



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Σχεδιασμός και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού  
Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Εσωτερικών Μονίμων  
Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Φωτεινή Α. Καραμούντζου

**Επιβλέπων:** Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2016





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

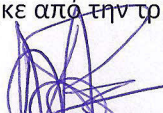
**Σχεδιασμός και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού  
Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Εσωτερικών Μονίμων  
Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

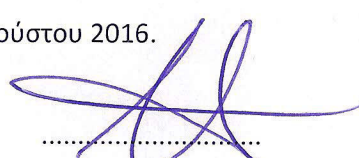
Φωτεινή Α. Καραμούντζου

Επιβλέπων: Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 31 Αυγούστου 2016.

  
.....  
Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

  
.....  
Στέφανος Μανιάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

  
.....  
Σταύρος Παπαθανασίου  
Αναπληρωτής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2016

.....  
Φωτεινή Α. Καραμούτζου

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

Copyright ©Φωτεινή Α. Καραμούτζου, 2016.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

Οι απόψεις και 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.

## Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όσους με βοήθησαν κατά τη διάρκειά της, συντελώντας καθοριστικά στην εκπόνησή της.

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, αναθέτοντάς μου το θέμα αυτό, για την πολύπλευρη στήριξη και την καθοδήγησή του έως την ολοκλήρωση της εργασίας. Ιδιαίτέρως ευχαριστώ τον Υποψήφιο Διδάκτορα κ. Θανάση Σαρηγιαννίδη, για την καθοδήγηση, την υποστήριξη, τις υποδείξεις και την πολύ καλή συνεργασία, κατά την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω στον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος για τη βοήθεια στο πειραματικό μέρος της εργασίας και για την αξιοθαύμαστη υπομονή του.

Ακόμη, θέλω να ευχαριστήσω όλα τα μέλη της ερευνητικής ομάδας «Προμηθέας» για τις γνώσεις και τις εμπειρίες που αποκτήσαμε, κατά τη διάρκεια της συνεργασίας μας.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στην οικογένειά μου για την αμέριστη εμπιστοσύνη και συμπαράσταση που μου έδειξε όλα αυτά τα χρόνια καθώς και στους φίλους και συμφοιτητές μου, για τις όμορφες εμπειρίες που βιώσαμε κατά τη διάρκεια των φοιτητικών μας χρόνων.



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύσσεται στρατηγική διανυσματικού ελέγχου κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών ισχύος 10 kW για εφαρμογή ηλεκτρικού οχήματος και επιβεβαιώνεται πειραματικά μέσω υλοποίησης σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP). Στα πλαίσια αυτά, σε ένα πρώτο βήμα μελετώνται οι πιο διαδεδομένες τεχνικές ελέγχου σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών και σε ένα δεύτερο βήμα αναπτύσσεται μεθοδολογία προσομοίωσης του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης τόσο σε μεταβατική όσο και σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Αρχικά, αναλύεται η λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και παρουσιάζονται οι βασικές συνιστώσες τους. Στη συνέχεια, στα πλαίσια της οδήγησης του ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος, αναλύεται το θεωρητικό υπόβαθρο της σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών και αναπτύσσεται κατάλληλο δυναμικό μοντέλο σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Επιπλέον, εξετάζεται η σύγχρονη τοπολογία μετατροπέα πηγής τάσης δύο επιπέδων, η οποία χρησιμοποιείται ευρέως σε συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών του μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα, αναλύεται η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM), η διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου και η διαμόρφωση με χρήση ζώνης υστέρησης και εξάγονται χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με την καταλληλότητά τους στην εξεταζόμενη εφαρμογή.

Στη συνέχεια σχεδιάζεται το δυναμικό μοντέλο του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και προσομοιώνεται η στρατηγική ελέγχου ροπής προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control - FOC) με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου (Space Vector Modulation - SVM). Ο προτεινόμενος έλεγχος ενσωματώνει τη στρατηγική ελέγχου μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (Maximum Torque per Ampere - MTPA) για την περιοχή σταθερής ροπής, και τη στρατηγική ελέγχου εξασθένησης πεδίου (Field Weakening – FW) για την περιοχή σταθερής ισχύος με στόχο την ευσταθή και αποδοτική λειτουργία του σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών σε μεγάλο εύρος στροφών. Ο διανυσματικός ελεγκτής ροπής μελετάται τόσο σε μεταβατική όσο και σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Τέλος, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συγκρίθηκαν με τα πειραματικά μέσω υλοποίησης της τεχνικής ελέγχου σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος DSP τύπου TMS320F2812 και κατάλληλης πειραματικής διάταξης. Τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την επίτευξη υψηλών επιδόσεων τόσο κατά τις μεταβατικές αποκρίσεις, όσο και κατά τη μόνιμη κατάσταση, ενώ η συμφωνία τους με εκείνα της προσομοίωσης πιστοποιούν την ορθή λειτουργία του ελέγχου.

## ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρικά οχήματα, σύγχρονη μηχανή εσωτερικών μονίμων μαγνητών, μετατροπέας πηγής τάσης δύο επιπέδων, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, διαμόρφωση διανύσματος χώρου, βρόχος υστέρησης, βαθμωτός έλεγχος, μοντέλο αυτοελέγχου, έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, περιοχή σταθερής ροπής, περιοχή σταθερής ισχύος, έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, εξασθένηση πεδίου.

## **ABSTRACT**

This diploma thesis develops a vector control strategy for a 10 kW interior permanent magnet synchronous motor drive for electric vehicle applications and includes experimental validation through implementation in Digital Signal Processor (DSP). In a first step, the state of the art of permanent magnet motor drives is studied, while in a second step a representation methodology of the electric drive-train system is developed, enabling the simulation under transient and steady state operating conditions.

Initially, electric drive systems operation is analyzed and their main components are presented. More specifically, the theoretical background for the analysis of interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM) is presented, and the dynamic model of IPMSM is developed, utilizing the two axes theory. Furthermore, the two-level voltage source inverters, which constitutes the typical converter topology for this class of applications, are examined. Particular emphasis is given to converter pulse width modulation techniques. Sinusoidal pulse width modulation (SPWM), space vector modulation (SVM) and hysteresis band current controller (HBCC) are compared, in order to evaluate their suitability for this class of electric drive applications.

In addition, the electric drive-train system is modeled and system response is simulated by using field oriented torque control with space vector modulation technique (SVM-FOC). The proposed motor controller incorporates maximum torque per ampere technique (MTPA) in constant torque region (CTR) and flux-weakening (FW) action in constant power region (CPR) in order to achieve a stable and efficient operation over a wide speed range. The proposed control methodology is tested both under steady state and transient operating conditions.

Finally, the proposed IPMSM control methodology is implemented in a TMS320F2812 Digital Signal Processor (DSP) in an appropriate experimental setup. The experimental results validate the effectiveness of the proposed control methodology, illustrating its suitability for interior permanent magnet synchronous motor drives.

## **KEYWORDS**

Electric drive-train system, electric vehicles, interior permanent magnet synchronous motor, two-level voltage source inverters, sinusoidal pulse width modulation, space vector modulation, hysteresis band current controller, scalar control, field oriented control, constant torque region, constant power region, maximum torque per ampere control, field weakening.



# Περιεχόμενα

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup></b> .....	<b>1</b>
<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<b>1</b>
1.1 ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΟΧΗΜΑΤΑ .....	1
1.2 ΙΣΤΟΡΙΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ .....	2
1.3 ΣΥΣΤΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ .....	3
1.3.1 Πηγή ισχύος .....	4
1.3.2 Ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος .....	5
1.3.3 Ελεγκτής και αισθητήρες μετρήσεως .....	6
1.3.4 Ηλεκτρικός κινητήρας .....	7
1.4 ΣΤΟΧΟΣ ΤΗΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ .....	8
1.5 ΔΙΑΦΘΩΣΗ ΤΗΣ ΠΑΡΟΥΣΑΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ .....	8
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup></b> .....	<b>10</b>
<b>ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ</b> .....	<b>10</b>
2.1 ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....	11
2.2 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....	14
2.2.1 Μαθηματικό μοντέλο τριών φάσεων .....	14
2.2.2 Μετασχηματισμός τριφασικών μεταβλητών του στάτη σε αυθαίρετο πλαίσιο αναφοράς 15	
2.2.3 Μετασχηματισμός στο στατό πλαίσιο αναφοράς .....	17
2.2.4 Μετασχηματισμός στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς .....	18
2.3 ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ .....	19
2.3.1 Διανυσματικό διάγραμμα μόνιμης κατάστασης σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών .....	21
2.4 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΤΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....	22
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup></b> .....	<b>24</b>
<b>ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΜΕΘΟΔΟΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ</b> .....	<b>24</b>
3.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ .....	25
3.2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ .....	29
3.2.1 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών ( <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM</i> ) 30	
3.2.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα ( <i>Space Vector Pulse Width Modulation-SVPWM</i> ) .....	32
3.2.3 Έλεγχος ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης ( <i>Hysteresis Band Current Control PWM</i> ). 38	
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup></b> .....	<b>40</b>
<b>ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ</b> .....	<b>40</b>
4.1 ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ V/F .....	40
4.2 Έλεγχος V/F με ανατροφοδότηση της ταχύτητας (SELF-CONTROL) .....	41
4.3 Άμεσος Έλεγχος Ροπής (DIRECT TORQUE CONTROL-DTC) .....	42
4.4 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ Έλεγχος ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ Η Έλεγχος ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ .....	44

4.4.1	Έλεγχος ροπής (Torque mode) .....	46
4.4.2	PID γραμμικός ελεγκτής .....	47
4.4.3	Στρατηγική ελέγχου μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (ΜΤΡΑ) .....	48
4.4.4	Στρατηγική ελέγχου εξασθένισης πεδίου .....	51
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup> .....</b>		<b>54</b>
<b>ΜΕΛΕΤΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΥΠΟ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ</b>		
<b>ΕΛΕΓΧΟΥ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ .....</b>		<b>54</b>
5.1	ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ.....	54
5.2	ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ.....	56
5.2.1	Μοντελοποίηση στρατηγικής ελέγχου - ΜΤΡΑ.....	56
5.2.2	Μοντελοποίηση στρατηγικής εξασθένισης πεδίου .....	57
5.2.3	Έλεγχος ρεύματος κλειστού βρόχου .....	59
5.3	ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΟΣΗΣ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΣΕ ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΗ ΚΑΙ ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ. ....	60
5.3.1	Απόκριση ελέγχου σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας.....	60
5.3.2	Αρμονική ανάλυση ρεύματος και τάσης.....	62
5.3.3	Επιβεβαίωση της τεχνικής εξασθένισης πεδίου .....	64
5.3.4	Αρμονική ανάλυση στην περιοχή σταθερής ισχύος. ....	65
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6<sup>ο</sup> .....</b>		<b>68</b>
<b>ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ.....</b>		<b>68</b>
6.1	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ .....	68
6.2	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΗΣ ΜΟΝΑΔΑΣ ΕΛΕΓΧΟΥ.....	69
6.2.1	Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος TMS320F2812 .....	70
6.2.2	Αισθητήρας θέσης και αισθητήρες ρεύματος .....	74
6.2.3	Επεξεργασία σημάτων μέτρησης.....	76
6.3	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΗΣ ΜΟΝΑΔΑΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	77
6.4	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ .....	78
6.5	ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ .....	80
6.5.1	Εφαρμογή της διαμόρφωσης SVM σε ωμικό-επαγωγικό φορτίο .....	80
6.5.2	Ευθυγράμμιση του άξονα d με τη φάση a του κινητήρα.....	81
6.5.3	Λειτουργία διανυσματικού ελέγχου ροπής .....	82
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7<sup>ο</sup> .....</b>		<b>87</b>
<b>ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ .....</b>		<b>87</b>
7.1	ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΣΤΗΝ ΠΕΡΙΟΧΗ ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΡΟΠΗΣ .....	88
7.1.1	Εκκίνηση με γραμμική αύξηση της ροπής.....	88
7.1.2	Εκκίνηση με βηματική μεταβολή της ροπής .....	90
7.1.3	Βηματική μεταβολή ροπής- Μόνιμη κατάσταση .....	91
7.1.4	Γραμμική αύξηση της ροπής .....	94
7.1.5	Μόνιμη κατάσταση .....	96
7.1.6	Βηματική αύξηση της ροπής .....	97
7.2	ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΣΤΗΝ ΠΕΡΙΟΧΗ ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΙΣΧΥΟΣ .....	98
7.2.1	Μόνιμη κατάσταση .....	99
7.2.2	Γραμμική μείωση της ροπής .....	103
7.2.3	Βηματική μείωση της ροπής .....	103
7.2.4	Βηματική αύξηση της ροπής .....	104
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8<sup>ο</sup> .....</b>		<b>106</b>

<b>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....</b>	<b>106</b>
8.1 ΚΥΡΙΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....	106
8.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ .....	108
8.3 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ.....	109
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</b>	<b>110</b>
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ .....</b>	<b>113</b>



## Εισαγωγή

---

### 1.1 Ηλεκτρικά Οχήματα



**Σχήμα 1.1: Ηλεκτρικό αυτοκίνητο.**

Τα τελευταία χρόνια, η ραγδαία αύξηση της χρήσης οχημάτων με κινητήρες εσωτερικής καύσης έχει προκαλέσει σοβαρά περιβαλλοντολογικά και οικονομικά προβλήματα. Στα μεγάλα αστικά κέντρα παρατηρούνται υψηλές συγκεντρώσεις αερίων ρύπων, μεγάλο μέρος των οποίων προέρχεται αναμφισβήτητα από τη χρήση μηχανών εσωτερικής καύσης στον τομέα των μεταφορών. Επιπλέον η εξάντληση των ορυκτών πόρων καθώς και η συνεχώς αυξανόμενη τιμή του πετρελαίου, οδηγούν ολοένα και περισσότερο στην ανεύρεση εναλλακτικών πηγών ενέργειας και πραγματοποιούνται προσπάθειες ανάπτυξης νέων τεχνολογιών στα μέσα μεταφοράς, με σκοπό τη μείωση των εκπομπών ρύπων και την απεξάρτηση από τους ορυκτούς πόρους.

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο κινείται προς την κατεύθυνση αυτή και προσπαθεί να δώσει λύση στα παραπάνω προβλήματα. Τα τελευταία χρόνια οι κατασκευαστές αυτοκινήτων εντατικοποιούν τις προσπάθειες για μαζική παραγωγή και προώθηση των ηλεκτρικών οχημάτων λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν. Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο είναι φιλικό προς το περιβάλλον καθώς έχει μηδενική εκπομπή ρύπων προς την ατμόσφαιρα. Η ηλεκτρική ενέργεια μπορεί να παραχθεί από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και ο βαθμός απόδοσης αυτών των οχημάτων, είναι μεγαλύτερος από τα συμβατικά οχήματα που χρησιμοποιούν μηχανές εσωτερικής καύσης. Επιπλέον τα ηλεκτρικά οχήματα βελτιώνουν σημαντικά την ποιότητα ζωής στα μεγάλα αστικά κέντρα γιατί πέρα από τη μηδενική εκπομπή ρύπων είναι αθόρυβα και έχουν μηδενική εκπομπή ηχορύπανσης. Έχουν ευχέρεια να λειτουργούν σε υψηλότερες στροφές από τους βενζινοκινητήρες και μπορούν να επιτύχουν σταθερή ροπή από την ακινησία έως το μέγιστο όριο στροφών λειτουργίας. Τέλος, σε βάθος χρόνου, έχουν χαμηλότερο κόστος καθώς η τιμή τους δεν εξαρτάται από την αύξηση της τιμής της βενζίνης.

Συνεπώς, αναμένεται ότι στο εγγύς μέλλον θα υπάρξει ευρεία χρήση ηλεκτρικών αυτοκινήτων, εφόσον τα αυτοκίνητα που ρυπαίνουν λιγότερο και που είναι οικονομικότερα, θα γίνονται ολοένα και πιο ελκυστικά στους καταναλωτές.

## 1.2 Ιστορία Ηλεκτρικού Αυτοκινήτου

Η ηλεκτρική ενέργεια, οικολογική και φιλική προς το περιβάλλον, συνυπήρχε με το βενζινοκινητήρα από τις πρώτες στιγμές της αυτοκίνησης. Εξαρχής το ζήτημα της μπαταρίας ήταν κομβικής σημασίας για την ηλεκτροκίνηση. Το 1910 η εταιρία Edison αντικατέστησε τη μπαταρία μόλυβδου με μπαταρία νικελίου-σιδήρου και αύξησε την αυτονομία από 100 χιλιόμετρα σε 160 χιλιόμετρα. Ωστόσο το άγχος της επαναφόρτισης και της συγκριτικά περιορισμένης αυτονομίας ήταν υπαρκτό.

Το 1920 η διάνοιξη μεγάλων αυτοκινητόδρομων και η διάσχιση μεγάλων αποστάσεων ξεπέρασαν τις δυνατότητες των μπαταριών. Επιπλέον η μείωση της τιμής του πετρελαίου και η μεγάλη τεχνολογική ανάπτυξη στις μηχανές εσωτερικής καύσης παραγκώνισε την ανάπτυξη των ηλεκτρικών οχημάτων και για το διάστημα 1930 έως 1990 τα ηλεκτρικά οχήματα αποσύρθηκαν από την αγορά και έγιναν ελάχιστες έρευνες για αυτά. Το 1960 αρχίζει πάλι να αναζωπυρώνεται το ενδιαφέρον για τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα λόγω της έντονης ατμοσφαιρικής ρύπανσης. Το 1996 η επιστροφή του ηλεκτρικού αυτοκινήτου γίνεται από την εταιρία General Motors που προωθεί το μοντέλο EV1 με αυτονομία 130 χιλιόμετρα και αρχίζει την παραγωγή περιορισμένου αριθμού ηλεκτροκίνητων αυτοκινήτων. Στη συνέχεια ακολουθούν και άλλες μεγάλες αυτοκινητοβιομηχανίες, που επενδύουν στην ανάπτυξη και τη βελτίωση των ηλεκτρικών αυτοκινήτων. Το 2006 η εταιρία Tesla Motors παρουσίασε το Tesla Roadster, ένα πολυτελές αυτοκίνητο που αποδείκνυε τη δυνατότητα του ηλεκτροκίνητου μοτέρ.

Χάρη σε αυτές τις προσπάθειες, εξαιτίας της κλιματικής αλλαγής και της αύξησης της τιμής του πετρελαίου, σήμερα το ενδιαφέρον για την ηλεκτροκίνηση έχει αλλάξει ριζικά και το ηλεκτρικό αυτοκίνητο είναι και πάλι στο προσκήνιο. Παρ' όλη την πρόοδο και την τεχνολογική ανάπτυξη όμως, υπάρχουν ακόμα πολλά εμπόδια που πρέπει να ξεπεραστούν ώστε τα αυτοκίνητα αυτά να διατεθούν σε μεγάλη ποικιλία μοντέλων. Οι υψηλές δαπάνες κατασκευής και συνεπώς η υψηλή τιμή πώλησής τους, η περιορισμένη αυτονομία σε σχέση με τα συμβατικά αυτοκίνητα, ο μεγάλος χρόνος επαναφόρτισής τους που συνήθως φτάνει έως και τις 6 ώρες, η περιορισμένη διάρκεια ζωής των μπαταριών που συνήθως είναι 3-5 χρόνια καθώς και η απαίτηση εγκατάστασης ειδικά διαμορφωμένου δικτύου παροχής ηλεκτρικής ενέργειας, είναι ορισμένα εμπόδια που αν ξεπεραστούν θα επιτρέψουν τη μαζική παραγωγή και διείσδυση ηλεκτρικών αυτοκινήτων στην αγορά. Παρακάτω γίνεται κατηγοριοποίηση των παρόντων ηλεκτρικών οχημάτων που έχουν ήδη κυκλοφορήσει και που βρίσκονται σε δοκιμαστικό στάδιο.

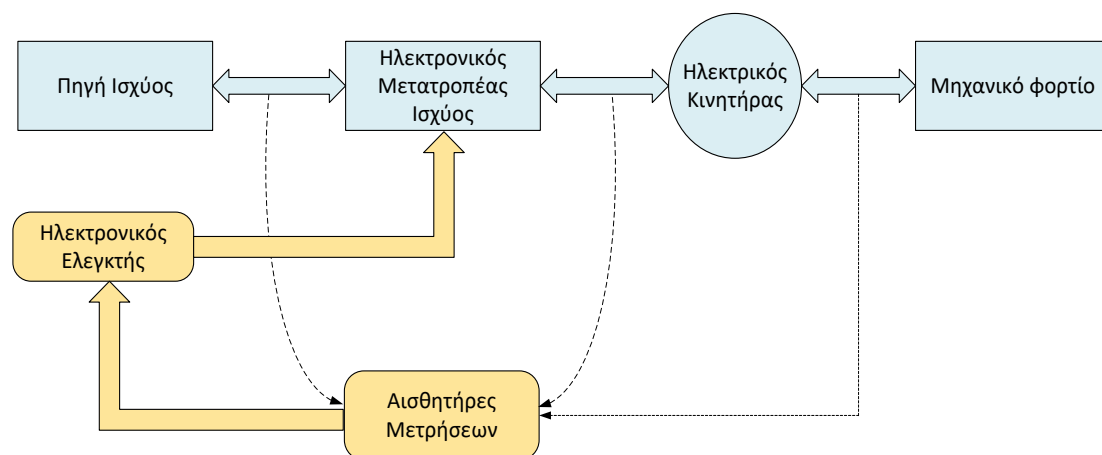
**Υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα** : Τα οχήματα αυτά χρησιμοποιούν περισσότερες από μια τεχνολογίες για να πετύχουν την κίνηση τους. Συνήθως περιλαμβάνουν τον κλασικό κινητήρα εσωτερικής καύσης και έναν ήπιο προς το περιβάλλον κινητήρα όπως τον ηλεκτρικό κινητήρα (εναλλακτικά βιοκαύσιμο, φυσικό αέριο κλπ). Συνήθως ο ηλεκτροκινητήρας αναλαμβάνει την

κίνηση σε κάθε ξεκίνημα του αυτοκινήτου και στην κυκλοφορία μέσα στην πόλη σε χαμηλή ταχύτητα, ενώ στο γρήγορο δρόμο τον έλεγχο έχει ο βενζινοκινητήρας. Όταν απαιτείται μέγιστη ισχύς αυτή εξασφαλίζεται από τη συνδυασμένη λειτουργία των κινητήρων. Συνήθως η πηγή ισχύος του ηλεκτροκινητήρα είναι οι μπαταρίες οι οποίες φορτίζονται από μια γεννήτρια που λειτουργεί χάρη στο βενζινοκινητήρα. Η σύνδεση των υποσυστημάτων διακρίνεται σε σειρά, παράλληλα και μεικτά. Στα σειριακά συστήματα, την κίνηση δίνει αποκλειστικά ο ηλεκτροκινητήρας ο οποίος δέχεται ηλεκτρική ενέργεια είτε από μια συστοιχία μπαταριών είτε από τη μηχανή εσωτερικής καύσης μέσω γεννήτριας. Στα παράλληλα συστήματα την ισχύ για την κίνηση των τροχών παράγουν και ο ηλεκτροκινητήρας και ο κινητήρας εσωτερικής καύσης. Τέλος, το μεικτό σύστημα είναι ο συνδυασμός σειριακού και παράλληλου συστήματος.

**Ηλεκτρικά οχήματα με χρήση κυψελών καυσίμων** : Σε αυτά τα οχήματα οι κυψέλες καυσίμου μετατρέπουν έναν φορέα ενέργειας (πχ υδρογόνο) σε ηλεκτρισμό. Η κυψέλη καυσίμου αποτελεί ένα μηχανισμό για την ηλεκτροχημική μετατροπή της ενέργειας. Η χημική αντίδραση του υδρογόνου και του οξυγόνου παράγει νερό και ταυτόχρονα ηλεκτρισμό και θερμότητα. Το υδρογόνο μπορεί να αποθηκευτεί στο όχημα, σε σταθμούς ανεφοδιασμού ή να παραχθεί από εξοπλισμό του οχήματος και πέρα από το υδρογόνο μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε άλλο καύσιμο περιέχει υδρογόνο όπως η αιθανόλη ή η μεθανόλη.

**Πλήρως ηλεκτρικά οχήματα** : Το ηλεκτρικό όχημα περιλαμβάνει ηλεκτρικό κινητήρα και η πηγή ισχύος του προέρχεται από συστοιχίες μπαταριών που τοποθετούνται στο εσωτερικό του. Σε αυτά τα οχήματα η μπαταρία πρέπει να φορτιστεί σε σταθμούς φόρτισης. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, είναι οχήματα φιλικά προς το περιβάλλον αφού δεν εκπέμπουν ρύπους και οι ραγδαίες τεχνολογικές εξελίξεις στον τομέα των συσσωρευτών έχουν συμβάλει στη διείσδυσή τους στην αγορά.

### 1.3 Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης



Σχήμα 1.3.1: Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης.

Η γενική μορφή ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης παρουσιάζεται στο σχήμα 1.3.1 και αποτελείται από τέσσερα βασικά υποσυστήματα :

- Πηγή ισχύος.
- Ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος.
- Ηλεκτρονικός ελεγκτής και αισθητήρες μετρήσεων.
- Ηλεκτρικός κινητήρας.

Στο παραπάνω σχήμα το μπλε χρώμα υποδηλώνει το κύκλωμα ισχύος, ενώ το κίτρινο χρώμα υποδηλώνει το κύκλωμα ελέγχου. Στο σύστημα ισχύος πραγματοποιείται η διαχείριση και η μεταφορά της κύριας ισχύος του συστήματος, ενώ το σύστημα ελέγχου είναι υπεύθυνο για τον έλεγχο και την εποπτεία του οχήματος. Στη συνέχεια παρουσιάζονται συνοπτικά τα επιμέρους υποσυστήματα ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

### 1.3.1 Πηγή ισχύος

Οι συσσωρευτές, ή αλλιώς μπαταρίες, είναι ηλεκτροχημικές διατάξεις που μετατρέπουν τη χημική ενέργεια σε ηλεκτρική κατά την εκφόρτισή τους και το αντίστροφο κατά τη φόρτισή τους. Συνήθως αποτελούνται από μικρές κυψέλες που συνδέονται σε σειρά ή παράλληλα, με σκοπό την ικανοποίηση των απαιτήσεων ισχύος. Οι συσσωρευτές είναι το μεγαλύτερο εμπόδιο για τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, αφού είναι αυτοί που ευθύνονται για το αυξημένο κόστος και για τη μικρή αυτονομία των οχημάτων. Η επιλογή των μπαταριών για ένα ηλεκτρικό όχημα γίνεται με βάση την υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ισχύος. Επιπλέον η συντήρηση και ο χρόνος επαναφόρτισής τους θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικροί, ενώ η διάρκεια ζωής τους θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μεγάλη, δεν θα πρέπει να υφίστανται μεγάλο βαθμό αυτοεκφόρτισης και τέλος το χαμηλό κόστος και βάρος είναι βασικά κριτήρια για την επιλογή τους.

Οι συσσωρευτές μπορούν να χωριστούν σε 3 διακριτές κατηγορίες:

- Υδατοειδείς: Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν οι μπαταρίες μολύβδου/οξέος, νικελίου και οι μπαταρίες ροής με κυρίαρχες αυτές του ψευδαργύρου/βρωμίου.
- Περιρρέουσας θερμοκρασίας λιθίου: Το βάρος αυτών των μπαταριών είναι μικρό και μπορούν να αναπτύξουν υψηλή τάση κελιού. Μειονεκτήματά τους, είναι το υψηλό τους κόστος και η μικρή διάρκεια ζωής τους.
- Υψηλής θερμοκρασίας: Είναι μπαταρίες υψηλής ενεργειακής αποδοτικότητας και σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν οι μπαταρίες λιθίου /θειικού άλατος, νατρίου/ χλωριδίου μετάλλου και νατρίου/ θείου.

Από τις παραπάνω κατηγορίες συσσωρευτών αυτές που έχουν χρησιμοποιηθεί σε μεγάλη κλίμακα είναι οι μπαταρίες μολύβδου/οξέος καθώς είναι δοκιμασμένες και έχουν μικρό κόστος, όμως έχουν χαμηλή πυκνότητα ενέργειας και μεγάλο βάρος. Οι μπαταρίες νατρίου/θειού έχουν μεγάλη χωρητικότητα αλλά αναπτύσσουν υψηλή θερμοκρασία. Οι συσσωρευτές Νικελίου/Καδμίου έχουν αρκετά μεγάλη πυκνότητα ενέργειας και μικρό χρόνο επαναφόρτισης. Τα τελευταία χρόνια όμως οι μπαταρίες που τείνουν να κυριαρχήσουν στις εφαρμογές της ηλεκτροκίνησης είναι οι μπαταρίες Νικελίου/Υδριδίου Μετάλλου και οι συσσωρευτές Λιθίου/Πολυμερών και Λιθίου /Ιόντων . Οι μπαταρίες λιθίου έχουν θεωρηθεί ως η καλύτερη λύση για τα ηλεκτρικά οχήματα καθώς διαθέτουν μεγάλη πυκνότητα ενέργειας και ισχύος, έχουν μεγάλη διάρκεια ζωής και επαναφορτίζονται γρήγορα. Ωστόσο

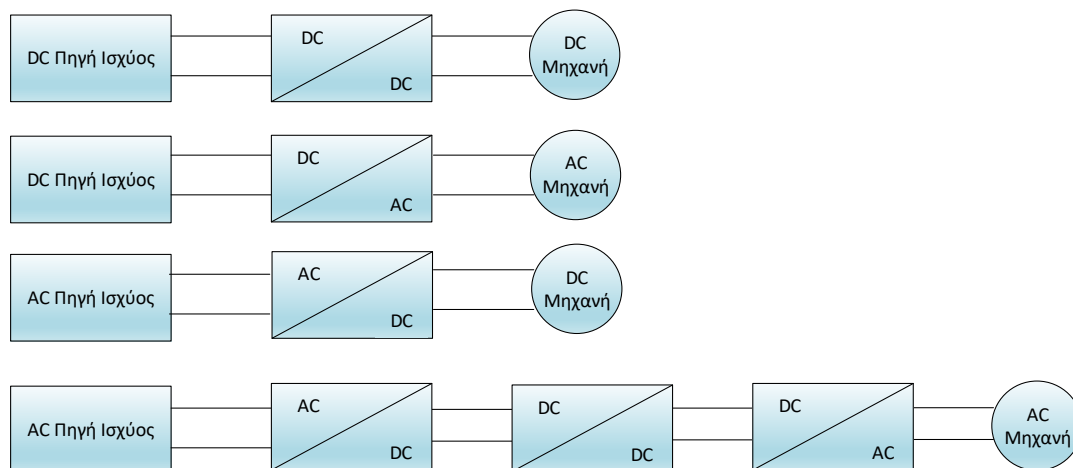


οι συσσωρευτές λιθίου έχουν μεγάλο κόστος και έχουν την ιδιότητα της ανάφλεξής τους, όταν η θερμοκρασία τους ξεπεράσει μια συγκεκριμένη τιμή.

Τέλος, το σύστημα πηγής ενέργειας πέρα από την μπαταρία περιλαμβάνει επιπλέον τη μονάδα διαχείρισης ενέργειας και το φορτιστή του συστήματος.

### 1.3.2 Ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος

Ο ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος παρεμβάλλεται μεταξύ του κινητήρα και της πηγής ηλεκτρικής ισχύος και συγχρόνως επικοινωνεί με τη μονάδα ελέγχου και είναι εκείνο το τμήμα του συστήματος, που παίρνει την τάση της πηγής ισχύος και τη μετατρέπει σε κατάλληλη μορφή ρεύματος και τάσης, για τη σωστή τροφοδότηση του κινητήρα. Το είδος του μετατροπέα που επιλέγεται σε κάθε εφαρμογή εξαρτάται από το είδος της πηγής ισχύος και το είδος της μηχανής, έτσι ο μετατροπέας μπορεί να είναι DC-DC μετατροπέας, AC-DC μετατροπέας τύπου ανορθωτή και DC-AC μετατροπέας τύπου αντιστροφέα. Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζονται οι συνηθέστεροι συνδυασμοί μετατροπέων ισχύος με πηγές και μηχανές.



**Σχήμα 1.3.2: Τοπολογίες σύνδεσης ηλεκτρικής κίνησης.**

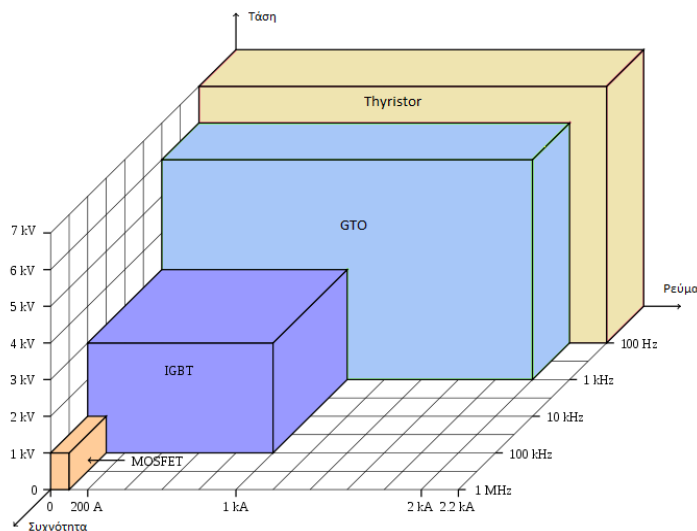
Οι μετατροπείς ισχύος χρησιμοποιούν ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος ως διακόπτες, τα οποία με κατάλληλους παλμούς ελέγχου, άγουν ή βρίσκονται σε αποκοπή. Οι διαθέσιμοι ημιαγωγοί ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις ομάδες σύμφωνα με το βαθμό ελεγχιμότητάς τους.

1. Δίοδοι: Οι καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής ελέγχονται από το κύκλωμα ισχύος.
2. Θυρίστορ: Κλείνουν από ένα σήμα ελέγχου αλλά πρέπει να ανοίξουν από το κύκλωμα ισχύος.
3. Ελεγχόμενοι διακόπτες: Κλείνουν και ανοίγουν από σήματα ελέγχου. Σε αυτήν την κατηγορία περιλαμβάνονται αρκετά είδη στοιχείων, όπως είναι τα διπολικά τρανζίστορ (BJT), τα τρανζίστορ MOSFET, τα θυρίστορ με έλεγχο της σβέσης από την πύλη (GTO thyristor), και τα διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (IGBT).

Κατά τη σχεδίαση ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα, η επιλογή του ημιαγωγού είναι ζωτικής σημασίας για τη λειτουργία του. Ορισμένες ιδιότητες ημιαγωγών στοιχείων και το πώς αυτές επηρεάζουν τη διαδικασία επιλογής είναι οι εξής :

1. Η τάση και η αντίσταση αγωγιμότητας καθορίζουν τις απώλειες αγωγιμότητας του στοιχείου.
2. Οι χρόνοι μετάβασης καθορίζουν τις απώλειες ενέργειας ανά μετάβαση και το πόσο υψηλή μπορεί να είναι η συχνότητα λειτουργίας.
3. Οι ονομαστικές τιμές τάσης και ρεύματος καθορίζουν τη δυνατότητα διαχείρισης ισχύος του στοιχείου.
4. Η ισχύς που απαιτείται από το κύκλωμα ελέγχου καθορίζει την ευκολία ελέγχου του στοιχείου.
5. Το κόστος του στοιχείου είναι ένας σημαντικός παράγοντας.

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η κατηγοριοποίηση των ημιαγωγών στοιχείων συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας, του ονομαστικού ρεύματος και της ονομαστικής τάσης.



**Σχήμα 1.3.3: Δυνατότητες ημιαγωγών στοιχείων σε ονομαστικό ρεύμα, ονομαστική τάση και διακοπτική συχνότητα λειτουργίας [5].**

### 1.3.3 Ελεγκτής και αισθητήρες μετρήσεως

Ο ηλεκτρονικός ελεγκτής ελέγχει το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα ώστε ο κινητήρας να ικανοποιεί, μέσω του μετατροπέα ισχύος, τις απαιτήσεις του κινητήριου συστήματος. Η μονάδα ελέγχου μπορεί να έχει πολλές μορφές και να περιλαμβάνει για παράδειγμα έναν ΗΥ, ένα μικροεπεξεργαστή (πχ ψηφιακό επεξεργαστή σήματος DSP), ένα μικροελεγκτή ή άλλου τύπου κύκλωμα ελέγχου. Οι αισθητήρες μετρήσεως χρησιμοποιούνται για να μεταφράσουν τις μετρούμενες ποσότητες όπως είναι το ρεύμα, η τάση και η ταχύτητα σε κατάλληλα σήματα τα οποία μπορούν να διαβαστούν και να επεξεργαστούν από τον ελεγκτή. Τα σήματα εξόδου του ελεγκτή με τη σειρά τους μετατρέπονται σε κατάλληλα σήματα που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο των ημιαγωγών στοιχείων του μετατροπέα ισχύος.

### 1.3.4 Ηλεκτρικός κινητήρας

Ο ηλεκτρικός κινητήρας είναι το πλέον σημαντικό τμήμα ενός ηλεκτρικού οχήματος αφού είναι υπεύθυνος για την ηλεκτρομηχανική μετατροπή, αποτελεί την καρδιά του συστήματος και πάνω στα χαρακτηριστικά του σχεδιάζεται όλο το σύστημα. Στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα συναντάμε κινητήρες συνεχούς και εναλλασσόμενου ρεύματος και οι προδιαγραφές που πρέπει να πληρούν είναι οι εξής :

- Υψηλή πυκνότητα ισχύος κα υψηλή απόδοση.
- Υψηλή ροπή σε μικρές ταχύτητες.
- Ευρεία περιοχή ταχυτήτων λειτουργίας υπό σταθερή ισχύ.
- Μικρό βάρος.
- Χαμηλό κόστος.
- Μεγάλη διάρκεια ζωής.

Όταν οι παραπάνω προδιαγραφές τηρούνται τότε γίνεται η επιλογή του κινητήρα για την εκάστοτε εφαρμογή. Υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός κινητήρων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα συστήματα ηλεκτροκίνησης, ο καθένας από αυτούς παρουσιάζει συγκεκριμένα μειονεκτήματα και πλεονεκτήματα και η επιλογή του εξαρτάται από τη βαρύτητα που θα δοθεί στις προδιαγραφές που αναφέρθηκαν. Οι διάφοροι τύποι ηλεκτρικών κινητήρων που συναντώνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι:

1. Ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος: Είναι ένας τύπος κινητήρα που έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως σε ηλεκτρικά οχήματα και είναι η πρώτη τοπολογία κινητήρα που χρησιμοποιήθηκε. Ο τύπος αυτός του κινητήρα έχει χρησιμοποιηθεί σε ποικίλες εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, λόγω της τεχνολογικής ωριμότητας και της απλότητας του ελέγχου του. Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος έχουν πολλά μειονεκτήματα σε σχέση με τις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος, λόγω της χαμηλής απόδοσης και της κακής δυναμικής συμπεριφοράς τους, γι' αυτό και οι δεύτερες προτιμώνται σε εφαρμογές που απαιτούνται υψηλές επιδόσεις.
2. Κινητήρας επαγωγής: Ο κινητήρας επαγωγής είναι ένας πολύ διαδεδομένος τύπος κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, με ευρεία εφαρμογή στα ηλεκτρικά οχήματα λόγω του χαμηλού κόστους του, του εύκολου ελέγχου του και της υψηλής αξιοπιστίας. Στον κινητήρα επαγωγής το τύλιγμα του στάτη τροφοδοτείται από συμμετρικά τριφασικά εναλλασσόμενα ρεύματα και παράγεται το πεδίο τυμπάνου, ενώ στο τύλιγμα του δρομέα αναπτύσσονται ρεύματα εξ επαγωγής σε συχνότητα διαφορετική από τη συχνότητα του στάτη και παράγεται το πεδίο διέγερσης. Τα δύο πεδία στρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα, ενώ ο δρομέας στρέφεται σε διαφορετική ταχύτητα κοντά όμως στη σύγχρονη.
3. Σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίδρασης: Οι κινητήρες αυτοί έχουν κεντρίσει το ενδιαφέρον της αγοράς λόγω του χαμηλού κόστους τους. Η δομή των κινητήρων μεταβλητής μαγνητικής αντίδρασης είναι αρκετά απλή. Αποτελούνται από ένα στάτη με έκτυπους πόλους και ένα δρομέα με έκτυπους πόλους ο οποίος τις περισσότερες φορές κατασκευάζεται από συνηθισμένα φύλλα μαγνητικής λαμαρίνας και δεν απαιτεί τυλίγματα ή μόνιμους μαγνήτες. Ο κινητήρας αξιοποιεί τη μεταβολή της

μαγνητικής αντίστασης του δρομέα και έτσι εκμεταλλεύεται αποκλειστικά τη ροπή εκτυπότητας.

4. Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών: Ο σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών χρησιμοποιείται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης όλο και περισσότερο. Η αντικατάσταση του τυλίγματος διέγερσης από μόνιμους μαγνήτες έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση των απωλειών χαλκού. Επιπλέον οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρικά οχήματα λόγω της υψηλής πυκνότητας ισχύος και της υψηλής απόδοσης.

#### **1.4 Στόχος της Διπλωματικής Εργασίας**

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος, με σκοπό τη σχεδίαση και υλοποίηση συστήματος ελέγχου, για την οδήγηση ενός σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών, για εφαρμογή σε ηλεκτρικό όχημα. Στόχος της διπλωματικής εργασίας είναι η ψηφιακή υλοποίηση σε DSP του μοντέλου του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με τη μέθοδο του προσανατολισμένου πεδίου για την οδήγηση κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών σε μεγάλο εύρος στροφών. Τα βασικά υποσυστήματα ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, με τα οποία ασχολείται η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελούνται από τον μετατροπέα ισχύος που είναι ένας αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων, ο οποίος οδηγεί τον κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών και τη μονάδα ελέγχου, δηλαδή το σύστημα που δέχεται σήματα ανάδρασης από το σύστημα κίνησης και αφού υλοποιήσει την κατάλληλη τεχνική ελέγχου σε πραγματικό χρόνο, τροφοδοτεί τον παλμό ελέγχου της έναυσης και σβέσης των διακοπτικών ημιαγωγικών στοιχείων.

Για τη σχεδίαση του συστήματος ελέγχου πραγματοποιήθηκαν οι απαραίτητες προσομοιώσεις υπό τους περιορισμούς του πραγματικού συστήματος σε περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης. Στη συνέχεια, η αποδοτικότητα καθώς επίσης και η μεταβατική συμπεριφορά του προτεινόμενου διανυσματικού ελεγκτή ροπής επιβεβαιώνεται πειραματικά μέσω κατάλληλων δοκιμών και μετρήσεων σε πρότυπο κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών.

#### **1.5 Διάρθρωση της Παρούσας Εργασίας**

Η εργασία αποτελείται συνολικά από 8 κεφάλαια. Το 1<sup>ο</sup> κεφάλαιο αποτελεί την εισαγωγή του αναγνώστη στην τεχνολογία του ηλεκτρικού οχήματος, καθώς και στα επιμέρους υποσυστήματα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, ενώ σκιαγραφούνται οι βασικοί στόχοι της εργασίας.

Στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο γίνεται περιγραφή των διαφόρων τύπων σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών. Περιγράφεται αναλυτικά η σύγχρονη μηχανή εσωτερικών μονίμων μαγνητών και αναπτύσσεται το δυναμικό μοντέλο της μηχανής, μέσω των χωρικών διανυσμάτων και των μετασχηματισμών σε στατό και στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

Στο 3<sup>ο</sup> κεφάλαιο αναλύεται η τοπολογία του αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων και περιγράφονται οι κυριότερες τεχνικές διαμόρφωσης τάσης.

Στο κεφάλαιο 4<sup>ο</sup> παρουσιάζονται οι κυριότερες στρατηγικές ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών που συναντώνται στην βιβλιογραφία, δίνοντας έμφαση στη στρατηγική ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου.

Στο 5<sup>ο</sup> κεφάλαιο μοντελοποιείται το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης στο περιβάλλον Matlab/Simulink και μελετάται η στρατηγική ελέγχου τόσο στην μόνιμη και όσο και σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας.

Στο 6<sup>ο</sup> κεφάλαιο περιγράφεται η πειραματική διάταξη, στην οποία υλοποιήθηκε η στρατηγική ελέγχου και αναλύεται η διαδικασία της υλοποίησης του ελέγχου σε DSP.

Στο 7<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζονται και αναλύονται τα πειραματικά αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν τη λειτουργία του ελέγχου.

Τέλος, το 8<sup>ο</sup> κεφάλαιο περιλαμβάνει τα βασικά συμπεράσματα της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

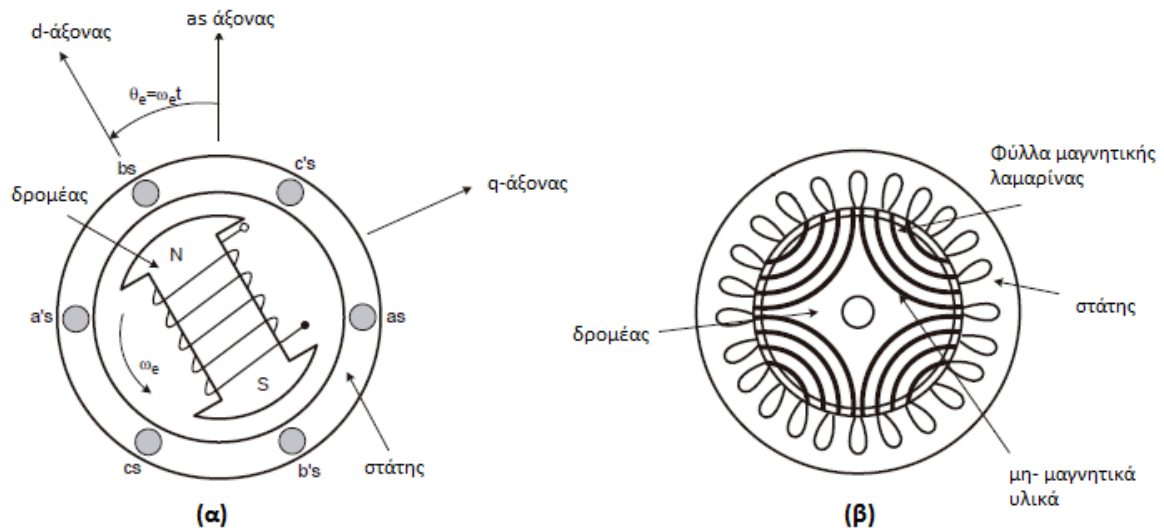
# Σύγχρονες Μηχανές Εσωτερικών Μόνιμων Μαγνητών

---

Οι σύγχρονες μηχανές αποτελούν μια μεγάλη κατηγορία ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος και μπορούν να διακριθούν αρχικά, με τον τρόπο που επιτυγχάνεται το πεδίο στο δρομέα τους, ως εξής:

- Σύγχρονες μηχανές τυλιγμένου δρομέα (Wound-Field): Ο δρομέας αυτών των μηχανών είναι εφοδιασμένος με τύλιγμα διέγερσης και τροφοδοτείται με DC ρεύμα.
- Σύγχρονες μηχανές με δρομέα μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης (Synchronous Reluctance Motors-SyRM): Ο δρομέας αυτών των μηχανών δεν απαιτεί τυλίγματα ή μόνιμους μαγνήτες, είναι δρομέας έκτυπων πόλων και τις περισσότερες φορές κατασκευάζεται από συνηθισμένα φύλλα μαγνητικής λαμαρίνας.
- Σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών (Permanent Magnet-PM): Στις σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών το DC τύλιγμα διέγερσης του δρομέα αντικαθίσταται από μόνιμους μαγνήτες που παράγουν σταθερή ροή.

Στο σχήμα 2.1(α) και 2.1(β) παρουσιάζονται τα προαναφερθέντα μοντέλα σύγχρονων μηχανών τυλιγμένου δρομέα και σύγχρονων μηχανών μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης αντίστοιχα.



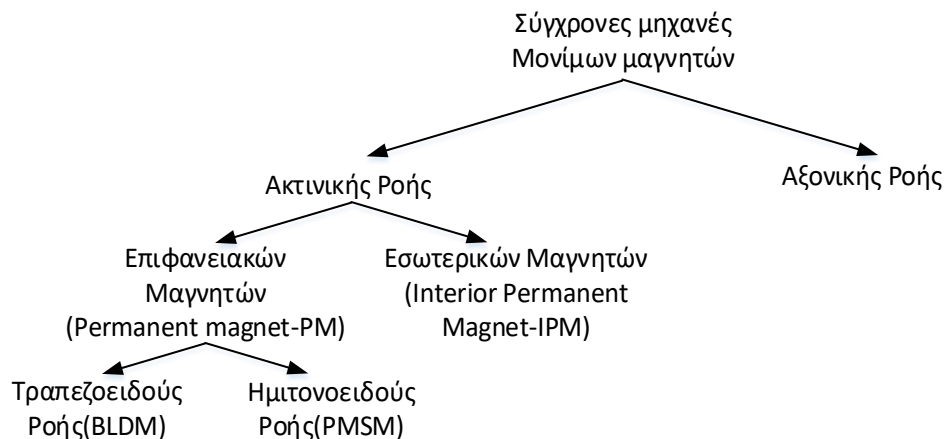
**Σχήμα 2.1:** Σύγχρονες μηχανές (α) τυλιγμένου δρομέα (β) μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης [2].

Από τις παραπάνω κατηγορίες σύγχρονων μηχανών οι μηχανές με μόνιμους μαγνήτες γίνονται ολοένα και πιο δημοφιλείς στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Στη συνέχεια του κεφαλαίου αυτού, γίνεται μια σύντομη περιγραφή των βασικών τοπολογιών των σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών, εξετάζονται λεπτομερώς οι σύγχρονες μηχανές εσωτερικών

μονίμων μαγνητών και τονίζονται τα πλεονεκτήματα αλλά και τα μειονεκτήματά τους για την εφαρμογή τους σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης.

## 2.1 Σύγχρονες Μηχανές Μονίμων Μαγνητών.

Η τεχνολογία των ηλεκτρικών κινητήρων μονίμων μαγνητών δεν είναι καθόλου νέα, αφού προσπάθειες για την κατασκευή τέτοιων κινητήρων έχουν ξεκινήσει από τον προηγούμενο αιώνα, όμως τα διαθέσιμα είδη μαγνητών που δεν επέτρεπαν την κατασκευή κινητήρων με μεγάλες επιδόσεις και η έλλειψη της κατάλληλης τεχνολογίας για την ακριβή οδήγησή τους, καθιστούσαν τις μηχανές αυτές μη ανταγωνιστικές. Η ανακάλυψη μαγνητών τύπου Alnico έδωσαν ώθηση στο χώρο και ξεκίνησε μαζική παραγωγή κινητήρων μονίμων μαγνητών. Στη συνέχεια η ανακάλυψη μαγνητών τύπου φερίτη έριξε πολύ το κόστος παραγωγής συμβάλλοντας στη διάδοση των κινητήρων αυτού του είδους. Η μεγαλύτερη πρόοδος όμως επετεύχθη με την είσοδο υλικών μονίμων μαγνητών, όπως το νεοδήμιο και το κοβάλτιο, και έτσι οι μηχανές μονίμων μαγνητών άρχισαν να αντικαθιστούν τις μηχανές συνεχούς ρεύματος και τις μηχανές επαγωγής σχεδόν σε κάθε εφαρμογή. Στο *σχήμα 2.1.1* παρουσιάζεται η κατηγοριοποίηση των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών.



**Σχήμα 2.1.1: Κατηγοριοποίηση σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών [2].**

Όπως παρουσιάζεται και στο *σχήμα 2.1.1* οι μηχανές μονίμων μαγνητών μπορούν να ταξινομηθούν ανάλογα με τη διεύθυνση της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό τους, σε μηχανές ακτινικής ροής και μηχανές αξονικής ροής. Στις μηχανές ακτινικής ροής η μαγνητική ροή που παράγουν οι μόνιμοι μαγνήτες, διέρχεται ακτινικά από το διάκενο στα τυλίγματα του στάτη, ενώ στις μηχανές αξονικής ροής διέρχεται παράλληλα στον άξονα του δρομέα. Χαρακτηριστικό των μηχανών αξονικής ροής είναι το δισκοειδές τους σχήμα που επιτρέπει την κατασκευή κινητήρων μεγάλου αριθμού πόλων, για εφαρμογές υψηλής ισχύος και χαμηλών στροφών. Οι μηχανές ακτινικής ροής, με τη σειρά τους χωρίζονται, όπως παρουσιάζεται και στο *σχήμα 2.1.1*, στις μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής, στις μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής και στις μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής.

➤ **Σύγχρονες μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Surface Permanent Magnet Synchronous Machine, SPMSM) .**

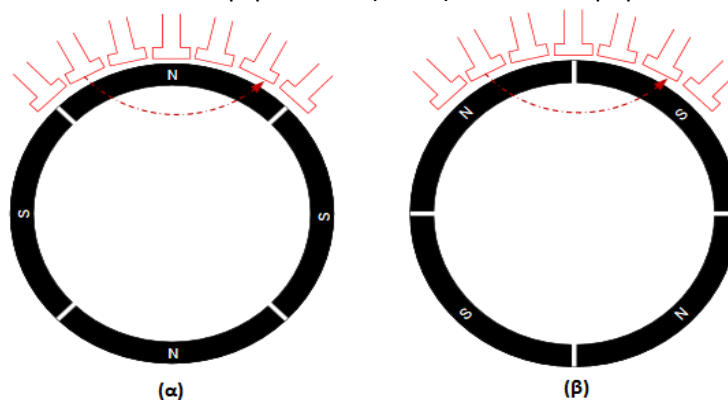
Σε μια τριφασική μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής, το τύλιγμα του στάτη αποτελείται από ένα τριφασικό ημιτονοειδές τύλιγμα το οποίο παράγει ροή διακένου στρεφόμενη με τη σύγχρονη ταχύτητα. Το τύλιγμα του δρομέα αντικαθίσταται από μόνιμους μαγνήτες, οι οποίοι βρίσκονται κολλημένοι στην επιφάνεια του δρομέα, ο οποίος μπορεί να είναι συμπαγής ή φτιαγμένος από διάτρητα ελάσματα. Το ενεργό εύρος του διακένου αυτής της μηχανής είναι μεγάλο (διαπερατότητα μαγνήτη  $\mu_r \approx 1$  ) και ομοιόμορφο, δίνοντας στη μηχανή χαρακτηριστικά μη-εκτυπότητας ( $L_q = L_d$ ).

➤ **Σύγχρονες μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής (Trapezoidal Surface Permanent Magnet Synchronous Machine, SPMSM) .**

Οι μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής, έχουν συγκεντρωμένα τυλίγματα πλήρους βήματος στο στάτη. Εάν ο δρομέας περιστρέφεται εξωτερικά τότε οι επαγόμενες φασικές τάσεις στο στάτη είναι τραπεζοειδούς μορφής. Με τη χρήση ενός αντιστροφέα, εφαρμόζονται στους ακροδέκτες της μηχανής συμμετρικά παλμικά ρεύματα με διαφορά φάσης  $120^\circ$ . Εφόσον η χρήση του αντιστροφέα είναι επιτακτική η μηχανή συνήθως λειτουργεί ως κινητήρας. Με τη βοήθεια λοιπόν ενός αντιστροφέα και ενός αισθητήρα θέσης που τοποθετείται στον άξονα της μηχανής, τόσο οι τραπεζοειδείς μηχανές μονίμων μαγνητών όσο και οι ημιτονοειδείς, μπορούν να ελεγχθούν ώστε να λειτουργούν ως «μηχανές DC χωρίς ψήκτες» (Brushless DC Motors, BLDC).

➤ **Σύγχρονες μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Interior Permanent Magnet Synchronous Machine).**

Σε αντίθεση με τη συνηθέστερη περίπτωση των μηχανών επιφανειακού μόνιμου μαγνήτη, στις μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών, οι μαγνήτες τοποθετούνται σε κοιλότητες στο εσωτερικό του δρομέα της μηχανής. Οι μαγνήτες έχουν μεγαλύτερη αντίδραση σε σχέση με το σίδηρο με αποτέλεσμα να μειώνεται η επαγωγή όταν υπάρχει περισσότερος μαγνήτης στη διαδρομή της ροής. Στην περίπτωση των μηχανών επιφανειακών μονίμων μαγνητών, οι μαγνήτες τοποθετούνται κυκλικά γύρω από την επιφάνεια του δρομέα.

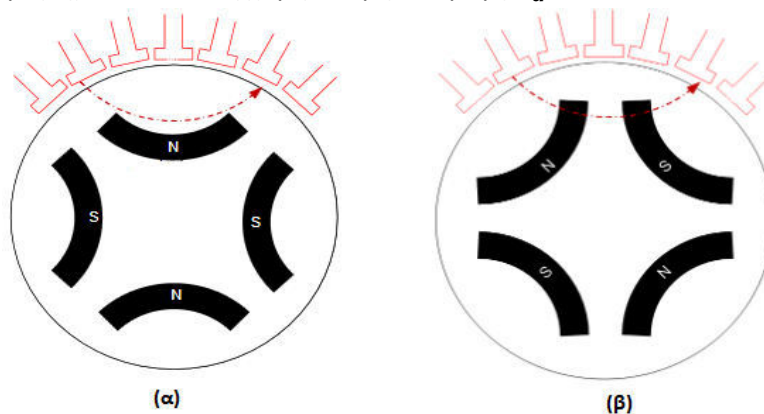


Σχήμα 2.1.2: Διαδρομή ροής για μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών (α) διαδρομή ροής q-άξονα (β) διαδρομή ροής d-άξονα[38].



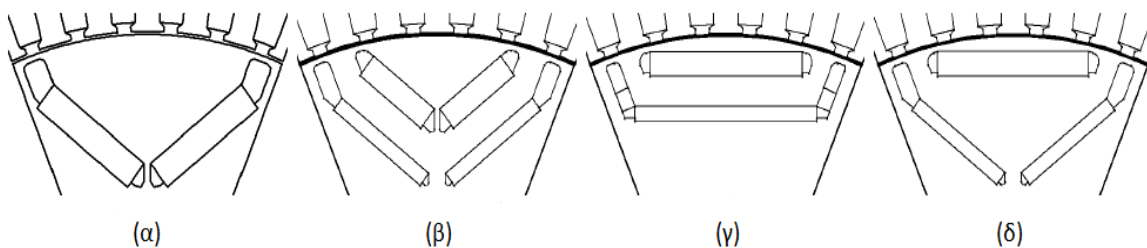
Όταν αλλάζει η θέση του δρομέα, η επιφάνεια του μαγνήτη που βρίσκεται στη διαδρομή της ροής παραμένει ουσιαστικά ίδια, όπως φαίνεται και στο *σχήμα 2.1.2*. Συνεπώς, στις μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών, η επαγωγή δεν εξαρτάται από τη θέση του δρομέα και έτσι δεν εμφανίζει χαρακτηριστικά έκτυπων πόλων.

Στο *σχήμα 2.1.3* φαίνεται η διαδρομή της ροής για τη σύγχρονη μηχανή εσωτερικών μονίμων μαγνητών. Σε αυτήν την περίπτωση η επιφάνεια του μαγνήτη που βρίσκεται στη διαδρομή της ροής, αλλάζει με τη θέση του δρομέα, με αποτέλεσμα να αλλάζουν και οι επαγωγές συναρτήσει της θέσης του δρομέα. Στη διαδρομή της ροής q-άξονα, υπάρχει χαμηλότερη αντίδραση (μικρότερη επιφάνεια μαγνήτη) και συνεπώς μεγαλύτερη επαγωγή  $L_q$ , ενώ στη διαδρομή ροής του d-άξονα υπάρχει υψηλότερη αντίδραση (μεγαλύτερη επιφάνεια μαγνήτη) και συνεπώς χαμηλότερη επαγωγή  $L_d$ .



**Σχήμα 2.1.3 Διαδρομή ροής κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών(α) διαδρομή ροής q-άξονα. (β) διαδρομή ροής d-άξονα[38].**

Μερικές από τις συνηθέστερες γεωμετρίες δρομέα, μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών, παρουσιάζονται στο *σχήμα 2.1.4*. Στο *σχήμα 2.1.4 (α)*, παρουσιάζεται η γεωμετρία γνωστή ως γεωμετρία τύπου V (**V-shaped magnet**). Στη γεωμετρία αυτή, κάθε πόλος αποτελείται από δύο μαγνήτες που βρίσκονται υπό κλίση μεταξύ τους. Η σχεδίαση αυτή αποσκοπεί στη μεγαλύτερη συγκέντρωση της μαγνητικής ροής στην επιθυμητή διαδρομή. Μια παραλλαγή αυτής της γεωμετρίας αποτελεί η γεωμετρία τύπου V με διπλή στρώση (**2-V Shaped magnet**) που παρουσιάζεται στο *σχήμα 2.1.4(β)* και με σχηματισμό ανάποδου δέλτα (**∇ shaped magnet**) που παρουσιάζεται στο *σχήμα 2.1.4(δ)*. Οι γεωμετρίες αυτές αυξάνουν σημαντικά την σχεδιαστική και κατασκευαστική πολυπλοκότητα. Παρόλα αυτά η ∇ shaped έχει μεγαλύτερο εύρος λειτουργίας με υψηλές αποδόσεις συγκριτικά με τις άλλες γεωμετρίες διπλής στρώσης. Στο *σχήμα 2.1.4 (γ)*, φαίνεται η γεωμετρία, που διαθέτει διπλή στρώση ενιαίου μαγνήτη οριζόντια τοποθετημένου (**I-shaped magnet**) στο εσωτερικό του δρομέα.



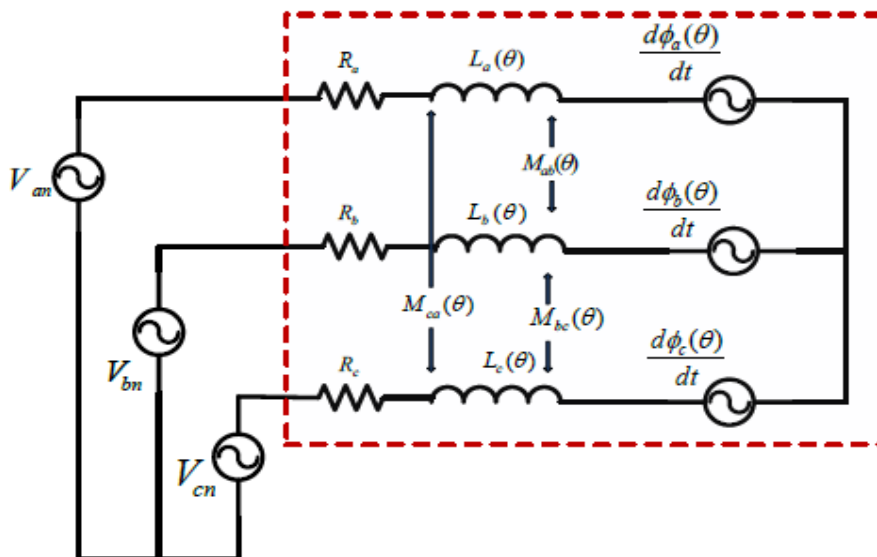
**Σχήμα 2.1.4: Γεωμετρίες δρομέα, μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών[9].**

Σε γενικές γραμμές, έχει παρατηρηθεί ότι οι μαγνήτες με διπλή στρώση παρουσιάζουν μεγαλύτερη μέγιστη ροπή σε σχέση με τους αντίστοιχους μονής[9]. Η αύξηση των στρώσεων μαγνήτη, προσδίδει εκτυπότητα στη μηχανή, με αποτέλεσμα να αυξάνεται σημαντικά η ροπή ευθυγράμμισης που η μηχανή είναι ικανή να αποδίδει. Παρόλα αυτά, η αύξηση των στρώσεων, επιφέρει αυξημένη κατασκευαστική πίεση στο σίδηρο του δρομέα. Για το λόγο αυτό, ο δυνατός αριθμός των στρώσεων μαγνήτη υφίσταται μηχανικούς περιορισμούς, για λόγους αντοχής υλικών. Άλλες πιθανές γεωμετρικές διαμορφώσεις, αφορούν την τοποθέτηση των μαγνητών εγκάρσια, καθώς επίσης και τη διαφορετική σχεδίαση των φραγμάτων ροής αέρα.

## 2.2 Μαθηματικό Μοντέλο Σύγχρονης Μηχανής Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών

### 2.2.1 Μαθηματικό μοντέλο τριών φάσεων

Η ηλεκτρική μηχανή μονίμων μαγνητών μπορεί να μοντελοποιηθεί σύμφωνα με το μοντέλο που βρίσκουμε στη βιβλιογραφία [35],[36],[37],[38]. Στο σχήμα 2.2.1 φαίνεται το τριφασικό μοντέλο μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών.



Εικόνα 2.2.1 : Τριφασικό Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών[38].

Στο τριφασικό ισοδύναμο κύκλωμα οι επαγωγές κάθε φάσης παρουσιάζονται ως συνάρτηση της ηλεκτρικής θέσης του δρομέα εφόσον η αντίδραση στο μονοπάτι της ροής αλλάζει σε σχέση με τη θέση του δρομέα. Οι αυτεπαγωγές της μηχανής μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει της ηλεκτρικής θέσης του δρομέα ως εξής:

$$L_a(\theta) = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos(2\theta) \quad (2.1)$$

$$L_b(\theta) = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.2)$$

$$L_c(\theta) = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

Οι αλληλεπαγωγές μεταξύ των φάσεων του στάτη μπορούν να εκφραστούν ως:

$$M_{ab}(\theta) = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

$$M_{ac}(\theta) = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.5)$$

$$M_{bc}(\theta) = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s} \cos(2\theta) \quad (2.6)$$

όπου  $L_{ls}$  η αυτεπαγωγή σκέδασης δηλαδή αυτή της οποίας η μαγνητική ροή δεν εισέρχεται στο δρομέα,  $L_{0s} - L_{2s} \cos 2\theta_e$  η αυτεπαγωγή μαγνήτισης της οποίας η μαγνητική ροή εισέρχεται στο δρομέα.

Η ροή που παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της θέσης του δρομέα ως εξής:

$$\varphi_a(\theta) = \varphi_m \cos(\theta) \quad (2.7)$$

$$\varphi_b(\theta) = \varphi_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.8)$$

$$\varphi_c(\theta) = \varphi_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.9)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω οι εξισώσεις του κινητήρα μπορούν να εκφραστούν ως:

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + p \begin{pmatrix} L_a(\theta) & M_{ba}(\theta) & M_{ca}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_c(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d\varphi_a(\theta)}{dt} \\ \frac{d\varphi_b(\theta)}{dt} \\ \frac{d\varphi_c(\theta)}{dt} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Όπου με  $\varphi_m$  συμβολίζεται η μαγνητική ροή του δρομέα, όπως φαίνεται από τα τυλίγματα του στάτη και με  $p$  συμβολίζεται ο διαφορικός τελεστής.

## 2.2.2 Μετασχηματισμός τριφασικών μεταβλητών του στάτη σε αυθαίρετο πλαίσιο αναφοράς

Το ισοδύναμο μαθηματικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής που χρησιμοποιεί τις τρεις φάσεις της μηχανής, και χρησιμοποιείται κυρίως για τη μελέτη των αρμονικών συνιστωσών, αποτελεί ένα πολύπλοκο μαθηματικό μοντέλο και δεν ευνοεί την ανάπτυξη τεχνικών ελέγχου, λόγω της μη γραμμικότητας του και των επαγωγισιμότητων της μηχανής που μεταβάλλονται με το χρόνο. Η θεωρία του διανυσματικού ελέγχου βασίζεται στην

αξιοποίηση του μετασχηματισμού Park, με τον οποίο επιτυγχάνεται η απλοποίηση του μοντέλου της μηχανής σε ένα σύστημα εξισώσεων με σταθερούς συντελεστές.

Στο τέλος της δεκαετίας του 1920 ο R.H.Park εισήγαγε μια νέα προσέγγιση στην ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών [1]. Διατύπωσε μια αλλαγή μεταβλητών, όπου αντικατέστησε τις μεταβλητές που σχετίζονται με τα τυλίγματα του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής, με μεταβλητές που σχετίζονται με ένα πλασματικό τύλιγμα που περιστρέφεται μαζί με το δρομέα. Ο μετασχηματισμός Park έχει τη μοναδική ιδιότητα να εξαλείφει όλες τις χρονικά μεταβαλλόμενες επαγωγές από τις εξισώσεις των τάσεων μιας σύγχρονης μηχανής, που οφείλονται στα ηλεκτρικά κυκλώματα που είναι σε σχετική κίνηση και στα ηλεκτρικά κυκλώματα με μεταβλητή μαγνητική αντίδραση.

Πρόκειται για το μετασχηματισμό των ποσοτήτων που αναφέρονται σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα ακίνητο στο χώρο (balanced 3-phase set, abc), σε σύστημα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων κινούμενων με αυθαίρετη ταχύτητα (dq0). Οι άξονες του στρεφόμενου πλαισίου dq0 ονομάζονται ευθύς άξονας d (direct axis), εγκάρσιος άξονας q (quadrature axis) και άξονας μηδενικής ακολουθίας 0 (zero sequence axis). Ο μετασχηματισμός του τριφασικού συμμετρικού συστήματος στο αυθαίρετο πλαίσιο αναφοράς μπορεί να αναπαρασταθεί μαθηματικά ως εξής:

$$f_{qd0s} = K_s f_{abcs} \quad (2.11)$$

Όπου:

$$f_{qd0s} = [f_{qs} \ f_{ds} \ f_{0s}] \quad (2.12)$$

$$f_{abcs} = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}] \quad (2.13)$$

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

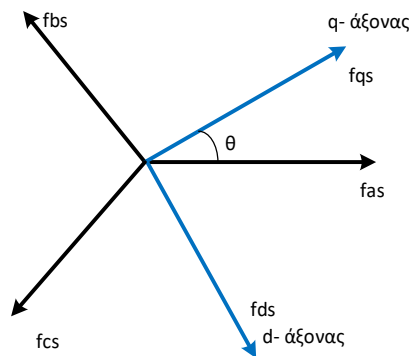
Στις παραπάνω εξισώσεις το  $f$  μπορεί να αντιπροσωπεύει τάση, ρεύμα, πεπλεγμένη ροή ή και ηλεκτρικό φορτίο ενώ το γράμμα  $s$  υποδεικνύει ότι οι μεταβλητές αυτές αναφέρονται στο κύκλωμα του στάτη. Επιπλέον ο τρίτος άξονας (άξονας μηδενικής ακολουθίας,0) για συμμετρική λειτουργία έχει μηδενικές τιμές. Η γωνιακή ταχύτητα  $\omega$  και η γωνιακή μετατόπιση  $\theta$  (η γωνία του εγκάρσιου άξονα του  $qd0$  πλαισίου με τη φάση a) συνδέονται με τη σχέση:

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.15)$$

Το πλαίσιο αναφοράς μπορεί να περιστρέφεται με οποιαδήποτε σταθερή ή μεταβλητή ταχύτητα ή μπορεί να παραμένει ακίνητο. Για τον αντίστροφο μετασχηματισμό μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο πίνακας:

$$[\mathbf{K}_s]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

Όταν ο μετασχηματισμός (2.16) χρησιμοποιείται για μια μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος είναι βολικό οι κατευθύνσεις των  $f_{as}, f_{bs}, f_{cs}$  διανυσμάτων, να θεωρηθούν ως οι κατευθύνσεις των μαγνητικών αξόνων των τυλιγμάτων του στάτη. Θα δούμε στη συνέχεια ότι και οι κατευθύνσεις των  $f_{qs}$  και  $f_{ds}$  διανυσμάτων θα μπορούν να θεωρηθούν ως οι κατευθύνσεις των μαγνητικών αξόνων των 'νέων' τυλιγμάτων που δημιουργούνται από τον μετασχηματισμό.



**Σχήμα 2.2.2: Μετασχηματισμός τριφασικού abc πλαισίου σε διφασικό qd πλαίσιο.**

Ο μετασχηματισμός στο αυθαίρετο πλαίσιο αναφοράς γίνεται σε δυο βήματα. Πρώτα μετατρέπουμε το τριφασικό σύστημα  $abc$  σε διφασικό  $q^s d^s$  στο στατό πλαίσιο (ή στο διφασικό  $\alpha\beta$  πλαίσιο αναφοράς) αναφοράς (μετασχηματισμός Clarke). Η ιδέα του μετασχηματισμού Clarke είναι ότι το περιστρεφόμενο διάνυσμα ρεύματος του στάτη, που είναι το άθροισμα των 3 φάσεων του ρεύματος, μπορεί να δημιουργηθεί και από ένα 2-φασικό σύστημα που αναφέρεται σε ένα σταθερό πλαίσιο αναφοράς. Σε αυτό το σημείο μπορούμε να ευθυγραμμίσουμε τη φάση  $a$  της μηχανής με τον άξονα  $q$  ("Modified" Park) ή με τον άξονα  $d$  ("Original" Park).

### 2.2.3 Μετασχηματισμός στο στατό πλαίσιο αναφοράς

Η προβολή του διανύσματος του ρεύματος του στάτη στο στατό πλαίσιο αναφοράς δίνει τις παρακάτω εξισώσεις.

#### Ευθυγράμμιση του άξονα $q$ με τη φάση $a$

Μετασχηματισμός Clarke:

$$f_q^s = f_a \quad (2.17)$$

$$f_d^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} f_b^s + \frac{1}{\sqrt{3}} f_c^s \quad (2.18)$$

Αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke:

$$f_a^s = f_q^s \quad (2.19)$$

$$f_b^s = -\frac{1}{2} f_q^s - \frac{\sqrt{3}}{2} f_d^s \quad (2.20)$$

$$f_c^s = -\frac{1}{2} f_q^s + \frac{\sqrt{3}}{2} f_d^s \quad (2.21)$$

**Ευθυγράμμιση του άξονα d με τη φάση a**

Μετασχηματισμός Clarke:

$$f_d^s = f_a^s \quad (2.22)$$

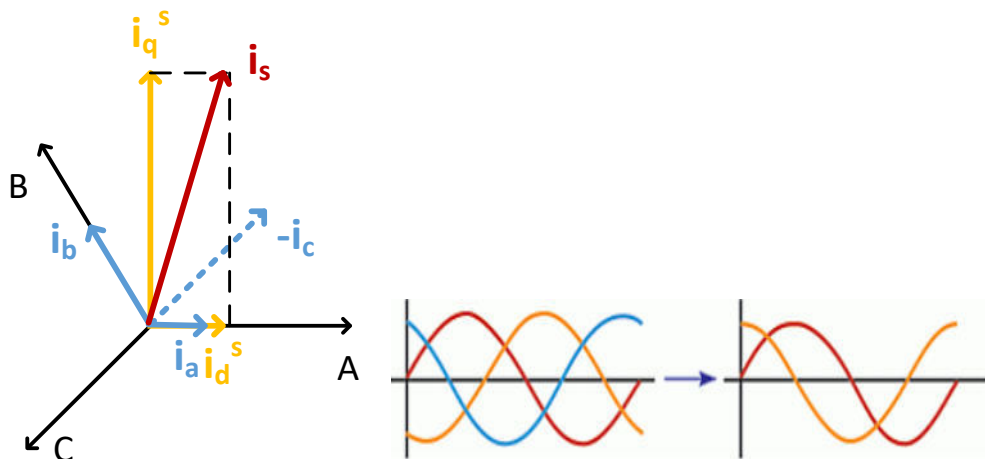
$$f_q^s = \frac{1}{\sqrt{3}} f_b^s - \frac{1}{\sqrt{3}} f_c^s \quad (2.23)$$

Αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke:

$$f_a^s = f_d^s \quad (2.24)$$

$$f_b^s = -\frac{1}{2} f_d^s + \frac{\sqrt{3}}{2} f_q^s \quad (2.25)$$

$$f_c^s = -\frac{1}{2} f_d^s - \frac{\sqrt{3}}{2} f_q^s \quad (2.26)$$



Σχήμα 2.2.3: Τριφασικό abc σε διφασικό στατό d<sup>s</sup>-q<sup>s</sup> σύστημα

**2.2.4 Μετασχηματισμός στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.**

Μετά το μετασχηματισμό Clarke τα ρεύματα που αναφέρονται στο στατό πλαίσιο αναφοράς εξαρτώνται ακόμα από το χρόνο και την ταχύτητα. Ο μετασχηματισμός του παραπάνω διφασικού συστήματος σε DC ποσότητες (χρονικά ανεξάρτητες) γίνεται μέσω του

μετασχηματισμού Park όπου το διφασικό σύστημα μεταφέρεται σε πλαίσιο αναφοράς το οποίο στρέφεται με την ηλεκτρική συχνότητα του δρομέα. Σε αυτό το πλαίσιο η έκφραση της ροπής γίνεται ανεξάρτητη από την ηλεκτρική μετατόπιση  $\theta_e$ . Οι εξισώσεις που περιγράφουν τον μετασχηματισμό Park είναι:

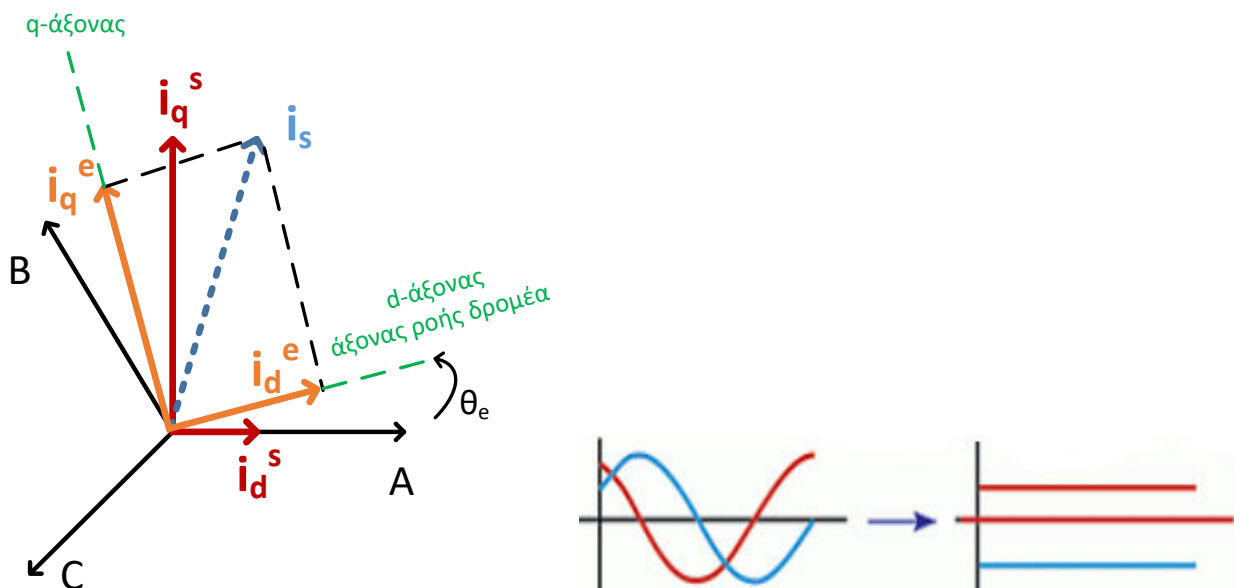
$$f_q^e = f_q^s \cos \theta_e - f_d^s \sin \theta_e \quad (2.27)$$

$$f_d^e = f_q^s \sin \theta_e + f_d^s \cos \theta_e \quad (2.28)$$

Σε αυτό το σημείο ο έλεγχος της ροπής γίνεται ευκολότερος αφού τα σταθερά ρεύματα  $i_d^e$  (συνιστώσα-ροής) και  $i_q^e$  (συνιστώσα-ροπής) ελέγχονται ανεξάρτητα και έτσι οι εναλλασσόμενες μηχανές μπορούν να ελεγχθούν με τρόπο παρόμοιο με εκείνο των μηχανών συνεχούς ρεύματος. Τέλος, ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park περιγράφεται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$f_q^s = f_q^e \cos \theta_e + f_d^e \sin \theta_e \quad (2.29)$$

$$f_d^s = -f_q^e \sin \theta_e + f_d^e \cos \theta_e \quad (2.30)$$



Σχήμα 2.2.4: Διφασικό στατό  $d^s$ - $q^s$  σύστημα σε στρεφόμενο με την σύγχρονη ταχύτητα  $d^e$ - $q^e$

### 2.3 Ισοδύναμο Κύκλωμα

Στη συνέχεια περιγράφεται το ισοδύναμο κύκλωμα της σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών που προκύπτει από τη d-q ανάλυση της μηχανής. Η σχέση που αφορά την τάση στο στάτη της μηχανής είναι:

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (2.31)$$

Όπου  $r_s$  η αντίσταση στις φάσεις του στάτη της μηχανής,  $p$  ο διαφορικός τελεστής  $\frac{d}{dt}$ , και  $\lambda_{abc}$  η πεπλεγμένη ροή. Μεταφέροντας την εξίσωση (2.13), σύμφωνα με τις σχέσεις που αναπτύχθηκαν στην προηγούμενη ενότητα, σε ένα πλαίσιο που στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα προκύπτουν οι ακόλουθες αναλυτικές σχέσεις.

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (2.32)$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (2.33)$$

Όπου:

$$\lambda_{ds}^e = (L_{ls} + L_{md}) i_{ds}^e + \Lambda_{mf} \quad (2.34)$$

$$\lambda_{qs}^e = (L_{ls} + L_{mq}) i_{qs}^e \quad (2.35)$$

και  $L_{ls}, L_{md}, L_{mq}, \Lambda_{mf}$  είναι η επαγωγή σκέδασης, η επαγωγή μαγνήτισης στον ευθύ άξονα, η επαγωγή μαγνήτισης στον κάθετο άξονα και η ροή που οφείλεται στο μαγνήτη αντίστοιχα. Στην περίπτωση της σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών για τις επαγωγές μαγνήτισης ισχύει ότι  $L_{mq} > L_{md}$ . Η ηλεκτρομαγνητική ροπή, χρησιμοποιώντας το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι:

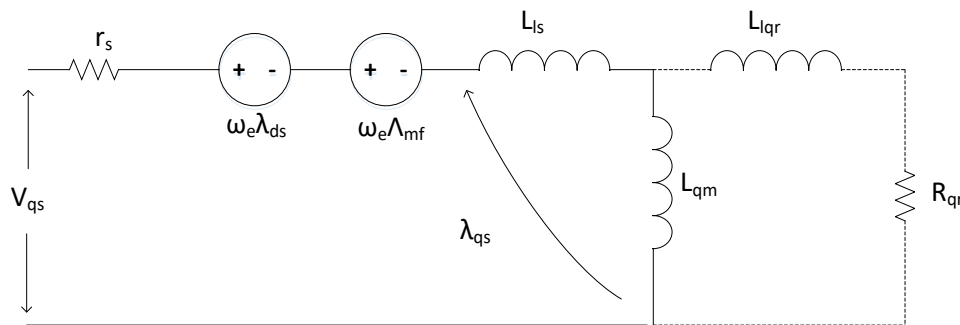
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (2.36)$$

Ενώ η σχέση των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων προκύπτει από την εξίσωση:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (2.37)$$

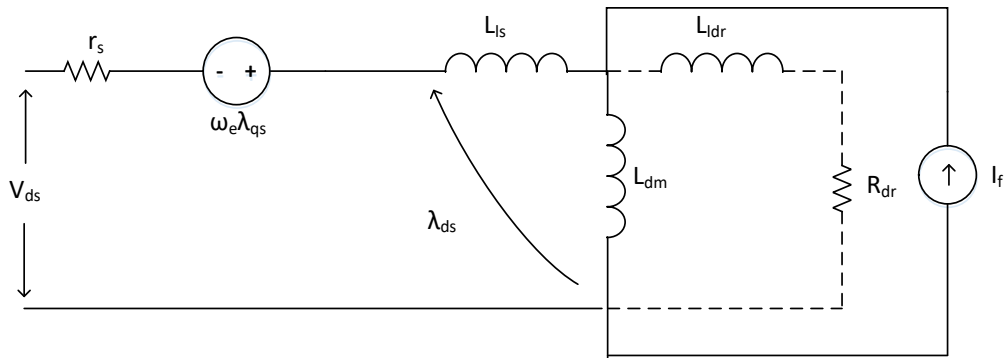
Όπου  $T_L, J, B$  η ροπή φορτίου, η αδράνεια και ο συντελεστής τριβής αντίστοιχα.

Από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτουν ισοδύναμα κυκλώματα q-άξονα και d-άξονα της μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών που φαίνονται στο *σχήμα 2.3.1(a)* και *2.3.1(b)*. Στο *σχήμα 2.3.1(a)* απεικονίζεται το ισοδύναμο μοντέλο q άξονα ενώ στο *σχήμα 2.3.1(b)* απεικονίζεται το ισοδύναμο μοντέλο d άξονα. Η ροή d άξονα που οφείλεται στους μόνιμους μαγνήτες αναπαριστάνεται από μια σταθερή πηγή ρεύματος που περιγράφεται από την εξίσωση  $\Lambda_{mf} = L_{dm} i_f$ .



**Σχήμα 2.3.1(α): Δυναμικό μοντέλο σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών- Ισοδύναμο κύκλωμα q άξονα.**





Σχήμα 2.3.1 (β): Δυναμικό μοντέλο σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών-Ισοδύναμο κύκλωμα  $d$  άξονα.

### 2.3.1 Διανυσματικό διάγραμμα μόνιμης κατάστασης σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών

Σύμφωνα με τις παραπάνω αναλυτικές σχέσεις προκύπτει το διανυσματικό διάγραμμα μόνιμης κατάστασης, της σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών. Για την αντι-ΗΕΔ ανοιχτοκύκλωσης ισχύει ότι:

$$E = jE_q = j\omega_e \lambda_{pm} \quad (2.38)$$

Όπου η  $\lambda_{pm}$  είναι η πεπλεγμένη ροή που οφείλεται στο μαγνήτη. Επιπλέον ισχύει ότι

$X_d = \omega_e L_d$  και  $X_q = \omega_e L_q$  οπότε οι εξισώσεις μόνιμης κατάστασης μπορούν να γραφούν

ως:

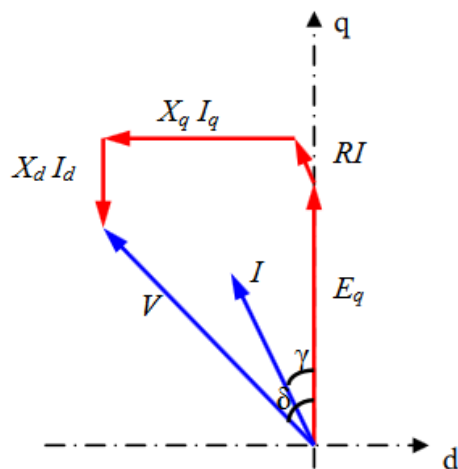
$$V_d = RI_d - X_q I_q \quad (2.39)$$

$$V_q = E_q + X_d I_d + RI_q \quad (2.40)$$

Οι γωνίες  $\delta$  και  $\gamma$  ορίζονται όπως φαίνεται στο διανυσματικό διάγραμμα και ισχύει ότι:

$$V_d = -V \sin \delta, V_q = V \cos \delta \quad (2.41)$$

$$I_d = -I \sin \gamma, I_q = I \cos \gamma \quad (2.42)$$



Σχήμα 2.3.2 Διανυσματικό διάγραμμα[13].

## 2.4 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των Κινητήρων Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών

Τα πλεονεκτήματα [9] των κινητήρων εσωτερικών μονίμων μαγνητών είναι τα εξής:

- Κατασκευαστική ευρωστία: Οι μηχανές αυτές διαθέτουν στιβαρή κατασκευή δρομέα. Το γεγονός αυτό, τις καθιστά κατάλληλες για χρήση σε εφαρμογές ψηλών ταχυτήτων καθώς προσφέρουν μειωμένο θόρυβο και καλύτερη δυναμική συμπεριφορά κατά τη λειτουργία τους.
- Προφύλαξη μαγνητών : Η σχεδίαση αυτών των μηχανών προσφέρει στους μαγνήτες μεγαλύτερη προστασία είτε από φυσική φθορά είτε από απομαγνήτιση σε αντίθεση με τη σχεδίαση των επιφανειακών μαγνητών που οι μαγνήτες είναι εκτεθειμένοι.
- Εκτυπότητα δρομέα : Η εσωτερικότητα των μαγνητών δημιουργούν ανισοτροπία στο δρομέα. Συγκεκριμένα ο d-άξονας διέρχεται από τη μέση των μαγνητών και ορίζει τη περιοχή υψηλής μαγνητικής αντίστασης ενώ ο q άξονας ορίζει μια διαδρομή που περιέχει σιδηρομαγνητική λαμαρίνα. Η μαγνητική διαπερατότητα του μαγνήτη είναι μικρή ενώ του σιδήρου είναι πολύ μεγάλη, έτσι η αυτεπαγωγή του q-άξονα είναι αρκετά μεγαλύτερη από αυτή του d-άξονα. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή ροπής λόγω εκτυπότητας. Συνεπώς οι μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών έχουν δύο μηχανισμούς παραγωγής ροπής. Ο πρώτος μηχανισμός αφορά την αλληλεπίδραση των δύο πεδίων του μαγνήτη και του στάτη , ενώ ο δεύτερος αφορά τη ροπή ευθυγράμμισης λόγω εκτυπότητας.
- Εξοικονόμηση μαγνήτη : Η συνιστώσα ροπής ευθυγράμμισης επιτρέπει την εξοικονόμηση του μαγνήτη. Το γεγονός αυτό είναι πολύ σημαντικό γιατί μπορεί να μειώσει δραστικά το κατασκευαστικό κόστος της μηχανής.
- Υψηλή απόδοση : Η υψηλή απόδοση αυτών των μηχανών οφείλεται στη μείωση απωλειών χαλκού που επιτυγχάνεται χάρη στην απουσία τυλίγματος στο δρομέα.
- Υψηλή πυκνότητα ισχύος : Όπως όλες οι μηχανές μονίμων μαγνητών ,έχουν υψηλή πυκνότητα ισχύος που οφείλεται στην πρόοδο που έχει σημειωθεί στον τομέα των μαγνητικών υλικών.
- Δυνατότητα υπερφόρτισης : Οι μηχανές αυτές παρουσιάζουν καλή συμπεριφορά όταν τροφοδοτούνται με ρεύματα υψηλότερα του ονομαστικού. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ροπή και διευκολύνονται ενέργειες όπως η επιτάχυνση ενός οχήματος.
- Αποτελεσματική λειτουργία εξασθένισης πεδίου : Η δυνατότητα ανάπτυξης αυτής της λειτουργίας ελέγχου δίνει τη δυνατότητα λειτουργίας υπό σταθερή ισχύ σε μεγάλο εύρος στροφών. Αυτό είναι σημαντικό στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης γιατί η παρεχόμενη ισχύς περιορίζεται από τη dc τάση της μπαταρίας.

Τα κυριότερα μειονεκτήματα [9] των μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών είναι:

- Αυξημένο κόστος : Συγκρινόμενες με τις μηχανές επαγωγής, οι μηχανές IPM χαρακτηρίζονται από αυξημένο κατασκευαστικό κόστος, το οποίο οφείλεται κυρίως στους ακριβούς μαγνήτες Νεοδυμίου.

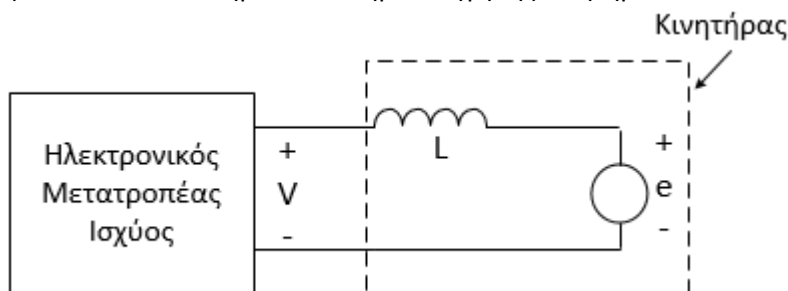
- Μειωμένη επίδοση σε σχέση με τις μηχανές επιφανειακού μαγνήτη : Στις μηχανές επιφανειακού μαγνήτη, οι μαγνήτες βρίσκονται πολύ κοντά στο διάκενο, όπου λαμβάνει χώρα και η ανάπτυξη της ροπής στη μηχανή. Αντίθετα, στις μηχανές IPM, δεν εκμεταλλευόμαστε πλήρως την ισχύ των μαγνητών, καθώς μέρος αυτής απορροφάται από το σίδηρο του δρομέα που μεσολαβεί μεταξύ μαγνήτη και διακένου. Όσο βαθύτερα τοποθετούνται οι μαγνήτες, στις μηχανές IPM, αυξάνεται μεν η εκτυπότητα της μηχανής, όμως ταυτόχρονα μειώνεται και ο βαθμός αξιοποίησης της ισχύος τους. Για το λόγο αυτό, σε εφαρμογές που έχουν πολύ υψηλές προδιαγραφές σε ροπή και επίδοση οι μηχανές επιφανειακού μαγνήτη, αποτελούν την προτιμότερη λύση.
- Κυμάτωση ροπής : Το πρόβλημα αυτό εντοπίζεται κυρίως σε μηχανές IPM συγκεντρωμένου τυλίγματος. Σε αντίθεση με τις μηχανές επιφανειακού μαγνήτη, οι οποίες συνδυάζονται πολύ καλά με συγκεντρωμένο τύλιγμα , οι μηχανές IPM απαιτούν συγκεκριμένο συνδυασμό πόλων-αυλάκων, προκειμένου η κυμάτωση ροπής της μηχανής να είναι αποδεκτή.
- Νέα τεχνολογία : Οι μηχανές IPM αποτελούν έναν αρκετά νέο τύπο μηχανής, και το ενδιαφέρον για αυτές αναζωπυρώθηκε την τελευταία μόλις δεκαετία.

### Μετατροπείς Πηγής Τάσης και Μέθοδοι Διαμόρφωσης

---

---

Σε όλα τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης όπου ελέγχονται η ταχύτητα και η θέση του κινητήρα, ο ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος είναι απαραίτητος για την οδήγηση του. Η επιλογή του ηλεκτρονικού μετατροπέα εξαρτάται από το είδος του κινητήρα και γενικά σκοπός του είναι να παρέχει μια ελεγχόμενη τάση στον κινητήρα, καθώς επίσης και συχνότητα για τους κινητήρες ac, έτσι ώστε να ελέγξει τα ρεύματά του και συνεπώς την ηλεκτρομαγνητική του ροπή. Σε ένα ac σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, ο ελεγκτής πρέπει να έχει ενσωματωμένη μια μεθοδολογία ελέγχου, όπως για παράδειγμα έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου, ώστε να ρυθμίσει το εύρος λειτουργίας του ac κινητήρα, μέσω του μετατροπέα ισχύος- αντιστροφέα, σύμφωνα με τις απαιτήσεις της οδήγησης. Στο Σχήμα 3.1 παρουσιάζεται ένα απλοποιημένο σύστημα οδήγησης κινητήρα.



Σχήμα 3.1: Απλοποιημένο κύκλωμα οδήγησης κινητήρα.

Στο παραπάνω σχήμα  $V$  είναι η τάση εξόδου του αντιστροφέα και  $L$ ,  $e$  είναι η αυτεπαγωγή και η αντι-ΗΕΔ της μηχανής αντίστοιχα. Μερικά από τα κριτήρια επιλογής του αντιστροφέα για ένα σύστημα οδήγησης είναι:

#### 1. Ονομαστικό Ρεύμα

Η τιμή της ροπής που μπορεί να παρέχει ένας κινητήρας εξαρτάται από τα θερμικά χαρακτηριστικά του. Οστόσο ένας κινητήρας μπορεί κατά τη διάρκεια λειτουργίας του, να παρέχει ροπές μεγαλύτερες από την ονομαστική, με την προϋπόθεση ότι η διάρκειά τους είναι μικρότερη από τη θερμική σταθερά χρόνου. Οι μεγάλες αυτές τιμές ροπής απαιτούν ένα αντίστοιχα μεγάλο ρεύμα από τον αντιστροφέα, το οποίο μπορεί να αναπτύξει μεγάλη θερμοκρασία στους ημιαγωγούς του αντιστροφέα. Η θερμική σταθερά χρόνου των ημιαγωγών είναι αρκετά μικρότερη από αυτή του κινητήρα. Συνεπώς, η επιλογή του ονομαστικού ρεύματος του αντιστροφέα πρέπει να γίνει βάσει της ροπής μόνιμης κατάστασης, αλλά και της στιγμιαίας ροπής που παρέχει ο κινητήρας.

## 2. Ονομαστική τάση

Όταν ο κινητήρας τροφοδοτείται από τάση, αναπτύσσει στα τυλίγματά του μια τάση αντι-ΗΕΔ  $e$  η οποία αντιτίθεται στην τάση που τον τροφοδοτεί. Όπως παρουσιάζεται και στο *σχήμα 3.1* ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος και συνεπώς της ροπής δίνεται από την εξίσωση:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V - e}{L} \quad (3.1)$$

Όπου  $L$  είναι η αυτεπαγωγή που επιβάλλεται από τον κινητήρα στον αντιστροφέα. Για να είναι γρήγορος ο έλεγχος του ρεύματος και συνεπώς της ροπής, πρέπει η τάση εξόδου του αντιστροφέα να είναι σημαντικά μεγαλύτερη από την αντι-ΗΕΔ της μηχανής. Η αντι-ΗΕΔ αυξάνεται γραμμικά με την αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα, συνεπώς η επιλογή της ονομαστικής τάσης του αντιστροφέα εξαρτάται από τη μέγιστη ταχύτητα του κινητήρα.

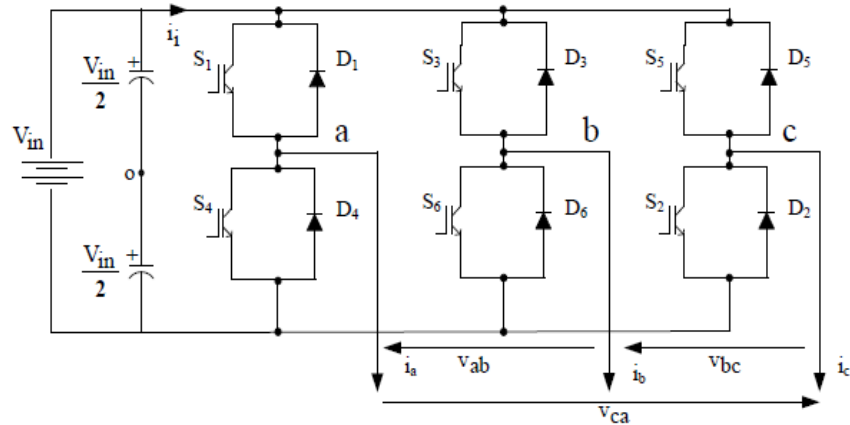
## 3. Η διακοπτική συχνότητα και η αυτεπαγωγή του κινητήρα.

Σε ένα σύστημα οδήγησης το ρεύμα πρέπει να ανταποκρίνεται γρήγορα στις απαιτήσεις του φορτίου. Έτσι η αυτεπαγωγή της μηχανής, σύμφωνα με τη σχέση 3.1, πρέπει να είναι μικρή. Μια μεγάλη τιμή αυτεπαγωγής όμως, μειώνει την κυμάτωση του ρεύματος με αποτέλεσμα την ελαχιστοποίηση των απωλειών του κινητήρα. Εξαιτίας των αντιμαχόμενων απαιτήσεων για την τιμή του  $L$ , η κυμάτωση του ρεύματος μπορεί να μειωθεί αυξάνοντας τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Συνεπώς πρέπει να γίνει ένας συμβιβασμός μεταξύ της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα και της αυτεπαγωγής του κινητήρα.

Η πιο διαδεδομένη διάταξη μετατροπέα που χρησιμοποιείται στα συστήματα ηλεκτροκίνησης είναι ο **μετατροπέας πηγής τάσης δύο επιπέδων**. Στη συνέχεια αυτού του κεφαλαίου θα δοθεί η αρχή λειτουργίας του τυπικού τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων. Θα μελετηθούν οι διάφορες λειτουργικές καταστάσεις και θα παρουσιαστούν οι συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες τεχνικές διαμόρφωσης.

### 3.1 Μετατροπέας Πηγής Τάσης δύο Επιπέδων

Ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάση 2-επιπέδων παρουσιάζεται στο *σχήμα 3.1.1*. Όπως φαίνεται και στο *σχήμα* ο τριφασικός αντιστροφέας αποτελείται από μια DC πηγή τάσης, και παράλληλα στην είσοδο παρατηρούμε ότι υπάρχει ένας χωρητικός καταμεριστής που αποτελείται από δύο όμοιους πυκνωτές και στα άκρα του καθενός υπάρχει τάση ίση με το μισό της τάσης εισόδου. Στόχος του χωρητικού καταμεριστή είναι η δημιουργία ενός κόμβου αναφοράς, που είναι χρήσιμος για τη μέτρηση των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα (η ύπαρξη αυτού του κόμβου δεν είναι απαραίτητη για τη λειτουργία του αντιστροφέα και έτσι μπορεί να παραλειφθεί). Ο αντιστροφέας αποτελείται από τρεις ημιγέφυρες, μια για κάθε φάση. Σε κάθε ημιγέφυρα υπάρχουν δύο ημιαγωγικά στοιχεία που μπορεί να είναι Mosfets ή IGBTs, αναλόγως την ονομαστική ισχύ και τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Επιπλέον, αντιπαράλληλα με κάθε ημιαγωγικό στοιχείο υπάρχει μια διόδος ελεύθερης διέλευσης, που επιτρέπει την αντίστροφη ροή του ρεύματος.



Σχήμα 3.1.1 : Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης (Voltage Source Inverter-VSI).

Η τάση εξόδου κάθε ημιγέφυρας εξαρτάται από τη DC τάση εισόδου και από τη διακοπτική κατάσταση και είναι ανεξάρτητη του ρεύματος εξόδου στο φορτίο, αφού μόνο ένας από τους δύο διακόπτες κάθε ημιγέφυρας είναι σε αγωγή κάθε στιγμή, γιατί σε αντίθετη περίπτωση προκύπτει βραχυκύκλωμα στα άκρα της DC τάσης εισόδου. Συνεπώς υπάρχουν 8 έγκυρες διακοπτικές καταστάσεις οι οποίες παρουσιάζονται στον πίνακα 3.1. Σε κάθε χρονικό διάστημα λειτουργίας άγουν πάντοτε 3 διακόπτες (δύο από τους πάνω και ένας από τους κάτω ή το αντίστροφο). Στην πρώτη στήλη του πίνακα αναγράφονται οι τρεις διακόπτες που είναι σε αγωγή, σε κάθε χρονικό διάστημα λειτουργίας.

Πίνακας 3.1 . Έγκυρες διακοπτικές καταστάσεις του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης 2 επιπέδων [7].

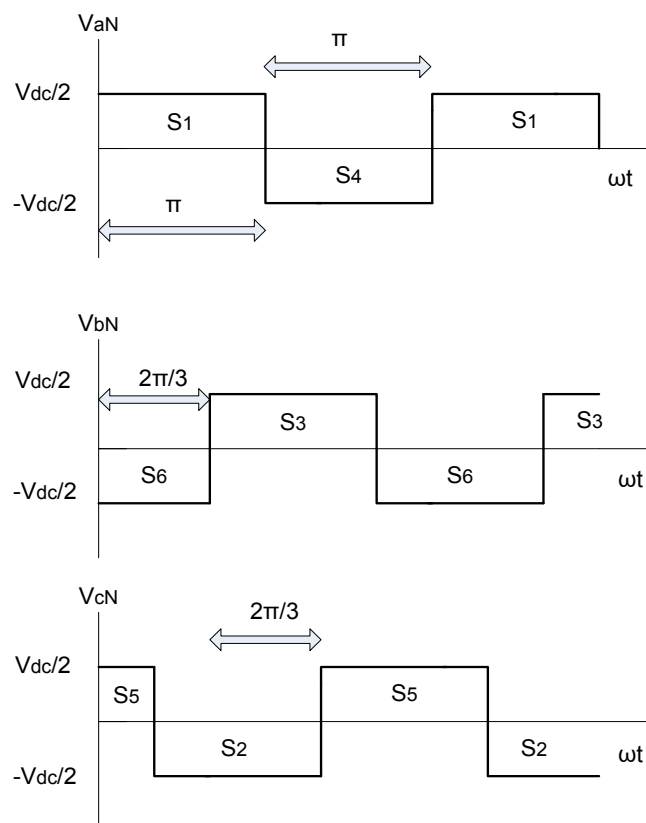
Διακοπτική Κατάσταση- Διακόπτες σε αγωγή	Αριθμός Διακοπτικής Κατάστασης	Πολικές τάσεις αντιστροφέα			Διάνυσμα Εξόδου
		$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$	
$S_1, S_2, S_6$	1	$v_{in}$	0	$-v_{in}$	$\vec{V}_1 = 1 + j0.577$
$S_2, S_3, S_1$	2	0	$v_{in}$	$-v_{in}$	$\vec{V}_2 = j1.151$
$S_3, S_4, S_2$	3	$-v_{in}$	$v_{in}$	0	$\vec{V}_3 = -1 + j0.577$
$S_4, S_5, S_3$	4	$-v_{in}$	0	$v_{in}$	$\vec{V}_4 = -1 - j0.577$
$S_5, S_6, S_4$	5	0	$-v_{in}$	$v_{in}$	$\vec{V}_5 = -j1.155$
$S_6, S_1, S_5$	6	$v_{in}$	$-v_{in}$	0	$\vec{V}_6 = 1 - j0.577$
$S_1, S_3, S_5$	7	0	0	0	$\vec{V}_7 = 0$
$S_4, S_6, S_2$	8	0	0	0	$\vec{V}_8 = 0$

Επειδή όπως αναφέρθηκε, τα σήματα που προκαλούν την αγωγή και τη σβέση των δύο διακοπών της μιας ημιγέφυρας είναι συμπληρωματικά, η έξοδος κάθε φάσης οδηγείται είτε στο θετικό είτε στον αρνητικό πόλο της μπαταρίας, αποδίδοντας με αυτό τον τρόπο μόνο δύο μη μηδενικά επίπεδα τάσης. Από τις έγκυρες διακοπτικές καταστάσεις, οι καταστάσεις 7 και 8 αποδίδουν μηδενικές πολικές τάσεις, ενώ οι υπόλοιπες αποδίδουν πολικές τάσεις με τιμή  $v_{in}$  ή  $-v_{in}$ , όπου  $v_{in}$  η DC τάση εισόδου του αντιστροφέα. Η επιλογή των καταστάσεων ώστε να παραχθεί η κατάλληλη κυματομορφή εξόδου γίνεται μέσω τεχνικών διαμόρφωσης.

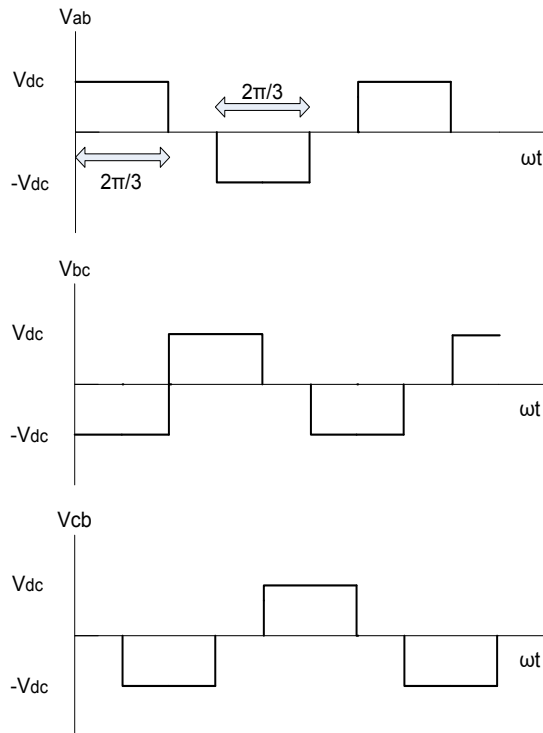
Ο τριφασικός αντιστροφέας του σχήματος μπορεί να χειρίζεται είτε σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού τάσης είτε σε PWM λειτουργία.

### Λειτουργία τετραγωνικού παλμού τάσης

Η λειτουργία τετραγωνικού παλμού τάσης περιγράφεται στα *σχήματα 3.1.2 και 3.1.3*. Σε αυτή τη λειτουργία του αντιστροφέα τα ημιαγωγικά στοιχεία οδηγούνται από παλμούς διάρκειας  $180^\circ$  έτσι ώστε οι παλμοί των πολικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα να έχουν εύρος  $120^\circ$  (κάθε διακόπτης άγει για  $180^\circ$ , ενώ η αγωγή των άνω ή κάτω διακοπών διαφορετικής γέφυρας διαφέρουν κατά  $120^\circ$ ). Οι φασικές τάσεις ως προς τον ουδέτερο κόμβο του αντιστροφέα εάν υπάρχει χωρητικός καταμεριστής στο dc-bus παρουσιάζονται στο *σχήμα 3.1.2*.



**Σχήμα 3.1.2 :** Φασικές τάσεις ως προς τον ουδέτερο N του χωρητικού καταμεριστή[8].



Σχήμα 3.1.3 : Πολικές τάσεις για λειτουργία τετραγωνικού παλμού [8].

Τα πλάτη των τάσεων εξόδου ως προς τον ουδέτερο του χωρητικού καταμεριστή (φασικές τάσεις), όπως αναφέρθηκε, έχουν δύο μη μηδενικά επίπεδα  $\pm 0.5V_{dc}$ . Με δοσμένη την DC τάση εισόδου και αναλύοντας την τάση εξόδου σε σειρές Fourier, προκύπτει ότι το πλάτος της θεμελιώδους τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$\hat{v}_{a0} = \frac{4}{\pi} \frac{v_i}{2} \quad (3.2)$$

Οι πολικές τάσεις εξόδου  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  και  $V_{ca}$  υπολογίζονται από τις σχέσεις

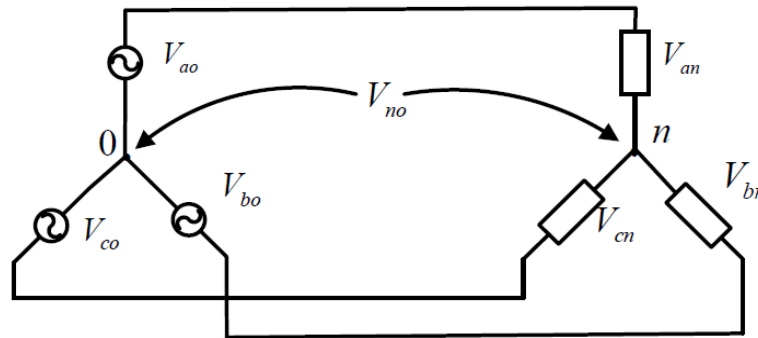
$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} &= V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} &= V_{c0} - V_{a0} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Οι κυματομορφές των πολικών τάσεων που φαίνονται στο σχήμα 3.1.3, παρουσιάζουν τετραγωνική μορφή και οι τάξεις των αρμονικών συνιστωσών τους είναι  $6n \pm 1$ , όπου  $n$  ακέραιος αριθμός. Οι τριφασικές θεμελιώδεις και αρμονικές συνιστώσες είναι συμμετρικές και παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσης  $120^\circ$ .

Στην περίπτωση που έχουμε φορτίο απομονωμένου ουδετέρου κόμβου (σχήμα 3.1.4), όπως συμβαίνει και στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, οι φασικές τάσεις ως προς τον ουδέτερο κόμβο υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$\begin{aligned} V_{an} &= 2/3V_{a0} - 1/3V_{b0} - 1/3V_{c0} \\ V_{bn} &= 2/3V_{b0} - 1/3V_{a0} - 1/3V_{c0} \\ V_{cn} &= 2/3V_{c0} - 1/3V_{a0} - 1/3V_{b0} \end{aligned} \quad (3.4)$$





**Σχήμα 3.1.4:** Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα που τροφοδοτεί φορτίο συνδεδεμένο σε αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο.

Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η μορφή των φασικών τάσεων είναι και αυτή μια τετραγωνική κυματομορφή, και αν αναλυθεί σε σειρές Fourier θα φανεί ότι η θεμελιώδης συνιστώσα της είναι μετατοπισμένη φασικά κατά  $30^\circ$  σε σχέση με την αντίστοιχη πολική τάση. Οι φασικές τάσεις που αφορούν φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο είναι ίδιες με τις φασικές τάσεις που μετρούνται ως προς τον ουδέτερο κόμβο, με τη διαφορά ότι στην πρώτη περίπτωση απουσιάζουν οι αρμονικές συνιστώσες της τρίτης τάξης και τα πολλαπλάσια αυτών.

Με τη δημιουργία τριφασικών συμμετρικών τάσεων εξόδου έχουμε και συμμετρικά τριφασικά ρεύματα εξόδου που είναι πλούσια σε αρμονικές. Με τη λειτουργία τετραγωνικού παλμού η τάση εξόδου του αντιστροφέα δεν είναι δυνατόν να ελεγχθεί.

### 3.2 Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών

Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί πολλές διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών [5], οι σημαντικότερες εκ των οποίων είναι:

- Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM).
- PWM για εξάλειψη επιλεγμένων αρμονικών (Selected Harmonic Elimination PWM-SHE-PWM).
- PWM για την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης του ρεύματος (Minimum Ripple Current PWM).
- PWM με διανύσματα κατάστασης αντιστροφέα (Space Vector PWM-SVPWM).
- Τυχαία PWM (Random PWM).
- PWM για έλεγχο ρεύματος σε βρόχο υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM).
- Ημιτονοειδής PWM με στιγμιαίο έλεγχο ρεύματος (Sinusoidal PWM with Instantaneous Current Control).

Από τις παραπάνω τεχνικές, στη συνέχεια θα αναλυθούν οι συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες όπως η ημιτονοειδής PWM, η PWM για έλεγχο ρεύματος σε βρόχο υστέρησης και η PWM με διανύσματα κατάστασης αντιστροφέα. Ιδιαίτερη έμφαση θα δοθεί στη PWM με διανύσματα κατάστασης αντιστροφέα αφού πρόκειται για μια προηγμένη τεχνική διαμόρφωσης και πιθανώς αποτελεί την καλύτερη τεχνική διαμόρφωσης.

### 3.2.1 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)

Όπως αναφέρθηκε και στις προηγούμενες ενότητες η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι ημιτονοειδούς μορφής με ελέγχιμο πλάτος και συχνότητα [5]. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται στους αντιστροφείς τάσεως η **ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM)**. Η τεχνική αυτή στηρίζεται στον ταχύτατο χειρισμό των ημιαγωγικών διακοπών και στην ελαχιστοποίηση του αρμονικού περιεχομένου της τάσης εξόδου. Για την υλοποίηση αυτού του τρόπου διαμόρφωσης ένα ημιτονοειδές σήμα ελέγχου (σήμα αναφοράς) του οποίου η συχνότητα ( $f_r$ ) είναι ίδια με την επιθυμητή συχνότητα της θεμελιώδους τάσης εξόδου του αντιστροφέα, συγκρίνεται με μια τριγωνική κυματομορφή (φέρον σήμα). Η συχνότητα του τριγώνου ( $f_c$ ), αποτελεί τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα και γενικά παραμένει σταθερή όπως και το πλάτος της τάσης του τριγώνου. Το σήμα ελέγχου  $V_{control}$  χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση του εύρους των παλμών. Ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους ορίζεται από την σχέση:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (3.5)$$

και παίρνει τιμές από 0 έως 1 δίνοντας μια γραμμική σχέση μεταξύ της κυματομορφής του διαμορφώνοντος σήματος και της κυματομορφής της τάση εξόδου, ενώ ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας ορίζεται από τη σχέση:

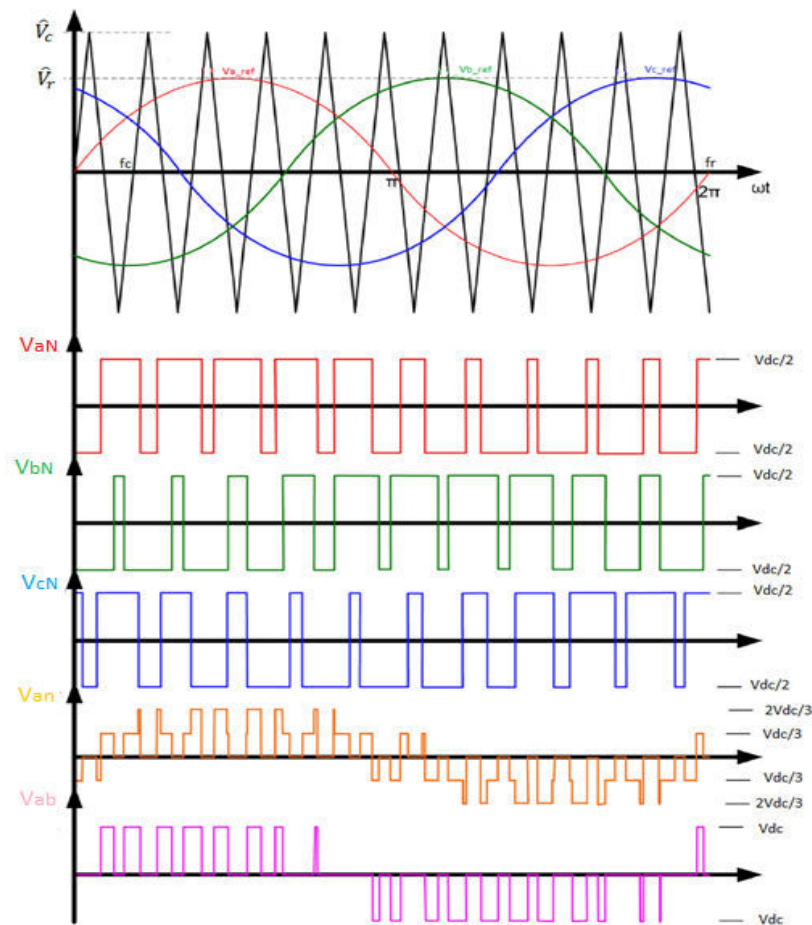
$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (3.6)$$

Στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα 2 επιπέδων η τριγωνική κυματομορφή (φέρον σήμα) συγκρίνεται με τρεις ίδιες ημιτονοειδείς τάσεις που έχουν διαφορά φάσης  $120^\circ$ . Τα σημεία τομής του ημιτόνου με το τρίγωνο καθορίζου τα χρονικά σημεία αγωγής και σβέσης των ημιαγωγικών διακοπών, έτσι για παράδειγμα, για τη φασική τάση εξόδου  $v_{an}$  έχουμε ότι:

$$\begin{aligned} v_r > v_{trig}, & \text{ άγει ο } S_1, v_{an} = 0.5v_{in} \\ v_r < v_{trig}, & \text{ άγει ο } S_4, v_{an} = -0.5v_{in} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Για  $m_a = 1$  το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, μεταξύ μιας φάσης και του κόμβου αναφοράς 0, είναι  $0.5V_{in}$  που αντιστοιχεί στο 78.54% του πλάτους  $\frac{4}{\pi} \frac{v_{in}}{2}$  κατά τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης. Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας στη γραμμική περιοχή μπορεί να φτάσει το 90.7%, του πλάτους κατά τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης, αν στις ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς υπερθέσουμε κατάλληλες κυματομορφές τρίτων αρμονικών [32]. Για  $m_a = 0$  η τάση εξόδου του αντιστροφέα, μεταξύ μιας φάσης και του κόμβου αναφοράς 0, είναι ένας συμμετρικός τετραγωνικός παλμός που έχει συχνότητα ίση με αυτή του

τριγωνικού φορέα. Στο σχήμα 3.2.1 παρουσιάζεται η γενική αρχή λειτουργίας της SPWM τεχνικής και αναπαρίστανται οι κυματομορφές των πολικών και φασικών τάσεων.



Σχήμα 3.2.1 Ημιτονοειδείς διαμόρφωση εύρους παλμών[8].

Το αρμονικό φάσμα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα που ελέγχεται με την SPWM τεχνική περιέχει ανώτερες αρμονικές, οι οποίες σχετίζονται με τη συχνότητα του φέροντος σήματος και των σημάτων αναφοράς. Από την ανάλυση fourier της φασικής τάσης προκύπτει η παρακάτω σχέση:

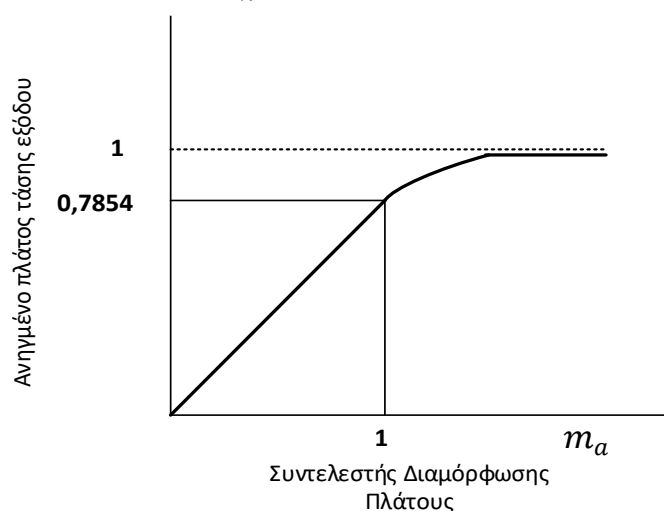
$$V_{a0} = 0.5m_a V_{dc} \sin(\omega t + \varphi) + \{ \text{Ανώτερες αρμονικές τάξης } M\omega_c + N\omega \} \quad (3.7.1)$$

Όπου  $m_a$  είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους,  $\omega$  η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα σε rad/sec,  $\varphi$  η φασική απόκλιση της τάσης εξόδου που προκύπτει από τη σχετική θέση του φορέα και της κυματομορφής αναφοράς (ημιτονοειδές σήμα) για την εκάστοτε φάση και  $M$  και  $N$  είναι ακέραιοι και ισχύει ότι  $M+N$ =περιττός ακέραιος. Συνεπώς, οι συχνότητες στις οποίες βρίσκονται οι ανώτερες αρμονικές εξαρτώνται από τη συχνότητα του φορέα και επομένως μπορούν να καθοριστούν από εμάς. Με την επιλογή υψηλής συχνότητας φορέα, μπορούμε να μετατοπίσουμε τις ανώτερες αρμονικές σε μεγάλες συχνότητες, μειώνοντας έτσι το μέγεθος και το κόστος των φίλτρων που χρειάζονται για την καταστολή τους. Συνεπώς η τάση στη τεχνολογία οδήγησης κινητήρων είναι η ολοένα μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα, έτσι ώστε να μειώνονται οι απώλειες πυρήνα που εξαρτώνται από τις αρμονικές του ρεύματος. Σε μεγαλύτερες αρμονικές συνιστώσες, οι συνιστώσες χαμηλών αρμονικών

εξαλείφονται, ενώ οι κυριαρχούσες αρμονικές γύρω από τη διακοπτική συχνότητα είναι εύκολο να καταπιεστούν με τη χρήση χαμηλού κόστους φίλτρων. Παρόλα αυτά η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας δε συνεπάγεται την αύξηση της απόδοσης του συστήματος κίνησης, εφόσον αυξάνονται οι διακοπτικές απώλειες που μπορούν να λάβουν αξιοσημείωτες τιμές.

### Περιοχή υπερδιαμόρφωσης ( $m_a > 1$ )

Σε αυτή την περιοχή διαμόρφωσης [5], το πλάτος της τάσης του σήματος αναφοράς ξεπερνά το πλάτος της τάσης του φέροντος σήματος και όπως προκύπτει από την εξίσωση 3.5, ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους γίνεται μεγαλύτερος της μονάδας. Σε αντίθεση με τη γραμμική περιοχή ( $0 < m_a < 1$ ) το πλάτος της τάσης της θεμελιώδους συχνότητας δεν αυξάνεται αναλογικά με το  $m_a$  και αυτή η μη γραμμικότητα έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση χαμηλών κυρίαρχων αρμονικών. Για μεγαλύτερη αύξηση του συντελεστή, η SPWM διαμόρφωση εκφυλλίζεται σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού και το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας έχει τιμή  $\frac{4}{\pi} \frac{v_{in}}{2}$ .

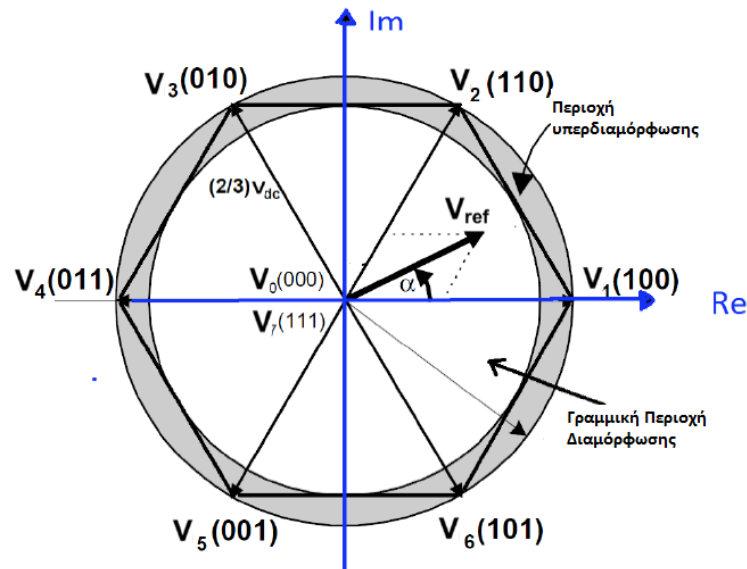


**Σχήμα 3.2.2 :** Διάγραμμα συντελεστή διαμόρφωσης ανηγμένου πλάτους της τάσης εξόδου ως προς το πλάτος της κατά τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης.

### **3.2.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector Pulse Width Modulation-SVPWM)**

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα χώρου (SVPWM) [2],[7],[8],[10] είναι μια προηγμένη τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών PWM. Ο τρόπος υλοποίησης αυτής της τεχνικής είναι πιο πολύπλοκος σε σχέση με την τεχνική SPWM. Απαιτεί την κατανόηση των διανυσμάτων χώρου μιας ac μηχανής ή την κατανόηση της θεωρίας των δυο αξόνων, γεγονός που την καθιστά πλεονεκτικότερη για εφαρμογή σε συστήματα κίνησης. Αυτό το είδος της PWM τεχνικής, παρέχει καλύτερη επίδοση για φορτία απομονωμένου ουδετέρου, αφού η μέθοδος αυτή λαμβάνει υπόψιν την αλληλεπίδραση μεταξύ των φάσεων του κινητήρα και έτσι ελαχιστοποιεί την αρμονική παραμόρφωση. Επιπλέον η SVPWM

τεχνική μπορεί να αυξήσει τη θεμελιώδη τάση εξόδου μέχρι και 27.39% περισσότερο από την SPWM τεχνική (ως προς το πλάτος της τάσης εξόδου κατά τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή τάσης). Λόγω της ανωτερότητας των λειτουργικών της χαρακτηριστικών, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η τεχνική αυτή έχει ευρεία αποδοχή σε μια σειρά βιομηχανικών και άλλων εφαρμογών.



Σχήμα 3.2.2 : Διάγραμμα κατάστασης διανυσμάτων αντιστροφέα[10].

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.2.2 η SVPWM τεχνική, περιγράφεται με την περιστροφή ενός διανύσματος αναφοράς γύρω από το διάγραμμα κατάστασης, που αποτελείται από τα έξι μη μηδενικά αποδεκτά διανύσματα του αντιστροφέα πηγής τάσης 2 επιπέδων που αναφέρθηκαν στον πίνακα 3.1, σχηματίζοντας ένα εξάγωνο. Η περιοχή που βρίσκεται μέσα στον εγγεγραμμένο κύκλο του εξάγωνου, που παρουσιάζεται και στο σχήμα 3.2.2 αντιστοιχεί στη γραμμική περιοχή διαμόρφωσης. Η περιοχή που βρίσκεται μεταξύ του εσωτερικού εγγεγραμμένου κύκλου και του περιγεγραμμένου κύκλου του εξάγωνου, που αναφέρεται και το σχήμα, αποτελεί τη μη γραμμική περιοχή λειτουργίας του αντιστροφέα, ή όπως αλλιώς ονομάζεται, περιοχή υπερδιαμόρφωσης.

### Βασική αρχή διανυσμάτων χώρου

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα μπορεί να αναπαρασταθεί από ένα διάνυσμα χώρου. Για παράδειγμα αν σε ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα είναι  $V_a(t)$ ,  $V_b(t)$  και  $V_c(t)$  οι τρεις ημιτονοειδείς τάσεις ίδιου πλάτους και συχνότητας και έχουν διαφοράς φάσης  $120^\circ$ , τότε το διάνυσμα χώρου ορίζεται από τη σχέση:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} [V_a(t)e^{i0} + V_b(t)e^{i\frac{2\pi}{3}} + V_c(t)e^{i\frac{4\pi}{3}}] \quad (3.8)$$

Το διάνυσμα αυτό περιστρέφεται μέσα στο διάγραμμα κατάστασης με συχνότητα ίση με αυτήν των ημιτονοειδών κυματομορφών και η κατεύθυνση περιστροφής εξαρτάται από τη διαδοχή των φάσεων. Θεωρώντας ένα τέτοιο περιστρεφόμενο διάνυσμα ως αναφορά, η

μέθοδος SVPWM καλείται να δημιουργήσει τους παλμούς των ημιαγωγών του αντιστροφέα με τρόπο τέτοιο ώστε το διάνυσμα των τάσεων εξόδου να ακολουθεί το διάνυσμα αναφοράς με την ελάχιστη δυνατή αρμονική παραμόρφωση.

**Πίνακας 3.2 . Φασικές τάσεις αντιστροφέα ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο τριφασικού φορτίου για κάθε μια από τις 8 επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις**

Αριθμός Διακοπτικής Κατάστασης	Διακοπτική Κατάσταση- Διακόπτες σε αγωγή	Διακοπτική κατάσταση	Φασικές τάσεις αντιστροφέα			Μετασχηματισμός στο στατό πλαίσιο αναφοράς	
			$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_q^s = v_a$	$v_d^s = v_b$
1	$S_4, S_6, S_2$	000	0	0	0	0	0
2	$S_1, S_6, S_2$	100	$\frac{2v_{in}}{3}$	$-\frac{v_{in}}{3}$	$-\frac{v_{in}}{3}$	$\frac{2v_{in}}{3}$	0
3	$S_1, S_3, S_2$	110	$\frac{v_{in}}{3}$	$\frac{v_{in}}{3}$	$-\frac{2v_{in}}{3}$	$\frac{v_{in}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}v_{in}}{3}$
4	$S_4, S_3, S_2$	010	$-\frac{v_{in}}{3}$	$\frac{2v_{in}}{3}$	$-\frac{v_{in}}{3}$	$-\frac{v_{in}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}v_{in}}{3}$
5	$S_4, S_3, S_5$	011	$-\frac{2v_{in}}{3}$	$\frac{v_{in}}{3}$	$\frac{v_{in}}{3}$	$-\frac{2v_{in}}{3}$	0
6	$S_4, S_6, S_5$	001	$-\frac{v_{in}}{3}$	$-\frac{v_{in}}{3}$	$\frac{2v_{in}}{3}$	$-\frac{v_{in}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}v_{in}}{3}$
7	$S_1, S_6, S_5$	101	$\frac{v_{in}}{3}$	$-\frac{2v_{in}}{3}$	$\frac{v_{in}}{3}$	$\frac{v_{in}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}v_{in}}{3}$
8	$S_1, S_3, S_5$	111	0	0	0	0	0

Όταν οι τάσεις εξόδου, ενός τριφασικού 6-παλμικού αντιστροφέα, αναπαρίστανται ως χωρικά διανύσματα στο μιγαδικό επίπεδο, τότε οι τιμές αυτών των χωρικών διανυσμάτων λαμβάνουν μόνο έξι διακριτές γωνίες κατά τη διάρκεια της περιόδου. Η κεντρική ιδέα της SVPWM τεχνικής, είναι να δημιουργήσει τα κατάλληλα PWM σήματα, ώστε αυτά να συνθέτουν ένα διάνυσμα με οποιαδήποτε γωνία διανύσματος επιθυμούμε.

Όμοια με τον πίνακα 3.1 ο πίνακας 3.2 συνοψίζει όλες τις φασικές τάσεις του αντιστροφέα ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο φορτίου, για τις 8 επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις του. Από τον πίνακα 3.1, κάνοντας χρήση των εξισώσεων 3.4 υπολογίζονται εύκολα οι φασικές τάσεις για κάθε έγκυρη διακοπτική κατάσταση. Οι τρεις φασικές τάσεις κάθε διακοπτικής κατάστασης, μπορούν να μετασχηματιστούν στο στατό πλαίσιο αναφοράς, με τη βοήθεια των εξισώσεων 2.17 και 2.18 (ή και 2.22 και 2.23) του μετασχηματισμού Clarke που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 2, ώστε να προκύψει από ένα διάνυσμα κατάστασης, για κάθε μια από τις 8 διακοπτικές καταστάσεις. Συνεπώς για τη διακοπτική κατάσταση 2 του πίνακα ο μετασχηματισμός Clarke δίνει το εξής διάνυσμα κατάστασης:

$$v_q^s = v_{an} = \frac{2v_{in}}{3} \quad (3.9)$$

$$v_d^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{v_{in}}{3}\right) + \frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{v_{in}}{3}\right) \quad (3.10)$$

$$\vec{V}_1 = v_q^s + jv_d^s = \frac{2v_{in}}{3} \angle 0^\circ \quad (3.11)$$

Με τον ίδιο τρόπο υπολογίζονται και τα υπόλοιπα πέντε μη μηδενικά διανύσματα. Όλα τα ενεργά διανύσματα έχουν μέτρο  $2v_{in}/3$  και εμφανίζουν διαφορά φάσης  $60^\circ$ . Στη συνέχεια αναλύεται ο τρόπος με τον οποίο ελέγχονται τα διανύσματα κατάστασης ώστε να παράγουν τάσεις εξόδου με βέλτιστο αρμονικό περιεχόμενο.

### Γραμμική περιοχή λειτουργίας.

Η SVPWM τεχνική [7] χρησιμοποιεί συνδυασμό των διακοπτικών καταστάσεων του αντιστροφέα για να προσεγγίσει το διάνυσμα αναφοράς. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, στη γραμμική περιοχή λειτουργίας το διάνυσμα αναφοράς παραμένει πάντοτε μέσα στον εγγεγραμμένο κύκλο του εξάγωνου. Συνεπώς η μέγιστη τιμή του πλάτους του διανύσματος αναφοράς ισούται με την ακτίνα του εγγεγραμμένου κύκλου. Κάνοντας ανάλυση Fourier το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως είναι:

$$V_{\max-sixstep} = \frac{2v_{in}}{\pi} \quad (3.12)$$

Ο λόγος του επιθυμητού πλάτους του διανύσματος αναφοράς  $\vec{V}_{ref}$  και του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως, ονομάζεται συντελεστής διαμόρφωσης. Στη γραμμική περιοχή ο συντελεστής διαμόρφωσης ορίζεται ως:

$$m = \frac{V_{ref}}{V_{\max-sixstep}} \quad (3.13)$$

Ο συντελεστής διαμόρφωσης λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του όταν το διάνυσμα αναφοράς λαμβάνει και αυτό τη μέγιστη τιμή του, η οποία κάνοντας γεωμετρική ανάλυση παρατηρούμε ότι ισούται με το ύψος του κανονικού εξάγωνου και αυτό είναι :

$$\left| \vec{V}_{ref} \right|_{\max} = \frac{2}{3} V_{in} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{V_{in}}{\sqrt{3}} \quad (3.14)$$

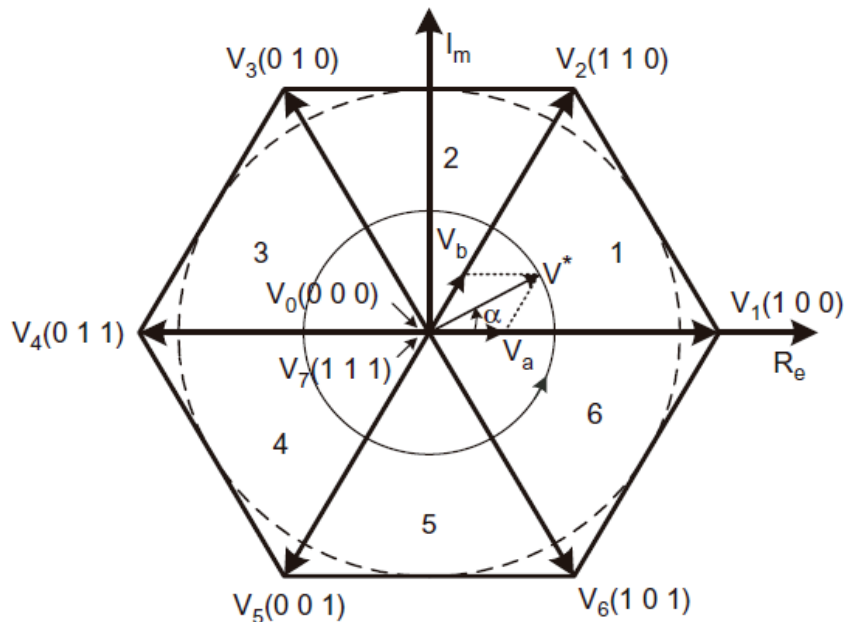
$$m_{\max} = \frac{\frac{2}{3} V_{in} \cos \frac{\pi}{6}}{\frac{2v_{in}}{\pi}} = 0.907 \quad (3.15)$$

Η παραγωγή του επιθυμητού διανύσματος τάσεως αναφοράς στην έξοδο του αντιστροφέα επιτυγχάνεται με την κατάλληλη χρησιμοποίηση των δύο καταστάσεων που συνθέτουν τον κυκλικό τομέα (sector,  $s_n$ ), στον οποίο ανήκει η τάση αναφοράς και του μηδενικού διανύσματος για κατάλληλα χρονικά διαστήματα. Για παράδειγμα στην περίπτωση που το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον τομέα 1, ο καταλληλότερος τρόπος για να παραχθεί η τάση εξόδου, είναι να χρησιμοποιηθούν τα προσκείμενα στον τομέα διανύσματα,  $\vec{V}_1$  και  $\vec{V}_2$ , για χρονικά διαστήματα που ικανοποιούν καλύτερα την απαίτηση αναφοράς. Εάν για παράδειγμα, το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον κυκλικό τομέα 1, η ανάλυση της τάσης αναφοράς  $\vec{V}_{ref}$  πάνω στους άξονες που ορίζουν τα διανύσματα κατάστασης, δίνει τα ακόλουθα αποτελέσματα.

$$\begin{aligned} \hat{V}_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - a\right) &= V_a \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \hat{V}_{ref} \sin(a) &= V_b \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

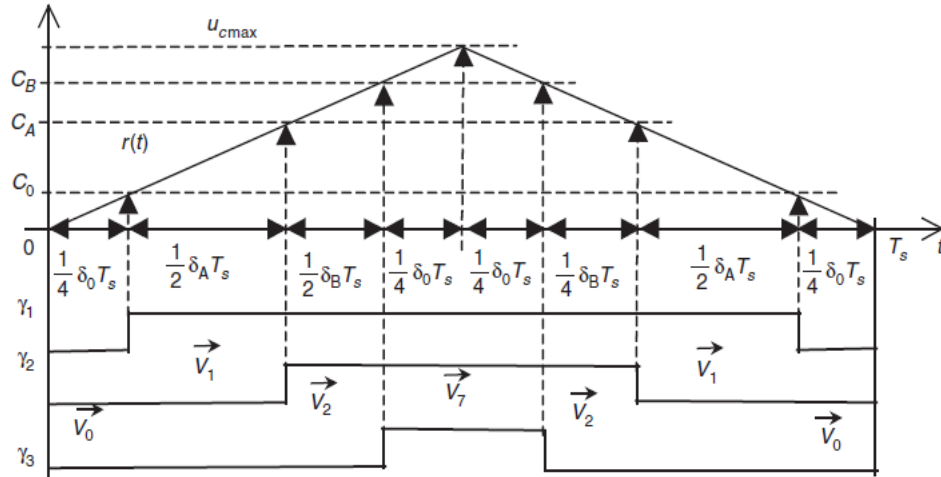
Η ανάλυση των διανυσμάτων  $V_a$  και  $V_b$  παρουσιάζεται στο *σχήμα 3.2.3* για τυχαίο διάνυσμα αναφοράς  $V_{ref} = V^*$ . Εφόσον αυτό ακριβώς το διάνυσμα δεν είναι διαθέσιμο απευθείας από τον αντιστροφέα, η SVPWM τεχνική θα δώσει στην έξοδό της το διάνυσμα  $\vec{V}_1$  για χρονικό διάστημα  $\delta_A T_s$ , το διάνυσμα  $\vec{V}_2$  για χρονικό διάστημα  $\delta_B T_s$  (όπου  $1/T_s$  είναι η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα και  $\delta_A, \delta_B \in [0, 1]$  είναι οι κύκλοι λειτουργίας) και ένα από τα μηδενικά διανύσματα για τον υπόλοιπο χρόνο της διακοπτικής περιόδου, έτσι το μηδενικό διάνυσμα τροφοδοτείται από τον αντιστροφέα για χρονικό διάστημα το οποίο δίνεται στην επόμενη σχέση.

$$\delta_0 T_s = T_s - \delta_A T_s - \delta_B T_s \quad (3.17)$$



**Σχήμα 3.2.3 :** Επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων και τροχιά του διανύσματος αναφοράς[7].





Σχήμα 3.2.3 :Συμμετρική SVM (Symmetrical SVM) [7].

Εφόσον υπάρχουν δύο μηδενικά διανύσματα, η συμμετρική SVPWM (symmetrical SVPWM) χρησιμοποιεί, για μια διακοπτική περίοδο, και τα δυο μηδενικά διανύσματα του αντιστροφέα όπως παρουσιάζεται και στο σχήμα 3.2.3. Με αυτόν τον τρόπο η SVPWM τεχνική ελαχιστοποιεί την ισχύ της διακοπτικής συχνότητας των ημιαγωγών. Συνεπώς, σύμφωνα με την παραπάνω περιγραφή, ο SVPWM αλγόριθμος δέχεται ως είσοδο το διάνυσμα κατάστασης  $\vec{V}_{ref}$ , που έχει πλάτος  $V_s$  και γωνία  $\Phi_s$  (η γωνία  $\Phi_s$  μπορεί να περιστραφεί ώστε να ταιριάζει στον πρώτο κυκλικό τομέα μειώνοντας την σε  $\Phi = \Phi_s - s_n \frac{\pi}{3}$ ), και τον αριθμό του κυκλικού τομέα,  $S_n$ , μέσα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αυτό. Χρησιμοποιώντας απλές τριγωνομετρικές σχέσεις για τον πρώτο κυκλικό τομέα, ( $0 < \Phi < \frac{\pi}{3}$ )

και θεωρώντας  $K_T$  έναν αναλογικό συντελεστή όπου  $\delta_A = K_T \overline{OA}$  και  $\delta_B = K_T \overline{OB}$ , ισχύει

$$\delta_A = K_T \frac{2V_s}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Phi\right) \quad (3.18)$$

$$\delta_B = K_T \frac{2V_s}{\sqrt{3}} \sin \Phi$$

Η τιμή του συντελεστή  $K_T$  μπορεί να οριστεί αν προσέξουμε ότι όταν  $V_s = V_1$ ,  $\delta_A = 1$  και  $\delta_B = 0$  (σε αυτή την περίπτωση  $\Phi=0$  και  $V_s = V_1 = \frac{2}{3}v_{in}$ ) άρα από τις σχέσεις

(3.18) έχουμε  $K_T = \frac{3}{2v_{in}}$  και έτσι οι σχέσεις (3.18) μετασχηματίζονται σε

$$\delta_A = \frac{3V_s}{\sqrt{3}v_{in}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Phi\right)$$

$$\delta_B = \frac{3V_s}{\sqrt{3}v_{in}} \sin \Phi \quad (3.19)$$

$$\delta_0 = 1 - \delta_A - \delta_B$$

Για τον πρώτο κυκλικό τομέα, μπορούμε να εξάγουμε τις τελικές διακοπτικές καταστάσεις, συγκρίνοντας ένα τρίγωνο  $r(t)$  που έχει πλάτος  $u_{c\max}$  (μέγιστο πλάτος της τάσης εξόδου που μπορεί να δώσει η SVPWM τεχνική), με τρεις τιμές

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{u_{c\max}}{1} (1 - \delta_A - \delta_B) \\ C_A &= \frac{u_{c\max}}{2} (1 + \delta_A - \delta_B) \\ C_B &= \frac{u_{c\max}}{2} (1 + \delta_A + \delta_B) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Γενικεύοντας, ο υπολογισμός των παραπάνω τριών τιμών και για τους 6 κυκλικούς τομείς είναι:

$$\begin{aligned} C_{0sn} &= \frac{u_{c\max}}{2} \left( 1 + \Xi_{(s_n) \bmod 6 + 1} \begin{pmatrix} \delta_A \\ \delta_B \end{pmatrix} \right) \\ C_{Asn} &= \frac{u_{c\max}}{2} \left( 1 + \Xi_{(s_n + 4) \bmod 6 + 1} \begin{pmatrix} \delta_A \\ \delta_B \end{pmatrix} \right) \\ C_{Bsn} &= \frac{u_{c\max}}{2} \left( 1 + \Xi_{(s_n + 2) \bmod 6 + 1} \begin{pmatrix} \delta_A \\ \delta_B \end{pmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3.21)$$

όπου:

$$\Xi^T = \begin{pmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

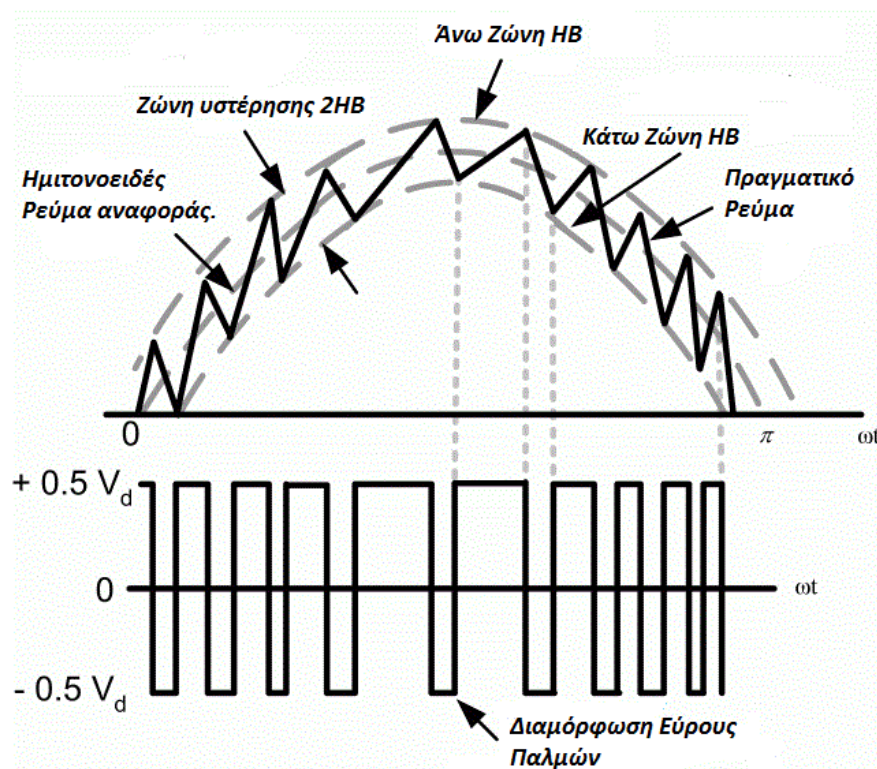
Συνεπώς αν θεωρήσουμε ότι  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  και  $\gamma_3$  είναι οι διακοπτικές καταστάσεις των τριών άνω διακοπών του αντιστροφέα τότε οι τιμές που λαμβάνουν κάθε στιγμή αυτές οι διακοπτικές καταστάσεις είναι:

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \begin{cases} 0, & \text{όταν } r(t) < C_{0sn} \\ 1, & \text{όταν } r(t) > C_{0sn} \end{cases} \\ \gamma_2 &= \begin{cases} 0, & \text{όταν } r(t) < C_{Asn} \\ 1, & \text{όταν } r(t) > C_{Asn} \end{cases} \\ \gamma_3 &= \begin{cases} 0, & \text{όταν } r(t) < C_{Bsn} \\ 1, & \text{όταν } r(t) > C_{Bsn} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.22)$$

### 3.2.3 Έλεγχος ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM).

Η απλούστερη PWM τεχνική ελέγχου ρεύματος είναι ο έλεγχος ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM) και η τεχνική αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2.4. Η τεχνική αυτή αποτελεί ένα στιγμιαίο έλεγχο ρεύματος, όπου το πραγματικό

ρεύμα αναγκάζει το ρεύμα αναφοράς να βρίσκεται συνεχώς μέσα σε ένα προκαθορισμένο βρόχο υστέρησης. Όπως παρουσιάζεται και στο σχήμα όταν το πραγματικό ρεύμα ξεπεράσει το βρόχο υστέρησης τότε το άνω ημιαγωγικό στοιχείο της ημιγέφυρας σταματά να άγει και αρχίζει να άγει το κάτω ημιαγωγικό στοιχείο της ημιγέφυρας και αντίστροφα, όταν το ρεύμα γίνει μικρότερο από το ελάχιστο επίπεδο του βρόχου υστέρησης τότε σταματά να άγει ο κάτω διακόπτης και ξεκινά να άγει ο πάνω διακόπτης. Με τη μείωση του εύρους του βρόχου υστέρησης, επιτυγχάνεται η βελτίωση της αρμονικής ποιότητας του σήματος εξόδου αλλά ταυτόχρονα αυξάνεται και η διακοπτική συχνότητα η οποία προκαλεί διακοπτικές απώλειες. Αν και η τεχνική αυτή είναι πολύ απλή και ο έλεγχος είναι γρήγορος, η αρμονική παραμόρφωση της κυματομορφής εξόδου και η μη σταθερή διακοπτική συχνότητα αποτελούν μειονεκτήματα της διαμόρφωσης.

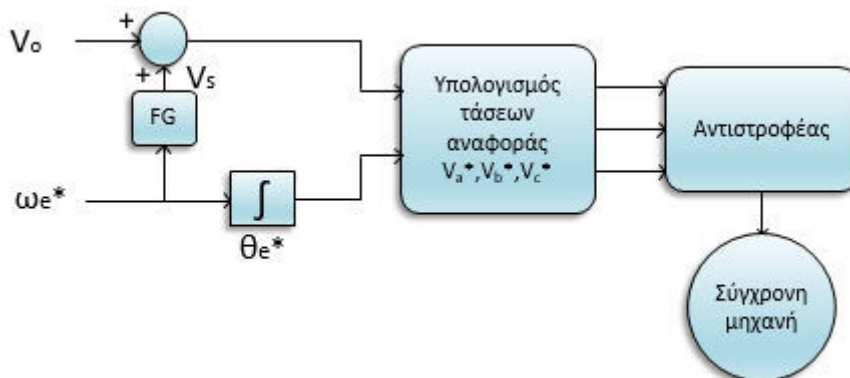


Σχήμα 3.2.4 : Έλεγχος ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης[32].

## Μεθοδολογίες Ελέγχου Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών

### 4.1 Βαθμωτός έλεγχος ανοιχτού βρόχου V/f

Ο V/f βαθμωτός [2],[31] έλεγχος ανοιχτού βρόχου αποτελεί μια σχετικά απλή μέθοδο ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών και το δομικό διάγραμμα αυτής της μεθοδολογίας παρουσιάζεται στο *σχήμα 4.1.1*. Η τεχνική αυτή μεταβάλλει μόνο το μέτρο των μεταβλητών ελέγχου και αγνοεί το φαινόμενο της σύζευξης, αφού η τάση και η συχνότητα των ρευμάτων, ελέγχουν και την ηλεκτρομαγνητική ροή και την ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα.



Σχήμα 4.1.1 Δομικό διάγραμμα ελέγχου ανοιχτού βρόχου V/f.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα, η εντολή ταχύτητας αποτελεί σήμα εισόδου του ελέγχου, ενώ το σήμα εισόδου της τάσης λαμβάνεται από την εντολή ταχύτητας και από την απαίτηση να διατηρείται η ροή του στάτη ( $\Psi_s$ ) σταθερή, για να επιτυγχάνεται η μέγιστη

ηλεκτρομαγνητική ροπή. Επειδή ισχύει ότι  $\frac{V}{f} = k\Psi_s$ , πρέπει ο λόγος  $V/f$  να παραμένει

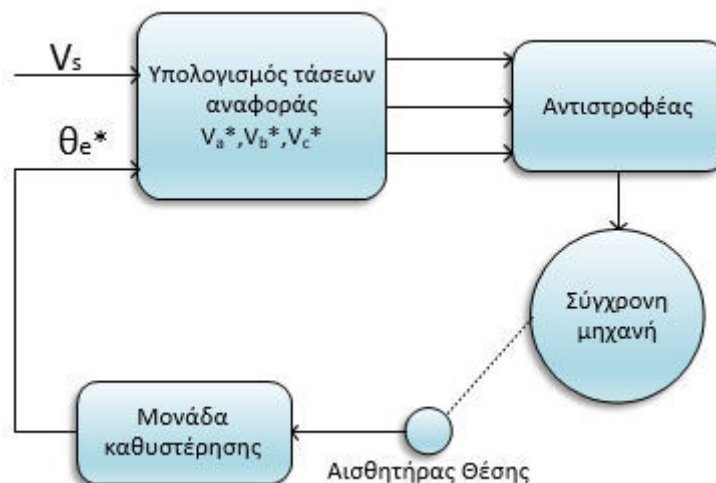
σταθερός και με αυτή την απαίτηση υπολογίζεται η εντολή της τάσης εισόδου. Στο σχήμα 4.1.1 το μπλοκ-FG αναπαριστά τη συνάρτηση που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της τάσης αναφοράς. Στις χαμηλές συχνότητες η αντίσταση του στάτη έχει σημαντική επίδραση στη μεθοδολογία ελέγχου, σε σχέση με τις υψηλές συχνότητες με αποτέλεσμα να μειώνεται η παραγόμενη ροή στις χαμηλές συχνότητες. Για τη διατήρηση, λοιπόν της ροής στις χαμηλές στροφές προστίθεται μια τάση ενίσχυσης  $V_o$  (boost voltage) στην εντολή της τάσης αναφοράς. Οι ημιτονοειδείς τάσεις αναφοράς υπολογίζονται βάσει των δύο σημάτων

εισόδου (εντολή ταχύτητας και εντολή τάσης) όπως φαίνεται και στο μπλοκ-διάγραμμα του ελέγχου. Η ταχύτητα του κινητήρα μπορεί να αντιστραφεί με την αντιστροφή των φάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα.

Ο βαθμωτός έλεγχος ανοιχτού βρόχου V/f είναι απλός στην υλοποίηση, φτηνός και χρησιμοποιείται ευρέως στη βιομηχανία. Παρόλα αυτά η επίδοση αυτής της στρατηγικής ελέγχου είναι πολύ χαμηλή. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα εφαρμογής που χρησιμοποιεί αυτή τη στρατηγική ελέγχου είναι ο έλεγχος της ταχύτητας πολλαπλών μηχανών που χειρίζονται σε παράλληλη λειτουργία.

## 4.2 Έλεγχος V/f με ανατροφοδότηση της ταχύτητας (self-control)

Ένα από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα του ελέγχου ανοιχτού βρόχου που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα, είναι η αναισθησία του ελέγχου σε οποιαδήποτε μεταβολή της ροπής, γεγονός που μπορεί να προκαλέσει τον αποσυγχρονισμό της μηχανής. Ο βαθμωτός έλεγχος με σταθερό λόγο V/f, με τη χρήση ανατροφοδότησης της ταχύτητας [2], οδηγεί σε καλύτερη απόκριση του συστήματος. Το απλοποιημένο δομικό διάγραμμα του ελέγχου δίνεται στο σχήμα 4.2.1.



Σχήμα 4.2.1: Δομικό διάγραμμα μοντέλου αυτοελέγχου.

Η μηχανή που οδηγείται με αυτήν τη μεθοδολογία ελέγχου είναι αυτοελεγχόμενη, με την έννοια ότι ένας αισθητήρας θέσης που ενσωματώνεται στον άξονα της μηχανής, γεννά το κύριο σήμα ελέγχου του αντιστροφέα. Η ημιτονοειδής πεπλεγμένη ροή στο στάτη από τους μόνιμους μαγνήτες μιας σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών, παρουσιάζεται ως διάνυσμα αναφοράς και ευθυγραμμίζεται με την ηλεκτρική γωνία που προέρχεται από τον αισθητήρα θέσης, έτσι ώστε η συχνότητα του αντιστροφέα να 'κλειδώνεται' με το σήμα θέσης που δίνει ο αισθητήρας. Επιπλέον, στον ελεγκτή υπάρχει μια μονάδα καθυστέρησης που επιτρέπει να μετατοπίζουμε την τάση τροφοδοσίας σε σχέση με την αντι-HEΔ της μηχανής. Με αυτόν τον τρόπο ελέγχουμε την ενεργό και άεργο κατάσταση της μηχανής και μπορούμε να προσεγγίσουμε τη μέγιστη ροπή ανά ρεύμα.

Η στρατηγική ελέγχου με ανατροφοδότηση, που παρουσιάστηκε έχει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τον απλό έλεγχο ανοιχτού βρόχου V/f. Ο έλεγχος αυτός

προσομοιώνει τον DC κινητήρα διατηρώντας την ευστάθεια του και τη γρήγορη απόκριση, και εξαλείφει τα μειονεκτήματα που προέρχονται από τις ψήκτρες στο συλλέκτη μιας DC μηχανής. Παρόλο που η τεχνική προσδίδει στο σύστημα ευστάθεια, ανταποκρίνεται υποβέλτιστα στα μεταβατικά φαινόμενα.

### 4.3 Άμεσος Έλεγχος Ροπής (Direct Torque Control-DTC)

Η λειτουργία του άμεσου ελέγχου ροπής [33] βασίζεται στην ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα. Σύμφωνα με την εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, η ροπή που παράγεται εξαρτάται από το μέτρο της ροής των μονίμων μαγνητών, το μέτρο της ροής του στάτη και της μεταξύ τους γωνίας. Διατηρώντας σταθερό το μέτρο της ροής του στάτη η ροπή ελέγχεται άμεσα μέσω της μεταβολής της γωνίας των πεδίων. Η μεταβολή της ροής του στάτη είναι ανάλογη της τάσης που εφαρμόζεται σε αυτόν. Η ροπή μπορεί να ελεγχθεί μεταβάλλοντας τη διεύθυνση της ροής μέσω του ελέγχου της τάσης που επιβάλλεται στον κινητήρα.

Ο άμεσος έλεγχος ροπής είναι έλεγχος του διανύσματος της ροής του στάτη με ανατροφοδότηση της ροής και της ροπής που προκύπτει από τον παρατηρητή. Έστω ότι  $\lambda_s$  και  $\lambda_r$  είναι τα διανύσματα της πεπλεγμένης ροής του στάτη και του δρομέα αντίστοιχα και  $\delta$  η μεταξύ τους γωνία (γωνία ροπής). Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας η γωνία  $\delta$  είναι σταθερή και τα διανύσματα ροής του στάτη και του δρομέα στρέφονται με σταθερή μεταξύ τους γωνία. Στη μεταβατική όμως κατάσταση λειτουργίας η γωνία  $\delta$  μεταβάλλεται και τα δύο διανύσματα ροής στρέφονται με διαφορετική ταχύτητα. Εφόσον η ηλεκτρική σταθερά χρόνου είναι πολύ μικρότερη από τη μηχανική σταθερά χρόνου η ταχύτητα περιστροφής της ροής του στάτη μπορεί εύκολα να αλλάξει.

Η έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής συναρτήσει της πεπλεγμένης ροής του στάτη, της πεπλεγμένης ροής του δρομέα και της μεταξύ τους γωνίας μιας σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών είναι:

$$T_e = \frac{3}{4} \frac{p|\lambda_s|}{L_q L_d} \left[ 2\lambda_r L_q \sin \delta - |\lambda_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta \right] \quad (4.1)$$

Για τις μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών όπου  $L_q = L_d$  η σχέση 4.1 γίνεται:

$$T_e = \frac{3}{4} \frac{p|\lambda_s|}{L_q L_d} (2\lambda_r L_q \sin \delta) \quad (4.1.1)$$

$$T_e = \frac{3}{4} \frac{p|\lambda_s|}{L_q L_d} \left( 2\lambda_r L_q \sin \int (\dot{\delta} dt + \delta_o) \right) \quad (4.1.2)$$

Όπου το  $\dot{\delta}$  είναι η γωνιακή ταχύτητα της πεπλεγμένης ροής του στάτη σε σχέση με την πεπλεγμένη ροή των μαγνητών και  $\delta_o$  η αρχική γωνία. Η παράγωγος της ροπής στην εξίσωση 4.1.2, ως προς τη γωνία ροπής  $\delta$  είναι πάντα θετική αν το  $\delta$  βρίσκεται μέσα στο εύρος από  $-\pi/2$  έως  $\pi/2$  το οποίο υποδεικνύει ότι η αύξηση της ροπής είναι ανάλογη της αύξησης της γωνίας  $\delta$ . Με άλλα λόγια η πεπλεγμένη ροή του στάτη πρέπει να ελέγχεται με τέτοιο τρόπο

ώστε το πλάτος της να διατηρείται σταθερό και η περιστρεφόμενη ταχύτητά του να ελέγχεται όσο το δυνατόν γρηγορότερα για να λάβουμε τη μέγιστη αλλαγή της πραγματικής ροπής.

Στην περίπτωση των μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών ο δεύτερος όρος της εξίσωσης 4.1 είναι αρνητικός για λειτουργία κινητήρα. Όταν έχουμε ότι  $\lambda_s = 2\lambda_f$ , η παράγωγος της ροπής ως προς τη γωνία ροπής, κοντά στη γωνία ροπής  $\delta=0^\circ$  είναι αρνητική και αυτό σημαίνει ότι ο άμεσος έλεγχος ροπής δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Συνεπώς για τις μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών, το πλάτος της πεπλεγμένης ροής του στάτη πρέπει και αυτό να αλλάζει με την αλλαγή της πραγματικής ροπής ώστε να διατηρείται θετικός ο όρος  $dT/d\delta$ . Με σταθερή πεπλεγμένη ροή στάτη, η συνθήκη για να διατηρείται ο όρος  $dT/d\delta$  θετικός γύρω από το  $\delta=0$  είναι:

$$|\lambda_s| < \frac{L_q}{L_q - L_d} \lambda_f \quad (4.1.3)$$

Πραγματοποιώντας διαφορίση της εξίσωσης 4.1 ως προς  $\delta$  και εξισώνοντάς την, στη συνέχεια με το μηδέν, η συνθήκη για τη μέγιστη επιτρεπτή γωνία είναι:

$$\delta_m = \cos^{-1} \left\{ \frac{a/|\lambda_s| - \sqrt{(a/|\lambda_s|)^2 + 8}}{4} \right\} \quad (4.1.4)$$

όπου:

$$\alpha = \frac{\lambda_f L_q}{L_q - L_d} \quad (4.1.5)$$

Για να διατηρηθεί ο όρος  $dT/d\delta$  θετικός, η γωνία  $\delta$  πρέπει επίσης να ελέγχεται ώστε να μη ξεπεράσει τη μέγιστη τιμή που αντιστοιχεί στη μέγιστη ροπή. Η τιμή της γωνίας  $\delta_m$  αυξάνεται με την αύξηση του πλάτους της πεπλεγμένης ροής του στάτη. Για την εφαρμογή του άμεσου ελέγχου ροπής σε μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών το πλάτος της πεπλεγμένης ροής του στάτη πρέπει να ελέγχεται ώστε να ικανοποιεί την εξίσωση 4.1.3 και ταυτόχρονα η γωνία ροπής  $\delta$  πρέπει να περιορίζεται κάτω από τη γωνία  $\delta_m$ .

Όταν μια μηχανή εσωτερικών μονίμων μαγνητών τροφοδοτείται από ένα τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων η τάση του στάτη καθορίζεται από την κατάσταση των διακοπών ισχύος, και δημιουργούνται τα έξι μη μηδενικά και τα δύο μηδενικά αποδεκτά διανύσματα τάσης. Μεταξύ των διακοπτικών διαστημάτων κάθε διάνυσμα τάσης διατηρείται σταθερό και η πεπλεγμένη ροή του στάτη της μηχανής μπορεί να εκφραστεί από την εξίσωση:

$$\lambda_s = V_s t - R \int i_s dt + \lambda_s |_{t=0} \quad (4.1.6)$$

Από την εξίσωση 4.1.6, αμελώντας την αντίσταση του στάτη, φαίνεται ότι η πεπλεγμένη ροή του στάτη θα μετακινηθεί προς την κατεύθυνση του τροφοδοτούμενου διανύσματος τάσης. Το  $\lambda_s |_{t=0}$  είναι η αρχική πεπλεγμένη ροή του στάτη. Για την επιλογή του διανύσματος τάσης έτσι ώστε να ελέγξουμε την πεπλεγμένη ροή του στάτη, το διάγραμμα των διανυσμάτων τάσης χωρίζεται σε έξι περιοχές. Σε κάθε περιοχή, τα δύο γειτονικά διανύσματα







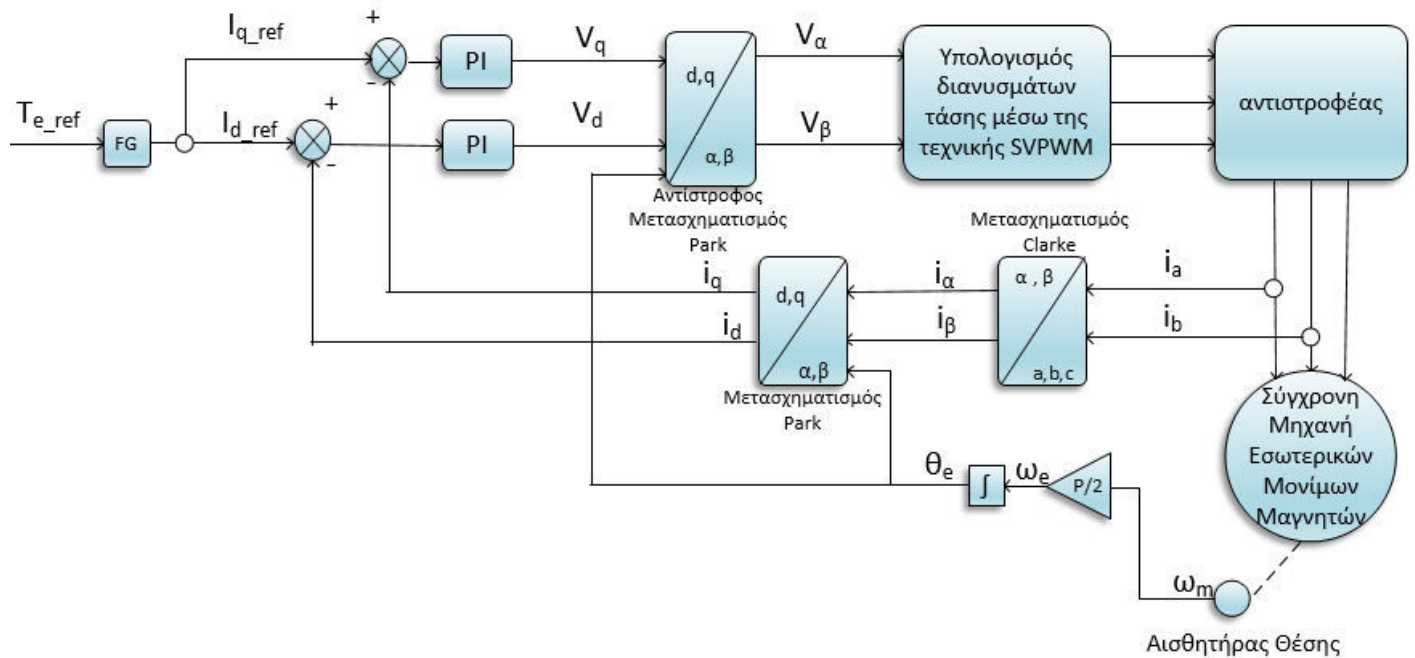
ελεγκτών είναι τα  $V_{d\_ref}$  και  $V_{q\_ref}$  σήματα αναφοράς του διανύσματος τάσης, το οποίο θα τροφοδοτήσει τον κινητήρα.

5. Πραγματοποιείται αντίστροφος μετασχηματισμός Park στις ποσότητες  $V_{d\_ref}$  και  $V_{q\_ref}$ . Έτσι τα σήματα αναφοράς της τάσης μεταφέρονται ξανά στο στατό πλαίσιο αναφοράς, αποδίδοντας τα νέα μετασχηματισμένα σήματα  $V_{\alpha}$  και  $V_{\beta}$ .
6. Τα δύο σήματα  $V_{\alpha}$  και  $V_{\beta}$  είναι τα σήματα αναφοράς της SVPWM τεχνικής, η οποία, όπως παρουσιάστηκε και στο κεφάλαιο 3, θα υπολογίσει το κατάλληλο διάνυσμα τάσης που θα παράγει ο αντιστροφέας για την τροφοδότηση της μηχανής.

Η λειτουργία ταχύτητας του διανυσματικού ελέγχου, εξασφαλίζει τον έλεγχο της ταχύτητας του συστήματος. Το σήμα εισόδου του συστήματος είναι η ταχύτητα αναφοράς και ο έλεγχος προσπαθεί να διατηρήσει την ταχύτητα του συστήματος σταθερή ανεξάρτητα από τις μεταβολές του φορτίου. Σημειώνεται ότι το μπλοκ-FG που φαίνεται στο *σχήμα 4.4.1* αναπαριστά τον τρόπο με τον οποίο υπολογίζονται τα σήματα αναφοράς ορθού και εγκάρσιου άξονα. Ο τρόπος με τον οποίο υπολογίζονται τα σήματα αυτά διαφέρει αναλόγως με τη στρατηγική ελέγχου που ακολουθούμε και με το είδος της μηχανής που ελέγχουμε. Οι μεθοδολογίες υπολογισμού των σημάτων αναφοράς d και q άξονα περιγράφονται στη συνέχεια.

#### 4.4.1 Έλεγχος ροπής (Torque mode)

Στο *σχήμα 4.4.2* παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου για λειτουργία ροπής.



**Σχήμα 4.4.2 :** Γενικό δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου (Λειτουργία Ροπής -Torque Mode)

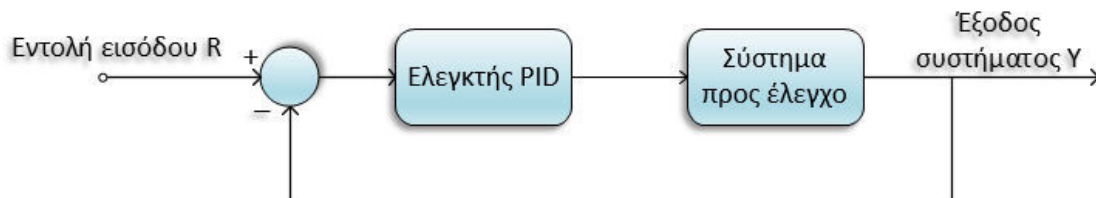
Ο έλεγχος ροπής υλοποιείται όπως και ο έλεγχος ταχύτητας που παρουσιάστηκε παραπάνω, με τη διαφορά ότι ο ελεγκτής PI της ταχύτητας παρακάμπτεται και η αναφορά από το γκάτζι δίνεται απευθείας ως αναφορά ροπής  $T_{e\_ref}$ , η οποία με τη σειρά της

μεταφράζεται ως αναφορές ρεύματος  $i_{q\_ref}$  και  $i_{d\_ref}$  στην είσοδο των PI ελεγκτών. Κατά τη διάρκεια λειτουργίας του κινητήρα, υπό τον έλεγχο ροπής, η παραγόμενη ροπή και η κατανάλωση του ρεύματος διατηρούνται σταθερά ακολουθώντας την εντολή του γκαζιού. Ο έλεγχος ροπής είναι και ο έλεγχος που υλοποιείται στην παρούσα διπλωματική εργασία αφού είναι επιθυμητό η εντολή του γκαζιού να ελέγχει τη ροπή και όχι την ταχύτητα του κινητήρα.

Η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής της μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών περιγράφεται από τη σχέση (2.36). Από την εξίσωση αυτή γίνεται φανερό ότι ο υπολογισμός της ηλεκτρομαγνητικής ροπής εξαρτάται από τα ρεύματα και τις επαγωγές ορθού και εγκάρσιου άξονα. Σε αυτό το σημείο χρειάζεται να επισημάνουμε ότι οι αυτεπαγωγές δεν αποτελούν σταθερές παραμέτρους της μηχανής και τείνουν γενικά να μειώνονται καθώς το ρεύμα του στάτη αυξάνει.

Σύμφωνα με τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό ότι ο έλεγχος εξαρτάται από τις παραμέτρους της μηχανής και απαιτείται ο υπολογισμός αυτών των παραμέτρων. Για την απεξάρτηση του ελέγχου από αυτές τις παραμέτρους θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένας γραμμικός PI ελεγκτής, όπως συμβαίνει με τον ελεγκτή ταχύτητας, ο οποίος θα λαμβάνει το σφάλμα μεταξύ της ροπής αναφοράς και της μετρούμενης ροπής από έναν αισθητήρα ροπής. Στην πραγματικότητα όμως, αυτό αποφεύγεται λόγω της δυσκολίας τοποθέτησης του αισθητήρα, του κόστους και της ταχύτητας απόκρισης του σήματος.

#### 4.4.2 PID γραμμικός ελεγκτής.



Σχήμα 4.4.3: Σύστημα κλειστού βρόχου με PID ελεγκτή.

Ο PID ελεγκτής αποτελεί μια λογική ελέγχου η οποία έχει αναπτυχθεί και θεμελιωθεί μαθηματικά για γραμμικά μη χρονομεταβλητά συστήματα. Η κεντρική του ιδέα είναι ότι η δράση του ελέγχου θα πρέπει να συνδέεται με κάποιο μαθηματικό τρόπο με το σφάλμα, δηλαδή με την απόκλιση από το στόχο, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4.3.

Ένας PID ελεγκτής ανταποκρίνεται σε ένα σήμα σφάλματος μέσα σε έναν κλειστό βρόχο και τείνει να ρυθμίσει την ελεγχόμενη ποσότητα ώστε να μπορέσει να λάβει την επιθυμητή απόκριση του συστήματος. Η παράμετρος που ελέγχεται μπορεί να είναι οποιαδήποτε μετρήσιμη ποσότητα του συστήματος όπως είναι η ταχύτητα, η ροπή και η ροή. Το πλεονέκτημα των PID ελεγκτών είναι ότι μπορούν να ρυθμίζονται εμπειρικά μεταβάλλοντας μια ή περισσότερες από τις τιμές των κερδών τους και παρατηρώντας την αλλαγή στην απόκριση του συστήματος. Η συνάρτηση που περιγράφει την έξοδο του PID ελεγκτή στο πεδίο του χρόνου είναι:

$$y(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (4.2)$$

Ο αναλογικός όρος (P) του ελεγκτή, βλέπει το παρόν του συστήματος και διαμορφώνεται από τον πολλαπλασιασμό του σφάλματος  $e(t)$  με την τιμή του κέρδους P του ελεγκτή, με αποτέλεσμα να δημιουργείται τέτοια απόκριση ελέγχου που είναι συνάρτηση του μεγέθους του σφάλματος. Καθώς το σφάλμα μεγαλώνει ο αναλογικός όρος του ελεγκτή μεγαλώνει και αυτός ώστε να διορθώσει την έξοδό του. Ο αναλογικός όρος τείνει να διορθώσει το μόνιμο σφάλμα με το πέρασμα του χρόνου. Η επίδραση του όρου αυτού ελαττώνεται καθώς το σφάλμα προσεγγίζει το μηδέν. Στα περισσότερα συστήματα το σφάλμα προσεγγίζει αρκετά το μηδέν αλλά δεν συγκλίνει ποτέ. Το αποτέλεσμα είναι να παραμένει ένα μικρό μόνιμο σφάλμα στο σύστημα.

Ο ολοκληρωτικός όρος (I) του ελεγκτή χρησιμοποιείται για την εξάλειψη τυχόν παραμένουστος σφάλματος μόνιμης κατάστασης. Ο ολοκληρωτικός όρος αθροίζει συνεχώς την τιμή του σφάλματος και έτσι ένα μικρό μόνιμο σφάλμα συσσωρεύεται σε ένα μεγάλο σφάλμα με το πέρασμα του χρόνου. Το συσσωρευμένο σφάλμα πολλαπλασιάζεται με την τιμή του κέρδους I και διαμορφώνεται έτσι ο ολοκληρωτικός όρος της εξόδου του PID ελεγκτή.

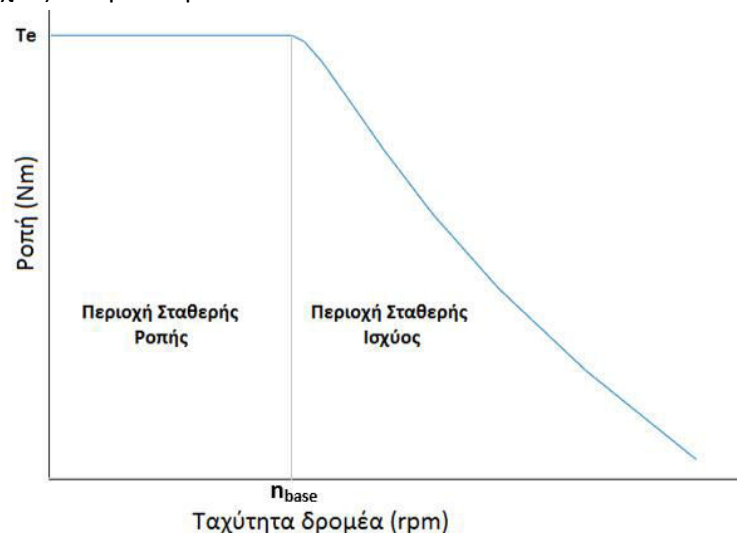
Ο διαφορικός όρος (D) χρησιμοποιείται για να επαυξήσει την ταχύτητα του ελεγκτή και ανταποκρίνεται στους ρυθμούς μεταβολής του σφάλματος. Ο όρος D υπολογίζεται εκτελώντας παραγωγή του σφάλματος και στη συνέχεια πολλαπλασιασμό με την τιμή του κέρδους D του ελεγκτή. Ο διαφορικός όρος βελτιώνει τον έλεγχο της τιμής εξόδου του συστήματος όταν το σφάλμα αλλάζει πιο γρήγορα.

Λόγω των σχετικά αργών μεταβολών της ταχύτητας ενός κινητήρα και επειδή η δράση του διαφορικού όρου είναι πολύ ευαίσθητη στο θόρυβο μέτρησης ο D όρος συνήθως δεν χρησιμοποιείται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης και έτσι έχουμε εφαρμογή του PI ελεγκτή.

#### 4.4.3 Στρατηγική ελέγχου μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (MTPA)

Στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης η χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-ταχύτητας των σύγχρονων μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών, περιλαμβάνει δύο διακριτές περιοχές λειτουργίας. Στην πρώτη περιοχή, που ονομάζεται περιοχή σταθερής ροπής (**Constant Torque Region – CTR**), η ροπή παραμένει σταθερή ενώ στη δεύτερη περιοχή, που ονομάζεται περιοχή σταθερής ισχύος (**Constant Power Region-CPR**), η ισχύς παραμένει σταθερή όπως γίνεται φανερό από το όνομά τους. Όπως φαίνεται και στο *σχήμα 4.4.4* οι περιοχές σταθερής ροπής και σταθερής ισχύος ορίζονται από τη βασική ταχύτητα  $N_{base}$ . Η βασική ταχύτητα είναι η ταχύτητα του κινητήρα για την οποία η τάση τυμπάνου του κινητήρα ισούται με τη μέγιστη φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα, θεωρώντας λόγο διαμόρφωσης της τάσης ίσο με τη μονάδα. Από τη χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας φαίνεται ότι όταν η ταχύτητα του κινητήρα είναι μικρότερη από την ονομαστική ταχύτητα, ( $N_{base}$ ) βρισκόμαστε στην περιοχή ελέγχου σταθερής ροπής, ενώ για ταχύτητες του κινητήρα πάνω από την ονομαστική ταχύτητα, ο

έλεγχος εισέρχεται στην περιοχή σταθερής ισχύος. Στη βιβλιογραφία συναντώνται διάφοροι τρόποι υλοποίησης του διανυσματικού ελέγχου για μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών, όπως είναι ο έλεγχος με μηδενικό ρεύμα στον d-άξονα (ZDAC), έλεγχος μοναδιαίου συντελεστή ισχύος, έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (ΜΤΡΑ) [20], [21],[28],[39] και έλεγχος ελαχιστοποίησης των απωλειών. Επιπλέον, για τη λειτουργία του κινητήρα σε μεγάλο εύρος στροφών απαιτείται ο κατάλληλος έλεγχος εξασθένισης πεδίου για την περιοχή σταθερής ισχύος, λόγω του περιορισμού που προκύπτει από το επίπεδο της DC τάσης της συστοιχίας των μπαταριών.



**Εικόνα 4.4.4: Χαρακτηριστική Ροπής Ταχύτητας – Περιοχή Σταθερής Ροπής και Περιοχή Σταθερής Ισχύος.**

Με σκοπό να επιτευχθεί η μέγιστη ροπή εξόδου με τις ελάχιστες δυνατές απώλειες χαλκού, στην παρούσα διπλωματική εργασία εφαρμόζεται ο έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (ΜΤΡΑ) για την περιοχή σταθερής ροπής, ενώ για την περιοχή σταθερής ισχύος εφαρμόζεται ο κατάλληλος έλεγχος εξασθένισης πεδίου. Στόχος της στρατηγικής ελέγχου μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, είναι να εξασφαλίσει ότι ο κινητήρας θα παρέχει το επιθυμητό επίπεδο ροπής με την ελάχιστη κατανάλωση ρεύματος.

#### **Έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ρεύμα**

Μια έμφυτη ιδιότητα των σύγχρονων μηχανών με εσωτερικούς μαγνήτες, είναι ότι η ροπή του κινητήρα δεν οφείλεται αποκλειστικά στην αλληλεπίδραση των δύο μαγνητικών πεδίων, όπως συμβαίνει με τις σύγχρονες μηχανές επιφανειακών μαγνητών, αλλά περιέχει και μια σημαντική συνιστώσα ροπής εκτυπότητας. Για να αξιοποιήσουμε πλήρως τη δυναμική αυτών των μηχανών και να εξασφαλίσουμε το σημείο λειτουργίας μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (Maximum Torque per Ampere - ΜΤΡΑ), δεν μπορούμε να αγνοήσουμε αυτή τη ροπή εκτυπότητας, συνεπώς ακόμα και στην περιοχή σταθερής ροπής δεν μπορούμε να θέσουμε το ρεύμα του d-άξονα ίσο με το μηδέν. Από τη δυναμική ανάλυση της μηχανής προκύπτει ότι η εξίσωση της ροπής είναι:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_s i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (4.2)$$

όπου :

P: αριθμός πόλων.

$\Psi_s$ : η ροή των μονίμων μαγνητών.

$i_d, i_q$ : το ρεύμα στον ευθύ και στον κάθετο άξονα αντίστοιχα.

$L_d, L_q$ : οι επαγωγές στον ευθύ και στον κάθετο άξονα αντίστοιχα.

Το πρόβλημα για να καθορίσουμε το σημείο μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, είναι να ορίσουμε τις τιμές των ρευμάτων αναφοράς του ευθύ και του κάθετου άξονα για την επιθυμητή ροπή εξόδου, ώστε να έχουμε τις ελάχιστες απώλειες, έχοντας δεδομένες την ταχύτητα του δρομέα, την DC τάση του αντιστροφέα και τη ροπή αναφοράς. Ο έλεγχος ΜΤΡΑ εφαρμόζεται στην περιοχή σταθερής ροπής με την προϋπόθεση ότι η τάση και το ρεύμα του αντιστροφέα βρίσκονται μέσα στα όρια τάσης και ρεύματος του αντιστροφέα, δηλαδή ισχύει ότι:

$$V_a \leq V_{\max} \text{ και } I_a \leq I_{\max} \quad (4.3)$$

Όπου  $V_a$  και  $I_a$  το πλάτος της τάσης και του ρεύματος του στάτη του κινητήρα αντίστοιχα και  $V_{\max}$  και  $I_{\max}$  οι μέγιστες τιμές τάσης και ρεύματος του αντιστροφέα αντίστοιχα. Κάτω από την ονομαστική ταχύτητα (base speed,  $\omega_{base}$ ) το  $i_d$  μπορεί να υπολογιστεί συναπαρτίσει του  $i_q$  για τον ΜΤΡΑ έλεγχο, με παραγωγή της εξίσωσης 4.2 ως προς  $i_q$  και θέτοντας στη συνέχεια, τη σχέση αυτή ίση με μηδέν. Συνεπώς προκύπτει ότι :

$$\frac{dT_e}{di_q} = 0 \Rightarrow i_d = \frac{\Psi_f}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (4.4)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση 4.4 στην εξίσωση 4.2 προκύπτει η εξίσωση της ροπής συναρτήσεως του  $i_q$  :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left( \Psi_f i_q - \frac{\Psi_f i_q}{2} - (L_d - L_q) \sqrt{\frac{\Psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \right) \quad (4.5)$$

Όπως φαίνεται και από τις εξώσεις 4.2, 4.4 και 4.5, η πολυπλοκότητα του ελέγχου ΜΤΡΑ για σύγχρονη μηχανή εσωτερικών μονίμων μαγνητών, προκύπτει από τη μη γραμμική εξίσωση της ροπής, η οποία οφείλεται στη διαφοροποίηση της μαγνητικής αντίδρασης σε σχέση με τη θέση του δρομέα, όπως εξηγήθηκε στο κεφάλαιο 2, με αποτέλεσμα να ισχύει ότι  $L_q > L_d$  και όχι ότι  $L_q = L_d$  όπως στην περίπτωση των επιφανειακών μονίμων μαγνητών. Στο επόμενο σχήμα δίνεται η χαρακτηριστική μέγιστης ροπής ανά ρεύμα στο  $i_q (pu)$  και  $i_d (pu)$  πλαίσιο. Οι τιμές της ροπής και των ρευμάτων στο σχήμα αυτό είναι κανονικοποιημένες (pu) και φαίνεται ότι για κάθε τιμή ροπής υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός



άξονα και του διανύσματος του ρεύματος του στάτη. Συνεπώς για να πετύχουμε την εξασθένιση πεδίου πρέπει να γίνει ανακατανομή των ρευμάτων  $d$  και  $q$  άξονα του στάτη.

Σύμφωνα με τις παραπάνω παρατηρήσεις [12], [17],[18],[19] όταν πραγματοποιείται οδήγηση κινητήρα με αντιστροφέα πηγής τάσης το πλάτος των διανυσμάτων ρεύματος και τάσης με τα οποία τροφοδοτείται η μηχανή, είναι πεπερασμένο και έστω ότι η μέγιστη τιμή τους είναι  $I_{\max}$  και  $V_{\max}$ . Υπό αυτούς τους περιορισμούς, για να παραμείνει το σημείο λειτουργίας σε ασφαλή και ευσταθή λειτουργική κατάσταση πρέπει να βρίσκεται μέσα στις περιοχές που ορίζονται από τις σχέσεις:

$$i_q^2 + i_d^2 = I_s^2 \leq I_{\max}^2 \quad (4.6)$$

$$v_q^2 + v_d^2 = V_s^2 \leq V_{\max}^2 \quad (4.7)$$

Θεωρώντας ότι η πτώση τάσης στην αντίσταση του στάτη είναι αμελητέα, οι εξισώσεις μόνιμης κατάστασης των  $v_q$  και  $v_d$  είναι:

$$v_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \lambda_{pm} \quad (4.8)$$

$$v_d = -\omega_e L_q i_q \quad (4.9)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις 4.8 και 4.9 στην εξίσωση 4.7 προκύπτει ότι :

$$\left( L_q I_q \right)^2 + \left( L_d I_d + \lambda_{pm} \right)^2 = \left( \frac{V_s}{\omega_e} \right)^2 \leq \left( \frac{V_{\max}}{\omega_e} \right)^2 \quad (4.10)$$

Η εξίσωση (4.10) μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα:

$$\left( I_d + \frac{\lambda_{pm}}{L_d} \right)^2 + \left( \frac{L_q}{L_d} \right)^2 I_q^2 = \left( \frac{V_s}{\omega_e} \right)^2 \quad (4.11)$$

ή επειδή ισχύει ότι  $X_d = \omega_e L_d$ ,  $X_q = \omega_e L_q$  και  $E_q = \omega_e \lambda_{pm}$  η εξίσωση 4.10 μπορεί να γραφεί και ως:

$$\left( I_d + \frac{E_q}{X_d} \right)^2 + \left( \frac{X_q}{X_d} \right)^2 I_q^2 = \left( \frac{V_s}{X_d} \right)^2 \quad (4.12)$$

Η εξίσωση (4.10) σχηματίζει τις ελλείψεις που φαίνονται στο *σχήμα 4.4.6* πάνω στο σύγχρονα στρεφόμενο dq πλαίσιο ρεύματος. Στο σχήμα περιλαμβάνεται επίσης ο κύκλος που ορίζει το όριο ρεύματος (εξίσωση 4.6) και η ΜΤΡΑ τροχιά. Το σχήμα αυτό αποτελεί μια εύληπτη γραφική αναπαράσταση για την ανάλυση των ορίων ταχύτητας μιας σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών. Για δεδομένη τάση εξόδου του αντιστροφέα  $V_s$ , η έλλειψη συρρικνώνεται προς το σημείο  $\left( \frac{-E_q}{X_d}, 0 \right)$  (το οποίο ονομάζεται χαρακτηριστικό ρεύμα – (characteristic current,  $I_{ch} = \frac{E_q}{X_d}$ ), καθώς αυξάνεται η ταχύτητα. Όσο ο έλεγχος βρίσκεται στην περιοχή σταθερής ροπής, το σημείο λειτουργίας δεν έχει φτάσει σε κάποιο περιορισμό





# Μελέτη Λειτουργίας Κινητήρα Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών υπό την Τεχνική Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου

---

---

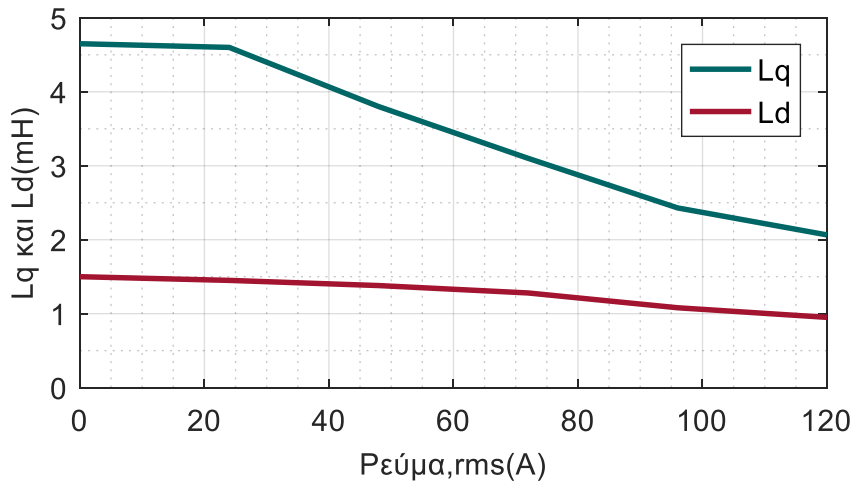
Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναλύθηκαν οι κύριες μεθοδολογίες ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Στο κεφάλαιο αυτό προσομοιώνεται μέσω κατάλληλου δυναμικού μοντέλου, η λειτουργική συμπεριφορά ενός σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών με έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου και τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης (Space Vector Modulation -SVM). Αρχικά, παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του μοντέλου οδήγησης και στη συνέχεια προσομοιώνεται ο έλεγχος υπό τους περιορισμούς του πραγματικού συστήματος.

### 5.1 Μοντελοποίηση Κινητήρα

Για την προσομοίωση του κινητήρα χρησιμοποιήθηκε κατάλληλο δυναμικό μοντέλο που προσομοιώνει τόσο τα ηλεκτρικά όσο και τα μηχανικά μέρη του κινητήρα. Η μοντελοποίηση του ηλεκτρικού κινητήρα βασίζεται στη χρήση του δυναμικού μοντέλου d-q που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2.

Το ηλεκτρικό μοντέλο λαμβάνει ως είσοδο τη μετρούμενη τάση από τον αντιστροφέα. Η τάση εισόδου μετασχηματίζεται στο dq πλαίσιο αναφοράς. Τα ρεύματα d και q άξονα υπολογίζονται από τις αναλυτικές σχέσεις της μηχανής, όπως αυτές προκύπτουν από το ισοδύναμο dq κύκλωμα που εξετάστηκε στο κεφάλαιο 2. Αφού έχουν υπολογιστεί τα ρεύματα d και q άξονα, πραγματοποιείται υπολογισμός της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής σύμφωνα με τη σχέση (4.2). Τα μεγέθη  $\psi_s$ ,  $r_s$ ,  $P$ ,  $L_q$  και  $L_d$  που είναι η ροή από τους μαγνήτες, η ισοδύναμη ωμική αντίσταση, οι πόλοι, και οι επαγωγές q και d άξονα αντίστοιχα, είναι γνωστά και εισάγονται ως παράμετροι του συστήματος. Για τις επαγωγές q και d άξονα, είναι επίσης γνωστός ο τρόπος που μεταβάλλεται η τιμή τους σε σχέση με το φορτίο της μηχανής. Η μεταβολή των επαγωγών σε σχέση με το φορτίο έχει ληφθεί υπόψη εισάγοντας στο μοντέλο γραμμικούς πίνακες αντιστοίχισης (look-up tables-LUT) οι οποίοι ανάλογα με την τιμή του ρεύματος μεταβάλλουν την τιμή των επαγωγών. Οι τιμές των επαγωγών μειώνονται με την αύξηση του ρεύματος και σε μεγάλες τιμές ρευμάτων ο κινητήρας αντιμετωπίζει προβλήματα μαγνητικού κορεσμού. Η μεταβολή των επαγωγών του ορθού και του εγκάρσιου άξονα σε σχέση με τη φόρτιση της μηχανής που χρησιμοποιήθηκε για τη μοντελοποίηση του κινητήρα δίνεται στο *σχήμα 5.1*. Οι επαγωγές d-

q άξονα υπολογίστηκαν μέσω κατάλληλου μαγνητοστατικού μοντέλου πεπερασμένων στοιχείων [15].



Σχήμα 5.1 : Επαγωγές κινητήρα q και d άξονα συναρτήσει ρεύματος.

Η τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής που υπολογίζεται από το υπό-μπλοκ του ηλεκτρικού μοντέλου της μηχανής, αποτελεί είσοδο του μηχανικού υπό-μπλοκ και μαζί με το μηχανικό φορτίο  $T_L$  υπολογίζεται η μηχανική γωνιακή ταχύτητα του δρομέα  $\omega_m$  από την εξίσωση:

$$T_e = T_L + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (5.1)$$

Όπου B και J ο συντελεστής τριβής και η αδράνεια αντίστοιχα. Στη συνέχεια υπολογίζεται η ηλεκτρική γωνιακή συχνότητα από τη σχέση  $\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m$ . Τα υπολογισμένα ρεύματα q και d άξονα και η ηλεκτρική γωνία είναι οι μετρούμενες - υπό έλεγχο ποσότητες που εισάγονται στο τμήμα του δυναμικού μοντέλου, στο οποίο γίνεται η υλοποίηση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου για την οδήγηση της μηχανής. Οι παράμετροι του σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών που ενσωματώθηκαν στο μοντέλο της προσομοίωσης δίνονται στον πίνακα 5.1. Στο σημείο αυτό αξίζει να τονιστεί ότι η ροπή αδράνειας που χρησιμοποιείται στο μοντέλο της προσομοίωσης δεν αποτελεί τη ροπή αδράνειας μόνο του ηλεκτρικού κινητήρα, αλλά είναι η συνολική ροπή αδράνειας που υπολογίστηκε για την πειραματική διάταξη στην οποία θα υλοποιηθεί η συγκεκριμένη στρατηγική ελέγχου και είναι ίση με  $J = 0,75Kg\,m^2$ .

Πίνακας 5.1 : Χαρακτηριστικά Κινητήρα

Χαρακτηριστικά Κινητήρα	Τιμή
Πόλοι	4
Μαγνητική ροή δρομέα(Wb)	0,1002
Αντίσταση τυμπάνου (mΩ)	22,7
Ονομαστική / Μέγιστη ταχύτητα (rpm)	2100 / 5600
Ονομαστική ροπή (Nm)	45
Ονομαστική ισχύς (kW)	10

## 5.2 Μοντελοποίηση Ελέγχου

### 5.2.1 Μοντελοποίηση στρατηγικής ελέγχου - ΜΤΡΑ

Για τη λειτουργία του ελέγχου του αντιστροφέα πηγής τάσης επιλέγεται μια από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές ελέγχου για κινητήρες, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control - FOC), ή αλλιώς ο διανυσματικός έλεγχος (Vector Control) [2]. Η τεχνική διαμόρφωσης που επιλέγεται για τον έλεγχο του αντιστροφέα είναι η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα χώρου (SVPWM). Η επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης επηρεάζει άμεσα την πολυπλοκότητα του ελέγχου και αποτελεί σημαντικό χαρακτηριστικό του.

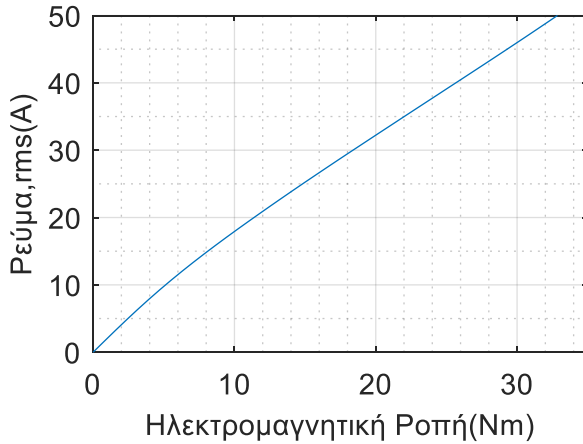
Η στρατηγική ελέγχου η οποία επιλέχθηκε για τον κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών, είναι στρατηγική ελέγχου της ροπής του κινητήρα, στρατηγική που συνίσταται για κινητήρες οχημάτων με ένα σημείο ελέγχου (γκάζι) [34]. Όπως έχει ήδη τονιστεί, για να εκμεταλλευτούμε πλήρως τη δυναμική των μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών στην περιοχή σταθερής ροπής, εφαρμόζεται έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (ΜΤΡΑ). Για να υλοποιηθεί ο έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, απαιτείται ο κατάλληλος υπολογισμός των ρευμάτων αναφοράς  $d$  και  $q$  άξονα. Αν στην εξίσωση της ροπής (4.2) αντικατασταθούν τα ρεύματα ορθού και εγκάρσιου άξονα ως  $i_q = I_a \cos \gamma$  και  $i_d = -I_a \sin \gamma$  και στη συνέχεια διαφορίσουμε την εξίσωση ως προς τη γωνία  $\gamma$  και τη θέσουμε ίση με το μηδέν τότε προκύπτει η γωνία του ρεύματος  $\gamma$  για την ΜΤΡΑ λειτουργία συναρτήσει του πλάτους του ρεύματος και περιγράφεται από την εξίσωση 5.2.

$$\gamma = \sin^{-1} \left( \frac{\lambda_{pm} + \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d) I_a} \right) \quad (5.2)$$

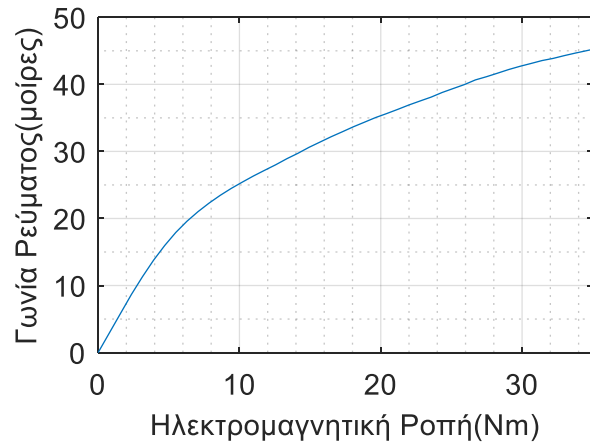
Συνεπώς είναι εμφανές ότι η γωνία του ρεύματος για την ΜΤΡΑ λειτουργία εξαρτάται από τις παραμέτρους της μηχανής καθώς και από το μαγνητικό κορεσμό. Επιπλέον η ροπή συναρτήσει του ρεύματος  $q$  άξονα δίνεται από τη σχέση (4.5).

Σύμφωνα με τις παραπάνω παρατηρήσεις, εξαιτίας της μη γραμμικής φύσης της μηχανής, τα ρεύματα  $d$  και  $q$  άξονα προκύπτουν από μη γραμμικές εξισώσεις (4.4), (4.5) και (5.2). Ο υπολογισμός αυτών των εξισώσεων από τον επεξεργαστή που θα χρησιμοποιηθεί για την πειραματική επιβεβαίωση του ελέγχου, είναι μια διαδικασία η οποία απαιτεί υψηλό υπολογιστικό κόστος. Μια πρώτη προσέγγιση του υπολογισμού των ρευμάτων, ήταν η απλοποίηση της εξίσωσης με μαθηματικά εργαλεία, όπως είναι οι αριθμητικές επαναληπτικές μέθοδοι. Η απλοποιημένη εξίσωση της σχέσης (4.4) για τον υπολογισμό των ρευμάτων αναφοράς, δεν έδωσε τα επιθυμητά αποτελέσματα αφού δεν προσέγγιζαν ικανοποιητικά τις πραγματικές τιμές. Συνεπώς κρίθηκε σκόπιμο να υλοποιηθεί ο έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, με τη βοήθεια γραμμικού πίνακα αντιστοίχισης (LUT). Συγκεκριμένα, χρησιμοποιούνται δύο πίνακες, στους οποίους εισάγονται τα αποτελέσματα από την πεδιακή ανάλυση της μηχανής, τα οποία για τη συγκεκριμένη μηχανή φαίνονται στα σχήματα (5.2.1) και (5.2.2). Στο σχήμα (5.2.1) παρουσιάζεται το rms ρεύμα σε σχέση με τη ροπή ενώ στο σχήμα (5.2.2) δίνεται η γωνία ρεύματος  $\gamma$  σε σχέση με τη ροπή, για την ΜΤΡΑ

λειτουργία. Από τις σχέσεις  $i_q = I_\alpha \cos\gamma$  και  $i_d = -I_\alpha \sin\gamma$  υπολογίζονται τα ρεύματα ορθού και εγκάρσιου άξονα που εξασφαλίζουν την ΜΤΡΑ λειτουργία. Εάν δίνεται ως είσοδος του πίνακα αντιστοίχισης, τιμή ροπής η οποία δεν αντιστοιχεί σε καμία από τις τιμές εισόδου του πίνακα, τότε εκτελείται γραμμική παρεμβολή μεταξύ δύο των δυο κοντινότερων στοιχείων.



Σχήμα 5.2.1: Ρεύμα συναρτήσει ηλεκτρομαγνητικής ροπής για την ΜΤΡΑ λειτουργία [14],[15].



Σχήμα 5.2.2: Γωνία  $\gamma$  συναρτήσει ηλεκτρομαγνητικής ροπής για την ΜΤΡΑ λειτουργία [14],[15].

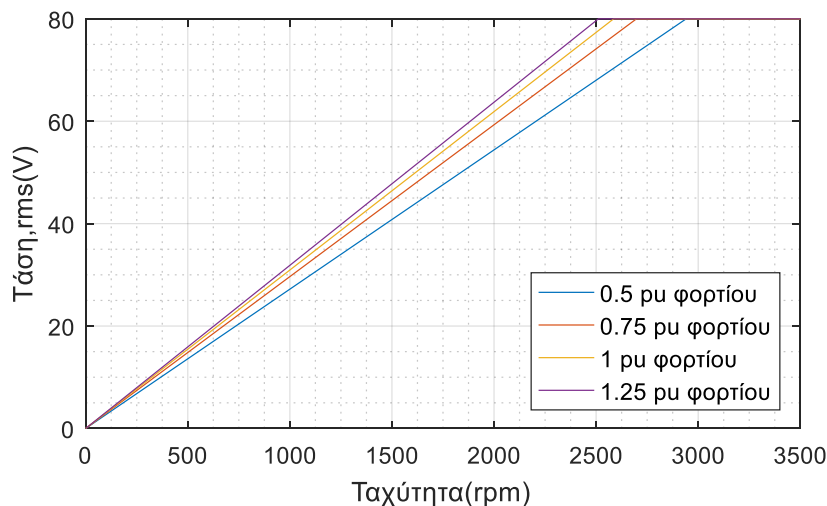
## 5.2.2 Μοντελοποίηση στρατηγικής εξασθένισης πεδίου

Με βάση την έως τώρα ανάλυση της στρατηγικής ελέγχου που πρόκειται να υλοποιηθεί, γίνεται εμφανές ότι το σύστημα θα πρέπει να αποφασίζει για το αν θα λειτουργεί στην περιοχή σταθερής ροπής ή στην περιοχή σταθερής ισχύος. Κριτήριο για την επιλογή της περιοχής λειτουργίας αποτελεί η ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα, η οποία εξαρτάται από τη DC τάση εισόδου του μετατροπέα. Η μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα που προκύπτει από την τεχνική διαμόρφωσης του αντιστροφέα με διανύσματα χώρου κατάστασης είναι  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$

. Η τάση  $V_{dc}$  που χρησιμοποιείται ως τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα έχει τιμή 150V. Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω, η μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι 86.60V τιμή πλάτους. Όπως αναλύθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο η τάση σε σχέση με την ταχύτητα του κινητήρα δίνεται από την εξίσωση (4.10). Αν δεν αγνοήσουμε την αντίσταση του στάτη αυτή η εξίσωση γράφεται ως:

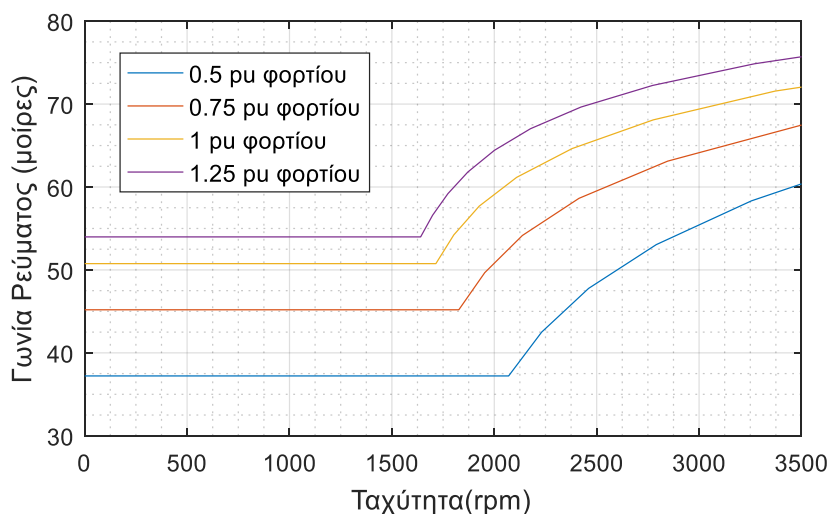
$$\left(R_s I_d - \omega_e L_q I_q\right)^2 + \left(R_s I_q + \omega_e \left(L_d I_d + \lambda_{pm}\right)\right)^2 = V_s^2 \quad (5.3)$$

Από την εξίσωση αυτή είναι εμφανές ότι ο υπολογισμός της τάσης εξαρτάται και από το φορτίο του κινητήρα. Η τάση της μηχανής συναρτήσει της ταχύτητας για μεγάλο εύρος στροφών και φορτίων δίνεται στο σχήμα (5.2.3). Οι καμπύλες του σχήματος εξήχθησαν μέσω πεδιακής ανάλυσης μέσω πεπερασμένων στοιχείων [14], [15] για τον υπό μελέτη κινητήρα. Για τη μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα και για φορτία μικρότερα από 1 pu, όπου για αυτά τα εύρη φορτίων θα εξεταστεί ο υπό μελέτη έλεγχος, υπολογίστηκε η ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα, η οποία είναι 2070 rpm.



Σχήμα 5.2.3 : Φασική τάση κινητήρα συναρτήσει της ταχύτητάς του[14],[15].

Όταν η ταχύτητα του κινητήρα είναι μικρότερη της ονομαστικής ταχύτητας ο έλεγχος βρίσκεται σε λειτουργία μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (ΜΤΡΑ), ενώ όταν είναι μεγαλύτερη από την ονομαστική ταχύτητα τότε εισέρχεται στην περιοχή εξασθένησης πεδίου (Field Weakening - FW). Στο σχήμα (5.2.4) φαίνεται η γωνία ρεύματος  $\gamma$  σε σχέση με τις στροφές του κινητήρα για τάση εισόδου του αντιστροφέα 150V και για λειτουργία σε μεγάλο εύρος στροφών και για ορισμένο εύρος φορτίων .



Σχήμα 5.2.4 : Γωνία ρεύματος συναρτήσει της ταχύτητας του κινητήρα[14],[15].

Από τις καμπύλες του σχήματος (5.2.4) υπολογίστηκε η μεταβολή της γωνίας ρεύματος, δηλαδή αναλόγως με τις στροφές υπολογίστηκε το ποσοστό μείωσης της τιμής του ρεύματος q άξονα και της αύξησης της τιμής του ρεύματος d άξονα ώστε να παραμένει σταθερή η ισχύς και να αυξηθούν οι στροφές του κινητήρα. Συγκεκριμένα, τα ρεύματα ορθού και εγκάρσιου άξονα υπολογίζονται από τις σχέσεις  $i_q = I_\alpha \cos \gamma$  και  $i_d = I_\alpha \sin \gamma$  όπου για την ΜΤΡΑ λειτουργία η γωνία  $\gamma$  είναι γνωστή για κάθε φορτίο σύμφωνα, με το σχήμα 5.2.2. Στη συνέχεια παρατηρείται πως ο τρόπος που μεταβάλλεται η γωνία, για την περιοχή εξασθένησης πεδίου, σε σχέση με το φορτίο είναι όμοιος για κάθε φορτίο. Συνεπώς με γνωστό το ρεύμα στην ΜΤΡΑ λειτουργία, παίρνοντας μια από τις καμπύλες φορτίου και συγκεκριμένα αυτή που αντιστοιχεί σε φορτίο 1 pu, υπολογίζονται τα ρεύματα q και d άξονα για την εξασθένηση



της προσομοίωσης του συστήματος που υλοποιήθηκε τέθηκαν  $K_p = 6.5$  και  $K_I = 800$ . Η παραπάνω ρύθμιση των κερδών εξασφαλίζει τη γρήγορη απόκριση του ελεγκτή με σχετικά μικρή υπερύψωση. Στις εξόδους των PI ελεγκτών εφαρμόζεται περιορισμός του ρεύματος στα 190A. Στο σημείο αυτό πρέπει να τονιστεί ότι λόγω του περιορισμού της εξόδου των ελεγκτών, εφαρμόζεται και ένας τρίτος όρος του ελεγκτή, ο οποίος ενεργοποιείται σε περίπτωση που περιοριστεί η τιμή της εξόδου του ελεγκτή ώστε το σύστημα να παραμείνει σε ευστάθεια. Η τιμή αυτού του κέρδους τίθεται ίση με τη τιμή κέρδους  $K_I$ . Το δομικό διάγραμμα του ελέγχου που αναλύθηκε παρουσιάζεται στο *σχήμα 5.2.5*.

Τέλος, τονίζεται ότι το μοντέλο της προσομοίωσης που αναπτύχθηκε, είναι ένα διακριτό μοντέλο όπου η περίοδος δειγματοληψίας του ελέγχου τέθηκε ίση με  $T_s = 10KHz$ . Οι βρόχοι ελέγχου πραγματοποιούνται σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας και η διακοπτική συχνότητα της SVPWM διαμόρφωσης επιλέχθηκε να είναι ίση με  $T_c = 6KHz$ . Περισσότερες πληροφορίες για το μοντέλο δίνονται στο παράρτημα.

Για να εξεταστεί η λειτουργική συμπεριφορά του κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου που αναλύθηκε νωρίτερα, εξετάστηκαν οι παρακάτω μεταβατικές καταστάσεις.

### **5.3 Μελέτη Επίδοσης του Κινητήρα σε Μεταβατική και Μόνιμη Κατάσταση.**

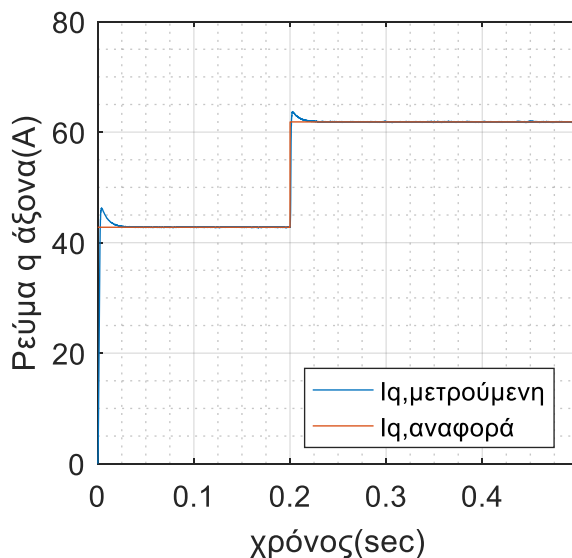
#### **5.3.1 Απόκριση ελέγχου σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας**

Για τη δοκιμή της βηματικής μεταβολής της ροπής του κινητήρα επιλέγεται ο κινητήρας να εκκινεί υπό φορτίο  $T_L = 10Nm$  με ροπή αναφοράς  $T_{e\_ref} = 25Nm$  και τη στιγμή  $T = 0.2 sec$  η ροπή αναφοράς μεταβάλλεται από  $T_{e\_ref} = 25Nm$  σε  $T_{e\_ref} = 45Nm$ , ενώ τη στιγμή  $T = 0.35 sec$  πραγματοποιείται βηματική μεταβολή του φορτίου από  $T_L = 10Nm$  σε  $T_L = 45Nm$ .

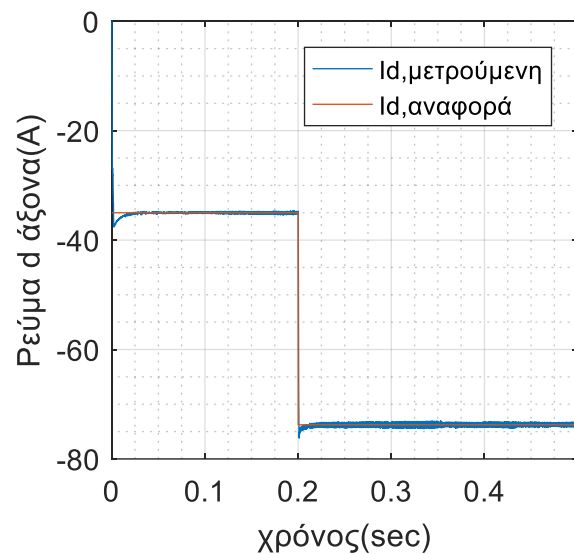
Στο *σχήμα 5.3.1* παρουσιάζεται η απόκριση του ρεύματος q άξονα κατά τη διάρκεια των παραπάνω μεταβατικών καταστάσεων. Όπως φαίνεται και στο *σχήμα 5.3.1*, κατά την εκκίνηση το ρεύμα εγκάρσιου άξονα λαμβάνει την τιμή αναφοράς  $i_{q\_ref} = 42.79A$  στο χρόνο  $T = 0.0325 sec$ , ενώ στο χρόνο  $T = 0.0036 sec$  παρατηρείται υπερύψωση που φτάνει την τιμή 46.2 A. Η κυμάτωση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα είναι  $\pm 0.035 A$ . Τη στιγμή  $T = 0.2 sec$  μεταβάλλεται η ροπή αναφοράς από  $T_{e\_ref} = 25 Nm$  στα  $T_{e\_ref} = 45 Nm$  γεγονός που μεταβάλλει και την τιμή του ρεύματος αναφοράς εγκάρσιου άξονα, από  $i_{q\_ref} = 42.79A$  σε  $i_{q\_ref} = 61.85A$ . Σε αυτή τη μεταβατική λειτουργία, το ρεύμα εγκάρσιου άξονα λαμβάνει την τιμή μόνιμης κατάστασης σε χρόνο 0.0285 sec ενώ η υπερύψωση που παρατηρείται είναι μικρή και φτάνει περίπου στα 63.68A τη στιγμή  $T = 0.2027 sec$ . Επιπλέον η κυμάτωση είναι  $\pm 0.08 A$ . Τη στιγμή  $T = 0.35 sec$  μεταβάλλεται το φορτίο από  $T_L = 25Nm$  σε  $T_L = 45Nm$  και όπως αναμένεται, δεν παρατηρείται μεταβολή του ρεύματος εγκάρσιου άξονα, αφού εκτελείται έλεγχος ροπής, οπότε ο ελεγκτής διατηρεί σταθερή τη ροπή και το ρεύμα στις μεταβολές του φορτίου.



Όμοια με την απόκριση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα, παρακάτω αναλύεται η απόκριση του ρεύματος ορθού άξονα (d-άξονα). Κατά την εκκίνηση το ρεύμα ορθού άξονα λαμβάνει την τιμή αναφοράς  $-35A$  σε χρόνο  $0.0272\text{ sec}$  και παρατηρείται υπερύψωση που φτάνει την τιμή  $-37.6A$  A τη στιγμή  $T = 0.0022\text{ sec}$ . Η κυμάτωση είναι ίση με  $\pm 0.255\text{ A}$ . Τη στιγμή  $T = 0.2\text{ sec}$ , όπου πραγματοποιείται η βηματική μεταβολή στη ροπή αναφοράς, παρατηρείται ότι το ρεύμα ορθού άξονα λαμβάνει τη νέα τιμή αναφοράς που είναι ίση με  $-73.76A$  σε χρονικό διάστημα  $0.0273\text{ sec}$ , ενώ παρατηρείται υπερύψωση ίση με  $-76.18A$  τη στιγμή  $T = 0.201\text{ sec}$ . Η κυμάτωση τώρα είναι ίση με  $\pm 0.57\text{ A}$ . Τέλος όπως παρατηρήθηκε και στο το ρεύμα εγκάρσιου άξονα έτσι και στο ρεύμα ορθού άξονα δεν παρατηρείται καμία μεταβολή κατά τη βηματική μεταβολή της ροπής του φορτίου που γίνεται τη στιγμή  $T = 0.35\text{ sec}$ .



Σχήμα 5.3.1 : Απόκριση ρεύματος q άξονα.

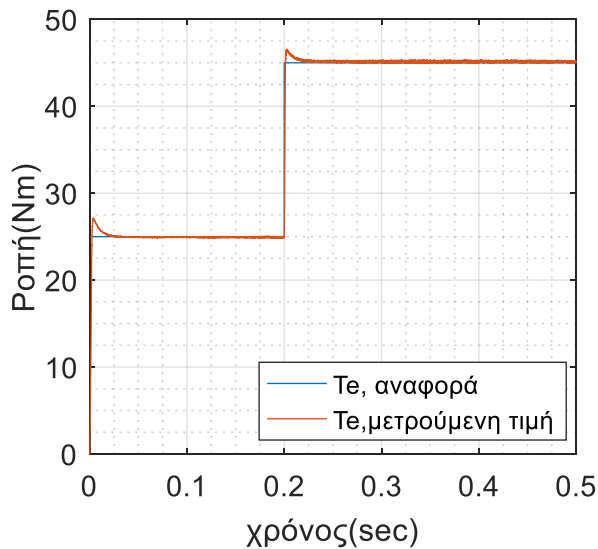


Σχήμα 5.3.2 : Απόκριση ρεύματος d άξονα.

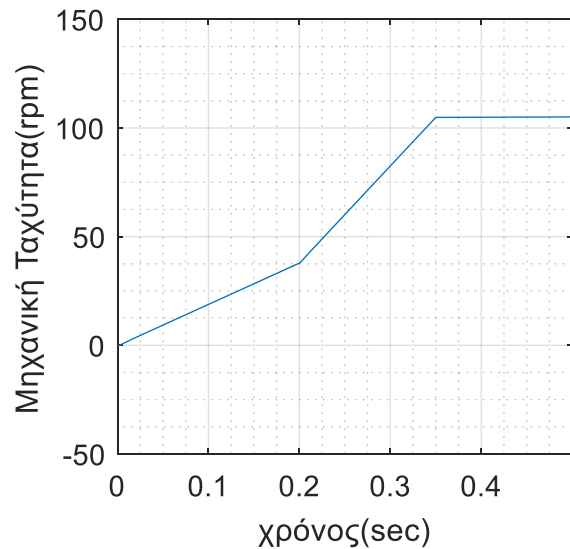
Στο σχήμα 5.3.3 παρουσιάζεται η απόκριση της ροπής, που όπως ήταν αναμενόμενο, είναι όμοια με αυτή του ρεύματος εγκάρσιου άξονα. Κατά την εκκίνηση η ροπή λαμβάνει τη ροπή αναφοράς, η οποία είναι  $25Nm$ , τη στιγμή  $T = 0.035\text{ sec}$ . Παρατηρείται μικρή υπερύψωση τη στιγμή  $T = 0.003968\text{ sec}$  η οποία φτάνει την τιμή  $27.11Nm$ . Τη στιγμή  $T = 0.2\text{ sec}$  που πραγματοποιείται η βηματική μεταβολή στη ροπή αναφοράς παρατηρούμε ότι η ροπή λαμβάνει την τελική τιμή της, που είναι ίση με  $45Nm$ , τη χρονική στιγμή  $T = 0.2355\text{ sec}$  ενώ η υπερύψωση που παρατηρείται είναι μικρή και φτάνει την τιμή  $46.39\text{ Nm}$  τη στιγμή  $T = 0.2029\text{ sec}$ . Τέλος, τη στιγμή  $T = 0.35\text{ sec}$  που πραγματοποιείται η βηματική μεταβολή του φορτίου παρατηρούμε ότι η ροπή δεν επηρεάζεται από αυτήν τη μεταβολή.

Στο σχήμα 5.3.4 παρουσιάζεται η απόκριση της ταχύτητας στις παραπάνω μεταβατικές καταστάσεις. Όπως παρατηρείται κατά την εκκίνηση η ταχύτητα αυξάνεται ενώ τη χρονική στιγμή  $T = 0.2\text{ sec}$  που αυξάνεται το γκάζι, δηλαδή η ροπή αναφοράς, η ταχύτητα αυξάνεται και πάλι αλλά με μεγαλύτερη επιτάχυνση. Τέλος τη χρονική στιγμή  $T = 0.35\text{ sec}$  όπου το φορτίο μεταβάλει την τιμή και συγκεκριμένα τη θέτει ίση με τη τιμή της ροπής αναφοράς παρατηρούμε ότι η ταχύτητα σταθεροποιείται και το σύστημα μεταβαίνει σε μόνιμη κατάσταση. Τέλος στο σχήμα 5.3.5 φαίνεται η μεταβολή του τριφασικού ρεύματος κατά τη

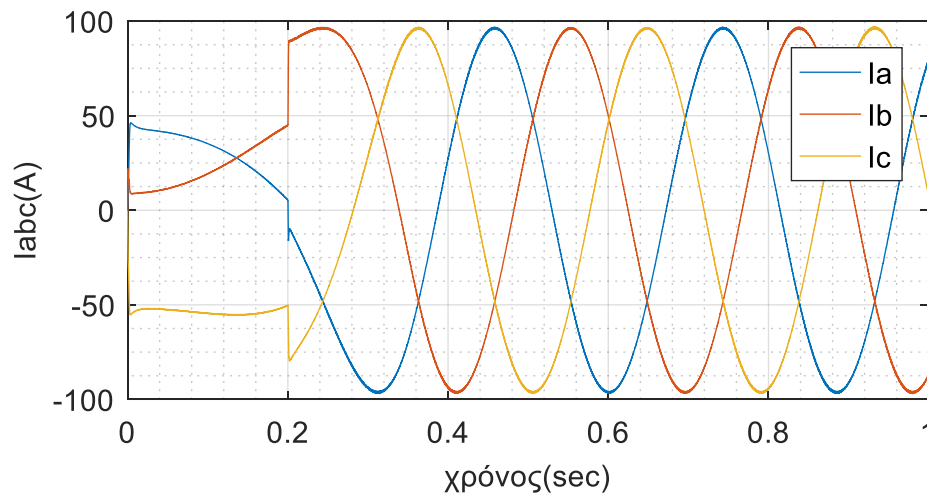
διάρκεια των παραπάνω μεταβατικών φαινομένων καθώς και κατά την τελική μόνιμη κατάσταση.



Σχήμα 5.3.3: Απόκριση ροπής.



Σχήμα 5.3.4: Απόκριση ταχύτητας.

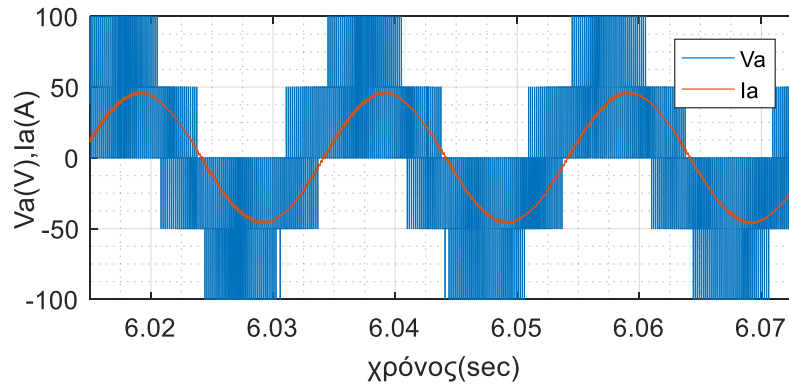


Σχήμα 5.3.5: Απόκριση τριφασικού ρεύματος.

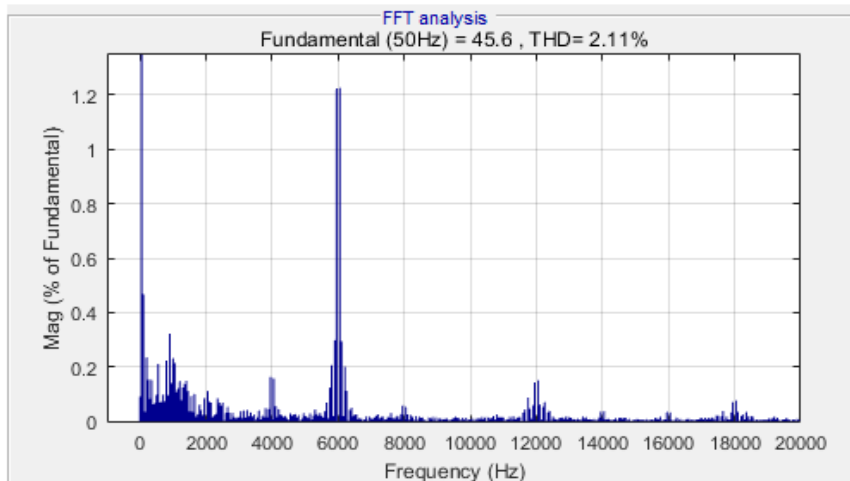
### 5.3.2 Αρμονική ανάλυση ρεύματος και τάσης

Για την αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος και της φασικής τάσης χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο FFT analysis της Matlab/Simulink. Αρχικά εξετάζεται το ρεύμα της φάσης a σε 1 κύκλο (1 περίοδο) θεμελιώδους συχνότητας 50Hz. Η συχνότητα αυτή αντιστοιχεί σε σταθερή λειτουργία του συστήματος στις 1500 στροφές ανά λεπτό. Στο σχήμα 5.3.6 παρουσιάζεται η τάση και το ρεύμα της λειτουργία αυτής, για την οποία θα γίνει παρακάτω η αρμονική ανάλυση. Στο σχήμα 5.3.7 φαίνονται τα αποτελέσματα της αρμονικής ανάλυσης για το φασικό ρεύμα ενώ στο σχήμα 5.3.8 φαίνονται τα αποτελέσματα της αρμονικής ανάλυσης στη φασική τάση. Η εξέταση της αρμονικής ανάλυσης του ρεύματος αναδεικνύει το καλό αρμονικό περιεχόμενο που δημιουργεί η τεχνική ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με την τεχνική διαμόρφωσης τάσης μέσω διανυσμάτων χώρου. Από την αρμονική ανάλυση υπολογίστηκε ο δείκτης ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του

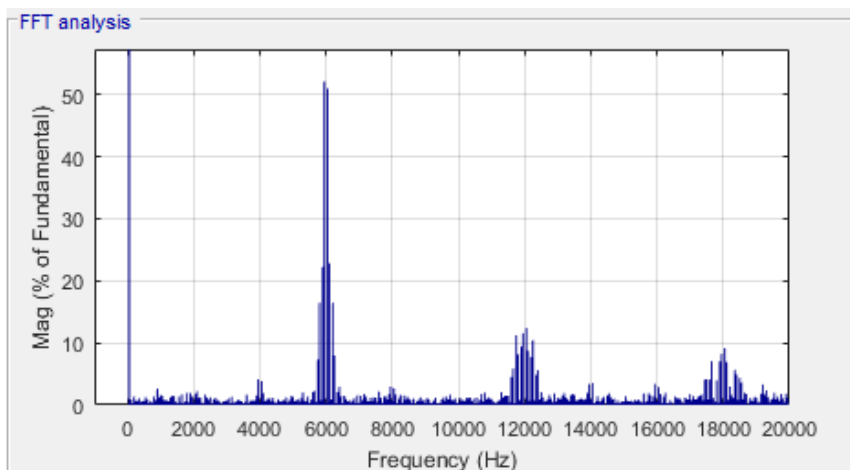
ρεύματος ότι είναι ίσος με  $THD=2.11\%$ . Επιπλέον από τα σχήματα 5.3.7 και 5.3.8 παρατηρείται ότι η κυρίαρχη αρμονική βρίσκεται κοντά στη διακοπτική συχνότητα που είναι τα 6KHz. Τέλος, με τη βοήθεια της αρμονικής ανάλυσης υπολογίστηκε και ο συντελεστής ισχύος όποιος είναι  $SI=0.858$ .



**Σχήμα 5.3.6 : Φασική τάση και ρεύμα μόνιμης κατάστασης.**



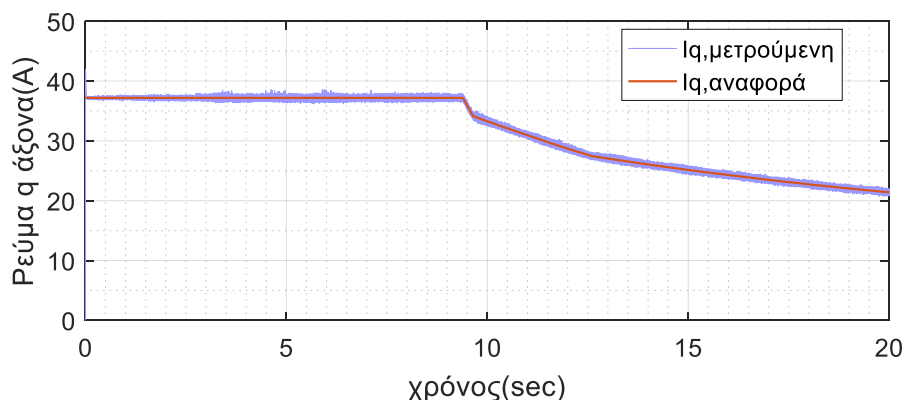
**Σχήμα 5.3.7: Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος.**



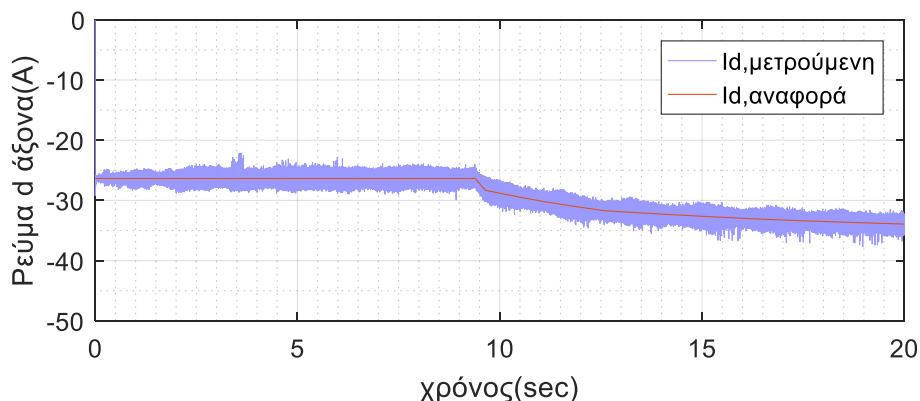
**Σχήμα 5.3.8: Αρμονική ανάλυση φασικής τάσης.**

### 5.3.3 Επιβεβαίωση της τεχνικής εξασθένισης πεδίου

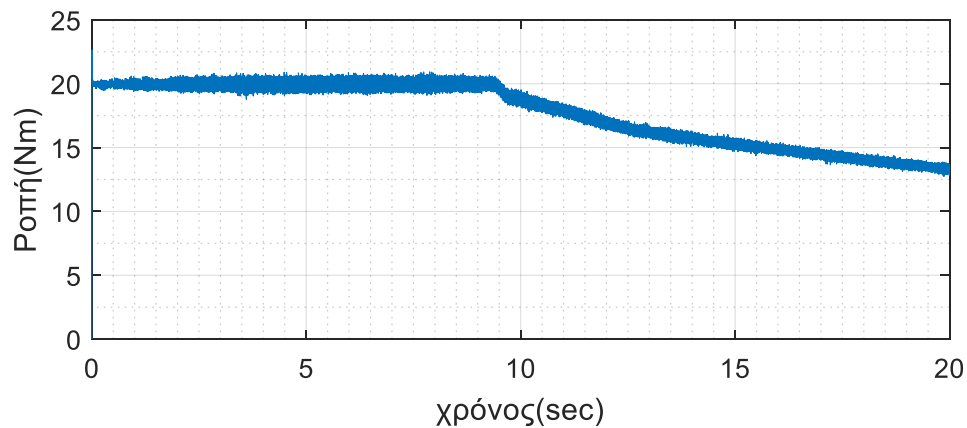
Για την εξέταση της λειτουργίας του ελέγχου στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, δίνεται στην είσοδο του συστήματος ροπή αναφοράς 20Nm και ροπή φορτίου 2Nm για να αυξηθεί η ταχύτητα της μηχανής και το σύστημά να ξεπεράσει τις ονομαστικές στροφές. Στο σχήμα 5.3.9 φαίνεται η απόκριση του ρεύματος  $i_q$  άξονα. Ο κινητήρας εκκινεί και ρεύμα ορθού άξονα παρουσιάζει τη στιγμή  $T=0.0043\text{sec}$  υπερύψωση που φτάνει την τιμή 41.97A, ενώ τη στιγμή 0.036sec λαμβάνει την τιμή αναφοράς 37.18 A. Επιπλέον υπολογίζεται η κυμάτωση του ρεύματος  $i_q$  άξονα ότι είναι  $\pm 0.75\text{A}$ . Όμοια για το ρεύμα  $i_d$  άξονα υπολογίζεται ότι τη στιγμή 0.0022 sec παρουσιάζει υπερύψωση -29.13A και λαμβάνει την τιμή αναφοράς (26,36A) τη στιγμή 0.028 sec. Η κυμάτωση του ρεύματος ορθού άξονα υπολογίζεται  $\pm 1.3\text{A}$ . Στο σχήμα 5.3.11 παρατηρούμε ότι η ροπή παρουσιάζει υπερύψωση 22.35Nm τη χρονική στιγμή 0.0038sec, ενώ τη στιγμή 0.032sec η ροπή λαμβάνει την τιμή αναφοράς της. Η κυμάτωση της ροπή υπολογίστηκε  $\pm 0.55\text{ Nm}$ . Στα σχήματα 5.3.12 (α) και 5.3.12 (β) παρουσιάζεται η απόκριση της ισχύος και της ταχύτητας αντίστοιχα. Παρατηρείται ότι τη χρονική στιγμή 9.4 sec η ταχύτητα φτάνει την ονομαστική της τιμή. Στο σχήμα 5.3.11 παρατηρείται ότι την ίδια ακριβώς στιγμή η ροπή αρχίζει να μειώνεται και ακολουθεί την ίδια μεταβολή που ακολουθεί και το ρεύμα του  $i_q$  άξονα. Στο σχήμα 5.3.12 (α) παρατηρείται ότι η ισχύς αρχίζει να διατηρείται σταθερή ενώ παράλληλα η ταχύτητα του κινητήρα συνεχίζει να αυξάνεται. Σύμφωνα με τις παραπάνω παρατηρήσεις ο έλεγχος έχει εισέλθει στην περιοχή εξασθένισης πεδίου ή όπως αλλιώς ονομάζεται, στην περιοχή σταθερής ισχύος.



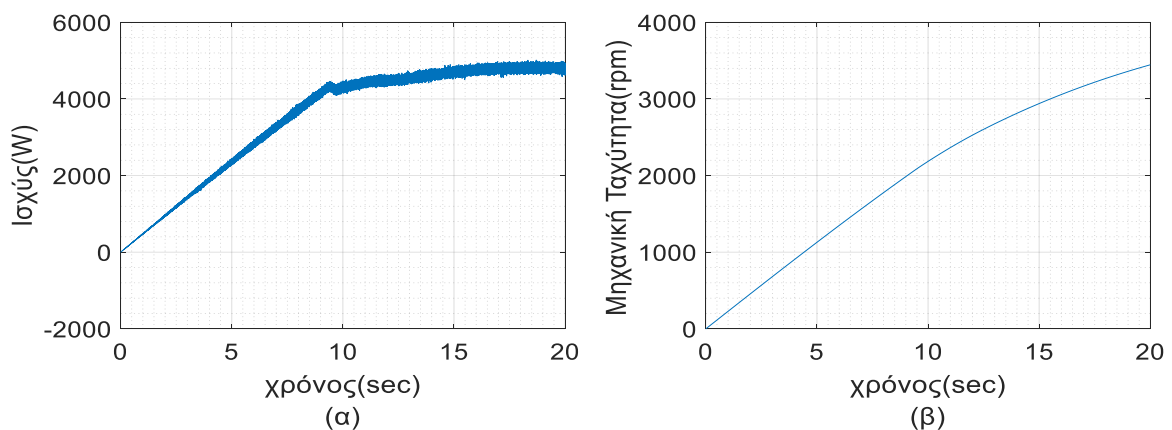
Σχήμα 5.3.9: Απόκριση ρεύματος  $i_q$  άξονα.



Σχήμα 5.3.10 : Απόκριση ρεύματος  $i_d$  άξονα.



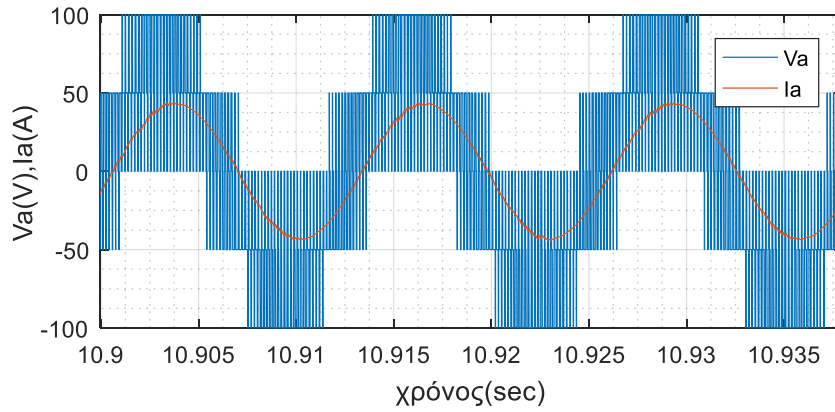
Σχήμα 5.3.11: Απόκριση ροπής.



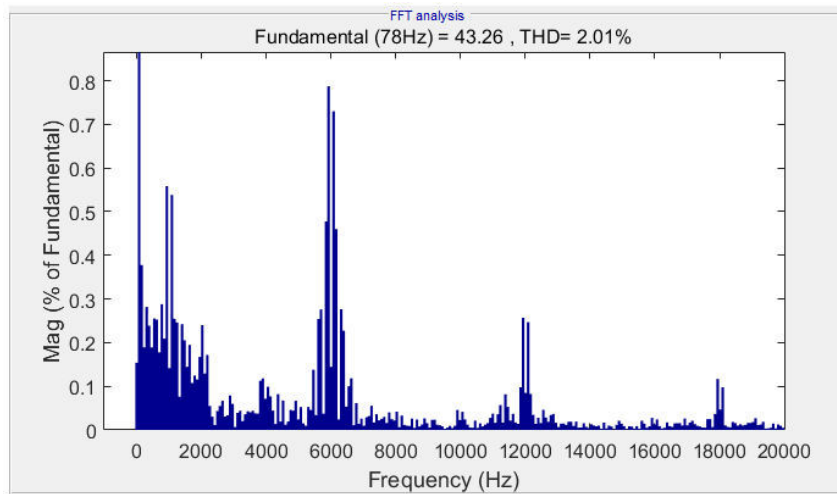
Σχήμα 5.3.12: (α) Απόκριση Ισχύος, (β) Απόκριση ταχύτητας.

### 5.3.4 Αρμονική ανάλυση στην περιοχή σταθερής ισχύος.

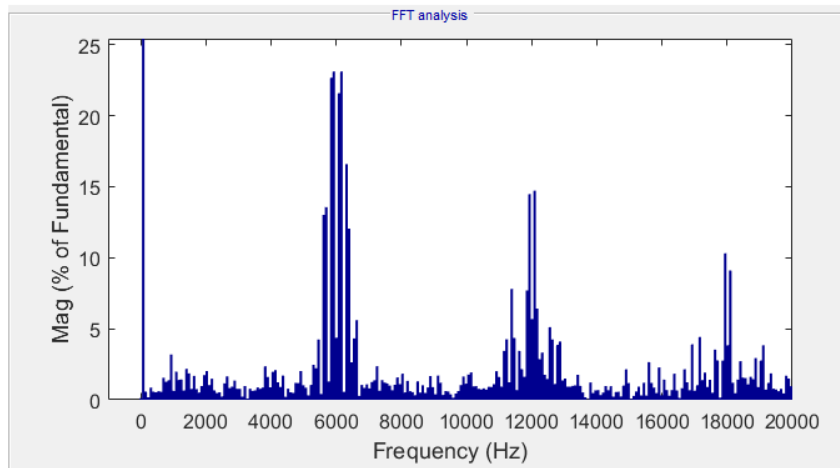
Στο σχήμα 5.3.13 φαίνεται η φασική τάση και το ρεύμα όταν ο κινητήρας στρέφεται σταθερά με 2340 στροφές το λεπτό και αντιστοιχεί σε 78Hz θεμελιώδη ηλεκτρική συχνότητα. Στην κατάσταση αυτή, ο κινητήρας βρίσκεται στην περιοχή εξασθένισης πεδίου και η αρμονική ανάλυση της τάσης και του ρεύματος δίνονται στο σχήμα 5.3.14 και 5.3.15. Ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης υπολογίζεται ίσος με THD=2.01%. Επιπλέον, με τη βοήθεια της αρμονικής ανάλυσης υπολογίζεται ο συντελεστής ισχύος ίσος με  $\text{SI}=0.94$ . Σε αυτό το σημείο αξίζει να επισημάνουμε ότι όταν ο έλεγχος του συστήματος εισέρχεται στην περιοχή εξασθένισης πεδίου τότε η μεταβολή που πραγματοποιείται στη γωνία του ρεύματος για την ικανοποίηση των απαιτήσεων της τάσης, προκαλεί μεταβολή και στο συντελεστή ισχύος. Στο σχήμα 5.3.16 παρουσιάζονται οι καμπύλες του συντελεστή ισχύος συναρτήσει της ταχύτητας που έχουν προκύψει από την πεδιακή ανάλυση μέσω πεπερασμένων στοιχείων [14], [15] για τον υπό μελέτη κινητήρα. Από τις καμπύλες αυτές παρατηρούμε ότι ο συντελεστής ισχύος παραμένει σταθερός, για σταθερό φορτίο, όσο ο έλεγχος βρίσκεται στην περιοχή σταθερής ροπής, ενώ όταν ο έλεγχος εισέλθει στην περιοχή σταθερής ισχύος τότε παρατηρείται αύξηση του συντελεστή ισχύος.



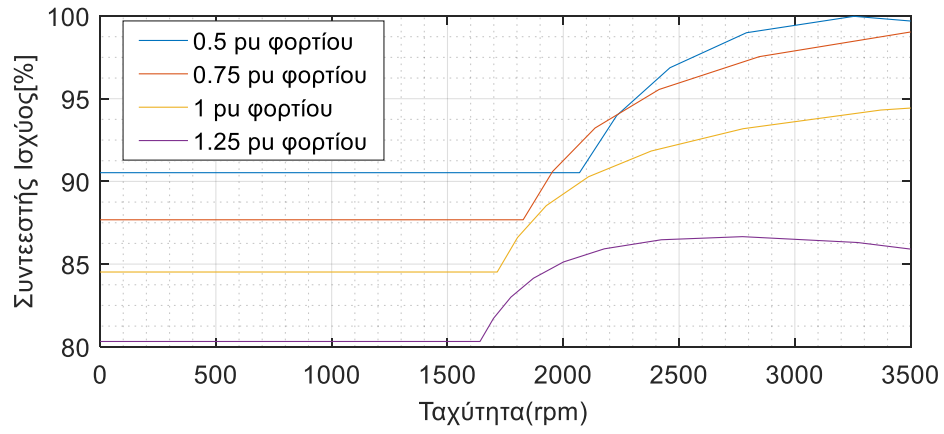
Σχήμα 5.3.13 : Φασική τάση και ρεύμα μόνιμης κατάστασης.



Σχήμα 5.3.14 : Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος.



Σχήμα 5.3.15 : Αρμονική ανάλυση φασικής τάσης.



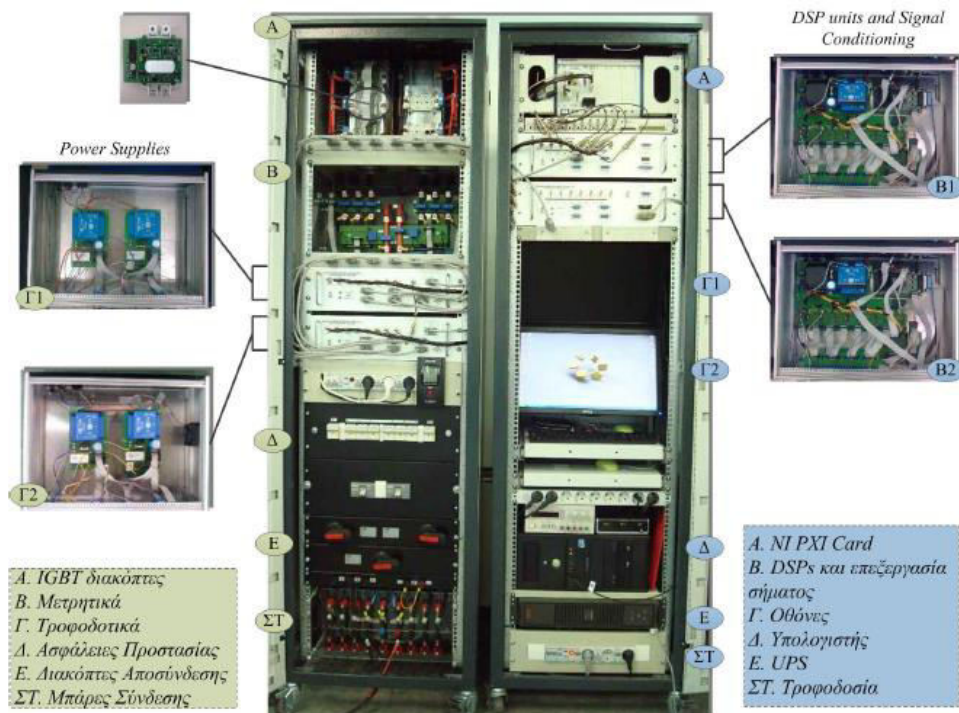
**Σχήμα 5.3.16: Συντελεστής ισχύος συναρτήσει ταχύτητας[14],[15].**



### Υλοποίηση Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου

#### 6.1 Περιγραφή Πειραματικής Διάταξης

Για την πειραματική επιβεβαίωση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου που προηγήθηκε, χρησιμοποιήθηκε η πρότυπη πειραματική [29], [30] διάταξη ελέγχου και μετρήσεων ηλεκτροκινητήρων, του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος η οποία απεικονίζεται στο *σχήμα 6.1*. Η διάταξη αποτελείται από δύο ξεχωριστές μονάδες. Η πρώτη μονάδα (δεξιά) είναι η μονάδα ελέγχου και απαρτίζεται κυρίως από ηλεκτρονικές συσκευές. Η δεύτερη μονάδα (αριστερά) αποτελεί το κύκλωμα ισχύος. Οι δύο μονάδες είναι διακριτές μονάδες, δηλαδή η μονάδα ελέγχου είναι δυνατόν να χρησιμοποιείται αυτόνομα, χωρίς να είναι απαραίτητη η μονάδα ισχύος και μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κάθε εφαρμογή ελέγχου, ανεξάρτητα από το κύκλωμα ισχύος. Οι δύο μονάδες συνδέονται μεταξύ τους με BNC connectors έτσι ώστε τα σήματα ελέγχου να στέλνονται στο κύκλωμα ισχύος και τα σήματα από τα μετρητικά του κυκλώματος ισχύος, να στέλνονται στη μονάδα ελέγχου.



**Σχήμα 6.1** Πρότυπη πειραματική διάταξη ελέγχου ηλεκτροκινητήρων : Μονάδα ελέγχου (δεξιά), Μονάδα ισχύος (αριστερά)[30].



**Μονάδα ελέγχου**

Η μονάδα ελέγχου αποτελεί το τμήμα εκείνο της διάταξης, που είναι υπεύθυνο για την οδήγηση των διακοπτικών στοιχείων των μετατροπέων, που βρίσκονται στη μονάδα ισχύος. Η μονάδα ελέγχου περιλαμβάνει:

- Δύο ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (DSP), TMS320F2812 της Texas Instruments.
- Ηλεκτρονικό Υπολογιστή για την ανάπτυξη του κώδικα μέσω της πλατφόρμας Code composer studio της Texas Instruments, η οποία μπορεί να συνδεθεί και με το λογισμικό Matlab/Simulink επιτρέποντας την ανάπτυξη γραφικού περιβάλλοντος προγραμματισμού.
- Κύκλωμα ελέγχου και περιορισμού των σημάτων εισόδου και εξόδου από τους δύο επεξεργαστές.
- Προστασία του συστήματος μέσω αδιάλειπτης παροχής ενέργειας.

**Μονάδα Ισχύος**

Η μονάδα Ισχύος περιλαμβάνει το κύκλωμα ισχύος το οποίο αποτελείται από:

- Δύο πλήρεις τριφασικές γέφυρες αποτελούμενες από δώδεκα IGBTs διακόπτες, τύπου SEMiX202GB12E4s.
- Οδήγηση και προστασία διακοπών μέσω πλακετών skyper 32pro και adapter board.
- Έξι μετρητικά τάσεως και ρεύματος AC.
- Δύο μετρητικά τάσεως και ρεύματος DC.
- Κύκλωμα τροφοδοσίας και απομόνωσης παλμών των σημάτων.
- Προστασία μέσω ασφαλειών και αυτόματων διακοπών ισχύος.
- Διακόπτες απομόνωσης του DC ζυγού τάσης για την κάθε μια γέφυρα.
- Συσκευή αδιάλειπτης παροχής ενέργειας.
- Μπάρες σύνδεσης AC/DC.

**6.2 Περιγραφή της μονάδας Ελέγχου**

Στη συγκεκριμένη πειραματική διάταξη, για την οδήγηση του ηλεκτρικού κινητήρα, αρχικά αναπτύσσεται ο κώδικας της επιθυμητής τεχνικής ελέγχου, στο συγκεκριμένο μικροεπεξεργαστή, σε κώδικα C ή σε γραφικό περιβάλλον προγραμματισμού. Στη συνέχεια ο κώδικας μεταφέρεται στο μικροεπεξεργαστή σε γλώσσα μηχανής μέσω J-Tag πρωτοκόλλου επικοινωνίας. Τα σήματα προς έλεγχο, που λαμβάνονται από τα μετρητικά ρεύματος και τάσης της μονάδας ισχύος, αφού πρώτα υποστούν επεξεργασία από κατάλληλο κύκλωμα που βρίσκεται στη μονάδα ελέγχου στη συνέχεια κατευθύνονται προς τον μικροεπεξεργαστή. Ο μικροεπεξεργαστής στη συνέχεια αποφασίζει βάσει της τεχνικής ελέγχου για την κατάσταση των ημιαγωγών στοιχείων του αντιστροφέα της μονάδας ισχύος.

### 6.2.1 Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος TMS320F2812



Σχήμα 6.2.1: Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος TMS320F2812 και πλατφόρμα eZdsp F2812.

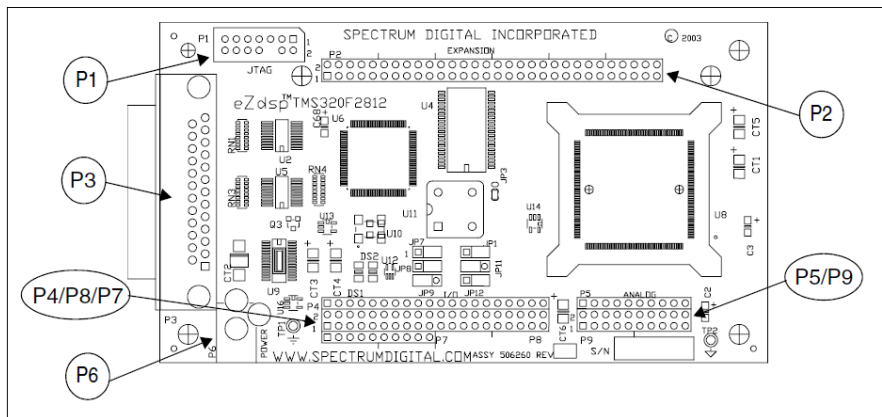
Ο DSP επεξεργαστής TMS320F2812 [27] αποτελεί επεξεργαστή ειδικού σκοπού που έχει πρωτίστως σχεδιαστεί για εφαρμογές ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων. Ο TMS320F2812 τοποθετείται στην έτοιμη πλακέτα eZDSP F2812 της Spectrum Digital η οποία ενσωματώνει παράλληλη θύρα επικοινωνιών και επέκταση τύπου J-Tag. Τα βασικά χαρακτηριστικά της είναι:

- Συχνότητα λειτουργίας μικροεπεξεργαστή 150MHz(cycle time of 6.67ns)
- CPU 32 bit , αρχιτεκτονική Harvard
- 8K λέξεις στην ενσωματωμένη μνήμη RAM
- 128K λέξεις στην ενσωματωμένη μνήμη Flash
- 12 bit ανάλυση ADC, 16 κανάλια, 25 MHz συχνότητα δειγματοληψίας

Η πλακέτα αυτή είναι μια πλακέτα αυτόνομης λειτουργίας που επιτρέπει τη λειτουργία με τον μικροεπεξεργαστή. Η τυπωμένη πλακέτα παρουσιάζεται στο *σχήμα 6.2.2* μαζί με τη θέση των σημαντικών βυσμάτων σύνδεσης . Οι σημαντικότερες συνδέσεις είναι:

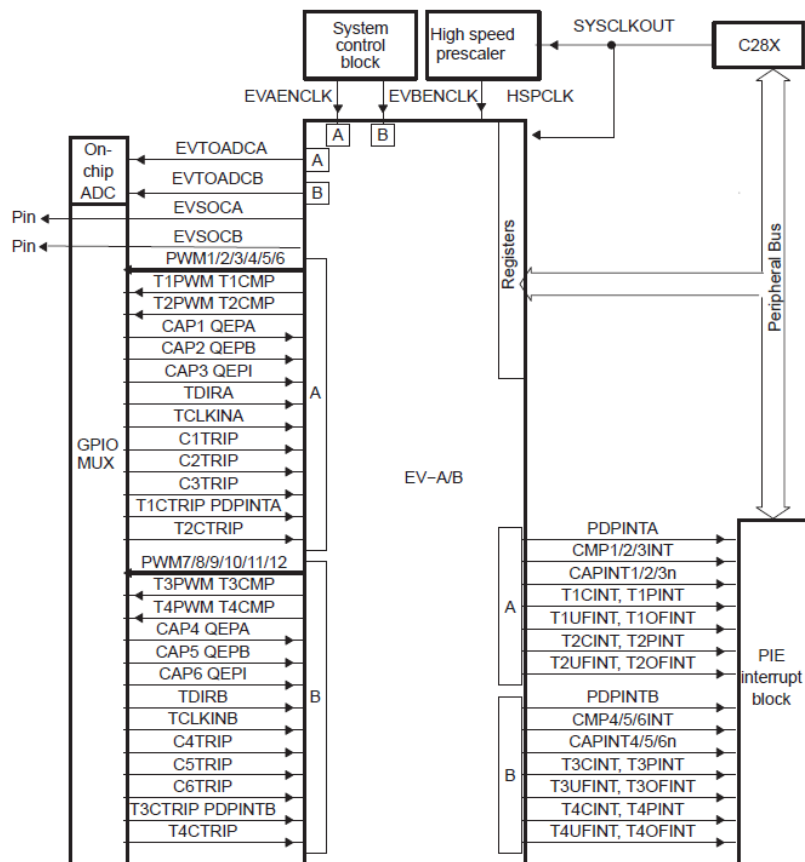
- P1 : J-Tag interface
- P2 : Θύρα επέκτασης
- P3 : Παράλληλη θύρα
- P4/P8/P7: Ψηφιακές είσοδοι/έξοδοι
- P5/P9 : Αναλογική διεπαφή
- P6 : Σύνδεση τροφοδοσίας

Τα βύσματα σύνδεσης που παρουσιάζονται πάνω στην τυπωμένη πλακέτα περιγράφονται λεπτομερώς στο [23].



Σχήμα 6.2.2 Τυπωμένη πλακέτα ψηφιακής πλατφόρμας eZDSP.

Ο DSP επεξεργαστής βασίζει τη λειτουργία του σε 2 πανομοιότυπες μονάδες «διαχείριση γεγονότων» (Event Manager Modules A-B) οι οποίες επικοινωνούν με άλλες συσκευές του επεξεργαστή μέσω κοινού διαύλου επικοινωνίας. Εκτεταμένη περιγραφή της δομής παρέχεται στην αναφορά [22]. Οι μονάδες Event Manager παρέχουν ένα ευρύ φάσμα συναρτήσεων και χαρακτηριστικών που είναι χρήσιμα, ειδικά σε εφαρμογές ελέγχου κινητήρων. Οι μονάδες Event Manager περιλαμβάνουν γενικού σκοπού μετρητές χρόνου (timers-GP), PWM μονάδες, capture units, και κυκλώματα quadrature-encoder pulse (QEP). Στο σχήμα 6.2.3 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα των περιφερικών «μονάδων διαχείρισης γεγονότων» EVA και EVB.



Σχήμα 6.2.3 : Δομικό διάγραμμα περιφερειακών “Event Manager”, EVA-EVB

Παρακάτω περιγράφονται μερικές από τις βασικές περιφερειακές λειτουργίες των Event Manager που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική εργασία:

- **Μετρητές Χρόνου (Timer module)**

Ο TMS320F2812 διαθέτει τέσσερις ανεξάρτητους timers (δύο για κάθε Event Manager, τους timers 1 / 2 για τον EVA και τους timers 3 / 4 για τον EVB), οι οποίοι είναι απαραίτητοι για εφαρμογές ελέγχου κινητήρων. Η μέτρηση τους μπορεί να είναι μέτρηση προς τα πάνω ή μέτρηση προς τα κάτω με ακρίβεια 16-bit. Η δυνατότητα αυτή του επεξεργαστή, δηλαδή να διαθέτει τέσσερις ανεξάρτητους timers, είναι καθοριστική για την κατανομή των σημάτων, καθώς κάποιες από τις λειτουργίες δεσμεύουν συγκεκριμένους μετρητές χρόνου. Κάθε λειτουργία του επεξεργαστή στηρίζεται πάνω σε μια βάση χρόνου (time base) έτσι ώστε όλες οι λειτουργίες να μένουν συγχρονισμένες. Χωρίς αυτές τις βάσεις χρόνου δεν θα μπορούσαμε να ξέρουμε πότε ακριβώς πρέπει να γίνει μια συγκεκριμένη λειτουργία. Οι μετρητές χρόνου είναι καταχωρητές (registers) και η τιμή τους αυξάνεται ή μειώνεται αυτόματα. Ο TMS320F2812 διαθέτει timers με ακρίβεια 16-bit που σημαίνει ότι ο timer είναι ικανός να μετρήσει  $2^{16} = 65536$  κύκλους ρολογιού, από το 0 μέχρι το 65535.

- **Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)**

Ένα PWM σήμα είναι μια ακολουθία παλμών με μεταβαλλόμενο εύρος παλμών. Οι παλμοί κατανέμονται σε μια συγκεκριμένη περίοδο έτσι ώστε να υπάρχει ένας παλμός σε κάθε περίοδο. Αύτη η συγκεκριμένη περίοδος ονομάζεται PWM περίοδος ή περίοδος φέροντος (carrier). Το εύρος των PWM παλμών καθορίζεται ή διαμορφώνεται από παλμό σε παλμό σύμφωνα με μια άλλη ακολουθία επιθυμητών τιμών, που αποτελεί το σήμα διαμόρφωσης. Σε ένα σύστημα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων, τα PWM σήματα χρησιμοποιούνται για να ελέγξουν τον χρόνο αγωγής ή σβέσης των ημιαγωγών στοιχείων τα οποία μεταφέρουν το επιθυμητό ρεύμα και την επιθυμητή ενέργεια στα τυλίγματα του κινητήρα. Το σχήμα και η συχνότητα των φασικών ρευμάτων καθώς και η ποσότητα της ενέργειας που μεταφέρεται στα τυλίγματα του κινητήρα ελέγχουν την επιθυμητή ταχύτητα και ροπή του κινητήρα. Σε αυτή την περίπτωση η εντολή τάσης ή ρεύματος που δίνεται στον κινητήρα είναι το σήμα διαμόρφωσης. Η συχνότητα του σήματος διαμόρφωσης τυπικά είναι πολύ μικρότερη από το συχνότητα του φέροντος σήματος.

Για να δημιουργηθούν τα PWM σήματα στον μικροεπεξεργαστή χρειάζεται ένας μετρητής χρόνου (timer) ο οποίος θα επαναλαμβάνει την καταμέτρηση μιας περιόδου που είναι η PWM περίοδος. Επιπλέον χρησιμοποιείται ένας καταχωρητής (register) σύγκρισης, ο οποίος περιέχει την τιμή του σήματος διαμόρφωσης. Η τιμή του καταχωρητή σύγκρισης, συγκρίνεται συνεχώς με την τιμή του καταχωρητή του μετρητή χρόνου και όταν οι τιμές αυτές είναι ίδιες συμβαίνει μια μετάβαση (από low σε high ή αντίστροφα) στην έξοδο που σχετίζεται με αυτή τη σύγκριση. Όταν συμβεί για δεύτερη φορά οι τιμές των δύο καταχωρητών να είναι ίδιες ή όταν τελειώσει η PWM περίοδος, τότε συμβαίνει ακόμα μια μετάβαση στην έξοδο. Με αυτό τον τρόπο δημιουργείται ένας παλμός στην έξοδο του οποίου η διάρκεια αγωγής είναι ανάλογη της τιμής που περιέχει ο καταχωρητής σύγκρισης. Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται για κάθε περίοδο με διαφορετικές τιμές σύγκρισης που περιέχονται στον

καταχωρητή σύγκρισης. Επιπλέον επειδή πρέπει να αποφεύγεται η ταυτόχρονη αγωγή των δύο διακοπών που βρίσκονται σε μια φάση του αντιστροφέα, ο επεξεργαστής διαθέτει στο κύκλωμα της PWM, και μονάδα νεκρής ζώνης (dead-band unit) που επιτρέπει την καθυστέρηση μεταξύ της αγωγής του ενός και της σβέσης του άλλου διακόπτη που βρίσκονται στην ίδια ημιγέφυρα.

Ο TMS320F2812 διαθέτει 16 ισοδύναμα κανάλια-εξόδους για την διαμόρφωση εύρους παλμών. Κάθε κανάλι μπορεί να προγραμματιστεί ανεξάρτητα ή μπορούν να προγραμματιστούν ως συμπληρωματικά ζεύγη. Η PWM μονάδα χρησιμοποιεί timers για την παραγωγή των PWM παλμών και συγκεκριμένα τον timer 1 για τον EVA και τον timer 3 για τον EVB. Επιπλέον ο TMS320F2812 διαθέτει και κατάλληλη μονάδα για δημιουργία της τεχνικής SVPWM.

- **Μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC)**

Ο TMS320F2812 διαθέτει 16 κανάλια μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό [24] μοιρασμένα σε 2 ομάδες των 8 για κάθε event manager. Οι δύο μονάδες των 8 καναλιών μπορούν να συνδεθούν διαδοχικά σε μια μονάδα των 16 καναλιών. Αν και στο κύκλωμα του ADC υπάρχουν 16 κανάλια εισόδου, υπάρχει μόνο μια μονάδα μετατροπής ADC και μόνο δύο κυκλώματα sequencer. Τα 16 κανάλια πηγαίνουν σε εσωτερικούς πολυπλέκτες που σημαίνει ότι υφίστανται διαδοχική επεξεργασία. Για να γίνει η μετατροπή από την αναλογική τιμή στη ψηφιακή ο ADC πρέπει να βεβαιωθεί ότι κατά τη διάρκεια της μετατροπής δεν έχει γίνει καμία αλλαγή στην αναλογική τάση εισόδου, διαφορετικά το αποτέλεσμα της ψηφιακής τιμής θα είναι εσφαλμένο και για αυτό το σκοπό υπάρχει μια εσωτερική μονάδα που ονομάζεται «sample and hold». Ο συγκεκριμένος μικροεπεξεργαστής έχει δύο τέτοιες μονάδες, μια για κάθε 8 κανάλια και μπορούν να λειτουργούν παράλληλα γεγονός που μας επιτρέπει να μετατρέψουμε δύο σήματα εισαγωγής την ίδια στιγμή, όπως για παράδειγμα τα ρεύματα δύο φάσεων του κινητήρα. Ο ADC συνεχίζει τη μετατροπή του επόμενου καναλιού αφού έχει τελειώσει η μετατροπή του προηγούμενου. Η μετατροπή κάθε καναλιού τοποθετείται σε συγκεκριμένο καταχωρητή αποτελεσμάτων. Κάθε κανάλι έχει ακρίβεια (resolution) 12-bit και συχνότητα δειγματοληψίας 25MHz. Η είσοδος κάθε αναλογικού σήματος πρέπει να κυμαίνεται στην περιοχή 0-3V. Η τιμή της εξόδου από τον ADC υπολογίζεται ως :

$$\Psi\eta\phi\iota\alpha\kappa\acute{\eta}\ \tau\iota\mu\acute{\eta}=4095\frac{\tau\iota\mu\acute{\eta}\ \text{Εισόδου Αναλογικής Τάσης-ADCLO}}{3} \quad (6.1)$$

Η τιμή 4095 προέρχεται από την ακρίβεια των 12-bit μείον 1, δηλαδή  $2^{12} - 1 = 4095$ . Το ADCLO είναι η τάση που έχει συνδεθεί με την αναλογική γείωση.

- **RTDX (Real Time Data Exchange)**

Ο TMS320F2812 υποστηρίζει εναλλαγή δεδομένων σε πραγματικό χρόνο. Το κανάλι επικοινωνίας RTDX [26] δίνει τη δυνατότητα συνεχής εναλλαγής δεδομένων από και προς τον επεξεργαστή, με την ελάχιστη διαταραχή της εφαρμογής. Τα δεδομένα μπορούν να εναλλάσσονται μεταξύ ενός υπολογιστή (host computer) και ενός DSP επεξεργαστή (target

system) χωρίς να διακόπτεται η εφαρμογή. Το κανάλι RTDX είναι πολύ χρήσιμο κατά τη διάρκεια της δοκιμαστικής λειτουργίας της τεχνικής του ελέγχου, χρησιμοποιείται όμως μόνο για μεταβλητές που δεν αλλάζουν τιμές με μεγάλη συχνότητα, επειδή καταναλώνει σημαντικούς πόρους από τον μικροεπεξεργαστή και μπορεί να προκαλέσει ανεπιθύμητα αποτελέσματα στη ροή εκτέλεσης του κώδικα.

### **Ανάπτυξη του κώδικα ελέγχου .**

Το λογισμικό Simulink παρέχει τη δυνατότητα ανάπτυξης αλγορίθμων με γραφική μέθοδο, διασυνδέοντας υπο-μονάδες κώδικα (blocks). Η υλοποίηση του κώδικα ελέγχου πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink χρησιμοποιώντας τις βιβλιοθήκες Texas Instrument C2000/C281x και Optimization/IQ math και DMC. Οι βιβλιοθήκες αυτές είναι αφιερωμένες στη λειτουργία του συγκεκριμένου επεξεργαστή. Για την ανάπτυξη του κώδικα που υλοποιεί τον διανυσματικό ελεγκτή στον DSP χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο περιβάλλον ανάπτυξης Code Composer Studio. Το λογισμικό Code Composer Studio μεταγλωττίζει τον ελεγκτή από ανώτερη γλώσσα προγραμματισμού Simulink όπου είναι γραμμένος, σε γλώσσα προγραμματισμού C. Επιπλέον, ο κώδικας που παράγεται από τα μπλοκ που βρίσκονται στις βιβλιοθήκες IQ math και DMC είναι κώδικας που παράγεται απευθείας σε γλώσσα assembly και είναι πολύ αποδοτικός κώδικας. Ο C κώδικας καθώς και ο κώδικας assembly που παράγεται από το Simulink μπλοκ μοντέλο είναι διαθέσιμος στον Code Composer Studio και εκεί μπορεί να τροποποιηθεί και να φορτωθεί εκ νέου στον DSP επεξεργαστή.

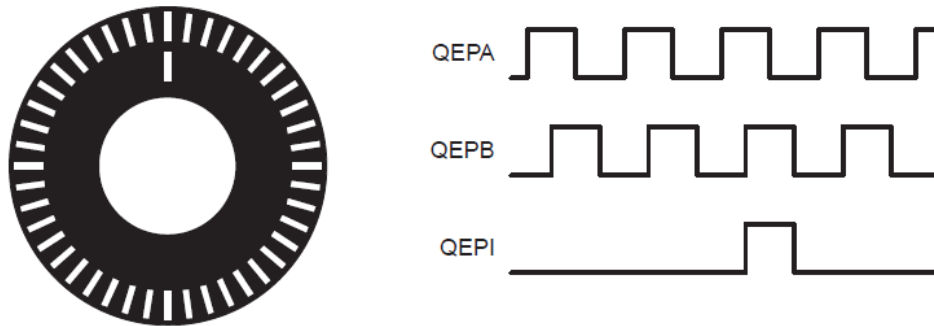
## **6.2.2 Αισθητήρας θέσης και αισθητήρες ρεύματος**

### **Αποκωδικοποίηση και μέτρηση παλμών (Capture (CAP) and Quadrature Encoder Pulse (QEP) module) .**

Η μονάδα αποκωδικοποίησης και μέτρησης παλμών (QEP) [25] χρησιμοποιείται για την απευθείας διεπαφή με έναν γραμμικό ή περιστρεφόμενο αισθητήρα θέσης (linear or rotary incremental encoder) έτσι ώστε να αποκτήσουμε πληροφορίες θέσης, κατεύθυνσης και ταχύτητας μιας περιστρεφόμενης μηχανής. Ο κωδικοποιητής θέσης, είναι ένας δίσκος με εσωτερικές εγκοπές στην περιφέρειά του, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 6.2.4. Αυτός ο δίσκος τοποθετείται στη περιφέρεια του δρομέα της μηχανής και στρέφεται μαζί του. Η κωδικοποιημένη ακολουθία παλμών παράγεται ως εξής :

Ένας πομπός LED βρίσκεται από τη μια πλευρά του δίσκου και από την άλλη πλευρά του δίσκου βρίσκεται ένας αισθητήρας-δέκτης φωτός που όταν λαμβάνει το φως από τον πομπό παράγει τάση στα άκρα του. Συνεπώς όταν ο δίσκος στρέφεται, στην έξοδο του αισθητήρα παρατηρούνται παλμοσειρές. Η μέτρηση του δίσκου προκύπτει ως ο αριθμός των παλμών που προκύπτουν ανά περιστροφή. Επιπλέον υπάρχει μια δεύτερη σχισμή στο δίσκο με την οποία δημιουργείται ένας παλμός ανά περιστροφή ο οποίος ονομάζεται index και ο παλμός αυτός χρησιμοποιείται ως σημείο αναφοράς για να γνωρίζουμε τη απόλυτη θέση της μηχανής. Επιπλέον για να μπορούμε να λαμβάνουμε πληροφορίες κατεύθυνσης, χρησιμοποιείται άλλο ένα ζεύγος πομπού-δέκτη φωτός το οποίο τοποθετείται σε τέτοια θέση

έτσι ώστε η νέα παλμοσειρά που δημιουργείται να είναι μετατοπισμένη κατά 90° από την άλλη. Αυτός ο τύπος αισθητήρα ονομάζεται quadrature encoder και τα δύο σήματα QEPA, QEPB καθώς και το σήμα index QEPI παρουσιάζονται στο *σχήμα 6.2.4*. Στους περισσότερους encoders η ωρολογιακή κατεύθυνση ορίζεται ως εκείνη η κατεύθυνση κατά την οποία το σήμα QEPA προηγείται του σήματος QEPB. Τυπικά ο encoder κάνει μια περιστροφή με μια περιστροφή του κινητήρα ή μια αναλογία περιστροφών σε σχέση με τις περιστροφές του κινητήρα. Ο encoder που χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή είναι ο RU1052, ο οποίος έχει ανάλυση 10000 σημεία, ένα σήμα index και είναι απευθείας τοποθετημένος πάνω στο δρομέα της μηχανής.



**Σχήμα 6.2.4 Αισθητήρας Θέσης**

Ο μικροεπεξεργαστής TMS320F2812 διαθέτει δυο ειδικές μονάδες για την αποκωδικοποίηση αυτών των παλμών, μια για κάθε Event Manager, που ονομάζονται QEP module A και B. Η βάση χρόνου για αυτή τη μονάδα δίνεται από τον timer 2 για τον QEP που βρίσκεται στον EVA και από τον timer 4 για τον QEP που βρίσκεται στον EVB. Ο μετρητής που χρησιμοποιείται μετρά και τις δύο ακμές και των δύο παλμών και για αυτό η συχνότητα που δημιουργείται από τη μονάδα QEP είναι τέσσερις φορές μεγαλύτερη από τη συχνότητα του κάθε παλμού. Ο μετρητής που χρησιμοποιείται (timer 2 ή timer 4) ξεκινά να μετρά από την τρέχουσα τιμή. Συνεπώς μπορεί να οριστεί μια αρχική τιμή στον μετρητή πριν ενεργοποιηθεί η μονάδα QEP. Εφόσον έχουμε ανάλυση 10000 και αφού ο μετρητής μετρά όλες τις ακμές των παλμών QEPA και QEPB τότε έχουμε συνολικά 40000 (0 έως 39999) μετρήσεις (counts) από τον μετρητή σε μια μηχανική περιστροφή. Όταν ληφθεί το σήμα QEPI σημαίνει ότι έχει πραγματοποιηθεί μια πλήρης μηχανική περιστροφή και τότε ο μετρητής μηδενίζει την τιμή του. Επειδή η μηχανή στην οποία εφαρμόζεται η παρούσα τεχνική ελέγχου είναι 4-πολική μηχανή, για την ηλεκτρική γωνία και για την ηλεκτρική συχνότητα ισχύει  $\theta_e = 2\theta_m$  και  $f_e = 2f_m$  αντίστοιχα. Συνεπώς για την μέτρηση της ηλεκτρικής γωνίας ο timer που χρησιμοποιείται από τη μονάδα QEP δεν μετρά από 0 έως 39999 αλλά από 0 έως 19999.

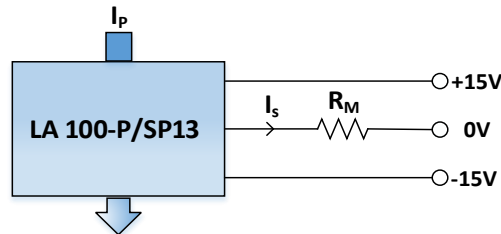
### **Αισθητήρας Ρεύματος**

Τα μετρητικά ρεύματος που βρίσκονται στη μονάδα ισχύος και στέλνουν τα σήματα στην μονάδα ελέγχου ώστε να χρησιμοποιηθούν από τον μικροεπεξεργαστή είναι τα μετρητικά LA 100-P/SP13 της εταιρίας LEM τα οποία αποτελούν μια διάταξη μετατροπής του ρεύματος σε τάση με επαγωγή και έναν ενισχυτή τάσης στην έξοδο. Τα μετρητικά με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνουν γαλβανική απομόνωση της εξόδου από την είσοδο με αποτέλεσμα το σήμα της

εξόδου να μπορεί να επεξεργαστεί από τον DSP. Τα βασικά χαρακτηριστικά αυτών των μετρητικών είναι :

- Ονομαστικό ρεύμα πρωτεύοντος rms,  $I_{PN} = 100A$ .
- Εύρος ρεύματος που μπορεί να μετρηθεί από το πρωτεύον,  $I_{PM} = 0..±160A$ .
- Τάση τροφοδοσίας  $±12..±15V$ .
- Αντίσταση εξόδου  $R_M$ .
- Ονομαστικό ρεύμα δευτερεύοντος rms,  $100 mA$ .
- Συντελεστής αναλογίας 1:1000.

Στην παρούσα εφαρμογή του ελέγχου η τάση τροφοδοσίας των μετρητικών καθώς και η αντίσταση εξόδου που έχει επιλεγεί, είναι  $V_s = ±15V$  και  $R_M = 50Ω$  αντίστοιχα. Η συνδεσμολογία των μετρητικών του ρεύματος απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 6.2.5 Αισθητήρας Ρεύματος

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή το μέγιστο ρεύμα που μας ενδιαφέρει να μετρηθεί είναι  $I_p = 60A$  τιμή πλάτους. Συνεπώς με βάση τα παραπάνω χαρακτηριστικά η μέγιστη τάση στην έξοδο του μετρητικού για τα 60A θα είναι  $±3V$ . Τα  $±3V$  δεν βρίσκονται στα όρια των αποδεκτών τιμών για τις εισόδους του επεξεργαστή, αφού ο επεξεργαστής δέχεται 0 έως 3V στην είσοδό του. Όπως θα αναφερθεί στη συνέχεια υπάρχει κατάλληλο κύκλωμα στη διάταξη που μετατρέπει την έξοδο του αισθητήρα ρεύματος σε αποδεκτά επίπεδα τάσης από την είσοδο του επεξεργαστή.

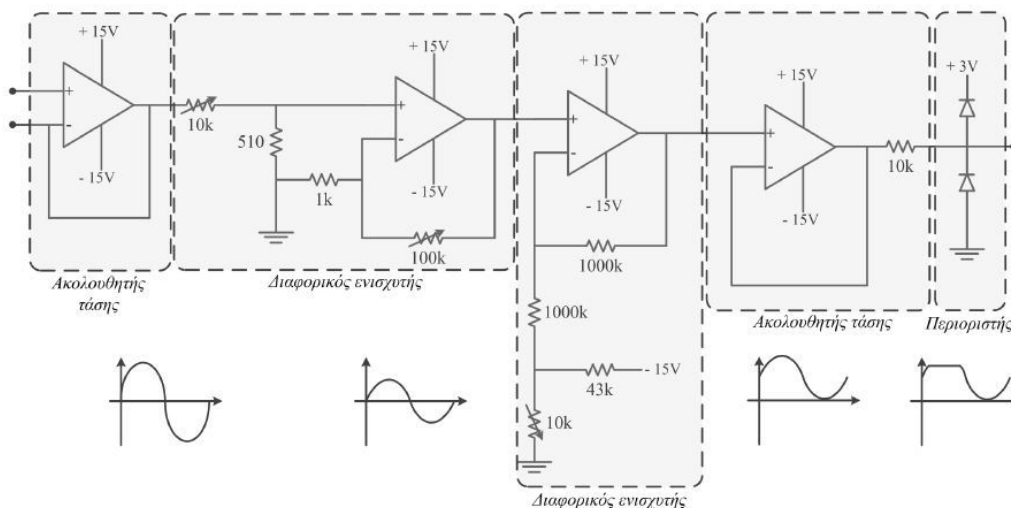
### 6.2.3 Επεξεργασία σημάτων μέτρησης

Όπως αναφέρθηκε η κλίμακα των μετρητικών ρεύματος είναι αρκετά μεγάλη. Για την αύξηση της ακρίβειας των μετρήσεων, καθώς και για τον περιορισμό του μετρούμενου σήματος στην επιτρεπτή περιοχή 0 έως 3V, υπάρχει στη μονάδα ελέγχου μια βαθμίδα επεξεργασίας σήματος. Όπως έχει ήδη ειπωθεί ο συγκεκριμένος επεξεργαστής DSP έχει 12 bit A/D μετατροπέα, που σημαίνει ότι τα 0-3V αντιστοιχίζονται σε 0 έως  $2^{12} - 1 = 4095$  διακριτά επίπεδα. Το κύκλωμα συνδεσμολογίας για την υλοποίηση αυτής της βαθμίδας παρουσιάζεται στο σχήμα 6.2.6.

Το κύκλωμα αυτό εκτελεί τις αναγκαίες λειτουργίες οι οποίες είναι:



- Απομόνωση του σήματος εισόδου: Η απομόνωση του σήματος εισόδου γίνεται με το κύκλωμα του ακόλουθου τάσης (buffer) το οποίο επιτρέπει στην είσοδο να εμφανίζεται στο υπόλοιπο κύκλωμα ως μια ανεξάρτητη πηγή τάσης.
- Ενίσχυση ή εξασθένηση του σήματος: Μετά την απομόνωση του σήματος, χρησιμοποιείται η συνδεσμολογία διαφορικού τελεστικού ενισχυτή η οποία περιέχει δύο μεταβλητές αντιστάσεις ώστε ρυθμίζοντας αυτές τις αντιστάσεις να επιτυγχάνεται η απομείωση ή η ενίσχυση του σήματος εισόδου.
- Δημιουργία offset: Μετά την ενίσχυση ή την εξασθένηση του σήματος εισόδου χρησιμοποιείται πάλι ένα κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή που δημιουργεί ένα offset στο σήμα εισόδου. Όπως αναφέρθηκε η έξοδος των μετρητικών ρεύματος για μέγιστη μέτρηση εισόδου 60 A είναι  $\pm 3V$ . Ο επεξεργαστής δέχεται στην είσοδό του μόνο θετικές τιμές από 0 έως 3V συνεπώς είναι επιθυμητή η δημιουργία offset 1.5V στο σήμα το οποίο ρυθμίζεται μέσω μιας μεταβλητής αντίστασης.
- Περιορισμός του σήματος στα επιτρεπτά επίπεδα τάσης: Τέλος το σήμα απομονώνεται και πάλι μέσω ενός ακόλουθου τάσης (buffer) και περιορίζεται με τη χρήση διόδων Zener στο επιθυμητό επίπεδο των 3V.



Σχήμα 6.2.6 Κύκλωμα επεξεργασίας σημάτων μέτρησης [30].

### 6.3 Περιγραφή της Μονάδας Ισχύος

Το κύκλωμα ισχύος είναι αυτό που τελικά τροφοδοτεί τη μηχανή. Στη μονάδα ισχύος βρίσκονται δύο πλήρεις τριφασικοί αντιστροφείς οι οποίοι αποτελούνται από 12 διακόπτες – τρανζιστορ απομονωμένης πύλης (IGBTs). Οι διακόπτες χωρίζονται στις 2 μονάδες ελέγχου των 6 IGBTs συνδέοντας δύο τριφασικές γέφυρες. Στην πλευρά συνεχούς ρεύματος υπάρχουν τρεις DC αποζεύκτες με τους οποίους οι γέφυρες μπορούν να συνδεθούν μεταξύ τους αλλά και με τον ζυγό DC της διάταξης ισχύος. Οι πλευρές εναλλασσόμενου ρεύματος των δύο γεφυρών φτάνουν σε κατάλληλο πάνελ εξωτερικών συνδέσεων. Ο χρήστης ελέγχοντας τους DC αποζεύκτες και πραγματοποιώντας τις κατάλληλες συνδέσεις στην AC πλευρά μπορεί να υλοποιήσει τις παρακάτω διατάξεις.

- Τριφασικό μετατροπέα AC-DC-AC σε σύνδεση back-to-back.

- Δύο τριφασικούς αντιστροφείς, δύο επιπέδων τάσεως, ανεξάρτητους ή σε παραλληλισμό.
- Πολυεπίπεδο τριφασικό αντιστροφήα , τριών επιπέδων τάσεως.

Από αυτές τις κυκλωματικές διατάξεις, επιλέγεται αυτή που δημιουργεί δύο ανεξάρτητους τριφασικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων και χρησιμοποιείται ο ένας από αυτούς για την υλοποίηση του ελέγχου του κινητήρα.

Τα 12 IGBTs δημιουργούν 6 δομικές μονάδες κάθε μια εκ των οποίων ενσωματώνει και τις 2 αντιπαράλληλες διόδους και αισθητήρια θερμοκρασίας τύπου NTC. Τα IGBTs που χρησιμοποιούνται έχουν ικανότητα τάσεως συλλέκτη-εκπομπού της τάξης των 1200V και ονομαστικό ρεύμα συλλέκτη των 200 A. Επιπλέον, στη συγκεκριμένη διάταξη έχουν υλοποιηθεί και συγκεκριμένα πρωτόκολλα προστασίας των διακοπών τα οποία είναι:

- Δυναμική απόκριση διακόπτη σε βραχυκύκλωμα.
- Προστασία από υπερθέρμανση.
- Προεπιλεγμένη τιμή για dead time 3.3μs.
- Ασφάλειες υπερταχείας τήξεως AC-DC.
- Αυτόματοι διακόπτες ισχύος AC.
- Χρήση του σήματος Halt.

Το σήμα halt είναι ένα σήμα με μονόδρομη κατεύθυνση που όταν στέλνεται από τον DSP τότε τίθενται σε κατάσταση αποκοπής όλοι οι διακόπτες.

#### 6.4 Περιγραφή του Ηλεκτρικού Κινητήρα

Ο κινητήρας για τον οποίο υλοποιείται ο έλεγχος στη παρούσα διπλωματική, ανήκει στην κατηγορία των σύγχρονων μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών, έχει 4 πόλους, διανεμημένο τύλιγμα πλήρους βήματος, τρεις αύλακες ανά πόλο και φάση και η γεωμετρία του δρομέα είναι ανάποδου δέλτα (VI). Τα κύρια χαρακτηριστικά του κινητήρα αναφέρονται στον επόμενο πίνακα.

**Πίνακας 6.1 Χαρακτηριστικά Κινητήρα**

Χαρακτηριστικά Κινητήρα	Τιμή
Ενεργό μήκος/ Εξωτερική διάμετρος (mm)	105/180
Πόλοι / Αύλακες	4/36
Ακτίνα διακένου/μήκος (mm)	53.02/0.9
Μήκος 1 <sup>ης</sup> /2 <sup>ης</sup> Στρώσης μαγνήτη (mm)	17.1/33.5
Πάχος 1 <sup>ης</sup> /2 <sup>ης</sup> Στρώσης μαγνήτη (mm)	4.87/1.4
Μήκος δοντιού / Πάχος (mm)	23.19/4
Συντελεστής πληρότητας χαλκού	0.51
Μαγνητική ροή δρομέα(Wb)	0.1002

<b>Αντίσταση τυμπάνου (mΩ)</b>	22.7
<b>Ονομαστική / Μέγιστη ταχύτητα (rpm)</b>	2100 / 5600
<b>Ονομαστική ροπή (Nm)</b>	45
<b>Ονομαστική ισχύς (kW)</b>	10
<b>Μέγιστη θερμοκρασία μαγνητών/τυλιγμάτων (°C)</b>	150/180

### **Πέδη πειραματικής διάταξης κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών**

Για τη φόρτιση του κινητήρα χρησιμοποιήθηκε μηχανή συνεχούς ρεύματος σε λειτουργία γεννήτριας, όπου συνδέονται κατάλληλες ωμικές αντιστάσεις για την κατανάλωση της παραγόμενης ισχύος. Τα ονομαστικά χαρακτηριστικά της πέδης είναι 20KW και 3000 rpm. Με τη μεταβολή της διέγερσης της μηχανής ήταν δυνατόν να ρυθμίζεται το επιθυμητό φορτίο του κινητήρα. Βέβαια καθώς αυξάνονταν οι στροφές του κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών αυξάνονταν και οι στροφές της μηχανής συνεχούς ρεύματος και συνεπώς το φορτίο δεν έμενε σταθερό.

### **Αισθητήρας ροπής**

Για τη μέτρηση της ροπής του κινητήρα χρησιμοποιήθηκε ροπόμετρο HBM T22. Τα βασικά χαρακτηριστικά του αισθητήρα ροπής είναι:

Ονομαστική ροπή : 100Nm

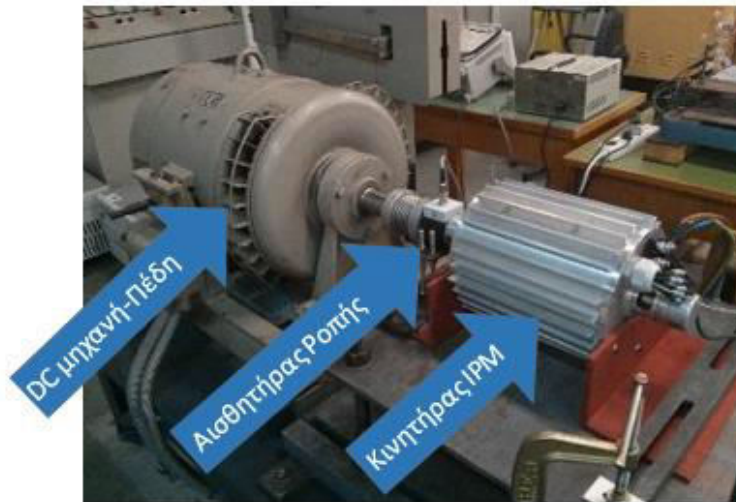
Μέγιστη τάση εξόδου : 5V

Ρεύμα εξόδου : 8 mA

Τάση DC τροφοδοσίας : 11.5 έως 30 V

Κατανάλωση ρεύματος σε λειτουργία μέτρησης : <0.2 A

Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την επιβεβαίωση της λειτουργίας του ελέγχου. Η διάταξη αυτή περιλαμβάνει το κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών, τον αισθητήρα ροπής καθώς και τη μηχανή που χρησιμοποιήθηκε για τη φόρτιση του κινητήρα.



Σχήμα 6.4: Πειραματική διάταξη του κινητήρα οδήγησης.

## 6.5 Υλοποίηση Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου

Στη παρούσα ενότητα περιγράφεται βήμα προς βήμα η διαδικασία υλοποίησης της τεχνικής ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου και αναφέρονται οι λόγοι που μας οδήγησαν σε συγκεκριμένες επιλογές για την υλοποίηση.

Αρχικά, παρατηρήθηκε ότι στις αναλογικές εισόδους του επεξεργαστή έχουν τοποθετηθεί πυκνωτές, οι τιμές των οποίων είναι τέτοιες ώστε να περιορίζουν αρκετά το θόρυβο που εμπεριέχεται στα σήματα εισόδου. Επιπλέον ο DSP επεξεργαστής δίνει τη δυνατότητα ταυτόχρονης δειγματοληψίας δύο ρευμάτων, από δύο φάσεις του κινητήρα (το ρεύμα της τρίτης φάσης δεν απαιτεί μέτρηση, καθώς γίνεται ο υπολογισμός του από τη μέτρηση των δύο άλλων φάσεων του κινητήρα), γεγονός που μειώνει το σφάλμα κατά τη μέτρηση των ρευμάτων του κινητήρα. Ο κωδικοποιητής θέσης που χρησιμοποιείται έχει αρκετά καλή ανάλυση, αφού διαθέτει 10000 σημεία, επομένως στη μέτρηση της γωνίας περιστροφής του δρομέα που απαιτείται για την υλοποίηση του ελέγχου δεν εισάγεται μεγάλο σφάλμα. Για τους παραπάνω λόγους, η ανάγκη χρησιμοποίησης κάποιου φίλτρου δεν κρίθηκε επιτακτική.

Η συχνότητα δειγματοληψίας επιλέγεται να είναι ίση με 10KHz και η διακοπτική συχνότητα ίση με 6KHz. Η επιλογή αυτή βασίστηκε κυρίως στις απαιτήσεις της μνήμης RAM στην οποία είχε επιλεγεί να λειτουργεί ο κώδικας. Τέλος, αναφέρεται ότι κατά την πραγματοποίηση των πειραμάτων υπήρχε περιορισμός ρεύματος στην DC πλευρά, αφού το τροφοδοτικό που χρησιμοποιήθηκε ως ελεγχόμενη πηγή ισχύος παρείχε μέγιστο ρεύμα 20 A.

### 6.5.1 Εφαρμογή της διαμόρφωσης SVM σε ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

Αρχικά, η τεχνική διαμόρφωσης διανυσμάτων χώρου (SVM) δοκιμάστηκε σε ωμικό – επαγωγικό φορτίο. Συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκαν τρεις ίδιες μεταβλητές αντιστάσεις και τρία ίδια πηνία, ένα ζεύγος για κάθε φάση του αντιστροφέα. Ο κώδικας που

χρησιμοποιήθηκε για αυτή τη δοκιμή, δεχόταν ως είσοδο τις δύο αναφορές  $i_{q\_ref}$  και  $i_{d\_ref}$ .

Για απλοποίηση της δοκιμής, τα  $i_{d\_ref}$  και  $i_{q\_ref}$  σήματα αναφοράς λάμβαναν τιμές από το rtdx κανάλι επικοινωνίας. Όλες οι τιμές που δεχόταν ως είσοδο ο κώδικας κανονικοποιούνταν και όλοι οι απαραίτητοι υπολογισμοί πραγματοποιούνταν σε αριθμούς της μορφής 32 bit fixed point signed integer. Εφόσον ο F2812 είναι ένας 32-bit fixed point επεξεργαστής όλες οι πράξεις που πραγματοποιούνται στο μοντέλο του Simulink ορίστηκαν να είναι fixdt(1,32,14). Ο πρώτος αριθμός καθορίζει αν ο αριθμός είναι προσημασμένος ή όχι, θέτοντας 1 ορίζουμε προσημασμένο αριθμό ενώ θέτοντας 0 ορίζουμε απρόσημο αριθμό. Ο μεσαίος αριθμός δείχνει το μήκος της λέξης ενώ ο τελευταίος αριθμός δείχνει το μήκος της λέξης του δεκαδικού μέρους του αριθμού. Το εύρος των δεδομένων που ορίζονται παραπάνω είναι  $\pm 2^{32-14-1} = \pm 131072$  και η ακρίβεια του δεκαδικού αριθμού είναι  $2^{-14} = 0.000061035$ . Οι τιμές αυτές επιλέχθηκαν να ορίζουν αυτό το εύρος τιμών το οποίο είναι αρκετό για την αναπαράσταση των δεδομένων του ελέγχου.

Αφού διαβάζονταν και κανονικοποιούνταν οι αναφορές, μετασχηματίζονταν στο στατό πλαίσιο αναφοράς μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Park και δίνονταν ως είσοδοι της SVM τεχνικής για τον υπολογισμό των PWM σημάτων. Για τη λήψη της ηλεκτρικής γωνίας που χρησιμοποιεί ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park για τη δημιουργία της περιόδου του ρεύματος, η μηχανή περιστρεφόταν εξωτερικά από τη μηχανή συνεχούς ρεύματος, συνεπώς από τον encoder που είναι τοποθετημένος πάνω στο δρομέα της μηχανής ήταν δυνατό να μετρηθεί η γωνία περιστροφής. Η συχνότητα του ρεύματος που δημιουργήθηκε ήταν ίδια με την ηλεκτρική συχνότητα του κινητήρα αλλά επειδή δεν υπήρχε κάποιος συγχρονισμός της γωνίας παρατηρήθηκε ότι ο συντελεστής ισχύος της εξόδου δεν πλησίαζε τη μονάδα.

### 6.5.2 Ευθυγράμμιση του άξονα d με τη φάση a του κινητήρα

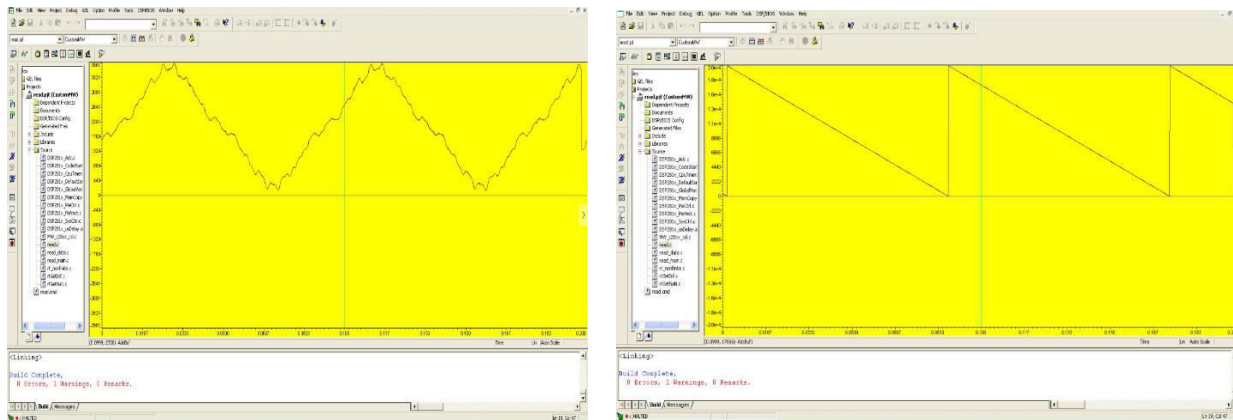
Η ευθυγράμμιση του άξονα d της μηχανής με τη φάση a είναι μια πολύ σημαντική ρύθμιση που πρέπει να γίνει πριν εφαρμοστεί η μεθοδολογία του διανυσματικού ελέγχου στη μηχανή, ώστε να εξασφαλιστεί η ορθή λειτουργία του. Οι μόνιμοι μαγνήτες δημιουργούν μια σταθερή ροή στο δρομέα, που συνήθως είναι σταθερού μεγέθους. Όταν τροφοδοτούνται τα τυλίγματα του στάτη τότε δημιουργείται ηλεκτρομαγνητικό πεδίο που περιστρέφεται. Η γωνία μεταξύ του μαγνητικού πεδίου του δρομέα και του στάτη πρέπει να ελέγχεται ώστε να παράγεται η μέγιστη ροπή. Αυτός ο συγχρονισμός απαιτεί τη γνώση της θέσης του δρομέα για να δημιουργείται σωστό πεδίο στο στάτη. Ο άξονας d είναι ο άξονας μέγιστης διέγερσης των μαγνητών, συνεπώς ευθυγραμμίζοντας τον άξονα d με τη φάση a πετυχαίνουμε τον έλεγχο μεταξύ του πεδίου του στάτη και του πεδίου του δρομέα. Όταν η μηχανή περιστρέφεται εν κενό, τότε παράγεται αντι-HEΔ στα τυλίγματα του στάτη η οποία έχει διαφορά φάσης 90° σε σχέση με τη διέγερση. Συνεπώς στο σημείο που η τάση μηδενίζεται, η διέγερση μεγιστοποιείται και αυτό είναι το σημείο που έχουμε μέγιστη διέγερση των μαγνητών. Θεωρώντας ως φάση a μια τυχαία φάση, εξετάζουμε την αντι-HEΔ που παράγεται σε αυτή τη φάση και βρίσκουμε το σημείο που η αντι-HEΔ μηδενίζεται. Η μηχανή κινείται εξωτερικά με τη βοήθεια της DC μηχανής και γίνεται μέτρηση της αντι-HEΔ, στη φάση που

έχει επιλεγεί ως φάση a. Η μέτρηση της αντι-HEΔ έγινε με το αισθητήριο τάσης LV 25-P της εταιρίας LEM. Τα χαρακτηριστικά του αισθητηρίου τάσης είναι:

- Εύρος μέτρησης τάσης  $V = 10..500V$
- Ονομαστικό ρεύμα πρωτεύοντος rms  $I_{PN} = 10mA$
- Ονομαστικό ρεύμα δευτερεύοντος  $I_{SN} = 25mA$
- Τάση τροφοδοσίας  $\pm 12.. \pm 15V$
- Λόγος μετασχηματισμού 2500:1000

Για τη σωστή μέτρηση πραγματοποιήθηκε η κατάλληλη σύνδεση αντιστάσεων εισόδου και εξόδου στο αισθητήριο τάσης και στη συνέχεια αφού το σήμα επεξεργάστηκε από το κύκλωμα επεξεργασίας σήματος, στάλθηκε στην ADC μονάδα του DSP επεξεργαστή. Παράλληλα γινόταν μέτρηση της ηλεκτρικής θέσης του δρομέα μέσω του encoder που έστελνε τα σήματά του στην QEP μονάδα του επεξεργαστή, και με κατάλληλο κώδικα αποθηκεύτηκαν δύο πίνακες που περιείχαν τη μέτρηση από την αντι-HEΔ και τη μέτρηση της ηλεκτρικής θέσης του δρομέα. Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζονται οι τιμές της αντι-HEΔ και της θέσης που αποθηκεύτηκαν από τον μικροεπεξεργαστή, και μπορούν να αναπαρασταθούν και γραφικά από κατάλληλο παράθυρο απεικόνισης του λογισμικού Code Composer.

Στα παρακάτω σχήματα φαίνεται ότι έχουν αποθηκευτεί περίπου δύο περίοδοι του σήματος. Μετά από αρκετές μετρήσεις επιβεβαιώθηκε ότι τη στιγμή που η αντί-HEΔ μηδενίζεται η τιμή του καταχωρητή που μετρά την ηλεκτρική θέση του δρομέα είχε τιμή 18922, συνεπώς η μέτρηση της γωνίας δεν πρέπει να αρχίζει τη στιγμή που έχουμε index και έχει μηδενίσει ο καταχωρητής, αλλά τη στιγμή που ο καταχωρητής θέσης έχει τιμή 18922.



(α)

(β)

**Σχήμα 6.5.1** Στιγμιότυπο από το περιβάλλον code composer (α) απεικόνιση της αντι-HEΔ (β) απεικόνιση του μετρητή θέσης.

### 6.5.3 Λειτουργία διανυσματικού ελέγχου ροπής

Με την ευθυγράμμιση του d άξονα με τη φάση a της μηχανής είναι δυνατή πλέον η λειτουργία του διανυσματικού ελεγκτή ροπής. Το επιθυμητό μέγιστο ρεύμα μέτρησης, όπως

έχει ήδη αναφερθεί, είναι 60 A πλάτος που αντιστοιχεί σε  $\pm 3V$  τιμή εξόδου του αισθητήριου ρεύματος. Αυτό το εύρος ρεύματος τελικά ρυθμίζεται από τη μονάδα επεξεργασίας σήματος από 0 έως 3V και στέλνεται στην ADC μονάδα του επεξεργαστή, όπου με κατάλληλο κώδικα τελικά το μετρούμενο ρεύμα κανονικοποιείται από -1 έως 1. Το μετρούμενο ρεύμα μετασχηματίζεται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δίνοντας τις χρονικά αμετάβλητες τιμές  $I_q$  και  $I_d$ . Ως είσοδος (γκάζι) του συστήματος χρησιμοποιήθηκε το rtdx κανάλι επικοινωνίας του DSP επεξεργαστή (περισσότερες πληροφορίες δίνονται στο παράρτημα), το οποίο ορίστηκε να λαμβάνει τιμές από -27 έως 27Nm αφού για αυτές τις τιμές ροπής προκύπτει 60 A πλάτος ρεύματος. Είναι προφανές ότι η συγκεκριμένη στρατηγική ελέγχου μέσω της κανονικοποίησης των μετρούμενων ρευμάτων και των ρευμάτων αναφοράς, μπορεί να εφαρμοστεί για λειτουργία σε μεγάλο εύρος ροπών και ισχύος. Στην παρούσα εφαρμογή, το μέγιστο πλάτος του ρεύματος είναι σχετικά μειωμένο σε σχέση με τα ονομαστικά μεγέθη του φορτίου, λόγω των περιορισμών που τίθενται από την πηγή ισχύος. Η τιμή του γκαζιού αποτελεί την είσοδο των δύο πινάκων αντιστοίχισης (LUT) από τους οποίους, για τη συγκεκριμένη τιμή ροπής εξάγονταν οι τιμές αναφοράς των ρευμάτων  $q$  και  $d$  άξονα που εξασφάλιζαν την ΜΤΡΑ λειτουργία του ελέγχου. Η είσοδος των δύο πινάκων είναι το σήμα εισόδου του συστήματος, δηλαδή η ροπή αναφοράς. Η έξοδος κάθε πίνακα είναι το ρεύμα αναφοράς  $q$  και  $d$  άξονα αντίστοιχα και αυτά τα σήματα μαζί με τα μετρούμενα ρεύματα  $q$  και  $d$  άξονα αποτελούν τις εισόδους των PI ελεγκτών. Όταν δοθεί τιμή εισόδου που δεν αντιστοιχεί σε καμία τιμή ροπής που έχει αποθηκευτεί στον πίνακα αντιστοίχισης τότε εκτελείται γραμμική παρεμβολή μεταξύ δυο κατάλληλων τιμών.

### **Στρατηγική εκκίνησης**

Στη παρούσα εφαρμογή υλοποιήθηκε συγκεκριμένη στρατηγική κατά την εκκίνηση της μηχανής. Ο κώδικας που δημιουργήθηκε για την υλοποίηση του ελέγχου χρησιμοποιεί συγκεκριμένη υποροουτίνα κατά την εκκίνηση της μηχανής η οποία δημιουργεί ένα σήμα θέσης με συγκεκριμένη συχνότητα μέχρι ο κινητήρα να λάβει την ελάχιστη ταχύτητα που απαιτείται. Με άλλα λόγια όταν ο κινητήρα βρίσκεται σε ακινησία τότε μια μεθοδολογία ελέγχου ανοιχτού βρόχου βοήθα τον κινητήρα να φτάσει σε μια ελαχίστη ταχύτητα. Συνεπώς, όταν ο κινητήρας βρίσκεται σε ακινησία το σήμα θέσης λαμβάνεται από την υποροουτίνα εκκίνησης και μόλις δοθεί μια μικρή ποσότητα ροπής στην είσοδο του συστήματος (γκάζι) τότε ο κινητήρας εκκινεί. Όταν η ταχύτητα του κινητήρα ξεπεράσει την ελάχιστη αυτή ταχύτητα ο έλεγχος μεταβαίνει σε έλεγχο κλειστού βρόχου δηλαδή το σήμα θέσης λαμβάνεται από τον αισθητήρα θέσης της μηχανής. Ο λόγος που χρησιμοποιείται αυτή η στρατηγική είναι γιατί ο αισθητήρας θέσης στις πολύ χαμηλές ταχύτητες μπορεί να εισάγει σφάλμα στη μέτρηση. Ο αισθητήρας που χρησιμοποιείται στην παρούσα εφαρμογή παράγει παλμούς με συχνότητα μικρότερη των 6KHz (διακοπτική συχνότητα) όταν στρέφεται με ταχύτητα μικρότερη των 9rpm. Αυτό συμβαίνει γιατί όταν ο κινητήρας κινείται με 9 rpm η μια μηχανική περιστροφή πραγματοποιείται σε 6.6667 sec, επομένως η συχνότητα του ψηφιακού σήματος που παράγει ο encoder (πραγματοποιούνται 40000 counts σε μια μηχανική περιστροφή) είναι μικρότερη από τη διακοπτική συχνότητα (ο χρόνος που απαιτείται για τη μέτρηση της θέσης είναι μεγαλύτερος από τη διακοπτική περίοδο) για ταχύτητα μικρότερη των 9 rpm. Συνεπώς σε μια PWM περίοδο το σήμα θέσης μπορεί να είναι λανθασμένο.

### Ψηφιακή υλοποίηση του PI ελεγκτή

Στο κεφάλαιο 4 εξετάστηκε ο PID γραμμικός ελεγκτής και μελετήθηκε η συνάρτηση μεταφοράς του στο πεδίο του χρόνου. Επιπλέον εξηγήθηκε ότι στη συγκεκριμένη εφαρμογή ενδιαφερόμαστε για τον PI ελεγκτή, δηλαδή δεν χρησιμοποιείται ο όρος παραγώγου. Η ψηφιακή υλοποίηση του ελέγχου του κινητήρα απαιτεί και την ψηφιακή υλοποίηση του PI ελεγκτή. Στη παρούσα εφαρμογή χρησιμοποιείται ο ψηφιακός ελεγκτής που δίνεται από τη βιβλιοθήκη Texas Instrument C2000/C281x Processors/ Optimization/ C28x DMC. Ο ελεγκτής αυτός είναι ένας 32-bit ψηφιακός ελεγκτής και έχει ενσωματωμένο και έναν τρίτο όρο ο οποίος χρησιμοποιείται στη περίπτωση που υπάρχει περιοριστής στην έξοδο του PI ελεγκτή ώστε να μη συσσωρεύεται το σφάλμα πριν τον περιοριστή. Συγκεκριμένα όταν έχουμε μια μεγάλη τιμή απόκρισης του PI ελεγκτή, η οποία ενεργοποιεί τον περιοριστή τότε πρέπει η απόκριση του PI ελεγκτή να μη συνεχίσει να αυξάνεται γιατί ο περιοριστής θα παραμείνει ενεργοποιημένος με αποτέλεσμα υποβέλτιστες αποκρίσεις του ελεγκτή. Η διαφορική εξίσωση που χρησιμοποιεί ο ελεγκτής στο πεδίο του χρόνου είναι:

$$u_{presat}(t) = u_p(t) + u_i(t) \quad (6.2)$$

Όπου  $u_{presat}$  είναι η έξοδος του PI πριν τον περιορισμό,  $u_p$  είναι ο αναλογικός όρος και  $u_i$  είναι ο ολοκληρωτικός όρος για τους οποίους ισχύει :

$$u_p(t) = K_p e(t) \quad (6.3)$$

$$u_i(t) = \int_0^t \left\{ \frac{K_p}{T_i} e(\tau) + K_c (u(\tau) - u_{presat}(\tau)) \right\} dt \quad (6.4)$$

Το  $K_c$  είναι το κέρδος του όρου που χρησιμοποιείται για την διόρθωση της εξόδου του ελεγκτή όταν ενεργοποιείται ο περιοριστής και  $T_i$  είναι ο χρόνος της ολοκλήρωσης. Πραγματοποιώντας διακριτοποίηση του συστήματος προκύπτει η διακριτή εξίσωση της εξόδου του ελεγκτή η οποία είναι:

$$u_p[n] = K_p e[n] \quad (6.5)$$

$$u_i[n] = u_i[n-1] + K_p K_i e[n] + K_c (u[n-1] - u_{presat}[n-1]) \quad (6.6)$$

$$u_{presat}[n] = u_p[n] + u_i[n] \quad (6.7)$$

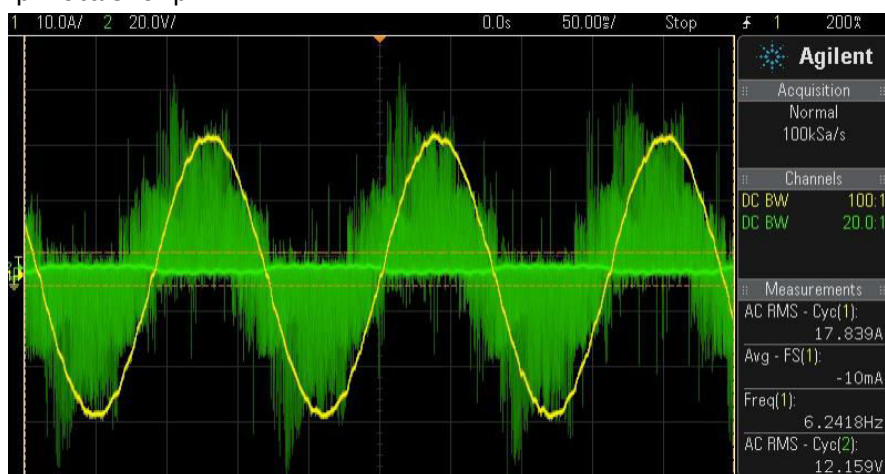
$$u[n] = SAT(u_{presat}[n]) \quad (6.8)$$

Για τη ρύθμιση των κερδών του ελεγκτή αρχικά αυξήθηκε το κέρδος του αναλογικού όρου μέχρι η έξοδος των ελεγκτών να πλησιάσει την αναφορά και στη συνέχεια αυξήθηκε το κέρδος του ολοκληρωτικού όρου μέχρι να μειώσει το όποιο μόνιμο σφάλμα. Το κέρδος  $K_c$  τίθεται ίσο με το κέρδος του ολοκληρωτικού όρου. Μετά από αυτές τις παρατηρήσεις τα κέρδη του ψηφιακού ελεγκτή ορίστηκαν να είναι  $K_p = 0.45$ ,  $K_I = 0.2$  και  $K_c = 0.2$ .

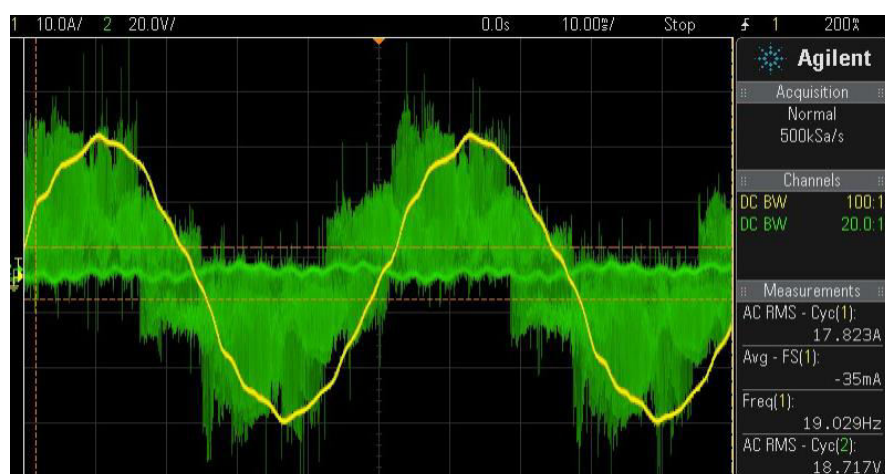
### Δοκιμή Ελέγχου Ροπής.



Μετά τη ρύθμιση των ελεγκτών ρεύματος πραγματοποιήθηκαν οι παρακάτω δοκιμές. Στο σχήμα 6.5.2 φαίνεται το ρεύμα και η τάση μιας φάσης της μηχανής. Η τάση διέγερσης της μηχανής συνεχούς ρεύματος ρυθμίζεται στα 100V. Η ροπή αναφοράς δίνεται από το rtdc κανάλι επικοινωνίας και είναι ίση με  $T_{e\_ref} = 10Nm$ . Όπως φαίνεται και από το σχήμα 6.5.2 η rms τιμή του ρεύματος είναι 17.8 A και είναι πράγματι η τιμή ρεύματος για την ΜΤΡΑ λειτουργία που αντιστοιχεί στα 10 Nm όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.2.1. Στη συνέχεια γίνεται μεταβολή της διέγερσης της μηχανής συνεχούς ρεύματος από τα 100V στα 50V και με αυτό τον τρόπο πετυχαίνουμε μείωση της ροπής φορτίου μόνιμης κατάστασης. Η τάση και το ρεύμα μόνιμης κατάστασης μετά από αυτή τη μεταβολή φαίνονται στο σχήμα 6.5.3. Μετά από αυτή τη μεταβολή παρατηρούμε ότι ο έλεγχος ροπής πράγματι διατηρεί τη ροπή και το ρεύμα μόνιμης κατάστασης όμοια με πριν, ενώ μεταβάλλεται η ταχύτητα του κινητήρα από 188 rpm στα 570 rpm.



**Σχήμα 6.5.2 :** Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου. Φασική τάση(πράσινη κυματομορφή), φασικό ρεύμα (κίτρινη κυματομορφή)

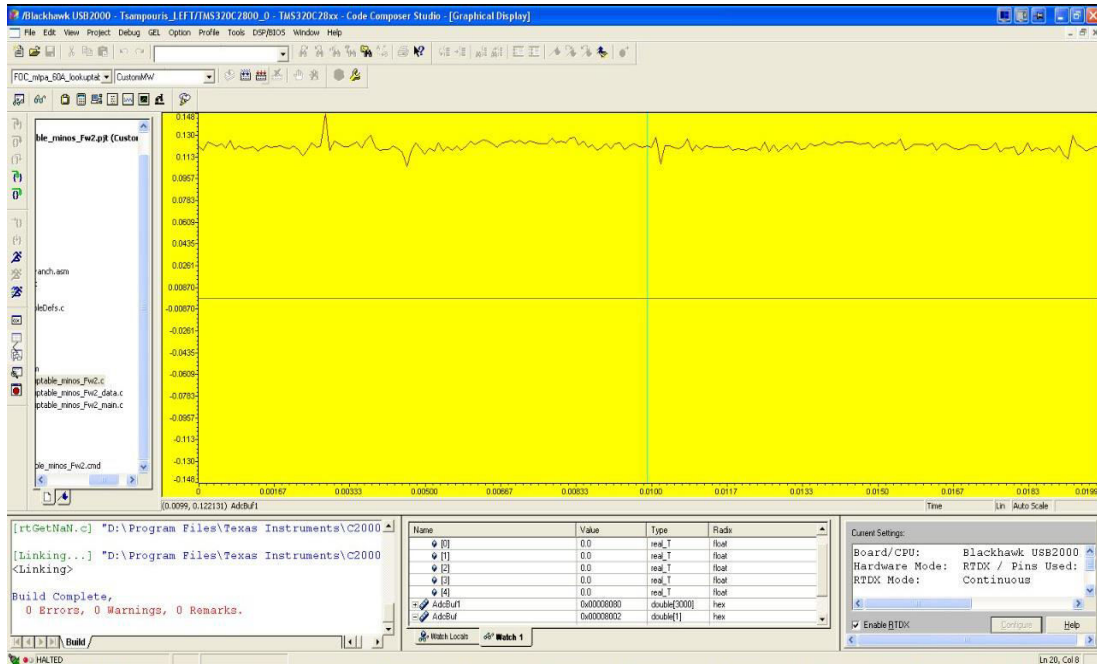


**Σχήμα 6.5.3 :** Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου. Φασική τάση (πράσινη κυματομορφή), φασικό ρεύμα (κίτρινη κυματομορφή).

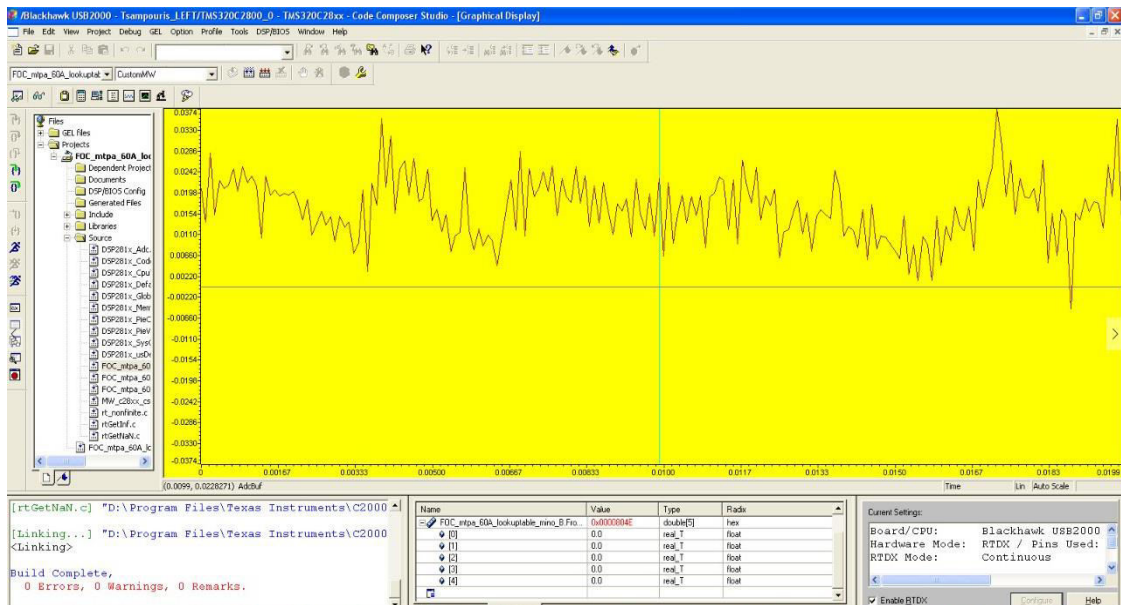
Τέλος, στα επόμενα σχήματα παρουσιάζονται τα μετρούμενα ρεύματα ορθού και εγκάρσιου τα οποία μέσω κατάλληλου κώδικα C αποθηκεύτηκαν σε δύο πίνακες και ήταν δυνατό να αναπαρασταθούν μέσω του λογισμικού Code Composer. Τα ρεύματα d και q άξονα που παρουσιάζονται στο επόμενο σχήμα αντιστοιχούν σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, για

## Υλοποίηση Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου

την οποία έχει δοθεί ως τιμή εισόδου αναφοράς ροπής 2Nm. Για αυτή την τιμή ροπής αναφοράς προκύπτει ότι η απόλυτη τιμή του ρεύματος αναφοράς εγκάρσιου και ορθού άξονα είναι 5.715 A και 0.77A αντίστοιχα ενώ οι κανονικοποιημένες τιμές αναφοράς ως προς το μέγιστο πλάτος ρεύματος του εγκάρσιου άξονα που είναι τα 46 A, είναι 0.124 και 0.0167 για τον q και d άξονα αντίστοιχα. Όπως παρατηρείται από τα σχήματα αυτά, οι μετρούμενες τιμές των ρευμάτων q και d άξονα είναι σταθερές τιμές, συνεπώς επιβεβαιώνουν τον ορθό μετασχηματισμό Park. Τα ρεύματα των δύο αξόνων έχουν λάβει τη τιμή αναφοράς τους συνεπώς και η ρύθμιση των κερδών των ελεγκτών εξασφαλίζουν τη σωστή έξοδό τους.



Σχήμα 6.5.4 (α) : Μετρούμενο ρεύμα q άξονα.



Σχήμα 6.5.4 (β) : Μετρούμενο ρεύμα d άξονα.

### **Πειραματική Επιβεβαίωση Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου**

---

---

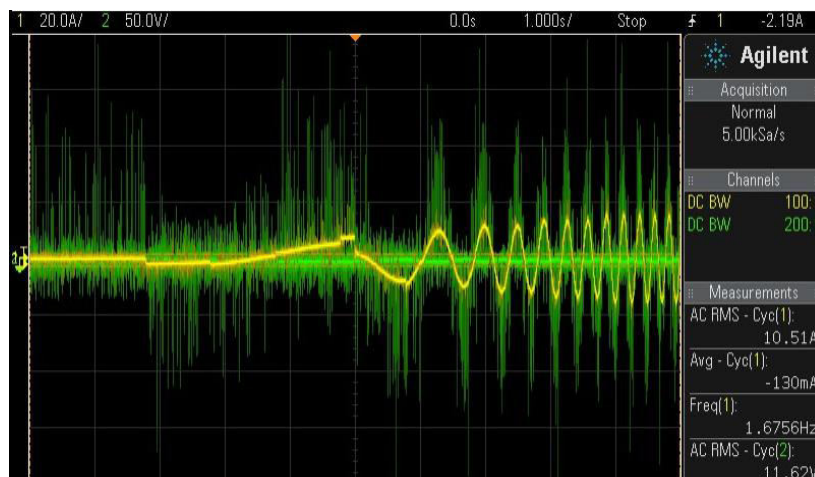
Στο παρόν κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα του διανυσματικού ελέγχου που υλοποιήθηκε για DC τάση εισόδου του αντιστροφέα 150V. Η τάση εισόδου επιλέχθηκε να είναι 150V ώστε να είναι δυνατό να εξεταστεί και η λειτουργία της εξασθένισης πεδίου σε συγκεκριμένες στροφές. Για την αξιολόγηση των αποτελεσμάτων πραγματοποιούνται διάφορες μεταβατικές καταστάσεις, όπως αυτή της εκκίνησης, της βηματικής μεταβολής της ροπής αναφοράς και της μεταβολής του φορτίου. Επιπλέον παρουσιάζονται και ορισμένες αντίστοιχες προσομοιώσεις για τις μεταβολές που εξετάστηκαν, ώστε να είναι συγκρίσιμα τα αποτελέσματα. Αξίζει να σημειωθεί ότι στο μοντέλο της προσομοίωσης δεν έχει μοντελοποιηθεί η πτώση τάσης στα στοιχεία του μετατροπέα και ο νεκρός χρόνος κατά τη μεταγωγή των διακοπών. Η ροπή αδράνειας του χρησιμοποιήθηκε στο μοντέλο της προσομοίωσης είναι η συνολική ροπή αδράνειας που υπολογίστηκε για την πειραματική διάταξη στην οποία θα υλοποιηθεί η συγκεκριμένη στρατηγική ελέγχου και είναι ίση με  $J = 0,75Kgm^2$ .

Ως φορτίο για τον κινητήρα χρησιμοποιήθηκε μια γεννήτρια DC, όπου συνδέονται κατάλληλες ωμικές αντιστάσεις για την κατανάλωση της παραγόμενης ισχύος. Επομένως, ο χαρακτήρας του φορτίου δεν είναι σταθερός αλλά μεταβάλλεται με την ταχύτητα, γεγονός που το διαφοροποιεί από το μοντέλο της προσομοίωσης στο οποίο το φορτίο θεωρείται σταθερό. Αυτή η διαφοροποίηση στο φορτίο δεν επηρεάζει το πλάτος του ρεύματος και τη ροπή του κινητήρα αφού ο έλεγχος ροπής που υλοποιείται διατηρεί σταθερό το πλάτος του ρεύματος και την ροπή του κινητήρα ανεξάρτητα από τις μεταβολές του φορτίου. Επιπλέον, δεν επηρεάζεται ούτε η μελέτη των μεταβατικών αποκρίσεων του ελεγκτή, λόγω του γεγονότος ότι κατά την βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς, το φορτίο του κινητήρα είναι σταθερό. Το μέγεθος που επηρεάζεται κυρίως από αυτή τη διαφοροποίηση του φορτίου είναι η ταχύτητα του κινητήρα και κατ' επέκταση η συχνότητα των ρευμάτων. Τέλος, το τροφοδοτικό που χρησιμοποιήθηκε ως ελεγχόμενη πηγή ισχύος έχει περιορισμό ρεύματος 20 A.

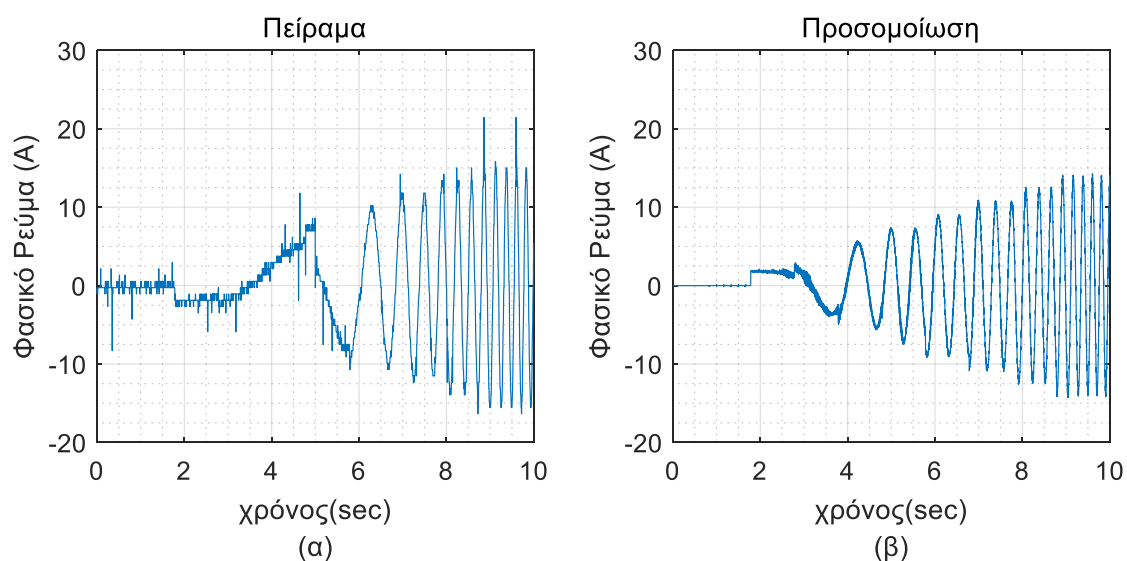
## 7.1 Πειραματικά Αποτελέσματα στην Περιοχή Σταθερής Ροπής

### 7.1.1 Εκκίνηση με γραμμική αύξηση της ροπής

1) Στο *σχήμα 7.1* παρατηρούμε την απόκριση του ρεύματος και της τάσης της φάσης α κατά την εκκίνηση της μηχανής. Ως αναφορά ροπής δίνεται από το rtdx κανάλι επικοινωνίας, μια γραμμική αύξηση της ροπής από  $T_{e\_ref} = 0\text{Nm}$  έως  $T_{e\_ref} = 5\text{Nm}$  με βήμα αύξησης  $0.625\text{ Nm ανά } 1\text{ sec}$  (ο κώδικας που χρησιμοποιείται για την επικοινωνία του rtdx μέσω της matlab δίνεται στο παράρτημα). Η εκκίνηση είναι ομαλή και δεν παρατηρείται μεγάλη αύξηση ρεύματος. Η πράσινη κυματομορφή αναπαριστά τη φασική τάση και η κίτρινη κυματομορφή αναπαριστά το ρεύμα. Στο *σχήμα 7.2 (α)* φαίνεται το ρεύμα εκκίνησης που μετρήθηκε κατά την εκκίνηση του κινητήρα (είναι το ίδιο με αυτό που δίνεται στο *σχήμα 7.1*) και στο *σχήμα 7.2 (β)* δίνεται το ρεύμα που προέκυψε από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης κατά τη διάρκεια της ίδιας μεταβολής.



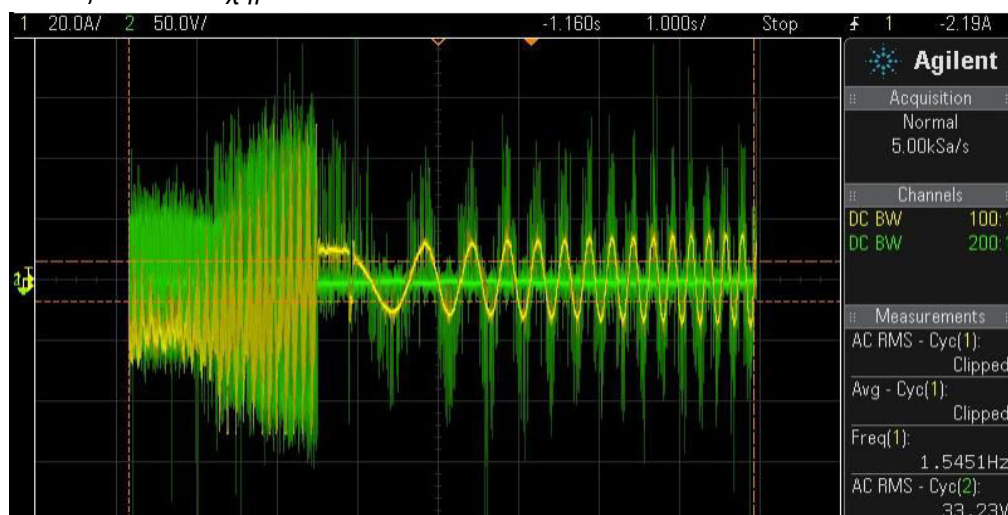
**Σχήμα 7.2 :** Απόκριση τάσης και ρεύματος κατά την εκκίνηση της μηχανής με μεταβολή του σήματος εισόδου από  $T_{e\_ref} = 0\text{ Nm}$  έως  $T_{e\_ref} = 5\text{ Nm}$  με βήμα αύξησης  $0.625\text{ Nm ανά } 1\text{ sec}$ .



**Σχήμα 7.2:** Απόκριση φασικού ρεύματος κατά την εκκίνηση, (α) απόκριση πειράματος, (β) απόκριση προσομοίωσης.

Παρατηρούμε ότι η τελική τιμή του ρεύματος είναι 15 A για το πείραμα και 14,2 A για την προσομοίωση, συνεπώς ο διανυσματικός ελεγκτής φαίνεται ότι μεγιστοποιεί τη ροπή ανά ρεύμα αρκετά ικανοποιητικά, αφού για τη συγκεκριμένη ροπή το ρεύμα βρίσκεται αρκετά κοντά στην τιμή που αναμένεται για τη λειτουργία μέγιστης ροπής ανά ρεύμα. Από τη συχνότητα του ρεύματος είναι εμφανής η αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα. Παρατηρώντας τη διαφορά της ηλεκτρικής συχνότητας του ρεύματος στα *σχήματα 7.2 (α) και 7.2(β)*, αντιλαμβανόμαστε τη διαφορά που υπάρχει μεταξύ της ροπής φορτίου του μοντέλου προσομοίωσης και της ροπής φορτίου της πειραματικής διάταξης. Η διαφορά που υπάρχει μεταξύ του φορτίου στο μοντέλο της προσομοίωσης και στο μοντέλο του πειράματος έχει ως αποτέλεσμα τη διαφοροποίηση στη συχνότητα του ρεύματος. Παρ' όλα αυτά το πλάτος του ρεύματος δεν επηρεάζεται από το φορτίο γιατί ο ελεγκτής είναι ελεγκτής ροπής και διατηρεί σταθερά τη ροπή και το ρεύμα του συστήματος ανεξάρτητα από τη μεταβολή του φορτίου. Από την απόκριση του ρεύματος παρατηρήθηκε ότι κατά το πείραμα το ρεύμα αποκρίνεται σε χρόνο 0.025sec ενώ κατά την προσομοίωση σε χρόνο 0.016 sec. Τέλος, παρατηρείται από το ρεύμα που μετρήθηκε κατά την εκκίνηση του πειράματος ότι αρχικά το ρεύμα της φάσης α λαμβάνει αρνητικές τιμές ενώ κάτι τέτοιο δεν παρατηρείται κατά την εκκίνηση στην προσομοίωση. Η διαφοροποίηση κατά την εκκίνηση οφείλεται πιθανώς στη μετάβαση που συμβαίνει στον κώδικα κατά την εκκίνηση. Όπως εξηγήθηκε επειδή ο αισθητήρας δεν μπορεί να μετρήσει ταχύτητα μικρότερη των 9 rpm με ικανοποιητική ακρίβεια, κατά την εκκίνηση λαμβάνει το σήμα θέσης από ένα σήμα γραμμικής αύξησης και μόλις ο κινητήρας αποκτήσει τα 9 rpm τότε λαμβάνει το σήμα θέσης από τον αισθητήρα θέσης. Για όσο χρόνο διαβάζει το σήμα θέσης από τη ράμπα των 0,3 Hz υπάρχει αβεβαιότητα για τη θέση του δρομέα συνεπώς μπορεί να προκύψει σφάλμα στους αριθμητικούς υπολογισμούς. Αυτό όμως συμβαίνει για μικρό χρονικό διάστημα, μέχρι η μηχανή να αποκτήσει ταχύτητα 9rpm.

2) Στη συνέχεια έγινε ακόμη μια δοκιμή εκκίνησης της μηχανής με γραμμική αύξηση της ροπής αναφοράς πάλι από 0 έως 5Nm αλλά με βήμα 0.3125 ανά 1 sec. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο *σχήμα 7.3*.



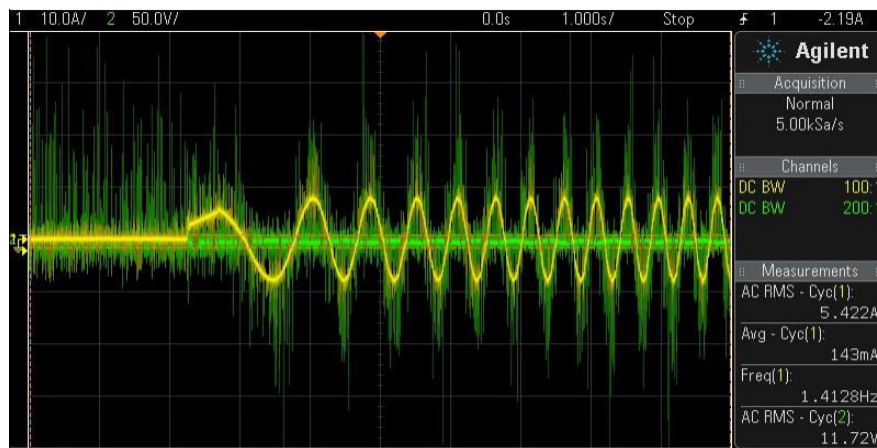
**Σχήμα 7.3 Εκκίνηση από 0Nm έως 5Nm με βήμα 0.325 ανά 1 sec.**

Η ροπή αναφοράς αυξάνεται πιο αργά σε σχέση με πριν και όπως παρατηρείται το ρεύμα αυξήθηκε στιγμιαία μέχρι την τιμή των 50 A. Η αργή μεταβολή στη ροπή αναφοράς έχει,

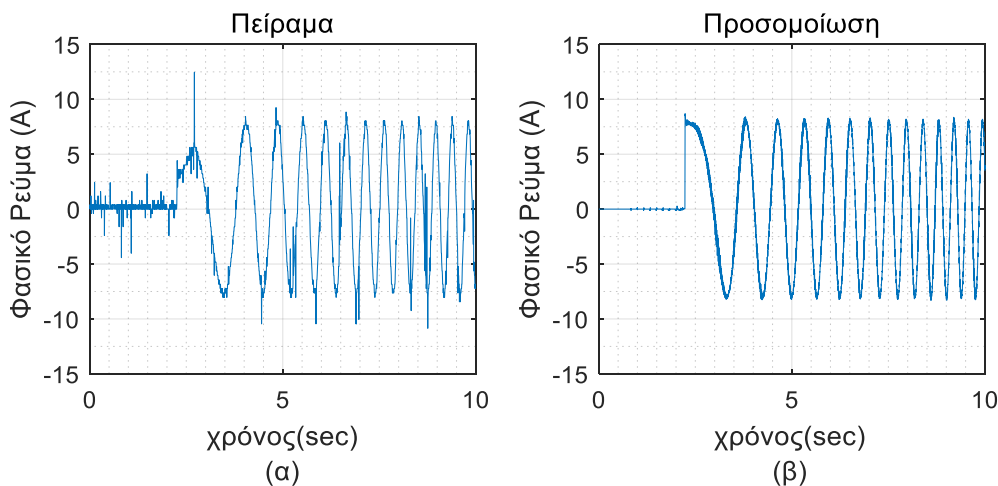


πιθανώς ως αποτέλεσμα το σύστημα να καθυστερεί να λάβει την ροπή που απαιτείται ώστε να εκκινήσει, συνεπώς η διαφορά μεταξύ της αναφοράς και της πραγματικής τιμής των ρευμάτων  $q$  και  $d$  άξονα είναι αρκετά μεγάλη για αρκετό χρονικό διάστημα. Η διαφορά αυτή αποτελεί την είσοδο των PI ελεγκτών και όσο πιο μεγάλη είναι τόσο πιο πολύ αυξάνεται η επίδραση και του αναλογικού και του ολοκληρωτικού όρου στην έξοδο των ελεγκτών με αποτέλεσμα την απρόβλεπτη απόκριση του ελεγκτή. Ταυτόχρονα η στιγμιαία αύξηση του ρεύματος μπορεί να οφείλεται και στην αβεβαιότητα της αρχικής θέσης για όσο χρόνο η μηχανή κινείται με ταχύτητα μικρότερη των 9 rpm, όπως εξηγήθηκε προηγουμένως.

### 7.1.2 Εκκίνηση με βηματική μεταβολή της ροπής



Σχήμα 7.4: Εκκίνηση υπό βηματική είσοδο από 0Nm σε 3Nm.



Σχήμα 7.3: Απόκριση φασικού ρεύματος κατά την εκκίνηση, (α) απόκριση πειράματος, (β) απόκριση προσομοίωσης.

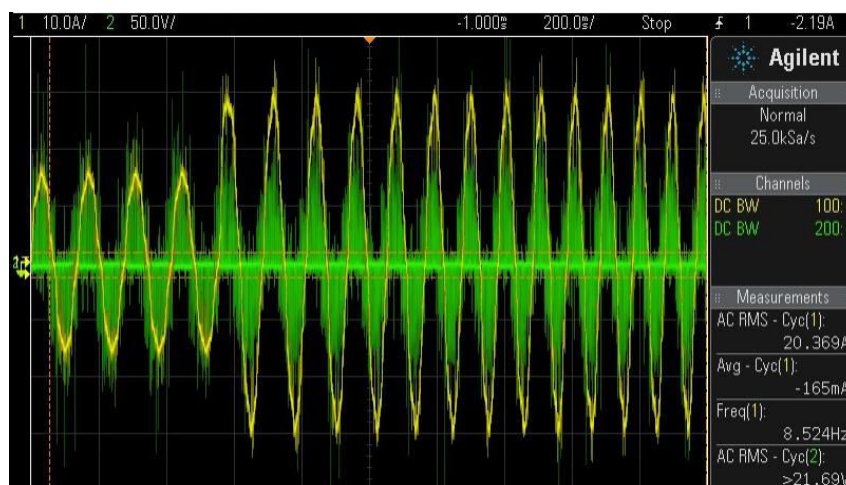
Στο σχήμα 7.4 φαίνεται το ρεύμα και η τάση της φάσης  $a$  κατά την εκκίνηση της μηχανής για βηματική μεταβολή από  $T_{e\_ref} = 0\text{Nm}$  στα  $T_{e\_ref} = 3\text{Nm}$ . Η μεταβολή είναι μικρή και η εκκίνηση ομαλή όπως φαίνεται και από την απόκριση του ρεύματος ενώ ο κινητήρας εκκινεί σχεδόν ακαριαία. Με βάση τα αποτελέσματα της εκκίνησης με διάφορους τρόπους παρατηρείται ότι ο βέλτιστος τρόπος για την εκκίνηση της μηχανής είναι όταν στη μηχανή δίνεται γρήγορα η ροπή αναφοράς που είναι ικανή να ξεπεράσει το όριο των 9 rpm, όμως

και σε αυτή την περίπτωση εξακολουθεί να υπάρχει η αβεβαιότητα της αρχικής θέσης κατά την εκκίνηση. Στα σχήματα 7.5 (α) και 7.5(β) γίνεται σύγκριση της απόκρισης του πειραματικού ρεύματος κατά την εκκίνηση της μηχανής (με την αντίστοιχη βηματική αύξηση της ροπής αναφοράς) και του ρεύματος που προέκυψε από την αντίστοιχη προσομοίωση.

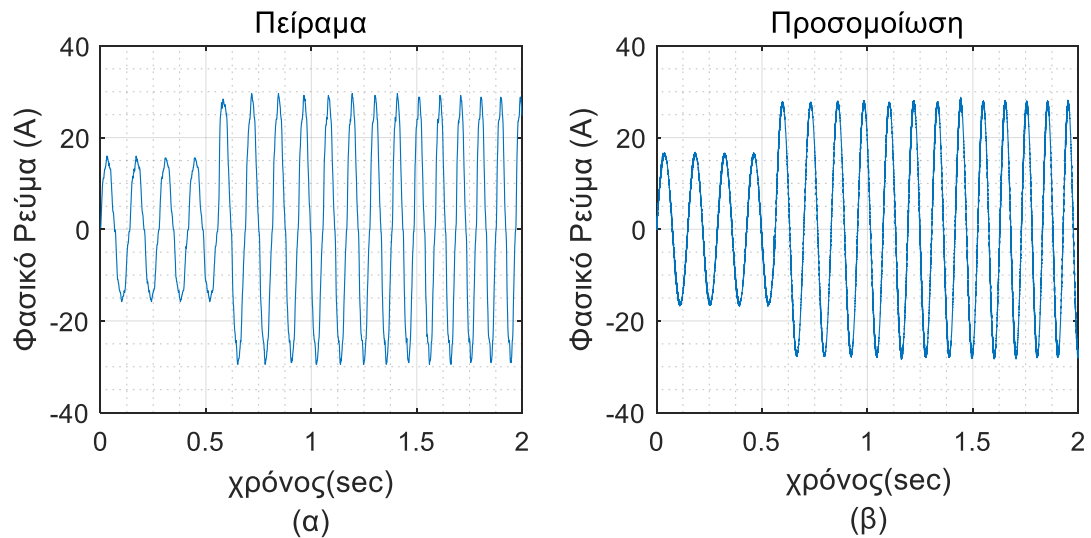
Κατά την εκκίνηση της μηχανής παρατηρήθηκε ότι ο χρόνος που απαιτείται για να λάβει την τελική τιμή πλάτους το ρεύμα είναι 0.06sec για το πείραμα και 0.7sec για την προσομοίωση. Το ρεύμα που λαμβάνεται κατά την εκκίνηση του πειράματος αργεί να λάβει την τελική τιμή του πλάτους σε σχέση με το ρεύμα που προέκυψε από το μοντέλο της προσομοίωσης γεγονός που οφείλεται πιθανώς στη στρατηγική εκκίνησης του μοντέλου του πειράματος. Επιπλέον το πλάτος του ρεύματος για ροπή αναφοράς 3Nm προκύπτει 8A τόσο για τη προσομοίωση όσο και για το πείραμα.

### 7.1.3 Βηματική μεταβολή ροπής- Μόνιμη κατάσταση

Αρχικά το σύστημα βρίσκεται σε μόνιμη κατάσταση στην οποία η ροπή είναι 6Nm και ο κινητήρας περιστρέφεται με 216 rpm. Πραγματοποιείται βηματική μεταβολή από τα 6Nm στα 10 Nm και λαμβάνεται η απόκριση της φασικής τάσης και του ρεύματος. Τα αποτελέσματα αυτά παρουσιάζονται στο σχήμα 7.6. Στο σχήμα 7.7 (α) φαίνεται η απόκριση του ρεύματος που μετρήθηκε κατά τη μεταβατική λειτουργία και στο σχήμα 7.7 (β) δίνεται η απόκριση του ρεύματος που προέκυψε από το μοντέλο της προσομοίωσης για την ίδια μεταβολή. Όπως φαίνεται η απόκριση του ρεύματος είναι αρκετά ικανοποιητική, ακολουθεί αρκετά καλά τη θεωρία του ελέγχου αφού το ρεύμα αυξάνεται σχεδόν ακαριαία έτσι ώστε η ροπή να οδηγηθεί στο νέο σημείο αναφοράς της, χωρίς την ανάπτυξη ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων και διατηρώντας τον ΣΙ. Επιπλέον το ρεύμα μεταβάλλει την τιμή του πλάτους του από τα 15A στα 29 A επιβεβαιώνοντας ότι ο έλεγχος ακολουθεί τη λειτουργία μέγιστης ροπής ανά ρεύμα. Η ταχύτητα του κινητήρα μεταβάλλεται από τα 216 rpm στα 488 rpm. Τέλος, ο χρόνος που το ρεύμα λαμβάνει την τελική τιμή πλάτους του ρεύματος μετρήθηκε 0,032sec για το πείραμα και 0,022 sec για την προσομοίωση.



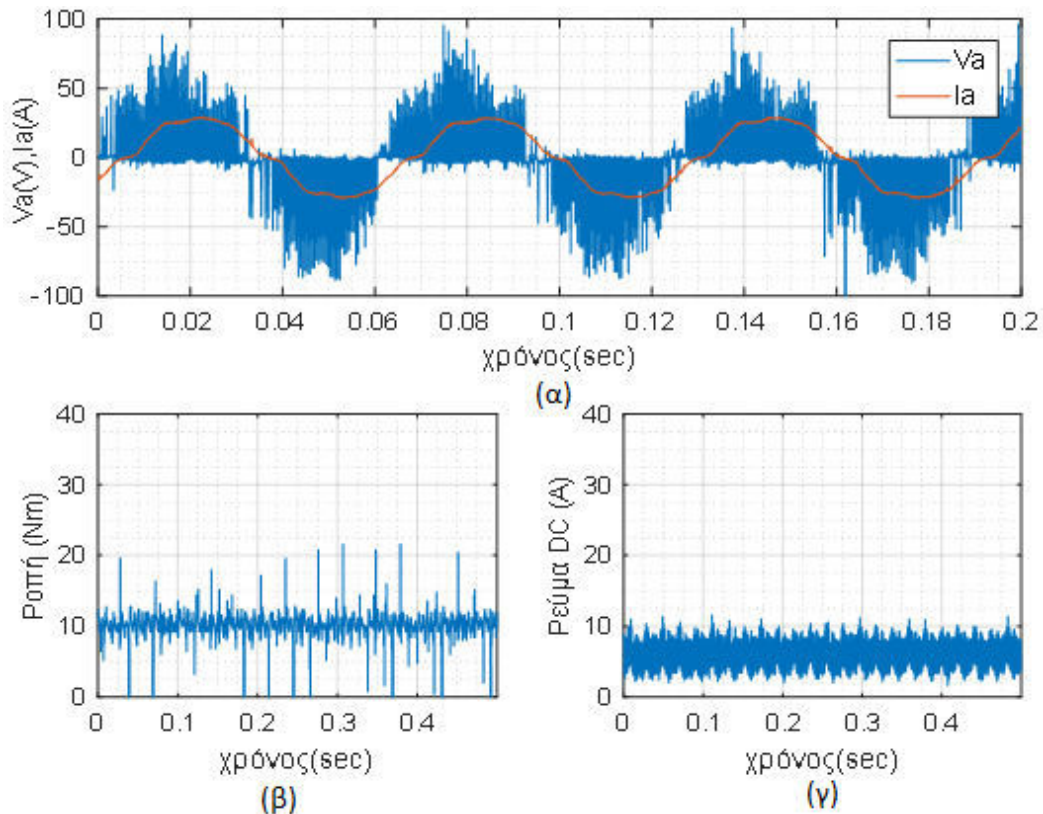
Σχήμα 7. 6 : Απόκριση ρεύματος (κίτρινη κυματομορφή) και τάσης (πράσινη κυματομορφή) για βηματική μεταβολή ροπής από  $T_{e\_ref} = 6Nm$  έως  $T_{e\_ref} = 10Nm$



Σχήμα 7. 7 (α) : Απόκριση φασικού ρεύματος κατά τη βηματική μεταβολή της ροπής, (α) απόκριση πειράματος, (β) απόκριση προσομοίωσης.

### Μόνιμη Κατάσταση

Στα επόμενα σχήματα δίνονται τα **πειραματικά αποτελέσματα** για το φασικό ρεύμα, τη ροπή, τη φασική τάση και το ρεύμα στη DC είσοδο του αντιστροφέα αντίστοιχα, για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όπου στο σύστημα έχει δοθεί ροπή αναφοράς 10Nm και στρέφεται με σταθερές στροφές. Η rms τιμή του ρεύματος είναι 20.53 A. Η ηλεκτρική συχνότητα είναι 16.28Hz, συνεπώς η μηχανή στρέφεται με 488 rpm. Σε αυτήν την κατάσταση η κυμάτωση του ρεύματος τυμπάνου υπολογίστηκε  $\pm 0.7A$  και της ροπής  $\pm 1.2 Nm$ .



Σχήμα 7. 8 :Πειραματικά αποτελέσματα (α) ρεύμα και τάση φάσης α (β) ροπή (γ) DC ρεύμα.



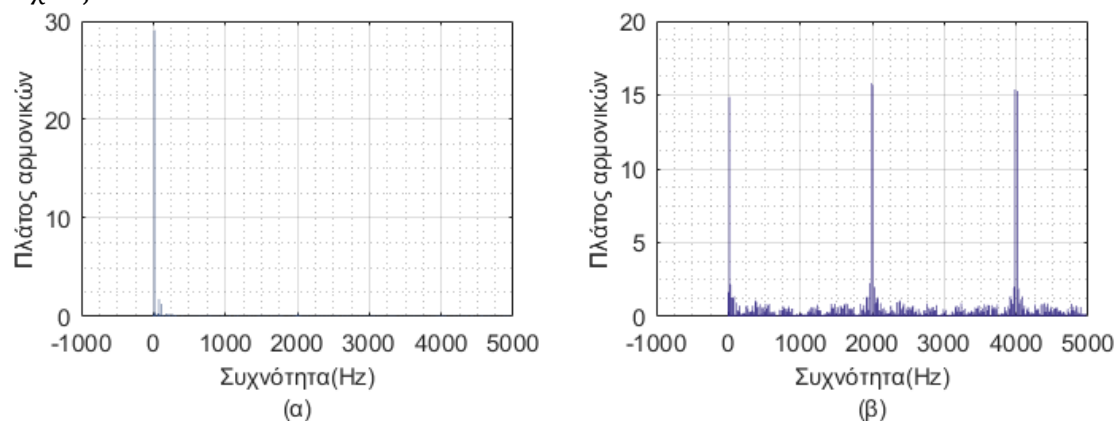
Πραγματοποιώντας διακριτό fourier στην κυματομορφή του ρεύματος χρησιμοποιώντας την εντολή `fft` της `matlab`, βρίσκουμε το φάσμα ρεύματος και της τάσης που απεικονίζονται στο *σχήμα 7.8(α)*. Για την αρμονική ανάλυση του ρεύματος και της τάσης γίνεται ο υπολογισμός του φάσματος μέσω κατάλληλου κώδικα της `matlab`. Δείγμα του κώδικα που αναπτύχθηκε για την αρμονική ανάλυση της τάσης και του ρεύματος δίνεται παρακάτω:

```

signal=sig;
figure;
plot(signal);
Fs = 10000;           % Sampling frequency
T = 1/Fs;            % Sampling period
L = length(signal);  % Length of signal
t = (0:L-1)*T;
Y = fft(signal);
P=Y(1:L/2+1);
P2 = abs(Y/L);
P1 = P2(1:L/2+1);
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);
f = Fs*(0:(L/2))/L;
figure;
bar(f,P1);
f0=angle(P);

```

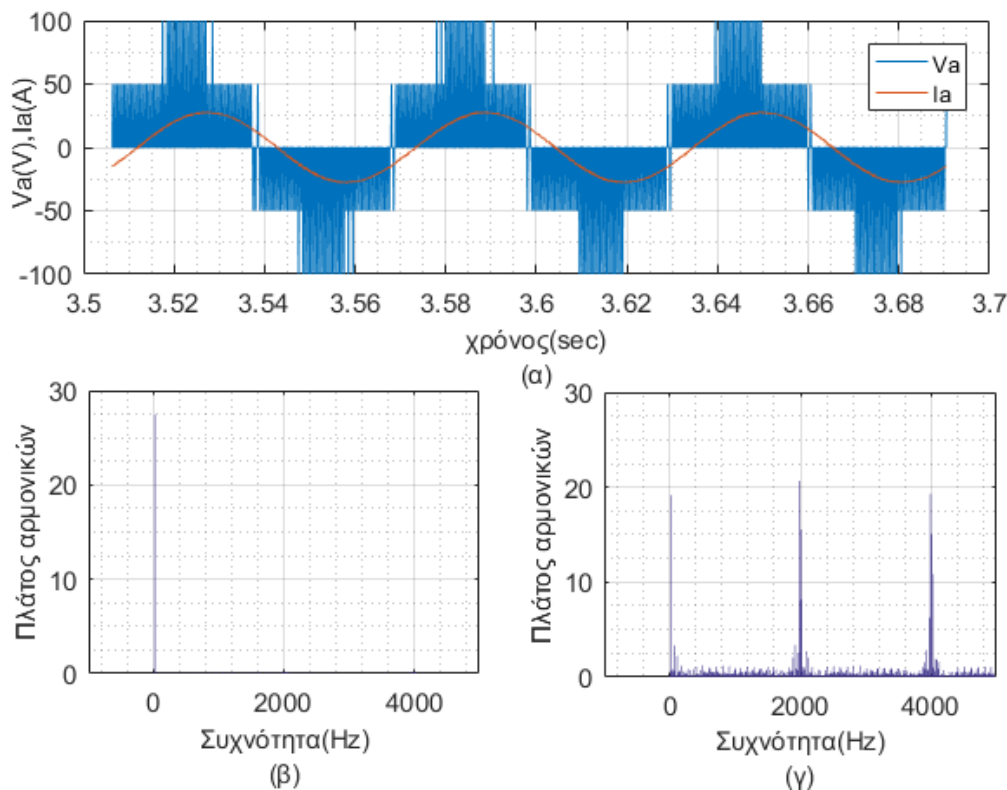
Αφού ορίζεται κάθε φορά η σωστή συχνότητα δειγματοληψίας του σήματος για το οποίο γίνεται υπολογισμός του φάσματος (το αρχικό σήμα αποθηκεύεται στη μεταβλητή `signal`), εκτελώντας τον παραπάνω κώδικα στη `matlab`, από τους πίνακες `P1` και `f0` που προκύπτουν, βρίσκουμε τα πλάτη και τις αρχικές γωνίες των αρμονικών συνιστωσών αντίστοιχα. Από το φάσμα του ρεύματος παρατηρείται ότι περιέχονται ορισμένες χαμηλόσυχνες αρμονικές και προκύπτει ότι ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος είναι  $THD_i = 8.2\%$ . Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης προκύπτει σχετικά μεγάλος αλλά όπως θα παρατηρήσουμε στη συνέχεια με την αύξηση του ρεύματος και των στροφών ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης θα μειωθεί, λόγω της αύξησης του λόγου διαμόρφωσης. Τέλος, από τον υπολογισμό της αρχικής γωνίας υπολογίζεται η διαφορά φάσης του ρεύματος και της τάσης, η οποία στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι  $\Delta\phi=29.87^\circ$  συνεπώς ο συντελεστής ισχύος είναι  $\Sigma I=0.865$ .



**Σχήμα 7.9:Αρμονική ανάλυση (πείραμα), (α)Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος, (β) Αρμονική ανάλυση φασικής τάσης.**

Η μόνιμη κατάσταση όταν η ροπή αναφοράς είναι 10Nm και η ταχύτητα περιστροφής 488 rpm, για χρόνο 0.2 sec που λαμβάνεται από το μοντέλο της προσομοίωσης για την τάση και

το ρεύμα δίνεται στο επόμενο σχήμα 7.10. Εκτελώντας ανάλυση fourier λαμβάνουμε το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος και της τάσης που φαίνονται στα σχήματα 7.11 (β) και (γ). Από το φάσμα του ρεύματος της προσομοίωσης παρατηρούμε ότι δεν περιέχονται οι χαμηλόσυχνες αρμονικές που παρατηρήθηκαν στο αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος του πειράματος επιπλέον υπολογίζεται ότι ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος της προσομοίωσης είναι  $THD_i = 2.7\%$  και ο συντελεστής ισχύος  $\Sigma I = 0.868$ . Η κυμάτωση του ρεύματος που προέκυψε από την προσομοίωση υπολογίστηκε  $\pm 0,5$  A.

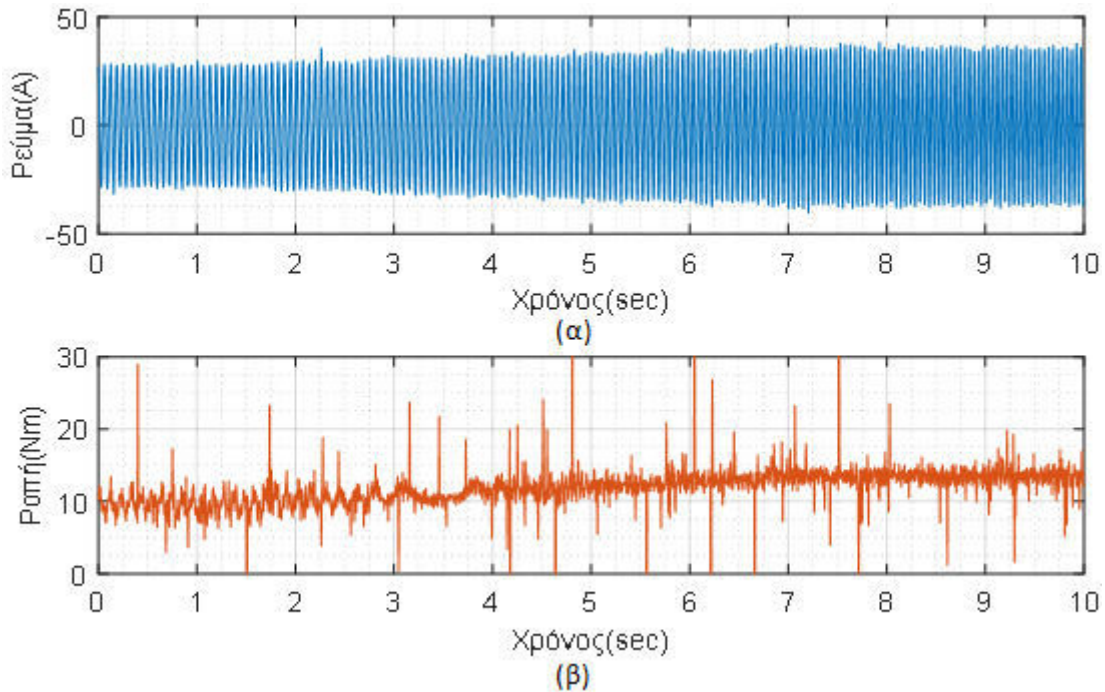


Σχήμα 7. 10: Αρμονική ανάλυση (προσομοίωση), (α) τάση και ρεύμα μόνιμης κατάστασης, (β)αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος, (γ) αρμονική ανάλυση φασικής τάσης.

#### 7.1.4 Γραμμική αύξηση της ροπής

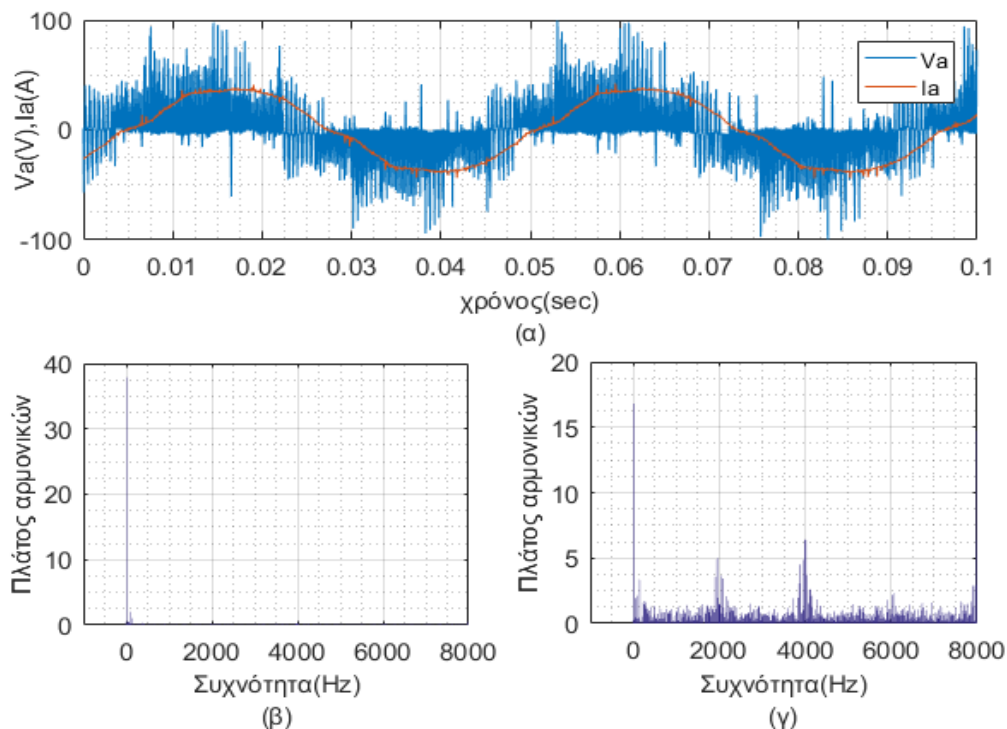
Στο σχήμα 7.11 (α) και (β) παρατηρούμε την απόκριση του ρεύματος και της ροπής όταν ως σήμα εισόδου αναφοράς δίνεται γραμμική αύξηση της ροπής από 10Nm σε 14.5Nm με βήμα 0.75 ανά 1 sec. Πριν την έναρξη της μεταβατικής λειτουργίας το σύστημα βρισκόταν στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάστηκε προηγουμένως. Η αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα είναι εμφανής από την αύξηση της συχνότητας του ρεύματος και συγκεκριμένα η ταχύτητα αυξήθηκε από τα 488 rpm στα 615rpm. Από την αρχική και την τελική κατάσταση του ρεύματος παρατηρούμε ότι το ρεύμα μεταβλήθηκε από 29 A τιμή πλάτους, σε 37.5 A τιμή πλάτους. Παρατηρούμε ότι το ρεύμα αυξάνεται αρκετά γρήγορα με τέτοιο τρόπο ώστε η ροπή να ακολουθήσει την αύξηση της ροπής αναφοράς όπως φαίνεται από τη μετρούμενη ροπή στο σχήμα 7.11(β). Από τη μέτρηση της ροπής υπολογίζεται ότι ο χρόνος αποκατάστασης της ροπής είναι 0.015sec σε κάθε βηματική αύξηση της ροπής και παρατηρήθηκε ότι με την αύξηση της ροπής μειώθηκε η κυμάτωση της αφού στην αρχική κατάσταση η κυμάτωση ήταν  $\pm 1.2$  Nm ενώ στην τελική κατάσταση η κυμάτωση της ροπής

μετρήθηκε  $\pm 0.9 \text{ Nm}$ , γεγονός που οφείλεται στην μείωση των μηχανικών ταλαντώσεων του κινητηρίου συστήματος.



Σχήμα 7. 11: Απόκριση ρεύματος και ροπής κατά τη γραμμική αύξηση της ροπής εισόδου (πείραμα), (α) απόκριση ρεύματος, (β) απόκριση ροπής.

### Μόνιμη Κατάσταση



Σχήμα 7. 12 : Αρμονική ανάλυση (πείραμα), (α) τάση και ρεύμα μόνιμης κατάστασης, (β)αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος, (γ) αρμονική ανάλυση φασικής τάσης.

Η μόνιμη κατάσταση του ρεύματος και της τάσης, όταν ως είσοδος του συστήματος δίνεται  $T_{e\_ref} = 14.5 \text{ Nm}$  φαίνεται στο σχήμα 7.12(α) όπου το σύστημα έχει αποκτήσει

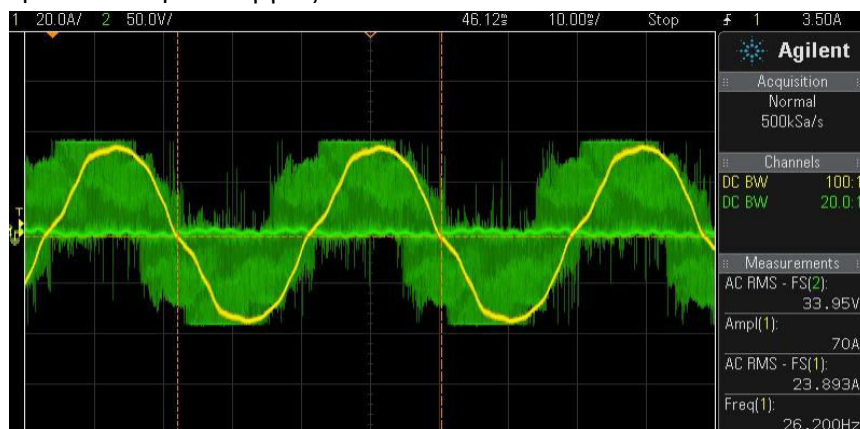
σταθερή ταχύτητα 651 rpm (21,7Hz ηλεκτρική συχνότητα), και στα σχήματα 7.12 (β) και (γ) φαίνεται το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος και της τάσης. Το πλάτος του ρεύματος είναι 37.7 A , το ρεύμα στη DC πλευρά για την κατάσταση αυτή μετρήθηκε 9.7 A και η ισχύς εξόδου του συστήματος μετρήθηκε 783W. Η κυμάτωση του ρεύματος μετρήθηκε  $\pm 0.45A$ .

Με την αύξηση των στροφών και του ρεύματος παρατηρείται πως η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος βελτιώνεται αρκετά. Από την αρμονική ανάλυση υπολογίζεται ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ότι είναι  $THD_i = 6,2\%$  ενώ ο συντελεστής ισχύος είναι  $SI=0.85$ . Στο σχήμα 7.12(γ) παρουσιάζεται η αρμονική ανάλυση της φασικής τάσης. Παρατηρείται ότι το φάσμα παρουσιάζει διακριτές φασματικές γραμμές γύρω από τη διακοπτική συχνότητα.

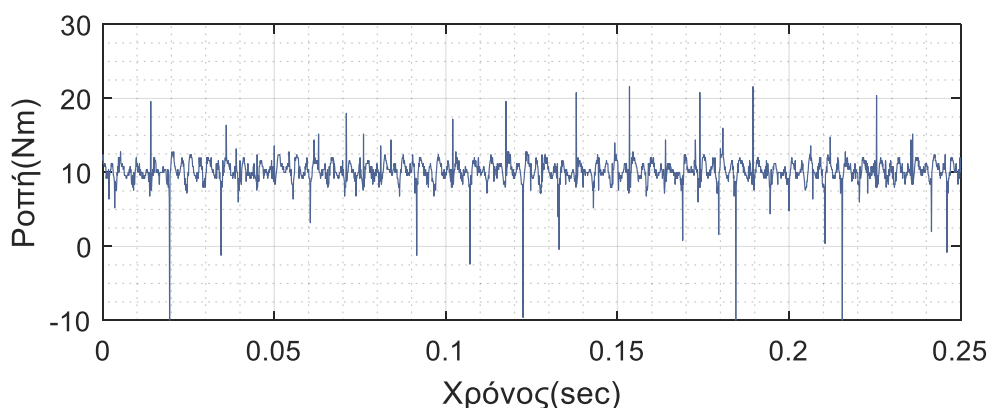
### 7.1.5 Μόνιμη κατάσταση

**Ροπή εισόδου  $T_{e\_ref} = 12Nm$ - Ταχύτητα 780 rpm.**

Στο σχήμα 7.13 παρουσιάζεται η τάση και το ρεύμα μόνιμης κατάστασης για ροπή αναφοράς  $T_{e\_ref} = 12Nm$  και στο σχήμα 7.14 παρουσιάζεται η μετρούμενη ροπή για τη συγκεκριμένη κατάσταση λειτουργίας.



Σχήμα 7. 13: Τάση και ρεύμα μόνιμης κατάστασης.



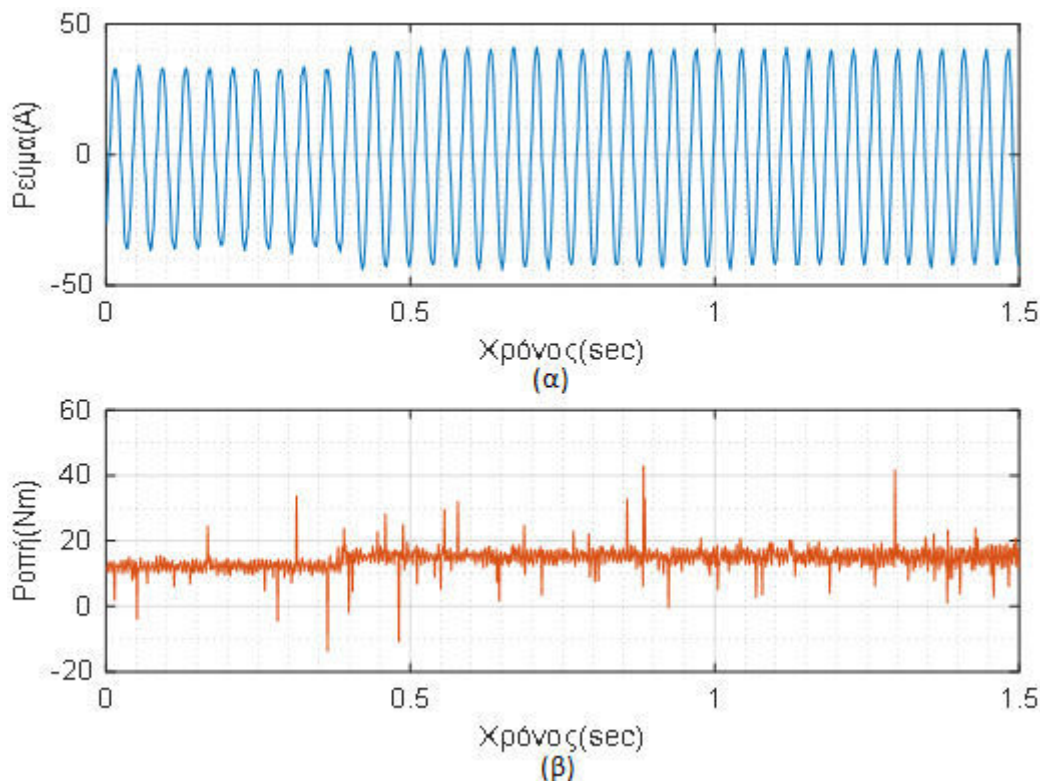
Σχήμα 7. 14: Μετρούμενη ροπή για σήμα εισόδου 12Nm (πείραμα).

Σε αυτή τη περίπτωση έχει μειωθεί η διέγερση της μηχανής συνεχούς ρεύματος με αποτέλεσμα να μειώνεται η ροπή του φορτίου και να αυξάνονται οι στροφές του κινητήρα. Ο κινητήρας σε αυτήν την κατάσταση στρέφεται με 790 rpm. Με τη μείωση της διέγερσης

παρατηρείται ότι η ροπή και το πλάτος του ρεύματος παραμένουν σταθερά ενώ ταυτόχρονα αυξάνεται η ταχύτητα του κινητήρα. Επιπλέον, με την αύξηση των στροφών του κινητήρα παρατηρείται βελτίωση του αρμονικού περιεχομένου της κυματομορφής του ρεύματος. Η ροπή, σύμφωνα με τη μέτρηση της από το ροπόμετρο, είναι ίση με 12.2 Nm και η κυμάτωση της μετρήθηκε  $\pm 1$  Nm.

### 7.1.6 Βηματική αύξηση της ροπής

Στο σχήμα 7.15 (α) και 7.15 (β) φαίνονται η μέτρηση του ρεύματος και της ροπής για τη μεταβατική κατάσταση κατά την οποία πραγματοποιείται βηματική μεταβολή στην είσοδο του συστήματος από  $T_{e\_ref} = 12Nm$  σε  $T_{e\_ref} = 15.5Nm$ . Όπως φαίνεται και στα παρακάτω σχήματα η rms τιμή του ρεύματος μεταβάλλεται από 23.3 A σε 27.5 A ενώ η μετρούμενη τιμή της ροπής μεταβάλλεται από 12.2 σε 15.5Nm. Παρατηρείται πως η ροπή λαμβάνει την τελική της τιμή σε 0.021 sec ενώ σε χρόνο 0.005 sec παρατηρείται υπερύψωση 16.7Nm. Η κυμάτωση της ροπής μετά την αύξηση της ροπής μετρήθηκε  $\pm 1.2Nm$ . Σημειώνεται ότι στην κατάσταση αυτή, παρατηρούνται μηχανικές ταλαντώσεις που προκαλούν τα μηχανικά μέρη του συστήματος. Τέλος, από σχήμα 7.15 (α) φαίνεται ότι το ρεύμα αυξάνει την τιμή του και με αυτό τον τρόπο το η ροπή λαμβάνει την τιμή της ροπής αναφοράς. Η τελική τιμή του ρεύματος λαμβάνεται σε χρόνο 0.02sec. Η ταχύτητα μεταβλήθηκε από 780 rpm σε 860 rpm σε χρόνο 1.2 sec.

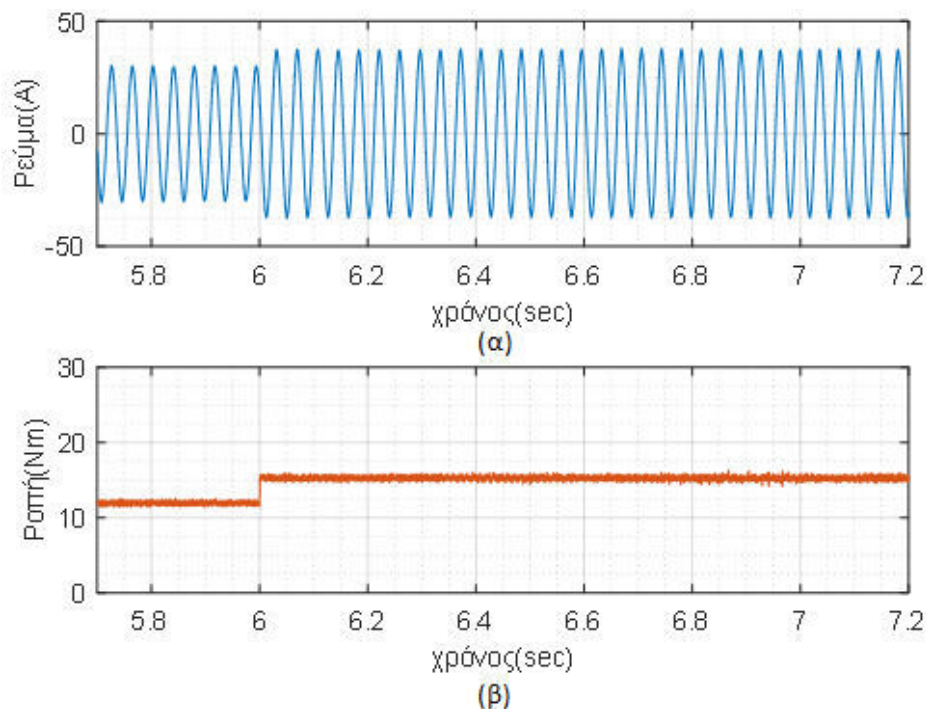


**Σχήμα 7. 15:Απόκριση ρεύματος και ροπής κατά τη βηματική αύξηση της ροπής εισόδου (πείραμα), (α) απόκριση ρεύματος, (β) απόκριση ροπής.**

Στο σχήμα παρουσιάζεται το ρεύμα και η ροπή που προέκυψε από το μοντέλο της προσομοίωσης για την ίδια μεταβατική κατάσταση. Παρατηρείται πως η ροπή και το ρεύμα



λαμβάνουν την τελική της τιμή τους σε 0.014 sec ενώ η υπερύψωση της ροπής είναι πολύ μικρή, συγκεκριμένα η ροπή λαμβάνει τα 16 Nm. Η κυμάτωση της ροπής είναι  $\pm 0,4$  Nm. Η ταχύτητα μεταβάλλεται από 780 rpm σε 832 rpm σε χρόνο 1.2 sec.



Σχήμα 7. 16: Απόκριση ρεύματος και ροπής κατά τη βηματική αύξηση της ροπής εισόδου (προσομοίωση), (α) απόκριση ρεύματος, (β) απόκριση ροπής.

## 7.2 Πειραματικά Αποτελέσματα στην Περιοχή Σταθερής Ισχύος

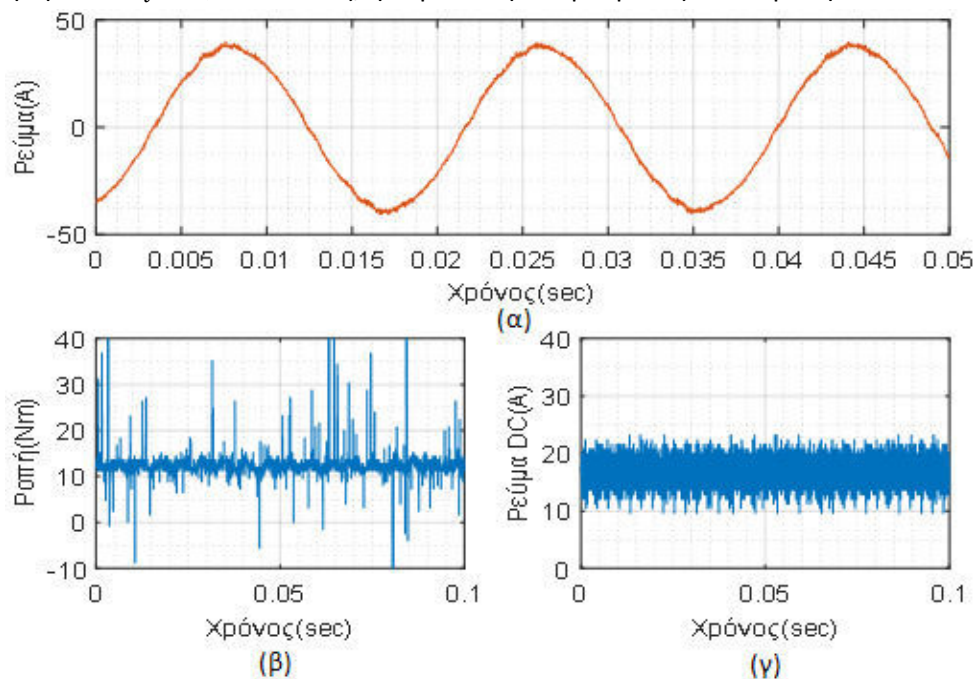
Για την εξέταση της λειτουργίας στην περιοχή εξασθένισης πεδίου μειώθηκε χειροκίνητα η διέγερση της μηχανής συνεχούς ρεύματος, έτσι ώστε να μειωθεί το φορτίο και να αυξηθούν οι στροφές του κινητήρα για να φτάσουμε στην ονομαστική ταχύτητα. Όπως υπολογίστηκε παραπάνω η ονομαστική ταχύτητα για τάση εισόδου του αντιστροφέα 150V είναι 2070. Επειδή όμως παρατηρήθηκε πτώση τάσης στη DC πλευρά του αντιστροφέα, η ονομαστική ταχύτητα, όπου πραγματοποιείται η μετάβαση από την λειτουργία MTPA στην λειτουργία εξασθένισης πεδίου, ορίστηκε μετά από δοκιμές στα 1700 rpm. Όταν ο έλεγχος του κινητήρα εισέρχεται στην περιοχή εξασθένισης πεδίου τότε, για να ξεπεράσουμε τον περιορισμό της DC τάσης εισόδου και να αυξηθεί η ταχύτητα του κινητήρα δεν πραγματοποιείται έλεγχος ροπής αλλά έλεγχος ισχύος. Συνεπώς, αν και στην περιοχή σταθερής ροπής η αύξηση της ροπής αναφοράς προκαλεί την ίδια αύξηση της ροπής του συστήματος και αυξάνεται ταυτόχρονα η ταχύτητα του κινητήρα, στην περιοχή εξασθένισης πεδίου η αύξηση της ροπής αναφοράς (γκαζιού) προκαλεί αύξηση της ροπής του κινητήρα, αλλά αυτή η ροπή είναι μικρότερη από τη ροπή αναφοράς, σύμφωνα με την προδιαγραφή της καμπύλης ροπής-στροφών του συστήματος. Αν η ταχύτητα της μηχανής προσπαθήσει να ξεπεράσει την ονομαστική ταχύτητα τότε επειδή η αύξηση αυτής της ταχύτητας περιορίζεται από την τάση της DC πλευράς, ο έλεγχος μεταβάλλει τη γωνία ρεύματος με τέτοιο τρόπο ώστε να μειώνεται το ρεύμα  $i_q$  και να αυξάνεται το ρεύμα  $i_d$ . Η μείωση του  $i_q$  προκαλεί τη μείωση της ροπής

ενώ η μαγνητική ροή του στάτη αντιτίθεται σε αυτή του μόνιμου μαγνήτη με την αρνητική αύξηση του ρεύματος d-άξονα του στάτη. Ως αποτέλεσμα, η τάση τυμπάνου του κινητήρα παραμένει σταθερή, η ταχύτητα του κινητήρα αυξάνεται και η ισχύς του συστήματος παραμένει σταθερή.

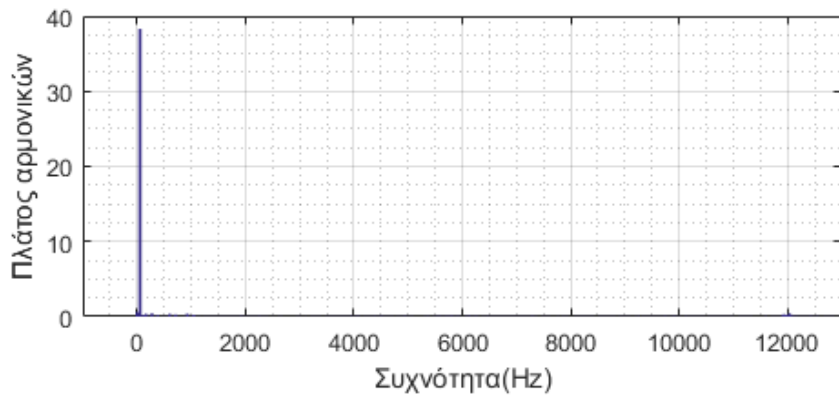
### 7.2.1 Μόνιμη κατάσταση

#### 1) Ροπή εισόδου $T_{e\_ref} = 13,25Nm$ - Ταχύτητα 1690 rpm.

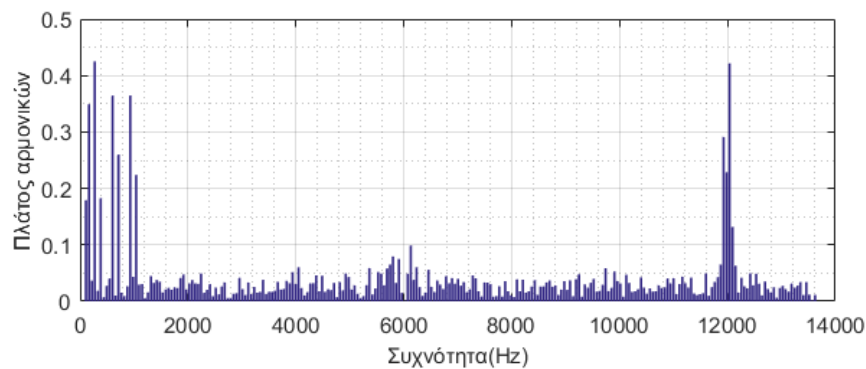
Αρχικά η τάση και το ρεύμα διέγερσης της μηχανής συνεχούς ρεύματος ρυθμίζεται στα 30V και 0.4 A αντίστοιχα και η ροπή αναφοράς του συστήματος δίνεται ίση με  $T_{e\_ref} = 13.25Nm$ . Το σύστημα ισορροπεί και το ρεύμα μόνιμης κατάστασης, όπως και η ροπή και το DC ρεύμα εισόδου δίνονται στα παρακάτω σχήματα. Η rms τιμή του ρεύματος είναι 27A, ο κινητήρας στρέφεται με 1690 rpm. Η ροπή όπως δίνεται από το ροπόμετρο είναι ίση με 12.3Nm και το DC ρεύμα είναι 17.068 A. Η ισχύς εξόδου είναι ίση με 1640 W. Παρατηρείται ότι η ροπή που μετράμε είναι μικρότερη από τη ροπή αναφοράς συνεπώς ο έλεγχος έχει εισέλθει στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Με την αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα παρατηρείται ότι η ροπή έχει μικρότερη κυμάτωση σε σχέση με τις προηγούμενες μετρήσεις και συγκεκριμένα η κυμάτωση της ροπής μετρήθηκε  $\pm 0.8Nm$ . Στο σχήμα 7.16(δ) παρουσιάζεται η αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος (στο σχήμα 7.16(ε)) παρουσιάζονται όλες οι αρμονικές εκτός από τη θεμελιώδη συχνότητα για καλύτερη ευκρίνεια). Με την αύξηση των στροφών παρατηρήθηκε η βελτίωση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος. Συγκεκριμένα ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης μετρήθηκε  $THD_i = 3,12\%$ . Τέλος, η κυμάτωση του ρεύματος υπολογίστηκε  $\pm 0.85 A$ .



Σχήμα 7. 16: Πειραματικά αποτελέσματα (α) ρεύμα και τάση φάσης α (β) ροπή (γ) DC ρεύμα.



Σχήμα 7.16 (δ): Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος (πείραμα)



Σχήμα 7.16 (ε): Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος (πείραμα)-Απεικόνιση αρμονικών συνιστωσών εκτός από τη θεμελιώδη.

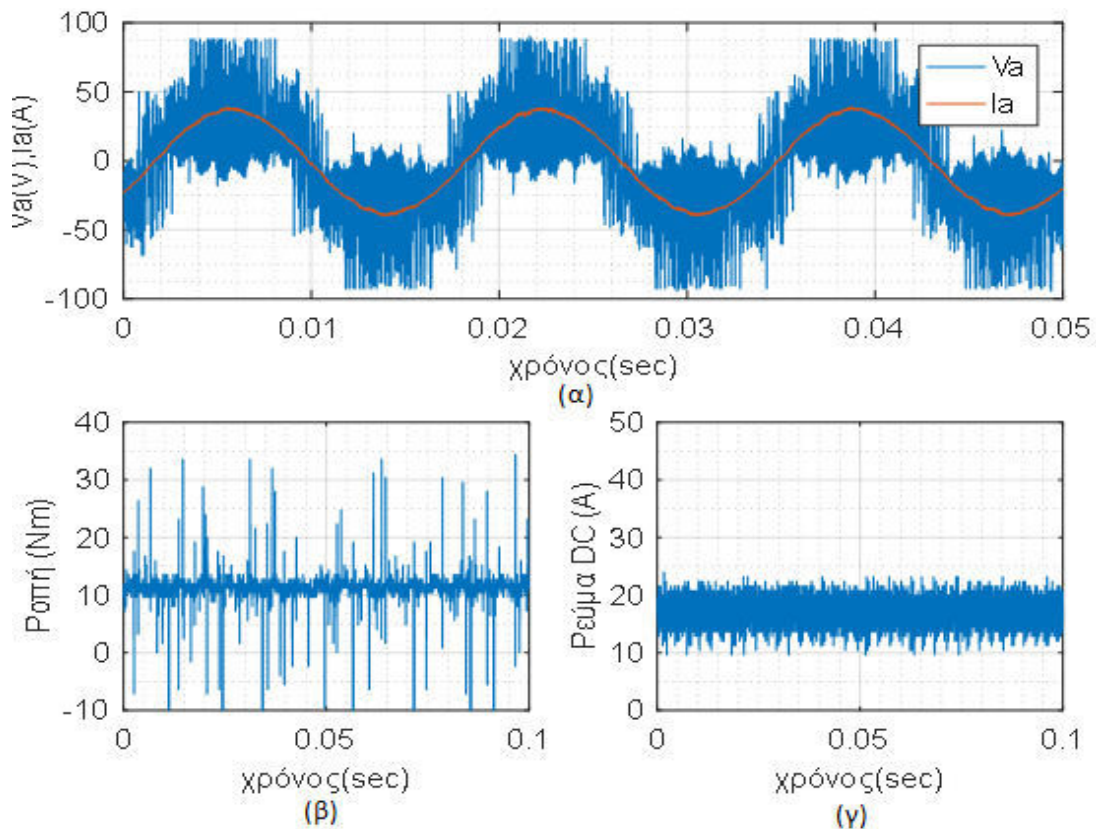
Στη συνέχεια η διέγερση της μηχανής συνεχούς ρεύματος μειώνεται στα 29V και το ρεύμα στα 0.35 A ώστε να αυξηθούν ακόμα περισσότερο οι στροφές του κινητήρα.

**2) Ροπή εισόδου  $T_{e\_ref} = 13,25Nm$ - Ταχύτητα 1800 rpm.**

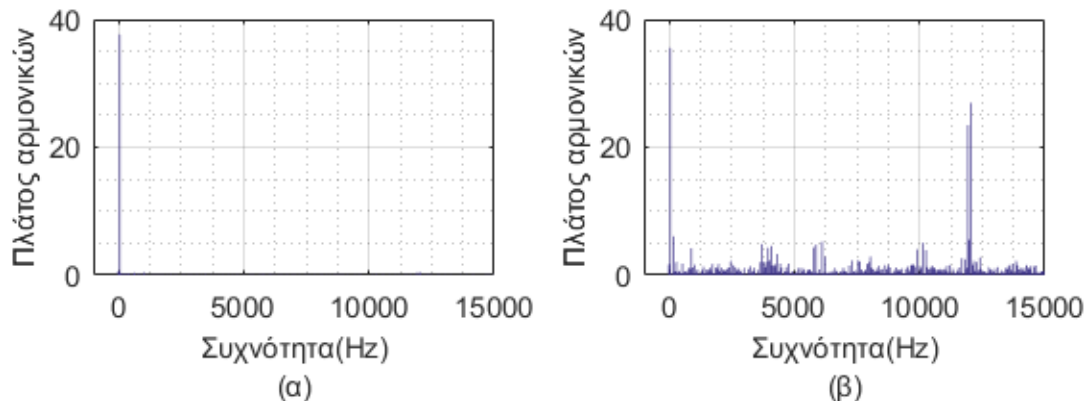
Στο σχήμα 7.17(a),(β) και (γ) δίνεται το ρεύμα και η τάση μόνιμης κατάστασης, η ροπή και το DC ρεύμα της μηχανής αντίστοιχα για τη μόνιμη κατάσταση όπου ροπή αναφοράς είναι  $T_{e\_ref} = 13.25Nm$  και η ηλεκτρική ταχύτητα είναι 1800 rpm. Ο έλεγχος βρίσκεται στην περιοχή εξασθένησης πεδίου. Η τιμή της μετρούμενης ροπής είναι 11.5Nm και είναι μικρότερη από την τιμή της ροπής αναφοράς, συνεπώς γίνεται εμφανές ότι με την αύξηση των στροφών, ενώ η ροπή αναφοράς του συστήματος παραμένει σταθερή, μειώνεται ακόμα περισσότερο η ροπή του κινητήρα και συνεπώς επιβεβαιώνεται ότι έχουμε αύξηση των στροφών του κινητήρα και μείωση της ροπής του. Η rms τιμή του ρεύματος είναι 26.7A, συνεπώς παρατηρείται ότι πραγματοποιείται αλλαγή μόνο στη γωνία του διανύσματος του ρεύματος ενώ το πλάτος του ρεύματος παραμένει σχεδόν σταθερό. Το γεγονός ότι πετυχαίνουμε μικρότερη ροπή με το ίδιο πλάτος ρεύματος μας δείχνει ότι ο συνδυασμός των ρευμάτων q και d άξονα δεν κινείται πια πάνω στην MTPA τροχιά αλλά κινείται προς την κατεύθυνση όπου το ρεύμα του q άξονα μειώνεται και αυτό φαίνεται από τη μείωση της ροπής του συστήματος, ενώ ταυτόχρονα το ρεύμα του d άξονα αυξάνεται. Το ρεύμα DC είναι 17.3 A και η ισχύς εξόδου του συστήματος είναι 1650W.



Σε αυτό το σημείο αξίζει να τονίσουμε ότι από τη μέτρηση του ρεύματος και της τάσης, παρατηρείται ότι ο συντελεστής ισχύος τείνει προς τη μονάδα. Αυτό εξηγείται με τη βοήθεια του διανυσματικού διαγράμματος του κινητήρα που δόθηκε και στο σχήμα 2.3.2, στο οποίο φαίνεται ότι αν το διάνυσμα του ρεύματος κινείται προς τον αρνητικό άξονα  $d$  τότε η γωνία του ρεύματος  $\gamma$  αυξάνεται και ο συντελεστής ισχύος τείνει να μετατραπεί από επαγωγικός σε χωρητικός. Το φάσμα του ρεύματος και της τάσης φαίνονται στα σχήματα 7.18 (α) και 7.18 (β). Από την ανάλυση fourier της κυματομορφής του ρεύματος και της τάσης υπολογίζεται ότι ο συντελεστής ισχύος είναι  $\Sigma I = 0.99$  και ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος είναι  $THD_i = 3,04\%$ . Παρατηρείται ότι η SVM τεχνική διαμόρφωσης συγκεντρώνει τις αρμονικές σε συγκεκριμένες συχνότητες. Η κυμάτωση του ρεύματος είναι  $\pm 0,805$  A και της ροπής  $\pm 0.8$  Nm.



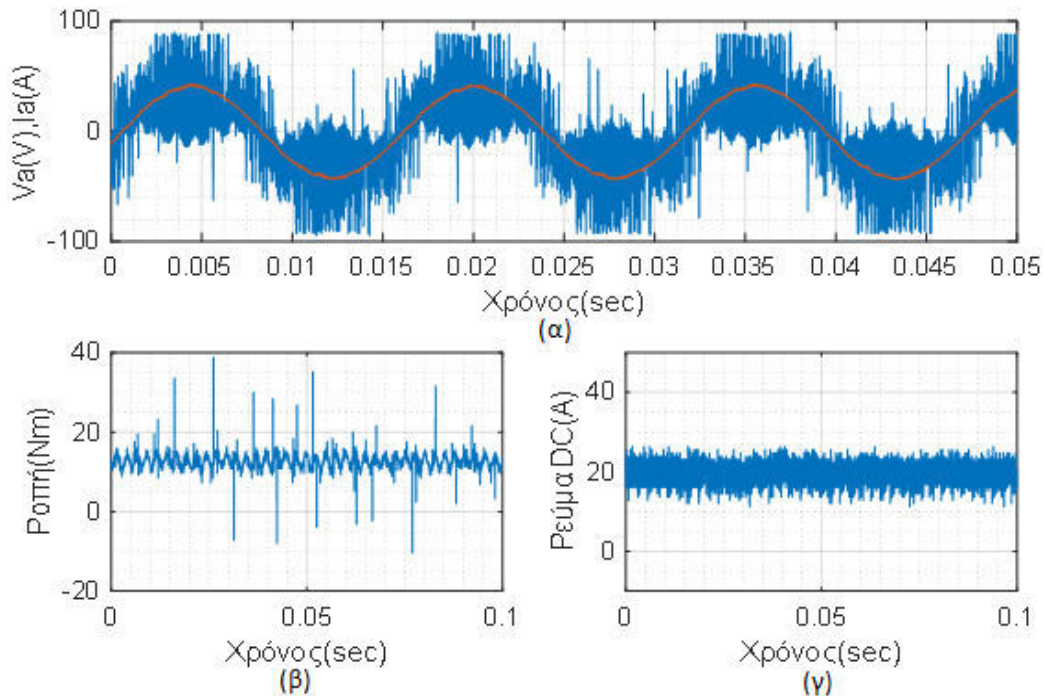
Σχήμα 7.17 : Πειραματικά αποτελέσματα (α) ρεύμα και τάση φάσης α (β) ροπή (γ) DC ρεύμα.



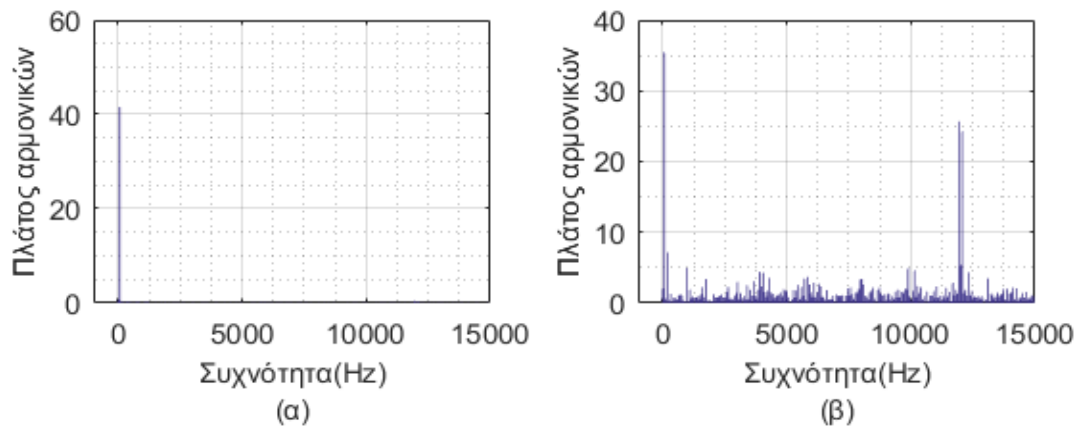
Σχήμα 7.18: Αρμονική ανάλυση (πείραμα), (α) αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος, (β) αρμονική ανάλυση φασικής τάσης.

**3) Ροπή εισόδου  $T_{e,ref} = 14,5Nm$ - Ταχύτητα 1930 rpm.**

Αυξάνοντας τη ροπή αναφοράς από 13.25 Nm στα 14.5Nm λαμβάνουμε τη μόνιμη κατάσταση που δίνεται στο σχήμα 7.19. Στα σχήματα 7.19 (α), (β) και 7.19 (γ) φαίνεται η φασική τάση και το φασικό ρεύμα, η ροπή και το ρεύμα της DC πλευράς του μετατροπέα αντίστοιχα. Το ρεύμα της φάσης α έχει rms τιμή 29.38 A και συχνότητα 64.29 Hz .Η μετρούμενη ροπή είναι 12.3Nm, συνεπώς με την αύξηση της ροπής αναφοράς παρατηρείται αύξηση της πραγματικής τιμής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής αλλά και πάλι η ροπή αυτή είναι μικρότερη από τη ροπή αναφοράς. Η τιμή του ρεύματος στη DC πλευρά είναι 19.59 A. Επιπλέον παρατηρούμε ότι η rms τιμή της φασική τάση παραμένει σταθερή παρά την αύξηση των στροφών του κινητήρα. Η ανάλυση fourier έδωσε το φάσμα της τάσης και του ρεύματος που δίνονται στο σχήμα 7.20 (α) και (β). Με βάση την ανάλυση fourier ο συντελεστής ισχύος υπολογίστηκε και πάλι  $\text{SI}=0.99$ . Ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος υπολογίζεται  $\text{THD}_i = 2,76\%$ . Η κυμάτωση του ρεύματος υπολογίζεται  $\pm 0,87$  A ενώ της ροπής  $\pm 1$  Nm.



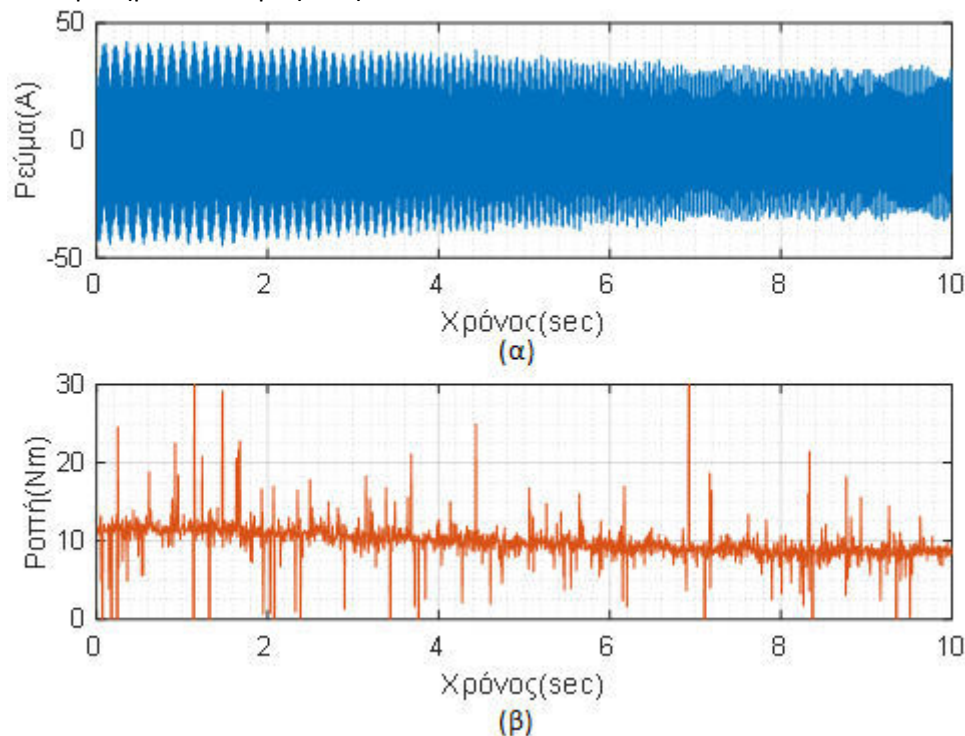
Σχήμα 7.19 : Πειραματικά αποτελέσματα (α) ρεύμα και τάση φάσης α (β) ροπή (γ) DC ρεύμα.



Σχήμα 7.20: Αρμονική ανάλυση (πείραμα), (α)αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος, (β) αρμονική ανάλυση φασικής τάσης.

### 7.2.2 Γραμμική μείωση της ροπής

Στο σχήμα 7.21 παρουσιάζεται η απόκριση του ρεύματος και της ροπής για γραμμική μείωση της ροπής αναφοράς από 14.5Nm σε 11Nm με βήμα μείωσης 0.5Nm ανά 1 sec. Παρατηρείται ότι η μετρούμενη ροπή μεταβάλλεται από τα 12.3 Nm στα 10.5 Nm. Ο έλεγχος βρίσκεται στην περιοχή εξασθένισης πεδίου και αυτό γίνεται αντιληπτό από τη ροπή, η οποία είναι μικρότερη από τη ροπή αναφοράς, και από την ταχύτητα του κινητήρα, η οποία είναι μεγαλύτερη από την ονομαστική ταχύτητα. Κατά τη διάρκεια αυτής της μεταβατικής κατάστασης η ταχύτητα μεταβάλλεται από τα 1930 rpm στα 1600 rpm και η κυμάτωση της ροπής είναι  $\pm 1$ Nm. Ο χρόνος που η ροπή λαμβάνει την τελική της τιμή είναι περίπου 0.025 sec σε κάθε μεταβολή της ροπής, ενώ λόγω της μικρής μεταβολής στην ροπή αναφοράς (0.5 Nm) δεν παρατηρείται υπερύψωση.



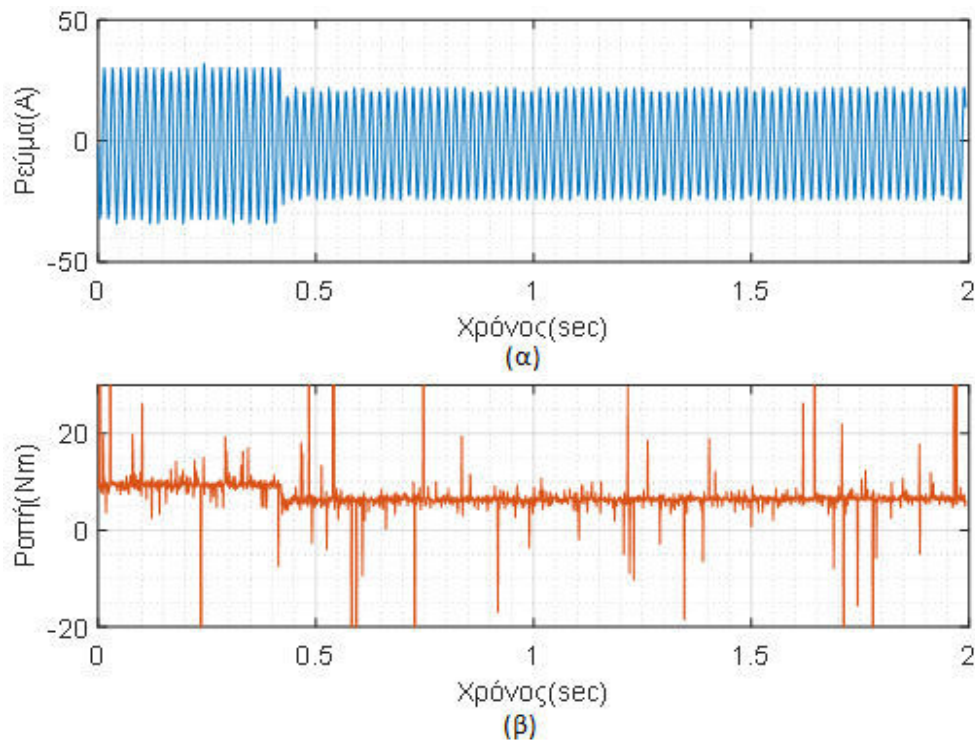
**Σχήμα 7.21:** Απόκριση ρεύματος και ροπής κατά τη γραμμική μείωση της ροπής εισόδου (πείραμα), (α) απόκριση ρεύματος, (β) απόκριση ροπής.

### 7.2.3 Βηματική μείωση της ροπής

Στο σχήμα 7.22 (α) και (β) φαίνεται η απόκριση του ρεύματος και της ροπής σε βηματική μεταβολή από  $T_{e\_ref} = 11$ Nm σε  $T_{e\_ref} = 8$ Nm.

Η μετρούμενη ροπή μεταβάλλεται από τα 10.5 Nm στα 7.6Nm . Ο συνολικός χρόνος που απεικονίζεται στον παλμογράφο είναι 2 δευτερόλεπτα. Τη στιγμή  $T=0.419$  sec πραγματοποιείται η βηματική μεταβολή και φαίνεται ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή λαμβάνει την τιμή της τη χρονική στιγμή  $T=0.457$  sec, δηλαδή σε χρόνο 0.038sec, ενώ σε χρόνο 0.005 sec παρατηρείται υπερύψωση που φτάνει την τιμή 6.5Nm. Επιπλέον η κυμάτωση της ροπής είναι  $\pm 0,85$ Nm. Το ρεύμα της φάσης α μεταβάλλεται από τα 30 στα 22 αμπέρ τιμή πλάτους και ο χρόνος αποκατάστασης της τελικής τιμής είναι 0.027 sec .Σε αυτό το σημείο ο έλεγχος

έχει επιστρέψει στην περιοχή σταθερής ροπής, η μετρούμενη ροπή έχει ελάχιστη απόκλιση από τη ροπή αναφοράς και η ταχύτητα του κινητήρα είναι μικρότερη από την ονομαστική ταχύτητα. Η μεταβολή της ταχύτητας είναι από 1600 rpm σε 1500 rpm.



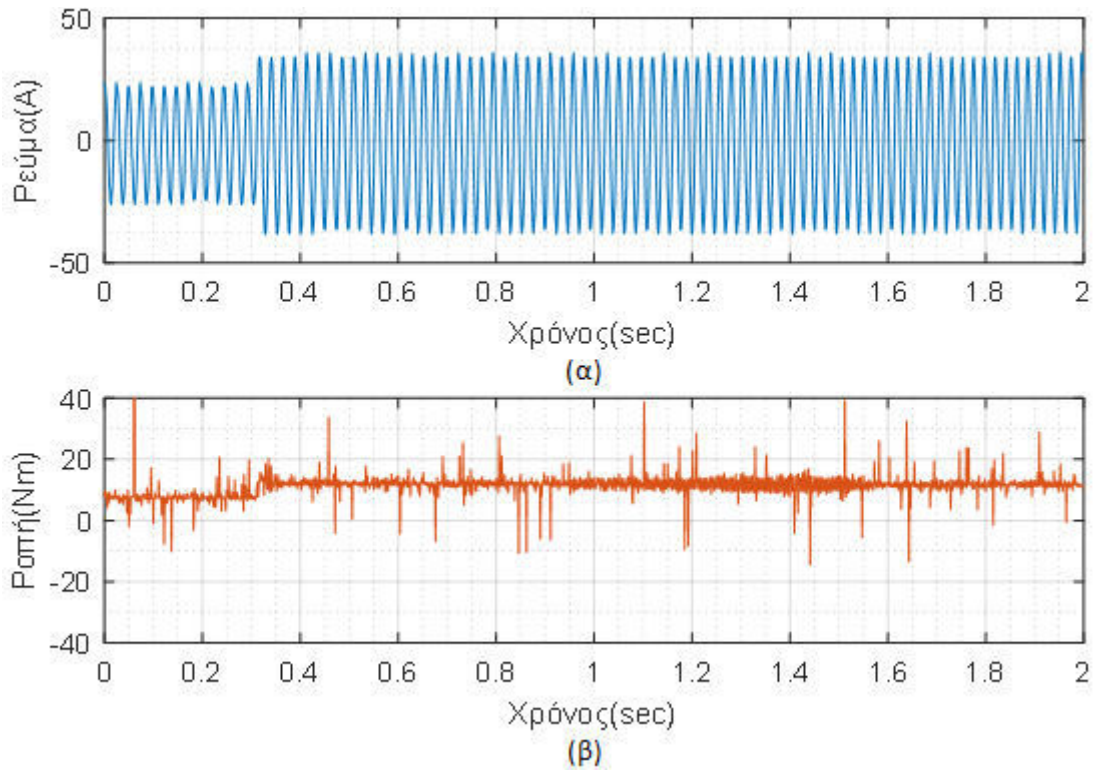
Σχήμα 7. 22: Απόκριση ρεύματος και ροπής κατά τη βηματική μείωση της ροπής εισόδου (πείραμα), (α) απόκριση ρεύματος, (β) απόκριση ροπής.

#### 7.2.4 Βηματική αύξηση της ροπής

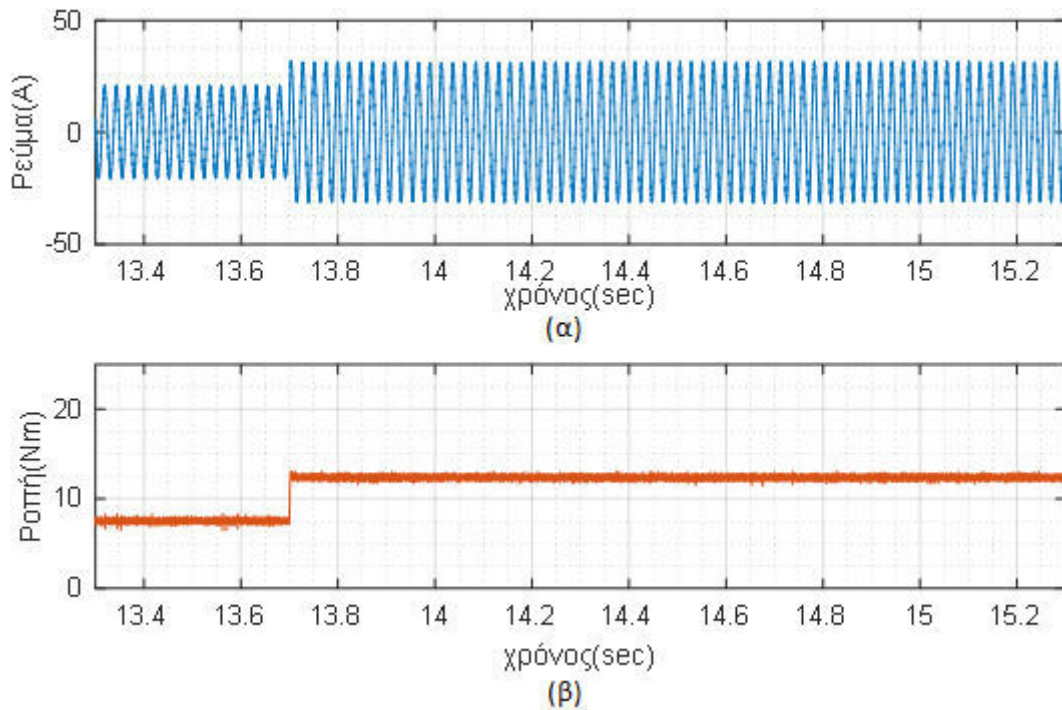
Τέλος πραγματοποιείται ακόμα μια βηματική μεταβολή από  $T_{e\_ref} = 8Nm$  στα  $T_{e\_ref} = 12Nm$ . Η μεταβολή του ρεύματος και της ροπής δίνεται στο σχήμα 7.23. Η μετρούμενη ροπή μεταβάλλεται από τα 7.6 Nm στα 12.5 Nm, ο χρόνος αποκατάστασης της ροπής είναι 0.028sec ενώ σε χρόνο 0.009 sec παρατηρήθηκε υπερύψωση 13.5 Nm. Η κυμάτωση της ροπής μετρήθηκε  $\pm 0,91Nm$ . Από τη μέτρηση του ρεύματος προκύπτει αντίστοιχα ότι το πλάτος του ρεύματος μεταβάλλεται από τα 23.76A στα 34 A και ο χρόνος αποκατάστασης του ρεύματος είναι 0,025sec. Η ταχύτητα του κινητήρα μεταβλήθηκε από 1250 rpm σε 1500 rpm.

Στο σχήμα 7.24 δίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για την αντίστοιχη βηματική μεταβολή της ροπής. Ο χρόνος αποκατάστασης της ροπής εισόδου είναι 0.015sec με υπερύψωση 13 Nm. Η κυμάτωση της ροπής είναι  $\pm 0,42Nm$ . Από τη μέτρηση του ρεύματος βρέθηκε ότι ο χρόνος απόκρισης του ρεύματος 0,013 sec.





**Σχήμα 7.23:** Απόκριση ρεύματος και ροπής κατά τη βηματική αύξηση της ροπής εισόδου (πείραμα), (α) απόκριση ρεύματος, (β) απόκριση ροπής.



**Σχήμα 7.24:** Απόκριση ρεύματος και ροπής κατά τη βηματική αύξηση της ροπής εισόδου (προσομοίωση), (α) απόκριση ρεύματος, (β) απόκριση ροπής.

### Συμπεράσματα

---

---

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκαν τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με στόχο την ανάπτυξη κατάλληλου ελέγχου κλειστού βρόχου ρεύματος, σε σύγχρονο κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών ισχύος 10 kW, για εφαρμογή σε ηλεκτρικό όχημα.

Για την υλοποίηση του ελέγχου κρίθηκε σκόπιμο αρχικά να παρουσιαστεί η λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και να μελετηθούν οι βασικές συνιστώσες τους. Στη συνέχεια αναπτύχθηκε το δυναμικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών σε συνιστώσες δύο αξόνων. Εξετάστηκε η τοπολογία του μετατροπέα πηγής τάσης δύο επιπέδων και αναλύθηκαν οι κύριες τεχνικές διαμόρφωσης τάσης, οι οποίες χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ώστε να εξαχθούν συμπεράσματα για την επιλογή της καταλληλότερης τεχνικής διαμόρφωσης για την υπό εξέταση εφαρμογή.

Στη συνέχεια, μελετήθηκαν οι κύριες στρατηγικές ελέγχου σύγχρονων μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών και επιλέχθηκε για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος πόλης η τεχνική ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση τάσης μέσω διανυσμάτων χώρου (SVM-FOC), ως η καταλληλότερη τεχνική για την υλοποίηση του ελέγχου του κινητήρα. Η τεχνική ελέγχου διαμορφώθηκε κατάλληλα ώστε να ενσωματώνει τον έλεγχο του κινητήρα τόσο στην περιοχή σταθερής ροπής όσο και στην περιοχή σταθερής ισχύος, όπου χρησιμοποιούνται οι στρατηγικές ελέγχου μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (MTPA) και εξασθένισης πεδίου (FW), αντίστοιχα. Σε επόμενο βήμα, μοντελοποιήθηκε το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης και προσομοιώθηκε η στρατηγική ελέγχου σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων.

Έπειτα, πραγματοποιήθηκε η ψηφιακή υλοποίηση του ελέγχου, σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP) τύπου Texas Instruments TMS320F2812. Ο κώδικας για την υλοποίηση του ελέγχου αναπτύχθηκε σε γραφικό περιβάλλον προγραμματισμού και παρουσιάστηκαν βήμα προς βήμα τα στάδια υλοποίησης της στρατηγικής ελέγχου στο μικροεπεξεργαστή. Τα πειραματικά αποτελέσματα που ελήφθησαν σε ιδιοκατασκευασμένο κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών επιβεβαίωσαν την ικανοποιητική λειτουργία της μεθοδολογίας του ελέγχου τόσο σε μόνιμη όσο και σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας, σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων.

#### **8.1 Κύρια συμπεράσματα**

Τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας έχουν ως εξής:

- Για την ικανοποιητική οδήγηση του επιλεγμένου κινητήρα κρίνεται απαραίτητη η θεώρηση του μαγνητικού κορεσμού. Συγκεκριμένα, οι μη γραμμικές εξισώσεις από τις οποίες εξάγονται οι εντολές ρεύματος ορθού και εγκάρσιου άξονα που εξασφαλίζουν τη λειτουργία μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (MTPA) για τον κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών, οδήγησαν στο να ενσωματωθούν στον κώδικα της υλοποίησης του ελέγχου, δύο πίνακες αντιστοίχισης (Look-Up Tables). Στους πίνακες αυτούς έχουν εισαχθεί οι υπολογισμένες τιμές των ρευμάτων αναφοράς  $q$  και  $d$  άξονα για την MTPA λειτουργία. Με αυτόν τον τρόπο μειώθηκε σημαντικά το υπολογιστικό κόστος που απαιτείται για τον υπολογισμό των ρευμάτων αναφοράς και αυξήθηκε η ακρίβεια του ελέγχου της ροπής. Μειονέκτημα του συγκεκριμένου τρόπου υλοποίησης της MTPA λειτουργίας αποτελεί η απαίτηση σημαντικής μνήμης από τον ψηφιακό επεξεργαστή.
- Στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων - σταθερής ισχύος απαιτείται η αποθήκευση των επιθυμητών συνιστωσών των ρευμάτων σε κατάλληλους πίνακες. Η λειτουργία της εξασθένισης του πεδίου πραγματοποιείται στην προτεινόμενη μεθοδολογία ελέγχου εισάγοντας ακόμα δύο πίνακες αντιστοίχισης, οι οποίοι περιλαμβάνουν τους αντίστοιχους συντελεστές ρύθμισης της ροής στάτη μέσω των ρευμάτων ορθού ( $d$ ) και εγκάρσιου ( $q$ ) άξονα.
- Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του ελέγχου σε κατάλληλο δυναμικό μοντέλο ανέδειξαν, κατά τη βηματική μεταβολή της ροπής, χρόνους αποκατάστασης της τελικής τιμής του ρεύματος και της ροπής 0,015 sec και 0,013 sec αντίστοιχα, με υπερέψωση 8%. Τα πειραματικά αποτελέσματα ανέδειξαν, για την ίδια βηματική μεταβολή ροπής με αυτήν της προσομοίωσης, χρόνους αποκατάστασης της τελικής τιμής του ρεύματος και της ροπής 0,028 sec και 0,025 sec, αντίστοιχα με υπερέψωση ροπής 12%. Ο έλεγχος διατηρούσε σταθερά τη ροπή και το ρεύμα του κινητήρα ανεξάρτητα από τις μεταβολές της ροπής του φορτίου τόσο για την προσομοίωση όσο και για το πείραμα.
- Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, και για φορτίο περίπου 0.4 του ονομαστικού υπολογίστηκε ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος που προέκυψε από το μοντέλο της προσομοίωσης  $THD_i = 2,1 \%$  ενώ κατά τα πειραματικά αποτελέσματα, για την αντίστοιχη μόνιμη κατάσταση, υπολογίστηκε ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος  $THD_i = 2,76 \%$ . Σε αυτό το σημείο τονίζεται ότι από τα πειραματικά αποτελέσματα, παρατηρήθηκε ότι ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος σε πολύ χαμηλές στροφές υπολογίστηκε μέχρι και 8% κάτι που δεν παρατηρήθηκε στο μοντέλο της προσομοίωσης. Με την αύξηση, όμως, των στροφών και του ρεύματος ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος προσεγγίζει αρκετά την τιμή που προέκυψε από το μοντέλο της προσομοίωσης.

- Ο συντελεστής ισχύος υπολογίστηκε, για την ίδια μόνιμη κατάσταση του μοντέλου της προσομοίωσης και του πειραματικού μοντέλου (για ροπή 10Nm και 500 rpm)  $\Sigma I=0,868$  για την προσομοίωση και  $\Sigma I=0,865$  για το πείραμα. Στην περιοχή σταθερής ροπής, με την αύξηση του φορτίου, παρατηρήθηκε μείωση του συντελεστή ισχύος, τόσο για την προσομοίωση όσο και για το πείραμα, και παρατηρήθηκε ότι είναι ανεξάρτητος της ταχύτητας του κινητήρα. Αντίστοιχα, στην περιοχή σταθερής ισχύος, και για την προσομοίωση και για το πείραμα, παρατηρήθηκε ότι ο συντελεστής ισχύος πλησιάζει τη μονάδα όσο αυξάνεται η ταχύτητα του κινητήρα. Η μεταβολή του συντελεστή ισχύος προκύπτει λόγω της μεταβολής που πραγματοποιείται στη γωνία του ρεύματος τόσο για την περιοχή σταθερής ροπής, στην οποία η γωνία του ρεύματος μεταβάλλεται για να ικανοποιείται η ΜΤΡΑ λειτουργία, όσο και στην περιοχή σταθερής ισχύος στην οποία η γωνία του ρεύματος μεταβάλλεται ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις της τάσης.
- Τέλος η κυμάτωση του ρεύματος και της ροπής για διάφορες καταστάσεις λειτουργίας υπολογίστηκε  $\pm 0,4$  A έως  $\pm 0,75$  A και  $\pm 0,55$ Nm έως  $\pm 0,8$ Nm, αντίστοιχα για το μοντέλο της προσομοίωσης. Από τα πειραματικά αποτελέσματα υπολογίστηκε η κυμάτωση του ρεύματος και της ροπής  $\pm 0,45$  A έως  $\pm 0,8$ A και  $\pm 0,8$ Nm έως  $\pm 1,2$ Nm αντίστοιχα.

## 8.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Τα κυριότερα καινοτόμα σημεία της παρούσας διπλωματικής είναι:

- Σχεδιασμός και μοντελοποίηση διανυσματικού ελέγχου ροπής για κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτρικού οχήματος πόλης.
- Υλοποίηση σε μικροεπεξεργαστή και πειραματική επιβεβαίωση του διανυσματικού ελέγχου ροπής σε σύγχρονο κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών με τεχνική διαμόρφωσης τάσης μέσω διανυσμάτων χώρου(SVM).
- Θεώρηση του μαγνητικού κορεσμού του επιλεγμένου κινητήρα πολυστρωματικών μονίμων μαγνητών κατά την υλοποίηση της στρατηγικής ελέγχου μέγιστης ροπής ανά ρεύμα για την περιοχή σταθερής ροπής, μέσω κατάλληλων πινάκων αντιστοίχισης. Η εκτυπότητα του μαγνητικού κυκλώματος της συγκεκριμένης τοπολογίας καθιστά πολυπλοκότερη τη διαδικασία της υλοποίησης της ΜΤΡΑ στρατηγικής ελέγχου σε σχέση με τη μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών.
- Ανάπτυξη κατάλληλων πινάκων συνιστωσών των ρευμάτων d-q άξονα για την υλοποίηση στρατηγικής ελέγχου εξασθένισης πεδίου για την περιοχή σταθερής ισχύος. Η στρατηγική ελέγχου εξασθένισης πεδίου με τον τρόπο αυτό δίνει τη δυνατότητα λειτουργίας υπό σταθερή ισχύ σε μεγάλο εύρος στροφών. Το γεγονός αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, διότι η



παρεχόμενη ισχύς περιορίζεται από το επίπεδο της dc τάσης της συστοιχίας των μπαταριών.

### **8.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση**

Η παρούσα διπλωματική εργασία ανέδειξε ορισμένα θέματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης και θα μπορούσαν να αποτελέσουν αντικείμενο μελέτης στο μέλλον :

- Μελέτη και ανάπτυξη βέλτιστης μεθοδολογίας εκκίνησης του κινητήρα.
- Μελέτη και υλοποίηση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, χωρίς αισθητήρα θέσης (Sensorless Field Oriented Control).
- Υλοποίηση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου για τη μηχανή εσωτερικών μονίμων μαγνητών ο οποίος να είναι ανεξάρτητος από τις παραμέτρους της μηχανής.

## Βιβλιογραφία

---

- [1] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, **“Analysis of Electric Machinery and Drive Systems Second Edition”**, John Wiley & Sons Inc., 2002.
- [2] Bimal K. Bose, **“Modern Power Electronics and A.C. Drives”**, Prentice Hall PTR, 2002.
- [3] Stephen J. Chapman, **“Electric machinery fundamentals fifth edition”**.
- [4] Ned Mohan, **“First Course on Power Electronics And Drives”**, Year 2003 Edition.
- [5] Στέφανος Ν. Μανιάς, **“Ηλεκτρονικά ισχύος”**, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007
- [6] Ι.Α. Τεγόπουλος, **“Ηλεκτρικές μηχανές Μέρος Β: Μόνιμη κατάσταση”**, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991.
- [7] Muhammad H. Rashid, **“Power Electronics Handbook”**, Academic Press.
- [8] Νικόλαος Κ. Αδαμόπουλος, **“Σχεδιασμός, Μοντελοποίηση και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων”**, Διπλωματική εργασία, Δεκέμβριος 2014
- [9] Μαρία Ελένη Καράλη, **“Βελτιστοποίηση λειτουργίας κινητήρων μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες με βάση κύκλους οδήγησης ηλεκτρικών οχημάτων”**, Διπλωματική εργασία, Ιούλιο 2015.
- [10] Phuong Hue Tran, **“Matlab/Simulink Implementation and Analysis of Three Pulse-Width-Modulation Techniques”**, thesis, May 2012.
- [11] Katsumi Yamazaki, Kazuya Kitayuguchi, **“Investigation of Magnet Arrangements in Double Layer Interior Permanent-Magnet Motor”**, 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA.
- [12] Jun Li, Qinruo Wang, Jiajun Yu, Jianbin Xiong, **“Field-weakening Control Algorithm for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Space-Vector Modulation Technique”**, Journal of Convergence Information Technology; Feb 2013, Vol. 8 Issue 3, p1
- [13] Seong Taek Lee, **“Development and analysis of interior permanent magnet synchronous motor with field excitation structure”**, PhD diss, University of Tennessee, 2009.
- [14] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, **“Performance Evaluation and Thermal Analysis of Interior Permanent Magnet Traction Motor over a Wide Load Range,”** accepted for presentation in XXII<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines (ICEM'2016), Lausanne-Switzerland, September 4-7, 2016.
- [15] A. G. Sarigiannidis, and A. G. Kladas, **“Interior PM Motor Torque Control and Performance Analysis Considering Saturation and Cross Magnetization Effects for Electric Traction”**, Materials Science Forum, Vol. 856, pp. 263-268, 2016.

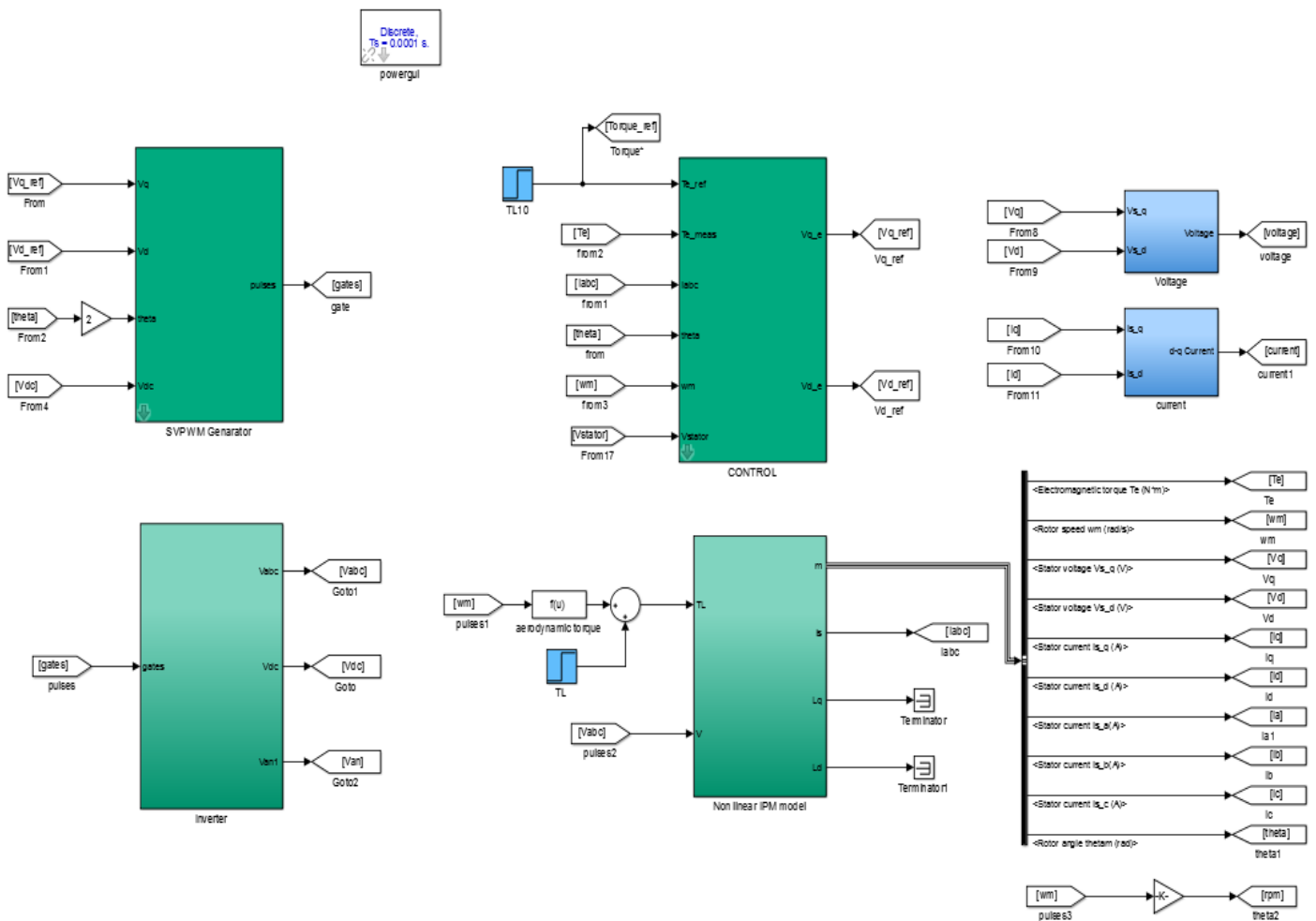
- [16] Eric Armando, Paolo Guglielmi, **“Direct-Flux Vector Control of IPM Motor Drives in the Maximum Torque Per Voltage Speed Range”**, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, October 2012.
- [17] Shinn-Ming Sue and Ching Tsai Pan **“ Voltage-Constraint-Tracking-Based Field-Weakening Control of IPM Synchronous Motor Drives”**, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, January 2008.
- [18] Gabriel Gallegos-Lopez, Fani S. Gunawan and James E. Walters **“Optimum Torque Control of Permanent- Magnet AC Machines in Field-Weakened Region”**, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL APPLICATIONS*, JULY/AUGUST 2005.
- [19] M. Nasir Uddin, Tawfik S. Radwan and M. Azizur Rahman **“Performance of Interior Permanent Magnet Motor Drive Over Wide Speed Range”**, *TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION* , MARCH 2002.
- [20] Michael Meyer, Joachim Bocker, **“ Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range”**, Paderborn University, Institute of Power Electronics and Electrical Drives.
- [21] M. A. Hoque, Casey Butt and M. A. Rahman, **“A Novel Approach for MTPA Speed Control of IPMSM Drive”**, *Second International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE 2002*.
- [22] Texas Instruments, **TMS320x281x DSP Event Manager, Reference Guide**
- [23] Spectrum Digital, **eZdsp<sup>TM</sup> F2812 Technical Reference**
- [24] Texas Instrument, **TMS320x281x DSP Analog-to-Digital-Converter, Reference Guide**
- [25] Texas Instrument, **TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Module, Reference Guide.**
- [26] Texas Instrument, **Real Time Data Exchange.**
- [27] Texas Instrument, **TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812, Data Manual.**
- [28] Yang Nanfang, LUO Guangzhao, LIU Weiguo, WANG Kang, **“Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Control for Electric Vehicle Using Look-up Table”**, *IEEE 7<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference 2012*.
- [29] Τσαμπούρης Μ. Ευάγγελος, **“Σχεδίαση Ελάχιστου Λειτουργικού-Κατασκευαστικού Κόστους και Δυναμικός Έλεγχος Απωλειών Κινητήρων Για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης”**, Διδακτορική Διατριβή, Δεκέμβριος 2012.
- [30] Παναγιώτης Ε. Κακοσίμος, **“ Προβλεπτικός Έλεγχος σε Συστήματα Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας από Ανανεώσιμες Πηγές”**, Διδακτορική διατριβή, Αθήνα 2013.
- [31] Νίκος Αποστολόπουλος, **Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων**, Διπλωματική εργασία, Νοέμβριος 2012.

- [32] Κωνσταντίνος Δ. Κορακίτης, “ **Εφαρμογή Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού PQ Ελέγχου για τη Διασύνδεση Τριφασικού Αντιστροφέα στο Δίκτυο Ηλεκτρικής Ενέργειας**”, Διπλωματική εργασία , Μάρτιος 2011.
- [33] Muhammed Fazlur Rahman, L. Zhong and Khiang Wee Lim, “ **A Direct Torque-Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening** ”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 34, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 1998.
- [34] H. u. Rehman and L. Xu, “ **Alternative Energy Vehicles Drive System: Control, Flux and Torque Estimation, and Efficiency Optimization,**” IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 60, NO. 8, PP. 3625-3634, OCTOBER 2011.
- [35] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, “ **Analysis of electric machinery and drive systems**”. Wiley. com, 2013.
- [36] S. C. Carpiuc, D. I. Patrascu, and C. Lazar, “ **Optimal torque control of the interior permanent magnet synchronous machine,**” in Proc. of IEEE International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies, (ICAT), 2011, pp. 1–8.
- [37] P. Pillay and R. Krishnan, “ **Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive,**” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 2, pp. 274–279, 1989.
- [38] Addeb Ahmed, “ **Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control For Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System** ” , Thesis, University of Akron, August, 2013.
- [39] Jorge G. Cintron-Rivera, Shanelle N. Foster, Carlos A. Nino-Baron and Elias G. Strangas, “ **High performance controllers for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines using look-up tables and curve-fitting methods**”, 2013 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2013 - Chicago, IL, United States.
- [40] Microchip, AN1078, **Sensorless Field Oriented Control of a PMSM**, Application note.

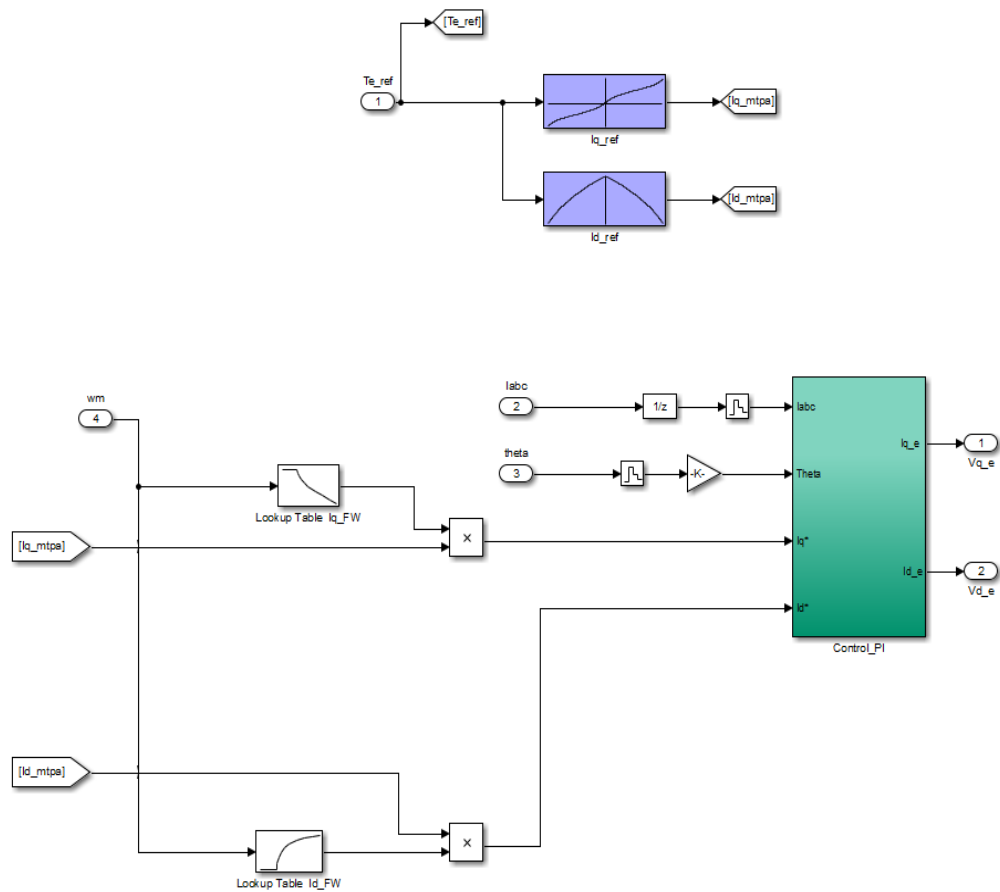
# Παράρτημα

## 1. Μοντελοποίηση της δυναμικής λειτουργίας του κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών υπό την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου

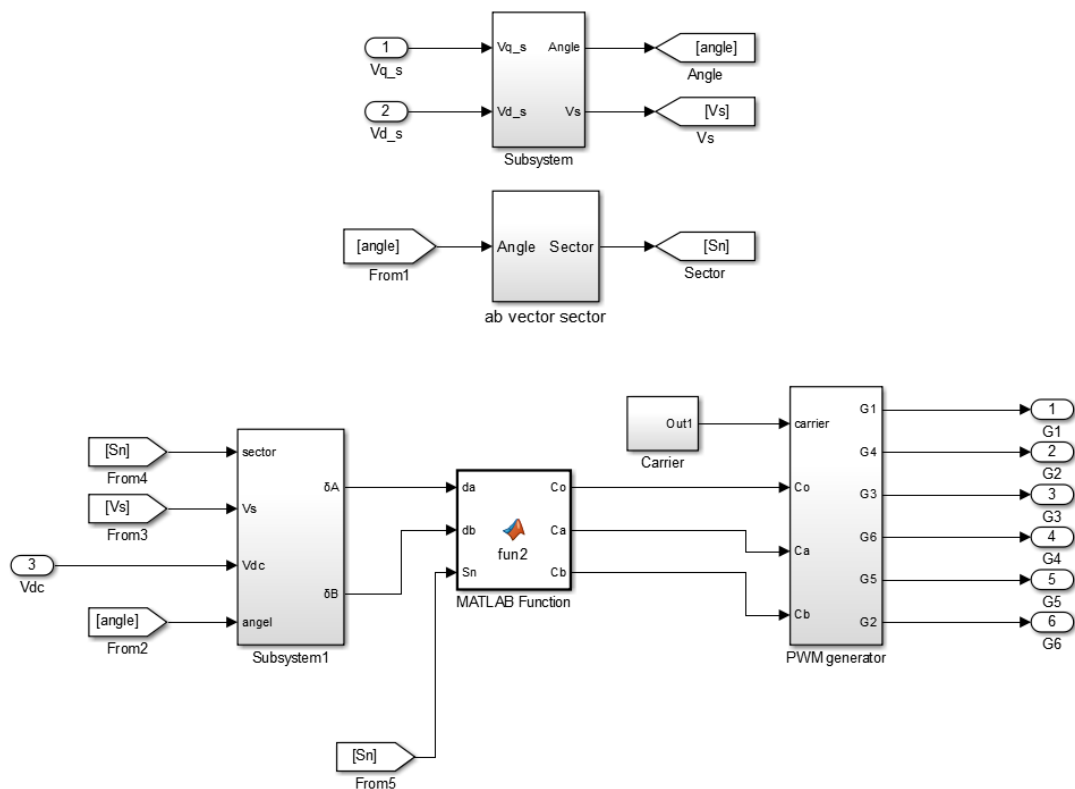
Στις εικόνες 1, 2 και 3 παρουσιάζονται τα μοντέλα της προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab Simulink, του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση τάσης μέσω διανυσμάτων χώρου.



Εικόνα 1: Μοντελοποίηση συστήματος κίνησης με τεχνική ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση τάσης μέσω διανύσματος χώρου στο περιβάλλον Matlab Simulink.



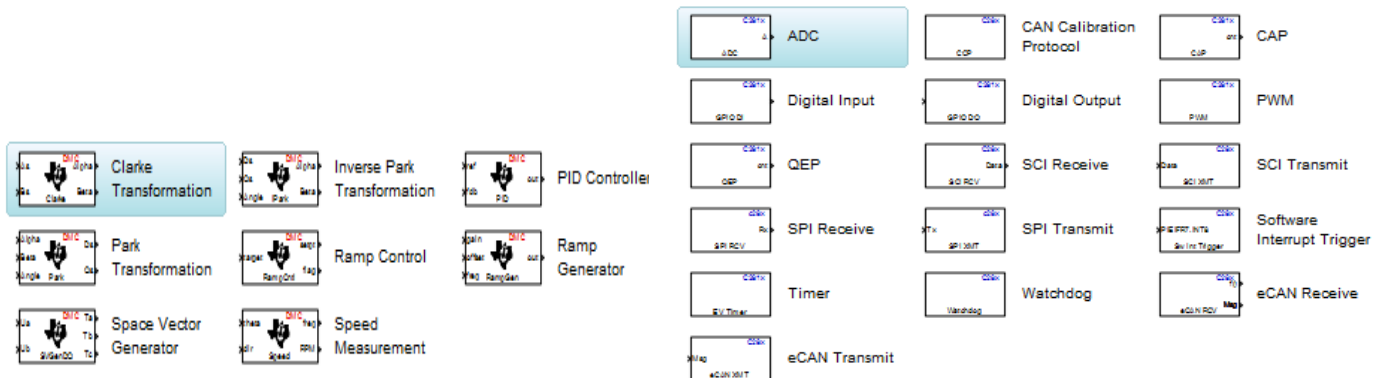
**Εικόνα 2 : Μοντελοποίηση στρατηγικής ελέγχου μέγιστης ροπής ανά ρεύμα και στρατηγικής ελέγχου εξασθένισης πεδίου.**



**Εικόνα 3 : Μοντελοποίηση τεχνικής διαμόρφωσης τάσης με διανύσματα χώρου.**

## 2. Ανάπτυξη του κώδικα ελέγχου στον ψηφιακό επεξεργαστή σήματος

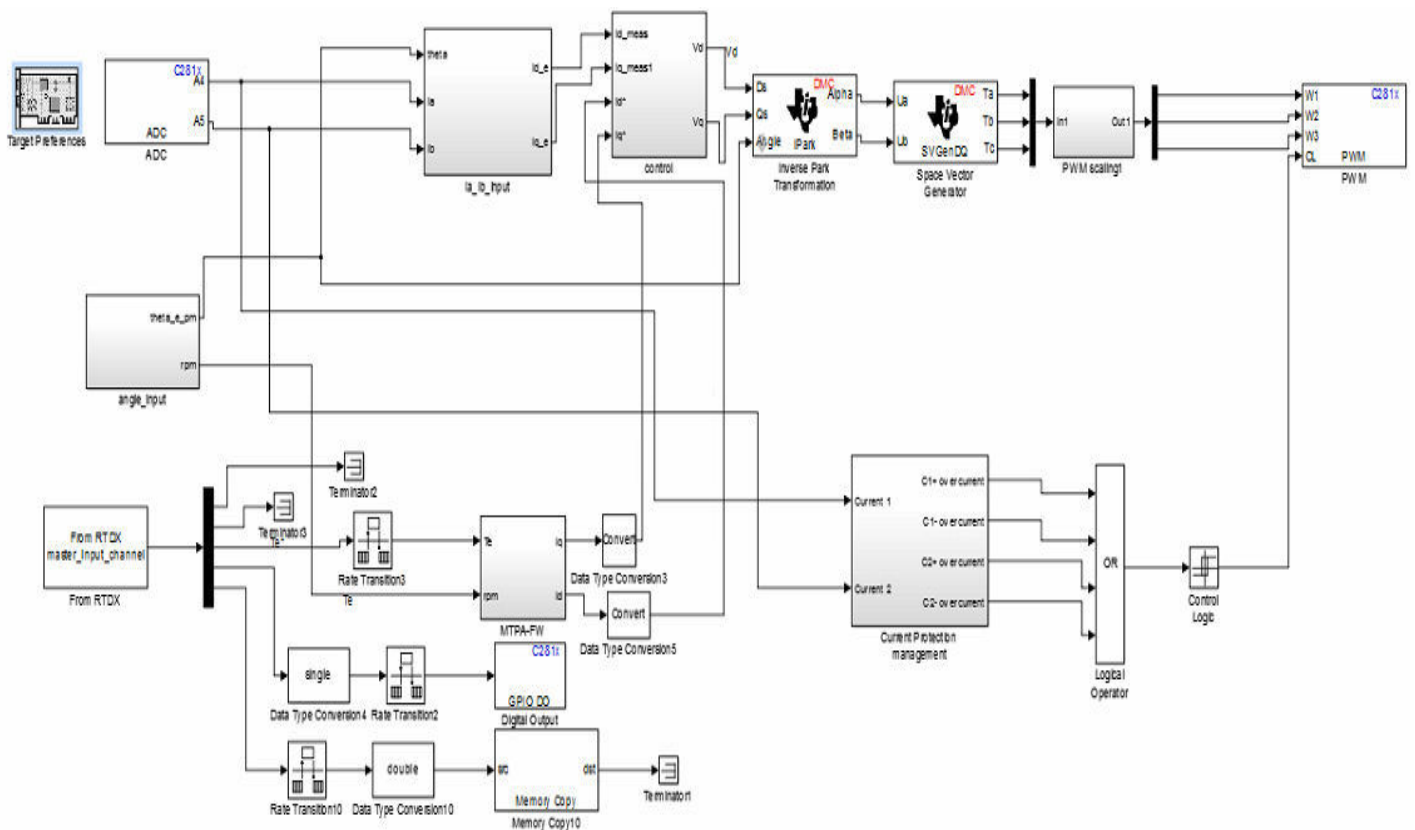
Στην εικόνα 4 παρουσιάζονται αρχικά οι βιβλιοθήκες της Texas Instrument C2000/C2812 και Optimization/IQ math στο περιβάλλον Matlab/Simulink<sup>®</sup> που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του κώδικα ελέγχου. Στην εικόνα 5 παρουσιάζεται ο κώδικας του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου που αναπτύχθηκε σε γραφικό περιβάλλον προγραμματισμού. Στην εικόνα 6 παρουσιάζονται αναλυτικότερα ορισμένες βασικές υπομονάδες του κώδικα του ελέγχου. Τέλος στην εικόνα 7 παρουσιάζεται η μετατροπή του κώδικα ελέγχου σε γλώσσα C μέσω του Code Composer Studio της Texas Instruments.



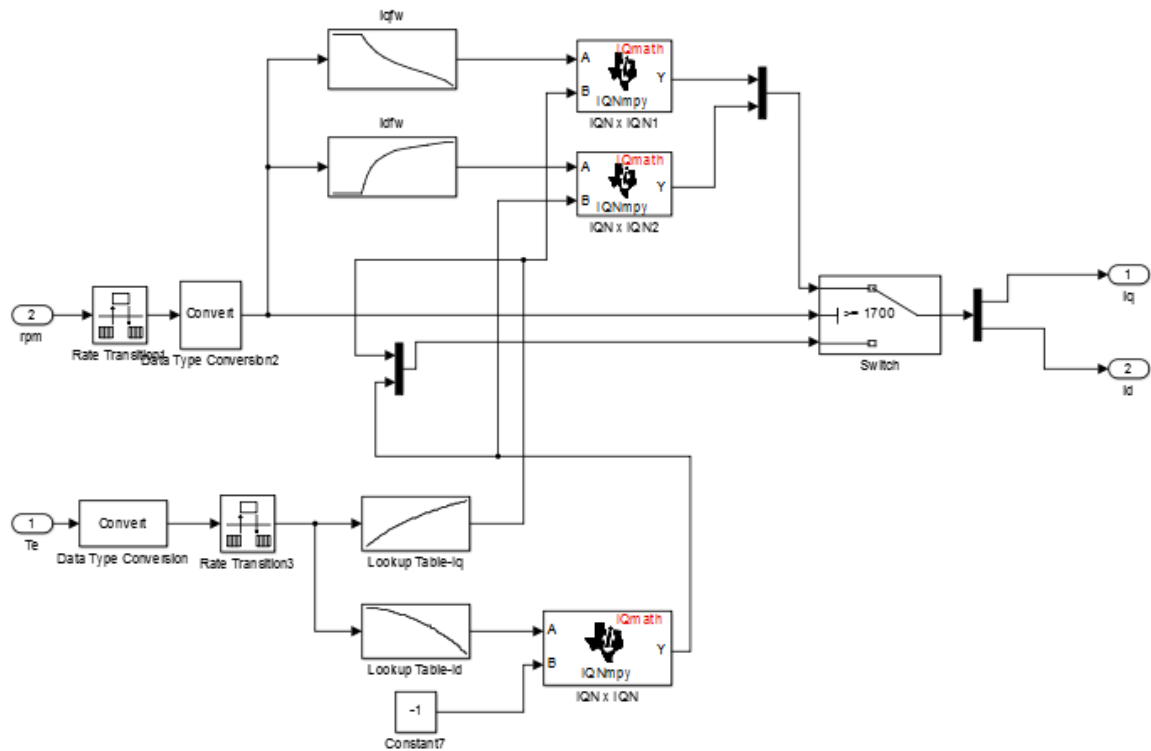
Εικόνα 4 (α)

Εικόνα 4 (β)

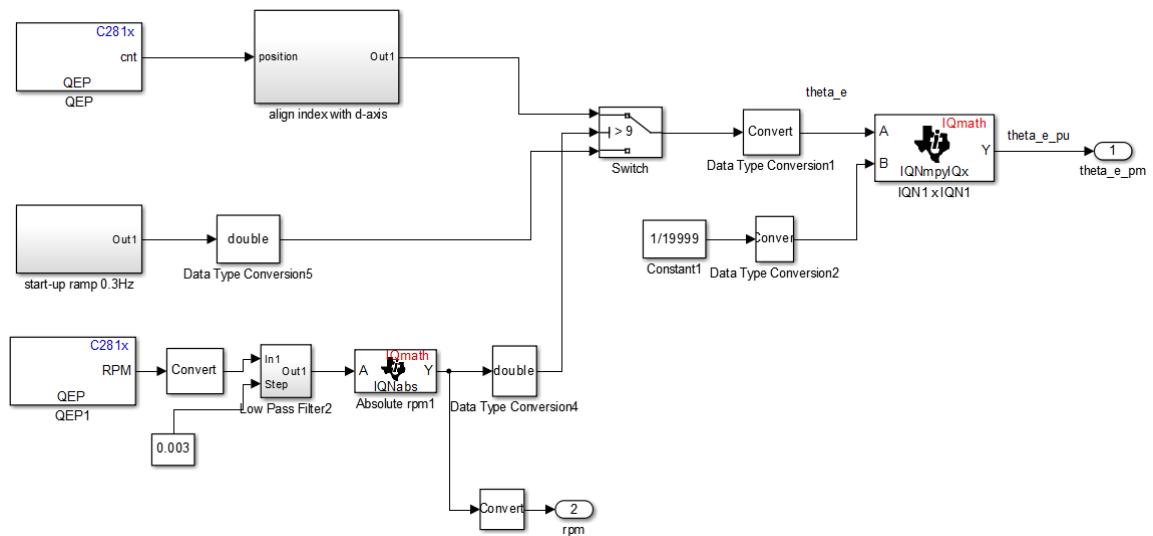
Εικόνα 4 : Βιβλιοθήκες της Texas Instrument, (α) Optimization/IQ math, (β) C2000/C2812, στο περιβάλλον Matlab/Simulink



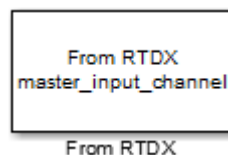
Εικόνα 5: Μοντέλο για την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου σε πραγματικό χρόνο.



**Εικόνα 6(α):** Μοντέλο υλοποίησης της λειτουργίας μέγιστης ροπής ανά ρεύμα και της εξασθένησης πεδίου .



**Εικόνα 6(β):** Μοντέλο υλοποίησης του σήματος θέσης.



**Εικόνα (γ) :** RTDX κανάλι επικοινωνίας.

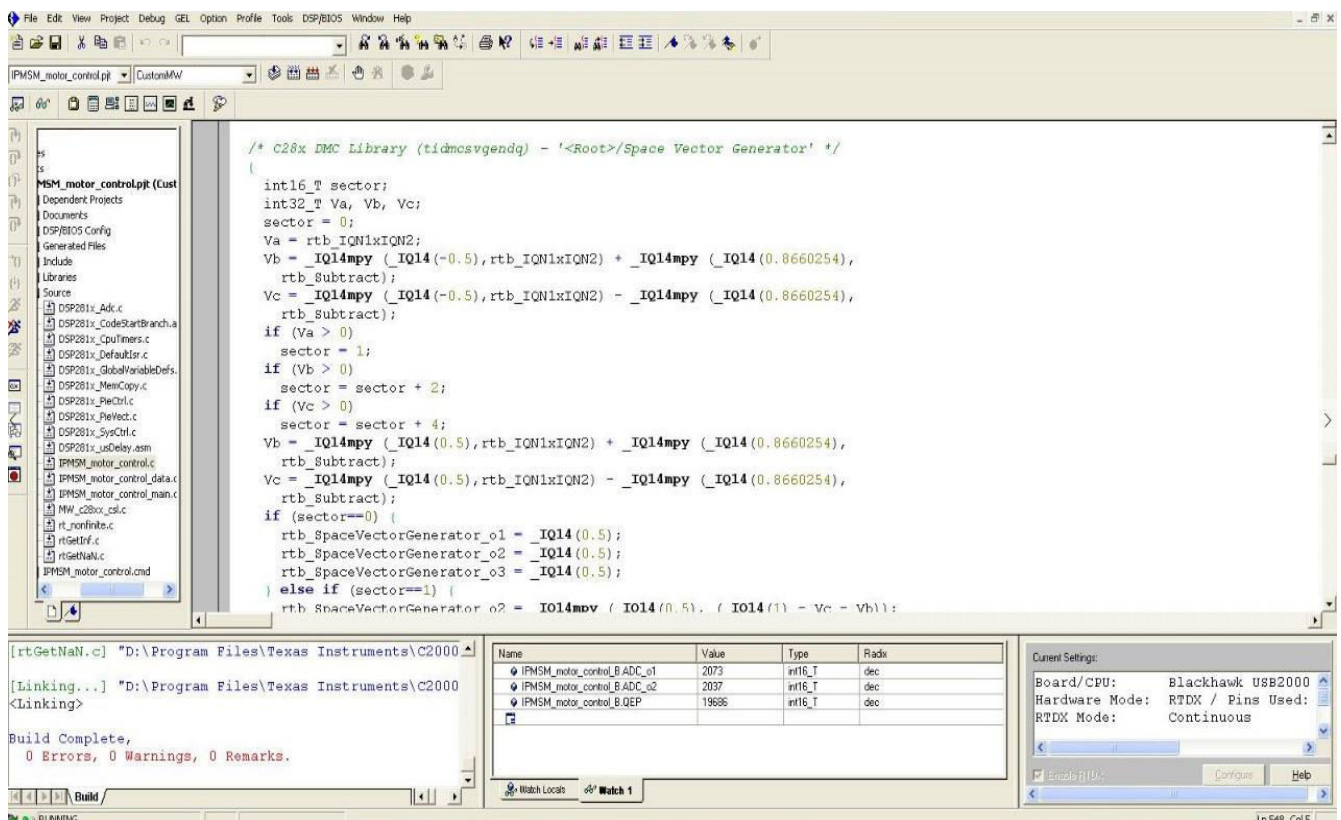
Στο σχήμα 6(α) παρουσιάζεται ο κώδικας που υλοποιήθηκε για την εφαρμογή της λειτουργίας μέγιστης ροπής ανά ρεύμα και για την εφαρμογή της εξασθένησης πεδίου. Στην εικόνα 6(β) δίνεται ο κώδικας που υλοποιήθηκε για την λήψη της ηλεκτρικής θέσης από τον



αισθητήρα θέσης, της ευθυγράμμιση με τον d άξονα και της στρατηγικής εκκίνησης. Στην εικόνα 6(γ) δίνεται το RTDX κανάλι της βιβλιοθήκης C2000/C2812 της matlab το οποίο χρησιμοποιήθηκε ως γκάτζι του συστήματος. Δείγμα του κώδικα που υλοποιήθηκε στη matlab για την επικοινωνία της matlab με τον επεξεργαστή δίνεται παρακάτω.

```
ccsboardinfo
cc=ticcs('boardnum',1);
rx=cc.rtdx;
cc.rtdx.open('master_input_channel','w');
cc.rtdx.enable('master_input_channel');
cc.rtdx.isenabled('master_input_channel');
%%-----step input-----
Te=0;
halt=0; %halt1-ok, halt=0 force stop of inverter
writemsg(rx,'master_input_channel',double([Te halt]));

%%-----ramp input-----
for i=0:0.5:1
Te=i;
writemsg(rx,'master_input_channel',double([throttle_q throttle_d Te
halt x]));
pause(1);
end
```



Εικόνα 7: Στιγμιότυπο από το περιβάλλον Code Composer Studio v3 της Texas Instruments.