



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Μοντελοποίηση Διανυσματικού Ελέγχου Διπολικής Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

Διπλωματική Εργασία

Βασίλης Σ. Πουλογιάννης

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

Αθήνα, Μάρτιος 2021



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Μοντελοποίηση Διανυσματικού Ελέγχου Διπολικής Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

Διπλωματική Εργασία

Βασίλης Σ. Πουλογιάννης

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 10^η Μαρτίου 2021.

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

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

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2021

Copyright ©Βασίλης Σ. Πουλογιάννης, 2021.

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.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία επιχειρείται η ανάπτυξη συστήματος ελέγχου σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Έμφαση δίνεται στη μελέτη των τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος και ταχύτητας, καθώς και στην υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου. Για αυτό τον σκοπό, μετά την ανάλυση των βασικών συνιστωσών ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης ακολουθεί η ανάπτυξη δυναμικών μοντέλων ώστε να προσομοιωθεί το πραγματικό σύστημα σε μόνιμη και μεταβατική λειτουργία.

Αρχικά παρουσιάζεται η σύγχρονη τεχνολογία συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και μερικές σημαντικές εφαρμογές στη βιομηχανία. Κατόπιν, επιχειρείται μια κατηγοριοποίηση των σύγχρονων ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών βάσει των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών τους, ενώ μετά τη θεωρητική ανάλυσή τους, αναπτύσσεται το δυναμικό τους μοντέλο με χρήση των μετασχηματισμών Clarke-Park που μετατρέπουν το πλαίσιο αναφοράς από τριφασικό στατό σε διφασικό στρεφόμενο με σύγχρονη ταχύτητα. Στη συνέχεια, περιγράφονται η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, ο οποίος αποτελεί μια βασική συνιστώσα του συστήματος κίνησης, καθώς και οι πιο διαδεδομένες τεχνικές 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 με την ανάλυση των σημαντικότερων τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων εστιάζοντας στην μελέτη των τεχνικών του διανυσματικού ελέγχου πεδίου και του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου (MPC).

Το επόμενο τμήμα της εργασίας αφορά στην προσομοίωση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης σε διάφορες λειτουργικές συνθήκες. Αναλύονται τα βήματα της ανάπτυξης του μοντέλου του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου μέσω διαμόρφωσης χωρικών διανυσμάτων και στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης κατά την διάρκεια διάφορων μεταβατικών φαινομένων και σε μόνιμη κατάσταση. Η εργασία ολοκληρώνεται με την παράθεση των συμπερασμάτων που προέκυψαν από την επεξεργασία των αποτελεσμάτων.

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, διακριτός προβλεπτικός έλεγχος, έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, σύγχρονη μηχανή υψηλής ταχύτητας, αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman.

ABSTRACT

This diploma thesis concerns the development of a vector control drive system for permanent magnet synchronous motor targeting an electric propulsion application. Emphasis is given to the theoretical analysis of discrete current and speed model predictive control techniques, as well as to the implementation of field-oriented control for the motor considered. For this purpose, all the subsystems of the electric vehicle drive train are analyzed in detail, and the overall drive is modeled and simulated under transient and steady state operation.

In a first step, the recent electric motion technology is explained and indicative main industrial applications are reported. In addition, the main permanent magnet synchronous motor configurations are examined and categorized based on their construction characteristics. Following the theoretical analysis, a dynamic model of the machine is developed by using the Clarke - Park transform techniques involving three axes stationary system transformation into d-q two axes synchronous rotational system. Afterwards, the examination of the three-phase two-level inverter is presented, constituting a very significant component of the whole system. Moreover, the important modulation techniques such as sinusoidal pulse width modulation (SPWM), space vector modulation (SVPWM) and hysteresis band current controller (HBCC) are presented. Finally, the important motor control strategies are analyzed focusing on the model predictive control techniques and field-oriented control method.

In the next part of the thesis, the simulation of the electric motion system response in various operating cases using field-oriented control (FOC) is examined. All subsystems of the dynamic model developed are analyzed and the simulated results under transient and steady state operating conditions are presented. Finally, the thesis is concluded with the discussion and the outcomes drawn by obtained simulated results.

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, field-oriented control, discrete control set model predictive control (DS-MPC), Self-Adaption Kalman Filter (SAKO), high speed synchronous motor.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όλους όσους με βοήθησαν κατά την διάρκειά της. Η συμβολή τους υπήρξε καθοριστική στην εκπόνηση της.

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντας μου την εργασία αυτή, για την πολυεπίπεδη στήριξη και καθοδήγηση καθώς και για την άψογη συνεργασία για την περάτωση της εργασίας.

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

Πίνακας Περιεχομένων

1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	1
1.1	ΣΚΟΠΟΣ ΤΗΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ.....	1
1.2	ΔΟΜΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ.....	1
2	ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....	3
2.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	3
2.2	ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΣΤΙΣ ΜΕΤΑΦΟΡΕΣ.....	3
2.2.1	Υβριδικά Ηλεκτρικά Οχήματα.....	6
2.2.2	Αμιγώς Ηλεκτρικά Οχήματα.....	8
2.3	ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....	9
2.3.1	Πηγή Ισχύος.....	11
2.3.2	Μετατροπέας Ηλεκτρονικών Ισχύος.....	12
2.3.3	Ηλεκτρική Μηχανή.....	15
2.3.4	Αισθητήρες Ανάδρασης.....	17
2.3.5	Ηλεκτρονικός Μικροεπεξεργαστής.....	18
2.4	ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ.....	18
3	ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....	20
3.1	ΜΟΝΙΜΟΙ ΜΑΓΝΗΤΕΣ.....	20
3.2	ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....	21
3.2.1	Σύγχρονη Μηχανή Εσωτερικών Μαγνητών Ημιτονοειδούς Ροής.....	23
3.2.2	Σύγχρονη Μηχανή Επιφανειακών Μαγνητών Ημιτονοειδούς Ροής.....	24
3.2.3	Σύγχρονη Μηχανή Επιφανειακών Μαγνητών Τραπεζοειδούς Ροής.....	25
3.3	ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ D - Q ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....	26
3.3.1	Μαθηματικό Μοντέλο Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών.....	28
3.3.2	Μετασχηματισμός σε Διφασικό Στατό Πλαίσιο Αναφοράς (Μετασχηματισμός Clarke).....	31
3.3.3	Μετασχηματισμός σε Διφασικό Σύγχρονα Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς (Μετασχηματισμός Park).....	32
4	ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΑΣΕΩΣ.....	36
4.1	ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ.....	36
4.2	ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ.....	37
4.3	ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ 3-ΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΓΙΑ ΠΑΛΜΟΥΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ ΕΥΡΟΥΣ 180° ΚΑΙ ΦΟΡΤΙΟ ΑΣΤΕΡΑ.....	40
4.4	ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ.....	42
4.4.1	Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM).....	43
4.4.2	Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM).....	44
4.4.3	Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών βάσει των Χωρικών Διανυσμάτων (SVPWM).....	47
4.4.4	Έλεγχος Ρευμάτων μέσω Ζώνης Υστέρησης.....	58
5	ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ..	60
5.1	ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ.....	60
5.2	ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΈΛΕΓΧΟΣ $V_s f_s$	62
5.3	ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΥΤΟΕΛΕΓΧΟΥ (SELF CONTROL MODEL).....	66
5.4	ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΈΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ (FIELD ORIENTED CONTROL).....	67

5.5	ΆΜΕΣΟΣ ΈΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ (DIRECT TORQUE CONTROL - DTC).....	72
5.6	ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΈΛΕΓΧΟΣ (PREDICTIVE CONTROL).....	76
5.6.1	Μοντέλο Διακριτού Χρόνου Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών.....	79
5.6.2	Προβλεπτικός Έλεγχος PWM (Deadbeat Control)	80
5.6.3	Προβλεπτικός Έλεγχος Μοντέλου (Model Predictive Control MPC).....	81
5.7	ΜΕΤΡΗΣΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ.....	90
5.7.1	Παρατηρητής Kalman (Self-adaption Kalman Observer, SAKO).....	91
6	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ	95
6.1	ΜΗΧΑΝΗ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....	95
6.2	ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΑΛΜΩΝ SVPWM	97
6.3	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ.....	100
6.4	ΣΥΣΤΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....	101
6.4.1	Επιδόσεις Διανυσματικού Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου με Διαμόρφωση Χωρικών Διανυσμάτων SVPWM	101
6.4.2	Συμπεράσματα σχετικά με την απόκριση του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με SVPWM.....	112
7	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	116
7.1	ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ.....	116
7.2	ΚΥΡΙΟΤΕΡΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	117
7.3	ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ	118
7.4	ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ	118
	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	119
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ – ΜΟΝΤΕΛΑ SIMULINK / MATLAB.....	121

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2.1: Ηλεκτροκίνηση στις μελλοντικές έξυπνες πόλεις [17]	4
Σχήμα 2.2: Σειριακό υβριδικό όχημα [18]	7
Σχήμα 2.3: Παράλληλο υβριδικό όχημα [18]	7
Σχήμα 2.4: Κύρια υποσυστήματα ενός αμιγώς ηλεκτρικού οχήματος [19]	8
Σχήμα 2.5: Δομικό Διάγραμμα Συστήματος Ηλεκτρικής Κίνησης	9
Σχήμα 2.6: Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημόριων μιας ηλεκτρικής μηχανής	10
Σχήμα 2.7: Διάφορες τοπολογίες σύνδεσης μετατροπέα ισχύος	13
Σχήμα 2.8: Σχηματικό σύμβολο και ισοδύναμο κύκλωμα ενός IGBT [20]	14
Σχήμα 2.9: Κατηγορίες Ηλεκτρικών Μηχανών	15
Σχήμα 2.10: Διαμόρφωση ενός αισθητήρα θέσης (Encoder) [21]	17
Σχήμα 2.11: Επεξεργαστής Ψηφιακού Σήματος [22]	18
Σχήμα 3.1: Εξέλιξη των υλικών μαγνήτισης [14]	21
Σχήμα 3.2: Καμπύλες των υλικών μόνιμης μαγνήτισης [14]	21
Σχήμα 3.3: Κατηγοριοποίηση Σύγχρονων Μηχανών Μονίμων Μαγνητών	22
Σχήμα 3.4: Τρισδιάστατη απεικόνιση (αριστερά) και τομή (δεξιά) μιας Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών [23]	23
Σχήμα 3.5: Τοπολογίες Σύγχρονης Μηχανής Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών [24]	24
Σχήμα 3.6: Τομή Σύγχρονης Μηχανής Επιφανειακών Μονίμων Μαγνητών [25]	25
Σχήμα 3.7: Τομή Σύγχρονης Μηχανής Επιφανειακών Μονίμων Μαγνητών Τραπεζοειδούς Ροής [15]	26
Σχήμα 3.8: Μετασχηματισμός Clarke-Park για την μετατροπή του πλαισίου αναφοράς [8]	27
Σχήμα 3.9: Οι άξονες d-q μιας Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών [26]	28
Σχήμα 3.10: Μετασχηματισμός Clarke-Park του 3-φασικού συστήματος αναφοράς στο στατό 2-φασικό α-β και στο περιστρεφόμενο 2-φασικό σύστημα d-q [26]	33
Σχήμα 3.11: Ισοδύναμα Κυκλώματα της Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών σε στρεφόμενο πλαίσιο d-q	34
Σχήμα 4.1: Τριφασικός Αντιστροφέας δυο επιπέδων συνδεσμολογίας γέφυρας	37
Σχήμα 4.2: Τριφασικός Αντιστροφέας τροφοδοτεί Τριφασικό Φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα	38
Σχήμα 4.3: Αρχή Λειτουργίας της Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών [9]	42
Σχήμα 4.4: Σύγκριση φέροντος σήματος με το σήμα αναφοράς, οι παλμοί και η πολική τάση εξόδου [2]	44
Σχήμα 4.5: Αλγόριθμος για την εύρεση του τομέα στον οποίο βρίσκεται η τάση αναφοράς [2]	50
Σχήμα 4.6: Διάγραμμα διανυσμάτων χώρου του αντιστροφέα και η τάση αναφοράς [2]	51
Σχήμα 4.7: Οι παλμοί αγωγής των διακοπών και οι αντίστοιχοι χρόνοι συμμετοχής για κάθε τομέα [27]	54
Σχήμα 4.8: Διανυσματικό Διάγραμμα 1 ^{ης} Περιοχής Υπερδιαμόρφωσης	56
Σχήμα 4.9: Διανυσματικό Διάγραμμα 2 ^{ης} Περιοχής Υπερδιαμόρφωσης	57
Σχήμα 4.10: Η ζώνη υστέρησης, το ρεύμα αναφοράς και τα πραγματικά μεγέθη για τάση και ρεύμα [30]	58
Σχήμα 4.11: Αναλογικός συγκριτής ρεύματος για την εξαγωγή παλμών οδήγησης των IGBT [30]	59
Σχήμα 5.1: Κατηγοριοποίηση Στρατηγικών Ελέγχου Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών	61
Σχήμα 5.2: Δομικό Διάγραμμα Βαθμωτού Ελέγχου	62
Σχήμα 5.3: Διανυσματικό Διάγραμμα Σύγχρονης Μηχανής	63
Σχήμα 5.4: Χαρακτηριστικά Λειτουργίας Βαθμωτού Ελέγχου V_s/f_s [2]	64
Σχήμα 5.5: Περιοχές Λειτουργίας μια Σύγχρονης Ηλεκτρικής Μηχανής [2]	65
Σχήμα 5.6: Δομικό Διάγραμμα Αυτοελέγχου	67

Σχήμα 5.7: Γενικό Διάγραμμα Διανυσματικού Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου	69
Σχήμα 5.8: Δομικό Διάγραμμα Ελέγχου με Διαμόρφωση Ζώνης Υστέρησης HB-PWM	71
Σχήμα 5.9: Δομικό Διάγραμμα Ελέγχου με Διαμόρφωση Χωρικών Διανυσμάτων SV-PWM	72
Σχήμα 5.10: Η μεταβολή του χωρικού διανύσματος τάσης του στάτη [2]	74
Σχήμα 5.11: Δομικό Διάγραμμα Άμεσου Ελέγχου Ροπής SVM-DTC	74
Σχήμα 5.12: Επιδράσεις των διανυσμάτων τάσης στον πρώτο τομέα στην ροή του στάτη και στην ροπή	75
Σχήμα 5.13: Διανύσματα της ροής στάτη αναφοράς και των πραγματικών ροών στάτη και δρομέα. [2]	76
Σχήμα 5.14: Δομικό Διάγραμμα Διακριτού Προβλεπτικού Ελέγχου Ρεύματος DS-MPCC	85
Σχήμα 5.15: Αλγόριθμος Διακριτού Προβλεπτικού Ελέγχου Ρεύματος	86
Σχήμα 5.16: Δομικό Διάγραμμα Διακριτού Προβλεπτικού Ελέγχου Ταχύτητας DS-MPSC	87
Σχήμα 5.17: Εκτέλεση του Αλγορίθμου DS-MPSC	88
Σχήμα 5.18: Αλγόριθμος Παρατηρητή Kalman (Self-Adaption Kalman Observer)	94
Σχήμα 6.11: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Τρίτο μεταβατικό	104
Σχήμα 6.12: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Τέταρτο μεταβατικό	104
Σχήμα 6.13: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Πέμπτο μεταβατικό	105
Σχήμα 6.14: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Έκτο μεταβατικό	105
Σχήμα 6.15: Ηλεκτρομαγνητική ροπή μηχανής	105

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1: Χαρακτηριστικά διαφόρων τύπων μπαταριών	12
Πίνακας 4.1: Οι καταστάσεις λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων ενός τριφασικού αντιστροφέα δυο επιπέδων	39
Πίνακας 4.2: Επίπεδα τάσης εξόδου για τους πιθανούς συνδυασμούς αγωγής των διακοπών [2]	40
Πίνακας 4.3: Πλάτη θεμελιώδους και αρμονικών επί της τάσης DC βάση του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_o	46
Πίνακας 4.4: Τάσεις σε 3-φασικό και 2-φασικό στατό πλαίσιο για κάθε διακοπτικό συναδιασμό [2]	49
Πίνακας 4.5: Χρόνοι αγωγής διακοπών βάση του τομέα που βρίσκεται η τάση αναφοράς [2]	54
Πίνακας 5.1: Πίνακας διακοπτικών καταστάσεων για άμεσο έλεγχο ροπής με ενεργά και μηδενικά διανύσματα	76
Πίνακας 6.1: Τεχνικά Χαρακτηριστικά 2-πολικής Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών	95
Πίνακας 6.2: Ποσοστιαία υπερέψωση και χρόνος αποκατάστασης ταχύτητας	114
Πίνακας 6.3: Κυμάτωση της ροπής, ταχύτητας και ρευμάτων ορθού και εγκάρσιου άξονα σε μόνιμη λειτουργία	115

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Σκοπός της Διπλωματικής Εργασίας

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη διαφόρων μεθοδολογιών ελέγχου των συστημάτων οδήγησης σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Μεγαλύτερη έμφαση δίνεται στην ανάλυση του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου και στην λεπτομερή διερεύνηση των κατηγοριών διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος και ταχύτητας. Για την υλοποίηση της εργασίας έγινε προσομοίωση του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου μέσω χωρικών διανυσμάτων για την οδήγηση διπολικής σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών η οποία έχει σχεδιαστεί και κατασκευαστεί εξ ολοκλήρου στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος.

Η εργασία στοχεύει στην μοντελοποίηση και στην υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου μέσω χωρικών διανυσμάτων και στη μελέτη της απόκρισης των ηλεκτρικών και μηχανικών 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 αντιστροφέας δύο επιπέδων και η μονάδα ελέγχου του συστήματος που αποτελείται από ελεγκτές PI. Για την εξαγωγή των κατάλληλων μεγεθών της ηλεκτρικής μηχανής έγινε η ανάλυση της με χρήση του λογισμικού FEMM. Τέλος, εξάγονται συμπεράσματα για τα χαρακτηριστικά της συγκεκριμένης τεχνικής ελέγχου σε συνθήκες μόνιμης λειτουργίας και διάφορων μεταβατικών φαινομένων.

1.2 Δομή Διπλωματικής Εργασίας

Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζεται η δομή της παρούσας εργασίας, η οποία αποτελείται αρχικά από το θεωρητικό υπόβαθρο που χρειάζεται να γνωρίζει ο αναγνώστης για την καλύτερη κατανόηση του συστήματος που μελετάται. Εν συνεχεία, παρουσιάζει την μοντελοποίηση του συστήματος αυτού σε συγκεκριμένο λογισμικό και τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την συγκεκριμένη προσομοίωση. Τέλος, εξάγονται τα βασικότερα συμπεράσματα της παρούσας μελέτης. Παρακάτω περιγράφεται κάθε κεφάλαιο συνοπτικά:

- *Δεύτερο Κεφάλαιο:* Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται μια γενική αναφορά στις πιο σημαντικές βιομηχανικές εφαρμογές της ηλεκτρικής κίνησης και έπειτα στα κύρια υποσυστήματα από τα οποία αποτελείται το συνολικό σύστημα οδήγησης.



- *Τρίτο Κεφάλαιο:* Το τρίτο κεφάλαιο πραγματεύεται την ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών με έμφαση στις σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών. Συγκεκριμένα γίνεται η κατηγοριοποίησή τους βάσει των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών και της τοπολογίας τους. Επίσης, αναπτύσσεται το μαθηματικό και το δυναμικό μοντέλο της μηχανής με την χρήση των μετασχηματισμών Clarke και Park.
- *Τέταρτο Κεφάλαιο:* Στο συγκεκριμένο τμήμα της εργασίας δίνεται έμφαση στον τριφασικό αντιστροφέα 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:* Σε αυτή την ενότητα κατηγοριοποιούνται όλες οι τεχνικές ελέγχου των σύγχρονων ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών δίνοντας έμφαση στις βασικές τεχνικές βαθμωτού και διανυσματικού ελέγχου. Μια πιο λεπτομερή ανάλυση γίνεται στην τεχνική διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου και στις διάφορες μεθόδους προβλεπτικού ελέγχου, για την μελέτη των οποίων αναπτύσσεται το μαθηματικό μοντέλο διακριτού χρόνου της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών.
- *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.
- *Εβδομο Κεφάλαιο:* Εδώ γίνεται μια σύνοψη των συμπερασμάτων που εξήχθησαν από την εργασία.

2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

2.1 Εισαγωγή

Τα Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης αποτελούν ένα πολύ σημαντικό και πλέον ελκυστικό πεδίο της σύγχρονης τεχνολογίας το οποίο κεντρίζει συνεχώς το ενδιαφέρον της επιστημονικής έρευνας και της ανθρώπινης δραστηριότητας. Το γεγονός αυτό γίνεται εμφανές όταν κάποιος αναλογιστεί πόσο συχνά χρησιμοποιούνται σήμερα τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης σε πολλές εκφάνσεις της καθημερινότητάς, παρέχοντας μας έτσι πολλές δυνατότητες και διαδραματίζοντας έναν καθοριστικό ρόλο στην διαμόρφωση του σύγχρονου τρόπου ζωής.

Η χρήση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης ξεκίνησε στα τέλη του 19^{ου} αιώνα μετά την θεμελίωση των αρχών του ηλεκτρομαγνητισμού από τους Michael Faraday και Joseph Henry το 1831, όταν κατασκευάστηκαν οι πρώτοι ηλεκτρικοί κινητήρες από τους Thomas Edison και Nikola Tesla. Με το πέρασμα των χρόνων αυτές οι ηλεκτρικές μηχανές εξελίχθηκαν και βελτιώθηκαν, βρίσκοντας ένα ευρύ φάσμα βιομηχανικών εφαρμογών. Ειδικότερα τις τελευταίες δεκαετίες έχει ξεκινήσει μια μεγάλη παγκόσμια προσπάθεια απεξάρτησης της ανθρώπινης δραστηριότητας, συμπεριλαμβανομένου της βιομηχανίας και κυρίως των μεταφορών, από τα συμβατικά ρυπογόνα καύσιμα, ώστε να μειωθεί το ανθρώπινο αποτύπωμα στο περιβάλλον. Στα πλαίσια αυτής της προσπάθειας η ανάπτυξη της ηλεκτροκίνησης και η καθιέρωσή της στην σύγχρονη βιομηχανία και στις μεταφορές παίζει ένα καθοριστικό ρόλο.

2.2 Εφαρμογή Συστημάτων Ηλεκτρικής Κίνησης στις Μεταφορές

Στο γενικότερο πλαίσιο της διεθνούς προσπάθειάς για την αποτροπή των κλιματικών αλλαγών και την δημιουργία ενός πιο βιώσιμου βιομηχανικού μοντέλου έχουν τεθεί διάφοροι στόχοι από πολλά κράτη που στηρίζουν την ανάπτυξη καινούργιων τεχνολογιών, οι οποίες είναι φιλικές στο περιβάλλον. Ο βασικός στόχος που έχει τεθεί παγκοσμίως είναι η χρήση νέων, ανανεώσιμων πηγών για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας οι οποίες δεν παράγουν ρύπους στην ατμόσφαιρα. Μερικές πηγές ή πόροι που μπορούν να χρησιμοποιηθούν είναι ο άνεμος, οι ακτίνες ηλίου, το νερό, η βιομάζα κλπ.

Ένα από τα μεγάλα πλεονεκτήματα των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ) είναι η δυνατότητα αντικατάστασης πολλών συμβατικών τεχνολογιών κίνησης από νέα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ένα εκ των οποίων, στο πεδίο των μεταφορών, είναι το ηλεκτρικό όχημα. Η βασική αντίθεση ενός ηλεκτρικού αυτοκινήτου σε σχέση με ένα συμβατικό είναι η χρήση ηλεκτρικού κινητήρα για την κίνηση αντί για μια μηχανή εσωτερικής καύσης. Επιπλέον, η πηγή ενέργειάς του δεν είναι ένα συμβατικό καύσιμο, αλλά ηλεκτρική ενέργεια, η οποία διατηρείται στις επαναφορτιζόμενες συστοιχίες

συσσωρευτών ή κοινώς λεγόμενες μπαταρίες. Για την οδήγηση του ηλεκτρικού κινητήρα απαιτούνται επίσης και μερικά συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος, όπως ο αντιστροφέας, τα οποία προφανώς λυθούν από τα αυτοκίνητα με μηχανές εσωτερικής καύσης. Στα οχήματα που διαθέτουν ηλεκτρική κίνηση υπάρχουν δυο βασικές υποκατηγορίες, τα αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα και τα υβριδικά. Η ειδοποιός διαφορά τους είναι η ύπαρξη κινητήρα εσωτερικής καύσης στα υβριδικά αυτοκίνητα, ο οποίος λειτουργεί σε συνδυασμό με τον ηλεκτρικό για την κίνηση του οχήματος. Ως αποτέλεσμα τα υβριδικά δεν θεωρούνται ως καθαρά Ηλεκτρικά Οχήματα.

Η ιδέα ενός ηλεκτρικού αυτοκινήτου δεν είναι πρόσφατη, αντιθέτως είχε γεννηθεί αμέσως μετά την δημιουργία των πρώτων ηλεκτρικών κινητήρων. Συγκεκριμένα, το 1900, στην αγορά των οχημάτων, το ηλεκτρικό αυτοκίνητο κατείχε το 38%, τα αυτοκίνητα με κινητήρα εσωτερικής καύσης μόλις το 22% και το υπόλοιπο 40% ήταν ατμοκίνητα αυτοκίνητα. Το βασικό μειονέκτημα στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα της εποχής ήταν το υψηλό κόστος και η μικρή αυτονομία περιορίζοντάς τα στους κύκλους των πλουσίων. Η μαζική παραγωγή του Model T από τη Ford, που προσέφερε την τριπλάσια αυτονομία σε σχέση με τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, με αρκετά μικρότερο κόστος, σε συνδυασμό με τη μειωμένη τιμή του πετρελαίου, έβαλαν τέλος στην εποχή των ηλεκτρικών οχημάτων. Παρόλα αυτά, τις τελευταίες δεκαετίες η αυξανόμενη ανησυχία λόγω της έντονης κλιματικής αλλαγής σε συνδυασμό με τις επιπτώσεις της εξάντλησης του πετρελαίου και την βελτίωση των ηλεκτρικών συστημάτων κίνησης οδήγησαν σε μια μεγάλη αναζωπύρωση των ηλεκτρικών αυτοκινήτων.



Σχήμα 2.1: Ηλεκτροκίνηση στις μελλοντικές έξυπνες πόλεις [17]

Προφανώς, το μεγάλο πλεονέκτημα των ηλεκτρικών οχημάτων είναι η δυνατότητα χρήσης ανανεώσιμων πηγών ενέργειας για την φόρτισή τους, οι οποίες σήμερα

εξαπλώνονται με γοργούς ρυθμούς. Όμως είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι ακόμη και εάν η ενέργεια κίνησης παράγεται με συμβατικές μεθόδους, συνολικός βαθμός απόδοσης είναι αρκετά υψηλότερος σε σχέση με την καύση επί τόπου των συμβατικών κινητήρων. Λαμβάνοντας υπόψη όλη τη διαδικασία, από τη διύλιση του αργού πετρελαίου, την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, τη μεταφορά της, τις απώλειες κατά τη φόρτιση και αποφόρτιση των μπαταριών και τις απώλειες του συστήματος κίνησης, ο συνολικός βαθμός απόδοσης των ηλεκτρικών αυτοκινήτων είναι 18%, ενώ ο αντίστοιχος των συμβατικών αυτοκινήτων κυμαίνεται γύρω στο 13%. Το παραπάνω, δεν υπολογίζει τις τεχνολογίες αναγεννητικής πέδησης που αυξάνουν περαιτέρω τον βαθμό απόδοσης των ηλεκτρικών αυτοκινήτων. Τέλος, η τεχνολογία ηλεκτρικών συστημάτων κίνησης είναι σχετικά πιο νέα και έχει μεγάλα περιθώρια βελτίωσης σε αντίθεση με την τεχνολογία ΜΕΚ, η οποία πλέον είναι κοντά σε κορεσμό.

Έως σήμερα η παραγωγή των ηλεκτροκίνητων δεν είναι μαζική, αλλά είναι ξεκάθαρο από την συνεχόμενη αύξηση της ζήτησης και της παραγωγής ότι μέσα στα επόμενα χρόνια τα ηλεκτρικά οχήματα θα αποτελέσουν την πλειονότητα των πωλήσεων. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα μεγαλύτερα πλεονεκτήματα αυτών των οχημάτων, καθώς και τα μειονεκτήματα που δυσκολεύουν την άνθηση της πράσινης αυτής βιομηχανίας:

Πλεονεκτήματα:

- Μείωση της εξάρτησης των μεταφορών ανθρώπων και αγαθών από το πετρέλαιο, μετριάζοντας τη παγκόσμια υπερθέρμανση που προκαλείται από το φαινόμενο του θερμοκηπίου.
- Φιλικά προς το περιβάλλον, χωρίς παραγωγή ρύπων εξάτμισης.
- Έλλειψη θορύβου κινητήρα που οδηγεί σε μείωση του συνολικού θορύβου στις πόλεις.
- Σταθερή και άμεση ροπή σε οποιαδήποτε ταχύτητα δρομέα(στροφές ανά λεπτό).
- Δυνατότητα βελτίωσης της απόδοσης μέσω αναγεννητικής πέδησης.
- Δυνατότητα λειτουργίας κινητήρα σε υψηλές στροφές, έως 14000 στροφές/λεπτό, πολύ περισσότερο από τους βενζινοκινητήρες.
- Χαμηλότερο κόστος συντήρησης καθώς αποτελούνται από ελάχιστα κινούμενα μέρη.

Μειονεκτήματα:

- Περιορισμένη αυτονομία. Παρόλα αυτά υπάρχει μεγάλη προσπάθεια στην βελτίωση αυτού του με αποτέλεσμα σήμερα να έχουμε οχήματα πόλης με αυτονομία ξεκινώντας από 100-120χλμ και πιο εξελιγμένα να φτάνουν ως 500χλμ.
- Υψηλό κόστος κατασκευής που οδηγεί σε υψηλό κόστος πώλησης.
- 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 5-7 χρόνια.

Ιδιαίτερη μνεία θα πρέπει να γίνει σε ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα της μακροχρόνιας χρήσης ενός ηλεκτρικού οχήματος αντί ενός συμβατικού, στην απλή και φθηνή συντήρηση. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι πολλά από τα υποσυστήματα που διαθέτουν τα συμβατικά αυτοκίνητα δεν υπάρχουν στα ηλεκτροκίνητα. Κάποια από αυτά είναι μηχανικά μέρη όπως πιστόνια, εκκεντροφόροι, το σύστημα εξαγωγής καυσαερίων και εξάτμισης, και πολλά άλλα. Ο ηλεκτροκινητήρας είναι απλούστερος στην κατασκευή και δεν χρειάζεται συντήρηση όλων αυτών των επιμέρους συστημάτων. Επίσης, στα αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα παρατηρείται μια πολύ μεγαλύτερη διάρκεια ζωής των φρένων, σχεδόν διπλάσια, διότι τα αυτοκίνητα αυτά κάνουν εκτεταμένη χρήση της αναγεννητικής πέδης για την επιβράδυνση τους. Για την καλύτερη κατανόηση της αναγεννητικής πέδης, πρέπει να παρατηρηθεί η συμπεριφορά ενός ηλεκτρικού αυτοκινήτου όταν αυτό αφήνεται ελεύθερο σε μια κατηφόρα, όπου διαπιστώνεται ότι δεν επιταχύνει ανεξέλεγκτα, αντιθέτως η ηλεκτρική μηχανή "κρατάει" το όχημα επειδή λειτουργεί ως γεννήτρια. Αυτό μας δίνει την δυνατότητα να κάνουμε μικρότερη χρήση των φρένων, μάλιστα σε μερικές περιπτώσεις, μπορεί να γίνει οδήγηση μόνο με ένα πεντάλ χωρίς να χρησιμοποιήσουμε καθόλου το φρένο. Επιπλέον αυξάνεται σημαντικά η αυτονομία λόγω της επαναφόρτισης της μπαταρίας.

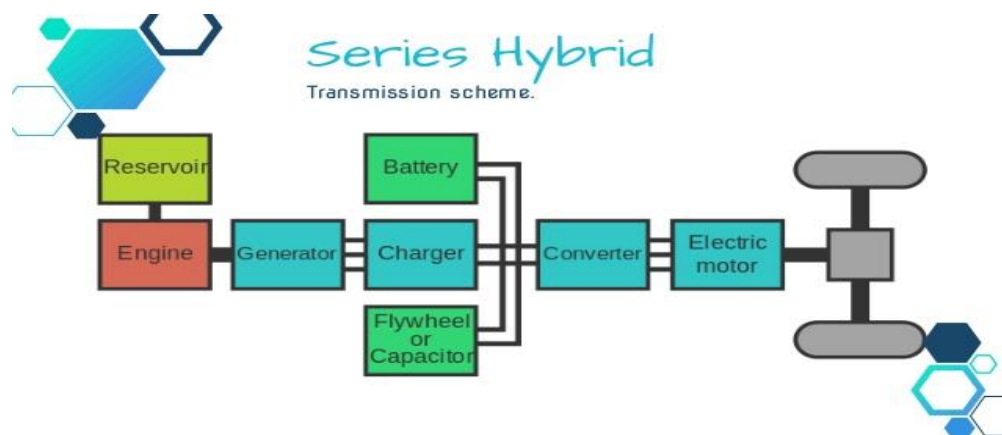
Βέβαια, μια σημαντική έλλειψη αυτή την στιγμή στην αγορά είναι η ύπαρξη εξειδικευμένων επαγγελματιών και συνεργιών για συστήματα ηλεκτρικών αυτοκινήτων με εκτεταμένες γνώσεις για τις συστοιχίες μπαταριών, τον ηλεκτρικό κινητήρα, τα ηλεκτρονικά ισχύος, καθώς και το σύστημα διαχείρισης της μπαταρίας (BMS). Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να αυξηθεί η χρήση και η ζήτηση για τα ηλεκτρικά οχήματα, εφόσον θα υπάρχει το απαραίτητο δίκτυο υποστήριξης.

2.2.1 Υβριδικά Ηλεκτρικά Οχήματα

Ένα υβριδικό όχημα περιλαμβάνει τον συμβατικό κινητήρα εσωτερικής καύσης και τουλάχιστον έναν ηλεκτροκινητήρα το οποίο συνοδεύεται από το υπόλοιπο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης. Ο βασικός στόχος αυτών των αυτοκινήτων είναι ο μέγιστος βαθμός απόδοσης του συνολικού συστήματος. Υπάρχουν δυο κυρίαρχες κατηγορίες υβριδικών οχημάτων που διαχωρίζονται σύμφωνα με τον τρόπο με τον οποίο συνδέονται τα δυο υποσυστήματα, τα συμβατικά υβριδικά (Hybrid), όπου έχουμε σύνδεση σε σειρά και τα υβριδικά με δυνατότητα σύνδεσης στο δίκτυο (Plug-in Hybrid), όπου τα δυο συστήματα λειτουργούν παράλληλα.

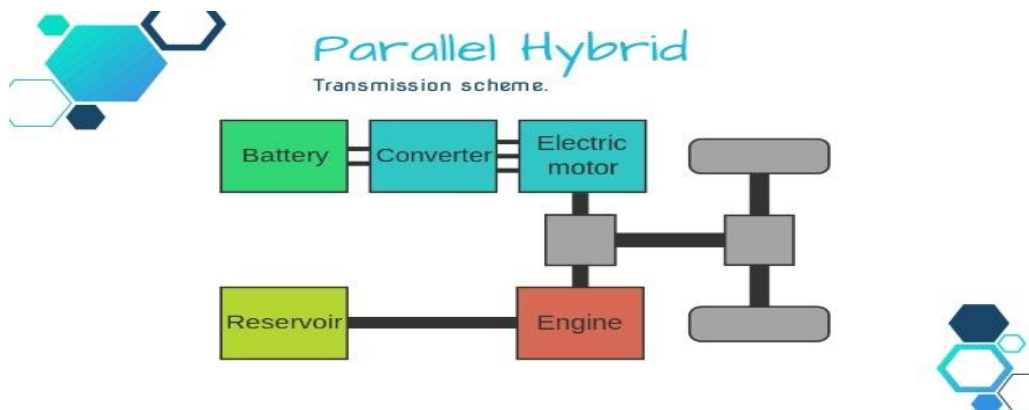
Στη σύνδεση σε σειρά δεν υπάρχει εξ ολοκλήρου ηλεκτρική πρόωση, αντιθέτως η γεννήτρια του αυτοκινήτου έχει αντικατασταθεί με μια γεννήτρια εκκινητή (ISG). Ο κινητήρας εσωτερικής καύσης παίζει τον ρόλο της γεννήτριας και παράγει ενέργεια η

οποία μεταφέρεται στους συσσωρευτές και έπειτα χρησιμοποιείται από το ηλεκτρικό σύστημα όταν αυτό βαλθεί σε λειτουργία. Ως αποτέλεσμα το όχημα έχει δυο σημαντικά υβριδικά χαρακτηριστικά, το idle start-stop σύστημα, όπου σβήνει η μηχανή όταν το αυτοκίνητο σταματάει, βελτιώνοντας έτσι την κατανάλωση καυσίμου στην πόλη, καθώς επίσης και την επαναφόρτιση της μπαταρίας κατά την επιβράδυνση ή το φρενάρισμα, προσφέροντας με τον τρόπο αυτό ένα μικρό ποσοστό αναγεννητικής πέδησης.



Σχήμα 2.2: Σειριακό υβριδικό όχημα [18]

Η παράλληλη σύνδεση των οχημάτων με δυνατότητα σύνδεσης στο δίκτυο σημαίνει ότι οι δύο ηλεκτροκινητήρες συνεργάζονται συνεχώς και καλύπτουν μαζί την συνολική ισχύ που χρειάζεται το όχημα για την πρόωση. Ανάλογα με την λειτουργική κατάσταση που βρίσκεται το όχημα, χρησιμοποιείται ο ηλεκτρικός κινητήρας ή ο κινητήρας εσωτερικής καύσης με στόχο την ελάχιστη δυνατή κατανάλωση καυσίμου. Δηλαδή, 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. Είναι συνεπώς εμφανές ότι το υβριδικό αυτοκίνητο αποτελεί έναν συμβιβασμό ανάμεσα στα οφέλη του ηλεκτρικού και του συμβατικού κινητήρα.



Σχήμα 2.3: Παράλληλο υβριδικό όχημα [18]

2.2.2 Αμιγώς Ηλεκτρικά Οχήματα

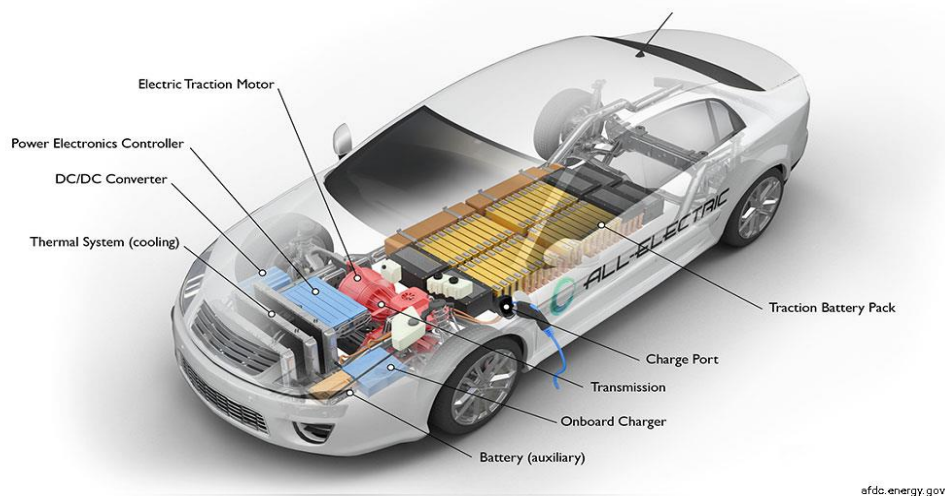
Ένα αμιγώς ηλεκτρικό όχημα περιλαμβάνει έναν ή περισσότερους ηλεκτρικούς κινητήρες, οι οποίοι χρησιμοποιούν την ηλεκτρική ενέργεια παρεχόμενη από μπαταρίες ή υπερπυκνωτές που τοποθετούνται στο εσωτερικό του. Συγκεκριμένα, ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο αποτελείται από τα παρακάτω βασικά μέρη:

- Συστοιχία μπαταριών (Πηγή ενέργειας)
- Σύστημα διαχείρισης μπαταριών (BMS)
- Ηλεκτρονικά ισχύος (Μετατροπέας τάσης DC-AC)
- Καλώδιο υψηλής τάσης (Για τη σύνδεση μπαταριών με ηλεκτρονικά ισχύος)
- Ηλεκτρικός Κινητήρας (3-φασικός)
- Σύστημα μετάδοσης κίνησης (Από τον κινητήρα στους τροχούς)

Τα ηλεκτρικά οχήματα θεωρούνται οχήματα μηδενικής εκπομπής ρύπων ή, ακόμη και αν συνυπολογιστεί η εκπομπή ρύπων κατά την παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας στις μονάδες παραγωγής, οι εκπομπές είναι ελάχιστες. Τα υποσυστήματα των ηλεκτρικών αυτοκινήτων μπορούν να χωριστούν σε 3 βασικές κατηγορίες:

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

All-Electric Vehicle



Σχήμα 2.4: Κύρια υποσυστήματα ενός αμιγώς ηλεκτρικού οχήματος [19]

Το σύστημα πηγής ενέργειας αποτελείται από τις συστοιχίες μπαταριών, τη μονάδα διαχείρισης ενέργειας και τη μονάδα αναπλήρωσης ενέργειας. Το σύστημα της ηλεκτρικής πρόωσης περιλαμβάνει τον ηλεκτροκινητήρα, τον μετατροπέα ισχύος, τον μικροελεγκτή

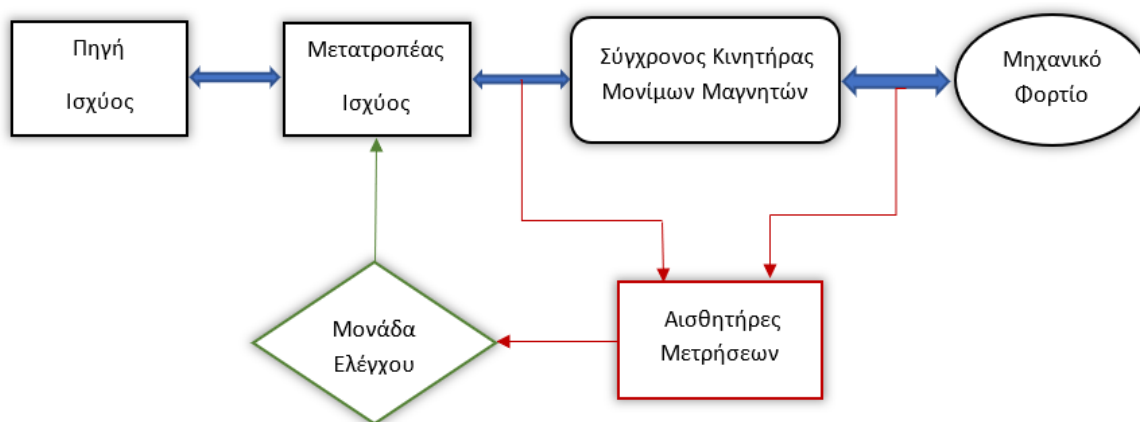
και το σύστημα μετάδοσης της κίνησης στους τροχούς. Τέλος, τα βοηθητικά συστήματα εξελίσσονται και αλλάζουν ραγδαία καθώς τα ηλεκτρικά οχήματα αναπτύσσονται με υψηλούς ρυθμούς, όμως τα πιο βασικά είναι το σύστημα ελέγχου θερμοκρασίας και η μονάδα ισχύος. Έναν κεντρικό ρόλο στην λειτουργία των ηλεκτρικών οχημάτων διαδραματίζει ο ελεγκτής, ο οποίος αποτελεί το σύστημα που δέχεται και επεξεργάζεται όλες τις εντολές που έρχονται από τον οδηγό, συγκεκριμένα την αναφορά ροπής από το πεντάλ του γκαζιού ή το φρένο. Επίσης συνεκτιμώντας τις εισόδους και τις αναδράσεις του συστήματος στέλνει τους αντίστοιχους ελεγχόμενους παλμούς στις πύλες των διακοπών 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 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.

2.3 Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης

Ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης συνιστά ένα ολοκληρωμένο ηλεκτρομηχανικό σύστημα που αποτελείται από πέντε κύριες βαθμίδες, οι οποίες μπορούν να διαχωριστούν ως εξής:

- Πηγή Ισχύος
- Μετατροπέας Ηλεκτρονικών Ισχύος
- Ηλεκτρική Μηχανή
- Μικροεπεξεργαστής ή Μονάδα Ελέγχου
- Αισθητήρες Ρεύματος και Θέσης ή Μετρητική Μονάδα

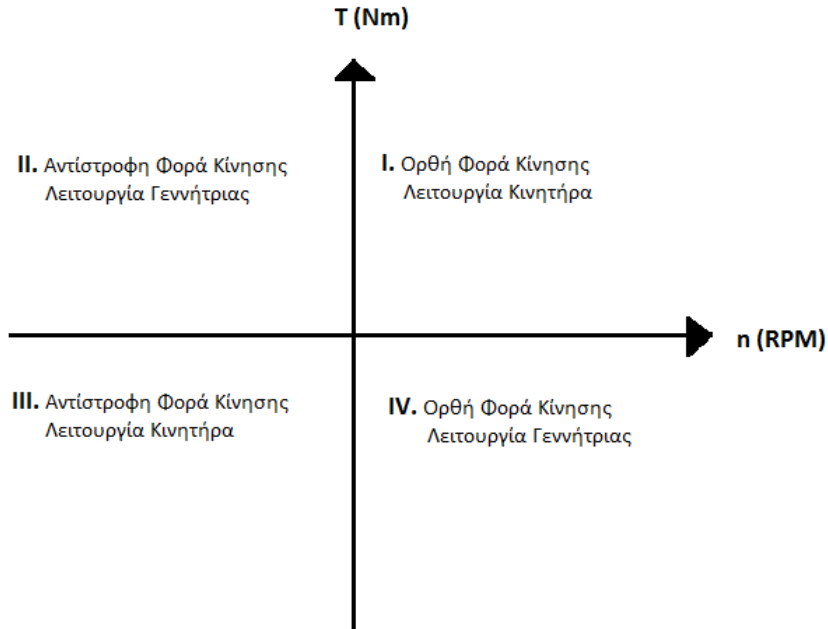
Τα πέντε σημαντικότερα υποσυστήματα που αποτελούν ένα κινητήριο σύστημα παρουσιάζονται στο ακόλουθο δομικό διάγραμμα:



Σχήμα 2.5: Δομικό Διάγραμμα Συστήματος Ηλεκτρικής Κίνησης

Το συνολικό σύστημα κίνησης μπορούμε να το διαχωρίσουμε σε ηλεκτρικό σύστημα και μηχανικό σύστημα. Το ηλεκτρικό σύστημα αποτελείται από την πηγή τάσης, τον μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος, 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.

Οι βαθμίδες του ηλεκτρικού συστήματος που αναφέρθηκαν προηγουμένως μπορούν να διαχωριστούν σε δύο επιμέρους υποσύνολα, το κύκλωμα ισχύος και η μονάδα ελέγχου μαζί με τους αισθητήρες. Το κύκλωμα ισχύος είναι αυτό που μεταφέρει την κύρια ισχύ του συστήματος από την πηγή ισχύος μέσω του μετατροπέα μέχρι την ηλεκτρική μηχανή. Αντιθέτως το κύκλωμα ελέγχου είναι δυαδικό ηλεκτρονικό σύστημα, δηλαδή η τάση είναι 0V - 5V και συνεπώς η κατανάλωση του συγκριτικά με το κύκλωμα ισχύος είναι ελάχιστη.



Σχήμα 2.6: Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημόριων μιας ηλεκτρικής μηχανής

Ένα από τα σημαντικότερα στοιχεία του κυκλώματος ισχύος είναι η δυνατότητα αμφίδρομης μεταφοράς ενέργειας/ισχύος. Αυτό σημαίνει ότι η μηχανή είναι σε θέση να λειτουργεί υπό κατάλληλες προϋποθέσεις ως κινητήρας, αλλά και ως γεννήτρια. Η λειτουργία αυτή μπορεί να παρουσιαστεί σε τέσσερα τεταρτημόρια όπου οι άξονες είναι η ταχύτητα και η ροπή. Όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα, όταν το πρόσημο της ροπής και της ταχύτητας είναι ίδιο, δηλαδή στα τεταρτημόρια 1 και 3, η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας και έχουμε μεταφορά ισχύος από την πηγή προς το φορτίο. Στα τεταρτημόρια 2 και 4 όπου τα πρόσημα ροπής – ταχύτητας είναι αντίθετα η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια με αποτέλεσμα η ισχύς να μεταφέρεται από το φορτίο στην πηγή

ισχύος. Η τελευταία λειτουργία ονομάζεται αναγεννητική πέδη. Στην πράξη, όταν το ηλεκτρικό όχημα έχει αναπτύξει κάποια ταχύτητα ή όταν βρίσκεται σε κάποια κατηφόρα γίνεται δυνατή η λειτουργία γεννήτριας για την επίτευξη ηλεκτρικής πέδησης, με αποτέλεσμα να μεταφέρεται ενέργεια στην πηγή εισόδου πετυχαίνοντας έτσι μέγιστη εξοικονόμηση ηλεκτρικής ενέργειας.

Ο ρόλος του κυκλώματος ελέγχου είναι η εποπτεία και η οδήγηση του συστήματος ισχύος. Οι αισθητήρες μετρούν τα απαιτούμενα μεγέθη και τα μετατρέπουν σε κατάλληλα σήματα που μεταβιβάζονται στη μονάδα ελέγχου, η οποία λαμβάνοντας τις αναδράσεις ρεύματος και θέσης καθώς και την είσοδο που ορίζει την ταχύτητα και την ροπή αναφοράς, επεξεργάζεται τα δεδομένα και στέλνει τα κατάλληλα σήματα PWM στα ημιαγώγια στοιχεία του αντιστροφέα.

Ο σχεδιασμός ενός κινητήριου συστήματος έχει ως πρωταρχικό και βασικό στοιχείο το είδος του φορτίου που πρέπει να οδηγηθεί και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του. Ο κύριος στόχος 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 τα παρακάτω κριτήρια σχεδίασης και υλοποίησης:

- Υψηλή πυκνότητα ισχύος και ροπής
- Δυνατότητα ανάπτυξης υψηλής ροπής εκκίνησης
- Υψηλή απόδοση
- Χαμηλό Κόστος
- Αξιοπιστία
- Ευρύ φάσμα ταχυτήτων
- Ισχύς που να αντιμετωπίζει υψηλό φορτίο

2.3.1 Πηγή Ισχύος

Η πηγή ηλεκτρικής ισχύος είναι το σημαντικότερο κομμάτι του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, εφόσον παρέχει ηλεκτρική ισχύ υπό συνεχή ή εναλλασσόμενη τάση. Οι πηγές ισχύος εναλλασσόμενου ρεύματος είναι οι πηγές που συνδέονται απευθείας στο δίκτυο. Αυτές μπορούν να είναι τριφασικές και μονοφασικές. Οι μονοφασικές πηγές ισχύος χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές χαμηλών απαιτήσεων όσον αφορά την ισχύ, ενώ οι τριφασικές πηγές χρησιμοποιούνται σε πιο απαιτητικές εφαρμογές. Οι πηγές ισχύος συνεχούς ρεύματος 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.

Οι μπαταρίες η αλλιώς συσσωρευτές είναι ηλεκτροχημικές συσκευές οι οποίες αποθηκεύουν ηλεκτρική ενέργεια κατά τη φόρτιση και παράγουν ηλεκτρική ενέργεια κατά την αποφόρτιση. Οι συσσωρευτές 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

Οι κύριοι τύποι μπαταριών που έχουν αναπτυχθεί, για εφαρμογή σε ηλεκτρικά οχήματα τα τελευταία 20 χρόνια είναι: μολύβδου οξέος (VRLA), νικελίου-καδμίου (Ni-Cd), νικελίου-μετάλλου-υδρίτη (Ni-MH), ψευδαργύρου-αέρα (Zn-air), νατρίου/θείου (Na/S) και ιόντων λιθίου (Li-ion). Από αυτές οι μολύβδου οξέων είναι αποδεκτές για χρήση σε ηλεκτρικά οχήματα χαμηλών επιδόσεων, οι νικελίου-μετάλλου-υδρίτη επιλέγονται για οχήματα μεσαίων επιδόσεων και οι μπαταρίες ιόντων λιθίου επιλέγονται για οχήματα υψηλών επιδόσεων. Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά των τύπων μπαταριών που αναφέρθηκαν:

m_a	Ειδική Ισχύς (W/kg)	Ειδική Ενέργεια (Wh/kg)	Κύκλοι φόρτισης	Κόστος (USD/kWh)
VRLA	200-300	30-45	400-600	150
Ni-Cd	150-350	40-60	600-1200	300
Ni-MH	150-400	60-120	600-1200	200-350
Zn-air	105	230	400	90-120
Na/S	200	100	800	250-450
Li-ion	150-450	90-160	1200-2000	600-1000

Πίνακας 2.1: Χαρακτηριστικά διαφόρων τύπων μπαταριών

2.3.2 Μετατροπές Ηλεκτρονικών Ισχύος

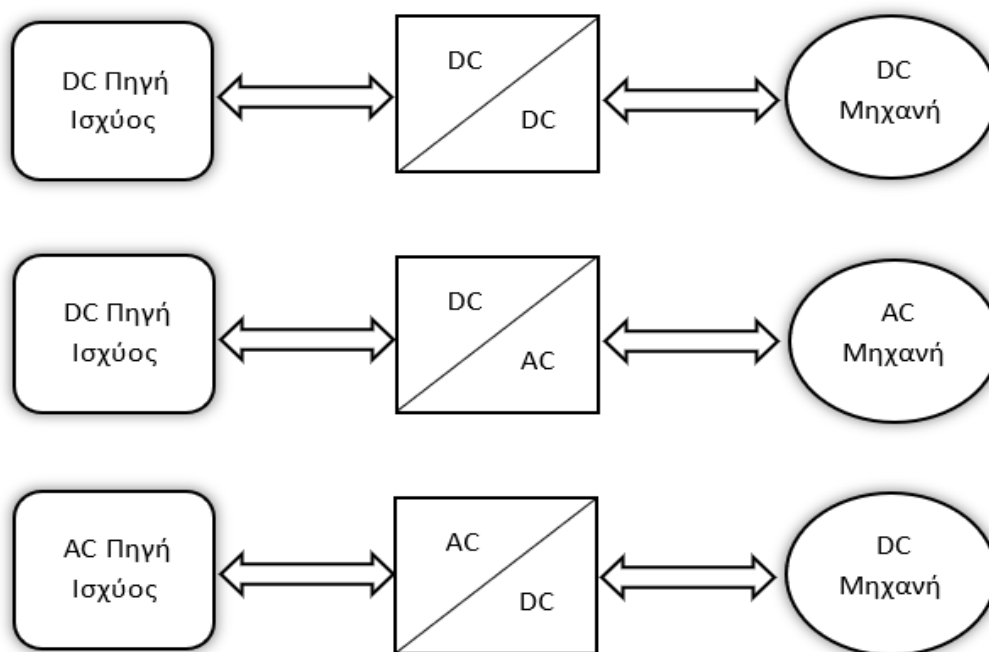
Ο μετατροπές ισχύος είναι η βαθμίδα του συστήματος που παρεμβάλλεται ανάμεσα στην πηγή ισχύος και στην ηλεκτρική μηχανή. Ο σκοπός του μετατροπέα ισχύος

είναι να καταστήσει δυνατή και να ελέγχει τη λειτουργία της ηλεκτρικής μηχανής αλλάζοντας την μορφή του ρεύματος και της τάσης στην επιθυμητή που χρειάζεται η κάθε εφαρμογή. Υπάρχουν διάφοροι μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος οι οποίοι συνδέουν διαφορετικές πηγές ισχύος με διαφορετικές ηλεκτρικές μηχανές, βάση του είδους της τάσης που απαιτείται, σημαντικότεροι εξ αυτών είναι οι παρακάτω:

- Μετατροπέας ισχύος AC - DC ή ανορθωτής (Rectifier).
- Μετατροπέας ισχύος DC - AC ή αντιστροφέας (Inverter).
- Μετατροπέας ισχύος DC - DC (DC converter).

Ο ανορθωτής χρησιμοποιείται συχνά όταν η πηγή ισχύος είναι το ίδιο το δίκτυο και ο σκοπός είναι η τροφοδοσία κάποιας μπαταρίας ή κάποιου κυκλώματος, μετατρέποντας έτσι το εναλλασσόμενο ρεύμα του δικτύου σε συνεχές. Η λειτουργία του αντιστροφέα, όπως είναι φανερό και από την ονομασία του, είναι ακριβώς η αντίθετη, δηλαδή να μετατρέπει συνεχές ρεύμα, το οποίο συνήθως προέρχεται από συσσωρευτές, σε εναλλασσόμενο. Ο τρίτος και τελευταίος μετατροπέας προσφέρει υποβάθμιση ή αύξηση της συνεχούς τάσης.

Οι τοπολογίες που συναντιούνται κυρίως στη βιομηχανία είναι οι παρακάτω:



Σχήμα 2.7: Διάφορες τοπολογίες σύνδεσης μετατροπέα ισχύος

Αναλόγως με τον τύπο της πηγής, οι μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε:

- Μετατροπείς πηγής τάσης (Voltage-source converters)
- Μετατροπείς πηγής ρεύματος (Current-source converters)

Όλοι οι μετατροπείς, ανεξαρτήτως τοπολογίας, αποτελούνται από ημιαγωγικά στοιχεία διαφόρων τύπων που λειτουργούν ως διακόπτες, η αγωγή και η σβέση των οποίων μπορεί είτε να είναι ελεγχόμενη μέσω κατάλληλων παλμών, είτε να μην είναι ελεγχόμενη. Τα σημαντικότερα ημιαγωγικά στοιχεία φαίνονται παρακάτω:

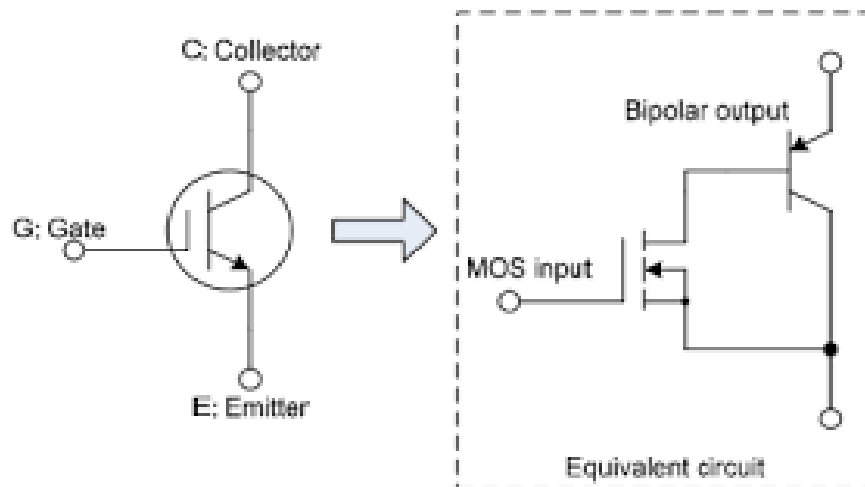
- *Δίοδος*: Η αγωγή ή μη μιας διόδου εξαρτάται από την τάση που επιβάλλεται στα άκρα της. Αν η τάση είναι ορθή, η διόδος άγει σαν βραχυκύκλωμα σε ιδανικές συνθήκες. Στην αντίστροφη περίπτωση λειτουργεί ως ανοιχτοκύκλωμα.
- *Θυρίστωρ*: Το θυρίστωρ έχει μια επιπλέον πύλη σε σχέση με την απλή διόδο, όπου 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 αποκόπτει το ρεύμα.
- *Ελεγχόμενος Διακόπτης*: Αυτά τα στοιχεία έχουν επίσης έναν παλμό ως είσοδο και εξαρτώνται απολύτως από αυτόν. Όταν ο παλμός είναι θετικός βρίσκονται σε κατάσταση αγωγιμότητας ενώ όταν ο παλμός είναι αρνητικός συμπεριφέρονται ως ανοιχτοκύκλωμα.

Μερικοί από τους τύπους των ελεγχόμενων διακοπών είναι οι παρακάτω:

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

IGBT)

Τα βασικά κριτήρια επιλογής των ελεγχόμενων διακοπών για την εκάστοτε εφαρμογή είναι η μέγιστη δυνατή συχνότητα χρήσης, η απαιτούμενη ισχύς και οι απώλειες σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Στις σύγχρονες εφαρμογές ως ημιαγωγικά στοιχεία επιλέγονται συνήθως IGBTs, το κύκλωμα των οποίων παρουσιάζεται παρακάτω:

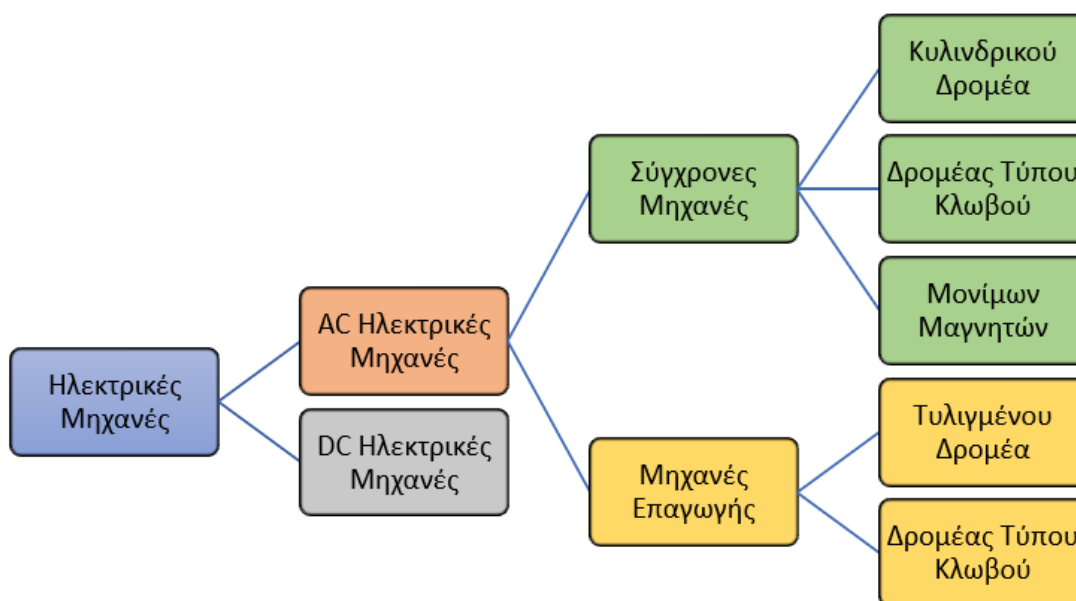


Σχήμα 2.8: Σχηματικό σύμβολο και ισοδύναμο κύκλωμα ενός IGBT [20]

2.3.3 Ηλεκτρική Μηχανή

Η ηλεκτρική μηχανή είναι η βασικότερη βαθμίδα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, εφόσον είναι υπεύθυνη για την ηλεκτρομηχανική μετατροπή ενέργειας. Οι ηλεκτρικές μηχανές είναι ποικίλες και μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε μερικούς τύπους σύμφωνα με το είδος της τάσης τροφοδοσίας, τον αριθμό των φάσεων, τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά και την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Κάθε ηλεκτρική μηχανή πρέπει να ικανοποιεί μερικές βασικές απαιτήσεις των συνηθέστερων εφαρμογών. Ιδιαίτερα σε πιο απαιτητικές εφαρμογές αναγκαία είναι η υψηλή απόδοση, η υψηλή αξιοπιστία, η υψηλή πυκνότητα ισχύος καθώς και η υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες. Ουσιαστικά, η εφαρμογή είναι ο παράγοντας που καθορίζει το ιδανικό είδος ηλεκτρικής μηχανής σε κάθε περίπτωση. Π.χ., για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης σχετικά μεγάλης ισχύος είναι πιο κοινές οι 3-φασικές μηχανές εναλλασσόμενης τάσης διότι έχουν χαμηλότερο κόστος κατασκευής, μεγαλύτερη αξιοπιστία και απόδοση συγκριτικά με αυτές συνεχούς ρεύματος. Οι πιο σημαντικοί και διαδεδομένοι τύποι ηλεκτρικών μηχανών στη σύγχρονη βιομηχανία αλλά και στην ηλεκτροκίνηση είναι:

- Ηλεκτρικός Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος (DC Motor)
 - Ηλεκτρικός Κινητήρας Επαγωγής (Induction Motor, IM)
 - Ηλεκτρικός Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)
 - Ηλεκτρικός Κινητήρας Μαγνητικής Αντίδρασης (Switched Reluctance Motor)
- Παρακάτω φαίνεται η λεπτομερής κατηγοριοποίηση των ηλεκτρικών μηχανών:



Σχήμα 2.9: Κατηγορίες Ηλεκτρικών Μηχανών

Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος (Direct Current Motor)

Η τοπολογία ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος αποτελείται από το πεδίο διέγερσης, το οποίο βρίσκεται στο στάτη της μηχανής, και από το πεδίο τυμπάνου που 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 σε σχέση με τα υπόλοιπα είδη μηχανών καθώς γίνεται με ρύθμιση ρεύματος διέγερσης και τυμπάνου. Ακριβώς για αυτόν τον λόγο καθώς επίσης και λόγω της γρήγορης τεχνολογικής ωρίμανσης, οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ήταν αρχικά η βασική επιλογή για εφαρμογή ηλεκτρικής κίνησης. Ωστόσο, η αξιοπιστία των κινητήρων αυτού του τύπου, περιορίζεται από την ανάγκη ύπαρξης ψηκτρών στον συλλέκτη, που πραγματοποιούν τη μηχανική ανόρθωση της παραγόμενης τάσης από το τύλιγμα του τυμπάνου. Επομένως, δεδομένου του ότι το κόστος συντήρησης και η υψηλή αξιοπιστία είναι πρωτεύουσας σημασίας στο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, το ενδιαφέρον στράφηκε σε κινητήρες χωρίς σύστημα συλλέκτη-ψηκτρών.

Ηλεκτρικός Κινητήρας Επαγωγής (Induction Motor)

Ο ηλεκτρικός κινητήρας επαγωγής ή αλλιώς ο ασύγχρονος κινητήρας είναι έως σήμερα ο πιο διαδεδομένος ηλεκτρικός κινητήρας σε όλα τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με ευρύ εφαρμογή σε συστήματα βιομηχανίας και μεταφοράς. Τα βασικά πλεονεκτήματα αυτού του τύπου μηχανής που έχουν οδηγήσει στην καθιέρωσή του σε ποικίλες εφαρμογές είναι η πολύ υψηλή αξιοπιστία, η χαμηλή πολυπλοκότητα λόγω απλότητας κατασκευής, καθώς και το μικρό κόστος κατασκευής και συντήρησης. Στους επαγωγικούς κινητήρες το πεδίο διέγερσης δημιουργείται εξ επαγωγής μέσω του πεδίου του στάτη και στρέφεται μαζί με το πεδίο τυμπάνου σε σύγχρονη ταχύτητα, ενώ η ταχύτητα του δρομέα έχει μια μικρή ολίσθηση. Λόγω της συγκεκριμένης αρχής λειτουργίας προκύπτουν οι δυο δυνατές ονομασίες της μηχανής. Για την οδήγησή ενός επαγωγικού κινητήρα απαιτείται συχνά διάταξη αντιστροφέα με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας για έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής.

Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμων Μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Motor)

Ο κινητήρας αυτός αποτελεί υποκατηγορία των σύγχρονων μηχανών, στην οποία οι μόνιμοι μαγνήτες τοποθετούνται στον δρομέα και αντικαθιστούν το τύλιγμα πεδίου που χρειάζεται αυτόνομη διέγερση. Το αποτέλεσμα αυτής της αντικατάστασης είναι η ύπαρξη σταθερής διέγερσης με ταυτόχρονη αποφυγή απώλειών χαλκού και χαμηλότερη εσωτερική θερμοκρασία, πετυχαίνοντας υψηλότερη απόδοση και μεγαλύτερη αξιοπιστία. Η μεγαλύτερη απόδοση συνεπάγεται αυξημένη πυκνότητα ισχύος, δίνοντας τη δυνατότητα κατασκευής μηχανών μικρότερου μεγέθους. Λόγω των σημαντικών πλεονεκτημάτων, κεντρίζουν το ενδιαφέρον σε ερευνητικό επίπεδο και διευρύνεται η χρήση τους στην

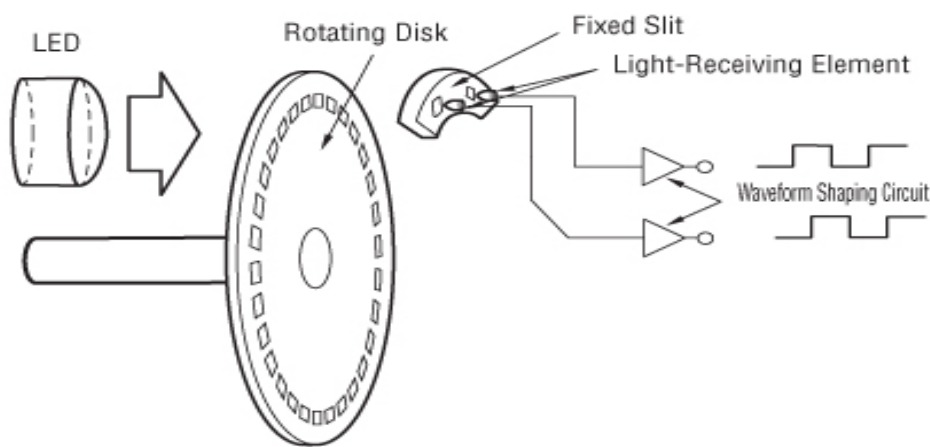
ηλεκτροκίνηση. Παρόλα αυτά, οι μηχανές μόνιμων μαγνητών αντιμετωπίζουν και μερικά μειονεκτήματα, βασικότερο εξ αυτών το υψηλό κόστος κατασκευής εξαιτίας των μόνιμων μαγνητών. Επίσης, οι μαγνήτες είναι εύθραυστοι και ευαίσθητοι σε θερμοκρασιακές μεταβολές, που ενδέχεται να προκαλέσουν και τη μόνιμη απομαγνήτισή τους.

Ηλεκτρικός Κινητήρας Μαγνητικής Αντίδρασης (Switched Reluctance Motor)

Η λειτουργία των κινητήρων μαγνητικής αντίδρασης βασίζεται στην εκτυπότητα των πόλων του στάτη και του δρομέα, η οποία προκαλεί την ύπαρξη μεταβλητής αντίστασης στο μαγνητικό τους κύκλωμα. Το βασικό χαρακτηριστικό αυτών των μηχανών είναι η ταυτόχρονη απουσία τυλίγματος διέγερσης και μαγνητών στον δρομέα. Αν και δεν έχει γνωρίσει, ακόμη, εμπορικές χρήσεις, κερδίζει το ενδιαφέρον της αγοράς εξαιτίας της απλότητας κατασκευής του και του μικρού του κόστους. Παρόλα αυτά, παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά μειονεκτήματα, όπως η σχετικά μικρή πυκνότητα ισχύος, ο περιορισμένος βαθμός απόδοσης, η υψηλή κυμάτωση της ροπής, ο πολύπλοκος έλεγχος και ο έντονος ακουστικός θόρυβος.

2.3.4 Αισθητήρες Ανάδρασης

Ένα πολύ σημαντικό στοιχείο στην υλοποίηση διαφόρων τεχνικών ελέγχου κλειστού βρόγχου είναι η δυνατότητα παρατήρησης και μέτρησης κάθε στιγμή βασικών μεγεθών του ηλεκτρικού συστήματος, όπως το ρεύμα, η ταχύτητα, η ροπή, η θέση και άλλα. Αυτά τα μεγέθη μετρούνται σε πραγματικό χρόνο από αισθητήρες υψηλής ακρίβειας και μετατρέπονται σε ψηφιακή μορφή ώστε να μπορούν να ελεγχθούν και επεξεργαστούν από τον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος. Με αυτόν τον τρόπο γίνεται δυνατή η ύπαρξη αναδράσεων στο ηλεκτρικό σύστημα σε ζωντανό χρόνο με πολύ υψηλή συχνότητα δειγματοληψίας, έτσι μπορούν να επιτευχθούν εξελιγμένες τεχνικές ελέγχου απαιτητικών εφαρμογών. Παρακάτω φαίνεται ένας αισθητήρας θέσης (encoder):



Σχήμα 2.10: Διαμόρφωση ενός αισθητήρα θέσης (Encoder) [21]

2.3.5 Ηλεκτρονικός Μικροεπεξεργαστής

Ο ηλεκτρονικός μικροεπεξεργαστής αποτελεί το βασικό στοιχείο του κυκλώματος ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Ο μικροεπεξεργαστής είναι αυτός που λαμβάνει την εξωτερική είσοδο που ορίζει ταχύτητα ή ροπή αναφοράς, καθώς και τις αναδράσεις ρεύματος και θέσης από τους αισθητήρες του συστήματος, επεξεργάζεται τα σήματα αυτά και στην έξοδό του στέλνει παλμούς PWM στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Ο αλγόριθμος ελέγχου που ακολουθεί ο μικροεπεξεργαστής επιλέγεται βάση των απαιτήσεων και αναγκών της εκάστοτε εφαρμογής. Ένας τέτοιος αλγόριθμος μπορεί να υλοποιηθεί μέσω κάποιας γλώσσας προγραμματισμού χαμηλού επιπέδου (Assembly, C) ή σε κάποια άλλα περιβάλλοντα με μπλοκ διαγράμματα. Οι μικροεπεξεργαστές δεν χρησιμεύουν μόνο στην οδήγηση ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, αλλά επίσης εποπτεύουν τα στοιχεία του συστήματος και παρατηρούν κρίσιμα μεγέθη για περιπτώσεις σφάλματος, όπως υπερεντάσεις ή υπερτάσεις. Εναλλακτικές ονομασίες που χρησιμοποιούνται συχνά 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 βασικές τεχνικές ελέγχου που μπορούν να υλοποιηθούν μέσω του μικροελεγκτή είναι μεταξύ άλλων οι παρακάτω:

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



Σχήμα 2.11: Επεξεργαστής Ψηφιακού Σήματος [22]

2.4 Μεθοδολογία Σχεδιασμού Συστήματος Οδήγησης

Σε αυτή την ενότητα, περιγράφεται η μεθοδολογία η οποία ακολουθείται στον σχεδιασμό συστημάτων οδήγησης, δηλαδή όλων των διαδικασιών που χρησιμοποιούνται για την ανάπτυξη, ανάλυση και αξιολόγηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης. Μια λεπτομερή εκτίμηση των διαδικασιών αυτών είναι πολύ σημαντική, διότι αναδεικνύει όχι

μόνο την ανάγκη χρήσης εξειδικευμένων εργαλείων λογισμικού, αλλά επίσης την σημασία της κατανόησης των βασικών στοιχείων και χαρακτηριστικών της μονάδας οδήγησης.

Η συνηθέστερη μέθοδος είναι η διαδικασία επαναληπτικού σχεδιασμού κλειστού βρόχου, η οποία περιλαμβάνει όλο το σύστημα. Το πρώτο σημαντικό βήμα και η βασική πληροφορία είναι πάντα η γνώση του πεδίου εφαρμογής, δηλαδή η κατανόηση του είδους του φορτίου που πρέπει να οδηγηθεί. Παραδείγματος χάριν, ένα σύστημα οδήγησης το οποίο αναπτύσσεται για χρήση σε ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο ή σε ένα σύστημα γεώτρησης είναι αρκετά πιο σύνθετο και απαιτεί πολύ μεγαλύτερη ταχύτητα απόκρισης και ακρίβεια συγκριτικά με το απλό σύστημα οδήγησης ενός ανεμιστήρα ή ενός συμπιεστή.

Μετά τον προσδιορισμό του πεδίου εφαρμογής, καθορίζονται οι στόχοι και οι περιορισμοί σχεδιασμού, τα οποία προφανώς είναι τα βασικά στοιχεία για τον αρχικό σχεδιασμό της ηλεκτρικής μηχανής και του μετατροπέα. Σύμφωνα με τα δεδομένα επιλέγεται σε αυτό το στάδιο το είδος της μηχανής και η κατάλληλη μέθοδος ελέγχου κίνησης που θα χρησιμοποιηθεί. Αυτή είναι μια πολύ καθοριστική απόφαση με μεγάλη επίδραση στον συνολικό χρόνο σχεδιασμού και στην σωστή λειτουργία του συστήματος.

Με την ολοκλήρωση της προκαταρκτικής σχεδίασης του μετατροπέα ισχύος και της μηχανής, προχωράμε στην φάση του λεπτομερή σχεδιασμού και στην ολοκλήρωση του συστήματος. Η διαδικασία γίνεται σε μερικά επίπεδα. Αρχικά αναπτύσσεται ένα μοντέλο προσομοίωσης του συστήματος οδήγησης μαζί με την μηχανή. Ένα σημαντικό εργαλείο λογισμικού για αυτή την φάση είναι το Matlab/Simulink, το οποίο μπορεί να δημιουργήσει δυναμικά μοντέλα του πλήρους συστήματος. Το λογισμικό χρησιμοποιεί αλγορίθμους ελέγχου που μπορούν για παράδειγμα να παρέχουν έλεγχο ροπής ή ταχύτητας. Σε αυτή τη φάση σχεδίασης, το συνολικό μοντέλο προσομοιώνεται και παρατηρείται η συμπεριφορά του στις μεταβατικές καταστάσεις και σε μόνιμη λειτουργία. Με βάση τα αποτελέσματα μπορούν να γίνουν επιπλέον βελτιώσεις καθορισμού συγκεκριμένων παραμέτρων ή και αλλαγής του αρχικού σχεδιασμού του μετατροπέα και της μηχανής.

Το επίπεδο βελτίωσης του σχεδιασμού εξαρτάται σε σημαντικό βαθμό από την φύση της εφαρμογής. Για παράδειγμα, είναι αναγκαίο να υπάρχουν εκτενέστερες προσομοιώσεις του συστήματος κίνησης σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, λόγω της υψηλής απαιτούμενης πυκνότητας ισχύος και μεγάλου βαθμού απόδοσης. Τέτοιες μελέτες απαιτούν τη χρήση λογισμικών προσομοίωσης πεπερασμένων στοιχείων FEM που μπορούν να αξιολογήσουν την μαγνητική συμπεριφορά της ηλεκτρικής μηχανής. Επιπλέον σε αυτές τις απαιτητικές εφαρμογές γίνεται συχνά χρήση λογισμικών προσομοίωσης της θερμικής συμπεριφοράς της μηχανής και του μετατροπέα. Μια επιπρόσθετη μελέτη μπορεί να γίνει σχετικά με τον ακουστικό θόρυβο και τις δονήσεις της μηχανής.

Από τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό ότι η σχεδίαση ενός ηλεκτρικού συστήματος κίνησης είναι μια σύνθετη διαδικασία, για αυτό τον λόγο ο υπεύθυνος μηχανικός οφείλει να διαθέτει ένα ευρύ φάσμα γνώσεων σε πεδία όπως οι ηλεκτρικές μηχανές, τα ηλεκτρονικά ισχύος, παθητικά και ενεργά ηλεκτρονικά κυκλώματα, hardware ελέγχου, εργαλεία λογισμικού σχεδίασης, καθώς και αλγορίθμους ελέγχου.

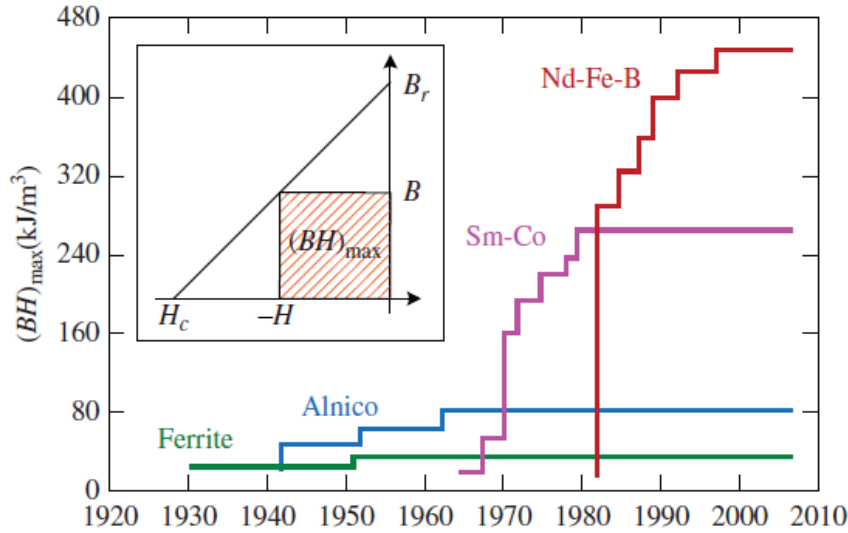
3 ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

3.1 Μόνιμοι μαγνήτες

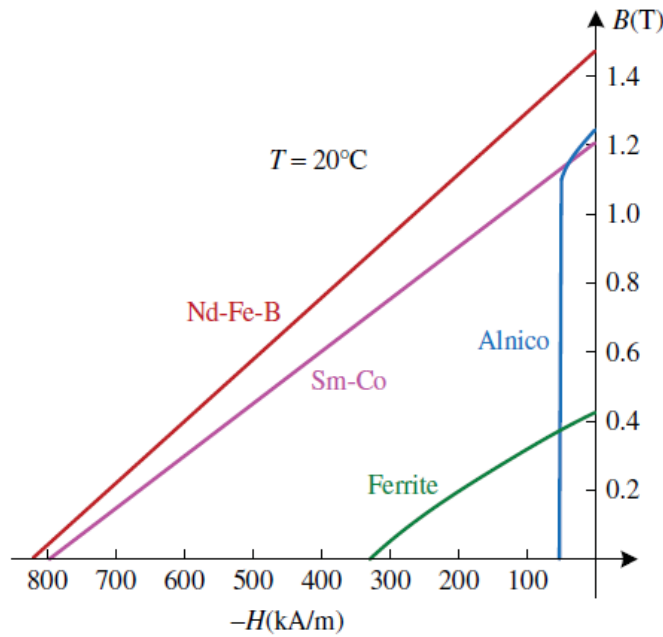
Ένας από τους πιο δημοφιλείς και ελκυστικούς τύπους ηλεκτρικών μηχανών, ιδιαίτερα σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης είναι σήμερα οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών. Τα βασικά πλεονεκτήματά τους που έχουν οδηγήσει στην καθιέρωσή τους σε αυτό τον τομέα είναι η υψηλή πυκνότητα ισχύος και η μεγάλη απόδοση, χαρακτηριστικά τα οποία οφείλονται στη χρησιμοποίηση υλικών μόνιμης μαγνήτισης υψηλής ενέργειας. Σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης χρησιμοποιούνται ευρέως τέσσερεις κύριοι τύποι μονίμων μαγνητών:

- **Φερίτης:** Ανακαλύφθηκε τη δεκαετία του 1930 και χρησιμοποιείται σε διάφορες εμπορικές εφαρμογές λόγω του μικρού κόστους και της αφθονίας των αναγκαίων πρώτων υλών. Παρόλα αυτά, η χαμηλή πυκνότητα ισχύος και ο υψηλός συντελεστής θερμοκρασίας αποτελούν σημαντικά μειονεκτήματα που το κάνουν ακατάλληλο για χρήση σε ηλεκτρικά οχήματα.
- **Αλουμίνιο - Νικέλιο - Κοβάλτιο:** Αυτό το κράμα τριών στοιχείων εφευρέθηκε τη δεκαετία του 1940. Η υψηλή του θερμοκρασία απομαγνήτισης το καθιστά κατάλληλο για εφαρμογές με υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας. Ωστόσο, είναι πολύ ευάλωτο στο φαινόμενο της απομαγνήτισης λόγω της χαμηλής μαγνητικής αντίστασης περιορίζοντας έτσι την εφαρμογή του σε ηλεκτρικά οχήματα.
- **Σαμάριο - Κοβάλτιο:** Ένα σπάνιο υλικό μόνιμης μαγνήτισης το οποίο εφευρέθηκε τη δεκαετία του 1960. Αποτελεί ένα εξαιρετικό υλικό για απαιτητικές εφαρμογές, διότι συνδυάζει όλα τα απαραίτητα πλεονεκτήματά, όπως υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση, υψηλή μαγνητική αντίσταση, υψηλή πυκνότητα ισχύος, υψηλή θερμοκρασία Curie και χαμηλό συντελεστή θερμοκρασίας. Όμως το κόστος του είναι τεράστιο, καθώς το σαμάριο είναι από τα πιο σπάνια στοιχεία.
- **Νεοδύμιο - Σίδηρος - Βόριο:** Αυτό το κράμα μόνιμης μαγνήτισης παράχθηκε το 1984 και αποτελεί το βασικό μαγνήτη πλέον των μηχανών μονίμων μαγνητών. Έχει καθιερωθεί διότι διαθέτει καλύτερες μαγνητικές ιδιότητες από το Σαμάριο - Κοβάλτιο σε μικρότερο κόστος.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζονται η εξέλιξη των υλικών μόνιμης μαγνήτισης καθώς και οι καμπύλες απομαγνήτισής τους:



Σχήμα 3.1: Εξέλιξη των υλικών μαγνήτισης [14]



Σχήμα 3.2: Καμπύλες των υλικών μόνιμης μαγνήτισης [14]

3.2 Λειτουργία Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

Η αδιάκοπη εξέλιξη των μόνιμων μαγνητών και η έντονη έρευνα όχι μόνο στα μαγνητικά υλικά, αλλά επίσης και στους μικροεπεξεργαστές ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών έχει οδηγήσει σε μεγάλη βελτίωση των λειτουργικών τους χαρακτηριστικών και σε σημαντική μείωση του κόστους παραγωγής. [1]

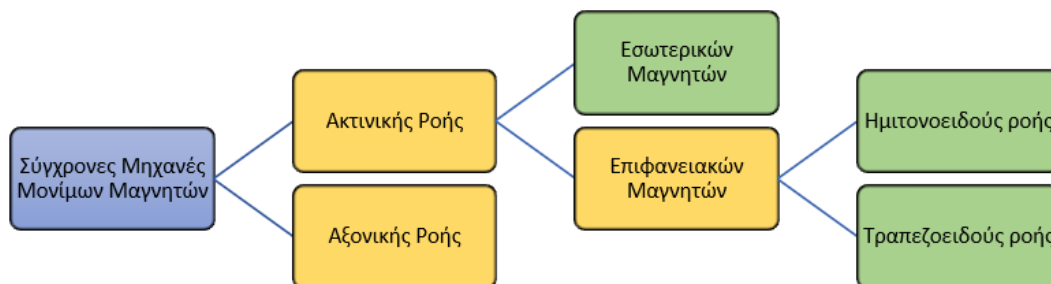
Οι μόνιμοι μαγνήτες στην ηλεκτρική μηχανή αντικαθιστούν το τύλιγμα του δρομέα έχοντας τον ρόλο της διέγερσης. Στις κλασικές σύγχρονες μηχανές τυλιγμένου δρομέα η διέγερση προκαλείται από το συνεχές ρεύμα που διαπερνά τα τυλίγματα και προκαλεί το σταθερό πεδίο του δρομέα. Η διαδικασία αυτή προκαλεί ανεπιθύμητες απώλειες χαλκού στο εσωτερικό της μηχανής καθώς και πιθανή αύξηση της θερμοκρασίας των τυλιγμάτων του δρομέα, φαινόμενα τα οποία απουσιάζουν στην μηχανή μονίμων μαγνητών διότι δεν υπάρχει ροή ρεύματος στο δρομέα. Μια άλλη σημαντική διαφορά των μηχανών μονίμων μαγνητών είναι το σαφώς μικρότερο μέγεθος τους συγκριτικά με τις υπόλοιπες σύγχρονες μηχανές. Όπως φαίνεται από την ονομασία οι μηχανές αυτές ανήκουν στην κατηγορία των σύγχρονων μηχανών, δηλαδή η βασική τους ιδιότητα είναι ότι η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα είναι ίδια με την ταχύτητα του στρεφόμενου πεδίου. Η ταχύτητα αυτή εξαρτάται από την συχνότητα του ρεύματος που διαπερνά το τύμπανο, την τάση στην είσοδο της ηλεκτρικής μηχανής καθώς και από τον αριθμό των πόλων.

Οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών όπως έχει ήδη αναφερθεί, λόγω της σταθερότητας της διέγερσης τους, είναι επίσης μια πολύ καλή επιλογή για εφαρμογές με πολυπλοκότητα ελέγχου, όπως τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, τα συστήματα αυτόματου ελέγχου και άλλα συστήματα όπου είναι απαραίτητη η υψηλή ακρίβεια σε συχνές μεταβολές.

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:

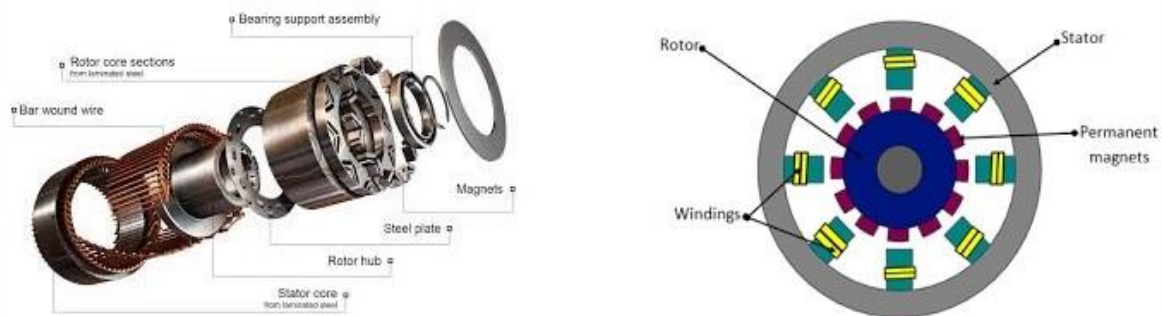
- Μεγαλύτερη απόδοση λόγω μείωσης των συνολικών απωλειών με την εξάλειψη του ρεύματος διέγερσης.
- Απλούστερη κατασκευή και λειτουργία λόγω της εξάλειψης της πηγής συνεχούς τάσης και ψυκτικών συστημάτων για την υπερθέρμανση που προκαλείται από το ρεύμα διέγερσης.
- Μικρότερο μέγεθος και βάρος που οδηγεί σε μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος.

Στο Σχήμα 3.3 φαίνεται η κατηγοριοποίηση των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών: [\[1\]](#)



Σχήμα 3.3: Κατηγοριοποίηση Σύγχρονων Μηχανών Μονίμων Μαγνητών

Σύμφωνα με το παραπάνω σχήμα, οι δύο βασικές κατηγορίες των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών είναι οι μηχανές ακτινικής ροής και οι μηχανές αξονικής ροής. Η ειδοποιός διαφορά τους είναι η διεύθυνση της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό της μηχανής, δηλαδή στις μηχανές ακτινικής ροής η μαγνητική ροή διέρχεται ακτινικά στο διάκενο προς τον στάτη, ενώ στις μηχανές αξονικής ροής η μαγνητική ροή διέρχεται παράλληλα προς τον άξονα του δρομέα. Η πιο διαδεδομένη μορφή σύγχρονων μηχανών εκ των δυο με μεγαλύτερη χρήση σε ηλεκτρικά οχήματα είναι οι σύγχρονες μηχανές ακτινικής ροής, οι οποίες διαχωρίζονται επίσης σε τρεις βασικούς τύπους σύμφωνα με την τοποθέτηση των μονίμων μαγνητών. Στο σχήμα αναδεικνύονται με ξεχωριστό χρώμα και αναλύονται λεπτομερώς στη συνέχεια.



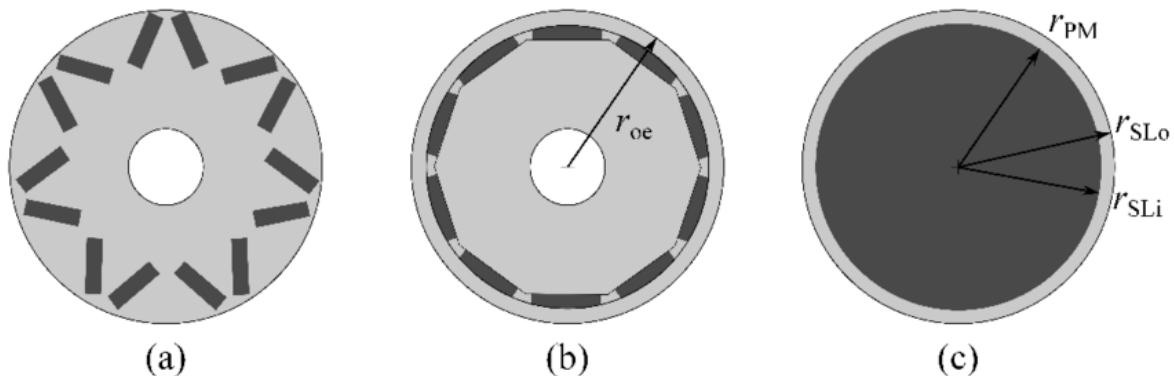
Σχήμα 3.4: Τρισδιάστατη απεικόνιση (αριστερά) και τομή (δεξιά) μιας Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών [23]

3.2.1 Σύγχρονη Μηχανή Εσωτερικών Μαγνητών Ημιτονοειδούς Ροής

Το κύριο χαρακτηριστικό μιας σύγχρονης μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής είναι η τοποθέτηση των μαγνητών μέσα στον δρομέα. Υπάρχει μεγάλη ποικιλία τοπολογιών σε αυτές τις μηχανές διότι η επιλογή της μορφής που τοποθετούνται οι μαγνήτες στο εσωτερικό του δρομέα εξαρτάται από τον σχεδιαστή. Στον στάτη της μηχανής τοποθετείται το τριφασικό τύλιγμα του οποίου παράγωγη 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. Γενικά οι μηχανές εσωτερικών μαγνητών είναι πιο κατάλληλες για εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, διότι λόγω των κατασκευαστικών τους χαρακτηριστικών με τους μαγνήτες στο εσωτερικό είναι πιο συμπαγείς και αξιόπιστες. Επίσης, η τοποθέτηση των μαγνητών στο εσωτερικό δημιουργεί μια ανομοιομορφία στο ενεργό μήκος των αξόνων, με αποτέλεσμα το ενεργό μήκος του διακένου στον άξονα d_e να είναι μεγαλύτερο από τον άξονα q_e , έτσι εμφανίζεται υψηλή εκτυπότητα ($L_{dm} < L_{qm}$) στη μηχανή. Τέλος, το μικρό ενεργό εύρος διακένου προκαλεί το φαινόμενο αντίδρασης τυμπάνου. Οι δύο βασικές τοπολογίες των σύγχρονων μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών σύμφωνα με την τοποθέτηση των μαγνητών στον δρομέα είναι οι ακόλουθες:

- **Τοπολογία εμφυτευμένων ακτινικών μονίμων μαγνητών**, όπου οι μαγνήτες είναι ακτινικά εντοιχισμένοι και εμφυτευμένοι μέσα στο δρομέα. Αυτή η τοπολογία αυξάνει τη μηχανική ευστάθεια σε σχέση με την μηχανή επιφανειακών μαγνητών. Επιπλέον, λόγω της εκτυπότητας, δημιουργείται μεγαλύτερη ροπή αντίστασης. Τέλος, σε αυτήν την τοπολογία χρησιμοποιούνται γραμμικοί μόνιμοι μαγνήτες, που είναι ευκολότεροι στην εφαρμογή.
- **Τοπολογία εμφυτευμένων περιφερειακών μονίμων μαγνητών**, όπου οι μαγνήτες είναι περιφερειακά μαγνητισμένοι και εμφυτευμένοι μέσα στο δρομέα. Αυτή η τοπολογία προσφέρει το πλεονέκτημα της μεγαλύτερης πυκνότητας ροής στο διάκενο από τη μαγνήτιση των μονίμων μαγνητών, καθώς επίσης παρέχει μεγαλύτερη μηχανική ευστάθεια και επιπλέον ροπή αντίδρασης. Ωστόσο, λόγω της σημαντικής διαφεύγουσας ροής στα εσωτερικά σημεία των μονίμων μαγνητών, απαιτείται η χρησιμοποίηση ενός μη μαγνητικού υλικού στον άξονα που μπορεί να υποβαθμίσει τη στιβαρότητά του.

Παρακάτω φαίνονται πιθανές τοπολογίες μηχανής εσωτερικών μαγνητών:



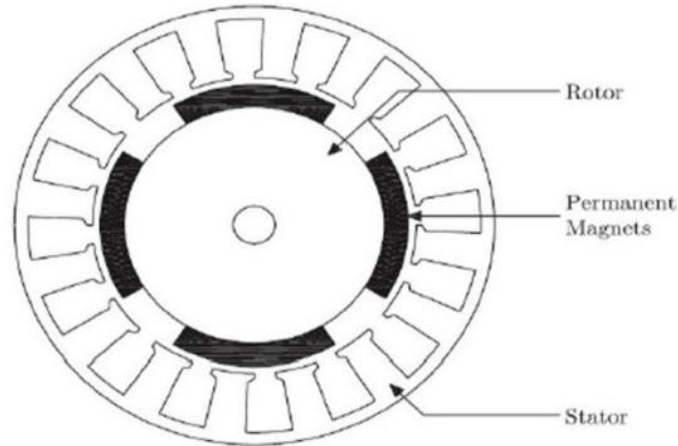
Σχήμα 3.5: Τοπολογίες Σύγχρονης Μηχανής Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών [24]

3.2.2 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 προσφέροντας με τον τρόπο αυτό το πλεονέκτημα της απλής κατασκευής. Στην πλευρά του τυλίγματος του στάτη οι σύγχρονες μηχανές εσωτερικών και επιφανειακών μαγνητών είναι ακριβώς ίδιες και αποτελούνται από το ίδιο συμμετρικό τριφασικό τύλιγμα το οποίο παράγει το ημιτονοειδές μαγνητικό πεδίο.

Η εκτυπότητα αυτής της μηχανής είναι μηδενική διότι οι μαγνήτες τοποθετούνται στην επιφάνεια του δρομέα και η σχετική επιτρεπτότητα των μαγνητών είναι πολύ κοντά

στην μονάδα. Συνεπώς το φαινόμενο αντίδρασης τυμπάνου είναι ιδιαίτερα περιορισμένο. Ωστόσο η μηχανική αντοχή είναι περιορισμένη και σε λειτουργία υψηλών ταχυτήτων υπάρχει ο κίνδυνος να ξεκολλήσουν οι μόνιμοι μαγνήτες. Όταν λειτουργεί ως γεννήτρια και κινείται από κάποια εξωτερική πηγή, τα τυλίγματα του στάτη παράγουν συμμετρικές ημιτονοειδείς τάσεις. Η τομή αυτής της μηχανής φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.6: Τομή Σύγχρονης Μηχανής Επιφανειακών Μονίμων Μαγνητών [25]

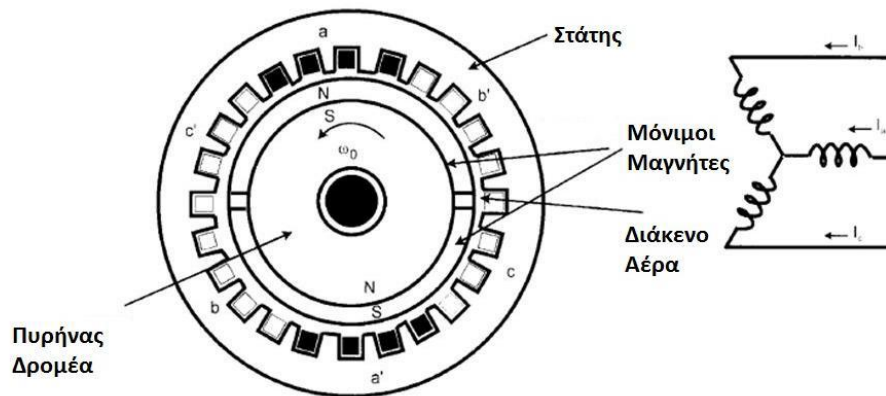
3.2.3 Σύγχρονη Μηχανή Επιφανειακών Μαγνητών Τραπεζοειδούς Ροής

Η σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής είναι παρόμοια με μια ημιτονοειδούς ροής καθώς δεν εμφανίζει εκτυπότητα στους άξονες, ενώ οι μαγνήτες βρίσκονται κολλημένοι στην επιφάνεια του δρομέα. Η σημαντική διαφορά των δύο τύπων μηχανής είναι τα τριφασικά τυλίγματα του στάτη, τα οποία στην τραπεζοειδούς ροής μηχανή είναι συγκεντρωμένα πλήρους βήματος αντί να έχουν ημιτονοειδή κατανομή. Η προσέγγιση ημιτονοειδούς κατανομής στις μηχανές ημιτονοειδούς ροής επιτυγχάνεται με τη χρήση κλασματικού βήματος στα τυλίγματα του στάτη. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η τομή μιας μηχανής τραπεζοειδούς ροής με τις 3 φάσεις της συνδεδεμένες σε αστέρα. [4]

Η αρχή λειτουργίας μιας μηχανής τραπεζοειδούς ροής είναι η ακόλουθη. Κατά την διάρκεια της περιστροφής του δρομέα, η ροή που διαρρέει ένα φασικό τύλιγμα μεταβάλλεται γραμμικά με το χρόνο, εκτός από τη στιγμή που το κενό ανάμεσα από τους μαγνήτες περνά από τον άξονα της φάσης. Στην περίπτωση λειτουργίας της μηχανής ως γεννήτρια, δηλαδή όταν αυτή κινείται από κάποια εξωτερική πηγή, οι φασικές τάσεις του στάτη έχουν συμμετρική τραπεζοειδή κυματομορφή. Αυτή η μορφή της τάσης εξόδου κάνει απαραίτητη τη χρήση ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα συνδεδεμένου στους ακροδέκτες της μηχανής, έτσι ώστε να δημιουργεί ρεύμα έξι καταστάσεων (six step) στο κέντρο κάθε μισής περιόδου για την ανάπτυξη ροπής. Εφόσον η χρήση ενός μετατροπέα είναι επιτακτική, συνήθως η μηχανή ονομάζεται 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 μόνιμων μαγνητών

όσο και οι ημιτονοειδείς, μπορούν να ελεγχθούν ώστε να λειτουργούν 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.

Οι μηχανές τραπεζοειδούς ροής έχουν μικρό κόστος λόγω της απλής κατασκευής και διαθέτουν σχετικά μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος από μια μηχανή ημιτονοειδούς ροής. Η μηχανή αυτή χρησιμοποιείται από συστήματα οδήγησης (drives) χαμηλής ισχύος (έως λίγα kW) που βρίσκονται σε σερβομηχανισμούς αλλά και σε συσκευές οικιακής χρήσης για την αποφυγή των ψηκτρών και των μεταγωγών μιας DC μηχανής. [4]



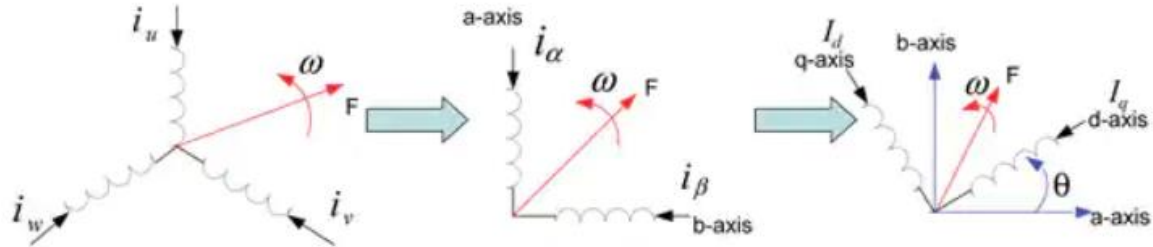
Σχήμα 3.7: Τομή Σύγχρονης Μηχανής Επιφανειακών Μόνιμων Μαγνητών Τραπεζοειδούς Ροής [15]

3.3 Δυναμικό Μοντέλο $d - q$ Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών

Ένα σημαντικό πρόβλημα της ανάλυσης της μόνιμης και μεταβατικής κατάστασης μιας ηλεκτρικής μηχανής ήταν πάντοτε το πλαίσιο αναφοράς. Αρχικά επιλεγόταν ο στάτης ως πλαίσιο αναφοράς με αποτέλεσμα να δημιουργούνται πολλές χρονομεταβλητές κατά την ανάλυση της λειτουργίας της μηχανής. Το πρώτο βήμα στην αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος και την δημιουργία ενός νέου ισοδύναμου μοντέλου για την ηλεκτρική μηχανή έγινε την δεκαετία του 1920 από τον R.H. Park, ο οποίος διατύπωσε έναν μετασχηματισμό που 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. Με αυτό τον τρόπο μετασχημάτισε τις μεταβλητές του στάτη σε ένα νέο πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα. Ο μετασχηματισμός Park απέδειξε 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 3.8: Μετασχηματισμός Clarke-Park για την μετατροπή του πλαισίου αναφοράς [8]

Ο μετασχηματισμός d - q είναι η μετατροπή του τριφασικού διανυσματικού πλαισίου αναφοράς σε διφασικό πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο σε σύγχρονη ταχύτητα. Το πρώτο βήμα για την επίτευξη του διφασικού στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς είναι να γίνει ο μετασχηματισμός Clarke, ο οποίος μετατρέπει το τριφασικό πλαίσιο αναφοράς σε διφασικό στατό πλαίσιο αναφοράς. Το δεύτερο βήμα είναι ο μετασχηματισμός Park που μετατρέπει το διφασικό στατό πλαίσιο αναφοράς σε διφασικό d - q στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Οι κύριοι λόγοι που οδηγούν στην ανάπτυξη αυτής της διαδικασίας είναι η σημαντική απλοποίηση του συστήματος και η δυνατότητα που μας παρέχει για την υλοποίηση νέων και αποδοτικών διανυσματικών μεθόδων ελέγχου.

Η βασική αιτία που καθιστά αδύνατη την υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου σε ένα στατό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς είναι η μεταβολή των αυτεπαγωγών των φάσεων και των αμοιβαίων επαγωγών συναρτήσει της γωνίας θ του δρομέα όταν αυτός κινείται. Ο μετασχηματισμός σε στρεφόμενο πλαίσιο d - q, ακριβώς λόγω της περιστροφής του μαζί με τον δρομέα, απλουστεύει αυτές τις παραμέτρους και τις μετατρέπει σε σταθερές στον χρόνο. Η γωνία θ αποτελεί την μεταβλητή που εξαλείφεται με την χρήση του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς. Παρόλα αυτά οι παράμετροι του συστήματος είναι χρονομεταβλητοί, άρα το σύστημα παραμένει σχετικά περίπλοκο. Ο άξονας d^s του νέου πλαισίου αντιπροσωπεύει τον ευθύ άξονα, ενώ ο άξονας q^s αντιπροσωπεύει τον εγκάρσιο άξονα.

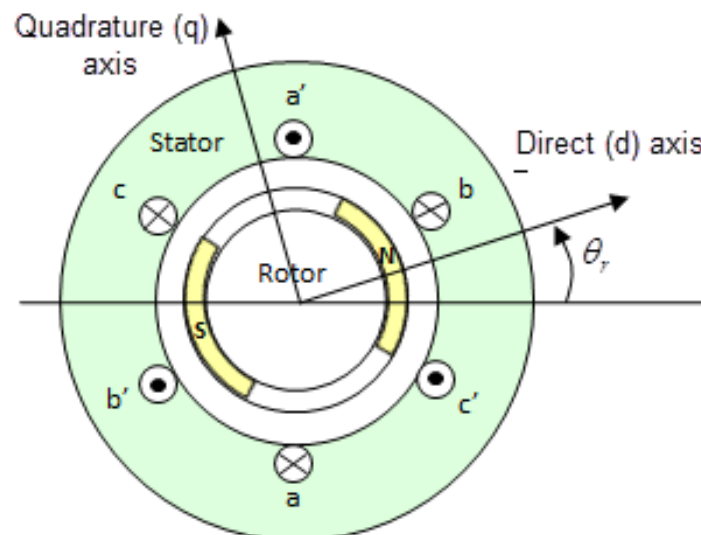
Στη συνέχεια ακολουθεί η ανάλυση του δυναμικού μοντέλου της σύγχρονης μηχανής ημιτονοειδούς ροής. Γίνεται μια λεπτομερή επεξήγηση των συναρτήσεων που μετατρέπουν τις μεταβλητές της μηχανής από το τριφασικό πλαίσιο αναφοράς (a-b-c) σε δύο στατούς άξονες $d^s - q^s$ (Μετασχηματισμός Clarke) και στη συνέχεια στους δύο στρεφόμενους άξονες $d^e - q^e$ (Μετασχηματισμός Park). Οι εξισώσεις που αναλύονται

έχουν χρησιμοποιηθεί και στο μοντέλο της ηλεκτρικής μηχανής και στον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή για την υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου.

3.3.1 Μαθηματικό Μοντέλο Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

Στην ανάλυση και τον δυναμικό έλεγχο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών χρησιμοποιούνται δυο βασικά μαθηματικά μοντέλα. Η παραδοσιακή ανάλυση που βασίζεται στις φασικές συνιστώσες a-b-c επιλέγεται κυρίως για την μελέτη αρμονικών συνιστωσών, ενώ η δυναμική ανάλυση με μοντέλο d – q της μηχανής χρησιμοποιείται κατά κόρον στους τελευταίους αλγορίθμους ελέγχου. Για την ανάπτυξη των εξισώσεων αυτών του μαθηματικού μοντέλου ακολουθούνται οι παρακάτω παραδοχές:

- Τα τυλίγματα του στάτη θεωρούνται τέλεια ημιτονοειδώς κατανεμημένα στο διάκενο αέρος.
- Οι αύλακες του στάτη δεν προκαλούν καμία μεταβολή στις αλληλεπαγωγές και στις αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων.
- Το αποτέλεσμα της πραγματικής διακριτής φύσης του στάτη αμελείται. Συνεπώς η μαγνητεγερτική δύναμη που αυτά προκαλούν θεωρείται τέλειο ημίτονο.
- Η κατασκευή θεωρείται τέλεια καθώς και η ημιτονοειδής κατανομή των τυλιγμάτων.
- Αμελείται το φαινόμενο του μαγνητικού κορεσμού.
- Αμελούνται τα φαινόμενα μαγνητικής υστέρησης.
- Αμελείται η αρμονική παραμόρφωση της πεπλεγμένης ροής.



Σχήμα 3.9: Οι άξονες d-q μιας Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών [26]

Με τις παραδοχές αυτές οι μεταβολές των αυτεπαγωγών και αλληλεπαγωγών αποτελούνται μόνο από μια σταθερή και μια ημιτονοειδή συνιστώσα, η όποια είναι

συνάρτηση της γωνίας $2\theta_e$, εφόσον η επαγωγή κάθε φάσης είναι ελάχιστη όταν η ροή είναι ευθυγραμμισμένη με την φάση. Η γωνία θ_e ορίζεται ως η γωνία μεταξύ του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα και του άξονα της φάσης a . Οι επαγωγές αυτές μπορούν να περιγραφούν με τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) \\ L_{bb}(\theta_e) \\ L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} = L_0 + L_2 * \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e) \\ \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} L_{ab}(\theta_e) \\ L_{ac}(\theta_e) \\ L_{bc}(\theta_e) \end{bmatrix} = L_{00} + L_{22} * \begin{bmatrix} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

,όπου L_0 και L_{00} είναι αντίστοιχα οι μέσες τιμές των αυτεπαγωγών και των αλληλεπαγωγών των τυλιγμάτων του στάτη, και L_2 και L_{22} τα πλάτη των ημιτονοειδών συνιστωσών.

Η μαγνητική ροή που οφείλεται στην ύπαρξη των μόνιμων μαγνητών, είναι επίσης συνάρτηση της ηλεκτρικής γωνίας θ_e και γίνεται μέγιστη όταν ο άξονας d του δρομέα διέρχεται από την αντίστοιχη φάση, οπότε η ροή αυτή δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\begin{bmatrix} \psi_{ra}(\theta_e) \\ \psi_{rb}(\theta_e) \\ \psi_{rc}(\theta_e) \end{bmatrix} = \psi_m * \begin{bmatrix} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

,όπου ψ_{ra} , ψ_{rb} , ψ_{rc} είναι οι φασικές μαγνητικές ροές που δημιουργούνται λόγω των μόνιμων μαγνητών και ψ_m είναι επαγόμενη μαγνητική ροή από τον μόνιμο μαγνήτη.

Έχοντας υπόψιν τις προηγούμενες σχέσεις αναπτύσσουμε την αρχική εξίσωση τάσης των τριών φάσεων στην οποία βασίζεται η λειτουργία της μηχανής, η οποία είναι σε μορφή πίνακα η ακόλουθη:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

,όπου R_i είναι η ωμική αντίσταση της φάσης i , i_i είναι το ρεύμα στάτη της φάσης i και ψ_i η πεπλεγμένη ροή του τυλίγματος της φάσης i , με $i = a, b, c$.

Συγκεκριμένα η συνολική πεπλεγμένη ροή για κάθε φάση δίνεται από την σχέση:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & L_{ab}(\theta_e) & L_{ac}(\theta_e) \\ L_{ba}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & L_{bc}(\theta_e) \\ L_{ca}(\theta_e) & L_{cb}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{ra}(\theta_e) \\ \psi_{rb}(\theta_e) \\ \psi_{rc}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

,όπου L_{ii} είναι η αυτεπαγωγή του τυλίγματος φάσης i , L_{ij} είναι η αλληλεπαγωγή των τυλιγμάτων των φάσεων i, j και ψ_{ri} η πεπλεγμένη ροή στο τύλιγμα της φάσης i λόγω της ροής των μόνιμων μαγνητών.

Σε συνθήκες κενού φορτίου ($i = 0$), οι επαγόμενες ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις του στάτη εξαρτώνται μόνο από τη μαγνητική ροή του δρομέα απλοποιώντας έτσι τις εξισώσεις, οι οποίες παρουσιάζονται στις ακόλουθες σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as}^{i=0} \\ v_{bs}^{i=0} \\ v_{cs}^{i=0} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = \psi_m * \frac{d\theta}{dt} * \frac{d}{d\theta} * \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e) \\ \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\psi_m * \omega_m * \begin{bmatrix} \sin(2\theta_e) \\ \sin\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

,όπου ω_m , είναι η μηχανική σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής:

$$\omega_m = \frac{2\pi f}{P} = \frac{2\pi n_s}{60} \quad (3.7)$$

Η σχέση μεταξύ της μηχανικής και της ηλεκτρικής γωνίας του κινητήρα είναι:

$$\theta_e = \frac{P}{2} \theta_m \quad (3.8)$$

,όπου P είναι ο αριθμός των πόλων του κινητήρα.

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (3.4), (3.5) και (3.6) προκύπτει η γενική σχέση που περιγράφει την λειτουργία ενός κινητήρα PMSM:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & L_{ab}(\theta_e) & L_{ac}(\theta_e) \\ L_{ba}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & L_{bc}(\theta_e) \\ L_{ca}(\theta_e) & L_{cb}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή, ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος που μεταφέρεται στο διάκενο προς τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής, εκφρασμένη σε rad/s. Συνεπώς, αγνοώντας τις απώλειες του πεδίου, έχουμε:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (3.10)$$

3.3.2 Μετασχηματισμός σε Διφασικό Στατό Πλαίσιο Αναφοράς (Μετασχηματισμός Clarke)

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο η χρήση του ανά φάση ισοδύναμου κυκλώματος δεν είναι κατάλληλη για την μελέτη της λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής. Για αυτόν τον λόγο είναι απαραίτητη η μετατροπή του συστήματος αναφοράς αρχικά μέσω του μετασχηματισμού Clarke ώστε να διευκολυνθεί η περαιτέρω ανάλυση. Ο μετασχηματισμός αυτός, όπως ορίστηκε προηγουμένως, μετασχηματίζει το τριφασικό σύστημα αξόνων $a - b - c$ σε διφασικό 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 μετατόπισης του διφασικού πλαισίου αναφοράς ως προς το αρχικό πλαίσιο ονομάζεται γωνία θ και ορίζεται ως η γωνία μεταξύ του άξονα a του τριφασικού πλαισίου αναφοράς με τον εγκάρσιο άξονα του διφασικού πλαισίου. Η γωνία αυτή είναι απαραίτητη στις εξισώσεις του μετασχηματισμού Clarke. Εάν γνωρίζουμε τις 3 συνιστώσες της τάσης στους άξονες $a - b - c$, τότε με τις παρακάτω εξισώσεις μπορούμε να βρούμε τις τάσεις του στατού διφασικού πλαισίου αναφοράς v_{ds}^s και v_{qs}^s :

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \\ v_{0s}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke είναι ο ακόλουθος:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \\ v_{0s}^s \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Ο δείκτης s (stationary) του άξονα d_s^s υποδηλώνει ότι είναι συνιστώσα του στατού πλαισίου αναφοράς. Ο συντελεστής $2/3$ στη μήτρα είναι αυθαίρετος και η επιλογή του σημαίνει ότι το πλάτος του χωρικού διανύσματος είναι ίσο με το πλάτος του φασικού μεγέθους. Τέλος, η τρίτη συνιστώσα v_{0s}^s είναι ο όρος μηδενικής ακολουθίας, ο οποίος έχει

μη μηδενική τιμή μόνο όταν το τριφασικό σύστημα δεν είναι συμμετρικό. Οι εξισώσεις μετασχηματισμού είναι ακριβώς οι ίδιες για οποιοδήποτε φυσικό μέγεθος που πληροί τις βασικές προϋποθέσεις, δηλαδή και για άλλες μεταβλητές όπως το ρεύμα ή οι πεπλεγμένες ροές του στάτη.

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Clarke για μηδενική γωνία μεταξύ του άξονα α και a ($\theta = 0$), πετυχαίνουμε πιο απλές εξισώσεις, οι οποίες συνήθως χρησιμοποιούνται στην ανάλυση των πραγματικών μηχανών. Οι απλοποιημένες εξισώσεις που προκύπτουν από τον μετασχηματισμό Clarke παρουσιάζονται παρακάτω:

$$v_\alpha = v_{d_s}^s = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = v_{as} \quad (3.13)$$

$$v_\beta = v_{q_s}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} - \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \quad (3.14)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke είναι ο εξής:

$$v_{as} = v_{d_s}^s \quad (3.15)$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{2}v_{d_s}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{q_s}^s \quad (3.16)$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{2}v_{q_s}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{d_s}^s \quad (3.17)$$

Με την υλοποίηση αυτών των εξισώσεων ολοκληρώνεται το πρώτο στάδιο της δημιουργίας του d - q μοντέλου της ηλεκτρικής μηχανής μονίμων μαγνητών.

3.3.3 Μετασχηματισμός σε Διφασικό Σύγχρονα Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς (Μετασχηματισμός Park)

Για την επίτευξη του τελικού στόχου, ο οποίος είναι η μετατροπή όλων των μεγεθών όπως τάσεις, ρεύματα και πεπλεγμένες ροές σε σταθερά μεγέθη για την διευκόλυνση της ανάλυσης λειτουργίας της μηχανής, απαιτείται ακόμη ένα βήμα. Το βήμα αυτό ονομάζεται μετασχηματισμός Park και αποτελεί το δεύτερο στάδιο της μετατροπής. Ο μετασχηματισμός Park μετατρέπει το πλαίσιο σε ένα διφασικό στρεφόμενο σύστημα αναφοράς, διότι η μεταβλητή που μεταβάλλει όλα τα φυσικά μεγέθη της μηχανής, η γωνία θ , εξαλείφεται λόγω της σύγχρονης ταχύτητας περιστροφής του πλαισίου αναφοράς. Με τις παρακάτω εξισώσεις προκύπτουν οι τάσεις σε στρεφόμενο πλαίσιο:

$$v_q^e = v_q^s \cos(\theta_e) - v_d^s \sin(\theta_e) \quad (3.18)$$

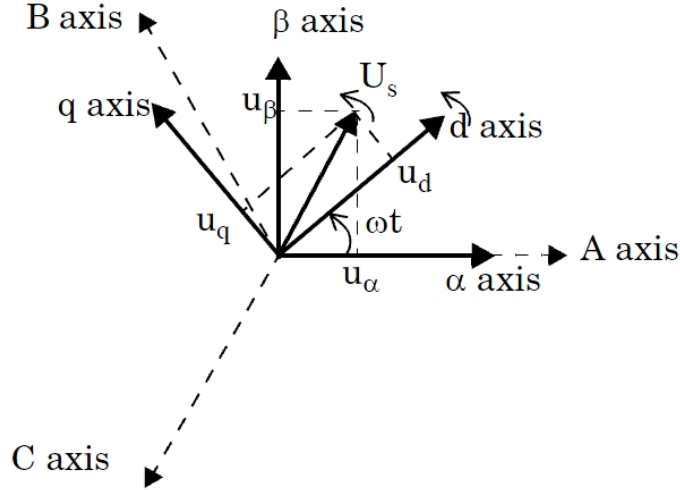
$$v_d^e = v_q^s \sin(\theta_e) + v_d^s \cos(\theta_e) \quad (3.19)$$

Αντιστρόφως, τα μεγέθη σε στατό διφασικό πλαίσιο αναφοράς προκύπτουν από τις ακόλουθες σχέσεις:

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

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

Ο δείκτης e στις παραπάνω σχέσεις υποδηλώνει το σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.



Σχήμα 3.10: Μετασχηματισμός Clarke-Park του 3-φασικού συστήματος αναφοράς στο στατό 2-φασικό α - β και στο περιστρεφόμενο 2-φασικό σύστημα d - q [26]

Όταν εφαρμόζεται ο μετασχηματισμός αυτός στις εξισώσεις των τάσεων μιας σύγχρονης μηχανής θέτοντας την γωνία θ ίση με την γωνία θ_e , ο ευθύς άξονας d συμπίπτει με τον άξονα της μαγνητικής ροής του δρομέα και περιστρέφεται μαζί του σε σύγχρονη ταχύτητα. Έτσι το μαθηματικό μοντέλο του κινητήρα PMSM απλοποιείται σημαντικά και οι εξισώσεις στο d - q πλαίσιο αναφοράς αναγόμενες στο στάτη γίνονται:

$$u_d = R i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_e \Psi_q \quad (3.22)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} - \omega_e \Psi_d \quad (3.23)$$

Οι συνιστώσες d - q της πεπλεγμένης ροής του στάτη, υπολογίζονται από τον μετασχηματισμό της (3.3), στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο, οπότε προκύπτουν οι σχέσεις:

$$\Psi_d = \Psi_m + L_d i_d \quad (3.24)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (3.25)$$

$$L_d = L_0 - L_{00} + \frac{L_2}{2} + L_{22} \quad (3.26)$$

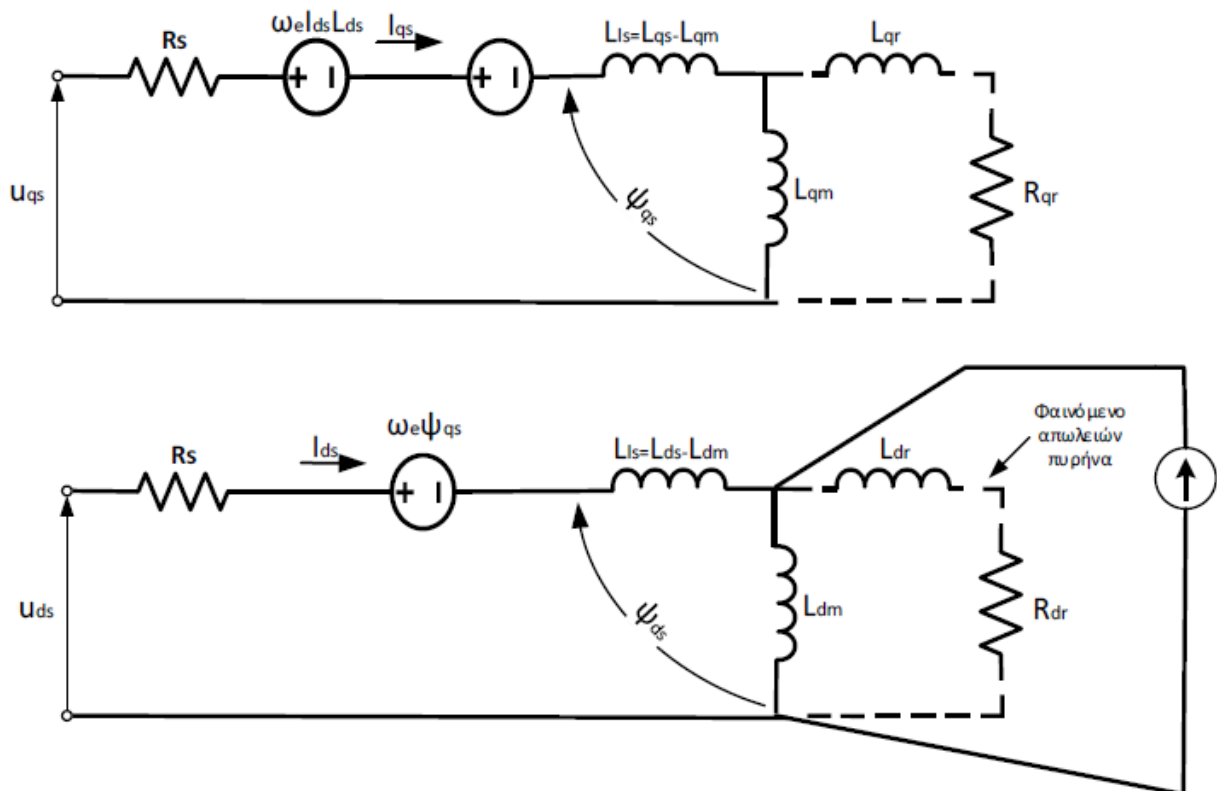
$$L_q = L_0 - L_{00} - \frac{L_2}{2} - L_{22} \quad (3.27)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (3.24) και (3.25) στην αρχική εξίσωση τάσεων της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών φτάνουμε στο εξής αποτέλεσμα:

$$u_d = R i_d + L_d \frac{d i_d}{d t} - \omega_e L_q i_q \quad (3.28)$$

$$u_q = R i_q + L_q \frac{d i_q}{d t} + \omega_e \Psi_m + \omega_e L_d i_d \quad (3.29)$$

Οι δυο εξισώσεις (3.28) και (3.29) μπορούν να εκφραστούν μέσω του ισοδύναμου κυκλώματος που παρουσιάζεται παρακάτω:



Σχήμα 3.11: Ισοδύναμα Κυκλώματα της Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών σε στρεφόμενο πλαίσιο d-q

Η σχέση της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι:

$$T_e = \frac{u_d i_q + u_q i_d}{\omega_m} \Rightarrow$$

$$T_e = \frac{3P}{2} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (3.30)$$

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 ηλεκτρομηχανική εξίσωση που τις περιγράφει:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + F\omega_m \quad (3.31)$$

Οι σχέσεις που περιγράφονται πιο πάνω ισχύουν για όλες τις ηλεκτρικές μηχανές οι οποίες ανήκουν στην κατηγορία ημιτονοειδούς ροής, ανεξαρτήτως εάν είναι μηχανές εσωτερικών ή επιφανειακών μαγνητών. Η ειδοποιός διαφορά ανάμεσα στους δυο τύπους έγκειται στην εκτυπότητα που παρουσιάζουν, από την οποία καθορίζονται οι παράμετροι L_d , L_q . Μια σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής, όπως αυτή που μελετάται, μπορεί να θεωρηθεί ότι η εκτυπότητα είναι ελάχιστη, λόγω του ομοιόμορφου διακένου. Συνεπώς ισχύει πρακτικά ότι $L_d \approx L_q = L$, έτσι η σχέση της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής (3.30) παίρνει την ακόλουθη μορφή:

$$T_e = \frac{3P}{2} * \Psi_m * i_q \quad (3.32)$$

4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΑΣΕΩΣ

4.1 Τοπολογίες Αντιστροφών

Ο αντιστροφέας είναι ένας μετατροπέας τάσης, ο οποίος έχει την ιδιότητα της μετατροπής της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη με επιθυμητό και μεταβλητό πλάτος, συχνότητα καθώς και RMS τιμή. Τις τελευταίες δεκαετίες οι αντιστροφείς, ή αλλιώς μετατροπείς DC – AC, βρίσκουν ένα όλο και μεγαλύτερο πεδίο εφαρμογής παίζοντας έτσι έναν πολύ βασικό ρόλο στα συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων καθώς και σε άλλα ηλεκτρικά συστήματα. Παρακάτω φαίνονται μερικές χρήσεις των αντιστροφών:

- Συστήματα ελέγχουν ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος.
- Συστήματα παραγωγής και αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας.
- Συστήματα μεταφοράς ενέργειας.
- Συστήματα ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ).
- Ενεργά φίλτρα μείωσης αρμονικών και βελτίωσης ποιότητας ηλεκτρικής ισχύος.
- Συστήματα Αδιάκοπτης Παροχής Ισχύος. (UPS)
- Ενεργά συστήματα αντιστάθμισης άεργου ισχύος. (SVC)

Οι δυο κύριες κατηγορίες στις οποίες μπορούν να διαιρεθούν οι αντιστροφείς είναι:

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

Επιπλέον, ανεξαρτήτως της κατηγορίας στην οποία βρίσκονται, οι αντιστροφείς μπορούν να υποδιαιρεθούν σύμφωνα με την κατασκευή τους σε:

- a) Μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.
- b) Μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας.
- c) Τριφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Σε πιο απαιτητικές εφαρμογές υψηλής ισχύος επιλέγεται συχνά ο αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων, διότι η χρήση του προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα. Αρχικά, λόγω της αύξησης των επιπέδων της τάσης εξόδου, τόσο η ποιότητα της τάσης βελτιώνεται πλησιάζοντας σημαντικά το τέλειο ημίτονο, όσο και ο συντελεστής παραμόρφωσης του ρεύματος μειώνεται και τείνει να μηδενιστεί. Επίσης, ένα αξιοσημείωτο πλεονέκτημα του πολυεπίπεδου αντιστροφέα είναι η μικρότερη καταπόνηση των ελεγχόμενων ημιαγωγικών διακοπών, εφόσον ανοιγοκλείνουν αρκετά πιο σπάνια συγκριτικά με έναν αντιστροφέα

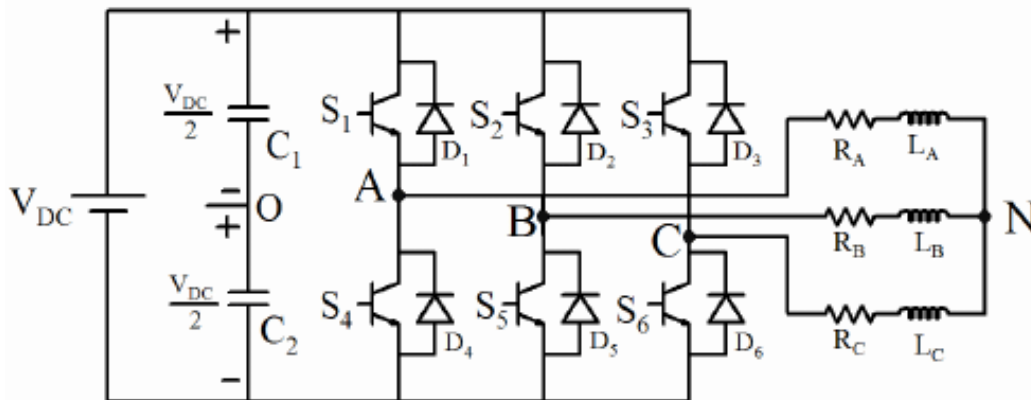
δυο επιπέδων. Παρόλα αυτά όμως, υπάρχουν σημαντικά μειονεκτήματα που σχετίζονται με την υψηλή πολυπλοκότητα του αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων και των βοηθητικών συστημάτων οδήγησης με τους οποίους χρησιμοποιείται, καθώς και το μεγάλο κόστος κατασκευής λόγω της χρήσης πολλών ημιαγωγικών διακοπών. Οι βασικές κατηγορίες αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων είναι οι ακόλουθες:

- Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού. (DCMI)
- Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές. (FCMI)
- Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων αποτελούμενος από επιμέρους σε σειρά συνδεδεμένους μονοφασικούς αντιστροφείς με ξεχωριστές πηγές. (SDCSMI)

4.2 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Δυο Επιπέδων

Στα επίπεδα ισχύος μιας τυπικής εφαρμογής ηλεκτροκίνησης, όπως είναι αυτή που μελετάται στην παρούσα εργασία, η πιο διαδεδομένη και ενδεδειγμένη επιλογή είναι ο τριφασικός αντιστροφέας δυο επιπέδων. Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζεται η κατασκευή, το ισοδύναμο κύκλωμα και ο τρόπος λειτουργίας του συγκεκριμένου αντιστροφέα.

Στο Σχήμα 4.1 φαίνεται η τοπολογία ενός τριφασικού αντιστροφέα δυο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας.



Σχήμα 4.1: Τριφασικός Αντιστροφέας δυο επιπέδων συνδεσμολογίας γέφυρας

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων, που τροφοδοτεί φορτίο συνδεδεμένο σε αστέρα. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που έχουν επιλεγεί για τον αντιστροφέα είναι IGBTs. Θα μπορούσαν προφανώς να είχαν χρησιμοποιηθεί και άλλα στοιχεία όπως GTOs ή MOSFET ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου του αντιστροφέα. Παρόλα αυτά, στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχθηκαν τα IGBTs, διότι έχουν ικανοποιητικά χαρακτηριστικά όσον αφορά τη διακοπτική τους συχνότητα, καθώς επίσης και τις διακοπτικές απώλειες.

Συγκεκριμένα ο άνωθεν αντιστροφέας αποτελείται από μια πηγή τάσης με μηδενική αντίσταση εισόδου, δύο πυκνωτές που μοιράζουν μεταξύ τους την συνεχή τάση καθώς και 6 ημιαγωγικά στοιχεία, δυο για κάθε φάση. Η είσοδος, μπορεί να προέρχεται

είτε από μια πηγή DC τάσης (συστοιχία μπαταριών ή κυψέλες υδρογόνου είναι τα πιο διαδεδομένα σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης), είτε από μια ανορθωτική διάταξη. Οι πυκνωτές συνδεδεμένοι παράλληλα με την πηγή τάσης εισόδου λειτουργούν ως χωρητικός καταμεριστής με σκοπό την δημιουργία ενός μηδενικού σημείου αναφοράς για την μέτρηση της τάσης εξόδου. Κάθε διακόπτης είναι συνδεδεμένος παράλληλα αλλά σε αντίθετη κατεύθυνση με μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης ώστε να γίνεται δυνατή η αντίθετη ροή ρεύματος στην λειτουργία γεννήτριας της ηλεκτρικής μηχανής όπου επιτυγχάνεται η φόρτιση των μπαταριών. Αξίζει να σημειωθεί, ότι τα IGBT που χρησιμοποιούνται στην εφαρμογή, άγουν μόνο όταν ασκείται ένας θετικός παλμός στην πύλη τους και είναι πολωμένα με θετική τάση, ενώ δεν επιτρέπουν την αντίθετη διέλευση ρεύματος.

Ένας πολύ σημαντικός περιορισμός κατά την λειτουργία του αντιστροφέα είναι το γεγονός ότι ποτέ δεν πρέπει να ανοιχτοκυκλωθούν δυο ελεγχόμενοι διακόπτες της μιας γέφυρας την ίδια στιγμή διότι σε μια τέτοια περίπτωση οι αντίστοιχες δίοδοι ελεύθερης διέλευσης άγουν με αποτέλεσμα να προκαλείται βραχυκύκλωμα.

Ένας αντιστροφέας αποτελείται ουσιαστικά από τρεις ημιγέφυρες συνδεδεμένες παράλληλα (μια για κάθε φάση), οι οποίες παράγουν την ίδια κυματομορφή τάσης εξόδου σε σχέση με το υποθετικό ουδέτερο σημείο 0, αλλά με μια μετατόπιση 120° μεταξύ τους. Συνεπώς, για αυτόν τον αντιστροφέα ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

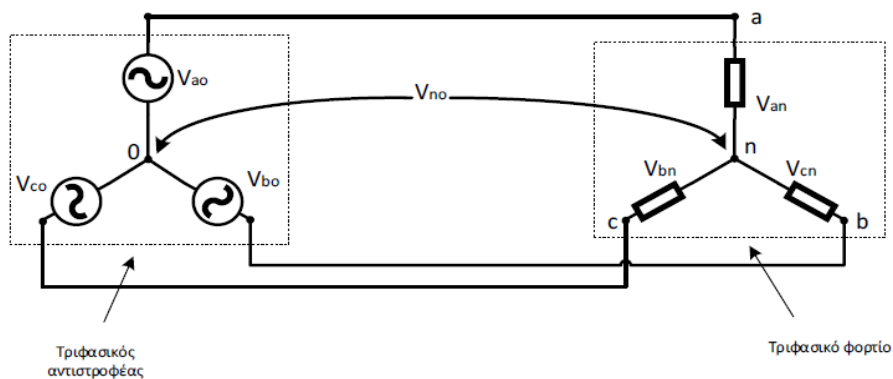
$$v_{ao}(\omega t) = v_{bo}(\omega t - 120^\circ) = v_{co}(\omega t - 240^\circ) \quad (4.1)$$

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

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

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

Στο σχήμα που ακολουθεί απεικονίζεται το ισοδύναμο κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέα που τροφοδοτεί ένα φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο n, όπως στην περίπτωση ενός κινητήρα σε εφαρμογή ηλεκτροκίνησης. Στην περίπτωση αυτή, μεταξύ των σημείων n και 0, εμφανίζονται περιττές αρμονικές πολλαπλάσιες του 3, οι οποίες αποτελούν τις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας της τροφοδοσίας.



Σχήμα 4.2: Τριφασικός Αντιστροφέας τροφοδοτεί Τριφασικό Φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα

Εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων Kirchhoff στους βρόχους 0-a-n, 0-b-n, 0-c-n προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$v_{ao} = v_{aN} + v_{No} \quad (4.5)$$

$$v_{bo} = v_{bN} + v_{No} \quad (4.6)$$

$$v_{co} = v_{cN} + v_{No} \quad (4.7)$$

Υποθέτοντας ένα συμμετρικό τριφασικό φορτίο, ισχύει $v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0$, άρα προσθέτοντας κατά μέλη τις παραπάνω εξισώσεις (4.5) - (4.7), παίρνουμε το αποτέλεσμα:

$$3v_{No} + 0 = v_{ao} + v_{bo} + v_{co}$$

$$v_{No} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (4.8)$$

Με αντικατάσταση της εξίσωσης (4.8) στις εξισώσεις (4.5) - (4.7) προκύπτουν εν τέλει:

$$v_{aN} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \quad (4.9)$$

$$v_{bN} = \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{co} \quad (4.10)$$

$$v_{cN} = \frac{2}{3}v_{co} - \frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} \quad (4.11)$$

Οι καταστάσεις που μπορεί να βρεθεί ο αντιστροφείας είναι 8 και εξαρτούνται από τις εισόδους των ελεγχόμενων διακοπών. Από τις 8 καταστάσεις, οι 6 δίνουν στην έξοδο του αντιστροφεία μη μηδενική τάση ενώ οι 2 δίνουν μηδενική έξοδο. Οι πολικές τάσεις παίρνουν τις $+V_{in}$ ή $-V_{in}$. Στον πίνακα παρακάτω παρουσιάζονται οι πιθανές καταστάσεις του αντιστροφεία:[\[2\]](#)

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 τριφασικού αντιστροφεία δυο επιπέδων

4.3 Λειτουργία 3-φασικού Αντιστροφέα για Παλμούς Οδήγησης Ημιαγωγικών Διακοπών Εύρους 180° και Φορτίο Αστέρα

Η λειτουργία αυτή είναι ένα απλό και χαρακτηριστικό παράδειγμα ελέγχου των διακοπών του αντιστροφέα, για την υλοποίηση της οποίας χρησιμοποιούνται περιοδικοί παλμοί οδήγησης διάρκειας 180°. Αξιοσημείωτο είναι το γεγονός ότι όταν οι παλμοί που δίνονται στους ημιαγωγικούς διακόπτες είναι γνωστοί, τότε μπορούν να υπολογιστούν οι κυματομορφές της τάσης εξόδου του αντιστροφέα για κάθε φάση, ανεξαρτήτως φορτίου.

Ο τρόπος με τον οποίο αυτό επιτυγχάνεται είναι η οδήγηση των ζευγαριών των διακοπών με τον ίδιο τετραγωνικό παλμό μετατοπισμένο κατά 120° και 240° αντίστοιχα. Έτσι με την κατάλληλη αλληλουχία αγωγής των ημιαγωγικών διακοπών διαμορφώνεται η σωστή τάση εξόδου. Συγκεκριμένα, εφόσον σε αυτή την τεχνική ελέγχου οι παλμοί οδήγησης έχουν διάρκεια 180°, οι παλμοί των πολικών τάσεων εξόδου προκύπτουν 120°. Γενικά, η ομαλή λειτουργία ενός αντιστροφέα προϋποθέτει τους παρακάτω περιορισμούς:

- Σε κάθε χρονικό διάστημα λειτουργίας θα πρέπει να άγουν πάντα τρεις ημιαγωγικοί διακόπτες, δυο από τους πάνω (S1, S2, S3) και ένας από τους κάτω (S4, S5, S6) ή το αντίστροφο.
- Για την ορθή λειτουργία του αντιστροφέα ποτέ δεν πρέπει να άγουν την ίδια χρονική στιγμή όλοι οι πάνω (S1, S2, S3) ή όλοι οι κάτω (S4, S5, S6).
- Δεν γίνεται να άγει ταυτόχρονα στο ίδιο χρονικό διάστημα κανένα από τα ζεύγη (S1, S4), (S3, S6), (S2, S5) για την αποφυγή της βραχυκύκλωσης της πηγής τάσης.

Στον πίνακα που ακολουθεί παρουσιάζονται οι αλληλουχίες αγωγής για όλες τις πιθανές καταστάσεις λειτουργίας των ημιαγωγικών διακοπών για παλμούς οδήγησης εύρους 180°, καθώς επίσης και το πλάτος της παραγόμενης τάσης εξόδου:

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_6	$+V_{in}/2$	$+2V_{in}/3$	$+V_{in}$
S_1, S_2, S_3	$+V_{in}/2$	$+V_{in}/3$	0
S_2, S_3, S_4	$-V_{in}/2$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}$
S_5, S_4, S_3	$-V_{in}/2$	$-2V_{in}/3$	$-V_{in}$
S_5, S_4, S_6	$-V_{in}/2$	$-V_{in}/3$	0

Πίνακας 4.2: Επίπεδα τάσης εξόδου για τους πιθανούς συνδυασμούς αγωγής των διακοπών [2]

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

$$v_{ao} = \sum_{i=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_{in}}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (4.12)$$

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

$$v_{bo} = \sum_{i=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_{in}}{n\pi} \sin n(\omega t - 120^\circ) \quad (4.13)$$

$$v_{co} = \sum_{i=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_{in}}{n\pi} \sin n(\omega t - 240^\circ) \quad (4.14)$$

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

Οι πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, οι οποίες είναι περιττές συναρτήσεις με ενός τετάρτου κύματος συμμετρία, ακολουθούν τον παρακάτω τύπο για την έκφρασή τους σε σειρά Fourier:

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

Συνεπώς, οι πολικές τάσεις είναι οι παρακάτω:

$$v_{ab} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n(\omega t + 30^\circ)) \quad (4.16)$$

$$v_{bc} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n(\omega t + 30^\circ - 120^\circ)) \quad (4.17)$$

$$v_{ca} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n(\omega t + 30^\circ - 240^\circ)) \quad (4.18)$$

,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:

$$v_{aN} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{3n\pi} \left(1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right)\right) \sin(n\omega t) \quad (4.19)$$

$$v_{bN} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{3n\pi} (1 + \cos(\frac{n\pi}{3})) \sin(n(\omega t - 120^\circ)) \quad (4.20)$$

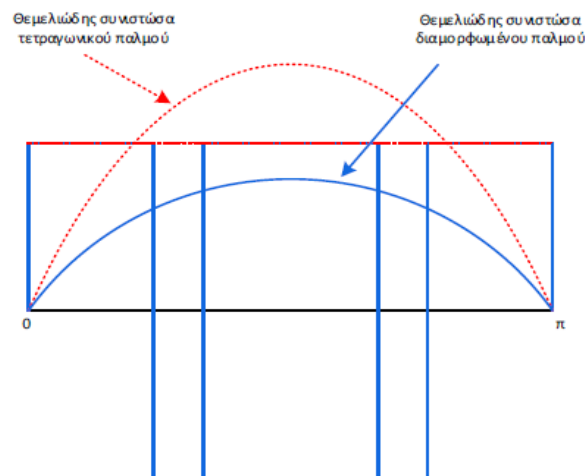
$$v_{cN} = \sum_{i=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V_{in}}{3n\pi} (1 + \cos(\frac{n\pi}{3})) \sin(n(\omega t - 240^\circ)) \quad (4.21)$$

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

4.4 Διάφορες Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών

Η απλούστερη τεχνική ελέγχου του αντιστροφέα δύο επιπέδων, είναι η εφαρμογή ενός τετραγωνικού παλμού ανά ημιπερίοδο, όπως αυτή που αναλύθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Ωστόσο, η τεχνική αυτή έχει ένα σημαντικό μειονέκτημα, το γεγονός ότι η τετραγωνική μορφή της τάσης εξόδου περιλαμβάνει πάρα πολλές αρμονικές χαμηλής συχνότητας, οι οποίες προκαλούν μεγάλη παραμόρφωση στο ρεύμα εξόδου. Για αυτόν τον λόγο απαιτείται η χρήση πολύ μεγάλων φίλτρων στην έξοδο για την εξομάλυνση του ρεύματος. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος γίνεται χρήση των ηλεκτρονικών διακοπών του αντιστροφέα, οι οποίοι μας επιτρέπουν να ελέγχουμε το μέτρο της τάσης εξόδου και το αρμονικό περιεχόμενο, εφαρμόζοντας πολλαπλούς παλμούς ανά περίοδο.

Το μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου επιτυγχάνεται με την εφαρμογή ενός τετραγωνικού παλμού ανά ημιπερίοδο και όπως υπολογίστηκε πριν είναι $\frac{4V_{in}}{\pi}$. Η εφαρμογή αρνητικών παλμών μπορεί να μειώσει αυτό το πλάτος. Αυξάνοντας το εύρος αυτών των αρνητικών παλμών, οδηγούμαστε σε περαιτέρω μείωση του πλάτους. Αυτή είναι η λογική των τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation – PWM) και μπορεί να γίνει πιο κατανοητή με το παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 4.3: Αρχή Λειτουργίας της Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών [9]

4.4.1 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)

Η διαμόρφωση εύρους παλμών είναι μια από τις πιο σημαντικές τεχνικές για οδήγηση αντιστροφέα διότι αποτελεί τη βάση να αναπτυχθούν άλλες πολύ αποδοτικές και διαδεδομένες τεχνικές ελέγχου. Η διαμόρφωση εύρους παλμών είναι βέβαια η ίδια πολύ αποτελεσματική λόγω της μικρής πολυπλοκότητας, της υψηλής επίδοσης, της σταθερής διακοπτικής συχνότητας και της ευκολίας υλοποίησης της με ψηφιακό είτε αναλογικό τρόπο. 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. Συγκεκριμένα, η λειτουργία της διαμόρφωσης PWM αναλύεται σε μεγαλύτερη λεπτομέρεια στην ακόλουθη παράγραφο.

Οι πιο σημαντικές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών που συναντώνται στη βιβλιογραφία, σύμφωνα με το [2], είναι οι εξής:

- Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)
- PWM για ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης του ρεύματος (Minimum Ripple Current PWM)
- Τυχαίο PWM (Random PWM)
- Τεχνική εξάλειψης επιλεγμένων ανώτερων αρμονικών (Selected Harmonic Elimination PWM – SHE PWM)
- Τεχνική ελέγχου ρεύματος με σταθερή ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)
- Ημιτονοειδής PWM με στιγμιαίο έλεγχο ρεύματος (Sinusoidal PWM with Instantaneous Current Control)
- Τραπεζοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Trapezoidal PWM – TPWM)
- Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με βάση τα χωρικά διανύσματα τάσης του αντιστροφέα (Space Vector PWM – SVPWM)
- Delta Modulation
- Sigma Modulation

Για την υλοποίηση της τεχνικής PWM παράγονται σε επίπεδο κυκλώματος ελέγχου δύο σήματα, το σήμα αναφοράς που έχει ημιτονοειδή μορφή και ένα φέρον σήμα με τριγωνική μορφή. Οι κυματομορφές αυτές είναι συγχρονισμένες μεταξύ τους και παράγονται μέσω γεννητριών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Αυτή η μέθοδος των δύο σημάτων χρησιμοποιείται σε πολλές τεχνικές ελέγχου ενός τριφασικού αντιστροφέα. 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.

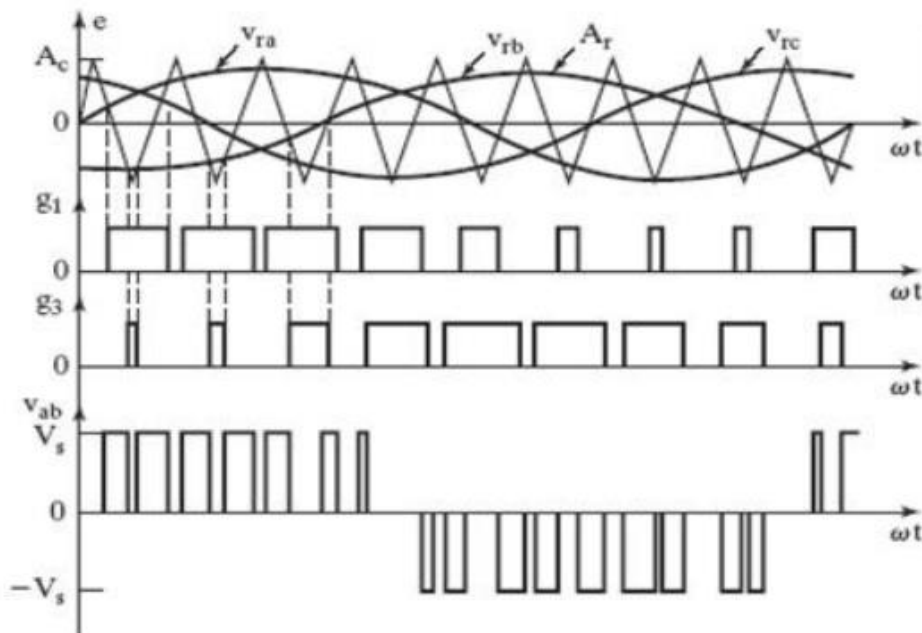
$m_a = \frac{A_r}{A_c}$: συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους.

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

Έπειτα τα δύο σήματα οδηγούνται σε έναν συγκριτή, βάση της εξόδου του οποίου, παράγονται οι παλμοί που οδηγούνται στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Όταν ισχύει ότι $v_r > v_c$, τότε ο διακόπτης S_1 είναι ON, ενώ ο διακόπτης S_2 είναι OFF, τα σήματά τους δηλαδή είναι συμπληρωματικά. Έτσι λοιπόν στην άλλη περίπτωση της σύγκρισης συμβαίνει ακριβώς το αντίθετο. Στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα τα σήματα αναφοράς είναι τρία, ένα για κάθε φάση, μετατοπισμένα 120° μεταξύ τους, έτσι η διαδικασία της σύγκρισης πραγματοποιείται για όλες τις φάσεις και αποστέλλονται οι κατάλληλοι παλμοί στους αντίστοιχους διακόπτες του αντιστροφέα.

4.4.2 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM)

Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών SPWM είναι η πιο δημοφιλής τεχνική ελέγχου διαμόρφωσης εύρους παλμών, η οποία βελτιώνει αισθητά την ποιότητα ρεύματος και τάσης με αποτέλεσμα την καλύτερη επίδοση και το μειωμένο κόστος λόγω αποφυγής των επιπλέον φίλτρων. Το παρακάτω σχήμα εξηγεί την αρχή λειτουργίας της τεχνικής SPWM.



Σχήμα 4.4: Σύγκριση φέροντος σήματος με το σήμα αναφοράς, οι παλμοί και η πολική τάση εξόδου [2]

Όπως φαίνεται από το σχήμα για τον τριφασικό αντιστροφέα 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_c ενώ το πλάτος των σημάτων αναφοράς είναι μεταβλητό A_r . Ανάλογα ορίζονται η συχνότητα του φέροντος σήματος f_c και η συχνότητα των σημάτων αναφοράς f_r . Μεταβάλλοντας τα παραπάνω μεγέθη των σημάτων μεταβάλλονται και οι συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους και συχνότητας που φαίνονται στις εξής σχέσεις:

$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad m_f = \frac{T_r}{T_c}$$

Όπως και στη διαμόρφωση εύρους παλμών τα τρία σήματα αναφοράς συγκρίνονται με το φέρον σήμα. Τα σημεία τομής της κυματομορφής του φορέα και των σημάτων αναφοράς, αποτελούν τα σημεία μετάβασης των διακοπτικών στοιχείων. Παραδείγματος χάριν στην περίπτωση της τάσης εξόδου v_{ao} που είναι το αποτέλεσμα της αγωγής ή σβέσης των διακοπών S_1 και S_2 , όταν $v_{r,a} > v_c$ τότε η φασική τάση $v_{ao,1} = \frac{V_{in}}{2}$ και άγει ο S_1 ενώ στην άλλη περίπτωση $v_{r,a} < v_c$ είναι $v_{ao,1} = -\frac{V_{in}}{2}$ και άγει ο S_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:

$$v_{ab}(\omega t) = v_{ao}(\omega t) - v_{bo}(\omega t) \quad (4.22)$$

$$v_{bc}(\omega t) = v_{bo}(\omega t) - v_{co}(\omega t) \quad (4.23)$$

$$v_{ca}(\omega t) = v_{co}(\omega t) - v_{ao}(\omega t) \quad (4.24)$$

Στο σχήμα παραλείπεται ο νεκρός χρόνος (dead-time) ανάμεσα στο θετικό παλμό των S_1 και S_2 , ο οποίος υπάρχει για την αποφυγή της βραχυκύκλωσης της πηγής κατά τα μεταβατικά φαινόμενα των διακοπών.

Το εύρος των παλμών μεταβάλλεται με ημιτονοειδή τρόπο, έτσι ώστε η θεμελιώδης συχνότητα f της τάσεως εξόδου να είναι ίση με αυτή του σήματος αναφοράς. Ενώ 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	0,520	0,693	0,866
Πλάτος Αρμονικών $m_f \mp 2$	0,013	0,053	0,114	0,190	0,275
Πλάτος Αρμονικών $2m_f \mp 1$	0,165	0,282	0,321	0,272	0,086

Πίνακας 4.3: Πλάτη θεμελιώδους και αρμονικών επί της τάσης DC βάση του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a

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

$$V_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{in} m_a \quad (4.25)$$

Η σχέση αυτή δείχνει ότι η τεχνική SPWM προφέρει την δυνατότητα ελέγχου της θεμελιώδους της τάσης εξόδου, εκτός από την μετατροπή της τάσης σε εναλλασσόμενη με περιορισμένη παραμόρφωση.

Όσον αφορά την φασική τάση εξόδου, για $m_a = 1$, η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας είναι $\frac{V_{in}}{2}$ που αποτελεί το 78,55% της μέγιστης τιμής της θεμελιώδους συνιστώσας της τετραγωνικής κυματομορφής. Με κατάλληλη μίξη τρίτων αρμονικών με το σήμα διαμόρφωσης αυτό το ποσοστό μπορεί να ανέβει στο 90,7%. Στην περίπτωση που ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους είναι $m_a = 0$, η έξοδος του αντιστροφέα είναι τετραγωνικός παλμός με duty cycle 50% και συχνότητα ίση με αυτή του φέροντος σήματος και με μέση τιμή μηδενική.

Τέλος, υπάρχει περίπτωση η τιμή του m_a του αντιστροφέα να υπερβεί το 1 με αποτέλεσμα να περάσει στην μη γραμμική περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Στην περίπτωση δεν ισχύει η γραμμική συσχέτιση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας με τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a . Στην μη-γραμμική λειτουργία εμφανίζονται κυρίαρχες αρμονικές σε χαμηλές συχνότητες, διότι δεν υπάρχουν παλμοί κοντά στο κέντρο της θετικής ημιπεριόδου, δίνοντας έτσι μια σχεδόν τετραγωνική κυματομορφή. Ισχύει ότι με την αύξηση του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα τείνει να γίνει τετραγωνικός παλμός με τιμή θεμελιώδους συνιστώσας $\frac{4V_{in}}{2\pi}$.

Παρατηρώντας τα αποτελέσματα του πίνακα 4.3 μετά την ανάλυση Fourier της πολικής τάσης εξόδου, διαπιστώνουμε ότι η χειρότερη ποιότητα ισχύος είναι για $m_a = 1$, με πλάτος αρμονικής $0.275V_{in}$ στη συχνότητα $m_f - 2$, η οποία αποτελεί την τάξη της δεσπόζουσας αρμονικής. Δηλαδή, προκύπτει ότι οι ανώτερες αρμονικές, οι οποίες περιέχονται στη πολική τάση εξόδου είναι συγκεντρωμένες κοντά στην συχνότητα του

φέροντος. Σημειώνεται ότι ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας, m_f , επιλέγεται να είναι περιττός αριθμός πολλαπλάσιος του τρία για να μην εμφανίζονται ούτε ζυγές αρμονικές ούτε υποαρμονικές συνιστώσες στην τάση εξόδου.

Συνεπώς, με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, αυξάνεται και η συχνότητα του φέροντος σήματος, με αποτέλεσμα να απομακρύνεται από τη θεμελιώδη, έτσι οι αρμονικές συνιστώσες τις τάσεως εξόδου βρίσκονται πιο μακριά και είναι ευκολότερη η εξάλειψή τους με τη χρήση φίλτρων. Στα σύγχρονα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων επικρατεί η διαρκής αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, με σκοπό την μείωση των αρμονικών του ρεύματος και, κατά συνέπεια, των απωλειών πυρήνα της μηχανής. Ωστόσο, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας προκαλεί αρνητικές συνέπειες όπως αύξηση των απωλειών του αντιστροφέα. Για αυτόν τον λόγο η επιλογή της κατάλληλης διακοπτικής συχνότητας πρέπει να αποτελεί αποτέλεσμα συμβιβασμού μεταξύ απωλειών μετατροπείας και κινητήρα.

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

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με βάση τα χωρικά διανύσματα τάσης (SVPWM) είναι μια τεχνική που βρίσκει μεγάλη διάδοση τα τελευταία χρόνια κυρίως σε ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης. [3] Αρχικά, ο λόγος που είχε αναπτυχθεί η έννοια των διακριτών ή χωρικών διανυσμάτων τάσης (voltage space vectors) και έπειτα η τεχνική ελέγχου ήταν για την ανάλυση λειτουργίας των ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος. Στη συνέχεια, αφότου προσαρμόστηκε κατάλληλα, η τεχνική αυτή έχει δείξει ιδιαίτερη χρησιμότητα σε συστήματα οδήγησης τριφασικών μετατροπέων τάσης με κύρια εφαρμογή τη PWM διαμόρφωση αντιστροφέων σε συστήματα μεταβλητής συχνότητας. Λόγω της υψηλής πολυπλοκότητας και φόρτου υπολογισμών που έχει, τα ιδανικά εργαλεία για την εφαρμογή αυτής της προηγμένης τεχνικής είναι οι ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (DSP, Digital Signal Processor) ή μικροεπεξεργαστές διαφόρων ειδών.

Όπως αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο η διαμόρφωση με την τεχνική SPWM πραγματοποιείται για κάθε φάση χωριστά και επομένως μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε διατάξεις ημιγέφυρας, όπως είναι και οι ημιγέφυρες σε κάθε κλάδο τριφασικού αντιστροφέα. Εάν ο ουδέτερος του τριφασικού φορτίου συνδέεται μέσω γείωσης στη μεσαία λήψη του DC ζυγού, τότε οι τρεις ημιγέφυρες του αντιστροφέα λειτουργούν ανεξάρτητα μεταξύ τους και η τεχνική SPWM λειτουργεί κανονικά. Όταν όμως το φορτίο είναι τριφασικός κινητήρας, που ο ουδέτερος κόμβος είναι μονωμένος, οι τρεις φάσεις παύουν να είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους και το ρεύμα σε κάθε φάση καθορίζεται από τις τιμές των τάσεων στις άλλες δύο φάσεις.

Αυτή ακριβώς η εξάρτηση αποτελεί την κύρια διαφορά ανάμεσα στην τεχνική SPWM και SVPWM, διότι σε αντίθεση με την απλή SPWM, η τεχνική SVPWM λαμβάνει

υπόψη αυτό το φαινόμενο, εφόσον η λειτουργία της βασίζεται στις πολικές και όχι στις φασικές τάσεις του φορτίου. Η τεχνική διαμόρφωσης μέσω χωρικών διανυσμάτων αντιμετωπίζει αυτό το πρόβλημα χρησιμοποιώντας 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 αρχή στην οποία στηρίζεται η ανάπτυξη της τεχνικής SVPWM είναι η δυνατότητα που υπάρχει να εκφραστούν οι τάσεις εξόδου ενός τριφασικού αντιστροφέα ως σταθερά χωρικά διανύσματα στο επίπεδο d - q. 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 τριφασικά συστήματα τα οποία δεν εμφανίζουν συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας. Τέλος, τα κύρια πλεονεκτήματα της Τεχνικής SVPWM σε σχέση με την SPWM είναι τα εξής:

- Μικρότερη αρμονική παραμόρφωση τάσης και ρεύματος εξόδου.
- Πιο αποδοτική χρήση της τάσης τροφοδοσίας εισόδου

Περίληπτικά, οι βασικές αρχές ανάπτυξης της τεχνικής SVPWM είναι οι ακόλουθες:

- Τα διανύσματα ($\bar{V}_1 - \bar{V}_6$) διαιρούν το πεδίο σε έξι τομείς όπου το καθένα καλύπτει 60° .
- Η ημιτονοειδής τάση θεωρείται ένα στρεφόμενο χωρικό διάνυσμα V_{ref} με σταθερό πλάτος και σταθερή κυκλική ταχύτητα.
- Μετασχηματισμός συντεταγμένων από το τριφασικό πλαίσιο αναφοράς a-b-c στο διφασικό στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha - \beta$ και έπειτα στο διφασικό στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d - q που βλέπει το διάνυσμα της τάσης ως μια σταθερά.
- Η τεχνική SVPWM υπολογίζει την τάση αναφοράς μέσω αθροισμάτων δυο γειτονικών ενεργών διανυσμάτων ($\bar{V}_1 - \bar{V}_6$) και των μηδενικών διανυσμάτων.

Σε έναν συμβατικό τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης δυο επιπέδων υπάρχουν συνολικά 8 ($= 2^3$) πιθανές διακοπτικές καταστάσεις, οι οποίες προκύπτουν από όλους τους επιτρεπτούς συνδυασμούς των διακοπών. Από τις καταστάσεις αυτές, οι έξι παράγουν διάφορες τιμές φασικών και πολικών τάσεων και οι δύο παράγουν μηδενικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα. Αυτές οι οκτώ 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 τη μηδενική τάση εξόδου του αντιστροφέα, όπου δηλαδή οι ακροδέκτες της ηλεκτρικής μηχανής βραχυκυκλώνονται μέσω των πάνω ή κάτω διακοπτικών ημιαγωγών. Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται όλες οι πιθανές καταστάσεις του αντιστροφέα, οι φασικές τάσεις ως προς τον κοινό ουδέτερο κόμβο N του αστέρα του φορτίου, καθώς και οι μετασχηματισμένες τάσεις κατά Clarke στο στατό πλαίσιο αναφοράς:

Διακοπτικοί Συνδυασμοί	S_a	S_b	S_c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_α	V_β
1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$2V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/\sqrt{3}$
3	0	1	0	$-V_{in}/3$	$2V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$V_{in}/\sqrt{3}$
4	0	1	1	$-2V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-2V_{in}/3$	0
5	1	0	0	$2V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$2V_{in}/3$	0
6	1	0	1	$V_{in}/3$	$-2V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-V_{in}/\sqrt{3}$
7	1	1	0	$V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-2V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-V_{in}/\sqrt{3}$
8	1	1	1	0	0	0	0	0

Πίνακας 4.4: Τάσεις σε 3-φασικό και 2-φασικό στατό πλαίσιο για κάθε διακοπτικό συναδιασμό [2]

4.4.3.1 Γραμμική Περιοχή Λειτουργίας του Αντιστροφέα

Θεωρούμε αρχικά την γραμμική περιοχή λειτουργίας του αντιστροφέα, όπου τα χαρακτηριστικά μεταφοράς είναι γραμμικά. Οι τάσεις αναφοράς είναι πάντα ημιτονοειδής και συμμετρικές και επομένως αποτελούν ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς \bar{V}_{ref} .

Είναι δεδομένο ότι για κάθε διακόπτη υπάρχει και ο συμπληρωματικός του που έχει την αντίστροφη τιμή του. Ο πίνακας δείχνει ότι δυο από τις καταστάσεις παράγουν μηδενικές τάσεις όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω, ενώ οι υπόλοιπες έξι παράγουν μη μηδενικές τάσεις. Από τα παραπάνω μπορεί να βρεθεί το μέτρο κάθε διανύσματος χώρου καθώς και η διαφορά φάσης μεταξύ τους στις εξισώσεις (4.26) και (4.27):

$$\bar{V}_n = V_{qs} - jV_{ds} = \frac{2}{3}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) \Rightarrow |\bar{V}_n| = \frac{2V_{in}}{3}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (4.26)$$

$$\varphi = \arctan\left(-\frac{V_{ds}}{V_{qs}}\right) = \frac{\pi}{3} \quad (4.27)$$

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

Η διαδικασία που ακολουθείται για την υλοποίηση της τεχνικής SVPWM και για την παραγωγή των σημάτων αγωγής των ελεγχόμενων διακοπών του αντιστροφέα συμπεριλαμβάνει συγκεκριμένα βήματα τα οποία αναλύονται στην συνέχεια.

Αρχικά, όπως και στη διαμόρφωση ημιτονοειδούς μορφής πρέπει να δίνονται τρία σήματα αναφοράς, v_a , v_b , v_c και ένα φέρον σήμα του οποίου η συχνότητα είναι ίδια με

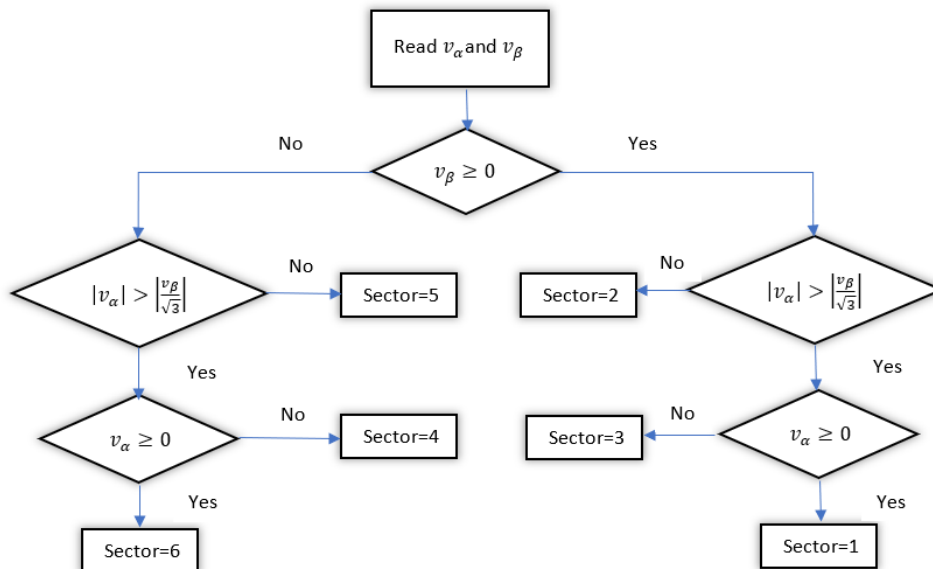
την διακοπτική συχνότητα. Έπειτα, το σύστημα αναφοράς πρέπει να μετασχηματιστεί σε στατό διφασικό σύστημα μέσω μετασχηματισμού Clarke, ώστε να παραχθούν τα σήματα αναφοράς v_α , v_β . Τα μεγέθη αυτά χρειάζονται για τον υπολογισμό της τάσης αναφοράς \bar{V}_{ref} , ο οποίος γίνεται στο επόμενο βήμα. Σε αυτή τη φάση πρέπει να υπολογιστεί το μέτρο του $|\bar{V}_{ref}|$ και η γωνία θ , ώστε η τάση να είναι εκφρασμένη σε πολικές συντεταγμένες:

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (4.28)$$

$$\theta = \angle V_{ref} = \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) = 2\pi f_{o,1}t \quad (4.29)$$

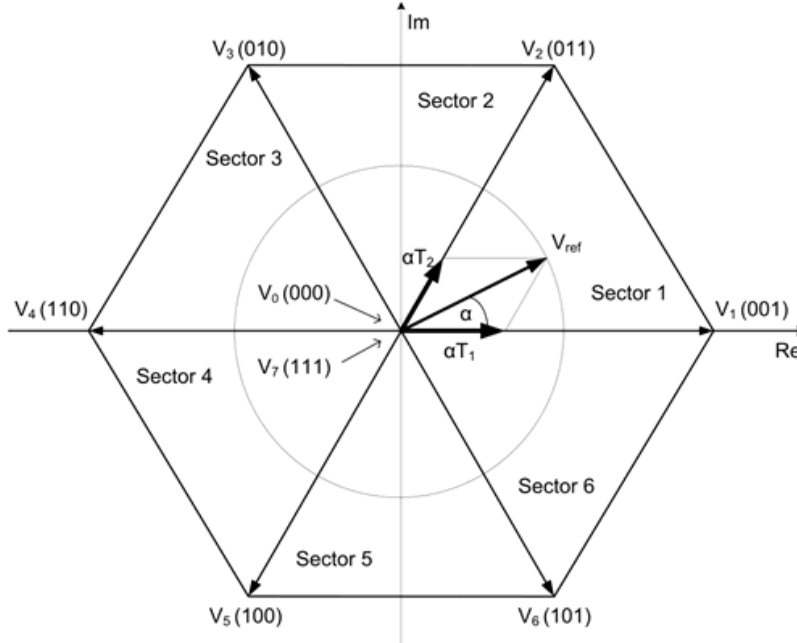
,όπου $f_{o,1}$ είναι η συχνότητα θεμελιώδους της τάσης εξόδου.

Μετά την εύρεση της γωνίας θ του σήματος αναφοράς ακολουθείται το διάγραμμα ροής, το οποίο παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα για τον εντοπισμό του τομέα μέσα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς \bar{V}_{ref} .



Σχήμα 4.5: Αλγόριθμος για την εύρεση του τομέα στον οποίο βρίσκεται η τάση αναφοράς [2]

Αφού βρεθεί ο τομέας που βρίσκεται το σήμα αναφοράς είναι εύκολη η επιλογή των στατών διακοπτικών διανυσμάτων που αντιστοιχούν στον τομέα αυτόν, καθώς και ο υπολογισμός των χρόνων συμμετοχής αυτών. Παρακάτω παρουσιάζεται μια τυχαία τάση αναφοράς στο διάγραμμα διανυσμάτων χώρου για αντιστροφή δύο επιπέδων:



Σχήμα 4.6: Διάγραμμα διανυσμάτων χώρου του αντιστροφέα και η τάση αναφοράς [2]

Στο παράδειγμα του παραπάνω σχήματος φαίνεται ότι στο σήμα αναφοράς V_{ref} αντιστοιχούν τα διακοπτικά $V_1(100)$ και $V_2(110)$, τα οποία θα χρειαστεί να συνεισφέρουν με τους χρόνους T_1 και T_2 ώστε να παραχθεί στην έξοδο του αντιστροφέα το επιθυμητό διάνυσμα τάσης. Σε αυτό το στάδιο υπολογίζονται οι χρόνοι συμμετοχής T_1 , T_2 και T_0 , η τιμή των οποίων εξαρτάται από δυο γνωστά μεγέθη, το μέτρο του σήματος αναφοράς $|\bar{V}_{ref}|$ και τη γωνία του διανύσματος του σήματος αναφοράς $\theta = \angle V_{ref}$.

Το σήμα αναφοράς παράγεται από τα διακοπτικά διανύσματα μέσα σε μια διακοπτική περίοδο T_s , του PWM, η οποία εξαρτάται από την διακοπτική συχνότητα f_s . Σύμφωνα με το διανυσματικό εξάγωνο που φάνηκε στο παραπάνω σχήμα, ισχύει η εξής σχέση:

$$\bar{V}_{ref}T_s = (v_a + jv_b)T_s = |\bar{V}_{ref}|(\cos\theta + j\sin\theta)T_s = \bar{V}_1T_1 + \bar{V}_2T_2 \quad (4.30)$$

Προφανώς, T_1 είναι η χρονική διάρκεια για την οποία επιλέγεται το χωρικό διάνυσμα V_1 και T_2 είναι η χρονική διάρκεια για την οποία επιλέγεται το χωρικό διάνυσμα V_2 . Στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας την γεωμετρία των διανυσμάτων, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για τους χρόνους στον τομέα 1:

$$\frac{|\bar{V}_1|T_1}{\sin(60^\circ - \theta)} = \frac{|\bar{V}_{ref}|T_s}{\sin(120^\circ)} \quad \frac{|\bar{V}_2|T_2}{\sin(\theta)} = \frac{|\bar{V}_{ref}|T_s}{\sin(120^\circ)} \quad (4.31), (4.32)$$

Εφόσον, όπως διαπιστώθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, ισχύει $|\bar{V}_{ref}| = \frac{2V_{in}}{3}$, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για τους χρόνους συμμετοχής:

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

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

Τα μηδενικά διανύσματα χρησιμοποιούνται για την συμπλήρωση του υπόλοιπου χρόνου της διακοπτικής συχνότητας T_s και κατά συνέπεια ο υπολογισμός της χρονικής τους διάρκειας γίνεται με την χρήση της παρακάτω απλής σχέσης:

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.35)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (4.33) και (4.34) στην (4.35) προκύπτει ότι:

$$T_0 = T_s - T_s m_a [\sin(60^\circ - \theta) - \sin \theta] \quad (4.36)$$

Αφού βρέθηκαν οι τρεις χρόνοι συμμετοχής για την περίπτωση που το \bar{V}_{ref} βρίσκεται στον τομέα 1, μπορούν εύκολα με αναγωγή να οριστούν οι χρόνοι συμμετοχής όταν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται σε κάποιον από τους άλλους τομείς. Παρακάτω φαίνονται οι σχέσεις για τον υπολογισμό των χρόνων συμμετοχής για κάθε τομέα, ανάγοντας στον τομέα 1:

$$T_1 = T_s m_a \sin \left(60^\circ - \theta - \frac{n-1}{3} \pi \right) \quad (4.37)$$

$$T_2 = T_s m_a \sin \left(\theta - \frac{n-1}{3} \pi \right) \quad (4.38)$$

,όπου $n = 1,2,3,4,5,6$ 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. Οι χρόνοι αυτοί ορίζονται μέσω της χρήσης της συμμετρικής τεχνικής 7 τμημάτων, η οποία εξασφαλίζει όχι μόνο την ελάχιστη διακοπτική συχνότητα αλλά και την βέλτιστη αρμονική συμπεριφορά του αντιστροφέα. Ο χρόνος εφαρμογής μηδενικών διανυσμάτων, μοιράζεται μεταξύ \bar{V}_0 και \bar{V}_7 έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται ο αριθμός των μεταβάσεων των διακοπών, μεταξύ δυο διαδοχικών διανυσμάτων. 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 2 περιόδους διαμόρφωσης T_s . 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:

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

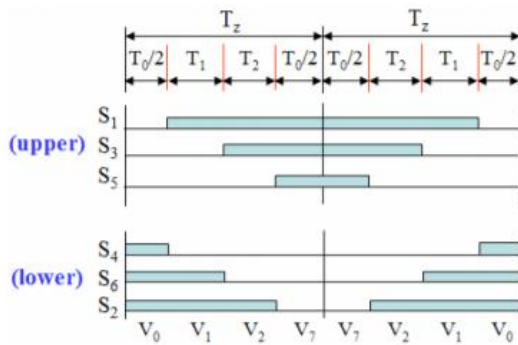
Ενώ όταν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται σε τομείς άρτιας τάξης (2,4,6) τότε η αλληλουχία των στατών διακοπτικών διανυσμάτων είναι η παρακάτω:

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

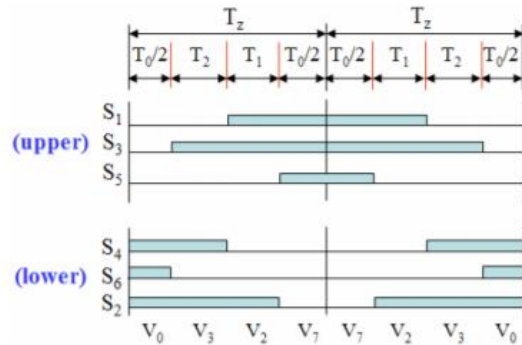
Για παράδειγμα για τον τομέα 4 ισχύει η παρακάτω αλληλουχία:

$$\bar{V}_0 - \bar{V}_5 - \bar{V}_4 - \bar{V}_7 - \bar{V}_7 - \bar{V}_4 - \bar{V}_5 - \bar{V}_0$$

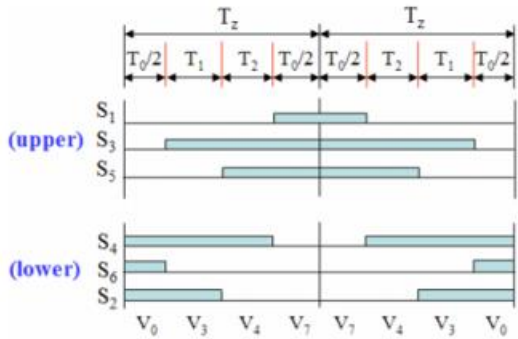
Στο συμμετρικό πρότυπο παλμών 7 τμημάτων που παρουσιάζεται παρακάτω φαίνονται οι αλληλουχίες των στατών διακοπτικών διανυσμάτων βάσει του τομέα όπου βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς \bar{V}_{ref} :



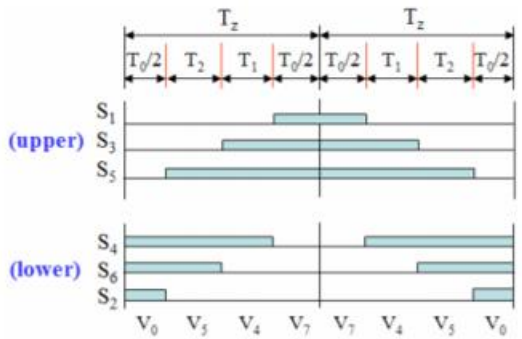
(a) Sector 1.



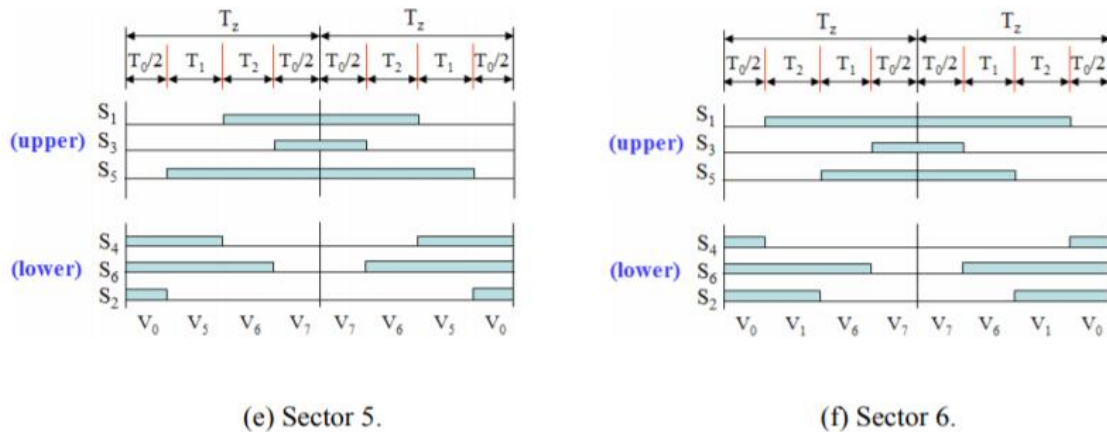
(b) Sector 2.



(c) Sector 3.



(d) Sector 4.



Σχήμα 4.7: Οι παλμοί αγωγής των διακοπών και οι αντίστοιχοι χρόνοι συμμετοχής για κάθε τομέα [27]

Βασιζόμενοι στη παραπάνω εικόνα, μπορούμε να συντάξουμε τον ακόλουθο πίνακα με τους διακοπτικούς χρόνους κάθε τομέα:

ΤΟΜΕΑΣ	Χρόνοι παραμονής των πάνω διακοπών S_1, S_3, S_5	Χρόνοι παραμονής των κάτω διακοπών S_2, S_4, S_6
1	$S_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_b = T_2 + T_0/2$ $S_c = T_0/2$	$\bar{S}_a = T_0/2$ $\bar{S}_b = T_1 + T_0/2$ $\bar{S}_c = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_a = T_1 + T_0/2$ $S_b = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_c = T_0/2$	$\bar{S}_a = T_2 + T_0/2$ $\bar{S}_b = T_0/2$ $\bar{S}_c = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_a = T_0/2$ $S_b = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_c = T_2 + T_0/2$	$\bar{S}_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\bar{S}_b = T_0/2$ $\bar{S}_c = T_1 + T_0/2$
4	$S_a = T_0/2$ $S_b = T_1 + T_0/2$ $S_c = T_1 + T_2 + T_0/2$	$\bar{S}_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\bar{S}_b = T_2 + T_0/2$ $\bar{S}_c = T_0/2$
5	$S_a = T_2 + T_0/2$ $S_b = T_0/2$ $S_c = T_1 + T_2 + T_0/2$	$\bar{S}_a = T_1 + T_0/2$ $\bar{S}_b = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\bar{S}_c = T_0/2$
6	$S_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_b = T_0/2$ $S_c = T_1 + T_0/2$	$\bar{S}_a = T_0/2$ $\bar{S}_b = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\bar{S}_c = T_2 + T_0/2$

Πίνακας 4.5: Χρόνοι αγωγής διακοπών βάση του τομέα που βρίσκεται η τάση αναφοράς [2]

Με την εύρεση των χρόνων συμμετοχής των διακοπτικών διανυσμάτων, μπορούν να εξαχθούν οι βαθμοί χρησιμοποίησης (duty cycles) των διακοπτικών στοιχείων σε κάθε τομέα. Τα duty cycles των διακοπτικών στοιχείων όταν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον τομέα 1 υπολογίζονται στις παρακάτω σχέσεις:

$$d_{S_1} = \frac{T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad d_{S_3} = \frac{T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad d_{S_5} = \frac{T_0}{\frac{T_s}{2}} \quad (4.39), (4.40), (4.41)$$

$$d_{S_4} = \frac{T_0}{\frac{T_s}{2}} \quad d_{S_6} = \frac{T_1 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad d_{S_2} = \frac{T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (4.42), (4.43), (4.44)$$

Τελικά, αφού ακολουθηθούν όλα τα βήματα που περιγράφηκαν πιο πάνω και εφαρμοστούν οι παραπάνω παλμοί οδήγησης στους ημιαγωγίμους διακόπτες του αντιστροφέα, παράγεται εναλλασσόμενη τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Εφόσον ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ισούται με $m_a = 2 \frac{V_{ref}}{V_{in}}$, η οριακή τιμή ώστε να μην φτάσει ο SVPWM σε υπερδιαμόρφωση είναι $m_a = 1$, η μέγιστη τιμή της τάσης εισόδου είναι:

$$\hat{V}_{ref,max} = \frac{V_{in}}{\sqrt{3}} \quad (4.45)$$

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

$$m_a = 2 \frac{V_{in}}{\sqrt{3}V_{in}} = 1.155 \quad (4.46)$$

Στη γραμμική περιοχή διαμόρφωσης, το διάνυσμα ελέγχου \bar{V}_{ref} παραμένει πάντα εντός των ορίων του εγγεγραμμένου στο εξάγωνο κύκλου. Έτσι, μπορεί να οριστεί ο τροποποιημένος συντελεστής διαμόρφωσης ως εξής:

$$m' = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{1sw}} \quad (4.47)$$

, όπου \hat{V}_{ref} είναι το πλάτος του διανύσματος αναφοράς και \hat{V}_{1sw} το πλάτος της θεμελιώδης αρμονικής συνιστώσας της τετραγωνικής τάσης ($2 \frac{V_{in}}{\pi}$). Το m' παίρνει τιμές μεταξύ 0 και 1. Το πλάτος διανύσματος ελέγχου στο όριο της γραμμικής λειτουργίας, είναι ίσο με την ακτίνα του εγγεγραμμένου κύκλου, δηλαδή:

$$\hat{V}_{ref,max} = \frac{2}{3}V_{in} \cos \frac{\pi}{6} = 0,577V_{in} \quad (4.48)$$

Οπότε ο τροποποιημένος συντελεστής m' σε αυτή την περίπτωση είναι:

$$m'_{max} = \frac{\hat{V}_{ref,max}}{\hat{V}_{1sw}} = 0.907 \quad (4.49)$$

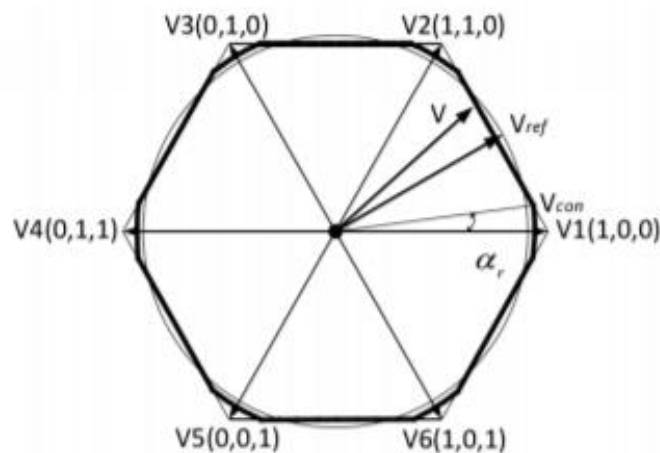
Αυτό σημαίνει ότι το 90,7% της θεμελιώδους συνιστώσας είναι διαθέσιμο στην γραμμική περιοχή, μεγαλύτερο δηλαδή από το 78,55% στην τεχνική SPWM.

4.4.3.2 Περιοχή Υπερδιαμόρφωσης του Αντιστροφέα

Η περιοχή υπερδιαμόρφωσης, ή μη γραμμική περιοχή, ξεκινά όταν το μέτρο της τάσης αναφοράς ξεπεράσει τα όρια του εγγεγραμμένου στο εξάγωνο κύκλου. Η λειτουργία υπερδιαμόρφωσης διακρίνεται σε δυο υποπεριοχές.

- 1^η υποπεριοχή λειτουργίας ($0.907 < m' < 0.952$)

Σε αυτή την περιοχή λειτουργίας η γωνία του διανύσματος της τάσης αναφοράς παραμένει σταθερή, αλλά το πλάτος του τροποποιείται σύμφωνα με μια μη γραμμική σχέση ανάμεσα στη γωνία θ_r και τον τροποποιημένο συντελεστή διαμόρφωσης m' . Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται η τροχιά αναφοράς του διανύσματος καθώς και η πραγματική τροχιά του διανύσματος που θα προκύψει λαμβάνοντας υπόψη τους φυσικούς περιορισμούς του αντιστροφέα.

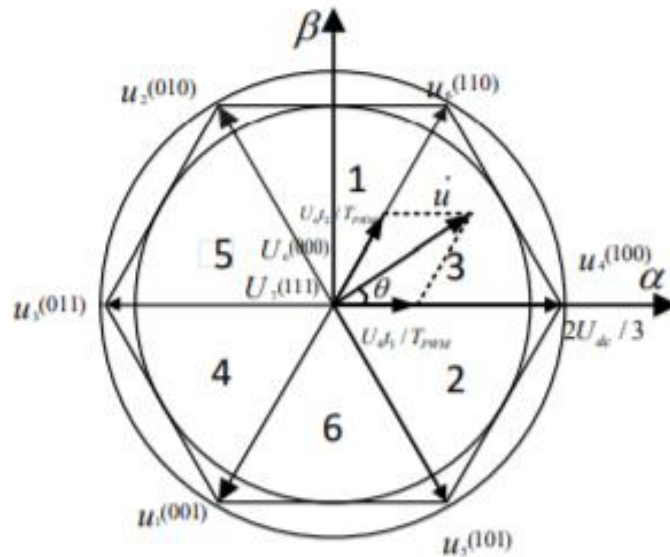


Σχήμα 4.8: Διανυσματικό Διάγραμμα 1^{ης} Περιοχής Υπερδιαμόρφωσης

Εάν η τροχιά του διανύσματος αναφοράς υπερβαίνει τα όρια του εξάγωνου η εξίσωση των μέσων τιμών δίνει μη ρεαλιστικούς χρόνους T_0 , εφαρμογής του μηδενικού διανύσματος. Οπότε στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, μόνο τα δυο ενεργά γειτονικά διανύσματα εναλλάσσονται. Κατά τη διαδικασία αυτή, η τροχιά της τάσης ακολουθεί το εξάγωνο. Τελικά, η τροχιά του διανύσματος τάσης τροποποιείται κοντά στις κορυφές του εξάγωνου για να αυξηθεί η μειωμένη μέση τιμή του διανύσματος. Σε αυτή την υποπεριοχή η θεμελιώδης συνιστώσα είναι μειωμένη, υπάρχει όμως, αυξημένο αρμονικό περιεχόμενο υψηλής τάξης. Έλεγχο σε αυτή την υποπεριοχή μπορούμε να έχουμε, εφόσον τουλάχιστον ένα μέρος της τροχιάς αναφοράς βρίσκεται μέσα στο εξάγωνο. Όσο ο τροποποιημένος συντελεστής διαμόρφωσης σταδιακά αυξάνεται, το κυκλικό μέρος χάνεται, ώσπου τελικά η τροχιά του διανύσματος τάσης συμπίπτει με το εξάγωνο. Αυτό είναι το όριο της υποπεριοχής 1 για $m' = 0.952$. Έχει παρατηρηθεί ότι τροχιά του διανύσματος αρχίζει να παρεκκλίνει από την ημιτονοειδή της μορφή στην αρχή της περιοχής υπερδιαμόρφωσης και γίνεται ακριβώς γραμμική για $m' = 0.952$.

- 2^η υποπεριοχή λειτουργίας ($0.952 < m' < 1$)

Στην υποπεριοχή αυτή, ο τροποποιημένος συντελεστής διαμόρφωσης μπορεί να λάβει τιμές από 0.952 ως 1. Παρά το γεγονός ότι η τροχιά του διανύσματος αναφοράς \vec{V}_{ref} παραμένει κυκλική, η πραγματική τροχιά του διανύσματος μετατρέπεται σταδιακά σε μια διακριτή διακοπτική αλληλουχία έξι βημάτων από το αρχικό συνεχές εξάγωνο. Ο έλεγχος σε αυτή την υποπεριοχή επιτυγχάνεται τροποποιώντας τόσο το πλάτος του διανύσματος αναφοράς, όσο και τη γωνία του, σύμφωνα με μια μη γραμμική σχέση μεταξύ των θ_r και m' .

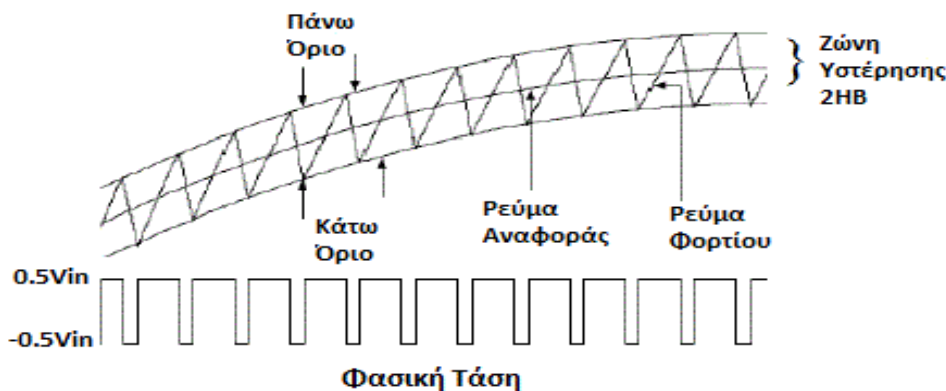


Σχήμα 4.9: Διανυσματικό Διάγραμμα 2^{ης} Περιοχής Υπερδιαμόρφωσης

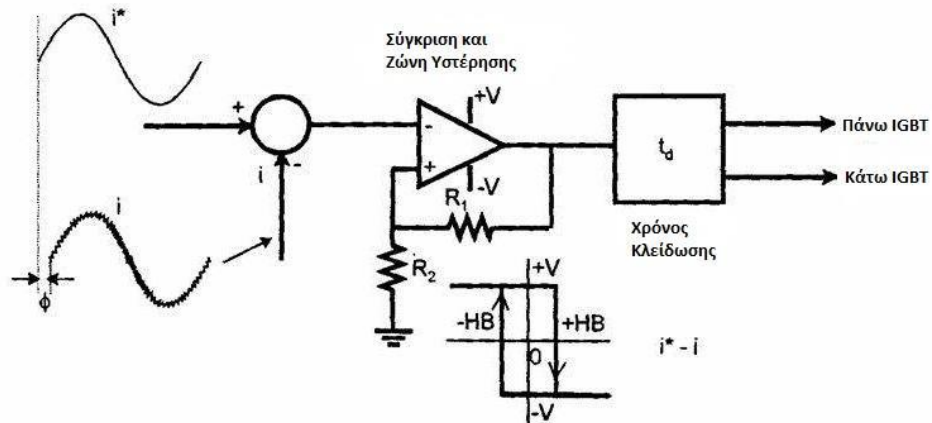
4.4.4 Έλεγχος Ρευμάτων μέσω Ζώνης Υστέρησης

Η τεχνική ελέγχου ρευμάτων με ζώνη υστέρησης είναι βασισμένη στην ανάδραση και στην αναφορά του ρεύματος που δίνεται στην είσοδο. Η βασική προϋπόθεση του ελέγχου είναι το ρεύμα ανάδρασης ή αλλιώς ρεύμα φορτίου να ακολουθεί συνεχώς το ρεύμα αναφοράς εντός της ζώνης υστέρησης. Στην προκειμένη περίπτωση το κύκλωμα ελέγχου είναι αυτό που ορίζει το εύρος της ζώνης υστέρησης και τη συχνότητα του ρεύματος αναφοράς. Η λειτουργία αυτής της τεχνικής είναι αρκετά απλή, για αυτόν τον λόγο μπορεί να υλοποιηθεί αρκετά εύκολα.

Συγκεκριμένα, το ρεύμα φορτίου συγκρίνεται συνέχεια με τα άκρα της ζώνης υστέρησης του ρεύματος αναφοράς. 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 τιμή της φασικής τάσης εξόδου αλλάζει από $+0.5V_{in}$ σε $-0.5V_{in}$, με συνέπεια το ρεύμα να ξεκινά να μειώνεται μέχρι να φτάσει το κάτω όριο της ζώνης υστέρησης. Εντελώς ανάλογα, την στιγμή που φτάσει το κάτω όριο της ζώνης υστέρησης ενεργοποιείται ο πάνω διακόπτης, ώστε η τάση να γίνει $+0.5V_{in}$ και το ρεύμα να ξεκινήσει να αυξάνεται. Έτσι το ρεύμα φορτίου παραμένει διαρκώς εντός της ζώνης υστέρησης που έχει καθοριστεί μέσω του κυκλώματος ελέγχου. Ένα σημαντικό πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η απλότητα της που μας δίνει την δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε απλά έναν τελεστικό ενισχυτή για το κύκλωμα ελέγχου. Βεβαίως, εάν επιθυμούμε ψηφιακό έλεγχο η τεχνική μπορεί να υλοποιηθεί και μέσω ενός μικροελεγκτή. Αξιοσημείωτο είναι το γεγονός ότι όσο μικρότερη 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, συνεπώς στην περίπτωση αυτή υπάρχει αύξηση των διακοπτικών απωλειών. Προφανώς, όπως άλλωστε φαίνεται και στο Σχήμα 4.10, η διακοπτική συχνότητα είναι μεταβλητή και όσο μεγαλύτερη είναι η κλίση του ρεύματος αναφοράς τόσο μεγαλύτερη είναι και η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα.



Σχήμα 4.10: Η ζώνη υστέρησης, το ρεύμα αναφοράς και τα πραγματικά μεγέθη για τάση και ρεύμα [30]



Σχήμα 4.11: Αναλογικός συγκριτής ρεύματος για την εξαγωγή παλμών οδήγησης των IGBT [30]

Στις παραπάνω εικόνες παρουσιάζεται η πραγματική φύση του ρεύματος φορτίου, καθώς και ένας αναλογικός τρόπος υλοποίησης του ελέγχου ρεύματος με ζώνη υστέρησης μέσω τελεστικού ενισχυτή. Γίνονται και πάλι εμφανή τα πλεονεκτήματα αυτής της τεχνικής ελέγχου, δηλαδή η απλότητά της, το μικρό κόστος υλοποίησης, όπως επίσης και η καλή δυναμική του απόκριση. Από την άλλη πλευρά, τα κύρια μειονεκτήματά του είναι η υψηλή κυμάτωση στη μόνιμη κατάσταση, τα προβλήματα που προκαλεί η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, η δημιουργία έντονων υποαρμονικών, καθώς και η έλλειψη της επικοινωνίας μεταξύ των τριών ελεγκτών υστέρησης. Η σωστή επιλογή της ζώνης υστέρησης είναι πολύ κρίσιμη για τον περιορισμό των μειονεκτημάτων που αναφέρθηκαν.

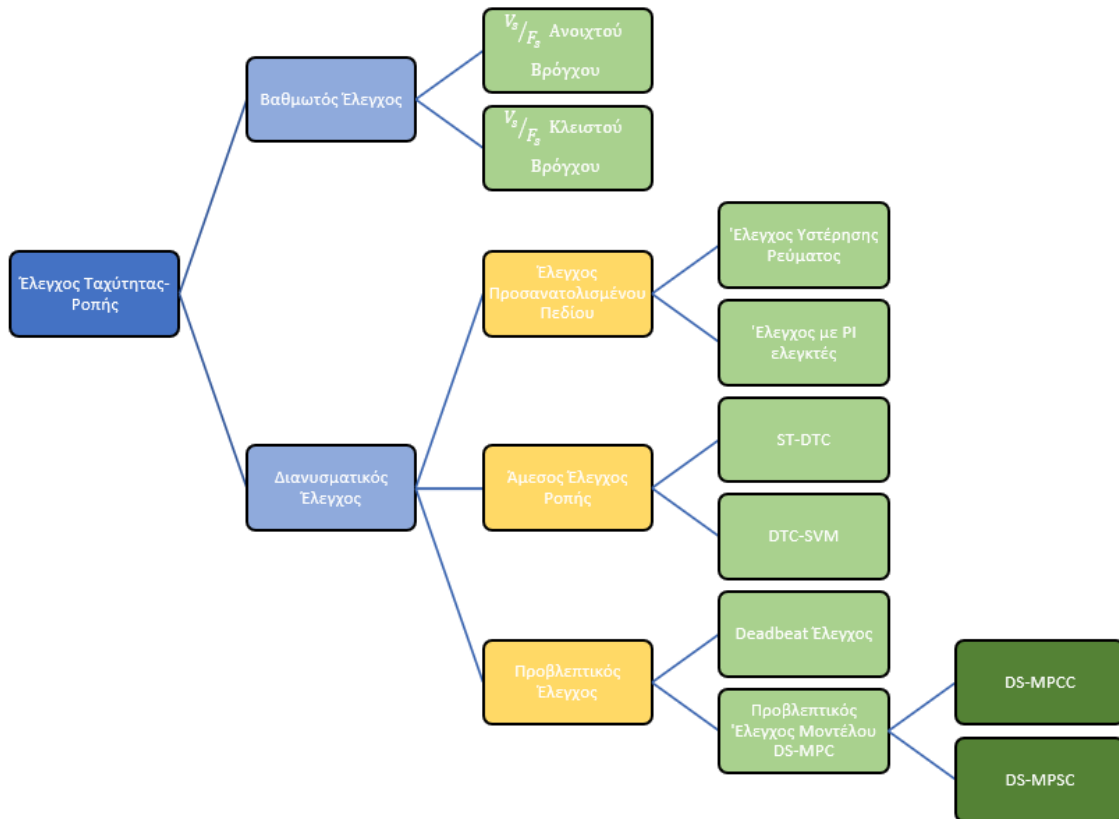
5 ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

5.1 Διάφορες Στρατηγικές Ελέγχου Σύγχρονων Ηλεκτρικών Μηχανών

Τις προηγούμενες δεκαετίες έχουν αναπτυχθεί διάφορες στρατηγικές ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών. Οι πιο περίπλοκες και σύνθετες στρατηγικές ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών είναι αυτές που οδηγούν μηχανές εναλλασσόμενης τάσης είτε είναι ασύγχρονες είτε σύγχρονες. Ειδικότερα, η πολυπλοκότητα αυτή αυξάνει με την απαίτηση υψηλότερων επιδόσεων. Οι κύριοι λόγοι της αυξημένης πολυπλοκότητας είναι η ανάγκη μεταβλητής συχνότητας, η βέλτιστη από άποψη αρμονικών παροχή ισχύος ως προς τους μετατροπείς, τα πολύπλοκα δυναμικά χαρακτηριστικά των AC μηχανών, οι διακυμάνσεις των παραμέτρων της μηχανής και η δυσκολία επεξεργασίας σημάτων ανάδρασης λόγω της ύπαρξης αρμονικών. Για τους παραπάνω λόγους, 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 τριφασικών ηλεκτρικών κινητήρων:

- **Βαθμωτός Έλεγχος (Scalar control):** Η τεχνική βαθμωτού ελέγχου είναι η πιο απλή και παραδοσιακή στρατηγική, η οποία λαμβάνει υπόψη μόνο την λειτουργία μόνιμης κατάστασης της ηλεκτρικής μηχανής και τις σχέσεις που την περιγράφουν. Τα μοναδικά μεγέθη που χρειάζονται για την επιτυχημένη εφαρμογή αυτού του ελέγχου είναι η τιμή RMS της τάσης του στάτη και η συχνότητα των χωρικών διανυσμάτων. Η βασική αρχή λειτουργίας του είναι η ταυτόχρονη μεταβολή της τάσης RMS και της συχνότητας της, διατηρώντας πάντα σταθερό τον λόγο V_s/f_s . Παρόλο που είναι δυνατή η μεταβολή της τάσης RMS με σταθερή συχνότητα f_s , αυτή προκαλεί την μείωση των δυνατοτήτων ροπής της ηλεκτρικής μηχανής.
- **Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής (Direct Torque and Flux Control, DTC):** Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής είναι αρκετά παρόμοια με την τεχνική βαθμωτού ελέγχου, διότι το μόνο επιπλέον δεδομένο που χρειάζεται το σύστημα είναι η αντίσταση του στάτη. Ένας αισθητήρας Hall στο διάκενο θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για την μέτρηση ή την εκτίμηση της γωνίας της μαγνητικής ροής. Οι είσοδοι για την αυτή την στρατηγική ελέγχου είναι η τιμή της ροπής και της ροής, ενώ ο αλγόριθμος που χρησιμοποιεί βασίζεται στον έλεγχο ρεύματος με υστέρηση που αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Αυτή η μέθοδος εισάγει το μειονέκτημα της απρόβλεπτης διακοπτικής συχνότητας και δειγματοληψίας.

- Διανυσματικός Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου (Field Oriented Control, FOC):** Η βασική αρχή αυτού του ελέγχου που την διαφοροποιεί από τους προηγούμενους είναι η χρήση του δυναμικού μοντέλου του ηλεκτρικού κινητήρα αντί του μαθηματικού, επιτυγχάνοντας την αποσύζευξη του ελέγχου ροπής και ροής. Συγκεκριμένα, η τεχνική αυτή μπορεί να μεταβάλλει όχι μόνο το μέτρο και τη συχνότητα της τάσης, του ρεύματος και μαγνητικής ροής, αλλά και τη θέση των χωρικών τους διανυσμάτων. Υπάρχουν δυο κύριες κατηγορίες διανυσματικού ελέγχου που διαφέρουν στον τρόπο υπολογισμού της μαγνητικής ροής και ροπής. Όταν για τον υπολογισμό της ροπής και της μαγνητικής ροής σε πραγματικό χρόνο, ο διανυσματικός έλεγχος λαμβάνει ανάδραση ρεύματος τυλιγμάτων και θέσης του δρομέα, αυτός ονομάζεται άμεσος διανυσματικός έλεγχος (Direct Field Oriented Control, DFOC), διότι οι μετρήσεις όλων των μεγεθών που χρειάζονται γίνονται ως αναδράσεις. Στην περίπτωση που γίνονται εκτιμήσεις της μαγνητικής ροής μέσω των μετρήσεων ταχύτητας και θέσης ο διανυσματικός έλεγχος ονομάζεται έμμεσος (Indirect Field Oriented Control, IFOC).
- Ευφρείς Τεχνικές Ελέγχου:** Αυτές οι τεχνικές ελέγχου κάνουν χρήση νευρωνικών δικτύων και ασαφούς λογικής και μελετώνται για μελλοντικές εφαρμογές.



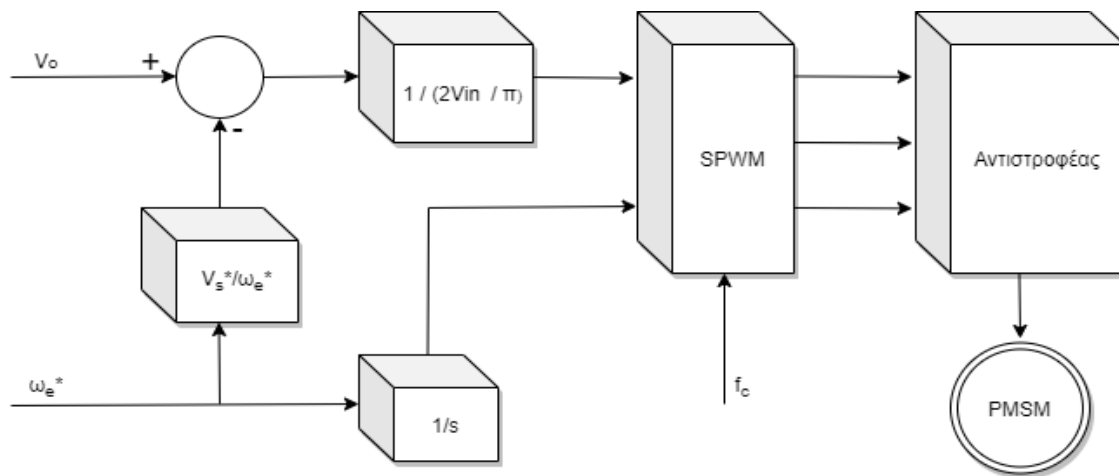
Σχήμα 5.1: Κατηγοριοποίηση Στρατηγικών Ελέγχου Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

5.2 Βαθμωτός Έλεγχος V_s/f_s

Ο βαθμωτός έλεγχος ανοιχτού βρόχου, που περιγράφεται σε αυτή την ενότητα και η δομή του παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.2, αποτελεί το πιο απλό και χαρακτηριστικό παράδειγμα ανεξάρτητου ελέγχου. Γενικά, σε μια ηλεκτρική μηχανή η ταχύτητα και η ροή εξαρτώνται από τη συχνότητα και την τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της μηχανής με ένα πεπλεγμένο τρόπο, αλλά ο συγκεκριμένος έλεγχος δεν λαμβάνει υπόψη αυτήν την αλληλεπίδραση. Η ονομασία του βαθμωτού ελέγχου προκύπτει από την ιδιότητά του να μεταβάλλει μόνο το μέτρο της τάσης και της συχνότητας χωρίς να κάνει την αποσύζευξη του ελέγχου ροπής και ροής. Αυτή είναι η βασική αιτία που ο βαθμωτός έλεγχος έχει σχετικά χαμηλές επιδόσεις συγκριτικά με πιο περίπλοκες τεχνικές κλειστού βρόχου, χωρίς όμως αυτή η φύση του να τον καθιστά αχρησιμοποίητο. Η κύρια του χρήση γίνεται σε εφαρμογές όπου η ισχύς είναι χαμηλή και η απλότητα του συστήματος και το χαμηλό κόστος κατασκευής είναι πιο σημαντικά από την επίδοση. Η βασική απαίτηση αυτής της στρατηγικής είναι ο λόγος V_s/f_s να μένει σταθερός, διότι με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται περίπου σταθερή μαγνητική ροή στο διάκενο, η οποία με τη σειρά της προσφέρει μέγιστη ροπή. Η λογική της τεχνικής αυτής ελέγχου φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

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

Επομένως, είναι φανερό ότι για κάθε επιλεχθείσα συχνότητα τροφοδοσίας πρέπει να επιλέγεται και η κατάλληλη τάση τροφοδοσίας, ώστε να διατηρείτε η μέγιστη δυνατή ροή στο διάκενο. Για βελτιωμένες επιδόσεις ο βαθμωτός έλεγχος V_s/f_s μπορεί να είναι και κλειστού βρόχου, ο οποίος αναλύεται σε ξεχωριστή ενότητα, όμως συνηθίζεται ευρέως και η χρήση της τεχνικής ανοιχτού βρόχου λόγω της απλότητας κατασκευής.



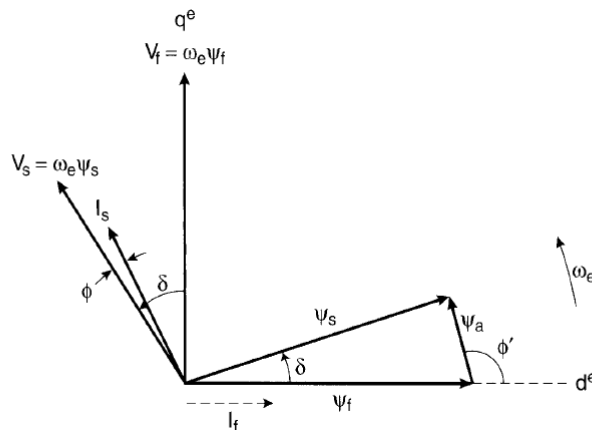
Σχήμα 5.2: Δομικό Διάγραμμα Βαθμωτού Ελέγχου

Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται στο παραπάνω δομικό διάγραμμα, ο έλεγχος αυτός έχει ως είσοδο την ταχύτητα, η οποία με τη σειρά της καθορίζει την τάση τροφοδοσίας V_s^* μέσω κάποιου κέρδους, ώστε αυτή να σταλθεί ως σήμα αναφοράς στον συγκριτή. Τέλος ο συγκριτής μαζί με το φέρον σήμα θα δημιουργήσει τους παλμούς οδήγησης για τον αντιστροφέα. Στο διάγραμμα ελέγχου παρατηρείται ότι η είσοδος του συστήματος είναι η ταχύτητα αναφοράς που αντιπροσωπεύει την ηλεκτρική συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας. Βάσει αυτής της εισόδου καθορίζεται έπειτα η τάση τροφοδοσίας V_s^* πολλαπλασιάζοντας με κάποια σταθερά κέρδους ρυθμισμένη σύμφωνα με τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής. Στις χαμηλές συχνότητες η επίδραση της αντίστασης του στάτη δεν είναι αμελητέα προκαλώντας σημαντική πτώση τάσης. Συνεπώς, για την αντιστάθμιση αυτού του φαινομένου δίνεται μια τάση εισόδου V_o ή αλλιώς τάση ενίσχυσης (boost voltage) στο σήμα πλάτους αναφοράς με αποτέλεσμα η τελική τάση τροφοδοσίας να είναι η παρακάτω:

$$V_s = V_o + k\omega_e \quad (5.2)$$

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 πλάτος του σήματος αναφοράς που οδηγείται στον διαμορφωτή SPWM. Στον διαμορφωτή στέλνεται επίσης και το σήμα αναφοράς της γωνίας θ_e^* , η οποία παράγεται από την ολοκλήρωση της ταχύτητας, ώστε μαζί με το πλάτος να δημιουργήσει το κατάλληλο σήμα αναφοράς της τάσης.

Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται το διανυσματικό διάγραμμα λειτουργίας της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, χωρίς όμως να λαμβάνει υπόψη την αντίσταση του στάτη R_s , η οποία αμελείται επειδή είναι πολύ κοντά στο μηδέν. Η ροή του πεδίου Ψ_f , θεωρείται ως το διάνυσμα αναφοράς, ενώ το ρεύμα I_s είναι επαγωγικό. Στο σχήμα επίσης φαίνεται ένα ισοδύναμο (αλλά φανταστικό) ρεύμα I_f για το δρομέα.

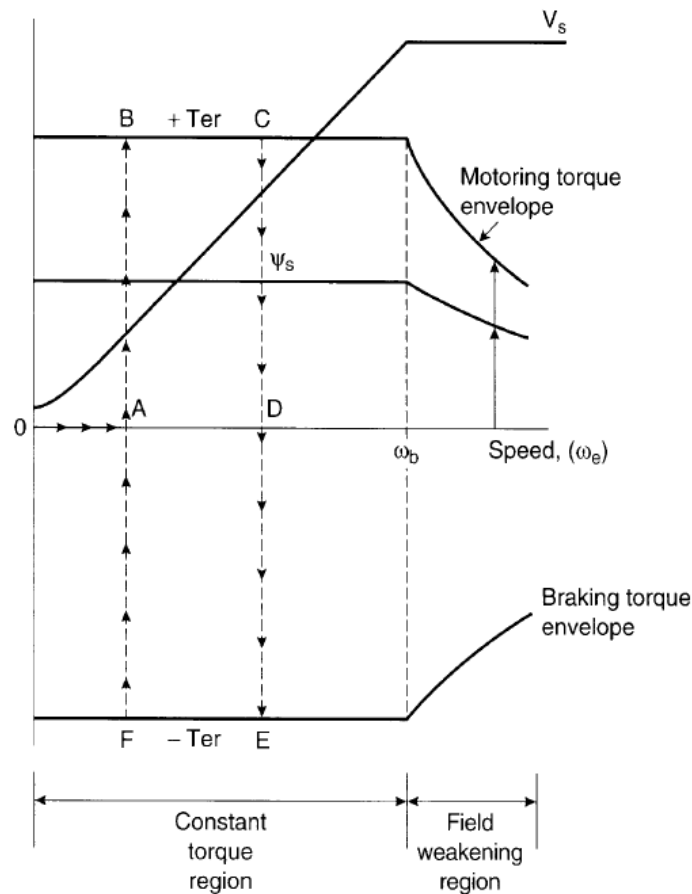


Σχήμα 5.3: Διανυσματικό Διάγραμμα Σύγχρονης Μηχανής

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. Στην παρακάτω εικόνα (Σχήμα 5.4), όπου παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές λειτουργίας του ελέγχου της μηχανής, η διαδικασία αυτή φαίνεται στην κίνηση από το σημείο Ο, το οποίο αντιπροσωπεύει την ακινησία, ως το σημείο Α. Όταν φτάσει στην ταχύτητα αυτήν μπορεί να αυξηθεί η ροπή του φορτίου T_L σταδιακά μέχρι την επίτευξη του επιθυμητού σημείου ταχύτητας - ροπής. Σε αυτή τη φάση το σημείο λειτουργίας μετακινείται κατακόρυφα στην ΑΒ στο πρώτο τεταρτημόριο. Στο σημείο αυτό, όπου ισχύει $T_e = T_L$, η ροπή του ηλεκτρικού κινητήρα εκφράζεται από την παρακάτω σχέση:

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

,όπου δ είναι η γωνία μεταξύ των ροών του στάτη και του δρομέα ή αλλιώς γωνία ροπής, ενώ $I_T = I_s \cos \varphi$ είναι η συμφασική συνιστώσα του ρεύματος.

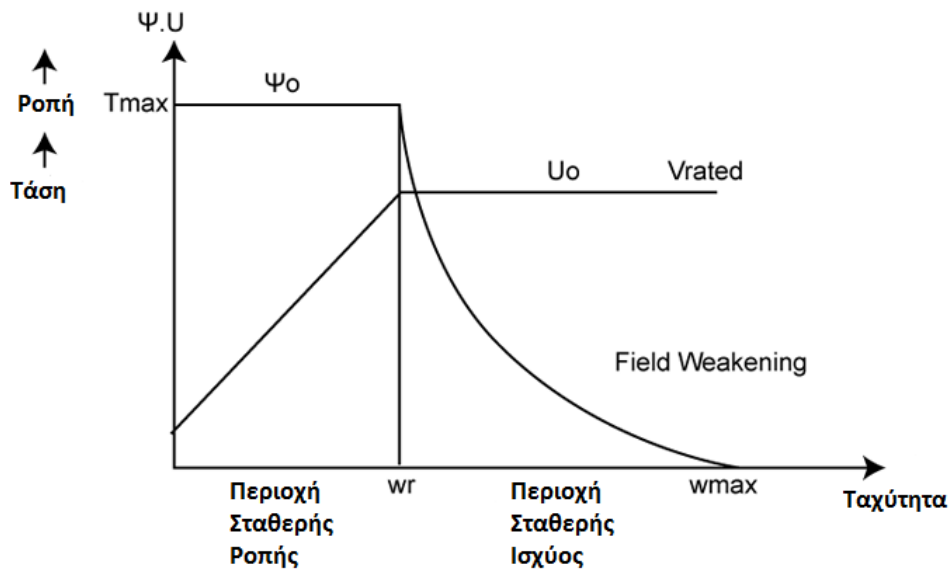


Σχήμα 5.4: Χαρακτηριστικά Λειτουργίας Βαθμωτού Ελέγχου V_s/f_s [2]

Συνεπώς, για να διατηρηθεί σταθερή η ροή του στάτη Ψ_s , σύμφωνα με την προηγούμενη σχέση, η γωνία ροπής δ και το ρεύμα του στάτη I_s θα αυξηθούν μέχρι η ηλεκτρομαγνητική ροπή να αυξηθεί και να πάρει την τιμή αναφοράς της (σημείο B), όπου είτε η γωνία δ έχει φτάσει στο όριο αστάθειας της ($\pi/2$), είτε το ρεύμα έχει φτάσει στην ονομαστική του τιμή. Στις περισσότερες περιπτώσεις το σύστημα φτάνει στο μέγιστο όριο ρεύματος του αντιστροφέα I_s πριν το όριο ευστάθειας της μηχανής. Σε αυτό το σημείο η μηχανή βρίσκεται στην περιοχή σταθερής ροπής όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα. Για να μεταφερθεί πιο δεξιά όπου η ταχύτητα δρομέα είναι μεγαλύτερη, δηλαδή από το σημείο B στο σημείο C, θα πρέπει να αυξηθεί ομαλά η συχνότητα, ενώ στη συνέχεια μπορεί να μετακινηθεί πίσω στο σημείο D, ελαττώνοντας τη ροπή T_L .

Αν από το σημείο A η μηχανή επιταχυνθεί απότομα σύμφωνα με ένα σήμα αναφοράς ω_e^* , χωρίς να αυξηθεί η ροπή φορτίου, η ηλεκτρομαγνητική ροπή θα αυξηθεί μέχρι τη μέγιστη τιμή της και το σημείο λειτουργίας θα κινηθεί στη διαδρομή A-B-C, έως η ταχύτητα να πάρει την τιμή αναφοράς και στη συνέχεια θα κινηθεί επί της ευθείας CD, μέχρι η T_e να γίνει ίση με T_L . Αντίστοιχη είναι η διαδρομή D-E-F-A, κατά την διάρκεια της επιβράδυνσης της μηχανής.

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 V_s έχει φτάσει στον κορεσμό όμως η ταχύτητα εισόδου συνεχίζει να αυξάνεται. Η λειτουργία αυτή έχει ως συνέπεια την μείωση της μέγιστης μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_s , διότι δεν μπορεί πλέον να τηρηθεί ο βασικός κανόνας του βαθμωτού ελέγχου $V_s/f_s = \text{σταθ}$. Η μείωση της ροής του στάτη προκαλεί την μείωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα. Δηλαδή, στην προκειμένη περίπτωση θυσιάζεται η διαθέσιμη ροπή του κινητήρα για την επίτευξη υψηλών ταχυτήτων.



Σχήμα 5.5: Περιοχές Λειτουργίας μια Σύγχρονης Ηλεκτρικής Μηχανής [2]

Κάθε απότομη αύξηση στην ταχύτητα αναφοράς, θα οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια, εξαιτίας της απώλειας συγχρονισμού. Εφόσον δεν γίνεται αποσύζευξη της σχέσης ροπής με την ροή, η σταθερότητα του συστήματος είναι πολύ ευαίσθητη κατά τις μεταβατικές καταστάσεις. Συνεπώς, η απλότητα της τεχνικής βαθμωτού ελέγχου είναι κατάλληλη για εύκολες εφαρμογές που λειτουργούν κυρίως σε μόνιμη κατάσταση, όπως ανεμιστήρες, αντλίες και άλλα.

Συμπερασματικά, η τεχνική βαθμωτού ελέγχου είναι μια ιδιαίτερα απλή τεχνική με ελάχιστη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Παρόλα αυτά, η χρήση της 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. Το μέγιστο σήμα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την παραπάνω εξίσωση κίνησης, αγνοώντας τις τριβές:

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

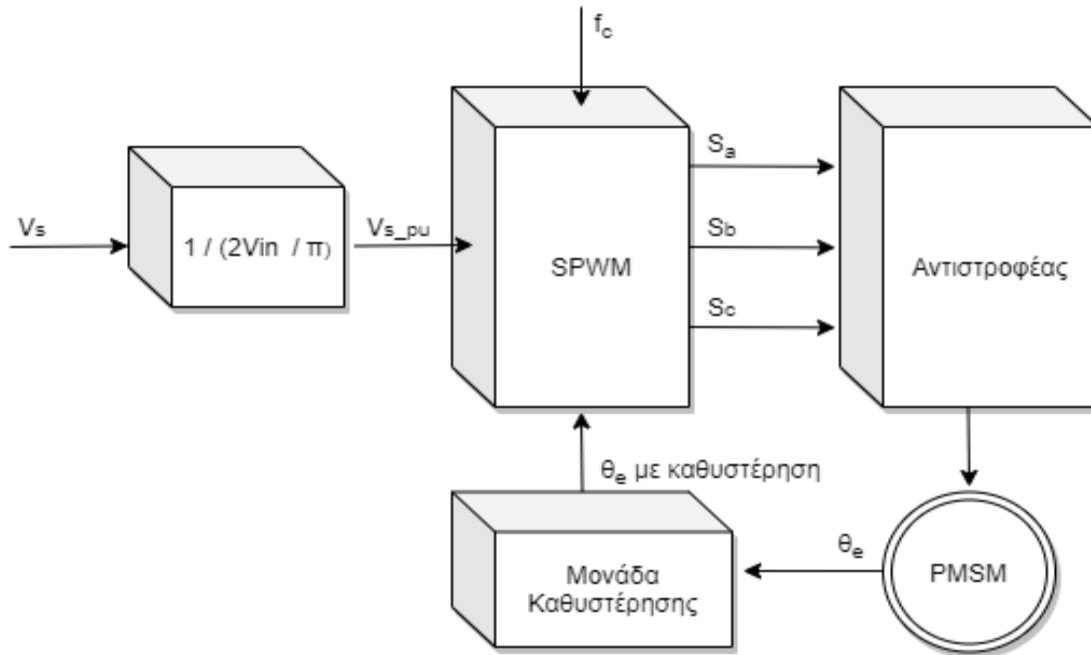
$$\frac{d\omega_e^*}{dt} = - \frac{P}{2J} (T_{en} + T_L) \quad (5.6)$$

,όπου T_{en} είναι η ονομαστική ηλεκτρομαγνητική ροπή.

5.3 Μοντέλο Αυτοελέγχου (Self-Control Model)

Όπως έγινε αντιληπτό στην ανάλυση της προηγούμενης ενότητας, ο βαθμωτός έλεγχος V_s/f_s ανοιχτού βρόχου είναι ακατάλληλος για τις εξελιγμένες εφαρμογές των τελευταίων ετών που απαιτούν υψηλή ακρίβεια και ευστάθεια όχι μόνο στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αλλά και στα μεταβατικά φαινόμενα. Αυτός ήταν ο βασικός λόγος που οδήγησε στην ανάπτυξη νέων μεθόδων ελέγχου που προσφέρουν μεγαλύτερη ευστάθεια και καλύτερη απόκριση. Ένας από αυτούς προκύπτει από απλή τροποποίηση της αρχικής τεχνικής μετατρέποντας την σε βαθμωτό έλεγχο κλειστού βρόχου ή αλλιώς μοντέλο αυτοελέγχου.

Στο Σχήμα 5.6 φαίνεται το διάγραμμα του συστήματος αυτού: [\[4\]](#)



Σχήμα 5.6: Δομικό Διάγραμμα Αυτοελέγχου

Η διαφορά της τεχνικής αυτής συγκριτικά με την τεχνική βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου είναι η είσοδος, η οποία στην προκειμένη περίπτωση είναι η τάση τροφοδοσίας V_s αντί για τη συχνότητα. Η ταχύτητα και η ηλεκτρική γωνία του διανύσματος χώρου λαμβάνονται απευθείας από την ηλεκτρική μηχανή μέσω κυκλώματος ανάδρασης. Έπειτα γίνεται η διαμόρφωση ημιτονοειδούς εύρους παλμών αφού δίνονται το σήμα αναφοράς 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 γίνεται δυνατή η προσέγγιση της μέγιστης ροπής ανά αμπέρ.

Βεβαίως, η τεχνική αυτοελέγχου δεν είναι σε θέση να λύσει όλα τα προβλήματα του βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου, εφόσον ναι μεν διορθώνει το πρόβλημα αστάθειας που έχει η προηγούμενη τεχνική, όμως δεν κάνει την αποσύζευξη των εξισώσεων ροπής και ροής της μηχανής. Αυτό έχει ως άμεση συνέπεια την πολύ χαμηλή απόκριση του ελέγχου σε μεταβατικά φαινόμενα, γεγονός που έχει περιορίσει σήμερα την χρήση της τεχνικής αυτοελέγχου.

5.4 Διανυσματικός Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου (Field Oriented Control)

Το βασικό στοιχείο που δεν είχαν καταφέρει να λύσουν όλες οι προαναφερθείσες τεχνικές ελέγχου είναι η γρήγορη απόκριση στην μεταβατική κατάσταση. Αυτό αποτελούσε την κύρια αιτία για την ευρεία χρήση των μηχανών συνεχούς ρεύματος σε εφαρμογές με υψηλές απαιτήσεις για συχνές μεταβολές ταχύτητας. Οι ηλεκτρικές μηχανές

DC είχαν ένα σημαντικό πλεονέκτημα, τη δυνατότητα ανεξάρτητου ελέγχου ροής και ροπής. [4]

Στην αναζήτηση νέων τεχνικών ελέγχου των AC μηχανών για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, αναπτύχθηκε το 1971 η μέθοδος διανυσματικού ελέγχου, γνωστή ως έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC). Με την χρήση προηγμένων μικροελεγκτών, επεξεργαστών ψηφιακού σήματος (DSPs), αισθητήρων και ηλεκτρονικών ισχύος αυτή η τεχνική ελέγχου κατέστησε τους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος καλή επιλογή για εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων. Η μέθοδος αυτή επιτρέπει τον έλεγχο της μαγνητικής ροής και της ροπής μιας μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος, με τρόπο παρόμοιο με αυτό του ελέγχου των μηχανών DC.

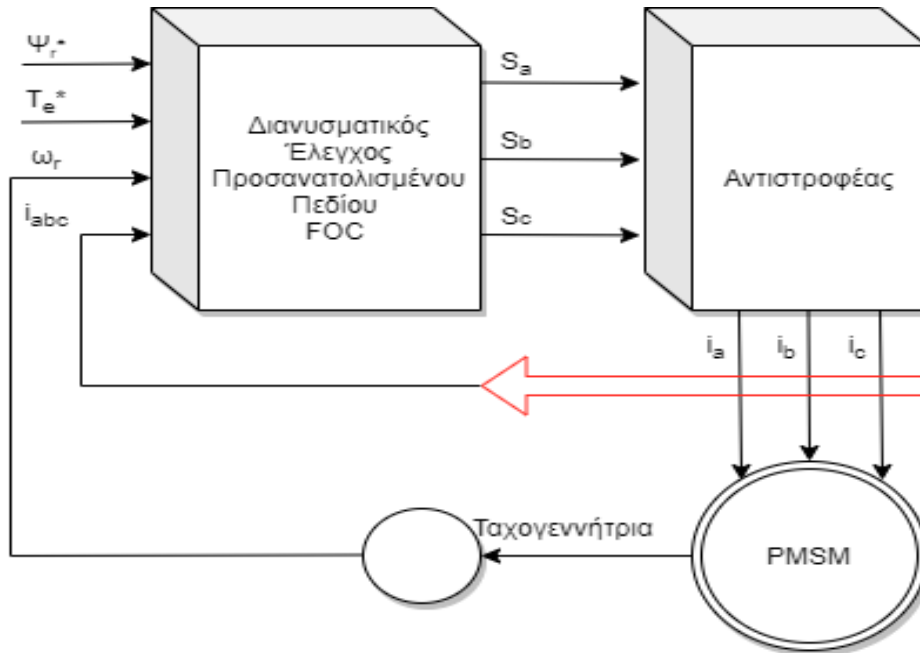
Συγκεκριμένα, ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου κάνει την αποσύζευξη των εξισώσεων της ροπής και της ροής του κινητήρα, έτσι είναι δυνατός ο ανεξάρτητος έλεγχος των δύο μεγεθών της μηχανής. Η διαδικασία αυτή επιτυγχάνεται με το μετασχηματισμό του διανύσματος του ρεύματος από το στατό σύστημα αναφοράς α - β , στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d - q . Με αυτόν τον τρόπο, το διάνυσμα ροής που παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες βρίσκεται πάντα πάνω στον ευθύ άξονα d (d -axis).

Όπως φαίνεται και στα παρακάτω διαγράμματα διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, ο έλεγχος μπορεί να χωριστεί σε δυο τμήματα βάσει της ανάλυσης του ρεύματος του στάτη. Οι συνιστώσες αυτές είναι η είσοδος ρεύματος ροπής I_{sq} και η είσοδος ρεύματος ροής I_{sd} , οι οποίες δεν σχετίζονται μεταξύ τους. Σε αναλογία με της μηχανές συνεχούς ρεύματος, το ρεύμα που παράγει τη ροπή I_{sq} αντιστοιχεί στο ρεύμα οπλισμού, ενώ το ρεύμα ροής I_{sd} αντιστοιχεί στο ρεύμα διέγερσης. Συνεπώς, ο στόχος του συστήματος ελέγχου είναι η παραγωγή των σημάτων αναφοράς I_{sq_ref} , I_{sd_ref} από το απαιτούμενο σήμα ροπής.

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης χρησιμοποιούν κατά κόρον αυτήν την τεχνική ελέγχου σήμερα κυρίως όταν απαιτείται υψηλή ακρίβεια, ευστάθεια και καλή συμπεριφορά στην μεταβατική κατάσταση.

Το βασικό μειονέκτημα της συγκεκριμένης τεχνικής ελέγχου, το οποίο γίνεται αντιληπτό στην περίπτωση χρήσης της σε έναν ηλεκτρικό κινητήρα επαγωγής, είναι η ευαισθησία που παρουσιάζει στις μεταβολές της αντίστασης του δρομέα. Η μεταβολή αυτή μπορεί να προκληθεί από διαφορετικούς παράγοντες μετά από αρκετή χρήση της μηχανής, όπως αλλαγές στη θερμότητα στο εσωτερικό της μηχανής, απώλειες δινορρευμάτων είτε λόγω του επιδερμικού φαινομένου. Ως αποτέλεσμα το κύκλωμα ελέγχου δεν θα είναι πια ρυθμισμένο στις πραγματικές παραμέτρους, έτσι το προσανατολισμένο πεδίο δεν θα είναι ορθό, αλλά ανακριβές και συνεπώς οι επιδόσεις θα είναι χαμηλότερες

Παρακάτω φαίνεται το διάγραμμα του γενικού διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο:



Σχήμα 5.7: Γενικό Διάγραμμα Διανυσματικού Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου

.Ο τρόπος παραγωγής των σημάτων αναφοράς I_{sq_ref} και I_{sd_ref} δεν είναι μοναδικός, αλλά εξαρτάται κάθε φορά από τη στρατηγική που χρησιμοποιείται. Υπάρχουν αρκετές στρατηγικές ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, μεταξύ των οποίων οι βασικές αναφέρονται παρακάτω:

- Έλεγχος σταθερής γωνίας ροπής (Constant Torque Angle – CTA)
- Έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ampere (Maximum Torque per Ampere - MTPA)
- Έλεγχος σταθερής ροής στάτη (Constant Stator Flux - CSF)
- Έλεγχος μοναδιαίου συντελεστή ισχύος (Unity Power Factor – UPF)

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

$$T_e = \frac{3}{2} P (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (5.7)$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται εύκολα ότι το ρεύμα ροής i_d κάνει το σύστημα λιγότερο αποδοτικό, διότι όχι μόνο προσθέτει ρεύμα χωρίς να αυξάνει την ροπή εξόδου της ηλεκτρικής μηχανής, αλλά σε περίπτωση που είναι θετικό μειώνει την τελική ροπή της μηχανής. Συνεπώς, μπορεί να γίνει σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας αν τεθεί το ρεύμα ροής στο μηδέν ($I_{sd_ref} = 0$). Ο συγκεκριμένος έλεγχος ονομάζεται έλεγχος σταθερής γωνίας ροπής (CTA) και για πολλά χρόνια ήταν η πιο διαδεδομένη στρατηγική ελέγχου, λόγω της απλότητας και της απόδοσής της. Ωστόσο, η τεχνική αυτή ήταν κατάλληλη αποκλειστικά για τον έλεγχο σύγχρονων κινητήρων επιφανειακών μονίμων μαγνητών, όπου δεν υπάρχει εκτυπότητα με συνέπεια η μέγιστη ροπή να επιτυγχάνεται όταν το διάνυσμα της ροπής είναι κάθετο με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα.

Παρόλα αυτά, στις σύγχρονες μηχανές εμφυτευμένων μονίμων μαγνητών η μέγιστη ροπή παράγεται για γωνία ροπής μεγαλύτερη των 90° , λόγω της ύπαρξης ροπής αντίδρασης, που είναι αποτέλεσμα της εκτυπότητας, πράγμα που σημαίνει ότι το I_{sd_ref} πρέπει να λάβει αρνητικές τιμές. Επιπλέον, 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 (ΜΤΡΑ). Η σχέση της ροπής του κινητήρα που προκύπτει σε αυτή την περίπτωση είναι η εξής:

$$T_e = \frac{3}{2} P * \Psi_d * i_q \quad (5.8)$$

Φαίνεται ότι πλέον η ηλεκτρομαγνητική ροπή της ηλεκτρικής μηχανής εξαρτάται από το ρεύμα εγκάρσιου άξονα, αλλά όχι απολύτως, καθώς ο όρος Ψ_d περιέχει μέσα του το ρεύμα ορθού άξονα όπως φαίνεται στους παρακάτω τύπους:

$$\Psi_d = \Psi_m + L_d i_d \quad (5.9)$$

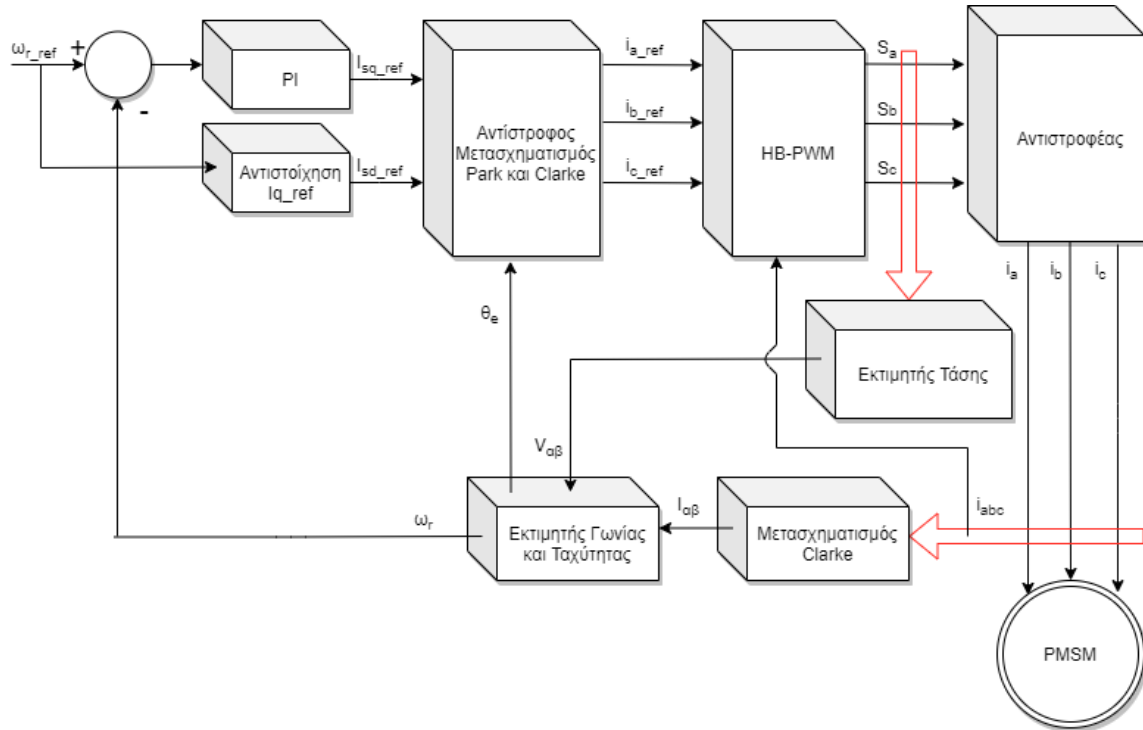
$$\Psi_q = L_q i_q \quad (5.10)$$

, οι οποίοι έχουν αποδειχθεί στο 3^ο κεφάλαιο.

Στη συνέχεια αναλύονται οι δυο βασικοί, μεταξύ άλλων, τρόποι υλοποίησης διανυσματικού ελέγχου ρεύματος με προσανατολισμένο πεδίο. Ο πρώτος είναι ο διανυσματικός έλεγχος με διαμόρφωση ζώνης υστέρησης (HB-PWM) και δεύτερος ο διανυσματικός έλεγχος με διαμόρφωση χωρικών διανυσμάτων (SVPWM) και χρήση PI ελεγκτών.

Ο έλεγχος HB-PWM, 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. Η υλοποίηση του ελέγχου αυτού είναι σχετικά απλή λόγω της χρήσης μόνο ενός ελεγκτή PI αποκλειστικά για τον έλεγχο της ταχύτητας του συστήματος. Παρόλα αυτά, όπως έχει εξηγηθεί και σε προηγούμενο κεφάλαιο, ο συγκεκριμένος έλεγχος έχει μερικά σημαντικά μειονεκτήματα, όπου το βασικότερο είναι η μεταβλητή και απρόβλεπτη συχνότητα διαμόρφωσης, η οποία εξαρτάται κυρίως από το εύρος της ζώνης υστέρησης και τις παραμέτρους της μηχανής. Επιπλέον, απαιτείται μέτρηση ρεύματος από τις τρεις φάσεις και συνεπώς τρεις ανεξάρτητοι ελεγκτές υστέρησης ρεύματος που αυξάνουν το κατασκευαστικό κόστος. Γενικά, 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. Επομένως, η τεχνική διανυσματικού ελέγχου με ζώνη υστέρησης θα μπορούσε να είναι μια καλή επιλογή σε εφαρμογές όπου δεν είναι απαραίτητη η υψηλή ποιότητα ρεύματος. Παρακάτω φαίνεται το δομικό διάγραμμα του ελέγχου με ζώνη

υστέρησης, όπου μπορούν να παρατηρηθούν τα βασικά δομικά στοιχεία που αναλύθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο:

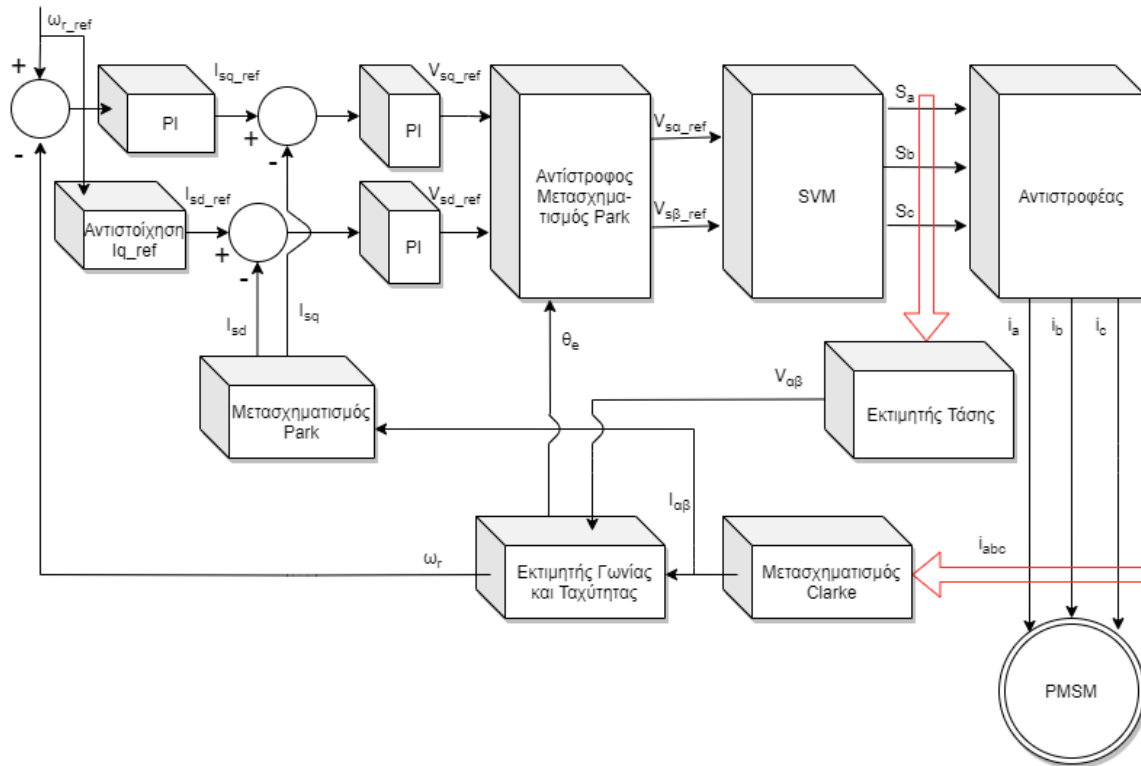


Σχήμα 5.8: Δομικό Διάγραμμα Ελέγχου με Διαμόρφωση Ζώνης Υστέρησης HB-PWM

Η δεύτερη υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου με διαμόρφωση χωρικών διανυσμάτων είναι σαφώς πιο περίπλοκη από αυτή με ζώνη υστέρησης διότι χρησιμοποιεί δυο επιπλέον PI ελεγκτές για την σύγκριση των ρευμάτων ορθού I_{sd} και εγκάρσιου I_{sq} άξονα, εκτός από τον PI για τον έλεγχο της ταχύτητας. Συνεπώς, ο συνολικός αριθμός των PI ελεγκτών που χρειάζονται είναι τρία, έτσι το σύστημα γίνεται πιο πολύπλοκο και το κατασκευαστικό κόστος είναι μεγαλύτερο. Στη συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου, η έξοδος του ελεγκτή ταχύτητας υποδεικνύει την απαιτούμενη ροπή της μηχανής, άρα αποτελεί ουσιαστικά την αναφορά του εγκάρσιου ρεύματος I_{sq_ref} . Με την σειρά τους, οι έξοδοι των δύο ελεγκτών των ρευμάτων αποτελούν τις τάσεις αναφοράς του ορθού V_{sd_ref} και εγκάρσιου V_{sq_ref} άξονα.

Εάν η ταχύτητα αυξηθεί βηματικά, ο ελεγκτής ταχύτητας θα έχει ως έξοδο ένα αυξημένο ρεύμα εγκάρσιου άξονα το οποίο όπως αναφέρθηκε πιο πάνω είναι ανάλογο της ροπής. Συνεπώς, στην προκειμένη περίπτωση η ηλεκτρική μηχανή αρχικά θα επιταχύνει έως ότου η ταχύτητα της μηχανής γίνει ίση με την ταχύτητα αναφοράς και έπειτα το ρεύμα εγκάρσιου άξονα θα μειωθεί ώστε η τιμή του να αρκεί για την κάλυψη της ροπής του φορτίου μαζί με τις απώλειες τριβών. Το ρεύμα ορθού άξονα από την άλλη ρυθμίζεται ανάλογα με την επιθυμητή λειτουργία κινητήρα, όπως αναλύθηκε προηγουμένως. Συγκεκριμένα, το ρεύμα αυτό 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 εξασθένιση πεδίου στην περίπτωση που η υψηλή ταχύτητα δρομέα είναι το βασικό απαιτούμενο του ελέγχου.



Σχήμα 5.9: Δομικό Διάγραμμα Ελέγχου με Διαμόρφωση Χωρικών Διανυσμάτων SV-PWM

5.5 Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής (Direct Torque Control - DTC)

Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής ή αλλιώς άμεσος αυτοέλεγχος αναπτύχθηκε την δεκαετία του 1980 και είναι μια απλοποιημένη μορφή του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC), η οποία δεν έχει βρόχους ελέγχου ρεύματος και είναι προσανατολισμένη στο πεδίο του στάτη. Στην τεχνική αυτή, με βάση τα σφάλματα ανάμεσα στα σήματα αναφοράς και τις εκτιμώμενες τιμές της ροπής και της ροής, είναι δυνατό να ελεγχθούν άμεσα οι καταστάσεις του αντιστροφέα χωρίς την ύπαρξη εσωτερικού βρόχου ελέγχου του ρεύματος. Επίσης, η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής και η μαγνητική ροή του στάτη ελέγχονται ταυτόχρονα χρησιμοποιώντας την βέλτιστη επιλογή φάσεων του αντιστροφέα, η οποία γίνεται με βάση έναν πίνακα για το επιθυμητό διάνυσμα τάσης τροφοδοσίας. Η βασική ιδέα του ελέγχου προκύπτει από την διανυσματική εξίσωση τάσεων του κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \quad (5.11)$$

Υποθέτοντας ότι η ωμική πτώση τάσης στην αντίσταση του στάτη είναι αρκετά μικρή ώστε να μπορεί να παραληφθεί, η εξίσωση της ροής του στάτη παίρνει την ακόλουθη μορφή:

$$\bar{\Psi}_s = \int \bar{V}_s dt \quad (5.12)$$

Βάσει της παραπάνω σχέσης παρατηρείται ότι ο έλεγχος του διανύσματος ροής επηρεάζεται άμεσα από το διάνυσμα τάσης του στάτη. Με την χρήση του κλασσικού τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης για την παροχή ρεύματος στην μηχανή προκύπτουν έξι μη μηδενικά και δυο μηδενικά διανύσματα τάσης, όπως αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Τα ενεργά διανύσματα επηρεάζουν το μέτρο και τη γωνία του διανύσματος ροής του στάτη, ενώ τα μηδενικά διανύσματα το σταματούν.

Το πλεονέκτημα της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής είναι η απλότητα της στην εφαρμογή και η ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά. Όπως φαίνεται και στα παρακάτω δομικά διαγράμματα, οι είσοδοι του συστήματος είναι η επιθυμητή τιμή του μέτρου της ροής του στάτη $|\bar{\Psi}_s^*$ και η επιθυμητή τιμή ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e^* , οι οποίες συγκρίνονται με τις εκτιμώμενες τιμές. Επίσης, γίνεται μέτρηση των τάσεων και ρευμάτων της μηχανής για κάθε φάση, οι οποίες μετασχηματίζονται στο διφασικό στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha - \beta$.

Υπάρχουν δυο βασικές κατηγορίες με τις οποίες μπορεί να υλοποιηθεί ο άμεσος έλεγχος ροπής. Αυτές είναι ο άμεσος έλεγχος ροπής με διαμόρφωση χωρικού διανύσματος SVM (DTC-SVM) και ο άμεσος έλεγχος ροπής με υστέρηση (ST-DTC). Το βασικό πλεονέκτημα της τεχνικής με SVM σε σχέση με την υλοποίηση με υστέρηση είναι η σταθερή διακοπτική συχνότητα, η οποία βελτιώνει τις επιδόσεις του συστήματος, μειώνει τις ταλαντώσεις ροπής και πεδίου, καθώς επίσης προσφέρει αξιόπιστη εκκίνηση και λειτουργία σε χαμηλές στροφές. Για την σωστή λειτουργία του εκτιμητή του ελέγχου SVM και την αξιόπιστη τιμή της μαγνητικής ροής και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι απαραίτητη η γνώση της τιμής της αντίστασης του στάτη, διότι η ακρίβεια των εκτιμήσεων είναι αναγκαίο προαπαιτούμενο για την ορθή λειτουργία του συστήματος [25].

Μια λεπτομερή ανάλυση της τεχνικής άμεσου ελέγχου με SVM ξεκινάει από τις γνωστές σχέσεις που περιγράφουν την ενεργό ισχύ και την ηλεκτρομαγνητική ροπή βάσει του ισοδύναμου κυκλώματος της σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής:

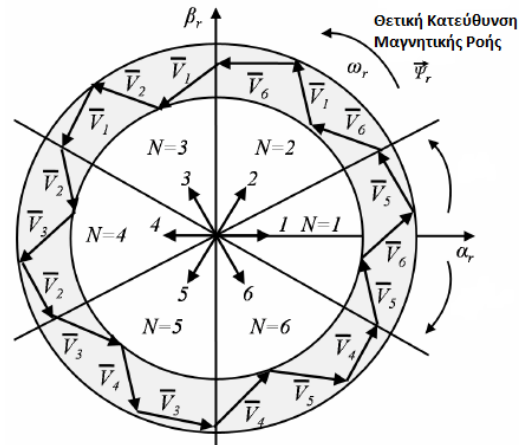
$$P_i = \frac{VE_f}{X_s} \sin \delta \quad (5.13)$$

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{P_i}{\omega_e} = 3 \frac{P}{2} \frac{|V||E_f|}{\omega_e X_s} \sin \delta = 3 \frac{P}{2} \frac{|\Psi_s||\Psi_r|}{L_s} \sin \delta \quad (5.14)$$

Από την σχέση αυτή είναι ξεκάθαρο ότι το βασικό στοιχείο από το οποίο εξαρτάται η ισχύς και η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα είναι η γωνία ροπής δ , η οποία ορίζεται ως η γωνία μεταξύ των μαγνητικών πεδίων του στάτη και του δρομέα.

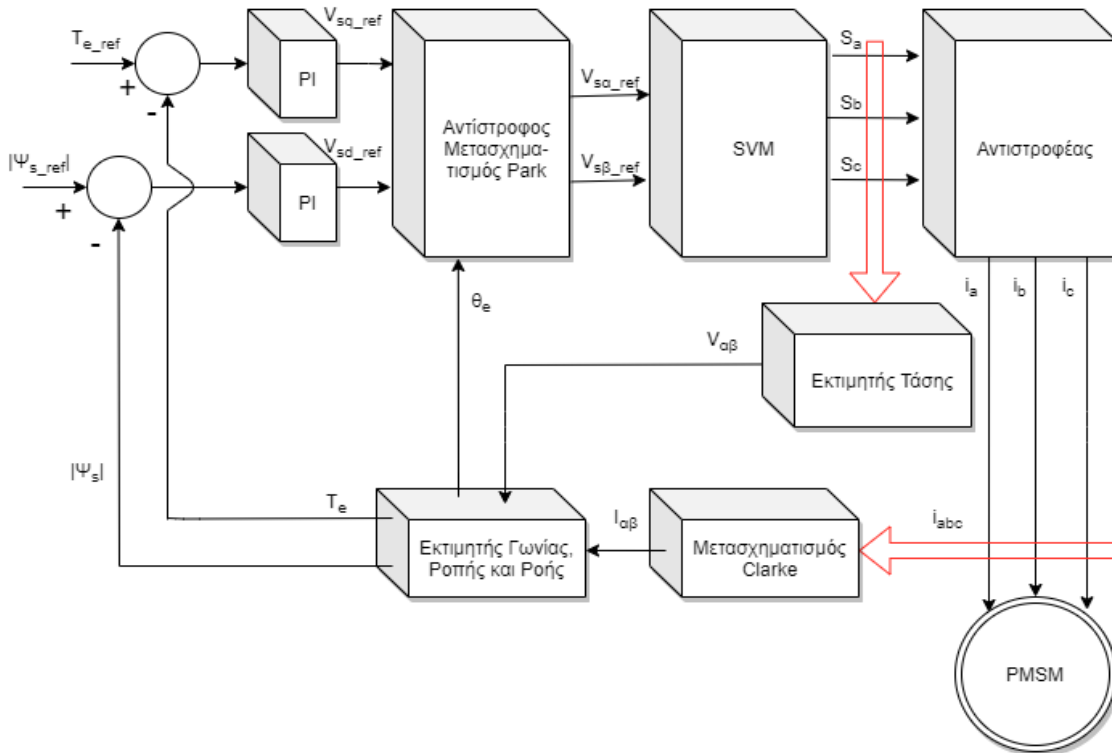
Μεταβάλλοντας την μαγνητική ροή του στάτη με ταυτόχρονη διατήρηση της ροής του δρομέα σε σταθερή τιμή, η μεταβολή της ροπής εκφράζεται ως εξής:

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



Σχήμα 5.10: Η μεταβολή του χωρικού διανύσματος τάσης του στάτη [2]

Επομένως, διαπιστώνουμε ότι η μεταβολή του χωρικού διανύσματος του στάτη μεταβάλλει την μαγνητική ροή του στάτη, διότι η αντίσταση του στάτη θεωρείται αμελητέα. Το δομικό διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροπής με SVM παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα, όπου φαίνονται όλα τα βασικά στοιχεία της συγκεκριμένης υλοποίησης:



Σχήμα 5.11: Δομικό Διάγραμμα Άμεσου Ελέγχου Ροπής SVM-DTC

Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής με υστέρηση (ST-DTC) ακολουθεί διαφορετική μέθοδο για τον υπολογισμό της τάσης αναφοράς. Σε αυτή την περίπτωση το σήμα αναφοράς της ροής $|\bar{\Psi}_s^*|$ και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e^* συγκρίνονται με τις πραγματικές τιμές $|\bar{\Psi}_s|$ και T_e σε δυο ελεγκτές υστέρησης δυο επιπέδων.

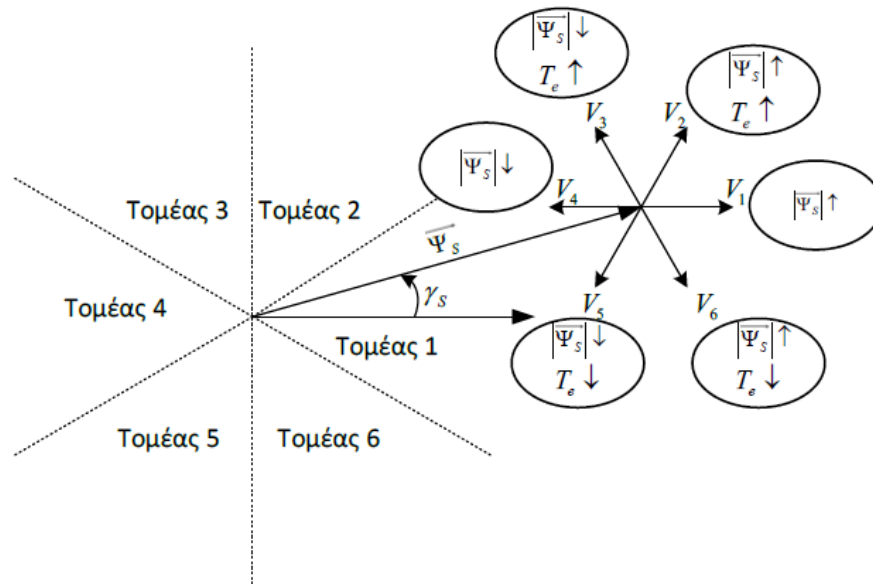
Τα σήματα ελέγχου του ελεγκτή ροής ορίζονται ως:

- $d_\psi = 1$ (αύξηση ροής) όταν $|\bar{\Psi}_s| > |\bar{\Psi}_s^*| + H_\psi$
- $d_\psi = 0$ (μείωση ροής) όταν $|\bar{\Psi}_s| < |\bar{\Psi}_s^*| - H_\psi$

Τα σήματα ελέγχου του ελεγκτή ροπής ορίζονται ως:

- $d_T = 1$ (αύξηση ροπής) όταν $T_e > T_e^* + H_T$
- $d_T = 0$ (μείωση ροπής) όταν $T_e < T_e^* - H_T$

Οι δυαδικές μεταβλητές d_ψ , d_T και η γωνία της ροής γ_s καθορίζουν την επιλογή των διανυσμάτων τάσης με βάση τον πίνακα διακοπτικών καταστάσεων. Ο διανυσματικός χώρος μπορεί να χωριστεί σε έξι συμμετρικούς τομείς, σύμφωνα με τα μη μηδενικά διανύσματα τάσης, όπως έχει αναλυθεί σε προηγούμενη ενότητα. Σε κάθε τομέα, τα δυο γειτονικά διανύσματα τάσης που δίνουν την ελάχιστη διακοπτική συχνότητα επιλέγονται για να αυξήσουν ή να μειώσουν το μέτρο της ροής του στάτη και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Ο πίνακας επιλογής των διανυσμάτων τάσης δημιουργήθηκε σύμφωνα με τη λογική που αναπτύσσεται παρακάτω και παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα.



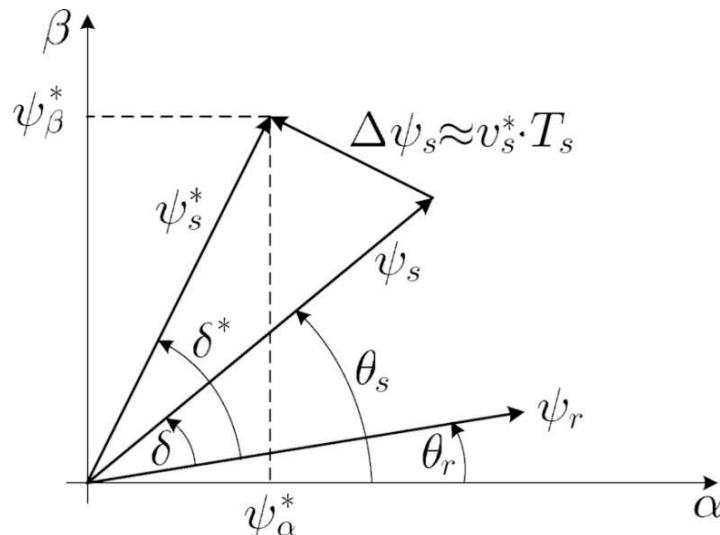
Σχήμα 5.12: Επιδράσεις των διανυσμάτων τάσης στον πρώτο τομέα στην ροή του στάτη και στην ροπή

Όταν το διάνυσμα ροής του στάτη $\bar{\Psi}_s$ βρίσκεται στον πρώτο τομέα και κινείται δεξιόστροφα, τότε θα χρησιμοποιηθούν τα διανύσματα \bar{V}_2 , \bar{V}_3 για την αύξηση της ροπής ($d_T = 1$), ενώ για την μείωση της ροπής ($d_T = 0$) θα χρησιμοποιηθούν τα δυο αντίθετα διανύσματα.

Ροή	Ροπή	Τομέας 1	Τομέας 2	Τομέας 3	Τομέας 4	Τομέας 5	Τομέας 6
$d_\psi = 1$	$d_T = 1$	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1
	$d_T = 0$	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0
$d_\psi = 0$	$d_T = 1$	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2
	$d_T = 0$	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7

Πίνακας 5.1: Πίνακας διακοπτικών καταστάσεων για άμεσο έλεγχο ροπής με ενεργά και μηδενικά διανύσματα

Γενικά, ο άμεσος έλεγχος ροπής κρατάει σταθερό το πλάτος του διανύσματος της μαγνητικής ροής $|\bar{\Psi}_s^*|$ σε κάποιο εύρος, που αντιστοιχεί στην λειτουργία CFS, τροφοδοτώντας με ένα μόνο χωρικό διάνυσμα τάσης και λαμβάνοντας υπόψη την ροπή αναφοράς που καθορίζει την μεταβολή της γωνίας δ . Ωστόσο, ο άμεσος έλεγχος ροής μπορεί να εφαρμόσει όλες τις στρατηγικές που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο (CTA, MTPA, CTS, UPF) με διαφορετικό υπολογισμό του σήματος αναφοράς της ροής του στάτη σε κάθε περίπτωση. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται και η μεταβολή του διανύσματος μαγνητικής ροής στάτη που ακολουθεί την κατεύθυνση του χωρικού διανύσματος τάσης:



Σχήμα 5.13: Διανύσματα της ροής στάτη αναφοράς και των πραγματικών ρών στάτη και δρομέα. [2]

5.6 Προβλεπτικός Έλεγχος (Predictive Control)

Ο προβλεπτικός έλεγχος είναι μια τεχνική έλεγχου που λειτουργεί σε διακριτά βήματα. Η βασική αρχή της συγκεκριμένης κατηγορίας ελέγχου είναι η χρήση μοντέλου του προς οδήγηση συστήματος για την πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των

μεταβλητών που πρέπει να ελεγχθούν (π.χ. ρεύμα). Μπορούν να διακριθούν διάφοροι τύποι προβλεπτικού ελέγχου, οι οποίοι διαφέρουν στα κριτήρια που χρησιμοποιούν για την απόκτηση της επιθυμητής επίδοσης, μεταξύ των οποίων οι τέσσερις βασικοί είναι:

- Προβλεπτικός Έλεγχος βασισμένος στην τροχιά (Trajectory-based)
- Προβλεπτικός Έλεγχος βασισμένος στην υστέρηση (Hysteresis-based)
- Προβλεπτικός Έλεγχος βασισμένος σε μοντέλο (Model-based Predictive Control)
- Προβλεπτικός Έλεγχος Deadbeat

Ο τρόπος λειτουργίας του προβλεπτικού ελέγχου Trajectory-based είναι αρκετά απλός και βασίζεται στην δυνατότητα της μεταβλητής προς έλεγχο να ακολουθεί τη διαδρομή μιας προκαθορισμένης τροχιάς. Από την άλλη, ο προβλεπτικός έλεγχος ο οποίος βασίζεται στην υστέρηση (Hysteresis-based) διατηρεί τον έλεγχο μεταβλητό στα όρια μιας υστέρησης δεδομένου εύρους. Στον έλεγχο αυτό, ο ελεγκτής αποτελείται από δύο επίπεδα στην πιο απλή του μορφή. Τα κύρια πλεονεκτήματα του ελέγχου με υστέρηση είναι η εύκολη εφαρμογή του και η γρήγορη αντίδραση, αλλά το σημαντικό του μειονέκτημα είναι η μεταβλητή και υψηλή συχνότητα.

Ο προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε μοντέλο (MPC) ακολουθεί διαφορετική τεχνική χρησιμοποιώντας μια συνάρτηση κόστους, η οποία λαμβάνει υπόψη όλες τις παραμέτρους της μηχανής και τις απαιτήσεις ελέγχου. Σε κάθε βήμα ο σκοπός αυτού του ελέγχου είναι η ελαχιστοποίηση αυτής της συνάρτησης. Αν και γενικά ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου μπορεί να εφαρμοστεί είτε σε συνεχές είτε σε διακριτό σει ελέγχου, στην συγκεκριμένη ενότητα θα αναλυθεί μόνο η διακριτή περίπτωση, η οποία αναφέρεται ως DS-MPC, διότι έχει μεγαλύτερο ενδιαφέρον σε σύγχρονες εφαρμογές. Ο DS-MPC, αντίθετα με τον Deadbeat έλεγχο, δεν χρειάζεται στάδιο διαμόρφωσης SVPWM. Αυτός ο έλεγχος θεωρεί ένα πεπερασμένο σει ενεργειών, οι οποίες αντιστοιχούν στις οχτώ πιθανές διακοπτικές καταστάσεις τους αντιστροφέα που έχουν αναλυθεί σε προηγούμενη ενότητα. Τα οχτώ διανύσματα τάσης λαμβάνονται υπόψη σε κάθε διακοπτική περίοδο, υπολογίζεται η επίδρασή τους στην συνάρτηση κόστους και εν τέλει επιλέγεται ο συνδυασμός που την ελαχιστοποιεί για την συγκεκριμένη διακοπτική περίοδο. Ένα μειονέκτημα του DS-MPC είναι η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, εφόσον αυτή παράγεται άμεσα από τον ελεγκτή. Η ύπαρξη μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας δυσκολεύει διάφορες φάσεις σχεδιασμού του συνολικού συστήματος, όπως για παράδειγμα την σωστή διαστασιολόγηση ενός παθητικού φίλτρου ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης.

Η τέταρτη επιλογή είναι ο deadbeat έλεγχος, ο οποίος χρησιμοποιεί και πάλι ένα μοντέλο για το σύστημα, έτσι ώστε το ρεύμα αναφοράς να επιτυγχάνεται στην επόμενη περίοδο δειγματοληψίας, υπολογίζοντας την απαιτούμενη τάση που πρέπει να εφαρμοστεί σε κάθε περίοδο. Ο έλεγχος αυτός δίνει γρήγορη δυναμική αντίδραση, αλλά είναι συχνά ευαίσθητος σε σφάλματα στις παραμέτρους του μοντέλου, στις μη γραμμικότητες του αντιστροφέα και στη συνολική καθυστέρηση του συστήματος, στοιχεία που μπορούν να μειώσουν την επίδοσή του. Για την βελτίωση των επιδόσεων και την αντιστάθμιση των

παραπάνω προβλημάτων μπορούν να εφαρμοστούν διάφορες μέθοδοι εξισορρόπησης, όπως το delay compensation και το dead-time compensation. Με την χρήση των τεχνικών αυτών, ο deadbeat έλεγχος αποκτά πολύ καλή απόδοση και επίδοση, διότι η ποιότητα του ρεύματος είναι αρκετά καλή με πολύ χαμηλή παραμόρφωση, η ταχύτητα έχει πολύ μικρές κυματώσεις στην μόνιμη κατάσταση και πολύ καλή δυναμική απόκριση στα μεταβατικά φαινόμενα, ενώ η ροπή έχει μεγάλη ευστάθεια και ακρίβεια. [11] [4]

Τα τελευταία χρόνια έχουν κεντρίσει το ενδιαφέρον των μηχανικών και έχουν ερευνηθεί εκτεταμένα ως προς την επίδοσή τους και την ευαισθησία τους στις εκτιμώμενες τιμές των παραμέτρων οι δυο προαναφερθείσες τεχνικές ελέγχου, ο deadbeat έλεγχος και ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου. Η μεγάλη εξέλιξη των ενσωματωμένων υπολογιστικών συστημάτων μας δίνει την δυνατότητα να εκμεταλλευτούμε την απλότητα, την ευελιξία και τις υψηλές επιδόσεις των συγκεκριμένων τεχνικών. Για αυτόν τον λόγο, στη συνέχεια η ανάλυση επικεντρώνεται στη σύγκριση του deadbeat ελέγχου με τον προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου.

Αρχικά, πρέπει να τονιστεί ότι η βασική διαφοροποίηση του deadbeat ελέγχου σε σχέση με τον προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου είναι η χρήση ενός σταδίου διαμόρφωσης τάσης SVPWM. Έτσι, ο έλεγχος αυτός απαιτεί λιγότερη υπολογιστική ισχύ και παράγει σταθερή διακοπτική συχνότητα, εφόσον δεν προσπαθεί να βελτιστοποιήσει τη συνάρτηση κόστους για να πετύχει την ελάχιστη διακοπτική συχνότητα, όπως ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου. Παρόλα αυτά, ένα αξιοσημείωτο μειονέκτημα του deadbeat ελέγχου είναι η εφαρμογή υψηλότερου στρες στους ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα. Ωστόσο, έχει την δυνατότητα να συμπεριλάβει περιορισμούς και μη γραμμικότητες του πραγματικού συστήματος για καλύτερη εκτίμηση και υψηλότερη επίδοση. Δυστυχώς, η αρχική μικρή πολυπλοκότητα του απλού deadbeat ελέγχου μπορεί εύκολα να αυξηθεί πολύ στην προσπάθεια βελτίωσης των χαρακτηριστικών του.

Από την άλλη πλευρά, ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου, ο οποίος χρησιμοποιείται σήμερα σε ένα μεγάλο εύρος πρακτικών εφαρμογών, βασίζεται στην δημιουργία μιας συνάρτησης κόστους που θα λαμβάνει υπόψη όλες τις παραμέτρους και τους περιορισμούς του συστήματος. Μερικοί περιορισμοί που μπορούν να συμπεριληφθούν στους δύο τύπους προβλεπτικού ελέγχου (συνεχή και διακριτό) είναι το όριο της μέγιστης τάσης εξόδου του αντιστροφέα, το μέγιστο ρεύμα της ηλεκτρικής μηχανής κ.α. Εκτός από αυτό, η συνάρτηση κόστους μπορεί να σχεδιαστεί έτσι ώστε να επιτυγχάνει διαφορετικούς στόχους, όπως η ελαχιστοποίηση απωλειών, ελαχιστοποίηση διακοπτικής συχνότητας, μέγιστη δυνατή επίδοση και άλλα, σύμφωνα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Γίνεται δηλαδή αντιληπτό ότι η συνάρτηση κόστους αποτελεί το σημαντικότερο, καθώς επίσης και το πιο πολύπλοκο μέρος του προβλεπτικού ελέγχου μοντέλου. Αυτή η αυξημένη πολυπλοκότητα του προβλεπτικού ελέγχου απαιτεί όμως και μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύ.

Η τεχνική που χρησιμοποιείται για την κατασκευή της συνάρτησης κόστους του προβλεπτικού ελέγχου μοντέλου εξαρτάται προφανώς από την εκάστοτε εφαρμογή. Στην

περίπτωση των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών υπερισχύουν δύο βασικές περιπτώσεις, σύμφωνα με την συνολική ισχύ του συστήματος κίνησης. Στις εφαρμογές υψηλής ισχύος, η μείωση της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα είναι αρκετά σημαντική, ώστε να μειωθούν οι διακοπτικές απώλειες του συστήματος και να βελτιωθεί η συνολική απόδοση. Μια σωστά επιλεγμένη συνάρτηση κόστους στον προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου μπορεί να εξασφαλίσει τον ελάχιστο αριθμό διακοπτικών μεταβάσεων κατά τη μόνιμη κατάσταση και ταυτόχρονα να ελαχιστοποιεί το σφάλμα ελέγχου κατά τη μεταβατική λειτουργία, ώστε το σύστημα να παραμένει ευσταθές. Στην περίπτωση των σερβοκινητήρων μικρής ισχύος, όπου στόχος είναι η επίτευξη γρήγορων δυναμικών χαρακτηριστικών, η συνάρτηση κέρδους ρυθμίζεται ανάλογα.

5.6.1 Μοντέλο Διακριτού Χρόνου Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

Η υλοποίηση του προβλεπτικού ελέγχου (DS-MPC) απαιτεί την ανάπτυξη του μοντέλου διακριτού χρόνου της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, για το οποίο βασιζόμαστε στο δυναμικό μοντέλο $d - q$ που αναλύθηκε στο 3^ο κεφάλαιο και στη μηχανική εξίσωση κίνησης.

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q &= R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Psi_m + \omega_e L_d i_d \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L_d} u_d \quad (5.16)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q + \omega_e i_d + \frac{1}{L_q} u_q - \omega_e \frac{\Psi_m}{L_q} \quad (5.17)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να γραφούν σε διακριτή μορφή, με την παραδοχή ότι η περίοδο δειγματοληψίας είναι αρκετά μικρή ώστε η ταχύτητα να παραμένει σταθερή ανά δειγματοληψία. Για τον υπολογισμό της παραγωγού του ρεύματος χρησιμοποιείται η προσέγγιση Euler και έτσι προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$\frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} = -\frac{R}{L_d} i_d(k) + \omega_e i_q(k) + \frac{1}{L_d} u_d(k) \quad (5.18)$$

$$\frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} = -\frac{R}{L_q} i_q(k) + \omega_e i_d(k) + \frac{1}{L_q} u_q(k) - \omega_e \frac{\Psi_m}{L_q} \quad (5.19)$$

Αφού ξεχωρίσουμε τους όρους τις τρέχουσας και της επόμενης κατάστασης στις προηγούμενες σχέσεις προκύπτουν:

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_d}\right) i_d(k) + \omega_e T_s i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_d(k) \quad (5.20)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_q}\right) i_q(k) + \omega_e T_s i_d(k) + \frac{T_s}{L_q} u_q(k) - \omega_e \frac{\Psi_m T_s}{L_q} \quad (5.21)$$

Οι εξισώσεις (5.20) και (5.21) αποτελούν τις εξισώσεις κατάστασης διακριτού χρόνου του ηλεκτρικού συστήματος. Με ανάλογο τρόπο, ξεκινώντας από την εξίσωση κίνησης της μηχανής μπορούμε να καταλήξουμε και στις εξισώσεις του μηχανικού συστήματος:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + F \omega_m \Rightarrow$$

$$\omega_m(k+1) = \left(1 - \frac{BT_s}{J}\right) \omega_m(k) + \frac{T_s}{J} (T_e - T_L) \quad (5.22)$$

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω εξίσωση την γνωστή σχέση υπολογισμού της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (3.32):

$$T_e = \frac{3P}{2} \Psi_m * i_q$$

βρίσκουμε την τελική εξίσωση κατάστασης διακριτού χρόνου του μηχανικού συστήματος, όπου παρατηρείται η εξάρτηση από το ηλεκτρικό ρεύμα ροπής της τρέχουσας κατάστασης $i_q(k)$.

$$\omega_m(k+1) = \left(1 - \frac{BT_s}{J}\right) \omega_m(k) + \frac{3T_s P \Psi_m}{2J} i_q(k) + \frac{T_s}{J} T_L(k) \quad (5.23)$$

5.6.2 Προβλεπτικός Έλεγχος PWM (Deadbeat Control)

Ο PWM προβλεπτικός έλεγχος χρησιμοποιεί το διακριτό μοντέλο σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών που αναλύθηκε πιο πάνω και προσπαθεί να δημιουργήσει το διάνυσμα τάσης που απαιτείται με παρόμοιο τρόπο όπως ο διανυσματικός έλεγχος. Η βασική διαφοροποίηση έγκειται στην χρήση του διακριτού μοντέλου ώστε να στείλει το διάνυσμα αναφοράς τάσης στον διαμορφωτή SVPWM, αντί για τους ελεγκτές PI που χρησιμοποιεί ο διανυσματικός έλεγχος. Το μοντέλο που χρησιμοποιείται δεν διαφέρει σημαντικά από αυτό που εξηγήθηκε, με μοναδική διαφορά το γεγονός ότι το μελλοντικό ρεύμα ορθού άξονα $i_d(k+1)$ και εγκάρσιου άξονα $i_q(k+1)$ είναι τα ρεύματα αναφοράς που δίνονται στην είσοδο του συστήματος. Άρα ισχύει:

$$i_d(k+1) = I_{sdref} \quad (5.24)$$

$$i_q(k+1) = I_{sqref} \quad (5.25)$$

Συνεπώς, οι τάσεις που στέλνονται στον διαμορφωτή SVPWM είναι οι ακόλουθες:

$$u_d(k) = R_s i_d(k) + L_s \frac{I_{sdref} - i_d(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_q(k) \quad (5.26)$$

$$u_q(k) = R_s i_q(k) + L_s \frac{I_{sqref} - i_q(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_d(k) + \omega_e \Psi_m \quad (5.27)$$

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, για τον λόγο αυτό θα πρέπει να γίνεται ο υπολογισμός των μεγεθών δύο δειγματοληψίες στο μέλλον. Οι σχέσεις που χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση των ρευμάτων την χρονική στιγμή t_{k+1} βάσει των τάσεων που εφαρμόζονται σε πραγματικό χρόνο t_k δείχθηκαν παραπάνω στο μοντέλο διακριτού χρόνου της σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής. Εν συνεχεία γίνεται ο υπολογισμός των τάσεων που θα εφαρμοστούν σε δυο περιόδους δειγματοληψίας:

$$u_d(k+2) = R_s i_d(k+1) + L_s \frac{I_{sdref} - i_d(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_q(k+1) \quad (5.28)$$

$$u_q(k) = R_s i_q(k) + L_s \frac{I_{sqref} - i_q(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_d(k) + \omega_e \Psi_m \quad (5.29)$$

5.6.3 Προβλεπτικός Έλεγχος Μοντέλου (Model Predictive Control MPC)

Ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου (DS-MPC) αποτελεί μέρος των πιο προηγμένων τεχνικών ελέγχου που έχουν εξελιχθεί τα τελευταία χρόνια και δεν βασίζονται σε κλασικά σχήματα PID. Η συγκεκριμένη στρατηγική ελέγχου έχει εφαρμοστεί ήδη ευρέως σε ένα μεγάλο φάσμα βιομηχανικών εφαρμογών και ιδιαίτερα με την εξέλιξη των υπολογιστικών συστημάτων παρουσιάζει έντονο ενδιαφέρον για ακόμη πιο απαιτητικές εφαρμογές.

Στις αρχές του, στα μέσα της δεκαετίας του 1960, τα συστήματα που έκαναν χρήση αυτής της τεχνικής είχαν μεγάλες σταθερές χρόνου, ώστε να υπάρχει επαρκής χρόνος για την εκτέλεση των υπολογισμών. Με την ανάπτυξη των πολύ πιο γρήγορων και ισχυρών σύγχρονων μικροεπεξεργαστών γίνεται πλέον δυνατή η χρησιμοποίησή αυτής της τεχνικής και στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με σύγχρονους κινητήρες μόνιμων μαγνητών. Η χρήση του DS-MPC προσφέρει ποικίλα πλεονεκτήματα, στα οποία συμπεριλαμβάνονται:

- Εύκολη κατανόηση του τρόπου λειτουργίας.
- Δυνατότητα διαχείρισης των περιορισμών του συστήματος.
- Δυνατότητα αντιστάθμισης του νεκρού χρόνου (dead time) του μετατροπέα.
- Δυνατότητα ταυτόχρονου ελέγχου πολλαπλών μεταβλητών και παραμέτρων.
- Το μοντέλο μπορεί να περιλαμβάνει όλες τις μη-γραμμικότητες του συστήματος.
- Δυνατότητα διαφοροποίησης των κυρίαρχων στόχων του ελέγχου σύμφωνα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής.

Παρόλα αυτά, όπως στις άλλες περιπτώσεις, ο DSMPC έχει μερικά μειονεκτήματα. Τα σημαντικότερα είναι η υψηλή απαίτηση για μεγάλο όγκο υπολογισμών και η έντονη εξάρτηση της ποιότητας του ελέγχου από την ποιότητα του μοντέλου. Είναι κατανοητό ότι εφόσον ο ελεγκτής πρέπει να προβλέψει τη μελλοντική συμπεριφορά του συστήματος, η καρδιά του DSMPC είναι το μοντέλο του συστήματος. Στην γενική του μορφή, το μοντέλο αυτό θα είναι ένα μοντέλο χώρου καταστάσεων διακριτού χρόνου, όπως φαίνεται στην σχέση:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) + Du(k) \end{cases} \quad (5.30)$$

,όπου οι μεταβλητές του συστήματος x , u και y ικανοποιούν τους περιορισμούς:

$$x \in X \subset R^n, \quad y \in Y \subset R^p, \quad u \in U \subset R^m$$

Η γενική μορφή μιας συνάρτησης κόστους είναι η ακόλουθη:

$$\begin{aligned} J_{N_p} &= x(k + N_p)^T P x(k + N_p) \\ &+ \sum_{j=1}^{N_p} [x(k + j - 1)^T Q x(k + j - 1) + u(k + j - 1)^T R u(k + j - 1)] \end{aligned} \quad (5.31)$$

,όπου $P = P^T \geq 0$ είναι το βάρος της τιμής της κατάστασης στο τέλος της N_p περιόδου πρόβλεψης, $Q = Q^T \geq 0$ είναι το βάρος του διανύσματος κατάστασης και $R = R^T > 0$ είναι το βάρος της εντολής του ελέγχου.

Συνεπώς, το πρόβλημα εύρεσης της καλύτερης εισόδου ελέγχου του συστήματος ανάγεται στον εντοπισμό του ελαχίστου της (5.31), με τους παρακάτω περιορισμούς:

$$x(k+j) \in X \quad j = 0, \dots, N_p$$

$$u(k+j) \in U \quad j = 0, \dots, N_p$$

$$x(k+j+1) = Ax(k+j) + Bu(k+j) \quad j = 0, \dots, N_p - 1$$

Η συνάρτηση κόστους μπορεί να μετασχηματιστεί σε μια συνάρτηση άθροισης της αρχικής κατάστασης και της αλληλουχίας εισόδων, η οποία είναι πιο κατάλληλη για την

χρήση της σε τεχνικές ελέγχου. Για την επίτευξη αυτού του στόχου, εκφράζουμε την κατάσταση στην περίοδο j ως υπέρθεση της ελεύθερης και της ελεγχόμενης αντίδρασης, δηλαδή:

$$x(k+j) = A^j x(k) + \sum_{h=0}^{j-1} A^h B u(k+j-1-h) \quad (5.32)$$

Έτσι, η συνάρτηση κόστους παίρνει πλέον την ακόλουθη μορφή:

$$J'_{N_p}(x(k)) = \frac{1}{2} x(k)^T \cdot Y \cdot x(k) + \frac{1}{2} U^T \cdot H \cdot U + x(k)^T \cdot F \cdot U \quad (5.33)$$

,όπου $U = [u(k)^T, \dots, u(k+N_u-1)^T]^T \in R^{m \cdot N_u}$ είναι το διάνυσμα το οποίο περιέχει όλα τα στάδια εισόδων από την περίοδο δειγματοληψίας k έως την περίοδο δειγματοληψίας $k+N_u-1$, ενώ $N_u \leq N_p$ είναι ο χρονικός ορίζοντας του ελέγχου.

Επιπλέον, όλοι οι περιορισμοί μπορούν να γραφούν με μοναδική εξάρτηση από την είσοδο U και την αρχική κατάσταση $x(k)$:

$$G \cdot U \leq W + E \cdot x(k) \quad (5.34)$$

Οι παραπάνω πίνακες F, Y, G, W, E μπορούν να υπολογιστούν από τους πίνακες Q, R, P .

Οι σχέσεις που αναλύθηκαν προηγουμένως περιγράφουν τις ιδιότητες μιας συνάρτησης κόστους στην γενική της μορφή. Ωστόσο, λόγω της μεγάλης σημασίας την οποία έχει ο καθορισμός της συνάρτησης κόστους για την περιγραφή με μέγιστη δυνατή ακρίβεια της επιθυμητής συμπεριφοράς ενός συστήματος, θα αναλύσουμε ενδελεχώς την συνάρτηση κόστους στην περίπτωση ελέγχου σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών. Η συνάρτηση αυτή είναι καθοριστική για την αποτελεσματική λειτουργία του MPC ελέγχου.

Γενικά, όπως παρουσιάστηκε προηγουμένως, μια συνάρτηση κόστους μπορεί να περιλαμβάνει πολλούς όρους πολλαπλασιασμένους με τα κατάλληλα βάρη. Ο βασικός όρος, ο οποίος δεν μπορεί να παραληφθεί ποτέ, είναι αυτός που περιγράφει τη μεταβλητή που πρέπει να ελέγχεται ώστε να μπορεί να ακολουθεί την τιμή αναφοράς. Ουσιαστικά, ο όρος αυτός είναι το σφάλμα μεταξύ της τιμής αναφοράς και της εκτιμώμενης τιμής. Δύο τρόποι υπολογισμού του σφάλματος που χρησιμοποιούνται συνήθως στην πράξη είναι:

$$g = |x_{ref} - x| \quad (5.35)$$

$$g = (x_{ref} - x)^2 \quad (5.36)$$

Αυτές οι περιγραφές σφάλματος σε πολλές περιπτώσεις είναι παρόμοιες και έχουν μικρές διαφορές μεταξύ τους. Σε εφαρμογές, στις οποίες οι μεταβλητές που ελέγχονται είναι περισσότερες από μια και μας ενδιαφέρει η συμπεριφορά τους σε μικρά σφάλματα, προτιμώνται οι όροι σφάλματος που εκφράζονται με τις τετραγωνικές τιμές. Αντιθέτως σε

πιο απλές εφαρμογές με μια μεταβλητή ελέγχου η απόλυτη τιμή σφάλματος προσφέρει ικανοποιητικά αποτελέσματα.

Ένα δεύτερο στοιχείο της συνάρτησης κόστους είναι συνήθως η διακοπτική συχνότητα, διότι όπως έχει αναφερθεί αρκετές φορές προηγουμένως στους σύγχρονους κινητήρες μονίμων μαγνητών, η μείωση της διακοπτικής συχνότητας είναι σημαντική και αποτελεί πολλές φορές βασικό στόχο του ελέγχου. Συνεπώς, μια απλή προσέγγιση της συνάρτησης κόστους θα περιλαμβάνει έναν όρο, ο οποίος εξαρτάται από τον αριθμό των μεταβάσεων των διακοπών του αντιστροφέα:

$$g = w_1(x_{ref} - x)^2 + w_2z \quad (5.37)$$

,όπου το z να υπολογιστεί ως:

$$z = |S_a(k) - S_a(k+1)| + |S_b(k) - S_b(k+1)| + |S_c(k) - S_c(k+1)| \quad (5.38)$$

με S_a, S_b, S_c τα σήματα ελέγχου των διακοπών a, b, c που μπορούν να έχουν τιμή 0 ή 1.

Τέλος, η συνάρτηση κόστους μπορεί να συμπεριλαμβάνει όρους που περιγράφουν διάφορους περιορισμούς του συστήματος, όπως για παράδειγμα ο περιορισμός του ρεύματος κάτω από μια μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή. Ο συγκεκριμένος όρος γενικά έχει την ακόλουθη μορφή:

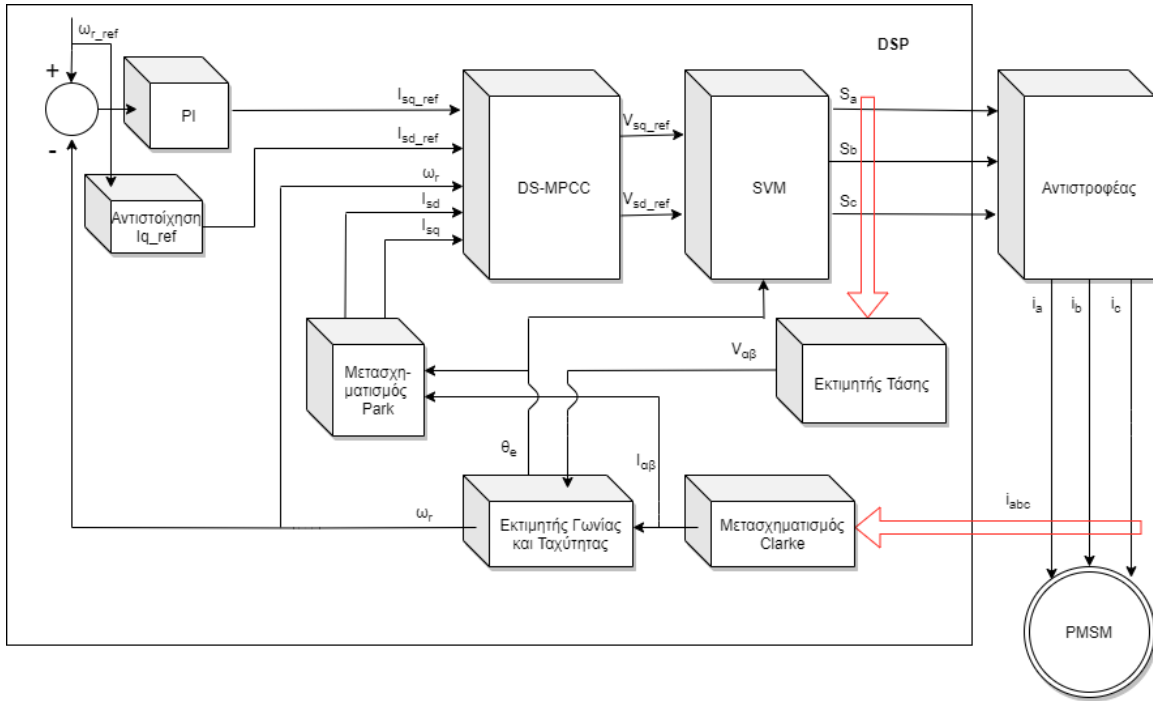
$$f(i_s(k+1)) = \begin{cases} \infty, & |i_s| > i_{max} \\ 0, & |i_s| \leq i_{max} \end{cases} \quad (5.39)$$

5.6.3.1 Προβλεπτικός Έλεγχος Ρεύματος Χρονικού Ορίζοντα 1 (DS-MPCC with $N = 1$)

Στο Σχήμα 5.14 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα του ελέγχου της τεχνικής DSMPCCC μιας σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών. Γίνεται χρήση ενός PI ελεγκτή για τον εξωτερικό βρόχο ελέγχου της ταχύτητας που παράγει το σήμα αναφοράς i_{q_ref} από το σφάλμα μεταξύ της μετρούμενης ταχύτητας και της ταχύτητας αναφοράς, όμοιος με τον βρόχο που χρησιμοποιείται στον διανυσματικό έλεγχο πεδίου. Ο προβλεπτικός έλεγχος χρησιμοποιείται μόνο στον εσωτερικό βρόχο, έτσι ώστε να ακολουθήσουν τα ρεύματα τις τιμές αναφοράς τους. Συγκεκριμένα, τα ρεύματα του στάτη και η θέση (γωνία) του δρομέα μετρούνται στην αρχή της περιόδου δειγματοληψίας. Στη συνέχεια προβλέπονται οι τιμές των ρευμάτων στην αρχή της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_d}\right) i_d(k) + \omega_e T_s i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_d(k) \quad (5.40)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_q}\right) i_q(k) + \omega_e T_s i_d(k) + \frac{T_s}{L_q} u_q(k) - \frac{\Psi_m T_s}{L_q} \omega_e \quad (5.41)$$



Σχήμα 5.14: Δομικό Διάγραμμα Διακριτού Προβλεπτικού Ελέγχου Ρεύματος DS-MPCC

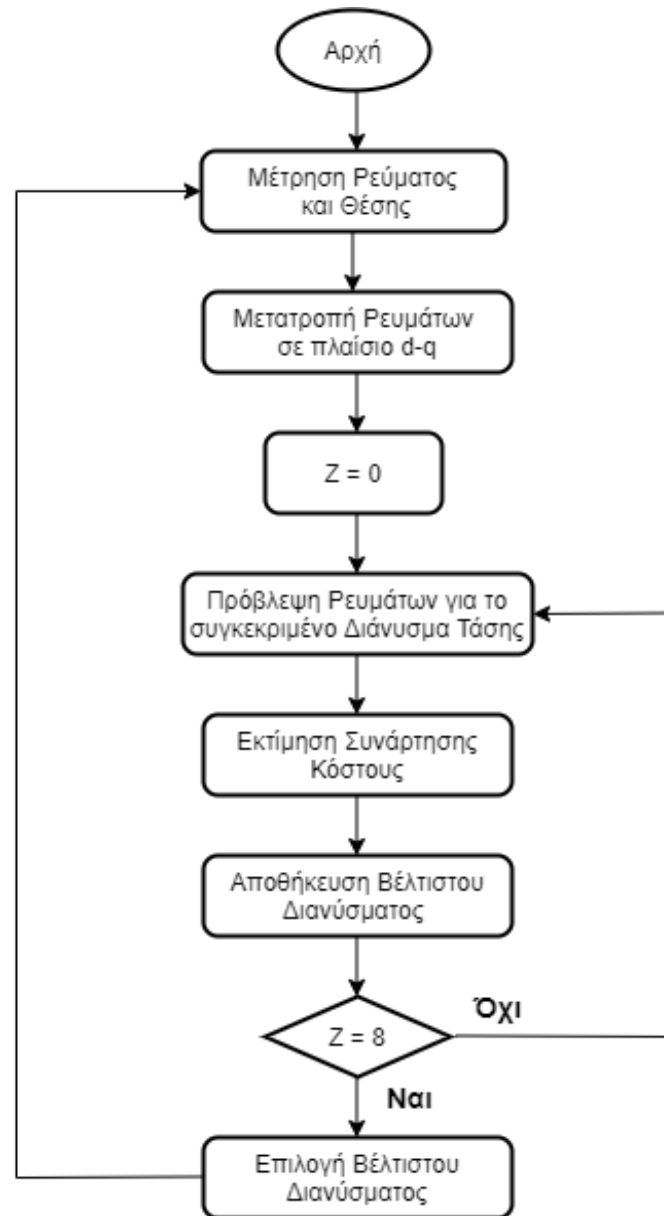
Τα παραπάνω ρεύματα υπολογίζονται για το κάθε συνδυασμό από τα διαφορετικά διανύσματα τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Έπειτα, το διάνυσμα τάσης που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους επιλέγεται και εφαρμόζεται κατά τη διάρκεια μιας ολόκληρης περιόδου δειγματοληψίας. Η συνάρτηση κόστους ορίζεται ως εξής:

$$g = \left(i_{d_ref} - i_d(k+1) \right)^2 + \left(i_{q_ref} - i_q(k+1) \right)^2 + f \left(i_d(k+1), i_q(k+1) \right) \quad (5.42)$$

Ο πρώτος όρος αντιπροσωπεύει την ελαχιστοποίηση του σφάλματος του ρεύματος i_d , με στόχο τη μεγιστοποίηση του λόγου ροπής-ρεύματος και την ελαχιστοποίηση της άεργου ισχύος που καταναλώνει ο κινητήρας. Στη συγκεκριμένη περίπτωση το i_{d_ref} είναι 0, οπότε ο όρος $(i_{d_ref} - i_d(k+1))^2$ θα μπορούσε να αντικατασταθεί από τον όρο $i_d(k+1)^2$. Ο δεύτερος όρος χρησιμοποιείται για την παρακολούθηση του ρεύματος ροπής i_{q_ref} και την ελαχιστοποίηση του αντίστοιχου σφάλματος. Τέλος, ο τρίτος όρος είναι μια συνάρτηση που συμπεριλαμβάνει τον περιορισμό του πλάτους του ρεύματος του στάτη. Η συνάρτηση αυτή ορίζεται ως εξής:

$$f \left(i_d(k+1), i_q(k+1) \right) = \begin{cases} \infty, & \sqrt{i_d(k+1)^2 + i_q(k+1)^2} > i_{max} \\ 0, & \sqrt{i_d(k+1)^2 + i_q(k+1)^2} \leq i_{max} \end{cases} \quad (5.43)$$

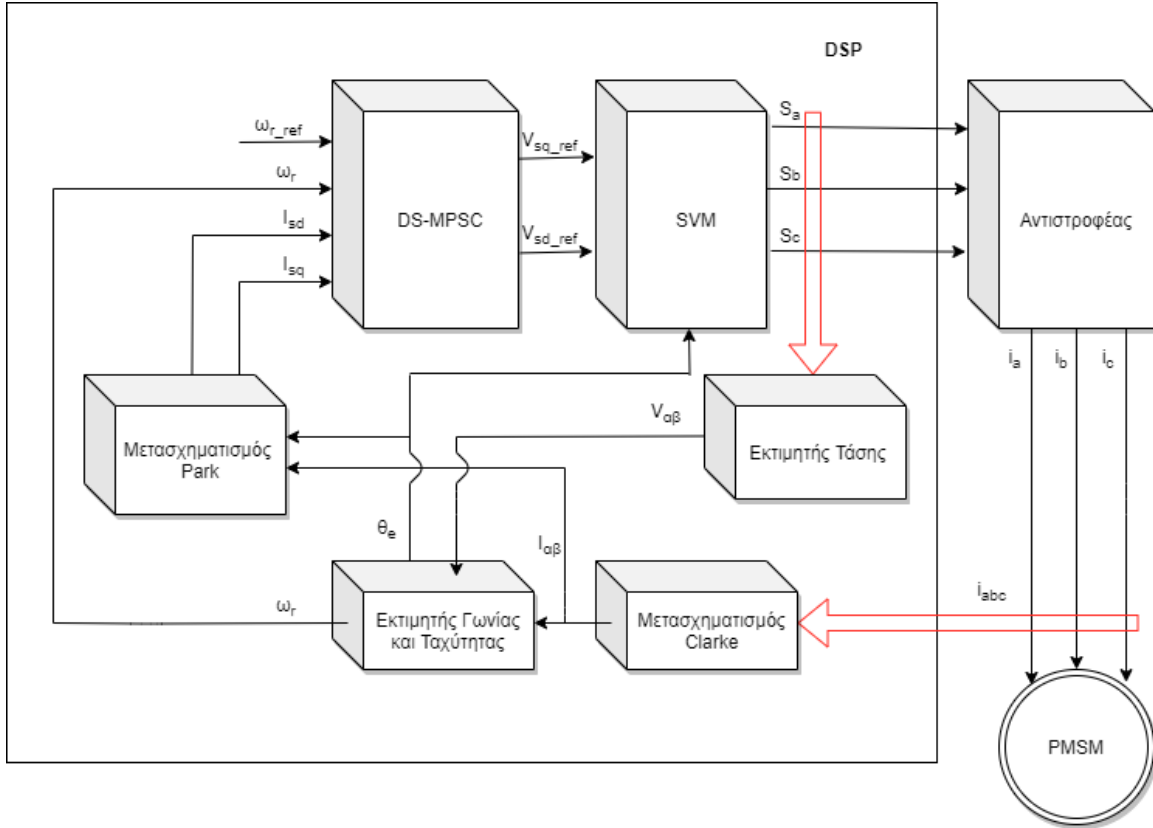
Το παρακάτω σχήμα παρουσιάζει τον αλγόριθμο του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος:



Σχήμα 5.15: Αλγόριθμος Διακριτού Προβλεπτικού Ελέγχου Ρεύματος

5.6.3.2 Προβλεπτικός Έλεγχος Ταχύτητας Χρονικού Ορίζοντα 1 (DS-MPSC with $N = 1$)

Ο προβλεπτικός έλεγχος MPC δίνει την δυνατότητα ελέγχου πολλαπλών μεταβλητών με μια ενιαία συνάρτηση, όπως έχει ήδη αναφερθεί σε προηγούμενη ενότητα. Η ιδιότητα του αυτή καθιστά δυνατή την εφαρμογή του για τον ταυτόχρονο έλεγχο της ταχύτητας και του ρεύματος ενός κινητήρα, αποφεύγοντας με τον τρόπο αυτό τη χρήση διασυνδεδεμένων βαθμίδων, ώστε εν τέλει να πετύχει πιο γρήγορη απόκριση και καλύτερα δυναμικά χαρακτηριστικά.



Σχήμα 5.16: Δομικό Διάγραμμα Διακριτού Προβλεπτικού Ελέγχου Ταχύτητας DS-MPSC

Για την ανάπτυξη του DS-MPSC ελέγχου χρησιμοποιείται το διακριτό μοντέλο της μηχανής για το ηλεκτρικό και το μηχανικό σύστημα. Το ηλεκτρικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών στο χώρο καταστάσεων είναι:

$$\begin{cases} x_e(k+1) = A_e x_e(k) + B_e u_e(k) + E_e \\ y_e(k) = C_e x_e(k) \end{cases} \quad (5.44)$$

,όπου:

$$x_e = y_e = [i_d \ i_q]^T, \quad A_e = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L_d} & \frac{L_q T_s}{L_d} \omega_e \\ -\frac{L_d T_s}{L_q} & 1 - \frac{RT_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad B_e = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad C_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$E_e = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\Psi_m T_s}{L_q} \omega_e \end{bmatrix}, \quad u_e = [u_d \ u_q]^T = \frac{2}{3} V_{DC} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Ομοίως, το μηχανικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών στον χώρο καταστάσεων είναι:

$$\begin{cases} x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m u_m(k) + E_m w_m(k) \\ y_m(k) = C_m x_m(k) \end{cases} \quad (5.45)$$

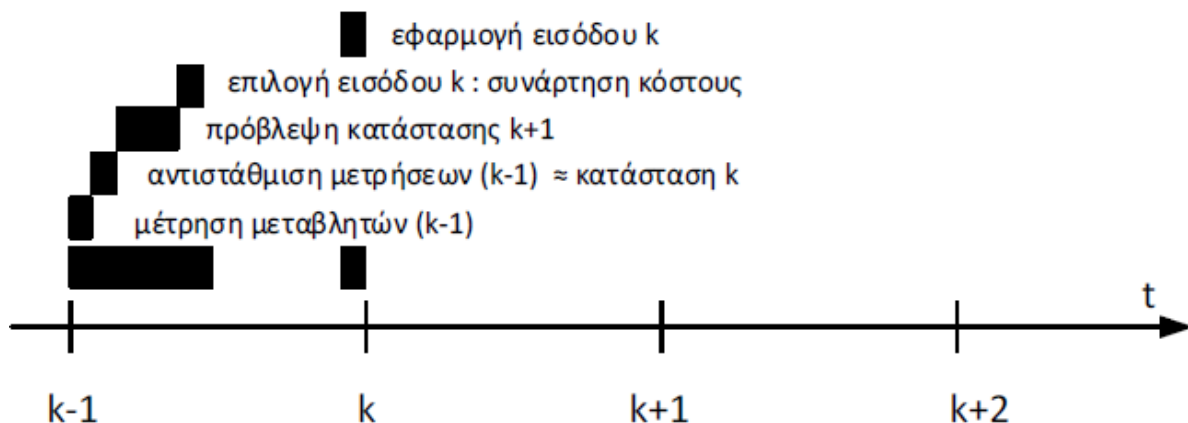
,όπου:

$$x_m = \omega_m, \quad u_m = T_e, \quad w_m = T_L, \quad A_m = 1 - \frac{BT_s}{J}, \quad B_m = \frac{PT_s}{2J}, \quad E_m = -\frac{PT_s}{2J}, \quad C_m = 1$$

Το u_e , δηλαδή τα σήματα ελέγχου u_d, u_q , είναι η είσοδος του συστήματος. Το $u_m(k)$, δηλαδή T_e , είναι το αποτέλεσμα της μεταβλητής κατάστασης $x_e(k)$. Συνεπώς, η τάση την περίοδο δειγματοληψίας k καθορίζει τα ρεύματα την περίοδο δειγματοληψίας $k+1$, τα οποία με τη σειρά τους οδηγούν στην ταχύτητα την περίοδο δειγματοληψίας $k+2$. Επομένως, η ταχύτητα την περίοδο δειγματοληψίας $k+1$ είναι ανεξάρτητη της τάσης εισόδου την περίοδο δειγματοληψίας k , αλλά εξαρτάται από την τάση εισόδου την περίοδο δειγματοληψίας $k-1$. Αυτό το στοιχείο είναι πολύ σημαντικό, διότι στην αξιολόγηση των εισόδων πρέπει να χρησιμοποιούνται τιμές που εξαρτώνται από την ίδια είσοδο.

Επίσης, η εκτέλεση του αλγορίθμου του ελέγχου διαρκεί κάποιο χρόνο $T_x > 0$. Επομένως, η πρακτική εφαρμογή βασίζεται σε μετρήσεις προηγούμενων καταστάσεων. Σε εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο υψηλών επιδόσεων, η διακύμανση των μεταβλητών ανάμεσα στη στιγμή της μέτρησης και την τιμή της πρόβλεψης πρέπει να αντισταθμίζεται.

Η εκτέλεση του παραπάνω αλγορίθμου μπορεί να χωριστεί σε τέσσερα κύρια μέρη: μέτρηση, πρόβλεψη, επιλογή εισόδου και εφαρμογή. Αρχικά, μετρούνται οι απαραίτητες μεταβλητές την περίοδο $k-1$, αντισταθμίζονται οι καθυστερήσεις και αποκόπτονται οι διαταραχές. Έπειτα, υπολογίζεται η κατάσταση του συστήματος την επόμενη περίοδο. Τα αποτελέσματα αξιολογούνται με την συνάρτηση κόστους και η είσοδος με το μικρότερο κόστος εφαρμόζεται στην περίοδο k . Η εκτέλεση του DS-MPSC φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 5.17: Εκτέλεση του Αλγορίθμου DS-MPSC

- **Μέτρηση**

- Αντιστάθμιση καθυστερήσεων:* Οι μετρήσεις, από την προηγούμενη περίοδο δειγματοληψίας, θεωρούνται διαθέσιμες για έλεγχο. Οι μεταβλητές κατάστασης αλλάζουν λόγω του συστήματος των εισόδων και των διαταραχών. Είναι απαραίτητη η αντιστάθμιση για να εφαρμοστεί η είσοδος στην κατάσταση για την οποία έχει υπολογιστεί. Έτσι, για τον υπολογισμό των μεταβλητών κατάστασης χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις του μοντέλου την περίοδο k , κάνοντας χρήση της εξόδου, της εισόδου και της διαταραχής, εάν είναι γνωστή, από την προηγούμενη περίοδο.
- Απόρριψη διαταραχών:* Η είσοδος διαταραχής είναι γενικά άγνωστη και οδηγεί σε σφάλματα στην πρόβλεψη, αν δεν αντισταθμιστεί. Στο DS-MPSC, η πιο σημαντική διαταραχή είναι η μηχανική, δηλαδή η ροπή φορτίου, της οποίας η μέτρηση πρέπει να αποφεύγεται λόγω κόστους και αξιοπιστίας.

Μια καλή προσέγγιση για την πρόβλεψη των διαταραχών είναι η εκτίμηση τους, η οποία διορθώνεται με τις μετρήσεις. Η διαδικασία που ακολουθείται παρουσιάζεται στην συνέχεια. Αυτή βασίζεται στις αρχές των παρατηρητών κατάστασης. Η μορφή του παρατηρητή είναι η εξής:

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1) &= A\hat{x}(k) + Bu(k) + L_p U_p(k) + L_I U_I(k) \\ U_I(k+1) &= U_I(k) + T_s U_p(k) \\ \hat{y}(k) &= C\hat{x}(k)\end{aligned}$$

,όπου $\hat{x}(k)$: η εκτίμηση του διανύσματος κατάστασης για την περίοδο δειγματοληψίας k , $\hat{x}(k+1)$: η εκτίμηση του διανύσματος κατάστασης για την περίοδο δειγματοληψίας $k+1$. $U_p(k) = (y(k) - \hat{y}(k)) = C(x(k) - \hat{x}(k))$ είναι το αναλογικό σφάλμα, U_I είναι το ολοκληρωτικό σφάλμα και $L_p, L_I \in R^{n \times q}$ είναι τα αντίστοιχα κέρδη. Ο παρατηρητής τοποθετείται παράλληλα στο σύστημα, τόσο στο ηλεκτρικό όσο και στο μηχανικό μέρος:

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + E \\ y(k) &= Cx(k)\end{aligned}$$

Με τη χρήση αυτής της προσέγγισης, η επίδραση των διαταραχών αντισταθμίζεται μέσω ολοκλήρωσης. Η δυναμική της αντιστάθμισης μπορεί να προσαρμοστεί ανάλογα με τα κέρδη L_p και L_I . Αυτή η προσέγγιση συμβάλλει επίσης και στην αποκοπή θορύβου των μετρήσεων.

- **Πρόβλεψη**

Υπάρχουν 8 πιθανές εισοδοί του συστήματος για έναν αντιστροφέα δυο επιπέδων. Οι ηλεκτρικές μεταβλητές κατάστασης την περίοδο $k+1$, $x_e(k+1)$, και οι μηχανικές την

περίοδο $k+2$, $x_m(k+1)$, εξαρτώνται από τις προηγούμενες τιμές τους και από την είσοδο την περίοδο k . Άρα, είναι πεπερασμένες και υπολογίζονται σε αυτό το στάδιο εκτέλεσης.

- **Επιλογή εισόδου**

Οι πιθανές εισοδοί αξιολογούνται χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση κόστους και επιλέγεται η είσοδος με το ελάχιστο κόστος. Ο βασικός στόχος της συνάρτησης κόστους σε αυτή την περίπτωση είναι η ελαχιστοποίηση του σφάλματος της ταχύτητας, έτσι ο όρος $(\omega(k) - \omega_{ref}(k))^2$ είναι ο κυρίαρχος όρος στη συνάρτηση. Όταν το σφάλμα ταχύτητας μειωθεί και πλησιάζει προς τη μόνιμη κατάσταση, ο έλεγχος εστιάζει στο δευτερεύον στόχο, δηλαδή στον μέγιστο λόγο ροπής-ρεύματος. Για τον λόγο αυτό, ο όρος $(i_d(k))^2$ είναι πολλαπλασιασμένος με ένα μικρότερο βάρος. Τέλος, στην συνάρτηση εισάγεται ο όρος $f(i_d(k+1), i_q(k+1))$ για την τήρηση του ρεύματος στάτη στα όρια μιας μέγιστης επιτρεπτής τιμής.

$$f(i_d(k+1), i_q(k+1)) = \begin{cases} \infty, & \sqrt{i_d(k+1)^2 + i_q(k+1)^2} > i_{max} \\ 0, & \sqrt{i_d(k+1)^2 + i_q(k+1)^2} \leq i_{max} \end{cases} \quad (5.46)$$

Συνεπώς, η τελική μορφή της συνάρτησης κόστους είναι η ακόλουθη:

$$g = \lambda_1 (\omega(k) - \omega_{ref}(k))^2 + \lambda_2 (i_d(k))^2 + f(i_d(k+1), i_q(k+1)) \quad (5.47)$$

5.7 Μέτρηση Ταχύτητας

Σε όλα τα κυκλώματα ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών είναι απαραίτητη η χρήση σημάτων ανάδρασης της θέσης και της ταχύτητας του δρομέα. Στις παραδοσιακές εφαρμογές, το σήμα θέσης λαμβάνεται από ένα οπτικό κωδικοποιητή θέσης. Στην περίπτωση του διανυσματικού ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών, γίνεται μετασχηματισμός συντεταγμένων, ώστε οι μεταβλητές από το τριφασικό σύστημα a-b-c να μετασχηματιστούν στο σύγχρονο πλαίσιο μεταφοράς d-q. Η σωστή και γρήγορη ανίχνευση της θέσης είναι αναγκαία για την διαδικασία αυτή και επιτυγχάνεται μέσω ενός οπτικού κωδικοποιητή θέσης. Δυστυχώς, η μέτρηση αυτή περιέχει αρκετό θόρυβο, λόγω πολλών παραγόντων, όπως η μη ιδανική κατασκευή, η διακριτοποίηση της θέσης κ.α., προκαλώντας έτσι σφάλματα και δυσκολεύοντας τον υπολογισμό της ταχύτητας.

Οι κλασικοί τρόποι υπολογισμού της μέσης ταχύτητας βασίζονται σε κάποιο αλγόριθμο παραγωγής του σήματος της θέσης, ο οποίος αυξάνει τη χρονική καθυστέρηση και το σφάλμα της ταχύτητας. Ο θόρυβος στο σήμα της ταχύτητας επηρεάζει αρνητικά τις επιδόσεις στη μόνιμη και στη μεταβατική κατάσταση, φτάνοντας μερικές φορές στο σημείο να προκαλεί μέχρι και προβλήματα ευστάθειας στο σύστημα της μηχανής. Η χρήση

των βαθυπερατών φίλτρων βοηθάει στον περιορισμό του θορύβου ταχύτητας, ωστόσο αυτά δεν μπορούν να μειώσουν τη χρονική καθυστέρηση. Επιπλέον, για μεγαλύτερη ακρίβεια στην μέτρηση της ταχύτητας θα μπορούσε σαφώς να βοηθήσει ένας οπτικός κωδικοποιητής θέσης υψηλής ακρίβειας, όμως το υψηλό κόστος δεν το καθιστά εφικτό για πολλές εφαρμογές. Το πρόβλημα προσδιορισμού της ταχύτητας έχει οδηγήσει στην δημιουργία ποικίλων προηγμένων μεθόδων για την σωστή εκτίμηση της, όπως μη-γραμμικοί παρατηρητές, παρατηρητές Luenberger, αριθμητική ολοκλήρωση κ.λπ.

Εφόσον το σφάλμα μέτρησης θέσης από έναν οπτικό κωδικοποιητή μπορεί να θεωρηθεί λευκός θόρυβος (Gaussian white noise), η καλύτερη εκτίμηση μπορεί να ληφθεί με τη χρήση ενός φίλτρου Kalman από μια σειρά σημάτων θέσης με θόρυβο. Στην προσπάθεια σωστής εκτίμησης της ταχύτητας αναπτύχθηκε ένας αυτόπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman (Self-Adaption Kalman Observer, SAKO), η λειτουργία του οποίου αναλύεται στην επόμενη ενότητα. Από το σφάλμα διακρητοποίησης του οπτικού κωδικοποιητή θέσης παρατηρείται ότι ο θόρυβος μέτρησης του συστήματος υπολογίζεται βασισμένος στη μεταβολή της θέσης του δρομέα. Ένας στιγμιαίος παρατηρητής ταχύτητας και ο παρατηρητής Kalman συνδυάζονται για να μειώσουν την επιρροή του μετρούμενου σφάλματος στην παρατηρούμενη ταχύτητα, όταν ο χρόνος δειγματοληψίας δε συμπίπτει με τον χρόνο ανανέωσης της μέτρησης της θέσης.

5.7.1 Παρατηρητής Kalman (Self-adaption Kalman Observer, SAKO)

Οι εξισώσεις κίνησης μιας σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών στον χώρο καταστάσεων είναι οι ακόλουθες:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_T}{J} \\ 0 \end{bmatrix} i_q \quad (5.48)$$

,όπου i_q το ρεύμα q άξονα, B ο συντελεστής ροπής, J η αδράνεια, ω η μηχανική ταχύτητα περιστροφής και T_L η ροπή φορτίου που θεωρείται ίση με μηδέν σε μια περίοδο.

Με την χρήση της διακριτής μορφής της εξίσωσης κίνησης, ο παρατηρητής Kalman μπορεί να σχεδιαστεί ως εξής:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + w(k) \\ y(k) = Cx(k) + r(k) \end{cases} \quad (5.49)$$

,όπου $x = [\theta \quad \omega \quad T_L]^T$ είναι οι μεταβλητές κατάστασης, $u = [i_q]$ είναι το σήμα ελέγχου, $y = [\theta]$ το παρατηρούμενο σήμα, w είναι ο θόρυβος του συστήματος που περιλαμβάνει την επίδραση των σφαλμάτων στις παραμέτρους του συστήματος, r είναι ο θόρυβος μέτρησης, ο οποίος αντιπροσωπεύει σφάλματα και τους θορύβους μέτρησης. Οι πίνακες συντελεστών φαίνονται παρακάτω:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 - \frac{B}{J}T_s & -\frac{T_s}{J} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s K_T}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0]$$

$w(k)$ και $r(k)$ είναι ανεξάρτητοι λευκοί θόρυβοι μηδενικής μέσης τιμής, με τις ακόλουθες συνδιακυμάνσεις:

$$\begin{cases} Q = \text{cov}(w) = E[ww^T] \\ R = \text{cov}(r) = E[rr^T] \end{cases} \quad (5.50)$$

,όπου Q και R είναι διαγώνιοι πίνακες, ενώ r και $R = [R(k)]$ είναι πίνακες πρώτης τάξης, εφόσον θ το είναι το μόνο παρατηρούμενο σήμα.

Ο αναδρομικός υπολογισμός του παρατηρητή Kalman φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{cases} x(k|k) = x(k|k-1) + K(k) \cdot \text{err}(k) \\ P(k|k) = (I - K(k) \cdot C) \cdot P(k|k-1) \end{cases} \quad (5.51)$$

,όπου όλες οι μεταβλητές κατάστασης είναι για τη δειγματοληψία k , $x(k|k)$ και $P(k|k)$ είναι η εκτίμηση της κατάστασης και η συνδιακύμανση του σφάλματος μετά την ανανέωση της μέτρησης, $x(k|k-1)$ και $P(k|k-1)$ είναι η εκτίμηση της κατάστασης και η συνδιακύμανση του σφάλματος πριν την ανανέωση της μέτρησης, I είναι ο μοναδιαίος πίνακας, $K(k)$ είναι ο πίνακας κερδών και $\text{err}(k)$ το σφάλμα του παρατηρούμενου σήματος. Οι τιμές τους ανανεώνονται όπως φαίνεται στη συνέχεια:

$$\begin{cases} x(k|k-1) = A \cdot x(k-1|k-1) + B \cdot u(k) \\ P(k|k-1) = A \cdot P(k-1|k-1) \cdot A^T + Q^T \\ K(k) = P(k|k-1) \cdot C^T \cdot (C \cdot P(k|k-1) \cdot C^T + R(k))^{-1} \\ y(k|k-1) = C \cdot x(k|k-1) \\ \text{err}(k) = y(k) - y(k|k-1) \end{cases} \quad (5.52)$$

,όπου $y(k|k-1)$ είναι η εκτιμώμενη τιμή του παρατηρούμενου σήματος την περίοδο k .

Ένας παρατηρητής Kalman μπορεί να έχει αποκλίσεις σε πρακτικές εφαρμογές, λόγω της περιορισμένης ακρίβειας των μαθηματικών αναλύσεων και των σφαλμάτων του μοντέλου. Συνεπώς, ο κατάλληλος υπολογισμός των θορύβων του συστήματος $Q(k)$ και του θορύβου μέτρησης $R(k)$ είναι αναγκαίος για την βέλτιστη δυνατή ακρίβεια εκτίμησης.

Παρατηρώντας τις παραπάνω αναδρομικές σχέσεις, φαίνεται ότι τόσο το $Q(k)$ όσο και το $R(k)$ επιδρούν στο $K(k)$, άρα επηρεάζουν τη διόρθωση των $\text{err}(k)$ και $x(k|k-1)$ στο $x(k|k)$. Σε έναν κλασσικό παρατηρητή Kalman, τα $Q(k)$ και $R(k)$ επιλέγονται εμπειρικά. Όταν το σύστημα σταθεροποιηθεί, το $K(k)$ συγκλίνει σε έναν σταθερό πίνακα, το οποίο δείχνει ότι το $\text{err}(k)$ διορθώνει το $x(k|k-1)$ σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας. Ωστόσο, σε απότομες αλλαγές της ταχύτητας ή της ροπής το $K(k)$ παραμένει σταθερό. Ο

παρατηρητής Kalman δεν μπορεί να προσαρμόσει τις παραμέτρους του σε μια τέτοια περίπτωση και κατά συνέπεια αδυνατεί να εκτιμήσει με ακρίβεια την ταχύτητα. Για την αντιμετώπιση αυτής της αδυναμίας, ο θόρυβος της μέτρησης υπολογίζεται σε πραγματικό χρόνο βάσει της θέσης που διαβάζει το DSP, και κατασκευάζεται με τον τρόπο αυτό, ο αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman θορύβου μέτρησης, η λειτουργία του οποίου αναλύεται στην συνέχεια.

Σε χαμηλές ταχύτητες, το DSP μπορεί να μην διαβάζει μια νέα θέση σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας, διότι $T_1 > T_s$. Στην προκειμένη περίπτωση, η θέση που έχει διαβαστεί από το DSP σε αυτή την περίοδο δειγματοληψίας, έχει σημαντικό σφάλμα σε σχέση με την πραγματική θέση, που υποδεικνύει ότι η θέση που διάβασε ο DSP είναι αναξιόπιστη και πρέπει να αγνοηθεί. Υπάρχουν δύο μέθοδοι για να αγνοηθεί η μέτρηση της θέσης $\theta(k)$. Η μια μέθοδος υποθέτει ότι το μοντέλο του συστήματος είναι πολύ ακριβές, δηλαδή $Q(k) = 0$, ενώ η άλλη υποθέτει ότι η μετρούμενη τιμή είναι αναξιόπιστη, δηλαδή το $R(k)$ είναι μεγάλο. Σε ένα σταθερό σύστημα ο θόρυβος του συστήματος είναι σταθερός, άρα η μέτρηση πρέπει να αγνοηθεί. Έτσι, ο θόρυβος της μέτρησης $R(k)$ τίθεται ίσος με μια πολύ μεγάλη σταθερά R_w , η οποία σχεδόν μηδενίζει το $K(k)$. Συνεπώς, σύμφωνα με την πρώτη εξίσωση, σε αυτήν την περίοδο δειγματοληψίας το $x(k|k)$ τείνει στο $x(k|k-1)$ και αγνοεί το $y(k)$, δηλαδή, η θέση που διαβάζεται από το DSP δεν χρησιμοποιείται για τη διόρθωση της εκτιμώμενης θέσης και ο αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman χρησιμοποιείται σαν εκτιμητής της θέσης και της ταχύτητας.

Όταν το DSP διαβάζει μια καινούρια θέση σε αυτήν την περίοδο δειγματοληψίας, σημαίνει ότι η θέση που διαβάστηκε είναι αξιόπιστη, άρα η τιμή της πρέπει να αξιοποιηθεί στη διαμόρφωση των καταστάσεων. Η μέτρηση θεωρείται ότι περιέχει λευκό θόρυβο (Gaussian white noise), δηλαδή υπάρχει ένα σφάλμα με μέγιστη τιμή $e_{max} = \min\{\omega T_s, \Delta\}$ ανάμεσα στη πραγματική θέση και στη θέση που διαβάστηκε από το DSP. Το σφάλμα μπορεί να θεωρηθεί ως μια ομοιόμορφη κατανομή πιθανότητας στο διάστημα 0 έως e_{max} με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας αντιστρόφως ανάλογη του διαστήματος, εφόσον είναι μια στοχαστική μεταβλητή που δεν έχει σχέση με το T_s . Οι ιδιότητες του σφάλματος φαίνονται στις ακόλουθες σχέσεις:

$$\begin{cases} e \in [0, \min\{\omega T_s, \Delta\}] \\ E[e(t)] = \frac{\min\{\omega T_s, \Delta\}}{2} \\ f(e, t) = \frac{1}{\min\{\omega T_s, \Delta\}} \end{cases} \quad (5.53)$$

,όπου $e(t)$ είναι το σφάλμα μέτρησης, $E[e(t)]$ είναι το αναμενόμενο σφάλμα και $f(e, t)$ είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σφάλματος.

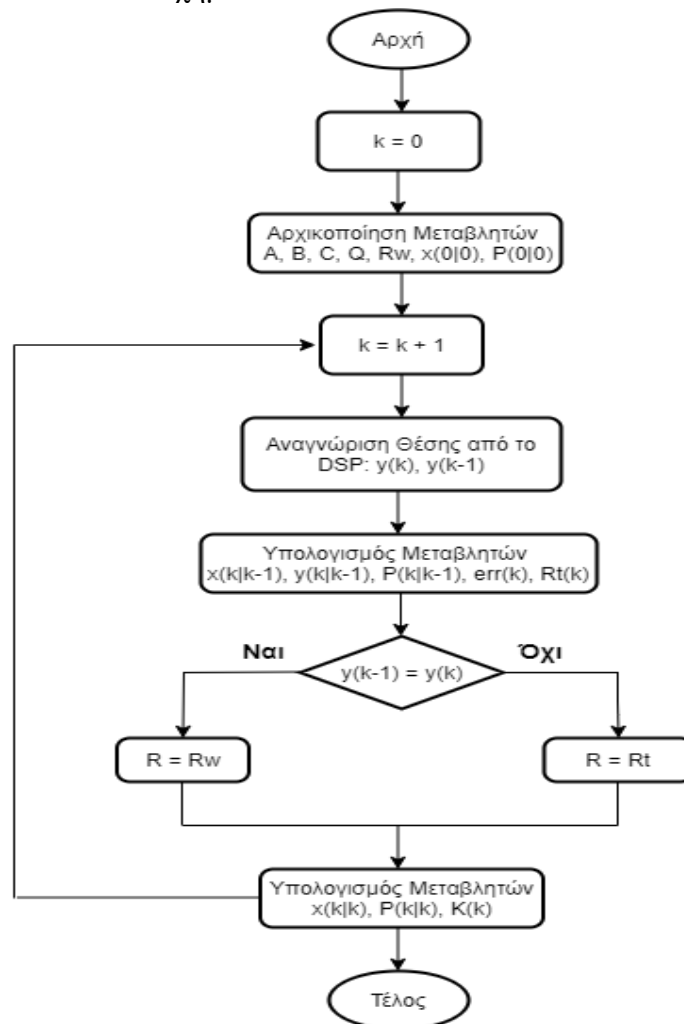
Όταν το DSP έχει διαβάσει μια νέα θέση σε αυτήν την περίοδο δειγματοληψίας, ο θόρυβος μέτρησης υπολογίζεται σε αναλογική και διακριτή μορφή ως:

$$R_t = \min \left\{ \frac{(\omega T_s)^2}{12}, \frac{\Delta^2}{12} \right\}$$

$$R_t = \min \left\{ \frac{(\omega(k|k-1)T_s)^2}{12}, \frac{\Delta^2}{12} \right\}$$

Επομένως, το R_t αντιπροσωπεύει το θόρυβο μέτρησης ανάμεσα στη θέση που διαβάζει το DSP και την πραγματική θέση, όταν το DSP διαβάζει μια νέα θέση σε διαφορετικές ταχύτητες. Με την βοήθεια του R_t και του $err(k)$, το κέρδος $K(k)$ μπορεί να διορθώσει το $x(k|k-1)$ ώστε να πετύχει ακριβές υπολογισμό του $x(k|k)$.

Συμπερασματικά, ο αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman, σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας, εκτιμά τις μεταβλητές κατάστασης, αλλά τις διορθώνει μόνο όταν το DSP διαβάζει μια νέα θέση. Επομένως, η περίοδος εκτίμησης του παρατηρητή είναι T_s και η περίοδος διόρθωσης σφάλματος είναι ίση με T_1 . Ο αλγόριθμος του παρατηρητή Kalman παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 5.18: Αλγόριθμος Παρατηρητή Kalman (Self-Adaption Kalman Observer)

6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

6.1 Μηχανή Μονίμων Μαγνητών

Η σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, η οποία μελετάται στην παρούσα εργασία, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε εξ ολοκλήρου στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος. Ο σκοπός του συγκεκριμένου ηλεκτρικού κινητήρα ήταν η χρήση του στο πρωτότυπο αμιγώς ηλεκτρικό όχημα "Πυρφόρος" που κατασκευάζεται από την ομάδα "Προμηθέας". Η ηλεκτρική μηχανή είναι επιφανειακών μονίμων μαγνητών και ημιτονοειδούς ροής. Η λεπτομερής θεωρητική ανάλυση αυτού του τύπου ηλεκτρικών μηχανών έγινε στο κεφάλαιο 3. Ο στάτης του κινητήρα αποτελείται από τρεις αύλακες, ενώ στον δρομέα είναι κολλημένοι με ειδική κόλλα οι δύο εξωτερικοί μαγνήτες. Συνεπώς, η μηχανή είναι διπολική με δυνατότητες αρκετά υψηλών ταχυτήτων. Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά της ηλεκτρικής μηχανής:

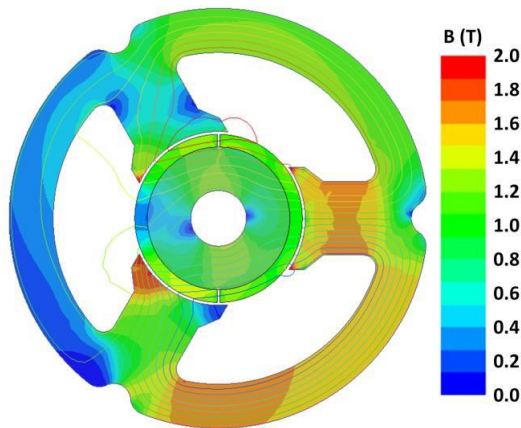
Ονομαστική Ροπή - T_N	1,2 Nm
Ονομαστική Ταχύτητα - ω_N	2000 ΣΑΛ
Τάση Εισόδου Αντιστροφέα - V_{DC}	50 V
Φασική Αντίσταση - R_s	0.12453 Ω
Αυτεπαγωγή Ορθού Άξονα - L_d	0,0151 H
Αυτεπαγωγή Εγκάρσιου Άξονα - L_q	0,01511 H
Μαγνητική Ροή Δρομέα - ψ_{mf}	0.0570947 Wb
Αριθμός Πόλων - P	2
Συντελεστής Τριβής -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

Πίνακας 6.1: Τεχνικά Χαρακτηριστικά 2-πολικής Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων 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.

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.



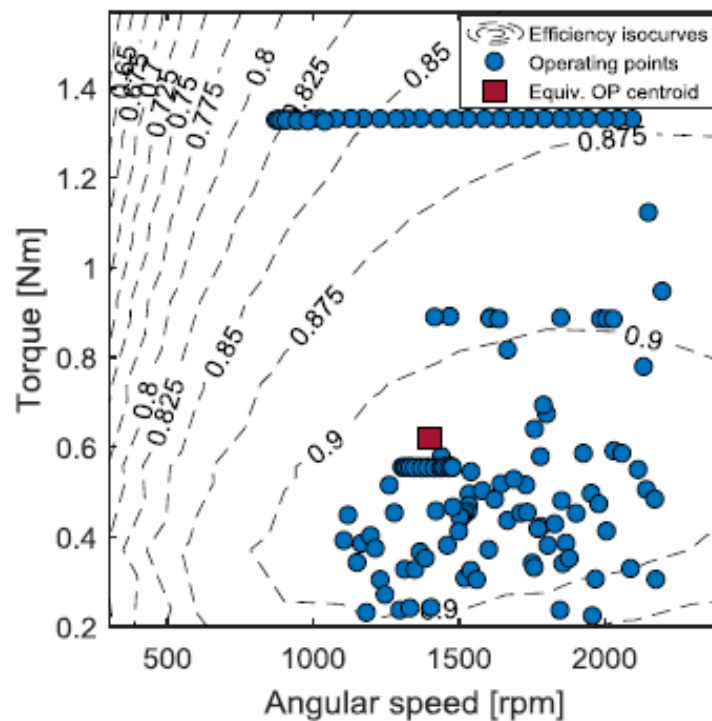
Σχήμα 6.1: Γεωμετρία της ηλεκτρικής μηχανής και η μαγνητική επαγωγή στο σύνολό της.



Σχήμα 6.2: Εσωτερικό Ηλεκτρικής Μηχανής (Στάτης)

Στο σχήμα 6.1 φαίνεται η τελική γεωμετρία της μηχανής καθώς και η μαγνητική ροή στο στάτη και δρομέα, ενώ στο σχήμα 6.2 φαίνεται ο στάτης και τα πηνία της ηλεκτρικής μηχανής κατά την κατασκευή στο εργαστήριο.

Σύμφωνα με την προσομοίωση της μηχανής σε διάφορες λειτουργικές καταστάσεις, ο χάρτης απόδοσης που δημιουργήθηκε φαίνεται στο σχήμα 6.3. Η ηλεκτρική μηχανή εξετάστηκε σε ταχύτητες από 300 ΣΑΛ έως 2400 ΣΑΛ.



Σχήμα 6.3: Προσομοίωση του χάρτη απόδοσης της ηλεκτρικής μηχανής

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, η διπολική 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.

6.2 Διαμόρφωση παλμών SVPWM

Ένα βασικό κομμάτι του συστήματος προσομοίωσης είναι η παραγωγή των παλμών οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα μέσω του διαμορφωτή SVPWM. Συγκεκριμένα, ο διαμορφωτής δέχεται στην είσοδο την τάση σε διφασικό στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha - \beta$, ενώ στην έξοδο παράγει τα σωστά σήματα οδήγησης ώστε ο αντιστροφέας να δημιουργήσει το επιθυμητό διάνυσμα τάσης. Η τάση εισόδου προέρχεται από του γραμμικούς ελεγκτές PI του κυκλώματος ελέγχου που προηγείται του διαμορφωτή SVPWM.

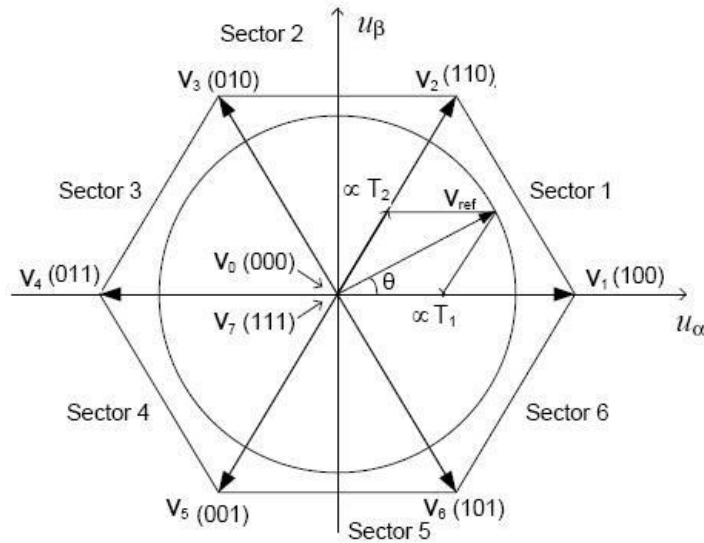
Ο διαμορφωτής SVPWM αποτελείται από μερικά υποσυστήματα τα οποία έχουν αναλυθεί λεπτομερώς στο Κεφάλαιο 4. Στο Παράρτημα που βρίσκεται στο τέλος της εργασίας, φαίνεται το μοντέλο που έχει χρησιμοποιηθεί, χωρισμένο σε blocks που τρέχουν διαφορετικό κώδικα το καθένα και υλοποιούν κάθε βήμα της διαμόρφωσης. Ο κώδικας που τρέχει κάθε block και χρησιμοποιείται στην προσομοίωση βρίσκεται επίσης στο Παράρτημα. Στη συνέχεια αναλύονται οι λειτουργίες κάθε block:

- Στο πρώτο block γίνεται η μέτρηση του μέτρου και της γωνίας του διανύσματος της τάσης αναφοράς. Τα μεγέθη αυτά είναι απαραίτητα για τους υπολογισμούς που γίνονται στα επόμενα στάδια. Οι σχέσεις για την εύρεση του μέτρου και της γωνίας που έχουν υλοποιηθεί μέσω κώδικα είναι οι παρακάτω:

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \quad (6.1)$$

$$\theta = \angle V_{ref} = \tan^{-1} \left(\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}} \right) \quad (6.2)$$

- Το δεύτερο block υπολογίζει τον τομέα που 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 6.3. Για παράδειγμα, εάν $n = 1$, το διάνυσμα τάσης που πρέπει να δημιουργήσει ο διαμορφωτής βρίσκεται στον πρώτο τομέα (sector 1).



Σχήμα 6.3: Στατά Χωρικά Διανύσματα και το Διάνυσμα Τάσης Αναφοράς

- Στο τρίτο block γίνεται η αναγωγή του διανύσματος τάσης στον πρώτο τομέα ώστε να διευκολυνθούν οι υπολογισμοί στα επόμενα στάδια. Ουσιαστικά, η μεταβλητή εξόδου του block είναι μια γωνία με τιμή από το διάστημα $\left[0, \frac{\pi}{3}\right]$ rad.
- Το τέταρτο block υπολογίζει τους χρόνους συμμετοχής T_0, T_1, T_2 των μηδενικών διανυσμάτων χώρου \bar{V}_0, \bar{V}_7 και των διανυσμάτων χώρου \bar{V}_1, \bar{V}_2 αντίστοιχα. Για των υπολογισμό των χρόνων συμμετοχής δέχεται στην είσοδο την αναγμένη γωνία του διανύσματος αναφοράς από το τρίτο block, την περίοδο της διαμόρφωσης που εξαρτάται από το φέρον σήμα, το πλάτος του διανύσματος αναφοράς, καθώς και την συνεχή τάση εισόδου του αντιστροφέα. Οι σχέσεις που χρησιμοποιούνται από την θεωρία στο block αυτό είναι οι παρακάτω:

$$T_1 = T_s m_a \sin\left(60^\circ - \theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (6.3)$$

$$T_2 = T_s m_a \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (6.4)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (6.5)$$

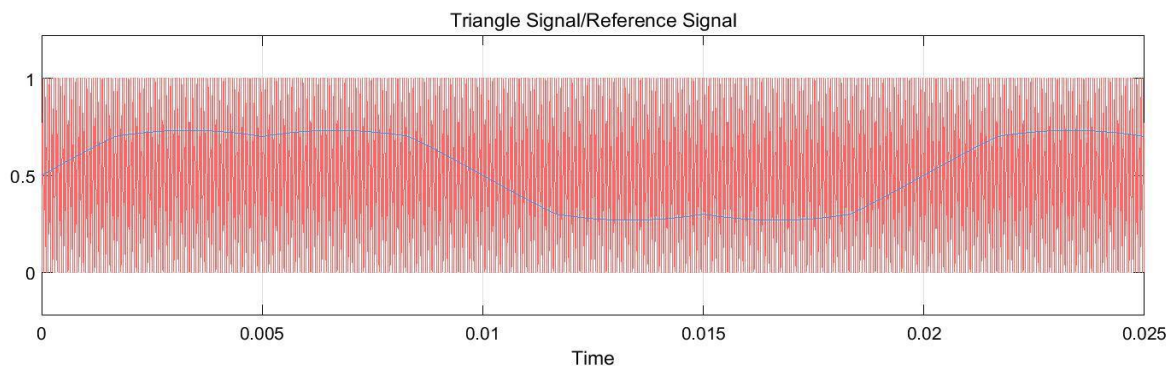
- Το πέμπτο block δέχεται στην είσοδό του τους χρόνους συμμετοχής των στατών διανυσμάτων χώρου και την μεταβλητή n , η οποία δείχνει τον τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς. Στην έξοδο του εξάγει του χρόνους αγωγής των τριών άνω ημιαγωγίμων διακοπών του αντιστροφέα. Οι τιμές των χρόνων αγωγής, όπως είναι γνωστό από την θεωρία, βρίσκονται στο διάστημα $[0, T_s]$ και το άθροισμα των τριών χρόνων θα πρέπει να είναι T_s . Συνεπώς, το μέγιστο πλάτος των κυματομορφών που σχηματίζουν τα τρία αυτά σήματα είναι T_s . Οι σχέσεις για

τους χρόνους αγωγής των διακοπών S_a, S_b, S_c έχουν διατυπωθεί στο 4^ο κεφάλαιο όπου αναλύεται η διαμόρφωση SVPWM.

- Το τελευταίο στάδιο της παραγωγής των σημάτων SVPWM είναι η σύγκριση 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:

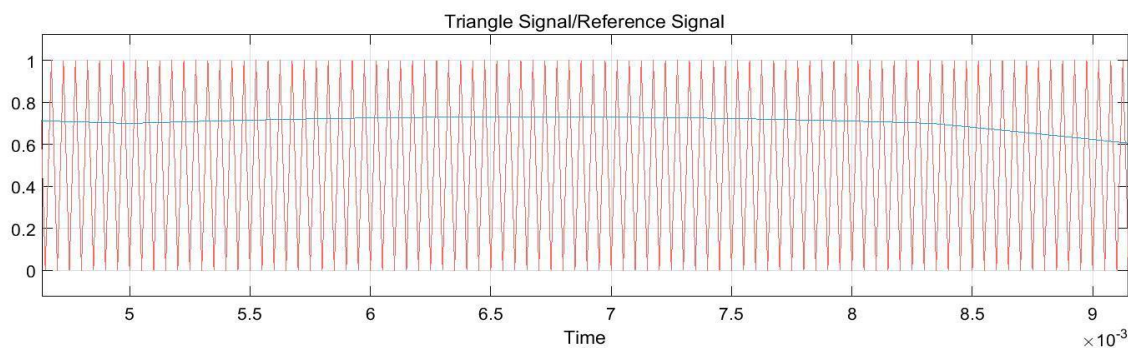
$$T_s f_s = 1 \quad (6.6)$$

Στο ακόλουθο σχήμα φαίνονται το τριγωνικό φέρον σήμα και το σήμα αναφοράς τα οποία συγκρίνονται για να δημιουργηθούν οι παλμοί οδήγησης του ημιαγωγισμού διακόπτη S_a . Η είσοδος που έχει δοθεί στον διαμορφωτή διανυσμάτων χώρου SVPWM είναι τρία ημιτονοειδή σήματα με πλάτος 20 V και συχνότητα 50 Hz με διαφορά φάσης 120°. Ως αποτέλεσμα, ο διαμορφωτής παράγει παλμούς οδήγησης για τον αντιστροφέα ώστε να δημιουργηθεί αυτή η τάση αναφοράς.



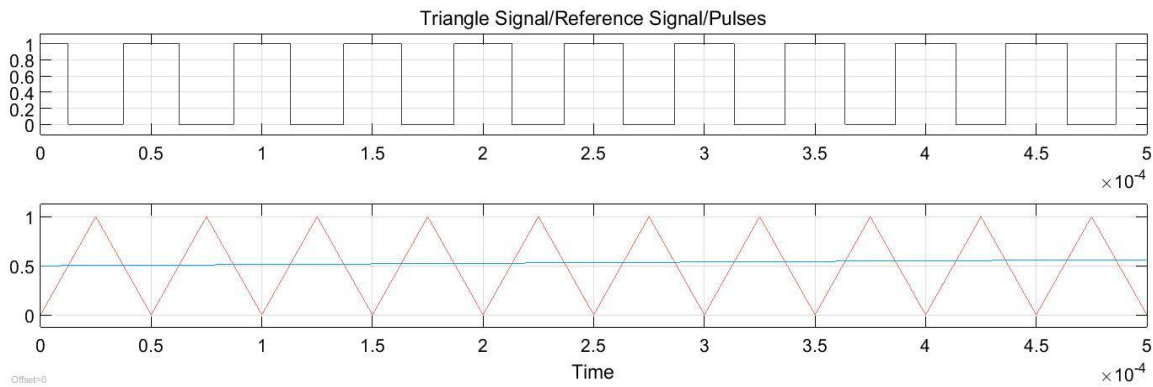
Σχήμα 6.4: Σύγκριση τριγωνικού σήματος με το σήμα αναφοράς για μια φάση.

Στο σχήμα 6.4 είναι εμφανές το σήμα αναφοράς, όμως για να αναδειχθεί καλύτερα και το τριγωνικό φέρον σήμα γίνεται εστίαση σε ένα μικρότερο διάστημα στο σχήμα 6.5:



Σχήμα 6.5: Σύγκριση τριγωνικού σήματος και σήματος αναφοράς σε μεγαλύτερη εστίαση

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

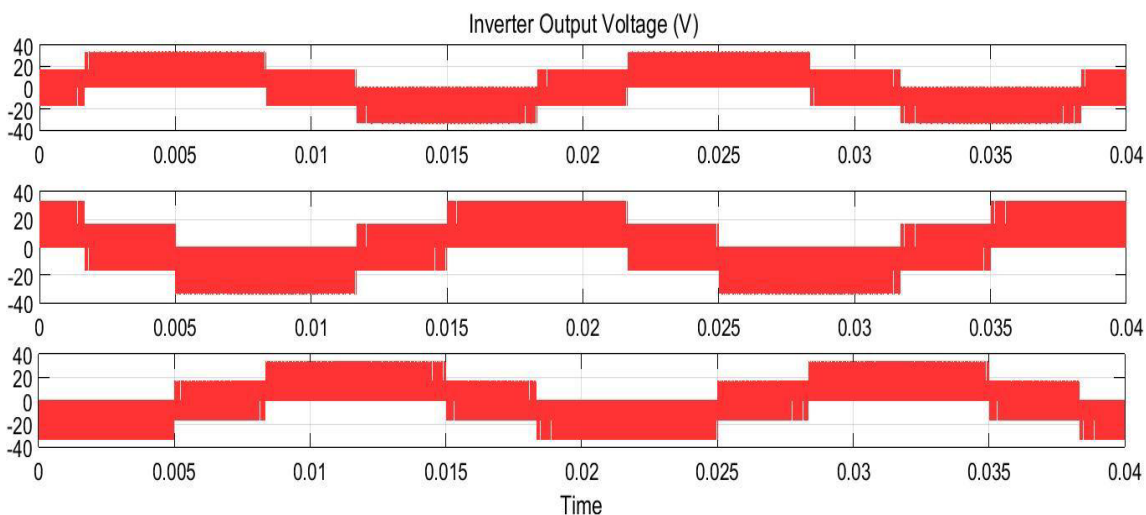


Σχήμα 6.6: Οι παλμοί οδήγησης που προκύπτουν από την σύγκριση των δυο σημάτων

6.3 Αντιστροφείας

Η λειτουργία του αντιστροφέα στην προσομοίωση περιγράφεται και υλοποιείται με block που τρέχει κώδικα σε Matlab. 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 6.7 φαίνονται οι τρεις τάσεις της εξόδου του αντιστροφέα αν στην είσοδο του διαμορφωτή δοθούν αναφορές τάσης με μέτρο 20 V, συχνότητα 50 Hz και διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους:



Σχήμα 6.7: Φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα

6.4 Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης

Στην ενότητα αυτή 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). Τα υποσυστήματα αυτού του μοντέλου είναι τα εξής:

- *Μονάδα Ελέγχου:* Σε αυτό το υποσύστημα γίνεται η σύγκριση της ταχύτητας και ρευμάτων ανάδρασης 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 ο αντιστροφέας:* Αυτό το σύστημα δέχεται ως είσοδο την τάση σε στατό διφασικό πλαίσιο $\alpha - \beta$ και παράγει τα κατάλληλα σήματα PWM που οδηγούνται στα ημιαγωγία στοιχεία του ιδανικού αντιστροφέα για να παραχθεί η τριφασική τάση.
- *Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμων Μαγνητών:* Το συγκεκριμένο υποσύστημα αποτελεί την μοντελοποίηση της διπολικής σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών. Δέχεται ως είσοδο την τριφασική τάση του αντιστροφέα και στην έξοδό του λαμβάνεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή, καθώς και η ταχύτητα δρομέα και τα ρεύμα που αποτελούν την ανάδραση του συστήματος ελέγχου. Οι τιμές των ηλεκτρικών μεγεθών του δυναμικού μοντέλου της μηχανής υπολογίστηκαν από τη σχεδίαση της μέσω του εργαλείου FEMM.

Κατά την προσομοίωση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης λήφθηκαν υπόψιν οι παρακάτω ιδιότητες:

- 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 του εργαστηρίου και είναι $f_s = 20 \text{ kHz}$.

6.4.1 Επιδόσεις Διανυσματικού Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου με Διαμόρφωση Χωρικών Διανυσμάτων SVPWM

Σε αυτήν την ενότητα εξετάζονται διάφορες μεταβατικές καταστάσεις καθώς και η συμπεριφορά σε μόνιμη κατάσταση για διάφορα σημεία λειτουργιάς του κινητήρα.

Μεταβατικά φαινόμενα εννοούνται οι διαφορές που μπορεί να προκύψουν στο φορτίο ή στην ταχύτητα αναφοράς του ηλεκτρικού κινητήρα. Παρακάτω γράφονται οι μεταβατικές καταστάσεις που προσομοιώθηκαν και τα αποτελέσματα των οποίων παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα :

- *Μεταβατικό 1^ο*: ($t = 0 \text{ sec}$) Εκκίνηση σε ταχύτητα 600 ΣΑΛ ή $\omega_m = 62,8 \text{ rad/sec}$ με ονομαστικό φορτίο 1,2 Nm.
- *Μεταβατικό 2^ο*: ($t = 0.5 \text{ sec}$) Βηματική μείωση φορτίου σε 0.6 Nm.
- *Μεταβατικό 3^ο*: ($t = 0.75 \text{ sec}$) Μεταβολή κυκλικής ταχύτητας σε 1500 ΣΑΛ ή $\omega_m = 157,1 \text{ rad/sec}$.
- *Μεταβατικό 4^ο*: ($t = 1 \text{ sec}$) Μεταβολή κυκλικής ταχύτητας σε 900 ΣΑΛ ή $\omega_m = 94,25 \text{ rad/sec}$.
- *Μεταβατικό 5^ο*: ($t = 1.25 \text{ sec}$) Μεταβολή κυκλικής ταχύτητας σε 1500 ΣΑΛ ή $\omega_m = 157,1 \text{ rad/sec}$ και βηματική μείωση φορτίου σε 0.2 Nm.
- *Μεταβατικό 6^ο*: ($t = 1.5 \text{ sec}$) Μεταβολή κυκλικής ταχύτητας σε 300 ΣΑΛ ή $\omega_m = 31,8 \text{ rad/sec}$.

Στη συνέχεια απεικονίζονται τα αποτελέσματα της μεταβολής της ταχύτητας του δρομέα, της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, των τριφασικών ρευμάτων καθώς και των ρευμάτων σε στρεφόμενο διφασικό πλαίσιο αναφοράς. Τέλος, φαίνεται και η μεταβολή της φασικής τάσης εισόδου του ηλεκτρικού κινητήρα.

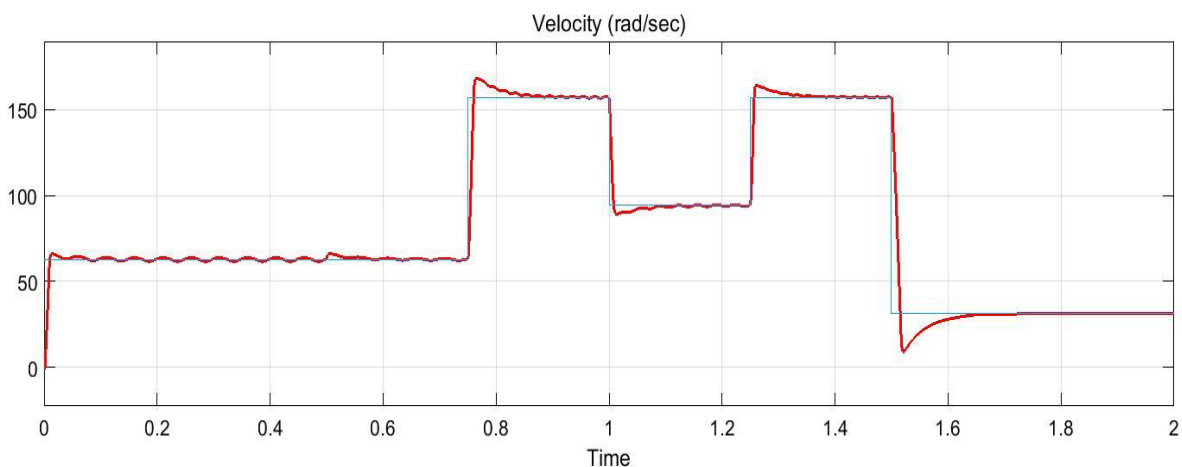
Για τον προσδιορισμό των κερδών των ελεγκτών PI του κυκλώματος ελέγχου έγινε αρχικά μια θεωρητική ανάλυση του συνολικού συστήματος και έπειτα ακολουθήθηκε μια πειραματική προσέγγιση κατά Hindmarsh για τον αρχικό υπολογισμό τους. Σύμφωνα με την θεώρηση Hindmarsh οι τιμές των κερδών μπορούν να προσεγγιστούν βάση της παρακάτω τεχνικής:

- i. Κρατώντας την επίδραση του ολοκληρωτικού ελέγχου μηδενική ($\tau_i = 0$), αυξάνουμε το αναλογικό κέρδος K έως ότου το σύστημα αρχίσει να ταλαντώνεται για τιμή του $K = K_m$ σε μια συγκεκριμένη συχνότητα f .
- ii. Θέτουμε $K = 0,45 K_m$ και $\tau_i = 1/1,2 f$.

Κατόπιν, έγινε μια σειρά από μικρές διορθώσεις ώστε να επιτευχθεί η βέλτιστη απόκριση της ηλεκτρικής μηχανής. Ως αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας, προέκυψαν τα ακόλουθα κέρδη για τους ελεγκτές ταχύτητας και ρεύματος.

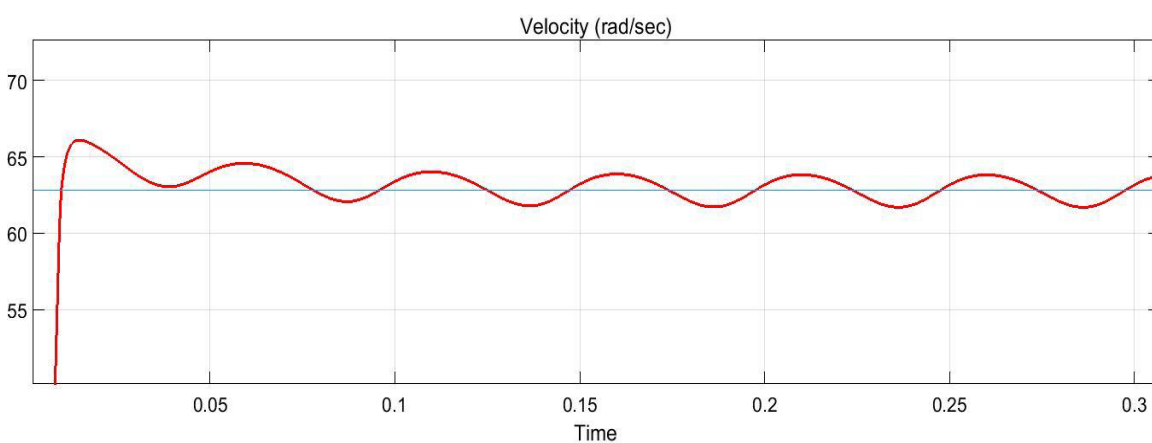
$$\text{Ελεγκτής Ταχύτητας: } K_{velocity_p} = 1,41 \quad K_{velocity_i} = 34,80$$

$$\text{Ελεγκτές Ρεύματος: } K_{current_p} = 45 \quad K_{current_i} = 500$$



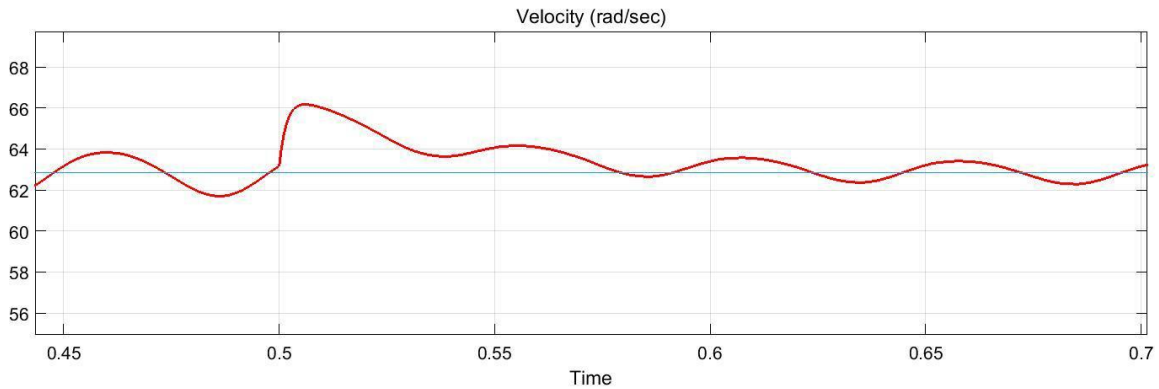
Σχήμα 6.8: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο)

Το πρώτο μεταβατικό φαινόμενο που αναλύεται είναι η εκκίνηση σε ονομαστικό φορτίο, όπου παρατηρείται μια υπερύψωση της ταχύτητας έως τα 67 rad/sec, ενώ συνολικά χρειάζονται 0.15 sec, ώστε η ταχύτητα να φτάσει στην μόνιμη κατάσταση. Στη μόνιμη λειτουργία η κυμάτωση είναι ± 1 rad/sec. Μια εστιασμένη εικόνα της εκκίνησης του συστήματος φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



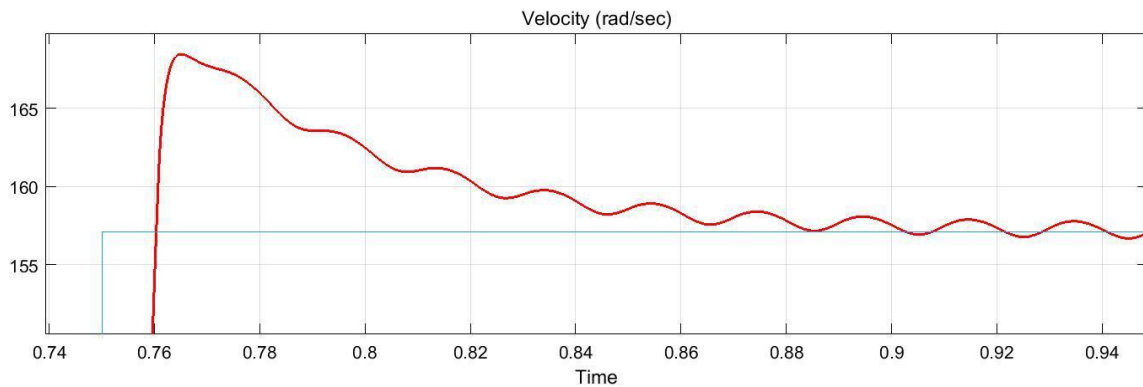
Σχήμα 6.9: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) – Εκκίνηση

Στο δεύτερο μεταβατικό φαινόμενο, το φορτίο μειώνεται στα $6 \text{ kg}\cdot\text{cm}^2$, για αυτόν τον λόγο, όπως είναι αναμενόμενο από την θεωρητική ανάλυση της μηχανής, παρατηρείται μια υπερύψωση της ταχύτητας. Η μέγιστη τιμή της ταχύτητας είναι 66.2 rad/sec, ενώ ο χρόνος αποκατάστασης για να φθάσει το σύστημα στη νέα μόνιμη λειτουργία είναι σχεδόν ίδιος με προηγουμένως, δηλαδή 0.16 sec. Η κυμάτωση της ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση είναι ± 0.6 rad/sec.



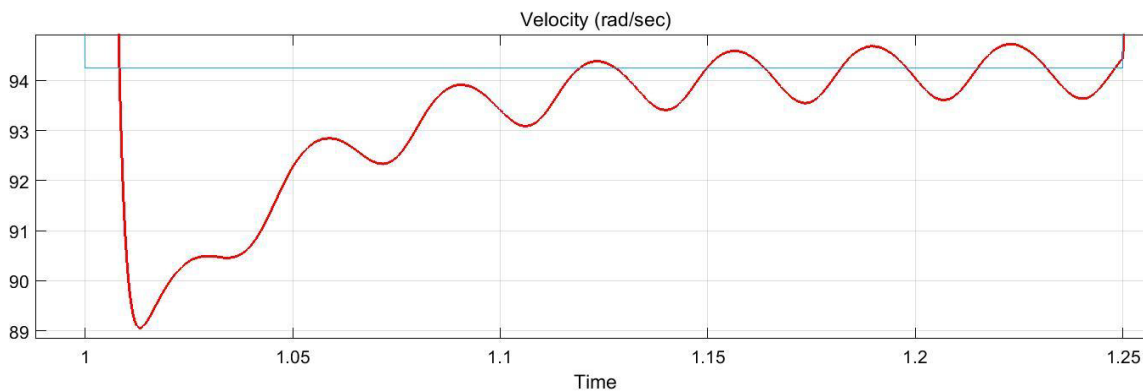
Σχήμα 6.10: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Δεύτερο μεταβατικό

Κατά το τρίτο μεταβατικό η τιμή της ταχύτητας υπερυψώνεται σε 168.5 rad/sec με χρόνο σταθεροποίησης στη μόνιμη κατάσταση 0.18 sec και κυμάτωση ± 0.6 rad/sec.



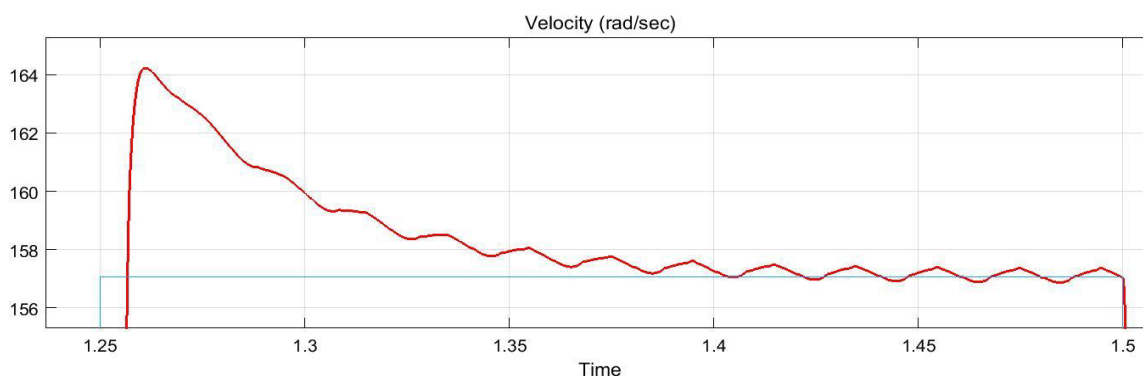
Σχήμα 6.11: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Τρίτο μεταβατικό

Στο τέταρτο μεταβατικό φαινόμενο μετά την μείωση της ταχύτητας παρατηρείται μια βύθιση της έως 89 rad/sec, ενώ ο χρόνος αποκατάστασης είναι και πάλι περίπου στα 0.15 sec. Η κυμάτωση στη νέα μόνιμη κατάσταση είναι ξανά ± 0.6 rad/sec.



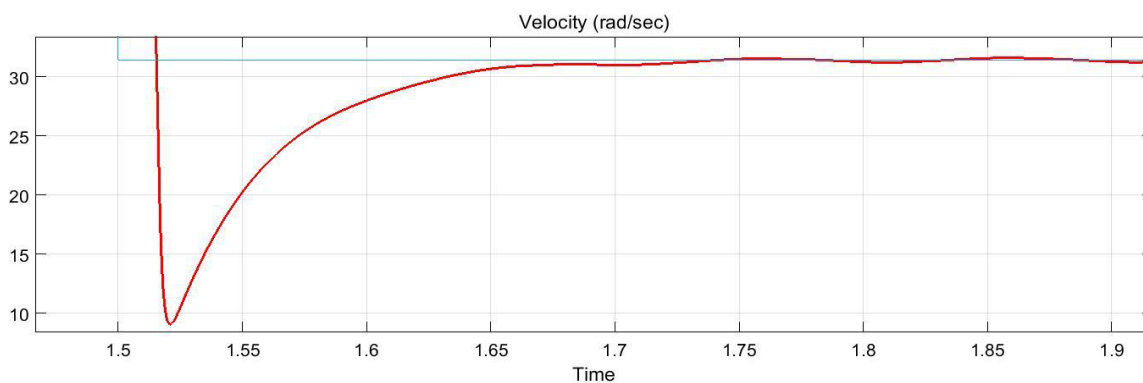
Σχήμα 6.12: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Τέταρτο μεταβατικό

Στο πέμπτο μεταβατικό φαινόμενο παρατηρείται υπερύψωση της ταχύτητας στην τιμή 164 rad/sec, η οποία χρειάζεται 0.2 sec ώστε να μειωθεί μέχρι την τιμή μόνιμης κατάστασης. Η κυμάτωση της νέας μόνιμης λειτουργίας είναι ± 0.3 rad/sec.



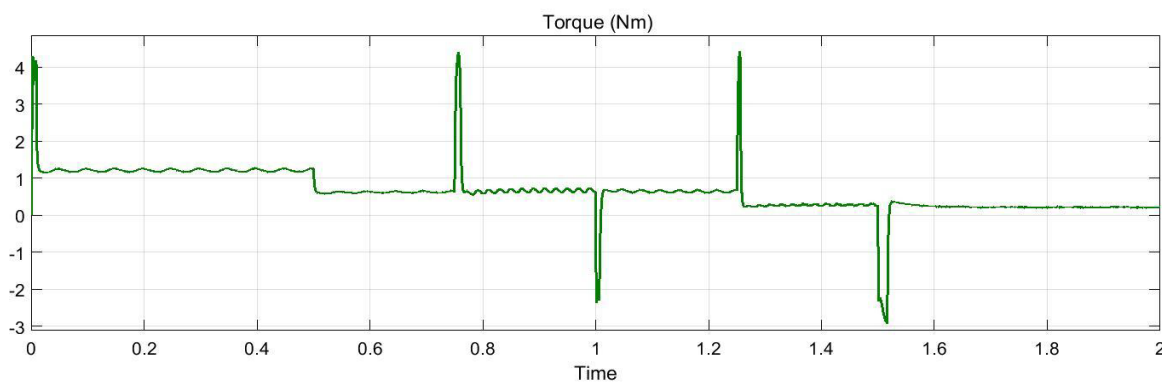
Σχήμα 6.13: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Πέμπτο μεταβατικό

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



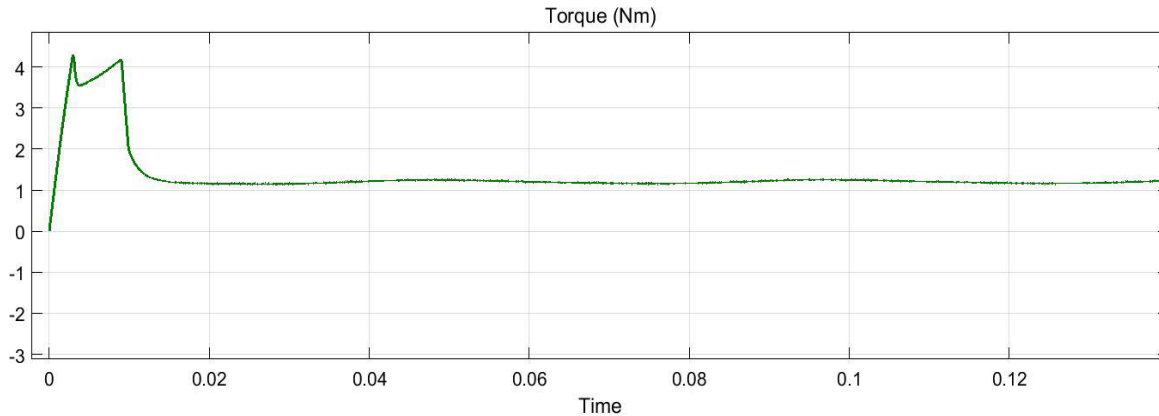
Σχήμα 6.14: Αναφορά ταχύτητας (μπλε) και πραγματική ταχύτητα δρομέα (κόκκινο) - Έκτο μεταβατικό

Στο σχήμα 6.15 απεικονίζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής:



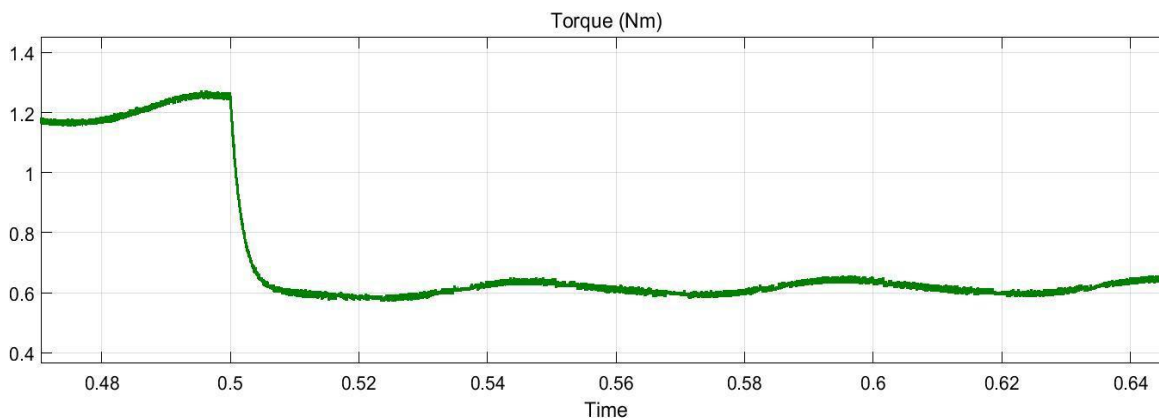
Σχήμα 6.15: Ηλεκτρομαγνητική ροπή μηχανής

Στην προηγούμενη εικόνα φαίνεται η συνολική απόκριση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής για όλα τα μεταβατικά φαινόμενα, ενώ στην συνέχεια παρουσιάζονται μεμονωμένα το κάθε μεταβατικό. Στο σχήμα 6.16 παρατηρείται η ροπή της μηχανής κατά την εκκίνηση, η οποία είναι εμφανώς υψηλή, σχεδόν 3.5 φορές μεγαλύτερη από την ονομαστική τιμή, γύρω στα 4.3 Nm. Η κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην μόνιμη λειτουργία είναι ± 0.05 Nm.



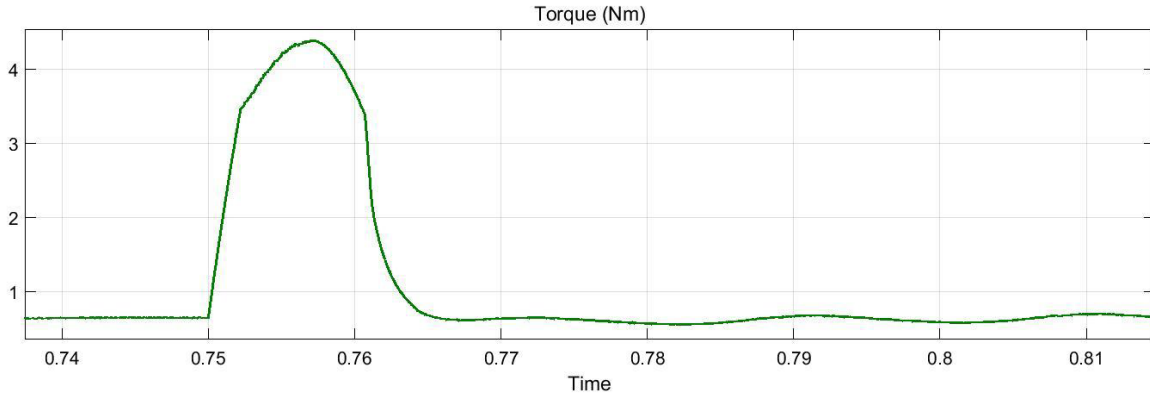
Σχήμα 6.16: Ηλεκτρομαγνητική ροπή – Εκκίνηση

Στο δεύτερο μεταβατικό φαινόμενο, η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα μειώνεται, λόγω της μείωσης του μηχανικού φορτίου, έχοντας πολύ γρήγορη απόκριση και μη παρουσιάζοντας σχεδόν καθόλου βύθιση. Η κυμάτωση της ροπής στην μόνιμη κατάσταση είναι ελάχιστη, δηλαδή ± 0.03 Nm.



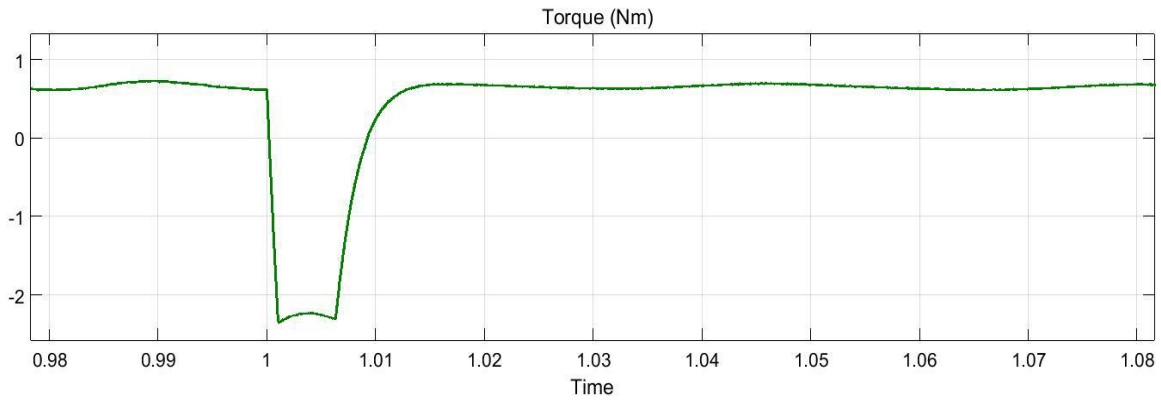
Σχήμα 6.17: Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Δεύτερο μεταβατικό

Στο τρίτο μεταβατικό φαινόμενο, όπου ο κινητήρας επιταχύνεται σε 1500 ΣΑΛ, η ροπή αυξάνεται στην τιμή 4.25 Nm. Εν συνεχεία, η ροπή μειώνεται πολύ γρήγορα και φτάνει στη μόνιμη κατάσταση με κυμάτωση ± 0.03 Nm.



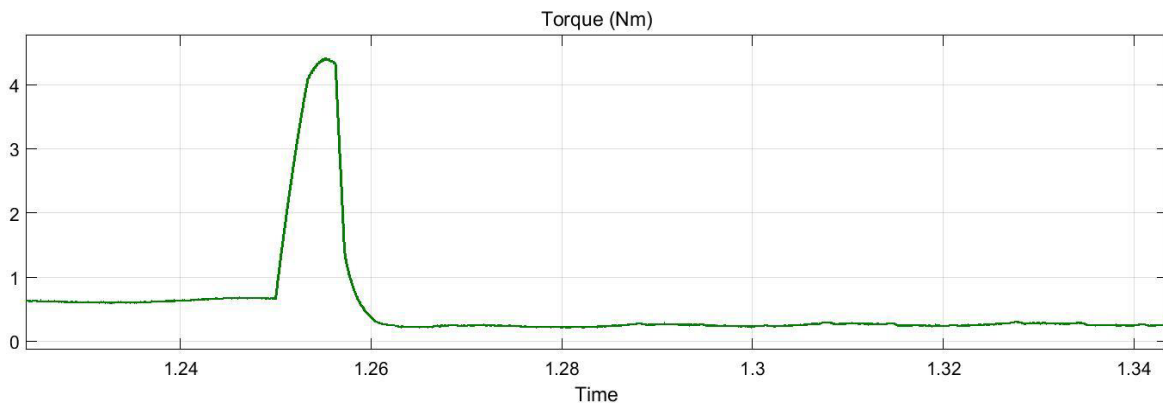
Σχήμα 6.18: Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Τρίτο μεταβατικό

Στο τέταρτο μεταβατικό φαινόμενο, στην προσπάθεια επιβράδυνσης του κινητήρα, η ροπή μειώνεται στιγμιαία μέχρι την τιμή -2.4 Nm . Έπειτα, επανέρχεται σε σταθερή τιμή 0.7 Nm για να αντισταθμίσει το φορτίο και την τριβή με μια κυμάτωση $\pm 0.03 \text{ Nm}$.



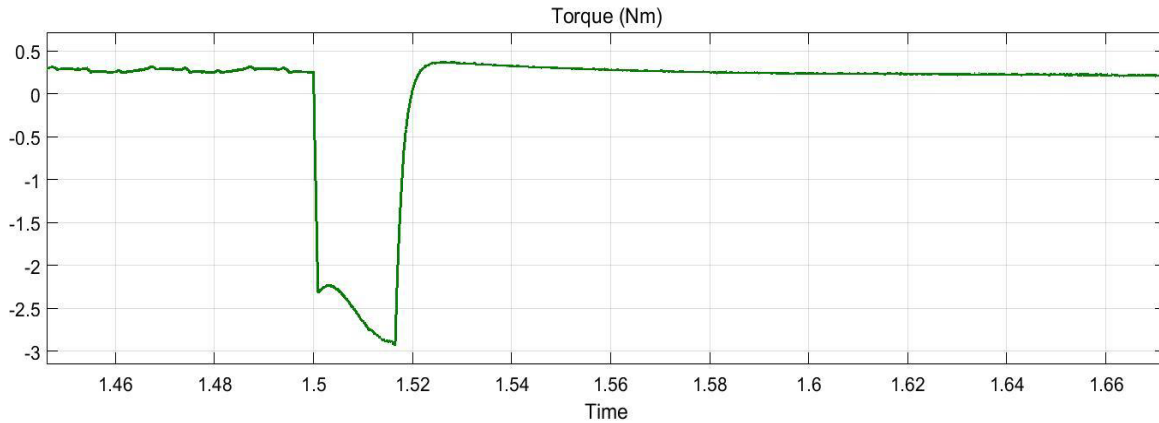
Σχήμα 6.19: Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Τέταρτο μεταβατικό

Στο πέμπτο μεταβατικό φαινόμενο παρατηρείται αύξηση ροπής στα 4.4 Nm για να επιτευχθεί η επιτάχυνση. Στην μόνιμη κατάσταση η κυμάτωση έχει τιμή $\pm 0.03 \text{ Nm}$.



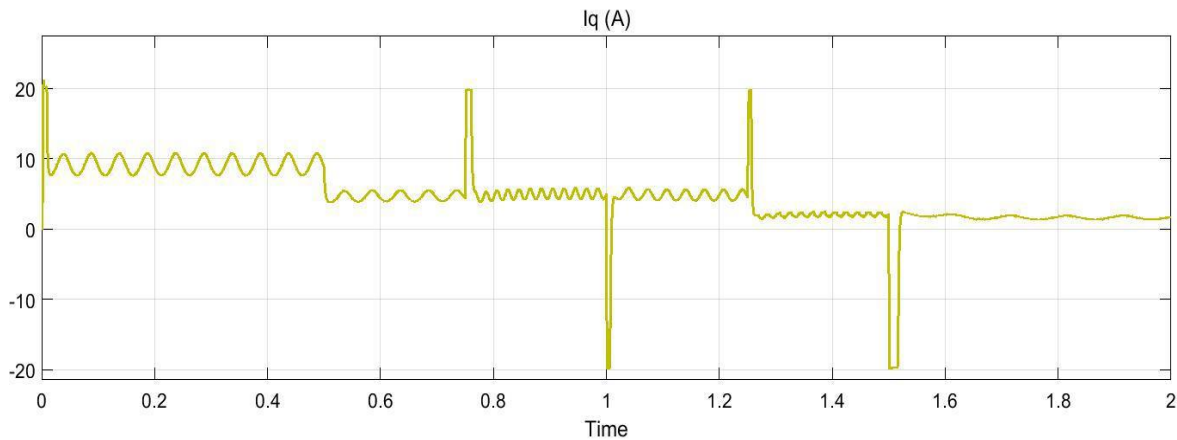
Σχήμα 6.20: Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Πέμπτο μεταβατικό

Τέλος, στο έκτο μεταβατικό φαινόμενο, η ηλεκτρομαγνητική ροπή μειώνεται στα -2.9 Nm , έτσι ώστε να μειωθεί η ταχύτητα. Κατόπιν, επανέρχεται σε μόνιμη κατάσταση με κυμάτωση $\pm 0.03 \text{ Nm}$.



Σχήμα 6.21: Ηλεκτρομαγνητική ροπή - Έκτο μεταβατικό

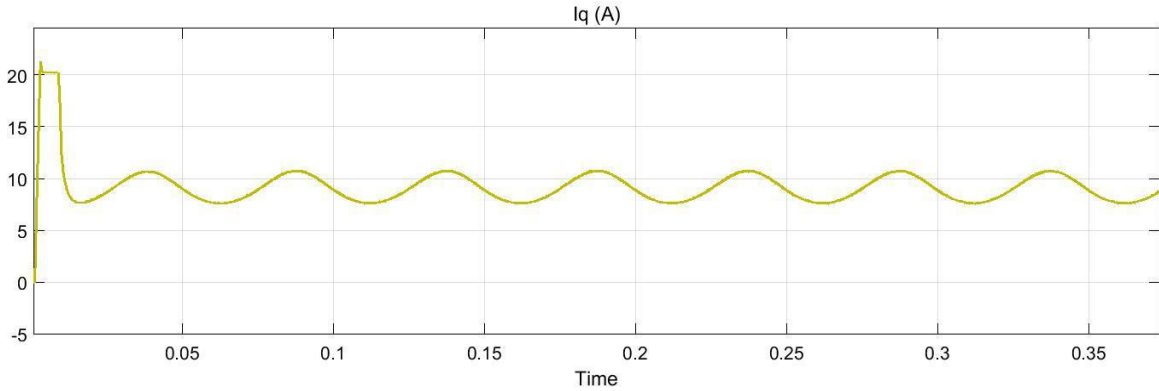
Στο σχήμα 6.22 απεικονίζεται, κατά την διάρκεια όλων των μεταβατικών φαινομένων που αναφέρθηκαν προηγουμένως, το ρεύμα του εγκάρσιου άξονα I_q , το οποίο είναι άμεσα ανάλογο της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής.



Σχήμα 6.22: Ρεύμα εγκάρσιου άξονα

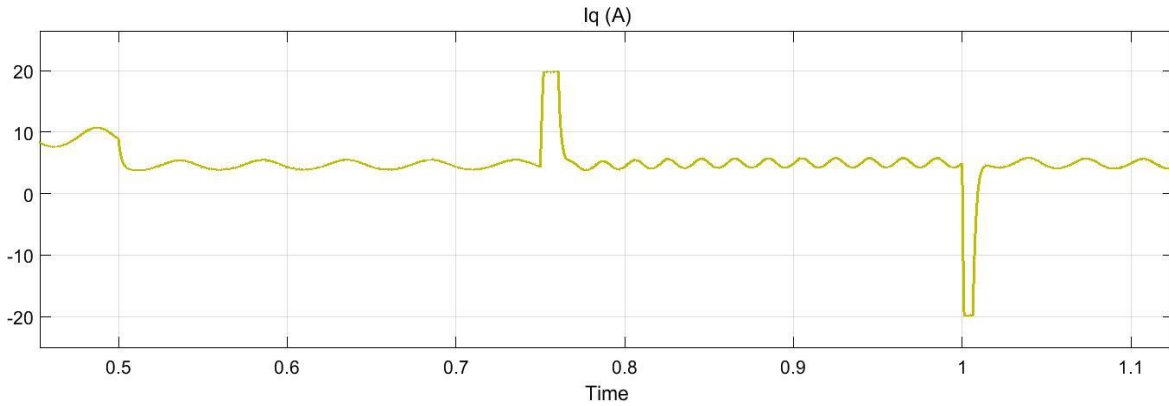
Από την παραπάνω εικόνα γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι, το ρεύμα έχει περιοριστεί στην μέγιστη τιμή 20 A , για την οποία έχει σχεδιαστεί ο ηλεκτρικός κινητήρας μόνιμων μαγνητών. Το ρεύμα στον εγκάρσιο άξονα είναι απολύτως ανάλογο της παραγόμενης ροπής που παρουσιάστηκε παραπάνω.

Αρχικά, στην εκκίνηση της μηχανής, το ρεύμα φτάνει την μέγιστη τιμή του 20 A , ώστε να προκληθεί η μέγιστη δυνατή ροπή και να επιτευχθεί η επιτάχυνση του κινητήρα. Όταν φτάσει σε μόνιμη κατάσταση, το ρεύμα έχει μια κυμάτωση $\pm 1.5 \text{ A}$.



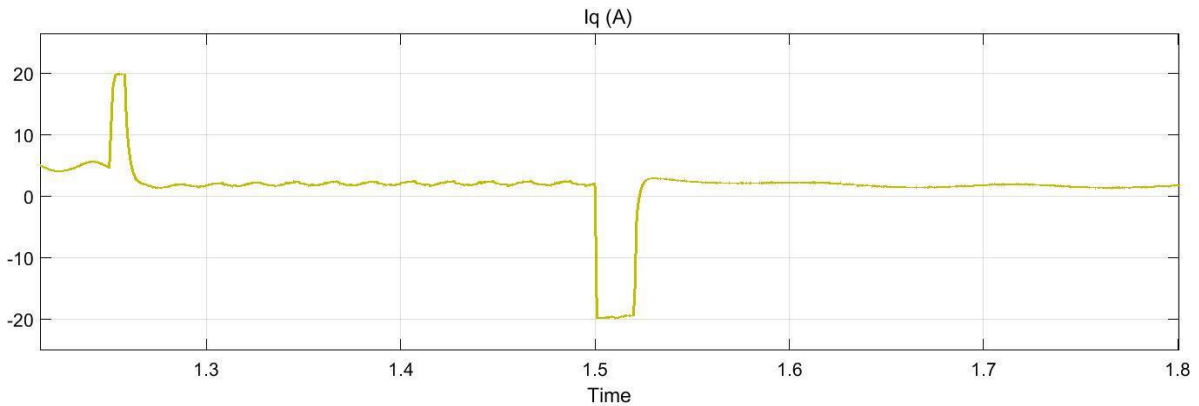
Σχήμα 6.23: Ρεύμα εγκάρσιου άξονα - Εκκίνηση

Στο επόμενο σχήμα απεικονίζεται η συμπεριφορά του ρεύματος I_q στο δεύτερο, τρίτο και τέταρτο μεταβατικό φαινόμενο με κυμάτωση στην ενδιάμεση μόνιμη λειτουργία στα ± 0.8 A.



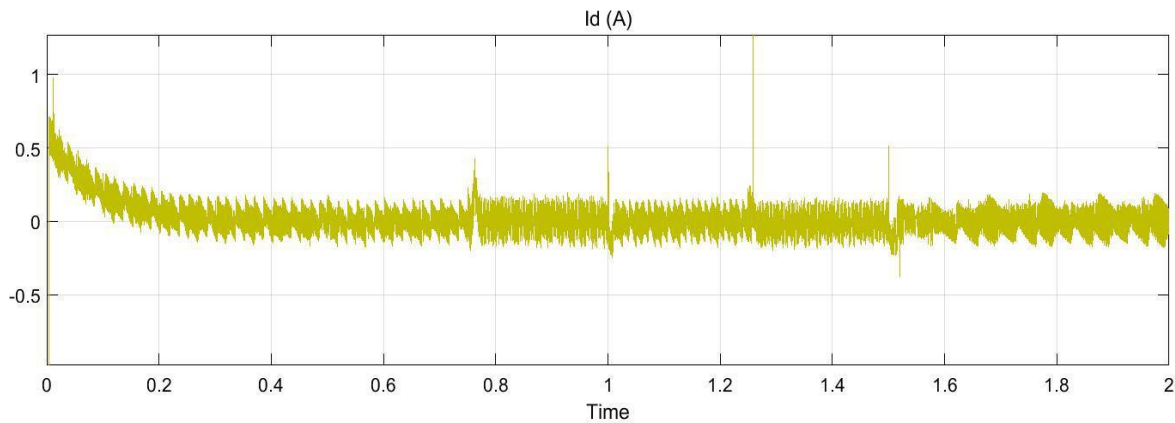
Σχήμα 6.24: Ρεύμα εγκάρσιου άξονα - Δεύτερο, τρίτο και τέταρτο μεταβατικό

Το πέμπτο και το έκτο μεταβατικό φαινόμενα παρουσιάζονται στο σχήμα 6.25. Η κυμάτωση μόνιμης κατάστασης στην προκειμένη περίπτωση είναι ± 0.4 A.



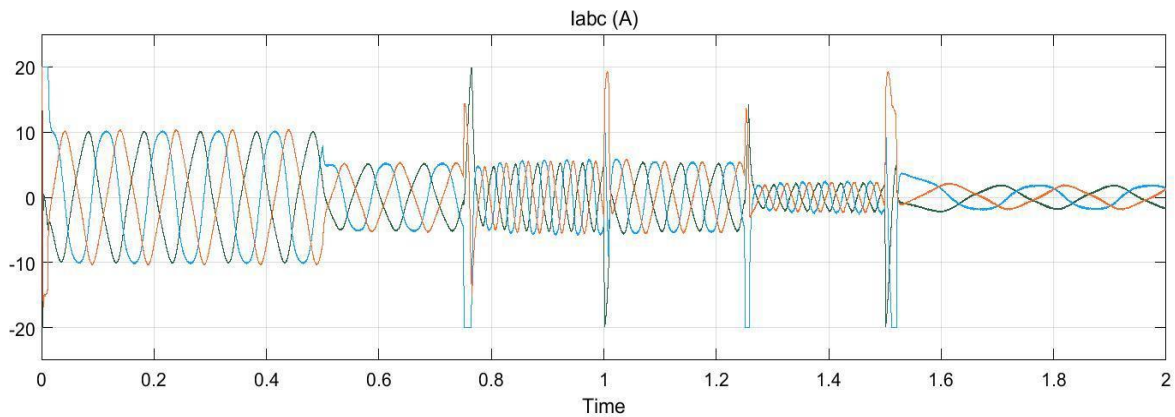
Σχήμα 6.25: Ρεύμα εγκάρσιου άξονα - Πέμπτο και έκτο μεταβατικό

Στο σχήμα 6.26 φαίνεται το ρεύμα ορθού άξονα κατά την διάρκεια όλων των μεταβατικών καταστάσεων και στη μόνιμη λειτουργία. Όπως ήταν αναμενόμενο από την θεωρητική ανάλυση και την τεχνική ελέγχου που χρησιμοποιήθηκε, η μέση τιμή του ρεύματος I_d είναι 0. Μια λεπτομερής μελέτη της παρακάτω εικόνας δείχνει ότι σε κάθε μεταβατικό φαινόμενο υπάρχει μια στιγμιαία απόκλιση από το ρεύμα αναφοράς με μέγιστη τιμή 0.6 A, την οποία φτάνει κατά την εκκίνηση του κινητήρα, ενώ σε μόνιμη λειτουργία το ρεύμα παρουσιάζει κυμάτωση της τάξης 0.1 A.



Σχήμα 6.26: Ρεύμα ορθού άξονα

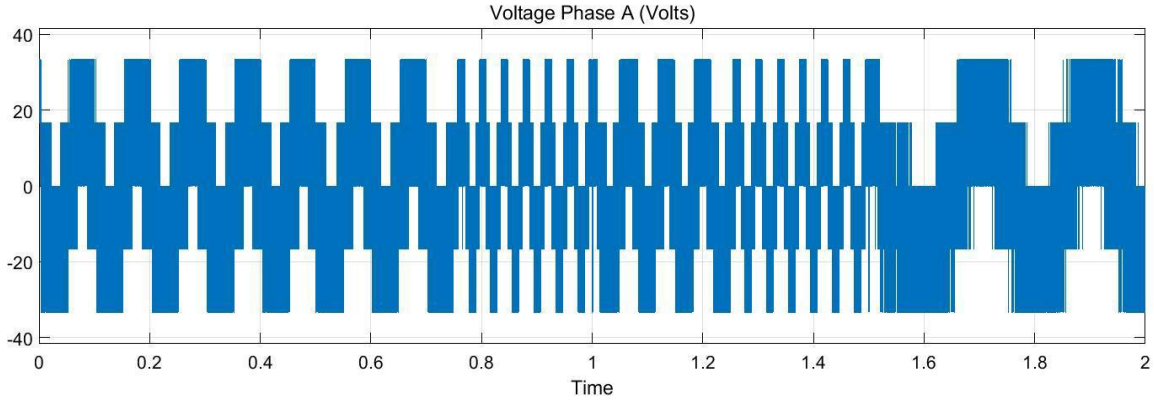
Τα τριφασικά ρεύματα του κινητήρα κατά την διάρκεια όλων των μεταβατικών καταστάσεων αποτυπώνονται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 6.27: Τριφασικά ρεύμα ηλεκτρικής μηχανής

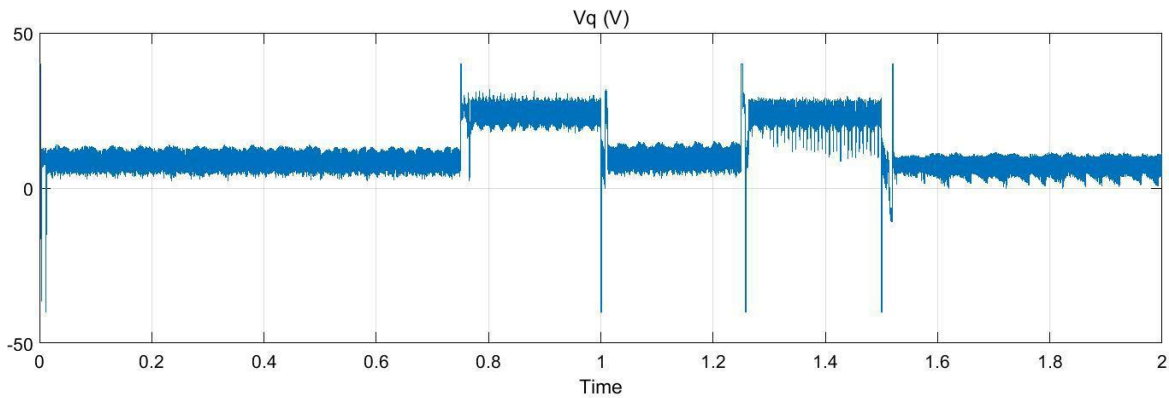
Από την προηγούμενη εικόνα μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί ότι η συχνότητά του φασικού ρεύματος σχετίζεται άμεσα με την κυκλική ταχύτητα δρομέα, ενώ το μέτρο του είναι ανάλογο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα.

Στις παρακάτω σχήματα παρατηρείται η τάση του κινητήρα στο τριφασικό πλαίσιο αναφοράς, καθώς και στο στρεφόμενο d - q σύστημα:

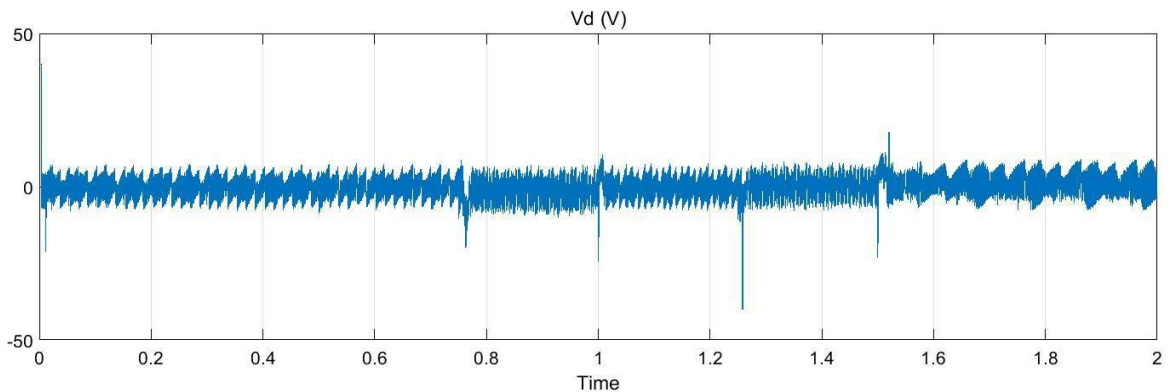


Σχήμα 6.28: Τάση της φάσης A

Από τα αποτελέσματα της τάσης του κινητήρα μπορεί άμεσα να παρατηρηθεί ότι η συχνότητα της τάσης εξαρτάται από την κυκλική ταχύτητα του 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 6.29: Τάση εγκάρσιου άξονα



Σχήμα 6.30: Τάση ορθού άξονα

Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι στην μόνιμη λειτουργία η κυμάτωση στην τάση V_q είναι ± 7 V, ενώ στην τάση V_d η κυμάτωση είναι γύρω στα ± 6 V.

6.4.2 Συμπεράσματα σχετικά με την απόκριση του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με SVPWM

Σε αυτή την ενότητα γίνεται μια πιο λεπτομερής ανάλυση της δυναμικής απόκρισης και των χαρακτηριστικών του ηλεκτρικού κινητήρα σε κάθε μεταβατικό φαινόμενο που εφαρμόστηκε:

Μεταβατικό 1^ο: Μεταβολή ταχύτητας από 0 ΣΑΛ στα 600 ΣΑΛ ή 62.8 rad/sec με ονομαστικό φορτίο 1.2 Nm.

- Στο πρώτο μεταβατικό φαινόμενο ο κινητήρας οδηγείται σε ταχύτητα 600 ΣΑΛ με ονομαστικό φορτίο 1.2 Nm. Η υπερύψωση της ταχύτητας δρομέα στην εκκίνηση έχει τιμή 6.68%, η οποία κρίνεται σχετικά χαμηλή και αρκετά ικανοποιητική.
- 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 ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα είναι αρκετά υψηλή και φτάνει την μέγιστη τιμή, όπως αναμένεται άλλωστε λόγω της ανάγκης επιτάχυνσης της μηχανής. Αυτή φτάνει έως 4.3 Nm, περίπου 3.5 φορές η ονομαστική ροπή.
- Το ρεύμα εγκάρσιου άξονα I_q είναι απολύτως ανάλογο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, όπως έχει αναδειχθεί και στο μαθηματικό μοντέλο της ηλεκτρικής μηχανής. Το ρεύμα που παράγει την προαναφερθείσα μέγιστη ροπή κατά την εκκίνηση περιορίζεται από την σχεδίαση της μηχανής στην τιμή των 20 A. Η κυμάτωση του στην μόνιμη κατάσταση είναι ± 1.5 A.
- Το ρεύμα ορθού άξονα I_d παρουσιάζει μια αρχική υπερύψωση έως τα 0.6 A στην εκκίνηση της μηχανής. Έπειτα σταθεροποιείται στην μέση τιμή του ρεύματος αναφοράς, δηλαδή στα 0 A.

Μεταβατικό 2^ο: Μείωση φορτίου στα 0.6 Nm με σταθερή ταχύτητα 600 ΣΑΛ.

- Σε αυτή την μεταβατική κατάσταση, η ταχύτητα δρομέα παρουσιάζει υπερύψωση, λόγω την μείωσης του φορτίου του κινητήρα, η οποία έχει μέγιστη τιμή ίση με 5.41% της ταχύτητας σε μόνιμη λειτουργία.
- Ο χρόνος επαναφοράς της ταχύτητας στη τιμή μόνιμης κατάστασης είναι 0.16 sec.
- Η κυμάτωση της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση είναι χαμηλότερη από πριν, λόγω των χαμηλότερων φασικών ρευμάτων που προκαλούν αυτήν την κυμάτωση. Από τα αποτελέσματα του μοντέλου συμπεραίνουμε ότι η κυμάτωση στη μόνιμη κατάσταση είναι άμεσα συσχετιζόμενη με το πλάτος των τριφασικών ρευμάτων.
- Το ρεύμα I_q , καθώς και τα τριφασικά ρεύματα του κινητήρα μειώνονται λόγω του υποδιπλασιασμού του φορτίου, όπως παρατηρείται στα αντίστοιχα σχήματα.

Μεταβατικό 3^ο: Μεταβολή ταχύτητας από 600 ΣΑΛ στα 1500 ΣΑΛ ή 157.1 rad/sec με σταθερό φορτίο.

- Σε αυτό το μεταβατικό, η υπερύψωση της ταχύτητας είναι μεγαλύτερη από τις προηγούμενες καταστάσεις, διότι η διαφορά της τελικής από την αρχική ταχύτητα είναι 900 ΣΑΛ. Η υπερύψωση είναι 12.09% της διαφοράς αυτής.
- Ο χρόνος αποκατάστασης της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση είναι 0.18 sec.
- Η αύξηση της ταχύτητας προκαλεί με την σειρά της την αύξηση του μέτρου της τάσης V_q , διότι, όπως προαναφέρθηκε, η τάση είναι ανάλογη της συχνότητας. Στο προηγούμενο μεταβατικό, όπου η ταχύτητα ήταν σταθερή στα 600 ΣΑΛ, η τάση V_q ήταν στα ίδια επίπεδα ανεξαρτήτως της αλλαγής φορτίου.
- Το ρεύμα I_q , κατά τη διάρκεια του μεταβατικού, φτάνει και πάλι στιγμιαία τη μέγιστη τιμή του 20 A, έτσι ώστε ο κινητήρας να επιταχυνθεί στην επιθυμητή ταχύτητα. Στη συνέχεια, το ρεύμα σταθεροποιείται στην ίδια μέση τιμή με πριν διότι το φορτίο έχει παραμείνει σταθερό, όπως και η τριβή. Η κυμάτωση του ρεύματος παραμένει επίσης σταθερή στα ± 0.8 A.

Μεταβατικό 4^ο: Μεταβολή ταχύτητας 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 της ταχύτητας σε αυτή την κατάσταση είναι ± 0.6 rad/sec όπως και στις προηγούμενες δύο καταστάσεις λόγω του σταθερού φορτίου.
- Ο χρόνος αποκατάστασης της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση είναι 0.15 sec.
- Η τάση V_q μειώνεται σε σχέση με πριν διότι η ταχύτητα έχει μειωθεί.
- Τα ρεύματα παρουσιάζουν αύξηση, αλλά σε αυτή την περίπτωση έχουν αντίθετη φορά, ενώ το μέτρο τους έχει μέγιστη τιμή 19 A, ώστε να προκληθεί αντίθετη ροπή. Η κυμάτωση του ρεύματος I_q είναι 0.9 A.

Μεταβατικό 5^ο: Μεταβολή ταχύτητας από 900 ΣΑΛ στα 1500 ΣΑΛ ή 157.1 rad/sec και μεταβολή φορτίου από 0.6 Nm στα 0,2 Nm.

- Σε αυτό το μεταβατικό φαινόμενο η υπερύψωση της ταχύτητας είναι 10.98%. Ως ποσοστό, είναι σχεδόν ίση με την υπερύψωση του δεύτερου μεταβατικού όμως ποσοτικά είναι μικρότερη.

- Η κυμάτωση της ταχύτητας στην κατάσταση αυτή είναι ± 0.3 rad/sec. Η μείωση οφείλεται στην μείωση του φορτίου και ακολούθως των πλατών των ρευμάτων.
- Λόγω του μειωμένου φορτίου, παρατηρείται ότι ο χρόνος αποκατάστασης της ταχύτητας είναι 0.2 sec, δηλαδή αρκετά μεγαλύτερος από τις προηγούμενες περιπτώσεις.
- Η τάση V_q αυξάνεται στο επίπεδο που ήταν και στην τρίτη κατάσταση, όπου η ταχύτητα ήταν ίδια, δηλαδή 1500 ΣΑΛ.
- Με την μείωση του φορτίου μειώνεται και το ρεύμα εγκάρσιου άξονα I_q . Η κυμάτωση του επίσης μειώνεται στα ± 0.4 A, καθώς μειώνονται τα πλάτη των τριφασικών ρευμάτων.

Μεταβατικό 6^ο: Μεταβολή ταχύτητας από 1500 ΣΑΛ στα 300 ΣΑΛ ή 31.8 rad/sec με σταθερό φορτίο.

- Στο τελευταίο μεταβατικό φαινόμενο, η βύθιση της ταχύτητας δρομέα είναι της τάξης 18.58%. Αφότου το σύστημα φθάσει σε μόνιμη κατάσταση, τότε η κυμάτωση της ταχύτητας είναι ± 0.3 rad/sec.
- Παρατηρείται ότι ο χρόνος αποκατάστασης της ταχύτητας είναι 0.3 sec. Η αύξηση του οφείλεται στο χαμηλό φορτίο και τα μικρά φασικά ρεύματα.
- Η τάση V_q μειώνεται στο χαμηλότερο επίπεδο καθώς και η ταχύτητα φθάνει την χαμηλότερη τιμή προσομοίωσης 31.8 rad/sec.
- Το ρεύμα εγκάρσιου άξονα I_q παίρνει την ελάχιστη τιμή του -20 A, ώστε να επιβραδυνθεί ο κινητήρας άμεσα. Όταν ο κινητήρας φθάσει σε μόνιμη κατάσταση, η κυμάτωση του ρεύματος είναι $\pm 0,4$ A, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, λόγω σταθερού φορτίου.

Μεταβατικά Φαινόμενα	Υπερύψωση Ταχύτητας	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 %	0,20 sec
6 ^ο Μεταβατικό	18.58 %	0,30 sec

Πίνακας 6.2: Ποσοστιαία υπερύψωση και χρόνος αποκατάστασης ταχύτητας

Μόνιμη Λειτουργία	T_m (Nm)	ω_m (rad/sec)	I_q (A)	I_d (A)
Εκκίνηση	$\pm 0,05$ Nm	± 1 rad/sec	$\pm 1,5$ A	0,1 A
2° Μεταβατικό	$\pm 0,03$ Nm	$\pm 0,6$ rad/sec	$\pm 0,9$ A	0,1 A
3° Μεταβατικό	$\pm 0,03$ Nm	$\pm 0,6$ rad/sec	$\pm 0,9$ A	0,1 A
4° Μεταβατικό	$\pm 0,03$ Nm	$\pm 0,6$ rad/sec	$\pm 0,9$ A	0,1 A
5° Μεταβατικό	$\pm 0,03$ Nm	$\pm 0,3$ rad/sec	$\pm 0,4$ A	0,1 A
6° Μεταβατικό	$\pm 0,03$ Nm	$\pm 0,3$ rad/sec	$\pm 0,4$ A	0,1 A

Πίνακας 6.3: Κυμάτωση της ροπής, ταχύτητας και ρευμάτων ορθού και εγκάρσιου άξονα σε μόνιμη λειτουργία

7 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

7.1 Ανακεφαλαίωση

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύχθηκε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών με μελλοντικό πεδίο εφαρμογής τη χρήση του σε ηλεκτρικό όχημα. Ο βασικός στόχος ήταν η υλοποίηση ενός συστήματος διανυσματικού ελέγχου του κινητήρα βασισμένου στην τεχνική προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση χωρικών διανυσμάτων (SVPWM), ο οποίος είναι κατάλληλος για τη διπολική σύγχρονη ηλεκτρική μηχανή μονίμων μαγνητών που εξετάστηκε.

Αρχικά, στο πλαίσιο της εργασίας παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο για την ανάπτυξη του μοντέλου προσομοίωσης του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης που αναπτύχθηκε και για την ερμηνεία των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων που προέκυψαν. Στο πρώτο κεφάλαιο, επεξηγούνται ο σκοπός και η δομή της παρούσας εργασίας. Κατόπιν, καταγράφονται οι εφαρμογές των συστημάτων αυτών στην βιομηχανία, και περιγράφονται τα στοιχεία από τα οποία αποτελούνται τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Στη συνέχεια, κατηγοριοποιούνται οι ηλεκτρικές μηχανές των κινητηρίων συστημάτων με έμφαση στα είδη των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών. Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η θεωρητική ανάλυση για την ανάπτυξη του δυναμικού μοντέλου της μηχανής σε περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων που χρησιμοποιείται στον διανυσματικό έλεγχο του μαγνητικού πεδίου. Μετά την περιγραφή των μετατροπών ηλεκτρονικών ισχύος που βρίσκουν εφαρμογή στα συνηθέστερα ηλεκτρικά συστήματα, η μελέτη εστιάζεται στο υποσύστημα του αντιστροφέα, για τον έλεγχο των ημιαγώγιμων διακοπών του οποίου, αναλύονται οι σημαντικότερες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών, όπως η ημιτονοειδής με σύγκριση φέροντος σήματος (SPWM) και η βασιζόμενη σε χωρικά διανύσματα (SVPWM).

Η επόμενη ενότητα παρουσιάζει και συγκρίνει τις κυριότερες τεχνικές ελέγχου σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών. Επεξηγείται ο βασικός διαχωρισμός ανάμεσα στις τεχνικές βαθμωτού και διανυσματικού ελέγχου και αναλύεται η λειτουργία τους με την βοήθεια δομικών διαγραμμάτων. Μεγαλύτερη έμφαση δίνεται στη μελέτη σύγχρονων μεθόδων ελέγχου, όπως ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου MPC, κάνοντας τον διαχωρισμό μεταξύ του προβλεπτικού ελέγχου του ρεύματος (DS-MPCC) και της ταχύτητας (DS-MPSC), αντίστοιχα. Προαπαιτούμενο εφαρμογής αυτών των τεχνικών είναι η ανάπτυξη του διακριτού δυναμικού μοντέλου της ηλεκτρικής μηχανής, ενώ για την χρήση του σε πραγματικά ηλεκτρικά συστήματα κίνησης είναι επίσης απαραίτητη κατάλληλη μέτρηση της ταχύτητας, η οποία πραγματοποιείται μέσω αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman (Self-Adaption Kalman Filter, SAKO).

Τέλος, παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του συνολικού συστήματος ηλεκτρικής κίνησης σε περιβάλλον Matlab/Simulink. Για τον προσδιορισμό των ηλεκτρικών μεγεθών έγινε ανάλυση της μηχανής σε λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων FEMM, ενώ για την προσομοίωση αναπτύχθηκαν ξεχωριστά μοντέλα για τη σύγχρονη μηχανή μόνιμων μαγνητών (PMSM), την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με χωρικά διανύσματα (SVPWM), τον αντιστροφέα και τη μονάδα ελέγχου. Αρχικά, περιγράφονται τα βασικά μέρη του συστήματος με τις εξισώσεις που το διέπουν και ρυθμίζονται οι παράμετροι των ολοκληρωτικών ελεγκτών (PI) με στόχο την βελτιστοποίηση του διανυσματικού ελέγχου. Στο δεύτερο τμήμα του κεφαλαίου παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που αφορούν στην μόνιμη κατάσταση όσο και στα μεταβατικά φαινόμενα του συστήματος. Υπολογίζονται κρίσιμα μεγέθη που χαρακτηρίζουν τις ταλαντώσεις μόνιμης κατάστασης και την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος. Βάσει αυτών των αποτελεσμάτων εξάγονται σημαντικά συμπεράσματα σχετικά με τις επιδόσεις της ηλεκτρικής μηχανής και την συμπεριφορά της σε διάφορες περιοχές λειτουργίας.

7.2 Κυριότερα Συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που εξήχθησαν από τις προσομοιώσεις της παρούσας εργασίας συνοψίζονται ως εξής:

- Αναπτύχθηκε μοντέλο προσομοίωσης διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου για την οδήγηση σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών χαμηλής ισχύος και χαμηλών απωλειών σε περιβάλλον Matlab / Simulink.
- Η δυναμική απόκριση του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου είναι ιδιαίτερα γρήγορη σε όλες τις περιπτώσεις προσομοίωσης θεωρώντας απομονωμένο κινητήρα (χωρίς την ύπαρξη πέδη). Η υπερύψωση της ταχύτητας κυμαίνεται μεταξύ 6% και 18%, ενώ η κυμάτωση στη 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.
- Κατά την προσομοίωση παρατηρήθηκε καλύτερη ποιότητα ρεύματος και τάσης όταν το φορτίο είναι μεγαλύτερο. Η αιτία αυτής της διαφοροποίησης είναι η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα, 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 το ποσοστό της παραμόρφωσης να μειώνεται.
- Ο χάρτης απόδοσης που συντάχθηκε έδειξε ότι η διπολική ηλεκτρική μηχανή που εξετάστηκε μπορεί να λειτουργεί με 90% απόδοση, που είναι ιδιαίτερα υψηλή για μηχανή μικρής ισχύος. Επιπλέον, η πυκνότητα ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι

ιδιαίτερα υψηλή καθώς η μηχανή μπορούσε να λειτουργεί με ευκολία σε τιμές ροπής μεγαλύτερες από τις ονομαστικές.

7.3 Σημεία Επιστημονικής Συνεισφοράς

- Ανάπτυξη δυναμικού μοντέλου για την προσομοίωση της λειτουργίας ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος σε αναλογική και διακριτή μορφή, περιλαμβάνοντας το σύστημα ελέγχου.
- Μελέτη δυο αλγορίθμων προβλεπτικού ελέγχου για οδήγηση κινητήρα μονίμων μαγνητών, διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος (DS-MPCC) και διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ταχύτητας (DS-MPSC).
- Μελέτη αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman (SAKO) για τον βέλτιστο υπολογισμό του σήματος ανάδρασης της ταχύτητας του κινητήρα από το σήμα θέσης ενός οπτικού κωδικοποιητή θέσης.
- Υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου για οδήγηση σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών υψηλής ταχύτητας με χαμηλές απώλειες.
- Μεγάλη ακρίβεια μοντελοποίησης που επιβεβαιώνεται από την σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με την θεωρητική ανάλυση.

7.4 Προτάσεις για Περαιτέρω Διερεύνηση

Μερικά σημεία που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης για την μελλοντική επέκταση των μοντέλων που αναπτύχθηκαν είναι:

- Μελέτη και υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου χωρίς ανάδραση από αισθητήρα θέσης (Sensorless vector control).
- Προσομοίωση και υλοποίηση των αλγορίθμων προβλεπτικού ελέγχου DS-MPCC και DS-MPSC, κάνοντας χρήση του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman (SAKO) για κατάλληλη ανάδραση ταχύτητας.
- Πειραματική επιβεβαίωση των προσομοιωμένων αποτελεσμάτων .

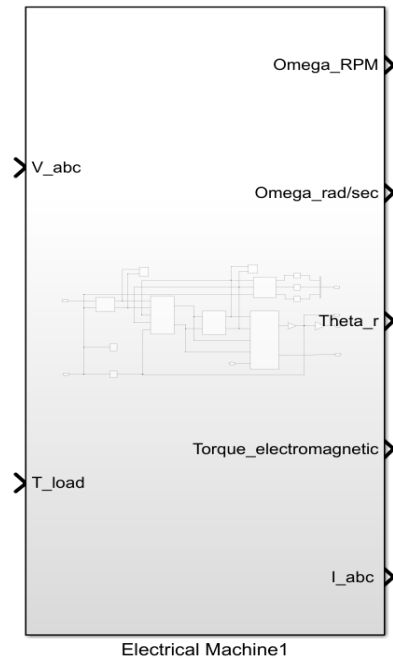
Βιβλιογραφία

- [1] S. J. Chapman, Ηλεκτρικές Μηχανές, Εκδόσεις Τζιόλα, 2014.
- [2] Σ. Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Εκδόσεις Συμewών, 2007.
- [3] Σ. Ν. Μανιάς, Power Electronics and Motor Drive Systems, Academic Press, 2016.
- [4] “Σχεδιασμός, Μοντελοποίηση και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης”, Ν. Αδαμόπουλος, Αθήνα: Διπλωματική Εργασία, 2014.
- [5] “Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης”, Δ. Γυπαράκης, Αθήνα: Διπλωματική εργασία, 2012.
- [6] “Σχεδίαση και κατασκευή κινητήρα μονίμων μαγνητών για πρότυπο ηλεκτρικό όχημα”, Χ. Κρασόπουλος, Αθήνα: Διπλωματική Εργασία, 2013.
- [7] "Multi-Criteria PM Motor Design based on ANFIS evaluation of EV Driving Cycle Efficiency" C. T. Krasopoulos, M. E. Beniakar and A. G. Kladas, p. 10, 2017.
- [8] “Διανυσματικός Έλεγχος Διπολικής Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών”, Δ. Τσιάκος, Αθήνα: Διπλωματική Εργασία, 2018.
- [9] “Τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου για την οδήγηση σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, με κριτήριο τον περιορισμό των επιδράσεων εξωτερικών διαταραχών και σφαλμάτων μέτρησης”, Σ. Μακρυσόπουλος, Αθήνα: Διπλωματική Εργασία, 2017.
- [10] "Low-cost microcontroller-based implementation of modulation techniques for three phase inverter applications", T. Erdifan, B. Hekmoglu and S. Urgan *Conference: Electrotechnical Conference, 2008. MELECON 2008. The 14th IEEE Mediterranean*, Ιούνιος 2008.
- [11] "Predictive Deadbeat Control for PMSM Drive", *Aalborg University*, J. Moos, 3 Ιούνιος 2014.
- [12] “Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, Dariusz Swierczynski, Ph.D Thesis, Warsaw 2005
- [13] “Development of a Constant Switching Frequency Deadbeat Predictive Control Technique for Field Oriented Synchronous Permanent Magnet Motor Drive”, Alexandros D. Alexandrou, Nikolaos K. Adamopoulos, Antonios G. Kladas, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS
- [14] “Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application”, K.T. Chau, August 2015, Wiley-IEEE Press, ISBN: 978-1-118-75252-4
- [15] "PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES", J. Cannon, Slide Player, 2015.
- [16] "Northwestern Mechatronics," [Online]. Available: http://hades.mech.northwestern.edu/index.php/Rotary_Encoder.

- [17] "CarBikeTech.com", [Online]. Available:
<https://carbiketech.com/bosch-electrified-mobility/>
- [18] "Hybrid Electric Vehicles (HEV)", K. Nuska, Slide Player, 2016, [Online]. Available:
<https://pt.slideshare.net/KaliNuska/hybrid-electric-vehicles-hev>.
- [19] "Alternative Fuels Data Center", [Online]. Available:
<https://afdc.energy.gov/vehicles/how-do-all-electric-cars-work>
- [20] "EEWeb", [Online]. Available:
<https://www.eeweb.com/igbt-application-note/>, [Accessed Ιανουάριος 2021].
- [21] "Oriental Motor", [Online]. Available:
<https://www.orientalmotor.com/servo-motors/technology/servo-motor-glossary.html>
[Accessed Ιανουάριος 2021].
- [22] "Microchip," [Online]. Available:
<https://www.microchip.com/wwwproducts/en/dsPIC30F4011>
[Accessed Δεκέμβριος 2020].
- [23] "The Engineering Knowledge", [Online]. Available:
<https://www.theengineeringknowledge.com/permanent-magnet-synchronous-motor/>
[Accessed Ιανουάριος 2021].
- [24] "Design Limitations of 6-slot 2-pole High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines with Tooth-Coil Windings", *Research Gate*, Conference: EPE 2014
- [25] "A Novel DTC Based Efficiency and Dynamic Performance Improvement of IPMSM Drive", Md. Mizanur Rahman, Thunder Bay, Ontario, April, 2016
- [26] "Mathworks", [Online]. Available:
<https://www.mathworks.com/help/autoblks/ref/interiorpmsm.html>.
[Accessed Ιανουάριος 2021].
- [27] "Pscad", [Online]. Available:
https://www.pscad.com/webhelp/Master_Library_Models/HVDC_and_FACTS/Space_Vector_Modulation/SVM_Theory.htm
[Accessed Ιανουάριος 2021]
- [28] "Artificial neural network based direct torque control of doubly fed induction generator," Y. Djerir, A. Meroufel and A. Massoum, *Research Gate*, 20 Ιούλιος 2015.
- [29] "Analysis of Vibrations in Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Air-Gap Deformation," Y. Li, F. Chai, Z. Song and Z. Li, *MDPI*, p. 18, 21 August 2017.
- [30] "Simulation of Shunt Active Power Filter Connected to a Photovoltaic Array for Compensating Current Harmonics in Single Phase System", K. Srinivas, G. Srinivas and K. N. Rao, *Research & Reviews*, p. 8, December 2014.

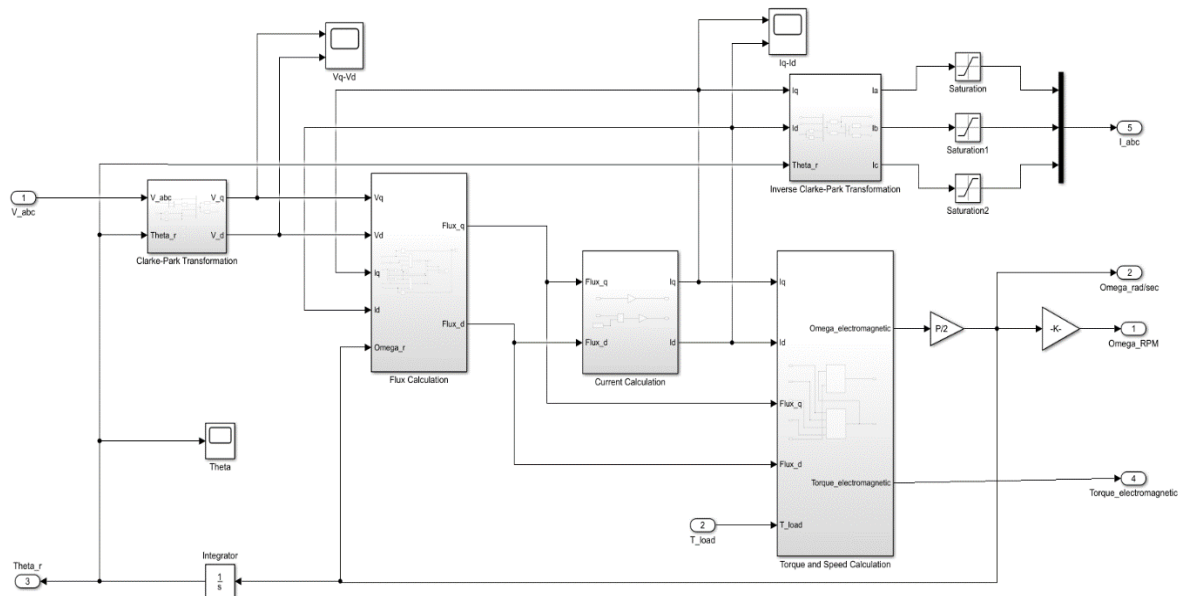
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ – Μοντέλα Simulink / Matlab

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

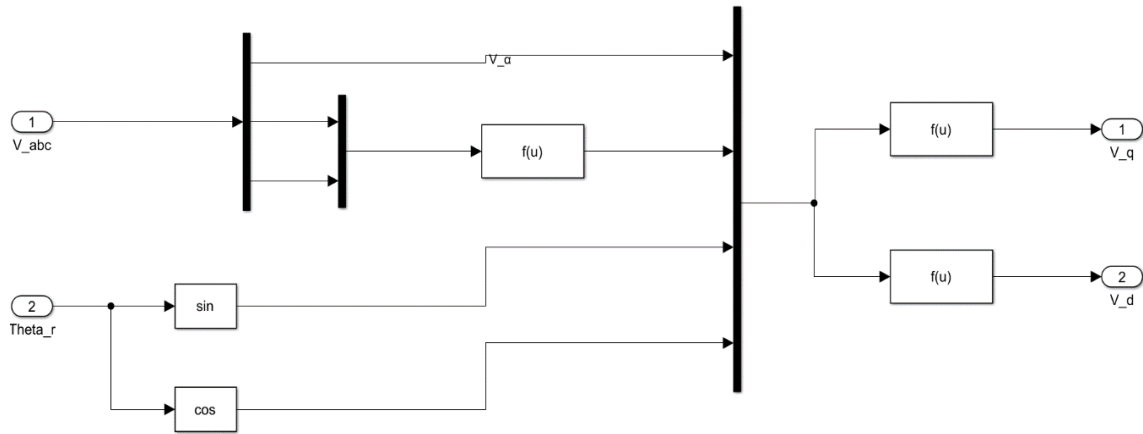


Σχήμα Α: Μπλοκ Μοντέλου Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

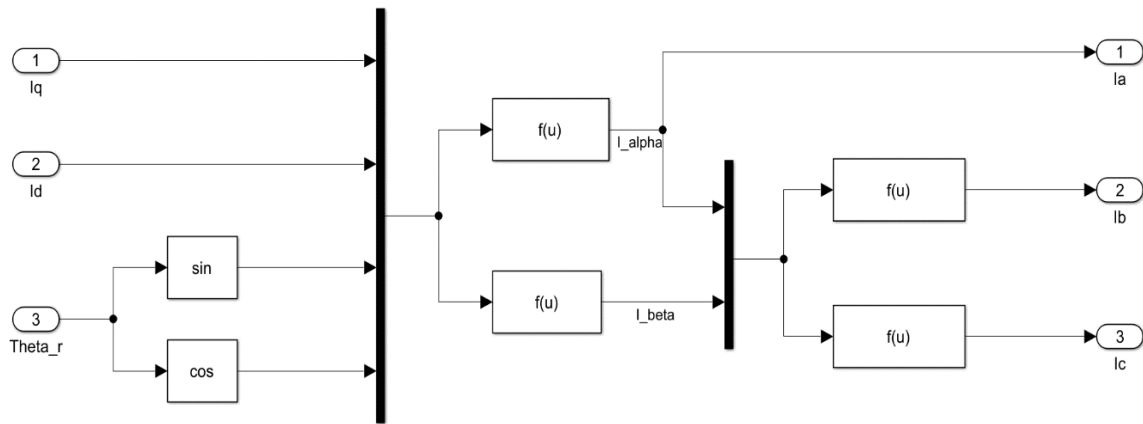
Στο εσωτερικό του παραπάνω block βρίσκονται τα εξής blocks που υλοποιούν τα διάφορα υποσυστήματα του δυναμικού μοντέλου σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών:



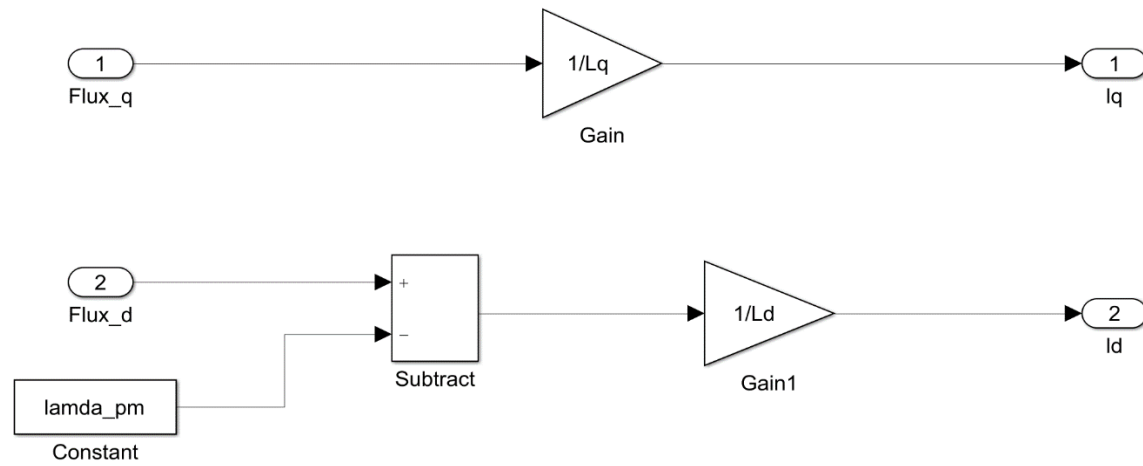
Σχήμα Β: Τα υποσυστήματα του μοντέλου της Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών



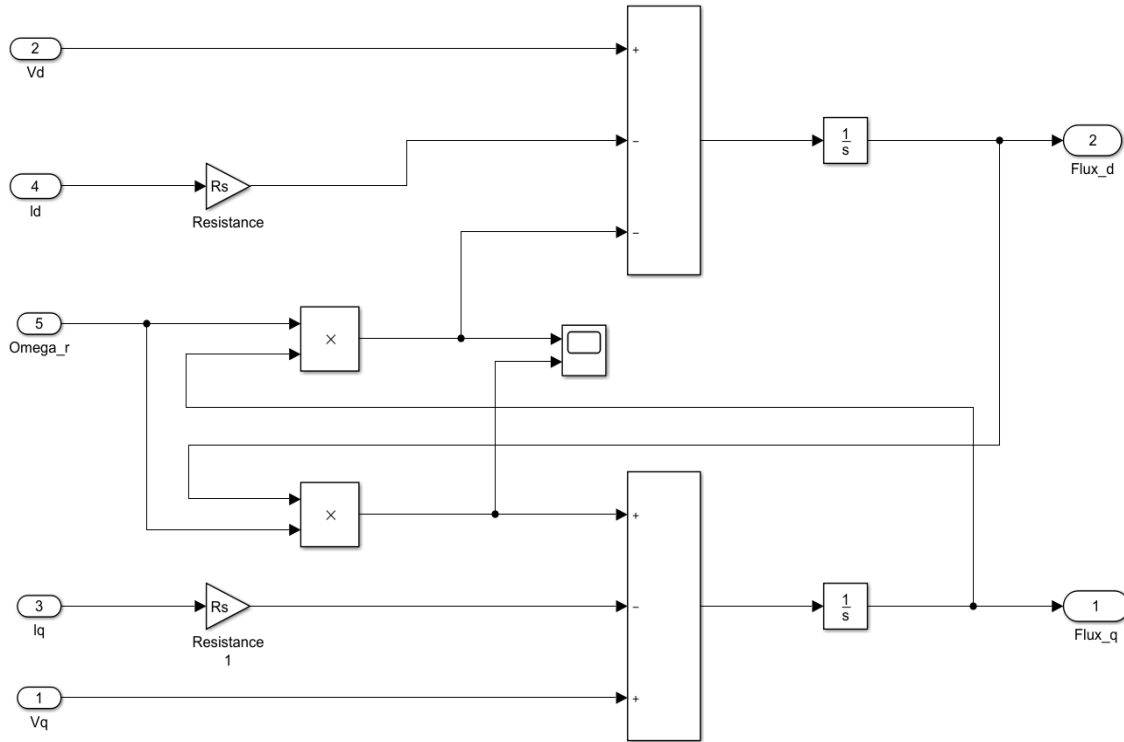
Σχήμα Γ: Μετασχηματισμός Clarke – Park σε Simulink



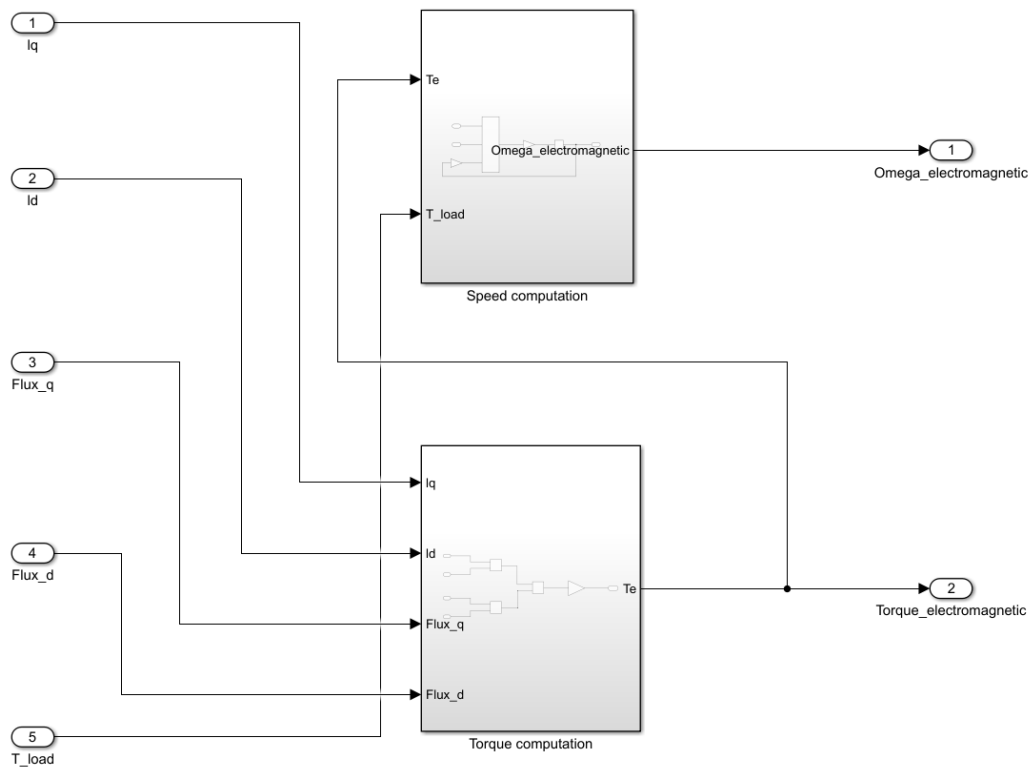
Σχήμα Δ: Αντίστροφος Μετασχηματισμός Clarke – Park σε Simulink



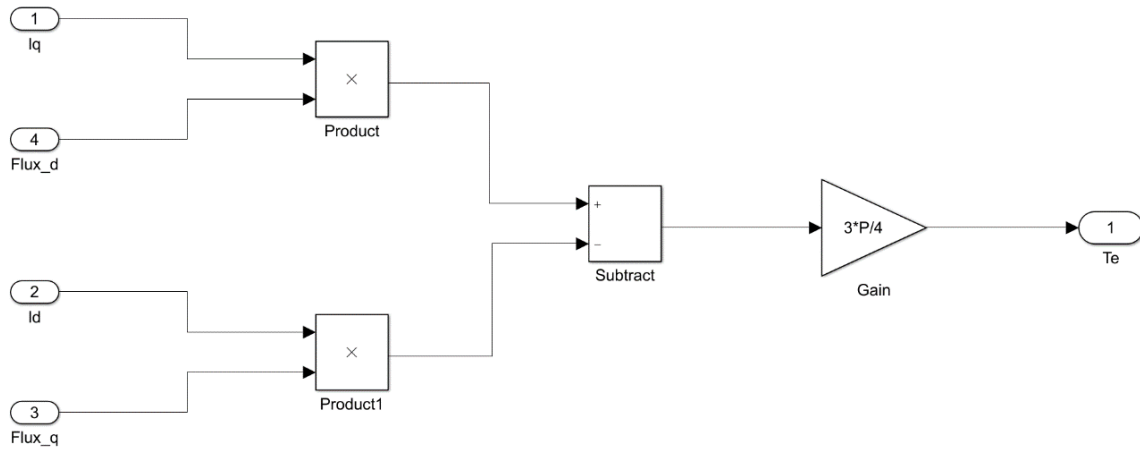
Σχήμα Δ: Εξισώσεις υπολογισμού ρεύματος σε ορθό και εγκάρσιο άξονα



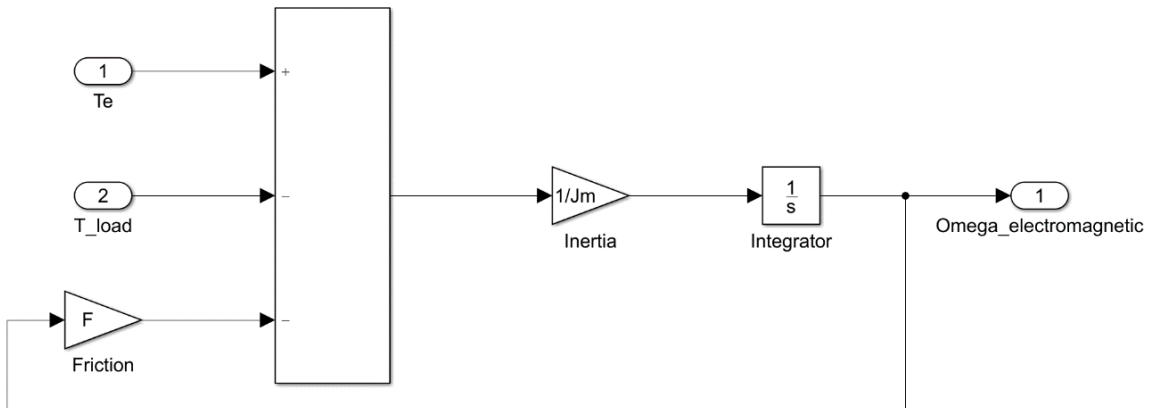
Σχήμα Ε: Εξισώσεις υπολογισμού μαγνητικής ροής σε ορθό και εγκάρσιο άξονα



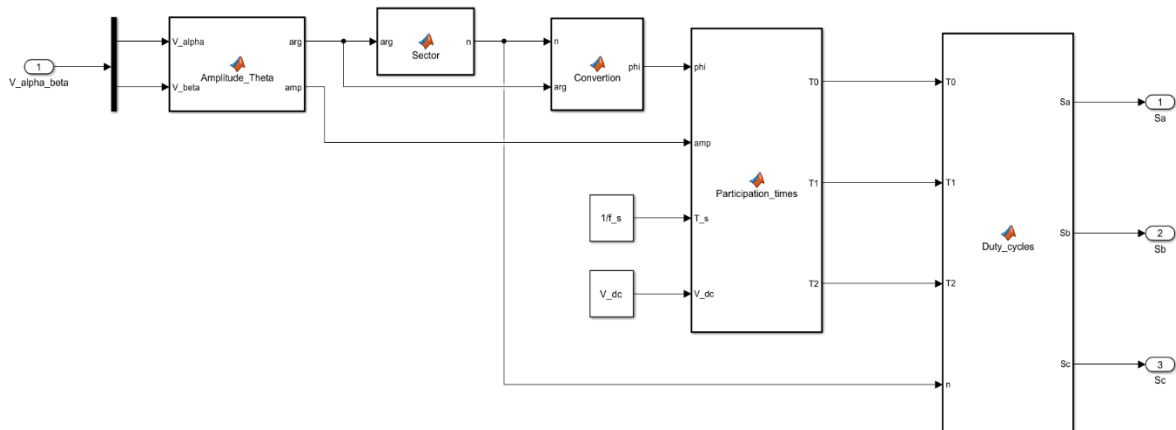
Σχήμα Ζ: Υποσυστήματα υπολογισμού ηλεκτρομαγνητικής ροπής και ταχύτητας του κινητήρα



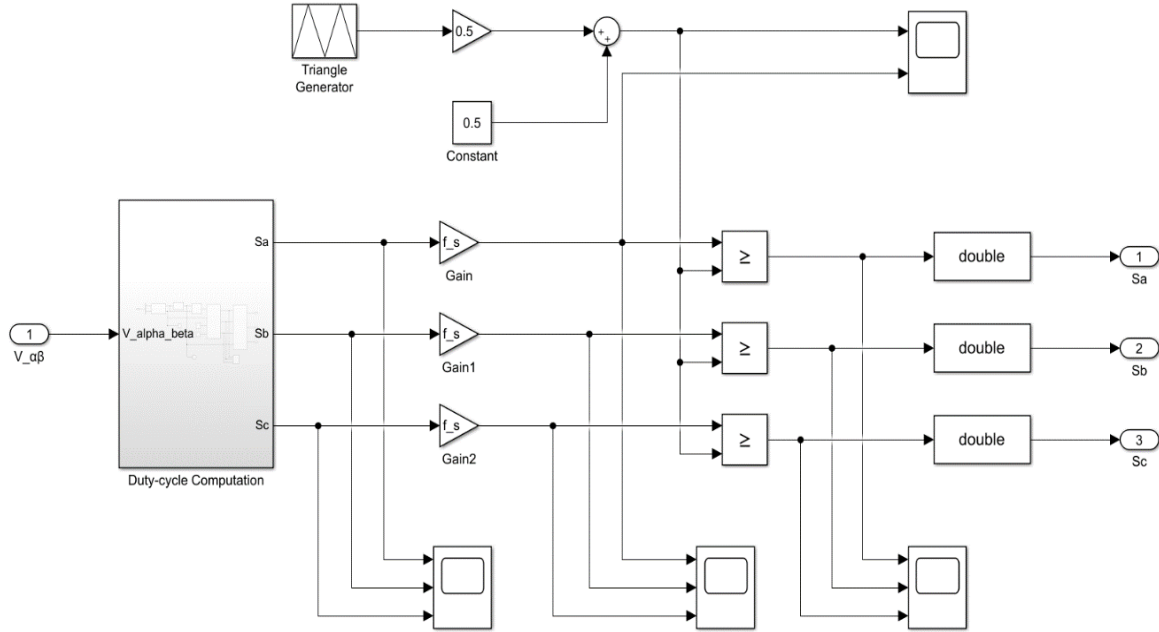
Σχήμα Η: Εξισώσεις υπολογισμού της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα



Σχήμα Θ: Εξισώσεις υπολογισμού της περιστροφικής ταχύτητας της σύγχρονης μηχανής

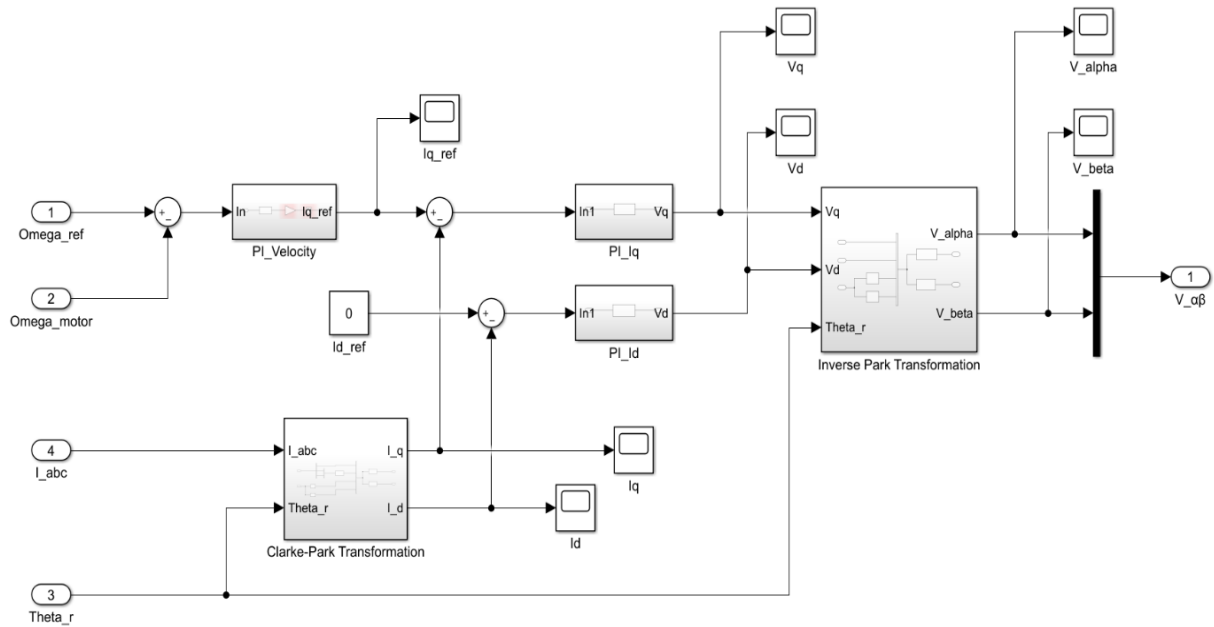


Σχήμα Ι: Συναρτήσεις υπολογισμού των χρόνων αγωγής των διακοπών S_a , S_b , S_c



Σχήμα Κ: Υποσύστημα υπολογισμού των παλμών οδήγησης των διακοπών του αντιστροφέα

Η μονάδα ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης απεικονίζεται στο σχήμα που ακολουθεί:



Σχήμα Λ: Μονάδα Ελέγχου του Ηλεκτρικού Συστήματος Κίνησης

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται κατά την προσομοίωση του μοντέλου της διαμόρφωσης SVPWM.



- i. Υπολογισμός πλάτους και γωνίας της τάσης αναφοράς:

```
function [arg, amp] = Amplitude_theta(V_alpha,V_beta)

arg = atan2(V_beta, V_alpha);
amp = hypot(V_alpha, V_beta);
```

- ii. Εύρεση τομέα του διανύσματος της τάσης αναφοράς:

```
function n = Sector(arg)
%% Finds the sector where the vector is.

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
```

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

```
function phi = Conversion(n, arg)
%% Convert the angle of the reference vector into an angle phi of
the first sector.

if round(n) == 1
    phi = arg;
elseif round(n) == 2
    phi = arg - pi/3;
elseif round(n) == 3
    phi = arg - 2*pi/3;
elseif round(n) == 4
    phi = arg + pi;
elseif round(n) == 5
    phi = arg + 2*pi/3;
elseif round(n) == 6
    phi = arg + pi/3;
else
    error('Error occurred. Sector value must be a number from 1-
6, however it is %d.', n);
end
```

- iv. Εύρεση χρόνων συμμετοχής των στατών διανυσμάτων χώρου:

```
function [T0, T1, T2] = Participation_times(phi, amp, T_s, V_dc)
%% Calculate the participation times of the vectors V1, V2 and
null vectors.

a = 1.5 * (amp / V_dc);          % Amplitude Modulation Index

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

- v. Εύρεση χρόνου αγωγής των διακοπών Sa, Sb, Sc:

```
function [Sa, Sb, Sc] = Duty_cycles(T0, T1, T2, n)
%% Computation of the duty cycles of the switches Sa, Sb, Sc.

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;
elseif n == 6
    Sa = T1 + T2 + T0/2;
    Sb = T0/2;
    Sc = T1 + T0/2;
else
    error('Error occurred. Sector value must be a number from
        1-6.');
```



vi. Περιγραφή ενός ιδανικού αντιστροφέα:

```
function [Va, Vb, Vc] = Inverter(Vin, Sa, Sb, Sc)
%% Ideal Inverter - Computation of the 3-phase output voltage of
the inverter

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