στοιχεία (δύο για κάθε φάση), από μία αντίσταση και μία επαγωγή συνδεδεμένες σε σειρά αντίστοιχα για κάθε φάση.



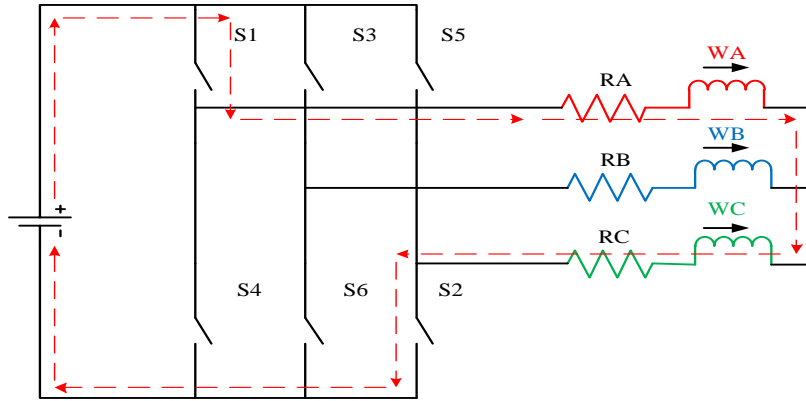
Σχ. 3.9 Τριφασικός μετατροπέας τροφοδοσίας της σύγχρονης μηχανής μόνιμου μαγνήτη

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, κάθε 60° ηλεκτρικές μοίρες γίνεται μετάβαση του ρεύματος από τη μία φάση στην επόμενη, όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.10. Σύμφωνα με τις χρονικές συναρτήσεις που έχουν δοθεί στα διακοπτικά στοιχεία, μπορούμε να διακρίνουμε σε μια ηλεκτρική περίοδο λειτουργίας της μηχανής τα ακόλουθα χρονικά διαστήματα:

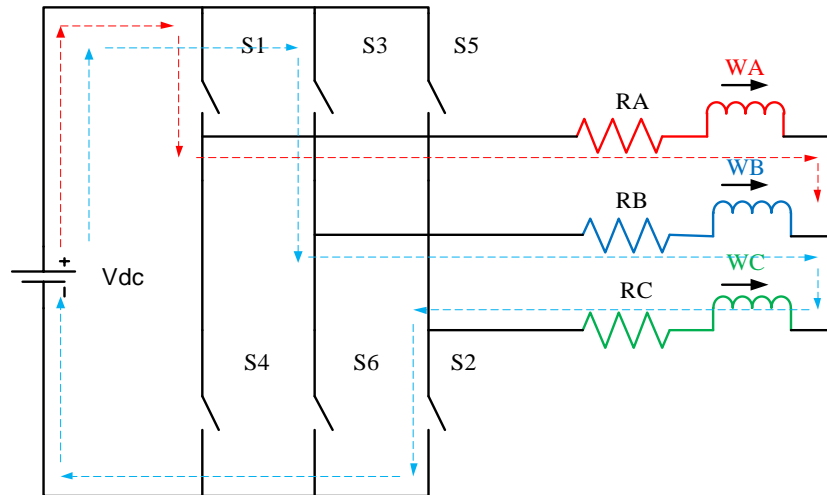
1. $0 < t < T/6$: Οι διακόπτες S1 και S2 είναι κλειστοί (on) και άγουν οι φάσεις A και C.
2. $T/6 < t < T/3$: Ο διακόπτης S1 ανοίγει (off) και κλείνει ο διακόπτης S3 (on), επομένως έχουμε μετάβαση του ρεύματος από τη φάση A στη φάση B, και οι φάσεις που άγουν πλέον είναι οι C και B.
3. $T/3 < t < T/2$: Ο διακόπτης S2 ανοίγει (off) και κλείνει ο διακόπτης S4 (on), επομένως έχουμε μετάβαση του ρεύματος από τη φάση C στη φάση A, και οι φάσεις που άγουν πλέον είναι οι B και A.
4. $T/2 < t < 2T/3$: Ο διακόπτης S3 ανοίγει (off) και κλείνει ο διακόπτης S5 (on), επομένως έχουμε μετάβαση του ρεύματος από τη φάση B στη φάση C, και οι φάσεις που άγουν πλέον είναι οι C και A.
5. $2T/3 < t < 5T/6$: Ο διακόπτης S4 ανοίγει (off) και κλείνει ο διακόπτης S6 (on), επομένως έχουμε μετάβαση του ρεύματος από τη φάση A στη φάση B, και οι φάσεις που άγουν πλέον είναι οι C και B.
6. $5T/6 < t < T$: Ο διακόπτης S5 ανοίγει (off) και κλείνει ο διακόπτης S1 (on), επομένως έχουμε μετάβαση του ρεύματος από τη φάση C στη φάση A, και οι φάσεις που άγουν πλέον είναι οι A και B.



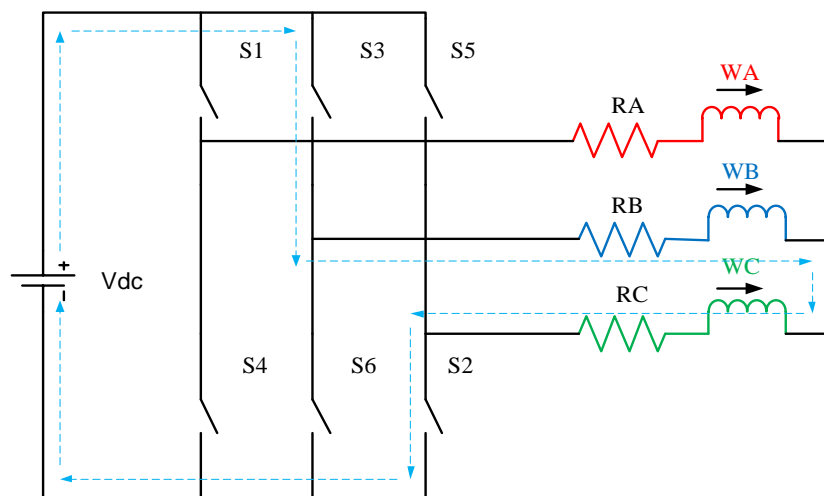
Σχ. 3.10 Μεταβάσεις τάσεων εξόδου (A, B, C) και αισθητήρων Hall



Σχ.3.11 Κατάσταση των διακόπτων του αντιστροφέα στο χρονικό διάστημα (1)



Σχ. 3.12 Κατάσταση των διακόπτων κατά τη στιγμή της μετάβασης από την φάση A στη φάση B



Σχ. 3.13 Κλειστό κύκλωμα στο χρονικό διάστημα (2)

Στα Σχ. 3.11 - Σχ. 3.13 παρουσιάζεται η διαδικασία της μετάβασης του ρεύματος ενδεικτικά, από τη φάση A στη B, κατά την θετική ημιπερίοδο. Στο διάστημα 1 ($0 < t < T/6$) άγουν οι διακόπτες S1 και S2 και ρεύμα ρέει από τα τυλίγματα των φάσεων A και C.

Τη στιγμή της μετάβασης από τη φάση Α στη φάση C, αρχίζει να αυξάνεται το ρεύμα που περνά από τη φάση C με χρονική σταθερά που επιβάλλεται από τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά (αντίσταση και επαγωγή του κυκλώματος) και για τον ίδιο λόγο το ρεύμα της φάσης Α δε μηδενίζεται ακαριαία. Συνεπώς, κατά το διάστημα της μετάβασης άγουν (στιγμιαία) όλες οι φάσεις όπως φαίνεται στο κυκλωματικό διάγραμμα του μετατροπέα του Σχ. 3.12.

Το διάστημα της μετάβασης διαρκεί μέχρι να ισορροπήσει το σύστημα, δηλαδή να μηδενιστεί πλήρως το ρεύμα της φάσης Α και να φτάσει τη μέγιστη τιμή του το ρεύμα της φάσης C. Στη συνέχεια ξεκινάει το διάστημα 2, όπου τα ρεύματα των φάσεων έχουν φτάσει σε μια σταθερή τιμή και είναι κλειστοί (on) οι διακόπτες S3 και S2 (Σχ. 3.13). Με ανάλογη λογική γίνεται η μετάβαση του ρεύματος και στις υπόλοιπες φάσεις με διαδοχικό τρόπο.

3.6 Κατασκευή της διάταξης για την οδήγηση του κινητήρα BLDC

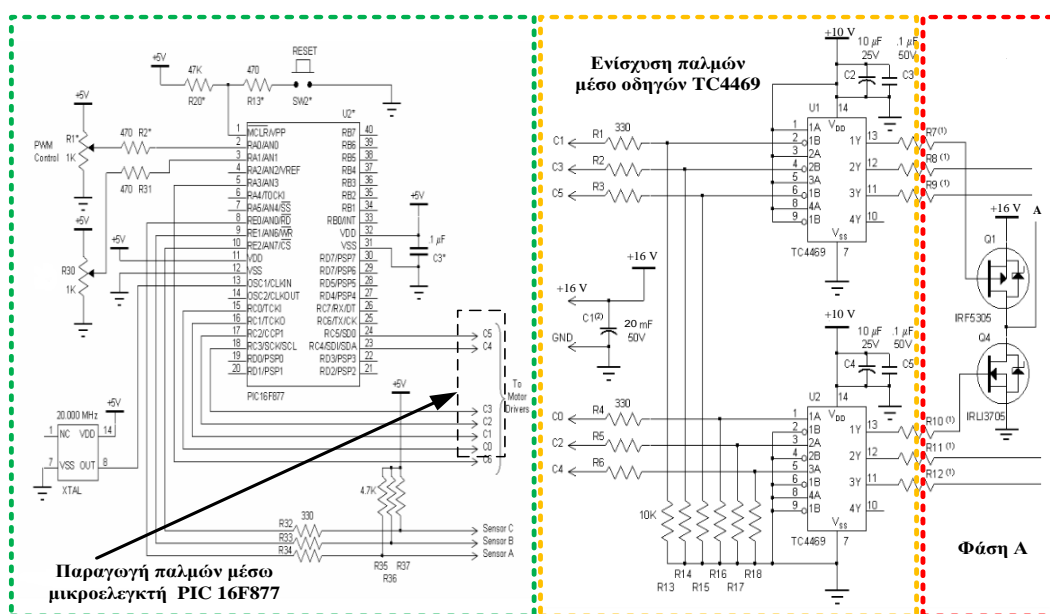
Για τις ανάγκες της πτυχιακής, σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν στο εργαστήριο τέσσερα τυπωμένα κυκλώματα (Printed circuit board, PCB). Τα σχήματα φαίνονται στα παρατήματα Δ1 έως Δ3 ενώ τα PCB δίνονται στα παρατήματα Δ4 έως Δ7. Για το σχεδιασμό χρησιμοποιήσαμε το γραφικό περιβάλλον σχεδιασμού PCB **Altium Designer** της εταιρίας **Altium**. Η διαδικασία κατασκευής που ακολουθήσαμε ήταν η συνήθης, δηλαδή αναπτύξαμε πρώτα το σχηματικό διάγραμμα, στη συνέχεια σχεδιάσαμε τα PCB, βάσει του σχηματικού και στο τέλος εμφανίσαμε το τυπωμένο με φωτογραφική μέθοδο και κολλήσαμε τα στοιχεία.

3.6.1 Κύκλωμα παλμοδότησης του τριφασικού αντιστροφέα

Αν προσπαθήσουμε να περιγράψουμε απλά την πορεία της παλμοδότησης του τριφασικού αντιστροφέα θα μπορούσαμε να πούμε τα παρακάτω:

1. Οι παλμοί που προέρχονται από το μικροελεγκτή (Σχ. 3.14, θύρα C) κατευθύνονται στις εισόδους των αντιστάσεων pull up (330Ω) και pull down (10KΩ).
2. Οι παλμοί εξέρχονται από τις αντιστάσεις και οδηγούνται εισόδους των ολοκληρωμένων TC4469 που οδηγούν (Drivers) τα MOSFET.
3. Από τις εξόδους των οδηγών (Drivers) εξέρχονται και οδηγούνται μέσω των αντιστάσεων πύλης (R7-R12) στις πύλες των MOSFET.

Στο Σχ. 3.14 απεικονίζεται η πορεία της παλμοδότησης της μιας φάσης (A) του αντιστροφέα αφού ο παλμός έχει εξέλθει από τον επεξεργαστή και μέχρι να φτάσει στην πύλη των MOSFET.



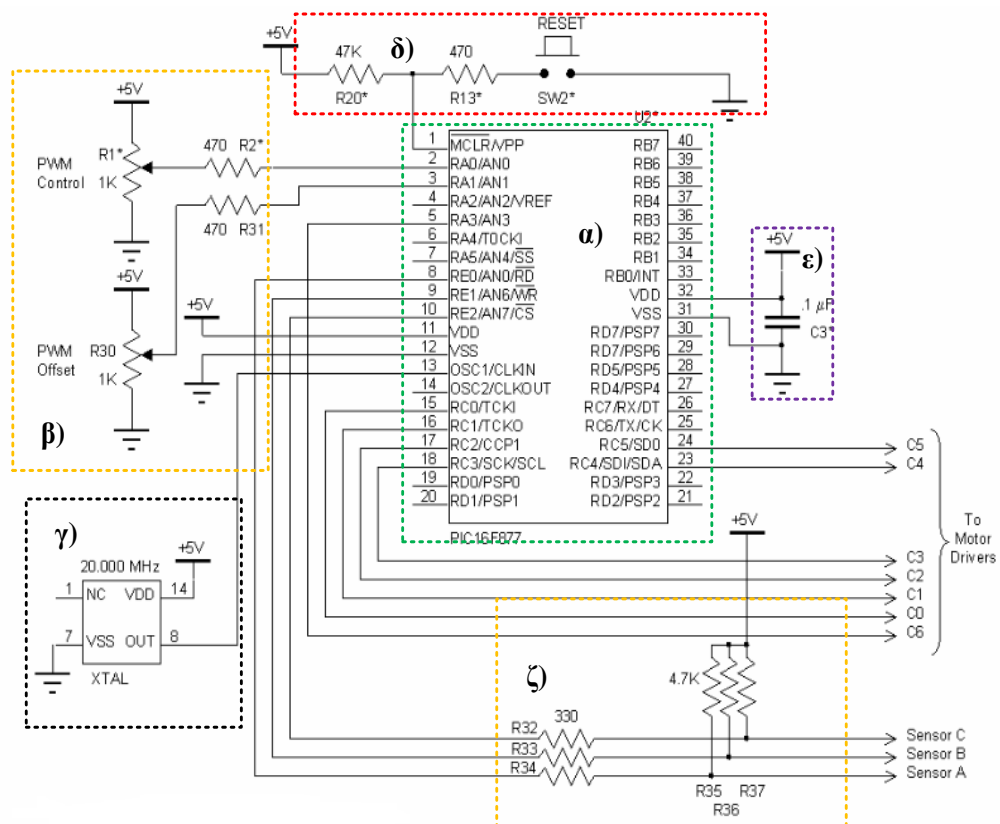
Σχ. 3.14 Παλμοδότηση μιας φάσης (A) του τριφασικού αντιστροφέα

3.6.1.1 Μικροελεγκτής και περιφερειακά

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία για την παραγωγή των παλμών χρησιμοποιήθηκε ο μικροελεγκτής **PIC16F877** της εταιρίας **Microchip** του οποίου η λεπτομερής περιγραφή και ανάλυση της λειτουργίας θα γίνει στο επόμενο κεφάλαιο.

Εδώ μπορούμε να δούμε τα στοιχεία που απαρτίζουν το κύκλωμα παλμοδότησης, όπως είναι προφανές ο πυρήνας του κυκλώματος παλμοδότησης είναι ο μικροελεγκτής **PIC16F877** (Σχ. 3.15 (α)) στις θύρες του οπίου συνδέουμε τα εξής στοιχεία:

- ❖ Στις αναλογικές του εισόδους τοποθετούμε δυο μεταβλητές αντιστάσεις (trimmers) τιμής 1 KΩ και σε σειρά συνδέουμε μια αντίσταση των 470 Ω. Οι δύο αυτές μεταβλητές αντιστάσεις χρησιμοποιούνται για την PWM και για την λειτουργία δεξιόστροφης και αριστερόστροφης περιστροφής του κινητήρα ενώ η εν σειρά αντίσταση των 470 Ω παρεμβάλλεται για την προστασία των ακροδεκτών του μικροελεγκτή. Επίσης στις αναλογικές εισόδους συνδέουμε τρεις αντιστάσεις των 4,7 KΩ οι οποίες τροφοδοτούνται με τάση 5 V και χρησιμεύουν για την τροφοδοσία των τριών αισθητήρων Hall ενώ ανάμεσα από τις αντιστάσεις 4,7 KΩ και στους ακροδέκτες των αισθητήρων Hall τοποθετούμε τρεις αντιστάσεις τιμής 330 Ω για την προστασία των ακροδεκτών του μικροελεγκτή.
- ❖ Ένα κρυσταλλικό ταλαντωτή με τιμή 20 MHz (Σχ. 3.15 (γ)) ο οποίος δίνει τον απαραίτητο χρονισμό στον μικροελεγκτή που τελικά μας παράγει την συχνότητα 10 KHz χρησιμοποιούμε για την λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα.
- ❖ Μια αντίσταση των 47 KΩ η οποία τροφοδοτεί με συνεχή τάση 5V. Η αντίσταση αυτή συνδέεται με μια αντίσταση των 470 Ω. Η δεύτερη επίσης συνδέεται με ένα μπουτόν προς τη γείωση και τον ακροδέκτη 1 (MCLR/VPP) του μικροελεγκτή. Το παραπάνω κύκλωμα (Σχ. 3.15 (δ)) χρησιμεύει για να κάνουμε επανεκκίνηση (Reset) στον μικροελεγκτή.
- ❖ Επίσης στους ακροδέκτες τροφοδοσίας του μικροελεγκτή τοποθετούμε πυκνωτή 0,1 μF στα 50 V (κεραμικός) για φιλτράρισμα της τάσης τροφοδοσίας (Σχ. 3.15 (ε)).



Σχ.3.13 Κύκλωμα παλμοδότησης τριφασικού αντιστροφέα α) μικροελεγκτής PIC16F877, β) μεταβλητές αντιστάσεις, γ) κρυσταλλικός ταλαντωτής, δ) κύκλωμα επανεκκίνησης, ε) πυκνωτή φιλτράρισματος, ζ) κύκλωμα εισόδου παλμών αισθητήρων Hall.

3.6.1.2 Οδήγηση της πύλης των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος

Η οδήγηση της πύλης των MOSFET που είναι τοποθετημένα σε διάταξη τριφασικού αντιστροφέα γίνεται με την χρήση των οδηγών (drivers) **TC4469** της εταιρείας **Microchip**.

Οι οδηγοί (drivers) πρέπει να παρέχουν επαρκή ισχύ ώστε να εξασφαλίζεται η έναυση και αγωγή του στοιχείου. Από τα τεχνικά χαρακτηριστικά των **MOSFET (IRF5305, IRLI3705)** του Σχ. 3.16 και αυτά των οδηγών TC4469 (Παράρτημα Z.3 υπολογίσαμε το στιγμιαίο ρεύμα :

$$I_{peak\ IRF5305} = \frac{Q_{GT}}{t} = \frac{40nC}{129ns} = 0,31A \quad (3.2)$$

Όπου

❖ $Q_{GT}=40\ nC$ στα $10\ V$ είναι το συνολικό φορτίο της πύλης (gate) του MOSFET

❖ $t=tr+tf=66+63=129ns$ είναι συνολικός χρόνος ανύψωσης και καθόδου.

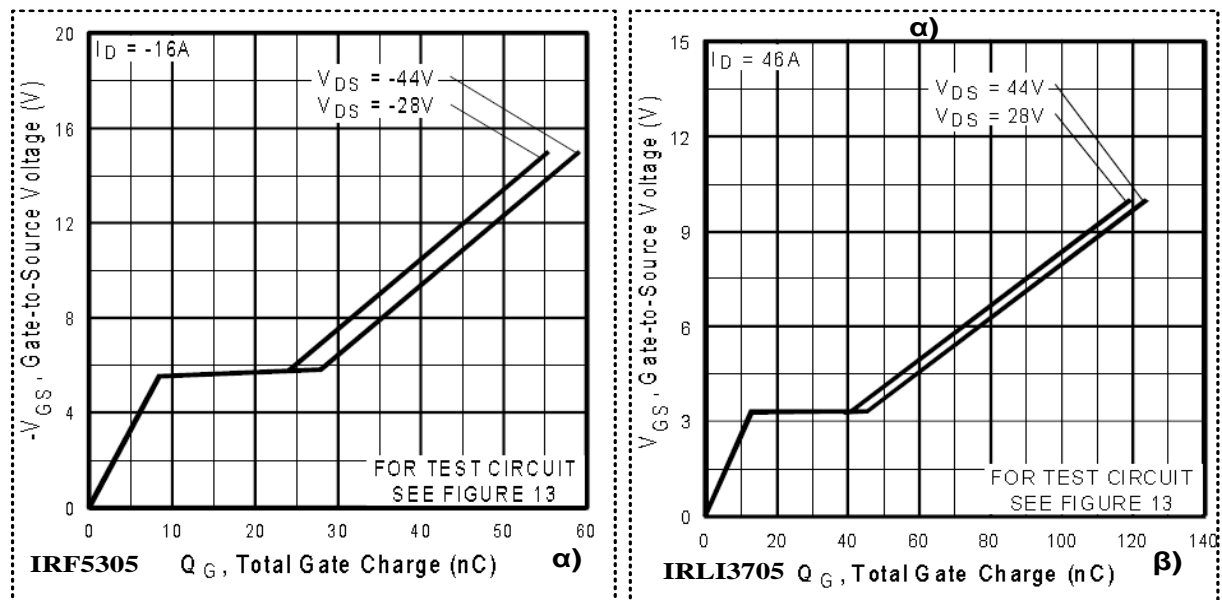
$$I_{peak\ IRLI3705} = \frac{Q_{GT}}{t} = \frac{120nC}{218ns} = 0,55A \quad (3.3)$$

όπου

❖ $Q_{GT}=120\ nC$ στα $10\ V$

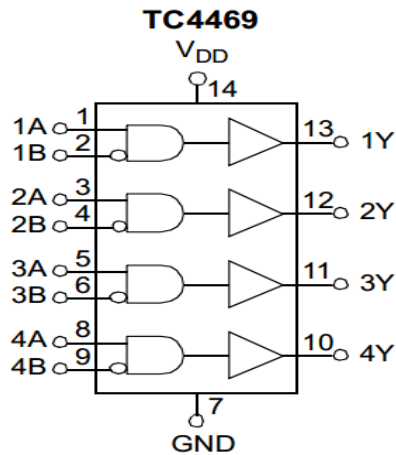
❖ $t=tr+tf=140+78=218ns$

Από τις παραπάνω τιμές των στιγμιαίων ρευμάτων παρατηρούμε ότι $1,2\ A$ που μας παρέχουν οι οδηγοί TC4469 καλύπτουν τις απαιτήσεις μας.



Σχ. 3.16 Καμπύλες πύλης – πηγής (V_{GS}) έναντι φορτίου πύλης (Q_G) για τα MOSFET α) IRF5305 και β) IRLI3705

Τα TC4469 δέχονται τροφοδοσία των $10V$, που προέρχεται από το τροφοδοτικό στους ακροδέκτες V_{DD} και $V_{SS}(GND)$. Έτσι έχει τη δυνατότητα να ενισχύει τα σήματα ελέγχου στο επίπεδο που απαιτείται για την οδήγηση των MOSFET.



Features

- High Peak Output Current: 1.2 A
- Wide Operating Range:
 - 4.5 V to 18 V
- Symmetrical Rise/Fall Times: 25 nsec
- Short, Equal Delay Times: 75 nsec
- Latch-proof. Will Withstand 500 mA Inductive Kickback
- 3 Input Logic Choices:
 - AND / NAND / AND + Inv
- ESD Protection on All Pins: 2 kV

Σχ. 3.17 Εσωτερική δομή και χαρακτηριστικά οδηγού (Driver) TC4469

Τα σήματα ελέγχου επιπέδου τάσης 5V που προέρχονται από το κύκλωμα παλμοδότησης (έλεγχου) εισέρχονται στους ακροδέκτες 1B, 2B, 3B (για το επάνω MOSFET με HI παλμό (Σχ. 3.18 (α))) και 1A, 2A και 3A (για το κάτω MOSFET με LO παλμό (Σχ. 3.16 (α))) εξέρχονται από τους αντίστοιχους ακροδέκτες 1Y, 2Y 3Y για HI και LO παλμό .

Επίσης ,διαθέτει μια ενσωματωμένη πύλη NOT σε ένα ακροδέκτη για την κάθε ζευγάρι εισόδου που διαθέτει, την οποία την χρησιμοποιούμε για να αναστρέψουμε τον παλμό (αναστρέφουμε τον παλμό στα MOSFET IRL5305 που είναι τύπου p). Αυτό μας δίνει την δυνατότητα να μην χρησιμοποιούμε επιπλέον εξωτερικές πύλες NOT.

Στην είσοδο των ακροδεκτών των οδηγών TC4469 (Σχ. 3.18) έχουν τοποθετηθεί αντιστάσεις pullup (330Ω) και pulldown (10KΩ) για να εξασφαλίσουμε ότι δεν θα είναι ενεργοποιημένα ταυτόχρονα στον ίδιο κλάδο και τα δυο MOSFET διότι κάτι τέτοιο θα κατέστρεφε τα MOSFET αφού είναι σαν βραχυκυκλώνουμε τη πηγή τροφοδοσίας τους.

Στις εξόδους των οδηγών TC4469 τοποθετούνται αντιστάσεις των 10 Ω για τα MOSFET της Ηί – πλευράς και 12 Ω για τα MOSFET της Lo – πλευράς, οι τιμές των όποιων δίνονται από το τεχνικό φυλλάδιο AN 898 της Microchip.

Επίσης έχουν τοποθετηθεί πυκνωτές κατάλληλης τιμής (από τα τεχνικά χαρακτηριστικά) στην τροφοδοσία των οδηγών TC4469 που είναι απαραίτητοι για την φόρτιση των πυλών των MOSFET και έχουν τιμή 10 μF στα 25 V (ηλεκτρολυτικός) και 0,1 μF στα 50 V (κεραμικός) για κάθε έναν από τους οδηγούς.

3.6.2. Κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα

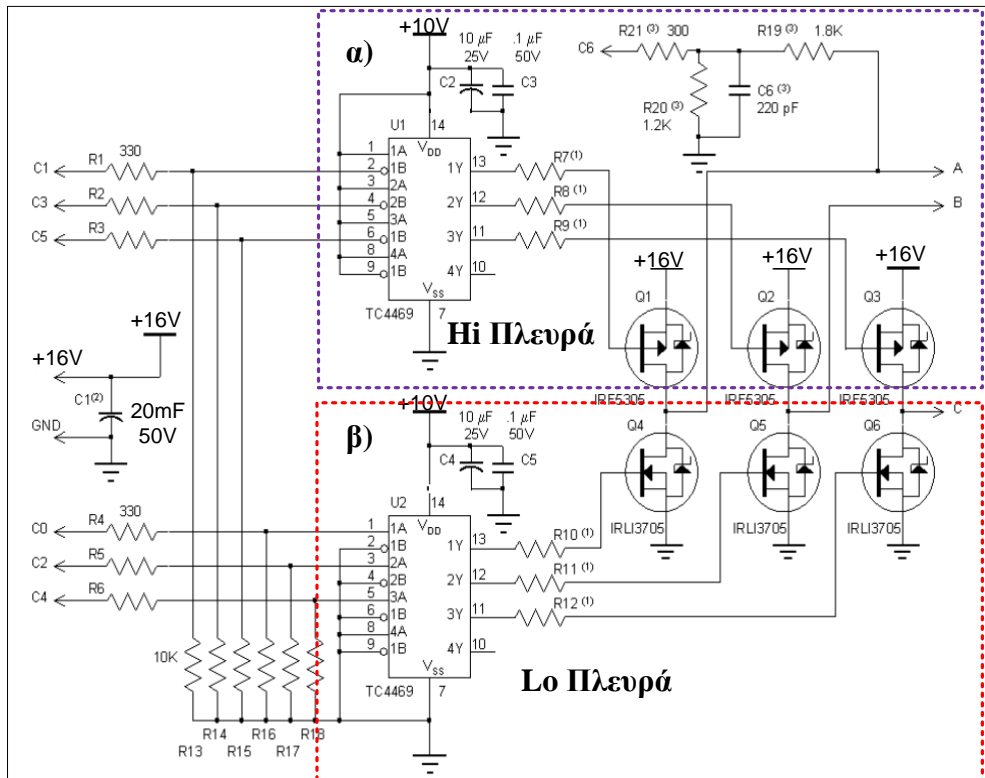
Ο τριφασικός αντιστροφέας της διάταξης που κατασκευάσαμε αποτελείται από έξι ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.18.

3.6.2.1. Διακοπτικά ημιαγωγικά στοιχεία, MOSFET

Όπως έχουμε προαναφέρει τα στοιχεία που χρησιμοποιήσαμε στην εφαρμογή μας είναι MOSFET. Είναι στοιχεία πλήρως ελεγχόμενα από τάση και δεν έχουν ανάγκη πολύπλοκων κυκλωμάτων παλμοδότησης όπως είναι τα κυκλώματα σβέσης που απαιτούν άλλα ημιαγωγικά στοιχεία, αλλά ούτε και ιδιαίτερες συνθήκες για την έναυση και τη σβέση τους.

Η επιλογή των κατάλληλων MOSFET γίνεται με βάση κάποια κριτήρια τα οποία διασφαλίζουν τη σωστή λειτουργία τους .Τα κριτήρια αυτά είναι τα εξής:

- ❖ Η ονομαστική τιμή της τάσης του στοιχείου πρέπει να είναι δύο τουλάχιστον φορές μεγαλύτερη από την τάση που εφαρμόζεται στο στοιχείο στη χειρότερη κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος.
- ❖ Η ονομαστική τιμή του ρεύματος οφείλει να είναι 1,5 τουλάχιστον φορές μεγαλύτερη από την τιμή του ρεύματος που διαρρέει το στοιχείο όταν το σύστημα βρίσκεται υπό πλήρη φόρτιση. Στην περίπτωση μας αυτό είναι το ονομαστικό ρεύμα του κινητήρα Brushless τον οποίο τροφοδοτεί ο αντιστροφέας.



Σχ. 3.18 Κύκλωμα παλμοδότησης των MOSFET (IRF5305, IRLI3705) από το οδηγούς TC4469.

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

$$V_{MOSFET} = 2 \cdot V_{dc\ max} \quad (3.4)$$

$$I_{MOSFET} = 1,5 \cdot I_{dc\ max} \quad (3.5)$$

Σε αυτή την εφαρμογή ο κινητήρας που θέλουμε να οδηγήσουμε λειτουργεί υπό τάση **16V**. Επομένως τα στοιχεία μας πρέπει να αντέχουν τάση στα άκρα τους.

$$V_{MOSFET} = 2 \cdot 16 = 32V \quad (3.6)$$

Επίσης το ονομαστικό ρεύμα του κινητήρα είναι **3A**. Επομένως τα στοιχεία μας πρέπει να αντέχουν ρεύμα :

$$I_{MOSFET} = 1,5 \cdot 3 = 4,5 A \quad (3.7)$$

Τα μεγέθη αυτά μας οδηγούν στην επιλογή του στοιχείου **IRF5305** και **IRLI3705** της εταιρίας **International Rectifier** (Εικ. 3.1) τα οποία αντέχουν τάση $V_{DSS}=55V$ και ρεύμα $I_D=22A$ στους $100^\circ C$ και $V_{DSS}=55V$ και ρεύμα $I_D=37A$ στους $100^\circ C$ αντίστοιχα που δίνονται από τα αντίστοιχα τεχνικά χαρακτηριστικά των MOSFET (Παράρτημα Ζ.1, Ζ2).

Τα MOSFET που χρησιμοποιούμε συνδυάζουν χαμηλές απώλειες αγωγής με υψηλές διακοπτικές ταχύτητες. Στη δική μας εφαρμογή λειτουργούμε τα στοιχεία με συχνότητα $f = 10kHz$. Τα στοιχεία αυτά καλύπτουν πλήρως τις ανάγκες μας.

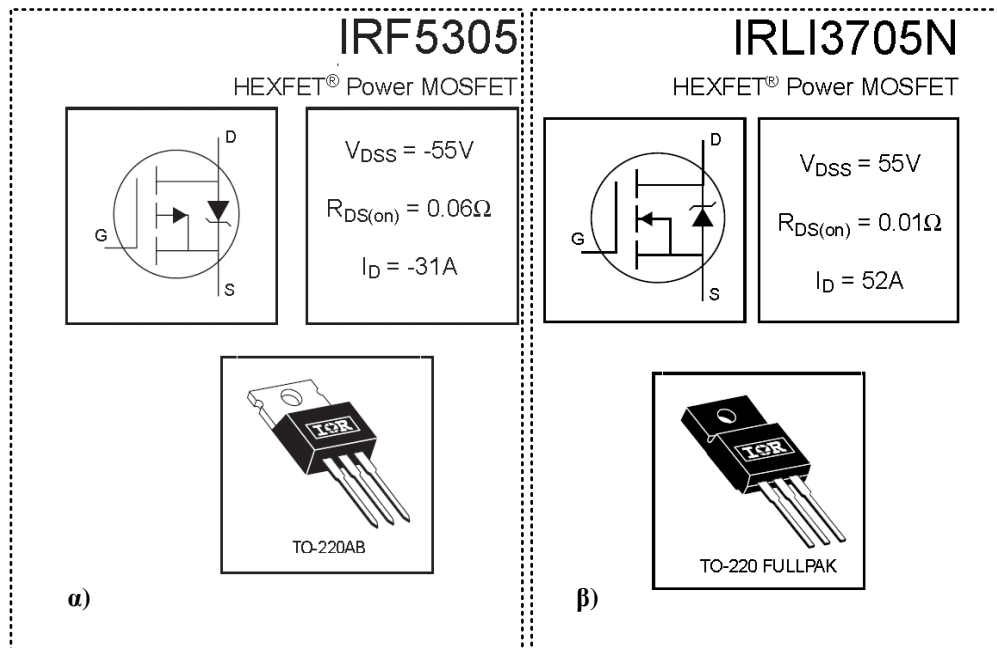
3.6.2.2. Πυκνωτές στην είσοδο του αντιστροφέα

Στην είσοδο του τριφασικού αντιστροφέα χρησιμοποιείται ένας πυκνωτής που λειτουργεί ως φίλτρο εισόδου. Εδώ, χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρολυτικοί σε κατάλληλη συνδεσμολογία για να επιτύχουμε την επιθυμητή τιμή του πυκνωτή αυτού

Για να υπολογίσουμε τον πυκνωτή, θεωρούμε ως ανεκτή πτώση τάσης 1,5 V και ρεύμα 3A. Από την ηλεκτροτεχνία γνωρίζουμε τη σχέση :

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V} \Rightarrow C = \frac{3 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{1.5} \Rightarrow C = 20 \text{ mF} \quad (3.8)$$

Οπότε θα επιλέξουμε ηλεκτρολυτικό πυκνωτή **20 mF**



Εικ. 3.1 Πραγματική μορφή, σύμβολα και ονομαστικά στοιχεία MOSFET που χρησιμοποιήσαμε.

3.6.2.3. Επιλογή των κατάλληλων απαγωγών θερμότητας

Για τον υπολογισμό των κατάλληλων χαρακτηριστικών των ψυκτικών για την απαγωγή θερμότητας από τα στοιχεία ισχύος, πρέπει να γνωρίζουμε τις απώλειες αγωγής και τις διακοπτικές απώλειες των MOSFET.

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

$$Q = V_{SD} \cdot I_D + \frac{V \cdot I_D}{2} (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s \quad (3.9)$$

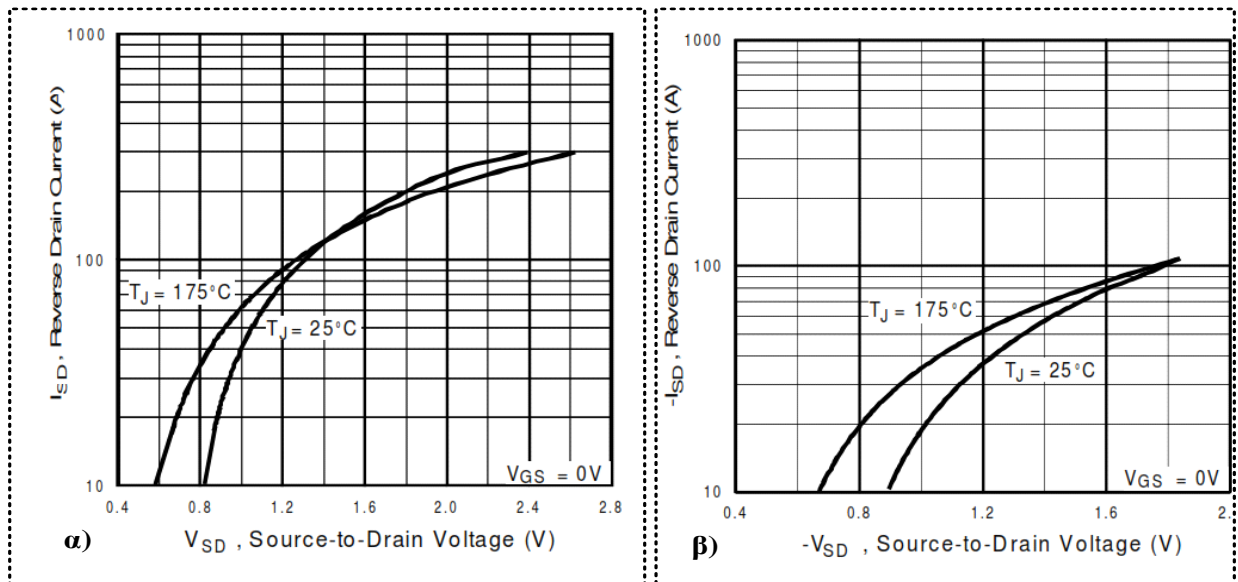
όπου:

- ❖ V_{SD} Πτώση τάσης κατά την αγωγή του στοιχείου (το δίνει ο κατασκευαστής)
- ❖ I_D Μέγιστο ρεύμα στοιχείου
- ❖ V Τάση στοιχείου όταν δεν άγει
- ❖ t_{on} Χρόνος έναυσης στοιχείου (το δίνει ο κατασκευαστής)
- ❖ t_{off} Χρόνος σβέσης στοιχείου (το δίνει ο κατασκευαστής) και
- ❖ f_s Διακοπτική συχνότητα
- ❖

Ουσιαστικά οι απώλειες του διακοπτικού στοιχείου ισχύος είναι το άθροισμα των απωλειών αγωγής και των απωλειών μετάβασης. Από τις καμπύλες του Σχ. 3.19 των τεχνικών χαρακτηριστικών του κατασκευαστή (Παραρτήματα Z.1, Z.2) βρίσκουμε ότι για την εφαρμογής μας και ρεύμα 10 A.

$V_{SD}=0,7 \text{ V}$ περίπου για το **IRF5305**

$V_{SD}=0,6 \text{ V}$ περίπου για το **IRLI3705**



Σχ. 3.19 Καμπύλες ανάστροφου ρεύματος πηγής- απαγωγού έναντι τάσης διόδου πύλης – απαγωγού για α) το IRLI3705 και β) το IRF5305.

Από τους πίνακες του κατασκευαστή που παρέχονται στο τεχνικά χαρακτηριστικά του στοιχείου βρίσκουμε:

Για το **IRF5305**

$$t_{on}=14ns$$

$$t_{off}=39ns$$

Για το **IRLI3705**

$$t_{on}=12ns$$

$$t_{off}=37ns$$

Έτσι για διακοπτική συχνότητα $f_s=10kHz$ υπολογίζουμε τις συνολικές απώλειες των MOSFET που είναι για το:

$$Q_{IRF5305} = 0.7 \cdot 10 + \frac{32 \cdot 10}{2} (14ns + 39ns) \cdot 10kHz = 7,088W$$

$$Q_{IRLI3705} = 0.6 \cdot 10 + \frac{32 \cdot 10}{2} (12ns + 37ns) \cdot 10kHz = 6,078W$$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε τη θερμική αντίσταση ψηκτρών R_{sa} από τον τύπο:

$$R_{sa} = \frac{T_j - T_a}{Q} - (R_{jc} + R_{cs}) \quad (3.10)$$

όπου:

- ❖ R_{sa} Θερμική αντίσταση ψηκτρας ($^{\circ}C/W$)
- ❖ T_j Μέγιστη επιτρεπόμενη θερμοκρασία στοιχείου ($^{\circ}C$)
- ❖ T_a Θερμοκρασία περιβάλλοντος ($^{\circ}C$)
- ❖ R_{jc} Θερμική αντίσταση στοιχείου ($^{\circ}C/W$)
- ❖ R_{cs} Θερμική αντίσταση περιβλήματος απαγωγού ($^{\circ}C/W$)

Όπου Q βάζουμε το σύνολο των απωλειών που είναι **7,088W** και **6,078W** αντίστοιχα για κάθε MOSFET. Ο συντελεστής δίνεται από τον κατασκευαστή των στοιχείων και είναι :

$$R_{jc\ IRF5305}=1,4^{\circ}C/W$$

$$R_{jc\ IRLI3705}=2,6^{\circ}C/W.$$

Επίσης ο R_{cs} είναι ένας συντελεστής ο οποίος εξαρτάται από το υλικό που παρεμβάλλεται ανάμεσα στο στοιχείο ισχύος και στην ψυκτική επιφάνεια. Στη εφαρμογή μας θα είναι θερμοαγώγιμη πάστα με τυπική τιμή $R_{cs}=0.19^{\circ}C/W$.

Τέλος, η μέγιστη επιτρεπόμενη θερμοκρασία στα στοιχεία επιλέξαμε να είναι $T_j=100^{\circ}C$ και η θερμοκρασία περιβάλλοντος $T_a=35^{\circ}C$.

Έτσι έχουμε

$$R_{sa\ IRF5305} = \frac{100-35}{3,188} - (1,4 + 0,19) = 7,580^{\circ}C/W$$

$$R_{sa\ IRLI37305} = \frac{100-35}{2,735} - (2,6 + 0,19) = 7,903^{\circ}C/W$$

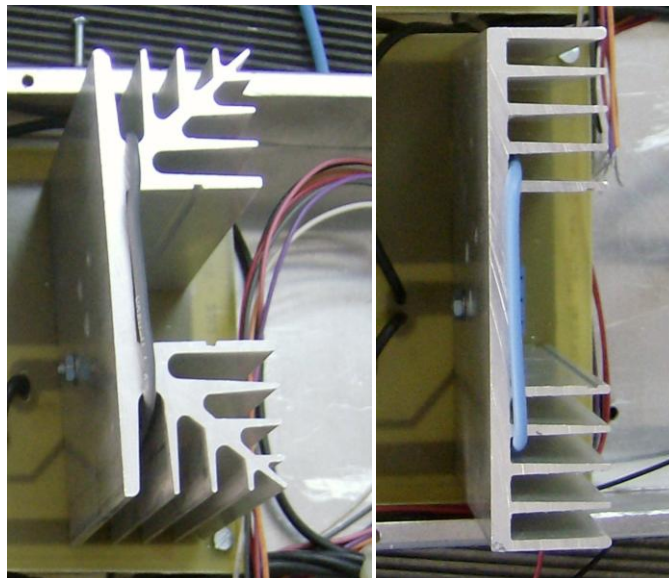
Τώρα πρέπει να επιλέξουμε ψυκτικά με θερμική αντίσταση

$$R_{sa} < 7,580^{\circ}C/W \text{ για το MOSFET IRF5305}$$

$$R_{sa} < 7,903^{\circ}C/W \text{ για το MOSFER IRLI3705.}$$

Τα ψυκτικά που επιλέξαμε έχουν τιμή θερμικής αντίστασης $R_{sa}=2,6^{\circ}C/W$ και $R_{sa}=2,4^{\circ}C/W$

Στην παρακάτω εικόνα φαίνονται οι ψήκτρες που επιλέξαμε για τα MOSFET. Οι τιμές των θερμικών τους αντιστάσεων είναι πολύ μικρότερες από τις μέγιστες επιτρεπόμενες όμως τα επιλέξαμε λόγω της διαθεσιμότητας τους στην αγορά και του αποθέματος του εργαστηρίου καθώς και για της εύκολης εφαρμογής τους στην πλακέτα του αντιστροφέα.



Εικ. 3.2 Πραγματική μορφή ψηκτρών που χρησιμοποιήσαμε στην κατασκευή

3.6.2.4. Παραστατική απεικόνιση πραγματικής διάταξης

Στην Εικ. 3.3 βλέπουμε την πραγματική μορφή του τριφασικού αντιστροφέα που κατασκευάσαμε στα πλαίσια της πτυχιακής εργασίας. Τα βασικά τμήμα που απεικονίζονται είναι τα εξής :

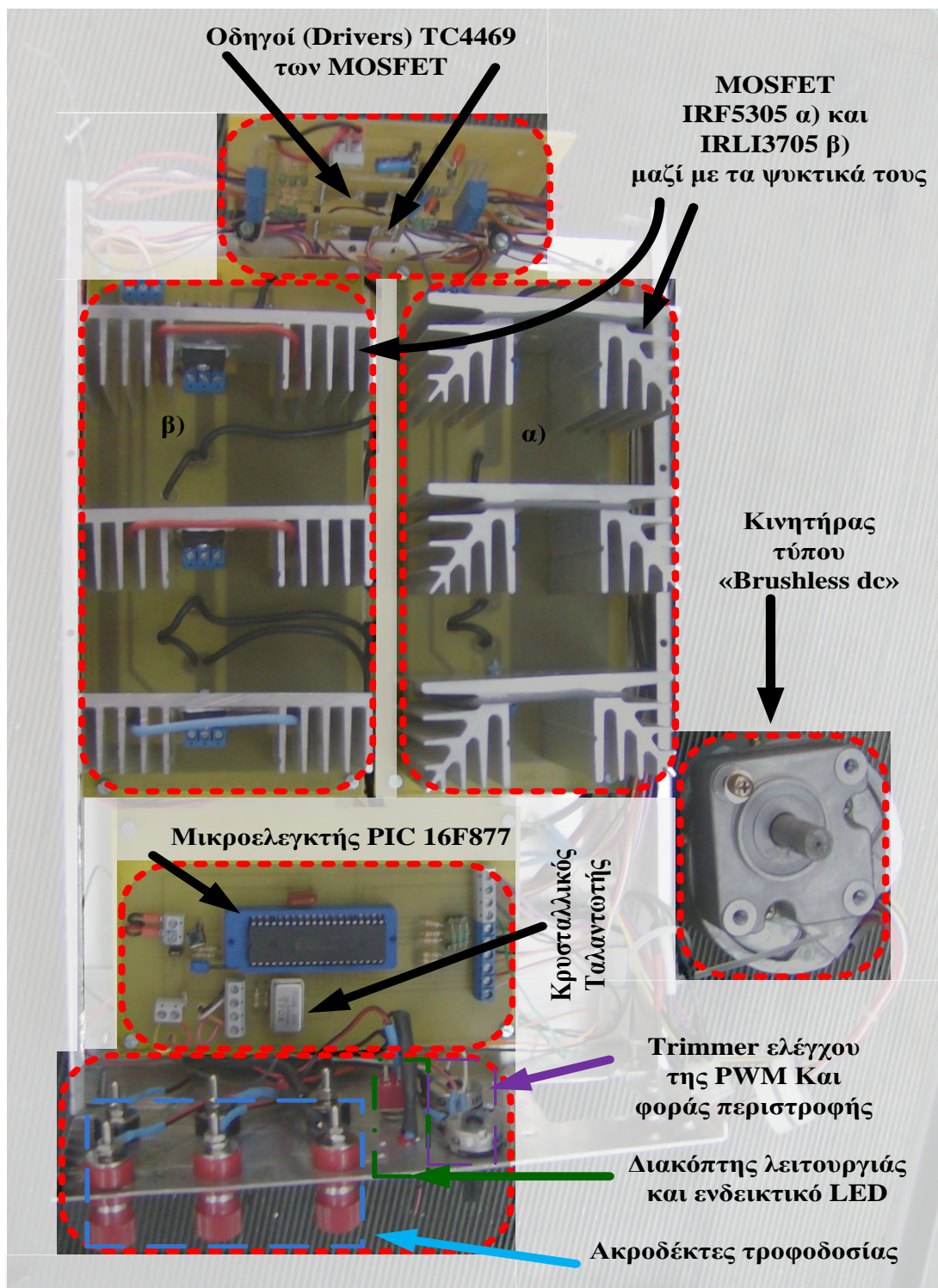
- ❖ Τα έξι διακοπτικά στοιχεία (MOSFET IRF5305 και IRLI3705) μαζί με τις αντίστοιχά ψήκτρες (α,β).
- ❖ Τους οδηγούς (Drivers TC4469) των διακοπτικών στοιχείων.
- ❖ Τον μικροελεγκτή PIC 16F877.
- ❖ Τον κινητήρα τύπου «brushless dc».
- ❖ Τους ακροδέκτες τροφοδοσίας των διακοπτικών στοιχείων, του μικροελεγκτή και των οδηγών των διακοπτικών στοιχείων.
- ❖ Της μεταβλητές αντίστασης (trimmer) για τον έλεγχο της PWM και της δεξιόστροφης ή αριστερόστροφης λειτουργίας του κινητήρα
- ❖ Τον διακόπτη ελέγχου ενεργοποίησης ή απενεργοποίησης και ένα ενδεικτικό LED.

Κατά την διάρκεια της κατασκευής του τριφασικού αντιστροφέα και για δική μας διευκόλυνση, κάποια από τα κομμάτια της πλακέτας έχουν τοποθετηθεί με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε μας δίνουν την δυνατότητα να τα αντικαταστήσουμε είτε λόγω βλάβης, π.χ. καταστροφή ενός MOSFET, είτε για λόγους αναβάθμισης, π.χ. μεγαλύτερης τιμής κρυστάλλου του μικροελεγκτή, είτε για την αλλαγή προγράμματος που «τρέχει» μικροελεγκτής.

Για τους παραπάνω λόγους λοιπών καταφύγαμε στις εξής επιλογές :

1. Οι οδηγοί (Drivers) των MOSFET καθώς και οι πυκνωτές που τους τροφοδοτούν μπορούν να αντικαταστήσουν
2. Τα MOSFET είναι τοποθετημένα σε τερματικούς συνδέσμους (Connectors) έτσι και αυτά μπορούν εύκολα να αντικατασταθούν
3. Ο κρύσταλλος του μικροεπεξεργαστή μπορεί να αντικατασταθεί αν επιθυμούμε άλλη τιμή κρυστάλλου .
4. Ο μικροελεγκτής είναι τοποθετημένος σε ένα μηχανισμό που καλείτε «zif socket» αυτός ο μηχανισμός μας επιτρέπει να τοποθετούμε ή να βγάζουμε μικροεπεξεργαστή εύκολα από την πλακέτα μας χωρίς να υπάρχει κίνδυνος να λιγώσουμε ή «κόψουμε» κάποιον από τους ακροδέκτες.

Οι πλακέτες που κατασκευάστηκαν καθώς και τα σχηματικά η λίστα με τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν δίνονται στο παράρτημα Δ και Ε.



Εικ. 3.3 Παραστατική δομή του αντιστροφέα που κατασκευάστηκε για την οδήγηση κινητήρα BLDC.

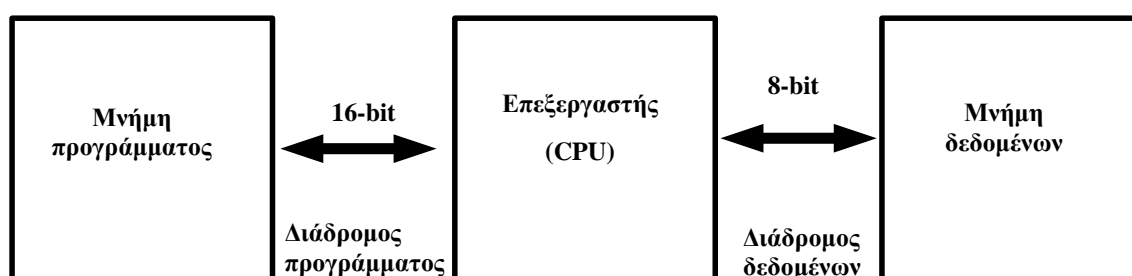
ΔΟΜΗ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ PIC 16F877

4.1. Εισαγωγή

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως για στην κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα για να πραγματοποιηθεί η κατάλληλη αγωγή των MOSFET χρειάζονται παλμούς κατάλληλης χρονικής στιγμής και διάρκειας. Επίσης για να γίνει η σωστή μετάβαση στα MOSFET όπως είδαμε και στο κεφάλαιο του «brushless dc» κινητήρα, ο κινητήρας διαθέτει αισθητήρες hall που στην έξοδο τους εμφανίζονται παλμοί κατάλληλης χρονικής στιγμής και διάρκειας. Για να χειριστούμε παλμούς των MOSFET, τα αναλογικά σήματα από τον αισθητήρα hall, την δεξιόστροφη ή αριστερόστροφη λειτουργία του κινητήρα και γενικά τον έλεγχο του κινητήρα θα χρησιμοποιήσουμε τον μικροελεγκτή PIC 16F877 της Microchip.

4.2. Γενικά χαρακτηριστικά των μικροελεγκτών της οικογένειας PIC

Ο όρος **PIC** (**P**eripheral **I**nterface **C**ontroller), όπως είναι το πλήρες όνομα τους, αναφέρεται στην οικογένεια 8-bit μικροελεγκτών της εταιρείας Microchip. Ο μικροελεγκτής PIC περιέχει έναν πυρήνα (Κεντρική Μονάδα Επεξεργασίας ή Κ.Μ.Ε.) με επεξεργαστή **RISC** (**R**educed **I**nstruction **S**et **C**omputer) ο οποίος έχει σχεδιαστεί με βάση στην αρχιτεκτονική Harvard. Όπως φαίνεται από Σχ.4.1, στην αρχιτεκτονική Harvard υπάρχει διαφορετικός διάδρομος για τη μεταφορά των δεδομένων (data bus) και διαφορετικός για τη μεταφορά των εντολών (instruction bus). Η ύπαρξη δυο διαφορετικών μνημών, μνήμη δεδομένων (data memory) και μνήμη προγράμματος (program memory), καθιστά την αρχιτεκτονική Harvard αποδοτική, αφού μπορεί να εκτελείται κάποια εντολή και παράλληλα να εγγράφεται ή να διαβάζεται η μνήμη. Με τον τρόπο αυτό ,επιτυγχάνεται η εκτέλεση των περισσοτέρων εντολών σε μόνο ένα κύκλο μηχανής.



Σχ. 4.1 Αρχιτεκτονική Harvard

Χαρακτηριστικό των PIC είναι ότι για την εκτέλεση μίας εντολής χρειάζεται μόνο ένας κύκλος μηχανής (εκτός του εντολών που αλλάζουν τη ροή του προγράμματος). Η ανάκληση μίας εντολής χρειάζεται επίσης μόνο ένα κύκλο μηχανής. Οι PIC διαθέτουν επιπλέον μια απλή μονάδα συνεχούς διαχείρισης (pipeline) με την οποία πετυχαίνουν την εκτέλεση μιας εντολής ανά κύκλο μηχανής χωρίς να χρειάζεται ιδιαίτερα πολύπλοκη αρχιτεκτονική. Άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό των PIC είναι ότι όλες οι εντολές επιτρέπεται να εκτελούνται σε οπουδήποτε καταχωρητή (register) ακόμα και σε καταχωρητές ειδικού σκοπού. Παραδείγματος χάρη επιτρέπονται λογικές πράξεις με όρισμα το μετρητή προγράμματος (Program Counter,PC) ή τον καταχωρητή κατάστασης (STATUS register). Το γεγονός ότι οι εντολές είναι απλές, σε συνδυασμό με το μικρό αριθμό τους (35), επιτρέπει την εύκολη και γρήγορη εκμάθησή τους. Στην δομή ενός PIC διακρίνουμε τρία μέρη: Τον πυρήνα (Core), τα περιφερειακά (Peripherals) και τα ειδικά χαρακτηριστικά (Special Features).

4.3. Αρχιτεκτονική Μικροελεγκτών PIC “μεσαίας” οικογένειας

Οι μικροελεγκτές της οικογένειας Mid-Range αναφέρονται επίσης και ως συσκευές της οικογένειας 16CXXX PIC micro MCU. Είναι σημαντικό στο σημείο αυτό να περιγράψει η αρχιτεκτονική αυτής της κατηγορίας και συγκεκριμένα να αναφερθεί ο μικροελεγκτής **PIC 16F877** (Εικ. 4.1), μιας και είναι ο μικροελεγκτής που θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα πτυχιακή εργασία. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, στην αρχιτεκτονική των PIC διακρίνουμε τρία κυρίως τμήματα, τον πυρήνα, τα

περιφερικά και τα τμήματα που αποτελούν τα ειδικά χαρακτηριστικά του PIC. Συνεπώς, στην ενότητα αυτή, θα μελετηθούν θέματα που αφορούν στην αρχιτεκτονική του PIC:

❖ **Ο πυρήνας του PIC16F877:**

- Κεντρική μονάδα επεξεργασίας (Central Processing Unit, CPU)
- Ρολόι - Χρονισμοί – Κύκλος Εντολής
- Μονάδα συνεχούς διοχέτευσης εντολών (Instruction Pipelining)
- Αριθμητική Λογική Μονάδα (Arithmetic Logic Unit, ALU)
- Μνήμη δεδομένων RAM (Data Memory)
- Μνήμη προγράμματος ROM (Program Memory)
- Στοίβα (Stack)
- Καταχωρητές: μετρητής προγράμματος (Program Counter, **PC**), καταχωρητής εργασίας (Working Register, **W**), καταχωρητής κατάστασης (**STATUS** register), καταχωρητής επιλογής (**OPTION Register**)
- Διακόπτες (Interrupts)

❖ **Τα περιφερειακά του PIC16F877:**

- Γενικής χρήσης πόρτες (**PortA, PortB, PortC, PortD, PortE**) Εισόδου/Εξόδου (Input/Output, **I/O**)
- Χρονιστές (**Timer0, Timer1, Timer2**)
- Πομπός/Δέκτης σύγχρονης σειριακής επικοινωνίας (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter, **USART**)

❖ **Τα ειδικά χαρακτηριστικά του PIC16F877:**

- Watchdog Timer
- Ενσωματωμένος σειριακός προγραμματιστής (In-Circuit Serial Programmer, **ICSP**)
- Μετατροπέας σήματος Αναλογικού σε Ψηφιακό (Analog to Digital Converter, **A/D**)

❖ **Εντολές (Instruction Set)**

40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontroller

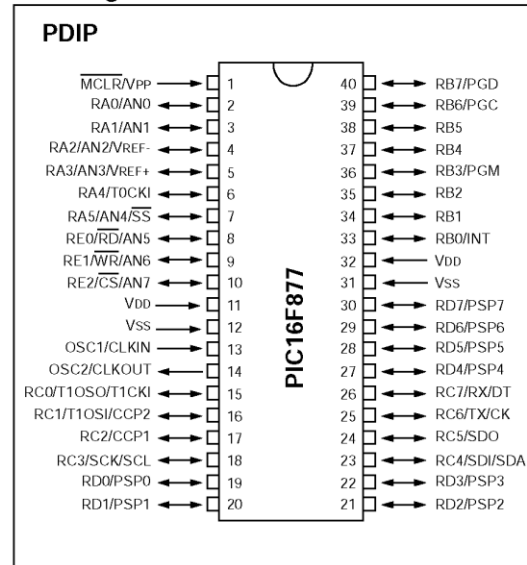
Device Data Sheet:

- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and
Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC
oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM
technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two
pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature
ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.6 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 μA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 μA typical standby current

Pin Diagram



Peripheral Features:

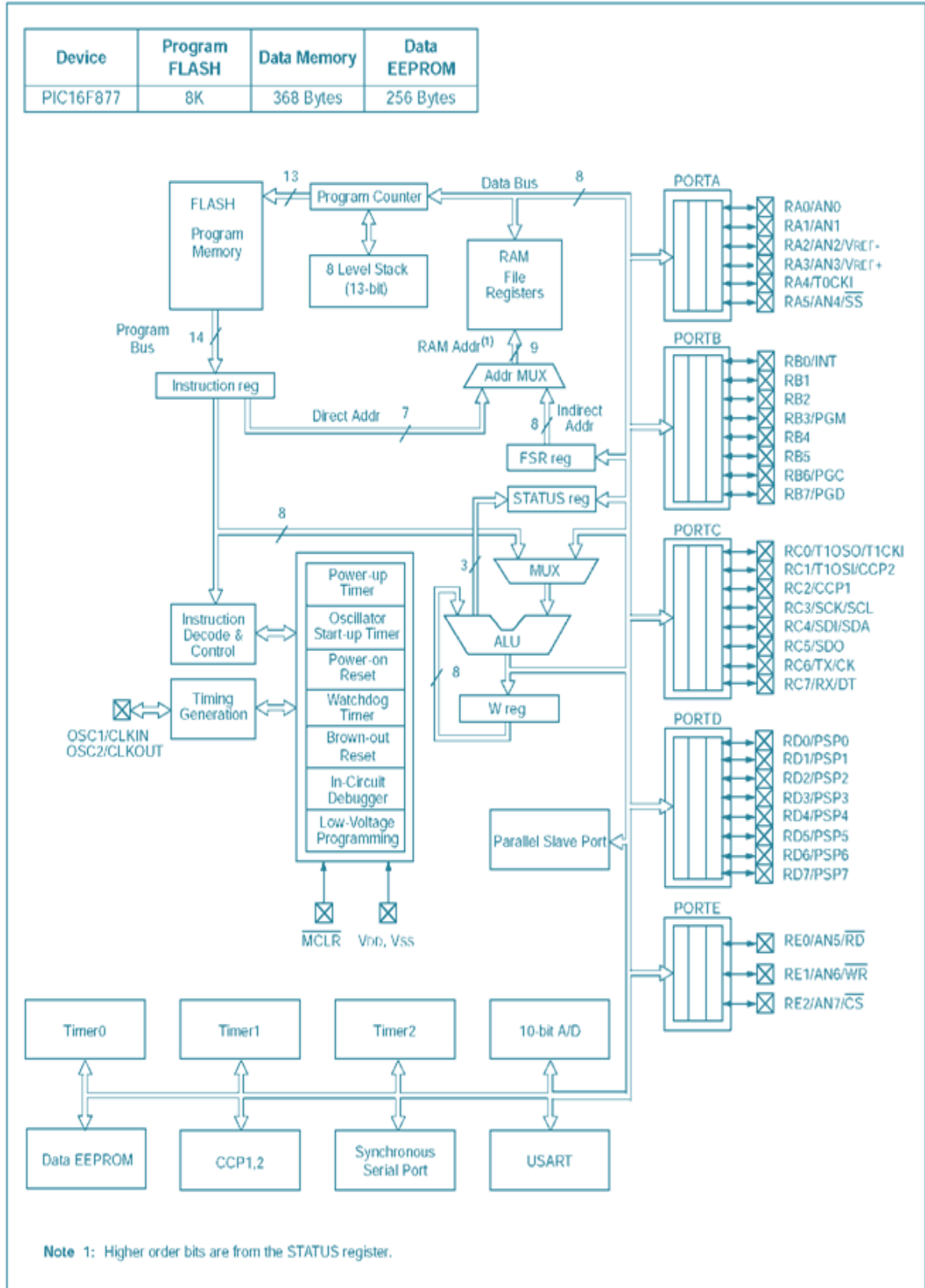
- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler,
can be incremented during SLEEP via external
crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period
register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master
mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver
Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address
detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with
external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for
Brown-out Reset (BOR)

Εικ. 4.1 Χαρακτηριστικά PIC 16F877 και διάγραμμα των Pin του.

4.3.1. Αρχιτεκτονική Μικροελεγκτών PIC

Στο Σχ. 4.2 που ακολουθεί, παρουσιάζεται η αρχιτεκτονική του PIC 16F877. Μπορούμε να διακρίνουμε την Αριθμητική Λογική Μονάδα, τη Μνήμη Προγράμματος, τη Μνήμη Δεδομένων, διάφορους καταχωρητές, καθώς και τα περιφερειακά του PIC, όπως πόρτες I/O και Χρονιστές (Timers).

PIC16F877 BLOCK DIAGRAM



Σχ. 4.2 Αρχιτεκτονική PIC 16F877

4.4.0 πυρήνας του PIC 16F877

4.4.1. Κεντρική μονάδα επεξεργασίας (Central Processing Unit - CPU)

Η κεντρική μονάδα επεξεργασίας -στο εξής CPU- μπορεί να θεωρηθεί ως η καρδιά του PIC. Είναι υπεύθυνη για την σωστή μεταφορά της εντολής που πρόκειται να εκτελεστεί, για την αποκωδικοποίηση της (decoding), και για την εκτέλεση της (execution). Σε μερικές περιπτώσεις, η CPU χρειάζεται να λειτουργεί σε συνδυασμό με την Αριθμητική Λογική Μονάδα -στο εξής ALU- ώστε να συμπληρωθεί η εκτέλεση μιας εντολής (σε αριθμητικές και λογικές πράξεις). Η CPU ελέγχει το δίαυλο επικοινωνίας με την μνήμη προγράμματος, το δίαυλο επικοινωνίας με την μνήμη δεδομένων και την πρόσβαση στην στοίβαδα (stack).

Οι βασικές λειτουργίες που εκτελεί η CPU είναι:

- ❖ Διαβάζει εντολές από την μνήμη, τις αποκωδικοποιεί και τις εκτελεί
- ❖ Ελέγχει το όλο σύστημα παρέχοντας τα απαραίτητα προς αυτό σήματα. Έτσι, μεταφέρει δεδομένα από και προς την μνήμη καθώς επίσης από και προς τις μονάδες εισόδου / εξόδου.
- ❖ Ανταποκρίνεται σε σήματα διακοπών και ελέγχου.
- ❖ Διακλαδώνει την ομαλή ακολουθιακή ροή ενός προγράμματος σε άλλο σημείο, σε υπορουτίνα, επιστρέφει από υπορουτίνα και αποκρίνεται σε διακοπές από εξωτερικά σήματα ή από το πρόγραμμα.

4.4.2. Ρολόι - Χρονισμοί – Κύκλος Εντολής

Οι παλμοί που παράγονται από τον ταλαντωτή (OSC1) διαιρούνται εσωτερικά με το 4 για να δώσουν τέσσερις μη επικαλυπτόμενους παλμούς Q1,Q2,Q3,Q4. Οι παλμοί αυτοί χρησιμοποιούνται από τον πυρήνα για να συγχρονιστούν οι διάφορες λειτουργίες κατά τη διάρκεια ανάκλησης και εκτέλεσης μιας εντολής. Για παράδειγμα η ανάκληση της εντολής (fetch) ξεκινάει με τον Program Counter να αυξάνει κατά την φάση Q1. Κατά την εκτέλεση η εντολή αποθηκεύεται στο καταχωρητή εντολών, Instruction Register (IR), κατά τη διάρκεια της φάσης Q1 η εντολή αποκωδικοποιείται και εκτελείται στις φάσεις Q2,Q3,Q4. Τα δεδομένα διαβάζονται από την μνήμη κατά την φάση Q2, και γράφονται κατά τη Q4. Κατά την φάση Q3, γίνεται η επεξεργασία των δεδομένων. Το Σχ. 4.3 παρουσιάζετε μια σχηματική περιγραφή των παραπάνω. Το σύνολο των τεσσάρων παλμών Q1ως Q4 αποτελούν ένα κύκλο εντολής (ή κύκλος μηχανής). Μέσα σε ένα κύκλο εντολής εκτελείται μια οποιαδήποτε εντολή. Εάν υπολογίσουμε ότι για την εκτέλεση μιας εντολής χρειαζόμαστε ένα κύκλο μηχανής καθώς και έναν επιπλέον κύκλο μηχανής για την ανάκληση της εντολής έχουμε ότι συνολικά για την ανάκτηση και την εκτέλεση μιας εντολής χρειαζόμαστε δύο κύκλους μηχανής. Όπως θα δούμε και στην συνέχεια με τη βοήθεια της μονάδας συνεχούς διοχέτευσης (pipeline) πετυχαίνετε το σύνολο της ανάκλησης και εκτέλεσης μιας εντολής να φαίνεται ότι διαρκεί μόνο ένα κύκλο μηχανής. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι εάν έχουμε ένα PIC που δουλεύει με ένα κρύσταλλο των 20MHz εκτελεί εντολές με ρυθμό 5 εκατομμύρια εντολές το δευτερόλεπτο, ή ότι η διάρκεια μιας εντολής είναι 0,2 μ s(=4 / 20MHz).

Δραστηριότητα Q Κύκλου Ανάκλησης Εντολής (Fetch Instruction)

Q1	Q2	Q3	Q4
Ανάκληση Εντολής	Καμία Λειτουργία	Καμία Λειτουργία	Καμία Λειτουργία

Δραστηριότητα Q Κύκλου Εκτέλεσης Εντολής (Execute Instruction)

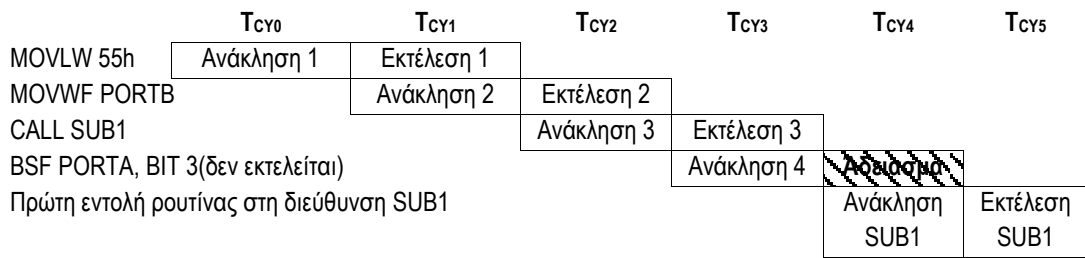
Q1	Q2	Q3	Q4
Αποκωδικοποίηση	Ανάγνωση Μνήμης	Επεξεργασία Δεδομένων	Εγγραφή στο προορισμό

Σχ. 4.3 Δραστηριότητα Q Κύκλου (Q cycle activity)

4.4.3 Μονάδα συνεχούς διοχέτευσης εντολών (Instruction Pipelining)

Ο κύκλος εντολής αποτελείται από τέσσερις Q φάσεις (Q1,Q2,Q3,Q4). Η ανάκληση της εντολής διαρκεί ένα κύκλο εντολής και η εκτέλεση της άλλο ένα κύκλο εντολής. Εξαιτίας της της μονάδας διοχέτευσης εντολών όμως, η εκτέλεση της εντολής διαρκεί ένα μόνο κύκλο εντολής αφού η ανάκληση της επόμενης εντολής γίνεται όσο εκτελείται η προηγούμενη της. Εξαιρέση αποτελούν όλες εκείνες οι εντολές που αλλάζουν το μετρητή προγράμματος (PC) δεδομένου ότι η επόμενη εντολή που παραμένει στην ουρά του pipeline δεν είναι αυτή που θα εκτελεστεί. Στην περίπτωση αυτή η εντολή διαρκεί δυο κύκλους εντολής. Στον πρώτο κύκλο γίνεται η εκτέλεση της εντολής δηλαδή η αλλαγή του μετρητή προγράμματος, και στον επόμενο γίνεται ανάκληση της σωστής εντολής και εκτέλεση μιας εντολής NOP (No Operation) που ισοδυναμεί με άδειασμα του buffer της μονάδας συνεχούς διοχέτευσης. Στη συνέχεια (Σχ 4.4) ακολουθεί ένα παράδειγμα εκτέλεσης τμήματος ενός προγράμματος. Η εικόνα που ακολουθεί φαίνεται σε ποιο κύκλο μηχανής ανακαλείται κάθε εντολή και σε ποιο κύκλο εντολής εκτελείται. Παρατηρείτε ότι μετά

από την κλήση μιας υπορουτίνας με την εντολή CALL, η ουρά της συνεχούς διοχέτευσης (pipeline) αδειάζει και εκτελείται μια εντολή NOP. Ο επόμενος κύκλος ξεκινά με την ανάκληση της πρώτης εντολής της υπορουτίνας.

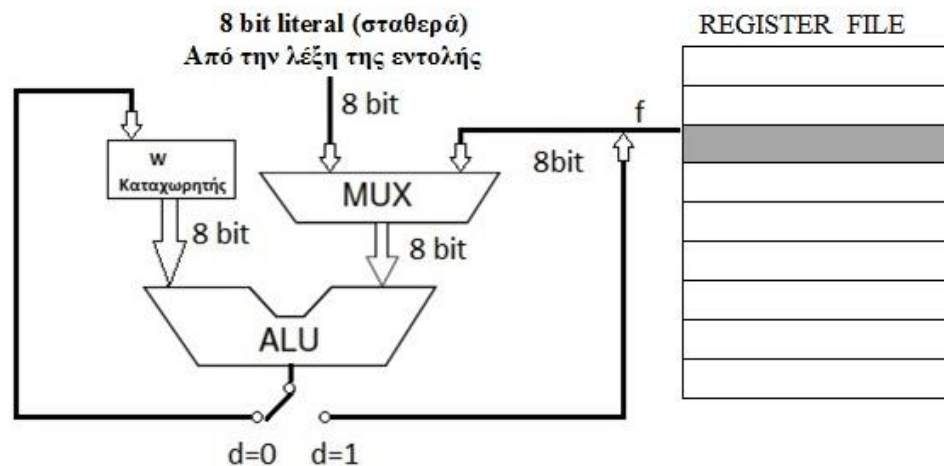


Σχ. 4.4 Παράδειγμα συνεχούς διοχέτευσης εντολών (pipelining)

Όλες οι εντολές διαρκούν ένα χρόνο μηχανής, έκτος από τις εντολές άλματος που διαρκούν δύο χρόνους, δεδομένου ότι η καινούργια εντολή πρέπει πρώτα να ανακληθεί και μετά να εκτελεστεί.

4.4.4 Αριθμητική Λογική Μονάδα (Arithmetic Logic Unit, ALU) και καταχωρητής εργασίας (Working Registry, W

Ο PIC περιέχει μια Αριθμητική Λογική Μονάδα –στο εξής ALU- των 8 bit. Η ALU είναι υπεύθυνη για της αριθμητικές και λογικές πράξεις μεταξύ δεδομένου στον καταχωρητή εργασίας W (εύρος 8 bit) και οποιουδήποτε άλλου καταχωρητή. Ο καταχωρητή εργασίας W δεν είναι διευθυνσιοδοτημένος στη μνήμη δεδομένων. Σε κάθε εντολή το αποτέλεσμα μπορεί να μεταφερθεί είτε στον καταχωρητή ο οποίος συμμετέχει στην πράξη είτε στον καταχωρητή εργασίας W (ανάλογα με το d bit του Instruction Register). Στο Σχ. 4.5 που ακολουθεί παρουσιάζεται η ALU του PIC.



Σχ. 4.5 Αριθμητική Λογική Μονάδα (ALU) του PIC

Η ALU έχει εύρος 8 bit και μπορεί να εκτελέσει πράξεις πρόσθεσης, αφαίρεσης, ολίσθησης και λογικές πράξεις. Όλες οι αριθμητικές λειτουργίες είναι της μορφής συμπληρώματος ως προς 2. Σε περίπτωση εντολής με δύο ορίσματα, ο ένας είναι ο καταχωρητής εργασίας W ενώ ο άλλος μπορεί να είναι είτε οποιοσδήποτε άλλος καταχωρητής, είτε κάποιο άμεσο δεδομένο (literal). Σε εντολές με ένα όρισμα, αυτός μπορεί να είναι ή καταχωρητής W ή κάποιος άλλος καταχωρητής (register file). Αναλόγως την εντολή που εκτελείται, η αριθμητική λογική μονάδα μπορεί να επηρεάσει την τιμή του Carry (C), του Digit Carry (DC), και το Zero(Z) που περιέχονται στα τρία λιγότερα σημαντικά ψηφία (Less Significant Bits, LSBs) του καταχωρητή κατάστασης (STATUS REGISTER)

4.4.5. Μνήμη δεδομένων RAM (Data Memory)

Η μνήμη δεδομένων περιέχει ειδικού τύπου καταχωρητές (Special Function Registers, SFRs) και τους γενικού τύπου καταχωρητές (General Purpose Registers, GPRs). Χωρίζεται σε τέσσερα τμήματα (banks) των 128 bytes. Τα bit που ελέγχουν σε ποίο τμήμα (bank) αναφερόμαστε, είναι τα 3 πιο σημαντικά ψηφία (Most Significant Bits, MSBs) του καταχωρητή STATUS (STATUS <7:5>) και η μνήμη μπορεί να προσπελαστεί είτε άμεσα είτε έμμεσα. Κάθε τμήμα περιέχει καταχωρητές γενικού σκοπού (GPRs) και καταχωρητές ειδικού σκοπού (SFRs). Η μνήμη του PIC 16F877 παρουσιάζεται στην Πίνακα 4.1.

Πίνακας 4.1 Χάρτης της μνήμης δεδομένων (Data Memory)

File Address		File Address		File Address		File Address	
Indirect addr. ^(*)	00h	Indirect addr. ^(*)	80h	Indirect addr. ^(*)	100h	Indirect addr. ^(*)	180h
TMR0	01h	OPTION_REG	81h	TMR0	101h	OPTION_REG	181h
PCL	02h	PCL	82h	PCL	102h	PCL	182h
STATUS	03h	STATUS	83h	STATUS	103h	STATUS	183h
FSR	04h	FSR	84h	FSR	104h	FSR	184h
PORTA	05h	TRISA	85h		105h		185h
PORTB	06h	TRISB	86h	PORTB	106h	TRISB	186h
PORTC	07h	TRISC	87h		107h		187h
PORTD ⁽¹⁾	08h	TRISD ⁽¹⁾	88h		108h		188h
PORTE ⁽¹⁾	09h	TRISE ⁽¹⁾	89h		109h		189h
PCLATH	0Ah	PCLATH	8Ah	PCLATH	10Ah	PCLATH	18Ah
INTCON	0Bh	INTCON	8Bh	INTCON	10Bh	INTCON	18Bh
PIR1	0Ch	PIE1	8Ch	EEDATA	10Ch	EECON1	18Ch
PIR2	0Dh	PIE2	8Dh	EEADR	10Dh	EECON2	18Dh
TMR1L	0Eh	PCON	8Eh	EEDATH	10Eh	Reserved ⁽²⁾	18Eh
TMR1H	0Fh		8Fh	EEADRH	10Fh	Reserved ⁽²⁾	18Fh
T1CON	10h		90h		110h		190h
TMR2	11h	SSPCON2	91h		111h		191h
T2CON	12h	PR2	92h		112h		192h
SSPBUF	13h	SSPADD	93h		113h		193h
SSPCON	14h	SSPSTAT	94h		114h		194h
CCPR1L	15h		95h		115h		195h
CCPR1H	16h		96h		116h		196h
CCP1CON	17h		97h	General Purpose Register 16 Bytes	117h	General Purpose Register 16 Bytes	197h
RCSTA	18h	TXSTA	98h		118h		198h
TXREG	19h	SPBRG	99h		119h		199h
RCREG	1Ah		9Ah		11Ah		19Ah
CCPR2L	1Bh		9Bh		11Bh		19Bh
CCPR2H	1Ch		9Ch		11Ch		19Ch
CCP2CON	1Dh		9Dh		11Dh		19Dh
ADRESH	1Eh	ADRESL	9Eh		11Eh		19Eh
ADCON0	1Fh	ADCON1	9Fh		11Fh		19Fh
	20h		A0h		120h		1A0h
General Purpose Register 96 Bytes		General Purpose Register 80 Bytes		General Purpose Register 80 Bytes		General Purpose Register 80 Bytes	
	7Fh	accesses 70h-7Fh	EFh F0h	accesses 70h-7Fh	16Fh 170h	accesses 70h-7Fh	1EFh 1F0h
Bank 0		Bank 1	FFh	Bank 2	17Fh	Bank 3	

Οι πρώτες θέσεις κάθε τμήματος είναι δεσμευμένες για τους καταχωρητές ειδικού σκοπού (SFR). Το υπόλοιπο κάθε τμήματος αποτελείται από τους καταχωρητές γενικού σκοπού (GPR). Όλοι οι καταχωρητές είναι υλοποιημένοι ως στατική μνήμη. Καταχωρητές ειδικού σκοπού που χρησιμοποιούνται συχνά αλλά και ένα τμήμα από 16 GPRs μπορεί να είναι προβιβασμοί από παραπάνω από ένα τμήμα. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, η προσπέλαση της μνήμης μπορεί να είναι απευθείας (direct addressing) ή έμμεση (indirect addressing). Η επιλογή του τμήματος της μνήμης, ανάλογα με την προσπέλαση της απευθείας ή έμμεση γίνεται βάση τον παρακάτω πίνακα (Πίνακας 4.2).

4.4.5.1. Καταχωρητές γενικής χρήσης (GPRs)

Οι καταχωρητές γενικού σκοπού είναι στο σύνολο της διαθέσιμης μνήμης δεδομένου του χρήστη με συνολική χωρητικότητα 368 bytes. Όπως φαίνεται στο πίνακα 4.1, οι καταχωρητές αυτοί βρίσκονται στο τέλος κάθε τμήματος. Οι καταχωρητές γενικής χρήσης δεν αρχικοποιούνται στην Power-on Reset και κρατούν επίσης τις τιμές τους στην περίπτωση όλων των άλλων resets. Οι καταχωρητές είναι προσβάσιμοι είτε άμεσα είτε έμμεσα μέσω του καταχωρητή File Select Register (FSR).

Ένα μέρος των καταχωρητών αυτών είναι το ίδιο σε όλα τα τμήματα και συνεπώς μπορούμε να έχουμε πρόσβαση σε αυτούς ανεξαρτήτως του τμήματος (bank). Εγγραφή σε αυτούς σημαίνει εγγραφή στην ίδια διεύθυνση και σε όλα τα υπόλοιπα τμήματα.

Πίνακας 4.2 Απευθείας και έμμεση προσπέλαση μνήμης

Επιλογή Τμήματος	Απευθείας (RP1:RP0)	Έμμεσα (IRP)
0	0 0	0
1	0 1	
2	1 0	1
3	1 1	

4.4.5.2. Καταχωρητές ειδικού σκοπού (SFR)

Οι καταχωρητές ειδικού σκοπού μπορούν να διαχωριστούν σε δύο κατηγορίες. Σε αυτούς που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο της κατάστασης και τη ρύθμιση της λειτουργίας των περιφερειακών μονάδων και σε εκείνους που χρησιμοποιούνται από τον πυρήνα της συσκευής και την CPU. Μερικοί καταχωρητές ειδικού τύπου αρχικοποιούνται στην περίπτωση ενός Power-on Reset ενώ άλλοι παραμένουν άθικτοι.

4.4.6. Μνήμη προγράμματος ROM (Program Memory)

Ο PIC 16F877 διαθέτει μετρητή προγράμματος των 13-bit και μπορεί συνεπώς να διαχειρίζεται μνήμη προγράμματος ίση με $2^{13}=8K$ θέσεις. Το εύρος του διαύλου επικοινωνίας με τη μνήμη προγράμματος είναι 14 bit. Από την στιγμή που όλες οι εντολές είναι μιας λέξης (single word), μια συσκευή με 8K x14 bit εντολής, διαθέτει χώρο για 8K εντολές. Η μνήμη εντολών διαιρείται σε τέσσερις σελίδες (page) 2K λέξεων η κάθε μία, που αντιστοιχεί στις επόμενες διευθύνσεις

Πίνακας 4.3 Μνήμης προγράμματος και διευθύνσεις

Page 1 : 0h	7FFh
Page 2 : 800h	FFFh
Page 1 : 1000h	17FFh
Page 1 : 1800h	1FFFh

Στο Πίνακα 4.4 φαίνεται ο χάρτης της μνήμης προγράμματος.

Για να μπορούν να εκτελούνται άλματα πρέπει να βρούμε δυο bit που προσδιορίζουν τη σελίδα που θα κάνουμε άλμα. Τα δυο αυτά bit περιέχονται στον καταχωρητή PCLATH (PCLATH<4:3>). Πριν από μία εντολή CALL ή GOTO θα πρέπει να είμαστε σίγουροι ότι τα δύο bit που δείχνουν τον αριθμό της σελίδας στην οποία εκτελείται το άλμα είναι τα επιθυμητά. Αντίθετα όταν γυρνάμε από μια υπορουτίνα με μια εντολή RET, δεν χρειάζεται οποιοσδήποτε χειρισμός αυτών των δυο bit, αφού και τα 13bit του PC αποκαθίστανται από τη στοίβα.

Για να γίνει άλμα μεταξύ διαφορετικών σελίδων, θα πρέπει να αλλάξουμε τα MSBs του μετρητή του προγράμματος μέσω του καταχωρητή PCLATH. Στην περίπτωση που εκτελούνται διαδοχικά οι εντολές χωρίς την αλλαγή της ροής του προγράμματος θα συνεχίσει κανονικά σε μια νέα σελίδα ανεξάρτητα της τιμής του καταχωρητή PCLATH. Κατά την εκκίνηση (reset) ο μετρητής προγράμματος -στο εξής (PC)- αρχικοποιείται στην διεύθυνση 0h και ο PCLATH επίσης στην τιμή 0 .Η διεύθυνση αυτή ονομάζεται άνωσμα διεύθυνσης επανεκκίνησης (Reset Vector Address). Όταν συμβαίνει κάποια διακοπή (Interrupt), ο μετρητής προγράμματος PC παίρνει την τιμή 0004h, που είναι διεύθυνση της επόμενης που θα εκτελεσθεί. Η διεύθυνση αυτή καλείται άνωσμα διεύθυνσης διακοπής (Interrupt Vector Address). Ο καταχωρητής PCLATH δεν αλλάζει. Γι' αυτό, μόλις μπούμε μέσα στη ρουτίνα εξυπηρέτησης της διακοπής (Interrupt Service Routine), θα πρέπει να αλλάζουμε τη διεύθυνση του κατάλληλα, εάν αυτό επιθυμούμε, και να σώζουμε τα δεδομένα του, ώστε να μην επηρεαστεί το κυρίως πρόγραμμα μετά την εξυπηρέτηση της διακοπής. Για την επιστροφή από τη διακοπή δε χρειάζεται ο καταχωρητής PCLATH, δεδομένου ότι ολόκληρος ο μετρητής προγράμματος αποθηκεύεται στη στοίβα κατά την είσοδο στη ρουτίνα εξυπηρέτησης της διακοπής. Η μνήμη προγράμματος περιέχει επίσης και ένα αριθμό από πληροφορίες για την ακριβέστερη ρύθμιση της κάθε συσκευής (Calibration Values). Οι τιμές αυτές προγραμματίζονται από την Microchip, κατά την τελική δοκιμή της συσκευής.

Οι διευθύνσεις στις οποίες σώζονται οι τιμές αυτές θα πρέπει να σώζονται, εάν πρόκειται να σβήσουμε τη μνήμη προγράμματος, και να αποκαθίστανται στην συνέχεια.

Πίνακας 4.4 Χάρτης της μνήμης προγράμματος (program memory map)

Διεύθυνση Εκκίνησης Reset Vector	
Διεύθυνση Εξυπηρέτησης Διακοπών Interrupt Vector	0004
Μνήμη Προγράμματος – Σελίδα 0 (Page 0)	7FFh
Μνήμη Προγράμματος – Σελίδα 1 (Page 1)	0800h 0FFFh
Μνήμη Προγράμματος – Σελίδα 2 (Page 2)	1000h 17FFh
Μνήμη Προγράμματος – Σελίδα 3 (Page 3)	1800 1FFFh

Για να γίνει άλμα μεταξύ διαφορετικών σελίδων, θα πρέπει να αλλάξουμε τα MSBs του μετρητή του προγράμματος μέσω του καταχωρητή PCLATH. Στην περίπτωση που εκτελούνται διαδοχικά οι εντολές χωρίς την αλλαγή της ροής του προγράμματος θα συνεχίσει κανονικά σε μια νέα σελίδα ανεξάρτητα της τιμής του καταχωρητή PCLATH. Κατά την εκκίνηση (reset) ο μετρητής προγράμματος -στο εξής (PC)- αρχικοποιείται στην διεύθυνση 0h και ο PCLATH επίσης στην τιμή 0. Η διεύθυνση αυτή ονομάζεται άνυσμα διεύθυνσης επανεκκίνησης (Reset Vector Address). Όταν συμβαίνει κάποια διακοπή (Interrupt), ο μετρητής προγράμματος PC παίρνει την τιμή 0004h, που είναι διεύθυνση της επόμενης που θα εκτελεσθεί. Η διεύθυνση αυτή καλείται άνυσμα διεύθυνσης διακοπής (Interrupt Vector Address). Ο καταχωρητής PCLATH δεν αλλάζει. Γι' αυτό, μόλις μπούμε μέσα στη ρουτίνα εξυπηρέτησης της διακοπής (Interrupt Service Routine), θα πρέπει να αλλάξουμε τη διεύθυνση του κατάλληλα, εάν αυτό επιθυμούμε, και να σώσουμε τα δεδομένα του, ώστε να μην επηρεαστεί το κυρίως πρόγραμμα μετά την εξυπηρέτηση της διακοπής. Για την επιστροφή από τη διακοπή δε χρειάζεται ο καταχωρητής PCLATH, δεδομένου ότι ολόκληρος ο μετρητής προγράμματος αποθηκεύεται στη στοίβα κατά την είσοδο στη ρουτίνα εξυπηρέτησης της διακοπής. Η μνήμη προγράμματος περιέχει επίσης και ένα αριθμό από πληροφορίες για την ακριβέστερη ρύθμιση της κάθε συσκευής (Calibration Values). Οι τιμές αυτές προγραμματίζονται από την Microchip, κατά την τελική δοκιμή της συσκευής. Οι διευθύνσεις στις οποίες σώζονται οι τιμές αυτές θα πρέπει να σώζονται, εάν πρόκειται να σβήσουμε τη μνήμη προγράμματος, και να αποκαθίστανται στην συνέχεια.

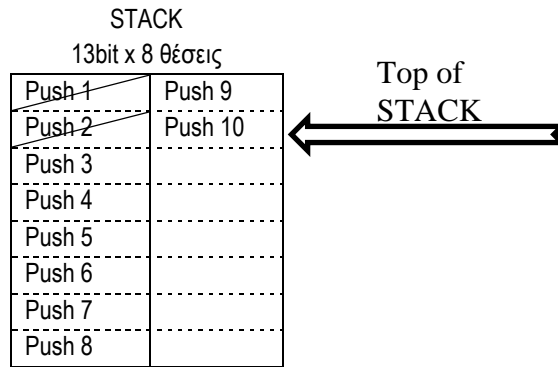
4.4.7. Στοίβα (Stack)

Η στοίβα (stack) έχει διαστάσεις 8x13bit επιτρέποντας να συμβούν διαδοχικά μέχρι 8 κλήσεις προγράμματος (CALL) ή διακοπών. Η στοίβα δεν ανήκει ούτε στη μνήμη προγράμματος ούτε στην μνήμη δεδομένων. Το πρόγραμμα δεν μπορεί να έχει άμεση πρόσβαση στη στοίβα ούτε για εγγραφή ούτε για ανάγνωση. Κατά την εκτέλεση μιας εντολής υπορουτίνας (CALL) ή την στιγμή που συμβαίνει μία διακοπή, η τιμή του PC προωθείται αυτόματα στην στοίβα (PUSH). Μόλις το πρόγραμμα συναντήσει μια εντολή επιστροφής από υπορουτίνα ή διακοπή (RETURN, RETLW, RETFIE) η παλιά τιμή του PC ανακαλείται από την στοίβα και αποκαθίσταται. Ο καταχωρητής PCLATH δεν αλλάζει, ενώ η τιμή του PC προωθείται προς τη στοίβα ή ανακαλείται από αυτήν. Η στοίβα είναι κυκλική. Αυτό σημαίνει ότι μόλις αποθηκευτεί η όγδοη λέξη, η επόμενη λέξη θα γραφτεί πάνω από την πρώτη κ.ο.κ. (Εικόνα 4.2). Με αυτό βέβαια θα έχει καταστροφικές συνέπειες για τη ροή του προγράμματος για αυτό θα πρέπει να διασφαλίζεται ότι ο μέγιστος αριθμός των συνεχόμενων κλήσεων σε υπορουτίνες συνυπολογίζοντας και την περίπτωση κάποιας διακοπής, δεν θα πρέπει να ξεπερνά τις οκτώ.

4.4.8. Καταχωρητής PC και PCLATH

Ο μετρητής προγράμματος (PC) δείχνει την εντολή που θα ανακληθεί από τη μνήμη προγράμματος (εντολών) και θα εκτελεσθεί στον επόμενο κύκλο εντολής. Ο PC έχει μήκος 13-bit συνεπώς μπορούμε να διαχειριζόμαστε μέχρι $2^{13} = 8k$ μνήμης προγράμματος.

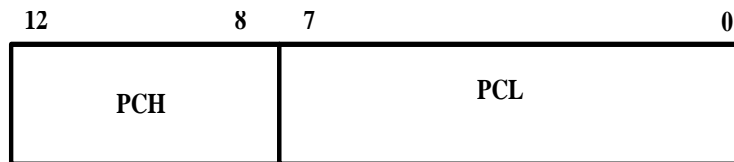
Τα υψηλής αξίας δυαδικά ψηφία περιέχονται στο καταχωρητή PCH αλλά δεν είναι προσβάσιμα για ανάγνωση πάρα μόνο για εγγραφή. Οι αλλαγές του PCH γίνονται άμεσα μέσω του καταχωρητή PCLATH (Program Counter Lath High). Χρησιμοποιούμε μόνο τα 5 πρώτα bit του PCLATH, ενώ τα υπόλοιπα 3 bit του παραμένουν πάντα μηδενικά.



Εικ. 4.2 Τρόπος λειτουργίας της στοίβας (stack)

4.4.9. Καταχωρητής Κατάστασης (Status Register)

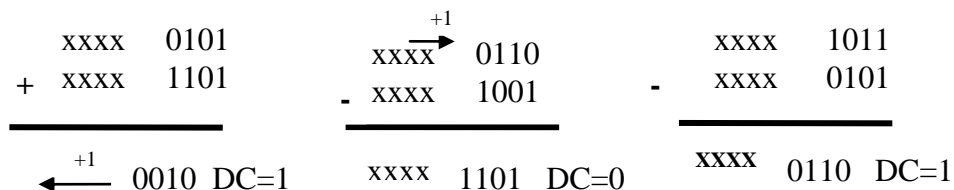
Ο καταχωρητής κατάστασης (πίνακας 4.5) περιέχει τις σημαίες (flags), που δίνουν πληροφορίες για το αποτέλεσμα που προκύπτει από την ALU, καθώς επίσης και τα bit εκείνα που είναι απαραίτητα για την επιλογή κατάλληλου τμήματος μνήμης δεδομένων κατά την προσπέλαση της. Επιπρόσθετα, τα bit 3 και 4 του Status register δεν μπορούν να εγγραφούν από τον χρήστη, παρά μόνο να διαβαστούν. Συνεπώς, η εγγραφή στην μνήμη με προορισμό τον Status register μπορεί να μην έχει το αποτέλεσμα που αναμένεται. Τα bit που αποτελούν τον καταχωρητή εργασίας φαίνονται παρακάτω :



Εικ. 4.3 Καταχωρητής Κατάστασης (Status Register)

Η σημαία κρατούμενου (C), γίνεται ένα (1) εάν το αποτέλεσμα της πρόσθεσης έχει κρατούμενο στο 8^ο bit, διαιρητικά είναι μηδέν. Στην περίπτωση της αφαίρεσης εάν το αποτέλεσμα που προκύπτει είναι θετικό ή μηδέν, δηλαδή δεν έχουμε την ανάγκη δανεισμού από το 9^ο bit, τότε η σημαία κρατούμενου είναι ένα (1). Εάν έχουμε δανεισμό, δηλαδή εάν ο αφαιρετέος είναι μεγαλύτερος από τον μειωτέο, τότε η σημαία κρατούμενου γίνεται μηδέν.

Η σημαία ενδιαμέσου κρατούμενου (DC), γίνεται 1 εάν από το αποτέλεσμα της πρόσθεσης προκύπτει κρατούμενο από 4^ο προς το 5^ο bit, ενώ στην περίπτωση της αφαίρεσης γίνεται μηδέν στην περίπτωση που έχουμε ανάγκη δανεισμού από 5^ο bit.



Η σημαία μηδενισμού (Z) μας δείχνει εάν το αποτέλεσμα μιας εντολής είναι μηδενικό. Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στο ότι κάποιες εντολές που αλλάζουν τα περιεχόμενα ενός καταχωρητή δεν επηρεάζουν απαραίτητα τις σημαίες αυτές (συνήθως ενημερώνεται η τιμή τους μετά από μια πράξη και όχι σε απλές μετακινήσεις δεδομένων).

Τέλος, τα επόμενα δυο bit, NOT_TO, NOT_PD του καταχωρητή STATUS, όπως θα δούμε, μας πληροφορούν για αιτία επαναφοράς σε κανονική λειτουργία όταν του μικροελεγκτής που βρίσκεται σε κατάσταση "ύπνου" (sleep mode).

Ιδιαίτερη προσοχή απαιτείται στην περίπτωση εκτέλεσης εντολών με προορισμό τον καταχωρητή STATUS, όταν αυτές επηρεάζουν τις σημαίες. Για παράδειγμα η εντολή clrf STATUS που μηδενίζει τον καταχωρητή έχει ως αποτέλεσμα μετά την εκτέλεση της ο καταχωρητής STATUS να περιέχει τη δυαδική τιμή '00000100' αφού μόλις μηδενιστεί ο καταχωρητής στη συνέχεια τίθεται η σημαία μηδενισμού (Z=1) που βρίσκεται στον ίδιο.

4.4.10. Διακοπές (Interrupts)

Ο PIC υποστηρίζει ένα μεγάλο αριθμό διακοπών. Οι διακοπές κατά πλειοψηφία παράγονται από τις περιφερειακές μονάδες. Υπάρχουν και περιφερειακές μονάδες οι οποίες μπορούν να παράγουν περισσότερες από μια διακοπές, όπως είναι ο πομπός/δέκτης σύγχρονης σειριακής επικοινωνίας (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter, **USART**).

Οι σημαντικότερες διακοπές είναι :

- ❖ Εξωτερική διακοπή στον ακροδέκτη PBO/INT(external interrupt)
- ❖ Διακοπή από υπερχείλιση του χρονιστή timer0 (TMR0 Overflow Interrupt)
- ❖ Διακοπή όταν αλλάζει στάθμη ένας από τους ακροδέκτες PORTB<7:4> (PORTB change interrupt)
- ❖ Διακοπή παράλληλης θύρας (Parallel Slave Port Interrupt)
- ❖ Διακοπές σειριακής θύρας (USART Interrupt)
- ❖ Διακοπή σειριακής λήψης (Receive Interrupt)
- ❖ Διακοπή σειριακής αποστολής (Transmit Interrupt)
- ❖ Διακοπή υπερχείλισης το χρονιστή 1 (Timer1 Overflow Interrupt)
- ❖ Διακοπή υπερχείλισης το χρονιστή 2 (Timer2 Overflow Interrupt)

Πίνακας 4.5 Καταχωρητής εργασίας Status register

STATUS REGISTER (ADDRESS 03h, 83h, 103h, 183h)							
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R -1	R -1	R/W-x	R/W-x	R/W-x
IRP	RP1	RP0	TO	PD	Z	DC	C
bit 7							bit 0
bit 7	IRP: Bit για την επιλογή του τμήματος μνήμης δεδομένων (για έμμεση προσπέλαση) 1= Bank 2, 3 (100h - 1FFh) 0= Bank 0, 1 (00h - FFh)						
bit 6-5	RP1:RP0: Bit για την επιλογή του τμήματος μνήμης δεδομένων (για απευθείας προσπέλαση) 11= Bank 3 (180h - 1FFh) 10= Bank 2 (100h - 17Fh) 01= Bank 1 (80h - FFh) 00= Bank 0 (00h - 7Fh) Κάθε τμήμα είναι 128 bytes						
bit 4	TO: Time-out bit 1= Στο άνοιγμα , ή κατά την εντολή CLRWD και SLEEP 0= Όταν συμβεί παύση του μετρητής Watchdog Timer time						
bit 3	PD: Power-down bit 1= Στο άνοιγμα , ή κατά την εντολή CLRWD 0= Κατά την εκτέλεση εντολής SLEEP						
bit 2	Z: Bit μηδενισμού 1= Το αποτέλεσμα της αριθμητικής ή λογικής πράξης είναι 0 0= Το αποτέλεσμα της αριθμητικής ή λογικής πράξης δεν είναι 0						
bit 1	DC: Bit ενδιάμεσου κρατούμενου/δανεισμού (από εντολές ADDWF, ADDLW,SUBLW,SUBWF) 1= Δημιουργήθηκε κρατούμενο από 4 ^ο bit χαμηλής αξίας 0= Δεν δημιουργήθηκε κρατούμενο από 4 ^ο bit χαμηλής αξίας						
bit 0	C: Bit κρατούμενου/δανεισμού (από εντολές ADDWF, ADDLW,SUBLW,SUBWF) 1= Δημιουργήθηκε κρατούμενο από το περισσότερο σημαντικό bit (MSB) 0= Δεν δημιουργήθηκε κρατούμενο από το περισσότερο σημαντικό bit (MSB)						
Επεξήγηση συμβόλων :							
R = Αναγνώσιμο bit		W = Εγγράψιμο bit		'0' = Το bit είναι απενεργοποιημένο			
'1' =Το bit είναι ενεργοποιημένο		x = Το bit είναι άγνωστο		ή 'καθαρισμένο'			

4.4.10.1 Γενική Αρχιτεκτονική των Διακοπών

Η κάθε διακοπή ελέγχεται από δύο bit, το *intnameIE* (Interrupt Enable bit) και το *intnameIF* (Interrupt Flag bit).

Το *intnameIE* bit ενεργοποιεί την αντίστοιχη διακοπή ενώ το *intnameIF* bit σηματοδοτεί ότι υπάρχει διακοπή προς εξυπηρέτηση. Το bit *intnameIE* γίνεται ένα (1) ανεξάρτητα, το αν είναι ενεργοποιημένη η αντίστοιχη διακοπή ή όχι, δηλαδή αν το *intnameIE* είναι ένα (1) ή μηδέν (0). Το *intnameIF* δε γίνεται από μόνο μηδέν μόλις εξυπηρετηθεί η διακοπή που το προκάλεσε, και πρέπει να μηδενίζεται από το πρόγραμμα της ρουτίνας εξυπηρέτησης γιατί διαφορετικά θα προκληθεί διακοπή. Το ίδιο bit μπορεί να χρησιμοποιηθεί χωρίς την χρήση διακοπών για να αναγνωρίζουμε το γεγονός που περιγράφει την αντίστοιχη διακοπή. Η διαδικασία αυτή γίνεται εξετάζοντας την τιμή του συγκεκριμένου bit κατά τακτά χρονικά διαστήματα (rolling). Η λογική των διακοπών φαίνεται στο Σχ 4.3. Τα διάφορα bit ελέγχου των διακοπών περιέχονται στους καταχωρητές: INTCON, PIE1, PIR1, PIE2, PIR2.

Ο INTCON είναι ο βασικότερος καταχωρητής που σχετίζεται με τις διακοπές μιας και περιέχει τα bit ελέγχου των διακοπών. Παρακάτω δίνονται μερικά bit του καταχωρητή INTCON και ένας πίνακας (Πίνακας 5.6) που περιέχει όλο τον καταχωρητή:

GIE: bit Γενικής Ενεργοποίησης Διακοπών

Με 1= Ενεργοποίηση Διακοπών
Με 0= Απενεργοποίηση Διακοπών

PEIE: bit Ενεργοποίησης Διακοπής από Περιφερικά

Με 1= Ενεργοποίηση Διακοπής
Με 0= Απενεργοποίηση Διακοπής

TOIE: bit Ενεργοποίησης Διακοπής Υπερχείλισης Χρονιστή TMR0

Με 1= Ενεργοποίηση Διακοπής
Με 0= Απενεργοποίηση Διακοπής

INTE: bit Ενεργοποίησης Διακοπής Εξωτερικού Ακροδέκτη RB0/INT

Με 1= Ενεργοποίηση Διακοπής
Με 0= Απενεργοποίηση Διακοπής

RBIE: bit Ενεργοποίησης Διακοπής εάν Αλλάξει ένα από τα 4 bit (PB7:PB4) της θύρας B

Με 1= Ενεργοποίηση Διακοπής
Με 0= Απενεργοποίηση Διακοπής

TOIF: bit Σημαίας Ενεργοποίησης Διακοπής Υπερχείλισης Χρονιστή TMR0

Με 1= Ο Χρονιστής TMR0 έχει Υπερχειλίσει
Με 0= Ο Χρονιστής TMR0 δεν έχει Υπερχειλίσει

Όταν συμβαίνει μια διακοπή, το bit GIE μηδενίζεται αυτόματα ώστε να μη μπορούν να προκληθούν και άλλες διακοπές. Η διεύθυνση επιστροφής που βρίσκετε στον PC προωθείται στην στοίβα και ο PC παίρνει την τιμή 0004h. Η διεύθυνση εκκίνησης της ρουτίνας εξυπηρέτησης των διακοπών, ή διανυσματικών διακοπών (Interrupt Vector), είναι κοινή για όλες τις διακοπές και είναι η διεύθυνση 0004h. Το αίτιο της διακοπής καθορίζεται από τις σημαίες των διακοπών *intnameIF*, που βρίσκονται στους καταχωρητές INTCON και PIR.

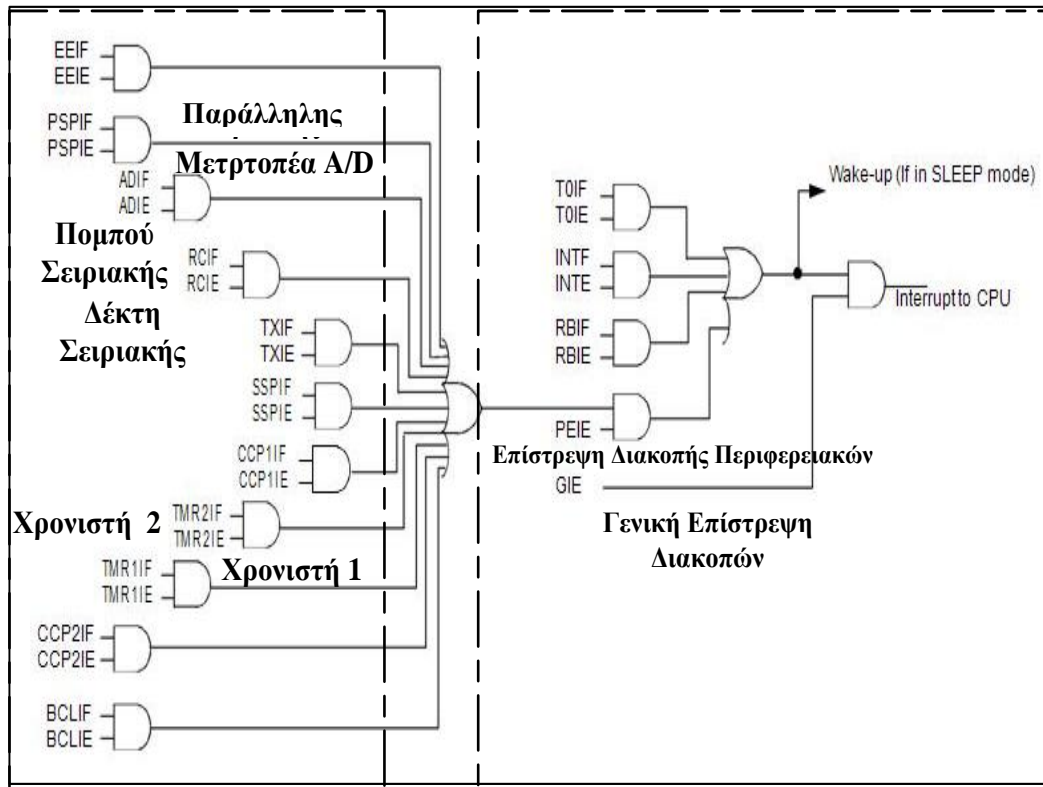
Το πρόγραμμα επιστρέφοντας από μία ρουτίνα εξυπηρέτησης διακοπής με την εντολή RETFIE, θέτει ξανά το GIE με αποτέλεσμα με αποτέλεσμα να εκτελείται οποιαδήποτε διακοπή περιμένει (pending Interrupt). Κατά την εκκίνηση η επανεκκίνηση του μικροελεγκτή το GIE μηδενίζεται και οι διακοπές είναι ενεργοποιημένες. Το bit PEIE (Peripheral Interrupt Enable bit) ενεργοποιεί όλες εκείνες τις διακοπές που τα δύο bit ελέγχου τους *intnameIE* και *intnameIF* δεν περιέχονται στον καταχωρητή INTCON, αλλά στον καταχωρητή PIR1. Για παράδειγμα για να προκληθεί μια διακοπή από την USART θα πρέπει εκτός από το αντίστοιχο bit ελέγχου TXIE ή RCIE να είναι ένα (1) και τα bit PEIE και GIE.

Πίνακας 4.6 Καταχωρητής INTCON

INTCON REGISTER (ADDRESS 0Bh, 8Bh, 10Bh, 18Bh)							
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF
bit 7							bit 0
	bit 7	GIE: Global Interrupt Enable bit 1= Enables all unmasked interrupts 0= Disables all interrupts					
	bit 6	PEIE: Peripheral Interrupt Enable bit 1= Enables all unmasked peripheral interrupts 0= Disables all peripheral interrupts					
	bit 5	TOIE: TMR0 Overflow Interrupt Enable bit 1= Enables the TMR0 interrupt 0= Disables the TMR0 interrupt					
	bit 4	INTE: RB0/INT External Interrupt Enable bit 1= Enables the RB0/INT external interrupt 0= Disables the RB0/INT external interrupt					
	bit 3	RBIE: RB Port Change Interrupt Enable bit 1= Enables the RB port change interrupt 0= Disables the RB port change interrupt					
	bit 2	TOIF: TMR0 Overflow Interrupt Flag bit 1= TMR0 register has overflowed (must be cleared in software) 0= TMR0 register did not overflow					
	bit 1	INTF: RB0/INT External Interrupt Flag bit 1= The RB0/INT external interrupt occurred (must be cleared in software) 0= The RB0/INT external interrupt did not occur					
	bit 0	RBIF: RB Port Change Interrupt Flag bit 1= At least one of the RB7:RB4 pins changed state; a mismatch condition will continue to set the bit. Reading PORTB will end the mismatch condition and allow the bit to be cleared (must be cleared in software). 0= None of the RB7:RB4 pins have changed state					

Επεξήγηση συμβόλων :		
R = Αναγνώσιμο bit	W = Εγγράψιμο bit	x = Το bit είναι άγνωστο
	'1'=Το bit είναι ενεργοποιημένο	'0' = Το bit είναι απενεργοποιημένο ή 'καθαρισμένο'

Καταχωρητές Επίτρεψης (E) και Σημείες (F) Διακοπών



Καταχωρητής ελέγχου Σειριακής, Παράλληλης, Χρονιστών Timer1 και Timer2, Μετατροπέα A/D και Λειτουργία Σύλληψης και Σύγκρισης. PIE1-PIR1, PIE2-PIR2

Καταχωρητής ελέγχου Διακοπών (INTOCN)

Σχ. 4.3 Λογική διακοπών (Interrupts)

4.4.10.2. Οι καταχωρητές PIR και PIE

Ο PIC 16F877 περιέχει δύο καταχωρητές ενεργοποίησης διακοπών Peripheral Interrupt Enable –**PIE** (PIE1 και PIE2) και αντίστοιχα σημείας διακοπών Peripheral Interrupt Register – **PIR** (PIR1 και PIR2). Κάθε bit του καταχωρητή **PIE** σχετίζεται με την ενεργοποίηση μιας διακοπής ενός περιφερειακού ενώ ο καταχωρητής **PIR** μας δείχνει ποιες διακοπές περιμένουν να εξυπηρετηθούν. Με άλλα λόγια ο **PIE** περιέχει τις περιέχει τις σημείες ενεργοποίησης των διακοπών *intrnameIF*, ενώ ο **PIR** της σημείας ένδειξης διακοπής *intrnameIF*.

4.5. Τα περιφερειακά του Μικροελεγκτή PIC 16 F877

4.5.1. Γενικής χρήσης μανάδες εισόδου-εξόδου I/O (Ports)

Οι γενικής χρήσης θύρες εισόδου-εξόδου (I/O Ports) είναι τα πιο απλά περιφερικά. Οι θύρες αυτές είναι διπλής κατεύθυνσης και κατεύθυνση κάθε ακροδέκτη, δηλαδή το αν ο ακροδέκτης λειτουργεί σαν είσοδος ή ως έξοδος, ελέγχεται από τον καταχωρητή ελέγχου κατεύθυνσης που καλείται **TRIS**. Ο καταχωρητής TRISx ελέγχει αντίστοιχα τη διεύθυνση στη θύρα PORTx. Εάν κάποιο bit του καταχωρητή TRISx είναι μονάδα τότε ο αντίστοιχος ακροδέκτης της θύρας συμπεριφέρεται ως είσοδος, ενώ αν το bit είναι μηδέν ακροδέκτης συμπεριφέρεται ως έξοδος

Ο καταχωρητής PORTx περιέχει τα δεδομένα εξόδου της θύρας. Όταν διαβάζουμε τα δεδομένα του καταχωρητή PORTx, δε διαβάζουμε τον ίδιο τον καταχωρητή, αλλά ό,τι εμφανίζετε στους ακροδέκτες της θύρας. Θα πρέπει να προσέχουμε με εντολές που διαβάζουν, αλλάζουν και στην συνέχεια γράφουν το τελικό αποτέλεσμα πίσω στον καταχωρητή, όπως συμβαίνει με τις εντολές BCF και BSF. Στο Σχ. 4.4 φαίνεται μια γενική αρχιτεκτονική ενός ακροδέκτη μιας θύρας.

Για οικονομία στο πλήθος των ακροδεκτών, οι είσοδοι και οι έξοδοι των περιφερικών του PIC, όπως είναι ο μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (Analog to Digital Converter, A/D) –στο εξής A/D μετατροπέας -, οι σειριακές θύρες κτλ., χρησιμοποιούν τους ίδιους ακροδέκτες με τις ψηφιακές θύρες. Το περιφερικό αποφασίζει τον τρόπο που λειτουργεί ο ακροδέκτης που χρησιμοποιεί και μπορεί παρακάμψει τη λειτουργικότητα του καταχωρητή TRIS. Άλλες φορές, είναι απαραίτητο ο καταχωρητής TRIS να είναι σωστά ρυθμισμένος για να λειτουργήσει το περιφερειακό.

Πίνακας 4.7 Διακοπές Περιφερειακών και τα αντίστοιχα bit Ενεργοποίησης και Σημαίων τους.

PIE	PIR	Ενεργοποίηση και Σημαία Διακοπής Περιφερειακών
TMR1IE	TMR1IF	Διακοπή Υπερχείλισης TMR1
TMR2IE	TMR2IF	Διακοπή έλεγχου TMR2 στο PR2 σε περίπτωση ισοτιμίας
CCP1IE	CCP1IF	Διακοπή του CCP1 (Έλεγχος Σύγκρισης του TIMER1)
CCP2IE	CCP2IF	Διακοπή του CCP2 (Λειτουργία Σύλληψης του TIMER1)
SSPIE	SSPIF	Διακοπή Ελέγχου Σειριακής Πόρτας
RCIE	RCIF	Διακοπή σειριακής θύρας (Πομπού)
TXIE	TXIF	Διακοπή σειριακής θύρας (Δέκτη)
ADIE	ADIF	Διακοπή Μετατροπέα A/D και Ολοκλήρωση της Μετατροπής του A/D
ADCIE	ADCIF	Διακοπή Κλίσης Σύγκρισης Μετατροπέα A/D
OVFIE	OVFIF	Διακοπή Κλίσης Υπερχείλισης Μετατροπέα A/D
PSPIE	PSPIF	Διακοπή Παράλληλης Θύρας (Ανάγνωση και Εγγραφή)
EEIE	EEIF	Διακοπή Ολοκλήρωσης Εγγραφής της EEPROM
LCDIE	LCDIF	Διακοπή σε περίπτωση τοποθέτησης LCD
CMIE	CMIF	Διακοπή Συγκριτή

4.5.1.1. PORTA-Οι καταχωρητές PORTA και TRISA

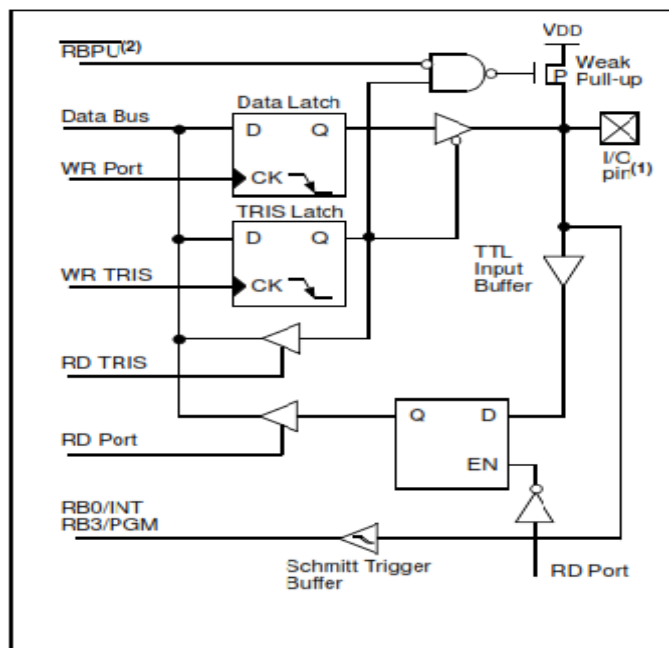
Η θύρα A είναι μια θύρα 6 δυαδικών ψηφίων, διπλής κατεύθυνσης. Η κατεύθυνση των ακροδεκτών, δηλαδή το αν ένας ακροδέκτης συμπεριφέρεται ως είσοδος ή ως έξοδος καθορίζεται από τον καταχωρητή TRISA.

Χαρακτηριστικό της θύρα A είναι ότι μπορούμε να ορίσουμε τους ακροδέκτες (pin) <3:0> σαν αναλογικές εισόδους και το pin <3> να οριστεί και σαν τάση αναφοράς V_{REF} . Η λειτουργία για το κάθε pin πετυχαίνεται μέσω του καταχωρητή ADCON1. Σημειώνουμε, ότι καταχωρητής TRISA ελέγχει τα pin της θύρα A ακόμα και αν έχουν οριστεί σαν αναλογικές εισοδοί.

4.5.1.2. PORTB- Οι καταχωρητές PORTB και TRISB

Η θύρα B είναι μια θύρα 8 δυαδικών ψηφίων, διπλής κατεύθυνσης. Η κατεύθυνση των ακροδεκτών, δηλαδή το αν ένας ακροδέκτης συμπεριφέρεται ως είσοδος ή ως έξοδος καθορίζεται από τον καταχωρητή TRISB. Κάθε ακροδέκτης από την PORTB έχει έναν μικρής ισχύος pull-up διακόπτη. Μηδενίζοντας το bit RPBU (OPTION <7>) μπορούμε να ενεργοποιήσουμε όλα τα pull-up. Το pull-up κομμάτι ενεργοποιείται αυτόματα όταν ο ακροδέκτης ρυθμίζεται ως έξοδος καθώς και μετά από ένα power-on reset.

Το υψηλότερης αξίας ψηφίο της θύρας B, δηλαδή οι ακροδέκτες RB7:RB4 παρέχουν μια λειτουργία κατά τη οποία προκαλείται διακοπή μόλις αλλάξει η τιμή στην είσοδό τους. Οι εισοδοί RB7:RB4 συγκρίνονται κάθε φορά με τις παλιές τιμές που βρίσκονται στον καταχωρητή PORTB. Οποιαδήποτε αλλαγή σε κάποιο από τα τέσσερα bit προκαλεί διακοπή (RB Port Change Interrupt), θέτοντας και τη σημαία RBIF (INTCON<0>). Η γενική αρχιτεκτονική των ακροδεκτών αυτών φαίνεται στο Σχ. 4.4.



Σημείωση :

1. Οι ακροδέκτες I/O έχουν διόδους προστασίας προς V_{dd} και V_{ss} .
2. Για την ενεργοποίηση ασθενούς αντίστασης πρόσδεσης (pull up) πρέπει το αντίστοιχο bit του καταχωρητή TRIS να τεθεί και να μηδενιστεί το bit του OPTION<7>

Σχ. 4.4 Αρχιτεκτονική μονάδα εισόδου- εξόδου (I/O) του PIC

4.5.1.2.1. Διαδοχικές εντολές σε μια θύρα

Η πραγματική εγγραφή σε μια θύρα συμβαίνει στο τέλος ενός κύκλου εντολής ενώ όσο αναφορά το διάβασμα τα δεδομένα πρέπει να είναι έτοιμα στην αρχή του κύκλου εντολής. Γι' αυτό δε θα πρέπει να διαβάζουμε την κατάσταση της θύρας απευθείας μετά από μία εγγραφή, γιατί μπορεί αυτή να μην έχει σταθεροποιηθεί και έτσι να διαβάσουμε την προηγούμενη κατάσταση αντί της νέας. Το πόσο γρήγορη ανταποκρίνεται η θύρα εξαρτάται από το φορτίο που έχει να οδηγήσει. Όσο πιο μεγάλο το φορτίο (μεγάλη χωρητικότητα), τόσο μεγαλύτερος γίνεται ο χρόνος ανόδου και καθόδου του σήματος στη θύρα.

4.5.1.3. PORTC- Οι καταχωρητές PORTC καιTRISC

Η θύρα C είναι μια θύρα 8 δυαδικών ψηφίων, διπλής κατεύθυνσης. Η κατεύθυνση των ακροδεκτών, δηλαδή το αν ένας ακροδέκτης συμπεριφέρεται ως είσοδος ή ως έξοδος καθορίζεται από τον καταχωρητή TRISC. Κάθε ακροδέκτης της θύρα C είναι συνδυασμένος με διάφορα περιφερικά και για διαφορές χρήσεις. Για το πώς συμπεριφέρονται τα pin της θύρας θα το δούμε παρακάτω.

- Pin 0: Σαν I/O Port ή έξοδος ταλαντωτή για τον Timer1/είσοδο ρολογιού συγχρονισμού για τον Timer1
 - Pin 1: Σαν I/O Portδε ή είσοδος ζ ταλαντωτή για τον Timer1 ή είσοδος σύλληψης (Capture2)/έξοδος PWM2
 - Pin 2: Σαν I/O Port ή είσοδος σύλληψης (Capture1)/είσοδος σύγκρισης(Compare1)/ έξοδος PWM1
 - Pin 3: Σαν ρολόι συγχρονισμού για της σύγχρονη σειριακή για το SPI και I²C
 - Pin 4: Σαν είσοδος δεδομένων για το SPI ή I/O δεδομένων (για λειτουργία του I²C)
 - Pin 5: Σαν I/O Port ή έξοδος δεδομένων σύγχρονη σειριακή θύρας
 - Pin 6: Σαν I/O Port ή πομπός για την ασύγχρονη USART ή ρολόι συγχρονισμού της σύγχρονη
 - Pin 7: Σαν I/O Port ή δέκτης για την ασύγχρονη USART ή έξοδος δεδομένων σύγχρονης

4.5.1.4. PORTD- Οι καταχωρητές PORTD καιTRISD

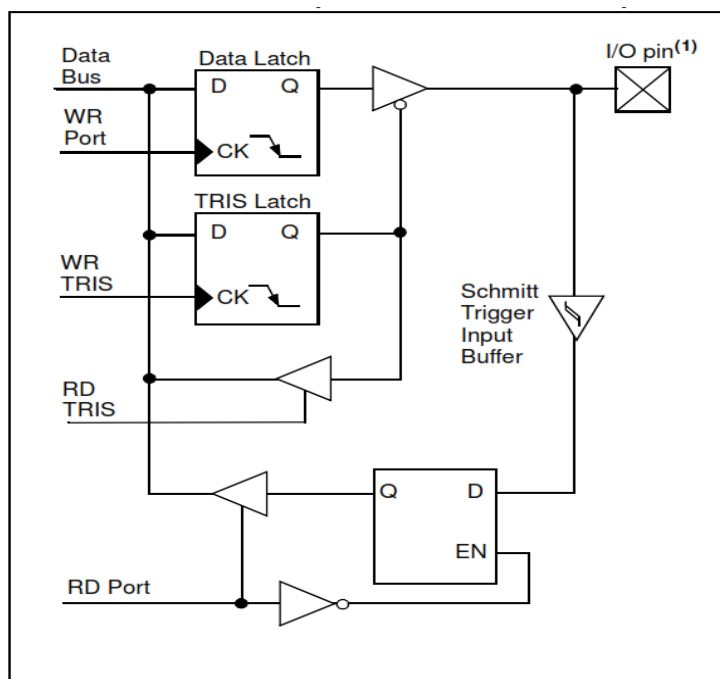
Η θύρα D είναι μια θύρα 8 δυαδικών ψηφίων, διπλής κατεύθυνσης. Η κατεύθυνση των ακροδεκτών, δηλαδή το αν ένας ακροδέκτης συμπεριφέρεται ως είσοδος ή ως έξοδος καθορίζεται από τον καταχωρητή TRISD. Ολόκληρη θύρα D μπορεί να

οριστεί εκτός από είσοδος ή έξοδος και σαν 8 bit παράλληλη θύρα, για να επιτευχτεί αυτή η λειτουργία πρέπει να ενεργοποιηθούμε το bit έλεγχου του PSPMODE(TRISE<4>).

4.5.1.5. PORTE- Οι καταχωρητές PORTE καιTRISE

Η θύρα E είναι μια θύρα 3 δυαδικών ψηφίων, διπλής κατεύθυνσης. Η κατεύθυνση των ακροδεκτών, δηλαδή το αν ένας ακροδέκτης συμπεριφέρεται ως είσοδος ή ως έξοδος καθορίζεται από τον καταχωρητή TRISE. Για να επιτευχτεί αυτή η λειτουργία πρέπει πρώτα να ενεργοποιηθεί το bit από το PSPMODE (TRISE<4>) και στην συνέχεια ο καταχωρητής ADCON1 να έχει οριστεί σαν ψηφιακή είσοδος/έξοδος. Επίσης οι 3 ακροδέκτες της θύρας E μπορούν να οριστούν σαν αναλογικές εισόδους και σε αυτή την περίπτωση οι ακροδέκτες διαβάζονται σαν μηδέν(0).

Για να πετύχουμε την μετατροπή τους σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό ο μικροελεγκτής έχεις στις εισόδους του Schmitt Trigger (σχήμα 4.6) που τα χρησιμοποιεί ως buffer -Schmitt trigger σαν buffer εισόδου μπορεί εύκολα να ξεχωρίσει το 1 (Hi level) ή το 0 (Low level), δηλαδή όταν το μέτωπο είναι ανερχόμενο ή κατερχόμενο-.



Σημείωση : Οι ακροδέκτες I/O έχουν διόδους προστασίας προς V_{dd} και V_{ss}

Σχήμα 4.6 Αρχιτεκτονική μονάδα εισόδου- εξόδου (I/O) του PIC

4.5.2. Χρονιστές (Timers)

Οι χρονιστές (times) είναι περιφερειακές συσκευές που αυξάνουν ή μειώνουν περιοδικά την τιμή ενός μετρητή σύμφωνα με τη συχνότητα ενός ρολογιού (clock). Ο PIC 16F877 υποστηρίζει τρεις διαφορετικούς τύπους χρονιστών: τον Timer0, τον Timer1 και τον Timer2.

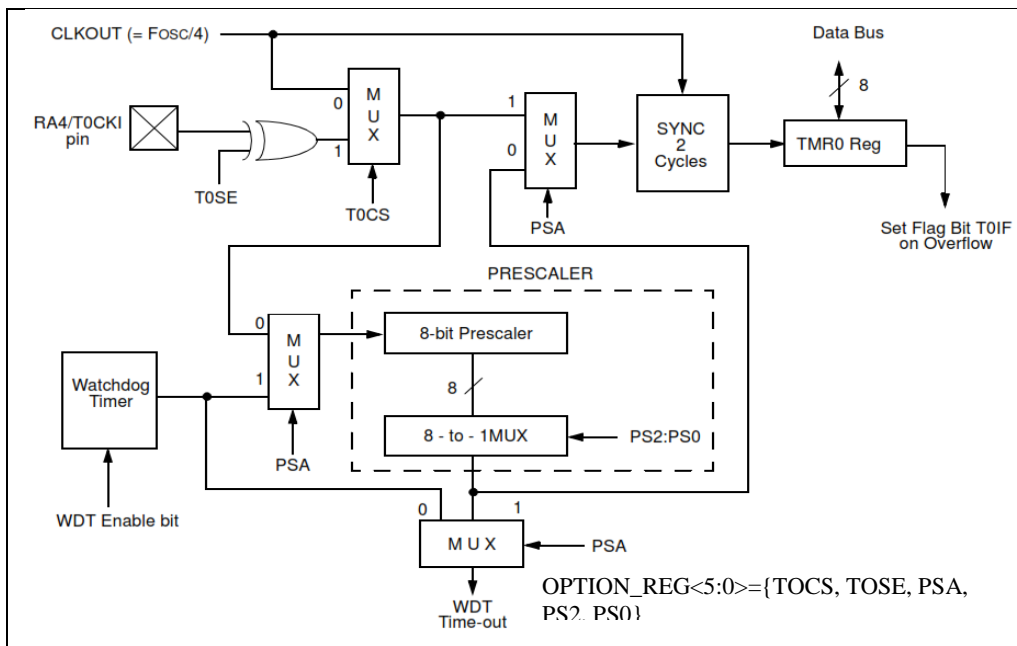
Οι χρονιστές αυτοί αρκετά ευέλικτοι και παρέχουν δυνατότητες όπως διαίρεση της συχνότητας πριν ή μετά το μετρητή των παλμών που εμφανίζονται στην είσοδο ενός ακροδέκτη. Μπορούν επίσης να προκαλέσουν διακοπές σε τακτά χρονικά διαστήματα και παρέχουν και άλλα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά όπως ο συγχρονισμός τους σήματος εισόδου, την λειτουργία σύλληψης και σύγκρισης καθώς και την δημιουργία διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM).

4.5.2.1. Timer-0

Ο χρονιστής0 timer-0 παρουσιάζει τα παρακάτω χαρακτηριστικά :

- Μετρητή των 8 bit
- Είναι αναγνώσιμος (readable) και εγγράψιμος (writable)
- Επιλογή κλίμακας χρονισμού (prescaler) που μπορεί να προγραμματιστεί μέσω λογισμικού (software)
- Επιλογή χρήσης εσωτερικού ή εξωτερικού ρολογιού
- Πρόκληση διακοπής (Interrupt) κατά την υπερχείλιση του μετρητή από FFh σε 00h

Η βασική αρχιτεκτονική του timer-0 φαίνεται στο Σχ. 4.7.



Σχ. 4.7 Αρχιτεκτονική του timer-0

Η λειτουργία του χρονιστή timer0 βασίζεται στην τιμή των ψηφιακών που βρίσκονται στον καταχωρητή OPTION. Ο καταχωρητής αυτός είναι αναγνώσιμος και εγγράψιμος και περιέχει τα bit έλεγχου του timer-0, του διαιρέτη μέτρησης (prescaler) και της εξωτερικής διακοπής (external INT Interrupt). Πιο συγκεκριμένα, τα bit του καταχωρητή OPTION φαίνονται παρακάτω :

Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει και από το Πίνακα 4.8, ο χρονιστής timer0 μπορεί να λειτουργήσει είτε με το εσωτερικό ρολόι του PIC είτε με εξωτερικό ρολόι (external clock) μέσω του ακροδέκτη (pin) T0CK1 του PIC. Η επιλογή του ρολογιού λειτουργίας του χρονιστή γίνεται μέσω ενός πολυπλέκτη και με βάση την τιμή του bit TOCS (OPTION<5>). Αν το bit αυτό είναι 1 επιλέγεται το εξωτερικό ρολόι, διαφορετικά επιλέγεται το εσωτερικό ρολόι.

Η επιλογή χρήσης ή όχι του διαιρέτη μέτρησης (prescaler) γίνεται με παρόμοιο τρόπο (μέσω πολυπλέκτη) και το bit που καθορίζει την επιλογή αυτή είναι το PSA (OPTION<3>). Όταν το bit αυτό είναι 0, τότε ο prescaler χρησιμοποιείται από τη μονάδα του χρονιστή, ενώ όταν είναι 1 χρησιμοποιείται από τον Watchdog Timer. Επόμενος, ο μετρητής μπορεί να λειτουργεί είτε με εσωτερικό ρολόι του PIC, είτε με εξωτερικό ρολόι, είτε με το ρολόι που δημιουργεί ο μετρητής του διαιρέτη μέτρησης (prescaler counter).

Τέλος, τα τρία λιγότερα σημαντικά ψηφία (LSBs) του καταχωρητή OPTION (PS2:PS0) καθορίζουν το ρυθμό λειτουργίας του διαιρέτη μέτρησης (prescaler). Όπως φαίνεται, ο ρυθμός (prescaler rate) διαφέρει ανάλογα με το αν ο prescaler χρησιμοποιείται από τον timer0 ή από τον Watchdog Timer.

4.5.2.1.1. Διαιρέτης Μέτρησης (Prescaler)

Ο διαιρέτης μέτρησης (prescaler) αποτελεί τη μονάδα που παράγει το ρολόι λειτουργίας του μετρητή του χρονιστή timer0 (αν επιλεγεί). Ο (prescaler) δύναται να χρησιμοποιηθεί και από τον Watchdog Timer. Η επιλογή, όπως αναφέρθηκε και προηγούμενος, γίνεται μέσω του bit PSA (OPTION<3>). Όταν prescaler έχει ανατεθεί στο χρονιστή, μπορεί να παρέχει σε αυτόν διάφορους ρυθμούς μέτρησης όπως φαίνεται στον Πίνακα 4.8.

Η λειτουργία του prescaler βασίζεται σε ένα μετρητή που αυξάνεται κατά 1 με κάθε παλμό του ρολογιού του PIC. Αναλόγως με την τιμή των τριών λιγότερο σημαντικών ψηφίων του καταχωρητή OPTION (PS2:PS0) ,επιλέγετε και το bit εκείνο του μετρητή που θα αποτελέσει το ρολόι εξόδου του prescaler. Με βάση αυτό το ρολόι λειτουργεί μετέπειτα ο χρονιστής ή ο Watchdog Timer

Πίνακα 4.8 Καταχωρητή OPTION_REG

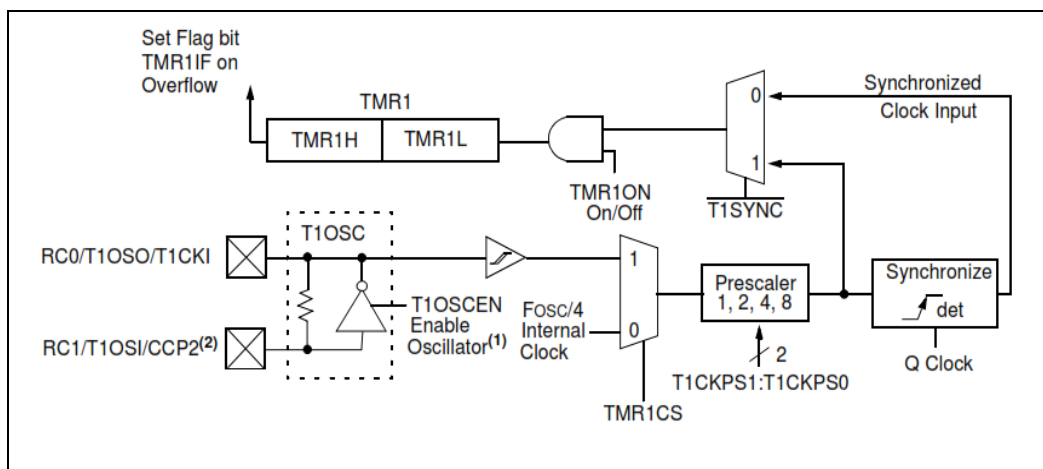
OPTION_REG REGISTER							
R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1
RBP0	INTEG	T0CS	TOSE	PSA	PAS2	PS1	SP0
bit 7							bit 0
bit 7		RBP0					
bit 6		INTEG					
bit 5		T0CS : TMR0 Clock Source Select bit					
		1= Transition on T0CKI pin					
		0= Internal instruction cycle clock (CLKOUT)					
bit 4		TOSE : TMR0 Source Edge Select bit					
		1= Increment on high-to-low transition on T0CKI pin					
		0= Increment on low-to-high transition on T0CKI pin					
bit 3		PSA : Prescaler Assignment bit					
		1= Prescaler is assigned to the WDT					
		0= Prescaler is assigned to the Timer0 module					
bit 2-0		PS2:PS0 : Prescaler Rate Select bits					
		Bit Value	TMR0 Rate	WDT Rate			
		000	1 : 2	1 : 1			
		001	1 : 4	1 : 2			
		010	1 : 8	1 : 4			
		011	1 : 16	1 : 8			
		100	1 : 32	1 : 16			
		101	1 : 64	1 : 32			
		110	1 : 128	1 : 64			
		111	1 : 256	1 : 128			

4.5.2.2. Timer-1

Ο χρονιστής timer-1 παρουσιάζει τα παρακάτω χαρακτηριστικά :

- Μετρητή των 16 bit που αποτελείτε από δυο 8 bit καταχωρητές τον TMR1H και TMR1L
- Είναι αναγνώσιμος (readable) και εγγράψιμος (writable)
- Επιλογή κλίμακας χρονισμού (prescaler) που μπορεί να προγραμματιστεί μέσω λογισμικού (software)
- Επιλογή χρήσης εξωτερικού ρολογιού
- Πρόκληση διακοπής (Interrupt) κατά την υπερχείλιση του μετρητή από FFFFh σε 0000h

Η βασική αρχιτεκτονική του timer-1 φαίνεται στο Σχ. 4.8.



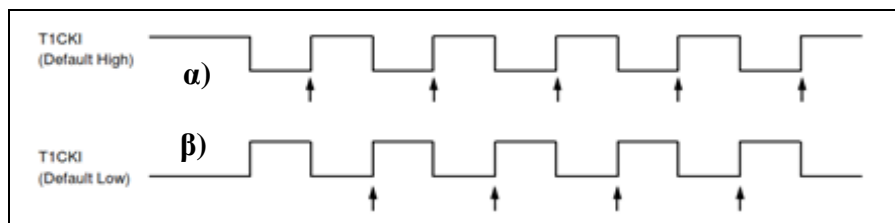
Σχ. 4.8 Αρχιτεκτονική του timer-1

Η λειτουργία του χρονιστή timer1 βασίζεται στην τιμή των ψηφιακών που βρίσκονται στον καταχωρητή T1CON. Ο καταχωρητής αυτός είναι αναγνώσιμος και εγγράψιμος και περιέχει τα bit έλεγχου του timer-1, του διαιρέτη μέτρησης (prescaler) και της εξωτερικής διακοπής (external INT Interrupt). Πιο συγκεκριμένα, τα bit του καταχωρητή T1CON. φαίνονται παρακάτω :

Πίνακας 4.9 Καταχωρητής T1CON

T1CON: TIMER1 CONTROL REGISTER							
U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	—	T1CKPS1	T1CKPS0	T1OSCEN	T1SYNC	TMR1CS	TMR1ON
bit 7							bit 0
bit 7-6		Unimplemented: Read as '0'					
bit 5-4		T1CKPS1:T1CKPS0: Timer1 Input Clock Prescale Select bits 11= 1:8 Prescale value 10= 1:4 Prescale value 01= 1:2 Prescale value 00= 1:1 Prescale value					
bit 3		T1OSCEN: Timer1 Oscillator Enable Control bit 1= Oscillator is enabled 0= Oscillator is shut-off (the oscillator inverter is turned off to eliminate power drain)					
bit 2		T1SYNC: Timer1 External Clock Input Synchronization Control bit <u>When TMR1CS = 1:</u> 1= Do not synchronize external clock input 0= Synchronize external clock input <u>When TMR1CS = 0:</u> This bit is ignored. Timer1 uses the internal clock when TMR1CS = 0.					
bit 1		TMR1CS: Timer1 Clock Source Select bit 1= External clock from pin RC0/T1OSO/T1CKI (on the rising edge) 0= Internal clock (FOSC/4)					
bit 0		TMR1ON: Timer1 On bit 1= Enables Timer1 0= Stops Timer1					

Ο timer-1 μπορεί να λειτουργήσει σαν χρονιστής (timer)ή απαριθμητής(counter). Η επιλογή λειτουργίας επιτυγχάνεται μέσω του bit TMR1CS (T1CON<1>). Στην λειτουργία σαν χρονιστής η αύξηση γίνεται σε κάθε κύκλο μηχανής, ενώ στην λειτουργία σαν απαριθμητής η αύξηση πετυχαίνεται σε κάθε ανερχόμενο μέτωπο (σχήμα 4.9) τους εξωτερικού ρολογιού .Ο timer-1 ενεργοποιείτε ή απενεργοποιείτε από το bit ελέγχουν TMR1ON (T1CON<0>).



Σχ. 4.9 Ανερχόμενο μέτωπο από α) παλμό High και β) από παλμό Low

4.5.3. Λειτουργία Σύλληψης (Capture Mode)

Στην λειτουργία σύλληψης (capture) τα δεδομένα σύλληψης αποθηκεύονται σε δυο 8 bit καταχωρητές στον CCPR1H και CCPR1HL του καταχωρητή TMR1.Όταν εμφανιστεί αλλαγή στον ακροδέκτη RC2/CCP1 τότε ο μικροελεγκτής μπορεί να αναληφθεί την αλλαγή σαν :

- Κατερχόμενο Μέτωπο
- Ανερχόμενο Μέτωπο

Ο τύπος της αλλαγής μπορεί να οριστεί ελέγχοντας τα bit CCP1M3:CCP1M0 (CCPxCON<3:0>) του καταχωρητή CCP1CON (πίνακας 4.10). Όταν η σύλληψη ολοκληρωθεί η σημαία του bit CCP1IF (PIR1<2>) γίνεται 1.

Πίνακας 4.10 Καταχωρητής CCP1CON

CCP1CON REGISTER/CCP2CON REGISTER (ADDRESS: 17h/1Dh)							
U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	—	CCPxX	CCPxY	CCPxM3	CCPxM2	CCPxM1	CCPxM0
bit 7						bit 0	
bit 7-6		Unimplemented: Read as '0'					
bit 5-4		CCPxX:CCPxY: PWM Least Significant bits					
		<u>Capture mode:</u> Unused					
		<u>Compare mode:</u> Unused					
		<u>PWM mode:</u> These bits are the two LSBs of the PWM duty cycle. The eight MSBs are found in CCPxL.					
bit 3-0		CCPxM3:CCPxM0: CCPx Mode Select bits					
		0000= Capture/Compare/PWM disabled (resets CCPx module)					
		0100= Capture mode, every falling edge					
		0101= Capture mode, every rising edge					
		0110= Capture mode, every 4th rising edge					
		0111= Capture mode, every 16th rising edge					
		1000= Compare mode, set output on match (CCPxIF bit is set)					
		1001= Compare mode, clear output on match (CCPxIF bit is set)					
		1010= Compare mode, generate software interrupt on match (CCPxIF bit is set, CCPx pin is unaffected)					
		1011= Compare mode, trigger special event (CCPxIF bit is set, CCPx pin is unaffected); CCP1 resets TMR1; CCP2 resets TMR1 and starts an A/D conversion (if A/D module is enabled)					
		11xx= PWM mode					

4.5.4. Λειτουργία Σύγκρισης (Compare Mode)

Στην λειτουργία σύγκρισης (compare), ο 16 bit ο καταχωρητής CCPR1 συγκρίνεται με την τιμή του TMR1 όταν η δυο τιμές ταιριάζουν τότε ο ακροδέκτης RC2/CCP1 :

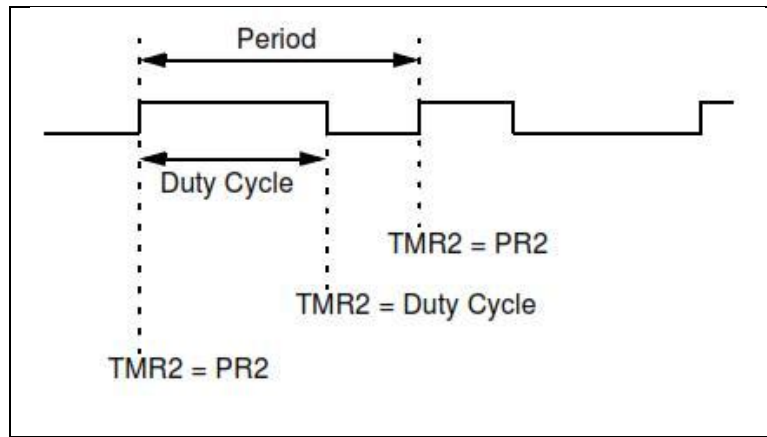
- Οδηγάτε με ανερχόμενο (High) παλμό
- Οδηγάτε με κατερχόμενο (Low) παλμό
- Παραμένει ανενεργός

Η λειτουργία στο ακροδέκτη βασίζεται στην τιμή των bit έλεγχου CC1M3:CCP1M0 (CCP1CON<3:0>) (Πίνακας 4.10).

4.5.5. Λειτουργία Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM)

Στην λειτουργία PWM το pin CCPx δημιουργεί στην έξοδο του μια PWM που αναλύεται σε 10 bit. Για να έχουμε στην έξοδο CCP1 παλμούς PWM πρέπει η θύρα C να μηδενίσουμε τον καταχωρητή TRISC<2>.

Η έξοδος ενός παλμού PWM (σχήμα 4.11) έχει ένα βασικό χρόνο που καλείτε περίοδος (period), ο χρόνος στον οποίο η έξοδος έχει παραμένει σε υψηλό (high) δυναμικό καλείτε χρόνος εργασίας (duty cycle). Η συχνότητα f του παλμού PWM υπολογίζεται με το να αντιστρέψουμε την περίοδο ($f=1/\text{περίοδος}$)



Σχ. 4.11 Παλμός PWM

4.5.5.1. Περίοδος του παλμού PWM

Η περίοδος του παλμού PWM δημιουργείται με το να γράψουμε στον καταχωρητή PR2. Ο υπολογισμός της περιόδου της PWM δύνεται από τον παρακάτω τύπο :

$$\text{PWM period} = [(PR2) + 1] \cdot 4 \cdot T_{osc} \cdot (\text{TMR2prescaler value})$$

Όπου η συχνότητα (f) PWM υπολογίζεται από αν αντιστρέψουμε την PWM period (1/PWM period)

4.5.5.2. Χρόνος εργασίας (Duty Cycle, DC) του παλμού PWM

Χρόνος εργασίας (duty cycle) του παλμού PWM, προσδιορίζεται με το να καταχωρητή CCPR1L και στα bit του καταχωρητή CCP1CON<5:4>. Ο καταχωρητής CCPR1L περιέχει τα 8 MSBs και ο καταχωρητής CCP1CON<5:4> περιέχει τα 2 LSBs. Για να υπολογίσουμε το duty cycle του παλμού PWM χρησιμοποιούμε την παρακάτω εξίσωση :

$$\text{PWM duty cycle} = (\text{CCPR1L} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >) \cdot T_{osc} \cdot (\text{TMR2prescale value})$$

4.5.5.3. Ρυθμίσεις για την δημιουργία παλμών PWM

Στην συνέχεια θα δούμε τα 5 βήμα που χρειάζονται για την δημιουργία παλμού PWM :

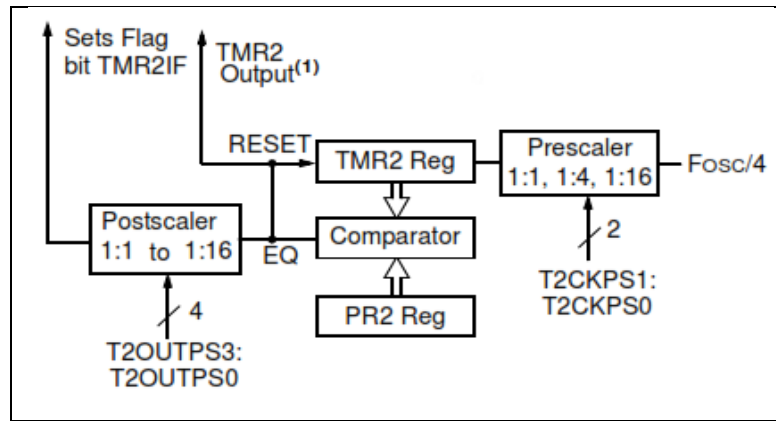
1. Ρυθμίζουμε την τιμή της περιόδου γράφοντας την στον καταχωρητή PR2
2. Ρυθμίζουμε την τιμή του χρόνος εργασίας γράφοντας την στον καταχωρητή CCPR1L και στα 2 bit του καταχωρητή CCP1CON<5:4>
3. Ρυθμίζουμε το pin του CCP1 σαν έξοδο μηδενίζοντας το bit του καταχωρητή TRISC<2>.
4. Ρυθμίζουμε τον prescaler του καταχωρητή TMR2 στην κατάλληλη τιμή και ενεργοποιούμε τον Timer2 μέσω του καταχωρητή T2CON
5. Ρυθμίζουμε τον καταχωρητή CCP1 για την λειτουργία PWM

4.5.6. Timer-2

Ο χρονιστής2 timer-2 παρουσιάζει τα παρακάτω χαρακτηριστικά :

- Μετρητή των 8 bit
- Είναι αναγνώσιμος (readable) και εγγράψιμος (writable)
- Επιλογή κλίμακας χρονισμού (prescaler) που μπορεί να προγραμματιστεί μέσω λογισμικού (software)
- Επιλογή χρήσης εξωτερικού ρολογιού (το εξωτερικό ρολόι διαιρείται με το 4)

Η βασική αρχιτεκτονική του timer-2 φαίνεται στο Σχ. 4.12.



Σχ. 4.12 Αρχιτεκτονική του timer-2

Η λειτουργία του χρονιστή timer2 βασίζεται στην τιμή των ψηφιακών που βρίσκονται στον καταχωρητή T2CON. Ο καταχωρητής αυτός είναι αναγνώσιμος και εγγράψιμος και περιέχει τα bit έλεγχου του timer-2, του διαιρέτη μέτρησης (prescaler) και του postscale. Πιο συγκεκριμένα, τα bit του καταχωρητή T2CON φαίνονται παρακάτω :

Πίνακας 4.11 Καταχωρητής T2CON

T2CON: TIMER2 CONTROL REGISTER (ADDRESS 12h)							
U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	TOUTPS3	TOUTPS2	TOUTPS1	TOUTPS0	TMR2ON	T2CKPS1	T2CKPS0
bit 7							bit 0
bit 7	Unimplemented: Read as '0'						
bit 6-3	TOUTPS3:TOUTPS0: Timer2 Output Postscale Select bits 0000= 1:1 Postscale 0001= 1:2 Postscale 0010= 1:3 Postscale . . . 1111= 1:16 Postscale						
bit 2	TMR2ON: Timer2 On bit 1= Timer2 is on 0= Timer2 is off						
bit 1-0	T2CKPS1:T2CKPS0: Timer2 Clock Prescale Select bits 00= Prescaler is 1 01= Prescaler is 4 1x= Prescaler is 16						

4.5.7 Πομπός/Δέκτης Ασύγχρονης/Σύγχρονης σειριακής επικοινωνίας (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter, USART)

Ο πομπός/δέκτης Ασύγχρονης/Σύγχρονης σειριακής επικοινωνίας (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter, USART) αποτελεί τη μια από τις δύο μονάδες σειριακής εισόδου/εξόδου (I/O) του PIC. Η USART να παραμετροποιηθεί ως ένα σύστημα ασύγχρονης και ταυτόχρονης διπλής κατεύθυνσης (asynchronous full duplex) που μπορεί να επικοινωνήσει με περιφερειακές συσκευές, όπως ένα τερματικό (terminal) ή ένα προσωπικό υπολογιστή (personal computer, PC) ή ως σύστημα σύγχρονης και μη ταυτόχρονης διπλής κατεύθυνσης (synchronous half duplex) που μπορεί να επικοινωνήσει με περιφερειακές συσκευές, όπως σειριακές EEPROMs ή ολοκληρωμένα κυκλώματα A/D (analog to digital) ή D/A (digital to analog). Ο έλεγχος της USART γίνεται με την βοήθεια δύο καταχωριστών, του TXSTA (98h) (πίνακας 4.12) και του RCSTA (18h) (Πίνακας 4.13).

Πίνακας 4.12 Ο καταχωρητής TXSTA (Transmit Status and Control Register)

Bit	Σύμβολο	Σημασία
7	CSRC	Clock Source Select (=1)
6	TX9	Transmit enable : 1= 9 bit transmit, 0=8 bit transmit
5	TXEN	Transmit enable : 1=enabled, 0= disabled
4	SYNC	USART Mode : 1=Synchronous mode, 0=Asynchronous mode
3	-	
2	BRGH	High Baud Rate Select bit Asynchronous mode: 1=High speed, 0=Low speed Synchronous mode: Unused
1	TRMT	Transmit Shift Register Status Bit : 1= TSR empty, 0 = TSR full
0	TX9D	9 th bit of Transmit Data, can be parity bit

Πίνακας 4.13 Ο καταχωρητής RCSTA (Receive Status and Control Register)

Bit	Σύμβολο	Σημασία
7	SPEN	Serial Port Enable bit : 1= Serial Port enabled, 0= Serial Port disabled
6	RX9	9-bit Receive Enable bit : 1= Selects 9-bit reception, 0= Selects 8-bit reception
5	SREN	Single Receive Enable bit : 1= Enables single receive, 0= Disables single receive
4	CREN	Continuous Receive Enable Bit : 1= Enables continuous receive, 0= Disables continuous receive
3	ADDEN	Address Detect Enable bit : 1= Enables address detect, 0= Disables address detect
2	FERR	Framing Error bit : 1= Framing error, 0= No framing error
1	OERR	Overrun Error bit : 1= Overrun error, 0= No overrun error
0	RX9D	9 th bit of Received Data (can be parity bit)

4.6. Τα ειδικά χαρακτηριστικά του PIC

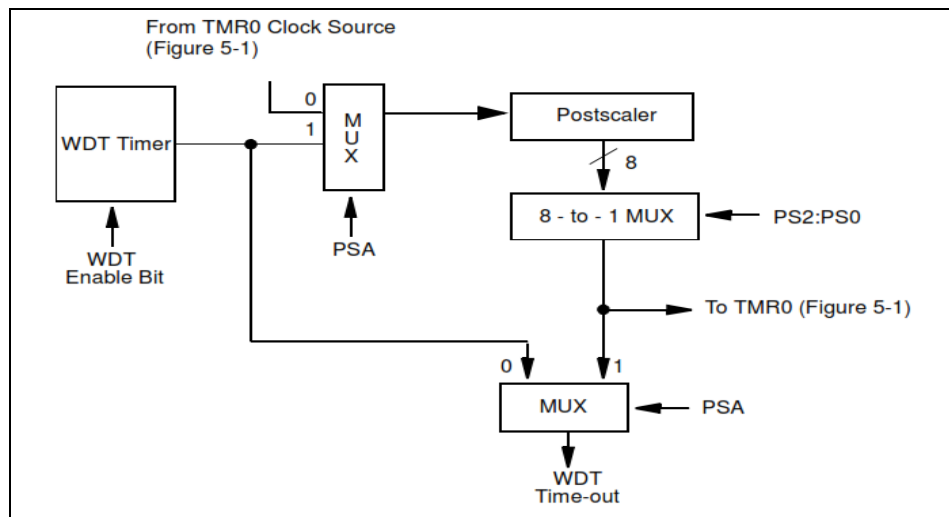
4.6.1. Watch Dog Timer –WDT (Χρονιστής Επιτήρησης)

Ο WDT είναι ένας ταλαντωτής πάνω στο chip που δε χρειάζεται εξωτερικά εξαρτήματα για να λειτουργήσει. Το διάγραμμα του φαίνεται στο Σχ. 4.13.

Ο ταλαντωτής είναι ανεξάρτητος από τον ταλαντωτή του ακροδέκτη OSC1 / CLK1N. Αυτό σημαίνει ότι ο WDT θα δουλεύει ακόμη και όταν το ρολόι στους ακροδέκτες OSC1 και OSC2 έχει σταματήσει, όπως για παράδειγμα κατά διάρκεια μιας εντολής SLEEP. Η λειτουργία του WDT ενεργοποιείται ή απενεργοποιείται από το bit παραμετροποίησης της συσκευής. Εφόσον έχει ενεργοποιηθεί, η λειτουργία του δε μπορεί να ανασταλεί μέσω software. Ο καταχωρητής που ελέγχει τη λειτουργία του WDT είναι ο OPTION_REG (Πίνακας 4.8). Το 3 bit (PSA) του καταχωρητή αυτού ελέγχει την ανάθεση του prescaler στον WDT (PSA:1) ή στον TIMER0 (PSA:0) και τα bit <2:0> (PS2:PS0) ελέγχουν το ρυθμό λειτουργίας του prescaler, όπως περιγράφηκε παραπάνω.

4.6.2. Ενσωματωμένος σειριακός προγραμματιστής (In-Circuit Serial Programmer)

Ο PIC περιέχει έναν ενσωματωμένο σειριακό προγραμματιστή. Ο προγραμματιστής αυτός υλοποιείται με μια γραμμή για ρολόι, μια για δεδομένα και άλλες τρεις για τάση, γείωση και τάση προγραμματισμού.



Σχ. 4.13 Αρχιτεκτονική του Watch Dog Time

4.6.3. Μετατροπέας σήματος Αναλογικού σε Ψηφιακό (Analog to Digital Converter)

Ο μετατροπέας σήματος αναλογικού σε ψηφιακό (A/D Converter) (Σχ. 4.14) παίρνει ως είσοδο ένα αναλογικό σήμα και ως αποτέλεσμα δίνει ένα 10-bit αριθμό που μας δίνει το ποσοστό της μετρούμενης τάσης σε σχέση με την τάση αναφοράς. Η τάση αναφοράς μπορεί να είναι είτε η τάση τροφοδοσίας V_{DD} είτε η τάση που εμφανίζεται στον ακροδέκτη V_{REF} . Ο αναλογικός σε ψηφιακός μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει ακόμα και σε κατάσταση ύπνου (SLEEP). Ο A/D χρησιμεύει τέσσερις καταχωρητές :

- ❖ **ADRESH:** Καταχωρητής αποτελέσματος (high)
- ❖ **ADRESL:** Καταχωρητής αποτελέσματος (low)
- ❖ **ADCON0:** Καταχωρητής ελέγχου-0
- ❖ **ADCON1:** Καταχωρητής ελέγχου-1

Πιο αναλυτικά η λειτουργία των καταχωρητών έχει ως εξής

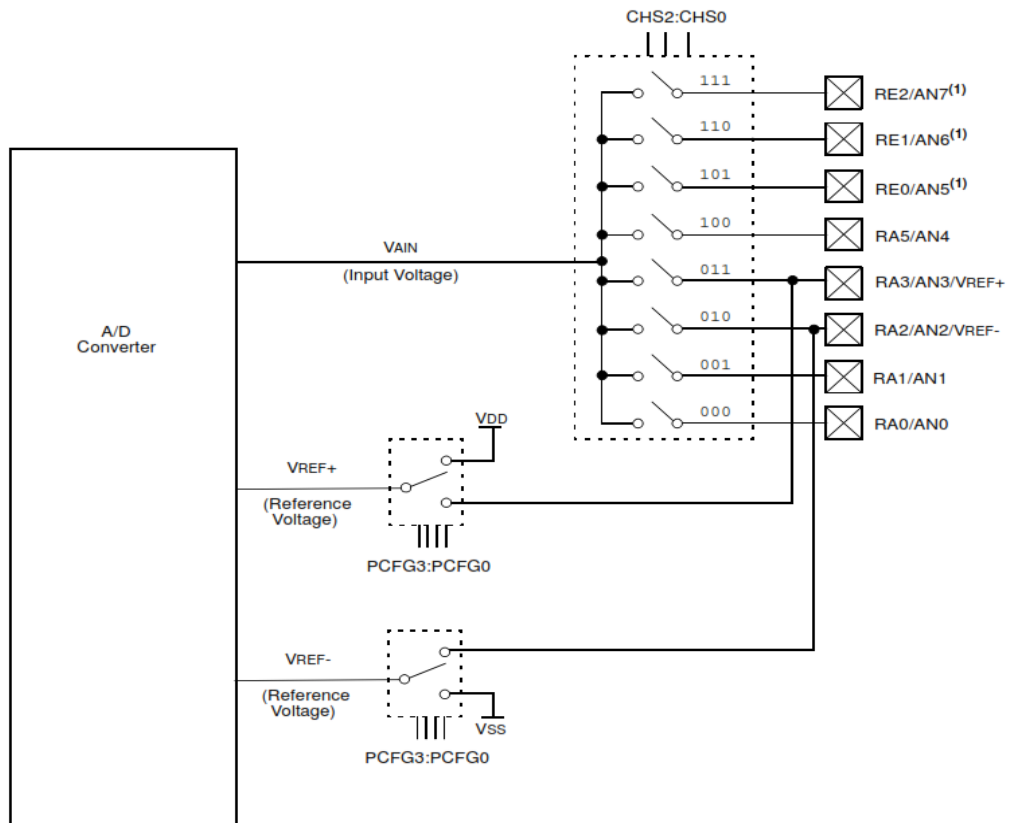
4.6.3.1. ADCON0: Καταχωρητής ελέγχου-0

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0
ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	—	ADON
bit 7							bit 0

Τα bit ADCS1:ADCS0 επιλέγουν την συχνότητα λειτουργίας του ρολογιού που χρησιμοποιείται για την δειγματοληψία σύμφωνα με τον παρακάτω Πίνακα 4.14 :

Πίνακας 4.14 Επιλογή συχνότητας λειτουργίας

ADCS1: ADCS0	Συχνότητα Ρολογιού
00	FOSC/2
01	FOSC/8
10	FOSC/32
11	F_{RC} (χρησιμοποιεί το εσωτερικό RC ταλαντωτή)



Σχ. 4.8 Αρχιτεκτονική μετατροπέα A/D

Το bit ADON ελέγχει τη λειτουργία του A/D μετατροπέα. Εάν η τιμή του ADON είναι ένα (1), ο μετατροπέας λειτουργεί ενώ εάν είναι μηδέν (0), η τροφοδοσία του A/D διακόπτεται και ο μετατροπέας τίθεται εκτός λειτουργίας.

Το bit GO/DONE χρησιμοποιείται για την εκκίνηση της μετόπης. Θέτοντας αυτό το bit ξεκινάει η μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό. Το bit αυτό μηδενίζεται από μόνο του, μόλις ολοκληρωθεί μετατροπή.

Τα CHS2:CHS0 ελέγχουν τον πολυπλέκτη στην είσοδο (Σχ. 4.8) του A/D μετατροπέα. Ανάλογα με την τιμή τους, επιλέγουμε ως είσοδο του μετατροπέα κάποιος από του ακροδέκτες AN0:AN7, με βάση τον Πίνακα 4.15.

Πίνακας 4.15 Επιλογή εισόδου A/D μετατροπέα

CHS2: CHS0	Είσοδος
000	RA0/AN0
001	RA1/AN1
010	RA2/AN2
011	RA3/AN3
100	RA5/AN4
101	RE0/AN5
110	RE1/AN6
111	RE2/AN7

4.6.3.2. ADCON1: Καταχωρητής ελέγχου-1

U-0	U-0	R/W-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
ADFM	-	-	-	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
bit 7				bit 0			

Οι καταχωρητές ADRESH : ADRESL περιέχουν τα 10 bit του αποτελέσματος της μέτρησης. Αν το bit ADFM είναι '1', το αποτέλεσμα είναι δεξιά στοιχισμένο στους ADRESH και ADRESL, με τα 6 MSBs του ADRESH να είναι '0'. Αν το bit ADFM είναι '0', το αποτέλεσμα στοιχίζεται αριστερά με τα 6 LSBs του ADRESL να είναι '0'.

Τα τέσσερα bit PCFG3 : PCFG0 επιλέγουν τον τρόπο με τον οποίο θα συμπεριφέρονται οι ακροδέκτες AN0- AN7. Κάθε ακροδέκτης μπορεί να λειτουργεί είτε ως αναλογική είσοδος, είτε ως ψηφιακή έξοδος/είσοδος. Οι ακροδέκτες AN3 και AN2 μπορούν επιπλέον να λειτουργήσουν και ως αναλογικές εισόδους της τάσης αναφοράς V_{REF}. Ο πίνακας 4.16 μας δείχνει τους διαφορετικούς τρόπους λειτουργίας των ακροδεκτών, ανάλογα, με την τιμή του PCFG3 : PCFG0.

Πίνακας 4.16 Επιλογή τρόπου λειτουργίας των ακροδεκτών AN0-AN7

PCFG3: PCFG0	AN7 ⁽¹⁾ RE2	AN6 ⁽¹⁾ RE1	AN5 ⁽¹⁾ RE0	AN4 RA5	AN3 RA3	AN2 RA2	AN1 RA1	AN0 RA0	VREF+	VREF-	CHAN/ Refs ⁽²⁾
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	V _{DD}	V _{SS}	8/0
0001	A	A	A	A	VREF+	A	A	A	RA3	V _{SS}	7/1
0010	D	D	D	A	A	A	A	A	V _{DD}	V _{SS}	5/0
0011	D	D	D	A	VREF+	A	A	A	RA3	V _{SS}	4/1
0100	D	D	D	D	A	D	A	A	V _{DD}	V _{SS}	3/0
0101	D	D	D	D	VREF+	D	A	A	RA3	V _{SS}	2/1
011x	D	D	D	D	D	D	D	D	V _{DD}	V _{SS}	0/0
1000	A	A	A	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	6/2
1001	D	D	A	A	A	A	A	A	V _{DD}	V _{SS}	6/0
1010	D	D	A	A	VREF+	A	A	A	RA3	V _{SS}	5/1
1011	D	D	A	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	4/2
1100	D	D	D	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	3/2
1101	D	D	D	D	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	2/2
1110	D	D	D	D	D	D	D	A	V _{DD}	V _{SS}	1/0
1111	D	D	D	D	VREF+	VREF-	D	A	RA3	RA2	1/2

A = Analog input D = Digital I/O

Επειδή ο καταχωρητής ADCON1 αρχικοποιείται στην τιμή 0x00, όλοι οι ακροδέκτες AN0- AN7, μετά από μια επανεκκίνηση (reset) αρχικοποιούνται ως αναλογικές εισόδους.

4.6.3.3. Η λειτουργία του A/D Μετατροπέα

Για λειτουργήσει σωστά ο μετατροπέας θα πρέπει να αρχικοποιήσουμε κατάλληλα τους ακροδέκτες που χρησιμοποιεί και βέβαια το ίδιο περιφερειακό. Αρχικά θα πρέπει να θέσουμε τα αντίστοιχα bit του καταχωρητή TRIS των ακροδεκτών που πρόκειται να χρησιμοποιηθούν ως αναλογικές εισόδους. Στη συνέχεια μέσω του καταχωρητή ADCON1 θα επιλέξουμε ποιους ακροδέκτες θα λειτουργήσουν ως αναλογικοί εισόδους και αν θα χρησιμοποιούμε την τάση τροφοδοσίας ή την τάση στους ακροδέκτες AN3 ή και AN2 ως τάση αναφοράς. Στη συνέχεια, επιλέγουμε τον ακροδέκτη από τον οποίο θα κάνουμε δειγματοληψία, καθώς και τη συχνότητα του ρολογιού. Μηδενίζουμε τη σημαία ADIF προληπτικά και θέτουμε τις σημαίες ADIE και GIE, αν θέλουμε να προκληθεί διακοπή μετά το πέρας της μετατροπής. Περιμένουμε το χρονικό διάστημα της δειγματοληψίας, και στη συνέχεια εκκινούμε το μετατροπέα, θέτοντας το bit GO/DONE. Μόλις τελειώσει η μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό, το αποτέλεσμα γράφεται στον καταχωρητή ADRES, μηδενίζεται το bit GO/DONE και τίθεται η σημαία ADIF. Εμείς περιμένουμε την ολοκλήρωση της μετατροπής, ελέγχοντας συνεχώς την τιμή του bit GO/DONE ή περιμένοντας την αντίστοιχη διακοπή. Ο συνολικός χρόνος που περιμένουμε για να ολοκληρωθεί η δειγματοληψία T_{ACQ}, περιλαμβάνει το χρόνο T_C (χρόνος φόρτισης εσωτερικού πυκνωτή), τον T_{AMP} (χρόνος αποκατάστασης – settling time) του εσωτερικού ενισχυτή που είναι περίπου 2μs και επιπλέον, μια προσαύξηση ανάλογη με τη θερμοκρασία που υπολογίζεται από τη σχέση T_{COFF} = (θερμοκρασία -25°C)(0.05μs/°C). Συνολίζοντας, ο συνολικός χρόνος που πρέπει να περιμένουμε για να ολοκληρωθεί σωστά η διαδικασία της δειγματοληψίας είναι

$$T_{ACQ} = T_{AMP} + T_C + T_{COFF}$$

$$T_{AMP} = 2\mu sec$$

$$T_C = C_{HOLD} (R_{IC} + R_{SS} + R_S) \cdot \ln (2047)$$

$$T_{COFF} = (\text{θερμοκρασία} - 25^{\circ}C)(0.05 \mu\text{sec} / ^{\circ}C)$$

όπου $C_{HOLD}=120\text{pF}$ ο εσωτερικός πυκνωτής, R_{SS} η εσωτερική αντίσταση του διακόπτη δειγματοληψίας εξαρτώμενη από την τροφοδοσία (περίπου $8\text{k}\Omega$ για τάση τροφοδοσίας 5V), R_{IC} μια εσωτερική αντίσταση (μικρότερη από $1\text{k}\Omega$) και R_S η εξωτερική αντίσταση εισόδου. Μετά τη δειγματοληψία ακολουθεί η μετατροπή. Η βάση χρόνου που χρησιμοποιείται από τον μετατροπέα έχει περίοδο T_{AD} και μπορεί να είναι κάποιος από τους παρακάτω συνδυασμούς (Πίνακας 4.17).

Πίνακας 4.17 Επίλογοι βάσης χρόνου του μετατροπέα A/D

ADCS1: ADCS0	Συχνότητα Ρολογιού
00	$2 T_{osc}$
01	$8 T_{osc}$
10	$32 T_{osc}$
11	Εσωτερικό RC

Η μετατροπή ολοκληρώνεται από το μετατροπέα σε διάστημα $12T_{AD}$. Η περίοδος T_{AD} σύμφωνα με τον κατασκευαστή δε θα πρέπει να πέφτει κάτω από την τιμή των $1.6\mu\text{S}$. Στην περίπτωση ύπαρξης πολύ γρήγορου ρολογιού, συνίσταται η χρήση του εσωτερικού RC με τυπικό χρόνο $4c$ ($2-6 \mu\text{S}$).

4.7. Εντολές (Instruction Set)

Η συνολικός πίνακας 35 εντολών του της οικογένειας PIC 16Fxx δίνεται στο παράρτημα Α επίσης στο παράρτημα Β παρατίθεται ο τρόπος χρήσεις του MPLAB για την ανάπτυξη του κώδικα καθώς και την συσκευή προγραμματισμού του μικροελεγκτή.

4.8. Διάγραμμα ροής

Στην παρακάτω Σχ.4.9 απεικονίζεται το διάγραμμα ροής που υλοποιήθηκε για την παραγωγή κώδικα στον PIC 16F877 ενώ στο παράρτημα Γ βλέπουμε τον κώδικα Assemble που χρησιμοποιήθηκε για την λειτουργία του κινητήρα «brushless με αισθητήρα Hall.

Η λειτουργία του κώδικα που φαίνεται παρακάτω ξεκινάει με την αρχικοποίηση, δηλαδή , των ορισμό των μεταβλητών, των ορισμό των ακροδεκτών του μικροελεγκτή ως είσοδο ή έξοδο, την ενεργοποίηση αναλογικού σήματος σε ψηφιακό κτλ.

α) Στην συνέχεια ελέγχουμε αν ο μετατροπέας A/D είναι έτοιμος. Αν δεν είναι έτοιμος βρισκόμαστε στην αρχή του προγράμματος και προσθέτουμε μια αρχική τιμή μηδέν στον Timer 0.

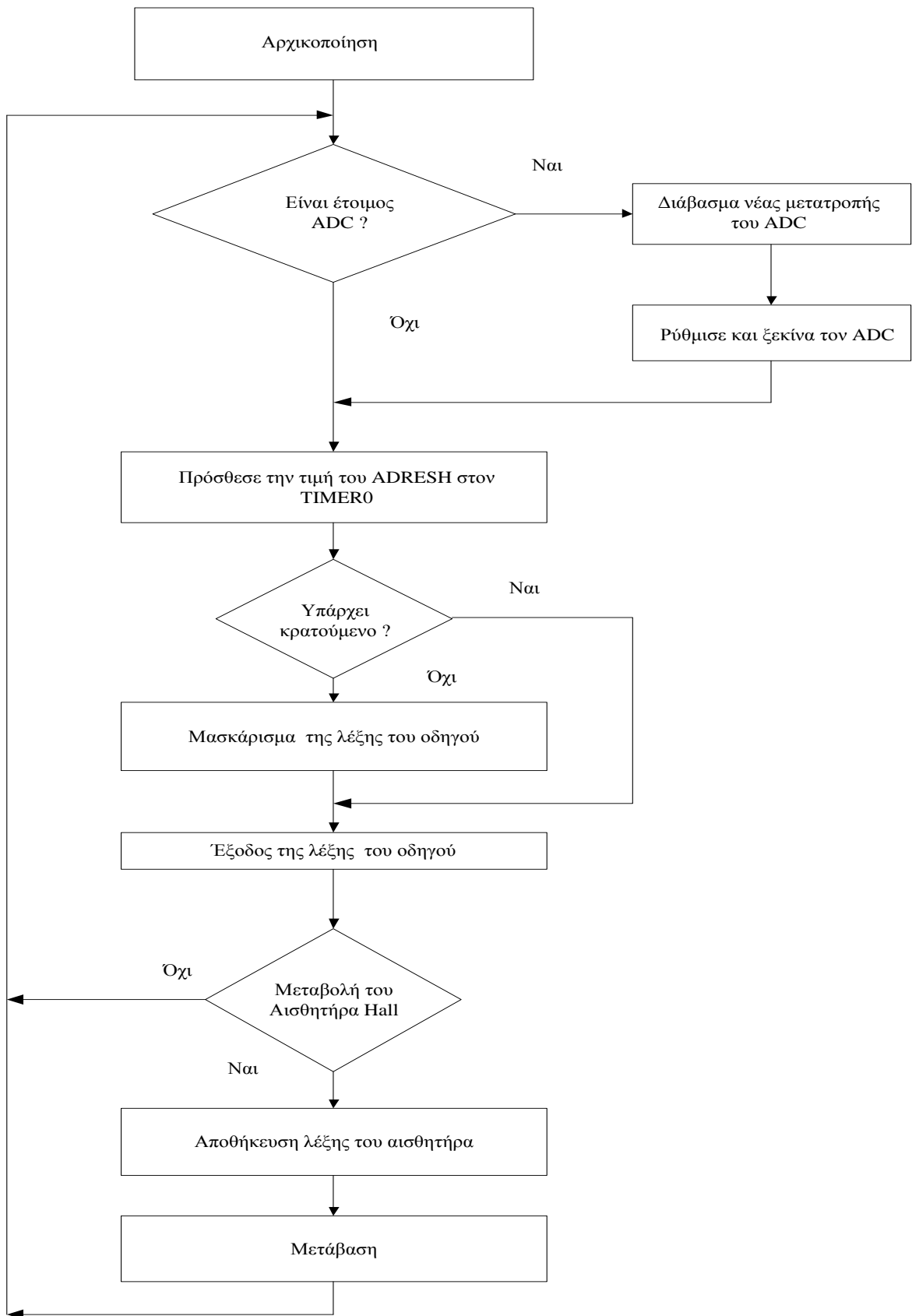
β) Αν ο A/D είναι έτοιμος δηλαδή έχουμε μεταβολή της του A/D και συνεπώς μεταβολή της PWM διαβάζουμε την νέα μεταβολή και ξεκινάμε τον A/D μετατροπή. Την νέα μεταβολή την τοποθετούμε στον Timer0.

γ) Αν δεν υπάρχει κρατούμενο βρισκόμαστε στην περίπτωση (α) και σε αυτή την περίπτωση δίνουμε στους οδηγούς μια κατάλληλη “λέξη” από bit η οποία απενεργοποιεί την H_i πλευρά των MOSFET σε περιπτώσει που είναι κάποιο από τα MOSFET είναι ενεργοποιημένο.

δ) Αν υπάρχει κρατούμενο τότε έχουμε μεταβολή της PWM και δημιουργία μιας “λέξης” από bit για την οδήγηση των MOSFET.

ε) Στην συνέχεια διαβάζουμε τους αισθητήρες Hall και αν δεν έχουν κάποια μεταβολή πάμε στην αρχή του βρόχου (περίπτωση (α)).

δ) Αν υπάρχει μεταβολή στους αισθητήρες Hall κρατάμε την νέα “λέξη” από bit που δημιουργείτε και αρχίζει η διαδικασία της μετάβασης (οδήγηση των MOSFET). Μόλις ολοκληρωθεί η διαδικασία της μετάβασης το πρόγραμμα μεταβαίνει στην περίπτωση (α) ώστε να αρχίσει την νέα μετατροπή.



Σχ. 4.9 Διάγραμμα ροής προγράμματος

ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ ΤΟΥ ΠΛΗΡΟΥΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

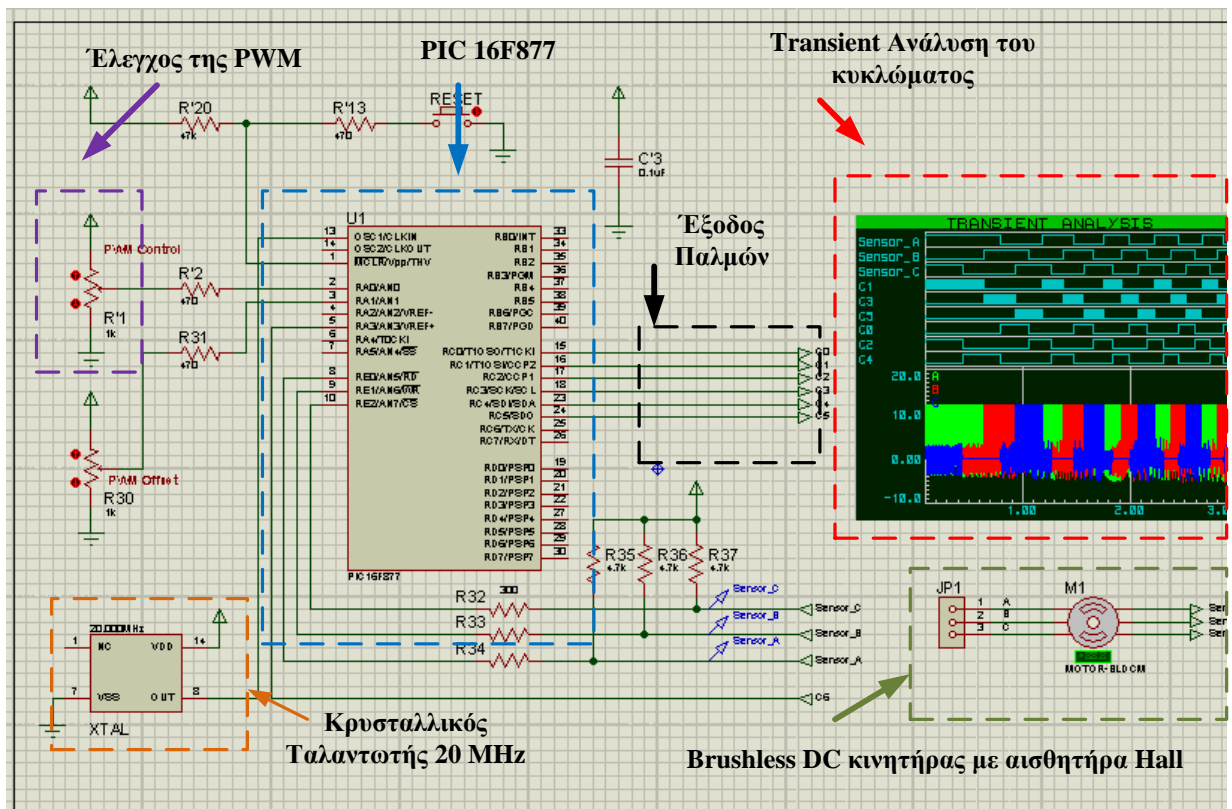
5.1 Εισαγωγή

Αφού κατανοήσαμε την λειτουργία του κινητήρα «Brushless DC», του τριφασικού αντιστροφέα και την λειτουργία του PIC 16F877 καθώς και του κώδικα που χρησιμοποιήσαμε, θεωρείτε σκόπιμο να δούμε την λειτουργία του συστήματος προσομοιωμένα με το πρόγραμμα Proteus της εταιρίας Labcenter Electronics πριν δούμε τις πειραματικές μετρήσεις και τα παλμογραφήματα που προέκυψαν..

5.2 Χρήση του λογισμικού Proteus

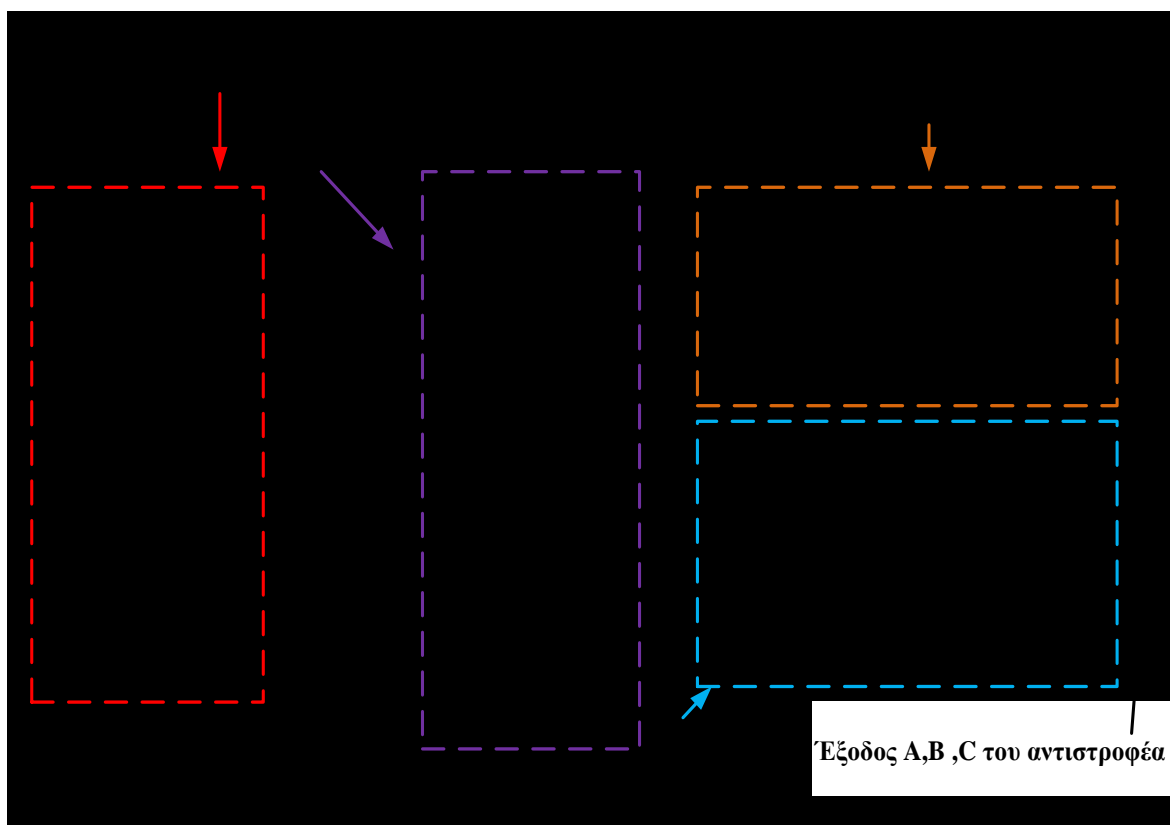
Για την υλοποίηση της προσομοίωσης χρησιμοποιήσαμε το πρόγραμμα ISIS του Proteus . Έτσι δημιουργήσαμε δυο σχηματικά, το κύκλωμα έλεγχου και το κύκλωμα οδήγησης των MOSFET, που περιέχουν όλα τα απαραίτητα στοιχεία όπως αντιστάσεις, πυκνωτές, μικροελεγκτή, MOSFET και γενικά κάθε στοιχείο από το οποίο αποτελείται ο τριφασικός αντιστροφέας και το κύκλωμα οδήγησης και παλμοδότησης του αντιστροφέα

Στην Εικ. 5.1 βλέπουμε το βασικό κύκλωμα έλεγχου των MOSFET όπου παρατηρούνται τα κυκλώματα του μικροελεγκτή PIC 16F877, τον κρυσταλλικό ταλαντωτή τον 20MHz , το trimmer έλεγχου της PWM, τους ακροδέκτες εξόδου των παλμών , τον κινητήρα Brushless DC με τα 3 τυλίγματα εισόδου και τους 3 ακροδέκτες εξόδου τον παλμών του αισθητήρα Hall και τέλος την transient ανάλυση του κυκλώματος



Εικ.5.1 Σχηματικό του κύκλωμα ελέγχου των MOSFET

Στην Εικ. 5.2 βλέπουμε το κύκλωμα οδήγησης των MOSFET που περιλαμβάνει τα κυκλώματα των οδηγών TC4469, τα MOSFET IRF5305 και IRLI3705, τους ακροδέκτες των παλμών εξόδου του μικροελεγκτή PIC16F877 και τους τερματικούς κλάδους A, B, και C του τριφασικού αντιστροφέα.



Εικ. 5.2 Σχηματικό του κύκλωμα οδήγησης των MOSFET

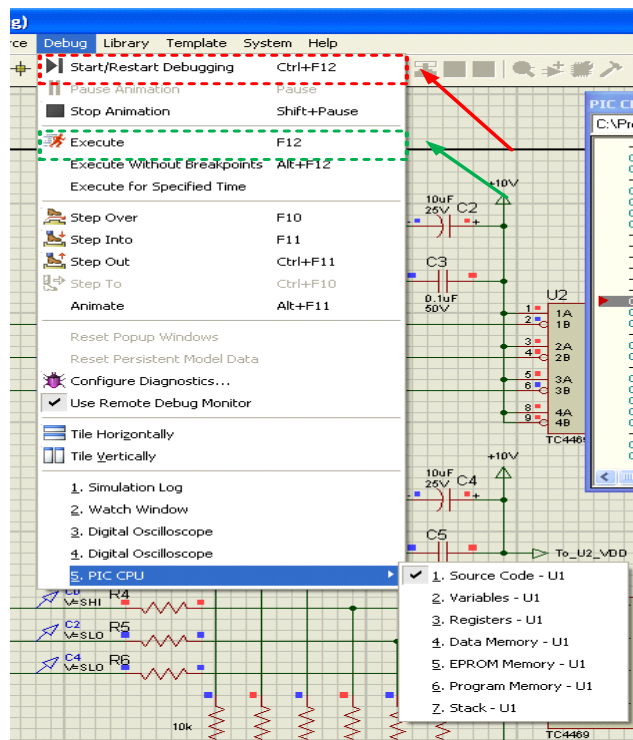
Έπειτα από την επιτυχή δημιουργία το σχηματικού του κυκλώματος ελέγχου (Εικ. 5.1) και του κυκλώματος οδήγησης (Εικ. 5.2) ρυθμίσαμε κατάλληλα τους παραμέτρους όλων των δομικών μονάδων του.

Στην συνέχεια για να ξεκινήσουμε την διαδικασία προσομοίωσης επιλέγουμε από το μενού επιλογών του προγράμματος ISIS την εντολή **Debug**. Αφού έχουμε επιλέξει την εντολή **Debug** βλέπουμε να εμφανίζονται ένα μενού με διαφορές εντολές όπως φαίνεται στην Εικ. 5.3. Σε αυτό το μενού μας ενδιαφέρουν η εντολή **Execute** με την οποία ξεκινάμε την διαδικασία προσομοίωσης και η εντολή **Start / Restart Debugging** η οποία συλλέγει τις κατάλληλες πληροφορίες και διεργασίες για την προσομοίωση. Και οι δυο εντολές φαίνονται στην Εικ. 5.3

Με την εντολή **Start / Restart Debugging** επίσης μπορούμε να βλέπουμε την διαδικασία προσομοίωσης «βήμα βήμα» και ταυτόχρονα να βλέπουμε τμήματα του μικροελεγκτή τα οποία μεταβάλλονται κατά την διάρκεια της, τα οποία είναι :

- ❖ ο κώδικα μου έχουμε αναπτύξει,
- ❖ οι μεταβλητές που έχουμε ορίσει,
- ❖ οι καταχωρητές του μικροελεγκτή,
- ❖ η μνήμη EPROM του μικροελεγκτή,
- ❖ η μνήμη προγράμματος,
- ❖ και την στοίβα.

Για να εμφανιστούν όσα προαναφέραμε πρέπει πρώτα επιλέξουμε την εντολή **Debug** έπειτα την εντολή **Start / Restart Debugging** και στην συνέχεια την εντολή **PIC CPU** η οποία θα μας εμφανίσει μια λίστα (εικόνα 5.4) από την οποία μπορούμε να επιλέγουμε ένα ή περισσότερα τμήματα του μικροελεγκτή τα οποία θέλουμε εμφανίζονται κατά την διάρκεια της προσομοίωσης .



Εικ.5.3 Επιλογή έναρξης διαδικασίας προσομοίωσης

Για να εμφανιστούν όσα προαναφέραμε πρέπει πρώτα επιλέξουμε την εντολή **Debug** έπειτα την εντολή **Start / Restart Debugging** και στην συνέχεια την εντολή **PIC CPU** η οποία θα μας εμφανίσει μια λίστα (Εικ. 5.4) από την οποία μπορούμε να επιλέγουμε ένα ή περισσότερα τμήματα του μικροελεγκτή τα οποία θέλουμε να εμφανίζονται κατά την διάρκεια της προσομοίωσης.

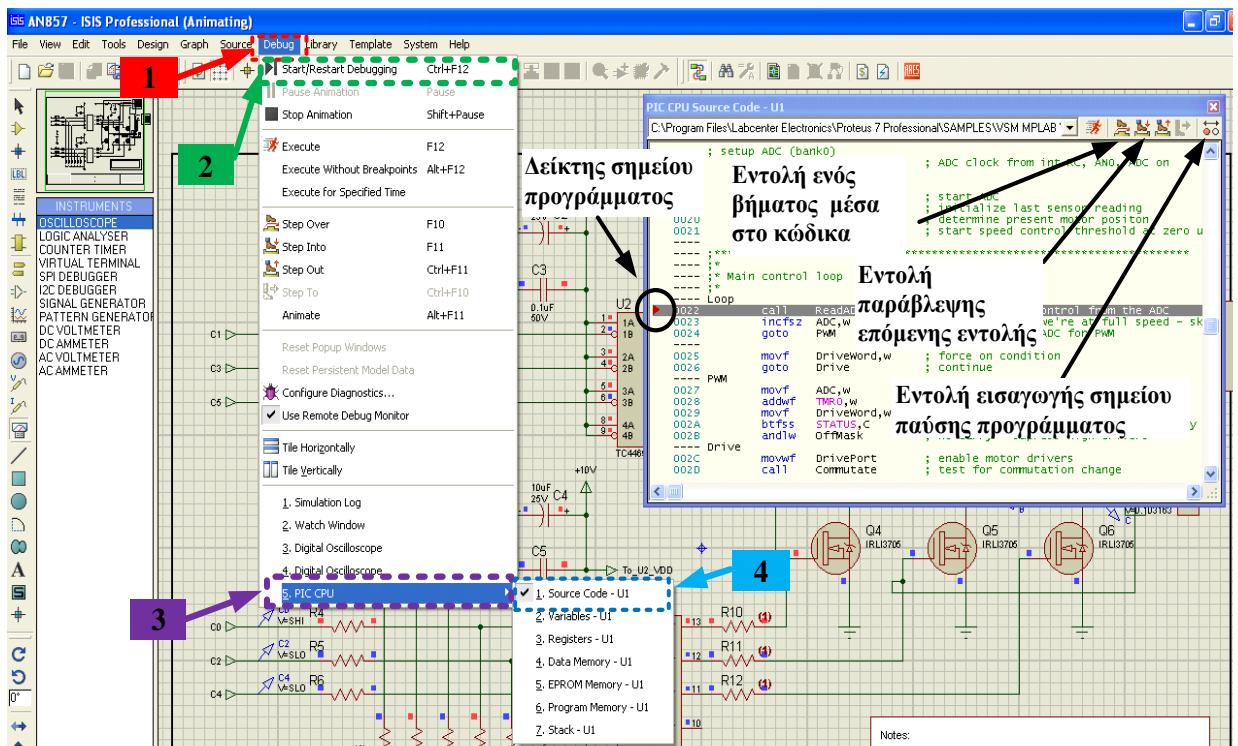
Με την εντολή **Execute** μπορούμε να βλέπουμε την διαδικασία προσομοίωσης, σχεδόν σε πραγματικό χρόνο ανάλογα με την επεξεργαστική ισχύ του ηλεκτρονικού μας υπολογιστή, όμως μας αφαιρεί την δυνατότητα να βλέπουμε σε ποιο σημείο βρίσκεται κάθε φορά ο κώδικας λόγω της πολύ γρήγορης αλλαγής των μεταβλητών. Ετσι οδηγούμαστε στην διαδικασία «βήμα βήμα» με την έντολη **Start / Restart Debugging** η οποία μας επιτρέπει να βλέπουμε τον κώδικα που αναπτύξαμε και ανάλογα να παρεμβαίνουμε στο κώδικα είτε τοποθετώντας σημεία τα οποία δημιουργούν παύσεις στο κώδικα (break point), είτε να πηγαίνουμε ένα βήμα μέσα στο κώδικα, είτε να παραβλέψουμε μια εντολή και να πάμε στο επόμενο βήμα.

Στην Εικ. 5.4 βλέπουμε τα βήματα που πρέπει να ακολουθήσουμε για την διαδικασία «βήμα-βήμα» .

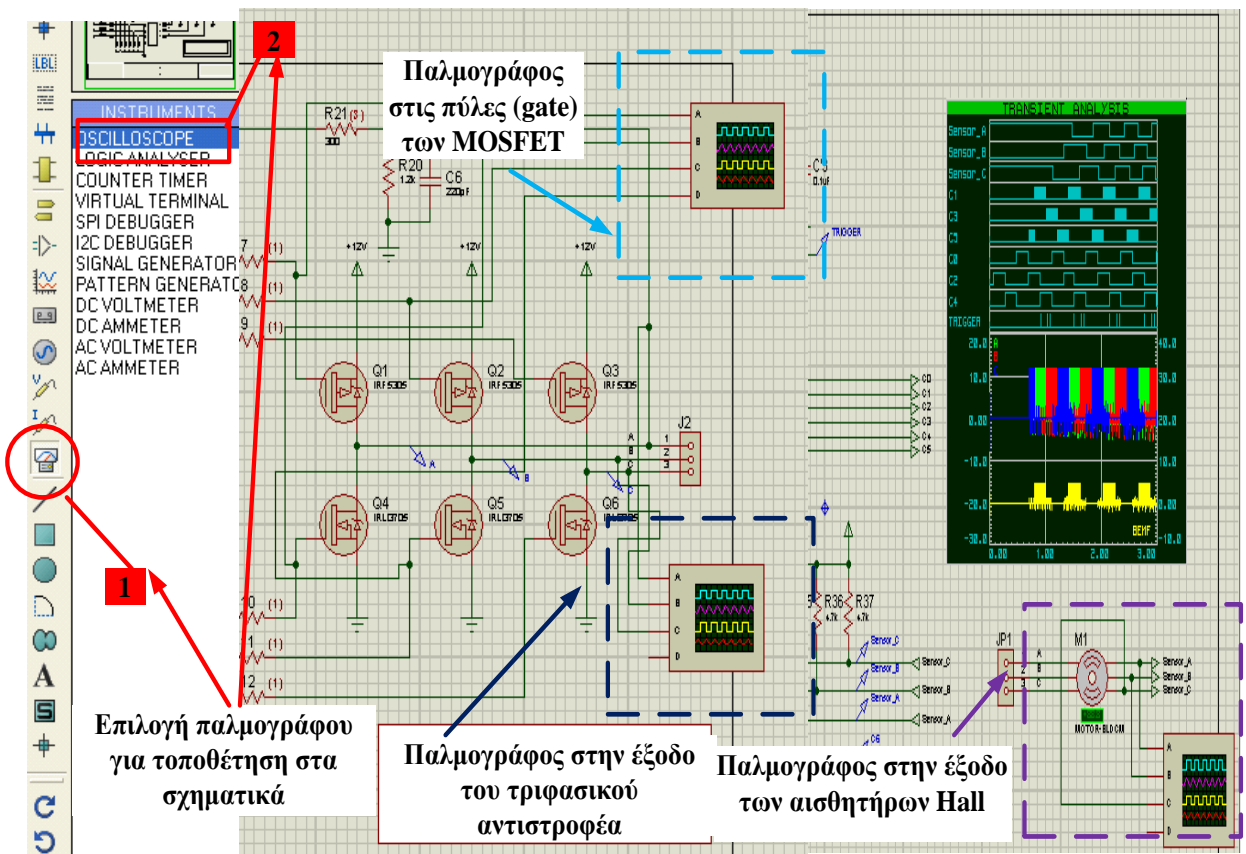
Στην συνέχεια αφού προηγουμένως είδαμε την διαδικασία προσομοίωσης του κώδικα, θα δούμε την διαδικασία που ακολουθήθηκε για να πάρουμε τα απαραίτητα παλμογραφήματα. Η διαδικασία ξεκινά τοποθετώντας παλμογράφους για την τοποθέτηση, βρίσκεται στη καθετή κορδέλα όπως φαίνεται στην Εικ. 5.5 το εικονίδιο που αντιστοιχεί στην εντολή **INSTRUMENTS** (1) και στην συνέχεια από την λίστα που εμφανίζεται επιλέγουμε **OSCILLOSCOPE** (παλμογράφος) (2). Κατόπιν τοποθετούμε παλμογράφους στα εξής σημεία:

- ❖ στους εισόδους των πυλών (gates) των MOSFET,
- ❖ στις τρεις εξόδους του τριφασικού αντιστροφα,
- ❖ και στους τρεις αισθητήρες Hall του κινητήρα.

Τα σημεία που τοποθετήσαμε του παλμογράφους φαίνονται στην Εικ. 5.5



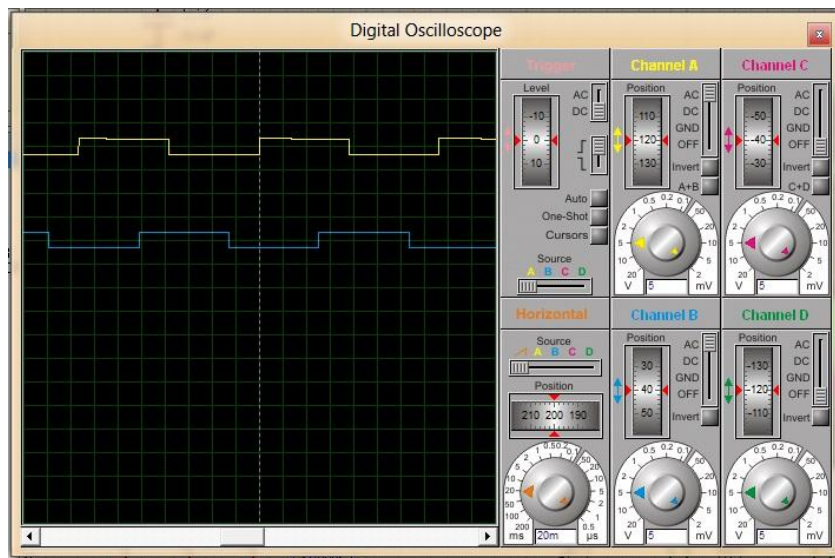
Εικ. 5.4 Βήματα για την λειτουργία διαδικασίας «βήμα βήμα» και επιλογές που μας παρέχει το πρόγραμμα κατά την διάρκεια προσομοίωσης



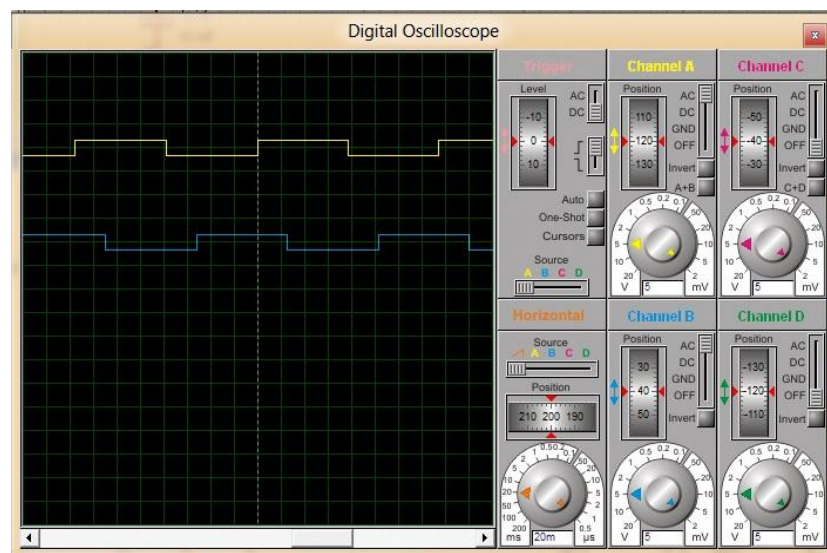
Εικ. 5.5 Τοποθέτηση παλμογράφων στις πύλες των MOSFET, στην έξοδο του τριφασικού αντιστροφέα και στην έξοδο των αισθητήρων Hall του κινητήρα.

Μετά την τοποθέτηση των παλμογράφων παίρνουμε τα παλμογραφήματα στα εξής σημεία :

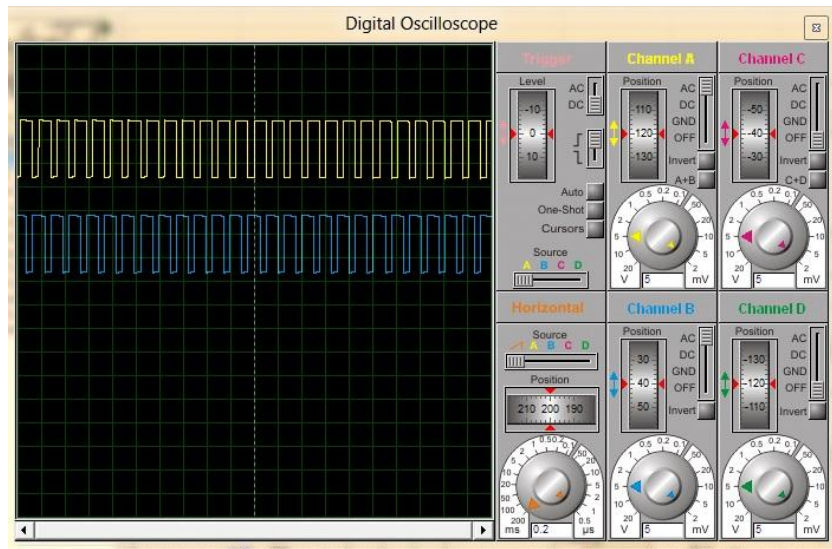
- ❖ Στους Αισθητήρες Hall των Φάσεων A,B και των Φάσεων B,C (Εικ. 5.6 (α)), (Εικ. 5.6 (β)).
- ❖ Στην υψηλή (Hi) πλευρά των Φάσεων A,B και των Φάσεων A,C (Εικ. 5.7 (α)), (Εικ. 5.7 (β)).
- ❖ Στην χαμηλή (Lo) πλευρά των Φάσεων A,B και των Φάσεων A,C (Εικ. 5.8 (α)), (Εικ. 5.8 (β)).
- ❖ Στην υψηλή (Hi) και χαμηλή (Lo) πλευρά της Φάσης A (Εικ. 5.9).
- ❖ Στην έξοδο της Φάσης A (Εικ. 5.10).



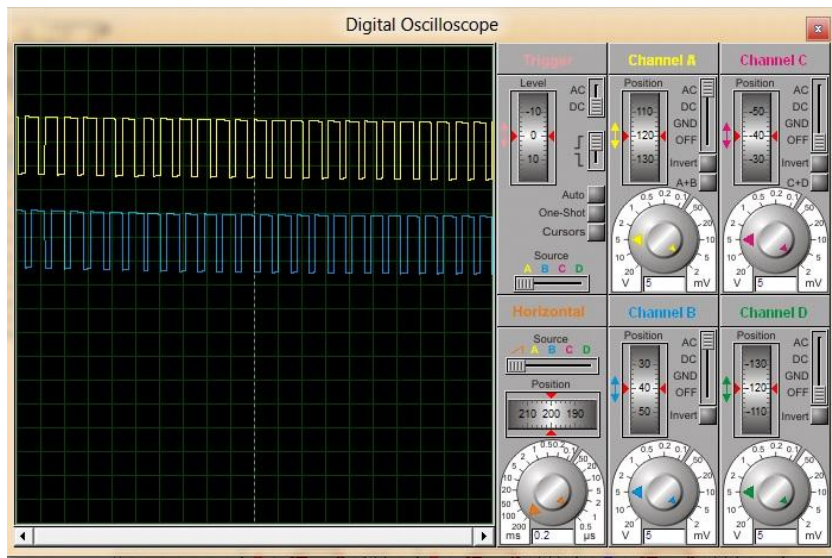
Εικ. 5.6 α) Παλμογραφήματα Αισθητήρων Hall των Φάσεων A (κίτρινο), B(μπλέ)



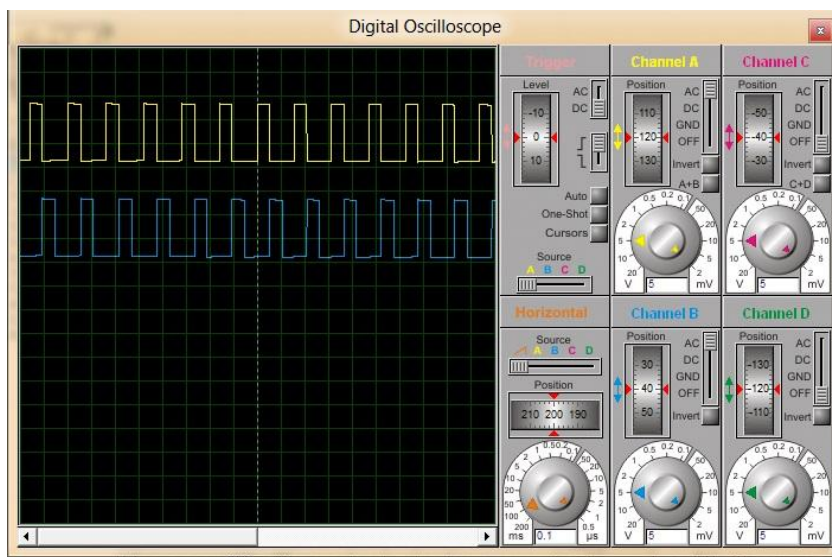
Εικ. 5.6 β) Παλμογραφήματα Αισθητήρων Hall των Φάσεων A (κίτρινο),C (μπλέ).



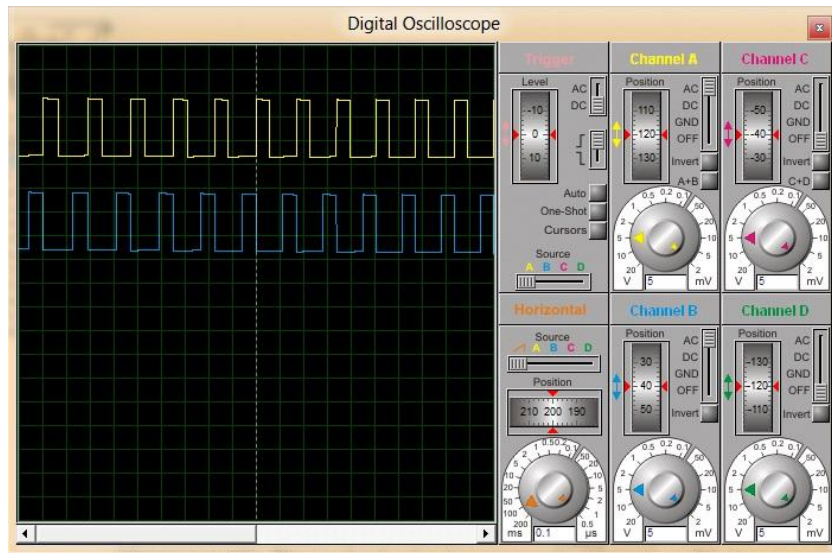
Εικ. 5.7 α) Παλμογραφήματα στην υψηλή (Hi) πλευρά των Φάσεων Α (κίτρινο), Β (μπλε)



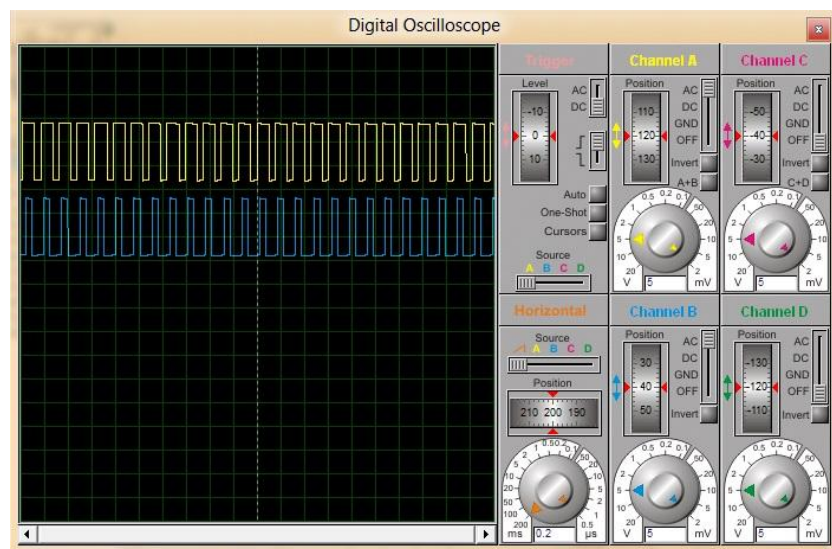
Εικ. 5.7 β) Παλμογραφήματα στην υψηλή (Hi) πλευρά των Φάσεων Α (κίτρινο), C (μπλε)



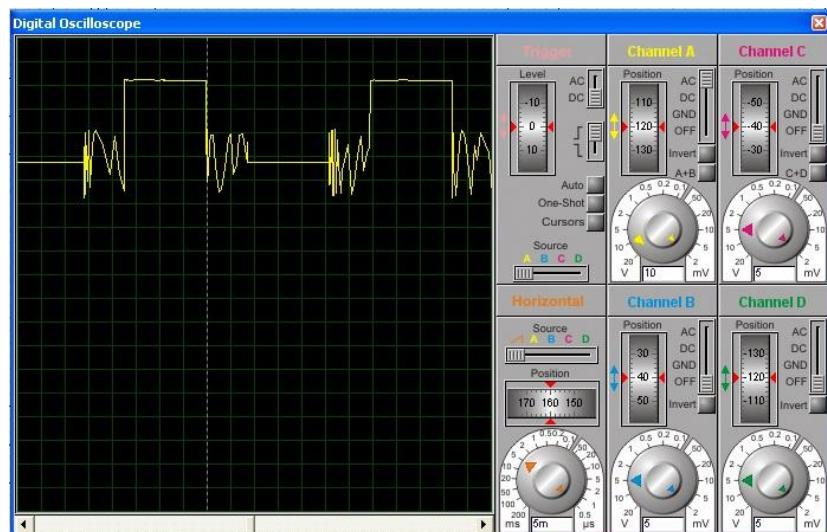
Εικ. 5.8 α) Παλμογραφήματα στην χαμηλή (Lo) πλευρά των Φάσεων Α (κίτρινο), Β (μπλε)



Εικ. 5.8 β) Παλμογραφήματα στην χαμηλή (Lo) πλευρά των Φάσεων A (κίτρινο), C (μπλε)



Εικ. 5.9 Παλμογραφήματα υψηλή (Hi) και χαμηλή (Lo) πλευρά της Φάσης A



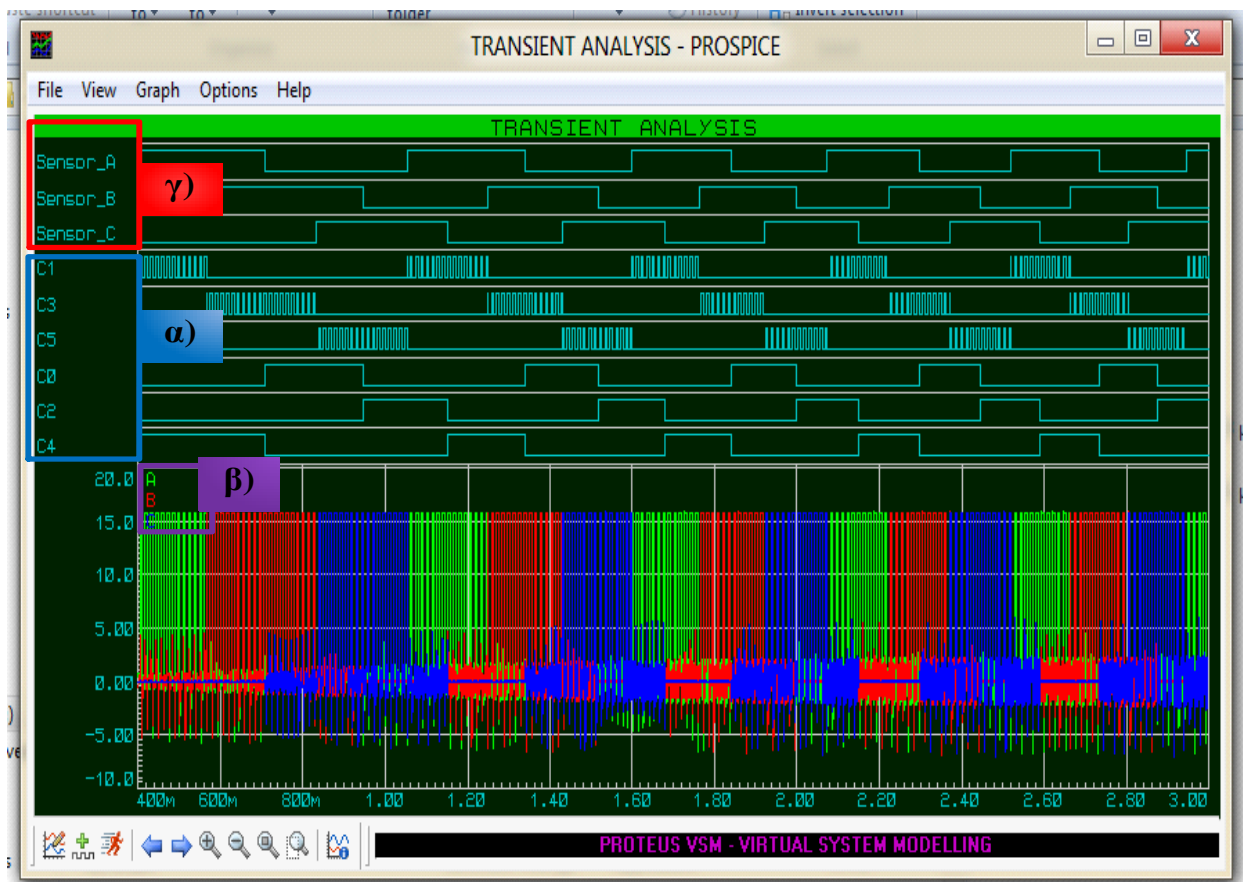
Εικ. 5.10 Παλμογραφήματα στην έξοδο της Φάσης A

Ο λόγος που επιλέγουμε να βλέπουμε δυο σημεία κάθε φορά (ενώ μπορούμε μέχρι 4) μετρήσεις, αφορά τη δυνατότητα σύγκρισης τις πραγματικές αφού εκεί δεν διαθέτουμε παλμογράφο με περισσότερα κανάλια.

Παρόλα αυτά για να έχουμε μια εικόνα όλων των παλμών που εμφανίζονται στην κατασκευή πραγματοποιήσαμε transient (μεταβατική) ανάλυση. Οι παλμοί που εμφανίζονται στην transient ανάλυση είναι:

- ❖ οι έξι παλμοί (C0, C1, C2, C3, C4, C5) εξόδου από τον μικροελεγκτή που στέλνονται στις εισόδους των οδηγών των MOSFET
- ❖ τρεις εξοδοι του τριφασικού αντιστροφέα (A, B, C) και
- ❖ οι παλμοί εξόδου των αισθητήρων Hall (A, B, C).

Η transient ανάλυση που πραγματοποιήσαμε φαίνεται στην Εικ. 5.10.



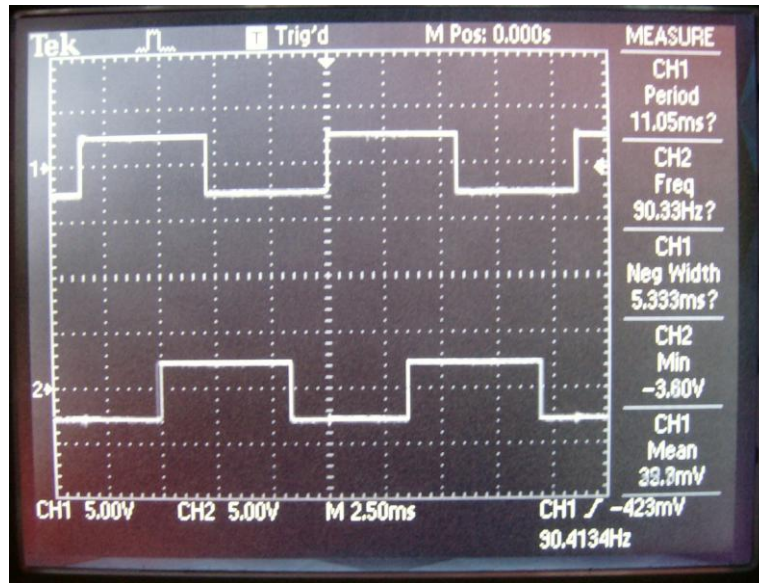
Εικ. 5.10 Η transient ανάλυση για α) τους έξι παλμούς (C0, C1, C2, C3, C4, C5) εξόδου από τον μικροελεγκτή β) τις τρεις εξοδοι του τριφασικού αντιστροφέα (A (πράσινο), B (κόκκινο), C (μπλε)) και γ) τους παλμούς εξόδου των αισθητήρων Hall (A, B, C).

5.3. Παλμογραφήματα τριφασικού αντιστροφέα με πραγματικό παλμογράφο

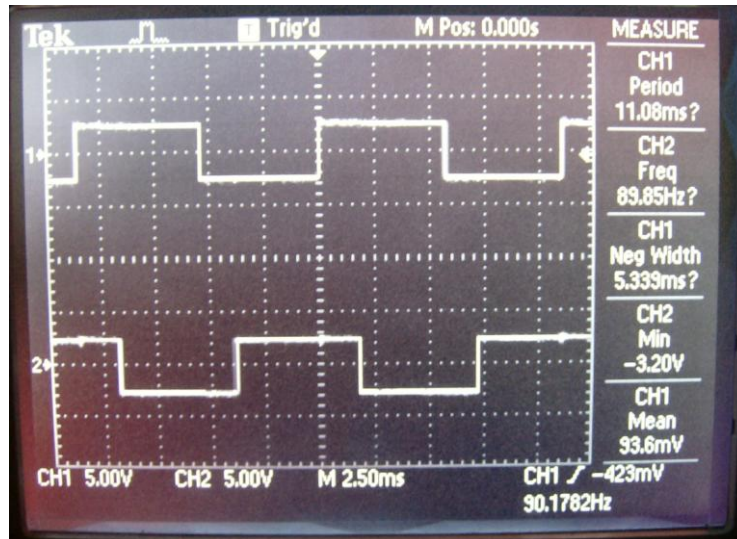
Στη συνέχεια παρατίθενται κάποια από τα παλμογραφήματα που ελήφθησαν πραγματικό παλμογράφο.

Για πάρουμε τα παλμογραφήματα συνδέσαμε τον παλμογράφο στα εξής σημεία :

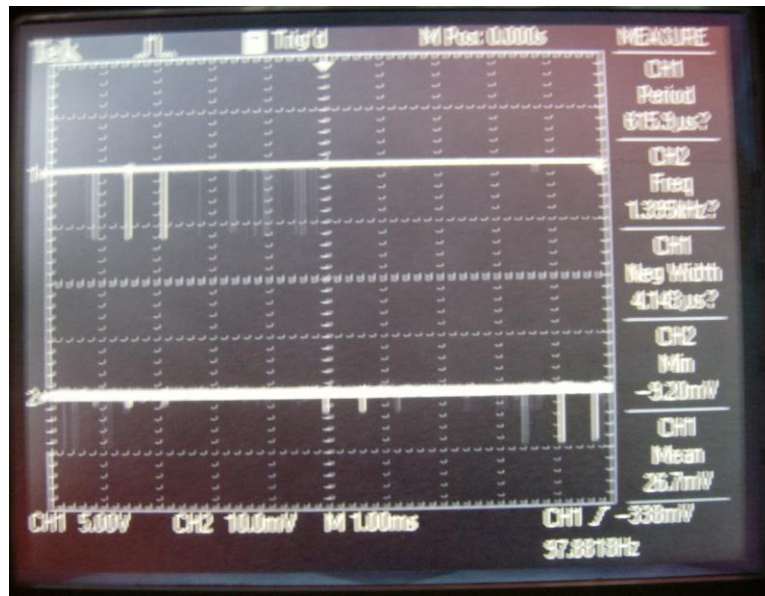
- ❖ Στους Αισθητήρες Hall των Φάσεων A,B και των Φάσεων B,C (Εικ. 5.11 (α)), (Εικ. 5.11 (β)).
- ❖ Στην υψηλή (Hi) πλευρά των Φάσεων A,B και των Φάσεων A,C (Εικ. 5.12 (α)), (Εικ. 5.12 (β)).
- ❖ Στην χαμηλή (Lo) πλευρά των Φάσεων A,B και των Φάσεων A,C (Εικ. 5.13 (α)), (Εικ. 5.13 (β)).
- ❖ Στην υψηλή (Hi) και χαμηλή (Lo) πλευρά της Φάσης A (Εικ. 5.14).
- ❖ Στην έξοδο της Φάσης A (Εικ. 5.15).



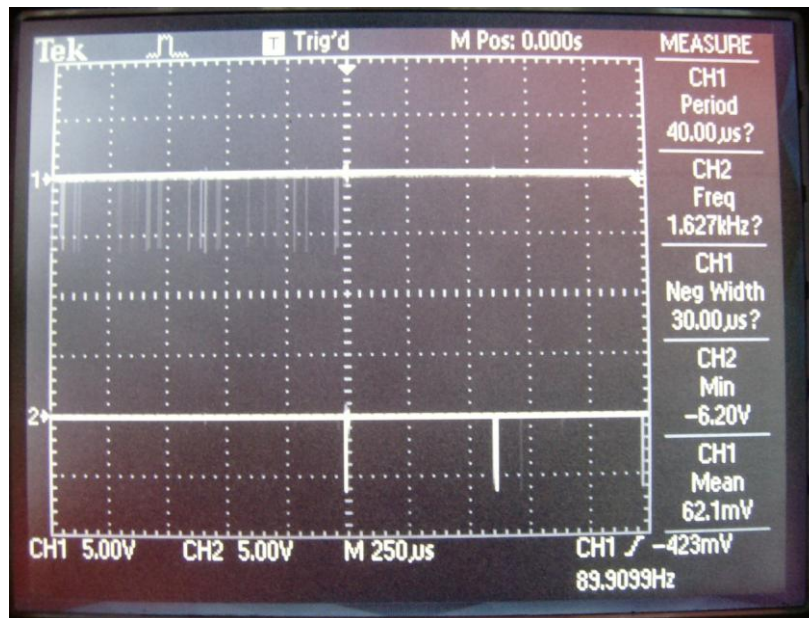
Εικ. 5.11 α) Παλμογραφήματα Αισθητήρων Hall των Φάσεων Α (πάνω), Β(κάτω)



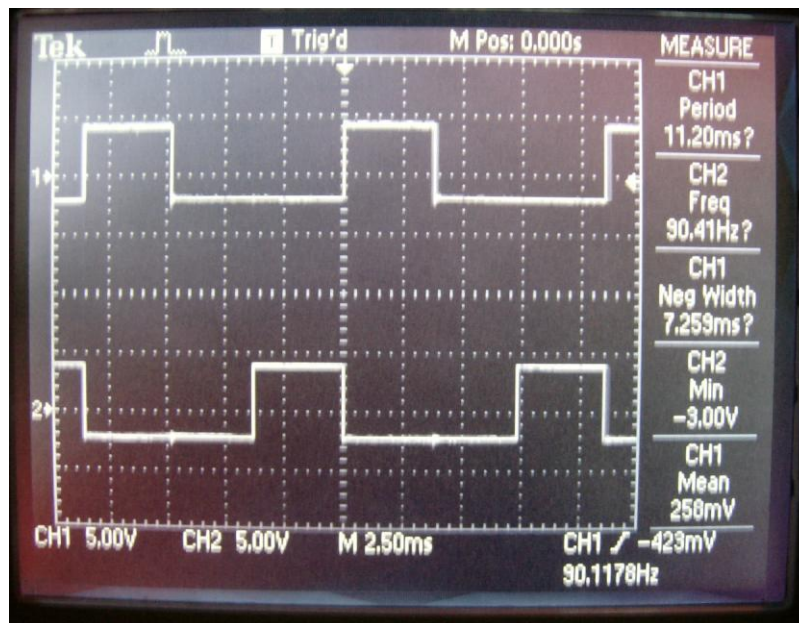
Εικ. 5.11 β) Παλμογραφήματα Αισθητήρων Hall των Φάσεων Α (πάνω), Β(κάτω)



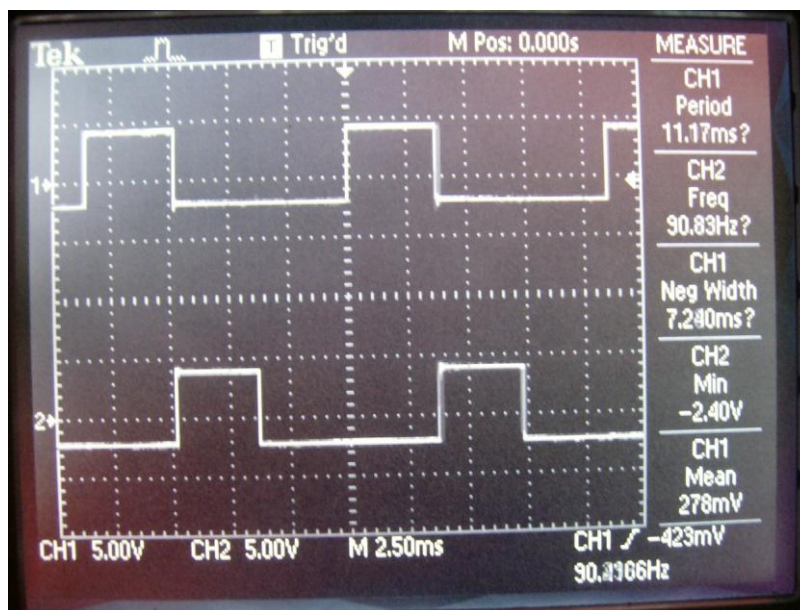
Εικ. 5.12 α) Παλμογραφήματα στην υψηλή (Hi) πλευρά των Φάσεων A (πάνω), B (κάτω)



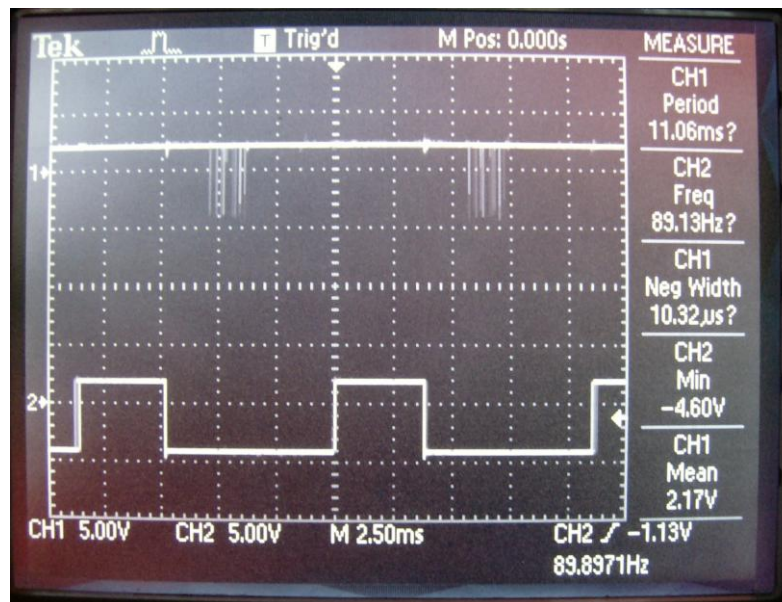
Εικ. 5.12 β) Παλμογραφήματα στην υψηλή (Hi) πλευρά των Φάσεων A (πάνω), C (κάτω)



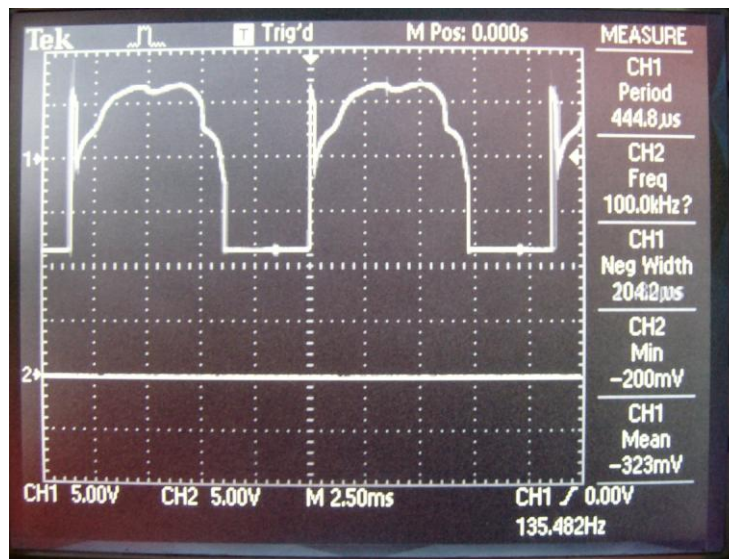
Εικ. 5.13 α) Παλμογραφήματα στην χαμηλή (Lo) πλευρά των Φάσεων Α (πάνω), Β (κάτω)



Εικ. 5.14 β) Παλμογραφήματα στην χαμηλή (Lo) πλευρά των Φάσεων Α (πάνω), C (κάτω)



Εικ. 5.14 Παλμογραφήματα υψηλή (Hi) και χαμηλή (Lo) πλευρά της Φάσης A



Εικ. 5.15 Παλμογραφήματα στην έξοδο της Φάσης A

Όλες οι μετρήσεις με τον παλμογράφο πραγματοποιήθηκαν με τα εξής χαρακτηριστικά :

- ❖ Με Λόγο Κατάμησης (Duty Cycle) 100%
- ❖ Με Τάση Τροφοδοσίας 15,2 V και
- ❖ Ρεύμα σε κάθε τύλιγμα 0,66A και συνολικό Ρεύμα 2A
- ❖ Με Πυκνωτή περίπου στα 16mF
- ❖ Ενώ η Στροφές που μετρήθηκαν ήταν 280 rpm.

5.4. Σχόλια και Συμπεράσματα

Στόχος της παρούσας πτυχιακής ήταν αφενός να γίνει κατανοητή η λειτουργία, η οδήγηση και ο έλεγχος του κινητήρα τύπου «Brushless DC» και αφετέρου να κατασκευαστούν τα κυκλώματα ελέγχου, οδήγησης των διακοπών ισχύος που τροφοδοτούν εάν τέτοιο κινητήρα. Όπως αναφέρθηκε στα εισαγωγικά κεφάλαια ο κινητήρας Brushless τείνει να αντικαταστήσει του κινητήρες DC με σύστημα συλλέκτη ψηκτρών που χρησιμοποιούνται έως τώρα λόγω της καλύτερης απόδοσης και του χαμηλού θορύβου.

Για παράδειγμα σε ηλεκτρικά εργαλεία. (επαναφορτιζόμενα δράπανα χειρός) μπορούν να έχουν έως και 30% καλύτερη απόδοση. Έτσι, σήμερα τον κινητήρα αυτόν τον συναντάμε σε ηλεκτρικά ποδήλατα, ηλεκτρικά Scooter και σε τμήματα που απαρτίζουν έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή όπως σκληρός δίσκος, DVD/CD Drive, τροφοδοτικά χαμηλού επιπέδου θορύβου κ.α. Αυτός είναι και ο βασικός λόγος- ερέθισμα για την ενασχόληση της παρούσας εργασίας με τους κινητήρες αυτούς.

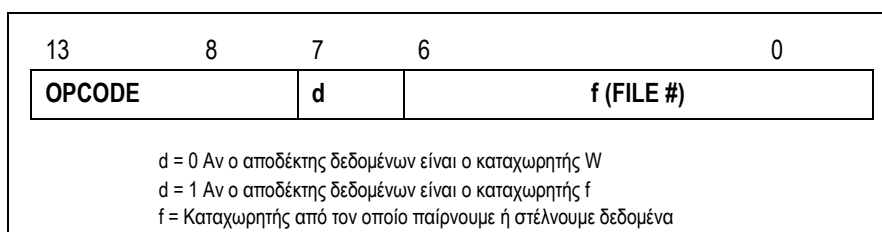
Για να κατανοηθεί καλύτερα η λειτουργία του κυκλώματος οδήγησης και έλεγχου, καταφύγαμε στην λύση της προσομοίωσης, έτσι ώστε να υπάρχει γενική άποψη των παλμών που περιμένουμε από την λειτουργία του πραγματικού κυκλώματος. Παρατηρήθηκε λοιπόν ότι οι περισσότεροι παλμοί που εξαχθήκαν μέσω της προσομοίωσης είχαν στις περισσότερες περιπτώσεις την ίδια μορφή με αυτή του πραγματικού κυκλώματος.

Αυτό σημαίνει ότι τα πρακτικά αποτελέσματα τα οποία κρίνονται απόλυτα ικανοποιητικά, συνάδουν με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Βεβαίως, υπάρχει η δυνατότητα βελτιώσεων όπως π.χ. μερικές από την βελτιώσεις που προτείνονται και μπορούν να προστεθούν για το τμήμα του προγράμματος (software) είναι η λειτουργία μέτρησης των στροφών, καθώς και η προσθήκη άλλων τεχνικών έλεγχου. Ενώ στην στο τμήμα της κατασκευής (hardware) θα προτείναμε (αφού πρόκειται για πειραματική διάταξη) να μην προτιμούνται SMD ηλεκτρονικά στοιχεία στην κατασκευή για το λόγο ότι έχουν μεγαλύτερο βαθμό καταστροφής κατά τα την διάρκεια της συγκόλλησης τους πάνω στην πλακέτα λόγω του της μεγάλης αύξησης της θερμοκρασίας και του μικρού μεγέθους που διαθέτουν τα στοιχεία. Τέλος προτείνεται για πρακτικούς πάντα λόγους, το τμήμα των διακοπών ισχύος να είναι εύκολα αντικαταστάσιμο.

ΣΥΝΟΛΟ ΕΝΤΟΛΩΝ (INSTRUCTION SET) ΤΟΥ PIC 16F877

Στον PIC διακρίνουμε κυρίως 4 κατηγορίες εντολών. Το μέγεθος του κώδικα μιας εντολής κυμαίνεται από 3 bit 6 έως bit. Το σύνολο εντολών που χρησιμοποιήσαμε στον PIC της κατηγορίας μας είναι 35. Το κομμάτι του κωδικού εντολής (Opcode), περιέχει τον κωδικό εντολής ενώ τα υπόλοιπα κομμάτια περιέχουν το σύνολο των πληροφοριών για την εκτέλεση της εντολής. Παρακάτω βλέπουμε τις κατηγορίες εντολών :

❖ **Εντολές επεξεργασίας byte (byte-oriented) :**

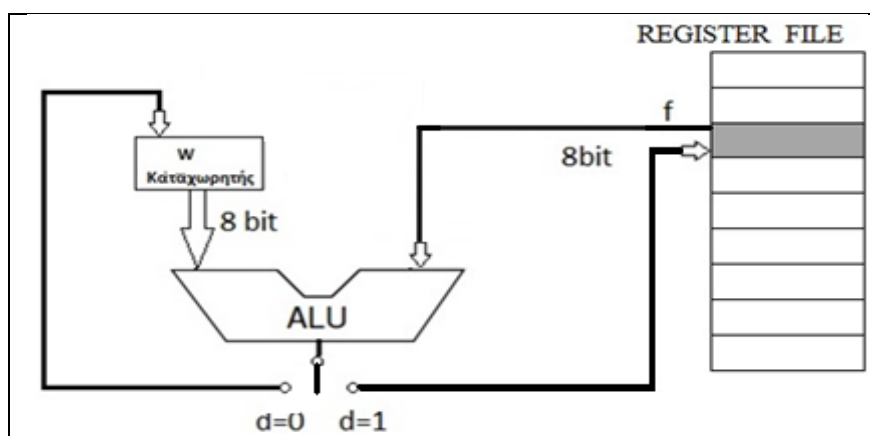


Εικ. Α.1 Εντολές επεξεργασίας byte

Σ' αυτή την κατηγορία μπορούμε να διακρίνουμε τις παρακάτω τρεις ομάδες εντολών :

1. Μετακίνησης Δεδομένων : **MOVF f,d – MOVWF f**
2. Αριθμητικών Πράξεων : **ADDWF f, d–SUBWF f, d–INCF f, d–DECf f, d –CLRf f –CLRW-COMF f, d–INCFSZ-DECFSZ**
3. Λογικών Πράξεων : **ANDWF f,d–IORWF f,d–XORWF f,d–SWAPT f,d–RLF f,d–RRF f,d–NOP**

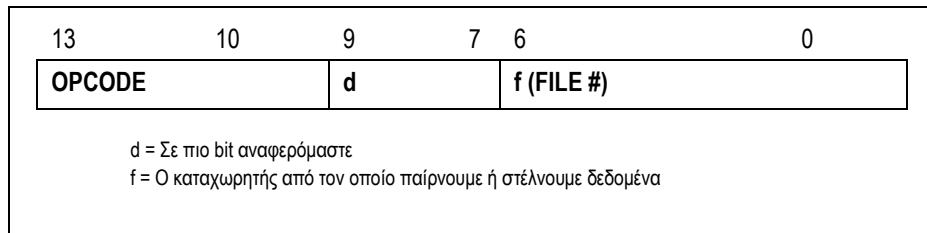
Οι περισσότερες εντολές της κατηγορίας αυτής αφορούν σε πράξεις μεταξύ ενός εκ των 128 καταχωρητών **f** (register file) καθοριζόμενο από το πεδίο 0-6 bit της εντολής και του καταχωρητή εργασίας **W**. Όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχ.Α.1 το αποτέλεσμα της εκάστοτε πράξης αποθηκεύει στον καταχωρητή **W** αν **d=0** (7⁰ bit της εντολής) ή στον καταχωρητή **f** αν **d=1**.



Σχ. Α.1 Κατηγορία εντολών επεξεργασίας byte του PIC

❖ **Εντολές επεξεργασίας δυαδικού ψηφίων (bit-oriented):**

Οι εντολές αυτές θέτουν ή μηδενίζουν ή ελέγχουν μια από αυτές τις συνθήκες σε ένα bit καταχωρητή **f**. Η θέση αυτού του bit καθορίζεται από τα 3 bit πεδίου <9:7> της εντολής.



Εικ. Α.2 Εντολές επεξεργασίας δυαδικού ψηφίων

Πιο αναλυτικά :

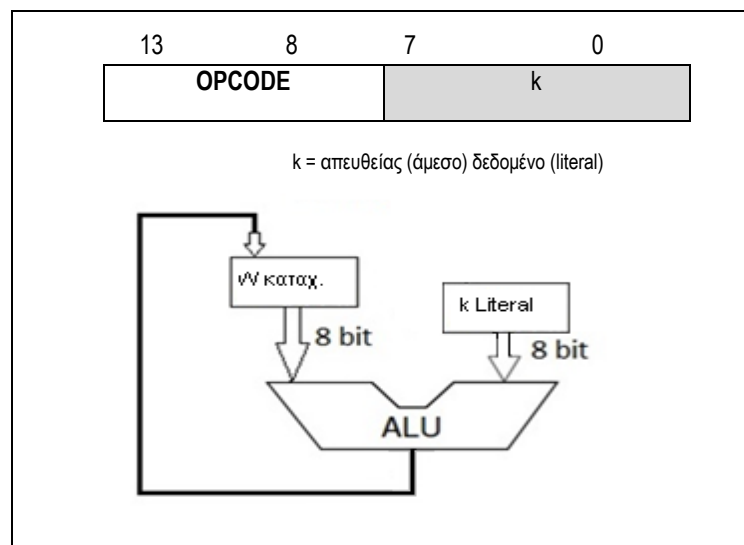
BCF f,d – BSF f,d : Bit Clear or Set : Μηδένισε ή Θέσε το b τάξης bit του καταχώρηση f

BTFSK - BTFSK : Bit Test f, Skip if Clear or Set : Έλεγξε το b τάξης bit του καταχώρηση f. Αν είναι 0 ή 1 μην εκτελέσεις την επόμενη εντολή.

❖ **Άμεσες εντολές (Literal)**

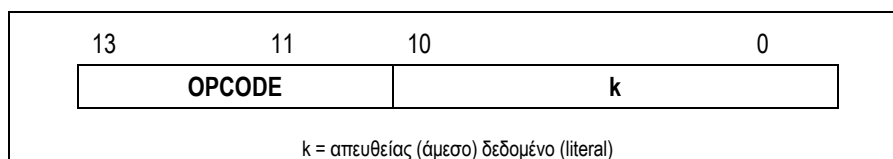
Με τις εντολές αυτές ανατίθεται μια άμεση τιμή k (που δίνεται από τα 8 bit του πεδίου <7:0> της εντολής) ή γίνεται μια αριθμητική ή λογική πράξη του καταχωρητή W με την άμεση τιμή k και το αποτέλεσμα πάει στον καταχωρητή W Σχ. Α.2.

1. Φορτωτής : **MOVLW**
2. Αριθμητικές : **ADDLW, SUBLW**
3. Λογικές : **ANDLW, IORLW, XORLW**



Σχ. Α.2 Κατηγορία άμεσων εντολών

➤ **Εντολές άλματος (CALL, GOTO) (GOTO - CALL - RETURN - RETFIE - CLRWDT - SLEEP)**



Εικ. Α. 3 Εντολές άλματος

Όπως αναφέραμε και στο κεφάλαιο 4 η σειρά PIC16, ονομάζεται RISC (Reduced Instruction Set Computer) και χρησιμοποιεί ένα σετ 35 μόνο εντολών. Οι εντολές αυτές χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες σε :

- ❖ Εντολές χειρισμού ψηφιολέξεων - Byte oriented file register operations (Πίνακας A.1)
- ❖ Εντολές χειρισμού ψηφίων - Bit oriented file register operations (Πίνακας A. 2)
- ❖ Εντολές πράξεων με σταθερούς αριθμούς και ελέγχου προγράμματος - Literal and control operations(Πίνακας A.2)

Επεξήγηση βασικών εννοιών

Μνημονικό : Το αντίστοιχο δεκαεξαδικής εντολής σε απλή μορφή, κατανοητή από τον άνθρωπο.

Τελεστής : Το λειτουργικό μέρος του μνημονικού Π.Χ. [ADDWF f,1(μνημονικό=πρόσθεσε στον W τον) (τελεστής= f και αποθήκευσε το αποτέλεσμα στον f)]

MSb : Το περισσότερο σημαντικό bit ενός Byte

LSb : Το λιγότερο σημαντικό bit ενός Byte

Flag : Σημαία, κατάσταση των bit του καταχωρητή **STATUS**

f : Το όνομα του καταχωρητή

d : Η σταθερά που δείχνει τον προορισμό του αποτελέσματος μιας πράξης (αποθήκευση στο w αν d=0 ή αποθήκευση στο f αν d=1)

W : Η συντομογραφία του καταχωρητή γενικής λειτουργίας (Working register)

k : Ένας σταθερός αριθμός που θέλετε να χρησιμοποιήσετε

Επεξήγηση συντομογραφιών

C : Κρατούμενο, αποτέλεσμα πράξης (Carry)

DC : Ψηφιακό κρατούμενο, αποτέλεσμα πράξης (Digital Carry)

Z : Μηδενικό αποτέλεσμα πράξης (Zero)

$\overline{TO,PD}$: Ψηφία του καταχωρητή **STATUS** που δείχνουν Time Out (TO) και Power Down (PD)

MSb : Most Significant bit : **Περισσότερο** Σημαντικό Ψηφίο μιας ψηφιολέξης (Byte) Π.Χ : **10101010**

LSb : Least Significant bit : **Λιγότερο** Σημαντικό Ψηφίο μιας ψηφιολέξης (Byte) Π.Χ : **10101010**

Πινάκας Α. 1 Εντολές χειρισμού ψηφιολέξεων (byte)

Μνημονικό Τελεστής	Λειτουργία		Κώδικας		Σημαία (Flag)
			MSb	LSb	
Εντολές χειρισμού ψηφιολέξεων - Byte oriented file register operations					
ADDWF	f, d	Πρόσθεσε το W και το f	00 0111	d fff ffff	C, DC, Z
ANDWF	f, d	Κάνε την λογική πράξη AND ανάμεσα στο W και το f	00 0101	dfff ffff	Z
CLRF	f	Μηδένισε το f	00 0001	1fff ffff	Z
CLRW	-	Μηδένισε το W	00 0001	0xxx xxxx	Z
COMF	f, d	Φτιάξε το συμπλήρωμα του f και αποθήκευσε το στο d	00 1001	d fff ffff	Z
DECF	f, d	Μείωσε την τιμή του f	00 0011	dfff ffff	Z
DECFSZ	f, d	Μείωσε την τιμή του f, παρέκαμψε την επόμενη εντολή αν ο f γίνει 0	00 1011	dfff ffff	
INCF	f, d	Αύξησε την τιμή του f	00 1010	dfff ffff	Z
INCFSZ	f, d	Αύξησε την τιμή του f, παρέκαμψε την επόμενη εντολή αν ο f γίνει 0	00 1111	dfff ffff	
IORWF	f, d	Κάνε την λογική πράξη IOR ανάμεσα στο W και το f	00 0100	dfff ffff	Z
MOVF	f, d	Μετέφερε το περιεχόμενο του f	00 1000	dfff ffff	Z
MOVWF	f	Μετέφερε το περιεχόμενο του W στο f	00 000	1fff ffff	
NOP	-	Εντολή δίχως λειτουργία (απλή χρονική καθυστέρηση ενός κύκλου μηχανής)	00 0000	0xx0 0000	
RLF	f, d	Μετέφερε προς τα αριστερά το περιεχόμενο του f μέσω του ψηφίου Carry	00 1101	dfff ffff	C
RRF	f, d	Μετέφερε προς τα δεξιά το περιεχόμενο του f μέσω του ψηφίου Carry	00 1100	dfff ffff	C
SUBWF	f, d	Αφαίρεσε το W από το f	00 0010	dfff ffff	C, DC, Z
SWAPF	f, d	Αντιμετάθεσε τα δύο μισά της ψηφιολέξης (Byte) στο f	00 1110	dfff ffff	
XORWF	f, d	Κάνε την λογική πράξη XOR ανάμεσα στο W και το f	00 0110	dfff ffff	Z

Πινάκας Α. 2 Εντολές χειρισμού ψηφίων και εντολές πράξεων με σταθερούς αριθμούς και ελέγχου προγράμματος

Μνημονικό Τελεστής	Λειτουργία		Κώδικας		Σημεία Flag
			MSb	LSb	
Εντολές χειρισμού ψηφίων - Bit oriented file register operations					
BCF	f, b	Μηδένισε το ψηφίο b του καταχωρητή f	01	00bb bff ffff	
BSF	f, b	Κάνε λογικό 1 το ψηφίο b του καταχωρητή f	01	01bb bff ffff	
BTFSB	f, b	Εξέτασε το ψηφίο b του καταχωρητή f, παρέκαμψε την επόμενη εντολή αν είναι 0	01	10bb bfff ffff	
BTFSF	f, b	Εξέτασε το ψηφίο b του καταχωρητή f, παρέκαμψε την επόμενη εντολή αν είναι 1	01	11bb bfff ffff	
Εντολές πράξεων με σταθερούς αριθμούς και ελέγχου προγράμματος-Literal and control operations					
ADDLW	k	Πρόσθεσε τον σταθερό αριθμό k με το W	11	111x kkkk kkkk	C, DC, Z
ANDLW	k	Κάνε την λογική πράξη AND ανάμεσα στο k και το W	11	1001 kkkk kkkk	Z
CALL	k	Κάλεσε την υπορουτίνα k	10	0kkk kkkk kkkk	
CLRWDT	-	Μηδένισε τον επιτηρητή Watchdog Timer	00	0000 0110 0100	$\overline{TO}, \overline{PD}$
GOTO	k	Πήγαινε και εκτέλεσε την εντολή που υπάρχει στην διεύθυνση k	10	1kkk kkkk kkkk	
IORLW	k	Κάνε την λογική πράξη IOR ανάμεσα στο k και το W	11	1000 kkkk kkkk	Z
MOVLW	k	Μετέφερε το περιεχόμενο του k στο W	11	00xx kkkk kkkk	
RETFIE	-	Επέστρεψε στην διεύθυνση που ήσουν πριν συμβεί η διακοπή (interrupt)	00	0000 0000 1001	
RETLW	k	Επέστρεψε από υπορουτίνα και φόρτωσε τον σταθερό αριθμό k στο W	11	01xx kkkk kkkk	
RETURN	-	Επέστρεψε από υπορουτίνα	00	0000 0000 1000	
SLEEP	-	Ενεργοποίησε την λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης (Sleep - κατανάλωση 2μΑ)	00	0000 0110 0001	$\overline{TO}, \overline{PD}$
SUBLW	k	Αφαιρέσε το περιεχόμενο του W από το σταθερό αριθμό k	11	110x kkkk kkkk	C, DC, Z
XORLW	k	Κάνε την λογική πράξη XOR ανάμεσα στο k και το W	11	1010 kkkk kkkk	Z

ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΚΩΔΙΚΑ ASSEMBLY ΚΑΙ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ PIC

B.1. Δημιουργία του έργου (project) της εφαρμογής μας

Το λογισμικό MPLAB μπορεί να κατεβεί ελεύθερα από τον δικτυακό τόπο της εταιρείας Microchip (www.microchip.com) στον οποίο δημοσιεύονται συνεχώς οι πιο ανανεωμένες εκδόσεις του.

Κατά την ανάπτυξη της κάθε εφαρμογής δημιουργούνται αρκετά αρχεία από τα οποία τα πιο σημαντικά είναι τα παρακάτω:

Αρχεία .ASM: είναι τα αρχεία που περιέχουν τον κώδικα του προγράμματος σε γλώσσα ASSEMBLY για τους μικροελεγκτές της MICROCHIP. Τα αρχεία αυτά δημιουργούνται με ένα πρόγραμμα συντάκτη (editor) και συνήθως χρησιμοποιείται ο ενσωματωμένος συντάκτης του MPLAB.

Αρχεία .HEX: είναι τα αρχεία που περιέχουν τον κώδικα του προγράμματος σε γλώσσα μηχανής (δεκαεξαδική μορφή) μετά την συμβολομετάφραση τους από τον συμβολομεταφραστή (assembler) που είναι εμπεριέχεται στο MPLAB. Αυτό πετυχαίνεται με την επιλογή Build All από το μενού Project και είναι απαραίτητα για την προσομοίωση της εκτέλεσης του προγράμματος καθώς και για την διαδικασία προγραμματισμού του μικροελεγκτή.

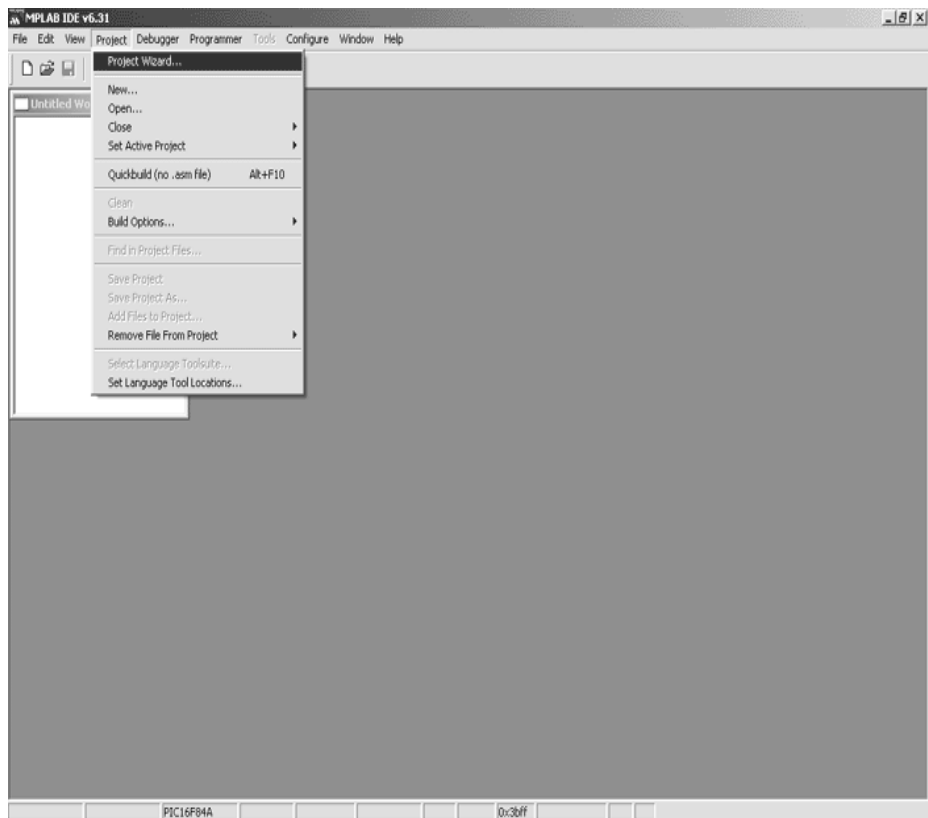
Αρχεία .MCP: είναι τα αρχεία που περιέχουν τις πληροφορίες για την εφαρμογή (project) που θέλουμε να αναπτύξουμε και στο οποίο ενσωματώνονται τα αρχεία τύπου .ASM που περιέχουν τον κώδικα σε γλώσσα assembly.

Αρχεία .MCW: είναι τα αρχεία που περιέχουν γενικότερες πληροφορίες για το χώρο εργασίας μας (workspace) όπως για παράδειγμα ο τύπος του μικροελεγκτή ή οι ρυθμίσεις για τον συντάκτη και τον συμβολομεταφραστή όπως αυτές χρησιμοποιούνται από καθέναν προγραμματιστή-ηλεκτρονικό που δουλεύει με το MPLAB. Το παράθυρο έργο στο οποίο εμφανίζονται όλα τα παραπάνω αρχεία έχει την μορφή της Εικ. Β.1. Τα αρχεία τύπου workspace (.mcw) περιέχουν τις πιο γενικές πληροφορίες και ακολουθούν τα αρχεία τύπου project (.mcp) στα οποία ενσωματώνονται ως αρχεία πηγαίου κώδικα τα αρχεία τύπου assembly (.asm)



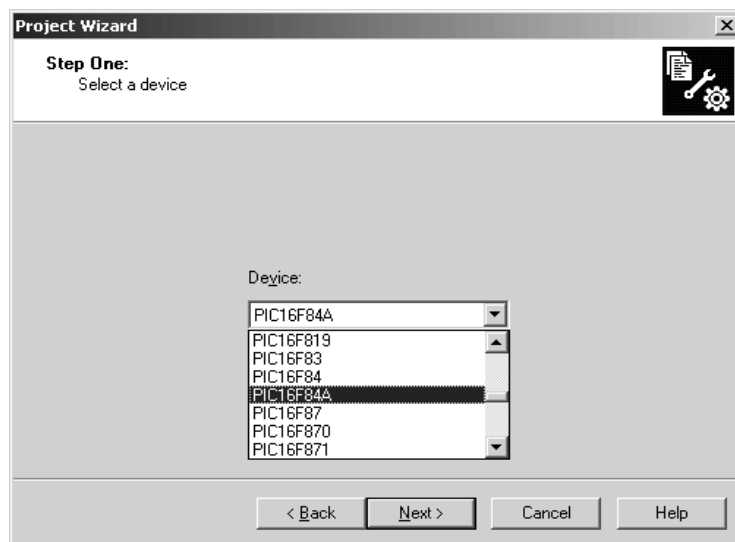
Εικ. Β.1. Η ιεράρχηση των αρχείων στο MPLAB

Ξεκινώντας το λογισμικό MPLAB, ρυθμίζουμε τις λεπτομέρειες του παραθύρου έργου επιλέγοντας από το μενού PROJECT είτε την επιλογή NEW είτε την επιλογή PROJECT WIZARD. Στην δεύτερη περίπτωση θα εμφανιστεί ένα παράθυρο όπως αυτό στην Εικ. Β.2.



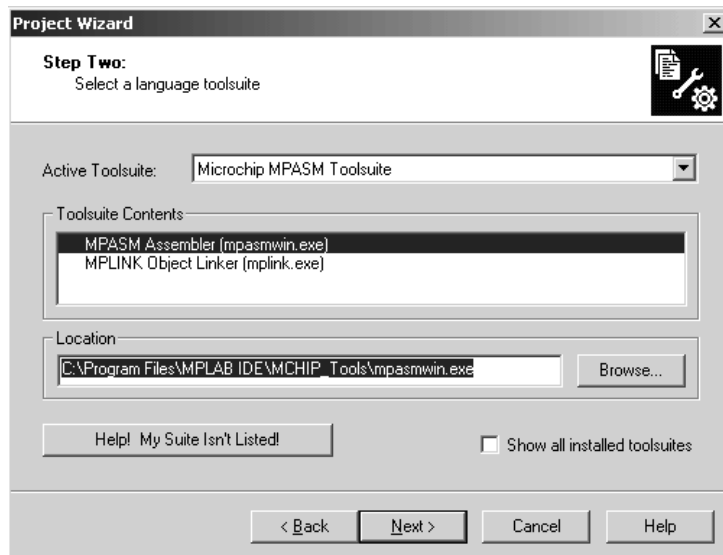
Εικ. Β.2. Το παράθυρο έναρξης project στο MPLAB

Στη συνέχεια θα πρέπει να επιλέξουμε τον τύπο του μικροελεγκτή που θα χρησιμοποιήσουμε όπως φαίνεται στην Εικ. Β.3.



Εικ. Β.3. Το παράθυρο επιλογής μικροελεγκτή

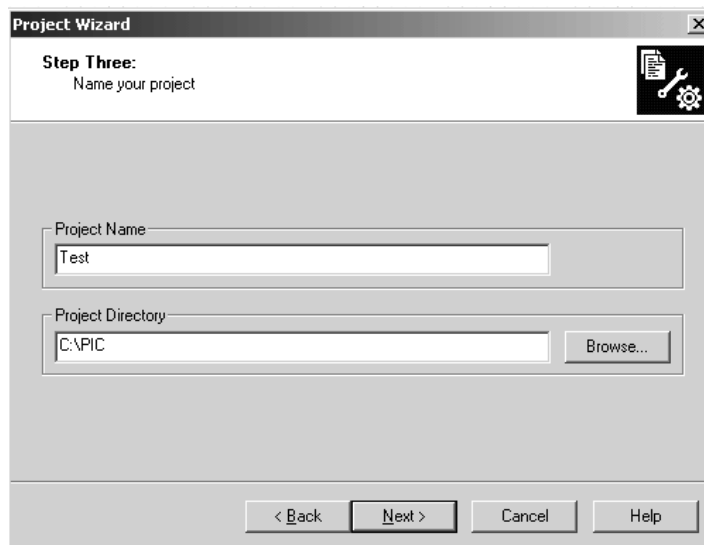
Με το επόμενο βήμα, καθορίζουμε την γλώσσα προγραμματισμού που θα χρησιμοποιήσουμε που στην περίπτωσή μας είναι η συμβολική γλώσσα Assembly για τους μικροελεγκτές PIC και για το λόγο αυτό επιλέγουμε να φορτωθεί ο συμβολομεταφραστής MPASMWIN.EXE με καθορισμένη διαδρομή αναζήτησης που οδηγεί στο φάκελο που έχει εγκατασταθεί το λογισμικό MPLAB (Εικ. Β.4).



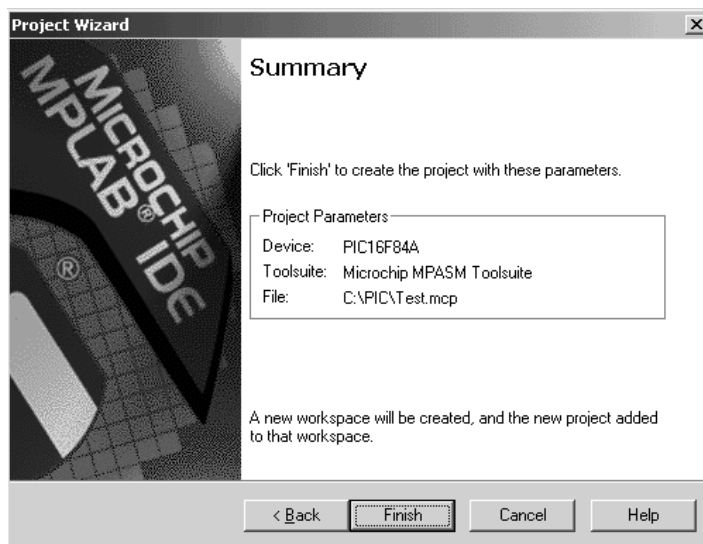
Εικ. Β.4. Το παράθυρο επιλογής της γλώσσας προγραμματισμού

Τέλος, δίνουμε όνομα στο έργο που θα δημιουργήσουμε καθώς και τον φάκελο στο οποίο το έργο θα αποθηκευτεί σύμφωνα με το παράθυρο της Εικ. Β.5.

Στον παραπάνω φάκελο αυτό, θα αποθηκεύουμε και όλα τα αρχεία με τους κώδικες assembly που θα δημιουργήσουμε στην συνέχεια. Η διαδικασία αυτή ολοκληρώνεται με την διαδοχική επιλογή των πλήκτρων NEXT και FINISH (Εικ.Β.6) οπότε εμφανίζεται ένα παράθυρο με την περίληψη όλων των ρυθμίσεων που δώσαμε έως τώρα.



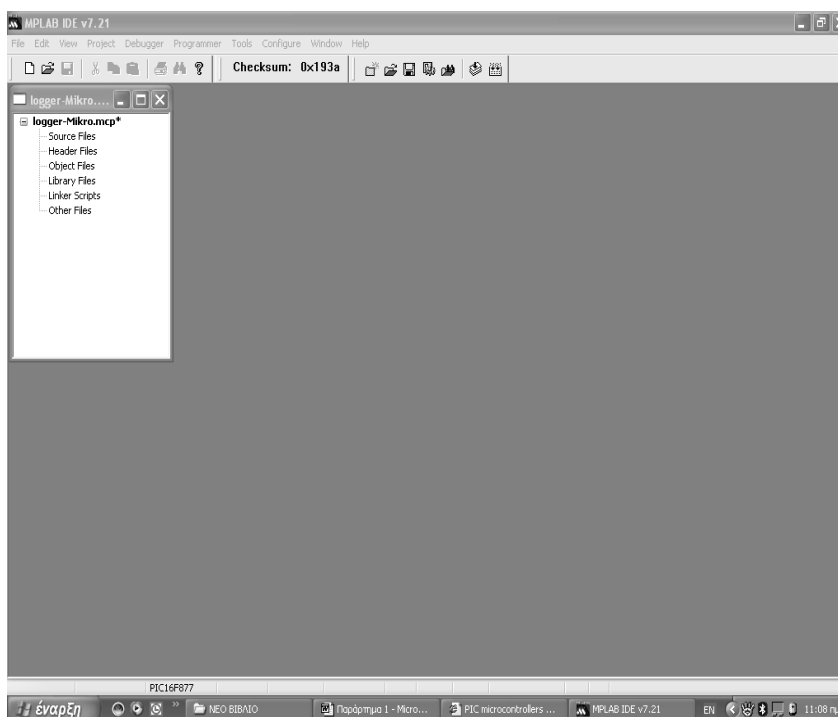
Εικ. Β.5. Το παράθυρο απόδοσης ονόματος στο έργο.



Εικ. Β.6. Το παράθυρο περίληψης των ρυθμίσεων του έργου

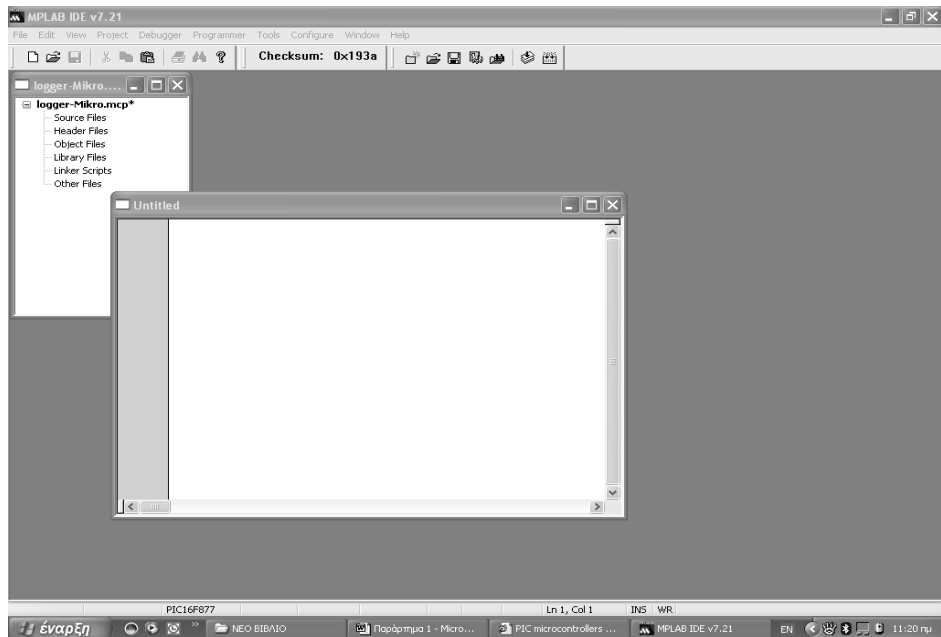
B.2. Δημιουργία του αρχείου κώδικα assembly

Μετά την ολοκλήρωση της δημιουργίας του έργου, εμφανίζεται ένα παράθυρο όμοιο με εκείνο της Εικ. Β.1(Εικ. Β.7). Για να γράψουμε τον κώδικα assembly πρέπει να δημιουργήσουμε ένα αρχείο με την βοήθεια του συντάκτη (editor) του MPLAB. Αυτό γίνεται από το μενού FILE και την επιλογή NEW, οπότε ανοίγει ένα λευκό παράθυρο του συντάκτη στο ποίο γράφουμε τις εντολές του κώδικα assembly που μας ενδιαφέρει.



Εικ. Β.7. Το παράθυρο έργου (project)

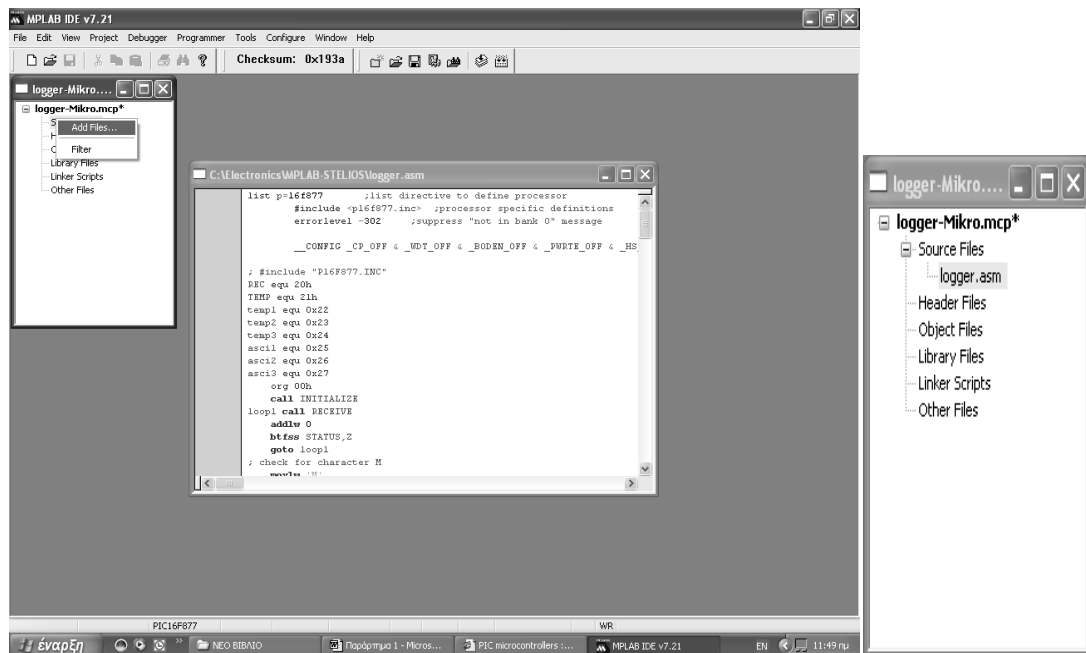
Στο ίδιο μενού διακρίνουμε τις γνωστές επιλογές των WINDOWS για την δημιουργία νέου αρχείου (NEW) , για την φόρτωση ήδη αποθηκευμένου αρχείου (OPEN) και για την αποθήκευση αρχείου (SAVE). Επίσης στο ίδιο μενού προβλέπεται και η δημιουργία, φόρτωση και αποθήκευση σε αρχείο του χώρου εργασίας που έχουμε δημιουργήσει (Workspace, αρχεία με προέκταση .mcp) που θα περιλαμβάνει όλες τις πληροφορίες τόσο για το έργο (project με προέκταση .mcp)) όσο και για τα αρχεία assembly (με προέκταση .asm)που συνδέονται με το έργο.



Εικ. Β.8. Το παράθυρο του συντάκτη (editor) για την συγγραφή κώδικα.

Μετά την συγγραφή του κώδικα και έχοντας επιλεγμένο το παράθυρο του συντάκτη (η γραμμή τίτλου του παραθύρου να είναι έντονη) από την επιλογή Αποθήκευση (Save) αποθηκεύουμε το αρχείο του κώδικα assembly με την προέκταση .asm. στον ίδιο φάκελο που έχει αποθηκευτεί και το αρχείο έργου (project).

Το επόμενο βήμα είναι να ενημερώσουμε το αρχείο έργου με τα αρχεία κώδικα που θα περιλαμβάνει. Αυτό γίνεται κάνοντας διαδοχικά δεξιά κλικ πάνω στην επιλογή Source Files του παραθύρου project και στην συνέχεια επιλέγοντας την επιλογή Add Files. Στο παράθυρο που εμφανίζεται επιλέγουμε το ήδη αποθηκευμένο αρχείο κώδικα (.asm) που έχουμε από πριν δημιουργήσει σύμφωνα με το παραπάνω βήμα. και το αρχείο αυτό εμφανίζεται πλέον ενσωματωμένο στα Source Files του έργου μας (Εικ. Β.9).

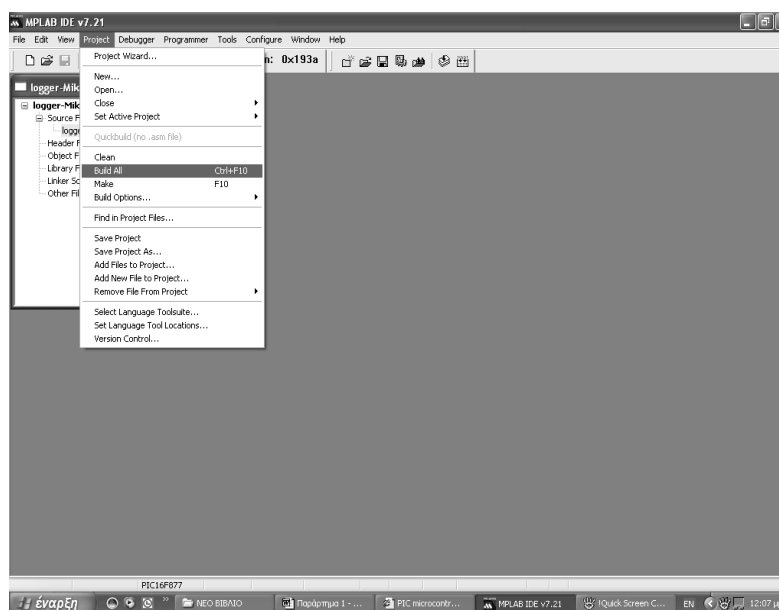


Εικ. Β.2.9. Η ενημέρωση του έργου με τα αρχεία κώδικα assembly

Β.3. Συμβολομετάφραση του κώδικα assembly

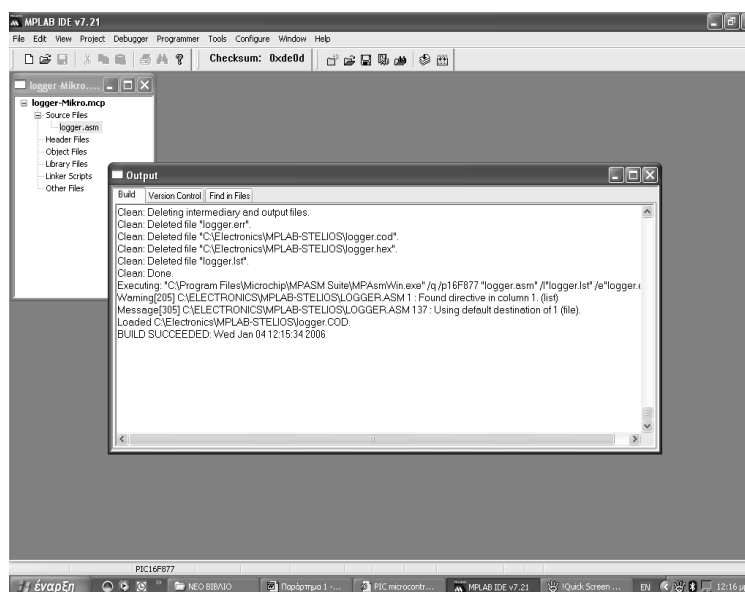
Απαραίτητη προϋπόθεση για την συμβολομετάφραση του κώδικα assembly σε γλώσσα μηχανής είναι να έχουν ολοκληρωθεί όλα τα παραπάνω βήματα με την τελική ενσωμάτωση των αρχείων assembly μέσα στο έργο, όπως φαίνεται στην Εικ. Β.3.

Η συμβολομετάφραση γίνεται στην συνέχεια, με την επιλογή Build All (ctrl+F10) του μενού Project, όπως φαίνεται στην εικόνα Εικ. Β.10.



Εικ. Β.10 Η διαδικασία συμβολομετάφρασης του κώδικα assembly

Το αποτέλεσμα της ελέγχου της συμβολομετάφρασης και τα συντακτικά λάθη που τυχόν υπάρχουν, εμφανίζονται σε ένα παράθυρο εξόδου (output, Εικ. Β.11). Κάνοντας κλικ πάνω σε κάθε συντακτικό λάθος, το MPLAB μας μεταφέρει στην αντίστοιχη γραμμή του παραθύρου κώδικα για να το διορθώσουμε.

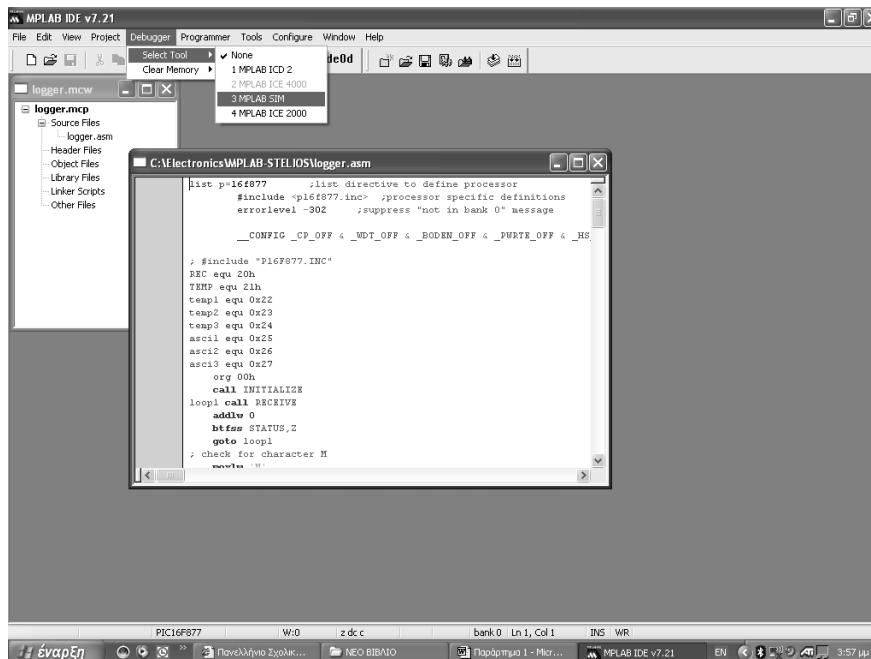


Εικ. Β.11 Το παράθυρο εξόδου με τα αποτελέσματα της συμβολομετάφρασης του κώδικα assembly.

Από την διαδικασία συμβολομετάφρασης, παράγεται ένα αρχείο που περιέχει τον κώδικα του προγράμματος σε γλώσσα μηχανής (δεκαεξαδική μορφή) και το οποίο μπορούμε εύκολα να δούμε με την εφαρμογή Notepad των Windows. Το αρχείο αυτό έχει το ίδιο όνομα με εκείνο που περιέχει τον κώδικα assembly (.asm) αλλά με διαφορετική επέκταση, την .hex. Το αρχείο αυτό είναι πολύ σημαντικό γιατί είναι το αρχείο με τον κώδικα μηχανής που θα φορτωθεί στο ολοκληρωμένο του μικροελεγκτή κατά την διαδικασία προγραμματισμού. Με τον όρο 'προγραμματισμό' εννοούμε την διαδικασία με την οποία μεταφέρεται ο κώδικας μηχανής από τον προσωπικό Η/Υ στη μνήμη προγράμματος του μικροελεγκτή και η οποία θα παρουσιαστεί στην συνέχεια.

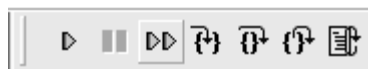
B.4: Προσομοίωση της εκτέλεσης του προγράμματος.

Η διαδικασία πραγματοποιείται εφόσον στο περιβάλλον του MPLAB έχει δημιουργηθεί όπως στην προηγούμενη ενότητα, ή έχει φορτωθεί, ένα αρχείο τύπου .hex. Η ενεργοποίηση του προσομοιωτή γίνεται επιλέγοντας το εργαλείο MPLAB SIM διαδοχικά από τα μενού :Debugger/Select Tool, όπως στην Εικ. Β.12



Εικ. Β.12 Η διαδικασία συμβολομετάφρασης του κώδικα assembly.

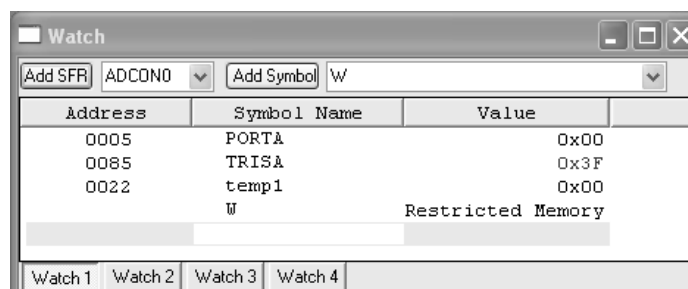
Το παράθυρο του προσομοιωτή φαίνεται στην Εικ.Β.13 με τα μπουτόν του οποίου επιλέγουμε είτε την προσομοίωση της εκτέλεσης του προγράμματος εξ' ολοκλήρου είτε σε βήματα.



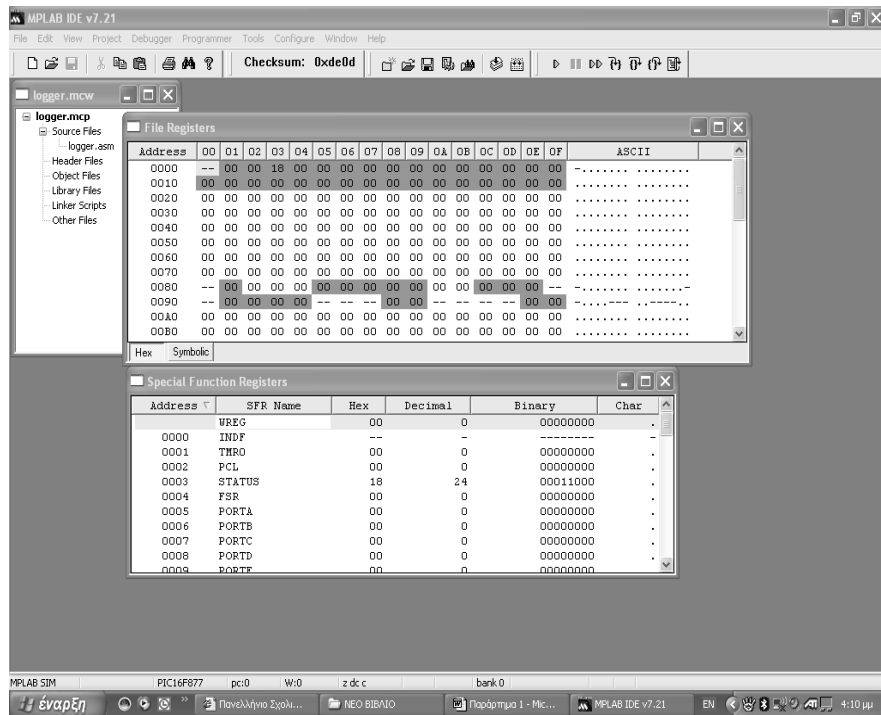
Εικ. Β.13 Το παράθυρο του προσομοιωτή MPLAB SIM.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης μπορούμε να τα παρακολουθούμε στα παράθυρα των καταχωρητών δεδομένων (File registers), των ειδικών καταχωρητών δεδομένων (Special Function Registers) που ενεργοποιούνται από το μενού View, όπως φαίνεται στην Εικ. Β.14.

Ιδιαίτερη χρησιμότητας και ευκολίας είναι η δημιουργία του παραθύρου Watch (Εικ. Β.15) μέσα από το μενού View και στο οποίο μπορούμε να τοποθετήσουμε είτε έναν καταχωρητή ειδικού σκοπού (πατώντας το αντίστοιχο πλήκτρο Add SFR) είτε ένα καταχωρητή με συμβολικό όνομα που τυχόν έχουμε δημιουργήσει στον κώδικα assembly (πατώντας το πλήκτρο Add Symbol).



Εικ. Β.15 Η δημιουργία παραθύρου Watch από το μενού View.



Εικ. Β.14 Το παράθυρο των καταχωρητών δεδομένων και επιπλέον το παράθυρο με τους καταχωρητές ειδικού σκοπού (από το μενού View) του μικροελεγκτή που έχουμε επιλέξει από τα μενού Configure / Select Device

B.5. Προγραμματισμός του μικροελεγκτή.

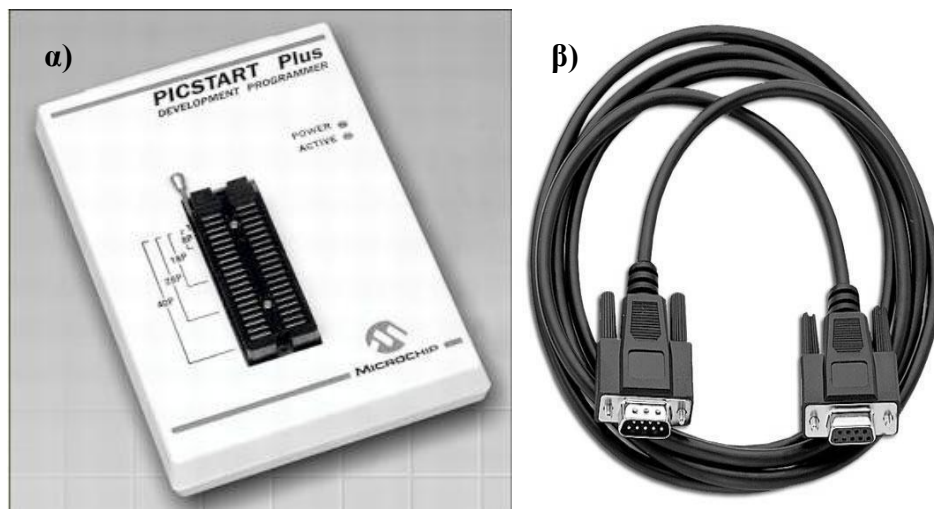
Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή πρέπει απαραίτητα να έχει δημιουργηθεί ένα αρχείο τύπου .Hex που περιέχει τον κώδικα του προγράμματος σε γλώσσα μηχανής.

Με το προγραμματισμό, μεταφέρουμε το αρχείο τύπου .hex από τον Η/Υ στην μνήμη προγράμματος του μικροελεγκτή. Συνήθως, η εκτέλεση του προγράμματος συνήθως αρχίζει με την τροφοδότηση του ολοκληρωμένου του μικροελεγκτή. Από εκεί και πέρα ο προγραμματισμός μπορεί να γίνει με διάφορες μονάδες προγραμματισμού οι οποίες συνδέονται στον Η/Υ είτε μέσω της σειριακής είτε μέσω της παράλληλης διασύνδεσης είτε τέλος μέσω της διασύνδεσης USB.

Στη συνέχεια θα αναφερθούμε στον προγραμματισμό του μικροελεγκτή PIC με την χρήση της μονάδα PICSTART Plus.

B.5.1. Προγραμματισμός με την μονάδα PICSTART Plus της εταιρείας Microchip

Η μονάδα PICSTART Plus φαίνεται στην Εικ. Β.16 (α). Η μεταφορά του κώδικα στην μονάδα αυτή γίνεται με ένα καλώδιο διασύνδεσης RS232 (Εικ. Β.16 (β)) που μπορεί να συνδεθεί στην σειριακή θύρα ενός προσωπικού Η/Υ.

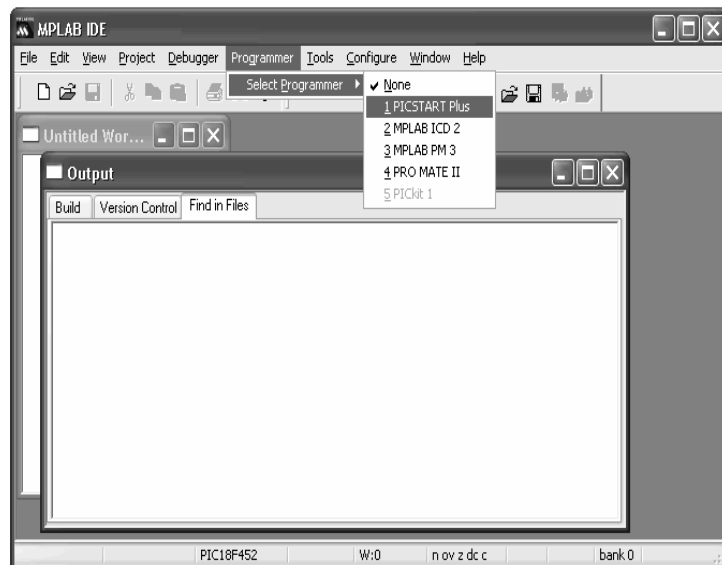


Εικ. Β.16 Η μονάδα προγραμματισμού PIC START Plus Καλώδιο διασύνδεσης RS232.

Αναλυτικές οδηγίες για την λειτουργία της συγκεκριμένης μονάδας βρίσκονται στο μενού HELP του λογισμικού MPLAB , από τις οποίες σημειώνουμε ότι κατά την σύνδεση της ηλεκτρικής τροφοδοσίας (τροφοδοτικό 9 Volts) και την σύνδεση του σειριακού καλωδίου δεν πρέπει να έχει τοποθετηθεί το ολοκληρωμένο του μικροελεγκτή στην αντίστοιχη βάση. Η τοποθέτηση γίνεται στην συνέχεια.

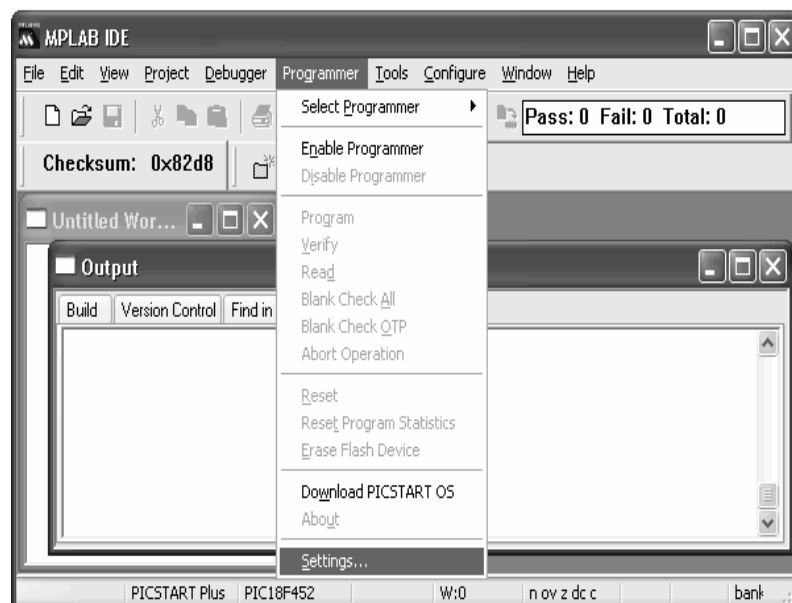
Για τον προγραμματισμό, χρησιμοποιείται πάλι το λογισμικό MPALB στο οποίο προφανώς έχουμε επιλέξει ήδη τον τύπο του μικροελεγκτή που θα χρησιμοποιήσουμε (από το μενού Configure / Select Device).

Στη συνέχεια, από το μενού Programmer επιλέγω τον προγραμματιστή PICSTART Plus όπως φαίνεται και στην Εικ. Β.17 και στη συνέχεια ενημερώνουμε για την σειριακή θύρα του προσωπικού Η/Υ στην οποία έχουμε πλέον συνδέσει τη μονάδα προγραμματισμού. Τα περιεχόμενα του μενού Programmer αλλάζουν σε αυτά που φαίνονται στην Εικ. Β.18, οπότε και επιλέγω την ενεργοποίηση του προγραμματιστή από την επιλογή Enable Programmer.



Εικ. Β.18 Η επιλογή του προγραμματιστή PIC START Plus στο MPLAB

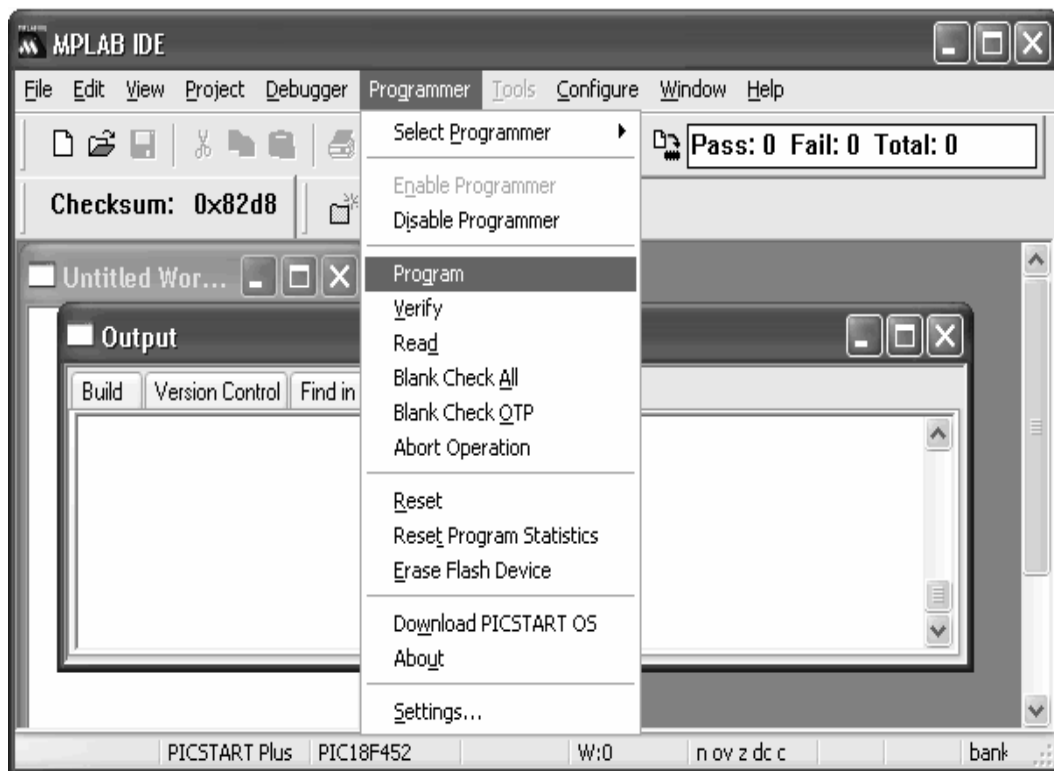
Μετά την ενεργοποίηση του προγραμματιστή, το μενού Programmer εμφανίζεται με ενεργοποιημένες όλες τις επιλογές όπως στην Εικ.Β.19.



Εικ. Β.19 Η ενεργοποίηση του προγραμματιστή PIC START Plus

Για την μεταφορά του κώδικα, τοποθετούμε και ασφαλίζουμε το ολοκληρωμένο του μικροελεγκτή στην αντίστοιχη βάση και μετά μπορούμε να ακολουθήσουμε την παρακάτω διαδικασία:

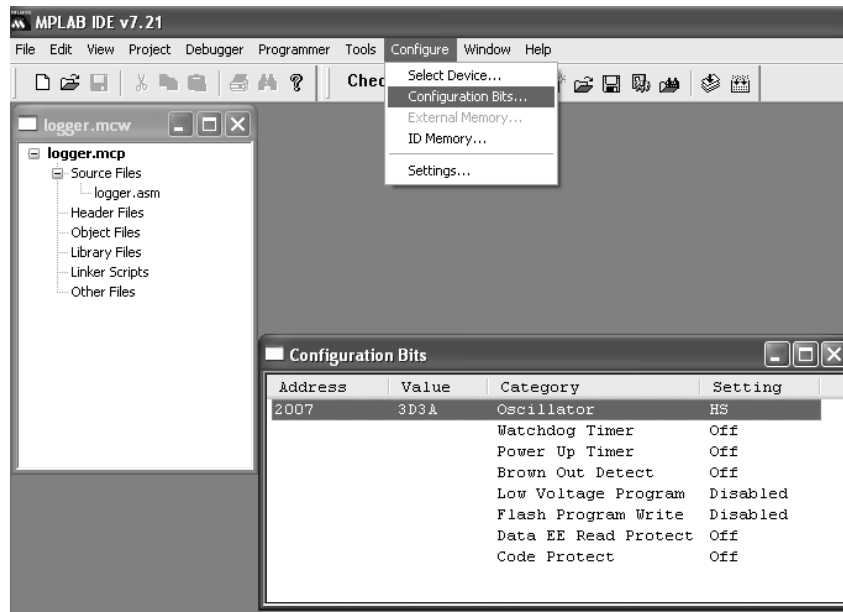
- α) ελέγχουμε αν η μνήμη του ολοκληρωμένου είναι κενή, με την επιλογή Blank Check All
- β) σβήνουμε την μνήμη στην περίπτωση που περιέχει ήδη κώδικα, με την επιλογή Erase Flash Device
- γ) έχοντας ήδη φορτωμένο στη μνήμη του προσωπικού Η/Υ τον κώδικα του προγράμματος σε hex μορφή, με την επιλογή Program αρχίζει να μεταφέρεται ο κώδικας από τον προσωπικό Η/Υ στην μνήμη προγράμματος του ολοκληρωμένου κώδικας hex φορτώνεται στην μνήμη του προσωπικού Η/Υ κατά την διαδικασία Build All για την συμβολομετάφραση του πηγαίου κώδικα που είναι σε μορφή assembly. Μπορεί επίσης να φορτωθεί απευθείας μέσω του αρχείου Hex από το μενού File.
- δ) εάν δεν βγάλει σχετικό μήνυμα ελέγχου και επιβεβαίωσης του κώδικα με τον οποίο προγραμματίστηκε ο μικροελεγκτής στο παράθυρο μηνυμάτων Output του MPLAB, ενεργοποιώ την επιλογή Verify και περιμένω να ολοκληρωθεί ο έλεγχος για την σωστή μεταφορά του κώδικα. Τα δύο τελευταία βήματα ολοκληρώνονται με την ένδειξη Successfully στο παράθυρο μηνυμάτων Output του MPLAB.
- ε) απασφαλίζουμε το ολοκληρωμένο από την βάση προγραμματισμού και το τοποθετούμε στο ηλεκτρονικό κύκλωμα που έχουμε κατασκευάσει. Το πρόγραμμα στον μικροελεγκτή θα αρχίσει να τρέχει με την έναρξη της τροφοδοσίας του.



Εικ. Β.20 Οι επιλογές για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή PIC

Μία πολύ σημαντική λειτουργία για τον προγραμματισμό των μικροελεγκτών PIC είναι και η ρύθμιση των Configuration Bits (εσωτερικές συνδέσεις). Η διαδικασία αυτή είναι πολύ σημαντική γιατί αφορά ιδιαίτερα σημαντικές πληροφορίες για την λειτουργία του μικροελεγκτή στο ηλεκτρονικό κύκλωμα της εφαρμογής μας. Στις πιο συνηθισμένες περιπτώσεις η μόνη τροποποίηση που πρέπει να κάνουμε είναι να επιλέξουμε για την περίπτωση του ταλαντωτή (Oscillator) την επιλογή XT ή HS όταν στο κύκλωμα χρονισμού του μικροελεγκτή χρησιμοποιούμε έναν κρύσταλλο.

Οι ρυθμίσεις των Configuration Bits πρέπει να γίνουν οπωσδήποτε πριν την διαδικασία προγραμματισμού του μικροελεγκτή και καθορίζονται από το μενού Configure → Configuration Bits, όπως φαίνεται στην Εικ. Β.21., για τον μικροελεγκτή της εφαρμογής μας.



Εικ. Β. 21 Οι ρυθμίσεις των Configuration Bits για τον μικροελεγκτή

Ωστόσο, προτείνουμε για την διαδικασία των ρυθμίσεων των Configuration Bits να χρησιμοποιούνται οι ειδικές εντολές αρχικών δηλώσεων που προβλέπονται για τον κώδικα assembly επειδή με τον τρόπο αυτό οι ρυθμίσεις ενσωματώνονται στο αρχείο hex και δεν χρειάζεται να τις επιλέγουμε κάθε φορά που θα προγραμματίζουμε το ολοκληρωμένο. Επίσης με τον τρόπο αυτό οι ρυθμίσεις διατηρούνται και στον προγραμματισμό των μικροελεγκτών με άλλες μονάδες προγραμματισμού. Παρακάτω, φαίνεται το τμήμα με το οποίο ξεκινά ο κώδικας assembly της εφαρμογής μας που περιλαμβάνει τις ρυθμίσεις για τα Configuration Bits.

```
list p=16f877           ;list directive to define processor
#include <p16f877.inc>;processor specific definitions
errorlevel -302;suppress "not in bank 0" message
__CONFIG _CP_OFF & _WDT_OFF & _BODEN_OFF & _PWRTE_OFF & _HS_OSC & _WRT_ENABLE_OFF &
_LVP_OFF & _DEBUG_OFF & _CPD_OFF
```

ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ «BRUSHLESS DC» ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΑΙΣΘΗΤΗΡΑ HALL

```

;*****
;
;   Sensored brushless motor control   *
;*****
;

list p=16f877      ;Λίστα με τις κατάλληλες οδηγίες για τον προσδιορισμό του μικροεπεξεργαστή PIC16f877
#include <p16f877.inc> ;Ορισμός ειδικών μεταβλητών μικροεπεξεργαστή PIC16f877
_CONFIG_CP_OFF & _WDT_OFF & _BODEN_ON & _PWRTE_ON & _HS_OSC & _WRT_ENABLE_OFF & _LVP_ON &
_DEBUG_OFF & _CPD_OFF

;*****
;
;* Ορισμός μεταβλητών αποθήκευσης   *
;*****
;

CBLOCK 0x20      ; Δημιουργία δέσμευσης χώρου για τις μεταβλητές
ADC              ; PWM κατώφλι του ADC
LastSensor      ; Τελευταίο δεδομένα που διαβαστήκαν από τον αισθητήρα
DriveWord       ; Δεδομένα των έξη bit για την οδήγηση του κινητήρα
ENDC            ; Τέλος δημιουργία δέσμευσης χώρου για τις μεταβλητές

;*****
;
;* Ορισμός εισόδων και εξόδων (I/O)   *
;*****
;

#define OffMask   B'11010101' ; Μασκάρισμα για να μην υπάρξει ταυτόχρονη ενεργοποίηση Hi και Lo mosfet της ίδιας
                             ; φάσης
#define DrivePort PORTC      ; Ορισμός της θύρας C για την οδήγηση των mosfet drive
#define DrivePortTris TRISC  ; Ορισμός της θύρας C
#define SensorMask B'00000111' ; Μασκάρισμα του αισθητήρα για να έχει αρχική τιμή
#define SensorPort PORTE     ; Ορισμός της θύρας E ως θύρα του αισθητήρα Hall
#define DirectionBit PORTA,1 ; Ορισμός του bit 1 της θύρας A ως bit κατεύθυνσης περιστροφής
                             ; (δεξιόστροφής η αριστερόστροφής)

;*****
;
;* Δημιουργία πίνακα   *
;*****
;

org 0x000      ;Δημιουργία πίνακα
nop            ; Εντολή που χρειάζεται για την λειτουργία του ICD
clrf PCLATH   ; Έλεγχος αν έχουν «καθαριστεί» τα bit του PCLATH
goto Initialize ; Πήγαινε στην αρχή του προγράμματος
ORG 0x004     ; Ενεργοποίηση των ninterrupt
retfie       ; Επιστροφή από τα interrupt

```

```

,*****
,
;* Αρχικοποίηση των θυρών εισόδου/εξόδου και τον περιφερικών *
,*****
,

Initialize
clrf DrivePort ; "Κλείσε" τους οδηγούς
banksel TRISA ; Πήγαινε στην περιοχή μνήμης για την εύρεση του καταχωρητή TRISA
,*****
,
; Ρύθμιση εισόδων/εξόδων *
,*****
,

clrf DrivePortTris ; Ορισμός των οδηγών σαν έξοδο
movlw B'00000011' ; Μετατροπή αναλογικού σε ψηφιακό στο bit 0 της θύρας A, κατεύθυνσης περιστροφής στο bit 1 της
θύρας A, ορισμός αισθητήρα κινητήρα στα bit <2:0> της θύρας E;

,*****
,
; Ρύθμιση του Timer0 *
,*****
,

movwf TRISA ;
movlw B'11010000' ; Ενεργοποίηση Timer0: με εξωτερικό Fosc, και τιμή prescaler 1:2
movwf OPTION_REG

,*****
,
; Ρύθμιση του ADC (στην περιοχή μνήμης bank1) *
,*****
,

movlw B'00001110' ; Ενεργοποίηση ADC left justified και ενεργοποίηση ακροδέκτη AN0
movwf ADCON1

banksel ADCON0 ; Πήγαινε στην περιοχή μνήμης για την εύρεση του καταχωρητή ADCON0

,*****
,
; Ρύθμιση του ADC (στην περιοχή μνήμης bank0) *
,*****
,

movlw B'11000001' ; ADC από εξωτερικό ρολόι , AN0, ADC on
movwf ADCON0

bsf ADCON0,GO ; Ξεκίνα την διαδικασία ADC
clrf LastSensor ; Αρχικοποίηση του τελευταίο διαβάσματος από τον αισθητήρα
call Commutate ; Προσδιορισμός παρούσας θέσης του κινητήρα
clrf ADC ; Ξεκίνα με μηδενική ταχύτητα μέχρι το πρώτο διάβασμα του ADC

```

```

,*****
;
;* Κεντρικός βρόχος έλεγχου *
,*****
;

Loop
call ReadADC ; Πάρε τα δεδομένα της ταχύτητας από τον ADC
incfsz ADC,w ; Εάν ο ADC έχει την τιμή 0xFF έχουμε μέγιστη ταχύτητα τότε στάματα την προσθήκη χρόνου στον
timer0
goto PWM ; Πρόσθεσε την τιμή του timer 0 στον ADC για παραγωγή παλμών PWM

movf DriveWord,w
goto Drive

PWM
movf ADC,w ; Διάβασμα του ADC
addwf TMR0,w ; Προσθήκη της τιμής του ADC στον timer0
movf DriveWord,w ; Διάβασμα των δεδομένων μετάβασης του οδηγού
btfs STATUS,C ; Έλέγχουμε εάν η πρόσθεση ο ADC και timer0 έχουν σαν αποτέλεσμα κρατούμενο
andlw OffMask ; Δεν υπάρχει κρατούμενο - μηδένισε τους HI παλμούς

Drive
movwf DrivePort ; Ενεργοποίησε τους οδηγούς της μηχανής motor drivers
call Commutate ; Ελέγχουμε αν έχει γίνει αλλαγή μετάβασης
goto Loop ; Επανάληψη βρόχου

ReadADC
,*****
;* Αν ο ADC είναι έτοιμος τότε διαβάζει το ποτενσιόμετρο της μεταβολής ταχύτητας *
;και ξεκίνα το επόμενο διάβασμα *
,*****
;

btfs ADCON0,NOT_DONE ; Είναι έτοιμος ο ADC?
return ; Όχι επέστρεψε στον κεντρικό βρόχο

movf ADRESH,w ; Κράτα την τιμή του ADC
bsf ADCON0,GO ; Κάνε επανεκκίνηση του ADC
movwf ADC ; Αποθήκευσε το αποτέλεσμα στον ADC
return ;

```

```

,*****
;
;* Διαβάζουμε της εισόδου του αισθητήρα και αντιλήφθη αλλαγή ο αισθητήρας *
;* παίρνει τα δεδομένα και τα αντιστοιχί με το πίνακα οδήγησης *
,*****
,

```

Commutate

```

movlw SensorMask ; Διατηρεί μόνο τα bit της τιμή του αισθητήρα
andwf SensorPort,w ; Παίρνει τα δεδομένα του αισθητήρα
xorwf LastSensor,w ; Ελέγχει αν έχει γίνει μεταβολή αισθητήρα
btfsc STATUS,Z ; Ελέγχει αν ο STATUS έχει γίνει μηδέν δηλαδή μεταβολή του αισθητήρα
return ; Αν δεν έχει γίνει πήγαινε πίσω στον βρόχο της PWM

```

```

xorwf LastSensor,f ; Αντικατέστησε τα παλαια δεδομένα με τα καινούργια
btfss DirectionBit ; Ελέγχουμε το bit κατεύθυνσης περιστροφής
goto FwdCom ; Εάν το bit είναι μηδέν τότε δεξιόστροφη περιστροφή μετάβασης αλλιώς αριστερόστροφη
; λειτουργία μετάβασης

```

```

movlw HIGH RevTable ; Πάρε τα MS byte από τον πίνακα
movwf PCLATH ; Προετοιμασία για την μετάβαση
movlw LOW RevTable ; Πάρε τα LS byte από τον πίνακα
goto Com2

```

```

FwdCom ; Δεξιόστροφη λειτουργία
movlw HIGH FwdTable ; Πάρε τα MS byte από τον πίνακα
movwf PCLATH ; Προετοιμασία για την μετάβαση
movlw LOW FwdTable ; Πάρε τα LS byte από τον πίνακα

```

Com2

```

addwf LastSensor,w ; Προσθήκη μιας τιμής offset
btfsc STATUS,C ; Έγινε η αλλαγή από τον πίνακα ?
incf PCLATH,f ; Ναι-ρύθμισε το MS byte
call GetDrive ; Πάρε τα δεδομένα από τον πίνακα
movwf DriveWord ; Αποθήκευσε τα δεδομένα ως τρέχον δεδομένα για τον οδηγό
return

```

GetDrive

movwf PCL

```
.*****,*  
,*  
*Ο πίνακας κατασκευαστική με βάση τις παρακάτω παραδοχές : *  
;* 1) Υπάρχουν 6 οδηγοί σε τρία ζεύγη των δυο *  
;* 2) Κάθε ζεύγος αποτελείται από μια υψηλή πλευρά ( high side) (+V του κινητήρα motor) και *  
;* χαμηλή πλευρά( low side) ( γείωση του κινητήρα) του οδηγού *  
;* 3) Με ένα άσσο (1) στα δεδομένα του οδηγού θα αντιστοιχήσουμε την κατάσταση ενεργοποίησης (on) του οδηγού *  
;* 4) Τα τρία ζεύγη του οδηγού αντιστοιχούν στα τρία τύλιγματα του κινητήρα : A, B και C *  
;* 5) Το τύλιγμα A οδηγείτε από τα bits <1> και <0>όπου <1> είναι υψηλή πλευρά A του οδηγού *  
;* 6) Το τύλιγμα B οδηγείτε από τα bits <3> και <2> όπου <3> είναι υψηλή πλευρά B του οδηγού *  
;* 7) Το τύλιγμα C οδηγείτε από τα bits <5> και <4> όπου <5> είναι υψηλή πλευρά C του οδηγού *  
;* 8) Τα τρία bit του αισθητήρα περιέχουν την διεύθυνση του πίνακα των οδηγών *  
;* 9) Μια μεταβολή του αισθητήρα από 0 σε 1 συμβαίνει κατά την διάρκεια που ένα τύλιγμα της υψηλής πλευράς αρχίζει να *  
*οδηγείται. *  
;* 10)Το bit <0> αισθητήρα αντιστοιχεί στο τύλιγμα A *  
;* 11) Το bit <1> αισθητήρα αντιστοιχεί στο τύλιγμα B *  
;* 12) Το bit <2> αισθητήρα αντιστοιχεί στο τύλιγμα C *  
.******,*  
,*
```

FwdTable ; Δεξιόστροφη περιστροφή

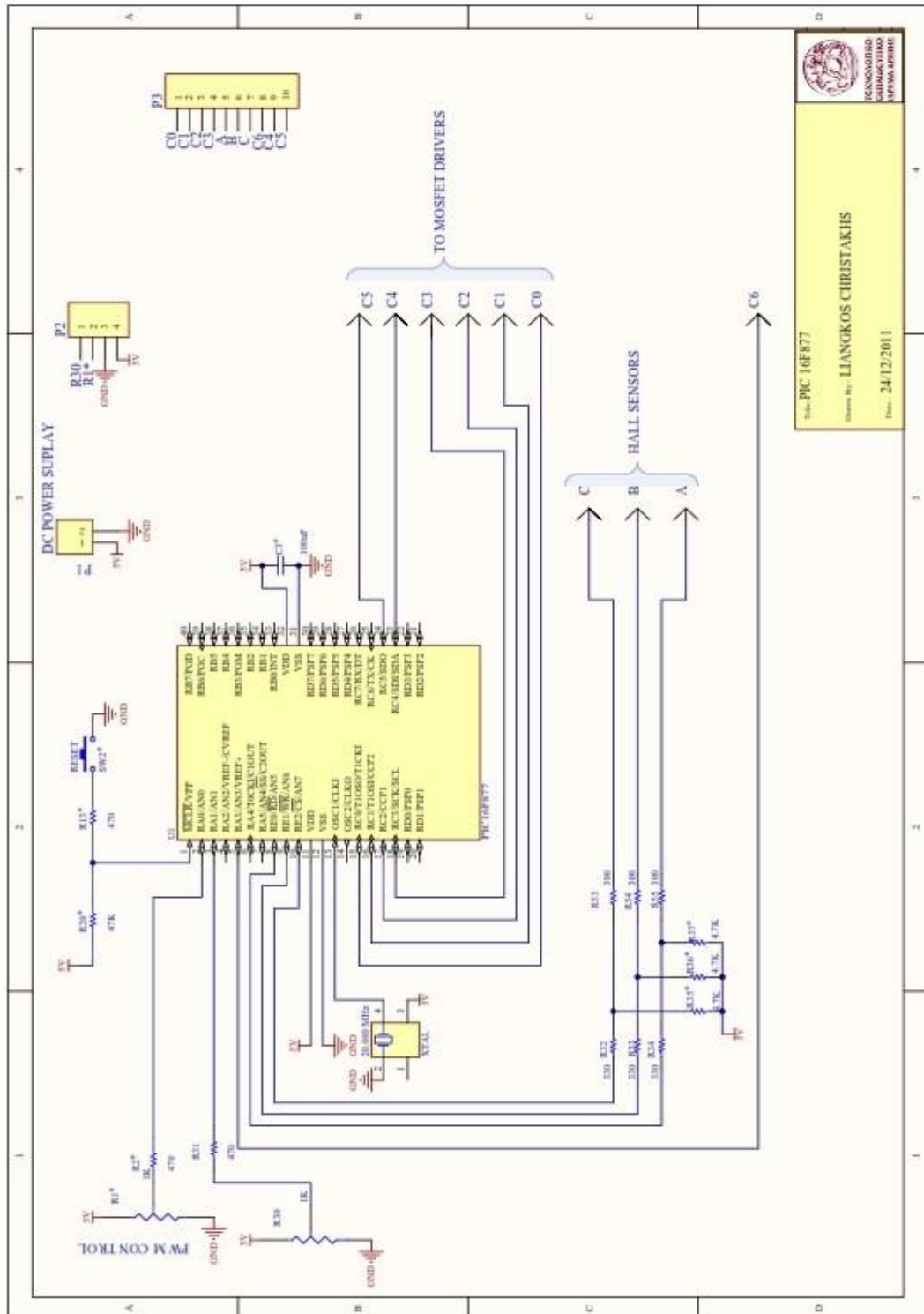
```
retlw B'00000000' ; invalid  
retlw B'00010010' ; phase 6  
retlw B'00001001' ; phase 4  
retlw B'00011000' ; phase 5  
retlw B'00100100' ; phase 2  
retlw B'00000110' ; phase 1  
retlw B'00100001' ; phase 3  
retlw B'00000000' ; invalid
```

RevTable; Αριστερόστροφη περιστροφή

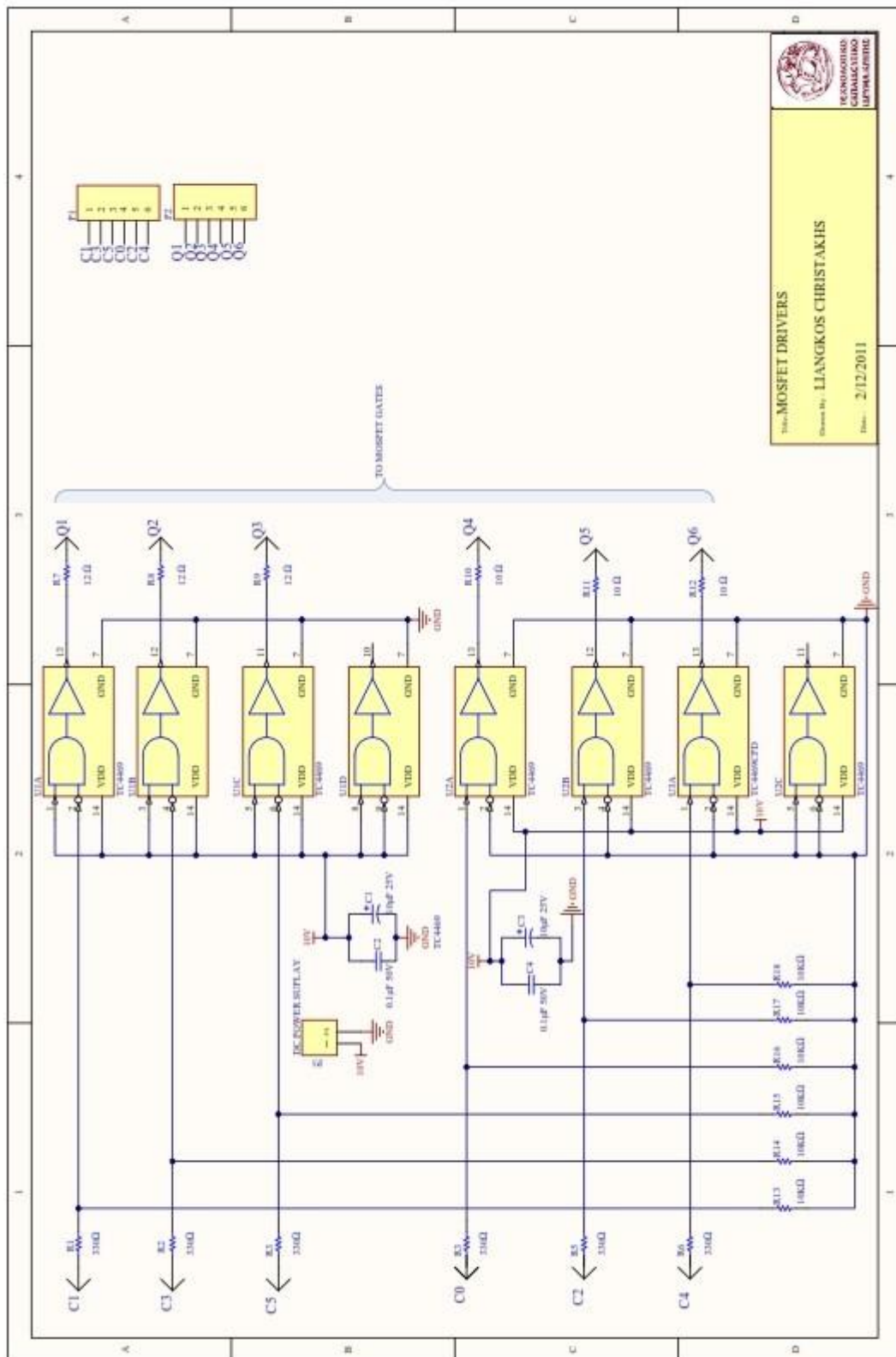
```
retlw B'00000000' ; invalid  
retlw B'00100001' ; phase /6  
retlw B'00000110' ; phase /4  
retlw B'00100100' ; phase /5  
retlw B'00011000' ; phase /2  
retlw B'00001001' ; phase /1  
retlw B'00010010' ; phase /3  
retlw B'00000000' ; invalid
```


END ; εντολή «τέλος προγράμματος»

ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΚΑΙ ΤΥΠΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

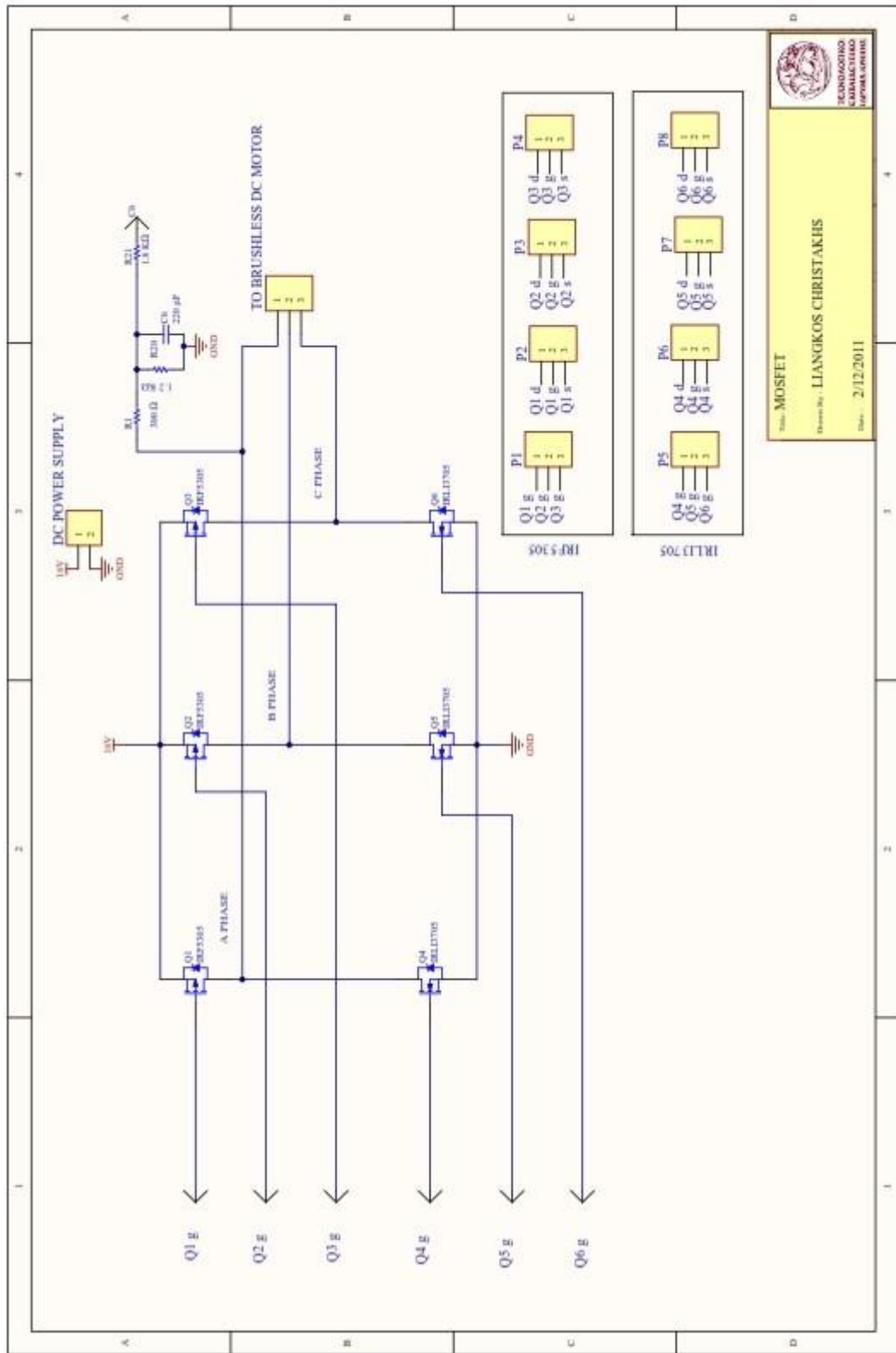


Εικ. Δ.1. Σχηματικό κυκλώματος παλμοδότησης

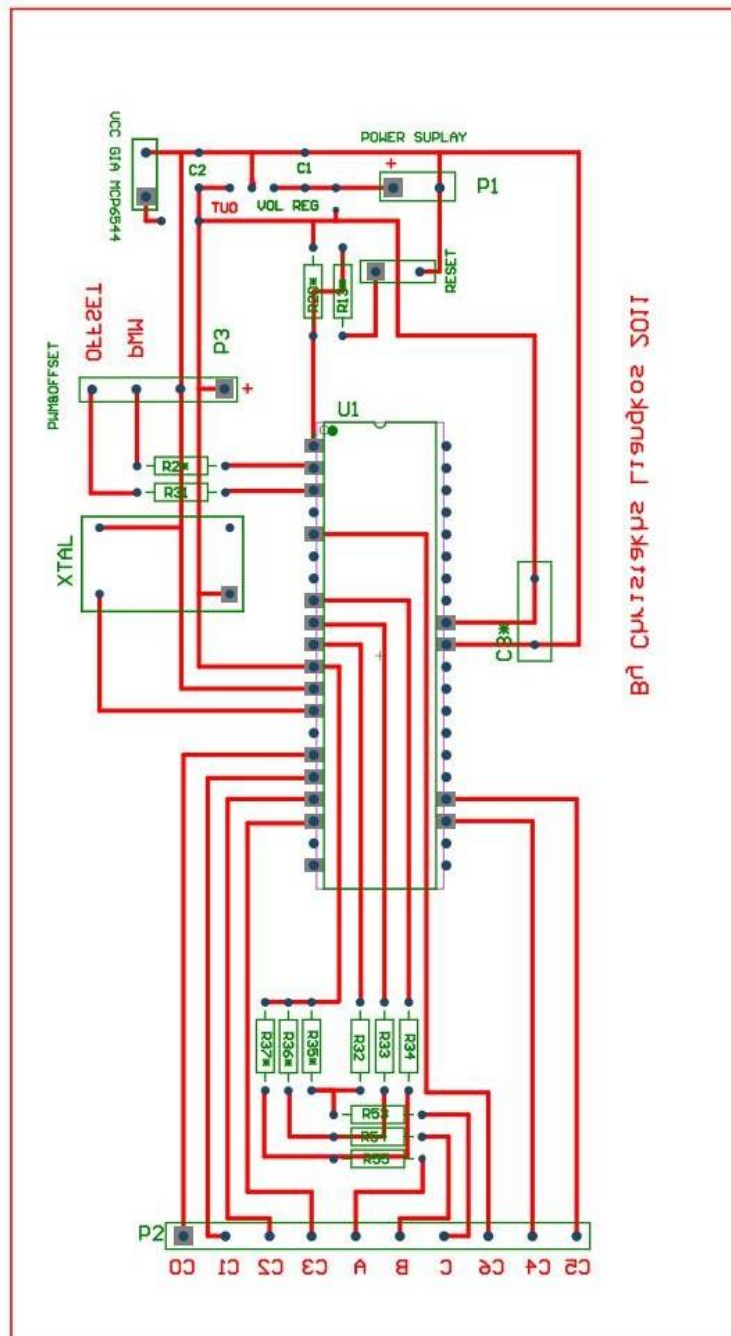



104-MOSFET DRIVERS
 Drawn by: **LIANGKOS CHRISTAKIS**
 Date: **2/12/2011**

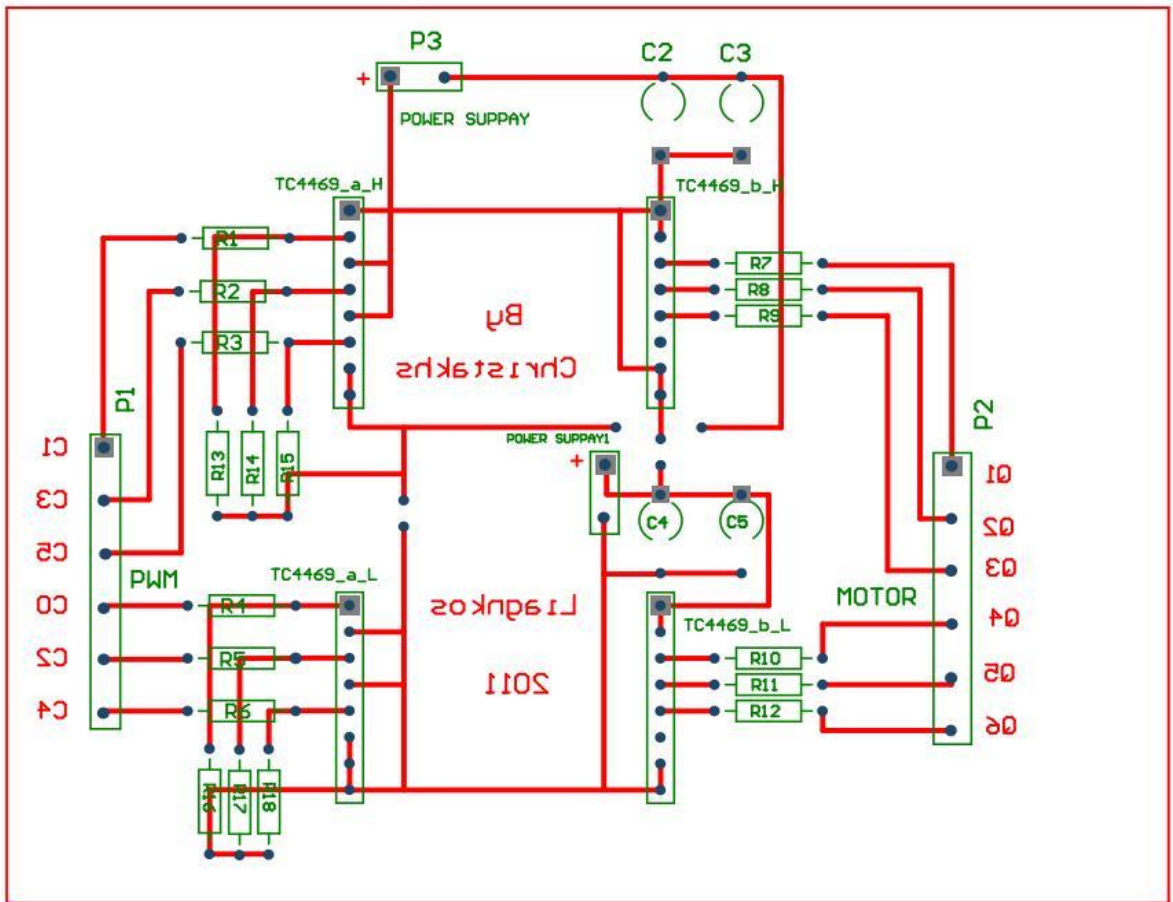
Εικ. Δ.2. Σχηματικό κυκλώματος οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων (MOSFET)



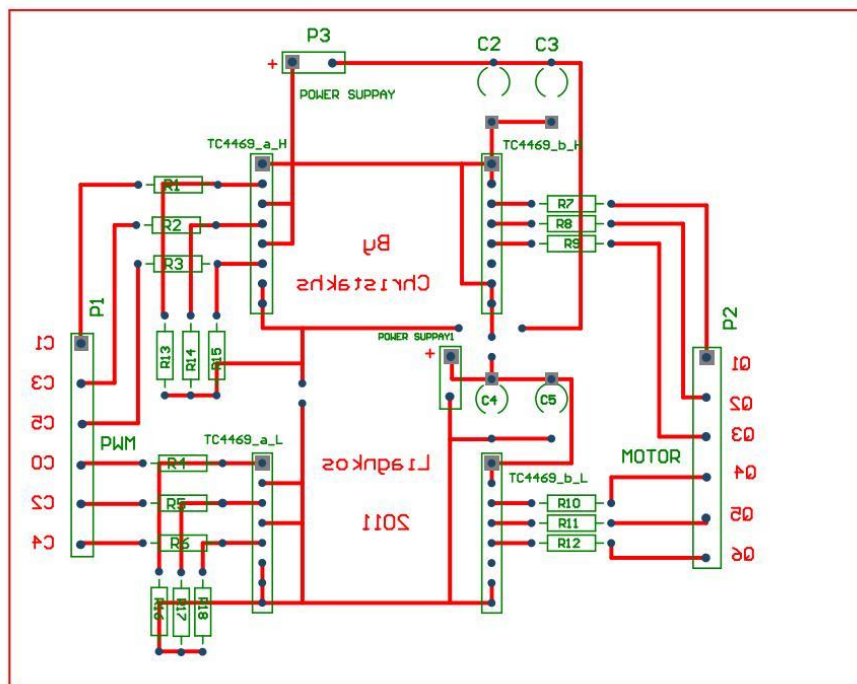
Εικ. Δ.3. Σχηματικό κυκλώματος διακοπών ισχύος (MOSFET).



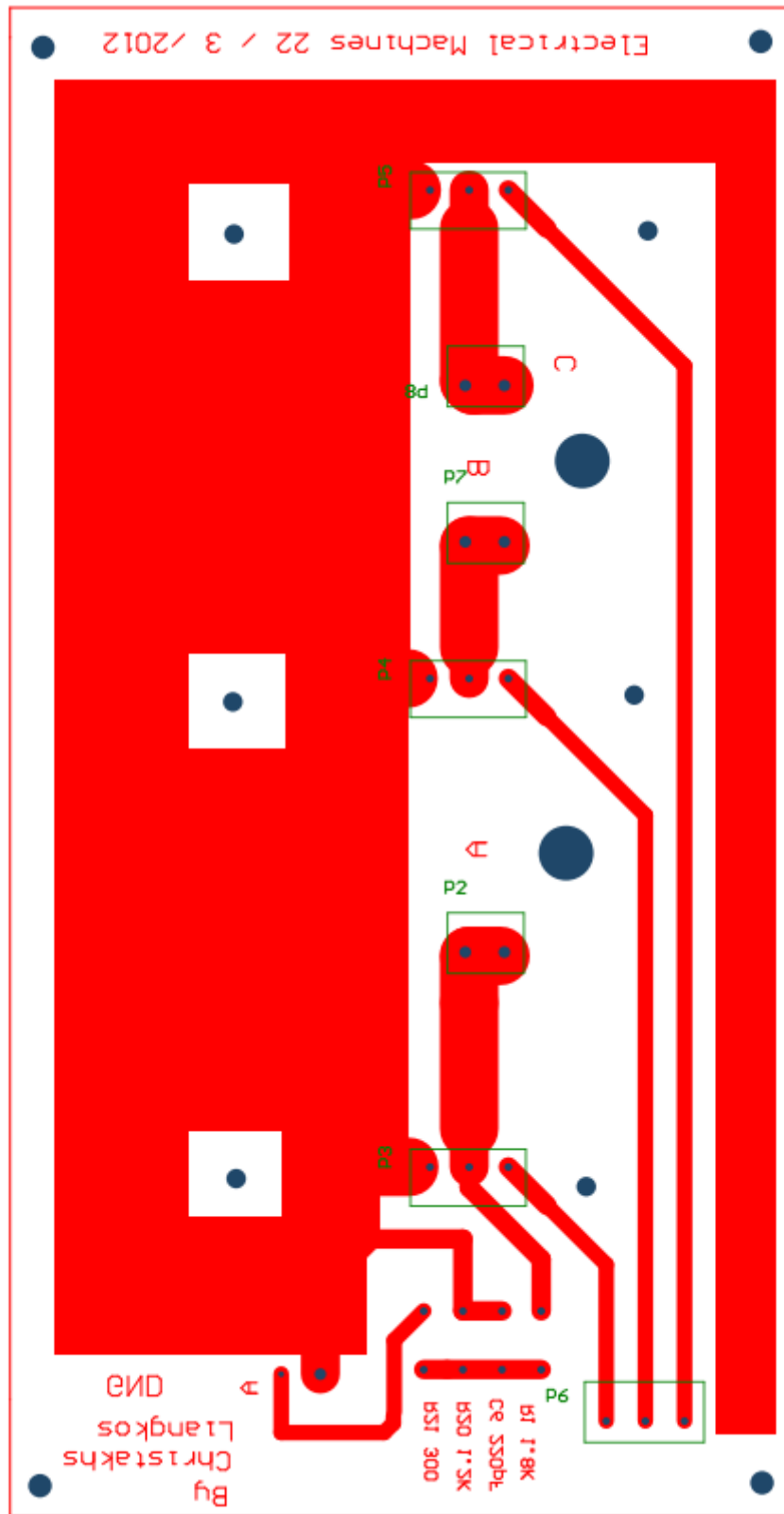
Εικ. Δ.4. PCB κυκλώματος παλμοδότησης



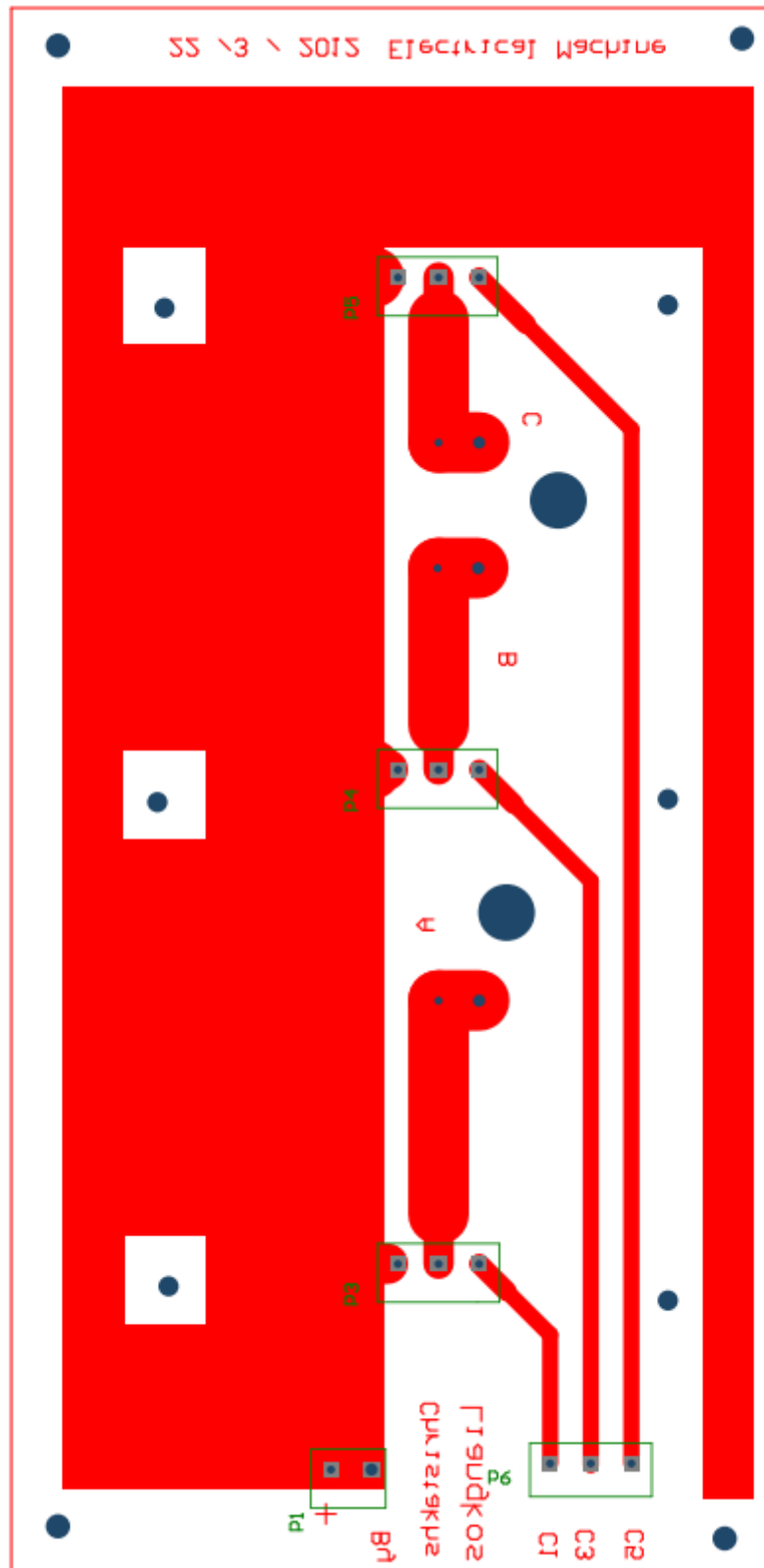
Εικ. Δ.5.α) PCB κυκλώματος οδήγησης των διακοπών στοιχείων (MOSFET) σε μεγέθυνση



Εικ. Δ.5.β) PCB κυκλώματος οδήγησης των διακοπών στοιχείων (MOSFET) σε φυσικό μέγεθος



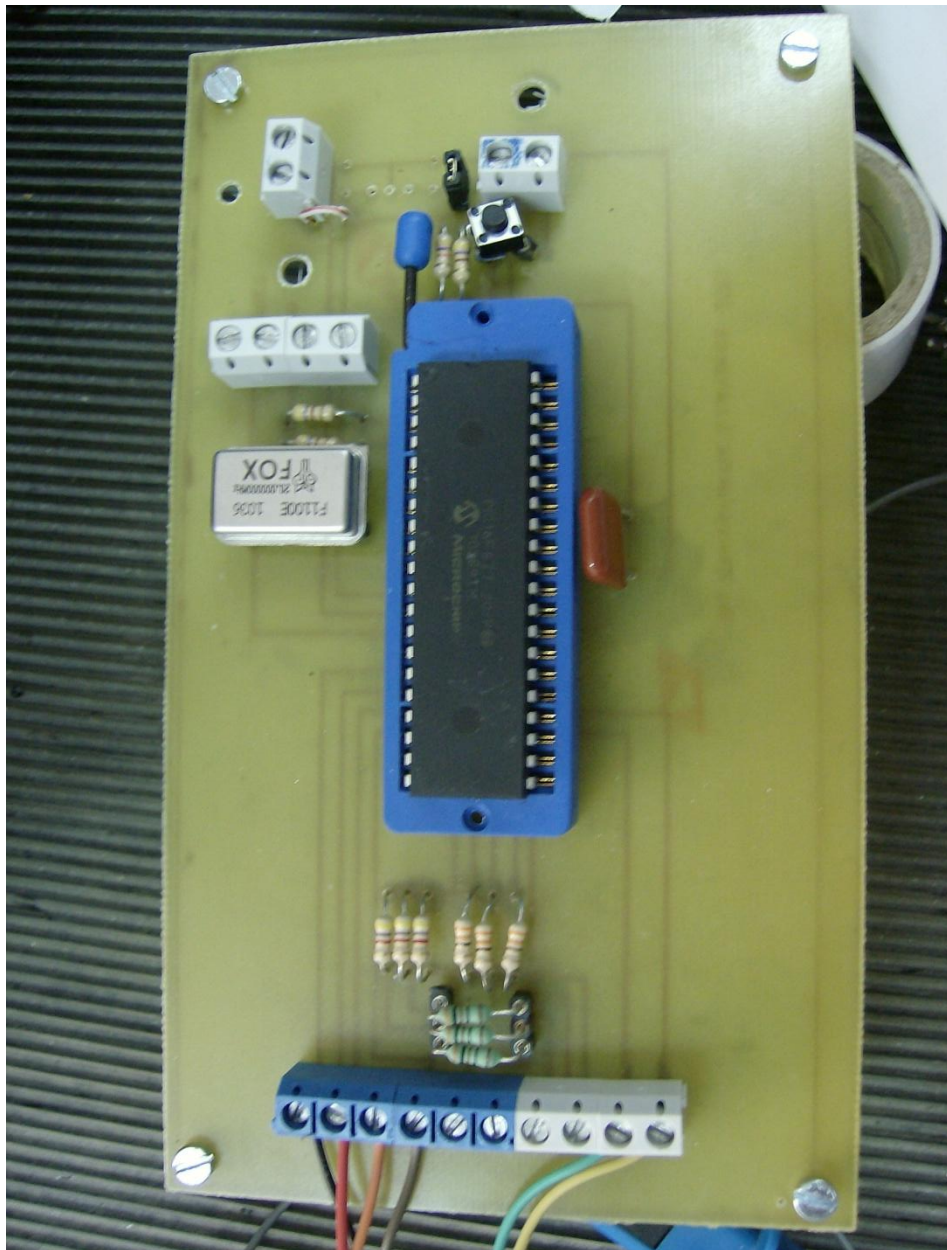
Εικ. Δ.6. PCB κυκλώματος διακοπών ισχύος (MOSFET τύπου N καναλιού) σε φυσικό μέγεθος.



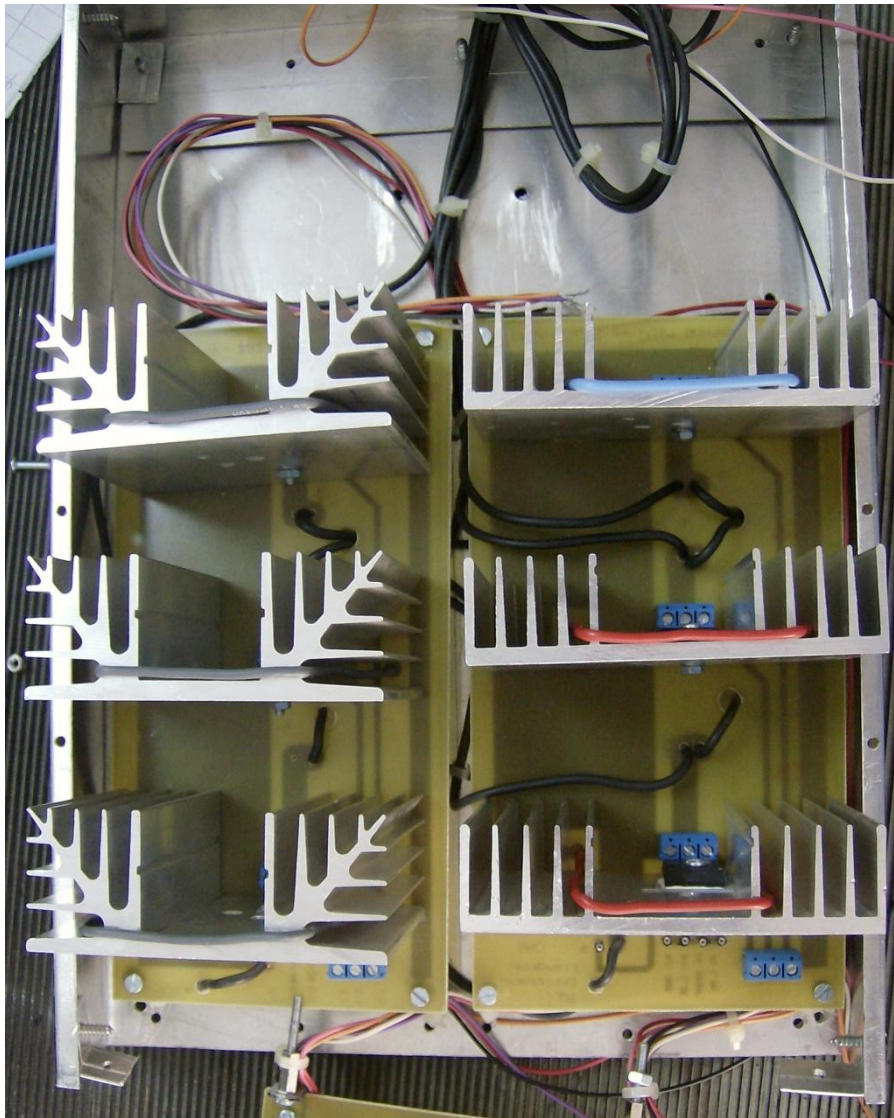
Εικ. Δ.7. PCB κυκλώματος διακοπών ισχύος (MOSFET τύπου P καναλιού) σε φυσικό μέγεθος.



Εικ. Δ.8. Ολοκληρωμένη άποψη του κυκλώματος οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων (MOSFET) που κατασκευάσαμε.



Εικ. Δ.9. Ολοκληρωμένη άποψη του κυκλώματος κυκλώματος παλμοδότησης που κατασκευάσαμε.



Εικ. Δ.10 Ολοκληρωμένη άποψη του κυκλώματος διακοπών ισχύος (MOSFET) που κατασκευάσαμε.



Εικ. Δ.11 Ολοκληρωμένη άποψη του κυκλώματος πυκνωτή (φίλτρο εισόδου αντιστροφέα) που κατασκευάσαμε

ΑΠΑΙΤΟΥΜΕΝΑ ΥΛΙΚΑ ΚΑΙ ΚΟΣΤΟΛΟΓΗΣΗ

Πίνακας Ε.1. Ονομαστικές τιμές των υλικών κυκλώματος παλμοδότησης

Κύκλωμα παλμοδότησης		
Στοιχείο	Αρίθμηση	Τιμή /Τύπος
Αντίσταση	R13*	470 Ω, 1/4 W
	R2*	470 Ω, 1/4 W
	R20*	47 ΚΩ, 1/4 W
	R31	470 Ω, 1/4 W
	R32	330 Ω, 1/4 W
	R33	330 Ω, 1/4 W
	R34	330 Ω, 1/4 W
	R35*	4,7 ΚΩ, 1/4 W
	R36*	4,7 ΚΩ, 1/4 W
	R37*	4,7 ΚΩ, 1/4 W
	R53	300 Ω, 1/4 W
	R54	300 Ω, 1/4 W
	R55	300 Ω, 1/4 W
Μεταβλητή Αντίσταση (Trimmer)	R1*	1 ΚΩ
	R30	1 ΚΩ
Πυκνωτής	C3*	0,1 μF (κεραμικός)
Μπουτόν	SW2*	RESER
Μικροελεγκτής	U1	PIC 16F877 /40 Pin
Κρυσταλλικός Ταλαντωτής	XTAL	20 MHz
Σύνδεσμος (Conector)	P1	2 πολικός
	P2	4 πολικός
	P3	10 πολικός

Πίνακας Ε. 1.2. Ονομαστικές τιμές των υλικών κυκλώματος οδήγησης

Κύκλωμα Οδήγησης		
Στοιχείο	Αρίθμηση	Τιμή /Τύπος
Αντίσταση	R1	330 Ω, 1/4 W
	R2	330 Ω, 1/4 W
	R3	330 Ω, 1/4 W
	R4	330 Ω, 1/4 W
	R5	330 Ω, 1/4 W
	R6	330 Ω, 1/4 W
	R7	12 Ω, 1/4 W
	R8	12 Ω, 1/4 W
	R9	12 Ω, 1/4 W
	R10	10 Ω, 1/4 W
	R11	10 Ω, 1/4 W
	R12	10 Ω, 1/4 W
	R13	10 ΚΩ, 1/4 W
	R14	10 ΚΩ, 1/4 W
	R15	10 ΚΩ, 1/4 W
	R16	10 ΚΩ, 1/4 W
	R17	10 ΚΩ, 1/4 W
	R18	10 ΚΩ, 1/4 W
Οδηγός (Driver)	U1	TC4469
	U2	TC4469
Πυκνωτές	C1	10μF/25V (Ηλεκτρολυτικός)
	C2	0.1μF (κεραμικός)
	C3	10μF/25V (Ηλεκτρολυτικός)
	C4	0.1μF(κεραμικός)
Σύνδεσμος (Connector)	P1	2 πολικός
	P2	6 πολικός
	P3	6 πολικός

Πίνακας Ε.3. Ονομαστικές τιμές των υλικών κυκλώματος διακοπών ισχύος

Κύκλωμα Διακοπών Ισχύος		
Στοιχείο	Αρίθμηση	Τιμή /Τύπος
Hi Πλευρά		
Αντίσταση	R1	1,8 ΚΩ, 1/4 W
	R20	1,2 ΚΩ, 1/4 W
	R21	300 Ω, 1/4 W
Πυκνωτής	C6	220 pF
MOSFET	Q1	IRLI 3705 (P Κανάλι)
	Q2	IRLI 3705 (P Κανάλι)
	Q3	IRLI 3705 (P Κανάλι)
Σύνδεσμος (Connector)	P1	3 πολικός
	P2	3 πολικός
	P3	3 πολικός
	P4	3 πολικός
Lo Πλευρά		
MOSFET	Q4	IRF 5305 (N Κανάλι)
	Q5	IRF 5305 (N Κανάλι)
	Q6	IRF 5305 (N Κανάλι)
Σύνδεσμος (Connector)	P5	3 πολικός
	P6	3 πολικός
	P7	3 πολικός
	P8	3 πολικός

Πινάκας Ε.4. Κοστολόγηση κατασκευής

Υλικό	Τύπος/Τιμή	Τεμάχια	Κόστος Τεμ. (€)	Συνολικό Κόστος (€)
LED	Κόκκινο	1	0,5	0,5
MOSFET	IRF 5305	3	2,5	7,5
	IRPLI 3705	3	2,8	8,4
MOSFET Driver	TC4469	2	4,5	9
Zif Socket	40 Pin	1	10	10
Αντίσταση	10 Ω	3	0,1	0,3
	12 Ω	3	0,1	0,3
	300 Ω	1	0,1	0,1
	330 Ω	9	0,1	0,9
	1,2 ΚΩ	1	0,1	0,1
	1,8 ΚΩ	1	0,1	0,1
	10 ΚΩ	6	0,1	0,6
	4,7 ΚΩ	3	0,1	0,3
	47 ΚΩ	1	0,1	0,1
	470 ΚΩ	3	0,1	0,3
Διακόπτης	DC	1	0,5	0,5
Κρυσταλλικός ταλαντωτής	20 MHz	1	5	5
Μεταβλητή Αντίσταση	1 ΚΩ	2	3	6
Μικροελεγκτής	PIC 16F877	1	10	10
Μπουτόν		1	0,5	0,5
Πλακέτα		2	9	18
Πυκνωτής	0,1μF	3	0,2	0,6
	10μF	2	0,2	0,4
	220pF	1	0,2	0,2
	4,7mF	8	0,9	7,2
Σύνδεσμος (Connector)	Διπλός	14	1	14
	Τριπλός	8	0,9	7,2
Ψυκτικά		3	2,85	8,55
		3	2,65	7,95
			Σύνολο (€)	124,4

Z.1. Διακόπτης Ισχύος IRLI3705

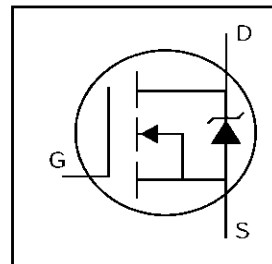
International
IR Rectifier

PD - 9.1369B

IRLI3705N

HEXFET® Power MOSFET

- Logic-Level Gate Drive
- Advanced Process Technology
- Isolated Package
- High Voltage Isolation = 2.5KVRMS ①
- Sink to Lead Creepage Dist. = 4.8mm
- Fully Avalanche Rated

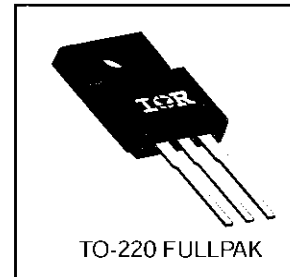


$V_{DSS} = 55V$
$R_{DS(on)} = 0.01\Omega$
$I_D = 52A$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 Fullpak eliminates the need for additional insulating hardware in commercial-industrial applications. The moulding compound used provides a high isolation capability and a low thermal resistance between the tab and external heatsink. This isolation is equivalent to using a 100 micron mica barrier with standard TO-220 product. The Fullpak is mounted to a heatsink using a single clip or by a single screw fixing.



Absolute Maximum Ratings

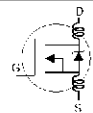
	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	52	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	37	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①⑥	310	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	58	W
	Linear Derating Factor	0.39	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 16	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②⑥	340	mJ
I_{AR}	Avalanche Current①⑥	46	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	5.8	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③⑥	5.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 srew	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	---	2.6	°C/W
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	---	65	

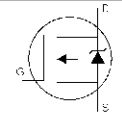
Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	---	---	V	V _{GS} = 0V, I _D = 250μA
AV _{(BR)DSS/AT_J}	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	---	0.056	---	V/°C	Reference to 25°C, I _D = 1mA [Ⓞ]
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	---	---	0.010	Ω	V _{GS} = 10V, I _D = 28A [ⓐ]
		---	---	0.012		V _{GS} = 5.0V, I _D = 28A [ⓐ]
		---	---	0.018		V _{GS} = 4.0V, I _D = 24A [ⓐ]
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	1.0	---	2.0	V	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	50	---	---	S	V _{DS} = 25V, I _D = 46A [Ⓢ]
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	---	---	25	μA	V _{DS} = 55V, V _{GS} = 0V
		---	---	250		V _{DS} = 44V, V _{GS} = 0V, T _J = 150°C
I _{CSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	---	---	100	nA	V _{GS} = 16V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	---	---	-100		V _{GS} = -16V
Q _g	Total Gate Charge	---	---	98	nC	I _D = 46A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	---	---	19		V _{DS} = 44V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	---	---	49		V _{GS} = 5.0V, See Fig. 6 and 13 ^{ⓐⓈ}
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	---	12	---	ns	V _{DD} = 28V
t _r	Rise Time	---	140	---		I _D = 46A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	---	37	---		R _G = 1.8Ω, V _{GS} = 5.0V
t _f	Fall Time	---	78	---		R _D = 0.59Ω, See Fig. 10 ^{ⓐⓈ}
L _D	Internal Drain Inductance	---	4.5	---	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	---	7.5	---		
C _{iss}	Input Capacitance	---	3600	---	pF	V _{GS} = 0V
C _{oss}	Output Capacitance	---	870	---		V _{DS} = 25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	---	320	---		f = 1.0MHz, See Fig. 5 [Ⓢ]
C	Drain to Sink Capacitance	---	12	---		f = 1.0MHz



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	---	---	52	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ^{ⓐⓈ}	---	---	310		
V _{SD}	Diode Forward Voltage	---	---	1.3	V	T _J = 25°C, I _S = 28A, V _{GS} = 0V [ⓐ]
t _{rr}	Reverse Recovery Time	---	94	140	ns	T _J = 25°C, I _R = 46A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	---	290	440	nC	di/dt = 100A/μs ^{ⓐⓈ}



Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② V_{DD} = 25V, starting T_J = 25°C, L = 320μH
R_G = 25Ω, I_{AS} = 46A. (See Figure 12)

③ I_{SD} ≤ 46A, di/dt ≤ 250A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS},
T_J ≤ 175°C

④ Pulse width ≤ 300μs; duty cycle ≤ 2%.

⑤ t=60s, f=60Hz Ⓢ Uses IRL3705N data and test conditions

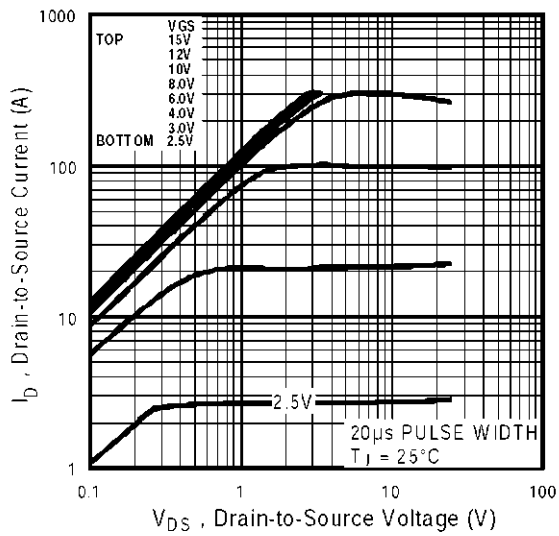


Fig 1. Typical Output Characteristics

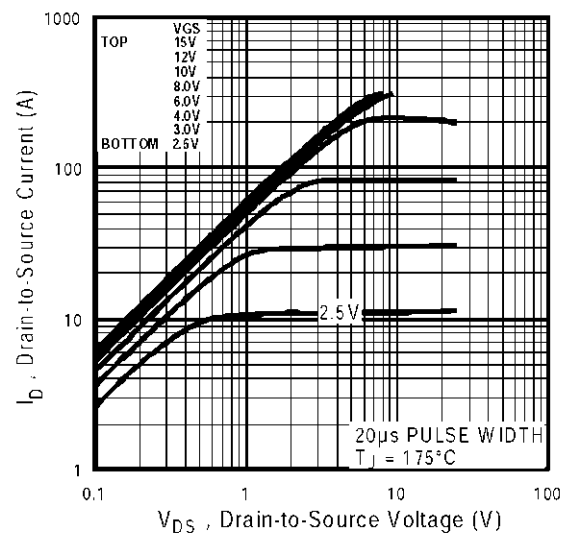


Fig 2. Typical Output Characteristics

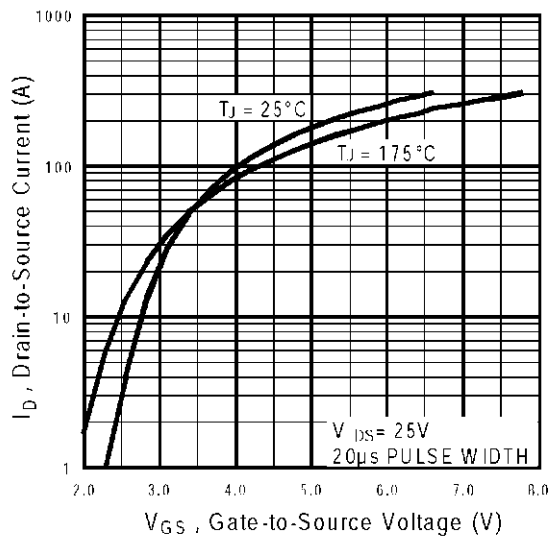


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

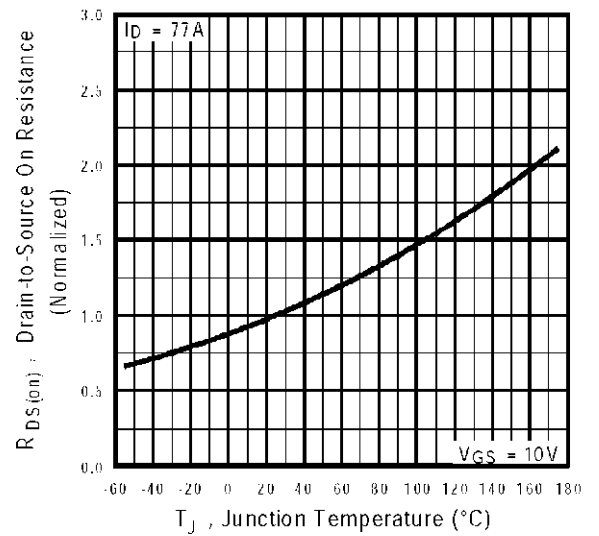


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

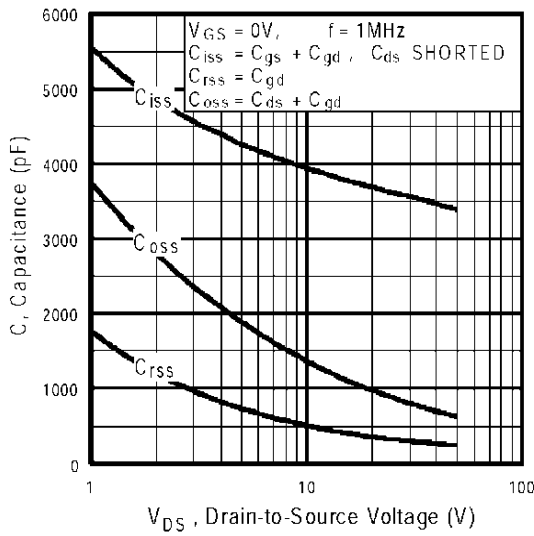


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

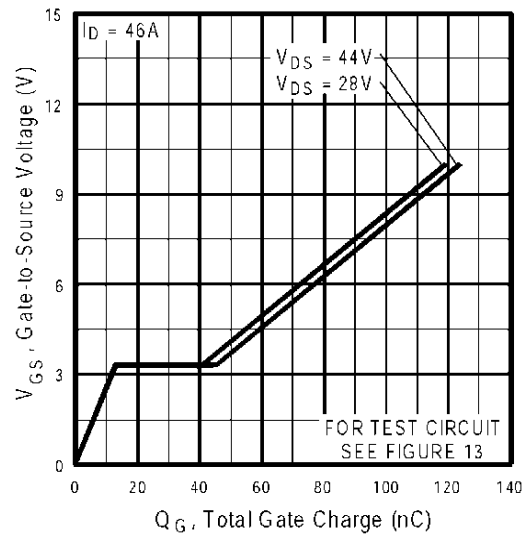


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

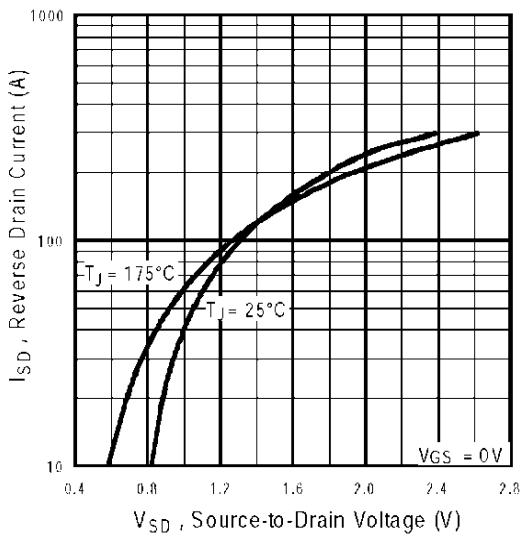


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

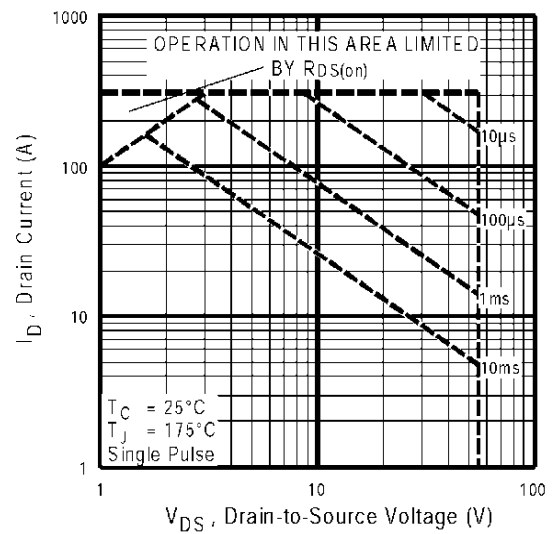
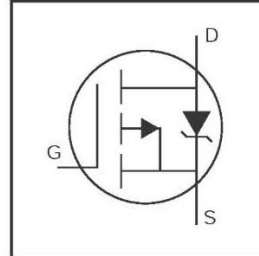


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

IRF5305

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated

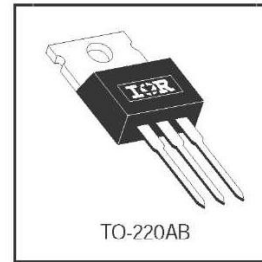


$V_{DSS} = -55V$
$R_{DS(on)} = 0.06\Omega$
$I_D = -31A$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-31	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-22	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-110	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	110	W
	Linear Derating Factor	0.71	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	280	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	-16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	11	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	-5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

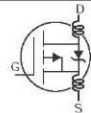
Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	---	1.4	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	---	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	---	62	

3/3/00

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-55	---	---	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	---	-0.034	---	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = -1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	---	---	0.06	Ω	$V_{GS} = -10V, I_D = -16A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	---	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	8.0	---	---	S	$V_{DS} = -25V, I_D = -16A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	---	---	-25	μA	$V_{DS} = -55V, V_{GS} = 0V$
		---	---	-250		$V_{DS} = -44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	---	---	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	---	---	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	---	---	63	nC	$I_D = -16A$ $V_{DS} = -44V$ $V_{GS} = -10V$, See Fig. 6 and 13 ④
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	---	---	13		
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	---	---	29		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	---	14	---		
t_r	Rise Time	---	66	---	ns	$V_{DD} = -28V$ $I_D = -16A$ $R_G = 6.8\Omega$ $R_D = 1.6\Omega$, See Fig. 10 ④
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	---	39	---		
t_f	Fall Time	---	63	---		
L_D	Internal Drain Inductance	---	4.5	---	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	---	7.5	---		
C_{iss}	Input Capacitance	---	1200	---	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = -25V$ $f = 1.0MHz$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	---	520	---		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	---	250	---		



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	---	---	-31	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	---	---	-110		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	---	---	-1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -16A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	---	71	110	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = -16A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	---	170	250	nC	$di/dt = -100A/\mu s$ ④

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② $V_{DD} = -25V$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 2.1mH$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = -16A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq -16A, di/dt \leq -280A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

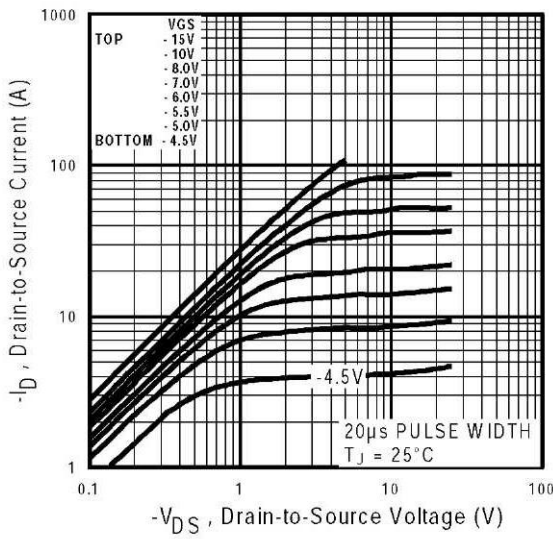


Fig 1. Typical Output Characteristics

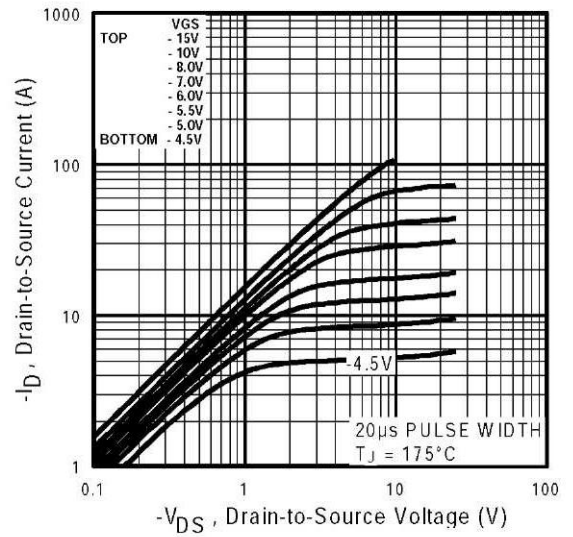


Fig 2. Typical Output Characteristics

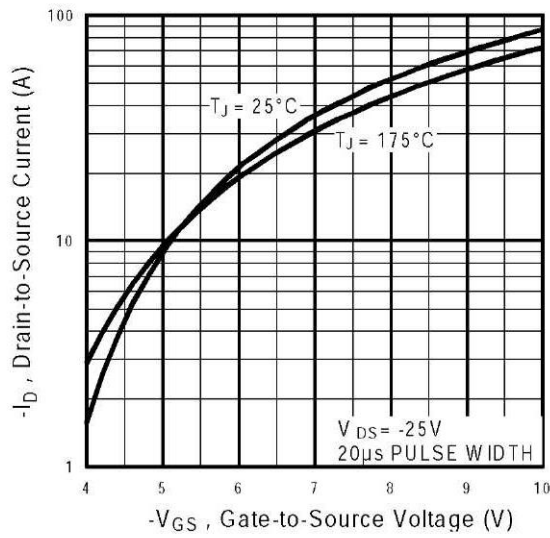


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

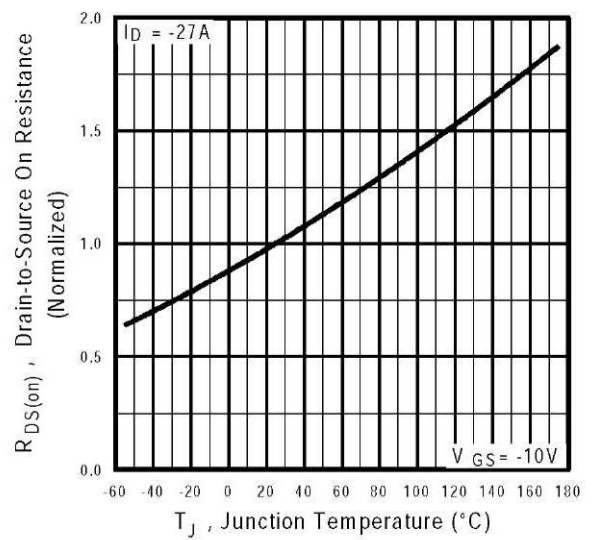


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

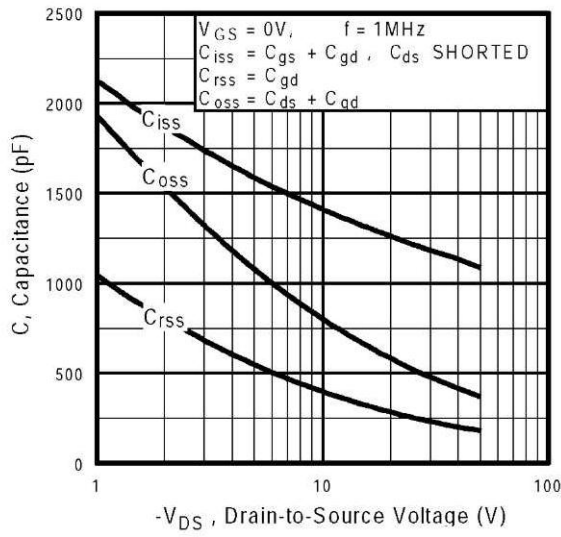


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

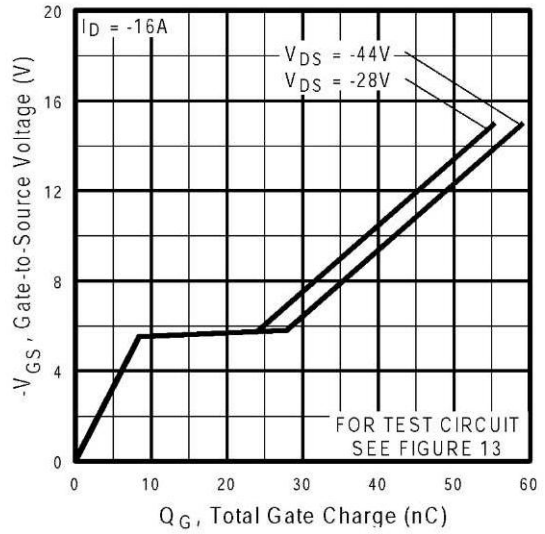


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

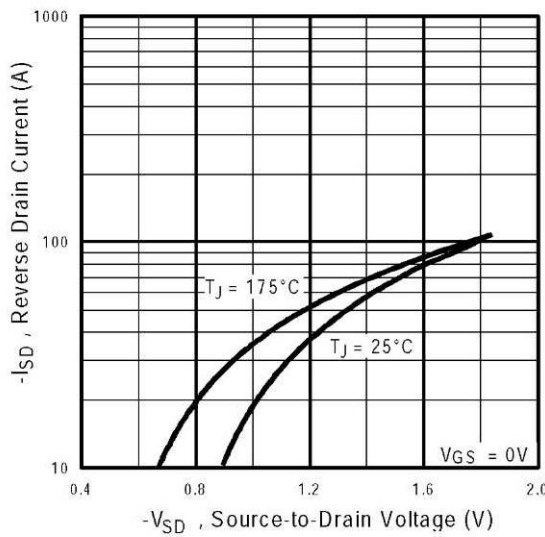


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

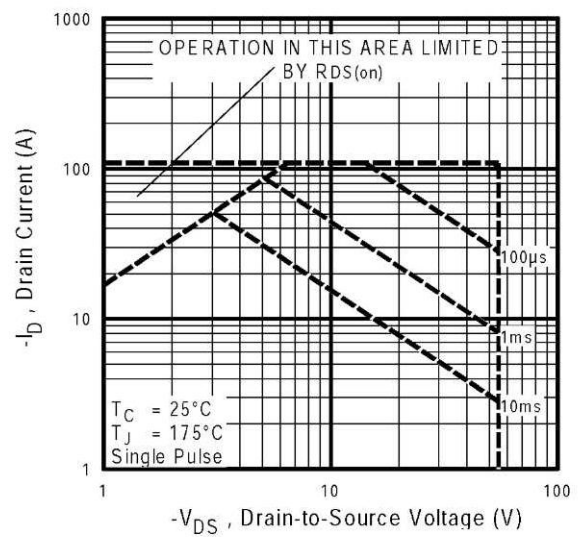



Fig 8. Maximum Safe Operating Area



MICROCHIP TC4467/TC4468/TC4469

Logic-Input CMOS Quad Drivers

Features

- High Peak Output Current: 1.2 A
- Wide Operating Range:
 - 4.5 V to 18 V
- Symmetrical Rise/Fall Times: 25 nsec
- Short, Equal Delay Times: 75 nsec
- Latch-proof. Will Withstand 500 mA Inductive Kickback
- 3 Input Logic Choices:
 - AND / NAND / AND + Inv
- ESD Protection on All Pins: 2 kV

Applications

- General Purpose CMOS Logic Buffer
- Driving All Four MOSFETs in an H-Bridge
- Direct Small Motor Driver
- Relay or Peripheral Drivers
- CCD Driver
- Pin-Switching Network Driver

General Description

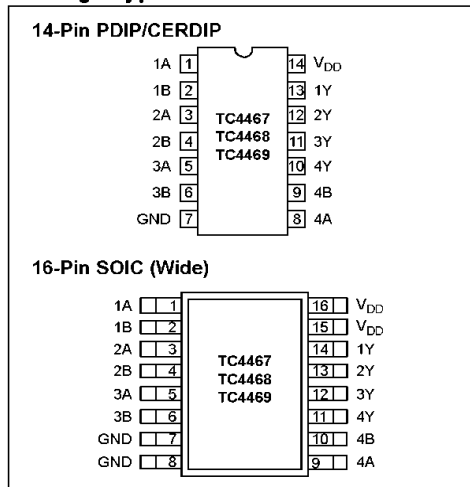
The TC4467/TC4468/TC4469 devices are a family of four-output CMOS buffers/MOSFET drivers with 1.2 A peak drive capability. Unlike other MOSFET drivers, these devices have two inputs for each output. The inputs are configured as logic gates: NAND (TC4467), AND (TC4468) and AND/INV (TC4469).

The TC4467/TC4468/TC4469 drivers can continuously source up to 250 mA into ground referenced loads. These devices are ideal for direct driving low current motors or driving MOSFETs in a H-bridge configuration for higher current motor drive (see Section 5.0 for details). Having the logic gates onboard the driver can help to reduce component count in many designs.

The TC4467/TC4468/TC4469 devices are very robust and highly latch-up resistant. They can tolerate up to 5 V of noise spiking on the ground line and can handle up to 0.5 A of reverse current on the driver outputs.

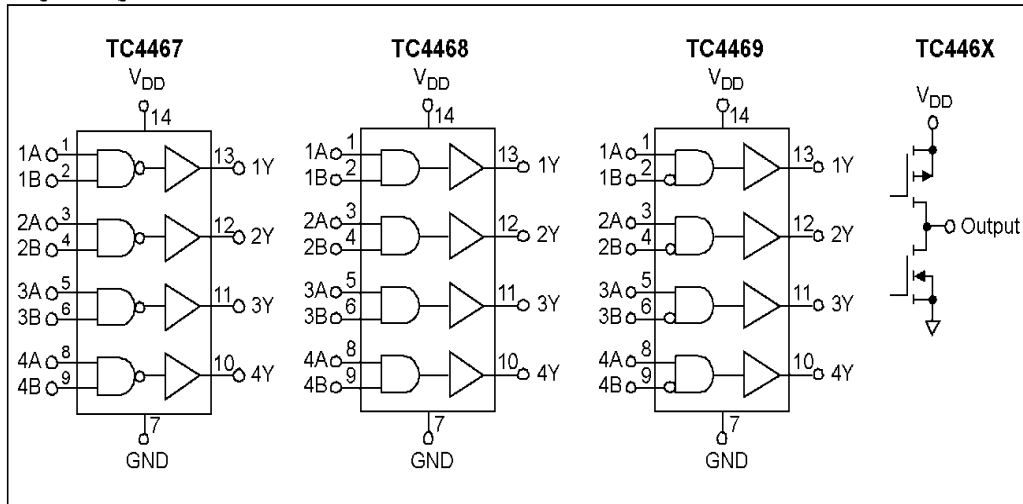
The TC4467/4468/4469 devices are available in commercial, industrial and military temperature ranges.

Package Types



TC4467/TC4468/TC4469

Logic Diagrams



TC4467/TC4468/TC4469

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings†

Supply Voltage	+20 V
Input Voltage	(GND – 5 V) to (V _{DD} + 0.3 V)
Package Power Dissipation: (T _A ≤ 70°C)	
PDIP	800 mW
CERDIP	840 mW
SOIC	760 mW
Package Thermal Resistance:	
CERDIP R _{θJ-A}	100°C/W
CERDIP R _{θJ-C}	23°C/W
PDIP R _{θJ-A}	80°C/W
PDIP R _{θJ-C}	35°C/W
SOIC R _{θJ-A}	95°C/W
SOIC R _{θJ-C}	28°C/W
Operating Temperature Range:	
C Version	0°C to +70°C
E Version	-40°C to +85°C
M Version	-55°C to +125°C
Maximum Chip Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

†**Notice:** Stresses above those listed under "Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operation listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics: Unless otherwise noted, T _A = +25°C, with 4.5 V ≤ V _{DD} ≤ 18 V.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input						
Logic 1, High Input Voltage	V _{IH}	2.4	—	V _{DD}	V	Note 3
Logic 0, Low Input Voltage	V _{IL}	—	—	0.8	V	Note 3
Input Current	I _{IN}	-1.0	—	+1.0	μA	0 V ≤ V _{IN} ≤ V _{DD}
Output						
High Output Voltage	V _{OH}	V _{DD} – 0.025	—	—	V	I _{LOAD} = 100 μA (Note 1)
Low Output Voltage	V _{OL}	—	—	0.15	V	I _{LOAD} = 10 mA (Note 1)
Output Resistance	R _O	—	10	15	Ω	I _{OUT} = 10 mA, V _{DD} = 18 V
Peak Output Current	I _{PK}	—	1.2	—	A	
Continuous Output Current	I _{DC}	—	—	300	mA	Single Output
		—	—	500		Total Package
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I	—	500	—	mA	4.5 V ≤ V _{DD} ≤ 16 V
Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t _R	—	15	25	nsec	Figure 4-1
Fall Time	t _F	—	15	25	nsec	Figure 4-1
Delay Time	t _{D1}	—	40	75	nsec	Figure 4-1
Delay Time	t _{D2}	—	40	75	nsec	Figure 4-1
Power Supply						
Power Supply Current	I _S	—	1.5	4	mA	
Power Supply Voltage	V _{DD}	4.5	—	18	V	Note 2

- Note 1:** Totem pole outputs should not be paralleled because the propagation delay differences from one to the other could cause one driver to drive high a few nanoseconds before another. The resulting current spike, although short, may decrease the life of the device. Switching times are ensured by design.
- Note 2:** When driving all four outputs simultaneously in the same direction, V_{DD} will be limited to 16 V. This reduces the chance that internal dv/dt will cause high-power dissipation in the device.
- Note 3:** The input threshold has approximately 50 mV of hysteresis centered at approximately 1.5 V. Input rise times should be kept below 5 μsec to avoid high internal peak currents during input transitions. Static input levels should also be maintained above the maximum, or below the minimum, input levels specified in the "Electrical Characteristics" to avoid increased power dissipation in the device.

TC4467/TC4468/TC4469

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (OPERATING TEMPERATURES)

Electrical Characteristics: Unless otherwise noted, over operating temperature range with $4.5\text{ V} \leq V_{DD} \leq 18\text{ V}$.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input						
Logic 1, High Input Voltage	V_{IH}	2.4	—	—	V	Note 3
Logic 0, Low Input Voltage	V_{IL}	—	—	0.8	V	Note 3
Input Current	I_{IN}	-10	—	10	μA	$0\text{ V} \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
Output						
High Output Voltage	V_{OH}	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V	$I_{LOAD} = 100\ \mu\text{A}$ (Note 1)
Low Output Voltage	V_{OL}	—	—	0.30	V	$I_{LOAD} = 10\ \text{mA}$ (Note 1)
Output Resistance	R_O	—	20	30	Ω	$I_{OUT} = 10\ \text{mA}$, $V_{DD} = 18\ \text{V}$
Peak Output Current	I_{PK}	—	1.2	—	A	
Continuous Output Current	I_{DC}	—	—	300	mA	Single Output
		—	—	500		Total Package
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I	—	500	—	mA	$4.5\text{ V} \leq V_{DD} \leq 16\text{ V}$
Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t_R	—	15	50	nsec	Figure 4-1
Fall Time	t_F	—	15	50	nsec	Figure 4-1
Delay Time	t_{D1}	—	40	100	nsec	Figure 4-1
Delay Time	t_{D2}	—	40	100	nsec	Figure 4-1
Power Supply						
Power Supply Current	I_S	—	—	8	mA	Note 2
Power Supply Voltage	V_{DD}	4.5	—	18	V	

- Note**
- 1: Totem pole outputs should not be paralleled because the propagation delay differences from one to the other could cause one driver to drive high a few nanoseconds before another. The resulting current spike, although short, may decrease the life of the device. Switching times are ensured by design.
 - 2: When driving all four outputs simultaneously in the same direction, V_{DD} will be limited to 16 V. This reduces the chance that internal dv/dt will cause high-power dissipation in the device.
 - 3: The input threshold has approximately 50 mV of hysteresis centered at approximately 1.5 V. Input rise times should be kept below 5 μsec to avoid high internal peak currents during input transitions. Static input levels should also be maintained above the maximum, or below the minimum, input levels specified in the "Electrical Characteristics" to avoid increased power dissipation in the device.

TRUTH TABLE

Part No.	TC4467 NAND				TC4468 AND				TC4469 AND/INV			
Inputs A	H	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L
Inputs B	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L
Outputs TC446X	L	H	H	H	H	L	L	L	L	H	L	L

Legend: H = High L = Low

TC4467/TC4468/TC4469

2.0 TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Note: The graphs and tables provided following this note are a statistical summary based on a limited number of samples and are provided for informational purposes only. The performance characteristics listed herein are not tested or guaranteed. In some graphs or tables, the data presented may be outside the specified operating range (e.g., outside specified power supply range) and therefore outside the warranted range.

Note: $T_A = +25^\circ\text{C}$, with $4.5\text{ V} \leq V_{DD} \leq 18\text{ V}$.

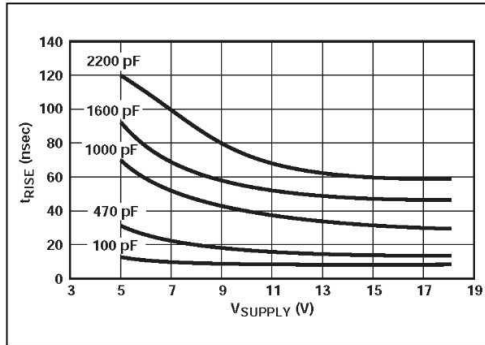


FIGURE 2-1: Rise Time vs. Supply Voltage.

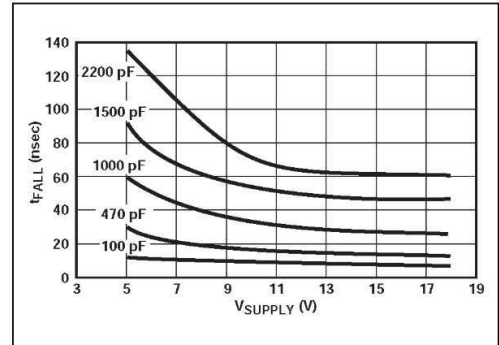


FIGURE 2-4: Fall Time vs. Supply Voltage.

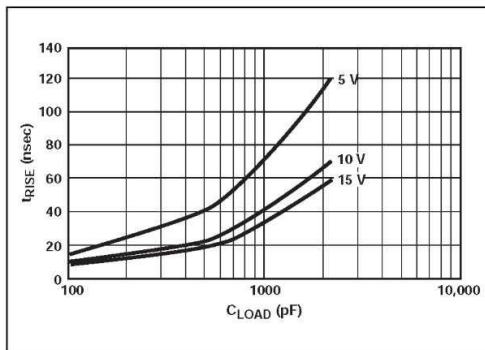


FIGURE 2-2: Rise Time vs. Capacitive Load.

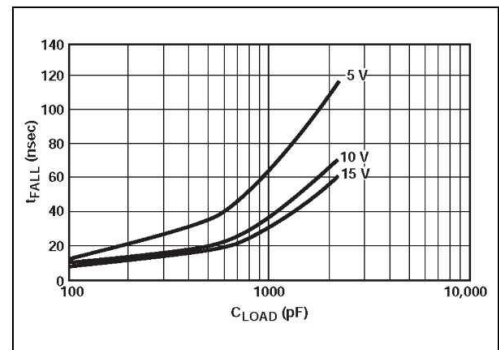


FIGURE 2-5: Fall Time vs. Capacitive Load.

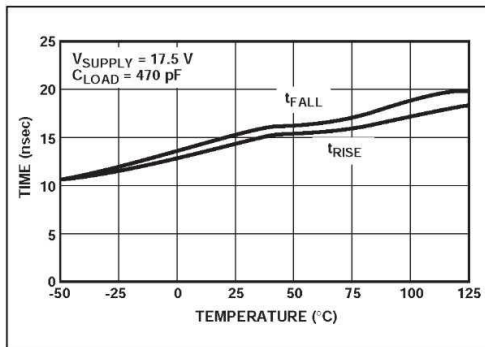


FIGURE 2-3: Rise/Fall Times vs. Temperature.

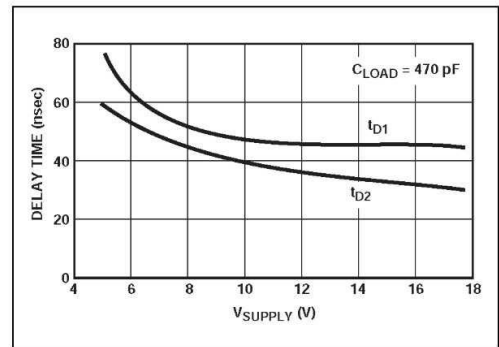


FIGURE 2-6: Propagation Delay Time vs. Supply Voltage.

TC4467/TC4468/TC4469

2.0 TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONTINUED)

Note: $T_A = +25^\circ\text{C}$, with $4.5\text{ V} \leq V_{DD} \leq 18\text{ V}$.

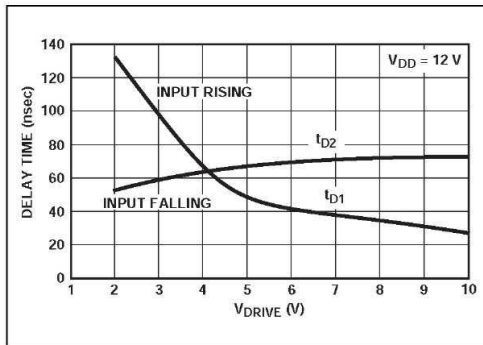


FIGURE 2-7: Input Amplitude vs. Delay Times.

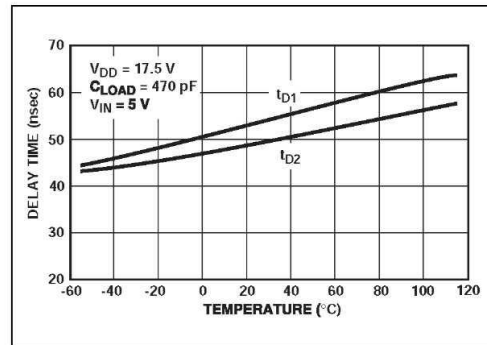


FIGURE 2-10: Propagation Delay Times vs. Temperatures.

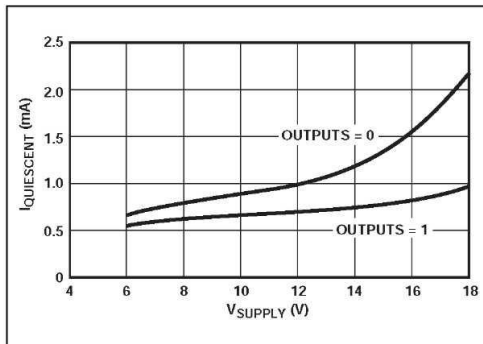


FIGURE 2-8: Quiescent Supply Current vs. Supply Voltage.

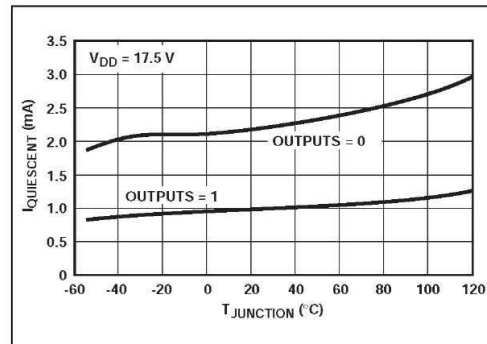


FIGURE 2-11: Quiescent Supply Current vs. Temperature.

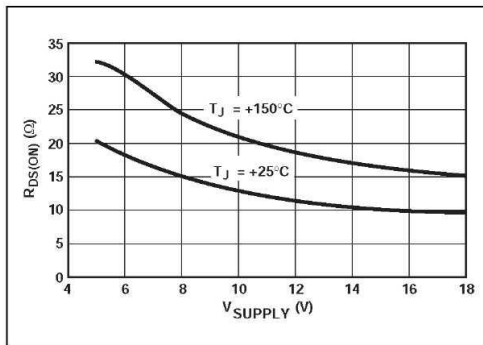


FIGURE 2-9: High-State Output Resistance.

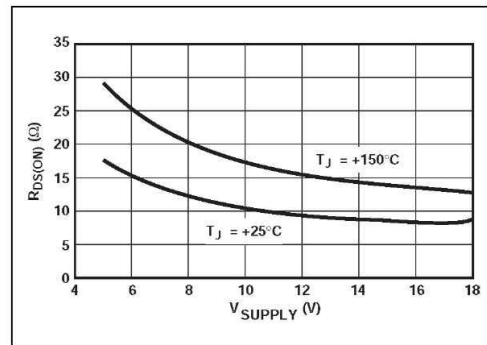


FIGURE 2-12: Low-State Output Resistance.

2.0 TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONTINUED)

Note: (Load on single output only).

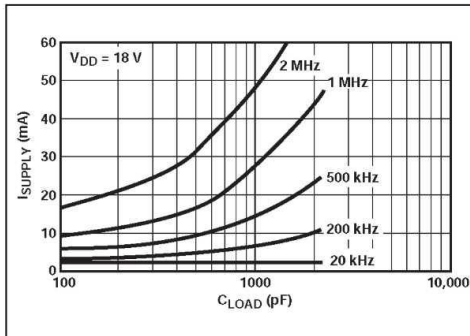


FIGURE 2-13: Supply Current vs. Capacitive Load.

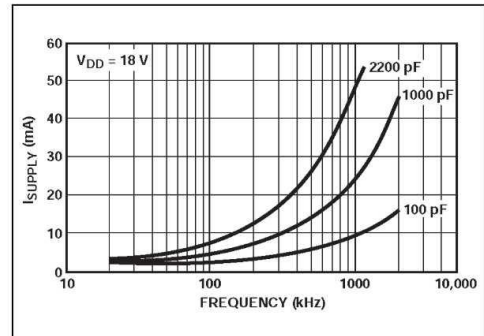


FIGURE 2-16: Supply Current vs. Frequency.

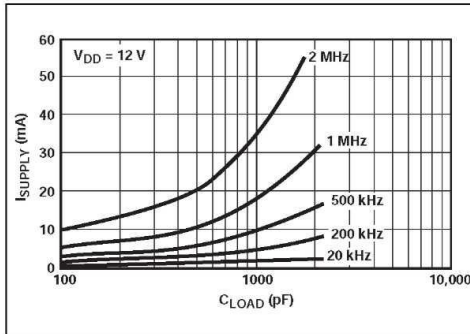


FIGURE 2-14: Supply Current vs. Capacitive Load.

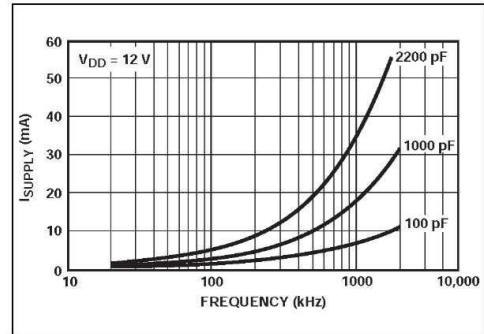


FIGURE 2-17: Supply Current vs. Frequency.

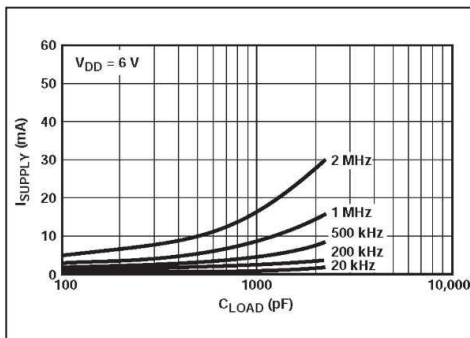


FIGURE 2-15: Supply Current vs. Capacitive Load.

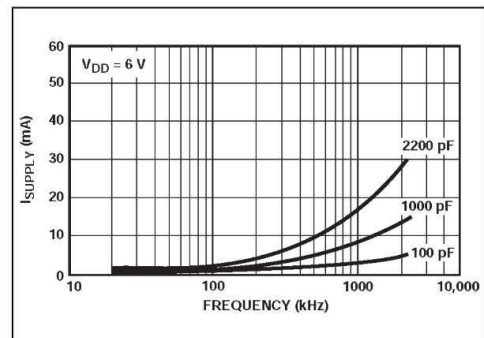


FIGURE 2-18: Supply Current vs. Frequency.

TC4467/TC4468/TC4469

3.0 PIN DESCRIPTIONS

The descriptions of the pins are listed in Table 3-1.

TABLE 3-1: PIN FUNCTION TABLE

14-Pin PDIP, CERDIP	16-Pin SOIC (Wide)	Description
Symbol	Symbol	
1A	1A	Input A for Driver 1, TTL/CMOS Compatible Input
1B	1B	Input B for Driver 1, TTL/CMOS Compatible Input
2A	2A	Input A for Driver 2, TTL/CMOS Compatible Input
2B	2B	Input B for Driver 2, TTL/CMOS Compatible Input
3A	3A	Input A for Driver 3, TTL/CMOS Compatible Input
3B	3B	Input B for Driver 3, TTL/CMOS Compatible Input
GND	GND	Ground
—	GND	Ground
4A	4A	Input A for Driver 4, TTL/CMOS Compatible Input
4B	4B	Input B for Driver 4, TTL/CMOS Compatible Input
4Y	4Y	Output for Driver 4, CMOS Push-Pull Output
3Y	3Y	Output for Driver 3, CMOS Push-Pull Output
2Y	2Y	Output for Driver 2, CMOS Push-Pull Output
1Y	1Y	Output for Driver 1, CMOS Push-Pull Output
V _{DD}	V _{DD}	Supply Input, 4.5 V to 18 V
—	V _{DD}	Supply Input, 4.5 V to 18 V

4.0 DETAILED DESCRIPTION

4.1 Supply Bypassing

Large currents are required to charge and discharge large capacitive loads quickly. For example, charging a 1000 pF load to 18 V in 25 nsec requires 0.72 A from the device's power supply.

To ensure low supply impedance over a wide frequency range, a 1 μ F film capacitor in parallel with one or two low-inductance, 0.1 μ F ceramic disk capacitors with short lead lengths (<0.5 in.) normally provide adequate bypassing.

4.2 Grounding

The TC4467 and TC4469 contain inverting drivers. Potential drops developed in common ground impedances from input to output will appear as negative feedback and degrade switching speed characteristics. Instead, individual ground returns for input and output circuits, or a ground plane, should be used.

4.3 Input Stage

The input voltage level changes the no-load or quiescent supply current. The N-channel MOSFET input stage transistor drives a 2.5 mA current source load. With logic "0" outputs, maximum quiescent supply current is 4 mA. Logic "1" output level signals reduce quiescent current to 1.4 mA, maximum. Unused driver inputs must be connected to V_{DD} or V_{SS} . Minimum power dissipation occurs for logic "1" outputs.

The drivers are designed with 50 mV of hysteresis, which provides clean transitions and minimizes output stage current spiking when changing states. Input voltage thresholds are approximately 1.5 V, making any voltage greater than 1.5 V, up to V_{DD} , a logic "1" input. Input current is less than 1 μ A over this range.

4.4 Power Dissipation

The supply current versus frequency and supply current versus capacitive load characteristic curves will aid in determining power dissipation calculations. Microchip Technology's CMOS drivers have greatly reduced quiescent DC power consumption.

Input signal duty cycle, power supply voltage and load type influence package power dissipation. Given power dissipation and package thermal resistance, the maximum ambient operating temperature is easily calculated. The 14-pin plastic package junction-to-ambient thermal resistance is 83.3°C/W. At +70°C, the package is rated at 800 mW maximum dissipation. Maximum allowable chip temperature is +150°C.

Three components make up total package power dissipation:

1. Load-caused dissipation (P_L).
2. Quiescent power (P_Q).
3. Transition power (P_T).

A capacitive-load-caused dissipation (driving MOSFET gates), is a direct function of frequency, capacitive load and supply voltage. The power dissipation is:

EQUATION

$$P_L = fCV_S^2$$

f – Switching Frequency
 C – Capacitive Load
 V_S – Supply Voltage

A resistive-load-caused dissipation for ground-referenced loads is a function of duty cycle, load current and load voltage. The power dissipation is:

EQUATION

$$P_L = D(V_S - V_L)I_L$$

D – Duty Cycle
 V_S – Supply Voltage
 V_L – Load Voltage
 I_L – Load Current

- [1]. T.J.E. Miller «Brushless Permanent – Magnet and Reluctance Motor Drivers» Oxford Science Publications, Oxford, 1989.
- [2]. R. Krishnan «Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drivers» CRC Press Publication, USA 2010.
- [3]. D. Hanselman «Brushless Permanent Magnet Motor Design» Second Edition, Magna Physics Publications, USA, 2003.
- [4]. K.C. Agrawal «Industrial Power Engineering And Applications Handbook » Newnes Publications, Great Britain, 2001.
- [5]. J. Chiasson «Modeling and High-Performance Control of Electric Machines» Wiley-Interscience Publication, USA, 2005.
- [6]. K. Rexford & P.R. Giuliani «Electrical Control For Machines» Sixth edition , Thomson Delmar Learning Publication, USA 2004.
- [7]. M.H. Rashid « Power Electronics Handbook» Academic Press Publication, Canada 2001.
- [8]. S.T. Chapman « Ηλεκτρικές Μηχανές AC-DC » Τρίτη έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα , Θεσσαλονίκη 2003.
- [9]. Mohan / Undeland / Robbins «Ηλεκτρονικά Ισχύος » Δεύτερη Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα ,Θεσσαλονίκη 1996
- [10]. Σ. Μανιάς «Ηλεκτρονικά Ισχύος » Έκτη Έκδοση, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007.
- [11]. Π. Μαλατέστας «Ηλεκτρικές Μηχανές », Εκδόσεις Τζιόλα , Θεσσαλονίκη 2012.
- [12]. Κ. Πεκμεστζής «Συστήματα Μικροϋπολογιστών 2, Μικροελεγκτές AVR και PIC» Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 2009.
- [13]. P. Elgar «Αισθητήρες Μέτρησης και Ελέγχου» Εκδόσεις Τζιόλα , Θεσσαλονίκη 2003.
- [14]. Ν.Π. Πολύζος «Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρονικών Ισχύος» Ηράκλειο 2010.
- [15]. Ι. Μηνιάδης « Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρικών και Ηλεκτρονικών Κατασκευών» Ηράκλειο 2011
- [16]. Μ. Σφακιωτάκης & Ι. Μηνιάδης « Μικροελεγκτές Εργαστηριακές Ασκήσεις» Ηράκλειο 2010
- [17]. S.A. Hossain & R. Pedro «Effect of BLDC motor Commutation Schemes on Inverter Capacitor Size Selection » Electrical Machines (ICEM), XIX International Conference , Rome 2010
- [18]. <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/mosfet.pdf>
- [19]. http://www.actel.com/documents/Pack_Therm_AN.pdf
- [20]. http://www.micrel.com/_PDF/App-Notes/an-24.pdf
- [21]. <http://www.electronics-cooling.com/1995/06/how-to-select-a-heat-sink/>
- [22]. <https://www.aavid.com/sites/default/files/technical/papers/how-to-select-heatsink.pdf>
- [23]. <http://www.microsemi.com/en/sites/default/files/micnotes/APT0403.pdf>
- [24]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00786a.pdf><http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01327A.pdf>
- [25]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00763c.pdf>
- [26]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/01146B.pdf>
- [27]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00857B.pdf>
- [28]. [http://electrathonoftampabay.org/www/Documents/Motors/Brushless%20DC%20\(BLDC\)%20Motor%20Fundamentals.pdf](http://electrathonoftampabay.org/www/Documents/Motors/Brushless%20DC%20(BLDC)%20Motor%20Fundamentals.pdf)

- [29]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00899a.pdf>
- [30]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/Sensorless%20BLDC%20AN901a.pdf>
- [31]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/BLDC%20MC%2000957a.pdf>
- [32]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00970A.pdf>
- [33]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00898a.pdf>
- [34]. <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1048.pdf>
- [35]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/30292c.pdf>
- [36]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21425b.pdf>
- [37]. http://www.redrok.com/MOSFET_IRF5305_-55V_-31A_6mO_Vth-4.0_TO-220.pdf
- [38]. <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irl3705n.pdf>
- [39]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00594B.PDF>
- [40]. http://www.btipnow.com/library/white_papers/MOSFET%20Power%20Losses%20Calculation%20Using%20the%20Data-Sheet%20Parameters.pdf
- [41]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/33023a.pdf>
- [42]. http://www.electronics-lab.com/pic-in-greek/guide/Guide_to_use_the_PIC.htm
- [43]. http://www.xcprod.com/titan/XCSB-DOC/physical_io_16f877.html
- [44]. <http://www.pages.drexel.edu/~kws23/tutorials/PICTutorial/PICTutorial.html>
- [45]. http://pcbheaven.com/picpages/The_TRIS_and_PORT_registers/
- [46]. http://www.hitachi-powertools.com.au/Vid_Brushless.aspx
- [47]. <http://www.electro-tech-online.com/microcontrollers/14252-when-shd-i-use-call-goto-wh.html>
- [48]. <http://www.best-microcontroller-projects.com/pic-projects.html>
- [49]. <http://picprojects.org.uk/projects/ppc/index.htm>
- [50]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/51028f.pdf>
- [51]. <http://www.ifw-dresden.de/institutes/imw/sections/21/funct-magn-mat/permanent-magnetic-materials/permanent-magnet-materials/?searchterm=b-h%20max>
- [52]. <http://www.smi-mag.com/cast-alnico-magnet.htm>
- [53]. <http://openarchives.gr/view/484120>
- [54]. <http://www.magnetmaterialy1.com/pro/SmCo-Magnet.htm>
- [55]. <http://www.btmagnet.com/english/Ferrite.htm>
- [56]. <http://www.carbonex.gr/greek/ProductDet.asp?PID=974&CatID=523&CatPosition=0>
- [57]. <http://www.designworldonline.com/articles/7173/269/A-New-Look-at-an-Old-Motor.aspx>
- [58]. <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/magnetic/motdc.html>
- [59]. <http://www.nonstopsystems.com/radio/hellschreiber-the-feld-hell.htm>
- [60]. <http://zone.ni.com/devzone/cda/ph/p/id/49>
- [61]. <http://www.mrengineering.co.uk/pages/AC-and-DC-Motors.html>
- [62]. <http://www.maritime.org/fleetsub/elect/chap1.htm>
- [63]. <http://zone.ni.com/devzone/cda/ph/p/id/50>
- [64]. <http://circuitcalculator.com/wordpress/2006/01/31/pcb-trace-width-calculator/>
- [65]. <http://tcmagnet.en.made-in-china.com/custom-detail/JmJQxmEyPnuYExxEQanJfmJm/Magnetism-Performance-Properties-M-Series-.html>
- [66]. <http://www.tedmotors.com/56.htm>

- [67]. <http://www.ewh.ieee.org/soc/es/May2001/02/Begin.htm>
- [68]. http://ac.els-cdn.com/S1877042810004386/1-s2.0-S1877042810004386-main.pdf?_tid=e80d01d6418778fc55bc53b16011a29f&acdnt=1336555479_200242d5b392da16f783df56e77238b1
- [69]. <http://www.edn-europe.com/permanentmagnetmotorsboostefficiencyandpowerdensity+article+1807+Europe.html>
- [70]. http://tap.iop.org/fields/electromagnetism/413/file_46939.pdf
- [71]. <http://www.micro-examples.com/public/microex-navig/doc/097-pwm-calculator.html>
- [72]. http://www.winpicprog.co.uk/pic_tutorial8.htm
- [73]. <http://www.electroniccircuits.gr/pyknwtes.html>
- [74]. <http://www.powertecmotors.com/a0201el.pdf>
- [75]. <http://hvac-technical-reference.highperformancehvac.com/variable-speed-ge-ecm-condenser-blower-motors/>