



**Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο**

**Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών  
και Μηχανικών Υπολογιστών**

**Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής & Συστημάτων  
Πληροφορικής**

**Σχεδίαση και κατασκευή κυκλώματος για την οδήγηση  
brushless DC κινητήρα με χρήση τεχνικών sensorless  
ελέγχου.**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΣΠΟΥΔΑΣΤΗΣ:**

**ΚΑΤΩΠΟΔΗΣ ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ – ΑΜ: 03115760**

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: ΠΑΥΛΟΣ – ΠΕΤΡΟΣ  
ΣΩΤΗΡΙΑΔΗΣ**

**-Αθήνα 2021-**





**Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο**  
**Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών**  
**και Μηχανικών Υπολογιστών**

**Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής & Συστημάτων**  
**Πληροφορικής**

**Σχεδίαση και κατασκευή κυκλώματος για την οδήγηση  
brushless DC κινητήρα με χρήση τεχνικών sensorless  
ελέγχου**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΣΠΟΥΔΑΣΤΗΣ:**

**ΚΑΤΩΠΟΔΗΣ ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ – ΑΜ: 03115760**

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: ΠΑΥΛΟΣ – ΠΕΤΡΟΣ**  
**ΣΩΤΗΡΙΑΔΗΣ**

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 24η Μαΐου 2021.

.....  
Π.Π. Σωτηριάδης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ε. Χριστοφόρου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ι. Ρουσσάκη  
Επ. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

-Αθήνα 2021-

.....  
Παναγιώτης Γ. Κατωπόδης

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

Copyright © Παναγιώτης Γ. Κατωπόδης, 2021

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 τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο 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.

Η παρούσα διπλωματική εργασία αναλύει αρχικά, τα σημαντικότερα στοιχεία ενός κυκλώματος οδήγησης BLDC κινητήρα, το οποίο ονομάζεται ESC (Electronic Speed Controller) και του τριφασικού αντιστροφέα (3-phase inverter). Στην συνέχεια παρουσιάζονται τεχνικές οδήγησης του κινητήρα, οι οποίες διαχωρίζονται σε sensorless (χωρίς χρήση αισθητήρα) και sensed (με χρήση αισθητήρα) τεχνικές. Για την μείωση του κόστους και της πολυπλοκότητας του κυκλώματος οδήγησης, προτιμήθηκε η οδήγηση χωρίς χρήση αισθητήρα. Η μέθοδος που χρησιμοποιήσαμε στο κατασκευαστικό κομμάτι, στηρίζεται στην χρήση της τάσης BEMF, η οποία παράγεται κατά την περιστροφή του κινητήρα, για τον εντοπισμό των σημείων διέλευσης από το μηδέν, αυτής της τάσης ( zero crossing points). Με αυτό τον τρόπο είναι δυνατή η μεταγωγή έξι βημάτων, με ηλεκτρονικό μεταγωγέα (τριφασικός αντιστροφέας), για την περιστροφή του κινητήρα. Ιδιαίτερη ανάλυση γίνεται και στις υπόλοιπες μεθόδους εντοπισμού θέσης του ρότορα του BLDC μοτέρ, πέρα από την μέθοδο με τα σημεία διέλευσης από το μηδέν (ZCPs).

Ακόμα, στην συγκεκριμένη πτυχιακή εργασία, αναλύεται το σήμα διαμόρφωσης εύρους παλμού ή κοινώς PWM ( Pulse Width Modulation), καθώς και οι διάφορες μορφές ενός σήματος PWM. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται, σε τεχνικές στηριζόμενες στο σήμα PWM, για τον έλεγχο του τριφασικού αντιστροφέα και κατ' επέκταση του BLDC κινητήρα. Επιπλέον, αναλύονται στρατηγικές ελέγχου μόνιμου μαγνήτη, ο οποίος βρίσκεται στο εσωτερικό του BLDC κινητήρα.

Στο κατασκευαστικό μέρος της εργασίας, παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα και το τυπωμένο κύκλωμα αυτού, κοινώς PCB (Printed Circuit Board), τα οποία σχεδιάστηκαν με χρήση του προγράμματος Altium Designer. Επιπρόσθετα, αναλύονται τα σημαντικότερα στοιχεία του κυκλώματος, και ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στον μικροεπεξεργαστή ATmega328, ο οποίος αποτελεί το «μυαλό» του κυκλώματος οδήγησης. Επίσης, παρουσιάζεται και αναλύεται το λογισμικό (software) που χρησιμοποιήθηκε για τον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή, με στόχο τον έλεγχο του μοτέρ. Τέλος, η εργασία αυτή ολοκληρώνεται μαζί με τα συμπεράσματα και ορισμένα αποτελέσματα από το κατασκευαστικό κομμάτι της εργασίας.

**Λέξεις Κλειδιά:** BLDC κινητήρας, Ηλεκτρονικός Ελεγκτής Ταχύτητας, Διαμόρφωση Εύρους Παλμών, τεχνικές εντοπισμού θέσης BLDC, τεχνικές ελέγχου BLDC κινητήρα , σχεδίαση και ανάλυση κυκλώματος οδήγησης BLDC κινητήρα.

## Abstract

The last years the use of brushless motors has expanded to the industrial applications as well as the market of domestic appliances, air conditionings and car industry due to their high performance, silent function and low demand for maintenance. This diploma thesis analyzes at the beginning the main elements of a drive circuit BLDC motor, called ESC (Electronic Speed Controller) and the 3-phase inverter. After that, drive techniques of the motor are presented, which are separated in sensorless (without use of sensor) and sensed (with use of sensor) techniques. In order to reduce the cost and complexity of the drive circuit, drive without sensor has been preferred. The method that has been used in the construction part is based on the BEMF voltage, which is produced at the rotation of the motor for the tracking of the zero crossing points of this voltage. This way it is possible the transport of six steps with electronic transporter (3-phase inverter) for the rotation of the motor. Other methods of tracking place of BLDC motor are analyzed, besides the method of Zero Crossing Points (ZCPs). Further on it is analyzed the Pulse Width Modulation signal (PWM) and various forms of the PWM signal. Special emphasis is given on techniques based on the PWM signal for checking the 3-phase inverter and the BLDC motor. In addition control strategies of a permanent magnet, which is found inside BLDC motor, are analyzed. In the construction part of the thesis the diagram and the Printed Circuit Board (PCB) are presented, which have been designed using the Altium Designer program. Further on, the main elements of the circuit are analyzed, and special emphasis is given on the microprocessor ATmega328, which is the “brain” of the drive circuit. Also it is presented and analyzed the software used for programming the microprocessor in order to check the motor. Finally the thesis is completed with some conclusions and results from the construction part.

**KeyWords:** BLDC motor, Electronic Speed Controller (ESC), Pulse Width Modulation (PWM), drive techniques of BLDC motor, software and hardware for driving BLDC motor.

## Ευχαριστίες

Μια διπλωματική εργασία ποτέ δεν είναι αποτέλεσμα της δουλειάς ενός μόνο ανθρώπου. Σε αυτή την διπλωματική εργασία συνέβαλλαν και με στήριξαν για την εκπόνησή της, μια σειρά ανθρώπων. Θέλω να ευχαριστήσω αρχικά, τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κ. Παύλο – Πέτρο Σωτηριάδη, για την ανάθεση της εργασίας και την εμπιστοσύνη του στο πρόσωπό μου και να δώσω ιδιαίτερες ευχαριστίες στον κ. Κωνσταντίνο Παπαφώτη για τις πολύτιμες συμβουλές του και την καθοδήγηση του, καθ' όλη την διάρκεια της εργασίας. Τέλος, δεν θα μπορούσα να ξεχάσω να ευχαριστήσω, την οικογένεια μου, τους φίλους μου και όλα τα αγαπημένα μου πρόσωπα, που ήταν δίπλα μου σε όλη την διάρκεια των σπουδών μου, αλλά και κατά την εκπόνηση αυτής της διπλωματικής εργασίας.

# Περιεχόμενα

Περίληψη.....	4
Abstract .....	5
Ευχαριστίες .....	6
<b>1. Εισαγωγή.....</b>	<b>10</b>
1.1 Γενικά.....	10
1.2 Στόχος και συνεισφορά εργασίας .....	12
1.3 Οργάνωση Κειμένου .....	13
<b>ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ .....</b>	<b>15</b>
<b>2. BLDC Κινητήρες.....</b>	<b>15</b>
2.1 Εισαγωγή στους BLDC κινητήρες.....	15
2.2 Χρήσιμες παράμετροι των BLDC .....	17
2.3 Εσωτερικό BLDC κινητήρα .....	17
2.4 Λειτουργία BLDC κινητήρα .....	19
2.5 Μαθηματικό Μοντέλο του BLDC.....	22
2.6 Παραγωγή ροπής.....	24
2.7 Τάση BEMF (Back Electromotive Force) .....	24
2.8 Μέθοδοι εντοπισμού BEMF .....	26
<b>3. ESC (Electronic Speed Controller).....</b>	<b>28</b>
3.1 Εισαγωγή .....	28
3.2 Βασικές παράμετροι ESC και κύρια μέρη του .....	29
3.3 Αντιστροφείς (Inverters).....	30
3.3.1 Τριφασικός Αντιστροφέας .....	31
3.4 Ρόλος των gate drivers στο ESC.....	37
3.4.1 High-Side και Low-Side συσκευές .....	38
3.5 Ρόλος των MOSFETs στο ESC.....	39
<b>4. Στοιχεία και τεχνικές εντοπισμού θέσης (τεχνικές ελέγχου) του BLDC κινητήρα.....</b>	<b>44</b>
4.1 Εισαγωγή .....	44
4.2 Open-Loop και Closed-Loop έλεγχος BLDC.....	44
4.3 Υπολογισμός τάσης BEMF και ροπής για οδήγηση BLDC.....	45
4.4 Εντοπισμός θέσης BLDC .....	46
4.4.1 Γενικά .....	46
4.4.2 Sensored Έλεγχος Θέσης .....	47
4.5 Sensorless τεχνικές εντοπισμού θέσης BLDC .....	50



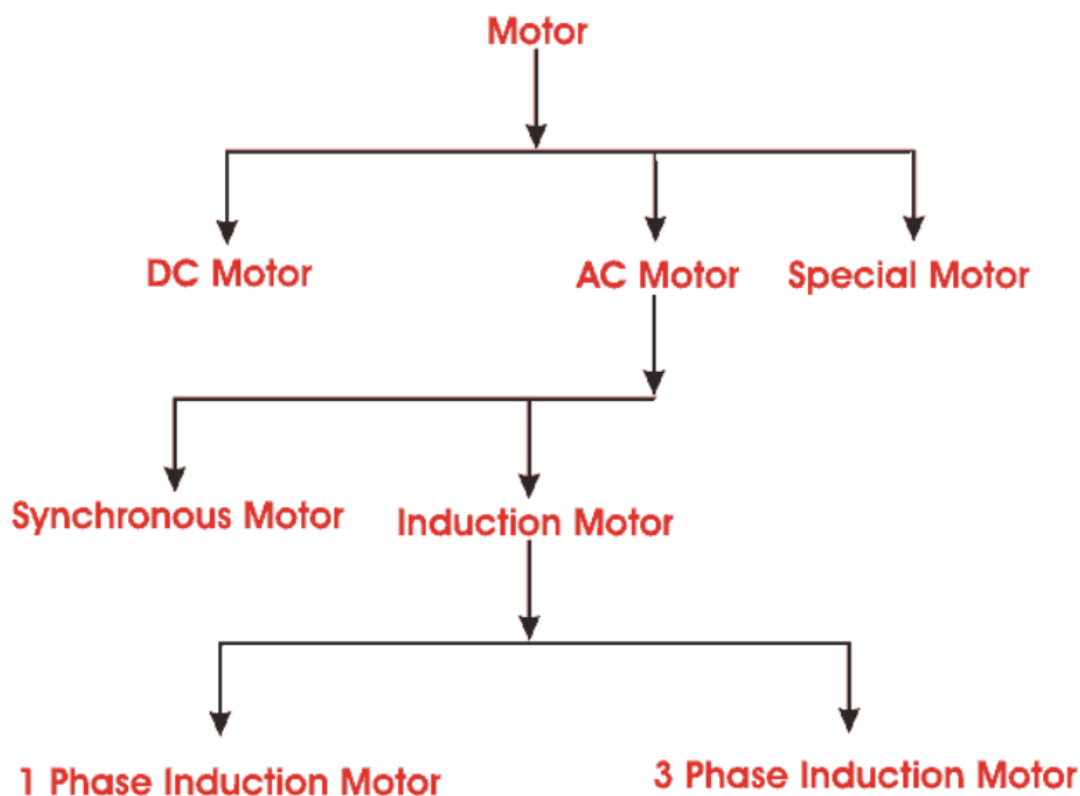
4.5.1 Γενικά .....	50
4.5.2 Τεχνικές χρήσης BEMF.....	50
4.5.3 Άλλες τεχνικές <i>sensorless</i> ελέγχου BLDC.....	55
<b>5. PWM και τεχνικές στηριγμένες σε αυτό για τον έλεγχο του τριφασικού αντιστροφέα</b> .....	<b>58</b>
5.1 Εισαγωγή .....	58
5.2 Μέθοδος Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών ( <i>Pulse Width Modulation</i> ) .....	58
5.2.1 Περιγραφή Μεθόδου PWM .....	58
5.2.2 Μέση Τιμή PWM.....	60
5.2.3 Βασικές κατηγορίες και χαρακτηριστικά PWM .....	60
5.2.4 PWM και τριφασικός inverter .....	61
5.3 Μορφές PWM.....	61
5.3.1 Απλό PWM ( <i>Single PWM</i> ).....	61
5.3.2 Πολλαπλό PWM ( <i>Multiple PWM</i> ).....	63
5.3.3 Ημιτονοειδές PWM ( <i>Sinusoidal PWM</i> ) .....	64
5.3.4 PWM με Εύρος Υστέρησης ( <i>Hysteresis Band PWM</i> ) .....	66
5.3.5 Δέλτα διαμόρφωση ( <i>Delta Modulation</i> ).....	67
5.3.6 Δέλτα- Σίγμα Διαμόρφωση ( <i>Delta-Sigma Modulation</i> ).....	67
5.3.7 SVM ( <i>Space Vector Modulation</i> ).....	68
5.4 Τεχνικές βασισμένες σε PWM στρατηγικές .....	68
5.4.1 Γενικά .....	68
5.4.2 Κλασσική Τεχνική των 120° .....	68
5.4.3 Τεχνική εξάλειψης του τεχνητού ουδέτερου σημείου ( <i>virtual neutral point</i> ) .....	69
5.4.4 Τεχνική για εφαρμογές χαμηλής ταχύτητας ή χαμηλής τάσης .....	71
5.4.5 Τεχνική για εφαρμογές υψηλής ταχύτητας ή τάσης .....	72
5.4.6 Τεχνική για εφαρμογές χαμηλής κατανάλωσης.....	72
5.4.7 Τεχνική ευθέως ελέγχου ρεύματος με PWM ( <i>έλεγχος ρεύματος υστέρησης</i> ).....	74
<b>6. Στρατηγικές ελέγχου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη</b> .....	<b>76</b>
6.1 Εισαγωγή .....	76
6.2 <i>Scalar Control</i> .....	76
6.3 <i>V/f Control</i> .....	77
6.4 Διανυσματικός Έλεγχος .....	78
6.5 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου ( <i>Field-Oriented Control, FOC</i> ) .....	78
6.6 Άμεσος έλεγχος ροπής ( <i>DTC</i> ).....	80
6.7 Άμεσος Αυτοέλεγχος ( <i>DSC</i> ).....	81
6.8 Διαμόρφωση διανύσματος χώρου ( <i>DTC-SVM</i> ).....	82

<b>ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ.....</b>	<b>84</b>
<b>7. Μικροελεγκτές και ο ATmega 328.....</b>	<b>84</b>
7.1 Εισαγωγή στους μικροελεγκτές.....	84
7.2 Ο μικροελεγκτής ATmega328.....	87
7.2.1 Γενικά .....	87
7.2.2 Αντιστοίχιση ακροδεκτών ATmega328 (pin mapping).....	89
7.2.3 Χαρακτηριστικά ATmega328 .....	91
7.2.4 Περιφερειακές συσκευές ATmega328 .....	92
7.2.5 Timers / Counters ( Χρονιστές/ Μετρητές).....	94
7.2.6 PWM και ATmega328.....	96
7.2.7 Αναλογικός συγκριτής ATmega328 ( Analog Comparator) .....	101
<b>8. Σχεδίαση και ανάλυση κυκλώματος οδήγησης BLDC κινητήρα.....</b>	<b>102</b>
8.1 Γενικά.....	102
8.2 Σχηματικό διάγραμμα και PCB .....	102
8.3 Βασικά στοιχεία του κυκλώματος .....	104
8.3.1 Μικροεπεξεργαστής ATmega328.....	104
8.3.2 Οδηγός πύλης (Gate driver) IR2101 .....	105
8.3.3 NMOS IRLR7843.....	106
8.3.4 Buck Converter LMR50410.....	107
8.3.5 Pocket AVR programmer.....	108
8.3.6 Κρύσταλλος 16 MHz .....	109
8.3.7 Επιλογή BLDC κινητήρα.....	110
8.4 Ανάλυση λειτουργίας κυκλώματος.....	111
8.4.1 Γενικά .....	111
8.4.2 Κύκλωμα Bootstrap .....	111
8.4.3 Διάταξη ανατροφοδότησης κινητήρα.....	112
8.4.4 Σήματα ελέγχου BLDC κινητήρα.....	115
8.4.5 Έλεγχος ταχύτητας κινητήρα .....	120
<b>9. Ανάπτυξη λογισμικού ελέγχου του κινητήρα.....</b>	<b>121</b>
9.1 Γενικά.....	121
9.2 Κώδικας προγραμματισμού ATmega 328.....	121
9.3 Επεξήγηση σημαντικότερων στοιχείων του κώδικα .....	127
<b>10. Επίλογος .....</b>	<b>132</b>
10.1 Σύνοψη και συμπεράσματα .....	132
<b>Βιβλιογραφία.....</b>	<b>133</b>

# 1. Εισαγωγή

## 1.1 Γενικά

Ο ηλεκτρικός κινητήρας ή ηλεκτροκινητήρας (κοινώς μοτέρ) είναι διάταξη που χρησιμοποιείται για την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική. Η αρχή λειτουργίας των περισσότερων ηλεκτροκινητήρων βασίζεται στην αλληλεπίδραση ανάμεσα σε 2 φορείς ηλεκτρομαγνητικών πεδίων, που έχουν την τάση να προσανατολίζονται μεταξύ τους. Οι ηλεκτροκινητήρες διακρίνονται σε κινητήρες συνεχούς ρεύματος (DC motors) και σε κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος (AC motors). Οι κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος διακρίνονται με την σειρά τους, σε «ασύγχρονους» ή «επαγωγικούς κινητήρες» και στους «σύγχρονους κινητήρες».



Εικόνα 1-Διάγραμμα διαχωρισμού μοτέρ

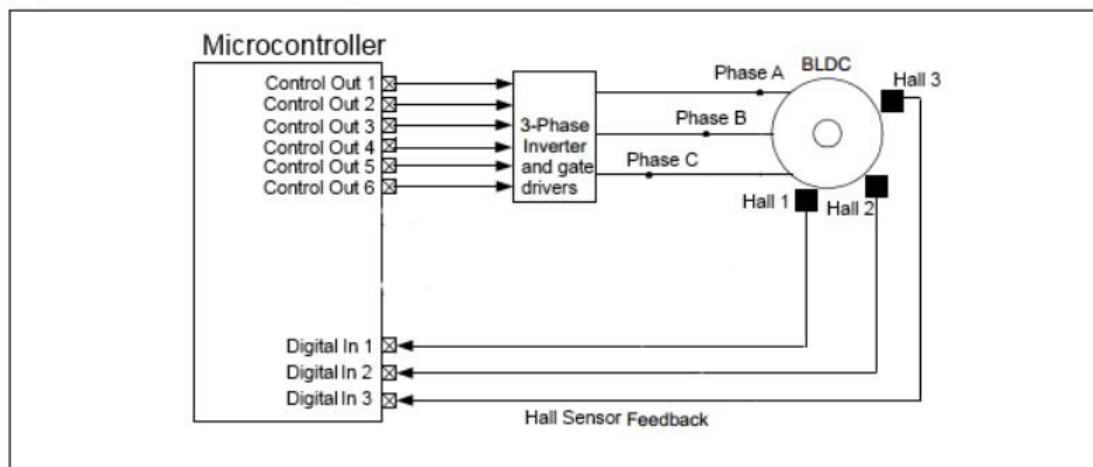
Αναφέραμε τα παραπάνω, για να κάνουμε ιδιαίτερη αναφορά σε ένα είδος ηλεκτρικού κινητήρα, με τον οποίο θα ασχοληθούμε κατά την διάρκεια της εργασίας, τον Brushless DC κινητήρα (BLDC). Επιλέξαμε να ασχοληθούμε με αυτό το είδος κινητήρα λόγω της υψηλής απόδοσής του συγκριτικά με τα άλλα είδη ηλεκτροκινητήρων και των πλεονεκτημάτων του, τα οποία αναλύονται στο αντίστοιχο κεφάλαιο. Οι BLDC κινητήρες, εμφανίζουν σημαντική ομοιότητα με τους brushed

κινητήρες (με ψήκτρα), στην βασική κατασκευή τους. Και στις δύο περιπτώσεις, υπάρχει μια εσωτερική ανάδραση της θέσης του άξονα, η οποία δίνει σε αυτούς τους κινητήρες υψηλή ροπή εκκίνησης και γραμμικά χαρακτηριστικά ταχύτητας-ροπής, τα οποία παίζουν σημαντικό ρόλο, για τον ακριβή έλεγχο της ταχύτητας και θέσης του μοτέρ.

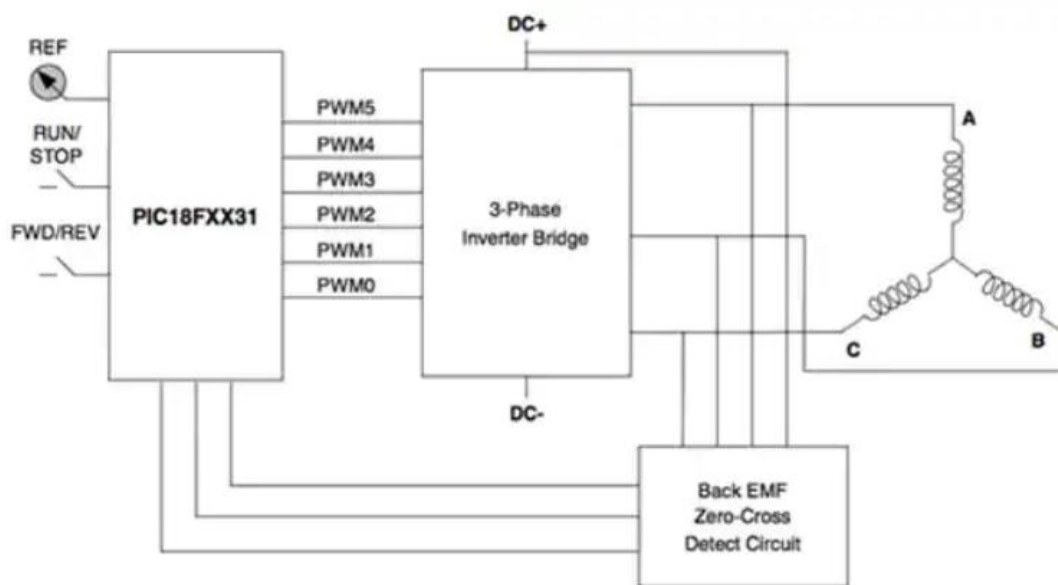
Βασική προϋπόθεση για τον έλεγχο ή αλλιώς οδήγηση ενός BLDC κινητήρα, είναι η ύπαρξη ενός κυκλώματος οδήγησης του μοτέρ. Το συγκεκριμένο κύκλωμα, που θα αναλύσουμε στην εργασία και κατασκευάσαμε στο πρακτικό μέρος αυτής, ονομάζεται Electronic Speed Controller (ESC) ή αλλιώς στα ελληνικά ηλεκτρονικός ελεγκτής ταχύτητας. Το ESC είναι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που χρησιμοποιείται, για να αλλάξει την ταχύτητα, για να αλλάξει την κατεύθυνση και για να παίζει τον ρόλο του δυναμικού φρένου, σε έναν ηλεκτρικό κινητήρα. Το ESC βρίσκει ιδιαίτερη εφαρμογή στα λεγόμενα «radio-controlled» (RC) μοντέλα, τα οποία τροφοδοτούνται ηλεκτρικά, έχοντας ως κύριο ρόλο την παροχή στους BLDC κινητήρες, τριφασικής τάσης στις 3 φάσεις του κινητήρα. Το ESC μπορεί να οδηγήσει, είτε brushed (με ψήκτρες) κινητήρες, είτε brushless (χωρίς ψήκτρες) κινητήρες. Για BLDC μοτέρ, ένας εμπορικός ESC μπορεί να είναι πιο ακριβός, αλλά έχει καλύτερη απόδοση και αντοχή, από έναν ESC προσαρμοσμένο για brushed κινητήρες. Το ESC εμφανίζεται σε διάφορες εφαρμογές, όπως τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, τα ηλεκτρικά αεροπλάνα, τα ελικόπτερα που ελέγχονται από απομακρυσμένο εντολέα (remote controller), τα drone κτλ. Αξίζει να τονιστεί ότι, η μορφή ESC που σχεδιάστηκε στο πρακτικό μέρος της εργασίας, βρίσκει ιδιαίτερη εφαρμογή σε RC μοντέλα, όπως τα drone (quadcopter).

Στην πορεία της εργασίας, θα αναλύσουμε τα βασικότερα μέρη αυτού του ελεγκτή, καθώς και κάποιες τεχνικές ελέγχου του μοτέρ με χρήση PWM ή της τάσης BEMF, η οποία παράγεται από το BLDC μοτέρ. Θα γίνει ιδιαίτερη ανάλυση, τόσο στο PWM (Διαμόρφωση Εύρους Παλμού), όσο και στην τάση BEMF (Back Electromotive Force), κατά την διάρκεια της εργασίας.

Σημαντικό ρόλο στην οδήγηση του μοτέρ, παίζει και ο εντοπισμός της θέσης του ρότορα του μοτέρ, κάθε χρονική στιγμή. Σε αυτή την περίπτωση ο εντοπισμός της θέσης γίνεται με 2 μεγάλες κατηγορίες τεχνικών: τις sensed (με χρήση αισθητήρα) τεχνικές και τις sensorless (χωρίς χρήση αισθητήρα) τεχνικές.



Εικόνα 2- Τυπικό σύστημα ελέγχου κινητήρα με sensed τεχνικές



Εικόνα 3- Τυπικό σύστημα ελέγχου κινητήρα με sensorless τεχνικές

Βασικό μειονέκτημα των sensed τεχνικών είναι το υψηλό κόστος των BLDC μοτέρ, με τοποθετημένους τους αισθητήρες (πχ. Hall) πάνω τους και η ανάγκη ειδικής μηχανικής διάταξης για την χρήση των αισθητήρων. Πιο συγκεκριμένα, οι αισθητήρες Hall που έχουν ευρεία χρήση στην αγορά, είναι ευαίσθητοι στην θερμοκρασία και σε περιπτώσεις, στις οποίες ο κινητήρας λειτουργεί με πολύ σκόνη ή παράγει θερμότητα, αυξάνεται η αποτυχία των Hall αισθητήρων.

Όπως γίνεται εμφανές, η χρήση sensorless τεχνικών είναι πιο οικονομική και αυξάνει την αξιοπιστία του συστήματος ελέγχου του μοτέρ. Γι' αυτόν τον λόγο στο πρακτικό μέρος της εργασίας, ελέγχουμε τον BLDC κινητήρα, με χρήση sensorless τεχνικών.

## 1.2 Στόχος και συνεισφορά εργασίας

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, στόχος μας είναι η ανάπτυξη μιας πειραματικής διάταξης για την οδήγηση brushless DC κινητήρων (BLDC), προσφέροντας το κατάλληλο θεωρητικό υπόβαθρο για την οδήγηση ενός BLDC κινητήρα στον αναγνώστη.

Συνοπτικά, η συνεισφορά της διπλωματικής εργασίας, συνοψίζεται στα παρακάτω μέρη:

- ✓ Αναφέρθηκαν οι αρχές λειτουργίας των BLDC κινητήρων, προσφέροντας μια συμπυκνόμενη και πλήρη πληροφοριακή βάση στον αναγνώστη.
- ✓ Αναλύθηκε και επεξηγήθηκε ο ρόλος ενός ιδιαίτερου κυκλώματος οδήγησης (Electronic Speed Controller- ESC), το οποίο μπορεί να βρει ιδιαίτερη εφαρμογή σε RC εφαρμογές.

- ✓ Μελετήθηκαν οι μέθοδοι προσδιορισμού θέσης του κινητήρα, χωρίς χρήση αισθητήρα (sensorless) και με χρήση αισθητήρα (sensored) και δόθηκαν τεχνικές ελέγχου ενός BLDC κινητήρα, δίνοντας μια ολοκληρωμένη εικόνα για την επιλογή των κατάλληλων τεχνικών, σε μελλοντικές εργασίες.
- ✓ Σχεδιάστηκε κύκλωμα οδήγησης BLDC κινητήρα, με διαφορετικούς τρόπους ελέγχου της ταχύτητας του κινητήρα εξωτερικά, το οποίο προσφέρει μια απλή στην υλοποίηση και οικονομική πρόταση, για έλεγχο BLDC κινητήρων.
- ✓ Αναπτύχθηκε λογισμικό για τον sensorless έλεγχο του BLDC κινητήρα, βασισμένο στον εντοπισμό της θέσης του κινητήρα με χρήση της τάσης BEMF, η οποία παράγεται κατά την περιστροφή του κινητήρα

### 1.3 Οργάνωση Κειμένου

Η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελείται από 10 κεφάλαια, τα οποία χωρίζονται σε 2 μεγάλες κατηγορίες: το θεωρητικό μέρος, στο οποίο γίνεται ανάλυση του θεωρητικού υπόβαθρου της παρούσας εργασίας και στο πειραματικό μέρος, στο οποίο αναλύονται το υλικό και το λογισμικό του κυκλώματος οδήγησης BLDC κινητήρα, που κατασκευάστηκε στα πλαίσια της εργασίας.

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

Στο κεφάλαιο 2, γίνεται μια εισαγωγή στους BLDC κινητήρες, περιγράφεται το θεωρητικό υπόβαθρο για την λειτουργία ενός BLDC κινητήρα και αναλύονται τα βασικότερα χαρακτηριστικά του. Επίσης, δίνεται βάση στην τάση BEMF (back EMF), η οποία παράγεται κατά την περιστροφή του κινητήρα και αναλύονται οι μέθοδοι εντοπισμού αυτής της τάσης.

Στο κεφάλαιο 3, περιγράφεται η ειδική μορφή κυκλώματος οδήγησης BLDC κινητήρα, η οποία κατασκευάστηκε και ονομάζεται ESC (Electronic Speed Controller), μαζί με τα βασικότερα χαρακτηριστικά της. Ακόμα αναλύεται ο ρόλος του τριφασικού αντιστροφέα στο κύκλωμα οδήγησης και τα βασικά χαρακτηριστικά, για την επιλογή οδηγών πύλης (gate drivers) και MOSFETs για το κύκλωμα.

Στο κεφάλαιο 4, περιγράφουμε τις μεθόδους προσδιορισμού θέσης του κινητήρα. Αρχικά παρουσιάζονται οι κλασσικές 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 τάση BEMF.

Στο κεφάλαιο 5, αναλύεται η μέθοδος διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM), παρουσιάζοντας τα βασικότερα χαρακτηριστικά της και τις διάφορες μορφές PWM. Επιπλέον, σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζονται τεχνικές οδήγησης του BLDC κινητήρα βασισμένες σε PWM στρατηγικές.

Στο κεφάλαιο 6, γίνεται μια σύντομη αναφορά στις στρατηγικές ελέγχου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη.

Στο κεφάλαιο 7, γίνεται μια εισαγωγή στους μικροεπεξεργαστές και ειδικότερα, παρουσιάζονται τα βασικότερα στοιχεία του μικροεπεξεργαστή ATmega328, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε στο κατασκευαστικό κομμάτι. Ιδιαίτερη έμφαση, δόθηκε στα στοιχεία του μικροεπεξεργαστή, που έχουν καίριο ρόλο στο κύκλωμα οδήγησης του BLDC κινητήρα.

Στο κεφάλαιο 8, παρουσιάζεται το κυκλωματικό διάγραμμα και το τυπωμένο κύκλωμα (PCB) του κυκλώματος οδήγησης. Επίσης, παρουσιάζονται τα βασικότερα στοιχεία, που χρησιμοποιήθηκαν στο κατασκευαστικό μέρος και επεξηγείται ο ρόλος σημαντικών σημείων του κυκλωματικού διαγράμματος για την οδήγηση του κινητήρα. Τέλος, σχολιάζονται τα διαγράμματα της πειραματικής διάταξης, σε σχέση με τα θεωρητικά διαγράμματα, σχετικά με την οδήγηση του BLDC κινητήρα.

Στο κεφάλαιο 9, δίνεται ο συνολικός κώδικας, που χρησιμοποιήθηκε για τον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή ATmega328 και στην συνέχεια επεξηγούνται τα σημαντικότερα σημεία του κώδικα.

Το κεφάλαιο 10 αποτελεί τον επίλογο της εργασίας, συνθέτοντας μια σύνοψη και τα συμπεράσματα αυτής.

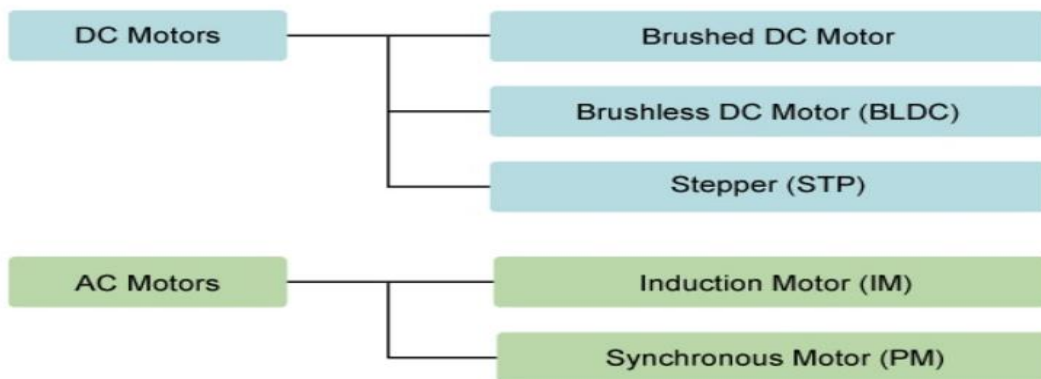
Τέλος, γίνεται παράθεση της βιβλιογραφίας και των διαδικτυακών τόπων από όπου αντλήθηκαν πληροφορίες, για τα θέματα που αναπτύχθηκαν στην συγκεκριμένη διπλωματική εργασία.

# ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

## 2. BLDC Κινητήρες

### 2.1 Εισαγωγή στους BLDC κινητήρες

Γενικά οι κινητήρες χωρίζονται σε 2 κατηγορίες, όπως φαίνεται και στην εικόνα παρακάτω, στους ηλεκτρικούς κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος AC (Alternate Current) και στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος DC (Direct Current). Τα BLDC μοτέρ ανήκουν στην κατηγορία κινητήρων συνεχούς ρεύματος (DC). Αυτή η κατηγορία κινητήρων έχει ευρεία χρήση στις μέρες μας, λόγω της αποδοτικότητάς τους και του τέλειου ελέγχου αυτών των κινητήρων σε εφαρμογές. Υπολογίζεται ότι, η αποδοτικότητα των BLDC κινητήρων είναι 85-90% , ενώ των brushed κινητήρων μόνο 75-80%. Η αναλυτική ονομασία τους είναι Brushless DC (BLDC), λόγω του ότι είναι DC κινητήρες και αυτή η μορφή μοτέρ δεν έχει ψήκτρες (brushes). Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα των BLDC έναντι των κινητήρων με ψήκτρα (brushed motors), αποτελεί το γεγονός ότι με την πάροδο του χρόνου οι ψήκτρες φθείρονται και πρέπει να αντικατασταθούν. Ιστορικά αναφέρουμε, ότι οι BLDC κινητήρες ξεκίνησαν να χρησιμοποιούνται , περίπου από τα μέσα του 20<sup>ου</sup> αιώνα (1960s).



Εικόνα 4- Βασικές κατηγορίες κινητήρων

Στην συνέχεια θα κάνουμε μια σύντομη αναφορά στα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των κινητήρων αυτών .

#### Πλεονεκτήματα:

1. Η ανυπαρξία ψηκτρών βοηθάει στην ελάττωση μηχανικών φθορών και ελαχιστοποιείται η ανάγκη συντήρησης.
2. Η απόδοση των BLDC κρίνεται ιδιαίτερα ικανοποιητική.
3. Δεν δημιουργείται ιδιαίτερος θόρυβος και δεν υπάρχουν σπινθήρες κατά την λειτουργία τους, όπως συμβαίνει με τους brushed κινητήρες.



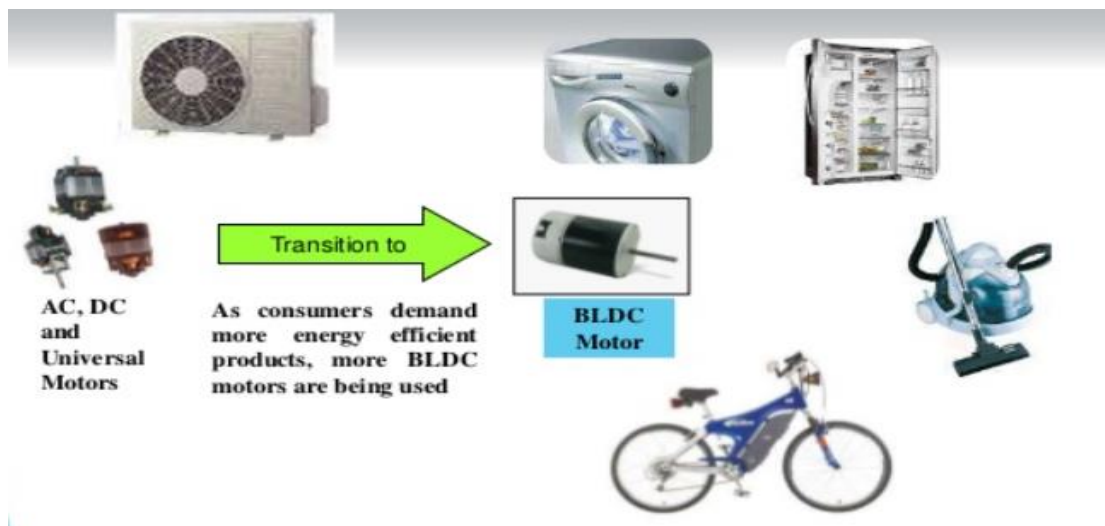
4. Λειτουργούν σε υψηλές ταχύτητες, γεγονός που είναι κρίσιμο σε ορισμένες εφαρμογές.

#### **Μειονεκτήματα:**

1. Έχουν υψηλό κόστος αγοράς και είναι σχετικά πολύπλοκο το κύκλωμα οδήγησής του (ESC), στο οποίο θα αναφερθούμε σε άλλο σημείο της εργασίας.
2. Περιορισμός υψηλής ισχύος, λόγω του κινδύνου δημιουργίας βλάβης στους μόνιμους μαγνήτες και στην μόνωση της περιέλιξης λόγω υψηλής θερμοότητας.

Γενικά αναφέρουμε, ότι στους κινητήρες με ψήκτρες (brushed), η κίνησή τους επιτυγχάνεται ελέγχοντας το μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται στα τυλίγματα του ρότορα, ενώ το μαγνητικό πεδίο αναπτύσσεται από σταθερούς μαγνήτες, οι οποίοι δεν μετακινούνται. Για την αλλαγή της ταχύτητας περιστροφής του brushed κινητήρα, μεταβάλλουμε την ασκούμενη τάση στα πηνία. Με ένα BLDC μοτέρ, ο σταθερός μαγνήτης είναι αυτός που περιστρέφεται, όπως θα δούμε αργότερα πιο αναλυτικά. Η περιστροφή του κινητήρα επιτυγχάνεται, αλλάζοντας την φορά του μαγνητικού πεδίου, το οποίο δημιουργείται από στατικά πηνία. Για τον έλεγχο της φοράς περιστροφής, ελέγχουμε και ρυθμίζουμε το πλάτος (magnitude) και την φορά του ρεύματος, μέσα στα πηνία.

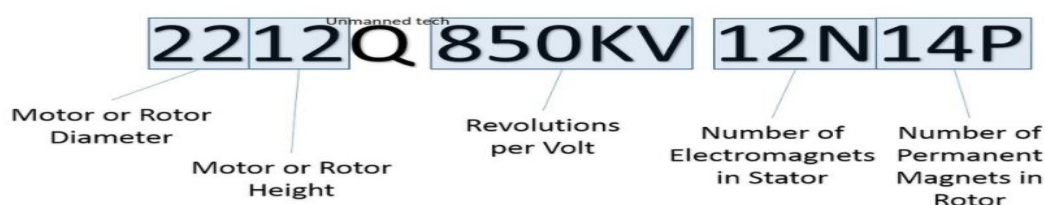
Τα BLDC μοτέρ έχουν ευρεία χρήση στις μέρες μας σε διάφορες εφαρμογές και θα αναφέρουμε μερικές από αυτές. Χρησιμοποιούνται στην ηλεκτροκίνηση, σε περιπτώσεις όπως τα ηλεκτρικά και υβριδικά οχήματα, στην αυτοκινητοβιομηχανία, όπως στα συστήματα ABS και στην ηλεκτρική υποβοήθηση του τιμονιού, σε βιομηχανικές εγκαταστάσεις, στην ιατρική, σε συσκευές, όπου ελέγχεται η κίνησή τους και απαιτείται υψηλή ροπή και καλή ανταπόκριση στις μεταβολές ταχύτητας, όπως οι ανεμιστήρες, στον χώρο της αεροδυναμικής, όπως σε ελικόπτερα ή drone και τέλος σε RC (Radio Controlled) εφαρμογές.



Εικόνα 5- Μερικές από τις εφαρμογές ενός BLDC μοτέρ

## 2.2 Χρήσιμες παράμετροι των BLDC

Σε αυτό το σημείο θα αναφέρουμε τις κύριες παραμέτρους που συναντάμε σε έναν BLDC κινητήρα, οι οποίες καθορίζουν την ποιότητά του. Συνοπτικά αναφέρουμε ότι, μια από τις πιο σημαντικές προδιαγραφές μεταξύ άλλων που αναγράφονται στους BLDC κινητήρες, είναι τα “kV”. Τα “kV” αναφέρονται στην σταθερή ταχύτητα του κινητήρα και δεν πρέπει να συγχέονται με τα kiloVolt, τα οποία αποτελούν μονάδα μέτρησης της τάσης. Πιο συγκεκριμένα ο αριθμός “kV” αναφέρεται στον αριθμό περιστροφών του κινητήρα ανά λεπτό (revolutions per minute–rpm), όταν εφαρμόζεται στον κινητήρα τάση 1 V, χωρίς να υπάρχει φορτίο. Ισχύει ότι όσο περισσότερα kV έχει ο κινητήρας τόσο μεγαλύτερο θα είναι το rpm του, αλλά θα είναι μικρότερη η ροπή του. Ενδεικτικά, στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζουμε και άλλα κρίσιμα νούμερα που μπορεί να βρίσκονται πάνω σε έναν BLDC κινητήρα.



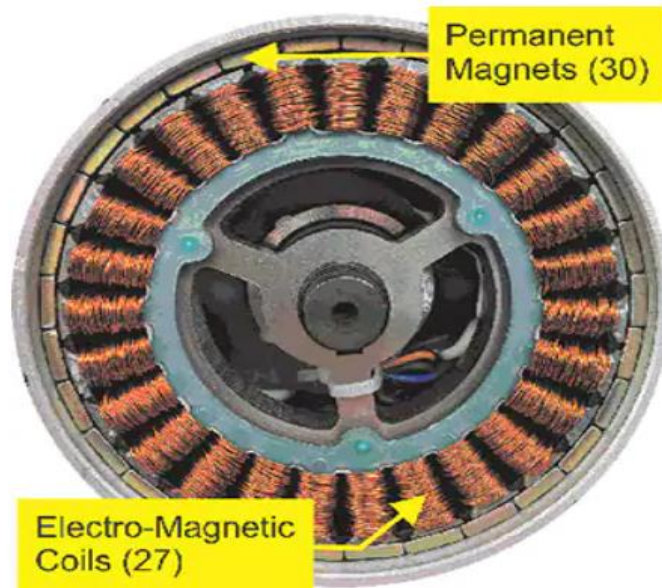
Εικόνα 6-Σημαντικά νούμερα περιγραφής BLDC μοτέρ

Όπως παρατηρούμε στην εικόνα, σημαντικές παράμετροι ενός BLDC μοτέρ, είναι η διάμετρος του κινητήρα, το ύψος του, τα “kV” για τα οποία μιλήσαμε προηγουμένως, ο αριθμός των ηλεκτρομαγνητών στον στάτορα και τέλος ο αριθμός των μόνιμων μαγνητών στον ρότορα. Θα αναφερθούμε στον στάτορα και στον ρότορα, στην αμέσως επόμενη ενότητα.

## 2.3 Εσωτερικό BLDC κινητήρα

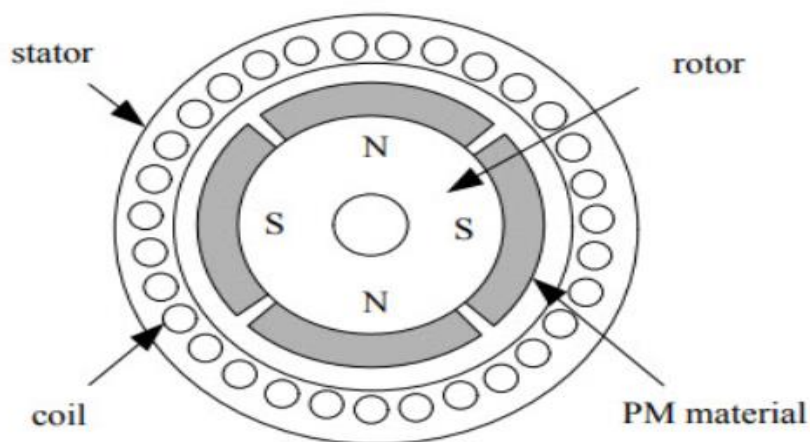
Σε αυτό το σημείο θα δώσουμε βάση στο εσωτερικό ενός BLDC κινητήρα, ώστε να γίνει πιο εύκολα αντιληπτός στην συνέχεια ο τρόπος οδήγησής του.

Πρώτα παραθέτουμε μια εικόνα του εσωτερικού ενός κοινού Brushless DC κινητήρα της αγοράς.



Εικόνα 7-Εσωτερικό BLDC κινητήρα

Στην εικόνα που ακολουθεί, φαίνονται σχηματικά τα διάφορα μέρη του εσωτερικού ενός BLDC, για τα οποία θα μιλήσουμε στην συνέχεια.



Εικόνα 8- Σημαντικά μέρη BLDC

Όπως εύκολα φαίνεται στην παραπάνω εικόνα, οι BLDC κινητήρες έχουν 2 βασικά μέρη, τον ρότορα ή δρομέα (rotor) και τον στάτορα ή στάτη (stator). Ο ρότορας αποτελεί το περιστρεφόμενο τμήμα του κινητήρα και πάνω σε αυτόν βρίσκονται μόνιμοι μαγνήτες (Permanent Magnets), ενώ ο στάτορας περιέχει τις περιελίξεις των πηνίων (coils). Σημαντικά στοιχεία του εσωτερικού ενός BLDC κινητήρα είναι, ο αριθμός ζευγών μαγνητικών πόλων (north, south) στον ρότορα, ο αριθμός των κενών μεταξύ των πηνίων στον στάτορα (slots) και ο αριθμός των τυλιγμάτων. Ένας κινητήρας χαρακτηρίζεται ως inrunner όταν ο ρότορας βρίσκεται στο εσωτερικό του στάτορα, όπως φαίνεται και στην εικόνα 8, ενώ στην αντίθετη περίπτωση ο κινητήρας

χαρακτηρίζεται ως outrunner (πηνία στο εσωτερικό, μόνιμοι μαγνήτες στο εξωτερικό). Παρακάτω παρουσιάζονται μερικά χαρακτηριστικά των inrunner και outrunner κινητήρων.

Inrunners:

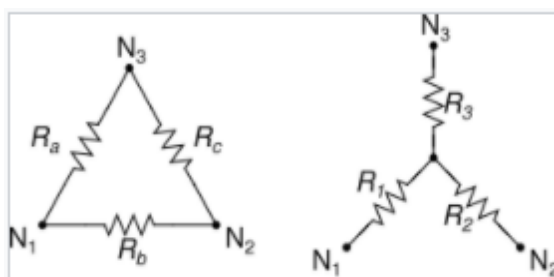
- Χρειάζονται μειωτήρα.
- Υψηλές στροφές, μικρή ροπή.
- Θορυβώδεις στην λειτουργία τους.
- Έχουν μεγαλύτερη απόδοση.

Outrunners:

- Λιγότερο αποδοτικοί από inrunners.
- Δεν χρειάζονται μειωτήρα.
- Λιγότερο θορυβώδεις στην λειτουργία τους.
- Χαμηλές στροφές (rpm),μεγάλη ροπή.

## 2.4 Λειτουργία BLDC κινητήρα

Βασικό σημείο της λειτουργίας των BLDC μοτέρ, είναι ότι οι περιελίξεις ενεργοποιούνται διαδοχικά, με την βοήθεια ενός ηλεκτρονικού συστήματος οδήγησης. Πριν επικεντρωθούμε στην λειτουργία ενός BLDC μοτέρ, αναφέρουμε τις 2 βασικές μορφές συνδεσμολογίας, των πηνίων στο εσωτερικό του μοτέρ. Αυτές είναι, η συνδεσμολογία τριγώνου και η συνδεσμολογία αστέρα και φαίνονται παρακάτω.

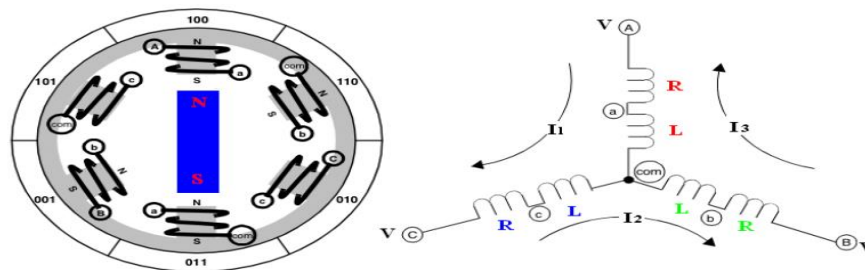


Εικόνα 9-Συνδεσμολογίες αστέρα και τριγώνου

Αξίζει να σημειωθεί, ότι η συνδεσμολογία τριγώνου στο εσωτερικό ενός BLDC μοτέρ δίνει χαμηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες, αλλά μπορεί να δώσει υψηλή ροπή σε υψηλές ταχύτητες. Η συνδεσμολογία αστέρα δίνει υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες, αλλά όχι ιδιαίτερα υψηλή ροπή σε υψηλές ταχύτητες. Συνήθως η συνδεσμολογία αστέρα

είναι περισσότερο αποδοτική, διότι η συνδεσμολογία αυτή δεν περιέχει ένα closed loop (κλειστού βρόχου) κύκλωμα στο οποίο μπορούν να ρέουν παρασιτικά ρεύματα, με αποτέλεσμα να αποτρέπονται σημαντικές απώλειες. Από την πλευρά ενός εξωτερικού ελεγκτή, ο BLDC κινητήρας ελέγχεται με τον ίδιο τρόπο, ανεξαρτήτως συνδεσμολογίας.

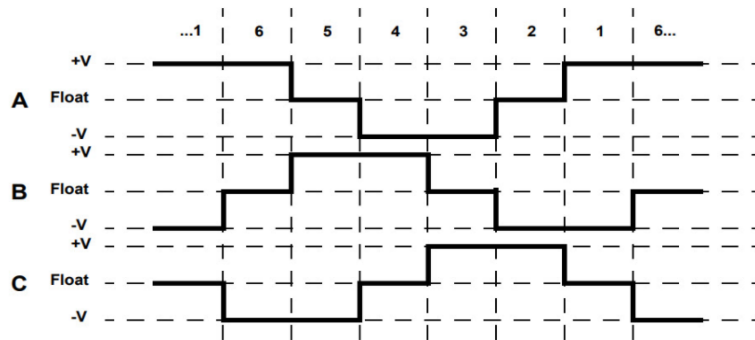
Συνήθως στους BLDC κινητήρες, σχηματίζονται 3 τυλίγματα πηνίων (3 φάσεις) τα οποία συνδέονται σε μορφή αστέρα ή “Y”, γι’ αυτό θα επικεντρωθούμε σε αυτήν την συνδεσμολογία. Οι εμπορικοί BLDC κινητήρες έχουν 3 καλώδια στην έξοδο (3 φάσεις), τα οποία αντιστοιχούν στην κάθε φάση που δημιουργείται από τα τυλίγματα. Ο ουδέτερος σχηματίζεται στο εσωτερικό του κινητήρα από τα τυλίγματα των πηνίων. Κάθε ηλεκτρομαγνητικό κύκλωμα χωρίζεται στο κέντρο, επιτρέποντας έτσι στον ρότορα μόνιμου μαγνήτη, να μετακινηθεί στην μέση του επαγόμενου μαγνητικού πεδίου. Συνήθως, η τροφοδοσία που παρέχεται σε έναν BLDC κινητήρα, είναι συνεχές ρεύμα, αλλά μπορεί να είναι και εναλλασσόμενο, εάν το ηλεκτρονικό κύκλωμα οδήγησης του κινητήρα, περιέχει τα αναγκαία κυκλώματα, για την μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές.



Εικόνα 10- Απλοποιημένο διάγραμμα BLDC κινητήρα με συνδεσμολογία Y

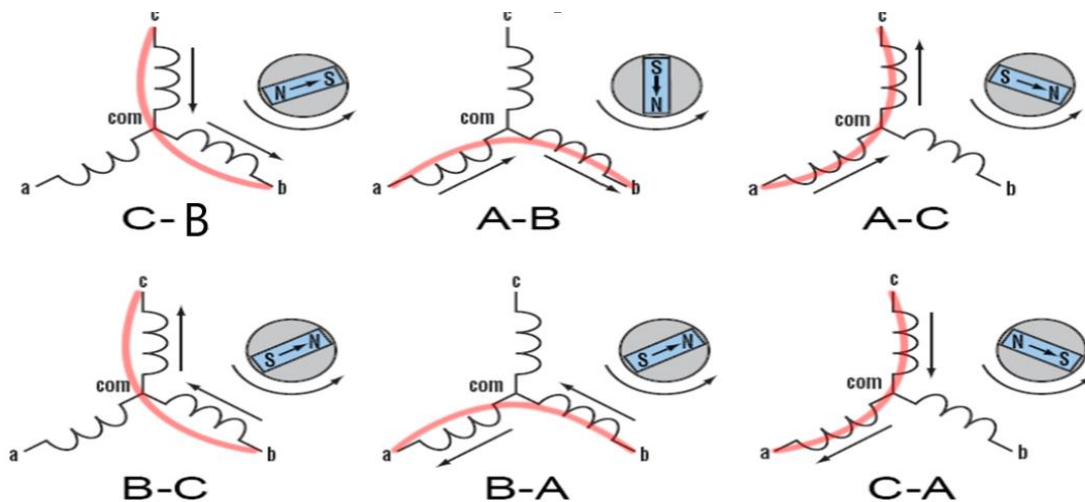
Τώρα θα περιγράψουμε συνοπτικά πως επιτυγχάνεται η λειτουργία του BLDC μοτέρ. Η κίνηση του κινητήρα βασίζεται στην συνεχόμενη αλληλεπίδραση μεταξύ μόνιμου μαγνήτη (ρότορας) και ηλεκτρομαγνητών (στάτορας). Όπως αναφέραμε, υπάρχουν 3 φάσεις (A-B-C) στο εσωτερικό του κινητήρα, οι οποίες σχηματίζονται από τα τυλίγματα των πηνίων. Για να γίνει ευνόητη η λειτουργία του μοτέρ, θεωρούμε τον ρότορα ως έναν μόνιμο μαγνήτη, ο οποίος έχει 2 μαγνητικούς πόλους (S-South, N-North). Γνωρίζουμε από τον ηλεκτρομαγνητισμό, πως όταν ασκείται ρεύμα σε ένα πηνίο, μετατρέπεται σε ηλεκτρομαγνήτη δημιουργώντας μαγνητικό πεδίο και η κατεύθυνση των γραμμών του πεδίου εξαρτάται από την φορά του ρεύματος. Θεωρώντας αρχικά ότι ασκούμε ρεύμα στο πηνίο A (1<sup>η</sup> φάση), τότε θα δημιουργηθεί μαγνητικό πεδίο το οποίο θα έλξει τον ρότορα (μόνιμο μαγνήτη) προς το πηνίο A. Αν στην συνέχεια δώσουμε ρεύμα με την σειρά, στα πηνία B (2<sup>η</sup> φάση) και C (3<sup>η</sup> φάση), ο ρότορας θα κινηθεί με την φορά των δεικτών του ρολογιού. Σε αυτή την μέθοδο που περιγράψαμε, βασικό μειονέκτημα είναι, ότι κάθε φορά παράγει μαγνητικό πεδίο μόνο ένα πηνίο, με αποτέλεσμα να μειώνεται η ισχύς εξόδου του κινητήρα. Για να επιλυθεί αυτό το πρόβλημα, μπορούμε να ενεργοποιήσουμε το ακριβώς προηγούμενο πηνίο αυτού που παράγει το μαγνητικό πεδίο, με τέτοιο τρόπο ώστε να δώσει επιπλέον ώθηση

στον ρότορα να κινηθεί, δηλαδή να πετύχουμε μεγαλύτερη έλξη του μόνιμου μαγνήτη από τους ηλεκτρομαγνήτες και κατά συνέπεια μεγαλύτερη ισχύ, όπως και ροπή. Η ακολουθία μεταγωγής στους BLDC κινητήρες έχει μια από τις περιελίξεις ενεργοποιημένη με θετικό δυναμικό (ρεύμα εισέρχεται στο τύλιγμα), μια από τις περιελίξεις τροφοδοτούμενη με αρνητικό δυναμικό (ρεύμα εξέρχεται από το τύλιγμα) και η τρίτη περιέλιξη είναι ανενεργή. Η αλληλεπίδραση μεταξύ του μαγνητικού πεδίου των πηνίων του στάτη και των μόνιμων μαγνητών του ρότορα δημιουργεί την επιθυμητή ροπή. Η μέγιστη ροπή δημιουργείται, όταν τα 2 αυτά μαγνητικά πεδία είναι κάθετα μεταξύ τους ( $90^\circ$ ). Τέλος, ακολουθεί το διάγραμμα που δείχνει την τάση στα 3 πηνία κατά την διάρκεια μιας πλήρους περιστροφής.



Εικόνα 11-Διάγραμμα με την τάση στα πηνία σε μία περιστροφή

Όπως εύκολα παρατηρούμε το διάγραμμα χωρίζεται σε 6 βήματα και σε κάθε βήμα μια φάση είναι θετική (+V), μια φάση είναι αρνητική (-V) και μια φάση είναι ανενεργή (float). Σε αυτή την λογική βασίζεται και το κύκλωμα οδήγησης ενός BLDC κινητήρα και θα αναφερθούμε σε αυτό αργότερα. Τέλος παρακάτω φαίνεται η μεταγωγή του ρεύματος που διαρρέει τα πηνία των φάσεων, στα 6 στιγμιότυπα πλήρους περιστροφής του μοτέρ.



Εικόνα 12- Μεταγωγή ρεύματος σε μία πλήρη περιστροφή του μοτέρ



## 2.5 Μαθηματικό Μοντέλο του BLDC

Τώρα θα ασχοληθούμε με το μαθηματικό μοντέλο ενός BLDC κινητήρα. Υποθέτουμε ότι, ο στάτης μας έχει 3 τυλίγματα και ότι έχουμε μόνιμους μαγνήτες στον ρότορα. Ακόμα υποθέτουμε ότι ο κινητήρας δεν είναι κορεσμένος, οι αντιστάσεις στα τυλίγματα του στάτη είναι ίσες, όπως και οι αυτεπαγωγές και αμοιβαίες επαγωγές είναι σταθερές. Τέλος θεωρούμε τις απώλειες σιδήρου του κινητήρα αμελητέες.

Η μήτρα εξισώσεων που αντιστοιχεί στα τρία τυλίγματα φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{cb} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

, όπου  $U_a, U_b, U_c$  είναι οι φασικές τάσεις,  $i_a, i_b, i_c$  τα φασικά ρεύματα,  $R$  η αντίσταση των τυλιγμάτων κάθε φάσης,  $e_i$  οι τάσεις BEMF (Back Electromotive Force) της κάθε φάσης,  $L_i$  οι αυτεπαγωγές των πηνίων και  $L_{ij}$  οι αμοιβαίες επαγωγές.

Όμως σύμφωνα με τα παραπάνω έχουμε :  $L_A = L_B = L_C$  (2.2) και  $L_{ab} = L_{ca} = L_{cb} = M$  (2.3).

Άρα:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Αλλά:

$$i_a = i_b = i_c = 0 \quad (2.5) \quad \text{και} \quad Mi_b + Mi_c = -Mi_a \quad (2.6)$$

Έτσι προκύπτει η εξής μήτρα εξισώσεων, από τις εξισώσεις (2.5) και (2.6) :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Για την ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  έχουμε την εξής εξίσωση:

$$T_e = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega_r} \quad (2.8)$$

, όπου  $\omega_r$  η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του ρότορα.

Η αλληλεπίδραση της  $T_e$  με την ροπή φορτίου, προσδιορίζεται από τον παρακάτω τύπο:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (2.9)$$

, όπου  $T_L$  η ροπή φορτίου,  $J$  η αδράνεια και  $B$  η απόσβεση.

Η τάση BEMF (Back Electromotive Force), για την οποία θα μιλήσουμε αναλυτικότερα σε αυτό το κεφάλαιο, είναι συνάρτηση της θέσης του ρότορα και έχει πλάτος  $E = K_e \omega_r$  (2.10), όπου  $K_e$  η σταθερά της BEMF.

Η τάση και η ταχύτητα του κινητήρα περιγράφονται από την σχέση:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (2.11)$$

, όπου ο παράγοντας της απόσβεσης μπορεί να θεωρηθεί αμελητέος.

Αναδιατάσσοντας την εξίσωση (1.11) έχουμε:

$$\omega_r = \frac{1}{J} \int (T_e - T_L) dt = \frac{1}{J} \int [(T_a + T_b + T_c) - T_L] dt \quad (2.12)$$

Τέλος για την σχέση ρεύματος και ροπής δίνεται η παρακάτω εξίσωση:

$$P_e = EI_{max} = P_m = T_e \omega_r \quad (2.13)$$

και αναδιατάσσοντας την εξίσωση (1.13) προκύπτει:

$$T_e = \frac{E}{\omega_r} I_{max} = K_t I_{max} \quad (2.14).$$

Φαίνεται από τις παραπάνω εξισώσεις ότι υπάρχει μια αλληλεπίδραση μεταξύ ροπής, ρεύματος και τάσης (BEMF).

Επιπρόσθετα, σύμφωνα με όσα είπαμε στην αρχή της ενότητας για τα “kV” ενός BLDC κινητήρα προκύπτει ο εξής τύπος:

$$RPM = KV * V \quad (2.15)$$

, όπου RPM είναι οι περιστροφές ανά λεπτό, KV ο αριθμός που αναγράφεται στις προδιαγραφές του κινητήρα και V η εφαρμοζόμενη τάση στον κινητήρα.

Τώρα θα επικεντρωθούμε στο μαθηματικό μοντέλο ενός BLDC κινητήρα, που αφορά την ενεργειακή του απόδοση. Σημαντικό κριτήριο επιλογής ενός BLDC μοτέρ αποτελεί η αποδοτικότητά του (efficiency). Αυτή δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$Motor \ Efficiency = \frac{Mechanical \ Power}{Electrical \ Power} * 100\% \quad (2.16)$$

, όπου  $Mechanical \ Power = T * \omega$  (2.17) η μηχανική ενέργεια του κινητήρα, όπου T η ροπή του κινητήρα και  $\omega$  η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του και η ενέργεια που καταναλώνει ο κινητήρας από την τροφοδοσία είναι:

$$Electrical \ Power = V * I = \frac{V^2}{R} = Mechanical \ Power + Heat \ losses \quad (2.18)$$

, όπου V η τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα, I το ρεύμα που διαρρέει τον κινητήρα και  $Heat \ losses = R * I^2$  είναι οι απώλειες θερμότητας του μοτέρ, όπου R συμβολίζει την ηλεκτρική αντίσταση. Γενικά οι κινητήρες έχουν μεγάλη αποδοτικότητα (efficiency), όταν περιστρέφονται γρήγορα με μικρή σχετικά ροπή.



## 2.6 Παραγωγή ροπής

Στην προηγούμενη ενότητα, αναφέραμε κάποιους τύπους υπολογισμού της ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e$  και της ροπής φορτίου  $T_L$ . Όπως φάνηκε και από αυτούς του τύπους, η ροπή είναι ανάλογη με το ρεύμα το κινητήρα. Γι' αυτόν τον λόγο, σε περιπτώσεις ελέγχου της ροπής του κινητήρα, χρησιμοποιούμε αισθητήρες ανίχνευσης ρεύματος. Το σήμα των αισθητήρων αυτών, ενισχύεται μέσα από κατάλληλους ενισχυτές. Η μέγιστη ροπή που απαιτείται για κάθε εφαρμογή χρήσης του BLDC, μπορεί να υπολογιστεί από το άθροισμα της ροπής φορτίου, της ροπής αδράνειας και της ροπής που απαιτείται για να ξεπεραστεί η τριβή του μοτέρ. Υπάρχουν και άλλοι παράγοντες, όπως το διάκενο αέρα, που παίζουν ρόλο στον καθορισμό της μέγιστης ροπής. Η ροπή που παράγεται από ένα κινητήρα μόνιμου μαγνήτη δίνεται από τον τύπο:

$$T = K_e \Phi i_a \quad (2.19)$$

, όπου  $K_e$  η σταθερά BEMF του κινητήρα,  $i_a$  το ρεύμα οπλισμού και  $\Phi$  η ένταση του πεδίου.

## 2.7 Τάση BEMF (Back Electromotive Force)

Σε αυτό το σημείο του κεφαλαίου, θα ασχοληθούμε με την περιγραφή της τάσης BEMF, την οποία έχουμε αναφέρει και προηγουμένως. Τα τυλίγματα του κινητήρα, ενώ αυτός περιστρέφεται, λειτουργούν σαν γεννήτρια, διότι «κόβουν» τις γραμμές του μαγνητικού πεδίου. Μια τάση δημιουργείται στα τυλίγματα, η οποία μετρείται σε Volts (V) και ονομάζεται Electromotive Force (EMF). Σύμφωνα με τον νόμο του Lenz, αυτή η τάση δημιουργεί ένα δεύτερο μαγνητικό πεδίο, το οποίο εναντιώνεται στην αρχική μεταβολή της μαγνητικής ροής, για την περιστροφή του κινητήρα. Με απλά λόγια, η EMF αντιτίθεται στην φυσική κίνηση του κινητήρα, γι' αυτό και χαρακτηρίζεται ως "back" EMF (BEMF). Σε έναν κινητήρα με σταθερή μαγνητική ροή και αριθμό τυλιγμάτων, το πλάτος της τάσης BEMF είναι ανάλογο με την γωνιακή ταχύτητα του κινητήρα. Επίσης η τάση BEMF είναι ανάλογη και με την δύναμη των μαγνητών.

Ιδιαίτερο ρόλο παίζει η τάση BEMF στους ηλεκτρικούς κινητήρες. Αρχικά κατά την ενεργοποίηση του κινητήρα, δεν υπάρχει BEMF με αποτέλεσμα να έχουμε υψηλή ροπή εκκίνησης στον κινητήρα, αφού δεν αντιτίθεται κάποια τάση στην εφαρμοζόμενη τάση. Όταν ο κινητήρας αναπτύξει κάποια αισθητή ταχύτητα, εμφανίζεται η τάση BEMF, η οποία αντιτίθεται πλέον στην εφαρμοζόμενη τάση και καταναλώνεται ένα μικρό ποσό ενέργειας. Βάζοντας και φορτίο στον κινητήρα μας είναι λογικό η ταχύτητα να μειωθεί, μειώνοντας έτσι και την τάση BEMF και αυξάνοντας την διαφορά της από την εφαρμοζόμενη τάση. Αυτή η διαφορά, προκαλεί την ροή ρεύματος στον οπλισμό, το ρεύμα αυξάνεται αν αυξηθεί το μηχανικό φορτίο και εφαρμόζεται περισσότερη ενέργεια για την διατήρηση της ροπής.

Όσον αφορά τον υπολογισμό της τάσης BEMF δίνεται ο παρακάτω τύπος:

$$e_b = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d\lambda}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt} \text{ και } \frac{d\theta}{dt} = \frac{S}{60} * 360^\circ \text{ (2.20)}$$

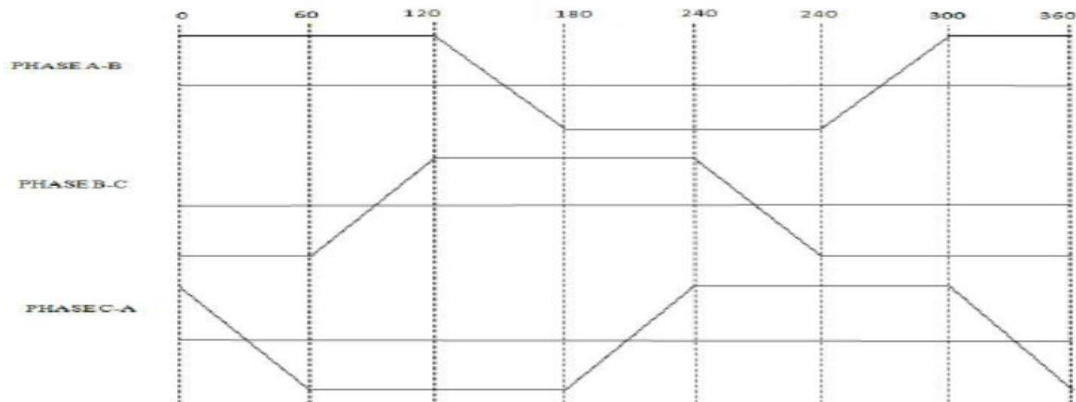
, όπου S είναι η μηχανική ταχύτητα σε RPM.

Χρησιμοποιώντας αναλυτικό τύπο η τάση BEMF υπολογίζεται ως εξής:

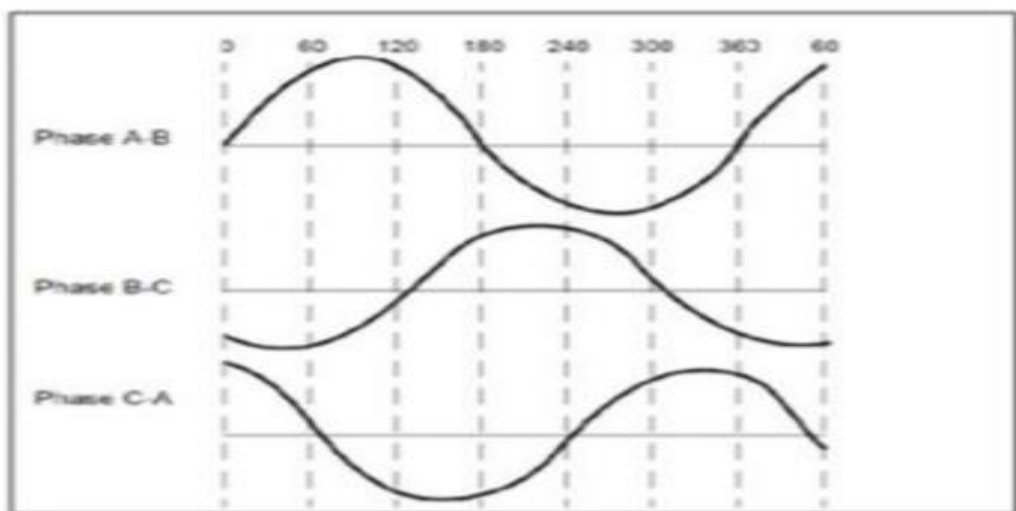
$$E_{rms} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} * f * k_w * N * \Phi_u \text{ (2.21)}$$

, όπου f είναι η ηλεκτρική συχνότητα,  $k_w$  ο συντελεστής περιέλιξης, N ο αριθμός των σπειρών ανά ομάδα και  $\Phi_u$  η χρήσιμη ροή ανά πόλο .

Επιπρόσθετα, ανάλογα με τις διασυνδέσεις των τυλιγμάτων στο εσωτερικό του κινητήρα, αυτοί διαχωρίζονται σε Sinusoidal (Ημιτονοειδείς) με ημιτονοειδή απόκριση και Trapezoidal (Τραπεζοειδείς) με τραπεζοειδή απόκριση, γεγονός που καθορίζει την μορφή τόσο του ρεύματος οδήγησης, όσο και της τάσης BEMF, η οποία δημιουργείται κατά την λειτουργία του κινητήρα. Παρακάτω φαίνονται οι δύο μορφές της τάσης BEMF, που δημιουργούνται από έναν BLDC κινητήρα.



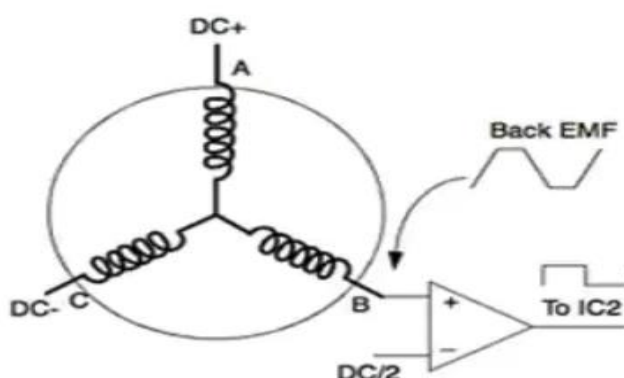
Εικόνα 13-Τραπεζοειδής τάσης BEMF



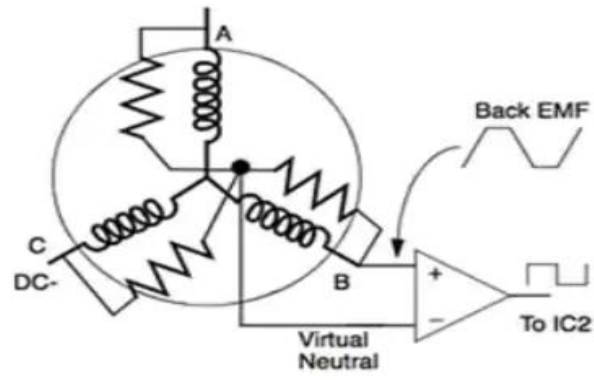
Εικόνα 14- Ημιτονοειδής τάση BEMF

## 2.8 Μέθοδοι εντοπισμού BEMF

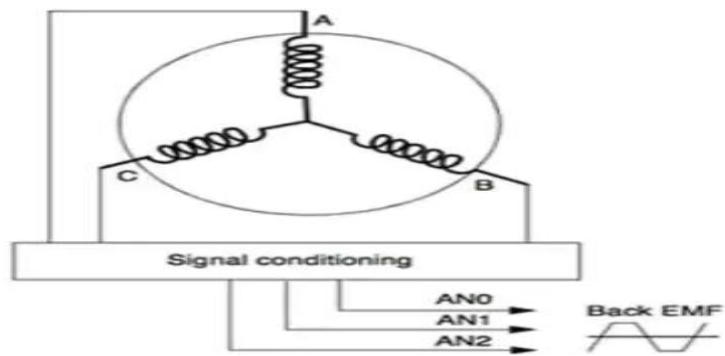
Κλείνοντας το συγκεκριμένο κεφάλαιο, θα αναφερθούμε στις μεθόδους εντοπισμού της τάσης BEMF από έναν BLDC κινητήρα. Η πρώτη μέθοδος είναι η σύγκριση της BEMF κάθε φάσης, μέσω ενός συγκριτή, με την τάση DC της τροφοδοσίας διαιρεμένης με το 2 ( $DC/2$ ). Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι τα 3 τυλίγματα μπορεί να μην είναι ιδανικά, προκαλώντας θετική ή αρνητική διαφορά φάσης στην τάση BEMF, με αποτέλεσμα να μετακινούνται τα zero crossing points (σημεία που η τάση περνάει από το μηδέν), γεγονός που είναι ανεπιθύμητο, γιατί αυτά τα σημεία παίζουν ιδιαίτερο ρόλο στην οδήγηση του κινητήρα, όπως θα δούμε αργότερα. Η δεύτερη βελτιωμένη μέθοδος, για την αποφυγή του μειονεκτήματος στην πρώτη μέθοδο, είναι η δημιουργία ενός εικονικού ουδέτερου σημείου (virtual neutral point), με την χρήση αντιστάσεων που συνδέονται παράλληλα με το πηνίο κάθε φάσης και έχουν ένα κοινό ποδαράκι στο ουδέτερο σημείο. Η τάση BEMF πλέον συγκρίνεται με την τάση του εικονικού ουδέτερου σημείου. Μια τρίτη μέθοδος που αναφέρουμε, είναι η χρήση ενός Analog to Digital Converter (ADC). Πολλοί μικροεπεξεργαστές στην αγορά, διαθέτουν ADCs υψηλής ταχύτητας, κατάλληλους για την συγκεκριμένη λειτουργία εντοπισμού της BEMF. Με αυτή την μέθοδο η τάση BEMF καταλήγει απευθείας στον μικροεπεξεργαστή (MCU). Το σήμα δειγματοληπτείται από τον ADC και συγκρίνεται έπειτα με μια ψηφιακή τιμή, αντίστοιχη με τα zero crossing points που αναφέραμε νωρίτερα. Όταν οι 2 τιμές γίνονται ίσες, η ακολουθία διέγερσης των πηνίων, στην οποία αναφερθήκαμε και παραπάνω, στην περιγραφή λειτουργίας του BLDC, μετάγεται στο επόμενο βήμα. Η μέθοδος αυτή έχει το πλεονέκτημα χρήσης ψηφιακών φίλτρων, αποφεύγοντας την χρήση υψίσυχων στοιχείων μεταβολής κατάστασης (switching components). Παρακάτω φαίνονται κατά σειρά στις εικόνες, οι 3 μέθοδοι που αναφέραμε παραπάνω :



Εικόνα 15-1η Μέθοδος εντοπισμού BEMF



Εικόνα 16- 2η Μέθοδος εντοπισμού BEMF



Εικόνα 17- 3η Μέθοδος εντοπισμού BEMF

## 3. ESC (Electronic Speed Controller)

### 3.1 Εισαγωγή

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο, αρχικά, θα αναλύσουμε την λειτουργία ενός τυπικού ESC, θα αναφέρουμε τα σημαντικότερα μέρη του και θα περιγράψουμε τον τρόπο επικοινωνίας του με το τριφασικό μοτέρ (BLDC). Το ESC (ηλεκτρονικός ελεγκτής ταχύτητας) αποτελεί κύκλωμα οδήγησης ρεύματος, για τους τριφασικούς κινητήρες (BLDC). Σκοπός του συγκεκριμένου κυκλώματος, είναι να ελέγξει την ταχύτητα ενός τριφασικού κινητήρα, να ελέγξει την κατεύθυνση περιστροφής του κινητήρα και μπορεί να παίξει ρόλο και στο δυναμικό φρενάρισμα του κινητήρα (dynamic braking). Το συγκεκριμένο κύκλωμα, παράγει τρία σήματα μεγάλης συχνότητας, με διαφορετικές φάσεις, για τον έλεγχο του μοτέρ. Το σήμα εισόδου του συνήθως αποτελείται από συνεχείς παλμούς. Όσο αυξάνεται η συχνότητα των παλμών, τόσο αυξάνεται η ταχύτητα του μοτέρ. Αυτή η ρύθμιση της συχνότητας της εισόδου του ESC, συνήθως γίνεται με χρήση PWM, από μια μονάδα ελέγχου (πχ. μικροεπεξεργαστής). Αναλυτικότερα γι' αυτά τα θέματα θα μιλήσουμε στην συνέχεια του κεφαλαίου.

Το ESC αποτελεί ηλεκτρικό κύκλωμα οδήγησης ενός BLDC μοτέρ. Γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι έχει ευρεία εφαρμογή. Χρησιμοποιείται στον χώρο των οχημάτων, όπως είναι τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα και τα ηλεκτρικά ποδήλατα. Ιδιαίτερη εφαρμογή του ESC, γίνεται σε συστήματα απομακρυσμένου ελέγχου (remote control). Αντίστοιχα παραδείγματα είναι τα τηλεκατευθυνόμενα αυτοκίνητα, τα ηλεκτρικά αεροπλάνα και ελικόπτερα, τα οποία ελέγχονται με ασύρματο έλεγχο (radio-control), τα καράβια και τα drone (quadcopter).

Η μορφή ενός κοινού ESC της αγοράς φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.

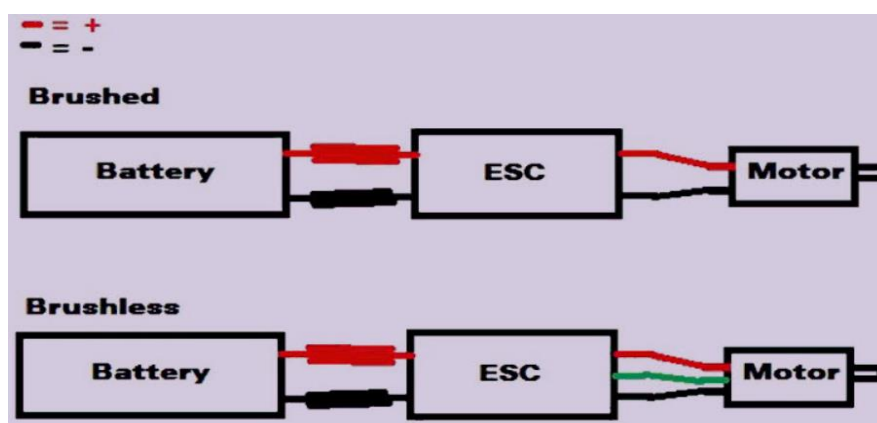


Εικόνα 18- Εμπορικό ESC

Παρατηρούμε στην παραπάνω εικόνα, ότι στην είσοδο του ESC έχουμε ένα κόκκινο και ένα μαύρο καλώδιο, τα οποία αντιστοιχούν στην τροφοδοσία και την γείωση του ESC αντίστοιχα. Ακόμα τα 3 λεπτά καλώδια στην είσοδο του ESC (κόκκινο, άσπρο, μαύρο), αφορούν το σήμα ελέγχου του κινητήρα. Τέλος τα 3 καλώδια στην έξοδο του ESC (κόκκινο, γαλάζιο, μαύρο) αντιστοιχούν στις 3 φάσεις, του τριφασικού κινητήρα, που οδηγεί το ESC.

### 3.2 Βασικές παράμετροι ESC και κύρια μέρη του

Τώρα αναλύονται οι βασικές παράμετροι ενός ESC, οι οποίες καθορίζουν την επιλογή του κατάλληλου ESC, για κάθε εφαρμογή. Η πιο σημαντική παράμετρος επιλογής ενός ESC στην αγορά, αποτελεί το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να αποδοθεί στον τριφασικό κινητήρα, που είναι συνδεδεμένος με το ESC (30A στην εικόνα 18). Υπάρχουν 2 είδη ESC ανάλογα με την μορφή του μοτέρ (brushed ή brushless) και φαίνεται ο κύριος τρόπος συνδεσμολογίας τους στην παρακάτω εικόνα .



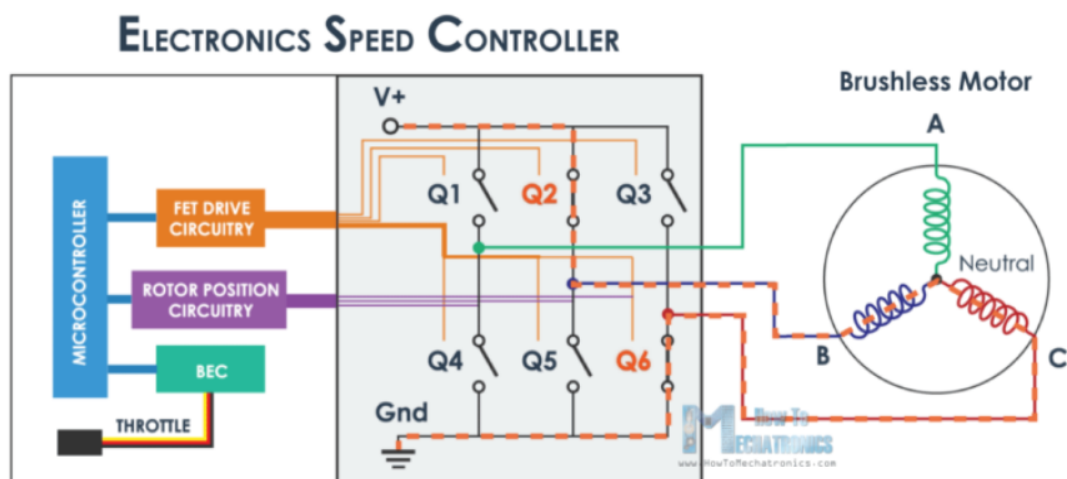
Εικόνα 19- Τύποι ESC

Τώρα θα αναφέρουμε τα κύρια μέρη που βρίσκουμε συνήθως σε ένα ESC. Αυτά είναι:

- Ο μικροεπεξεργαστής (MCU) ο οποίος αποτελεί το «μυαλό» του ESC και διαμοιράζει τις διάφορες εντολές ελέγχου του μοτέρ, επιτρέπει τον προγραμματισμό του ESC και βοηθάει και στην επικοινωνία του ESC με άλλες συσκευές. Με αυτόν καθίσταται εφικτή η αυτοματοποιημένη λειτουργία του ESC ,εφόσον προγραμματιστεί κατάλληλα.
- 6 τρανζίστορ, συνήθως τεχνολογίας MOSFET (κυρίως N-MOS), των οποίων ο ρόλος στην κίνηση του μοτέρ θα εξηγηθεί σύντομα.
- 3 gate drivers (οδηγοί πύλης τρανζίστορ), οι οποίοι συνεργάζονται με τα MOSFET, όπως θα εξηγηθεί σε λίγο.

- BEC (Battery Eliminator Circuit), το οποίο, όπως λέει και το όνομά του, βοηθάει στην αποφυγή χρήσης πρόσθετων μπαταριών, για την τροφοδότηση των ηλεκτρονικών ενός κυκλώματος. Τα ηλεκτρονικά αυτά μπορούν να τροφοδοτούνται από το BEC του ESC. Συνήθως η έξοδος του είναι 5V.
- Υποδοχή σήματος ελέγχου της ταχύτητας του κινητήρα (throttle) εξωτερικά, όπως είναι το PWM σήμα για το οποίο θα μιλήσουμε αργότερα.

Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται η απλοποιημένη διάταξη ενός Electronic Speed Controller (ESC).



Εικόνα 20- Απλοποιημένη διάταξη ESC

### 3.3 Αντιστροφείς (Inverters)

Βασική δουλειά ενός αντιστροφέα (inverter) είναι η μετατροπή μιας DC τάσης εισόδου σε AC τάση στην έξοδο, με καθορισμένο πλάτος και συχνότητα. Οι αντιστροφείς χωρίζονται σε 2 μεγάλες κατηγορίες, οι οποίες είναι:

- Voltage Source Inverter (VSI), όπου σε αυτή την κατηγορία, η κυματομορφή τάσης, είναι η ανεξαρτήτως ελεγχόμενη AC έξοδος.
- Current Source Inverter (CSI), όπου σε αυτή την κατηγορία, η κυματομορφή ρεύματος, είναι η ανεξαρτήτως ελεγχόμενη AC έξοδος.

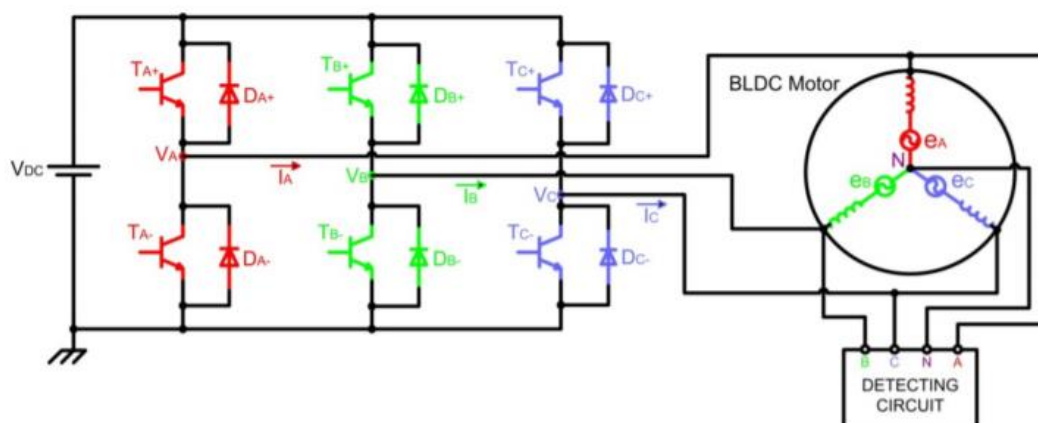
Η τάση εξόδου μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβλητή με σταθερή ή μεταβλητή συχνότητα. Μεταβλητή τάση εξόδου, επιτυγχάνεται κρατώντας το κέρδος του αντιστροφέα σταθερό, μεταβάλλοντας την τάση εισόδου του. Εάν η τάση εισόδου είναι σταθερή, τότε η τάση εξόδου μεταβάλλεται με μεταβολή της συχνότητας του αντιστροφέα, με την χρήση συνήθως του ελέγχου με PWM, για τον οποίο θα μιλήσουμε σε επόμενο σημείο της εργασίας. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι περιοδική, χωρίς να έχει όμως καθαρή ημιτονοειδή μορφή. Η ημιτονοειδής μορφή μπορεί να προσεγγιστεί με μια σειρά από τεχνικές.



Οι πιο διαδεδομένες μορφές αντιστροφέα, είναι ο μονοφασικός inverter και ο τριφασικός inverter, οι οποίες αναλύονται παρακάτω. Ο μονοφασικός αντιστροφέας χωρίζεται με την σειρά του, σε αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (full-bridge) και μισής γέφυρας (half-bridge). Συνήθως, τα τριφασικά inverter είναι πιο αποτελεσματικά από τα αντίστοιχα μονοφασικά. Οι τριφασικοί αντιστροφείς χρησιμοποιούνται συνήθως σε εφαρμογές υψηλής ισχύος, ενώ οι μονοφασικοί αντιστροφείς σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος. Ιδιαίτερη βάση θα δώσουμε στους τριφασικούς αντιστροφείς, τους οποίους χρησιμοποιούμε και στην συνέχεια, στο πρακτικό μέρος της εργασίας, για την οδήγηση του BLDC μοτέρ.

### 3.3.1 Τριφασικός Αντιστροφέας

Ο τριφασικός αντιστροφέας είναι ουσιαστικά ένας μετατροπέας DC τάσης σε AC, ο οποίος τροφοδοτεί τις 3 φάσεις ενός τριφασικού κινητήρα. Στον τριφασικό αντιστροφέα, 2 MOSFETs χρειάζονται για τον έλεγχο κάθε φάσης του τριφασικού κινητήρα. Συνεπώς χρειαζόμαστε συνολικά 6 MOSFETs, για τον έλεγχο ενός BLDC μοτέρ, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 21- Οδήγηση κινητήρα με 6 τρανζίστορ (τριφασικός inverter)

Στην παραπάνω εικόνα, φαίνεται η πλέον τυπική και απλούστερη τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα. Το κύκλωμα αποτελείται από 3 ημιγέφυρες (half-bridges), μία για κάθε φάση και κάθε ημιγέφυρα αποτελείται από 2 ημιαγωγούς (MOSFET), στα άκρα των οποίων έχουν συνδεθεί αντιπαράλληλες δίοδοι (δίοδοι ελεύθερης διέλευσης), για να επιτρέπεται η αντίστροφη ροή ρεύματος. Ο κάθε διακόπτης του τριφασικού αντιστροφέα (τρανζίστορ), πραγματοποιεί μεταβολή της κατάστασής του (switching), κάθε  $T/6$  της συνολικής περιόδου  $T$ , του σήματος ελέγχου του μοτέρ, δηλαδή κάθε  $60^\circ$ . Η παραπάνω μορφή συνδεσμολογίας του τριφασικού αντιστροφέα, είναι ανάλογη με την half-bridge τοπολογία στον μονοφασικό αντιστροφέα. 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 τον ουδέτερο, πρέπει να προσδιοριστούν για να βρεθούν τα φασικά ρεύματα.

Η εφαρμογή ελέγχου στην τάση εξόδου του inverter, είναι αναγκαία για την αντιμετώπιση της διακύμανσης της τάσης εισόδου DC και την ρύθμιση της τάσης του



inverter. Η εντολή ελέγχου μπορεί να παράγεται από αναλογικό-ψηφιακό κύκλωμα, μικροεπεξεργαστή, μικροελεγκτή, DSP ή FPGA, για την δημιουργία σήματος πύλης που θα οδηγήσει τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα. Γενικά, αναφέρουμε ότι η τάση εξόδου του inverter, ελέγχεται από την τάση τροφοδοσίας του ή από την εφαρμογή ελέγχου τάσης με χρήση PWM.

Επιπρόσθετα, πολλές φορές χρησιμοποιείται φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα, όπως ένα LC βαθυπερατό φίλτρο, για την μείωση των υψηλής ταχύτητας αρμονικών. Παρ' όλα αυτά τονίζουμε ότι, το φιλτράρισμα δεν είναι υποχρεωτικό σε πολλές εφαρμογές. Επίσης, με τον αλγόριθμο μεταγωγής PWM, η κατάργηση ορισμένων αρμονικών, η οποία είναι ο λόγος χρήσης των φίλτρων, μπορεί να γίνει χωρίς την χρήση εξωτερικού κυκλώματος φίλτρου.

Σε αυτό το σημείο τονίζουμε, ότι υπάρχουν 2 βασικοί τρόποι σκανδαλισμού (triggering) των διακοπών του αντιστροφέα. Αυτοί είναι, η αγωγή κάθε διακόπτη για  $120^\circ$  και η αγωγή κάθε διακόπτη για  $180^\circ$ .

#### **Αγωγή διακοπών για $120^\circ$ :**

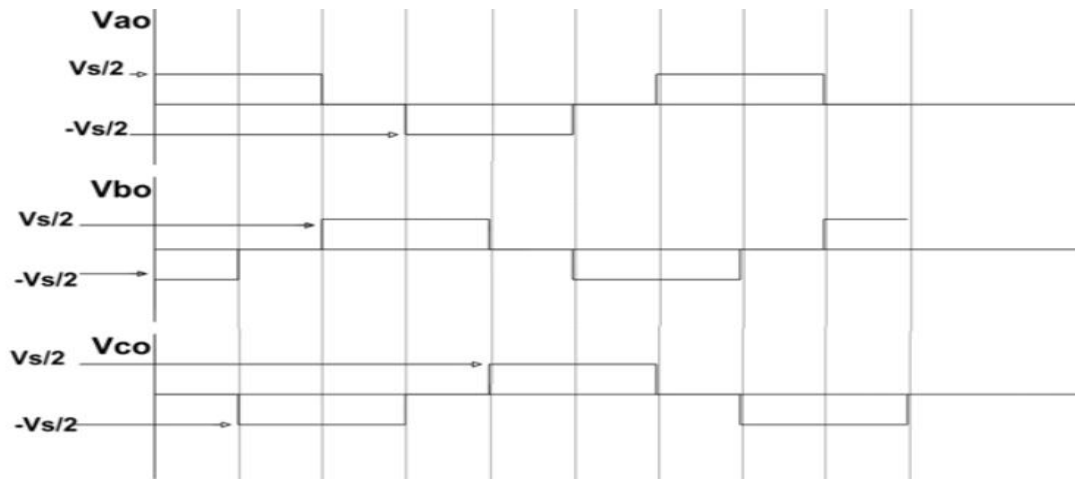
Σε αυτή την περίπτωση, έχουμε μια μορφή κυματομορφής 6 βημάτων (six-step type) σε κάθε φάση. Έτσι, σε κάθε στιγμιότυπο, μόνο 2 τρανζίστορ άγουν, επειδή κάθε διακόπτης άγει για  $120^\circ$ . Μία φάση σε κάθε στιγμιότυπο, είναι συνδεδεμένη στην θετική τροφοδοσία, μία φάση είναι συνδεδεμένη στην αρνητική τροφοδοσία και μία είναι ανενεργή (floating state). Έστω ότι η φάση A είναι συνδεδεμένη στην θετική τροφοδοσία, η φάση B στην αρνητική τροφοδοσία και η φάση C είναι ανενεργή. Τότε προκύπτουν οι παρακάτω τύποι για τις τάσεις γραμμής:

$$V_{AB} = V \quad (3.1)$$

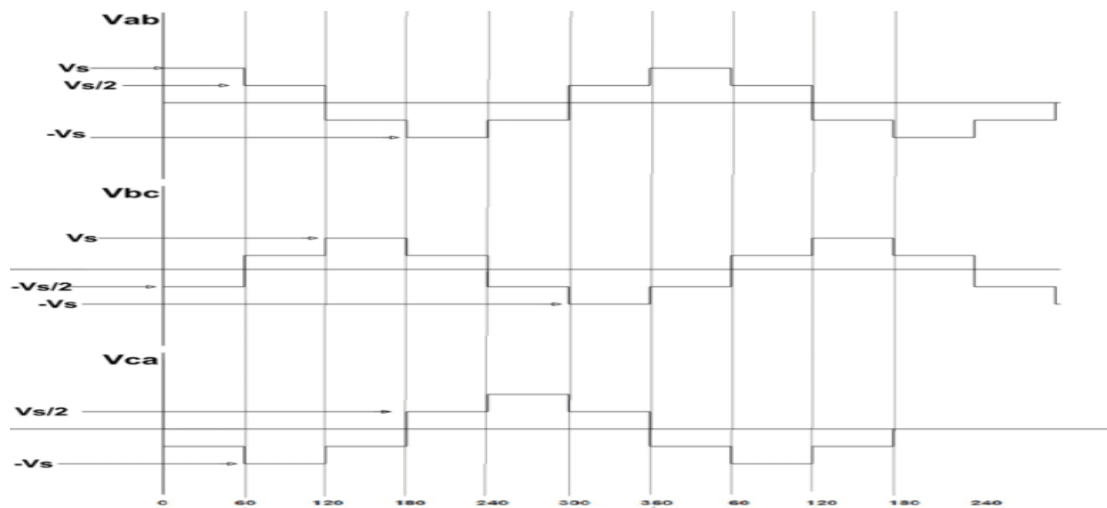
$$V_{BC} = -\frac{V}{2} \quad (3.2)$$

$$V_{CA} = -\frac{V}{2} \quad (3.3)$$

, όπου  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CA}$  οι τάσεις γραμμής και V η τάση τροφοδοσίας. Στις παρακάτω εικόνες φαίνεται η μεταβολή της φασικής τάσης και της τάσης κάθε γραμμής, σε κάθε στιγμιότυπο, όταν κάθε διακόπτης άγει για  $120^\circ$ .



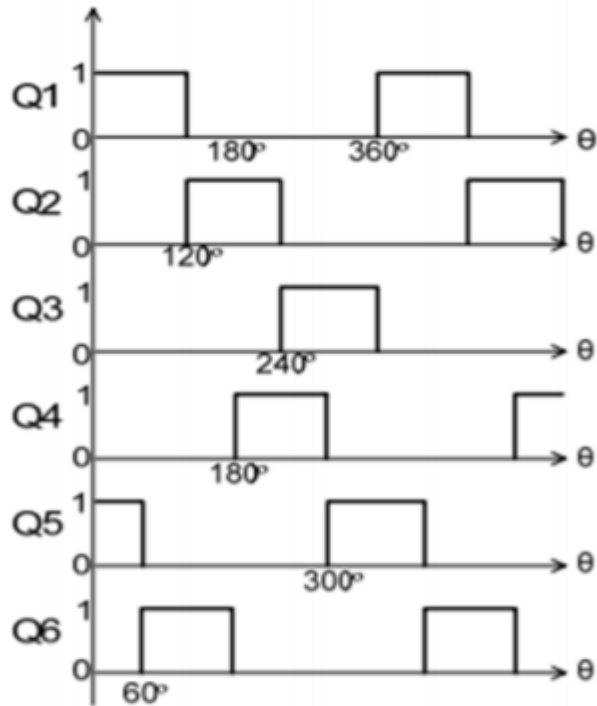
Εικόνα 22- Μεταβολή φασικής τάσης για αγωγή διακοπών για  $120^\circ$



Εικόνα 23- Μεταβολή τάσης γραμμής για αγωγή διακοπών για  $120^\circ$

Τέλος αναφέρουμε, ότι μεσολαβεί ένα διάστημα  $60^\circ$ , μεταξύ των άκρων του σήματος πύλης που εφαρμόζεται στο τρανζίστορ  $T_{A+}$  και στην αρχή του σήματος πύλης στο τρανζίστορ  $T_{A-}$ , του τριφασικού αντιστροφέα της εικόνας 21. Τα ίδια χαρακτηριστικά ισχύουν και για τα τρανζίστορ  $T_{B+}$  και  $T_{B-}$ , όπως και τα τρανζίστορ  $T_{C+}$  και  $T_{C-}$ .

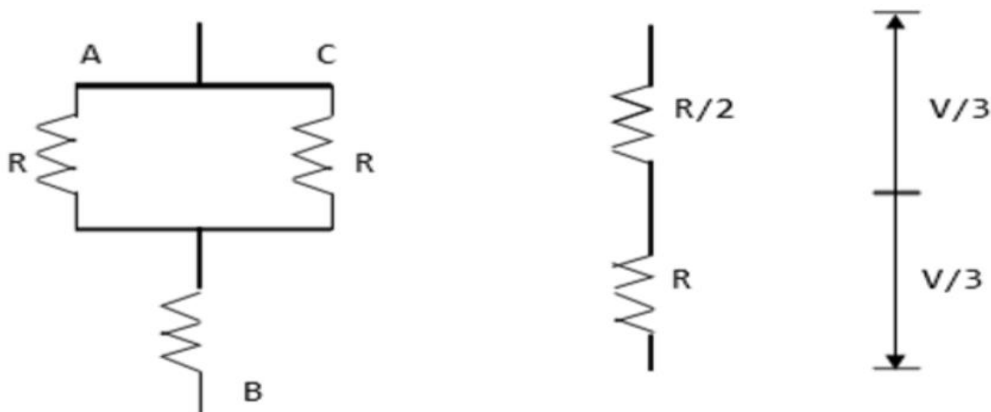
Η σχετική εικόνα των σημάτων πύλης φαίνεται παρακάτω:



Εικόνα 24-Σήματα πύλης για αγωγή τρανζίστορ για 120°

### Αγωγή διακοπών για 180°:

Σε αυτή την περίπτωση κάθε διακόπτης άγει για 180°. Οι 3 φάσεις A,B,C συνδέονται σε μορφή αστέρα ή τριγώνου, όπως έχουμε περιγράψει. Για να περιγράψουμε τον τρόπο λειτουργίας του αντιστροφέα σε αυτή την περίπτωση, θα ασχοληθούμε με το μεσοδιάστημα (interval) 0-60°. Σε αυτό το διάστημα, τα τρανζίστορ  $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$  και  $T_{C+}$ , του αντιστροφέα της εικόνας 21, άγουν. Οι φάσεις A και C συνδέονται στην θετική τροφοδοσία, ενώ η φάση B στην αρνητική τροφοδοσία. Επιπλέον, αντιστάσεις τιμής  $R/2$  βρίσκονται μεταξύ του ουδέτερου σημείου και της θετικής τροφοδοσίας, ενώ αντίσταση τιμής  $R$  βρίσκεται μεταξύ του ουδέτερου σημείου και της αρνητικής τροφοδοσίας. Όλα αυτά φαίνονται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 25- Κύκλωμα που προκύπτει στο διάστημα 0-60° για την αγωγή διακόπτη για 180°

Οι φασικές τάσεις  $V_{Ao}$ ,  $V_{Bo}$ ,  $V_{Co}$  σε αυτή την περίπτωση δίνονται από τους εξής τύπους:

$$V_{Ao} = \frac{V}{3} \quad (3.4)$$

$$V_{Bo} = -\frac{2V}{3} \quad (3.5)$$

$$V_{Co} = \frac{V}{3} \quad (3.6)$$

, όπου  $V$  η τάση τροφοδοσίας.

Για τις τάσεις γραμμής  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CA}$  έχουμε τους παρακάτω τύπους :

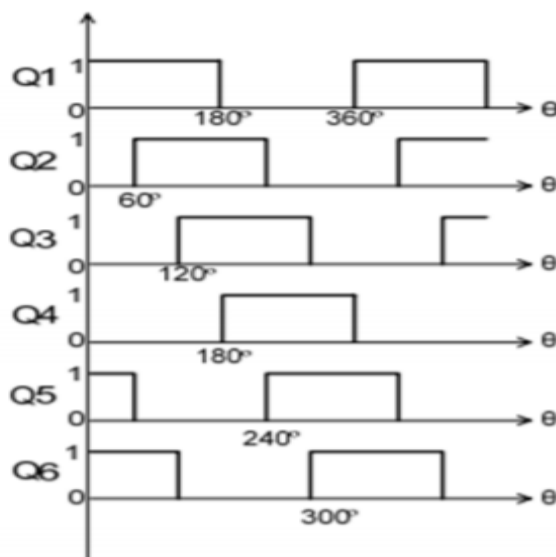
$$V_{AB} = V_{Ao} - V_{Bo} = V \quad (3.7)$$

$$V_{BC} = V_{Bo} - V_{Co} = -V \quad (3.8)$$

$$V_{CA} = V_{Co} - V_{Ao} = 0 \quad (3.9)$$

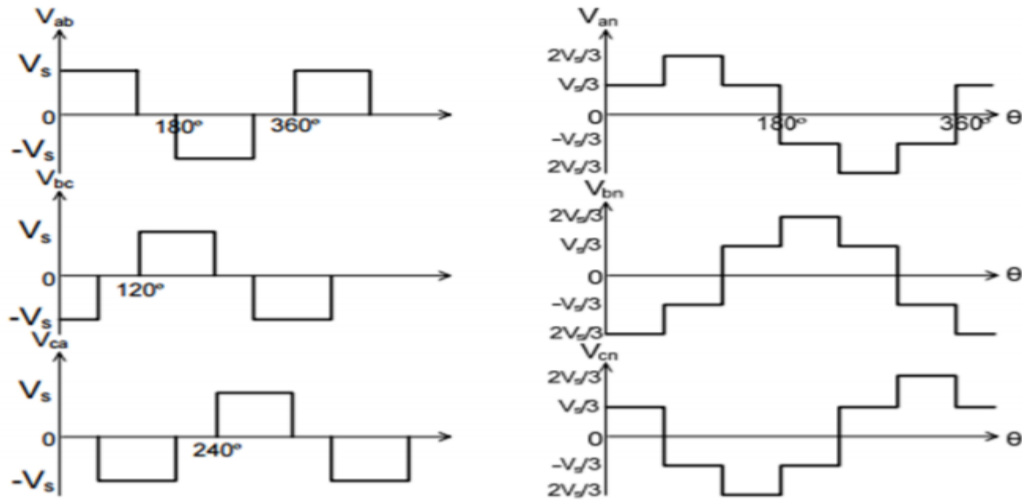
, όπου  $V$  η τάση τροφοδοσίας. Αντίστοιχα πράγματα συμβαίνουν και στα διαστήματα  $60^\circ$ - $120^\circ$  και  $120^\circ$ - $180^\circ$ .

Τα σήματα πύλης, κατά την ενεργοποίηση των τρανζίστορ για  $180^\circ$ , φαίνονται στην παρακάτω εικόνα :



Εικόνα 26-Σήματα πύλης για αγωγή των τρανζίστορ για  $180^\circ$

Ακόμα θα παρουσιάσουμε, την μεταβολή των φασικών τάσεων και των τάσεων γραμμής στην παρακάτω εικόνα, όπου τα  $V_{in}$  αφορούν τις φασικές τάσεις και τα  $V_{ij}$  τις τάσεις γραμμής προς γραμμή.



Εικόνα 27- Φασικές τάσεις και τάσεις γραμμής στην αγωγή διακοπών για 180°

Συνοπτικά αναφέρουμε, της στιγμιαίες τάσεις γραμμής προς γραμμή  $V_{ij}$  ως σειρά Fourier.

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.10)$$

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.11)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (3.12)$$

, όπου  $V_s$  η τιμή που παίρνουν οι τάσεις γραμμής στο παραπάνω διάγραμμα. Όπως παρατηρείται, οι τάσεις  $V_{bc}$  και  $V_{ca}$ , λαμβάνονται από την εξίσωση (3.10) με μετατόπιση της  $V_{ab}$ , κατά 120° και 240° αντίστοιχα. Οι rms τιμές των τάσεων γραμμής προς γραμμή δίνονται από τον τύπο:

$$V_L = \sqrt{\left[ \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_s^2 d(\omega t) \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \quad (3.13)$$

, όπου  $V_L$  η rms τιμές της τάσης γραμμής προς γραμμή. Επιπλέον, οι τάσεις γραμμής προς γραμμή εκφρασμένες ως προς το ουδέτερο σημείο, δίνονται από τον τύπο:

$$V_P = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_s \quad (3.14)$$

, όπου  $V_P$  η τάση γραμμής προς γραμμή εκφρασμένη ως προς το ουδέτερο σημείο.

Κλείνοντας αυτή την ενότητα, αξίζει να σημειωθεί ότι ο χρόνος dead-time, είναι ένα χρονικό διάστημα, κατά το οποίο και οι δύο διακόπτες (τρανζίστορ) στο upper leg (πάνω μέρος κλάδου αντιστροφέα) και στο lower leg (κάτω μέρος κλάδου αντιστροφέα), είναι σε κατάσταση OFF. Η εναλλαγή μεταξύ upper και lower leg δεν

γίνεται συγχρόνως, καθώς αυτό θα οδηγήσει σε τάσεις που εξαρτώνται από τις αντίστοιχες πολικότητες του ρεύματος γραμμής. Η παράμετρος dead-time των τρανζίστορ, είναι ιδιαίτερα σημαντική, για την αποφυγή του φαινομένου shoot-through. Σε αυτό το φαινόμενο, επειδή τα τρανζίστορ χρειάζονται έναν πεπερασμένο χρόνο για να είναι σε κατάσταση OFF, υπάρχει χρονικό διάστημα που και οι 2 διακόπτες στον κλάδο (leg) του inverter είναι σε κατάσταση ON, με αποτέλεσμα να δημιουργείται βραχυκύκλωμα με την DC τροφοδοσία γραμμής και αυτό έχει ως αποτέλεσμα, να διαπερνά τον κλάδο του inverter, μεγάλο ρεύμα και να καταστραφεί ο αντιστροφέας. Τέλος αυτό το φαινόμενο, έχει ως συνέπεια και την παραμόρφωση του σήματος της τάσης εξόδου του φορτίου.

Αναφέρουμε από εδώ και πέρα, ότι για λόγους συντομίας θα αναφερόμαστε στον τριφασικό αντιστροφέα, στο υπόλοιπο της εργασίας, με τους όρους inverter ή αντιστροφέας.

### 3.4 Ρόλος των gate drivers στο ESC

Τώρα θα περιγράψουμε τον τρόπο ελέγχου της ταχύτητας του μοτέρ μέσω των gate drivers και την επικοινωνία τους με τα MOSFETs του ESC. Συνοπτικά, οι gate drivers έχουν ως στόχο την παραγωγή υψηλού ρεύματος στις πύλες των 6 τρανζίστορ του inverter, ενώ στην είσοδό τους δέχονται μικρές τάσεις συγκριτικά με την έξοδο τους. Οι gate drivers μπορεί να βρίσκονται ενσωματωμένοι σε ένα τσιπ (chip) ή να χρησιμοποιούνται ως διακριτό στοιχείο σε μια εφαρμογή. Ουσιαστικά αποτελούνται από έναν level shifter σε συνδυασμό με έναν ενισχυτή. Ο ρόλος του είναι, η επικοινωνία ανάμεσα σε συσκευές, που παράγουν σήματα ελέγχου (ψηφιακοί ή αναλογικοί ελεγκτές) και σε διακόπτες ισχύος (IGBTs, MOSFETs, SiC MOSFETs).

Κάποιες από τις βασικές λειτουργίες των gate drivers παρουσιάζονται παρακάτω:

- Βελτιστοποίηση του switching time , για το οποίο θα μιλήσουμε σε λίγο.
- Βελτιστοποίηση των απωλειών μεταβολής κατάστασης των τρανζίστορ (switching losses).
- Προστασία από βραχυκύκλωμα (short circuit).
- Διαχείριση σφαλμάτων του κυκλώματος οδήγησης.
- Καθορισμός κατάστασης των διακοπών (τρανζίστορ).
- Συμπύεση PWM σήματος εισόδου.

Η κύρια όμως λειτουργία των gate drivers, είναι ο καθορισμός της κατάστασης ON-OFF για τα τρανζίστορ, το οποίο όπως θα δούμε σε λίγο παίζει ρόλο στην κίνηση του κινητήρα, σύμφωνα με τις εντολές του συστήματος ελέγχου. Πιο αναλυτικά, τα MOSFET έχουν έναν πυκνωτή στην πύλη τους (gate capacitor), στην οποία συνδέονται οι gate-drivers. Ανάλογα με το αν το τρανζίστορ είναι ON ή OFF ο πυκνωτής αυτός είναι φορτισμένος ή αφορτιστος αντίστοιχα. Από την στιγμή που το τρανζίστορ χρειάζεται να έχει μια ελάχιστη τάση στην πύλη του (gate), για να είναι σε κατάσταση ON , ο πυκνωτής πρέπει να φορτιστεί τουλάχιστον όσο χρειάζεται για να βρεθεί το τρανζίστορ σε κατάσταση ON, έχοντας την απαραίτητη τάση στην πύλη. Αξίζει να

σημειωθεί ότι, όταν ένα τρανζίστορ πηγαίνει σε ON ή OFF κατάσταση, δεν αλλάζει αμέσως, από κατάσταση που δεν άγει σε κατάσταση που άγει ρεύμα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη παροδικών μεγάλων τάσεων και ρευμάτων στο τρανζίστορ. Γίνεται λοιπόν αντιληπτό ότι όταν ασκείται ρεύμα στην πύλη των τρανζίστορ (gate current), για να μεταβληθεί η κατάστασή τους, δημιουργείται σημαντική ποσότητα θερμότητας με κίνδυνο την καταστροφή του τρανζίστορ. Γι' αυτόν τον λόγο είναι σημαντικό να είναι μικρός ο χρόνος μεταβολής κατάστασης του τρανζίστορ (switching time), για να μειωθούν οι απώλειες σε αυτό το χρονικό διάστημα (της τάξης των microsecond- $\mu$ s). Το switching time είναι αντιστρόφως ανάλογο με το ρεύμα που ασκείται από τους gate drivers στις πύλες των τρανζίστορ (της τάξης των milliamperere-mA ή ακόμα και των ampere-A). Τέλος σύμφωνα με όσα είπαμε, αν δεν υπήρχαν οι gate-drivers μεταξύ του μικροεπεξεργαστή και των τρανζίστορ σε ένα ESC, το σήμα για άνοιγμα και κλείσιμο των τρανζίστορ που θα έφτανε απευθείας σε αυτά, θα είχε ως αποτέλεσμα το switching time να είναι μεγάλο γεγονός που, όπως εξηγήσαμε παραπάνω, δεν είναι επιθυμητό. Ακόμα είναι πιθανό ότι κατά την διάρκεια μεταβολής της κατάστασης του MOSFET (switching), ο πυκνωτής της πύλης του τρανζίστορ, να τραβάει ρεύμα πολύ γρήγορα, με αποτέλεσμα να υπάρχει υπερκατανάλωση ρεύματος με ολέθριες συνέπειες για το chip του ESC συνολικά ή για τα επιμέρους στοιχεία του.

Σημαντικά στοιχεία για την επιλογή του κατάλληλου gate driver για την οδήγηση των διακοπών ( πχ. τρανζίστορ MOSFET) και κατ' επέκταση του BLDC κινητήρα είναι:

- Η δυνατότητα του gate driver να δώσει στην έξοδο το απαραίτητο μέσο ρεύμα εξόδου, το οποίο πρέπει να είναι υψηλότερο από το υπολογισμένο ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ.
- Το μέγιστο ρεύμα εξόδου πρέπει να είναι υψηλότερο από το αντίστοιχο υπολογισμένο ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ.
- Η έξοδος του gate driver πρέπει να παράγει την απαραίτητη τάση για την φόρτιση και εκφόρτιση του πυκνωτή της πύλης του τρανζίστορ (gate charge) .

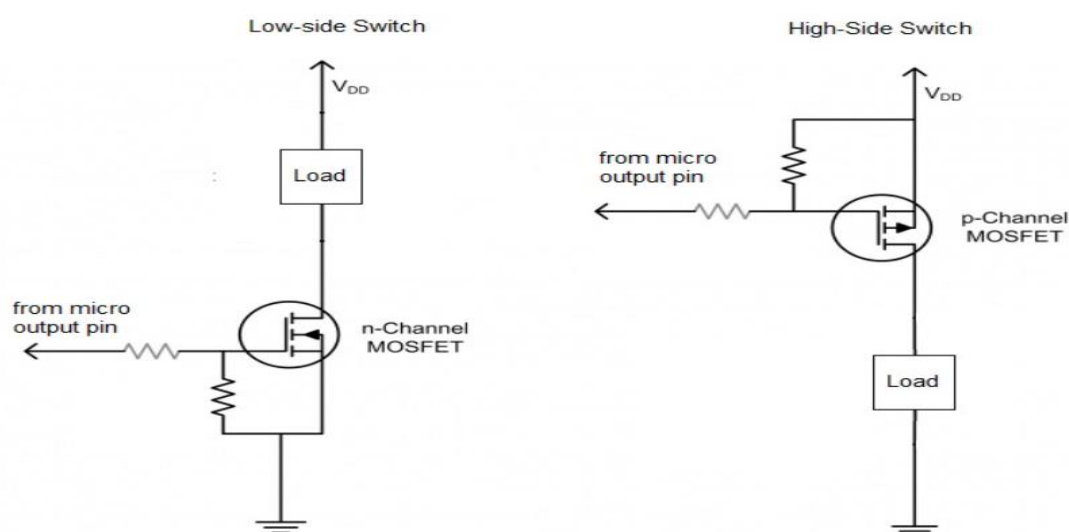
#### *3.4.1 High-Side και Low-Side συσκευές*

##### Low-Side συσκευές

Χωρίς την χρήση ολοκληρωμένων οδήγησης, η μεταγωγή του κυκλώματος οδήγησης ενός κινητήρα, μπορεί να γίνει με χρήση διακοπτικών στοιχείων logic-level στο low-side του αντιστροφέα. Αυτές οι συσκευές, έχουν μικρές απαιτήσεις στην οδήγηση της πύλης τους και μπορούν να οδηγηθούν αποδοτικά, από έξοδο λογικού επιπέδου ενός μικροελεγκτή. Έτσι εξαλείφεται η ανάγκη για εξωτερικά ολοκληρωμένα, το οποίο μπορεί να είναι σημαντικό, σε πλακέτες μικρών διαστάσεων και ισχύος. Επιπλέον, αυτή η μέθοδος είναι πιο αργή, από την χρήση ξεχωριστού ολοκληρωμένου οδήγησης και λιγότερο αποδοτική. Οι συσκευές low-side προτείνεται να χρησιμοποιούνται, στο κάτω μέρος του “ποδιού” (leg) του αντιστροφέα ισχύος και οι συσκευές high-side, τις οποίες αναφέρουμε παρακάτω, για να ολοκληρωθεί το κάθε “πόδι” του αντιστροφέα.

## High-Side συσκευές

Πιο δημοφιλείς, για χρήση ως high-side διακόπτες, είναι οι συσκευές N-channel, σε σύγκριση με τις συσκευές P-channel. Η χρήση P-channel και N-channel συσκευών στον ίδιο αντιστροφέα, είναι δύσκολη ως προς την σχεδίασή της, διότι είναι δύσκολο να βρούμε συσκευές και των δύο ειδών με ταιριασμένα χαρακτηριστικά τάσης και ρεύματος. Με χρήση ως high-side συσκευές, συσκευές τύπου N-channel, επιτρέπεται το ταίριασμα των στοιχείων σε high και low side. Οι high-side N-channel συσκευές όμως, δεν μετάγονται με ένα σήμα λογικού επιπέδου και απαιτούν την χρήση του λεγόμενου κυκλώματος bootstrapping για να κορεστούν. Το κύκλωμα αυτό, λειτουργεί σαν τροφοδοσία υψηλής τάσης και είναι απαραίτητο προκειμένου να μεταβούν οι συσκευές σε κατάσταση ON και OFF. Επιπλέον, οι high-side N-channel συσκευές λειτουργούν ως ενεργές χαμηλά (active low), οπότε το λογικό σήμα αντιστρέφεται.



Εικόνα 28- Χρήση MOSFET ως low-side και high-side διακόπτη

## 3.5 Ρόλος των MOSFETs στο ESC

Αρχικά αναφέρουμε, ότι τον ρόλο των διακοπών σε ένα ESC, συνήθως παίζουν τα τρανζίστορ. Οι πιο διαδεδομένες μορφές τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται ως διακόπτες, είναι τα BJTs, IGBTs και τα MOSFETs. Εμείς θα ασχοληθούμε με τα MOSFETs και τον ρόλο τους στην οδήγηση του BLDC κινητήρα. Τα MOSFETs είναι εύκολα στην κατασκευή τους και μπορούν να κατασκευαστούν σε πολύ μικρό μέγεθος. Βασικά πλεονεκτήματα των MOSFET ισχύος, στην χρήση τους ως διακόπτες, είναι η γρήγορη αλλαγή κατάστασης και το χαμηλό ρεύμα οδήγησης που απαιτούν. Τα MOSFETs ισχύος, μπορούν να μεταβούν από την μία κατάσταση στην άλλη πολύ γρήγορα, επειδή είναι συσκευές φορέων πλειονότητας. Γενικά τα MOSFETs, είναι ημιαγωγία στοιχεία 3 ακροδεκτών (αγνοείται το υπόστρωμα του σώματος) και ονομάζονται τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor ή συνοπτικά MOSFET).



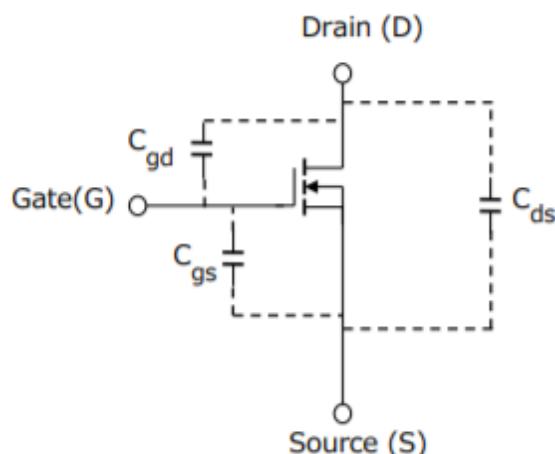
Τα MOSFETs χωρίζονται σε 2 βασικές κατηγορίες, τα enhancement-type MOSFETs και τα depletion-type MOSFETs. Ένα depletion-type MOSFET είναι κανονικά σε κατάσταση ON (μέγιστο ρεύμα διαρρέει από την υποδοχή στην πηγή), όταν δεν υπάρχει διαφορά τάσης μεταξύ των ακροδεκτών πύλης και πηγής ( $V_{GS} = V_G - V_S = 0\text{ V}$ ). 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. 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), η οποία παράγεται από τον κινητήρα, όταν το MOSFET είναι σε κατάσταση OFF.

Τα MOSFETs αποτελούν συσκευές ελεγχόμενες από τάση, μιας και δεν ρέει καθόλου DC ρεύμα στην πύλη τους. Για να ρέει στο τρανζίστορ ρεύμα, πρέπει να δημιουργηθεί ένα κανάλι αγωγής ανάμεσα στην υποδοχή (drain) και την πηγή (source). Για να ενεργοποιηθεί ένα MOSFET και να δημιουργηθεί το κανάλι αγωγής που αναφέραμε, χρειάζεται μια τάση ανάμεσα στην πύλη και την πηγή μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου του τρανζίστορ  $V_{threshold}$ . Η τάση  $V_{threshold}$  λογίζεται ως η ελάχιστη πόλωση, για την δημιουργία καναλιού αγωγής ανάμεσα στην πηγή και την υποδοχή του MOSFET και συνήθως έχει τιμές από 0.3 V έως 1.0 V. Οι περιοχές λειτουργίας του MOSFET καθορίζονται ως εξής:

- $V_{GS} < V_{threshold} \rightarrow$  τρανζίστορ σε αποκοπή, δεν δημιουργείται κανάλι αγωγής (OFF state)
- $V_{GS} > V_{threshold}$  και  $V_{DS} < V_{GS} - V_{threshold} \rightarrow$  περιοχή τριόδου
- $V_{GS} > V_{threshold}$  και  $V_{DS} > V_{GS} - V_{threshold} \rightarrow$  περιοχή κορεσμού

Στην περιοχή τριόδου και στην περιοχή κορεσμού, δημιουργείται κανάλι αγωγής μεταξύ υποδοχής και πηγής και το τρανζίστορ διαρρέεται από ρεύμα (ON state). Η διαφορά των 2 περιοχών είναι ότι, στην περιοχή τριόδου το κανάλι είναι συνεχές και το ρεύμα υποδοχής ( $I_D$ ), είναι ανάλογο της αντίστασης του καναλιού.

Η τάση πύλης (gate voltage) ενός MOSFET δεν αυξάνεται μέχρι να φορτίσει ο πυκνωτής της πύλης. Παρακάτω φαίνεται το σχηματικό που περιέχει τους πυκνωτές ενός MOSFET.



Εικόνα 29- Βασικοί πυκνωτές MOSFET

Κάποιοι βασικοί τύποι υπολογισμού των χωρητικοτήτων ενός MOSFET φαίνονται παρακάτω.

Έχουμε:

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs} \quad (3.15)$$

, όπου  $C_{iss}$  είναι η χωρητικότητα εισόδου του MOSFET,  $C_{gd}$  η χωρητικότητα ανάμεσα σε πύλη και υποδοχή του MOSFET και  $C_{gs}$  η χωρητικότητα ανάμεσα σε πύλη και πηγή του MOSFET. Ακόμα έχουμε :

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (3.16),$$

, όπου  $C_{oss}$  η χωρητικότητα εξόδου του MOSFET,  $C_{gd}$  όπως παραπάνω και  $C_{ds}$  η χωρητικότητα υποδοχής πύλης του MOSFET.

Τέλος ισχύει ότι :

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (3.17)$$

, όπου  $C_{rss}$  η χωρητικότητα αναστροφής λειτουργίας του MOSFET, η οποία ισούται με την  $C_{gd}$ . Ένα χαρακτηριστικό των MOSFET, είναι ότι έχουν μεγάλη παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ της πύλης και των άλλων ακροδεκτών ( $C_{iss}$ ). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, με την έλευση ενός παλμού στην πύλη του MOSFET, πρέπει πρώτα αυτός να φορτίσει την χωρητικότητα πύλης, πριν η τάση πύλης του τρανζίστορ, πάρει την επιθυμητή τιμή, για να λειτουργήσει. Ο ακροδέκτης της πύλης τότε, απορροφά ρεύμα αποτελεσματικά. Συνεπώς είναι σημαντικό, οι gate drivers που επιλέγονται, να μπορούν να παρέχουν ικανό ρεύμα στους διακόπτες ισχύος (MOSFETs), ώστε η παρασιτική χωρητικότητα να φορτιστεί, όσο πιο γρήγορα είναι δυνατόν.

Όταν το MOSFET βρίσκεται σε σταθερή κατάσταση, ON ή OFF, ουσιαστικά δεν καταναλώνει μεγάλο ποσό ισχύος. Τα MOSFETs χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές συχνοτικού εύρους, από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Η χαμηλή κατανάλωση ισχύος, που χρειάζεται για τον έλεγχο της πύλης ενός MOSFET

τρανζίστορ, είναι ένα βασικό πλεονέκτημα αυτής της μορφής τρανζίστορ για χρήση ως διακόπτης.

Τα MOSFETs, όπως έχουμε αναφέρει, παίζουν τον ρόλο του «διακόπτη» στο κύκλωμα οδήγησης του ρεύματος στους κινητήρες. Μέσω του switching, τα τρανζίστορ στέλνουν ρεύμα στις φάσεις που πρέπει να ενεργοποιηθούν και δημιουργούν ηλεκτρομαγνητικό πεδίο στα πηνία του στάτορα, προκαλώντας τον ρότορα με τους μόνιμους μαγνήτες, να τεθεί σε κίνηση. Τα τρανζίστορ βρίσκονται σε διάταξη half-bridge. Σημαντικές παράμετροι που παίζουν ρόλο στην κίνηση του κινητήρα και αφορούν το MOSFET, είναι η αντίσταση υποδοχής-πηγής όταν άγει το τρανζίστορ  $R_{DS(ON)}$ , το απαραίτητο φορτίο στον πυκνωτή της πύλης του τρανζίστορ για να είναι ON (gate charge)  $Q_G$ , το χρονικό διάστημα γνωστό και ως dead-time, το οποίο διασφαλίζει ότι κάθε φορά είναι ενεργό ένα MOSFET από τα 2 που συνδέονται με την φάση και η τάση μεταξύ πύλης-πηγής  $V_{GS}$ . Ακόμα η κατάλληλη επιλογή ενός MOSFET, εξαρτάται και από τα χαρακτηριστικά του φορτίου, δηλαδή την μέγιστη τάση και το μέγιστο ρεύμα που απαιτούνται.

Η επιλογή του κατάλληλου οδηγού MOSFET για την εφαρμογή, απαιτεί την ύπαρξη γνώσης, για την κατανάλωση ισχύος σε σχέση με το φορτίο πύλης του MOSFET και την συχνότητα λειτουργίας. Οι δυνατότητες κατανάλωσης ισχύος ενός οδηγού MOSFET προσδιορίζονται από τρία βασικά στοιχεία :

- Την κατανάλωση ισχύος λόγω της φόρτισης και εκφόρτισης 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 διατηρούμενης διασταυρούμενης-αγωγιμότητας (shoot-through) στον οδηγό του MOSFET.

Η κατανάλωση ισχύος λόγω της φόρτισης και εκφόρτισης της χωρητικότητας πύλης του MOSFET, είναι η πιο σημαντική ειδικά στις χαμηλές συχνότητες και δίνεται από τον τύπο :

$$P_C = C_G * V_{dd}^2 * f \quad (3.18)$$

, όπου  $P_C$  η κατανάλωση ισχύος που αναφέραμε,  $C_G$  η χωρητικότητα πύλης του MOSFET,  $V_{DD}$  η τάση τροφοδοσίας του MOSFET οδήγησης και  $f$  η διακοπτική συχνότητα.

Ενδεικτικά ο τύπος υπολογισμού για το gate charge  $Q_G$  συναρτήσει του χρόνου είναι:

$$Q_g = I_g * t \quad (3.19)$$

, όπου  $I_g$  είναι το σταθερό ρεύμα που διαρρέει την πύλη και  $t$  ο χρόνος. Ένας εμπειρικός κανόνας είναι ότι, η μέση τιμή που βρέθηκε είναι το μισό της κορυφής του ρεύματος διαβάθμισης του οδηγού των MOSFET. Οι οδηγοί MOSFET διαβαθμίζονται από την ικανότητά τους για έξοδο μέγιστου ρεύματος οδήγησης, όπως περιγράψαμε παραπάνω στην ενότητα με τους gate drivers. Έτσι, αν ο οδηγός MOSFET, χρησιμοποιείται με χαμηλότερη τάση πόλωσης, η δυνατότητά του για μέγιστο ρεύμα οδήγησης θα μειωθεί.

Ακόμα ο τύπος υπολογισμού για την τάση  $V_{GS}$  δίνεται από την παρακάτω σχέση:

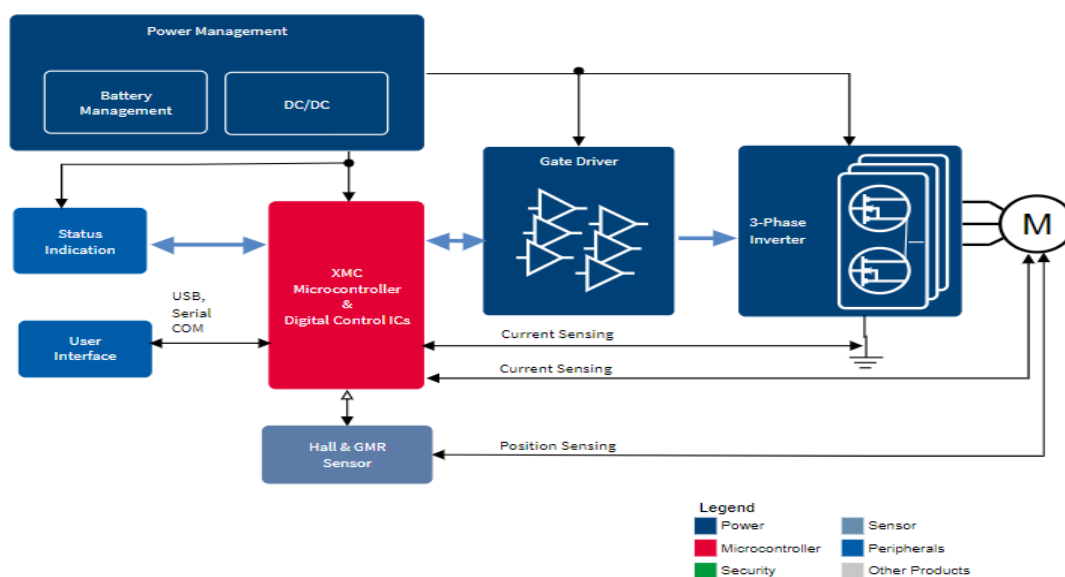
$$V_{GS} = V_G \left( 1 - e^{\left( \frac{-t}{R(c_{gs} + c_{gd})} \right)} \right) \quad (3.20)$$

Γενικά μικρές τιμές της  $R_{DS(ON)}$  εννοούν την αποδοτικότητα και την αξιοπιστία του κυκλώματος, καθώς μειώνονται οι απώλειες ισχύος, κατά την λειτουργία του τρανζίστορ. Η «σωστή» επιλογή τιμής για την  $R_{DS(ON)}$ , εξαρτάται από την τάση λειτουργίας του τρανζίστορ και από την ισχύ που απαιτείται για την κίνηση του κινητήρα μας. Επιπλέον, όσον αφορά το  $Q_G$ , όσο μικρότερο είναι, τόσο μικρότερο είναι και το switching time, για το οποίο μιλήσαμε νωρίτερα και τόσο μικρότερες και οι απώλειες (switching losses). Γενικά η  $R_{DS(ON)}$  και το  $Q_G$ , έχουν μια σχέση trade-off μεταξύ τους, διότι όσο μικρότερο είναι το μέγεθος του chip που βρίσκονται τα τρανζίστορ (surface area), τόσο μικρότερο είναι και το  $Q_G$ , αλλά η αντίσταση  $R_{DS(ON)}$  αυξάνεται .

## 4. Στοιχεία και τεχνικές εντοπισμού θέσης (τεχνικές ελέγχου) του BLDC κινητήρα

### 4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο, κύριος στόχος είναι η επικάλυψη του θεωρητικού υπόβαθρου, που βρίσκεται πίσω από τον εντοπισμό της θέσης του ρότορα ενός BLDC κινητήρα. Για να γίνει αυτό, πρώτα περιγράφουμε τα στοιχεία που οδηγούν στον εντοπισμό της θέσης του κινητήρα με sensed (με χρήση αισθητήρα) τεχνικές. Έπειτα στηριζόμενοι στην τάση BEMF, την οποία έχουμε αναλύσει νωρίτερα στην εργασία, αναφέρουμε sensorless (χωρίς χρήση αισθητήρα) τεχνικές για τον εντοπισμό της θέσης του μοτέρ. Παρακάτω φαίνονται στην εικόνα τα σημαντικότερα στοιχεία, που παίζουν ρόλο στον εντοπισμό της θέσης ενός τριφασικού μοτέρ και στην περίπτωση μας, ενός BLDC, και κατ' επέκταση στην οδήγησή του.



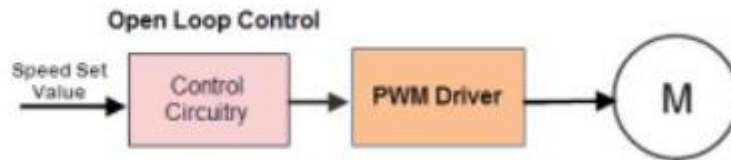
Εικόνα 30-Βασικό κύκλωμα οδήγησης BLDC μοτέρ

### 4.2 Open-Loop και Closed-Loop έλεγχος BLDC

Ο έλεγχος του BLDC κινητήρα μπορεί να είναι είτε Open-Loop (ανοιχτού βρόχου) είτε Closed-Loop (κλειστού βρόχου).

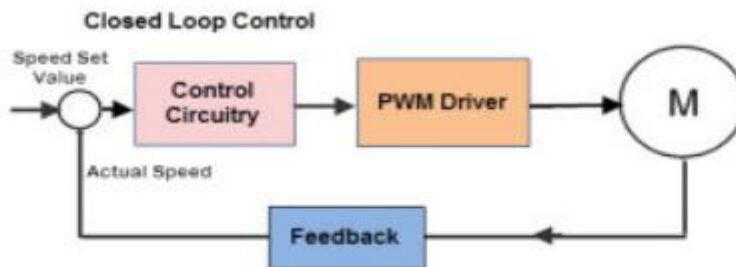
Ο Open- Loop έλεγχος είναι μια πολύ γνωστή μορφή ελέγχου κινητήρα και η πιο απλή, η οποία δεν χρειάζεται ανάδραση (feedback), από τον κινητήρα προς τον μικροεπεξεργαστή του ESC. Η εφαρμοζόμενη τάση σε αυτή την περίπτωση, ελέγχεται ώστε να πάρουμε την επιθυμητή ταχύτητα στον κινητήρα, με συσκευές όπως οι

περιοριστές ρεύματος (current limiters), τα ποτενσιόμετρα κτλ. . Παρακάτω φαίνεται ένα ενδεικτικό διάγραμμα Open-Loop ελέγχου.



Εικόνα 31- Open-Loop Έλεγχος

Στον Closed-Loop έλεγχο η εφαρμοζόμενη τάση ελέγχεται σύμφωνα με ένα σήμα ανατροφοδότησης (feedback) και εξαρτάται από το σφάλμα μεταξύ επιθυμητής και πραγματικής ταχύτητας του μοτέρ. Το σύστημα του Closed-Loop ελέγχου αποτελείται από 3 βασικά τμήματα: το κύκλωμα του PWM, το κύκλωμα αισθητήρων (sensing circuit) και τον gate-driver του μοτέρ. Το PWM κύκλωμα συνήθως περιέχει timers ή μικροεπεξεργαστές που προγραμματίζονται. Η ανάδραση για τον εντοπισμό της ταχύτητας του κινητήρα κάθε χρονική στιγμή, γίνεται με Hall αισθητήρες, οπτικούς κωδικοποιητές (optical encoders), IR αισθητήρες κτλ. και ο gate- driver οδηγεί τον κινητήρα σύμφωνα με τα σήματα ανάδρασης. Παρακάτω φαίνεται ένα ενδεικτικό διάγραμμα Closed-Loop ελέγχου.



Εικόνα 32- Closed-Loop Έλεγχος

### 4.3 Υπολογισμός τάσης BEMF και ροπής για οδήγηση BLDC

Είναι σημαντικό στην οδήγηση του κινητήρα, να χρησιμοποιήσουμε απλές εξισώσεις για τον υπολογισμό της ροπής και της τάσης BEMF, για να διευκολύνουμε τον έλεγχο του κινητήρα. Γι' αυτόν τον λόγο θα χρησιμοποιήσουμε τους τύπους αυτούς όπως προκύπτουν για έναν κοινό DC κινητήρα. Το πλάτος της τάσης BEMF δίνεται από τον τύπο:

$$E = 2NlrB\omega \quad (4.4)$$

και η ροπή από τον τύπο:

$$T = \left(\frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}\right) - \left(\frac{1}{2} B^2 \frac{dR}{d\theta}\right) + \left(\frac{4N}{\pi} B r l \pi i\right) \quad (4.5)$$

, όπου N ο αριθμός των τυλιγμάτων ανά φάση, l το μήκος του ρότορα, r η εσωτερική ακτίνα του ρότορα, B το πλάτος της μαγνητικής έντασης στον ρότορα, ω η γωνιακή ταχύτητα του ρότορα, i το ρεύμα φάσης, L η επαγωγή ανά φάση, θ η θέση του ρότορα και R η αντίσταση σε κάθε φάση.

Συνοπτικά παρατηρούμε, ότι η τάση BEMF είναι ανάλογη με την ταχύτητα του κινητήρα, όπως έχουμε αναφέρει και η παραγωγή ροπής είναι ανάλογη με το φασικό ρεύμα του κινητήρα.

## 4.4 Εντοπισμός θέσης BLDC

### 4.4.1 Γενικά

Για την οδήγηση του κινητήρα μέσω του ESC, είναι ιδιαίτερα σημαντικό να γνωρίζουμε κάθε στιγμή την θέση των πόλων του δρομέα του κινητήρα, έτσι ώστε τα ρεύματα που στέλνονται στον στάτη, από το κύκλωμα οδήγησης, να μεταγόνται κατάλληλα για να παραχθεί μια μαγνητεγερτική δύναμη, που να είναι συγχρονισμένη με την μαγνητεγερτική δύναμη του ρότορα. Για τους BLDC κινητήρες με τραπεζοειδή BEMF τάση, η ανάδραση δεν είναι συνεχής, αλλά λαμβάνεται συνήθως σε σταθερές θέσεις του ρότορα κάθε 60° (ηλεκτρικές μοίρες) σε τριφασικό κινητήρα και 180° (ηλεκτρικές μοίρες) σε μονοφασικό. Για τους ημιτονοειδείς κινητήρες, οι οποίοι λέγονται και PMSM, η μεταγωγή γίνεται με ένα ημιτονοειδές ρεύμα και η ανάδραση της θέσης είναι συνεχής.

Για τον καθορισμό της θέσης του κινητήρα, ώστε το ESC να γνωρίζει πότε πρέπει να γίνει μεταγωγή των φάσεων (commutation), χρησιμοποιούνται είτε αισθητήρες εντοπισμού θέσης, όπως για παράδειγμα οι διαδεδομένοι αισθητήρες Hall (sensored commutation), είτε η τάση BEMF που δημιουργείται στα τυλίγματα του στάτορα (sensorless commutation). Οι sensorless ελεγκτές αντιμετωπίζουν προβλήματα κατά την έναρξη του κινητήρα ή όταν ο κινητήρας είναι σταματημένος, λόγω της έλλειψης τάσης BEMF κατά το ξεκίνημα του BLDC ή όταν αυτός δεν κινείται, όπως έχουμε ήδη περιγράψει πιο πριν. Οι ελεγκτές με αισθητήρες εντοπισμού θέσης είναι πιο απλοί, σε σύγκριση με τους sensorless ελεγκτές και χρησιμοποιούνται σε περιπτώσεις όπου, απαιτείται καλή ροπή εκκίνησης στον κινητήρα και αυτό προϋποθέτει ότι ο κινητήρας κινείται σε χαμηλότερες ταχύτητες. Η χρήση sensed ελεγκτών είναι ιδιαίτερα σημαντική σε εφαρμογές με ηλεκτρονικά συστήματα που είναι θορυβώδη.

#### 4.4.2 Sensored Έλεγχος Θέσης

Σε αυτό το είδος ελέγχου χρησιμοποιούμε αισθητήρες θέσης που τοποθετούνται στον BLDC κινητήρα, τους οποίους αναφέρουμε, μαζί με κάποια συνοπτική περιγραφή, παρακάτω.

##### Οπτικός Κωδικοποιητής (Optical Encoders)

Ο ρότορας 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 μέθοδος προσδιορισμού θέσης με optical encoders, χρειάζεται ένα δεύτερο μοτέρ και παλμογράφο. Για την ευθυγράμμιση ενός optical encoder, ο BLDC κινητήρας πρέπει να κινείται από τον δεύτερο κινητήρα (μέθοδος backdriving) και στην συνέχεια ενώ κινείται με σταθερή ταχύτητα, χρησιμοποιείται ο παλμογράφος για τον εντοπισμό της τάσης BEMF των 3 φάσεων του κινητήρα. Η απόδοση των περισσότερων οπτικών κωδικοποιητών περιορίζεται από την θερμοκρασία. Πλεονέκτημα του οπτικού αισθητήρα είναι ότι το σήμα εξόδου ανέρχεται και κατέρχεται απότομα και επιτυγχάνεται καλή μεταγωγή.

##### 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, καθιστούν την συσκευή κατάλληλη για χρήση με BLDC κινητήρες, με ημιτονοειδή τάση BEMF. Αυτό το είδος του αισθητήρα ελέγχου είναι ακριβό και αποφεύγεται σε φθηνές εφαρμογές.

##### Αισθητήρας Hall Effect

Όπως γνωρίζουμε, οι Hall Sensors είναι αισθητήρες μέτρησης του πλάτους ενός μαγνητικού πεδίου. Η τάση εξόδου τους, είναι ανάλογη με την ένταση του μαγνητικού πεδίου που ανιχνεύουν. Συνήθως χρησιμοποιούνται 3 από αυτούς στους BLDC κινητήρες και τοποθετούνται στο κέντρο 3 πηνίων, ένας για κάθε φάση. Η απόσταση μεταξύ τους είναι συνήθως 120°, αλλά μπορεί να είναι και διαφορετική ανάλογα και με τον αριθμό των τυλιγμάτων του στάτορα. Για τον υπολογισμό της θέσης τοποθέτησης των Hall αισθητήρων, πρέπει να γίνουν κάποιοι υπολογισμοί. Αρχικά θέλουμε να υπολογίσουμε την ποσότητα  $m_{deg}$ , που είναι οι μοίρες μια μηχανικής περιστροφής, ανά μία ηλεκτρική περιστροφή ( $e_{rot}$ ). Έχουμε:

$$\left(\frac{360 m_{deg}}{pp}\right) = n m_{deg} \text{ ανά } e_{rot} = n m_{deg} \text{ ανά } 360 e_{deg} \quad (4.6)$$

, όπου  $pp$  είναι ο αριθμός των μαγνητικών ζευγών (pole pairs),  $e_{deg}$  οι μοίρες μια ηλεκτρικής περιστροφής και  $n$  ο αριθμός των  $m_{deg}$ . Αν υποθέσουμε ότι έχουμε



κινητήρα που απαιτεί τοποθέτηση των αισθητήρων Hall ανά  $120 e_{deg}$ , πρέπει να βρούμε τον αριθμό ( $m$ ) των  $m_{deg}$  ανά  $120 e_{deg}$ . Άρα απλά διαιρούμε την παραπάνω εξίσωση με το 3, όπως φαίνεται στην εξίσωση (4.7).

$$\left(\frac{360 m_{deg}}{3pp}\right) = m m_{deg} \text{ ανά } 120 e_{deg} \quad (4.7)$$

Αυτός ο αριθμός  $m$ , μας δίνει την ελάχιστη απόσταση την οποία μπορούν να έχουν οι αισθητήρες μεταξύ τους και ταυτόχρονα να καλύπτεται η απόσταση (spacing)  $120 e_{deg}$ . Οι αισθητήρες Hall μπορούν να βρίσκονται είτε σε μια πλακέτα (board), εκτός κινητήρα, είτε τοποθετημένοι στα κενά μεταξύ των πηνίων του στάτορα (slots).

Αν οι αισθητήρες τοποθετηθούν στα slots του BLDC πρέπει να βρεθεί ο αριθμός ( $x$ ) των  $m_{deg}$  ανά slot. Έχουμε:

$$\left(\frac{360 m_{deg}}{s}\right) = x m_{deg} \text{ ανά slot} \quad (4.8)$$

, όπου  $s$  είναι ο αριθμός των slots του στάτορα. Τώρα πρέπει να πολλαπλασιάσουμε το  $m$  που βρήκαμε στην εξίσωση (4.7), που αφορά τον αριθμό των  $m_{deg}$  ανά  $120 e_{deg}$ , με έναν ακέραιο  $i$ , που δίνει αριθμό που διαιρείται με το  $x$ . Ο αριθμός  $m * i$  είναι ο αριθμός των  $m_{deg}$  που πρέπει να χωρίζουν τους αισθητήρες μεταξύ τους. Έχουμε :

$$\left(\frac{m * i}{x}\right) = \# \text{ slots μεταξύ των Hall αισθητήρων} \quad (4.9)$$

Υπάρχουν πολλές επιλογές για τον ακέραιο  $i$  και αυτές αυξάνονται όσο αυξάνεται ο αριθμός των slots και των πόλων του κινητήρα.

Αξίζει να σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι για BLDC κινητήρες που απαιτούν  $60 e_{deg}$  μεταξύ των Hall αισθητήρων, μεταβάλλεται η εξίσωση εύρεσης του  $m$ , το οποίο αναφέραμε προηγουμένως, ως εξής:

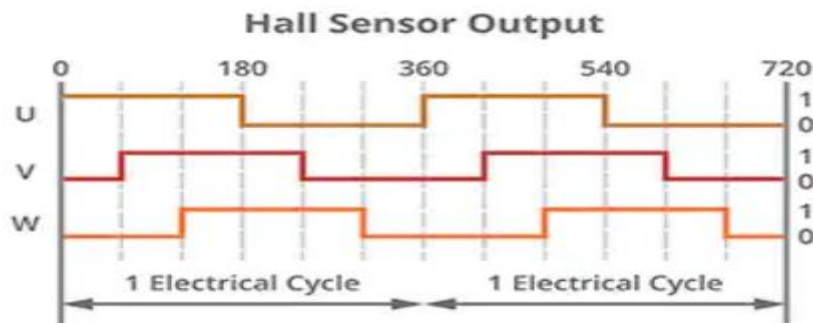
$$\left(\frac{360 m_{deg}}{6pp}\right) = m m_{deg} \text{ ανά } 60 e_{deg} \quad (4.10)$$

Στους υπόλοιπους τύπους η λογική είναι ίδια με αυτή για  $120 e_{deg}$  μεταξύ των Hall αισθητήρων.

Η χρήση Hall αισθητήρων επιτρέπει σε έναν ελεγκτή (controller) να οδηγήσει τον κινητήρα, αλλά ο έλεγχος περιορίζεται ως προς την ταχύτητα και την κατεύθυνση. Με τους Hall αισθητήρες μπορούμε να λάβουμε πληροφορίες μόνο για την γωνιακή θέση του κινητήρα σε κάθε ηλεκτρικό κύκλο του. Όσο τα ζεύγη μαγνητικών πόλων αυξάνονται, ο αριθμός των ηλεκτρικών περιστροφών ανά μία μηχανική περιστροφή αυξάνεται και αυξάνεται και η ανάγκη για ακριβή ενημέρωση της θέσης του μοτέρ. Για να βεβαιωθούμε για μια σταθερή και ολοκληρωμένη λύση, ο BLDC κινητήρας πρέπει να ενημερώνει με ζωντανά δεδομένα (real-time) για την θέση του, ώστε ο ελεγκτής να μην εντοπίζει μόνο την ταχύτητα και την κατεύθυνση περιστροφής του μοτέρ, αλλά και την γωνιακή θέση του και την απόσταση που διένυσε. Για μεγαλύτερη ακρίβεια της θέσης του κινητήρα, χρησιμοποιούνται μαζί με τους Hall αισθητήρες και

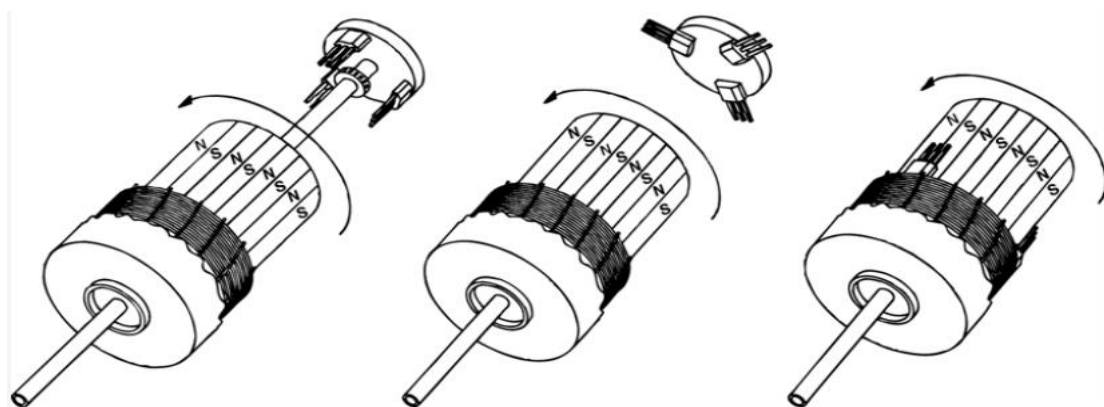
κωδικοποιητές (encoders), στο ίδιο Closed-Loop σύστημα που βρίσκονται οι αισθητήρες Hall. Οι Hall αισθητήρες χρησιμοποιούνται για την μεταγωγή του κινητήρα (motor commutation) και οι encoders για τον εντοπισμό θέσης, περιστροφής, ταχύτητας και φοράς περιστροφής με αρκετά μεγαλύτερη ακρίβεια. Πολλοί κατασκευαστές λόγω της αυξημένης χρήσης κωδικοποιητών μαζί με Hall αισθητήρες, προχώρησαν στην κατασκευή κωδικοποιητών με εξόδους μεταγωγής (commutation outputs), οι οποίοι ονομάζονται commutation encoders.

Από την στιγμή που οι Hall αισθητήρες ενημερώνουν με πληροφορίες θέσης, κάθε φορά που μεταβάλλεται η κατάστασή τους, η ακρίβειά τους περιορίζεται σε 6 καταστάσεις ανά ηλεκτρικό κύκλο του μοτέρ. Σε κάθε κατάσταση, λαμβάνουμε έναν δυαδικό αριθμό 3 ψηφίων, ανάλογα με την κατάσταση των 3 Hall αισθητήρων που βρίσκονται στον BLDC κινητήρα (δυαδικό “1”, δυαδικό “0”). Παρακάτω φαίνεται ένα κοινό σήμα που παράγεται από τους Hall αισθητήρες, ως feedback στο Closed-Loop σύστημα ελέγχου που περιγράψαμε παραπάνω.

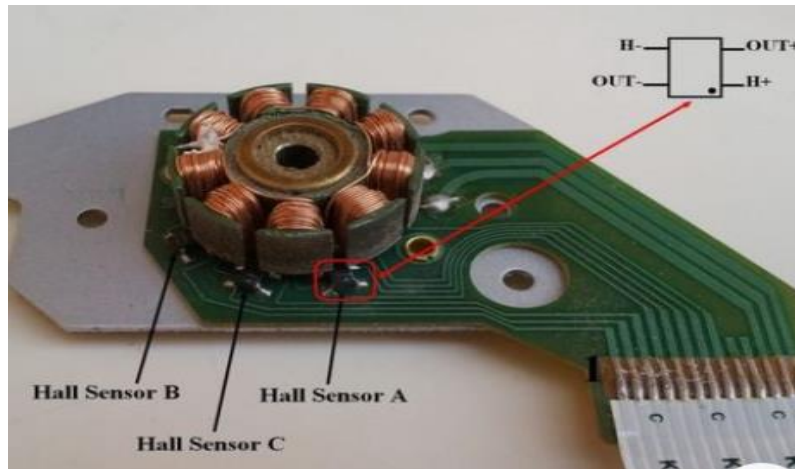


Εικόνα 33- Σήμα ανάδρασης Hall αισθητήρων

Παρακάτω φαίνεται ενδεικτικά ένας κινητήρας BLDC με τοποθετημένους Hall αισθητήρες πάνω του (εικόνα 34) και με αισθητήρες Hall, τοποθετημένους σε εξωτερική πλακέτα (εικόνα 35).



Εικόνα 34-Hall αισθητήρες στο εσωτερικό του κινητήρα



Εικόνα 35- Hall αισθητήρες τοποθετημένοι σε εξωτερική πλακέτα

## 4.5 Sensorless τεχνικές εντοπισμού θέσης BLDC

### 4.5.1 Γενικά

Στο συγκεκριμένο σημείο της εργασίας παρουσιάζονται μέθοδοι sensorless ελέγχου του BLDC κινητήρα. Ιδιαίτερη ανάλυση θα κάνουμε στις μεθόδους BEMF. Όπως έχουμε ήδη εξηγήσει η περιστροφή του ρότορα μόνιμου μαγνήτη, προκαλεί αλλαγή μαγνητικού πεδίου που εφαρμόζεται στην περιέλιξη του στάτορα του BLDC. Από τον νόμο της επαγωγής του Faraday, αυτή η αλλαγή θα προκαλέσει μια επαγωγή της τάσης BEMF, στην περιέλιξη του στάτορα. Η κυματομορφή της τάσης αυτής, εξαρτάται από την θέση του ρότορα, άρα μέσω αυτής πληροφορούμαστε για την θέση του ρότορα. Επιπρόσθετα αναφέρουμε συνοπτικά και μερικές από τις υπόλοιπες μεθόδους sensorless εντοπισμού θέσης, ενός BLDC κινητήρα.

### 4.5.2 Τεχνικές χρήσης BEMF

Οι τεχνικές χρήσης της τάσης BEMF είναι ιδιαίτερα διαδεδομένες στον χώρο της οδήγησης των BLDC μοτέρ. Παρ' όλα αυτά υπάρχουν κάποια προβλήματα που αντιμετωπίζουμε με αυτές τις τεχνικές, για οδήγηση BLDC κινητήρα.

Αυτά τα προβλήματα είναι:

- 1) Δύσκολη μέτρηση BEMF, λόγω πολύ γρήγορων μεταβολών στο ρεύμα.
- 2) Η τάση BEMF είναι ανάλογη με την ταχύτητα και σε μηδενική ή χαμηλή ταχύτητα, το πλάτος της BEMF δεν είναι επαρκές για τον εντοπισμό θέσης του ρότορα.

Μια λύση για το πρόβλημα εκκίνησης του κινητήρα, είναι η επιτάχυνση ανοιχτού βρόχου του κινητήρα από στάση, έως μια ταχύτητα, στην οποία η BEMF είναι επαρκής και πάνω από το επίπεδο θορύβου, για τον εντοπισμό θέσης του ρότορα . Το πρόβλημα με την συγκεκριμένη περίπτωση είναι ότι, η επιτάχυνση ανοιχτού βρόχου μπορεί να αντιστρέψει την φορά του κινητήρα . Παρακάτω παρουσιάζονται κάποιες τεχνικές εντοπισμού θέσης χωρίς κωδικοποιητή, με την χρήση της τάσης BEMF.

#### 4.5.2.1 Σημεία διέλευσης του μηδενός (ZCP)

Αυτή η μέθοδος είναι η πιο γνωστή από τις τεχνικές ελέγχου, με χρήση της τάσης BEMF και στηρίζεται στον εντοπισμό των σημείων της τάσης BEMF, όταν περνάει από το μηδέν. Σε έναν τριφασικό BLDC κινητήρα με συνδεσμολογία αστέρα, χρησιμοποιούνται 6 βήματα μεταγωγής και το ρεύμα ρέει μόνο σε 2 φάσεις κάθε φορά. Τα 3 σήματα BEMF που παράγονται από τις 3 φάσεις, έχουν διαφορά φάσης  $120^\circ$  και είναι παρόμοια με τα σήματα ανάδρασης των Hall αισθητήρων. Για να πετύχουμε μέγιστη ροπή, ο inverter, τον οποίο αναφέραμε προηγουμένως και βρίσκεται στον ESC ελεγκτή, πρέπει να αλλάζει κατάσταση κάθε  $60^\circ$  σύγχρονα με το φασικό ρεύμα. Ο χρονισμός μεταγωγής καθορίζεται από την μη ενεργοποιημένη φάση σε κάθε ένα από τα 6 βήματα, εντοπίζοντας το σημείο διέλευσής της BEMF αυτής της φάσης από το μηδέν. Οι τάσεις που αναπτύσσονται στις φάσεις του κινητήρα, είναι επιθυμητό να περνάνε από Low-Pass φίλτρα ( χαμηλοπερατά). Εγκαθιστώντας 3 χαμηλοπερατά φίλτρα στις φάσεις του BLDC, εξαλείφουμε τις υψηλότερης συχνότητας αρμονικές από τις φασικές τάσεις, οι οποίες δημιουργούνται από τις μεταβολές κατάστασης του inverter (switching). Έστω ότι η ανενεργή φάση είναι η φάση C. Η τάση που αναπτύσσεται στην φάση C δίνεται από τον τύπο :

$$V_c = e_c + V_N = e_c + \frac{V_{CE}-V_F}{2} - \frac{e_A+e_B}{2} \quad (4.11)$$

, όπου  $e_c$  η τάση BEMF την ανενεργής φάσης C,  $V_N$  τάση του ουδέτερου σημείου της συνδεσμολογίας των 3 φάσεων του BLDC και  $V_{CE}$  και  $V_F$  η πτώση τάσης στο τρανζίστορ και στην διόδο αντίστοιχα, τα οποία φαίνονται στην εικόνα 21. Αφού η τάση BEMF των φάσεων A και B έχει ίδιο πλάτος και αντίθετο πρόσημο η παραπάνω εξίσωση γίνεται:

$$e_A = -e_B \rightarrow V_c = e_c + \frac{V_{CE}-V_F}{2} = e_c + \frac{V_B+V_A}{2} \quad (4.12)$$

, όπου  $V_A = -V_F$  (ορθή λειτουργία διόδου  $D_A$ , εικόνα 21) και  $V_B = V_{CE}$  (τάση συλλέκτη-εκπομπού του τρανζίστορ  $T_{B-}$ , εικόνα 21). Όταν εντοπιστεί το σημείο διέλευσης στο τέλος της κατάστασης ON του PWM και μόνο το πάνω μέρος του inverter είναι κομμένο και η τάση  $V_{CE}$  είναι παρόμοια στα τρανζίστορ  $T_{A+}$  και  $T_{B-}$ , η τελική εξίσωση που προκύπτει είναι:

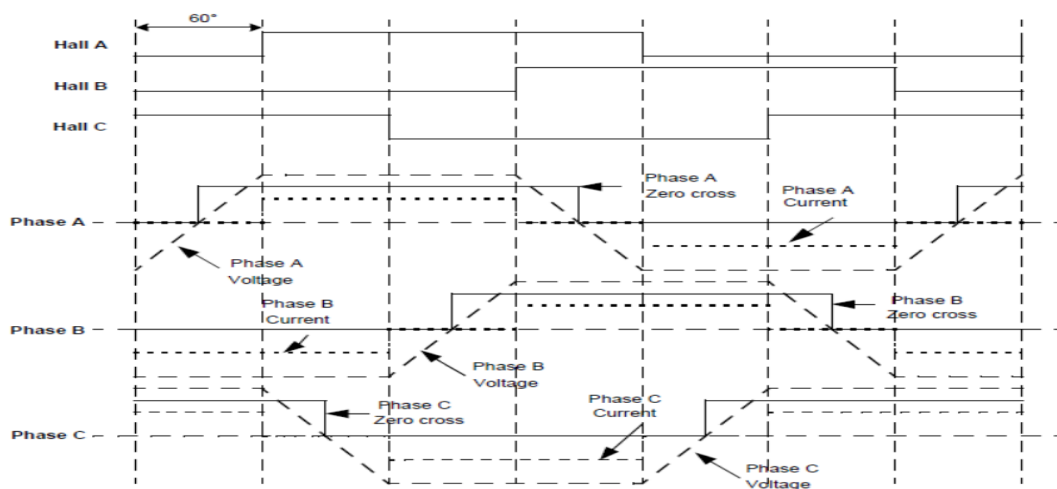
$$V_{CE}^{A+} \approx V_{CE}^{B-} \rightarrow V_c = e_c + \frac{V_{CE}^{B-}+V_{DC}-V_{CE}^{A+}}{2} \approx e_c + \frac{V_{DC}}{2} \quad (4.13)$$

Συνεπώς από τον τελικό τύπο παρατηρούμε ότι, η τάση BEMF της ανενεργής φάσης του BLDC περνάει από το μηδέν (ZCP), όταν η τάση της ανενεργής φάσης φτάσει την

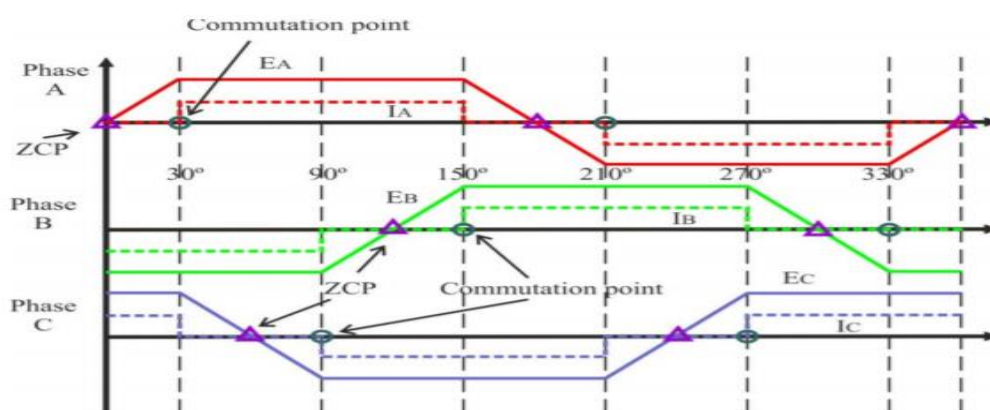
τιμή της μισής DC τάσης γραμμής. Χρησιμοποιήσαμε το τέλος την ON κατάστασης του PWM, για την εύρεση των ZCP, επειδή δεν υπάρχει θόρυβος σε εκείνο το σημείο.

Από την άλλη μεριά, αντί να χρησιμοποιήσουμε χαμηλοπερατά φίλτρα (LPF), ένας παλμός PWM μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να υπολογίσουμε τις τερματικές τάσεις σε κάθε φάση. Ακόμα η τάση BEMF, μπορεί να τροφοδοτείται απευθείας από τον BLDC κινητήρα στο ESC, επιλέγοντας σε αυτή την περίπτωση την κατάλληλη στρατηγική και το κατάλληλο PWM για τον έλεγχο του κινητήρα.

Στις παρακάτω εικόνες, βλέπουμε την σχέση μεταξύ των σημάτων BEMF και Hall αισθητήρων και την διαφορά φάσης τους (πρώτη εικόνα), το ρεύμα κάθε φάσης (phase current) καθώς και τα σημεία διέλευσης του μηδενός (σημεία μεταγωγής), τα οποία επιδεικνύονται με βελάκια στην πρώτη εικόνα και με μωβ τρίγωνα στην δεύτερη εικόνα.



Εικόνα 36- Διαφορά φάσης σημάτων ανάδρασης Hall αισθητήρων και τάσης BEMF



Εικόνα 37- Σήματα ανάδρασης BEMF και σημεία μεταγωγής (ZCP)

Σε αυτό το σημείο παραθέτουμε μερικά μειονεκτήματα της παραπάνω τεχνικής ελέγχου ενός BLDC μοτέρ. Αρχικά πέρα από τον περιορισμό της ταχύτητας, σε αυτή την μέθοδο υπάρχει πιθανότητα σφάλματος εντοπισμού των σημείων διέλευσης του

μηδενός, όταν η ταχύτητα αυξομειώνεται απότομα, ειδικότερα σε ένα σύστημα με χαμηλή αδράνεια. Ακόμα σε αυτή την μέθοδο θεωρείται, λόγω της απότομης μείωσης ρεύματος σε μια φάση, όταν απενεργοποιείται, ότι η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα της μη διεγερμένης φάσης είναι ίση με την τάση BEMF. Αυτή η υπόθεση δεν ισχύει σε υψηλές ταχύτητες, με αποτέλεσμα να υπάρχει ένα άνω όριο ταχύτητας, με την χρήση αυτής της τεχνικής βασισμένης στην τάση BEMF. Τέλος αυτή η μέθοδος εμφανίζει ιδιαίτερη ευαισθησία στον θόρυβο κατά τον εντοπισμό των ZCP και η τάση BEMF, όπως έχουμε εξηγήσει, δεν είναι κατάλληλη για τον έλεγχο του μοτέρ, σε μικρές ή μηδενικές ταχύτητες.

#### 4.5.2.2 Μέθοδος ολοκλήρωσης τρίτης αρμονικής της τάσης BEMF

Αυτή η μέθοδος χρησιμοποιεί την τρίτη αρμονική της τάσης BEMF, για να καθορίσει τα στιγμιότυπα μεταγωγής (commutation) για τον BLDC κινητήρα. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η μειωμένη απαίτηση φιλτραρίσματος, λόγω της χρήσης της τρίτης αρμονικής συνιστώσας της τάσης BEMF. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, η μέθοδος να μην είναι ευαίσθητη σε καθυστερήσεις από τα φίλτρα και πετυχαίνει υψηλή απόδοση για μεγάλο εύρος ταχυτήτων. Επίσης η τρίτη αρμονική μπορεί να ανιχνευθεί και σε χαμηλές ταχύτητες, λύνοντας έτσι θέματα εκκίνησης του κινητήρα. Μια προσεκτική προσέγγιση της τρίτης αρμονικής, επιτρέπει τον εντοπισμό της θέσης του ρότορα του κινητήρα και έναν καλό έλεγχο αυτού μέσω του inverter.

Όσον αφορά το μαθηματικό σκέλος αυτής της τεχνικής, η τάση του στάτορα για την φάση A μπορεί να γραφεί ως  $V_{DC} = V_A$ ,  $I = I_A$ ,  $e = e_A$ . Ισοδύναμες εξισώσεις ισχύουν για τις άλλες 2 φάσεις. Οι τάσεις  $e_A$ ,  $e_B$ ,  $e_C$  εξαρτώνται από τις ρυθμίσεις των μαγνητών του ρότορα και τα τυλίγματα στον στάτορα. Αν σε κάθε φάση η αυτεπαγωγή είναι σταθερή ανεξαρτήτως θέσης του ρότορα, από το άθροισμα των 3 φασικών τάσεων μπορεί να υπολογιστεί η 3<sup>η</sup> αρμονική της τάσης BEMF σύμφωνα με τον παρακάτω τύπο:

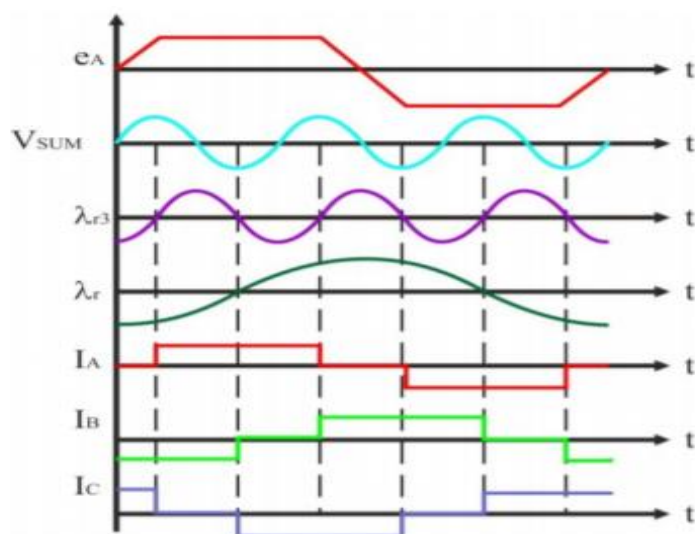
$$V_{SUM} = V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} \approx (e_A + e_B + e_C) \approx 3E_3 \sin(3\omega_e t) \quad (4.14)$$

Το άθροισμα των 3 τάσεων περιέχει την τρίτη αρμονική και τα πολλαπλάσιά της. Για να προκύψουν οι καταστάσεις μεταγωγής, το σήμα της τάσης φιλτράρεται, μας παρέχει την τρίτη αρμονική της BEMF και ολοκληρώνεται για να υπολογίσουμε την λεγόμενη πεπλεγμένη μαγνητική ροή (flux linkage) του ρότορα, σύμφωνα με τον τύπο :

$$\lambda_{r3} = \int V_{SUM} dt \quad (4.15)$$

Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζονται η εσωτερική τάση στην φάση A,  $e_A$ , το σήμα της τρίτης αρμονικής  $V_{SUM}$ , το οποίο προκύπτει από το άθροισμα των φασικών τάσεων του στάτορα, η πεπλεγμένη μαγνητική ροή της τρίτης αρμονικής  $\lambda_{r3}$ , η ροή του ρότορα  $\lambda_r$  και τα φασικά ρεύματα του στάτορα. Για να πετύχουμε μέγιστη ροπή (torque) ανά μονάδα ρεύματος Ampere (A), το ρεύμα του στάτορα είναι κάθετο (90°) στην ροή του ρότορα. Επιπλέον, τα σημεία διέλευσης από το μηδέν (ZCP) της μαγνητικής ροής της τρίτης αρμονικής  $\lambda_{r3}$ , εμφανίζονται κάθε 60°, δηλαδή όσο και το διάστημα που απέχουν τα επιθυμητά σημεία μεταγωγής ρεύματος (current commutation instants).

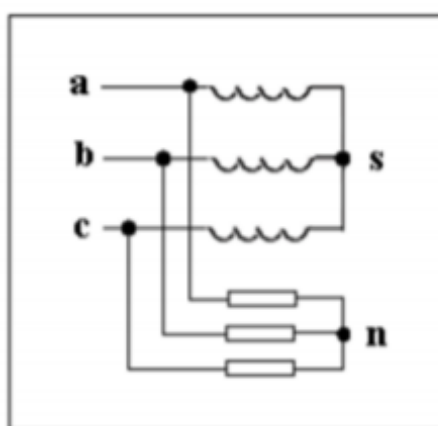




Εικόνα 38 -Κρίσιμες γραφικές για την μέθοδο ολοκλήρωσης της 3ης αρμονικής

Ουσιαστικά υπάρχουν 3 μέθοδοι εξαγωγής της τρίτης αρμονικής από την τάση BEMF, εφαρμόζοντας οδήγηση μόνιμου μαγνήτη για τον BLDC, με τις αντιστάσεις συνδεδεμένες σε συνδεσμολογία Y, για να ενεργοποιήσουν την 3<sup>η</sup> αρμονική της τάσης BEMF, ώστε να μπορεί να ανιχνευτεί. Αυτές οι μέθοδοι είναι:

- Εξαγωγή από την τάση  $V_{SN}$ , ανάμεσα στο λεγόμενο « star-point» S του δικτύου των αντιστάσεων και στο ουδέτερο σημείο N των τυλιγμάτων του στάτη (εικόνα 39).
- Εξαγωγή από την τάση  $V_{SH}$ , η οποία προκύπτει ανάμεσα στο σημείο S και το σημείο H που είναι το μέσο του DC BUS .
- Εξαγωγή από την τάση  $V_{NH}$ , η οποία είναι η τάση ανάμεσα στα σημεία N και H.



Εικόνα 39-Προσδιορισμός σημείων S και N

#### 4.5.2.3 Ολοκλήρωση της τάσης BEMF

Σε αυτή την τεχνική πληροφορούμαστε για την θέση του ρότορα, λαμβάνοντας την ολοκλήρωση της BEMF της μη διεγερμένης φάσης. Η ολοκλήρωση βασίζεται, στην απόλυτη τιμή της BEMF της ανοιχτής φάσης. Η περίοδος της ολοκλήρωσης ξεκινά, όταν η BEMF διασχίζει το μηδέν και σταματά σε ένα καθορισμένο όριο πριν την έναρξη της μεταγωγής. Υποθέτουμε ότι η τάση BEMF μεταβάλλεται γραμμικά από θετικό σε αρνητικό (έστω τραπεζοειδής BEMF) και έστω ότι αυτή η γραμμική κλίση δεν είναι ευαίσθητη σε μεταβολές της ταχύτητας, τότε η τάση κατωφλίου διατηρείται σταθερή σε όλο το εύρος στροφών. Μόλις η τιμή του ολοκληρώματος φτάσει την τιμή της τάσης 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 ρεύμα στην ανοικτή φάση να διασχίσει το μηδέν. Αυτή η τεχνική είναι λιγότερο ευαίσθητη στον θόρυβο μετάβασης και ρυθμίζεται αυτόματα στις μεταβολές ταχύτητας. Παρ' όλα αυτά η λειτουργία σε χαμηλές ταχύτητες, αυτής της τεχνικής, δεν είναι καλή.

#### 4.5.3 Άλλες τεχνικές *sensorless* ελέγχου BLDC

Παρακάτω παρουσιάζονται κάποιες τεχνικές *sensorless* ελέγχου BLDC κινητήρα, οι οποίες δεν μπορούν να εφαρμοστούν με απλή και μόνο χρήση της τάσης BEMF.

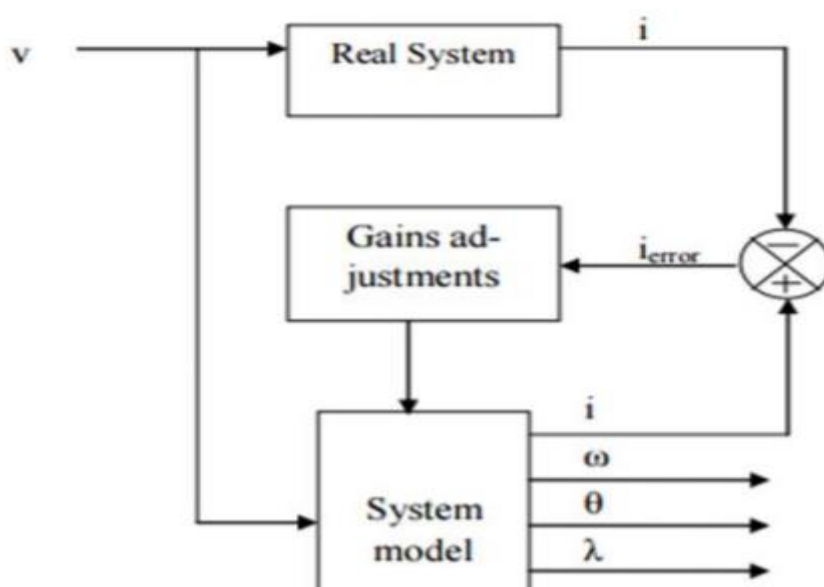
##### 4.5.3.1 Μέθοδος αγωγιμότητας διόδου ελεύθερης διέλευσης

Σε αυτή την τεχνική χρησιμοποιείται η έμμεση ανίχνευση των σημείων διάσχισης του μηδενός (ZCP) της τάσης BEMF κάθε φάσης, για την λήψη των στιγμών μεταγωγής του BLDC κινητήρα. Η μέθοδος αυτή μπορεί να εφαρμοστεί μόνο σε τριφασικό κινητήρα, σε διάταξη αστέρα με  $120^\circ$  αγωγή. Η έμμεση ανίχνευση που αναφέραμε παραπάνω, επιτυγχάνεται με διόδους ελεύθερης διέλευσης. Οι μεταβάσεις από τα ZCP του ρεύματος, συμπίπτουν με τις αντίστοιχες μεταβάσεις της τάσης BEMF. Βασικό μειονέκτημα αυτής της τεχνικής, είναι η απαίτηση για έξι επιπλέον αισθητήρες ρεύματος και, ενδεχομένως, έξι απομονωμένα τροφοδοτικά για τα κυκλώματα σύγκρισης, για κάθε δίοδο ελεύθερης διέλευσης. Αυτή η τεχνική παράγει μόνο διακριτές πληροφορίες θέσης και θα μπορούσε να λειτουργήσει μόνο με τραπεζοειδείς BLDC κινητήρες με μόνιμους μαγνήτες. Ένα βασικό πλεονέκτημά της σε σχέση με άλλες τεχνικές, είναι η δυνατότητα λειτουργίας αυτής της τεχνικής σε χαμηλές ταχύτητες, λόγω του ότι δεν απαιτούνται άμεσες μετρήσεις τάσης.



#### 4.5.3.2 Μέθοδοι βασισμένες σε παρατηρητή

Σε αυτές τις μεθόδους, ο εκτιμητής κατάστασης είναι βασισμένος σε παρατηρητή και προκύπτει μια μέθοδος ελέγχου του BLDC μοτέρ, χωρίς κωδικοποιητή. Οι δυνάμεις του κινητήρα μοντελοποιούνται στον χώρο κατάστασης και το μαθηματικό μοντέλο τρέχει παράλληλα με την πραγματική μηχανή. Στο σύστημα του παρατηρητή, η φασική τάση αποτελεί την είσοδο και το ρεύμα την έξοδο και εκτός από το ρεύμα εξόδου όλες οι μεταβλητές στην κατάσταση του παρατηρητή είναι προσβάσιμες (πχ. θέση ρότορα  $\theta$ , πεπλεγμένη ροή φάσης  $\lambda$ ). Το εκτιμώμενο ρεύμα εξόδου του μοντέλου της μηχανής συγκρίνεται με το πραγματικό ρεύμα φάσης. Το σφάλμα αυτής της σύγκρισης, χρησιμοποιείται για να ρυθμίσει το κέρδος ανάδρασης του εκτιμητή, για να διορθώσει τον αλγόριθμο του παρατηρητή. Ένας πολύ γνωστός παρατηρητής που χρησιμοποιείται για sensorless έλεγχο χωρίς την χρήση αποκωδικοποιητή, είναι το εκτεταμένο φίλτρο Kalman (EKF).



Εικόνα 40-Εκτίμηση θέσης ρότορα με παρατηρητή

#### 4.5.3.3 Μέθοδοι μεταβλητής επαγωγής

Μια εναλλακτική μέθοδος ανίχνευσης θέσης του ρότορα του BLDC, εξαρτάται από την παρακολούθηση μιας επαγωγής εξαρτημένης από την θέση (μεταβολή της επαγωγής λόγω μεταβολής της θέσης), της κύριας περιέλιξης ή των πηνίων ανίχνευσης (search coils). Η επαγωγή μπορεί να μετρηθεί, με παρατήρηση του ρυθμού μεταβολής ενός υψηλού συχνότητας ρεύματος έκχυσης στα πηνία της κύριας περιέλιξης ή στα πηνία ανίχνευσης. Ο ρυθμός αλλαγής του ρεύματος εξαρτάται από την τρέχουσα επαγωγή του τυλίγματος, η οποία εξαρτάται από την θέση του ρότορα και του ρεύματος του τυλίγματος, συνεπώς η θέση του ρότορα μπορεί να βρεθεί από την αλλαγή του πλάτους του ρεύματος υψηλής συχνότητας. Βασικό πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου, είναι ότι επιτυγχάνεται λειτουργία του παραπάνω συστήματος με μηδενική ταχύτητα,

όταν δεν υπάρχει τάση BEMF. Τα μειονεκτήματα αυτής της μεθόδου για έλεγχο ενός BLDC μοτέρ είναι:

1. Δεν υπάρχει σχέση περιστροφής με αυτεπαγωγή σε μια μηχανή, με επιφανειακά τοποθετημένους μαγνήτες , έτσι κάθε μεταβολή της αυτεπαγωγής οφείλεται στον μαγνητικό κορεσμό.
2. Ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος σε μηχανές μόνιμου μαγνήτη, επηρεάζεται και από την τάση BEMF.

## 5. PWM και τεχνικές στηριγμένες σε αυτό για τον έλεγχο του τριφασικού αντιστροφέα

### 5.1 Εισαγωγή

Η μέθοδος PWM είναι μία από τις τεχνικές switching, που χρησιμοποιούνται ευρέως για τον έλεγχο της εξόδου του inverter και για την αντιμετώπιση του προβλήματος των αρμονικών. Η μέθοδος PWM μπορεί να μετακινήσει τις ανεπιθύμητες συχνότητες, 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 κυκλώματος. Η πρόοδος στην ψηφιακή τεχνολογία, επιτρέπει τα PWM σήματα να δημιουργούνται με χρήση ψηφιακού ελεγκτή (π.χ. μικροελεγκτή). Σε αυτό το κεφάλαιο, θα αναλύσουμε την μέθοδο PWM, θα τονίσουμε τις μεθόδους δημιουργίας σήματος PWM και θα δώσουμε έμφαση στις τεχνικές χρήσης του, για τον έλεγχο του τριφασικού αντιστροφέα, που έχουμε περιγράψει παραπάνω.

### 5.2 Μέθοδος Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation)

#### 5.2.1 Περιγραφή Μεθόδου PWM

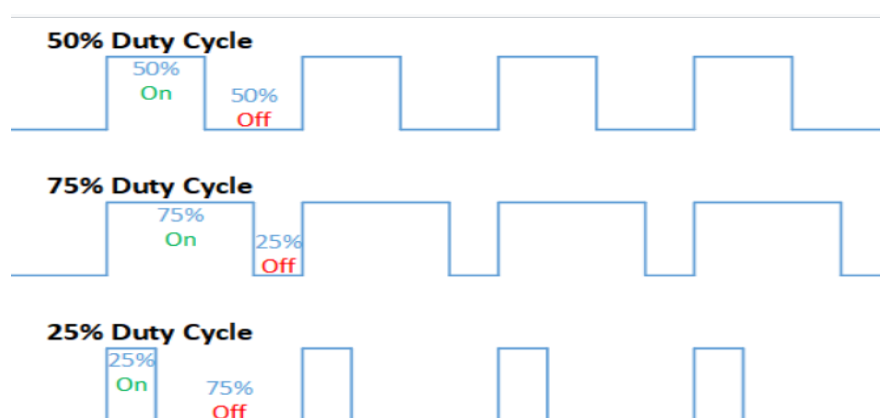
Σε αυτό το σημείο της εργασίας, θα ασχοληθούμε με την ανάλυση της μεθόδου PWM, η οποία παίζει τον ρόλο της σε κάποιες τεχνικές ελέγχου (switching) του τριφασικού inverter και κατ' επέκταση του BLDC κινητήρα. Αυτή η μέθοδος, διακρίνεται για την σταθερή διακοπτική της συχνότητα και το εύρος της ψηφιακής και αναλογικής υλοποίησής της. Η μέθοδος PWM (Pulse Width Modulation) ή στα ελληνικά διαμόρφωση εύρους παλμών, είναι η μέθοδος μείωσης της τάσης που μεταφέρει ένα ηλεκτρικό σήμα, «κόβοντάς» το αποδοτικά, σε διακριτά μέρη (chopping). Η μέση τιμή τάσης και ρεύματος, η οποία τροφοδοτείται στο φορτίο, ελέγχεται ανοιγοκλείνοντας έναν διακόπτη ανάμεσα σε τροφοδοσία και φορτίο και μάλιστα με γρήγορο ρυθμό. Όσο περισσότερο είναι το χρονικό διάστημα, που είναι ο διακόπτης ανοιχτός, σε σχέση με το διάστημα που είναι κλειστός, τόσο υψηλότερη τάση τροφοδοτείται στο φορτίο.

Ουσιαστικά αυτή η μέθοδος, είναι μία τεχνική διαμόρφωσης που παράγει παλμούς μεταβλητού εύρους, για την αναπαράσταση του πλάτους ενός αναλογικού σήματος εισόδου. Η μέθοδος PWM είναι κυρίως διαδεδομένη στον έλεγχο αδρανειακών φορτίων, όπως οι κινητήρες, τα οποία δεν επηρεάζονται άμεσα από την διακριτή μεταβολή κατάστασης, λόγω της αδράνειάς τους, η οποία τα αναγκάζει να αντιδρούν αργά. Η συχνότητα της PWM πρέπει να είναι υψηλή για να μην επηρεάζει το φορτίο, το οποίο προϋποθέτει ότι η κυματομορφή που λαμβάνεται από το φορτίο, είναι όσο πιο ομαλή γίνεται. Η PWM έχει την δυνατότητα, να μετακινήσει τις ανεπιθύμητες

συνιστώσες σε υψηλότερες συχνότητες. Το κύριο πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου, είναι ότι η απώλεια ισχύος, στις συσκευές που μεταβάλλεται η κατάσταση τους (switching), είναι ιδιαίτερα μικρή. Όταν ο διακόπτης είναι OFF δεν υπάρχει ρεύμα το οποίο καταλήγει στο φορτίο, ενώ όταν ο διακόπτης είναι ON υπάρχει ελάχιστη πτώση τάσης στον διακόπτη και το ρεύμα περνάει στο φορτίο. Αξίζει να σημειωθεί η χρήση της PWM και σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα, όπου το duty cycle των παλμών της PWM, χρησιμοποιούνται για την αποκωδικοποίηση του μηνύματος. Το duty cycle εκφράζει τον λόγο της περιόδου που ο παλμός είναι ON ως προς την συνολική περίοδο και δίνεται από τον τύπο:

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \times 100\% \quad (5.1),$$

, όπου D το duty cycle,  $t_{ON}$  ο χρόνος που ο παλμός βρίσκεται σε υψηλό δυναμικό (HIGH), σε διάστημα μιας περιόδου T και T η συνολική περίοδος του παλμού.



Εικόνα 41- Duty Cycle παλμού

Ιδιαίτερη σημασία πρέπει να δοθεί στα ψηφιακά συστήματα, τα οποία έχουν την δυνατότητα να αποτελούν ψηφιακούς ελεγκτές, χρησιμοποιώντας την μέθοδο PWM και παράγοντας κατάλληλα σήματα. Μέσω αυτής της τεχνικής, η περιεκτικότητα σε αρμονικές της τάσης εξόδου μπορεί να ελαχιστοποιηθεί, ρυθμίζοντας τις γωνίες μεταγωγής των παλμών, προγραμματίζοντας κατάλληλα τον ελεγκτή.

Η τεχνική PWM switching είναι το κύριο κομμάτι, όσον αφορά την ρύθμιση της ταχύτητας των κινητήρων, στα συστήματα οδήγησης αυτών. Αυτά τα συστήματα μεταγωγής μπορούν να μεταβάλλουν το πλάτος της τάσης, στους ακροδέκτες των φορτίων και την ταχύτητα του άξονα του ρότορα. Γενικά υπάρχουν 2 τύποι PWM: 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 τις πληροφορίες της τάσης, όσο και τις πληροφορίες του ρεύματος του πηνίου του μεταγωγικού μετατροπέα, για να καθορίσει το επιθυμητό duty cycle, το οποίο εφαρμόζεται στα τρανζίστορ μεταγωγής, με χρήση των gate-drivers. Η υλοποίηση του PWM ρεύματος, είναι πιο δύσκολη σε σύγκριση με αυτή του PWM τάσης.

### 5.2.2 Μέση Τιμή PWM

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών χρησιμοποιεί ένα τετραγωνικό παλμό, του οποίου το πλάτος μεταβάλλεται με την μεταβολή της μέσης τιμής της κυματομορφής του παλμού. Αν θεωρήσουμε έναν τετραγωνικό παλμό  $f(t)$ , με περίοδο  $T$ , τιμή χαμηλού δυναμικού (LOW)  $y_{min}$ , τιμή υψηλού δυναμικού (HIGH)  $y_{max}$  και duty cycle  $D$ , η μέση τιμή της κυματομορφής δίνεται από τον τύπο:

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (5.2).$$

Αφού το  $f(t)$  είναι τετραγωνικός παλμός, το  $y_{max}$  είναι η τιμή του παλμού όταν  $0 < t < D \cdot T$  και το  $y_{min}$  όταν  $D \cdot T < t < T$ . Η παραπάνω εξίσωση θα γίνει:

$$\begin{aligned} \bar{y} &= \frac{1}{T} \left( \int_0^{DT} y_{max} dt + \int_{DT}^T y_{min} dt \right) = \frac{1}{T} (D \cdot T \cdot y_{max} + T(1 - D) \cdot y_{min}) = \\ &= D \cdot y_{max} + (1 - D) \cdot y_{min} \quad (5.3) \end{aligned}$$

, όπου  $\bar{y}$  η μέση τιμή της κυματομορφής του παλμού.

### 5.2.3 Βασικές κατηγορίες και χαρακτηριστικά PWM

Τώρα αναφέρουμε τις βασικές κατηγορίες PWM που χρησιμοποιούνται στις διάφορες εφαρμογές. Οι κύριες κατηγορίες PWM είναι οι εξής:

- Single-Pulse Width Modulation (PWM)
- Multiple-Pulse Width Modulation (MPWM)
- Sinusoidal-Pulse Width Modulation (SPWM)
- Hysteresis band Width Pulse

Αυτοί οι τύποι PWM χρησιμοποιούνται για το σήμα πύλης των τρανζίστορ, το οποίο στέλνουν οι gate-drivers για την οδήγηση του BLDC κινητήρα. Οι τύποι PWM που χρησιμοποιούνται στην βιομηχανία, έχουν τετραγωνική ή ημιτονοειδή μορφή. Μεγαλύτερη αναφορά για τα είδη PWM, καθώς και τις τεχνικές ελέγχου με PWM θα γίνει παρακάτω, στην αντίστοιχη ενότητα.

Το PWM αποτελεί έναν τρόπο ψηφιακής κωδικοποίησης επιπέδων αναλογικών σημάτων. Τα επιθυμητά χαρακτηριστικά μια τεχνικής PWM είναι:

- Καλή αξιοποίηση DC τάσης τροφοδοσίας, η οποία αντιστοιχεί σε υψηλή τιμή του κέρδους τάσης  $K_v$ .
- Η γραμμικότητα του ελέγχου τάσης  $V_{LL,1,P}(M) = M V_{LL,1,P}(\max)$ , όπου  $M$  δηλώνει την αναλογία των μεγεθών ελέγχου, η οποία ορίζεται ως λόγος της πραγματικής τάσης εξόδου προς την μέγιστη διαθέσιμη τιμή αυτής της τάσης και η  $V_{LL,1,P}(\max)$  υποδηλώνει την μέγιστη τιμή κορυφής της θεμελιώδους γραμμής προς γραμμής τάσης εξόδου.
- Χαμηλό πλάτος των αρμονικών χαμηλής τάξης, της τάσης εξόδου.
- Χαμηλές απώλειες στους διακόπτες μεταγωγής (τρανζίστορ) του inverter.

- Επαρκές χρονικό περιθώριο για την σωστή λειτουργία των διακοπών του inverter και τον έλεγχο του συστήματος.

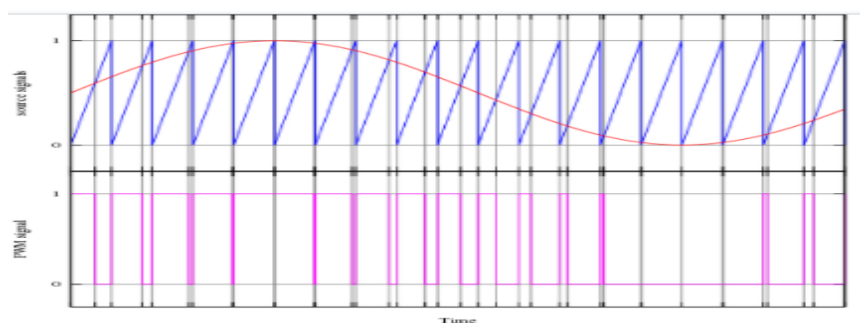
#### 5.2.4 PWM και τριφασικός inverter

Έχοντας εξηγήσει την μέθοδο PWM αναλυτικά, μπορούμε να γίνουμε περισσότερο συγκεκριμένοι με τον έλεγχο του BLDC κινητήρα, μέσω του τριφασικού αντιστροφέα (inverter), με χρήση PWM. Ο τριφασικός inverter, χρησιμοποιεί ένα σήμα που παράγεται συνήθως από τον μικροελεγκτή και σκανδαλίζει τις συσκευές ισχύος (τρανζίστορ), για να παράγει το απαραίτητο ρεύμα στο τύλιγμα του κινητήρα, για την περιστροφή του ρότορα. Η περίοδος αγωγής των πάνω και κάτω τρανζίστορ δεν πρέπει να συμβαίνει ταυτόχρονα, για αποφυγή φαινομένων shoot-through, για τα οποία έχουμε μιλήσει νωρίτερα. Όπως γίνεται αντιληπτό, ο inverter ελέγχεται από σήματα μεταγωγής PWM, για να οδηγήσει τον BLDC κινητήρα. Τα σήματα πύλης μετατοπίζονται κατά  $60^\circ$  μεταξύ κάθε πύλης, για να ληφθεί μια τριφασική ισορροπημένη θεμελιώδης τάση με  $120^\circ$  μετατόπιση φάσης. Η ρύθμιση της περιόδου αγωγής γίνεται με προγραμματισμό του επιθυμητού χρόνου “ON” των MOSFET του inverter, στον μικροελεγκτή. Περισσότερα πράγματα για τεχνικές βασισμένες στο PWM αναφέρουμε παρακάτω.

### 5.3 Μορφές PWM

#### 5.3.1 Απλό PWM (Single PWM)

Η πιο απλή μορφή παραγωγής του σήματος PWM, είναι η μέθοδος η οποία απαιτεί μόνο μια οδοντωτή (sawtooth) ή τριγωνική (triangle) κυματομορφή, η οποία παίζει τον ρόλο του φέροντος σήματος με συχνότητα  $f_c$  και συγκρίνεται με το σήμα αναφοράς (συνήθως ημιτονοειδές) με συχνότητα  $f$ . Η κυματομορφή του φέροντος σήματος, δημιουργείται εύκολα, χρησιμοποιώντας έναν ταλαντωτή και με την χρήση ενός συγκριτή. Όταν η τιμή του σήματος αναφοράς (κόκκινο ημίτονο στην εικόνα) είναι πάνω από την κυματομορφή διαμόρφωσης (μπλε χρώμα), το PWM σήμα (μωβ χρώμα) είναι σε υψηλό δυναμικό (HIGH), αλλιώς είναι σε χαμηλό δυναμικό (LOW).



Εικόνα 42- Απλός τρόπος παραγωγής PWM παλμού

Καθώς ο μετατροπέας (τριφασικός αντιστροφέας), είναι εγγενώς μη γραμμικό σύστημα, η κυματομορφή εξόδου είναι ένα διακοπτικό σήμα, με όλα τα πιθανά επίπεδα τάσης του μετατροπέα. Το αρμονικό φάσμα της κυματομορφής εξόδου, περιέχει την βασική αρμονική παραμόρφωση, η οποία εστιάζεται γύρω από την συχνότητα  $f_c$  (και τα πολλαπλάσια της), εξαιτίας της διακοπτικής λειτουργίας. Ο λόγος συχνοτήτων:

$$m_f = \frac{f_c}{f} \quad (5.4)$$

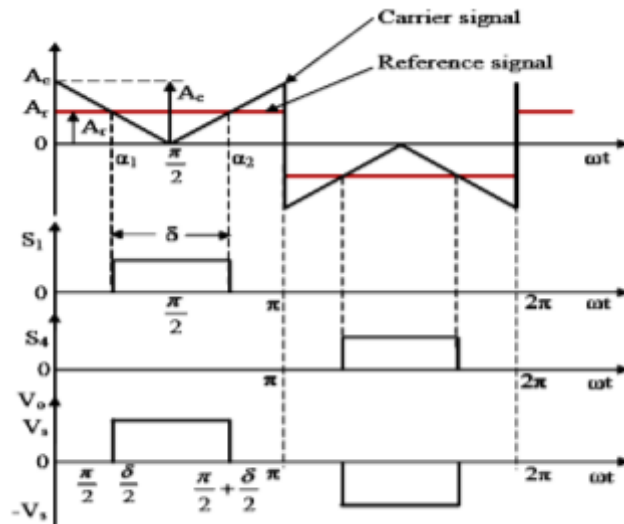
, ορίζεται ως ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας και θα πρέπει να είναι αρκετά υψηλός (συνήθως μεγαλύτερος του 10), ώστε να αποφεύγεται η εμφάνιση αρμονικών χαμηλής τάξης, οι οποίες φιλτράρονται δύσκολα και προκαλούν ακουστικό θόρυβο. Βέβαια, αύξηση αυτού του λόγου, προκαλεί αύξηση των διακοπτικών απωλειών.

Στη βασική της μορφή, η τεχνική PWM, μπορεί να είναι διπολική (bipolar) ή μονοπολική (unipolar), παράγοντας μια κυματομορφή τάσης δύο ή τριών επιπέδων αντίστοιχα, χρησιμοποιώντας ένα σήμα αναφοράς και ένα φέρον (bipolar PWM) ή ένα σήμα αναφοράς και δύο φέροντα σήματα (unipolar PWM).

Σε αυτή την τεχνική, συγκρίνονται ένα τετραγωνικό σήμα αναφοράς, πλάτους  $A_r$  με ένα τριγωνικό σήμα πλάτους  $A_c$  (carrier signal), για να παραχθούν τα κατάλληλα σήματα. Υπάρχει μόνο ένας παλμός ανά μισό κύκλο της τάσης εξόδου. Το πλάτος του παλμού (pulse width) μπορεί να μεταβάλλεται για να ελέγξει την έξοδο του inverter. Οι ανεπιθύμητες χαμηλής τάξης αρμονικές, μπορούν να εξαλειφθούν με αυτό το σύστημα μεταγωγής. Η rms (root mean square) τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον τύπο :

$$V_o = V_s \sqrt{2 \frac{t_{ON}}{T}} \quad (5.5)$$

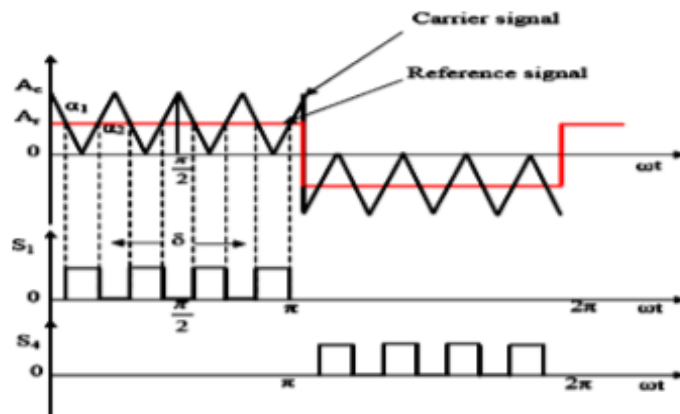
, όπου  $\frac{t_{ON}}{T} = D$ , όπου D το duty cycle και  $V_s$  η DC τάση εισόδου. Γι' αυτή την τεχνική, ο δείκτης M της διαμόρφωσης πλάτους είναι ίσος με:  $M = \frac{A_c}{A_r}$  (5.6). Η δημιουργία του απλού (single) PWM φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 43- Παραγωγή απλού PWM

### 5.3.2 Πολλαπλό PWM (Multiple PWM)

Σε αυτή την τεχνική PWM, υπάρχουν πολλαπλοί παλμοί ανά μισό κύκλο της τάσης. Το εύρος κάθε παλμού είναι παρόμοιο και μπορεί να μεταβληθεί, μεταβάλλοντας το φέρον σήμα (carrier signal). Η συχνότητα του τριγωνικού σήματος (carrier), είναι μεγαλύτερη από αυτή που χρησιμοποιείται στην τεχνική απλού PWM. Η συχνότητα του φέροντος σήματος καθορίζει τον αριθμό των σημάτων πύλης για κάθε μισό κύκλο. Χρησιμοποιώντας πολλούς παλμούς στο μισό του κύκλου της τάσης εξόδου, μειώνεται και το περιεχόμενο των αρμονικών. Ο σχηματισμός των σημάτων πύλης για την ενεργοποίηση και απενεργοποίηση των τρανζίστορ, επιτυγχάνεται συγκρίνοντας ένα σήμα αναφοράς με το τριγωνικό φέρον σήμα. Η συχνότητα  $f_c$ , καθορίζει τον αριθμό των παλμών ανά κύκλο. Ελέγχοντας τον δείκτη διαμόρφωσης, η τάση εξόδου μπορεί να ελεγχθεί. Αυτό το είδος διαμόρφωσης είναι γνωστό και ως ενιαίο PWM (Uniform Pulse Width Modulation –UPWM). Η δημιουργία τέτοιας μορφής σημάτων, όπως αυτής που περιεγράφηκε παραπάνω, φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



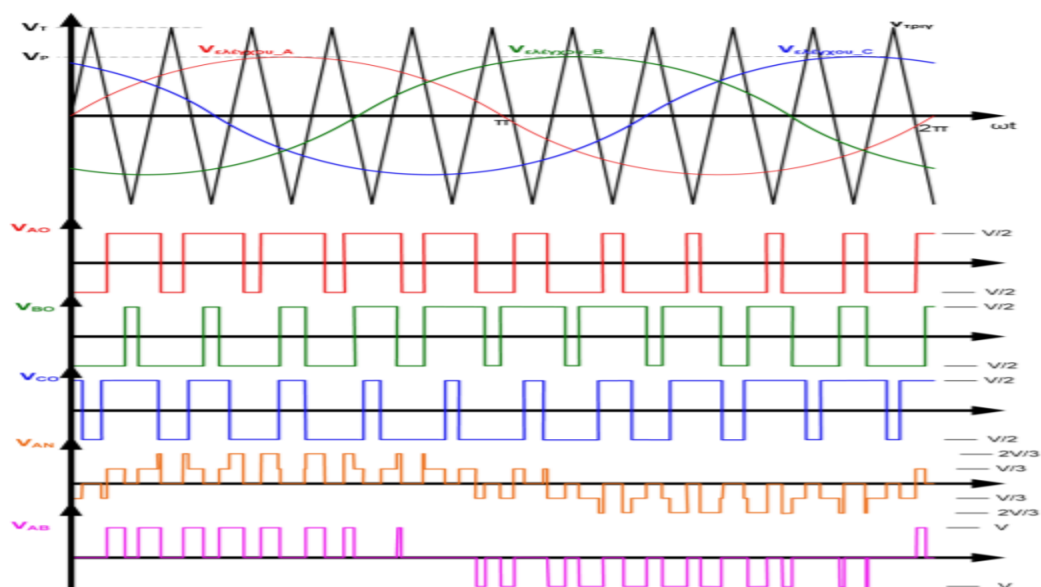
Εικόνα 44-Παραγωγή πολλαπλού PWM



### 5.3.3 Ημιτονοειδές PWM (Sinusoidal PWM)

Η ημιτονοειδής διαμόρφωση παλμών, αποτελεί την πιο διαδεδομένη τεχνική στις βιομηχανικές εφαρμογές, αφού επιτυγχάνει έλεγχο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, με παράλληλη μείωση των αρμονικών συνιστωσών και μετατόπιση της επικρατούσας ανώτερης αρμονικής σε σχέση με την θεμελιώδη (διευκόλυνση φιλτραρίσματος).

Η αρχή λειτουργίας αυτής της μορφής διαμόρφωσης PWM, στηρίζεται στην σύγκριση υψίσυχνου τριγωνικού φέροντος συχνότητας  $f_c$ , με τρεις κυματομορφές διαμόρφωσης (κυματομορφές αναφοράς) συχνότητας  $f$ . Το τριγωνικό φέρον, επιλέγεται κατάλληλα, όπως θα αναφερθεί παρακάτω, ενώ οι κυματομορφές που διαφέρουν κατά  $2\pi/3$ , συνιστούν την επιθυμητή κάθε φορά, τροφοδοσία του φορτίου. Η μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα, που έχουμε περιγράψει παραπάνω, καθορίζεται από τα σημεία τομής της τριγωνικής κυματομορφής και των κυματομορφών αναφοράς.



Εικόνα 45- Τριφασικές κυματομορφές με χρήση Sinusoidal PWM

Στο σχήμα φαίνεται τόσο η παραγωγή της πολικής τάσης  $V_{ab}$ , καθώς και της φασικής τάσης  $V_{an}$ , με το εύρος των παλμών της να μεταβάλλεται ημιτονοειδώς, ώστε η θεμελιώδης συνιστώσα της κυματομορφής, να έχει συχνότητα  $f$  και πλάτος ανάλογο του πλάτους της κυματομορφής αναφοράς. Ορίζοντας ως  $\widehat{V}_P$  το πλάτος των κυματομορφών αναφοράς και ως  $\widehat{V}_T$  το πλάτος του τριγωνικού φέροντος (σταθερό), ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους ή συντελεστής διαμόρφωσης δίνεται από τον τύπο:

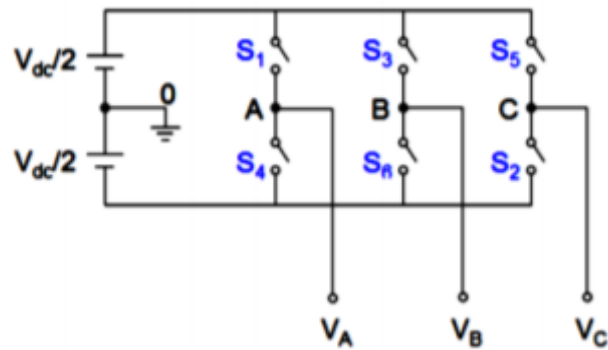
$$m_a = \frac{\widehat{V}_P}{\widehat{V}_T} \quad (5.7)$$

Η συχνότητα του σήματος διαμόρφωσης καθορίζει και την συχνότητα της τάσης εξόδου. Η μέγιστη τιμή του σήματος διαμόρφωσης καθορίζει τον δείκτη διαμόρφωσης, καθώς και την RMS τιμή της τάσης εξόδου. Τα σημεία τομής των κυματομορφών αναφοράς με την κυματομορφή φέροντος, καθορίζουν την αγωγή ή μη των ημιαγωγίων διακοπών. Ο συντελεστής διαμόρφωσης αποτελεί σημαντικό χαρακτηριστικό της λειτουργίας του αντιστροφέα. Ιδανικά μεταβάλλεται από 0 έως 1, έτσι ώστε η συσχέτιση μεταξύ του σήματος αναφοράς και του φέροντος σήματος, να είναι γραμμική. Όταν ο δείκτης  $m_a$  είναι μεγαλύτερος από την μονάδα ( $m_a > 1$ ), ο αντιστροφέας μπαίνει στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Σε αυτή την περίπτωση, ο αντιστροφέας λειτουργεί εν μέρει με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών, καθώς στα κεντρικά τμήματα των τάσεων αναφοράς, παράγονται αντίστοιχες κυματομορφές, που έχουν μορφή τετραγωνικού παλμού, με τις αρνητικές εγκοπές να απουσιάζουν. Ο αντιστροφέας εμφανίζει σε αυτή την περίπτωση, έντονη μη γραμμική λειτουργία, με τις αρμονικές χαμηλής τάξεως να εμφανίζονται.

Συμπερασματικά αναφέρεται ότι, αυτή η τεχνική, βελτιώνει τον συντελεστή παραμόρφωσης πιο αποτελεσματικά και εξαλείφει όλες τις αρμονικές λιγότερο ή ίσο με  $2p-1$ , όπου  $p$  είναι ο αριθμός των παλμών ανά μισό κύκλο του ημιτόνου. Η τάση εξόδου δεν είναι πλήρως φιλτραρισμένη και περιέχει κάποιες αρμονικές. Οι υψηλότερης τάξης αρμονικές, μπορούν να εξαλειφθούν χρησιμοποιώντας ένα φίλτρο.

Στα σύγχρονα συστήματα οδήγησης επικρατεί η τάση διαρκούς αύξησης της διακοπτικής συχνότητας των ημιαγωγίων στοιχείων για την μείωση των απωλειών του κινητήρα, και συνεπώς η αύξηση της συχνότητας του τριγωνικού φέροντος, με αποτέλεσμα την αύξηση της συχνότητας των αρμονικών στις κυματομορφές εξόδου. Με τον τρόπο αυτόν, όλο και μικρότερα (και φθηνότερα) φίλτρα, χρειάζονται για την καταστολή των αρμονικών. Ωστόσο, η διαρκής αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, εμφανίζει αρνητικές επιπτώσεις, στα συστήματα οδήγησης κινητήρα, κυρίως όσον αφορά τις απώλειές τους. Για τον λόγο αυτό, η επιλογή της διακοπτικής συχνότητας, πρέπει να αποτελεί το αποτέλεσμα συμβιβασμού, που θα δίνει τις ελάχιστες απώλειες στο σύστημα αντιστροφέα-κινητήρα.

Για την δημιουργία ημιτονοειδούς PWM, χρησιμοποιώντας αναλογικά κυκλώματα, θέλουμε μια γεννήτρια παραγωγής τριγωνικού σήματος, μια γεννήτρια παραγωγής ημιτονοειδούς σήματος, έναν συγκριτή και το κύκλωμα του αντιστροφέα που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Το ρόλο των διακοπών συνήθως καλύπτουν τα τρανζίστορ. Παρακάτω φαίνεται ο εν λόγω αντιστροφέας (inverter).

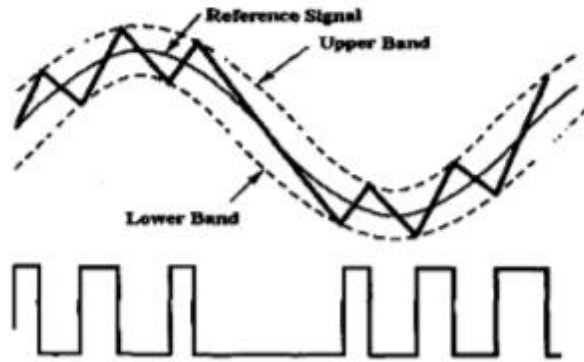


Εικόνα 46- Τριφασικός αντιστροφέας ελέγχου τριφασικού κινητήρα

Το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος, είναι μικρότερο από αυτό του τριγωνικού σήματος. Όταν η ημιτονοειδής κυματομορφή είναι πάνω από την αντίστοιχη τριγωνική, το πάνω μέρος των διακοπών είναι ON και το κάτω OFF. Όμοια όταν η ημιτονοειδής κυματομορφή είναι κάτω από την αντίστοιχη τριγωνική, το πάνω μέρος των διακοπών είναι OFF και το κάτω μέρος είναι ON. Σύμφωνα με τις καταστάσεις μεταβολής των διακοπών, είτε θετική είτε αρνητική τάση γραμμής εφαρμόζεται σε κάθε φάση. Οι διακόπτες ελέγχονται σε ζεύγη (S1-S4) , (S3-S6) , (S2-S5).

#### 5.3.4 PWM με Εύρος Υστέρησης ( Hysteresis Band PWM )

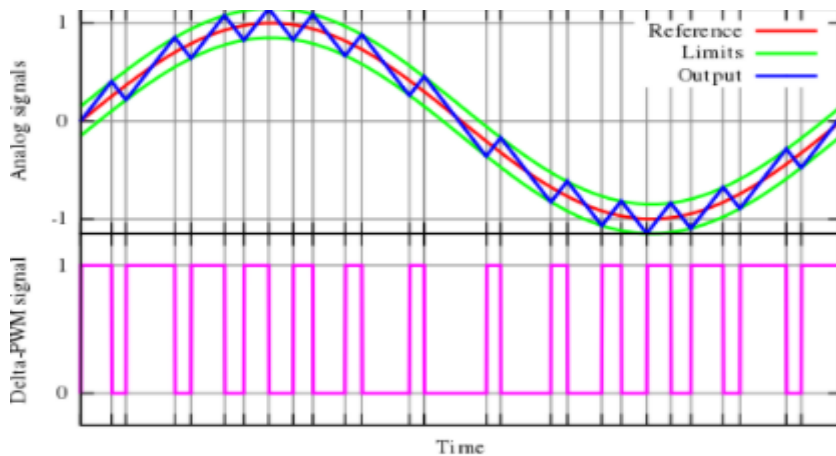
Αυτή η τεχνική βασίζεται στο γεγονός ότι η έξοδος ταλαντώνεται ανάμεσα σε ένα προκαθορισμένο εύρος υστέρησης, γνωστό ως «hysteresis band». Τα στιγμιότυπα μεταβολής κατάστασης (switching instants), καθορίζονται από τις κορυφές του τριγωνικού σήματος, το οποίο φαίνεται στην παρακάτω εικόνα . Οι τεχνικές PWM υστέρησης, δεν βασίζονται σε πληροφορίες του φορτίου του αντιστροφέα. Όσο το σήμα αναφοράς είναι γνωστό και η έξοδος του αντιστροφέα δεν έχει κορεστεί, η έξοδος του αντιστροφέα θα ακολουθεί την μορφή του σήματος αναφοράς στο εύρος υστέρησης. Με αυτή την τεχνική, η συχνότητα μεταβολής κατάστασης (switching frequency), δεν είναι καθορισμένη και μεταβάλλεται σύμφωνα με το πλάτος και την συχνότητα του σήματος αναφοράς. Έτσι οι απώλειες μεταβολής κατάστασης των διακοπών (switching losses) σ' αυτήν την τεχνική μπορεί να είναι μεγαλύτερες, σε σύγκριση με άλλες τεχνικές. Αυτή η τεχνική περιγράφεται ως μέθοδος PWM στιγμιαίας ανάδρασης ελέγχου ρεύματος, ακολουθώντας το ρεύμα ανάμεσα σε ένα προκαθορισμένο εύρος υστέρησης. Παρουσιάζεται ενδεικτικά αυτό το είδος PWM στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 47- PWM υστέρησης

### 5.3.5 Δέλτα διαμόρφωση (Delta Modulation)

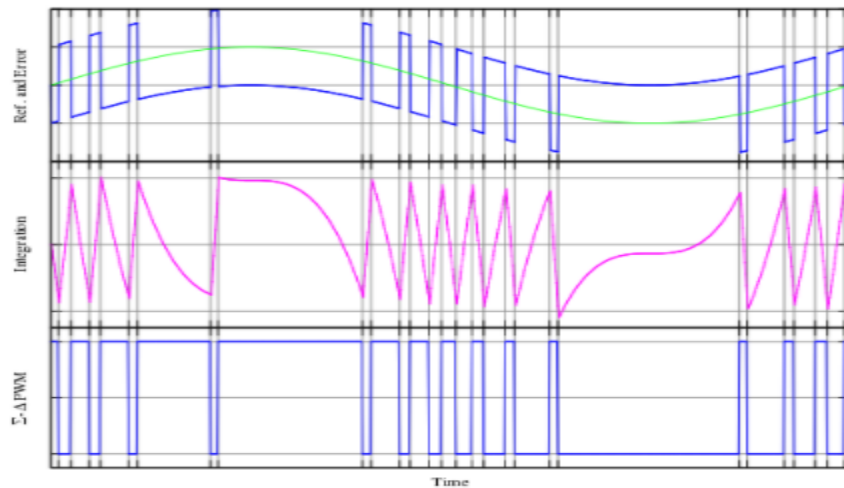
Σημαντική τεχνική είναι και η Δέλτα ( Delta) διαμόρφωση για δημιουργία PWM. Το σήμα εξόδου ολοκληρώνεται και το αποτέλεσμα συγκρίνεται με κάποια όρια, τα οποία συσχετίζονται με το offset ενός σήματος αναφοράς κατά μία σταθερά. Κάθε φορά που το ολοκλήρωμα του σήματος εξόδου, φτάνει κάποιο από αυτά τα όρια το PWM σήμα αλλάζει κατάσταση.



Εικόνα 48- Διαμόρφωση Delta για PWM έλεγχο

### 5.3.6 Δέλτα- Σίγμα Διαμόρφωση ( Delta-Sigma Modulation)

Σε αυτό το είδος διαμόρφωσης, το σήμα εξόδου αφαιρείται από ένα σήμα αναφοράς για να σχηματίσει ένα σήμα σφάλματος. Αυτό το σήμα σφάλματος ολοκληρώνεται και όταν το ολοκλήρωμα του σφάλματος ξεπεράσει τα όρια, η έξοδος αλλάζει κατάσταση.



Εικόνα 49- Διαμόρφωση Delta-Sigma για PWM έλεγχο

### 5.3.7 SVM ( Space Vector Modulation)

Αποτελεί έναν αλγόριθμο ελέγχου για παραγωγή πολυφασικού AC, στον οποίο το σήμα αναφοράς δειγματοληπτείται συνεχώς. Μετά από κάθε δείγμα, μη μηδενικά διανύσματα μεταβολής δίπλα στα διανύσματα αναφοράς και ένα ή δύο από τα μηδενικά διανύσματα μεταβολής, επιλέγονται για τον κατάλληλο περιορισμό της περιόδου δειγματοληψίας, για την σύνθεση του σήματος αναφοράς ως μέσης τιμές των χρησιμοποιούμενων διανυσμάτων.

## 5.4 Τεχνικές βασισμένες σε PWM στρατηγικές

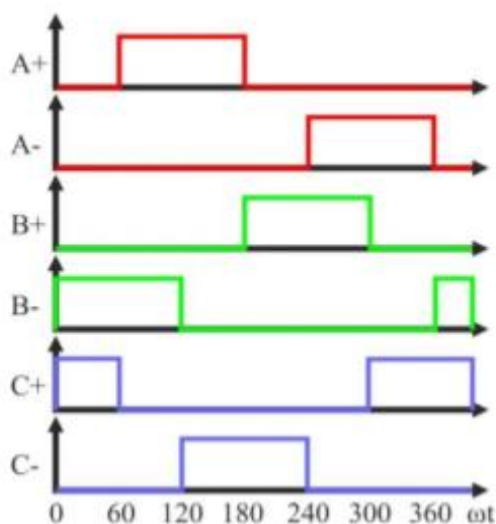
### 5.4.1 Γενικά

Υπάρχουν αρκετές μέθοδοι με χρήση PWM στρατηγικών που χρησιμοποιούνται για την οδήγηση ενός BLDC κινητήρα, αλλά οι πιο γνωστές είναι η κλασσική τεχνική των 120°, η εξάλειψη του τεχνητού ουδέτερου σημείου (virtual neutral point), τεχνικές για υψηλή και χαμηλή ταχύτητα κινητήρα, μέθοδοι για μικρή κατανάλωση ισχύος από το μοτέρ και ευθύς έλεγχος του ρεύματος. Όλες αυτές οι τεχνικές θα εξηγηθούν παρακάτω μία προς μία.

### 5.4.2 Κλασσική Τεχνική των 120°

Έχουμε ήδη εξηγήσει την ύπαρξη ενός τριφασικού αντιστροφέα για την οδήγηση ενός BLDC κινητήρα. Μπορεί να ελεγχθεί από μια PWM τεχνική, ώστε να γίνουν σωστές μεταγωγές και δύο από τις τρεις φάσεις του κινητήρα να είναι ενεργές και μία να είναι ανενεργή (floating state). Επιπλέον η σειρά μεταγωγής διατηρείται σε ορθή σειρά,

καθώς ο αντιστροφείας παράγει τις μεταγωγές (commutations) για τον έλεγχο του κινητήρα, με στόχο να δημιουργηθεί περιστρεφόμενη ροή στον στάτορα. Η παρακάτω εικόνα δείχνει τις PWM κυματομορφές γι' αυτή την τεχνική, η οποία έχει χαμηλές απώλειες μεταβολής της κατάστασης (switching losses) στην πλευρά του inverter με αντάλλαγμα τον μεγάλο αριθμό αρμονικών. Όλα αυτά σε συνδυασμό με την αύξηση των απωλειών στην πλευρά του μοτέρ.



Εικόνα 50- PWM κυματομορφές για την τεχνική των 120°

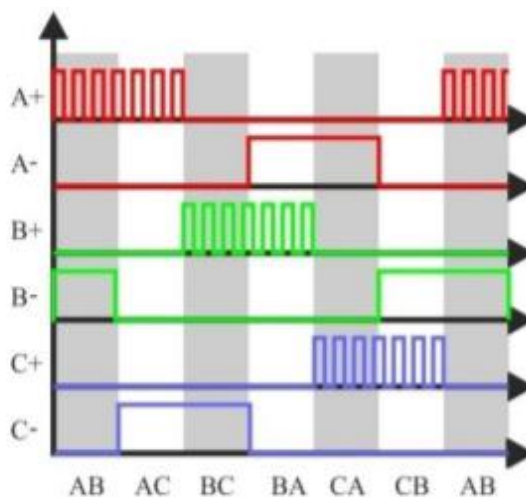
#### 5.4.3 Τεχνική εξάλειψης του τεχνητού ουδέτερου σημείου (virtual neutral point)

Όπως έχουμε εξηγήσει παραπάνω, σε μια συνηθισμένη λειτουργία ενός BLDC κινητήρα οι 2 φάσεις άγουν ρεύμα και η τρίτη φάση παράγει την τάση BEMF. Για να μετρήσουμε την τάση BEMF σε μία φάση, η προηγούμενη τεχνική που αναφέραμε προϋποθέτει την μέτρηση κάθε φάσης και του ουδέτερου σημείου του μοτέρ. Τα σημεία διέλευσης από το μηδέν (ZCP), μπορούν να ληφθούν συγκρίνοντας την τάση BEMF, με την τάση του ουδέτερου σημείου. Στις περισσότερες περιπτώσεις αυτό το σημείο του μοτέρ δεν είναι διαθέσιμο και συνήθως δημιουργείται τεχνητά ένα ουδέτερο σημείο, το οποίο θεωρητικά έχει το ίδιο δυναμικό με το τεχνητό ουδέτερο σημείο του κινητήρα.

Το παραπάνω σχήμα PWM παλμών για την πρώτη τεχνική είναι ιδιαίτερα απλό και ρυθμίζει την ταχύτητα του μοτέρ ή την ροπή/ρεύμα και το virtual neutral point παρουσιάζει διακυμάνσεις, ανάλογα με την συχνότητα PWM. Ως αποτέλεσμα υπάρχει υψηλός θόρυβος και υψηλή τιμή κοινής τάσης (common-mode voltage) και χρησιμοποιούμε χαμηλοπερατά φίλτρα (low-pass filters) και διαίρετες τάσης για να μειώσουμε αυτές τις τιμές.

Για την χρήση αυτής της τεχνικής εξάλειψης του τεχνητού ουδέτερου σημείου όταν μετράμε την τάση BEMF, χρειάζεται ένα φιλτράρισμα και τα ZCP της τάσης BEMF

της ανενεργής φάσης, μπορούν να ληφθούν απευθείας από την τερματική τάση του μοτέρ ως προς την γείωση, επιλέγοντας το PWM και την στρατηγική αίσθησης (sensing strategy). Η τάση του ουδέτερου σημείου θα είναι συνάρτηση της τάσης BEMF κάθε φάσης και δεν επηρεάζεται από εξωτερικές τάσεις. Επιπρόσθετα, σε αυτή την μέθοδο, το PWM εφαρμόζεται στους πάνω διακόπτες (high side switches) του αντιστροφέα και το PWM σήμα ανιχνεύεται σύγχρονα με τον χρόνο που είναι off το σήμα PWM. Οι χαμηλοί διακόπτες (low side switches) χρησιμοποιούνται μόνο για την μεταγωγή των φάσεων του μοτέρ. Άρα, η πραγματική τάση BEMF μπορεί να ανιχνευθεί όταν το PWM είναι off, επειδή η τερματική τάση του μοτέρ είναι ευθύς ανάλογη με την φασική τάση BEMF. Παρακάτω φαίνεται η εικόνα, στην οποία εφαρμόζεται PWM μόνο στους high side διακόπτες.



Εικόνα 51- Παραγωγή PWM μόνο για τους high side διακόπτες

Κατά την διάρκεια που το PWM είναι off, η τερματική τάση της ανενεργής φάσης είναι ευθύς ανάλογη με την τάση BEMF, χωρίς να υπάρχει ιδιαίτερος θόρυβος, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εξίσωση. Η τερματική τάση μετριέται ως προς το ground και όχι προς το virtual neutral point και η τάση του virtual neutral point, δεν χρειάζεται για να εντοπίσουμε τα ZCP της τάσης BEMF. Έχουμε:

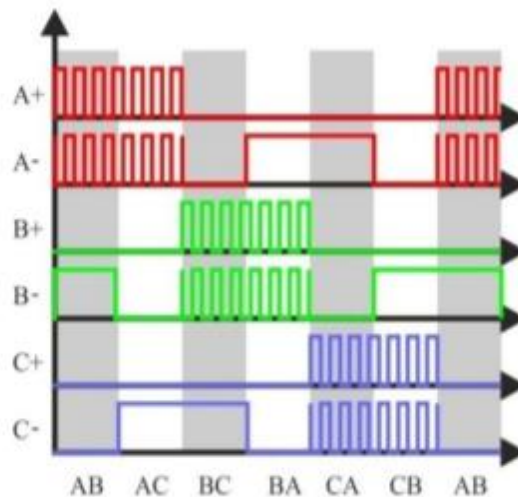
$$V_N = \frac{e_c}{2} \rightarrow V_C = e_c + V_N = \frac{3}{2} e_c \quad (5.8)$$

Το σήμα που προκύπτει, δεν εξασθενεί ούτε φιλτράρεται και έχει καλό λόγο σήματος προς τον θόρυβο, πετυχαίνοντας έτσι και μεγαλύτερο εύρος ταχυτήτων, το οποίο είναι σημαντικό σε εφαρμογές υψηλής ταχύτητας. Αυτή η μέθοδος έχει υψηλή ευαισθησία και μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε σε υψηλής είτε σε χαμηλής τάσης συστήματα.

#### 5.4.4 Τεχνική για εφαρμογές χαμηλής ταχύτητας ή χαμηλής τάσης

Για χαμηλής τάσης εφαρμογές, η πτώση τάσης κατά μήκος των τρανζίστορ επηρεάζει την επίδοση. Όταν η ταχύτητα του μοτέρ παίρνει χαμηλές τιμές, ο εντοπισμός των ZCP δεν είναι εφικτός. Ακόμα, αν η ταχύτητα μειωθεί κ' άλλο, όπως έχουμε εξηγήσει, η τάση BEMF δεν μπορεί να ανιχνευθεί.

Υπάρχουν ουσιαστικά 2 μέθοδοι διόρθωσης της τάσης μεταβολής (offset voltage), της τάσης BEMF. Η μία είναι να χρησιμοποιήσουμε συμπληρωματικό (complementary) PWM, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα, το οποίο μειώνει και τις απώλειες αγωγής (conduction losses). Η άλλη μέθοδος είναι η εξάλειψη της επίδρασης της πτώσης τάσης διόδου, για να προστεθεί σταθερή τάση, για να αντισταθμίσει την επίδραση της διόδου και τάση κατωφλίου (threshold voltage), για την αποφυγή ασυμμετρίας στην διασπορά των ZCP. Επίσης για να εξαιρεθεί η μη μηδενική πτώση τάσης, ένα συμπληρωματικό σήμα PWM μπορεί να χρησιμοποιηθεί, το οποίο θα μειώσει τις απώλειες ισχύος.



Εικόνα 52- Συμπληρωματικό (complementary) PWM

Υποθέτουμε για την συνέχεια ότι οι φάσεις A και B του κινητήρα άγουν ρεύμα και η φάση C είναι ανενεργή. Η τερματική τάση  $V_C$  γίνεται αισθητή, όταν ο πάνω διακόπτης της τοπολογίας half-bridge του inverter είναι απενεργοποιημένος και το ρεύμα ρέει μέσω της διόδου διέλευσης D. Κατά την διάρκεια αυτής της περιόδου διέλευσης, η τερματική τάση  $V_C$  εντοπίζεται ως BEMF σήμα της φάσης C. Η τερματική τάση  $V_C$  δίνεται στην παρακάτω εξίσωση, θεωρώντας ότι έχουμε ένα MOSFET χαμηλής τάσης, του οποίου η αντίσταση  $R_{DS(ON)}$  είναι πολύ χαμηλή και η τάση  $V_{DS}$  μπορεί να αγνοηθεί.

$$V_N = \frac{V_{DS} - V_D}{2} + \frac{e_C}{2} \rightarrow V_C = e_C + V_N = \frac{3}{2}e_C - \frac{V_D}{2} \quad (5.9)$$

Έτσι, η πτώση τάσης στην διόδο, θα πολώσει την τερματική τάση της φάσης C. Όταν η τάση BEMF  $e_C$ , είναι υψηλή αρκετά σε υψηλές ταχύτητες, η επίδραση του δεύτερου



όρου της παραπάνω εξίσωσης είναι αμελητέα. Παρ' όλα αυτά, σε χαμηλές ταχύτητες, κυρίως κατά την εκκίνηση, η τάση BEMF είναι πολύ μικρή και ο δεύτερος όρος της εξίσωσης παίζει σημαντικό ρόλο. Αυτό το offset τάσης, μπορεί να προκαλέσει ανόμοια κατανομή των σημείων διέλευσης από το μηδέν της τάσης BEMF, το οποίο προκαλεί μη επιθυμητή μεταγωγή φάσεων και θα επηρεάσει την επίδοση του ολικού συστήματος οδήγησης του κινητήρα BLDC. Επίσης, επειδή το σήμα BEMF είναι ασθενές σε χαμηλές ταχύτητες, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας ενισχυτής, ο οποίος θα προηγείται του κυκλώματος οδήγησης και θα έχει ως ρόλο τον υπολογισμό του offset και την ενίσχυση του σήματος BEMF, κοντά στα σημεία διέλευσης από το μηδέν.

#### *5.4.5 Τεχνική για εφαρμογές υψηλής ταχύτητας ή τάσης*

Μία από τις τεχνικές που περιεγράφηκαν παραπάνω, λήψης των σημάτων BEMF, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί με έναν μικροϋπολογιστή. Οι τρεις τερματικές τάσεις των φάσεων, θα κατέληγαν στον μικροϋπολογιστή μέσω αντιστάσεων, οι οποίες μειώνουν το ρεύμα που τις διαρρέει. Στις περιπτώσεις, όπου το duty cycle του σήματος BEMF είναι μεγάλο, συμβαίνουν λανθασμένοι εντοπισμοί των ZCP. Αυτό το πρόβλημα δημιουργείται, από την υψηλή σταθερά χρόνου των αντιστάσεων περιορισμού του ρεύματος. Επιπλέον, υπάρχει μια παρασιτική χωρητικότητα μέσα στον μικροϋπολογιστή. Από την στιγμή που η εξωτερική αντίσταση είναι ιδιαίτερα υψηλή, παρόλο που η χωρητικότητα είναι χαμηλή, η επίδραση της RC σταθεράς χρόνου θα γίνει αισθητή και η μετάβαση από υψηλό σε χαμηλό δυναμικό (falling edge) της τάσης  $V_C$  θα είναι μεγάλη.

Αφού η τάση BEMF δειγματοληπτείται στο τέλος του off time του σήματος PWM, αν το duty cycle του PWM είναι υψηλό, τόσο ώστε το off time να είναι μικρότερο από τον χρόνο μετάβασης από υψηλό σε χαμηλό δυναμικό, το αποτέλεσμα δειγματοληψίας δεν είναι σωστό, επειδή το χρονικό διάστημα αποφόρτισης (discharging period) δεν έχει ακόμα ολοκληρωθεί. Για την μείωση αυτού του χρονικού διαστήματος, πρέπει να μειωθεί η χρονική σταθερά RC. Μια πιθανότητα είναι η χρήση μικρότερης αντίστασης, σε παραλληλία με την αντίσταση της χρονικής σταθεράς και η χρήση μιας διόδου για να εμποδίζει το ρεύμα φόρτισης να περάσει από την παράλληλη αντίσταση.

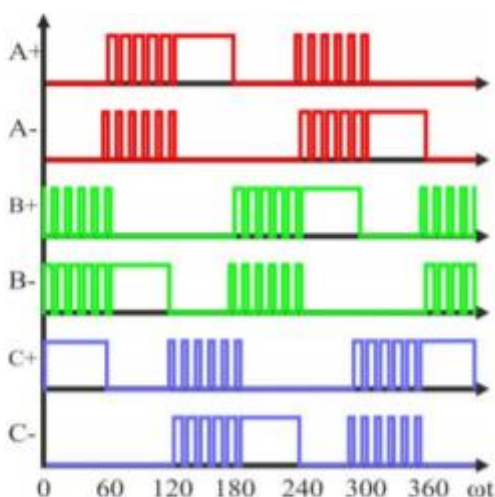
Αφού η τάση BEMF καταλήγει στον μικροϋπολογιστή, μέσω μια αντίστασης περιορισμού ρεύματος, για υψηλής τάσης εφαρμογές, αυτή η αντίσταση είναι μεγάλη. Η αντίσταση με την παρασιτική χωρητικότητα στο κύκλωμα, θα προκαλέσει μεγάλη καθυστέρηση και λάθος εντοπισμό της BEMF. Χρησιμοποιώντας τις βελτιώσεις που αναφέραμε πριν, αυτό το σύστημα μπορεί να χρησιμοποιηθεί επιτυχώς για 300V/30000 rpm εφαρμογές υψηλής ταχύτητας, όπως η οδήγηση ενός drone.

#### *5.4.6 Τεχνική για εφαρμογές χαμηλής κατανάλωσης*

Σύμφωνα με όσα έχουμε αναφέρει, οι απώλειες μεταγωγής (switching losses) στον inverter είναι μικρές, με κόστος το υψηλό περιεχόμενο των αρμονικών, το οποίο έχει

ως αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών στο μοτέρ. Για εφαρμογές χαμηλής κατανάλωσης οδήγησης των BLDC, όπως ο ανεμιστήρας, εξαιτίας της χρήσης μπαταρίας και του περιορισμένου περιθωρίου για διασπορά θερμότητας (heat dissipation), η μείωση της κατανάλωσης ισχύος γίνεται βασική ανησυχία σε αυτή την τεχνική PWM.

Η πάνω μεριά του inverter (high side) κόβεται στο 1/6 της βασικής περιόδου και ο λόγος του duty cycle, διαιρείται από την ταχύτητα αναφοράς ή το σφάλμα ταχύτητας. Παρόμοιο σήμα ελέγχου εφαρμόζεται και στην κάτω πλευρά του inverter (low side), με διαφορά φάσης 180°. Αυτά τα σήματα ελέγχου εφαρμόζονται στις άλλες φάσεις με διαφορά φάσης 120°. Υπό αυτές τις συνθήκες, στην εικόνα 21 που βρίσκεται πιο πάνω στην εργασία, το ρεύμα ρέει μέσω της διόδου  $D_{A-}$  και αυτό προκαλεί μεγάλες απώλειες αγωγής. Αυτή η σημαντική απώλεια θερμότητας μειώνεται σε αυτή την τεχνική. Τα high side τρανζίστορ ανοιχτοκυκλώνουν σε μια περίοδο και τροφοδοτούνται με την θετική DC τάση γραμμής στην αμέσως επόμενη περίοδο, το οποίο φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα. Όσο τα high side τρανζίστορ είναι αποκομμένα από το κύκλωμα, τα αντίστοιχα low side τρανζίστορ σκανδαλίζονται (triggered) από το αντίστροφο σήμα ελέγχου της μεταγωγής του inverter.

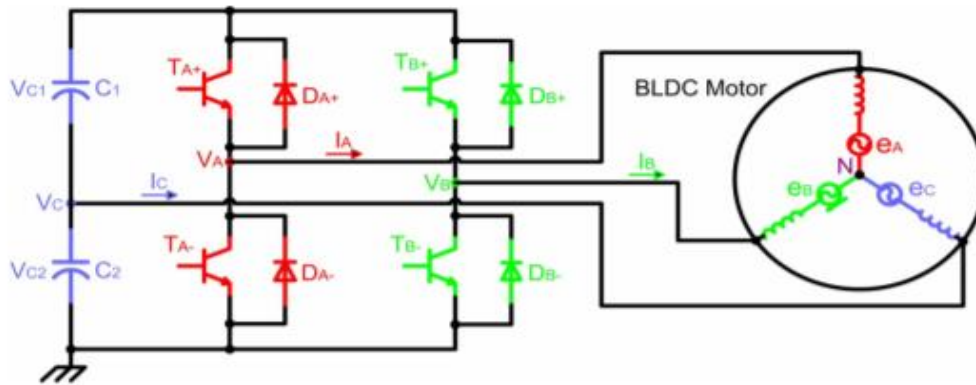


Εικόνα 53- PWM σήμα για εφαρμογές χαμηλής κατανάλωσης ισχύος

Η πτώση τάσης που δημιουργείται λόγω της αντίστασης ενεργοποίησης των τρανζίστορ ( $R_{DS(ON)}$ ) και το ρεύμα φορτίου, μειώνονται αισθητά συγκριτικά με την ορθή πτώση τάσης της διόδου. Έτσι η κατανάλωση ισχύος και οι απώλειες θερμότητας μπορούν να μειωθούν αισθητά. Μια πρακτική εφαρμογή αυτής της τεχνικής είναι στις λεγόμενες DVD spindle συσκευές, που χρησιμοποιούν FPGAs.

#### 5.4.7 Τεχνική ευθέος ελέγχου ρεύματος με PWM ( έλεγχος ρεύματος υστέρησης)

Είναι δυνατόν, να χρησιμοποιήσουμε έναν μειωμένο αντιστροφέα (inverter), για την οδήγηση ενός BLDC κινητήρα με αναπτυγμένες τεχνικές ελέγχου. Σε αυτή την περίπτωση ο inverter έχει 4 διακόπτες αντί για 6 , όπως φαίνεται παρακάτω.



Εικόνα 54- Αντιστροφέας με 4 διακόπτες (τρανζίστορ)

Αυτό το νέο κύκλωμα οδήγησης αποτελείται από 2 πόδια μεταβολής κατάστασης (switch legs) και από το λεγόμενο capacitor bank (τράπεζα πυκνωτών) , έτσι οι 2 φάσεις ενώνονται στα 2 switch legs και η άλλη φάση στο σημείο ένωσης των 2 πυκνωτών. Με αυτή την τεχνική, οι περιορισμένες τάσεις κάνουν δύσκολο το έργο λήψης σημάτων αγωγής, με διαφορά φάσης 120°. Αυτό είναι το γνωστό πρόβλημα ασυμμετρικής τάσης PWM (asymmetric voltage PWM), το οποίο έχει ως αποτέλεσμα την μετατόπιση του σήματος PWM κατά 60°, για την παραγωγή τριφασικών ισορροπημένων σημάτων ρεύματος. Ακόμα η κλασική μορφή σημάτων PWM, την οποία περιγράψαμε προηγουμένως, δεν μπορεί να εφαρμοστεί σε αυτή την τεχνική.

Η τεχνική αυτή βασίζεται στον έλεγχο ρευμάτων με PWM, σε αντίθεση με τεχνικές ελέγχου της τάσης με PWM, το οποίο εξασφαλίζει ισχυρή ταχύτητα και ροπή και είναι εύκολη να υλοποιηθεί τόσο ως προς το hardware, όσο και ως προς το software. Έτσι αυτή η τεχνική θα μπορούσε να είναι μια καλή επιλογή συγκριτικά με την κλασική μέθοδο PWM, την οποία περιγράψαμε παραπάνω, με στόχο το χαμηλό κόστος και την υψηλή επίδοση του συστήματος οδήγησης του BLDC μοτέρ.

Στην μέθοδο αυτή ελέγχου ενός τριφασικού κινητήρα BLDC, χρησιμοποιώντας 4 διακόπτες στο σύστημα οδήγησης, τα ρεύματα φάσης ικανοποιούν συνεχώς την παρακάτω εξίσωση:

$$I_C = -(I_A + I_B) \quad (5.10)$$

Αυτό σημαίνει ότι ο έλεγχος των ρευμάτων των 2 φάσεων του μοτέρ, εξασφαλίζει την παραγωγή ρευμάτων αγωγής για τις 3 φάσεις, με διαφορά φάσης  $120^\circ$ . Για να ολοκληρωθεί η τεχνική, τα δύο ρεύματα φάσης ελέγχονται απευθείας, χρησιμοποιώντας την μέθοδο ελέγχου του ρεύματος μέσω της υστέρησης ( hysteresis current control) με 4 διακόπτες.

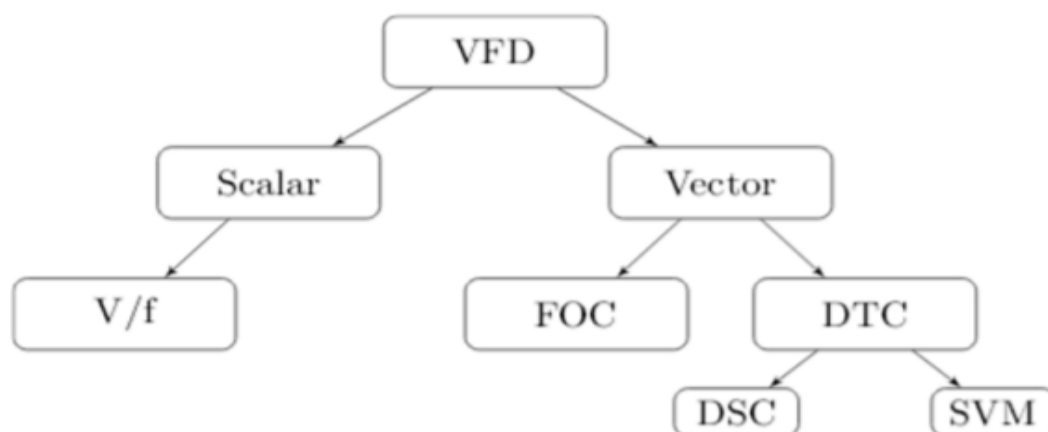
#### *5.4.8 Μέθοδος εκτίμησης βασισμένης σε διακοπτική συχνότητα*

Κλείνουμε την συγκεκριμένη ενότητα, με μια μέθοδο, η οποία χρησιμοποιεί την επίδραση της μεταγωγής PWM ως σήμα έκχυσης. Σε στάση ο inverter, δεν βρίσκεται σε κατάσταση μεταγωγής, με συνέπεια να μην υπάρχει σήμα που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για sensorless εκκίνηση του κινητήρα. Ακόμα το φάσμα συχνοτήτων της έκχυσης PWM είναι ιδιαίτερα πολύπλοκο, με μεγάλο αριθμό αρμονικών και υπο-αρμονικών. Αυτό καθιστά δύσκολη την απομόνωση των ζητούμενων συνιστωσών από τις άλλες αρμονικές, οι οποίες ουσιαστικά αποτελούν θόρυβο.

## 6. Στρατηγικές ελέγχου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη

### 6.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζουμε συνοπτικά, τις τεχνικές ελέγχου κινητήρων μόνιμων μαγνητών, όπως είναι και οι BLDC κινητήρες. Οι τεχνικές ελέγχου μπορούν να χωριστούν σε 2 βασικές κατηγορίες: στον βαθμωτό έλεγχο (scalar control) και στον διανυσματικό έλεγχο (vector control). Ο βαθμωτός έλεγχος, βασίζεται στις σχέσεις που ισχύουν στην μόνιμη κατάσταση και στην περίπτωση αυτού του ελέγχου, εξετάζουμε το πλάτος και την συχνότητα των ελεγχόμενων μεταβλητών, ενώ στην περίπτωση του διανυσματικού ελέγχου, το πλάτος και την θέση του ελεγχόμενου διανυσματικού χώρου.



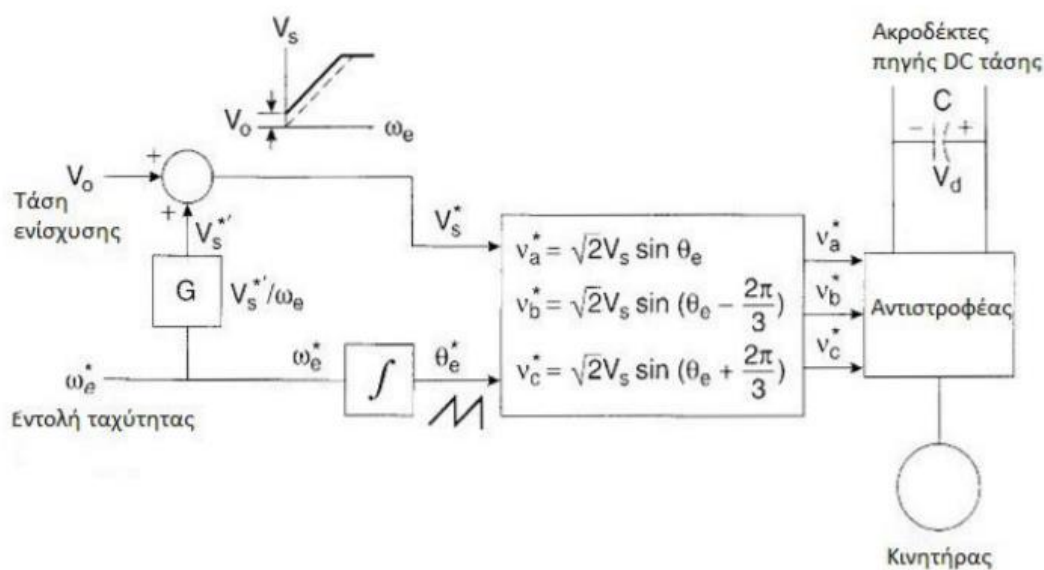
Εικόνα 55- Κατηγορίες στρατηγικών ελέγχου

### 6.2 Scalar Control

Βασική αρχή του βαθμωτού ελέγχου, είναι η διατήρηση του λόγου τάσης/συχνότητας (V/Hz), σταθερού. Κατά την διάρκεια ελέγχου του κινητήρα, σε αυτή την περίπτωση, ελέγχεται μόνο το πλάτος και η συχνότητα της τάσης εισόδου. Διατηρώντας τον λόγο τάσης/συχνότητας σταθερό, μπορούμε να εξασφαλίσουμε σταθερή μαγνητική ροή ( $\psi_s$ ), στο εσωτερικό του κινητήρα, για να επιτυγχάνεται μέγιστη ηλεκτρομαγνητική ροπή.

### 6.3 V/f Control

Αυτή η τεχνική ελέγχου θεωρείται η πιο εύκολη, συγκριτικά με τις υπόλοιπες. Βασική αρχή, αυτής της στρατηγικής ελέγχου, είναι η διατήρηση σταθερής της ροής στον στάτη του κινητήρα, ελέγχοντας το πλάτος της τάσης ελέγχου, που ασκείται στον στάτη και την συχνότητα των ρευμάτων της, ώστε να διατηρείται ο λόγος αυτός σταθερός. Αυτό σημαίνει, ότι τόσο η τάση της μηχανής, όσο και η συχνότητα των ρευμάτων της, μπορούν να ελέγχουν τόσο την ροή, όσο και την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Ο έλεγχος αυτός γίνεται μέσω ανοιχτού βρόγχου. Αυτό κάνει την μέθοδο αυτή, απλή στην υλοποίηση με μικρές απαιτήσεις σε υπολογιστή ισχύ, αλλά δημιουργούνται και κάποια μειονεκτήματα λόγω αυτής της απλότητας. Αυτά είναι, η αστάθεια του συστήματος οδήγησης, μόλις υπερβεί κάποια συχνότητα και η χαμηλή δυναμική απόκριση του συστήματος, λόγω έλλειψης ανατροφοδότησης (feedback). Στο παρακάτω διάγραμμα φαίνεται η μεθοδολογία ελέγχου ταχύτητας V/f (λειτουργία ανοιχτού βρόγχου).



Εικόνα 56- Διάγραμμα της τεχνικής ελέγχου V/f

Στο παραπάνω σχήμα, η εντολή του πλάτους της φασικής τάσης  $V_s^*$ , παράγεται από την εντολή ελέγχου συχνότητας (ταχύτητας), μέσω του παράγοντα κέρδους  $G$ . Στις χαμηλές ταχύτητες, η πτώση τάσης στο τύλιγμα του στάτη είναι αρκετά σημαντική, με αποτέλεσμα να μειώνεται ιδιαίτερα η παραγόμενη ροή. Για την αποφυγή του φαινομένου αυτού και την διατήρηση της ροής σε τιμές κοντά στην ονομαστική της, σε πολύ χαμηλές στροφές, προστίθεται μια τάση ενίσχυσης  $V_0$  (boost voltage) στην εντολή πλάτους της φασικής τάσης αναφοράς. Η επίδραση της τάσης ενίσχυσης, γίνεται αμελητέα στις υψηλές συχνότητες. Τέλος, το σήμα  $\omega_e^*$ , ολοκληρώνεται, παράγοντας το σήμα γωνίας  $\theta_e^*$  και οι αντίστοιχες ημιτονοειδείς φασικές τάσεις

αναφοράς  $v_a^*, v_b^*, v_c^*$ , παράγονται από τις σχέσεις που φαίνονται στην εικόνα 56. Τονίζεται, ότι ο PWM ελεγκτής είναι ενσωματωμένος στο μπλοκ του αντιστροφέα.

## 6.4 Διανυσματικός Έλεγχος

Το πρόβλημα που αντιμετωπίζουμε με τον βαθμωτό έλεγχο, είναι ότι η ροή του κινητήρα και η ροπή γενικά, είναι συζευγμένα μεγέθη. Αυτή η σύζευξη επηρεάζει την απόκριση και κάνει το σύστημα επιρρεπές σε αστάθεια. Στον διανυσματικό έλεγχο, όχι μόνο το πλάτος της ροής του στάτη και του δρομέα λαμβάνονται υπόψιν, 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 σύγκριση με τον βαθμωτό έλεγχο. Υπάρχουν 2 βασικές κατηγορίες διανυσματικού ελέγχου, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου και ο άμεσος έλεγχος ροπής.

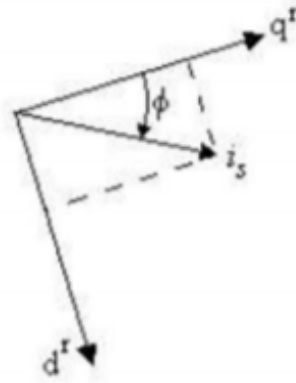
## 6.5 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field-Oriented Control, FOC)

Αυτή η μορφή ελέγχου προτάθηκε την δεκαετία του '70 από τους Hasse και Blaschke και βασίζεται στην αναλογία του κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, με τον κινητήρα DC, όπου η μετάβαση (commutation) του ρεύματος γίνεται με μηχανικό τρόπο. Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου συνήθως αναφέρεται σε ελεγκτές με γωνία  $90^\circ$  (ηλεκτρικές μοίρες), μεταξύ των συνιστωσών του δρομέα και του στάτη. Τα συστήματα που απομακρύνονται από τον προσανατολισμό των  $90^\circ$ , αναφέρονται ως έλεγχος γωνίας πεδίου ή έλεγχος γωνίας.

Στον κινητήρα DC η ροή πεδίου (ροή στάτη) και η ροή του δρομέα κρατούνται σε ορθογώνια διάταξη, μηχανικά, από τον εναλλάκτη. Όταν τα πεδία είναι ορθογώνια, 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 οπλισμού. Σε έναν AC κινητήρα, η ροή πεδίου που είναι στον δρομέα περιστρέφεται αλλά στην περίπτωση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, ο ελεγκτής περιστρέφει την ροή του οπλισμού του στάτη, ώστε η ροή του οπλισμού και η ροή του πεδίου να διατηρούνται ορθογώνιες και ο AC κινητήρας να συμπεριφέρεται ως DC κινητήρας.

Στους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος, το ρεύμα του στάτη, δύναται να επηρεάσει τόσο το πεδίο, όσο και την αναπτυσσόμενη ροπή. Η απόζευξη των δύο, μπορεί να γίνει μέσω της ανάλυσης του στιγμιαίου διανύσματος  $i_s$ , σε δύο συνιστώσες, αυτή του ρεύματος πεδίου  $i_d^r$  και αυτή του ρεύματος, που σχετίζεται με την ροπή  $i_q^r$ , σε κατάλληλες d-q συντεταγμένες, προσανατολισμένες στο πεδίο του δρομέα, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.





Εικόνα 57- Μετασχηματισμός  $i_s$  σε d-q συντεταγμένες

Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα που αναπτύχθηκε στην παράγραφο 2.5, αποκτά μεγάλο βαθμό πολυπλοκότητας, όταν αναφερόμαστε σε ένα κινούμενο σύστημα, που οι αυτεπαγωγές των φάσεων του στάτη, καθώς και οι αμοιβαίες επαγωγές, μεταβάλλονται μεταξύ τους συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$  του δρομέα. Συνεπώς, για την ανάλυση του συστήματος οδήγησης ρυθμιζόμενης ταχύτητας, θα πρέπει να αναπτυχθεί ένα μοντέλο που να μην περιλαμβάνει τις χρονομεταβλητές επαγωγές που είδαμε στην παράγραφο 2.5, λόγω ύπαρξης ηλεκτρικού κυκλώματος σε σχετική κίνηση και λόγω ηλεκτρικών κυκλωμάτων, με μεταβλητές μαγνητικές αντιδράσεις. Γι' αυτό τον λόγο λοιπόν, γίνεται χρήση των d-q συντεταγμένων προσανατολισμένων στο πεδίο του στάτη.

Για να δούμε πως λειτουργεί ένας διανυσματικά ελεγχόμενος κινητήρας, μόνιμων μαγνητών (BLDC), παρατηρούμε ότι τα ρεύματα του δρομέα στο πλαίσιο αναφοράς d-q γράφονται:

$$i_q^r = i_s \cos\varphi, \quad i_d^r = -i_s \sin\varphi \quad (6.1)$$

, όπου  $i_s$  είναι η απόλυτη τιμή του διανύσματος ρεύματος  $i_{qd}$ .

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

$$-L_q \frac{d}{dt} i_q^r = r_s i_q^r + \omega_r L_d i_d^r + \omega_r \lambda_m - v_q^r \quad (6.2)$$

$$-L_d \frac{d}{dt} i_d^r = r_s i_d^r - \omega_r L_q i_q^r - v_d^r \quad (6.3)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} \left( (L_d - L_q) i_q^r i_d^r + \lambda_m i_q^r \right) \quad (6.4)$$

, όπου  $v_q^r$  και  $v_d^r$  θεωρούνται είσοδοι του συστήματος.

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

$$i_q^r = i_s, \quad i_d^r = 0 \quad (6.5)$$

Ακόμα προκύπτει:

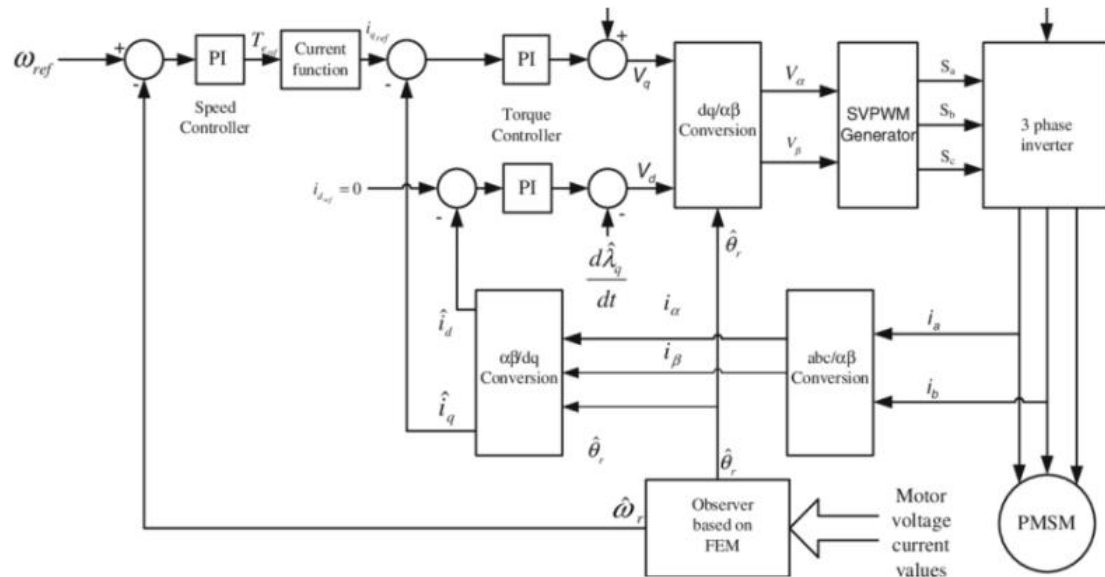


$$-L_q \frac{d}{dt} i_q^r = r_s i_q^r + \omega_r \lambda_m - v_q^r \quad (6.6)$$

$$i_d^r = 0 \rightarrow v_d^r = -\omega_r L_q i_q^r \quad (6.7)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} \lambda_m i_q^r \quad (6.8)$$

Άρα η ροπή είναι ευθέως ανάλογη στο  $i_q^r = i_s$ , το οποίο με την σειρά του ελέγχεται τόσο γρήγορα όσο επιτρέπει η εξίσωση (6.6).



Εικόνα 58- Διάγραμμα FOC ελέγχου

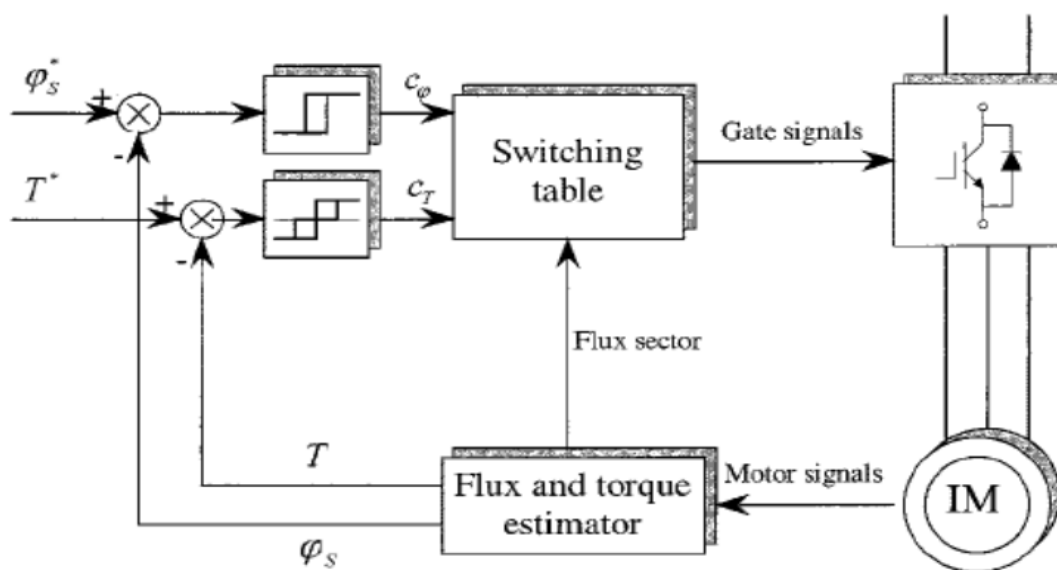
## 6.6 Άμεσος έλεγχος ροπής (DTC)

Ο άμεσος έλεγχος ροπής, μπορεί να θεωρηθεί και ως μια απλοποιημένη έκδοση του ελέγχου FOC, προσανατολισμένη στο πεδίο του στάτη και χωρίς βρόγχους ελέγχου του ρεύματος. Ο συγκεκριμένος έλεγχος βασίζεται στην ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα. Σύμφωνα με αυτή, η ροπή που παράγεται είναι ανάλογη της ροής των μόνιμων μαγνητών, του μέτρου της ροής του στάτη και της μεταξύ τους γωνία. Συνεπώς διατηρώντας το μέτρο της ροής του στάτη σταθερό, η ροπή ελέγχεται άμεσα, μέσω της μεταβολής γωνίας των δύο πεδίων. Αγνοώντας την μεταβολή αντίστασης του στάτη, η μεταβολή ροής του, είναι ανάλογη της τάσης που εφαρμόζεται σε αυτόν. Έτσι η ροπή μπορεί να ελεγχθεί, μεταβάλλοντας πολύ γρήγορα την διεύθυνση της ροής, μέσω του ελέγχου της τάσης, που επιβάλλεται στον κινητήρα. Τα σφάλματα ροής και ροπής συγκρίνονται μέσω συγκριτών υστέρησης.

Τα πλεονεκτήματα του DTC ελέγχου είναι, η χαμηλή πολυπλοκότητα και ότι χρειάζεται η χρήση μόνος μιας παραμέτρου του κινητήρα της αντίστασης του στάτη. Επίσης δεν χρειάζεται διαμόρφωση εύρους παλμών και ένα από τα έξι διανύσματα τάσης (VSI) εφαρμόζεται κατά την διάρκεια ολόκληρης της περιόδου του δείγματος.

Όλοι οι υπολογισμοί γίνονται σε στατικό πλαίσιο αναφοράς, χωρίς την γνώση της θέσης του δρομέα. Ο DTC έλεγχος χρειάζεται μικρή υπολογιστική ισχύ, όταν υλοποιείται ψηφιακά. Το σύστημα παρουσιάζει καλή δυναμική απόκριση, αλλά εμφανίζει χαμηλή επίδοση στην μόνιμη κατάσταση, αφού εμφανίζει υψηλά επίπεδα κυμάτωσης, στο ρεύμα του στάτη, στην ροή 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 μειώνεται στο μισό. Το πρόβλημα είναι ότι, οι διακόπτες ισχύος του αντιστροφέα, εμφανίζουν περιορισμό ως προς την μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας.



Εικόνα 59- Διάγραμμα εφαρμογής απλού DTC ελέγχου

## 6.7 Άμεσος Αυτοέλεγχος (DSC)

Ο άμεσος αυτοέλεγχος είναι παρόμοιος με τον άμεσο έλεγχο ροπής. Μπορεί να χαρακτηριστεί ως ειδική περίπτωση του DTC ελέγχου. Μερικά βασικά χαρακτηριστικά του DSC ελέγχου είναι:

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

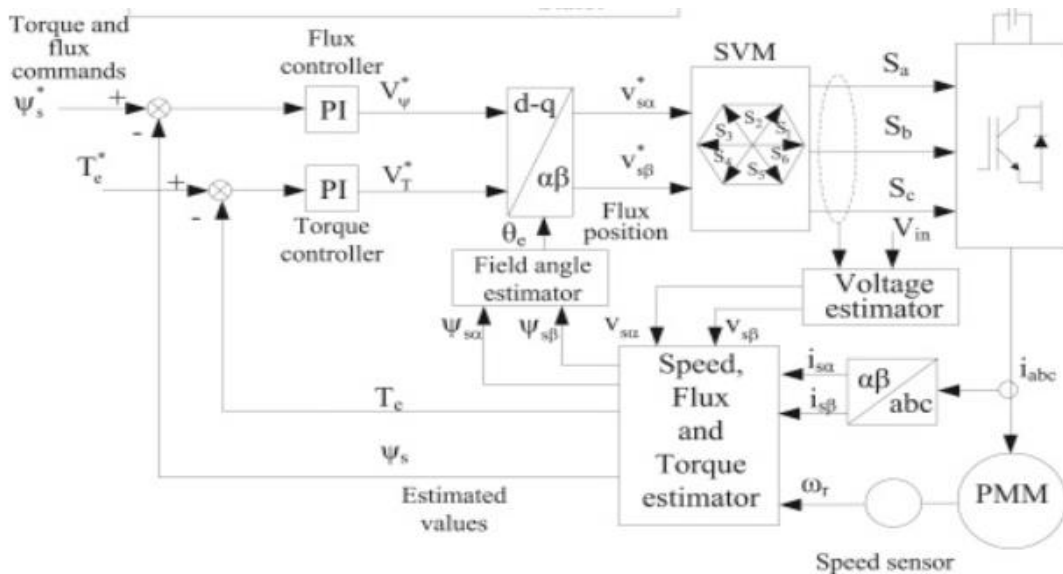
Η χαμηλή διακοπτική συχνότητα και ο γρήγορος έλεγχος ροπής, σε όλο το εύρος λειτουργίας, κάνουν την τεχνική DSC προτιμητέα έναντι της DTC, σε συστήματα υψηλής ισχύος.

## 6.8 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 διανύσματα της δειγματοληψίας, γεγονός που δημιουργεί σχετικά υψηλά επίπεδα κυμάτωσης στο ρεύμα στάτη, στην ροή σύνδεσης και στην ροπή.

Γι' αυτό τον λόγο γίνεται χρήση της τεχνικής ελέγχου, διαμόρφωσης διανύσματος χώρου. Η SVM είναι μια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών, ικανή να συνθέσει κάθε διάνυσμα τάσης που βρίσκεται στο εσωτερικό του εξάγωνα, που καλύπτεται από τα 6 διανύσματα τάσης VSI.

Στην τεχνική DTC-SVM, οι συγκριτές υστέρησης, αντικαθιστούνται από έναν εκτιμητή, ο οποίος υπολογίζει το κατάλληλο διάνυσμα τάσης, για να αντισταθμίσει τα σφάλματα ροπής και ροής. Αυτή η μέθοδος έχει αποδειχτεί, ότι παράγει πολύ χαμηλά επίπεδα κυμάτωσης στην ροπή και στην ροή, ενώ παράλληλα εμφανίζει τόσο καλή δυναμική απόκριση, όσο και ο έλεγχος DTC. Το σήμα 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.



Εικόνα 60- Διάγραμμα DTC-SVM ελέγχου

Στην παραπάνω εικόνα, φαίνεται το διάγραμμα άμεσου ελέγχου ροπής με SVM τεχνικές διαμόρφωσης τάσης. Οι εξοδοί των ελεγκτών PI,  $V_{\psi}^*$  και  $V_T^*$ , μεταφράζονται ως τα σήματα αναφοράς, των συνιστωσών τάσης του στάτη και είναι προσανατολισμένες στο πεδίο του στάτη (d-q). Αυτές οι εντολές DC, μετασχηματίζονται στην συνέχεια, σε στατικές συντεταγμένες (αβ) και οι τιμές των εντολών  $V_{sa}^*$  και  $V_{sb}^*$ , αποδίδονται στο δομικό στοιχείο SVM. Στην μορφή ελέγχου

DTC-SVM που περιγράφουμε, η ροπή και το πεδίο ελέγχονται απευθείας, μέσω κλειστών βρόχων και έτσι μια ακριβής εκτίμηση της ροπής και του πεδίου του κινητήρα, είναι απαραίτητη. Ο συγκεκριμένος έλεγχος λειτουργεί με σταθερή διακοπτική συχνότητα. Αυτή η ιδιότητα, αυτής της μορφής ελέγχου, βελτιώνει τις επιδόσεις του συστήματος οδήγησης, μειώνοντας τις ταλαντώσεις ροπής και πεδίου, προσφέροντας αξιόπιστη εκκίνηση και λειτουργία, σε χαμηλές στροφές.

Για λόγους πληρότητας , αναφέρουμε ότι ο άμεσος έλεγχος ροπής, εφαρμόζεται και με τεχνικές SVM διαμόρφωσης πεδίου. Σε αυτή την περίπτωση, διαμορφώνεται το διάνυσμα ροής ( flux vector modulation , FVM).

# ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

## 7. Μικροελεγκτές και ο ATmega 328

### 7.1 Εισαγωγή στους μικροελεγκτές

Πριν ασχοληθούμε με τον μικροελεγκτή ATmega328, τον οποίο χρησιμοποιήσαμε στο κατασκευαστικό μέρος της εργασίας, θα αναφερθούμε σε μερικά βασικά πράγματα για τους μικροελεγκτές. Ο μικροελεγκτής (microcontroller) είναι ένας τύπος επεξεργαστή, ουσιαστικά μια παραλλαγή μικροεπεξεργαστή, ο οποίος μπορεί να λειτουργήσει με ελάχιστα εξωτερικά εξαρτήματα, λόγω των πολλών ενσωματωμένων υποσυστημάτων που διαθέτει. Χρησιμοποιείται ευρύτατα σε όλα τα ενσωματωμένα συστήματα (embedded systems) ελέγχου χαμηλού και μεσαίου κόστους, όπως αυτά που χρησιμοποιούνται σε αυτοματισμούς, ηλεκτρονικά καταναλωτικά προϊόντα (από ψηφιακές μηχανές έως παιχνίδια), ηλεκτρικές συσκευές και κάθε είδους αυτοκινούμενα τροχοφόρα οχήματα.

Τα βασικά πλεονεκτήματα των μικροελεγκτών φαίνονται παρακάτω:

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

Στο θέμα που μας αφορά, δηλαδή στην χρήση μικροελεγκτή για τον έλεγχο κινητήρα έχουμε:

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

Τα συνήθη υποσυστήματα σε έναν μικροεπεξεργαστή είναι η Λογική και Αριθμητική Μονάδα (ALU), στοιχειώδεις καταχωρητές (registers), προσωρινή μνήμη RAM πολύ υψηλής ταχύτητας (cache memory) και, κάποιες φορές, ο ελεγκτής μνήμης (memory controller). Όμως, για τη λειτουργία ενός πλήρους ενσωματωμένου υπολογιστικού συστήματος, απαιτούνται πολλά εξωτερικά υποσυστήματα και περιφερειακά. Τέτοια είναι:

- Κύκλωμα συνδετικής λογικής (glue logic), για τη σύνδεση των εξωτερικών μνημών και άλλων περιφερειακών παράλληλης σύνδεσης, στην αρτηρία δεδομένων (data bus) του επεξεργαστή.
- Μνήμη προγράμματος (τύπου ROM, FLASH, EPROM κλπ), η οποία περιέχει το λογισμικό του συστήματος. Σε κάποια μοντέλα, είναι δυνατό το κλείδωμα αυτής της μνήμης, μετά την εγγραφή της, ώστε να προστατευτεί το περιεχόμενό της από αντιγραφή.
- Μεγάλο μέγεθος μνήμης RAM.
- Μόνιμη μνήμη αποθήκευσης παραμέτρων λειτουργίας (τύπου EEPROM ή NVRAM), η οποία να μπορεί να γράφεται στον πυρήνα του μικροελεγκτή. Αυτή η μνήμη έχει, έναντι της FLASH, το πλεονέκτημα της δυνατότητας διαγραφής και εγγραφής οποιουδήποτε μεμονωμένου byte.
- Κύκλωμα αρχικοποίησης (reset).
- Διαχειριστή αιτήσεων διακοπής (interrupt request controller) από τα περιφερειακά.
- Κύκλωμα επιτήρησης τροφοδοσίας (brown-out detection), το οποίο παρακολουθεί την τροφοδοσία και αρχικοποιεί ολόκληρο το σύστημα, όταν αυτή πέσει κάτω από τα ανεκτά όρια, προλαμβάνοντας έτσι την αλλοίωση των δεδομένων.
- Κύκλωμα επιτήρησης λειτουργίας (watchdog timer) το οποίο αρχικοποιεί το σύστημα, αν αυτό εμφανίσει σημάδια δυσλειτουργίας λόγω κολλήματος (hang).
- Τοπικό ταλαντωτή για την παροχή παλμών χρονισμού (clock).
- Έναν ή περισσότερους χρονιστές-απαριθμητές υψηλής ταχύτητας (hardware timer-counter) για τη δημιουργία καθυστερήσεων, μέτρηση διάρκειας γεγονότων, απαρίθμηση γεγονότων και άλλων λειτουργιών ακριβούς χρονισμού.
- Ρολόι πραγματικού χρόνου (Real Time Clock, RTC) το οποίο τροφοδοτείται από ανεξάρτητη μπαταρία και γι' αυτό πρέπει να έχει πολύ χαμηλή κατανάλωση ρεύματος.
- Σειρά ανεξάρτητων ψηφιακών εισόδων και εξόδων (Parallel Input-Output, PIO).

Γενικά, οι οικογένειες μικροελεγκτών ενσωματώνουν τα περισσότερα από τα παραπάνω περιφερειακά, με διαφοροποιήσεις κυρίως στην ύπαρξη ή μη εσωτερικής μνήμης προγράμματος και στο είδος της. Έτσι, υπάρχουν:

- Μικροελεγκτές χωρίς μνήμη προγράμματος, οι οποίοι χαρακτηρίζονται ως *ROM-less*. Αυτοί παρέχουν πάντοτε μια παράλληλη αρτηρία (bus) δεδομένων, πάνω στην οποία συνδέονται εξωτερικές μνήμες προγράμματος και RAM. Τέτοιοι τύποι μικροελεγκτών προορίζονται για πιο ισχυρά υπολογιστικά συστήματα ελέγχου, με μεγαλύτερες απαιτήσεις μνήμης.
- Μικροελεγκτές με μνήμη ROM, η οποία κατασκευάζεται με το λογισμικό της (Mask ROM) ή γράφεται μόνο μια φορά (One Time Programmable, OTP). Παρέχουν τη δυνατότητα πολύ χαμηλού κόστους, όταν αγοράζονται σε πολύ μεγάλες ποσότητες.
- Μικροελεγκτές με μνήμη FLASH, οι οποίοι μπορούν συνήθως να προγραμματιστούν πολλές φορές. Αυτή είναι η πιο διαδεδομένη κατηγορία. Συχνά ο προγραμματισμός της μνήμης μπορεί να γίνει ακόμη και πάνω στο κύκλωμα της ίδιας της ενσωματωμένης (embedded) εφαρμογής (δυνατότητα In Circuit Programming, ISP). Αυτοί οι μικροελεγκτές, έχουν ουσιαστικά αντικαταστήσει τους παλαιότερους τύπους EPROM, που έσβηναν με υπεριώδη ακτινοβολία (από το ειδικό τζαμάκι).

Σε αυτό το σημείο, θα αναλύσουμε τα βασικότερα χαρακτηριστικά ενός μικροελεγκτή, ο οποίος είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα το οποίο ενσωματώνει πολλές δυνατότητες σε ένα chip. Συνήθως αυτά τα χαρακτηριστικά είναι:

- Κεντρική μονάδα επεξεργασίας, η οποία μπορεί να είναι και ένας μικρός και απλός επεξεργαστής 4-bit έως ένας πολύπλοκος επεξεργαστής 32-bit.
- Ξεχωριστά bits εισόδου και εξόδου, που επιτρέπουν τον έλεγχο ή την ανίχνευση λογικών καταστάσεων από τους ξεχωριστούς ακροδέκτες του ολοκληρωμένου (GPIO).
- Σειριακές εισοδοί/εξοδοί που ονομάζονται σειριακές θύρες (UARTs).
- Άλλα σειριακά πρωτόκολλα, όπως το I2C, Serial Peripheral Interface (SPI) και Controller Area Network, για τη διασύνδεση συστημάτων.
- Μνήμη τύπου volatile memory (RAM) για την αποθήκευση δεδομένων.
- ROM, EPROM, EEPROM ή μνήμη FLASH, για την αποθήκευση προγράμματος και των παραμέτρων λειτουργίας του.
- Γεννήτρια ρολογιού, όπως είναι ένας ταλαντωτής με κρύσταλλο quartz, ένα resonator ή ένα κύκλωμα RC.
- Αναλογικούς σε ψηφιακούς μετατροπείς (ADC).
- Υποστήριξη για προγραμματισμό και αποσφαλμάτωση πάνω στο κύκλωμα.

Τέλος, με την πάροδο του χρόνου και την ανάπτυξη της τεχνολογίας, οι μικροελεγκτές γίνονται όλο και περισσότερο ανταγωνιστικοί. Σήμερα πολλές εταιρείες κατασκευάζουν μικροελεγκτές διαθέσιμους στο εμπόριο (για παράδειγμα Intel, Atmel, Microchip, Texas Instruments, ST, Toshiba, NEC, Maxim, Hitachi, Epson). Κάθε ένας από αυτούς τους μικροελεγκτές, ανάλογα με την εταιρεία κατασκευής του, έχει τα δικά του πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, καθώς και πεδία χρήσης.

Για το κατασκευαστικό μέρος, επιλέξαμε την εταιρεία Atmel και τον επεξεργαστή ATmega328P, ο οποίος σήμερα βρίσκει ευρεία χρήση, κυρίως στην πασίγνωστη πλακέτα Arduino. Ο συγκεκριμένος μικροελεγκτής, παρέχει ακόμα πληθώρα δυνατοτήτων και λειτουργιών και είναι εύκολη η άντληση πληροφοριών γι' αυτόν, όπως και η καλή υποστήριξη, τόσο από την ίδια την εταιρεία, όσο και από ομάδες χρηστών.

Η επιτυχία μιας οικογένειας μικροελεγκτών καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από τη διαθεσιμότητα και την ευχρηστία των σχετικών εργαλείων ανάπτυξης, όπως μεταφραστές από γλώσσες υψηλού επιπέδου σε γλώσσα κατανοητή από τον μικροελεγκτή (assembly), προγραμματιστές της εσωτερικής μνήμης και εργαλεία αποσφαλμάτωσης (debuggers). Στους μικροελεγκτές, τα εργαλεία αυτά δεν αποτελούνται μόνον από λογισμικό, καθώς δεν υπάρχει τυποποιημένος τρόπος επικοινωνίας με αυτούς. Έτσι διατίθενται προγραμματιστές της εσωτερικής μνήμης (συνήθως μέσω θύρας JTAG ή USB) καθώς και έτοιμες πλακέτες (evaluation boards) με ψηφιακές ή και αναλογικές εξόδους. Οι πλακέτες αυτές, έχουν ως κεντρική τους μονάδα τον εκάστοτε μικροελεγκτή, δυνατότητα εύκολου προγραμματισμού και συνήθως συνοδεύονται από λογισμικό ανάπτυξης εφαρμογών με έτοιμα παραδείγματα. Έτσι ο χρήστης μπορεί να δοκιμάσει τις περισσότερες δυνατότητες του μικροελεγκτή, πριν καν σχεδιάσει τη δική του πλακέτα. Στον τομέα των εργαλείων ανάπτυξης,



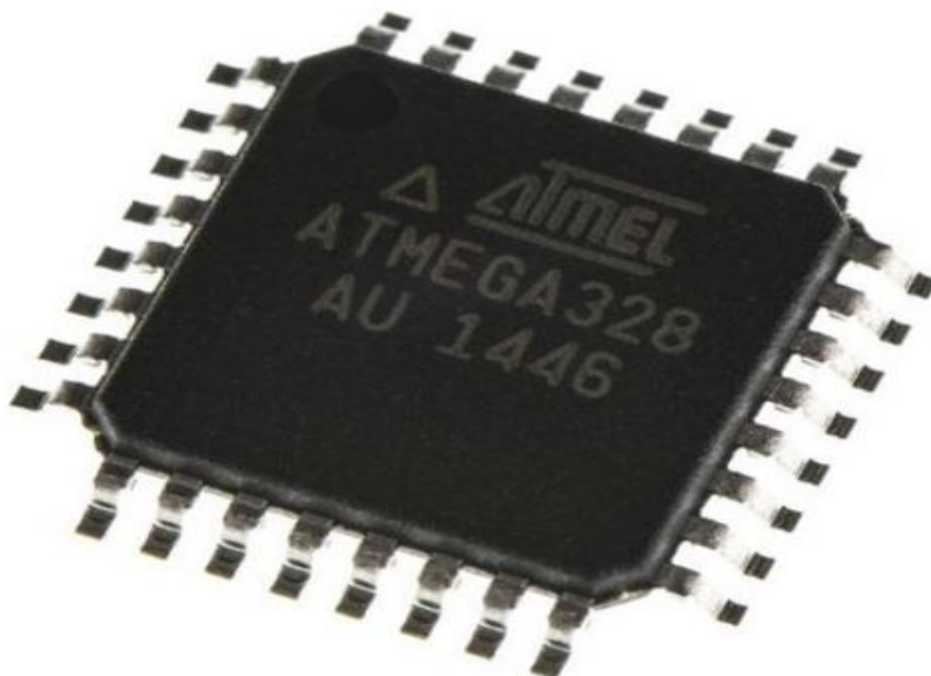
δραστηριοποιούνται όχι μόνο οι ίδιοι οι κατασκευαστές μικροελεγκτών αλλά και εξειδικευμένες εταιρείες.

Η πιο διαδεδομένη γλώσσα προγραμματισμού των μικροελεγκτών είναι η C, η C++ και οι παραλλαγές τους. Σε τμήματα του λογισμικού, όπου απαιτείται ταχύτητα ή μικρό μέγεθος χρησιμοποιούμενης μνήμης, μπορεί να χρησιμοποιείται η Assembly. Όμως οι μεγαλύτερες απαιτήσεις, σε λειτουργικότητα και η ευκολία προγραμματισμού της C έναντι της assembly, σε συνδυασμό με την επάρκεια μνήμης των σύγχρονων μικροελεγκτών, έχουν γενικά εκτοπίσει την Assembly από τις περισσότερες εφαρμογές.

## 7.2 Ο μικροελεγκτής ATmega328

### 7.2.1 Γενικά

Ο μικροελεγκτής ATmega328 βασίζεται στην αρχιτεκτονική RISC. Εκτελώντας ισχυρές εντολές σε έναν απλό κύκλο του ρολογιού, ο ATmega328P επιτυγχάνει διαμεταγωγή, η οποία πλησιάζει το 1 MIPS ανά MHz, επιτρέποντας έτσι στο σχεδιαστή του συστήματος, να βελτιστοποιήσει την κατανάλωση ενέργειας σε σχέση με την ταχύτητα επεξεργασίας.



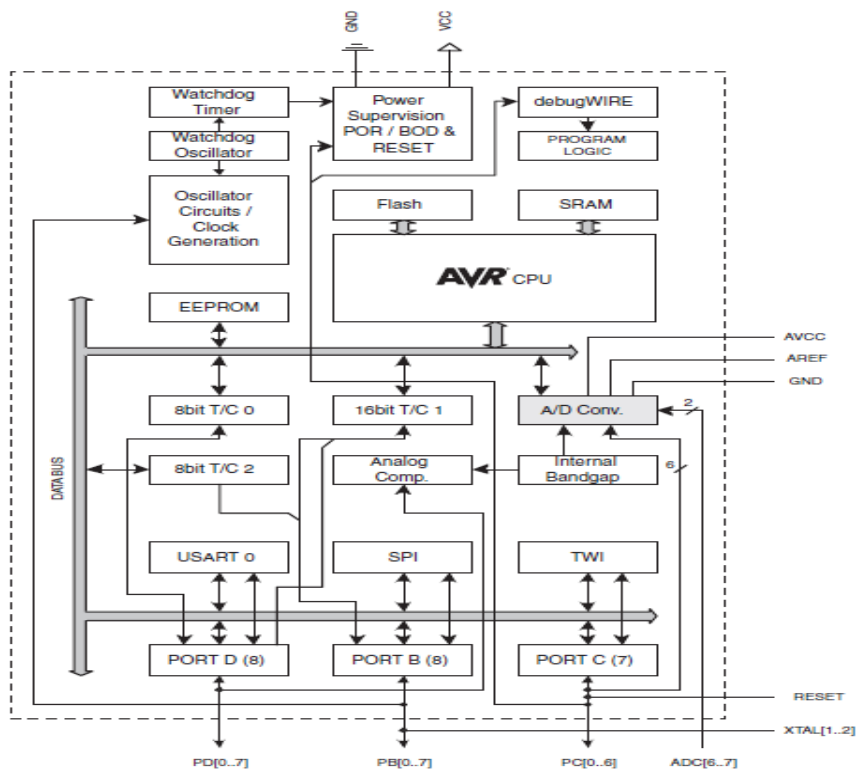
Εικόνα 61- Μικροελεγκτής ATmega328AU (package QFP-32)



Ο πυρήνας του μικροελεγκτή AVR, συνδυάζει ένα μεγάλο σετ εντολών με χρήση 32 καταχωρητών γενικού σκοπού. Οι 32 καταχωρητές συνδέονται άμεσα με την Λογική και Αριθμητική Μονάδα (ALU), επιτρέποντας σε δύο ανεξάρτητους καταχωρητές να είναι προσβάσιμοι με μόνο μία εντολή, η οποία εκτελείται σε έναν κύκλο ρολογιού. Η αρχιτεκτονική που προκύπτει είναι περισσότερο αποτελεσματική σε ό,τι αφορά τον κώδικα, επιτυγχάνοντας, παράλληλα, διαμεταγωγή η οποία είναι μέχρι και δέκα φορές πιο γρήγορη σε σχέση με συμβατικούς μικροελεγκτές CISC.

Οι βασικότερες δυνατότητες του μικροελεγκτή ATmega328 είναι οι εξής:

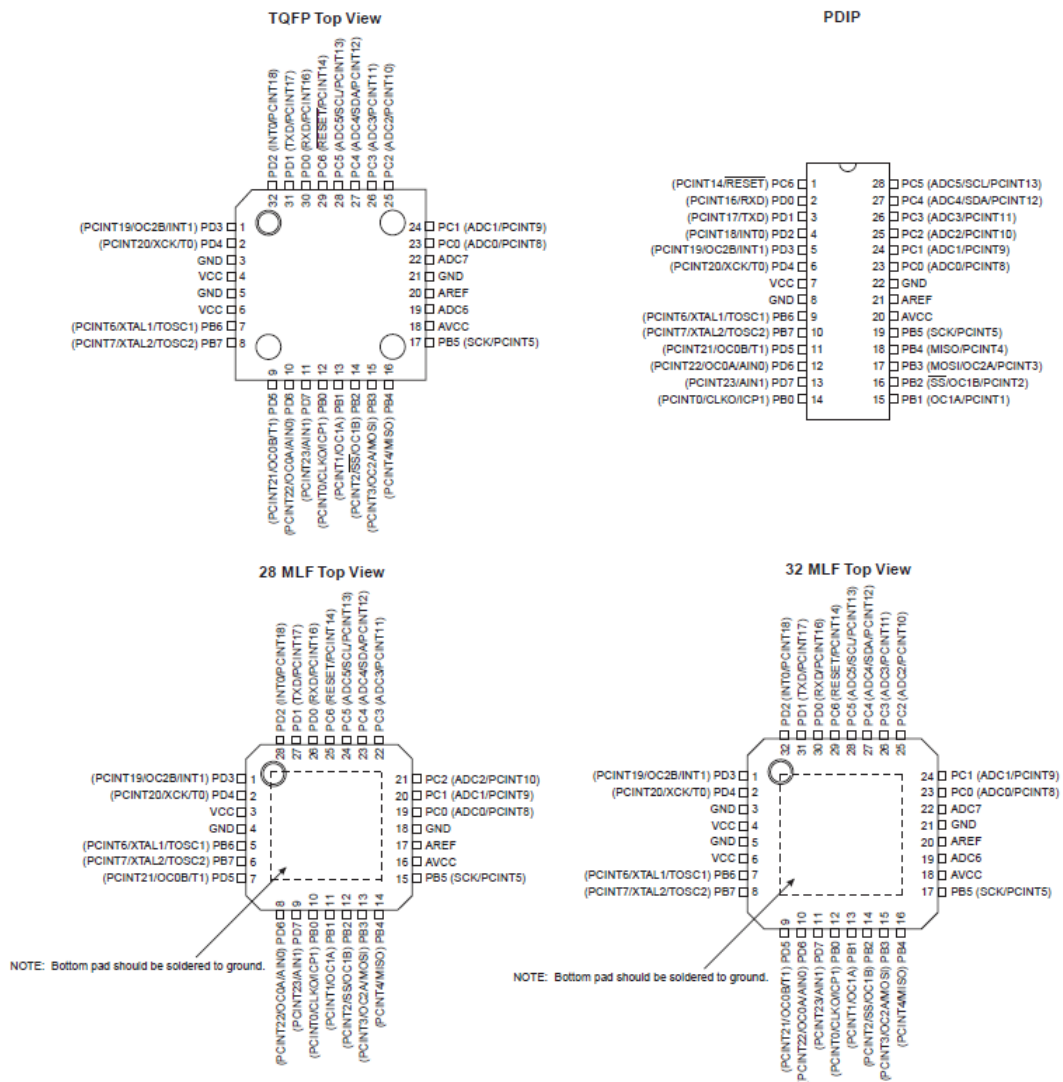
32 KB μιας προγραμματιζόμενης μνήμης Flash, η οποία έχει δυνατότητες ανάγνωσης και γραφής, 2 KB SRAM μνήμη, 1KB EEPROM μνήμη, 23 γραμμές εισόδου-εξόδου (I/O) γενικής χρήσεως, 32 καταχωρητές γενικού σκοπού, 3 Timer/Counters, με δυνατότητα παραγωγής PWM σήματος, 1 USART, μία σειριακή διεπαφή προσανατολισμένη σε byte 2 καλωδίων, ένας μετατροπέας σημάτων ADC των 10 bits, ο οποίος διαθέτει 8 κανάλια, με προαιρετικό το στάδιο διαφορικής εισόδου με προγραμματιζόμενο κέρδος. Ακόμα ο μικροελεγκτής διαθέτει προγραμματιζόμενο WatchdogTimer με εσωτερικό oscillator (ταλαντωτή), μία σειριακή θύρα SPI, και για τον προγραμματισμό του λογισμικού χρησιμοποιούνται 5 τρόποι εξοικονόμησης ενέργειας. Επιπλέον, ο μικροελεγκτής ATmega328, υποστηρίζει ένα πλήρες σετ εργαλείων ανάπτυξης και προγραμματισμού. Συγκεκριμένα, περιλαμβάνει μεταγλωττιστές της C, macro assemblers, προγράμματα εντοπισμού σφαλμάτων και προσομοίωσης.



Εικόνα 62- Block διάγραμμα ATmega328

## 7.2.2 Αντιστοίχιση ακροδεκτών ATmega328 (pin mapping)

Σε αυτό το σημείο, παρουσιάζεται στην παρακάτω εικόνα, η οποία προέρχεται από το datasheet του μικροελεγκτή, η αντιστοίχιση των ακροδεκτών του ATmega328, ανάλογα με την μορφή πακέτου (package) που χρησιμοποιείται.



Εικόνα 63- Pin mapping για τα διάφορα packages του ATmega328

Εσωτερικά του μικροελεγκτή, τα pins είναι χωρισμένα σε ομάδες το πολύ των 8. Επειδή λοιπόν κάθε ομάδα περιλαμβάνει το πολύ 8 pins, μπορούμε να αναφερόμαστε σε αυτά, χρησιμοποιώντας έναν δυαδικό αριθμό των 8-bit, ώστε να ενεργοποιήσουμε ή όχι την τάση τους. Αναλυτικότερα έχουμε σύμφωνα με το datasheet του ATmega328:

- **$V_{CC}$**   
Ψηφιακή παροχή τάσης (τροφοδοσία).

- **GND**  
Γείωση.

- **PORTB (PB7:0)**

Η θύρα αυτή περιλαμβάνει 8 αμφίδρομες ακίδες εισόδου-εξόδου (bi-directional I/O), με εσωτερικές pull-up αντιστάσεις (επιλεγμένες για κάθε bit), όταν οι ακίδες λειτουργούν σαν εισοδοί. Οι buffers εξόδου της θύρας B έχουν συμμετρικά χαρακτηριστικά οδήγησης, με διπλή ικανότητα και να απορροφούν και να πηγάζουν ρεύμα. Σαν εισοδοί, οι ακροδέκτες της θύρας B, οι οποίες είναι εξωτερικά σε χαμηλό δυναμικό, θα παράγουν ρεύμα αν είναι ενεργοποιημένες οι pull-up αντιστάσεις. Οι ακροδέκτες της θύρας B μπορούν να βρίσκονται σε μια τρίτη κατάσταση (τρισταθή στοιχείο), όταν οι συνθήκες του reset είναι ενεργές, ακόμη και όταν το ρολόι χρονισμού δεν τρέχει. Ανάλογα με τις ρυθμίσεις ασφαλείας ρολογιού, ο ακροδέκτης PB6 μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν είσοδος στον ανάστροφο ενισχυτή ταλαντωτή και είσοδος στο εσωτερικό κύκλωμα ρολογιού. Ανάλογα με τις ρυθμίσεις ασφαλείας του ρολογιού, ο ακροδέκτης PB7 μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν έξοδος από τον ανάστροφο ενισχυτή ταλαντωτή.

- **PORTC (PC5:0)**

Η θύρα αυτή περιέχει 7 αμφίδρομες ακίδες εισόδου-εξόδου, με εσωτερικές pull-up αντιστάσεις (επιλεγμένες για κάθε bit). Οι ακίδες αυτές μπορούν κατά επιλογή να συνδεθούν εσωτερικά στην τροφοδοσία μέσω αντιστάσεων πρόσδεσης (pull-up), όταν λειτουργούν σαν εισοδοί. Οι buffers εξόδου της θύρας C έχουν συμμετρικά χαρακτηριστικά οδήγησης, με διπλή ικανότητα να απορροφούν και να πηγάζουν ρεύμα. Σαν εισοδοί, οι ακροδέκτες της θύρας C, οι οποίες είναι εξωτερικά σε χαμηλό δυναμικό, θα παράγουν ρεύμα εάν είναι ενεργοποιημένες οι pull-up αντιστάσεις. Οι ακροδέκτες της θύρας C βρίσκονται σε μια τρίτη κατάσταση, όταν οι συνθήκες του reset είναι ενεργές, ακόμη και όταν το ρολόι του χρονισμού δεν τρέχει.

- **PC6/RESET**

Εάν το RSTDISBL Fuse έχει προγραμματιστεί, το pin PC6 χρησιμοποιείται σαν ακροδέκτης εισόδου/εξόδου. Πρέπει να σημειωθεί ότι, τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του PC6, διαφέρουν από εκείνα των άλλων ακροδεκτών της θύρας C. Εάν το RSTDISBL Fuse δεν έχει προγραμματιστεί, το PC6 χρησιμοποιείται σαν είσοδος Reset. Χαμηλό δυναμικό στον ακροδέκτη για χρόνο μεγαλύτερο από 1,5  $\mu$ s, θα έχει ως αποτέλεσμα το reset του μικροελεγκτή, ακόμα και όταν το ρολόι χρονισμού δεν τρέχει. Παλμοί μικρότερης διάρκειας δεν είναι εγγυημένο ότι θα παράξουν σήμα reset.

- **PORTD (PD7:0)**

Η θύρα αυτή περιλαμβάνει 8 αμφίδρομες ακίδες εισόδου-εξόδου (bi-directional I/O), με εσωτερικές pull-up αντιστάσεις (επιλεγμένες για κάθε bit), όταν οι ακίδες λειτουργούν σαν εισοδοί. Οι buffers εξόδου της θύρας D, έχουν συμμετρικά χαρακτηριστικά οδήγησης, με διπλή ικανότητα να απορροφούν και να πηγάζουν ρεύμα. Σαν εισοδοί, οι ακροδέκτες της θύρας D, οι οποίες είναι εξωτερικά σε χαμηλό δυναμικό, θα παράγουν ρεύμα, εάν είναι ενεργοποιημένες οι pull-up αντιστάσεις. Οι ακροδέκτες της θύρας D βρίσκονται σε μια τρίτη κατάσταση, όταν οι συνθήκες του reset είναι ενεργές, ακόμη και όταν το ρολόι του χρονισμού δεν τρέχει.

- **$AV_{CC}$**

Ο  $AV_{CC}$  είναι ο ακροδέκτης τροφοδοσίας για μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό της θύρας C (3...0) και ADC(7...6), και πρέπει να συνδεθεί εξωτερικά στην τροφοδοσία του μικροελεγκτή, ακόμη και αν οι μετατροπείς δεν χρησιμοποιούνται. Αν οι μετατροπείς χρησιμοποιούνται, πρέπει να συνδεθεί στην τροφοδοσία μέσω ενός φίλτρου χαμηλής διέλευσης (low pass). Σημειώνεται ότι η θύρα C (5...4) χρησιμοποιεί την τροφοδοσία  $V_{CC}$ , για τα ψηφιακά σήματα.

- **AREF**

Ο AREF είναι ο ακροδέκτης αναφοράς για τους μετατροπείς από αναλογικό σε ψηφιακό.

- **ADC7:6 (Μόνο στην συσκευασία TQFP και QFN/MLF)**

Στις συσκευασίες TQFP και QFN/MLF, το ADC7:6 λειτουργεί σαν αναλογική είσοδος στον A/D μετατροπέα. Αυτά τα pin τροφοδοτούνται από την αναλογική τροφοδοσία και λειτουργούν σαν ADC κανάλια των 10-bit.

### 7.2.3 Χαρακτηριστικά ATmega328

Ο μικροελεγκτής ATmega328 κατασκευάζεται από την εταιρεία ATMEL και έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

- AVR 8-bit μικροελεγκτή υψηλής απόδοσης και χαμηλής κατανάλωσης ισχύος.
- Προηγμένη αρχιτεκτονική RISC:
  1. 131 εντολές, εκ των οποίων οι περισσότερες απαιτούν έναν μόνο κύκλο του ρολογιού για την εκτέλεσή τους.

2. 32 καταχωρητές μεγέθους 8-bit γενικής χρήσης.
  3. Απόδοση μέχρι 20 MIPS στα 20 MHz.
  4. Ενσωματωμένο πολλαπλασιαστή δύο κύκλων ρολογιού.
- Μη πτητική μνήμη προγράμματος και δεδομένων:
    1. 32 KB επαναπρογραμματιζόμενη μνήμη Flash και πάνω στην πλακέτα, 10.000 κύκλων εγγραφών/διαγραφών.
    2. 1 KB μνήμη EEPROM διάρκειας 100.000 κύκλων εγγραφών/διαγραφών.
    3. 2 KB εσωτερική SRAM .
    4. Προγραμματιζόμενο κλειδίωμα για την ασφάλεια του προγράμματος.
  - Χαρακτηριστικά περιφερειακών:
    1. Δύο 8-bit χρονιστές/αριθμητές με ανεξάρτητο προδιαιρέτη.
    2. Έναν 16-bit χρονιστή/αριθμητή με ανεξάρτητο προδιαιρέτη.
    3. Αριθμητή πραγματικού χρόνου με ξεχωριστό ταλαντωτή.
    4. Έξι κανάλια PWM.
    5. Οκτώ κανάλια ADC στην συσκευασία TQFP και QF/MLF, με διακριτότητα 10-bit.
    6. Έξι κανάλια ADC στην συσκευασία PDIP, με διακριτότητα 10-bit.
    7. Προγραμματιζόμενη Serial USART.
    8. Master/Slave SPI λειτουργία.
    9. Σειριακή θύρα με δυνατότητες σύγχρονης και ασύγχρονης λειτουργίας.
    10. Προγραμματιζόμενο WatchdogTimer με ξεχωριστό on-chip ταλαντωτή.
    11. On-chip αναλογικό συγκριτή.
  - Ειδικά χαρακτηριστικά μικροελεγκτή:
    1. Power on reset (σύστημα επανεκκίνησης του μικροελεγκτή κατά την έναρξη τροφοδοσίας).
    2. Εσωτερικό ρολόι.
    3. Εσωτερικές και εξωτερικές διακοπές (interrupts).
    4. Έξι sleep modes για εξοικονόμηση ενέργειας.
  - Μέγιστη συχνότητα λειτουργίας 20 MHz.
  - Θερμοκρασία λειτουργίας -40 έως 85 βαθμούς Κελσίου.
  - Τάση λειτουργίας 1.8-5.5 Volt.

#### 7.2.4 Περιφερειακές συσκευές ATmega328

Οι περιφερειακές συσκευές είναι αυτές που διαχωρίζουν έναν μικροελεγκτή από έναν επεξεργαστή. Βρίσκονται όλες μέσα στην ίδια συσκευασία και η ύπαρξη ή όχι μιας μονάδας είναι από τα κύρια κριτήρια επιλογής του κατάλληλου μικροελεγκτή. Οι περιφερειακές μονάδες διασυνδέονται με την κεντρική μονάδα επεξεργασίας και την μνήμη δεδομένων, με τρόπο άμεσο ώστε η ανταπόκριση να είναι άμεση. Τα περιφερειακά που χρησιμοποιούνται σε αυτή την σειρά μικροελεγκτών φαίνονται στην παρακάτω εικόνα:

<b>Διεπαφές επικοινωνίας</b>	USB, UART, I2C, CAN, LIN
<b>Διεπαφές χρήστη</b>	LCD Segment display
<b>Μετατροπείς</b>	ADC, DAC, PWM
<b>Αισθητήρες</b>	Θερμοκρασίας
<b>Ταλαντωτές</b>	32kHz, 128kHz, 8MHz
<b>Μετρητές</b>	8bit, 16bit

Εικόνα 64- Περιφερειακά σε μικροελεγκτές AVR

Σε αυτό το σημείο θα αναλύσουμε τα περιφερειακά ενός μικροελεγκτή ATmega328.

- Serial Communications:** Ο AVR διαθέτει 3 σειριακές επικοινωνίες, την USART, η οποία είναι χρήσιμη στην επικοινωνία με τον ηλεκτρονικό υπολογιστή, με radio modems, GPS κτλ. Τα αρχικά USART σημαίνουν Universal Synchronous and Asynchronous Receiver and Transmitter, και δεν γίνεται χρήση ρολογιού σε αντίθεση με το UART( Universal Asynchronous Receive and Transmit), το οποίο χρησιμοποιεί ρολόι. Η άλλη σειριακή επικοινωνία είναι η SPI (Serial Peripheral Interface), η οποία είναι καλή και γρήγορη για επικοινωνία σε μικρές αποστάσεις, όπως μνήμες ADCs και DACs. Τέλος, ο μικροελεγκτής διαθέτει την I2C σειριακή επικοινωνία, η οποία είναι σαν ένα μικρό δίκτυο, και μας επιτρέπει να συνδέσουμε πάνω από 127 διαφορετικούς αισθητήρες στο ίδιο ζεύγος καλωδίων. Τονίζουμε ότι αυτές οι 3 σειριακές επικοινωνίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν ταυτόχρονα.
- Analog to Digital Converter:** Ένας αριθμός από αισθητήρες που χρησιμοποιούνται, δεν ανταποκρίνονται στην ψηφιακή γλώσσα του μικροελεγκτή. Ο τρόπος επικοινωνίας τους επιτυγχάνεται με συνεχόμενα αναλογικά σήματα τάσης. Για να διαβάσουμε και να διαχειριστούμε αυτές τις τιμές, όπως θα κάναμε με οποιαδήποτε άλλα ψηφιακά δεδομένα, θα χρειαστεί να περάσουμε αυτά τα αναλογικά σήματα τάσης, από έναν Analog to Digital converter, ADC. Υπάρχουν 2 τεχνικές, που μπορούν να μας αποφέρουν μεγαλύτερη ακρίβεια και μείωση στον θόρυβο στον ADC και αυτές είναι η oversampling τεχνική και η exponential smoothing τεχνική.
- Interrupts:** Οι διακοπές (interrupts) είναι συναρτήσεις που μπορούμε να γράψουμε κατά τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή, οι οποίες εκτελούνται αυτόματα κάθε φορά που συναντάται η συνθήκη ενός interrupt. Οι συναρτήσεις αυτές λέγονται ρουτίνες διακοπής, επειδή ο επεξεργαστής σταματάει οτιδήποτε έκανε στην κύρια ροή του προγράμματος και τρέχει την αντίστοιχη συνάρτηση.

Μόλις η ρουτίνα διακοπής ολοκληρωθεί, ο επεξεργαστής συνεχίζει να τρέχει το πρόγραμμα από εκεί που είχε σταματήσει.

- **Clock:** Σε πολλά ψηφιακά κυκλώματα, η σειρά με την οποία πραγματοποιούνται τα συμβάντα είναι κρίσιμη. Για να μπορούν οι σχεδιαστές να πετύχουν τις απαιτούμενες χρονικές σχέσεις, πολλά ψηφιακά κυκλώματα χρησιμοποιούν ρολόγια για την επίτευξη χρονισμού. Υπάρχουν 4 τύποι ρολογιών που χρησιμοποιούνται στους μικροελεγκτές: κρύσταλλοι (crystals), κεραμικά αντηχεία (ceramics resonators), RC (resistor, capacitor) ταλαντωτές και ταλαντωτές πυριτίου (silicon oscillators). Χρησιμοποιείται ο RC ταλαντωτής σαν βασικό ρολόι και τρέχει περίπου στα 8 MHz. Το ρολόι της CPU διαιρείται από το βασικό ρολόι, και τρέχει περίπου στο 1MHz από προεπιλογή, αλλά όταν χρειαζόμαστε επιπλέον ταχύτητα, μπορούμε να το ανεβάσουμε στα 8 MHz. Μετά το ρολόι της CPU, έρχονται όλα τα άλλα περιφερειακά ρολόγια, τα περισσότερα εκ των οποίων έχουν δικό τους prescaler (προδιαίρετη) σε σχέση με την CPU. Τα διαθέσιμα ρολόγια υπάρχουν για το σύστημα εισόδου/εξόδου, για τον ADC (μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό) και για τις μνήμες RAM, FLASH και EEPROM.
- **Timers/Counters:** Οι μικροεπεξεργαστές AVR έχουν ενσωματωμένους hardware μετρητές (counters). Οι μετρητές αυτοί, μετρούν πόσες φορές ένα pin ή μία εσωτερική πηγή άλλαξαν την τάση τους. Οι μετρητές μπορούν επίσης να συνδυαστούν και με ρολόγια, γι' αυτό και συχνά αναφέρονται ως timers/counters. Με έναν ρολόι και έναν timer, μπορούμε να μετρήσουμε πόσο διαρκεί κάποιο γεγονός, ή την συχνότητα του γεγονότος αυτού.

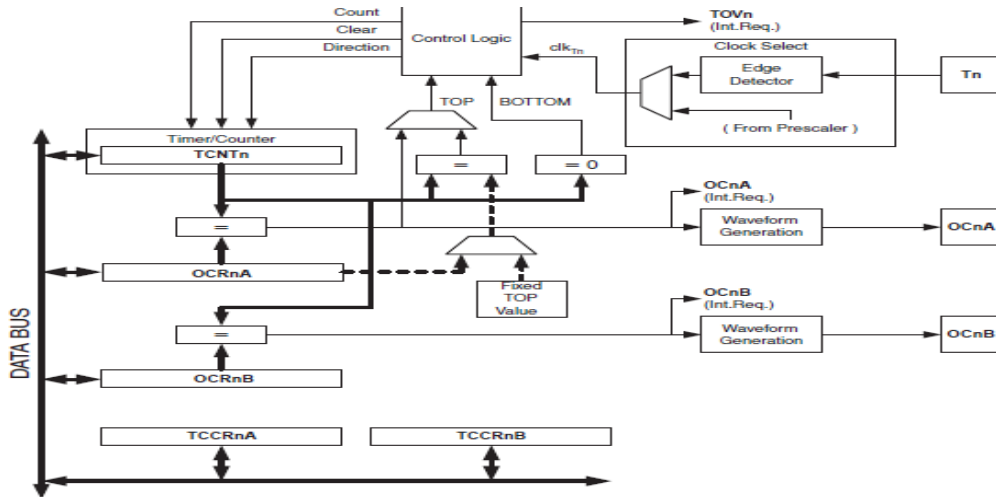
### 7.2.5 Timers / Counters ( Χρονιστές/ Μετρητές)

Σε αυτό το σημείο του κεφαλαίου, γίνεται ιδιαίτερη αναφορά στους Timers/Counters του ATmega328, γιατί παίζουν σημαντικό ρόλο στην παραγωγή των παλμών PWM, στο κύκλωμα οδήγησης του BLDC μοτέρ, που κατασκευάστηκε.

Οι Timers/Counters είναι από τις πιο κοινές διατάξεις, που χρησιμοποιούνται σε έναν μικροελεγκτή. Είναι πολύ ευέλικτες περιφερειακές μονάδες και χρησιμοποιούνται για να μετράνε περιόδους, να βρίσκουν το εύρος ενός παλμού, να μετράνε ταχύτητα, να βρίσκουν την συχνότητα ενός σήματος ή να παρέχουν σήματα χρονισμού. Οι timers/counters είναι στην ουσία δυαδικοί μετρητές. Όταν χρησιμοποιούνται στην λειτουργία του χρονιστή, οι δυαδικοί μετρητές μετράνε τις περιόδους που εφαρμόζονται στις εισόδους τους, ενώ στην λειτουργία του μετρητή, μετράνε τους παλμούς που δέχονται στις εισόδους τους. Στην ουσία ένας χρονιστής είναι ένας καταχωρητής, η τιμή του οποίου αυξάνεται/μειώνεται. Οι μικροελεγκτές AVR, διαθέτουν μετρητές εύρους 8-bit και 16-bit. Ο ATmega328 διαθέτει 3 χρονιστές/μετρητές (timers/counters). Οι δύο είναι 8-bit και ονομάζονται Timer/Counter0 (T/C0) και Timer/Counter2 (T/C2), ενώ ο τρίτος είναι 16-bit και ονομάζεται Timer/Counter1 (T/C1).

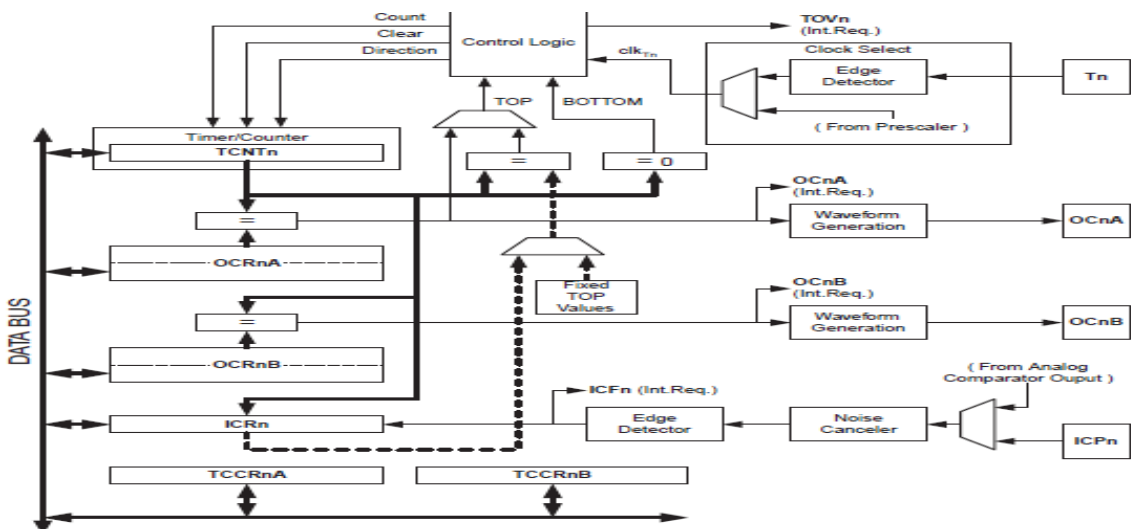


Οι Timer0 και Timer2 είναι τυπικοί χρονιστές, χρησιμοποιούνται συχνά για να δίνουν σήμα χρονισμού σε μια διακοπή. Ξεκινάνε να μετράνε από το 0 και μόλις φτάσουν την τιμή 255 υπερχειλίζουν και ξεκινάνε από την αρχή. Την στιγμή της υπερχειλίσης, προκαλείται μια διακοπή στο πρόγραμμα και αυτό πρέπει να γνωρίζει το πρόγραμμα πότε συμβαίνει, για να υπάρχει ακρίβεια στα αποτελέσματα που διέπονται από τους χρονιστές.



Εικόνα 65- Block διάγραμμα 8-bit timer/counter

Ο Timer1 είναι πιο πολύπλοκος, από τους προηγούμενους 2 και χρησιμοποιείται σε περισσότερες εφαρμογές από τον Timer0. Εκτός από τις λειτουργίες τους Timer0, ο Timer1 διαθέτει τον καταχωρητή capture με εύρος 16 bit, καθώς επίσης και 2 καταχωρητές σύγκρισης των 16 bit. Ο καταχωρητής capture μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μέτρηση εύρους παλμού ή να μετράει χρόνους. Οι καταχωρητές σύγκρισης χρησιμοποιούνται για να παράγουν συχνότητες ή παλμούς από τον Timer/Counter, σε ένα pin εξόδου του μικροελεγκτή.



Εικόνα 66-Block διάγραμμα 16-bit timer/counter

Τέλος, κάθε χρονιστής έχει έναν προδιαιρέτη (prescaler), ο οποίος καθορίζει το ρολόι του χρονιστή, διαιρώντας το ρολόι του συστήματος με έναν συντελεστή, όπως 1, 8,



64, 256, ή 1024. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο Timer/Counter2 έχει διαφορετικούς συντελεστές σε σχέση με τους άλλους δύο Timer/Counter.

### 7.2.6 PWM και ATmega328

Σε αυτό το σημείο θα αναλύσουμε τις μορφές PWM σήματος, που δημιουργούνται από τον μικροελεγκτή ATmega328. Ο μικροελεγκτής, παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στο κύκλωμα οδήγησης του BLDC μοτέρ, μιας και είναι αυτός που στέλνει τα σήματα ελέγχου (PWM), στα MOSFET. Εμείς θα αναλύσουμε τις μορφές PWM που μπορεί να στηρίξει ο ATmega328. Τα pins που μπορούν να δημιουργήσουν PWM είναι 6 στον μικροελεγκτή και αυτά είναι τα: PD3, PD5, PD6, PB1, PB2 και PB3. Κάθε Timer/Counter από τους 3 που διαθέτει ο μικροελεγκτής, ελέγχει και από 2 pins, με χρήση των καταχωρητών εξόδου σύγκρισης (Output Compare) OCxA και OCxB. Σχετικά με τον Timer/Counter0, ο καταχωρητής OC0A αντιστοιχεί στο pin PD6 του μικροελεγκτή και ο καταχωρητής OC0B στο pin PD5 του μικροελεγκτή. Ομοίως, σχετικά με τον Timer/Counter1, ο καταχωρητής OC1A αντιστοιχεί στο pin PB1 του μικροελεγκτή και ο καταχωρητής OC1B στο pin PB2 του μικροελεγκτή. Τέλος, σχετικά με τον Timer/Counter2, ο καταχωρητής OC2A αντιστοιχεί στο pin PB3 του μικροελεγκτή και ο καταχωρητής OC2B στο pin PD3 του μικροελεγκτή.

Καθοριστικό ρόλο στην παραγωγή σημάτων PWM, παίζουν οι Timers/Counters στον μικροελεγκτή και αυτοί ελέγχονται από διάφορους καταχωρητές. Οι καταχωρητές TCCRxA και TCCRxB διαθέτουν τα κύρια bits ελέγχου των χρονιστών/μετρητών. Ακόμα οι καταχωρητές σύγκρισης εξόδου (OCRxA και OCRxB) θέτουν τα όρια, σύμφωνα με τα οποία οι εξοδοί A και B, κάθε χρονιστή/μετρητή θα επηρεάζονται. Όταν η τιμή του μετρητή φτάσει τις τιμές αυτών των καταχωρητών, εκτελείται η κατάλληλη λειτουργία, ανάλογα με την μορφή PWM που χρησιμοποιούμε.

Για την περιγραφή των διάφορων περιπτώσεων PWM, αναφερόμαστε στον Timer/Counter0, αλλά παρόμοια πράγματα ισχύουν και για τους Timer/Counter1 και Timer/Counter2, και περισσότερες πληροφορίες μπορούν να βρεθούν στο datasheet του ATmega328. Αξίζει να τονίσουμε ότι μικρές αλλαγές, εμφανίζονται στις μορφές PWM σήματος, στον Timer/Counter1, ο οποίος είναι 16-bit χρονιστής/μετρητής. Γι' αυτόν τον λόγο, παρουσιάζουμε, πέρα από τους δύο τρόπους δημιουργίας PWM στους Timers/Counters που είναι κοινί σε όλους, έναν επιπλέον τρόπο που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε, με την χρήση μόνον του Timer/Counter1.

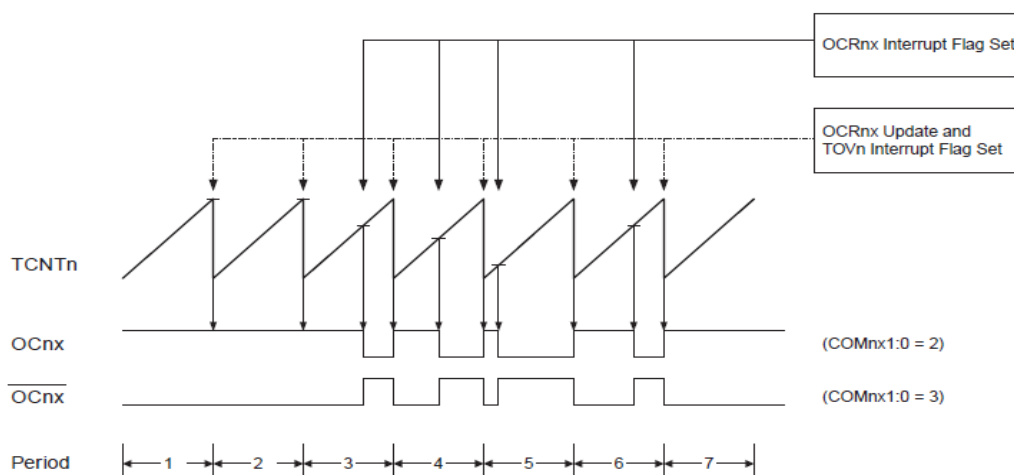
#### Fast PWM Mode

Σε αυτή την περίπτωση, παρέχεται από τον μικροελεγκτή ένα PWM σήμα υψηλής συχνότητας. Ο μετρητής μετράει από μία ακραία τιμή BOTTOM μέχρι μια άλλη ακραία τιμή TOP και μετά επανεκκινεί από την τιμή BOTTOM. Συνήθως, οι 2 αυτές ακραίες τιμές είναι το 0 και το 255. Για να μεταβάλλουμε την μέγιστη τιμή που μετράει ο μετρητής, χρησιμοποιούμε κατάλληλα τα bits WGM2:0, των καταχωρητών TCCR0A και TCCR0B. Με κατάλληλη τροποποίηση αυτών των bits, σύμφωνα με το datasheet,

η τιμή TOP αντικαθίσταται από την τιμή OCR0A. Όσο υψηλότερη είναι η τιμή αυτή, τόσο μεγαλύτερο duty cycle θα έχει το PWM σήμα. Αυτή η τεχνική δίνει μεγαλύτερη ευελιξία στον έλεγχο της συχνότητας. Στην περίπτωση αναστρέψιμης λειτουργίας σύγκρισης (Inverting Compare Mode), η έξοδος τίθεται (set), όταν υπάρχει ταίριασμα κατά την σύγκριση και εκκαθαρίζεται (clear), όταν ο timer φτάνει την τιμή BOTTOM. Στην μη αναστρέψιμη λειτουργία σύγκρισης (non-Inverting Compare Mode), ο καταχωρητής σύγκρισης OC0x εκκαθαρίζεται στο ταίριασμα κατά την σύγκριση των καταχωρητών TCNT0 και OCR0x και τίθεται όταν ο Timer/Counter0 φτάνει την τιμή BOTTOM.

Αυτή η μορφή PWM χαρακτηρίζεται από την λειτουργία single-slope και μπορεί να έχει έως και διπλάσια συχνότητα σήματος, από την μέθοδο Phase Correct PWM, την οποία θα περιγράψουμε σε λίγο και χρησιμοποιεί dual-slope λειτουργία. Η υψηλή συχνότητα, καθιστά κατάλληλη αυτή την μορφή PWM, για εφαρμογές ρύθμισης τάσης και εφαρμογές με χρήση DAC ( Digital to Analog Converter).

Ακολουθεί το διάγραμμα χρονισμού για την λειτουργία Fast PWM. Στο Fast PWM ο μετρητής αυξάνεται, μέχρι η τιμή του να ταιριάζει με την μέγιστη τιμή TOP. Στην συνέχεια, ο μετρητής εκκαθαρίζεται στον επόμενο κύκλο ρολογιού. Το παρακάτω διάγραμμα περιέχει ανεστραμμένες και μη ανεστραμμένες εξόδους PWM, σύμφωνα με όσα περιγράψαμε παραπάνω.



Εικόνα 67- Διάγραμμα χρονισμού, Fast PWM Mode

Σε αυτή την περίπτωση, η μονάδα σύγκρισης επιτρέπει την δημιουργία παλμών PWM στα OC0x pins. Θέτοντας κατάλληλα τα bits COM0x1:0, μπορεί να παραχθεί ένα ανεστραμμένο ή μη ανεστραμμένο PWM σήμα στην έξοδο. Η PWM συχνότητα μπορεί να υπολογιστεί από τον τύπο:

$$f_{PWM} = \frac{f_{clk I/O}}{N \cdot 256} \quad (7.1)$$

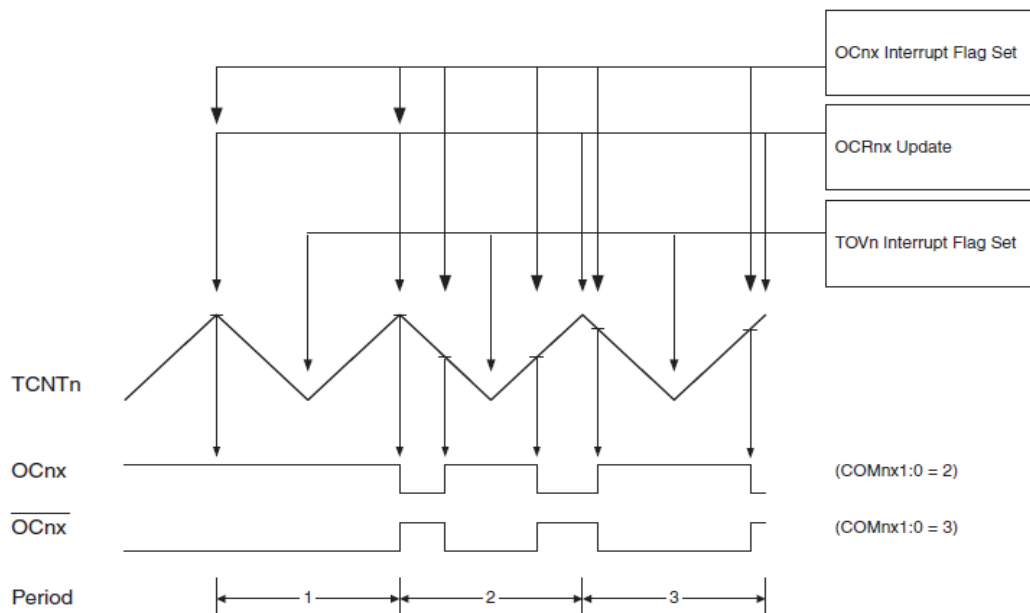
, όπου N ο συντελεστής για το prescale (προδιαιρέτης). Το N μπορεί να πάρει τις τιμές 1,8, 64, 256 ή 1024.

Οι ακραίες τιμές για τον OCR0A καταχωρητή, αντιστοιχούν σε διαφορετικές περιπτώσεις για την παραγωγή PWM σήματος. Αν ο καταχωρητής OCR0A έχει τιμή ίση με BOTTOM, η έξοδος θα είναι μια στενή κορυφή (spike), για κάθε MAX+1 κύκλο του ρολογιού του χρονιστή, και αν έχει τιμή ίση με MAX, η έξοδος θα είναι σε συνεχόμενο HIGH ή LOW (εξαρτάται από τα bits COM0A1:0, που καθορίζουν την πολικότητα της εξόδου).

### Phase Correct PWM Mode

Σε αυτή την μορφή, παρέχεται ένα PWM σήμα στην έξοδο με δυνατότητα υψηλής διακριτότητας (resolution). Όπως έχουμε αναφέρει, αυτή η μορφή στηρίζεται σε λειτουργία dual-slope. Ο μετρητής σε αυτή την περίπτωση μετράει από μια τιμή BOTTOM μέχρι την τιμή TOP και μετά μετράει από την τιμή TOP μέχρι την τιμή BOTTOM, προς τα κάτω. Οι προκαθορισμένες αυτές τιμές (default), είναι πάλι το 0 και το 255. Μεταβάλλοντας κατάλληλα τα bits WGM2:0, η τιμή TOP μπορεί να αντικατασταθεί από την τιμή του καταχωρητή OCR0A. Στην μη ανεστραμμένη μορφή (non-inverted), ο καταχωρητής συγκριτή εξόδου (Output Compare Register) OC0x, εκκαθαρίζεται (cleared) στο ταίριασμα κατά την σύγκριση ανάμεσα στους καταχωρητές TCNT0 και OCR0x, όταν ο μετρητής μετράει προς τα πάνω (upcounting) και ο OC0x τίθεται (set), όταν ο μετρητής μετράει προς τα κάτω (downcounting). Στην ανεστραμμένη μορφή, αυτή η λειτουργία αντιστρέφεται. Παρόλο που αυτή η μέθοδος έχει χαμηλή συχνότητα, λόγω της λειτουργίας dual-slope, το σήμα εξόδου έχει συμμετρικότητα και αυτό καθιστά κατάλληλη αυτή την μέθοδο για εφαρμογές ελέγχου κινητήρα.

Το χρονικό διάγραμμα αυτής της μεθόδου φαίνεται παρακάτω. Σε αυτή την μέθοδο ο μετρητής αυξάνει, μέχρι η τιμή του να ταιριάζει με την τιμή TOP. Όταν ο μετρητής φτάσει σε αυτή την τιμή, αλλάζει φορά μέτρησης. Η τιμή του καταχωρητή TCNT0 θα είναι ίση με την τιμή TOP, για έναν κύκλο ρολογιού του χρονιστή.



Εικόνα 68- Χρονικό διάγραμμα Phase Correct PWM

Η επιλογή για ανεστραμμένο ή μη σήμα PWM, γίνεται με κατάλληλη ρύθμιση των bits COM0x1:0. Η συχνότητα του PWM σήματος δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$f_{PWM} = \frac{f_{clk I/O}}{N \cdot 510} \quad (7.2)$$

, όπου N ο συντελεστής για το prescale (προδιαιρέτης). Το N μπορεί να πάρει τις τιμές 1, 8, 64, 256 ή 1024.

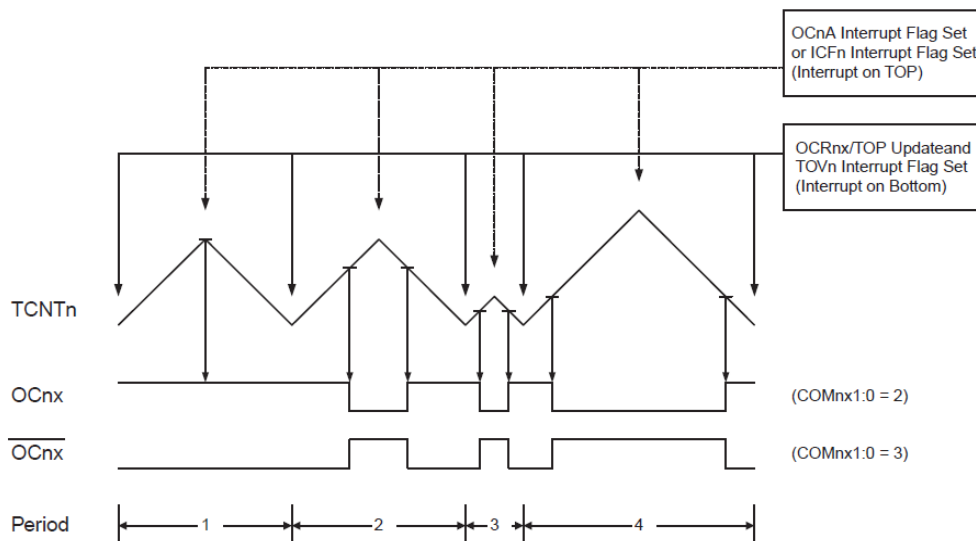
Οι ακραίες τιμές για τον OCR0A καταχωρητή, αντιστοιχούν σε διαφορετικές περιπτώσεις για την παραγωγή PWM σήματος. Αν ο καταχωρητής OCR0A έχει τιμή ίση με BOTTOM, η έξοδος θα είναι συνεχόμενα στο LOW και αν έχει τιμή ίση με MAX, η έξοδος θα είναι σε συνεχόμενο HIGH, στην μη ανεστραμμένη μορφή. Στην ανεστραμμένη μορφή η έξοδος θα έχει αντίθετες τιμές.

### Phase and Frequency Correct PWM Mode

Στον Timer/Counter1 έχουμε έναν επιπλέον τρόπο για την δημιουργία σήματος PWM. Αυτός ο τρόπος, παρέχει επιλογή υψηλής διακριτότητας (resolution), για το παραγόμενο σήμα στην έξοδο. Αυτή η λειτουργία μοιάζει με την Phase Correct PWM, αλλά βασίζεται στην λειτουργία dual-slope. Ο μετρητής μετράει ασταμάτητα, από την τιμή BOTTOM μέχρι την τιμή TOP και από την τιμή TOP μετράει προς τα κάτω, μέχρι την τιμή BOTTOM. Στην μη αναστρέψιμη διαδικασία σύγκρισης (non-inverting), ο καταχωρητής σύγκρισης εξόδου (Output Compare) OC1x, εκκαθαρίζεται (cleared), όταν κατά την σύγκριση, ταιριάζουν οι καταχωρητές TCNT1 και OCR1x, όταν μετράει προς τα πάνω, και τίθεται (set) όταν η μέτρηση είναι προς τα κάτω. Στην αναστρέψιμη διαδικασία σύγκρισης (inverting), η παραπάνω λειτουργία αντιστρέφεται. Η

λειτουργία dual-slope, παρέχει χαμηλότερη μέγιστη τιμή συχνότητας, σε σύγκριση με την single-slope λειτουργία. Η βασική διαφορά ανάμεσα στην μέθοδο Phase Correct PWM και στην μέθοδο Phase and Frequency Correct PWM, για την παραγωγή σήματος PWM, είναι ο χρόνος ο οποίος χρειάζεται για την ανανέωση του καταχωρητή OCR1x από τον καταχωρητή OCR1x Buffer.

Το χρονικό διάγραμμα αυτής της μεθόδου φαίνεται παρακάτω. Σε αυτή την μέθοδο ο μετρητής αυξάνει, μέχρι η τιμή του να ταιριάζει με την τιμή στους καταχωρητές ICR1 ή OCR1A. Όταν ο μετρητής φτάσει σε αυτή την τιμή, αλλάζει η φορά μέτρησης. Η τιμή του καταχωρητή TCNT1 θα είναι ίση με την τιμή TOP, για έναν κύκλο ρολογιού του χρονιστή.



Εικόνα 69- Χρονικό διάγραμμα Phase and Frequency Correct PWM

Η σημαία υπερχείλισης (Overflow Flag) TOV1 του Timer/Counter τίθεται στον ίδιο κύκλο ρολογιού του χρονιστή, καθώς οι καταχωρητές OCR1x ανανεώνονται με την τιμή στον buffer. Όταν η τιμή ενός εκ των OCR1A ή ICR1, χρησιμοποιείται ως η τιμή TOP, η σημαία OC1A ή ICF1 τίθεται, όταν ο καταχωρητής TCNT1 έχει την τιμή TOP. Οι σημαίες διακοπής (interrupt flags), μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αυτή την περίπτωση, για να ενεργοποιήσουν μια διακοπή, κάθε φορά που ο μετρητής φτάνει μία εκ των τιμών TOP ή BOTTOM.

Η συχνότητα του PWM σήματος δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

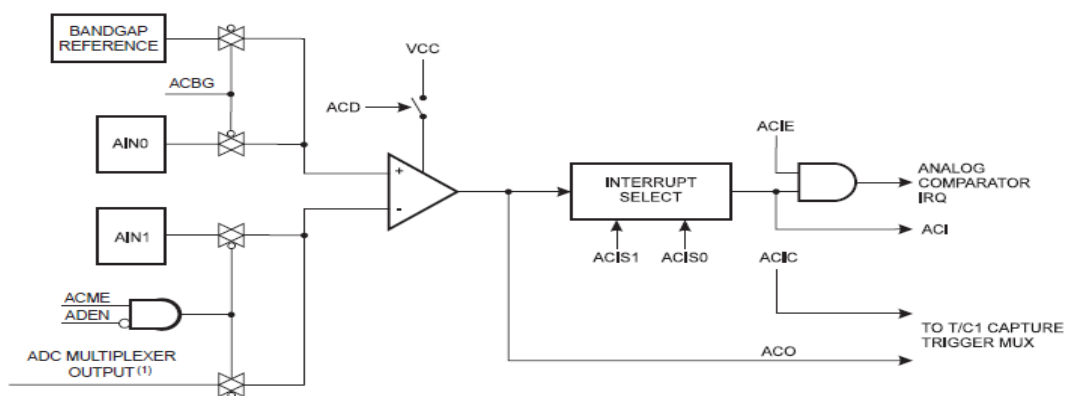
$$f_{PWM} = \frac{f_{clk I/O}}{2 \cdot N \cdot TOP} \quad (7.3)$$

, όπου N ο συντελεστής για το prescale (προδιαιρέτης) και TOP η μέγιστη τιμή που φτάνει ο μετρητής, όπως έχουμε περιγράψει παραπάνω. Το N μπορεί να πάρει τις τιμές 1, 8, 64, 256 ή 1024.

### 7.2.7 Αναλογικός συγκριτής ATmega328 ( Analog Comparator)

Κλείνοντας το παρόν κεφάλαιο, θα αναφερθούμε στον αναλογικό συγκριτή, που βρίσκεται στο εσωτερικό του μικροελεγκτή ATmega328, διότι τον χρησιμοποιήσαμε στο κύκλωμα οδήγησης του BLDC μοτέρ, όπως θα αναφέρουμε και στο κεφάλαιο ανάλυσης του κυκλώματος. Τώρα θα αναφερθούμε στα σημαντικότερα χαρακτηριστικά του.

Ο αναλογικός συγκριτής, γενικά συγκρίνει τις τιμές εισόδου, στο θετικό του ακροδέκτη (AIN0-pin PD6 ) και στον αρνητικό του ακροδέκτη (AIN1-pin PD7). Όταν η τάση στον θετικό ακροδέκτη είναι μεγαλύτερη από την τάση στον αρνητικό ακροδέκτη, η έξοδος του αναλογικού συγκριτή (Analog Comparator Output, ACO) ενεργοποιείται. Η έξοδος του συγκριτή έχει την δυνατότητα να σκανδαλίζει (trigger) την λειτουργία της συνάρτησης Capture, του Timer/Counter1. Επιπρόσθετα, ο συγκριτής μπορεί να σκανδαλίσει μια ξεχωριστή διακοπή (interrupt), αποκλειστική για τον αναλογικό συγκριτή. Ο σχεδιαστής του κυκλώματος μπορεί να επιλέξει, πότε εκτελείται η διακοπή, δηλαδή όταν η έξοδος ανεβαίνει (rise), κατεβαίνει (fall) ή αλλάζει κατάσταση (toggle).



Εικόνα 70- Block διάγραμμα αναλογικού συγκριτή

Αξίζει να σημειωθεί ότι, τον ρόλο του αρνητικού ακροδέκτη μπορεί να παίζει οποιοδήποτε από τα pins ADC7...0, για να αντικαταστήσει το pin AIN1. Ο πολυπλέκτης του μετατροπέα, που περιγράψαμε παραπάνω (ADC), χρησιμοποιείται σε αυτή την περίπτωση και ο ADC πρέπει να είναι απενεργοποιημένος, κατά την διαδικασία.

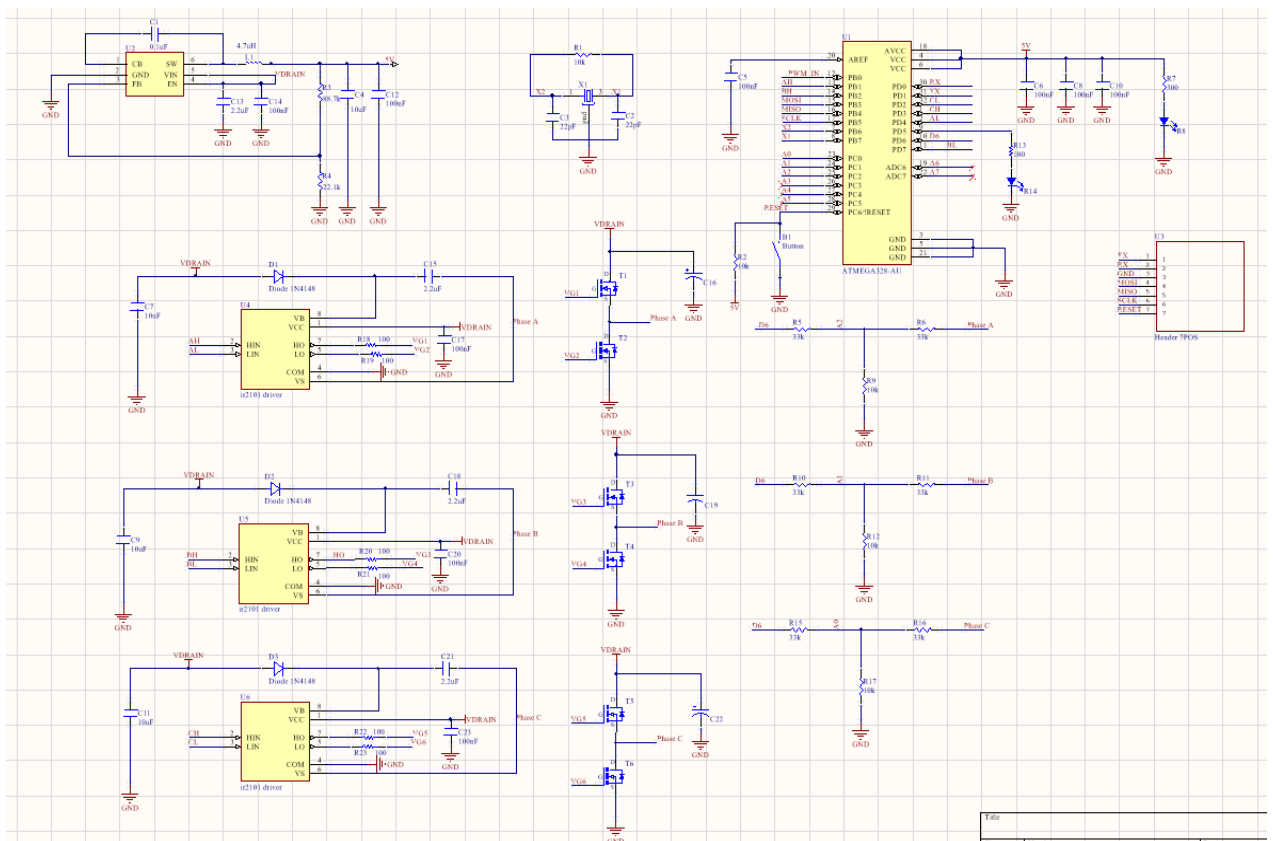
# 8. Σχεδίαση και ανάλυση κυκλώματος οδήγησης BLDC κινητήρα

## 8.1 Γενικά

Σε αυτό το κεφάλαιο, στόχος είναι η ανάλυση των βασικότερων στοιχείων του κυκλώματος οδήγησης του BLDC κινητήρα και η επεξήγηση του ρόλου τους, στην συνολική λειτουργία του κυκλώματος. Η σχεδίαση του κυκλωματικού διαγράμματος, καθώς και του PCB (Printed Circuit Board), έγινε με την χρήση του προγράμματος Altium Designer. Επίσης, αναλύονται οι βασικότερες λειτουργίες, που επιτελούν τα διάφορα μέρη του κυκλώματος και παρουσιάζονται τα διαγράμματα που προέκυψαν από την πειραματική διάταξη.

## 8.2 Σχηματικό διάγραμμα και PCB

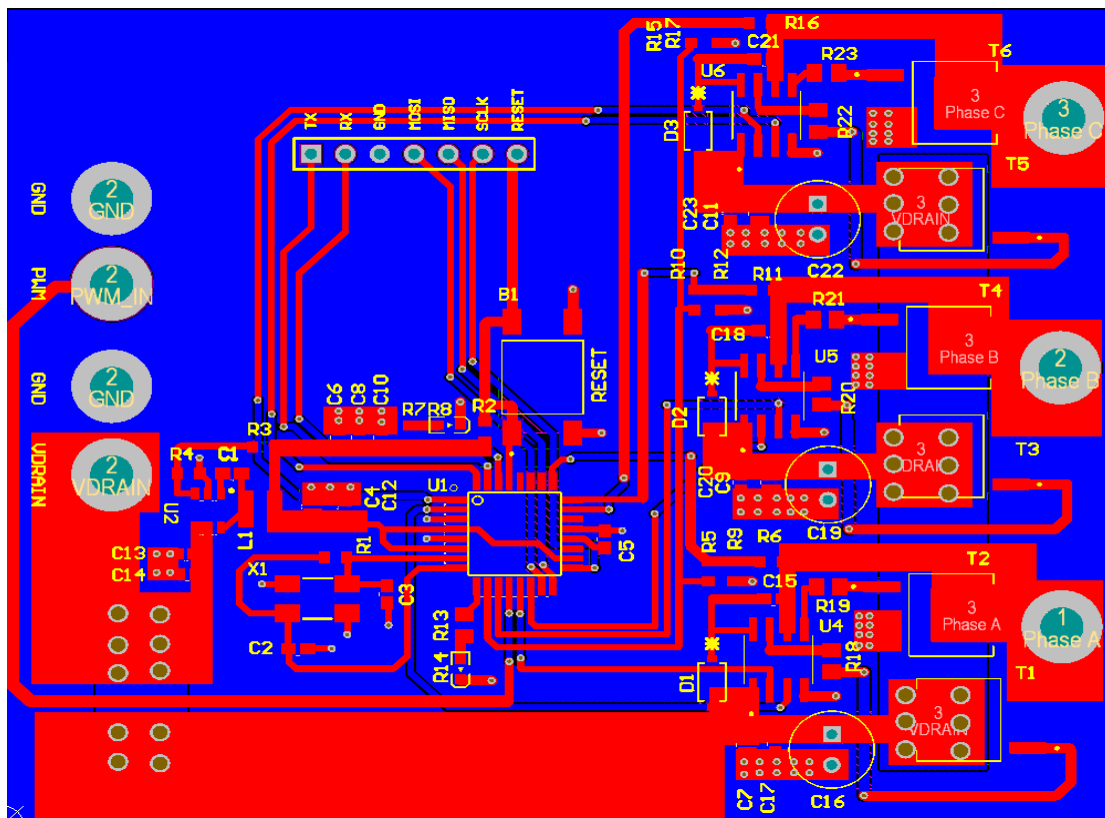
Πριν συνεχίσουμε με την ανάλυση των στοιχείων του κυκλώματος και με τον ρόλο κάθε μέρους του κυκλώματος, θα παρουσιάσουμε το σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος οδήγησης, το οποίο φαίνεται παρακάτω.



Εικόνα 71- Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος οδήγησης BLDC

Με μια σύντομη παρατήρηση, στο παραπάνω διάγραμμα φαίνονται οι 3 οδηγόί πύλης (gate-drivers), και ο καθένας από αυτούς αναλαμβάνει τον έλεγχο 2 MOSFET. Επίσης, παρατηρούμε την ύπαρξη ενός Buck Converter, για τον οποίο θα μιλήσουμε αργότερα και έναν Header με 7 ακροδέκτες, για σύνδεση καλωδίων εξωτερικά. Τέλος, φαίνεται ο μικροεπεξεργαστής ATmega328, με τα απαραίτητα κυκλώματα γύρω από αυτόν, καθώς και τα σήματα ελέγχου σε ορισμένους ακροδέκτες αυτού και παρατηρούμε και 3 διαιρέτες τάσης, για τους οποίους θα μιλήσουμε αργότερα.

Θα ερευνήσουμε στην πορεία το κάθε μέρος του κυκλώματος ξεχωριστά. Για λόγους πληρότητας, δίνεται παρακάτω και η πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος (PCB) του παραπάνω σχηματικού διαγράμματος.

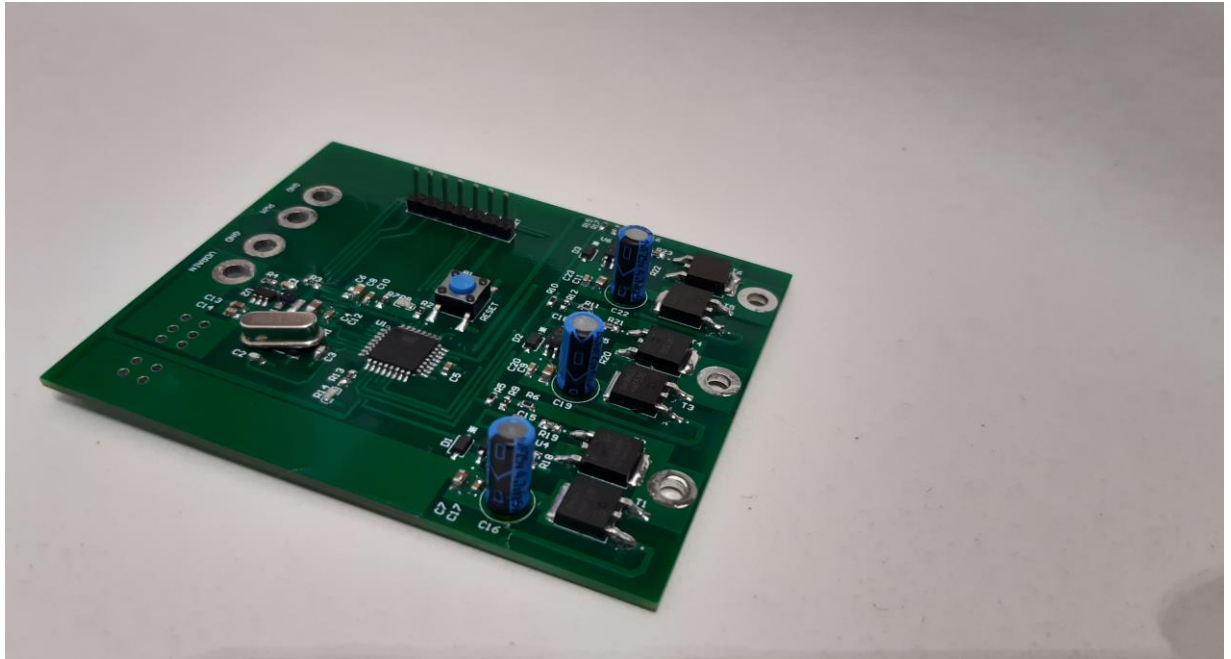


Εικόνα 72-PCB κυκλώματος οδήγησης BLDC

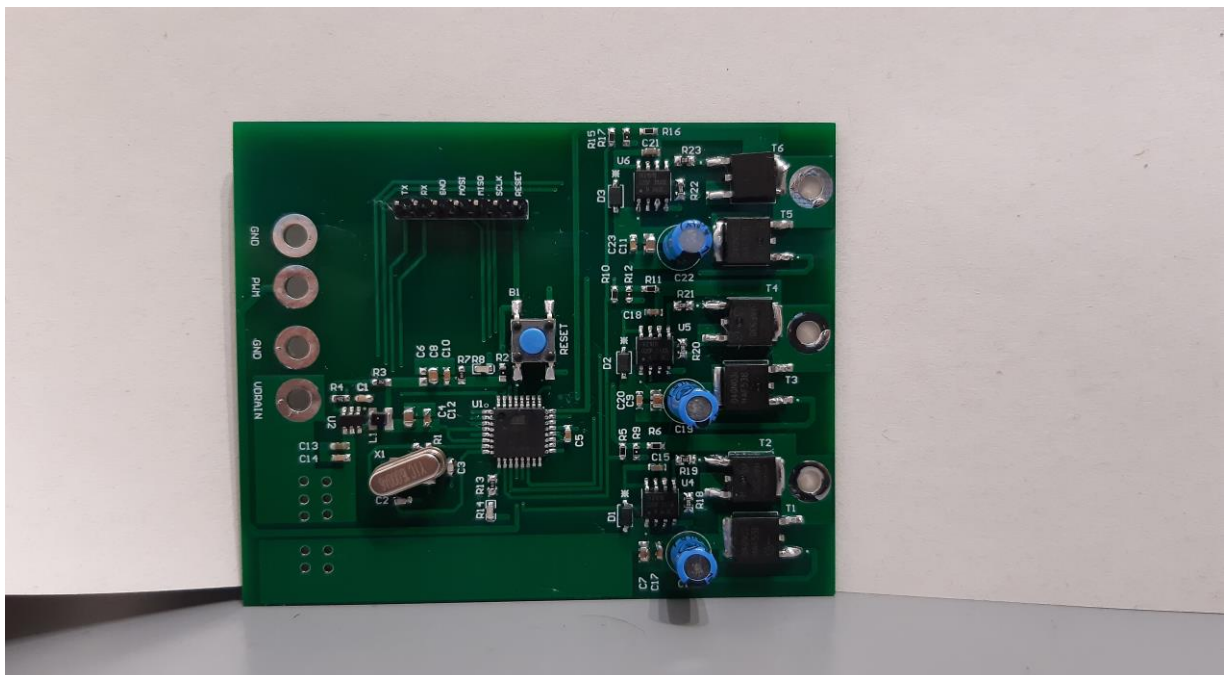
Όπως παρατηρούμε οι διαδρομές μεγάλης ισχύος, είναι μεγαλύτερες σε πλάτος για να αντέξουν το υψηλότερο ρεύμα λειτουργίας του κινητήρα.

Παρακάτω δίνονται δύο εικόνες, στις οποίες απεικονίζεται η σχετική πλακέτα που σχεδιάστηκε για την εφαρμογή μας.





Εικόνα 73-Πλακέτα εφαρμογής (α)



Εικόνα 74-Πλακέτα εφαρμογής (β)

## 8.3 Βασικά στοιχεία του κυκλώματος

### 8.3.1 Μικροεπεξεργαστής ATmega328

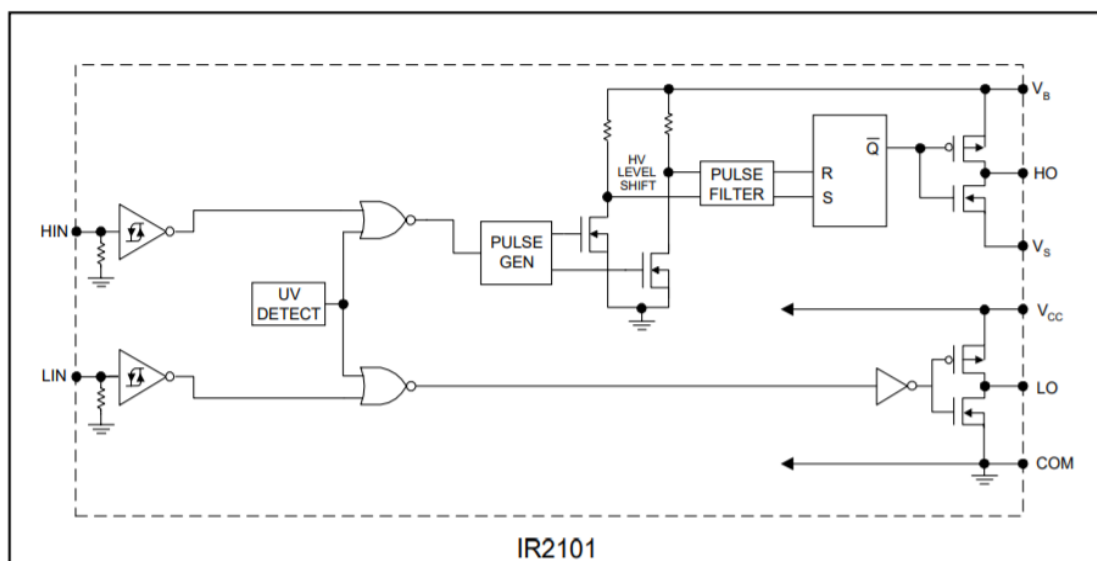
Αρχικά για τον μικροεπεξεργαστή ATmega328 έχει γίνει ανάλυση στο κεφάλαιο 7, της παρούσας εργασίας. Ο ATmega328 αποτελεί το «μυαλό» του κυκλώματος οδήγησης

και τον προγραμματίζουμε κατάλληλα, για να εκτελούνται οι επιθυμητές ενέργειες του κυκλώματος, αυτοματοποιημένα. Ο μικροελεγκτής, είναι αυτός που υλοποιεί την λογική διαμόρφωσης των παλμών, αφού επεξεργαστεί πρώτα τα σήματα που του παρέχουμε ως εισόδους. Σε αυτόν βρίσκονται τα σήματα ελέγχου, για τον έλεγχο των ημιαγωγικών διακοπών (MOSFET), καθώς και ο αναλογικός συγκριτής, που χρησιμοποιούμε όπως θα περιγράψουμε στην συνέχεια, για την σύγκριση των σημάτων BEMF, με μια τιμή.

### 8.3.2 Οδηγός πύλης (Gate driver) IR2101

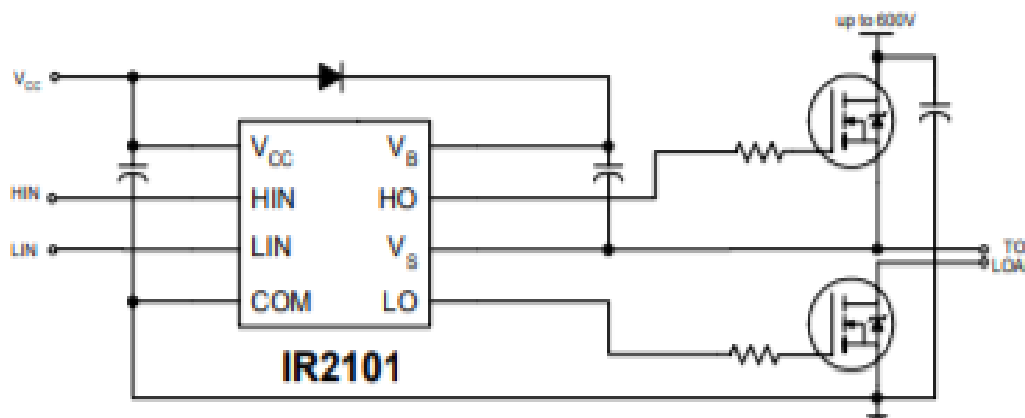
Το ολοκληρωμένο οδήγησης είναι ένα σημαντικό εξάρτημα στο σύστημα του ελεγκτή, το οποίο παίζει σημαντικό ρόλο στην δυναμική απόκριση των MOSFET. Αρκετό ρεύμα οδήγησης είναι απαραίτητο στοιχείο για να λειτουργήσουν σωστά τα MOSFET και να βοηθήσει στην υψηλή απόδοση του συστήματος, έτσι ο οδηγός πύλης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

Για την παρούσα εργασία, επιλέξαμε τα ολοκληρωμένα οδήγησης IR2101. Τα IR2101 είναι υψηλής τάσης και υψηλής ταχύτητας, ολοκληρωμένα οδήγησης, για MOSFET ισχύος και IGBT, με ανεξάρτητα κανάλια εξόδου για σύνθεση high και low side. Η χρήση των τεχνολογιών HVIC και CMOS στα ολοκληρωμένα, εξασφαλίζει μια ανθεκτική μονολιθική κατασκευή. Οι λογικές εισοδοί είναι συμβατές με τα πρότυπα εξόδου CMOS και LSTTL, λειτουργώντας έτσι με 3.3 V λογική. Οι οδηγοί εξόδου διαθέτουν στάδιο buffer υψηλού παλμού ρεύματος, σχεδιασμένου για ελάχιστη διαγωγιμότητα.



Εικόνα 75- Block διάγραμμα IR2101

Η επιλογή του IR2101 έγινε λόγω του ότι, αυτά τα ολοκληρωμένα είναι ευρέως διαθέσιμα στην αγορά και ταυτόχρονα καλύπτουν, όλες τις απαιτήσεις για την οδήγηση των MOSFET του αντιστροφέα. Είναι ικανά να διαχειριστούν τάσεις μέχρι 600 V. Αυτή η συσκευή χρειάζεται για την οδήγηση των high side MOSFETs στο κύκλωμα του αντιστροφέα, επειδή η τάση πύλης προς πηγή πρέπει να είναι υψηλότερη από την τάση υποδοχής προς πηγή, που είναι η υψηλότερη τάση στο σύστημα.



Εικόνα 76- Τοπολογία σύνδεσης IR2101 προτεινόμενη από τον κατασκευαστή

Αξίζει να σημειωθεί ότι ο IR2101 είναι δυαδικός οδηγός πύλης (dual driver), έτσι μπορεί να ελέγχει και το πάνω αλλά και το κάτω πόδι των κλάδων του τριφασικού αντιστροφέα.

### 8.3.3 NMOS IRLR7843

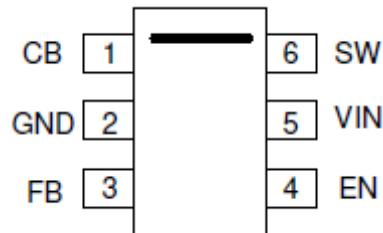
Για τον ρόλο των MOSFETs στο κύκλωμα οδήγησης ενός BLDC κινητήρα, έχουμε αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο, όπως και στις σημαντικότερες παραμέτρους για την επιλογή του κατάλληλου MOSFET, για την εφαρμογή μας. Στην πλακέτα μας χρησιμοποιήσαμε τα τρανζίστορ NMOS IRLR7843. Τα βασικά πλεονέκτημα αυτών των τρανζίστορ είναι, η πολύ χαμηλή αντίσταση  $R_{DS(on)}$  για τάση πύλης προς πηγή  $V_{GS}$  και η χαμηλή σύνθετη αντίσταση της πύλης. Η μέγιστη τάση υποδοχής προς πηγή ( $V_{DS}$ ) είναι 30 V, ενώ η μέγιστη τάση πύλης προς πηγή ( $V_{GS}$ ) είναι 20 V. Σημαντική παράμετρος είναι και το φορτίο πύλης (gate charge)  $Q_G$ , το οποίο έχει τυπική τιμή 34 nC. Η δίοδος Zener, χρησιμοποιείται για να προστατεύσει το MOSFET, από υπερβολική τάση εισόδου πύλης-πηγής.



Εικόνα 77- Μορφή IRLR7843 για 2 packages

### 8.3.4 Buck Converter LMR50410

Για την παραγωγή τάσης ίσης με 5V, ανεξαρτήτως της τροφοδοσίας που έχουμε στην είσοδο, χρησιμοποιούμε τον Buck Converter LMR50410. Ο Buck Converter είναι ένας μετατροπέας από DC τάση σε DC τάση, ο οποίος μειώνει την τάση στην έξοδο σε σχέση με την τάση εισόδου (ενώ απορροφά λιγότερο ρεύμα). Ο LMR50410 σύμφωνα με το datasheet του είναι ένας σύγχρονος buck converter, ικανός να δώσει στην έξοδο έως 1 A ρεύμα φορτίου.



Εικόνα 78- Μορφή LMR50410 σε package SOT-23-6

Στην παραπάνω εικόνα φαίνονται τα pins ενός ολοκληρωμένου LMR50410. Στον ακροδέκτη CB, συνδέεται σύμφωνα με το datasheet, ένας bootstrap πυκνωτής 100 nF, και το άλλο άκρο του καταλήγει στον ακροδέκτη SW. Το GND αποτελεί την γείωση αυτού του ολοκληρωμένου, ενώ ο ακροδέκτης VIN δέχεται την τάση εισόδου. Στον ακροδέκτη VIN είναι συνδεδεμένος ο bypass πυκνωτής CIN. Ο ακροδέκτης FB είναι η είσοδος ανάδρασης στον μετατροπέα. Συνδέουμε σε αυτόν τον ακροδέκτη έναν διαιρέτη τάσης για να ορίσουμε την τάση εξόδου. Ο ακροδέκτης EN είναι για την ενεργοποίηση του μετατροπέα και συνήθως συνδέεται στον ακροδέκτη VIN. Η ενεργοποίηση αυτού του ακροδέκτη επιτρέπει ρυθμισμό UVLO (Undervoltage Lockout) από εξωτερικό διαιρέτη αντιστάσεων. Τέλος το SW δίνει την διακοπόμενη έξοδο του μετατροπέα.

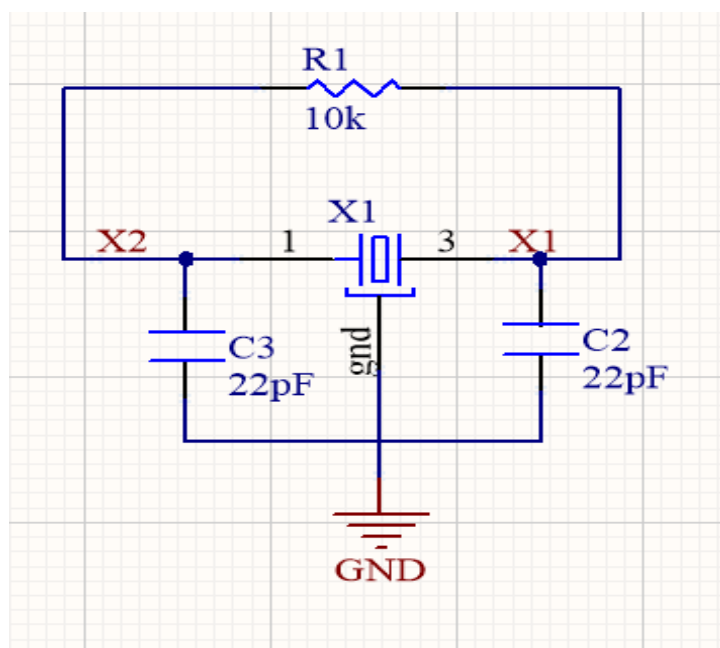


Αυτός ο προγραμματιστής είναι φθηνός σε κόστος, εύκολος σε χρήση και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον προγραμματισμό του ATmega328, μέσω της πλατφόρμας Arduino IDE.

Για την σύνδεση αυτής της πλακέτας με το κύκλωμα οδήγησης, έχουμε χρησιμοποιήσει έναν header με 7 pins, εκ των οποίων τα 5 (GND,MOSI,MISO,SCLK,RESET), τα οποία βρίσκονται σε ακροδέκτες του ATmega328, χρησιμοποιούνται για την σύνδεση του Pocket AVR programmer. Τα άλλα δύο pins του header, είναι τα RX και TX του μικροεπεξεργαστή ATmega328.

### 8.3.6 Κρύσταλλος 16 MHz

Ο κρύσταλλος που χρησιμοποιήσαμε στο κύκλωμα οδήγησης, μαζί με τα απαραίτητα στοιχεία γύρω από αυτόν, φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 81- Κύκλωμα κρυστάλλου 16 MHz

Χρησιμοποιούμε τον κρύσταλλο αυτό για να αυξήσουμε την ταχύτητα του ρολογιού (clock speed) του ATmega328 σε 16 MHz. Επίσης, ο εξωτερικός κρύσταλλος βοηθάει σε μεγαλύτερη ακρίβεια και ορθότητα στον χρονοισμό. Ο λόγος είναι ότι, ο εσωτερικός RC ταλαντωτής του ATmega328, είναι πολύ πιο ευαίσθητος στην θερμοκρασία και στις αλλαγές της τάσης, από τον εξωτερικό κρύσταλλο, ο οποίος είναι πιο σταθερός.

### 8.3.7 Επιλογή BLDC κινητήρα

Ο BLDC κινητήρας που επιλέξαμε στο κατασκευαστικό μέρος, είναι της εταιρείας EMAX USA και η ονομασία του είναι EMAX MT1804 KV2480. Αυτός ο κινητήρας φαίνεται ενδεικτικά στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 82- BLDC κινητήρας πειραματικού μέρους

Τα βασικά χαρακτηριστικά του κινητήρα, όπως δίνονται και από την ίδια τη εταιρεία, φαίνονται στην παρακάτω εικόνα:

**KV:2480**

**MAX Thrust:300G**

**Length:24.7MM**

**NO.OF CELL:3S**

**Weight:14G**

**Framework:12N14P**

**Shaft:2MM**

**Propeller: Carbon Fibre Prop 5\*3  
GWS 5\*3**

**Diameter:23MM**

Εικόνα 83- Βασικά χαρακτηριστικά BLDC κινητήρα EMAX MT1804



## 8.4 Ανάλυση λειτουργίας κυκλώματος

### 8.4.1 Γενικά

Σε αυτό το μέρος του κεφαλαίου θα ασχοληθούμε με τα βασικότερα μέρη του κυκλώματος οδήγησης και τον ρόλο τους στο συνολικό κύκλωμα, για την οδήγηση του BLDC κινητήρα.

### 8.4.2 Κύκλωμα Bootstrap

Για να κάνουμε τον gate driver IR2101 να λειτουργήσει, πρέπει 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 κατωφλίου ( $V_{TH}$ ) και η τάση μεταξύ υποδοχής και πηγής να είναι  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$ . Τα 2 βασικά στοιχεία του κυκλώματος bootstrap για τον IR2101, είναι ένας κατάλληλος πυκνωτής bootstrap και μια διάδος ταχείας ανάκαμψης.

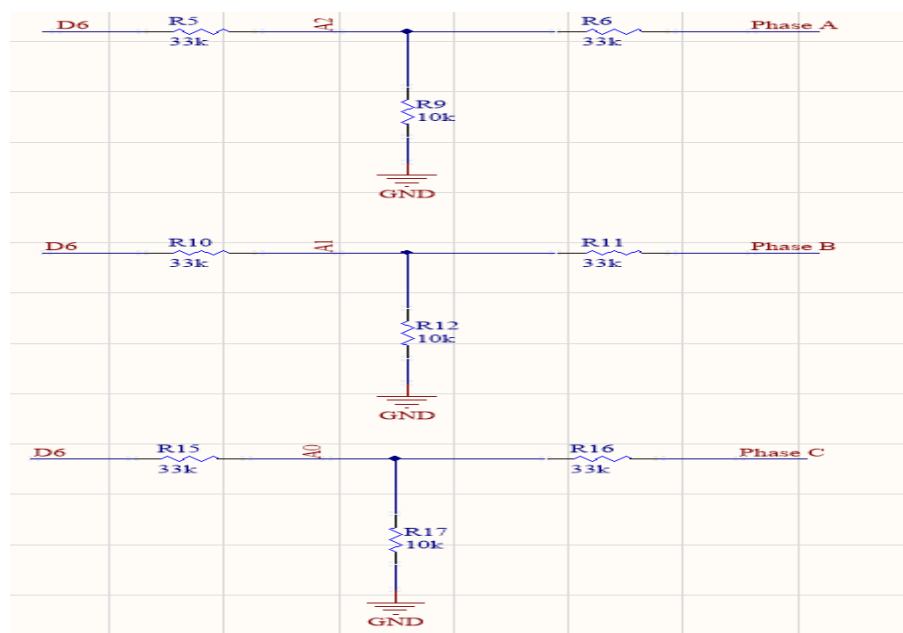
Κατά την έναυση του διακοπτικού στοιχείου, ο φορτισμένος πυκνωτής bootstrap που είναι συνδεδεμένος μεταξύ πύλης-πηγής, δίνει την απαιτούμενη τάση μεταξύ πύλης-πηγής. Στην συνέχεια ο πυκνωτής bootstrap θα πρέπει να φορτιστεί εκ νέου. Η φόρτιση του πυκνωτή επιτυγχάνεται μέσω της διόδου bootstrap κατά τη σβέση του στοιχείου. Προκειμένου να φορτίζεται γρήγορα ο πυκνωτής και ταυτόχρονα να σβήνει γρήγορα το στοιχείο, η διάδος έχει πολύ μικρό χρόνο απόκρισης. Η τιμή του πυκνωτή bootstrap που χρησιμοποιήσαμε στο κύκλωμά μας είναι 2.2  $\mu\text{F}$ .

Η διάδος 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 ( $t_{rr}$ ), ώστε να ελαχιστοποιείται το φορτίο που επιστρέφει στην τροφοδοσία από τον bootstrap πυκνωτή. Η διάδος που χρησιμοποιήσαμε στον κύκλωμα, ως διάδο bootstrap, είναι η γνωστή διάδος 1N4148.



### 8.4.3 Διάταξη ανατροφοδότησης κινητήρα

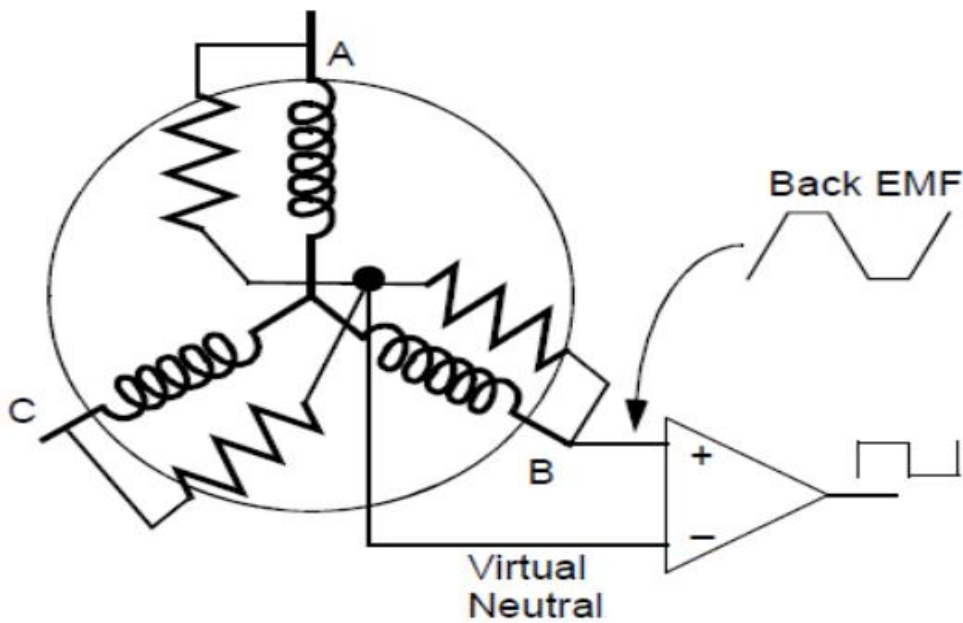
Η διάταξη αυτή φαίνεται στην παρακάτω εικόνα όπως προκύπτει από το σχηματικό διάγραμμα οδήγησης του BLDC κινητήρα.



Εικόνα 84- Ανατροφοδότηση κινητήρα

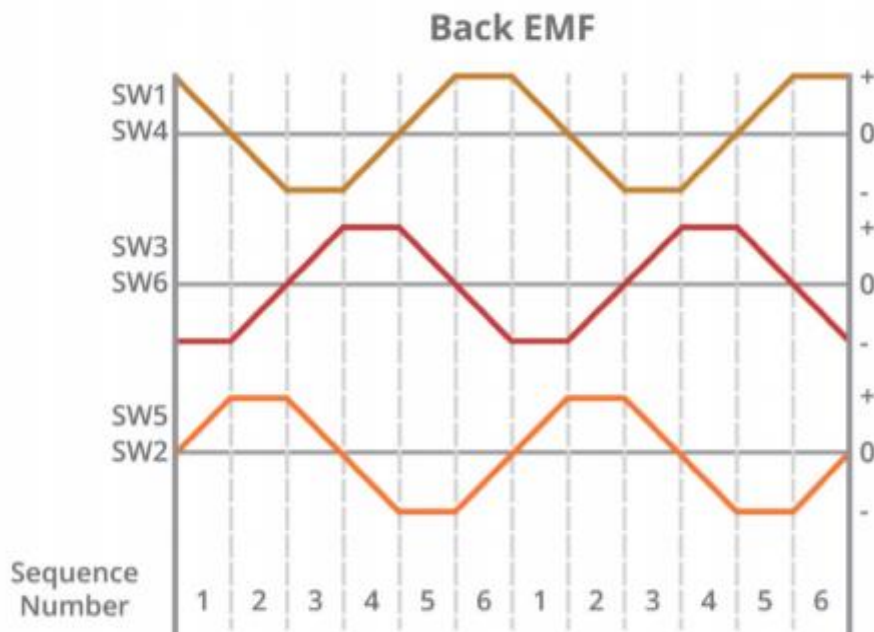
Η τάση οποιουδήποτε σημείου δοκιμής, μπορεί να ανιχνευτεί με τη χρήση διαιρέτη τάσης. Στην ηλεκτρονική, ένας διαιρέτης τάσης, είναι ένα απλό γραμμικό κύκλωμα που παράγει μια τάση εξόδου ( $V_{OUT}$ ), η οποία είναι ένα κλάσμα της τάσης εισόδου ( $V_{IN}$ ). Η διαίρεση τάσης αναφέρεται στον καταμερισμό της τάσης μεταξύ των εξαρτημάτων του διαιρέτη. Χρειαζόμαστε τους διαιρέτες τάσης στο κύκλωμα οδήγησής μας, ώστε να αποφύγουμε την μεταφορά μεγάλων τάσεων στον μικροελεγκτή ATmega328 και την δημιουργία βλάβης σε αυτόν. Επίσης οι 3 αντιστάσεις τιμής 33 kΩ, δημιουργούν το τεχνητό ουδέτερο σημείο (virtual neutral point), το οποίο καταλήγει στον θετικό ακροδέκτη του αναλογικού συγκριτή του ATmega328 (pin PD6).

Έτσι στον αναλογικό συγκριτή, θα συγκρίνεται κάθε φορά η τάση BEMF, που προκύπτει από τον BLDC κινητήρα, με το virtual neutral point. Με αυτόν τον τρόπο, γίνεται δυνατός ο εντοπισμός των σημείων διάσχισης του μηδενός (zero crossing points), της τάσης BEMF, η οποία παράγεται κατά την περιστροφή του κινητήρα. Για τον εντοπισμό της θέσης του BLDC μοτέρ, με τα ZCPs, έχουμε μιλήσει ήδη στην εργασία. Έτσι, καθώς γίνεται δυνατός ο εντοπισμός του ρότορα του κινητήρα, γνωρίζουμε πότε πρέπει να γίνει μεταγωγή βήματος (6 βήματα), στην ακολουθία περιστροφής του μοτέρ.



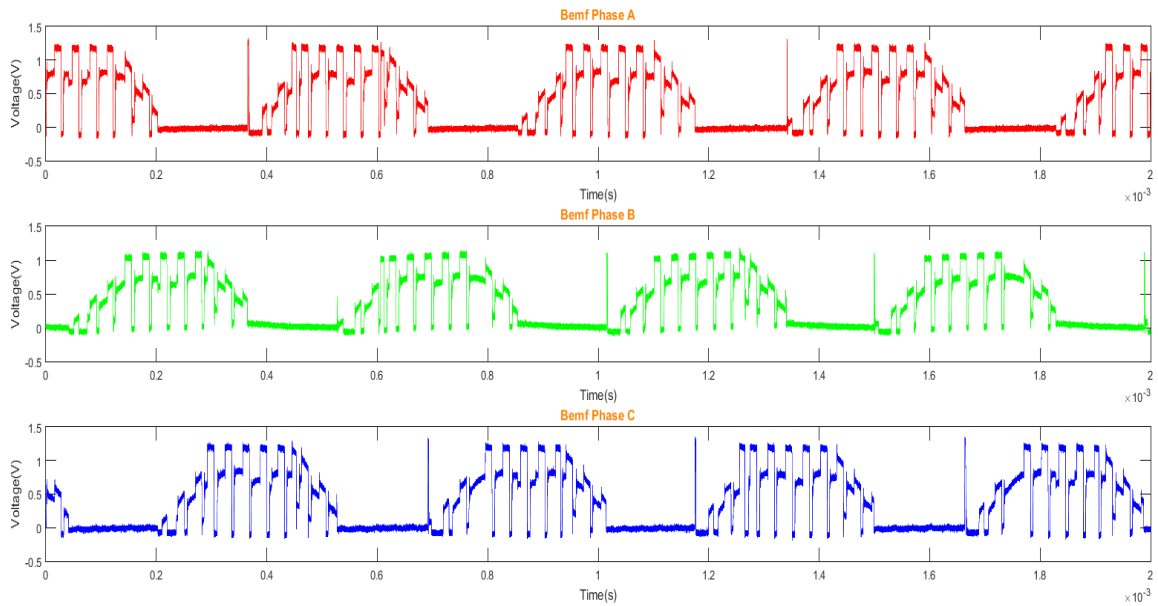
Εικόνα 85- Κύκλωμα σύγκρισης συνδεδεμένο στον κινητήρα.

Σε αυτό το σημείο θα δοθούν τα διαγράμματα της τάσης BEMF, τόσο σε υψηλή όσο και σε χαμηλή ταχύτητα, η οποία παράχθηκε κατά την περιστροφή του κινητήρα, στην πειραματική μας διάταξη. Θεωρητικά περιμένουμε η τάση BEMF να έχει την παρακάτω μορφή κατά την περιστροφή του κινητήρα.

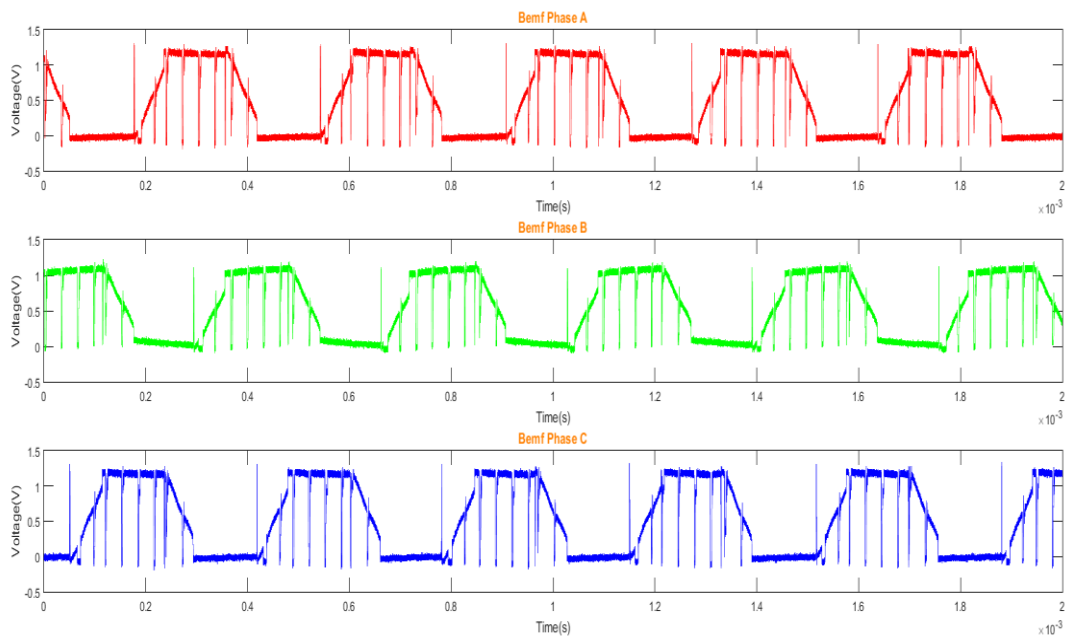


Εικόνα 86- Θεωρητική τάση BEMF

Παρακάτω φαίνονται, οι γραφικές για την τάση BEMF, οι οποίες προέκυψαν από την πειραματική μας διάταξη.



Εικόνα 87- BEMF σε χαμηλή ταχύτητα



Εικόνα 88- BEMF σε υψηλή ταχύτητα

Αρχικά, τόσο σε χαμηλή όσο και σε υψηλή ταχύτητα, παρατηρούμε ότι η τάση back EMF έχει τραπεζοειδή μορφή και σχηματικά είναι παρόμοια, με την θεωρητική τάση BEMF. Το πλάτος του σήματος BEMF, είναι λίγο μεγαλύτερο από 1 V. Παρατηρούμε

ότι το σήμα BEMF, είναι πιο ευκρινές και συνεχές, σε υψηλές ταχύτητες, σε σύγκριση με τις χαμηλές ταχύτητες. Αυτό συμβαίνει διότι όπως έχουμε τονίσει, η συχνότητα της τάσης BEMF εξαρτάται άμεσα από την ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα. Πιο συγκεκριμένα για τον υπολογισμό της συχνότητας του σήματος BEMF σε Hz μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον παρακάτω τύπο:

$$f_{BEMF} = RPM * 1 \frac{min}{60 sec} * N \quad (8.1)$$

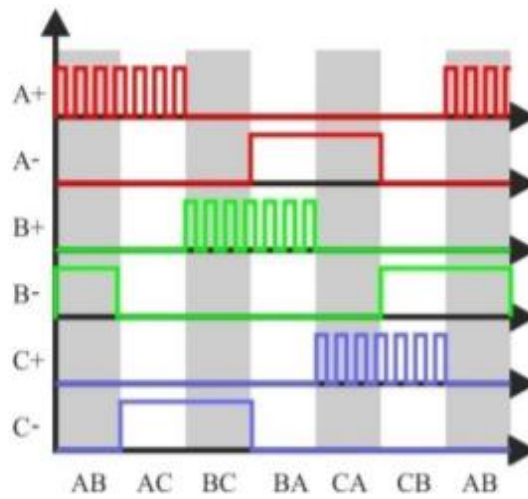
, όπου RPM είναι ο αριθμός περιστροφών του κινητήρα σε ένα λεπτό και N ο αριθμός των ζευγών μαγνητικών πόλων του κινητήρα.

Επίσης, οι μεταβάσεις από υψηλό δυναμικό (HIGH) σε χαμηλό δυναμικό (LOW) και αντίστροφα, οι οποίες καθορίζουν και τα σημεία διέλευσης από το μηδέν (ZCP), τα οποία είναι απαραίτητα για τον εντοπισμό της θέσης του ρότορα του κινητήρα και κατ' επέκταση την οδήγησή του, είναι περισσότερο ξεκάθαρες στην τάση BEMF, για υψηλές ταχύτητες. Επίσης, τα 3 σήματα της τάσης BEMF, τα οποία προκύπτουν από τις 3 φάσεις του κινητήρα BLDC, έχουν 120 ° διαφορά φάσης, όπως συμβαίνει και σε εφαρμογές χρήσης Hall αισθητήρων, με τα σήματα ανατροφοδότησης των αισθητήρων. Τέλος, τα 3 σήματα αυτά έχουν το ίδιο πλάτος, όπως ήταν αναμενόμενο.

#### 8.4.4 Σήματα ελέγχου BLDC κινητήρα

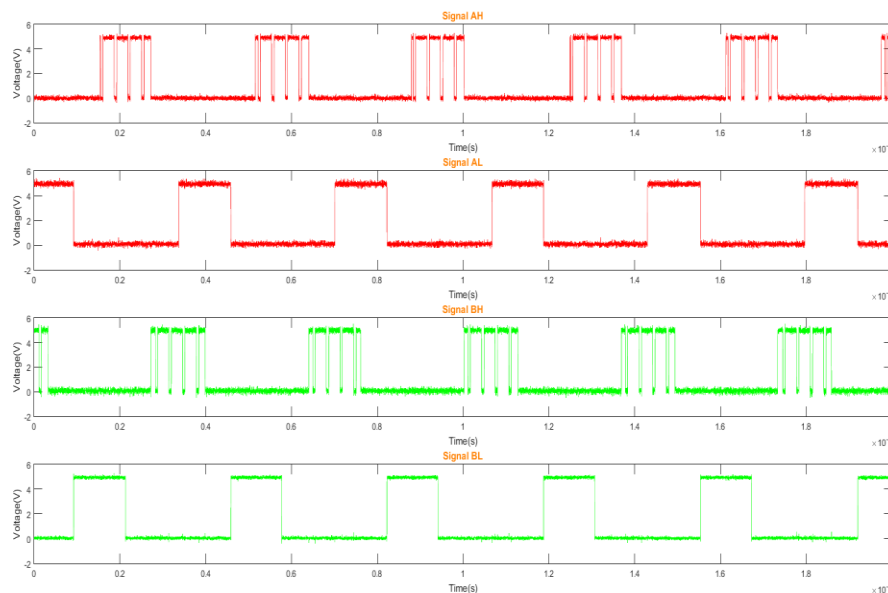
Σε αυτό το σημείο, θα αναφερθούμε στα σήματα ελέγχου, που στέλνει ο μικροεπεξεργαστής στους gate drivers, οι οποίοι ελέγχουν τον τριφασικό αντιστροφέα, για την περιστροφή του BLDC κινητήρα. Αρχικά, ο ATmega328 στέλνει 6 σήματα στους οδηγούς πύλης, 2 σήματα στον καθένα από αυτούς. Οι ακροδέκτες που χρησιμοποιούνται γι' αυτόν τον λόγο είναι οι εξής: PB1 (AH), PD4 (AL), PB2 (BH), PD7 (BL), PD3 (CH) και PD2 (CL). Τα AH, BH, CH και AL, BL, CL είναι τα σήματα που καταλήγουν στις εισόδους των οδηγών πύλης, δύο για τον καθένα αντίστοιχα. Παρατηρώντας πιο προσεκτικά, τα σήματα AH, BH, CH ανήκουν σε ακροδέκτες παραγωγής PWM σήματος. Ο λόγος είναι, όπως θα φανεί και στον κώδικα προγραμματισμού του μικροεπεξεργαστή στο επόμενο κεφάλαιο, ότι τα σήματα AH, BH και CH, που καταλήγουν στους gate drivers, έχουν μορφή PWM, ενώ τα σήματα AL, BL, CL παίρνουν λογικές τιμές "1" ή "0". Η τεχνική που χρησιμοποιήσαμε, βασίζεται στην τεχνική εξάλειψης ουδέτερου σημείου, την οποία έχουμε περιγράψει παραπάνω. Ενδεικτικά αναφέρουμε ξανά, ότι τα σημεία διέλευσης από το μηδέν (ZCP) της τάσης BEMF της ανενεργής φάσης, μπορούν να ληφθούν απευθείας από την τερματική τάση του μοτέρ ως προς την γείωση. Η τάση του ουδέτερου σημείου θα είναι συνάρτηση της τάσης BEMF κάθε φάσης και δεν επηρεάζεται από εξωτερικές τάσεις. Επιπρόσθετα, σε αυτή την μέθοδο, το PWM εφαρμόζεται στους πάνω διακόπτες (high side switches) του αντιστροφέα και το PWM σήμα ανιχνεύεται σύγχρονα με τον χρόνο, που είναι off το σήμα PWM. Οι χαμηλοί διακόπτες (low side switches) χρησιμοποιούνται μόνο για την μεταγωγή των φάσεων του μοτέρ. Άρα, η πραγματική τάση BEMF μπορεί να ανιχνευθεί όταν το PWM είναι off, επειδή η τερματική τάση του μοτέρ είναι ευθύς ανάλογη με την φασική τάση BEMF. Για λόγους ευκολίας παρακάτω φαίνονται τα θεωρητικά σήματα ελέγχου, τα οποία καταλήγουν από τον

μικροεπεξεργαστή στους οδηγούς πύλης και ύστερα στους διακόπτες ισχύος (MOSFETs).

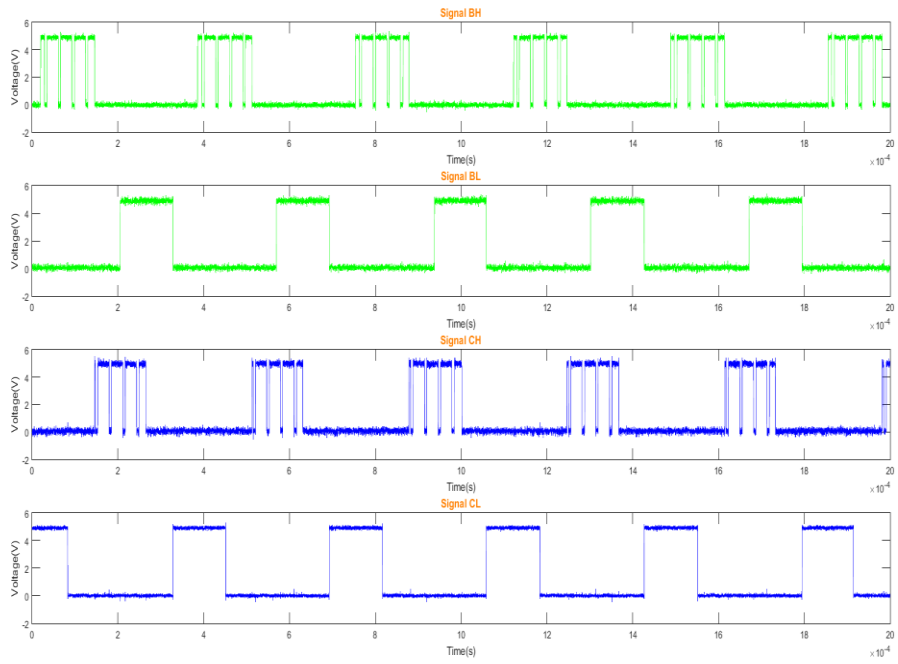


Εικόνα 89- Θεωρητικά σήματα ελέγχου

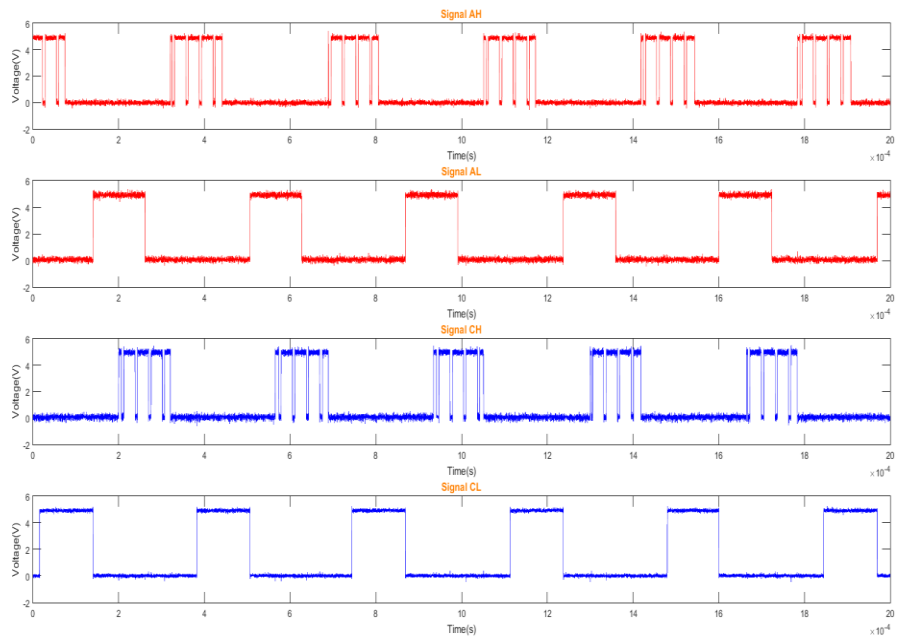
Σε αυτό το σημείο θα παρουσιάσουμε τα σήματα που προέκυψαν στην πειραματική μας διάταξη. Θα παρουσιαστούν παρακάτω 3 διαγράμματα, τα οποία αφορούν την εμφάνιση των σημάτων για τις φάσεις A και B, A και C, B και C. Ο λόγος που δεν παρουσιάζονται και τα 6 σήματα στην ίδια εικόνα, έχει να κάνει με το ότι ο εργαστηριακός παλμογράφος διέθετε μέχρι και 4 κανάλια για ταυτόχρονη χρήση. Τα σχετικά σχήματα φαίνονται παρακάτω:



Εικόνα 90- Σήματα ελέγχου φάσεων A και B



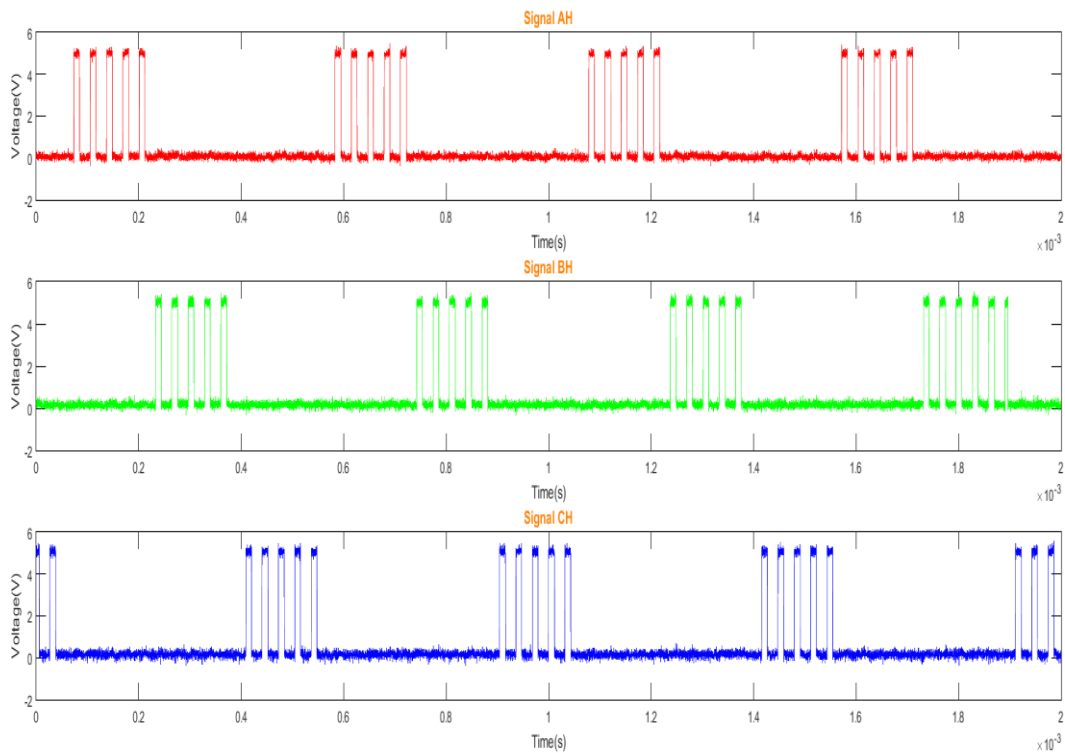
Εικόνα 91- Σήματα ελέγχου φάσεων B και C



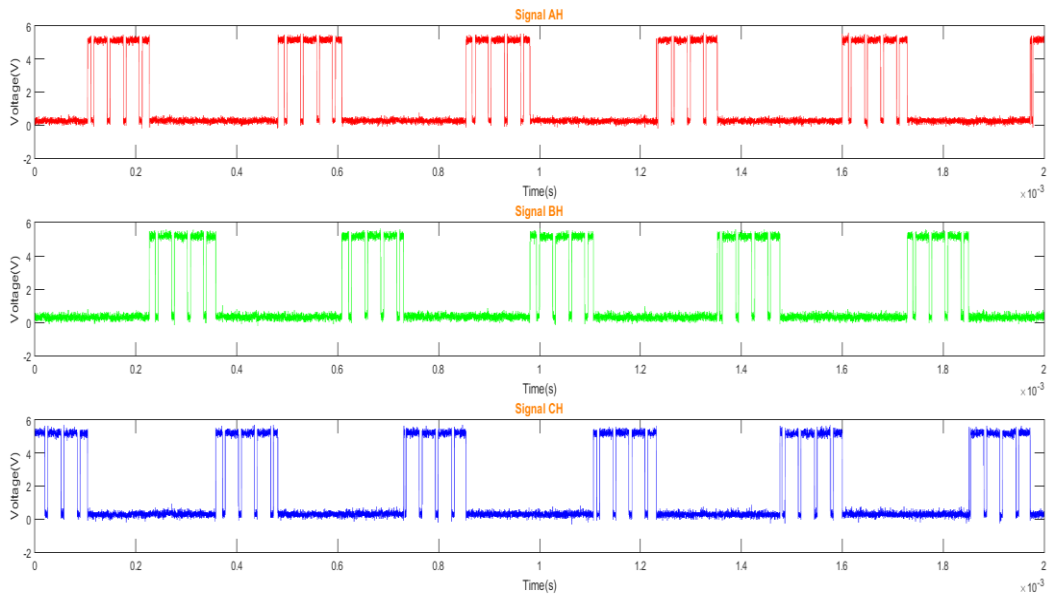
Εικόνα 92- Σήματα ελέγχου φάσεων A και C

Όπως εύκολα παρατηρούμε, πράγματι τα σήματα AH,BH,CH έχουν PWM μορφή, ενώ τα σήματα AL,BL,CL έχουν τις λογικές τιμές “1” ή “0”. Επίσης, παρατηρώντας και τα θεωρητικά σήματα, τα σήματα της πειραματικής διάταξης ακολουθούν τον χρονισμό των θεωρητικών σημάτων, έχουν την ίδια μορφή και γίνεται εφικτή η μεταγωγή των βημάτων κατά την περιστροφή του κινητήρα. Παρατηρούμε ακόμα, ότι δεν είναι ποτέ ταυτόχρονα ενεργοποιημένα τα MOSFET στον ίδιο κλάδο του αντιστροφέα, το οποίο θα είχε ολέθριες συνέπειες, όπως έχουμε εξηγήσει. Αυτή η παρατήρηση προκύπτει, καθώς όταν ασκείται PWM σε ένα high-side MOSFET, το αντίστοιχο low-side MOSFET είναι σε κατάσταση OFF (λογικό σήμα παίρνει τιμή μηδέν), όπως φαίνεται στα παραπάνω διαγράμματα.

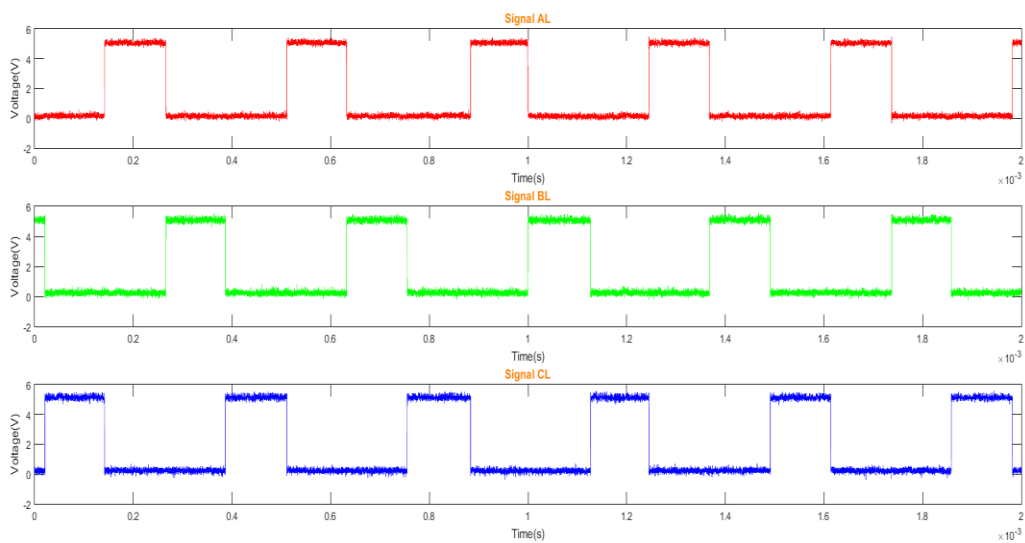
Επίσης θα δοθούν παρακάτω και τα σήματα AH,BH,CH τόσο σε υψηλές όσο και σε χαμηλές ταχύτητες περιστροφής του κινητήρα BLDC, καθώς και για λόγους πληρότητας, θα δοθούν σε ένα διάγραμμα τα 3 σήματα AL, BL,CL.



Εικόνα 93- High-side σήματα (χαμηλές ταχύτητες)



Εικόνα 94- High-side σήματα ( υψηλές ταχύτητες)



Εικόνα 95- Low-side σήματα

Παρατηρούμε εύκολα, ότι στα High-side σήματα, το εύρος του παλμού μεταβάλλεται όταν μεταβάλλεται και η ταχύτητα. Πιο συγκεκριμένα, αυτά τα σήματα σε υψηλές ταχύτητες, έχουν μεγαλύτερο duty cycle (μεγαλύτερο εύρος παλμού), σε σύγκριση με τα αντίστοιχα σήματα σε χαμηλές ταχύτητες. Αυτό συμβαίνει διότι, η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα, έχει άμεση σχέση με το duty cycle των παλμών PWM, που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχό του. Τα σήματα ελέγχου τόσο για τα low-side, όσο και για τα high-side MOSFET, λαμβάνουν υψηλό δυναμικό (HIGH) κοντά στα 5 V και χαμηλό δυναμικό (LOW) στα 0 V. Τέλος, παρατηρούμε ότι τα PWM σήματα δεν



ασκούνται συγχρόνως στους οδηγούς πύλης (gate drivers), αλλά ακολουθιακά, μιας και σε κάθε ένα από τα 6 βήματα μια πλήρους περιστροφής του BLDC κινητήρα, ασκείται μόνο ένα σήμα PWM, σε ένα εκ των τριών High-side MOSFET του τριφασικού αντιστροφέα.

#### 8.4.5 Έλεγχος ταχύτητας κινητήρα

Κλείνοντας αυτή την ενότητα, θα αναφέρουμε τους τρόπους με τους οποίους μπορούμε να αυξομειώνουμε την ταχύτητα του κινητήρα BLDC. Αρχικά, το κύκλωμα που σχεδιάστηκε περιέχει κατάλληλη υποδοχή PWM σήματος και με τον κατάλληλο προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή, μπορεί να ελεγχθεί η κίνηση του BLDC κινητήρα. Για την παραγωγή PWM σήματος εξωτερικά, για να το δώσουμε ως είσοδο στο κύκλωμα οδήγησης, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε έναν remote controller μαζί με έναν receiver PWM σημάτων, ή ενδεχομένως μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και μια γεννήτρια ρυθμιζόμενη κατάλληλα, για να μας δίνει τα επιθυμητά PWM σήματα στην έξοδό της. Ακόμα το κύκλωμά μας, μπορεί να δέχεται τιμές εισόδου εξωτερικά, οι οποίες θα καθορίζουν την ταχύτητα του BLDC κινητήρα, χρησιμοποιώντας το πρωτόκολλο επικοινωνίας SPI. Όπως έχουμε αναφέρει, στην πλακέτα που σχεδιάστηκε υπάρχει δυνατότητα σύνδεσης καλωδίων με τα pins MOSI, MISO, SCLK τα οποία είναι απαραίτητα, για την επικοινωνία με χρήση SPI. Τον ρόλο του SS ( Slave Select) pin μπορεί να παίζει, ο ακροδέκτης RX, στον οποίο επίσης μπορούμε να συνδέσουμε καλώδιο εξωτερικά, καθώς βρίσκεται και αυτός στον header. Ακόμα, είναι εφικτός ο έλεγχος της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα, με κατάλληλο προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή ATmega328, με ρύθμιση της ταχύτητας περιστροφής μέσω του κώδικα προγραμματισμού. Τέλος, μπορούμε να αυξομειώνουμε την ταχύτητα του BLDC κινητήρα, με κατάλληλους εξωτερικούς διακόπτες (πχ. buttons), που όταν τους πατάμε αυξάνεται ή μειώνεται αντίστοιχα, η ταχύτητα του κινητήρα.

## 9. Ανάπτυξη λογισμικού ελέγχου του κινητήρα

### 9.1 Γενικά

Σε αυτό το κεφάλαιο, στόχος είναι η παρουσίαση και η ανάλυση του λογισμικού, που χρησιμοποιήθηκε για τον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή ATmega328. Για να γράψουμε και να φορτώσουμε τον κώδικα στον ATmega328, χρησιμοποιήσαμε το open-source λογισμικό Arduino IDE. Αυτό το λογισμικό συνήθως, χρησιμοποιείται με την πλακέτα Arduino, για τον κατάλληλο προγραμματισμό της. Κατά την διάρκεια του κεφαλαίου θα παρουσιάσουμε και τον κώδικα με τα απαραίτητα σχόλια, τον οποίο φορτώσαμε στον μικροεπεξεργαστή και στην συνέχεια, θα αναλύσουμε τα πιο κρίσιμα σημεία του κώδικα και τον ρόλο τους στην λειτουργία του BLDC κινητήρα.

### 9.2 Κώδικας προγραμματισμού ATmega 328

Σε αυτό το σημείο, δίνεται ο κώδικας προγραμματισμού του ATmega328 με τα απαραίτητα σχόλια. Αμέσως μετά θα αναλυθούν τα σημαντικότερα σημεία του κώδικα.

```
//Inputs/Outputs  
/* PWM in pin - D8  
  
High A - D9  
LOW A - D4  
  
HIGH B - D10  
LOW B - D7  
  
HIGH C - D3  
LOW C - D2  
  
Comparator - D6  
  
*/  
  
#define PWM_max_value 300  
#define PWM_min_value 50  
#define PWM_value 90  
unsigned int SPEED = 90;  
byte sequence_step = 0, motor_speed;  
unsigned int i;
```

```

void setup() {
Serial.begin(9600);

//Our pins for the MOSFET drivers are 2,3,4,7 and 9, 10

DDRD |= B10011100;    //Configure pins 2, 3, 4 and 7 as outputs CL, CH,
AL and BL

PORTD = B00000000;    //Pins 0 to 7 set to LOW

DDRB |= B00000110;    //Configure pins 9 and 10 as outputs AH and BH

PORTB &= B00111001;    //D9, D10 to LOW

//Timer1 module setting: set clock source to clkI/O / 1 (no prescaling)
TCCR1A = 0;
TCCR1B = 0x01;

//Timer2 module setting: set clock source to clkI/O / 1 (no prescaling)
TCCR2A = 0;
TCCR2B = 0x01;

// Comparator on pin D6
ACSR = 0x10;    //Disable and clear (flag bit) analog comparator interrupt
}

//Interruption vector for the analog comparator
ISR (ANALOG_COMP_vect) {
//BEMF debounce
for (i = 0; i < 10; i++) {    //We check the comparator 10 times just to be
sure

if (sequence_step & 1)    //If step = odd (0001, 0011, 0101) 1, 3 or 5
{

if (!(ACSR & B00100000)) i -= 1; //!B00100000 -> B11011111 ACO = 0 (Analog
Comparator Output = 0)

}

else    //else if step is 0, 2 or 4
{

if ((ACSR & B00100000)) i -= 1; //else if B00100000 -> B11011111 ACO = 1
(Analog Comparator Output = 1)

}

}
}
}

```

```

set_next_step();           //set the next step of the sequence

sequence_step++;         //increment step by 1, next part of the sequence
of 6

sequence_step %= 6;     //If step > 5 (equal to 6) then step = 0 and start
over

}

void set_next_step() {   //BLDC motor commutation function
switch (sequence_step) {

case 0:
AH_BL();
BEMF_C_RISING();
break;

case 1:
AH_CL();
BEMF_B_FALLING();
break;

case 2:
BH_CL();
BEMF_A_RISING();
break;

case 3:
BH_AL();
BEMF_C_FALLING();
break;

case 4:
CH_AL();
BEMF_B_RISING();
break;

case 5:
CH_BL();
BEMF_A_FALLING();
break;

}

} //end of set_next_step

```

```

//main loop
void loop() {
  SET_PWM(PWM_value); //setup starting PWM with duty cycle= PWM_value
  i =5000;

  // Motor start
  while (i > 100) { //short loop to accelerate the motor
    delayMicroseconds(i);
    set_next_step();
    sequence_step++;
    sequence_step %= 6;
    i = i - 20;
  }

  motor_speed = SPEED;
  ACSR |= 0x08; // Enable analog comparator interrupt

  while(1) {
    while(SPEED < PWM_max_value){
      motor_speed= motor_speed++;
      SET_PWM(motor_speed);
      delay(100);
    }
    while(SPEED > PWM_min_value){
      motor_speed= motor_speed--;
      SET_PWM(SPEED_DOWN);
      delay(100);
    }
  }
}

/*On each step we know that the next zero cross will be rising or falling and
if it will be on coil A, B or C. With these functions we select that according to
the step of the sequence*/

```

```

void BEMF_A_RISING() {
    ADCSRA = (0 << ADEN); // Disable the ADC module
    ADCSRB = (1 << ACME); // MUX select for negative input of comparator
    ADMUX = 2; // Select A2 as comparator negative input
    ACSR |= 0x03; // Set interrupt on rising edge*/
}

void BEMF_A_FALLING() {
    ADCSRA = (0 << ADEN); // Disable the ADC module
    ADCSRB = (1 << ACME); // MUX select for negative input of comparator
    ADMUX = 2; // Select A2 as comparator negative input
    ACSR &= ~0x01; // Set interrupt on falling edge*/
}

void BEMF_B_RISING() {
    ADCSRA = (0 << ADEN); // Disable the ADC module
    ADCSRB = (1 << ACME); // MUX select for negative input of comparator
    ADMUX = 1; // Select A1 as comparator negative input
    ACSR |= 0x03; // Set interrupt on rising edge
}

void BEMF_B_FALLING() {
    ADCSRA = (0 << ADEN); // Disable the ADC module
    ADCSRB = (1 << ACME); // MUX select for negative input of comparator
    ADMUX = 1; // Select A1 as comparator negative input
    ACSR &= ~0x01; // Set interrupt on falling edge*/
}

void BEMF_C_RISING() {
    ADCSRA = (0 << ADEN); // Disable the ADC module
    ADCSRB = (1 << ACME); // MUX select for negative input of comparator
    ADMUX = 0; // Select A0 as comparator negative input
    ACSR |= 0x03; // Set interrupt on rising edge
}

void BEMF_C_FALLING() {
    ADCSRA = (0 << ADEN); // Disable the ADC module
    ADCSRB = (1 << ACME); // MUX select for negative input of comparator

```

```

ADMUX = 0;          // Select A0 as comparator negative input
ACSR &= ~0x01;     // Set interrupt on falling edge*/
}

/*On each step we change the digital pins to be HIGH or LOW or to be PWM
or no-PWM depending on which step of the sequence we are*/

//D9 PWM and D7 HIGH.

void AH_BL() {
PORTD = B10000000; //Set D7 (BL) to HIGH and the rest to LOW

TCCR2A = 0;        //OC2A - D11 normal port.

TCCR1A = 0x81;     //OC1A - D9 (AH) compare match noninverting mode,
downcounting ,PWM 8-bit
}

//D9 PWM and D2 HIGH

void AH_CL() {
PORTD = B00000100; //Set D2 (CL) to HIGH and the rest to LOW

TCCR2A = 0;        //OC2A - D11 normal port.

TCCR1A = 0x81;     //OC1A - D9 (AH) compare match noninverting mode,
downcounting ,PWM 8-bit
}

//D10 PWM and D2 HIGH

void BH_CL() {
PORTD = B00000100; //Set D2 (CL) to HIGH and the rest to LOW

TCCR2A = 0;        //OC2A - D11 normal port.

TCCR1A = 0x21;     //OC1B - D10 (BH) compare match noninverting mode,
downcounting ,PWM 8-bit
}

//D10 PWM and D4 HIGH

void BH_AL() {
PORTD = B00010000; //Set D4 (AL) to HIGH and the rest to LOW

TCCR2A = 0;        //OC2A - D11 normal port.

TCCR1A = 0x21;     //OC1B - D10 (BH) compare match noninverting mode,
downcounting ,PWM 8-bit
}

//D3 PWM and D4 HIGH

```

```

void CH_AL() {
PORTD = B00010000; //Set D4 (AL) to HIGH and the rest to LOW
TCCR1A = 0; // OC1A and OC1B normal port
TCCR2A = 0x21; // OC2B - D3 (CH) compare match noninverting mode,
downcounting ,PWM 8-bit
}
//D3 PWM and D7 HIGH
void CH_BL() {
PORTD = B10000000; //Set D7 (BL) to HIGH and the rest to LOW
TCCR1A = 0; // OC1A and OC1B normal port
TCCR2A = 0x21; // OC2B - D3 (CH) compare match noninverting mode,
downcounting ,PWM 8-bit
}
void SET_PWM(byte width_value) {
//We keep the range of PWM between min and max (8 bit value)
if (width_value < PWM_min_value) width_value = PWM_min_value;
if (width_value > PWM_max_value) width_value = PWM_max_value;
OCR1A = width_value; //Set pin 9 PWM duty cycle
OCR1B = width_value; //Set pin 10 PWM duty cycle
OCR2B = width_value; //Set pin 3 PWM duty cycle
}

```

### 9.3 Επεξήγηση σημαντικότερων στοιχείων του κώδικα

Θα δώσουμε σε αυτό το σημείο, ιδιαίτερη βάση στα καίρια σημεία του κώδικα, που παίζουν σημαντικό ρόλο στην οδήγηση του BLDC κινητήρα.

Στο παρακάτω σημείο του κώδικα, ρυθμίζουμε κατάλληλα τους καταχωρητές του ATmega 328, DDRD, PORTD, DDRB, PORTB, ώστε να παίρνουμε από τις σωστές εξόδους του μικροεπεξεργαστή τα σήματα ελέγχου του κινητήρα. Επίσης αρχικοποιούμε τους χρονιστές (timers), χωρίς prescaling και τέλος απενεργοποιούμε σε πρώτη φάση και εκκαθαρίζουμε (clear), το flag bit για την διακοπή του αναλογικού συγκριτή.

```

DDRD |= B10011100; //Configure pins 2, 3, 4 and 7 as outputs CL, CH,
AL and BL

```



```

PORTD = B00000000;    //Pins 0 to 7 set to LOW
DDRB |= B00000110;    //Configure pins 9 and 10 as outputs AH and BH
PORTB &= B00111001;    //D9, D10 to LOW

// Timer1 module setting: set clock source to clkI/O / 1 (no prescaling)
TCCR1A = 0;
TCCR1B = 0x01;

// Timer2 module setting: set clock source to clkI/O / 1 (no prescaling)
TCCR2A = 0;
TCCR2B = 0x01;

// Comparator on pin D6
ACSR = 0x10;    // Disable and clear (flag bit) analog comparator interrupt

```

Στο επόμενο σημείο του κώδικα φαίνεται ξεκάθαρα, η ακολουθία 6 βημάτων, την οποία έχουμε περιγράψει ήδη στην εργασία. Αυτά τα 6 βήματα εκτελούνται για μία πλήρη περιστροφή του BLDC κινητήρα.

```

void set_next_step() {    //BLDC motor commutation function
    switch (sequence_step) {
    case 0:
        AH_BL();
        BEMF_C_RISING();
        break;
    case 1:
        AH_CL();
        BEMF_B_FALLING();
        break;
    case 2:
        BH_CL();
        BEMF_A_RISING();
        break;
    case 3:
        BH_AL();

```

```

    BEMF_C_FALLING();

    break;

    case 4:

    CH_AL();

    BEMF_B_RISING();

    break;

    case 5:

    CH_BL();

    BEMF_A_FALLING();

    break;

    }

}

```

Στο εσωτερικό της κεντρικής συνάρτησης `loop()`, υπάρχει ένα μέρος κώδικα το οποίο βοηθά στην εκκίνηση του κινητήρα, όταν ξεκινά να περιστρέφεται ενώ είχε μηδενική ταχύτητα. Σε αυτόν τον βρόχο, ο οποίος φαίνεται παρακάτω, αυξάνεται για ένα μικρό διάστημα συνεχώς η ταχύτητα του κινητήρα, χωρίς να πρέπει να ικανοποιείται κάποια συνθήκη. Αυτό συμβαίνει, λόγω της ασθενούς τάσης BEMF σε χαμηλές ταχύτητες, όπως έχουμε ήδη αναφέρει, με αποτέλεσμα ο κινητήρας να επιταχύνεται, μέχρι να αναπτυχθεί μια ισχυρή τάση BEMF για τον έλεγχο του μοτέρ.

```

    i = 5000;

    // Motor start

    while(i > 100) { //short loop to accelerate the motor

    delayMicroseconds(i);

    set_next_step();

    sequence_step++;

    sequence_step %= 6;

    i = i - 20;

    }

```

Τώρα, θα περιγράψουμε, πως ο αναλογικός συγκριτής στο εσωτερικό του μικροεπεξεργαστή, επηρεάζει το κύκλωμα οδήγησης. Όπως έχουμε αναφέρει, στο pin PD6, που είναι ο θετικός ακροδέκτης του αναλογικού συγκριτή, βρίσκεται το virtual neutral point. Με κατάλληλο προγραμματισμό, κάθε φορά ένας εκ των ακροδεκτών

ADC2(A2), ADC1(A1) ή ADC0(A0) παίζει τον ρόλο του αρνητικού ακροδέκτη στον συγκριτή. Σε αυτούς τους 3 ακροδέκτες στο κύκλωμά μας, βρίσκονται οι τάσεις BEMF, οι οποίες προκύπτουν από την περιστροφή του κινητήρα. Έτσι κάθε φορά στον συγκριτή, συγκρίνεται μια τάση BEMF με την τάση του virtual neutral point, το οποίο παίζει τον ρόλο των ZCPs. Ανάλογα με το βήμα της ακολουθίας που εκτελείται, ο συγκριτής πραγματοποιεί την ρουτίνα διακοπής του, είτε κατά το ανέβασμα της τάσης BEMF, καθώς αυτή διαπερνάει το virtual neutral point (rising edge), είτε κατά το κατέβασμα της τάσης BEMF, καθώς αυτή διαπερνάει το virtual neutral point (falling edge). Συνολικά, έχουμε 6 τέτοιες συναρτήσεις στον κώδικα και παρακάτω φαίνεται ενδεικτικά μία εξ αυτών.

```
void BEMF_A_RISING() {
    ADCSRA = (0 << ADEN); // Disable the ADC module
    ADCSRB = (1 << ACME); // MUX select for negative input of comparator
    ADMUX = 2; // Select A2 as comparator negative input
    ACSR |= 0x03; // Set interrupt on rising edge*/
}
```

Σχετικά με τα σήματα ελέγχου των οδηγών πύλης (gate drivers), στο HIN του ολοκληρωμένου καταλήγει ένα σήμα PWM προερχόμενο από τον μικροεπεξεργαστή ATmega328, ενώ στο LIN καταλήγει ένα λογικό σήμα (HIGH). Στα 6 βήματα ελέγχου των διακοπών MOSFET, μέσω των οδηγών πύλης, σε πρώτη φάση δίνουμε ένα λογικό σήμα HIGH, το οποίο αφορά ένα εκ των σημάτων AL,BL,CL. Ακόμα για να ρυθμίσουμε τα pins του μικροεπεξεργαστή, τα οποία θα παράγουν σήμα PWM, καθώς και την μορφή του PWM χρησιμοποιούμε τους Timer/Counter Control Registers, για τους οποίους μπορούν να βρεθούν περισσότερες πληροφορίες στο εσωτερικό του datasheet του ATmega328. Αξίζει να σημειωθεί ότι, χρησιμοποιείται στην εφαρμογή η μορφή PWM του ATmega328, Phase Correct, στην οποία έχουμε αναφερθεί ήδη. Ενδεικτικά, φαίνεται ένα τέτοιο βήμα της ακολουθίας ελέγχου του BLDC κινητήρα.

```
//D9 PWM and D7 HIGH.
void AH_BL() {
    PORTD = B10000000; //Set D7 (BL) to HIGH and the rest to LOW
    TCCR2A = 0; //OC2A - D11 normal port.
    TCCR1A = 0x81; //OC1A - D9 (AH) compare match noninverting mode,
downcounting ,PWM 8-bit
}
```

Τέλος, στην συνάρτηση που φαίνεται παρακάτω, επιλέγεται το επιθυμητό duty cycle, που θα έχει το PWM σήμα μας, μέσω της μεταβλητής width\_value. Αν αυτή η τιμή είναι εκτός ορίων (PWM\_min\_value, PWM\_max\_value), γίνεται αυτή αντίστοιχα το άνω ή κάτω όριο. Στην συνέχεια τίθεται το επιθυμητό duty cycle, στον κατάλληλο ακροδέκτη παραγωγής σήματος PWM, με χρήση των καταχωρητών OCRxA, OCRxB (Output Compare Registers), για τους οποίους περισσότερα μπορούν να βρεθούν στο datasheet του ATmega328.

```
void SET_PWM(byte width_value) {  
    //We keep the range of PWM between min and max (8 bit value)  
    if (width_value < PWM_min_value) width_value = PWM_min_value;  
    if (width_value > PWM_max_value) width_value = PWM_max_value;  
    OCR1A = width_value;           // Set pin 9 PWM duty cycle  
    OCR1B = width_value;           // Set pin 10 PWM duty cycle  
    OCR2B = width_value;           // Set pin 3 PWM duty cycle  
}
```

## 10. Επίλογος

### 10.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας, 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 τάση back-EMF με την υιοθέτηση ενός sensorless σχήματος ελέγχου. Η επιλογή του τελευταίου προσέφερε απλότητα στην υλοποίηση, αφού εξαλείφεται η απαίτηση για αισθητήρα θέσης και ο έλεγχος του κινητήρα γίνεται με κατάλληλο προγραμματισμό του μικροπεξεργαστή ATmega328. Ως κινητήρας επιλέχτηκε, ο EMAX MT1804 KV2480 της εταιρείας EMAX USA, ο οποίος συναντάται σε εφαρμογές μοντελισμού, όπου είναι διαδεδομένη η χρήση αυτού του τύπου κινητήρων.

Στην συγκεκριμένη εργασία, αναλύθηκαν τα χαρακτηριστικά και οι ιδιαιτερότητες των κινητήρων BLDC και έγινε θεωρητική ανάλυση των τρόπων ελέγχου και οδήγησής τους. Επίσης σχεδιάστηκε το κύκλωμα οδήγησης ενός BLDC κινητήρα (ESC) και αναπτύχθηκε το κατάλληλο λογισμικό. Ακόμα δόθηκαν τα διαγράμματα που προέκυψαν κατά το πειραματικό σκέλος, τόσο για την τάση BEMF στις 3 φάσεις του BLDC κινητήρα, όσο και για τα σήματα ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα του ESC. Κατά το πειραματικό στάδιο, διαπιστώθηκε ταλάντωση της ροπής, το οποίο είναι εν γένει χαρακτηριστικό των BLDC κινητήρων, λόγω της αρχής λειτουργίας τους και του φαινομένου της μετάβασης του ρεύματος, που τους χαρακτηρίζει (η συνολική ένταση του ρεύματος δεν έχει σταθερή τιμή στο σημείο που πραγματοποιείται η μετάβαση).

## Βιβλιογραφία

1. Adel S.Sedra, Kenneth C. Smith. *Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα*. Αθήνα: Παπασωτηρίου, 2017.
2. Agarwal, Tarun. «How to Control a Brushless DC Motor in Electrical Field.» 08 August 2014. <<https://www.efxkits.co.uk/speed-control-of-brushless-dc-motor/>>.
3. ATMEL. *8-bit AVR Microcontroller with 4/8/16/32K Bytes In-System Programmable Flash - Datasheet*. n.d.
4. Bahharudin Ismail, Siti Fatimah Siraj, Mohd Fayzul Mohammed, Tan Chee. *Fuzzy Logic Controller for BLDC Permanent Magnet Motor Drives*. n.d. <[https://www.researchgate.net/publication/266464709\\_Fuzzy\\_Logic\\_Controller\\_for\\_BLDC\\_Permanent\\_Magnet\\_Motor\\_Drives](https://www.researchgate.net/publication/266464709_Fuzzy_Logic_Controller_for_BLDC_Permanent_Magnet_Motor_Drives)>.
5. Bhargavi Nisarga, Daniel Torres. «Sensored 3-Phase BLDC Motor Control Using MSP430.» July 2011. [https://www.ti.com/lit/an/slaa503/slaa503.pdf?ts=1614251274961&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slaa503/slaa503.pdf?ts=1614251274961&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F).
6. Bilal Akin, Manish Bhardwaj, Jon Warriner. «Trapezoidal Control of BLDC Motors.» April 2011. [https://www.ti.com/lit/an/sprabz4/sprabz4.pdf?ts=1614274621858&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/sprabz4/sprabz4.pdf?ts=1614274621858&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F).
7. *BLDC\_motors*. n.d. <[https://www.tokalo.gr/BLDC\\_motors.html](https://www.tokalo.gr/BLDC_motors.html)>.
8. *brushless-dc-motor-blcd-motor*. 27 September 2019. <<https://www.electronicshub.org/brushless-dc-motor-blcd-motor/>>.
9. Dejan. *How Brushless Motor and ESC Work*. n.d. <<https://howtomechatronics.com/how-it-works/how-brushless-motor-and-esc-work/>>.
10. Edberg, Josh. *Hall-effect sensors deliver higher efficiency in brushless-DC motors*. 13 February 2013. <<https://www.powersystemsdesign.com/articles/hall-effect-sensors-deliver-higher-efficiency-in-brushless-dc-motors/22/5515>>.
11. Electrical 4U. *Electrical Motor | Types Classification and History of Motor*. 15 November 2020. <<https://www.electrical4u.com/electrical-motor-types-classification-and-history-of-motor/>>.
12. Electronic Project Focus. *electronic-speed-control-esc-working-applications*. n.d. <<https://www.elprocus.com/electronic-speed-control-esc-working-applications/>>.
13. Electronoobs. *Open Source ESC*. n.d. <[http://electronoobs.com/eng\\_arduino\\_tut91.php](http://electronoobs.com/eng_arduino_tut91.php)>.

14. EMAX USA. *EMAX Multicopter Motor MT1804 KV2480*. n.d. <<https://emax-usa.com/products/emx-mt-0008-emax-multicopter-motor-mt1804-kv2480>>.
15. GRROBOTRONICS. *Pocket AVR Programmer*. n.d. <<https://grobotronics.com/pocket-avr-programmer.html>>.
16. Hardik Shahane, Shekhar Onkarkar, Prashik Khandekar, Zalenda Bhagat, Resham Tondare. *Review of Different PWM Techniques*. Engineering, International Journal of Engineering Research in Electrical and Electronic. Maharashtra, March 2018. Department of Electrical Engineering, KDK college of Engineering Nagpur.
17. infineon. *Brushless DC motor (BLDC) - controller and driver*. n.d. <<https://www.infineon.com/cms/en/applications/solutions/motor-control-and-drives/brushless-dc-motor/>>.
18. International Rectifier. *IR2101(s)/IR2102(s) & (Pbf)- HIGH AND LOW SIDE DRIVER - Datasheet*. n.d. <[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ir2101-DS-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c7a755166c](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ir2101-DS-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c7a755166c)>.
19. —. *IRLR7843PbF, IRLU7843PbF-Power Mosfet- Datasheet*. n.d. <<https://www.infineon.com/dgdl/irlr7843pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153566de53526d8>>.
20. Johanneck, Don. *using-blcd-hall-sensors-as-position-encoders-part-1*. 19 February 2019. <<https://www.digikey.gr/en/blog/using-blcd-hall-sensors-as-position-encoders-part-1>>.
21. Jose Carlos Gamazo- Real, Ernesto Vazquez-Sanchez and Jaime Gomez-Gil. *Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends*. Valladolid, 2010. Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering, University of Valladolid (UVA).
22. Keeping, Steven. *controlling-sensorless-blcd-motors-via-back-emf*. 19 June 2013. <<https://www.digikey.com/en/articles/controlling-sensorless-blcd-motors-via-back-emf>>.
23. Kelly, Jason. «What is the Most Effective Way to Commutate a BLDC Motor?» 16 February 2017. <<https://www.digikey.com/en/articles/what-is-the-most-effective-way-to-commutate-a-blcd-motor>>.
24. Levkin, Dmitry. *Scalar control of motor*. n.d. <<https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/scalar/>>.
25. Mahrous Ahmed, Ahmed Sheir Mohamed Orabi. *Asymmetric cascaded half-bridge multilevel inverter without polarity changer*. Auguste 2017. <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1110016817302612>>.
26. Milne, Ian. *Addressing the need for MOSFETs in BLDC motors*. 04 April 2019. <<https://www.rutronik.com/article/detail/News/addressing-the-need-for-mosfets-in-blcd-motors/>>.

27. Paynton, Ralph. «Selecting a IGBT Driver.» n.d. <<https://www.rs-online.com/designspark/selecting-a-igbt-driver>>.
28. Pindoriya, Rayesh. *fpga-based-speed-control-of-blcd-motor*. 27 May 2016. <<https://www.slideshare.net/pindoriya/fpga-based-speed-control-of-blcd-motor>>.
29. RCbenchmark.com. *brushless-motor-power-and-efficiency-analysis*. 18 November 2020. <<https://www.rcbenchmark.com/blogs/articles/brushless-motor-power-and-efficiency-analysis>>.
30. Renesas. *What are Brushless DC Motors*. n.d. <<https://www.renesas.com/us/en/support/engineer-school/brushless-dc-motor-01-overview>>.
31. ResearchGate. *Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor*. n.d. <[https://www.researchgate.net/figure/Block-diagram-of-a-basic-DTC-control-system\\_fig3\\_220308408](https://www.researchgate.net/figure/Block-diagram-of-a-basic-DTC-control-system_fig3_220308408)>.
32. Simple Projects- Simple Electrical and Electronics Projects. *Sensorless BLDC motor control with Arduino - DIY ESC*. 8 January 2018. <<https://simple-circuit.com/arduino-sensorless-blcd-motor-controller-esc/>>.
33. Storey, Jed. *Hall Effect Sensor Placement for Permanent Magnet Brushless DC Motors*. 20 August 2011. <<http://mitrocketscience.blogspot.com/2011/08/hall-effect-sensor-placement-for.html>>.
34. Texas Instruments. *LMR50410 SIMPLE SWITCHER 4-V to 36-V, 1-A Buck Converter in SOT-23-6 Package, Datasheet*. n.d.
35. Toshiba. «Mosfet Gate Drive Circuit.» 26 July 2018. *toshiba.semicon-storage.com*.
36. tutorialspoint. *Power Electronics - Types of Inverters*. n.d. <[https://www.tutorialspoint.com/power\\_electronics/power\\_electronics\\_types\\_of\\_inverters.htm](https://www.tutorialspoint.com/power_electronics/power_electronics_types_of_inverters.htm)>.
37. Wikipedia. *Brushless\_DC\_electric\_motor*. n.d. <[https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Brushless\\_DC\\_electric\\_motor&action=edit](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Brushless_DC_electric_motor&action=edit)>.
38. —. *Electronic\_speed\_control*. n.d. <[https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic\\_speed\\_control](https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_speed_control)>.
39. —. *Gate\_driver*. n.d. <[https://en.wikipedia.org/wiki/Gate\\_driver](https://en.wikipedia.org/wiki/Gate_driver)>.
40. —. «Pulse-width modulation.» n.d. <[https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width\\_modulation](https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation)>.
41. —. *Μικροελεγκτής*. n.d. <<https://el.wikipedia.org/wiki/%CE%9C%CE%B9%CE%BA%CF%81%CE%>>



BF%CE%B5%CE%BB%CE%B5%CE%B3%CE%BA%CF%84%CE%AE%CF%82>.

42. Αποστολόπουλος, Νικόλαος Δ. *Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές*. ΕΜΠ, Αθήνα, Νοέμβριος 2012.
43. Ευανθία, Νικολαΐδου. *Υλοποίηση αναπτόγματος μικροελεγκτή AVR και μελέτη εκπαιδευτικών παραδειγμάτων*. ΤΕΙ Κεντρικής Μακεδονίας, Σέρρες, 2016.
44. Στάμου, Κωνσταντίνος. *Ανάπτυξη Υλικού και Λογισμικού για sensorless έλεγχο Brushless DC κινητήρα με χρήση DSP processor*. ΕΜΠ , Αθήνα, 2016.