



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Διανυσματικός Έλεγχος Διπολικής Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών Υψηλής Ταχύτητας

Διπλωματική Εργασία

Δημήτριος Τσιάκος

Επιβλέπων: Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2018

Copyright ©Δημήτριος Τσιάκος, 2018.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εκ 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 ερμηνευτεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους με βοήθησαν κατά την διάρκειά της, συντελώντας καθοριστικά στην εκπόνηση της.

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντας μου το θέμα αυτό, για την πολυεπίπεδη στήριξη και καθοδήγηση καθώς και για την άψογη συνεργασία για την περάτωση της εργασίας. Ιδιαίτερος ευχαριστώ τον Διδάκτορα κ. Χρήστο Κρασόπουλο που με βοήθησε με μεγάλη προθυμία στην μοντελοποίηση του συστήματος και στη διεξαγωγή των μετρήσεων.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος και όλα τα μέλη της ερευνητικής ομάδας "Προμηθέας" με τα οποία συνεργάστηκα και κέρδισα χρήσιμη πρακτική εμπειρία η οποία ήταν πολύτιμη για την πραγματοποίηση του πειράματος της παρούσας εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ την οικογένεια και τους φίλους μου των οποίων η στήριξη έπαιξε καταλυτικό ρολό στην ολοκλήρωση της εργασίας αυτής.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται το σύστημα ελέγχου ενός σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης με στόχο την χρήση του στο σύστημα μετάδοσης κίνησης προτύπου οχήματος. Για τον σκοπό αυτόν μετά την ανάλυση των υποσυστημάτων από τα οποία αποτελείται το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης αναπτύσσονται τα μοντέλα τους ώστε να προσομοιωθεί το πραγματικό σύστημα σε μόνιμη και μεταβατική κατάσταση.

Το πρώτο θέμα που αναλύεται είναι το επίπεδο που έχει φθάσει η πρόοδος της τεχνολογίας της ηλεκτρικής κίνησης και μερικές σημαντικές εφαρμογές της στη σύγχρονη βιομηχανία. Στη συνέχεια επιχειρείται μια ανάλυση και κατηγοριοποίηση των σύγχρονων ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών και αναπτύσσεται το δυναμικό τους μοντέλο με χρήση του μετασχηματισμού Park ο οποίος μετατρέπει το πλαίσιο αναφοράς από τριφασικό στατό σε διφασικό στρεφόμενο με σύγχρονη ταχύτητα. Επιπλέον εξετάζεται το άλλο σημαντικό υποσύστημα που είναι ο αντιστροφέας τάσης. Αναλύεται η λειτουργία του αντιστροφέα και δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στην ανάπτυξη των τεχνικών οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων ισχύος όπως οι τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM, SVPWM) και η τεχνική ελέγχου ρευμάτων με ζώνη υστέρησης. Η ενότητα αυτή ολοκληρώνεται εξετάζοντας τις κυριότερες τεχνικές ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων.

Η επόμενη ενότητα της διπλωματικής εργασίας αφορά την πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων. Αναλύονται τα βήματα της ανάπτυξης του μοντέλου του διανυσματικού έλεγχου προσανατολισμένου πεδίου μέσω διαμόρφωσης χωρικών διανυσμάτων και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σε διάφορες μεταβατικές και μόνιμες καταστάσεις. Τέλος, αποτυπώνεται η ανάλυση του πειράματος και των σημαντικότερων στοιχείων από τα οποία αποτελείται, εξηγείται ο αλγόριθμος που υλοποιείται μέσω ενός επεξεργαστή ψηφιακού σήματος και παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν την επίτευξη ορθής λειτουργίας του ελέγχου σε διάφορες λειτουργικές συνθήκες.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, ηλεκτρικά οχήματα, αντιστροφέας δύο επιπέδων, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, διαμόρφωση εύρους παλμών μέσω διανυσμάτων χώρου, βαθμωτός έλεγχος, μοντέλο αυτοελέγχου, έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, προβλεπτικός έλεγχος, σύγχρονη μηχανή υψηλής ταχύτητας.

ABSTRACT

This diploma thesis concerns a study of a vector control system of a permanent magnet synchronous machine in industrial applications in electric transportation systems. The goal of the study is to improve the electric propulsion system of a prototype battery-electric vehicle. For this purpose, all the subsystems of the electric vehicle drive are analyzed thoroughly, are modeled and simulated under transient and steady state operation.

In a first step, the recent advances in electric motion technology are analyzed and some of its main applications in industry are reported. In addition, permanent magnet synchronous motor configurations are examined and categorized. A dynamic model of the machine is developed by using Park transform technique involving three axes stationary system transformation into d-q two-axes synchronous rotational system. Moreover, the two-level inverter which is a very significant component of the whole system is examined. The most important modulation techniques such as sinusoidal pulse width modulation (SPWM), space vector modulation (SVPWM) and hysteresis band current controller (HBCC) are presented. Finally, the main motor control strategies are analyzed.

In a second step, the simulation of the electric motion system response using field oriented control (FOC) is undertaken and the experimental validation of the results is performed. All steps of the dynamic model developed are analyzed and the simulated results under transient and steady state operating conditions are presented. Finally, the main subsystems of the experimental set-up are presented, the algorithm implemented by using a digital signal processor is explained and the experimental results confirming the correct operation of the control strategy are reported.

KEY WORDS

Electric drive system, permanent magnet synchronous motor, electric vehicles, two-level inverter, sinusoidal pulse width modulation, space vector pulse width modulation, scalar control, self controlled synchronous motor, field oriented control, high speed synchronous motor.

Πίνακας περιεχομένων

1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	1
1.1	Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας	1
1.2	Δομή Διπλωματικής Εργασίας	1
2	ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....	3
2.1	Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης	3
2.1.1	Πηγή Ισχύος	5
2.1.2	Ηλεκτρονικός Μικροεπεξεργαστής.....	6
2.1.3	Μετατροπέας Ισχύος	6
2.1.4	Ηλεκτρική Μηχανή	8
2.1.5	Αισθητήρες Ανάδρασης	10
2.2	Βιομηχανική Εφαρμογή Συστημάτων Ηλεκτρικής Κίνησης.....	10
2.2.1	Υβριδικά Ηλεκτρικά Οχήματα	12
2.2.2	Αμιγώς Ηλεκτρικά Οχήματα	12
3	ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ	15
3.1	Λειτουργία Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών	15
3.1.1	Σύγχρονη Μηχανή Επιφανειακών Μαγνητών Ημιτονοειδούς Ροής	17
3.1.2	Σύγχρονη Μηχανή Εσωτερικών Μαγνητών Ημιτονοειδούς Ροής	17
3.1.3	Σύγχρονη Μηχανή Επιφανειακών Μαγνητών Τραπεζοειδούς Ροής.....	18
3.2	Δυναμικό Μοντέλο d - q Σύγχρονης Μηχανής Ημιτονοειδούς Ροής.....	19
3.2.1	Μαθηματικό Μοντέλο Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών	20
3.2.2	Μετασχηματισμός σε 2-φασικό Στατό Πλαίσιο Αναφοράς (Μετασχηματισμός Clarke)	23
3.2.3	Μετασχηματισμός σε 2-φασικό Σύγχρονα Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς (Μετασχηματισμός Park)	25
4	ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΑΣΕΩΣ	29
4.1	Μετατροπέας Τάσης.....	29
4.2	Λειτουργία Για Παλμούς Οδήγησης Ημιαγωγικών Διακοπών Εύρους 180° και Φορτίο σε Συνδεσμολογία Αστέρα	32
4.3	Διάφορες Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών.....	35
4.3.1	Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)	35
4.3.2	Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM).....	35
4.3.3	Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών βάσει των Χωρικών Διανυσμάτων (SVPWM) 37	
4.3.4	Έλεγχος Ρευμάτων μέσω Ζώνης Υστέρησης	44
5	ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ	46
5.1	Διάφορες Στρατηγικές Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών	46



5.2	Βαθμωτός Έλεγχος V_s/F_s	47
5.3	Μοντέλο Αυτοελέγχου (Self Control Model).....	49
5.4	Διανυσματικός Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου (Field Oriented Control).....	50
5.5	Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής με SVM Τεχνική Διαμόρφωσης Τάσης.....	54
5.6	PWM Προβλεπτικός Έλεγχος (Deadbeat Control)	57
6	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ	61
6.1	Μηχανή Μονίμων Μαγνητών	61
6.2	Παραγωγή Σημάτων SVPWM.....	64
6.3	Αντιστροφέας	67
6.4	Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης	68
6.4.1	Χαρακτηριστικά του Μοντέλου	69
6.4.2	Επιδόσεις Διανυσματικού Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου με Διαμόρφωση Χωρικών Διανυσμάτων	69
6.4.3	Συμπεράσματα ως προς την Απόκριση του Ελέγχου με Διαμόρφωση Διανυσμάτων Χώρου.....	78
7	ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ.....	81
7.1	Σύγχρονη Μηχανή Μονίμων Μαγνητών.....	82
7.1.1	Χάρτης Απόδοσης Μηχανής	83
7.2	Αντιστροφέας	84
7.3	Μικροεπεξεργαστής	87
7.4	Αισθητήρες Θέσης και Ρεύματος	89
7.5	Μεταβολή Ροπής για Σταθερή Ταχύτητα.....	93
7.6	Μεταβολή Φασικής Τάσης RMS για Σταθερή Ροπή Κινητήρα.....	103
7.7	Μεταβολή Φασικής Τάσης RMS για Σταθερή Ταχύτητα Δρομέα.....	104
7.8	Μεταβολή THD Ρεύματος για Σταθερή Ταχύτητα	105
7.9	Πειραματικά αποτελέσματα κατά την μεταβατική κατάσταση.....	107
8	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	115
8.1	Κυριότερα Συμπεράσματα.....	116
8.2	Προτάσεις για Περαιτέρω Διερεύνηση	116
8.3	Σημεία Προαγωγής της Επιστήμης	117
	Βιβλιογραφία	118
	Παράρτημα - Μοντέλα Simulink/Matlab.....	120

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας

Σκοπός της εργασίας είναι η μελέτη διαφόρων μεθοδολογιών ελέγχου του συστήματος οδήγησης προτύπου οχήματος σχεδιασμένου και κατασκευασμένου στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος. Κατά την διάρκεια της πειραματικής διαδικασίας υλοποιήθηκε ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου μέσω χωρικών διανυσμάτων για την οδήγησης 2 - πολικής σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών η οποία έχει σχεδιαστεί και κατασκευαστεί εξ ολοκλήρου στο εργαστήριο. Ο σκοπός της κατασκευής της 2 - πολικής ηλεκτρικής μηχανής ήταν να εισαχθεί στο πρότυπο ηλεκτρικό όχημα "Πυρφόρος II", το οποίο λαμβάνει συμμετοχή κάθε χρόνο στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό οικονομίας καυσίμου Shell Eco Marathon.

Η εργασία στοχεύει στην μοντελοποίηση και στην υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου μέσω χωρικών διανυσμάτων και η μελέτη της απόκρισης των μεγεθών του κινητήριου συστήματος. Κατά την προσομοίωση χρησιμοποιείται κατάλληλο δυναμικό μοντέλο της ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM), μοντελοποιείται η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με χωρικά διανύσματα, ο αντιστροφάς δύο επιπέδων και η μονάδα ελέγχου του συστήματος που αποτελείται από ελεγκτές PI. Στην συνέχεια γίνεται η υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου για την οδήγηση του ηλεκτρικού κινητήρα με την βοήθεια ηλεκτρονικών, λογισμικού και τεχνογνωσίας που έχουν προσφέρει παλαιότερα μέλη της ομάδας "Προμηθείας" και ερευνητές του εργαστηρίου. Στο εργαστήριο έγιναν μετρήσεις σε πολλές λειτουργικές καταστάσεις της 2 - πολικής ηλεκτρικής μηχανής ώστε να ολοκληρωθεί ο Χάρτης Απόδοσης της για διάφορες τιμές ηλεκτρομαγνητικής ροπής και στρεφόμενης ταχύτητας. Τέλος, τα αποτελέσματα της πειραματικής διαδικασίας συγκρίνονται με αυτά της προσομοίωσης.

1.2 Δομή Διπλωματικής Εργασίας

Η δομή της παρούσας εργασίας παρουσιάζει αρχικά το θεωρητικό υπόβαθρο που χρειάζεται να γνωρίζει ο αναγνώστης για την καλύτερη κατανόηση του συστήματος που μελετάται. Κατόπιν, παρουσιάζει την μοντελοποίηση του συστήματος αυτού σε συγκεκριμένο λογισμικό και τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την συγκεκριμένη προσομοίωση. Τέλος, παρουσιάζεται η πειραματική διαδικασία του υλοποιημένου συστήματος οδήγησης και εξετάζονται τα αποτελέσματα. Παρακάτω περιγράφεται κάθε κεφάλαιο συνοπτικά:

- *Δεύτερο Κεφάλαιο:* Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται μια γενική αναφορά στα υποσυστήματα από τα οποία αποτελείται το συνολικό σύστημα οδήγησης



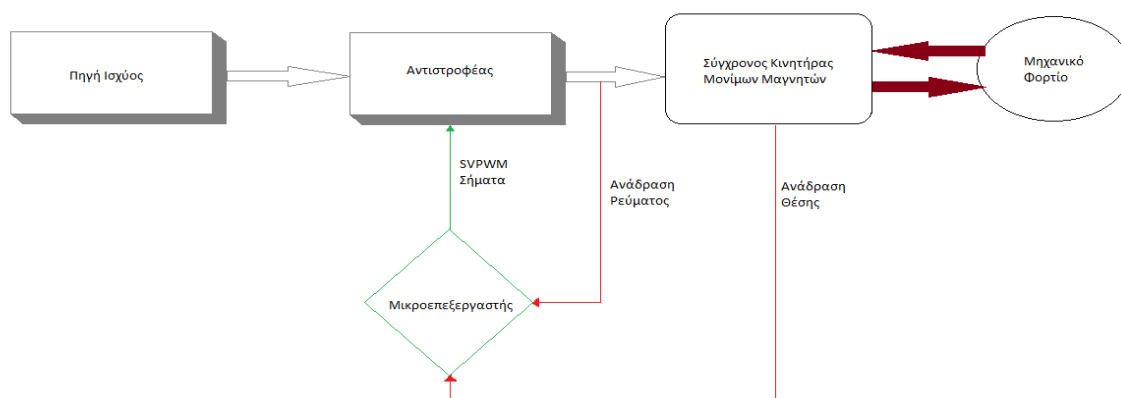
και στις σημαντικότερες εφαρμογές της ηλεκτρικής κίνησης σήμερα στην βιομηχανία.

- *Τρίτο Κεφάλαιο:* Εδώ γίνεται μια ανάλυση των σύγχρονων ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών. Βάσει της τοπολογίας τους, κατηγοριοποιούνται σε διάφορες ομάδες. Τέλος, αναπτύσσεται το μαθηματικό και το δυναμικό μοντέλο της μηχανής με την χρήση των μετασχηματισμών Clarke και Park.
- *Τέταρτο Κεφάλαιο:* Στο κομμάτι αυτό της εργασίας δίνεται έμφαση στον μετατροπέα τάσης δύο επιπέδων. Γίνεται η ανάλυση της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, της διαμόρφωσης εύρους παλμών με χωρικά διανύσματα καθώς και του ελέγχου των ρευμάτων μέσω ζώνης υστέρησης.
- *Πέμπτο Κεφάλαιο:* Εδώ παρουσιάζονται οι βασικές τεχνικές βαθμωτού και διανυσματικού ελέγχου για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος και αναλύεται λεπτομερώς ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου.
- *Έκτο Κεφάλαιο:* Παρουσιάζεται η προσομοίωση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης για διάφορες λειτουργικές καταστάσεις στη μόνιμη και στη μεταβατική λειτουργία. Γίνεται η αξιολόγηση των αποτελεσμάτων και καταγράφονται διάφορα μεγέθη όσον αφορά την απόκριση του συστήματος.
- *Έβδομο Κεφάλαιο:* Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι συνιστώσες της πειραματικής εφαρμογής. Εξηγείται η μεθοδολογία της υλοποίησης διανυσματικού ελέγχου μέσω επεξεργαστή ψηφιακού σήματος και επιβεβαιώνονται τα πειραματικά αποτελέσματα με αυτά της προσομοίωσης. Τέλος, παρουσιάζεται ο Χάρτης Απόδοσης της ηλεκτρικής μηχανής.
- *Όγδοο Κεφάλαιο:* Εδώ γίνεται μια σύνοψη των συμπερασμάτων που εξήχθησαν από την εργασία.

2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

2.1 Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης

Ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης αποτελείται από 5 υποσυστήματα και φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.1 Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης

Όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα τα 5 σημαντικότερα μέρη που αποτελούν ένα κινητήριο σύστημα είναι τα εξής:

- Πηγή Ισχύος
- Μετατροπέας Τάσης ή Αντιστροφέας
- Μικροεπεξεργαστής ή Μονάδα Ελέγχου
- Ηλεκτρική Μηχανή
- Αισθητήρες Ρεύματος και Θέσης

Το συνολικό σύστημα κίνησης μπορούμε να το διαχωρίσουμε σε ηλεκτρικό σύστημα και μηχανικό σύστημα. Το ηλεκτρικό σύστημα αποτελείται από την πηγή τάσης, τον αντιστροφέα, την ηλεκτρική μηχανή και τον μικροεπεξεργαστή ή την μονάδα ελέγχου που έχει και τους αισθητήρες. Το μηχανικό σύστημα θεωρείται η μηχανική κίνηση του δρομέα, το φορτίο, η τριβή και γενικότερα όλα τα φαινόμενα που συμβαίνουν μετά την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε κινητική.

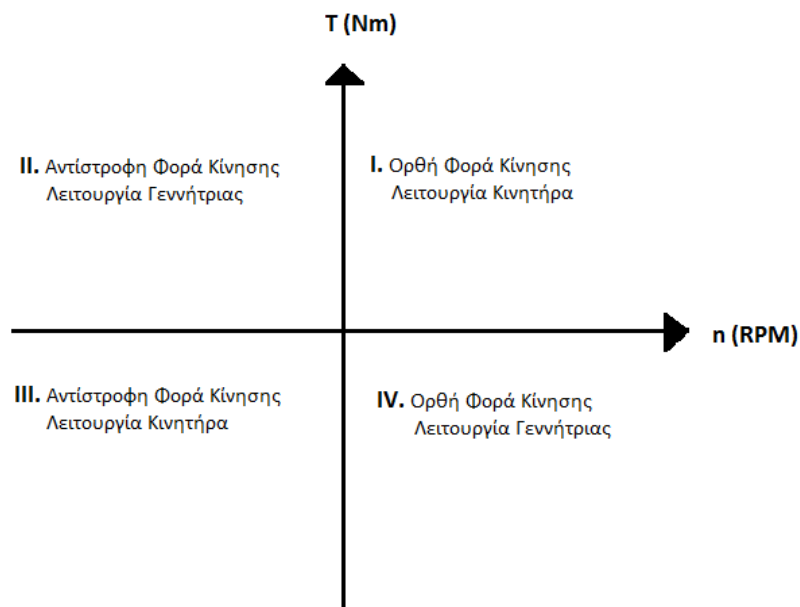
Όταν σχεδιάζεται ένα κινητήριο σύστημα πρέπει οπωσδήποτε να παρθεί υπ' όψιν η χρήση όπου θα χρησιμοποιηθεί. Ο κύριος σκοπός του συστήματος μπορεί να είναι η αντιμετώπιση υψηλών φορτίων σε χαμηλές ταχύτητες ή να είναι εντελώς αντίθετος δηλαδή υψηλές ταχύτητες με χαμηλό φορτίο. Επίσης κάποια συστήματα σχεδιάζονται για πολλαπλές μεταβολές ταχύτητας και φορτίου όπως π.χ. τα ηλεκτρικά οχήματα. Άλλα συστήματα θα μπορούσαν να έχουν ως πρωταρχικό στόχο την λειτουργία σε συγκεκριμένη ταχύτητα με διαφορετικά φορτία άρα μικρή αλλαγή στο σημείο λειτουργίας.

Παρόλα αυτά κάθε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που προορίζεται για οχήματα δρόμου θα πρέπει να έχει ως κριτήρια σχεδίασης και υλοποίησης τα παρακάτω:

- Υψηλή απόδοση
- Χαμηλό Κόστος
- Αξιοπιστία
- Ευρύ φάσμα ταχυτήτων
- Ισχύς που να αντιμετωπίζει υψηλό φορτίο

Το ηλεκτρικό κομμάτι του συστήματος που αναφέρθηκε και προηγουμένως μπορεί να διαχωριστεί σε κύκλωμα ισχύος και σε μονάδα ελέγχου μαζί με τους αισθητήρες. Το κύκλωμα ισχύος είναι αυτό που μεταφέρει την κύρια ισχύ του συστήματος από την πηγή μέχρι την ηλεκτρική μηχανή. Το υπόλοιπο σύστημα είναι δυαδικό ηλεκτρονικό δηλαδή η τάση είναι 0V - 5V και η κατανάλωση του είναι ελάχιστη.

Ένα από τα βασικά στοιχεία του κυκλώματος ισχύος είναι να γίνεται αμφίδρομη μεταφορά ισχύος. Αυτό σημαίνει ότι η μηχανή θα λειτουργεί ο κινητήρας αλλά και ως γεννήτρια αν πληρούνται οι προϋποθέσεις. Η λειτουργία αυτή μπορεί να παρουσιαστεί σε τέσσερα τεταρτημόρια όπου οι άξονες είναι η ταχύτητα και η ροπή. Όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα, όταν το πρόσημο της ροπής και της ταχύτητας είναι ίδιο τότε η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας. Αυτό ισχύει στα τεταρτημόρια 1 και 3. Στα τεταρτημόρια 2 και 4 όπου τα πρόσημα ροπής - ταχύτητας είναι αντίθετα η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια. Στην πράξη, όταν ένα όχημα θέλει να πετύχει επιβράδυνση τότε αυτό μπορεί να γίνει αν η μηχανή λειτουργήσει ως γεννήτρια και προκαλέσει πέδη. Λόγω της παραγωγής ενέργειας της μηχανής και επιστροφής της στην πηγή, αυτή είναι γνωστή ως η αναγεννητική πέδη.



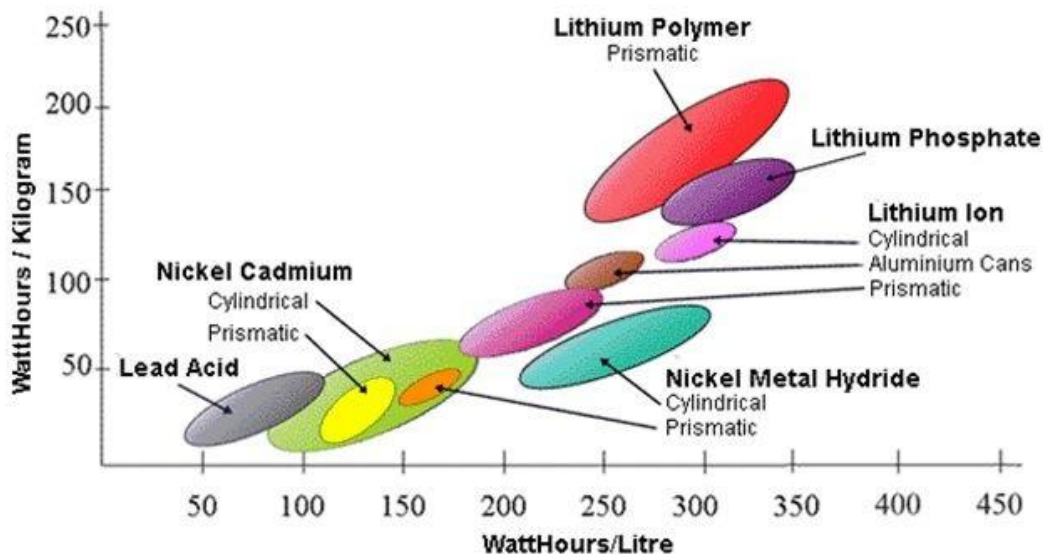
Σχήμα 2.2 Οι τέσσερις λειτουργικές καταστάσεις μιας ηλεκτρικής μηχανής

Ο ρόλος του κυκλώματος ελέγχου είναι να εποπτεύει και να ελέγχει το κύκλωμα ισχύος. Λαμβάνει τις αναδράσεις ρεύματος και θέσης καθώς και την είσοδο που ορίζει την ταχύτητα

ή την ροπή αναφοράς, τα επεξεργάζεται και στέλνει τα κατάλληλα σήματα PWM στα ημιαγωγία στοιχεία του αντιστροφέα.

2.1.1 Πηγή Ισχύος

Η πηγή ισχύος είναι βασικό κομμάτι του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Υπάρχουν δύο τύποι πηγών ισχύος, οι συνεχούς και οι εναλλασσόμενου ρεύματος. Οι εναλλασσόμενου ρεύματος πηγές ισχύος είναι και οι πηγές που συνδέονται απευθείας στο δίκτυο. Αυτές μπορούν να είναι τριφασικές και μονοφασικές. Οι μονοφασικές πηγές ισχύος χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλών απαιτήσεων όσον αφορά την ισχύ ενώ οι τριφασικές πηγές χρησιμοποιούνται σε πιο απαιτητικές εφαρμογές. Οι συνεχούς ρεύματος πηγές συνήθως χρειάζονται ηλεκτρονικά ισχύος ώστε να μετατραπεί η τάση σε εναλλασσόμενη. Αυτή είναι και η περίπτωση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης διότι η πηγή ισχύος είναι οι μπαταρίες που παρέχουν συνεχές ρεύμα ενώ ο κινητήρας χρειάζεται εναλλασσόμενο ρεύμα.



Σχήμα 2.3 Πυκνότητα ενέργειας των πιο διαδεδομένων τύπων μπαταριών.

Οι μπαταρίες είναι ένα από τα πιο σημαντικά στοιχεία των μοντέρνων ηλεκτρικών οχημάτων και η τεχνολογία τους εξελίσσεται με ραγδαίους ρυθμούς λόγω της ανάγκης για μεγαλύτερη αυτονομία σε ηλεκτρική ενέργεια. Οι κύριες απαιτήσεις στις μπαταρίες είναι οι εξής:

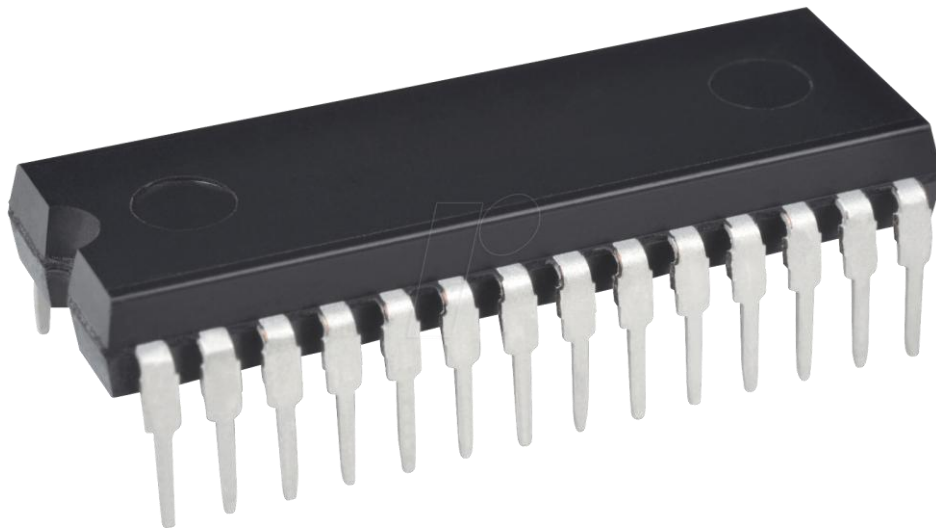
- Μεγάλη πυκνότητα ισχύος
- Δυνατότητα πολλών φορτίσεων - εκφορτίσεων
- Δυνατότητα παροχής υψηλής ισχύος

Λόγω των μοντέρνων υψηλών απαιτήσεων σήμερα έχουν εξελιχθεί σε υψηλό βαθμό οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου (LiON) και μολύβδου οξέως μεταξύ άλλων.

2.1.2 Ηλεκτρονικός Μικροεπεξεργαστής

Ο ηλεκτρονικός μικροεπεξεργαστής αποτελεί το βασικό κομμάτι της μονάδας ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Ο μικροεπεξεργαστής είναι αυτός που λαμβάνει την εξωτερική είσοδο που ορίζει ταχύτητα ή ροπή, τις αναδράσεις ρεύματος και θέσης από το σύστημα, επεξεργάζεται τα σήματα αυτά και στην έξοδό του στέλνει παλμούς PWM στα ημιαγωγία στοιχεία του αντιστροφέα. Η επεξεργασία που γίνεται ακολουθεί έναν συγκεκριμένο αλγόριθμο ο οποίος έχει επιλεγθεί για κάποια εφαρμογή βάσει των απαιτήσεων. Ο αλγόριθμος αυτός θα μπορούσε να υλοποιηθεί μέσω κάποιας γλώσσας προγραμματισμού χαμηλού επιπέδου (Assembly, C) ή σε κάποια άλλα περιβάλλοντα με μπλοκ διαγράμματα. Ένας άλλος ρόλος των μικροεπεξεργαστών είναι να εποπτεύουν το σύστημα για περιπτώσεις σφάλματος όπως υπερεντάσεις ή υπερτάσεις. Άλλες ονομασίες που χρησιμοποιούνται για τους μικροεπεξεργαστές είναι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processor, DSP) ή μικροελεγκτές (microcontrollers). Στον τομέα της ηλεκτρικής ισχύος ο μικροελεγκτής έχει ζωτικό ρόλο στην ορθή λειτουργία του αλγορίθμου που απαιτείται. Οι τεχνικές ελέγχου που μπορούν να υλοποιηθούν με μικροελεγκτή μπορεί να είναι οι παρακάτω μεταξύ άλλων:

- Βαθμωτός έλεγχος (Scalar control)
- Διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC)
- Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (DTFC, Direct Torque and Flux Control)
- Προσαρμοστικός έλεγχος (Adaptive Control)
- Έλεγχος μέσω νευρωνικών δικτύων (Neural Networks)



Σχήμα 2.4 Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος που υλοποιεί τεχνικές ελέγχου

2.1.3 Μετατροπείας Ισχύος

Ο μετατροπείας ισχύος είναι το στοιχείο του συστήματος που βρίσκεται μεταξύ της πηγής ισχύος και της ηλεκτρικής μηχανής. Ο ρόλος του μετατροπείας ισχύος είναι

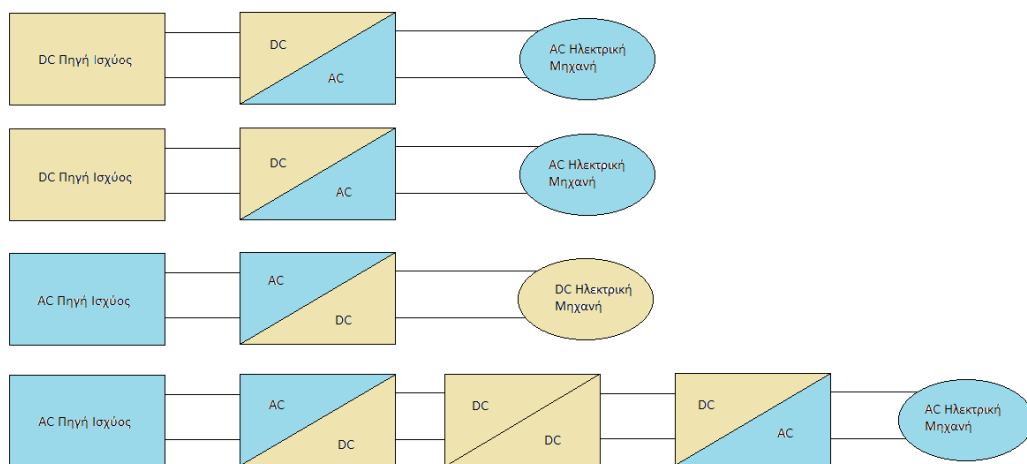
να αλλάζει την μορφή του ρεύματος και της τάσης στην επιθυμητή που χρειάζεται η κάθε εφαρμογή. Υπάρχουν διάφοροι μετατροπείς ισχύος που χρησιμεύουν για διαφορετικά πηγές ισχύος και διαφορετικές ηλεκτρικές μηχανές. Οι πιο βασικοί μετατροπείς ισχύος όμως είναι οι παρακάτω:

- Μετατροπέας ισχύος DC - AC ή αντιστροφέας.
- Μετατροπέας ισχύος AC - DC ή ανορθωτής.
- Μετατροπέας ισχύος DC - DC.

Όπως είναι φανερό και από την ονομασία του, η λειτουργία του αντιστροφέα είναι να μετατρέπει συνεχές ρεύμα συνήθως από μπαταρία σε εναλλασσόμενο. Ο ανορθωτής κάνει ακριβώς την αντίστροφη λειτουργία και χρησιμοποιείται συχνά όταν η πηγή ισχύος είναι το ίδιο το δίκτυο και ο σκοπός είναι η τροφοδοσία κάποια μπαταρίας ή κάποιου κυκλώματος. Ο τρίτος και τελευταίος μετατροπέας προσφέρει υποβάθμιση ή αύξηση της συνεχούς τάσης. Παρόλο που ο κάθε μετατροπέας έχει ξεχωριστή τοπολογία, όλοι τους αποτελούνται από ημιαγώγιμα στοιχεία διαφόρων τύπων. Τα ημιαγώγιμα στοιχεία λειτουργούν ως διακόπτες και τα σημαντικότερα φαίνονται παρακάτω.

- *Δίοδος*: Το στοιχείο αυτό άγει ή δεν άγει ανάλογα με την τάση που επιβάλλεται στα άκρα του. Αν η τάση είναι ορθή, τότε η δίοδος άγει σαν βραχυκύκλωμα σε ιδανικές συνθήκες. Στην αντίστροφη περίπτωση είναι ανοιχτοκύκλωμα.
- *Θυρίστωρ*: Το θυρίστωρ δέχεται ως είσοδο έναν παλμό. Στην περίπτωση που η τάση στα άκρα του είναι ορθή και ο παλμός θετικός, το θυρίστωρ άγει. Αν η τάση στα άκρα του είναι αντίστροφη είτε ο παλμός είναι αρνητικός, το θυρίστωρ λειτουργεί ως ανοιχτοκύκλωμα.
- *Ελεγχόμενος Διακόπτης*: Αυτά τα στοιχεία έχουν επίσης έναν παλμό ως είσοδο και εξαρτούνται απολύτως από αυτόν. Όταν ο παλμός είναι θετικός βρίσκονται σε κατάσταση αγωγιμότητας ενώ όταν ο παλμός είναι αρνητικός συμπεριφέρονται ως ανοιχτοκύκλωμα.

Οι τοπολογίες που συναντούνται παραπάνω στη βιομηχανία είναι οι παρακάτω:



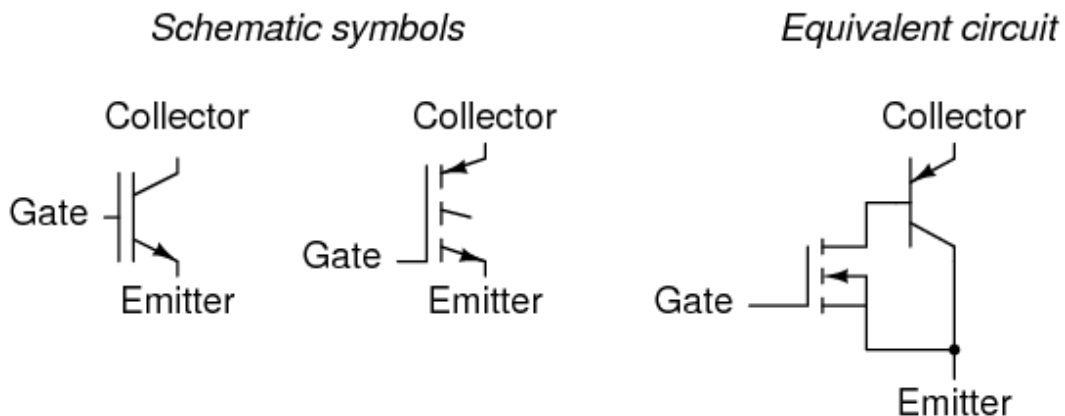
Σχήμα 2.5 Διαφορετικές τοπολογίες συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης

Οι ελεγχόμενοι διακόπτες μπορεί να είναι διαφορετικών τύπων. Κάποιοι από αυτούς τους τύπους είναι οι παρακάτω:

- Διπολικά τρανζίστορ ένωσης (Bipolar Junction Transistors, BJT)
- Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου οξειδίου και αγωγού (MOSFET)
- Διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistors, IGBT)
- Θυρίστορ με σβέση μέσω πύλης (Gate Turn Off Thyristors, GTO)

Για να επιλεγθεί το κατάλληλο από τα παραπάνω θα πρέπει να ληφθούν υπόψη κάποιες απαιτήσεις της εφαρμογής. Τα βασικά κριτήρια για την επιλογή των ελεγχόμενων διακοπών είναι οι απώλειες που έχουν κατά τις υψηλές διακοπτικές συχνότητες και η μέγιστη συχνότητα για την οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Παρακάτω φαίνεται από τι αποτελείται ένα IGBT τρανζίστορ:

Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) (N-channel)



Σχήμα 2.6 Σχηματικά σύμβολα και ισοδύναμο κύκλωμα του I.G.B.T. [20]

2.1.4 Ηλεκτρική Μηχανή

Η ηλεκτρική μηχανή είναι επίσης βασικό κομμάτι του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Οι ηλεκτρικές μηχανές είναι ποικίλες και μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε μερικούς τύπους. Για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης σχετικά μεγάλης ισχύος είναι πιο κοινές οι 3-φασικές μηχανές εναλλασσόμενης τάσης διότι έχουν χαμηλότερο κόστος κατασκευής, μεγαλύτερη αξιοπιστία και απόδοση σχετικά με αυτές συνεχούς ρεύματος. Οι απαιτήσεις που πρέπει να ικανοποιούνται από την ηλεκτρική μηχανή θα πρέπει να είναι η υψηλή αξιοπιστία, υψηλή απόδοση, υψηλή πυκνότητα ισχύος καθώς και υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες. Η εφαρμογή είναι αυτή η οποία καθορίζει τελικά ποιο είδος ηλεκτρικής μηχανής είναι το ιδανικό. Παρακάτω περιγράφονται οι σημαντικότερες ηλεκτρικές μηχανές:

- Ηλεκτρικός Κινητήρας Επαγωγής (Induction Motor)

Μέχρι στιγμής είναι ο πιο διαδεδομένος ηλεκτρικός κινητήρας σε όλα τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης ανεξαρτήτως αν είναι μέρος συστημάτων βιομηχανίας ή μεταφοράς. Ο λόγος της ευρείας χρήσης του τύπου αυτού είναι η χαμηλή πολυπλοκότητα που έχει, η υψηλή αξιοπιστία και το χαμηλό κόστος κατασκευής και συντήρησης. Ο λόγος της ονομασίας του είναι ο τρόπος που προκύπτει το πεδίο διεγέρσεως ο οποίος είναι εξ επαγωγής μέσω του πεδίου του στάτη. Τα πεδία τυμπάνου και διέγερσης στρέφονται με σύγχρονη ταχύτητα ενώ η ταχύτητα του στάτη έχει μια μικρή ολίσθηση.

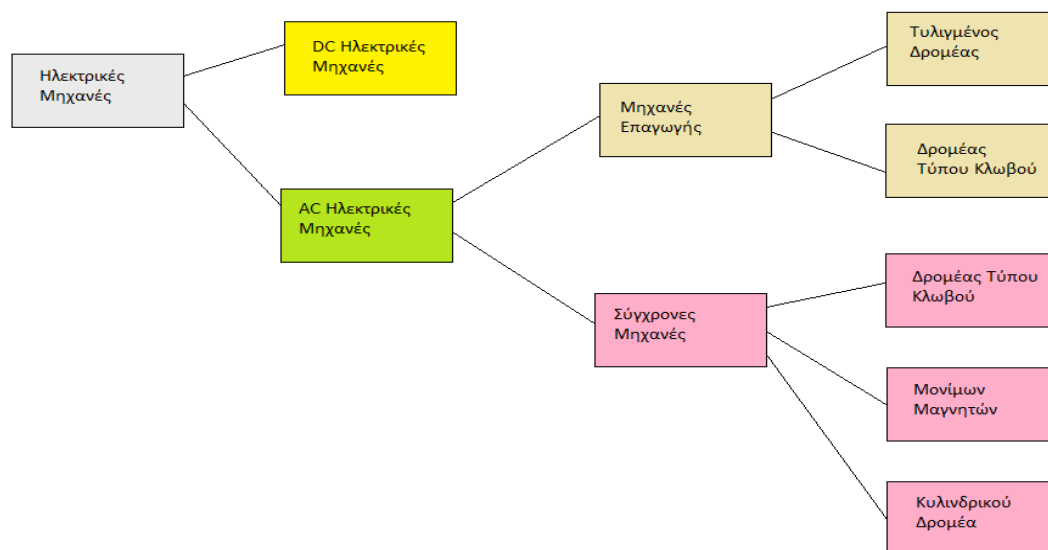
- Ηλεκτρικός Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Motor)

Ο κινητήρας αυτός είναι ανερχόμενος σε ερευνητικό επίπεδο και η ονομασία του προέρχεται από τους μόνιμους μαγνήτες που έχει στο δρομέα του. Οι μαγνήτες αντικαθιστούν το τύλιγμα πεδίου που χρειάζεται αυτόνομη διέγερση. Με αυτόν τον τρόπο η διέγερση είναι σταθερή όμως γίνεται η αποφυγή των απωλειών χαλκού και υψηλών θερμοκρασιών με αποτέλεσμα μεγαλύτερη αξιοπιστία. Παρόλο που έχουν υψηλό κόστος, η χρήση τους διευρύνεται συνεχώς στην ηλεκτροκίνηση λόγω της υψηλής τους απόδοσης και αξιοπιστίας.

- Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος (Direct Current Motor)

Αυτοί οι κινητήρες έχουν διαφορετική τοπολογία από τους δύο προηγούμενους καθώς το πεδίο διέγερσης βρίσκεται στο στάτη της μηχανής ενώ το πεδίο τυμπάνου βρίσκεται στο δρομέα. Σε αυτές τις μηχανές γίνεται χρήση συλλεκτών και ψηκτρών ώστε να διατηρηθεί σταθερό το πεδίο τυμπάνου. Ο έλεγχος των μηχανών συνεχούς ρεύματος είναι αρκετά απλούστερος καθώς γίνεται με ρύθμιση ρεύματος διέγερσης και τυμπάνου.

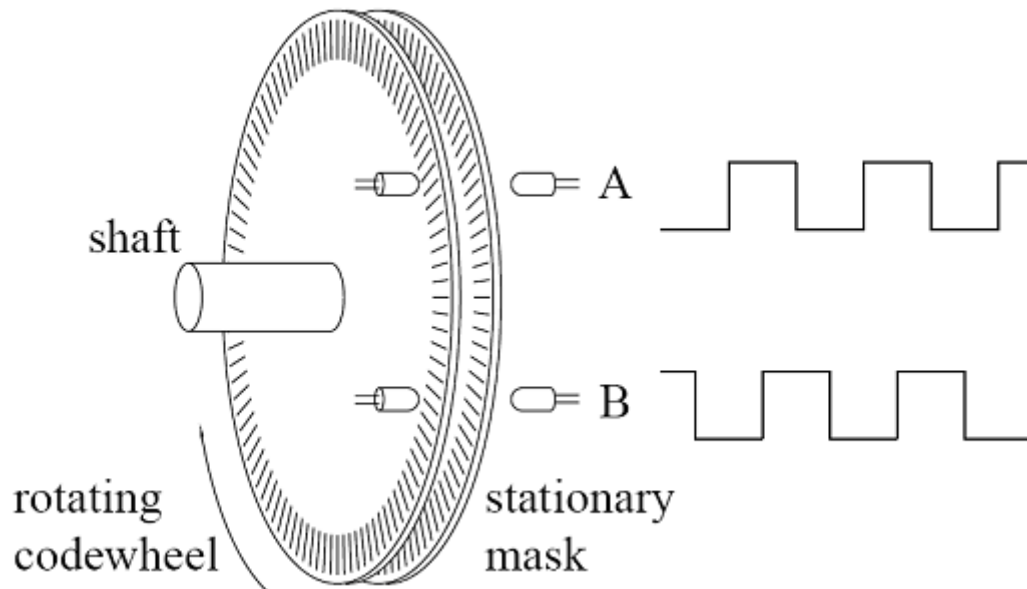
Παρακάτω φαίνεται η λεπτομερής κατηγοριοποίηση των ηλεκτρικών μηχανών:



Σχήμα 2.7 Κατηγοριοποίηση ηλεκτρικών μηχανών.

2.1.5 Αισθητήρες Ανάδρασης

Για την υλοποίηση διάφορων τεχνικών ελέγχου είναι απαραίτητη η γνώση κάποιων μεγεθών όπως το ρεύμα, η ταχύτητα, η τάση, η ροπή και άλλα. Για να γίνει η μέτρηση των αυτών των μεγεθών και να μετατραπούν σε ψηφιακή μορφή κατάλληλη για τον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος χρειάζονται αισθητήρες υψηλής ακρίβειας. Οι αισθητήρες αυτοί κάνουν δυνατή την ύπαρξη αναδράσεων που είναι βασικές για την υλοποίηση τεχνικών αυτόματου ελέγχου σε ζωντανό χρόνο. Παρακάτω φαίνεται ένας αισθητήρας θέσης (encoder):



Σχήμα 2.8 Δίσκος και αισθητήρας για την μέτρηση θέσης. [1]

2.2 Βιομηχανική Εφαρμογή Συστημάτων Ηλεκτρικής Κίνησης

Από τις αρχές του τελευταίου αιώνα μέχρι σήμερα έχει ξεκινήσει μια μεγάλη παγκόσμια συζήτηση για απεξάρτηση της βιομηχανίας, των μεταφορών και γενικά του τρόπου ζωής μας από τα καύσιμα. Για αυτόν τον λόγο έχουν αναπτυχθεί καινούργιες τεχνολογίες οι οποίες είναι πιο φιλικές προς το περιβάλλον και έχουν τεθεί στόχοι από διάφορα κράτη ως προς τις αλλαγές που πρέπει να γίνουν ώστε να αποτρέψουμε τις κλιματικές αλλαγές. Ο πρώτος και σημαντικότερος στόχος που έχουν θέσει πολλές χώρες είναι η χρήση διαφορετικών πόρων για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας οι οποίοι δεν παράγουν ρύπους στην ατμόσφαιρα. Αυτοί οι πόροι ή πηγές διαφορετικά λέγονται Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας και μερικές από αυτές είναι ο άνεμος, οι ακτίνες του ηλίου, η βιομάζα και το νερό.

Με αυτόν τον τρόπο φθάνουμε στο κυρίως θέμα μας που είναι το ηλεκτρικό αμάξι. Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο χρησιμοποιεί επαναφορτιζόμενες συστοιχίες συσσωρευτών ή κοινώς λεγόμενες μπαταρίες. Επίσης, αντιθέτως με τα συμβατικά αυτοκίνητα, τα ηλεκτρικά δε διαθέτουν μηχανές εσωτερικής καύσης αλλά ηλεκτρικούς κινητήρες. Μαζί με τον κινητήρα υπάρχουν συστήματα ηλεκτρονικών τα

οποία δε συναντούμε στα συμβατικά. Δεν πρέπει να μπερδεύουμε τα αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα με τα υβριδικά για τον λόγο ότι τα υβριδικά διαθέτουν τους δύο κινητήρες και όχι μόνον ηλεκτρικό. Ως αποτέλεσμα τα υβριδικά δεν θεωρούνται ως καθαρά Ηλεκτρικά Οχήματα. Ένας άλλος ορισμός που μπορεί να δοθεί στα ηλεκτρικά αμάξια με ή χωρίς ΜΕΚ(μηχανή εσωτερικής καύσης) είναι «βυσματωτά» για τον λόγο ότι συνδέονται με καλώδια σε πηγή ενέργειας ώστε να φορτιστεί.

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες δεν είναι κάτι το καινούργιο για τους επιστήμονες και η τεχνολογία της ηλεκτροκίνησης υπάρχει εδώ και δεκαετίες, όχι όμως στην εξελιγμένη μορφή που είναι σήμερα. Ο λόγος που τώρα είναι η κατάλληλη στιγμή να αντικατασταθούν τα συμβατικά από ηλεκτρικά αμάξια είναι ότι παράλληλα γίνεται η μετατροπή της παραγωγής ενέργειας σε «πράσινη». Φυσικά, άμα η ηλεκτρική ενέργεια που καταναλώναν τα αμάξια, παραγόταν από ρυπογόνα καύσιμα, τότε δεν θα υπήρχε ουσία στις «πράσινες» μεταφορές.

Μέχρι στιγμής η παραγωγή των ηλεκτροκίνητων δεν έχει γίνει μαζική αλλά υπάρχει κάθε χρόνο συνεχής αύξηση των πωλήσεων. Παρακάτω αναφέρουμε τα πλεονεκτήματα, καθώς και μειονεκτήματα που δυσκολεύουν την άνθηση της πράσινης αυτής βιομηχανίας:

Πλεονεκτήματα:

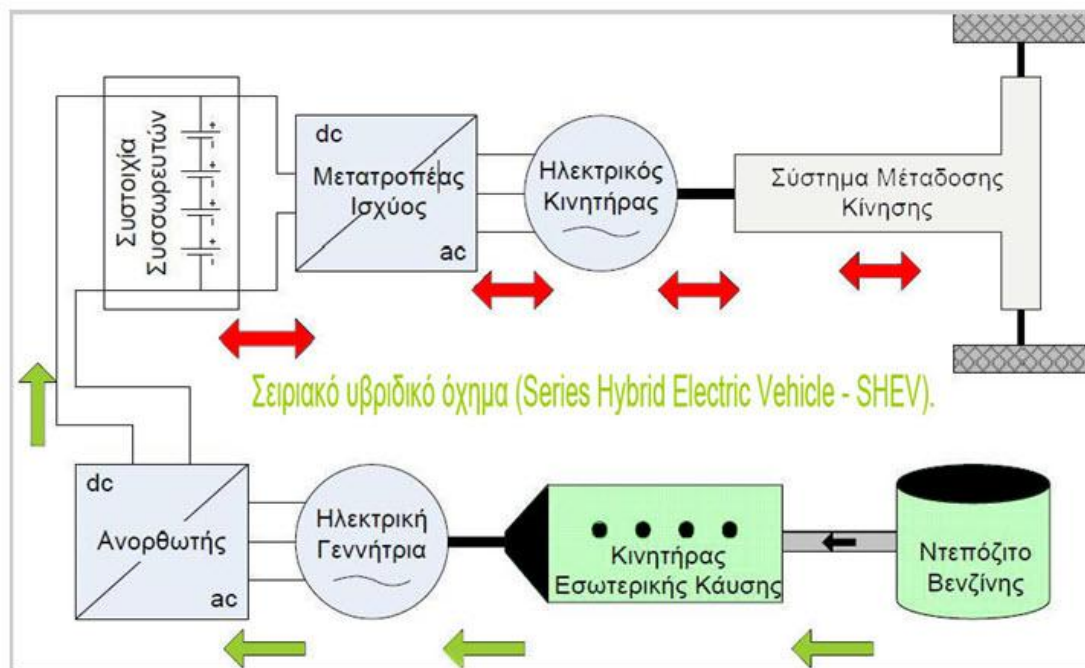
- Δεν παράγονται ρύποι εξάτμισης.
- Μειώνεται η εξάρτηση των ανθρώπων από το πετρέλαιο και μετριάζεται η παγκόσμια θέρμανση που προκαλείται από το φαινόμενο του θερμοκηπίου.
- Δεν παράγουν θόρυβο κινητήρα, άρα ελάχιστο θόρυβο συνολικά.
- Η ροπή τους είναι σταθερή σε οποιαδήποτε ταχύτητα δρομέα(στροφές ανά λεπτό).
- Έχουν δυνατότητα λειτουργίας κινητήρα σε πιο υψηλές στροφές από τους βενζινοκινητήρες, μερικοί ακόμα μέχρι και 14000 στροφές/λεπτό.
- Χαμηλότερο κόστος συντήρησης καθώς δεν έχουν υποσυστήματα όπως σύστημα εξαγωγής καυσαερίων και διάταξη εξάτμισης, δεν απαιτούν συχνή αλλαγή λαδιών ή συντήρηση μηχανικών μερών όπως πιστόνια, βαλβίδες, εκκεντροφόρους και άλλα διότι δεν υπάρχουν στα ηλεκτροκίνητα.
- Επίσης υπάρχει η δυνατότητα βελτίωσης της απόδοσης μέσω του regenerative braking.

Μειονεκτήματα:

- Υψηλό κόστος κατασκευής που οδηγεί σε υψηλό κόστος πώλησης.
- Περιορισμένη αυτονομία. Αν και αυτό το μειονέκτημα έχει βελτιωθεί σημαντικά, με αποτέλεσμα σήμερα να έχουμε οχήματα πόλης με αυτονομία ξεκινώντας από 100-120χλμ και πιο εξελιγμένα να φτάνουν έως και 400χλμ αυτονομία.
- Ο χρόνος επαναφόρτισης είναι ακόμη πολύ υψηλός και για τα απλά μοντέλα χρειάζονται 6-7 ώρες να φορτίσουν πλήρως. Τα πιο εξελιγμένα μοντέλα μπορεί να φτάσουν στο 80% μέσα σε μία ώρα.
- Μικρή διάρκεια ζωής μπαταριών, γύρω στα 3-5 χρόνια.

2.2.1 Υβριδικά Ηλεκτρικά Οχήματα

Τα υβριδικά οχήματα περιλαμβάνουν εκτός του συμβατικού κινητήρα εσωτερικής καύσης και έναν ηλεκτροκινητήρα που συνοδεύεται από το υπόλοιπο σύστημα κίνησης που περιγράφηκε πιο πάνω. Ο στόχος αυτών των οχημάτων είναι ο μέγιστος συντελεστής απόδοσης του συνολικού συστήματος. Ο τρόπος που αυτά τα δύο υποσυστήματα συνδέονται είναι δύο, σε σειρά και παράλληλα. Στη σύνδεση σε σειρά ο κινητήρας εσωτερικής καύσης παίζει τον ρόλο της γεννήτριας και παράγει ενέργεια η οποία μεταφέρεται στους συσσωρευτές η οποία χρησιμοποιείται από το ηλεκτρικό σύστημα όταν αυτό βαλθεί σε λειτουργία. Η παράλληλη σύνδεση σημαίνει ότι οι δύο ηλεκτροκινητήρες συνεργάζονται συνεχώς και καλύπτουν μαζί την συνολική ισχύ που χρειάζεται το όχημα. Ανάλογα με την λειτουργική κατάσταση που βρίσκεται το όχημα, χρησιμοποιείται ο ηλεκτρικός κινητήρας ή ο κινητήρας εσωτερικής καύσης. Με αυτόν τον τρόπο στην εκκίνηση όπου ο κινητήρας εσωτερικής καύσης έχει χαμηλή απόδοση, ενεργοποιείται ο ηλεκτροκινητήρας ενώ όταν η ταχύτητα κίνησης είναι υψηλή, ο κινητήρας εσωτερικής καύσης είναι αποδοτικός άρα η χρήση του είναι μεγαλύτερη.



Σχήμα 2.9 Σειριακό υβριδικό όχημα. [21]

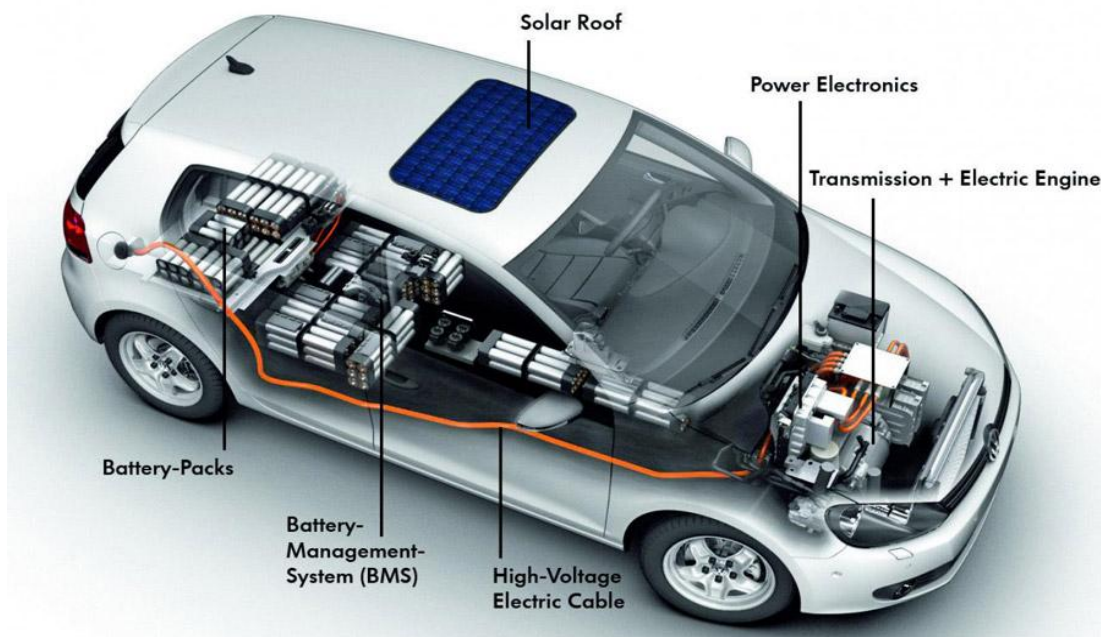
2.2.2 Αμιγώς Ηλεκτρικά Οχήματα

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο αποτελείται από τα παρακάτω βασικά μέρη:

- Συστοιχία μπαταριών (Πηγή ενέργειας)
- Σύστημα διαχείρισης μπαταριών (BMS)
- Καλώδιο υψηλής τάσης (Για τη σύνδεση μπαταριών με ηλεκτρονικά ισχύος)

- Ηλεκτρονικά ισχύος (Μετατροπέας τάσης DC-AC)
- Ηλεκτρικός Κινητήρας (3-φασικός)
- Σύστημα μετάδοσης κίνησης (Από τον κινητήρα στους τροχούς)

Πριν μιλήσουμε για τα συνεργεία θα πρέπει να ξέρουμε τι διαφορές υπάρχουν μεταξύ της συντήρησης ενός συμβατικού και ενός ηλεκτρικού οχήματος. Όπως έχει αναφερθεί και πιο πάνω, η συντήρηση ενός ΗΟ είναι πιο απλή και σχετικά πιο φθηνή. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι πολλά από τα υποσυστήματα που διαθέτουν τα συμβατικά αυτοκίνητα δεν υπάρχουν στα ηλεκτροκίνητα. Κάποια από αυτά είναι το σύστημα εξαγωγής καυσαερίων και εξάτμισης, μηχανικά μέρη όπως πιστόνια, εκκεντροφόροι και πολλά άλλα. Ο ηλεκτρικός κινητήρας είναι απλούστερος στην κατασκευή και δεν χρειάζεται συντήρηση όλων αυτών των επιμέρους συστημάτων. Επίσης, λόγω της αναγεννητικής πέδης που ουσιαστικά είναι η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από την πέδη του κινητήρα, η χρήση των φρένων είναι σημαντικά χαμηλότερη με αποτέλεσμα τα τακάκια να διατηρούνται για διπλάσιο χρόνο από ότι στα συμβατικά. Για την κατανόηση της αναγεννητικής πέδης, θα πρέπει να αφήσουμε ελεύθερο ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο σε μια κατηφόρα και θα παρατηρήσουμε ότι δεν επιταχύνει ελεύθερο αλλά η ηλεκτρική μηχανή «κρατάει» το όχημα επειδή λειτουργεί ως γεννήτρια. Αυτό μας βοηθά να χρησιμοποιούμε λιγότερο τα φρένα αλλά και να εξοικονομούμε ηλεκτρική ενέργεια της μπαταρίας.



Σχήμα 2.10 Κυριότερα υποσυστήματα ενός αμιγώς ηλεκτρικού οχήματος. [22]

Συνεπώς, όπως σήμερα είναι απαραίτητο να υπάρχουν εξειδικευμένοι επαγγελματίες που διαθέτουν συνεργεία, έτσι θα πρέπει να εξειδικευτούν νέα μέλη τις κοινωνίας που θα έχουν τις βασικές γνώσεις για την μπαταρία, τον ηλεκτρικό



κινητήρα, τα ηλεκτρονικά ισχύος, καθώς και το σύστημα διαχείρισης της μπαταρίας(BMS). Επίσης, οι επαγγελματίες αυτοί θα πρέπει να έχουν γνώσεις για συστήματα τα οποία θα συνεχίζουν να υπάρχουν και στα ηλεκτροκίνητα, όπως το σύστημα μετάδοσης της κίνησης από τον κινητήρα στις ρόδες, το σύστημα αναρτήσεων και άλλα. Για να βγουν τέτοιοι επαγγελματίες στην αγορά εργασίας, θα πρέπει να εκπαιδεύονται σε τεχνικά ιδρύματα και θα πρέπει να ξεκινήσουν νέα προγράμματα μαθήσεως προσαρμοσμένα σε αυτό το αντικείμενο.

Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα αποτελούνται από τρία βασικά υποσυστήματα:

- Πηγή Ενέργειας (Συστοιχίες Μπαταριών)
- Ηλεκτρική Πρόωση
- Βοηθητικά Συστήματα

Το σύστημα ηλεκτρικής πρόωσης αποτελείται από τον ηλεκτροκινητήρα, τον μετατροπέα ισχύος, τον μικροελεγκτή και το σύστημα μετάδοσης της κίνησης στους τροχούς. Η πηγή ενέργειας εκτός των μπαταριών, περιλαμβάνει την μονάδα διαχείρισης ενέργειας και τη μονάδα αναπλήρωσης ενέργειας. Τα βοηθητικά συστήματα εξελίσσονται και αλλάζουν ραγδαία καθώς τα ηλεκτρικά οχήματα αναπτύσσονται με υψηλούς ρυθμούς όμως τα πιο βασικά είναι το σύστημα ελέγχου θερμοκρασίας και η μονάδα ισχύος.

Ο ελεγκτής είναι το σύστημα που δέχεται από το πεντάλ την αναφοράς ροπής ή το φρένο. Ο ελεγκτής επεξεργάζεται τις εισόδους που έρχονται από τον οδηγό, καθώς και τα σήματα ανάδρασης και αποφασίζει τι σήματα θα στείλει στους ελεγχόμενους διακόπτες του μετατροπέα ισχύος. Στα αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα, ο ελεγκτής μπορεί να υλοποιήσει και την αντίστροφη ροή ισχύος από τον ηλεκτροκινητήρα στην πηγή ισχύος. Αυτό μπορεί να συμβεί όταν το ο οδηγός επιθυμεί να επιβραδύνει και έτσι η πέδη της μηχανής χρησιμοποιείται για παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Η κατάσταση αυτή λειτουργίας λέγεται αναγεννητική πέδη και είναι πολύ χρήσιμη για σκοπούς εξοικονόμησης ενέργειας.

3 ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

3.1 Λειτουργία Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

Οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών είναι ένας τύπος ηλεκτρικών μηχανών που έχει γίνει δημοφιλές τα τελευταία χρόνια διότι προσφέρουν μεγάλη πυκνότητα ισχύος, το κόστος κατασκευής τους πέφτει σταδιακά λόγω της εξέλιξης των μαγνητών και διότι τα συστήματα των μικροεπεξεργαστών που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο αυτών των μηχανών γίνονται συνεχώς πιο φθηνά και πιο αποδοτικά. [2]

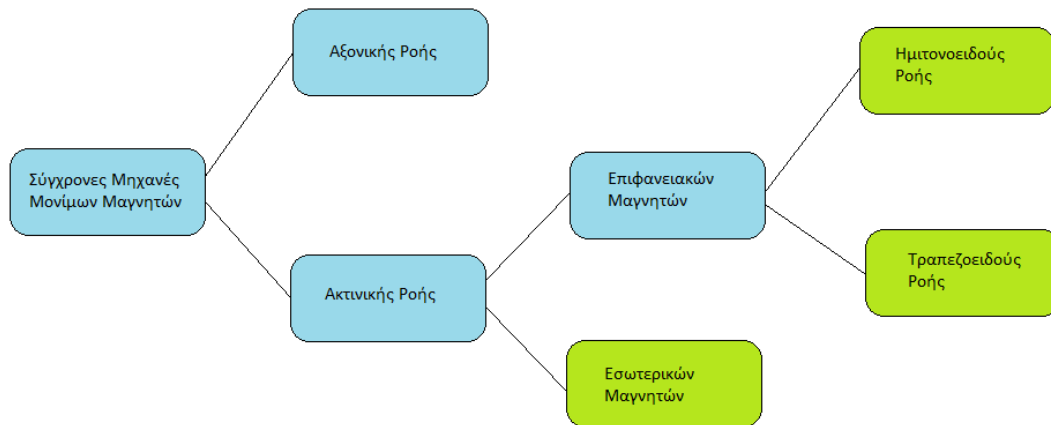
Οι μόνιμοι μαγνήτες στην ηλεκτρική μηχανή παίζουν τον ρόλο της διέγερσης. Η διέγερση στις σύγχρονες μηχανές τυλιγμένου δρομέα προκαλείται από το συνεχές ρεύμα που διαπερνά τα τυλίγματα δρομέα και προκαλεί το σταθερό πεδίο δρομέα. Οι απώλειες που προκαλούνται από το ρεύμα διέγερσης δεν υπάρχουν στην μηχανή μονίμων μαγνητών διότι δεν υπάρχει το ρεύμα αυτό. Μια άλλη διαφορά που έχουν οι μηχανές μονίμων μαγνητών είναι το μέγεθος τους που είναι αρκετά μικρότερο από αυτό των άλλων σύγχρονων μηχανών. Από την ονομασία των συγκεκριμένων μηχανών είναι εμφανές ότι ο δρομέας στρέφεται με ταχύτητα ίδια με το στρεφόμενο πεδίο. Αυτή η ταχύτητα εξαρτάται από την συχνότητα του ρεύματος που διαπερνά το τύμπανο, την τάση στην είσοδο της ηλεκτρικής μηχανής καθώς και από τον αριθμό των πόλων.

Συνοψίζοντας τις διαφορές που έχουν οι μηχανές μονίμων μαγνητών με αυτές που διαθέτουν κύκλωμα διέγερσης, τα πλεονεκτήματα που δίνουν οι μόνιμοι μαγνήτες είναι τα παρακάτω:

- Λιγότερες συνολικές απώλειες λόγω της εξάλειψης του ρεύματος διέγερσης, συνεπώς μεγαλύτερη απόδοση.
- Το βάρος και το μέγεθος των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών είναι μικρότερο.
- Απλούστερη κατασκευή και λειτουργία λόγω της εξάλειψης της πηγής συνεχούς τάσης και ψυκτικών συστημάτων για την υπερθέρμανση που προκαλείται από το ρεύμα διέγερσης.

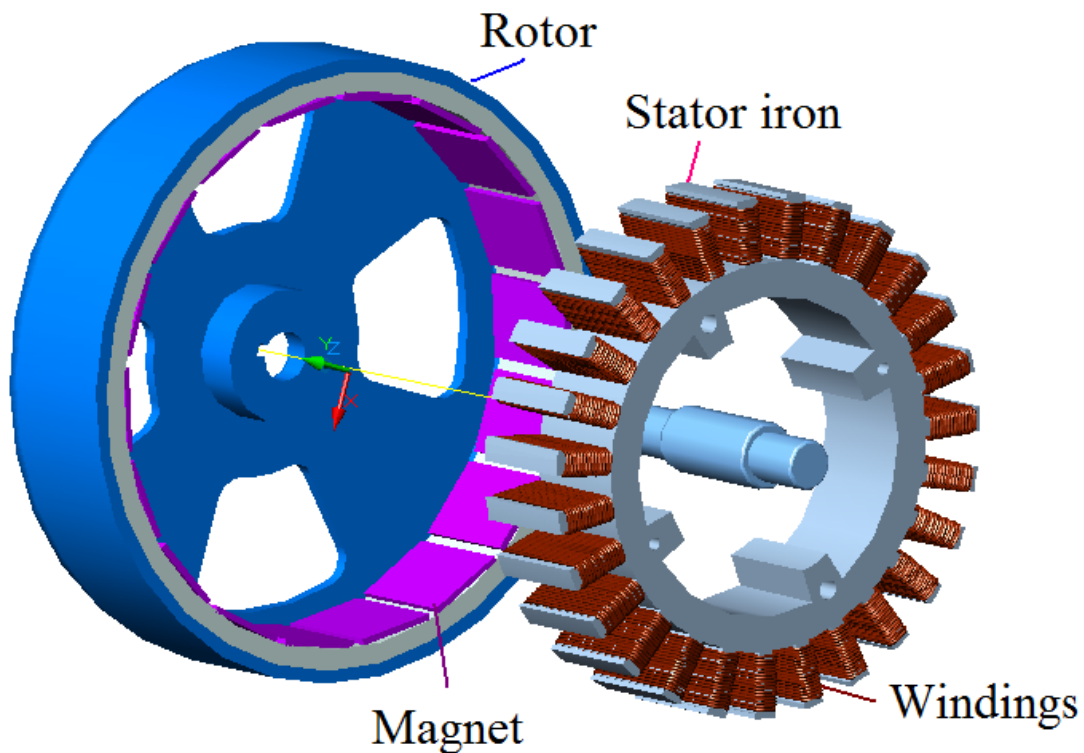
Πέρα των παραπάνω, οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών είναι μια πολύ καλή επιλογή για εφαρμογές με πολυπλοκότητα ελέγχου λόγω της σταθερότητας της διέγερσης τους όπως στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, στα συστήματα αυτόματου ελέγχου και σε άλλα συστήματα που είναι απαραίτητη η υψηλή ακρίβεια σε συχνές μεταβολές.

Στο σχήμα 3.1 φαίνεται η κατηγοριοποίηση των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών: [2]



Σχήμα 3.1 Κατηγοριοποίηση των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών.

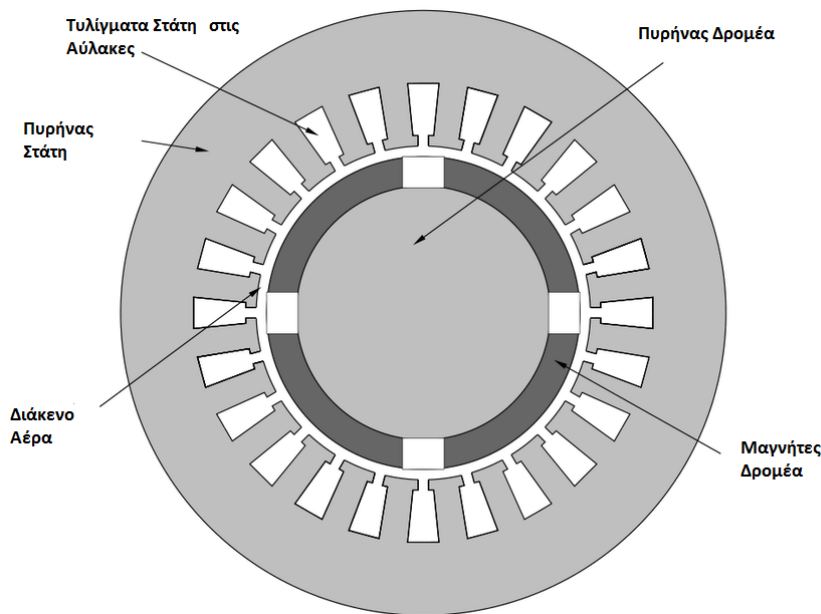
Όπως φαίνεται και στο σχήμα, οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών διακρίνονται σε μηχανές αξονικής ροής και μηχανές ακτινικής ροής. Η διαφορά των δύο κατηγοριών, όπως εξομολογούνται και οι ονομασίες τους, είναι ότι στις ακτινικής ροής μηχανές η μαγνητική ροή διέρχεται ακτινικά στο διάκενο προς τον στάτη, ενώ στις αξονικής ροής μηχανές η μαγνητική ροή διέρχεται παράλληλα προς τον άξονα του δρομέα. Από τις παραπάνω κατηγορίες σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών, αυτές που έχουν αναπτυχθεί παραπάνω και έχουν τη μεγαλύτερη χρήση στα ηλεκτρικά οχήματα είναι οι ακτινικής ροής. Οι τρεις τύποι μηχανών μονίμων μαγνητών ακτινικής ροής έχουν σημειωθεί στο παραπάνω σχήμα με πράσινο χρώμα και θα αναλυθούν στις παρακάτω ενότητες.



Σχήμα 3.2 Τρισδιάστατη απεικόνιση του στάτη και δρομέα μιας μηχανής επιφανειακών μονίμων μαγνητών.

3.1.1 Σύγχρονη Μηχανή Επιφανειακών Μαγνητών Ημιτονοειδούς Ροής

Η ονομασία της συγκεκριμένης μηχανής προκύπτει από το γεγονός ότι οι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα με χρήση ειδικής κόλλας. Στον στάτη της μηχανής τοποθετείται το τριφασικό τύλιγμα του οποίου παράγωγή είναι η ημιτονοειδής ροή που περνάει από το διάκενο και έχει συχνότητα σύγχρονη με το δρομέα. Ο στάτης αυτός αποτελείται από σιδερένιο πυρήνα που έχει κατασκευαστεί ενώνοντας δεκάδες φέτες λαμαρίνας που έχουν μορφή παρόμοια με το σχήμα που φαίνεται παρακάτω:



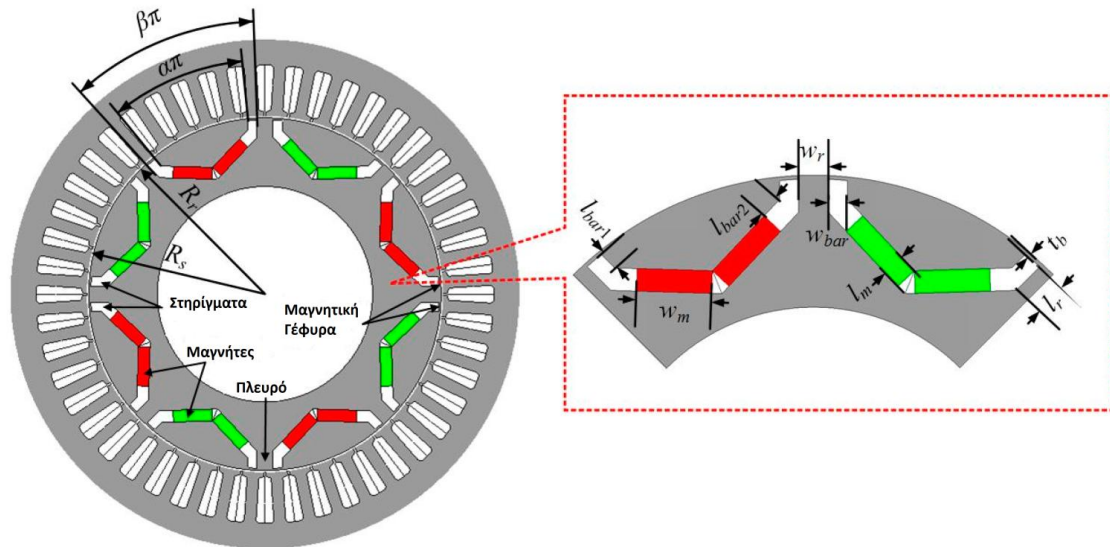
Σχήμα 3.3 Τομή μιας ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών. [30]

Η εκτυπότητα της μηχανής αυτής είναι μηδενική διότι οι μαγνήτες τοποθετούνται στην επιφάνεια του δρομέα και η σχετική επιτρεπτότητα των μαγνητών είναι πολύ κοντά στην μονάδα. Συνεπώς το φαινόμενο της αντίδρασης τυμπάνου είναι ιδιαίτερα περιορισμένο. Όταν λειτουργεί ως γεννήτρια και κινείται από κάποια εξωτερική πηγή, τα τυλίγματα του στάτη παράγουν συμμετρικές ημιτονοειδείς τάσεις.

3.1.2 Σύγχρονη Μηχανή Εσωτερικών Μαγνητών Ημιτονοειδούς Ροής

Οι σύγχρονη μηχανή εσωτερικών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής διαφέρει από αυτήν επιφανειακών μαγνητών κυρίως λόγω της τοποθέτησης των μαγνητών μέσα στον δρομέα. Οι τοπολογίες αυτού του τύπου μηχανής είναι πολλές γιατί είναι στο χέρι του σχεδιαστή να επιλέξει πως, που και με ποια μορφή θα τοποθετηθούν οι μαγνήτες στον δρομέα. Το τύλιγμα του στάτη είναι ακριβώς το ίδιο συμμετρικό τριφασικό τύλιγμα όπως και στην μηχανή επιφανειακών μαγνητών. Τα κύρια χαρακτηριστικά της μηχανής εσωτερικών μαγνητών είναι ότι είναι πιο συμπαγής σχετικά με αυτήν επιφανειακών μαγνητών και αυτό την κάνει πιο αξιόπιστη για εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων. Λόγω του ότι οι μαγνήτες δεν τοποθετούνται στην επιφάνεια του δρομέα αλλά στο εσωτερικό του και το ενεργό μήκος του διακένου

στον άξονα d^e είναι μεγαλύτερο από τον άξονα q^e , η μηχανή εμφανίζει υψηλή εκτυπότητα ($L_{dm} < L_{qm}$). Τέλος, το ενεργό εύρος διακένου είναι μικρό και προκαλεί φαινόμενο αντίδραση τυμπάνου. Παρακάτω φαίνεται μια τοπολογία μηχανής εσωτερικών μαγνητών:



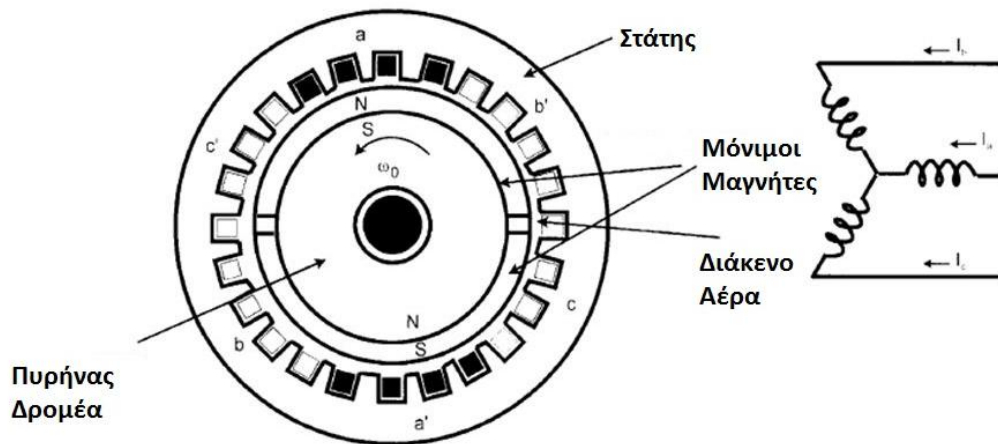
Σχήμα 3.4 Τομή ηλεκτρικής μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών. [28]

3.1.3 Σύγχρονη Μηχανή Επιφανειακών Μαγνητών Τραπεζοειδούς Ροής

Η σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μαγνητών είναι παρόμοια με μια ημιτονοειδούς ροής καθώς δεν εμφανίζει εκτυπότητα και οι μαγνήτες βρίσκονται στην επιφάνεια του δρομέα. Η διαφορά των δύο τύπων σύγχρονης μηχανής είναι ότι τα τριφασικά τυλίγματα του στάτη στην τραπεζοειδούς ροής είναι συγκεντρωμένα πλήρους βήματος αντί για ημιτονοειδή κατανομή. Η προσέγγιση της ημιτονοειδούς κατανομής στις μηχανές ημιτονοειδούς ροής επιτυγχάνεται με τη χρήση κλασματικού βήματος στα τυλίγματα του στάτη. [3] Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η τομή μιας μηχανής τραπεζοειδούς ροής καθώς και οι τρεις φάσεις της συνδεδεμένες σε αστέρα.

Καθώς η μηχανή περιστρέφεται, η ροή που διαρρέει ένα φασικό τύλιγμα μεταβάλλεται γραμμικά με το χρόνο, εκτός από τη στιγμή που το κενό ανάμεσα από τους μαγνήτες περνάς από τον άξονα της φάσης. Εάν η μηχανή κινείται από εξωτερική πηγή, δηλαδή λειτουργεί ως γεννήτρια, οι φασικές τάσεις του στάτη θα έχουν συμμετρική τραπεζοειδή κυματομορφή. Για αυτό το λόγο είναι απαραίτητη η χρήση ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα στους ακροδέκτες της μηχανής, έτσι ώστε να δημιουργεί ρεύμα έξι καταστάσεων (six step) στο κέντρο κάθε μισής περιόδου για την ανάπτυξη ροπής. Καθώς η χρήση του μετατροπέα είναι επιτακτική, συνήθως η μηχανή ονομάζεται και σαν ηλεκτρονικός κινητήρας. Με τη βοήθεια λοιπόν ενός αντιστροφέα και ενός αισθητήρα θέσης (absolute position sensor) που τοποθετείται στον άξονα της μηχανής, τόσο οι τραπεζοειδείς μηχανές μονίμων μαγνητών όσο και οι ημιτονοειδείς, μπορούν να ελεγχθούν ώστε να λειτουργού ως «μηχανές DC χωρίς ψήκτρες» (Brushless DC Motors, BLDC). Οι μηχανές τραπεζοειδούς ροής βέβαια

μοιάζουν περισσότερο στην επίδοσή τους με DC μηχανές από ότι οι ημιτονοειδούς ροής. [3]

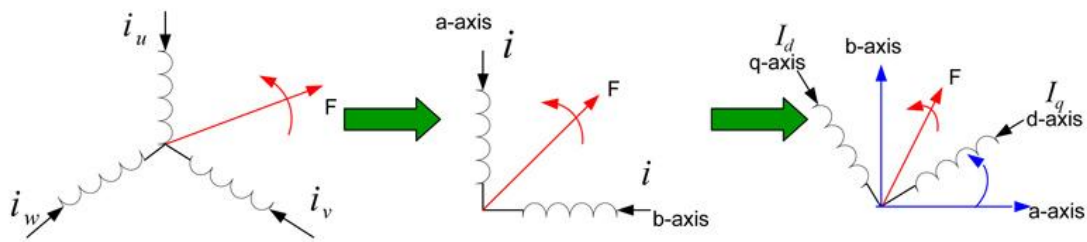


Σχήμα 3.5 Τομή σύγχρονης μηχανής επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής. [4]

Οι μηχανές τραπεζοειδούς ροής είναι απλές, κοστίζουν λίγο και έχουν κάπως μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος από ότι μια ημιτονοειδής μηχανή. Η μηχανή αυτή χρησιμοποιείται από συστήματα οδήγησης (drives) χαμηλής ισχύος (έως λίγα kW) που χρησιμοποιούνται σε σερβομηχανισμούς αλλά και σε συσκευές οικιακής χρήσης, όπου οι μεταγωγείς μιας DC μηχανής είναι αθέμιτοι, όπως και οι ψήκτρες.

3.2 Δυναμικό Μοντέλο d - q Σύγχρονης Μηχανής Ημιτονοειδούς Ροής

Το πρώτο βήμα προς της ανάπτυξη του d - q ήταν όταν ο R.H. Park στη δεκαετία του 1920 διατύπωσε ένα μετασχηματισμό ο οποίος αντικαθιστούσε τις τάσεις, τα ρεύματα και τις πεπλεγμένες ροές που σχετίζονται με τα τυλίγματα του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής, με μεταβλητές που σχετίζονται με φανταστικά τυλίγματα που στρέφονται με το δρομέα στη σύγχρονη ταχύτητα. Μετασχημάτισε τις μεταβλητές του στάτη σε ένα στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς. Με τον μετασχηματισμό Park έδειξε ότι μπορούν να εξαλειφθούν όλες οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές που προκύπτουν λόγω της ύπαρξης ηλεκτρικού κυκλώματος σε σχετική κίνηση και λόγω ηλεκτρικών κυκλωμάτων με μεταβλητές μαγνητικές αντιδράσεις. Ο H.C. Stanley έδειξε ότι οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές στις εξισώσεις τάσεως μιας μηχανής επαγωγής, λόγω ηλεκτρικών κυκλωμάτων σε σχετική κίνηση μεταξύ τους, μπορούν να εξαλειφθούν μετασχηματίζοντας τις μεταβλητές του δρομέα σε μεταβλητές που σχετίζονται με ένα στατό πλαίσιο αναφοράς που βρίσκεται σταθερά τοποθετημένο στο στάτη. Ο G.Kron πρότεινε ένα μετασχηματισμό τόσο για τις μεταβλητές του στάτη, όσο και για αυτές του δρομέα, σε ένα σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που κινείται μαζί με το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Ο D.S. Bereton πρότεινε ένα μετασχηματισμό των μεταβλητών του στάτη σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που βρίσκεται επάνω στο δρομέα. Τέλος, οι Krause και Thomas απέδειξαν ότι οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές μπορούν να εξαλειφθούν μετατρέποντας τις μεταβλητές του στάτη και του δρομέα σε ένα κοινό πλαίσιο αναφοράς που μπορεί να περιστρέφεται με οποιαδήποτε ταχύτητα (αυθαίρετο πλαίσιο αναφοράς).



Σχήμα 3.6 Μετασχηματισμός Clarke και Park για μετατροπή του πλαισίου αναφοράς από 3 - φασικό στατό σε 2 - φασικό στρεφόμενο. [29]

Ο μετασχηματισμός d-q είναι η μετατροπή του 3 - φασικού διανυσματικού πλαισίου αναφοράς σε διφασικό πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο σε σύγχρονη ταχύτητα. Το πρώτο βήμα για να επιτευχθεί διφασικό στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι να γίνει ο μετασχηματισμός Clarke ο οποίος μετατρέπει το 3 - φασικό πλαίσιο αναφοράς σε 2 - φασικό στατό πλαίσιο αναφοράς. Το δεύτερο και τελευταίο βήμα είναι ο μετασχηματισμός Park ο οποίος μετατρέπει το 2 - φασικό στατό πλαίσιο αναφοράς και 2 - φασικό d - q στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Ο λόγος που γίνεται αυτή η διαδικασία είναι ότι το σύστημα απλοποιείται σε μεγάλο βαθμό και δίνεται η δυνατότητα να υλοποιηθούν διανυσματικές μέθοδοι ελέγχου που διαφορετικά δεν θα ήταν δυνατές.

Ο λόγος που δεν είναι δυνατή η υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου χωρίς το στρεφόμενο πλαίσιο d - q είναι ότι κατά την κίνηση του δρομέα οι αυτεπαγωγές των φάσεων και οι αμοιβαίες επαγωγές μεταβάλλονται συναρτήσει της γωνίας θ του δρομέα. Ο μετασχηματισμός σε στρεφόμενο πλαίσιο d - q, ακριβώς λόγω του ότι στρέφεται μαζί με τον δρομέα, απλουστεύει τις παραμέτρους αυτές καθιστώντας τις σταθερές. Ο άξονας d^s αντιπροσωπεύει τον ευθύ άξονα, ενώ ο άξονας q^s αντιπροσωπεύει τον εγκάρσιο άξονα. Η μεταβλητή που εξαλείφεται χρησιμοποιώντας το στρεφόμενο πλαίσιο είναι η γωνία θ . Παρόλα αυτά οι παράμετροι του συστήματος είναι χρονομεταβλητοί, άρα σχετικά περίπλοκο σύστημα.

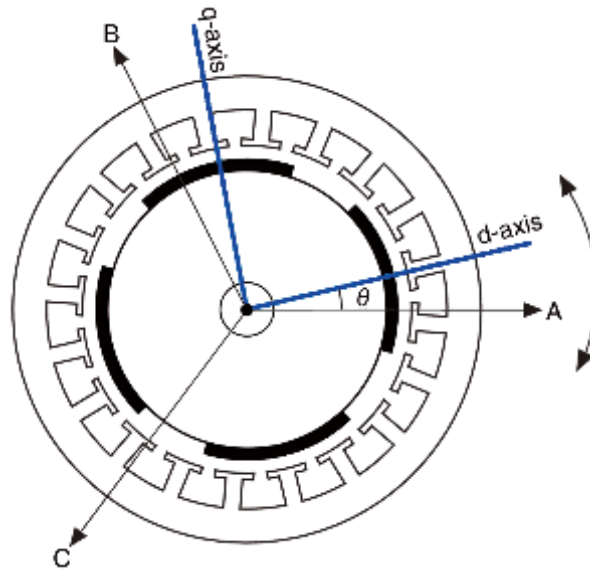
Παρακάτω θα γίνει μια ανάλυση του δυναμικού μοντέλου της σύγχρονης μηχανής ημιτονοειδούς ροής. Θα εξεξηγηθούν οι συναρτήσεις που μετατρέπουν της μεταβλητές της μηχανής από το 3 - φασικό πλαίσιο αναφοράς (abc) σε δύο στατούς άξονες $d^s - q^s$ και στη συνέχεια στους δύο στρεφόμενους άξονες $d^e - q^e$. Αυτές οι εξισώσεις έχουν χρησιμοποιηθεί και στο μοντέλο της μηχανής και στον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή για να υλοποιηθεί ο διανυσματικός έλεγχος.

3.2.1 Μαθηματικό Μοντέλο Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

Πριν γίνει όμως η δυναμική ανάλυση της μηχανής που χρησιμοποιείται κατά κόρον στους τελευταίους αλγορίθμους ελέγχου θα γίνει η παραδοσιακή ανάλυση που

βασίζεται στις τρεις φάσεις της ηλεκτρικής μηχανής. Οι παραδοχές που ακολουθούνται ώστε να γίνει το μαθηματικό μοντέλο είναι οι παρακάτω:

- Δεν υπάρχει μαγνητικός κορεσμός.
- Η μαγνητεγερτική δύναμη που προκαλούν τα τυλίγματα στάτη θεωρείται τέλειο ημίτονο παρόλο που στην πραγματικότητα έχει διακριτά επίπεδα.
- Η κατασκευή θεωρείται τέλεια καθώς και η ημιτονοειδής κατανομή των τυλιγμάτων.
- Αμελείται η αρμονική παραμόρφωση της πεπλεγμένης ροής.



Σχήμα 3.7 Οι άξονες d - q στην τοπολογία της σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών.
1231

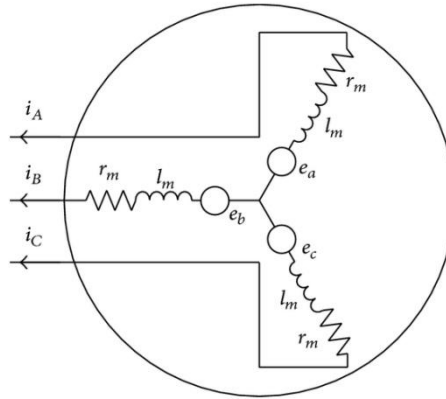
Παρακάτω φαίνονται οι αυτεπαγωγές των τριών φάσεων:

$$L_{as,as} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos(2\theta_e) \quad (3.1)$$

$$L_{bs,bs} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.2)$$

$$L_{cs,cs} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.3)$$

,όπου L_{ls} είναι η αυτεπαγωγή σκέδασης ενώ $L_{0s} - L_{2s} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)$ είναι η αυτεπαγωγή μαγνήτισης.



Σχήμα 3.8 Τριφασικό ισοδύναμο κύκλωμα του στάτη της σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών.

Η αλληλεπαγωγή μεταξύ των τριών φάσεων είναι οι εξής:

$$L_{as,bs} = L_{bs,as} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.4)$$

$$L_{as,cs} = L_{cs,as} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.5)$$

$$L_{bs,cs} = L_{cs,bs} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta_e) \quad (3.6)$$

Συνεπώς, οι τάσεις των τριών φάσεων της μηχανής είναι οι παρακάτω:

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = r_s \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + p \begin{pmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Ορίζεται Λ_{mf} ο όρος της μαγνητικής ροής του δρομέα όπως την βλέπει η στάτης και p είναι ο διαφορικός τελεστής. Παρακάτω φαίνονται οι επαγωγές των τριών φάσεων που χρειάζονται για να υπολογιστούν οι τάσεις:

$$\begin{pmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{as,as} & L_{as,bs} & L_{as,cs} \\ L_{bs,as} & L_{bs,bs} & L_{bs,cs} \\ L_{cs,as} & L_{cs,bs} & L_{cs,cs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \Lambda_{mf} \begin{pmatrix} \cos(2\theta_e) \\ \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Ο όρος $p\Lambda_{mf}$ είναι το πλάτος της τάσης ανοιχτοκύκλωσης που επάγεται στα τυλίγματα του στάτη:

$$\begin{pmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = -\omega_e \Lambda_{mf} \begin{pmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Τέλος, η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από τον τύπο:

$$T_e = \frac{e_{as}i_{as} + e_{cs}i_{cs} + e_{bs}i_{bs}}{\omega_m} \quad (3.10)$$

Όπου ω_m , η μηχανική σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής:

$$\omega_m = \omega_s = \frac{2\pi n_s}{60} \quad (3.11)$$

3.2.2 Μετασχηματισμός σε 2-φασικό Στατό Πλαίσιο Αναφοράς (Μετασχηματισμός Clarke)

Σε αυτήν την ενότητα θα γίνει η ανάλυση του μετασχηματισμού Clarke ή αλλιώς του μετασχηματισμού από το 3 - φασικό σύστημα αξόνων $a - b - c$ στο 2 - φασικό σύστημα αξόνων $d^s - q^s$. Η βασική προϋπόθεση είναι ότι οι τρεις φάσεις είναι απολύτως συμμετρικές και μετατοπισμένες κατά 120° ή $2\pi/3$ μεταξύ τους.

Η γωνία μεταξύ του άξονα a του 3 - φασικού πλαισίου αναφοράς με τον εγκάρσιο άξονα του διφασικού πλαισίου είναι η γωνία θ και είναι η μετατόπιση του δεύτερου πλαισίου από το πρώτο. Αυτή η γωνία είναι μεγίστης σημασίας διότι χρειάζεται στις εξισώσεις του μετασχηματισμού Clarke.

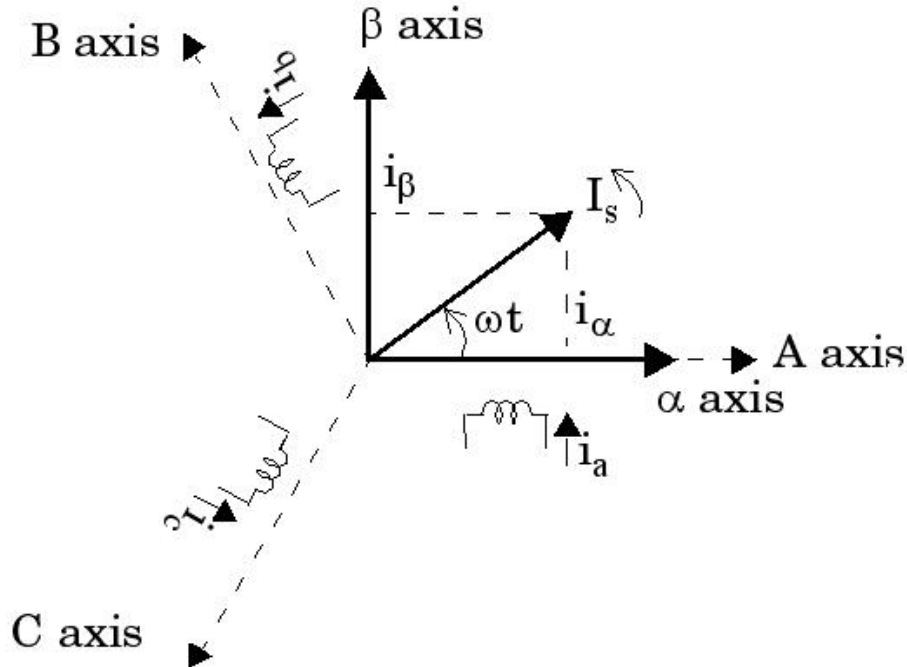
Σε περίπτωση που γνωρίζουμε τις 3 συνιστώσες της τάσης στους άξονες $a - b - c$, τότε με τις παρακάτω εξισώσεις μπορούμε να βρούμε τις τάσεις του στατού 2 - φασικού πλαισίου αναφοράς v_{ds}^s και v_{qs}^s :

$$\begin{pmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{os}^s \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{os}^s \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Ο τρίτος όρος v_{os}^s είναι ο όρος μηδενικής ακολουθίας και έχει νόημα η χρήση του μόνο όταν το 3 - φασικό σύστημα δεν είναι συμμετρικό. Οι εξισώσεις μετασχηματισμού είναι ακριβώς οι ίδιες και για άλλες μεταβλητές όπως το ρεύμα ή οι πεπλεγμένες ροές του στάτη.



Σχήμα 3.9 Μετασχηματισμός Clarke και Park όταν ο άξονας α είναι ευθυγραμμισμένος με τον d_s^s . [24]

Παραπάνω φαίνεται ο μετασχηματισμός όταν η γωνία μεταξύ του άξονα α και α είναι 0 ($\theta=0$). Με αυτόν τον τρόπο προκύπτουν απλούστερες εξισώσεις και συνήθως αυτές χρησιμοποιούνται στην πράξη. Οι απλοποιημένες εξισώσεις του μετασχηματισμού Clarke που προκύπτουν είναι οι παρακάτω:

$$v_{\alpha} = v_{ds}^s = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = v_{as} \quad (3.14)$$

$$v_{\beta} = v_{qs}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} - \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \quad (3.15)$$

Και ο αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke:

$$v_{as} = v_{ds}^s \quad (3.16)$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{2}v_{ds}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{qs}^s \quad (3.17)$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{2}v_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ds}^s \quad (3.18)$$

Αφού υλοποιηθούν αυτές οι εξισώσεις, το πρώτο βήμα προς το συνολικό δυναμικό μοντέλο d-q του κινητήρα έχει ολοκληρωθεί.

3.2.3 Μετασχηματισμός σε 2-φασικό Σύγχρονα Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς (Μετασχηματισμός Park)

Με τον μετασχηματισμό σε 2 - φασικό στρεφόμενο σύστημα αναφοράς είναι δυνατή η μετατροπή των μεγεθών όπως οι τάσεις, τα ρεύματα και οι πεπλεγμένες ροές σε σταθερές. Αυτό συμβαίνει διότι η μεταβλητή που μεταβάλλει αυτά τα μεγέθη, η γωνία θ , εξαλείφεται λόγω της σύγχρονης ταχύτητας περιστροφής του πλαισίου αναφοράς. Με τις παρακάτω εξισώσεις προκύπτουν οι τάσεις σε στρεφόμενο πλαίσιο:

$$v_q^e = v_q^s \cos(\theta_e) - v_d^s \sin(\theta_e) \quad (3.19)$$

$$v_d^e = v_q^s \sin(\theta_e) + v_d^s \cos(\theta_e) \quad (3.20)$$

Ενώ αντιστρόφως, τα μεγέθη σε στατό 2 - φασικό πλαίσιο αναφοράς προκύπτουν από τις εξής εξισώσεις:

$$v_q^s = v_q^e \cos(\theta_e) + v_d^e \sin(\theta_e) \quad (3.21)$$

$$v_d^s = -v_q^e \sin(\theta_e) + v_d^e \cos(\theta_e) \quad (3.22)$$

Το επόμενο βήμα για να ολοκληρωθεί το μοντέλο d-q της σύγχρονης μηχανής είναι να βρεθεί ο συσχετισμός ρευμάτων με τις πεπλεγμένες ροές και την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Θεωρούμε $\alpha = e^{j2\pi/3}$ και πολλαπλασιάζοντας τη συνάρτηση εξίσωση () με α και α^2 , έχουμε τα παρακάτω αποτελέσματα:

$$\begin{aligned} \lambda_{as} + \alpha\lambda_{bs} + \alpha^2\lambda_{cs} &= \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{0s}\right)(i_{as} + \alpha i_{bs} + \alpha^2 i_{cs}) + \frac{3}{2}\Lambda_{mf}e^{j\theta_e} \\ &\quad - \frac{3}{2}L_{2s}(i_{as} + \alpha^2 i_{bs} + \alpha i_{cs})e^{j\theta_e} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Τα σύνθετα διανύσματα χώρου:

$$\lambda_{abcs} = \lambda_{as} + \alpha\lambda_{bs} + \alpha^2\lambda_{cs} \quad (3.24)$$

$$i_{abcs} = i_{as} + \alpha i_{bs} + \alpha^2 i_{cs} \quad (3.25)$$

$$i_{abcs}^* = i_{as} + \alpha i_{bs} + \alpha^2 i_{cs} \quad (3.26)$$

προκύπτει:

$$\lambda_{abcs} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_{0s} \right) i_{abcs} - \frac{3}{2} L_{2s} i_{abcs}^* e^{j2\theta_e} + \frac{3}{2} \Lambda_{mf} e^{j\theta_e} \quad (3.27)$$

Η σχέση των τάσεως του στάτη σε σύνθετα διανύσματα χώρου φαίνεται παρακάτω:

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (3.28)$$

Για να γίνει η μετατροπή των εξισώσεων σε στρεφόμενο πλαίσιο, γίνεται ο πολλαπλασιασμός με $e^{-j\theta_e}$:

$$v_{abcs} e^{-j\theta_e} = r_s i_{abcs} e^{-j\theta_e} + p \lambda_{abcs} e^{-j\theta_e} \quad (3.29)$$

$$\lambda_{abcs} e^{-j\theta_e} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_{0s} \right) i_{abcs} e^{-j\theta_e} - \frac{3}{2} L_{2s} i_{abcs}^* e^{j2\theta_e} + \frac{3}{2} \Lambda_{mf} e^{j\theta_e} \quad (3.30)$$

Ορίζονται τα σύνθετα διανύσματα χώρου:

$$v_{qds}^e = v_{qs}^e - j v_{ds}^e = \frac{2}{3} v_{abcs} e^{-j\theta_e} \quad (3.31)$$

$$\lambda_{qds}^e = \lambda - j \lambda_{ds}^e = \frac{2}{3} \lambda_{abcs} e^{-j\theta_e} \quad (3.32)$$

$$i_{qds}^e = i_{qs}^e - j i_{ds}^e = \frac{2}{3} i_{abcs} e^{-j\theta_e} \quad (3.33)$$

Πολλαπλασιάζοντας με $2/3$ και μέσω του κανόνα αλυσίδας έχουμε:

$$v_{qds}^e = r_s i_{qds}^e + p \lambda_{qds}^e + j \omega_e \lambda_{qds}^e \quad (3.34)$$

όπου,

$$\lambda_{qds}^e = \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_{0s} \right) i_{qds}^e - \frac{3}{2} L_{2s} i_{qds}^{e*} + \Lambda_{mf} \quad (3.35)$$

Οι εξισώσεις Park φαίνονται παρακάτω αφού οριστούν οι επαγωγές μαγνήτισης στον ορθό και εγκάρσιο άξονα L_{md} , L_{mq} :

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (3.36)$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (3.37)$$

όπου,

$$\lambda_{ds}^e = (L_{ls} + L_{md}) i_{ds}^\theta + \Lambda_{mf} \quad (3.38)$$

$$\lambda_{qs}^e = (L_{ls} + L_{md}) i_{qs}^\theta \quad (3.39)$$

Λόγω του ότι η επαγωγή μαγνήτισης του ορθού και εγκάρσιου άξονα είναι ίσες, προκύπτουν τα παρακάτω:

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e, \quad v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (3.40), (3.41)$$

όπου,

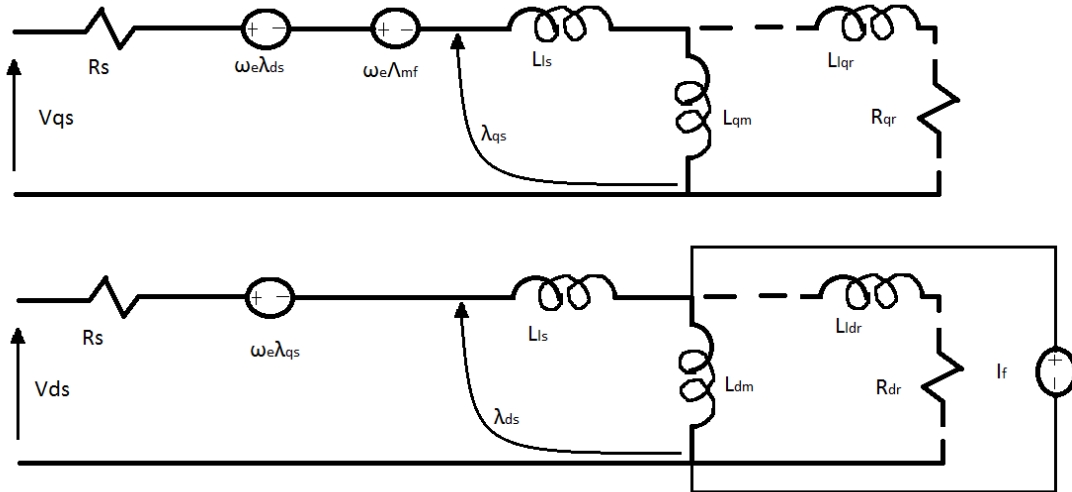
$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + \Lambda_{mf} \quad (3.42)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e \quad (3.43)$$

$$L_s = L_{ls} + L_{md} \quad (3.44)$$

$$L_s = L_{ls} + L_{mq} \quad (3.45)$$

Από τις εξισώσεις αυτές προκύπτουν τα παρακάτω ισοδύναμα κυκλώματα κατά Park σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.10 Ισοδύναμα κυκλώματα κατά Park.

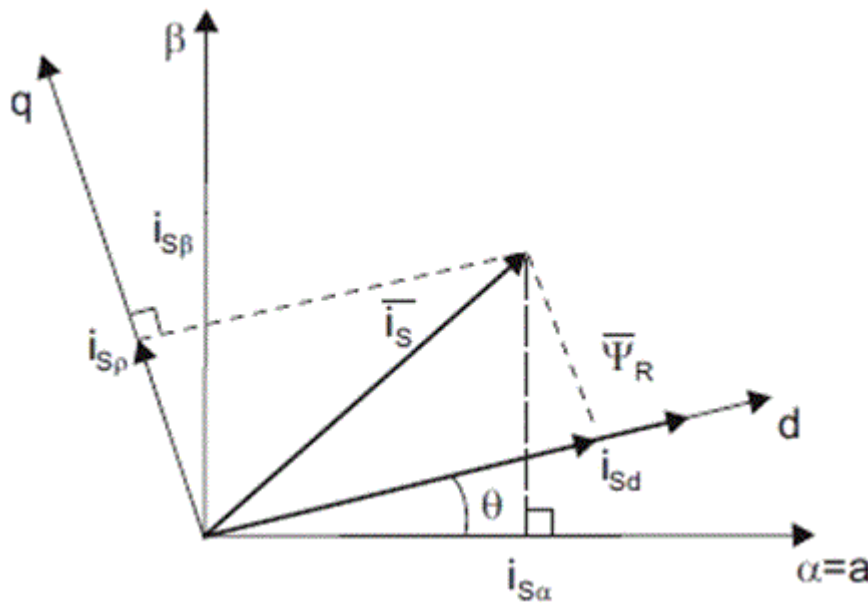
Η σχέση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι:

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (3.46)$$

Οι ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις εξαρτώνται από την ροπή φορτίου T_L , την ροπή αδράνειας J και τις τριβές της μηχανής F που θεωρούνται σταθερές καθώς και από τη γωνιακή ταχύτητα δρομέα ω_m . Συνεπώς, παρακάτω φαίνεται η εξίσωση που τις περιγράφει:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + F\omega_m \quad (3.47)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις αποτελούν το δυναμικό μοντέλο για μηχανές ημιτονοειδούς ροής.



Σχήμα 3.11 Πλαίσιο αναφοράς κατά Clarke και κατά Park όπου ο άξονας a είναι ευθυγραμμισμένος με τον d_s^s . [5]

4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΑΣΕΩΣ

4.1 Μετατροπέας Τάσης

Οι μετατροπείς τάσης χρησιμεύουν στην μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση ή το αντίστροφο με το επιθυμητό πλάτος, συχνότητα και RMS τιμή. Οι μετατροπείς DC-AC ονομάζονται αντιστροφείς και τα τελευταία χρόνια παίζουν βασικό ρόλο στα συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων καθώς και σε άλλα ηλεκτρικά συστήματα. Παρακάτω φαίνονται μερικές χρήσεις των αντιστροφέων:

- Συστήματα ελέγχουν ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος.
- Συστήματα ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ).
- Συστήματα μεταφοράς ενέργειας.
- Συστήματα παραγωγής και αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας.
- Ενεργά φίλτρα για μείωση αρμονικών και βελτίωση ποιότητας ηλεκτρικής ισχύος.
- Συστήματα αντιστάθμισης άεργου ισχύος.

Οι κατηγορίες που οι αντιστροφείς μπορούν να διαιρεθούν είναι οι παρακάτω:

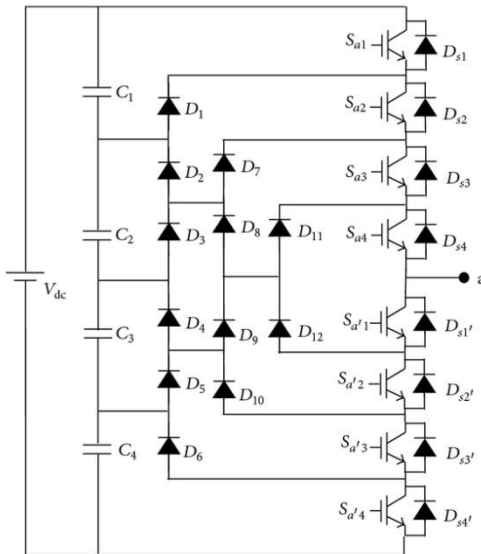
- Αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης (Voltage Source Inverters, VSI).
- Αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος (Current Source Inverter, CSI).

Επίσης, μπορούν να διαιρεθούν σε τρεις κατηγορίες ανεξαρτήτως σε ποια από τις παραπάνω ανήκουν:

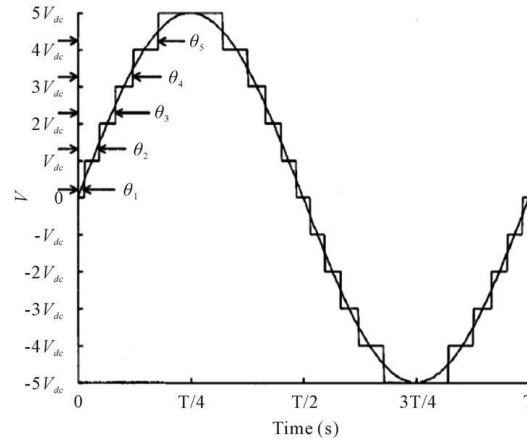
- Μονοφασικοί αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.
- Μονοφασικοί αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας.
- Τριφασικοί αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Ένας άλλος τύπος αντιστροφέα που έχει αναδειχθεί για ανάγκες μεγάλης ισχύος είναι ο πολυεπίπεδος αντιστροφέας. Τα πλεονεκτήματα που έχει αυτός ο αντιστροφέας είναι ότι οι ελεγχόμενοι διακόπτες που έχει δέχονται λιγότερη καταπόνηση διότι ανοιγοκλείνουν αρκετά πιο αραιά από τους ελεγχόμενους ημιδιακόπτες των αντιστροφέων σε συνδεσμολογία γέφυρας δύο επιπέδων. Ένα άλλο πλεονέκτημα των πολυεπίπεδων ημιδιακοπών είναι ότι παρέχουν καλύτερη ποιότητα τάσης και χαμηλή παραμόρφωση ρεύματος ακριβώς διότι έχουν πολλά επίπεδα τάσης και οι αρμονική παραμόρφωση είναι περιορισμένη. Από την άλλη μεριά, τα μειονεκτήματά του είναι η υψηλή πολυπλοκότητα των συστημάτων οδήγησης που χρησιμοποιούνται μαζί με τον μετατροπέα αυτόν καθώς και το υψηλό του κόστος λόγω των περισσότερων ημιαγωγίμων στοιχείων.

Στο σχήμα 4.1 φαίνεται η τοπολογία ενός πολυεπίπεδου αντιστροφέα και ένα παράδειγμα τάσης εξόδου. Είναι φανερό ότι η ποιότητα της τάσης είναι ιδιαίτερα υψηλή στο επόμενο σχήμα 4.2:



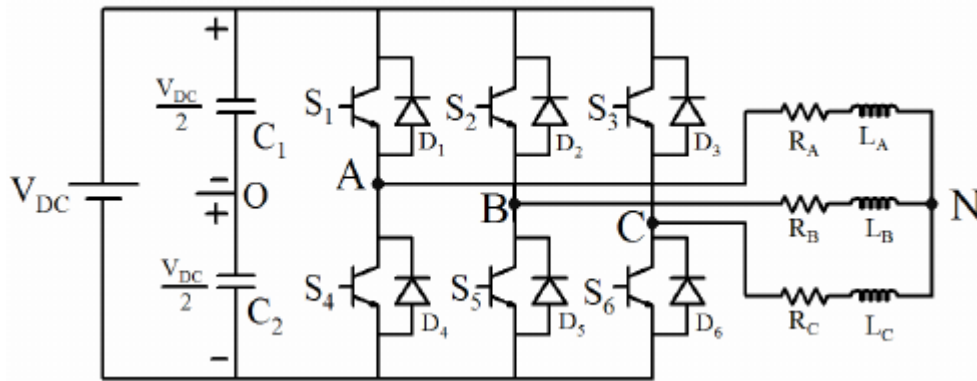
Σχήμα 4.1 Μονοφασικός αντιστροφέας 5 επιπέδων με διόδους περιορισμού.



Σχήμα 4.2 Πολική τάση τριφασικού αντιστροφέα 5 επιπέδων τάσης.

Ο αντιστροφέας που είναι πιο γνωστός και πιο διαδεδομένος στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι αυτός με τοπολογία γέφυρας δύο επιπέδων. Όπως φαίνεται και πιο κάτω, ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από μια πηγή τάσεως με μηδενική αντίσταση εισόδου, δύο πυκνωτές που μοιράζουν μεταξύ τους την συνεχή τάση καθώς και 6 ημιαγωγία στοιχεία, 2 για κάθε φάση. Η διόδος που φαίνεται να συνδέεται σε αντίθετη κατεύθυνση με τον διακόπτη βρίσκονται ώστε να επιτραπεί η αντίθετη ροή ρεύματος στην λειτουργία γεννήτριας της ηλεκτρικής μηχανής όπου γίνεται η φόρτιση των μπαταριών. Πολύ σημαντικό είναι ότι ποτέ δεν πρέπει να είναι 2 ελεγχόμενοι διακόπτες της μιας γέφυρας ανοιχτοκυκλωμένοι την ίδια στιγμή διότι προκαλείται βραχυκύκλωμα. Παρομοίως δεν πρέπει τα 2 ημιαγωγία στοιχεία μιας γέφυρας να βρίσκονται σε ανοιχτοκύκλωμα την ίδια χρονική στιγμή διότι η τάση εξόδου δεν μπορεί να προσδιοριστεί σε αυτήν την περίπτωση.

Στο σχήμα 4.3 φαίνεται η τοπολογία ενός αντιστροφέα τριών φάσεων σε συνδεσμολογία γέφυρας.



Σχήμα 4.3 Τριφασικός αντιστροφέας 2 επιπέδων συνδεσμολογίας γέφυρας. [6]

Όπως είναι εμφανές, το κύκλωμα ισχύος του αντιστροφέα που έχει υλοποιηθεί με IGBTs ισχύος θα μπορούσε να υλοποιηθεί με τρανζίστορ ισχύος, GTOs ή MOSFETs ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου του αντιστροφέα. Ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από τρεις αντιστροφείς ημιγέφυρας συνδεδεμένους παράλληλα με ίδια κυματομορφή τάσης εξόδου σε σχέση με το υποθετικό ουδέτερο σημείο O αλλά με μια μετατόπιση 120° μεταξύ τους. Συνεπώς, για αυτόν τον αντιστροφέα ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$v_{ao}(\omega t) = v_{bo}(\omega t - 120^\circ) = v_{co}(\omega t - 240^\circ) \quad (4.1)$$

$$v_{ab}(\omega t) = v_{ao}(\omega t) - v_{bo}(\omega t) \quad (4.2)$$

$$v_{bc}(\omega t) = v_{bo}(\omega t) - v_{co}(\omega t) \quad (4.3)$$

$$v_{ca}(\omega t) = v_{co}(\omega t) - v_{ao}(\omega t) \quad (4.4)$$

Οι καταστάσεις που μπορεί να βρεθεί ο αντιστροφέας είναι 8 και εξαρτώνται από τις εισόδους των ελεγχόμενων διακοπών. Από τις 8 καταστάσεις, οι 6 δίνουν στην έξοδο του αντιστροφέα μη μηδενική τάση ενώ οι 2 δίνουν μηδενική έξοδο. Οι πολικές τάσεις παίρνουν τις $+V_{DC}$ ή $-V_{DC}$. Παρακάτω φαίνονται όλες οι πιθανές καταστάσεις του αντιστροφέα:

Κατάσταση	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	0	0	0	1	1	1
2	0	0	1	1	1	0
3	0	1	0	1	0	1
4	0	1	1	1	0	0
5	1	0	0	0	1	1
6	1	0	1	0	1	0
7	1	1	0	0	0	1
8	1	1	1	0	0	0

Πίνακας 4-1 Οι καταστάσεις λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων ενός αντιστροφέα τριών επιπέδων συνδεσμολογίας γέφυρας.

4.2 Λειτουργία Για Παλμούς Οδήγησης Ημιαγωγικών Διακοπών Εύρους 180° και Φορτίο σε Συνδεσμολογία Αστήρα

Για να υλοποιηθεί αυτή η τεχνική χρειάζονται δύο σήματα, το ένα είναι το σήμα αναφοράς που έχει ημιτονοειδή μορφή και το άλλο είναι το φέρον σήμα με τριγωνική μορφή. [7] Αυτές οι κυματομορφές είναι συγχρονισμένες μεταξύ τους και παράγονται μέσω ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τα μεγέθη που χαρακτηρίζουν τις από πάνω κυματομορφές είναι τα εξής:

A_r : πλάτος κυματομορφής σήματος αναφοράς.

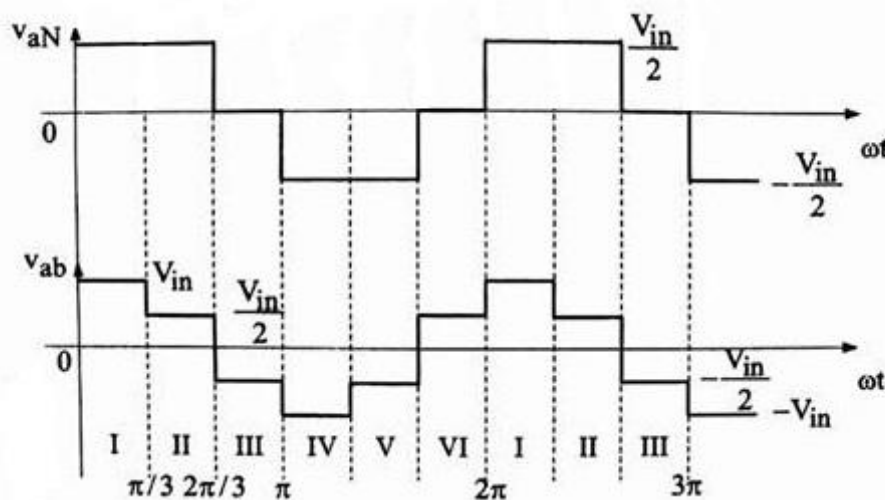
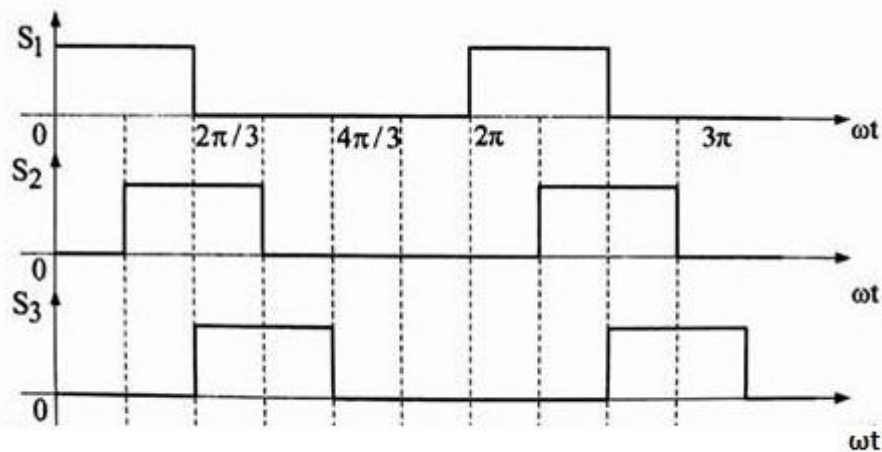
A_c : πλάτος κυματομορφής φέροντος σήματος.

$T_c = \frac{1}{f_c}$: περίοδος της κυματομορφής φέροντος σήματος.

$T_r = \frac{1}{f_r}$: περίοδος της κυματομορφής σήματος αναφοράς.

$m_a = \frac{A_r}{A_c}$: συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους.

$m_f = \frac{T_r}{T_c}$: συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας.



Σχήμα 4.4 Φασική και πολική τάση για κάθε δυνατό συνδιασμό $[S_1, S_2]$. [8]

Στη συνέχεια αυτά τα δύο σήματα οδηγούνται σε συγκριτή του οποίου η έξοδος φτάνει στα ημιαγώγιμα στοιχεία του αντιστροφέα. Όταν $v_r > v_c$ τότε ο S_1 είναι ON, ενώ ο S_2 είναι OFF. Στην άλλη περίπτωση της σύγκρισης συμβαίνει το αντίθετο. Στα άλλα ζευγάρια συμβαίνει το ίδιο αλλά με μετατοπισμένα σήματα κατά 120° και 240° . Αφού οι παλμοί οδήγησης έχουν διάρκεια 180° , οι παλμοί των πολικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα $v_{ab}(\omega t)$, $v_{bc}(\omega t)$, $v_{ca}(\omega t)$ είναι 120° . Κατά την λειτουργία του αντιστροφέα πρέπει να ισχύουν τα παρακάτω ώστε να είναι ομαλή η κατάσταση:

- Σε κάθε χρονικό διάστημα θα πρέπει να άγουν πάντα 3 ημιαγώγιοι διακόπτες, 2 από τους πάνω (S_1, S_2, S_3) και 1 από τους κάτω (S_4, S_5, S_6) ή το αντίστροφο.
- Ποτέ δεν πρέπει να άγουν την ίδια χρονική στιγμή όλοι οι πάνω (S_1, S_2, S_3) ή όλοι οι κάτω (S_4, S_5, S_6) ταυτόχρονα.
- Δεν γίνεται να άγει ταυτόχρονα στο ίδιο χρονικό διάστημα κανένα από τα ζεύγη (S_1, S_4), (S_3, S_6), (S_2, S_5) γιατί διαφορετικά θα βραχυκυκλωθεί η πηγή τάσης.

Παρακάτω φαίνονται τα διάφορα διαστήματα λειτουργίας ημιαγώγιμων διακοπών για παλμούς οδήγησης εύρους 180° .

Αλληλουχία αγωγής διακοπών	Επίπεδο τάσης v_{ao}	Επίπεδο τάσης v_{aN}	Επίπεδο τάσης v_{ab}
S_1, S_5, S_6	$+V_{in}/2$	$+V_{in}/3$	$+V_{in}$
S_1, S_2, S_2	$+V_{in}/2$	$+2V_{in}/3$	$+V_{in}$
S_1, S_3, S_2	$-V_{in}/2$	$+V_{in}/3$	0
S_2, S_3, S_4	$-V_{in}/2$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}$
S_5, S_3, S_4	$-V_{in}/2$	$-2V_{in}/3$	$-V_{in}$
S_5, S_6, S_4	$-V_{in}/2$	$-V_{in}/3$	0

Πίνακας 4-2 Επίπεδα τάσης για διάφορους συνδιασμούς διακοπών αγωγής. [8]

Η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα v_{ao} είναι μια περιττή συνάρτηση με ενός τέταρτου κύματος συμμετρία και μπορεί να παρασταθεί με την ακόλουθη σειρά Fourier:

$$v_{ao} = \sum_{i=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_{in}}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (4.5)$$

Το ίδιο ισχύει και για τις άλλες φάσεις αλλά με την σχετική μετατόπιση:

$$v_{bo} = \sum_{i=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_{in}}{n\pi} \sin n(\omega t - 120^\circ) \quad (4.6)$$



$$v_{co} = \sum_{i=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_{in}}{n\pi} \sin n(\omega t - 240^\circ) \quad (4.7)$$

,όπου n είναι η αρίθμηση της αρμονικής συνιστώσας της τάσης v_{ao} και το πλάτος n -οστής αρμονικής είναι $\frac{2V_{in}}{n\pi}$.

Για τις πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, ισχύει ο παρακάτω τύπος:

$$v_{ab} = \sum_{i=1,3,5}^{\infty} \widehat{V}_{ab,n} \sin n(\omega t + 30^\circ) \quad (4.8)$$

Συνεπώς, οι πολικές τάσεις είναι οι παρακάτω:

$$v_{ab} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin n(\omega t + 30^\circ) \quad (4.9)$$

$$v_{bc} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin n(\omega t + 30^\circ - 120^\circ) \quad (4.10)$$

$$v_{ca} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin n(\omega t + 30^\circ - 240^\circ) \quad (4.11)$$

,όπου το n -οστό πλάτος της αρμονικής n της τάσης v_{ab} είναι $\frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right)$.

Τέλος, οι φασικές τάσεις φορτίου περιγράφονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$v_{aN} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{3n\pi} \left(1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right)\right) \sin n(\omega t) \quad (4.12)$$

$$v_{bN} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{3n\pi} \left(1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right)\right) \sin n(\omega t - 120^\circ) \quad (4.13)$$

$$v_{cN} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{3n\pi} \left(1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right)\right) \sin n(\omega t - 240^\circ) \quad (4.14)$$

,όπου το πλάτος της n - οστής αρμονικής συνιστώσας είναι $\frac{4V_{in}}{3n\pi} (1 + \cos(\frac{n\pi}{3}))$.

4.3 Διάφορες Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών

4.3.1 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)

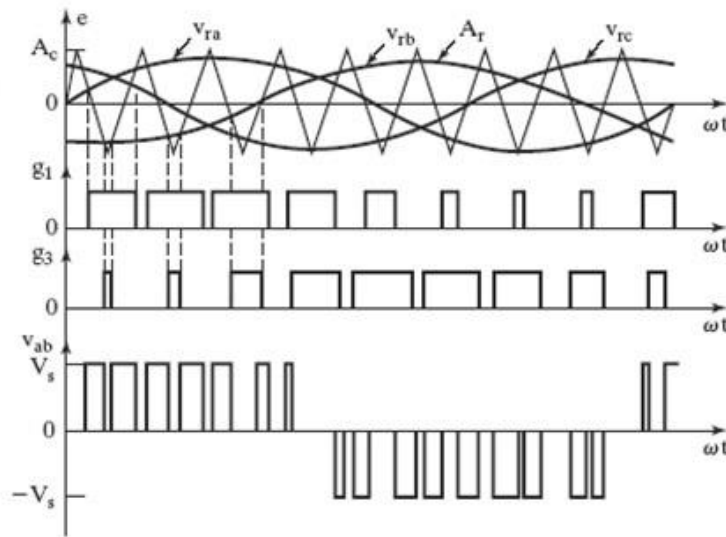
Η διαμόρφωση εύρους παλμών είναι μια από τις πιο σημαντικές τεχνικές για οδήγηση αντιστροφέα διότι είναι η βάση να αναπτυχθούν άλλες πολύ αποδοτικές και διαδεδομένες τεχνικές ελέγχου. Η διαμόρφωση εύρους παλμών είναι βέβαια πολύ διαδεδομένη η ίδια λόγω της μικρής πολυπλοκότητας, της υψηλής επίδοσης, της σταθερής διακοπτικής συχνότητας και της ευκολίας υλοποίησης της με ψηφιακό είτε αναλογικό τρόπο. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω η θεμελιώδης αρχή λειτουργίας του PWM είναι η σύγκριση ενός σήματος αναφοράς και ενός φέροντος σήματος ώστε να σταλθούν τα κατάλληλα σήματα αγωγής ή αποκοπής στους ελεγχόμενους διακόπτες.

4.3.2 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM)

Όπως αποδεικνύουν και οι αναλύσεις Fourier των τετραγωνικών παλμών στις παραπάνω ενότητες τα σήματα περιέχουν αρμονικές συνιστώσες χαμηλών συχνοτήτων . Για να εξαλειφθούν αυτές οι αρμονικές συνιστώσες χαμηλών συχνοτήτων χρειάζονται φίλτρα μεγάλου κόστους, όγκου και βάρους. Για να μειωθεί το κόστος του συστήματος έπρεπε να βρεθούν καινούργιες τεχνικές ελέγχου που δημιουργούν χαμηλότερη παραμόρφωση ρεύματος και τάσης. Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών SPWM είναι μια διαμόρφωση που βελτιώνει πολύ την ποιότητα ρεύματος και τάσης με αποτέλεσμα να μειώνεται το κόστος λόγω αποφυγής φίλτρων.

Στην ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών χρησιμοποιούνται τρία σήματα αναφοράς v_c για τις τρεις φάσεις μετατοπισμένα κατά 120° και ένα τριγωνικό φέρον σήμα v_r . Το πλάτος του φέροντος σήματος είναι σταθερό A_r ενώ το πλάτος των σημάτων αναφοράς είναι μεταβλητό A_c . Ανάλογα ορίζονται η συχνότητα του φέροντος σήματος f_r και η συχνότητα των σημάτων αναφοράς f_c . Μεταβάλλοντας τα παραπάνω μεγέθη των σημάτων μεταβάλλονται και οι συντελεστές πλάτους και συχνότητας που φαίνονται στις εξής σχέσεις:

$$m_a = \frac{A_r}{A_c}, \quad m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (4.15), (4.16)$$



Σχήμα 4.5 Σύγκριση φέροντος σήματος με το σήμα αναφοράς, οι παλμοί και η πολική τάση που προκύπτει. [8]

Όπως και στη διαμόρφωση εύρους παλμών τα τρία σήματα αναφοράς συγκρίνονται με το φέρον σήμα. Όταν $v_{c,\alpha} > v_r$ τότε η φασική τάση $v_{ao,1} = \frac{V_{in}}{2}$ ενώ στην άλλη περίπτωση $v_{c,\alpha} < v_r$ είναι $v_{ao,1} = -\frac{V_{in}}{2}$. Το ίδιο ισχύει και για τις άλλες δύο φασικές τάσεις με τη διαφορά ότι υπάρχει μια μετατόπιση 120° μεταξύ των τριών τάσεων. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, οι πολικές τάσεις προκύπτουν από τους παρακάτω τύπους:

$$v_{ab}(\omega t) = v_{ao}(\omega t) - v_{bo}(\omega t) \quad (4.17)$$

$$v_{bc}(\omega t) = v_{bo}(\omega t) - v_{co}(\omega t) \quad (4.18)$$

$$v_{ca}(\omega t) = v_{co}(\omega t) - v_{ao}(\omega t) \quad (4.19)$$

Τα πλάτη των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα είναι απολύτως εξαρτημένα από τον συντελεστή πλάτους m_a . Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται τα κανονικοποιημένα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα ως προς την τάση εισόδου όταν γίνεται χρήση της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών SPWM:

m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Πλάτος Θεμελιώδους	0.173	0.346	0.52	0.693	0.866
Πλάτος αρμονικών $m_f \pm 2$	0.013	0.053	0.114	0.19	0.275
Πλάτος αρμονικών $2m_f \pm 1$	0.165	0.282	0.321	0.272	0.086

Πίνακας 4-3 Πλάτη θεμελιώδους και αρμονικών επί της τάσης DC βάσει του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a . [8]

Παρατηρείται ότι η περίπτωση όπου η ποιότητα ισχύος είναι η χειρότερη είναι για $m_a = 1$ με πλάτος αρμονικής στη συχνότητα $m_f - 2$ ίση με $0.275V_{in}$.

Βάσει του παραπάνω πίνακα προκύπτει ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου είναι:

$$V_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{in} m_a \quad (4.20)$$

Άρα μαζί με την μετατροπή της τάσης σε εναλλασσόμενη με περιορισμένη παραμόρφωση, η τεχνική SPWM προσφέρει τη δυνατότητα να γίνεται ο έλεγχος της θεμελιώδους τάσης εξόδου. Σημειώνεται ότι ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f επιλέγεται να είναι περιττός αριθμός πολλαπλάσιος του 3 για να μην προκύπτουν ζυγές αρμονικές συνιστώσες και υποαρμονικές στην τάση εξόδου.

Στην περίπτωση που ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους m_a είναι 0 στην έξοδο του αντιστροφέα θα είναι ένας τετραγωνικός παλμός με duty cycle 50%, με συχνότητα ίδια με αυτή του φέροντος σήματος και με μέση τιμή μηδενική. Όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους είναι $m_a = 1$ η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας είναι $0.5V_{in}$. Τέλος, υπάρχει περίπτωση ο αντιστροφέας να βρεθεί σε λειτουργία μη γραμμικής περιοχής αν ο $m_a > 1$ και σε αυτήν την περίπτωση δεν ισχύει η γραμμική συσχέτιση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας $V_{ab,1}$ με τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a . Στην μη γραμμική λειτουργία εμφανίζονται κυρίαρχες αρμονικές σε χαμηλές συχνότητες και όσο μεγαλώνει ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα τείνει να γίνει τετραγωνικός παλμός με τιμή θεμελιώδους συνιστώσας $4\frac{V_{in}}{2\pi}$.

4.3.3 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών βάσει των Χωρικών Διανυσμάτων (SVPWM)

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών βάσει των χωρικών διανυσμάτων (SVPWM) είναι μια τεχνική που βρίσκει μεγάλη διάδοση τα τελευταία χρόνια κυρίως σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης. [7] Ο λόγος που έχει αναπτυχθεί αυτή η τεχνική είναι για την ανάλυση λειτουργίας των ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος. Στη συνέχεια η τεχνική αυτή έχει δείξει ιδιαίτερη χρησιμότητα σε συστήματα οδήγησης μετατροπέων τάσης με μεταβλητή συχνότητα. Λόγω της υψηλής πολυπλοκότητας και φόρτου υπολογισμών που έχει, τα ιδανικά εργαλεία για την εφαρμογή της τεχνικής αυτής είναι οι ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (DSP, Digital Signal Processor) ή μικροεπεξεργαστές διαφόρων ειδών.

Οι βασικές αρχές ανάπτυξης της τεχνικής SVPWM είναι οι παρακάτω:

- Τα διανύσματα $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ διαιρούν το πεδίο σε έξι τομείς όπου ο καθένας καλύπτει 60° .
- Η ημιτονοειδής τάση θεωρείται ένα στρεφόμενο χωρικό διάνυσμα με σταθερό πλάτος και σταθερή κυκλική ταχύτητα.

- Είναι απαραίτητος ο μετασχηματισμός συντεταγμένων από το τριφασικό πλαίσιο αναφοράς a-b-c στο 2 - φασικό στατό πλαίσιο αναφοράς α-β και στη συνέχεια στο 2 - φασικό στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q που βλέπει το διάνυσμα της τάσης ως μια σταθερά.
- Η τεχνική SVPWM υπολογίζει την τάση αναφοράς μέσω αθροισμάτων 2 γειτονικών ενεργών διανυσμάτων ($\bar{V}_1 - \bar{V}_6$) και των μηδενικών διανυσμάτων.

Η διαφορά της τεχνικής SVPWM με την SPWM είναι ότι η πρώτη λαμβάνει υπόψη το γεγονός ότι οι τρεις φάσεις μεταξύ τους είναι εξαρτημένες όταν τον φορτίο είναι ένας τριφασικός ηλεκτρικός κινητήρας. Αυτό σημαίνει ότι οι τιμές των ρευμάτων κάθε φάσης εξαρτώνται από τις τάσεις των δύο άλλων φάσεων εκτός της ίδιας της φάσης. Η τεχνική διαμόρφωσης μέσω χωρικών διανυσμάτων αντιμετωπίζει αυτό το πρόβλημα διότι χρησιμοποιεί το διάνυσμα αναφοράς της τάσης μαζί με τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα για να διαμορφώσει το εύρος των παλμών που θα οδηγήσουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα. Η τεχνική SVPWM χρησιμοποιεί τον μετασχηματισμό d-q ώστε να βλέπει τις τάσεις εξόδου του αντιστροφέα ως σταθερά χωρικά διανύσματα. Στην πραγματικότητα όμως τα διανύσματα τάσης δεν είναι διανύσματα χώρου στην πλειοψηφία των εφαρμογών αλλά σε μιγαδικό επίπεδο. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η πλειοψηφία των συστημάτων είναι συμμετρικά 3 - φασικά συστήματα τα οποία δεν εμφανίζουν συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας.

Στον συμβατικό αντιστροφέα υπάρχουν συνολικά $8(2^3)$ πιθανές διακοπτικές καταστάσεις εκ των οποίων οι 6 καταστάσεις παράγουν διάφορες τιμές φασικών και πολικών τάσεων και οι δύο παράγουν μηδενικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα. Αυτές οι 8 καταστάσεις μπορούν να αναπαρασταθούν μέσω των δυαδικών αριθμών 000-111 ή 0-7 στο δεκαδικό σύστημα. Οι καταστάσεις 000 και 111 είναι αυτές που παράγουν μηδενική τάση εξόδου του αντιστροφέα. Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται όλες οι πιθανές καταστάσεις του αντιστροφέα, οι φασικές τάσεις ως προς τον κοινό κόμβο N του αστέρα του φορτίου καθώς και οι μετασχηματισμένες τάσεις κατά Clarke:

AA	S _a	S _b	S _c	V _{aN}	V _{bN}	V _{cN}	V _α	V _β
\bar{V}_0	0	0	0	0	0	0	0	0
\bar{V}_1	0	0	1	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$2V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/\sqrt{3}$
\bar{V}_2	0	1	0	$-V_{in}/3$	$2V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$V_{in}/\sqrt{3}$
\bar{V}_3	0	1	1	$-2V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-2V_{in}/3$	0
\bar{V}_4	1	0	0	$2V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$2V_{in}/3$	0
\bar{V}_5	1	0	1	$V_{in}/3$	$-2V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-V_{in}/\sqrt{3}$
\bar{V}_6	1	1	0	$V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-2V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-V_{in}/\sqrt{3}$
\bar{V}_7	1	1	1	0	0	0	0	0

Πίνακας 4-4 Τάσεις σε 3 - φασικό και 2 - φασικό πλαίσιο για κάθε στατό διάνυσμα χώρου. [8]

Είναι δεδομένο ότι για κάθε διακόπτη υπάρχει και ο συμπληρωματικός του που έχει την αντίστροφη τιμή του. Ο πίνακας δείχνει ότι 2 από τις καταστάσεις παράγουν μηδενικές τάσεις όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω, ενώ οι υπόλοιπες 6 παράγουν μηδενικές τάσεις. Από τα παραπάνω μπορεί να βρεθεί το μέτρο κάθε διανύσματος χώρου καθώς και η διαφορά φάσης μεταξύ τους στις εξισώσεις 4.21 και 4.22:

$$\bar{V} = V_{qs} - jV_{ds} = \frac{2}{3}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) \Rightarrow |\bar{V}_n| = \frac{2V_{in}}{3}, n = 0,1,2 \dots \quad (4.21)$$

$$\varphi = \arctan\left(-\frac{V_{ds}}{V_{qs}}\right) = \frac{\pi}{3} \quad (4.22)$$

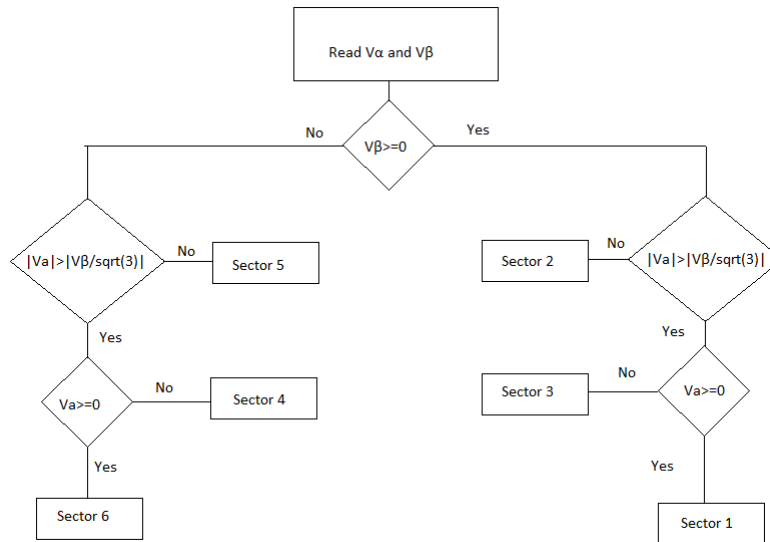
Συνεπώς, το πλάτος κάθε διανύσματος χώρου είναι $\frac{2V_{in}}{3}$ και η διαφορά φάσης μεταξύ των διανυσμάτων χώρου είναι $\frac{\pi}{3}$.

Για να παραχθούν τα σήματα αγωγής των ελεγχόμενων διακοπών του αντιστροφέα θα πρέπει να ακολουθηθούν μερικά βήματα που αναλύονται παρακάτω. Κατ' αρχάς, όπως και στη διαμόρφωση ημιτονοειδούς μορφής πρέπει να δίνονται 3 σήματα αναφοράς v_a, v_b, v_c και ένα φέρον σήμα του οποίου η συχνότητα είναι ίδια με την διακοπτική συχνότητα. Το επόμενο βήμα είναι να υπολογιστεί το σήμα αναφοράς \bar{V}_{ref} . Για να βρεθεί το σήμα αναφοράς πρέπει να υπολογιστεί το μέτρο του $|\bar{V}_{ref}|$ και η γωνία θ :

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{v_a^2 + v_b^2}, \quad \theta = \angle \bar{V}_{ref} = \tan^{-1}\left(\frac{v_b}{v_a}\right) = 2\pi f_{o,1}t \quad (4.23), (4.24)$$

,όπου $f_{o,1}$ είναι η συχνότητα θεμελιώδους της τάσης εξόδου.

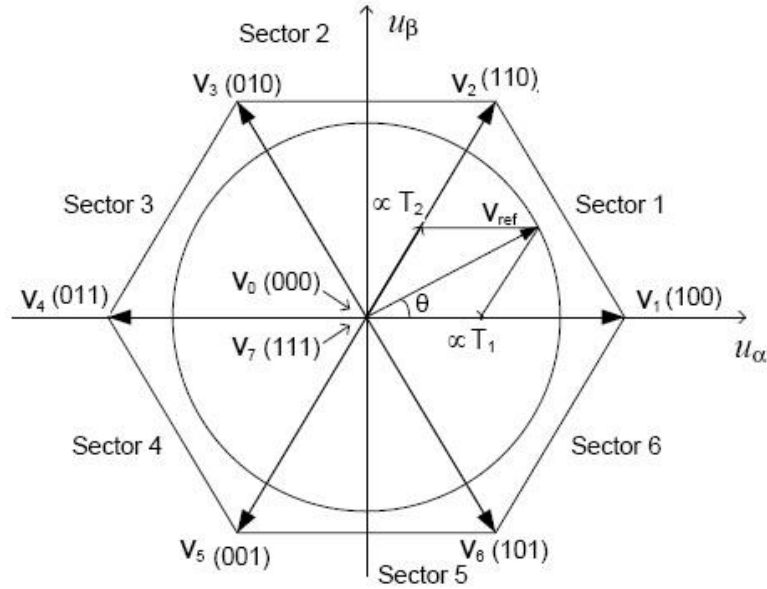
Αφού έχει βρεθεί η γωνία θ του σήματος αναφοράς είναι πολύ εύκολο να βρεθεί σε ποιον τομέα βρίσκεται το διάνυσμα αυτό. Ένα από τα διαγράμματα ροής που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί είναι το παρακάτω που φαίνεται στο σχήμα 4.6:



Σχήμα 4.6 Αλγόριθμος για την εύρεση του τομέα όπου βρίσκεται το διάνυσμα χώρου της τάσης. [8]

Αφού βρεθεί ο τομέας που βρίσκεται το σήμα αναφοράς είναι εύκολο να επιλεχθούν και στατά διακοπτικά διανύσματα που αντιστοιχούν στον τομέα αυτόν.

Παρακάτω φαίνεται μια τάσης αναφοράς V_{ref} στο διάγραμμα διανυσμάτων χώρου για αντιστροφή δύο επιπέδων:



Σχήμα 4.7 Τα στατά διανύσματα χώρου, το διάνυσμα αναφοράς, οι τομείς και οι χρόνοι συμμετοχής T_1, T_2 . [25]

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται ότι τα διακοπτικά διανύσματα που αντιστοιχούν στο σήμα αναφοράς είναι τα $V_1(100)$ και $V_2(110)$ και θα πρέπει να συνεισφέρουν με τους χρόνους T_1 και T_2 ώστε να παραχθεί στην έξοδο του αντιστροφέα το επιθυμητό διάνυσμα τάσης. Το επόμενο ακριβώς βήμα είναι να υπολογιστούν οι χρόνοι συμμετοχής T_1, T_2 και T_0 . Τα δύο μεγέθη από τα οποία εξαρτούνται οι χρόνοι συμμετοχής είναι το μέτρο του σήματος αναφοράς $|\bar{V}_{ref}|$ και η γωνία του διανύσματος του σήματος αναφοράς $\theta = \angle \bar{V}_{ref}$. Μέσα σε μια περίοδο του PWM T_s που εξαρτάται από την διακοπτική συχνότητα f_s πρέπει να χρησιμοποιηθούν τα στατά διακοπτικά διανύσματα ώστε να παραχθεί το σήμα αναφοράς. Σύμφωνα με το διανυσματικό εξάγωνο που φάνηκε στο παραπάνω σχήμα, ισχύει η εξής σχέση:

$$\bar{V}_{ref} T_s = (v_\alpha + jv_\beta) T_s = |\bar{V}_{ref}| (\cos\theta + j\sin\theta) T_s = \bar{V}_1 T_1 + \bar{V}_2 T_2 \quad (4.25)$$

Είναι προφανές ότι T_1 και T_2 είναι οι χρόνοι συμμετοχής των διακοπτικών διανυσμάτων \bar{V}_1 και \bar{V}_2 αντίστοιχα. Χρησιμοποιώντας πάλι την γεωμετρία των διανυσμάτων, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για τους χρόνους στον τομέα 1:

$$\frac{|\bar{V}_1| T_1}{\sin(60^\circ - \theta)} = \frac{|\bar{V}_{ref}| T_s}{\sin(120^\circ)}, \quad \frac{|\bar{V}_2| T_2}{\sin(\theta)} = \frac{|\bar{V}_{ref}| T_s}{\sin(120^\circ)} \quad (4.26), (4.27)$$

Και καθώς $|\bar{V}_n| = \frac{2V_{in}}{3}$ όπως διαπιστώθηκε παραπάνω προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις για τους χρόνους συμμετοχής:

$$T_1 = T_s m_a \sin(60^\circ - \theta), \quad T_2 = T_s m_a \sin(\theta) \quad (4.28), (4.29)$$

$$\text{,όπου } m_a = \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_{in}}.$$

Τα μηδενικά διανύσματα χρησιμοποιούνται ώστε να συμπληρωθεί ο συνολικός χρόνος T_s . Συνεπώς, ισχύει:

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.30)$$

Άρα, ο χρόνος συμμετοχής των μηδενικών διανυσμάτων είναι ο παρακάτω:

$$T_0 = T_s - T_s m_a [\sin(60^\circ - \theta) - \sin(\theta)] \quad (4.31)$$

Αφού βρέθηκαν οι τρεις χρόνοι συμμετοχής για τον τομέα 1, τώρα μπορούν να οριστούν και οι χρόνοι συμμετοχής όταν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται σε άλλον τομέα. Παρακάτω φαίνονται οι σχέσεις για τον υπολογισμό των χρόνων συμμετοχής για κάθε τομέα, ανάγοντας στον τομέα 1:

$$T_1 = T_s m_a \sin\left(60^\circ - \theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (4.32)$$

$$T_2 = T_s m_a \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (4.33)$$

,όπου $n = 1, 2, \dots, 6$ είναι ο αριθμός τομέα.

Στη συνέχεια θα πρέπει να βρεθούν οι χρόνοι παραμονής των διακοπών S_1, S_3 και S_5 καθώς και των κάτω διακοπών που ουσιαστικά είναι συμπληρωματικοί των από πάνω. Για να επιτευχθεί αυτό, θα πρέπει να γίνει χρήση της συμμετρικής τεχνικής 7 τμημάτων που εξασφαλίζει ελάχιστη διακοπτική συχνότητα αλλά και βέλτιστη αρμονική συμπεριφορά του αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, εάν το διάνυσμα αναφοράς \bar{V}_{ref} βρίσκεται στον τομέα 1, τότε πρέπει να επιλεγεί η παρακάτω αλληλουχία διανυσμάτων $\bar{V}_0 - \bar{V}_1 - \bar{V}_2 - \bar{V}_7 - \bar{V}_7 - \bar{V}_2 - \bar{V}_1 - \bar{V}_0$ για δύο περιόδους διαμόρφωσης T_z . Προφανώς, οι καταστάσεις των ελεγχόμενων διακοπών που βρίσκονται από την κάτω πλευρά της γέφυρας δύο επιπέδων πρέπει να είναι συμπληρωματικοί των από πάνω. Γενικά αυτό που ισχύει για όλες τις αλληλουχίες διανυσμάτων όταν το σήμα αναφοράς βρίσκεται στους τομείς περιττής τάξης (1,3,5) είναι η παρακάτω σειρά:

$$\bar{V}_0 - \bar{V}_n - \bar{V}_{n+1} - \bar{V}_7 - \bar{V}_7 - \bar{V}_{n+1} - \bar{V}_n - \bar{V}_0$$

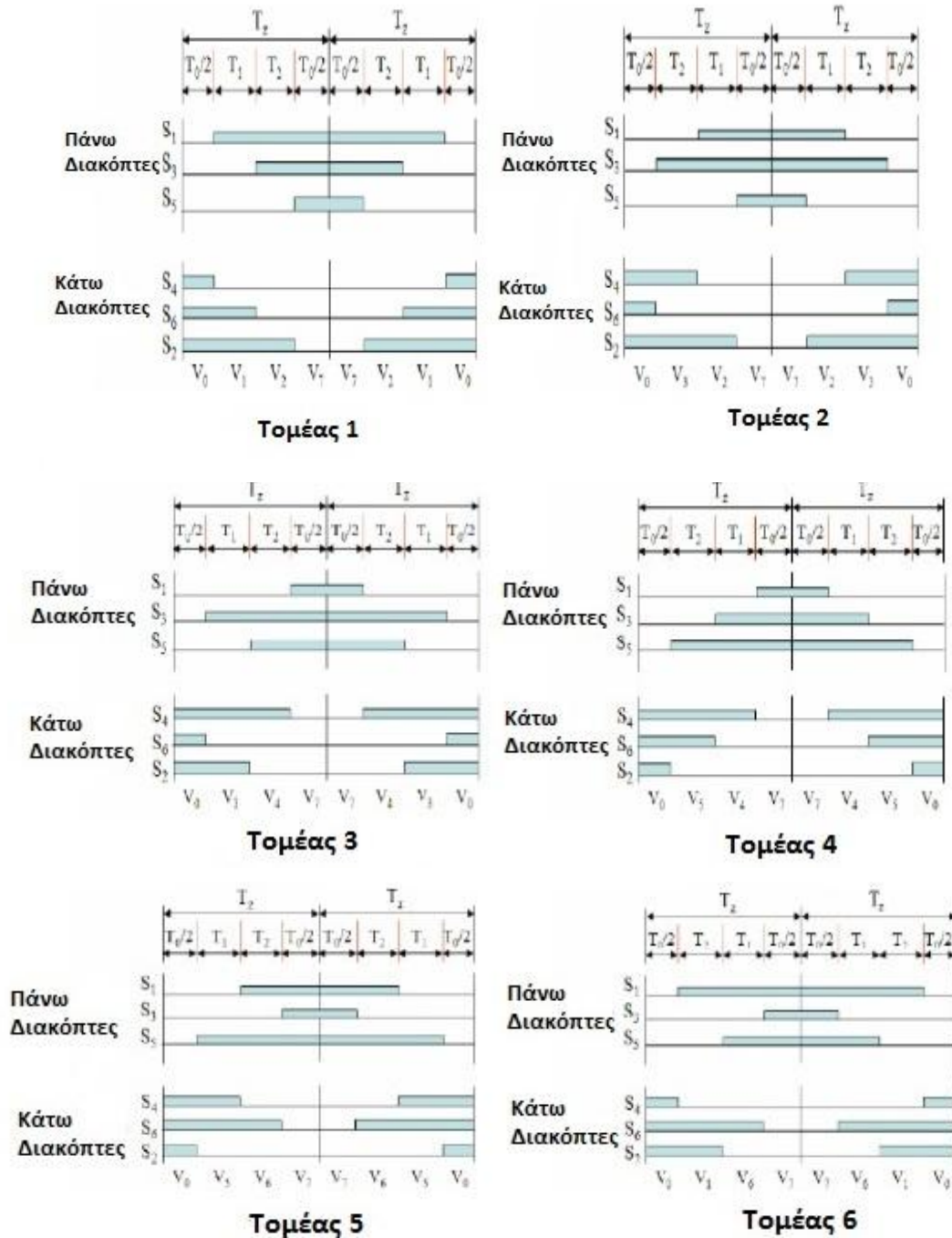
Ενώ στην περίπτωση όπου το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται σε τομείς άρτιας τάξης τότε η αλληλουχία των στατών διακοπτικών διανυσμάτων είναι η παρακάτω:

$$\bar{V}_0 - \bar{V}_{n+1} - \bar{V}_n - \bar{V}_7 - \bar{V}_7 - \bar{V}_n - \bar{V}_{n+1} - \bar{V}_0$$

Για παράδειγμα για τον τομέα 6 ισχύει η παρακάτω αλληλουχία:

$$\bar{V}_0 - \bar{V}_1 - \bar{V}_6 - \bar{V}_7 - \bar{V}_7 - \bar{V}_6 - \bar{V}_1 - \bar{V}_0$$

Και προφανώς όταν θεωρείται $n = 6$, τότε $n + 1 = 1$ διότι δεν υπάρχει τομέας αριθμού μεγαλύτερου του 6. Παρακάτω φαίνονται στο συμμετρικό πρότυπο παλμών 7 τμημάτων οι αλληλουχίες των στατών διακοπτικών διανυσμάτων βάσει του τομέα όπου βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς \bar{V}_{ref} :



Σχήμα 4.8 Η αγωγή των ημιαγωγικών διακοπών με ανάλογους χρόνους συμμετοχής για κάθε τομέα. [25]

Βασίζόμενοι στο παραπάνω σχήμα, μπορούμε να συντάξουμε τον παρακάτω πίνακα με τους διακοπτικούς χρόνους κάθε τομέα:

ΤΟΜΕΑΣ	Χρόνοι παραμονής των πάνω διακοπτών S_1, S_3, S_5	Χρόνοι παραμονής των πάνω διακοπτών S_4, S_6, S_2
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

Πίνακας 4-5 Χρόνοι αγωγής των διακοπών ανάλογα με τον τομέα που βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς. [8]

Αφού έχουν βρεθεί οι χρόνοι συμμετοχής των διακοπτικών διανυσμάτων, μπορούν να εξαχθούν οι βαθμοί χρησιμοποίησης (duty cycles) των διακοπτικών στοιχείων σε κάθε τομέα. Παρακάτω φαίνονται οι βαθμοί χρησιμοποίησης των διακοπτικών στοιχείων όταν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον τομέα 1:

$$d_{S_1} = \frac{T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}}, \quad d_{S_3} = \frac{T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (4.34), (4.35)$$

$$d_{S_5} = \frac{\frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}}, \quad d_{S_6} = \frac{\frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}}, \quad (4.36), (4.37)$$

$$d_{S_4} = \frac{T_1 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}}, \quad d_{S_2} = \frac{T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (4.38), (4.39)$$

Τέλος, αφού ακολουθηθούν τα παραπάνω βήματα και εφαρμοστούν οι παραπάνω παλμοί οδήγησης στους ημιαγωγίμους διακόπτες του αντιστροφέα, παράγεται εναλλασσόμενη τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Καθώς ο συντελεστής

διαμόρφωσης πλάτους είναι $m_a = 2 \frac{V_{ref}}{V_{in}}$ η οριακή τιμή για να μην φτάσει ο SVPWM σε υπερδιαμόρφωση είναι $m_a = 1$, η μέγιστη τιμή της τάσης εισόδου είναι:

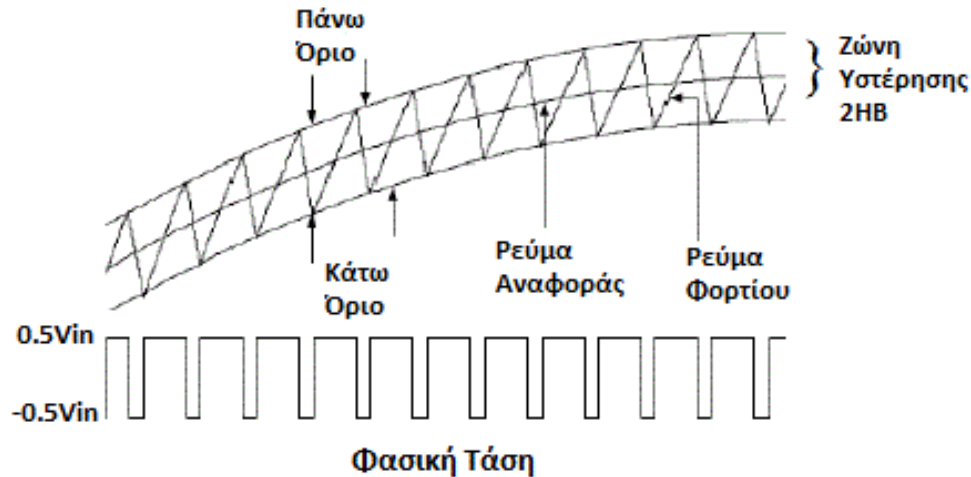
$$V_{ref,max} = \frac{V_{in}}{\sqrt{3}} \quad (4.40)$$

Συνεπώς, προκύπτει ότι η μέγιστη τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους είναι:

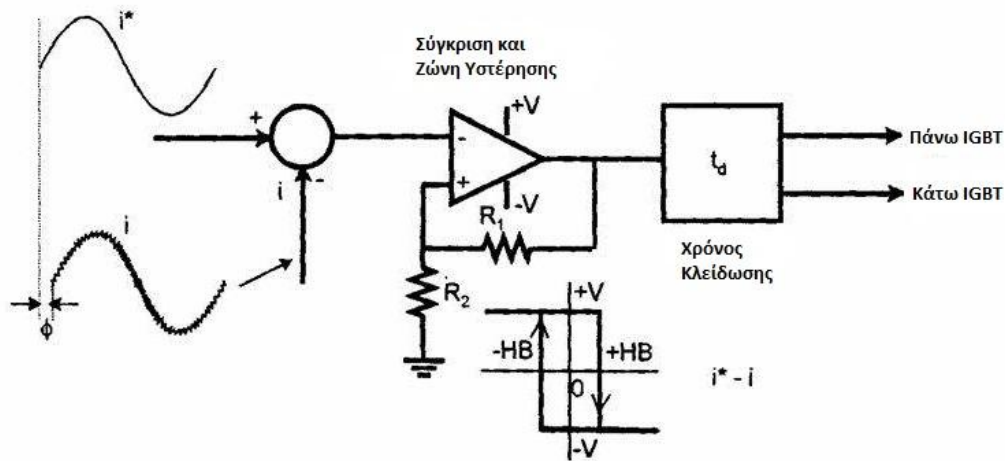
$$m_a = 2 \frac{V_{in}}{\sqrt{3} V_{in}} = 1.155 \quad (4.41)$$

4.3.4 Έλεγχος Ρευμάτων μέσω Ζώνης Υστέρησης

Η τεχνική ελέγχου με ζώνη υστέρησης βασίζεται στην ανάδραση ρεύματος και στην αναφορά ρεύματος που δίνεται στην είσοδο. Το ρεύμα ανάδρασης ή ρεύμα φορτίου ακολουθεί συνεχώς το ρεύμα αναφοράς εντός της ζώνης υστέρησης. Το εύρος της ζώνης υστέρησης και η συχνότητα του ρεύματος αναφοράς ορίζεται από το κύκλωμα ελέγχου. Η λειτουργία του είναι αρκετά απλή και μπορεί να υλοποιηθεί αρκετά εύκολα. Το ρεύμα φορτίου συνεχώς συγκρίνεται με το ρεύμα αναφοράς ή καλύτερα τα άκρα της ζώνης υστέρησης. Όταν η τιμή του ρεύματος φορτίου φτάσει το πάνω όριο της ζώνης, τότε ο πάνω διακόπτης της γέφυρας της συγκεκριμένης φάσης τίθενται εκτός και ο κάτω διακόπτης τίθεται εντός. Με αυτόν τον τρόπο η τάση εξόδου της φάσης γίνεται από $+0.5V_{in}$ σε $-0.5V_{in}$, συνεπώς το ρεύμα ξεκινά να μειώνεται μέχρι να φτάσει το κάτω όριο της ζώνης υστέρησης. Ανάλογα, όταν φτάσει το κάτω όριο της ζώνης ενεργοποιείται ο πάνω διακόπτης ώστε η τάση να γίνει $+0.5V_{in}$ και το ρεύμα να ξεκινήσει να αυξάνεται. Με αυτόν τον τρόπο το ρεύμα φορτίου παραμένει διαρκώς εντός της ζώνης υστέρησης που έχει καθοριστεί μέσω του κυκλώματος ελέγχου. Το κύκλωμα ελέγχου μπορεί να είναι είτε αναλογικά χρησιμοποιώντας απλά έναν τελεστικό ενισχυτή για κάθε φάση είτε ψηφιακό μέσω ενός μικροελεγκτή. Σημειώνεται ότι όσο πιο μικρή είναι η ζώνη υστέρησης τόσο πιο μεγάλη είναι η μέγιστη διακοπτική συχνότητα που χρειάζεται ώστε να τηρηθούν τα όρια της ζώνης από το ρεύμα φορτίου, άρα και οι διακοπτικές απώλειες αυξάνουν. Προφανώς, όπως άλλωστε φαίνεται και στο σχήμα 4.9, η διακοπτική συχνότητα είναι μεταβλητή και όσο μεγαλύτερη είναι η κλίση του ρεύματος αναφοράς τόσο μεγαλύτερη είναι και η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα.



Σχήμα 4.9 Η ζώνη υστέρησης, το ρεύμα αναφοράς και η τάση με το ρεύμα που προκύπτουν στην πραγματικότητα. [27]



Σχήμα 4.10 Αναλογικός συγκριτής του ρεύματος αναφοράς με το πραγματικό που εξάγει τους παλμούς αγωγής στα IGBTs μιας ημγέφυρας. [31]

Στα παραπάνω σχήματα φαίνεται πώς πραγματικά φαίνεται το ρεύμα φορτίου και ένας αναλογικός τρόπος υλοποίησης του ελέγχου ρεύματος με ζώνη υστέρησης μέσω τελεστικού ενισχυτή. Είναι εμφανές ότι τα πλεονεκτήματα του τρόπου αυτού ελέγχου είναι η απλότητά του, το μικρό κόστος υλοποίησης καθώς και καλή δυναμική του απόκριση. Από την άλλη πλευρά, τα μειονεκτήματά του είναι η υψηλή κυμάτωση στη μόνιμη κατάσταση, η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα και τα σχετικά προβλήματα που προκαλούνται καθώς και η έλλειψη της επικοινωνίας μεταξύ των τριών ελεγκτών υστέρησης μαζί με τις υποαρμονικές που δημιουργούνται. Για να περιοριστούν τα μειονεκτήματα της διαμόρφωσης αυτής πρέπει να επιλεγθεί κατάλληλα η ζώνη υστέρησης.

5 ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

5.1 Διάφορες Στρατηγικές Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών

Με το πέρασμα των δεκαετιών έχουν αναπτυχθεί πολλές στρατηγικές ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών. Οι πιο περίπλοκες στρατηγικές ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών είναι αυτές που οδηγούν μηχανές εναλλασσόμενης τάσης είτε είναι ασύγχρονες είτε σύγχρονες. Για αυτό σε αυτήν την ενότητα θα γίνει εστίαση στην κατηγοριοποίηση των τεχνικών ελέγχου για μηχανές εναλλασσόμενης τάσης. Παρακάτω φαίνονται οι κύριες στρατηγικές ελέγχου που χρησιμοποιούνται για την οδήγηση 3 - φασικών ηλεκτρικών κινητήρων:

- *Βαθμωτός Έλεγχος (Scalar control)*: Αυτή η στρατηγική είναι από τις παραδοσιακές πλέον και παίρνει υπόψη της μονάχα τις σχέσεις της ηλεκτρικής μηχανής σε μόνιμη κατάσταση. Τα μοναδικά μεγέθη που χρειάζονται σε αυτόν τον έλεγχο είναι η τιμή RMS της τάσης του στάτη και η συχνότητα των χωρικών διανυσμάτων. Ο τρόπος που υλοποιείται στην πράξη αυτός ο έλεγχος είναι μεταβάλλοντας ταυτόχρονα την τάση RMS και τη συχνότητα της διατηρώντας πάντα τον λόγο V_s/f_s σταθερό. Μπορεί να γίνει και η μεταβολή της τάσης RMS με σταθερή συχνότητα f_s όμως μειώνονται οι δυνατότητες ροπής της ηλεκτρικής μηχανής.
- *Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής (Direct Torque and Flux Control, DTC)*: Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής μπορεί να παρομοιωθεί με την τεχνική βαθμωτού ελέγχου διότι το μόνο που χρειάζεται το σύστημα είναι η αντίσταση του στάτη. Η γωνία της μαγνητικής ροής θα μπορούσε να εκτιμάται είτε να μετριέται με κάποιον αισθητήρα Hall στο διάκενο. Οι είσοδοι για την τεχνική αυτήν είναι η τιμή της ροπής και της ροής. Η αλγόριθμοι που χρησιμοποιεί βασίζονται στον έλεγχο με υστέρηση που αναφέρθηκε στο πάνω κεφάλαιο και το γεγονός αυτό εισάγει το μειονέκτημα απρόβλεπτης διακοπτικής συχνότητας και δειγματοληψίας.
- *Διανυσματικός Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου (Field Oriented Control, FOC)*: Ο έλεγχος αυτός είναι διαφορετικής λογικής με τους προηγούμενους διότι χρησιμοποιεί το δυναμικό μοντέλο του ηλεκτρικού κινητήρα και όχι το μαθηματικό, επιτυγχάνει την αποσύζευξη του ελέγχου ροπής και ροής και μπορεί να μεταβάλλει να μεταβάλλει τη θέση των χωρικών διανυσμάτων της τάσης, ρεύματος και μαγνητικής ροής πέρα από τις τιμές του μέτρου και της συχνότητας. Ο διανυσματικός έλεγχος λαμβάνει ανάδραση ρεύματος τυλιγμάτων και θέσης του δρόμου ώστε να υπολογίσει την ροπή και την μαγνητική ροή σε πραγματικό χρόνο. Αυτός είναι ο άμεσος διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Direct Field Oriented Control, DFOC) διότι γίνονται οι μετρήσεις όλων των μεγεθών που χρειάζονται ως αναδράσεις. Στην περίπτωση που γίνονται εκτιμήσεις της μαγνητικής ροής μέσω των μετρήσεων ταχύτητας

και θέσης ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου ονομάζεται έμμεσος (Indirect Field Oriented Control, IFOC).

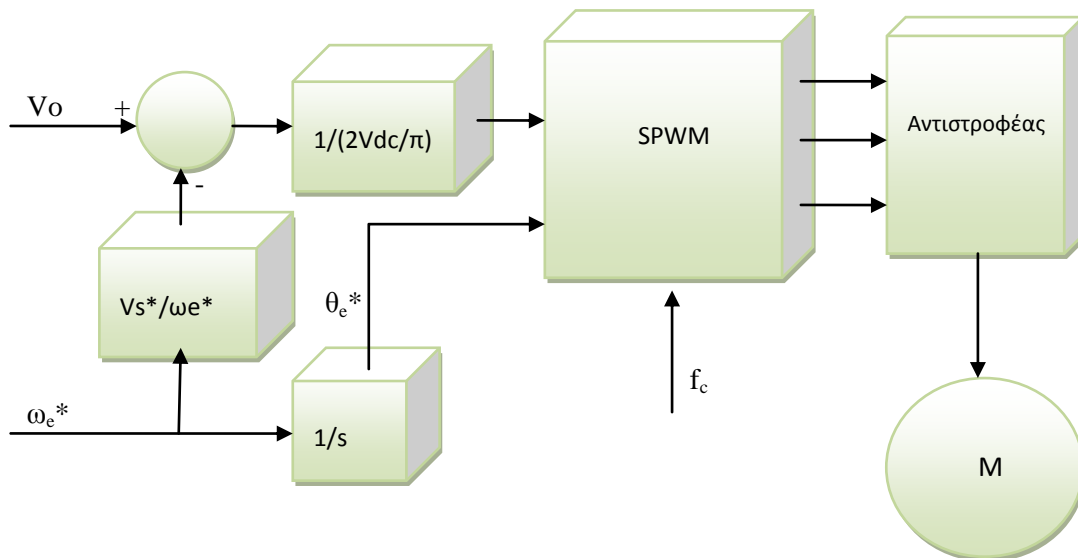
- *Ευφρείς Τεχνικές Ελέγχου:* Αυτές οι τεχνικές ελέγχου κάνουν χρήση νευρωνικών δικτύων και ασαφούς λογικής και μελετούνται για μελλοντικές εφαρμογές.

5.2 Βαθμωτός Έλεγχος V_s/F_s

Η τεχνική αυτή απαιτεί ο λόγος V_s/F_s να είναι σταθερός διότι με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται περίπου σταθερή μαγνητική ροή στο διάκενο και αυτό προσφέρει την μέγιστη ροπή [8]. Ο βαθμωτός έλεγχος ονομάζεται έτσι διότι μεταβάλλει μόνο το μέτρο της τάσης και της συχνότητας χωρίς να κάνει την αποσύζευξη του ελέγχου ροπής και ροής. Για αυτόν τον λόγο ο βαθμωτός έλεγχος έχει χαμηλές επιδόσεις γενικά χωρίς αυτό να τον καθιστά αχρησιμοποίητο. Η κύρια του χρήση γίνεται σε εφαρμογές όπου η ισχύς είναι χαμηλή και η απλότητα του συστήματος είναι πιο σημαντική από την επίδοση. Η λογική της τεχνικής αυτής ελέγχου φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$\frac{V_s}{f_s} \approx 4.44K_s N_s \psi_m \quad (5.1)$$

Άρα είναι φανερό ότι για κάθε συχνότητα τροφοδοσίας που επιλέγουμε θα πρέπει να επιλέγουμε συγκεκριμένη τάση τροφοδοσίας ώστε να διατηρείτε η μέγιστη δυνατή ροή στο διάκενο. Ο βαθμωτός έλεγχος V_s/F_s χωρίζεται σε ανοιχτού βρόχου και κλειστού βρόχου. Ο έλεγχος αυτός έχει ως είσοδο την ταχύτητα και αυτή καθορίζει την τάση τροφοδοσίας V_s^* μέσω κάποιου κέρδους ώστε να σταλθεί ως σήμα αναφοράς στον συγκριτή που μαζί με το φέρον σήμα θα δημιουργήσει τους παλμούς οδήγησης για τον αντιστροφέα.



Σχήμα 5.1 Διάγραμμα ελέγχου AC ηλεκτρικών μηχανών.

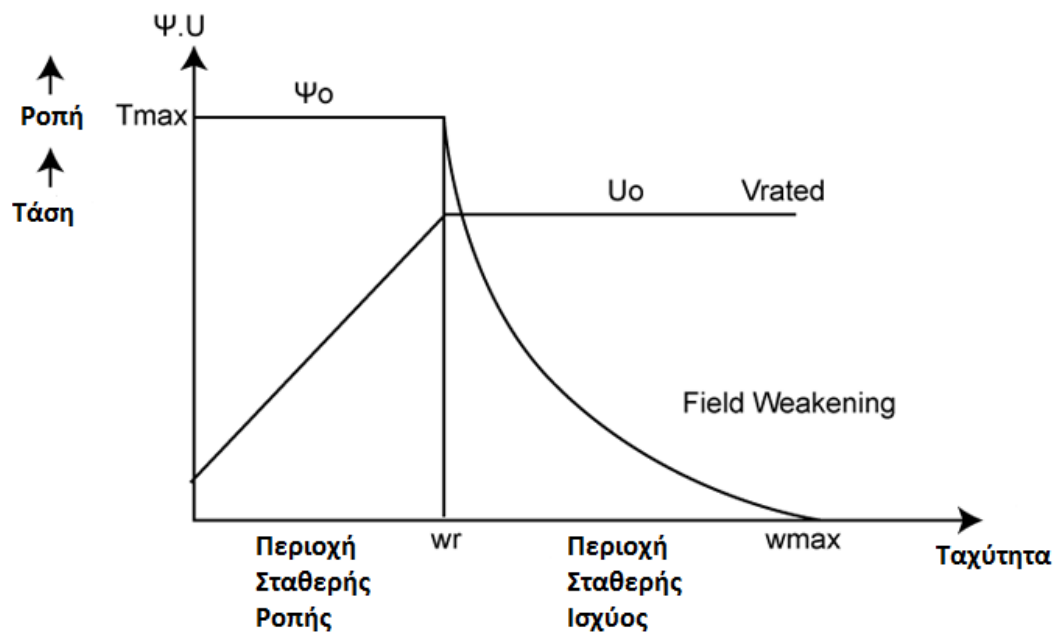
Το διάγραμμα ελέγχου φαίνεται παραπάνω και παρατηρείται ότι η είσοδος του συστήματος είναι η ταχύτητα αναφοράς. Βάσει αυτής της εισόδου καθορίζεται ύστερα η τάση τροφοδοσίας V_S^* πολλαπλασιάζοντας με κάποια σταθερά. Στις χαμηλές συχνότητες δίνεται μια τάση εισόδου V_o ή αλλιώς τάση ενίσχυσης. Αυτό συμβαίνει διότι στις χαμηλές συχνότητες η επίδραση της αντίστασης του στάση δεν είναι αμελητέα και προκαλεί σημαντική πτώση τάσης. Συνεπώς, η τάση τροφοδοσίας θα είναι η παρακάτω:

$$V_S = V_o + k\omega_s \quad (5.2)$$

Η τάση ενίσχυσης στις υψηλές ταχύτητες δεν προκαλεί κάποιο πρόβλημα καθώς η τάση τροφοδοσίας την επισκιάζει. Στην συνέχεια η τάση τροφοδοσίας διαιρείται με τον όρο $\frac{2V_{DC}}{\pi}$ που είναι το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής για τετραγωνικό παλμό ώστε να δημιουργηθεί το σήμα αναφοράς του διαμορφωτή SPWM. Όταν ο ηλεκτρικός κινητήρας βρίσκεται σε μηδενική ταχύτητα τότε η εκκίνηση θα πρέπει να γίνει ανεβάζοντας αργά τη συχνότητα μέχρι να φτάσει στην επιθυμητή ταχύτητα. Όταν φτάσει στην ταχύτητα αυτήν μπορεί να αυξηθεί η ροπή του φορτίου σταδιακά ώσπου να επιτευχθεί το επιθυμητό σημείο ταχύτητας - ροπής.

Σε αυτό το σημείο η ροπή του ηλεκτρικού κινητήρα εκφράζεται από την παρακάτω σχέση:

$$T_e = 3 \frac{P\Psi_s\Psi_f}{2L_s} \sin(\delta) = 3 \frac{P}{2} \Psi_s I_s \cos(\varphi) \quad (5.3)$$



Σχήμα 5.2 Περιοχές λειτουργίας μιας AC ηλεκτρικής μηχανής. [9]

Η γωνία δ είναι η γωνία ροπής της μηχανής. Συνεπώς, σύμφωνα με τη σχέση θα πρέπει για σταθερή ροή στάτη Ψ_s να ανέβει το ρεύμα στάτη και η γωνία ροπής ώστε να αυξηθεί η ροπή της μηχανής. Βέβαια, η γωνία ροπής δ δεν πρέπει να υπερβεί την

τιμή $\pi/2$ διότι η μηχανή θα βρεθεί σε αστάθεια. Σε αυτό το σημείο η μηχανή βρίσκεται στην περιοχή σταθερής ροπής όπως φαίνεται και στο σχήμα. Για να μεταφερθεί πιο δεξιά όπου η ταχύτητα δρομέα είναι μεγαλύτερη θα πρέπει να αυξηθεί αργά η συχνότητα εισόδου έως ότου φτάσει το επιθυμητό σημείο λειτουργίας η μηχανή. Η ταχύτητα βέβαια δεν μπορεί να αυξηθεί επ' άπειρον διότι η μηχανή θα φτάσει την μέγιστη ισχύ της και θα μπει σε λειτουργία εξασθένησης πεδίου. Σε αυτήν την λειτουργία η τάση τροφοδοσίας έχει φτάσει στον κορεσμό όμως η ταχύτητα εισόδου συνεχίζει να αυξάνεται. Αποτέλεσμα αυτής της λειτουργίας είναι να μην τηρείται ο κανόνας $V_s/F_s = \text{σταθ}$ και η ροή στάτη να μειώνεται. Η μείωση της ροής του στάτη προκαλεί την μείωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα. Συνεπώς, εδώ γίνεται θυσία της διαθέσιμης ροπής κινητήρα ώστε να επιτευχθούν υψηλές ταχύτητες.

Συμπερασματικά, η τεχνική βαθμωτού ελέγχου είναι μια ιδιαίτερα απλή τεχνική με ελάχιστη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Η χρήση όμως του βαθμωτού ελέγχου πρέπει να περιοριστεί σε εφαρμογές που δεν απαιτούν υψηλή ακρίβεια και καλή μεταβατική συμπεριφορά διότι είναι πολύ εύκολο το σύστημα να φτάσει σε αστάθεια. Η μεταβατική κατάσταση της μηχανής περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$J \frac{2}{P} \frac{d\omega_e}{dt} = T_e - T_L \quad (5.4)$$

,όπου J είναι η ροπή αδράνειας, ω_e είναι η σύγχρονη ταχύτητα σε rad/sec και P ο αριθμός πόλων της μηχανής. Σύμφωνα με τον παραπάνω τύπο, εύκολα μπορεί να βρεθεί η μέγιστη επιτάχυνση και επιβράδυνση της ηλεκτρικής μηχανής:

$$\frac{d\omega_e^*}{dt} = + \frac{P}{2J} (T_e - T_L) \quad (5.5)$$

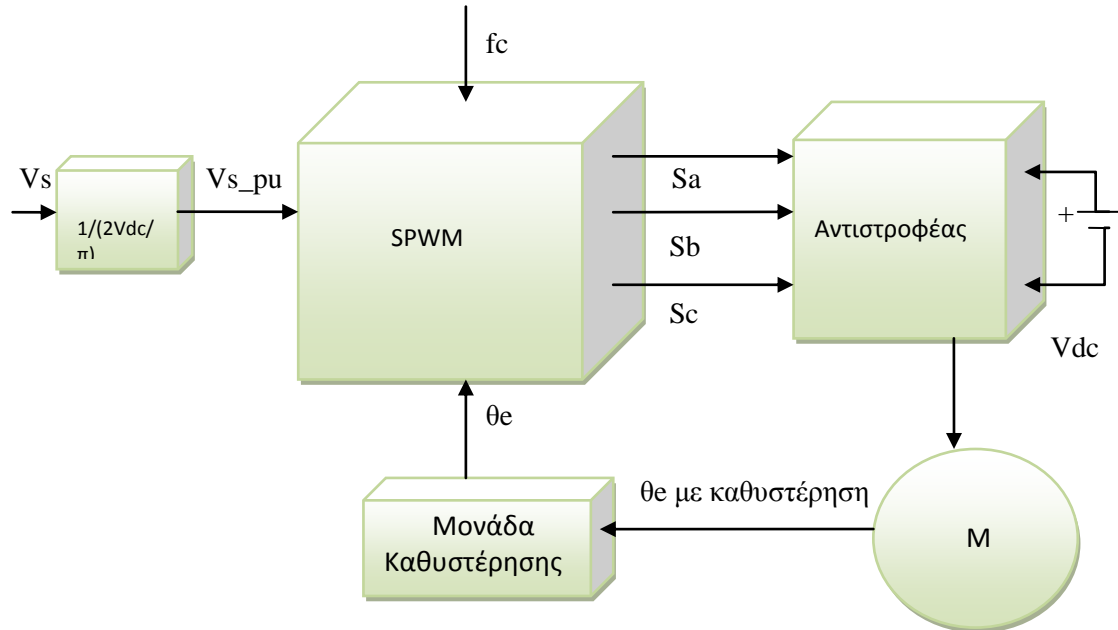
$$\frac{d\omega_e}{dt} = - \frac{P}{2J} (T_e + T_L) \quad (5.6)$$

Λόγω του ότι δεν γίνεται η αποσύζευξη της σχέσης ροπής με ροή, η σταθερότητα του συστήματος είναι πολύ ευαίσθητη κατά τις μεταβατικές καταστάσεις. Συνεπώς, η απλότητα της τεχνικής βαθμωτού έλεγχου είναι κατάλληλη για εφαρμογές που λειτουργούν κυρίως σε μόνιμη κατάσταση όπως ανεμιστήρες, αντλίες και άλλα.

5.3 Μοντέλο Αυτοελέγχου (Self Control Model)

Στην προηγούμενη ενότητα εξηγείται ότι ο βαθμωτός έλεγχος V/f δεν είναι κατάλληλος για τις εφαρμογές των τελευταίων ετών που απαιτούν υψηλή ακρίβεια και ευστάθεια στην μόνιμη καθώς και στη μεταβατική κατάσταση. Για τον λόγο αυτόν ήταν επιτακτικό να αναπτυχθούν μέθοδοι που προσφέρουν μεγαλύτερη ευστάθεια και ένας από αυτούς είναι ο βαθμωτός έλεγχος κλειστού βρόχου ή αλλιώς αυτοέλεγχος.

Στο σχήμα 5.3 φαίνεται το διάγραμμα του συστήματος αυτού [3]:



Σχήμα 5.3 Διάγραμμα του μοντέλου αυτοελέγχου τριφασικής ηλεκτρικής μηχανής.

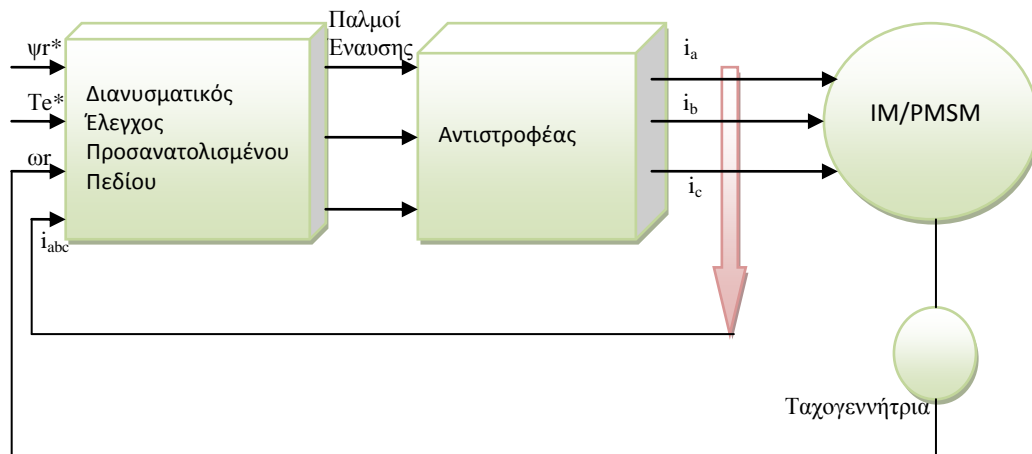
Η διαφορά της τεχνικής αυτής με την τεχνική βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου είναι ότι εδώ η είσοδος είναι η τάση τροφοδοσίας V_s και όχι η συχνότητα. Η ταχύτητα και η ηλεκτρική γωνία του διανύσματος χώρου λαμβάνεται απευθείας από την ηλεκτρική μηχανή. Ύστερα γίνεται η διαμόρφωση ημιτονοειδούς εύρους παλμών αφού δίνονται το σήμα αναφορά και το φέρον σήμα. Η μονάδα καθυστέρησης που φαίνεται στο διάγραμμα της τεχνικής αυτοελέγχου επιτυγχάνει την μετατόπιση της τάσης σε σχέση με την αντι-ΗΕΔ της μηχανής ώστε να προσεγγιστεί η μέγιστη ροπή ανά αμπέρ. Η τεχνική αυτοελέγχου διορθώνει το πρόβλημα αστάθειας που έχει ο βαθμωτός έλεγχος ανοιχτού βρόχου όμως δεν κάνει την αποσύζευξη των εξισώσεων ροπής και ροής της μηχανής. Συνεπώς, η μεταβατικές καταστάσεις της έχουν πολύ χαμηλή απόκριση, γεγονός που έχει περιορίσει σήμερα την χρήση της τεχνικής αυτοελέγχου.

5.4 Διανυσματικός Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου (Field Oriented Control)

Με τις τεχνικές έλεγχου που εξηγήθηκαν παραπάνω δεν έχει λυθεί ένα βασικό στοιχείο που είναι η απόκριση στην μεταβατική κατάσταση. Για τον λόγο αυτόν οι μηχανές συνεχούς ρεύματος έβλεπαν μεγάλη χρήση για εφαρμογές με απαιτήσεις για μεταβολές ταχύτητας. Το κύριο πλεονέκτημα των ηλεκτρικών μηχανών DC ήταν η δυνατότητα ανεξάρτητου ελέγχου ροής και ροπής. [3]

Με την χρήση προηγμένων μικροελεγκτών, επεξεργαστών ψηφιακού σήματος (DSPs), αισθητήρων και ηλεκτρονικών ισχύος υλοποιήθηκε η τεχνική έλεγχου προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC) που κατέστησε τους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος καλή επιλογή για εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων. Ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου κάνει την

αποσύζευξη των εξισώσεων της ροπής και της ροής του κινητήρα και κάνει δυνατό τον ανεξάρτητο έλεγχο των δύο μεγεθών της μηχανής. Όπως φαίνεται και στα παρακάτω διαγράμματα διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, ο έλεγχος μπορεί να χωριστεί σε δυο κομμάτια τα οποία είναι η είσοδος ρεύματος ροπής i_q^* και η είσοδος ρεύματος ροής i_d^* οι οποίες δεν σχετίζονται μεταξύ τους. Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης χρησιμοποιούν κατά κόρον αυτήν την τεχνική ελέγχου σήμερα κυρίως όταν απαιτείται υψηλή ακρίβεια, ευστάθεια και καλή συμπεριφορά στην μεταβατική κατάσταση. Παρακάτω φαίνεται το διάγραμμα του γενικού διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο:



Σχήμα 5.4 Γενικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου.

Στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται ηλεκτρικός κινητήρας επαγωγής τότε το μειονέκτημα του ελέγχου αυτού είναι ότι είναι ευαίσθητος σε μεταβολές της αντίστασης δρομέα. Η μεταβολή αυτή μπορεί να προκληθεί από αλλαγές στη θερμότητα, στις απώλειες δινορρευμάτων είτε στο επιδερμικό φαινόμενο. Αυτά μπορούν να προκαλέσουν έναν ανακριβή και μη ορθό προσανατολισμό πεδίου και συνεπώς χαμηλές επιδόσεις.

Όπως δείχθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο η ροπή του κινητήρα εξαρτάται από τα ρεύματα ορθού και εγκάρσιου άξονα με την παρακάτω σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (5.7)$$

Είναι ξεκάθαρο ότι το ρεύμα της ροής i_{ds}^e κάνει το σύστημα λιγότερο αποδοτικό διότι προσθέτει ρεύμα για την ίδια ροπή εξόδου της ηλεκτρικής μηχανής. Συνεπώς, μπορεί να γίνει σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας αν τεθεί το ρεύμα ροής με μηδενική τιμή $i_{ds}^e = 0$. Στην περίπτωση που η μηχανή δεν απαιτεί μέγιστη ροπή, η εντολή αυτή μειώνει δραστικά την μαγνητική ροή σε τιμές μικρότερες της ονομαστικής και προσφέρει την μικρότερη δυνατή κατανάλωση διότι η μηχανή αποδίδει την μέγιστη ροπή ανά αμπέρ ρεύματος. Η σχέση της ροπής του κινητήρα που προκύπτει είναι η εξής:

$$T_e = \frac{3P}{2} \lambda_{ds}^e i_{qs}^e \quad (5.8)$$

Φαίνεται ότι πλέον η ηλεκτρομαγνητική ροπή της ηλεκτρικής μηχανής εξαρτάται από το ρεύμα εγκάρσιου άξονα αλλά όχι απολύτως καθώς ο όρος λ_{ds}^e περιέχει μέσα του το ρεύμα ορθού άξονα όπως φαίνεται στους παρακάτω τύπους:

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + \Lambda_{mf} \quad (5.9)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e \quad (5.10)$$

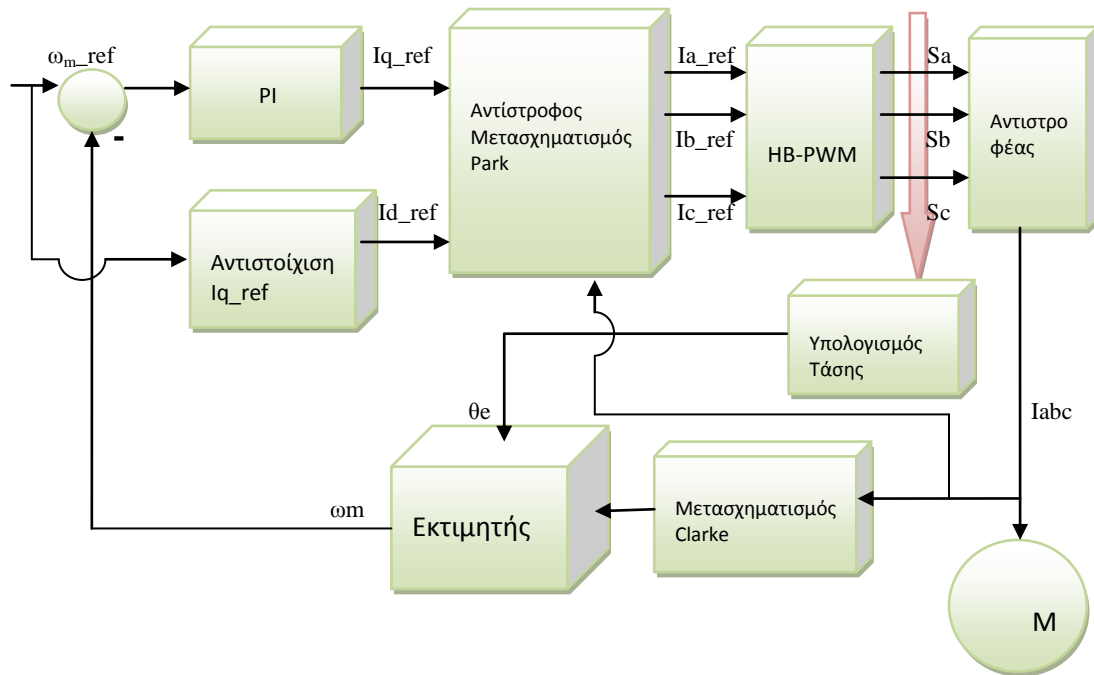
$$L_s = L_{ls} + L_{md} \quad (5.11)$$

$$L_s = L_{ls} + L_{mq} \quad (5.12)$$

, οι οποίοι έχουν αποδειχθεί στο 3ο κεφάλαιο.

Όπως φαίνεται και στα παρακάτω διαγράμματα, υπάρχουν αρκετοί τρόποι υλοποίησης διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο και οι δύο που δείχνονται είναι ο διανυσματικός έλεγχος μέσω με διαμόρφωση ζώνης υστέρησης (HB-PWM) και διανυσματικός έλεγχος με διαμόρφωση χωρικών διανυσμάτων (SVPWM).

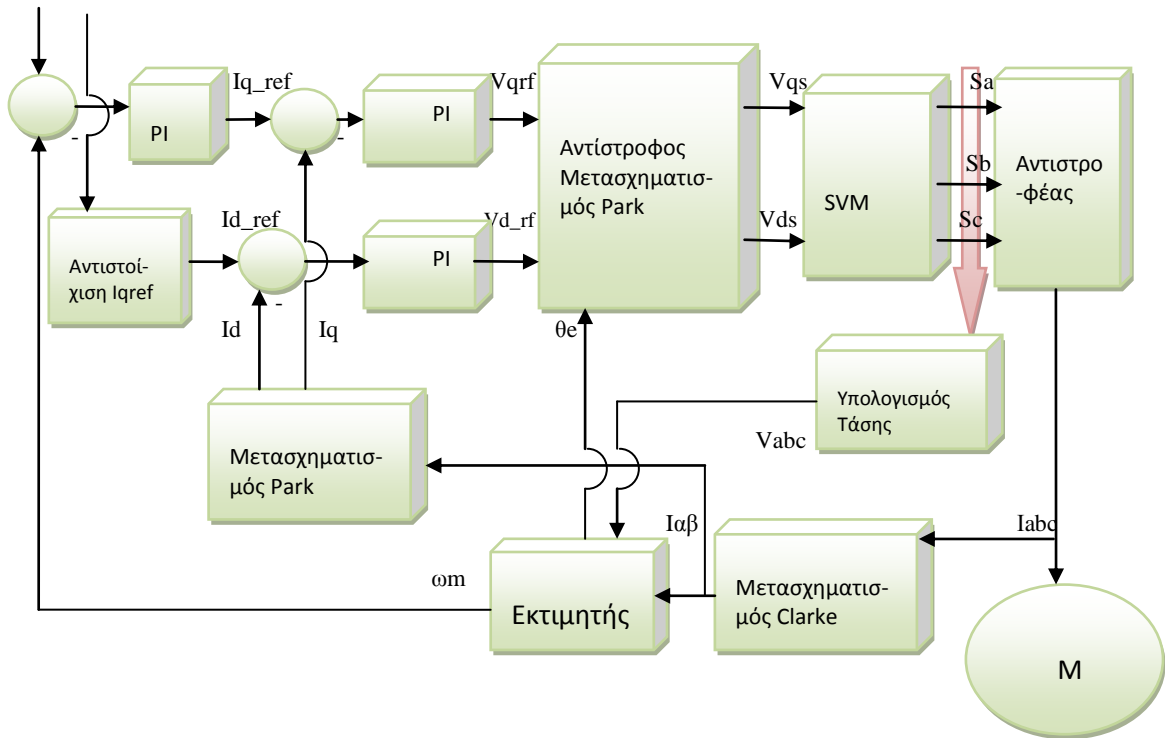
Ο πρώτος από τους δύο, όπως υποδεικνύει και η ονομασία του, ελέγχει τα πραγματικά ρεύματα του αντιστροφέα δίνοντας τις αναφορές ρευμάτων και χρησιμοποιώντας την ζώνη υστέρησης ώστε να περιοριστεί η κυμάτωση του ρεύματος. Όπως έχει εξηγηθεί και στο προηγούμενο κεφάλαιο, η συχνότητα της διαμόρφωσης είναι μεταβλητή και απρόβλεπτη και εξαρτάται κυρίως από το εύρος της ζώνης υστέρησης. Η υλοποίηση του ελέγχου αυτού είναι σχετικά απλή λόγω του ότι χρησιμοποιείται μόνο ένας ελεγκτής PI που ελέγχει την ταχύτητα του συστήματος. Ο έλεγχος αυτός χαρακτηρίζεται από χαμηλή ποιότητα ρεύματος λόγω της ζώνης υστέρησης και από οικονομική χρήση υπολογιστικών πόρων διότι το κόστος υπολογισμού είναι σχετικά χαμηλό. Συνεπώς, σε εφαρμογές όπου δεν είναι απαραίτητη η υψηλή ποιότητα ρεύματος η τεχνική διανυσματικού ελέγχου με ζώνη υστέρησης είναι καλή επιλογή.



Σχήμα 5.5 Διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου με ζώνη υστέρησης.

Η δεύτερη υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου με διαμόρφωση χωρικών διανυσμάτων είναι πιο περίπλοκη από αυτή με ζώνη υστέρησης διότι συγκρίνει μέσω ελεγκτών PI και τα ρεύματα ορθού i_{ds}^e και εγκάρσιου άξονα i_{qs}^e εκτός από την ταχύτητα. Άρα συνολικά έχει 3 ελεγκτές PI που κάνουν το σύστημα πιο πολύπλοκο. Η έξοδος του ελεγκτή ταχύτητας είναι ουσιαστικά η αναφορά του εγκάρσιου ρεύματος i_{qs}^e και η έξοδος των ελεγκτών των ρευμάτων αποτελούν τις τάσεις του ορθού v_{ds}^e και εγκάρσιου άξονα v_{qs}^e . Στην περίπτωση βηματικής αύξησης ταχύτητας, ο ελεγκτής ταχύτητας θα είχε ως έξοδο ένα αυξημένο ρεύμα εγκάρσιου άξονα το οποίο όπως αναφέρθηκε πιο πάνω είναι ανάλογο της ροπής. Συνεπώς, η μηχανή θα επιταχύνει έως ότου η ταχύτητα της μηχανής γίνει ίση με την ταχύτητα αναφοράς και το ρεύμα εγκάρσιου άξονα i_{qs}^e θα πέσει ώστε να καλύπτει την ροπή του φορτίου μαζί με τις σταθερές τριβές.

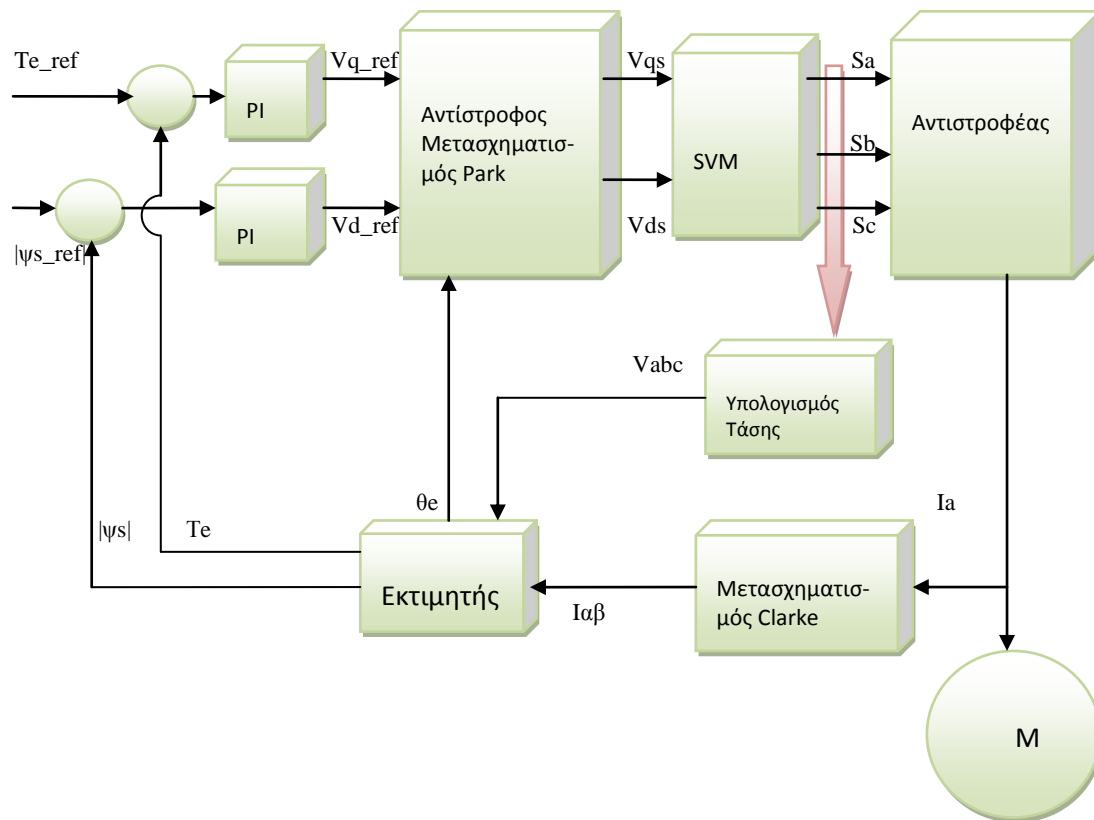
Από την άλλη το ρεύμα ορθού άξονα i_{ds}^e ρυθμίζεται ανάλογα με την λειτουργία κινητήρα που επιθυμείται. Τίθεται σε μηδενική τιμή για λειτουργία μέγιστης ροπής ανά αμπέρ, λαμβάνει θετικές τιμές για λειτουργία υψηλής ροπής με κόστος υψηλότερου ρεύματος και λαμβάνει αρνητικές τιμές για λειτουργία εξασθένησης πεδίου όπου το απαιτούμενο είναι η υψηλές ταχύτητες δρομέα.



Σχήμα 5.6 Διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση χωρικών διανυσμάτων.

5.5 Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής με SVM Τεχνική Διαμόρφωσης Τάσης

Αυτή η τεχνική αυτή έχει αναπτυχθεί την δεκαετία του 1980 και αλλιώς λέγεται άμεσος αυτοέλεγχος. Στην τεχνική αυτή χρησιμοποιούνται βέλτιστη επιλογή φάσεων του αντιστροφέα για να ελέγχεται ταυτόχρονα η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής και η μαγνητική ροή στάτη. Ουσιαστικά γίνεται η επιλογή του διανύσματος τάσης τροφοδοσίας από έναν πίνακα. Το πλεονέκτημα της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής είναι η απλότητα της στην εφαρμογή και η ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά. Όπως φαίνεται και στο παρακάτω δομικό διάγραμμα, οι είσοδοι του συστήματος είναι η επιθυμητή τιμή ροπής του στάτη $|\psi_s^*|$ και η επιθυμητή τιμή ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_s^* οι οποίες συγκρίνονται με τις εκτιμώμενες τιμές [3]. Επίσης, γίνεται μέτρηση των τριών τάσεων και ρευμάτων για κάθε φάση οι οποίες μετασχηματίζονται στο 2 - φασικό στατό πλαίσιο αναφοράς $[d_s^s, q_s^s]$. Η αντίσταση του στάτη θα πρέπει να είναι γνωστή ώστε να γίνουν οι σωστές εκτιμήσεις για την μαγνητική ροή και ηλεκτρομαγνητική ροπή διότι η ακρίβεια των εκτιμήσεων είναι απαραίτητη για την ορθή λειτουργία του συστήματος [10]. Ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής με διαμόρφωση χωρικών διανυσμάτων SVM έχει σταθερή διακοπτική συχνότητα η οποία βελτιώνει τις επιδόσεις του συστήματος και μειώνει τις ταλαντώσεις ροπής και πεδίου. Στο παρακάτω διάγραμμα φαίνεται ο άμεσος έλεγχος ηλεκτρομαγνητικής ροπής και μαγνητικής ροής με διαμόρφωση SVM:

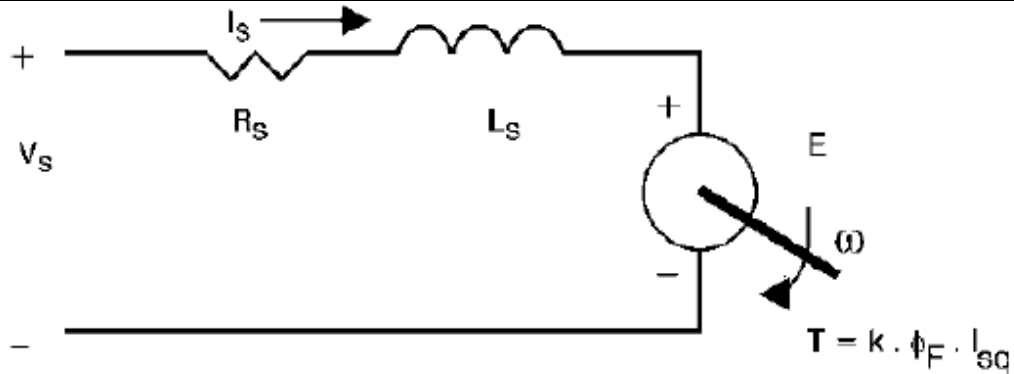


Σχήμα 5.7 Διάγραμμα άμεσου ελέγχου ροπής και ροής ηλεκτρικής μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος.

Όπως είναι γνωστό, η ενεργός ισχύς και η ηλεκτρομαγνητική ροπή της ηλεκτρικής μηχανής βάσει του ισοδύναμου κυκλώματος περιγράφονται με τις παρακάτω σχέσεις:

$$P_i = 3 \frac{VE_f}{X_S} \sin(\delta) \quad (5.13)$$

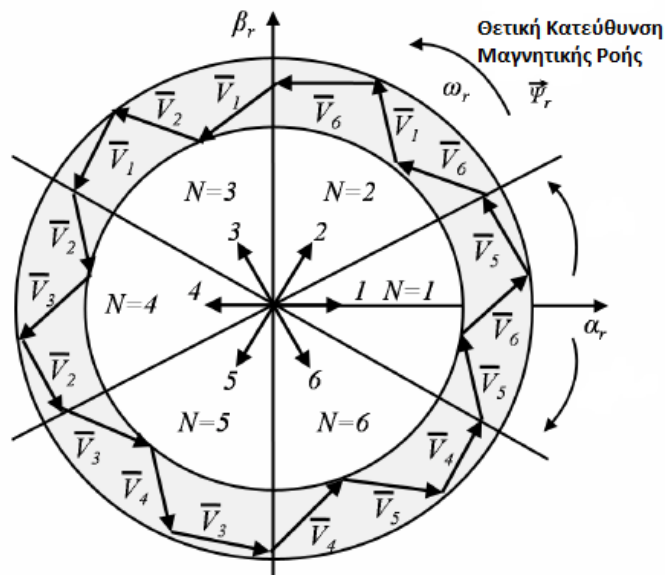
$$T_e = \frac{P}{2} \frac{P_i}{\omega_e} = 3 \frac{P}{2} \frac{|V||E_f|}{\omega_e X_S} \sin(\delta) = 3 \frac{P}{2} \frac{|\lambda_S||\lambda_r|}{L_S} \sin(\delta) \quad (5.14)$$



Σχήμα 5.8 Ροπή, ταχύτητα και ισχύς εξόδους ηλεκτρικής μηχανής.

Είναι φανερό ότι το βασικό στοιχείο που εξαρτάται η ισχύς και η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα είναι η γωνία ροπής δ η οποία είναι η γωνία μεταξύ των πεδίων του στάτη και του δρομέα. Όταν γίνει μεταβολή της μαγνητικής ροής στάτη διατηρώντας αυτή του δρομέα σταθερή, τότε η μεταβολή της ροπής θα είναι η παρακάτω:

$$\Delta T_e = 3 \frac{P}{2} \frac{|\lambda_s + \Delta \lambda_s| |\lambda_r|}{L_s} \sin(\Delta \delta) \quad (5.15)$$



Σχήμα 5.9 Η μεταβολή του χωρικού διανύσματος ροής του στάτη. [10]

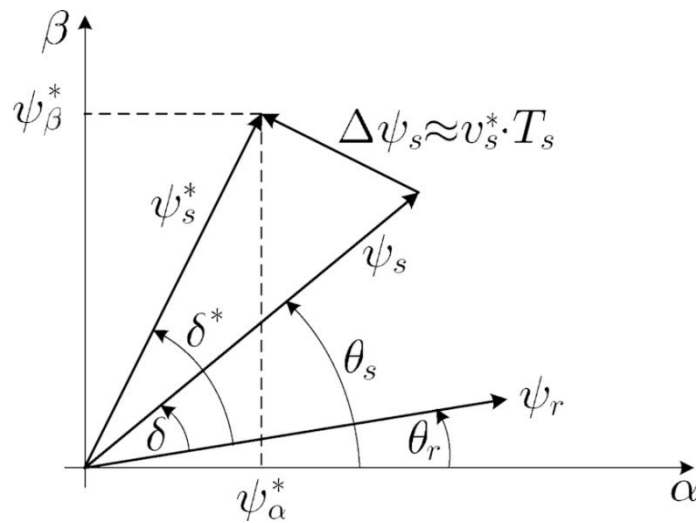
Συνεπώς, η μεταβολή του χωρικού διανύσματος του στάτη μεταβάλλει την μαγνητική ροή του στάτη διότι η αντίσταση του στάτη θεωρείται αμελητέα. Συνεπώς, η μεταβολή του χωρικού διανύσματος της τάσης προκαλεί αλλαγές στην ηλεκτρομαγνητική ροή. Παρακάτω φαίνεται η μαγνητική ροή του στάτη στη σχέση 5.16:

$$\lambda_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \Rightarrow \lambda_s = V_s t - R_s \int i_s dt + \lambda_{s0} \quad (5.16)$$

άρα, $\Delta\lambda_s = V_s \Delta t$

Το λ_{s0} είναι η αρχική μαγνητική ροή πριν της εφαρμογή της τάσης V_s . Ο άμεσος έλεγχος ροπής πρέπει κρατάει σταθερό το πλάτος του διανύσματος της μαγνητικής ροής σε κάποιο εύρος τροφοδοτώντας με ένα μόνο χωρικό διάνυσμα τάσης και λαμβάνοντας υπόψη την ροπή αναφοράς που καθορίζει την μεταβολή της γωνίας δ .

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται και η μεταβολή του διανύσματος μαγνητικής ροής στάτη που ακολουθεί την κατεύθυνση του χωρικού διανύσματος τάσης:



Σχήμα 5.10 Διανύσματα της ροής στάτη αναφοράς και των πραγματικών ροών στάτη και δρομέα. [10]

5.6 PWM Προβλεπτικός Έλεγχος (Deadbeat Control)

Ο προβλεπτικός έλεγχος είναι μια τεχνική έλεγχου που λειτουργεί σε διακριτά βήματα. Σε γενικές γραμμές ο προβλεπτικός έλεγχος έχει πολύ καλή απόδοση και επίδοση διότι η ποιότητα του ρεύμα είναι πολύ καλή με πολύ μικρή παραμόρφωση, η ταχύτητα έχει πολύ μικρές κυματώσεις στην μόνιμη κατάσταση και πολύ καλή δυναμική απόκριση στις μεταβατικές καταστάσεις και η ροπή επίσης έχει μεγάλη ευστάθεια και ακρίβεια [11] [3]. Η υλοποίηση του προβλεπτικού ελέγχου γίνεται μόνο με επεξεργαστές ψηφιακού σήματος. Για να υλοποιηθεί ο διακριτός αυτός έλεγχος, πρώτα πρέπει να αναλυθούν οι εξισώσεις του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης σε διακριτό χρόνο. Με παραδοχή ότι η ταχύτητα είναι σταθερή ανά δειγματοληψία, μπορεί να γίνει η αντικατάσταση των παρακάτω χρονομεταβλητών ρευμάτων με τα αντίστοιχα ρεύματα σε διακριτό χρόνο:

$$i_{ds}^e = i_{ds}^e(k), \quad i_{qs}^e = i_{qs}^e(k) \quad (5.17), (5.18)$$



$$\text{και } \frac{di_{ds}^e}{dt} = \frac{i_{ds}^e(k+1) - i_{ds}^e(k)}{T_s}, \quad \frac{di_{qs}^e}{dt} = \frac{i_{qs}^e(k+1) - i_{qs}^e(k)}{T_s} \quad (5.19), (5.20)$$

Συνεπώς, η τάσεις στο 2 - φασικό στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε διακριτό χρόνο περιγράφονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$v_{ds}^e(k) = r_s i_{ds}^e(k) + L_s \frac{i_{ds}^e(k+1) - i_{ds}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_{qs}^e(k) \quad (5.21)$$

$$v_{qs}^e(k) = r_s i_{qs}^e(k) + L_s \frac{i_{qs}^e(k+1) - i_{qs}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_{ds}^e(k) + \omega_e \Lambda_{mf} \quad (5.22)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτουν τα παρακάτω:

$$i_{ds}^e(k+1) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{ds}^e(k) + \omega_e T_s i_{qs}^e(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{ds}^e(k) \quad (5.23)$$

$$i_{qs}^e(k+1) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{qs}^e(k) - \omega_e T_s i_{ds}^e(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{qs}^e(k) - \omega_e \frac{T_s}{L_s} \Lambda_{mf} \quad (5.24)$$

Συνεπώς το διάνυσμα μεταβλητών κατάστασης είναι το παρακάτω:

$$X(k+1) = AX(k) + B[U(k) + E] \quad (5.25)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{ds}^e(k+1) \\ i_{qs}^e(k+1) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 - \frac{r_s}{L_s} T_s & \omega_e T_s \\ -\omega_e T_s & 1 - \frac{r_s}{L_s} T_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^e(k) \\ i_{qs}^e(k) \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{pmatrix} \left[\begin{pmatrix} v_{ds}^e(k) \\ v_{qs}^e(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_e \Lambda_{mf} \end{pmatrix} \right] \end{aligned} \quad (5.26)$$

Ο PWM προβλεπτικός έλεγχος χρησιμοποιεί το διακριτό μοντέλο που φαίνεται από πάνω και προσπαθεί να δημιουργήσει το διάνυσμα τάσης που απαιτείται με παρόμοιο τρόπο όπως ο διανυσματικός έλεγχος. Αντί για του ελεγκτές PI που χρησιμοποιεί ο διανυσματικός έλεγχος, ο προβλεπτικός έλεγχος χρησιμοποιεί το διακριτό μοντέλο ώστε να στείλει το διάνυσμα αναφοράς τάσης στον διαμορφωτή SVPWM. Το μοντέλο που χρησιμοποιείται δεν είναι κάτι διαφορετικό από το πιο πάνω που εξηγήθηκε, μόνο που το μελλοντικό ρεύμα $i_{ds}^e(k+1)$ ορθού άξονα και

$i_{qs}^e(k+1)$ εγκάρσιου άξονα είναι τα ρεύματα αναφοράς που δίνονται στην είσοδο του συστήματος. Άρα ισχύει:

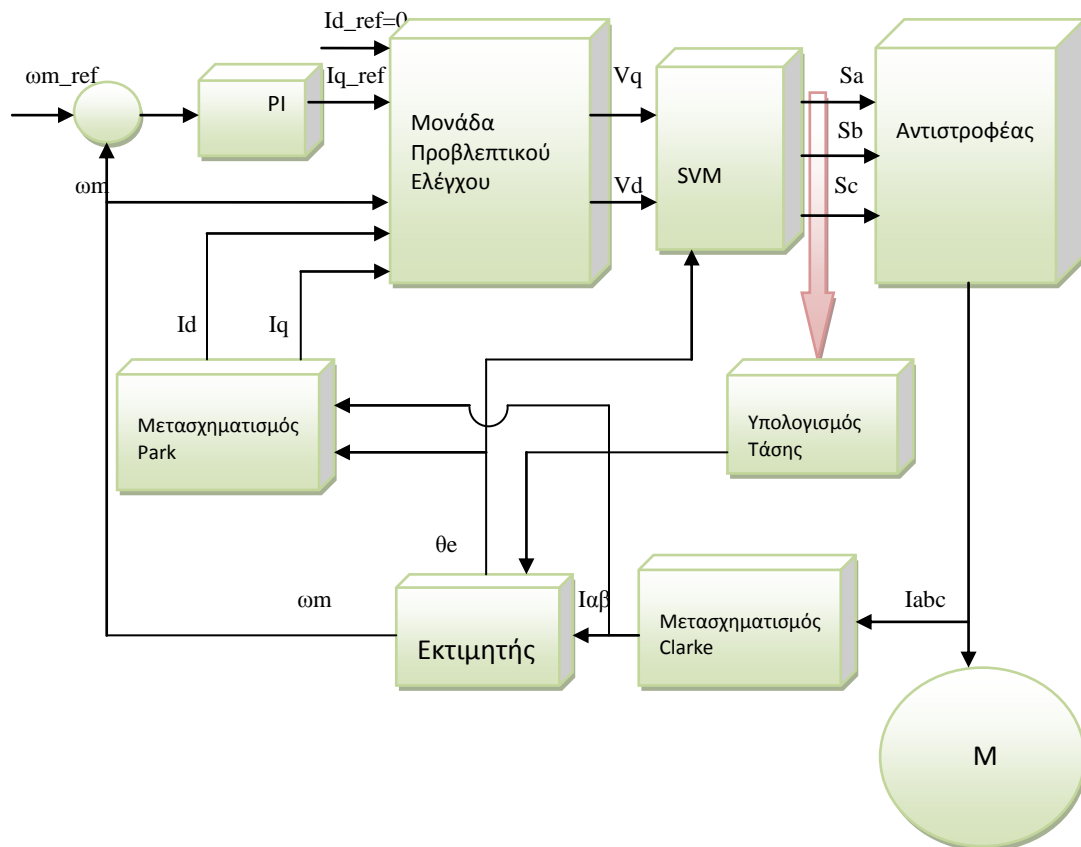
$$i_{ds}^e(k+1) = i_{ds,ref}^e \quad (5.27)$$

$$i_{qs}^e(k+1) = i_{qs,ref}^e \quad (5.28)$$

Και συνεπώς, οι τάσεις που στέλνονται στον διαμορφωτή SVPWM είναι οι παρακάτω:

$$v_{ds}^e(k) = r_s i_{ds}^e(k) + L_s \frac{i_{ds,ref}^e - i_{ds}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_{qs}^e(k) \quad (5.29)$$

$$v_{qs}^e(k) = r_s i_{qs}^e(k) + L_s \frac{i_{qs,ref}^e - i_{qs}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_{ds}^e(k) + \omega_e \Lambda_{mf} \quad (5.30)$$



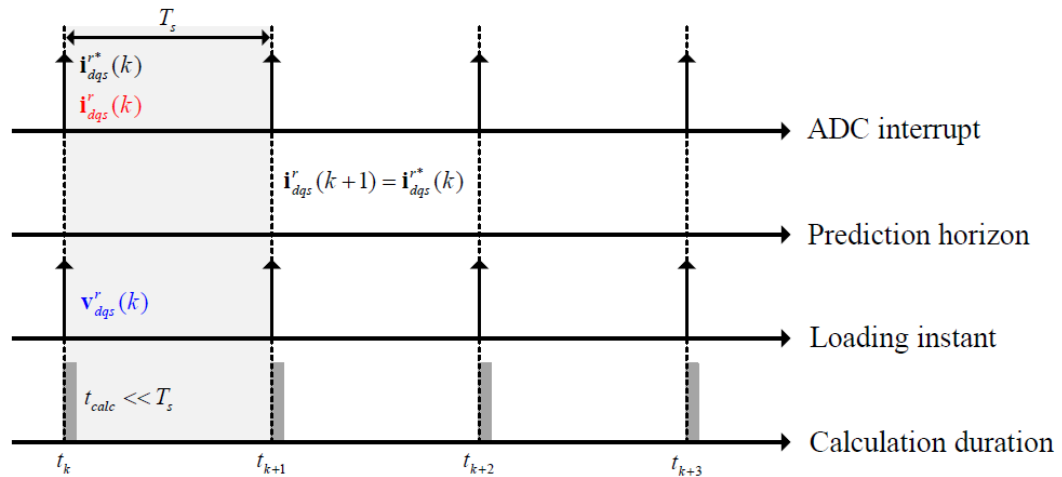
Σχήμα 5.11 PWM προβλεπτικός έλεγχος με διαμόρφωση διανυσμάτων χώρου.

Ο PWM προβλεπτικός έλεγχος απαιτεί μεγάλη υπολογιστική ισχύ διότι θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη η καθυστέρηση των υπολογισμών. Συνήθως αυτή η καθυστέρηση είναι μία περίοδο δειγματοληψίας, άρα θα πρέπει να γίνεται ο υπολογισμός των μεγεθών δύο δειγματοληψίες στο μέλλον. Η εκτίμηση των ρευμάτων για χρονική στιγμή t_{k+1} βάσει των τάσεων που εφαρμόζονται σε

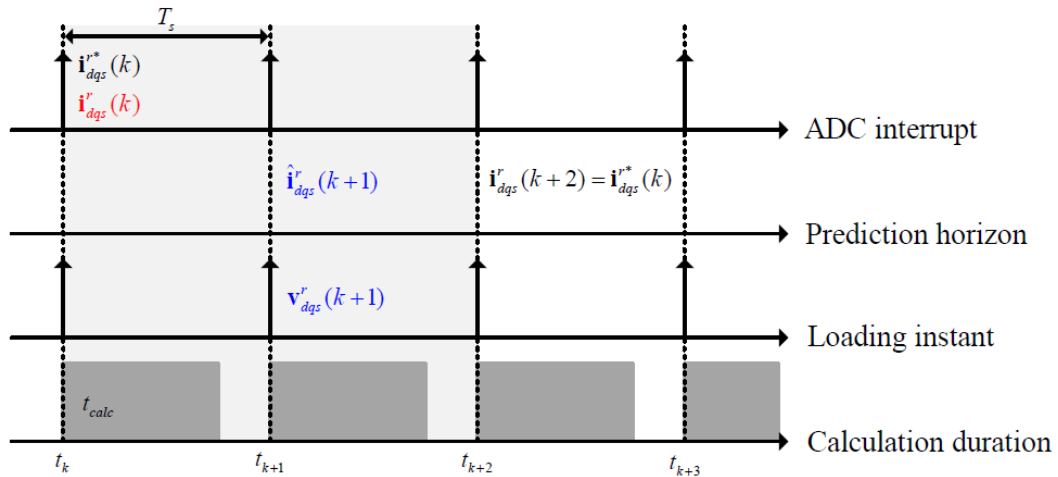
πραγματικό χρόνο t_k δείχθηκαν παραπάνω στο μοντέλο του προβλεπτικού ελέγχου. Παρακάτω γίνεται ο υπολογισμός των τάσεων που θα εφαρμοστούν σε 2 περιόδους δειγματοληψίας:

$$v_{ds}^e(k+2) = r_s i_{ds}^e(k+1) + L_s \frac{i_{ds,ref}^e - i_{ds}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_{qs}^e(k+1) \quad (5.31)$$

$$v_{qs}^e(k) = r_s i_{qs}^e(k) + L_s \frac{i_{qs,ref}^e - i_{qs}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_{ds}^e(k) + \omega_e \Lambda_{mf} \quad (5.32)$$



Σχήμα 5.12 Ιδανικός χρονισμός για τον PWM προβλεπτικό έλεγχο χρησιμοποιώντας DSP. [11]



Σχήμα 5.13 Αναπληρωμένη καθυστέρηση χρονισμού για τον PWM προβλεπτικό έλεγχος χρησιμοποιώντας DSP. [11]

6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

6.1 Μηχανή Μονίμων Μαγνητών

Η μοντελοποίηση της ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών έγινε βάσει του δυναμικού μοντέλου dq. Τέτοια μοντελοποίηση ήταν απαραίτητη για την ανάλυση δυναμικής και μεταβατικής απόκρισης της μηχανής μονίμων μαγνητών με επιφανειακούς μαγνήτες. Στο μοντέλο αυτό δεν λαμβάνονται υπόψη οι απώλειες μαγνητικού κορεσμού και απώλειες σιδήρου. Οι εξισώσεις που χρησιμοποιήθηκαν για να γίνει η περιγραφή των πεπλεγμένων ροών του μοντέλου σε περιβάλλον Matlab/Simulink είναι οι παρακάτω:

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_e \psi_{qs} \quad (6.1)$$

$$\frac{d\psi_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_e \psi_{ds} \quad (6.2)$$

Οι σχέσεις για την ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι παρακάτω:

$$T_e - T_m = J \frac{2}{P} \frac{d\omega_e}{dt} + F \frac{2}{P} \omega_e, \quad T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (6.3), (6.4)$$

Και οι πεπλεγμένες ροές είναι οι εξής:

$$i_{ds} = \frac{\psi_{ds}}{L_{ds}} - \frac{\Lambda_{pm}}{L_{ds}} \quad (6.5)$$

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs}}{L_{qs}} \quad (6.6)$$

Οι παραπάνω σχέσεις αποτελούν το μοντέλο της ηλεκτρικής μηχανής, δέχονται ως είσοδο τις τρεις τάσεις κάθε φάσης και από αυτές εξάγουν τα απαραίτητα μεγέθη που χρειάζονται ώστε να είναι διαφανείς η συμπεριφορά της ηλεκτρικής μηχανής. Τα μεγέθη αυτά είναι τα 3 - φασικά ρεύματα που ρέουν στα τυλίγματα στάτη, η ηλεκτρομαγνητική ροπή, η μηχανική ταχύτητα δρομέα καθώς και οι πεπλεγμένες ροές. Μερικά αυτά αποτελούν αναδράσεις της τεχνικής διανυσματικού ελέγχου οπότε στέλνονται πίσω στην μονάδα ελέγχου.

Οι αναδράσεις στο μοντέλο είναι απαραίτητες για να γίνουν οι απαραίτητοι υπολογισμοί. Στους μετασχηματισμούς (Clarke, Park) που μετατρέπουν το πλαίσιο αναφοράς από 3 - φασικό στατό σε 2 - φασικό στρεφόμενο με σύγχρονη ταχύτητα, όπου ο άξονα "α" του 2 - φασικού πλαισίου έχει ευθυγραμμιστεί με τον άξονα "a" του τριφασικού, είναι απαραίτητο το μέγεθος της μηχανικής γωνίας " θ_e " που εξάγεται από το τελικό υποσύστημα του δυναμικού μοντέλου.

Στον υπολογισμό των μαγνητικών ροών στο 2 - φασικό πλαίσιο είναι απαραίτητα τα ρεύματα στο ίδιο πλαίσιο τα οποία επίσης εξάγονται από το επόμενο στάδιο.

Παρακάτω φαίνονται τα διαφορετικά βήματα του μοντέλου αναλυτικά:

Μετασχηματισμός φασικών τάσεων από 3 - φασικό πλαίσιο αναφοράς σε στατό 2 - φασικό πλαίσιο αναφοράς (Μετασχηματισμός Clarke) και μετασχηματισμός των τάσεων από 2 - φασικό στατό πλαίσιο αναφοράς σε 2 - φασικό στρεφόμενο με σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς (Μετασχηματισμός Park). Στο πρώτο στάδιο που γίνεται ο μετασχηματισμός Clarke ακολουθούνται οι παρακάτω σχέσεις:

$$v_\alpha = v_{ds}^s = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = v_{as} \quad (6.7)$$

$$v_\beta = v_{qs}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} - \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \quad (6.8)$$

που αναφέρθηκαν και στο κεφάλαιο 3 όπου έγινε η ανάλυση των μετασχηματισμών. Για τον μετασχηματισμό Park που υλοποιείται μετά τον τελευταίο αποπλέκτη εφαρμόζονται οι παρακάτω σχέσεις:

$$v_q^e = v \cos(\theta_e) - v \sin(\theta_e) \quad (6.9)$$

$$v_d^e = v_{qs}^s \sin(\theta_e) + v_{ds}^s \cos(\theta_e) \quad (6.10)$$

Ο υπολογισμός των μαγνητικών ροών στον ευθύ και εγκάρσιο άξονα του σύγχρονα στρεφόμενου 2 - φασικού πλαισίου αναφοράς γίνεται με τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_e \psi_{qs} \quad (6.11)$$

$$\frac{d\psi_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_e \psi_{ds} \quad (6.12)$$

Αφού έχουν υπολογιστεί οι μαγνητικές ροές της μηχανής, ύστερα μπορούν να υπολογιστούν και τα ρεύματα στο στρεφόμενο πλαίσιο d-q. Οι σχέσεις που χρησιμοποιούνται για το υπολογισμό είναι οι εξής:

$$i_{ds} = \frac{\psi_{ds}}{L_{ds}} - \frac{\Lambda_{pm}}{L_{ds}} \quad (6.13)$$

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs}}{L_{qs}} \quad (6.14)$$

Αφού τα ρεύματα και οι ροές του ευθύ και του εγκάρσιου άξονα είναι γνωστές, τότε μπορεί να βρεθεί η ηλεκτρομαγνητική ροπή που έχει στην έξοδό της η μηχανή μέσω της σχέσης 6.15:

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (6.15)$$

Με την ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής γνωστή γίνεται δυνατή η εύρεση της μηχανικής ταχύτητας αν θεωρούνται γνωστά μεγέθη η ροπή φορτίου και η τριβή. Η σχέση 6.16 της ηλεκτρομαγνητικής ταχύτητας και το υποσύστημα που την υλοποιεί στην προσομοίωση φαίνονται στο Παράρτημα:

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_m - F\omega_e) \quad (6.16)$$

Για την μετατροπή της ηλεκτρομαγνητικής ταχύτητας σε μηχανική ταχύτητα (rad/sec) ισχύει η ακόλουθη σχέση:

$$\omega_m = \frac{P}{2} \omega_e \quad (6.17)$$

Τέλος, γίνεται ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park και Clarke ώστε να εξαχθούν τα 3 - φασικά ρεύμα του πλαισίου a-b-c όπως γίνεται και στο πείραμα. Τα τριφασικά ρεύματα αποτελούν αναδράσεις που οδηγούνται στο σύστημα ελέγχου ώστε να γίνονται οι απαραίτητοι υπολογισμοί. Οι σχέσεις 6.18 και 6.19 είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park:

$$v_\beta = v_q^s = v_q^e \cos(\theta_e) + v_d^e \sin(\theta_e) \quad (6.18)$$

$$v_\alpha = v_d^s = -v_q^e \sin(\theta_e) + v_d^e \cos(\theta_e) \quad (6.19)$$

Ενώ οι σχέσεις 6.20, 6.21 και 6.22 μετασχηματίζουν το πλαίσιο αναφοράς από 2 - φασικό στατό α-β στο γνωστό 3 - φασικό στατό a-b-c:

$$v_{as} = v_{ds}^s \quad (6.20)$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{2}v_{ds}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{qs}^s \quad (6.21)$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{2}v_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ds}^s \quad (6.22)$$

Σημειώνεται ότι όλες οι παράμετροι που φαίνονται στο δυναμικό μοντέλο της μηχανής όπως οι αντιστάσεις, οι αυτεπαγωγές, οι πόλοι, η ροπή αδράνειας και η τριβή καθορίζονται βάσει της πραγματικής μηχανής όπου έγινε το πείραμα και σχεδιάστηκε στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος. Οι ακριβείς τιμές των παραμέτρων αυτών φαίνονται στο Παράρτημα της εργασίας αυτής.

6.2 Παραγωγή Σημάτων SVPWM

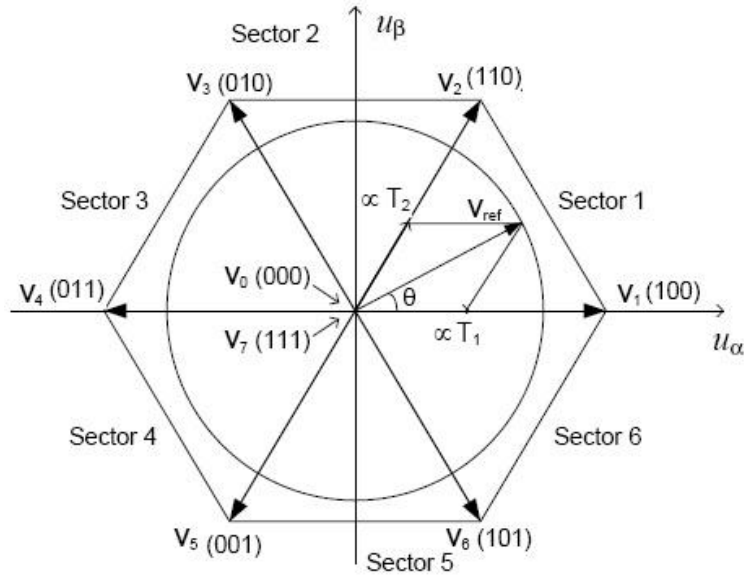
Ένα σημαντικό κομμάτι της προσομοίωσης είναι η παραγωγή των σημάτων οδήγησης των ημιαγωγίων διακοπών του αντιστροφέα τα οποία τα δημιουργεί ο διαμορφωτής SVPWM. Ο διαμορφωτής αυτός δέχεται ως είσοδο την φάση σε 2 - φασικό στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha - \beta$ και στην έξοδό του παράγει τα σωστά σήματα οδήγησης ώστε ο αντιστροφέας να δημιουργήσει το επιθυμητό διάνυσμα τάσης. Η τάση εισόδου προέρχεται από του γραμμικούς ελεγκτές PI που προηγούνται του διαμορφωτή SVPWM.

Τα υποσυστήματα του διαμορφωτή SVPWM είναι μερικά και έχουν αναλυθεί στο Κεφάλαιο 4 [8]. Το μοντέλο που υπάρχει στο Παράρτημα έχει χωρισμένα blocks τα οποία τρέχουν διαφορετικό κώδικα το καθένα και υλοποιούν κάθε βήμα της διαμόρφωσης. Ο κώδικας που τρέχει κάθε block βρίσκεται στο Παράρτημα στο τέλος της εργασίας. Παρακάτω αναλύονται οι λειτουργίες κάθε block:

- Το πρώτο block μετράει το μέτρο και την γωνία του διανύσματος τάσης αναφοράς. Τα μεγέθη αυτά είναι απαραίτητα για υπολογισμούς που γίνονται σε επόμενο στάδιο. Οι τύποι του μέτρου και της γωνίας που έχουν γραφτεί σε κώδικα είναι οι παρακάτω:

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}, \quad \theta = \angle \bar{V}_{ref} = \tan^{-1} \left(\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}} \right) \quad (6.23)$$

- Το δεύτερο block βρίσκει σε ποιον τομέα βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς. Στην είσοδο του δέχεται την γωνία του διανύσματος αναφοράς της τάσης και η έξοδός του είναι η μεταβλητή $n=1,2,\dots,6$. Κάθε αριθμός από το 1 έως το 6 αντιστοιχεί σε έναν τομέα όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1:



Σχήμα 6.1 Στατά χωρικά διανύσματα και το διάνυσμα τάσης αναφοράς. [25]

Π.χ. Αν $n = 3$, το διάνυσμα τάσης που πρέπει να δημιουργήσει ο διαμορφωτής βρίσκεται στον τομέα (sector) 3.

- Το τρίτο block κάνει την αναγωγή του διανύσματος τάσης στον πρώτο τομέα ώστε να γίνει διευκόλυνση των πράξεων στην πορεία. Ουσιαστικά, η μεταβλητή εξόδου του block είναι μια γωνία με τιμή από το διάστημα $[0, \frac{\pi}{3}]$ rad.
- Ο σκοπός του τέταρτου block είναι να υπολογίσει τους χρόνους συμμετοχής T_0, T_1, T_2 των μηδενικών διανυσμάτων χώρου και των διανυσμάτων χώρου \bar{V}_1, \bar{V}_2 αντίστοιχα. Για των υπολογισμό των χρόνων συμμετοχής είναι απαραίτητες ως είσοδοι η αναγμένη γωνία του διανύσματος αναφοράς, η περίοδος της διαμόρφωσης που εξαρτάται από το φέρον σήμα, το πλάτος του διανύσματος αναφοράς καθώς και η συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα. Οι σχέσεις που χρησιμοποιούνται από την θεωρία στο block αυτό είναι οι παρακάτω:

$$T_1 = T_s m_a \sin\left(60^\circ - \theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (6.24)$$

$$T_2 = T_s m_a \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (6.25)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (6.26)$$

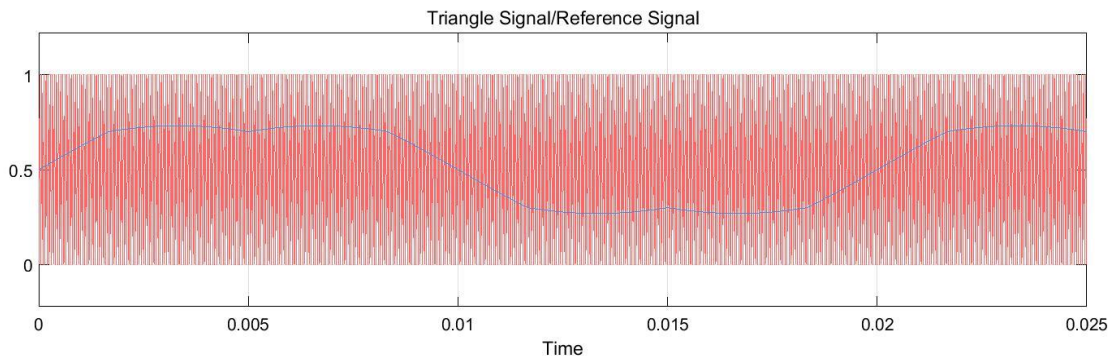
- Το πέμπτο block δέχεται στην είσοδο του τους χρόνους συμμετοχής T_0, T_1, T_2 των στατών διανυσμάτων χώρου και την μεταβλητή n που αναπαριστά τον τομέα όπου βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς. Στην έξοδο του εξάγει του

χρόνους αγωγής των τριών άνω ημιαγωγίμων διακοπών του αντιστροφέα. Οι χρόνοι αυτοί όπως είναι γνωστό από την θεωρία έχουν τιμή από το διάστημα $[0, T_s]$ και το άθροισμα των τριών χρόνων θα πρέπει να είναι T_s . Συνεπώς, τα τρία αυτά σήματα θα σχηματίζουν κυματομορφές που δεν μπορούν να έχουν πλάτος μεγαλύτερο του T_s . Οι σχέσεις για τους χρόνους αγωγής των διακοπών S_a, S_b, S_c έχουν διατυπωθεί στο κεφάλαιο 4 όπου αναλύεται η διαμόρφωση SVPWM.

- Το τελευταίο βήμα πριν την παραγωγή των σημάτων SVPWM είναι το παρακάτω. Θα πρέπει να γίνει η σύγκριση του των σημάτων αναφοράς των διακοπών με ένα φέρον σήμα του οποίου η συχνότητα καθορίζεται από τον σχεδιαστή. Στην προκειμένη περίπτωση, η συχνότητα της διαμόρφωσης είναι 20 kHz. Το φέρον σήμα έχει τριγωνική μορφή και πλάτος 1. Τα σήματα που παράγονται από το προηγούμενο block έχουν μέγιστο πλάτος T_s όμως θα πρέπει να γίνει αναγωγή στο πλάτος του φέροντος σήματος ώστε να συγκριθούν. Για αυτό τα σήματα αυτά πολλαπλασιάζονται με την συχνότητα της διαμόρφωσης για να έχουν μέγιστο ίσο πλάτος ίσο με του φέροντος σήματος:

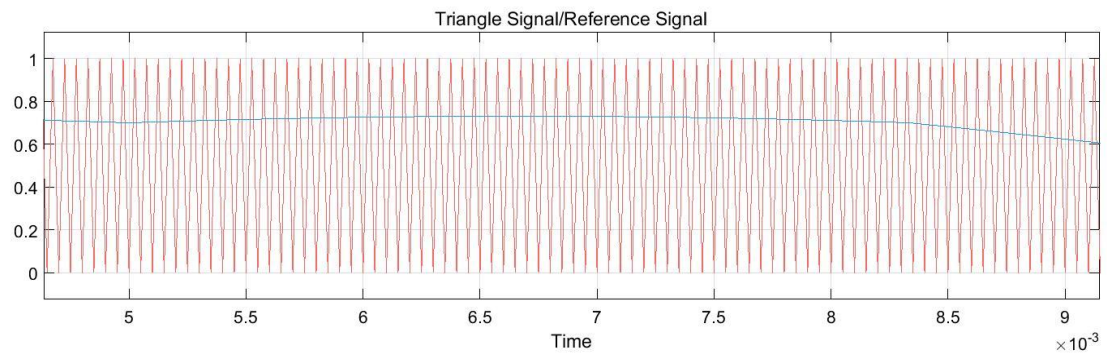
$$T_s f_s = 1 \quad (6.27)$$

Στο σχήμα 6.2 φαίνονται το τριγωνικό φέρον σήμα και το σήμα αναφοράς τα οποία συγκρίνονται για να δημιουργηθούν οι παλμοί οδήγησης του ημιαγωγίμου διακόπτη S_a . Η είσοδος που έχει δοθεί στον διαμορφωτή διανυσμάτων χώρου SVPWM είναι τρία ημιτονοειδή σήματα με πλάτος 20V και συχνότητα 50 Hz με διαφορά φάσης 120° . Συνεπώς ο διαμορφωτής δημιουργεί παλμούς οδήγησης για τον αντιστροφέα ώστε να δημιουργήσει αυτήν την τάση αναφοράς.



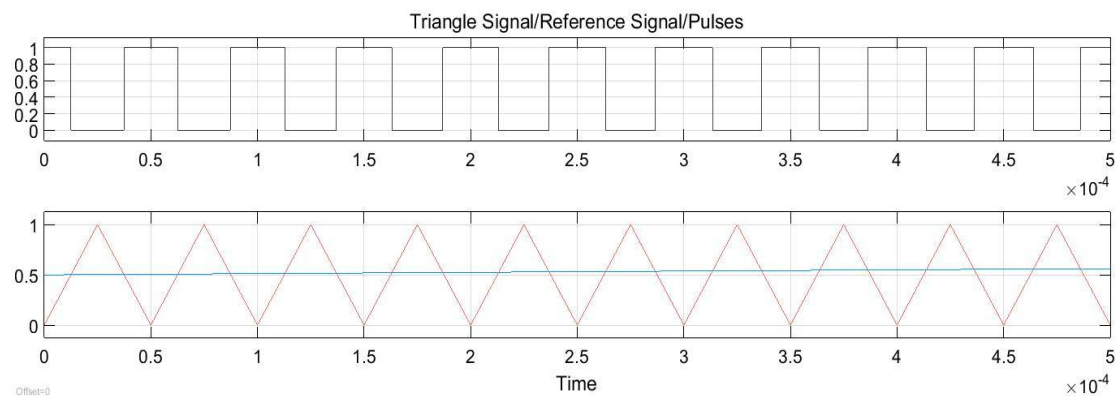
Σχήμα 6.2 Σύγκριση τριγωνικού σήματος με το σήμα αναφοράς για μια φάση.

Το σήμα αναφοράς στο σχήμα 6.2 είναι εμφανές, όμως για να δειχθεί καλύτερα και το τριγωνικό φέρον σήμα γίνεται εστίαση σε ένα μικρότερο διάστημα στο σχήμα 6.3:



Σχήμα 6.3 Εστιασμένο σήμα αναφοράς και φέρως σήμα τα οποία συγκρίνονται για την παραγωγή παλμών οδήγησης.

Τέλος, ενδεικτικά φαίνονται οι παλμοί οδήγησης που παράγονται από την σύγκριση των δύο σημάτων που φαίνονται παραπάνω με μεγαλύτερη εστίαση:

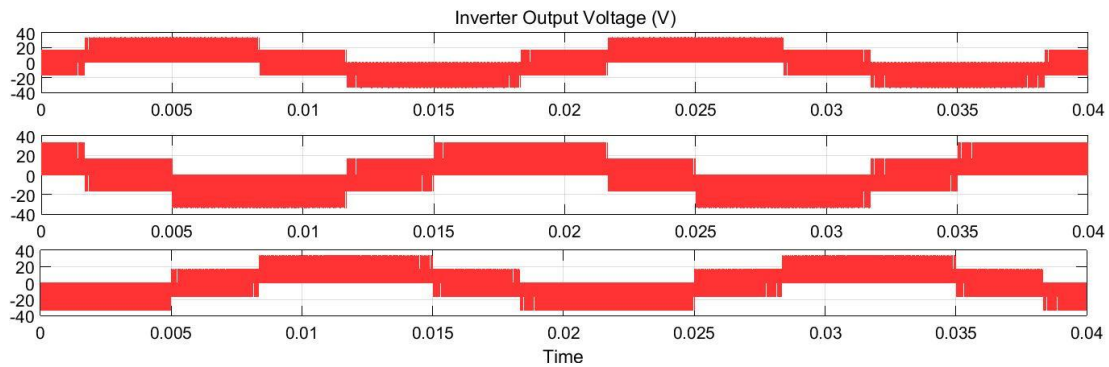


Σχήμα 6.4 Οι παλμοί οδήγησης που προκύπτουν από τη σύγκριση του σήματος αναφοράς και φέροντος.

6.3 Αντιστροφείας

Ο αντιστροφείας στην προσομοίωση έχει υλοποιηθεί με block που τρέχει κώδικα της Matlab ο οποίος περιγράφει την λειτουργία του αντιστροφέα. Παρακάτω φαίνεται ο αντιστροφείας υλοποιημένος στο Simulink του οποίου οι ημιαγωγίμοι διακόπτες είναι ιδεατοί και δεν θεωρούνται ότι έχουν απώλειες.

Ο αντιστροφείας δέχεται στην είσοδο του τους παλμούς οδήγησης των τριών διακοπών του από τον διαμορφωτή SVPWM και την πηγή τάσης V_{in} . Στην έξοδο του είναι οι τρεις φασικές τάσεις που οδηγούνται στο μοντέλο της ηλεκτρικής μηχανής. Στο σχήμα 6.5 φαίνονται οι τρεις τάσεις της εξόδου του αντιστροφέα αν στην είσοδο του διαμορφωτή δοθούν αναφορές τάσης με μέτρο 20 V και συχνότητα 50 Hz που έχουν 120° μεταξύ τους:



Σχήμα 6.5 Φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα.

6.4 Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης

Στην ενότητα αυτήν θα αναδειχθούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που έγιναν μέσω του προγράμματος Matlab Simulink. Το μοντέλο που σχεδιάστηκε προσομοιώνει το συνολικό σύστημα ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (Field - Oriented Control), το οποίο υλοποιήθηκε πρακτικά στο εργαστήριο. Τα υποσυστήματα αυτού του μοντέλου είναι τα εξής:

- *Μονάδα Ελέγχου:* Σε αυτό το υποσύστημα γίνεται η σύγκριση της ταχύτητας και ρευμάτων του κινητήρα με τα αντίστοιχα που δίδονται στην είσοδο, δηλαδή την ταχύτητα και τα ρεύματα αναφοράς.
- *Μετατροπείς του Πλαισίου Αναφοράς από Στατό Τριφασικό σε Διφασικό Στατό και Διφασικό Στρεφόμενο:* Εδώ γίνονται οι μετασχηματισμοί Clarke-Park και οι αντίστροφοι τους, οι οποίοι είναι απαραίτητοι ώστε να μετατρέπονται τα ρεύματα από ημιτονοειδούς μορφής σε σταθερές.
- *Μονάδα Παραγωγής Σημάτων SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) και αντιστροφέας:* Αυτό το σύστημα δέχεται ως είσοδο την τάση σε στρεφόμενο διφασικό πλαίσιο α - β , παράγει τα κατάλληλα σήματα PWM που οδηγούνται στα ημιαγωγία στοιχεία (mosfet) του ιδανικού αντιστροφέα ώστε να παραχθεί η τριφασική τάση.
- *Σύγχρονη Μηχανή:* Αυτό το υποσύστημα είναι η μοντελοποίηση της διπολικής σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών. Δέχεται ως είσοδο την τριφασική τάση του αντιστροφέα και στην έξοδό του λαμβάνεται η μαγνητική ροπή καθώς και η ταχύτητα δρομέα και τα ρεύμα που αποτελούν την ανάδραση του συστήματος ελέγχου.

6.4.1 Χαρακτηριστικά του Μοντέλου

Στο μοντέλο χρησιμοποιήθηκαν τα παρακάτω χαρακτηριστικά που υλοποιήθηκαν επίσης και μέσω του μικροεπεξεργαστή στο πειραματικό κομμάτι:

- Στο δυναμικό μοντέλο της μηχανής χρησιμοποιήθηκαν τα στοιχεία που πάρθηκαν από τη σχεδίαση της μέσω του εργαλείου FEMM. Για τον υπολογισμό της τριβής ακολουθήθηκε η μέθοδος μέσω πειραματικών μετρήσεων. Στον πίνακα 6-1 φαίνονται τα στοιχεία της ηλεκτρικής μηχανής:

Ονομαστική Ροπή - T_N	1.2 Nm
Ονομαστική Ταχύτητα - ω_N	2000 ΣΑΛ
Τάση Εισόδου Αντιστροφέα - V_{dc}	50 V
Φασική Αντίσταση - R_s	0.12453 Ω
Αυτεπαγωγή Ορθού Άξονα - L_d	0.0151 H
Αυτεπαγωγή Εγκάρσιου Άξονα - L_q	0.01511 H
Μαγνητική Ροή Δρομέα - λ_{mf}	0.0570947 Wb
Αριθμός Πόλων - P	2
Συντελεστής Τριβής - F	0.0005 Ns/m
Ροπή Αδράνειας - J	0.00049 kg*cm ²

Πίνακας 6-1 Χαρακτηριστικά της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών. [12]

- Ο αντιστροφέας είναι ιδανικός με ημιαγωγία στοιχεία mosfet.
- Το μέγιστο ρεύμα για το οποίο έχει σχεδιαστεί η μηχανή είναι 20 A, συνεπώς στο μοντέλο έχει τεθεί περιοριστής ρεύματος με αυτήν την τιμή.
- Η συχνότητα της προσομοίωσης και των σημάτων PWM συμφωνεί με αυτήν του μικροεπεξεργαστή στο πείραμα και είναι $f_s = 20$ kHz.

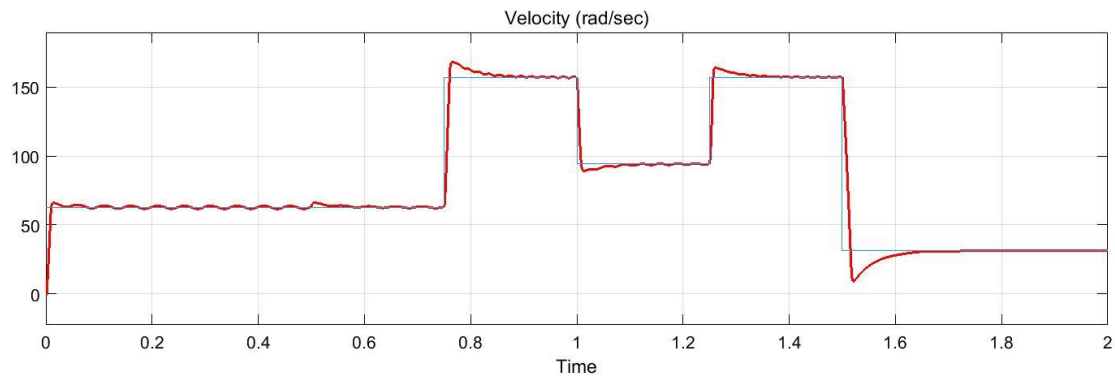
6.4.2 Επιδόσεις Διανυσματικού Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου με Διαμόρφωση Χωρικών Διανυσμάτων

Σε αυτήν την ενότητα θα εξεταστούν διάφορες μεταβατικές καταστάσεις καθώς και η μόνιμη κατάσταση σε διάφορα σημεία λειτουργίας του κινητήρα. Με μεταβάσεις εννοούνται διαφορές στο φορτίο ή την ταχύτητα αναφοράς του ηλεκτρικού κινητήρα. Παρακάτω γράφονται οι μεταβατικές καταστάσεις που παρουσιάζονται στα σχήματα που ακολουθούν:

- *Μεταβατικό 1:* ($t=0$ sec) Εκκίνηση σε ταχύτητα 600 ΣΑΛ ή 62,8 rad/sec με ονομαστικό φορτίο 12 kg cm².
- *Μεταβατικό 2:* ($t=0.5$ sec) Βηματική αύξηση φορτίου σε 0.5884 Nm.
- *Μεταβατικό 3:* ($t=0.75$ sec) Μεταβολή κυκλικής ταχύτητας σε $\omega_m=157.1$ rad/sec ή 1500 ΣΑΛ.
- *Μεταβατικό 4:* ($t=1$ sec) Μεταβολή κυκλικής ταχύτητας σε $\omega_m=94.25$ rad/sec ή 900 ΣΑΛ.
- *Μεταβατικό 5:* ($t=1.25$ sec) Μεταβολή κυκλικής ταχύτητας σε $\omega_m=157.1$ rad/sec ή 1500 ΣΑΛ και βηματική μείωση φορτίου σε 0.198 Nm.

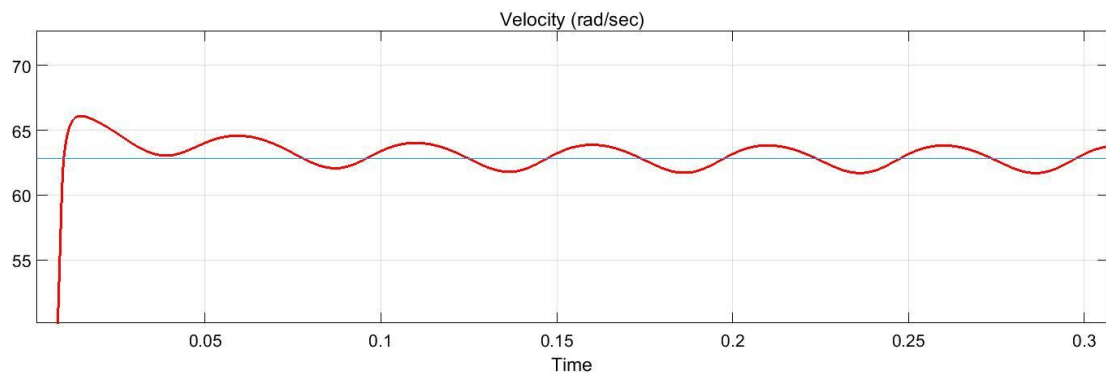
- **Μεταβατικό 6:** ($t=1.5$ sec) Μεταβολή κυκλικής ταχύτητας σε $\omega_m=31.8$ rad/sec ή 300 ΣΑΛ.

Παρακάτω θα δούμε τη μεταβολή της ταχύτητας του δρομέα, των τριφασικών ρευμάτων, της μαγνητικής ροπής, των ρευμάτων σε στρεφόμενο διφασικό πεδίο και της φασικής τάσης εισόδου του ηλεκτρικού κινητήρα. Τα κέρδη των ελεγκτών PI καθορίστηκαν $K_{vel_p}=1.43$ και $K_{vel_i}=34.75$, ενώ για τους ελεγκτές ρεύματος έχουν επιλεγθεί τα κέρδη $K_{cur_p}=45$ και $K_{cur_i}=500$.



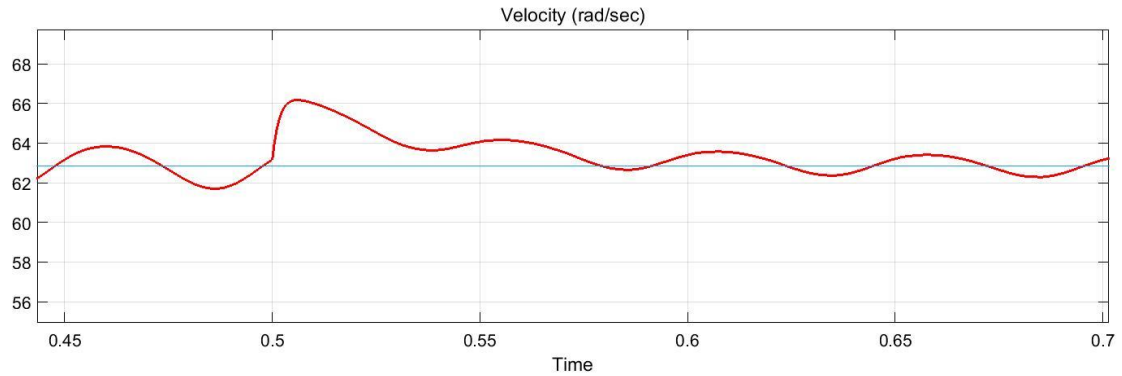
Σχήμα 6.6 Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο).

Στην εκκίνηση παρατηρούμε μια υπερύψωση έως τα 67 rad/sec ενώ ο χρόνος που η ταχύτητα φτάνει σε μόνιμη κατάσταση είναι 0.15 sec. Η κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση είναι ± 1 rad/sec. Παρακάτω φαίνεται εστιασμένη η εκκίνηση του συστήματος:



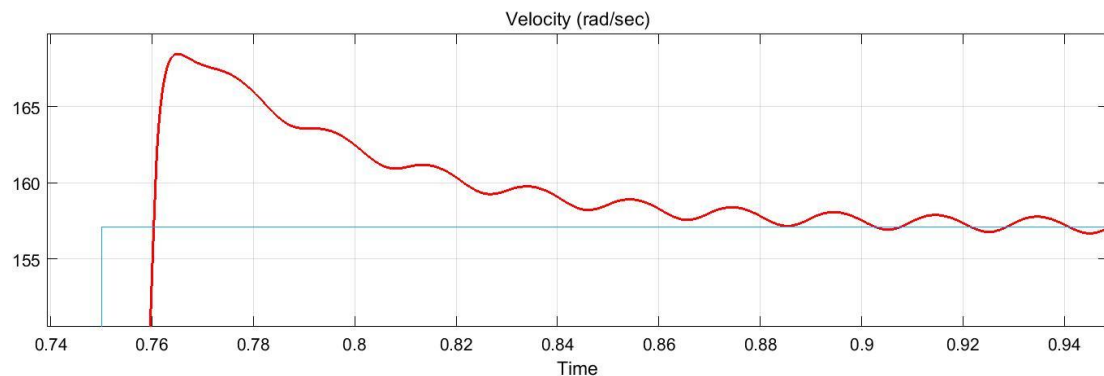
Σχήμα 6.7 Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Εκκίνηση.

Στο δεύτερο μεταβατικό φαινόμενο όπου το φορτίο μειώνεται στα 6 kg cm^2 παρατηρείται μια υπερύψωση της ταχύτητας στα 66.2 rad/sec και ο χρόνος για να φθάσει το σύστημα στην μόνιμη κατάσταση είναι 0.16 sec. Η κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση είναι ± 0.6 rad/sec.



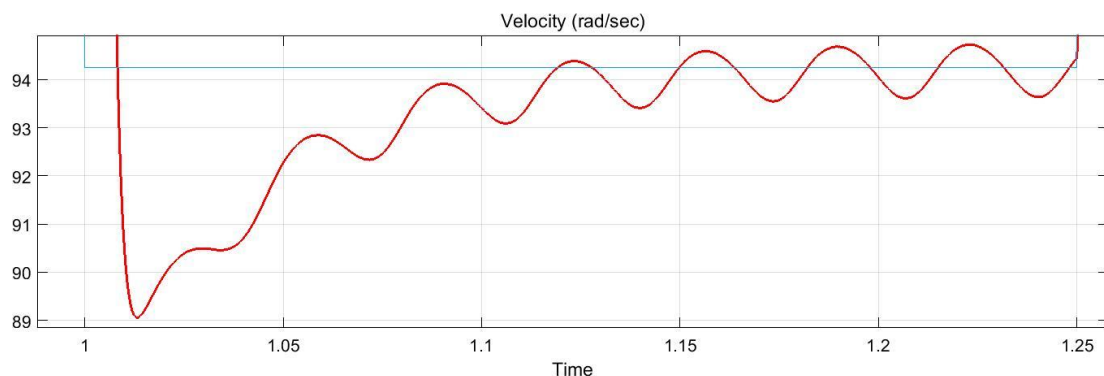
Σχήμα 6.8 Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Δεύτερο μεταβατικό.

Στο τρίτο μεταβατικό γίνεται μια υπερύψωση στα 168.5 rad/sec και ο χρόνος σταθεροποίησης στη μόνιμη κατάσταση είναι 0.18 sec. Η κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση είναι όπως προηγουμένως, δηλ ± 0.6 rad/sec.



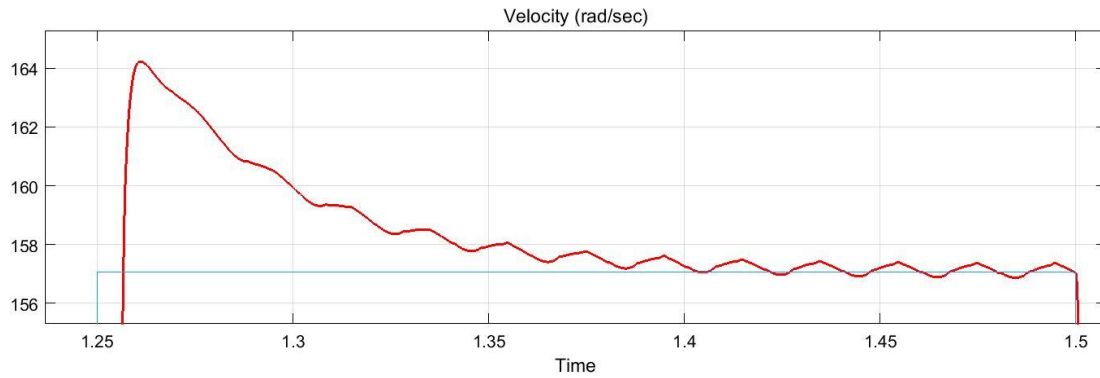
Σχήμα 6.9 Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Τρίτο μεταβατικό.

Στο τέταρτο μεταβατικό παρατηρείται μια βύθιση κυκλικής συχνότητας έως 89 rad/sec και ο χρόνος για τη νέα μόνιμη κατάσταση είναι γύρω στο 0.15 sec. Η κυμάτωση στη νέα μόνιμη κατάσταση είναι πάλι ± 0.6 rad/sec.



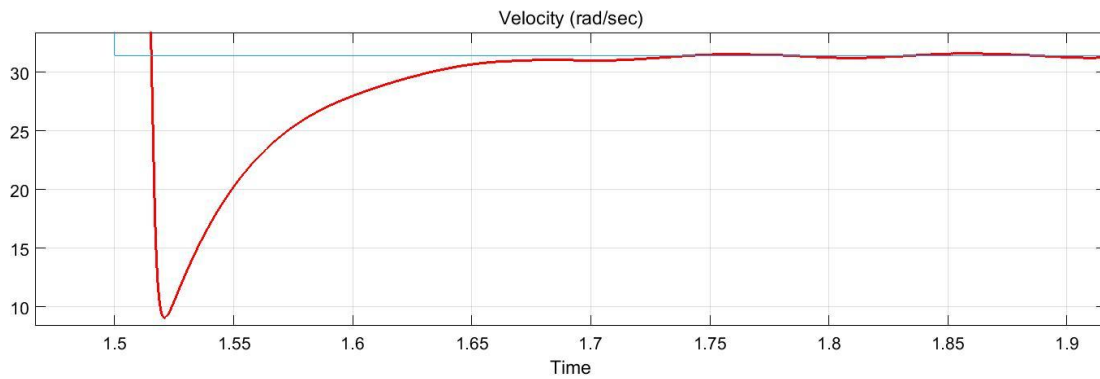
Σχήμα 6.10 Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Τέταρτο μεταβατικό.

Στην επόμενη μεταβατική κατάσταση η υπερύψωση είναι 164 rad/sec και ο χρόνος έως τη μόνιμη κατάσταση 0.2 sec. Η κυμάτωση για αυτήν την μόνιμη κατάσταση είναι ± 0.3 rad/sec.



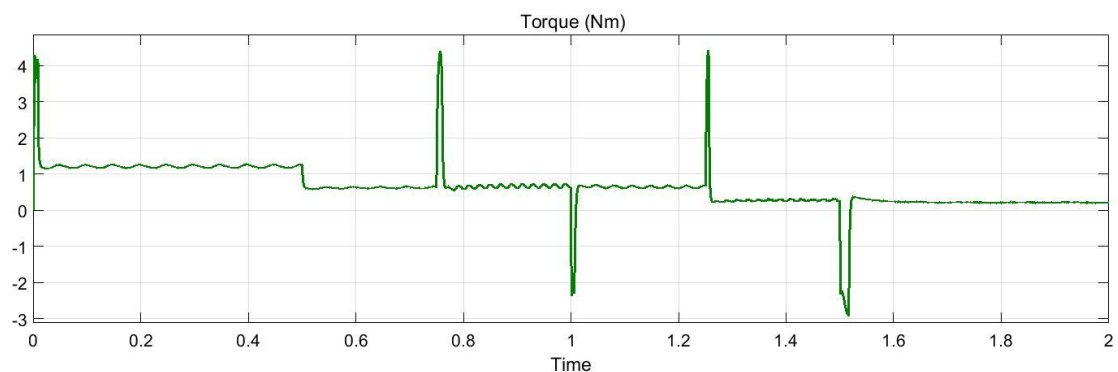
Σχήμα 6.11 Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Πέμπτο μεταβατικό.

Στην τελευταία μεταβατική κατάσταση, η βύθιση κυκλικής ταχύτητας φτάνει στα 9.5 rad/sec, ο χρόνος για φθάσει στη μόνιμη κατάσταση είναι 0.3 sec ενώ η κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση είναι ± 0.3 rad/sec.



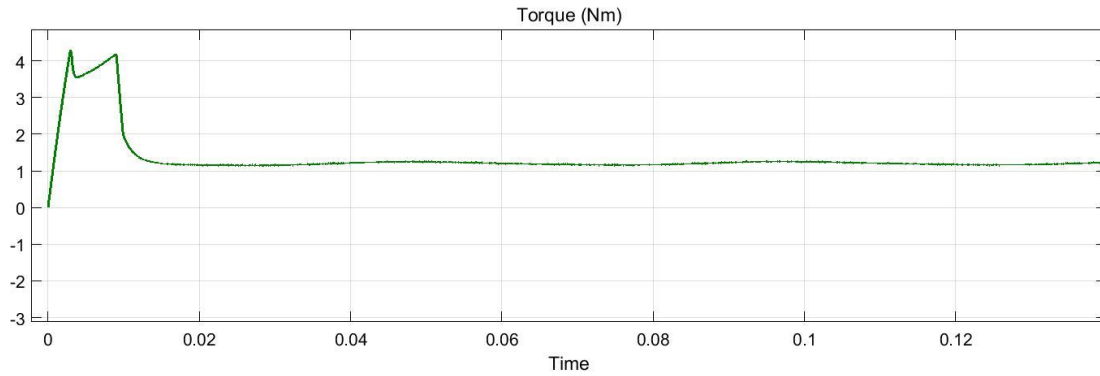
Σχήμα 6.12 Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Έκτο μεταβατικό.

Στο σχήμα 6.13 φαίνεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή της ηλεκτρική μηχανής:



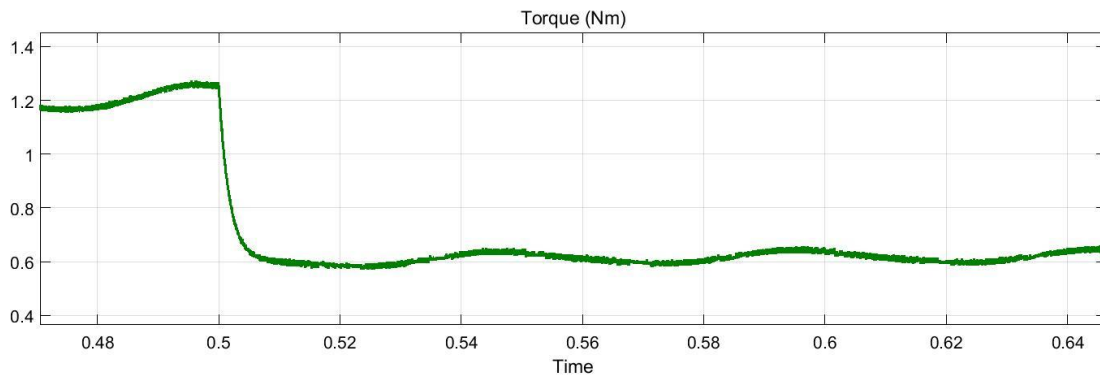
Σχήμα 6.13 Ηλεκτρομαγνητική ροπή μηχανής.

Όπως παρατηρούμε στο σχήμα 6.14, η ροπή στην εκκίνηση είναι ιδιαίτερα υψηλή, σχεδόν 3.5 φορές μεγαλύτερη από την ονομαστική γύρω στα 4.3 Nm. Η κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι ± 0.05 Nm.



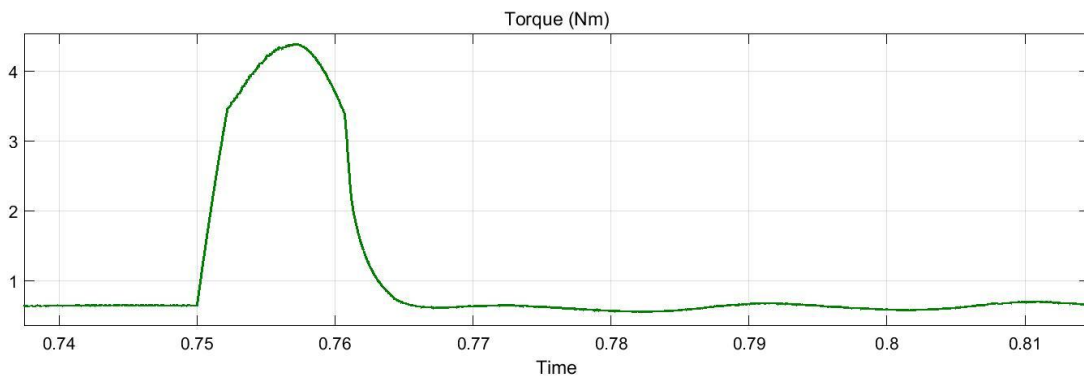
Σχήμα 6.14 Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Εκκίνηση.

Στην δεύτερη μεταβατική κατάσταση παρατηρείται πολύ γρήγορη απόκριση και σχεδόν καθόλου βύθιση της ροπής, ενώ η κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση είναι ± 0.03 Nm.



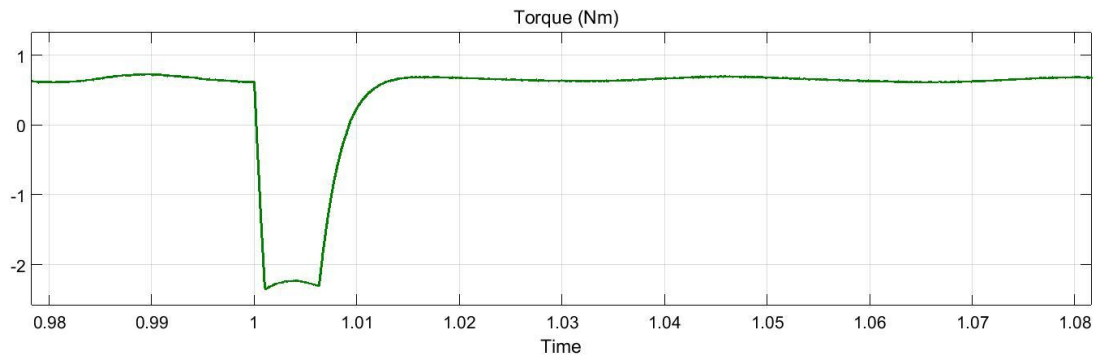
Σχήμα 6.15 Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Δεύτερο μεταβατικό.

Στο τρίτο μεταβατικό όπου επιταχύνεται ο κινητήρας, η ροπή έχει μια αύξηση έως 4.25 Nm. Έπειτα φτάνει στη μόνιμη κατάσταση όπου έχει μια κυμάτωση ± 0.03 Nm.



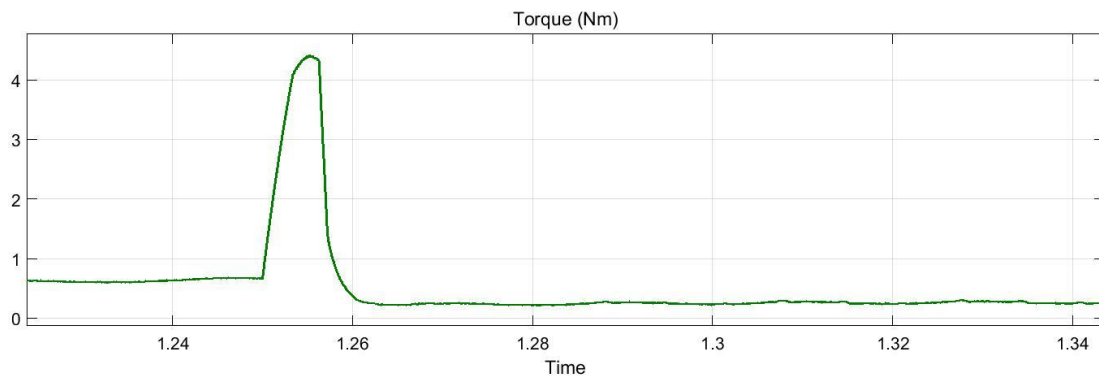
Σχήμα 6.16 Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Τρίτο μεταβατικό.

Στο τέταρτο μεταβατικό η ροπή μειώνεται στα -2.4 Nm για να επιβραδυνθεί ο κινητήρας. Στη συνέχεια μονιμοποιείται στη σταθερή τιμή ροπής 0.7 Nm για να αντισταθμίσει το φορτίο και την τριβή με μια κυμάτωση ± 0.03 Nm.



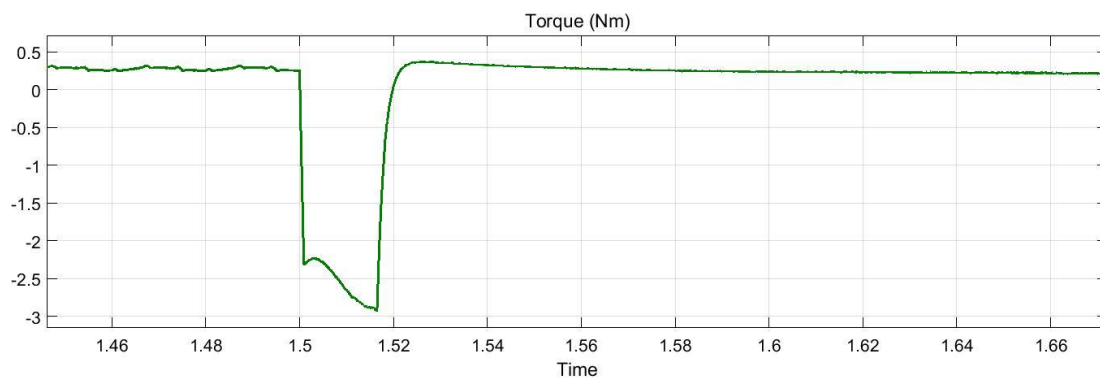
Σχήμα 6.17 Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Τέταρτο μεταβατικό.

Στο πέμπτο μεταβατικό βλέπουμε μια αύξηση της ροπής στα 4.4 Nm για να επιτευχθεί η επιτάχυνση. Στην μόνιμη κατάσταση παρατηρείται η κυμάτωση ± 0.03 Nm.



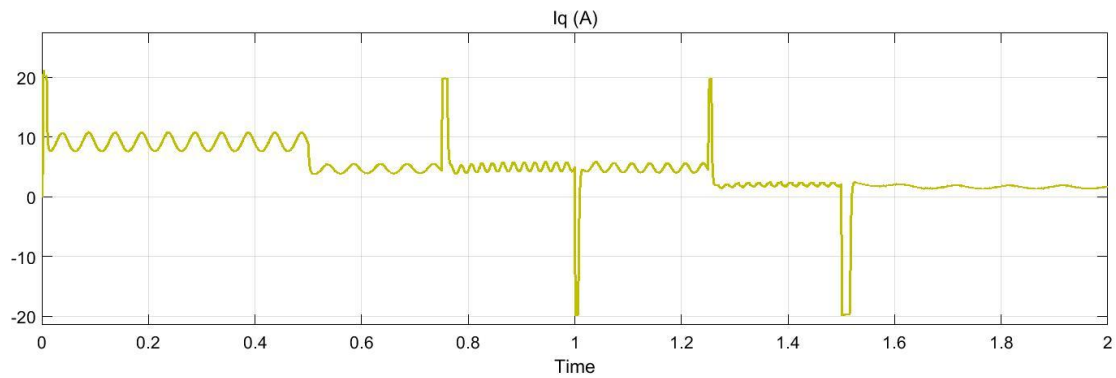
Σχήμα 6.18 Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Πέμπτο μεταβατικό.

Στο έκτο και τελευταίο μεταβατικό η ροπή μειώνεται στα -2.9 Nm ώστε να μειωθεί η ταχύτητα για να μονιμοποιηθεί με μια κυμάτωση ± 0.03 Nm.



Σχήμα 6.19 Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Έκτο μεταβατικό.

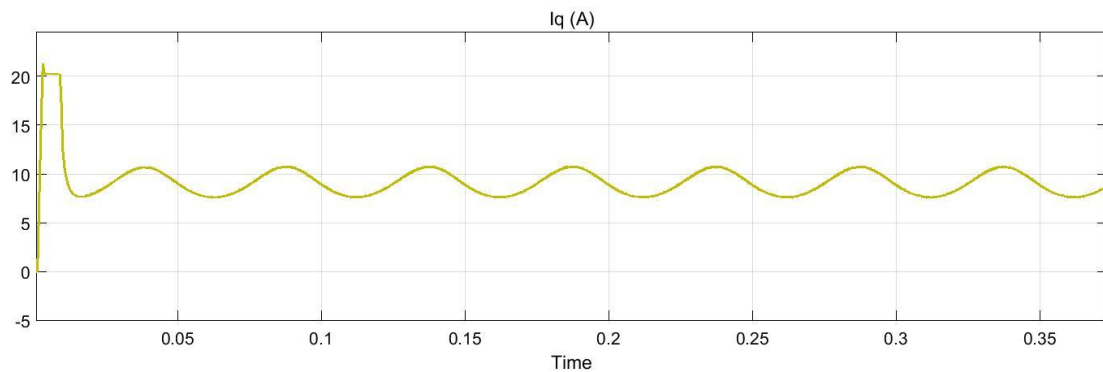
Στο σχήμα 6.20 φαίνεται το ρεύμα του εγκάρσιου άξονα που είναι άμεσα ανάλογο της ροπής σε όλες τις μεταβατικές καταστάσεις που αναφέρθηκαν παραπάνω:



Σχήμα 6.20 Ρεύμα εγκάρσιου άξονα.

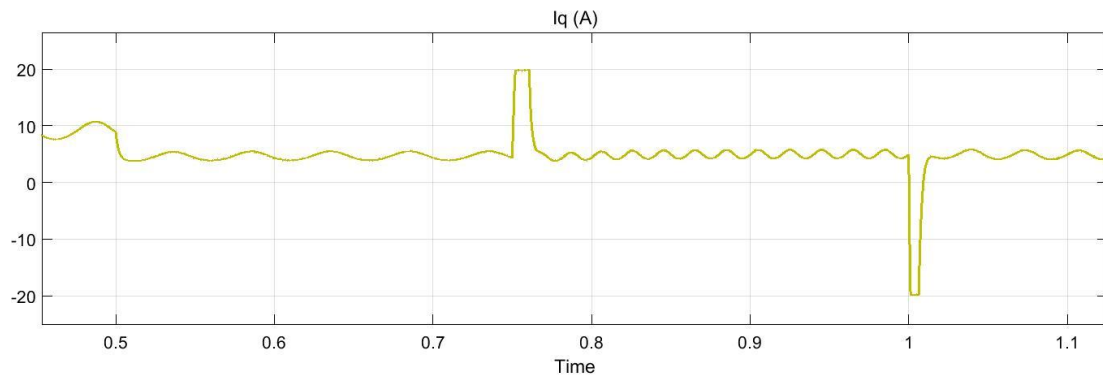
Όπως βλέπουμε, το ρεύμα έχει περιοριστεί στο μέγιστο 20 A για το οποίο έχει σχεδιαστεί ο διπολικός ηλεκτρικός κινητήρας. Το ρεύμα στον εγκάρσιο άξονα είναι απολύτως ανάλογο της ροπής που παρουσιάστηκε παραπάνω.

Στην εκκίνηση, για να προκληθεί μέγιστη ροπή και να επιτευχθεί η επιτάχυνση του κινητήρα, το ρεύμα φτάνει την μέγιστη τιμή του 20A. Στην μόνιμη κατάσταση υπάρχει μια κυμάτωση ± 1.5 A.



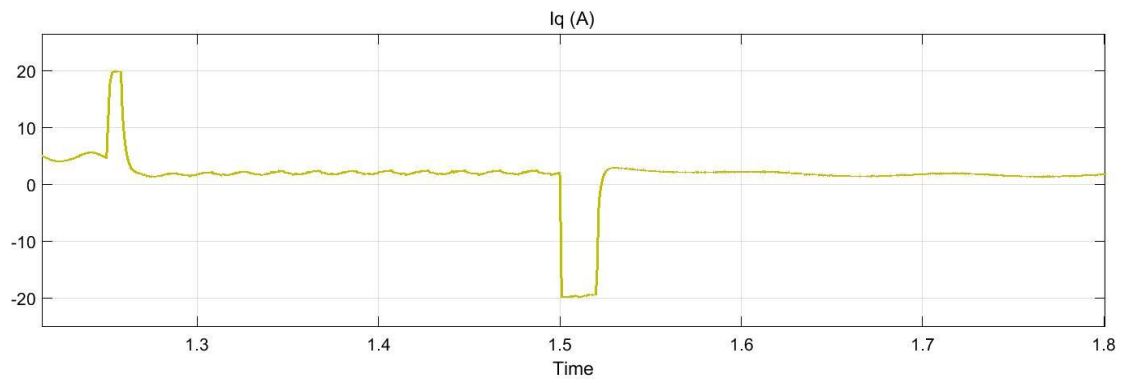
Σχήμα 6.21 Ρεύμα εγκάρσιου άξονα - Εκκίνηση.

Στην δεύτερη, τρίτη και τέταρτη μεταβατική κατάσταση η κυμάτωση είναι ± 0.8 A.



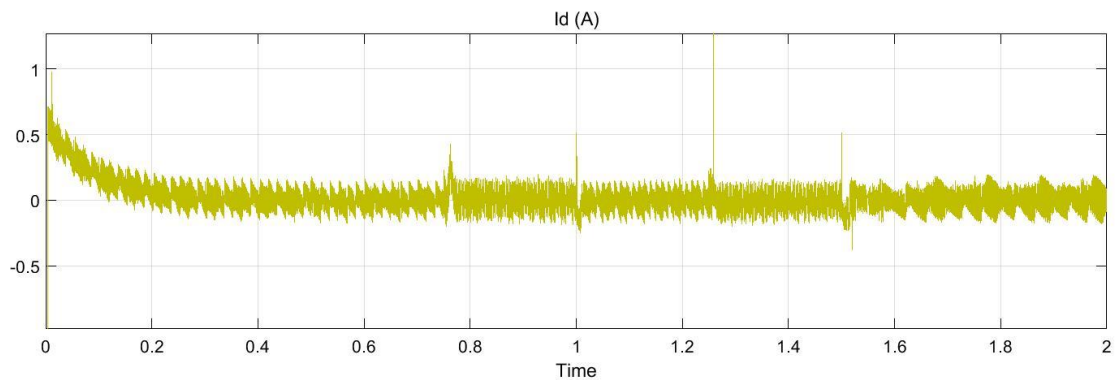
Σχήμα 6.22 Ρεύμα εγκάρσιου άξονα - Δεύτερο, τρίτο και τέταρτο μεταβατικό.

Στην πέμπτη και στην έκτη έχουμε την ίδια κυμάτωση ± 0.4 A.



Σχήμα 6.23 Ρεύμα εγκάρσιου άξονα - Πέμπτο και έκτο μεταβατικό.

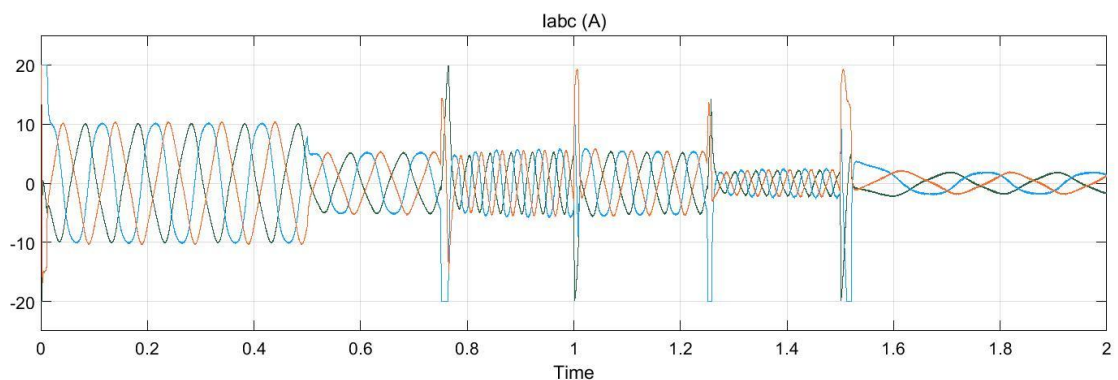
Πιο πάνω φαίνεται το ρεύμα στον ορθό άξονα και όπως ήταν αναμενόμενο, η μέση τιμή του ρεύματος είναι 0:



Σχήμα 6.24 Ρεύμα ορθού άξονα.

Σε κάθε μεταβατικό υπάρχει μια απόκλιση από την αναφορά με μέγιστη τιμή 0.6 A, ενώ η κυμάτωση που έχει το ρεύμα στην μόνιμη κατάσταση είναι γύρω στο 0.1 A.

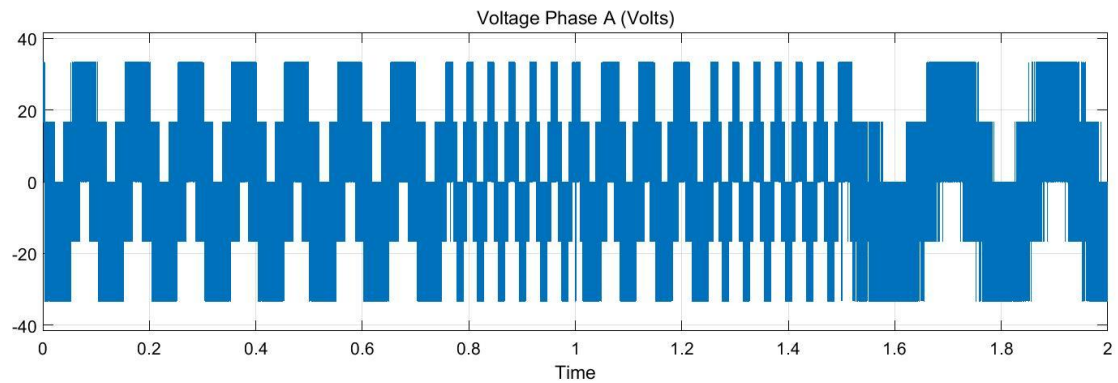
Στο σχήμα 6.25 φαίνονται τα τριφασικά ρεύματα του κινητήρα:



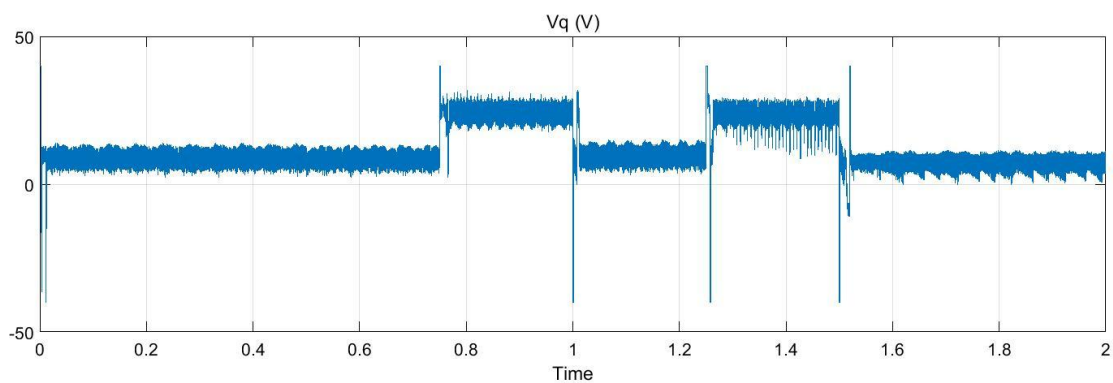
Σχήμα 6.25 Τριφασικά ρεύμα ηλεκτρικής μηχανής.

Μπορεί να παρατηρηθεί ότι η συχνότητά του ρεύματος σχετίζεται άμεσα με την κυκλική ταχύτητα δρομέα, ενώ το μέτρο του είναι ανάλογο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής.

Στις παρακάτω εικόνες φαίνεται η τάση του κινητήρα στο τριφασικό πλαίσιο αναφοράς και στο στρεφόμενο d-q σύστημα:

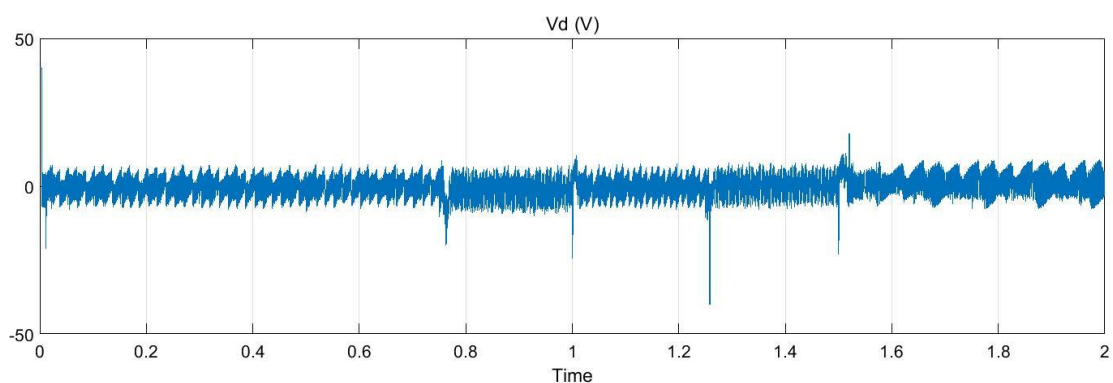


Σχήμα 6.26 Τάσης φάσης A.



Σχήμα 6.27 Τάση εγκάρσιου άξονα.

Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η συχνότητα της τάσης εξαρτάται από την κυκλική ταχύτητα δρομέα. Η RMS τάση της σύγχρονης μηχανής εξαρτάται επίσης κυρίως από την ταχύτητα και η σχέση τους είναι ανάλογη. Αυτό φαίνεται καλύτερα στην τάση στο πλαίσιο d-q.



Σχήμα 6.28 Τάση ορθού άξονα.

Η κυμάτωση στην τάση V_q είναι ± 7 V, ενώ στην τάση V_d η κυμάτωση είναι γύρω στα ± 6 V.

6.4.3 Συμπεράσματα ως προς την Απόκριση του Ελέγχου με Διαμόρφωση Διανυσμάτων Χώρου

Παρακάτω γίνεται μια πιο λεπτομερής ανάλυση των μεταβατικών φαινομένων και των χαρακτηριστικών τους:

- I. Μεταβολή από 0 ΣΑΛ στα 600 ΣΑΛ ή 62.8 rad/sec με ονομαστικό φορτίο 1.2 Nm.
 - Κατά την εκκίνηση ο κινητήρας οδηγείται σε ταχύτητα δρομέα 600 ΣΑΛ με ονομαστικό φορτίο 1.2 Nm. Στην εκκίνηση η ταχύτητα δρομέα παρουσιάζει μια υπερύψωση 6.68% που είναι σχετικά χαμηλός και αρκετά ικανοποιητικός.
 - Η απόλυτη σύγκλιση της ταχύτητας δρομέα με την ταχύτητα αναφοράς γίνεται μετά από 0.15 sec, όμως η ταχύτητα δρομέα γίνεται ίση με την ταχύτητα αναφοράς αρκετά πιο νωρίς χωρίς να έχει σταθεροποιηθεί.
 - Η ροπή του κινητήρα είναι αρκετά υψηλή όπως και αναμένεται άλλωστε λόγω της ανάγκης επιτάχυνσης. Αυτή φτάνει έως 4.3 Nm η οποία είναι περίπου 3.5 φορές η ονομαστική ροπή.
 - Το ρεύμα εγκάρσιου άξονα είναι απολύτως ανάλογο της ροπής διότι έχουν μια γραμμική αναλογία μεταξύ τους. Το ρεύμα που προκαλεί την ροπή που αναφέρθηκε στην αρχή είναι 20 A, το μέγιστο που μπορεί να φθάσει η μηχανή λόγω των περιορισμών σχεδίασης. Η κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση είναι ± 1.5 A.
 - Στο ρεύμα του ορθού άξονα βλέπουμε μια αρχική υπερύψωση έως τα 1.5 A ενώ στη συνέχεια σταθεροποιείται με μέση τιμή 0 A που είναι το ρεύμα αναφοράς που δίνουμε.

- II. Μεταβολή φορτίου στα 0.5884 Nm με σταθερή ταχύτητα.
 - Λόγω την μείωσης του φορτίου του κινητήρα, η ταχύτητα δρομέα έχει μια υπερύψωση ίδια με την υπερύψωση του προηγούμενου μεταβατικού ίση με 5.41% της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση.
 - Ο χρόνος αποκατάστασης της μόνιμης κατάστασης είναι 0.16 sec.
 - Το ρεύμα μειώνεται λόγω του ότι το φορτίου υποδιπλασιάζεται και αυτό παρατηρείται στα σχήματα των τριφασικών ρευμάτων καθώς και του ρεύματος I_q .
 - Η κυμάτωση της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση είναι χαμηλότερη από πριν και αυτό οφείλεται στα χαμηλότερα φασικά ρεύματα που προκαλούν αυτήν την κυμάτωση. Από το μοντέλο συμπεραίνουμε ότι η κυμάτωση στη μόνιμη κατάσταση είναι άμεσα συσχετιζόμενη με το πλάτος των τριφασικών ρευμάτων.

- III. Μεταβολή ταχύτητας στα 1500 ΣΑΛ ή 157.1 rad/sec με σταθερό φορτίο.

- Κατά το μεταβατικό αυτό η υπερύψωση είναι μεγαλύτερη απ' ότι πιο πριν για τον λόγο ότι η διαφορά της τελικής από την αρχική ταχύτητα είναι 600 ΣΑΛ. Η υπερύψωση είναι 12.09% της διαφοράς αυτής.
- Ο χρόνος αποκατάστασης στη μόνιμη κατάσταση είναι 0.18 sec.
- Το ρεύμα I_q στιγμιαία κατά τη διάρκεια του μεταβατικού φτάνει τη μέγιστη του τιμή 20 A ώστε να επιταχυνθεί ο κινητήρας στην επιθυμητή ταχύτητα. Έπειτα από το μεταβατικό, το ρεύμα σταθεροποιείται στην ίδια μέση τιμή με πριν διότι το φορτίο έχει παραμείνει σταθερό, όπως και η τριβή. Η κυμάτωση του επίσης παραμένει σταθερή στα ± 0.8 A.
- Λόγω του ότι η ταχύτητα αυξάνεται, το ίδιο κάνει και το μέτρο της τάσης V_q διότι η τάση με τη συχνότητα είναι ανάλογα. Στις προηγούμενες καταστάσεις όπου η ταχύτητα ήταν σταθερή στα 600 ΣΑΛ και η τάση V_q ήταν στα ίδια επίπεδα ανεξάρτητα από την αλλαγή φορτίου.

IV. Μεταβολή ταχύτητας δρομέα από 1500 ΣΑΛ στα 900 ΣΑΛ ή 94.25 rad/sec με σταθερό φορτίο.

- Σε αυτό το μεταβατικό γίνεται μια βύθιση 8.35% της διαφοράς αρχικής με τελική τιμή. Στην μείωση ταχύτητας παρατηρούμε βυθίσεις με μικρότερη απόλυτη τιμή από τις αντίστοιχες υπερυψώσεις που γίνονται στην αύξηση ταχύτητας. Αυτό οφείλεται στο ότι η τριβή στην πρώτη περίπτωση είναι μια δύναμη στην ίδια κατεύθυνση με την ροπή και δουλεύουν οι δύο για την επιβράδυνση του κινητήρα ενώ στη δεύτερη περίπτωση είναι μια δύναμη αντίθετη της ροπής που επιταχύνει τον κινητήρα.
- Η κυμάτωση στην κατάσταση αυτήν είναι ± 0.6 rad/sec όπως και στις προηγούμενες δύο καταστάσεις λόγω του σταθερού φορτίου.
- Ο χρόνος αποκατάστασης της μόνιμης κατάστασης είναι 0.15 sec.
- Τα ρεύματα έχουν μια αύξηση αλλά με αντίθετη φορά και μέτρο 19 A για να προκληθεί αντίθετη ροπή, ενώ η κυμάτωση του I_q είναι 0.9 A.
- Η τάση V_q είναι σταθερή με πριν διότι η ταχύτητα έχει μείνει σταθερή.

V. Μεταβολή ταχύτητας στα 1500 ΣΑΛ ή 157.1 rad/sec και μεταβολή φορτίου στα 0,198 Nm.

- Η υπερύψωση της ταχύτητας είναι 10.98%. Ως ποσοστό, είναι σχεδόν ίση με την υπερύψωση του δεύτερου μεταβατικού όμως ποσοτικά είναι μικρότερη.
- Η κυμάτωση στην κατάσταση αυτήν είναι ± 0.3 rad/sec. Η μείωση οφείλεται στην μείωση του φορτίου και ακολούθως των πλατών των ρευμάτων.
- Παρατηρούμε ότι ο χρόνος αποκατάστασης είναι 0.2 sec, αρκετά μεγαλύτερος από πριν. Αυτό οφείλεται στο μειωμένο φορτίο.
- Η τάση V_q αυξάνεται στο επίπεδο που ήταν και στην 3 κατάσταση όπου η ταχύτητα ήταν 1500 ΣΑΛ.



- Το ρεύμα I_q μειώνεται καθώς μειώνεται το φορτίο. Η κυμάτωση του επίσης μειώνεται στα ± 0.4 A καθώς μειώνονται τα πλάτη των τριφασικών ρευμάτων.

VI. Μεταβολή ταχύτητας στα 300 ΣΑΛ ή 31.8 rad/sec με σταθερό φορτίο.

- Η βύθιση ταχύτητας είναι 18.58% και η μείωση αυτή οφείλεται στο χαμηλότερο φορτίο. Αφού φθάσει σε μόνιμη κατάσταση το σύστημα, τότε η κυμάτωση είναι ± 0.3 rad/sec.
- Παρατηρούμε ότι ο χρόνος αποκατάστασης είναι 0.3 sec. Η αύξηση του οφείλεται στο χαμηλό φορτίο και τα μικρά ρεύματα.
- Η τάση V_q μειώνεται στο χαμηλότερο επίπεδο καθώς και η ταχύτητα φθάνει την χαμηλότερη τιμή 31.8 rad/sec.
- Το ρεύμα I_q παίρνει την ελάχιστη τιμή -20 A ώστε να επιβραδυνθεί ο κινητήρας και όταν φθάσει στην μόνιμη κατάσταση έχει μια κυμάτωση $\pm 0,4$ A όπως και στην προηγούμενη κατάσταση λόγω σταθερού φορτίου.

Μεταβατικά	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης
Εκκίνηση	6.68 %	0.15 sec
2 ^ο Μεταβατικό	5.41%	0.16 sec
3 ^ο Μεταβατικό	12.09 %	0.18 sec
4 ^ο Μεταβατικό	8.35 %	0.15 sec
5 ^ο Μεταβατικό	10.98 %	0.2 sec
6 ^ο Μεταβατικό	18.58 %	0.3 sec

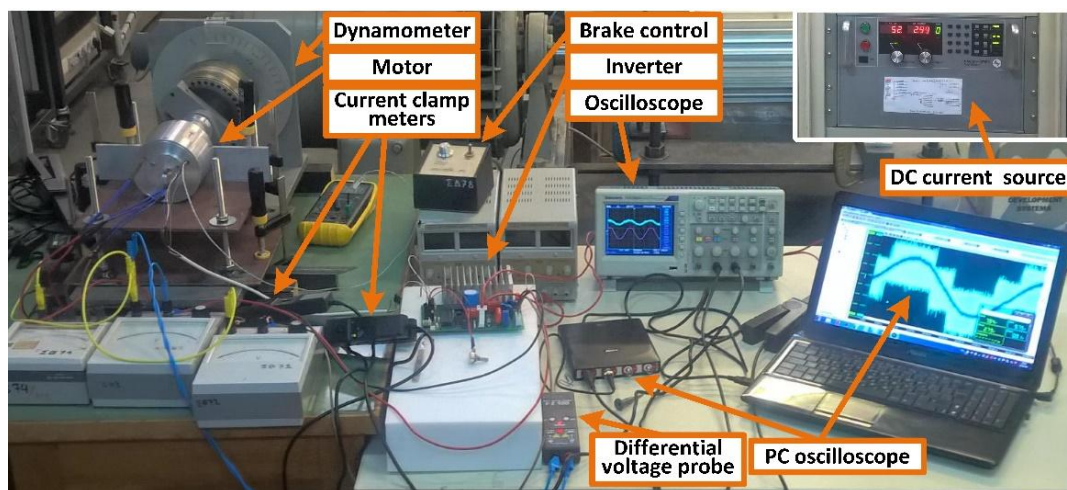
Πίνακας 6-2 Υπερύψωση και χρόνος αποκατάστασης ταχύτητας.

Μόνιμη Κατάσταση	ω_m (rad/sec)	I_q (A)	I_d (A)	T_m (Nm)
1 ^η Κατάσταση	± 1 rad/sec	± 1.5 A	0.1 A	± 0.05 Nm
2 ^η Κατάσταση	± 0.6 rad/sec	± 0.9 A	0.1 A	± 0.03 Nm
3 ^η Κατάσταση	± 0.6 rad/sec	± 0.9 A	0.1 A	± 0.03 Nm
4 ^η Κατάσταση	± 0.6 rad/sec	± 0.9 A	0.1 A	± 0.03 Nm
5 ^η Κατάσταση	± 0.3 rad/sec	± 0.4 A	0.1 A	± 0.03 Nm
6 ^η Κατάσταση	± 0.3 rad/sec	± 0.4 A	0.1 A	± 0.03 Nm

Πίνακας 6-3 Κυμάτωση ταχύτητας, ρευμάτων και ροπής στην μόνιμη κατάσταση.

7 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Στην εικόνα 7.1 φαίνονται όλες οι συνιστώσες του πειράματος που διεξήχθη στο εργαστήριο:



Σχήμα 7.1 Συνιστώσες πειραματικής διάταξης και μετρητικά όργανα. [12]

Όπως φαίνεται και στην παραπάνω εικόνα 7.1, [12] η ηλεκτρική μηχανή φαίνεται πάνω αριστερά και έχει συνδεθεί στην πέδη υστέρησης στο βάθος. Η πέδη αυτή είναι πολύ χρήσιμη στην μέτρηση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στο κενό φορτίο καθώς και στην επιβολή φορτίου με ενδείξεις μεγάλης ακρίβειας. Η μηχανή στην έξοδό της έχει τις τρεις φάσεις που συνδέονται σε αστέρα μέσω των βολτόμετρων που φαίνονται στην αριστερή κάτω γωνία της εικόνας 7.1. Σε κάποιο από τα βολτόμετρα τοποθετείται ένα Differential Voltage Probe που στη συνέχεια συνδέεται στον παλμογράφο ώστε να γίνει η καταγραφή των φασικών τάσεων της ηλεκτρικής μηχανής. Οι τρεις φάσεις που έρχονται από την μηχανής, μέσω των βολτόμετρων στέλνονται στην πλακέτα του αντιστροφέα που φαίνεται κεντρικά της εικόνας 7.1. Η μέτρηση των φασικών ρευμάτων της μηχανής γίνεται μέσω αμπεροτσιμπίδων που συνδέονται στους παλμογράφους. Στην πλακέτα αυτήν βρίσκονται στοιχεία που θα αναλυθούν παρακάτω όπως ο επεξεργαστής ψηφιακού σήματος, τα ψηφιακά μετρητικά ρεύματος LEM και ο αντιστροφέας μεταξύ άλλων. Στην πλακέτα αυτήν επίσης στέλνεται η έξοδος των δύο τροφοδοτικών που παρέχουν συνεχή τάση 48 V στην είσοδο του αντιστροφέα. Στην πλακέτα στέλνονται επίσης οι παλμοί του αισθητήρα θέσης και γίνεται η επεξεργασία τους στο dsPIC30F4011 της Microchip. Επιπλέον, στην πλακέτα συνδέεται ένα ποτενσιόμετρο το οποίο χρησιμεύει ως αναφορά ταχύτητας ή ροπής. Το σήμα που στέλνει στην πλακέτα κυμαίνεται στο διάστημα [0,5] V και πηγαίνει σε ADC (Analog to Digital) είσοδο του μικροεπεξεργαστή. Όπως φαίνεται και στην εικόνα του πειράματος οι παλμογράφοι που χρησιμοποιούνται είναι δύο τύπων. Ο ένας τύπος είναι ο κλασικός ψηφιακός παλμογράφος με τέσσερις δυνατές εισόδους από το οποίο μπορούν να εξαχθούν κυματομορφές μέσω σκληρής μνήμης USB, ενώ ο άλλος είναι ψηφιακός παλμογράφος που συνδέεται συνεχώς στον υπολογιστή και εμφανίζει στην οθόνη την

κυματομορφή σε πραγματικό χρόνο. Από την πειραματική αυτή διάταξη εξάχθηκαν 71 μετρήσεις στη μόνιμη κατάσταση με διαφορετικές τιμές ηλεκτρομαγνητικής ροπής και ταχύτητας ώστε να δημιουργηθεί ένας χάρτης απόδοσης της ηλεκτρικής μηχανής. Επίσης, καταγράφηκαν μεταβατικά φαινόμενα κατά την βηματική μεταβολή φορτίου όσον αφορά το φασικό ρεύμα, την φασική τάση και την ταχύτητα της μηχανής.

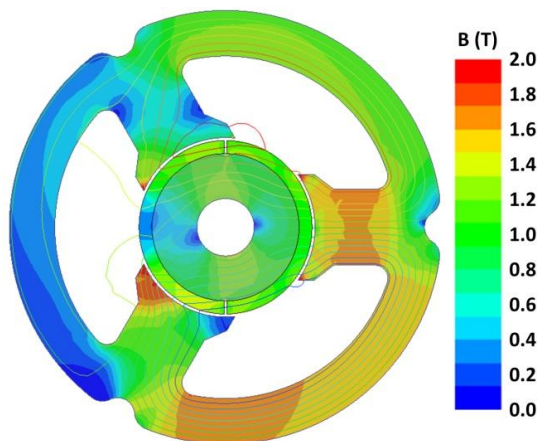
7.1 Σύγχρονη Μηχανή Μονίμων Μαγνητών

Η σύγχρονη μηχανή μόνιμων μαγνητών που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε εξ ολοκλήρου στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος. Ο σκοπός αυτού του ηλεκτρικού κινητήρα αρχικά ήταν να γίνει μέρος του πρωτότυπου αμιγώς ηλεκτρικού οχήματος "Πυρφόρος" που κατασκευάζεται από την ομάδα "Προμηθείας". Η ηλεκτρική μηχανή είναι επιφανειακών μαγνητών και ημιτονοειδούς ροής. Οι ηλεκτρικές μηχανές αυτού του τύπου έχουν αναλυθεί στο κεφάλαιο 3. Ο στάτης του κινητήρα αυτού έχει 3 άυλακες και στον δρομέα είναι κολλημένοι με ειδική κόλλα οι δύο μαγνήτες. Συνεπώς, η μηχανή είναι διπολική με δυνατότητες αρκετά υψηλών ταχυτήτων. Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται τα χαρακτηριστικά της ηλεκτρικής μηχανής:

Ονομαστική Ροπή - T_N	1,2 Nm
Ονομαστική Ταχύτητα - ω_N	2000 ΣΑΛ
Τάση Εισόδου Αντιστροφή - V_{dc}	50 V
Φασική Αντίσταση - R_s	0.12453 Ω
Αυτεπαγωγή Ορθού Άξονα - L_d	0,0151 H
Αυτεπαγωγή Εγκάρσιου Άξονα - L_q	0,01511 H
Μαγνητική Ροή Δρομέα - λ_{mf}	0.0570947 Wb
Αριθμός Πόλων - P	2
Συντελεστής Τριβής	0.0015 Ns/m
Ροπή Αδράνειας	0.00049 kgm^2

Πίνακας 7-1 Τεχνικά χαρακτηριστικά της 2 - πολικής σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών.

Η σχεδίαση της ηλεκτρικής μηχανής έχει γίνει θέτοντας μερικά κριτήρια και βασισμένη στην αξιολόγηση ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems) της απόδοσης ενός κύκλου οδήγησης. [12] [13]



Σχήμα 7.3 Τελική γεωμετρία της ηλεκτρικής μηχανής και η μαγνητική επαγωγή στο σύνολό της. [12]

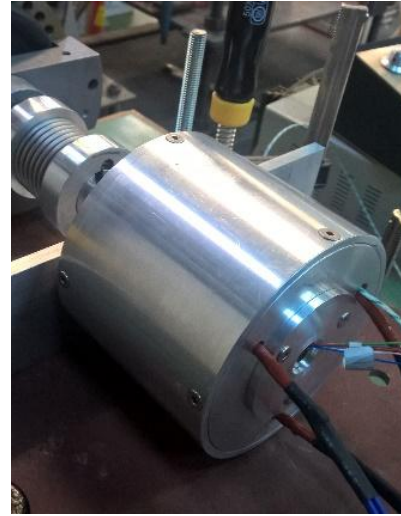


Σχήμα 7.2 Το εσωτερικό της ηλεκτρικής μηχανής (Στάτης) κατασκευασμένη στο εργαστήριο. [10]

Με αυτήν την τεχνική υλοποιήθηκε η βελτιστοποίηση της σχεδίασης της μηχανής θέτοντας διαφορετικούς στόχους. Το κύριο πλεονέκτημα της συγκεκριμένης σχεδίασης είναι η υψηλή πυκνότητα ροπής που διαθέτει. Άλλωστε, το χαρακτηριστικό αυτό είναι βασικό κριτήριο κατά την βελτιστοποίηση. [13]



Σχήμα 7.5 Δρομέας ηλεκτρικής μηχανής. [10]

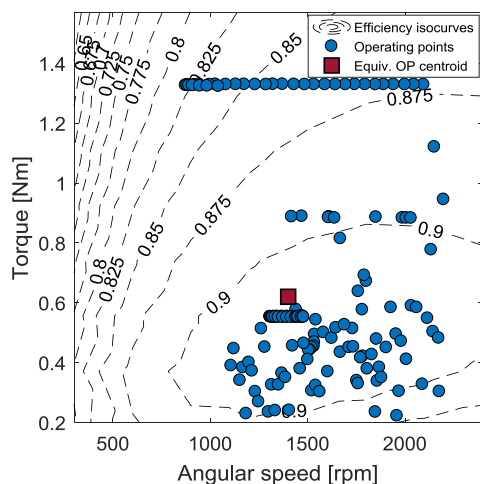


Σχήμα 7.4 Συναρμολογημένη 2 - πολική μηχανή μόνιμων μαγνητών. [10]

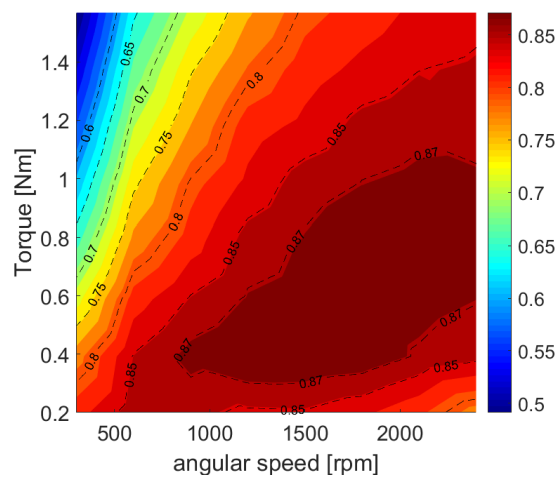
Στο σχήμα 7.3 φαίνεται η τελική γεωμετρία της μηχανής καθώς και η μαγνητική ροή στο στάτη και δρομέα, στο σχήμα 7.2 φαίνεται ο στάτης και τα πηνία της ηλεκτρικής μηχανής κατά την κατασκευή, στο σχήμα 7.5 είναι ο δρομέας στον οποίο φαίνονται κολλημένοι οι μαγνήτες στην επιφάνειά του και τέλος στο σχήμα 7.4 είναι όλη η ηλεκτρική μηχανή συναρμολογημένη.

7.1.1 Χάρτης Απόδοσης Μηχανής

Σύμφωνα με την προσομοίωση της μηχανής σε διάφορες λειτουργικές καταστάσεις, ο χάρτης απόδοσης που δημιουργήθηκε φαίνεται στο σχήμα 7.6. Η ηλεκτρική μηχανή εξετάστηκε σε ταχύτητες από 300 ΣΑΛ έως 2400 ΣΑΛ. [12]



Σχήμα 7.6 Χάρτης απόδοσης της μηχανής βάσει της προσομοίωσης. [12]



Σχήμα 7.7 Χάρτης απόδοσης της ηλεκτρικής μηχανής βάσει των πειραματικών μετρήσεων. [12]



Η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής είχε τιμές από 0.2 Nm έως 1.4 Nm. Σε όλες αυτές τις λειτουργικές καταστάσεις έχουν εξαχθεί οι κυματομορφές φασικού ρεύματος και τάσης ώστε να υπολογιστεί η ισχύς εξόδου του ηλεκτρικού κινητήρα. Συνεπώς, βάσει των υπολογισμών που έγιναν η 2 - πολική ηλεκτρική μηχανή έχει μέγιστη απόδοση λίγο χαμηλότερα του 90%. Η απόδοσή της θεωρείται πολύ υψηλή όταν λειτουργεί σε ηλεκτρομαγνητική ροπή 0.55 Nm έως 0.75 Nm και σε ταχύτητες από 1000 ΣΑΛ έως 2400 ΣΑΛ όπως φαίνεται και στο σχήμα 7.7.

7.2 Αντιστροφέας

Ο αντιστροφέας που έχει χρησιμοποιηθεί στο πείραμα είναι ένας τριφασικό αντιστροφέας πηγής τάσης της εταιρείας International Rectifiers με κωδικό IRAM136-3023b [14] [15]. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που έχει το ολοκληρωμένο αυτό κύκλωμα είναι τύπου Mosfet υψηλών αποδόσεων. Τα ακριβή χαρακτηριστικά που αντιστροφέα που εξάχθηκαν από το εγχειρίδιο χρήσης του κατασκευαστή είναι τα παρακάτω [15]:

Μέγιστη επιβαλλόμενη τάση στο Mosfet σε κατάσταση αποκοπής $V_{BR(DSS)}$	150 V
Μέγιστη τάση εισόδου θετικού ακροδέκτη (V_+)	100 V
Φασικό Ρεύμα RMS (I_o)	30 A
Μέγιστη συχνότητα φέροντος σήματος (F_{PWM})	20 kHz
Μέγιστη Ισχύς ανά Mosfet (P_D)	89 W
Αντίσταση ανά Mosfet (R_D)	38 mΩ
Ισχύς εξόδου αντιστροφέα	4 kW

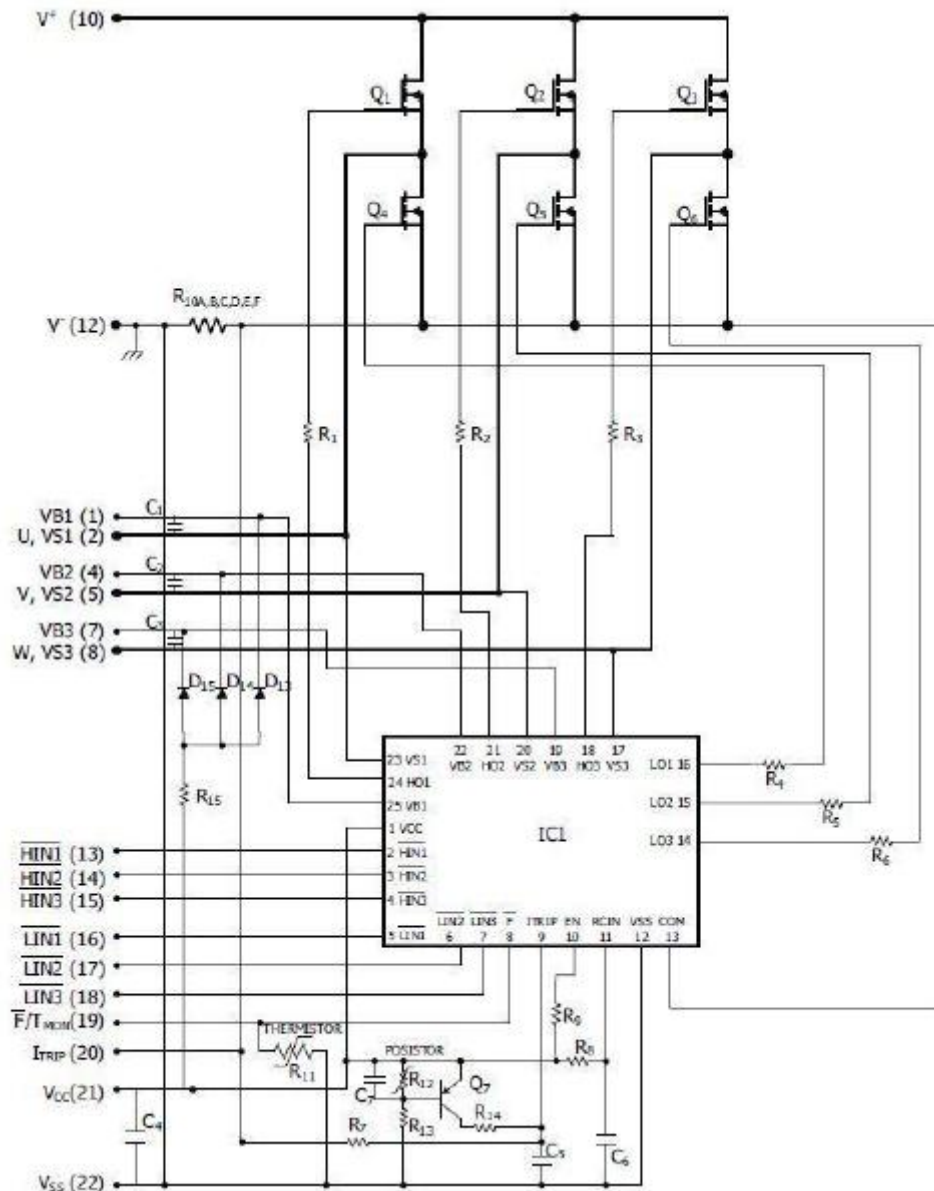
Πίνακας 7-2 Χαρακτηριστικά του αντιστροφέα IRAM136-3023b. [15]

Τα δυναμικά στοιχεία των ημιαγωγών φαίνονται παρακάτω:

Χρόνος καθυστέρησης διάδοσης σήματος κατά την αγωγή (T_{ON})	0.83 μs
Χρόνος καθυστέρησης διάδοσης σήματος κατά την αποκοπή (T_{OFF})	1.08 μs
Διακοπτικές απώλειες κατά την αγωγή (E_{ON})	395 μJ
Διακοπτικές απώλειες κατά την αποκοπή (E_{OFF})	135 μJ

Πίνακας 7-3 Χαρακτηριστικά των MOSFET. [15]

Στο σχήμα 7.8 φαίνεται το κυκλωματικό διάγραμμα αντιστροφέα:



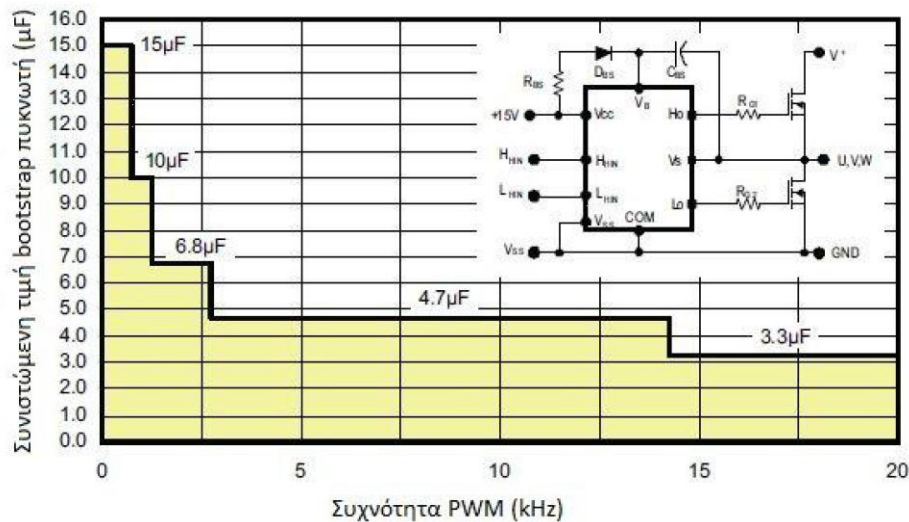
Σχήμα 7.8 Κυκλωματικό διάγραμμα του αντιστροφέα. [15]

Στο διάγραμμα του κυκλώματος του αντιστροφέα φαίνεται ότι υπάρχουν συστήματα μικρής ισχύος (IC1) που χρησιμοποιούνται για την οδήγηση των παλμών στις εισόδους του αντιστροφέα και προστατεύουν από φαινόμενα που μπορούν να βλάψουν το ολοκληρωμένο όπως η υπερένταση και η υπερθέρμανση.

Οι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων προέρχονται από τον μικροεπεξεργαστή που αναλύεται παρακάτω και είναι παλμοί με λογικές τιμές [0,5]V. Η βασική λειτουργία του IC1 είναι να λαμβάνει αυτούς του παλμούς και να τους μετατρέπει σε παλμούς κατάλληλου πλάτους για τα στοιχεία MOSFET του ολοκληρωμένου IRAM. Επίσης, το βοηθητικό κύκλωμα εισάγει έναν "νεκρό χρόνο" 290 ns μεταξύ των εναλλαγών αγωγής των MOSFET ώστε να αποκλείεται το ενδεχόμενο ταυτόχρονης αγωγής δύο στοιχείων της ίδιας γέφυρας το οποίο θα προκαλούσε υπερένταση και "κάψιμο" του ολοκληρωμένου IRAM. Οι τρεις πυκνωτές (C₁, C₂, C₃), οι τρεις διόδους (D₁, D₂, D₃) και η αντίσταση (R₁₅) που φαίνονται στο κύκλωμα υλοποιούν την τεχνική bootstrap η οποία δημιουργεί σταθερή αναφορά

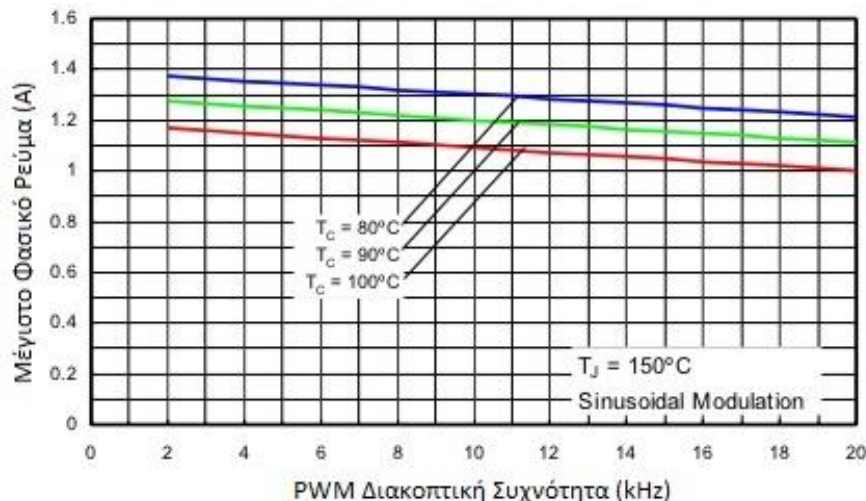
τάσης στην πύλη των ημιαγωγών κατά τη διάρκεια που κάποιος διακόπτης από τους τρεις κάτω βρίσκεται σε αποκοπή για να μην βρίσκεται σε απρόβλεπτη κατάσταση. Οι πυκνωτές φορτίζονται μέσω της αντίστασης όταν άγουν οι αντίστοιχοι κάτω διακόπτες και εκφορτίζονται όταν άγουν οι αντίστοιχοι πάνω διακόπτες. Η φόρτιση των πυκνωτών γίνεται μέσω της αντίστασης R_{15} .

Η χωρητικότητα του πυκνωτών της εφαρμογής είναι $3.3 \mu\text{F}$ διότι αυτή η τιμή επιτρέπει διακοπτική συχνότητα 1.5 kHz έως 2.6 kHz όπως φαίνεται και στο σχήμα 7.9:



Σχήμα 7.9 Διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των MOSFET για διαφορετικές τιμές χωρητικότητας των πυκνωτών. [14]

Παρακάτω φαίνεται το μέγιστο φασικό ρεύμα συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας για διάφορες θερμοκρασίες:

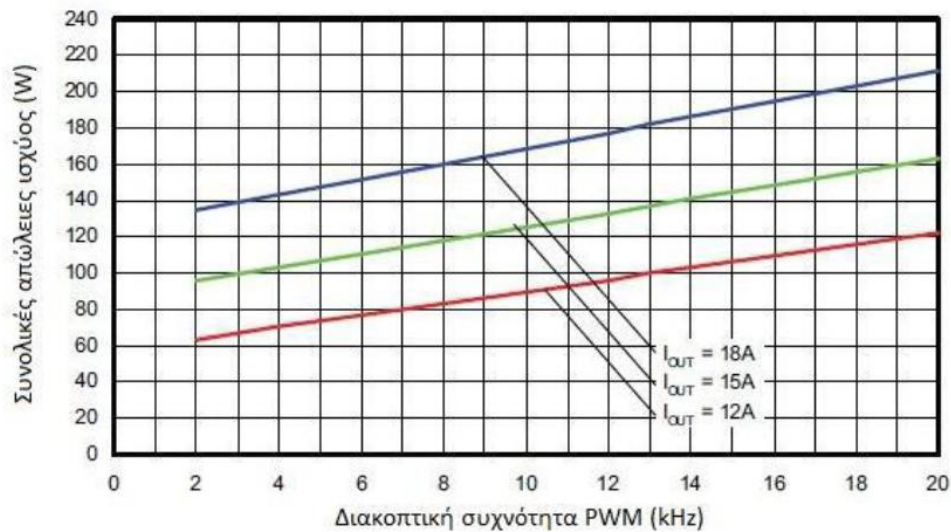


Σχήμα 7.10 Φασικό ρεύμα συναρτήσει διακοπτικής συχνότητας. [14]

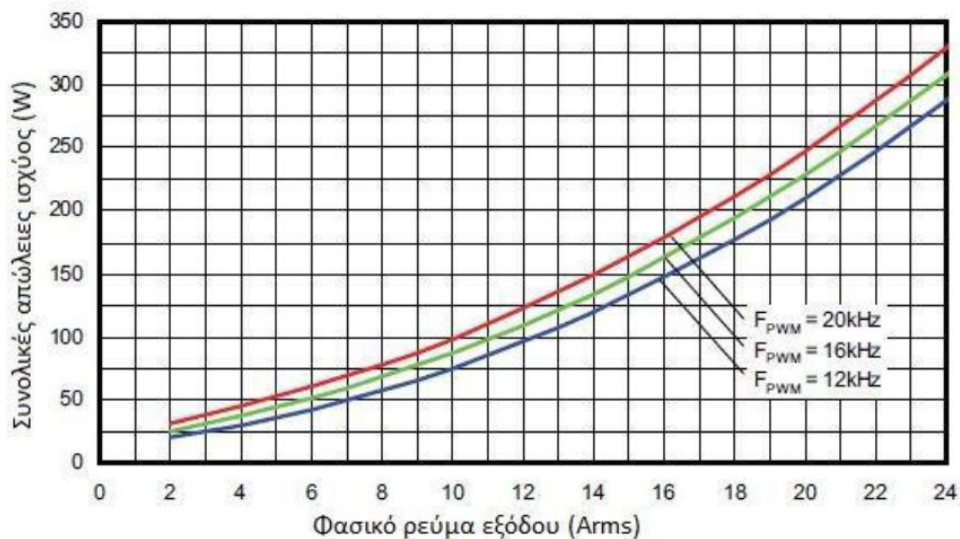
Όπως φαίνεται στο σχήμα 7.10, η τιμή του μέγιστου ρεύματος μειώνεται όσο ανεβαίνει η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Επίσης, η υψηλή θερμοκρασία περιορίζει τις δυνατότητες φασικού ρεύματος του αντιστροφέα.

Στο σχήμα 7.11 και σχήμα 7.12 φαίνονται οι συνολικές απώλειες του αντιστροφέα συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας (kHz) και του φασικού

ρεύματος (A) οι οποίες μπορούν να βρεθούν στο εγχειρίδιο χρήσης του προϊόντος που το παρέχει ο κατασκευαστής:



Σχήμα 7.11 Απώλειες ισχύος αντιστρόφως βάσει της διακοπτικής συχνότητας. [14]



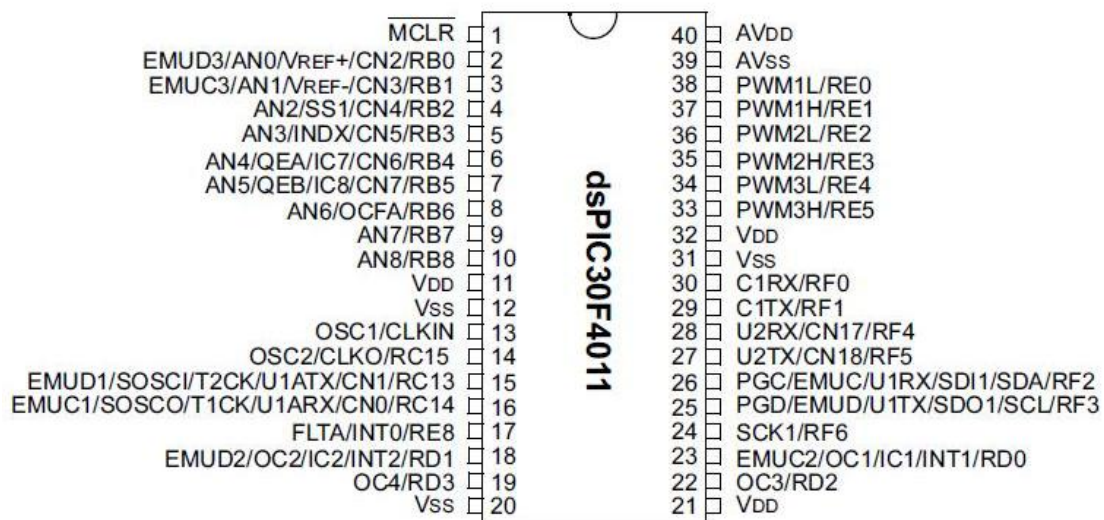
Σχήμα 7.12 Απώλειες ισχύος αντιστρόφως βάσει του φασικού ρεύματος. [14]

7.3 Μικροεπεξεργαστής

Ο μικροεπεξεργαστής ή ψηφιακός επεξεργαστής σήματος (DSP, Digital Signal Processor) που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα είναι ο dspic30f4011 της εταιρείας Microchip [16] [17] [18]. Ο μικροεπεξεργαστής αυτός είναι 16-bit υψηλών αποδόσεων και έχει τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

- Μεγάλη υπολογιστική ισχύς με ρυθμιζόμενη συχνότητα ρολογιού 4-10 MHz και χρήση PLL (4x, 8x, 16x)

- **ADC κανάλια:** Αυτά τα κανάλια κάνουν δυνατή την μετατροπή αναλογικού σήματος σε ψηφιακό μέσω δειγματοληψίας. Στην εφαρμογή της παρούσας εργασίας τα κανάλια αυτά χρησιμεύουν για την είσοδο ταχύτητας που δίνεται μέσω ενός ποτενσιόμετρου και των φασικών ρευμάτων μέσω των αισθητήρων LEM. Η δειγματοληψία μπορεί να φτάσει έως και 1 Mps για κάθε κανάλι αν είναι το μοναδικό που κάνει δειγματοληψία. Σε περίπτωση που γίνεται δειγματοληψία αρκετών σημάτων, τότε η ικανότητα δειγματοληψίας πέφτει.
- **Quadrature Encoder Interface:** Ο σκοπός αυτής την μονάδας είναι να διαβάζει τα σήματα που στέλνει ο αισθητήρας θέσης (encoder) και να καταχωρεί τον αριθμό σε έναν μετρητή 16-bit. Δίνεται επιλογή για λειτουργία x2 ή x4.
- **Παραγωγή παλμών PWM:** Ο μικροεπεξεργαστής διαθέτει 6 εξόδους μόνο για παραγωγή σημάτων μέσω της διαμόρφωσης εύρους παλμών. Για κάθε 2 εξόδους υπάρχει μια γεννήτρια η οποία παράγει ένα σήμα HIGH και ένα LOW. Οι καταχωρητές όπως και σε στις άλλες περιπτώσεις φτάνουν έως και 16 bit και μπορεί να γίνει εισαγωγή νεκρού χρόνου μεταξύ των αλλαγών αγωγής του αντιστροφέα.
- **Χρονομετρητές:** Χρησιμεύουν σε διάφορες εφαρμογές που απαιτούν χρονομέτρηση.



Σχήμα 7.13 Πύλες του επεξεργαστή ψηφιακού σήματος dspic30f4011 και ο σκοπός τους. [16]

Είναι εμφανές ότι ο dspic30f4011 έχει σχεδιαστεί και κατασκευαστεί για εφαρμογές οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών. Η κατανάλωσή του είναι ιδιαίτερα χαμηλή και τροφοδοτείται από συνεχή τάση +5V. Η γλώσσα προγραμματισμού που χρησιμοποιείται είναι η γλώσσα C καθώς υπάρχει κατάλληλος μεταγλωττιστής, γεγονός που καθιστά τον επεξεργαστή πολύ εύχρηστο καθώς η πλειοψηφία επεξεργαστών προγραμματίζονται αποκλειστικά με γλώσσες assembly. Το περιβάλλον στο οποίο εκτελείται ο προγραμματισμός, η μεταγλώττιση και όλες οι σχετικές λειτουργίες λέγεται MLAB IDE. Αυτό είναι ένα λειτουργικό πρόγραμμα στο

οποίο προγραμματιστής συντάσσει τον κώδικα, κάνει debugging και το φορτώνει στον μικροεπεξεργαστή.

Όπως αναφέρθηκε και στην αρχή της ενότητας, ο μικροεπεξεργαστής αυτός είναι 16 bit-ος δηλαδή η κεντρική μονάδα επεξεργασίας του διαθέτει καταχωρητές αυτού του μεγέθους. Οι εντολές και ο απαριθμητής προγράμματος, όμως, έχουν μήκος έως και 24 bit.

Η μνήμη είναι οργανωμένη σε μήκη 16 bit, μπορεί να διευθυνσιοδοτηθεί με 32Kwords ή 64Kbytes και είναι χωρισμένη σε δύο μπλοκ. Αυτά τα δύο μπλοκ μπορούν να θεωρηθούν σαν X και Y μνήμες δεδομένων.

Σε ένα κύκλο εκτελούνται όλες οι εντολές του προγράμματος, εκτός από τις εντολές πινάκων και αλλαγής ροής του προγράμματος. Οι καταχωρητές που παραχωρούνται στον προγραμματιστή για αποθήκευση δεδομένων, επεξεργασία, ως διευθύνσεις ή ως καταχωρητές μετατόπισης διεύθυνσης λέγονται καταχωρητές εργασίας. Ο μικροεπεξεργαστής διαθέτει δεκαέξι τέτοιους καταχωρητές, όμως ο δέκατος έκτος λειτουργεί ο δείκτης στοίβας και χρησιμοποιείται όταν καλείται ή τελειώνει κάποια ρουτίνα.

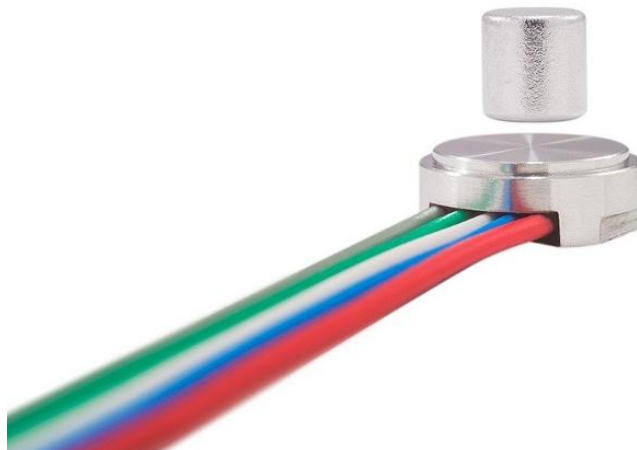


Σχήμα 7.14 Επεξεργαστής ψηφιακού σήματος dspic30f4011 της Microchip.

7.4 Αισθητήρες Θέσης και Ρεύματος

- Αισθητήρας Θέσης

Ο αισθητήρας θέσης που χρησιμοποιήθηκε κατά το πείραμα ήταν ο RM08 της εταιρείας RLS.

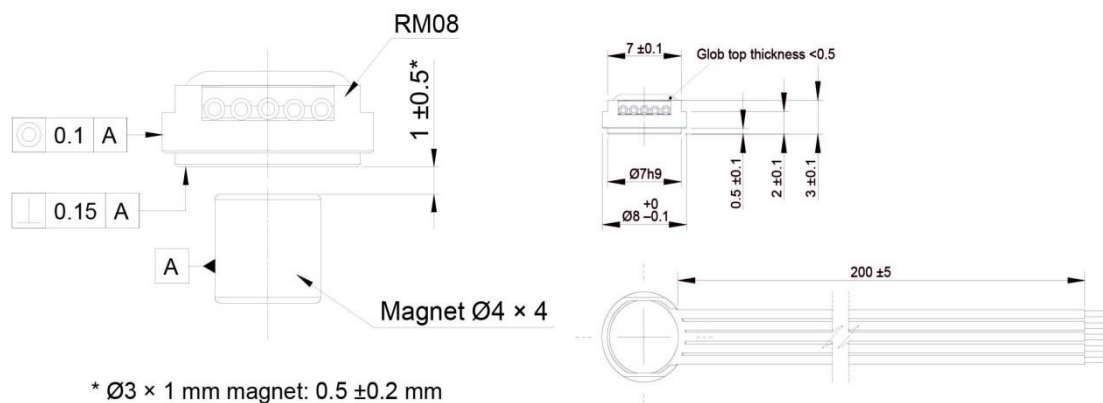


Σχήμα 7.15 Αισθητήρας θέσης RM08I της RLS. [19]

Ο αισθητήρας αυτός θέσης είναι πολύ μικρός αλλά ταυτόχρονα αρκετά ανθεκτικός. Κατατάσσεται στους στρεφόμενους μαγνητικούς αισθητήρες θέσης (rotary magnetic encoder) σχεδιασμένους για λειτουργία σε μη ιδανικές συνθήκες όπως με την ύπαρξη υψηλών θερμοκρασιών ή ταλαντώσεων. Αποτελείται από δύο κομμάτια που δεν έχουν επαφή μεταξύ τους όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα. Το ένα κομμάτι είναι ο μαγνήτης και το άλλο ξεχωριστό κομμάτι είναι το σώμα του αισθητήρα. Η στρεφόμενη κίνηση του μαγνήτη γίνεται αντιληπτή από το chip που βρίσκεται στο σώμα του αισθητήρα και έτσι στέλνει σήματα εξόδου σε διάφορες μορφές. Το chip του αισθητήρα επεξεργάζεται ληφθέντα σήματα ώστε να παρέχει έξοδο 12 bit ανάλυσης, δηλαδή 4096 μετρήσεις ανά περιστροφή 360° σε υψηλή ταχύτητα λειτουργίας.

Ο ανθεκτικός αυτός αισθητήρας θέσης έχει διάμετρο 8 mm και παρέχει ανοχή σε ξένα σώματα σκόνης έως και IP68. Οι έξοδοι του είναι τρεις A, B και Z όμως οι ακροδέκτες του είναι πέντε αφού υπάρχουν και οι ακροδέκτες τροφοδοσίας V_{DD} και GND. Η μέγιστη ταχύτητα δρομέα ηλεκτρικής μηχανή που μπορεί να μετρήσει ο αισθητήρας αυτός είναι 30,000 ΣΑΛ οι οποίες είναι υπεραρκετές για τις απαιτήσεις του πειράματος.

Παρακάτω φαίνεται το σχέδιο του RM08:



Σχήμα 7.16 Γεωμετρία του αισθητήρα θέσης RM08I.

[19]

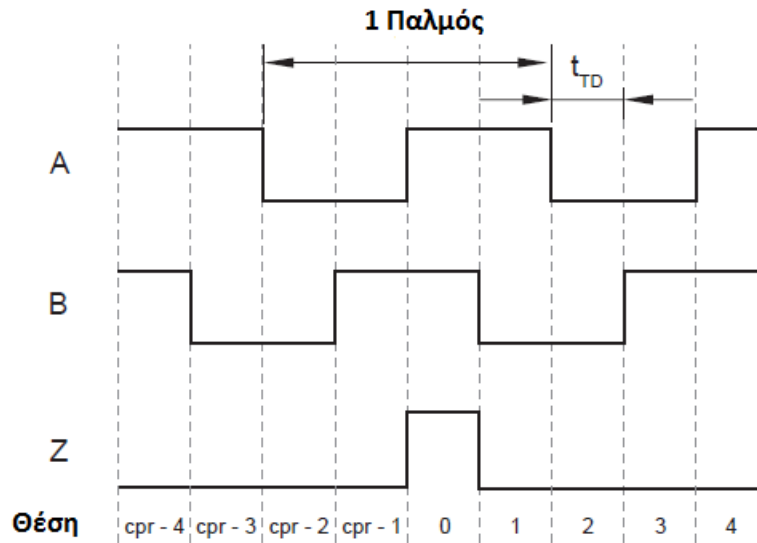
Τα ακριβή χαρακτηριστικά του αισθητήρα θέσης φαίνονται παρακάτω:

Τροφοδοσία	V _{DD} = 5 V ή 3.3 V ±5%
Κατανάλωση Ισχύος	26 mA
Σήματα Εξόδου	A, B, Z (μονή έξοδος)
Ανάλυση	32,64,128,256,512,1024,2048,4096 cpr
Μέγιστη Ταχύτητα	30,000 ΣΑΛ
Ακρίβεια	±0.3°
Υστέρηση	0.17°
Θερμοκρασία	-40°C έως +80°C

Πίνακας 7-4 Τεχνικά χαρακτηριστικά αισθητήρα θέσης RM08I. [19]

Οι τρεις έξοδοι του αισθητήρα όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω είναι τα σήματα A, B και Z. Τα σήματα A και B είναι τετραγωνικά σήματα με διαφορά φάσης 90° ενώ το σήμα Z είναι το σήμα αναφοράς που δείχνει κάθε φορά πότε κάνει έναν πλήρη κύκλο ο δρομέας του κινητήρα. Για ωρολογιακή κατεύθυνση του μαγνήτη, το B

προπορεύεται του A και στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ο χρονισμός των τριών σημάτων A, B και Z για ωρολογιακή στρεφόμενη κίνηση δρομέα.



Σχήμα 7.17 Σήματα εξόδου του αισθητήρα θέσης. [19]

Ο χρόνος για την απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών μετρήσεων συμβολίζεται με t_{TD} . Ο μετρητής θα πρέπει να μπορεί να ανιχνεύσει τον ελάχιστο παλμό για περίπτωση 4096 μετρήσεων ανά πλήρη περιστροφή δρομέα ώστε να μην προκύπτουν προβλήματα σε καμιά περίπτωση.

Είναι πολύ σημαντικό να γίνεται η διαφοροποίηση των παλμών ανά πλήρη περιστροφή (ppr, pulses per revolution) και των μετρήσεων ανά περιστροφή (cpr, counts per revolution). Οι παλμοί ανά πλήρη περιστροφή όπως φαίνεται και στο πάνω σχήμα είναι μια περίοδος του τετραγωνικού σήματος και αποτελείται από 4 μετρήσεις ανά πλήρη περιστροφή διότι το δεύτερο είναι κάθε αλλαγή κατάστασης στα δύο κανάλια. Συνεπώς, για να βρεθούν ηλεκτρονικά οι παλμοί ανά πλήρη περιστροφή θα πρέπει να πολλαπλασιαστούν με τέσσερα, χρησιμοποιώντας τις ακμές και τις πτώσεις στα δύο κανάλια, όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$cpr = 4 * ppr$$

- Αισθητήρας Ρεύματος

Οι αισθητήρες ρεύματος που χρησιμοποιήθηκαν ώστε να γίνεται η μέτρηση των ρευμάτων εισόδου του ηλεκτρικού κινητήρα είναι LEM LTS 6-NP.



Σχήμα 7.18 Αισθητήρας ρεύματος LEM LTS 6-NP.

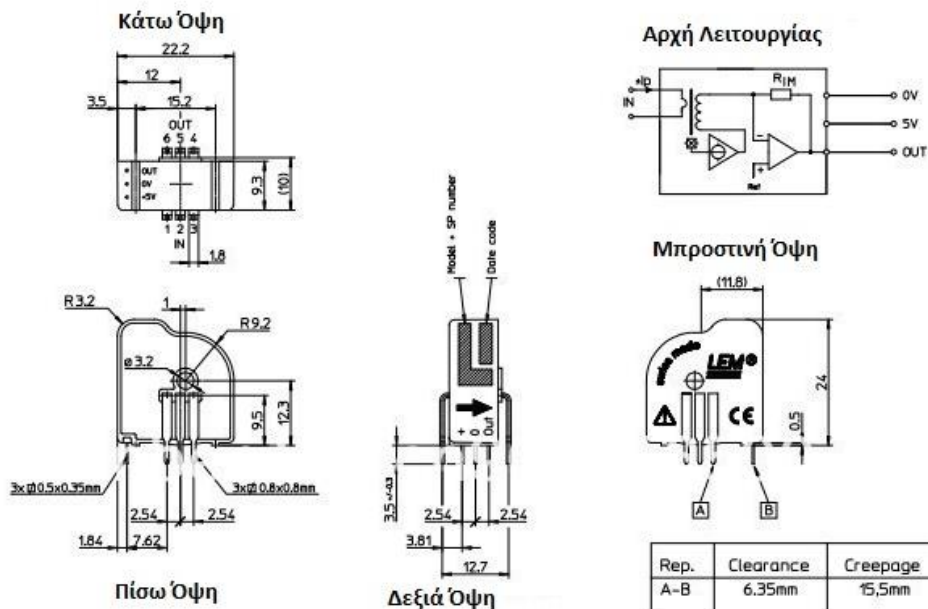
Ο αισθητήρας αυτός μπορεί να υλοποιήσει την μέτρηση ρευμάτων DC, AC και τετραγωνικής μορφής και παρέχει γαλβανικό διαχωρισμό μεταξύ του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος κυκλώματος. Η μετατροπή του ρεύματος σε τάση γίνεται με επαγωγή όπως σύμφωνα με το φαινόμενο Hall. Μπορεί να κάνει μετρήσεις ρεύματος έως και 80 A και στην έξοδό του δίνει μια αναλογική τάση στο διάστημα [0,5] V. Είναι κατάλληλος για το πείραμα της εργασίας αυτής διότι πέρα από το μεγάλο εύρος τιμών ρεύματος που μπορεί να μετρήσει, έχει επίσης και μεγάλη ακρίβεια στην μέτρηση με ευαισθησία 25 mV/A.

Τα πλεονεκτήματα αυτού του αισθητήρα ρεύματος είναι ότι έχει ειδική σχεδίαση για χρήση σε πλακέτα PCB, έχει καλή γραμμικότητα, γρήγορη απόκριση, ανθεκτικότητα σε εξωτερικές παρεμβολές και πολύ χαμηλές απώλειες. Είναι ένας αισθητήρας ειδικά σχεδιασμένος για βιομηχανικές εφαρμογές όπως συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενης τάσης, εφαρμογές με τροφοδοσία από μπαταρίες και UPS (Uninterruptible Power Supply).

Ο αισθητήρας μπορεί έχει διάφορες συνδεσμολογίες στους ακροδέκτες και για κάθε συνδεσμολογία αλλάζουν τα χαρακτηριστικά του όπως το ρεύμα πρωτεύοντος I_{PN} και η ακρίβεια μέτρησης. Ο αριθμός περιελίξεων μπορεί επίσης να μεταβληθεί. Η σχέση μεταξύ της τάσης εξόδου και του ρεύματος εισόδου είναι η παρακάτω:

$$V_o = 2.5 + 0.625 \frac{I_P}{I_{PN}}$$

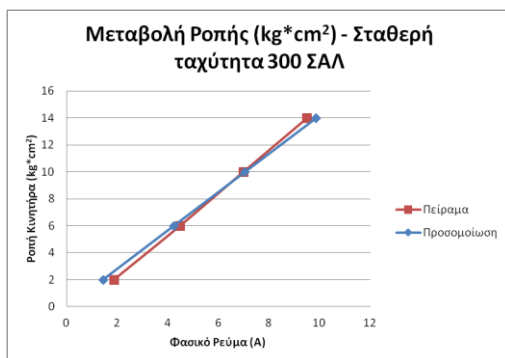
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η αρχή λειτουργίας του αισθητήρα και οι διαστάσεις του αναλυτικότερα:



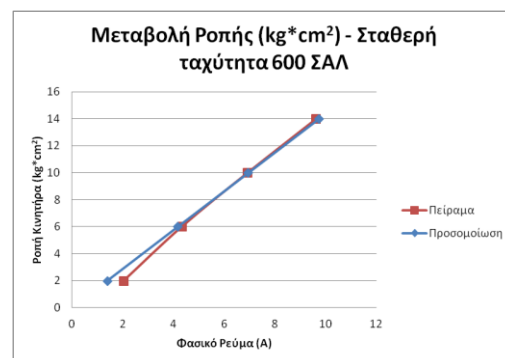
Σχήμα 7.19 Γεωμετρία και αρχή λειτουργίας του αισθητήρα ρεύματος LEM LTS 6-NP. [26]

7.5 Μεταβολή Ροπής για Σταθερή Ταχύτητα

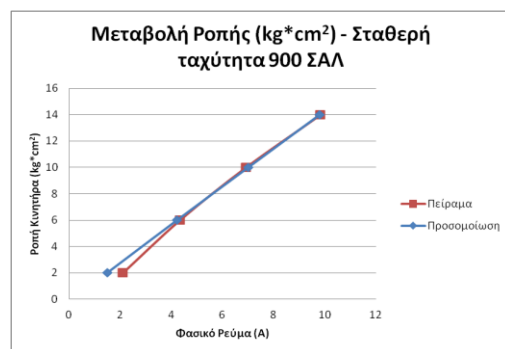
Σε αυτήν την ενότητα παρατηρείτε η μεταβολή ροπής στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Όπως φαίνεται παρακάτω, η συσχέτιση του ρεύματος με τη ροπή είναι απολύτως γραμμική. Με αυτόν τον τρόπο επιβεβαιώνεται η θεωρητική λειτουργία μια σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών. Επιπλέον, παρατηρούμε ότι η κλίσεις των δύο γραμμών που δείχνουν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και του πειράματος είναι πολύ κοντά. Αυτό σημαίνει ότι τα χαρακτηριστικά που επιλέχθηκαν για το μοντέλο της μηχανής ήταν τα πραγματικά χαρακτηριστικά της και ο έλεγχος υλοποιήθηκε ορθά ώστε να μην προκαλεί σφάλματα που θα αυξάνουν το ρεύμα.



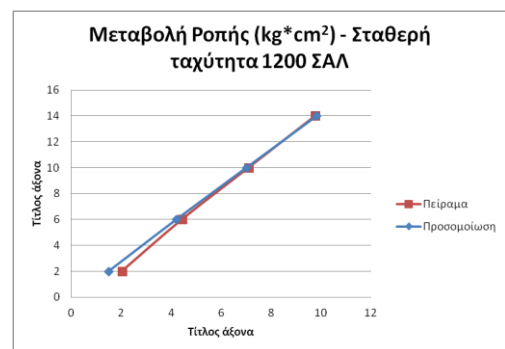
(α)



(β)



(γ)

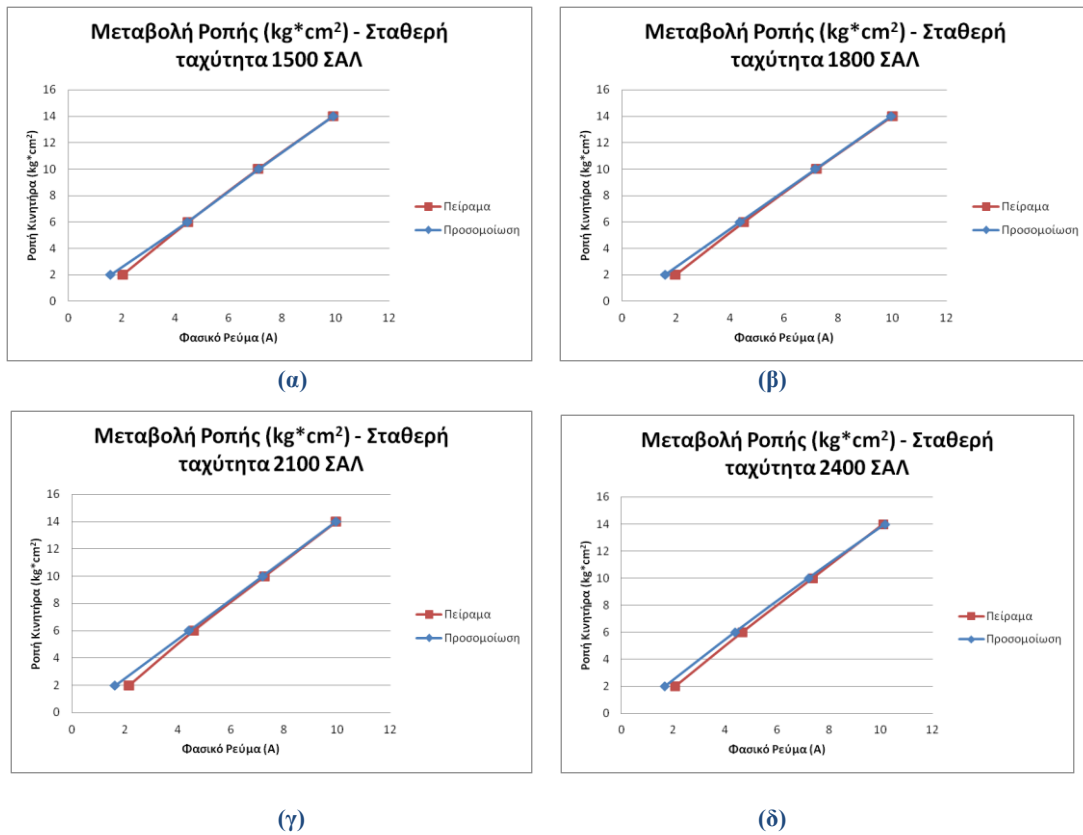


(δ)

Σχήμα 7.20 Μεταβολή ροπής συναρτήσει ρεύματος με ταχύτητα (α)300 ΣΑΛ (β)600 ΣΑΛ (γ) 900 ΣΑΛ (δ) 1200 ΣΑΛ.

Ένα στοιχείο της μηχανής που ήταν αδύνατον να βρεθεί βάσει της αρχικής σχεδίασής της ήταν η τριβή της. Για να βρεθεί η πραγματική τιμή της τριβής έπρεπε να γίνουν κάποιες μετρήσεις ρεύματος για διάφορα φορτία. Αν γίνει η επιμήκυνση της γραμμής προς τα αριστερά, τότε μπορεί να βρεθεί η τιμή του ρεύματος που χρειάζεται η μηχανή μόνο για να αντισταθμιστεί η τριβή καθώς και η ίδια η τριβή. Αυτές οι δύο τιμές είναι αντίστοιχα η τομή της γραμμής με τον άξονα του ρεύματος και με τον άξονα της ροπής. Αφού υπολογίστηκε και η τριβή της μηχανής, τότε το μοντέλο στο Simulink ήταν πλήρες.

Επιπλέον, παρατηρείται ότι δεν υπάρχει διαφορά στην τιμή του ρεύματος για διάφορες ταχύτητες. Αυτό ήταν αναμενόμενο από τη θεωρία της ηλεκτρικής μηχανής.

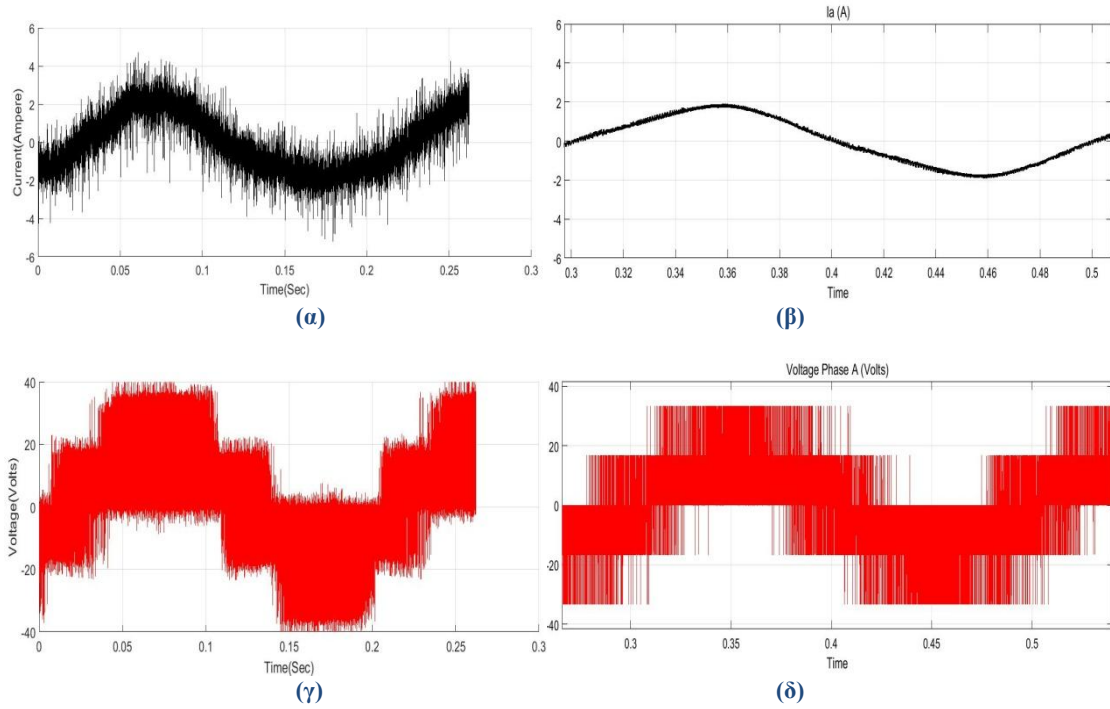


Σχήμα 7.21 Μεταβολή ροπής συναρτήσει ρεύματος με ταχύτητα (α)1500 ΣΑΛ (β)1800 ΣΑΛ (γ) 2100 ΣΑΛ (δ) 2400 ΣΑΛ.

Είναι όμως ευδιάκριτο ότι στην χαμηλή ροπή υπάρχει μια μικρή απόκλιση γύρω στα 0.4A. Αυτό οφείλεται στις μηχανικές ταλαντώσεις που παρατηρήθηκαν στις χαμηλές στροφές της μηχανής. Κατά την διάρκεια του πειράματος στην χαμηλή ταχύτητα υπήρξε μια μικρή ταλάντωση που μπορούσε να ακουστεί με ευκολία.

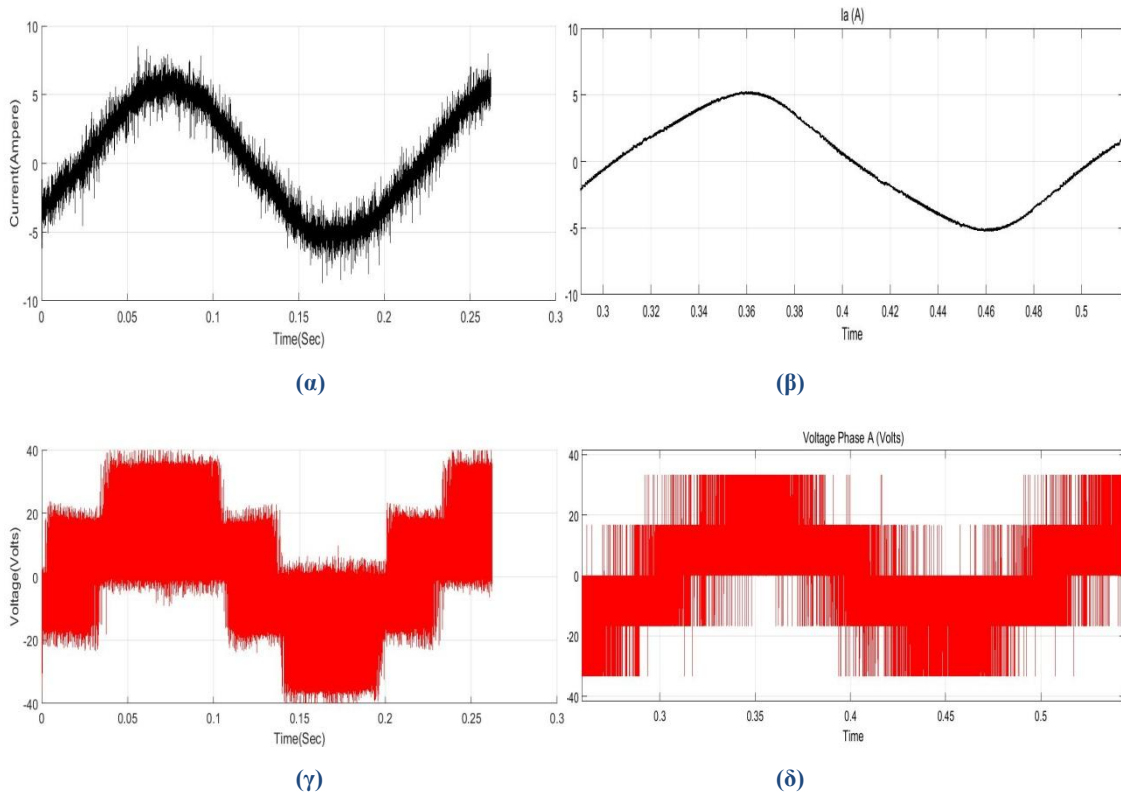
Παρακάτω φαίνονται τα ρεύματα και οι τάσεις που μετρήθηκαν με χρήση αμπεροτσιμπίδας και παλμογράφου σε διάφορες λειτουργικές καταστάσεις της μηχανής με διανυσματικό έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου μέσω διαμόρφωσης χωρικών διανυσμάτων:

- Ταχύτητα 300 ΣΑΛ, Ροπή 0.1961 Nm



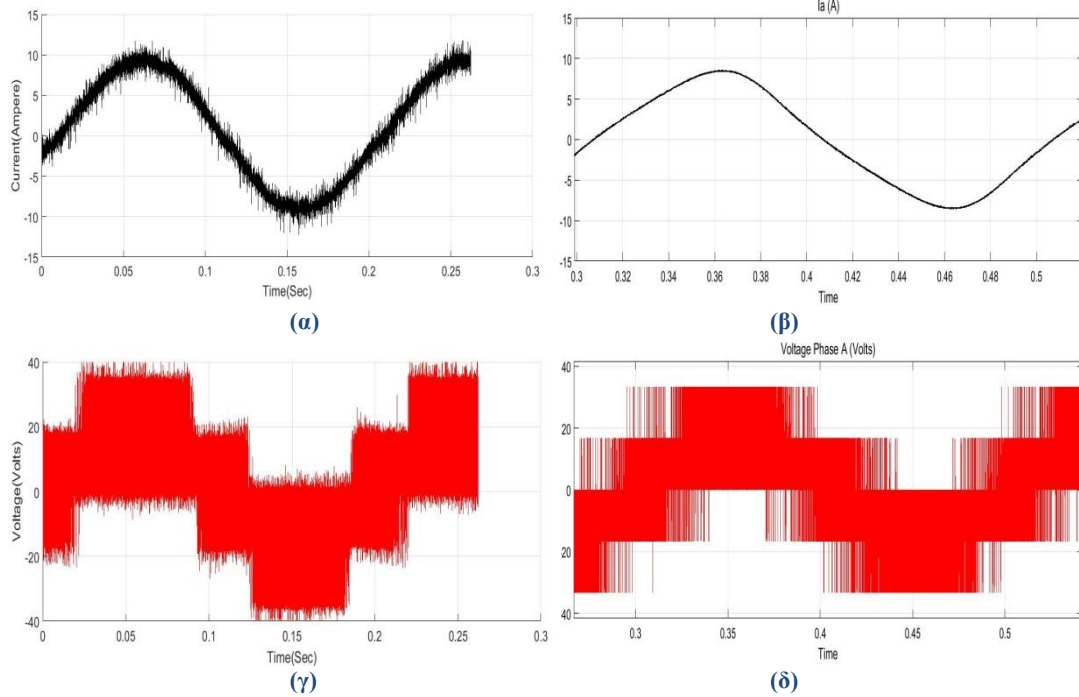
Σχήμα 7.22 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 300 ΣΑΛ, Ροπή 0.5884 Nm



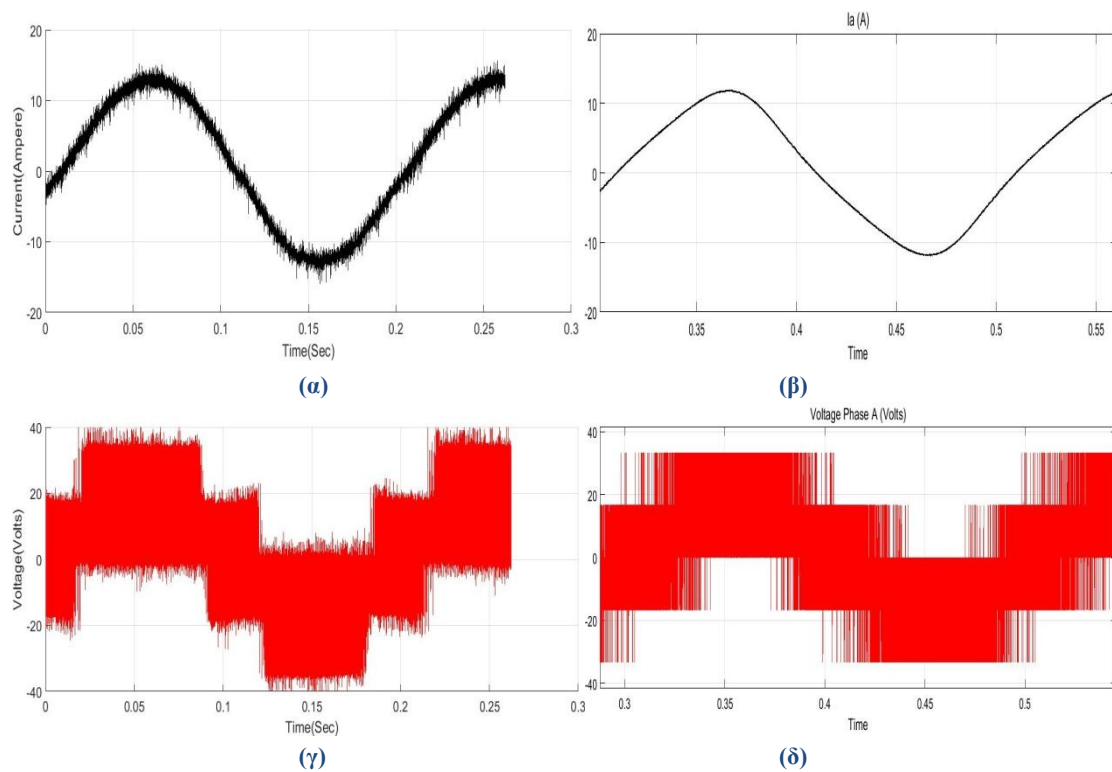
Σχήμα 7.23 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 300 ΣΑΛ, Ροπή 0.9807 Nm



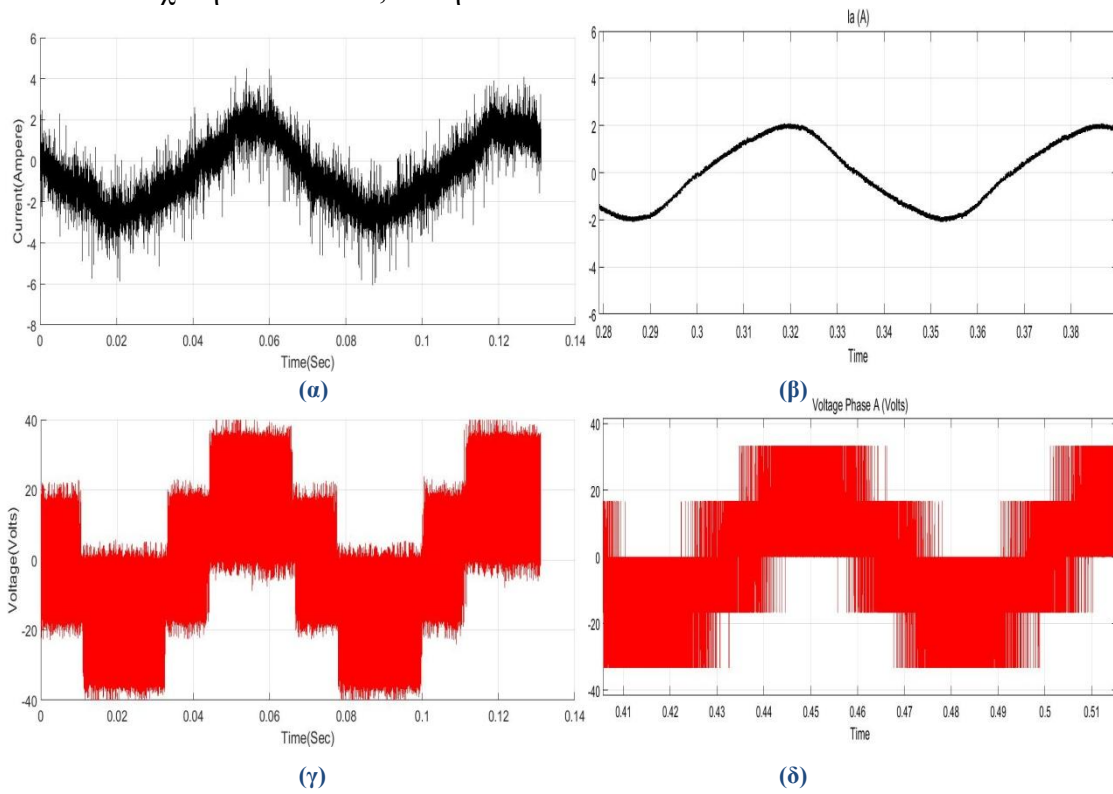
Σχήμα 7.24 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 300 ΣΑΛ, Ροπή 1.3729 Nm



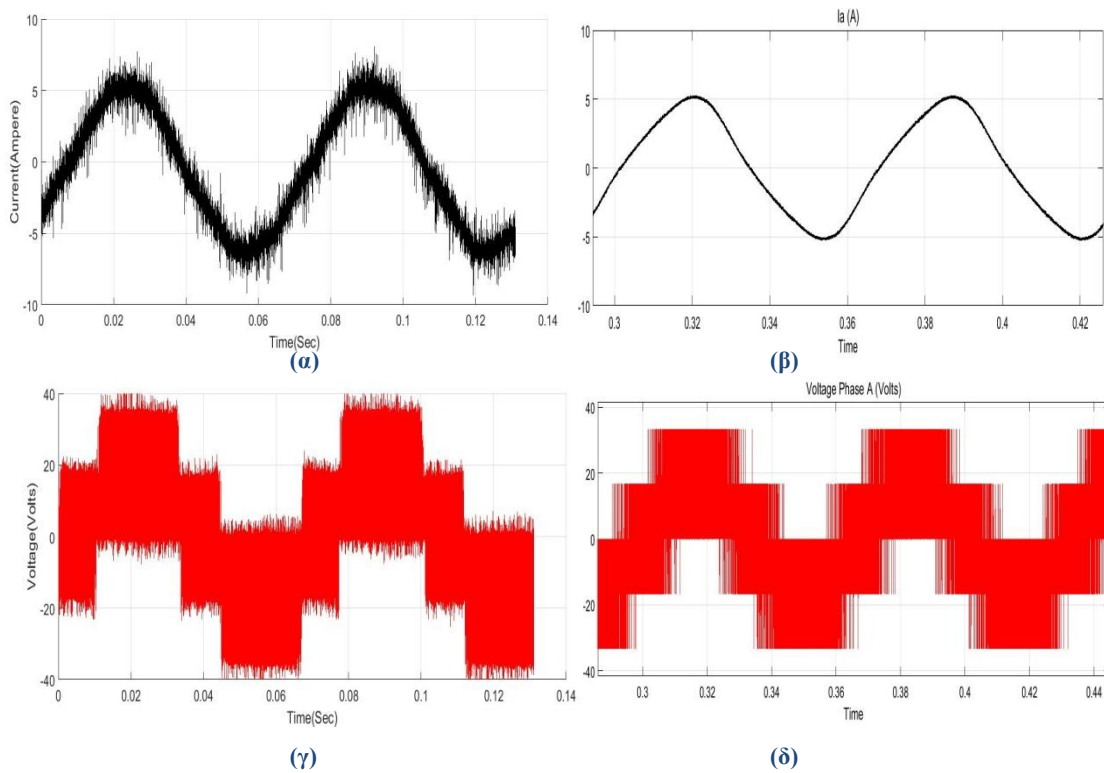
Σχήμα 7.25 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 900 ΣΑΛ, Ροπή 0.1961 Nm



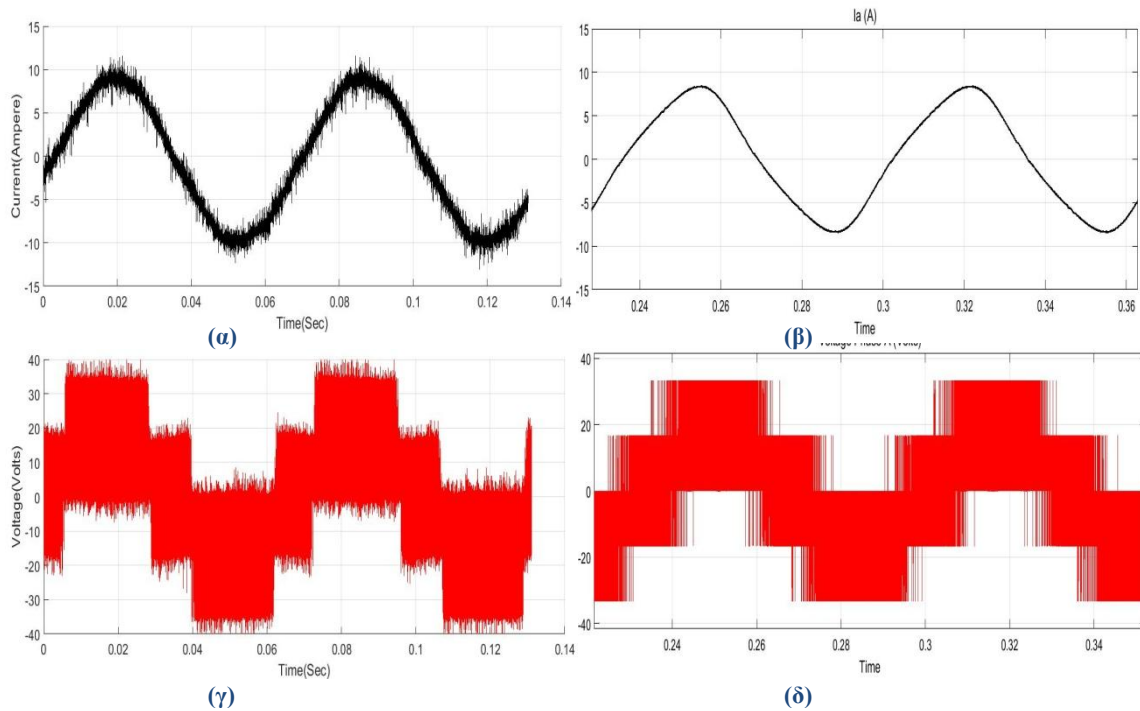
Σχήμα 7.26 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 900 ΣΑΛ, Ροπή 0.5884 Nm



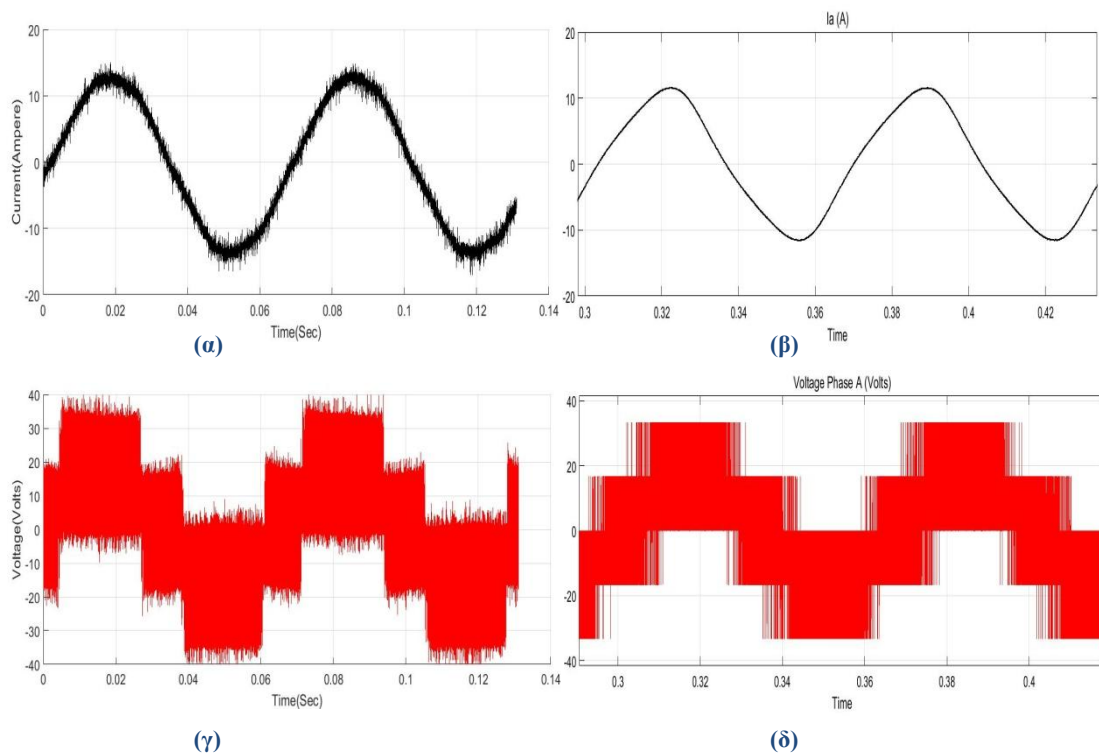
Σχήμα 7.27 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 900 ΣΑΛ, Ροπή 0.9807 Nm



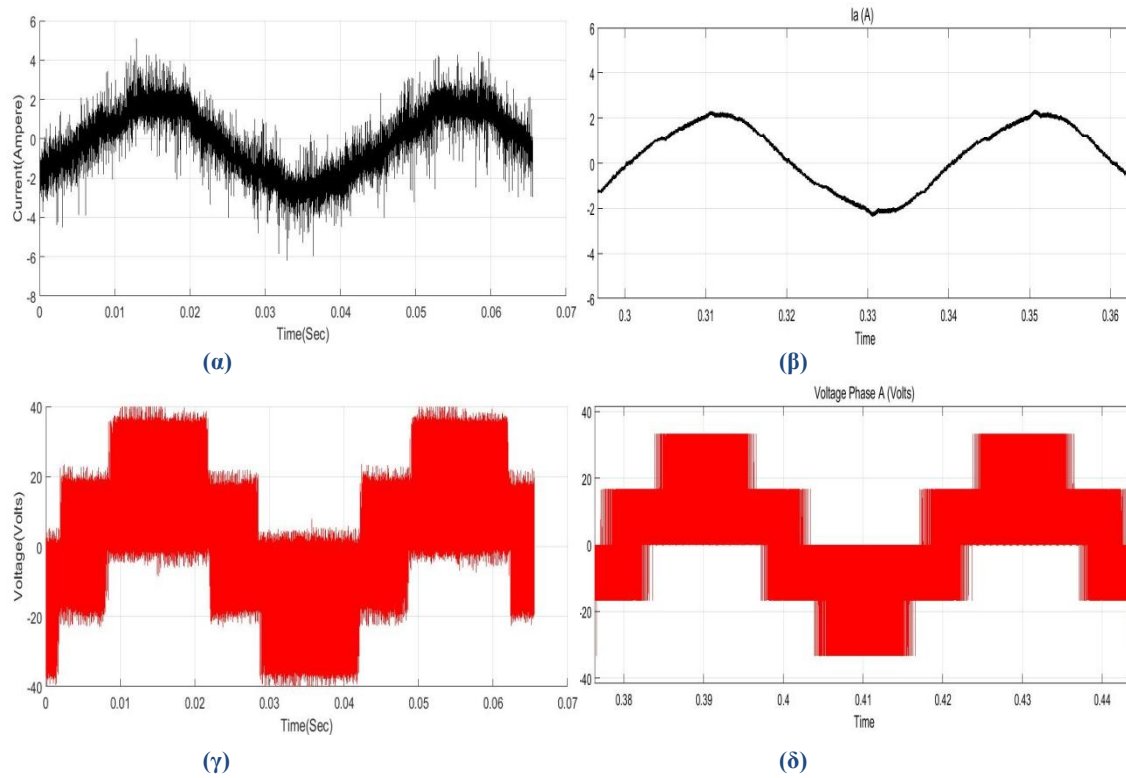
Σχήμα 7.28 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 900 ΣΑΛ, Ροπή 1.3729 Nm



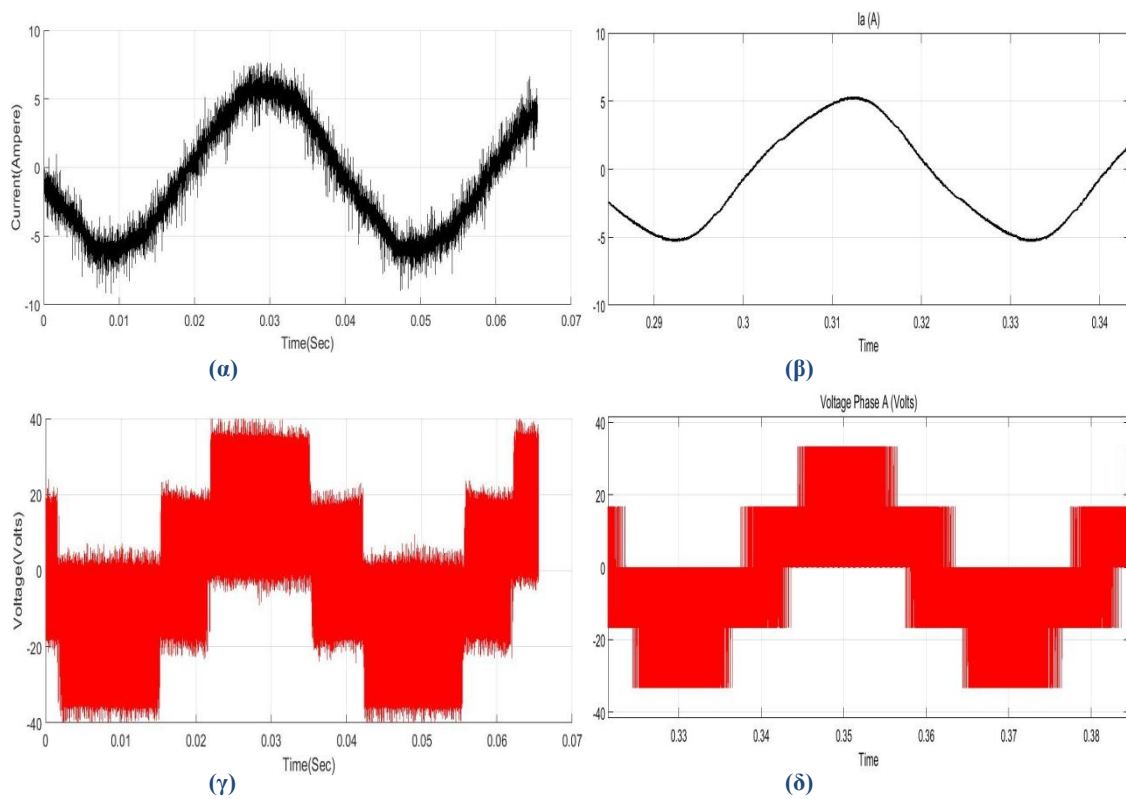
Σχήμα 7.29 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 1500 ΣΑΛ, Ροπή 0.1961 Nm



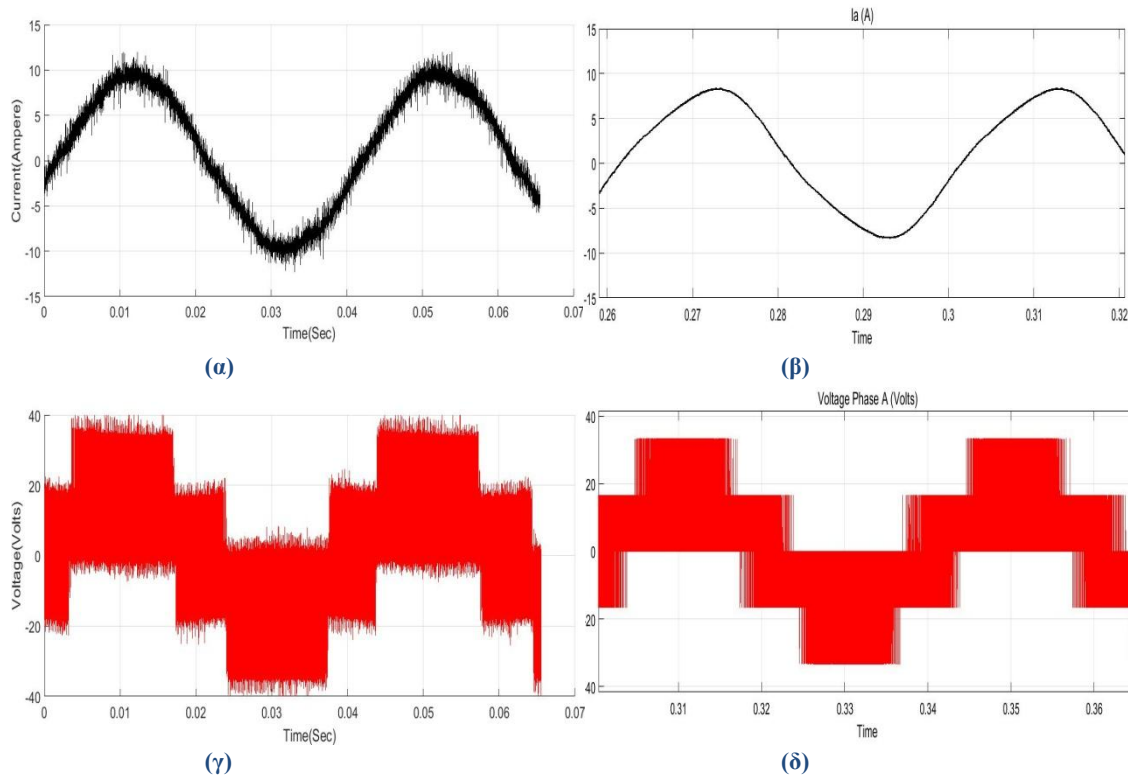
Σχήμα 7.30 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 1500 ΣΑΛ, Ροπή 0.5884 Nm



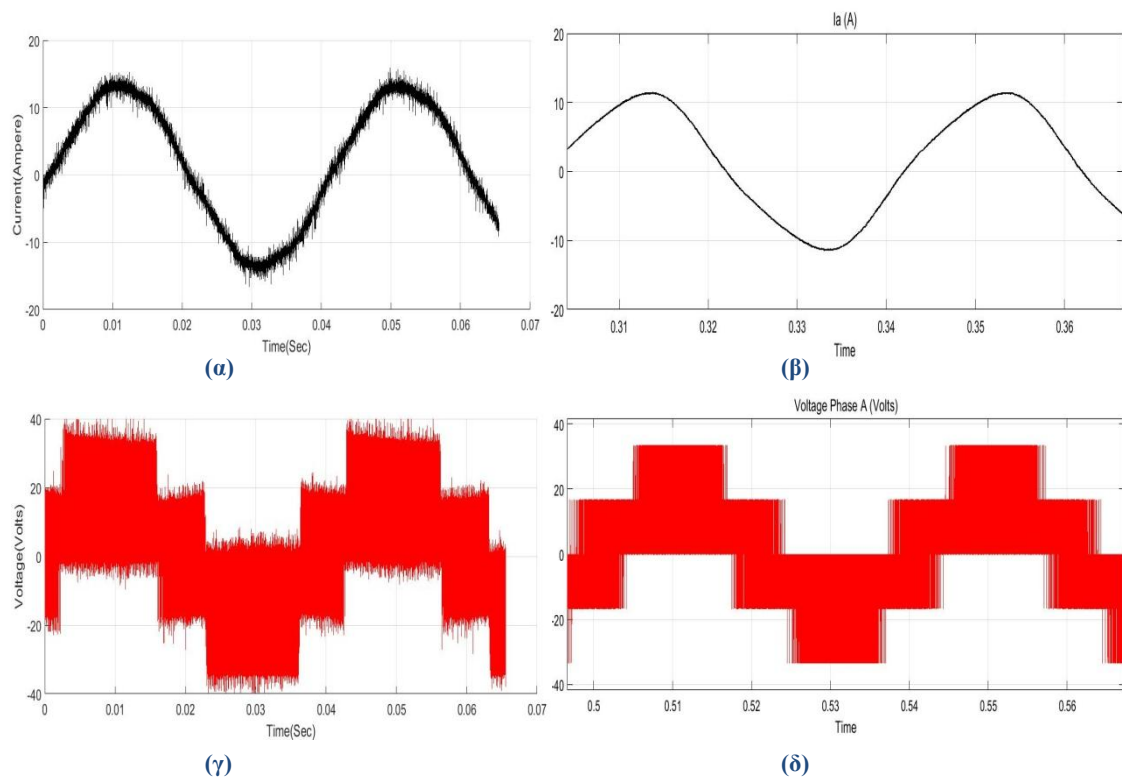
Σχήμα 7.31 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 1500 ΣΑΛ, Ροπή 0.9807 Nm



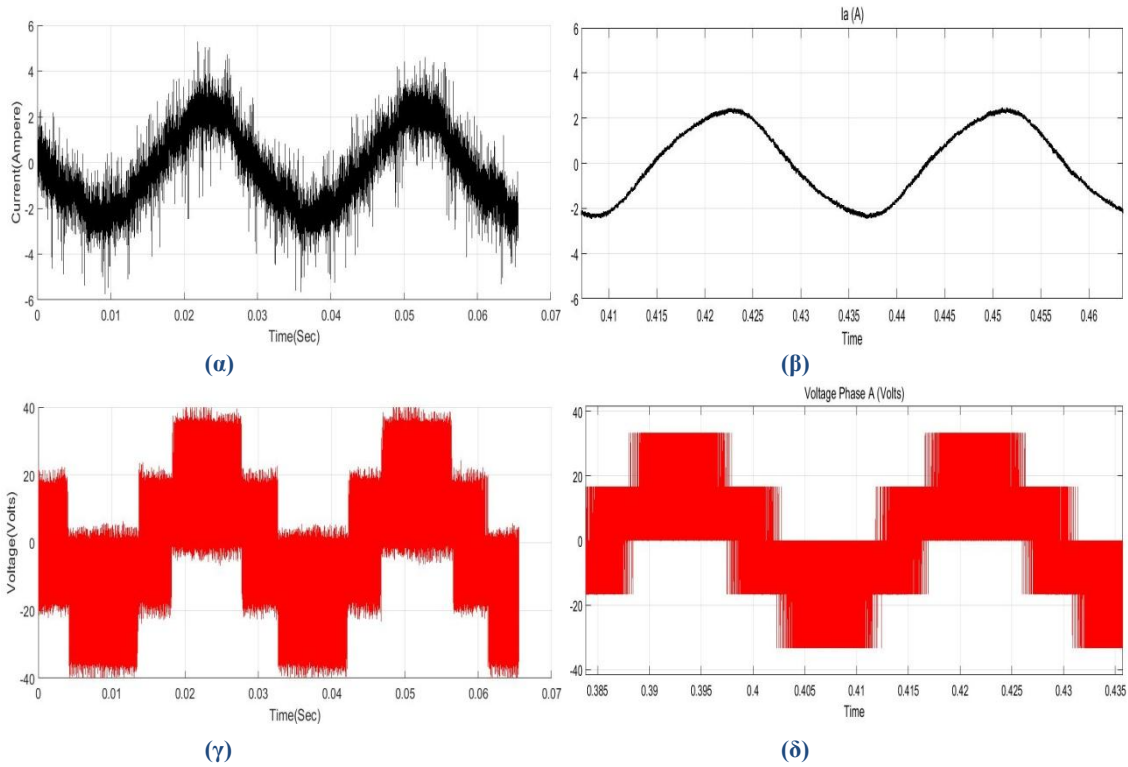
Σχήμα 7.32 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 1500 ΣΑΛ, Ροπή 1.3729 Nm



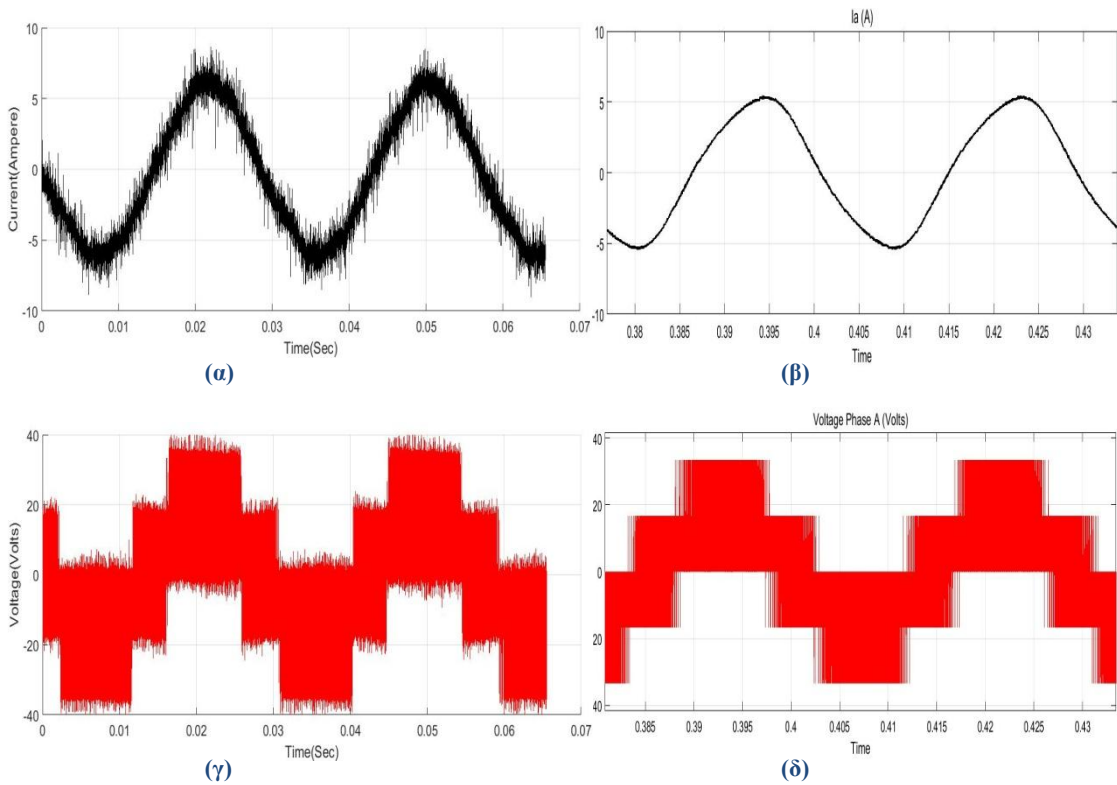
Σχήμα 7.33 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 2100 ΣΑΛ, Ροπή 0.1961 Nm



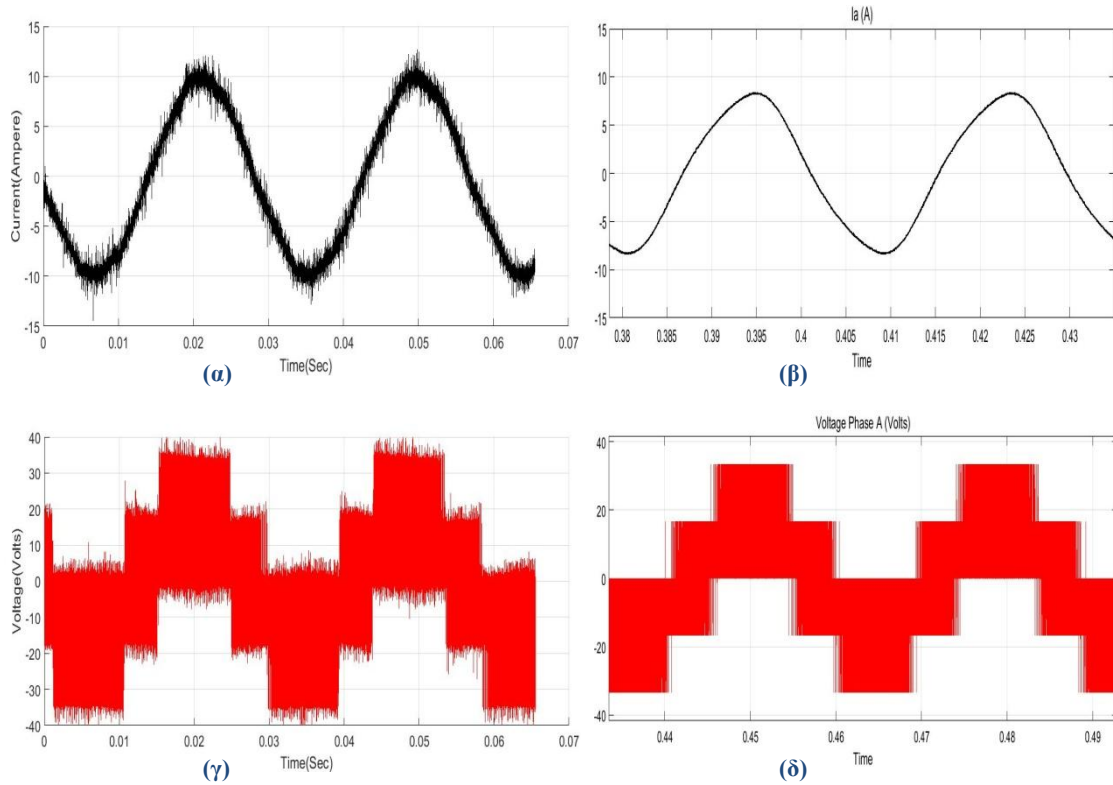
Σχήμα 7.34 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 2100 ΣΑΛ, Ροπή 0.5884 Nm



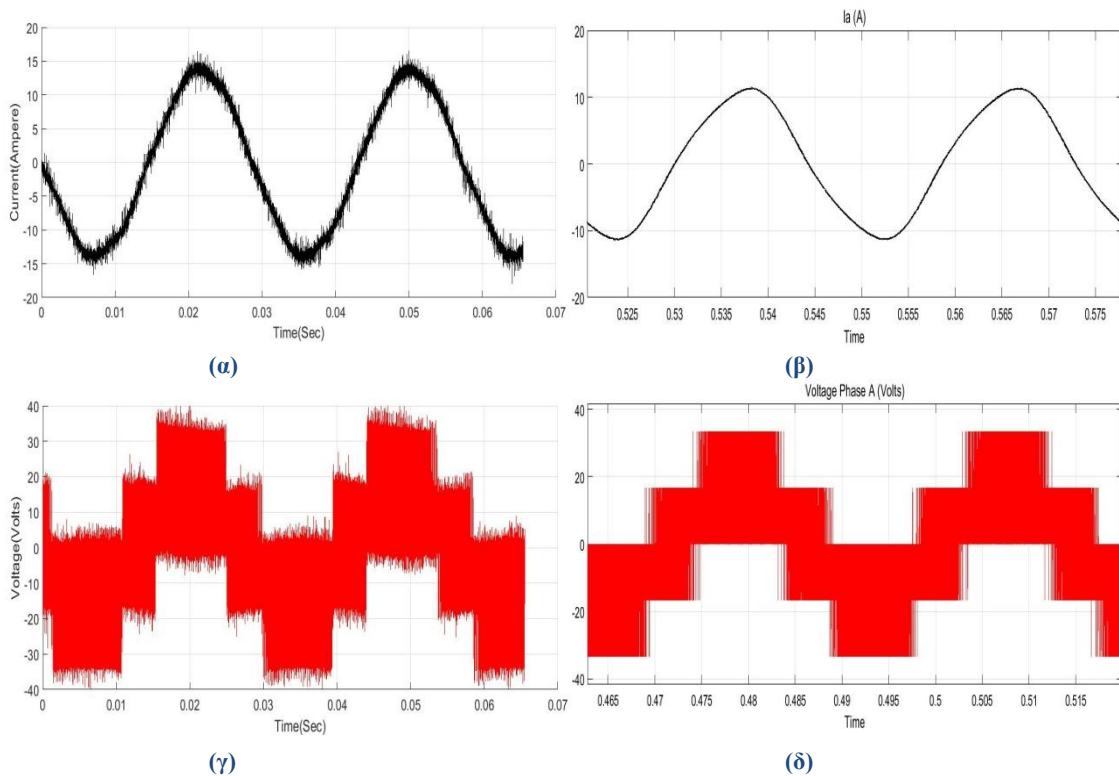
Σχήμα 7.35 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 2100 ΣΑΛ, Ροπή 0.9807 Nm



Σχήμα 7.36 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

- Ταχύτητα 2100 ΣΑΛ, Ροπή 1.3729 Nm



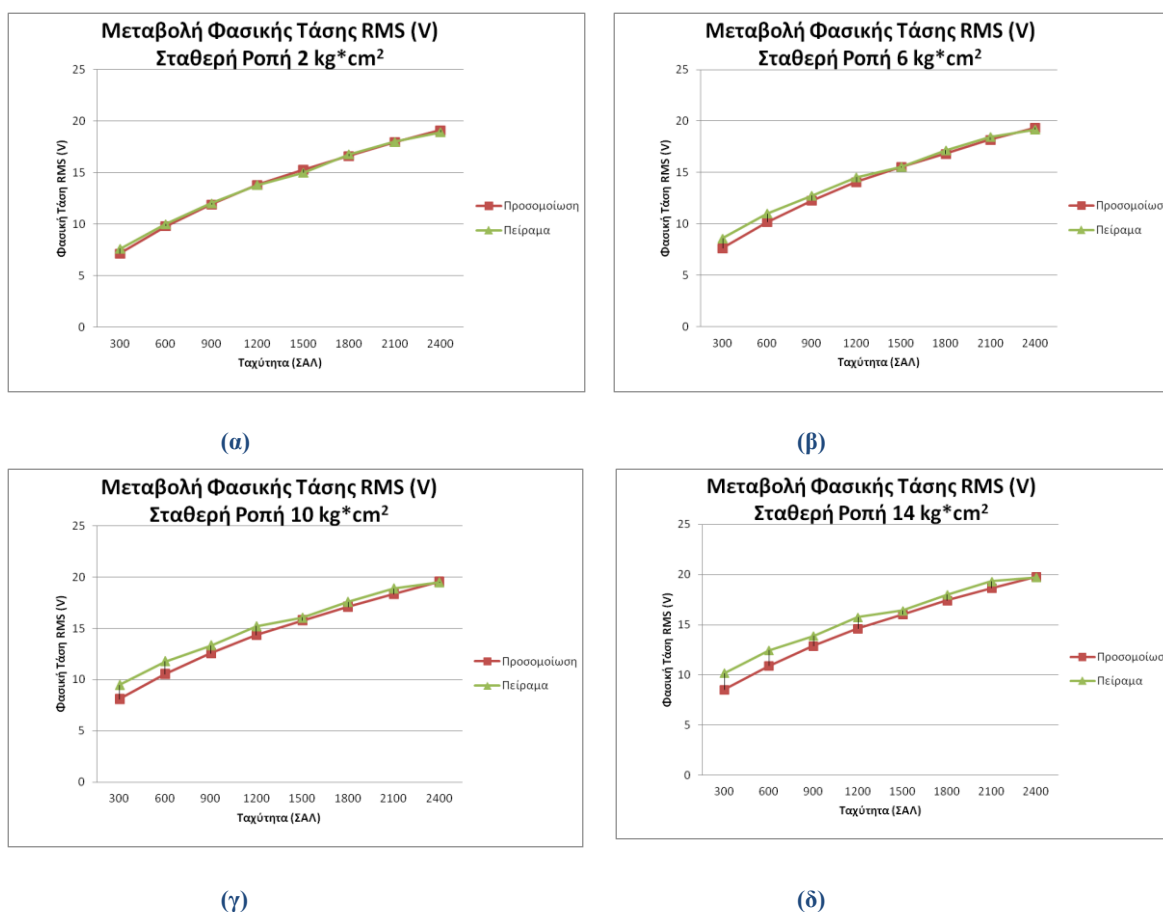
Σχήμα 7.37 (α) Φασικό ρεύμα πειράματος (β) Φασικό ρεύμα προσομοίωσης (γ) Φασική τάση πειράματος (δ) Φασική τάση προσομοίωσης.

Στις παραπάνω κυματομορφές είναι φανερό ότι το ρεύμα έχει ίση συχνότητα το οποίο είναι απόλυτα σύμφωνο με τη θεωρία λόγω του ότι η ταχύτητα δρομέα μένει ίδια. Από την άλλη όμως το πλάτος του ρεύματος είναι εμφανώς αυξημένο όταν το μηχανικό φορτίο που επιβάλλεται στη μηχανή αυξάνεται από 0.1961 Nm στα 1.3729 Nm.

Στις δύο παραπάνω κυματομορφές μπορεί να παρατηρηθεί η διαφορά της κυμάτωσης που προκαλείται από το τροφοδοτικό. Αυτή η κυμάτωση οφείλεται κυρίως στο ότι το τροφοδοτικό αδυνατεί να μετατρέψει απόλυτα την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή με αποτέλεσμα αυτή η κυμάτωση να παρατηρείται και στην τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Συνεπώς εκεί οφείλεται κατά κύριο λόγο και η μικρή απόκλιση μεταξύ των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με αυτά του πειράματος.

7.6 Μεταβολή Φασικής Τάσης RMS για Σταθερή Ροπή Κινητήρα

Στο σχήμα 7.38 έχει γίνει η σύγκριση των τιμών RMS τάσης που προκύπτουν συναρτήσει της ταχύτητας δρομέα. Αυτή η καταγραφή έχει γίνει για τέσσερις διαφορετικές τιμές φορτίου όπως φαίνεται και παρακάτω:



Σχήμα 7.38 Μεταβολή φασικής τάσης συναρτήσει της ταχύτητας με σταθερή ηλεκτρομαγνητική ροπή (α) 2 kgcm (β) 6 kgcm (γ) 10 kgcm (δ) 14 kgcm

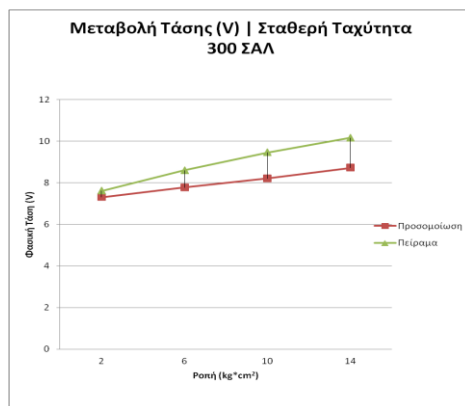
Στα παραπάνω γραφήματα βλέπουμε ότι η φασική τάση που επιβάλλεται στην ηλεκτρική μηχανή είναι απολύτως συσχετιζόμενη με την ταχύτητα του δρομέα. Αυτό είναι αποτέλεσμα της βασικής αρχής της λειτουργίας της μηχανής. Όταν ανεβαίνει η

ταχύτητα του δρομέα και η συχνότητα του ρεύματος, τότε η ροπή της μηχανής μειώνεται και θα πρέπει να αντισταθμιστεί μέσω της αύξησης της τάσης.

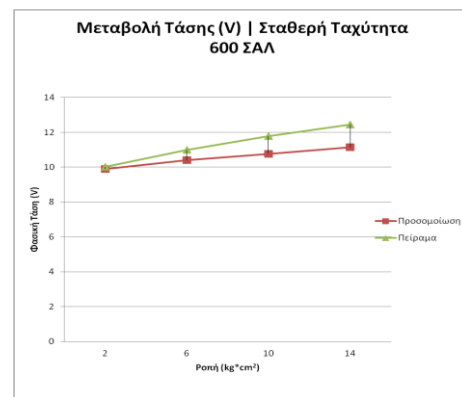
Τα αποτελέσματα του μοντέλου που υλοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab / Simulink είναι περίπου ίσα με τις μετρήσεις που πάρθηκαν στο εργαστήριο. Η μόνη απόκλιση φαίνεται στις χαμηλές ταχύτητες οι οποίες οφείλονται κυρίως σε φαινόμενα που προκαλεί το τροφοδοτικό το οποίο δεν έδινε ακριβώς σταθερή τάση στην έξοδο του. Κατά τη διάρκεια του πειράματος παρατηρήθηκε μια κυμάτωση στην τάση η οποία στη συνέχεια φαινόταν στην εναλλασσόμενη τάση του κινητήρα.

7.7 Μεταβολή Φασικής Τάσης RMS για Σταθερή Ταχύτητα Δρομέα

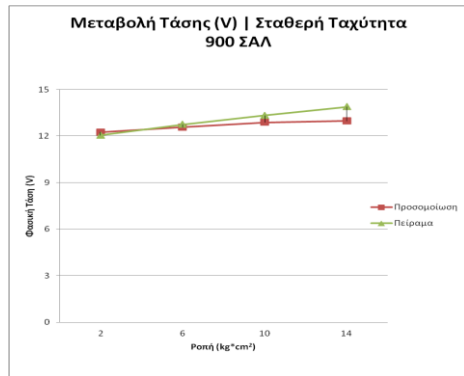
Στο σχήμα 7.39 φαίνεται η μεταβολή της τάσης για σταθερή ταχύτητα δρομέα συναρτήσει της ηλεκτρομαγνητικής ροπής:



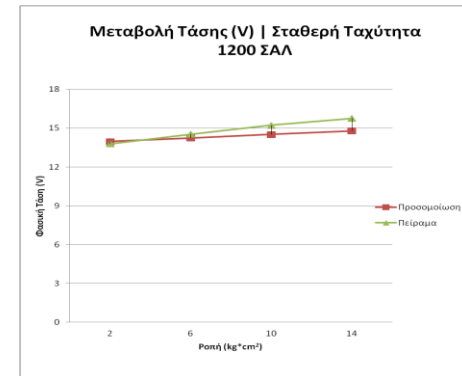
(α)



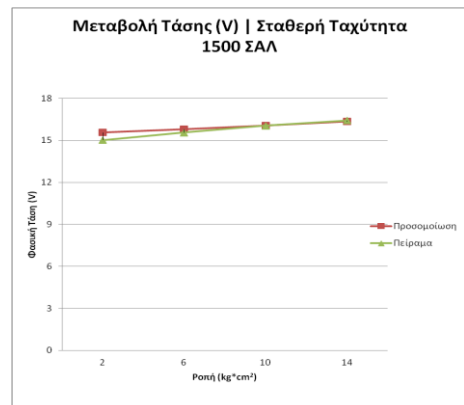
(β)



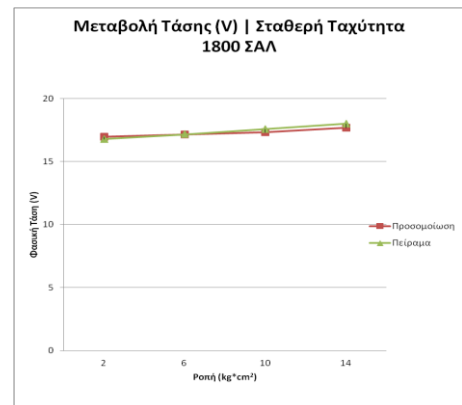
(γ)



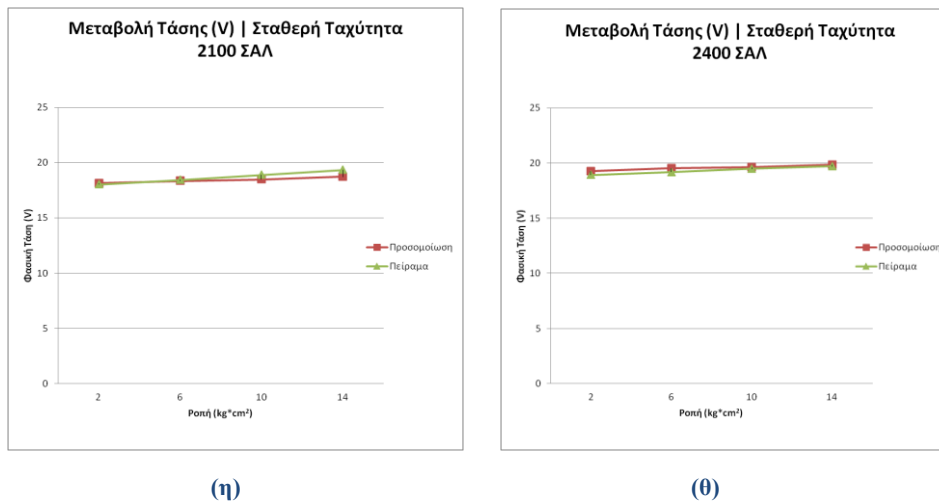
(δ)



(ε)



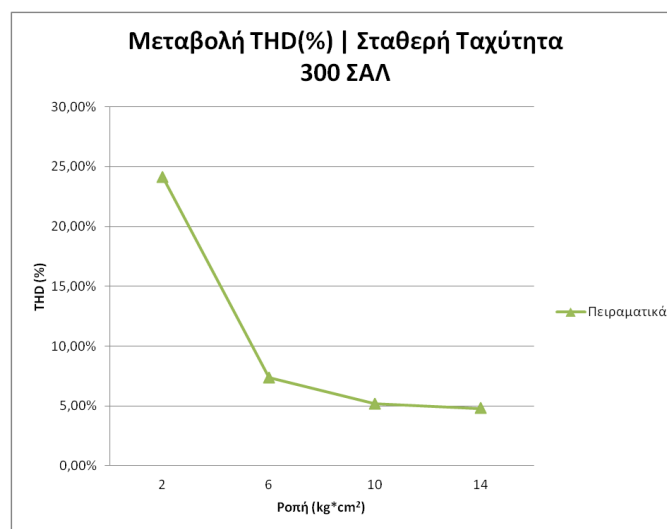
(ζ)



Σχήμα 7.39 Μεταβολή τάσης συναρτήσει της ηλεκτρομαγνητικής ροπής με σταθερή ταχύτητα (α) 300 ΣΑΛ (β) 600 ΣΑΛ (γ) 900 ΣΑΛ (δ) 1200 ΣΑΛ (ε) 1500 ΣΑΛ (ζ) 1800 ΣΑΛ (η) 2100 ΣΑΛ (θ) 2400 ΣΑΛ.

Στην ενότητα αυτήν συγκρίνεται η τάση RMS του μοντέλου στο Simulink με αυτήν που μετρήθηκε κατά την πειραματική διαδικασία όταν διατηρείται η ταχύτητα δρομέα σταθερά και μεταβάλλεται το φορτίο. Θεωρητικά η τάση θα πρέπει να μεταβάλλεται ελάχιστα εάν διατηρείται σταθερή η ταχύτητα και αυτό επιβεβαιώνεται από τα πειραματικά αποτελέσματα καθώς και από τα αποτελέσματα προσομοίωσης.

7.8 Μεταβολή THD Ρεύματος για Σταθερή Ταχύτητα

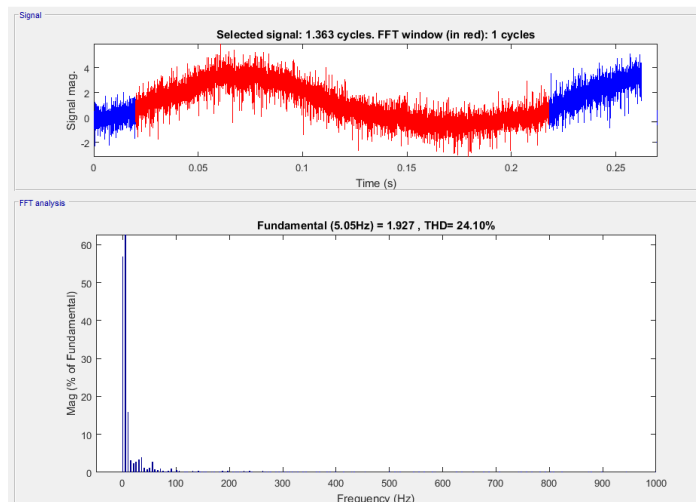


Σχήμα 7.40 Συνολική αρμονική παραμόρφωση συναρτήσει ηλεκτρομαγνητικής ροπής.

Η ανάλυση της αρμονικής παραμόρφωσης THD (%) δείχνει επίσης πως εξαρτάται το συγκεκριμένο μέγεθος από την αλλαγή του φορτίου. Στο μικρό φορτίο των 2 kg*cm το πλάτος του φασικού ρεύματος είναι αρκετά μικρό με αποτέλεσμα η παραμόρφωση που εισάγεται από την υψηλή διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα

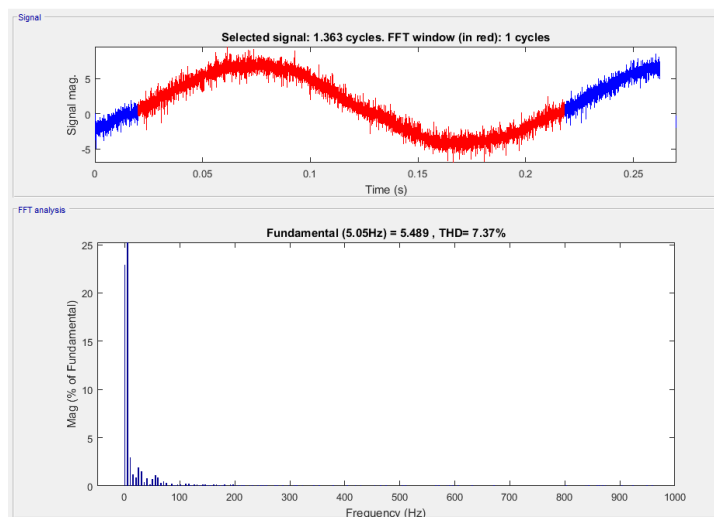
να είναι αρκετά μεγάλη. Στην περίπτωση που το φορτίο είναι $14 \text{ kg}\cdot\text{cm}$ και το ρεύμα αυξάνεται σχεδόν 6 φορές, η παραμόρφωση είναι αρκετά μικρότερη. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι παρόλο που η παραμόρφωση που εισάγει ο αντιστροφέας είναι η ίδια, η σχετική παραμόρφωση σε ρεύμα μεγαλύτερου πλάτους είναι μικρότερη. Παρακάτω φαίνεται καθαρά η ανάλυση της αρμονικής παραμόρφωσης που έγινε στο λογισμικό Matlab:

- Ταχύτητα 300 ΣΑΛ, Ροπή 0.1961 Nm:



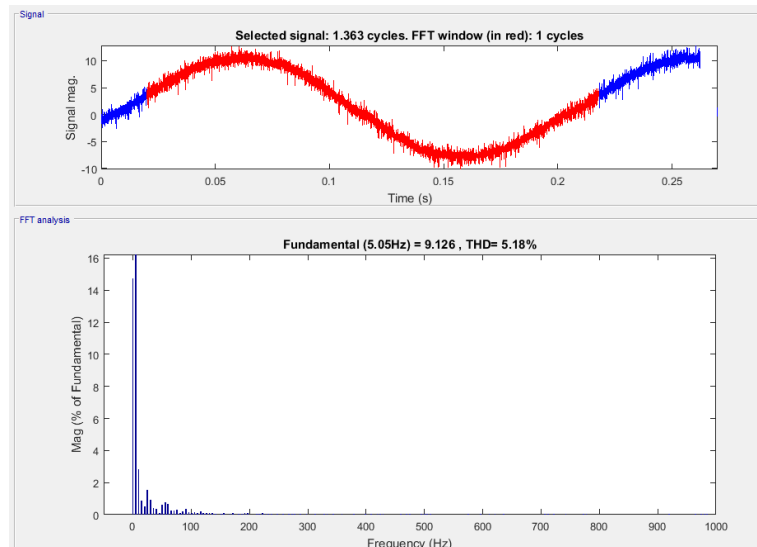
Σχήμα 7.41 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος THD (%) για ταχύτητα 300 ΣΑΛ και ηλεκτρομαγνητική ροπή 0.1961 Nm.

- Ταχύτητα 300 ΣΑΛ, Ροπή 0.5884 Nm:



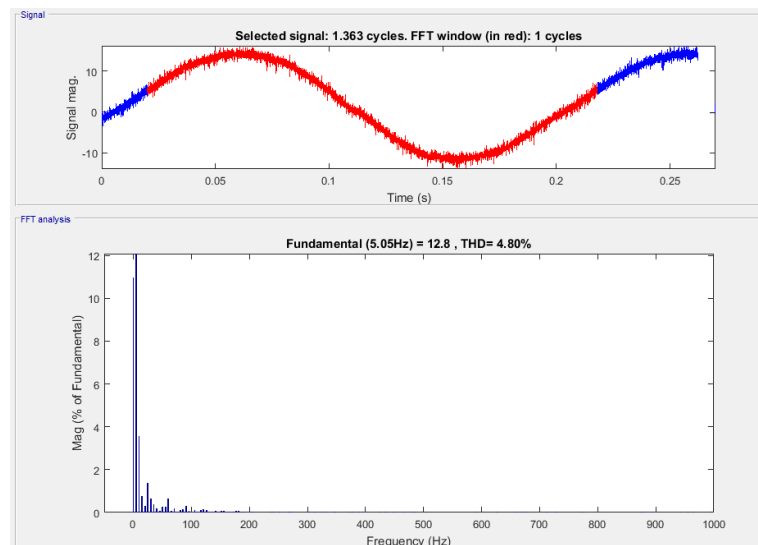
Σχήμα 7.42 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος THD (%) για ταχύτητα 300 ΣΑΛ και ηλεκτρομαγνητική ροπή 0.5884 Nm.

- Ταχύτητα 300 ΣΑΛ, Ροπή 0.9807 Nm:



Σχήμα 7.43 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος THD (%) για ταχύτητα 300 ΣΑΛ και ηλεκτρομαγνητική ροπή 0.9807 Nm.

- Ταχύτητα 1500 ΣΑΛ, Ροπή 1.3729 Nm:



Σχήμα 7.44 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος THD (%) για ταχύτητα 300 ΣΑΛ και ηλεκτρομαγνητική ροπή 1.3729 Nm.

7.9 Πειραματικά αποτελέσματα κατά την μεταβατική κατάσταση

Στο εργαστήριο πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις των μεταβατικών καταστάσεων του διανυσματικού ελέγχου της μηχανής η οποία σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε με σκοπό την χρήση της στο πρότυπο ηλεκτρικό όχημα "Πυρφόρος 2". Για την ανάλυση της λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής καθώς και της τεχνικής ελέγχου

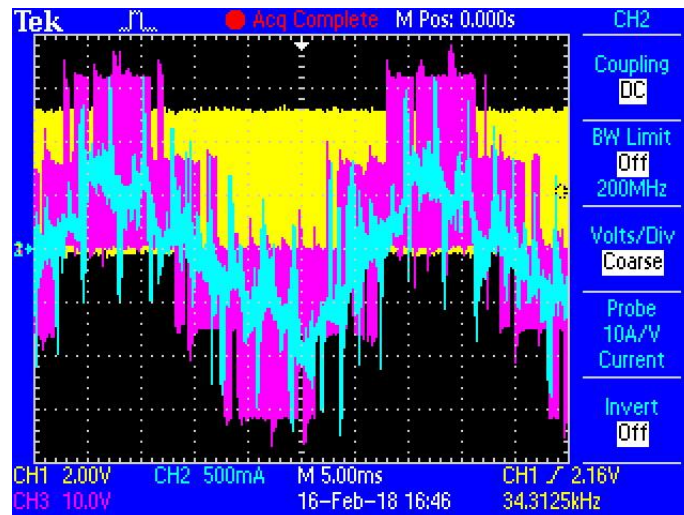
που υλοποιήθηκε, έχουν γίνει μετρήσεις της συμπεριφοράς της σε κενό φορτίο για διάφορες τιμές ταχύτητας.

Πρέπει να σημειωθεί ότι στην προσομοίωση δεν έχει γίνει η μοντελοποίηση του νεκρού χρόνου του αντιστροφέα και οι διακοπτικές απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων του θεωρούνται μηδαμινές. Η διακοπτική συχνότητα στην προσομοίωση και στο πείραμα είναι $f_s = 20kHz$. Επίσης, η σύγχρονη μηχανή έχει κατασκευαστεί εξ ολοκλήρου στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών, που παρόλο της υψηλής τεχνογνωσίας του, τα εξειδικευμένα μηχανήματα του δεν έχουν την ακρίβεια των αντίστοιχων βιομηχανικών. Γι' αυτό είναι πιθανό να υπάρχουν αποκλίσεις στις απώλειες τριβής και της ροπής αδράνειας μεταξύ της μοντελοποίησης και της πραγματικής μηχανής καθώς η μοντελοποίηση έχει γίνει με τα μεγέθη της σχεδίασης. Κατά την διάρκεια των πειραματικών μετρήσεων, η ηλεκτρική μηχανή είχε πολλές μηχανικές ταλαντώσεις που πιθανότατα ήταν αποτέλεσμα των αποσυναρμολογήσεων και συναρμολογήσεων που έγιναν για σκοπούς μηχανολογικής έρευνας. Τέλος, η πηγή συνεχούς τάσης στο πείραμα ήταν δύο τροφοδοτικά των οποίων η τάση δεν ήταν απολύτως συνεχείς αλλά είχε κάποια μικρή ημιτονοειδή συνιστώσα η οποία είναι εμφανής στα αποτελέσματα μόνιμης κατάστασης όπως στο σχήμα 7.33(α). Επίσης, τα τροφοδοτικά αυτά έχουν περιοριστή ρεύματος 5A η οποία είναι σημαντικός παράγοντας στα μεταβατικά φαινόμενα. Στην προσομοίωση η τάση εισόδου είναι ιδανική συνεχής τάση 48V και οι περιοριστές ρεύματος ανά φάση είναι 20 A που είναι το μέγιστο ρεύμα για το οποίο έχει σχεδιαστεί η μηχανή.

Παρακάτω φαίνονται μετρήσεις ρεύματος και τάσης της ίδιας φάσης με κενό φορτίο για διάφορες ταχύτητες δρομέα, με φορτίο 0.8 Nm και κατά την βηματική μεταβολή ροπής.

- **Ταχύτητα δρομέα 2017 ΣΑΛ, Κενό φορτίο:**

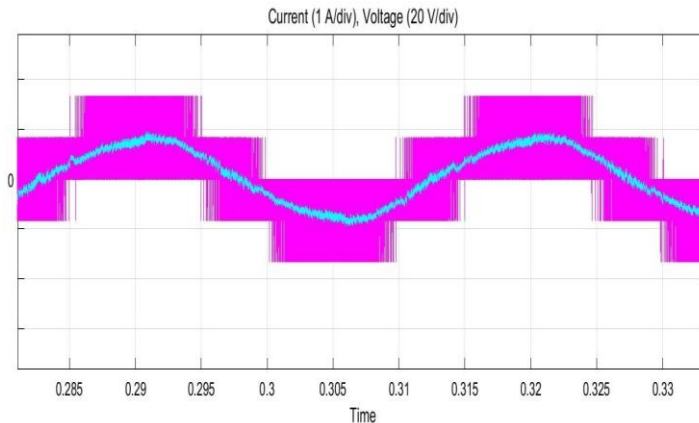
Στο σχήμα 7.45 φαίνεται το φασικό ρεύμα και τάση καθώς και οι παλμοί εξόδου του ακροδέκτη B του αισθητήρα θέσης για κενό φορτίο και ταχύτητα δρομέα 2017 ΣΑΛ:



Σχήμα 7.45 Ρεύμα (Γαλάζιο), Τάση (Μοβ) της ίδιας φάσης και παλμοί της εξόδου B του αισθητήρα θέσης.

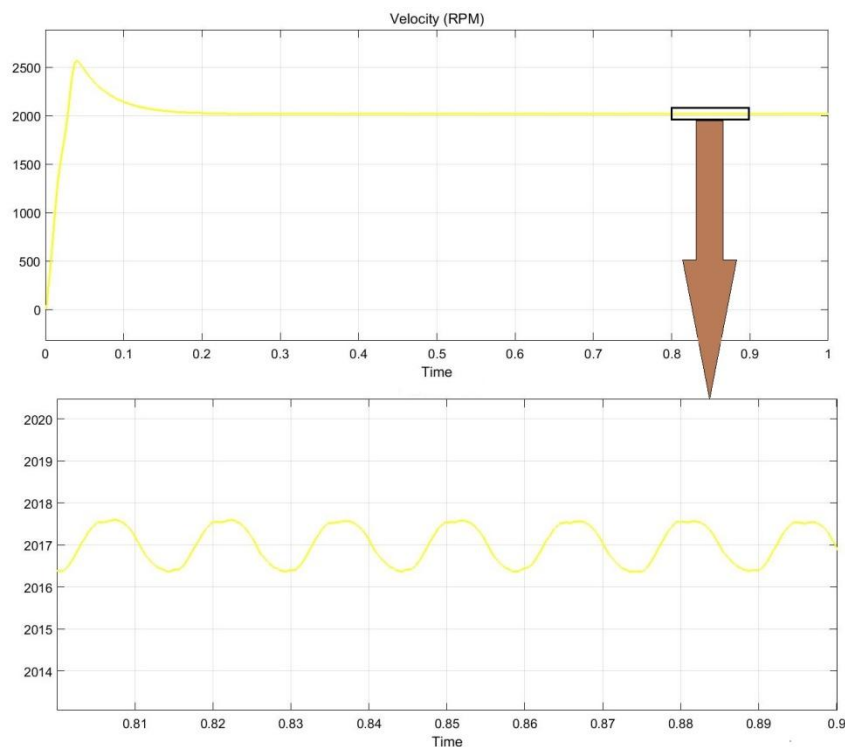
Το ρεύμα που μετρήθηκε με την αμπεροτσιμπίδα σε αυτήν την περίπτωση ήταν 0.5 A και αυτό οφείλεται απολύτως στη τριβή της μηχανής και στην αντίσταση που

προκαλείται από την στρεφόμενη κίνηση του δρομέα. Αν πέσει η ταχύτητα, τότε το ρεύμα θα είναι μικρότερο λόγω της μικρότερης αντίστασης που προκαλεί η κίνηση του δρομέα. Όπως είναι ευδιάκριτο και στις κυματομορφές ρευμάτων της ενότητας 7.5, η υψηλή συχνότητα διαμόρφωσης και διάφορες παρεμβολές από τα ηλεκτρονικά στοιχεία της πλακέτας του αντιστροφέα προκαλούν υπερυψώσεις και βυθίσεις ρεύματος που μειώνουν την ποιότητά του. Αυτή η παραμόρφωση μειώνεται όσο αυξάνεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή και τα φασικά ρεύματα. Παρακάτω φαίνεται το φασικό ρεύμα και τάση που εξάγει η προσομοίωση στην ίδια λειτουργική κατάσταση:



Σχήμα 7.46 Φασικό Ρεύμα (Γαλάζιο) και Τάση (Μοβ) της προσομοίωσης.

Στο σχήμα 7.47 φαίνεται η προσομοιωμένη κυμάτωση της ταχύτητας όταν ο δρομέας κινείται με 2017 ΣΑΛ σε κενό φορτίο:



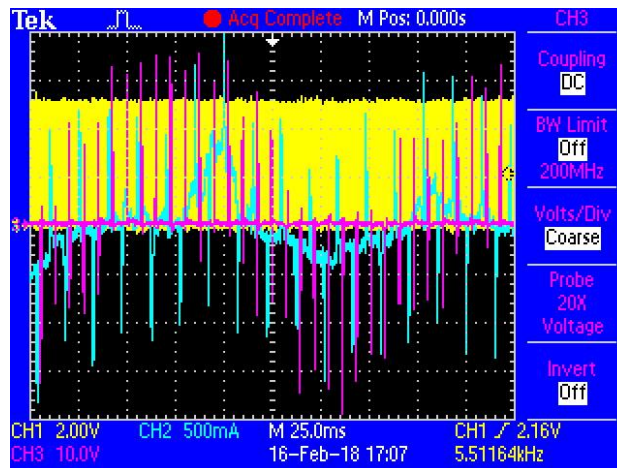
Σχήμα 7.47 Ταχύτητα δρομέα 2017 ΣΑΛ μετά την εκκίνηση σε κενό φορτίο - Προσομοίωση.

Φαίνεται ότι η κυμάτωση της ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση είναι ± 0.5 ΣΑΛ. Αυτή η κυμάτωση συμφωνεί απόλυτα με αυτήν που παρατηρήθηκε κατά την

πειραματική διαδικασία καθώς το στροφόμετρο που μετρούσε την ταχύτητα ήταν σταθερό στην τιμή 2017 ΣΑΛ.

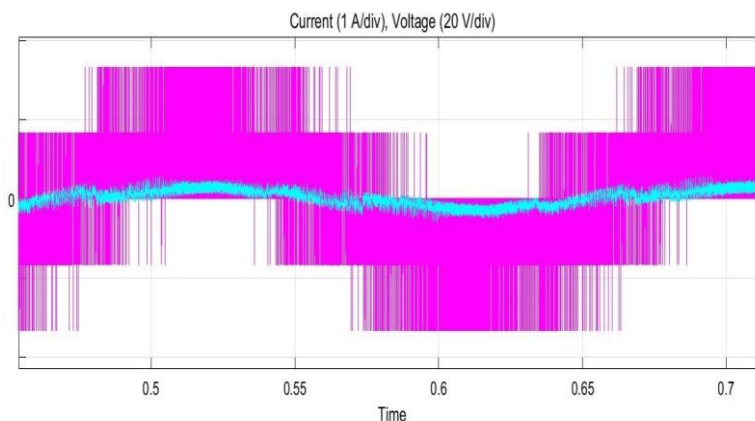
- **Ταχύτητα δρομέα 320 ΣΑΛ, Κενό φορτίο:**

Στο σχήμα 7.48 φαίνονται η φασική τάση, το φασικό ρεύμα και οι παλμοί του αισθητήρα θέσης όταν η μηχανή βρίσκεται σε κενό φορτίο και η ταχύτητά της είναι πολύ μικρή 320 ΣΑΛ:



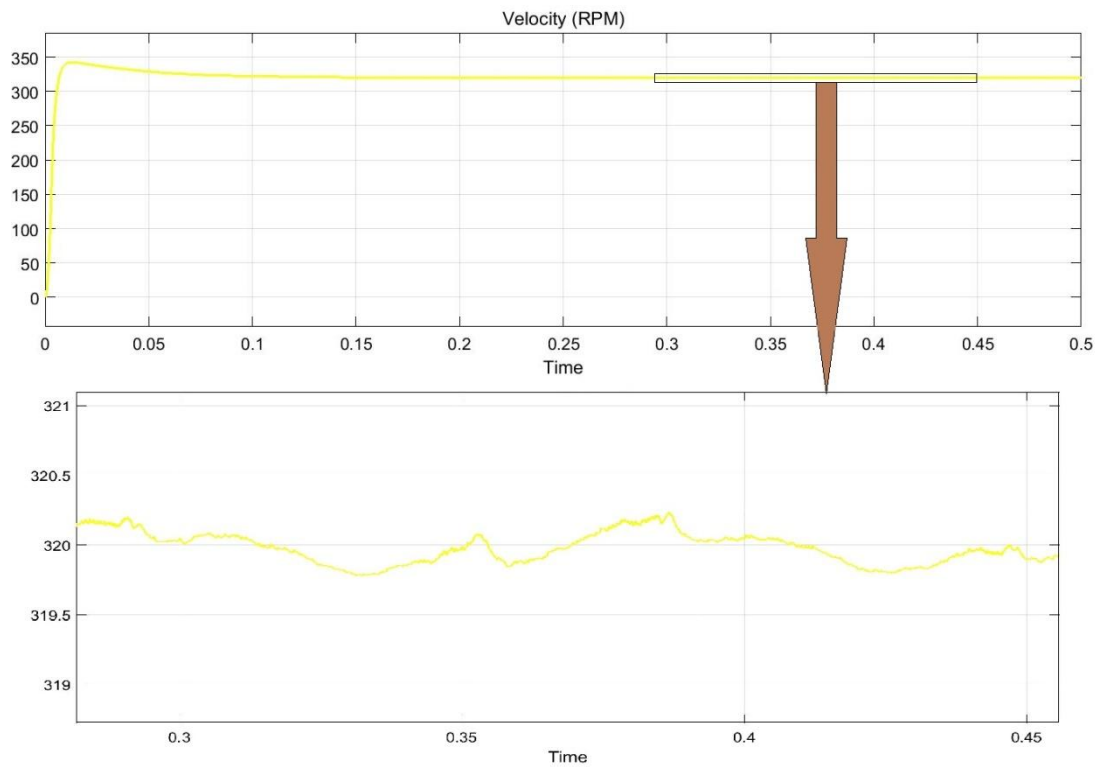
Σχήμα 7.48 Ρεύμα (Γαλάζιο), Τάση (Μοβ) της ίδιας φάσης και παλμοί της εξόδου Β του αισθητήρα θέσης.

Όπως μετρήθηκε με αμπεροτσιμπίδα, το φασικό ρεύμα στην περίπτωση αυτήν ήταν 0.25 Α. Στην προηγούμενη περίπτωση το ρεύμα ήταν διπλάσιο παρόλο που και στις δύο περιπτώσεις η μηχανή δουλεύει σε κενό φορτίο. Αυτό το φαινόμενο επιβεβαιώνει τις απώλειες τριβής της μηχανής λόγω της στρεφόμενης κίνησης δρομέα. Στο σχήμα 7.49 φαίνεται το φασικό ρεύμα και τάση που εξάγει η προσομοίωση για την ίδια λειτουργική κατάσταση.



Σχήμα 7.49 Φασικό Ρεύμα (Γαλάζιο) και Τάση (Μοβ) της προσομοίωσης.

Παρακάτω φαίνεται η προσομοιωμένη κυμάτωση της ταχύτητας δρομέα όταν αυτή έχει μέση τιμή 320 ΣΑΛ και το φορτίο είναι μηδενικό:

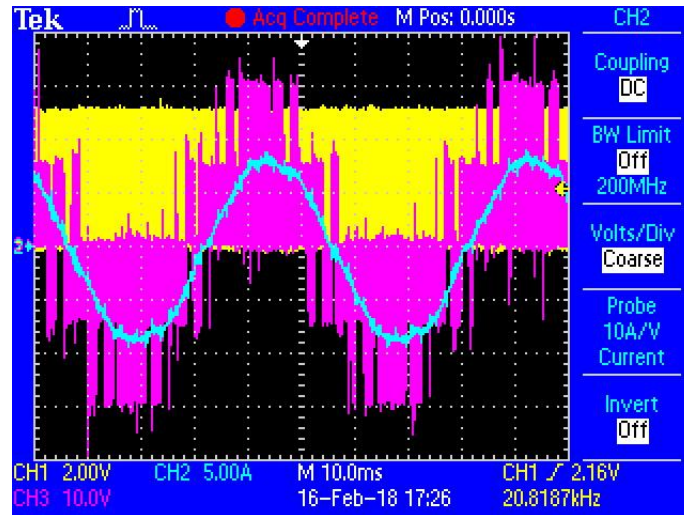


Σχήμα 7.50 Ταχύτητα δρομέα 320 ΣΑΛ μετά την εκκίνηση σε κενό φορτίο - Προσομοίωση.

Παρατηρείται ότι στην μόνιμη κατάσταση η κυμάτωση στην ταχύτητα 320 ΣΑΛ είναι ± 0.2 ΣΑΛ, άρα αρκετά μικρότερη από την κυμάτωση στις 2017 ΣΑΛ. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η τριβή αυξάνεται γραμμικά με την ταχύτητα. Το γεγονός αυτό αυξάνει τα τριφασικά ρεύματα της μηχανής από τα οποία εξαρτάται και η κυμάτωση.

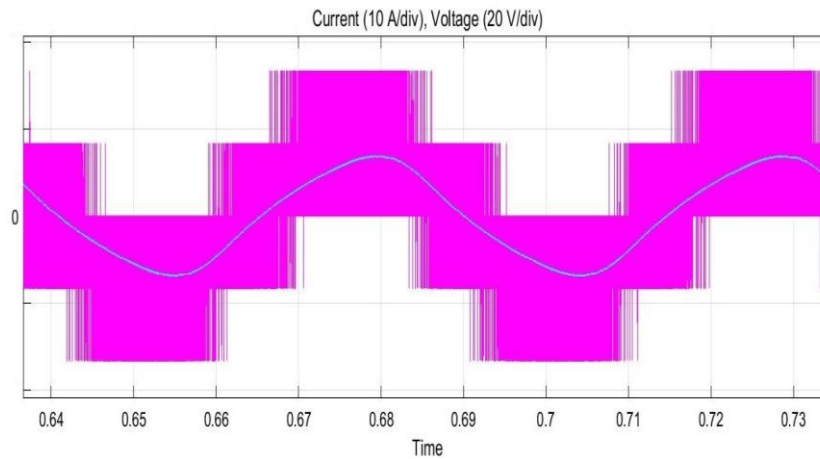
- Ταχύτητα 1220 ΣΑΛ, Ηλεκτρομαγνητική ροπή 0.8 Nm:

Στο σχήμα 7.51 φαίνονται η φασική τάση και ρεύμα στην περίπτωση όπου η ταχύτητα δρομέα είναι 1220 ΣΑΛ και η ηλεκτρομαγνητική ροπής είναι 0.8 Nm.



Σχήμα 7.51 Ρεύμα (Γαλάζιο), Τάση (Μοβ) της ίδιας φάσης και παλμοί της εξόδου Β του αισθητήρα θέσης.

Το ρεύμα που μετρήθηκε με την αμπεροτσιμπίδα ήταν 6 A που είναι πολύ κοντά στο ονομαστικό ρεύμα. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται παρακάτω:

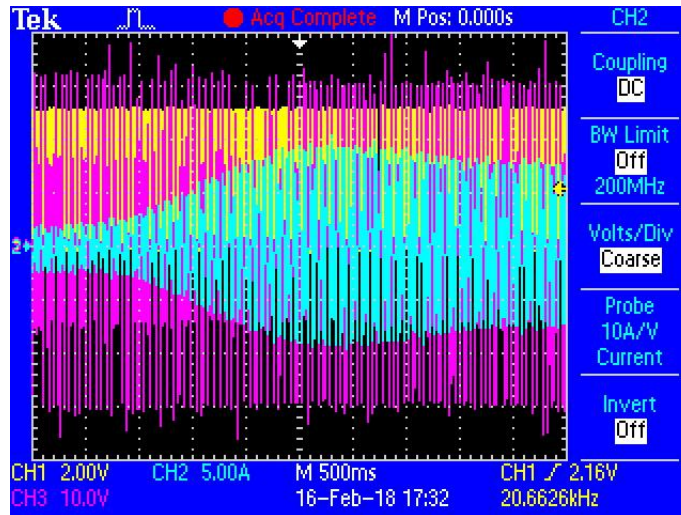


Σχήμα 7.52 Φασικό Ρεύμα (Γαλάζιο) και Τάση (Μοβ) της προσομοίωσης.

Η κυμάτωση της ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση φαίνεται στο σχήμα 7.55.

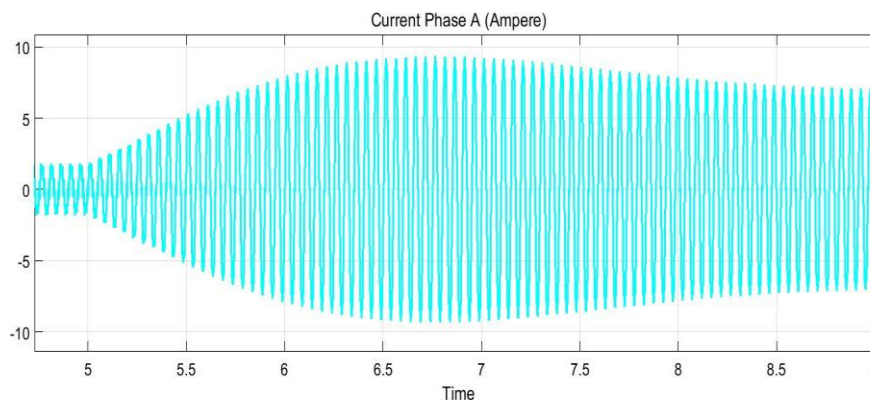
- **Βηματική μεταβολή ηλεκτρομαγνητικής ροπής 0 Nm - 0.8 Nm.**

Στο σχήμα 7.53 φαίνεται η απόκριση του πραγματικού ρεύματος κατά την βηματική αύξηση του φορτίου μέσω της πέδης υστέρησης. Η πέδη υστέρησης έχει πολύ μεγαλύτερη ροπή αδράνειας από την διπολική μηχανή καθιστώντας πολύ αργή την απόκριση του συστήματος. Φαίνεται ότι η απόκριση είναι της τάξεως του ενός με δύο δευτερολέπτων λόγω της υψηλής προστιθέμενης αδράνειας της πέδης υστέρησης.



Σχήμα 7.53 Ρεύμα (Γαλάζιο), Τάση (Μοβ) της ίδιας φάσης και παλμοί της εξόδου B του αισθητήρα θέσης.

Η ταχύτητα είναι σταθερή στα 1220 ΣΑΛ και κατά το μεταβατικό φαινόμενο έχει μια βύθιση που οφείλεται στην αύξηση του φορτίου. Όσο το ρεύμα αυξάνεται στο σχήμα 7.53, η ταχύτητα βλέπει μια βύθιση. Πριν φτάσει σε μόνιμη κατάσταση, η τιμή του ρεύματος έχει μια υπερύψωση η οποία ανακάμπτει την μειωμένη ταχύτητα στην αρχική της τιμή. Παρακάτω φαίνεται το μεταβατικό φαινόμενο που παρατηρείται στην ταχύτητα καθώς και στο ρεύμα της μηχανής:

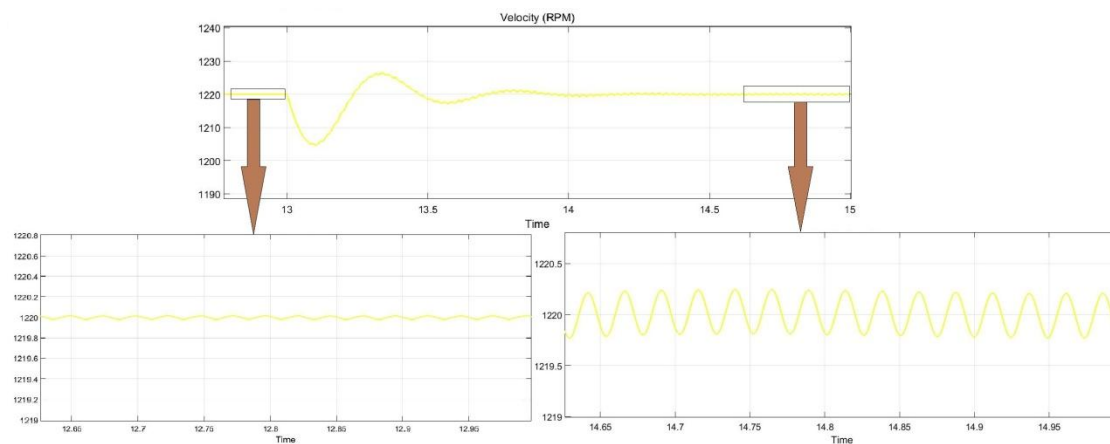


Σχήμα 7.54 Φασικό ρεύμα κατά την βηματική αύξηση φορτίου.

Για την εύρεση των παραπάνω ρευμάτων, στο μοντέλο προστέθηκε η αδράνεια της πέδης υστέρησης όπου ήταν συνδεδεμένη η μηχανή. Η συνολική αδράνεια του συστήματος θεωρήθηκε $0.1 \text{ kg}\cdot\text{cm}^2$. Το ρεύμα κατά την προσομοίωση έχει απόκριση

της τάξεως των τριών δευτερολέπτων. Όπως φαίνεται και από τα δύο αποτελέσματα του πειράματος και της προσομοίωσης αντίστοιχα, ο χρόνος απόκρισης είναι σχεδόν ίδιος γύρω στα 3.5 sec και αυτό επιβεβαιώνει τη σωστή μοντελοποίηση του συστήματος. Επίσης, στις δύο περιπτώσεις φαίνεται μια υπερύψωση έως τα 9 A που προκαλείται λόγω του ότι η μηχανή αυξάνει την ηλεκτρομαγνητική ροπή ώστε να αντιμετωπίσει τη βύθιση ταχύτητας.

Στο σχήμα 7.55 φαίνεται ότι η κυμάτωση εξαρτάται από την ηλεκτρομαγνητική ροπή και τα φασικά ρεύματα. Και στις δύο περιπτώσεις η κυμάτωση είναι σχεδόν αμελητέα με τιμή χαμηλότερη από ± 0.5 ΣΑΛ. Παρόλα αυτά είναι εμφανείς ότι όταν η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι μεγαλύτερη, τότε και η κυμάτωση είναι μεγαλύτερη.



Σχήμα 7.55 Βύθιση ρεύματος κατά την βηματική αύξηση φορτίου και οι κυματώσεις ταχύτητας στις δύο μόνιμες καταστάσεις σε κενό φορτίο (αριστερά) και φορτίο 0.8 Nm (δεξιά) - Προσομοίωση.

8 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή προτύπου μονοθέσιου ηλεκτρικού οχήματος. Ο κύριος στόχος της ήταν να υλοποιηθεί διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση χωρικών διανυσμάτων (SVM) κατάλληλος για τη διπολική σύγχρονη ηλεκτρική μηχανή μονίμων μαγνητών. Η μηχανή αυτή πρόκειται να χρησιμοποιηθεί στο πρότυπο ηλεκτρικό όχημα "Πυρφόρος 2" της ομάδας "Προμηθέας" που συμμετέχει στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό "Shell Eco Marathon" κάθε χρόνο.

Σε ένα πρώτο βήμα, στη διπλωματική εργασία αναλύεται το θεωρητικό υπόβαθρο για την ανάπτυξη του μοντέλου προσομοίωσης και την πειραματική επιβεβαίωση. Ξεκινώντας, αναλύονται ο σκοπός και η δομή της εργασίας αυτής. Στη συνέχεια, επιχειρείται ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης καθώς και ορισμένων κύριων εφαρμογών τους στη βιομηχανία. Επιπλέον, κατηγοριοποιούνται οι ηλεκτρικές μηχανές. Επίσης, αναπτύσσεται το δυναμικό μοντέλο σε δύο άξονες της μηχανής που χρησιμοποιείται στον διανυσματικό έλεγχο. Περιγράφονται οι μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης εστιάζοντας στο υποσύστημα του αντιστροφέα. Αναλύονται οι σημαντικότερες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών όπως η ημιτονοειδής (SPWM) και η χωρικών διανυσμάτων (SVPWM). Το τελευταίο μέρος αυτής της ενότητας αφορά τις τεχνικές ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών. Περιγράφονται οι βαθμωτές και διανυσματικές τεχνικές χρησιμοποιώντας κατάλληλα διαγράμματα.

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης σε περιβάλλον Matlab/Simulink. Για την προσομοίωση αναπτύχθηκαν ξεχωριστά μοντέλα για τη μονάδα ελέγχου, τη τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με χωρικά διανύσματα (SVPWM) και τη σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών (PMSM). Περιγράφονται οι εξισώσεις που χρησιμοποιήθηκαν και η υλοποίηση στο περιβάλλον αυτό. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης που αφορούν την μόνιμη κατάσταση όσο και τα μεταβατικά φαινόμενα του συστήματος. Υπολογίζονται μεγέθη που χαρακτηρίζουν τις ταλαντώσεις μόνιμης κατάστασης και την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος.

Τέλος, παρουσιάζεται η υλοποίηση μέσω επεξεργαστή ψηφιακού σήματος της τεχνικής διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου μέσω διαμόρφωσης χωρικών διανυσμάτων. Ο επεξεργαστής προγραμματίστηκε στην γλώσσα προγραμματισμού C και Assembly. Αφού ρυθμίστηκαν όλες οι παράμετροι (PI ελεγκτές κλπ) ώστε να βελτιστοποιηθεί ο διανυσματικός έλεγχος, καταγράφηκαν κρίσιμα μεγέθη κατά την μόνιμη κατάσταση και στη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων. Αυτά τα μεγέθη συγκρίθηκαν με αυτά της προσομοίωσης και επιβεβαίωσαν την ορθή λειτουργία του συστήματος.

8.1 Κυριότερα Συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας έχουν ως εξής:

- Υλοποιήθηκε επιτυχώς ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου για την οδήγηση σύγχρονης μηχανής χαμηλής ισχύος και χαμηλών απωλειών χρησιμοποιώντας DSP που προγραμματίζεται σε γλώσσα C και Assembly.
- Κατά την προσομοίωση και το πείραμα παρατηρήθηκε καλύτερη ποιότητα ρεύματος και τάσης όταν το φορτίο είναι μεγαλύτερο. Αυτό προκύπτει από την διακοπτική συχνότητα η οποία προκαλεί την ίδια παραμόρφωση σε μέτρο για κάθε περίπτωση, όμως όταν η ηλεκτρομαγνητική ροπή αυξάνεται το ίδιο κάνουν και τα ρεύματα με αποτέλεσμα η παραμόρφωση να μειώνεται.
- Ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου έχει ιδιαίτερα γρήγορη απόκριση σε όλες τις περιπτώσεις που προσομοιώθηκαν μέσω της μοντελοποίησης για απομονωμένο κινητήρα από την πέδη. Η υπερύψωση κυμαίνεται μεταξύ 6% – 18% ενώ η κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση είναι ιδιαίτερα χαμηλή γύρω στις ± 10 ΣΑΛ. Στην περίπτωση που το σύστημα συμπεριλαμβάνει πέδη υστέρησης για την επιβολή φορτίου, ο χρόνος απόκρισης κατά την βηματική αύξηση φορτίου είναι της τάξεως των 3.5 sec. Το αποτέλεσμα προσομοίωσης συμφωνεί απόλυτα με αυτό του πειράματος και το γεγονός αυτό επιβεβαιώνει την ορθή μοντελοποίηση του συστήματος.
- Η γρήγορη απόκριση αλλά και σταθερότητα της ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση επιβεβαιώθηκαν μέσω του πειράματος. Η ταχύτητα κατά το πείραμα εμφάνισε κυμάτωση της τάξεως ± 1 ΣΑΛ ενώ στην προσομοίωση η κυμάτωση είναι ακόμα μικρότερη και αυτό οφείλεται στη συνολική υψηλή αδράνεια της πέδης.
- Ο χάρτης απόδοσης που συντάχθηκε έδειξε ότι η διπολική ηλεκτρική μηχανή μπορεί να λειτουργεί με 90% απόδοση που είναι ιδιαίτερα υψηλή για μηχανή μικρής ισχύος. Επίσης, η πυκνότητα ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι ιδιαίτερα μεγάλη καθώς η μηχανή μπορούσε να λειτουργεί με ευκολία σε τιμές ροπής υψηλότερες από τις ονομαστικές.

8.2 Προτάσεις για Περαιτέρω Διερεύνηση

Μερικά σημεία που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης και προτείνεται να μελετηθούν στο μέλλον είναι:

- Μελέτη και υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου χωρίς ανάδραση από αισθητήρα θέσης (Sensorless vector control).
- Υλοποίηση PWM προβλεπτικού ελέγχου και σύγκριση με τους ήδη υλοποιημένους στο εργαστήριο βαθμωτούς και διανυσματικούς ελέγχους.

8.3 Σημεία Προαγωγής της Επιστήμης

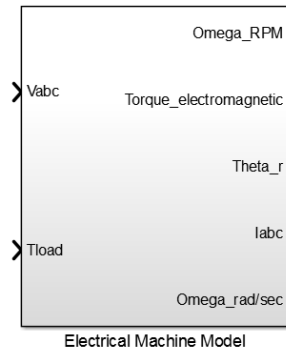
- Υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου μέσω DSP που προγραμματίζεται σε C και Assembly για οδήγηση σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών υψηλής ταχύτητας με χαμηλές απώλειες.
- Μεγάλη ακρίβεια μοντελοποίησης που επιβεβαιώνεται από την σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με τις μετρήσεις από το πείραμα.

- [1] "Northwestern Mechatronics," [Online]. Available: http://hades.mech.northwestern.edu/index.php/Rotary_Encoder.
- [2] S. J. Chapman, Ηλεκτρικές Μηχανές, Εκδόσεις Τζιόλα , 2014.
- [3] Ν. Αδαμόπουλος, Σχεδιασμός, Μοντελοποίηση και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης, Αθήνα: Διπλωματική Εργασία, 2014.
- [4] J. Cannon, "PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES (PMSM)," Slide Player, 2015.
- [5] "Electrical Study Sarutech - Field Oriented Control," [Online]. Available: <https://electricalstudy.sarutech.com/field-oriented-control/index.html>. [Accessed Φεβρουάριος 2018].
- [6] T. Erdifan, B. Hekmoglu and S. Urgan, "Low cost microcontroller based implementation of modulation techniques for three-phase inverter applications," *Conference: Electrotechnical Conference, 2008. MELECON 2008. The 14th IEEE Mediterranean*, Ιούνιος 2008.
- [7] Σ. Ν. Μανιάς, Power Electronics and Motor Drive Systems, Academic Press, 2016.
- [8] Σ. Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Αθήνα: Εκδόσεις Συμείων, 2007.
- [9] "Microchip," [Online]. Available: <http://www.microchip.com/design-centers/motor-control-and-drive/motor-types/acim>. [Accessed 14 Δεκέμβρης 2017].
- [10] Y. Djerir, A. Meroufel and A. Massoum, "Artificial neural network based direct torque control of doubly fed induction generator," *Research Gate*, p. 8, 20 Ιούλιος 2015.
- [11] J. Moos, "Predictive Deadbeat Control For PMSM Drive," *Aalborg University*, 3 Ιούνιος 2014.
- [12] C. T. Krasopoulos, M. E. Beniakar and A. G. Kladas, "Multi-Criteria PM Motor Design based on ANFIS evaluation of EV Driving Cycle Efficiency," p. 10, 2017.
- [13] Χ. Κρασόπουλος, Σχεδίαση και κατασκευή κινητήρα μονίμων μαγνητών για πρότυπο ηλεκτρικό όχημα., Αθήνα: Διπλωματική Εργασία, 2013.
- [14] "Intelligent Power Modules for Motion Control," 11 Μαρτίου 2011. [Online]. Available: <https://www.slideshare.net/element14/intelligent-power-modules-for-motion-control>. [Accessed Φεβρουάριος 2018].
- [15] Δ. Γυπαράκης, "Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης.," *Διπλωματική εργασία*, Απρίλιος 2012.
- [16] Microchip, "Using the dsPIC30f for Vector Vontrol of an ACIM".
- [17] Microchip, "dsPIC30F Family Reference Manual – High Performance Digital Signal Controllers," *Microchip Technology Inc*, 2006.
- [18] Microchip, "Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC".
- [19] "RLS," [Online]. Available: <https://www.rls.si/en/rm08-super-small-non-contact-rotary-encoder>. [Accessed Νοέμβρης 2016].
- [20] "Global Spec," [Online]. Available: https://www.globalspec.com/learnmore/semiconductors/discrete/transistors/insulated_gate_bipolar_transistors_igbt. [Accessed 2018].
- [21] "car-moto.info," [Online]. Available: <http://car-moto.info/archives/638>.
- [22] "Enabling Technology," [Online]. Available:

- <http://www.enablingtechnology.eu/tag/electric-vehicles/>.
- [23] "National Instruments," [Online]. Available: http://zone.ni.com/reference/en-xx/help/374169A-01/lvemsimshared/cons_para_model/.
- [24] "Mathworks," [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/abctodq0dq0toabc.html?requestedDomain=true>. [Accessed Ιανουάριος 2018].
- [25] "Electrotech4u," 2 Ιούλιος 2011. [Online]. Available: <http://electrotech4u.blogspot.gr/2011/07/implementation-of-space-vector.html>. [Accessed Φεβρουάριος 2018].
- [26] "EEWeb," [Online]. Available: <https://www.eeweb.com/forum/current-and-voltage-from-pv-lts25np-lv-25-p>. [Accessed Φεβρουάριος 2018].
- [27] K. Srinivas, G. Srinivas and K. N. Rao, "Simulation of Shunt Active Power Filter Connected to a Photovoltaic Array for Compensating Current Harmonics in Single Phase System," *Research & Reviews*, p. 8, Δεκέμβριος 2014.
- [28] Y. Li, F. Chai, Z. Song and Z. Li, "Analysis of Vibrations in Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Air-Gap Deformation," *MDPI*, p. 18, 21 August 2017.
- [29] Y. Jani, "MCU with FPU allows advanced Motor Control Solutions," *powersystemdesign*, 24 Απρίλιος 2012.
- [30] A. Nogueira, "PRACTICAL ISSUES ON THE MODELING OF PERMANENT-MAGNET MACHINES AND COGGING TORQUE CALCULATIONS IN TWO- DIMENSIONAL FINITE-ELEMENT ANALYSIS," *Research Gate*, Μαΐος 2013.
- [31] L. Sumter, "ECE Electric Drives Topic 7: Pulse Width Modulation," Slide Player, 2004.

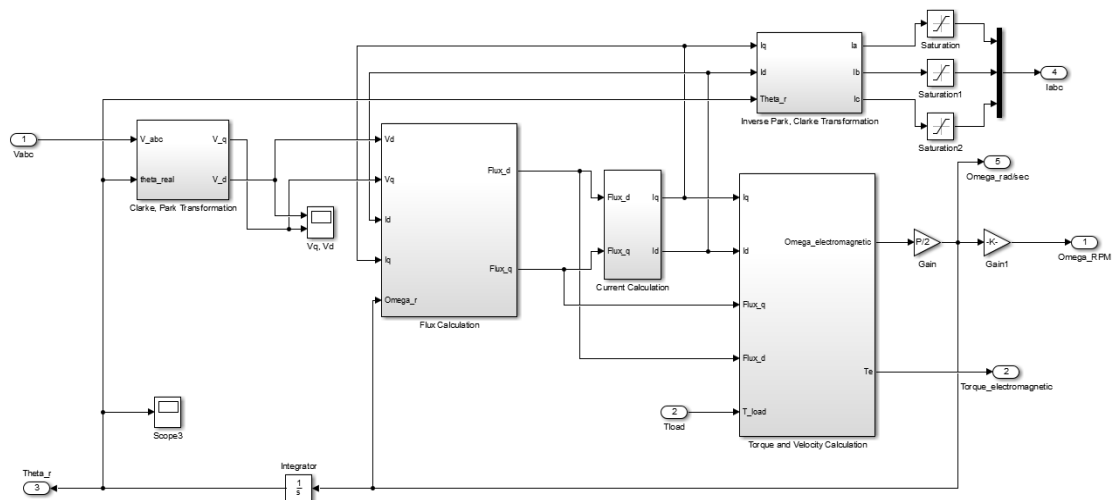
Παράρτημα - Μοντέλα Simulink/Matlab

Το συνολικό δυναμικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών με ένα μόνο block:

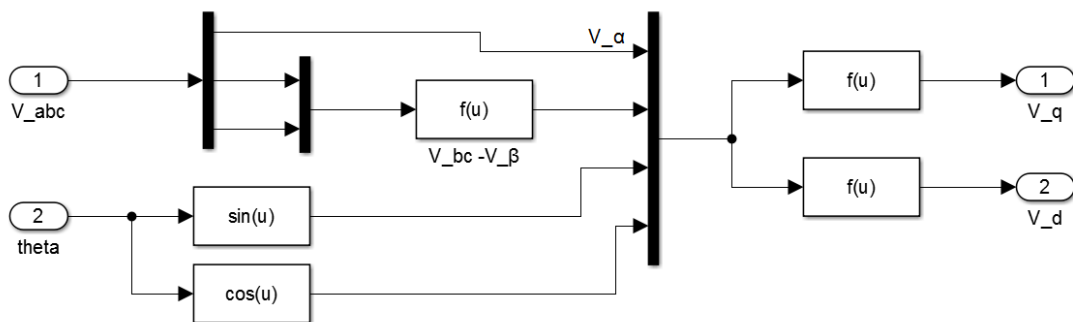


Σχήμα Προσομοίωσης Α Μπλοκ μοντέλου σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών.

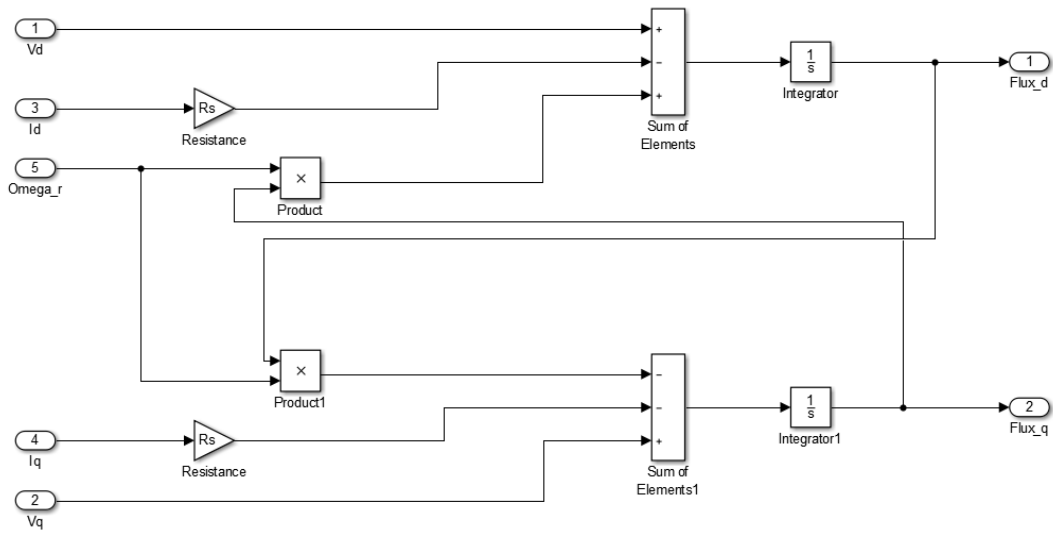
Στο εσωτερικό του παραπάνω block βρίσκονται τα εξής blocks που υλοποιούν τα διάφορα υποσυστήματα του δυναμικού μοντέλου σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών:



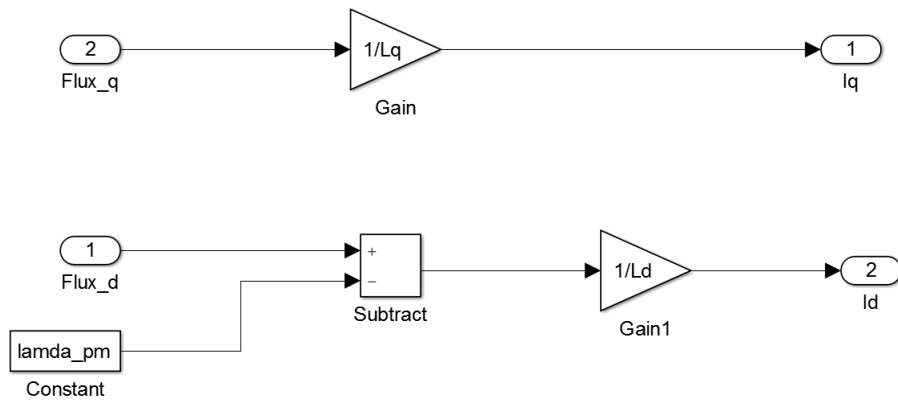
Σχήμα Προσομοίωσης Β Τα υποσυστήματα της μοντελοποίησης της σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής.



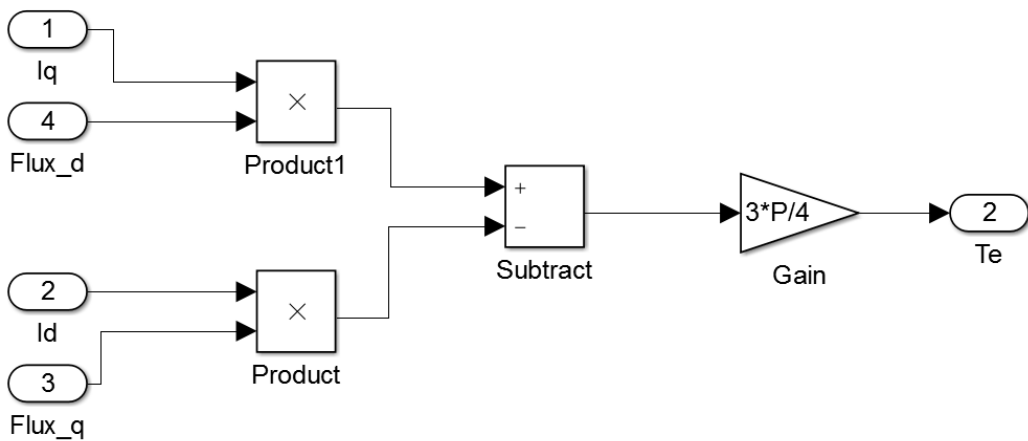
Σχήμα Προσομοίωσης C Εξισώσεις μετασχηματισμών Clarke και Park υλοποιημένες σε Simulink.



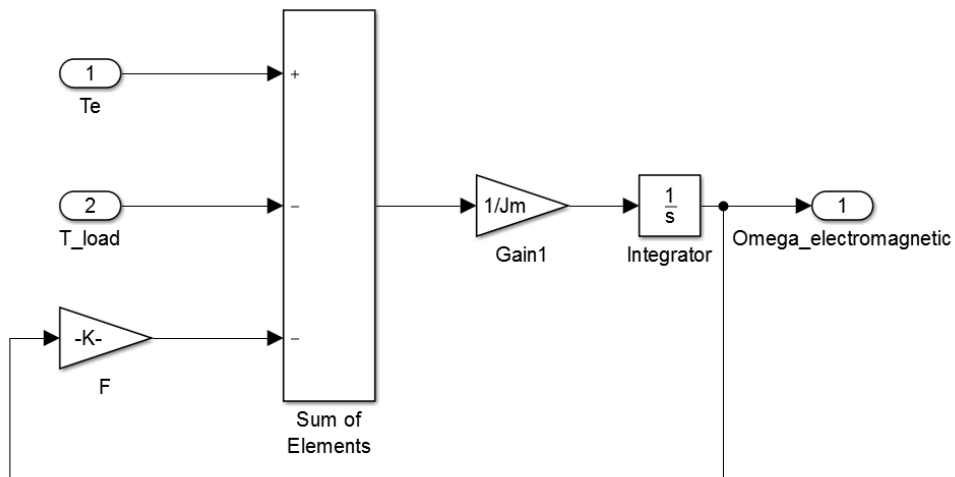
Σχήμα Προσομοίωσης D Εξισώσεις εύρεσης μαγνητικής ροής στον ορθό και εγκάρσιο άξονα.



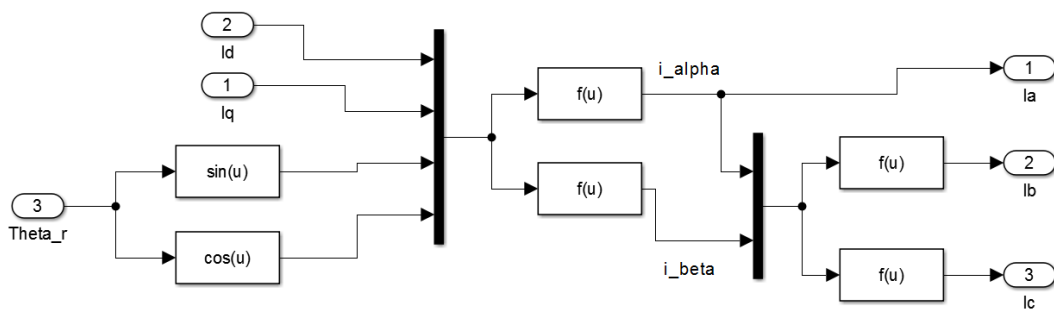
Σχήμα Προσομοίωσης F Εξισώσεις εύρεσης ρευμάτων στον ορθό και εγκάρσιο άξονα.



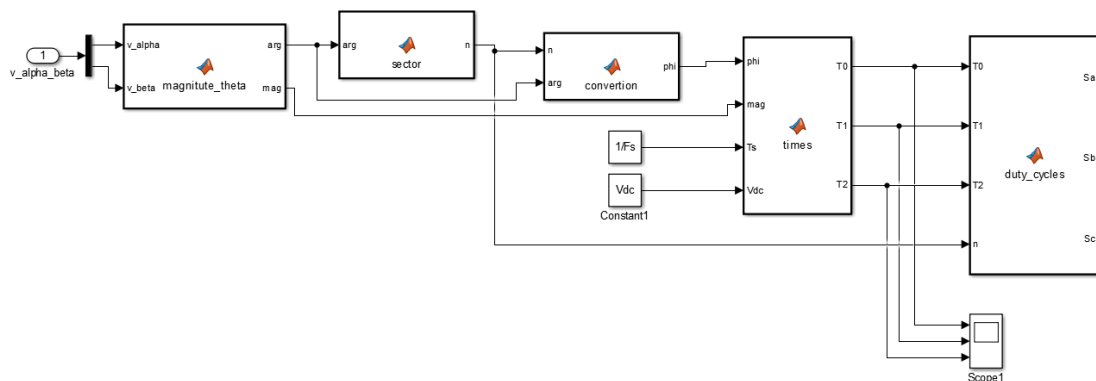
Σχήμα Προσομοίωσης E Υπολογισμός ηλεκτρομαγνητικής ροπής.



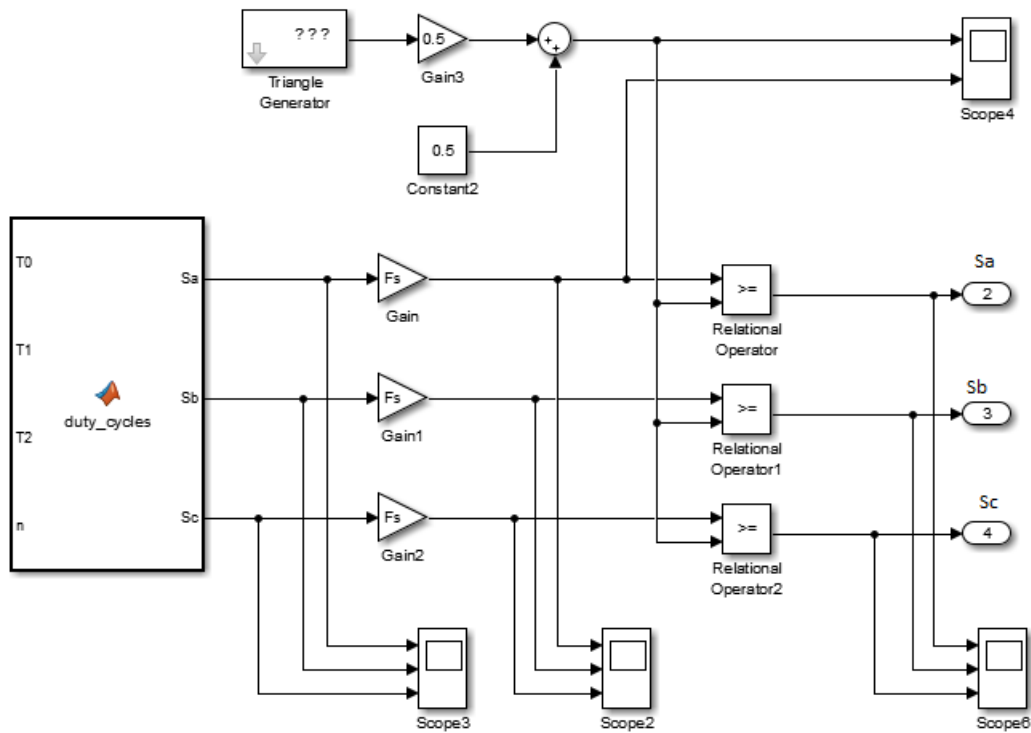
Σχήμα Προσομοίωσης G Υπολογισμός ηλεκτρομαγνητικής ταχύτητας.



Σχήμα Προσομοίωσης Η Αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke και Park.



Σχήμα Προσομοίωσης I Εύρεση χρόνων αγωγής των ημιαγωγικών στοιχείων Sa, Sb, Sc.



Σχήμα Προσομοίωσης J Υπολογισμός παλμών οδήγησης αντιστροφεία μέσω σύγκρισης με το φέρον σήμα.

Παρακάτω φαίνονται κομμάτια κώδικα που τρέχει το μοντέλο της διαμόρφωσης SVPWM.

1. Εύρεση πλάτους και γωνίας της τάσης αναφοράς:

```
function [arg, mag] = magnitude_theta(v_alpha,v_beta)
```

```
arg=atan2(v_beta,v_alpha);
mag=hypot(v_alpha,v_beta);
```

2. Εύρεση τομέα διανύσματος:

```
function n = sector(arg)
```

```
if arg>=0 && arg<pi/3
    n=1;
elseif arg>=pi/3 && arg<2*pi/3
    n=2;
elseif arg>=2*pi/3 && arg<pi
    n=3;
elseif arg>=-pi && arg<-2*pi/3
    n=4;
elseif arg>=-2*pi/3 && arg<-pi/3
    n=5;
else
    n=6;
end
```

3. Εύρεση γωνίας φ ώστε να γίνει αναγωγή στον τομέα 1:

```
function phi = conversion(n, arg)

if n==1
    phi=arg;
elseif n==2
    phi=arg-pi/3;
elseif n==3
    phi=arg-2*pi/3;
elseif n==4
    phi=arg+pi;
elseif n==5
    phi=arg+2*pi/3;
else
    phi=arg+pi/3;
end
```

4. Εύρεση χρόνων συμμετοχής των στατών διανυσμάτων χώρου:

```
function [T0,T1,T2] = times(phi, mag, Ts, Vdc)

a = mag/Vdc;
T1 = Ts*a*sin(pi/3-phi)/sin(pi/3);
T2 = Ts*a*sin(phi)/sin(pi/3);
T0 = Ts-T1-T2;
```

5. Εύρεση χρόνου αγωγής των διακοπών S_a , S_b , S_c :

```
function [Sa,Sb,Sc] = duty_cycles(T0, T1, T2, n)

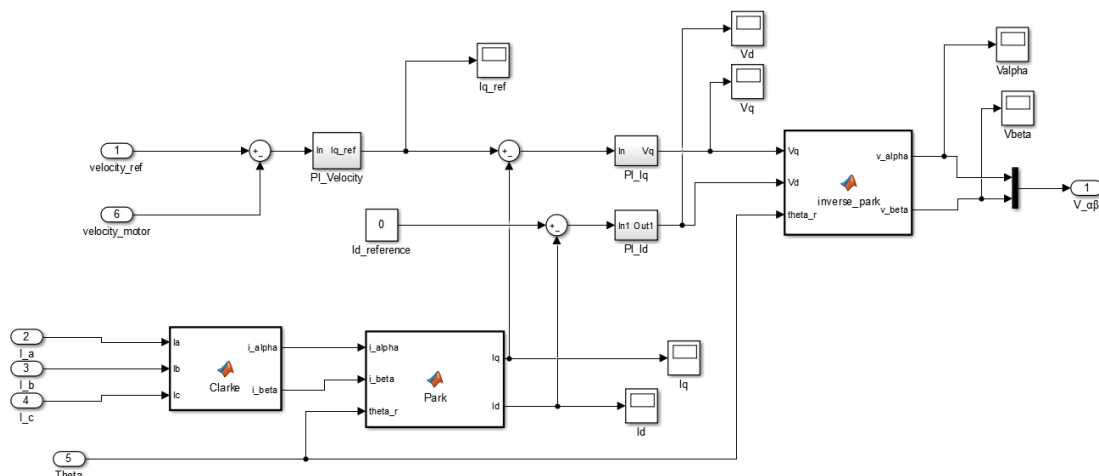
if n==1
    Sa = T1+T2+T0/2;
    Sb = T2+T0/2;
    Sc = T0/2;
elseif n==2
    Sa = T1+T0/2;
    Sb = T1+T2+T0/2;
    Sc = T0/2;
elseif n==3
    Sa = T0/2;
    Sb = T1+T2+T0/2;
    Sc = T2+T0/2;
elseif n==4
    Sa = T0/2;
    Sb = T1+T0/2;
    Sc = T1+T2+T0/2;
elseif n==5
    Sa = T2+T0/2;
    Sb = T0/2;
    Sc = T1+T2+T0/2;
else
    Sa = T1+T2+T0/2;
    Sb = T0/2;
    Sc = T1+T0/2;
end
```


6. Ιδανικός αντιστροφέας:

```
function [Va,Vb,Vc] = Inverter(Vin,Sa,Sb,Sc)

if (Sa==1 & Sb==0 & Sc==1)
    Va = Vin/3;
    Vc = Vin/3;
    Vb = -2*Vin/3;
elseif (Sa==1 & Sb==0 & Sc==0)
    Va = 2*Vin/3;
    Vb = -Vin/3;
    Vc = -Vin/3;
elseif (Sa==1 & Sb==1 & Sc==0)
    Va = Vin/3;
    Vb = Vin/3;
    Vc = -2*Vin/3;
elseif (Sa==0 & Sb==1 & Sc==0)
    Va = -Vin/3;
    Vc = -Vin/3;
    Vb = 2*Vin/3;
elseif (Sa==0 & Sb==1 & Sc==1)
    Va = -2*Vin/3;
    Vb = Vin/3;
    Vc = Vin/3;
elseif (Sa==0 & Sb==0 & Sc==1)
    Va = -Vin/3;
    Vb = -Vin/3;
    Vc = 2*Vin/3;
else
    Va = 0;
    Vb = 0;
    Vc = 0;
end
```

Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται η μονάδα ελέγχου:



Σχήμα Προσομοίωσης Κ Μονάδα ελέγχου του συστήματος.