



**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ**

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

**ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ - ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ**

**& ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ**

**Ανάπτυξη Υλικού και Λογισμικού για sensorless έλεγχο  
Brushless DC κινητήρα με χρήση DSP processor**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**του**

**ΣΤΑΜΟΥ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ**

**Επιβλέπουσα :** Μαρία-Παρασκευή Ιωαννίδου  
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2016





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ - ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ  
& ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

## Ανάπτυξη Υλικού και Λογισμικού για sensorless έλεγχο Brushless DC κινητήρα με χρήση DSP processor

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

**ΣΤΑΜΟΥ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ**

**Επιβλέπουσα :** Μαρία-Παρασκευή Ιωαννίδου  
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29<sup>η</sup> Σεπτεμβρίου 2016.

*(Υπογραφή)*

.....  
Μαρία-Παρασκευή Ιωαννίδου  
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

*(Υπογραφή)*

.....  
Νικόλαος Θεοδώρου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

*(Υπογραφή)*

.....  
Παναγιώτης Τσαραμπάρης  
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2016

.....  
**ΣΤΑΜΟΥ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ**

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Στάμου Κωνσταντίνος, 2016

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και θέσεις που περιέχονται σε αυτήν την εργασία εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

## Περίληψη

Η χρήση των κινητήρων brushless DC (BLDC) έχει επεκταθεί τα τελευταία χρόνια τόσο στις βιομηχανικές εφαρμογές όσο και στην αγορά των οικιακών συσκευών, των κλιματιστικών και της αυτοκινητοβιομηχανίας λόγω της υψηλής απόδοσης, της αθόρυβης λειτουργίας και της χαμηλής απαίτησης για συντήρηση.

Παραδοσιακά στους κινητήρες BLDC πραγματοποιούνταν μεταγωγή έξι βημάτων με ηλεκτρονικό μεταγωγέα που ελεγχόταν από αισθητήρες θέσης. Για την μείωση του κόστους και της πολυπλοκότητας του συστήματος οδήγησης προτιμάται πλέον η οδήγηση χωρίς αισθητήρα. Αυτό το σχήμα ελέγχου βασίζεται στα σημεία διέλευσης του μηδενός (ZCPs) της back EMF για να υπολογίσει τη θέση του ρότορα. Η συμβατική μέθοδος όμως μέτρησης της back EMF που βασίζεται στην τάση ουδετέρου του κινητήρα έχει αρκετά μειονεκτήματα που μειώνουν το φάσμα των εφαρμογών.

Η παρούσα διπλωματική εργασία αναλύει την χρήση της back EMF για τον έλεγχο χωρίς αισθητήρα (sensorless) ενός κινητήρα brushless DC με την χρήση DSP μικροελεγκτή. Χρησιμοποιείται ωστόσο η τεχνική direct back EMF detection η οποία δεν χρειάζεται την τάση του ουδετέρου για την μέτρηση της back EMF. Αυτή η τεχνική πλεονεκτεί έναντι των συμβατικών μεθόδων που βασίζονται στην πληροφορία της τάσης του ουδετέρου προσφέροντας μεγαλύτερο εύρος ταχυτήτων με χαμηλότερο κόστος.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται εισαγωγική ανασκόπηση των ειδών των ηλεκτρικών κινητήρων και ειδικά αναφορά στα χαρακτηριστικά των κινητήρων brushless DC. Στα επόμενα κεφάλαια γίνεται ανάλυση των ηλεκτρονικών μετατροπέων, των μεθόδων προσδιορισμού θέσης του κινητήρα, των μεθόδων ελέγχου και της ανάπτυξης του υλικού οδήγησης του κινητήρα. Οι απαιτήσεις όσον αφορά τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του ελεγκτή (τάση, ρεύμα, συχνότητα) επηρεάζουν την επιλογή των εξαρτημάτων του υλικού οδήγησης όπως είναι τα διακοπτικά στοιχεία ισχύος και οι πυκνωτές.

Το σύστημα οδήγησης υλοποιήθηκε με την χρήση ενός ψηφιακού επεξεργαστή σήματος (dsPIC30F), ο οποίος προγραμματίστηκε με τον αλγόριθμο ελέγχου χωρίς αισθητήρα του κινητήρα BLDC. Η ανάπτυξη του προγράμματος που υλοποιεί τον αλγόριθμο έγινε σε γλώσσα C ώστε να είναι εύκολα κατανοητός ο κώδικας και επιπλέον να είναι εύκολες περαιτέρω τροποποιήσεις στην δομή του ελέγχου. Η υψηλή απόδοση του ψηφιακού επεξεργαστή σήματος προσέφερε ελαχιστοποίηση των καθυστερήσεων του βρόγχου ελέγχου.

**Λέξεις Κλειδιά:** χωρίς αισθητήρα, έλεγχος κινητήρα, BLDC κινητήρας, PM-BLDC, αντί-HEΔ, κινητήρας Σ.Ρ χωρίς ψήκτρες, ψηφιακός επεξεργαστής σήματος (DSP), διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM), PID ελεγκτές, διέλευση δια του μηδενός.



## *Abstract*

The use of brushless DC motors (BLDC) has expanded over the years. They are used both in industrial applications and also in the market of household appliances, air conditioners and automotive industry because of their high efficiency, silent operation and low maintenance requirement.

Traditionally, BLDC motors are commutated in six-step pattern by electronic commutator controlled by position sensors. Sensorless drive is preferred as it reduces the cost and the complexity of the drive system. This control scheme is based on the zero crossing points (ZCPs) of the back EMF, in order to calculate the position of the rotor. The conventional method of the back EMF sensing which is based on the motor neutral voltage has several drawbacks, which limits its applications.

The present thesis analyzes how the back EMF is used to control sensorless a brushless DC motor with the use of a DSP microcontroller. The direct back EMF detection method is used because the neutral voltage for the measure of the back EMF is not needed. This technique has more advantages than the conventional methods (which are based on the information given by the neutral voltage) as it provides wider speed range and low cost.

The first chapter provides an introductory overview of the types of electric motors and analyzes the brushless DC motor characteristics. The following chapters analyze the electronic converters, the motor positioning methods, the methods of control and the motor driver hardware development. The requirements regarding the electrical characteristics of the controller (voltage, current, frequency) define the choice of driving hardware components such as power switching devices and capacitors.

The drive system was implemented using a digital signal processor (dsPIC30F), which was programmed according to the sensorless control algorithm of the BLDC motor. The program which implements the algorithm was written in C language in order for the code to be easily understood. Furthermore, additional modifications in the control structure can be easily made. The high performance of the digital signal processor has minimized the control loop delays.

**Keywords:** sensorless, motor control, BLDC motor, PM-BLDC, back-EMF, brushless DC motor, digital signal processor (DSP), pulse width modulation (PWM), PID controllers, zero crossing.





## *Ευχαριστίες*

Μια διπλωματική εργασία ποτέ δεν είναι αποτέλεσμα της δουλειάς ενός μόνο ανθρώπου. Η παρούσα διπλωματική δεν θα είχε ολοκληρωθεί αν δεν συνέβαλλαν και συνέπρατταν μια σειρά ανθρώπων που τώρα δυσκολεύομαι να βρω τα κατάλληλα λόγια να τους εκφράσω τις θερμές ευχαριστίες μου.

Ιδίως θέλω να αναγνωρίσω την οφειλή μου, κατ'αρχάς στους συγγραφείς που με τα έργα τους με συνόδευσαν όλα αυτά τα χρόνια και με στήριξαν σιωπηλά στη δική μου δουλειά. Δίχως αυτά, η δική μου σκέψη δε θα ήταν παρά «σκιάς όναρ», κατά το στοίχο του Πινδάρου. Ιδιαίτερα θέλω επίσης να ευχαριστήσω τους καθηγητές μου στο Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, που περαιτέρω διεύρυναν τους ορίζοντες μου και καθοδήγησαν την μελέτη μου. Η διπλωματική μου οφείλει πολλά στην στη σκέψη, στο έργο και στην προσωπικότητα της καθηγήτριας μου Μαρίας Ιωαννίδου που δέχτηκε θετικά την αρχική ιδέα για το παρούσα διπλωματική και προθυμοποιήθηκε να με βοηθήσει για την εκπόνηση της. Δεν ξέρω αν το αποτέλεσμα δικαιώνει την προσδοκία της, αλλά έκανα ότι μπορούσα.



## Πίνακας περιεχομένων

Περίληψη .....	5
Abstract .....	7
Ευχαριστίες.....	9
<b>1 Εισαγωγή .....</b>	<b>17</b>
1.1 Brushless DC (BLDC) κινητήρες και sensorless έλεγχος .....	17
1.2 Αντικείμενο διπλωματικής.....	20
1.2.1 Συνεισφορά .....	20
1.3 Οργάνωση κειμένου .....	21
<b>2 Κατασκευή και Θεωρία Λειτουργίας των BLDC Κινητήρων .....</b>	<b>23</b>
2.1 Εισαγωγή.....	23
2.2 Ιστορία .....	25
2.3 Μαγνητικά υλικά.....	27
2.3.1 Σκληρά μαγνητικά υλικά (μόνιμοι μαγνήτες).....	28
2.3.2 Σπανίων γαιών μόνιμα μαγνητικά υλικά. ....	30
2.3.3 Μαλακά μαγνητικά υλικά.....	31
2.4 Βασικές αρχές κινητήρων .....	32
2.5 Κατασκευή των BLDC κινητήρων.....	33
2.5.1 Δομή των BLDC κινητήρων.....	33
2.5.2 Κατασκευή του στάτη.....	36
2.5.3 Κατασκευή του ρότορα.....	39
2.6 Διαφορές Outrunners και Inrunners κινητήρων .....	40
2.7 Θεωρία λειτουργίας.....	43
2.8 Μαθηματικό μοντέλο .....	44
2.9 Η τάση back-EMF .....	47
2.10 Μαγνητική ανομοιομορφία.....	48
2.11 Ενεργειακή απόδοση .....	51

2.12	Παραγωγή ροπής.....	52
2.13	Χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας.....	52
2.14	Σχέση μεταξύ κινητήρων BLDC και PSPM.....	53
2.15	Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα κινητήρων BLDC .....	54
2.16	Εφαρμογές των κινητήρων BLDC .....	57
<b>3</b>	<b>Είδη μετατροπέων και παλμοτροφοδότηση τους.....</b>	<b>60</b>
3.1	Εισαγωγή.....	60
3.1.1	Μετατροπέας .....	60
3.1.2	Αντιστροφέας.....	61
3.2	Τριφασικοί Αντιστροφείς .....	62
3.2.1	Τεχνική ελέγχου τάσης και συχνότητας .....	67
3.2.2	Παράμετροι επίδοσης ενός Αντιστροφέα.....	68
3.2.3	Φίλτρο.....	69
3.3	Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) .....	70
3.4	Τύποι του PWM .....	71
3.4.1	Απλό PWM.....	74
3.4.2	Πολλαπλό PWM .....	74
3.4.3	Ημιτονοειδής PWM .....	75
3.4.4	Τροποποιημένη ημιτονοειδής PWM.....	75
<b>4</b>	<b>Μέθοδοι προσδιορισμού θέσης του κινητήρα .....</b>	<b>78</b>
4.1	Μέθοδοι με χρήση αισθητήρα.....	78
4.1.1	Οπτικός κωδικοποιητής .....	79
4.1.2	Αισθητήρες Hall Effect .....	79
4.1.3	Resolver .....	79
4.1.4	Άλλοι τύποι αισθητήρων.....	80
4.2	Τεχνικές βασισμένες στην back-EMF .....	81
4.2.1	Σημεία διέλευσης του μηδενός (ZCP) .....	81
4.2.2	Ανίχνευση από την τρίτη αρμονική .....	83
4.2.3	Μέθοδος ολοκλήρωσης της back-EMF.....	85

4.2.4	Μέθοδος αγωγιμότητας διόδου ελεύθερης διέλευσης.....	86
4.2.5	Μέθοδοι βασισμένοι σε παρατηρητή.....	86
4.3	Μέθοδοι μεταβλητής επαγωγής.....	88
4.3.1	Τεχνικές ανίχνευσης κυματομορφής ρεύματος.....	89
4.3.2	Τεχνικές παλμού τάσης.....	92
4.3.3	Τεχνικές βασισμένες σε διαμόρφωση.....	93
4.4	Εκτίμηση βασισμένη σε διακοπτική συχνότητα.....	94
4.5	Σύνοψη μεθόδων.....	94
<b>5</b>	<b>Στρατηγικές έλεγχου.....</b>	<b>96</b>
5.1	Βαθμωτός έλεγχος.....	97
5.2	V/f έλεγχος.....	97
5.3	Διανυσματικός έλεγχος.....	98
5.4	Έλεγχος προσανατολισμού πεδίου (FOC).....	98
5.5	Άμεσος έλεγχος ροπής (DTC).....	100
5.6	Άμεσος Αυτοέλεγχος (DSC).....	101
5.7	Διαμόρφωση διανύσματος χώρου (DTC-SVM).....	102
5.8	Σύνοψη.....	103
<b>6</b>	<b>Πρόσθετο θεωρητικό υπόβαθρο.....</b>	<b>104</b>
6.1	Σχεδιασμός PID ελεγκτή.....	104
6.1.1	Η υλοποίηση του Ελεγκτή.....	105
6.1.2	PI-tuning.....	106
6.1.3	Μέθοδος Ziegler-Nichols απόκρισης συχνότητας(ZNFR).....	106
6.1.4	Μέθοδος Cohen-Coop.....	106
6.1.5	Μέθοδος Ziegler-Nichols βηματικής απόκρισης (ZNSR).....	107
6.1.6	Μέθοδος Tyreus-Luyben.....	107
6.2	Ψηφιακό Φιλτράρισμα.....	108
6.2.1	Συνάρτηση Πλειοψηφίας.....	110
6.2.2	Φίλτρο πρώτης τάξης IIR.....	111
6.3	Θεωρία πλαισίου αναφοράς.....	112

6.3.1	Μετασχηματισμός <i>Clark-Park</i> .....	112
6.4	Το πρόβλημα της εκκίνησης στην οδήγηση <i>sensorless</i> .....	113
6.5	Έλεγχος ταχύτητας .....	115
<b>7</b>	<b>Σχεδιασμός της διάταξης οδήγησης του κινητήρα.....</b>	<b>116</b>
7.1	Κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα.....	116
7.1.1	Η τοπολογία του Τριφασικού Αντιστροφέα.....	117
7.1.2	Ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος.....	118
7.1.3	Τα <i>MOSFET</i> σαν διακόπτες.....	119
7.1.4	Επιλέγοντας ένα <i>MOSFET</i> .....	120
7.1.5	Οδηγός πύλης <i>MOSFET</i> .....	123
7.1.6	<i>Low side</i> και <i>High side</i> συσκευές .....	124
7.1.7	Επιλογή απαγωγών θερμότητας.....	125
7.2	Ανάλυση του κυκλώματος παλμοδότησης .....	126
7.2.1	Αντιστροφέας <i>74HCT04</i> .....	126
7.2.2	Οπτοζεύκτης <i>HCPL2611</i> .....	128
7.2.3	Οδηγός πύλης ημιαγωγών ισχύος <i>IR2110</i> .....	130
7.2.4	Κύκλωμα <i>Bootstrap</i> .....	133
7.2.5	Σχεδιαστικά μυστικά <i>IR2110 Bootstrap</i> κυκλώματος .....	135
7.3	Διάταξη ανατροφοδότησης λειτουργίας του κινητήρα .....	135
7.3.1	Ανίχνευση κυματομορφής τάσης .....	135
7.3.2	Ανίχνευση κυματομορφής ρεύματος.....	136
7.4	Τελικό κύκλωμα της διάταξης οδήγησης .....	137
7.4.1	Θεωρητικό κύκλωμα.....	137
7.4.2	Τυπωμένο κύκλωμα <i>PCB</i> .....	139
7.5	Μικροελεγκτές .....	141
<b>8</b>	<b>Ο μικροελεγκτής <i>dsPIC</i>.....</b>	<b>142</b>
8.1	Μικροελεγκτές .....	142
8.1.1	Εισαγωγή.....	142
8.1.2	Η ιστορία των μικροελεγκτών .....	143

8.1.3	Χαρακτηριστικά των μικροελεγκτών.....	145
8.1.4	Επιλογή Μικροελεγκτή.....	146
8.2	Τα DSP στον έλεγχο κινητήρων .....	147
8.2.1	Η εξέλιξη στον έλεγχο κινητήρων .....	147
8.2.2	DSC (digital signal controller).....	148
8.2.3	Πλεονεκτήματα των ελεγκτών DSP .....	148
8.3	Ο μικροελεγκτής dsPIC30F4011 .....	149
8.4	Περιφερειακές Μονάδες του dsPIC30F4011.....	152
8.4.1	Θύρες Εισόδου Εξόδου.....	152
8.4.2	Μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (A/D Converter) .....	153
8.4.3	Μονάδα PWM.....	156
<b>9</b>	<b>Ανάπτυξη του λογισμικού ελέγχου του κινητήρα.....</b>	<b>165</b>
9.1	Αναπτυξιακά εργαλεία και βιβλιοθήκες.....	165
9.1.1	Εργαλεία υλικού.....	165
9.1.2	Εργαλεία λογισμικού.....	166
9.1.3	Λογισμικό και Βιβλιοθήκες της συσκευής.....	166
9.1.4	MPLab X.....	167
9.1.5	C MPLAB C30 compiler.....	172
9.2	Κώδικας ελέγχου του κινητήρα .....	172
9.2.1	Ρουτίνα Main ( ).....	172
9.2.2	Διαδικασία Init_Motor ( ).....	176
9.2.3	Διαδικασία Start_Motor ( ).....	178
9.2.4	Διαδικασία Stop_Motor ( ).....	180
9.2.5	Ρουτίνες εξυπηρέτησης διακοπών.....	181
9.2.6	Ρουτίνες βρόγχων ελέγχου .....	190
9.2.7	Συναρτήσεις αρχικοποίησης των modules.....	192
9.2.8	Μικρομετρική ρύθμιση παραμέτρων.....	195
<b>10</b>	<b>Επίλογος.....</b>	<b>196</b>
10.1	Σύνοψη και συμπεράσματα .....	196

10.2	Προτάσεις για μελλοντική έρευνα .....	197
	<b>Βιβλιογραφία .....</b>	<b>198</b>
	<b>Διαδικτυακοί τόποι .....</b>	<b>200</b>
	<b>Παράρτημα Α - Προπέλα.....</b>	<b>202</b>
	<b>Παράρτημα Β - Datasheet κινητήρα .....</b>	<b>203</b>
	<b>Παράρτημα Γ - Datasheet εξαρτημάτων του Inverter.....</b>	<b>206</b>
	<b>Παράρτημα Δ - Φωτογραφία κινητήρα .....</b>	<b>265</b>



# 1

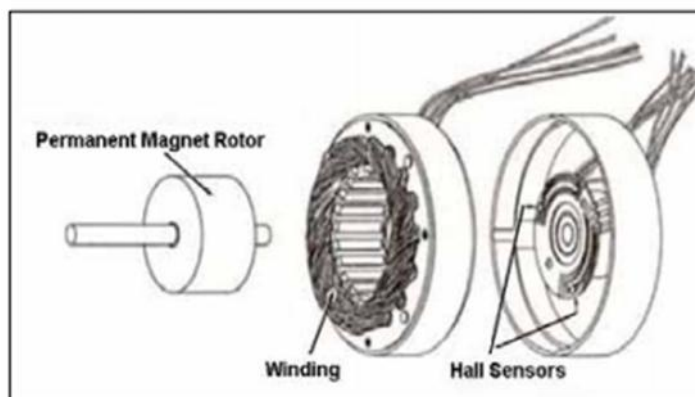
## *Εισαγωγή*

Στον σημερινό κόσμο της υψηλής τεχνολογίας με τα smartphones, τα tablet, τις ψηφιακές φωτογραφικές μηχανές, τα GPS και τις τηλεοράσεις υψηλής ευκρίνειας είναι εύκολο να ξεχάσουμε παραδοσιακές τεχνολογίες όπως είναι οι κινητήρες και οι γεννήτριες. Όμως αυτό δεν σημαίνει ότι δεν υπάρχει ένας τεράστιος αριθμός κινητήρων στον πλανήτη που ο αριθμός τους αυξάνεται με ταχείς ρυθμούς. Άλλωστε μέχρι το 2018 προβλέπεται ότι ο αριθμός των ηλεκτρικών κινητήρων που χρησιμοποιούνται σε καταναλωτικές συσκευές θα αυξηθεί στα 12 δισεκατομμύρια μονάδες ετησίως. Ακόμα οι ηλεκτρικοί κινητήρες καταναλώνουν σήμερα το 45% της παγκόσμιας ενέργειας. Το κύριο πρόβλημα με όλους αυτούς του κινητήρες είναι η χαμηλή τους απόδοση παρουσιάζοντας κατά μέσο όρο απόδοση που δεν ξεπερνά το 50%. Αυτό το πρόβλημα έρχονται να λύσουν οι κινητήρες BLDC που η απόδοση τους μπορεί να ξεπεράσει το 85%, όμως στον αντίποδα απαιτούν πολύπλοκα συστήματα οδήγησης για την λειτουργία τους

### *1.1 Brushless DC (BLDC) κινητήρες και sensorless έλεγχος*

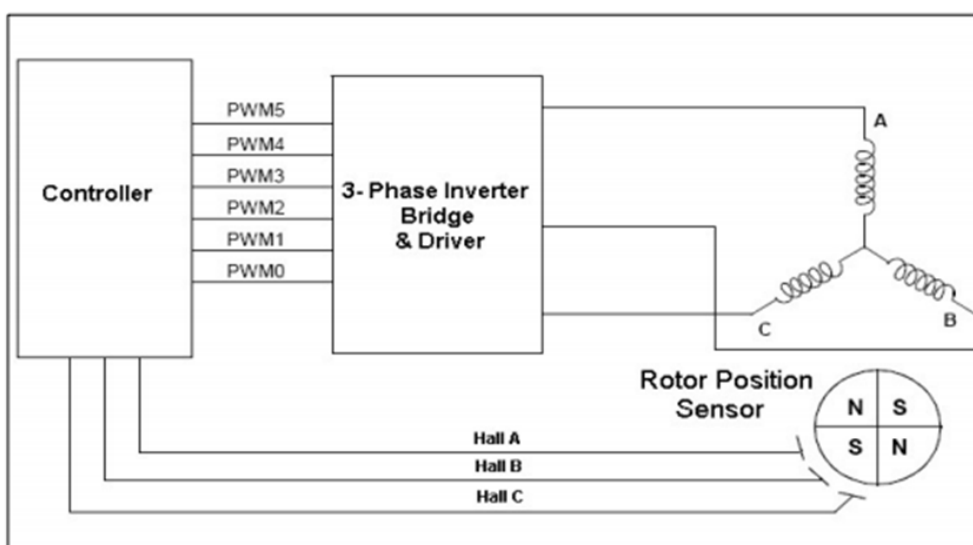
Το σύστημα οδήγησης ενός BLDC κινητήρα αποτελείται από μια dc τροφοδοσία η οποία εναλλάσσετε στα φασικά τυλίγματα του στάτη, με την βοήθεια ενός αντιστροφέα μέσω διακοπτικών στοιχείων ισχύος. Η ανίχνευση της θέσης του ρότορα καθορί-

ζει την ακολουθία μεταγωγής του αντιστροφέα. Το ρεύμα φάσης του κινητήρα συγχρονίζεται με την back EMF ώστε να παράγει σταθερή ροπή με σταθερή ταχύτητα. Οι τριφασικοί αντιστροφείς που χρησιμοποιούνται γενικά για τον έλεγχο αυτών των κινητήρων απαιτούν έναν αισθητήρα θέσης του ρότορα για την εκκίνηση και την παροχή της σωστής ακολουθίας μεταγωγής στις περιελίξεις του στάτη. Αυτοί οι αισθητήρες θέσης μπορεί να είναι αισθητήρες Hall, resolvers ή absolute position sensors. Η παρακάτω εικόνα δείχνει την δομή ενός κινητήρα BLDC.



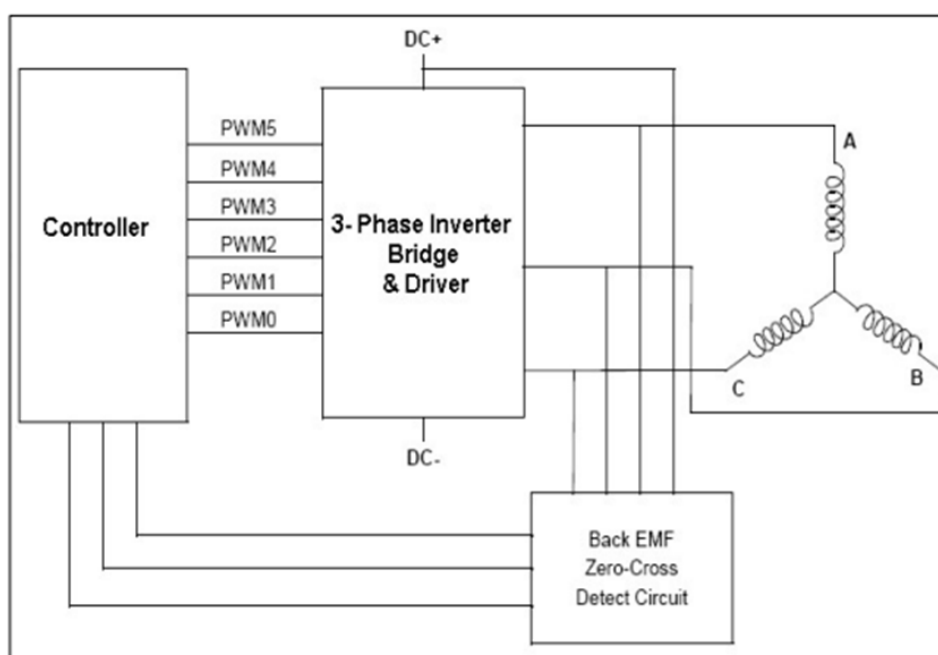
Σχήμα: Δομή BLDC κινητήρα

Τα μειονεκτήματα που παρουσιάζει ένα σύστημα ελέγχου κινητήρα με την χρήση αισθητήρων είναι ότι αυξάνεται το κόστος και το μέγεθος του κινητήρα και ότι χρειάζεται ειδική μηχανική διάταξη για την τοποθέτηση των αισθητήρων. Ένα σύστημα ελέγχου κινητήρα με αισθητήρες θέσης φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα: Τυπικό σύστημα ελέγχου κινητήρα brushless DC με αισθητήρα θέσης του ρότορα

Αυτοί οι αισθητήρες θέσης, ιδιαίτερα οι αισθητήρες Hall, είναι ευαίσθητοι στην θερμοκρασία περιορίζοντας την λειτουργία του κινητήρα σε θερμοκρασία κάτω από περίπου 75 °C. Από την άλλη πλευρά μπορούν ακόμα να μειώσουν την αξιοπιστία του συστήματος λόγω της παρουσίας εξαρτημάτων και καλωδίωσης. Επιπρόσθετα σε μερικές εφαρμογές μπορεί να μην είναι δυνατή η τοποθέτηση κάποιου αισθητήρα θέσης στον κινητήρα. Επομένως ο έλεγχος κινητήρων BLDC χωρίς αισθητήρες έχει μεγάλη απήχηση τα τελευταία χρόνια. Η παρακάτω εικόνα δείχνει την δομή ενός συστήματος ελέγχου κινητήρα BLDC χωρίς αισθητήρα.

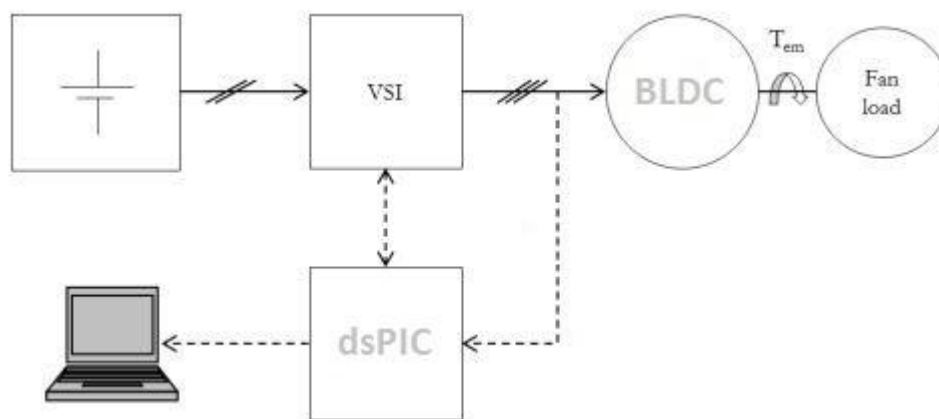


Σχήμα: Έλεγχος Sensorless BLDC κινητήρα

Η εφαρμογή της Sensorless μεθόδου μεταγωγής εξαλείφει όλα τα αξεσουάρ του αισθητήρα Hall όπως τους μαγνήτες, τα καλώδια του αισθητήρα και την πλακέτα του αισθητήρα. Αυτό απλοποιεί την κατασκευή του κινητήρα BLDC μειώνοντας έτσι το κόστος. Σε ορισμένες άλλωστε περιπτώσεις όπου ο κινητήρας λειτουργεί σε περιβάλλον με πολύ σκόνη, η παράγει θερμότητα αυξάνεται η αποτυχία των αισθητήρων Hall. Ως εκ τούτου το σύστημα οδήγησης χωρίς αισθητήρα είναι ο καλύτερος τρόπος για να αυξηθεί η συνολική αξιοπιστία της μονάδας οδήγησης δεδομένου ότι ένα σύστημα με λιγότερα εξαρτήματα είναι πιο αξιόπιστο.

## 1.2 Αντικείμενο διπλωματικής

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη ενός sensorless συστήματος οδήγησης brushless DC κινητήρων. Κύριο μέλημα της εργασίας ήταν να εντοπιστούν καταρχήν τα τεχνικά ζητήματα σχεδιασμού ενός τέτοιου συστήματος και να προταθούν τεχνολογικές προσεγγίσεις για την αντιμετώπισή τους. Ο σχεδιασμός βασίστηκε σε έναν μικροελεγκτή με ενσωματωμένο ψηφιακό επεξεργαστή σήματος, με αυτό τον τρόπο λύθηκε το πρόβλημα της απαίτησης των αλγορίθμων ελέγχου για αυξημένη υπολογιστική ισχύ. Για την υλοποίηση επιλέχθηκε ένα σχήμα ελέγχου που βασίζεται στην άμεση ανίχνευση της back EMF το οποίο όμως απαίτησε και την σχεδίαση του απαραίτητου ψηφιακού φίλτρου. Η σημαντικότερη πρόκληση στην έρευνά μας ήταν να διατηρηθεί το κόστος χαμηλό πράγμα που επετεύχθη με την εξάλειψη της απαίτησης για αναλογικά φίλτρα και αισθητήρες θέσης του ρότορα. Ακόμα ένα σημαντικό βήμα προς αυτή την κατεύθυνση ήταν ο σχεδιασμός της βαθμίδας ισχύος όπου χρησιμοποιήθηκαν ευρέως διαδεδομένα υλικά και ειδικά η επιλογή των ημιαγωγών ισχύος που έγινε προσεκτικά μέσα από το πλήθος των διαθέσιμων επιλογών. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα της πειραματικής διάταξης που υλοποιήθηκε.



Σχήμα: Πειραματική διάταξη

### 1.2.1 Συνεισφορά

Στην παρούσα διπλωματική εργασία στόχος μας είναι η ανάπτυξη μίας πειραματικής διάταξης για την οδήγηση brushless DC κινητήρων (BLDC) καθώς και η ανάπτυξη του αντίστοιχου λογισμικού για την λειτουργία της διάταξης και την επίτευξη sensorless ελέγχου στον κινητήρα.

Η συνεισφορά της διπλωματικής εργασίας συνοψίζεται στα εξής ζητήματα:

1. Αναλύθηκαν οι αρχές λειτουργίας των BLDC κινητήρων προσφέροντας μια συμπτυγμένη και πλήρη πληροφοριακή βάση στον αναγνώστη.
2. Μελετήθηκαν οι μέθοδοι προσδιορισμού θέσης του κινητήρα χωρίς χρήση αισθητήρα και οι μέθοδοι ελέγχου δίνοντας μια ολοκληρωμένη εικόνα για την επιλογή των κατάλληλων σε μελλοντικές εργασίες.
3. Σχεδιάστηκε κύκλωμα οδήγησης το οποίο προσφέρει μια απλή στην υλοποίηση και οικονομική πρόταση για έλεγχο κινητήρων.
4. Αναπτύχθηκε λογισμικό για τον sensorless έλεγχο του κινητήρα με ενσωμάτωση ψηφιακού φίλτρου για την υλοποίηση της τεχνικής direct back EMF.

### **1.3 Οργάνωση κειμένου**

Η διπλωματική εργασία αποτελείται από 10 κεφάλαια, στα οποία γίνεται ανάλυση του θεωρητικού υπόβαθρου της παρούσας εργασίας, του υλικού και του λογισμικού οδήγησης καθώς και των εργαλείων που χρησιμοποιήθηκαν.

Το κεφάλαιο 1 αποτελεί την παρούσα εισαγωγή στην οποία παρουσιάζεται το αντικείμενο της διπλωματικής, η συνεισφορά της και επιπλέον η οργάνωση του κειμένου της.

Στο κεφάλαιο 2 γίνεται μια περιγραφή της αρχής λειτουργίας των κινητήρων brushless DC (BLDC) και της δομής τους. Καθώς ακόμα και μια παρουσίαση των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών τους όσο και των διαφορών τους από άλλες κατηγορίες κινητήρων.

Το κεφάλαιο 3 περιγράφει τους μετατροπείς (converter) δίνοντας έμφαση στους τριφασικούς αντιστροφείς που είναι και το είδος που θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα εργασία και ειδικά αναλύει τους τρόπους παλμοτροφοδότησης τους

Στο κεφάλαιο 4 περιγράφουμε τις μεθόδους προσδιορισμού θέσης του κινητήρα. Αρχικά παρουσιάζονται οι κλασικές μέθοδοι με χρήση αισθητήρα και στην συνέχεια γίνεται εκτενέστερη ανάλυση στις μεθόδους χωρίς αισθητήρα και ειδικά σε αυτές που χρησιμοποιούν τις πληροφορίες που μπορούμε να εξάγουμε από την back EMF.

Το κεφάλαιο 5 αποτελεί μια εισαγωγή στις τεχνικές ελέγχου των κινητήρων BLDC παραθέτοντας τα βασικά χαρακτηριστικά της κάθε τεχνικής και καταλήγει σε μια

σύνοψη που μας βοηθάει να επιλέξουμε την κατάλληλη τεχνική για την εκάστοτε εφαρμογή.

Στο κεφάλαιο 6 παρατίθενται πρόσθετες τεχνικές που χρησιμοποιούνται στον έλεγχο κινητήρων. Αυτές είναι ο βρόγχος ελέγχου PID, το ψηφιακό φίλτράρισμα που μας απαλλάσσει από αναλογικά φίλτρα, η θεωρία πλαισίου αναφοράς, το πρόβλημα της εκκίνησης του κινητήρα που αποτελεί σημαντική παράμετρο στους στα συστήματα που χρησιμοποιούν brushless DC κινητήρες και τέλος πληροφορίες για τον τρόπο ελέγχου ταχύτητας των κινητήρων.

Στο κεφάλαιο 7 γίνεται μια λεπτομερής ανάλυση της διάταξης οδήγησης του κινητήρα. Αρχικά αναλύεται ο τριφασικός αντιστροφέας και οι σχεδιαστικές αρχές που ακολουθήθηκαν, όπως για την επιλογή των κατάλληλων ημιαγωγών ισχύος αλλά και των υπόλοιπων υλικών. Τέλος παρουσιάζονται τα δομικά στοιχεία του κυκλώματος παλμοδότησης του καθώς και το τελικό κύκλωμα της διάταξης.

Στο κεφάλαιο 8 παρουσιάζονται εκτενώς τα χαρακτηριστικά του μικροελεγκτή dsPIC30f4011, αφού πρώτα γίνει μια γενική εισαγωγή στους μικροελεγκτές και στις δυνατότητες των ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (DSP), κατηγορία που στην ανήκει και ο παραπάνω μικροελεγκτής.

Στο κεφάλαιο 9 γίνεται αρχικά μια περιγραφή των εργαλείων που χρησιμοποιήθηκαν για την ανάπτυξη του κώδικα ελέγχου και στην συνέχεια γίνεται παράθεση του κώδικα, ο οποίος είναι γραμμένος σε γλώσσα C, μαζί με τα απαραίτητα σχόλια για την κατανόηση του.

Το κεφάλαιο 10 αποτελεί τον επίλογο της εργασίας, συνθέτοντας τα συμπεράσματα αυτής και δίνοντας μερικές κατευθύνσεις για μελλοντικές επεκτάσεις.

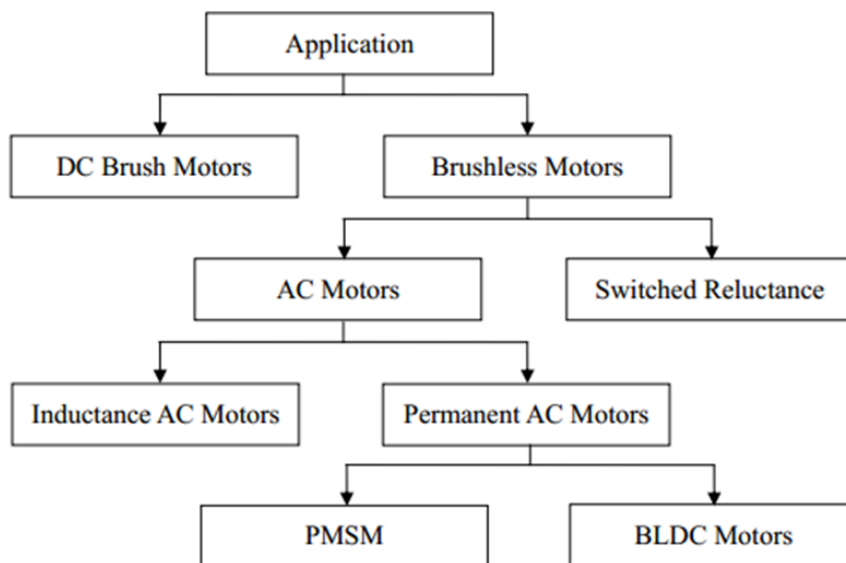
Τέλος γίνεται παράθεση της βιβλιογραφίας και των διαδικτυακών τόπων από όπου αντλήθηκαν οι πληροφορίες καθώς και παράθεση των φυλλαδίων τεχνικών στοιχείων των υλικών που χρησιμοποιήθηκαν.

# 2

## *Κατασκευή και Θεωρία Λειτουργίας των BLDC Κινητήρων*

### *2.1 Εισαγωγή*

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες με την δυνατότητα τους να μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική διαδραματίζουν έναν πολύ σημαντικό ρόλο στην ζωή των ανθρώπων, συχνά χρησιμοποιούνται σε συστήματα δημόσιας συγκοινωνίας, υβριδικά αυτοκίνητα, συμπιεστές, γεννήτριες, μονάδες ανάγνωσης cd-rom κ.τ.λ. Οι ηλεκτρικοί κινητήρες μπορούν ακόμα να κατηγοριοποιηθούν σε brush DC motors και brushless DC motors. Το διάγραμμα με τις κατηγορίες των κινητήρων παρουσιάζεται παρακάτω.



Σχήμα: Κατηγορίες ηλεκτρικών κινητήρων

Οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη AC (PMAC) είναι οι πιο δημοφιλείς εξαιτίας της αξιοπιστίας και της απόδοσης τους. Οι PMAC κινητήρες είναι εφοδιασμένοι με τα εξής χαρακτηριστικά : υψηλή απόδοση, υψηλή ροπή προς αδράνεια, υψηλή ροπή προς όγκο, υψηλή πυκνότητα ροής στο διάκενο, υψηλή ισχύς προς αδράνεια, υψηλή ισχύς προς όγκο και συμπαγής κατασκευή. Επιπλέον οι κινητήρες τύπου PMAC κυρίως χωρίζονται σε δυο κατηγορίες σε σύγχρονους κινητήρες μόνιμου μαγνήτη (PMSM) και brushless DC (BLDC) κινητήρες. Και οι δυο έχουν μόνιμο μαγνήτη (PM) στον ρότορα και χρειάζονται εναλλασσόμενα ρεύματα στον στάτορα για να παράγουν σταθερή ροπή. Στο μόνο που διαφέρουν αυτές οι δυο μηχανές είναι ότι οι PMSM έχουν ημιτονοειδή κατανομή back-EMF ενώ οι BLDC έχουν τραπεζοειδή.

Σημαντική σύγχυση έχει δημιουργηθεί μεταξύ των μηχανικών σχεδιασμού και των καταναλωτών από τη θλιβερή πραγματικότητα ότι οι διάφοροι κατασκευαστές έχουν εκχωρήσει διαφορετικά ονόματα στα brushless DC motors . Ειδικότερα , αλλά όχι εξ ολοκλήρου , οι όροι που τώρα χρησιμοποιούνται για την αναγνώριση των brushless DC motors περιλαμβάνουν BLM (brushless linear motor), DCBLM (brushless linear DC motor), BLDC (brushless DC motor), synchronous motor, PMSM (permanent magnet synchronous motor), and AC servo motor. Αυτά τα αρκτικόλεξα και τα ονόματα όλα σημαίνουν το ίδιο πράγμα. Ως επί το πλείστον BLDC είναι η ονομασία η οποία φαίνεται να προτιμάται από την πλειοψηφία των μηχανικών συστημάτων



## 2.2 Ιστορία

Ο κινητήρας BLDC αναπτύχθηκε με βάση τους DC κινητήρες με ψήκτρες. Η κυρίως θεωρία των ηλεκτρικών μηχανών συστάθηκε όταν ο Faraday ανακάλυψε το φαινόμενο της ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής το 1831. Ο πρώτος κινητήρας συνεχούς ρεύματος κατασκευάστηκε στη δεκαετία του 1840. Περιοριζόμενοι από την ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος και των υλικών μόνιμων μαγνητών οι BLDC κινητήρες σχεδιάστηκαν με επιτυχία περισσότερο από έναν αιώνα αργότερα. Το 1915 ο Langmuir εφηύρε τον ανορθωτή υδράργυρου για τον έλεγχο των ηλεκτροδίων του πλέγματος και κατασκεύασε το μετατροπέα DC / AC. Για να ξεπεραστούν τα μειονεκτήματα των παραδοσιακών κινητήρων, στη δεκαετία του 1930 κάποια εκπαιδευτικά ιδρύματα άρχισαν να αναπτύσσουν κινητήρες χωρίς ψήκτρες στους οποίους εφαρμόστηκε ηλεκτρονική μεταγωγή γεγονός που υπήρξε προπομπός για τους κινητήρες BLDC. Ωστόσο, εκείνη την εποχή τα ηλεκτρονικά ισχύος ήταν ακόμα σε πρώιμο στάδιο ανάπτυξης και οι μελετητές δεν έβρισκαν τις κατάλληλες συσκευές μεταγωγής.

Το 1955 οι Harrison και Rye έκαναν την πρώτη αίτηση διπλώματος ευρεσιτεχνίας για ένα κύκλωμα μεταγωγής με θυρίστορ το οποίο θα μπορούσε να πάρει τη θέση του μηχανικού συλλέκτη. Αυτό ακριβώς είναι το κύριο στοιχείο του κινητήρα BLDC. Η αρχή λειτουργίας είναι η εξής, όταν ο δρομέας περιστρέφεται, περιοδικές ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις (EMF) επάγονται στις ειδικές για αυτό τον σκοπό περιελίξεις σήματος οι οποίες οδηγούν στην αγωγή το κατάλληλο θυρίστορ. Ως εκ τούτου, οι περιελίξεις ισχύος τροφοδοτούνται ανάλογα με την περιστροφή ώστε να επιτευχθεί η μεταγωγή. Ωστόσο τα προβλήματα είναι, ότι πρώτον όταν ο δρομέας σταματά να περιστρέφεται η επαγόμενη EMF δεν μπορεί να παραχθεί στις περιελίξεις σήματος και άρα να πολωθεί το κατάλληλο θυρίστορ. Οπότε δεν μπορεί να τροφοδοτηθεί με ρεύμα το τύλιγμα ισχύος και συνεπώς αυτό το είδος του κινητήρα χωρίς ψήκτρες δεν έχει ροπή εκκίνησης. Επιπλέον η κατανάλωση ισχύος είναι μεγάλη διότι η κλίση του ηλεκτρικού δυναμικού στο επικλινές τμήμα είναι μικρή. Για να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα οι ερευνητές εισήγαγαν ένα εξάρτημα από μόνιμο μαγνήτη για την εξασφάλιση της εκκίνησης του κινητήρα με αξιοπιστία. Αλλά αυτή η λύση χρειάζεται ένα πρόσθετο παλμό εκκίνησης. Μετά από αυτό και μετά από πολυάριθμα πειράματα η ηλεκτρονική μεταγωγή του κινητήρα χωρίς ψήκτρες αναπτύχθηκε με την έλευση των στοιχείων Hall το 1962, γεγονός το οποίο εγκαινίασε μια νέα εποχή στην πρακτι-

κή εφαρμογή BLDC κινητήρων. Στη δεκαετία του 1970 μια δίοδος μαγνητικής ανίχνευσης η ευαισθησία της οποίας είναι σχεδόν χιλιάδες φορές μεγαλύτερη από εκείνη του στοιχείου Hall χρησιμοποιήθηκε με επιτυχία για τον έλεγχο των BLDC κινητήρων. Αργότερα, καθώς η ηλεκτρική και ηλεκτρονική βιομηχανία ανέπτυξε ένα μεγάλο αριθμό υψηλής απόδοσης ημιαγωγών ισχύος αλλά και υλικών μόνιμου μαγνήτη, μπήκαν οι βάσεις για την ευρεία χρήση των BLDC κινητήρων.

Το 1978 η Indramat, θυγατρική Mannesmann Corporation της Ομοσπονδιακής Δημοκρατία της Γερμανίας, εισήγαγε επίσημα στην αγορά τον κινητήρα συνεχούς ρεύματος χωρίς ψήκτρες MAC και το σύστημα οδήγησης του σε εμπορική έκθεση στο Ανόβερο, γεγονός που φανερώνει ότι οι κινητήρες BLDC έχουν ωριμάσει σαν τεχνολογία και είναι έτοιμοι να μπουν σε πρακτικές εφαρμογές. Από τότε η έρευνα σε όλο τον κόσμο προχώρησε περαιτέρω. Διαδοχικά αναπτύχθηκαν Τραπεζοειδούς-κυματομορφής / τετραγωνικής κυματομορφής και ημιτονοειδούς κυματομορφής BLDC κινητήρες. Ο ημιτονοειδής κινητήρας συνεχούς ρεύματος χωρίς ψήκτρες είναι η λεγόμενη σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη (PMSM). Με την ανάπτυξη των υλικών μόνιμου μαγνήτη, της μικροηλεκτρονικής, των ηλεκτρονικών ισχύος, της τεχνολογίας των αισθητήρων, της τεχνολογίας ελέγχου, των διπολικών τρανζίστορ με Μονωμένη Πύλη (IGBT), των Integrated Gate Commuted Thyristor (IGCT) και ούτω καθεξής, οι BLDC κινητήρες, στους οποίους χρησιμοποιείται η ηλεκτρονική μεταγωγή, εξεικονίστηκαν μέσα από έλευση ευφυέστερων και ποιο αξιόπιστων συστημάτων ελέγχου.

Στα τέλη του 1990 αναπτύχθηκαν ταχέως οι υπολογιστικές τεχνικές και οι θεωρίες ελέγχου. Μικροεπεξεργαστές με την μορφή μικροελεγκτών (MCU), ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (DSP), διατάξεις πεδιακά προγραμματιζόμενων πυλών (FPGA) και πολύπλοκες προγραμματιζόμενες λογικές συσκευές (CPLD) συνετέλεσαν σε μια άνευ προηγουμένου ανάπτυξη, πραγματοποιήθηκε έτσι άλμα στην ταχύτητα εκτέλεσης εντολών και στον αποθηκευτικό χώρο, το οποίο περαιτέρω προώθησε την εξέλιξη των BLDC κινητήρα. Επιπλέον, μία σειρά ελέγχου στρατηγικές και μεθόδους, όπως η συρόμενη-λειτουργία ελέγχου μεταβλητής δομής και ούτω καθεξής, χρησιμοποιούνται συνεχώς σε BLDC συστήματα μετάδοσης κίνησης. Αυτές οι τεχνολογίες μπορούν να βελτιώσουν την απόδοση όσον αφορά την ελαχιστοποίηση της κυμάτωση της ροπής, την δυναμική και σταθερής κατάστασης απόκριση ταχύτητας και την ικανότητα για μείωση της διαταραχής του συστήματος, καθώς και να διευρύνουν το φάσματα

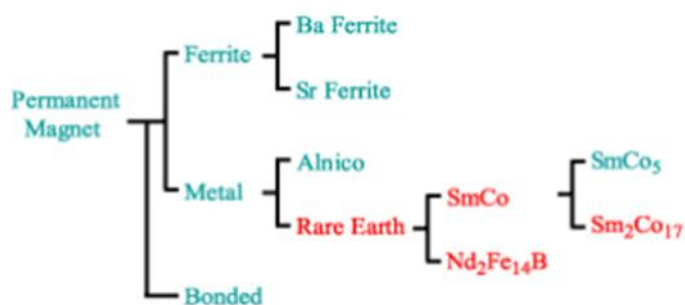
εφαρμογής των BLDC κινητήρων αλλά και να εμπλουτίσουν τη θεωρία ελέγχου αυτών.

### 2.3 Μαγνητικά υλικά

Καλή γνώση των υλικών που χρησιμοποιούνται στην κατασκευή ενός μοτέρ μόνιμου μαγνήτη είναι σημαντική τόσο στο σχεδιασμό όσο και στις συνθήκες λειτουργίας της μηχανής. Διαφορετικές ιδιότητες υλικών προσφέρουν διάφορες δυνατότητες σχεδιασμού και επιλογών εφαρμογής. Σε γενικές γραμμές το μαγνητικό κύκλωμα πρέπει να βελτιστοποιηθεί σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά των υλικών που έχουν επιλεγεί. Γενικά δύο ομάδες υλικών χρησιμοποιούνται στο μαγνητικό κύκλωμα:

- Σκληρά μαγνητικά υλικά (μόνιμος μαγνήτης) και
- Μαλακά μαγνητικά υλικά

Η πυκνότητα μαγνητικής ροής σε σχέση με την καμπύλη ισχύος του μαγνητικού πεδίου, ο βρόχος υστέρησης, χρησιμοποιείται στο χαρακτηρισμό των υλικών αυτών. Ένα μαλακό μαγνητικό υλικό είναι ένα στο οποίο ο βρόχος υστέρησης είναι στενός. Για στενό βρόχο, η κανονική καμπύλη μαγνήτισης είναι μια καλή προσέγγιση και χρησιμοποιείται συχνά για να χαρακτηρίσει το υλικό. Ένας άλλος τύπος υλικού που χαρακτηρίζεται από έναν ευρύ βρόχο υστέρησης ονομάζεται σκληρό μαγνητικό υλικό.



Σχήμα: Κατηγορίες μαγνητικών υλικών

### 2.3.1 Σκληρά μαγνητικά υλικά (μόνιμοι μαγνήτες)

Οι μόνιμοι μαγνήτες μπορούν να παράγουν μαγνητική ροή σε ένα διάκενο αέρα χωρίς την απαίτηση ηλεκτρικής ενέργειας. Το βασικό χαρακτηριστικό της λειτουργίας του μόνιμου μαγνήτη δίδεται από την καμπύλη απομαγνήτισης του στο δεύτερο τεταρτημόριο του επιπέδου  $B-H$ , όπως φαίνεται στο σχήμα παρακάτω. Όταν ένας μόνιμος μαγνήτης έχει μαγνητιστεί, παραμένει μαγνητισμένος ακόμη και αν η εφαρμοζόμενη ένταση πεδίου μειωθεί στο μηδέν. Η πυκνότητα του μαγνητικού πεδίου σε αυτό το σημείο ονομάζεται πυκνότητα παραμένοντος ροής  $B_r$ . Αν μια αντίστροφη ένταση μαγνητικού πεδίου εφαρμοστεί, η πυκνότητα ροής μειώνεται. Εάν το αντίστροφο μαγνητικό πεδίο είναι αρκετά ισχυρό, η πυκνότητα ροής γίνει μηδέν. Η ένταση του πεδίου σε αυτή την τιμή ονομάζεται συνεκτικό πεδίο  $H_c$ . Το σημείο λειτουργίας του μόνιμου μαγνήτη είναι το σημείο τομής της  $B-H$  καμπύλης του εξωτερικού μαγνητικού κυκλώματος (γραμμή φορτίου) και η καμπύλη απομαγνήτισης του μόνιμου μαγνήτη. Το σημείο λειτουργίας μετακινείται κατά μήκος της καμπύλης απομαγνήτισης με αλλαγές στο εξωτερικό μαγνητικό πεδίο. Η απόλυτη τιμή του προϊόντος της πυκνότητας ροής  $B$  και της έντασης του πεδίου  $H$  σε κάθε σημείο κατά μήκος της καμπύλης απομαγνήτισης μπορεί να εκπροσωπηθεί από το ενεργειακό προϊόν, και αυτή η ποσότητα είναι μια ένδειξη της αντοχής του μόνιμου μαγνήτη.

Για τις σύγχρονους υψηλής ενέργειας μόνιμους μαγνήτες, η καμπύλη απομαγνήτισης σε θερμοκρασία περιβάλλοντος είναι γραμμική. Δείχνει μόνο ένα αισθητό λύγισμα σε υψηλότερες θερμοκρασίες. Το αποτέλεσμα είναι ότι το σημείο λειτουργίας των σύγχρονων σπάνιων γαιών μόνιμων μαγνητών μπορεί εύκολα να σχεδιαστεί για να είναι εντός της γραμμικής περιοχής της καμπύλης απομαγνήτισης. Αυτό είναι ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα των σύγχρονων υψηλής ενέργειας μόνιμων μαγνητών σε σχέση με τους συμβατικούς μόνιμους μαγνήτες στο σχέδιο εφαρμογών. Η επίδραση του πεδίου οπλισμού στους μόνιμους μαγνήτες είναι είτε μαγνητισμός είτε απομαγνητισμός. Αφού η καμπύλη απομαγνήτισης κάποιων μόνιμων μαγνητών έχει ένα γόνατο, υπάρχει ένα όριο για το μέγιστο επιτρεπόμενο πεδίο οπλισμού.

Η σωστή επιλογή των μαγνητικών υλικών είναι σημαντική τόσο για οικονομικούς λόγους όσο και για θέμα επιδόσεων. Υπάρχουν βασικά τρεις διαφορετικοί τύποι μόνιμων μαγνητών οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε κινητήρες PM:

- Alnico
- Κεραμικοί (Φερρίτες) και
- Υλικά σπανίων γαιών, δηλαδή Sm-Co και Nd-Fe-B.

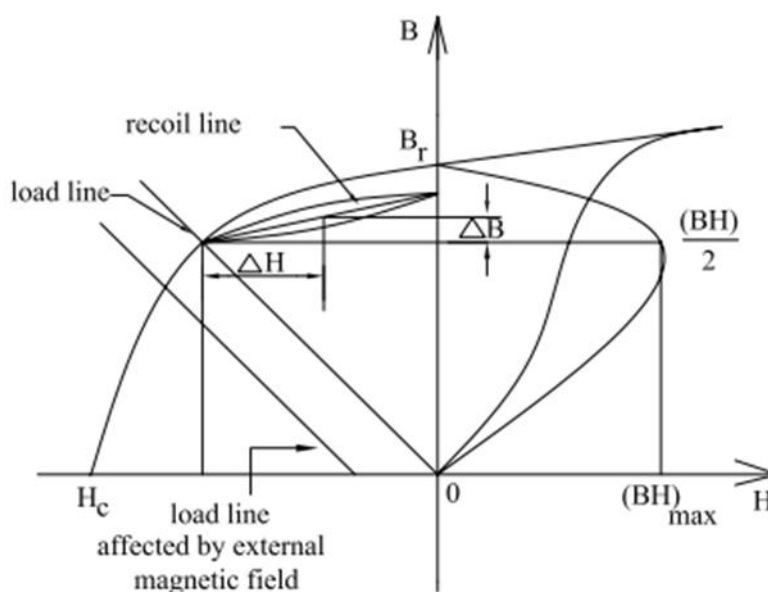
Τα τυπικά χαρακτηριστικά απομαγνήτισης αυτών των τριών τύπων φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

Alnico- Τα κύρια πλεονεκτήματα των Alnico είναι η υψηλή μαγνητική παραμένουσα πυκνότητα ροής, B<sub>r</sub> και οι χαμηλοί συντελεστές θερμοκρασίας. Τα πλεονεκτήματα αυτά επιτρέπουν μια αρκετά υψηλή πυκνότητας ροής στο διάκενο αέρα και υψηλές θερμοκρασίες λειτουργίας. Αλλά η δύναμη απομαγνητισμού είναι πολύ χαμηλή και η καμπύλη απομαγνήτισης είναι εξαιρετικά μη-γραμμική. Όταν η δύναμη απομαγνητισμού είναι χαμηλή και δύο αντίθετοι μαγνητικοί πόλοι τοποθετούνται σε κοντινή απόσταση, οι πόλοι μπορούν να αποδυναμώσουν ο ένας τον άλλον. Ως εκ τούτου, ένας μαγνήτης Alnico χρησιμοποιείται αφού μαγνητιστεί κατά μήκος. Είναι πολύ εύκολο όχι μόνο να μαγνητιστεί αλλά και να απομαγνητιστεί αυτός ο μαγνήτης. Ο Alnico κυριάρχησε στη βιομηχανία PM από τα μέσα της δεκαετίας του 1940 έως το 1970 όταν οι φερρίτες έγιναν τα πιο ευρέως χρησιμοποιούμενα υλικά.

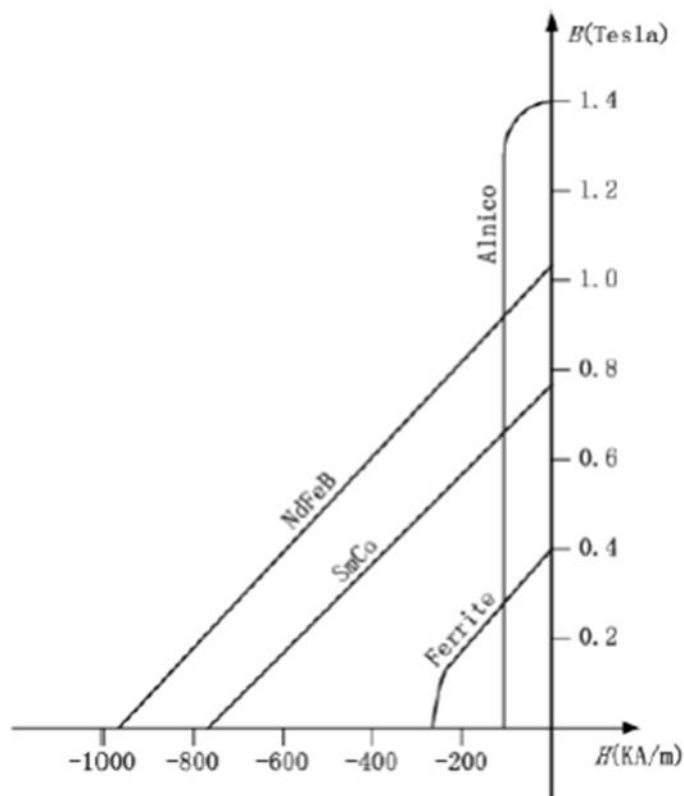
Ferrite- Ένας φερρίτης έχει μεγαλύτερη δύναμη απομαγνητισμού από εκείνη του Alnico, αλλά παράλληλα έχει μικρότερη παραμένουσα πυκνότητα μαγνητικής ροής. Οι συντελεστές θερμοκρασίας είναι σχετικά υψηλοί. Η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας είναι 400 βαθμούς C. Το κύριο πλεονεκτήματα των φερριτών είναι το χαμηλό κόστος τους και η πολύ υψηλή ηλεκτρική αντίσταση, η οποία σημαίνει ότι δεν υπάρχουν απώλειες δινορευμάτων στον όγκο του μόνιμου μαγνήτη. Οι μαγνήτες φερρίτη είναι οι πιο οικονομικοί στους μικρής υποδύναμης κινητήρες και μπορούν να εμφανίσουν οικονομικό πλεονέκτημα σε σχέση με τους Alnico μέχρι περίπου τα 7.5kW.

### 2.3.2 Σπάνιων γαιών μόνιμα μαγνητικά υλικά.

Η πρώτη γενιά των μαγνητών σπάνιων γαιών βασίζεται στο SmCo5 και εφευρέθηκε στη δεκαετία του 1960 και παραρίχθηκε εμπορικά από τις αρχές της δεκαετίας του 1970. Το SmCo5 έχει το πλεονέκτημα της υψηλής παραμένουσας πυκνότητας ροής, υψηλή δύναμη απομαγνητισμού, υψηλό ενεργειακό προϊόν, γραμμική καμπύλη απομαγνήτισης και χαμηλό συντελεστή θερμοκρασίας. Είναι κατάλληλο για την κατασκευή κινητήρων με χαμηλό όγκο και κατά συνέπεια υψηλή ισχύ και χαμηλή ροπή αδράνειας. NbFeB (νεοδυμίου) είναι ένας άλλος τύπος μαγνητών σπάνιων γαιών. Έχει το υψηλότερο  $B \cdot H$  γινόμενο μεταξύ όλων των υλικών μόνιμων μαγνητών που είναι διαθέσιμα σήμερα. Η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας είναι 150 βαθμούς C. Αυτό υποδηλώνει ότι η χρήση του NdFeB γίνεται στον σχεδιασμό των μικρών και ισχυρών μοτέρ.



Σχήμα: Καμπύλη απομαγνήτισης των PM



Σχήμα: Χαρακτηριστικές των μόνιμων μαγνητικών υλικών

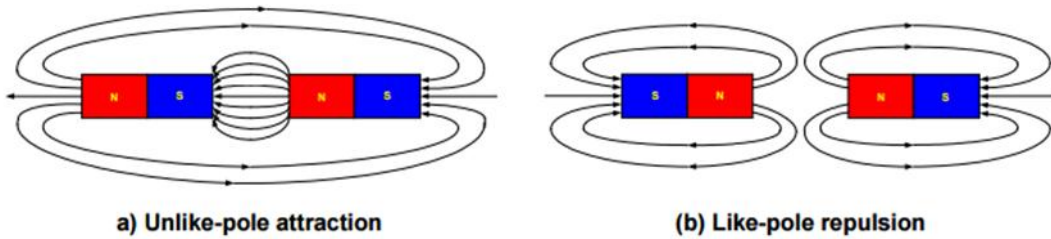
### 2.3.3 Μαλακά μαγνητικά υλικά

Επιθυμητές ιδιότητες των μαλακών μαγνητικών υλικών που μπορεί να χρησιμοποιηθούν σε κινητήρες PM είναι η υψηλή πυκνότητα ροής κορεσμού, η υψηλή διαπερατότητα, η χαμηλή ένταση πεδίου απομαγνητισμού και η χαμηλή ειδική αγωγιμότητα. Χαμηλή τιμή της έντασης πεδίου απομαγνητισμού απαιτείται για να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες υστέρησης. Γενικότερα, στους κινητήρες χωρίς ψήκτες, ο σπλισμός του πυρήνα βιώνει μια εναλλασσόμενη ροή όπως και υψηλής συχνότητας μεταβολή τη ροής λόγω του PWM. Σε εφαρμογές υψηλής συχνότητας τα δινορεύματα ελαχιστοποιούνται με τη χρήση λεπτότερων ελασμάτων και υψηλής αντίστασης χάλυβες. Υπήρξαν σημαντικές βελτιώσεις στην ποιότητα στους ηλεκτρικούς χάλυβες τα τελευταία 20 χρόνια. Αυτό έχει καταστεί δυνατό από βελτιωμένες τεχνικές κατασκευής και μια καλύτερη κατανόηση των παραγόντων που ελέγχουν τις μαγνητικές ιδιότητες. Για την αποτελεσματική χρήση των μαλακών μαγνητικών υλικών, το επιθυμητό είναι να έχουμε το σημείο λειτουργίας στη μέση της καμπύλης μαγνήτισης. Ο κορεσμός των μαλακών μαγνητικών υλικών θα πρέπει να αποφεύγε-

ται, διαφορετικά αισθητό ποσοστό της χρήσιμης ενέργειας που παρέχεται από τον μόνιμο μαγνήτη για χρήση στο διάκενο αέρα θα χαθεί.

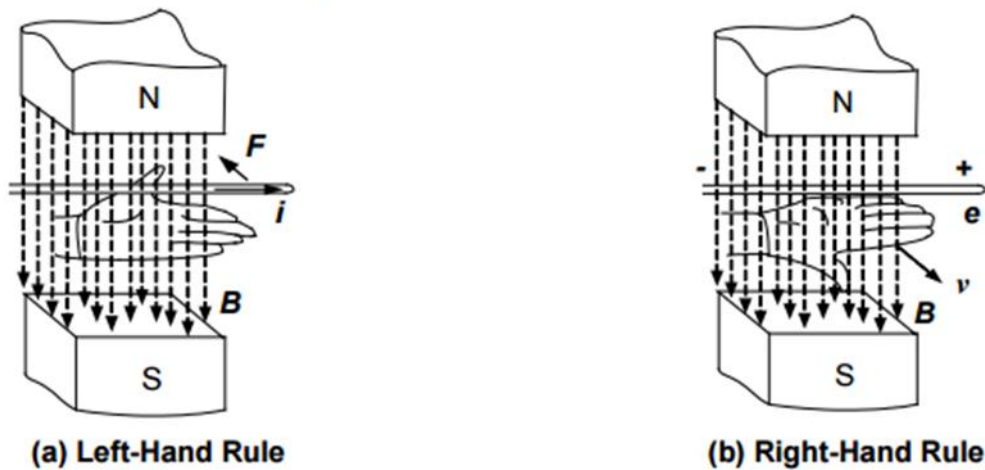
## 2.4 Βασικές αρχές κινητήρων

### Μαγνητική δύναμη



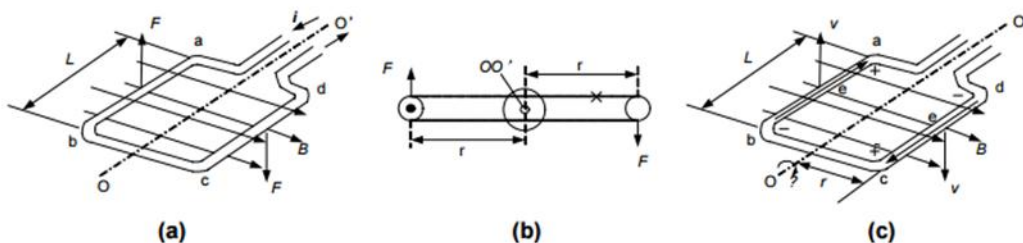
Σχήμα: Μαγνητική δύναμη

### Κανόνας του αριστερού χεριού



Σχήμα: Κανόνας του αριστερού χεριού και κανόνας του δεξιού χεριού

$$F = BIL\sin\theta$$



Σχήμα: Πηνίο σε μαγνητικό πεδίο

$$T_D = 2rFN = 2rBILN = K_T I$$

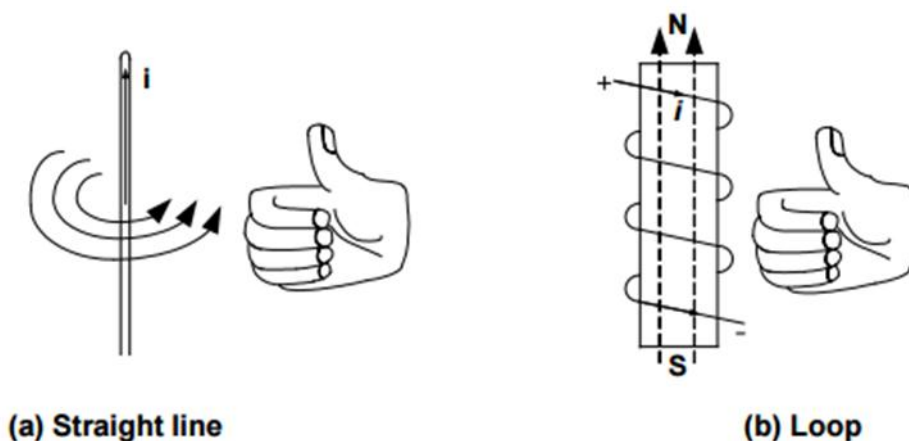


Κανόνας του δεξιού χεριού

$$E = BLv\sin\theta$$

$$E = 2BLvN = 2BL\omega rN = K\epsilon\omega$$

Κανόνας του δεξιόστροφου κοχλίου



Σχήμα: Κανόνας του δεξιόστροφου κοχλίου

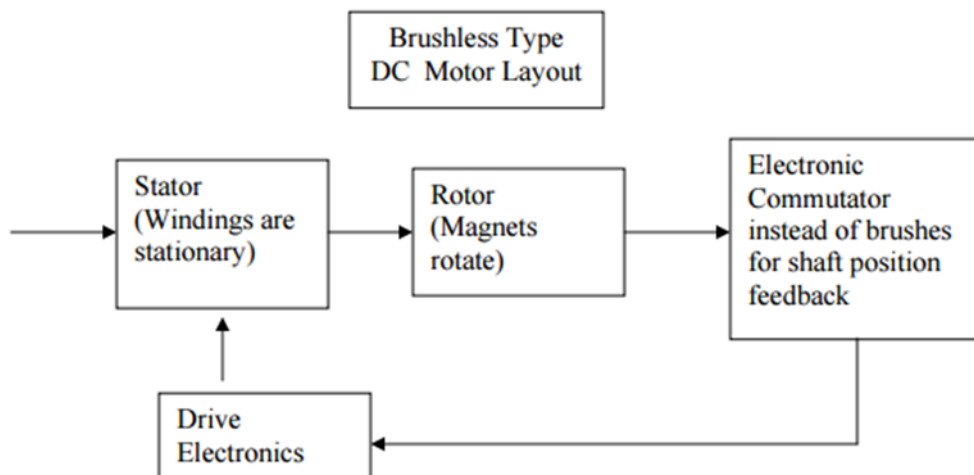
## 2.5 Κατασκευή των BLDC κινητήρων

Αυτή είναι μια σχετικά νέα κατηγορία κινητήρων των οποίων οι εφαρμογές αυξάνονται με γρήγορους ρυθμούς κάθε χρόνο, τόσο λόγω της μείωσης του κόστους, όσο και λόγω της αύξησης της λειτουργικότητας τους

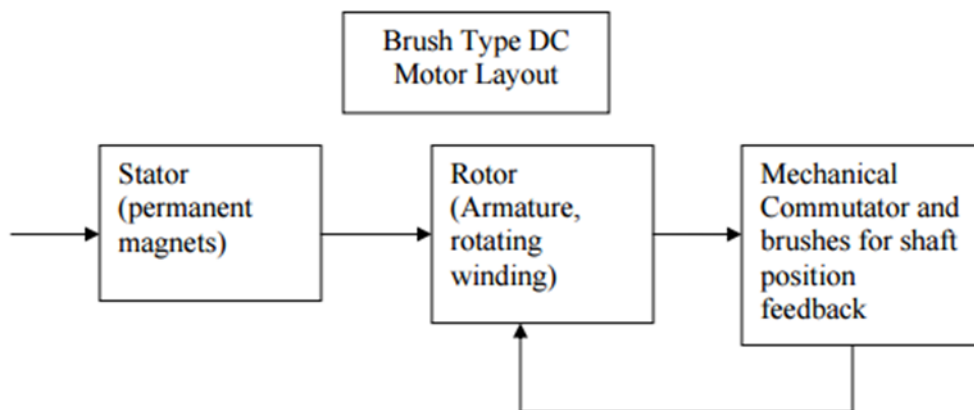
### 2.5.1 Δομή των BLDC κινητήρων

Ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος χωρίς ψήκτρες - δηλαδή κατά την αγγλική ορολογία ένας brushless DC (BLDC) - είναι παρόμοιος με έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος με ψήκτρες στο ότι έχει μια εσωτερική ανάδραση της θέσης του άξονα η οποία λέει ποια τυλίγματα θα ενεργοποιηθούν σε ποια ακριβώς στιγμή. Αυτή η εσωτερική ανατροφοδότηση δίνει τόσο στον κινητήρα DC με ψήκτρες όσο και στον κινητήρα DC χωρίς ψήκτρες μοναδικά χαρακτηριστικά όπως: γραμμικές καμπύλες ταχύτητας-ροπής που είναι κατάλληλες για έλεγχο της ταχύτητας και της θέσης καθώς και υψηλή ροπή εκκίνησης. Η εσωτερική ανατροφοδότηση επιτυγχάνεται στον κινητήρα DC με ψήκτρες με το μηχανικό συλλέκτη (μία σειρά ράβδοι χαλκού που είναι μονωμένοι μεταξύ τους), και τις ψήκτρες (καρβουνάκια) διαμέσου των οποίων

το ρεύμα τροφοδοτείται στις ράβδους του συλλέκτη και ενεργοποιείται διαδοχικά σε το κατάλληλο τύλιγμα του οπλισμού. Σε ένα μοτέρ BLDC, η εσωτερική ανατροφοδότηση επιτυγχάνεται με έναν αισθητήρα ανάδρασης της θέσης του άξονα ο οποίος δίνει τις απαιτούμενες πληροφορίες για τη θέση του άξονα στα ηλεκτρονικά οδήγησης του κινητήρα. Τα ηλεκτρονικά οδήγησης ενεργοποιούν τους διακόπτες στις κατάλληλες περιελίξεις ακριβώς την κατάλληλη στιγμή. Αυτή η εσωτερική ανάδραση της θέσης του άξονα δίνει επίσης χαρακτηριστικά στον BLDC κινητήρα που είναι παρόμοια με αυτά ενός κινητήρα DC με ψήκτρες όπως: γραμμικά χαρακτηριστικά ροπής-ταχύτητας και υψηλή ροπή εκκίνησης. Η τροφοδοσία που παρέχεται σε έναν κινητήρα BLDC μπορεί να είναι συνεχές ρεύμα, αλλά μπορεί να είναι επίσης να είναι και εναλλασσόμενο εάν η ηλεκτρονική μονάδα έχει την αναγκαία κυκλώματα για τη μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές.

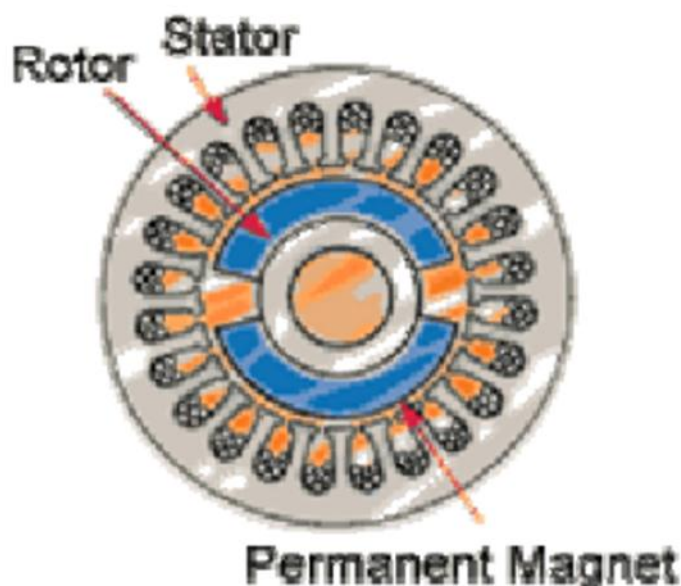


Σχήμα: Block διάγραμμα λειτουργίας Brushless DC κινητήρα



Σχήμα: Block διάγραμμα λειτουργίας Brush DC κινητήρα

Εδώ είναι σκόπιμο να σημειωθούν οι ομοιότητες στη βασική κατασκευή που υπάρχουν ανάμεσα σε στους κινητήρες DC με ψήκτρες και στους κινητήρες DC χωρίς ψήκτρες. Και στις δύο περιπτώσεις, υπάρχει μια εσωτερική ανάδραση της θέσης του άξονα η οποία δίνει σε αυτά τα μοτέρ υψηλή ροπή εκκίνηση και γραμμικά χαρακτηριστικά ταχύτητας-ροπής τα οποία είναι απαραίτητα για τον ακριβή έλεγχο της ταχύτητας και της θέσης. Στην περίπτωση των κινητήρων DC με ψήκτρες η ανάδραση είναι με μηχανικό συλλέκτη και ψήκτρες και στην περίπτωση των κινητήρων DC χωρίς ψήκτρες κινητήρες, η ανάδραση είναι με κάποιων αισθητήρα ηλεκτρονικής ανατροφοδότησης όπως είναι οι μαγνητικοί αισθητήρες Hall, οι κωδικοποιητές και οι resolvers. Ένα βασικό σημείο είναι ότι οι περιελίξεις ενεργοποιούνται διαδοχικά με την βοήθεια ενός ηλεκτρονικού συστήματος οδήγησης στους κινητήρες BLDC. Χωρίς τα ηλεκτρονικά ο κινητήρας δίνετε να περιστραφεί. Αντίθετα αφού οι BLDC κινητήρες διαθέτουν οποιοδήποτε ηλεκτρονικά μπορούν να χρησιμοποιηθούν για εφαρμογές που χρειάζονται ρυθμιζόμενη ταχύτητα και επιπλέον προσφέρουν και πολλές άλλες χρήσιμες λειτουργίες.

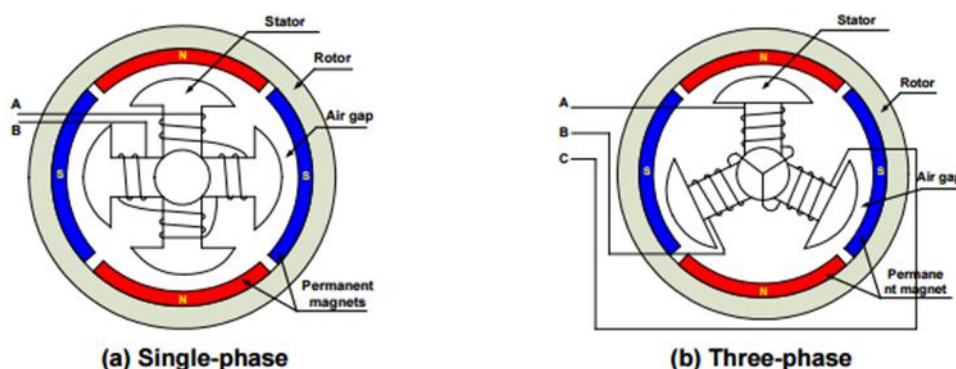


Σχήμα: Τομή BLDC κινητήρα

Το παραπάνω σχήμα απεικονίζει μια εγκάρσια τομή ενός τυπικού κινητήρα DC χωρίς ψήκτρες. Οι μόνιμοι μαγνήτες βρίσκονται στο εσωτερικό και στο δρομέα. Ο στάτης είναι στο εξωτερικό και έχει τις περιελίξεις (inrunner).

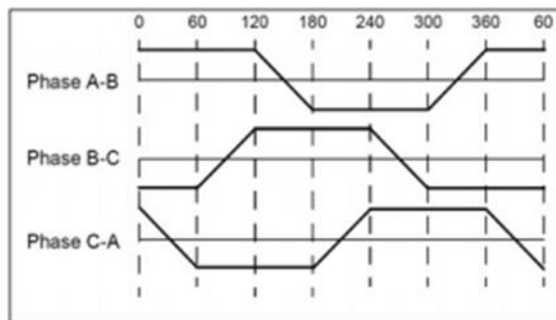
## 2.5.2 Κατασκευή του στάτη

Υπάρχουν τρεις κατηγορίες του κινητήρα BLDC: μονοφασικός, διφασικός και τριφασικός. Σε αυτή την ανάλυση υποθέτουμε ότι ο στάτης του κάθε τύπου έχει τον ίδιο αριθμό περιελίξεων. Οι μονοφασικοί και τριφασικοί είναι οι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενοι. Το παρακάτω σχήμα δείχνει μια απλοποιημένη διατομή ενός μονοφασικού και τριφασικού μοτέρ BLDC. Ο δρομέας έχει μόνιμους μαγνήτες για να σχηματίσουν 2 ζεύγη μαγνητικών πόλων, και περιβάλλει το στάτη, ο οποίος έχει τις περιελίξεις (εδώ υποθέτουμε την περίπτωση outrunner motor)

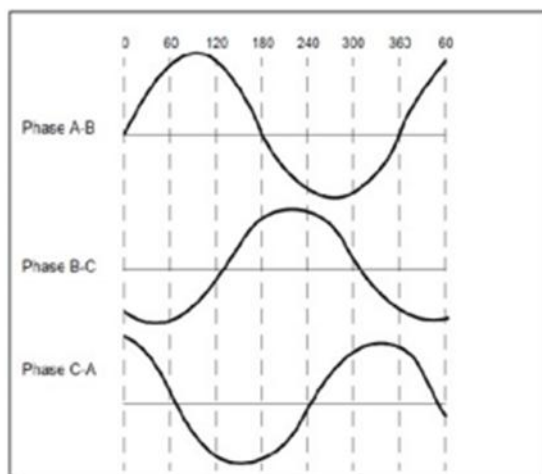


Σχήμα: Απλοποιημένα διαγράμματα BLDC κινητήρων

Ένα μονοφασικό μοτέρ έχει ένα τύλιγμα στον στάτη τυλιγμένο είτε δεξιόστροφα είτε αριστερόστροφα κατά μήκος κάθε βραχίονας του στάτη ώστε να διαμορφώσει τέσσερις μαγνητικούς πόλους όπως δείχνεται στο παραπάνω σχήμα (α). Συγκριτικά, ένας τριφασικός κινητήρας έχει τρεις περιελίξεις όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα (b). Κάθε φάση ενεργοποιείται διαδοχικά για να κάνει τον δρομέα να περιστραφεί. Υπάρχουν δύο τύποι όσον αφορά τις περιελίξεις του στάτη: τραπεζοειδής και ημιτονοειδής, το οποίο αναφέρεται στην μορφή του σήματος back EMF. Το σχήμα του BEMF προσδιορίζεται από διαφορετικές διασυνδέσεις των πηνίων και από την απόσταση στο διάκενο αέρα. Εκτός από το BEMF, το ρεύμα φάσης ακολουθεί επίσης τραπεζοειδές ή ημιτονοειδές σχήμα. Ένας ημιτονοειδής κινητήρας παράγει ομαλότερη ηλεκτρομαγνητική ροπή από έναν τραπεζοειδή κινητήρα, αν και με υψηλότερο κόστος λόγω της χρήσης των επιπλέον περιελίξεων χαλκού. Ένα μοτέρ BLDC χρησιμοποιεί μια απλουστευμένη δομή με τραπεζοειδή περιελίξεις στάτη.



Σχήμα: Τραπεζοειδής Back EMF

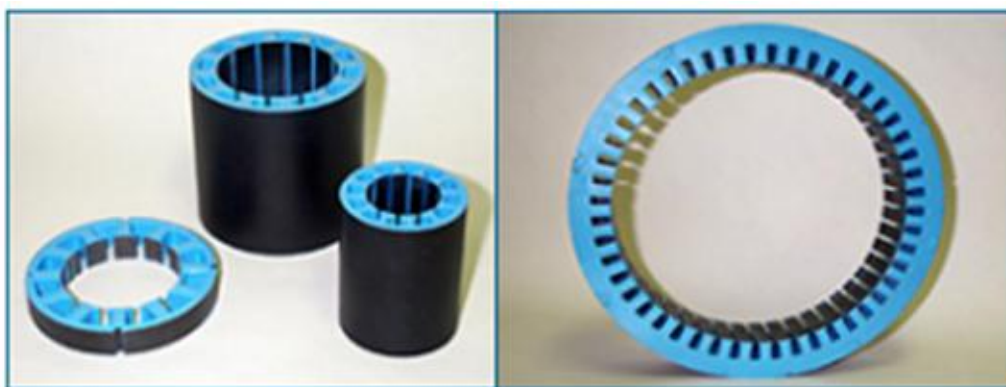


Σχήμα: Ημιτονοειδής Back EMF

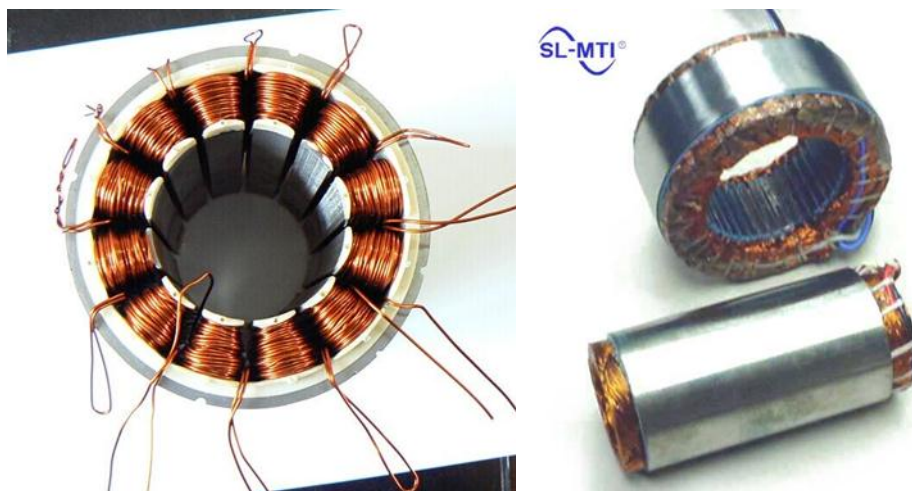
Η κατασκευή του στάτη ενός κινητήρα BLDC ξεκινά με την χρήση ελασμάτων (laminations-lams) από ηλεκτρικό χάλυβα χαμηλών απωλειών διαμορφωμένο με υψηλής ποιότητας μήτρα εκτύπωσης . Ο σχεδιασμός και η κατασκευή των ελασμάτων του BLDC κινητήρα είναι ζωτικής σημασίας για την απόδοση του. Η μήτρα εκτύπωσης είναι μια σημαντική επένδυση και ο τύπος που χρησιμοποιείται (χαμηλού όγκου παραγωγής / χαμηλού κόστους / υψηλής συντήρησης και υψηλής ταχύτητας μήτρα χάλυβα έναντι υψηλού όγκου παραγωγής, υψηλότερου κόστους / χαμηλής συντήρησης μήτρα καρβιδίου) επιλέγεται ανάλογα τον όγκο της παραγωγής. Σε κάθε περίπτωση, στο στάδιο του σχεδιασμού και της κατασκευής του πρωτότυπου ενός BLDC κινητήρα η επιλογή του σωστού σχεδίου ελασμάτων και στη συνέχεια η επιλογή του σωστού τύπου της μήτρας είναι μια πολύ σημαντική απόφαση. Μια λανθασμένη απόφαση σε αυτό το στάδιο θα οδηγήσει σε προβλήματα η και αποτυχία καθώς ο κινητήρας παίρνει το δρόμο προς την παραγωγή.

Το επόμενο βήμα στην κατασκευή του στάτη είναι η στοιβασία αυτών των ελασμάτων ώστε να δημιουργηθεί η δομή του στάτη που αποτελείται από διαδοχικά μονωμένα μεταξύ τους ελάσματα. Αυτό γίνεται σε διαφορετικούς τρόπους, όπως ηλεκτροσυγκόλληση, καρφώσει η κόλληση, ανάλογα με την εμπειρία του κατασκευαστή του κινητήρα. Μόλις τα ελάσματα στοιβαχτούν πρέπει να μονωθούν για να προστατευτεί το καλώδιο χαλκού από βραχυκύκλωμα στη χαλύβδινη επιφάνεια της δομής του στάτη. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με διάφορους τρόπους (όπως επικάλυψη πούδρας, που απεικονίζεται με την χαρακτηριστική μπλε επικάλυψη που φαίνονται στην παρακάτω εικόνα ή με πλαστική μόνωση) ανάλογα τον όγκο παραγωγής. Σε αυτό το στάδιο, η δομή του στάτη είναι έτοιμη να πάει στην μηχανή περιέλιξης.

Μαζί με την μήτρα των ελασμάτων η πιο κρίσιμη απόφαση σχετικά με την κατασκευή του BLDC κινητήρα είναι ο τύπος της μηχανής περιέλιξης που θα χρησιμοποιηθεί. Αυτή είναι μια σημαντική επένδυση και μπορεί κοστίζει χιλιάδες ευρώ. Η σωστή μηχανή περιέλιξης πρέπει να επιλεγεί μετά από προσεκτική μελέτη της επένδυσης, της απόδοσης, της ευελιξίας και το πιο σημαντικό απ' όλα, της αξιοπιστίας. Μια αναξιόπιστη μηχανή περιέλιξης μπορεί να σημάνει καταστροφή στην παραγωγή δεδομένου ότι ελέγχει μια κρίσιμη διαδικασία (αυτή της περιέλιξης), χωρίς την οποία δεν μπορεί να κατασκευαστεί κινητήρας



Εικόνα: Στάτες χωρίς περιέλιξη



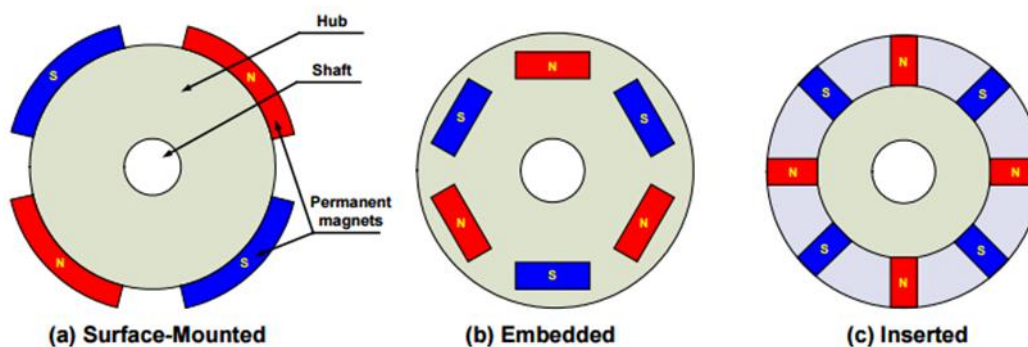
Εικόνα: Στάτες με περιέλιξη

Εδώ βλέπουμε μερικά παραδείγματα από στάτες ολοκληρωμένους μετά την διαδικασία της περιέλιξης. Υπάρχουν προαιρετικές διαδικασίες μετά την περιέλιξη όπως βερνίκωμα, δέσιμο, τη διαμόρφωση των ακραίων τμημάτων της περιέλιξης και την τοποθέτηση υποδοχών για τα καλώδια σύνδεσης, ώστε να προετοιμαστεί η δομή του στάτη για την τελική συναρμολόγηση

### 2.5.3 Κατασκευή του ρότορα

Η κατασκευή του δρομέα ενός κινητήρα BLDC γίνεται από υλικά μόνιμου μαγνήτη. Ο αριθμός των ζευγαριών πόλων μπορεί να ποικίλει από δύο έως οκτώ ζευγάρια πόλων με εναλλαγή Βόριων (N) και Νότιων (S) πόλων. Το σωστό μαγνητικό υλικό για τη δημιουργία του ρότορα επιλέγεται με βάση την απαιτείται πυκνότητα μαγνητικού πεδίου. Παραδοσιακά οι μαγνήτες φερρίτη χρησιμοποιούνται για την κατασκευή μόνιμων μαγνητών, αλλά πρόσφατα καθώς η τεχνολογία εξελίσσεται οι μαγνήτες σπάνιων γαιών κερδίζουν δημοτικότητα. Το μειονέκτημα των μαγνητών φερρίτη έχει χαμηλή πυκνότητα ροής για ένα δεδομένο όγκο, ακόμη και αν είναι φθηνότεροι σε σύγκριση με τους μαγνήτες σπάνιων γαιών. Σε αντίθεση το υλικό του κράματος των σπάνιων γαιών έχει υψηλή μαγνητική πυκνότητα ανά όγκο και επιτρέπει τη μείωση του μεγέθους του δρομέα για την ίδια εφαρμοζόμενη ροπή. Ένα άλλο πλεονέκτημα αυτού του κράματος μαγνητών είναι η βελτίωση της αναλογίας μεγέθους προς βάρος και το ότι παρέχει υψηλότερη ροπή από το ίδιο μέγεθος κινητήρα που χρησιμοποιεί μαγνήτες φερρίτη. Το είδος των κραμάτων των μαγνητών σπάνιων γαιών που κέρδισαν πρόσφατα δημοτικότητα είναι: νεοδυμίου (Nd), σαμάρου κοβάλτιου (SmCo)

και το κράμα νεοδυμίου, Φερρίτη και βόριου (NdFeB). Συνεχής έρευνα γίνεται για να βελτιωθεί η πυκνότητα ροής για συμπίεσει περαιτέρω του δρομέα. Το παρακάτω σχήμα δείχνει τις διατομές των διαφορετικών τρόπων προσαρμογής των μαγνητών σε έναν δρομέα

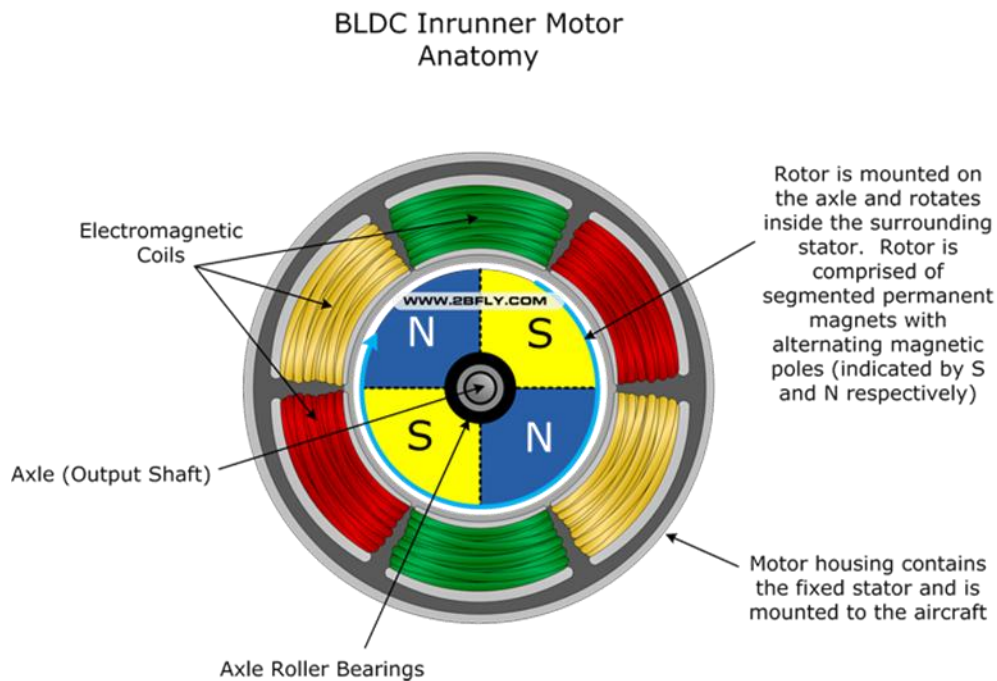


Σχήμα: Τομή των μαγνητών του ρότορα

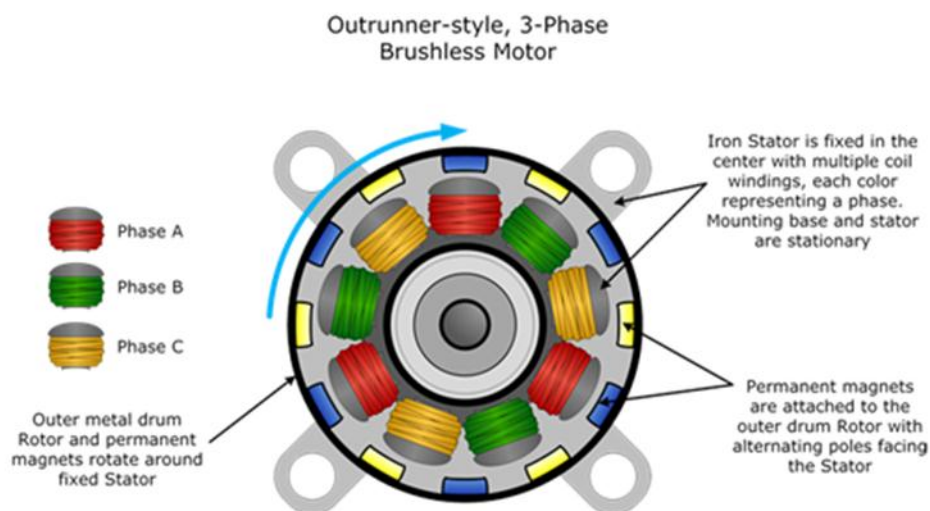
## 2.6 Διαφορές Outrunners και Inrunners κινητήρων

Οι κινητήρες Brushless DC μπορούν να χωριστούν σε δυο κατηγορίες ανάλογα τον σχεδιασμό τους. Στους Inrunner η αλλιώς περιστρεφόμενου πυρήνα όπου ο στάτης που φέρει τα τυλίγματα είναι τοποθετημένος στο κυλινδρικό κέλυφος του κινητήρα και ο δρομέας που φέρει τους μόνιμους μαγνήτες είναι κέντρο του κινητήρα. Και στους Outrunner η αλλιώς περιστρεφόμενου κελύφους στους οποίους ο στάτης που φέρει τα τυλίγματα βρίσκεται στο κέντρο ενώ ο δρομέας που φέρει τους μόνιμους μαγνήτες στο κυλινδρικό κέλυφος το οποίο είναι συνδεδεμένο με τον άξονα του κινητήρα.



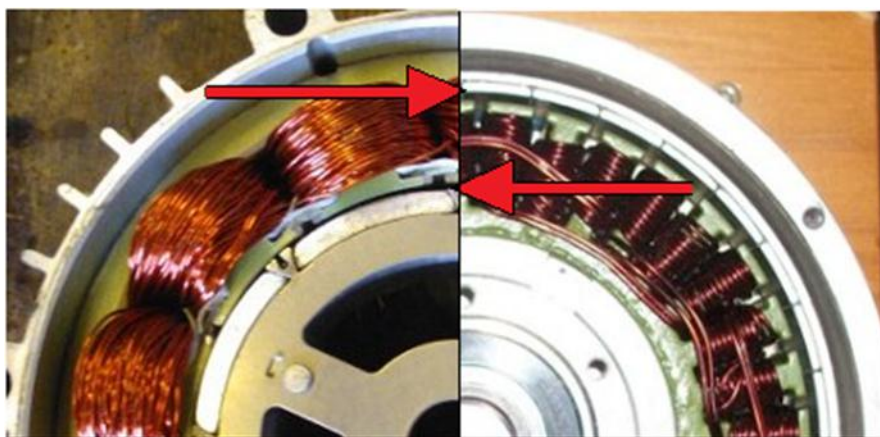


Σχήμα: Δομή κινητήρα Inrunner



Σχήμα: Δομή κινητήρα Outrunner

Πλεονέκτημα των Outrunner κινητήρων είναι ότι έχουν υψηλότερη ροπή σε χαμηλές στροφές έτσι κάποιες φορές δεν χρειάζεται η χρήση μειωτήρα στροφών για την απευθείας σύνδεση τους σε φορτίο με συνέπεια μείωση του κόστους και της ανάγκης συντήρησης της διάταξης.



Εικόνα: Απόσταση διάκενου αέρα από τον άξονα

Αυτό οφείλεται στο ότι αν δυο κινητήρες έχουν την ίδια διάμετρο όπως στην εικόνα ο Outrunner έχει το διάκενο αέρα πιο μακριά από τον άξονα και αυτό αυξάνει την μόχλευση με αποτέλεσμα περισσότερη ροπή ανά watt. Έτσι έχουμε ένα πλεονέκτημα κυρίως στα μικρά μοτέρ γιατί από την άλλη πλευρά η θερμοκρασία από τα πηνία στον Outrunner επάγεται στο κέντρο του κινητήρα με αποτέλεσμα να είναι δυσκολότερη η επαγωγή της στο εξωτερικό περιβάλλον.

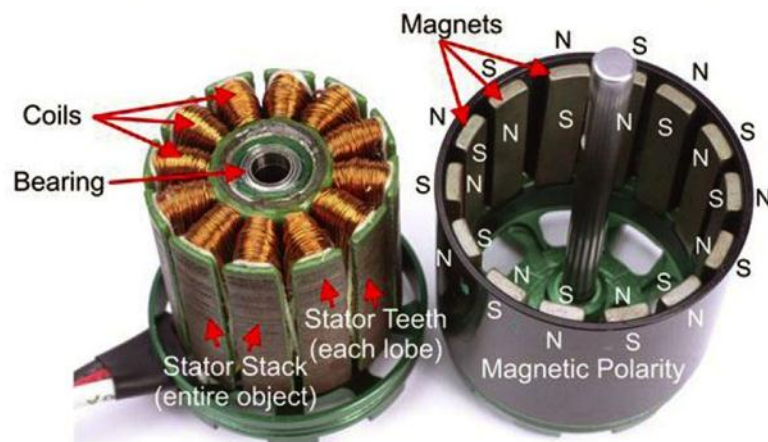
#### Inrunners

- Μεγαλύτερη απόδοση
- Ποιο θορυβώδης στην λειτουργία τους
- Υψηλές στροφές, μικρή ροπή
- Χρειάζεται μειωτήρα

#### Outrunners

- Χαμηλές στροφές (rpm), μεγάλη ροπή
- Δεν χρειάζεται μειωτήρα
- Λιγότερο θορυβώδεις στην λειτουργία τους
- Λιγότερο αποδοτικοί από τους Inrunners

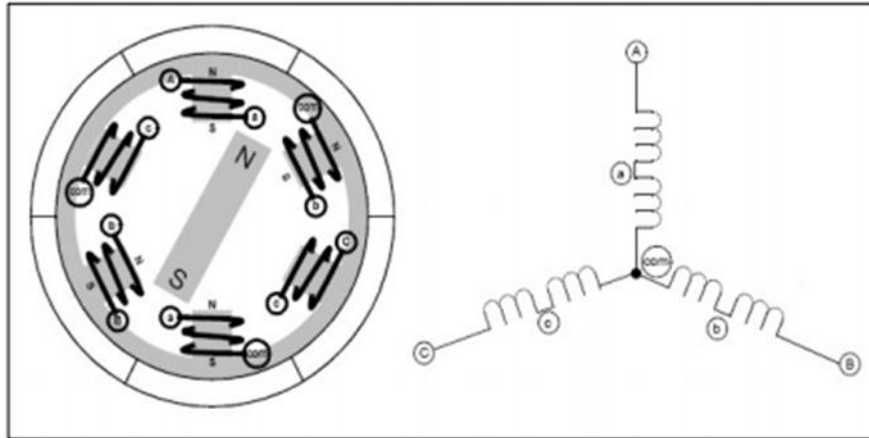
## OUTRUNNER COMPONENTS



Εικόνα: Εσωτερικό Outrunner κινητήρα

### 2.7 Θεωρία λειτουργίας

Η ακολουθία μεταγωγής στους BLDC κινητήρες έχει μια από τις περιελίξεις ενεργοποιημένη με θετικό δυναμικό (το ρεύμα εισέρχεται στο τύλιγμα), η δεύτερη περιέλιξη έχει αρνητικό δυναμικό (το ρεύμα εξέρχεται από το τύλιγμα) και η τρίτη περιέλιξη είναι σε ανενεργή κατάσταση. Η αλληλεπίδραση μεταξύ του μαγνητικού πεδίου που δημιουργείται από τα πηνία στάτη και μόνιμων μαγνητών δημιουργεί την απαιτούμενη ροπή. Στην ιδανική περίπτωση η μέγιστη ροπή εμφανίζεται όταν τα δυο αυτά πεδία έχουν διαφορά  $90^\circ$  μεταξύ τους. Προκειμένου να διατηρηθεί ο κινητήρας σε λειτουργία πρέπει η θέση του μαγνητικού πεδίου που παράγεται από τις περιελίξεις να μετακινηθεί όπως ο ρότορας κινείται για να καλύψει την διαφορά με το πεδίο του στάτη. Η κατασκευή του κινητήρα με σύνδεση αστέρα αποτελείται από τρία ηλεκτρομαγνητικά κυκλώματα που συνδέονται σε ένα κοινό σημείο που αναφέρεται επίσης ως “ουδέτερος”. Κάθε ηλεκτρομαγνητικό κύκλωμα χωρίζεται στο κέντρο επιτρέποντας έτσι στον ρότορα μόνιμου μαγνήτη να μετακινηθεί στην μέση του επαγόμενου μαγνητικού πεδίου. Το κλειδί για την ηλεκτρονική μεταγωγή είναι να ανιχνευτεί η θέση του ρότορα και στη συνέχεια να ενεργοποιηθεί τις σωστές φάσεις της περιέλιξης για να συνεχίσει ο ρότορας να περιστρέφεται. Το επόμενο σχήμα είναι μια απλοποιημένη απεικόνιση της κατασκευής ενός κινητήρα συνδεδεμένου με αστέρα που απεικονίζει επίσης την τοπολογία της περιέλιξης του.



Σχήμα: Απλοποιημένο διάγραμμα BLDC κινητήρα

## 2.8 Μαθηματικό μοντέλο

Υποθέτουμε έναν κινητήρα BLDC που έχει τρία τυλίγματα στάτη και μόνιμους μαγνήτες στον δρομέα. Αφού τόσο οι μαγνήτες όσο και ο ανοξείδωτος χάλυβας που συγκρατεί το περίβλημα έχουν υψηλή αντίσταση, τα ρεύματα επαγωγής του δρομέα μπορούν να αγνοηθούν και δεν μοντελοποιούνται τυλίγματα απόσβεσης. Η επόμενη μήτρα εξισώσεων με μεταβλητές φάσεων αντιστοιχεί στα τρία τυλίγματα.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{cb} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Σε αυτή την ανάλυση έχουν γίνει κάποιες παραδοχές για απλοποίηση της μοντελοποίησης. Αυτές είναι:

- Ο κινητήρα δεν είναι κορεσμένος
- Οι αντιστάσεις του στάτη σε όλα τα τυλίγματα είναι ίσες οι αυτεπαγωγές όπως και οι αμοιβαίες επαγωγές είναι σταθερές
- Τα ηλεκτρονικά ισχύος στο Inverter είναι ιδανικά
- Οι απώλεις του σιδήρου είναι αμελητέες

$$L_a = L_b = L_c = L$$

$$L_{ab} = L_{ca} = L_{cb} = M$$

ως εκ τούτου,

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

αλλά

$$i_a = i_b = i_c = 0$$

επομένως

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a$$

ως εκ τούτου,

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής

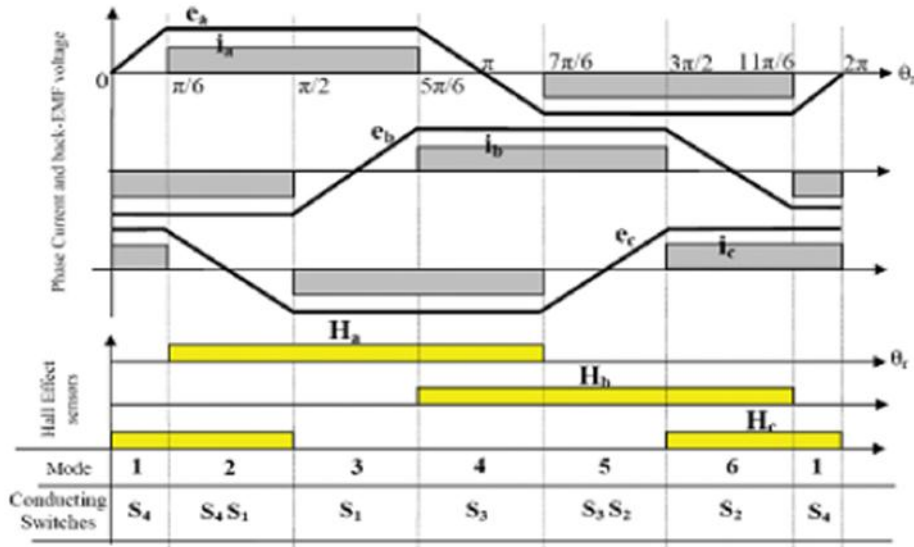
$$T_e = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega_r}$$

Και η αλληλεπίδραση της  $T_e$  με την ροπή του φορτίου προσδιορίζει πως αναπτύσσεται η ταχύτητα

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r$$

Όπου  $T_L$  η ροπή φορτίου,  $J$  η αδράνεια, και  $B$  η απόσβεση

Το παρακάτω σχήμα δείχνει την τραπεζοειδή back EMF, την κυματομορφή του ρεύματος και τα σήματα θέσης από έναν αισθητήρα hall effect. Για να οδηγήσουμε το μοτέρ με μέγιστη και σταθερή ροπή τα ρεύματα φάσης πρέπει να συγχρονιστούν με τις αντίστοιχες τάσεις φάσεως την back EMF. Επιπλέον σε κάθε στάδιο μόνο δυο φάσεις άγουν και η άλλη φάση είναι ανενεργή.



Σχήμα: Κυματομορφή Back EMF και κυματομορφή ρεύματος του BLDC κινητήρα

Όπως δείχνει η παραπάνω εικόνα η back EMF είναι συνάρτηση της θέσης του ροτορα. Έχει πλάτος  $E = K_e \cdot \omega_r$  όπου  $K_e$  είναι σταθερά της back EMF

Τα χαρακτηριστικά ταχύτητας και ροπής του κινητήρα BLDC μπορούν να εξηγηθούν από την εξίσωση:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r$$

Όπου ο παράγοντας απόσβεσης υποτίθεται ότι είναι αμελητέος. Οπότε μπορούμε να αναδιατάξουμε την εξίσωση και να πάρουμε την επόμενη εξίσωση:

$$\omega_r = \frac{1}{J} \int (T_e - T_L) dt = \frac{1}{J} \int [(T_a + T_b + T_c) - T_L] dt$$

Για να πάρουμε την σχέση ρεύματος και ροπής η επόμενη εξίσωση θα χρησιμοποιηθεί

$$P_e = EI_{max} = P_m = T_e \omega_r$$

Και ακολούθως αναδιατάσσοντας την εξίσωση παίρνουμε:

$$T_e = \frac{E}{\omega_r} I_{max} = K_t I_{max}$$

Από της παραπάνω εξισώσεις μπορούμε να πούμε ότι η ροπή, το ρεύμα και η τάση (back EMF) έχουν μια αλληλεπίδραση με την ταχύτητα. Οπότε μπορούμε να συμπεράνουμε ότι για να ελέγξουμε την ταχύτητα ενός κινητήρα BLDC μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε έναν ελεγκτή ρεύματος η τάσης.

## 2.9 Η τάση *back-EMF*

Όταν ένας ηλεκτρικός κινητήρας περιστρέφεται οι περιελίξεις του οπλισμού “κόβουν” στη μέση το μαγνητικό πεδίο του στάτη. Έτσι ο κινητήρας λειτουργεί ως γεννήτρια. Σύμφωνα με τον νόμο του Lenz’s η επαγόμενη τάση στον οπλισμό θα εναντιωθεί στην εφαρμοζόμενη τάση στον στάτη. Αυτή η επαγόμενη τάση ονομάζεται *back EMF* (ηλεκτρεγερτική δύναμη). “Πίσω” (BACK) γιατί τείνει να εξουδετερώσει την εφαρμοζόμενη τάση έτσι η πραγματική τάση σε ολόκληρο τον οπλισμό είναι η διαφορά μεταξύ εφαρμοζόμενης τάσης και *back EMF*. Η τιμή της *Back EMF* καθορίζεται από την ταχύτητα περιστροφής και την δύναμη των μαγνητών, έτσι αν ο μαγνήτης είναι ισχυρός η *Back EMF* αυξάνεται και αν η ταχύτητα αυξάνεται τότε η *back EMF* επίσης αυξάνεται.

Η *back EMF* εξαρτάται κυρίως από τρεις παράγοντες

- Την γωνιακή ταχύτητα του ρότορα
- Το μαγνητικό πεδίο που παράγεται από τους μαγνήτες του ρότορα
- Τον αριθμό των σπειρών στα τυλίγματα του στάτη

Η *back EMF* είναι πολύ σημαντική στους ηλεκτρικούς κινητήρες. Όταν ο κινητήρας ενεργοποιείται για πρώτη φορά δεν υπάρχει *Back EMF* γιατί ο οπλισμός δεν περιστρέφεται ακόμα. Αυτό σημαίνει ότι ο κινητήρας έχει υψηλή ροπή εκκίνησης αφού δεν υπάρχει κάποια αντίθετη τάση ως προς την εφαρμοζόμενη τάση στον κινητήρα. Όταν ο κινητήρας περιστρέφεται με κάποια ταχύτητα η *back EMF* θα αντιταχτεί σε ένα μεγάλο μέρος της εφαρμοζόμενης τάσης και το καθαρό αποτέλεσμα είναι ένα σχετικά μικρό ποσό της κατανάλωσης ενέργειας. Αν εφαρμοστεί φορτίο η ταχύτητα θα μειωθεί. Έτσι η *back EMF* θα μειωθεί και η διαφορά μεταξύ εφαρμοζόμενης τάσης και *back EMF* θα αυξηθεί. Αυτή η διαφορά είναι που προκαλεί την ροή του ρεύματος στον οπλισμό, έτσι το ρεύμα θα αυξηθεί αν αυξηθεί το μηχανικό φορτίο και περισσότερη ενέργεια εφαρμόζεται για να διατηρήσει τη ροπή.

Πολλές μέθοδοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να υπολογίσουμε την *back EMF* ενός κινητήρα. Η τιμή της *back EMF* μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$e_b = \frac{d\Lambda}{dt} = \frac{d\Lambda}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt}$$

Και επίσης έχουμε

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{S}{60} * 360^\circ$$

Όπου S είναι η μηχανική ταχύτητα σε RPM

Μπορούμε να υπολογίσουμε την back EMF χρησιμοποιώντας αναλυτική μέθοδο σύμφωνα με την ακόλουθη εξίσωση

$$E_{rms} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f k_w N \Phi_u$$

Όπου:

f είναι η ηλεκτρική συχνότητα

$k_w$  είναι ο συντελεστής περιέλιξης

N είναι ο αριθμός των σπειρών ανά ομάδα

$\Phi_u$  είναι η χρήσιμη ροή ανά πόλο

Αυτή η εξίσωση δείχνει ξεκάθαρα ότι η back EMF έχει άμεση σχέση με την ηλεκτρική συχνότητα

## 2.10 Μαγνητική ανομοιομορφία

Τα περισσότερα χαρακτηριστικά της λειτουργίας της μηχανής (όπως η παραγωγή ροπής, η επαγωγή, και η αντίδραση τυμπάνου) επηρεάζονται από τη μαγνητική δομή της μηχανής. Το πιο γενικό χαρακτηριστικό αυτής της δομής είναι η μαγνητική ανομοιομορφία της (magnetic saliency), η οποία περιγράφει την αντίσταση των κύριων διαδρομών ροής στην μηχανή. Πριν προχωρήσουμε σε μια εισαγωγή στην μαγνητική ανομοιομορφία είναι απαραίτητο να περιγράψουμε κάποιες παραδοχές που χρησιμοποιούνται στην μαγνητική μοντελοποίηση.

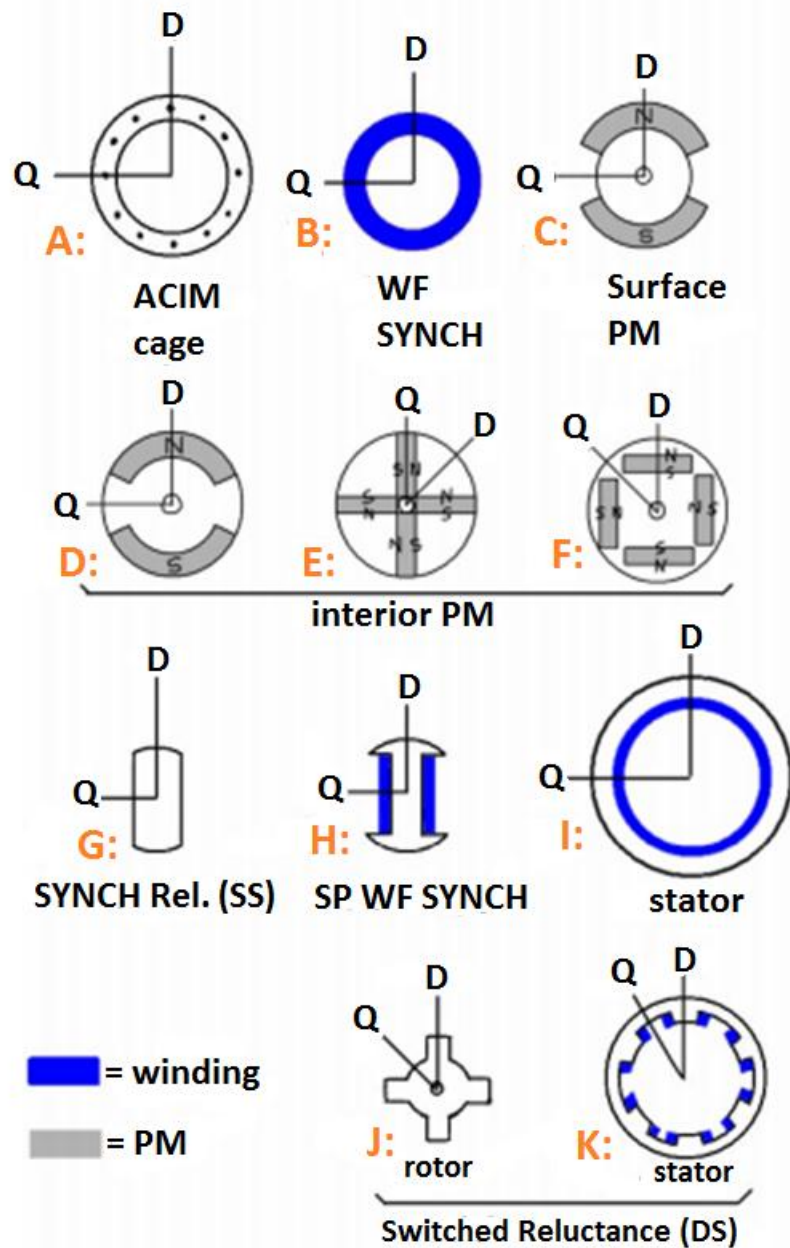
Η μαγνητική ροή σε έναν κινητήρα ταξιδεύει από τον ρότορα μέσω του διάκενου αέρα στον στάτη και μετά μέσω του απέναντι διάκενου αέρα για να φτάσει στο σημείο από το οποίο ξεκίνησε. Σε μια συγκεκριμένη διαδρομή ροής συναντούμε διάφορα μέσα όπως είναι ο αέρας, ο χάλυβας (παραδοσιακά ονομάζεται "σίδηρο"), υλικά μόνιμου μαγνήτη, μη σιδηρούχα υλικά περιέλιξης (χαλκός, μόνωση, βερνίκι) και μη σιδηρούχα δομικά υλικά (όπως αλουμίνιο, πολυμερές, συνθετικά). Σε μια ορισμένη προσέγγιση όλα τα μη σιδηρούχα υλικά στον κινητήρα έχουν την σχετική



διαπερατότητα του αέρα, η οποία στην στοιχειώδη ανάλυση της μηχανής θεωρείται ότι είναι της διηλεκτρικής σταθεράς του κενού ( $\mu_0$ ). Ο χάλυβας στον κινητήρα έχει σχετική διαπερατότητα αρκετών χιλιάδων. Αφού στην διαδρομή ροής εκτός από το χάλυβα όλα τα αλλά υποτίθεται ότι έχουν διαπερατότητα  $\mu_0$ , συχνά η αντίσταση από αυτά τα υλικά συσσωρεύεται και θεωρείται ότι είναι η "ενεργός" αντίσταση του διακένου. Όταν γίνει αυτό η μόνη άλλη διαπερατότητα που μας απασχολεί είναι ότι του χάλυβα. Στη βασική ανάλυση των κινητήρων η διαπερατότητα του χάλυβα υποτίθεται ότι να είναι τόσο πολύ μεγαλύτερη (μερικές φορές απείρως μεγαλύτερη) από το  $\mu_0$  που η αντίσταση του χάλυβα είναι αμελητέα σε σύγκριση με εκείνη της "ενεργού" αντίστασης του διακένου. Αγνοώντας τη διαρροή η MMF που παράγεται από το τύλιγμα του στάτη οδηγεί μια μαγνητική ροή διαμέσου του διάκενου και του χάλυβα. Αφού η αντίσταση του χάλυβα θεωρείται αμελητέα η MMF που αναπτύσσεται στα άκρα του χάλυβα είναι αμελητέα και ως εκ τούτου αγνοείται στο μαγνητικό κύκλωμα. (Το ηλεκτρικό ανάλογο αντιστοιχεί στην υπόθεση ότι η τάση που παράγεται από μία πηγή οδηγεί ρεύμα διαμέσου της αντίστασης των αγωγών τροφοδοσίας και του φορτίου, αλλά οι αγωγοί τροφοδοσίας έχουν αντίσταση πολύ μικρότερη από το φορτίο, έτσι αμελητέα τάση αναπτύσσεται κατά μήκος τους και μπορούν γενικά να αγνοηθούν.) Επιπλέον, δεδομένου ότι υπάρχει μια αμελητέα ποσότητα MMF κατά μήκος του χάλυβα υποτίθεται ότι και η ένταση του πεδίου είναι επίσης αμελητέα. Υποθέτοντας ότι το διάκενο είναι "μικρό" σε σύγκριση με την ακτίνα του ρότορα οι οριακές συνθήκες είναι τέτοιες ώστε στη συνέχεια μπορεί να υποτεθεί ότι το πεδίο είναι κάθετο προς τις επιφάνειες του χάλυβα στο διάκενο. Υπάρχουν πάντα μη γραμμικά φαινόμενα άκρων και η υπόθεση αυτή ίσως δεν είναι τόσο καλή για την ανάλυση ενός PM κινητήρα δεδομένου ότι η "ενεργός" αντίσταση διάκενου μιας σύγχρονης μηχανής PM είναι πολύ μεγαλύτερη από εκείνη των κλασικών σύγχρονων μηχανών. Παρ' όλα αυτά η υπόθεση αυτή είναι αρκετά καλή για να κατανοήσουμε τις βασικές αρχές των κινητήρων και γι' αυτό θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα εργασία, η οποία ασχολείται με την ανάλυση των μηχανών όχι από την οπτική γωνία του σχεδιασμού αλλά από τη σκοπιά της στοιχειώδους κατανόησης της λειτουργίας τους και του ελέγχου αυτών.

Χρησιμοποιώντας αυτές τις υποθέσεις μπορούμε να εντοπίσουμε διαδρομές ροής στην μηχανή και να γνωρίζουμε ότι το μήκος ή το σχήμα της διαδρομής που διαπερνά τον χάλυβα του στάτορα και του ρότορα δεν επηρεάζει την αντίσταση της εν λόγω

διαδρομής, αλλά μόνο το μήκος της διαδρομής που διαπερνά το διάκενο είναι σημαντικό. Δεδομένου ότι κάθε μηχανή έχει μια συγκεκριμένη εγκάρσια διατομή που επιφέρει διαμετρική συμμετρία είναι ευκολότερο να εντοπίσουμε αυτές τις διαδρομές ροής μέσω του κέντρου του άξονα του ρότορα. Τέλος η ιδέα αυτή επιτρέπει σε ένα βασικό ορισμό της μαγνητικής ανομοιομορφίας: όταν οι εγκοπές του στάτη και του ρότορα αγνοηθούν τότε η μηχανή δεν παρουσιάζει ανομοιομορφία αν όλες οι διαδρομές ροής από το κέντρο του ρότορα έχουν την ίδια αντίσταση. Οι εγκάρσιες διατομές από στάτορες και ρότορες φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα: Τομές ορισμένων γενικευμένων σύγχρονων κινητήρων

Για κάθε τύπο δρομέα και στάτη σχεδιάστηκαν δύο άξονες που: ο ένας με την ένδειξη D και ο άλλος με την ένδειξη Q. Οι οκτώ ρότορες (A-H) χρησιμοποιούνται με τον στάτη (I). Οι πρώτοι τρεις ρότορες (A-C) δεν παρουσιάζουν μαγνητική ανομοιομορφία επειδή οι δύο διαδρομές είναι ίσης αντίστασης. Οι άλλοι ρότορες (D-H) παρουσιάζουν μαγνητική ανομοιομορφία γιατί οι δύο διαδρομές αντιμετωπίζουν διαφορετικές αντιστάσεις. Στις μηχανές διακοπτικής διέγερσης (J-K) τόσο ο ρότορας όσο και ο στάτης παρουσιάζουν μαγνητική ανομοιομορφία.

Οι κινητήρες μπορούν να παράγουν ροπή χρησιμοποιώντας δύο ανεξάρτητες αρχές: η πρώτη είναι να χρησιμοποιήσουν δύο αλληλεπιδρώντων μαγνητικών πεδίων και η δεύτερη η χρησιμοποίηση ενός μαγνητικού πεδίου και ενός μαγνητικού κυκλώματος του οποίου η αντίσταση είναι συνάρτηση της θέσης του ρότορα. Ορισμένοι κινητήρες χρησιμοποιούν μόνο την πρώτη αρχή, ορισμένοι χρησιμοποιούν μόνο την δεύτερη και μερικοί κινητήρες χρησιμοποιούν ένα συνδυασμό και των δύο. Όταν συζητάμε για την παραγωγή ροπής (και ως εκ τούτου τον έλεγχο του κινητήρα), είναι αναγκαίο να γίνουν οι παραπάνω διακρίσεις.

## 2.11 Ενεργειακή απόδοση

Η ενέργεια που καταναλώνει ένας κινητήρας από την τροφοδοσία δίνεται από την σχέση:

$$P_{in} = VI = \frac{V^2}{R}$$

Η μηχανική ενέργεια που παράγεται από τον κινητήρα δίνεται από την σχέση:

$$P_{out} = T\omega$$

Από τις δυο παραπάνω εξισώσεις προκύπτει για την ενεργειακή απόδοση η σχέση:

$$efficiency = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{T\omega}{VI} * 100$$

## 2.12 Παραγωγή ροπής

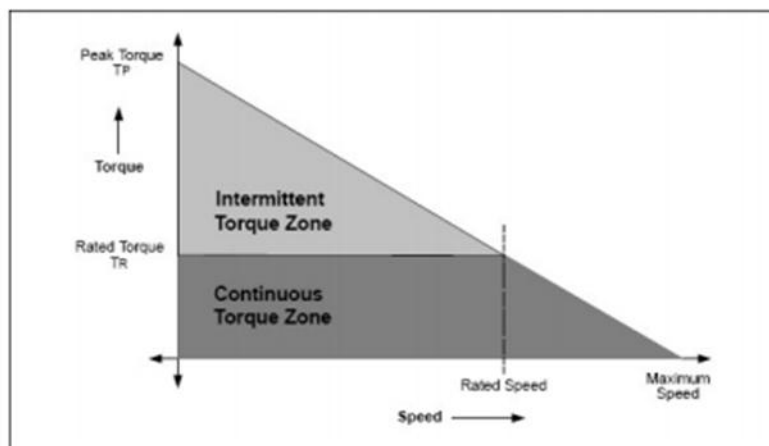
Η ροπή που παράγεται από έναν κινητήρα BLDC είναι ευθέως ανάλογη προς το τρέχον ρεύμα του κινητήρα. Ως εκ τούτου, για τον αποτελεσματικό έλεγχο της ροπής χρησιμοποιείται ένας αισθητήρας για την ανίχνευση του ρεύματος του κινητήρα. Στην συνέχεια χρησιμοποιούνται τελεστικοί ενισχυτές για την ενίσχυση του σήματος από τον αισθητήρα. Η κορυφή ή η μέγιστη ροπή που απαιτείται για την εφαρμογή μπορεί να υπολογιστεί αθροίζοντας την ροπή φορτίου, την ροπή που οφείλεται στην αδράνεια και την ροπή που απαιτείται για να ξεπεραστεί η τριβή. Υπάρχουν και άλλοι παράγοντες, όπως η αντίσταση στο διάκενο αέρα που συμβάλλουν στις απαιτήσεις συνολικής ροπής κορυφής. Η ροπή που παράγεται από ένα κινητήρα μόνιμου μαγνήτη δίνεται από την εξίσωση:

$$T = K_e \Phi i_a$$

Όσον αφορά την παραπάνω εξίσωση  $T$  είναι η ροπή  $K_e$  είναι η σταθερά EMF του κινητήρα,  $i_a$  είναι το ρεύμα οπλισμού και το  $\Phi$  αντιπροσωπεύει την ένταση του πεδίου.

## 2.13 Χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας

Υπάρχουν δύο παράμετροι ροπής που χρησιμοποιούνται για να προσδιορίσουν ένα κινητήρα BLDC, μέγιστη ροπή (TP) και ονομαστική ροπή (TR). Κατά τη διάρκεια της λειτουργίας ο κινητήρας μπορεί να δουλέψει στην ονομαστική ροπής όπου η ροπή παραμένει σταθερή για ένα ευρύ φάσμα στροφών μέχρι την ονομαστική ταχύτητα. Ο κινητήρας μπορεί να περιστραφεί μέχρι τη μέγιστη ταχύτητα, η οποία είναι έως και 150% της ονομαστικής ταχύτητας, αλλά η ροπή αρχίζει να μειώνεται. Ορισμένες εφαρμογές απαιτούν περισσότερη ροπή από την ονομαστική ροπή ειδικά όταν ο κινητήρας ξεκινά από στάση και κατά την επιτάχυνση. Κατά την διάρκεια αυτής της περιόδου η επιπλέον ροπή που απαιτείται για να ξεπεραστεί η αδράνεια του φορτίου και του ίδιου του δρομέα. Το μοτέρ BLDC μπορεί να προσφέρει την επιπλέον απαιτούμενη ροπή, κατ' ανώτατο όριο μέχρι μέγιστη ροπή, όσο λειτουργεί εντός της ζώνης της καμπύλης ροπής ταχύτητας. Το παρακάτω σχήμα δείχνει ένα παράδειγμα της χαρακτηριστικής ροπής-ταχύτητας ενός BLDC κινητήρα.

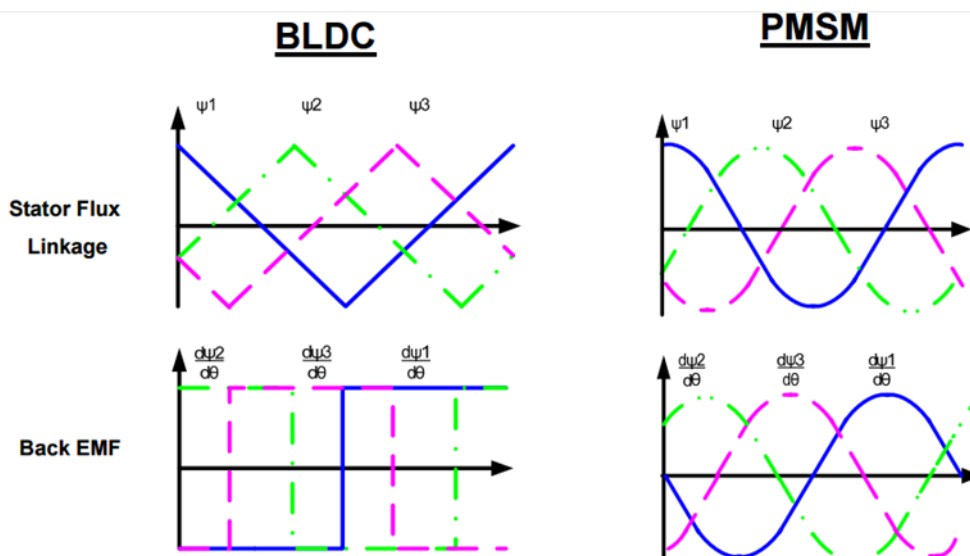


Σχήμα: Χαρακτηριστική ροπής ταχύτητας ενός BLDC κινητήρα

## 2.14 Σχέση μεταξύ κινητήρων BLDC και PSPM

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται η σχέση μεταξύ του κινητήρα DC χωρίς ψήκτρες (BLDC) και του σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM). Ένας σύγχρονος κινητήρας με μόνιμους μαγνήτες στον δρομέα κινείται σε λειτουργία αυτοελέγχου χρησιμοποιώντας έναν αισθητήρα θέσης του δρομέα και ένα inverter για να ελέγχει το ρεύμα στα τυλίγματα του στάτη, γενικά είναι γνωστός ως κινητήρας DC χωρίς ψήκτρες. Εκτός από αυτό ένας κινητήρας dc χωρίς ψήκτρες έχει ένα δρομέα μόνιμου μαγνήτη και τα τυλίγματα του στάτη είναι έτσι κατασκευασμένα ώστε η πίσω ηλεκτρεγερτική δύναμη (back EMF) να είναι τραπεζοειδής. Παρομοίως ένας σύγχρονος κινητήρας μόνιμου μαγνήτη (PMSM) είναι ένας κινητήρας που χρησιμοποιεί μόνιμους μαγνήτες για να παράγει το μαγνητικό πεδίο στο διάκενο αέρα αντί να χρησιμοποιεί ηλεκτρομαγνήτες.

Άρα μπορούμε να συμπεράνουμε ότι ένας κινητήρας dc χωρίς ψήκτρες είναι ένας τύπος σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη με τραπεζοειδή κυματομορφή. Άρα οι σύγχρονοι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη είναι παρόμοιοι με τους κινητήρες dc χωρίς ψήκτρες. Αυτό το περιλαμβάνει την εσωτερική δομή των κινητήρων όπου και οι δυο τύποι έχουν μόνιμους μαγνήτες στον δρομέα και η λειτουργία και των δυο τύπων απαιτεί εναλλασσόμενα ρεύματα στον στάτη για να παράξουν σταθερή ροπή. Η διαφορά αυτόν τον δυο τύπων είναι η χαρακτηριστική κυματομορφή της back EMF όπου στον σύγχρονο κινητήρα μόνιμου μαγνήτη είναι ημιτονοειδής ενώ στον dc κινητήρα χωρίς ψήκτρες η back EMF έχει τραπεζοειδή μορφή.

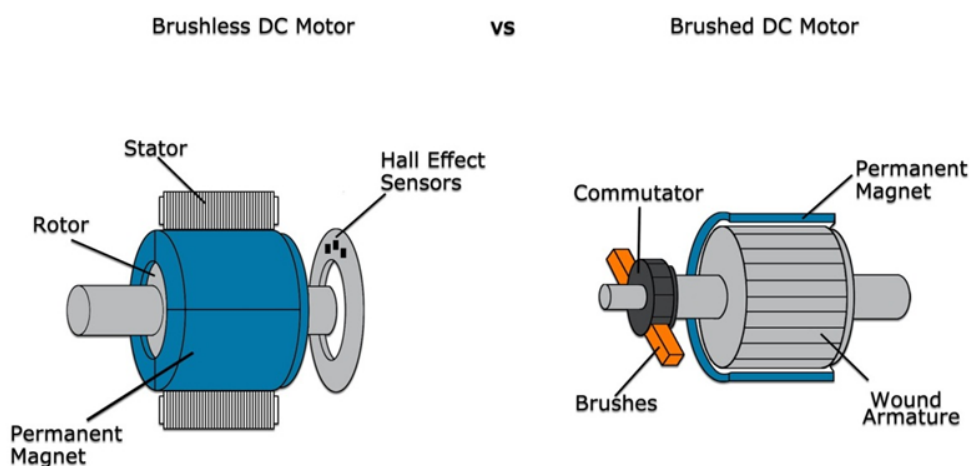


Σχήμα: Κυματομορφές κινητήρων BLDC και PMSM

### 2.15 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα κινητήρων BLDC

Οι κινητήρες brushless είναι ευρέως διαδεδομένοι σε πολλές βιομηχανικές εφαρμογές. Ωστόσο αυτού του τύπου οι κινητήρες έχουν κάποια πλεονεκτήματα όπως και μειονεκτήματα που καθορίζουν την επιλογή τους στην εκάστοτε εφαρμογή. Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό τους είναι η απουσία ψηκτρών η οποία συνδέεται με αρκετά από τα πλεονεκτήματα τους όπως μεγάλη διάρκεια ζωής, υψηλή αξιοπιστία και ελάχιστη συντήρηση. Η χρήση ψηκτρών έχει ακόμα το μειονέκτημα της συσσώρευσης κατάλοιπων από αυτές μέσα στον κινητήρα τα οποία μπορούν να επηρεάσουν την λειτουργία τους για παράδειγμα μπαίνοντας μέσα στα ρουλεμάν ή δημιουργώντας αγωγίμο δρόμο που δεν συναντάται προφανώς στους κινητήρες brushless. Ακόμα ένα θέμα με τις ψήκτρες είναι η δημιουργία σπινθηρισμών το οποίο μπορεί να είναι πρόβλημα σε εύφλεκτα περιβάλλοντα όπως σε μια αντλία βενζίνης για παράδειγμα, ακόμα από αυτούς τους σπινθηρισμούς προκαλείτε ηλεκτρομαγνητικός θόρυβος κατά την λειτουργία τους. Οι ψήκτρες επιπρόσθετα δημιουργούν πτώση τάσης η οποία επιφέρει αντίστοιχα μείωση στην απόδοση του κινητήρα. Επίσης στους κινητήρες με ψήκτρες πρέπει να υπάρχει μέριμνα ώστε να επιλέγεται ο κατάλληλος τύπος ψηκτρών ανάλογα με το περιβάλλον που λειτουργεί ο κινητήρας αφού η αξιοπιστία τους επηρεάζεται από συνθήκες τους περιβάλλοντος όπως υγρασία και θερμοκρασία.

Χωρίς την χρήση ψηκτρών έχουμε και απουσία των τριβών που οφείλονται σε αυτές καθώς και μείωση της αδράνεια του δρομέα λόγο της μείωσης τους βάρους του αφού αυτός πλέον δεν φέρει τον συλλέκτη. Οι κινητήρες χωρίς ψήκτρες είναι πολύ μικρότεροι σε μέγεθος από τους κινητήρες με ψήκτρες αφού η απουσία ψηκτρών-συλλέκτη μειώνει το μέγεθος του κινητήρα και παράλληλα μειώνεται και η αναλογία μήκους προς διάμετρο οπότε έτσι βελτιώνεται η απόκριση του κινητήρα σε επιταχύνσεις και επιβραδύνσεις. Οι κινητήρες brushless είναι πολύ αποδοτικότεροι των κινητήρων brush αφού οι μεν πρώτοι χαρακτηρίζονται από ποσοστά απόδοσης που κυμαίνονται από 85% έως 90% ενώ οι δεύτεροι από ποσοστά της τάξεως του 75% έως 80%. Τέλος οι κινητήρες αυτοί παρουσιάζουν μικρότερα επίπεδα θορύβου πράγμα που αποτελεί πλεονέκτημα σε περιβάλλοντα που είναι κρίσιμος παράγοντας.



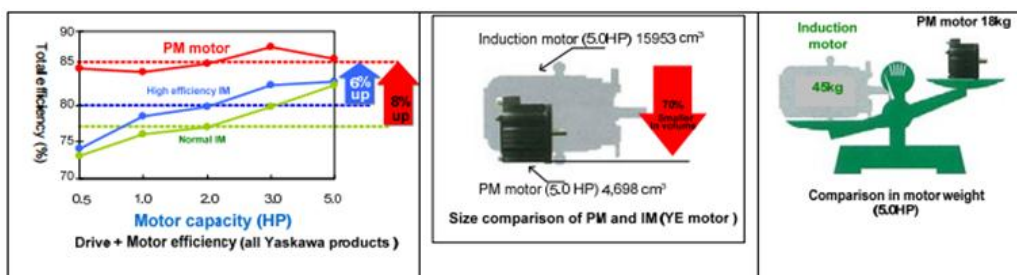
Σχήμα: Βασική δομή Brushless και Brushed κινητήρων

Βέβαια οι κινητήρες brushless συνοδεύονται και με μια σειρά από μειονεκτήματα. Ίσως το οποίο σημαντικό από αυτά είναι η ανάγκη να γνωρίζουμε την θέση του κινητήρα για να μπορούμε να τον ελέγξουμε με αξιοπιστία (υπάρχουν και ανοιχτού βρόγχου συστήματα ελέγχου χαμηλής όμως απόδοσης) πράγμα το οποίο οδηγεί σε αυξημένο κόστος λόγω τις ύπαρξης αισθητήρων αλλά και ειδικού ηλεκτρονικού συστήματος ελέγχου καθώς και σε θέματα αξιοπιστίας λόγω πρόσθετης καλωδίωσης της περισσότερες φορές προς τον κινητήρα. Εδώ πρέπει να αναφερθεί ότι το κύκλωμα ελέγχου επιβάλλεται στην περίπτωση αυτού του τύπου κινητήρων αφού χωρίς αυτό δεν είναι δυνατή η περιστροφή του κινητήρα. Ακόμα είναι βασικό μειονέκτημα είναι το υψηλό κόστος κατασκευής τους αφού οι μόνιμοι μαγνήτες που χρησιμοποιούνται

(πχ νεοδυμίου) είναι ακριβοί σε κόστος αλλά χρειάζεται και ειδική μέριμνα στην σωστή τοποθέτησή τους. Όσον αφορά την τοποθέτησή τους το ζήτημα τίθεται στην σταθερότητα τους πάνω στον δρομέα λόγω των φυγοκεντρικών δυνάμεων που αναπτύσσονται πράγμα που αποτελεί και περιορισμό στην μέγιστη ταχύτητα του κινητήρα (εδώ να αναφερθεί επιπρόσθετα ότι οι brushless κινητήρες τείνουν να ανταπεξέρχονται σε υψηλότερες ταχύτητες έναντι σε αυτών με ψήκτρες)

Μια Ακόμα ενδιαφέρουσα σύγκριση είναι αυτή των κινητήρων brushless με τους επαγωγικούς κινητήρες οι οποίοι δεν έχουν ψήκτρες αλλά και τα μειονεκτήματα που είναι συνδεδεμένα με την χρήση τους αλλά ούτε και μόνιμους μαγνήτες που αυξάνουν δραματικά το κόστος. Σε αυτή την περίπτωση σύγκρισης οι bldc κινητήρες έχουν υψηλότερη απόδοση έναντι των επαγωγικών κινητήρων. Ακόμα πλεονέκτημα είναι ότι με την χρήση μόνιμων μαγνητών μειώνεται η αδράνεια του δρομέα με αποτέλεσμα αύξηση της δυναμικής απόδοσης παράλληλα έχουμε και μείωση του όγκου της μηχανής με την χρήση τους αφού οι μόνιμοι μαγνήτες καταλαμβάνουν λιγότερο όγκο έναντι των τυλιγμάτων στην περίπτωση των επαγωγικών κινητήρων. Βάση θα πρέπει να δοθεί και σύγκριση των χαρακτηριστικών ροπής ταχύτητας που στην περίπτωση των bldc είναι γραμμική καθιστώντας σημαντικό πλεονέκτημα αυτού του τύπου κινητήρων αφού τους εφοδιάζει με υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες λειτουργίας. Τέλος άλλο ένα πλεονέκτημα είναι το ρεύμα εκκίνησης που στους bldc είναι το ίδιο με το ονομαστικό ενώ στους επαγωγικούς μπορεί να είναι και επτά φορές μεγαλύτερο του ονομαστικού.

Όσον αφορά τα μειονεκτήματα σε αυτή την περίπτωση σύγκρισης οι κινητήρες bldc είναι ακριβοί στην κατασκευή λόγω του υψηλού κόστους των μόνιμων μαγνητών. Ακόμα σημαντικό μειονέκτημα είναι ο περιορισμός στην θερμοκρασίας γιατί οι μαγνήτες σε υψηλές θερμοκρασίες χάνουν τις ιδιότητές τους. Συμπερασματικά οι κινητήρες bldc είναι βιώσιμη λύση έως τα 20kw ισχύος μετά γίνονται ασύμφοροι από θέμα κόστους έναντι των επαγωγικών.



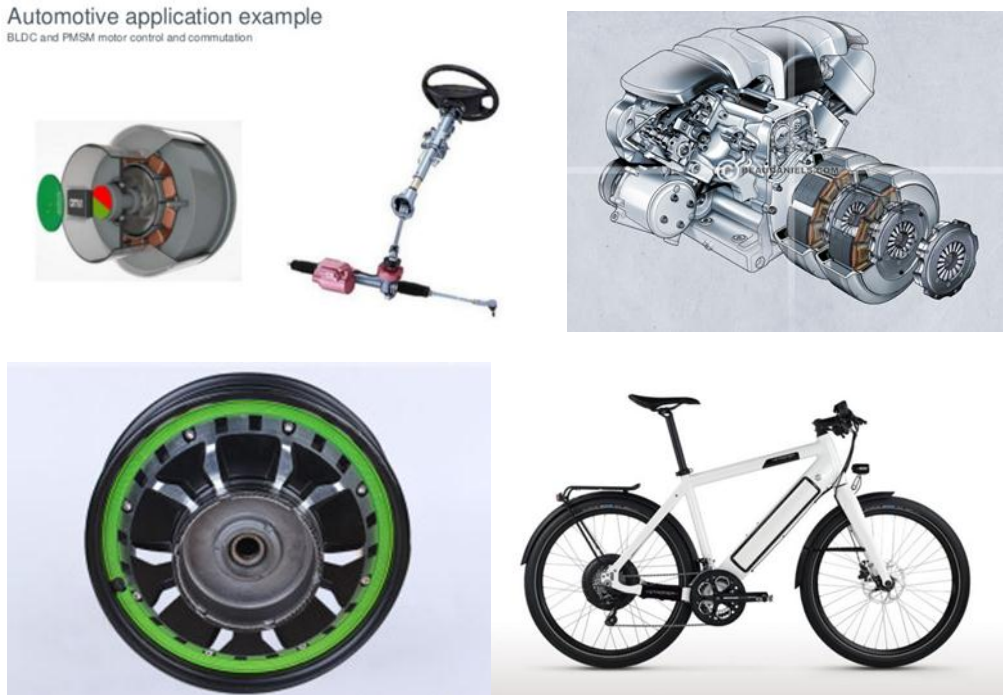
Σχήμα: Πλεονεκτήματα των PM κινητήρων έναντι των επαγωγικών κινητήρων



## 2.16 Εφαρμογές των κινητήρων BLDC

Οι κινητήρες τύπου bldc έχουν μια ευρεία γκάμα εφαρμογών λόγω των πλεονεκτημάτων που τους χαρακτηρίζουν. Θα πρέπει εδώ να σημειωθεί ότι τα τελευταία χρόνια έχει γίνει ένας πολύ διαδεδομένος τύπος κινητήρα λόγω της συμβολής παραγόντων όπως η ανάπτυξη της τεχνολογίας και η μείωση του κόστους των ηλεκτρονικών που απαιτούνται για την οδήγηση αυτού του τύπου των κινητήρων. Ένας άλλος παράγοντας που τους έκανε ευρέως γνωστούς είναι η εφαρμογές τους σε ηλεκτροκίνηση οχημάτων αρκετά ηλεκτροκίνητα και κυρίως υβριδικά αυτοκίνητα χρησιμοποιούν αυτό τον τύπο κινητήρων όπως και ηλεκτροκίνητα ποδήλατα τα οποία τους χρησιμοποιούν σχεδόν αποκλειστικά. Αξίζει αναφερθεί ότι στην περίπτωση της αυτοκινητοβιομηχανίας έχουν και άλλες εφαρμογές όπως στα συστήματα abs, στον ανιμισμό του συστήματος ψύξης της μηχανής αλλά και στην ηλεκτρική υποβοήθηση του τιμονιού.

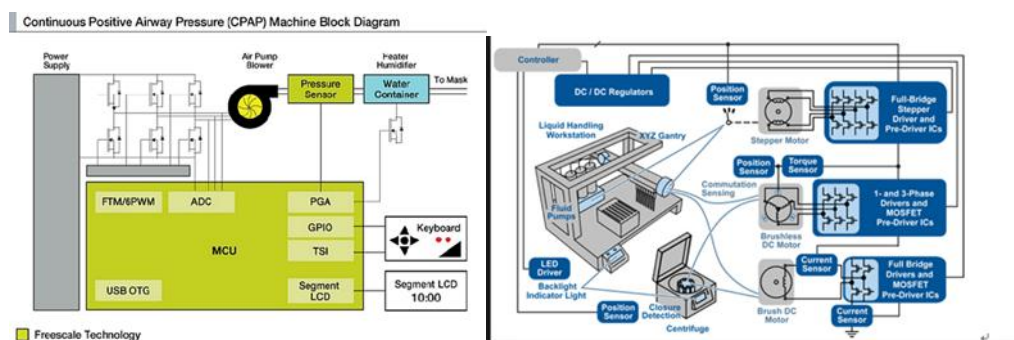
Automotive application example  
BLDC and PMSM motor control and commutation



Εικόνα: Εφαρμογές κινητήρων BLDC σε οχήματα

Ακόμα ένα πεδίο εφαρμογών των bldc είναι η ιατρικές εφαρμογές όπου χρησιμοποιούνται σε διάφορες ιατρικές συσκευές. Δυο χαρακτηριστικά παραδείγματα είναι αυτό των Positive Airway Pressure (PAP) και των medical analyzers. Οι συσκευές PAP Χρησιμοποιούνται για την θεραπεία τις άπνοιας κατά την διάρκεια του ύπνου

μέσω τις παροχέτευσης αέρα υπό πίεση ο οποίος δημιουργείται με την χρήση blower το οποίο κινείται από κινητήρες bldc εκμεταλλευόμενο το πλεονέκτημα των κινητήρων αυτόν για αθόρυβη λειτουργία που είναι βασική σε νοσοκομειακό περιβάλλον αλλά και το ότι ο κινητήρας λειτουργεί καλά και σε χαμηλά επίπεδα ταχύτητας πράγμα που χρειάζεται στο στάδιο που ο ασθενής εκπνέει τον αέρα. Οι medical analyzers είναι αναλυτές που κάνουν διάφορα test σε ανθρώπινα υγρά όπως το αίμα. Στο παρελθόν αυτού του τύπου τα μηχανήματα χρησιμοποιούσαν stepper motors αλλά η ανάγκη για υψηλότερες ταχύτητες και αναλυτές υψηλότερης παραγωγικότητας οδηγεί στην επιλογή bldc motor για τις μελλοντικές εφαρμογές αφού συνδυάζουν την υψηλή ταχύτητα λειτουργίας με ελάχιστες απαιτήσεις σε συντήρηση που είναι βασικό για αυτού του είδους τις συσκευές που συνήθως είναι πλήρως κλειστές καθώς και καλή απαγωγή της θερμότητας.



Σχήμα: Ιατρικές εφαρμογές BLDC (PAP, Medical analyzer)

Τέλος μια άλλη εφαρμογή που είναι πολύ διαδεδομένος αυτός ο τύπος κινητήρων είναι ο μοντελισμός στον οποίο οφείλεται μεγάλο μέρος της ανάπτυξης τους. Η ανάγκη για κινητήρες που μπορούν να περιστραφούν με υψηλές ταχύτητες και για μικρό όγκο έχει οδηγήσει στην ευρεία διάδοση τους στον χώρο των μοντελιστών. Ιδίως για εφαρμογές όπου χρειάζεται υψηλή ροπή εκκίνησης όπως τα τηλεκατευθυνόμενα αεροπλάνα αλλά και εκεί όπου χρειάζεται ακρίβεια στον έλεγχο και υψηλή δυναμική απόκριση όπως τα drones που έχουν γίνει πολύ διαδεδομένα τα τελευταία χρόνια. Ένας τέτοιος κινητήρας επιλέχτηκε και για τα πειράματα της παρούσας εργασίας.



Εικόνα: Εφαρμογή κινητήρων τύπου BLDC σε drones

Αυτές ήταν μόνο ορισμένες από τις εφαρμογές τους μιας και χρησιμοποιούνται σε οποιαδήποτε πτυχή της ζωής όπως είναι ηλεκτρικές συσκευές, air condition, μηχανισμούς αυτοματισμού θυρών κ.τ.λ. Γενικά οι εφαρμογές τους θα μπορούσαν να διαχωριστούν σε τρεις κατηγορίες

1. Εφαρμογές με σταθερά φορτία
2. Εφαρμογές με μεταβλητά φορτία
3. Εφαρμογές προσδιορισμού θέσης

# 3

## *Είδη μετατροπέων και παλμοτροφοδότηση τους*

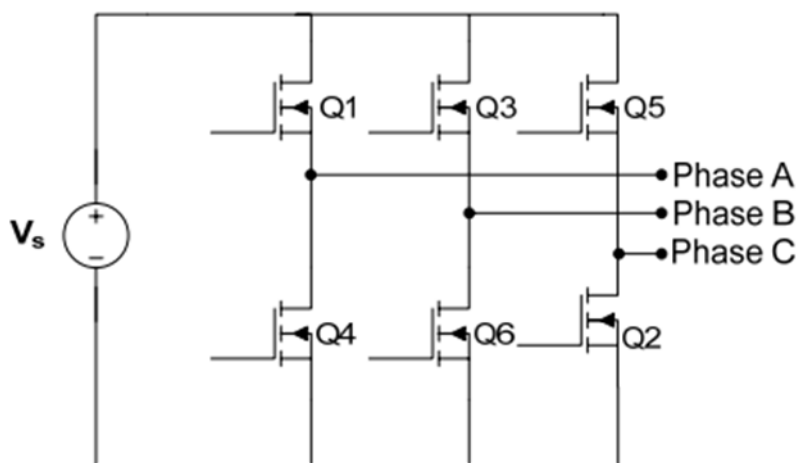
### *3.1 Εισαγωγή*

#### *3.1.1 Μετατροπέας*

Μετατροπέας (Converter) στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος είναι μια ηλεκτρική συσκευή που μετατρέπει από τι μια μορφή στην άλλη την ενέργεια από ένα ηλεκτρικό σήμα ή από μια πηγής ενέργειας. Γενικά οι μετατροπείς μπορούν να ταξινομηθούν σε 4 κατηγορίες, που είναι rectifier, inverter, chopper και cycloconverter. Μετατροπείς χρησιμοποιούνται για εφαρμογές όπως ανόρθωση της AC τάσης σε DC, ή αντιστροφή από DC σε μια AC τάση ελεγχόμενης συχνότητας για την μεταβολή ταχύτητας σε κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος, για διασύνδεση πηγών συνεχούς ρεύματος στα συστήματα διανομής εναλλασσόμενου ρεύματος, όπως φωτοβολταϊκά, και επίσης παραγωγή DC τάσης από εναλλασσόμενη για τροφοδότηση για παράδειγμα των συρμών του μετρό. Τέλος για την παραγωγή ελεγχόμενης τάσης DC για τον έλεγχο της ταχύτητας DC κινητήρων σε διάφορες βιομηχανικές εφαρμογές κ.λπ.

### 3.1.2 Αντιστροφέας

Η λειτουργία ενός αντιστροφέα (inverter) είναι να μετατρέψει μια τάση εισόδου DC σε AC τάση εξόδου της επιθυμητής συχνότητας και πλάτους. Στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα, το κύκλωμα του αναστροφέα αλλάζει την DC τάση εισόδου σε μια συμμετρική τάση εξόδου AC επιθυμητού πλάτους και συχνότητας. Η τάση εξόδου μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβλητή με σταθερή ή μεταβλητή συχνότητα. Μεταβλητή τάση εξόδου επιτυγχάνετε μεταβάλλοντας την DC τάση εισόδου και κρατώντας το κέρδος του αντιστροφέα σταθερό. Εν τω μεταξύ, εάν η τάση εισόδου DC είναι σταθερή τότε μεταβλητή τάση εξόδου μπορεί να επιτευχτεί με μεταβολή της συχνότητας του αντιστροφέα η οποία συνήθως γίνεται με την εφαρμογή PWM ελέγχου εντός του αντιστροφέα. Η τάση εξόδου ενός αντιστροφέα έχει μια περιοδική κυματομορφή η οποία δεν είναι καθαρά ημιτονοειδής, αλλά με έναν αριθμό από τεχνικές μπορεί να σχεδιαστεί ώστε να προσεγγίζει στενά σε αυτή της επιθυμητής κυματομορφής. Αντιστροφείς μπορούν να κατασκευαστούν με οποιαδήποτε αριθμό φάσεων εξόδου. Πρακτικά, τα μονοφασικοί inverter και τα τριφασικά είναι τα πιο κοινά χρησιμοποιημένα. Στις περισσότερες περιπτώσεις τα τριφασικά inverter προσφέρουν καλύτερη απόδοση σε σύγκριση με τα μονοφασικά inverter.



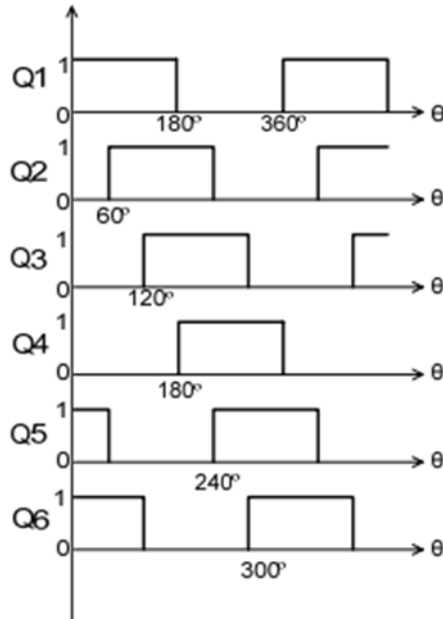
Σχήμα: Τριφασικό Inverter πλήρους γέφυρας

Οι ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος είναι το βασικό δομικό συστατικό ενός αντιστροφέα. Γενικά υπάρχουν δυο είδη τοπολογίας στα inverter που ονομάζονται τα μεν πρώτα Voltage Source Inverter (VSI) και τα δεύτερα Current Source Inverter (CSI). Η κυματομορφή τάσης είναι η ανεξαρτήτως ελεγχόμενη AC έξοδος στην τοπολογία

VSI. Στην περίπτωση των CSI τοπολογιών η ανεξάρτητη ελεγχόμενη έξοδος AC είναι η κυματομορφή ρεύματος. Η VSI μπορεί να διαιρεθεί περαιτέρω σε τρεις κατηγορίες που είναι τα PWM Inverter, Τετραγωνικού κύματος Inverter και μονοφασικά inverter με τάση ακύρωσης. Η δομή των VSI χρησιμοποιείται ευρύτερα στις βιομηχανικές εφαρμογές λόγω της απαίτησης για πηγή τάσης.

### 3.2 Τριφασικοί Αντιστροφείς

Οι μονοφασικοί αντιστροφείς καλύπτουν το φάσμα των εφαρμογών χαμηλής ισχύος. Ενώ οι τριφασικοί αντιστροφείς χρησιμοποιούνται συνήθως για εφαρμογές υψηλής ισχύος. Οι τριφασικοί αντιστροφείς γενικά χρησιμοποιούνται για την τροφοδοσία τριφασικών φορτίων και ειδικά drivers για AC μοτέρ και συστήματα αδιάλειπτης παροχής εναλλασσόμενης τάσης. Μια τριφασική έξοδος μπορεί να ληφθεί από μια διαμόρφωση έξι τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο σχήμα και κάθε ένα από τα τρανζίστορ άγει για  $180^\circ$ . Προκειμένου να αποφευχθούν οι απροσδιόριστες καταστάσεις στα VSI, και απροσδιόριστη τάση στην AC γραμμή εξόδου, η εναλλαγή μεταξύ upper leg και lower leg του inverter δεν μπορεί να πραγματοποιηθεί ταυτόχρονα καθώς αυτό θα οδηγήσει σε τάσεις που θα εξαρτώνται από τις αντίστοιχες πολικότητες του ρεύματος γραμμής. Επιπλέον αυτό θα οδηγήσει στην δημιουργία βραχυκυκλώματος στα άκρα της DC γραμμής τροφοδοσίας που θα καταστρέψει το inverter αν οι διακόπτες ενεργοποιηθούν ταυτόχρονα. Υπάρχουν έξι τρόποι λειτουργίας των διακοπών, όπου σε ένα κύκλο η μετατόπιση φάσης του κάθε τρόπου είναι 60 μοίρες. Για να δημιουργηθεί η επιθυμητή κυματομορφή τάσης, η κατάσταση των τρανζίστορ μεταβαίνει από το ένα στάδιο στο άλλο. Τα σήματα πύλης που φαίνονται στο σχήμα παρακάτω μετατοπίζονται μεταξύ τους κατά  $60^\circ$  για να ληφθούν τριφασικές ισορροπημένες (θεμελιώδης) τάσεις, όπως φαίνεται και στο Σχήμα. Το φορτίο μπορεί να συνδεθεί σε αστέρα ή τρίγωνο. Το ρεύμα γραμμής μπορεί να προσδιοριστεί όταν το φασικό ρεύμα είναι γνωστό. Για φορτίο συνδεδεμένο σε αστέρα, οι τάσεις γραμμής προς ουδέτερο πρέπει να προσδιοριστούν για να βρεθούν τα φασικά ρεύματα.



Σχήμα: Σήματα πύλης των συσκευών ισχύος

Οι 3 τρόποι λειτουργίας στο μισό κύκλο και τα ισοδύναμα κυκλώματα φαίνονται παρακάτω:

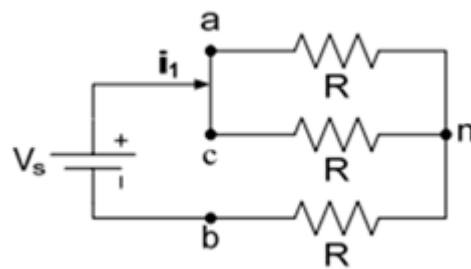
Τρόπος 1 για  $0 \leq \theta < 60^\circ$

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{bn} = -i_1 R = -\frac{2V_s}{3}$$



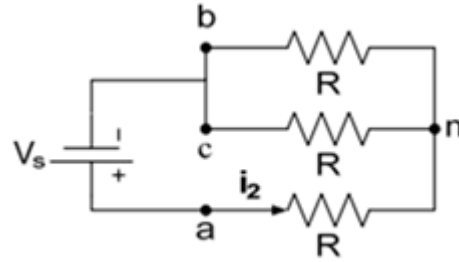
Τρόπος 2 για  $60^\circ \leq \theta < 120^\circ$

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3}$$

$$v_{bn} = v_{cn} = -i_2 R = -\frac{V_s}{3}$$



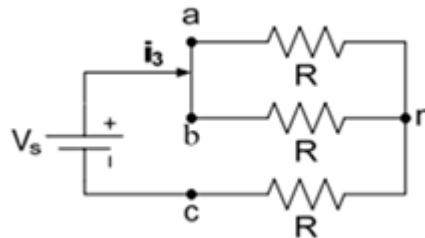
Τρόπος 3 για  $120^\circ \leq \theta < 180^\circ$

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

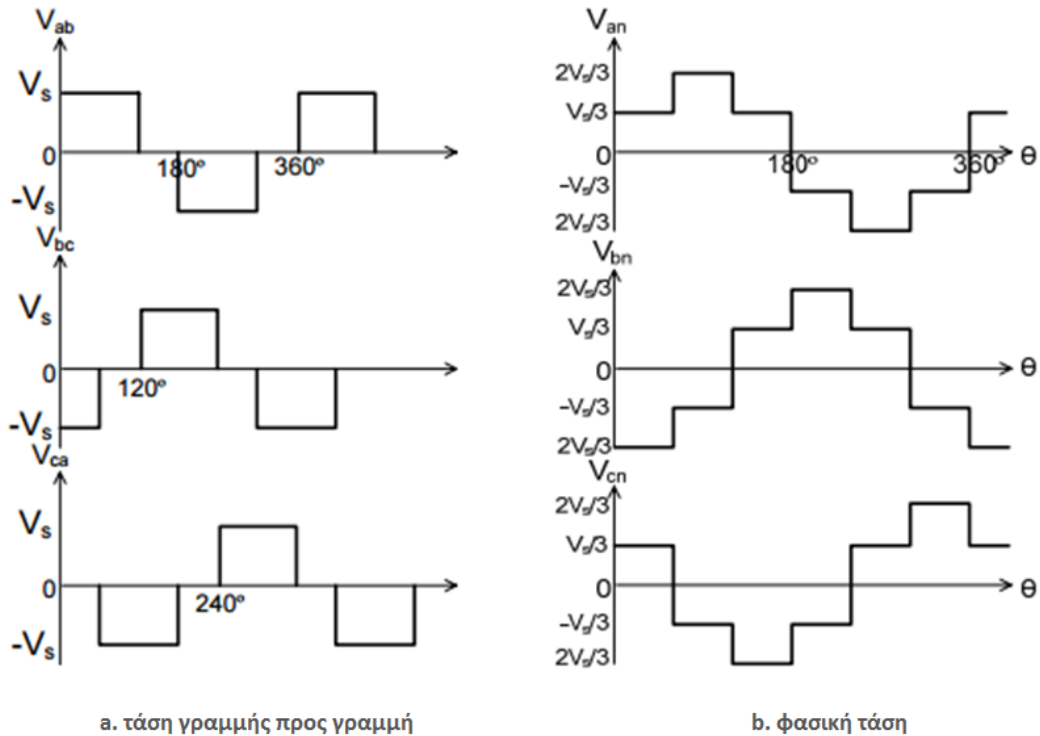
$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{cn} = -i_3 R = -\frac{2V_s}{3}$$



Παραπάνω παραθέσαμε τις εξισώσεις για τον κάθε τρόπο και το ισοδύναμο κύκλωμα για ωμικό φορτίο συνδεσμολογίας αστέρα.





Σχήμα: Τάση εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα

Οι τάσεις γραμμής προς ουδέτερο φαίνονται στο παραπάνω σχήμα. Αυτό το σχήμα δείχνει ότι οι τάσεις εξόδου γραμμής προς γραμμή είναι  $+V_s$ , 0 ή  $-V_s$ . Η στιγμιαία τάση  $v_{ab}$  γραμμής προς γραμμή μπορεί να εκφραστεί ως σειρά Fourier όπως περιγράφεται από τις εξισώσεις παρακάτω

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$v_{bc}$  και  $v_{ca}$  λαμβάνονται από την προηγούμενη εξίσωση με την μετατόπιση της  $v_{ab}$  κατά  $120^\circ$  και  $240^\circ$

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( \omega t - \frac{7\pi}{6} \right)$$

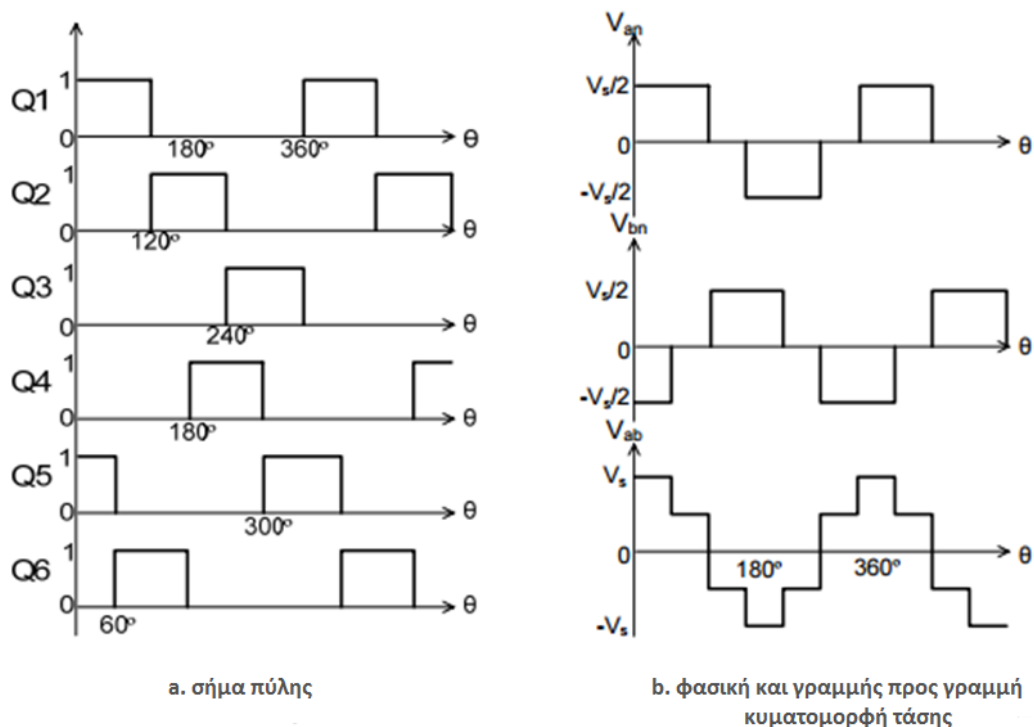
Όπως φαίνεται στις προηγούμενες εξισώσεις οι triplens harmonics (μονά πολλαπλάσια της τρίτης αρμονικής) είναι μηδέν στις τάσεις γραμμής προς γραμμή. Οι RMS τάσεις γραμμής προς γραμμή εκφράζονται από την παρακάτω εξίσωση.

$$V_L = \sqrt{\left[ \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} V_s^2 d(\omega t) \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s$$

Και εν συνεχεία έχουμε εκφρασμένες τις RMS τιμές των τάσεων γραμμής προς ουδέτερο από την επόμενη εξίσωση.

$$V_P = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_s$$

Εντωμεταξύ, υπάρχει άλλος τύπος της διάταξης του παλμού πύλης που μπορεί να μειώσει την πιθανότητα βραχυκυκλώματος της πηγής DC. Με τη χρήση του ίδιου κυκλώματος αντιστροφέα όπως στην εικόνα το ρεύμα πύλης στον διακόπτη εφαρμόζεται για διάστημα 60° στην κυματομορφή της τάσης εξόδου όπου κάθε transistor είναι ενεργοποιημένο για ένα διάστημα 120° σε ακολουθία για να δώσει ισορροπημένη τάση  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  και  $v_{ca}$ . Το επόμενο σχήμα δείχνει τους παλμούς πύλης για την πρακτική εφαρμογή του κυκλώματος. Ένα διάστημα 60° μεσολαβεί μεταξύ των άκρων του σήματος πύλης που εφαρμόζεται στο Q1 και την αρχή του σήματος πύλης στο Q4, το οποίο είναι σε σειρά με το Q1. Τα ίδια χαρακτηριστικά που εφαρμόζονται για τα ζεύγη των Q2 και Q5 καθώς και Q3 και Q6. Στην περίπτωση για ένα τριφασικό ισορροπημένο ωμικό φορτίο, το πλάτος της τάσης φάσης σε καθεμία από τις δύο αντιστάσεις γίνεται ένα δεύτερο από την τάση της πηγής, όπως φαίνεται στο Σχήμα παρακάτω. Μπορεί να φανεί ότι για διάστημα 0 έως 60 μοίρες η  $v_{an}$  είναι ίση με  $v_s / 2$  και η τιμή είναι της  $v_{bn}$  είναι  $-v_s / 2$



Σχήμα: Σήμα πύλης και τριφασική κυματομορφή εξόδου

Οι φασικές τάσεις  $v_{an}, v_{bn}$  και η προκύπτουσα τάση εξόδου γραμμής  $v_{ab}$  φαίνονται στο ίδιο σχεδιάγραμμα. Οι τάσεις  $v_{bc}$  και  $v_{ca}$  λαμβάνονται με παρόμοια μεθοδολογία.

### 3.2.1 Τεχνική ελέγχου τάσης και συχνότητας

Η εφαρμογή ελέγχου στην τάση εξόδου των inverter είναι αναγκαία για την αντιμετώπιση της διακύμανση της τάσης εισόδου DC και τη ρύθμιση της τάσης των inverter. Επιπλέον, ικανοποιεί τις συνεχείς απαιτήσεις ελέγχου συχνότητας και τάσης. Ο έλεγχος της εξόδου ενός inverter για να καλυφτούν οι λειτουργικές απαιτήσεις μπορεί να γίνει με διάφορες τεχνικές. Ωστόσο όλα εξαρτώνται από το διαθέσιμο υλικό και τη φύση της πηγής DC. Κανονικά, η τάση και η συχνότητα εξόδου του inverter ελέγχονται συνεχώς. Για εφαρμογές οδήγησης κινητήρων, το φάσμα της τάσης και της συχνότητας είναι μεγάλο. Η απαίτηση ελέγχου τάσης και συχνότητας εξαρτάται από τις μεταβολές του φορτίου του κινητήρα. Εντωμεταξύ, ο έλεγχος της συχνότητας του Inverter είναι πολύ απλός. Η εντολή ελέγχου μπορεί να παράγεται από αναλογικό-ψηφιακό κύκλωμα, μικροεπεξεργαστή, μικροελεγκτή, DSP ή FPGA για την δημιουργία του σήματος πύλης που θα οδηγήσει τα διακοπτικά στοιχεία του

inverter. Γενικά, η τάση εξόδου του inverter ελέγχεται από την τάση τροφοδοσίας του inverter ή από την εφαρμογή ελέγχου τάσης με χρήση PWM.

Η χρησιμοποίηση PWM επιτρέπει την μεταβολή της αναλογίας της τάσης εισόδου DC και της τάση εξόδου AC επιπρόσθετα ποιότητα της λειτουργίας του inverter μπορεί να βελτιωθεί με την εφαρμογή της τεχνικής PWM. Η υλοποίηση πολλαπλών μεταγωγών εντός του inverter καθιστά δυνατό τον έλεγχο και την βελτιστοποίηση του αρμονικού περιεχόμενου των τάσεων εξόδου. Υπάρχουν πολλά είδη της τεχνικής PWM διαθέσιμα για ένα inverter 3-φάσεων. Η VSI έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως για χαμηλής και μεσαίας διαβάθμισης μοτέρ. Οι ελεγχόμενες μεταβλητές είναι το πλάτος και η συχνότητα της θεμελιώδους τάσης εξόδου στα VSI. Τα συστήματα PWM για VSI χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο είτε για της τάσης εξόδου είτε του ρεύματος εξόδου. Η ταξινόμηση των συστημάτων PWM σε γενικές γραμμές βάσει των τεχνικών του ελέγχου τάσης ή ρεύματος τα καθιστά το σχήμα ελέγχου για τα VSI.

### 3.2.2 Παράμετροι επίδοσης ενός Αντιστροφέα

Για την μέτρηση της ποιότητας της εξόδου ενός Inverter χρησιμοποιούνται κυρίως οι ακόλουθες παράμετροι.

1. Harmonic factor, HF: Είναι ένα μέτρο τις ατομικής συνεισφοράς των αρμονικών. Ο παράγοντας αρμονικών της νιοστής αρμονικής ορίζεται ως

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$$

Όπου  $V_1$  είναι η τιμή RMS της θεμελιώδης συνιστώσας και  $V_n$  είναι η RMS τιμή της νιοστής αρμονικής συνιστώσας.

2. Total harmonic distortion, THD: Είναι ένα μέτρο της εγγύτητας στη μορφή μεταξύ μιας κυματομορφή και της θεμελιώδους συνιστώσα της

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3...}^{\infty} V_n^2}$$

3. Distortion factor, DF: Είναι ένα μέτρο της αποτελεσματικότητας όσον αφορά τη μείωση των ανεπιθύμητων αρμονικών χωρίς να χρειάζεται να καθορίσετε τις τιμές ενός φίλτρου δεύτερης τάξης. Δείχνει τις ποσότητες αρμονικής παραμόρφωσης που παραμένουν σε μια συγκεκριμένη κυματομορφή μετά την εξασθένηση δεύτερης τάξης των αρμονικών της κυματομορφής.

$$DF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n_2}\right)^2}$$

Ο DF μιας ατομικής (ή της νιοστής) αρμονικής συνιστώσας ορίζεται ως,

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2}$$

4. Lowest-order harmonic, LOH: Η αρμονική χαμηλότερης τάξης είναι η αρμονική συστατικό της οποίας η συχνότητα είναι πλησιέστερα προς τη θεμελιώδη και το πλάτος της είναι μεγαλύτερο από ή ίση με 3% τις θεμελιώδους συνιστώσας.

5. Power efficiency ‘η’

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι οι  $P_i$  και  $P_o$  υποδηλώνουν την ισχύ εισόδου και την ισχύ εξόδου του μετατροπέα, αντίστοιχα.

### 3.2.3 Φίλτρο

Φίλτρο χρησιμοποιείται ευρέως σε ηλεκτρονικά ισχύος για τη μείωση των αρμονικών συνιστωσών στην κυματομορφή εξόδου. Επίσης χρησιμοποιείται για την εξομάλυνση της τάσης κυμάτωσης του φορτίου που τροφοδοτείται από έναν ανορθωτή, μειώνοντας το αρμονικό περιεχόμενο της εξόδου του inverter, προλαμβάνοντας ανεπιθύμητα αρμονικά στοιχεία που αντανακλούνται στο σύστημα εναλλασσόμενου ρεύματος και εξαλείφοντας τις παρεμβολές RF. Έξοδος του inverter είναι μια «ψαλιδισμένη» τάση DC με μηδενικές DC συνιστώσες. Σε ορισμένες εφαρμογές απαιτείται «υψηλής καθαρότητας» ημιτονοειδής έξοδος όπως στα UPS. Για το σκοπό αυτό τοποθετείται συνήθως ένα LC Βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο του inverter για τη μείωση των υψηλής συχνότητας αρμονικών. Παρ' όλα αυτά, σε μερικές εφαρμογές, όπως AC μοτέρ, το φιλτράρισμα δεν είναι υποχρεωτικό. Εκτός αυτού, με τον αλγόριθμο μεταγωγής PWM η κατάργηση ορισμένων αρμονικών μπορεί να γίνει χωρίς τη χρήση κυκλώματος εξωτερικού φίλτρου στο σύστημα του μετατροπέα.

### 3.3 Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM)

Η PWM είναι μια από τις τεχνικές switching που χρησιμοποιούνται ευρέως για τον έλεγχο της εξόδου των inverter και ειδικά για την αντιμετώπιση του προβλήματος των αρμονικών. Είναι γνωστό ότι η μέθοδος PWM μπορεί να μετακινήσει τις ανεπιθύμητες συνιστώσες σε υψηλότερη περιοχή συχνοτήτων. Η Συμβατική μέθοδος δημιουργίας σήματος PWM είναι με τη χρήση ενός υψηλού λόγου σήματος συχνότητας φορέα και σήματος θεμελιώδους συχνότητας που παράγεται μέσω αναλογικού κύκλωματος. Η πρόοδο στην ψηφιακή τεχνολογία επιτρέπει τα συστήματα PWM switching να δημιουργηθούν με τη χρήση ψηφιακού ελεγκτή (π.χ. μικροελεγκτή). Μέσω αυτής της τεχνικής, η περιεκτικότητα σε αρμονικές της τάσης εξόδου μπορεί να ελαχιστοποιηθεί απλά ρυθμίζοντας τις γωνίες μεταγωγής των παλμών με την δημιουργία κατάλληλου αλγορίθμου κατά τον προγραμματισμό του ελεγκτή. Εκτός αυτού, δημιουργώντας PWM χρησιμοποιώντας ψηφιακό ελεγκτή εξασφαλίζεται ότι το σήμα παραμένει ψηφιακό σε όλη τη διαδρομή από τον επεξεργαστή στο σύστημα ελέγχου.

Η τεχνική Pulse Width Modulation (PWM) switching έχει γίνει το κύριο κομμάτι όσον αφορά στη ρύθμιση της ταχύτητας στα συστήματα οδήγησης κινητήρων. Αυτά τα συστήματα μεταγωγής μπορούν να μεταβάλουν το πλάτος της τάση στους ακροδέκτες των φορτίων και την ταχύτητα του άξονα του ρότορα. Είναι επίσης γνωστό ότι, οι ανεπιθύμητες αρμονικές συνιστώσες μπορούν να μετακινηθούν σε υψηλότερη περιοχή συχνοτήτων με την χρήση διάφορων τεχνικών PWM switching. Με την χρησιμοποίηση του ψηφιακού ελεγκτή, το κύκλωμα για την παραγωγή παλμών PWM μπορεί να απλοποιηθεί και να μειωθεί το κόστος των συστημάτων οδήγησης κινητήρων. Υπάρχουν διάφορες έρευνες που σχετίζονται με τα συστήματα μεταγωγής PWM αυτές περιλαμβάνουν ψηφιακή υλοποίηση, ελαχιστοποίηση των απωλειών μεταγωγής, αρμονικού ρεύματος και THDs, επέκταση της γραμμικής περιοχής διαμόρφωσης και επίσης μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Γενικά, υπάρχουν δύο τύποι PWM οι οποίοι είναι οι εξής PWM τάσης και PWM ρεύματος. Ο τύπος PWM τάσης παίρνει το σήμα ελέγχου από την έξοδο τάσης του μετατροπέα μεταγωγής. Ενώ ο τύπος PWM ρεύματος χρησιμοποιεί τόσο της πληροφορίες της τάσης εξόδου όσο και τις πληροφορίες ρεύματος από το πηνίο στον μεταγωγικό μετατροπέα για να καθορίσει το επιθυμητό duty cycle που εφαρμόζεται στο τρανζίστορ μεταγωγής. Η υλοποίηση του PWM ρεύματος είναι πολύ πιο δύσκολη σε σύγκριση με το PWM τάσης. Η

ιδανική στρατηγική μεταγωγής PWM για τα ηλεκτρονικά ισχύος του μετατροπέα είναι αυτή που μπορεί να επιτεύξει την μέγιστο δυνατό λόγο μεταφοράς τάσης ή ρεύματος για ένα συγκεκριμένο μετατροπέα, δημιουργώντας παράλληλα τις ελάχιστες χαμηλής τάξης αρμονικές και τις ελάχιστες απώλειες μεταγωγής.

Η λίστα παρακάτω είναι η λίστα με τις τεχνικές PWM που χρησιμοποιούνται σήμερα σε μετατροπείς ισχύος τόσο σε βιομηχανικές όσο και σε οικιακές εφαρμογές.

- Single PWM
- Multiple PWM
- Sinusoidal PWM
- Modified Sinusoidal PWM
- Sinusoidal PWM with unipolar voltage switching
- Sinusoidal PWM with bipolar voltage switching
- Phase displacement control
- Harmonic Elimination PWM
- Vector PWM
- Hysterisys PWM

### ***3.4 Τύποι του PWM***

Γενικά το PWM μπορεί να ταξινομηθεί στις ακόλουθες κατηγορίες

- 1) Single-pulse modulation
- 2) Multiple-pulse modulation
- 3) Sinusoidal-pulse modulation

Αυτοί οι τύποι του PWM είναι οι πιο κοινοί τύποι PWM που ως επί το πλείστον χρησιμοποιούνται. Αυτοί οι τύποι μεταγωγής χρησιμοποιούνται για το σήμα πύλης του Voltage Source Inverter (VSI) το οποίο χρησιμοποιείται συνήθως για την οδήγηση των κινητήρων BLDC. Χρησιμοποιώντας το σύστημα μεταγωγής PWM, αρκετές παράμετροι μπορεί να ρυθμιστούν ώστε να παραχθεί η επιθυμητή τάση και συχνότητα στο φορτίο. Υπάρχουν δυο στρατηγικές PWM που είναι οι Vector-Selection PWM και Average voltage PWM. Αυτές οι στρατηγικές PWM έχουν σαν αποτέλεσμα τη

μείωση του ακουστικού θορύβου στο σύστημα. Εκτός αυτών, υπάρχει επίσης μια άλλη μέθοδος με άλλους τύπους PWM που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα σύστημα inverter η οποία αυξάνει τη θεμελιώδη συνιστώσα εξόδου κατά 15 τις εκατό σε σύγκριση το συμβατικό ημιτονοειδές inverter.

Η στρατηγική μεταγωγής PWM επικεντρώνεται κυρίως στη μείωση των απωλειών ενέργειας, στη μείωση της συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης και στην αύξηση της αποδοτικότητας του inverter. Δύο τύποι PWM κυματομορφής που έχουν χρησιμοποιηθεί στη βιομηχανία είναι η τετραγωνική και η ημιτονοειδείς κυματομορφή. Το PWM είναι ένας τρόπος για την ψηφιακή κωδικοποίηση επιπέδων αναλογικών σημάτων. Μέσω της χρήσης μετρητών υψηλής ανάλυσης, το duty cycle και η γωνία μεταγωγής ενός τετραγωνικού κύματος είναι διαμορφωμένη για να κωδικοποιήσει ένα συγκεκριμένο επίπεδο του αναλογικού σήματος. Δοθέντος ενός επαρκούς εύρος ζώνης, κάθε αναλογικό σήμα μπορεί να κωδικοποιηθεί με PWM. Από την άλλη πλευρά, η PWM χρησιμοποιείται επίσης για τη μεταβολή του duty cycle, το οποίο μπορεί να οριστεί ως:

$$\text{Duty cycle, } D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

Όπου, το D μπορεί να μεταβάλλεται με διαμόρφωση είτε του toff, είτε του ton ή και των δύο.

Τα επιθυμητά χαρακτηριστικά μιας τεχνικής PWM περιλαμβάνουν τα ακόλουθα:

- Καλή αξιοποίηση της DC τάσης τροφοδοσίας αντιστοιχεί σε υψηλή τιμή του κέρδους τάσης,  $K_v$ , το οποίο ορίζεται ως εξής:

$$K_v = \frac{V_{LL,1,P(\max)}}{V_s}$$

Όπου η  $V_{LL,1,P(\max)}$  υποδηλώνει την μέγιστη τιμή κορυφής της θεμελιώδους γραμμής-προς-γραμμής τάσης εξόδου που είναι διαθέσιμη με χρήση της τεχνικής και  $V_s$  είναι η τάση διαύλου.

- Τη γραμμικότητα του ελέγχου τάσης, δηλαδή,

$$V_{LL,1,P}(M) = MV_{LL,1,P(\max)}$$

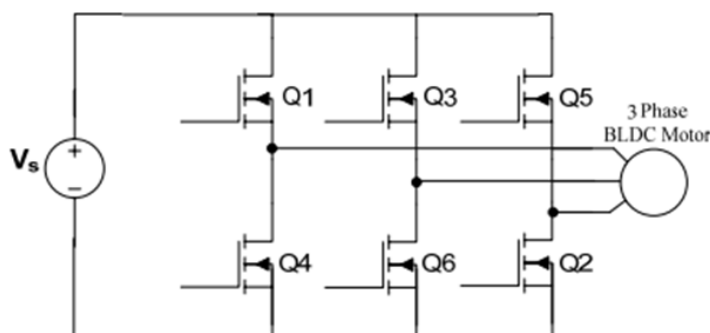


Όπου  $M$  δηλώνει την αναλογία των μεγεθών ελέγχου η οποία ορίζεται ως ο λόγος της πραγματικής τάσης εξόδου στη μέγιστη διαθέσιμη τιμή αυτής της τάσης, είτε αναφερόμαστε στην τιμή της τάσης γραμμής προς γραμμή, γραμμής-προς-ουδέτερο ή RMS.

- Χαμηλό πλάτος των αρμονικών χαμηλής τάξης της τάσης εξόδου. Που είναι η ελαχιστοποιήσει του αρμονικού περιεχόμενου του ρεύματος εξόδου.
- Χαμηλές απώλειες μεταγωγής στους διακόπτες του inverter.
- Επαρκές χρονικό περιθώριο για τη σωστή λειτουργία των διακοπών του inverter και για τον έλεγχο του συστήματος

Το επόμενο σχήμα δείχνει το μπλοκ διάγραμμα για ένα 3-φάσικο κύκλωμα οδήγησης BLDC το οποίο αποτελείται από ένα 3-φασικο Αντιστροφέα και ένα μοτέρ BLDC. Το 3-φάσικο inverter χρησιμοποιεί ένα σήμα που παράγεται από το μικροελεγκτή για να σκανδαλίσει τις συσκευές ισχύος για να παράγει το απαραίτητο ρεύμα στο τύλιγμα του κινητήρα για την περιστροφή του άξονα του ρότορα. Η περίοδος αγωγής του upper leg και του lower leg των συσκευών ισχύος δεν πρέπει να γίνεται ταυτόχρονα για να αποφευχθούν τα φαινόμενα shoot-through. Επιπλέον, ο χρόνος μετάβασης μεταξύ ON και OFF θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερος για να αποφευχθούν απώλειες μεταγωγής των συσκευών ισχύος.

Το inverter ελέγχεται από συστήματα μεταγωγής PWM για να οδηγήσει στην συνέχεια τον κινητήρα BLDC. Η αγωγιμότητα και οι αλληλουχίες του σήματος για κάθε πύλη των MOSFET για μια πρακτική εφαρμογή κυκλώματος inverter έχει συζητηθεί και φαίνεται σε προηγούμενο σχήμα. Τα σήματα πύλης μετατοπίζονται κατά  $60^\circ$  μεταξύ κάθε πύλης για να ληφθεί μια 3-φάσικη ισορροπημένη θεμελιώδης τάσης με  $120^\circ$  μετατόπιση φάσης. Η ρύθμιση της περιόδου αγωγής γίνεται με προγραμματισμό του επιθυμητού χρόνου 'ON' των MOSFET στον μικροελεγκτή.



Σχήμα: 3-φασικο σύστημα οδήγησης BLDC κινητήρα

Προηγούμενες έρευνες δείχνουν ότι, υπήρχαν πολλά συστήματα μεταγωγής που μπορούν να εφαρμοστούν στον αντιστροφέα για την οδήγηση ενός κινητήρα BLDC όπως Novel Loss Reduction PWM technique, Novel Digital Control technique και Sliding Mode Current Control scheme. Εδώ θα αναλύσουμε τέσσερις βασικούς τύπους των συστημάτων μεταγωγής PWM αυτοί οι τύποι είναι οι ακόλουθοι Απλό (Single) PWM, Πολλαπλό (Multiple) PWM, Ημιτονοειδής PWM και Τροποποιημένη Ημιτονοειδής PWM

### **3.4.1 Απλό PWM**

Στο Απλό (Single) PWM υπάρχει μόνο ένας παλμός ανά μισό κύκλο και η συχνότητα του παλμού μεταβάλλεται για τον έλεγχο της ταχύτητας του κινητήρα. Οι ανεπιθύμητες χαμηλής τάξης αρμονικές μπορούν να εξαλειφθούν με τη χρήση αυτού του συστήματος μεταγωγής. Στα παρακάτω σχήματα (α) και (β) παρουσιάζονται οι κυματομορφές μεταγωγής PWM για το inverter. Οι τεχνικές βασίζονται στην μεταβολή της συχνότητας μεταγωγής του inverter. Αυτή η προσέγγιση είναι επωφελής στην εξάλειψη οποιωνδήποτε καθορισμένων αρμονικών της κυματομορφής της τάσης εξόδου.

### **3.4.2 Πολλαπλό PWM**

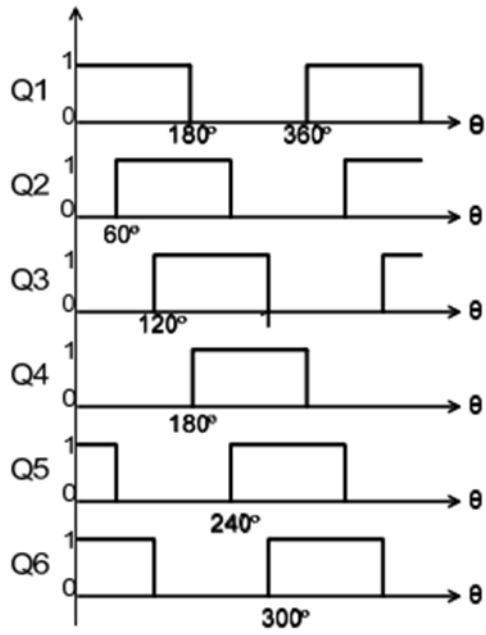
Η γενική ιδέα του Πολλαπλού (Multiple) PWM απεικονίζεται στα παρακάτω σχήματα (c) και (d). Το αρμονικό περιεχόμενο μπορεί να μειωθεί με τη χρήση πολλών παλμών σε κάθε μισό-κύκλο της τάση εξόδου, αυτό ονομάζεται Multiple PWM ή κάποιες φορές ορίζεται ως Fixed Width Modulation. Η παραγωγή του σήματος πύλης γίνεται διαιρώντας το Single PWM σε ένα μικρότερο και ισοζυγισμένο τμήμα του υπάρχοντος παλμού. Οι κυματομορφές του σήματος αποτελούνται από N παλμούς κάθε μισό κύκλο στην καθορισμένη συχνότητα.

### **3.4.3 Ημιτονοειδής PWM**

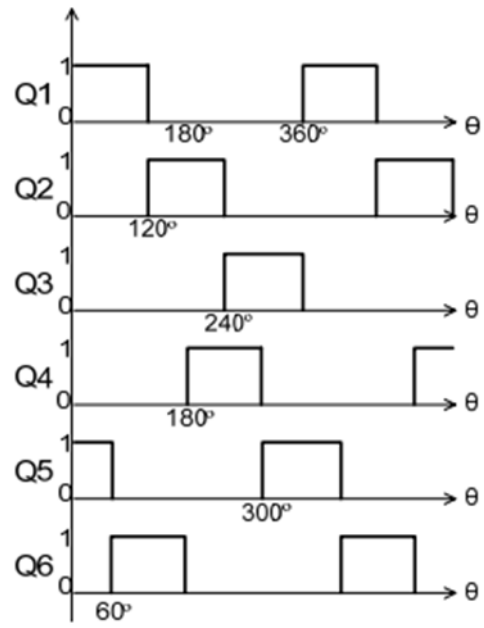
Η ημιτονοειδής PWM φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (e), είναι ένα από τα συστήματα μεταγωγής που χρησιμοποιούν μεγάλο σήμα DC. Είναι ένα πολύ δημοφιλές σύστημα μεταγωγής μεταξύ των μετατροπέων για βιομηχανικές εφαρμογές. Με την χρήση αυτής της τεχνικής η άμεση τάση τροφοδοσίας χρησιμοποιείται αποτελεσματικά και η θέρμανση της συσκευής ισχύος συνεπώς μειώνεται. Αντί της διατήρησης του μήκους όλων των παλμών ίδιο όπως στην περίπτωση της multiple PWM, το μήκος κάθε παλμού ποικίλη σε αναλογία με το πλάτος ενός ημιτονοειδούς κύματος αξιολογημένο στο κέντρο του εν λόγω παλμού. Το Σύστημα μεταγωγής Sinusoidal PWM μειώνει τον παράγοντα παραμόρφωσης σημαντικά και εξαλείφει της χαμηλότερης τάξης αρμονικές.

### **3.4.4 Τροποποιημένη ημιτονοειδής PWM**

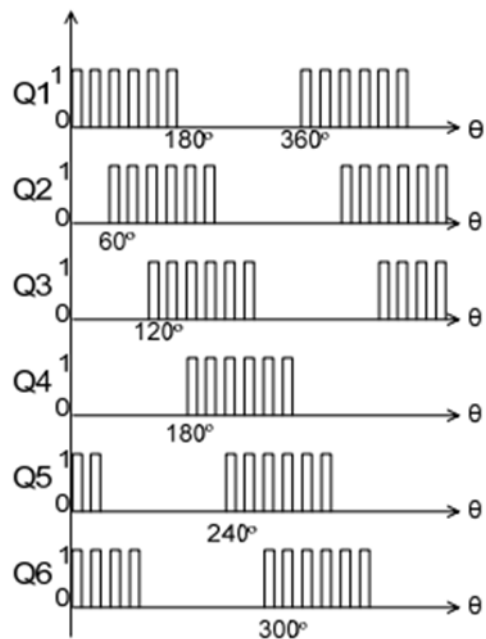
Η τροποποιημένη ημιτονοειδής PWM όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (f) παράγεται με την τροποποίηση μιας άκρης του ημιτονοειδούς PWM. Το παραγόμενο PWM έχει μικρότερο αριθμό παλμών σε σύγκριση με το ημιτονοειδούς PWM. Αυτό το σύστημα μεταγωγής μειώνει το αρμονικό περιεχόμενο και αυξάνει τη θεμελιώδη συνιστώσα. Επιπλέον, λόγω των λιγότερων παλμών που παράγονται, η απώλεια μεταγωγής μπορεί επίσης να μειωθεί.



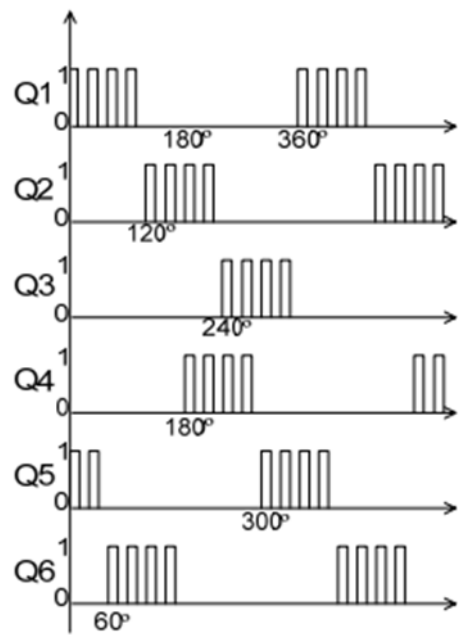
a. Απλή PWM με 180° γωνία παλμού αγωγής



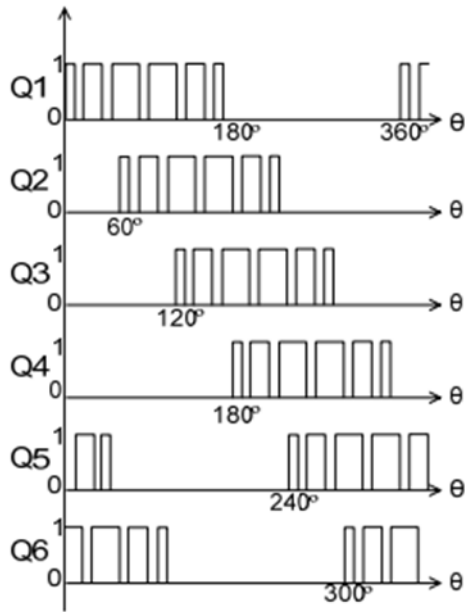
b. Απλή PWM με 120° γωνία παλμού αγωγής



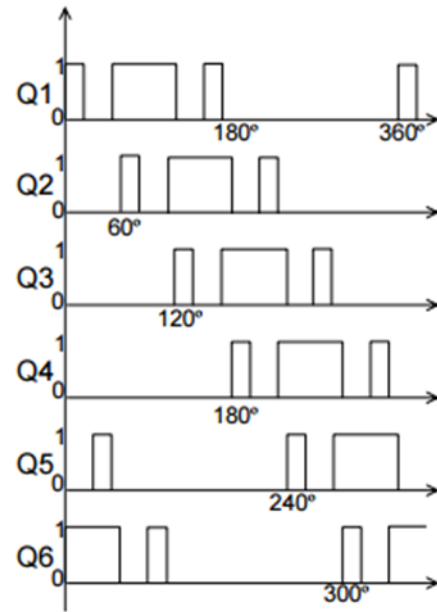
c. Πολλαπλή PWM με 6-παλμούς ανά μισό κύκλο



d. Πολλαπλή PWM με 4-παλμούς ανά μισό κύκλο



ε. Ημιτονοειδής PWM



φ. Τροποποιημένη ημιτονοειδής PWM

Σχήμα: Είδη μεταγωγής PWM

# 4

## *Μέθοδοι προσδιορισμού θέσης του κινητήρα*

### *4.1 Μέθοδοι με χρήση αισθητήρα*

Για τον έλεγχο της μεταγωγής ο κινητήρας brushless DC πρέπει να περιλαμβάνει ορισμένα μέσα για την ανίχνευση της θέσης των πόλων του δρομέα έτσι ώστε τα ρεύματα του στάτη να μετάγονται κατάλληλα για να παραχθεί μια μαγνητεγερτική δύναμη που να είναι συγχρονισμένη με τη μαγνητεγερτική δύναμη του δρομέα. Το ηλεκτρονικό inverter ισχύος τροφοδοτεί τις περιελίξεις με τάσεις και ρεύματα σε συχνότητα η οποία συνδέεται με την ταχύτητα περιστροφής. Καθώς ο κινητήρας ξεκινάει από την ηρεμία αυξάνει η συχνότητα τροφοδοσίας του με την αύξηση της ταχύτητας του δρομέα και η μηχανή επιταχύνει μέχρι να φτάσει την ζητούμενη τιμή της ταχύτητας. Για έναν κινητήρα BLDC με τραπεζοειδή back EMF η ανάδραση θέσης δεν είναι συνεχής, αλλά λαμβάνεται σε σταθερές θέσεις του δρομέα συνήθως κάθε  $60^\circ$  (ηλεκτρικών μοιρών) σε τριφασική μηχανή και  $180^\circ$  (ηλεκτρικών μοιρών) σε μονοφασική μηχανή. Ως εκ τούτου, ένας αισθητήρας χαμηλής ανάλυσης είναι επαρκής για να παραχθεί το σήμα μεταγωγής.

Ένας ημιτονοειδής κινητήρας PMSM μετάγεται από ένα ημιτονοειδές ρεύμα, κατά συνέπεια, η ανάδραση της θέσης πρέπει να είναι συνεχής. Κακή ανάλυση των πληροφοριών θέσης που διατίθενται στον ελεγκτή έχει ως αποτέλεσμα η κυματομορφή του ρεύματος να αλλάζει σε διακριτά βήματα και αυτό θα προκαλέσει μια συνιστώσα υψηλής συχνότητας της κυμάτωσης ροπής στην έξοδο της μηχανής. Οι πληροφορίες

θέσης συλλέγονται από έναν κωδικοποιητή ο οποίος εγκαθίσταται συνήθως στον κινητήρα και το σήμα εξόδου παρέχεται στο κύκλωμα οδήγησης. Ωστόσο, υπάρχουν διάφοροι τύποι αισθητήρων θέσης που διατίθενται για την ανίχνευση θέσης. Παρακάτω συνοψίζονται οι διαφορετικοί τύποι κωδικοποιητών θέσης που χρησιμοποιούνται για να ανιχνεύσουν τη θέση του δρομέα:

#### **4.1.1 Οπτικός κωδικοποιητής**

Ο δρομέας είναι εφοδιασμένος με έναν τρυπητό μεταλλικό δίσκο. Αυτό περνά μέσα από ένα περίβλημα (τοποθετημένο στον πυρήνα του στάτη), το οποίο περιέχει μια δίοδο εκπομπής φωτός (LED) και ένα φωτοτρανζίστορ. Το φωτοτρανζίστορ ενεργοποιείται όταν οι σχισμές του δίσκου αφήνουν το φως από το LED να περάσει από μέσα του. Η απόδοση των περισσότερων οπτικών κωδικοποιητών περιορίζεται από τη θερμοκρασία. Ο περιορισμός αυτός απαιτεί προσεκτική επιλογή της θέσης του αισθητήρα. Πλεονεκτήματα του οπτικού αισθητήρα είναι ότι το σήμα εξόδου ανέρχεται και κατέρχεται αρκετά απότομα πράγμα που οδηγεί σε καλά καθορισμένα σημεία μεταγωγής.

#### **4.1.2 Αισθητήρες Hall Effect**

Οι συσκευές Hall Effect δίνουν μια εξόδου σε απόκριση προς ένα μαγνητικό πεδίο. Συνήθως είναι τοποθετημένες γύρω από τον δρομέα μόνιμου μαγνήτη και ανιχνεύουν είτε την κύρια μαγνητική ροή ή τη ροή διαρροής στα άκρα. Μία συσκευή ανά φάση απαιτείται για μεταγωγή. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω οι αισθητήρες Hall Effect πρέπει επίσης να τοποθετηθούν με ακρίβεια σε καθορισμένες θέσεις για την σωστή μεταγωγή. Οι πρόσφατες εξελίξεις επέτρεψαν οι Schmitt Triggers να κατασκευαστούν μέσα στις συσκευές, έχοντας ως αποτέλεσμα γρήγορους χρόνους ανόδου και καθόδου επιτρέποντας έτσι χαμηλό σφάλμα στο σημείο μεταγωγής.

#### **4.1.3 Resolver**

Τα Resolvers είναι ac συσκευές που δίνουν ημιτονοειδή έξοδο ως συνάρτηση της θέσης του δρομέα η οποία μπορεί να αποκωδικοποιηθεί για να ληφθούν πληροφορίες

ταχύτητας. Οι έξοδοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αναλογική μορφή ή να μετατραπούν σε ψηφιακά σήματα με την χρήση εμπορικά διαθέσιμων resolver to digital ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μετατροπής. Τα ημιτονοειδή σήματα εξόδου κάνουν τη συσκευή πιο κατάλληλη για εφαρμογές ελέγχου ανάδρασης ταχύτητας με ημιτονοειδούς back EMF κινητήρες μόνιμου μαγνήτη. Αυτό το είδος του αισθητήρα ελέγχου θέσης του δρομέα είναι γενικά ακριβά και, επομένως, δεν είναι κατάλληλα για σχεδιασμό PM BLDC συστημάτων χαμηλού κόστους.

#### **4.1.4 Άλλοι τύποι αισθητήρων**

Οι κωδικοποιητές ακριβείας που είναι κατάλληλη για χρήση σε σέρβο είναι πιο εξελιγμένες εκδόσεις των συσκευών οπτικής κωδικοποίησης που αναλύθηκαν στο παρόν κεφάλαιο. Η έξοδος είναι κωδικοποιημένη με ειδικά πρότυπα (π.χ. κωδικοποιημένη στο δυαδικό, το δεκαδικό ή σε κώδικα Gray), προσφέροντας έτσι απόλυτη ένδειξη της θέσης σε οποιοδήποτε σημείο με μειωμένη ανάγκη για επεξεργασία του σήματος. Αυτοί οι τύποι των κωδικοποιητών είναι γνωστοί ως absolute encoders. Οι incremental encoders απλά δίνουν ως έξοδο μια σειρά παλμών ανά περιστροφή οι οποίοι καταμετρούνται για τον προσδιορισμό της ταχύτητας ή της θέσης.



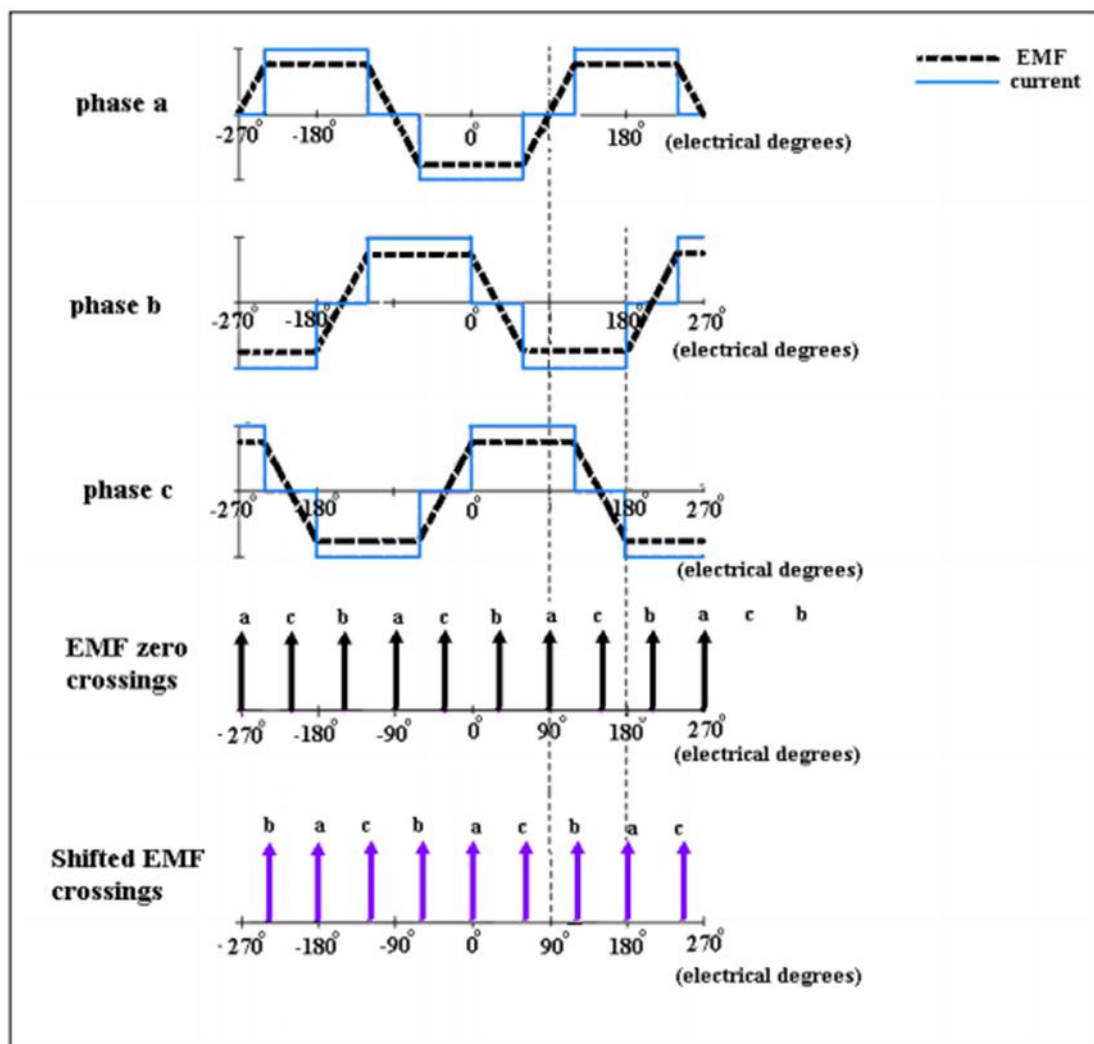
## 4.2 Τεχνικές βασισμένες στην *back-EMF*

Η περιστροφή του δρομέα μόνιμου μαγνήτη προκαλεί μια αλλαγή στο μαγνητικό πεδίο που εφαρμόζεται στην περιέλιξη του στάτη του κινητήρα BLDC. Από το νόμο της επαγωγής του Faraday αυτή θα προκαλέσει την επαγωγή μιας τάσης στην περιέλιξη του στάτη η οποία ονομάζεται *back EMF* ή *motional EMF*. Αυτή η κυματομορφή σχετίζεται με τη θέση του δρομέα. Ως εκ τούτου μπορούν να ληφθούν μέσω αυτής πληροφορίες θέσης για τον δρομέα.

Υπάρχουν δύο κύρια προβλήματα για τις μεθόδους ελέγχου χωρίς κωδικοποιητή που βασίζονται στην *back EMF*, 1) είναι δύσκολο να μετρηθεί η *back EMF* λόγω των ταχέων μεταβαλλών στο ρεύμα. 2) Η *back EMF* είναι ανάλογη με την ταχύτητα και ως εκ τούτου σε μηδενική ή χαμηλή ταχύτητα το πλάτος της *back EMF* δεν είναι επαρκές για να εξαχθούν πληροφορίες θέσης για τον δρομέα. Μια λύση για το πρόβλημα της εκκίνησης είναι η επιτάχυνση ανοικτού βρόχου του κινητήρα από στάση έως μια ταχύτητα στην οποία η *back EMF* είναι επαρκής και φυσικά πάνω από το επίπεδο του θορύβου. Οι μεταβλητές παράμετροι τάσης και συχνότητας, θα πρέπει να επιλέγονται προσεκτικά για να ταιριάζουν με την ροπή εκκίνησης του κινητήρα. Ένα κύριο πρόβλημα είναι ότι η επιτάχυνση ανοικτού βρόχου μπορεί να προκαλέσει την περιστροφή του κινητήρα κατά την αντίθετη φορά. Παρακάτω παρατίθενται μερικές από τις κύριες μεθόδους ελέγχου χωρίς κωδικοποιητή που στηρίζονται στην *back EMF* κυματομορφή του κινητήρα.

### 4.2.1 Σημεία διέλευσης του μηδενός (ZCP)

Αυτή είναι η πιο κοινή μέθοδος ελέγχου χωρίς κωδικοποιητή βασισμένη στη *back EMF*. Σε ένα τυπικό τριφασικό BLDC κινητήρα συνδεδεμένο σε αστέρα χρησιμοποιώντας έξι βήματα μεταγωγής το ρεύμα ρέει σε μόνο δύο φάσεις κάθε φορά. Αυτό αφήνει την τρίτη φάση διαθέσιμη για το χρονισμό της μεταγωγής μέσω της μέτρησης της *back EMF*. Ο χρονισμός μεταγωγής καθορίζεται όταν η *back EMF* της αχρησιμοποίητης φάσης φτάσει στο σημείο μηδενικού δυναμικού. Αυτό αναφέρεται ως "zero crossing". Η απλούστερη μορφή αυτής της μεθόδου απεικονίζεται επεξηγηματικά στο παρακάτω σχήμα. Οι μεταβάσεις της *back EMF* από τα σημεία μηδενικού δυναμικού είναι ένα ελκυστικό χαρακτηριστικό που μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως αναφορά για την μεταγωγή του ρεύματος.



Σχήμα: Χρησιμοποίηση των μεταβάσεων της κυματομορφής της back-EMF από τα σημεία μηδενικού δυναμικού για έλεγχο χωρίς κωδικοποιητή.

Για παράδειγμα από το παραπάνω σχήμα η διέλευση από το μηδέν της back EMF της φάσης a στις  $90^\circ$  μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ελέγξει το ρεύμα στις φάσεις b και c. Εκτός από τον περιορισμό χαμηλής ταχύτητας η μέθοδος zero crossing έχει έναν αριθμό άλλων περιορισμών:

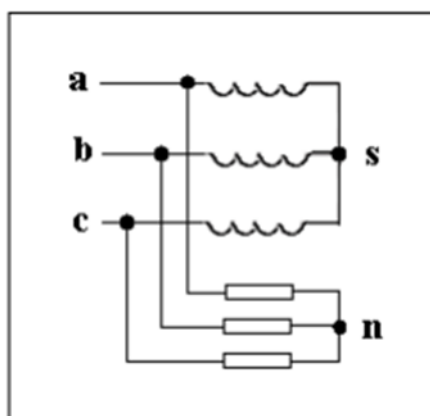
1) Η απαίτηση για τη μετατόπιση φάσης των σημείων διέλευσης του μηδενός κατά  $90^\circ$  (για τριφασικό BLDC κινητήρα μόνο). Η μετατόπιση φάσης μπορεί να επιτευχτεί με την χρησιμοποίηση τριών ξεχωριστών δικτύων R-C που παράγουν την απαραίτητη μετατόπιση φάσης μόνο όταν η συχνότητα λειτουργίας είναι αρκετά υψηλή. Η δυνα-

μική απόδοση του έλεγχου είναι περιορισμένη λόγω του υψηλού βαθμού φιλτραρίσματος που πραγματοποιείτε με την επεξεργασία σήματος.

2) Θεωρείται ότι υπάρχει μια αστραπιαία μείωση του ρεύματος όταν μια φάση απενεργοποιείται, οπότε η τάση που εμφανίζεται μεταξύ των ακροδεκτών της μη διεγερμένης φάσης είναι ίση με τη back EMF. Αυτή η υπόθεση μπορεί να μην είναι αληθής σε υψηλές ταχύτητες. Ως εκ τούτου, υπάρχει ένα ανώτερο όριο στην ωφέλιμη περιοχή ταχυτήτων που επιτυγχάνετε με αυτή την μορφή ανίχνευσης της back EMF.

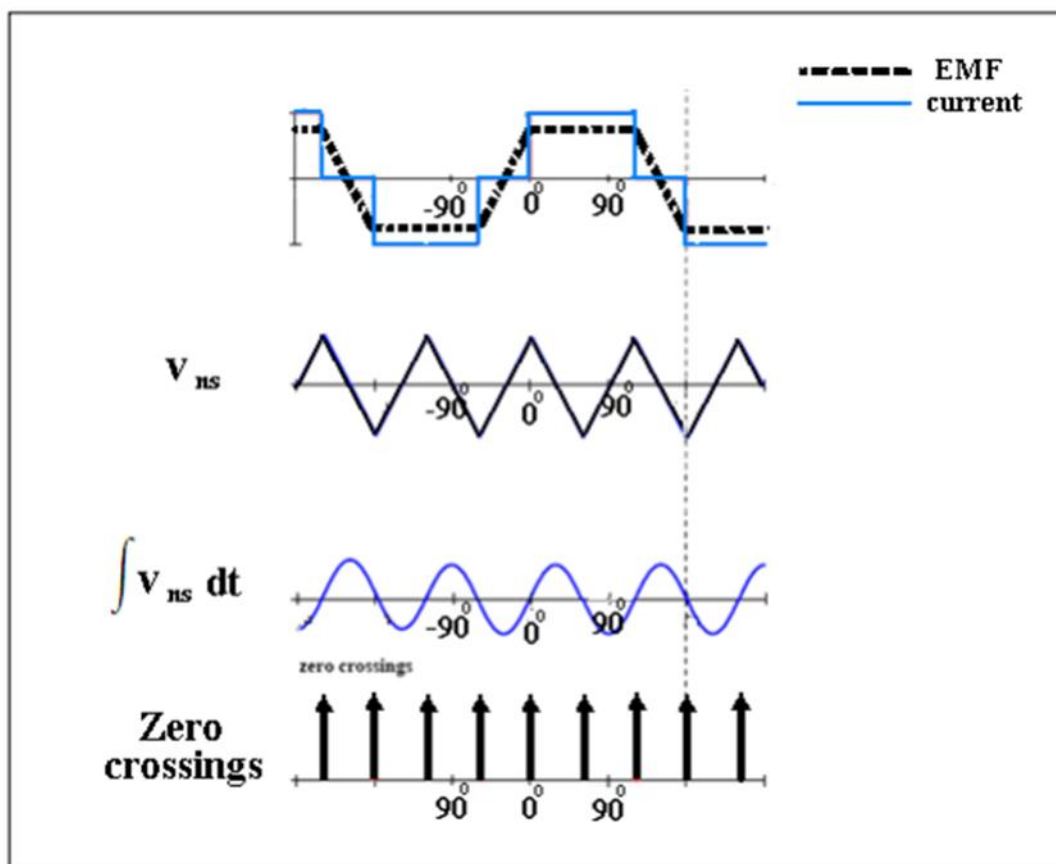
#### 4.2.2 Ανίχνευση από την τρίτη αρμονική

Μία βελτίωση της μεθόδου back EMF zero crossing που αναφέρθηκε παραπάνω είναι αυτή της ανίχνευσης από την τρίτη αρμονική. Η μέθοδος αυτή έχει το πλεονέκτημα της μείωσης της απαίτησης φιλτραρίσματος λόγω της χρησιμοποίησης της τρίτης αρμονικής συνιστώσας της κυματομορφής της back EMF. Στο επόμενο σχήμα φαίνονται οι τρεις περιελίξεις μιας μηχανής συνδεδεμένης σε αστέρα με προσβάσιμο το «star point» s. Μια πρόσθετη σύνδεση αστέρα από τρεις πανομοιότυπες αντιστάσεις είναι συνδεδεμένη μεταξύ των άκρων των φάσεων a, b, c, και ένα ξεχωριστό «star point» n. Υποθέτοντας ότι οι αντιστάσεις και οι επαγωγές των τριών περιελίξεων της μηχανής είναι ίδιες και ότι οι φασικές back EMFs είναι όπως φαίνονται στο παρακάτω σχήμα, μπορεί να φανεί ότι η τάση μεταξύ των δύο «star points» n και s είναι ίση με τη μέση τιμή των τριών phase EMFs.



Σχήμα: Μηχανή συνδεδεμένου αστέρα με δίκτυο αντιστάσεων

Το παρακάτω σχήμα δείχνει την τάση v<sub>ns</sub> και τη σχέση της με τις θέσεις του ρότορα για τη μεταγωγή μεταξύ των φάσεων. Η κυματομορφή v<sub>ns</sub> έχει συχνότητα τρεις φορές μεγαλύτερη από τη θεμελιώδη συνιστώσα οποιουδήποτε από τις φασικές back EMFs, και ως εκ τούτου, αναφέρεται ως "τρίτη αρμονική" της back EMF.



Σχήμα: μεταγωγής από την τρίτη αρμονική της back EMF

Η κυματομορφή μετατοπίζεται με ολοκλήρωση 30 ηλεκτρικές μοίρες σε σχέση με την θέση του δρομέα. Οι μεταβάσεις του μηδενός της ολοκληρωμένης κυματομορφής αντιστοιχούν στις θέσεις του δρομέα στις οποίες πρέπει να γίνει μεταγωγή της διέγερσης μεταξύ των φάσεων, και ως εκ τούτου οι μεταβάσεις του μηδενός είναι κατάλληλα σήματα για μεταγωγή της διέγερσης. Κατά τη διάρκεια κάθε κύκλου διέγερσης, η κυματομορφή v<sub>ns</sub> περνά μέσα από τρεις κύκλους. Ως εκ τούτου, τα σήματα σκανδαλισμού της διέγερσης πρέπει να συγχρονιστούν με την κατάλληλη αλλαγή φάσης διέγερσης, ανάλογα με τις απαιτούμενες οδηγίες της ροπής και της ταχύτητας. Τα σήματα σκανδαλισμού συγχρονίζονται μία φορά ανά κύκλο διέγερσης με τον προσδιορισμό μιας κατάλληλης θέσης αναφοράς, όπως είναι η "θετική" μετάβαση του μηδενός της back EMF στη φάση a. Σε σύγκριση με τη βασική μέθοδο

της ανίχνευσης θέσης που χρησιμοποιεί την back EMF που αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο η μέθοδος της τρίτης αρμονικής έχει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα.

1) Υπάρχει μια μειωμένη απαίτηση φιλτραρίσματος, επειδή η λειτουργία ολοκλήρωσης (κατωπερατό φιλτράρισμα) εκτελείται σε ένα σήμα, το οποίο έχει συχνότητα τρεις φορές μεγαλύτερη από το θεμελιώδες σήμα. Το χαμηλότερο επίπεδο φιλτραρίσματος βελτιώνει τη δυναμική απόδοση.

2) Η λειτουργία σε υψηλότερες ταχύτητες είναι δυνατή, κατ' αρχήν, επειδή η τάση vns μπορεί να ανακτηθεί ακόμη και αν το ρεύμα συνεχίζει να ρέει στην τρίτη (αδιέγερτη) φάση.

Ένας σημαντικός περιορισμός στην περίπτωση της τρίτης αρμονικής είναι η αρχική υπόθεση στην ανάλυση ότι η επαγωγή είναι ίση και στις τρεις φάσεις. Αυτή η υπόθεση είναι συνήθως έγκυρη για μηχανές επιφανειακά τοποθετημένων μαγνητών, αλλά δεν είναι σωστή για κινητήρες τύπου DSPM. Αυτό μπορεί να προκαλέσει σφάλματα στις πληροφορίες θέσης λόγω των ταχέως μεταβαλλόμενων ρευμάτων φάσης και μπορεί να χρειαστεί επιπλέον φιλτράρισμα χαμηλής διέλευσης. Το βασικό μειονέκτημα είναι η σχετικά χαμηλή τιμή της τάσεως τρίτης αρμονικής σε χαμηλή ταχύτητα.

#### **4.2.3 Μέθοδος ολοκλήρωσης της back-EMF**

Στην τεχνική αυτή η πληροφορία θέσης του ρότορα λαμβάνεται με την ολοκλήρωση της back EMF της μη διεγερμένης φάσης. Η ολοκλήρωση βασίζεται στην απόλυτη τιμή της back EMF της ανοιχτής φάσης. Η περίοδος της ολοκλήρωσης ξεκινά όταν η back EMF διασχίζει το επίπεδο του μηδενός και σταματά σε ένα καθορισμένο όριο πριν από την έναρξη της μεταγωγής. Καθώς η back EMF υποτίθεται ότι μεταβάλλεται γραμμικά από θετικό σε αρνητικό (υποτίθεται τραπεζοειδής back EMF), και αυτή η γραμμική κλίση υποτίθεται ότι είναι μη ευαίσθητη σε μεταβολές της ταχύτητας, η τάση κατωφλίου διατηρείται σταθερή σε όλο το εύρος στροφών. Μόλις η τιμή του ολοκληρώματος φθάνει στην τάση κατωφλίου, ένα σήμα επαναφοράς αναγκάζει την έξοδο του ολοκληρωτή να μηδενιστεί. Το σήμα επαναφοράς διατηρείται για αρκετό χρόνο ώστε να εξασφαλίσει ότι η ολοκλήρωση δεν θα ξεκινήσει μέχρι το παραμένον ρεύμα στην ανοικτή φάση να πραγματοποιήσει μια διάβαση από το μηδέν. Η προσέγ-

γηση της ολοκλήρωσης είναι λιγότερο ευαίσθητη στον θόρυβο μετάβασης και ρυθμίζεται αυτόματα στις αλλαγές της ταχύτητας, αλλά η λειτουργία σε χαμηλή ταχύτητα είναι κακή.

#### **4.2.4 Μέθοδος αγωγιμότητας διόδου ελεύθερης διέλευσης**

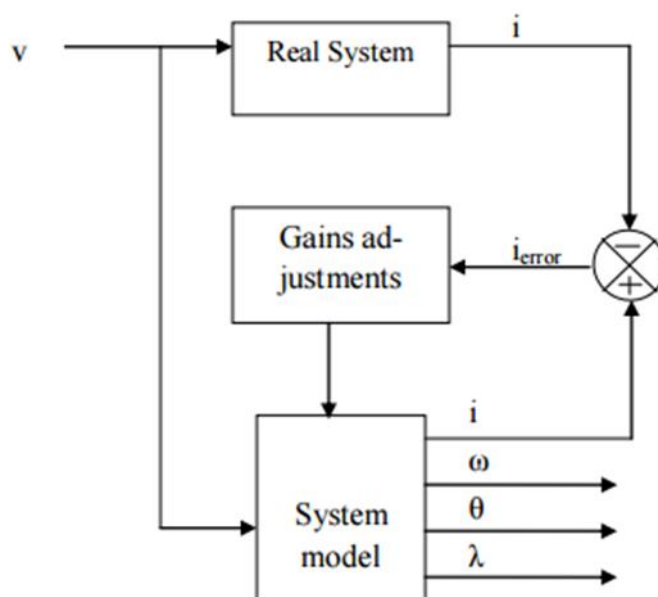
Η μέθοδος αυτή μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σύμφωνα με τις μεθόδους που χρησιμοποιούν την back EMF για την ανίχνευση της θέσης του δρομέα. Χρησιμοποιεί την έμμεση ανίχνευση των μεταβάσεων του μηδενός της back EMF της φάσης για την λήψη των στιγμών μεταγωγής του BLDC κινητήρα. Η μέθοδος είναι εφαρμόσιμη σε τριφασικό κινητήρα BLDC ο οποίος είναι συνδεδεμένος σε διάταξη αστέρα με  $120^\circ$  αγωγή. Η έμμεση ανίχνευση της back EMF επιτυγχάνεται με την παρακολούθηση των μεταβάσεων του μηδενός του ρεύματος σε διόδους ελεύθερης διέλευσης. Οι μεταβάσεις του μηδενός του ρεύματος συμπίπτουν χρονικά με τις μεταβάσεις του μηδενός της back EMF. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η απαίτηση για έξι επιπλέον αισθητήρες ρεύματος και, ενδεχομένως, έξι απομονωμένα τροφοδοτικά για τα κυκλώματα σύγκρισης για κάθε δίοδο ελεύθερης διέλευσης.

Αυτό το σύστημα παράγει μόνο διακριτές πληροφορία θέσης και ως εκ τούτου θα ήταν μόνο κατάλληλο για χρήση με τραπεζοειδείς BLDC κινητήρες μόνιμου μαγνήτη. Ωστόσο, έχει το πλεονέκτημα σε σχέση με τις τεχνικές back EMF ότι λειτουργεί σε χαμηλότερες ταχύτητες δεδομένου ότι δεν υπάρχει απαίτηση για άμεσες μετρήσεις τάσης. Το κύκλωμα ανίχνευσης είναι σχετικά περίπλοκο.

#### **4.2.5 Μέθοδοι βασισμένοι σε παρατηρητή**

Ένας εκτιμητής κατάστασης που είναι βασισμένος σε παρατηρητή παρέχει μια άλλη μέθοδο ελέγχου χωρίς κωδικοποιητή σε BLDC κινητήρες. Στη μέθοδο αυτή, οι δυνάμεις του κινητήρα μοντελοποιούνται στο χώρο κατάστασης και το μαθηματικό μοντέλο τρέχει παράλληλα με την πραγματική μηχανή. Ένα διάγραμμα του παρατηρητή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, το μοντέλο του κινητήρα έχει τις ίδιες εισόδους με την πραγματική μηχανή και η διαφορά μεταξύ των εξόδων με τις μετρούμενες εξόδους του πραγματικού κινητήρα χρησιμοποιείται για να αναγκάσει την εκτίμηση της κατάστασης να συγκλίνει. Λάθη μπορεί να συμβούν λόγω των ατελειών μέτρησης

ή λόγω των ανακρίβειών στο μοντέλο. Η φασική τάση είναι η είσοδος και το ρεύμα η έξοδος, εκτός από το ρεύμα εξόδου όλες οι μεταβλητές στην κατάσταση του παρατηρητή είναι προσβάσιμες συμπεριλαμβανομένων εκείνων που είναι δύσκολο ή δαπανηρό να μετρηθούν (π.χ. θέση δρομέα,  $\theta$ , ή φασική σύνδεση ροής - flux linkage-,  $\lambda$ ). Το εκτιμώμενο ρεύμα εξόδου του μοντέλου της μηχανής συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα φάσης. Το σφάλμα χρησιμοποιείται για να ρυθμίσει το κέρδος ανάδρασης του εκτιμητή προκειμένου να διορθώσει τον αλγόριθμο του παρατηρητή.



Σχήμα: Μοντέλο εκτίμησης θέσης βασισμένο σε παρατηρητή

Ένας κοινώς χρησιμοποιούμενος παρατηρητής για τον έλεγχο χωρίς κωδικοποιητή είναι το εκτεταμένο φίλτρο Kalman (EKF), υπολογίζει τις εσωτερικές καταστάσεις των δυναμικών μη γραμμικών συστημάτων με εγγενή ανθεκτικότητα έναντι των διακυμάνσεων των παραμέτρων. Η θεωρία της τεχνικής EKF έχει βαθιά μελετηθεί στη βιβλιογραφία. Βασικά EKF έχει δύο κύρια στάδια, το πρώτο είναι το στάδιο εκτίμησης που χρησιμοποιεί το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος. Το επόμενο στάδιο είναι το στάδιο διόρθωσης που διορθώνει τις εκτιμήσεις χρησιμοποιώντας την σταθμισμένη (από το «Κέρδος Kalman») διαφορά μεταξύ των προβλεπόμενων και των πραγματικών διανυσμάτων εξόδου.

Υπάρχουν πολλοί άλλοι παρατηρητές εκτός από τον EKF. Όλα αυτοί βασίζονται βέβαια κατ' ουσίαν στην ίδια αρχή, αλλά διαφέρουν ελαφρώς στη λειτουργία τους. Σε

αυτούς περιλαμβάνονται ο παρατηρητής που είναι βασισμένος στη μέθοδο Luenberger και ο παρατηρητής sliding mode.

Τα πλεονεκτήματα των μεθόδων που βασίζονται στον παρατηρητή είναι ότι δεν απαιτεί πρόσθετους διαγνωστικούς παλμούς (δηλαδή έγχυση ενός σήματος υψηλής συχνότητας), και δεν έχει κανέναν εγγενή περιορισμό ταχύτητας. Ωστόσο, το σύστημα απαιτεί σημαντική υπολογιστική επεξεργασία σε πραγματικό χρόνο από έναν γρήγορο και ισχυρό επεξεργαστή. Η μέθοδος απαιτεί γνώση των παραμέτρων του φορτίου και ακριβές μοντέλο της μηχανής. Επίσης, ο εκτιμητής χρειάζεται χρόνο για να συγκλίνει και η απόδοση μπορεί να είναι αναξιόπιστη κατά το διάστημα σύγκλισης.

### **4.3 Μέθοδοι μεταβλητής επαγωγής**

Μια εναλλακτική μέθοδος ανίχνευσης θέσης εξαρτάται από την παρακολούθηση μιας επαγωγής εξαρτημένης από τη θέση (μεταβολή της επαγωγής λόγω μεταβολής της θέσης) της κύριας περιέλιξης ή των πηνίων ανίχνευσης (search coils). Η επαγωγή μετράται με παρατήρηση του ρυθμού μεταβολής ενός υψηλής συχνότητας ρεύματος έγχυσης στα πηνία της κύριας περιέλιξης ή στα πηνία ανίχνευσης. Δεδομένου ότι ο ρυθμός της αλλαγής του ρεύματος εξαρτάται από την τρέχουσα επαγωγή του τυλίγματος και αυτή η επαγωγή είναι μία συνάρτηση της θέσης του δρομέα (λόγω φαινομένου saliency) και του ρεύματος του τυλίγματος, τότε η θέση του δρομέα μπορεί να ευρεθεί από την αλλαγή του πλάτους του ρεύματος υψηλής συχνότητας. Ένα τέτοιο σύστημα έχει το σημαντικό πλεονέκτημα της λειτουργίας με μηδενική ταχύτητα όταν δεν υπάρχει back EMF. Εύρεση της θέσης του δρομέα από την μεταβολή της αυτεπαγωγής σε μηχανή μόνιμου μαγνήτη χωρίς ψήκτρες είναι περίπλοκη λόγω των ακόλουθων δύο λόγων:

1) Δεν υπάρχει καμία εγγενής σχέση περιστροφής με αυτεπαγωγή σε μια μηχανή με επιφανειακά τοποθετημένους μαγνήτες, έτσι οποιαδήποτε μεταβολή της αυτεπαγωγής θα προκαλείται μόνο από τον μαγνητικό κορεσμό.

2) Ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος στις μηχανές μόνιμου μαγνήτη μπορεί να επηρεαστεί από την back EMF.



Παρά αυτές τις προφανείς δυσκολίες, έχουν γίνει πολλές προσπάθειες να χρησιμοποιηθεί η μεταβολή της επαγωγής για τον εντοπισμό θέσης του δρομέα στις μηχανές μόνιμου μαγνήτη.

Η πρώτη εφαρμογή των μεθόδων αυτεπαγωγής αντιμετώπιζε το πρόβλημα της εκκίνησης, συμπεριλαμβανομένης της αναγνώρισης της θέσης του δρομέα σε μηδενική ταχύτητα. Η αρχική αναγνώριση της θέσης του δρομέα είναι ιδιαίτερα σημαντική σε εφαρμογές όπου η εκκίνηση του κινητήρα με αντίστροφη φορά περιστροφής δεν είναι αποδεκτή. Διερευνητικά σήματα τάσης εφαρμόζονται στις περιελίξεις των φάσεων της μηχανής salient PM η οποία είναι ακινητοποιημένη. Τα προκύπτοντα πλάτη των ρευμάτων εξαρτώνται από την μεταβαλλόμενη επαγωγή, και ως εκ τούτου μπορεί να βρεθεί η θέση του δρομέα.

#### **4.3.1 Τεχνικές ανίχνευσης κυματομορφής ρεύματος**

Η βασική ιδέα πίσω από αυτή την τεχνική είναι ότι ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος εξαρτάται από τη μεταβαλλόμενη επαγωγή του κυκλώματος της φάσης, και η μεταβαλλόμενη επαγωγή με τη σειρά της είναι μία συνάρτηση της θέσης δρομέα και του ρεύματος φάσης. Αρχικά αυτή η μέθοδος εφαρμόστηκε για την ανίχνευση της θέσης του δρομέα σε variable-reluctance (vr) stepper motor και switched reluctance motor (SRM) , δεδομένου ότι η διακύμανση της μεταβλητής αυτεπαγωγής είναι μεγαλύτερη σε αυτούς τύπους κινητήρων. Έτσι εφαρμόστηκε με επιτυχία αυτή η μέθοδος στους παραπάνω τύπους κινητήρων. Αυτή η τεχνική είναι εφαρμόσιμη σε οποιοδήποτε κινητήρα (συμπεριλαμβανομένου του υβριδικού βηματικό κινητήρα), στον οποίο οι επαγωγές των τυλιγμάτων μεταβάλλονται ανάλογα με τη θέση του δρομέα. Το σημαντικό πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η δυνατότητα εκκίνησης με μηδενική ταχύτητα.

Για έναν βηματικό κινητήρα τύπου doubly salient (όπου και ο στάτης και ο δρομέας έχουν προεξέχοντες πόλους) η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των φάσεων είναι αμελητέα, οπότε η εξίσωση της τάσης για μια φάση μπορεί να γραφτεί σε όρους του ρεύματος  $i$  και της ροής σύνδεσης  $\psi$  για την εν λόγω φάση, όπως στην παρακάτω εξίσωση.

$$v = iR + d\psi/dt$$

Όπου  $R$  είναι η αντίσταση του τυλίγματος της φάσης και αφού η ροή σύνδεσης είναι συνάρτηση του ρεύματος φάσης και της θέσης του δρομέα  $\theta$  η προηγούμενη εξίσωση μπορεί να γραφτεί ως εξής.

$$v = iR + \frac{d\Psi}{di} * \frac{di}{dt} + \frac{d\Psi}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt}$$

$$v = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{d\Psi}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt}$$

Όπου

$$L = \frac{d\Psi}{di}$$

Αναδιατάσσοντας την παραπάνω εξίσωση για να δώσουμε μια έκφραση του ρυθμού μεταβολής του ρεύματος φάσης ως προς τον χρόνο έχουμε.

$$\frac{di}{dt} = \frac{v - iR - \frac{d\Psi}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt}}{L}$$

Η μεταβλητή επαγωγή  $L$  εμφανίζεται ως παρονομαστή της προηγούμενης εξίσωσης και είναι εξαρτώμενη από την θέση του δρομέα, άρα και ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος σχετίζεται επίσης με τη θέση του δρομέα. Ωστόσο, αυτή η σχέση περιπλέκεται από την εξάρτηση της μεταβλητής αυτεπαγωγή από το ρεύμα και από την εμφάνιση του όρου  $\frac{d\Psi}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt}$  στην back EMF. Μπορούν να ανακύψουν σφάλματα από αυτές τις επιδράσεις όταν η μεταβολή του ρεύματος χρησιμοποιείται για την ανίχνευση της θέσης του δρομέα, αλλά με προσεκτική αντιστοίχιση της τεχνικής ανίχνευσης στο κύκλωμα οδήγησης και του τρόπου λειτουργίας τα λάθη μπορούν να ελαχιστοποιηθούν ή να επαλειφθούν.

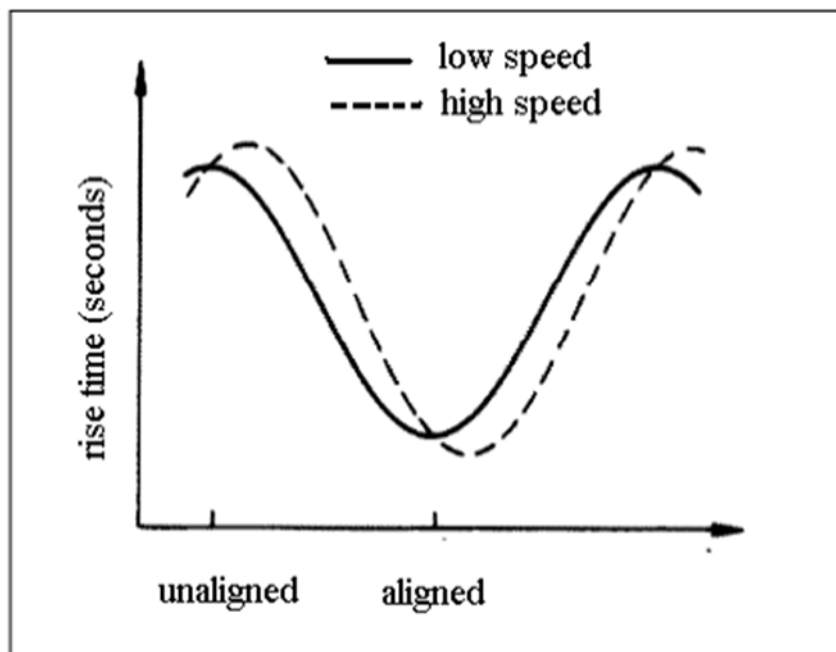
Μια απλοποίηση που έχει προταθεί ερευνητικά είναι ότι μπορεί να αγνοηθεί η back EMF και η μείωση του  $iR$  οπότε η  $L$  μπορεί να ληφθεί από την προηγούμενη εξίσωση και κατά συνέπεια η θέση του δρομέα από την  $L$ . Οι μέθοδοι που βασίζονται στην επιτήρηση του ρεύματος στην ενεργό φάση εφαρμόζονται ειδικά στην λειτουργία ενός βηματικού κινητήρα με έλεγχο ρεύματος όταν το ρεύμα αυξάνεται και μειώνεται σε υψηλή συχνότητα εξαιτίας του chopping η του PWM.

Οι χρόνοι ανόδου και καθόδου του ρεύματος μπορούν να εξαχθούν από την προηγούμενη εξίσωση ως εξής

$$t_{rise} = \frac{Ldi}{v - iR - \frac{d\Psi}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt}}$$

$$t_{fall} = \frac{Ldi}{iR - \frac{d\Psi}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt}}$$

Το μεγάλο πρόβλημα των τεχνικών που βασίζονται στην ανίχνευση κυματομορφής είναι ο περιορισμός σε εφαρμογές χαμηλής ταχύτητας, δεδομένου ότι διαφορετικά τα σφάλματα της back EMF να επηρεάζουν σοβαρά την ακρίβεια όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα. Η ευελιξία ελέγχου περιορίζεται επίσης λόγω της απαίτησης για μία σταθερή μέση τιμή ρεύματος κατά τη διάρκεια του chopping. Έχει προταθεί ερευνητικά η παρακολούθηση της trise για μέγιστη θωράκιση από τις επιπτώσεις της back EMF.



Σχήμα: Επιπτώσεις της ταχύτητας στον χρόνο αύξησης του ρεύματος

Όμως υπάρχουν επιπτώσεις της αγνόησης της back EMF ακόμα και σε χαμηλές ταχύτητες αρκετών εκατοντάδων rpm κατά τη διάρκεια της λειτουργίας chopping. Ωστε να αντισταθμιστούν οι συνέπειες της back EMF, μπορεί να προσαρμόζεται η  $\Delta t_{ref}$  και η γωνία dwell με βάση την ταχύτητα λειτουργίας. Μπορεί επίσης να εφαρμοστεί η μέθοδος για την εκτίμηση της θέσης σε λειτουργία ενός παλμού σε υψηλό-

τερες ταχύτητες, όπου ο αρχικός ρυθμός αύξησης του ρεύματος χρησιμοποιήθηκε για να βρεθεί η θέση του δρομέα στην αρχή του κάθε παλμού του ρεύματος φάσης.

#### 4.3.2 Τεχνικές παλμού τάσης

Αυτές οι τεχνικές βασίζονται στην ιδέα ότι, εάν ένας παλμός τάσης εφαρμόζεται σε μια φάση που δεν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής για ένα σύντομο χρονικό διάστημα  $\Delta t$ , η αυτεπαγωγή της φάσης παραμένει μη κορεσμένη, και το πλάτος του ρεύματος παραμένει μικρό, ως εκ τούτου, η επίδραση της back EMF και η αντίσταση της περιέλιξης της φάσης μπορούν να αγνοηθούν. Αρκετοί ερευνητές έχουν εφαρμόσει αυτή την μεθοδολογία με κάποιες τροποποιήσεις και βελτιώσεις. Για χαμηλά επίπεδα ρεύματος, η εξίσωση της τάσης της φάσης του κινητήρα μπορεί να γραφεί όπως φαίνεται στην επόμενη εξίσωση.

$$v = iR + L(\theta) \frac{di}{dt} + k\omega + \frac{dL(\theta)}{d\theta}$$

Όπου  $\omega$  είναι η γωνιακή ταχύτητα σε rad/second. Αν η τάση εφαρμοστεί για μικρή χρονική περίοδο τότε η εξίσωση μπορεί προσεγγιστικά να πάρει την ακόλουθη μορφή:

$$v = L(\theta) \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

Ως εκ τούτου η εξαρτημένη από την θέση επαγωγή μπορεί να βρεθεί σύμφωνα με την εξίσωση

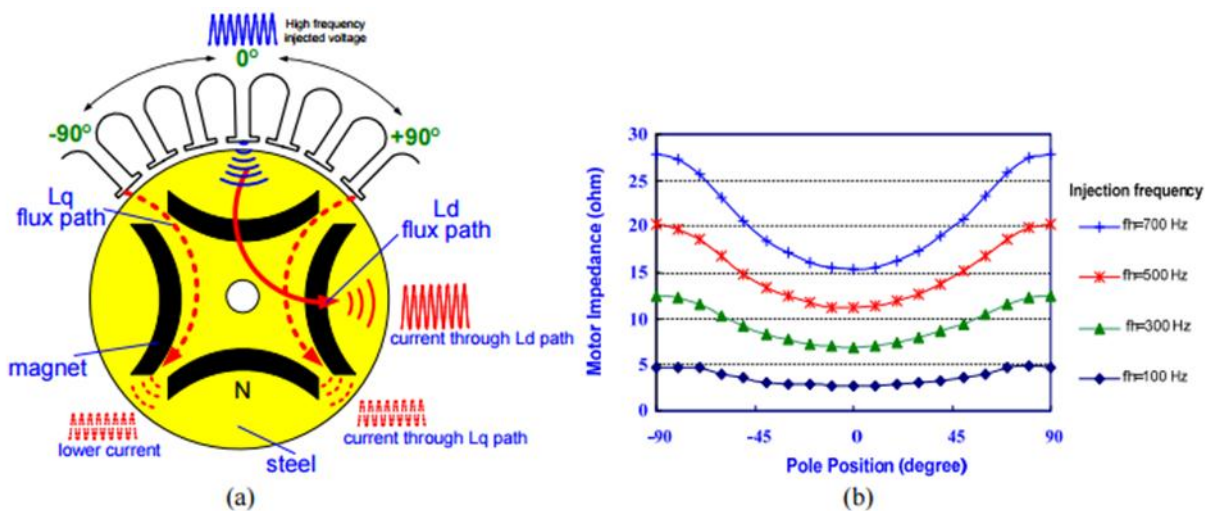
$$L(\theta) = v \frac{\Delta t}{\Delta i}$$

Η ακόρεστη τιμή της επαγωγής της φάσης μπορεί να προσδιοριστεί με τη διατήρηση είτε του  $\Delta i$  είτε του  $\Delta t$  σταθερού ενώ μετράται το άλλο. Ο κύριος περιορισμός της τεχνικής του παλμού τάσης είναι η επίδραση της σύζευξης μεταξύ των φάσεων η οποία είναι ιδιαίτερα σοβαρή όταν η ενεργός φάση υποβάλλεται σε υψηλής συχνότητας chopping για την ρύθμιση του ρεύματος. Τα δινορεύματα επηρεάζουν επίσης την ακρίβεια της ανίχνευσης της θέσεως. Ένα άλλο μειονέκτημα αυτής της τεχνικής σχετίζεται με την έγχυση ενός διαγνωστικού παλμού από τον κύριο μετατροπέα είναι ότι το μέγεθός του μπορεί να είναι σημαντικό και ως εκ τούτου μπορεί να δημιουργή-

σει αρνητική ροπή. Επίσης, δεδομένου ότι οι παλμοί είναι μεγάλοι θα υπάρξει μια αντίστοιχα μεγάλη περίοδος αναμονής για τον παλμό ώστε να φθίνει σε αμελητέα επίπεδα προτού να μπορέσει να εφαρμοστεί ο επόμενος παλμός. Ο δρομέας μπορεί οπότε να κινηθεί σε μια σημαντική απόσταση κατά τη διάρκεια αυτής της περιόδου, ως εκ τούτου, η ανάλυση θα μειωθεί. Όλοι αυτοί οι παράγοντες περιορίζουν την μέγιστη εφικτή ταχύτητα λειτουργίας με αυτή τη μέθοδο της ανίχνευσης θέσης. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα look-up table για να αντισταθμίσει τις επιδράσεις της αμοιβαίας σύζευξης. Η μέθοδός αυτή είχε ως αποτέλεσμα η θέση του δρομέα να είναι διαρκώς δειγματοληπτούμενη αντί να ανιχνεύσει απλά ένα κατώφλι για την μεταγωγή των φάσεων.

#### **4.3.3 Τεχνικές βασισμένες σε διαμόρφωση**

Έχουν αναπτυχθεί διάφορες εναλλακτικές των τεχνικών sensorless λύσεις οι οποίες βασίζονται σε τεχνικές διαμόρφωση προκειμένου να εξαλειφθούν μερικά από τα μειονεκτήματα που αναφέρθηκαν προηγουμένως στις τεχνικές παλμού τάσης. Οι τεχνικές κωδικοποιημένης διαμόρφωσης για ανίχνευση της θέσης του δρομέα βασίζονται στην μέτρηση της περιοδικά μεταβαλλόμενης αυτεπαγωγής με βάση μια κωδικοποιημένη μορφή μέσω της εφαρμογής ενός φέροντος σήματος υψηλής συχνότητας. Το σήμα που περιέχει τις πληροφορίες για την αυτεπαγωγή της φάσης υποτίθεται ότι έχει μια πολύ χαμηλότερη συχνότητα μεταβολής σε σύγκριση με τη φέρουσα συχνότητα. Η κωδικοποιημένες πληροφορίες για την αυτεπαγωγή αποκωδικοποιούνται χρησιμοποιώντας κατάλληλη τεχνική αναδιαμόρφωσης. Μερικές φορές μια εξωτερική αντίσταση προστίθεται σε σειρά με την επαγωγή της φάσης σε αυτές τις μεθόδους, για να γίνει η μέτρηση του σήματος ευκολότερη, αλλά το μειονέκτημα που προκύπτει σε αυτή την περίπτωση είναι η ανάγκη για επιπλέον διακόπτες για την απομόνωση του κυκλώματος ανίχνευσης από το κύκλωμα ισχύος.



Σχήμα: Μέθοδος έγχυσης υψηλής συχνότητας και χαρακτηριστικά αντίστασης

#### 4.4 Εκτίμηση βασισμένη σε διακοπτική συχνότητα

Αυτή η τεχνική βασίζεται στις ίδιες αρχές με την εκτίμηση έγχυσης σήματος, εκτός του ότι, αντί για την έγχυση ενός σήματος σταθερής συχνότητας για τον σκοπό της ανίχνευσης της θέσης χρησιμοποιεί την επίδραση της μεταγωγής PWM ως σήμα έγχυσης. Με συνέπεια να έχουμε παρόμοιες δυνατότητες όσον αφορά την ανίχνευση θέσης, καθώς το σύστημα είναι ουσιαστικά το ίδιο εκτός του ότι λειτουργεί σε υψηλότερη συχνότητα. Ωστόσο, σε στάση, το inverter δεν βρίσκεται σε κατάσταση μεταγωγής και ως εκ τούτου δεν θα υπάρχει σήμα που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για sensorless εκκίνηση του κινητήρα. Επιπλέον, το φάσμα συχνοτήτων της «έγχυσης» PWM είναι εξαιρετικά πολύπλοκο, με ένα μεγάλο αριθμό αρμονικών και υπο-αρμονικών. Ως εκ τούτου, είναι δύσκολο να απομονωθούν οι απαιτούμενες συνιστώσες από τις άλλες αρμονικές, οι οποίες είναι κατ' ουσίαν θόρυβος.

#### 4.5 Σύνοψη μεθόδων

Οι τεχνικές που παρουσιάζονται σε αυτό το κεφάλαιο εμπίπτουν σε δύο κύριες κατηγορίες. Η πρώτη από αυτές περιέχει τις τεχνικές back EMF και η δεύτερη περιέχει τις τεχνικές με βάση το φαινόμενο saliency. Οι τεχνικές back EMF λειτουργούν αποτελεσματικά όταν ο άξονας περιστρέφεται με αρκετή ταχύτητα ώστε να ξεπεραστεί ο μετρούμενος θόρυβος, αλλά δεν είναι σε θέση να χρησιμοποιηθούν όταν η

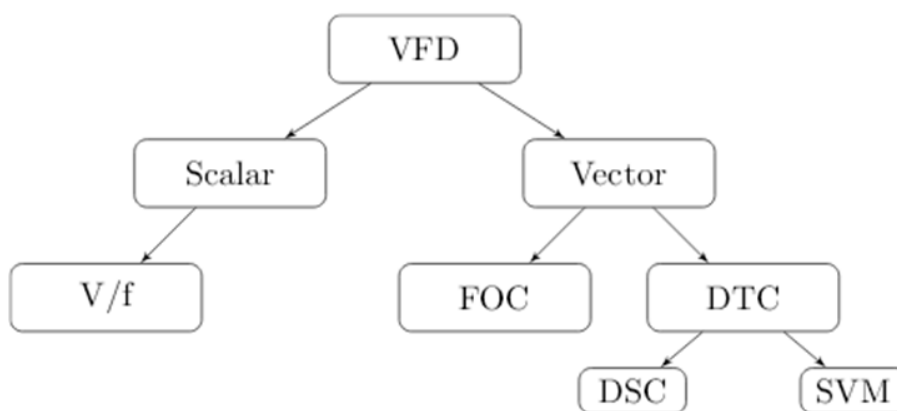
μηχανή είναι εν στάση. Ωστόσο, είναι σημαντικά απλούστερη από άποψη εφαρμογής και υπολογιστικών απαιτήσεων από τις τεχνικές saliency. Τα μοντέλα back EMF είναι τα απλούστερα από τις τεχνικές «υπό ταχύτητα», αλλά είναι πιο ευαίσθητα στις μεταβολές των παραμέτρων από τις τεχνικές τύπου «παρατηρητή». Ο τελευταίος, ωστόσο, απαιτεί σημαντικά μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύ και μεγαλύτερο κύκλο σχεδιασμού πριν από την εφαρμογή.

Οι τεχνικές που βασίζονται στο φαινόμενο saliency έχουν το σημαντικό πλεονέκτημα ότι λειτουργούν με μηδενική ταχύτητα. Μερικές από αυτές τις τεχνικές έχουν την ικανότητα να λειτουργούν σε όλο το εύρος ταχυτήτων. Ωστόσο, αυτό μάλλον δεν είναι επιθυμητό σε πολλές εφαρμογές λόγω της ζήτησης για αυξημένη υπολογιστική ισχύ (σε σύγκριση με τις τεχνικές της back EMF και του παρατηρητή), της πιθανότητας κυματισμού της ροπής καθώς και μείωσης της διαθέσιμης DC τάσης διασύνδεσης, και τα δυο ως αποτέλεσμα της ανάγκης για ένα υπερτιθέμενο σήμα έκχυσης.

# 5

## Στρατηγικές ελέγχου

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται μια σύνοψη μερικών κοινά χρησιμοποιούμενων τεχνικών ελέγχου στους κινητήρες μόνιμων μαγνητών. Οι τεχνικές ελέγχου γενικά μπορούν να διαχωριστούν σε δυο κατηγορίες στο βαθμωτό έλεγχο και στον διανυσματικό έλεγχο (αναφέρονται στην διεθνή βιβλιογραφία ως scalar control και vector control αντίστοιχα). Ο βαθμωτός έλεγχος βασίζεται στις σχέσεις που ισχύουν στην μόνιμη κατάσταση. Στην περίπτωση αυτού του τύπου ελέγχου εξετάζουμε το πλάτος και η συχνότητα των ελεγχόμενων μεταβλητών, ενώ στην περίπτωση του διανυσματικού ελέγχου το πλάτος και η θέση του ελεγχόμενου διανύσματος χώρου



Σχήμα: Επισκόπηση των διαθέσιμων τεχνικών ελέγχου



## 5.1 Βαθμωτός έλεγχος

Ο βαθμωτός έλεγχος βασίζεται στις σχέσεις που ισχύουν στην μόνιμη κατάσταση. Μόνο το πλάτος και η συχνότητα της τάσης η του ρεύματος ελέγχονται. Ο βαθμωτός έλεγχος χρησιμοποιείται όταν πολλοί κινητήρες οδηγούνται παράλληλα από τον ίδιο αντιστροφέα.

## 5.2 V/f έλεγχος

Ο έλεγχος V/f είναι μεταξύ των απλούστερων σχημάτων ελέγχου κινητήρων. Η ιδέα είναι να διατηρείται η ροή στον στάτη σταθερή στην ονομαστική τιμή ώστε ο κινητήρας να αναπτύσσει ονομαστικό λόγο ροπής/ρεύματος σε όλο το εύρος στροφών του. Ο έλεγχος γίνεται μέσω ανοιχτού βρόγχου και άρα δεν χρησιμοποιεί βρόγχους ανατροφοδότησης. Αυτό κάνει την μέθοδο εύκολη στην υλοποίηση και με μικρές απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ, αλλά αυτή η απλότητα έρχεται μαζί με κάποια μειονεκτήματα. Ένα από αυτά είναι η αστάθεια του συστήματος οδήγησης μόλις υπερβεί κάποια συγκεκριμένη συχνότητα, για να ξεπρηστεί αυτό χρειάζεται ειδική σχεδίαση του κινητήρα πράγμα που περιορίζει τις διαθέσιμες επιλογές σε κινητήρες για αυτή την μέθοδο οδήγησης. Ένα άλλο μειονέκτημα λόγω της έλλειψης ανατροφοδότησης είναι η χαμηλή δυναμική απόκριση. Οπότε για εφαρμογές που απαιτούν υψηλή δυναμική απόκριση συστήνεται ο διανυσματικός έλεγχος.

$$v_q = r_s i_q + \omega \lambda_d + \frac{d}{dt} \lambda_q$$

$$v_d = r_s i_d - \omega \lambda_q + \frac{d}{dt} \lambda_d$$

Όπου  $v_q$  και  $v_d$  είναι η τάση του στάτη,  $r_s$  είναι η αντίσταση ρου στάτη,  $i$  το ρεύμα του στάτη,  $\omega$  είναι η γωνιακή ταχύτητα και  $\lambda$  είναι η μαγνητική ροή σύνδεσης.

Πρέπει να σημειωθεί ότι στην μόνιμη κατάσταση οι διαφορικοί όροι εξαφανίζονται και επιπλέον ότι αν η ταχύτητα είναι υψηλή η τάση emf,  $\omega \lambda$ , είναι σχετικά υψηλή και η πτώση τάσης της αντίστασης μπορεί να αγνοηθεί. Σε αυτή την περίπτωση αν η ροή του στάτη επιδιώκετε να διατηρηθεί σταθερή η εφαρμοζόμενη τάση πρέπει να είναι ευθέως ανάλογη με την γωνιακή συχνότητα του ρότορα. Στις χαμηλές ταχύτητες εφαρμόζεται μια επιπλέον ενίσχυση στην τάση για να αντισταθμίσει την πτώση τάσης

στην αντίσταση. Αυτή η αρχή εφαρμόζεται μόνο στην μόνιμη κατάσταση όπου οι διαφορικοί όροι εξαφανίζονται.

### **5.3 Διανυσματικός έλεγχος**

Το πρόβλημα με τον βαθμωτό έλεγχο είναι ότι η ροή του κινητήρα και η ροπή γενικά είναι συζευγμένα μεγέθη. Αυτή λοιπόν η εγγενής σύζευξη επηρεάζει την απόκριση και κάνει το σύστημα επιρρεπές σε αστάθεια αν δεν ληφθεί υπόψη. Στον διανυσματικό έλεγχο όχι μόνο το πλάτος της ροής του στάτη και του δρομέα λαμβάνεται υπόψη αλλά και η μεταξύ τους γωνία. Οπότε με τον έλεγχο τόσο του πλάτους όσο και της γωνίας είναι δυνατόν να επιτύχουμε μεγαλύτερη δυναμική απόκριση από το σύστημα οδήγησης σε σχέση με αυτή που μπορεί να προσφέρει ο βαθμωτός έλεγχος. Υπάρχουν δυο διαφορετικές στρατηγικές διανυσματικού ελέγχου ο έλεγχος προσανατολισμού πεδίου και ο άμεσος έλεγχος ροπής.

### **5.4 Έλεγχος προσανατολισμού πεδίου (FOC)**

Ο διανυσματικός έλεγχος των τάσεων και των ρευμάτων έχει ως αποτέλεσμα τον έλεγχο του χωρικού προσανατολισμού των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων της μηχανής και έχει οδηγήσει στην ονομασία προσανατολισμός πεδίου. Ο έλεγχος προσανατολισμού πεδίου συνήθως αναφέρεται σε ελεγκτές που διατηρούν γωνία 90 ηλεκτρικών μοιρών μεταξύ των συνιστωσών των πεδίου στάτη και δρομέα. Τα συστήματα που απομακρύνονται από τον προσανατολισμό των 90° αναφέρονται ως έλεγχος γωνίας πεδίου ή έλεγχος γωνίας.

Σε έναν DC κινητήρα ο ροή πεδίου που σε αυτή την περίπτωση είναι η ροή στάτη και η ροή του δρομέα κρατούνται σε ορθογώνια διάταξη μηχανικά από τον εναλλάκτη. Όταν τα πεδία είναι ορθογωνιακά η ροή του οπλισμού δεν επηρεάζει την ροή του πεδίου και η ροπή του κινητήρα αποκρίνεται άμεσα σε οποιαδήποτε μεταβολή της ροής του οπλισμού ή ισοδύναμα σε μεταβολή του ρεύματος του οπλισμού. Σε έναν AC κινητήρα η ροή του πεδίου που είναι τώρα στον δρομέα περιστρέφεται αλλά στην περίπτωση του ελέγχου προσανατολισμού πεδίου ο ελεγκτής περιστρέφει την ροή του οπλισμού του στάτη ώστε η ροή του οπλισμού και η ροή του πεδίου να διατηρούνται

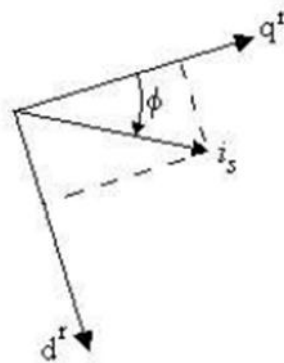
ορθογωνιακές και συνεπώς ο AC κινητήρας συμπεριφέρεται σαν DC κινητήρας. Οι απαιτήσεις είναι:

- Ανεξάρτητος έλεγχος ρεύματος στον οπλισμό για να ξεπεραστούν οι επιδράσεις της αντίστασης των τυλιγμάτων και της διαρροής λόγω επαγωγικής και επαγόμενης τάσης.
- Ανεξάρτητα ελεγχόμενη ή σταθερή ροη πεδίου
- Ανεξάρτητα ελεγχόμενη ορθογωνιακή χωρική ηλεκτρική γωνία μεταξύ ροής στάτη και δρομέα

Ένας διανυσματικά ελεγχόμενος κινητήρας μόνιμων μαγνητών είναι γνωστός και ως DC μηχανή χωρίς ψήκτρες (blde). Για να δούμε πως λειτουργεί αυτή η μηχανή παρατηρούμε ότι τα ρεύματα του δρομέα στο πλαίσιο αναφοράς q-d μπορούν να γραφούν:

$$i_q^r = i_s \cos(\varphi), i_d^r = i_s \sin(-\varphi) = -i_s \sin(\varphi)$$

Όπου  $i_s$  είναι η απόλυτη τιμή του διανύσματος του ρεύματος  $i_{qd}$



Οι εξισώσεις του ρεύματος και της ροπής στο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα είναι οι ακόλουθες

$$-L_q \frac{d}{dt} i_q^r = r_s i_q^r + \omega_r L_d i_d^r + \omega_r \lambda_m - v_q^r$$

$$-L_d \frac{d}{dt} i_d^r = r_s i_d^r - \omega_r L_q i_q^r - v_d^r$$

$$T_e = \frac{3P}{4} \left( (L_d - L_q) i_q^r i_d^r + \lambda_m i_q^r \right)$$

Όπου τα  $v_q^r$  και  $v_d^r$  θεωρούνται είσοδοι

Θα πρέπει ακόμα η γωνία μεταξύ της ροής του στάτη και του δρομέα να διατηρείται  $90^\circ$  δηλαδή  $\varphi=0$  το οποίο οδηγεί σε:

$$i_q^r = i_s, i_d^r = 0$$

Και

$$-L_q \frac{d}{dt} i_q^r = r_s i_q^r + \omega_r \lambda_m - v_q^r$$

$$i_d^r = 0 | v_d^r = -\omega_r L_q i_q^r$$

$$T_e = \frac{3P}{4} \lambda_m i_q^r$$

Άρα η ροπή είναι ευθέως ανάλογη στο  $i_q^r = i_s$  το οποίο με την σειρά που ελέγχεται τόσο γρήγορα όσο επιτρέπει η εξίσωση

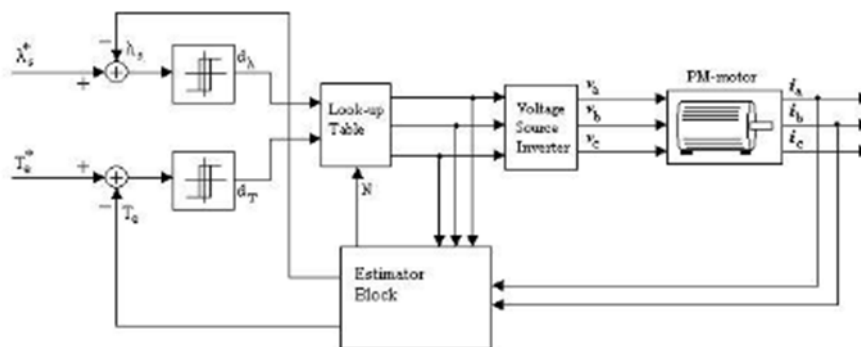
$$-L_q \frac{d}{dt} i_q^r = r_s i_q^r + \omega_r \lambda_m - v_q^r$$

## 5.5 Άμεσος έλεγχος ροπής (DTC)

Η αρχή του Άμεσου ελέγχου ροπής είναι να επιλέγει άμεσα τα διανύσματα της τάσης σύμφωνα με την διαφορά μεταξύ τιμής αναφοράς και πραγματικής τιμής της ροπής και της μαγνητικής ροής σύνδεσης. Τα σφάλματα ροπής και ροής συγκρίνονται μέσω συγκριτών υστέρησης. Ανάλογα με την σύγκριση ένα διάνυσμα τάσης επιλέγεται από έναν πίνακα.

Πλεονεκτήματα του DTC είναι η χαμηλή πολυπλοκότητα και το ότι χρειάζεται η χρήση μόνο μιας παραμέτρου του κινητήρα της αντίστασης του στάτη. Δεν χρειάζεται διαμόρφωση εύρους παλμών αντιθέτως ένα από τα έξι διανύσματα τάσης (VSI) εφαρμόζεται κατά την διάρκεια ολόκληρης της περιόδου του δείγματος. Όλοι οι υπολογισμοί γίνονται σε στατικό πλαίσιο αναφοράς το οποίο δεν περιλαμβάνει την σαφή γνώση της θέσης του δρομέα. Ωστόσο για ένα σύγχρονο κινητήρα η θέση του δρομέα πρέπει να είναι γνωστή κατά την εκκίνηση. Η τεχνική DTC χρειάζεται μικρή υπολογιστική ισχύ όταν υλοποιείται ψηφιακά. Το σύστημα παρουσιάζει καλή δυναμική απόκριση αλλά εμφανίζει φτωχή επίδοση στην μόνιμη κατάσταση αφού εμφανίζονται υψηλά επίπεδα κυμάτωσης στο ρεύμα του στάτη στην ροη διασύνδεσης και στην ροπή.

Η απλότητα της μεθόδου επιτρέπει να εκτελείται κάθε κύκλος υπολογισμών σε μικρή χρονική περίοδο και την χρήση υψηλής συχνότητας δειγματοληψίας. Για κάθε διπλασιασμό της συχνότητας δειγματοληψίας προσεγγιστικά η κυμάτωση περιορίζεται στο μισό. Το πρόβλημα είναι ότι οι διακόπτες ισχύος που χρησιμοποιούνται στον αντιστροφέα εμπίπτουν σε περιορισμό ως προς την μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας.



Σχήμα: DTC μπλοκ διάγραμμα

## 5.6 Άμεσος Αυτοέλεγχος (DSC)

Ο άμεσος αυτοέλεγχος είναι παρόμοιος με τον άμεσο έλεγχο ροπής που παρουσιάστηκε παραπάνω. Μπορούμε να πούμε ότι ο είναι μια ειδική περίπτωση του άμεσου ελέγχου ροπής.

Μερικά χαρακτηριστικά του DSC είναι τα ακόλουθα:

- Η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι μικρότερη από αυτή στο σχήμα ελέγχου DTC
- Εξαιρετική δυναμική απόκριση τόσο σε σταθερή ροπή όσο και στις περιοχές αδύναμου πεδίου

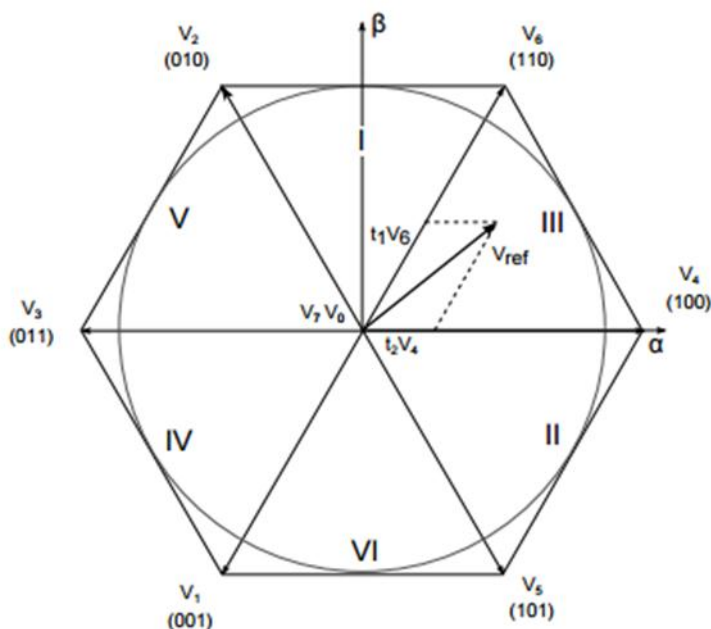
Η χαμηλή διακοπτική συχνότητα και η γρήγορος έλεγχος ροπής σε όλο το εύρος λειτουργίας κάνουν την τεχνική DSC προτιμητέα έναντι της DTC σε συστήματα υψηλής ισχύος.

## 5.7 Διαμόρφωση διανύσματος χώρου (DTC-SVM)

Στην τεχνική DTC το ίδιο ενεργό διάνυσμα τάσης εφαρμόζεται κατά την διάρκεια ολόκληρης της περιόδου δειγματοληψίας και ενδεχομένως σε αρκετά διαδοχικά διαστήματα της δειγματοληψίας γεγονός που δημιουργεί σχετικά υψηλά επίπεδα κυμάτωση στο ρεύμα στάτη, στη ροή σύνδεσης και στη ροπή.

Μια από τις προτάσεις για να περιοριστούν αυτά τα προβλήματα είναι η διαμόρφωση διανύσματος χώρου. Η SVM είναι μια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ικανή να συνθέσει κάθε διάνυσμα τάσης που βρίσκεται στο εσωτερικό του εξάντα που καλύπτεται από τα έξι διανύσματα τάσης VSI.

Στην τεχνική DTC-SVM οι συγκριτές υστέρησης αντικαθίστανται από έναν εκτιμητή ο οποίος υπολογίζει το κατάλληλο διάνυσμα τάσης για να αντισταθμίσει τα σφάλματα ροπής και ροής. Αυτή η μέθοδος έχει αποδεχτεί ότι παράγει πολύ χαμηλά επίπεδα κυμάτωσης στην ροπή και στην ροή ενώ παράλληλα εμφανίζει τόσο καλή δυναμική απόκριση όσο και η DTC. Το σχήμα ελέγχου DTC-SVM παρότι έχει καλές επιδόσεις εισάγει μεγαλύτερη πολυπλοκότητα και έτσι χάνει ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα της μεθόδου DTC που είναι η απλότητα.



Σχήμα: Αναφορά από πλευράς των διανυσμάτων τάσης

## 5.8 Σύνοψη

Αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζει μερικές από τις τεχνικές ελέγχου που χρησιμοποιούνται στους κινητήρες μόνιμου μαγνήτη. Η τεχνική βαθμωτού ελέγχου V/f είναι η πιο απλή μέθοδος. Χρησιμοποιείται σε περιπτώσεις όπου ακριβής έλεγχος της ροπής και της ροής δεν είναι απαραίτητος αλλά είναι επιθυμητός ο έλεγχος της ταχύτητας όπως σε περιπτώσεις όπου πολλοί κινητήρες οδηγούνται παράλληλα από έναν αντιστροφέα.

Ο διανυσματικός έλεγχος χρησιμοποιείται όπου απαιτείτε υψηλή επίδοση στον έλεγχο ροπής και ροής. Υπάρχουν διαφορετικές τεχνικές για την υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου. Μερικές από αυτές είναι οι FOC, DTC, DSC, DTC-SVM. Οι τεχνικές DTC και DSC είναι απλές και προσφέρουν υψηλή δυναμική απόκριση. Οι FOC και DTC-SVM δίνουν τις καλύτερες επιδόσεις όσον αφορά τα επίπεδα κυμάτωσης αλλά στον αντίποδα απαιτούν μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύ και είναι περισσότερο πολύπλοκες στην υλοποίηση.

# 6

## *Πρόσθετο θεωρητικό υπόβαθρο*

### *6.1 Σχεδιασμός PID ελεγκτή*

Σε αυτή την ενότητα θα πραγματευτούμε την περιγραφή ενός PID ελεγκτή. Οι PID ελεγκτές χρησιμοποιούνται ευρέως στην βιομηχανία για τον έλεγχο διεργασιών και σε συστήματα όπως διατάξεις ηλεκτροκινητήρων κυρίως λόγω της αποδοτικότητας τους και τις απλότητας στην δομή τους (μικρός αριθμός παραμέτρων που πρέπει να συντονιστούν). Ένας PID ελεγκτής υπολογίζει την τιμή λάθους ως την διαφορά μεταξύ μετρούμενης και επιθυμητής τιμής. Ένα σύστημα ελέγχου μπορεί να είναι ένα απλό σύστημα η να έχει μια σειρά από συνδυασμένα υποσυστήματα με σκοπό την επίτευξη της επιθυμητής εξόδου. Δυο παράγοντες που βοηθούν στην ανάλυση της επίδοσης του συστήματος είναι η μεταβατική απόκριση και η απόκριση μόνιμης κατάστασης. Για να επιτύχουμε παραμέτρους υψηλής απόδοσης το σύστημα συντονίζεται με συγκεκριμένους τύπους ελεγκτών. Αυτοί είναι οι ελεγκτές PID (proportional, integral και derivative)

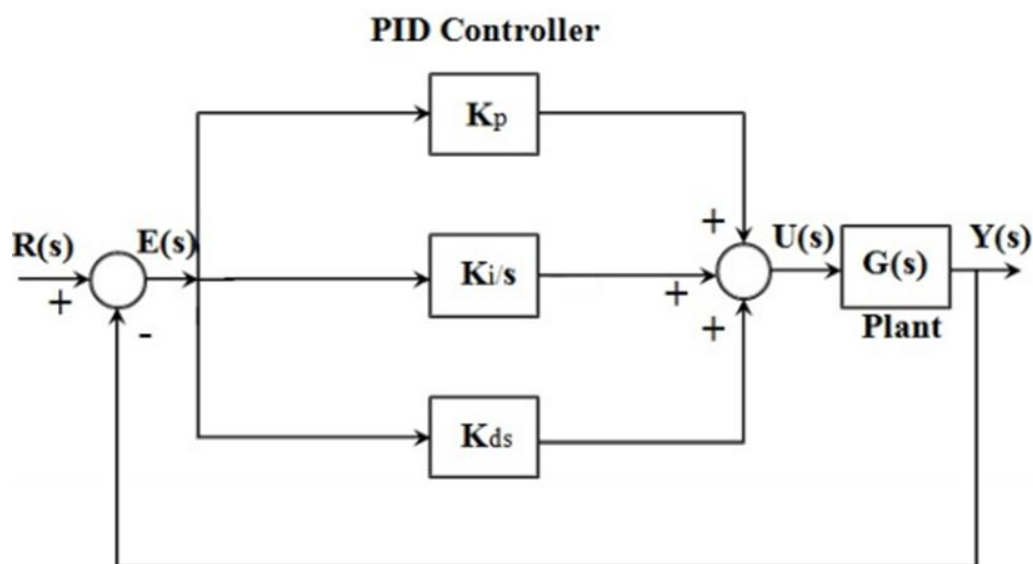
Το ακρωνύμιο PID εκφράζει το σχήμα ελέγχου Proportion-Integral-Differential, δηλαδή αναλογικός ολοκληρωτικός διαφορικός έλεγχος. Καθένας από αυτούς τους ελεγκτές έχει το δικό του έργο ανάλογα με τις αποτίσεις της εκάστοτε εφαρμογής, οπότε αυτοί μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διαφορετικούς συνδυασμούς ζευγαριών ανάλογα με την επιθυμητή έξοδο. Υπάρχει η πιθανότητα να έχουμε PI, PD η απλά P έλεγχο. Η τεχνική PID είναι αρκετά παλιά και παρόλα την εμφάνιση αρκετών σύγ-



χρονων τεχνικών καταλαμβάνει ένα μεγάλο μερίδιο των εφαρμογών ελέγχου. Πλέον οι PID ελεγκτές υλοποιούνται εύκολα με την χρήση των μικροεπεξεργαστών.

### 6.1.1 Η υλοποίηση του Ελεγκτή

Η δομή του PID ελεγκτή φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα



Σχήμα: Σύστημα ελέγχου PID

Από το παραπάνω σχήμα προκύπτει ότι η  $U(s)$  είναι το άθροισμα των τριών όρων. Το σήμα σφάλματος  $E(s)$  χρησιμοποιείται για να παράγει αντίστοιχα την αναλογική, ολοκληρωτική και διαφορική επιρροή, οι οποίες προστίθενται στο σήμα ελέγχου  $U(s)$ . Στο παραπάνω σχήμα ο όρος  $K_p$  είναι αναλογικός ως προς το σφάλμα, ο όρος  $K_i/s$  είναι ολοκληρωτικός ως προς το σφάλμα και ο  $K_d$  έχει διαφορική δράση στο σφάλμα.

Η μαθηματική εξίσωση για τον ελεγκτή PID είναι:

$$U(t) = K_p \left[ e(t) + 1/T_i \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d d_e(t)/d_t \right]$$

Όπου το σήμα  $U(t)$  είναι η είσοδος στην διεργασία. Το σήμα σφάλματος είναι  $E(t) = R(t) - Y(t)$  όπου,  $Y(t)$  είναι έξοδος της διεργασίας και  $R(t)$  είναι το σήμα αναφοράς.

### 6.1.2 *PI-tuning*

Αφού λάβουμε τις πληροφορίες του συστήματος έχουμε τις απαραίτητες παραμέτρους για να σχεδιάσουμε τους ελεγκτές. Αρχικά είναι πολύ σημαντικό να επιλέξουμε την κατάλληλη μέθοδο συντονισμού και να υπολογιστούν οι παράμετροι για τον έλεγχο του κινητήρα BLDC. Διαφορετικές μέθοδοι όπως οι Ziegler Nichols Step Response, Ziegler Nichols Frequency Response, Cohen Coon και Tyreus-Luyben χρησιμοποιούνται για να λάβουμε τις βέλτιστες παραμέτρους συντονισμού για το αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος.

### 6.1.3 *Μέθοδος Ziegler-Nichols απόκρισης συχνότητας(ZNFR)*

Αυτή είναι μια πολύ παλιά μέθοδος που προτάθηκε αρχικά το 1942 οπότε δεν μπορούμε να πούμε ότι αποτελεί μια κορυφαία σχεδιαστικά τεχνική αλλά ωστόσο λειτουργεί αποτελεσματικά σε πολλά συστήματα. Αρχικά η μέθοδος είχε σχεδιαστεί για να παρέχει απόκριση ενός τετάρτου της απόσβεσης του πλάτους για τις διαταραχές του φορτίου. Αν θεωρήσουμε την ιδανική περίπτωση για την μέθοδο ZN τότε η φύση των ταλαντώσεων και οι υποκρίσιμες περιπτώσεις για την ZN τίθενται υπό ένσταση.

Controller	$K_P$	$K_I$	$K_D$
PI	$2/5K_U$	$K_U/2T_U$	-
PID	$3K_U$	$6K_U/5T_U$	$3K_U T_U/40$

### 6.1.4 *Μέθοδος Cohen-Coon*

Ένας άλλος αλγόριθμος συντονισμού είναι η μέθοδος Cohen-Coon. Χρησιμοποιεί τις παραμέτρους από την βηματική απόκριση όπως η τιμή μόνιμης κατάστασης ο χρόνος ανόδου και ο νεκρός χρόνος. Διαφορετικοί ελεγκτές μπορούν να σχεδιαστούν με την απευθείας χρήση των σχέσεων του πίνακα.

Controller	$K_P$	$K_I$	$K_D$
PI	$1/a (1+0.35\tau/1-\tau)$	-	-
PID	$0.9/a (1+0.92\tau/1-\tau)$	$(3.3-3\tau/1+1.2\tau)L$	-

Οι παράμετροι ‘α’ και ‘τ’ μπορούν να υπολογιστούν ως ακολούθως

$$\alpha = KL/T$$

$$\tau = L/(L+T)$$

Όπου

$K$  = τιμή μόνιμης κατάστασης

$T$  = χρόνος ανόδου

$L$  = νεκρός χρόνος

### 6.1.5 Μέθοδος Ziegler-Nichols βηματικής απόκρισης (ZNSR)

Στην μέθοδο ZNSR οι πληροφορίες που χρειάζονται για τον συντονισμό του ελεγκτή λαμβάνονται από την βηματική απόκριση. Οι σχέσεις για τον συντονισμό των διάφορων ελεγκτών με την μέθοδο ZNSR φαίνονται στον πίνακα. Η παράμετρος “α” υπολογίζεται ως  $\alpha=KL/T$

Controller	$K_P$	$K_I$	$K_D$
PI	$1/a$	-	-
PID	$0.9/a$	$3L$	-

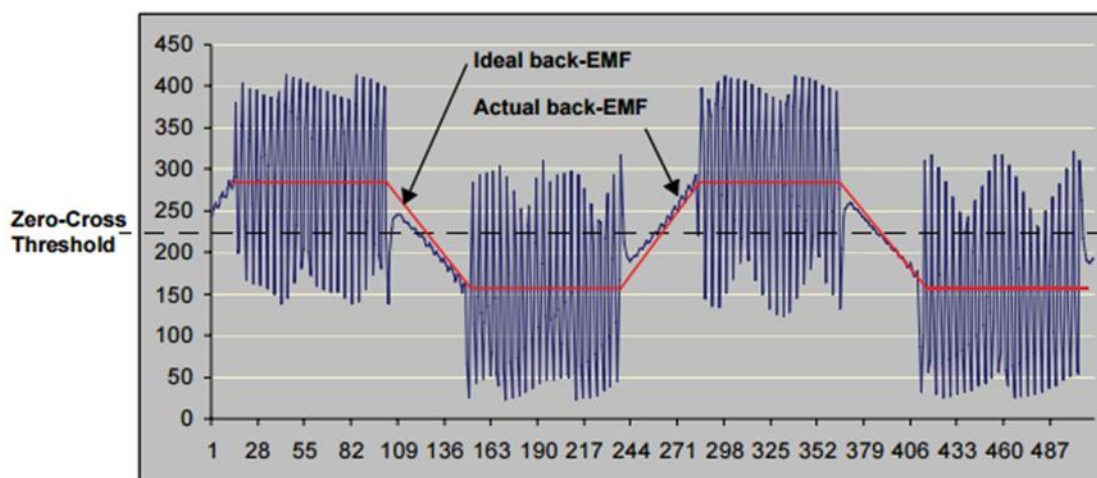
### 6.1.6 Μέθοδος Tyreus-Luyben

Αυτή η τεχνική χρησιμοποιεί τις τιμές του οριακού κέρδους (ultimate gain) και της οριακής περιόδου (ultimate period) για την σχεδίαση του ελεγκτή. Οι τύποι για αυτή την μέθοδο φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

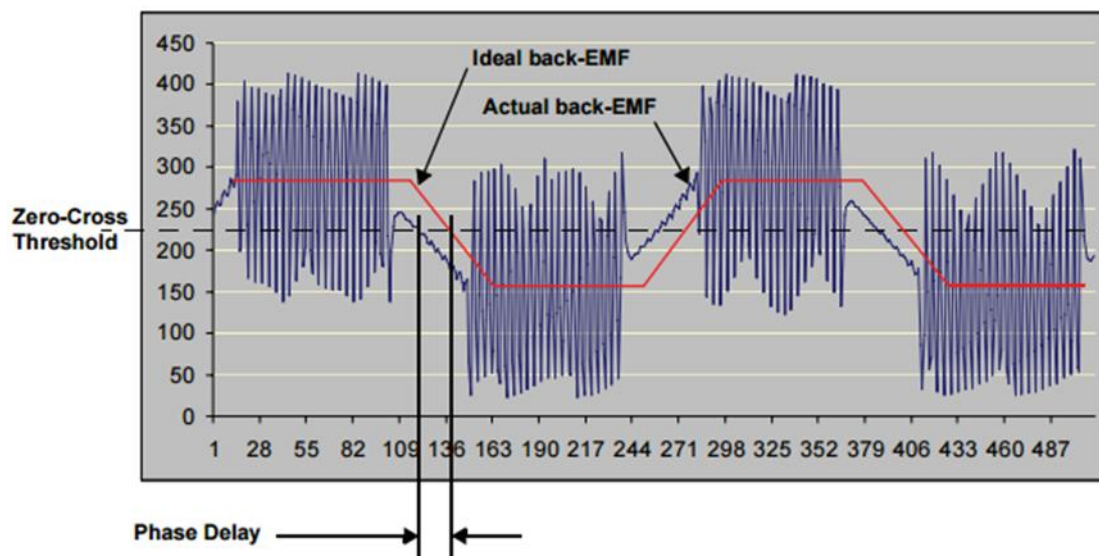
Controller	$K_P$	$K_I$	$K_D$
PI	$1/a$	-	-
PID	$0.9/a$	$3L$	-

## 6.2 Ψηφιακό Φιλτράρισμα

Το σήμα back-EMF δεν είναι ένα καθαρό σήμα. Ο συζευγμένος θόρυβος που είναι αποτέλεσμα του σήματος PWM που εφαρμόζεται στις άλλες φάσεις κάνει δύσκολο τον εντοπισμό με ακρίβεια του σημείου διέλευσης από το μηδέν. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε ένα πραγματικό σήμα back-EMF το οποίο είναι μια επαλληλία ενός ιδανικού σήματος back-EMF και θορύβου. Το φιλτράρισμα της back-EMF αποτελεί μια προϋπόθεση για την σωστή εφαρμογή των τεχνικών ελέγχου χωρίς αισθητήρα αφού είναι ευκολότερο από ένα φιλτραρισμένο σήμα να ανιχνευτούν οι διελύσεις από το μηδέν και με περισσότερη ακρίβεια. Όταν ανιχνευτεί μια διέλευση από το μηδέν τότε ο επεξεργαστής μπορεί να θέσει ένα χρονικό που θα μετρά αντίστροφα μέχρι την στιγμή που πρέπει να πραγματοποιηθεί η μεταγωγή στις περιελίξεις του κινητήρα. Ωστόσο το φιλτράρισμα ενός σήματος έχει ένα μειονέκτημα είτε αυτό γίνεται ψηφιακά είτε υλοποιείται σε επίπεδο υλικού, ότι το φιλτραρισμένο σήμα παρουσιάζει καθυστέρηση φάσης σε σύγκριση με το πραγματικό σήμα. Αυτή την καθυστέρηση φάσης μπορούμε να την δούμε στο επόμενο σχήμα.



Σχήμα: Πραγματικό και Ιδανικό σήμα



Σχήμα: Ιδανικό σήμα με καθυστέρηση φάσης μετά από φιλτράρισμα

Για να αποφύγουμε τον θόρυβο μεταγωγής και έτσι να επιτύχουμε υψηλότερο ρυθμό δειγματοληψίας σπαταλώντας λιγότερη υπολογιστική ισχύ στο φιλτράρισμα μπορούμε να συγχρονίσουμε την περίοδο δειγματοληψίας με τον χρονιστή που είναι υπεύθυνος για την παραγωγή της PWM ελέγχου του κινητήρα. Στην περίπτωση μας ο dsPIC θα προγραμματιστεί με τέτοιο τρόπο ώστε η δειγματοληψία της BEMF να γίνεται συγχρονισμένα και με ίδιο ρυθμό με την παραγωγή των PWM παλμών. Συγκεκριμένα η δειγματοληψία θα γίνεται κατά την στιγμή PWM ON ώστε να αποφευχθεί ο κρουστικός θόρυβος κατά την στιγμή της μεταγωγής και άλλα είδη θορύβου όπως ο θόρυβος σπινθηρισμού κατά την απενεργοποίηση των τυλιγμάτων. Αυτοί οι θόρυβοι μπορούν να δημιουργήσουν ψευδή ανίχνευση διέλευσης του μηδενός και ως εκ τούτου λανθασμένη κατάσταση μεταγωγής.

Το σημείο όπου γίνεται η δειγματοληψία των σημάτων μεταβάλετε κατά την διάρκεια του χρόνου PWM ON ανάλογα με την ταχύτητα του κινητήρα. Το σημείο του ουδετέρου επαναδημιουργείται στο λογισμικό μέσω υπολογισμού του μέσου όρου των τριών σημάτων (ωστόσο το ίδιο μπορεί να γίνει και με την χρήση αστέρα αντιστάσεων σε επίπεδο υλικού) Στην συνέχεια αυτό το σήμα συγκρίνεται με το δειγματοληπτημένο σήμα την μη ενεργοποιημένης φάσης για να γίνει η ανίχνευση της διέλευσης του μηδενός. Ωστόσο σε κάθε περίπτωση ο συνεχής θόρυβος που προκύπτει από την κακή ανίχνευση της διέλευσης εκ του μηδενός, την ανομοιόμορφη

περιέλιξη του κινητήρα και την κατανομή του μαγνήτη στον δρομέα, τις δονήσεις και τέλος τις εξωτερικές διαταραχές πρέπει να φιλτράρεται.

### 6.2.1 Συνάρτηση Πλειοψηφίας

Η Συνάρτηση Πλειοψηφίας είναι μια δυαδική συνάρτηση που δέχεται σαν είσοδο  $n$  δυαδικά ψηφία και επιστρέφει την τιμή που είναι περισσότερο κοινή μεταξύ αυτών. Παραδείγματος χάρη για την περίπτωση τριών εισόδων επιστρέφει την τιμή (αληθής η ψευδής) που εμφανίζεται διπλή μεταξύ των τιμών των εισόδων. Στην περίπτωση αυτή, δύο ίσες τιμές αντιπροσωπεύουν το 66% των αριθμών. Η συνάρτηση πλειοψηφίας πάντα επιστρέφει την τιμή της πλειοψηφίας (> 50%) των αριθμών. Ο επόμενος Πίνακας δείχνει ένα παράδειγμα μιας συνάρτησης πλειοψηφίας με 3-εισόδους.

A	B	C	Majority
1	1	1	1
1	1	0	1
1	0	1	1
1	0	0	0
0	1	1	1
0	1	0	0
0	0	1	0
0	0	0	0

Πίνακας: Πίνακας αληθείας της συνάρτησης πλειοψηφίας

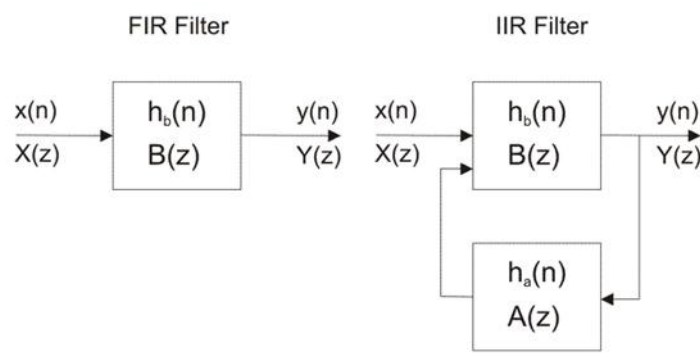
Η πλειοψηφία των τιμών μπορεί να εκφραστεί με την χρήση δυο λογικών τελεστών, των AND (^) και OR (v), όπως φαίνεται στην επόμενη εξίσωση

Εξίσωση: Αναπαράσταση με άλγεβρα Μπουλ της συνάρτησης πλειοψηφίας

$$Majority = (A \wedge B) \vee (A \wedge C) \vee (B \wedge C)$$

### 6.2.2 Φίλτρο πρώτης τάξης IIR

Υπάρχουν πολλές αρχές φιλτραρίσματος που μπορούν να ομαδοποιηθούν σε δυο κατηγορίες: φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (FIR) και φίλτρα με άπειρη κρουστική απόκριση (IIR).



Σχήμα: Μπλοκ διάγραμμα FIR και IIR φίλτρου

Σε αντίθεση με τα FIR φίλτρα τα φίλτρα IIR έχουν την ανάδραση ( τμήμα ανατροφοδότησης του φίλτρου) και ως εκ τούτου είναι γνωστά ως αναδρομικά ψηφιακά φίλτρα. Για το λόγο αυτό τα φίλτρα IIR έχουν πολύ καλύτερη απόκριση συχνότητας από FIR φίλτρα της ίδιας τάξης. Επειδή ακόμα σημαντικό κριτήριο επιλογής είναι ο φίλτρο να απαιτεί την ελάχιστη υπολογιστική ισχύ αφού είναι περιορισμένη η μνήμη και οι δυνατότητες της CPU του συστήματος για την παρούσα εφαρμογή μπορούμε να επιλέξουμε ως πλέον κατάλληλο το φίλτρο IIR πρώτης τάξης. Αυτό το είδος φίλτρου απαιτεί μόνο την προηγούμενη έξοδο του καθώς και την παρούσα μέτρηση της εισόδου για τον υπολογισμό της εξόδου.

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου IIR πρώτης τάξης δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$H(z) = \frac{b_0}{1 - a_1 * z^{-1}}$$

όπου  $b_0$  και  $a_1$  είναι οι συντελεστές του φίλτρου.

Η έξοδος του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου στη συνέχεια ορίζεται ως:

$$y[n] = b_0 * x[n] + a_1 * y[n - 1]$$

όπου  $y[n]$  συμβολίζει την έξοδο του φίλτρου και  $x[n]$  την τρέχουσα μέτρηση.

Ως εκ τούτου, ο υπολογισμός του φίλτρου απαιτεί μόνο τρεις μαθηματικές πράξεις (Μια από κάθε κατηγορία: πολλαπλασιασμό, πρόσθεση, διαίρεση) και μόνο μία

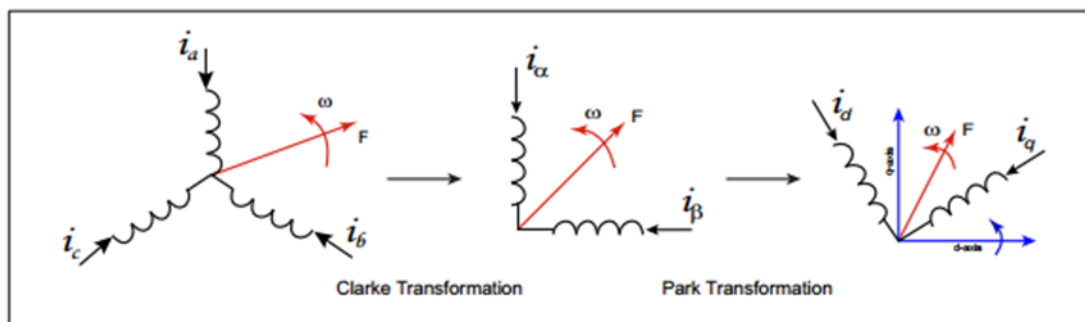
αποθηκευμένη τιμή ( $y [n]$ ) η οποία πρέπει να αποθηκεύεται έτσι κι αλλιώς. Αυτό επιτρέπει μια πολύ αποδοτική υλοποίηση σε μικροελεγκτή.

### 6.3 Θεωρία πλαισίου αναφοράς

Η αλλαγή μεταβλητών συχνά χρησιμοποιείται για να μειώσει την πολυπλοκότητα των διαφορικών εξισώσεων. Ο γενικός μετασχηματισμός αφορά μεταβλητές της μηχανής σε ένα πλαίσιο αναφοράς το οποίο περιστρέφεται με μια αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα. Όλοι οι γνωστοί πραγματικοί μετασχηματισμοί λαμβάνονται από τον γενικό μετασχηματισμό με απλή ανάθεση της ταχύτητας περιστροφής των πλαισίων αναφοράς. Στην ηλεκτρική μηχανή και στο σύστημα ελέγχου ο μετασχηματισμός του πλαισίου αναφοράς παίζει σημαντικό ρόλο στην ανάλυση των ρευμάτων, των τάσεων και των ροών. Ο μετασχηματισμός του πλαισίου αναφοράς κατά βάση χρησιμοποιεί τη μέθοδο της αλλαγής μεταβλητών για να κάνει την μετατροπή από ένα πλαίσιο αναφοράς σε έναν άλλο. Αυτή η μέθοδος μειώνει τις απαιτήσεις σε υπολογισμούς και την πολυπλοκότητα της ανάλυσης. Οι μεταβλητές παρουσιάζονται σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα. Ως εκ τούτου μετασχηματίζονται με το σύγχρονο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με αλλαγή μεταβλητών.

#### 6.3.1 Μετασχηματισμός Clark-Park

Ο Μετασχηματισμός Clark-Park περιλαμβάνει δυο βήματα. Τον μετασχηματισμό Clark και τον μετασχηματισμό Park. Με τον μετασχηματισμό Clark τα τριφασικά ρεύματα  $i_a$ ,  $i_b$  και  $i_c$  του στατικού πλαισίου αναφοράς μετασχηματίζονται στις συνιστώσες  $i_\alpha$  και  $i_\beta$ . Στο παρακάτω σχήμα οπτικοποιούνται τα βήματα.



Σχήμα: Μετασχηματισμός Clarke και Park



Ο μετασχηματισμός Clark μαθηματικά εκφράζεται ως ακολούθως:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Στο επόμενο βήμα εφαρμόζεται ο μετασχηματισμός park. Εδώ τα  $i_a$  και  $i_\beta$  του στατικού πλαισίου αναφοράς μετασχηματίζονται στις σύγχρονες στρεφόμενες συνιστώσες  $i_d$  και  $i_q$ . Στην παραπάνω σχήμα οπτικοποιείται το δεύτερο βήμα.

Ο μετασχηματισμός Park μαθηματικά εκφράζεται ως ακολούθως:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Αυτά τα δυο βήματα μπορούν να διαμορφωθούν σε ένα στάδιο γνωστό ως μετασχηματισμός dq0

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

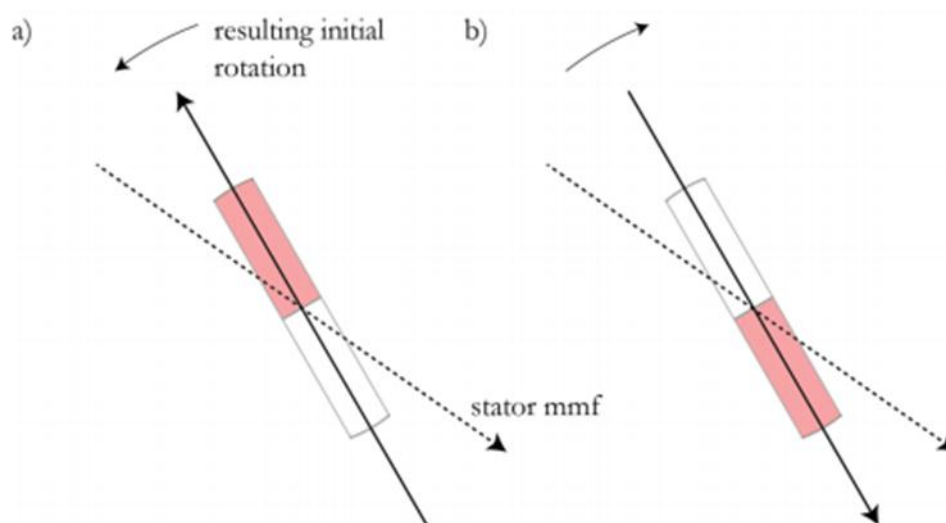
Για να ανακτηθούν οι τριφασικές συνιστώσες του στατικού πλαισίου μπορούν να εφαρμοστούν αντίστροφοι μετασχηματισμοί. Στην FOC είναι απαραίτητο να πραγματοποιήσουμε αντίστροφο μετασχηματισμό των συνιστωσών της τάσης  $v_d$  και  $v_q$  του στατικού πλαισίου αναφοράς στις συνιστώσες  $v_a$  και  $v_\beta$  του στατικού πλαισίου αναφοράς.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

#### 6.4 Το πρόβλημα της εκκίνησης στην οδήγηση sensorless

Κάθε αλγόριθμος sensorless που βασίζεται στην back-EMF για την εκτίμηση της θέσης του κινητήρα χρειάζεται έναν αλγόριθμο εκκίνησης για να περιστρέψει τον κινητήρα μέχρι το σημείο που παράγεται ικανή back-EMF ώστε να μπορούμε μέσω

αυτής να συμπεράνουμε για την θέση του ρότορα. Σε αυτή την εργασία παράγεται μια απλή κυματομορφή τάσης με την μέθοδο ανοιχτού βρόγχου η οποία τίθεται σε περιστροφή στον στάτη με σκοπό να περιστρέψει τον ρότορα μέσω της προκύπτουσας ηλεκτρομαγνητικής δύναμης. Η ταχύτητα περιστροφής αυξάνεται βαθμιαία μέχρι ένα προκαθορισμένο κατώφλι όπου η back EMF είναι επαρκής για την ανίχνευση από τον αλγόριθμο. Ο έλεγχος μεταφέρεται στην συνέχεια στο κομμάτι που χρησιμοποιεί ανατροφοδότηση (όπως για παράδειγμα ένας αλγόριθμος FOC). Ο αλγόριθμος εκκίνησης λειτουργεί καλά κάτω από ελαφρά φορτία αλλά μερικές φορές μπορεί να αποτύχει κάτω από βαρύτερα φορτία. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι το ότι η αρχική θέση του ρότορα δεν είναι γνωστή. Οποιαδήποτε αυθαίρετη ηλεκτρομαγνητική δύναμη μπορεί να προκαλέσει περιστροφή του κινητήρα κατά την φορά των δεικτών του ρολογιού η αντίθετη από αυτή. Ανάλογα με το ποια είναι η επιθυμητή κατεύθυνση αυτό μπορεί να προκαλέσει την αποτυχία της εκκίνησης του κινητήρα. Το επόμενο σχήμα δείχνει πως η ίδια ηλεκτρεγερτική δύναμη στον στάτη μπορεί να προκαλέσει διαφορετική αρχική κατεύθυνση περιστροφής ανάλογα με τη θέση του ρότορα ο οποίος φέρει τους μαγνήτες.



Σχήμα: Το ίδιο μαγνητικό διάνυσμα στον στάτη προκαλεί διαφορετική κατεύθυνση περιστροφής ανάλογα με την αρχική θέση του ρότορα.

a) Η μαγνητική ροή του στάτη είναι αντίθετη σε πολικότητα με εκείνη των μαγνητών του ρότορα. Σε αυτή την περίπτωση προκαλείται έλξη και ο μαγνήτης έλκεται κατά την αντίθετη φορά από αυτή των δεικτών του ρολογιού. b) Τα μαγνητικά διανύσματα απωθούνται και δημιουργείται περιστροφή κατά την φορά των δεικτών του ρολογιού.

## 6.5 Έλεγχος ταχύτητας

Η ταχύτητα είναι ευθέως ανάλογη προς την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα BLDC. Η μεταγωγή διασφαλίζει την ορθή περιστροφή του κινητήρα BLDC, ενώ η ταχύτητα του κινητήρα εξαρτάται μόνο από το πλάτος της τάσης τροφοδοσίας. Αυτό πλάτος μπορεί να ελεγχθεί με την τεχνική PWM. Η τεχνική για την μεταγωγή του BLDC κινητήρα βασίζεται στον εντοπισμό της θέσης του δρομέα στη συνέχεια ενεργοποιεί τις φάσεις που παράγουν μέγιστη ροπή. Ο δρομέας μετακινείται 60 μοίρες ανά βήμα μεταγωγής. Η κατάλληλη διαδρομή του ρεύματος στον στάτη ενεργοποιείται κάθε φορά όταν ο δρομέας απέχει 120 μοίρες από το να ευθυγραμμιστεί με το αντίστοιχο μαγνητικό πεδίο του στάτη. Το ρεύμα του στάτη απενεργοποιείται όταν ο δρομέας απέχει 60 μοίρες από το να ευθυγραμμιστεί, την ίδια στιγμή η επόμενη φάση ενεργοποιείται και η διαδικασία επαναλαμβάνεται. Μετάγοντας τις ηλεκτρικές συνδέσεις κατά τους έξι πιθανούς συνδυασμούς επιτυγχάνουμε την στρέψη του δρομέα κατά έναν κύκλο. Η ταχύτητα μπορεί να εκφραστεί από την επόμενη εξίσωση:

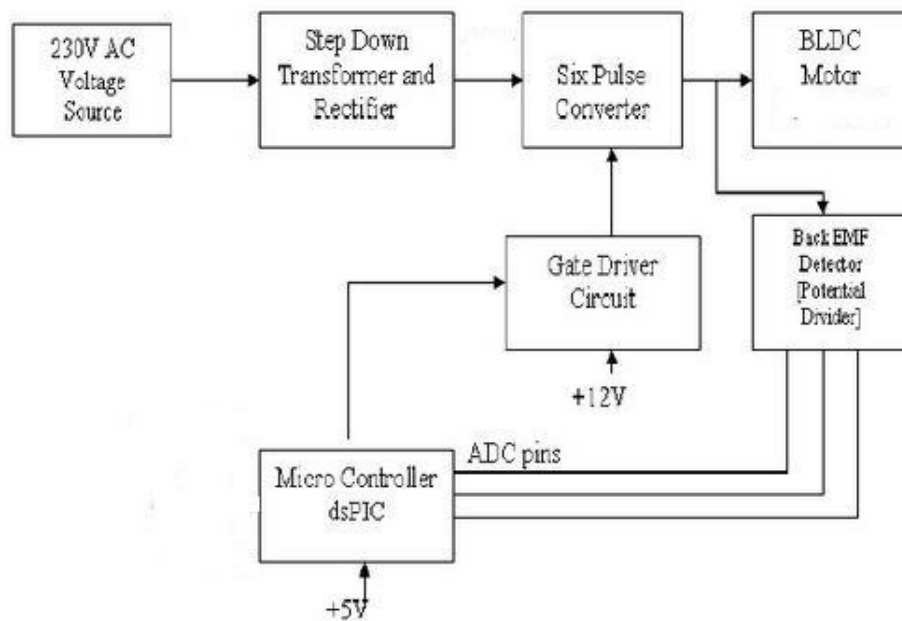
$$\omega = \frac{V_a}{K_v I_f}$$

Όσον αφορά την προηγούμενη εξίσωση  $\omega$  είναι η ταχύτητα του κινητήρα,  $K_v$  είναι η σταθερά τάσης του κινητήρα,  $V_a$  είναι η τάση οπλισμού και το  $I_f$  δηλώνει το ρεύμα του πεδίου.

# 7

## Σχεδιασμός της διάταξης οδήγησης του κινητήρα

### 7.1 Κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα

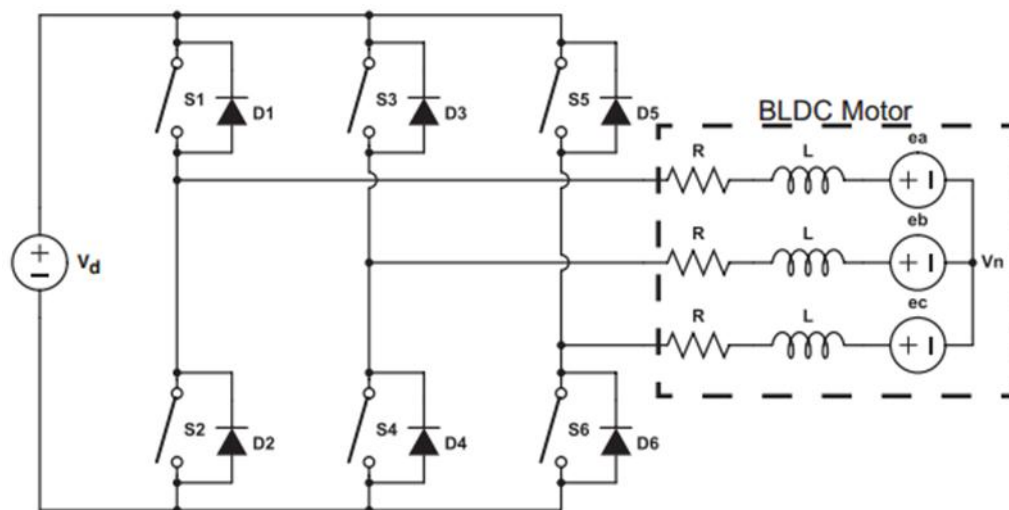


Σχήμα: Συνολικό block διάγραμμα πειραματικής διάταξης

### 7.1.1 Η τοπολογία του Τριφασικού Αντιστροφέα

Όταν το φορτίο αποτελεί ένα σύστημα πολλαπλών φάσεων το σύστημα τροφοδοσίας πρέπει να είναι πολυφασικό, ώστε να παρέχει τα κατάλληλα σήματα οδήγησης. Οι ηλεκτρονικοί αντιστροφείς ισχύος μπορούν να θεωρηθούν ως δίκτυα από ημιαγωγικούς διακόπτες ισχύος. Ο τριφασικός αντιστροφέας συγκεκριμένα αποτελείται ουσιαστικά από τρία τμήματα τα οποία είναι αντιστροφείς μισής γέφυρας. Κάθε τμήμα του τριφασικού αντιστροφέα είναι ικανό να παράγει έξοδο που να είναι μετατοπισμένη κατά  $120^\circ$  σε σχέση με των άλλων δυο. Τα τμήματα μισής γέφυρας συνήθως αναφέρονται σαν “πόδια” άρα ένας τριφασικός αντιστροφέας αποτελείται από τρία πόδια, ένα για κάθε φάση.

Η διακοπτική λειτουργία χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της τάσης εξόδου στην παρούσα εφαρμογή. Οι αντιστροφείς μετατρέπουν τη συνεχή ισχύ σε εναλλασσόμενη στην επιθυμητή τάση, ρεύμα και συχνότητα εξόδου. Οι αντιστροφείς πηγής τάσης (VSI) είναι το πιο συχνά χρησιμοποιούμενο είδος των αντιστροφέων. Στους VSI η DC πηγή τάσης εισόδου είναι ουσιαστικά σταθερή και ανεξάρτητη από το ρεύμα που καταναλώνει το φορτίο.



Σχήμα: τριφασικό inverter με συνδεδεμένο BLDC κινητήρα

Αφού ο κινητήρας BLDC έχει ενεργοποιημένες δυο φάσεις ταυτόχρονα μόνο τρία από τα έξι διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα είναι ενεργοποιημένα σε κάθε διακοπτική ακολουθία. Να σημειωθεί ότι η τοπολογία του κινητήρα καθορίζει την

διαμόρφωση των συσκευών ισχύος και αντίστοιχα η τάση τροφοδοσίας επηρεάζει την επιλογή των συσκευών ισχύος.

### **7.1.2 Ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος**

Οι ημιαγωγοί ισχύος αποτελούν την καρδιά των σύγχρονων ηλεκτρονικών ισχύος και ελέγχου κινητήρων. Η παροχή ηλεκτρικής ισχύος διακοπτικού τύπου παρέχει υψηλή απόδοση αλλά παράγει αρμονικές τόσο στην τροφοδοσία όσο και στην πλευρά του φορτίου λόγω της μη γραμμικότητας των διακοπτικών στοιχείων. Οι τρεις τύποι ημιαγωγών ισχύος που χρησιμοποιούνται κυρίως σε συστήματα οδήγησης κινητήρων είναι τα : διπολικά τρανζίστορ επαφής (BJT), τα MOSFETs και τα μονωμένης πύλης διπολικά τρανζίστορ επαφής (IGBT). Τα BJT είναι τα φτηνότερα από τα τρία. Οι συσκευές BJT είναι συσκευές φορέων μειονότητας οι οποίες απαιτούν την αποθήκευση φορτίου μέσα στην συσκευή για να λειτουργήσουν. Αυτό το αποθηκευμένο φορτίο μπορεί να προκαλέσει πρόβλημα και να επιβραδύνει την ταχύτητα μεταγωγής κατά την σβέση. Σαν αποτέλεσμα τα BJT δεν είναι ευρέως χρησιμοποιούμενα σε εφαρμογές διακοπτικής λειτουργίας. Τα Mosfet ισχύος είναι μια συσκευή διαγωγιμότητας φορέων πλειονότητας. Έχει δυο βασικά πλεονεκτήματα: γρήγορη εναλλαγή και χαμηλό μέσο ρεύμα οδήγησης. Τα Mosfet Ισχύος μπορούν να μεταβούν από την μια κατάσταση στην άλλη πολύ γρήγορα επειδή είναι συσκευές φορέων πλειονότητας. Το πλεονέκτημα της υψηλής αντίστασης εισόδου και της μεγαλύτερης ταχύτητας μεταγωγής των Mosfet ισχύος εκτόπισαν τα διπολικά τρανζίστορ επαφής από της περισσότερες εφαρμογές. Ωστόσο η δυνατότητα χειρισμού ρευμάτων των Mosfet ισχύος που μειώνετε γρήγορα όταν η δομή είναι σχεδιασμένη να υποστηρίξει υψηλές τάσεις περιορίζει την εφαρμογή τους σε υψηλές τάσεις. Αυτά τα χαρακτηριστικά τα καθιστούν μια καλή επιλογή εφαρμογές υψηλής ταχύτητας και χαμηλής έως μεσαίας τάσης. Τυπικά τα Mosfets χρησιμοποιούνται σε μονάδες οδήγησης κινητήρων με ονομαστική τάση μικρότερη από 200V. Τα Mosfets είναι εξαιρετικά δημοφιλή στις διακοπτικές εφαρμογές χαμηλής τάσης, χαμηλής ισχύος και υψηλής συχνότητας. Τα Mosfet ισχύος επίσης κυριαρχούν σε εφαρμογές τροφοδοτικών υπολογιστών, τηλεπικοινωνίες και ηλεκτρονικά αυτοκινήτων.

Προκειμένου να ξεπεραστεί η φτωχή δυνατότητα των Mosfet ισχύος για χειρισμό ρευμάτων σε υψηλές τάσεις, η ιδέα της συγχώνευσης της τεχνολογίας πύλης MOS με

διπολική αγωγή ρεύματος εισήχθη το 1980. Η πιο εμπορικά επιτυχημένη δομή ήταν το διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBT). Έχει απόδοση παρόμοια με ένα BJT και οδηγεί όπως ένα Mosfet ισχύος το οποίο επιτρέπει τον αποτελεσματικό έλεγχο πολύ υψηλών ρεμάτων και τάσης σε συνδυασμό με υψηλή αντίσταση εισόδου. Ωστόσο τα IGBT έχουν περιορισμό στην διακοπτική συχνότητα της τάξης των περίπου 40kHz.

### 7.1.3 Τα MOSFET σαν διακόπτης

Τα Metal oxide semiconductor field-effect transistors (MOSFETs) είναι απίστευτα δημοφιλής τύπος τρανζίστορ που μερικοί μοιάζουν στα JFETs. Για παράδειγμα όταν μια μικρή τάση εφαρμόζεται στον ακροδέκτη της πύλης το ρεύμα που ρέει διαμέσου του καναλιού της υποδοχής-πηγής μεταβάλλεται. Παρόλα αυτά τα MOSFETs σε σχέση με τα JFETs έχουν μεγαλύτερη αντίσταση εισόδου στον ακροδέκτη της πύλης ( $\geq 10^{14}\Omega$  σε σύγκριση με  $\sim 10^9\Omega$  για τα JFETs), το οποίο σημαίνει ότι δεν τραβούν σχεδόν καθόλου ρεύμα πύλης. Αυτή η αύξηση της αντίστασης είναι δυνατή με την εφαρμογή ενός μονωτικού οξειδίου μετάλλου μεταξύ του καναλιού πύλης-υποδοχής/πηγής. Βέβαια υπάρχει ένα τίμημα για αυτή την αύξηση της αντίστασης που είναι η πολύ μικρή τιμή χωρητικότητας της πύλης ως προς το κανάλι (μερικά pF). Αν δημιουργηθούν στην πύλη κάποιων συγκεκριμένων τύπων MOSFETs υπερβολικά στατικά ηλεκτρικά φορτία, κατά τον χειρισμό τους το συσσωρευμένο φορτίο μπορεί διασπάσει την πύλη και να καταστρέψει το MOSFET. (Κάποια MOSFETs είναι σχεδιασμένα με προστασίες ενάντια στις καταστρεπτικές συνέπειες των στατικών φορτίων, αλλά όχι όλα)

Οι δυο κύριες κατηγορίες MOSFETs περιλαμβάνουν τα enhancement-type MOSFETs και τα depletion-type MOSFETs. Ένα depletion-type MOSFET είναι κανονικά σε κατάσταση on (μέγιστο ρεύμα διαρρέει από την υποδοχή στην πηγή) όταν δεν υπάρχει διαφορά τάσης μεταξύ των ακροδεκτών πύλης και πηγής ( $V_{GS} = V_G - V_S = 0V$ ). Ωστόσο αν εφαρμοστεί μια τάση στον ακροδέκτη της πύλης τότε το κανάλι υποδοχής-πηγής αποκτά μεγαλύτερη αντίσταση παρόμοια με αυτή ενός JFET. Τα enhancement-type MOSFET είναι κανονικά σε κατάσταση off (ελάχιστο ρεύμα διαρρέει από την υποδοχή στην πηγή) όταν  $V_{GS} = 0$ . Ωστόσο αν εφαρμοστεί μια τάση

στον ακροδέκτη της πύλης τότε το κανάλι υποδοχής-πηγής αποκτά μικρότερη αντίσταση.

Και οι δυο τύποι enhancement-type και depletion-type MOSFETs υπάρχουν σε μορφές n-channel η p-channel. Για τα n-channel depletion-type MOSFET μια αρνητική τάση πύλης-πηγής ( $V_G < V_S$ ) αυξάνει την αντίσταση του καναλιού υποδοχής-πηγής, αντιστοίχως για τα p-channel depletion-type MOSFET μια θετική τάση πύλης-πηγής ( $V_G < V_S$ ) αυξάνει την αντίσταση του καναλιού. Για τα n-channel enhancement-type MOSFET μια θετική τάση πύλης-πηγής ( $V_G < V_S$ ) μειώνει την αντίσταση του καναλιού, ενώ για τα p-channel enhancement-type MOSFET μια αρνητική τάση πύλης-πηγής ( $V_G < V_S$ ) μειώνει την αντίσταση του καναλιού.

Πιθανώς τα MOSFETS είναι τα πιο δημοφιλή τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται σήμερα. Καταναλώνουν πολύ χαμηλό ρεύμα εισόδου, είναι εύκολα να κατασκευαστούν (απαιτούν λίγα συστατικά), μπορούν να κατασκευαστούν σε πολύ μικρό μέγεθος και καταναλώνουν πολύ λίγη ισχύ. Όσον αφορά τις εφαρμογές τα MOSFETS χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα ενίσχυσης πολύ υψηλής αντίστασης, σε κυκλώματα ελεγχόμενης αντίστασης από τάση, σε διακοπτικά κυκλώματα και επίσης τα συναντάμε σε ψηφιακά ICs μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης.

Όπως τα JFETs τα MOSFETs έχουν μικρές τιμές διαγωγιμότητας σε σύγκριση με τα διπολικά τρανζίστορ. Όσον αφορά τις εφαρμογές ενίσχυσης αυτό μπορεί να οδηγήσει σε μειωμένες τιμές κέρδους. Για αυτό τον λόγο συναντάμε σπάνια MOSFETs σε απλά κυκλώματα ενίσχυσης εκτός και αν υπάρχει η απαίτηση και πολύ υψηλά επίπεδα αντίστασης εισόδου και πολύ χαμηλό ρεύμα εισόδου.

Καθώς το φορτίο του κινητήρα είναι επαγωγικό μια απλή δίοδος ελεύθερης διέλευσης συνδέεται στα άκρα του φορτίου για να εξουδετερώσει κάθε επιστρεφόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη (back emf) που παράγεται από τον κινητήρα όταν το MOSFET είναι σε κατάσταση “OFF”. Η δίοδος zener χρησιμοποιείται για να προστατεύσει από υπερβολική τάση εισόδου πύλης-πηγής.

#### **7.1.4 Επιλέγοντας ένα MOSFET**

Η επιλογή του κατάλληλου MOSFET ισχύος που θα χρησιμοποιηθεί για να οδηγήσει με επαρκές ρεύμα τον DC κινητήρα είναι ένα πολύ σημαντικό κομμάτι. Αυτή η επιλογή εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του φορτίου, την μέγιστη τάση και το



μέγιστο ρεύμα του φορτίου, επειδή τα MOSFETs γενικά διαφημίζονται με το μέγιστο ρεύμα υποδοχής, την μέγιστη τάση υποδοχής-πηγής και σταθερή αντίσταση υποδοχής-πηγής. Για να εξετάσουμε τις παραμέτρους ενός MOSFET είναι χρήσιμο να έχουμε στα χέρια μας ένα αντίγραφο από το datasheet του κατασκευαστή. Αν δεν μπορούμε να βρούμε ένα MOSFET με αρκετά υψηλό μέγιστο ρεύμα υποδοχής τότε μπορούμε να συνδέσουμε περισσότερα του ενός παράλληλα.

Η επιλογή του κατάλληλου οδηγού MOSFET για την εφαρμογή απαιτεί μια βαθιά κατανόηση της κατανάλωσης ισχύος σε σχέση με το φορτίο πύλης του MOSFET και την συχνότητα λειτουργίας. Για παράδειγμα η φόρτιση και η αποφόρτιση της πύλης ενός MOSFET απαιτεί το ίδιο ποσό ενέργειας ανεξάρτητα από το πόσο γρήγορες η αργές είναι η μεταβάσεις στην τάση της πύλης.

Οι δυνατότητες κατανάλωσης ισχύος ενός οδηγού MOSFET προσδιορίζονται από τρία βασικά στοιχεία:

- Την κατανάλωση ισχύος λόγω της φόρτισης και εκφόρτωσης της χωρητικότητας πύλης του MOSFET
- Την κατανάλωση ισχύος λόγω της απορρόφησης του ρεύματος ηρεμίας από τον οδηγό του MOSFET.
- Την κατανάλωση ισχύος λόγω του ρεύματος διασταυρούμενης-αγωγιμότητας (shoot-through) στον οδηγό του MOSFET.

Από αυτά τα τρία στοιχεία η κατανάλωση ισχύος λόγω της φόρτισης και εκφόρτωσης της χωρητικότητας πύλης του MOSFET είναι η πιο σημαντική ειδικά στις χαμηλές διακοπτικές συχνότητες. Αυτή δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$P_c = C_g * V_{dd}^2 * F$$

Όπου  $C_g$  = χωρητικότητα πύλης του MOSFET,  $V_{dd}$  = τάση τροφοδοσίας του MOSFET οδήγησης (V) και  $F$  = διακοπτική συχνότητα

Επιπρόσθετα με την κατανάλωση ισχύος ο σχεδιαστής πρέπει να κατανοήσει το ρεύμα οδήγησης κορυφής που απαιτείται από τον οδηγό του MOSFET και των σχετικών χρόνων έναυσης και σβέσης. Το ταίριασμα του οδηγού του MOSFET με το MOSFET σε μια εφαρμογή εξαρτάται από το πόσο γρήγορα η εφαρμογή απαιτεί το MOSFET ισχύος με μεταβαίνει σε κατάσταση on και off.

Ο ιδανικός χρόνος ανόδου και καθόδου σε μια εφαρμογή εξαρτάται από διάφορες απαιτήσεις όπως η EMI, οι διακοπτικές απώλειες, η επαγωγή του ακροδέκτη/κυκλώματος και η διακοπτική συχνότητα. Η σχέση μεταξύ χωρητικότητας πύλης, χρόνου μετάβασης και της τάξης του ρεύματος οδήγησης των MOSFET δίνεται από την σχέση:

$$d_T = [dV * C]/I$$

Όπου  $dT$  = χρόνος έναυσης σβέσης,  $dV$  = Τάση πύλης,  $C$  = χωρητικότητα πύλης και  $I$  = κορυφή ρεύματος οδήγησης του MOSFET

Η συνολική χωρητικότητα της πύλης του MOSFET μπορεί να προσδιοριστεί κοιτώντας το συνολικό φορτίο της πύλης ( $Q_G$ ). Το φορτίο πύλης  $Q_G$  δίνεται από την σχέση:

$$Q_G = C * V$$

Τότε

$$I = Q_G/dT$$

Αυτή η μέθοδος προϋποθέτει σταθερό ρεύμα. Ένας καλός εμπειρικός κανόνας είναι ότι η μέση τιμή που βρέθηκε είναι το μισό τις κορυφής του ρεύματος διαβάθμισης του οδηγού των MOSFET. Οι οδηγοί MOSFET διαβαθμίζονται από την ικανότητα τους για έξοδο μέγιστου ρεύματος οδήγησης. Αυτό σημαίνει ότι αν ο οδηγός MOSFET χρησιμοποιείται με χαμηλότερη τάση πόλωσης η δυνατότητα του για μέγιστο ρεύμα οδήγησης θα μειωθεί.

Μια άλλη μέθοδος που μπορούν να χρησιμοποιήσουν οι σχεδιαστές για την επιλογή του κατάλληλου οδηγού MOSFET είναι η προσέγγιση της σταθεράς χρόνου. Σε αυτή την προσέγγιση χρησιμοποιούνται η αντίσταση του οδηγού MOSFET οποιαδήποτε εξωτερική αντίσταση πύλης και η συνολική χωρητικότητα.

$$T_{charge} = \left( (R_{drive} + R_{gate}) * C_{total} \right) * TC$$

Όπου  $R_{driver} = R_{DS(on)}$  του σταδίου εξόδου του οδηγού,  $R_{gate}$  = κάθε εξωτερική αντίσταση πύλης μεταξύ του οδηγού και της πύλης του MOSFET,  $C_{total}$  = συνολική χωρητικότητα πύλης, και  $TC$  = αριθμός της σταθεράς χρόνου.

### 7.1.5 Οδηγός πύλης MOSFET

Για να θέσουμε ένα MOSFET ισχύος σε κατάσταση αγωγής ο ακροδέκτης της πύλης πρέπει να τεθεί υπό τάση τουλάχιστον 10 volts μεγαλύτερη από τον ακροδέκτη της πηγής (περίπου 4 volts για τα logic level MOSFETs). Αυτό είναι με άνεση πάνω από την παράμετρο  $V_{gsth}$ .

Ένα χαρακτηριστικό των MOSFET ισχύος είναι ότι έχουν μεγάλη παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ της πύλης και των άλλων ακροδεκτών,  $C_{iss}$ . Το αποτέλεσμα αυτής είναι ότι όταν ο παλμός φτάνει στον ακροδέκτη της πύλης πρέπει πρώτα να φορτίσει την χωρητικότητα πριν η τάση πύλης φτάσει την τιμή των 10 volts που απαιτούνται. Ο ακροδέκτης της πύλης τότε απορροφά ρεύμα αποτελεσματικά. Συνεπώς το κύκλωμα οδήγησης του ακροδέκτη της πύλης πρέπει να είναι σε θέση να παρέχει ικανό ρεύμα ώστε η παρασιτική χωρητικότητα να φορτιστεί όσο πιο γρήγορα είναι δυνατόν. Η καλύτερος τρόπος για να επιτευχτεί αυτό είναι με την χρήση ενός ξεχωριστού ολοκληρωμένου οδήγησης MOSFET.

Υπάρχουν πολλά ολοκληρωμένα οδήγησης MOSFET από διάφορες εταιρίες. Μερικά από αυτά φαίνονται στον παρακάτω πίνακα. Κάποια απαιτούν ο ακροδέκτης πηγής του MOSFET να είναι γειωμένος (για τα 2 κάτω MOSFETs στην διάταξη μιας πλήρους γέφυρας ή απλά σε ένα απλό κύκλωμα μεταγωγής). Μερικά μπορούν να οδηγήσουν το MOSFET με την πηγή σε υψηλότερη τάση. Αυτά έχουν ενσωματωμένη στο ολοκληρωμένο αντλία φορτίου πράγμα που σημαίνει ότι μπορούν να παράγουν τα 22 volts που απαιτούνται για να θέσουμε σε κατάσταση αγωγής τα άνω MOSFET σε μια πλήρη γέφυρα. Το TDA340 μπορεί επιπρόσθετα να ελέγξει την ακολουθία μεταγωγής για εσάς. Μερικά μπορούν να παρέχουν έως και 6 αμπέρ ρεύμα σε πολύ πολύ στενό παλμό για να φορτίσουν την παρασιτική χωρητικότητα της πύλης

Manufacturer	IC	Features
Maxim and others	ICL 7667	Dual inverting driver
Maxim	MAX622/MAX1614	High side drivers
Maxim	MAX626/MAX627/MAX628	Low side drivers
International Rectifier	IR2110	High and low side driver
Harris / Intersil	HIP4080/4081/4082	Full bridge drivers
SGS Thomson (ST)	TD340	New full bridge driver with analogue or PWM speed demand input

Πίνακας: Οδηγοί MOSFET

### **7.1.6 Low side και High side συσκευές**

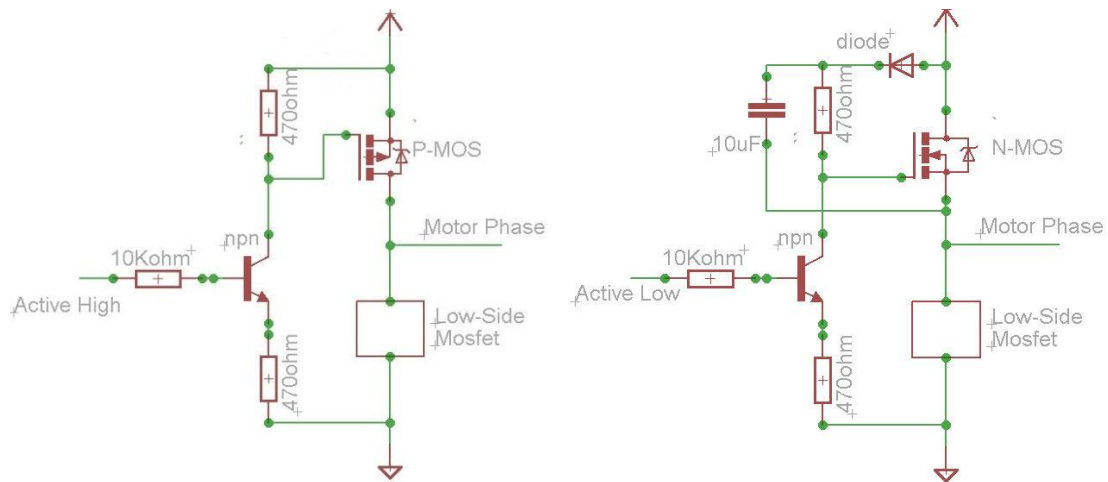
#### Low-Side Devices

Μια δημοφιλής τεχνική για μεταγωγή του κυκλώματος ισχύος χωρίς την χρησιμοποίηση ολοκληρωμένου οδήγησης είναι η χρήση διακοπτικών στοιχείων logic-level στο low-side. Αυτές οι συσκευές έχουν πολύ μικρότερες απαιτήσεις στην οδήγηση της πύλης τους και μπορούν να οδηγηθούν αποδοτικά από έξοδο λογικού επιπέδου ενός μικροελεγκτή. Έτσι εξαλείφεται η ανάγκη για εξωτερικά ολοκληρωμένα στην πλακέτα που μπορεί να είναι ένας σημαντικός παράγοντας ειδικά σε πλακέτες μικρών διαστάσεων και ισχύος. Ωστόσο αυτή η μέθοδος είναι πιο αργή από την χρήση ξεχωριστού ολοκληρωμένου οδήγησης και σαν αποτέλεσμα οδηγεί σε λιγότερο αποδοτική οδήγηση. Οι συσκευές low-side όπως υποδηλώνει και το όνομα τους προτείνεται να χρησιμοποιούνται μόνο στο low-side του αντιστροφέα ισχύος και συσκευές high-side χρειάζονται για να ολοκληρωθεί το κάθε “πόδι” της γέφυρας.

#### High-Side Devices

Η συσκευές P-Channel μπορούν αν χρησιμοποιηθούν σαν high- side διακόπτες αλλά είναι λιγότερο δημοφιλείς από της N-Channel και γι’αυτό και πιο ακριβές. Ακόμα είναι πολύ δύσκολο να βρούμε συσκευές p και n-channel με ταιριασμένα χαρακτηριστικά τάσης και ρεύματος. Αυτό σημαίνει ότι είναι δύσκολη η σχεδίαση και υλοποίηση ενός υψηλής απόδοσης αντιστροφέα ισχύος που χρησιμοποιεί p και n-channel συσκευές.

Μια πιο δημοφιλής επιλογή είναι στα high-side διακοπτικά στοιχεία να χρησιμοποιούνται n-channel συσκευές. Αυτό επιτρέπει ταίριασμα των στοιχείων στο high και low side. Ωστόσο οι high-side n-channel συσκευές δεν μετάγονται με ένα σήμα λογικού επιπέδου και απαιτούν την χρήση κυκλώματος bootstrapping για να κορεσθούν. Το κύκλωμα bootstrapping λειτουργεί σαν τροφοδοσία υψηλής τάσης και είναι απαραίτητη προκειμένου να μεταβούν η συσκευές σε κατάσταση on και off. Επιπλέον οι συσκευές high-side n-channel λειτουργούν σαν ενεργές χαμηλά οπότε το λογικό σήμα αντιστρέφεται.



Σχήμα: Βασικό κυκλωματικό διάγραμμα για συσκευές p και n-channel

### 7.1.7 Επιλογή απαγωγών θερμότητας

Οι απαγωγοί θερμότητας αποτελούν σημαντικό παράγοντα που καθορίζει αν το ηλεκτρονικό σύστημα θα λειτουργεί στο μέγιστο της απόδοσης του. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό στα συστήματα υψηλής ισχύος αφού μια πτώση στην αποδοτικότητα τους μόνο κατά ένα μικρό ποσοστό αυξάνει αντίστοιχα την κατανάλωση ισχύος κατά αρκετά Watts. Η συσκευή του συστήματος που σχετίζεται με το μεγαλύτερο μέρος της κατανάλωσης ισχύος είναι η διάταξη των MOSFET του αντιστροφέα. Τα MOSFETs έχουν απώλειες όπως έχει περιγραφεί στην παρούσα εργασία και οι απώλειες αυτές στις περισσότερες περιπτώσεις προκύπτουν ως θερμότητα στην επαφή της συσκευής. Καθώς τα MOSFET οδηγούνται από υψηλή διακοπτική συχνότητα οι διακοπτικές απώλειες γίνονται η πιο σημαντική πηγή έκλυσης θερμότητας. Υπάρχει ακόμα θερμότητα που προκαλείτε από τις αυξανόμενες απώλειες αγωγιμότητας που προκύπτουν σε υψηλή ισχύ εξόδου. Καθώς η θερμοκρασία της επαφής ενός MOSFET αυξάνεται η τιμή της  $R_{ds}$  αυξάνεται, η τιμή της  $I_{ds}$  μειώνεται, άρα η συνολικές απώλειες αυξάνονται.



Εικόνα: Απαγωγός θερμότητας για ημιαγωγό σε κέλυφος TO-220 (size 40mm)

## 7.2 Ανάλυση του κυκλώματος παλμοδότησης

### 7.2.1 Αντιστροφέας 74HCT04



Εικόνα: Το ολοκληρωμένο 74HCT04

Τα σήματα ελέγχου των ημιαγωγικών στοιχείων παράγονται από τον μικροελεγκτή υπό μορφή παλμών τάσης κατόπιν οι παλμοί αυτοί έπειτα οδηγούνται στο κύκλωμα ισχύος του αντιστροφέα. Θα πρέπει να εξασφαλιστεί ότι δεν θα ξεπεραστεί η οδηγική ικανότητα fan-out του μικροελεγκτή αυτό το επιτυγχάνουμε χρησιμοποιώντας ως στάδιο buffer το ολοκληρωμένο 74HCT04 που είναι ένα hex inverter. Έτσι επιτυγχάνεται ενίσχυση δηλαδή αύξηση του ρεύματος των παλμών που παράγονται από τον

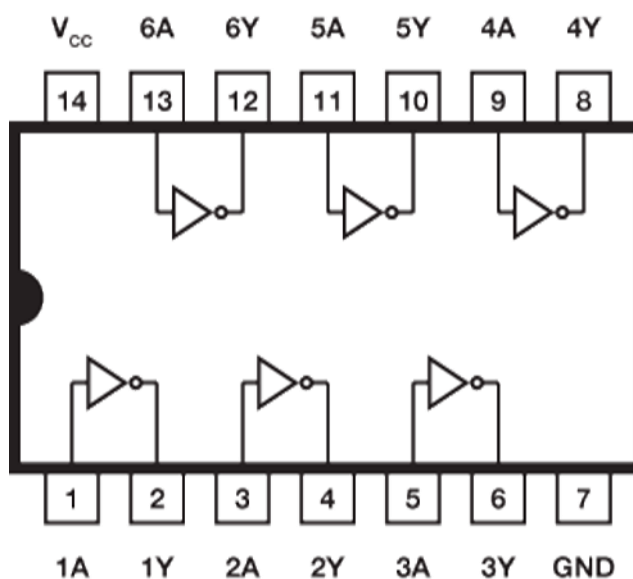
μικροελεγκτή για να είναι ικανοί να οδηγήσουν τους οπτοζεύκτες. Ακόμα επιτυγχάνετε αντιστροφή των σημάτων γεγονός που είναι θεμιτό αφού αντισταθμίζει την αντιστροφή που πραγματοποιείται στο επόμενο στάδιο.

**FUNCTION TABLE**

Inputs	Outputs
A	Y
L	H
H	L

Πίνακας: Πίνακας αληθείας του 74HCT04

Το 74HCT04 δεν είναι τίποτα άλλο παρά ένα στοιχείο που περιλαμβάνει έξι λογικές πύλες NOT τεχνολογίας CMOS, σε κάθε έναν από τους ακροδέκτες 1,3,5,9,11,13 έχουμε τις εισόδους των πυλών και αντίστοιχα στους ακροδέκτες 2,4,6,8,10,12 τις εξόδους. Στον ακροδέκτη 14 γίνεται η τροφοδοσία με τάση 5V, ενώ ο ακροδέκτης 7 χρησιμεύει για την γείωση.



Σχήμα: Εσωτερική διάταξη του αντιστροφέα 74HCT04

Μεταξύ των εισόδων και της γης έχουν τοποθετηθεί αντιστάσεις των 100kΩ, ώστε σε περίπτωση που το σήμα εισόδου από τον μικροελεγκτή βρεθεί στον αέρα για οποιονδήποτε λόγο, οι εισοδοί να είναι μόνιμα σε κατάσταση λογικού μηδενός. Στο κύκλωμα χρησιμοποιούμε δυο τέτοια ολοκληρωμένα κυκλώματα.

### 7.2.2 Οπτοζεύκτης HCPL2611

Για τους περισσότερους διακόπτες ισχύος οι ακροδέκτες των μικροελεγκτών δεν μπορούν να προσφέρουν αρκετή ισχύ για τις πύλες/βάσεις ώστε να επιτευχθεί η διακοπτική λειτουργία. Συνεπώς ένα ειδικά σχεδιασμένο κύκλωμα διασύνδεσης είναι απαραίτητο για την οδήγηση των πυλών/βάσεων μέσα από τα σήματα εξόδου χαμηλής ισχύος των μικροελεγκτών

Επιπρόσθετα για να προστατέψουμε ηλεκτρικά τους μικροελεγκτές από πιθανά σφάλματα υπέρ-τάσης η υπέρ-ρεύματος είναι απαραίτητο να απομονώσουμε ηλεκτρικά το κύκλωμα χαμηλής ισχύος από το κύκλωμα υψηλής ισχύος ενώ τα σήματα παράλληλα να συνεχίσουν να μπορούν να μεταβαίνουν από το ένα στο άλλο. Ένας οπτικός απομονωτής που ονομάζεται και οπτοζεύκτης είναι η ιδανική συσκευή για αυτή την εφαρμογή.

Όπως τα ρελέ έτσι και οι Οπτοζεύκτες προσφέρουν απομόνωση. Τα ρελέ τείνουν να είναι αρκετά ογκώδη σε σχέση με τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και πολλά σύγχρονα εξαρτήματα ημιαγωγών. Επειδή είναι ηλεκτρομηχανικά τα ρελέ δεν είναι τόσο αξιόπιστα και είναι ικανά μόνο για λειτουργία σχετικά χαμηλής ταχύτητας. Όταν το μικρό μέγεθος, η υψηλή ταχύτητα και η υψηλή αξιοπιστία είναι σημαντικά μια πολύ καλύτερη εναλλακτική λύση είναι η χρήση οπτοζεύκτη. Αυτοί χρησιμοποιούν μια δέσμη φωτός για να μεταδώσουν σήματα η δεδομένα διαμέσου ενός ηλεκτρικού φράγματος και επιτυγχάνουν εξαιρετική απομόνωση. Ένας οπτοζεύκτης αποτελείται από ένα πρωτεύον και ένα δευτερεύον κύκλωμα. Το πρωτεύον κύκλωμα είναι ένα LED και το δευτερεύον ένα φωτοτρανζίστορ η ένα λογικό κύκλωμα ευαίσθητο στο φως. Όταν το LED φωτοβολεί τότε το δευτερεύον τρανζίστορ άγει. Δεν υπάρχει ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ των δυο πλευρών. Πρέπει επίσης να είναι ξεχωριστή η γείωση.

Ο ηλεκτρικός θόρυβος (EMI η RFI) από το στάδιο ισχύος μπορεί πολύ εύκολα να ανατροφοδοτηθεί στο ευαίσθητο κύκλωμα ελέγχου και να προκαλέσει χάος. Από την πλευρά της ασφάλειας έναντι της τάσης είναι επωφελής η χρήση γαλβανικής απομόνωσης μεταξύ του λογικού κυκλώματος και του σταδίου ισχύος. Αυτό επιτρέπει ασφαλέστερη αντιμετώπιση προβλημάτων στο λογικό κύκλωμα και ελαχιστοποιεί την πιθανότητα εμφάνισης αιχμών τάσεως που θα επηρέαζαν το λογικό κύκλωμα. Από άποψη κόστους οι οπτοζεύκτες είναι μια φτηνή λύση ασφάλειας. Η απομόνωση μέσω

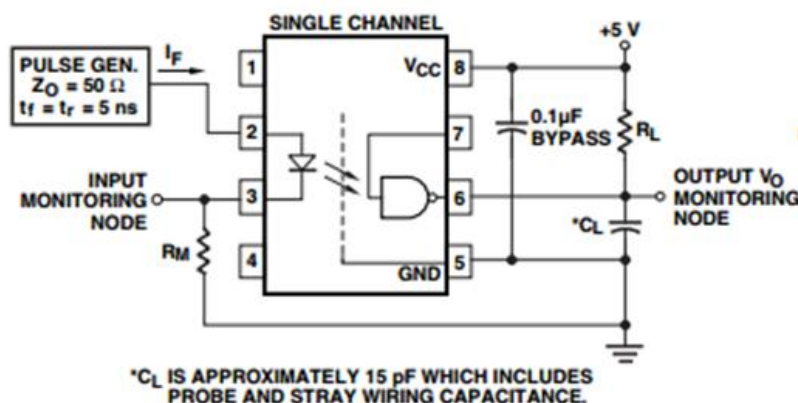


ενός οπτοζεύκτη μπορεί να προστατεύει το DSP ή την MCU από μια καταστροφική αστοχία στην βαθμίδα ισχύος.

Η οπτοζεύκτης χρησιμοποιούν την ιδιότητα μετατροπής του φωτός σε ρεύμα και του ρεύματος σε φως των φωτοδιόδων και των LED για να παρέχουν σύνδεση μεταξύ δυο κυκλωμάτων χωρίς να χρειάζονται ηλεκτρικές συνδέσεις. Επειδή οι δίοδοι είναι μη γραμμικές συσκευές δεν χρησιμοποιούνται για μετάδοση αναλογικών σημάτων. Ωστόσο οι οπτο-απομονωτές βρίσκουν μια πολύ σημαντική εφαρμογή όταν χρειάζεται να μεταφέρουν διακοπτικά σήματα από μεταξύ του σταδίου υψηλής ισχύος και του κυκλώματος του υπολογιστή ελέγχου. Η οπτική διασύνδεση εξασφαλίζει ότι ενδεχομένως επιζήμια μεγάλα ρεύματα δεν μπορούν να φτάσουν σε ευαίσθητα μέρη του συστήματος.

Εδώ χρησιμοποιούμε τον οπτοζεύκτη “ HCPL2611” για να απομονώσουμε το κύκλωμα της γεννήτριας παλμών από το κύκλωμα οδήγησης πύλης. Τα χαρακτηριστικά του 6N137 είναι τα ακόλουθα.

1. Χαμηλό ρεύμα εισόδου: 5mA.
2. Εγγυημένη απόδοση σε AC και DC σήματα υπό θερμοκρασιακό εύρος: -40 έως +100 °C.
3. Υψηλή ταχύτητα: 10Mbd τυπική.

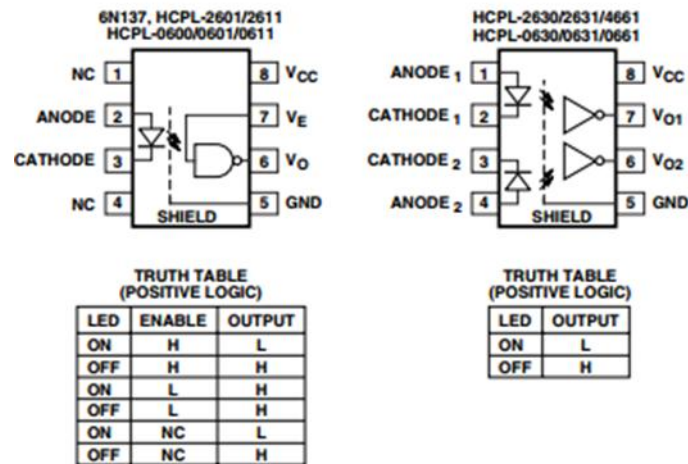


Σχήμα: Διάγραμμα σύνδεσης του οπτοζεύκτη HCPL2611

Το παραπάνω ολοκληρωμένο HCPL2611 τοποθετείτε μετά τους ακροδέκτες εξόδου του μικροελεγκτή dsPIC30F4011. Με τον τρόπο που είναι συνδεδεμένο το φωτό-τρανζίστορ του οπτοζεύκτη προκύπτει κάθε φορά ένα σήμα στην έξοδο, το οποίο

είναι αναστραμμένο σε σχέση με αυτό της εισόδου. Αφού η συνολική λειτουργία του συστήματος βασίζεται σε έξι MOSFET ισχύος χρειάζονται τρεις οπτοζεύκτες.

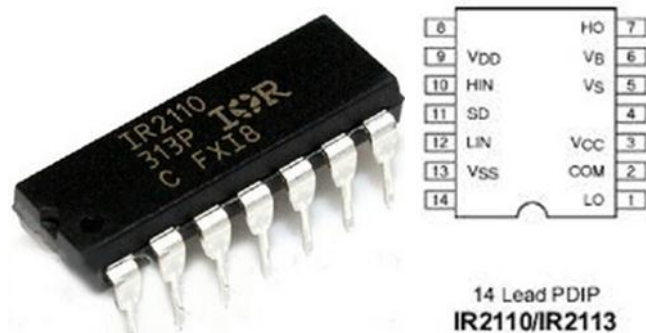
Η συνολική λειτουργία εκτελείται ακολουθώντας την λογική (πίνακα αληθείας) που φαίνεται παρακάτω:



Πίνακας: Πίνακας αληθείας

### 7.2.3 Οδηγός πύλης ημιαγωγών ισχύος IR2110

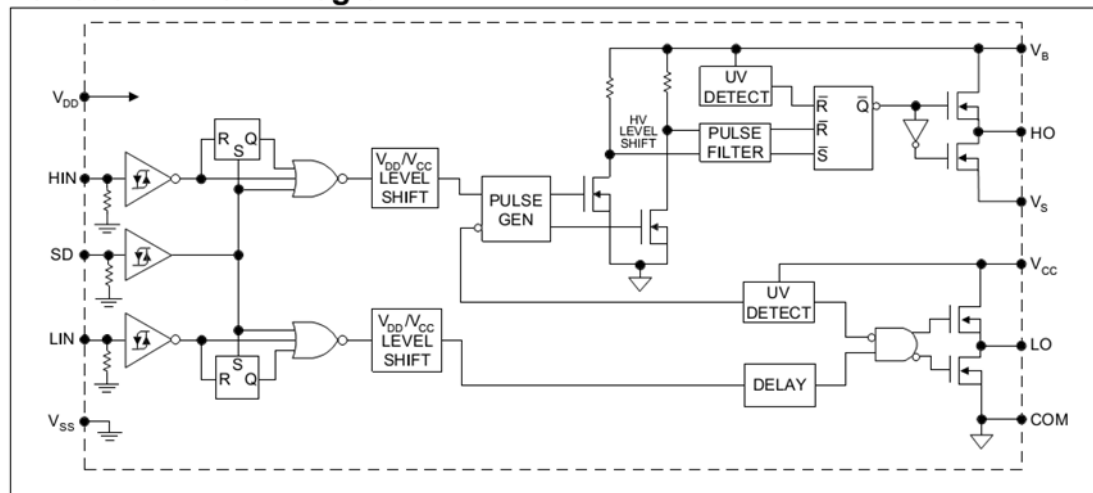
Το ολοκληρωμένο οδήγησης είναι ένα σημαντικό εξάρτημα στο σύστημα του ηλεκτρικού το οποίο επηρεάζει σημαντικά την δυναμική απόκριση των MOSFET. Αρκετό ρεύμα οδήγησης είναι απαραίτητο στοιχείο για να λειτουργήσουν σωστά τα MOSFET και να βοηθήσει στην υψηλή απόδοση του συστήματος έτσι ο οδηγός πύλης αναλαμβάνει να ενισχύσει τους παλμούς στο επιθυμητό επίπεδο ισχύος, ώστε να εξασφαλίζεται η σωστή οδήγηση του Mosfet.



Για την παρούσα πτυχιακή επιλέχθηκαν τα πολύ γνωστά ολοκληρωμένα οδήγησης IR2110. Τα IR2110 είναι υψηλής τάσης και υψηλής ταχύτητας ολοκληρωμένα οδή-

γησης για MOSFET ισχύος και IGBT με ανεξάρτητα κανάλια εξόδου για σύνθεση high και low side. Σε αυτά τα ολοκληρωμένα η χρήση των τεχνολογιών HVIC αλλά και CMOS της infenion εξασφαλίζει μια ανθεκτική μονολιθική κατασκευή. Οι λογικές εισοδοί είναι συμβατές με τα πρότυπα εξόδου CMOS και LSTTL λειτουργώντας έτσι με 3.3V λογική. Οι οδηγοί εξόδου διαθέτουν στάδιο buffer υψηλού παλμού ρεύματος σχεδιασμένο για ελάχιστη διαγωγιμότητα. Οι καθυστερήσεις διάδοσης είναι ταιριασμένες για να απλοποιηθεί η χρήση των ολοκληρωμένων σε εφαρμογές υψηλής συχνότητας.

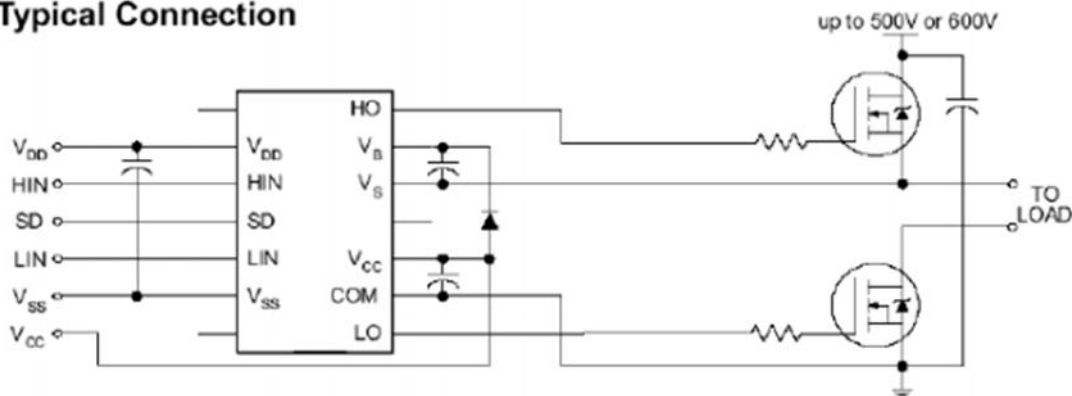
### Functional Block Diagram



Σχήμα: Εσωτερική δομή του IR2110

Η επιλογή των IR2110 έγινε λόγο του ότι είναι ευρέως διαθέσιμα στην αγορά και ταυτόχρονα αφού καλύπτουν όλες τις απαιτήσεις για την οδήγηση των MOSFET του αντιστροφέα. Είναι ικανά να διαχειριστούν τάσεις έως 500V και ρεύμα 2A σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Αυτή η συσκευή χρειάζεται για την οδήγηση των high side MOSFETs στο κύκλωμα του αντιστροφέα λόγο του ότι η τάση πύλης προς πηγή πρέπει να είναι υψηλότερη από την τάση υποδοχής προς πηγή που είναι η υψηλότερη τάση στο σύστημα. Αυτή η συσκευή χρησιμοποιεί πυκνωτή bootstrap για να διατηρήσει μια διαφορά τάσης περίπου 10V πάνω από την τάση υποδοχής προς πηγή. Για το κύκλωμα του αντιστροφέα χρησιμοποιούνται τρία ολοκληρωμένα. Η απόσταση μεταξύ της εξόδου των σημάτων από τον οδηγό πύλης και της εισόδου των Mosfet πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη για να μειωθούν οι παρασιτικές επαγωγές στους διαδρόμους. Αυτές οι επαγωγές μειώνουν το στιγμιαίο ρεύμα το οποίο με την σειρά του μειώνει την ταχύτητα της μεταγωγής. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε την τυπική σύνδεση του ολοκληρωμένου.

## Typical Connection



Σχήμα: Τοπολογία σύνδεσης όπως την προτείνει ο κατασκευαστής

Όπως φαίνεται και στο σχήμα το IR2110 έχει 14 ακροδέκτες, πέντε από αυτούς είναι οι ακροδέκτες της τροφοδοσίας και συγκεκριμένα στον ακροδέκτη 9(VDD) γίνεται η τροφοδοσία των 5V και στον ακροδέκτη 3(VCC) η τροφοδοσία των 15V, ενώ οι ακροδέκτες 11(SD), 12(VSS) και 2(COM) γειώνονται. Στους ακροδέκτες 10(HIN) και 12(LIN) εισέρχονται οι παλμοί και από τους ακροδέκτες 7(HO) και 1(LO) εξέρχονται οι παλμοί που οδηγούνται στην πύλη του άνω και κάτω αντίστοιχα μεταγωγικού στοιχείου MOSFET του κάθε σκέλους του μονοφασικού αντιστροφέα. Αν η εσωτερική λογική ανιχνεύσει λογικό “1” οδηγείται ο ακροδέκτης HO ενώ αν ανιχνευτεί λογικό “0” οδηγείται ο ακροδέκτης LO. Ο ακροδέκτης SD ελέγχει την απενεργοποίηση της συσκευής και δεν χρησιμοποιείται οπότε συνδέεται στην γείωση. Οι ακροδέκτες 5(Vs) και 2 (COM) συνδέονται στις πηγές των MOSFETS. Μεταξύ των ακροδεκτών 6 και 5 (V<sub>B</sub> και V<sub>S</sub>) συνδέεται ο πυκνωτής bootstrap. Ενώ στις δυο τροφοδοσίες του ολοκληρωμένου δηλαδή στους ακροδέκτες 3-2 και 9-13 συνδέονται πυκνωτές που λειτουργούν ως φίλτρα. Τέλος μεταξύ των ακροδεκτών 6 και 3 (V<sub>B</sub> και V<sub>CC</sub>) συνδέεται η δίοδος bootstrap που είναι μια δίοδος ταχείας απόκρισης.

### Lead Definitions

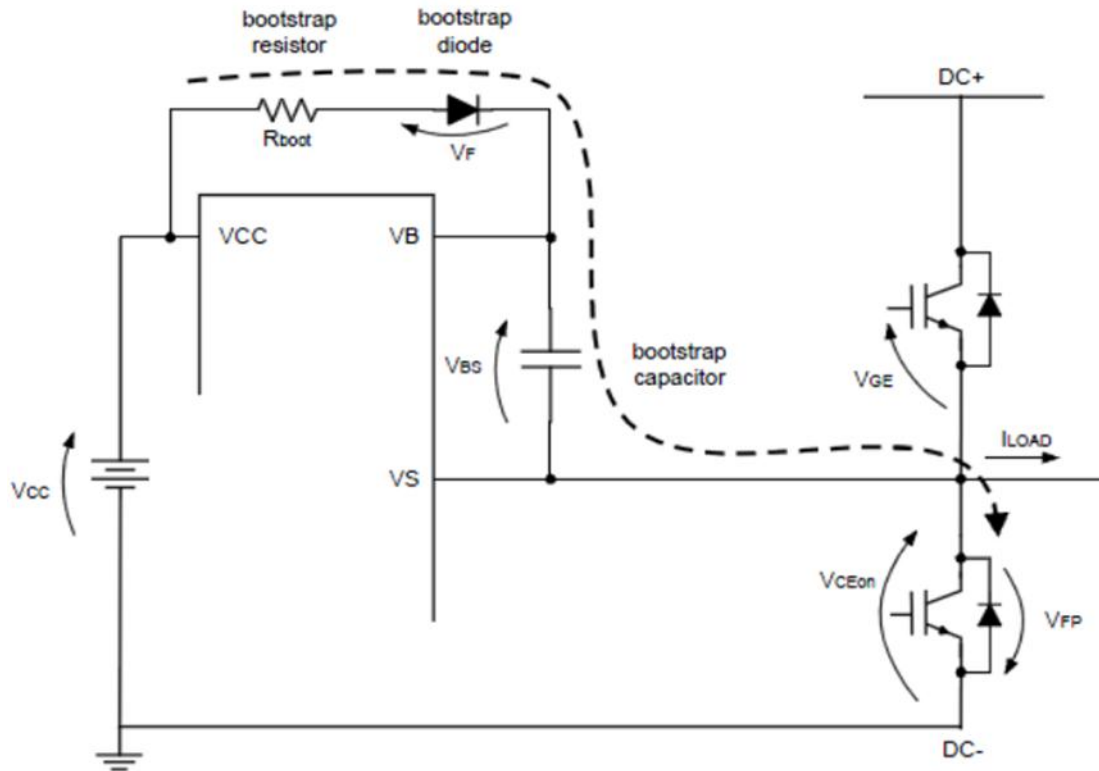
Symbol	Description
V <sub>DD</sub>	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V <sub>SS</sub>	Logic ground
V <sub>B</sub>	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V <sub>S</sub>	High side floating supply return
V <sub>CC</sub>	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Πίνακας: Ορισμός των ακροδεκτών του IR2110

#### 7.2.4 Κύκλωμα Bootstrap

Για να κάνουμε το ολοκληρωμένο να λειτουργήσει πρέπει πρώτα να σχεδιαστεί το κύκλωμα bootstrap. Είναι γνωστό πως για να αρχίσει να άγει ένα mosfet πρέπει η τάση μεταξύ πύλης και πηγής ( $V_{GS}$  να γίνει μεγαλύτερη από την τάση κατωφλιού (threshold voltage- $V_{TH}$ ) και η τάση μεταξύ υποδοχής και πηγής να είναι  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$ . Για να σχεδιάσουμε ένα κύκλωμα bootstrap για το IR2110 πρέπει να εξετάσουμε δύο εξαρτήματα τα οποία είναι ένας κατάλληλος πυκνωτής bootstrap και μια διόδος ταχείας ανάκαμψης.

Κατά την έναυση του διακοπτικού στοιχείου, ο φορτισμένος πυκνωτής bootstrap που είναι συνδεδεμένος πύλης - πηγής δίνει την απαιτούμενη τάση μεταξύ πύλης - πηγής. Στην συνέχεια ο πυκνωτής bootstrap θα πρέπει να φορτιστεί εκ νέου. Η φόρτιση του πυκνωτή επιτυγχάνεται μέσω της διόδου bootstrap κατά τη σβέση του στοιχείου. Προκειμένου να φορτίζεται γρήγορα ο πυκνωτής και ταυτόχρονα να σβήνει γρήγορα το στοιχείο, η διόδος έχει πολύ μικρό χρόνο απόκρισης. Για να γίνεται γρήγορα η σβέση του στοιχείου και η φόρτιση του πυκνωτή πρέπει η διόδος να έχει πολύ μικρό χρόνο απόκρισης άλλωστε ο πυκνωτής να προλαβαίνει να φορτιστεί όσο διαρκεί η αγωγή του κάτω στοιχείου.



Σχήμα: Κύκλωμα Bootstrap

Υπολογισμός της τιμής του πυκνωτή Bootstrap

$$C \geq \frac{2 \left[ 2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{Is} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}}$$

$Q_g$  = Φορτίο πύλης του High side MOSFET

$I_{qbs}$  = ρεύμα ηρεμίας για το High side κύκλωμα οδήγησης

$Q_{Is}$  = Ορίζεται ως 5nC στο datasheet του ολοκληρωμένου

$I_{cbs(leak)}$  = Ρεύμα διαρροής του πυκνωτή Bootstrap

$f$  = Συχνότητα λειτουργίας

$V_{cc}$  = Τάση τροφοδοσίας

$V_f$  = Πτώση τάσης στα άκρα της διόδου bootstrap

$V_{ls}$  = Πτώση τάσης στο Low side MOSFET

Όμως η χωρητικότητα του πυκνωτή σύμφωνα με εμπειρικό κανόνα που εφαρμόζεται σε ανάλογες περιπτώσεις θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 15 φορές μεγαλύτερη από την τιμή που προκύπτει από την παραπάνω σχέση. Ακόμα η επιλογή πυκνωτή ταλα-

ντίου θεωρείται βέλτιστη λόγω της χαμηλής τιμής ESR που παρουσιάζει αυτό το είδος πυκνωτών.

Η διόδος Bootstrap πρέπει να αντέχει ανάστροφη τάση ίση με αυτή της DC τάσης του κυκλώματος και το ονομαστικό ρεύμα διαρροής της να είναι ικανό να φορτίσει τον πυκνωτή. Επιπλέον πρέπει να έχει μεγάλη διακοπτική συχνότητα και μικρό χρόνο ανάστροφης ανάκτησης (trr) ώστε να ελαχιστοποιείται το φορτίο που επιστρέφει στην τροφοδοσία από τον Bootstrap πυκνωτή.

### **7.2.5 Σχεδιαστικά μυστικά IR2110 Bootstrap κυκλώματος**

Για να αποφευχθεί το φαινόμενο latch up στο ολοκληρωμένο οδήγησης πρέπει να ακολουθηθούν οι παρακάτω συμβουλές κατά την σχεδίαση. Καταρχάς πρέπει να αποφεύγεται η υπερφόρτωση της πύλης του διακόπτη ισχύος επειδή όσο υψηλότερη είναι η τάση πύλης τόσο περισσότερος χρόνος χρειάζεται για να απενεργοποιηθεί το διακοπτικό στοιχείο. Επιπρόσθετα περισσότερο φορτίο πρέπει να μεταφερθεί το οποίο σπαταλά ισχύ στο IR2110 και στο διακοπτικό στοιχείο. Η άνω πόλωση συντηρείται από τον πυκνωτή Bootstrap μεταξύ των κύκλων ανανέωσης. Ένας κύκλος ανανέωσης ορίζεται ως ο χρόνος που μεσολαβεί μεταξύ των περιόδων αγωγής του κάτω διακοπτικού στοιχείου ισχύος και της διόδου στο σώμα του η της διόδου ελεύθερης διέλευσης. Μερικές φορές πρέπει να γίνουν συμβιβασμοί στην τιμή του πυκνωτή Bootstrap. Για παράδειγμα η χωρητικότητα δεν πρέπει να είναι ούτε τόσο μεγάλη ώστε να απαιτείτε μια μεγάλη περίοδος ανανέωσης ούτε τόσο μικρή ώστε η τάση να πέφτει κάτω από το σημείο “undervoltage trip” κατά την διάρκεια της περιόδου αγωγής του άνω διακοπτικού στοιχείου.

## **7.3 Διάταξη ανατροφοδότησης λειτουργίας του κινητήρα**

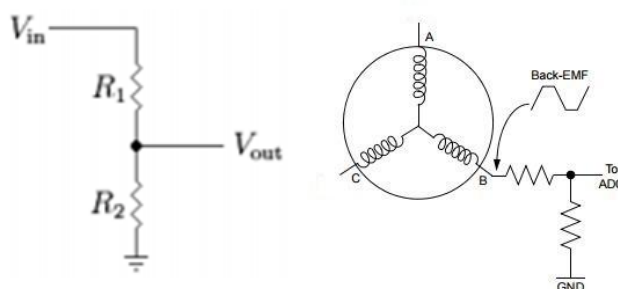
### **7.3.1 Ανίχνευση κυματομορφής τάσης**

Η τάση οποιουδήποτε σημείου δοκιμής μπορεί να ανιχνευτεί με τη χρήση διαιρέτη τάσης. Στην ηλεκτρονική ένας διαιρέτης τάσης (γνωστός επίσης και ως διαιρέτης δυναμικού) είναι ένα απλό γραμμικό κύκλωμα που παράγει μια τάση εξόδου ( $V_{out}$ ) η οποία είναι ένα κλάσμα της τάσης εισόδου του ( $V_{in}$ ). Η διαίρεση τάσης αναφέρεται

στον καταμερισμό της τάσης μεταξύ των εξαρτημάτων του διαιρέτη. Ο τύπος που δίδει έναν διαιρέτη τάσης είναι παρόμοιος με εκείνον για τον διαιρέτη ρεύματος, αλλά ο λόγος που περιγράφει τον διαιρέτη τάσης τοποθετεί την επιλεγμένη αντίσταση στον αριθμητή σε αντίθεση με τον διαιρέτη ρεύματος όπου το μη επιλεγμένο στοιχείο τοποθετείται στον αριθμητή.

$$V_{out} = V_{in} * \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Ένα απλό παράδειγμα διαιρέτη τάσης αποτελείται από δυο αντιστάσεις σε σειρά η ένα ποτενσιόμετρο. Συνήθως χρησιμοποιείται για την δημιουργία μιας τάσης αναφοράς και μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί ως εξασθεניתς σήματος στις χαμηλές συχνότητες. Ένας διαιρέτης τάσεως με αναφορά στην γη δημιουργείται με την σύνδεση δυο ηλεκτρικών αντιστάσεων σε σειρά όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα. Η τάση εισόδου εφαρμόζεται σε όλη την σειρά των αντιστάσεων R1 και R2 και η έξοδος είναι η τάση στα άκρα της R2. Αντί για αντιστάσεις μπορούμε να έχουμε σύνθετες αντιστάσεις Z1 και Z2 δηλαδή να αποτελούνται από οποιονδήποτε συνδυασμό στοιχείων όπως πηνία και πυκνωτές.



Σχήμα : Κύκλωμα διαιρέτη τάσης και το ίδιο κύκλωμα συνδεδεμένο στον κινητήρα

### 7.3.2 Ανίχνευση κυματομορφής ρεύματος

Ο έλεγχος ρεύματος χρησιμοποιείται για να ρυθμίσει την ισχύ εξόδου του κινητήρα. Αυτό κάνει απαραίτητο την μέτρηση του ρεύματος συνεχώς. Αφού ο κινητήρας BLDC έχει μόνο ένα ενεργό ρεύμα κάθε στιγμή από τις δυο φάσεις που άγουν, δεν χρειάζεται να μετρήσουμε και τα τρία φασικά ρεύματα. Αντιθέτως ένας αισθητήρας ρεύματος τοποθετείται μεταξύ τροφοδοσίας και τριφασικού αντιστροφέα.

Σε αυτό το σημείο θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σαν επέκταση ένα κύκλωμα διακοπής λειτουργίας αποτελούμενο από δυο συγκριτές για λόγους ασφαλείας σε

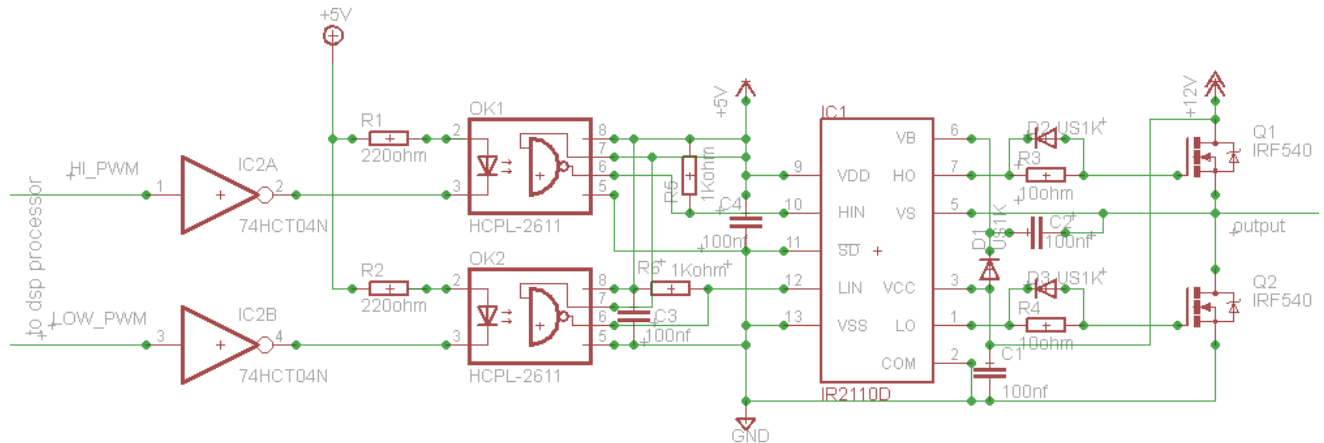


περίπτωση αστοχίας του λογισμικού. Οι δυο συγκριτές ρυθμίζονται έχοντας ως είσοδο το σήμα του αναλογικού αισθητήρα ρεύματος ώστε να σκανδαλίζονται από δυο διαφορετικά ρεύματα, το μέγιστο επιτρεπόμενο θετικό ρεύμα και το μέγιστο επιτρεπόμενο αρνητικό ρεύμα.

## **7.4 Τελικό κύκλωμα της διάταξης οδήγησης**

### **7.4.1 Θεωρητικό κύκλωμα**

Το βασικό εξάρτημα που παράγει τις απαραίτητες παλμοσειρές για την οδήγηση του κινητήρα είναι ο μικροελεγκτής. Όμως από της εξόδους του δεν μπορούμε να οδηγήσουμε απευθείας τον κινητήρα χρειαζόμαστε ένα κύκλωμα ισχύος που στην παρούσα εργασία αποτελείται από MOSFETs των οποίων η έναυση και σβέση ελέγχεται κατάλληλα. Όμως το ρεύμα εξόδου του μικροελεγκτή δεν είναι ικανό να οδηγήσει τις πύλες των τελευταίων, πρέπει να μεσολαβήσει κατάλληλο κύκλωμα για την απομόνωση αλλά και ενίσχυση των σημάτων εξόδου του ώστε να οδηγήσουν αποτελεσματικά τα MOSFETs. Αυτό το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα αποτελείται από έναν αντιστοφέα (ολοκληρωμένο πυλών NOT) που απομονώνει και ενισχύει τις εξόδους του μικροελεγκτή. Αυτός με την σειρά του οδηγεί τους οπτοζεύκτες οι οποίοι προσφέρουν γαλβανική απομόνωση και μεταφέρουν στην συνέχεια το σήμα στο ολοκληρωμένο οδήγησης πυλών (στην προκειμένη περίπτωση είναι ένα ir2110) το οποίο τέλος οδηγεί τα MOSFET. Να σημειωθεί ότι χρειαζόμαστε ξεχωριστή τροφοδοσία για το κύκλωμα δεξιά των οπτοζευκτών ώστε να εξασφαλιστεί η απαραίτητη απομόνωση του κυκλώματος ισχύος.

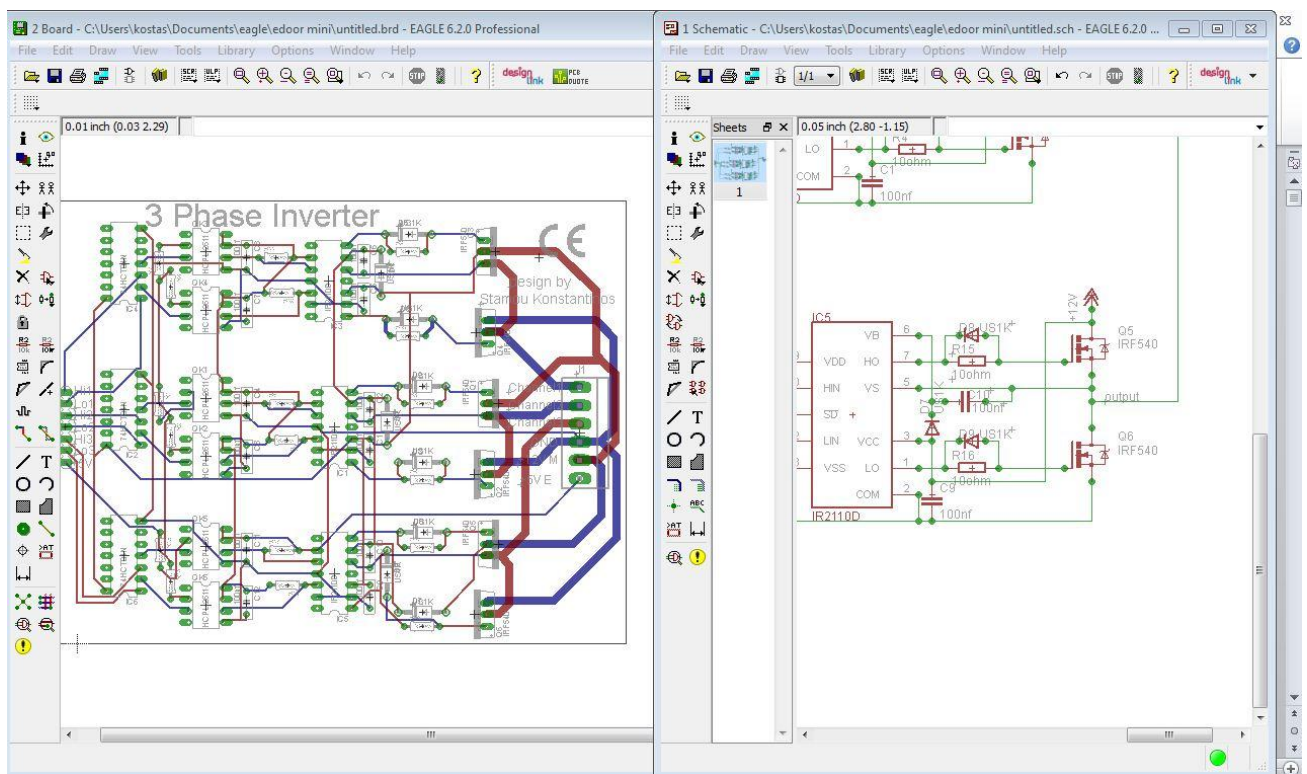


Σχήμα: Κύκλωμα οδήγησης ημιγέφυρας

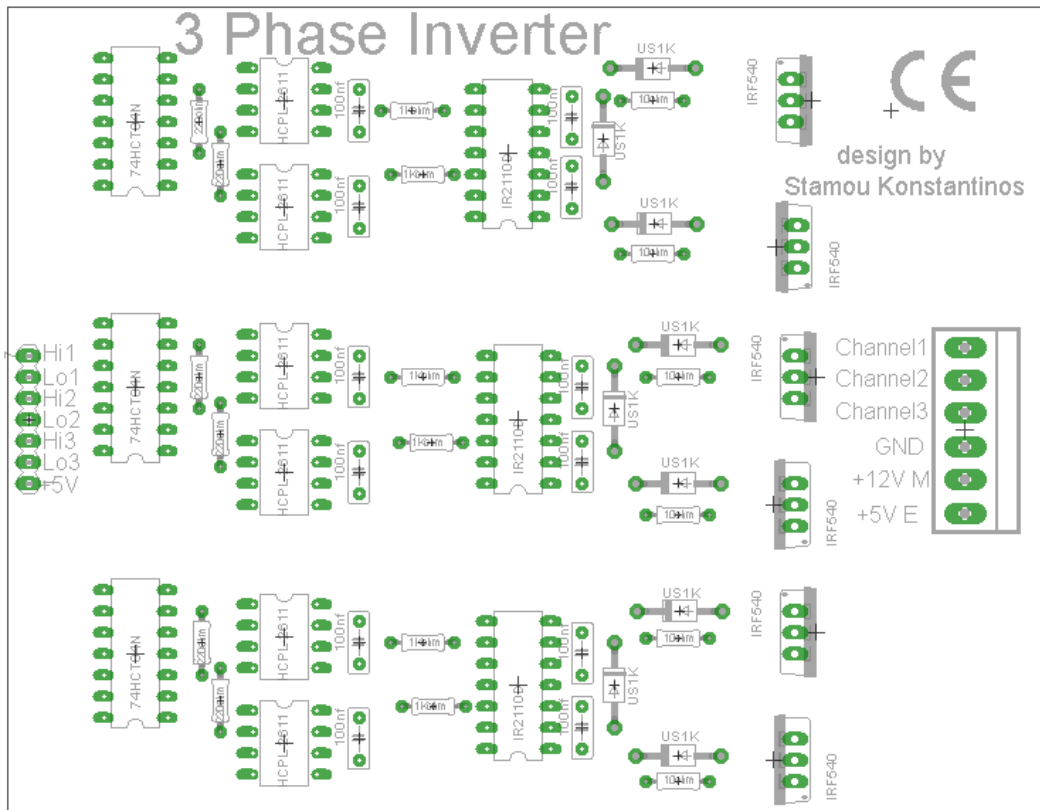
Στο παραπάνω κύκλωμα πρέπει να σημειωθεί η παρουσία του διάταξης bootstrap. Αυτή αποτελείται από την δίοδο D1 και τον πυκνωτή C2. Η παρουσία της είναι πολύ σημαντική αφού χωρίς αυτήν δεν θα ήταν δυνατός ο έλεγχος του πάνω MOSFET μιας και η πηγή του βρίσκεται σε κατάσταση floating αφού η τάση σε αυτή εξαρτάται από την αγωγή του κάτω MOSFET. Έτσι για να εξασφαλιστεί η κατάλληλη διαφορά δυναμικού για την αγωγή του πάνω MOSFET μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε είτε ξεχωριστές τροφοδοσίες όμως θα αυξανόταν το κόστος και η πολυπλοκότητα είτε την χρήση του παραπάνω κυκλώματος που εξασφαλίζει μέσω του πυκνωτή την απαραίτητη διαφορά δυναμικού για την αγωγή του MOSFET. Η τιμή του πυκνωτή είναι κρίσιμη και υπολογίζεται κατάλληλα όπως αναλύεται σε άλλη ενότητα καθώς και το είδος τις διόδου που πρέπει να έχει μικρούς χρόνους αποκατάστασης.

### 7.4.2 Τοπωμένο κύκλωμα PCB

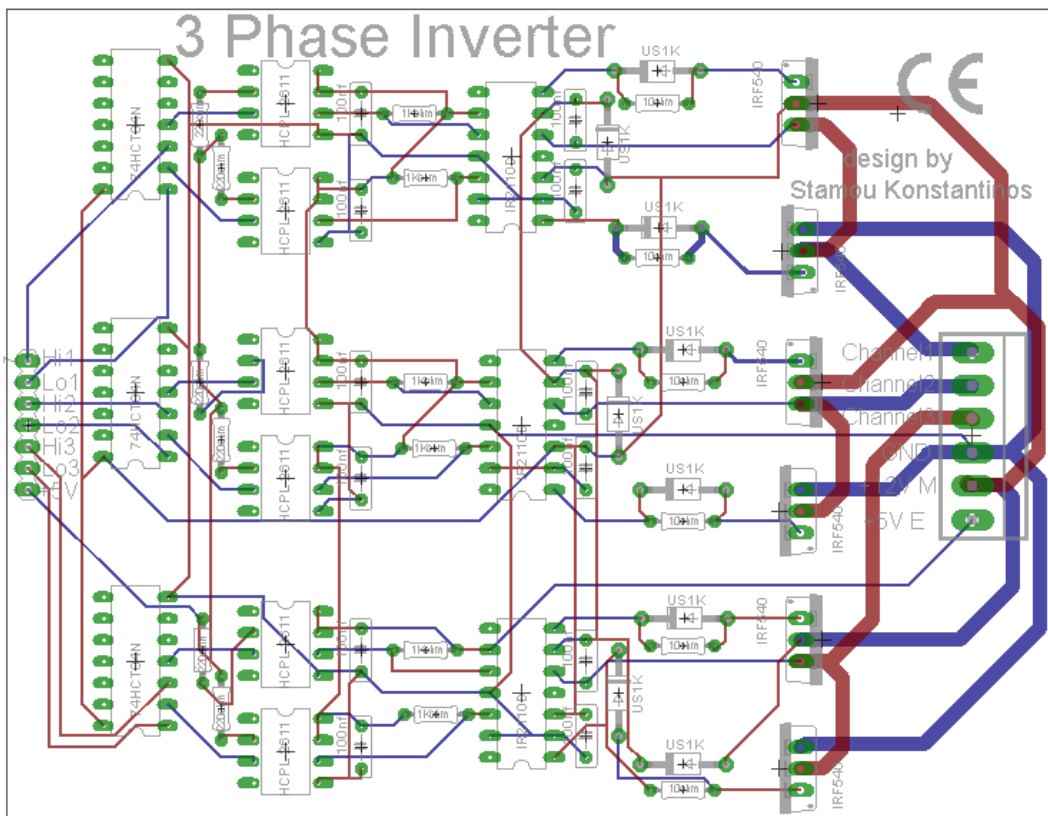
Η σχεδίαση τόσο του θεωρητικού όσο και του τυπωμένου κυκλώματος έγινε με το σχεδιαστικό πρόγραμμα eagle. Το βασικό πλεονέκτημα του εν λόγω προγράμματος είναι η πληθώρα βιβλιοθηκών που μας απαλλάσσει από την σχεδίαση του κάθε εξαρτήματος ξεχωριστά. Η εταιρεία προσφέρει μια δωρεάν έκδοση του προγράμματος με κάποιους περιορισμούς για εκπαιδευτικούς σκοπούς. Επιλέχτηκε η υλοποίηση να γίνει σε δυο Layers αφού η χρήση μόνο ενός κρίθηκε ανεπαρκής για την εφαρμογή και πιθανότατα θα απαιτούνταν η τοποθέτηση γεφυρών στην πλακέτα. Όπως παρατηρούμε οι διάδρομοι ισχύος είναι μεγαλύτεροι σε πλάτος για να αντέξουν το ρεύμα λειτουργίας του κινητήρα. Ακόμα προτείνεται η επιλογή pcb με μεγαλύτερο πάχος διαδρόμων χαλκού από το σύνηθες που είναι 1oz. Τέλος συνιστάται η χρήση επικασιτερωμένης πλακέτας για αποφυγή οξειδώσεων.



Εικόνα: Περιβάλλον εργασίας σχεδιαστικού προγράμματος Eagle



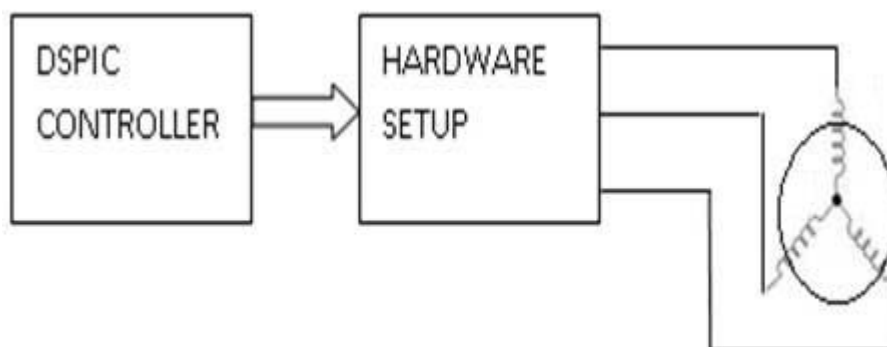
Σχήμα: Πλακέτα τριφασικού αντιστροφέα - Τοποθέτηση υλικών



Σχήμα: Πλακέτα τριφασικού αντιστροφέα - Top και Bottom Layers

## 7.5 Μικροελεγκτές

Το βασικότερο ολοκληρωμένο στο κύκλωμα παλμοτροφοδότησης του αντιστροφέα είναι ο μικροελεγκτής. Αφού είναι αυτός που υλοποιεί τη λογική της διαμόρφωσης των παλμών αφού επεξεργαστεί πρώτα τα σήματα που του παρέχουμε ως εισόδους. Η χρήση μικροελεγκτή λοιπόν αφορά την ανάπτυξη τόσο απλών όσο και πολύπλοκων λογικών ελέγχου και είναι ευρύτερα διαδεδομένη σήμερα. Ο προγραμματισμός γίνεται είτε σε γλώσσα χαμηλού επιπέδου Assembly είτε σε γλώσσα υψηλού επιπέδου C. Ανεξάρτητα από την πολυπλοκότητα του ελέγχου ο μικροελεγκτής πρέπει να είναι σε θέση να μετρήσει ένα ή περισσότερα μεγέθη της διάταξης ισχύος, να εκτελέσει τους κατάλληλους υπολογισμούς και να παράγει στην συνέχεια τα σήματα που θα παλμοτροφοδοτήσουν τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος.



Σχήμα: Μικροελεγκτής dsPIC η καρδιά του συστήματος οδήγησης

# 8

## *Ο μικροελεγκτής dsPIC*

### *8.1 Μικροελεγκτές*

#### *8.1.1 Εισαγωγή*

Ο μικροελεγκτής είναι ένας συμπαγής μικροϋπολογιστής σχεδιασμένος να εξυπηρετεί τις ανάγκες και την λειτουργία ενσωματωμένων συστημάτων όπως αυτά που υφίστανται σε μηχανοκίνητα οχήματα, ρομπότ, μηχανές γραφείου, ιατρικό εξοπλισμό και άλλες συσκευές. Ένας τυπικός μικροελεγκτής περιλαμβάνει μικροεπεξεργαστή, μνήμη και περιφερικά. Ουσιαστικά ο μικροελεγκτής είναι ένας τύπος επεξεργαστή ο οποίος μπορεί να λειτουργήσει με ελάχιστα εξωτερικά εξαρτήματα λόγω των πολλών ενσωματωμένων υποσυστημάτων που διαθέτει.

Βασικά πλεονεκτήματα των μικροελεγκτών είναι τα ακόλουθα:

- Υψηλή αξιοπιστία
- Χαμηλό κόστος
- Χαμηλή κατανάλωση ισχύος
- Χαμηλές εκπομπές ηλεκτρομαγνητικού θορύβου
- Μικρό μέγεθος συνολικού υπολογιστικού συστήματος
- Αυτονομία μέσω της ενσωμάτωσης σύνθετων περιφερειακών υποσυστημάτων όπως μνήμες και θύρες επικοινωνίας

Πλεονεκτήματα ελέγχου κινητήρα βασισμένου σε μικροελεγκτή

- Εξοικονόμηση ενέργειας
- Μείωση θορύβου
- Αύξηση του χρόνου ζωής του κινητήρα
- Διάγνωση σφαλμάτων και προληπτικός έλεγχος του συστήματος

Ο μικροελεγκτής λοιπόν είναι ένα ολοκληρωμένο υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης που εκτελεί αριθμητικές και λογικές λειτουργίες, καθώς και τις απαραίτητες λειτουργίες ελέγχου. Για την πραγματοποίηση όμως των σκοπών αυτών, υπάρχουν πολλοί τρόποι, με αποτέλεσμα να υπάρχουν μικροελεγκτές διαφόρων χαρακτηριστικών και δυνατοτήτων. Η εκλογή του κατάλληλου μικροελεγκτή για μια ορισμένη εφαρμογή είναι ζωτικής σημασίας για την επιτυχή πραγματοποίηση του τελικού σκοπού. Παρακάτω παρατίθενται ορισμένα κριτήρια που μας βοηθάνε στην σωστή εκλογή:

- Ο αριθμός και το είδος των περιφερικών του για την δημιουργία ενός πλήρους μικροϋπολογιστικού συστήματος
- Οι τυχόν περιορισμοί που υπάρχουν σε ισχύ και μέγεθος
- Η ύπαρξη η όχι μονάδας συγχρονισμού με εξωτερικά γεγονότα (external interrupt)
- Ο αριθμός και ο τύπος εισόδων/εξόδων και ο τρόπος επικοινωνίας με το εξωτερικό περιβάλλον
- Η τάση τροφοδοσίας του και η κατανάλωση ισχύος του
- Το μέγεθος και ο τύπος της μνήμης, η οργάνωση της για πρόγραμμα και δεδομένα καθώς και οι δυνατοί τρόποι προσπέλασης της
- Η αρχιτεκτονική του και το μήκος της λέξης που μπορεί να διαχειριστεί
- Το κόστος και η διαθεσιμότητα του στην αγορά

### **8.1.2 Η ιστορία των μικροελεγκτών**

Ο πρώτος μικροεπεξεργαστής τεχνολογίας single-chip που κατασκευάστηκε ήταν ο 4-bit Intel 4004 το 1971. Στα επόμενα χρόνια αναπτύχθηκαν ο Intel 8008 και άλλοι αναβαθμισμένοι μικροεπεξεργαστές. Ωστόσο οι μικροεπεξεργαστές χρειάζονται επιπρόσθετα ολοκληρωμένα για να υλοποιηθεί ένα λειτουργικό σύστημα που όμως

αυξάνει το συνολικό κόστος του συστήματος και κάνει ασύμφορη την χρήση του σε οικονομικές συσκευές.

Το πρώτο σύστημα υπολογιστή βελτιστοποιημένο για εφαρμογές ελέγχου και υλοποιημένο σε ένα ολοκληρωμένο ήταν το Intel 8048 το οποίο κυκλοφόρησε το 1975. Ερχόταν με ενσωματωμένες μνήμες RAM και ROM στο ίδιο ολοκληρωμένο. Τα ολοκληρωμένα αεροελεγκτών πλέον είναι ευρέως διαδεδομένα σε πολυάριθμες εφαρμογές. Υπάρχουν γενικά δυο είδη μικροελεγκτών αυτοί που έχουν διαγράψιμη μνήμη προγράμματος EPROM και είναι σημαντικότερα πιο ακριβοί και αυτοί που έχουν μνήμη τύπου PROM που μπορεί να εγγραφεί μόνο μια φορά.

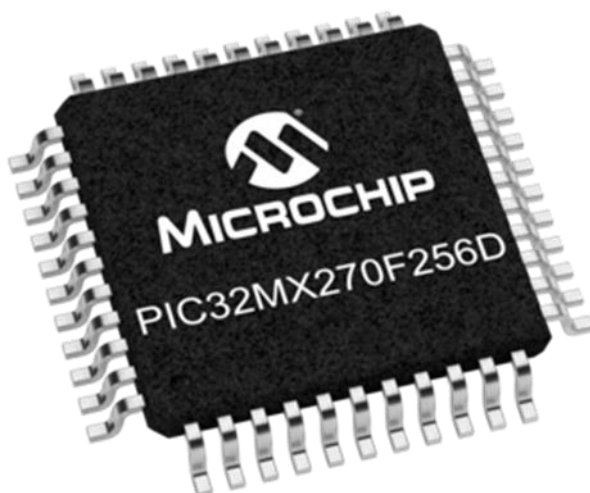
Το 1993 κυκλοφόρησε ο PIC16x84 της Microchip ο οποίος χρησιμοποιεί μνήμη EEPROM η οποία επιτρέπει στον μικροελεγκτή να διαγράφει ηλεκτρικά και με ταχύτητα χωρίς να χρειάζεται η χρήση ακριβού package όπως απαιτούσαν οι μνήμες τύπου EPROM επιτρέποντας ταυτόχρονα γρήγορη δημιουργία πρωτοτύπων και προγραμματισμό πάνω στο κύκλωμα (ISP). Τον ίδιο χρόνο η εταιρεία Atmel κυκλοφόρησε τον πρώτο μικροελεγκτή με μνήμη τεχνολογίας Flash. Οι άλλες εταιρείες άμεσα ακλούθησαν αυτή την τάση και κυκλοφόρησαν επεξεργαστές με τους δυο αυτούς τύπους μνήμης.

Το κόστος των μικροελεγκτών έπεσε κατακόρυφα με την πάροδο του χρόνου, με τους φτηνότερους μικροελεγκτές των 8-bit να κοστίζουν κάτω από 0.20 ευρώ για μαζικές παραγγελίες (πάνω από 1000 κομμάτια) το 2016 και κάποιους επεξεργαστές 32-bit περίπου 1 ευρώ για ανάλογες παραγγελίες.

Στο μέλλον η MRAM θα μπορούσαν ενδεχομένως να χρησιμοποιηθούν σε μικροελεγκτές δεδομένου ότι έχουν υψηλή αντοχή και το κόστος της διαδικασίας κατασκευής του wafer για αυτή την κατηγορία μνήμης είναι σχετικά χαμηλό.

Τέλος ο πρώτος μικροελεγκτής με ενσωματωμένο ψηφιακό επεξεργαστή σήματος DSP κυκλοφόρησε από την Microchip το 2002 με την σειρά 6000. Αυτού του είδους η μικροελεγκτές αποτελούν μια υβριδική τεχνολογία και ονομάζονται αλλιώς και DSC (digital signal controller).





Εικόνα: Μικροελεκτης 32-bit της εταιριας Microchip

### 8.1.3 Χαρακτηριστικά των μικροελεγκτών

Ένας μικροελεγκτής είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα το οποίο ενσωματώνει πολλές δυνατότητες σε ένα chip. Συνήθως περιλαμβάνει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Κεντρική μονάδα επεξεργασίας - η οποία μπορεί να είναι ένας μικρός και απλός επεξεργαστής 4-bit έως ένας πολύπλοκος επεξεργαστής 32-bit
- Ξεχωριστά bits εισόδου και εξόδου, που επιτρέπουν τον έλεγχο η την ανίχνευση λογικών καταστάσεων από τους ξεχωριστούς ακροδέκτες του ολοκληρωμένου (GPIO)
- Σειριακές εισοδοι/έξοδοι που ονομάζονται σειριακές θύρες (UARTSs)
- Άλλα σειριακά πρωτόκολλα επικοινωνίας όπως το I2C, Serial Peripheral Interface και Controller Area Network για την διασύνδεση των συστημάτων
- Περιφερικά όπως χρονιστές, μετρητές γεγονότων, γεννήτριες παλμών, και watchdog timers.
- Μνήμη τύπου volatile memory (RAM) για αποθήκευση δεδομένων
- ROM, EPROM, EEPROM η μνήμη Flash για την αποθήκευση του προγράμματος και των παραμέτρων λειτουργίας

- Γεννήτρια ρολογιού - όπως είναι ένας ταλαντωτής με κρύσταλλο quartz ένα resonator η ένα κύκλωμα RC
- Αναλογικοί σε ψηφιακούς μετατροπείς (ADC)
- Υποστήριξη για προγραμματισμό και αποσφαλμάτωση πάνω στο κύκλωμα

#### 8.1.4 Επιλογή Μικροελεγκτή

Με την πάροδο του χρόνου και την ανάπτυξη της τεχνολογίας οι μικροελεγκτές γίνονται όλο και περισσότερο ανταγωνιστικοί. Σήμερα υπάρχουν πολλές διαφορετικές μάρκες μικροελεγκτών διαθέσιμες στο εμπόριο (για παράδειγμα Intel, Maxim, Atmel, Microchip, Texas Instruments και ST). Κάθε μια από αυτές τις μάρκες έχει τα δικά της πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα καθώς και πεδία χρήσης. Για αυτή την εργασία στενέψαμε το πεδίο επιλογών σε μόνο τρεις μάρκες και μεταξύ αυτών επιλέξαμε την πλέον κατάλληλη. Αυτές οι τρεις μάρκες ήταν η Microchip, Atmel και ST που έχουν μικροελεγκτές προσανατολισμένους στον έλεγχο κινητήρων. Μεταξύ αυτών επιλέξαμε τελικά την Microchip γιατί είχε την καλύτερη τεκμηρίωση στα προϊόντα της και γιατί έχει μια μεγάλη βάση χρηστών που τα χρησιμοποιούν με αποτέλεσμα την εύκολη άντληση πληροφοριών και την καλή υποστήριξη τόσο από την ίδια την εταιρία όσο και από ομάδες χρηστών.



Εικόνα: Εικόνα από το starter kit της Microchip

## 8.2 Τα DSP στον έλεγχο κινητήρων

### 8.2.1 Η εξέλιξη στον έλεγχο κινητήρων

Παραδοσιακά ο έλεγχος κινητήρων σχεδιάζόταν με αναλογικά εξαρτήματα αφού αποτελούν μια εύκολη λύση όσον αφορά την σχεδίαση και είναι σχετικά φτηνά. Ωστόσο υπάρχουν αρκετά μειονεκτήματα με τα αναλογικά συστήματα. Η γήρανση και η θερμοκρασία μπορούν να επιφέρουν μεταβολή των χαρακτηριστικών λειτουργίας τους πράγμα που επιφέρει σαν αποτέλεσμα την ανάγκη για τακτική ρύθμιση του συστήματος και όσο ο αριθμός των εξαρτημάτων αυξάνεται η αξιοπιστία του συστήματος μειώνεται. Τα αναλογικά εξαρτήματα εισάγουν ζητήματα ανοχών και οι αναβαθμίσεις είναι δύσκολες αφού όλη η σχεδίαση είναι υλοποιημένη αποκλειστικά σε επίπεδο υλικού.

Τα ψηφιακά συστήματα προσφέρουν βελτιώσεις σε σχέση με τις αναλογικές σχεδιάσεις. Σαν αποτέλεσμα η ολίσθηση εξαλείφεται δεδομένου ότι οι περισσότερες λειτουργίες εκτελούνται ψηφιακά, ακόμα αναβαθμίσεις μπορούν να γίνουν εύκολα στο λογισμικό και ο αριθμός των εξαρτημάτων είναι επίσης μειωμένος αφού τα ψηφιακά συστήματα μπορούν να χειριστούν διάφορες λειτουργίες μέσα στον επεξεργαστή χωρίς την ανάγκη για υλοποίηση τους με εξωτερικά κυκλώματα.

Οι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος (DSP) προχωράμε ένα βήμα μπροστά παρέχοντας υψηλή ταχύτητα, υψηλή ανάλυση και αλγορίθμους sensorless προκειμένου να μειωθεί το κόστος του συστήματος. Η παροχή ενός πιο ακριβούς έλεγχου για την επίτευξη καλύτερης κατανάλωση ή επιδόσεων ακτινοβολίας σημαίνει συχνά εκτέλεση περισσότερων υπολογισμών. Η χρήση εντολών πολλαπλασιασμού και πρόσθεσης ενός κύκλου που περιλαμβάνονται στα DSP επιταχύνει τους υπολογισμούς.

Γενικά τα DSP με αριθμητική σταθερής υποδιαστολής προτιμούνται για τον έλεγχο κινητήρων για δυο λόγους. Πρώτων τα DSP σταθερής υποδιαστολής κοστίζουν λιγότερο σε σχέση με τα DSP κινητής υποδιαστολής. Δεύτερων για τις περισσότερες εφαρμογές ένα δυναμικό εύρος 16 bits είναι αρκετό. Όταν και οπότε είναι απαραίτητο το δυναμικό εύρος μπορεί να αυξηθεί σε έναν επεξεργαστή σταθερής υποδιαστολής κάνοντας υπολογισμούς κινητής υποδιαστολής μέσω λογισμικού.

### 8.2.2 DSC (*digital signal controller*)

Με τον όρο DSC εννοούμε ένα chip που περιλαμβάνει έναν μικροελεγκτή και ένα DSP (digital signal processor). Βασικό στοιχείο είναι η ύπαρξη διακοπής (interrupt) σε αυτό το είδος των υβριδικών chip χαρακτηριστικό που έρχεται από την οικογένεια των μικροελεγκτών, φυσικά συναντάμε και όλα τα άλλα χαρακτηριστικά των μικροελεγκτών όπως το πλήθος ενσωματωμένων περιφερειακών. Αυτά όλα όμως συνδυάζονται με χαρακτηριστικά από την μεριά των DSP όπως πολλαπλασιασμός σε έναν κύκλο μηχανής. Σε αυτή την κατηγορία ανήκει και η σειρά dsPIC της Microchip που χαρακτηρίζονται από τα ακόλουθα πλεονεκτήματα:

- Ταυτόχρονη διπλή εισαγωγή δεδομένων (dual data fetch)
- Δυο συσσωρευτές των 40bit με προαιρετική λογική κορεσμού
- 17bit x 17bit μονού κύκλου πολλαπλασιαστή ακεραίων ή δεκαδικών
- Όλες οι DSP εντολές εκτελέσιμες σε έναν κύκλο
- 16bit δεξιά ή αριστερή ολίσθηση σε έναν κύκλο

### 8.2.3 Πλεονεκτήματα των ελεγκτών DSP

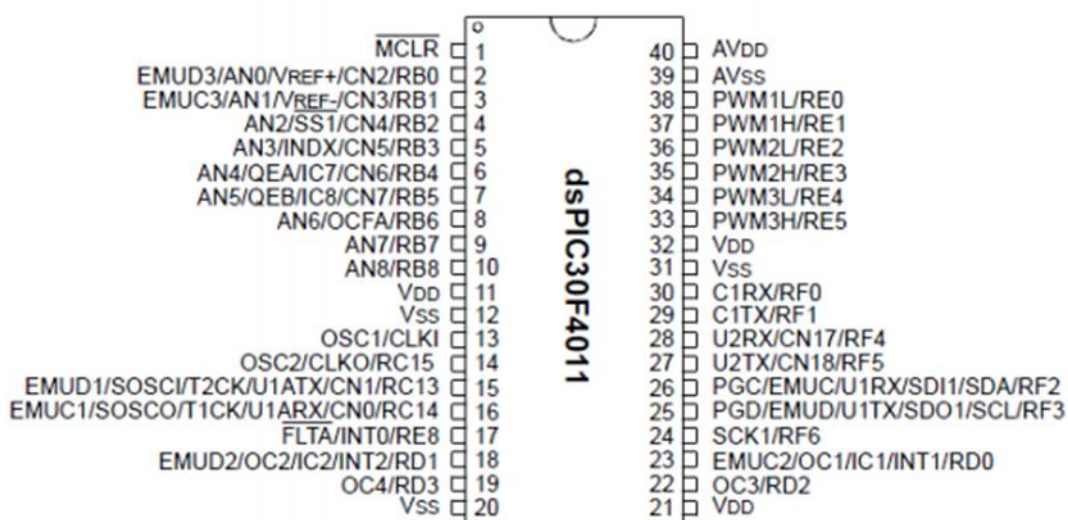
Οι επιδόσεις ενός brushless κινητήρα μόνιμου μαγνήτη εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από τον έλεγχο του. Οι ελεγκτές DSP κάνουν δυνατή την χρήση πολύπλοκων αλγορίθμων πραγματικού χρόνου καθώς και την υλοποίηση ελέγχου χωρίς την χρήση αισθητήρων. Ο συνδυασμός και των δυο επιτρέπει τόσο την μείωση του αριθμού των εξαρτημάτων ώστε να επιτευχθεί μείωση του κόστους του συστήματος. Ένας ισχυρός επεξεργαστής όπως είναι ένας ελεγκτής DSP προσφέρει τα εξής:

- ευνοεί τη μείωση του κόστους του συστήματος μέσω του αποτελεσματικού ελέγχου σε όλες τις ταχύτητες που σημαίνει σωστή διαστασιολόγηση των κυκλωμάτων της μονάδας ισχύος.
- εκτελεί αλγορίθμους υψηλού επιπέδου που επιτρέπουν τη μείωση της κυμάτωσης της ροπής, με αποτέλεσμα τόσο την μείωση των κραδασμών όσο και την αύξηση του χρόνου ζωής.
- επιτρέπει τη μείωση των αρμονικών χρησιμοποιώντας προηγμένους αλγόριθμους, ώστε να ανταποκριθεί ευκολότερα στις απαιτήσεις και παράλληλα να μειωθεί το κόστος των φίλτρων

- καταργεί τους αισθητήρες θέσης ή ταχύτητας με την εφαρμογή αλγορίθμων sensorless
- μειώνει τον αριθμό των πινάκων look-up γεγονός που μειώνει το μέγεθος της μνήμης που απαιτείται
- δημιουργία σε πραγματικό χρόνο ομαλών (σχεδόν βέλτιστων) προφίλ αναφοράς έχει σαν αποτέλεσμα βελτίωση της απόδοσης
- ελέγχει την μεταγωγή των αντιστροφών ισχύος και παράγει εξόδους PWM υψηλής ανάλυσης
- Παρέχει σύστημα ελέγχου σε ένα ενιαίο chip

### 8.3 Ο μικροελεγκτής dsPIC30F4011

Ο μικροελεγκτή που χρησιμοποιούμε στην παρούσα πτυχιακή ανήκει στην οικογένεια PIC που παράγεται από την εταιρία Microchip Inc. Αυτή η οικογένεια μικροελεγκτή περιλαμβάνει εκατοντάδες διαφορετικά chips τα οποία είναι ομαδοποιημένα σε διάφορες κατηγορίες προϊόντων. Μικροελεγκτές με παρόμοια χαρακτηριστικά με εκείνα αυτών της οικογένειας PIC είναι διαθέσιμα από πολλούς άλλους κατασκευαστές όπως Atmel, Texas Instruments και άλλες. Εμείς επιλέξαμε τον μικροελεγκτή dsPIC30F4011 της Microchip.



Σχήμα: Μικροελεγκτής dsPIC30F4011

Όπως όλα τα chips που ανήκουν στην οικογένεια 30F έτσι και ο dsPIC30F4011 είναι ένας 16-bit μικροελεγκτής. Αυτό σημαίνει ότι καθένας από τους καταχωρητές

του (θέσεις μνήμης) αποθηκεύουν έναν 16-bit δυαδικό αριθμό. Ο dsPIC που χρησιμοποιούμε είναι σε 40-pin dual in-line package(DIP). Με τον όρο package εννοούμε το πραγματικό σώμα του chip δηλαδή το μπλοκ από σκούρο πλαστικό μέσα το οποίο είναι εγκλεισμένα τα μικροσκοπικά ολοκληρωμένα κυκλώματα πυριτίου. Το package DIP έχει δεδομένο μέγεθος και απόσταση ακροδεκτών το οποίο μάλιστα το κάνει κατάλληλο για χρήση σε breadboard. Βέβαια ο ίδιος ακριβώς dsPIC μπορεί να αγοραστεί σε πολύ μικρότερο package για επιφανειακή τοποθέτηση (τεχνολογία SMT) αλλά αυτό το μέγεθος δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί εύκολα σε breadboard. Οπότε το DIP package κρίνεται το πλέον κατάλληλο για πειράματα και ανάπτυξη καινούργιας εφαρμογής και γι'αυτό επιλέχθηκε και στην παρούσα πτυχιακή.

Ακολουθούν παρακάτω οι βασικοί λόγοι για τους οποίους επιλέχτηκε ο dsPIC30F4011 για την παρούσα πτυχιακή.

- Είναι επεξεργαστής της κατηγορίας dsp (digital signal processing) πράγμα που τον κάνει κατάλληλο για εκτέλεση ταχύτατα πολύπλοκων υπολογισμών ψηφιακών σημάτων πράγμα ουσιώδες στον έλεγχο bldc κινητήρων
- Επειδή ο 30F4011 είναι ειδικά προσανατολισμένος σε εφαρμογές ελέγχου κινητήρων αφού παρέχει τρία ανεξάρτητα ζεύγη από εξόδους PWM. Πράγμα που παρέχει την δυνατότητα για βολικό έλεγχο τριφασικών και μονοφασικών γεφυρών.
- Είναι διαθέσιμος σε μορφή DIP το οποίο τον κάνει κατάλληλο για χρήση σε breadboard και δημιουργία πρωτοτύπων
- Έχει μεγάλο εύρος στην τάση τροφοδοσίας που μπορεί να λειτουργήσει (2.5-5.5V). Αυτό σημαίνει ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί με πλήθος από διαφορετικές πηγές τροφοδοσίας όπως μπαταρίες και μπορεί να συνεργαστεί εύκολα με άλλα chips τα οποία είναι λιγότερα ελαστικά ως προς την τάση που μπορούν να εργαστούν
- Είναι αρκετά στιβαρός όσον αφορά την αντοχή του σε λάθη κατά την σύνδεση για παράδειγμα μπορεί να αντέξει τάσεις που από σφάλμα εφαρμόζονται σε λάθος ακροδέκτη χωρίς να καταστραφεί. Πράγμα που τον κάνει ιδανικό για δοκιμές.
- Έχει διαθέσιμα 9 αναλογικές εισόδους ανάλυσης 10bit
- Επειδή έχει 40 ακροδέκτες διαθέτει πλήθος από διαθέσιμα pins ψηφιακών εισόδων εξόδων για διασύνδεση περιφερικών
- Ο dsPIC είναι φτηνός και δεν είναι δύσκολο να βρεθεί στην αγορά. Η ακριβής τιμή διαφέρει ανάλογα τον προμηθευτή και την ποσότητα αλλά σαν γενική αρχή η

τιμή του κυμαίνεται μεταξύ 4 και 5 ευρώ σε μικρές ποσότητες. Προφανώς υπάρχουν πλήθος μικροελεγκτών σε πολύ χαμηλότερες τιμές αλλά για την δεδομένη εφαρμογή έχει πολύ καλή τιμή προς απόδοση.

- Το αναπτυξιακό πρόγραμμα (MPLAB και ο μεταγλωττιστής C30) είναι διαθέσιμα δωρεάν
- Ο dsPIC μπορεί να προγραμματιστεί με την χρήση του PICkit3 USB programmer το οποίο κοστίζει μόνο 50 ευρώ και παρέχει πολλές χρήσιμες δυνατότητες

Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι η βασικές αρχές λειτουργίας είναι οι ίδιες για όλα τα chips της σειράς 30F οπότε η γνώση προγραμματισμού ενός μικροελεγκτή της σειράς μπορεί να μεταφερθεί εύκολα σε άλλα μοντέλα παρέχοντας έτσι ευελιξία στην επιλογή που θα γίνει στην τελική εφαρμογή.

Ο μικροελεγκτής dsPIC30f4011 υποστηρίζει δυο τύπους πακέτων εντολών: τις εντολές MCU και τις εντολές DSP. Τα δυο αυτά είδη είναι ενσωματωμένα στην αρχιτεκτονική και εκτελούνται από μια μονάδα εκτέλεσης. Το πακέτο εντολών περιλαμβάνει πολλούς τρόπους διευθυνσιοδότησης και είναι σχεδιασμένο για τη βέλτιστη αποτελεσματικότητα του C compiler.

Η μνήμη του μικροελεγκτή και όλοι οι καταχωρητές είναι οργανωμένοι σε μήκος των 16-bit. Η μνήμη δεδομένων μπορεί να διευθυνσιοδοτηθεί με 32K words ή 64Kbytes και είναι χωρισμένη σε δυο μπλοκ που αναφέρονται σαν X και Y μνήμη δεδομένων. Κάθε μπλοκ μνήμης έχει τη δική του ανεξάρτητη μονάδα παραγωγής μνήμης (AGU). Οι MCU εντολές λειτουργούν αποκλειστικά διαμέσου της X μνήμης AGU. Κάποιες DSP εντολές λειτουργούν μέσα και από την X και από την Y μνήμη AGU, για να υποστηρίξουν αναγνώσεις διπλών τελεστών που χωρίζουν τα δεδομένα της διευθύνσεις σε δυο μέρη. Η μνήμη δεδομένων προσπελαύνεται χρησιμοποιώντας δυο μονάδες παραγωγής διευθύνσεων (AGU) και διαφορετικούς δρόμους δεδομένων. Η μνήμη RAM μπορεί να συνδεθεί μέσω διαύλου προγράμματος μνήμης σε συσκευές με έναν εξωτερικό δίαυλο και να χρησιμοποιείται ώστε να επεκτείνει την εσωτερική RAM.

## 8.4 Περιφερειακές Μονάδες του dsPIC30F4011

### 8.4.1 Θύρες Εισόδου Εξόδου

Ο μικροελεγκτής έχει 5 θύρες ψηφιακών εισόδων-εξόδων και για τον περιορισμό του αριθμού των ακίδων έχει γίνει πολυπλεξία των σημάτων αυτών με τις εξόδους των υπόλοιπων περιφερικών, Όταν ένα περιφερικό είναι ενεργοποιημένο και χρησιμοποιεί κάποια έξοδο, τότε το αντίστοιχο pin παύει να αποτελεί είσοδο-έξοδο γενικού σκοπού. Η ενεργοποίηση της κάθε ακίδας γίνεται από τον κώδικα μέσω ορισμένων καταχωρητών ειδικής λειτουργίας (SRF). Υπάρχει η περίπτωση κάποιο περιφερικό να είναι ενεργοποιημένο αλλά να μην χρησιμοποιεί όλα τα pins που του αντιστοιχούν. Τότε, οι αδρανείς ακίδες μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως είσοδοι η εξοδοι γενικού σκοπού. Η λειτουργία του κάθε ακροδέκτη προσδιορίζεται από μια ομάδα τριών καταχωρητών. Η ενεργοποίηση της κάθε ακίδας ως είσοδο η έξοδο γίνεται από τον κώδικα μέσω των καταχωρητών TRISx, όπου x το χαρακτηριστικό γράμμα της θύρας. Αν το bit κατεύθυνσης δεδομένων είναι λογικό 1 τότε ο ακροδέκτης είναι είσοδος. Σε περίπτωση επανεκκίνησης όμως (reset) όλοι οι ακροδέκτες θυρών καθορίζονται ως είσοδοι. Ο καταχωρητής LATx παρέχει δεδομένα στις εξόδους, ενώ διαβάζοντας τον καταχωρητή PORTx ενημερωνόμαστε για την κατάσταση των εισόδων.

Σε περίπτωση ύπαρξης μη έγκυρων ψηφίων, συσχετισμένων δεδομένων η καταχωρητών σε μια συγκεκριμένη συσκευή, τότε αυτή απενεργοποιείται. Αυτό σημαίνει ότι οι καταχωρητές LATx και TRISx και ο αντίστοιχος ακροδέκτης θα αναγνωσθούν ως μηδέν. Όταν ένας ακροδέκτης μοιράζεται με μια άλλη συσκευή η λειτουργία που έχει οριστεί μόνον ως είσοδος, τότε αυτός θεωρείται ως αποκλειστική θύρα, επειδή δεν υπάρχει άλλη ανταγωνιστική πηγή εξόδων.

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

Μια παράλληλη θύρα που μοιράζεται έναν ακροδέκτη με ένα περιφερικό είναι γενικά υπάκουη στην περιφερική συσκευή. Τα δεδομένα του απομονωτή εξόδου του περιφερικού και τα σήματα ελέγχου οδηγούνται σε ένα ζευγάρι πολυπλεκτών. Οι



πολυπλέκτες αυτοί επιλέγουν το αν το περιφερειακό ή η αντίστοιχη θύρα θα χρησιμοποιήσουν τα δεδομένα εξόδου και τα σήματα ελέγχου του.

Η χρήση των καταχωρητών ADPCFG και TRISx ελέγχει τη λειτουργία των αναλογικών ακροδεκτών. Οι ακροδέκτες θυρών που επιθυμούμε να είναι αναλογικές εισοδοί πρέπει να έχουν το αντίστοιχο ψηφίο του καταχωρητή TRISx ενεργοποιημένο, δηλαδή λογικό1. Αναλογικά επίπεδα σε οποιοδήποτε ακροδέκτη που έχει καθαρισθεί ως ψηφιακή είσοδος, συμπεριλαμβανομένων και των ακροδεκτών ANx, μπορεί να οδηγήσουν τον απομονωτή να καταναλώσει ρεύμα πέραν των προδιαγραφών της συσκευής. Ένας κύκλος εντολής απαιτείται για την εναλλαγή της τιμής μιας θύρας ή μεταξύ της εγγραφής και της ανάγνωσης της ίδιας θύρας. Τυπικά μια τέτοια εντολή είναι μια NOP.

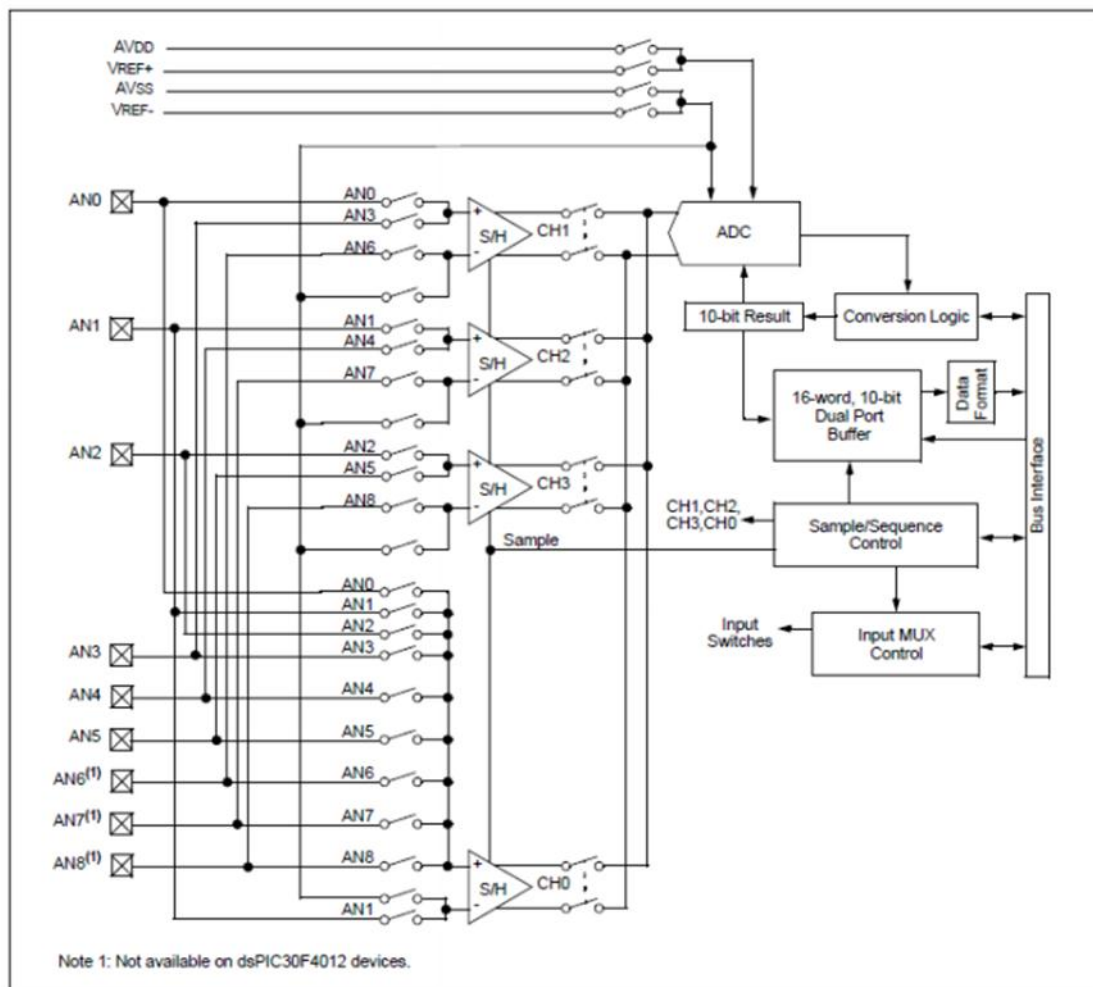
#### **8.4.2 Μετατροπείας αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (A/D Converter)**

Η μονάδα μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα διαθέτει 9 κανάλια εισόδου. Αυτά τα 9 κανάλια συνδέονται σε 4 μονάδες δειγματοληψίας και αποθήκευσης (Sample and Hold-S/H). Η δειγματοληψία των σημάτων μπορεί να είναι σειριακή η παράλληλη, ενώ η μετατροπή σε ψηφιακό σήμα είναι σειριακή. Ο μέγιστος δυνατός ρυθμός δειγματοληψίας μπορεί να φτάσει το 1Msps για δειγματοληψία ενός μόνο καναλιού χρησιμοποιώντας δυο S/H για το ίδιο σήμα. Αν τα υπό δειγματοληψία σήματα είναι περισσότερα, ο ρυθμός δειγματοληψίας μειώνεται ανάλογα. Το κύκλωμα βασίζεται σε μια αρχιτεκτονική με καταχωρητή επιτυχούς προσέγγισης. Ο μετατροπείας έχει 16 αναλογικές εισόδους οι οποίες πολυπλέκονται σε 4 sample and hold ενισχυτές που δειγματοληπτούν και αποθηκεύουν προσωρινά το σήμα. Η έξοδος των ενισχυτών αυτών είναι ουσιαστικά η είσοδος στο μετατροπεία, ο οποίος και παράγει το αποτέλεσμα. Η τάση- επίπεδο αναφοράς είναι επιλέξιμη μέσω λειτουργικού και αντιστοιχεί στο επίπεδο παροχής της συσκευής (AVDD/AVSS) είτε στην τάση στους ακροδέκτες VREF+/VREF-. Η μονάδα μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό μπορεί να μετατρέπει οποιοδήποτε αναλογικό σήμα εύρους 0-5V σε ψηφιακό σήμα των 10bit. Ο μετατροπείας έχει έξι καταχωρητές 16 ψηφίων που καθορίζουν τη λειτουργία του:

- ο καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας ADCON1
- ο καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας ADCON2

- ο καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας ADCON3
- ο καταχωρητής ADCHS που συνδέει τις επιθυμητές εισόδους στα κανάλια δειγματοληψίας και αποθήκευσης (S/H)
- ο καταχωρητής ADPCFG που επιλέγει αν οι ακίδες θα χρησιμοποιηθούν σαν αναλογικές εισόδους ή σαν ψηφιακές εισόδους/έξοδοι γενικού σκοπού
- ο καταχωρητής ADCSSL που επιλέγει σε ποιες εισόδους θα γίνει ακολουθιακή δειγματοληψία

Μέσω αυτών των καταχωρητών μας προσφέρεται η δυνατότητα διαφορικής μέτρησης α) μεταξύ σημάτων, β) μεταξύ σημάτων και γης και γ) μεταξύ σήματος και ενός pin αναφοράς.



Σχήμα: Εσωτερική δομή της μονάδας A/D

Οι τρεις καταχωρητές ελέγχου (ADCON1, ADCON2 και ADCON3) ελέγχουν τη λειτουργία του μετατροπέα. Περιέχουν επιμέρους ψηφία, που το καθένα επιτελεί διαφορετική εργασία, η οποία συνήθως είναι η έναρξη ή η λήξη μιας διαδικασίας. Ο καταχωρητής (ADCHS) αρχικοποιεί τους ακροδέκτες ως αναλογικές εισόδους ή ως ψηφιακή είσοδο/έξοδο. Ο ADCSSL καθορίζει από ποιες εισόδους θα γίνει η δειγματοληψία, ενώ υπάρχουν και 16 καταχωρητές από ADCBUF0 έως ADCBUFF, στους οποίους αποθηκεύεται το αποτέλεσμα. Εδώ να σημειωθεί ότι η μνήμη έχει εύρος 10 ψηφίων, αλλά διαβάζεται με ένα πρότυπο 16 ψηφίων.

Αφού αρχικοποιηθεί ο μετατροπέας η διαδικασία της δειγματοληψίας ξεκινά με την ενεργοποίηση του SAMP bit. Όταν δε τελειώνει μια δειγματοληψία και μετατροπή του σήματος, το αποτέλεσμα αποθηκεύεται σε έναν από τους προαναφερθέντες καταχωρητές και η σημαία διακοπής ADIF ενεργοποιείται μετά από τον αριθμό των δειγματοληψιών που χει οριστεί από το SAMP bit.

Τα βασικά βήματα που πρέπει να γίνουν για την ενεργοποίηση και το σωστό προγραμματισμό του μετατροπέα ώστε να μετατρέψει μια αναλογική τάση σε ψηφιακή είναι τα εξής:

1. Επιλογή των ακίδων ως αναλογικές εισόδους ADPCFG<15:0>
2. Επιλογή της τάσης αναφοράς ώστε να ταιριάζει με το εύρος της αναλογικής τάσης εισόδου ADCON2<15:13>
3. Επιλογή του ρολογιού μετατροπής ώστε να ταιριάζει ο επιθυμητός ρυθμός δειγματοληψίας με το ρολόι του επεξεργαστή ADCON3<5:0>
4. Προσδιορισμός των S/H καναλιών που θα χρησιμοποιηθούν ADCON2<9:8> και ADDCFG<15:0>
5. Προσδιορισμός στο είδος της δειγματοληψίας (σειριακή/παράλληλη) ADCON1<3> και ADCSSL<15:0>
6. Προσδιορισμός της διασύνδεσης μεταξύ των αναλογικών εισόδων και καναλιών S/H ADCHS<15:0>
7. Επιλογή της κατάλληλης ακολουθίας δειγματοληψίας μετατροπής ADCON1<7:0> και ADCON2<12:8>
8. Επιλογή της μορφής του ψηφιακού αποτελέσματος ADCON1<9:8>
9. Επιλογή του ρυθμού διακοπών ADCON2<5:9>
10. Ενεργοποίηση της μονάδας ADC ADCON1<15>

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

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

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

### 8.4.3 Μονάδα PWM

Για την παραγωγή των κατάλληλων παλμοσειρών θα χρησιμοποιηθεί το περιφερικό PWM. Η μονάδα παραγωγής παλμών PWM προσφέρει πολλές δυνατότητες και συνοπτικά έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Διαθέτει 6 ακροδέκτες (pin) εισόδων/ εξόδων της PWM με τρεις παραγωγούς λόγου κατάτμησης.
- Δίνει τη δυνατότητα αλλαγών της συχνότητας της PWM σε πραγματικό χρόνο.
- Προσφέρει διάφορες δυνατότητες παραγωγής παλμών, όπως:
  1. Single Pulse τρόπος παραγωγής παλμών
  2. Center Aligned PWM
  3. Edge Aligned PWM
- Διαθέτει συγκριτή «ειδικού γεγονότος» για τη διευθέτηση άλλων περιφερειακών

Στον μικροελεγκτή dsPIC30F4011 υπάρχουν τρεις γεννήτριες διαμόρφωσης παλμών PWM οι οποίες παράγουν δυο σήμα η κάθε μια, το σήμα High και το σήμα Low ( $PWM1H-PWM1L$ ,  $PWM2H-PWM2L$ ,  $PWM3H-PWM3L$ ) τα οποία μπορούν να είναι συμπληρωματικά η ανεξάρτητα μεταξύ τους γεγονός που κάνει τον συγκεκριμέ-

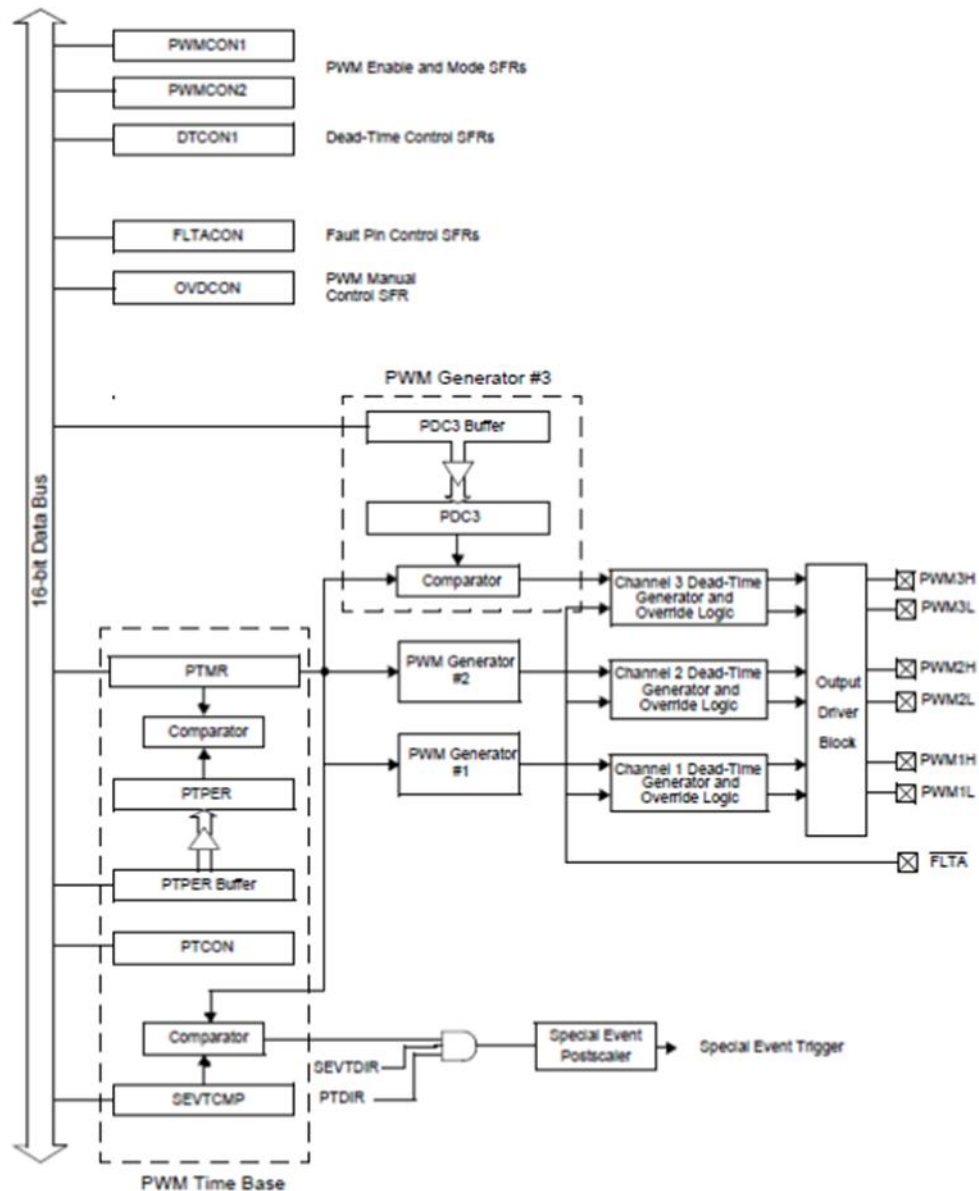
νο μικροελεγκτή κατάλληλο για τον έλεγχο μονοφασικών η τριφασικών διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος.

Ο έλεγχος του περιφερικού παραγωγής παλμών PWM γίνεται μέσω καταχωρητών ειδικής λειτουργίας οι οποίοι είναι ειδικότερα οι παρακάτω:

- PTCON: καταχωρητής ελέγχου χρονισμού
- PTMR: καταχωρητής χρονισμού
- PTPER: καταχωρητής περιόδου
- PWMCON1: καταχωρητής ελέγχου
- PWMCON2: καταχωρητής ελέγχου
- PDC1: καταχωρητής λόγου κατάτμησης της γεννήτριας PWM1
- PDC2: καταχωρητής λόγου κατάτμησης της γεννήτριας PWM2
- PDC3: καταχωρητής λόγου κατάτμησης της γεννήτριας PWM3

Η PWM μπορεί να λειτουργήσει με 4 τρόπους που καθορίζονται από τον PTCON:

1. Free running mode, όπου ο PTMR αυξάνεται προς μία κατεύθυνση μέχρι να γίνει ίσος με τον PTPER (δημιουργία PWM μέσω ράμπας)
2. Single event mode, όπου παράγεται μόνο ένας παλμός
3. Up/down counting mode, με τον PTMR αυξάνει την τιμή του μέχρι να γίνει ίσος με τον PTPER και ύστερα τη μειώνει μέχρι να μηδενιστεί, όπου η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται (δημιουργία PWM μέσω τριγώνου)
4. Up/down counting mode with double updates, όπου ισχύει η ίδια αρχή λειτουργίας με την προηγούμενη, με τη διαφορά ότι υπάρχει δυνατότητα αλλαγής του λόγου κατάτμησης δύο φορές μέσα σε μία περίοδο



Σχήμα: Λειτουργικό διάγραμμα του περιφερειακού Motor Control PWM

Πρέπει να σημειωθεί ότι η μονάδα PWM έχει την δυνατότητα εισαγωγής νεκρού χρόνου δηλαδή χρόνου καθυστέρησης ανόδου μεταξύ των σημάτων High και Low για τον έλεγχο διατάξεων τύπου γέφυρας, καθώς και τη δυνατότητα για έλεγχο μέσω ράμπας η τριγωνικής κυματομορφής όπως είδαμε και παραπάνω.

Η χρονική βάση της γεννήτριας PWM παρέχεται από έναν χρονιστή 15-bit μαζί με έναν prescaler και έναν postscaler και καθορίζεται μέσω του PTMR SFR. Το PTMR bit είναι μόνο ανάγνωσης και υποδηλώνει τον τρόπο μέτρησης της χρονικής βάσης της PWM. Αν η τιμή του ισούται με λογικό «0» μετράει αυξητικά, ενώ αντίθετα, αν είναι λογικό «1» μετράει μειωτικά. Η χρονική βάση της PWM τροποποιείται μέσω

του PTCON SRF και ενεργοποιείται η απενεργοποιείται μέσω του PTEN bit. Το PTPER SFR θέτει την περίοδο μέτρησης για τον PTMR. Ο χρήστης πρέπει να εγγράψει μια 15-bit τιμή στον PTPER. Οι παλμοί PWM παράγονται μέσω της σύγκρισης του μετρητή PTMR με τον καταχωρητή PDCx. Όταν οι δυο αυτοί καταχωρητές είναι ίσοι παράγεται παλμός στην έξοδο μέχρι η τιμή του PTMR γίνει ίση με την τιμή του PTPER, μόλις συμβεί αυτό είτε μηδενίζεται η χρονική βάση είτε αντιστρέφεται η κατεύθυνση μέτρησης στον επόμενο κύκλο ρολογιού, ανάλογα με την επιλεγμένη μέθοδο λειτουργίας της γεννήτριας PWM.

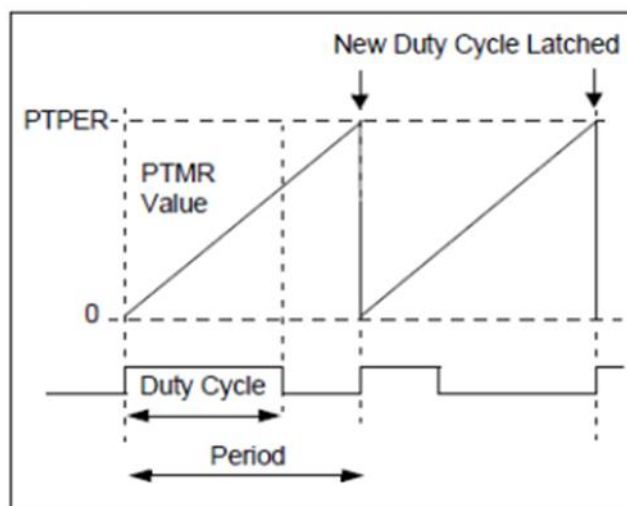
Η βάση χρόνου της PWM μπορεί να οριστεί με τέσσερις διαφορετικούς τρόπους λειτουργίας:

1. Free running mode: Τρόπος ελεύθερης εκτέλεσης
2. Single Shot mode: Απλός στιγμιαίος τρόπος
3. Continuous Up/Down mode: Τρόπος συνεχούς προς τα πάνω/κάτω μέτρησης
4. Continuous Up/Down mode with interrupts for double updates: Τρόπος συνεχούς προς τα πάνω/ κάτω μέτρησης με διακοπές για διπλές ενημερώσεις.

Οι τέσσερις παραπάνω λειτουργίες επιλέγονται μέσω του PTCON και συγκεκριμένα από τα PTMOD <1:0> bits.

### Free Running Mode

Στη λειτουργία αυτή αυτή (PTMOD<1:0>=00), η βάση χρόνου PWM μετράει προς τα πάνω έως ότου βρεθεί η τιμή στον καταχωρητή PTPER. Ο καταχωρητής PTMR θα κάνει reset στην επόμενη ακμή του ρολογιού εισόδου ενώ η βάση χρόνου θα συνεχίσει να μετράει προς τα πάνω όσο το PTEN bit είναι ίσο με 1. Στη λειτουργία Free Running, μια διακοπή (interrupt) παράγεται κάθε φορά που η τιμή του καταχωρητή PTMR γίνεται reset, όταν δηλαδή αυτή συμπέσει με την τιμή του PTPER. Τα postscaler selection bits μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας του χρονοδιακόπτη για να ελαττώσουν τη συχνότητα εμφάνισης διακοπών. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας προσφέρεται για τη δημιουργία PWM μέσω ράμπας (edge aligned)



Εικόνα: Δημιουργία PWM μέσω ράμπας.

### Single-Shote mode

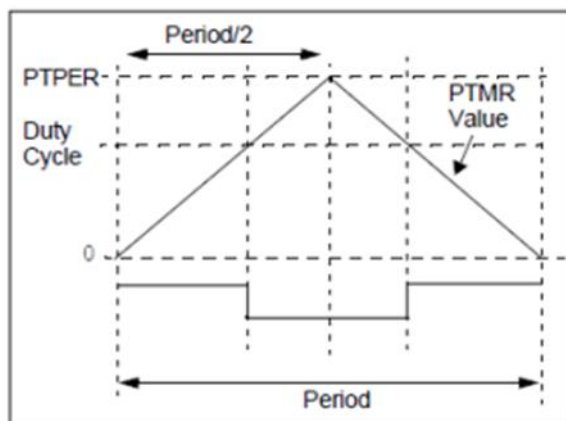
Στην Single Shot λειτουργία, όταν το ψηφίο PTEN γίνει ίσο με 1, η βάση χρόνου της PWM ξεκινάει να μετράει <<προς τα πάνω>>. Όταν η τιμή του καταχωρητή PTMR γίνει ίση με αυτή του καταχωρητή PTPER, ο PTMER θα μηδενιστεί στην επόμενη ακμή του ρολογιού και το ψηφίο PTEN θα μηδενιστεί από το κύκλωμα για να συγκρατήσει τη βάση χρόνου. Όταν έχει επιλεγεί η λειτουργία Single Shot ( $PTMOD<1:0> = 01$ ), μια διακοπή παράγεται όταν συμβαίνει ένα ταίριασμα με τον καταχωρητή PTPER, ακολούθως ο καταχωρητής PTMR μηδενίζεται στην επόμενη παρυφή του ρολογιού και το ψηφίο PTEN θα μηδενιστεί και αυτό.

### Continuous Up/Down mode

Στην Continuous Up/Down λειτουργία ( $PTMOD <1:0> = 10$ ), η χρονική βάση της PWM θα αυξάνει έως ότου γίνει σύμπτωση με την τιμή του PTPER καταχωρητή. Ακολούθως θα αρχίσει να μειώνεται μέχρι να φτάσει την τιμή 0. Το PTDIR bit  $PTMR<15>$  μπορεί μόνο να αναγνωστεί και υποδεικνύει την κατεύθυνση της καταμέτρησης. Το PTDIR bit ενεργοποιείται, μόνο όταν το χρονόμετρο μετράει προς τα κάτω, ενώ όταν η τιμή του καταχωρητή PTMR γίνεται ίση με το μηδέν, τότε μια διακοπή παράγεται και η βάση χρόνου της PWM αρχίζει να μετράει προς τα πάνω. Αυτή η λειτουργία προσφέρεται για δημιουργία παλμών PWM μέσω τριγώνου (center aligned). Επίσης και σ' αυτή την κατάσταση λειτουργίας του χρονοδιακόπτη μπορεί



να χρησιμοποιηθεί η μετακλιμάκωση για να μειώσει τη συχνότητα της εμφάνισης διακοπών.



Εικόνα: Δημιουργία PWM μέσω τριγώνου

Για τον προσδιορισμό του PTPER χρησιμοποιούνται οι ακόλουθες σχέσεις:

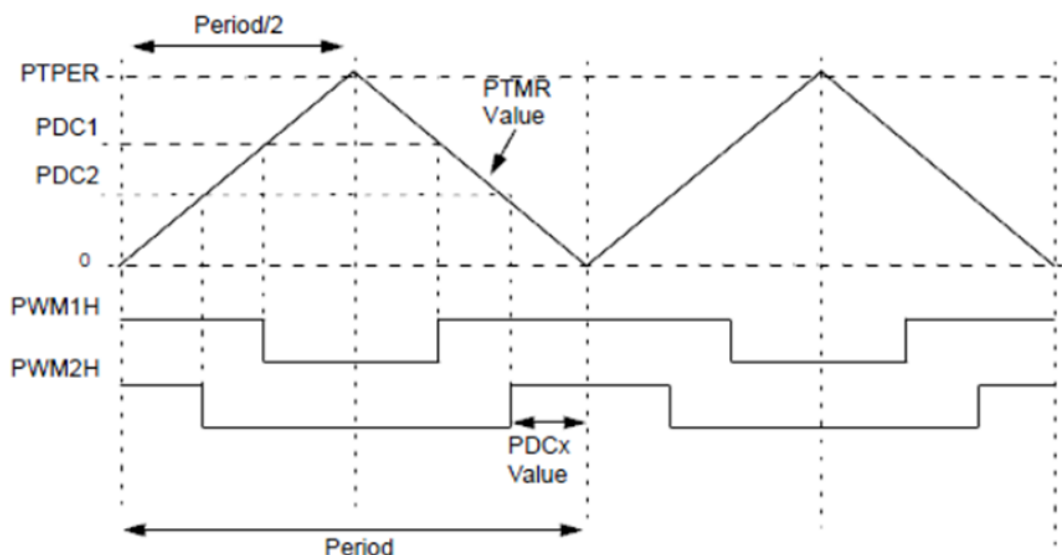
$$T_{PWM} = \frac{2 * T_{CY} * PTPER + 0,75}{PTMR Prescale Value}$$

$$PTPER = \frac{F_{CY}}{F_{PWM} * (PTMR Prescale Value) * 2} - 1$$

Το  $T_{CY}$  είναι η περίοδος του ρολογιού του επεξεργαστή ενώ PTMR Prescale value είναι ο πολλαπλασιαστής του χρονιστή της PWM. Οι τιμές του prescaler μπορεί να είναι (1:1, 1:4, 1:16 ή 1:64)

#### Continuous Up/Down mode with interrupts for double updates

Σε αυτή την περίπτωση (PTMOD<1:0>=11) ακολουθείται η ίδια διαδικασία με την προηγούμενη με το πλεονέκτημα ότι επιτρέπεται η αλλαγή του λόγου κατάτμησης δυο φορές μέσα σε μια περίοδο. Εδώ έχουμε μια διακοπή κάθε φορά που η τιμή PTMR καταχωρητή γίνεται ίση με το μηδέν, καθώς και κάθε φορά που συμπληρώνεται μια περίοδος δηλαδή όταν PTMR=PTPER.



Σχήμα: Απεικόνιση PWM λειτουργία Continuous Up/Down

### Περίοδος της PWM

Ο PTPER είναι ένας 15 bit καταχωρητής που χρησιμοποιείται για να ρυθμίσει την περίοδο για την βάση μέτρησης της PWM. Ο PTPER είναι ένας διπλός αποθηκευτής. Τα περιεχόμενα του μεταφέρονται στον καταχωρητή στις επόμενες περιπτώσεις:

- Στις λειτουργίες Free Running και Single Shot, όταν ο PTMR μηδενίζεται ύστερα από μια εξίσωση με τον PTPER
- Στη λειτουργία Up/Down, όταν ο PTMR καταχωρητής μηδενίζεται

Η τιμή που συγκρατείται στον αποθηκευτή μεταφέρεται αυτόματα στον ομώνυμο καταχωρητή όταν η βάση μέτρησης της PWM είναι απενεργοποιημένη. Η περίοδος της PWM μπορεί να καθορισθεί βάσει του παρακάτω τύπου

$$T_{PWM} = \frac{T_{CY} * PTPER + 1}{PTMR Prescale Value}$$

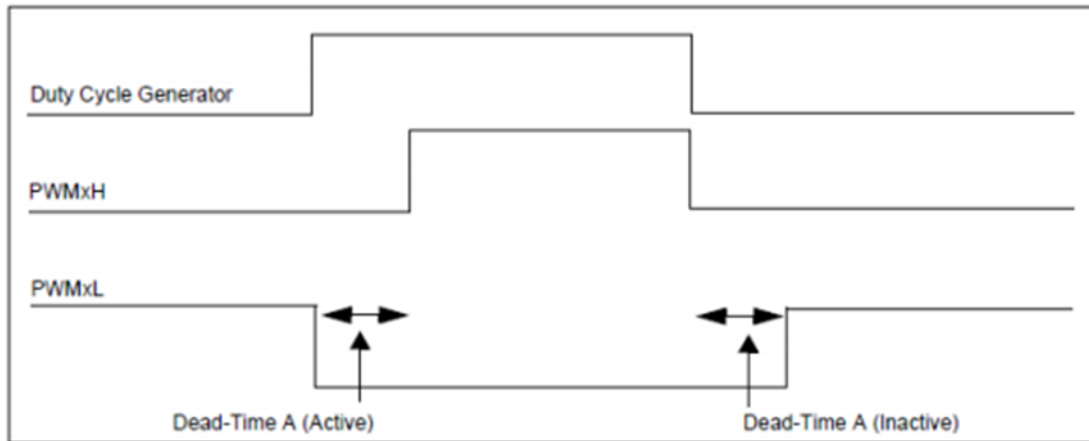
Αν η βάση μέτρησης της PWM έχει ρυθμιστεί για μια από τις λειτουργίες τύπου Up/Down Count, η περίοδος της PWM θα είναι η διπλάσια τιμή που δίνεται από την παραπάνω εξίσωση.

Η μέγιστη ανάλυση σε ψηφία για μια δεδομένη επιλογή ρολογιού και συχνότητας PWM μπορεί να καθορισθεί από την ακόλουθη εξίσωση

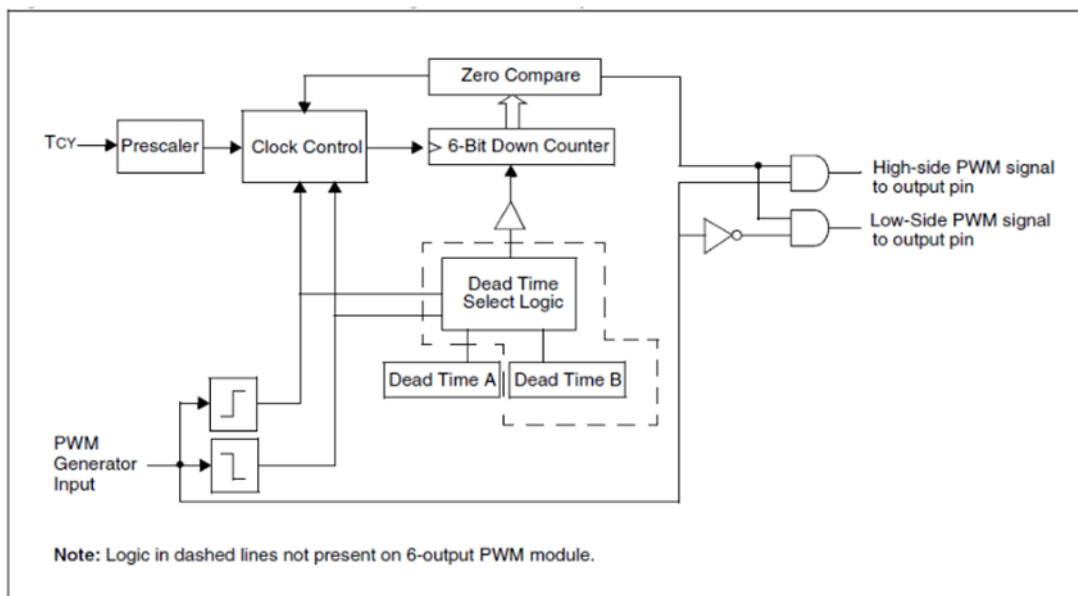
$$Resolution = \frac{\log 2 * T_{PWM}/T_{CY}}{\log 2}$$

### Εισαγωγή νεκρού χρόνου

Επιπλέον, συνίσταται η εισαγωγή κάποιου νεκρού χρόνου μεταξύ της απενεργοποίησης του ενός ακροδέκτη και της ενεργοποίησης του συμπληρωματικού του ακροδέκτη. Η εισαγωγή νεκρού χρόνου στη PWM πραγματοποιείται έπειτα από την δημιουργία των PWM παλμών, ενώ οι καταχωρητές ελέγχου του νεκρού χρόνου είναι οι DTCON1 και DTCON2. Επίσης, μπορούν να χρησιμοποιηθούν 2 διαφορετικοί χρόνοι εισάγοντας την κατάλληλη τιμή στα DTCON1<13:8> ή DTCON1<5:0>



Διάγραμμα: Εισαγωγή νεκρού χρόνου στην PWM



Σχήμα: γεννήτρια παραγωγής και εισαγωγής νεκρού χρόνου

Για τον υπολογισμό του νεκρού χρόνου χρησιμοποιείται η επόμενη εξίσωση:

$$DTCON = \frac{Dead\ Time}{Prescale\ Value * T_{CY}}$$

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

# 9

## *Ανάπτυξη του λογισμικού ελέγχου του κινητήρα*

### *9.1 Αναπτυξιακά εργαλεία και βιβλιοθήκες*

Τα εύκολα στην εκμάθηση αναπτυξιακά εργαλεία για την οικογένεια μικροελεγκτών dsPIC30F της Microchip είναι κατάλληλα για ενσωματωμένα συστήματα ελέγχου κινητήρων. Αυτά τα εργαλεία και οι βιβλιοθήκες λογισμικού είχαν πολύ μεγάλη επιρροή στην απόφαση για την επιλογή αυτής της συσκευής. Τα ακόλουθα εργαλεία και βιβλιοθήκες χρησιμοποιήθηκαν σε αυτή την εργασία.

#### *9.1.1 Εργαλεία υλικού*

Τα κύρια εργαλεία υλικού για τις συσκευές της οικογένειας dsPIC30F που χρησιμοποιούνται είναι τα ακόλουθα.

- Πλακέτες επίδειξης που δίνουν στον σχεδιαστή την δυνατότητα να έχει στην διάθεση του χειροπιαστά παραδείγματα των τεχνολογιών με τις οποίες προτίθενται να εργαστεί.
- In-Circuit Debugger 2 (ICD2) Αυτή η συσκευή δίνει την δυνατότητα προσομοίωσης και δοκιμής του λογισμικού που αναπτύσσετε στο υλικό και τα κυκλώματα για τα οποία προορίζεται καθώς και την φόρτωση του στον dsPIC DSC.

### 9.1.2 Εργαλεία λογισμικού

Τα εργαλεία λογισμικού που είναι διαθέσιμα για την οικογένεια dsPIC30F μπορούν να συνοψιστούν ως ακολούθως.

- MPLAB IDE (Integrated Development Environment) περιλαμβάνει συντάκτη κειμένου, εξομοιωτή λογισμικού, συμβολομεταφραστή και Οπτικό αρχικοποιητή συσκευής (VDI - Visual Device Initializer) ο οποίος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αρχικοποίηση και την ρύθμιση των περιφερειακών. Το MPLAB IDE είναι ένα πανίσχυρο λογισμικό που επιπρόσθετα έχει ένα απλό και φιλικό στον χρήστη περιβάλλον εργασίας. Επίσης είναι διαθέσιμο δωρεάν
- MPLAB C30 Μεταγλωττιστής C ο οποίος προσφέρει μια αποδοτική και οικονομική επιλογή συμβατή με το πρότυπο ANSI για την συγγραφή κώδικα C η μεικτό κώδικα C και assembly.
- Digital Filter Design Tool που μαζί με τον dsPIC αναλύει τα δεδομένα και υλοποιεί τον αλγόριθμο DSP.

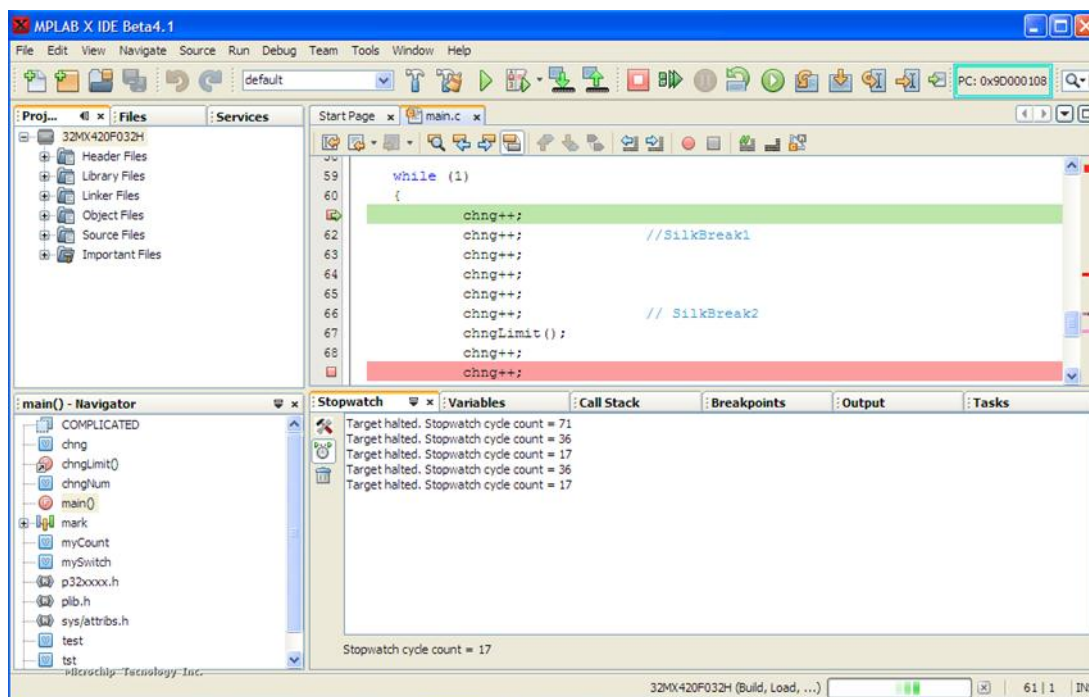
### 9.1.3 Λογισμικό και Βιβλιοθήκες της συσκευής

Η Microchip προσφέρει βιβλιοθήκες ειδικά σχεδιασμένες για την οικογένεια dsPIC30F οι οποίες περιλαμβάνουν:

- Μαθηματική βιβλιοθήκη η οποία παρέχει συναρτήσεις για εκτέλεση διάφορων μαθηματικών πράξεων όπως τριγωνομετρικών, υπερβολικών, λογαριθμικών, δυνάμεων, ριζών κ.τ.λ.
- Βιβλιοθήκες περιφερειακών που παρέχουν συναρτήσεις για πρόσβαση στα περιφερικά της συσκευής.
- DSP βιβλιοθήκη: όλες οι ρουτίνες DSP αναπτύσσονται και βελτιστοποιούνται στην γλώσσα assembly του dsPIC30F και είναι προσβάσιμες από την assembly όσο και από την γλώσσα C.
- Microchip TCP/IP Stack Protocol που υποστηρίζει βιβλιοθήκη για διασύνδεση Ethernet

### 9.1.4 MPLab X

Αυτό το εργαλείο λογισμικού έχει αναπτυχθεί από την Microchip, είναι διαθέσιμο δωρεάν στην ιστοσελίδα της και αποτελεί το βασικό εργαλείο ανάπτυξης της παρούσας εργασίας. Το MPLAB IDE είναι λογισμικό που περιλαμβάνει συντάκτη κειμένου, διαχειριστή έργου, αποσφαλματωτή προγράμματος και διάφορα εργαλεία για την ανάπτυξη προγράμματος για εφαρμογές PIC και dsPIC.



Εικόνα: Η διεπαφή χρήστη του MPLab

Τα κύρια χαρακτηριστικά του MPLab είναι τα ακόλουθα:

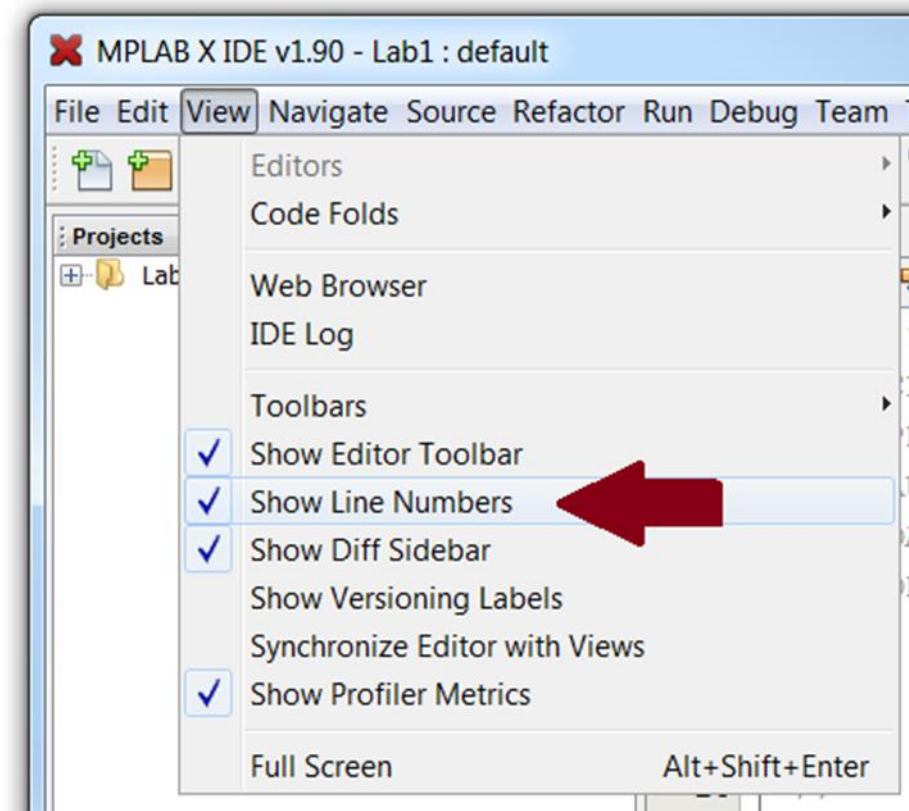
- Σχεδιασμένο να χρησιμοποιείται σε λειτουργικό σύστημα Windows
- Ενσωματωμένος συντάκτης κειμένου με δυνατότητα syntax highlighting
- Δυνατότητα μετατροπής σε assembly, μεταγλώττισης και σύνδεσης
- Δυνατότητα για εκτέλεση του προγράμματος βήμα-βήμα με τον αποσφαλματωτή η σε πραγματικό χρόνο
- Εκτέλεση μετρήσεων σε πραγματικό χρόνο με τον αποσφαλματωτή
- Θέση των τιμών των μεταβλητών και των θέσεων μνήμης με την χρήση των inspection windows
- Προγραμματισμός τους firmware στον μικροελεγκτή μέσω των εργαλείων προγραμματισμού

Όταν δουλεύουμε με τον περιβάλλον ανάπτυξης του MPLAB IDE είναι προτεινόμενο για να γίνεται ευκολότερα η δουλειά του προγραμματισμού να δουλεύουμε με “projects” και αυτά τα project περιέχουν κάποια αρχεία. Κάποια από αυτά χρησιμοποιούνται για να αρχικοποιήσουν κατάλληλα τον μικροελεγκτή, να καθορίσουν τις διαφορετικές περιοχές μνήμης, επανεκκίνηση, κυρίως πρόγραμμα κ.τ.λ. Κάποια άλλα περιέχουν τα συμβολικά ονόματα των καταχωρητών, διευθύνσεις μνήμης κ.τ.λ. Και τέλος τα “projects” έχουν τον κυρίως κώδικα των προγραμμάτων. Αυτή η διαίρεση σε αρκετά αρχεία μαζί με αυτά που ήδη περιέχονται στο περιβάλλον MPLAB IDE απλοποιεί την ανάπτυξη εφαρμογών.

### Menu

Το MPLAB IDE έχει ένα κλασικό μενού στο πάνω μέρος της οθόνης από το οποίο μπορούμε να έχουμε πρόσβαση σε όλες τις λειτουργίες.

Τα μενού File, Edit, Window και Help δεν έχουν κάποιο ειδικό χαρακτηριστικό. Αλλά το μενού View έχει ειδικά χαρακτηριστικά:



Εικόνα: View Menu



Από το View menu μπορούμε να διαμορφώσουμε τις μπάρες εργαλείων, μπορούμε επίσης να δούμε τα βασικά τμήματα του project, όπως την μνήμη προγράμματος, την μνήμη EEPROM, γράφημα της χρησιμοποιούμενης μνήμης, τιμές των διάφορων ακροδεκτών και μεταβλητών από το παράθυρο που ονομάζεται “watch” κ.τ.λ. Αυτό είναι πολύ χρήσιμο στις προσομοιώσεις, επειδή μπορούμε να δούμε την εσωτερική λειτουργία και να ανιχνεύσουμε λάθη που διαφορετικά είναι αδύνατων να ανιχνευτούν.

Ένα άλλο ειδικό μενού είναι το “Project” menu, το οποίο είναι βασικό για την δημιουργία προγραμμάτων και εφαρμογών. Μπορούμε να αρχίσουμε ένα project να το μεταγλωττίσουμε να το κάνουμε build και επίσης να προσθέσουμε αρχεία για να κάνουμε το πρόγραμμα να δουλέψει.

Δεν μπορούμε να δούμε σωστά το “Debugger” μενού αν δεν έχει επιλεγεί το εργαλείο MPLAB SIM. Όταν αυτό είναι επιλεγμένο έχουμε την δυνατότητα να εκτελέσουμε προγράμματα βήμα βήμα να θέσουμε σημεία διακοπής στον κώδικα, να επανεκινήσουμε την εφαρμογή κ.τ.λ.

Το programmer μενού μας επιτρέπει να κάψουμε το firmware στον μικροελεγκτή αν έχουμε τον κατάλληλο προγραμματιστή συνδεδεμένο.

### Δημιουργία ενός Project

Πρώτα απ’ όλα έχουμε να επιλέξουμε ποια γλώσσα προγραμματισμού να χρησιμοποιήσουμε και σε αυτή την περίπτωση επιλέξαμε την C. Ένα καλό πρόγραμμα σε γλώσσα assembly είναι πάντα πιο βέλτιστο σε μέγεθος κώδικα και χρόνο εκτέλεσης αλλά η γλώσσα προγραμματισμού C έχει το πλεονέκτημα της ευκολότερης εκμάθησης και χρήσης καθώς και της αύξησης της απόδοσης κατά το έργο του προγραμματισμού.

Επομένως πρώτα απ’ όλα έχουμε να διαμορφώσουμε το project μας ακολουθώντας τα επόμενα βήματα:

Project -> Project Wizard...

Next

Select module dsPIC30F4011

Select Microchip C30 Toolsuite

Select the name and browse where we want to save the project

Add C:\Program Files\Microchip\MPLAB 30\support\gld\p30f4011.gld

Click Finish, and it is done.

### Συγγραφή του προγράμματος

Μπορούμε να αρχίσουμε την συγγραφή του προγράμματος επιλέγοντας File->New και προσθέτοντας αυτό το αρχείο στο project μας, από το Project Window κάνοντας κλικ στο Source Files -> Add file. Όταν έχουμε τελειώσει την συγγραφή του προγράμματος έχουμε να ελέγξουμε αν όλα είναι σωστά. Για να το κάνουμε αυτό επιλέγουμε:

Project-> Build all.

Κάνοντας αυτό θα δούμε αν στο τέλος της διαδικασίας θα εμφανιστεί BUILD SUCCEEDED το οποίο σημαίνει ότι όλα είναι καλά ή BUILD FAILURE το οποίο σημαίνει ότι έχουμε κάνει κάποιο λάθος στο πρόγραμμα μας, λίγο πάνω από αυτή την γραμμή της αναφοράς μπορούμε να δούμε τις γραμμές του προγράμματος που έχουμε κάνει λάθος. Αν κάνουμε κλικ σε αυτές τις γραμμές μεταφερόμαστε απευθείας στο τμήμα του κώδικα που υπάρχει λάθος.

### Η διαμόρφωση του dsPIC με τον Visual initializer

Visual Initalizer η VDI είναι ένα εργαλείο του MPLAB IDE για να κάνουμε ευκολότερη τη διαμόρφωση του dsPIC. Με το Visual Initializer το μόνο πράγμα που κάνουμε είναι να σύρουμε ότι χρειαζόμαστε να διαμορφώσουμε μέσα στον dsPIC και στην συνέχεια μπορούμε να τα διαμορφώσουμε εύκολα με διαφορετικά παράθυρα. Ο visual Initializer ελέγχει κάποια μη λογικά χαρακτηριστικά στην διαμόρφωση του dsPIC και εμφανίζει μηνύματα λάθους που δείχνουν που είναι η ασυνέπεια. Για ένα έχουμε πρόσβαση σε αυτό το εργαλείο πρέπει να πάμε στο:

Tools -> Visual Initializer

Όπου μπορούμε να επιλέξουμε το package του chip που χρησιμοποιούμε και να προσθέσουμε ότι θέλουμε σέρνοντας τα εικονίδια των αντίστοιχων χαρακτηριστικών μέσα στο chip. Όταν τελειώνουμε επιλέγουμε:

Visual Initializer -> Code Generation Options -> Generate code only for  
features/resources on processor package

Αυτό παράγει έναν κώδικα με ολόκληρη την διαμόρφωση που χρειαζόμαστε σε ένα αρχείο που ονομάζεται “init\_dsPIC30F4011.s” το οποίο μπορούμε να προσθέσουμε στο project μας. Επομένως το μόνο πράγμα που έχουμε να κάνουμε είναι να καλέσουμε τον κώδικα στην αρχή του προγράμματος με την εντολή:

“call\_VisualInitialization”

### Εξομοίωση του προγράμματος

Πολλές φορές χρειάζεται να προσομοιώσουμε ένα πρόγραμμα για να δούμε αν όλα λειτουργούν ή αν ανιχνεύονται λάθη στον τρόπο που λειτουργεί. Για να κάνουμε αυτό υπάρχει το toolbox MPLAB SIM:

Debugger-> Select Tool -> MPLAB SIM

Μετά μπορούμε να προσομοιώσουμε το πρόγραμμα με την επιλογή “run” ή να το προσομοιώσουμε γραμμή-γραμμή με την επιλογή “step into” ή “step over”. Όταν προσομοιώνουμε το πρόγραμμα είναι πολύ χρήσιμο να χρησιμοποιήσουμε κατάλληλα το παράθυρο “view” για να δούμε τι συμβαίνει. Τα σημαντικότερα παράθυρα για μια καλή προσομοίωση είναι:

*Locals*: Μπορούμε να δούμε τις τιμές των τοπικών μεταβλητών

*Watch*: Μπορούμε να επιλέξουμε μεταβλητές που είναι ενδιαφέρουσες για εμάς

*Call Stack*: Μπορούμε να δούμε ποιες command orders έχουν κληθεί.

*Simulator logic analyzer*: Μπορούμε να κάνουμε ένα γράφημα για να δούμε ποιες τιμές έχουν οι διαφορετικές μεταβλητές του προγράμματος μας

*Logic Trace*: Μπορούμε να δούμε την τιμή διαφορετικών εισόδων και εξόδων

Η εξομοίωση έχει επίσης την δυνατότητα για ορίσει εισόδους και εξόδους με την επιλογή του μενού debugger Stimulus -> New workbook . Εδώ μπορούμε να θέσουμε τιμές στους διάφορους ακροδέκτες του PIC για να δούμε πως αποκρίνεται το πρόγραμμα. Η εξομοίωση επιτρέπει να μετρήσουμε τον χρόνο μεταξύ εντολών χρησιμοποιώντας σημεία διακοπής, αυτό είναι πολύ χρήσιμο όταν θέλουμε να γνωρίζουμε την περίοδο του προγράμματος τον χρόνο που καταναλώνεται σε μετατροπές αναλογικού σήματος σε ψηφιακό ή κάτι παρόμοιο.

### **9.1.5 C MPLAB C30 compiler**

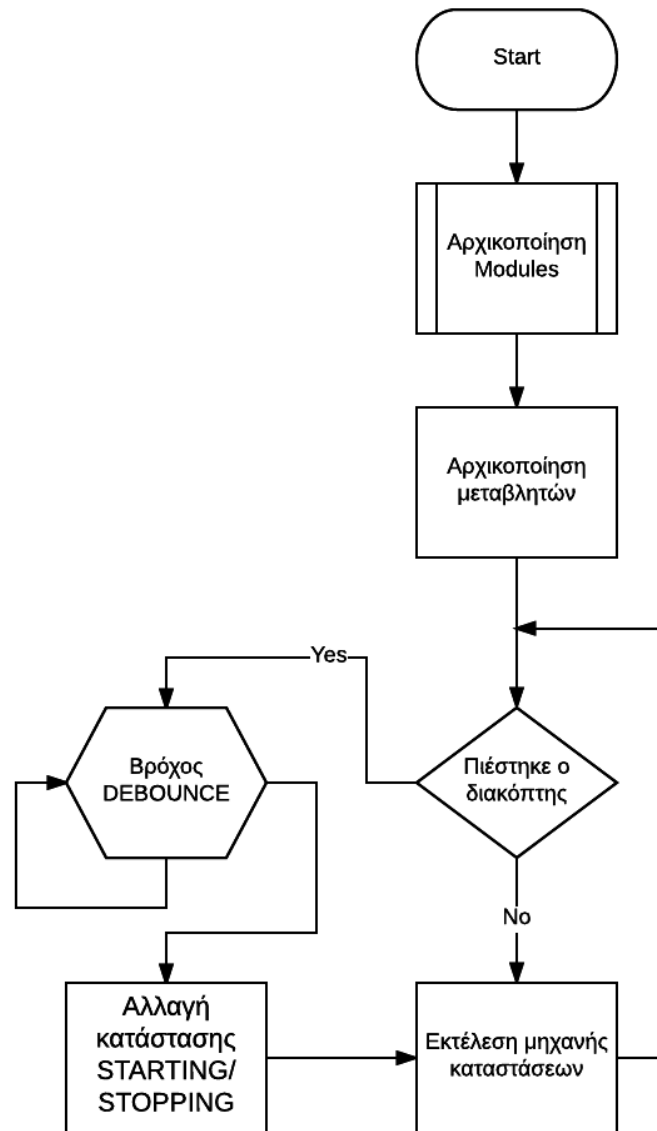
Η Microchip έχει έναν μεταγλωττιστή γλώσσας C που δουλεύει με το MPLAB IDE. Αυτό το εργαλείο δεν είναι δωρεάν για τον καθένα, αλλά υπάρχει μια δοκιμαστική έκδοση 60 ημερών και αν ο μεταγλωττιστής χρησιμοποιηθεί σε εκπαιδευτικά projects μπορούμε να πάρουμε την student version δωρεάν.

## **9.2 Κώδικας ελέγχου του κινητήρα**

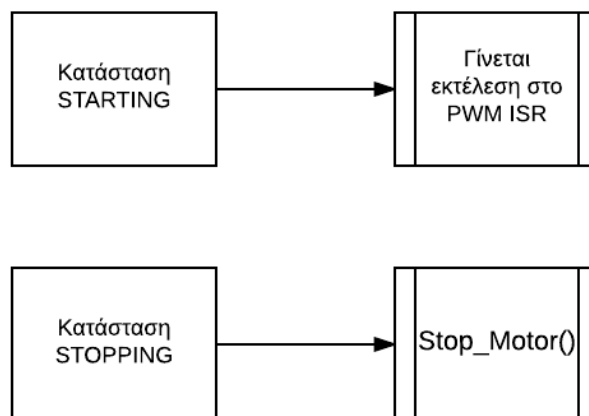
Ο κώδικας ελέγχου του κινητήρα γράφτηκε σε γλώσσα C και συγκεκριμένα μεταγλωττίστηκε με τον compiler C30 της Microchip. Στην ανάπτυξη του λογισμικού βοήθησε ότι ο dsPIC30F4011 είναι ειδικά σχεδιασμένος για εφαρμογές ελέγχου κινητήρων προσφέροντας αρκετές δυνατότητες στον προγραμματιστή όπως η πλήρως παραμετροποιήσιμη μονάδα παραγωγής παλμών PWM. Στην παρούσα υλοποίηση έχει υιοθετηθεί η μέθοδος direct back EMF με την χρήση ψηφιακού φίλτρου συνάρτησης πλειοψηφίας. Η ανάπτυξη του κώδικα βασίστηκε στο application note AN1160. Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται τόσο ο κώδικας του ελέγχου όσο για τα αντίστοιχα διαγράμματα ροής για την ευκολότερη κατανόηση του.

### **9.2.1 Ρουτίνα Main ()**

Αυτή είναι η κύρια ρουτίνα του προγράμματος. Καταρχάς αρχικοποιεί τις μεταβλητές που χρησιμοποιούνται και καλεί τις ρουτίνες αρχικοποίησης των modules του μικροελεγκτή. Επιπρόσθετα εδώ γίνεται και η αρχικοποίηση του PI ελεγκτή. Τέλος εξυπηρετεί την λειτουργία του διακόπτη εκκίνησης-διακοπής της λειτουργίας του κινητήρα αλλάζοντας την μεταβλητή κατάστασης και καλώντας τις αντίστοιχες διαδικασίες.



### Μηχανή Καταστάσεων



Σχήμα: Flowchart ρουτίνας Main ( )

```
int main(void)
{
    /* Διαμόρφωση των ψηφιακών πορτών που είναι πολυπλεγμένες με τα PWMs σαν εξόδους*/
    LATEbits.LATE5 = 0;    //PWM1H3
    TRISEbits.TRISE5 = 0;
    LATEbits.LATE4 = 0;    //PWM1L3
    TRISEbits.TRISE4 = 0;
    LATEbits.LATE3 = 0;    //PWM1H2
    TRISEbits.TRISE3 = 0;
    LATEbits.LATE2 = 0;    //PWM1L2
    TRISEbits.TRISE2 = 0;
    LATEbits.LATE1 = 0;    //PWM1H1
    TRISEbits.TRISE1 = 0;
    LATEbits.LATE0 = 0;    //PWM1L1
    TRISEbits.TRISE0 = 0;

    /*Πόρτα πιεστικού διακόπτη*/
    LATCbits.LATC13 = 0;
    TRISCbits.TRISC13 = 1;

    INTCON1bits.NSTDIS = 0; // Ενεργοποίηση εμφωλευμένων διακοπών
    InitMCPWM();//Διαμόρφωση του MC PWM module
    InitADC10();//Διαμόρφωση του ADC
    InitTMR2();//Διαμόρφωση του TIMER 3, που χρησιμοποιείται
                //για την μέτρηση ταχύτητας
    InitTMR1();//Διαμόρφωση του TIMER 1, που χρησιμοποιείται
                //για τη καθυστέρηση μεταγωγής

    /****** Αρχικοποίηση του PID *****/
#ifndef CLOSELOOPMODE
    //Αρχικοποίηση μεταβλητών του ελεγκτή PI
    DesiredRPM = STARTUP_RPM;

    // φόρτωση των συντελεστών κέρδους PID σε έναν πίνακα;
    PIDGainCoefficients[0] = SpeedControl_P;
    PIDGainCoefficients[1] = SpeedControl_I;
    PIDGainCoefficients[2] = SpeedControl_D;

    //Αρχικοποίηση των μεταβλητών του PIDStructure πριν τον
    //υπολογισμό των όρων K1, K2, και K3
    PIDStructure.abcCoefficients = abcCoefficients;
    PIDStructure.controlHistory = controlHistory;
    PIDCoeffCalc(PIDGainCoefficients, &PIDStructure);
    // Αρχικοποίηση του control history
    PIDInit(&PIDStructure);
    PIDStructure.controlOutput = MIN_DUTY_CYCLE;
    /******

#endif

    //Προεπιλογή κινητήρα σταματημένος
    Flags.RunMotor = 0; // Επαναφορά της σημαίας run
    Flags.Startup = 0; // Όχι ακολουθία εκκίνησης

    Timer2Average = TMR2_MAX;
    trigger_count = 1;
    Flags.nb_delay = 0;
}
```

```
#ifndef OPEN_LOOP_CONTROL
DesiredDuty = MIN_DUTY_CYCLE; //Αρχικοποίηση των τιμών του PWM
#else
DesiredRPM = STARTUP_RPM;
#endif

Flags.current_state = STATE_STOPPED;
while(1) {

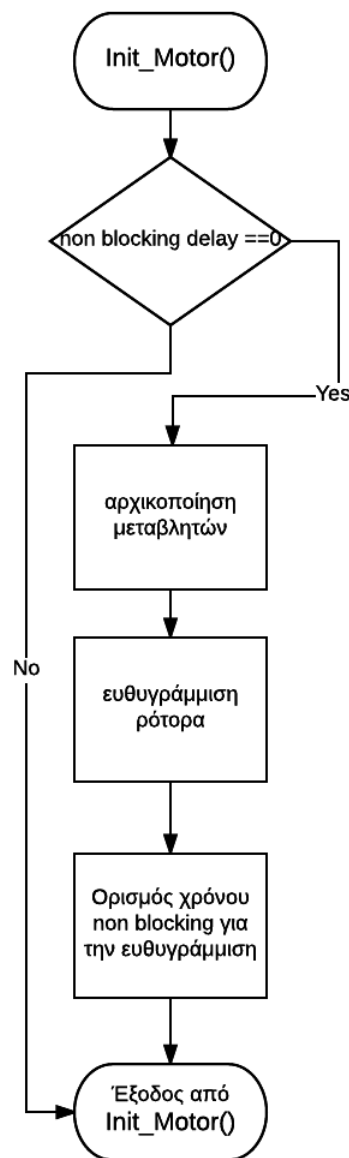
if(S1) { //διακόπτης start/stop
  while(S1) //debounce
    Delay_100uSec(DEBOUNCE_DELAY*10);

  if(Flags.current_state == STATE_STOPPED)
    Flags.current_state = STATE_STARTING;
  else
    Flags.current_state = STATE_STOPPING;
}

  switch(Flags.current_state) {
    case STATE_STOPPING:
      Stop_Motor();
      Flags.current_state = STATE_STOPPED;
    break;
    case STATE_STARTING:
      //Η εκκίνηση πραγματοποιείται στο MCPWM ISR
    break;
  }
}
return 0;
}
```

### 9.2.2 Διαδικασία *Init\_Motor* ( )

Η συγκεκριμένη διαδικασία χρησιμοποιείται για να αρχικοποιήσει όλες τις παραμέτρους του κινητήρα. Επίσης εδώ γίνεται η ευθυγράμμιση του ρότορα του κινητήρα. Συγκεκριμένα ενεργοποιούμε τον έκτο τομέα και εφαρμόζουμε το σήμα PWM για έναν ορισμένο χρόνο που θα εξασφαλίσει ότι έγινε η ευθυγράμμιση. Αυτός ο χρόνος καθορίζεται από το την τιμή που φορτώνουμε στην μεταβλητή *nb\_delay*.



Σχήμα: Flowchart διαδικασίας *Init\_Motor* ( )



```

/*****
Συνάρτηση Init_Motor()
*****/
void Init_Motor()
{

if(Flags.nb_delay == 0) {
    T1CONbits.TON = 0; // Σταμάτημα του TIMER1
    T2CONbits.TON = 0; // Σταμάτημα του TIMER2
    TMR1 = 0;
    TMR2 = 0;

Flags.TrainPI = 0;

TMR2 = TMR2_MAX; //Αρχικοποίηση του μέσου όρου των TMR2 και TMR2 με την
                //τιμή που αντιστοιχεί στην ελάχιστη ταχύτητα του κινητήρα
Timer2Value = TMR2;
Timer2Average = TMR2;
Timer1Value = 0;

Flags.RunMotor = 1; // Ενεργοποίηση του κινητήρα
Flags.Startup = 1; // Προετοιμασία του κινητήρα για
                //μετάβαση σε ακολουθία εκκίνησης

/***** Ευθυγράμμιση του ρότορα *****/

ADCCOMMSTATE = 6; //Εκκίνηση πάντα με τον έκτο τομέα ενεργοποιημένο
                //ώστε να γίνει ευθυγράμμιση του ρότορα

//@έτουμε το PWM στο κατάλληλο κανάλι

OVDCON=PWM_STATE[ADCCOMMSTATE];

CurrentDuty = STARTUP_DUTY; //Αρχικοποίηση της τιμής του κύκλου λειτουργίας
                //του PWM στην ελάχιστη επιτρεπτή

PDC1 = CurrentDuty;
PDC2 = CurrentDuty;
PDC3 = CurrentDuty;

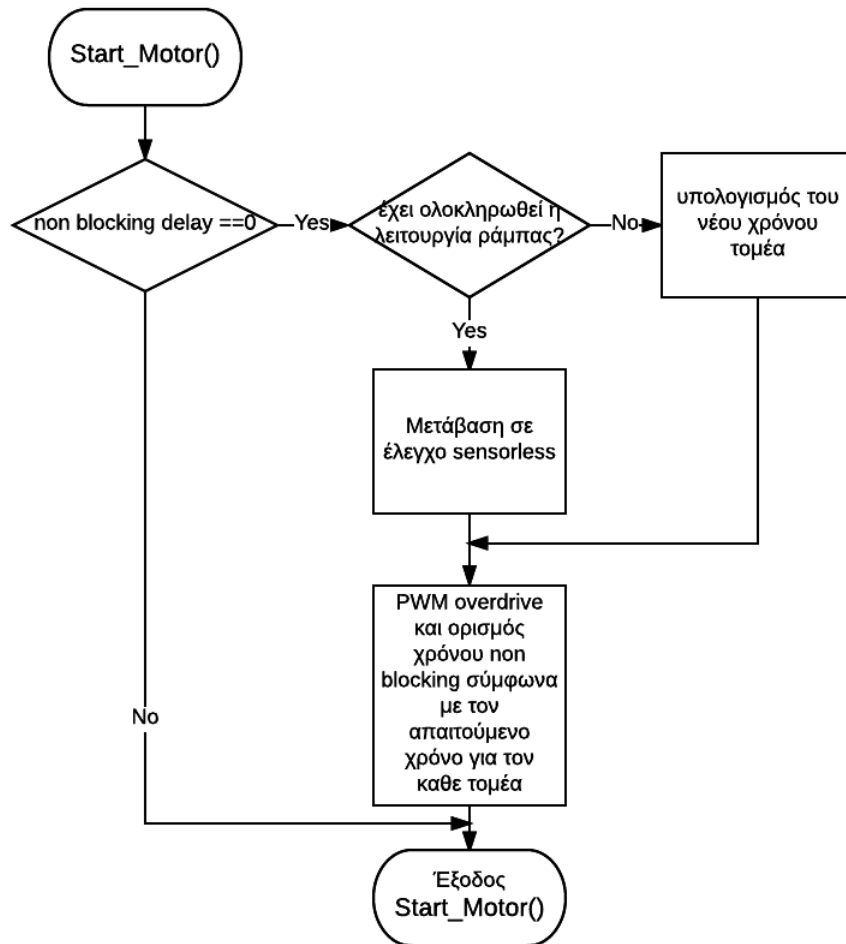
nb_delay = ROTOR_ALIGN_T*PWM_100us_FACTOR*10;
delay_counter = 0;
Flags.nb_delay = 1;

    t_current = STARTUP_START_T*10; //σε ms
    t_sector = 0;
}
}

```

### 9.2.3 Διαδικασία Start\_Motor ( )

Στην διαδικασία Start\_Motor γίνεται εκκίνηση του κινητήρα με την εφαρμογή εκκίνησης ράμπας. Μετά το τέλος της διαδικασίας ο έλεγχος μεταφέρεται σε κάποιον από τους βρόγχους ελέγχου (π.χ στον ελεγκτή PI). Στην εκκίνηση ράμπας υπάρχει ένας μετρητής που μετράει τον χρόνο μεταξύ των μεταγωγών. Τον χρόνο αυτό συνεχώς τον μειώνουμε καθώς αυξάνεται η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα μέχρι να φτάσουμε την ταχύτητα εκείνη όπου η back EMF είναι ικανή να μας δώσει πληροφορίες για την θέση του κινητήρα.



Σχήμα: Flowchart διαδικασίας Start\_Motor ( )

```

/*****
Συνάρτηση Start_Motor()
Διαδικασία για την εκκίνηση του κινητήρα σύμφωνα με την εφαρμοζόμενη εκκίνηση
ρόμπας. Μετα το στάδιο της ρόμπας αρχίζει ο έλεγχος κλειστού βρόγχου
η ανοιχτού βρόγχου
*****/
void Start_Motor()
{
    if(Flags.nb_delay == 0) { //Εδώ απλά ελέγχουμε αν δεν είμαστε
        //σε καθυστέρηση non-blocking

        if (++ADCCommState>6) // Αλλάζει τον τομέα μεταγωγής έξι βημάτων
            ADCCommState=1;

        if(t_current < (unsigned long int)STARTUP_T_RAMP*10) {
            t_sector = STARTUP_SEC_C/t_current; //Υπολογισμός του T για έναν τομέα,
            //σε 100s των uS.
            if(t_sector <= 0) t_sector = 1;
        } else
        if (t_current < ((unsigned int)STARTUP_T_RAMP*10 + STARTUP_T_SUST*10)) {

            Flags.TrainPI = 1;
            ADCON1bits.SSRC = 3;
        }
        else
            Flags.TrainPI = 0;

        //Εξοδος στον επόμενο τομέα του κινητήρα
        OVDCON=PWM_STATE[ADCCommState];

        //Εδώ θέλουμε να εκτελεστεί μια καθυστέρηση "non-blocking" για την εκκίνηση
        nb_delay = t_sector * PWM_100us_FACTOR;
        delay_counter = 0;
        Flags.nb_delay = 1;

        t_current += t_sector;

        adcBackEMFFilter = 0; //Καθαρισμός του φίλτρου
    }
}

```

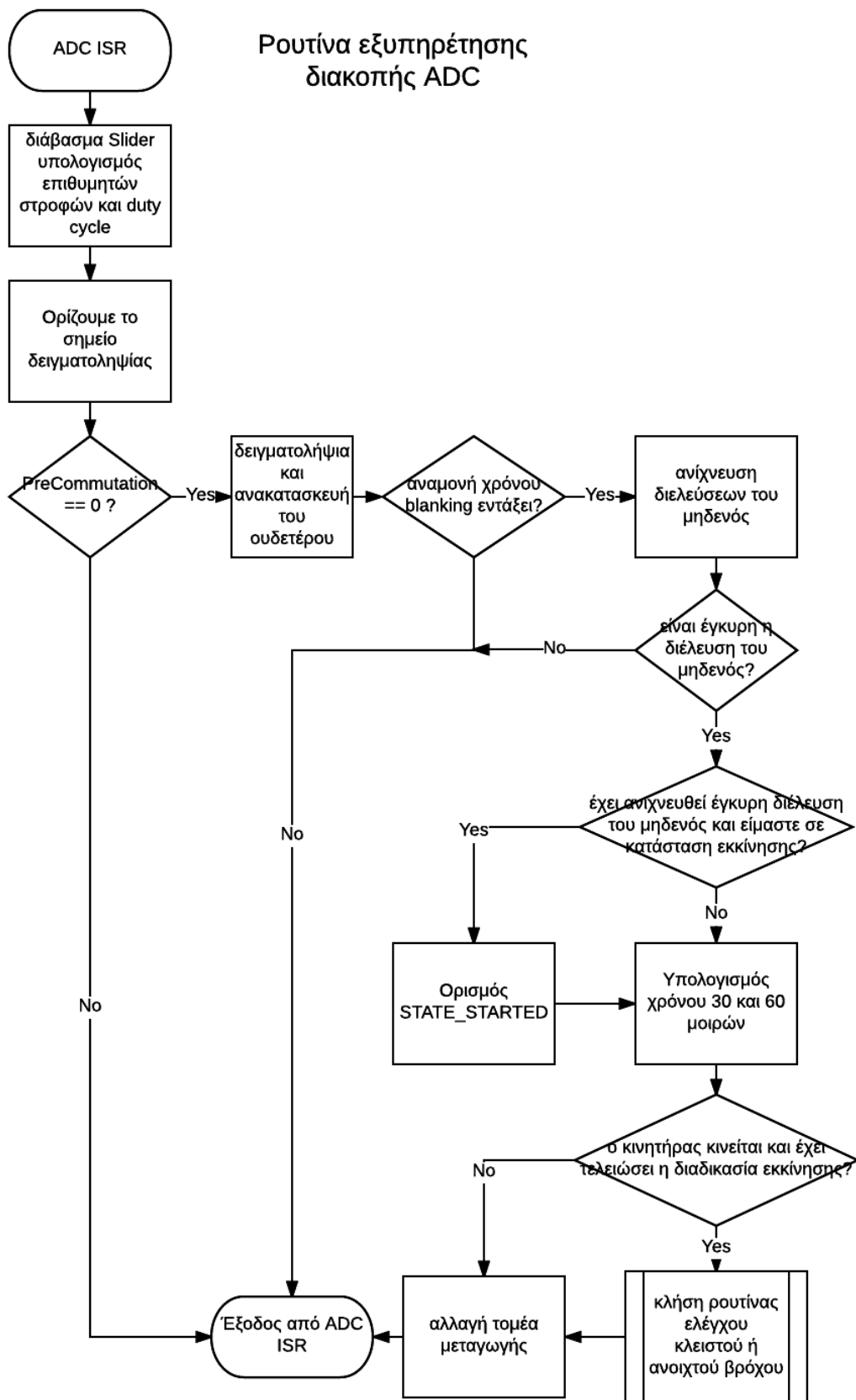
#### 9.2.4 Διαδικασία Stop\_Motor ()

Σε αυτή την διαδικασία γίνεται το σταμάτημα του κινητήρα στην περίπτωση που αυτός πριν περιστρεφόταν. Ακόμα γίνεται επαναφορά σημαντικών μεταβλητών.

```
 /*****  
 Stop_Motor()  
 Διαδικασία που σταματάει τον κινητήρα και αρχικοποιεί όλες τις  
 κρίσιμες μεταβλητές  
 *****/  
 void Stop_Motor()  
 {  
     ADCON1bits.SSRC = 0;  
     SEVTCMP = PTPER;  
  
     OVDCON = 0xC700;  
     adcBackEMFFilter = 0;  
  
     Flags.RunMotor = 0; // Επαναφορά της σημαίας run  
     Flags.Startup = 0; // Όχι ακολουθία εκκίνησης  
     Flags.PreCommutationState = 0; // καθαρισμός σημαίας κατάστασης precommutation  
  
     T1CONbits.TON = 0; // Σταμάτημα του TIMER1  
     T2CONbits.TON = 0; // Σταμάτημα του TIMER1  
     TMR1 = 0;  
     TMR2 = 0;  
 }
```

### **9.2.5 Ρουτίνες εξυπηρέτησης διακοπών**

Αυτή η κατηγορία ρουτινών εξυπηρετεί τις διακοπές που στο πρόγραμμα μας είναι τριών ειδών. Συγκεκριμένα έχουμε την ρουτίνα εξυπηρέτησης διακοπών ADC (αναλογικού σε ψηφιακό μετατροπέα), την ρουτίνα εξυπηρέτησης διακοπών PWM και την ρουτίνα εξυπηρέτησης του Timer. Ποιο αναλυτικά η ρουτίνα ADC χρησιμοποιείται για την δειγματοληψία των σημάτων της back-EMF, τον ψηφιακή κατασκευή του εικονικού ουδέτερου και συνεπώς τον υπολογισμό της τάσης του και τέλος την σύγκριση αυτής με τα σήματα της back-EMF για την ανίχνευση των σημείων διέλευσης του μηδενός, εφαρμόζοντας παράλληλα φίλτρο πλειοψηφίας. Τέλος καλή τον αντίστοιχο βρόγχο ελέγχου. Η ρουτίνα PWM είναι υπεύθυνη για την αύξηση του μετρητή καθυστέρηση και για την εκτέλεση της διαδικασίας εκκίνησης ράμπας του κινητήρα. Όσον αφορά την ρουτίνα του Timer χρησιμοποιείται για την μεταγωγή (δηλαδή την εναλλαγή των τομέων που οδηγούνται) και για τον έλεγχο της σημαίας PreCommutationState.



Σχήμα: Flowchart ρουτίνας εξυπηρέτησης διακοπής ADC

```

/*****
ADC Interrupt Service Routine()
Ουσιαστικά υλοποιεί των αλγόριθμο ανίχνευσης των διελεύσεων του μηδενός της BEMF
Εδώ διαβάζουμε επίσης το ποτενσιόμετρο και εκτελείτε ο βρόχος ελέγχου για
τον αλγόριθμο ( PI ή Speed loop ή Open loop ).
*****/
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _AD1Interrupt(void)
{
    ADCON1bits.DONE = 0;
    IFS0bits.ADIF = 0;
    SliderValue = 100 * ADCBUF0 / 256; //μετατροπή 100 = 100%
    SliderValue = ( SliderValue >= 95 ) ? 100 : SliderValue ;
    #ifdef OPEN_LOOP_CONTROL
        DesiredDuty = (unsigned int)(( (unsigned long)SliderValue
            * (MAX_DUTY_CYCLE-MIN_DUTY_CYCLE) ) >> 10 ) + MIN_DUTY_CYCLE;
        //περιορισμός του κύκλου εργασίας αναφοράς στο προκαθορισμένο εύρος
        DesiredDuty = (DesiredDuty > MAX_MOTOR_DUTY_RES)
            ? MAX_MOTOR_DUTY_DES : DesiredDuty;
    #else
        DesiredRPM = (unsigned int)(( (unsigned long)SliderValue
            * (MAX_RPM-STARTUP_RPM) ) >> 10 ) + STARTUP_RPM;
        //περιορισμός της ταχύτητας αναφοράς στο προκαθορισμένο εύρος
        DesiredRPM = (DesiredRPM > MAX_MOTOR_RPM_REF)
            ? MAX_MOTOR_RPM_DES : DesiredRPM;
    #endif

    //Εδώ ορίζουμε τον επόμενο σκανδαλισμό

    if(++trigger_count > (ADC_READS_PER_PWM_PERIOD-1))
        trigger_count = 0;
    //Ορίζει το σημείο δειγματοληψίας ADC σύμφωνα με τον κύκλο εργασίας του PWM
    SEVTCMP = trigger_time[trigger_count];

    if(trigger_count < ADC_READS_PER_PWM_PERIOD-1)
        if(trigger_time[trigger_count+1] > PDC1) {
            SEVTCMP = trigger_time[0];
            trigger_count = 0;
        }
    }

    if(Flags.PreCommutationState == 0) {

        MotorPhaseA = ADCBUF1; //ADC CH1 κρατάει την τιμή της φάσης A
        MotorPhaseB = ADCBUF2; //ADC CH2 κρατάει την τιμή της φάσης B
        MotorPhaseC = ADCBUF3; //ADC CH3 κρατάει την τιμή της φάσης C

        //Ανασύνθεση της τάσης του ουδετέρου του κινητήρα
        //Με υπολογισμό από τις φασικές τάσεις
        MotorNeutralVoltage = (MotorPhaseA + MotorPhaseB + MotorPhaseC) / 3;
    }
}

```

```

/***** ADC δειγματοληψία και σύγκριση των σημάτων της BEMF *****/
    BlankingCounter++;
    if (BlankingCounter > BLANKING_COUNT) {
        // Αρχικοποιεί όλα τα bits του συγκριτή σε μηδενικά
        ComparatorOutputs = 0;
        if (MotorPhaseA > MotorNeutralVoltage)
            ComparatorOutputs += 1; // Κάνει SET (= 1) το bit 0, όταν φάση A
            //είναι υψηλότερη από τον Ουδέτερο
        if (MotorPhaseB > MotorNeutralVoltage)
            ComparatorOutputs += 2; // Κάνει SET (= 1) το bit 1, όταν φάση B
            //είναι υψηλότερη από τον Ουδέτερο
        if (MotorPhaseC > MotorNeutralVoltage)
            ComparatorOutputs += 4; // Κάνει SET (= 1) το bit 2, όταν φάση C
            //είναι υψηλότερη από τον Ουδέτερο

// Μασκάρισμα των σημάτων της BEMF ανάλογα με τον τομέα,
//προκειμένου να επιλεγεί το σήμα της ενεργού BEMF
// Ο τελεστής XOR βοηθάει τον προσδιορισμό της κατεύθυνσης της
//κυματομορφής στα επερχόμενα σημεία διέλευσης του μηδενός

    if ((ComparatorOutputs ^ ADC_XOR[ADCCommState]) & ADC_MASK[ADCCommState])
        adcBackEMFFilter |= 0x01;
//φίλτρο συνάρτησης πλειοψηφίας
    adcBackEMFFilter = ADC_BEMF_FILTER[adcBackEMFFilter];

    if (adcBackEMFFilter & 0b00000001) {

        if ((Flags.current_state == STATE_STARTING) && (Flags.TrainPI == 0)) {
            //Όταν έχει ανιχνευθεί ένα έγκυρο γεγονός διέλευσης του μηδενός της
            //BEMF απενεργοποιείται η ακολουθία εκκίνησης του κινητήρα
            Flags.current_state = STATE_STARTED;
            Flags.Startup = 0; // Όχι ακολουθία εκκίνησης
        }
        //Ενεργοποίηση της σημαίας κατάστασης precommutation
        Flags.PreCommutationState = 1;

// Υπολογίζουμε τον χρόνο που αναλογεί σε 60 ηλεκτρικές μοίρες
        T2CONbits.TON = 0; // Σταμάτημα του TIMER2
        Timer2Average = ((Timer2Average + Timer2Value + TMR2)/3);
        Timer2Value = TMR2;
        TMR2 = 0;
        T2CONbits.TON = 1; // Έναρξη του TIMER που καθιστά ικανή
            //την μέτρηση της ταχύτητας
    #ifndef OPEN_LOOP_CONTROL
        CurrentRPM = (unsigned int) (__builtin_divud(TIMER2_TO_RPM, Timer2Average));
    #endif

    PhaseAdvanceTicks = ((Timer2Average * Phase_Advance_Degrees) / 60);

// Υπολογίζουμε τον χρόνο που αναλογεί σε 30 ηλεκτρικές μοίρες

    Timer1Value = (((Timer2Average) >> 1) - PhaseAdvanceTicks);
    if (Timer1Value > 1)
        PR1 = Timer1Value;
    else
        PR1 = Timer1Value = 1;

```



```
if(Flags.TrainPI == 0)
    T1COMbits.TON = 1; // Ενεργοποίηση του TIMER1
else
    // καθορισμός σημαίας κατάστασης precommutation
    Flags.PreCommutationState = 0;

if(!Flags.Startup) && Flags.RunMotor){
#ifdef OPEN_LOOP_CONTROL
    OpenLoopController();
#endif

#ifdef SPEED_CLOSED_LOOP_CONTROL
    SpeedLoopController();
#endif

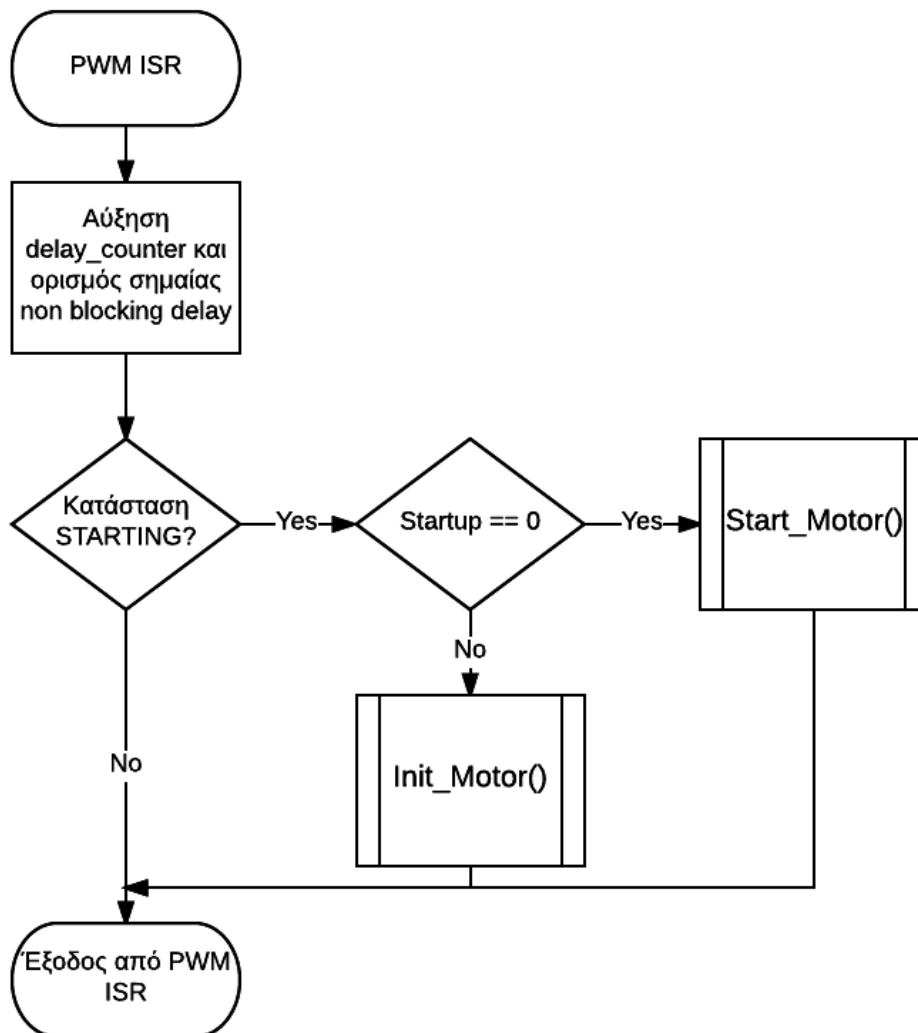
#ifdef PI_CLOSED_LOOP_CONTROL
    SpeedPILoopController();
#endif
}
adcBackEMFFilter=0;
if (++ADCCommState>6) // Αλλάζει τον τομέα μεταγωγής έξι βημάτων
    ADCCommState=1;
}

}

}

}
```

Ρουτίνα εξυπηρέτησης  
διακοπής PWM



Σχήμα: Flowchart ρουτίνας εξυπηρέτησης διακοπής PWM

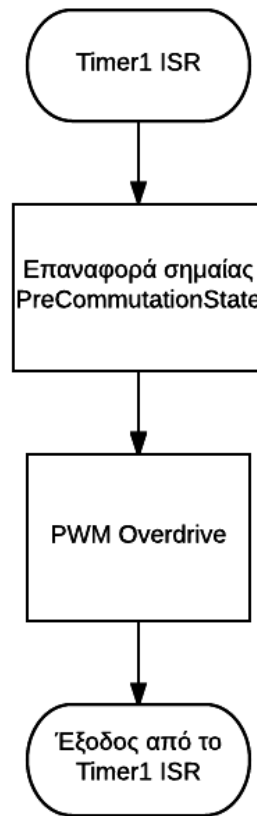
```
/*
PWM Interrupt Service Routine()
Συμβαίνει κάθε 50us
*/

void __attribute__((interrupt, no_auto_psv)) _PWM1Interrupt (void)
{
    delay_counter++;
    if( (Flags.nb_delay) && (delay_counter >= nb_delay) )
        Flags.nb_delay = 0;          //Καθυστέρηση non blocking

    if( (Flags.current_state == STATE_STARTING) )
    {
        if(Flags.Startup == 0)
            Init_Motor();
        else
            Start_Motor();
    }

    _PWMIF = 0;
}
```

Ρουτίνα εξυπηρέτησης  
διακοπής Timer1 ISR



Σχήμα: Flowchart ρουτίνας εξυπηρέτησης διακοπής Timer1

```

/*****
Timer1 Interrupt Service Routine()
*****/

void __attribute__((__interrupt__, auto_psv)) _T1Interrupt(void)
{
    adcBackEMFFilter = 0;
    BlankingCounter = 0;

    //Μεταγωγή τομέα
    OVDCON=PWM_STATE[ADCCmnState];

    //καθαρισμός της σημαίας κατάστασης precommutation
    Flags.PreCommutationState = 0;

    IFSObits.T1IF = 0; // καθαρισμός της σημαίας διακοπής του Timer1
    T1CONbits.TON = 0; // Σταμάτημα του TIMER1
    TMR1 = 0;
}

```

## 9.2.6 Ρουτίνες βρόγχων ελέγχου

Εδώ παρουσιάζουμε τρεις ρουτίνες και συγκεκριμένα τις SpeedPILoopController, SpeedLoopController και OpenLoopController. Όπως υποδηλώνουν και τα ονόματα τους αποτελούν βρόγχους ελέγχου της ταχύτητας, οι μεν δυο πρώτοι είναι υλοποιούν έλεγχο κλειστού βρόγχου ενώ η τελευταία υλοποιεί έλεγχο ανοιχτού βρόγχου με μεταβλητή εισόδου την επιθυμητή τιμή του duty cycle. Εδώ είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι η πρώτη ρουτίνα αποτελεί μια πιο ειδικευμένη περίπτωση αφού υλοποιεί σχήμα ελέγχου PI (δηλαδή μια ειδική μορφή του PID παραλείποντας τον όρο D) μεθόδου που χρησιμοποιείται ευρέως τον έλεγχο κινητήρων και έχει παρουσιάσει σε προηγούμενο κεφάλαιο.

```

/*****
SpeedPILoopController
Ρουτίνα κλειστού βρόγχου PI
Επιστρέφει τον κύκλο λειτουργίας του PWM
*****/
void SpeedPILoopController (void) {

//Ελεγκτής PID
PIDStructure.controlReference = (fractional)DesiredRPM;
PIDStructure.measuredOutput = (fractional)CurrentRPM;
PID (&PIDStructure);

//Ανώτερο και κατώτερο όριο της εξόδου του PID
if (PIDStructure.controlOutput < 0)
    PIDStructure.controlOutput = MIN_DUTY_CYCLE;
if (PIDStructure.controlOutput > MAX_DUTY_CYCLE)
    {
        PDC1 = MAX_DUTY_CYCLE;
        PIDStructure.controlOutput = MAX_DUTY_CYCLE;
    }
else
    CurrentDuty = PIDStructure.controlOutput;

    if (Flags.TrainPI == 0) {
        PDC1 = CurrentDuty;
        PDC2 = CurrentDuty;
        PDC3 = CurrentDuty;
    }
}

/*****
SpeedLoopController
Ρουτίνα κλειστού βρόγχου ταχύτητας. Αυξάνει η μειώνει τον
κύκλο λειτουργίας του PWM ανάλογα με την παρούσα και επιθυμητή ταχύτητα
*****/
void SpeedLoopController (void) {

```

```
if (Flags.TrainPI == 0)
{
    if (CurrentRPM < DesiredRPM)
        CurrentDuty++;
    else
        CurrentDuty--;

    PDC1 = CurrentDuty;
    PDC2 = CurrentDuty;
    PDC3 = CurrentDuty;
}
}

/*****
OpenLoopController
Ρουτίνα ανοιχτού βρόγχου ταχύτητας. Αυξάνει η μειώνει τον κύκλο λειτουργίας
του PWM ανάλογα με την επιθυμητή τιμή που έχουμε ορίσει
*****/
void OpenLoopController(void) {
    if (Flags.TrainPI == 0)
    {
        // Κατώτερα και ανώτερα όρια του κύκλου λειτουργίας της PWM
        if (CurrentDuty != DesiredDuty)
        {
            if (CurrentDuty < DesiredDuty) {
                if (CurrentDuty < MAX_DUTY_CYCLE)

                    CurrentDuty++;
            }
            else if (CurrentDuty != MIN_DUTY_CYCLE)
                CurrentDuty--;
        }

        //Εκχώρηση νέου κύκλου λειτουργίας στα κανάλια του PWM
        PDC1 = CurrentDuty;
        PDC2 = CurrentDuty;
        PDC3 = CurrentDuty;

    }
}
```

### 9.2.7 Συναρτήσεις αρχικοποίησης των modules

Οι εν λόγω συναρτήσεις καλούνται στην αρχή του προγράμματος από την main και αρχικοποιούν τα module του dsPIC και συγκεκριμένα τους δυο Timers, την μονάδα μετατροπής αναλογικού σήματος και ψηφιακό και τέλος την μονάδα παραγωγής παλμών PWM. Ποιο συγκεκριμένα ο Timer1 είναι ρυθμισμένος να λειτουργεί σε free-running up counting mode και χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της καθυστέρησης μεταγωγής. Ο Timer2 είναι επίσης ρυθμισμένος να λειτουργεί στο παραπάνω mode και χρησιμοποιείται για την μέτρηση της ταχύτητας. Ο ADC είναι συγχρονισμένος με την PWM, η μετατροπή στον ADC γίνεται κάθε φορά που συμβαίνει ένα reload event. Τέλος η μονάδα PWM είναι ρυθμισμένη να λειτουργεί σε center-aligned mode.

```

/*****
* Συνάρτηση:      InitADC10(void)
*
* Έξοδος:      Καμία
*
* Προετοιμάζει τη μονάδα ADC για να λειτουργήσει σε simultaneous mode
* δειγματοληπτεί τους ακροδέκτες AN0, AN1, AN2, AN3 χρησιμοποιώντας το MUX A.
* Τα κανάλια ADC είναι:
*
*      CH0->AN7   (Slider)
*      CH1->AN3   (PHASE A)
*      CH2->AN4   (PHASE B)
*      CH3->AN5   (PHASE C)
*
*      Tadc = 84.75 nSec.
*      Τα αποτελέσματα της δειγματοληψίας του ADC με έχουν μορφοποιηθεί ως
*      unsigned 10-bits Right-justified
*
*****/
void InitADC10(void)
{
    ADPCFG = 0xFFC0; //Ο ακροδέκτης της πόρτας περιπλέκετε με τα AN0,1,2,3,4,5
                  //σε αναλογικό τρόπο λειτουργίας

    ADCON1 = 0x006C; //Απενεργοποιείται ο ADC
                  //Συνέχιση της λειτουργίας της μονάδας σε κατάσταση αναμονής
                  //Λειτουργία του ADC σε 10-bit, 4-channel
                  //Μορφή εξόδου δεδομένων σε bits Integer (0000 00dd dddd dddd)
                  //011 = Στον έλεγχο κινητήρα PWM τελειώνει το διάστημα
                  //δειγματοληψίας και αρχίζει η μετατροπή
                  //δειγματοληψία των CH0, CH1, CH2, CH3 ταυτόχρονα όταν CHPS<1:0> = 1x
                  //Η δειγματοληψία αρχίζει αμέσως μετά την τελευταία μετατροπή,
                  //το SAMP bit είναι auto-set

```



```

ADCHS = 0x0022; //MUX B Channel 0 η αρνητική είσοδος είναι το VREF-
//MUX B Channel 0 η θετική είσοδος είναι το AN6
//MUX A Channel 0 η αρνητική είσοδος είναι το VREF-
//MUX A Channel 0 η θετική είσοδος είναι το AN2

ADCSSL = 0x0000; //Παράκομψη όλων των καναλιών ANx για την σάρωση των εισόδων

ADCON3 = 0x0004; //Το ρολόι του ADC λαμβάνεται από το ρολόι του συστήματος
//Χρόνος αυτόματης δειγματοληψίας time bits = 0 TAD
//Δεδομένου ότι η PWM ελέγχει το χρόνο δειγματοληψίας
//TAD = 3*TCY, TAD = 101.7 nSec

ADCON2 = 0x0300; //ADREF+ = AVDD ADREF- = AVSS
//Να μην γίνει σάρωση των εισόδων
//1x = μετατρέπει τα CH0, CH1, CH2 και CH3
//Το A/D τώρα κάνει γέμισμα του buffer 0x0-0x7
//Διακοπές κατά την ολοκλήρωση της μετατροπής
//για κάθε ακολουθία δειγματοληψίας/μετατροπής
//Πάντα ξεκινά την πλήρωση του buffer ρυθμιστικό από την αρχή

ADCON1bits.DONE = 0;
IPC2bits.ADIP = 5;
IFS0bits.ADIF = 0;
IEC0bits.ADIE = 1;
ADCON1bits.ADON=1;
}

/*****
* Συνάρτηση: InitMCPWM(void)
*
* Εξοδος: Καμία
*
* Οι ακροδέκτες του PWM ρυθμίζονται σε independent mode.
* Η βάση χρόνου του PWM είναιί 67.8 nSec.
* Το εύρος τιμών του PDCx είναι 0-1464 για 0%-100% κύκλο λειτουργίας
* Ο χρόνος επαναφόρτισης του ADC είναι
* μεταβλητός ανάλογα με το κύκλο λειτουργίας
*
*****/
void InitMCPWM(void)
{
    PTPER = ((FCY/FPWM)/2 - 1);
//FCY 29491200...FRC w/PLL x16
//FPWM 20KHz PWM Freq
// MAX_DUTY_CYCLE = 1469
// 50% κύκλος λειτουργίας = 734

PTCONbits.PTMOD = 2; // Center Aligned με X interruption

PWMCON1 = 0x0700; // απενεργοποίηση των PWM
OVDCON = 0x0000; // επιτρέπεται ο έλεγχος με τη χρήση OVD

SEVTCMPbits.SEVTDIR = 0; // σκανδαλισμός του ADC όταν ο μετρητής του PWM counter
//έχει ανερχόμενη κατεύθυνση
//....Tad=84.77, Trpm=67.816
SEVTCMPbits.SEVTCMP = 0; // δημιουργεί ένα συμβάν σκανδαλισμού για την ADC
// όταν η βάση χρόνου της PWM μετράει προς τα πάνω
// ακριβώς πριν φτάσει την τιμή του PTPER
// Προκαλώντας δειγματοληψία στο μέσο του παλμού

```

```

FLTACON = 0x008F;
PWMCON2 = 0x0000; // 1:1 κλίμακα

IPC9bits.PWMIP = 4; // PWM προτεραιότητα διακοπής 4
IFS2bits.PWMIF=0; // καθαρισμός
IEC2bits.PWMIE=1;

PTCONbits.PTEN = 1;
}

/*****
* Συνάρτηση: InitTMR2(void)
*
* Εξοδος: Καμία
*
* Η βάση χρόνου του TIMER2 είναι Tcy*64= 2.17uSec.
*
*****/
void InitTMR2(void)
{
    // Tcy = 33.908 nSec

    TMR2 = 0; // Επαναφορά του TIMER
    PR2 = 0xFFFF; // Ρύθμιση της περιόδου του TIMER στην μέγιστη τιμή
    T2CON = 0x0030; // Εσωτερικό ρολόι Tcy*64 = 2.17uSec
}

/*****
* Συνάρτηση: InitTMR1(void)
*
* Εξοδος: Καμία
*
* Η βάση χρόνου του TIMER1 είναι Tcy*64 = 2.64uSec.
*
*****/
void InitTMR1(void)
{
    // Tcy = 33.908 nSec
    TMR1 = 0; // Επαναφορά του TIMER
    PR1 = 10; // Αρχική τιμή καθυστέρησης μεταγωγής 43.4 uSec
    T1CON = 0x0030; // Εσωτερικό ρολόι Tcy*64 = 2.17uSec

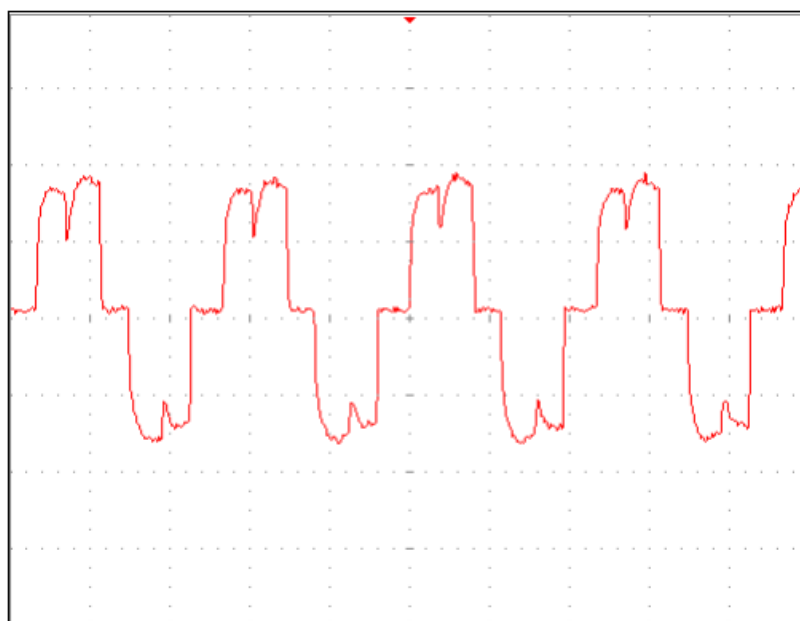
IPC0bits.T1IP = 5; // Ορισμός του επιπέδου προτεραιότητας της διακοπής Timer 1
IFS0bits.T1IF = 0; // Καθαρισμός σημαίας διακοπής Timer 1
IEC0bits.T1IE = 1; // Ενεργοποίηση διακοπής Timer1
T1CONbits.TON = 1; // Ενεργοποίηση του Timer1
}

```

### 9.2.8 Μικρομετρική ρύθμιση παραμέτρων

Είναι δυνατόν να βελτιώσουμε την επίδοση του αλγορίθμου ελέγχου με αύξηση της γωνίας προπορείας της φάσης και του μετρητή blanking. Για να το επιτύχουμε αυτό είναι αναγκαίο να δούμε την κυματομορφή του ρεύματος με την χρήση παλμογράφου και κατάλληλου probe ρεύματος. Η διαδικασία που πρέπει να ακολουθήσουμε είναι η ακόλουθη:

1. Συνδέουμε το probe ρεύματος σε κάποια από τις φάσεις.
2. Εκκινούμε τον κινητήρα.
3. Αυξάνουμε αργά την ταχύτητα του κινητήρα και σταματάμε στο ένα τέταρτο της μέγιστης ταχύτητας περιστροφής.
4. Αλλάζουμε την γωνία προπορείας της φάσης και την τιμή του μετρητή blanking ώστε να επιτύχουμε κυματομορφή ρεύματος όσο πιο κοντά γίνεται στο παρακάτω σχήμα όταν εφαρμόζεται στον κινητήρα πλήρη φορτίο.
5. Παρατηρούμε την κυματομορφή του ρεύματος ενώ αυξάνουμε την ταχύτητα κατά ένα τέταρτο της μέγιστης ταχύτητας.
6. Επαναλαμβάνουμε τα βήματα 4-5 έως ότου το μοτέρ φτάσει την μέγιστη ταχύτητα.
7. Η κυματομορφή του ρεύματος σε αυτό το σημείο πρέπει να είναι παρόμοια με το παρακάτω σχήμα σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων



Σχήμα: Επιθυμητή κυματομορφή ρεύματος φάση

# 10

## *Επίλογος*

### *10.1 Σύνοψη και συμπεράσματα*

Στόχος της παρούσας διπλωματικής ήταν η ανάπτυξη του υλικού και του λογισμικού για την υλοποίηση ενός ελεγκτή για brushless DC κινητήρες. Τα απαραίτητα σήματα για την πληροφορία της θέσης του ρότορα εξήχθησαν από την back-EMF με τη υιοθέτηση ενός sensorless σχήματος ελέγχου. Η επιλογή του τελευταίου προσέφερε απλότητα στην υλοποίηση αφού εξαλείφεται η απαίτηση για αισθητήρα θέσης και όλη η δουλειά γίνεται από τον dsPIC με την χρήση μερικών μόνο αντιστάσεων. Να σημειωθεί ότι δεν χρειάστηκε ούτε διάταξη φιλτραρίσματος στην είσοδο του αφού αυτό γίνεται ψηφιακά μέσω λογισμικού. Ως κινητήρας επιλέχτηκε ο a2212 που συναντάται σε εφαρμογές μοντελισμού όπου είναι διαδεδομένη η χρήση αυτού του τύπου κινητήρων.

Αρχικά αναλύθηκαν τα απαραίτητα χαρακτηριστικά και ιδιαιτερότητες των κινητήρων bldc και έγινε θεωρητική ανάλυση των τρόπων ελέγχου και οδήγησης τους. Στην συνέχεια σχεδιάστηκε το κύκλωμα της βαθμίδας ισχύος και αναπτύχθηκε το κατάλληλο λογισμικό. Κατά τις δοκιμές διαπιστώθηκε ταλάντωση της ροπής πράγμα που είναι λογικό αφού αποτελεί εν γένει χαρακτηριστικό των κινητήρων brushless DC λόγω της αρχής λειτουργίας τους και του φαινομένου της μετάβασης του ρεύματος που τις χαρακτηρίζει (η συνολική ένταση του ρεύματος δεν έχει σταθερή τιμή στο σημείο που πραγματοποιείται η μετάβαση). Ακόμα ένα χαρακτηριστικό που παρατη-

ρήθηκε ήταν οι υπερτάσεις σε πολικές και φασικές τάσεις του κινητήρα που παρουσιάζονται και αυτές λόγω των φαινομένων μετάβασης.

## **10.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα**

Ίσως το μεγαλύτερο μειονέκτημα αυτής της έρευνας είναι οι περιορισμοί στην αξιολόγηση της απόδοσης του ελεγκτή. Πολλές δοκιμές που σχεδιάστηκαν δεν διεξήχθησαν λόγω έλλειψης χρόνου και απαιτούμενου εργαστηριακού εξοπλισμού. Οι δοκιμές αυτές περιλαμβάνουν έλεγχο των κραδασμών και της αποδοτικότητας του ελεγκτή καθώς και κάποιες λιγότερο κρίσιμες δοκιμές όπως η θερμική απόκριση του ελεγκτή. Η αποδοτικότητα του ελεγκτή μπορεί να καθοριστεί με ακρίβεια με τη σύνδεση του κινητήρα με έναν δεύτερο brushless DC κινητήρα με ένα τριφασικό προγραμματιζόμενο φορτίο συνδεδεμένο στους ακροδέκτες των φάσεων του. Αυτό επιτρέπει πολύ ακριβείς μετρήσεις ροπής εξόδου και παρέχει μια τιμή για τη συνολική αποτελεσματικότητα του συστήματος ελεγκτή/ κινητήρα με μικρά περιθώρια σφάλματος.

Συνίσταται επίσης η βαθμίδα ισχύος του ελεγκτή να αναθεωρηθεί ώστε να επιτρέψει την αύξηση του συνεχούς ρεύματος που μπορεί να διαχωριστεί ο ελεγκτής για χρήση του σε εφαρμογές μεγαλύτερων απαιτήσεων ισχύος όπως ηλεκτρικά scooter. Αν θέλαμε ικανότητα για ακόμα μεγαλύτερα ρεύματα αυτό θα μπορούσε να επιτευχθεί με την επιλογή IGBT ως διακοπτικά στοιχεία ισχύος. Ακόμα η υιοθέτηση ενός αποδοτικότερου σχήματος ελέγχου όπως αυτό του διανυσματικού ελέγχου θα προσέφερε περαιτέρω αύξηση στις επιδόσεις του ελεγκτή. Προς αυτή την κατεύθυνση η επέκταση του ελεγκτή με κατάλληλο κώδικα που να υλοποιεί model-reference adaptive system (MRAS) για την μέτρηση της back-EMF θα προσέφερε υψηλότερη απόδοση σε χαμηλές ταχύτητες λειτουργίας. Ακόμα η επιλογή ενός fpga αντί για dsp είχε ως αποτέλεσμα ακόμα μεγαλύτερη διαθέσιμη υπολογιστική ισχύ άρα και περιθώρια για βελτίωση της απόκρισης του ελέγχου. Τέλος ο έλεγχος του κινητήρα θα μπορούσε να γίνει μέσω Scada με την υλοποίηση ενός πρωτοκόλλου επικοινωνίας όπως το Modbus και την ανάπτυξη της διεπαφής χρήστη σε κάποιο πρόγραμμα Scada όπως τα δωρεάν διαθέσιμα Mango M2M ή ScadaBR.

## ***Βιβλιογραφία***

- [Αντ10] Αντωνάκου Αλεξάνδρας Φ. (Ιούλιος 2010), Μελέτη και κατασκευή κυκλώματος οδήγησης κινητήρα τύπου DC Brushless χρησιμοποιώντας στοιχεία FPGA ή βιομηχανικό μικροελεγκτή, Διπλωματική εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, Πάτρα.
- [Απο12] Αποστολόπουλος Νικόλαος Δ. (Νοέμβριος 2012), Έλεγχος κινητήρα μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, Διπλωματική εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα.
- [Cha12] Chang-liang Xia (Apr 24. 2012), Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls, John Wiley & Sons.
- [Γυπ12] Γυπαράκης Δημήτριος Π. (Απρίλιος 2012), Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, Διπλωματική εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα.
- [Gid99] Gideon Kalebe Miti (1999), Control of Brushless D.C. Motor Drives, University of Manchester.
- [Ιωα13] Ιωαννίδου Μαρία Γ. (2013), Ηλεκτρικά Συστήματα Κίνησης. Α. Έλεγχος Συστημάτων Κίνησης, ΙΩΑΝΝΙΔΟΥ ΜΑΡΙΑ-ΠΑΡΑΣΚΕΥΗ, Αθήνα.
- [Ιωα13] Ιωαννίδου Μαρία Γ. (2013), Ηλεκτρικά Συστήματα Κίνησης. Γ. Συστήματα Ειδικών Κινητήρων, ΙΩΑΝΝΙΔΟΥ ΜΑΡΙΑ-ΠΑΡΑΣΚΕΥΗ, Αθήνα.

- [IUK+85] Iizuka K., Uzuhashi H., Kano M., Endo T., Mohri K. (April 1985), Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor. IEEE Trans. Ind.
- [ISN98] Ion Boldea, Syed A. Nasar (Nov 17. 1998), Electric Drives, Second Edition, CRC Press.
- [Jia03] Jianwen Shao (Sep 2003), Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives, Master Thesis, Blacksburg, Virginia.
- [Mic08] Microchip, Application Note AN-1160 (2008) - Sensorless BLDC Control with Back-EMF Filtering Using a Majority Function, Microchip Technology Inc.
- [Mic07] Microchip, Application Note AN-1083 (2007) - Sensorless BLDC Control With Back-EMF Filtering, Microchip Technology Inc.
- [Mic04] Microchip, Application Note AN-901 (2004) - Using the dsPIC30F for Sensorless BLDC Control, Microchip Technology Inc.
- [Oma14] Omar Mohammed (Aug 2014), A Study of Control Systems for Brushless DC Motors, The University of Toledo, Toledo.
- [Παπ00] Παπαδόπουλος Ευάγγελος (2000), Ηλεκτρομηχανικά Συστήματα Μετατροπής Ενέργειας, Εκδόσεις Φούντας, Αθήνα.
- [Ram09] Ramu Krishnan (Sep 25. 2009), Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives, CRC Press.
- [Seu11] Seung-Ki Sul (Apr 20. 2011), Control of Electric Machine Drive Systems, John Wiley & Sons.
- [Τσο13] Τσούμα Ευάγγελου (Ιούλιος 2013), Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος για την οδήγηση και τον έλεγχο κινητήρα τύπου DC Brushless, Διπλωματική εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, Πάτρα.
- [Wac11] Wach Piotr (Apr 28. 2011), Dynamics and Control of Electrical Drives, Springer Science & Business Media.

## *Διαδικτυακοί τόποι*

- [1] Atmel, Motor Control, Retrieved May 9, 2016, from:  
[www.atmel.com/applications/homeappliances/motor\\_control/](http://www.atmel.com/applications/homeappliances/motor_control/)
- [2] Benjamin's robotics, Startup torque on sensorless BLDC motors, Retrieved June 15, 2016, from:  
<http://vedder.se/2014/08/startup-torque-on-sensorless-blDC-motors/>
- [3] Daniel Torres, Comparing motor-control techniques, Retrieved June 3, 2016, from:  
<https://www.ecnmag.com/article/2009/10/comparing-motor-control-techniques>
- [4] Electropaedia, Electric Drives - Brushless DC / AC and Reluctance Motors  
(Description and Applications), Retrieved May 13, 2016, from:  
<http://www.mpoweruk.com/motorsbrushless.htm>
- [5] Endless-sphere, Electric Vehicle and Technology Forums, Retrieved July 8, 2016, from:  
<https://endless-sphere.com/forums/index.php>
- [6] Jon Titus, Careful designers get the most from brushless DC motors, Retrieved May 27, 2016, from:  
<https://www.ecnmag.com/article/2012/08/careful-designers-get-most-brushless-dc-motors>
- [7] Oleg Mazurov, Advanced brushless DC motor controller, Retrieved May 8, 2016, from:  
<https://www.circuitsathome.com/diy-2/advanced-brushless-dc-motor-controller>



- [8] Robert Murphy and Greg Verge, Implement efficient control of multiple Brushless DC motors, Cypress Semiconductor, Retrieved June 18, 2016, from:  
[http://www.eetimes.com/document.asp?doc\\_id=1278317](http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1278317)
- [9] Steven Keeping, Controlling Sensorless, BLDC Motors via Back EMF, Retrieved June 8, 2016, from:  
<http://www.digikey.co.uk/en/articles/techzone/2013/jun/controlling-sensorless-blcd-motors-via-back-emf>
- [10] Ted Dillard, Motor Speed Controllers – How They Work (PMDC BLDC and AC, Torque and Speed Control), Retrieved July 18, 2016, from:  
<https://evmc2.wordpress.com/2014/12/04/motor-speed-controllers-how-they-work-pmdc-blcd-and-ac-torque-and-speed-control/>
- [11] Todd Harrison, Build a Sensorless Brushless DC Motor Controller, Retrieved June 30, 2016, from:  
<http://hackaday.com/2013/10/19/build-a-sensorless-brushless-dc-motor-controller/>
- [12] Tribes, Sensorless BLDC motor control, 43oh forum, Retrieved May 22, 2016, from:  
<http://forum.43oh.com/topic/4090-sensorless-blcd-motor-control/>
- [13] Wikipedia, Vector control (motor), Retrieved July 4, 2016, from:  
[https://en.wikipedia.org/wiki/Vector\\_control\\_\(motor\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Vector_control_(motor))
- [14] Yashvant Jani, Implementing Embedded Speed Control for Brushless DC Motors, Renesas Technology America, Inc. Retrieved May 20, 2016, from:  
<http://www.embedded.com/design/mcus-processors-and-socs/4006773/Implementing-Embedded-Speed-Control-for-Brushless-DC-Motors-Part-1>

## ***Παράρτημα Α - Προπέλα***

Σαν φορτίο στον κινητήρα χρησιμοποιήθηκε μια προπέλα αεροπλάνου τύπου 10\*4.5”R (όπως φαίνεται στην εικόνα) ώστε να παρέχει συνεχή ροπή στον κινητήρα που δοκιμάστηκε. Μια προπέλα είναι ένα αρκετά κατάλληλο φορτίο για τη δοκιμή αυτού του είδους αφού παρέχει ροπή η οποία είναι συνάρτηση της ταχύτητας του ρότορα. Επιπλέον η ροπή που παράγεται για μια ορισμένη ταχύτητα είναι η ίδια ανεξάρτητα από τον κινητήρα που είναι συνδεδεμένη η προπέλα.



## *Παράρτημα Β - Datasheet κινητήρα*

### **A2212/13T TECHNICAL DATA**



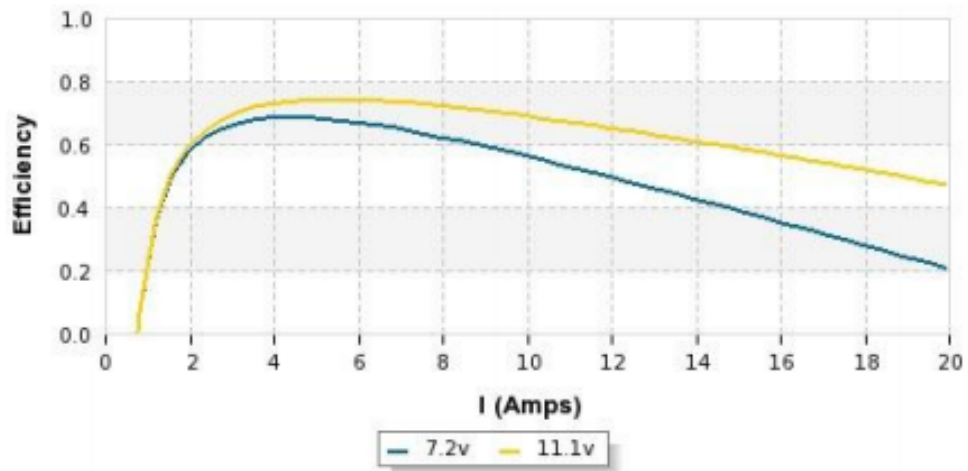
No. of Cells:	2 - 3 Li-Poly 6 - 10 NiCd/NiMH
Kv:	1000 RPM/V
Max Efficiency:	80%
Max Efficiency Current:	4 - 10A (>75%)
No Load Current:	0.5A @10V
Resistance:	0.090 ohms
Max Current:	13A for 60S
Max Watts:	150W
Weight:	52.7 g / 1.86 oz
Size:	28 mm dia x 28 mm bell length

Shaft Diameter:	3.2 mm
Poles:	14
Model Weight:	300 - 800g / 10.5 - 28.2 oz

An small yet powerful motor for planes up to 800 grams (28 oz) using 3 li-poly cells. We suggest propping for around 140 watts continuous power with short bursts up to 180 watts. An excellent higher-powered replacement for geared Speed 400-480 motors in slow-flying or 3D planes that require a larger 10" propeller. Use on sailplanes up to 28 oz, trainers up to 25 oz, aerobatic aircraft up to 18 oz and 3D airplanes up to 15 oz. Recommended prop is 10 x 5 on 3 li-poly cells.

The motor features a 3.2mm hardened steel shaft, dual ball bearings, and has 3.5mm gold spring male connectors already attached and includes 3 female connectors for your speed control. Now includes collet type prop adapter and radial motor mount. Mounting holes have 16mm and 19mm spacing on centers and are tapped for 3mm (M3) screws.

Similar to Welgard A2212-13, AXI Gold A2212/26, Welgard C2830-12, E-Flite Park 400. Great replacement motor for a 1/2A Texaco engine.



### IO TEST DATA

Volts	Amps	RPM
7	0.6	7380
8	0.65	8460
10	0.75	10500

## *Παράρτημα Γ - Datasheet εξαρτημάτων του Inverter*

**INTEGRATED CIRCUITS**

**DATA SHEET**

**74HC04; 74HCT04**  
**Hex inverter**

Product specification  
Supersedes data of 1993 Sep 01

2003 Jul 23

**Philips**  
Semiconductors



**PHILIPS**

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

FEATURES

- Complies with JEDEC standard no. 8-1A
- ESD protection:  
HBM EIA/JESD22-A114-A exceeds 2000 V  
MM EIA/JESD22-A115-A exceeds 200 V.
- Specified from -40 to +85 °C and -40 to +125 °C.

DESCRIPTION

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

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T<sub>amb</sub> = 25 °C; t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> ≤ 6.0 ns.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC04	HCT04	
t <sub>PHL</sub> /t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY	C <sub>L</sub> = 15 pF; V <sub>CC</sub> = 5 V	7	8	ns
C <sub>I</sub>	input capacitance		3.5	3.5	pF
C <sub>PD</sub>	power dissipation capacitance per gate	notes 1 and 2	21	24	pF

Notes

1. C<sub>PD</sub> is used to determine the dynamic power dissipation (P<sub>D</sub> in μW).  
 $P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i \times N + \Sigma(C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$  where:  
 f<sub>i</sub> = input frequency in MHz;  
 f<sub>o</sub> = output frequency in MHz;  
 C<sub>L</sub> = output load capacitance in pF;  
 V<sub>CC</sub> = supply voltage in Volts;  
 N = total load switching outputs;  
 Σ(C<sub>L</sub> × V<sub>CC</sub><sup>2</sup> × f<sub>o</sub>) = sum of the outputs.
2. For 74HC04: the condition is V<sub>I</sub> = GND to V<sub>CC</sub>.  
 For 74HCT04: the condition is V<sub>I</sub> = GND to V<sub>CC</sub> - 1.5 V.

FUNCTION TABLE

See note 1.

INPUT	OUTPUT
nA	nY
L	H
H	L

Note

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

Hex inverter

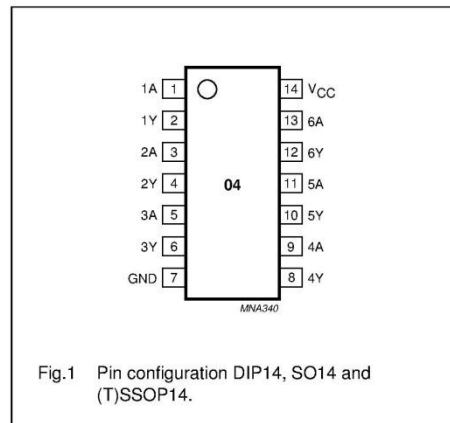
74HC04; 74HCT04

ORDERING INFORMATION

TYPE NUMBER	PACKAGE				
	TEMPERATURE RANGE	PINS	PACKAGE	MATERIAL	CODE
74HC04N	-40 to +125 °C	14	DIP14	plastic	SOT27-1
74HCT04N	-40 to +125 °C	14	DIP14	plastic	SOT27-1
74HC04D	-40 to +125 °C	14	SO14	plastic	SOT108-1
74HCT04D	-40 to +125 °C	14	SO14	plastic	SOT108-1
74HC04DB	-40 to +125 °C	14	SSOP14	plastic	SOT337-1
74HCT04DB	-40 to +125 °C	14	SSOP14	plastic	SOT337-1
74HC04PW	-40 to +125 °C	14	TSSOP14	plastic	SOT402-1
74HCT04PW	-40 to +125 °C	14	TSSOP14	plastic	SOT402-1
74HC04BQ	-40 to +125 °C	14	DHVQFN14	plastic	SOT762-1
74HCT04BQ	-40 to +125 °C	14	DHVQFN14	plastic	SOT762-1

PINNING

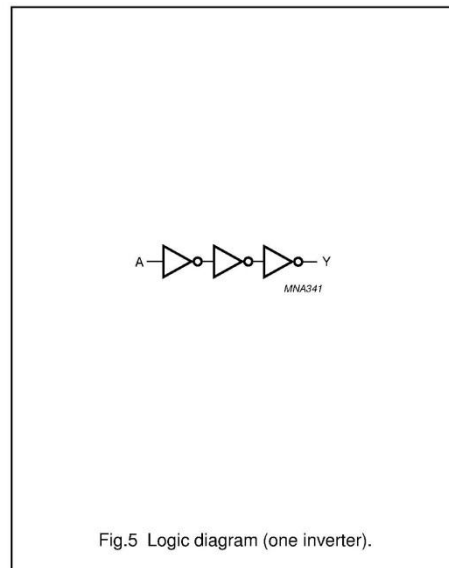
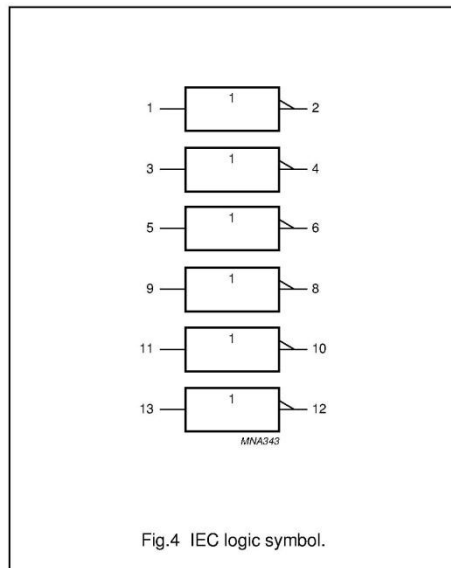
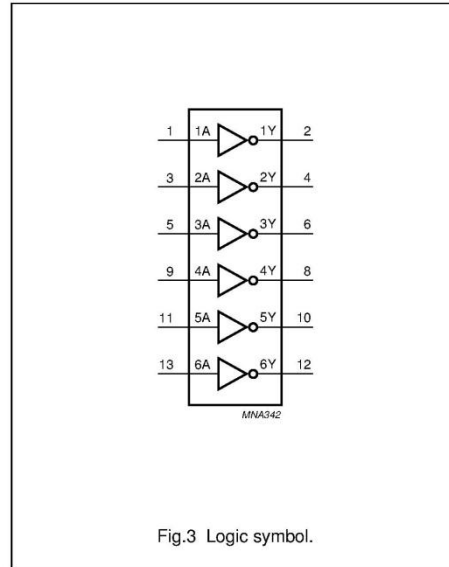
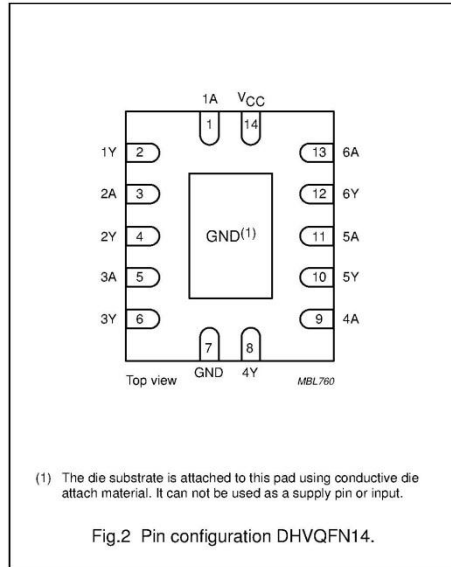
PIN	SYMBOL	DESCRIPTION
1	1A	data input
2	1Y	data output
3	2A	data input
4	2Y	data output
5	3A	data input
6	3Y	data output
7	GND	ground (0 V)
8	4Y	data output
9	4A	data input
10	5Y	data output
11	5A	data input
12	6Y	data output
13	6A	data input
14	V <sub>CC</sub>	supply voltage





Hex inverter

74HC04; 74HCT04



Hex inverter

74HC04; 74HCT04

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	74HC04			74HCT04			UNIT
			MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
V <sub>CC</sub>	supply voltage		2.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V
V <sub>I</sub>	input voltage		0	–	V <sub>CC</sub>	0	–	V <sub>CC</sub>	V
V <sub>O</sub>	output voltage		0	–	V <sub>CC</sub>	0	–	V <sub>CC</sub>	V
T <sub>amb</sub>	ambient temperature	see DC and AC characteristics per device	–40	+25	+125	–40	+25	+125	°C
t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>	input rise and fall times	V <sub>CC</sub> = 2.0 V	–	–	1000	–	–	–	ns
		V <sub>CC</sub> = 4.5 V	–	6.0	500	–	6.0	500	ns
		V <sub>CC</sub> = 6.0 V	–	–	400	–	–	–	ns

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134); voltages are referenced to GND (ground = 0 V).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V <sub>CC</sub>	supply voltage		–0.5	+7.0	V
I <sub>IK</sub>	input diode current	V <sub>I</sub> < –0.5 V or V <sub>I</sub> > V <sub>CC</sub> + 0.5 V	–	±20	mA
I <sub>OK</sub>	output diode current	V <sub>O</sub> < –0.5 V or V <sub>O</sub> > V <sub>CC</sub> + 0.5 V	–	±20	mA
I <sub>O</sub>	output source or sink current	–0.5 V < V <sub>O</sub> < V <sub>CC</sub> + 0.5 V	–	±25	mA
I <sub>CC</sub> , I <sub>GND</sub>	V <sub>CC</sub> or GND current		–	±50	mA
T <sub>stg</sub>	storage temperature		–65	+150	°C
P <sub>tot</sub>	power dissipation		–	750	mW
	DIP14 package other packages	T <sub>amb</sub> = –40 to +125 °C; note 1 T <sub>amb</sub> = –40 to +125 °C; note 2	–	500	mW

Notes

- For DIP14 packages: above 70 °C derate linearly with 12 mW/K.
- For SO14 packages: above 70 °C derate linearly with 8 mW/K.  
For SSOP14 and TSSOP14 packages: above 60 °C derate linearly with 5.5 mW/K.  
For DHVQFN14 packages: above 60 °C derate linearly with 4.5 mW/K.

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

**DC CHARACTERISTICS**

**Type 74HC04**

At recommended operating conditions; voltages are referenced to GND (ground = 0 V).

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		OTHER	V <sub>CC</sub> (V)				
<b>T<sub>amb</sub> = 25 °C</b>							
V <sub>IH</sub>	HIGH-level input voltage		2.0	1.5	1.2	–	V
			4.5	3.15	2.4	–	V
			6.0	4.2	3.2	–	V
V <sub>IL</sub>	LOW-level input voltage		2.0	–	0.8	0.5	V
			4.5	–	2.1	1.35	V
			6.0	–	2.8	1.8	V
V <sub>OH</sub>	HIGH-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = –20 μA	2.0	1.9	2.0	–	V
		I <sub>O</sub> = –20 μA	4.5	4.4	4.5	–	V
		I <sub>O</sub> = –4.0 mA	4.5	3.98	4.32	–	V
		I <sub>O</sub> = –20 μA	6.0	5.9	6.0	–	V
		I <sub>O</sub> = –5.2 mA	6.0	5.48	5.81	–	V
V <sub>OL</sub>	LOW-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = 20 μA	2.0	–	0	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 20 μA	4.5	–	0	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 4.0 mA	4.5	–	0.15	0.26	V
		I <sub>O</sub> = 20 μA	6.0	–	0	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 5.2 mA	6.0	–	0.16	0.26	V
I <sub>LI</sub>	input leakage current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	6.0	–	0.1	±0.1	μA
I <sub>OZ</sub>	3-state output OFF current	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> ; V <sub>O</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	6.0	–	–	±0.5	μA
I <sub>CC</sub>	quiescent supply current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	6.0	–	–	2	μA

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		OTHER	V <sub>CC</sub> (V)				
<b>T<sub>amb</sub> = -40 to +85 °C</b>							
V <sub>IH</sub>	HIGH-level input voltage		2.0	1.5	-	-	V
			4.5	3.15	-	-	V
			6.0	4.2	-	-	V
V <sub>IL</sub>	LOW-level input voltage		2.0	-	-	0.5	V
			4.5	-	-	1.35	V
			6.0	-	-	1.8	V
V <sub>OH</sub>	HIGH-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = -20 μA	2.0	1.9	-	-	V
		I <sub>O</sub> = -20 μA	4.5	4.4	-	-	V
		I <sub>O</sub> = -4.0 mA	4.5	3.84	-	-	V
		I <sub>O</sub> = -20 μA	6.0	5.9	-	-	V
		I <sub>O</sub> = -5.2 mA	6.0	5.34	-	-	V
V <sub>OL</sub>	LOW-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = 20 μA	2.0	-	-	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 20 μA	4.5	-	-	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 4.0 mA	4.5	-	-	0.33	V
		I <sub>O</sub> = 20 μA	6.0	-	-	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 5.2 mA	6.0	-	-	0.33	V
I <sub>LI</sub>	input leakage current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	6.0	-	-	±1.0	μA
I <sub>OZ</sub>	3-state output OFF current	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> ; V <sub>O</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	6.0	-	-	±5.0	μA
I <sub>CC</sub>	quiescent supply current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	6.0	-	-	20	μA

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		OTHER	V <sub>CC</sub> (V)				
<b>T<sub>amb</sub> = -40 to +125 °C</b>							
V <sub>IH</sub>	HIGH-level input voltage		2.0	1.5	-	-	V
			4.5	3.15	-	-	V
			6.0	4.2	-	-	V
V <sub>IL</sub>	LOW-level input voltage		2.0	-	-	0.5	V
			4.5	-	-	1.35	V
			6.0	-	-	1.8	V
V <sub>OH</sub>	HIGH-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = -20 μA	2.0	1.9	-	-	V
		I <sub>O</sub> = -20 μA	4.5	4.4	-	-	V
		I <sub>O</sub> = -20 μA	6.0	5.9	-	-	V
		I <sub>O</sub> = -4.0 mA	4.5	3.7	-	-	V
		I <sub>O</sub> = -5.2 mA	6.0	5.2	-	-	V
V <sub>OL</sub>	LOW-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = 20 μA	2.0	-	-	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 20 μA	4.5	-	-	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 20 μA	6.0	-	-	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 4.0 mA	4.5	-	-	0.4	V
		I <sub>O</sub> = 5.2 mA	6.0	-	-	0.4	V
I <sub>LI</sub>	input leakage current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	6.0	-	-	±1.0	μA
I <sub>OZ</sub>	3-state output OFF current	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> ; V <sub>O</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	6.0	-	-	±10.0	μA
I <sub>CC</sub>	quiescent supply current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	6.0	-	-	40	μA

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

**Type 74HCT04**

At recommended operating conditions; voltages are referenced to GND (ground = 0 V).

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		OTHER	V <sub>CC</sub> (V)				
<b>T<sub>amb</sub> = 25 °C</b>							
V <sub>IH</sub>	HIGH-level input voltage		4.5 to 5.5	2.0	1.6	–	V
V <sub>IL</sub>	LOW-level input voltage		4.5 to 5.5	–	1.2	0.8	V
V <sub>OH</sub>	HIGH-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = –20 μA	4.5	4.4	4.5	–	V
		I <sub>O</sub> = –4.0 mA	4.5	3.84	4.32	–	V
V <sub>OL</sub>	LOW-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = 20 μA	4.5	–	0	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 4.0 mA	4.5	–	0.15	0.26	V
I <sub>LI</sub>	input leakage current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	5.5	–	–	±0.1	μA
I <sub>OZ</sub>	3-state output OFF current	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> ; V <sub>O</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	5.5	–	–	±0.5	μA
I <sub>CC</sub>	quiescent supply current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	5.5	–	–	2	μA
ΔI <sub>CC</sub>	additional supply current per input	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> – 2.1 V; I <sub>O</sub> = 0	4.5 to 5.5	–	120	432	μA
<b>T<sub>amb</sub> = –40 to +85 °C</b>							
V <sub>IH</sub>	HIGH-level input voltage		4.5 to 5.5	2.0	–	–	V
V <sub>IL</sub>	LOW-level input voltage		4.5 to 5.5	–	–	0.8	V
V <sub>OH</sub>	HIGH-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = –20 μA	4.5	4.4	–	–	V
		I <sub>O</sub> = –4.0 mA	4.5	3.84	–	–	V
V <sub>OL</sub>	LOW-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = 20 μA	4.5	–	–	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 4.0 mA	4.5	–	–	0.33	V
I <sub>LI</sub>	input leakage current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	5.5	–	–	±1.0	μA
I <sub>OZ</sub>	3-state output OFF current	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> ; V <sub>O</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	5.5	–	–	±5.0	μA
I <sub>CC</sub>	quiescent supply current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	5.5	–	–	20	μA
ΔI <sub>CC</sub>	additional supply current per input	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> – 2.1 V; I <sub>O</sub> = 0	4.5 to 5.5	–	–	540	μA

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		OTHER	V <sub>CC</sub> (V)				
<b>T<sub>amb</sub> = -40 to +125 °C</b>							
V <sub>IH</sub>	HIGH-level input voltage		4.5 to 5.5	2.0	–	–	V
V <sub>IL</sub>	LOW-level input voltage		4.5 to 5.5	–	–	0.8	V
V <sub>OH</sub>	HIGH-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = -20 μA	4.5	4.4	–	–	V
		I <sub>O</sub> = -4.0 mA	4.5	3.7	–	–	V
V <sub>OL</sub>	LOW-level output voltage	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> I <sub>O</sub> = 20 μA	4.5	–	–	0.1	V
		I <sub>O</sub> = 4.0 mA	4.5	–	–	0.4	V
I <sub>LI</sub>	input leakage current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	5.5	–	–	±1.0	μA
I <sub>OZ</sub>	3-state output OFF current	V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> ; V <sub>O</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	5.5	–	–	±10	μA
I <sub>CC</sub>	quiescent supply current	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> or GND; I <sub>O</sub> = 0	5.5	–	–	40	μA
ΔI <sub>CC</sub>	additional supply current per input	V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> - 2.1 V; I <sub>O</sub> = 0	4.5 to 5.5	–	–	590	μA

Hex inverter

74HC04; 74HCT04

**AC CHARACTERISTICS**

**Family 74HC04**

GND = 0 V;  $t_r = t_f \leq 6.0$  ns;  $C_L = 50$  pF.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		WAVEFORMS	V <sub>CC</sub> (V)				
<b>T<sub>amb</sub> = 25 °C</b>							
t <sub>PHL</sub> /t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	2.0	–	25	85	ns
			4.5	–	9	17	ns
			6.0	–	7	14	ns
t <sub>THL</sub> /t <sub>TLH</sub>	output transition time	see Figs 6 and 7	2.0	–	19	75	ns
			4.5	–	7	15	ns
			6.0	–	6	13	ns
<b>T<sub>amb</sub> = –40 to +85 °C</b>							
t <sub>PHL</sub> /t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	2.0	–	–	105	ns
			4.5	–	–	21	ns
			6.0	–	–	18	ns
t <sub>THL</sub> /t <sub>TLH</sub>	output transition time	see Figs 6 and 7	2.0	–	–	95	ns
			4.5	–	–	19	ns
			6.0	–	–	16	ns
<b>T<sub>amb</sub> = –40 to +125 °C</b>							
t <sub>PHL</sub> /t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	2.0	–	–	130	ns
			4.5	–	–	26	ns
			6.0	–	–	22	ns
t <sub>THL</sub> /t <sub>TLH</sub>	output transition time	see Figs 6 and 7	2.0	–	–	110	ns
			4.5	–	–	22	ns
			6.0	–	–	19	ns



Hex inverter

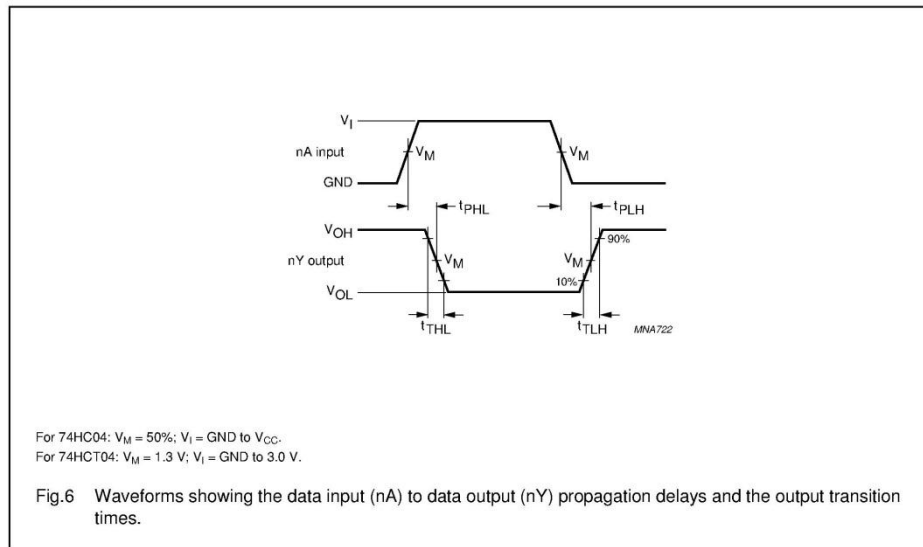
74HC04; 74HCT04

Family 74HCT04

GND = 0 V;  $t_r = t_f \leq 6.0$  ns;  $C_L = 50$  pF.

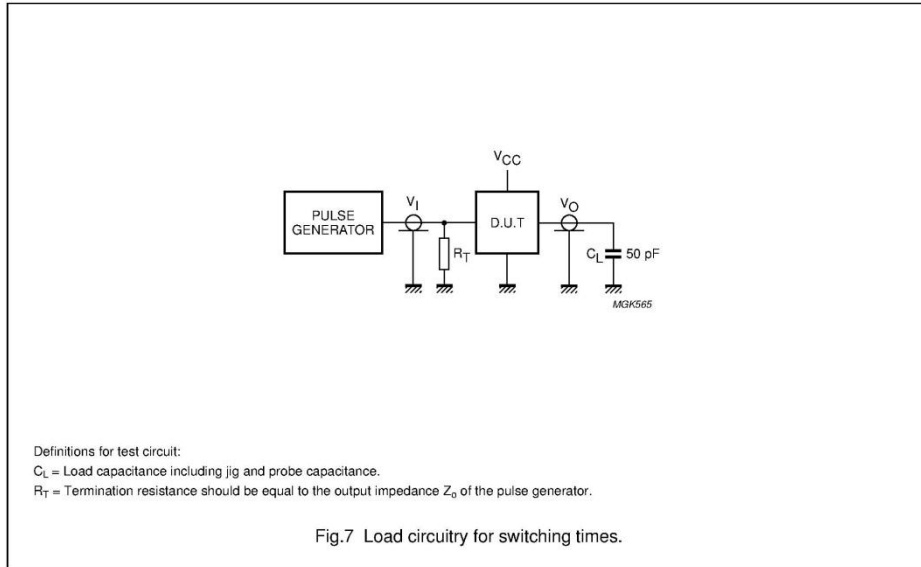
SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
		WAVEFORMS	V <sub>CC</sub> (V)				
<b>T<sub>amb</sub> = 25 °C</b>							
t <sub>PHL</sub> /t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	4.5	–	10	19	ns
t <sub>THL</sub> /t <sub>TLH</sub>	output transition time	see Figs 6 and 7	4.5	–	7	15	ns
<b>T<sub>amb</sub> = –40 to +85 °C</b>							
t <sub>PHL</sub> /t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	4.5	–	–	24	ns
t <sub>THL</sub> /t <sub>TLH</sub>	output transition time	see Figs 6 and 7	4.5	–	–	19	ns
<b>T<sub>amb</sub> = –40 to +125 °C</b>							
t <sub>PHL</sub> /t <sub>PLH</sub>	propagation delay nA to nY	see Figs 6 and 7	4.5	–	–	29	ns
t <sub>THL</sub> /t <sub>TLH</sub>	output transition time	see Figs 6 and 7	4.5	–	–	22	ns

AC WAVEFORMS



Hex inverter

74HC04; 74HCT04



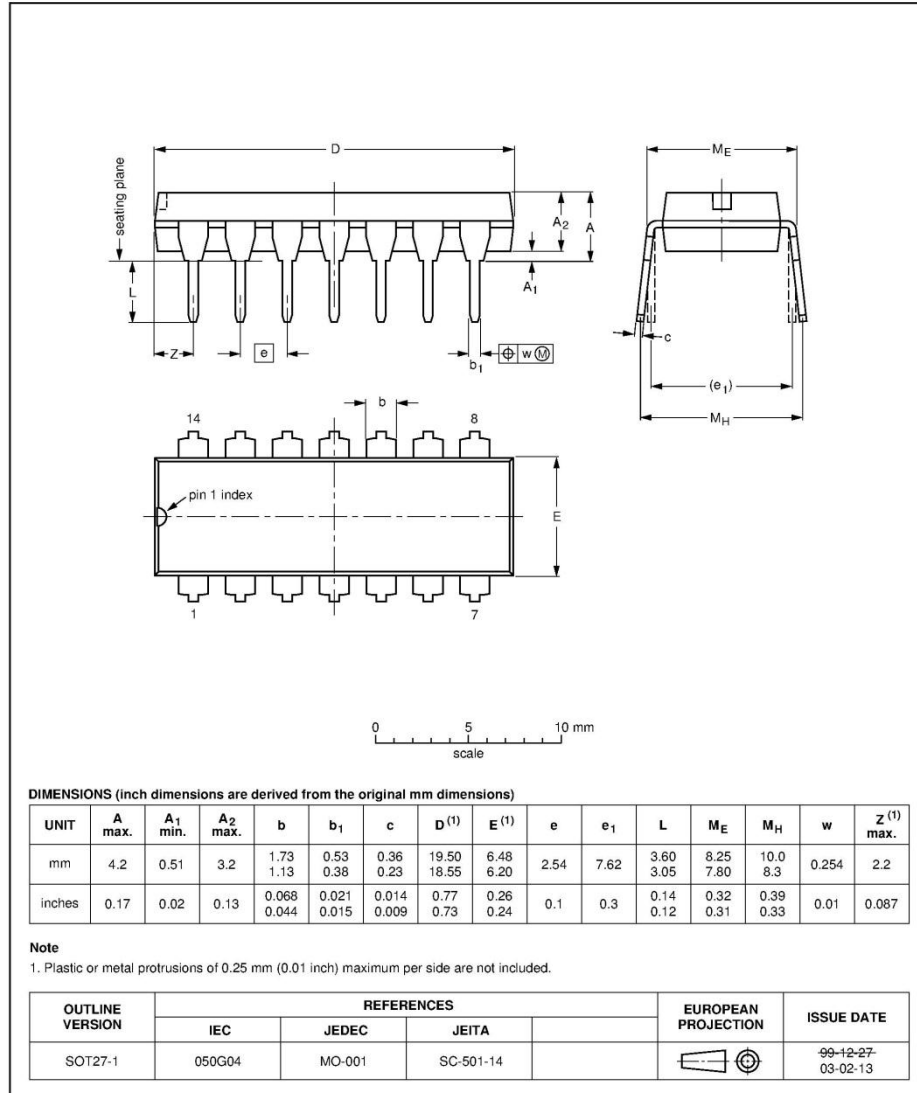
Hex inverter

74HC04; 74HCT04

PACKAGE OUTLINES

DIP14: plastic dual in-line package; 14 leads (300 mil)

SOT27-1

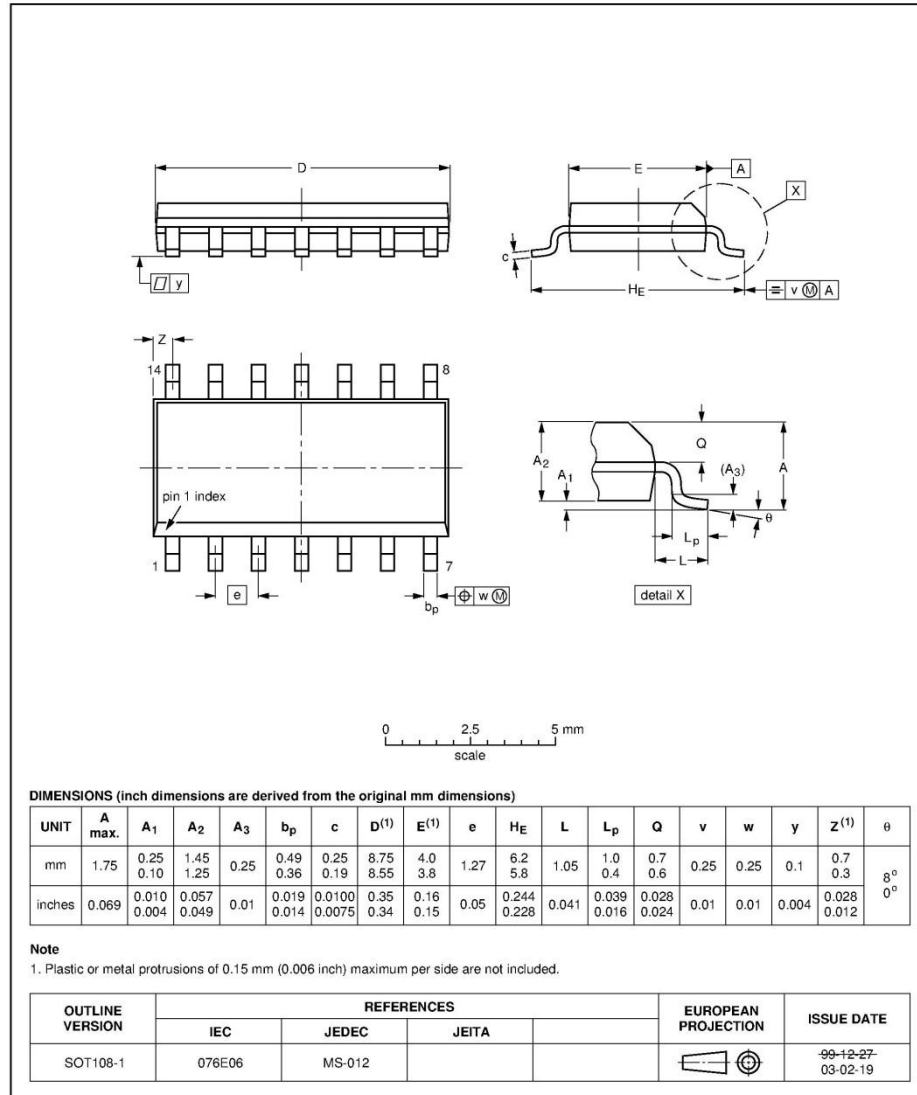


Hex inverter

74HC04; 74HCT04

SOT14: plastic small outline package; 14 leads; body width 3.9 mm

SOT108-1

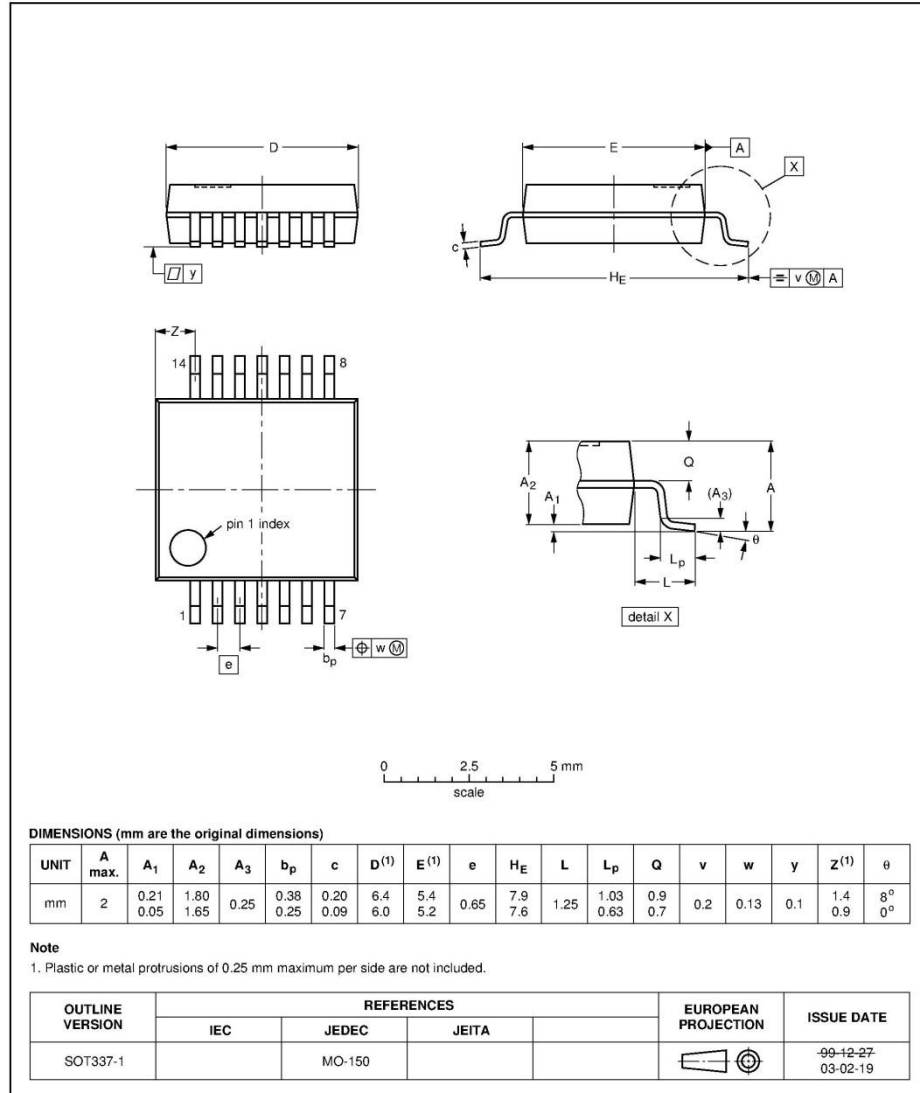


Hex inverter

74HC04; 74HCT04

SSOP14: plastic shrink small outline package; 14 leads; body width 5.3 mm

SOT337-1

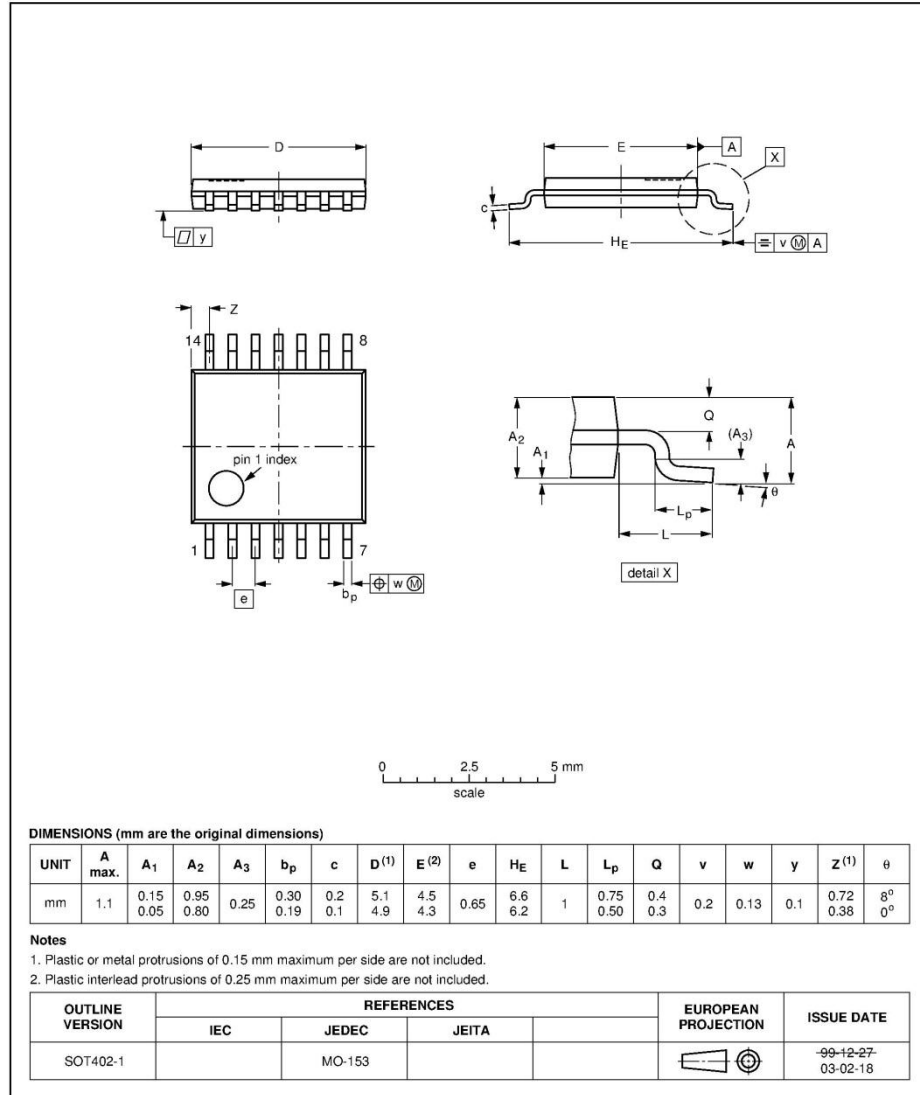


Hex inverter

74HC04; 74HCT04

TSSOP14: plastic thin shrink small outline package; 14 leads; body width 4.4 mm

SOT402-1

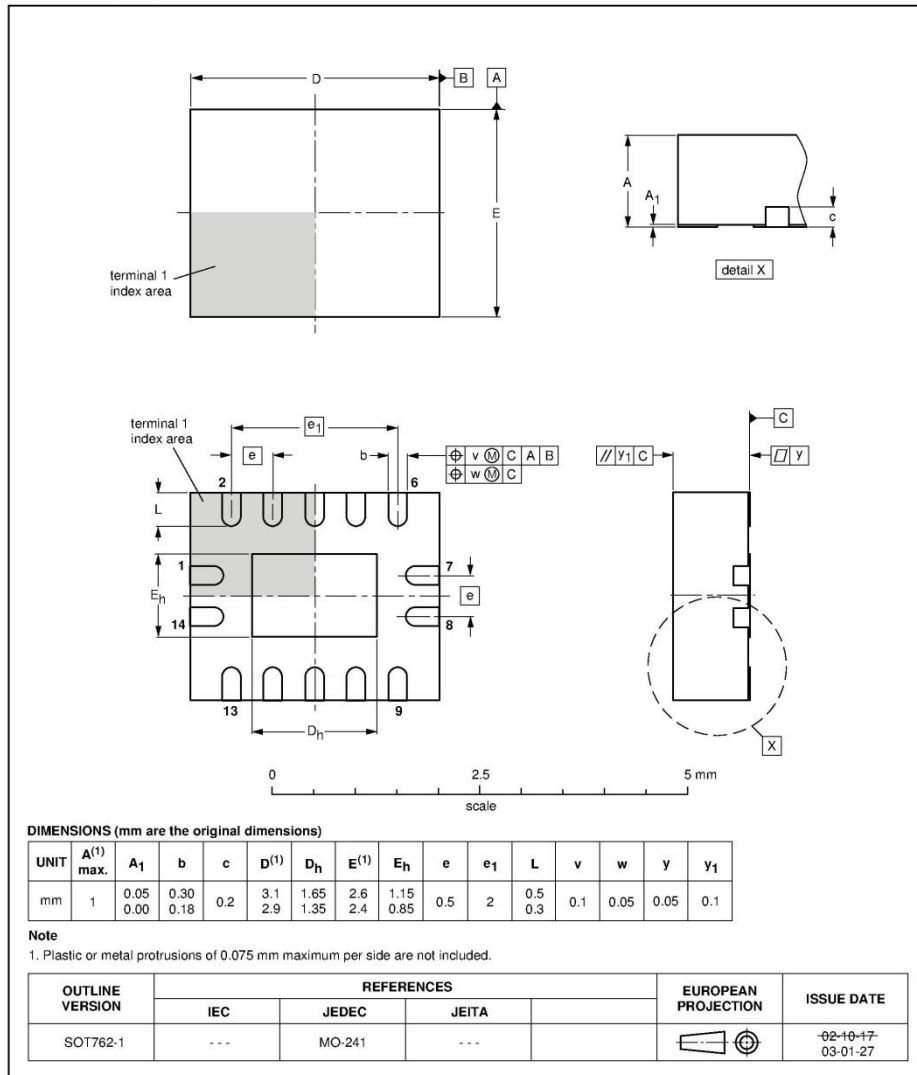


Hex inverter

74HC04; 74HCT04

DHVQFN14: plastic dual in-line compatible thermal enhanced very thin quad flat package; no leads; 14 terminals; body 2.5 x 3 x 0.85 mm

SOT762-1



Hex inverter

74HC04; 74HCT04

DATA SHEET STATUS

LEVEL	DATA SHEET STATUS <sup>(1)</sup>	PRODUCT STATUS <sup>(2)(3)</sup>	DEFINITION
I	Objective data	Development	This data sheet contains data from the objective specification for product development. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification in any manner without notice.
II	Preliminary data	Qualification	This data sheet contains data from the preliminary specification. Supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification without notice, in order to improve the design and supply the best possible product.
III	Product data	Production	This data sheet contains data from the product specification. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time in order to improve the design, manufacturing and supply. Relevant changes will be communicated via a Customer Product/Process Change Notification (CPCN).

Notes

1. Please consult the most recently issued data sheet before initiating or completing a design.
2. The product status of the device(s) described in this data sheet may have changed since this data sheet was published. The latest information is available on the Internet at URL <http://www.semiconductors.philips.com>.
3. For data sheets describing multiple type numbers, the highest-level product status determines the data sheet status.

DEFINITIONS

**Short-form specification** — The data in a short-form specification is extracted from a full data sheet with the same type number and title. For detailed information see the relevant data sheet or data handbook.

**Limiting values definition** — Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

**Application information** — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors make no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

DISCLAIMERS

**Life support applications** — These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips Semiconductors customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors for any damages resulting from such application.

**Right to make changes** — Philips Semiconductors reserves the right to make changes in the products - including circuits, standard cells, and/or software - described or contained herein in order to improve design and/or performance. When the product is in full production (status 'Production'), relevant changes will be communicated via a Customer Product/Process Change Notification (CPCN). Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no licence or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified.



## ***Philips Semiconductors – a worldwide company***

### **Contact information**

For additional information please visit <http://www.semiconductors.philips.com>. Fax: +31 40 27 24825

For sales offices addresses send e-mail to: [sales.addresses@www.semiconductors.philips.com](mailto:sales.addresses@www.semiconductors.philips.com).

© Koninklijke Philips Electronics N.V. 2003

SCA75

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

613508/03/pp20

Date of release: 2003 Jul 23

Document order number: 9397 750 11256

*Let's make things better.*

**Philips  
Semiconductors**



**PHILIPS**



January 2011

## Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers

### Features

- Very high speed – 10 MBit/s
- Superior CMR – 10 kV/μs
- Double working voltage-480V
- Fan-out of 8 over -40°C to +85°C
- Logic gate output
- Strobable output
- Wired OR-open collector
- U.L. recognized (File # E90700)

### Applications

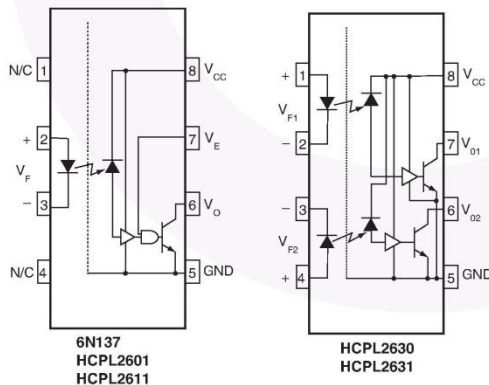
- Ground loop elimination
- LSTTL to TTL, LSTTL or 5-volt CMOS
- Line receiver, data transmission
- Data multiplexing
- Switching power supplies
- Pulse transformer replacement
- Computer-peripheral interface

### Description

The 6N137, HCPL2601, HCPL2611 single-channel and HCPL2630, HCPL2631 dual-channel optocouplers consist of a 850 nm AlGaAs LED, optically coupled to a very high speed integrated photo-detector logic gate with a strobable output. This output features an open collector, thereby permitting wired OR outputs. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of -40°C to +85°C. A maximum input signal of 5mA will provide a minimum output sink current of 13mA (fan out of 8).

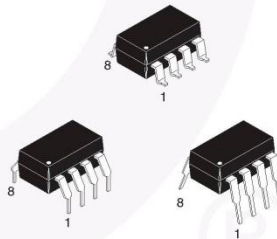
An internal noise shield provides superior common mode rejection of typically 10kV/μs. The HCPL2601 and HCPL2631 has a minimum CMR of 5kV/μs. The HCPL2611 has a minimum CMR of 10kV/μs.

### Schematics



A 0.1μF bypass capacitor must be connected between pins 8 and 5<sup>(1)</sup>.

### Package Outlines



Truth Table (Positive Logic)

Input	Enable	Output
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H
H	NC	L
L	NC	H

**Absolute Maximum Ratings** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

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

Symbol	Parameter		Value	Units
$T_{STG}$	Storage Temperature		-55 to +125	$^\circ\text{C}$
$T_{OPR}$	Operating Temperature		-40 to +85	$^\circ\text{C}$
$T_{SOL}$	Lead Solder Temperature (for wave soldering only)*		260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
<b>EMITTER</b>				
$I_F$	DC/Average Forward	Single Channel	50	mA
	Input Current	Dual Channel (Each Channel)	30	
$V_E$	Enable Input Voltage Not to Exceed $V_{CC}$ by more than 500mV	Single Channel	5.5	V
$V_R$	Reverse Input Voltage	Each Channel	5.0	V
$P_I$	Power Dissipation	Single Channel	100	mW
		Dual Channel (Each Channel)	45	
<b>DETECTOR</b>				
$V_{CC}$ (1 minute max)	Supply Voltage		7.0	V
$I_O$	Output Current	Single Channel	50	mA
		Dual Channel (Each Channel)	50	
$V_O$	Output Voltage		7.0	V
$P_O$	Collector Output	Single Channel	85	mW
	Power Dissipation	Dual Channel (Each Channel)	60	

\*For peak soldering reflow, please refer to the Reflow Profile on page 11.

**Recommended Operating Conditions**

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

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Units
$I_{FL}$	Input Current, Low Level	0	250	$\mu\text{A}$
$I_{FH}$	Input Current, High Level	*6.3	15	mA
$V_{CC}$	Supply Voltage, Output	4.5	5.5	V
$V_{EL}$	Enable Voltage, Low Level	0	0.8	V
$V_{EH}$	Enable Voltage, High Level	2.0	$V_{CC}$	V
$T_A$	Low Level Supply Current	-40	+85	$^\circ\text{C}$
N	Fan Out (TTL load)		8	

\*6.3mA is a guard banded value which allows for at least 20% CTR degradation. Initial input current threshold value is 5.0mA or less.

**Electrical Characteristics** ( $T_A = 0$  to  $70^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

**Individual Component Characteristics**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.*	Max.	Unit
<b>EMITTER</b>						
$V_F$	Input Forward Voltage	$I_F = 10\text{mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		1.4	1.75	V
$B_{VR}$	Input Reverse Breakdown Voltage	$I_R = 10\mu\text{A}$	5.0			V
$C_{IN}$	Input Capacitance	$V_F = 0, f = 1\text{MHz}$		60		pF
$\Delta V_F / \Delta T_A$	Input Diode Temperature Coefficient	$I_F = 10\text{mA}$		-1.4		mV/ $^\circ\text{C}$
<b>DETECTOR</b>						
$I_{CCH}$	High Level Supply Current	$V_{CC} = 5.5\text{V}, I_F = 0\text{mA}, V_E = 0.5\text{V}$	Single Channel	7	10	mA
			Dual Channel	10	15	
$I_{CCL}$	Low Level Supply Current	Single Channel	$V_{CC} = 5.5\text{V}, I_F = 10\text{mA}$	9	13	mA
		Dual Channel	$V_E = 0.5\text{V}$	14	21	
$I_{EL}$	Low Level Enable Current	$V_{CC} = 5.5\text{V}, V_E = 0.5\text{V}$		-0.8	-1.6	mA
$I_{EH}$	High Level Enable Current	$V_{CC} = 5.5\text{V}, V_E = 2.0\text{V}$		-0.6	-1.6	mA
$V_{EH}$	High Level Enable Voltage	$V_{CC} = 5.5\text{V}, I_F = 10\text{mA}$	2.0			V
$V_{EL}$	Low Level Enable Voltage	$V_{CC} = 5.5\text{V}, I_F = 10\text{mA}^{(3)}$			0.8	V

**Switching Characteristics** ( $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}, V_{CC} = 5\text{V}, I_F = 7.5\text{mA}$  unless otherwise specified)

Symbol	AC Characteristics	Test Conditions	Min.	Typ.*	Max.	Unit
$T_{PLH}$	Propagation Delay Time to Output HIGH Level	$R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(4)}$ (Fig. 12) $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	45	75 100	ns
$T_{PHL}$	Propagation Delay Time to Output LOW Level	$T_A = 25^\circ\text{C}^{(5)}$ $R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}$ (Fig. 12)	25	45	75 100	
$ T_{PHL} - T_{PLH} $	Pulse Width Distortion	$(R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF})$ (Fig. 12)		3	35	ns
$t_r$	Output Rise Time (10–90%)	$R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(6)}$ (Fig. 12)		50		ns
$t_f$	Output Rise Time (90–10%)	$R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(7)}$ (Fig. 12)		12		ns
$t_{ELH}$	Enable Propagation Delay Time to Output HIGH Level	$I_F = 7.5\text{mA}, V_{EH} = 3.5\text{V}, R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(8)}$ (Fig. 13)		20		ns
$t_{EHL}$	Enable Propagation Delay Time to Output LOW Level	$I_F = 7.5\text{mA}, V_{EH} = 3.5\text{V}, R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(9)}$ (Fig. 13)		20		ns
$ ICM_H $	Common Mode Transient Immunity (at Output HIGH Level)	$T_A = 25^\circ\text{C},  IV_{CM}  = 50\text{V}$ (Peak), $I_F = 0\text{mA}, V_{OH} (\text{Min.}) = 2.0\text{V}, R_L = 350\Omega^{(10)}$ (Fig. 14)	6N137, HCPL2630 HCPL2601, HCPL2631	10,000 5000	10,000	V/ $\mu\text{s}$
$ ICM_L $	Common Mode Transient Immunity (at Output LOW Level)	$R_L = 350\Omega, I_F = 7.5\text{mA}, V_{OL} (\text{Max.}) = 0.8\text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}^{(11)}$ (Fig. 14)	6N137, HCPL2630 HCPL2601, HCPL2631	10,000 5000	10,000	
		$ IV_{CM}  = 400\text{V}$	HCPL2611	10,000	15,000	V/ $\mu\text{s}$

**Electrical Characteristics** (Continued)

**Transfer Characteristics** ( $T_A = -40$  to  $+85^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

Symbol	DC Characteristics	Test Conditions	Min.	Typ.*	Max.	Unit
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current	$V_{CC} = 5.5\text{V}$ , $V_O = 5.5\text{V}$ , $I_F = 250\mu\text{A}$ , $V_E = 2.0\text{V}^{(2)}$			100	$\mu\text{A}$
$V_{OL}$	LOW Level Output Current	$V_{CC} = 5.5\text{V}$ , $I_F = 5\text{mA}$ , $V_E = 2.0\text{V}$ , $I_{CL} = 13\text{mA}^{(2)}$		.35	0.6	V
$I_{FT}$	Input Threshold Current	$V_{CC} = 5.5\text{V}$ , $V_O = 0.6\text{V}$ , $V_E = 2.0\text{V}$ , $I_{OL} = 13\text{mA}$		3	5	mA

**Isolation Characteristics** ( $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  unless otherwise specified.)

Symbol	Characteristics	Test Conditions	Min.	Typ.*	Max.	Unit
$I_{I-O}$	Input-Output Insulation Leakage Current	Relative humidity = 45%, $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $t = 5\text{s}$ , $V_{I-O} = 3000\text{VDC}^{(12)}$			1.0*	$\mu\text{A}$
$V_{ISO}$	Withstand Insulation Test Voltage	RH < 50%, $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_{I-O} \leq 2\mu\text{A}$ , $t = 1\text{min.}^{(12)}$	2500			$V_{RMS}$
$R_{I-O}$	Resistance (Input to Output)	$V_{I-O} = 500\text{V}^{(12)}$		$10^{12}$		$\Omega$
$C_{I-O}$	Capacitance (Input to Output)	$f = 1\text{MHz}^{(12)}$		0.6		pF

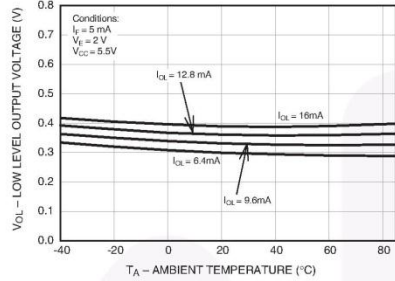
\*All Typicals at  $V_{CC} = 5\text{V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

**Notes:**

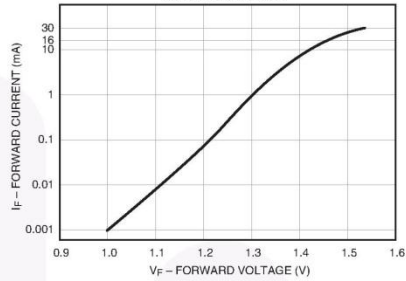
- The  $V_{CC}$  supply to each optoisolator must be bypassed by a  $0.1\mu\text{F}$  capacitor or larger. This can be either a ceramic or solid tantalum capacitor with good high frequency characteristic and should be connected as close as possible to the package  $V_{CC}$  and GND pins of each device.
- Each channel.
- Enable Input – No pull up resistor required as the device has an internal pull up resistor.
- $t_{PLH}$  – Propagation delay is measured from the 3.75mA level on the HIGH to LOW transition of the input current pulse to the 1.5 V level on the LOW to HIGH transition of the output voltage pulse.
- $t_{PHL}$  – Propagation delay is measured from the 3.75mA level on the LOW to HIGH transition of the input current pulse to the 1.5 V level on the HIGH to LOW transition of the output voltage pulse.
- $t_r$  – Rise time is measured from the 90% to the 10% levels on the LOW to HIGH transition of the output pulse.
- $t_f$  – Fall time is measured from the 10% to the 90% levels on the HIGH to LOW transition of the output pulse.
- $t_{ELH}$  – Enable input propagation delay is measured from the 1.5V level on the HIGH to LOW transition of the input voltage pulse to the 1.5V level on the LOW to HIGH transition of the output voltage pulse.
- $t_{EHL}$  – Enable input propagation delay is measured from the 1.5V level on the LOW to HIGH transition of the input voltage pulse to the 1.5V level on the HIGH to LOW transition of the output voltage pulse.
- $CM_H$  – The maximum tolerable rate of rise of the common mode voltage to ensure the output will remain in the HIGH state (i.e.,  $V_{OUT} > 2.0\text{V}$ ). Measured in volts per microsecond (V/ $\mu\text{s}$ ).
- $CM_L$  – The maximum tolerable rate of rise of the common mode voltage to ensure the output will remain in the LOW output state (i.e.,  $V_{OUT} < 0.8\text{V}$ ). Measured in volts per microsecond (V/ $\mu\text{s}$ ).
- Device considered a two-terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and Pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

**Typical Performance Curves**

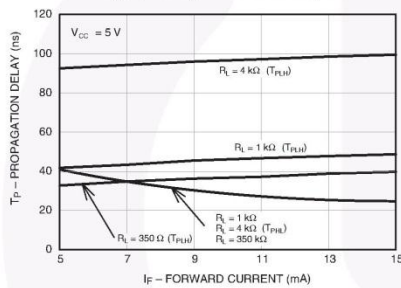
**Fig.1 Low Level Output Voltage vs. Ambient Temperature**



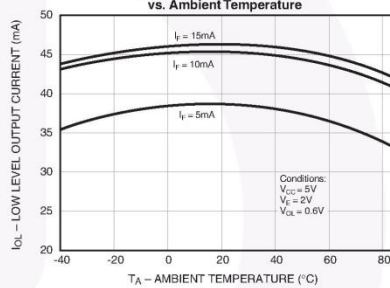
**Fig. 2 Input Diode Forward Voltage vs. Forward Current**



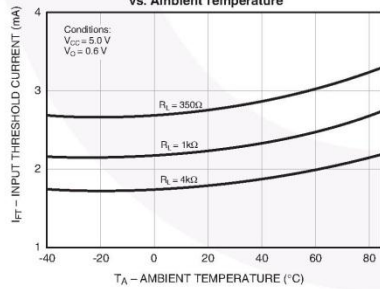
**Fig.3 Switching Time vs. Forward Current**



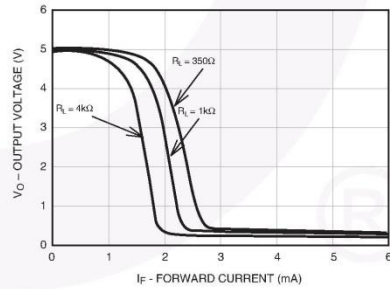
**Fig. 4 Low Level Output Current vs. Ambient Temperature**



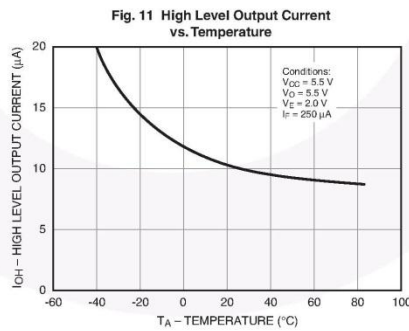
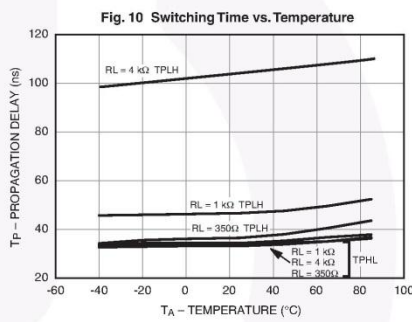
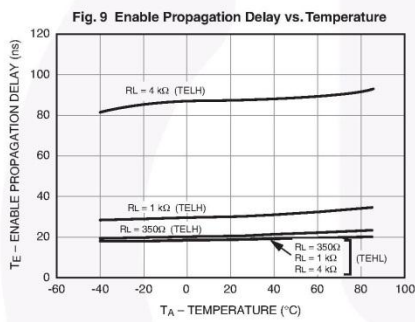
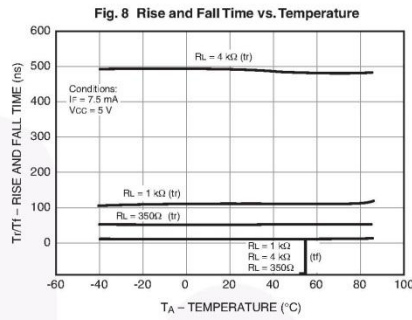
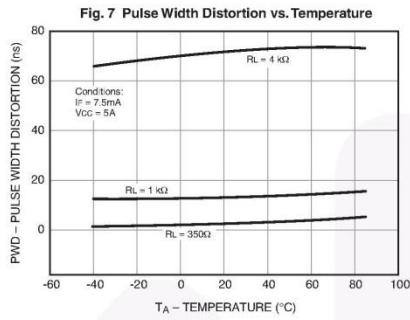
**Fig. 5 Input Threshold Current vs. Ambient Temperature**

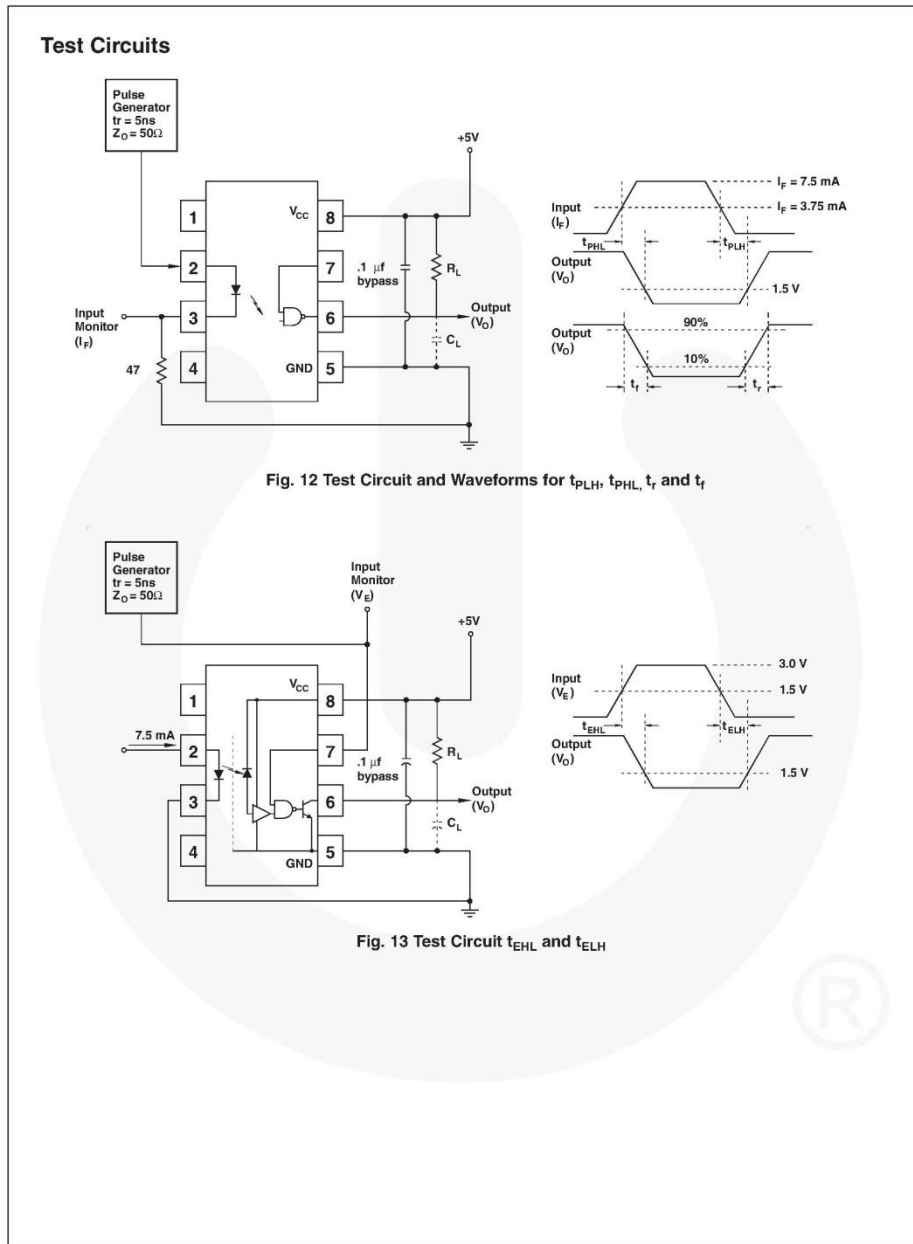


**Fig. 6 Output Voltage vs. Input Forward Current**



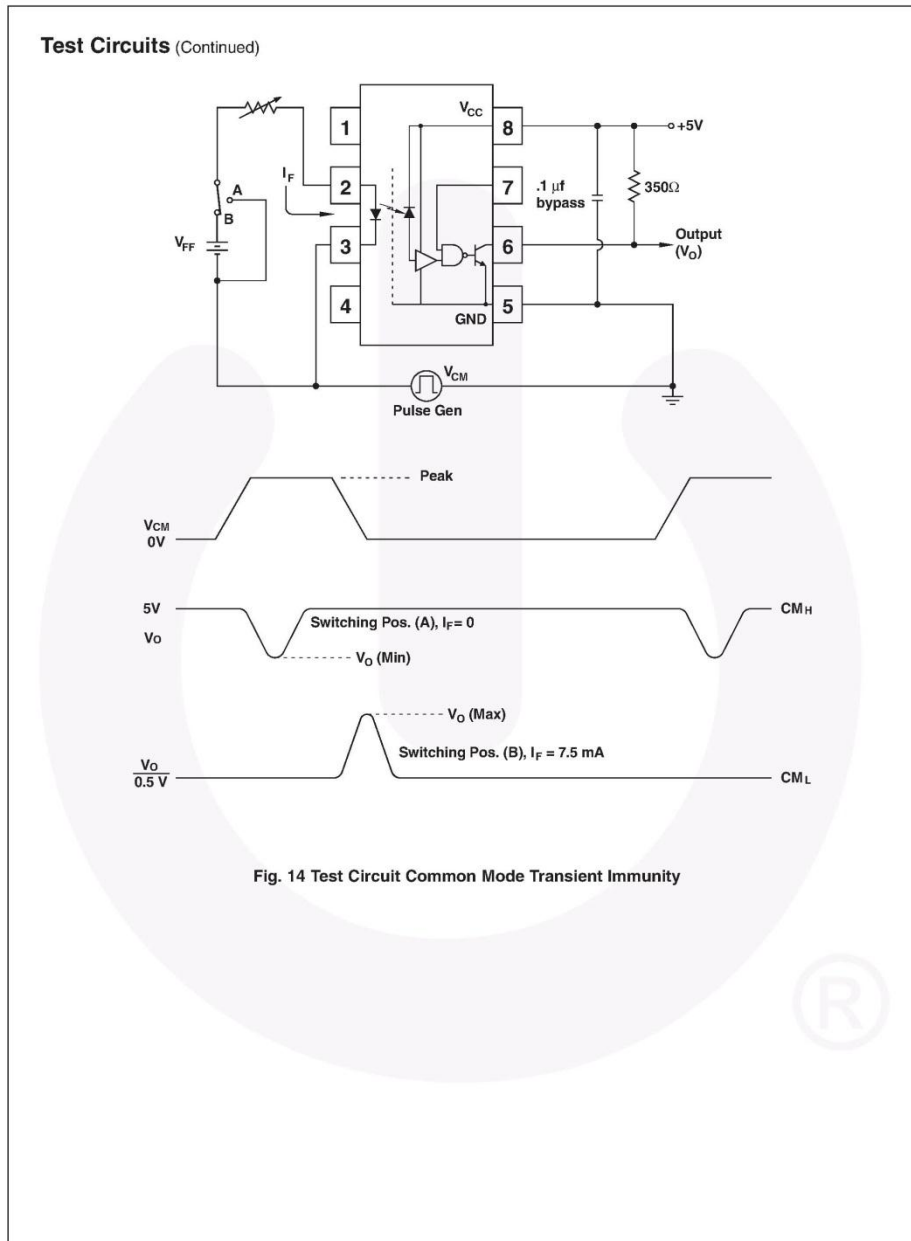
Typical Performance Curves (Continued)



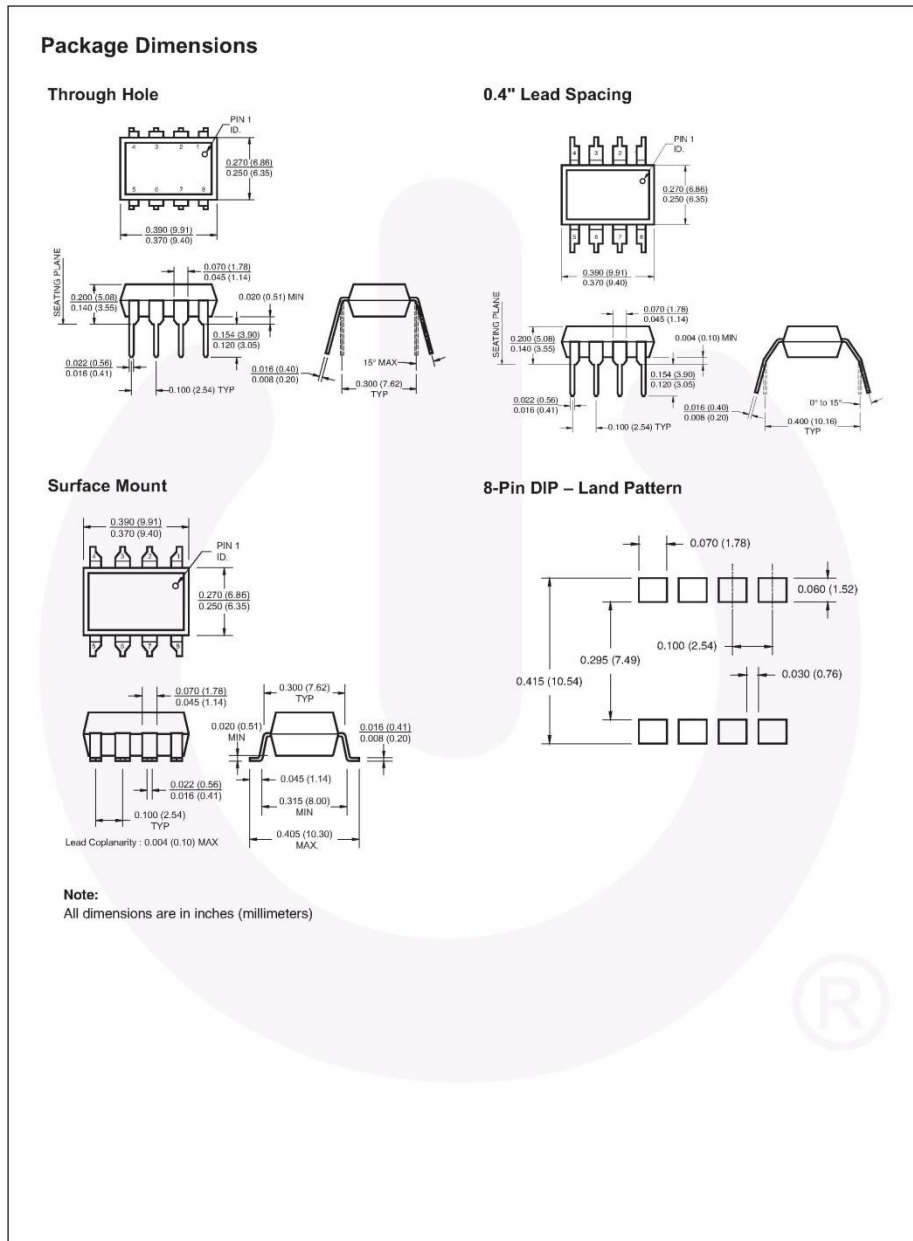


Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 — High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers





Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 — High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers

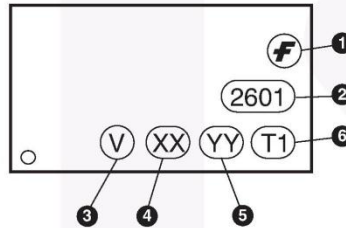


Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 — High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers

### Ordering Information

Option	Example Part Number	Description
S	6N137S	Surface Mount Lead Bend
SD	6N137SD	Surface Mount; Tape and Reel
W	6N137W	0.4" Lead Spacing
V	6N137V	VDE0884
WV	6N137WV	VDE0884; 0.4" Lead Spacing
SV	6N137SV	VDE0884; Surface Mount
SDV	6N137SDV	VDE0884; Surface Mount; Tape and Reel

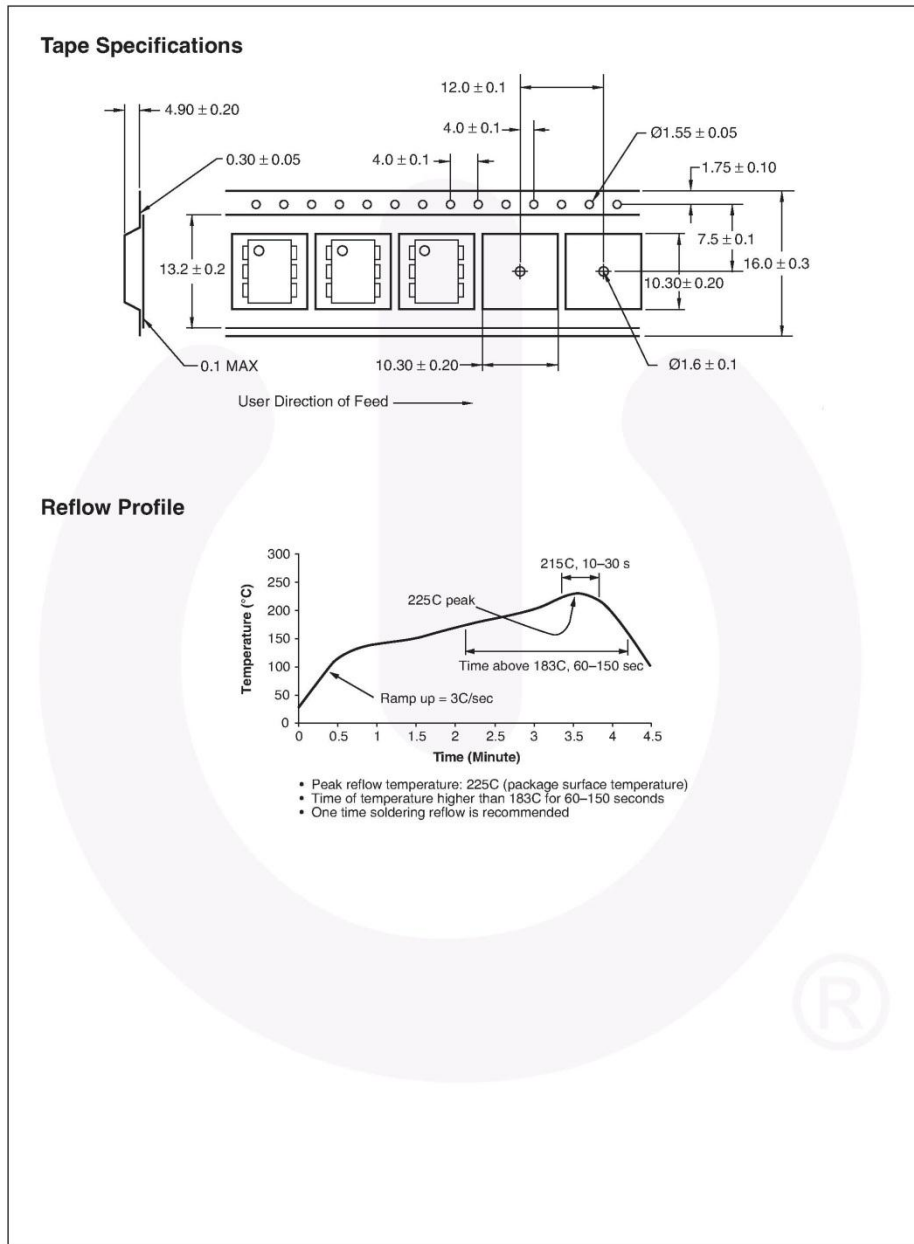
### Marking Information



#### Definitions

1	Fairchild logo
2	Device number
3	VDE mark (Note: Only appears on parts ordered with VDE option – See order entry table)
4	Two digit year code, e.g., '03'
5	Two digit work week ranging from '01' to '53'
6	Assembly package code

Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 — High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers



Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 — High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers




---

**TRADEMARKS**  
The following includes registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

AccuPower™ Auto-SPM™ Build it Now™ CorePLUS™ CorePOWER™ CROSSVOLT™ CTL™ Current Transfer Logic™ DEUXPEED® Dual Cool™ EcoSPARK™ EfficientMax™ ESBC™  Fairchild® Fairchild Semiconductor® FACT Quiet Series™ FACT® FAST® FastCore™ FETBench™ FlashWriter™ FPS™	F-PFS™ FRFET® Global Power Resource™ Green FPS™ Green FPS™ e-Series™ Gmax™ GTO™ IntelliMAX™ ISOPLANAR™ MegaBuck™ MICROCOPPLER™ MicroFET™ MicroPak™ MicroPak2™ MillerDrive™ MotionMax™ Motion-SPM™ OptoHIT™ OPTOLOGIC® OPTOPLANAR® PDP SPM™ Power-SPM™	PowerTrench® PowerXS™ Programmable Active Droop™ QFET™ QS™ Quiet Series™ RapidConfigure™  ™ Saving our world, 1mW/W/kW at a time™ SignalWise™ SmartMax™ SMART START™ SPM® STEALTH™ SuperFET® SuperSOT™.3 SuperSOT™.6 SuperSOT™.8 SupreMOS™ SyncFET™ Sync-Lock™  SYSTEM GENERAL®	The Power Franchise® The Right Technology for Your Success™  the power franchise™ TinyBoost™ TinyBuck™ TinyCalc® TinyLogic® TINYOPTO™ TinyPower™ TinyPWM™ TinyWire™ TriFault Detect™ TRUECURRENT™ μSerDes™  UHC® Ultra FRFET™ UniFET™ VCX™ VisualMax™ XS™
--	--	--	--

\* Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

---

**DISCLAIMER**  
FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

---

**LIFE SUPPORT POLICY**  
FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

- Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
- A critical component in any component of a life support, device, or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

---

**ANTI-COUNTERFEITING POLICY**  
Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy, Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, [www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com), under Sales Support.

Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed applications, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address any warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

---

**PRODUCT STATUS DEFINITIONS**

**Definition of Terms**

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative / In Design	Datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	Datasheet contains preliminary data; supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve design.
No Identification Needed	Full Production	Datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve the design.
Obsolete	Not In Production	Datasheet contains specifications on a product that is discontinued by Fairchild Semiconductor. The datasheet is for reference information only.

Rev. I51

Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 — High Speed 10MBits Logic Gate Optocouplers

**HIGH AND LOW SIDE DRIVER**

**Features**

- Floating channel designed for bootstrap operation  
Fully operational to +500V or +600V  
Tolerant to negative transient voltage  
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible  
Separate logic supply range from 3.3V to 20V  
Logic and power ground  $\pm 5V$  offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

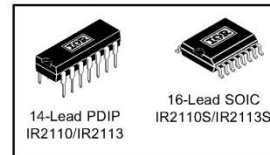
**Product Summary**

$V_{OFFSET}$ (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
$V_{OUT}$	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

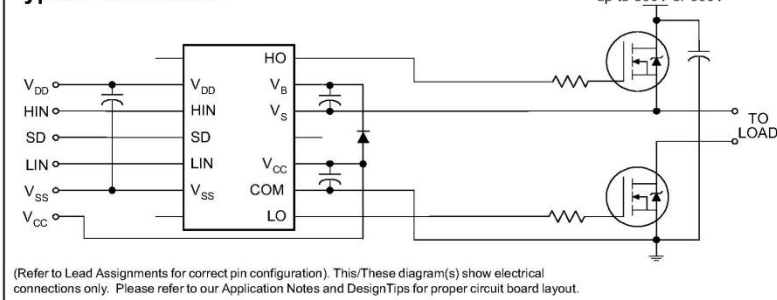
**Description**

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

**Packages**



**Typical Connection**



## IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
IR Rectifier

### Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V <sub>B</sub>	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	-0.3	V <sub>SS</sub> + 25		
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	V <sub>CC</sub> - 25	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub> - 0.3	V <sub>DD</sub> + 0.3		
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R <sub>THJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C	
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150		
T <sub>L</sub>	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

### Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V<sub>S</sub> and V<sub>SS</sub> offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	V <sub>SS</sub> + 3	V <sub>SS</sub> + 20	
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub>	V <sub>DD</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V<sub>S</sub> of -4 to +500V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -4V to -V<sub>BS</sub>. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V<sub>DD</sub> < 5V, the minimum V<sub>SS</sub> offset is limited to -V<sub>DD</sub>.

### Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $C_L$  = 1000 pF,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$t_{on}$	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
$t_{off}$	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
$t_{sd}$	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
$t_r$	Turn-on rise time	10	—	25	35		
$t_f$	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—		10 20

### Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to  $V_{SS}$  and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

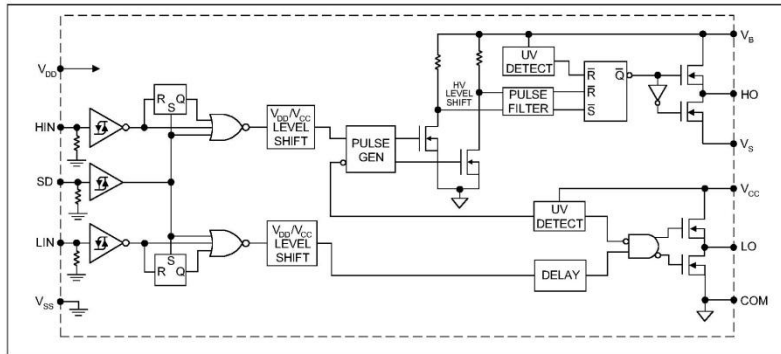
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{IH}$	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
$V_{IL}$	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
$V_{OH}$	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
$V_{OL}$	Low level output voltage, $V_O$	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
$I_{LK}$	Offset supply leakage current	16	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V/600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QDD}$	Quiescent $V_{DD}$ supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{IN+}$	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
$I_{IN-}$	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$	
$V_{BSUV+}$	$V_{BS}$ supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
$V_{BSUV-}$	$V_{BS}$ supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
$I_{O+}$	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—		A
$I_{O-}$	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—	$V_O = 15V$ , $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$	



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
IR Rectifier

Functional Block Diagram



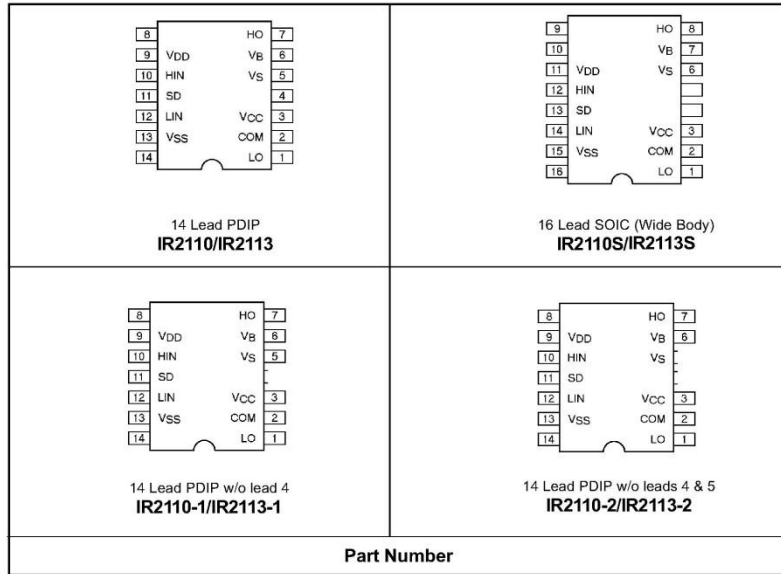
Lead Definitions

Symbol	Description
V <sub>DD</sub>	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V <sub>SS</sub>	Logic ground
V <sub>B</sub>	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V <sub>S</sub>	High side floating supply return
V <sub>CC</sub>	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

International  
IR Rectifier

**IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF**

**Lead Assignments**



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
IR Rectifier

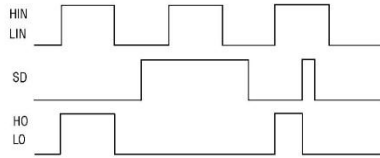


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

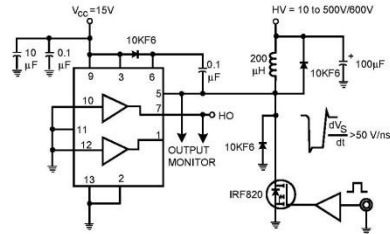


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

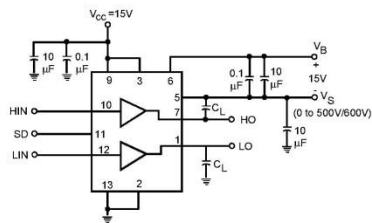


Figure 3. Switching Time Test Circuit

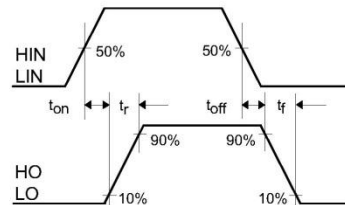


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

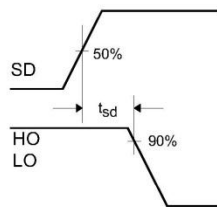


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

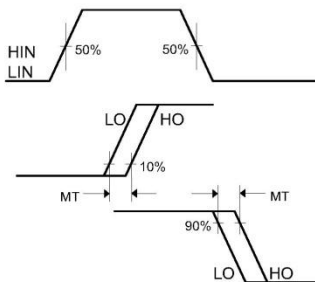


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

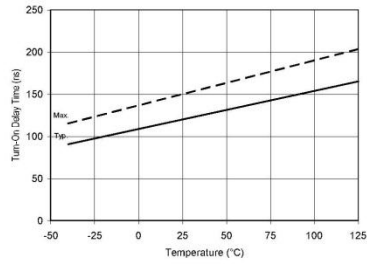


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

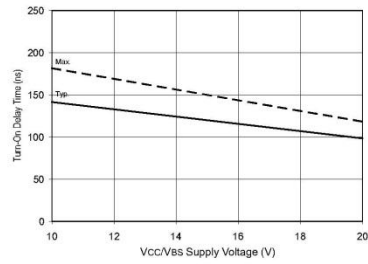


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vs Supply Voltage

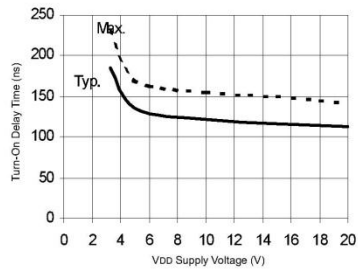


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

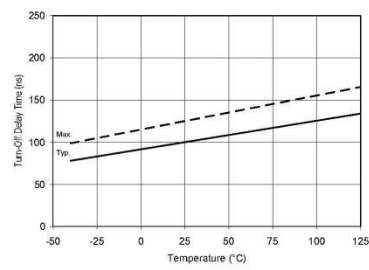


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

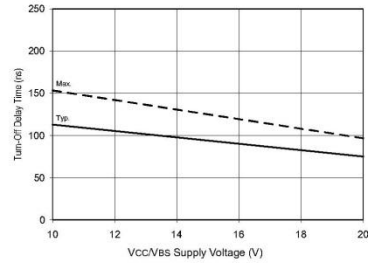


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vs Supply Voltage

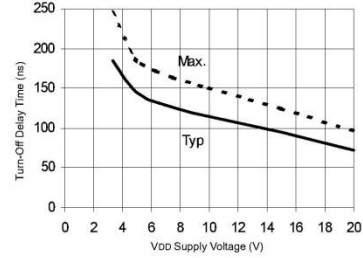


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
IR Rectifier

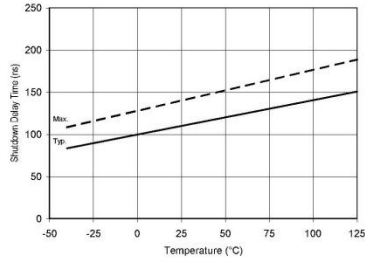


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

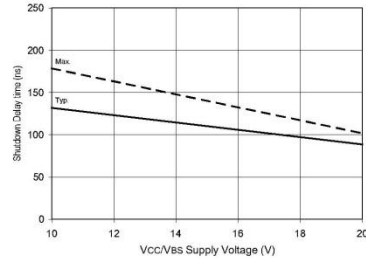


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vds Supply Voltage

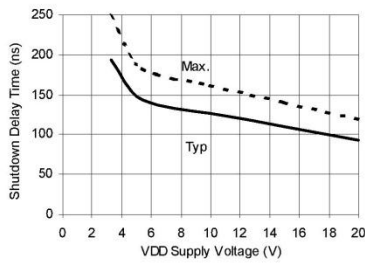


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

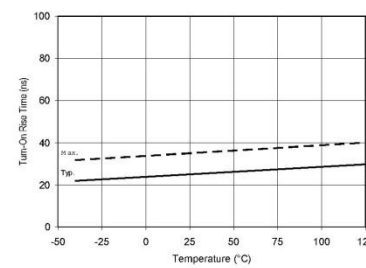


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

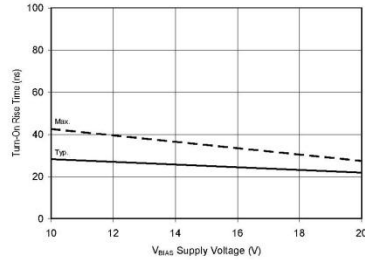


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

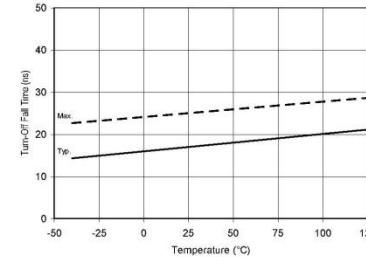


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

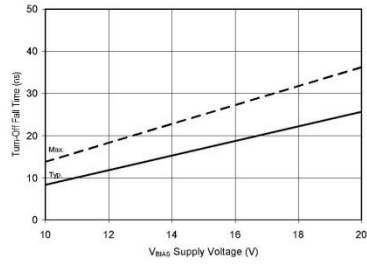


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

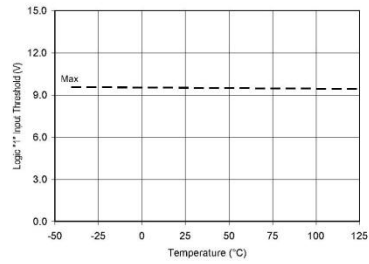


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

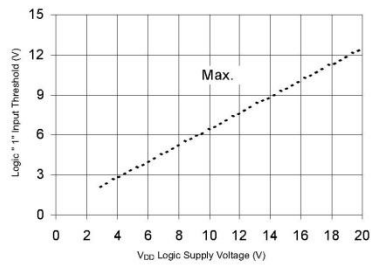


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

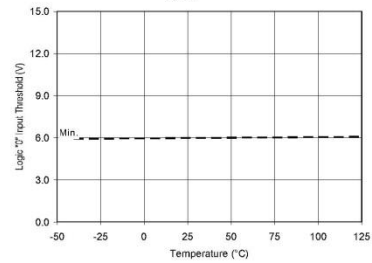


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

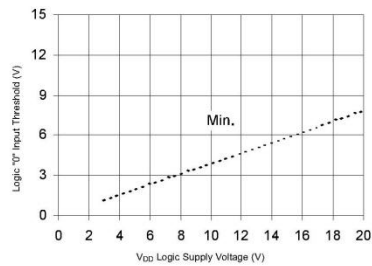


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

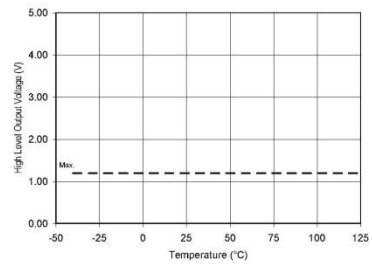


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
IR Rectifier

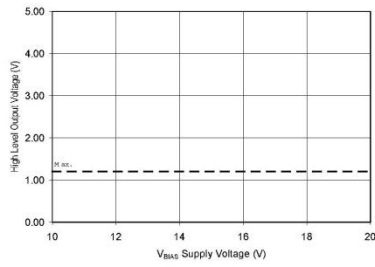


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

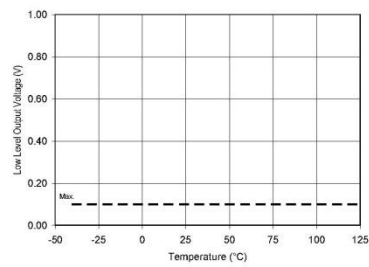


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

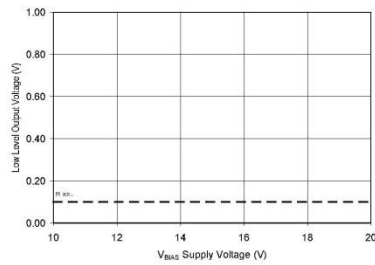


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

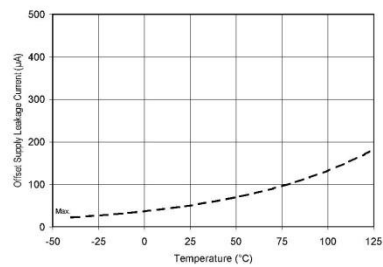


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

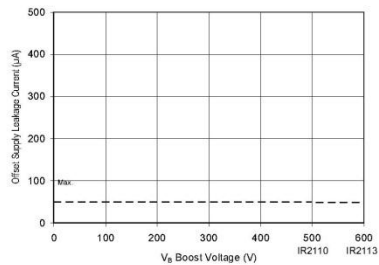


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

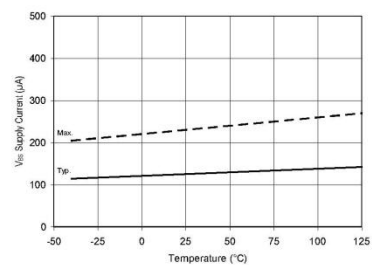


Figure 17A. V<sub>S</sub> Supply Current vs. Temperature

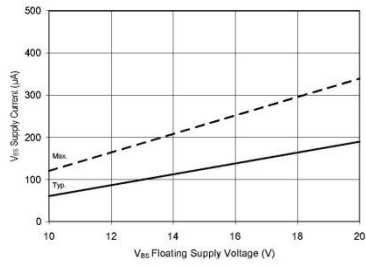


Figure 17B. V<sub>AS</sub> Supply Current vs. Voltage

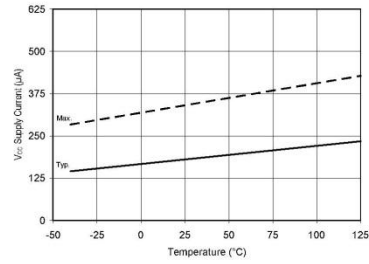


Figure 18A. V<sub>CC</sub> Supply Current vs. Temperature

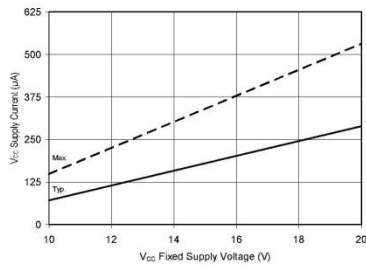


Figure 18B. V<sub>CC</sub> Supply Current vs. Voltage

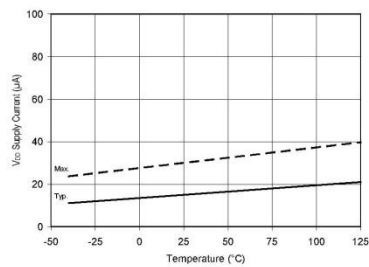


Figure 19A. V<sub>DD</sub> Supply Current vs. Temperature

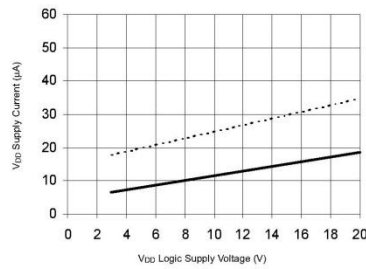


Figure 19B. V<sub>DD</sub> Supply Current vs. V<sub>DD</sub> Voltage

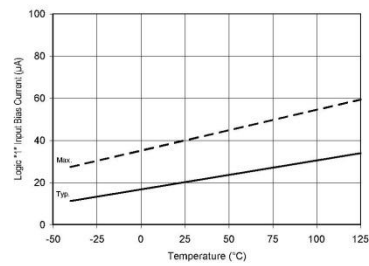


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
IR Rectifier

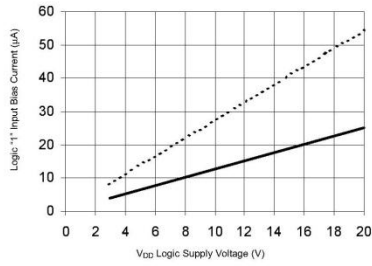


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. VDD Voltage

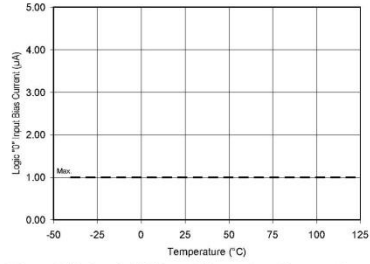


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

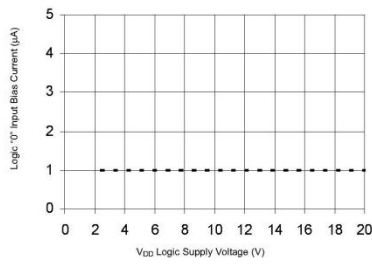


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. VDD Voltage

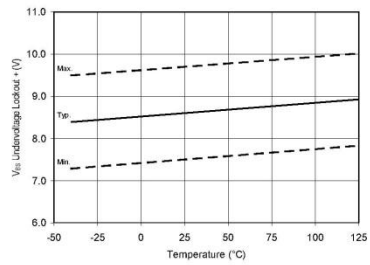


Figure 22. VAS Undervoltage (+) vs. Temperature

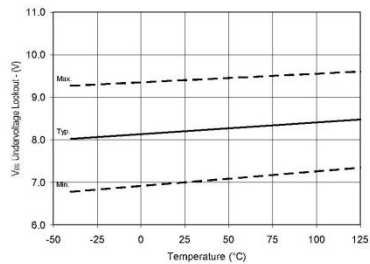


Figure 23. VAS Undervoltage (-) vs. Temperature

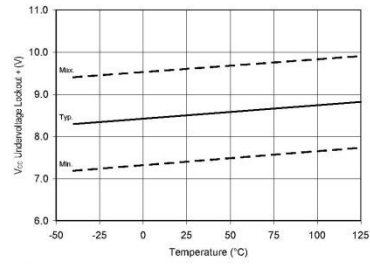


Figure 24. VCC Undervoltage (+) vs. Temperature

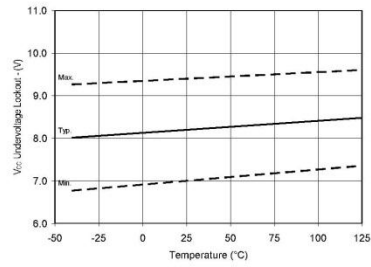


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

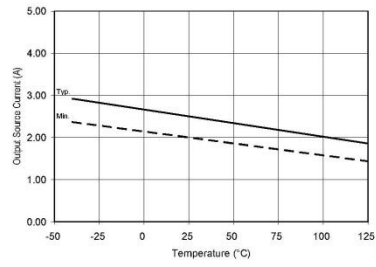


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

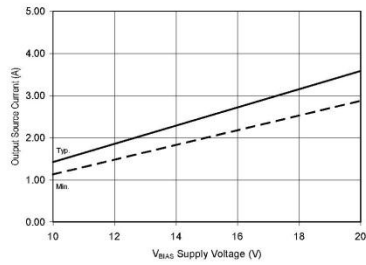


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

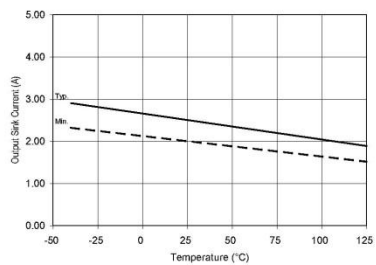


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

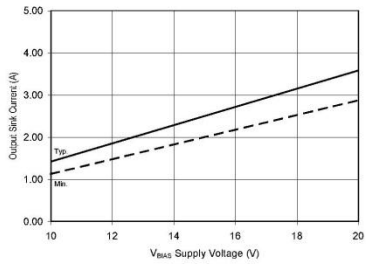


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

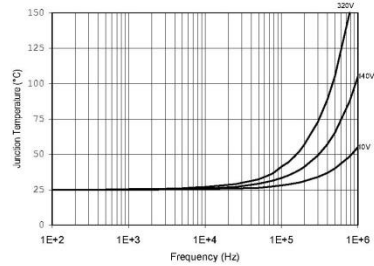


Figure 28. IR2110/IR2113  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC20)  $R_{GATE} = 33\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
IR Rectifier

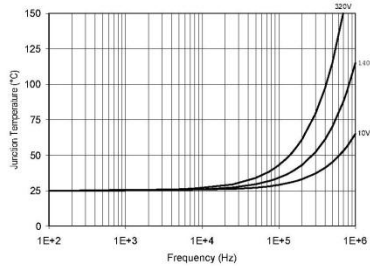


Figure 29. IR2110/IR2113 T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC30) R<sub>GATE</sub> = 22Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

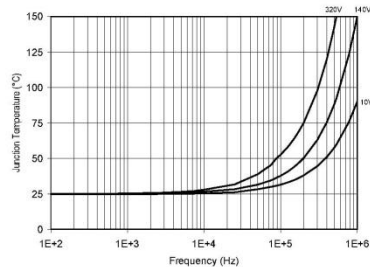


Figure 30. IR2110/IR2113 T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC40) R<sub>GATE</sub> = 15Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

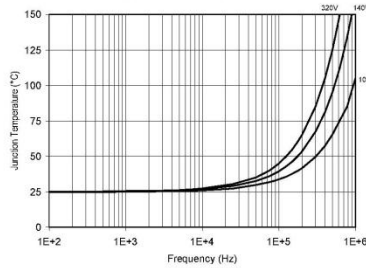


Figure 31. IR2110/IR2113 T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFPE50) R<sub>GATE</sub> = 10Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

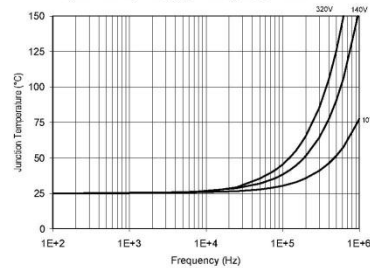


Figure 32. IR2110S/IR2113S T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC20) R<sub>GATE</sub> = 33Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

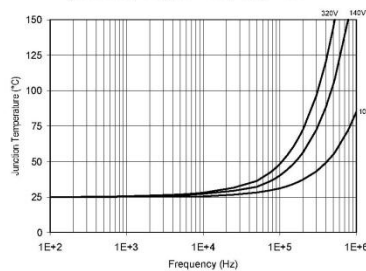


Figure 33. IR2110S/IR2113S T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC30) R<sub>GATE</sub> = 22Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

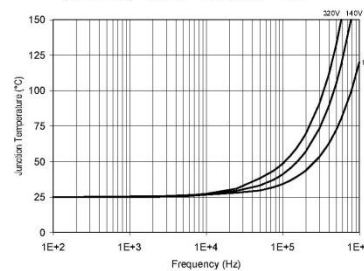


Figure 34. IR2110S/IR2113S T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC40) R<sub>GATE</sub> = 15Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

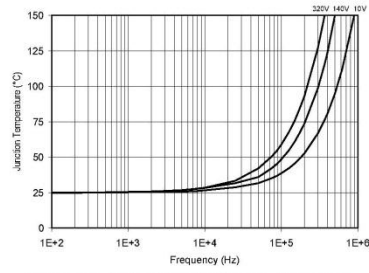


Figure 35. IR2110S/IR2113S  $T_j$  vs. Frequency (IRFPE50)  $R_{GATE} = 10\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

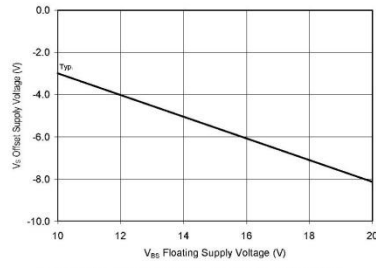


Figure 36. Maximum  $V_{SS}$  Negative Offset vs.  $V_{SS}$  Supply Voltage

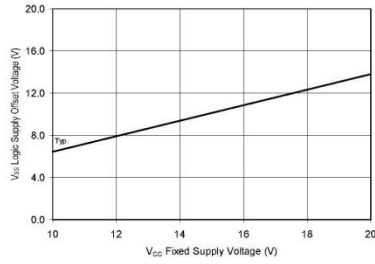
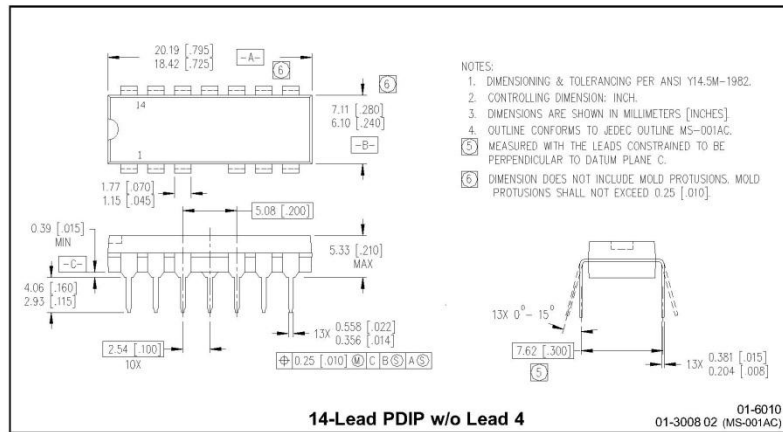
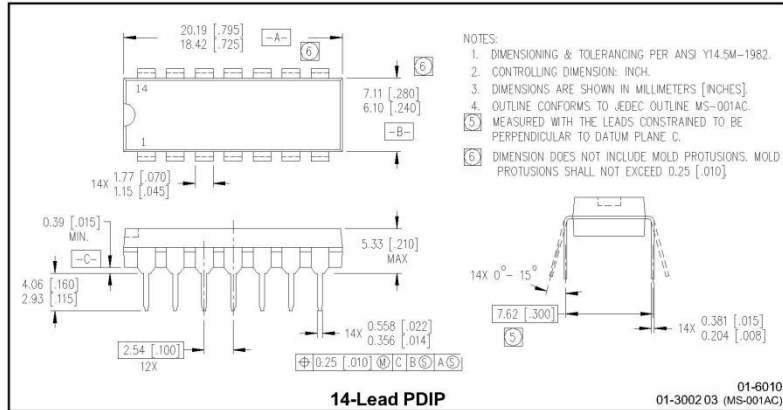


Figure 37. Maximum  $V_{SS}$  Positive Offset vs.  $V_{CC}$  Supply Voltage

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

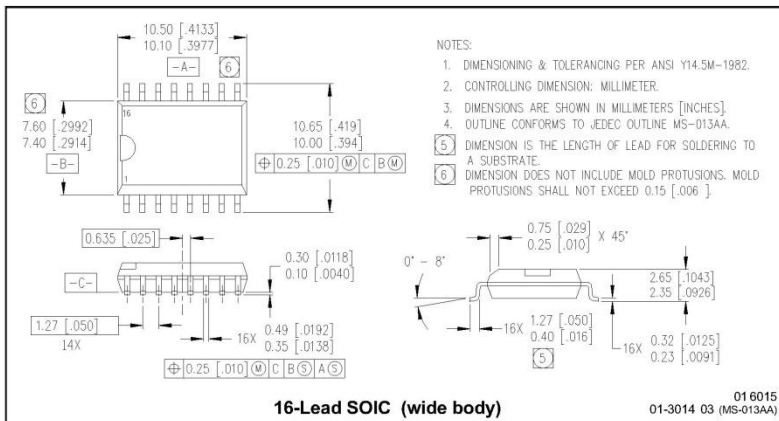
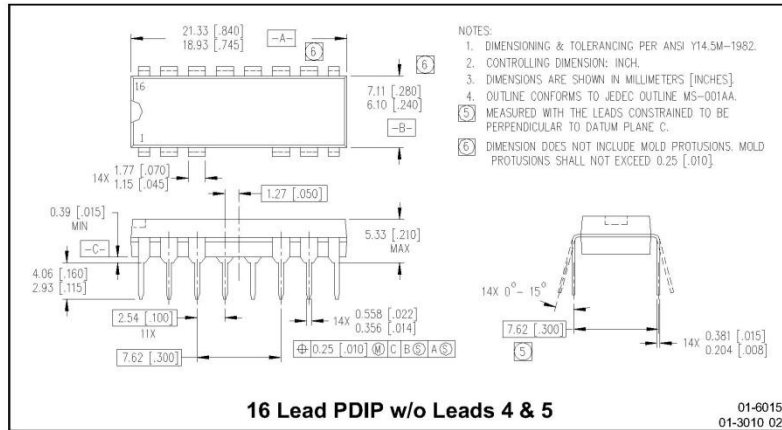
International  
IR Rectifier

Case Outlines



International  
IR Rectifier

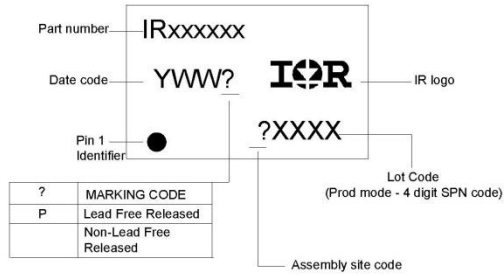
IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF



## IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
**IR** Rectifier

### LEADFREE PART MARKING INFORMATION



### ORDER INFORMATION

**Part only available Lead Free**

- 14-Lead PDIP IR2110 order IR2110PbF
- 14-Lead PDIP IR2110-1 order IR2110-1PbF
- 14-Lead PDIP IR2110-2 order IR2110-2PbF
- 14-Lead PDIP IR2113 order IR2113PbF
- 14-Lead PDIP IR2113-1 order IR2113-1PbF
- 14-Lead PDIP IR2113-2 order IR2113-2PbF
- 16-Lead SOIC IR2110S order IR2110SPbF
- 16-Lead SOIC IR2113S order IR2113SPbF

International  
**IR** Rectifier

**IR WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105

**This product has been qualified per industrial level**

*Data and specifications subject to change without notice 3/23/2005*



**IRF540, SiHF540**

Vishay Siliconix

**Power MOSFET**

PRODUCT SUMMARY	
V <sub>DS</sub> (V)	100
R <sub>DS(on)</sub> (Ω)	V <sub>GS</sub> = 10 V 0.077
Q <sub>g</sub> (Max.) (nC)	72
Q <sub>gs</sub> (nC)	11
Q <sub>gd</sub> (nC)	32
Configuration	Single

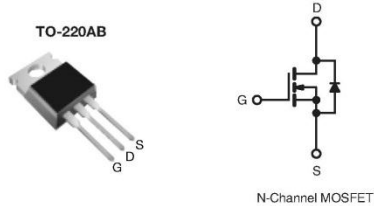
**FEATURES**

- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- 175 °C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC



**DESCRIPTION**

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness. The TO-220AB package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 W. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220AB contribute to its wide acceptance throughout the industry.



ORDERING INFORMATION	
Package	TO-220AB
Lead (Pb)-free	IRF540PbF SiHF540-E3
SnPb	IRF540 SiHF540

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T <sub>C</sub> = 25 °C, unless otherwise noted)				
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT	
Drain-Source Voltage	V <sub>DS</sub>	100	V	
Gate-Source Voltage	V <sub>GS</sub>	± 20		
Continuous Drain Current	V <sub>GS</sub> at 10 V	T <sub>C</sub> = 25 °C T <sub>C</sub> = 100 °C	28 20	A
Pulsed Drain Current <sup>a</sup>	I <sub>DM</sub>		110	
Linear Derating Factor			1.0	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy <sup>b</sup>	E <sub>AS</sub>		230	mJ
Repetitive Avalanche Current <sup>a</sup>	I <sub>AR</sub>		28	A
Repetitive Avalanche Energy <sup>a</sup>	E <sub>AR</sub>		15	mJ
Maximum Power Dissipation	P <sub>D</sub>	T <sub>C</sub> = 25 °C	150	W
Peak Diode Recovery dV/dt <sup>c</sup>	dV/dt		5.5	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>		- 55 to + 175	°C
Soldering Recommendations (Peak Temperature)		for 10 s	300 <sup>d</sup>	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw		10	lbf · in
			1.1	N · m

- Notes**
- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
  - V<sub>DS</sub> = 25 V, starting T<sub>J</sub> = 25 °C, L = 440 μH, R<sub>g</sub> = 25 Ω, I<sub>AS</sub> = 28 A (see fig. 12).
  - I<sub>SD</sub> ≤ 28 A, di/dt ≤ 170 A/μs, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>DS</sub>, T<sub>J</sub> ≤ 175 °C.
  - 1.6 mm from case.

\* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

Document Number: 91021  
S11-0510-Rev. B, 21-Mar-11

www.vishay.com  
1

This datasheet is subject to change without notice.  
THE PRODUCT DESCRIBED HEREIN AND THIS DATASHEET ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT [www.vishay.com/doc?91000](http://www.vishay.com/doc?91000)





## IRF540, SiHF540

Vishay Siliconix



THERMAL RESISTANCE RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Maximum Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	-	62	°C/W
Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	$R_{\theta CS}$	0.50	-	
Maximum Junction-to-Case (Drain)	$R_{\theta JC}$	-	1.0	

SPECIFICATIONS ( $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted)						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
<b>Static</b>						
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{DS}$	$V_{GS} = 0\text{ V}$ , $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	100	-	-	V
$V_{DS}$ Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to $25\text{ }^\circ\text{C}$ , $I_D = 1\text{ mA}$	-	0.13	-	V/°C
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$ , $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$	-	-	$\pm 100$	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 100\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	25	$\mu\text{A}$
		$V_{DS} = 80\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$ , $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 17\text{ A}^b$	-	-	0.077	$\Omega$
Forward Transconductance	$g_{fs}$	$V_{DS} = 50\text{ V}$ , $I_D = 17\text{ A}^b$	8.7	-	-	S
<b>Dynamic</b>						
Input Capacitance	$C_{iss}$	$V_{GS} = 0\text{ V}$ , $V_{DS} = 25\text{ V}$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ , see fig. 5	-	1700	-	$\mu\text{F}$
Output Capacitance	$C_{oss}$		-	560	-	
Reverse Transfer Capacitance	$C_{rss}$		-	120	-	
Total Gate Charge	$Q_g$	$V_{GS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 17\text{ A}$ , $V_{DS} = 80\text{ V}$ , see fig. 6 and 13 <sup>b</sup>	-	-	72	nC
Gate-Source Charge	$Q_{gs}$		-	-	11	
Gate-Drain Charge	$Q_{gd}$		-	-	32	
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 50\text{ V}$ , $I_D = 17\text{ A}$ $R_g = 9.1\text{ }\Omega$ , $R_D = 2.9\text{ }\Omega$ , see fig. 10 <sup>b</sup>	-	11	-	ns
Rise Time	$t_r$		-	44	-	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	53	-	
Fall Time	$t_f$		-	43	-	
Internal Drain Inductance	$L_D$	Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact 	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	$L_S$		-	7.5	-	
<b>Drain-Source Body Diode Characteristics</b>						
Continuous Source-Drain Diode Current	$I_S$	MOSFET symbol showing the integral reverse p - n junction diode 	-	-	28	A
Pulsed Diode Forward Current <sup>a</sup>	$I_{SM}$		-	-	110	
Body Diode Voltage	$V_{SD}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $I_S = 28\text{ A}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}^b$	-	-	2.5	V
Body Diode Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $I_F = 17\text{ A}$ , $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}^b$	-	180	360	ns
Body Diode Reverse Recovery Charge	$Q_{rr}$		-	1.3	2.8	$\mu\text{C}$
Forward Turn-On Time	$t_{on}$	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S$ and $L_D$ )				

### Notes

- a. Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).  
b. Pulse width  $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

www.vishay.com  
2

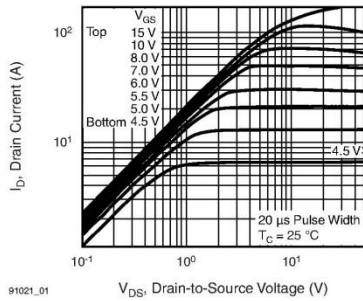
Document Number: 91021  
S11-0510-Rev. B, 21-Mar-11

This datasheet is subject to change without notice.  
THE PRODUCT DESCRIBED HEREIN AND THIS DATASHEET ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT [www.vishay.com/doc/791000](http://www.vishay.com/doc/791000)

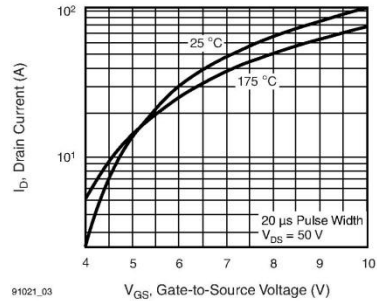


**IRF540, SiHF540**  
Vishay Siliconix

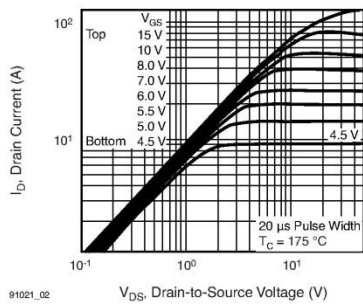
**TYPICAL CHARACTERISTICS** (25 °C, unless otherwise noted)



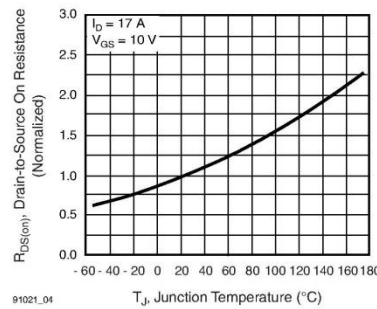
**Fig. 1 - Typical Output Characteristics,  $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$**



**Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics**



**Fig. 2 - Typical Output Characteristics,  $T_C = 175\text{ }^\circ\text{C}$**



**Fig. 4 - Normalized On-Resistance vs. Temperature**

**IRF540, SiHF540**

Vishay Siliconix

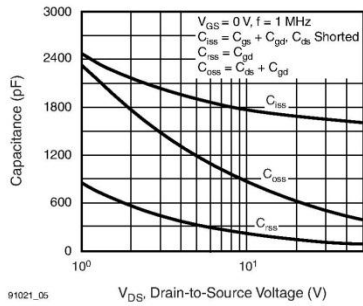


Fig. 5 - Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage

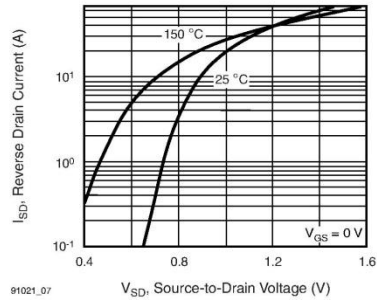


Fig. 7 - Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

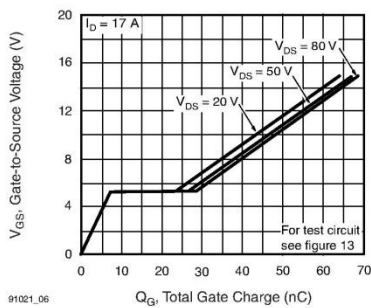


Fig. 6 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

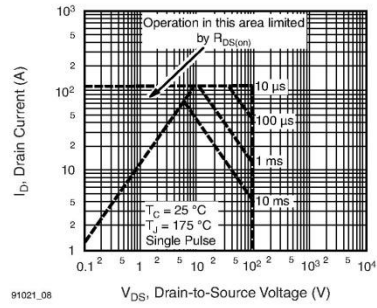


Fig. 8 - Maximum Safe Operating Area



**IRF540, SiHF540**

Vishay Siliconix

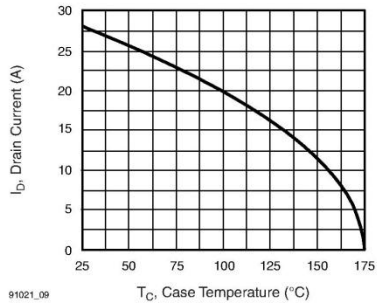


Fig. 9 - Maximum Drain Current vs. Case Temperature

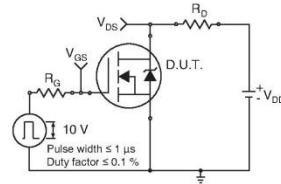


Fig. 10a - Switching Time Test Circuit

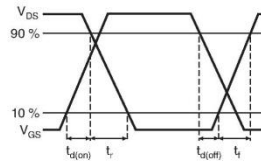


Fig. 10b - Switching Time Waveforms

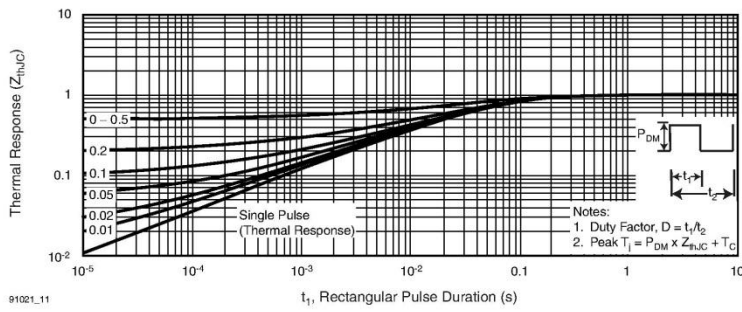


Fig. 11 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

**IRF540, SiHF540**

Vishay Siliconix

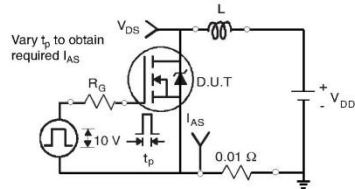


Fig. 12a - Unclamped Inductive Test Circuit

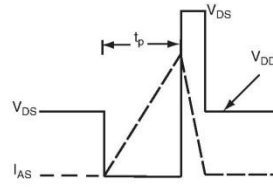


Fig. 12b - Unclamped Inductive Waveforms

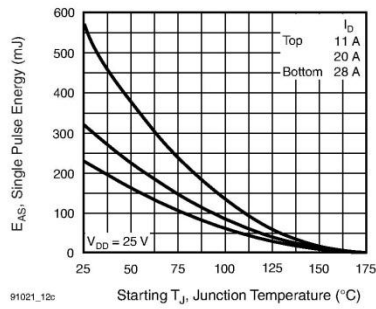


Fig. 12c - Maximum Avalanche Energy vs. Drain Current

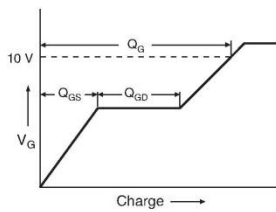


Fig. 13a - Basic Gate Charge Waveform

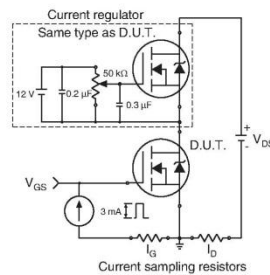
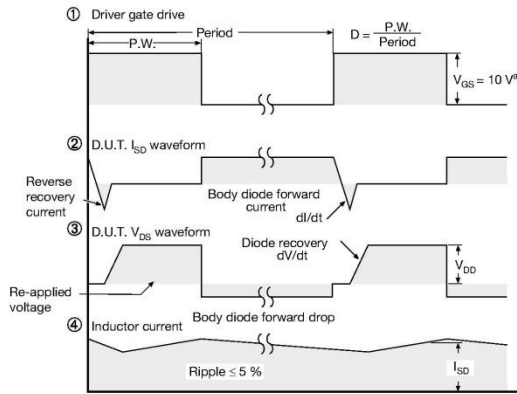
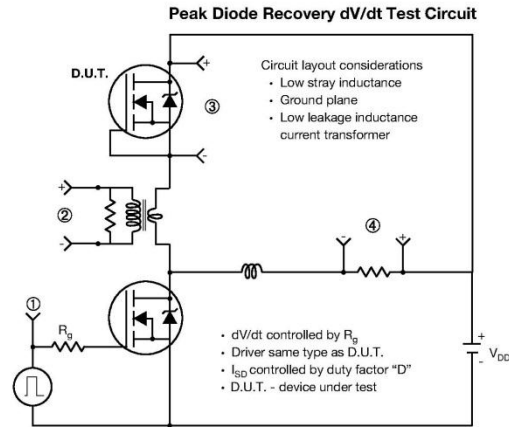


Fig. 13b - Gate Charge Test Circuit



IRF540, SiHF540

Vishay Siliconix



**Note**  
a.  $V_{GS} = 5\text{ V}$  for logic level devices

Fig. 14 - For N-Channel

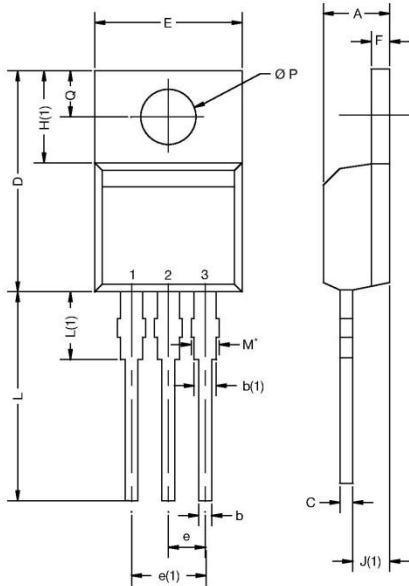
Vishay Siliconix maintains worldwide manufacturing capability. Products may be manufactured at one of several qualified locations. Reliability data for Silicon Technology and Package Reliability represent a composite of all qualified locations. For related documents such as package/tape drawings, part marking, and reliability data, see <http://www.vishay.com/ppg?91021>.

Document Number: 91021  
S11-0510-Rev. B, 21-Mar-11

www.vishay.com  
7

This datasheet is subject to change without notice.  
THE PRODUCT DESCRIBED HEREIN AND THIS DATASHEET ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT [www.vishay.com/doc?91000](http://www.vishay.com/doc?91000)

**TO-220-1**

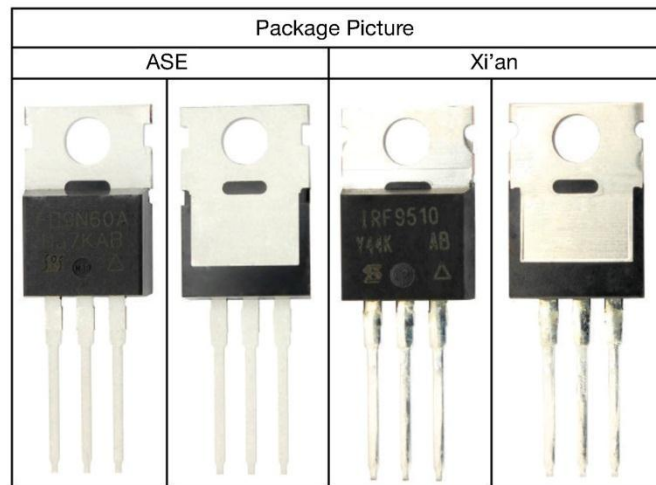


DIM.	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	4.24	4.65	0.167	0.183
b	0.69	1.02	0.027	0.040
b(1)	1.14	1.78	0.045	0.070
c	0.36	0.61	0.014	0.024
D	14.33	15.85	0.564	0.624
E	9.96	10.52	0.392	0.414
e	2.41	2.67	0.095	0.105
e(1)	4.88	5.28	0.192	0.208
F	1.14	1.40	0.045	0.055
H(1)	6.10	6.71	0.240	0.264
J(1)	2.41	2.92	0.095	0.115
L	13.36	14.40	0.526	0.567
L(1)	3.33	4.04	0.131	0.159
Ø P	3.53	3.94	0.139	0.155
Q	2.54	3.00	0.100	0.118

ECN: X15-0364-Rev. C, 14-Dec-15  
DWG: 6031

**Note**

- M\* = 0.052 inches to 0.064 inches (dimension including protrusion), heatsink hole for HVM





[www.vishay.com](http://www.vishay.com)

## Legal Disclaimer Notice

Vishay

### Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and / or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.



## *Παράρτημα Δ - Φωτογραφία κινητήρα*



Εικόνα: Κινητήρας με τοποθετημένη την προπέλα