



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

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

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Νικόλαος Κ. Αδαμόπουλος

Επιβλέπων: Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Δεκέμβριος 2014



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

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

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Νικόλαος Κ. Αδαμόπουλος

Επιβλέπων: Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ____ Δεκεμβρίου 2014.

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

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

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

Αθήνα, Δεκέμβριος 2014

.....
Νικόλαος Κ. Αδαμόπουλος

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

Copyright ©Νικόλαος Κ. Αδαμόπουλος, 2014.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Ευχαριστίες

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

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, αναθέτοντας μου το θέμα αυτό, για την πολύπλευρη στήριξη και την καθοδήγηση του έως την ολοκλήρωση της εργασίας. Ιδιαίτέρως ευχαριστώ τον υποψήφιο Διδάκτορα κ. Θανάση Σαρηγιαννίδη για την άψογη συνεργασία και την καθοδήγησή του σε όλα τα καθοριστικά σημεία της διπλωματικής μου εργασίας.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Διδάκτορα κ. Παναγιώτη Κακοσίμο για την στήριξη και τις πολύτιμες συμβουλές του, που συνετέλεσαν στο να μην παρεκκλίνω και να μην απογοητευτώ από τα εμπόδια που αντιμετώπισα στην διάρκεια της εργασίας. Ευχαριστώ επίσης τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος για την βοήθειά του στο πειραματικό μέρος της εργασίας.

Ακόμη, θέλω να ευχαριστήσω όλα τα μέλη της ερευνητικής ομάδας «Προμηθέας» για τις γνώσεις και τις εμπειρίες που αποκτήσαμε, κατά την διάρκεια της συνεργασίας μας, στην κατασκευή του ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος».

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια και του φίλους μου για την στήριξη που μου παρείχαν όλα αυτά τα χρόνια.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετώνται τα συστήματα ελέγχου των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, με στόχο το σχεδιασμό συστήματος ηλεκτρικής πρόωσης πρότυπου οχήματος. Προς αυτή την κατεύθυνση, εξετάζονται οι πιο πρόσφατες τάσεις οδήγησης κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος, ενώ παράλληλα μοντελοποιείται και προσομοιώνεται το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης στην μεταβατική και μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, εφαρμόζοντας διαφορετικές τεχνικές ελέγχου.

Αρχικά, αναλύεται η λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και παρουσιάζονται οι βασικές συνιστώσες τους. Αναπτύσσεται το δυναμικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, με την χρήση των διανυσμάτων χώρου, και ταυτόχρονα εξετάζονται οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς τάσεως που χρησιμοποιούνται για την οδήγησή τέτοιου τύπου κινητήρων. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στον αντιστροφέα δύο επιπέδων που χρησιμοποιείται ευρέως σε εφαρμογές μικρής ισχύος, όπως η συγκεκριμένη. Επιπλέον για τον μετατροπέα δύο επιπέδων, συγκρίνεται η λειτουργία ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, η διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου και η διαμόρφωση με χρήση ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος, έτσι ώστε να εξάγουμε συμπεράσματα για την χρησιμότητα και την καταλληλότητα τους στην δική μας εφαρμογή.

Στην συνέχεια μοντελοποιείται το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης και προσομοιώνονται οι κύριες στρατηγικές ελέγχου των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών. Πιο συγκεκριμένα, μελετάται ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου (SVM-FOC) και ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος (HBCC-FOC), καθώς και του PWM προβλεπτικού ελέγχου (Deadbeat control). Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συγκρίνονται και οδηγούν στην υλοποίηση σε μικροεπεξεργαστή του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με έλεγχο ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης. Τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την επίτευξη υψηλών επιδόσεων κατά τις μεταβατικές αποκρίσεις, ενώ η συμφωνία τους με εκείνα της προσομοίωσης πιστοποιούν την ορθή λειτουργία του ελέγχου.

Τέλος, για τις ανάγκες του πανευρωπαϊκού διαγωνισμού οικονομίας καυσίμου, στον οποίο συμμετέχει το συγκεκριμένο πρότυπο ηλεκτρικό όχημα, αναπτύσσεται βέλτιστη τεχνική εκκίνησης μέσω του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί, η κατανάλωση ενέργειας κατά την εκκίνηση.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρικά οχήματα, σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, έλεγχος μηχανών μονίμων μαγνητών, πολυεπίπεδοι μετατροπείς, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, διαμόρφωση διανύσματος χώρου, βρόγχος υστέρησης, βαθμωτός έλεγχος, μοντέλο αυτοελέγχου, έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, άμεσος έλεγχος ροπής, προβλεπτικός έλεγχος, βέλτιστη τροχιά επιτάχυνσης.

Abstract

This diploma thesis analyzes permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicle applications, focusing on the design of the electric propulsion system of a prototype vehicle with low energy consumption. The state of the art in ac motor drives is studied, as well as the electric motion system is modeled and simulated at dynamic and steady state operation, applying different control methodologies.

First and foremost, electric drive system operation is analyzed and the crucial components are presented. The dynamic model of permanent magnet synchronous motor is developed, using the two axis theory and voltage source multilevel topologies which typically drive this kind of motors, are examined. Particular emphasis is given to two level inverter, which is widely used in small power motor drives. Its most significant modulation techniques such as sinusoidal pulse width modulation, space vector modulation and hysteresis band current controller are compared, in order to evaluate their suitability for this particular electric drive application.

Furthermore, the electric motion system is modeled and system's response is simulated using field oriented control with space vector modulation (SVM-FOC), hysteresis band current controller (HBCC-FOC) and pulse width modulation predictive control (Deadbeat Control). The simulation results are evaluated and the comparison between the above control strategies leads us to the implementation in Digital Signal Processor (DSP) of the field oriented control with hysteresis band current controller. The experimental results are in good agreement with the simulation results, validating the proposed control methodology and rendering it a favorable option for permanent magnet synchronous motor drives.

Finally, an optimal-acceleration trajectory is developed, for the needs of the European fuel saving competition, in which the electric vehicle participate, on the proposed control scheme, so as to minimize, the input power of the inverter.

KEY-WORDS

Electric drive systems, electrical vehicles, synchronous permanent magnet machines, permanent magnet synchronous machine control, sinusoidal pulse width modulation, space vector modulation, hysteresis band current controller, scalar control, self controlled synchronous motor, field oriented control, linear quadratic controller, direct torque control, predictive control, optimal-acceleration trajectory.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1 - ΕΙΣΑΓΩΓΗ	15
1.1 Ηλεκτρικά οχήματα	15
1.1.1 Υβριδικό όχημα.....	16
1.1.2 Ηλεκτρικό όχημα με κυψέλες υδρογόνου	16
1.2.3 Πλήρως ηλεκτρικό όχημα.....	16
1.2 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης	17
1.2.1 Πηγή ισχύος.....	18
1.2.2 Μετατροπέας ισχύος.....	19
1.2.3 Ηλεκτρικές μηχανές.....	21
1.3 Στόχοι της διπλωματικής εργασίας.....	23
1.4 Δομή της διπλωματικής εργασίας.....	24
Κεφάλαιο 2 - Σύγχρονες Μηχανές Μονίμων Μαγνητών	25
2.1 Σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών.....	25
2.1.1 Τοπολογίες σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών	26
2.1.1.1 Μηχανή επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής	27
2.1.1.2 Μηχανή επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής.....	27
2.2 Μαθηματικό μοντέλο σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών.....	29
2.3 Ανάλυση δυναμικού d-q μοντέλου σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών.....	32
Κεφάλαιο 3 - Μετατροπείς Τάσεως και Μέθοδοι Διαμόρφωσης.....	39
3.1 Μετατροπείς Τάσεως	39
3.1.1 Μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού.	40
3.1.2 Μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές.....	42
3.1.3 Μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας.....	43
3.1.4 Μετατροπέας δύο επιπέδων.....	45
3.2 Μέθοδοι διαμόρφωσης τάσης μετατροπέων συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη	50
3.2.1 Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών	51
3.2.1.1 Διαμόρφωση PWM	51
3.2.1.2 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM)	52
3.2.1.2.1 Διαμόρφωση με ένα φέρον σήμα.....	52
3.2.1.2.2 Διαμόρφωση με πολλαπλά φέροντα σήματα	54
3.2.1.3 PWM με έγχυση 3 ^{ης} αρμονικής.....	57
3.2.2 Διαμόρφωση διανύσματος χώρου (Space Vector Modulation, SVM)	57
3.2.2.1 SVM σε συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων.....	57
3.2.2.2 SVM σε πολυεπίπεδους μετατροπείς.....	62
3.2.3 Τεχνικές ελέγχου αρμονικών συνιστωσών.....	62
3.2.3.1 Επιλεκτική απαλοιφή αρμονικών συνιστωσών.....	62
3.2.3.2 Τεχνική επιλεκτικής μείωσης αρμονικών συνιστωσών.....	63
3.2.4 Έλεγχος υστέρησης.....	64

3.2.5 Έλεγχος διανύσματος χώρου.....	65
3.2.6 Έλεγχος πλησιέστερου επιπέδου	65
3.2.7 Προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε μοντέλο.....	66
Κεφάλαιο 4 – Στρατηγικές Ελέγχου Σύγχρονων Μηχανών Μονίμων Μαγνητών.....	67
4.1 Γενικό διάγραμμα ελέγχου.....	67
4.2 Βαθμωτός έλεγχος V/f ανοιχτού βρόγχου	68
4.3 Μοντέλο αυτοελέγχου	71
4.4 Διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου	72
4.5 Άμεσος έλεγχος ροπής	75
4.5.1 Άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωσης τάσης.....	77
4.5.2 Άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωσης πεδίου	78
4.5.3 Άμεσος έλεγχος ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανυσμάτων κατάστασης.....	80
4.6 Τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου	83
4.6.1 Άμεσος προβλεπτικός έλεγχος	84
4.6.2 Άμεσος έλεγχος ρεύματος.....	87
4.6.3 PWM προβλεπτικός έλεγχος	88
Κεφάλαιο 5 – Μελέτη Λειτουργίας Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών υπό Διαφορετικές Τεχνικές Ελέγχου	91
5.1 Κριτήρια σύγκρισης.....	91
5.2 Σύγκριση επιδόσεων σε μεταβατικές καταστάσεις	92
5.2.1 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με SVM διαμόρφωση τάσης	92
5.2.2 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με ΗΒCC τεχνική διαμόρφωσης	95
5.2.3 PWM προβλεπτικός έλεγχος	98
5.3 Ανάλυση αρμονικών συνιστωσών ρεύματος και υπολογισμός ολικής αρμονικής παραμόρφωσης	100
5.4 Συγκριτικά συμπεράσματα των μεθόδων ελέγχου.....	104
5.5 Επιλογή στρατηγικής ελέγχου για υλοποίηση στο πραγματικό σύστημα κίνησης	106
Κεφάλαιο 6 – Περιγραφή Ηλεκτρικού Συστήματος Κίνησης Μικρής Ισχύος.....	108
6.1 Οι απαιτήσεις του αγώνα.....	108
6.2 Περιγραφή ηλεκτρικού συστήματος κίνησης μικρής ισχύος.....	109
6.2.1 Πηγή ισχύος.....	109
6.2.2 Σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών	110
6.2.3 Αντιστροφείας πηγής τάσης δύο επιπέδων	111
6.2.4 Αισθητήρας θέσης	116
6.2.5 Μικροεπεξεργαστής	119
6.3 Πέδη φόρτισης κινητήρα.....	122
Κεφάλαιο 7 – Υλοποίηση Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου	124
7.1 Περιορισμοί λόγω υλικού	124
7.2 Εφαρμογή τεχνικής υστέρησης ρεύματος σε ωμικό-επαγωγικό φορτίο	126
7.3 Εφαρμογή τεχνικής υστέρησης στην μηχανή, ως μοντέλο αυτοελέγχου	130
7.4 Ευθυγράμμιση του άξονα μέγιστης διέγερσης d με την φάση a	

της σύγχρονης μηχανής	132
7.5 Λειτουργία ροπής διανυσματικού ελέγχου	134
7.6 Μέτρηση ταχύτητας δρομέα.....	136
7.7 Ελεγκτής ταχύτητας.....	138
7.7.1 Αναλογικός-Ολοκληρωτικός-Διαφορικός Ελεγκτής	138
7.7.2 Ψηφιακή υλοποίηση του PI ελεγκτή	140
7.7.3 Ρύθμιση των κερδών του PI ελεγκτή για τον έλεγχο ταχύτητας.....	140
7.8 Πειραματική επιβεβαίωση.....	143
7.9 Σύγκριση πειραματικών και προσομοιωτικών αποτελεσμάτων	159
7.10 Βέλτιστη τροχιά επιτάχυνσης με στόχο την ελαχιστοποίηση της ισχύος εισόδου του αντιστροφέα.....	159
Κεφάλαιο 8 – Συμπεράσματα	165
8.1 Κύρια συμπεράσματα	165
8.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης	167
8.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση	167
Βιβλιογραφία	168
Παραρτήματα	
Παράρτημα Α - Αποτελέσματα προσομοίωσης του άμεσου προβλεπτικού ελέγχου.....	171
Παράρτημα Β – Μοντελοποίηση της δυναμικής λειτουργίας του κινητήρα μονίμων μαγνητών υπό διαφορετικών μεθόδων ελέγχου	174

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Ηλεκτρικά οχήματα

Όλο και περισσότερο, τα τελευταία χρόνια γίνεται επιτακτική ανάγκη η χρήση εναλλακτικών πηγών ενέργειας σε κάθε τομέα της ανθρώπινης δραστηριότητας. Περιβαλλοντολογικοί αλλά και οικονομικοί λόγοι έχουν οδηγήσει στην παραπάνω κατεύθυνση, καθώς η αλόγιστη χρήση των υδρογονανθράκων έχει προκαλέσει σοβαρές καταστροφές στο φυσικό περιβάλλον και την ατμόσφαιρα, ενώ η τιμή του πετρελαίου είναι συνεχώς αυξανόμενη, συντελώντας σε οικονομικοπολιτικές ταραχές. Οι μηχανές εσωτερικής καύσης μεταφορών έχουν μεγάλο μερίδιο ευθύνης στην οικολογική καταστροφή, αφού αυξάνουν τους αέριους ρύπους και συντελούν στην επιδείνωση του φαινομένου του θερμοκηπίου, αυξάνοντας την θερμοκρασία σε όλο τον πλανήτη. Η αντικατάστασή τους μέσω διαφορετικών τύπου οχημάτων, έχει αναπτύξει έντονα το ενδιαφέρον προς τα οχήματα ηλεκτρικής κίνησης.

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο αποτελεί έναν εναλλακτικό και φιλικό, προς το περιβάλλον, τρόπο μετακίνησης εφόσον έχει μηδενική εκπομπή ρύπων διοξειδίου του άνθρακα στην ατμόσφαιρα και ελάχιστη θερμική επιβάρυνση. Επιπλέον η ενέργεια που απαιτείται για την ηλεκτροκίνηση μπορεί να παραχθεί μέσω ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, ενώ ακόμη και αν αυτή διατεθεί με συμβατικές μεθόδους, ο βαθμός απόδοσης είναι πολύ υψηλότερος συγκριτικά με την επί τόπου καύση των συμβατικών κινητήρων. Ακόμη η χρήση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου συντελεί στην δραστική βελτίωση της ποιότητας ζωής στην πόλη, αφού προκαλεί μηδενική ηχορύπανση. Όσον αφορά το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα, οι επιδόσεις του, παρουσιάζει πλεονεκτήματα σε σχέση με εκείνο των μηχανών εσωτερικής καύσης. Μεγαλύτερη επιτάχυνση, μεγαλύτερο εύρος ταχυτήτων, μικρότερο μέγεθος και βάρος, και λιγότερη συντήρηση είναι μερικά από τα πλεονεκτήματά του. Ταυτόχρονα, ο βαθμός απόδοσης του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης είναι πολύ υψηλός, εφόσον έχει την δυνατότητα αντίστροφης λειτουργίας, παράγοντας ενέργεια κατά την επιβράδυνση σε κατηφορικό δρόμο ή κατά το φρενάρισμα.

Είναι γεγονός ότι τα ηλεκτρικά οχήματα είχαν κάνει ήδη την εμφάνισή τους από τα μέσα του 19^{ου}, όπου και άρχισαν να κυριαρχούν στην αγορά. Τα επόμενα χρόνια, όμως, η σημαντική μείωση της τιμής του πετρελαίου, αλλά και οι ραγδαίες τεχνολογικές εξελίξεις στον τομέα των μηχανών εσωτερικής καύσης, παραγκώνισαν την ανάπτυξη των ηλεκτρικών οχημάτων, στα μέσα μαζικής μεταφοράς (μετρό, τραμ) και στην ολοκληρωτική εξαφάνισή τους από την αγορά αυτοκινήτων στις αρχές του 20^{ου} αιώνα.

Κύριος αποτρεπτικός παράγοντας στην διάδοση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι η περιορισμένη αυτονομία. Παρ'όλη την σημαντική πρόοδο της τεχνολογίας των συσσωρευτών και τον μεγάλο βαθμό απόδοσης των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, η απόσταση που δύναται να διανύσει το ηλεκτρικό αυτοκίνητο, μέχρι την επόμενη φόρτιση τους, είναι περιορισμένη. Επιπρόσθετα, ο χρόνος φόρτισης των συσσωρευτών είναι αρκετά

μεγάλος (από 1 έως 8 ώρες), ενώ απαιτεί την δαπανηρή εγκατάσταση ειδικά διαμορφωμένων υποδομών του δικτύου παροχής ηλεκτρικής ενέργειας. Ακόμη, το κόστος και το βάρος των μπαταριών είναι αρκετά υψηλό, ενώ παράλληλα απαιτείται και η αντικατάσταση τους ύστερα από ορισμένους κύκλους φόρτισης.

Τα ηλεκτρικά οχήματα μπορούν να διακριθούν με βάση την λειτουργία του κινητήριου συστήματος τους σε τρεις κατηγορίες: τα υβριδικά, τα ηλεκτρικά με κυψέλες υδρογόνου και τα πλήρως ηλεκτρικά οχήματα.

1.1.1 Υβριδικό όχημα

Το υβριδικό όχημα περιλαμβάνει έναν κινητήρα εσωτερικής καύσης και τουλάχιστον έναν ηλεκτροκινητήρα και μία πηγή ενέργειας. Η σύνδεση όλων των υποσυστημάτων γίνεται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε να αυξηθεί ο συντελεστής απόδοσης του συστήματος που παρέχει το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα και ταυτόχρονα να αυξηθεί η εμβέλεια κίνησης που παρέχει το σύστημα κίνησης με κινητήρα εσωτερικής καύσης. Η σύνδεση των υποσυστημάτων διακρίνεται σε σειρά και παράλληλη. Στην σύνδεση σε σειρά, ο κινητήρας εσωτερικής καύσης χρησιμοποιείται είτε ως φορτιστής των συσσωρευτών, είτε ως γεννήτρια, παρέχοντας την ενέργεια στον ηλεκτρικό κινητήρα που πραγματοποιεί την πρόωση του οχήματος. Στην παράλληλη σύνδεση, τα δύο συστήματα κίνησης συνεργάζονται για την από κοινού πρόωση του οχήματος, με στόχο την ικανοποίηση της απαιτούμενης ισχύος υπό την μικρότερη δυνατή κατανάλωση καυσίμου. Όπως γίνεται εμφανές, το υβριδικό όχημα αποτελεί έναν συμβιβασμό ανάμεσα στα οφέλη του ηλεκτρικού και του συμβατικού αυτοκινήτου, ενώ θεωρείται ως βραχυχρόνια λύση έως ότου λυθούν τα τεχνοοικονομικά ζητήματα που δεν επιτρέπουν την μαζική κυκλοφορία των πλήρως ηλεκτρικών οχημάτων.

1.1.2 Ηλεκτρικό όχημα με κυψέλες υδρογόνου

Το ηλεκτρικό όχημα με κυψέλες υδρογόνου διαθέτει ηλεκτρικό σύστημα κίνησης, αλλά η πηγή ισχύος του είναι οι κυψέλες καυσίμου. Η λειτουργία του βασίζεται σε ένα μηχανισμό ηλεκτροχημικής μετατροπής ενέργειας, σύμφωνα με τον οποίο η χημική αντίδραση υδρογόνου και οξυγόνου παράγει νερό, ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα. Οι κυψέλες καυσίμου λειτουργούν με υδρογόνο, ωστόσο μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε άλλο καύσιμο περιέχει υδρογόνο, όπως η μεθανόλη, η αιθανόλη, το φυσικό αέριο, κ.τ.λ. Το όχημα αυτό δεν απαιτεί φόρτιση, αφού η τροφοδοσία του κινητήρα γίνεται από την παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια, ωστόσο, ο χαμηλός βαθμός απόδοσης των κυψελών καυσίμου και η χαμηλή πυκνότητα ενέργειάς τους, οδηγούν σε υβριδικά συστήματα συνδυασμού κυψελών με μια δεύτερη πηγή ενέργειας (πιθανόν κάποιον συσσωρευτή).

1.1.3 Πλήρως ηλεκτρικό όχημα

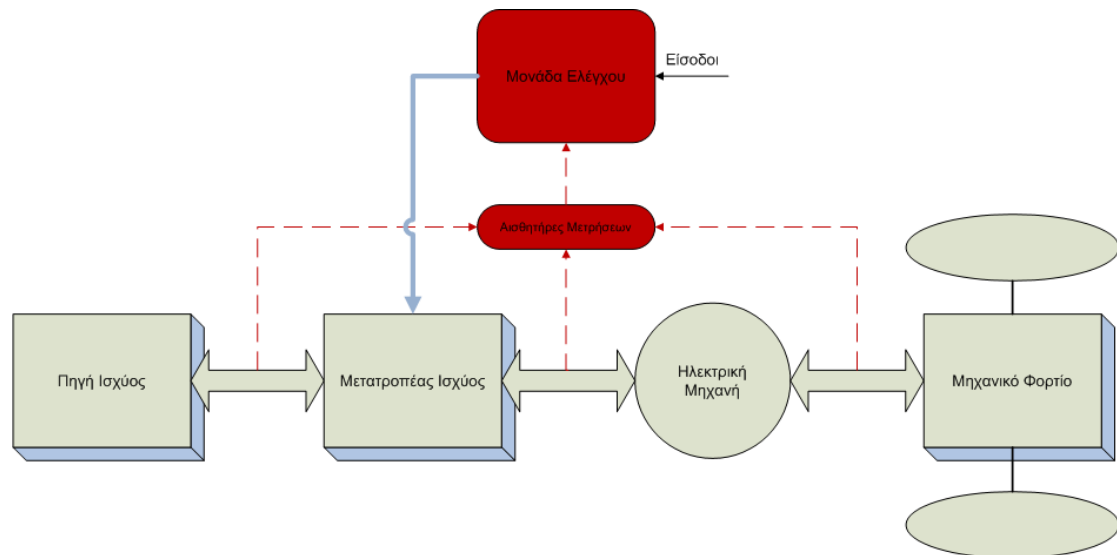
Το πλήρως ηλεκτρικό όχημα περιλαμβάνει έναν ή περισσότερους ηλεκτρικούς κινητήρες και η ηλεκτρική του ενέργεια προέρχεται από συσσωρευτές που τοποθετούνται στο εσωτερικό του. Τα οχήματα αυτά θεωρούνται οχήματα μηδενικής εκπομπής ρύπων, καθώς χρησιμοποιούν για την πρόωση τους, αποκλειστικά ηλεκτρικούς κινητήρες. Όπως έχει ήδη

ειπωθεί όμως, λόγω του ότι οι συσσωρευτές τους είναι επαναφορτιζόμενοι, η εμβέλεια κίνησης τους είναι περιορισμένη. Οι ραγδαίες ωστόσο τεχνολογικές εξελίξεις στην αύξηση της χωρητικότητας των μέσων αποθήκευσης ενέργειας, σε συνδυασμό με τον υψηλή απόδοση του κινητήριου συστήματος, έχει οδηγήσει σε εμπορική διάθεση οχημάτων που η αυτονομία τους ξεπερνά τα 400km.

1.2 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης

Η γενική μορφή ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος [3] παρουσιάζεται στο *Σχήμα 1.1* και αποτελείται από τα εξής υποσυστήματα:

- Πηγή ισχύος
- Μετατροπέας ισχύος
- Ηλεκτρική μηχανή
- Ηλεκτρονικός ελεγκτής
- Αισθητήρες μετρήσεων



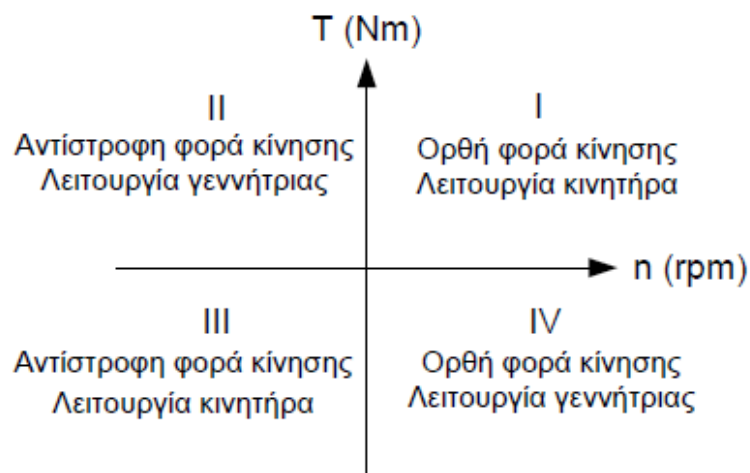
Σχήμα 1.1 - Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης

Το μπλε χρώμα του *Σχήματος 1.1* υποδηλώνει το υποσύστημα που ανήκει στο κύκλωμα ισχύος, ενώ το κόκκινο χρώμα αυτό που ανήκει στο κύκλωμα ελέγχου.

Οι βασικές απαιτήσεις οποιουδήποτε συστήματος ηλεκτρικής κίνησης είναι οι παρακάτω:

- Δυνατότητα κάλυψης αναγκών υψηλής ισχύος
- Ανάπτυξη υψηλής ροπής σε χαμηλές στροφές
- Ανάπτυξη υψηλών στροφών σε χαμηλές φορτίσεις ροπής
- Ευρύ φάσμα ταχυτήτων
- Υψηλή απόδοση
- Αξιοπιστία
- Λογικό κόστος

Το κύκλωμα ισχύος ευθύνεται για την διαχείριση και την μεταφορά της κύριας ισχύος του συστήματος. Βασική απαίτηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης που στοχεύουν σε υψηλές αποδόσεις είναι η αμφίδρομη μεταφορά ισχύος, δηλαδή η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος από την πηγή ισχύος προς το φορτίο και αντίστροφα. Η λειτουργία αυτή, ονομάζεται λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων στο πεδίο ροπής - ταχύτητας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.2. Πιο συγκεκριμένα, όταν η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας έχουμε ίδιο πρόσημο ταχύτητας και ροπής ($1^\circ - 3^\circ$ τεταρτημόριο) και μεταφορά ισχύος από την πηγή προς το φορτίο, ενώ όταν η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια, έχουμε αντίθετο πρόσημο ταχύτητας ροπής ($2^\circ - 4^\circ$ τεταρτημόριο) και μεταφορά ισχύος από την μηχανή προς την πηγή ισχύος. Η τελευταία λειτουργία στην βιβλιογραφία συναντάται ως λειτουργία αναγεννητικής πέδησης.



Σχήμα 1.2 - Λειτουργία 4 τεταρτημορίων στο επίπεδο ταχύτητας – ροπής [33]

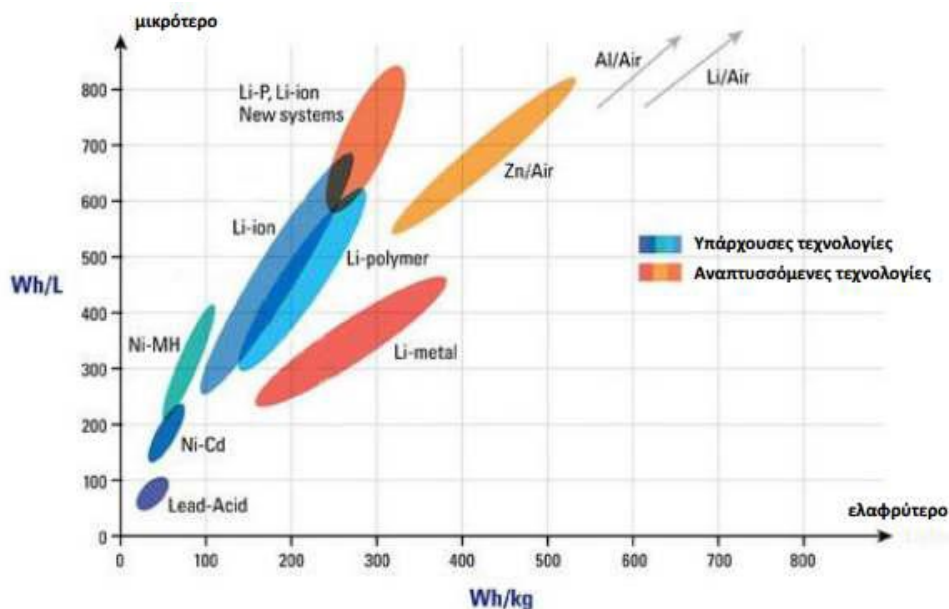
Το κύκλωμα ελέγχου λειτουργεί σε πολύ μικρότερη τάξη ισχύος συγκριτικά με το κύκλωμα ισχύος και είναι υπεύθυνο για την εποπτεία και τον έλεγχο του συστήματος. Οι αισθητήρες μετρούν τα απαιτούμενα μεγέθη (τάση, ρεύμα, ροπή, ταχύτητα) και τα μετατρέπουν σε σήματα ανάδρασης, κατάλληλα για ανάγνωση από τον ηλεκτρονικό ελεγκτή. Ο ελεγκτής μετατρέπει τα σήματα αυτά σε ψηφιακά, τα επεξεργάζεται και παράγει κατάλληλα σήματα ελέγχου προς το μετατροπέα ισχύος ανάλογα με τον αλγόριθμο ελέγχου που χρησιμοποιείται.

Στην συνέχεια γίνεται συνοπτική παρουσίαση των επιμέρους υποσυστημάτων ισχύος του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

1.2.1 Πηγή ισχύος

Η κύρια πηγή ισχύος για τα ηλεκτρικά οχήματα αποτέλεσαν, για χρόνια οι συσσωρευτές τύπου μολύβδου-οξέος, που προτιμήθηκε λόγω του χαμηλού κόστους και της ανεπτυγμένης τεχνολογίας. Φυσικά, η ανάγκη για βελτιωμένα χαρακτηριστικά οδήγησε στην ανάπτυξη νέων τύπων συσσωρευτών με μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας και δυνατότητα παροχής μεγαλύτερης ισχύος, όπως και μεγαλύτερο αριθμό κύκλων φόρτισης-εκφόρτισης. Οι τεχνολογικές εξελίξεις οδήγησαν σε συσσωρευτές νικελίου – καδμίου (NiCd), νικελίου μετάλλου – υβριδίου (NiMH), ιόντων λιθίου (LiON), λιθίου – ιόντων

πολυμερών και στους εξελιγμένους συσσωρευτές μολύβδου οξέως. Στο Σχήμα 1.3 συγκρίνονται οι υπάρχουσες και αναπτυσσόμενες τεχνολογίες στον τομέα των συσσωρευτών, με βάση την πυκνότητα ενέργειάς τους (ενέργεια ανά μονάδα όγκου και ενέργεια ανά μονάδα μάζας).



Σχήμα 1.3 - Συγκριτικό διάγραμμα πυκνότητας ενέργειας διαφόρων τύπων μπαταριών [34]

1.2.2 Μετατροπές ισχύος

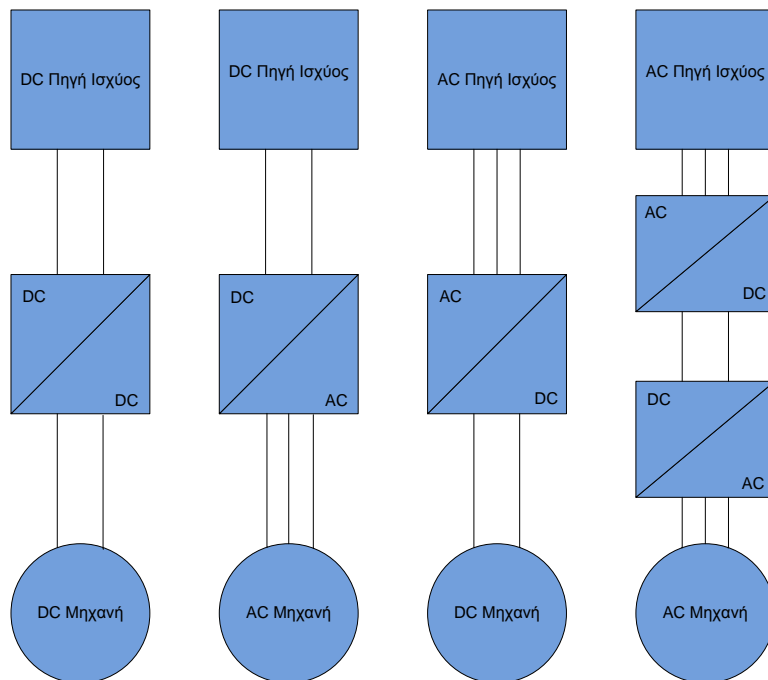
Ο μετατροπέας ισχύος παρεμβάλλεται μεταξύ της πηγής ισχύος και του κινητήρα και μετασχηματίζει την ισχύ εισόδου σε τάση και ρεύμα εξόδου κατάλληλης μορφής και πλάτους. Το είδος του μετατροπέα που απαιτείται για κάθε εφαρμογή, εξαρτάται από το είδος της πηγής ισχύος και το είδος της μηχανής. Οι συνηθέστεροι μετατροπείς που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι οι εξής:

- DC – DC μετατροπές (chopper, DC converter)
- AC – DC μετατροπές, ανορθωτής (AC- DC converter, rectifier)
- DC – AC μετατροπές, αντιστροφές (DC – AC converter, inverter)

Οι μετατροπείς ισχύος βασίζουν την λειτουργία τους στα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, που λειτουργούν ως διακόπτες, που με κατάλληλους παλμούς άγουν ή βρίσκονται σε αποκοπή. Τα ημιαγωγικά στοιχεία, ανάλογα με το βαθμό που ελέγχεται η αγωγή τους διακρίνονται σε:

- Δίοδοι. Η κατάσταση αγωγής και αποκοπής τους οφείλεται αποκλειστικά στην διαφορά δυναμικού στα άκρα τους και την φορά του ρεύματος.
- Θυρίστορ. Η κατάσταση αγωγής του ελέγχεται μέσω παλμού στην πύλη του, ενώ η κατάσταση αποκοπής εξαρτάται από την φορά του ρεύματος.
- Ελεγχόμενοι διακόπτες. Η κατάσταση αγωγής και αποκοπής καθορίζονται από παλμό στην πύλη ή την βάση των στοιχείων. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν αρκετοί τύποι ημιαγωγών, όπως τα διπολικά τρανζίστορ ένωσης (Bipolar Junction Transistors, BJTs), τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού

(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors, MOSFETs), τα διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistors, IGBTs) και θυρίστορ με σβέση μέσω της πύλης τους (Gate Turn Off Thyristors, GTOs).



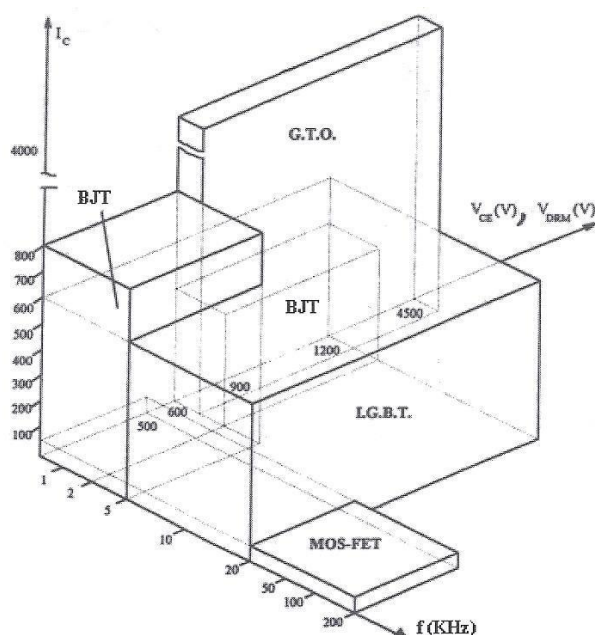
Σχήμα 1.4 - Τοπολογίες σύνδεσης συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης

Η επιλογή του ημιαγωγού είναι ζωτικής σημασίας [9] για την λειτουργία του αντιστροφέα και την επιλογή των κυκλωμάτων που το συνοδεύουν. Η διακοπτική συχνότητα, η απαιτούμενη ισχύς, τα όρια τάσεως και ρεύματος, όπως και οι εσωτερικές χωρητικότητες των στοιχείων απαιτούν μεγάλη προσοχή κατά την επιλογή του διακόπτη ισχύος. Το Σχήμα 1.4 παρουσιάζει την κατηγοριοποίηση των ημιαγωγών στοιχείων συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας, του ονομαστικού ρεύματος και της ονομαστικής τάσης λειτουργίας. Παρατηρούμε πως εν γένει η υψηλή διακοπτική συχνότητα για περιορισμένη τιμή ισχύος οδηγεί στην επιλογή MOSFET διακόπτη, ενώ για υψηλή τιμή ισχύος και χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα επιλέγουμε IGBT διακόπτη.

Για τις εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης, οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες μετατροπέων μπορούν να καταταχθούν σε:

- Μετατροπείς πηγής τάσης
- Μετατροπείς πηγής ρεύματος
- Άμεσοι μετατροπείς

Για περισσότερες πληροφορίες υποδεικνύεται στον αναγνώστη να ανατρέξει στο [5].



Σχήμα 1.5 - Δυνατότητες ισχύος και διακοπτικές συχνότητες ημιαγωγών διακοπών [9]

1.2.3 Ηλεκτρικές μηχανές

Η ηλεκτρική μηχανή αποτελεί το πιο βασικό υποσύστημα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, αφού είναι υπεύθυνη για την ηλεκτρομηχανική μετατροπή. Ο κινητήρας απαιτείται να πληροί προδιαγραφές μεγέθους, βάρους, κόστους και ακουστικού θορύβου, θερμοκρασιακής και μηχανικής αντοχής. Για αυτό το λόγο η σχεδίαση ενός κινητήρα αποτελεί μια σύνθετη διαδικασία λόγω της αλληλεξάρτησης παραμέτρων, οι οποίες καθορίζουν την επίδοση, την απόδοση και το κόστος του κινητήρα και κατά συνέπεια του οχήματος.

Υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες, ευρεία περιοχή ταχυτήτων λειτουργίας υπό σταθερή ισχύ, υψηλή πυκνότητα ισχύος, υψηλή απόδοση, αξιοπιστία και μεγάλη διάρκεια ζωής με την ελάχιστη δυνατή ανάγκη για συντήρηση, είναι μερικές από τις προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιούνται από κινητήρες που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικά οχήματα. Στην περίπτωση που ικανοποιούνται οι παραπάνω προδιαγραφές, γίνεται η επιλογή του κινητήρα που είναι καταλληλότερος για την εκάστοτε εφαρμογή.

❖ Κινητήρας συνεχούς ρεύματος (DC Motor)

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ήταν η πρώτη τοπολογία κινητήρων που χρησιμοποιήθηκαν σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Η λειτουργία του κινητήρα συνεχούς ρεύματος βασίζεται στην αλληλεπίδραση του πεδίου διέγερσης και του πεδίου τυμπάνου. Το πρώτο βρίσκεται στο στάτη της μηχανής και συνήθως, παράγεται είτε από καταναμημένο τύλιγμα συνεχούς ρεύματος, είτε από μαγνήτες. Το πεδίο τυμπάνου βρίσκεται στο δρομέα της μηχανής, που για να παραμείνει σταθερό απαιτεί την χρήση συλλέκτη και ψηκτρών. Η εκ φύσεως καθετότητα των δύο αυτών πεδίων, έχει ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη απλής μεθοδολογίας ελέγχου για την οδήγησή του.

Παρόλη την απλή μεθοδολογία ελέγχου, η αξιοπιστία των κινητήρων περιορίζεται από την ύπαρξη ψηκτρών στον συλλέκτη, που αναλαμβάνουν την μηχανική ανόρθωση της παραγόμενης τάσης από το τύλιγμα τυμπάνου. Η απαιτούμενη συχνή συντήρηση των ψηκτρών, η χαμηλή ποιότητα ισχύος αλλά και η χαμηλή απόδοση επέφερε τον παραγκωνισμό τους και κατεύθυναν το ενδιαφέρον σε κινητήρες δίχως συλλέκτη και ψηκτρών.

❖ Κινητήρας επαγωγής (Induction Motor)

Ο κινητήρας επαγωγής [7] βρίσκει ευρεία εφαρμογή, όχι μόνο στα ηλεκτροκίνητα οχήματα αλλά, γενικά, στην βιομηχανία λόγω του μικρού κόστους, της ύπαρξης απλής μεθόδου (V/f) ελέγχου και την υψηλή αξιοπιστία. Το πεδίο τυμπάνου παράγεται όταν το τύλιγμα του στάτη διαρρέεται από τριφασικό συμμετρικό σύστημα ρεύματος. Το πεδίο διεγέρσεως, ωστόσο, δεν παράγεται (συνήθως) από κάποια άλλη πηγή ισχύος ούτε από μαγνήτες, αλλά δημιουργείται εξ'επαγωγής μέσω του στάτη. Τα δύο πεδία στρέφονται με την σύγχρονη ταχύτητα, ενώ ο δρομέας σε διαφορετική ταχύτητα κοντά όμως σε αυτή της σύγχρονης. Ο δρομέας της μηχανής αποτελείται είτε από τύλιγμα όμοιο με αυτό του στάτη, είτε από βραχυκυκλωμένο κλωβό. Στην δεύτερη περίπτωση, η κατασκευή γίνεται απλούστερη συντελώντας στην περαιτέρω μείωση του κόστους. Τέλος η υψηλή αξιοπιστία, η ελάχιστη συντήρηση σε συνδυασμό με το υψηλό βαθμό απόδοσης, έχουν συντελέσει στην διαδεδομένη χρήση του σε ποικίλες εφαρμογές.

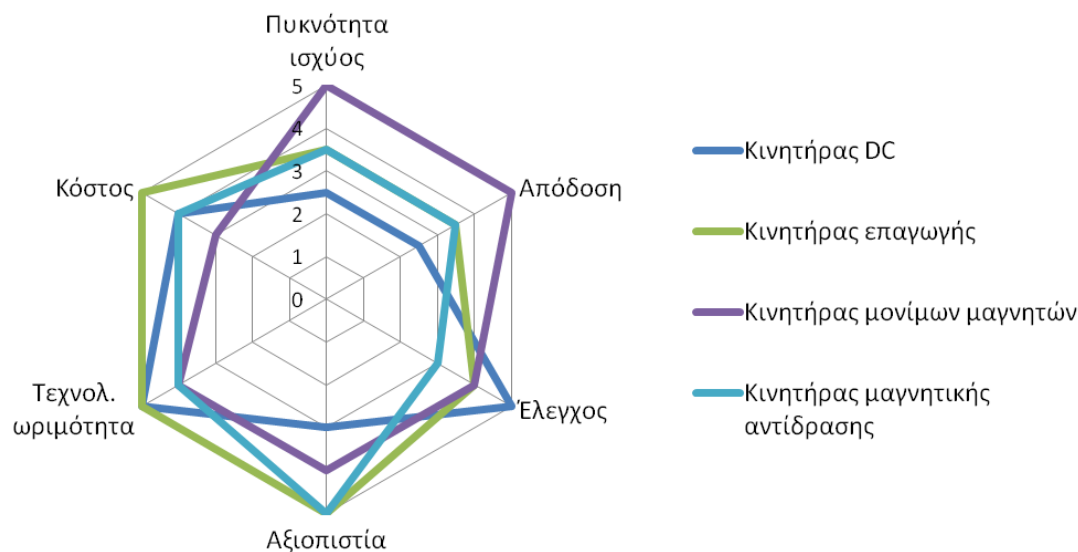
❖ Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών (PMSM)

Μια εναλλακτική λύση ηλεκτρικής μηχανής που κερδίζει συνεχώς έδαφος είναι ο σύγχρονος κινητήρας με μόνιμους μαγνήτες στο δρομέα [21]. Με την αντικατάσταση του τυλίγματος πεδίου από μόνιμους μαγνήτες, επιτυγχάνεται μείωση των απωλειών χαλκού, και η έλλειψη ψηκτρών αυξάνει την αξιοπιστία. Η μεγάλη τους προώθηση στα ηλεκτρικά οχήματα οφείλεται κυρίως στην υψηλή πυκνότητα ισχύος και στην υψηλή απόδοση. Στην εξέλιξη, τους κυρίαρχο ρόλο έπαιξε η κατασκευή μαγνητών από κράματα Νεοδημίου, Σιδήρου και Βορίου, που χαρακτηρίζονται από υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση της τάξης των 1.2Tesla.

❖ Σύγχρονος Κινητήρας Μαγνητικής Αντίδρασης (SRM)

Οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίδρασης [3] έχουν κεντρίσει το ενδιαφέρον της αγοράς, λόγω του ιδιαίτερα χαμηλού κόστους κατασκευής τους και της σχετικά απλής κατασκευής. Στο τελευταίο, συντελεί η απουσία τυλίγματος διέγερσης ή μονίμων μαγνητών στο δρομέα, καθώς ο κινητήρας αξιοποιεί την μεταβολή της μαγνητικής αντίστασης του δρομέα και επομένως, εκμεταλλεύεται αποκλειστικά την ροπή εκτυπότητας. Παρ'όλα τα πλεονεκτήματα, οι κινητήρες τέτοιου τύπου έχουν μικρή πυκνότητα ισχύος, υψηλή κυμάτωση ροπής και υψηλά επίπεδα ακουστικού θορύβου.

Τα συγκεντρωτικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των πιο διαδεδομένων κατηγοριών κινητήρων παρουσιάζονται στο *Σχήμα 1.6*, όπου αξιολογούνται έξι βασικά χαρακτηριστικά και η κλίμακα εκτείνεται από το ένα ως το πέντε.



Σχήμα 1.6 - Αξιολόγηση κινητήρων ηλεκτρικών οχημάτων [31]

1.3 Στόχοι της διπλωματικής εργασίας

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος, με σκοπό την σχεδίαση και υλοποίηση συστήματος ελέγχου για την οδήγηση ενός σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή στο ερευνητικό ηλεκτρικό όχημα Πυρφόρος. Η εργασία ασχολείται με δύο από τα βασικά υποσυστήματα που απαρτίζουν τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων. Τα συστήματα αυτά είναι ο μετατροπέας ισχύος και πιο συγκεκριμένα, ο αντιστροφέας που οδηγεί την εναλλασσόμενη μηχανή και η μονάδα ελέγχου, δηλαδή το υποσύστημα που λαμβάνει διάφορες εισόδους και σήματα ανάδρασης από το σύστημα κίνησης και υλοποιώντας την κατάλληλη λογική ελέγχου, τροφοδοτεί τα διακοπτικά στοιχεία ελέγχου, μέσω κατάλληλης τεχνικής διαμόρφωσης.

Για την σχεδίαση του συστήματος ελέγχου, απαραίτητη είναι η συγκριτική διερεύνηση διαφορετικών τοπολογιών αντιστροφέα, με διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης τάσης καθώς και διαφορετικές στρατηγικές ελέγχου του κινητήρα. Προς την συγκεκριμένη κατεύθυνση έγινε διεξοδική σύγκριση μέσω προσομοιώσεων τριών μεθόδων ελέγχου που κάνουν χρήση ίδιας τοπολογίας, διαφορετικής όμως τεχνικής διαμόρφωσης, υπό τους περιορισμούς του πραγματικού συστήματος.

Τέλος, η διπλωματική εργασία επικεντρώνεται στην πειραματική υλοποίηση και επιβεβαίωση της πιο στιβαρής στρατηγικής ελέγχου στο πραγματικό σύστημα κίνησης. Μέσω των πειραματικών αποτελεσμάτων επιβεβαιώνεται η προσομοιωμένη λειτουργία του συστήματος κίνησης και ικανοποιούνται οι απαιτήσεις και οι προδιαγραφές του κινητήριου συστήματος. Επιπλέον, για τις ανάγκες του διαγωνισμού οικονομίας καυσίμου Shell Eco Marathon στον οποίο συμμετέχει το συγκεκριμένο ηλεκτρικό όχημα, αναπτύχθηκε βέλτιστη τεχνική εκκίνησης, μέσω του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί η κατανάλωση ενέργειας κατά την εκκίνηση.

1.4 Δομή της διπλωματικής εργασίας

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

Στο 2^ο κεφάλαιο γίνεται περιγραφή των διάφορων τύπων σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών και αναλύονται οι μαθηματικές εξισώσεις που περιγράφουν την σύγχρονη μηχανή. Τέλος αναπτύσσεται το δυναμικό μοντέλο της μηχανής, μέσω των χωρικών διανυσμάτων και των μετασχηματισμών σε στατό και στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

Στο 3^ο κεφάλαιο αναλύονται οι βασικοί αντιστροφείς πηγής τάσης που τροφοδοτούν εναλλασσόμενες μηχανές, καθώς ακόμη, περιγράφονται αναλυτικά οι τεχνικές διαμόρφωσης τάσης συμβατικών και πολυεπίπεδων αντιστροφένων.

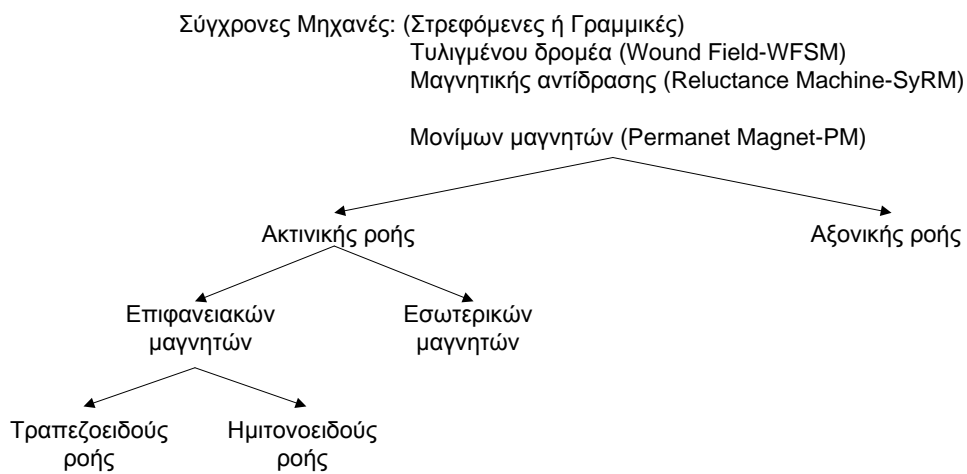
Στο 4^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι κύριες στρατηγικές ελέγχου των σύγχρονων μηχανών επιφανειακών μονίμων μαγνητών, ενώ στο 5^ο κεφάλαιο πραγματοποιείται μια συγκριτική διερεύνηση των σημαντικότερων εξ' αυτών, που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν στο πραγματικό σύστημα και βάσει της παραπάνω διερεύνησης επιλέγεται η κατάλληλη στρατηγική ελέγχου για την παρούσα εφαρμογή.

Στο 6^ο κεφάλαιο περιγράφονται τα υποσυστήματα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης του ερευνητικού οχήματος «Πυρφόρος», και στο 7^ο κεφάλαιο αναλύεται βήμα προς βήμα η διαδικασία της υλοποίησης της στρατηγικής ελέγχου, που προτάθηκε, σε μικροεπεξεργαστή. Τέλος, αναπτύσσεται μεθοδολογία βέλτιστης εκκίνησης με στόχο την ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης ενέργειας του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

Στο 8^ο κεφάλαιο περιλαμβάνονται τα βασικά συμπεράσματα της διπλωματικής εργασίας και παραθέτονται ορισμένα ζητήματα που χρήζουν μελλοντικής ενασχόλησης.

Σύγχρονες Μηχανές Μονίμων Μαγνητών

Οι σύγχρονες μηχανές αποτελούν μια μεγάλη κατηγορία μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος, οι οποίες είτε είναι γραμμικές είτε περιστρεφόμενες μπορούν να ταξινομηθούν με βάση τον τρόπο που επιτυγχάνεται το πεδίο στο δρομέα τους. Στο Σχήμα 2.1 φαίνεται ότι οι σύγχρονοι κινητήρες μπορούν να έχουν τυλιγμένο δρομέα με dc διέγερση, δρομέα μαγνητική αντίδρασης ή δρομέα μονίμων μαγνητών.



Σχήμα 2.1 – Κατηγοριοποίηση σύγχρονων μηχανών

Από τις παραπάνω κατηγορίες σύγχρονων μηχανών, αυτές που χρησιμοποιούνται επί το πλείστον στα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων είναι οι μηχανές μονίμου μαγνήτη ακτινικής ροής. Στην συνέχεια, γίνεται μια σύντομη περιγραφή της κάθε τοπολογίας σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών, τονίζοντας τα ελκυστικά χαρακτηριστικά της κάθε μιας, καθώς και τα μειονεκτήματά τους.

2.1 Σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών

Με την χρησιμοποίηση υλικών μονίμων μαγνητών, όπως το νεοδήμιο και το κοβάλτιο, υψηλής πυκνότητας ισχύος σε ανταγωνιστικές τιμές, οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών αντικαθιστούν τις μηχανές συνεχούς ρεύματος, σχεδόν σε κάθε εφαρμογή υψηλής απόδοσης. Ακόμη, με την ανάπτυξη των μικροεπεξεργαστών και των μεθοδολογιών ελέγχου αρχίζουν να ανταγωνίζονται και να αντικαθιστούν τις μηχανές επαγωγής. Αυτό συμβαίνει, διότι η χρήση μαγνητών στο δρομέα εξαλείφει τις απώλειες χαλκού και αυξάνει την πυκνότητα ισχύος που οδηγεί σε αύξηση του βαθμού απόδοσης. Συνεπώς, για συγκεκριμένη εφαρμογή η μηχανή μονίμων μαγνητών είναι μικρότερη σε μέγεθος από την αντίστοιχη μηχανή επαγωγής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.



Σχήμα 2.2 - Σύγκριση μηχανής επαγωγής με μηχανή μονίμων μαγνητών [33]

2.1.1 Τοπολογίες σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών:

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών μπορούν να κατηγοριοποιηθούν αρχικά, σε σχέση με την διεύθυνση της μαγνητικής ροής του δρομέα. Διακρίνονται σε μηχανές **ακτινικής ροής** (radial) και σε μηχανές **αξονικής ροής** (axial). Στις πρώτες, η μαγνητική ροή διέρχεται ακτινικά στο διάκενο προς το στάτη, έτσι ώστε να κλείσει το μαγνητικό κύκλωμα *Σχήμα 2.3*, ενώ στις δεύτερες διέρχεται παράλληλα προς τον άξονα του δρομέα *Σχήμα 2.3*. Αξιοσημείωτο είναι το δισκοειδές σχήμα των μηχανών αξονικής ροής, το οποίο επιτρέπει μεγάλο αριθμό πόλων για εφαρμογές υψηλής ισχύος και χαμηλών στροφών (όπως σε ασανσέρ ή σε πρόωση πλοίων).

Ειδικότερα για τις μηχανές ακτινικής ροής [21], μπορούμε να τις κατηγοριοποιήσουμε σε:

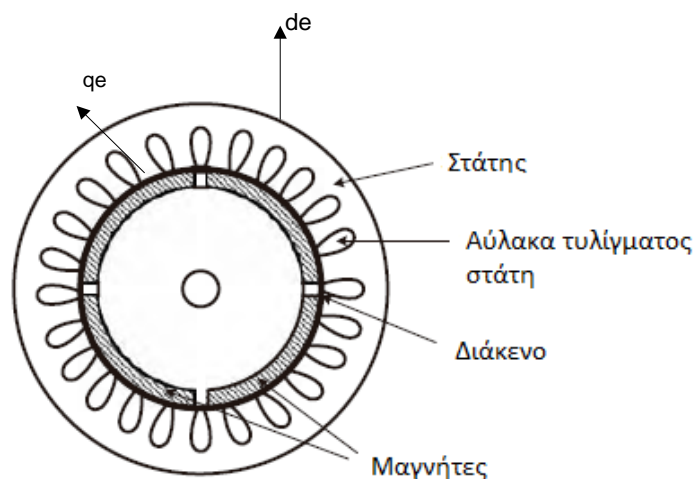
- Επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Surface Magnet Machine)
- Επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής (Trapezoidal Surface Magnet Machine)
- Εσωτερικών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Interior Magnet Machine)



Σχήμα 2.3 - Μηχανές μονίμων μαγνητών ακτινικής ροής (αριστερά) και αξονικής (δεξιά) [33]

2.1.1.1 Σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Surface Permanent Magnet Synchronous Machine, SPMSM)

Σε αυτή τη μηχανή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4, ο στάτης αποτελείται από ένα τριφασικό ημιτονοειδές τύλιγμα, το οποίο παράγει ροή διακένου στρεφόμενη με τη σύγχρονη ταχύτητα. Οι μόνιμοι μαγνήτες βρίσκονται κολλημένοι στην επιφάνεια του δρομέα, χρησιμοποιώντας εποξική κόλλα. Ο δρομέας έχει σιδερένιο πυρήνα, ο οποίος μπορεί να είναι συμπαγής ή φτιαγμένος από διάτρητα ελάσματα για ευκολία στην κατασκευή. Στην περίπτωση λειτουργίας μεταβλητών στροφών, οι μηχανές αυτές μπορεί να έχουν τύλιγμα κλωβού ή τύλιγμα απόσβεσης, κάτι που βέβαια προκαλεί πρόσθετες απώλειες λόγω αρμονικών. Εάν η μηχανή στρέφεται από εξωτερική πηγή, τα τυλίγματα του στάτη παράγουν συμμετρικές τριφασικές ημιτονοειδείς τάσεις. Καθώς η σχετική επιτρεπτότητα ενός μόνιμου μαγνήτη είναι πολύ κοντά στη μονάδα ($\mu_r > 1$) και οι μαγνήτες τοποθετούνται στην επιφάνεια του δρομέα, το ενεργό εύρος διακένου της μηχανής είναι μεγάλο και η μηχανή δεν εμφανίζει εκτυπότητα ($L_{dm} = L_{qm}$). Αυτό συντελεί στον περιορισμό του φαινομένου της αντίδρασης τυμπάνου εξαιτίας της χαμηλής μαγνητιζουσας αντίδρασης. Ως αποτέλεσμα οι μηχανές αυτές λειτουργούν με σταθερή διέγερση, οπότε ο λειτουργικός συντελεστής ισχύος ή η μαγνητεγερτική δύναμη του δρομέα, υπό ονομαστική τάση και ρεύμα δύσκολα μπορεί να μεταβληθεί.

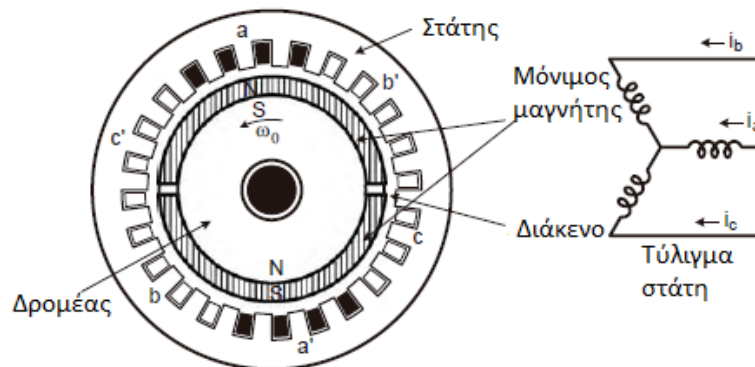


Σχήμα 2.4 – Εγκάρσια τομή σύγχρονης μηχανής επιφανειακών μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής [5]

2.1.1.2 Μηχανή επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής (Trapezoidal Surface Magnet Machine)

Μία σύγχρονη μηχανή μόνιμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής είναι μία μηχανή που δεν εμφανίζει εκτυπότητα, με επιφανειακούς μαγνήτες, όπως μία μηχανή ημιτονοειδούς ροής, με τη διαφορά ότι το τριφασικό τύλιγμα του στάτη (συνήθως συνδεδεμένο κατά αστέρα) έχει συγκεντρωμένα τυλίγματα πλήρους βήματος αντί για ημιτονοειδή κατανομή των τυλιγμάτων στο διάκενο της μηχανής. Η προσέγγιση της ημιτονοειδούς κατανομής στις μηχανές ημιτονοειδούς ροής επιτυγχάνεται με τη χρήση κλασματικού βήματος στα τυλίγματα του στάτη. Το Σχήμα 2.5 δείχνει την εγκάρσια τομή μιας μηχανής τραπεζοειδούς ροής με τις τρεις φάσεις του στάτη να φαίνονται στα δεξιά. Η διπολική μηχανή του

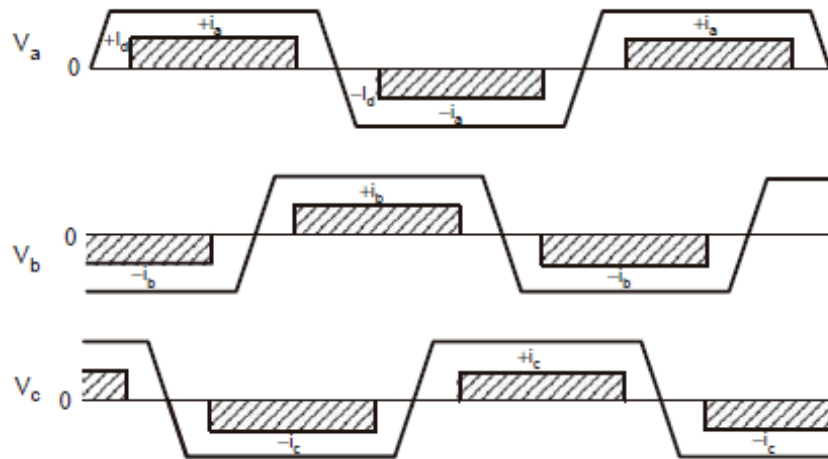
Σχήματος 2.5 έχει κατάλληλο διάκενο για τη μείωση της κυμάτωσης της ροής, ενώ ο στάτης αποτελείται από 4 αγωγούς ανά πόλο και φάση.



Σχήμα 2.5 - Εγκάρσια τομή σύγχρονης μηχανής επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής [5]

Καθώς η μηχανή περιστρέφεται, η ροή που διαρρέει ένα φασικό τύλιγμα μεταβάλλεται γραμμικά με το χρόνο, εκτός από τη στιγμή που το κενό ανάμεσα από τους μαγνήτες περνά από τον άξονα της φάσης. Εάν η μηχανή κινείται από εξωτερική πηγή, δηλαδή λειτουργεί ως γεννήτρια, οι φασικές τάσεις του στάτη θα έχουν συμμετρική τραπεζοειδή κυματομορφή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6. Για αυτό το λόγο είναι απαραίτητη η χρήση ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα στους ακροδέκτες της μηχανής, έτσι ώστε να δημιουργεί ρεύμα έξι καταστάσεων (six step) στο κέντρο κάθε μισής περιόδου για την ανάπτυξη ροπής. Καθώς η χρήση του μετατροπέα είναι επιτακτική, συνήθως η μηχανή χρησιμοποιείται και σαν ηλεκτρονικός κινητήρας. Με τη βοήθεια λοιπόν ενός αντιστροφέα και ενός αισθητήρα θέσης (absolute position sensor) που τοποθετείται στον άξονα της μηχανής, τόσο οι τραπεζοειδείς μηχανές μονίμων μαγνητών όσο και οι ημιτονοειδείς, μπορούν να ελεγχθούν ώστε να 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 είναι απλές, κοστίζουν λίγο και έχουν λίγο μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος από ότι μια ημιτονοειδής μηχανή. Επιλέγονται κυρίως για συστήματα οδήγησης (drives) χαμηλής ισχύος (έως λίγα kW) που χρησιμοποιούνται σε σερβομηχανισμούς αλλά και σε συσκευές οικιακής χρήσης που πρέπει να αποφευχθούν οι μεταγωγείς μιας DC μηχανής.



Σχήμα 2.6 - Ακολουθία φασικής τάσης και ρεύματος στην σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μόνιμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής [5]

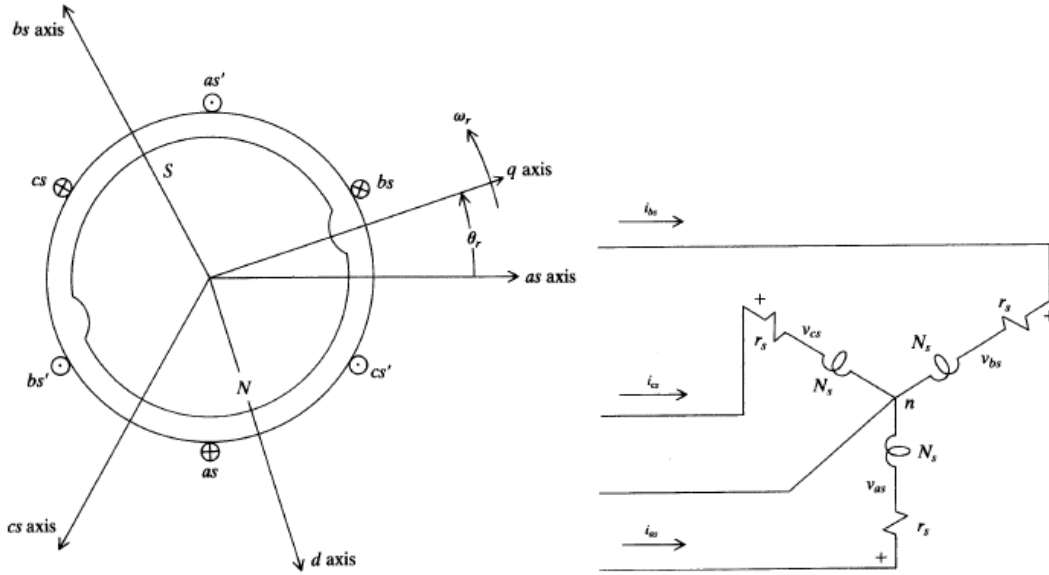
2.2 Μαθηματικό μοντέλο σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών

Για την ανάλυση της σύγχρονης μηχανής συναντώνται κυρίως δύο ισοδύναμα μαθηματικά μοντέλα στην βιβλιογραφία[1],[4]. Το μοντέλο που βασίζεται στις τρεις φάσεις και χρησιμοποιείται κυρίως για την μελέτη αρμονικών συνιστωσών και το δυναμικό d-q μοντέλο που χρησιμοποιείται για την ανάλυση της μεταβατικής απόκρισης της μηχανής πάνω στο οποίο βασίζονται οι προηγμένες μεθοδολογίες ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών.

Στην συνέχεια, θα γίνει η περιγραφή του μοντέλου των τριών φάσεων και έπειτα, με κατάλληλους μετασχηματισμούς θα εξάγουμε το δυναμικό d-q μοντέλο.

Για την ανάλυση των ισοδυνάμων κυκλωμάτων της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών ακολουθούμε τις παρακάτω παραδοχές:

- Τα τυλίγματα του στάτη θεωρούνται τέλεια ημιτονοειδώς κατανομημένα.
- Το αποτέλεσμα της διακριτής φύσης της κατασκευής του στάτη αμελείται. Συνεπώς τα τυλίγματα του στάτη θεωρείται ότι παράγουν ημιτονοειδή Μαγνητεγερτική Δύναμη.
- Στην περίπτωση των ΣΜΜΜ η ακτινική κατανομή πυκνότητας ροής που παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες είναι τέλεια ημιτονοειδή και η πεπλεγμένη ροή στον στάτη περιέχει μόνο την θεμελιώδη συνιστώσα.
- Η επίδραση του μαγνητικού κορεσμού αμελείται.



Σχήμα 2.7 - Διπολική, τριφασική σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών [1]

Με τις παραδοχές αυτές οι μεταβολές των επαγωγών περιέχουν μόνο μια ημιτονοειδή συνιστώσα, και επειδή η επαγωγή κάθε φάσης είναι ελάχιστη όταν η ροή είναι σε ευθυγράμμιση με την φάση, έπεται ότι οι επαγωγές είναι συναρτήσεις της γωνίας $2\theta_e$.

Η αυτεπαγωγή των φάσεων του στάτη είναι:

$$L_{as,as} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos 2\theta_e \quad (2.1)$$

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

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

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

Η αλληλεπαγωγή μεταξύ των φάσεων του στάτη είναι:

$$L_{as,bs} = L_{bs,as} = -\frac{1}{2} L_{0s} - L_{2s} \cos \left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.4)$$

$$L_{as,cs} = L_{cs,as} = -\frac{1}{2} L_{0s} - L_{2s} \cos \left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.5)$$

$$L_{bs,cs} = L_{cs,bs} = -\frac{1}{2} L_{0s} - L_{2s} \cos(2\theta_e) \quad (2.6)$$

Οι παραπάνω επαγωγές μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε πίνακα για όλες τις μαγνητικές ροές που συνδέουν το τύλιγμα του δρομέα με τις τρεις φάσεις του στάτη. Οι τάσεις στα άκρα των τριών φάσεων της σύγχρονης μηχανής μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

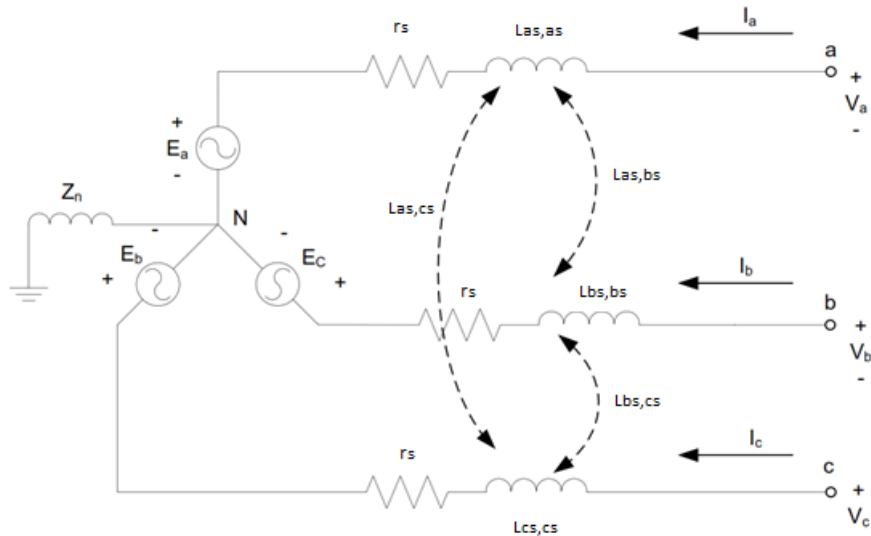
Όπου:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as,as} & L_{as,bs} & L_{as,cs} \\ L_{bs,as} & L_{bs,bs} & L_{bs,cs} \\ L_{cs,as} & L_{cs,bs} & L_{cs,cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \Lambda_{mf} \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Όπου με Λ_{mf} συμβολίζουμε την μαγνητική ροή του δρομέα όπως φαίνεται από τα τυλίγματα του στάτη και με p συμβολίζεται ο διαφορικός τελεστής.

Με άλλα λόγια το όρος $p\Lambda_{mf}$ είναι το πλάτος της τάσης ανοιχτοκύκλωσης που επάγεται σε κάθε τυλίγμα του στάτη, όπως δείχνει και η εξίσωση 2.8 για $i_{as} = i_{bs} = i_{cs} = 0$ έχουμε ότι:

$$\begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = -\omega_e \Lambda_{mf} \begin{bmatrix} \sin\theta_e \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$



Σχήμα 2.8 - Τριφασικό ισodύναμο κύκλωμα του στάτη σύγχρονης μηχανής [34]

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από τον τύπο:

$$T_e = \frac{e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs}}{\omega_m} \quad (2.10)$$

Όπου ω_m , η μηχανική σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής: $\omega_m = \omega_s = \frac{2\pi n_s}{60} = \frac{2\pi \frac{120f_e}{p}}{60}$ και P οι πόλοι της μηχανής.

2.3 Ανάλυση δυναμικού d-q μοντέλου σύγχρονης μηχανής

Παρατηρούμε από την προηγούμενη ανάλυση του ανά φάση ισοδυναμού κυκλώματος της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, ότι το σύστημα έχει μεγάλη πολυπλοκότητα, καθώς οι αυτεπαγωγές των φάσεων και οι αλληλεπαγωγές μεταξύ τους μεταβάλλονται με την κίνηση του δρομέα, συναρτήσει της ηλεκτρικής γωνίας θ_e . Για την μείωση της πολυπλοκότητας του συστήματος πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ένα πλαίσιο αναφοράς, στο οποίο οι επαγωγές θα είναι χρονικά αμετάβλητες. Στην κατεύθυνση αυτή θα μας βοηθήσει η θεωρία του μετασχηματισμού σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με αυθαίρετη ταχύτητα.

Μετασχηματισμός μεταβλητών του στάτη σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με αυθαίρετη ταχύτητα

Πρόκειται για το μετασχηματισμό των ποσοτήτων που αναφέρονται σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα ακίνητο στο χώρο (abc), σε σύστημα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων κινούμενων με αυθαίρετη ταχύτητα (dq0). Οι άξονες του στρεφόμενου πλαισίου dq0 ονομάζονται ευθύς άξονας (d: direct axis), εγκάρσιος άξονας (q: quadrature axis) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (0: zero sequence axis) εξ' ου και το διακριτικό dq0.

Το συμμετρικό τριφασικό σύστημα f_a - f_b - f_c μπορεί να παρασταθεί σε ένα μιγαδικό φασιθέτη (διάνυσμα χώρου) που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα ως εξής:

$$\underline{f}_{abc}^r = \underline{f}_{abc}^s e^{j\theta_r} = (f_a + \underline{a}f_b + \underline{a}^2f_c)e^{j\theta_r} \quad (2.11)$$

Όπου \underline{f}_{abc}^s ο αντίστοιχος ακίνητος στο χώρο φασιθέτης και $\alpha^{j2\pi/3}$.

Επιπλέον το συμμετρικό τριφασικό σύστημα f_a - f_b - f_c μπορεί να παρασταθεί σε ένα μιγαδικό φασιθέτη (διάνυσμα χώρου), με αυθαίρετη ταχύτητα με την χρήση του μετασχηματισμού Park:

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Τότε, ο μιγαδικός φασιθέτης που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα είναι $f_q - jf_d$, οπότε έχουμε ότι:

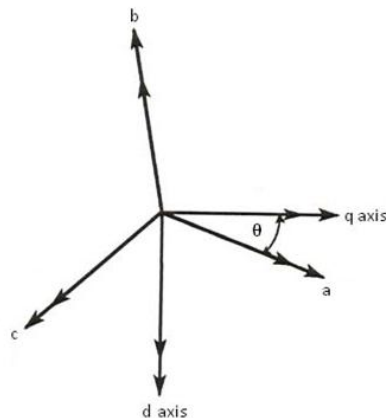
$$\frac{2}{3}\underline{f}_{abc}^r = f_q - jf_d \quad (2.13)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός έχει ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Το f συμβολίζει εν γένει τις στατικές μεταβλητές της μηχανής και μπορεί να είναι τάση, ρεύμα, μαγνητική ροή ή οπουδήποτε άλλο μέγεθος που αναφέρεται στο στάτη της

μηχανής. Οι μεταβλητές αυτές δεν είναι φασιθέτες αλλά στιγμιαίες τιμές. Η γωνία θ είναι η γωνία του εγκάρσιου άξονα του dq0 πλαισίου με τον άξονα της φάσης a του φυσικού τριφασικού πλαισίου αναφοράς Σχήμα 2.10.



Σχήμα 2.9 - Τριφασικό abc σε διφασικό dq σύστημα στρεφόμενο με αυθαίρετη ταχύτητα

Ο μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$ μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοσδήποτε κυματομορφές, στην περίπτωση όμως που εφαρμόζεται σε ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα εξάγονται ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα. Όταν ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων τροφοδοτεί μια ηλεκτρική μηχανή, τότε το διάνυσμα της μαγνητικής ροής στρέφεται με ορισμένη ταχύτητα ως προς ένα σύστημα αναφοράς. Στην περίπτωση που το σύστημα αναφοράς είναι το στατό πλαίσιο ($\theta=0$), τότε ο παρατηρητής βλέπει την μαγνητική ροή να στρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα. Όταν όμως το σύστημα αναφοράς στρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα ($\theta=\theta_e$), τότε ο παρατηρητής βλέπει την μαγνητική ροή να παραμένει σταθερή ως προς το χρόνο. Είμαστε σε θέση επομένως να αντιλαμβανόμαστε μια μηχανή εναλλασσομένου ρεύματος ως μια μηχανή συνεχούς ρεύματος, όταν στρεφόμαστε σε σύστημα αναφοράς με σύγχρονη ταχύτητα.

Ο όρος $2/3$ του μετασχηματισμού επιλέχθηκε, έτσι ώστε το μήκος του διανύσματος χώρου να ισούται με την μέγιστη τιμή του τριφασικού μεγέθους. Άλλη επιλογή θα μπορούσε να είναι ο όρος $\sqrt{2/3}$, ο οποίος χρησιμοποιείται όταν επιθυμούμε η ενέργεια όπως υπολογίζεται στο dq0 σύστημα, να ισούται με εκείνη στο abc σύστημα.

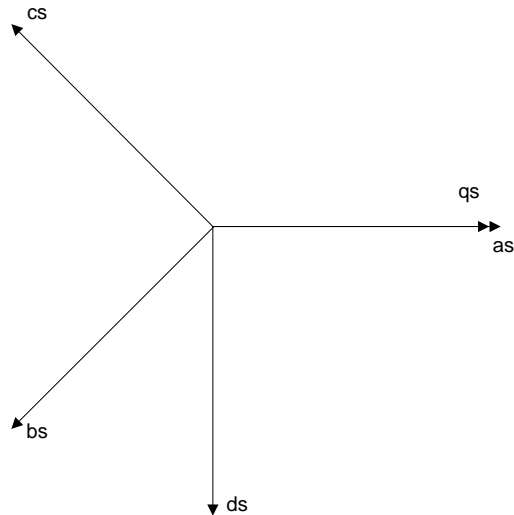
Ο μετασχηματισμός σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με αυθαίρετη ταχύτητα μπορεί να πραγματοποιηθεί σε δύο βήματα: Αρχικά μεταβαίνουμε από το $a^s-b^s-c^s$ στο στατό $d^s q^s$ πλαίσιο αναφοράς και στην συνέχεια στο στρεφόμενο με αυθαίρετη ταχύτητα $d^r q^r$.

➤ Μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο αναφοράς

Με την βοήθεια του μετασχηματισμού του Clarke, μπορούμε να μετατρέψουμε το τριφασικό σύστημα $a^s-b^s-c^s$ σε διφασικό σύστημα $d^s q^s$, σε στατό πλαίσιο αναφοράς. Ακόμη είναι δυνατόν να ευθυγραμμίσουμε τον άξονα q^s με τον άξονα a^s . Ο μετασχηματισμός του Clarke περιγράφεται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$f_q^s = f_a \tag{2.15}$$

$$f_d^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}f_b + \frac{1}{\sqrt{3}}f_c \tag{2.16}$$



Σχήμα 2.10 - Τριφασικό abc σε διφασικό στατό d_s-q_s σύστημα

Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι, οι μεταβλητές του διφασικού στατού συστήματος αναφοράς μεταβάλλονται με συχνότητα, ίδια με εκείνη των μεταβλητών του τριφασικού στατού συστήματος.

Ακόμη μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον αντίστροφο μετασχηματισμό του Clarke, έτσι ώστε να μετασχηματίσουμε το διφασικό σύστημα $d^s q^s$ σε τριφασικό σύστημα. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός περιγράφεται από τις παρακάτω εξισώσεις:

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

$$f_b = -\frac{1}{2}f_q^s - \frac{\sqrt{3}}{2}f_d^s \quad (2.18)$$

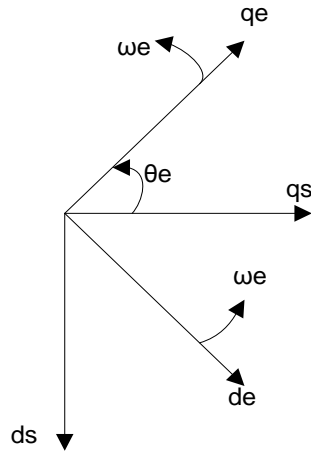
$$f_c = -\frac{1}{2}f_q^s + \frac{\sqrt{3}}{2}f_d^s \quad (2.19)$$

➤ Μετασχηματισμός σε σύγχρονο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

Το παραπάνω διφασικό σύστημα σε στατό πλαίσιο αναφοράς μπορούμε να το μετασχηματίσουμε σε σταθερές dc ποσότητες, μέσω του μετασχηματισμού του Park. Ο μετασχηματισμός αυτός περιγράφει το διφασικό σύστημα από ένα πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με την συχνότητα των μεταβλητών. Οι εξισώσεις που περιγράφουν τον μετασχηματισμό του Park είναι:

$$f_q^e = f_q^s \cos\theta_e - f_d^s \sin\theta_e \quad (2.20)$$

$$f_d^e = f_q^s \sin\theta_e + f_d^s \cos\theta_e \quad (2.21)$$



Σχήμα 2.11 - Διφασικό στατό d^s-q^s σύστημα σε στρεφόμενο με την σύγχρονη ταχύτητα d^e-q^e

Ακόμη, ο αντίστροφος μετασχηματισμός γίνεται σύμφωνα με τις εξισώσεις:

$$f_q^s = f_q^e \cos\theta_e + f_d^e \sin\theta_e \quad (2.22)$$

$$f_d^s = -f_q^e \sin\theta_e + f_d^e \cos\theta_e \quad (2.23)$$

Θα πρέπει να τονίσουμε ότι, ο μετασχηματισμός του Park αποτελεί την βάση του d-q δυναμικού μοντέλου κάθε μηχανής εναλλασσομένου ρεύματος, καθώς και των περισσότερων μεθοδολογιών ελέγχου εφόσον μετατρέπει τα ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενα μεγέθη σε σταθερές ποσότητες, που είναι ευκολότερο να ελεγχθούν με γραμμικούς ελεγκτές. Επομένως οι εναλλασσόμενες μηχανές μπορούν να ελεγχθούν με τρόπο παρόμοιο με εκείνο μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος.

Στην συνέχεια, αναλύεται το d-q μοντέλο της σύγχρονης μηχανής, χρησιμοποιώντας τη γνώση των μετασχηματισμών και την ήδη υπάρχουσα ανάλυση του ανά φάση ισοδυνάμου κυκλώματος.

Πολλαπλασιάζοντας την δεύτερη σειρά της εξίσωσης (2.8) με \underline{a} και την τρίτη με \underline{a}^2 (όπου $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$) και προσθέτοντας το αποτέλεσμα στην πρώτη σειρά έχουμε ότι:

$$\begin{aligned} \lambda_{as} + \underline{a}\lambda_{bs} + \underline{a}^2\lambda_{cs} \\ = \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{0s}\right)(i_{as} + \underline{a}i_{bs} + \underline{a}^2i_{cs}) \\ - \frac{3}{2}L_{2s}(i_{as} + \underline{a}^2i_{bs} + \underline{a}i_{cs})e^{j2\theta_e} + \frac{3}{2}\Lambda_{mf}e^{j\theta_e} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Θέτοντας τα σύνθετα διανύσματα χώρου:

$$\underline{\lambda}_{abcs} = \lambda_{as} + \underline{a}\lambda_{bs} + \underline{a}^2\lambda_{cs} \quad (2.25)$$

$$\underline{i}_{abcs} = i_{as} + \underline{a}i_{bs} + \underline{a}^2i_{cs} \quad (2.26)$$

$$\underline{i}_{abcs}^* = i_{as} + \underline{a}^2i_{bs} + \underline{a}i_{cs} \quad (2.27)$$

έχουμε ότι:

$$\underline{\lambda}_{abcs} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_{0s} \right) \underline{i}_{abcs} - \frac{3}{2} L_{2s} \underline{i}_{abcs}^* e^{j2\theta_e} + \frac{3}{2} \Lambda_{mf} e^{j\theta_e} \quad (2.28)$$

Η σχέση που αφορά τις τάσεις στο στάτη της σύγχρονης μηχανής σε μορφή σύνθετων διανυσμάτων χώρου είναι:

$$\underline{v}_{abcs} = r_s \underline{i}_{abcs} + p \underline{\lambda}_{abcs} \quad (2.29)$$

Μπορούμε να μεταφέρουμε τις εξισώσεις (2.28) και (2.29) σε ένα στρεφόμενο με την σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο πολλαπλασιάζοντας με $e^{-j\theta_e}$:

$$\underline{v}_{abcs} e^{-j\theta_e} = r_s \underline{i}_{abcs} e^{-j\theta_e} + e^{-j\theta_e} p \underline{\lambda}_{abcs} \quad (2.30)$$

$$\underline{\lambda}_{abcs} e^{-j\theta_e} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_{0s} \right) \underline{i}_{abcs} e^{-j\theta_e} - \frac{3}{2} L_{2s} \underline{i}_{abcs}^* e^{j\theta_e} + \frac{3}{2} \Lambda_{mf} \quad (2.31)$$

Τώρα ορίζοντας τα σύνθετα διανύσματα χώρου:

$$\underline{v}_{qds}^e = v_{qs}^e - j v_{ds}^e = \frac{2}{3} \underline{v}_{abcs} e^{-j\theta_e} \quad (2.32)$$

$$\lambda_{qds}^e = \lambda_{qs}^e - j \lambda_{ds}^e = \frac{2}{3} \underline{\lambda}_{abcs} e^{-j\theta_e} \quad (2.33)$$

$$\underline{i}_{qds}^e = i_{qs}^e - j i_{ds}^e = \frac{2}{3} \underline{i}_{abcs} e^{-j\theta_e} \quad (2.34)$$

Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω σχέσεις και πολλαπλασιάζοντας με 2/3 τις εξισώσεις (2.30) και (2.31), και χρησιμοποιώντας τον κανόνα της αλυσίδας της παραγώγου ορίζουμε:

$$\underline{v}_{qds}^e = r_s \underline{i}_{qds}^e + p \lambda_{qds}^e + j \omega_e \lambda_{qds}^e \quad (2.35)$$

Όπου:

$$\lambda_{qds}^e = \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_{0s} \right) \underline{i}_{qds}^e - \frac{3}{2} L_{2s} \underline{i}_{qds}^e + \Lambda_{mf} \quad (2.36)$$

Τέλος, ορίζοντας την επαγωγή μαγνήτισης στον ορθό (direct) και στον εγκάρσιο (quadrature) άξονα (L_{md} και L_{mq}), ύστερα από ορισμένες αλγεβρικές πράξεις καταλήγουμε στις εξισώσεις του Park:

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (2.37)$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (2.38)$$

Όπου:

$$\lambda_{ds}^e = (L_{ls} + L_{md}) i_{ds}^e + \Lambda_{mf} \quad (2.39)$$

$$\lambda_{qs}^e = (L_{ls} + L_{mq}) i_{qs}^e \quad (2.40)$$

Στην περίπτωση της σύγχρονης μηχανής επιφανειακών μονίμων μαγνητών, η επαγωγή μαγνήτισης του ορθού και εγκάρσιου άξονα είναι ίσες $L_{md} = L_{mq}$, οπότε έχουμε:

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (2.41)$$

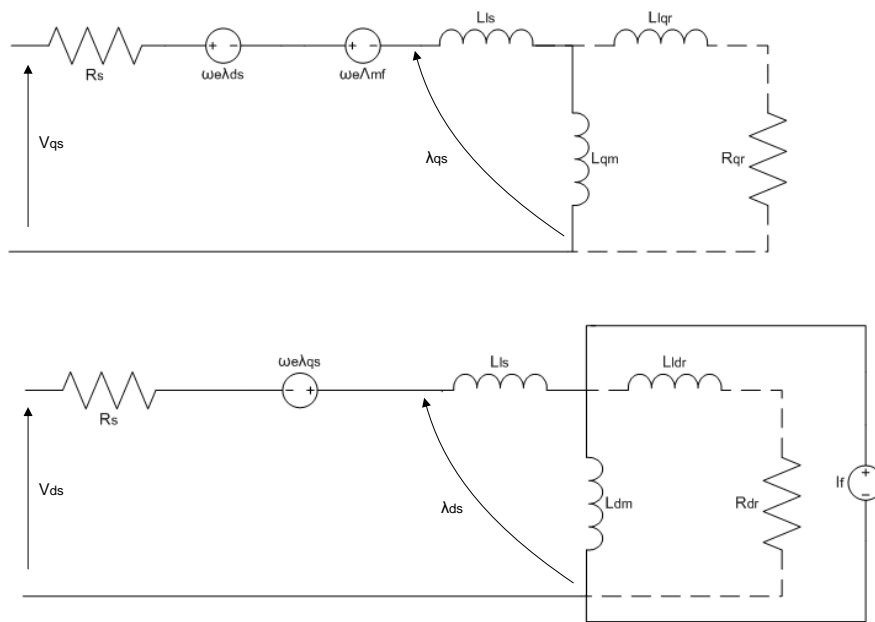
$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (2.42)$$

Όπου:

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + \Lambda_{mf}, \quad L_s = L_{ls} + L_{md} \quad (2.43)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e, \quad L_s = L_{ls} + L_{mq} \quad (2.44)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις εξαγάγουμε τα ισοδύναμα κυκλώματα κατά Park:



Σχήμα 2.12 - Δυναμικό μοντέλο σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή χρησιμοποιώντας το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι:

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (2.45)$$

Στην γενική περίπτωση η ροπή φορτίου, η τριβή και η αδράνεια της ΣΜΜΜ μπορεί να αποτελούν συναρτήσεις του χρόνου, της θέσης του δρομέα, ή της γωνιακής ταχύτητας. Στην παρούσα εργασία, όμως, η αδράνεια J και οι συντελεστές τριβής θεωρούνται σταθερά κατά την διάρκεια όλων των δοκιμών. Συνεπώς η εξίσωση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων μπορεί να γραφεί ως εξής:

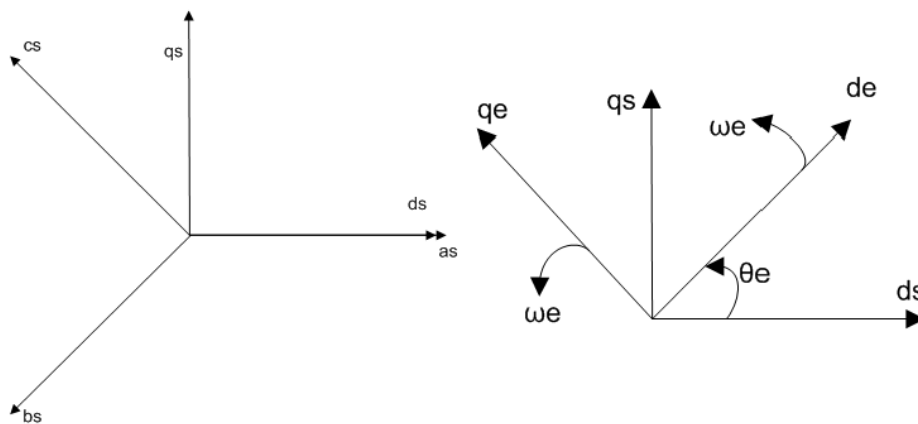
$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + F \omega_m \quad (2.46)$$

Όπου T_L η ροπή φορτίου, J η αδράνεια της μηχανής και F ο συντελεστής τριβής.

Στο μοντέλο αυτό, έχουν αγνοηθεί φαινόμενα κορεσμού του μαγνητικού κυκλώματος, που οδηγούν σε απώλειες σιδήρου. Εάν τα φαινόμενα αυτά ληφθούν υπόψη, τότε αυξάνονται οι μεταβλητές κατάστασης και κατ' επέκταση η τάξη του συστήματος.

Αξίζει να σημειωθεί ότι το παραπάνω μοντέλο ισχύει, τόσο για μηχανές εσωτερικών μαγνητών όσο και για μηχανές με επιφανειακούς μαγνήτες, αρκεί βέβαια να ανήκουν στην κατηγορία των μηχανών ημιτονοειδούς ροής. Η διαφορά μεταξύ των δύο προαναφερθέντων μηχανών έγκειται στην εκτυπότητα της πρώτης μηχανής, όπου $L_{dm} < L_{qm}$ συγκριτικά με τη δεύτερη όπου λόγω ομοιόμορφου διακένου ισχύει $L_{dm} = L_{qm}$.

Τέλος, προς λύση ίσως κάποιας σύγχυσης του αναγνώστη, όσον αφορά τους μετασχηματισμούς σε στατό και στρεφόμενο πλαίσιο, θα πρέπει να τονίσουμε ότι υπάρχει και η δυνατότητα ευθυγράμμισης του d^s άξονα με αυτόν της φάσης a^s . Στην περίπτωση αυτή ισχύουν οι παρακάτω εξισώσεις,



Σχήμα 2.13 - Τριφασικό $a^s b^s c^s$ σε διφασικό στατό $d^s q^s$ (αριστερά) και διφασικό στατό $d^e q^e$ σε σύγχρονα στρεφόμενο σύστημα $d^e - q^e$

Πίνακας 2.1 – Μετασχηματισμοί από και προς σε στατό και σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

Μετασχηματισμός Clarke	Αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke	Μετασχηματισμός Park	Αντίστροφος μετασχηματισμός Park
$f_d^s = f_a$	$f_a = f_d^s$	$f_d^e = f_d^s \cos\theta_e + f_q^s \sin\theta_e$	$f_d^s = f_d^e \cos\theta_e - f_q^e \sin\theta_e$
$f_q^s = +\frac{1}{\sqrt{3}}f_b - \frac{1}{\sqrt{3}}f_c$	$f_b = -\frac{1}{2}f_d^s + \frac{\sqrt{3}}{2}f_q^s$	$f_q^e = f_d^s \sin\theta_e + f_q^s \cos\theta_e$ $= -f_d^s \sin\theta_e + f_q^s \cos\theta_e$	$f_q^s = f_d^e \sin\theta_e + f_q^e \cos\theta_e$
	$f_c = -\frac{1}{2}f_d^s - \frac{\sqrt{3}}{2}f_q^s$		

Θα πρέπει να τονίσουμε ότι, η χρήση οποιουδήποτε εκ των δύο ζευγών μετασχηματισμού οδηγούν στο ίδιο δυναμικό μοντέλο, όμως στην περίπτωση του δεύτερου η ηλεκτρική γωνία ορίζεται ως εκείνη μεταξύ του ορθού άξονα του dq0 πλαισίου με τον άξονα της φάσης a του φυσικού τριφασικού πλαισίου αναφοράς. Αν δεν οριστεί με αυτό τον τρόπο η ηλεκτρική γωνία, μπορούμε διαφορετικά, να θεωρήσουμε ότι το δεύτερο ζεύγος μετασχηματισμών αφορά συνημιτονοειδή μεγέθη και όχι ημιτονοειδή, όπως το πρώτο.

Μετατροπείς Τάσεως και Μέθοδοι Διαμόρφωσης

3.1 Μετατροπείς Τάσεως

Οι μετατροπείς τάσεως αποτελούν την πλέον διαδεδομένη τεχνολογία, για την οδήγηση ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος στην βιομηχανία, στις μέρες μας. Ο κύριος σκοπός των τοπολογιών αυτών, είναι να παρέχουν τριφασική τάση όπου το πλάτος, η φάση και η συχνότητα θα πρέπει να είναι πάντα ελεγχόμενες. Η βασική τοπολογία μετατροπέα τέτοιου τύπου, είναι ο αντιστροφέας πηγής τάσεως δύο επιπέδων (two level Voltage Source Inverter), που παρουσιάζεται στο *Σχήμα 3.6*.

Στις εφαρμογές μεγάλης ισχύος ή στις περιπτώσεις όπου το επίπεδο τάσης είναι πολύ υψηλό, η καταπόνηση που δέχονται τα ημιαγωγικά στοιχεία του συμβατικού μετατροπέα είναι έντονη, με συνέπεια την καταστροφή του. Γι' αυτό το λόγο έχουν αναπτυχθεί τοπολογίες πολυεπίπεδων μετατροπέων, με κατεύθυνση την επίλυση των προβλημάτων αυτών.

Ένας πολυεπίπεδος μετατροπέας έχει ποικίλα πλεονεκτήματα σε σχέση με έναν τυπικό αντιστροφέα δύο επιπέδων που χρησιμοποιεί υψηλή διακοπτική συχνότητα, υπό τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Τα ελκυστικά χαρακτηριστικά των πολυεπίπεδων μετατροπέων είναι τα ακόλουθα:

- Ποιότητα της τάσης εξόδου (Staircase waveform quality): Οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς δεν παράγουν μόνο τάση εξόδου χαμηλής παραμόρφωσης, αλλά μπορούν να μειώσουν τις καταπονήσεις λόγω υψηλής τάσης, όταν ανοιγοκλείνουν οι διακόπτες, dv/dt .
- Τάση κοινού σημείου (Common-mode (CM) voltage): Οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς παράγουν μικρότερη τάση κοινού σημείου, γι' αυτό το λόγο η καταπόνηση των ρουλεμάν του κινητήρα που συνδέεται σε έναν τέτοιο μετατροπέα μπορεί να μειωθεί.
- Ρεύμα εισόδου (Input current): Το ρεύμα εισόδου στους πολυεπίπεδους μετατροπείς είναι χαμηλής παραμόρφωσης.

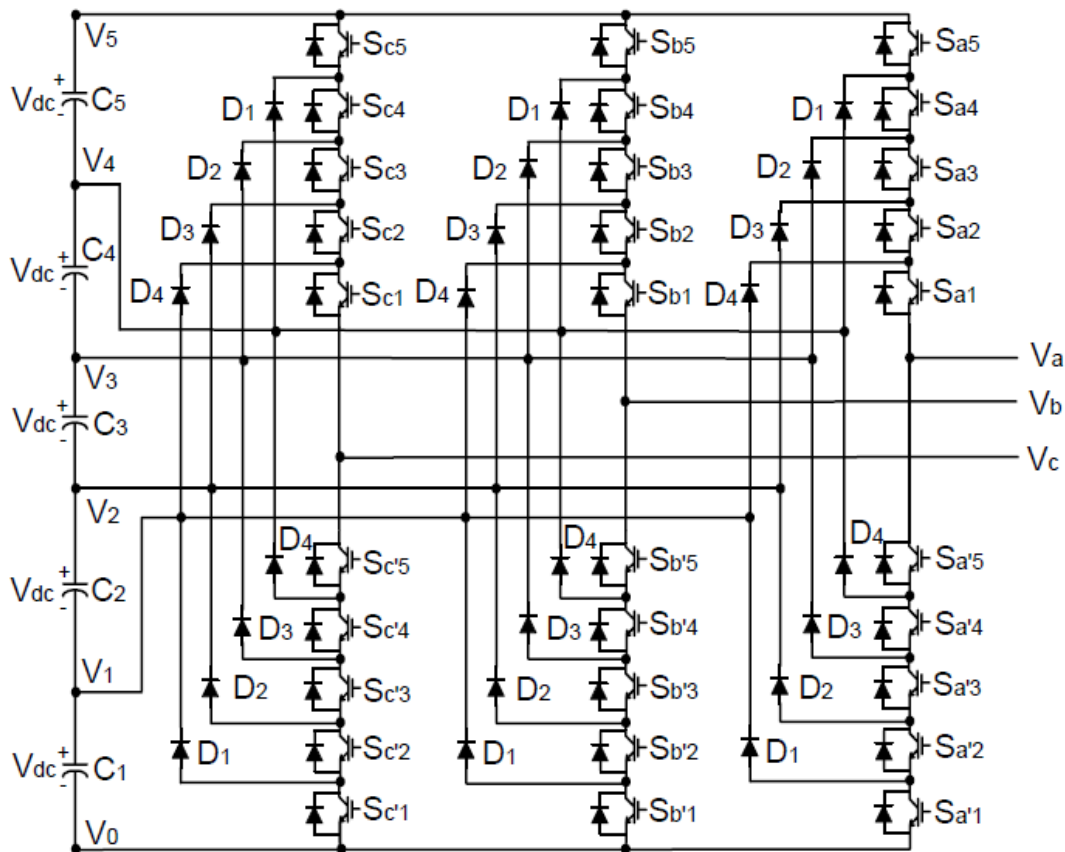
Παρ' όλα αυτά, οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς έχουν ορισμένα μειονεκτήματα. Το κύριο μειονέκτημά τους είναι η χρήση μεγαλύτερου αριθμού ημιαγωγικών διακοπών ισχύος. Μολονότι, μειωμένης ονομαστικής τάσης διακόπτες μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε έναν πολυεπίπεδο μετατροπέα, κάθε διακόπτης απαιτεί ένα κύκλωμα οδήγησης, συντελώντας σε ένα ακριβότερο και πολυπλοκότερο σύστημα.

Οι κύριες τοπολογίες πολυεπίπεδων μετατροπέων που θα αναλύσουμε παρακάτω είναι οι εξής:

- Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων ουδετέρου σημείου με διόδους περιορισμού
- Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές
- Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας

3.1.1 Μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Inverter)

Ένας τριφασικός αντιστροφέας 6 επιπέδων με διόδους περιορισμού φαίνεται στο Σχήμα 3.1. Κάθε μία από τις τρεις φάσεις του αντιστροφέα μοιράζεται ένα κοινό dc bus, το οποίο διαιρείται από 5 πυκνωτές σε 6 επίπεδα τάσης. Η τάση στα άκρα κάθε πυκνωτή είναι V_{dc} , και η καταπόνηση σε κάθε διακόπτη περιορίζεται σε V_{dc} μέσω των διόδων περιορισμού. Ο Πίνακας 3.1 περιέχει όλα επίπεδα τάσεως εξόδου για μία φάση του αντιστροφέα με το αρνητικό dc bus V_0 ως αναφορά. Στην διακοπτική κατάσταση, 1 σημαίνει ότι ο διακόπτης άγει και 0 ότι ο διακόπτης δεν άγει. Κάθε φάση έχει 5 συμπληρωματικά διακοπτικά ζευγάρια, έτσι ώστε όταν άγει ο ένας διακόπτης του ζευγαριού, ο άλλος πρέπει να μην άγει, έτσι ώστε να μην βραχυκυκλώνεται κάποιος πυκνωτής. Τα συμπληρωματικά ζευγάρια για την φάση a είναι $(S_{a1}, S_{a'1})$, $(S_{a2}, S_{a'2})$, $(S_{a3}, S_{a'3})$, $(S_{a4}, S_{a'4})$ και $(S_{a5}, S_{a'5})$. Όπως φαίνεται και στον Πίνακα 3.1, σε κάθε επίπεδο τάσης, οι διακόπτες που άγουν είναι ο ένας δίπλα στον άλλον και σε σειρά. Για έναν αντιστροφέα 6 επιπέδων, 5 διακόπτες είναι σε αγωγή κάθε στιγμή.



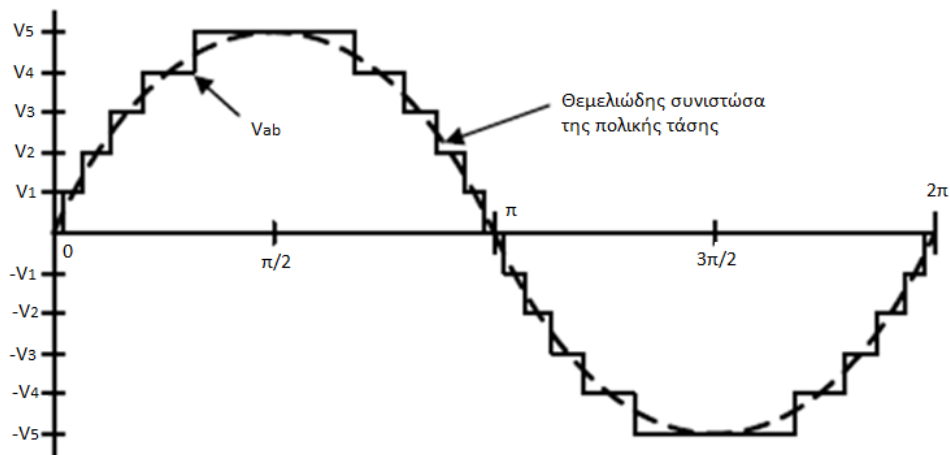
Σχήμα 3.1 - Τριφασικός αντιστροφέας 6 επιπέδων με διόδους περιορισμού [3]

Στο Σχήμα 3.2 φαίνεται η κυματομορφή μίας από τις τρεις πολικές τάσεις, για έναν αντιστροφέα 6-επιπέδων. Η πολική τάση V_{ab} είναι μία υπέρθεση τετραγωνικών παλμών που έχει 11 διακριτές τιμές. Αυτό σημαίνει ότι ένας n -επιπέδων αντιστροφέας με διόδους περιορισμού έχει n -επίπεδα φασικής τάσης εξόδου και $2n-1$ επίπεδα πολικής τάσης εξόδου.

Πίνακας 3.1 - Επίπεδα φασικής τάσης και οι αντίστοιχες διακοπτικές καταστάσεις τριφασικός αντιστροφέας 6 επιπέδων με διόδους περιορισμού

Τάση V_{A0}	Διακοπτικές Καταστάσεις									
	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	$S_{a'5}$	$S_{a'4}$	$S_{a'3}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$V_5 = 5V_{dc}$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$V_4 = 4V_{dc}$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_3 = 3V_{dc}$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$V_2 = 2V_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$V_1 = V_{dc}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$V_0 = 0$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

Μολονότι κάθε ελεγχόμενος διακόπτης απαιτείται να αποκόπτει τάση V_{dc} , οι δίοδοι περιορισμού απαιτείται να κόβουν τάσεις διαφορετικής τιμής. Αυτό είναι εύκολο, παρατηρώντας τις τάσεις στα άκρα των διόδων για οποιοδήποτε επίπεδο τάσης.



Σχήμα 3.2 - Πολική τάση τριφασικού αντιστροφέα 6 επιπέδων τάσης [3]

Τα πλεονεκτήματα των μετατροπών πολλαπλών επιπέδων ουδετέρου σημείου με διόδους περιορισμού είναι:

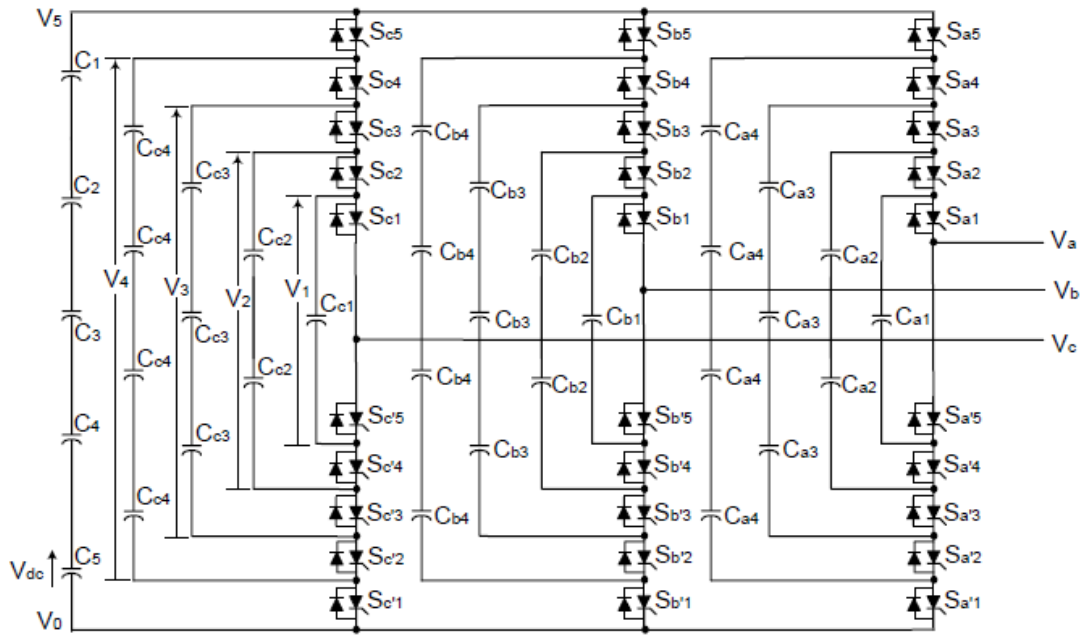
- Όλες οι φάσεις μοιράζονται ένα κοινό dc bus, το οποίο περιορίζει τις απαιτήσεις των πυκνωτών. Γι' αυτό το λόγο η τοπολογία αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε back to back συστήματα.
- Οι πυκνωτές μπορούν να φορτιστούν πριν την λειτουργία του αντιστροφέα στο σύνολό τους.
- Έχουμε υψηλή απόδοση ακόμη και για θεμελιώδη διακοπτική συχνότητα.

Τα μειονεκτήματά τους είναι:

- Οι πυκνωτές τείνουν να φορτίζονται σε διαφορετικές τάσεις, πράγμα που δυσκολεύει την πραγματική ροή ισχύος. Οπότε απαιτείται ο έλεγχος των τάσεων των πυκνωτών, καθώς και μεθοδολογία ανοιγοκλεισίματος προς την ισόποση φόρτισή τους.
- Ο αριθμός των διόδων περιορισμού ακολουθεί το τετράγωνο του αριθμού των επιπέδων του μετατροπέα.

3.1.2 Μετατροπείας πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying Capacitor Multilevel Inverter)

Η δομή του αντιστροφέα είναι παρόμοια με αυτή του μετατροπέα με διόδους περιορισμού, οι διόδοι όμως έχουν αντικατασταθεί με πυκνωτές. Το κύκλωμα της τοπολογίας φαίνεται στο Σχήμα 3.3. Αυτή η τοπολογία έχει μία σκάλα πυκνωτών στην dc μεριά, όπου η τάση κάθε πυκνωτή διαφέρει από αυτή του διπλανού του. Η διαφορά των τάσεων στα άκρα των πυκνωτών δίνει το μέγεθος του βήματος της τάσης εξόδου.



Σχήμα 3.3 - Τριφασικός αντιστροφέας 6 επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές [3]

Ένα πλεονέκτημα της τοπολογίας αντιστροφένων με πυκνωτές περιορισμού, είναι ότι έχει πολλές ελευθερίες για τα επίπεδα τάσης, με άλλα λόγια δύο ή περισσότεροι έγκυροι διακοπτικοί συνδυασμοί μπορούν να συνθέσουν μια τάση εξόδου. Ο Πίνακας 3.2 δείχνει μια λίστα με τους συνδυασμούς κάθε επιπέδου τάσης μια φάσης του αντιστροφέα, που είναι πιθανοί για έναν αντιστροφέα 6 επιπέδων, όπως του Σχήματος 3.3. Σε αντίθεση με τους αντιστροφείς με διόδους περιορισμού, στον αντιστροφέα με αιωρούμενους πυκνωτές δεν απαιτείται όλοι οι διακόπτες που άγουν να είναι σε συνεχή σειρά. Επιπρόσθετα, η συγκεκριμένη τοπολογία επιτρέπει μια επιλογή φόρτισης ή εκφόρτισης συγκεκριμένων πυκνωτών και συνολικά ένα σύστημα ελέγχου για την εξισορρόπηση των τάσεων μεταξύ των διαφόρων επιπέδων.

Επιπλέον των $(n-1)$ dc πυκνωτών στο dc bus, ένας n -επιπέδων αντιστροφέας με πυκνωτές περιορισμού απαιτεί $(n-1) \times (n-2) / 2$ βοηθητικούς πυκνωτές ανά φάση, αν η ονομαστική τάση των πυκνωτών είναι ίδια με αυτή των κυρίως διακοπών.

Τα κύρια πλεονεκτήματα της παραπάνω τοπολογίας είναι:

- Οι διακοπτικές ελευθερίες κάθε φάσης είναι κατάλληλες για την εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών.
- Μπορεί να γίνει έλεγχος ροής ενεργού και αέργου ισχύος.

Τα κύρια μειονεκτήματα της συγκεκριμένης τοπολογίας είναι τα εξής:

- Ο έλεγχος της τιμής των επιπέδων τάσεως όλων των πυκνωτών είναι εξαιρετικά πολύπλοκος. Επίσης, η φόρτιση όλων των πυκνωτών στο ίδιο επίπεδο τάσης, πριν την έναρξη της λειτουργίας, είναι πολύπλοκος.
- Ο μεγάλος αριθμός των πυκνωτών συντελεί σε ένα μεγαλύτερο κόστος, αλλά και όγκο σε σχέση με τις διόδους περιορισμού στους πολυεπίπεδους αντιστροφείς διόδων περιορισμού.

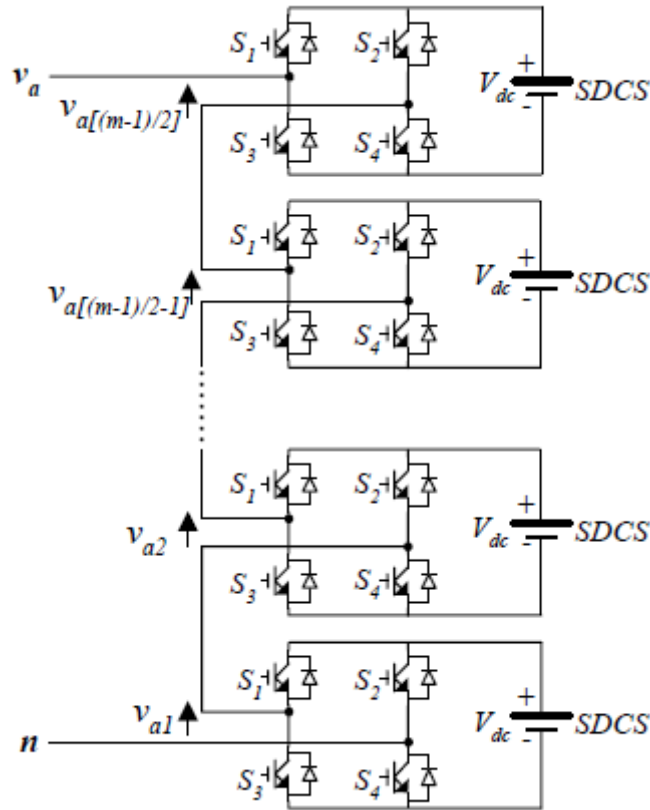
Πίνακας 3.2 - Επίπεδα φασικής τάσης και αντίστοιχες διακοπτικές καταστάσεις

Τάση V_{A0}	Διακοπτικές Καταστάσεις									
	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	$S_{a'5}$	$S_{a'4}$	$S_{a'3}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$V_{A0} = 5V_{dc}$ (μηδέν ελευθερίες)										
$5V_{dc}$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$V_{A0} = 4V_{dc}$ (4 ελευθερίες)										
$5V_{dc} - V_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
$4V_{dc}$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$5V_{dc} - 4V_{dc} + 3V_{dc}$	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0
$5V_{dc} - 3V_{dc} + 2V_{dc}$	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0
$5V_{dc} - 2V_{dc} + V_{dc}$	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0
$V_{A0} = 3V_{dc}$ (5 ελευθερίες)										
$5V_{dc} - 2V_{dc}$	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
$4V_{dc} - V_{dc}$	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1
$3V_{dc}$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$5V_{dc} - 4V_{dc} + 3V_{dc} - V_{dc}$	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1
$5V_{dc} - 3V_{dc} + V_{dc}$	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0
$4V_{dc} - 2V_{dc} + V_{dc}$	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0
$V_{A0} = 2V_{dc}$ (6 ελευθερίες)										
$5V_{dc} - 3V_{dc}$	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
$5V_{dc} - 4V_{dc} + V_{dc}$	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0
$4V_{dc} - 2V_{dc}$	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1
$4V_{dc} - 3V_{dc} + V_{dc}$	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0
$3V_{dc} - V_{dc}$	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
$3V_{dc} - 2V_{dc} + V_{dc}$	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
$2V_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$V_{A0} = V_{dc}$ (4 ελευθερίες)										
$5V_{dc} - 4V_{dc}$	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1
$4V_{dc} - 3V_{dc}$	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1
$3V_{dc} - 2V_{dc}$	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1
$2V_{dc} - V_{dc}$	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
V_{dc}	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$V_{A0} = 0$ (μηδέν ελευθερίες)										
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

3.1.3 Μετατροπές πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας (Cascaded H-Bridges)

Η δομή της μιας φάσης ενός n -επιπέδων αντιστροφέα με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας φαίνεται στο Σχήμα 3.4. Κάθε ξεχωριστή πηγή σταθερούς τάσης συνδέεται σε μία μονοφασική πλήρη γέφυρα. Κάθε αντιστροφέας μπορεί να παράξει τρεις διαφορετικές τάσεις εξόδου $+V_{dc}$, 0 και $-V_{dc}$, συνδέοντας την σταθερή πηγή τάσης στην εναλλασσόμενη έξοδο με διαφορετικούς συνδυασμούς των τεσσάρων διακοπών

S_1, S_2, S_3 και S_4 . Για έξοδο $+V_{dc}$ οι διακόπτες S_1 και S_4 πρέπει να άγουν, αντίθετα για $-V_{dc}$ πρέπει να άγουν οι διακόπτες S_2 και S_3 . Θέτοντας σε αγωγή τους S_1 και S_2 ή τους S_3 και S_4 , η τάση εξόδου είναι 0. Οι εναλλασσόμενες έξοδοι κάθε αντιστροφέα συνδέονται σε σειρά, έτσι ώστε η κυματομορφή της τάσης εξόδου να είναι το άθροισμα των επιμέρους εξόδων των αντιστροφένων. Ο αριθμός των επιπέδων τάσης σε ένα αντιστροφέα με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας είναι $v=2\sigma+1$. Όπου σ , είναι ο αριθμός των ξεχωριστών σταθερών πηγών τάσης. Για παράδειγμα, η κυματομορφή της τάσης ενός κασκοδικού αντιστροφέα 11-επιπέδων με 5 σταθερές πηγές και 5 μονοφασικές πλήρεις γέφυρες, φαίνεται στο Σχήμα 3.5. Η φασική τάση $v_{an} = v_{a1} + v_{a2} + v_{a3} + v_{a4} + v_{a5}$.



Σχήμα 3.4 – Μονοφασικός πολυεπίπεδος αντιστροφέας με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας [3]

Για την βηματική κυματομορφή, όπως αυτή του Σχήματος 3.5 με s βήματα, ο μετασχηματισμός Fourier είναι:

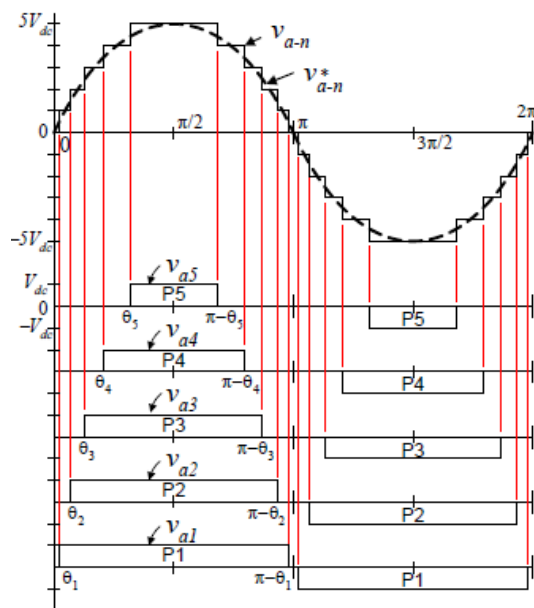
$$V(\omega t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_n [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_s)] \frac{\sin(n\omega t)}{n}, \quad (3.1)$$

όπου $n = 1, 3, 5, 7 \dots$

Τότε τα πλάτη των συντελεστών Fourier, όταν κανονικοποιηθούν σε σχέση με την τάση εισόδου V_{dc} , είναι:

$$H(n) = \frac{4}{\pi} [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_s)], \text{ όπου } n = 1, 3, 5, 7 \dots \quad (3.2)$$

Οι γωνίες αγωγής $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_s$ μπορούν να επιλεγθούν, έτσι ώστε η ολική αρμονική παραμόρφωση της τάσης να ελαχιστοποιηθεί. Γενικά αυτές οι γωνίες επιλέγονται, έτσι ώστε οι κυρίαρχες κατώτερες αρμονικές όπως η $5^n, 7^n, 11^n$ και 13^n να εξαλειφθούν.



Σχήμα 3.5 – Πολική τάση αντιστροφή 6 επιπέδων [3]

Το κύριο πλεονέκτημα της τοπολογίας είναι ότι :

- Ο αριθμός των δυνατών επιπέδων τάσης είναι μεγαλύτερος από τον διπλάσιο αριθμό των πηγών σταθερής τάσης.

Ωστόσο:

- Απαιτούνται ξεχωριστές πηγές σταθερής τάσης για κάθε πλήρη μονοφασική γέφυρα. Αυτό περιορίζει την χρήση της τοπολογίας σε εφαρμογές με υπάρχουσες πολλαπλές πηγές.

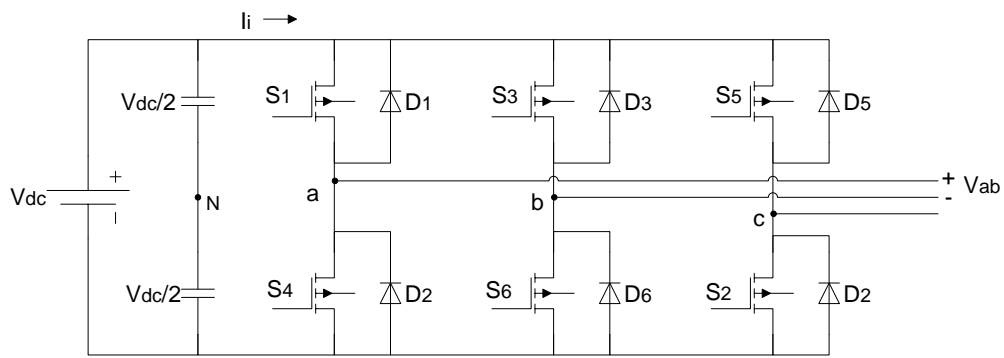
3.1.4 Μετατροπές δύο επιπέδων

Η πιο διαδεδομένη τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα είναι ο αντιστροφέας 2-επιπέδων, που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.6, ο οποίος χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης μέσης και χαμηλής ισχύος. Ο αντιστροφέας αποτελείται από μία ισχυρή πηγή τάσεως ή διαφορετικά από μια πηγή με μηδενική αντίσταση εισόδου στο κατά Thevenin ισοδύναμο κύκλωμα, ικανή να παρέχει οποιοδήποτε ρεύμα ζητηθεί, διατηρώντας σταθερό το επίπεδο της τάσεως, ένα πυκνωτή πλευρά συνεχούς τάσεως και δύο ημιαγωγικά στοιχεία ανά φάση. Τα ημιαγωγικά στοιχεία, συνήθως, είναι Mosfets ή IGBTs, αναλόγως την ονομαστική ισχύ του αντιστροφέα και την διακοπτική συχνότητα που αυτός λειτουργεί. Αντιπαράλληλα με κάθε ελεγχόμενο διακόπτη, χρησιμοποιείται δίοδος ελεύθερης διέλευσης που επιτρέπει την αντίστροφη ροή ρεύματος (τη ροή ρεύματος και ισχύος από τον κινητήρα προς την πηγή ισχύος). Τα σήματα που προκαλούν την έναυση των διακοπών είναι συμπληρωματικά, οπότε η έξοδος της κάθε φάσης οδηγείται, είτε στον θετικό είτε στον αρνητικό πόλο της μπαταρίας, αποδίδοντας με αυτό τον τρόπο μόνο δύο μη μηδενικά επίπεδα τάσης.

Η τυπική τοπολογία του τριφασικού αντιστροφέα φαίνεται στο Σχήμα 3.6 και οι οκτώ έγκυροι διακοπτικοί συνδυασμοί δίνονται στον Πίνακα 3.3. Όπως και σε όλες τις

πανομοιότυπες τοπολογίες, τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία κάθε φάσης δεν μπορούν να άγουν ταυτόχρονα, λόγω βραχυκύκλωσης της πηγής. Παρομοίως, για να αποφύγουμε οποιαδήποτε απροσδιόριστη κατάσταση τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, οι διακόπτες μιας φάσης δεν μπορούν να είναι σε κατάσταση μη αγωγής ταυτοχρόνως, εφόσον τότε η τάση εξόδου θα εξαρτάται από την πολικότητα του αντίστοιχου ρεύματος φάσης.

Από τις οκτώ έγκυρες διακοπτικές καταστάσεις, δύο από αυτές (7 και 8) παράγουν μηδενικές πολικές τάσεις εξόδου. Σε αυτή την περίπτωση, τα εναλλασσόμενα ρεύματα ρέουν ελεύθερα μέσω των άνω ή κάτω στοιχείων. Οι υπόλοιπες καταστάσεις παράγουν μη μηδενικές πολικές τάσεις εξόδου. Για να παραχθεί μία δεδομένη κυματομορφή τάσης, ο αντιστροφέας κινείται από την μία κατάσταση στην άλλη. Έτσι, η πολική τάση εξόδου αποτελείται από διακριτές τιμές τάσεως $+V_{dc}$, 0 και $-V_{dc}$. Η επιλογή των καταστάσεων, έτσι ώστε να παραχθεί μια δοθείσα κυματομορφή, γίνεται μέσω τεχνικών διαμόρφωσης που θα επιβεβαιώσουν την χρησιμοποίηση μόνο έγκυρων καταστάσεων.



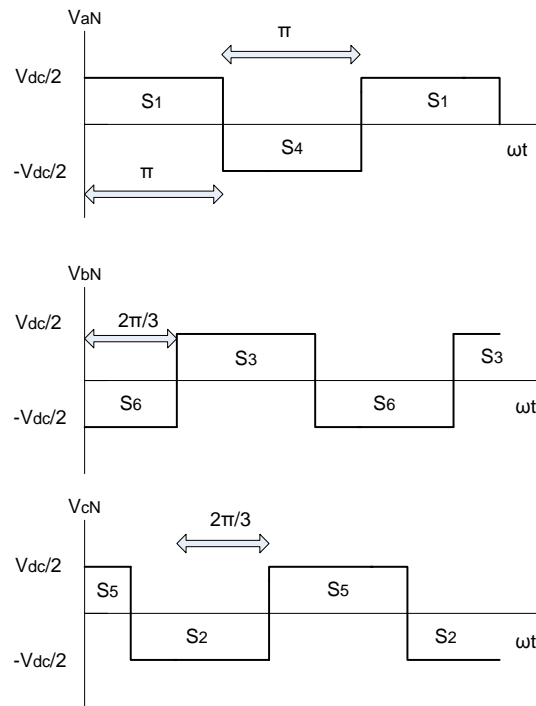
Σχήμα 3.6 – Τριφασικός αντιστροφέας 2 επιπέδων

Πίνακας 3.3 – Έγκυρες διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα δύο επιπέδων

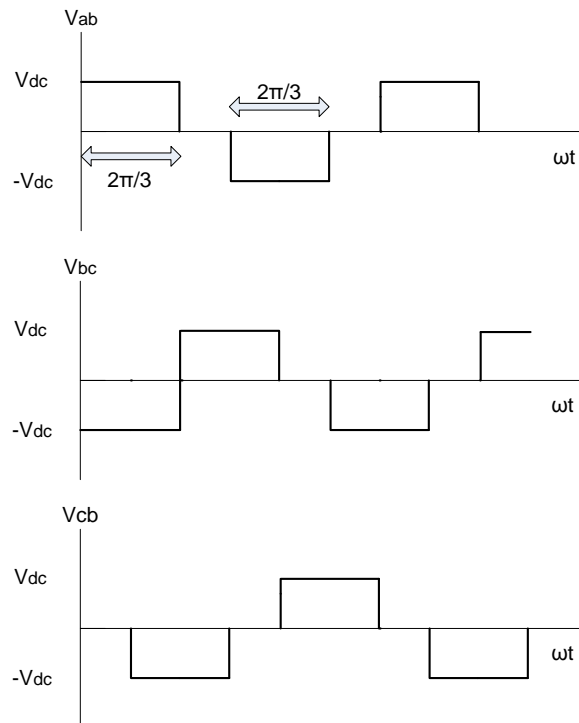
Κατάσταση	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	1	0	0	0	1
2	1	1	1	0	0	0
3	0	1	1	1	0	0
4	0	0	1	1	1	0
5	0	0	0	1	1	1
6	1	0	0	0	1	1
7	1	0	1	0	1	0
8	0	1	0	1	0	1

Λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως

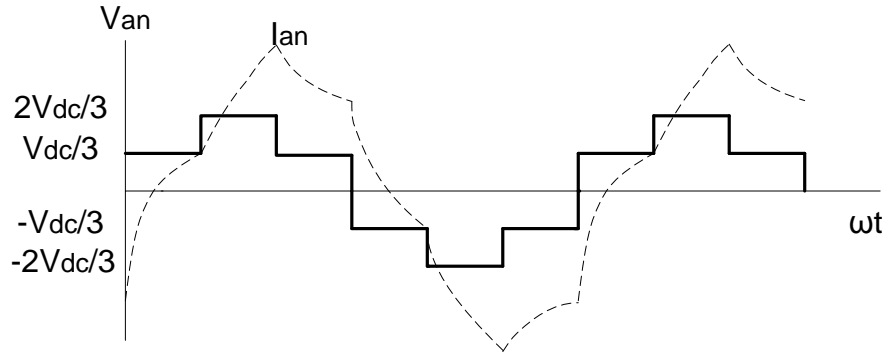
Η λειτουργία του αντιστροφέα με τετραγωνικό παλμό τάσεως περιγράφεται στα Σχήματα 3.7 έως 3.9:



Σχήμα 3.7 - Φασικές τάσεις αντιστροφή ως προς ουδέτερο κόμβο N του χωρητικού καταμεριστή



Σχήμα 3.8 - Πολικές τάσεις αντιστροφή



Σχήμα 3.9 – Φασική τάση ως προς ουδέτερο κόμβο του φορτίου v και ρεύμα γραμμής

Παρατηρούμε στην συγκεκριμένη λειτουργία, ότι κάθε διακόπτης άγει για 180° μοίρες, ενώ η έναυση των άνω ή κάτω διακοπών διαφορετικής φάσης διαφέρει κατά 120° , έτσι ώστε να παράγονται τάσεις εξόδου με 120° μοίρες διαφορά μεταξύ τους. Στο Σχήμα 3.7 βλέπουμε τις τάσεις ως προς το ουδέτερο κόμβο του αντιστροφέα, που δημιουργείται μόνο αν έχουμε χωρητικό καταμεριστή στο dc bus. Ακόμη, φαίνεται ότι οι τάσεις ως προς τον κόμβο αυτό έχουν δύο μόνο επίπεδα $+V_{dc}/2$ ή $-V_{dc}/2$.

Οι φασικές τάσεις, ως προς την μεσαία λήψη της dc τροφοδοσίας, μπορούν να εκφραστούν με σειρές Fourier ως εξής:

$$V_{aN} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\cos\omega t - \frac{1}{3}\cos 3\omega t + \frac{1}{5}\cos 5\omega t - \dots \right] \quad (3.3)$$

$$V_{bN} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{3}\cos 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5}\cos 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \quad (3.4)$$

$$V_{cN} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{3}\cos 3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5}\cos 5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \quad (3.5)$$

Όπου V_{dc} η dc τάση τροφοδοσίας. Στο Σχήμα 3.8 φαίνονται οι πολικές τάσεις εξόδου, που μπορούν να εξαχθούν απλώς από τον τύπο: $V_{ab} = V_{aN} - V_{bN}$.

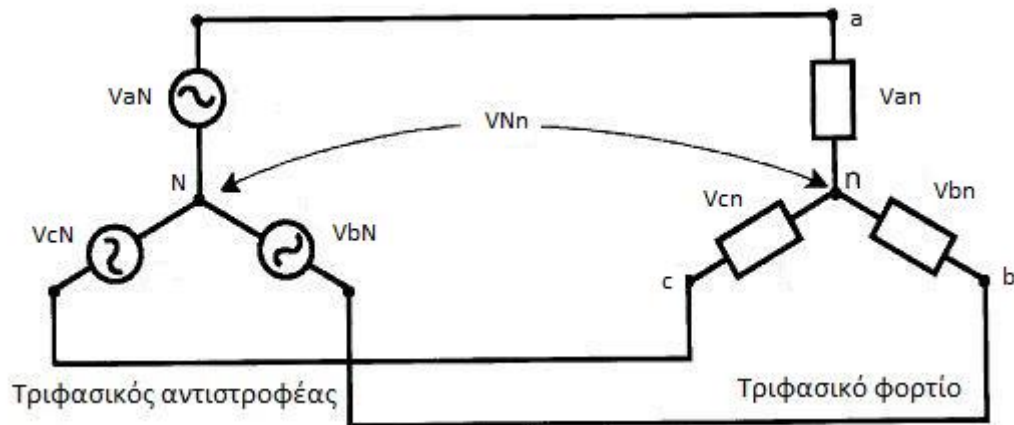
$$V_{ab} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + 0 - \frac{1}{5}\cos 5\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{7}\cos 7\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \dots \right] \quad (3.6)$$

$$V_{bc} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + 0 - \frac{1}{5}\cos 5\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{7}\cos 7\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \dots \right] \quad (3.7)$$

$$V_{ca} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[\cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + 0 - \frac{1}{5}\cos 5\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{7}\cos 7\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + \dots \right] \quad (3.8)$$

Όπως παρατηρούμε, η θεμελιώδης συνιστώσα της πολικής τάσης έχει $\sqrt{3}$ φορές το πλάτος της αντίστοιχης φασικής και προηγείται κατά γωνία $\pi/6$. Οι αρμονικές της κυματομορφής είναι τάξεως $6n \pm 1$ όπου n ακέραιος, αφού οι αρμονικές των φασικών τάσεως ως προς την μεσαία λήψη έχουν ίσα πλάτη αρμονικών σε συχνότητες περιττά

πολλαπλάσια του 3. Τόσο η θεμελιώδης των πολικών τάσεων, όσο και οι συνιστώσες ανωτέρας τάξεως είναι μετατοπισμένες μεταξύ τους κατά $2\pi/3$.



Σχήμα 3.10 – Ισοδύναμο κύκλωμα που δείχνει την τάση V_{Nn} μεταξύ ουδετέρου σημείου φορτίου και αντιστροφέα

Στα περισσότερα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ο κοινός κόμβος του φορτίου συνδεδεμένου σε αστέρα είναι απομονωμένος, δηλαδή δεν συνδέεται με την μεσαία λήψη του χωρητικού καταμεριστή του αντιστροφέα. Σε αυτή την περίπτωση, το ισοδύναμο κύκλωμα τροφοδοσίας είναι αυτό του Σχήματος 3.10. Τότε, οι αρμονικές τρίτης τάξεως και τα πολλαπλάσιά της εμφανίζονται στους κόμβους N,n. Εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων Kirchhoff σε όλους του βρόγχους που σχηματίζονται έχουμε:

$$V_{aN} = V_{an} + V_{nN} \quad (3.9)$$

$$V_{bN} = V_{bn} + V_{nN} \quad (3.10)$$

$$V_{cN} = V_{cn} + V_{nN} \quad (3.11)$$

Προσθέτοντας κατά μέλη τις παραπάνω σχέσεις έχουμε:

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} + 3V_{nN} \quad (3.12)$$

Όμως υποθέτοντας τριφασική συμμετρική τροφοδοσία έχουμε:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3.13)$$

Άρα:

$$V_{nN} = \frac{1}{3} [V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}] \quad (3.14)$$

Αντικαθιστώντας, λαμβάνουμε:

$$V_{an} = \frac{2}{3} V_{aN} - \frac{1}{3} V_{bN} - \frac{1}{3} V_{cN} \quad (3.15)$$

$$V_{bn} = \frac{2}{3} V_{bN} - \frac{1}{3} V_{aN} - \frac{1}{3} V_{cN} \quad (3.16)$$

$$V_{cn} = \frac{2}{3}V_{cN} - \frac{1}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN} \quad (3.17)$$

Οι φασικές τάσεις του φορτίου έχουν χαρακτηριστική μορφή έξι παλμών, ενώ είναι μετατοπισμένες κατά γωνία $\pi/6$ από τις αντίστοιχες φασικές τάσεις τροφοδοσίας. Θα πρέπει να σχολιάσουμε ότι, οι φασικές τάσεις του φορτίου είναι ίδιες στην περίπτωση απομονωμένου ή συνδεδεμένου ουδετέρου κόμβου του φορτίου και της μεσαίας λήψης του αντιστροφέα. Παρ'όλα αυτά, στην δεύτερη περίπτωση, οι συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας ρέουν στον κλειστό βρόγχο που δημιουργείται και καταπιέζονται.

Ρεύμα στην πλευρά συνεχούς τάσης

Λόγω του ότι ο αντιστροφέας έχει θεωρηθεί ότι δεν καταναλώνει ενέργεια και ότι τα στοιχεία με τα οποία υλοποιείται δεν αποθηκεύουν ενέργεια, το ισοζύγιο της στιγμιαίας ισχύος μας δείχνει ότι:

$$u_i(t)i_i(t) = u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t) \quad (3.18)$$

Όπου τα $i_a(t)$, $i_b(t)$ και $i_c(t)$, είναι τα ρεύματα φορτίου συνδεδεμένου κατά αστέρα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.10. Για ημιτονοειδή ρεύματα και ημιτονοειδείς φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, καθώς και για σταθερή τιμή της τάσεως εισόδου $u_i(t) = V_{dc}$, η εξίσωση γράφεται :

$$i_i(t) = \frac{1}{V_{dc}} \left\{ \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t) * \sqrt{2}I_o \sin(\omega t - \theta) + \sqrt{2}V_{o1} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) * \sqrt{2}I_o \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right) + \sqrt{2}V_{o1} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) * \sqrt{2}I_o \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \right\} \quad (3.19)$$

Όπου V_{o1} , είναι η θεμελιώδης ενεργή τιμή της φασικής τάσης εξόδου, I_o είναι η ενεργή τιμή του ρεύματος του φορτίου και θ είναι αυθαίρετος επαγωγικός συντελεστής ισχύος. Επομένως, το ρεύμα στο dc bus μπορεί περαιτέρω να απλοποιηθεί σε:

$$i_i(t) = 3 \frac{V_{o1}}{V_{dc}} I_o \cos(\theta) \quad (3.20)$$

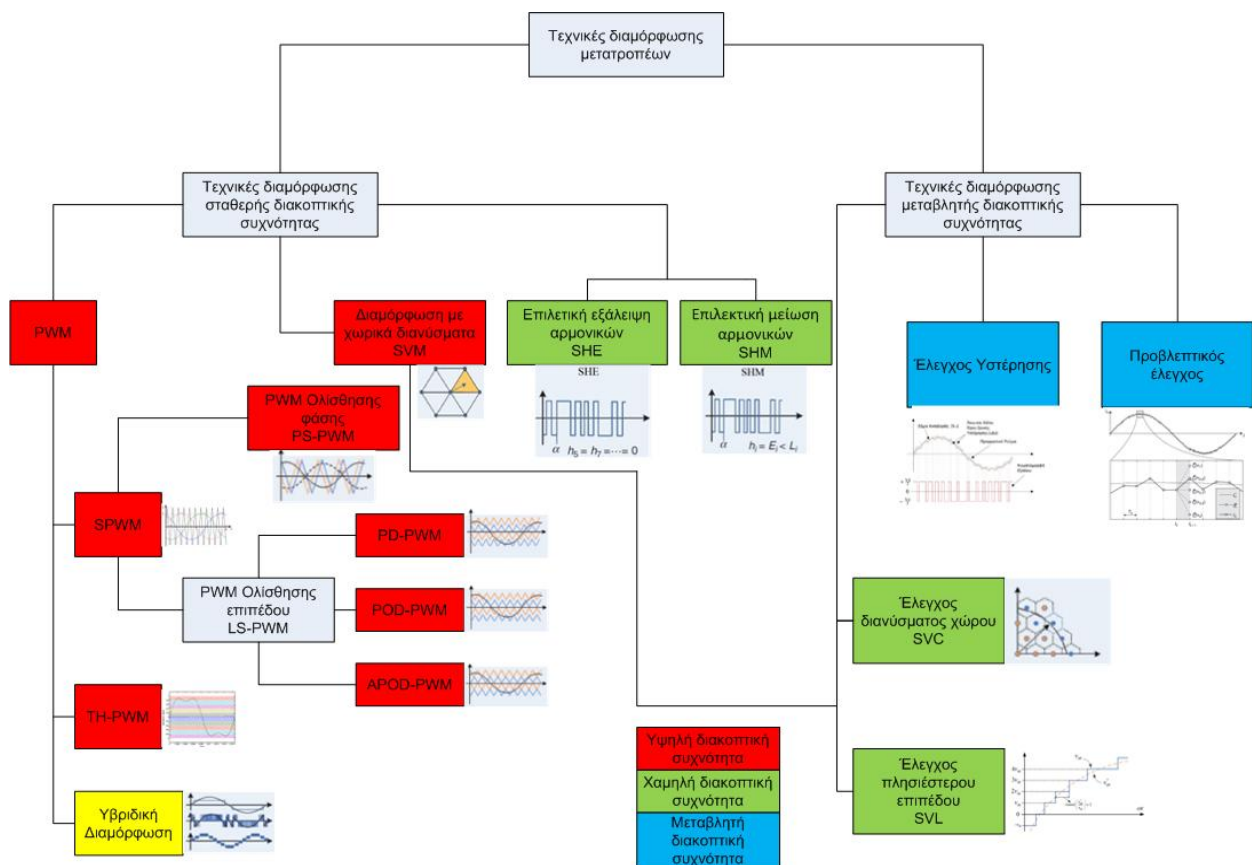
Από την σχέση (3.20) φαίνεται ότι, όταν οι φασικές τάσεις είναι απελευθερωμένες από αρμονικές, τότε το ρεύμα στο ζυγό συνεχούς τάσης του αντιστροφέα είναι καθαρά συνεχές. Παρ'όλα αυτά, καθώς οι φασικές τάσεις έχουν αρμονικές, το ρεύμα στο dc bus θα περιέχει και αυτό αρμονικές ίδιας τάξης.

3.2 Μέθοδοι διαμόρφωσης τάσης μετατροπέων συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη

Η ραγδαία ανάπτυξη των μετατροπέων ισχύος, είχε ως επακόλουθο την ανάπτυξη των τεχνικών διαμόρφωσης, οι οποίες βελτιώνουν κατακόρυφα τα ποιοτικά χαρακτηριστικά ρεύματος και τάσης, επομένως το βαθμό απόδοσης, αλλά και το συνολικό κόστος του

μετατροπέα. Επιπλέον, οι τεχνικές διαμόρφωσης στοχεύουν στην μείωση της τάσης κοινού σήματος, την ευστάθεια της τάσης των πυκνωτών στο dc bus, καθώς και στο μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο και λόγο dV/dt . Φυσικά, δεν υπάρχει μια τεχνική που να μπορεί να βελτιώσει όλα τα παραπάνω χαρακτηριστικά, αλλά σε κάθε τοπολογία και αναλόγως την εφαρμογή, απαιτείται διερεύνηση για την επιλογή της μεθόδου διαμόρφωσης που επιφέρει τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Στο Σχήμα 3.11 κατηγοριοποιούνται, ανάλογα με την διακοπτική συχνότητα, (σταθερή ή μεταβλητή) οι βασικές τεχνικές διαμόρφωσης τάσης, όπου με κόκκινο χρώμα είναι οι τεχνικές διαμόρφωσης υψηλής διακοπτικής συχνότητας, με πράσινο χαμηλής και με μπλε μεταβλητής.



Σχήμα 3.11 - Τεχνικές διαμόρφωσης τάσης μετατροπέων τάσης dc/ac [2],[3],[34],[35]

❖ Τεχνικές διαμόρφωσης τάσης σταθερής διακοπτικής συχνότητας

3.2.1 Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών

3.2.1.1 Διαμόρφωση PWM

Μία από τις πιο διαδεδομένες μεθόδους διαμόρφωσης τάσης στους μετατροπείς ισχύος, είναι η διαμόρφωση εύρους παλμών. Η διάδοση της οφείλεται, κυρίως, στην υψηλή επίδοση, την απλότητα, την σταθερή διακοπτική συχνότητα, καθώς και στη σχετικά απλή υλοποίησή της είτε με αναλογικό, είτε με ψηφιακό τρόπο. Στη συγκεκριμένη μέθοδο, συγκρίνεται ένα σήμα αναφοράς με ένα τριγωνικό φέρον συχνότητας f_c και ανάλογα με το

αποτέλεσμα της σύγκρισης, άγουν ή σβήνουν κάποιοι από τους διακόπτες του μετατροπέα. Επομένως και η κυματομορφή της τάσης εξόδου αποτελείται από διακριτά επίπεδα τάσης, λόγω της παραπάνω σύγκρισης.

3.2.1.2 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM)

3.2.1.2.1 Διαμόρφωση με ένα φέρον σήμα

Ειδικότερα στους αντιστροφείς τάσεως χρησιμοποιείται, κυρίως στην βιομηχανία, η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών. Στην συγκεκριμένη περίπτωση, το σήμα αναφοράς είναι ημιτονοειδές συχνότητας f_r , έτσι ώστε η τάση εξόδου να προσεγγίζει όσο τον δυνατόν καλύτερα την κυματομορφή ημιτόνου. Λόγω των τριών φάσεων του τριφασικού αντιστροφέα, για κάθε φάση απαιτείται και ένα σήμα αναφοράς με διαφορά φάσης 120° μοιρών μεταξύ τους. Εδώ κρίνεται απαραίτητο να τονίσουμε, ότι στους τριφασικούς αντιστροφείς δεν ορίζεται η έννοια της μονοπολικής ή διπολικής τάσης εξόδου, εφόσον οι μονοφασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα ως προς το κοινό κόμβο του χωρητικού καταμεριστή είναι $+V_{dc}/2$ και $-V_{dc}/2$ (διπολική), ενώ θεωρώντας ως αναφορά τον κόμβο αρνητικής τάσης στην είσοδο είναι $+V_{dc}$ και 0 (μονοπολική).

Το αρμονικό φάσμα περιέχει την κύρια αρμονική συνιστώσα, η οποία ταυτίζεται με την συχνότητα αναφοράς f_r και κυριαρχούσες ανώτερες αρμονικές γύρω από πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας f_c . Ορίζουμε ως συντελεστή συχνότητας τον λόγο $m_f = \frac{f_c}{f_r}$, που θα πρέπει να είναι αρκετά υψηλός (ενδεικτικά μεγαλύτερος του 10) έτσι ώστε να αποφεύγονται οι χαμηλές αρμονικές συνιστώσες που είναι δύσκολο να φιλτραριστούν. Επιπλέον, θα πρέπει να τονίσουμε ότι όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής συχνότητας, τόσο μεγαλύτερες είναι οι διακοπτικές απώλειες.

Η αρχή λειτουργίας της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, αναλύεται στο Σχήμα 3.12.

Τα σημεία τομής των κυματομορφών αναφοράς και φέροντος καθορίζουν την έναυση ή σβέση των διακοπών. Με βάση τα παραπάνω, έχουμε για την φασική τάση εξόδου v_{aN} ότι:

$$v_{a_ref} > u_c, \text{ άγει } S_1, v_{aN} = +\frac{1}{2}V_{dc} \quad (3.21)$$

$$v_{a_ref} < u_c, \text{ άγει } S_4, v_{aN} = -\frac{1}{2}V_{dc} \quad (3.22)$$

Εφόσον οι διακόπτες δεν άγουν ταυτόχρονα λόγω βραχυκυκλώματος της εισόδου, η τάση εξόδου έχει δύο διακριτές τιμές. Οι διακόπτες λειτουργούν συμπληρωματικά, στην πράξη ωστόσο, μεσολαβεί ένα διάστημα ασφαλείας που δεν άγει κανείς (dead time).

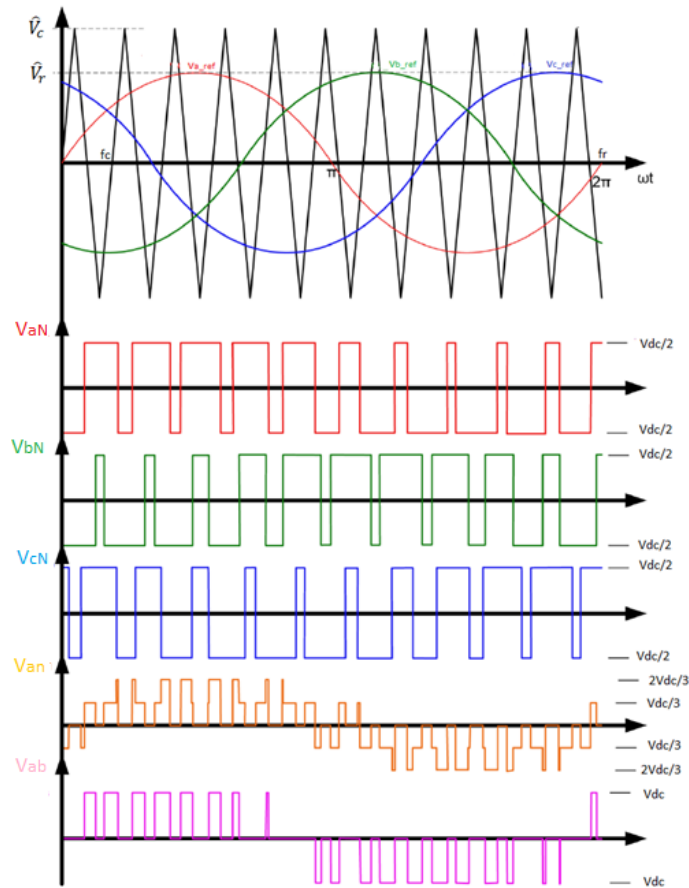
Επιπρόσθετα, ορίζουμε ως συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους τον λόγο $m_a = \frac{\hat{V}_r}{\hat{V}_c}$, και \hat{V}_c ως το πλάτος του σήματος αναφοράς και φέροντος αντίστοιχα. Διαισθητικά, μπορεί κανείς να παρατηρήσει παράλληλα με το Σχήμα 3.12 ότι, όσο αυξάνεται ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους, τόσο αυξάνεται το πλάτος της θεμελιώδους τάσης εξόδου.

Η φασματική ανάλυση της φασικής τάσης εξόδου v_{aN} μας δίνει ότι:

$$v_{aN} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega_r + \varphi) + \text{υψίσυχνοι όροι}(M\omega_c \pm N\omega_r) \quad (3.23)$$

Όπου φ , η διαφορά φάσης του σήματος αναφοράς της φάσης a με το σήμα του φέροντος και M και N ακέραιοι με άθροισμα περιττό ακέραιο.

Εδώ, θα πρέπει να τονίσουμε ότι, η τάση της τεχνολογίας στην οδήγηση κινητήρων είναι η ολοένα και μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα (συχνότητας φέροντος), έτσι ώστε να μειώνονται οι απώλειες πυρήνα που εξαρτώνται από τις αρμονικές του ρεύματος. Σε μεγαλύτερες διακοπτικές συχνότητες, οι συνιστώσες χαμηλών αρμονικών εξαλείφονται, ενώ οι κυριαρχούσες αρμονικές γύρω από την διακοπτική συχνότητα είναι εύκολο να καταπιεστούν με την χρήση χαμηλού κόστους φίλτρων. Παρ'όλα αυτά, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας δεν συνεπάγεται αύξηση της απόδοσης του συστήματος κίνησης, εφόσον αυξάνονται οι διακοπτικές απώλειες που μπορούν να λάβουν αξιοσημείωτες τιμές.

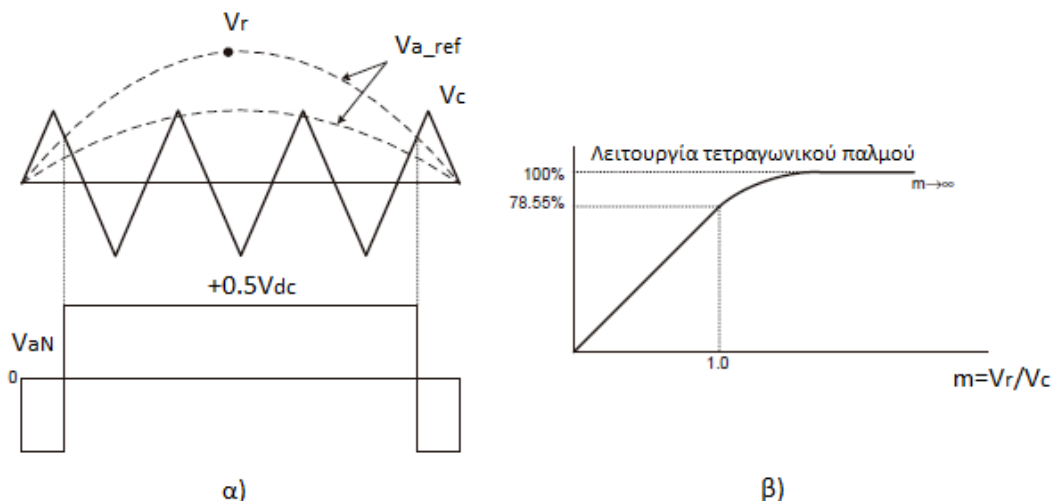


Σχήμα 3.12 - Τριφασικές κυματομορφές με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών

Όταν $m_a = 1$ η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας είναι $0.5V_{dc}$. Για $m_a = 0$ η έξοδος του αντιστροφέα είναι τετραγωνικοί παλμοί με duty cycle=50% και συχνότητα, αυτή του φέροντος σήματος. Στην τελευταία περίπτωση, η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι μηδέν.

Στην περίπτωση που το πλάτος των σημάτων αναφοράς ξεπεράσει αυτό του φέροντος $m_a > 1$, ο αντιστροφέας εισέρχεται στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Σε αυτή τη μορφή

λειτουργίας, σε αντίθεση με την λειτουργία στη γραμμική περιοχή ($0 < m_a < 1$), το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δεν αυξάνεται ανάλογα με την τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους. Αυτή η μη γραμμικότητα, έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση χαμηλών κυρίαρχων αρμονικών. Εάν ο συντελεστής διαμόρφωσης αυξηθεί ακόμη περισσότερο, τότε η διαμόρφωση SPWM εκφυλλίζεται σε λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή της τάσης εξόδου, με την θεμελιώδη συνιστώσα να λαμβάνει τιμή ίση με $4V_{dc}/2\pi$.



Σχήμα 3.13 – Λειτουργία στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης: α) διαμόρφωση τάσης και φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα β) χαρακτηριστική ανηγμένης τάσης ως προς τον συντελεστή διαμόρφωσης [5]

3.2.1.2.2 Διαμόρφωση με πολλαπλά φέροντα σήματα

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλούς φορείς, αποτελεί επέκταση της παραδοσιακής SPWM τεχνικής με τριγωνικό φορέα των συμβατικών μετατροπών και βρίσκει άμεση εφαρμογή στους πολυεπίπεδους μετατροπείς. Ειδικότερα, η τεχνική MPWM χρησιμοποιεί για την επίτευξη των πολλαπλών επιπέδων, πολλαπλούς τριγωνικούς φορείς, οι οποίοι μπορεί να είναι κατανεμημένοι σε διαφορετικά επίπεδα πλάτους, οπότε μιλάμε για τεχνικές PWM ολισθημένου πλάτους (**Level Shifted PWM – LS-PWM**), ή μπορεί απλά να έχουν κάποια φασική μετατόπιση, οπότε μιλάμε για τεχνικές PWM ολισθημένης φάσης (**Phase Shifted PWM – PS-PWM**).

- Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ολισθημένου πλάτους (LS-PWM) – Παραλλαγές PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM

Η τεχνική διαμόρφωσης LS-PWM χρησιμοποιεί έναν τριγωνικό φορέα για κάθε μη μηδενικό επίπεδο της τάσης εξόδου. Επομένως, για την επίτευξη N_v επιπέδων στην τάση εισόδου απαιτούνται:

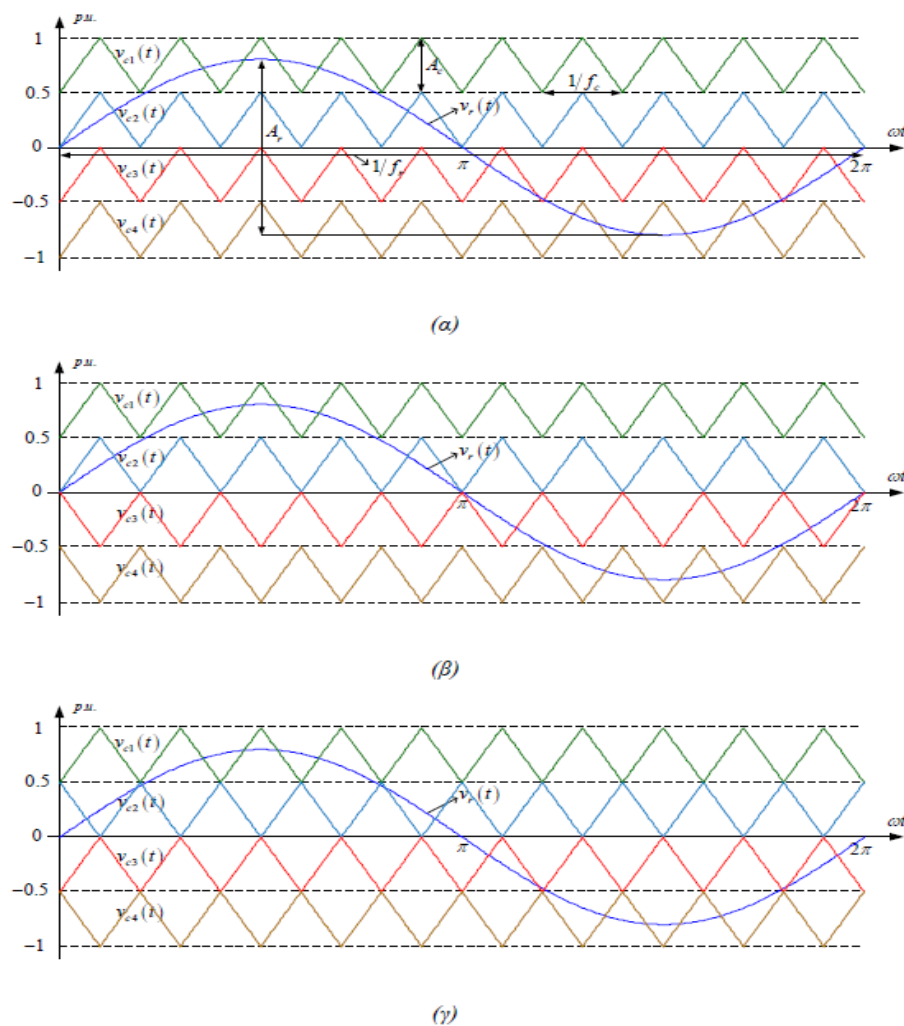
$$N_c = N_v - 1 \tag{3.24}$$

κυματομορφές τριγωνικών φορέων $v_{ci}(t), i = 1, \dots, N_c$. Όλοι οι τριγωνικοί φορείς έχουν το ίδιο πλάτος από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak) A_c , την ίδια συχνότητα f_c , ενώ είναι μετατοπισμένοι κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να καλύπτουν όλη την περιοχή ανά μονάδα [-1,1] της συνολικής αθροιστικά συνεχούς τάσης εξόδου, δηλαδή είναι:

$$A_c = \frac{2}{N_v - 1} \quad (3.25)$$

Έτσι, πρακτικά, συσχετίζεται ο κάθε φορέας με ένα συγκεκριμένο επίπεδο τάσης. Ακόμη, απαιτείται ένα ημιτονοειδές σήμα αναφοράς $v_r(t)$, συχνότητας f_r και πλάτους peak-to-peak A_r . Υπάρχουν τρεις διαφορετικές παραλλαγές τοποθέτησης των τριγωνικών σημάτων φορέα της τεχνικής LS-PWM, ανάλογα με τη μεταξύ τους φασική μετατόπιση:

- Τα τριγωνικά σήματα φορέα είναι συμφασικά μεταξύ τους, οπότε έχουμε την τεχνική PWM κατανομής των φορέων σε φάση (In Phase Disposition PWM – PD-PWM) (Σχήμα 3.14α).
- Τα τριγωνικά σήματα φορέα που βρίσκονται πάνω από το σημείο μηδενισμού του ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς είναι συμφασικά μεταξύ τους, αλλά με διαφορά φάσης ως προς τα τριγωνικά σήματα φορέα που βρίσκονται κάτω από το σημείο μηδενισμού του ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς (τα οποία επίσης είναι συμφασικά μεταξύ τους), οπότε έχουμε την τεχνική PWM κατανομής των φορέων με αντίθετη φάση (Phase Opposition Disposition PWM – POD-PWM) (Σχήμα 3.14β).
- Τα τριγωνικά σήματα φορέα έχουν διαφορά φάσης ως προς τα γειτονικά τους, οπότε έχουμε την τεχνική PWM κατανομής των φορέων εναλλάξ με αντίθετη φάση (Alternate Phase Opposition Disposition PWM – APOD-PWM) (Σχήμα 3.14γ).



Σχήμα 3.14 - α) Τεχνική PWM κατανομής φορέων σε φάση, β) Τεχνική PWM κατανομής φορέων σε αντίθεση φάσης, γ) Τεχνική PWM κατανομή φορέων εναλλάξ με αντίθεση φάσης [35]

Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ορίζεται από τη σχέση:

$$m_a = \frac{A_r}{(N_v - 1)A_c} \quad (3.26)$$

Όπου $0 < m_a < 1$ για να μην εισέλθουμε στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, οπότε το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς είναι της μορφής:

$$v_r(t) = m_a \sin \omega_r t \quad (3.27)$$

Ακόμη, ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας ορίζεται από την σχέση:

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (3.28)$$

Στο Σχήμα 3.14, φαίνονται τα τριγωνικά σήματα φορέα μαζί με το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς διαμόρφωσης μιας φάσης, για κάθε μία από τις τρεις τεχνικές LS-PWM για μετατροπέα πέντε επιπέδων.

➤ Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ολισθημένης φάσης (PS-PWM)

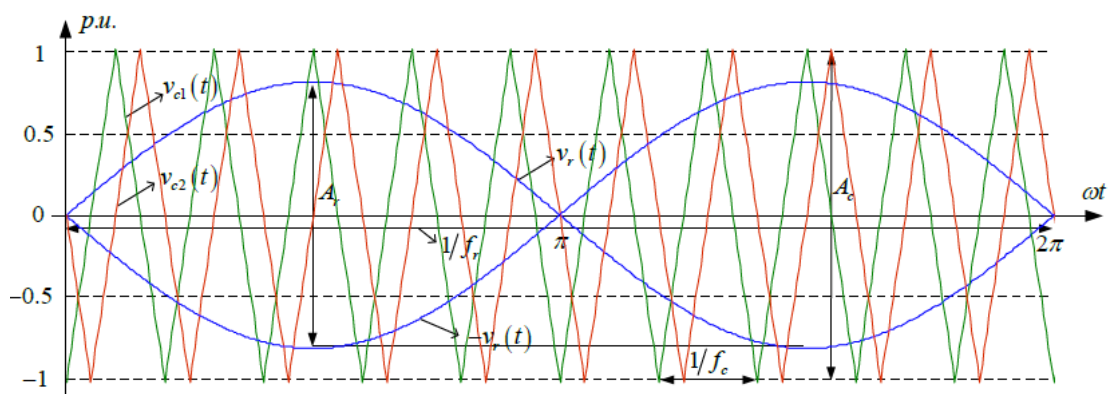
Η τεχνική διαμόρφωσης PS-PWM χρησιμοποιεί έναν τριγωνικό φορέα για κάθε μη μηδενικό επίπεδο της τάσης εξόδου επομένως τα μισά σε σχέση με τις τεχνικές LS-PWM. Και για την συγκεκριμένη τεχνική διαμόρφωσης ισχύουν οι εξισώσεις (3.26)-(3.28).

Στο Σχήμα 3.15, φαίνονται τα τριγωνικά σήματα φορέα μαζί με το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς διαμόρφωσης μια φάσης για μετατροπέα πέντε επιπέδων.

Η γωνία ολίσθησης μεταξύ των φερόντων σημάτων είναι:

$$\varphi_{sh} = \frac{360}{N_v - 1} \quad (3.29)$$

Όπου N_v , είναι ο αριθμός των επιπέδων τάσης του μετατροπέα.



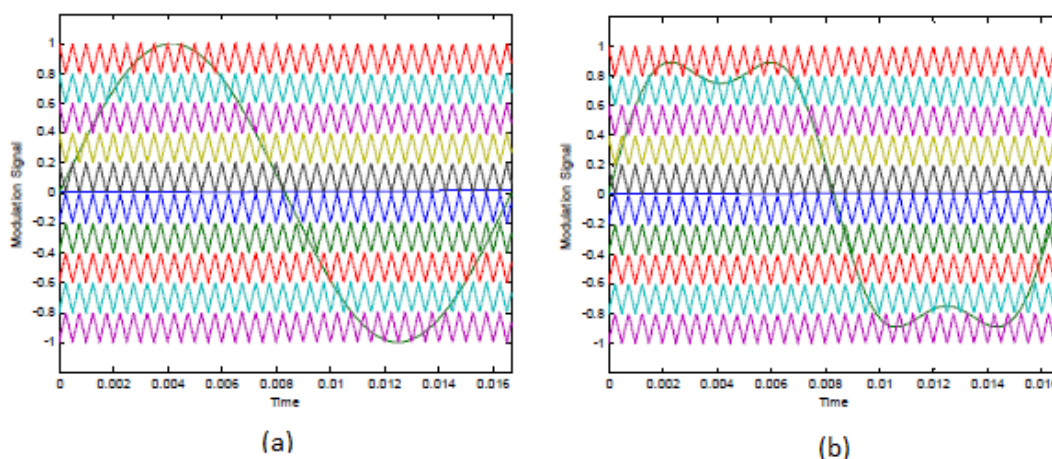
Σχήμα 3.15 - Phase shifted PWM – PS-PWM [35]

Όσον αφορά τις τεχνικές ολίσθησης επιπέδου και φάσης, μπορεί να γίνει σύγκριση μεταξύ τους, όσον αφορά το αρμονικό περιεχόμενο και τις διακοπτικές απώλειες. Για ίσες συχνότητες φέροντος, η τεχνική ολίσθησης επιπέδου αποδίδει ποιοτικότερο αρμονικό περιεχόμενο, εφόσον αποφεύγεται η εμφάνιση αρμονικών στην συχνότητα του φέροντος.

Παρόλα αυτά, συντελεί στην ανομοιόμορφη κατανομή των διακοπτικών απωλειών. Αντίθετα, στην τεχνική ολίσθησης φάσης έχουμε ίσες διακοπτικές απώλειες στους ημιαγωγούς, ενώ εν τέλει η διακοπτική συχνότητα στην τάση εξόδου είναι $n-1$ φορές αυτή του φέροντος, όπου n ο αριθμός των επιπέδων τάσεως.

3.2.1.3 PWM με έγχυση τρίτης αρμονικής

Για να πετύχουμε καλύτερη αξιοποίηση της συνεχούς τάσης εισόδου V_{dc} , στο ημιτονοειδές σήμα αναφοράς μπορεί να προστεθεί ένα σήμα τρίτης αρμονικής πλάτους 25% του θεμελιώδους. Με αυτό τον τρόπο, πετυχαίνουμε τις τεχνικές TH-PWM. Στο Σχήμα 3.16, γίνεται κατανοητή και η καλύτερη αξιοποίηση της τάσης εισόδου, που γενικά ορίζεται ως ο λόγος της θεμελιώδους τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου. Η μέθοδος διαμόρφωσης μπορεί να υλοποιηθεί είτε με ένα, είτε με πολλαπλά φέροντα, όπως η SPWM, αναλόγως τον μετατροπέα στον οποίο εφαρμόζεται.



Σχήμα 3.16 - α) SPWM διαμόρφωση β) THPWM διαμόρφωση [3]

3.2.2 Διαμόρφωση Διανύσματος Χώρου (Space Vector Modulation, SVM)

3.2.2.1 SVM σε συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων

Η τεχνική διαμόρφωσης SVM είναι μια εναλλακτική τεχνική για τον καθορισμό των διακοπτικών σημάτων, στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα. Σε αντίθεση με την PWM τεχνική, η SVM δε χρησιμοποιεί τριγωνικά φέροντα και συγκριτές, αλλά αναπαριστά όλες τις πιθανές φασικές τάσεις ως διανύσματα. Πρόκειται πιθανότατα για την πλεονεκτικότερη, από τις τεχνικές διαμόρφωσης, σε συστήματα κίνησης, καθώς η φιλοσοφία του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα, όπως αναλύεται στην συνέχεια, έρχεται σε απόλυτη συμφωνία με τη φιλοσοφία των διανυσμάτων κατάστασης της μηχανής στο d-q πλαίσιο αναφοράς. Επίσης, η μέθοδος SVM λαμβάνει υπ' όψιν την αλληλεπίδραση μεταξύ των φάσεων του κινητήρα, λόγω του απομονωμένου ουδέτερου κόμβου τους και ελαχιστοποιεί, έτσι, την αρμονική παραμόρφωση της φασικής τάσεως του φορτίου.

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, ο συμβατικός αντιστροφέας δύο επιπέδων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6, έχει ($2^3=$)8 επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις, λόγω της συμπληρωματικής λειτουργίας των διακοπών στον ίδιο κλάδο της τριφασικής γέφυρας. Επομένως, η τάση

εξόδου του αντιστροφέα μπορεί να καθορισθεί κάθε στιγμή από τις έγκυρες διακοπτικές καταστάσεις. Στον Πίνακα 3.4 φαίνονται οι οκτώ καταστάσεις του αντιστροφέα, η φασική τάση εξόδου ως προς τον ουδέτερο κόμβο στο μέσο του χωρητικού καταμεριστή, οι φασικές τάσεις ως προς τον κοινό κόμβο του αστέρα του φορτίου, καθώς και οι μετασχηματισμένες κατά Clarke αυτές τάσεις.

Πίνακας 3.4 - Διακοπτικές καταστάσεις, φασικές τάσεις ως ουδέτερο κόμβο του χωρητικού καταμεριστή του αντιστροφέα και του φορτίου και διανύσματα τάσεως στο στατό πλαίσιο αναφοράς

AA	γ1	γ2	γ3	VaN	VbN	VcN	Van	Vbn	Vcn	Vqs=Va	Vds=Vβ	\bar{V}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	\bar{V}_0
1	1	0	0	Vdc	0	0	2Vdc/3	-Vdc/3	-Vdc/3	2Vdc/3	0	\bar{V}_1
2	1	1	0	Vdc	Vdc	0	Vdc/3	Vdc/3	-2Vdc/3	Vdc/3	$-\sqrt{3}Vdc/3$	\bar{V}_2
3	0	1	0	0	Vdc	0	-Vdc/3	2Vdc/3	-Vdc/3	-Vdc/3	$-\sqrt{3}Vdc/3$	\bar{V}_3
4	0	1	1	0	Vdc	Vdc	-2Vdc/3	Vdc/3	Vdc/3	-2Vdc/3	0	\bar{V}_4
5	0	0	1	0	0	Vdc	-Vdc/3	-Vdc/3	2Vdc/3	-Vdc/3	$\sqrt{3}Vdc/3$	\bar{V}_5
6	1	0	1	Vdc	0	Vdc	Vdc/3	-2Vdc/3	Vdc/3	Vdc/3	$\sqrt{3}Vdc/3$	\bar{V}_6
7	1	1	1	Vdc	Vdc	Vdc	0	0	0	0	0	\bar{V}_7

Όταν γ=0, ο αντίστοιχος κάτω διακόπτης άγει, ενώ όταν γ=1 ο αντίστοιχος άνω διακόπτης άγει.

Όπως παρατηρούμε, ο αντιστροφέας έχει έξι μη μηδενικές τάσεις εξόδου και δύο καταστάσεις 0 και 7 μηδενικής τάσης εξόδου. Από τους μετασχηματισμούς του Clarke στις τάσεις φορτίου, μπορούμε να εξαγάγουμε τα στατικά χωρικά διανύσματα ως εξής:

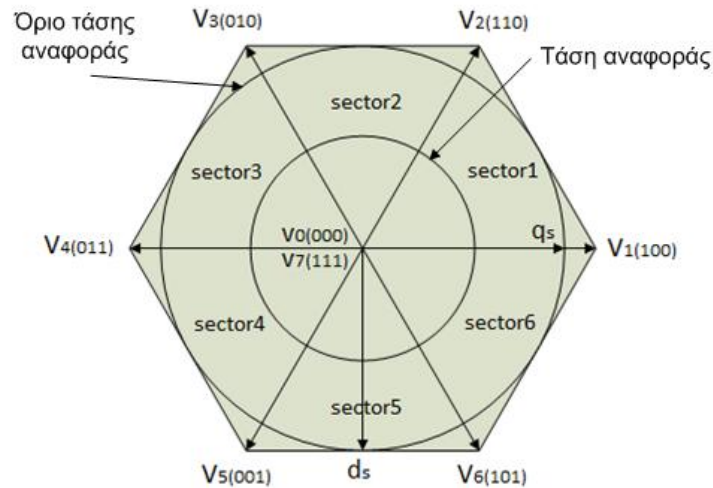
$$\bar{V} = V_{qs} - jV_{ds} = \frac{2}{3} [V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}] \quad (3.30)$$

Τότε, έχουμε ότι το μέτρο κάθε διανύσματος χώρου είναι:

$$|\bar{V}_n| = \frac{2Vdc}{3}, n = 0,1,2 \dots \quad (3.31)$$

Τα στατικά διανύσματα τάσης του αντιστροφέα φαίνονται στο Σχήμα 3.17 με διαφορά φάσης μεταξύ τους $\varphi = \arctan \frac{-V_{ds}}{V_{qs}} = \frac{\pi}{3}$, όπου παρατηρούμε ότι σχηματίζουν στο επίπεδο έξι τομείς.

Η τεχνική διαμόρφωσης με διανύσματα χώρου βασίζεται στην επιλογή, κάθε φορά, του κατάλληλου διανύσματος που προσεγγίζει το διάνυσμα τάσης αναφοράς, ή την εναλλαγή μεταξύ των δυνατών διανυσμάτων χώρου του αντιστροφέα για την βέλτιστη επίτευξη αυτού του στόχου.



Σχήμα 3.17 – Διάγραμμα διανυσμάτων χώρου για αντιστροφέα δύο επιπέδων [3]

- Γραμμική περιοχή λειτουργίας του αντιστροφέα ($0 < m < 0.907$)

Όπως αναφέρθηκε, με τον κατάλληλο μετασχηματισμό Clarke, το τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων τροφοδοσίας μετατρέπεται σε διφασικό και με την ανασύνθεση των $q^s - d^s$ συνιστωσών προκύπτει το διάνυσμα (space vector) της τάσεως αναφοράς, V^* , που είναι φορέας της ίδιας, ακριβώς, πληροφορίας με το τριφασικό σύστημα τάσεων. Στο Σχήμα 3.18, φαίνεται το διάνυσμα αναφοράς σε κοινό σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων με τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα. Τα τελευταία ενεργά διανύσματα κατάστασης (που αντιστοιχούν στις καταστάσεις «1»-«6») διαιρούν το επίπεδο σε έξι όμοιους κυκλικούς τομείς (sectors). Στο ίδιο σχήμα φαίνονται δύο ομόκεντροι κύκλοι, ένας με ακτίνα ίση με το πλάτος του επιθυμητού διανύσματος τάσεως και ο εγγεγραμμένος κύκλος του κανονικού εξαγώνου που αντιστοιχεί στο μέγιστο πλάτος τάσης αναφοράς, για το οποίο έχουμε γραμμική λειτουργία του αντιστροφέα.

Ο στόχος είναι, η παραγωγή του επιθυμητού διανύσματος τάσεως αναφοράς στην έξοδο του αντιστροφέα και επιτυγχάνεται με την κατάλληλη χρησιμοποίηση των δύο καταστάσεων που συνθέτουν τον κυκλικό τομέα, στον οποίο ανήκει η τάση αναφοράς και της μηδενικής κατάστασης για κατάλληλα χρονικά διαστήματα, όπως εξηγείται παρακάτω.

Αναλύοντας την τάση αναφοράς \bar{V}^* σε \bar{V}_1 και \bar{V}_2 έχουμε:

$$V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - a\right) = V_a \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.32)$$

$$V^* \sin(a) = V_b \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.33)$$

Οπότε:

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - a\right) \quad (3.34)$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin(a) \quad (3.35)$$

Θεωρώντας, τώρα, χρονική περίοδο T_c , κατά την οποία η τάση εξόδου του αντιστροφέα πρέπει να είναι V^* , προσδιορίζουμε τους χρόνους t_a , t_b , t_0 για τους οποίους ο αντιστροφέας θα λειτουργεί στις καταστάσεις «1», «2» και «0» ή «7», αντίστοιχα, ανασυνθέτοντας τα αντίστοιχα διανύσματα καταστάσεως με κατάλληλα χρονικά βάρη. Έτσι έχουμε:

$$V^* = V_a + V_b = V_1 \frac{t_a}{T_c} + V_2 \frac{t_b}{T_c} + (V_0 \text{ ή } V_7) \frac{t_0}{T_c} \quad (3.36)$$

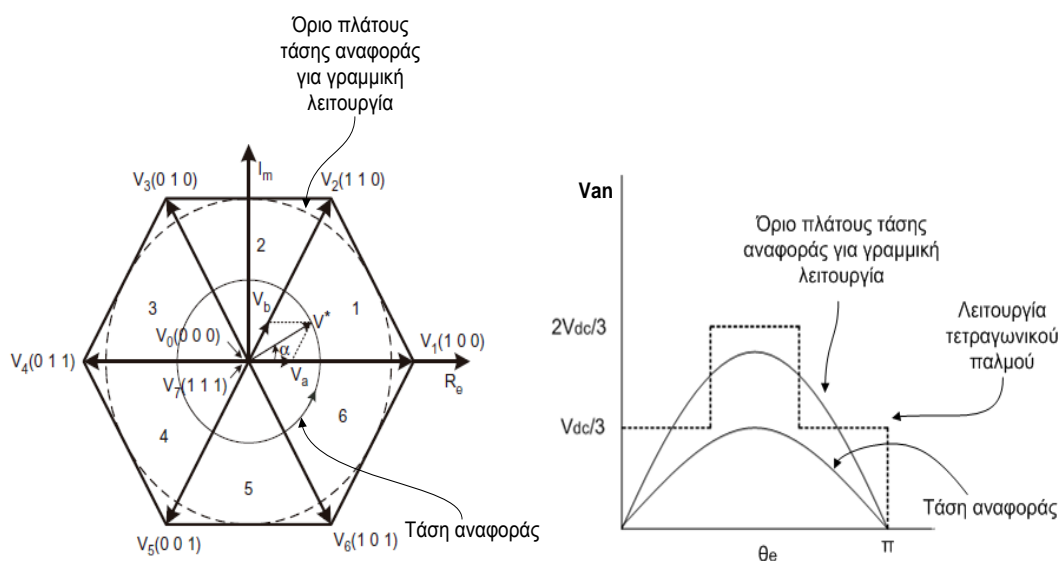
$$V^* T_c = V_1 t_a + V_2 t_b + (V_0 \text{ ή } V_7) t_0 \quad (3.37)$$

Όπου:

$$t_a = \frac{V_a}{V_1} T_c \quad (3.38)$$

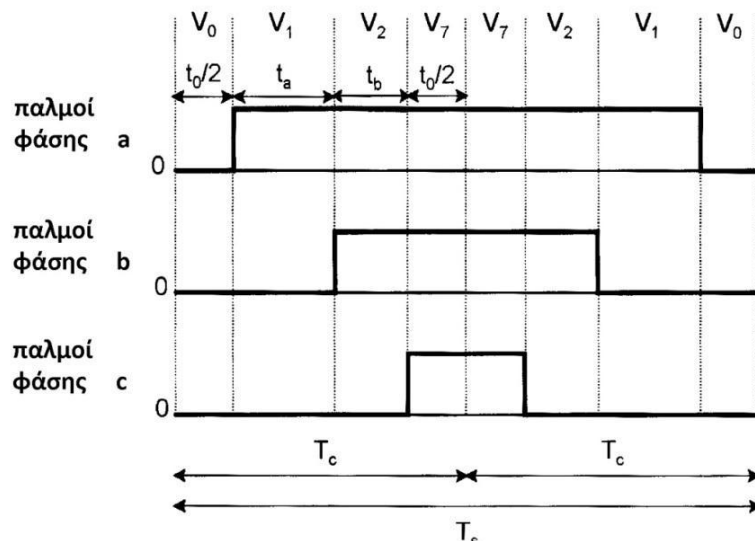
$$t_b = \frac{V_b}{V_2} T_c \quad (3.39)$$

$$t_0 = T_c - (t_a + t_b) \quad (3.40)$$



Σχήμα 3.18 - Ανάλυση γραμμικής λειτουργίας της διαμόρφωσης με διανύσματα χώρου για αντιστροφέα δύο επιπέδων [5]

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.19, οι χρόνοι των ενεργών καταστάσεων t_a , t_b συνεισφέρουν στην μέση τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, ενώ ο χρόνος t_0 των μηδενικών καταστάσεων χρησιμοποιείται για την συμπλήρωση των χρονικών διαστημάτων, ώστε το διάνυσμα τάσης να έχει πλάτος όσο το διάνυσμα αναφοράς.



Σχήμα 3.19 - Παλμοί εξόδου του αντιστροφέα για την δημιουργία του διανύσματος αναφοράς τάσεως [5]

Παρατηρείται, επίσης, ότι οι παλμοί είναι συμμετρικοί ως προς το μέσον του διαστήματος δειγματοληψίας $T_s=2T_c$. Με τον τρόπο αυτό ελαχιστοποιείται η αρμονική παραμόρφωση της τάσης εξόδου και μειώνονται οι διακοπτικές απώλειες εξαιτίας της μείωσης των μεταγωγών των διακοπών.

Στην λειτουργία του αντιστροφέα, στην γραμμική περιοχή, η τάση αναφοράς κινείται εντός του εξαγώνου και συγκεκριμένα εντός του κύκλου, που φαίνεται στο Σχήμα 3.18. Ο δείκτης διαμόρφωσης ορίζεται ως:

$$m = \frac{|\bar{V}^*|}{\hat{V}_{1sw}} \quad (3.41)$$

Όπου \bar{V}^* , το επιθυμητό πλάτος του διανύσματος της τάσεως εξόδου και \hat{V}_{1sw} το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας ($4V_{dc}/2\pi$) για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως. Το μέγιστο πλάτος τάσης αναφοράς για γραμμική λειτουργία, αντιστοιχεί στο ύψος του κανονικού εξαγώνου (στην ελάχιστη δηλαδή απόσταση του κέντρου από τις πλευρές του εξαγώνου), που είναι:

$$|\bar{V}^*|_{max} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos \frac{\pi}{6} = 0.577V_{dc} \quad (3.42)$$

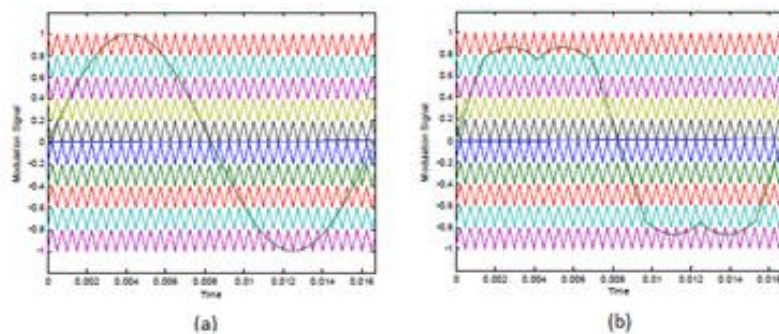
Στο όριο της γραμμικής λειτουργίας, ο συντελεστής διαμόρφωσης προκύπτει:

$$m = \frac{|\bar{V}^*|}{\hat{V}_{1sw}} = \frac{0.577V_{dc}}{\frac{2V_{dc}}{\pi}} = 0.907 \quad (3.43)$$

με το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσεως εξόδου να είναι το 90.7% του αντίστοιχου για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως ($0 < m < 0.907$).

Μια διαφορετική υλοποίηση για την εξαγωγή του χρόνου αγωγής κάθε κατάστασης του αντιστροφέα, με σκοπό την βέλτιστη προσέγγιση του διανύσματος αναφοράς, η οποία αποτελεί μια απλούστερη επιλογή για την υλοποίηση του SVM με ψηφιακό τρόπο, αναλύεται στο [3].

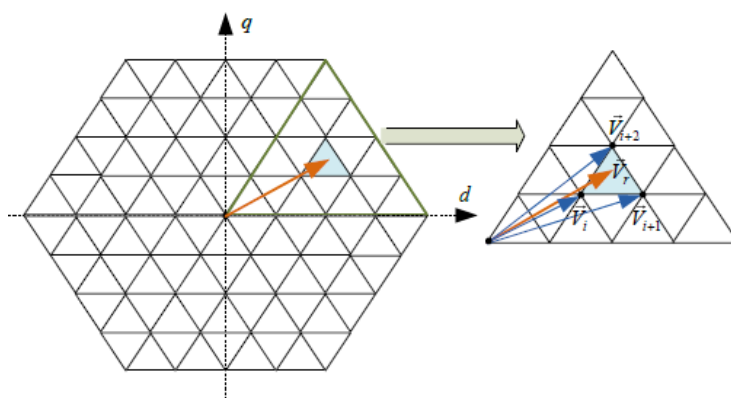
Παρόλο που η τεχνική SVM, συχνά, αναφέρεται ως ανώτερη της PWM εξαιτίας της καλύτερης αξιοποίησης της DC τάσης του μετατροπέα, ωστόσο, θα πρέπει να σημειωθεί πως στην ουσία αποτελεί μια απεικόνιση της PWM τεχνικής με έγχυση τρίτης αρμονικής (Σχήμα 3.23). Εντούτοις, η τεχνική SVM αποτελεί μια πολύ ενδιαφέρουσα λύση, καθώς η διακοπτική ακολουθία μπορεί να αλλάξει με βάση συγκεκριμένους στόχους ελέγχου, όπως απαλοιφή της τάσης κοινού σήματος, μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος και ελαχιστοποίηση των διακοπτικών απωλειών [25], [26].



Σχήμα 3.23 - α) SPWM διαμόρφωση β) SVM διαμόρφωση [3]

3.2.2.2 SVM σε πολυεπίπεδους μετατροπείς

Η χρήση της τεχνικής SVM σε πολυεπίπεδους μετατροπείς επιτυγχάνεται όμοια με αυτή του συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, καθώς αρκεί η αποτύπωση όλων των έγκυρων διακοπτικών καταστάσεων στο ορθογώνιο πλαίσιο q^s-d^s . Για την βέλτιστη προσέγγιση ενός χωρικού διανύσματος αναφοράς, χρησιμοποιείται ο συνδυασμός των τριών πληρέστερων διανυσμάτων. Στην περίπτωση, όμως, των πολυεπίπεδων μετατροπέων υπάρχουν περισσότεροι από ένας συνδυασμοί που οδηγούν στην επίτευξη του διανύσματος αναφοράς. Η ελευθερία αυτή που δίδει την SVM τεχνική στους πολυεπίπεδους μετατροπείς, επιτρέπει παράλληλη επίτευξη άλλων στόχων, όπως η εξομάλυνση της dc τάσης, αλλά κι η μείωση και ομοιομορφία των διακοπτικών απωλειών. Στο Σχήμα 3.24, φαίνεται το διάγραμμα χωρικών διανυσμάτων ενός μετατροπέα 5 επιπέδων ανά φασική τάση.



Σχήμα 3.24 - Διάγραμμα χωρικών διανυσμάτων τριφασικού μετατροπέα 5 επιπέδων ανά φάση [35]

3.2.3 Τεχνικές ελέγχου αρμονικών συνιστωσών

3.2.3.1 Επιλεκτική απαλοιφή αρμονικών συνιστωσών (Selective harmonic elimination, SHE)

Στην περίπτωση των τριφασικών αντιστροφέν τάσεως, η τεχνική της επιλεκτικής απαλοιφής αρμονικών συνιστωσών ανοιγοκλείνει τους διακόπτες ισχύος με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε να εξαλείφεται ένας συγκεκριμένος αριθμός συνιστωσών και να ελέγχεται το πλάτος της θεμελιώδους φασικής τάσης. Στις περισσότερες εφαρμογές, οι φασικές τάσεις εξόδου πρέπει έχουν διαφορά φάσης 120° μοιρών. Έτσι οι περιττές αρμονικές, πολλαπλάσια του 3 που μπορεί να υπάρχουν στις φασικές τάσεις δεν θα είναι παρών στις πολικές. Γι' αυτό το λόγο αυτές οι αρμονικές δεν χρειάζεται να εξαλείφονται, έτσι οι διακόπτες άγουν σε γωνίες τέτοιες, ώστε να εξαλείψουν αρμονικές τάξεως 5,7,11,13...

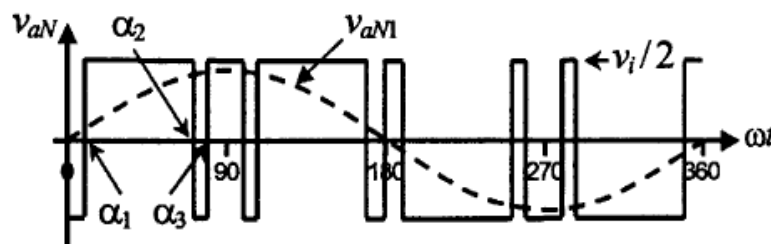
Οι εξισώσεις που χρησιμοποιούνται είναι μη γραμμικές και δύσκολα επιλύονται σε πραγματικό χρόνο. Συνήθως έχει γίνει, ήδη, η ανάλυση των αρμονικών που πρέπει να απαλειφθούν και έχουν υπολογισθεί οι γωνίες που πρέπει να άγουν οι διακόπτες σε μη πραγματικό χρόνο. Για παράδειγμα, οι εξισώσεις για να απαλείψουμε την πέμπτη και την έβδομη αρμονική, καθώς και να ελέγξουμε το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας είναι:

$$\cos(1a_1) - \cos(1a_2) + \cos(1a_3) = \frac{2 + \pi \frac{\hat{v}_{aN1}}{V_{dc}}}{4} \quad (3.44)$$

$$\cos(5a_1) - \cos(5a_2) + \cos(5a_3) = \frac{1}{2} \quad (3.45)$$

$$\cos(7a_1) - \cos(7a_2) + \cos(7a_3) = \frac{1}{2} \quad (3.46)$$

Στο Σχήμα 3.25 φαίνονται οι γωνίες a_1 , a_2 και a_3 .



Σχήμα 3.25 – Εναλλαγή των διακοπών του αντιστροφέα σε συγκεκριμένες γωνίες για την απαλοιφή 5^{ης} και 7^{ης} αρμονικής της φασικής τάσης V_{aN} [3]

Τέλος, πρέπει να σχολιάσουμε ότι η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται, κυρίως, σε υψηλή τιμή ισχύος που απαιτείται χαμηλή διακοπτική συχνότητα, λόγω των υψηλών διακοπτικών απωλειών.

3.2.3.2 Τεχνική επιλεκτικής μείωσης αρμονικών συνιστωσών (Selective harmonic mitigation, SHM)

Οι σύγχρονοι κώδικες των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας, συνήθως, ορίζουν τα μέγιστα όρια αρμονικής παραμόρφωσης για κάθε αρμονική έως και 50^{ης} τάξης, καθώς και ένα ανώτατο όριο συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης (total harmonic distortion, THD). Έτσι, η απαλοιφή των χαμηλής τάξης αρμονικών μέσω των τεχνικών SHE δεν διασφαλίζει συμμόρφωση με τους κώδικες αυτούς, καθώς οι παραμένουσες αρμονικές υψηλής τάξης είναι, συνήθως, πάνω από τα καθορισμένα όρια. Το γεγονός αυτό, οδηγεί στην κατασκευή ογκωδών και ακριβών φίλτρων για την αντιμετώπιση των ανώτερων αρμονικών. Για την αντιμετώπιση του συγκεκριμένου προβλήματος, έχει προταθεί η μέθοδος SHM, η οποία αποτελεί μια τροποποιημένη εκδοχή της μεθόδου SHE με τη διαφορά ότι, ο υπολογισμός των γωνιών έναυσης γίνεται με κριτήριο, όχι την εξάλειψη των αρμονικών χαμηλής τάξης, αλλά τη μείωση της αρμονικής παραμόρφωσης, κάτω από τα όρια τα οποία θεσπίζουν οι κώδικες. Η συγκεκριμένη τεχνική βασίζεται στον υπολογισμό των γωνιών έναυσης, με βάση την ελαχιστοποίηση μιας συνάρτησης κόστους, η οποία περιέχει όρους, όπως οι συνιστώσες της αρμονικής παραμόρφωσης και τον ελάχιστο χρόνο που μεσολαβεί ανάμεσα σε δύο διαδοχικές γωνίες έναυσης.

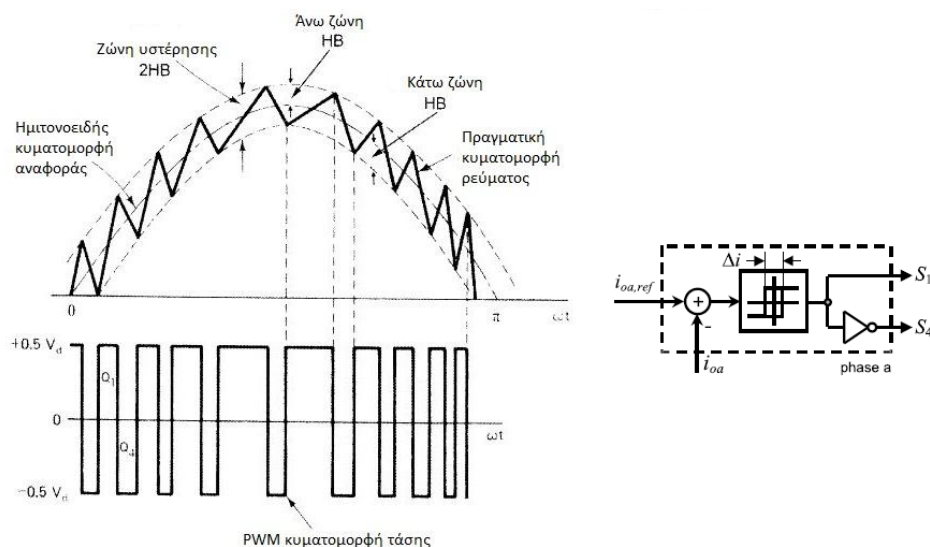
Τέλος, θα πρέπει να σχολιάσουμε ότι εύκολα μπορεί να γίνει επέκταση των τεχνικών ελέγχου αρμονικών συνιστωσών και στους πολυεπίπεδους μετατροπείς.

❖ Τεχνικές διαμόρφωσης μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας

Οι τεχνικές διαμόρφωσης μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας δεν βασίζονται, ουσιαστικά, σε κάποιο φέρον σήμα, γι' αυτό το λόγο δεν οδηγούν σε αλλαγή διακοπτικής κατάστασης σε σταθερά χρονικά διαστήματα. Αντιθέτως, συνήθως έχουν ως κριτήριο κάποιο άλλο χαρακτηριστικό του αντιστροφέα, το οποίο καταδεικνύει το πότε θα γίνει κάποια αλλαγή. Αυτό οδηγεί σε εκτεταμένο και τυχαίο αρμονικό φάσμα, το οποίο είναι δύσκολο να μειωθεί με την χρήση φίλτρων, αφού δεν είναι αυστηρά καθορισμένο. Παρ'όλα αυτά, αυτές οι τεχνικές διαμόρφωσης μπορούν να πετύχουν ικανοποιητικά αποτελέσματα σε περίπτωση που διατηρηθούν σε απλή μορφή.

3.2.4 Έλεγχος ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης

Ο κύριος στόχος της τεχνικής υστέρησης είναι, να αναγκάσει το εναλλασσόμενο ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα να ακολουθήσει μια συγκεκριμένη αναφορά. Αν S_1 , είναι ο άνω και S_4 ο κάτω διακόπτης ισχύος της φάσης a του αντιστροφέα, η κατάσταση του αλλάζει οποτεδήποτε το πραγματικό ρεύμα i_a ξεπεράσει την αναφορά κατά $\Delta i/2$. Το Σχήμα 3.26 δείχνει τον ελεγκτή υστέρησης για την φάση a . Παρόμοιοι ελεγκτές χρησιμοποιούνται για τις άλλες δύο φάσεις. Η εφαρμογή του ελεγκτή είναι απλή, τόσο με αναλογικό τρόπο χρησιμοποιώντας έναν τελεστικό ενισχυτή σε λειτουργία υστέρησης όσο και με ψηφιακό, ενώ ο ελεγκτής και ο διαμορφωτής αποτελούν μία μονάδα. Η κυμάτωση της μεταβλητής ελέγχου μπορεί να μειωθεί, χρησιμοποιώντας μικρότερο βρόγχο υστέρησης, ωστόσο το τελευταίο οδηγεί σε μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες.



Σχήμα 3.26 – Λειτουργία τεχνικής διαμόρφωσης υστέρησης [33]

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, η διακοπτική συχνότητα τέτοιας μορφής διαμόρφωσης δεν μπορεί να προβλεφθεί, οδηγώντας σε τυχαίο αρμονικό περιεχόμενο και δυσκολεύει την σχεδίαση αρμονικών φίλτρων. Ένα σημαντικό μειονέκτημα είναι ότι, παρ'όλο που στις περισσότερες εφαρμογές έχουμε απομονωμένο ουδέτερο κόμβο αστέρα που συνεπάγεται ότι το στιγμιαίο άθροισμα των τριών ρευμάτων ισούται με 0, οι ελεγκτές υστέρησης δεν μπορούν να διαβεβαιώσουν ότι στα ρεύματα αυτά δεν θα εισαχθεί κάποια συνιστώσα συνεχούς ρεύματος.

3.2.5 Έλεγχος διανύσματος χώρου

Στην παράγραφο 3.2.3.1 είδαμε ότι η τεχνική SHE είναι μία τεχνική διαμόρφωσης χαμηλής διακοπτικής συχνότητας. Μεταξύ άλλων, όταν τα επίπεδα τάσης του μετατροπέα γίνουν περισσότερα από πέντε, η επίλυση του συστήματος (3.44)-(3.46) για τον υπολογισμό των διακοπτικών γωνιών είναι αρκετά επίπονη. Στις περιπτώσεις αυτές, εάν απαιτείται οπωσδήποτε χαμηλή διακοπτική συχνότητα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η τεχνική ελέγχου, με βάση τα χωρικά διανύσματα (**S**pace **V**ector **C**ontrol – **SVC**). Βασικός στόχος της τεχνικής αυτής, είναι η επίτευξη της επιθυμητής τάσης μέσω της προσέγγισης του διανύσματος αναφοράς, κάθε φορά με το κοντινότερο χωρικό διάνυσμα. Μοιάζει πολύ με την τεχνική SVM, μόνο που η τεχνική SVC δεν κάνει χρήση τριών χωρικών διανυσμάτων, ούτε υπολογίζει χρόνους συμμετοχής κι επομένως, τελικά, δεν αποτελεί καθαρή τεχνική διαμόρφωσης των παλμών. Πρόκειται για ένα σχήμα με λίγες μεταγωγές των διακοπτικών στοιχείων ανά θεμελιώδη περίοδο, κάτι που εν τέλει σημαίνει χαμηλότερες διακοπτικές απώλειες ισχύος, λόγω της χαμηλής πλην όμως μεταβαλλόμενης διακοπτικής συχνότητας. Η εν λόγω τεχνική αποδίδει τα μέγιστα αποτελέσματα, ακριβώς όταν τα επίπεδα τάσης γίνουν αρκετά πολλά.

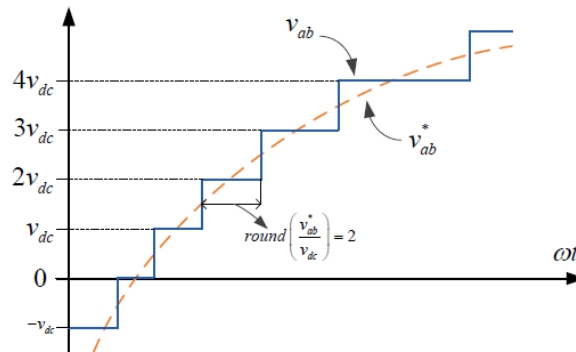
3.2.6 Έλεγχος πλησιέστερου επιπέδου

Η τεχνική ελέγχου με βάση το πλησιέστερο επίπεδο τάσης (Nearest Level Control – NLC) αποτελεί μία άλλη εκδοχή της τεχνικής SVC που εφαρμόζεται στο πεδίο του χρόνου. Στόχος της είναι η προσέγγιση της επιθυμητής τάσης κάθε χρονική στιγμή, με βάση το πλησιέστερο

επίπεδο τάσης. Για παράδειγμα, εάν θεωρήσουμε ίσες συνεχείς τάσεις εξόδου ανά βαθμίδα, η τάση εισόδου που παράγεται με τη χρήση της εν λόγω τεχνικής δίνεται από τη σχέση:

$$v_{a0} = V_{dc} \text{round}\left(\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}}\right) \quad (3.47)$$

όπου η συνάρτηση $\text{round}(x)$ επιστρέφει με στρογγυλοποίηση τον κοντινότερο (από τους μικρότερους) ακέραιο του αριθμού x , επομένως το επίπεδο τάσης που πρέπει να παραχθεί.



Σχήμα 3.27 – Διαδικασία παραγωγής τάσης V_{ab} με την τεχνική πλησιέστερου επιπέδου [35]

3.2.7 Προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε μοντέλο (Model predictive control, MPC)

Ο έλεγχος MPC πραγματοποιείται σε διακριτό χρόνο, όπου σε κάθε χρονικό δείγμα το ρεύμα εξόδου προβλέπεται για κάθε μία έγκυρη διακοπτική κατάσταση, χρησιμοποιώντας κατάλληλο μοντέλο του συστήματος. Όλες οι προβλεπόμενες τιμές υπολογίζονται βάσει μιας συνάρτησης κόστους και η διακοπτική κατάσταση η οποία ελαχιστοποιεί τη συγκεκριμένη συνάρτηση εφαρμόζεται στο επόμενο χρονικό δείγμα. Όπως και στην περίπτωση του ελέγχου υστέρησης, η λειτουργία του MPC βασίζεται στην εξέλιξη των φαινομένων στο χρόνο, παράγοντας μεταβλητή διακοπτική συχνότητα και συνεπώς διεσπαρμένο αρμονικό φάσμα. Ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα της μεθόδου είναι η ευελιξία, αφού η συνάρτηση κόστους μπορεί εύκολα να τροποποιηθεί, ώστε να συμπεριλάβει πρωτεύοντες και δευτερεύοντες στόχους (όπως π.χ. έναν όρο σχετικό με τη συχνότητα για αντίστοιχη βελτίωση, την ευστάθεια της τάσης DC, τη μείωση της τάσης κοινού σήματος κ.λ.π.). Στις σύγχρονες εφαρμογές, οι αντίστοιχοι συντελεστές (συνήθως καλούνται συντελεστές βάρους, *weighting factors*) των διαφόρων όρων, οι οποίοι διαμορφώνουν τη συνάρτηση κόστους, καθορίζονται από εμπειρικές διαδικασίες. Έως τώρα, δεν έχει προταθεί κάποια αναλυτική ή αριθμητική μέθοδος για την ανεύρεση μιας βέλτιστης λύσης.

Στρατηγικές Ελέγχου Σύγχρονων Μηχανών Μονίμων Μαγνητών

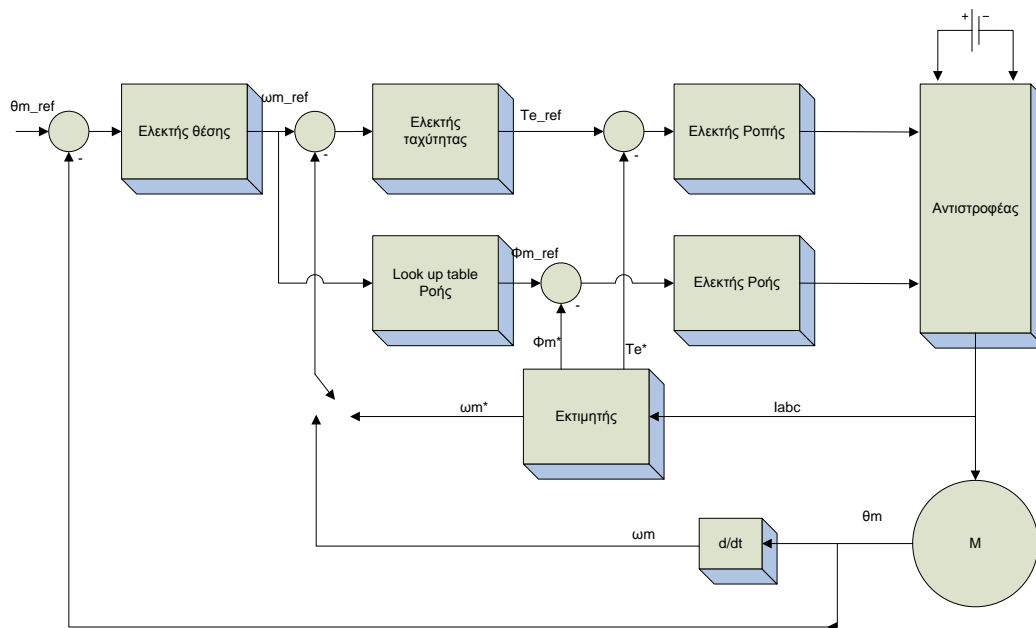
Ο έλεγχος των συστημάτων οδήγησης AC μηχανών είναι, γενικά, πιο σύνθετος από αυτόν των συστημάτων οδήγησης DC μηχανών και η πολυπλοκότητά του αυξάνει όσο απαιτούνται υψηλότερες επιδόσεις. Οι κύριοι λόγοι αυτής της πολυπλοκότητας είναι η απαίτηση για μεταβλητή συχνότητα, η βέλτιστη από άποψη αρμονικών, 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.

Τις τελευταίες δεκαετίες, οι μεθοδολογίες ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών βρίσκονται σε μεγάλη ανάπτυξη, συμβάλλοντας τα μέγιστα στον ανταγωνισμό με τις μηχανές επαγωγής. Εκτός από τις κλασικές, πλέον, τεχνικές ελέγχου V/f ανοιχτού βρόγχου, διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμού πεδίου (FOC) και άμεσου ελέγχου ροπής (DTC), αναπτύσσονται τεχνικές που βασίζονται στον προβλεπτικό έλεγχο, στην ασαφή λογική, αλλά και στα νευρωνικά δίκτυα.

Στον παρόν κεφάλαιο, παρουσιάζεται η λεπτομερής περιγραφή και ανάλυση διαφορετικών στρατηγικών ελέγχου σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών.

4.1 Γενικό διάγραμμα ελέγχου μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος

Στο Σχήμα 4.1 φαίνεται το διάγραμμα ελέγχου μιας μηχανής εναλλασσομένου ρεύματος. Αρχικά, θα πρέπει να τονίσουμε ότι υπάρχουν τρεις κύριοι βρόγχοι ανάδρασης. Ένας της θέσης του δρομέα της μηχανής, ένας της ταχύτητας του δρομέα, και ένας της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και μαγνητικής ροής της μηχανής. Η βασική λειτουργία του ελέγχου βρίσκεται στον εσωτερικό βρόγχο ελέγχου ροπής και ροής. Τα σήματα ανάδρασης μπορεί να προέρχονται από κάποιον αισθητήρα (όπως αυτούς της θέσης και της ταχύτητας) ή από κάποιον εκτιμητή, που υλοποιείται με ποικίλους τρόπους και παρέχει δυνατότητα ελέγχου χωρίς αισθητήρα (sensorless control). Το σήμα εξόδου του ελεγκτή θέσης, δίνει την αναφορά ταχύτητας. Η αναφορά αυτή καθορίζει, συνήθως, το ποσοστό ροής διακένου μέσω ενός πίνακα αντιστοίχισης και το σήμα εξόδου του ελεγκτή ταχύτητας καθορίζει την αναφορά ροπής. Επιπρόσθετα, οι ελεγκτές ροπής και ροής είναι αυτοί που διαμορφώνουν την τάση του αντιστροφέα. Τέλος, θα πρέπει να τονίσουμε ότι πλέον όλες οι τεχνικές ελέγχου υλοποιούνται με ψηφιακό τρόπο (μέσω μικροεπεξεργαστή-DSP), που μας δίνει την δυνατότητα να καθορίσουμε την ταχύτητα απόκρισης κάθε βρόγχου, ανάλογα με την σημαντικότητα της μεταβλητής που αυτός ελέγχει. Επομένως, οι βρόγχοι ροπής και ροής είναι οι γρηγορότεροι και ακολουθεί ο βρόγχος της ταχύτητας και στην συνέχεια εκείνος της θέσης.

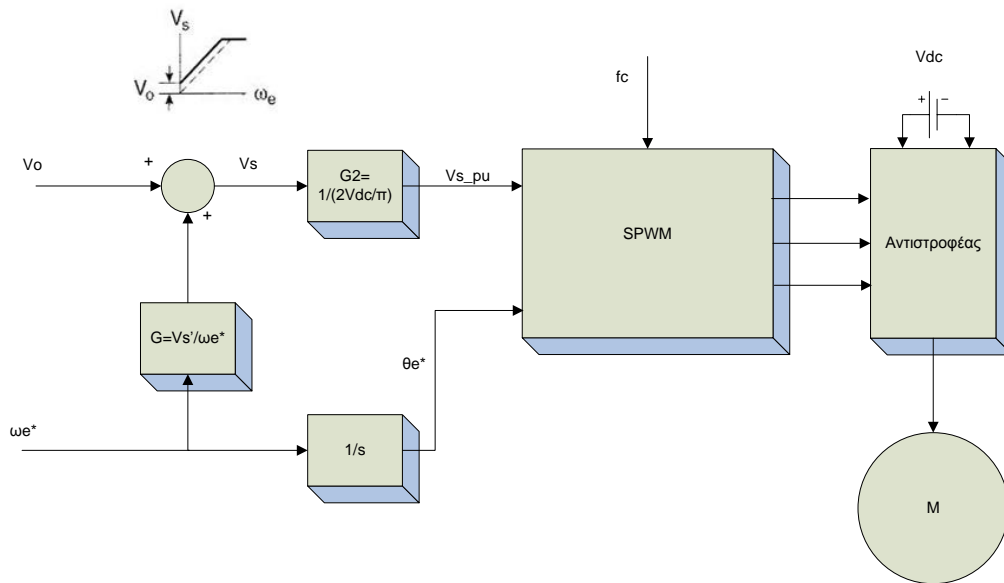


Σχήμα 4.1 – Γενικό διάγραμμα ελέγχου μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος

4.2 Βαθμωτός έλεγχος V/f ανοιχτού βρόχου

Ο βαθμωτός έλεγχος [2],[32] οφείλει την ονομασία του στο γεγονός ότι, μεταβάλλει το μέτρο μόνο των μεταβλητών ελέγχου και αγνοεί το φαινόμενο σύζευξης των εξισώσεων στη μηχανή. Αυτό σημαίνει ότι τόσο η τάση της μηχανής, όσο και η συχνότητα των ρευμάτων της μπορούν να ελέγχουν την ροή και την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Συνεπώς, οι εξισώσεις της μηχανής είναι συζευγμένες με αποτέλεσμα ο έλεγχος να αδυνατεί να πετύχει υψηλές επιδόσεις. Ωστόσο, τα συστήματα οδήγησης με βαθμωτούς ελεγκτές επιλέγονται, ακόμα και σήμερα, σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος που απαιτούν μικρό κόστος κατασκευής.

Ο βαθμωτός έλεγχος στηρίζεται στο γεγονός πως για να μεγιστοποιηθεί η ροπή θα πρέπει η μαγνητική ροή στο στάτη να παραμένει σταθερή. Για να επιτευχθεί αυτό, ο λόγος της τάσης και της συχνότητας τροφοδοσίας της μηχανής πρέπει να είναι σταθερός ($\frac{V_s}{f} = k\psi_s = \text{σταθ.}$ όταν αμελείται η αντίσταση του στάτη). Το διάγραμμα ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα 4.2, όπου παρατηρούμε ότι η εντολή εισόδου είναι η ταχύτητα (υπενθυμίζουμε ότι στις σύγχρονες μηχανές η ταχύτητα του δρομέα καθορίζεται από την συχνότητα των ρευμάτων τροφοδοσίας $\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m$) και αυτή καθορίζει την τάση τροφοδοσίας V_s^* με ένα συντελεστή κέρδους G. Αν και σε υψηλές συχνότητες η αντίσταση του στάτη έχει ελάχιστη επίδραση στην μεθοδολογία ελέγχου, σε χαμηλές συχνότητες η επίδρασή της αυξάνεται, προκαλώντας σημαντική πτώση τάσης. Για αυτό το λόγο προστίθεται μια τάση ενίσχυσης V_0 (boost voltage) στις χαμηλές στροφές, που όμως έχει μικρή επίδραση σε υψηλότερες στροφές. Στην συνέχεια, παρατηρούμε ότι η τάση V_s διαιρείται με τον συντελεστή $\frac{2V_{dc}}{\pi}$ (το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής για λειτουργία τετραγωνικού παλμού του αντιστροφείας), έτσι ώστε να προκύψει το πλάτος των σημάτων αναφοράς για τον διαμορφωτή SPWM. Ακόμη, η εντολή της ταχύτητας ολοκληρώνεται για να προκύψει η αντίστοιχη ηλεκτρική γωνία θ_e . Τέλος, παρατηρούμε την συχνότητα του φέροντος σήματος για τον SPWM διαμορφωτή.



Σχήμα 4.2 – Διάγραμμα βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόγχου

Στο Σχήμα 4.3, απεικονίζονται οι περιοχές λειτουργίας του συστήματος οδήγησης, τόσο για την περίπτωση που η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας, όσο και για την περίπτωση που αυτή λειτουργεί ως πέδη. Θεωρώντας ότι, αρχικά, η ροπή φορτίου T_L στον άξονα της μηχανής είναι μηδενική, σύμφωνα με αυτό, η μηχανή μπορεί εύκολα να ξεκινήσει από την ακινησία στο σημείο O και να φτάσει στο σημείο A αυξάνοντας με αργό ρυθμό τη συχνότητα. Σε αυτό το σημείο, η ροπή φορτίου T_L αυξάνεται σταδιακά. Στην μόνιμη κατάσταση, όπου $T_e = T_L$, το σημείο λειτουργίας θα μετακινηθεί κατακόρυφα κατά μήκος της AB στο πρώτο τεταρτημόριο. Η έκφραση για τη ροπή είναι :

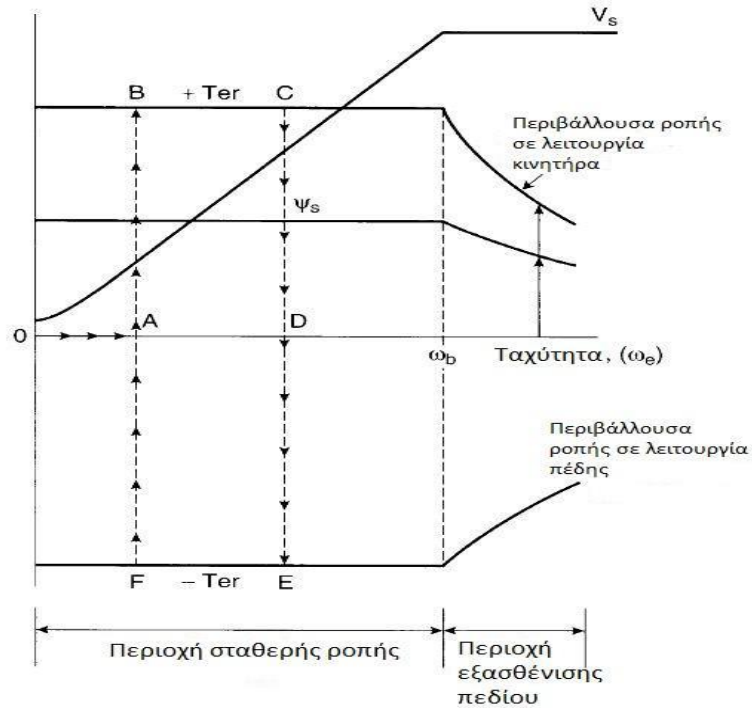
$$T_e = 3 \frac{P \Psi_s \Psi_f}{2 L_s} \sin \delta = 3 \frac{P}{2} \Psi_s I_s \cos \varphi \quad (4.1)$$

όπου δ είναι η γωνία ροπής και $I_t = I_s \cos \varphi$ είναι η συμφασική συνιστώσα του ρεύματος στάτη. Έτσι, για σταθερή ροή στάτη Ψ_s , η γωνία δ και το ρεύμα στάτη I_s θα αυξηθούν σταδιακά, μέχρι να προκύψει η ονομαστική ροπή στο σημείο B, όπου είτε η γωνία δ θα έχει φτάσει στην οριακή τιμή της $(\pi/2)$, είτε το ρεύμα του στάτη I_s θα έχει φτάσει στην ονομαστική του τιμή. Συνήθως, η λειτουργία του συστήματος φτάνει στο όριο ρεύματος του αντιστροφέα πριν το όριο ευστάθειας της μηχανής ($\delta = \pi/2$). Το σημείο λειτουργίας μπορεί να αλλάξει από το B στο C αυξάνοντας ομαλά την εντολή της συχνότητας. Τέλος, μπορεί να επαναφερθεί πίσω στο σημείο D μειώνοντας σταδιακά τη ροπή φορτίου T_L .

Στην ονομαστική ταχύτητα (ω_b), η τάση V_s θα φτάσει σε κορεσμό. Πέρα από αυτό το σημείο, η μηχανή εισέρχεται στην περιοχή εξασθένησης πεδίου. Έτσι, μειώνεται η μέγιστη διαθέσιμη ροπή εξαιτίας της μειωμένης ροής στάτη Ψ_s , όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3. Οποιαδήποτε απότομη αλλαγή στο σήμα ω_{e^*} , μπορεί να οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια λόγω απώλειας συγχρονισμού. Για λειτουργία μεταβλητών στροφών, η ταχύτητα του κινητήρα θα πρέπει να ακολουθεί την εντολή συχνότητας χωρίς να χάνεται ο συγχρονισμός. Ο ρυθμός μεταβολής του σήματος ω_{e^*} ή η μέγιστη ικανότητα επιτάχυνσης/επιβράδυνσης υπαγορεύονται από την ακόλουθη σχέση:

$$J \frac{2 d\omega_e}{P dt} = T_e - T_L \quad (4.2)$$

όπου J είναι η ροπή αδράνειας, $\omega_e = (P/2) \omega_r$ είναι η σύγχρονη ταχύτητα (rad/s), P είναι ο αριθμός των πόλων και ω_m η μηχανική ταχύτητα (rad/s).



Σχήμα 4.3 – Περιοχές λειτουργίας σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών [33]

Συνεπώς, η μέγιστη ικανότητα επιτάχυνσης και επιβράδυνσης, αντίστοιχα, δίνεται από τις σχέσεις:

$$\frac{d\omega_e^*}{dt} = + \frac{1}{J} \frac{P}{2} (T_e - T_L) \quad (4.3)$$

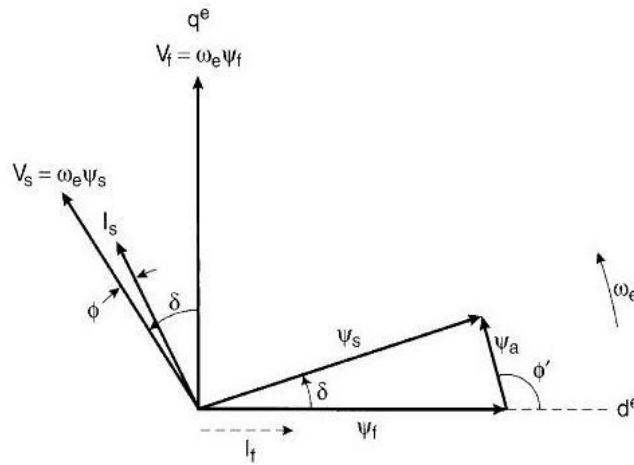
$$\frac{d\omega_e^*}{dt} = - \frac{1}{J} \frac{P}{2} (T_e + T_L) \quad (4.4)$$

όπου η ονομαστική ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e και η ροπή φορτίου T_L συνεισφέρουν στην επιβράδυνση της μηχανής. Στο Σημείο A, εάν το σήμα ταχύτητας ω_e^* αυξηθεί γρήγορα έχοντας τη μορφή συνάρτησης με μεγάλη κλίση, η επαγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e θα μεταπηδήσει τη στο σημείο B και η μηχανή θα επιταχυνθεί κατά μήκος της γραμμής BC έως ότου σταθεροποιηθεί η ταχύτητα στη μόνιμη κατάσταση στο σημείο D. Ομοίως η ακολουθία των σημείων λειτουργίας στην περίπτωση της επιβράδυνσης θα είναι D-E-F-A.

Η ηλεκτρική ενέργεια που ανακτάται κατά την επιβράδυνση, μπορεί να καταναλωθεί σε κατάλληλη διάταξη δυναμικής πέδησης (dynamic brake) ή μπορεί να διοχετευτεί πίσω στην πηγή ισχύος (π.χ. σε περίπτωση που αυτή αποτελείται από μπαταρίες). Η περιστροφή της μηχανής με την αντίστροφη φορά, μπορεί να επιτευχθεί αντιστρέφοντας την ακολουθία δύο φάσεων του αντιστροφέα.

Στο Σχήμα 4.4 δίνεται το αντίστοιχο διανυσματικό διάγραμμα. Στο διάγραμμα αυτό, η αντίσταση του στάτη R_s αμελείται, η ροή του πεδίου διέγερσης του δρομέα ψ_f επιλέγεται ως διάνυσμα αναφοράς και το ρεύμα του στάτη I_s έπεται της τάσης που επιβάλλεται στα άκρα

του τυλίγματος. Επίσης, σχεδιάζεται και το ισοδύναμο σταθερό ρεύμα διέγερσης I_f για μια μηχανή μονίμων μαγνητών.

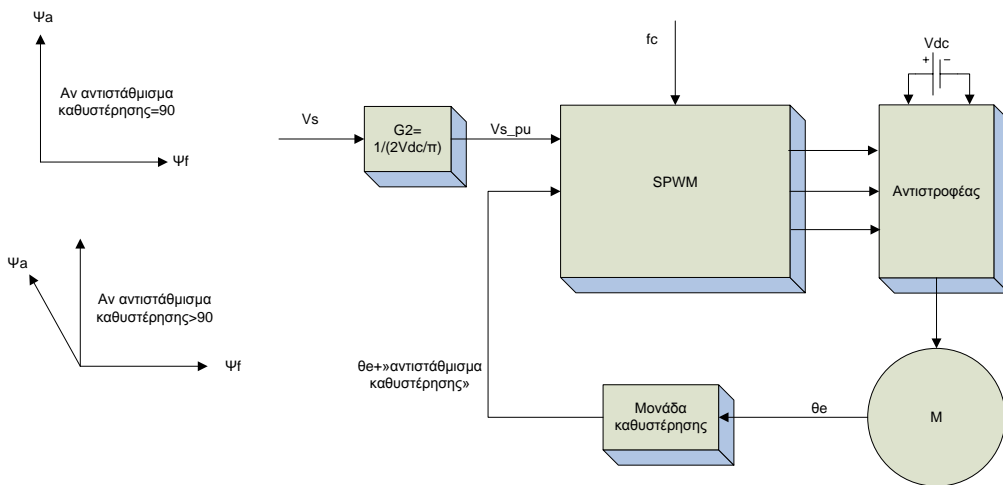


Σχήμα 4.4 – Διανυσματικό διάγραμμα σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς [5]

4.3 Μοντέλο αυτοελέγχου

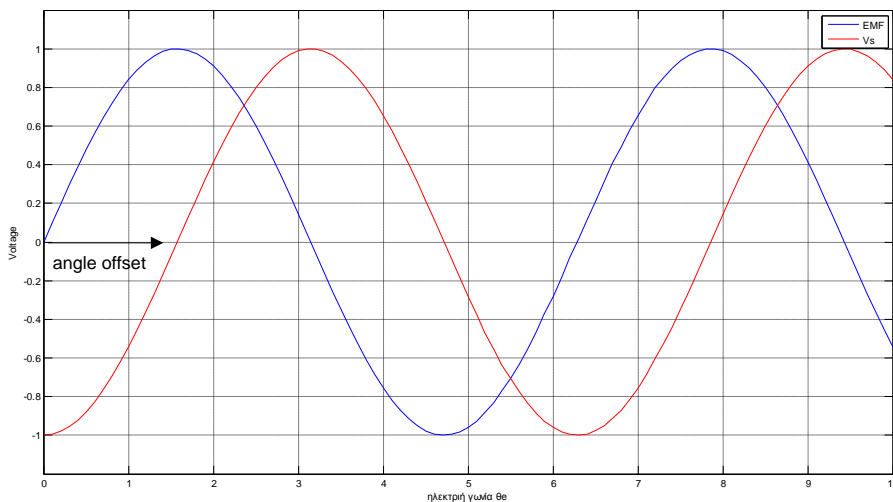
Όπως έγινε κατανοητό από την προηγούμενη ενότητα, ο βαθμωτός έλεγχος V/f ανοιχτού βρόγχου δεν συνίσταται για εφαρμογές όπου παρατηρούνται πολλά μεταβατικά φαινόμενα, καθώς η μηχανή είναι εύκολο να αποσυγχρονιστεί. Για αυτό τον λόγο αναπτύχθηκε η μεθοδολογία του αυτοελέγχου [5], μιας τεχνικής που μπορεί να περιγραφεί ως βαθμωτός έλεγχος ανοιχτού βρόγχου με συχνότητα δρομέα. Το διάγραμμα περιγραφής του ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα 4.5.

Ο έλεγχος είναι παρόμοιος με αυτόν του βαθμωτού ελέγχου μόνο που, στην συγκεκριμένη περίπτωση, η εντολή εισόδου είναι η τάση τροφοδοσίας V_s και η ηλεκτρική γωνία δεν λαμβάνεται από κάποια εντολή συχνότητας, αλλά απευθείας από τον δρομέα της μηχανής. Με αυτό τον τρόπο πάντα δίνεται συγκεκριμένη τάση στην μηχανή για μία συγκεκριμένη θέση του δρομέα μέσω της SPWM διαμόρφωσης.



Σχήμα 4.5 – Διάγραμμα μοντέλου αυτοελέγχου τάσης

Επιπρόσθετα, η μονάδα καθυστέρησης που έχει εισαχθεί, μας επιτρέπει να μετατοπίζουμε την τάση τροφοδοσίας σε σχέση με την αντι-ΗΕΔ της μηχανής. Έτσι, μπορούμε να ελέγξουμε την ενεργό και άεργο κατάσταση της μηχανής και να προσεγγίσουμε την κατάσταση μέγιστης ροπής ανά αμπέρ. Στο Σχήμα 4.6 φαίνονται οι τάσεις όταν διαφέρουν $\text{angle_offset}=90^\circ$, όπου έχουμε μεγιστοποίηση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής.



Σχήμα 4.6 – Τάση τροφοδοσίας με 90° διαφορά φάσης σε σχέση με την EMF της μηχανής

Παρόλο που η τεχνική ελέγχου προσδίδει στο σύστημα οδήγησης την απαιτούμενη ευστάθεια, πρέπει να τονίσουμε ότι αποκρίνεται υποβέλτιστα στα μεταβατικά, καθώς αγνοεί την σύζευξη των εξισώσεων που διέπουν την μηχανή και δεν ελέγχει άμεσα την ταχύτητα του δρομέα.

Μέθοδοι ελέγχου ταχύτητας-ροπής κλειστού βρόχου

Οι ελεγκτές ταχύτητας ροπής μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε γραμμικούς και μη. Οι γραμμικοί ελεγκτές ροπής λειτουργούν σε συνδυασμό με τεχνικές διαμόρφωσης PWM. Αρχικά, υπολογίζουν το μέσο απαιτούμενο διάνυσμα τάσης σε μία περίοδο. Το διάνυσμα συντίθεται από μία PWM τεχνική, η οποία τις περισσότερες φορές είναι η SVM. Έτσι, σε αντίθεση με τις μη-γραμμικές στρατηγικές ελέγχου, στην περίπτωση των γραμμικών τεχνικών, οι γραμμικοί (proportional integral, PI) ελεγκτές λειτουργούν σε τιμές υπολογισμένες κατά μέσο όρο σε μία περίοδο δειγματοληψίας. Έτσι, η συχνότητα δειγματοληψίας είναι μειωμένη από περίπου 40kHz στην περίπτωση των μη-γραμμικών ελεγκτών, σε 2-5kHz στους γραμμικούς. Στην συνέχεια, αναλύονται οι βασικότεροι γραμμικοί και μη, ελεγκτές ροπής.

4.4 Διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου(Field Oriented Vector Control-FOC)

Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου [4] αναπτύχθηκε, έτσι ώστε οι μηχανές εναλλασσομένου ρεύματος να μπορούν να ελεγχθούν με τρόπο παρόμοιο με αυτό των

μηχανών σταθερού ρεύματος. Στις μηχανές συνεχούς ρεύματος το ρεύμα του στάτη ελέγχει την μαγνητική ροή (ρεύμα διέγερσης) και επομένως την διέγερση της μηχανής, ενώ το ρεύμα του δρομέα ελέγχει την ηλεκτρομαγνητική ροπή (ρεύμα ροπής), δηλαδή την φόρτιση της μηχανής. Όπως γίνεται κατανοητό, υπάρχει μια αποσύζευξη του μαγνητικού με του ηλεκτρικού μέρους. Στις μηχανές εναλλασσομένου ρεύματος, ωστόσο, το ρεύμα στάτη επηρεάζει τόσο την διέγερση, όσο και την ηλεκτρομηχανική ροπή. Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου προσπαθεί να επιτύχει την παραπάνω αποσύζευξη, χρησιμοποιώντας τους μετασχηματισμούς Clarke και Park, και μετατρέποντας τα τριφασικά ρεύματα (Iabc) του στάτη σε διφασικά, κινούμενα με την σύγχρονη ταχύτητα (Idq).

Από την ανάλυση του δυναμικού μοντέλου της σύγχρονης μηχανής έχουμε ότι :

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (4.5)$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (4.6)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + \Lambda_{mf} \quad (4.7)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e \quad (4.8)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (4.9)$$

Παρατηρούμε ότι, για να μεγιστοποιήσουμε την ροπή ανά αμπέρ, αρκεί να απαιτήσουμε $i_{ds}^e = 0$. Τότε, η διέγερση της μηχανής οφείλεται αποκλειστικά στην μαγνητική ροή των μαγνητών του δρομέα και η ηλεκτρομηχανική ροπή είναι :

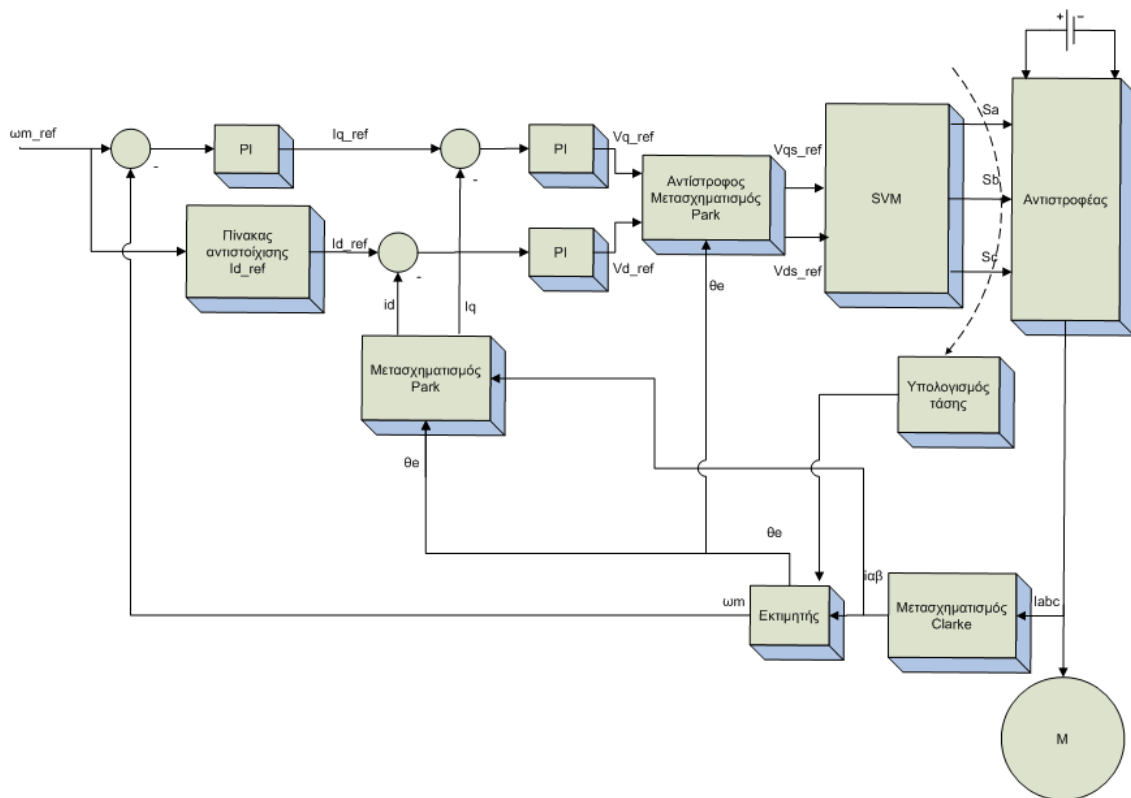
$$T_e = \frac{3P}{2} \Lambda_{mf} i_{qs}^e \quad (4.10)$$

Οπότε, η ροπή ελέγχεται έμμεσα από το ρεύμα i_{qs}^e .

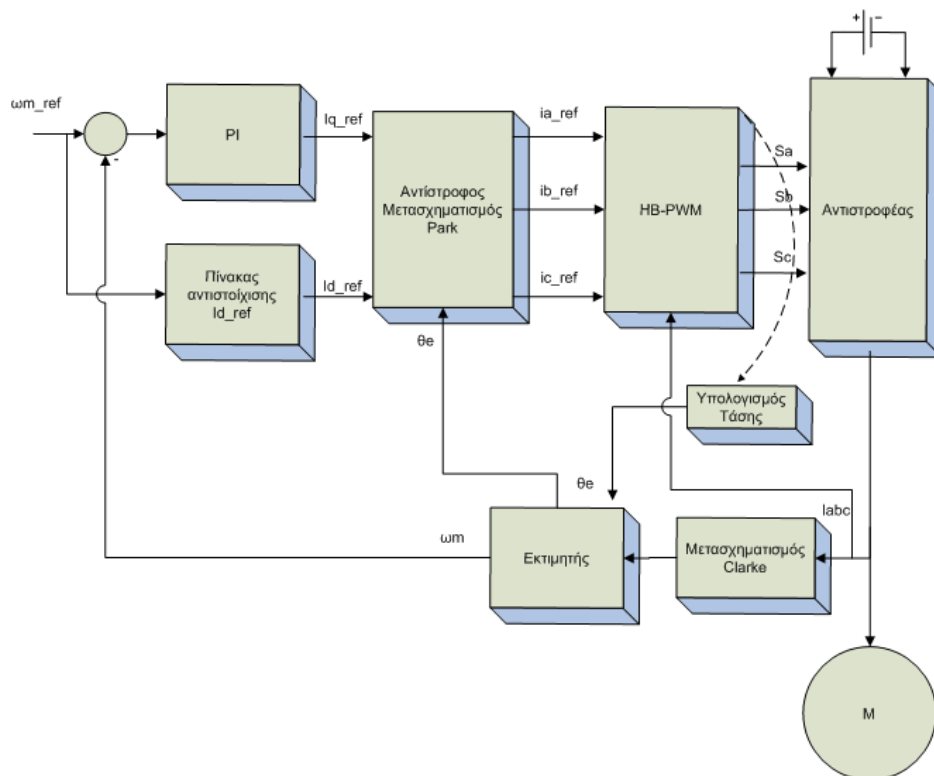
Από τα παραπάνω γίνεται κατανοητό ότι, πλέον, ο έλεγχος της μηχανής γίνεται όμοιος με μιας ισοδύναμης μηχανής DC, ξένης διέγερσης και δύναται να υλοποιηθεί με έλεγχο ρεύματος με γραμμικούς PI ελεγκτές.

Για την υλοποίηση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου χρησιμοποιούνται, συνήθως, δύο προσεγγίσεις, αναλόγως με την μέθοδο διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται. Καλύτερες επιδόσεις επιτυγχάνει το μοντέλο που χρησιμοποιεί διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7, όπου έχουμε τρεις PI ελεγκτές για την ταχύτητα, το ρεύμα εγκάρσιου (i_{qs}^e) και ορθού (i_{ds}^e) άξονα. Η έξοδος του ελεγκτή της ταχύτητας αποτελεί την αναφορά του ρεύματος εγκάρσιου άξονα και η ταχύτητα αναφοράς καθορίζει αν το ρεύμα ορθού άξονα θα διατηρηθεί στο μηδέν για λειτουργία μέγιστης ροπής ανά αμπέρ, ή θα λάβει αρνητικές τιμές για λειτουργία εξασθένησης πεδίου. Ακόμη οι έξοδοι των ελεγκτών των ρευμάτων, τροφοδοτούν το διαμορφωτή διανύσματος χώρου.

Στην δεύτερη περίπτωση, μπορεί να γίνει χρήση της μεθόδου ζώνης υστέρησης που ταυτόχρονα ελέγχει τα πραγματικά ρεύματα, έτσι ώστε να ακολουθούν τις αναφορές, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 4.8. Με αυτό τον τρόπο, το διάγραμμα απλοποιείται καθώς οι PI ελεγκτές του ρεύματος δεν χρειάζονται, παρά μόνο αυτός της ταχύτητας.



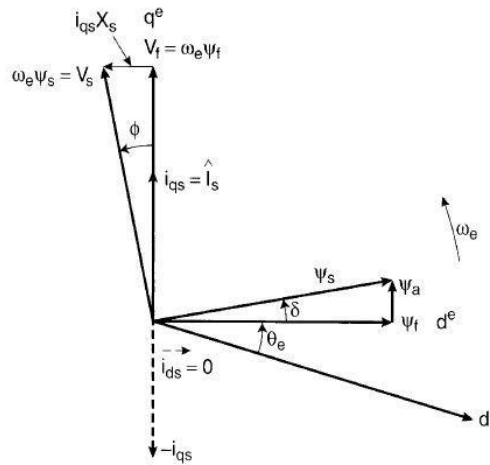
Σχήμα 4.7 – Διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου με SVM διαμόρφωση τάσης



Σχήμα 4.8 – Διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου με διαμόρφωση υστέρησης ρεύματος

Παρόλα τα μειονεκτήματα της διαμόρφωσης υστέρησης που ήδη έχουν ειπωθεί, θα πρέπει να τονίσουμε ότι η δεύτερη προσέγγιση απαιτεί μικρότερη υπολογιστική ισχύ, και

συνίσταται σε εφαρμογές όπου η ανάλυση του αισθητήρα της μηχανικής γωνίας είναι χαμηλή, έτσι ώστε να μην πολλαπλασιάζονται τα σφάλματα (λόγω μετασχηματισμών του Park) που θα οδηγούσαν σε λανθασμένη λειτουργία του ελέγχου.



Σχήμα 4.9 – Διανυσματικό διάγραμμα της λειτουργίας του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου [5]

4.5 Άμεσος έλεγχος ροπής (Direct Torque Control- DTC)

Πριν αναλύσουμε τις μεθοδολογίες άμεσου ελέγχου ροπής, κρίνεται σκόπιμη η εξαγωγή της σχέσης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε σχέση με την μαγνητική ροή του στάτη και του δρομέα [29].

Στο Σχήμα 4.10, φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών καθώς και το ισοδύναμο κατά Thevenin κύκλωμα της. Το ρεύμα που ρέει για λειτουργία κινητήρα τότε είναι:

$$I_s = \frac{V < 0 - E_f < \delta}{R_s + jX_s} = \frac{V < 0 - E_f < \delta}{|Z_s| < \varphi} \quad (4.11)$$

Όπου: $|Z_s| = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$ και $\varphi = \tan^{-1} \frac{X_s}{R_s}$

Θεωρώντας ότι ο δρομέας της μηχανής στρέφεται με υψηλή ταχύτητα, τότε η αντίδραση X_s αποκτά κυρίαρχο ρόλο σε σχέση με την R_s , που στην συγκεκριμένη περίπτωση μπορούμε να την απαλείψουμε. Επομένως έχουμε:

$$I_s = \frac{V < -\pi/2}{X_s} - \frac{E_f < \delta - \pi/2}{X_s} \quad (4.12)$$

Τότε το πραγματικό μέρος του ρεύματος στάτη είναι:

$$Re[I_s] = I_s \cos \varphi = -\frac{E_f}{X_s} \sin \delta \quad (4.13)$$

Η ενεργός ισχύς είναι:

$$P_i = -3 \frac{V E_f}{X_s} \sin \delta \quad (4.14)$$

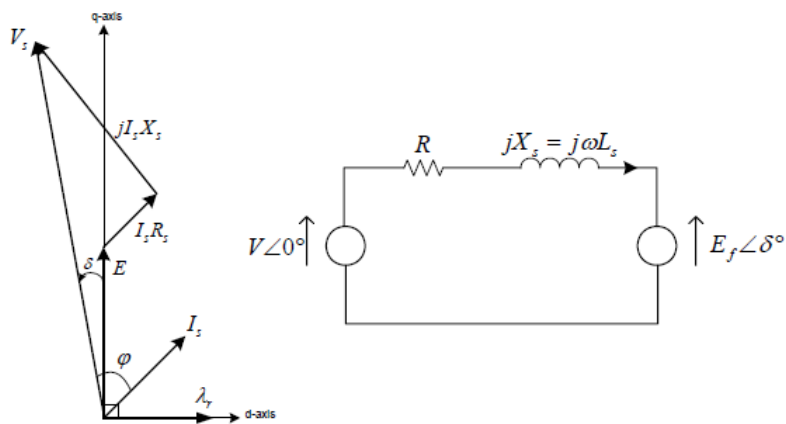
Και η ηλεκτρομαγνητική ροπή:

$$T_e = \frac{P P_i}{2 \omega_e} = 3 \frac{P |V| |E_f|}{2 \omega_e X_s} \sin \delta = 3 \frac{P |\lambda_s| |\lambda_r|}{2 L_s} \sin \delta \quad (4.15)$$

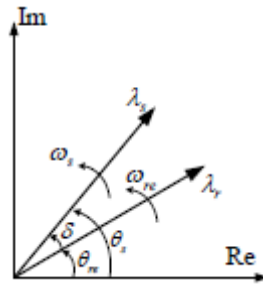
Όπου δ , είναι η γωνία ροπής μεταξύ των διανυσμάτων ροής στάτη και δρομέα. Αν η μαγνητική ροή του δρομέα διατηρείται σταθερή και η μαγνητική ροή του στάτη αλλάξει στοιχειωδώς μέσω της τάσης τροφοδοσίας, τότε η μικρή μεταβολή στην ροπή είναι:

$$\Delta T_e = 3 \frac{P |\lambda_s + \Delta \lambda_s| |\lambda_r|}{2 L_s} \sin \Delta \delta \quad (4.16)$$

Αν η αντίσταση του στάτη θεωρηθεί αμελητέα, τότε η μεταβολή του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη εξαρτάται μόνο από το χωρικό διάνυσμα τάσης που τροφοδοτεί την μηχανή. Η μεταβολή αυτή, όπως ήδη ειπώθηκε, επηρεάζει την ηλεκτρομαγνητική ροπή.



Σχήμα 4.10 – Διανυσματικό διάγραμμα και ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin [29]



Σχήμα 4.11 Χωρικά διανύσματα μαγνητικής ροής στάτη και δρομέα (η ροή δρομέα ακολουθεί αυτή του στάτη) [29]

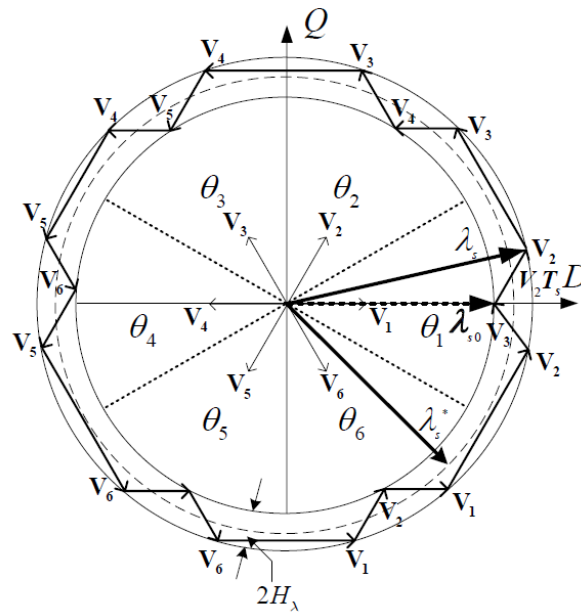
Η μαγνητική ροή του στάτη δίνεται από:

$$\lambda_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (4.17)$$

Κατά την διάρκεια μιας περιόδου δειγματοληψίας ή διακοπτικής κατάστασης, ένα από τα 8 χωρικά διανύσματα τάσης εφαρμόζεται, οπότε η σχέση μπορεί να γραφεί ως:

$$\lambda_s = V_s t - R_s \int i_s dt + \lambda_{s0} \quad (4.18)$$

Όπου λ_{s0} , είναι η αρχική μαγνητική ροή πριν την εφαρμογή του διανύσματος V_s . Τότε, το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη θα μεταβληθεί προς την κατεύθυνση του χωρικού διανύσματος τάσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12.

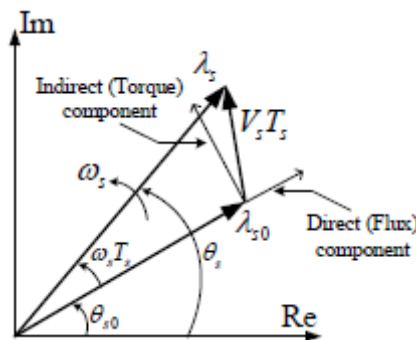


Σχήμα 4.12 – Μεταβολή του χωρικού διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη από τα διανύσματα τάσης

Επομένως έχουμε

$$\Delta\lambda_s = V_s \Delta t \tag{4.19}$$

Ο στόχος του άμεσου ελέγχου ροπής είναι να διατηρεί το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη σε ένα προκαθορισμένο εύρος, τροφοδοτώντας το στάτη με ένα συγκεκριμένο χωρικό διάνυσμα τάσης. Ταυτόχρονα, όμως, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη η ροπή αναφοράς, που καθορίζει το πόσο πρέπει να μεταβληθεί η γωνία ροπής δ . Έτσι, ενώ γενικά για την επίτευξη κάθε στόχου ξεχωριστά μπορούν να χρησιμοποιηθούν δύο διανύσματα τάσης, εντέλει για την ταυτόχρονη επίτευξή τους απαιτείται η εφαρμογή μόνο ενός διανύσματος τάσης.



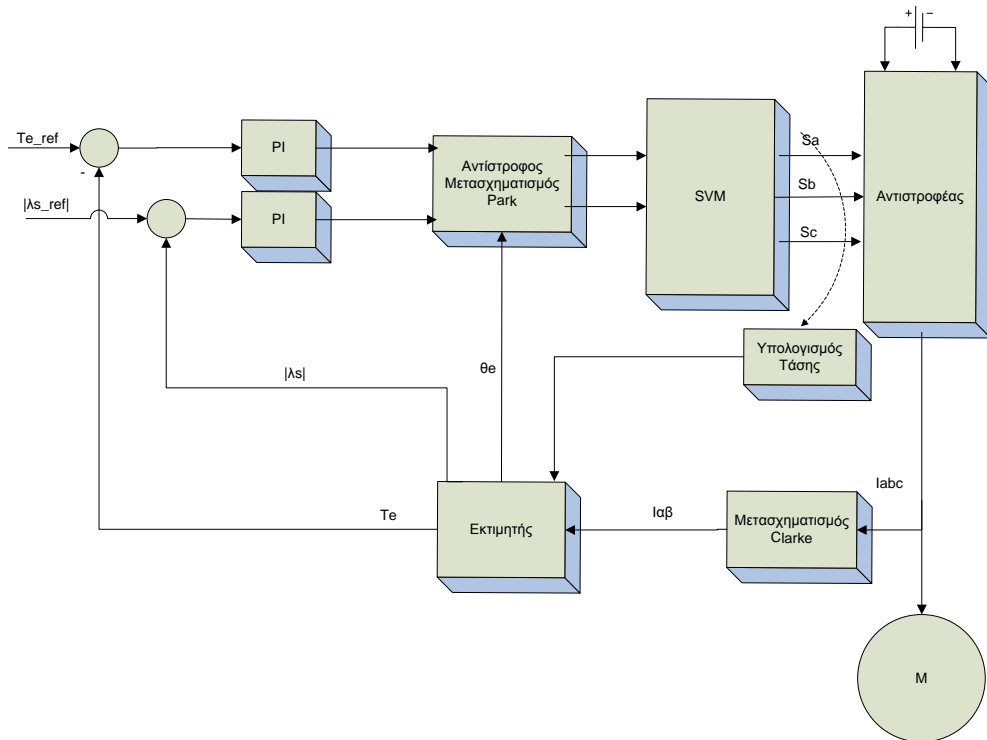
Σχήμα 4.13 – Άμεση και έμμεση συνιστώσα της μαγνητικής ροής του στάτη [29]

4.5.1 Άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωση τάσης

Το διάγραμμα της μεθόδου παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.14 . Η μέθοδος προσπαθεί να αξιοποιήσει τις παρατηρήσεις της προηγούμενης παραγράφου, οπότε η έξοδος των PI της

ροπής και της μαγνητικής ροής του στάτη αποτελούν τις εντολές τάσης $V_{q_ref}^e$ και $V_{d_ref}^e$ αντίστοιχα. Οι τελευταίες μετασχηματίζονται σε σταθερό πλαίσιο ως V_{α_ref} και V_{β_ref} , τροφοδοτώντας τον διαμορφωτή SVM. Στη μέθοδο DTC-SVM, η ροπή και το πεδίο ελέγχονται απευθείας μέσω κλειστών βρόχων επομένως, μία ακριβής εκτίμηση της ροπής και του πεδίου του κινητήρα είναι απαραίτητη.

Ο συγκεκριμένος έλεγχος, σε αντίθεση με τον έλεγχο DTC με υστέρηση, λειτουργεί με σταθερή διακοπτική συχνότητα. Η τελευταία ιδιότητα βελτιώνει τις επιδόσεις του συστήματος οδήγησης, μειώνοντας τις ταλαντώσεις ροπής και πεδίου, προσφέροντας αξιόπιστη εκκίνηση και λειτουργία σε χαμηλές στροφές.



Σχήμα 4.14 – Διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροπής με SVM διαμόρφωση τάσης

4.5.2 Άμεσος έλεγχος ροπής με τεχνική διαμόρφωσης πεδίου μέσω διανυσμάτων χώρου

Το διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροπής με τεχνική διαμόρφωσης πεδίου μέσω διανυσμάτων χώρου (SVM) [27] παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.15.

Το σφάλμα μεταξύ της ροπής αναφοράς και της εκτιμώμενης ροπής, μπορεί να εκφραστεί με την βοήθεια της σχέσης ως εξής:

$$eT_e = T_{e_ref} - T_e = \frac{3P}{2} \left[\frac{|\lambda_{s_ref}| |\Lambda_{mf}| \sin(\delta + \Delta\delta)}{L_s} - \frac{|\lambda_s| |\Lambda_{mf}| \sin(\delta)}{L_s} \right] \quad (4.20)$$

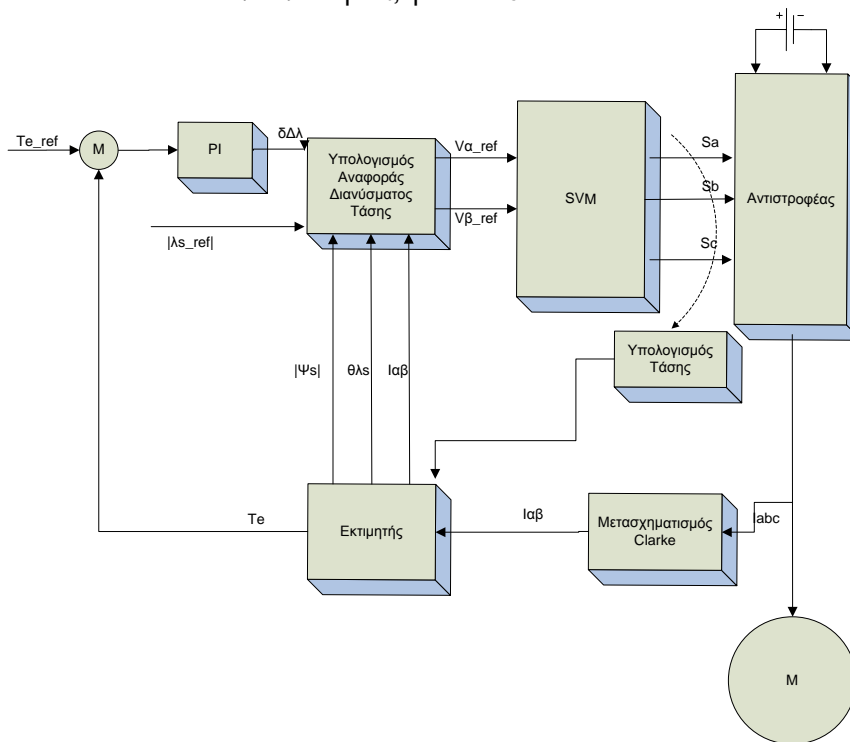
Από την εξίσωση φαίνεται ότι, η σχέση μεταξύ του σφάλματος της ροπής και της μικρής μεταβολής στην γωνία ροπής $\Delta\delta$ είναι μη γραμμική. Για αυτό χρησιμοποιούμε έναν PI ελεγκτή, ο οποίος παράγει την μικρή μεταβολή που απαιτείται, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα.

Με βάση την απαιτούμενη μεταβολή στην γωνία ροπής $\Delta\delta_{ref}$ (έξοδος του PI ελεγκτή), καθώς και το πλάτος της αναφοράς της μαγνητικής ροής του στάτη $|\lambda_{s_ref}|$, υπολογίζονται οι τάσεις V_{α_ref} και V_{β_ref} σε στατό πλαίσιο αναφοράς. Για τον υπολογισμό χρησιμοποιείται το διάνυσμα της πραγματικής μαγνητικής ροής του στάτη, καθώς και το ρεύμα του στάτη. Οι τάσεις V_{α_ref} και V_{β_ref} τροφοδοτούν τον SVM διαμορφωτή.

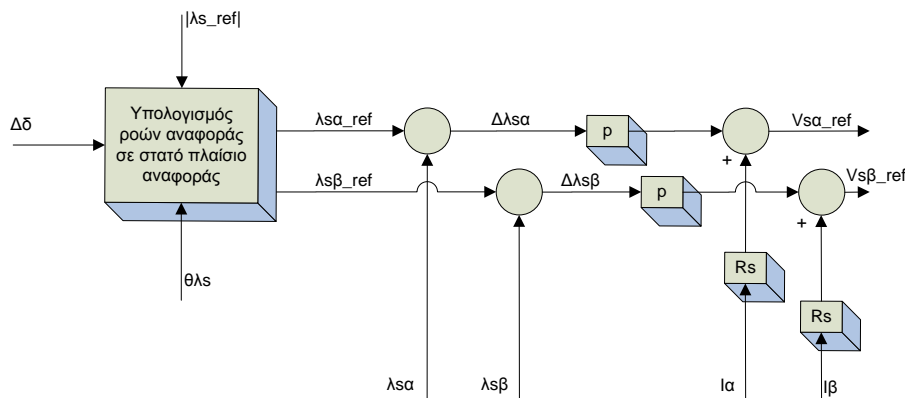
Με βάση την έξοδο του PI, $\Delta\delta$, το πλάτος της αναφοράς της μαγνητικής ροής του στάτη $|\lambda_{s_ref}|$ και τη γωνία του διανύσματος της ροής θ_{λ_s} , οι αναφορές της ροής του στάτη σε στατό πλαίσιο τότε είναι:

$$\lambda_{s\alpha_ref} = |\lambda_{s_ref}| \cos(\theta_{\lambda_s} + \Delta\delta) \tag{4.21}$$

$$\lambda_{s\beta_ref} = |\lambda_{s_ref}| \sin(\theta_{\lambda_s} + \Delta\delta) \tag{4.22}$$



Σχήμα 4.15 – Διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροπής με SVM διαμόρφωση πεδίου



Σχήμα 4.16 – Διάγραμμα παραγωγής τάσεων αναφοράς σε στατό πλαίσιο για τον διαμορφωτή διανύσματος χώρου

Πρέπει να τονίσουμε ότι, σε λειτουργία σταθερής ροής, η αναφορά της μαγνητικής ροής του στάτη $|\lambda_{s_ref}|$ ισούται με την μαγνητική ροή των μονίμων μαγνητών Λ_{mf} .

Οι αναφορές της ροής συγκρίνονται με τις πραγματικές-εκτιμώμενες τιμές:

$$\lambda_{s\alpha} = |\lambda_s| \cos \theta_{\lambda_s} \quad (4.23)$$

$$\lambda_{s\beta} = |\lambda_s| \sin \theta_{\lambda_s} \quad (4.24)$$

Τέλος, η εντολή των τάσεων V_{α_ref} και V_{β_ref} υπολογίζονται ως εξής:

$$V_{\alpha_ref} = \frac{\Delta\lambda_{s\alpha}}{T_s} + R_s I_{s\alpha} \quad (4.25)$$

$$V_{\beta_ref} = \frac{\Delta\lambda_{s\beta}}{T_s} + R_s I_{s\beta} \quad (4.26)$$

Όπου T_s , είναι ο χρόνος δειγματοληψίας, $\Delta\lambda_{s\alpha} = \lambda_{s\alpha_ref} - \lambda_{s\alpha}$, $\Delta\lambda_{s\beta} = \lambda_{s\beta_ref} - \lambda_{s\beta}$

4.5.3 Άμεσος έλεγχος ροπής, με χρήση πίνακα επιλογής διανυσμάτων κατάστασης(DTC-ST)

Το διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής φαίνεται στο Σχήμα 4.17.

Η εντολή της μαγνητικής ροής του στάτη $|\lambda_{s_ref}|$ και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_{e_ref} , συγκρίνονται με τις πραγματικές-εκτιμώμενες τιμές της ροής και ροπής και τροφοδοτούνται σε κβαντιστές όπως αναλύεται στο [12]. Οι κβαντιστές, στην πράξη, αποτελούνται από συγκριτές υστέρησης δύο και τριών επιπέδων αντίστοιχα.

Για τον κβαντιστή της ροής έχουμε:

$$d_\lambda = 1, \text{για } E_\lambda > +HB_\lambda \quad (4.27)$$

$$d_\lambda = -1, \text{για } E_\lambda < -HB_\lambda \quad (4.28)$$

Όπου $2HB_\lambda$, είναι το εύρος ζώνης υστέρησης του ελεγκτή της μαγνητικής ροής.

Για τον κβαντιστή της ροπής έχουμε:

$$d_{T_e} = 1, \text{για } E_{T_e} > +HB_{T_e} \quad (4.29)$$

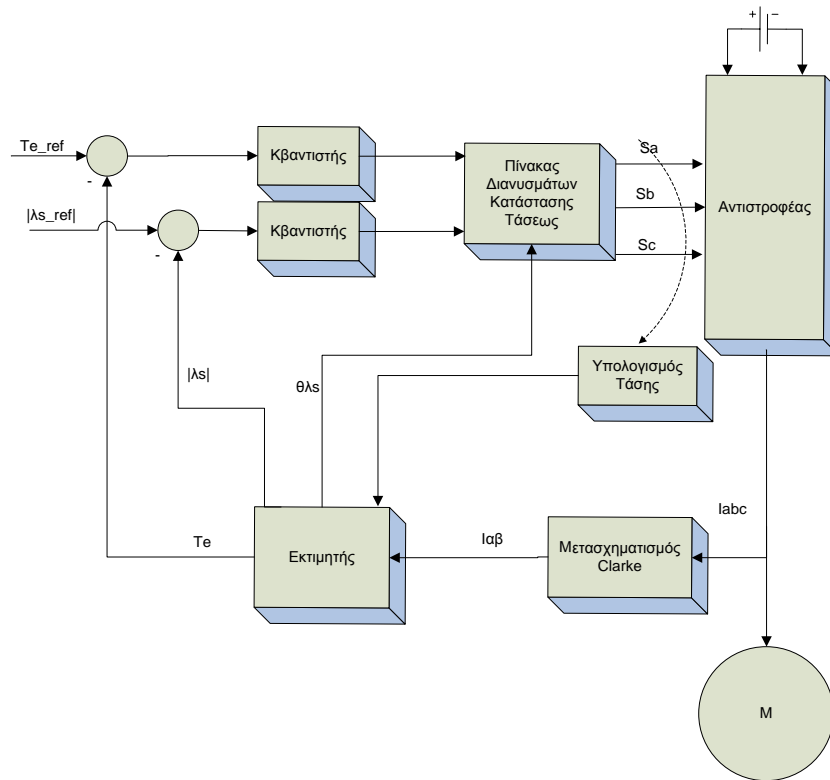
$$d_{T_e} = -1, \text{για } E_{T_e} < -HB_{T_e} \quad (4.30)$$

$$d_{T_e} = 0, \text{για } -HB_{T_e} < E_{T_e} < +HB_{T_e} \quad (4.31)$$

Όπου $2HB_{T_e}$, είναι το εύρος ζώνης υστέρησης του ελεγκτή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής.

Οι ψηφιακές τιμές εξόδου των ελεγκτών υστέρησης και ροπής, μαζί με την γωνία της μαγνητικής ροής του στάτη, δημιουργούν μια ψηφιακή λέξη, η οποία επιλέγει το κατάλληλο διάνυσμα χώρου από ένα πίνακα διανυσμάτων κατάστασης. Τα διανύσματα κατάστασης είναι στον Πίνακα 4.1α.

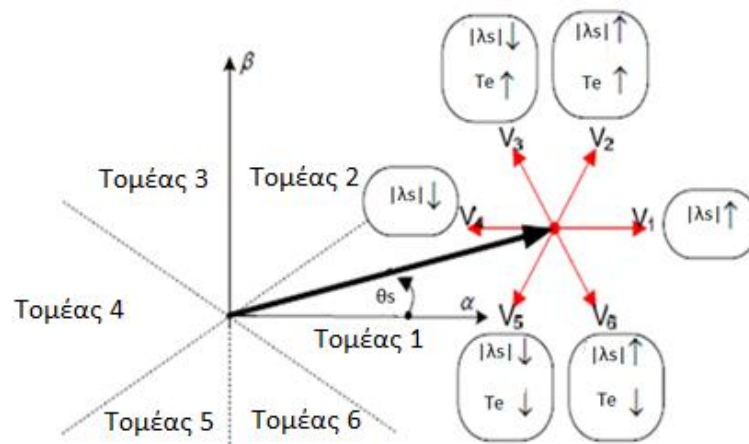
Ο Πίνακας 4.1α χρησιμοποιείται, όταν έχουμε κβαντιστή ροπής τριών επιπέδων, ενώ οι Πίνακες 4.1β και 4.1γ, όταν έχουμε κβαντιστή ροπής δύο επιπέδων. Επιπρόσθετα, παρατηρούμε ότι ο Πίνακας 4.1β χρησιμοποιεί όλα τα χωρικά διανύσματα τάσης του αντιστροφέα, ενώ ο Πίνακας 4.1γ χρησιμοποιεί μόνο τα ενεργά (μη μηδενικά).



Σχήμα 4.17 – Διάγραμμα άμεσου ελέγχου ροπής με χρήση πίνακα διανυσμάτων κατάστασης

Παρόλα αυτά θα πρέπει να τονίσουμε, όπως αναλύεται και στο [12], ότι στον έλεγχο σύγχρονων μηχανών με κβαντιστή ροπής δύο επιπέδων δεν προτιμάται η χρήση μη μηδενικών διανυσμάτων τάσης, διότι τότε, η μαγνητική ροή του στάτη μεταβάλλεται λόγω της περιστροφής των μαγνητών του δρομέα. Αντίθετα στην μηχανή επαγωγής, τα μηδενικά διανύσματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν, εφόσον τότε δεν μεταβάλλεται η μαγνητική ροή του στάτη μένοντας στάσιμη. Με άλλα λόγια, η μαγνητική ροή του στάτη στις σύγχρονες μηχανές θα πρέπει να είναι συνέχεια σε κίνηση, σε σχέση με την μαγνητική ροή του δρομέα.

Τέλος το Σχήμα 4.18 εξηγεί την επίδραση στην ροή και την ροπή κάθε διανύσματος τάσης στον τομέα 1.



Σχήμα 4.18 – Επίδραση των διανυσμάτων τάσης στην ηλεκτρομαγνητική ροπή και την ροή του στάτη [27]

Πίνακας 4.1 α) Για χρήση κβαντιστή ροπής τριών επιπέδων, β) Για χρήση κβαντιστή ροπής δύο επιπέδων με χρήση μηδενικών διανυσμάτων τάσης, γ) Για χρήση κβαντιστή ροπής δύο επιπέδων με χρήση μη μηδενικών διανυσμάτων τάσης

d_λ	d_{Te}	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

α)

d_λ	d_{Te}	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

β)

d_λ	d_{Te}	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

γ)

Εκτιμητής:

Ο εκτιμητής που χρησιμοποιείται σε όλες τις μεθόδους άμεσου ελέγχου ροπής, χρησιμοποιεί τα ρεύματα της μηχανής, καθώς και τις τάσεις εξόδου του αντιστροφέα. Με τα δεδομένα αυτά υπολογίζει την ηλεκτρομαγνητική ροπή, καθώς και το πλάτος και την γωνία της μαγνητικής ροής του στάτη.

Βήμα 1^ο: Μετασχηματισμός Clarke, τάσεως και ρεύματος σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς:

$$V_q^s = V_a \quad (4.32)$$

$$V_d^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}V_b + \frac{1}{\sqrt{3}}V_c \quad (4.33)$$

$$I_q^s = I_a \quad (4.34)$$

$$I_d^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}I_b + \frac{1}{\sqrt{3}}I_c \quad (4.35)$$

Βήμα 2^ο: Υπολογισμός πλάτους και γωνίας μαγνητικής ροής στάτη:

$$\lambda_{sd}^s = \int (V_d^s - R_s I_d^s) dt \quad (4.36)$$

$$\lambda_{sq}^s = \int (V_q^s - R_s I_q^s) dt \quad (4.37)$$

Οπότε έχουμε ότι:

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{sq}^s + \lambda_{sd}^s} \quad (4.38)$$

Και γωνία:

$$\theta_{\lambda_s} = \arctan \frac{-\lambda_{sd}^s}{\lambda_{sq}^s} \quad (4.39)$$

Βήμα 3^ο : Υπολογισμός ηλεκτρομαγνητικής ροπής:

$$T_e = I_q^s * \lambda_{sd}^s - I_d^s * \lambda_{sq}^s \quad (4.40)$$

4.6 Τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου (Predictive Current Controller - PCC)

Οι τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου [13], οι οποίες έχουν επιδείξει εξαιρετικές επιδόσεις, έχουν ως κύριο στόχο τον στιγμιαίο έλεγχο των ρευμάτων του στάτη της μηχανής με μεγάλη ακρίβεια, σε διακριτά βήματα (ανά χρόνο δειγματοληψίας), που είναι όσο το δυνατόν μικρότερα. Μπορούν να παρέχουν βέλτιστες δυναμικές αποκρίσεις, χαμηλή παραμόρφωση ρεύματος, εξασφαλίζοντας χαμηλή κυμάτωση της ροπής και της ταχύτητας. Τέλος, οι τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου λειτουργούν σε διακριτά βήματα και μπορούν εύκολα να υλοποιηθούν σε μικροελεγκτή.

Οι τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις κατηγορίες, όπως θα αναλυθούν παρακάτω, προηγουμένως όμως, θα γίνει διακριτοποίηση των εξισώσεων της σύγχρονης μηχανής:

Διακριτοποίηση του συστήματος:

Από τις εξισώσεις (2.35)-(2.38) έχουμε ότι:

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e L_s i_{qs}^e$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e L_s i_{ds}^e + \omega_e \Lambda_{mf}$$

Οπότε χρησιμοποιώντας την μέθοδο παραγώγου και θεωρώντας την ταχύτητα σταθερή ανά δειγματοληψία, έχουμε το διακριτό σύστημα:

$$v_{ds}^e(k) = r_s i_{ds}^e(k) + L_s \frac{i_{ds}^e(k+1) - i_{ds}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_{qs}^e(k) \quad (4.41)$$

$$v_{qs}^e(k) = r_s i_{qs}^e(k) + L_s \frac{i_{qs}^e(k+1) - i_{qs}^e(k)}{T_s} + \omega_e L_s i_{ds}^e(k) + \omega_e \Lambda_{mf} \quad (4.42)$$

Συνεπώς, έχουμε:

$$i_{ds}^e(k+1) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{ds}^e(k) + \omega_e T_s i_{qs}^e(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{ds}^e(k) \quad (4.43)$$

$$i_{qs}^e(k+1) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{qs}^e(k) - \omega_e T_s i_{ds}^e(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{qs}^e(k) - \omega_e \frac{T_s}{L_s} \Lambda_{mf} \quad (4.44)$$

Και σε διάνυσμα μεταβλητών κατάστασης προκύπτει:

$$X(k+1) = AX(k) + B\{U(k) + E\} \quad (4.45)$$

Όπου:

$$X(k) = \begin{bmatrix} i_{ds}^e(k) \\ i_{qs}^e(k) \end{bmatrix}, U(k) = \begin{bmatrix} v_{ds}^e(k) \\ v_{qs}^e(k) \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{r_s}{L_s} T_s & \omega_e T_s \\ -\omega_e T_s & 1 - \frac{r_s}{L_s} T_s \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Lambda_{mf} \end{bmatrix}$$

4.6.1 Άμεσος προβλεπτικός έλεγχος (Direct Predictive Control-DPC)

Η πρώτη κατηγορία ελέγχου [18], προβλέπει την μελλοντική τιμή του ρεύματος της μηχανής για όλα τα πιθανά χωρικά διανύσματα τάσης που μπορεί να παράγει ο αντιστροφείας. Στην συνέχεια, επιλέγεται ο συνδυασμός του αντιστροφεία που ελαχιστοποιεί μια συνάρτηση κόστους. Για αυτό το λόγο, μόνο μία διακοπτική κατάσταση επιλέγεται να εφαρμοστεί στην μηχανή για την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Αυτή η προσέγγιση είναι άμεση, αφού η μεταβλητή ελέγχου είναι η διακοπτική κατάσταση του αντιστροφεία. Η τεχνική ελέγχου είναι γνωστή, ως άμεσος προβλεπτικός έλεγχος και βασίζεται στο μοντέλο της μηχανής (Finite Set Model Predictive Control - FSMPC).

Αξίζει να παρατηρήσουμε, ότι αυτή η τεχνική ελέγχου είναι αρκετά διαφορετική από τον άμεσο έλεγχο ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανυσμάτων κατάστασης. Το μόνο κοινό χαρακτηριστικό των δύο τεχνικών είναι ότι επιλέγουν ένα χωρικό διάνυσμα τάσης του αντιστροφεία ανά δειγματοληψία. Ο άμεσος έλεγχος ροπής δεν προβλέπει την μελλοντική τιμή των ρευμάτων. Επιπρόσθετα, στον άμεσο έλεγχο ροπής η διακοπτική συχνότητα είναι μεταβλητή, εφόσον καθορίζεται από τους βρόγχους υστέρησης. Ο έλεγχος διορθώνει το σφάλμα που έχει δημιουργηθεί. Αντίθετα, στον άμεσο προβλεπτικό έλεγχο επιλέγεται μια διακοπτική κατάσταση, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα που θα υπάρξει στην επόμενη δειγματοληψία, δηλαδή ο ελεγκτής δρα πριν το σφάλμα συμβεί.

Σε κάθε υπολογιστικό κύκλο τα ρεύματα του στάτη και η θέση, μετριοούνται, έτσι ώστε να υπολογιστεί το διάνυσμα X και οι πίνακες A, B και E . Για κάθε διακοπτική κατάσταση του αντιστροφεία ($i=0,1,\dots,7$), η μελλοντική τιμή του διανύσματος $X(k+1)$ υπολογίζεται, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (4.43) και (4.44). Για μια επιθυμητή τιμή του διανύσματος $X^\#$, ο αλγόριθμος επιλέγει τον συνδυασμό διακοπών που ελαχιστοποιεί μια συνάρτηση κόστους. Η συνάρτηση αυτή μπορεί να είναι η απόσταση μεταξύ του $X(k+1)$ και $X^\#$ και μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$|X_{select}(k+1) - X^\#| = \min_{0 \leq i \leq 7} |X_i(k+1) - X^\#| \quad (4.46)$$

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι το κλειδί για την αποτελεσματική λειτουργία του άμεσου προβλεπτικού ελέγχου, είναι ο καθορισμός της συνάρτησης κόστους που περιγράφει την επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος με την μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια. Μια συνάρτηση κόστους μπορεί να περιλαμβάνει πολλούς όρους, πολλαπλασιασμένους με ένα κατάλληλο βάρος ο κάθε ένας, ανάλογα με την επιθυμητή επίδρασή του στον έλεγχο. Οι πιο συνηθισμένοι όροι, είναι αυτοί που περιγράφουν μια μεταβλητή που ελέγχεται, ώστε να ακολουθεί μια τιμή αναφοράς. Οι όροι αυτοί

εκφράζονται ως το σφάλμα μεταξύ της τιμής αναφοράς και της προβλεφθείσας τιμής. Μερικά παραδείγματα συναρτήσεων κόστους είναι τα εξής:

$$g = |X^p - X^\#| \quad (4.47)$$

$$g = (X^p - X^\#)^2 \quad (4.48)$$

$$g = \left| \int_k^{k+1} (X^p(t) - X^\#(t)) dt \right| \quad (4.49)$$

Οι όροι που εκφράζονται με απόλυτες τιμές δεν διαφέρουν απ' αυτούς που εκφράζονται με τετραγωνικές τιμές, αν ελέγχεται μόνο μια μεταβλητή. Αν, όμως, οι συναρτήσεις περιλαμβάνουν δύο ή περισσότερους όρους, έχουν διαφορετική επίδραση, καθώς οι όροι που περιλαμβάνουν τετράγωνα εστιάζουν περισσότερο στα μικρά σφάλματα. Η συνάρτηση κόστους (4.49) λαμβάνει υπ' όψιν την τροχιά της μεταβλητής, καθ' όλη την διάρκεια του διαστήματος (t_k, t_{k+1}) και όχι μόνο την τιμή της την στιγμή t_{k+1} , με αποτέλεσμα να οδηγεί σε ακριβέστερο έλεγχο.

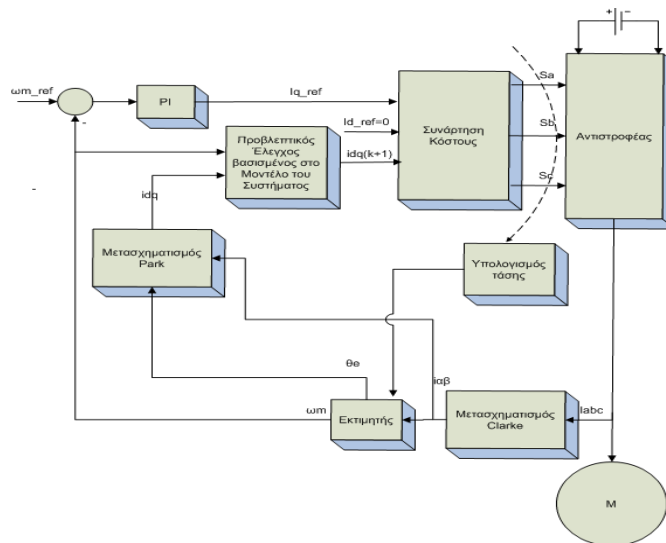
Ακόμη, όσον αφορά την συνάρτηση κόστους, μπορούν να εισαχθούν όροι για τον περιορισμό των διακοπτικών απωλειών, την ισοκατανομή των τάσεων των πυκνωτών στο dc bus, το αρμονικό περιεχόμενο, καθώς και την προστασία.

Τέλος, για τον έλεγχο των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών, συνήθως προτείνεται η παρακάτω συνάρτηση κόστους:

$$g = (i_{ds}^e(k+1))^2 + (i_{qs}^e(k+1) - i_{qs}^{ref})^2 + \hat{f}(i_{ds}^e(k+1), i_{qs}^e(k+1)) \quad (4.50)$$

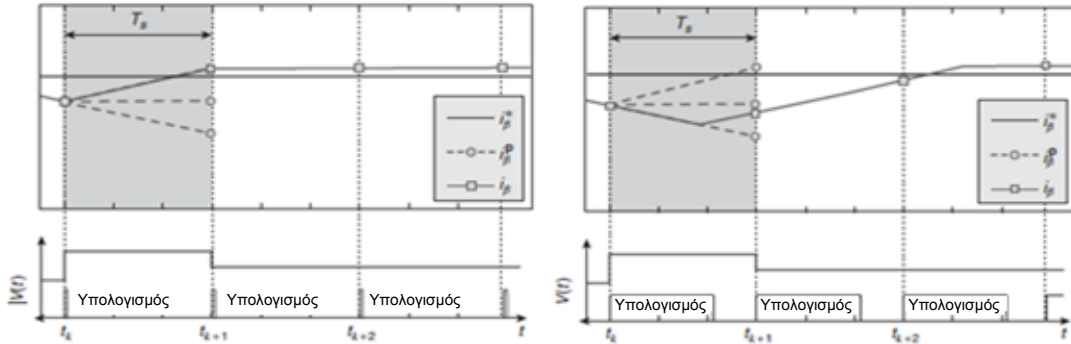
$$\text{Όπου: } \hat{f}(i_{ds}^e(k+1), i_{qs}^e(k+1)) = \begin{cases} \infty & \text{αν } i_{ds}^e > i_{max} \text{ ή } i_{qs}^e > i_{max} \\ 0 & \text{αν } i_{ds}^e \leq i_{max} \text{ ή } i_{qs}^e \leq i_{max} \end{cases}$$

Η επιλεγμένη διακοπτική κατάσταση που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους εφαρμόζεται για την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Το μπλοκ διάγραμμα του αλγορίθμου, φαίνεται στο Σχήματα 4.19.



Σχήμα 4.19 – Διάγραμμα άμεσου προβλεπτικού ελέγχου

Φυσικά, θα πρέπει να σχολιάσουμε ότι ο αλγόριθμος του ελέγχου απαιτεί σημαντικό όγκο υπολογισμών, σε σχέση με τις υπόλοιπες μεθόδους. Αυτό έχει ως κύρια συνέπεια μια καθυστέρηση εφαρμογής του βέλτιστου χωρικού διανύσματος, σε σχέση με την χρονική στιγμή που ολοκληρώνεται η δειγματοληψία. Στο Σχήμα 4.20, φαίνεται η λειτουργία με μηδενικό χρόνο υπολογισμού, καθώς και με χρόνο καθυστέρησης υπολογισμού, ώστε να γίνει κατανοητό το μειονέκτημα της υλοποίησης.



Σχήμα 4.20 – Λειτουργία του άμεσου προβλεπτικού ελέγχου χωρίς και με χρόνο υπολογισμού [6]

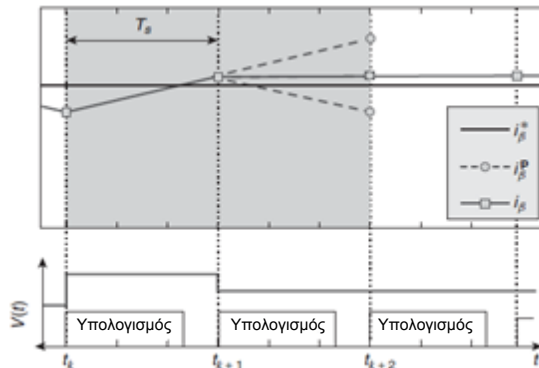
Εύκολα, όμως, μπορεί να παρακαμφθεί το τελευταίο, καθώς μπορεί να γίνει πρόβλεψη όχι για την επόμενη(k+1), αλλά για την μεθεπόμενη περίοδο δειγματοληψίας(k+2), χρησιμοποιώντας τις παρακάτω εξισώσεις:

$$i_{ds}^e(k+1) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{ds}^e(k) + \omega_e T_s i_{qs}^e(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{ds}^e(k) \quad (4.51)$$

$$i_{qs}^e(k+1) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{qs}^e(k) - \omega_e T_s i_{ds}^e(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{qs}^e(k) - \omega_e \frac{T_s}{L_s} \Lambda_{mf} \quad (4.52)$$

$$i_{ds}^e(k+2) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{ds}^e(k+1) + \omega_e T_s i_{qs}^e(k+1) + \frac{T_s}{L_s} v_{ds}^e(k+1) \quad (4.53)$$

$$i_{qs}^e(k+2) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{qs}^e(k+1) - \omega_e T_s i_{ds}^e(k+1) + \frac{T_s}{L_s} v_{qs}^e(k+1) - \omega_e \frac{T_s}{L_s} \Lambda_{mf} \quad (4.54)$$



Σχήμα 4.21 – Λειτουργία του άμεσου προβλεπτικού ελέγχου με 2^ο βήμα πρόβλεψης [6]

Με αυτό τον τρόπο, την χρονική στιγμή k, υπολογίζουμε ποιο χωρικό διάνυσμα τάσης θα εφαρμοστεί την χρονική στιγμή k+1, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί η συνάρτηση κόστους

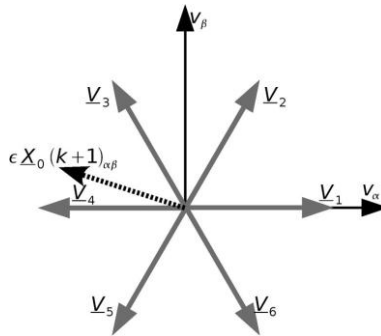
την χρονική στιγμή $k+2$. Σε αυτή την περίπτωση, αν η μεταβολή της αναφοράς που θέσαμε είναι αργή, όπως στην περίπτωση ελέγχου της σύγχρονης μηχανής, τότε μπορούμε να θεωρήσουμε την αναφορά μας σταθερή για τρεις περιόδους δειγματοληψίας, διαφορετικά θα πρέπει να γίνει πρόβλεψη της αναφοράς μας με πολυώνυμο Lagrange.

4.6.2 Άμεσος έλεγχος ρεύματος (Direct Current Control- DCC)

Μια δεύτερη κατηγορία προβλεπτικού ελέγχου [16] χρησιμοποιεί, διαδοχικά, δύο διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα κατά την διάρκεια ενός υπολογιστικού βήματος, εκ των οποίων το ένα είναι μηδενικό διάνυσμα τάσης.

Ο έλεγχος χρησιμοποιεί το ίδιο μοντέλο με το άμεσο προβλεπτικό έλεγχο, έτσι ώστε να προβλέψει το διάνυσμα κατάστασης $X_0(k+1)$, το οποίο προκύπτει αν χρησιμοποιηθεί ένα μηδενικό διάνυσμα τάσης. Στην συνέχεια, υπολογίζει το σφάλμα μεταξύ του παραπάνω διανύσματος και του επιθυμητού $\varepsilon X_0(k+1) = X^\# - X_0(k+1)$ (όπου $\varepsilon X_0 = [e_{d0} \ e_{q0}]^T$).

Το σφάλμα αυτό, έπειτα, μετασχηματίζεται στο στατό πλαίσιο αναφοράς. Το χωρικό διάνυσμα τάσης που ελαχιστοποιεί την γωνία μεταξύ του σφάλματος και του ιδίου διανύσματος, επιλέγεται. Η επιλογή του διανύσματος είναι σχετικά απλή, όταν χωρίσουμε το επίπεδο σε 6 τομείς όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.22.



Σχήμα 4.22 – Σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής κατάστασης και της κατάστασης για μηδενικό διάνυσμα τάσης [13]

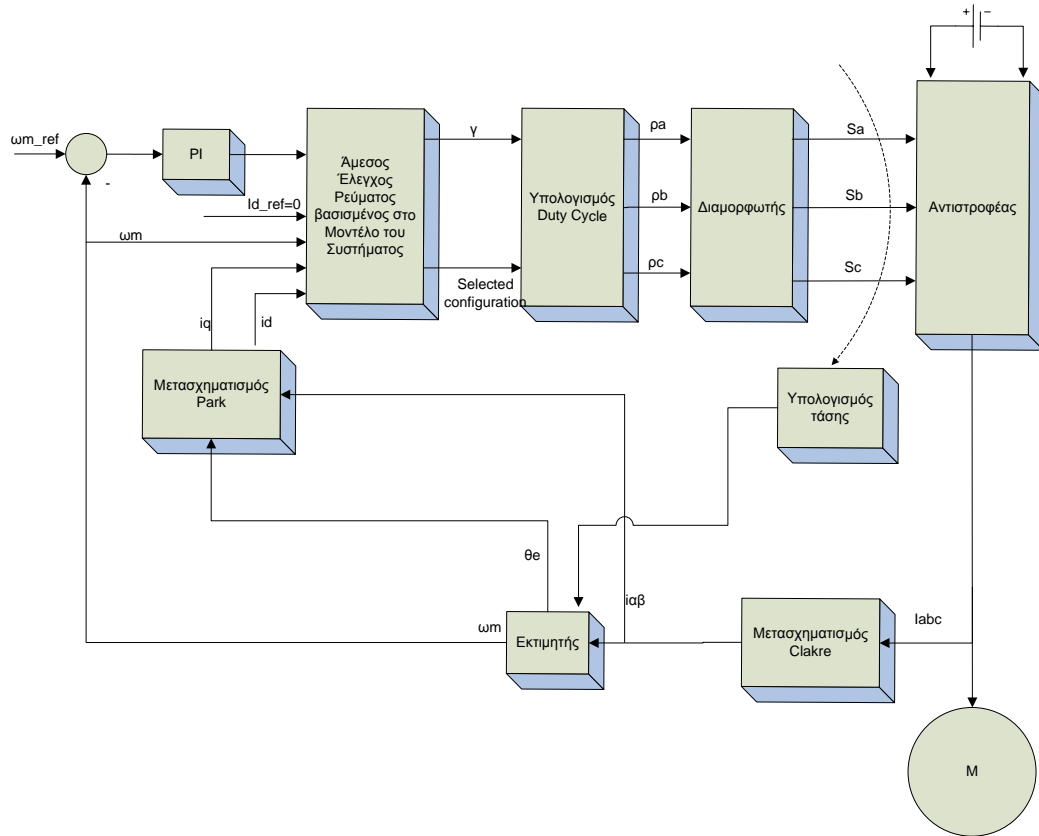
Το διάνυσμα κατάστασης για τον επιλεχθέντα διακοπτικό συνδυασμό υπολογίζεται με την εξίσωση (4.45). Αυτό το διάνυσμα κατάστασης, είναι αποτέλεσμα της εφαρμογής του επιλεχθέντος διακοπτικού συνδυασμού για όλο το διάστημα υπολογιστικής περιόδου.

Στην πραγματικότητα, όμως, το επιλεχθέν διάνυσμα εφαρμόζεται κατά την διάρκεια $\gamma \cdot T_s$ ($0 < \gamma < 1$). Τα μηδενικά διανύσματα τάσεως (που αφορούν την ελεύθερη απόκριση) εφαρμόζονται κατά την διάρκεια $(1-\gamma)T_s$. Το αποτέλεσμα του διανύσματος κατάστασης είναι ο γραμμικός συνδυασμός των $X_0(k+1)$ και $X_{select}(k+1)$.

Η μεταβλητή γ μπορεί να υπολογισθεί, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί η απόσταση μεταξύ του διανύσματος αναφοράς και του τελικού διανύσματος. Στο [16] προτείνεται ο υπολογισμός:

$$\gamma = \frac{9 L_s (e_{d0} k_d + e_{q0} k_q)}{4 V_{dc}} \quad (4.55)$$

Όπου: $(k_d^2 + k_q^2) = \frac{4}{9}$



Σχήμα 4.23 – Διάγραμμα άμεσου ελέγχου ρεύματος

4.6.3 PWM προβλεπτικός έλεγχος (Deadbeat Control)

Η τρίτη κατηγορία προβλεπτικού ελέγχου [15], χρησιμοποιεί το διακριτό μοντέλο της μηχανής για να εξάγει το διάνυσμα της τάσης που απαιτείται, έτσι ώστε το ρεύμα του στάτη να ακολουθήσει την αναφορά. Για την παραγωγή αυτού του διανύσματος, συνήθως χρησιμοποιείται SVM διαμορφωτής. Θα πρέπει να σχολιάσουμε, ότι ο PWM προβλεπτικός έλεγχος μοιάζει με τον κλασσικό έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου, παρ'όλα αυτά, χρησιμοποιεί το μοντέλο της μηχανής για να εξάγει το απαιτούμενο διάνυσμα τάσης και όχι γραμμικούς ελεγκτές (PI).

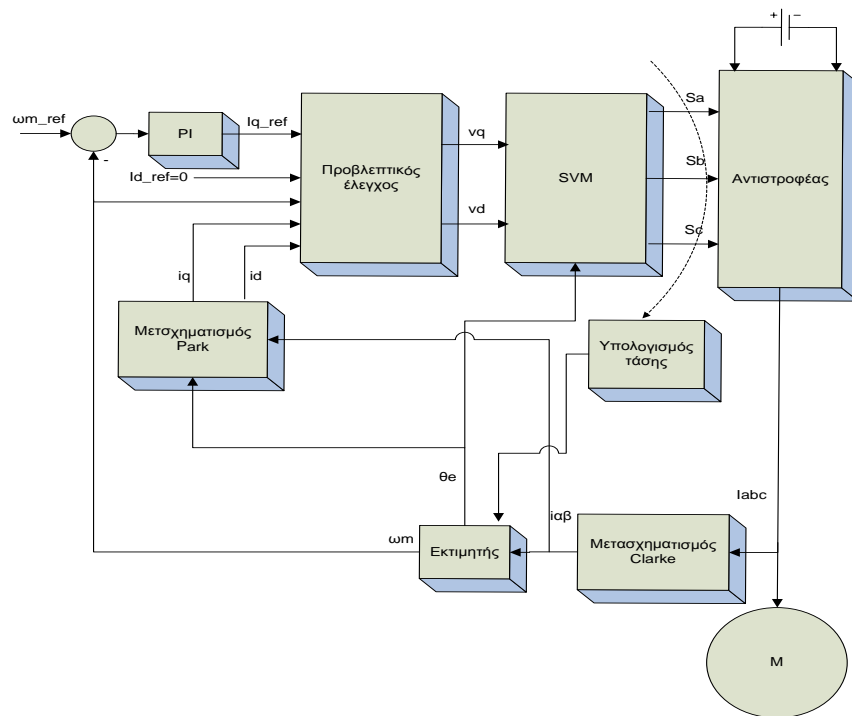
Για την εξαγωγή του διανύσματος τάσης, ο PWM προβλεπτικός έλεγχος χρησιμοποιεί το παρακάτω μοντέλο, στο οποίο θεωρούμε ότι η ταχύτητα ανά περίοδο δειγματοληψίας θεωρείται σταθερή.

$$v_{ds}^e(k) = r_s i_{ds}^e(k) + L_s \frac{i_{ds_ref}^e - i_{ds}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s i_{qs}^e(k) \quad (4.56)$$

$$v_{qs}^e(k) = r_s i_{qs}^e(k) + L_s \frac{i_{qs_ref}^e - i_{qs}^e(k)}{T_s} + \omega_e L_s i_{ds}^e(k) + \omega_e \Lambda_{mf} \quad (4.57)$$

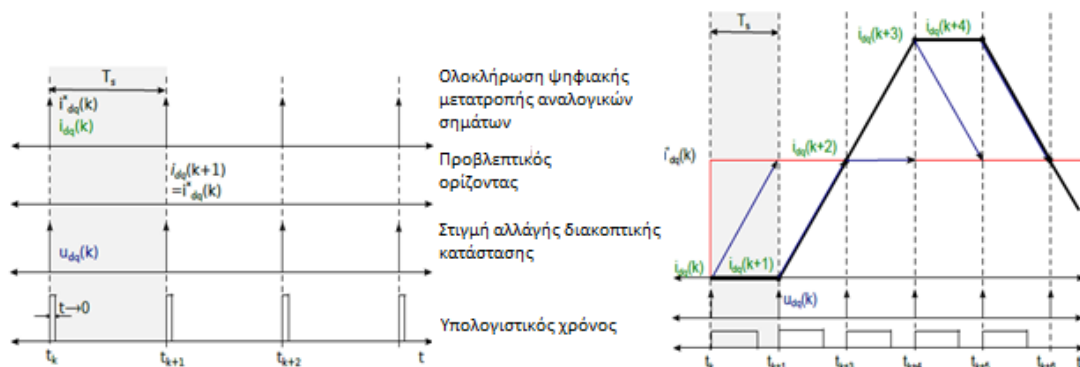
Όπου $i_{ds_ref}^e, i_{qs_ref}^e$, το διάνυσμα ρεύματος που θέλουμε να ακολουθήσουμε την χρονική στιγμή t_{k+1} .

Το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα 4.24.



Σχήμα 4.24 – Διάγραμμα PWM προβλεπτικού ελέγχου

Όπως και στον άμεσο προβλεπτικό έλεγχο, έτσι και ο PWM προβλεπτικός ελεγκτής απαιτεί μεγάλη υπολογιστική ισχύ και η καθυστέρηση λόγω των υπολογισμών, πιθανόν να φτάνει και μια περίοδο δειγματοληψίας. Στο Σχήμα 4.25, φαίνεται η λειτουργία του ελέγχου χωρίς και με καθυστέρηση λόγω χρόνου υπολογισμού.



Σχήμα 4.25 – Λειτουργία του PWM προβλεπτικού ελέγχου χωρίς και με χρόνο υπολογισμού [28]

Για την αντιστάθμιση αυτής της καθυστέρησης μπορεί να γίνει χρήση μοντέλου δύο μελλοντικών βημάτων και όχι ενός. Δηλαδή, ο έλεγχος πλέον υπολογίζει την χρονική στιγμή k , το διάνυσμα της τάσης που πρέπει να εφαρμοστεί την χρονική στιγμή t_{k+1} , έτσι ώστε το ρεύμα να ακολουθήσει την αναφορά την χρονική στιγμή t_{k+2} . Σε αυτή την περίπτωση, αν η μεταβολή της αναφοράς μας είναι αργή, όπως στην περίπτωση έλεγχου της σύγχρονης μηχανής, τότε μπορούμε να θεωρήσουμε την αναφοράς μας σταθερή για τρεις περιόδους δειγματοληψίας, διαφορετικά θα πρέπει να γίνει πρόβλεψη της αναφοράς μας με πολυώνυμο Lagrange.

Αρχικά, πρέπει να γίνει μία εκτίμηση των ρευμάτων την χρονική στιγμή t_{k+1} , με το διάνυσμα τάσης που εφαρμόζεται την χρονική στιγμή t_k .

$$\hat{i}_{ds}^e(k+1) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{ds}^e(k) + \omega_e T_s i_{qs}^e(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{ds}^e(k) \quad (4.58)$$

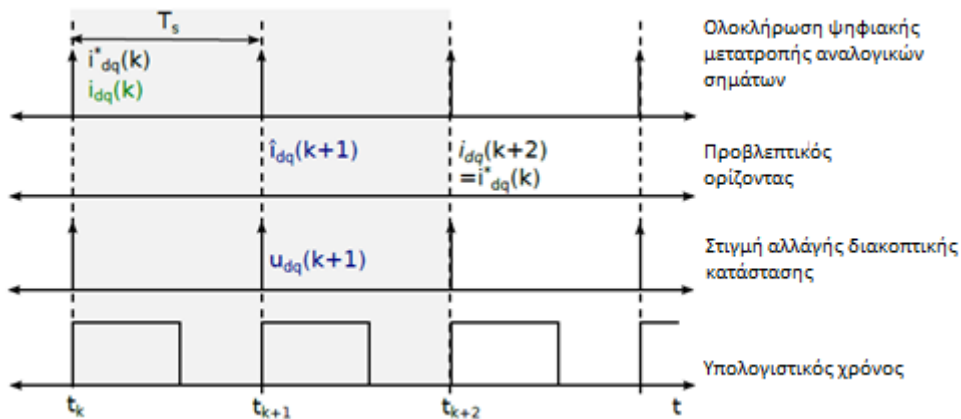
$$\hat{i}_{qs}^e(k+1) = \left(1 - \frac{r_s}{L_s} T_s\right) i_{qs}^e(k) - \omega_e T_s i_{ds}^e(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{qs}^e(k) - \omega_e \frac{T_s}{L_s} \Lambda_{mf} \quad (4.59)$$

Στη συνέχεια, γίνεται ο υπολογισμός των τάσεων που θα εφαρμοστούν την χρονική στιγμή t_{k+2} .

$$v_{ds}^e(k+2) = r_s \hat{i}_{ds}^e(k+1) + L_s \frac{i_{ds_ref}^e - i_{ds}^e(k)}{T_s} - \omega_e L_s \hat{i}_{qs}^e(k+1) \quad (4.60)$$

$$v_{qs}^e(k+2) = r_s \hat{i}_{qs}^e(k+1) + L_s \frac{i_{qs_ref}^e - \hat{i}_{qs}^e(k+1)}{T_s} + \omega_e L_s \hat{i}_{ds}^e(k+1) + \omega_e \Lambda_{mf} \quad (4.61)$$

Η λειτουργία του ελέγχου με την αντιστάθμιση του χρόνου καθυστέρησης, λόγω υπολογισμού φαίνεται στο Σχήμα 4.26.



Σχήμα 4.26 - Λειτουργία του PWM προβλεπτικού ελέγχου με 2^ο βήμα πρόβλεψης [28]

Συγκριτική Μελέτη Λειτουργίας Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών υπό Διαφορετικών Τεχνικών Ελέγχου

Στο προηγούμενο κεφάλαιο, έγινε μια συνοπτική ανάλυση των κύριων μεθόδων ελέγχου σύγχρονων μηχανών επιφανειακού μαγνήτη. Από τις τεχνικές αυτές, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control-FOC), ο άμεσος έλεγχος ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανυσμάτων κατάστασης (Direct Torque Control with Switching Table- DTC-ST), ο άμεσος προβλεπτικός έλεγχος (Direct Predictive Control-DPC) και ο PWM προβλεπτικός έλεγχος (Deadbeat control) παρουσιάζουν μέγιστο ενδιαφέρον. Παρ'όλα αυτά, λόγω της μειωμένης ικανότητας του άμεσου έλεγχου ροπής στην εκκίνηση του κινητήρα, γεγονός ιδιαίτερα σημαντικό για την εφαρμογή μας, συνετέλεσε στο να μην εξεταστεί αυτή η τεχνική ελέγχου. Στο κεφάλαιο αυτό, προσομοιώνεται μέσω κατάλληλων δυναμικών μοντέλων, η λειτουργική συμπεριφορά του κινητήρα μονίμων μαγνητών του πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος» με έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (με SVM και HBCC τεχνικές διαμόρφωσης) και PWM προβλεπτικού ελέγχου, καθώς η απόκριση του άμεσου προβλεπτικού ελέγχου δεν παρουσίασε αξιόλογα αποτελέσματα για την συχνότητα δειγματοληψίας που τέθηκε, όπως παρουσιάζεται στο *Παράρτημα Α*.

Αρχικά, αναφέρονται τα δίκαια κριτήρια σύγκρισης των μεθόδων και στην συνέχεια παρουσιάζονται οι επιδόσεις τους, τόσο στη μεταβατική, όσο και στην μόνιμη κατάσταση.

5.1 Κριτήρια σύγκρισης

Για την δίκαιη σύγκριση διαφορετικών μεθόδων ελέγχου, απαιτείται να τεθούν ορισμένα κριτήρια κατά την εκτέλεση των προσομοιώσεων. Τα κριτήρια αυτά είναι:

- Χρήση του ίδιου μοντέλου μηχανής, καθώς και των ίδιων παραμέτρων του κινητήρα.
- Χρήση ίδιων πηγών ισχύος και ίδιου αντιστροφέα. Οι προσομοιώσεις στις μεταβατικές καταστάσεις πραγματοποιήθηκαν με ιδανικό αντιστροφέα στα στοιχεία του (mosfet), καθώς και το ίδιο νεκρό χρόνο (deadtime) κατά την μεταγωγή των διακοπών του ενός κλάδου.
- Χρήση των ίδιων περιοριστών ρεύματος. Ο περιοριστής ρεύματος στην έξοδο του PI ελεγκτή της ταχύτητας τέθηκε στα 25A.
- Για τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου και τον PWM προβλεπτικό έλεγχο τέθηκε συχνότητα δειγματοληψίας και διακοπτική συχνότητα $f_s = f_c = 10\text{kHz}$. Επίσης η συχνότητα δειγματοληψίας του διανυσματικού ελεγκτή με χρήση ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος τέθηκε $f_s = 10\text{kHz}$ και το εύρος της ζώνης υστέρησης 200mA.

- Καθορισμός του χρόνου καθυστέρησης κάθε ελέγχου. Ο χρόνος καθυστέρησης για τον PWM προβλεπτικό έλεγχο τέθηκε $t_{delay} = 10\mu s$, για τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου $t_{delay} = 5\mu s$, ενώ για τον διανυσματικό ελεγκτή με ζώνη υστέρησης τέθηκε $t_{delay} = 2.5\mu s$.

Στον Πίνακα 5.1 φαίνονται οι παράμετροι του σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών που ενσωματώθηκαν στα μοντέλα της προσομοίωσης.

Πίνακας 5.1 - Παράμετροι του μοντέλου προσομοίωσης της μηχανής

Ονομαστική Ροπή - T_N	2[Nm]
Ονομαστική Ταχύτητα - ω_m	30[rad/s]
Τάση στο dc bus - V_{dc}	48[V]
Αντίσταση Τυλίγματος - R_s	0.23[Ohm]
Αυτεπαγωγή ορθού και εγκάρσιου άξονα - $L_{ds} = L_{qs}$	0.0044[H]
Μαγνητική ροή δρομέα - Λ_{mf}	0.062[Wb]
Αριθμός πόλων - P	16
Ροπή αδράνειας - J	0.007[kgm ²]
Συντελεστή τριβής - F	0.001[kgm ² /s]

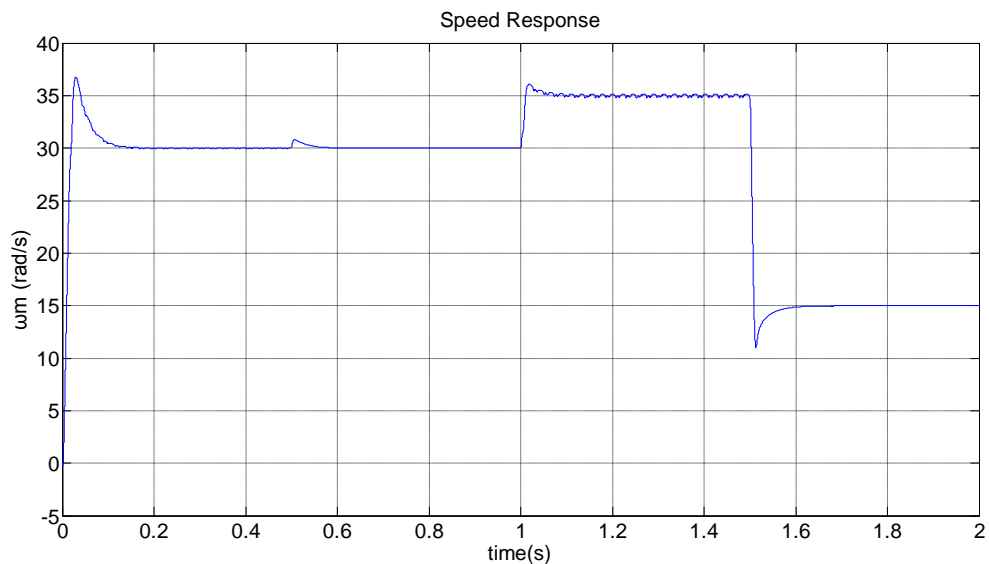
5.2 Σύγκριση επιδόσεων σε μεταβατικές καταστάσεις

Για την σύγκριση των μεθόδων ελέγχου σε μεταβατικές καταστάσεις, ακολουθήσαμε τις παρακάτω μεταβολές φορτίου και ταχύτητας. Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 1: Ο κινητήρας εκκινεί υπό φορτίο διπλάσιο του ονομαστικού $T_L = 4Nm$ και με αναφορά ταχύτητας $\omega_m = 30rad/sec$. Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 2: Την χρονική στιγμή $t = 0.5sec$ έχουμε μείωση του φορτίου σε ονομαστική τιμή $T_L = 2Nm$. Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 3: Την χρονική στιγμή $t = 1sec$ έχουμε αύξηση της ταχύτητας αναφοράς σε $\omega_m = 35rad/sec$. Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 4: Την χρονική στιγμή $t = 1.5sec$ έχουμε μείωση της ταχύτητας αναφοράς σε $\omega_m = 15rad/sec$.

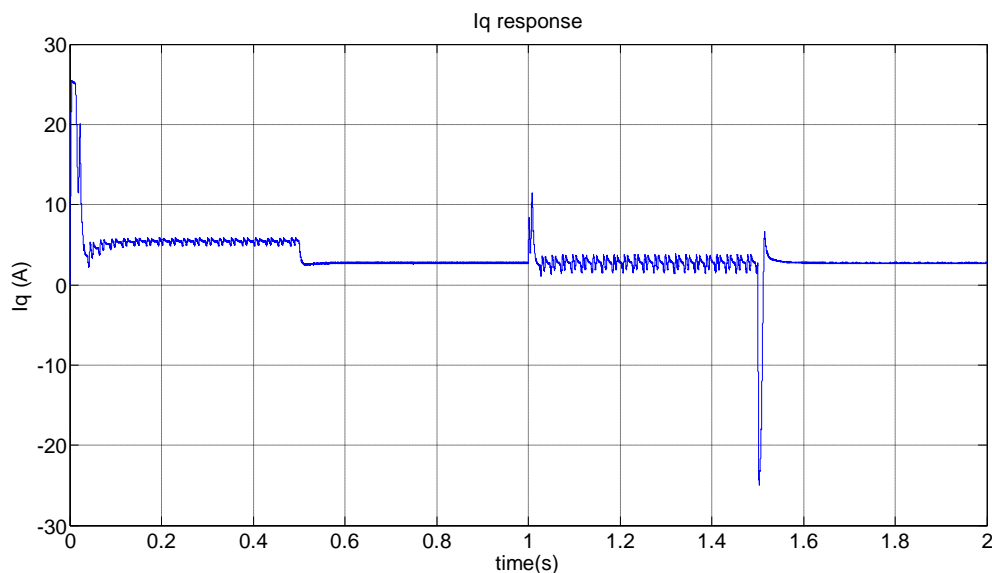
5.2.1 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση τάσης μέσω χωρικών διανυσμάτων

Το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου είναι το ίδιο με εκείνο του Σχήματος 4.7, όπου έχουμε θέσει $I_{d_ref}=0$, εφόσον δεν εξετάζουμε την λειτουργία εξασθένισης πεδίου, η οποία ενσωματώνεται στον πίνακα αντιστοίχισης I_{d_ref} του ίδιου διαγράμματος. Στα Σχήματα 5.1-5.5 φαίνεται η απόκριση του διανυσματικού ελέγχου με SVM διαμόρφωση τάσης στο προηγούμενο πλάνο μεταβατικών αποκρίσεων. Τα κέρδη του PI ελεγκτή της ταχύτητας τέθηκαν $K_{p_vel}=3$ και $K_{i_vel}=100$, ενώ αυτά των PI ελεγκτών του ρεύματος ορθού και εγκάρσιου άξονα $K_{p_cur}=45$ και $K_{i_cur}=500$.

Στο Σχήμα 5.1 φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας. Παρατηρούμε ότι στην εκκίνηση έχουμε μια υπερύψωση στα 36.75rad/sec, ενώ το σύστημα φτάνει στην μόνιμη κατάσταση σε 0.17sec. Ακόμη έχουμε κυμάτωση της ταχύτητας $\pm 0.5rad/sec$. Στο 2^ο μεταβατικό παρατηρείται αύξηση της ταχύτητας έως 30.8rad/sec, ενώ ο έλεγχος συγκλίνει στην ταχύτητα αναφοράς σε 0.12sec. Στο 3^ο μεταβατικό ο έλεγχος αποκρίνεται πολύ γρήγορα με 36.08rad/sec υπερύψωση και 0.11sec για την νέα μόνιμη κατάσταση. Στο 4^ο μεταβατικό έχουμε βύθιση στα 11rad/sec, ενώ οδηγούμαστε στην νέα κατάσταση σε 0.114sec.



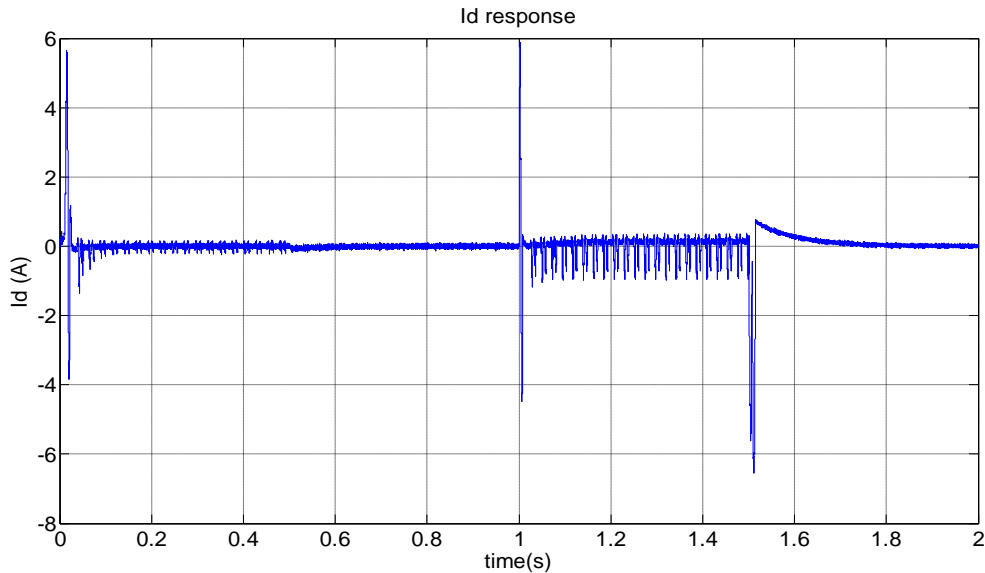
Σχήμα 5.1 – Κυκλική ταχύτητα συναρτήσει του χρόνου



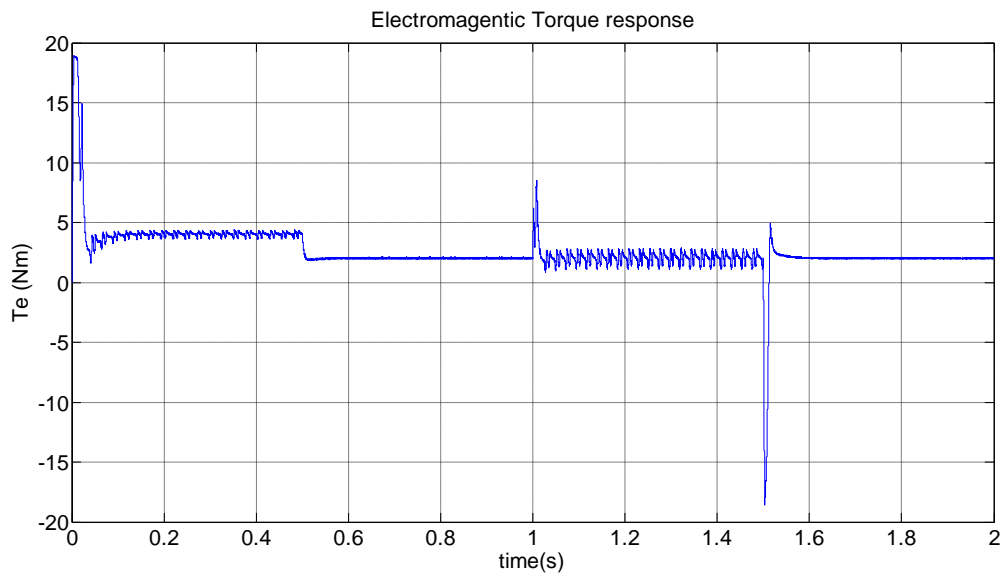
Σχήμα 5.2 – Ρεύμα εγκάρσιου άξονα συναρτήσει του χρόνου

Στο Σχήμα 5.2 φαίνεται η απόκριση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα, με περιορισμό στην εκκίνηση στα 25A όπως έχει ήδη ειπωθεί. Στην κατάσταση 1 έχουμε κυμάτωση $\pm 0.43A$, στην κατάσταση 2, $\pm 0.11A$, στην κατάσταση 3 έχουμε κυμάτωση $\pm 1.16A$ και στην κατάσταση 4, $\pm 0.85A$. Παρατηρούμε ότι η κυμάτωση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα εξαρτάται από την κατάσταση λειτουργίας. Στο Σχήμα 5.3, παρατηρούμε ότι η μέση τιμή

του ρεύματος ορθού είναι μηδέν, με μεταβλητή κυμάτωση αναλόγως της κατάστασης λειτουργίας. Ακόμη κατά την διάρκεια του 4^{ου} μεταβατικού η τιμή του ρεύματος ορθού άξονα λαμβάνει για χρόνο 0.2sec, μη μηδενική τιμή.

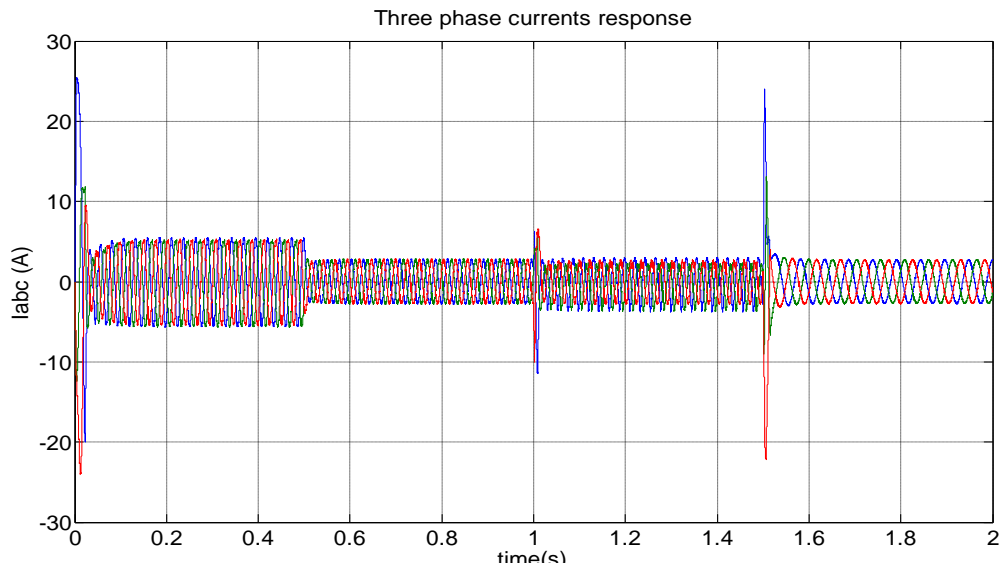


Σχήμα 5.3 – Ρεύμα ορθού άξονα συναρτήσει του χρόνου



Σχήμα 5.4 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή συναρτήσει του χρόνου

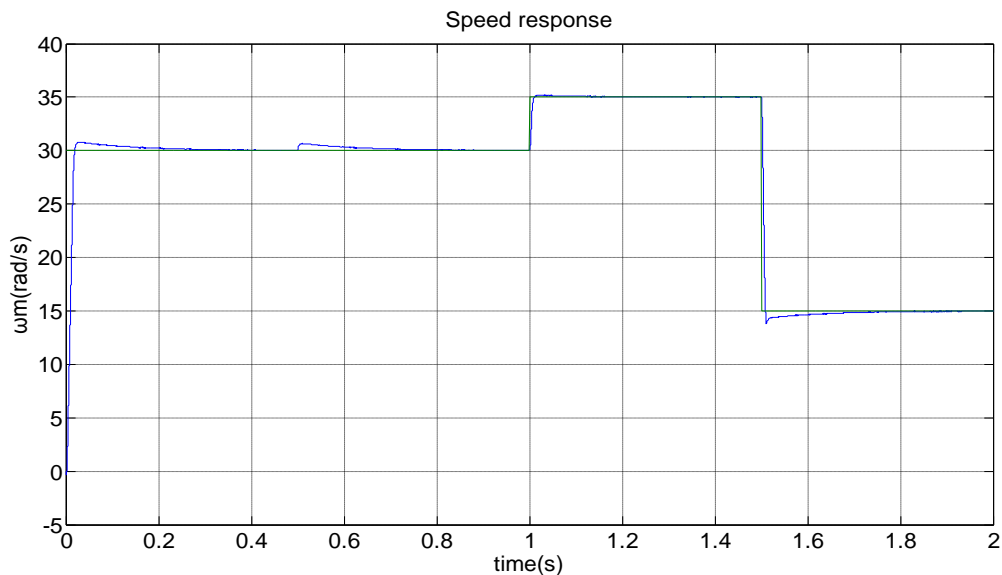
Στο Σχήμα 5.4, φαίνεται η απόκριση της ροπής που είναι όμοια με εκείνη του ρεύματος εγκάρσιου άξονα. Παρ'όλη την κυμάτωση που υπάρχει (μέγιστης τιμής $\pm 0.8 Nm$), δεν υφίσταται κυμάτωση της ταχύτητας λόγω της αδράνειας της μηχανής. Τέλος, στο Σχήμα 5.5 παρατηρούμε την απόκριση του ρεύματος των τριών φάσεων του στάτη, όπου φαίνεται η μεταβολή όχι μόνο του πλάτους, λόγω μεταβολής της ροπής του κινητήρα, αλλά και της συχνότητας, λόγω διαφορετικής ταχύτητας του δρομέα.



Σχήμα 5.5 –Τριφασικό ρεύμα γραμμής συναρτήσει του χρόνου

5.2.2 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης ελέγχου του ρεύματος

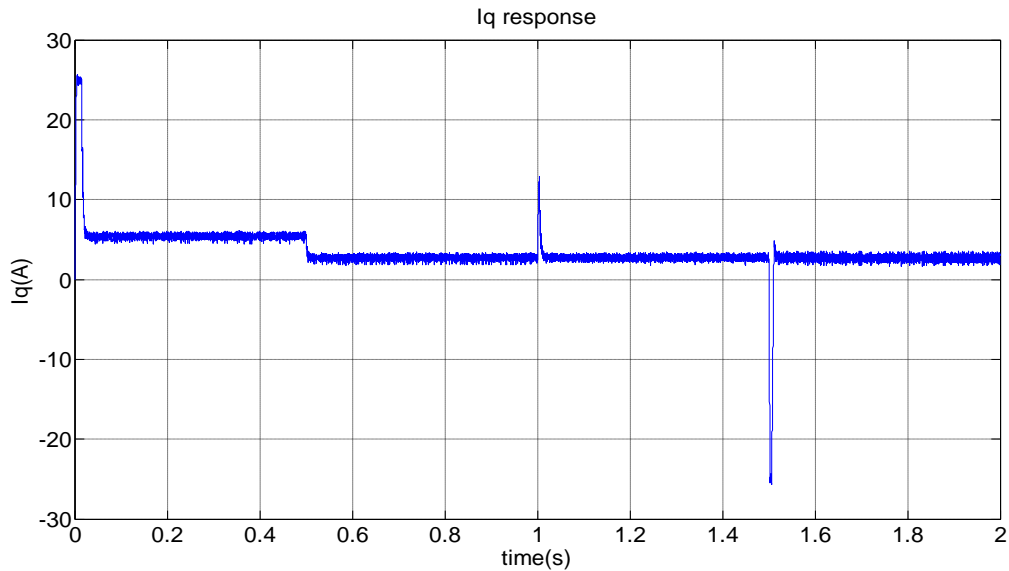
Το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου είναι το ίδιο με εκείνο του Σχήματος 4.8, όπου έχουμε θέσει $I_{d_ref}=0$, εφόσον δεν εξετάζουμε την λειτουργία εξασθένισης πεδίου. Στα Σχήματα 5.6-5.10, φαίνεται η απόκριση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης, στο καθορισμένο πλάνο μεταβατικών αποκρίσεων. Τα κέρδη του PI ελεγκτή της ταχύτητας τέθηκαν $K_{p_vel}=4$ και $K_{I_vel}=30$.



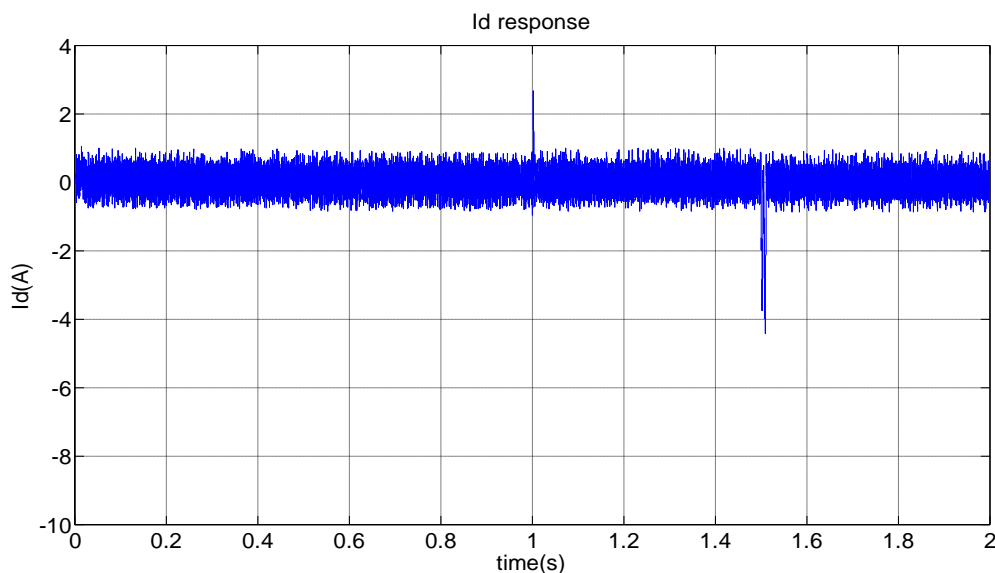
Σχήμα 5.6 – Κυκλική ταχύτητα συναρτήσει του χρόνου

Στο Σχήμα 5.6 φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας. Παρατηρούμε ότι στην εκκίνηση (1^ο μεταβατικό $\omega_{m_ref}=0 \rightarrow 30 \text{ rad/sec}$ υπό φορτίο $T_L=4 \text{ Nm}$) έχουμε μια υπερύψωση στα 30.8 rad/sec , ενώ το σύστημα φτάνει στην μόνιμη κατάσταση σε 0.35 sec . Στο 2^ο μεταβατικό (μεταβολή ροπής φορτίου $T_L=4 \rightarrow 2 \text{ Nm}$) έχουμε αύξηση της ταχύτητας έως 30.65 rad/sec , ενώ

ο έλεγχος συγκλίνει στην ταχύτητα αναφοράς σε 0.25sec. Στο 3^ο μεταβατικό (μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς $\omega_{m_ref}=30 \rightarrow 35 \text{ rad/sec}$) ο έλεγχος παρουσιάζει 35.18rad/sec υπερύψωση και χρειάζεται 0.175sec για την νέα μόνιμη κατάσταση. Στο 4^ο μεταβατικό (μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς $\omega_{m_ref}=35 \rightarrow 15 \text{ rad/sec}$) έχουμε βύθιση στα 13.77rad/sec, ενώ οδηγούμαστε στην νέα κατάσταση σε 0.275sec.



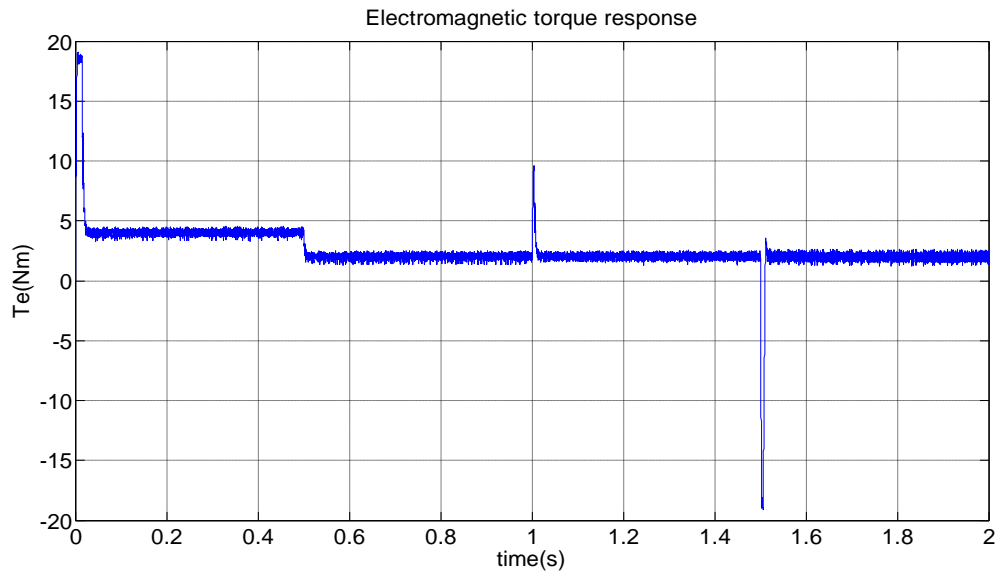
Σχήμα 5.7 – Ρεύμα εγκάρσιου άξονα συναρτήσει του χρόνου



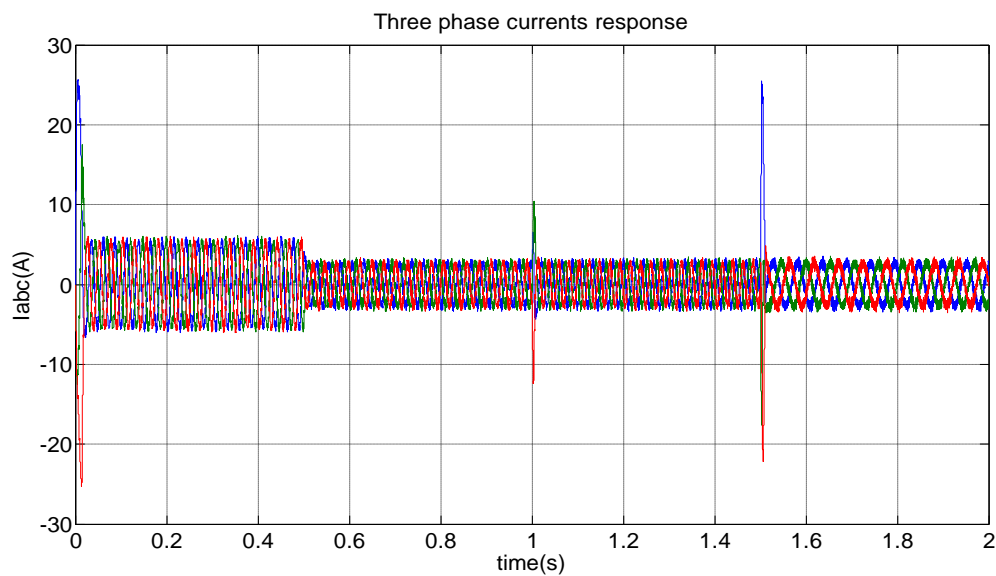
Σχήμα 5.8 – Ρεύμα ορθού άξονα συναρτήσει του χρόνου

Στο Σχήμα 5.7 φαίνεται η απόκριση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα, με περιορισμό στην εκκίνηση στα 25A. Ακόμη, παρατηρείται σταθερή κυμάτωση $\pm 0.8A$ σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας. Στο Σχήμα 5.8, παρατηρούμε ότι η μέση τιμή του ρεύματος ορθού άξονα είναι

μηδέν με κυμάτωση $\pm 0.85A$, εκτός κατά την διάρκεια του 4^{ου} μεταβατικού, όπου λαμβάνει μη μηδενική τιμή.



Σχήμα 5.9 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή συναρτήσει του χρόνου

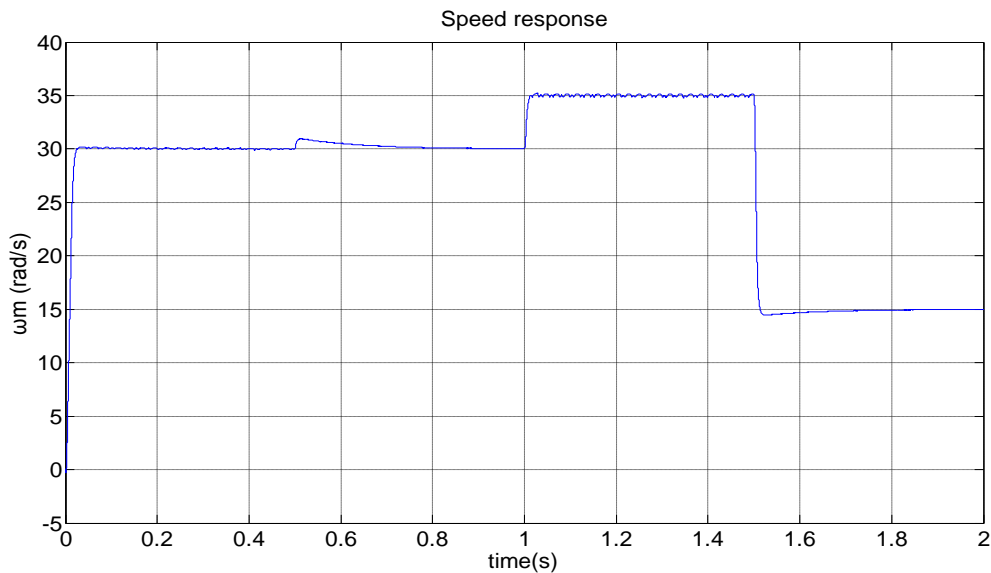


Σχήμα 5.10 – Τριφασικό ρεύμα γραμμής συναρτήσει του χρόνου

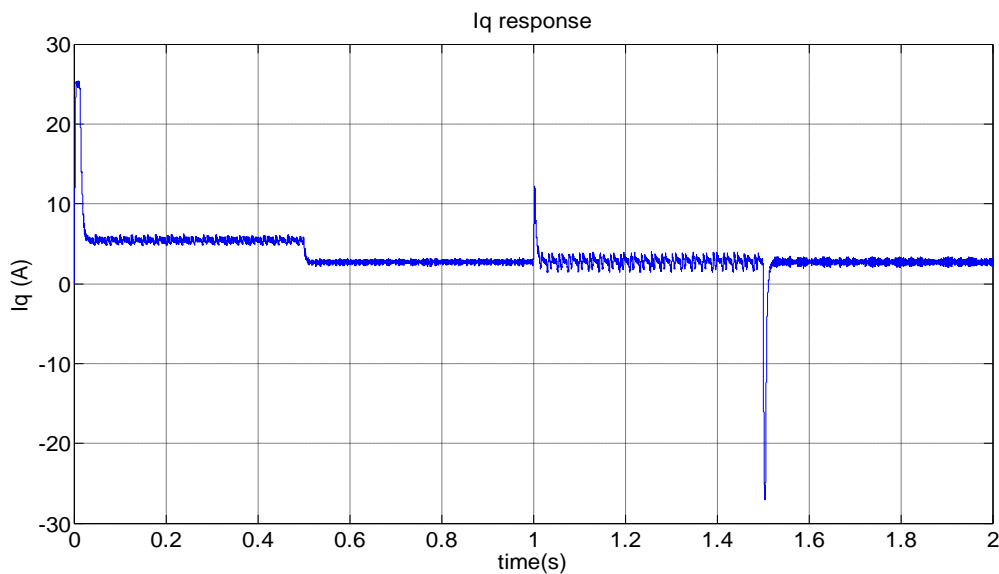
Στο Σχήμα 5.9, φαίνεται η απόκριση της ροπής που είναι όμοια με εκείνη του ρεύματος εγκάρσιου άξονα. Παρ'όλη την σταθερή κυμάτωση που υπάρχει $\pm 0.5Nm$, δεν υφίσταται αισθητή κυμάτωση της ταχύτητας λόγω της αδράνειας της μηχανής. Τέλος, στο Σχήμα 5.10 παρατηρούμε την απόκριση του ρεύματος των τριών φάσεων του στάτη, όπου φαίνεται η μεταβολή όχι μόνο του πλάτους, λόγω μεταβολής της ροπής του κινητήρα, αλλά και της συχνότητας, λόγω διαφορετικής ταχύτητας του δρομέα.

5.2.3 PWM προβλεπτικός έλεγχος (Deadbeat control)

Το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου είναι το ίδιο με εκείνο του Σχήματος 4.24, όπου έχουμε θέσει $I_{d_ref}=0$, εφόσον δεν εξετάζουμε την λειτουργία εξασθένησης πεδίου όπως έχει ήδη ειπωθεί. Στα Σχήματα 5.11-5.15, φαίνεται η απόκριση του PWM προβλεπτικού ελέγχου στο καθορισμένο πλάνο μεταβατικών αποκρίσεων. Τα κέρδη του PI ελεγκτή της ταχύτητας τέθηκαν $K_{p_vel}=2.8$ και $K_{i_vel}=20$.



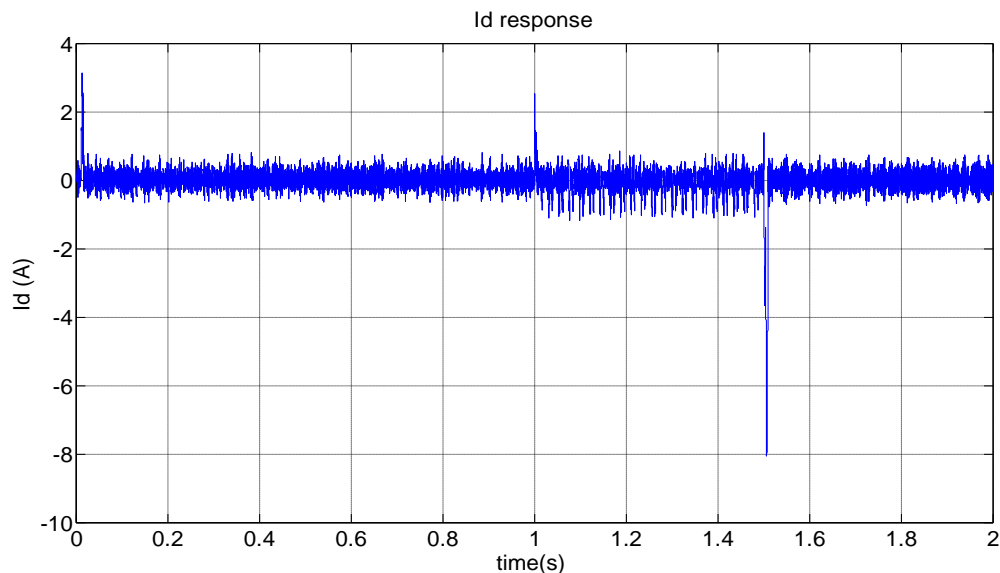
Σχήμα 5.11 –Κυκλική ταχύτητα συναρτήσει του χρόνου



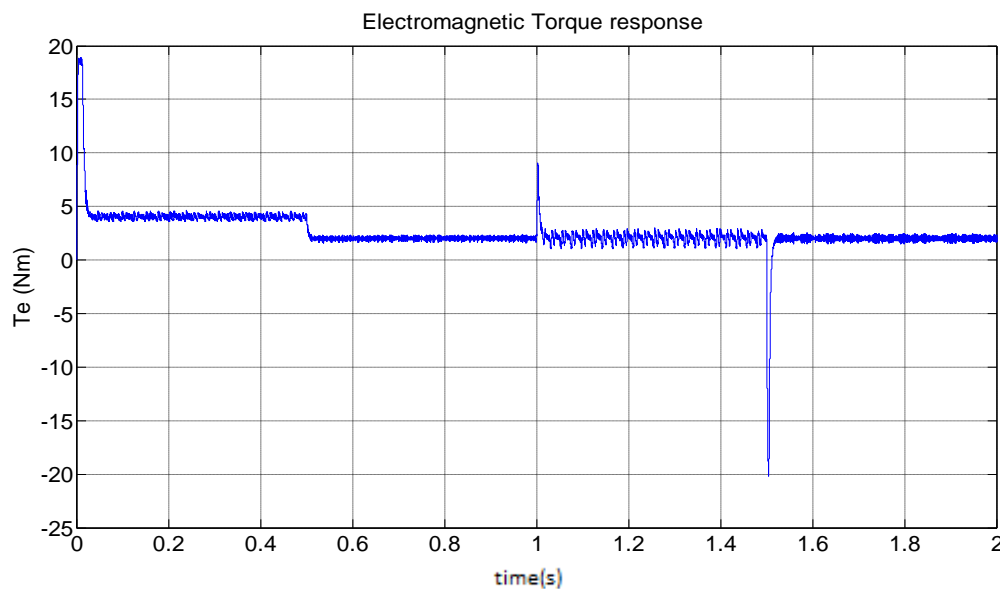
Σχήμα 5.12 – Ρεύμα εγκάρσιου άξονα συναρτήσει του χρόνου

Στο Σχήμα 5.11 φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας. Παρατηρούμε ότι στην εκκίνηση (1° μεταβατικό $\omega_{m_ref}=0 \rightarrow 30 \text{ rad/sec}$ υπό φορτίο $T_L=4 \text{ Nm}$) δεν έχουμε αισθητή υπερύψωση, ενώ το σύστημα φτάνει στην μόνιμη κατάσταση σε 0.08sec. Επιπλέον, έχουμε μια αδιάφορη κυμάτωση της ταχύτητας $\pm 0.2 \text{ rad/sec}$. Στο 2° μεταβατικό (μεταβολή ροπής φορτίου $T_L=4-$

$>2Nm$), έχουμε αύξηση της ταχύτητας έως $30.95rad/sec$, ενώ ο έλεγχος συγκλίνει στην ταχύτητα αναφοράς σε $0.325sec$. Στο 3^ο μεταβατικό (μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς $\omega_{m_ref}=30 \rightarrow 35rad/sec$), ο έλεγχος αποκρίνεται πολύ γρήγορα, δίχως υπερύψωση και φτάνει στην νέα μόνιμη κατάσταση, σε $0.028sec$. Στο 4^ο μεταβατικό (μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς $\omega_{m_ref}=35 \rightarrow 15rad/sec$), έχουμε βύθιση στα $14.46rad/sec$, ενώ οδηγούμαστε στην νέα κατάσταση σε $0.275sec$.



Σχήμα 5.13 – Ρεύμα ορθού άξονα συναρτήσει του χρόνου

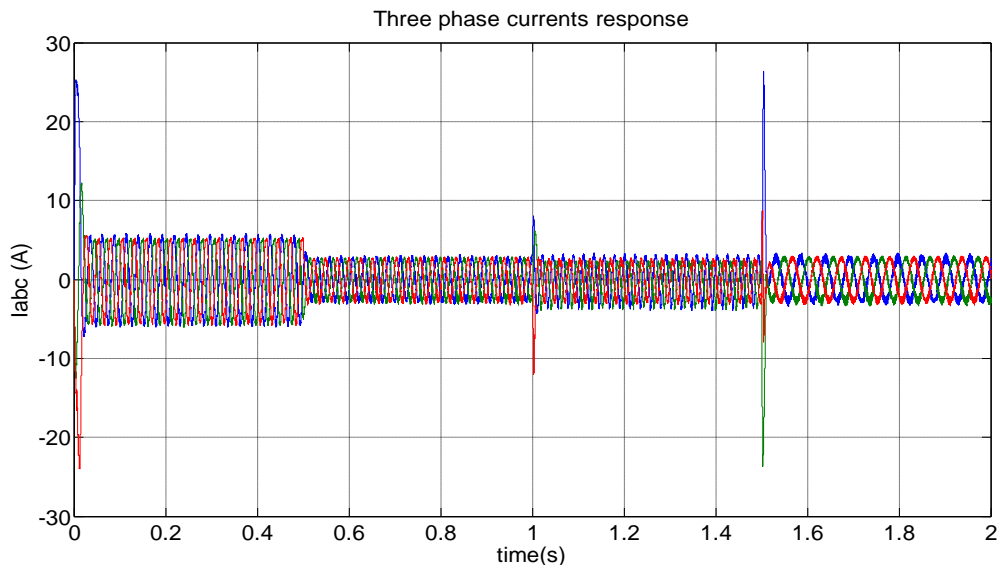


Σχήμα 5.14 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή συναρτήσει του χρόνου

Στο Σχήμα 5.12 φαίνεται η απόκριση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα, όπου παρατηρούμε μεταβλητή κυμάτωση ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας. Στην κατάσταση 1 έχουμε κυμάτωση $\pm 0.67A$, στην κατάσταση 2, $\pm 0.48A$, στην κατάσταση 3 έχουμε κυμάτωση $\pm 1.21A$ και στην κατάσταση 4, $\pm 0.63A$. Στο Σχήμα 5.13, παρατηρούμε

ότι η μέση τιμή του ρεύματος ορθού άξονα είναι μηδέν, με κυμάτωση, όπως και στην περίπτωση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα, μεταβλητή.

Στο Σχήμα 5.14 φαίνεται η απόκριση της ροπής, που είναι όμοια με εκείνη του ρεύματος εγκάρσιου άξονα. Όπως και προηγουμένως, παρ'όλη την κυμάτωση που υπάρχει (μέγιστη τιμές $\pm 0.8Nm$), δεν υφίσταται αισθητή κυμάτωση της ταχύτητας λόγω της αδράνειας της μηχανής. Τέλος, στο Σχήμα 5.15 παρατηρούμε την απόκριση του ρεύματος των τριών φάσεων του στάτη, όπου φαίνεται η μεταβολή όχι μόνο του πλάτους, λόγω μεταβολής της ροπής του κινητήρα, αλλά και της συχνότητας, λόγω διαφορετικής ταχύτητας του δρομέα.



Σχήμα 5.15 – Τριφασικό ρεύμα γραμμής συναρτήσει του χρόνου

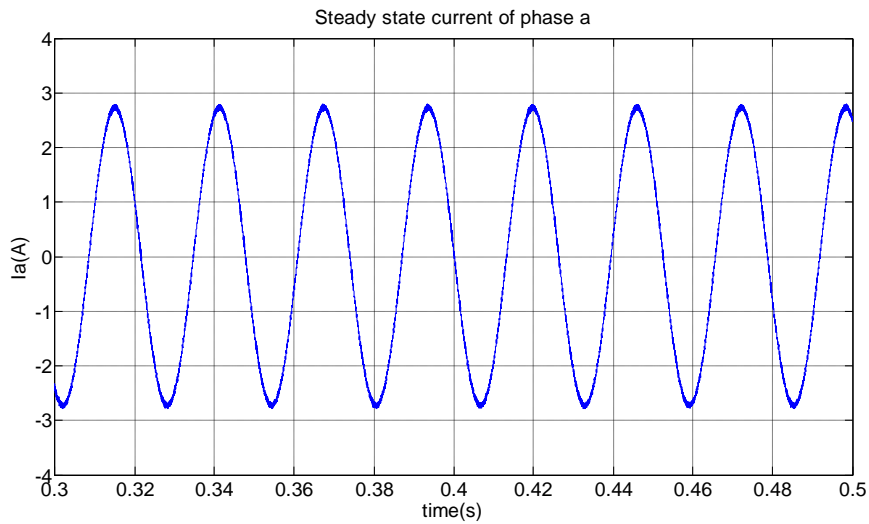
5.3 Ανάλυση αρμονικών συνιστωσών ρεύματος και υπολογισμός ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion) στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση

Για την ανάλυση του φασικού ρεύματος σε αρμονικές συνιστώσες, χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο FFT Analysis του Matlab Simulink. Το ρεύμα εξετάζεται στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής, όπου $T_L=2Nm$ και $\omega_m=30rad/s$, συνεπώς η θεμελιώδης συνιστώσα είναι 38.2 Hz.

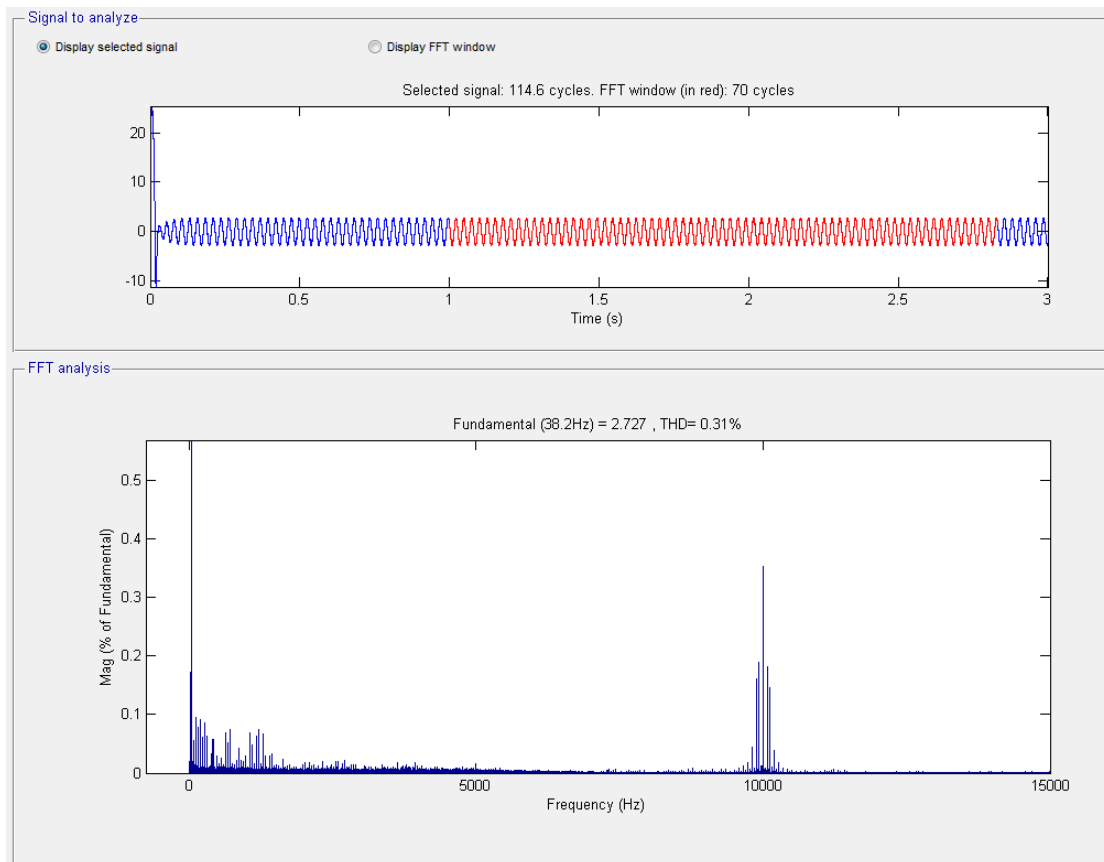
Στα Σχήματα 5.17, 5.19 και 5.21 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της αρμονικής ανάλυσης του φασικού ρεύματος του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση διανύσματος χώρου (SVM), του διανυσματικού ελεγκτή με υστέρηση (HBCC) και του PWM προβλεπτικού ελέγχου (Deadbeat control), αντίστοιχα. Επιπλέον, για καλύτερη ευκρίνεια στα Σχήματα 5.16, 5.18 και 5.20 παρουσιάζονται τα φασικά ρεύματα για τον κάθε ελεγκτή.

Η εξέταση του αρμονικού φάσματος του ρεύματος μιας φάσης της μηχανής, στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αναδεικνύει την ανωτερότητα του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου (SVM) σε σχέση με τον διανυσματικό ελεγκτή με υστέρηση (HBCC) και του PWM προβλεπτικού ελεγκτή. Πιο συγκεκριμένα, ο συνολικός αρμονικός συντελεστής για τον έλεγχο προσανατολισμένου

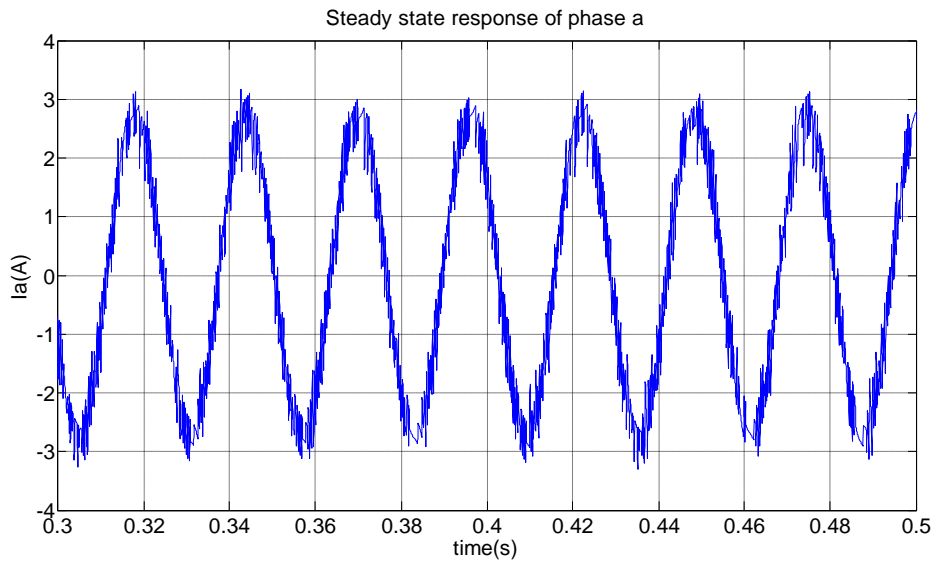
πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου (SVM) υπολογίστηκε THD%=0.31%, ενώ του PWM προβλεπτικού ελέγχου THD%=1.97%, με τον διανυσματικό ελεγκτή με υστέρηση (HBCC) να έχει το υψηλότερο αρμονικό περιεχόμενο με THD%=2.92%.



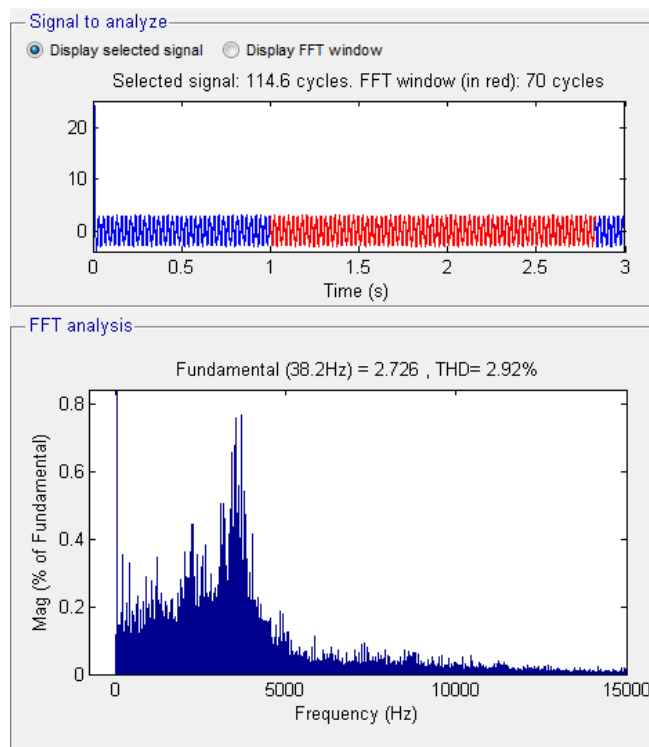
Σχήμα 5.16 – Ρεύμα της φάσης a στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμορφωτή διανύσματος χώρου



Σχήμα 5.17 – Αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμορφωτή διανύσματος χώρου



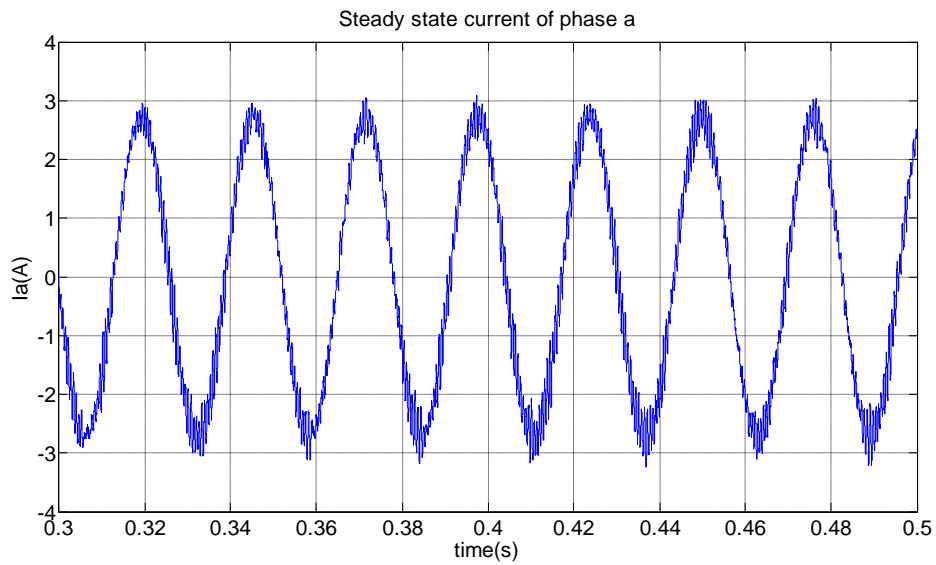
Σχήμα 5.18 – Ρεύμα της φάσης a στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με χρήση ζώνης υστέρησης



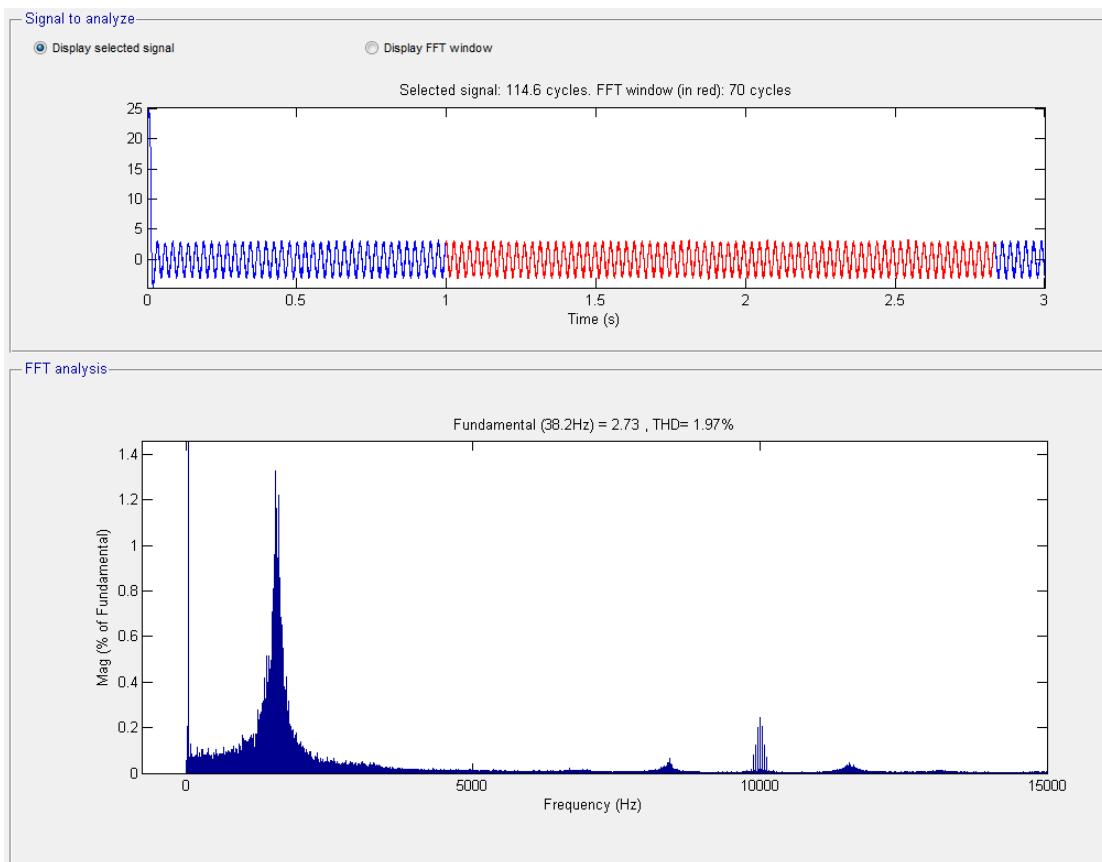
Σχήμα 5.19 - Αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με χρήση ζώνης υστέρησης

Αν και ο διανυσματικός ελεγκτής με διαμόρφωση διανύσματος χώρου παρουσιάζει μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο του φασικού ρεύματος, θα πρέπει να τονίσουμε ότι και το αρμονικό περιεχόμενο του PWM προβλεπτικού ελέγχου πληροί επίσης, τις προδιαγραφές, για $THD_1 < 3\%$. Επιπρόσθετα, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης συμμορφώνεται με την παραπάνω προδιαγραφή οριακά. Τέλος στον διανυσματικό ελεγκτή με διαμόρφωση διανύσματος χώρου όπως και στον PWM προβλεπτικό ελεγκτή το αρμονικό περιεχόμενο συγκεντρώνεται σε συγκεκριμένες συχνότητες, ενώ ο έλεγχος

προσανατολισμένου πεδίου με υστέρηση παρουσιάζει εκτεταμένο αρμονικό περιεχόμενο σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων.



Σχήμα 5.20 - Ρεύμα της φάσης a στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας PWM προβλεπτικού ελέγχου



Σχήμα 5.21 – Αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος PWM προβλεπτικού ελέγχου

5.4 Συγκριτικά συμπεράσματα των μεθόδων ελέγχου

Σύγκριση σε μεταβατικές καταστάσεις

- ❖ Εκκίνηση υπό φορτίο διπλάσιο του ονομαστικού (1^ο Μεταβατικό)

Κατά το μεταβατικό της εκκίνησης μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι:

- Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου παρουσιάζει υπερύψωση 22.5%, ο διανυσματικός ελεγκτής με ζώνη υστέρησης έχει υπερύψωση 2.66% ενώ ο PWM προβλεπτικός έλεγχος δεν παρουσιάζει κάποια υπερύψωση.
- Ο διανυσματικός ελεγκτής με υστέρηση χρειάζεται περισσότερο χρόνο (0.35sec) σε σχέση με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου (0.17sec) και τον PWM προβλεπτικό έλεγχο (0.08sec), για να συγκλίνει στην ταχύτητα αναφοράς.
- Το ρεύμα ορθού άξονα στον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με υστέρηση, διατηρείται στο μηδέν κατά την εκκίνηση, αντίθετα στον PWM προβλεπτικό έλεγχο παρουσιάζει μια αρχική αιχμή στα 3A και στον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου, παρατηρείται μια ταλάντωση μέχρι να ολοκληρωθεί το μεταβατικό.
- Τέλος το ρεύμα εγκάρσιου άξονα, όπως και η ηλεκτρομαγνητική ροπή συγκλίνουν γρηγορότερα στην μόνιμη κατάσταση στην περίπτωση του PWM προβλεπτικού ελέγχου. Αντίθετα ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου συγκλίνει πιο αργά (κατά 0.08sec) στην μόνιμη κατάσταση σε σχέση με τους άλλους δύο.

- ❖ Βηματική μεταβολή της ροπής φορτίου (2^ο Μεταβατικό)

Όσον αφορά την βηματική μεταβολή φορτίου σε ονομαστική φόρτιση παρατηρούμε ότι:

- Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου παρουσιάζει απόκλιση από την ταχύτητα αναφοράς της τάξεως του 2.66%, παρόμοια απόκριση με τον διανυσματικό ελεγκτή με ζώνη υστέρησης που αποκλίνει κατά 2.16% από την ταχύτητα αναφοράς, ενώ ο PWM προβλεπτικός έλεγχος κατά 3.16%.
- Επιπλέον ο χρόνος που απαιτείται για να επαναφέρει την ταχύτητα του δρομέα ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου, είναι σημαντικά μικρότερος (0.12sec) σε σχέση με τον χρόνο του διανυσματικού ελεγκτή με υστέρηση (0.25sec) και τον PWM προβλεπτικό έλεγχο, που καθυστερεί σημαντικά (0.325sec).
- Η μέση τιμή του ρεύματος ορθού άξονα δεν παρουσιάζει καμία απόκλιση στον PWM προβλεπτικό έλεγχο, ενώ αντίθετα στον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου και ζώνη υστέρησης ελέγχου του ρεύματος παρουσιάζει μια στιγμιαία αύξηση.

- ❖ Βηματική μεταβολή ταχύτητας (3^ο και 4^ο Μεταβατικό)

Για την βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς :

- Για την βηματική αύξηση της ταχύτητας, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου παρουσιάζει υπερύψωση 3.08% και συγκλίνει σε 0.11sec στην νέα μόνιμη κατάσταση. Ο διανυσματικός ελεγκτής με ζώνη υστέρησης έχει υπερύψωση 0.51% και συγκλίνει σε 0.175sec, ενώ ο PWM προβλεπτικός έλεγχος δεν έχει κάποια υπερύψωση και συγκλίνει σε χρόνο 0.028sec.
- Για την βηματική μείωση της ταχύτητας, ο PWM προβλεπτικός έλεγχος έχει πάλι εξαιρετικά αποτελέσματα, καθώς έχουμε βύθιση ταχύτητας μόνο 3.56% και συγκλίνει σε 0.275sec. Από την άλλη, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου παρουσιάζει βύθιση της τάξεως 26.6% και συγκλίνει στην νέα μόνιμη κατάσταση σε 0.114sec, ενώ ο διανυσματικός ελεγκτής με υστέρηση αποκλίνει από την νέα ταχύτητα αναφοράς κατά 8.16% και συγκλίνει στην αναφορά σε 0.275sec.
- Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου και ο PWM προβλεπτικός έλεγχος παρουσιάζουν ίδιες αποκρίσεις για το ρεύμα ορθού και εγκάρσιου άξονα, με τον PWM προβλεπτικό έλεγχο να διατηρεί την μέση τιμή του ρεύματος ορθού άξονα στο μηδέν σε όλες τις βηματικές μεταβολές της ταχύτητας, κάτι που δεν καταφέρνει σε τέτοιο βαθμό ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου.
- Ο διανυσματικός ελεγκτής με ζώνη υστέρησης καταφέρνει να διατηρεί την μέση τιμή καθώς και την κυμάτωση του ρεύματος ορθού και εγκάρσιου άξονα, σταθερές σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας, αντίθετα οι άλλες δύο τεχνικές παρουσιάζουν κυμάτωση ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας του συστήματος. Αυτό είναι ένα από τα κύρια πλεονεκτήματα του άμεσου ελέγχου του ρεύματος (τύπου bang-bang) σε σχέση με τον έλεγχο μέσω διαμόρφωσης τάσης των άλλων δύο στρατηγικών ελέγχου.

Τέλος, στον Πίνακα 5.2 φαίνονται συγκεντρωμένες οι αποκρίσεις της ταχύτητας και στα 4 μεταβατικά, ενώ στον Πίνακα 5.3 παραθέτονται οι τιμές της κυμάτωσης του ρεύματος ορθού και εγκάρσιου άξονα για τις 4 καταστάσεις λειτουργίας.

Πίνακας 5.2 – Αποκρίσεις ταχύτητας στα 4 μεταβατικά για τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου και ζώνη υστέρησης, και του PWM προβλεπτικού ελέγχου

Απόκριση ταχύτητας	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου		Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης ελέγχου του ρεύματος		PWM προβλεπτικός έλεγχος	
	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης
1 ^ο Μεταβατικό	22.5%	0.17s	2.66%	0.35s	0%	0.08s
2 ^ο Μεταβατικό	2.66%	0.12s	2.16%	0.25s	3.16%	0.325s
3 ^ο Μεταβατικό	3.08%	0.11s	0.51%	0.175s	0%	0.028s
4 ^ο Μεταβατικό	-26.6%	0.114s	-8.16%	0.275s	-3.56%	0.275s

Πίνακας 5.3 – Κυμάτωση του ρεύματος ορθού και εγκάρσιου άξονα για τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου και ζώνη υστέρησης, και του PWM προβλεπτικού ελέγχου

Κυμάτωση	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου		Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης ελέγχου του ρεύματος		PWM προβλεπτικός έλεγχος	
	I_q (A)	I_d (A)	I_q (A)	I_d (A)	I_q (A)	I_d (A)
Κατάσταση 1	0.475	0.185	0.8	0.85	0.67	0.61
Κατάσταση 2	0.11	0.09	0.8	0.85	0.49	0.65
Κατάσταση 3	1.16	0.642	0.8	0.85	1.71	0.945
Κατάσταση 4	0.85	0.065	0.8	0.85	1.635	0.65

Σύγκριση στην μόνιμη κατάσταση

- Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου παρουσιάζει μικρότερη κυμάτωση ρεύματος ορθού και εγκάρσιου άξονα, σε σχέση με τον PWM προβλεπτικό έλεγχο και τον διανυσματικό ελεγκτή με υστέρηση, για τις καταστάσεις λειτουργίας που μελετήθηκαν.
- Συνεπώς, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου παρουσιάζει μικρότερη κυμάτωση στην ηλεκτρομαγνητική ροπή και στην μαγνητική ροή του στάτη σε σχέση με τον PWM προβλεπτικό έλεγχο και τον διανυσματικό ελεγκτή με υστέρηση.
- Ο διανυσματικός ελεγκτής με υστέρηση παρουσιάζει σταθερή κυμάτωση ρεύματος ορθού και εγκάρσιου άξονα που εξαρτάται από την ζώνη υστέρησης και την συχνότητα δειγματοληψίας, ενώ ταυτόχρονα δεν παρουσιάζει μεταβολές στις διάφορες καταστάσεις λειτουργίας, όπως συμβαίνει με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου και τον PWM προβλεπτικό έλεγχο.
- Ο υπολογισμός της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του φασικού ρεύματος στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, μας έδειξε την ανωτερότητα του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου σε σχέση με τον PWM προβλεπτικό έλεγχο και τον διανυσματικό ελεγκτή με υστέρηση. Παρόλα αυτά, η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος του PWM προβλεπτικού ελέγχου βρίσκεται εντός του ορίου του 3% και εκείνη του διανυσματικού ελεγκτή με υστέρηση συμμορφώνεται οριακά.

Τέλος, στον Πίνακα 5.3 παρουσιάζονται ορισμένα από τα κύρια συμπεράσματα των τριών μεθόδων ελέγχου, όπου έχουμε ορίσει κλίμακα από το 1 έως το 5 για την χειρότερη προς την καλύτερη βαθμολογία.

5.5 Επιλογή στρατηγικής ελέγχου για υλοποίηση στο πραγματικό σύστημα κίνησης της μηχανής

Οι επιδόσεις στις μεταβατικές αποκρίσεις του PWM προβλεπτικού ελέγχου, όπως φάνηκε από την προηγούμενη ανάλυση, αποδεικνύονται ανώτερες από τις μεθόδους διανυσματικού ελέγχου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου και ζώνη υστέρησης ρεύματος για την συγκεκριμένη εφαρμογή, του ηλεκτρικού οχήματος. Παρόλα αυτά, η επίτευξη υψηλών επιδόσεων με την χρήση του PWM προβλεπτικού ελέγχου απαιτεί την πλήρη γνώση

Πίνακας 5.3 – Βασικά χαρακτηριστικά των μεθόδων ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου και ζώνη υστέρησης, και του PWM προβλεπτικού ελέγχου

	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης ελέγχου του ρεύματος	PWM προβλεπτικός έλεγχος
Απόκριση ταχύτητας	4	3	5
Απόκριση ροπής	3	4	5
Κυμάτωση των χαρακτηριστικών της μηχανής στην μόνιμη κατάσταση	5	2	3
THD ρεύματος στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση	0.31%	2.92%	1.97%
Ευστάθεια ελέγχου του ρεύματος	2	5	3
Ευαισθησία παραμέτρων	5	5	1
Ρύθμιση ελέγχου	Ρύθμιση των κερδών των PI	Ρύθμιση εύρους ζώνης υστέρησης	Ορθό μοντέλο ή μοντέλο αυτοδιόρθωσης (adaptive control)
Διακοπτική συχνότητα	Σταθερή	Μεταβλητή (Περιορισμένη)	Σταθερή
Απαιτούμενη Υπολογιστική Ισχύς	Μεσαία	Μικρή	Μεγάλη

των παραμέτρων της μηχανής, αφού ο έλεγχος χρησιμοποιεί άμεσα το μοντέλο της μηχανής, οπότε λανθασμένοι παράμετροι, καθώς και τυχόν θερμοκρασιακές μεταβολές των παραμέτρων, οδηγούν σε ένα υποβαθμισμένο έλεγχο του συστήματος. Καθώς, όμως, η εξαγωγή των παραμέτρων της μηχανής του οχήματος μικρής ισχύος πραγματοποιήθηκε μέσω προγράμματος ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων και όχι μέσω λεπτομερών και εξειδικευμένων μετρήσεων, και το γεγονός ότι ο έλεγχος θα εφαρμοστεί σε πρότυπο δοκίμιο, μας οδήγησε στο να επιλέξουμε τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου για την οδήγηση του κινητήρα.

Επιπρόσθετα, η περιορισμένων δυνατοτήτων υπολογιστική ισχύς του διαθέσιμου μικροεπεξεργαστή συνετέλεσε στην επιλογή χρήσης της ζώνης υστέρησης ρεύματος, καθώς με αυτό τον τρόπο μειώνονται οι απαιτούμενοι υπολογισμοί. Στην κατεύθυνσή μας αυτή, θα οδηγηθούμε σε μια ελαφρώς μειωμένη απόδοση του συστήματος λόγω αρμονικών σε σχέση με εκείνη με την διαμόρφωση μέσω χωρικών διανυσμάτων, ωστόσο όπως φάνηκε, ο έλεγχος του ρεύματος με την ζώνη υστέρησης είναι περισσότερο ευσταθής και άμεσος στις διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του συστήματος.

Περιγραφή Ηλεκτρικού Συστήματος Κίνησης Μικρής Ισχύος

Στο παρόν κεφάλαιο, περιγράφονται και αναλύονται τα υποσυστήματα του ηλεκτρικού συστήματος κίνησης του ερευνητικού οχήματος «Πυρφόρος». Ο «Πυρφόρος» είναι ένα ηλεκτρικό όχημα μικρής ισχύος, που έχει κατασκευαστεί πλήρως από φοιτητές της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών και λαμβάνει μέρος σε διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας. Αρχικά, αναφέρονται οι προδιαγραφές λειτουργίας του συστήματος κίνησης. Επιπλέον, περιγράφονται τα χαρακτηριστικά των συνιστωσών που χρησιμοποιήθηκαν, έτσι ώστε να υλοποιηθεί το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης. Μέρος του συστήματος αυτού, εκτός φυσικά από την σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, αποτελεί η πηγή εισόδου, ο ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος, το μετρητικό σύστημα θέσης και ο μικροελεγκτής που υλοποιεί τους αλγόριθμους ελέγχου.

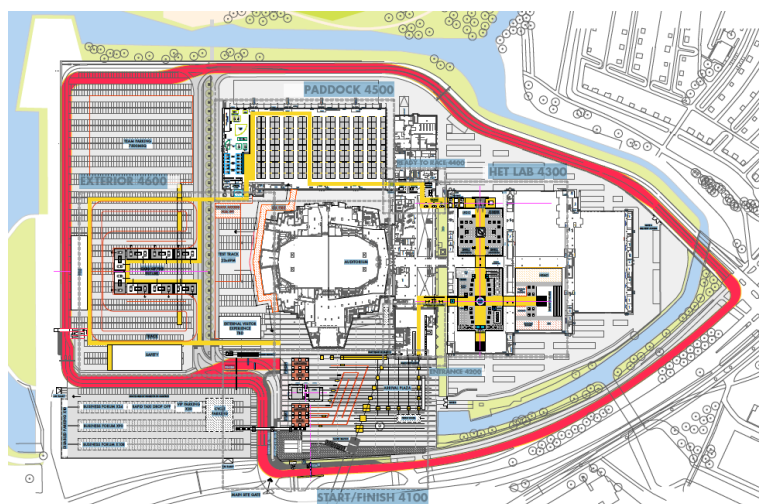


Σχήμα 6.1 – Ερευνητικό όχημα Πυρφόρος

6.1 Οι απαιτήσεις του αγώνα

Πριν συνεχίσουμε στην περιγραφή των επιμέρους συστημάτων του ερευνητικού οχήματος Πυρφόρος, κρίνεται απαραίτητο να γίνει αναφορά στις απαιτήσεις που υφίστανται, λόγω συμμετοχής του οχήματος στο διαγωνισμό εξοικονόμησης καυσίμου Shell Eco Marathon, αφού οι απαιτήσεις αυτές, αποτέλεσαν την βάση για την διαστασιολόγηση

των ηλεκτρικών και των μηχανικών μεγεθών του συστήματος κίνησης.



Σχήμα 6.2 – Η πίστα του διαγωνισμού

Νικητής του διαγωνισμού είναι το όχημα που καταφέρνει να διανύσει την μεγαλύτερη απόσταση, με ενέργεια ίση με αυτή ενός λίτρου καυσίμου. Το όχημα πρέπει να διανύσει απόσταση 16km σε χρόνο λιγότερο των 38 λεπτών. Αυτό συνεπάγεται, πως θα πρέπει να έχει μια μέση ωριαία ταχύτητα των 25km/h. Σε αυτό τον υπολογισμό, βέβαια, δεν λαμβάνονται υπόψη μεταβατικά φαινόμενα, όπως αυτά της εκκίνησης, του φρεναρίσματος λόγω στροφών, καθώς και μεταβολής του φορτίου, λόγω μικρών διαφορών στην κλίση του οδοστρώματος. Κατά συνέπεια, το όχημα θα πρέπει να έχει την δυνατότητα να αναπτύξει μεγαλύτερη ταχύτητα από αυτήν που υπολογίσθηκε, έτσι ώστε να αντισταθμίζονται τα παραπάνω φαινόμενα. Ταυτόχρονα, το σύστημα κίνησης θα πρέπει να έχει υψηλή απόδοση, αξιοπιστία, καθώς και να πληροί τις προδιαγραφές ασφαλείας του διαγωνισμού.

6.2 Περιγραφή ηλεκτρικού συστήματος κίνησης μικρής ισχύος

6.2.1 Πηγή ισχύος

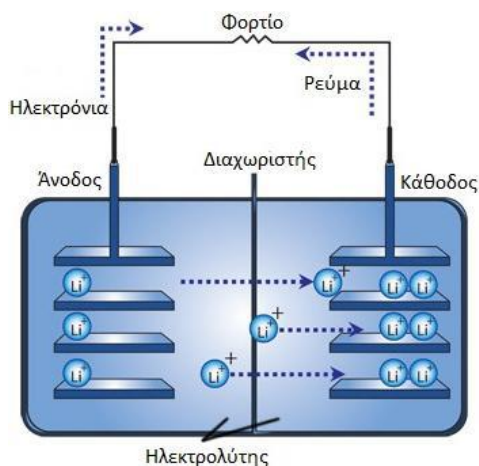
Η τροφοδότηση του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος του οχήματος, γίνεται από μπαταρίες τεχνολογίας LiFePO_4 Nanophosphate. Κάθε στοιχείο έχει τάση 3.35 V και φορτίο 2.3 Ah. Χρησιμοποιήθηκαν δύο παράλληλες συστοιχίες, αποτελούμενες από 14 στοιχεία έκαστη, με αποτέλεσμα το επίπεδο της τάσης εισόδου στον αντιστροφέα να είναι 48 V (μέγιστο επιτρεπόμενο από τους κανονισμούς του αγώνα) και συνολική ενέργεια περίπου 220 Wh.

Οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου (Li^+ batteries), συγκεκριμένα, χαρακτηρίζονται από πολύ υψηλή πυκνότητα ισχύος που επιτρέπει τη μείωση του βάρους και του όγκου τους, σε σχέση με τους υπόλοιπους τύπους συσσωρευτών για εφαρμογές συγκεκριμένης ισχύος. Ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα είναι, ότι δεν αντιμετωπίζουν το πρόβλημα της αυτοεκφόρτισης, έτσι ώστε να χρειάζονται φόρτιση όσο δεν χρησιμοποιούνται, όπως για παράδειγμα οι συσσωρευτές νικελίου μετάλλου υδριδίου (NiMH). Η τεχνολογία κατασκευής τους είναι ασφαλής και φιλική προς το περιβάλλον, ενώ η λειτουργία τους βασίζεται στην κίνηση των ιόντων λιθίου από το αρνητικό ηλεκτρόδιο (κάθοδος) στο θετικό

ηλεκτρόδιο (άνοδος), κατά την εκφόρτιση και αντίστροφα κατά τη φόρτιση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.4. Η χρήση τους σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων διευρύνεται συνεχώς, λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών που αναφέρθηκαν και της ανάπτυξης σύγχρονων νανοτεχνολογιών, που επιτρέπουν τη σημαντική μείωση της εσωτερικής αντίστασης και την αύξηση της απόδοσής τους.



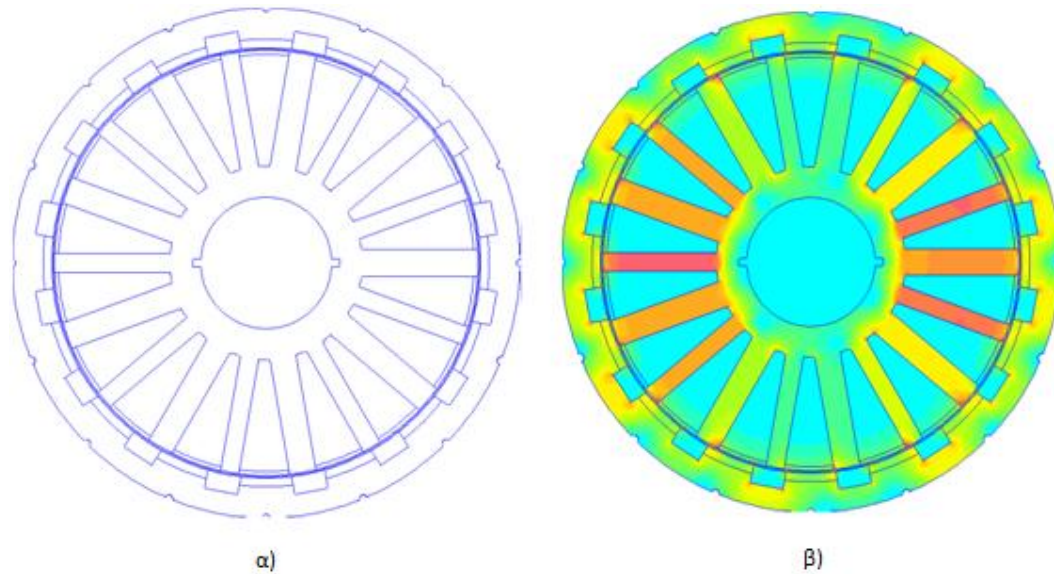
Σχήμα 6.3 – Συσσωρευτές LiFePO_4



Σχήμα 6.4 – Αρχή λειτουργίας συσσωρευτών ιόντων λιθίου

6.2.2 Σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών

Η μηχανή του κινητήριου συστήματος, που σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε εξ ολοκλήρου στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρικών ισχύος, ανήκει στην κατηγορία των σύγχρονων μηχανών επιφανειακών μονίμων μαγνητών. Επιπρόσθετα, η μηχανή παράγει ημιτονοειδή μαγνητική ροή στο διάκενο, χρησιμοποιώντας συγκεντρωμένο τύλιγμα μονής στρώσης και άνισα δόντια στο στάτη. Ιδιαίτερο χαρακτηριστικό της είναι ότι, ο δρομέας βρίσκεται στο εξωτερικό μέρος (in wheel motor), έτσι με αυτό τον τρόπο η μηχανή μπορεί να ενσωματωθεί στον πίσω τροχό του συστήματος. Συνεπώς, μειώνονται οι όποιες απώλειες μηχανικής μετάδοσης, όπως στην χρησιμοποίηση συμβατικού τύπου μηχανής με χρήση γραναζιών ή μιάντα. Για τον δρομέα επιλέχθηκαν επιφανειακοί μαγνήτες τύπου Νεοδημίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB), ενώ για την βελτιστοποίησή του χρησιμοποιήθηκε διδιάστατο μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων που προσομοιώθηκε σε κατάλληλο λογισμικό (FEMM) [31].



Σχήμα 6.5 – α) Τελική διαμόρφωση μηχανής β) Πεδιακή ανάλυση μηχανής [31]

Η σχεδίαση και βελτιστοποίηση του ηλεκτρικού κινητήρα κατέληξε στα ονομαστικά χαρακτηριστικά που παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.1:

Χαρακτηριστικό κινητήρα	Τιμή
Ονομαστική ισχύς	200W
Ονομαστικές στροφές	300 ΣΑΛ
Αριθμός πόλων	16
Ονομαστική ροπή	2Nm
RMS φασική τάση	11.1V
Αντίσταση στάτη	0.23 Ohm
Επαγωγή ευθέως και εγκάρσιου άξονα	0.0044H
Μαγνητική ροή δρομέα	0.062[Wb]
Αδράνεια μηχανής	0.007[kgm ²]
Συντελεστής τριβής	0.001[kgm ² /s]

Πίνακας 6.1 –Χαρακτηριστικά του κινητήρα

6.2.3 Αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων

Δεδομένων των χαρακτηριστικών της μηχανής και της πηγής ισχύος, για την υλοποίηση του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης χρησιμοποιήθηκε το ολοκληρωμένο κύκλωμα IRAM136-3023b της εταιρείας International Rectifiers, το οποίο χρησιμοποιεί ημιαγωγικά στοιχεία τύπου MOSFET, χαμηλής αντίστασης αγωγής και σύμφωνα με το εγχειρίδιο χρήσης (datasheet) του κατασκευαστή, συνοψίζει τα παρακάτω ονομαστικά λειτουργικά χαρακτηριστικά:

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Μέγιστη επιβαλλόμενη τάση ημιαγωγού σε κατάσταση αποκοπής ($V_{BR(DSS)}$)	150V
Τάση εισόδου θετικού διαύλου DC τροφοδοσίας (V_+)	100V
Rms τιμή φασικού ρεύματος (I_o)	30A
Συχνότητα φέροντος σήματος PWM (F_{PWM})	20kHz
Ικανότητα απορρόφησης ισχύος ανά MOSFET (P_D)	89W
Αντίσταση αγωγής ανά MOSFET	38mΩ
Ισχύς εξόδου	4kW

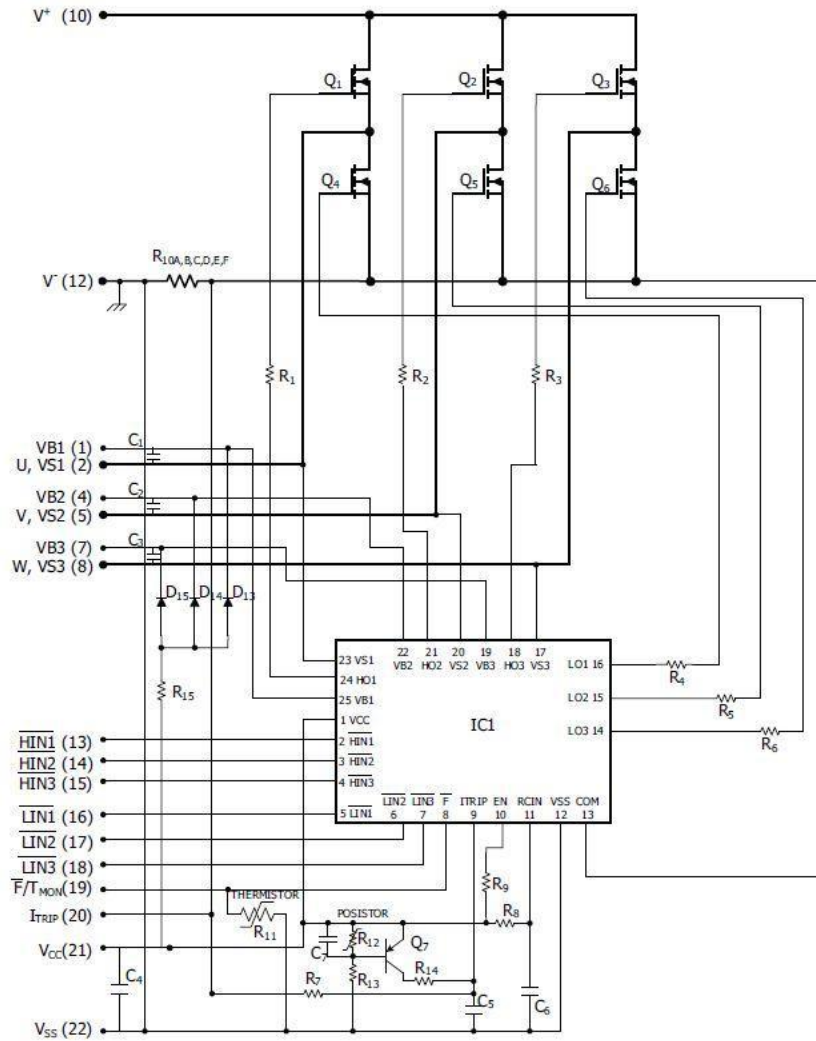
Πίνακας 6.2 – Χαρακτηριστικά της τριφασικής γέφυρας του αντιστροφέα

Όπως μπορεί να παρατηρηθεί από το Σχήμα 6.6, εκτός από το κύκλωμα ισχύος, τα χαρακτηριστικά του οποίου φαίνονται στον Πίνακα 6.2, το ολοκληρωμένο κύκλωμα περιέχει βοηθητικά κυκλώματα μικρής ισχύος, που χρησιμοποιούνται για την οδήγηση των παλμών στην είσοδο των ημιαγωγών και για την προστασία από συνθήκες υπερέντασης και υπερθέρμανσης.

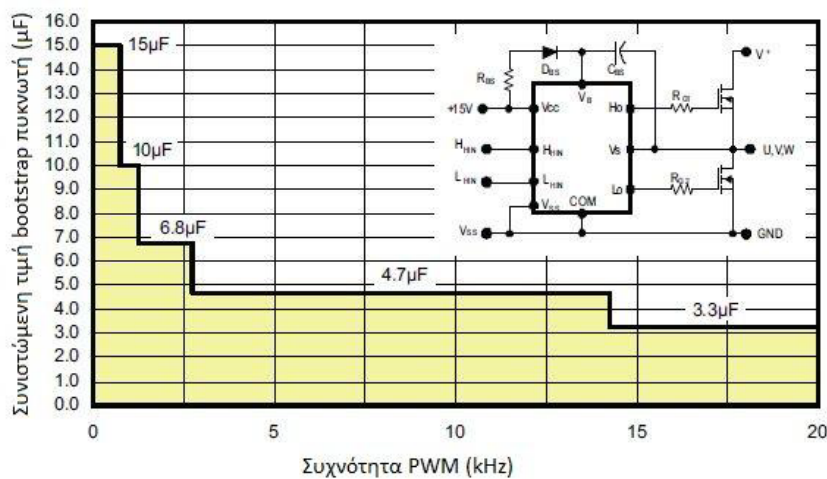
Συγκεκριμένα, το βοηθητικό ολοκληρωμένο κύκλωμα IC₁ δέχεται ως είσοδο τους λογικούς παλμούς 0 και 1 που παράγονται στην έξοδο του ελεγκτή - μικροεπεξεργαστή και τους μετατρέπει σε παλμούς κατάλληλου επιπέδου τάσης που οδηγούνται στην είσοδο των MOSFETS, μέσω κατάλληλων απομονωτών (buffers). Επίσης, το IC₁ εξασφαλίζει τον κατάλληλο «νεκρό χρόνο» των 290ns στις εναλλαγές αγωγής των στοιχείων της ίδιας ημιγέφυρας, ώστε να αποφευχθεί η ταυτόχρονη αγωγή τους. Αξίζει να σημειωθεί ότι, για την παλμοδότηση των ημιαγωγών της άνω ομάδας, χρησιμοποιείται η τεχνική bootstrap (πυκνωτές C₁, C₂, C₃, δίοδοι D₁₃, D₁₄, D₁₅ και αντίσταση R₁₅) για τη δημιουργία σταθερής αναφοράς στην τάση που εφαρμόζεται στην πύλη τους, όταν ο διακόπτης της κάτω ομάδας βρίσκεται σε αποκοπή και η τάση του κόμβου S βρίσκεται ουσιαστικά «στον αέρα» (floating).

Οι πυκνωτές bootstrap φορτίζονται μέσω της αντίστασης R₁₅, κατά την αγωγή των ημιαγωγών της κάτω ομάδας και εκφορτίζονται, όταν άγουν οι ημιαγωγοί της πάνω ομάδας, παρέχοντας το κατάλληλο φορτίο στην πύλη τους. Οι πυκνωτές αυτοί είναι εξωτερικοί και επιλέγονται από το χρήστη ανάλογα με τη διακοπτική συχνότητα που θα χρησιμοποιηθεί, σύμφωνα με το διάγραμμα του Σχήματος 6.7. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέγεται τιμή πυκνωτών 3.3μF, καθώς θα χρησιμοποιηθούν διακοπτικές συχνότητες από 14kHz έως 20kHz.

Το σήμα I_{trip} προκύπτει ως πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση R₁₀, ώστε σε περίπτωση υπερέντασης κοντά στα 60A στην DC πλευρά, να διακόπτεται η αγωγή των ημιαγωγών της άνω και της κάτω ομάδας. Το ίδιο συμβαίνει, όταν το NTC θερμίστορ που βρίσκεται σε επαφή με το εξωτερικό περιβάλλον της συσκευασίας θερμανθεί άνω των 125 °C. Τα σήματα ελέγχου των ανωτέρω κυκλωμάτων προστασίας οδηγούνται στο ολοκληρωμένο IC₁.

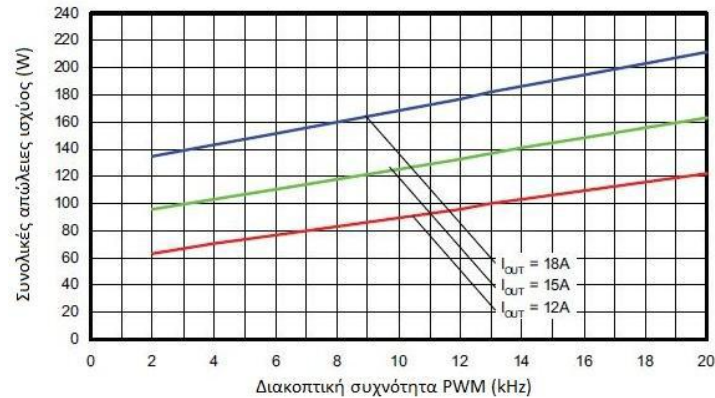


Σχήμα 6.6 – Κυκλωματικό διάγραμμα αντιστροφέα [33]



Σχήμα 6.7 – Συνιστώμενη τιμή bootstrap πυκνωτή συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας

Όσον αφορά τις συνολικές απώλειες του κυκλώματος, ο κατασκευαστής παρέχει σχετικές πληροφορίες στο εγχειρίδιο εφαρμογής, συναρτήσει της ενεργού τιμής του φασικού ρεύματος για διάφορες διακοπτικές συχνότητες και συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας για διάφορες rms τιμές του φασικού ρεύματος στα Σχήματα 6.8, 6.9 αντίστοιχα.

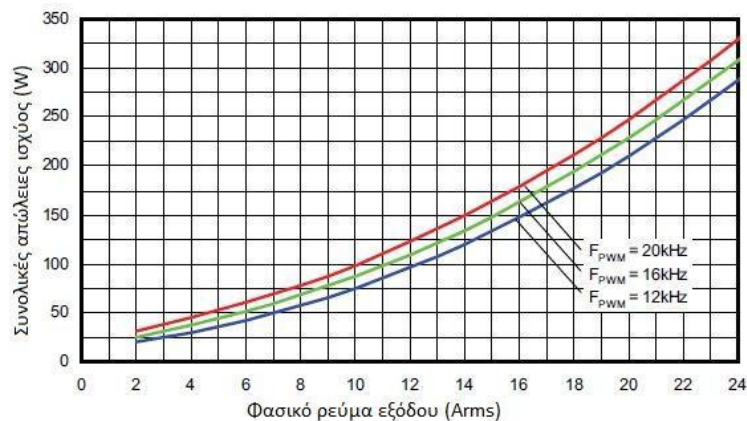


Σχήμα 6.8 – Συνολικές απώλειες αντιστροφέα συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας

Τέλος, στον Πίνακα 6.3 συγκεντρώνονται τα σημαντικότερα δυναμικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών:

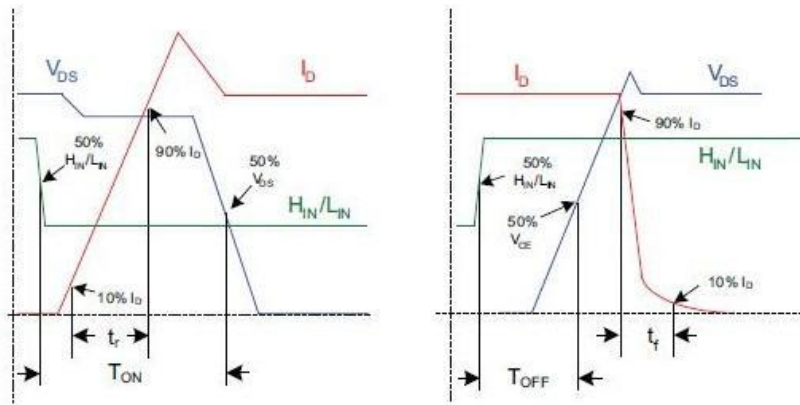
Χαρακτηριστικό	Τιμή
Χρόνος καθυστέρησης διάδοσης από την είσοδο στην έξοδο κατά την αγωγή (T _{ON})	0.83μs
Χρόνος καθυστέρησης διάδοσης από την είσοδο στην έξοδο κατά την αποκοπή (T _{OFF})	1.08μs
Διακοπτικές απώλειες κατά την αγωγή (E _{ON})	395μJ
Διακοπτικές απώλειες κατά την αποκοπή (E _{OFF})	135μJ

Πίνακας 6.3 - Δυναμικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών του αντιστροφέα



Σχήμα 6.9 – Συνολικές απώλειες αντιστροφέα συναρτήσει του φασικού ρεύματος εξόδου

Οι χρόνοι καθυστέρησης κατά την αγωγή και αποκοπή των ημιαγωγών, επεξηγούνται γραφικά στο διάγραμμα του Σχήματος 6.10:



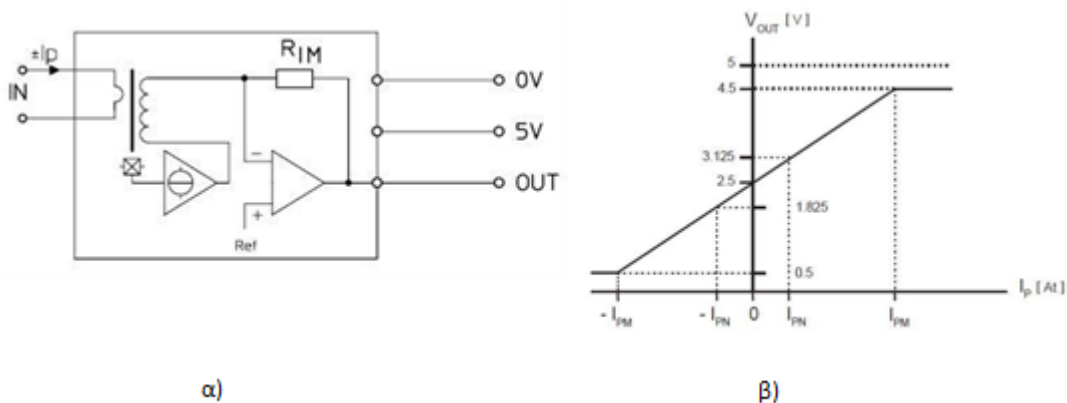
Σχήμα 6.10 – Χρόνοι καθυστέρησης ημιαγωγών

Μέτρηση ρεύματος

Για τη μέτρηση των φασικών ρευμάτων του κινητήρα χρησιμοποιήθηκαν τα στοιχεία LTS-6-ηρ της εταιρείας LEM, τα οποία αποτελούνται από μία διάταξη μετατροπής του ρεύματος σε τάση με επαγωγή, σύμφωνα με το φαινόμενο Hall και έναν ενισχυτή τάσης στην έξοδο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.11. Με τη συνδεσμολογία αυτή επιτυγχάνεται γαλβανική απομόνωση της εισόδου από την έξοδο, αλλά και δυνατότητα επεξεργασίας του αναλογικού σήματος εξόδου από επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (DSP), χωρίς κίνδυνο για τον επεξεργαστή. Στο πρωτεύον του στοιχείου ρέει το ρεύμα γραμμής του κινητήρα (σύνδεση σε αστέρα) και η επαγόμενη τάση στο δευτερεύον, οδηγείται στην είσοδο του ενισχυτή.

Ο αριθμός των περιελίξεων του πρωτεύοντος μπορεί να μεταβληθεί, ανάλογα με την συνδεσμολογία των ακροδεκτών (pins) του στοιχείου. Κάθε συνδεσμολογία αντιστοιχεί σε διαφορετικό ονομαστικό ρεύμα πρωτεύοντος I_{PN} και σε διαφορετική ακρίβεια μετατροπής του μετρούμενου σήματος ρεύματος σε τάση. Η συνάρτηση εισόδου-εξόδου του μετρητή φαίνεται στο Σχήμα 6.11 και εκφράζεται από την ακόλουθη μαθηματική σχέση:

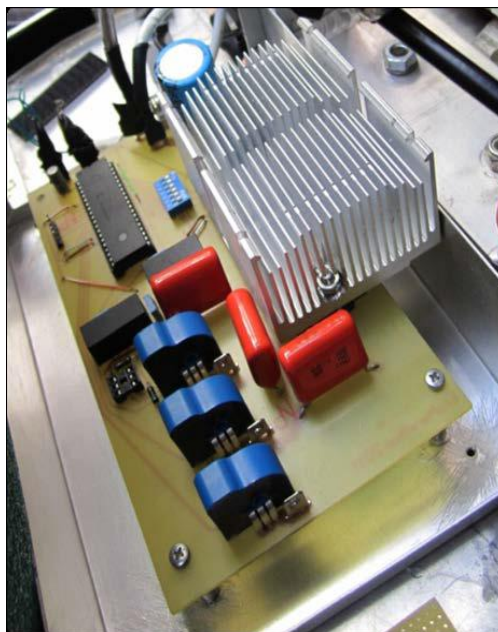
$$V_{out} = 2.5 + 0.625 \frac{I_p}{I_{PN}}$$



Σχήμα 6.11 – α) Κυκλωματικό διάγραμμα και β) Συνάρτηση ρεύματος εισόδου-τάσεως εξόδου του αισθητήρα ρεύματος

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή, επιλέχθηκε η συνδεσμολογία που αντιστοιχεί σε ονομαστικό ρεύμα πρωτεύοντος $3A_{rms}$.

Τέλος, στο Σχήμα 6.12 φαίνεται το τελικό αποτέλεσμα του αντιστροφέα.

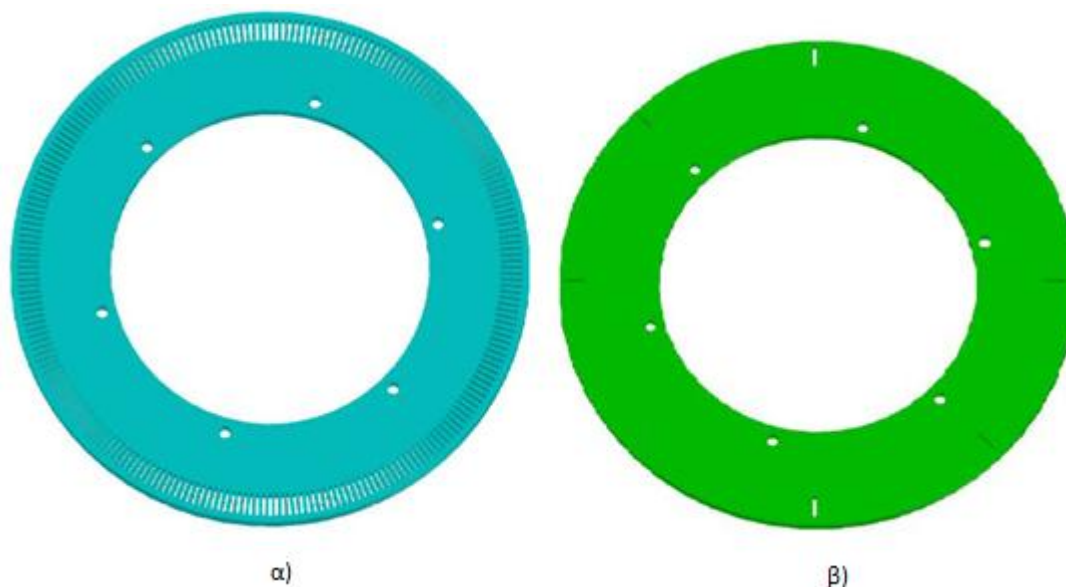


Σχήμα 6.12 – Τελικός αντιστροφέας

6.2.4 Αισθητήρας θέσης

Τα περισσότερα συστήματα κίνησης διαθέτουν κάποιον αισθητήρα θέσης ή ταχύτητας, έτσι ώστε να μπορούν να υποστηρίξουν μεθοδολογίες ελέγχου που χρησιμοποιούν την γνώση αυτή, δίχως να πραγματοποιούν κάποιου είδους εκτίμηση. Έτσι και στο ηλεκτρικό όχημα απαιτείται η γνώση της θέσης του δρομέα της μηχανής, έτσι ώστε να υπολογίζεται αντίστοιχα η ηλεκτρική γωνία.

Για την μέτρηση αυτή, χρησιμοποιείται ένας κωδικοποιητής θέσης (absolute position encoder). Ο κωδικοποιητής, στην συγκεκριμένη εφαρμογή, αποτελείται από δύο μεταλλικούς δίσκους με εσωτερικές εγκοπές στην περιφέρειά τους. Οι δύο δίσκοι που φαίνονται στο Σχήμα 6.13 τοποθετούνται στην περιφέρεια του δρομέα (ο καθένας σε ξεχωριστή περιφέρεια) και στρέφονται μαζί του. Ο ένας δίσκος χρησιμοποιείται για την μέτρηση της γωνίας και διαθέτει 30 εγκοπές ανά ζεύγος πόλων, δηλαδή 240 εγκοπές συνολικά. Επομένως, έχουμε $360^\circ/240=1.5^\circ$ ανάλυση για μια μηχανική περίοδο-περιστροφή και $360^\circ/30=12^\circ$ ανάλυση για μια ηλεκτρική περίοδο. Ο δεύτερος δίσκος χρησιμοποιείται για τον μηδενισμό του μετρητή της ηλεκτρικής γωνίας, όταν εισερχόμαστε σε διαφορετικό ζεύγος πόλων. Λόγω του ότι στην συγκεκριμένη εφαρμογή ο κινητήρας είναι δεκαεξαπολικός, ο δεύτερος δίσκος διαθέτει οκτώ εγκοπές.



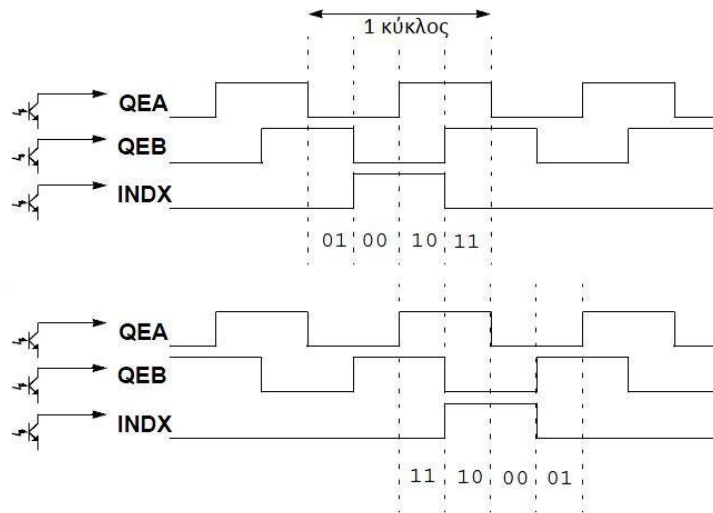
Σχήμα 6.13 – α) Δίσκος μέτρησης ηλεκτρικής γωνίας,
β) Δίσκος μηδενισμού του μετρητή της ηλεκτρικής γωνίας

Η κωδικοποιημένη ακολουθία παλμών για τον προσδιορισμό της θέσης του δρομέα, παράγεται από ένα κύκλωμα φωτοδιόδων και φωτοτρανζίστορ. Για την ακρίβεια χρησιμοποιείται ένας πομπός LED, ο οποίος είναι μόνιμα ενεργός και αντικριστά του σε απόσταση τέτοια, ώστε να μπορεί να διέλθει ο δίσκος, τοποθετείται ένας δέκτης-αισθητήρας φωτός, που όταν αντληφθεί φωτεινότητα παράγει στα άκρα του τάση. Με αυτό τον τρόπο στην έξοδο του δέκτη, κάποιος, παρατηρεί παλμοσειρές, λόγω περιστροφής του δίσκου.

Επιπρόσθετα, για να είμαστε σε θέση να γνωρίζουμε, εκτός της θέσης και την κατεύθυνση του δρομέα, επιβάλλεται να χρησιμοποιήσουμε κάποιον αισθητήρα Quadrature encoder. Δηλαδή, δεν χρησιμοποιούμε ένα ζεύγος πομπού-δέκτη αλλά δύο, η ακολουθία των μεταξύ τους παλμών είναι και αυτή που καθορίζει την κατεύθυνση του δρομέα. Φυσικά, σε ένα τέτοιο σύστημα αισθητήρων η σχετική θέση μεταξύ τους είναι ύψιστης σημασίας, καθώς είναι επιθυμητό ο ένας παλμός να ξεκινάει στην μέση του άλλου, όταν ο δρομέας στρέφεται, έτσι ώστε να είναι διακριτές οι τέσσερις καταστάσεις αυτών. Γι' αυτό τον λόγο, χρησιμοποιήθηκε εμπορικός αισθητήρας που περιλαμβάνει δύο ζευγάρια πομπού-δέκτη σε κατάλληλη θέση για τέτοιου είδους εφαρμογές.

Τα ψηφιακά σήματα (0V, +5V) των QEA, QEB και INDX (όπου QEA, QEB τα σήματα για την μέτρηση της θέσης και της κατεύθυνσης, INDX το σήμα για τον μηδενισμό του μετρητή της θέσης) στην έξοδο των φωτοτρανζίστορ, οδηγούνται σε κατάλληλες εισόδους του επεξεργαστή. Πρέπει σε αυτό το σημείο να σημειωθεί ότι, ο επεξεργαστής που χρησιμοποιείται σε αυτή την εφαρμογή, διαθέτει ξεχωριστό υποσύστημα στο υλικό του, (hardware) που αποκωδικοποιεί τα παραπάνω σήματα, αναγνωρίζοντας μια ακολουθία τεσσάρων καταστάσεων για κάθε θέση του δρομέα (Quadratic Encoder Interface, QEI).

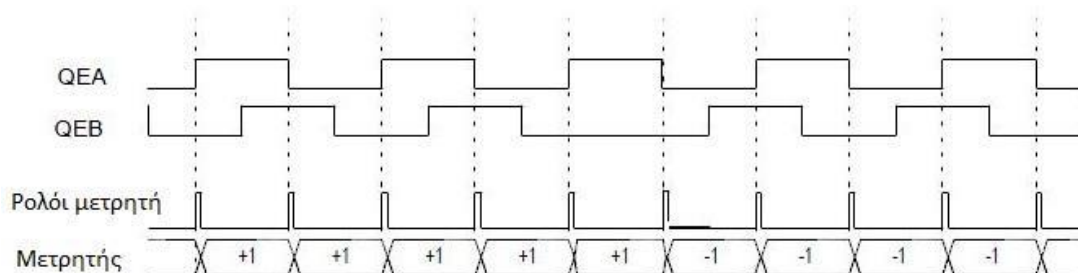
Στο Σχήμα 6.14, φαίνεται η ακολουθία των παλμών, όπως προκύπτουν από τον αισθητήρα:



Σχήμα 6.14 – Ακολουθία παλμών από τους αισθητήρες των δύο δίσκων

Στην πρώτη περίπτωση του Σχήματος 6.14, η κυματομορφή QEA προηγείται της QEB κατά το ένα τέταρτο της περιόδου και αντιστοιχεί στην περίπτωση ορθής φοράς περιστροφής. Όταν ολοκληρωθεί η ακολουθία των τεσσάρων καταστάσεων, τότε συμπληρώνεται ένας κύκλος μέτρησης και αυξάνεται κατά μία μονάδα η τιμή ενός ειδικού μετρητή, ο οποίος είναι διαθέσιμος για ανάγνωση από το χρήστη. Η τιμή του μετρητή μηδενίζεται σε περίπτωση θετικής ακμής του σήματος INDX. Αντίθετα, όταν η κυματομορφή QEB προηγείται της QEA, τότε η περιστροφή θεωρείται ότι γίνεται προς την αντίστροφη φορά και η τιμή του μετρητή μειώνεται κατά μία μονάδα, κάθε φορά που συμπληρώνεται ένας κύκλος μέτρησης. Ας σημειωθεί ότι η ακολουθία καταστάσεων στην αντίστροφη φορά περιστροφής, είναι αντίθετη από εκείνη της ορθής φοράς περιστροφής, όπως αναμενόταν.

Ο αποκωδικοποιητής του επεξεργαστή έχει τη δυνατότητα x2 και x4 μέτρησης. Αυτό σημαίνει ότι, το περιεχόμενο του μετρητή μπορεί να μεταβάλλεται, όχι μόνο κατά την ολοκλήρωση της περιόδου μέτρησης, αλλά και στις ενδιάμεσες καταστάσεις. Συγκεκριμένα, μπορεί να μετρά στις θετικές και αρνητικές ακμές του QEA (x2 mode) ή στις θετικές και αρνητικές ακμές των QEA και QEB (x4 mode). Στην περίπτωση λειτουργίας x2, το σήμα QEB χρησιμοποιείται μόνο για τον προσδιορισμό της φοράς περιστροφής. Η λειτουργία x4 χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή και οι κυματομορφές εξόδου της φαίνονται στο Σχήμα 6.15:



Σχήμα 6.15 – x4 Mode μέτρησης των ακμών του σήματος QEA

Τέλος στο Σχήμα 6.16 φαίνεται η τοποθέτηση του κωδικοποιητή θέσης στον δρομέα και η σταθερή στήριξη των πλακετών των φωτοτρανζίστορ, για ανίχνευση των εγκοπών των δίσκων.



Σχήμα 6.16 – Τοποθέτηση του κωδικοποιητή θέσης και των αισθητήρων στον κινητήρα του οχήματος

6.2.5 Μικροεπεξεργαστής

Ο επεξεργαστής που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του αλγορίθμου ελέγχου του συστήματος οδήγησης, ανήκει στην οικογένεια επεξεργαστών ψηφιακού σήματος dsPIC30F της Microchip (Σχήμα 6.17). Το συγκεκριμένο μοντέλο (dsPIC30F4011) είναι κατάλληλο για βιομηχανικές εφαρμογές συστημάτων κίνησης και χαρακτηρίζεται από χαμηλή κατανάλωση, στις περισσότερες συνθήκες λειτουργίας του. Το κριτήριο αυτό συνάδει με τις απαιτήσεις για ελαχιστοποίηση των απωλειών του συνολικού συστήματος, καθώς οι βοηθητικές διατάξεις και τα κυκλώματα ελέγχου, άρα και ο μικροεπεξεργαστής, τροφοδοτούνται από την DC πηγή ισχύος. Ο μικροεπεξεργαστής προγραμματίζεται στη γλώσσα προγραμματισμού C, καθώς το συνοδευτικό λογισμικό του υποστηρίζει τη χρήση κατάλληλου C μεταγλωττιστή (compiler). Το γεγονός αυτό, τον καθιστά αρκετά πιο ευέλικτο στη χρήση, συγκριτικά με άλλους μικροεπεξεργαστές που υποστηρίζουν αποκλειστικά προγραμματισμό σε γλώσσα assembly.

Το Αναπτυξιακό MPLAB

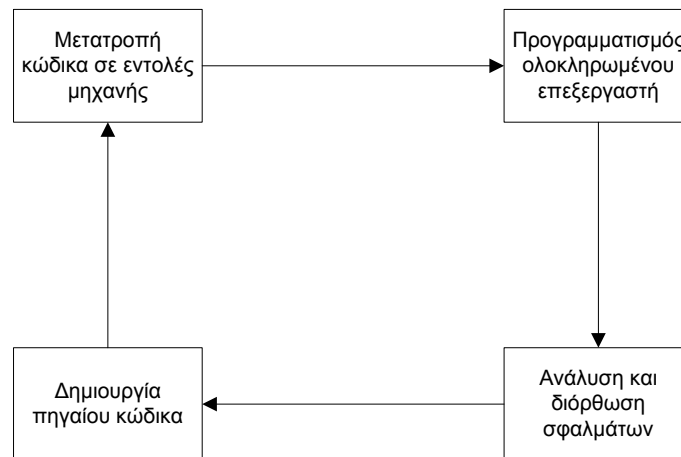
Το MPLAB IDE είναι ένα λειτουργικό πρόγραμμα που τρέχει σε υπολογιστή, με σκοπό την ανάπτυξη εφαρμογών για τους μικροελεγκτές της Microchip. Λέγεται και Ολοκληρωμένο Περιβάλλον Ανάπτυξης, γιατί παρέχει ένα απλό ολοκληρωμένο περιβάλλον για την ανάπτυξη κώδικα σε ενσωματωμένους ελεγκτές.

Η διαδικασία ανάπτυξης μιας εφαρμογής σε μικροεπεξεργαστή, συχνά, περιγράφεται με τον όρο, κύκλος σάρωσης. Γράφεται ο κώδικας, ελέγχεται και μετά τροποποιείται, ώστε να

δημιουργηθεί μια εφαρμογή που να λειτουργεί σωστά. Η διαδικασία αυτή παριστάνεται με μορφή διαγράμματος στο Σχήμα 6.18.



Σχήμα 6.17 – Επεξεργαστής ψηφιακού σήματος DSPic30f4011 της Microchip



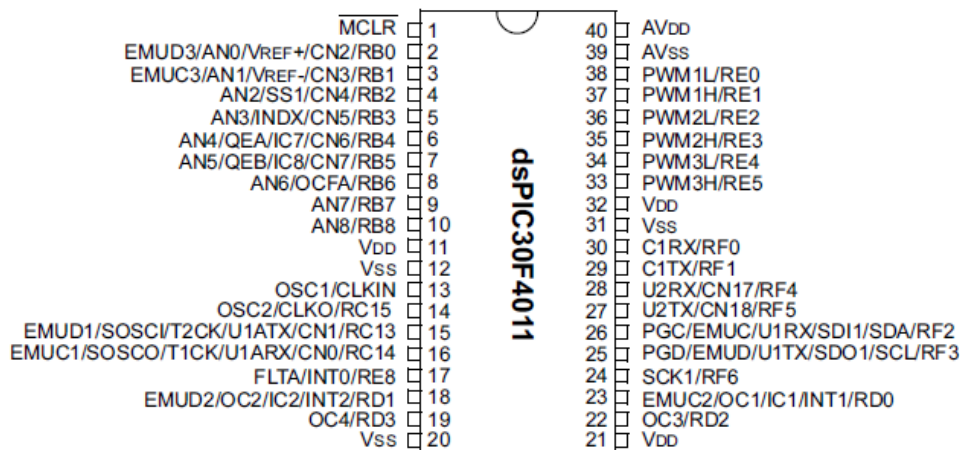
Σχήμα 6.18 – Διαδικασία ανάπτυξης προγράμματος

Το IDE είναι ένα περιβάλημα που συντάσσει όλα τα εργαλεία από μια απλή γραφική διεπαφή χρήστη, συνήθως, αυτόματα. Όταν μια φορά γραφτεί ο κώδικας του προγράμματος, μπορεί να μετατραπεί σε εκτελέσιμες οδηγίες και να φορτωθεί σε ένα μικροελεγκτή για την επιβεβαίωση της σωστής λειτουργίας του.

Σε αυτή την διαδικασία απαιτούνται πολλαπλά εργαλεία:

- Ένα σημειωματάριο(editor) για εγγραφή κώδικα.
- Ένας «διοικητής» (project manager) για την οργάνωση αρχείων και ρυθμίσεις.
- Ένας μεταγλωτιστής (compiler) ή συμβολομεταφραστής (assembler) για την μετατροπή του πηγαίου κώδικα σε κώδικα μηχανής.
- Κάποια είδη υλικού (hardware) ή λογισμικού (software) που συνδέονται σε τερματικό μικροεπεξεργαστή ή εξομοιώνουν την λειτουργία του.

Το διάγραμμα του μικροελεγκτή με αναπαράσταση της λειτουργίας των ακροδεκτών του φαίνεται στο Σχήμα 6.19, όπου γίνεται κατανοητό ότι κάθε ακροδέκτης μπορεί να επιτελέσει πολλές και διαφορετικές λειτουργίες.



Σχήμα 6.19 – Ολοκληρωμένο μικροεπεξεργαστή με 40 ακροδέκτες [36]

Γενικά για τον dsPIC30F4011

Η κεντρική μονάδα επεξεργασίας του dsPIC30F4011 έχει μια 16-bit τροποποιημένη, κατά Harvard, αρχιτεκτονική με βελτιωμένο πακέτο εντολών, περιλαμβάνοντας υποστήριξη σε DSP λειτουργίες. Η CPU έχει εντολές των 24-bit με μεταβλητό μήκος του κώδικα λειτουργίας. Ο απριθμητής προγράμματος έχει μήκος 24-bit και διευθυνσιοδοτεί μέχρι και 4M x 24-bit μνήμης για το πρόγραμμα χρήστη. Ένας ενσωματωμένος μηχανισμός προφόρτωσης (prefetch) που εκτελείται σε ένα μόνο κύκλο, αυξάνει την απόδοση, προσδίδοντας προβλέψιμη εκτέλεση.

Όλες οι εντολές εκτελούνται σε ένα κύκλο, εκτός από αυτές που αλλάζουν τη ροή του προγράμματος, τις μετακινήσεις λέξεως διπλής ακρίβειας και τις εντολές πινάκων. Ο dsPIC30F4011 διαθέτει δεκαέξι, 16-bit καταχωρητές εργασίας (working registers) στο μοντέλο προγραμματισμού. Κάθε ένας από τους καταχωρητές εργασίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν δεδομένο, σαν διεύθυνση ή σαν καταχωρητής μετατόπισης διεύθυνσης. Ο 16^{ος} καταχωρητής εργασίας (W15) λειτουργεί ως ένας δείκτης στοίβας (stack pointer) για διακοπές και ανακλήσεις υπορουτινών.

Το πακέτο εντολών του dsPIC30F4011 διαθέτει δύο είδη εντολών, τον τύπο MCU εντολών και τον τύπο DSP εντολών. Αυτά τα δύο είδη εντολών είναι ενσωματωμένα στην αρχιτεκτονική και εκτελούνται από μία μονάδα εκτέλεσης. Το πακέτο εντολών περιλαμβάνει πολλούς τρόπους διευθυνσιοδότησης και είναι σχεδιασμένο για τη βέλτιστη αποτελεσματικότητα του C μεταγλωτιστή.

Η μνήμη του επεξεργαστή και όλοι οι καταχωρητές είναι οργανωμένοι σε μήκος των 16bit. Η μνήμη δεδομένων μπορεί να διευθυνσιοδοτηθεί με 32Kwords ή 64Kbytes και είναι χωρισμένη σε δύο μπλοκ, που αναφέρονται σαν X και Y μνήμη δεδομένων. Κάθε μπλοκ μνήμης έχει την δική του ανεξάρτητη μονάδα παραγωγής μνήμης (AGU). Οι MCU εντολές λειτουργούν, αποκλειστικά, διαμέσου της X μνήμης AGU. Κάποιες DSP εντολές λειτουργούν μέσα και από την X και από την Y μνήμη AGU για να υποστηρίξουν αναγνώσεις διπλών τελεστών που χωρίζει τα δεδομένα της διεύθυνσης σε δύο μέρη. Η μνήμη δεδομένων προσπελαύνεται, χρησιμοποιώντας δύο μονάδες παραγωγής διεύθυνσεων (AGU) και διαφορετικούς δρόμους δεδομένων.

Η μνήμη RAM μπορεί να συνδεθεί, μέσω διαύλου προγράμματος μνήμης, σε συσκευές με ένα εξωτερικό δίαυλο και να χρησιμοποιείται, ώστε να επεκτείνει την εσωτερική RAM.

Τα χαρακτηριστικά που αφορούν άμεσα την εφαρμογή μας, συγκεντρώνονται παρακάτω:

- ❖ *Υπολογιστική Ισχύς:*
Ικανότητα εκτέλεσης 30 εκατομμυρίων εντολών το δευτερόλεπτο (MIPS) με εύρος ρυθμιζόμενης συχνότητας ρολογιού 4-10MHz και χρήση ενσωματωμένου PLL (4x, 8x, 16x).
- ❖ *Timers:*
Δυνατότητα σύνδεσης ζεύγους χρονομετρητών (timers) 16-bit σε ένα μετρητή 32-bit.
- ❖ *Παραγωγή παλμών με μέθοδο PWM:*
Οι τρεις γεννήτριες διαμόρφωσης παλμών PWM παράγουν δύο σήματα η κάθε μία, το σήμα High και το σήμα Low τα οποία είναι συμπληρωματικά. Επιπλέον, η μονάδα PWM έχει την δυνατότητα εισαγωγής νεκρού χρόνου, καθώς και την δυνατότητα για έλεγχο μέσω ράμπας ή τριγωνικής κυματομορφής. Η ανάλυση φτάνει τα 16bit, ενώ επιτρέπονται οποιαδήποτε στιγμή οι αλλαγές στο λόγο κατάτμησης.
- ❖ *Quadrature Encoder Interface:*
Ξεχωριστή δομική μονάδα (module) κωδικοποιητή τεσσάρων καταστάσεων (Quadratic Encoder Interface, QEI) υλοποιημένη στο υλικό του επεξεργαστή με δυνατότητα 3 αναλογικών σημάτων εισόδου από αισθητήρα, μετρητή 16-bit και υπολογισμού θέσης σε λειτουργία x2 και x4.
- ❖ *Μετατροπείς σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό:*
Η μονάδα μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα διαθέτει εννέα κανάλια εισόδου. Τα 9 αυτά κανάλια συνδέονται σε τέσσερις μονάδες δειγματοληψίας και αποθήκευσης (S/H). Η δειγματοληψία των σημάτων μπορεί να είναι σειριακή ή παράλληλη, ενώ η μετατροπή σε ψηφιακό σήμα είναι σειριακή. Ο μέγιστος δυνατός ρυθμός δειγματοληψίας μπορεί να φτάσει το 1Mps για δειγματοληψία ενός μόνο καναλιού, χρησιμοποιώντας δύο S/H για το ίδιο σήμα. Αν τα υπό δειγματοληψία σήματα είναι περισσότερα, ο ρυθμός δειγματοληψίας μειώνεται ανάλογα.

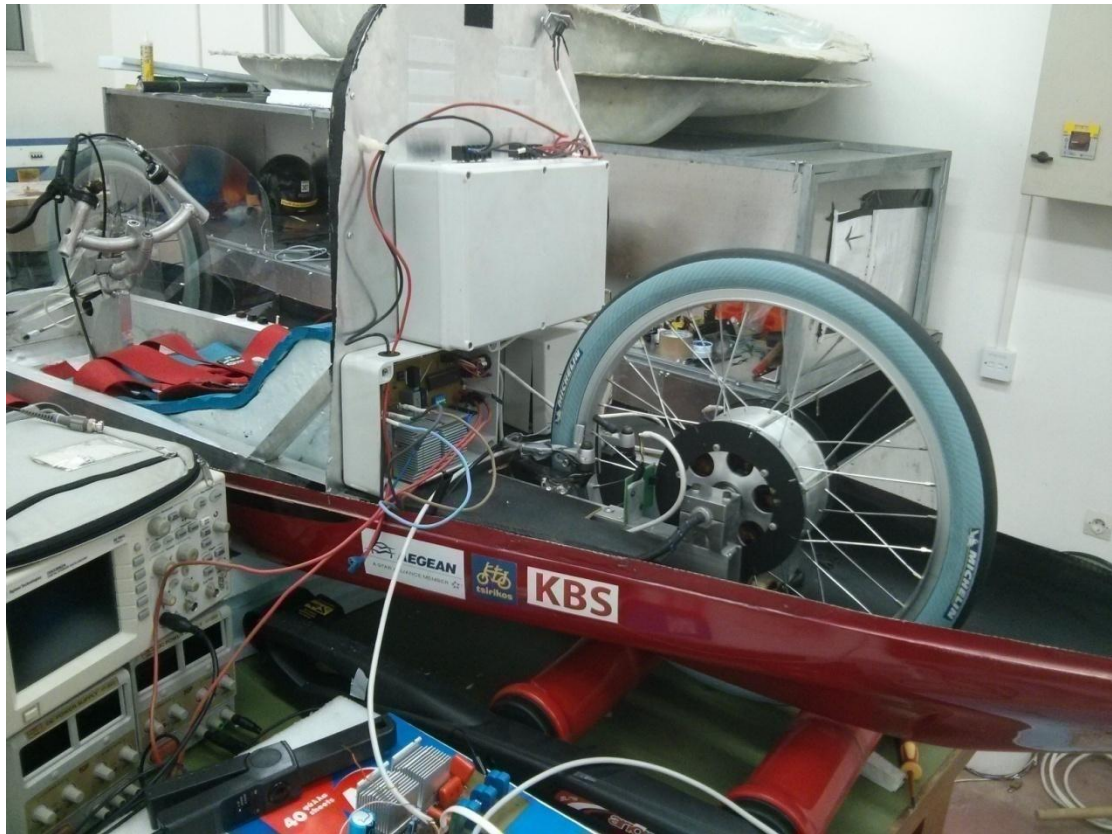
6.2.5 Πέδη φόρτισης κινητήρα

Για την φόρτιση του κινητήρα μονίμων μαγνητών, λόγω της ιδιομορφίας του εξωτερικού δρομέα, χρησιμοποιήθηκε μια πέδη ποδηλάτου. Συγκεκριμένα, το μοντέλο arion digital επιτρέπει τρεις διαφορετικές λειτουργίες:

- Λειτουργία υπό σταθερή ισχύ.
- Λειτουργία υπό σταθερή ροπή.
- Λειτουργία με μεταβαλλόμενα βήματα ισχύος,

που μας δίνουν την δυνατότητα να παρατηρήσουμε την απόκριση του συστήματος, τόσο στην μεταβατική, όσο και στην μόνιμη κατάσταση.

Τέλος στο Σχήμα 6.20 φαίνεται η εγκατάσταση του κινητήρα του οχήματος στην πέδη ποδηλάτου.



Σχήμα 6.20 – Πειραματική διάταξη φόρτισης του κινητήρα μονίμων μαγνητών του οχήματος μέσω κατάλληλης πέδης

Υλοποίηση Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου

Στο παρόν κεφάλαιο, αναλύεται και περιγράφεται η διαδικασία υλοποίησης της τεχνικής προσανατολισμένου πεδίου, στη σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών του ερευνητικού οχήματος «Πυρφόρος». Αρχικά, σημειώνονται οι περιορισμοί, λόγω υλικού (hardware), που μας οδηγούν σε συγκεκριμένη υλοποίηση και στην συνέχεια βήμα προς βήμα το σκεπτικό για την πραγματοποίηση του ελέγχου, καθώς και επιμέρους δείγματα κώδικα που χρησιμοποιήθηκαν για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή. Τέλος, σχολιάζονται τα τελικά αποτελέσματα που πιστοποιούν την λειτουργία του ελέγχου, ενώ ακόμη υλοποιείται μια στρατηγική εκκίνησης και πλάνου επιτάχυνσης, έτσι ώστε το όχημα να καταναλώνει την μικρότερη δυνατή ενέργεια.

7.1 Περιορισμοί λόγω υλικού-(Hardware constraints)

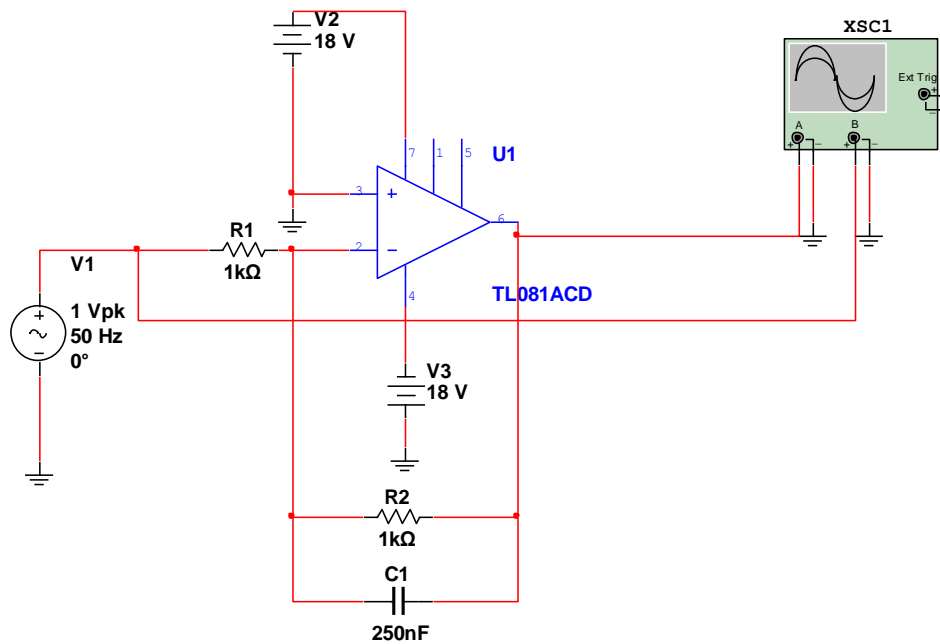
Στο κεφάλαιο 6, έγινε η ανάλυση και η περιγραφή κάθε επιμέρους τμήματος του συστήματος, παρ'όλα αυτά δεν σχολιάστηκαν οι περιορισμοί που αυτά μας θέτουν. Οι περισσότεροι περιορισμοί αφορούν τον ηλεκτρονικό μετατροπέα, εφόσον ο αντιστροφέας δεν υποστηρίζει τα παρακάτω:

- Η μέτρηση των ρευμάτων στην ac μεριά του αντιστροφέα δεν φιλτράρεται. Αυτό σημαίνει ότι, η τάση που παράγει το αισθητήριο όργανο (LEM) δεν παραμένει απολύτως σταθερή, όταν διέρχεται ένα σταθερό ρεύμα από αυτό. Συνεπώς, η μέτρηση ενός εναλλασσόμενου ρεύματος παρουσιάζει επιπλέον αρμονικές λόγω θορύβου, οι οποίες στην πραγματικότητα δεν υφίστανται. Για το λόγο αυτό, οποιαδήποτε υλοποίηση ελέγχου του ρεύματος, ταυτόχρονα, υποβαθμίζεται.

Για την εξάλειψη των παραπάνω, θα μπορούσε να σχεδιαστεί και να χρησιμοποιηθεί ένα ενεργό βαθυπερατό φίλτρο, με συχνότητα αποκοπής το διπλάσιο της μέγιστης συχνότητας που λειτουργεί η μηχανή. Οι ονομαστικές στροφές της μηχανής είναι:

$$\begin{aligned}n &= 300 \Sigma A \Lambda \rightarrow \\ \frac{120f}{P} &= 300 \rightarrow \\ f &= 300 * \frac{16}{120} = 40 \text{hz}\end{aligned}$$

Επομένως, ένα φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τα 4khz θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί, έτσι ώστε να μην επηρεάζεται η μέτρηση μέχρι την συχνότητα των 70hz, αλλά και να μην φιλτράρονται οι πραγματικές αρμονικές του ρεύματος. Ενδεικτικά, στο Σχήμα 7.1, παρουσιάζεται το ενεργό βαθυπερατό φίλτρο που θα μπορούσε να σχεδιασθεί στο μέλλον με ένα επιπλέον στάδιο αντιστροφής, εφόσον το σήμα πλέον αντιστρέφεται.

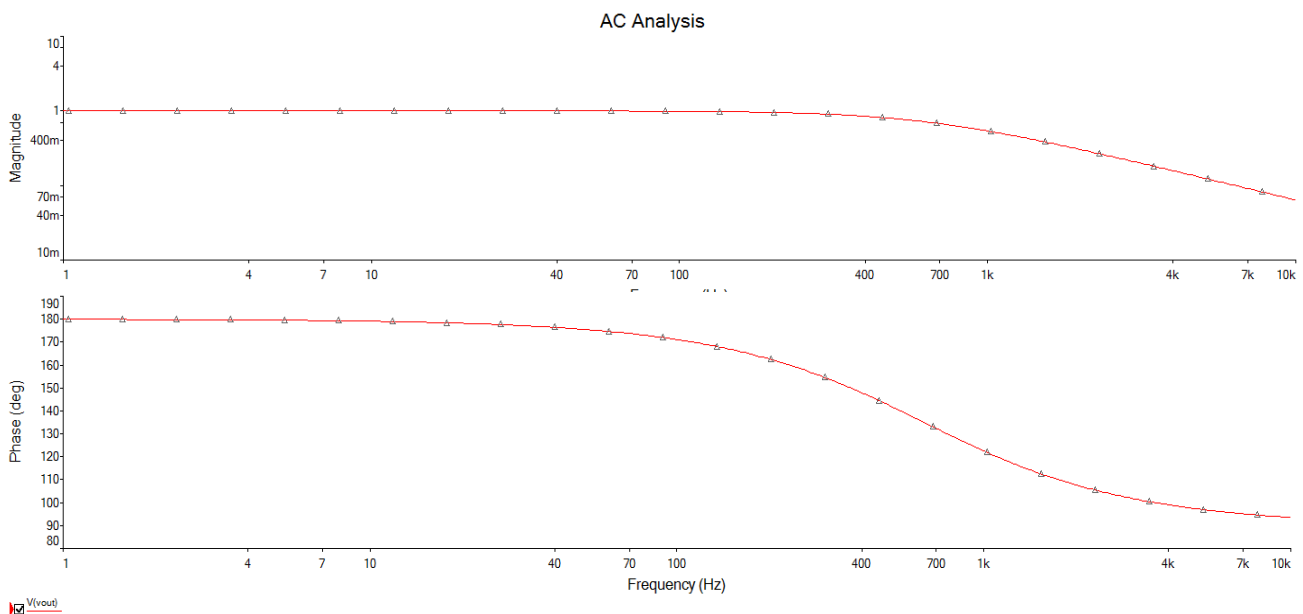


Σχήμα 7.1 – Κύκλωμα ενεργού βαθυπερατού φίλτρου

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου στο πεδίο της συχνότητας είναι :

$$H(s) = -\frac{1}{1 + s0.00025} \quad (7.1)$$

Τα διαγράμματα bode πλάτους και φάσης του φίλτρου φαίνονται στο Σχήμα 7.2.



Σχήμα 7.2 – Διαγράμματα bode του πλάτους και της φάσης του ενεργού βαθυπερατού φίλτρου

- Επιπλέον, η συνδεσμολογία των αισθητήρων ρεύματος, είναι ονομαστικής rms τιμής ρεύματος στα 5A και μέγιστης τιμής μέτρησης στα 12A. Το τελευταίο μας περιορίζει το μέγιστο ρεύμα που μπορούμε να μετρήσουμε με τον μικροελεγκτή και ταυτόχρονα το μέγιστο ρεύμα που μπορούμε να ελέγξουμε. Συνεπώς, πρέπει να

τεθεί ένας ηλεκτρονικός περιοριστής του ρεύματος στα 10Α, για ασφαλή λειτουργία του ελέγχου.

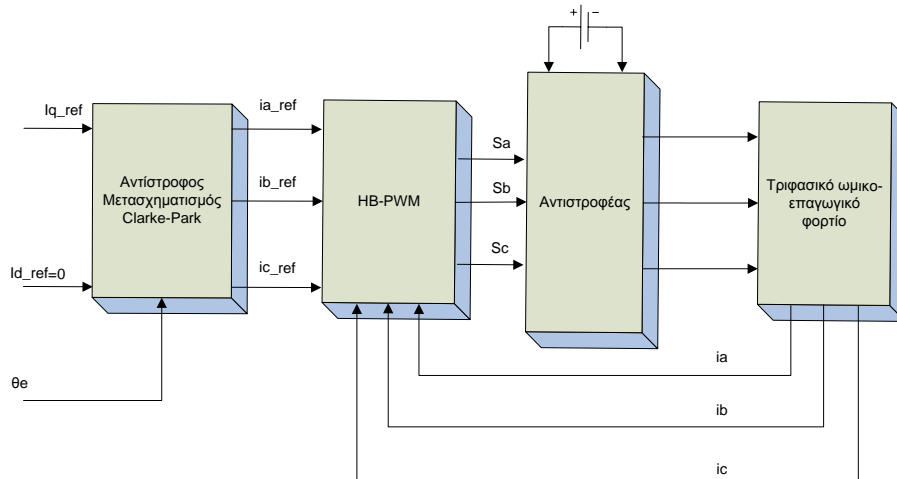
- Επιπρόσθετα, η σύνδεση των εξόδων των αισθητήρων ρεύματος πάνω στους ακροδέκτες του μικροελεγκτή δεν είναι η βέλτιστη, καθώς δεν υπάρχει η δυνατότητα ταυτόχρονης δειγματοληψίας των δύο ρευμάτων δύο φάσεων (που απαιτείται για τριφασικό συμμετρικό φορτίο). Αυτό συνεπάγεται πως, πρέπει να αυξήσουμε περισσότερο την συχνότητα δειγματοληψίας, έτσι ώστε να έχουμε όσο το δυνατόν μικρότερο σφάλμα στον έλεγχο μας.
- Το ολοκληρωμένο στοιχείο (igam) που χρησιμοποιήθηκε ως αντιστροφέας, έχει μέγιστη διακοπτική συχνότητα τα 20kHz. Επομένως, προηγμένοι μέθοδοι ελέγχου, όπως ο άμεσος έλεγχος ροπής ή ο άμεσος προβλεπτικός έλεγχος δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν, εφόσον απαιτούν υψηλότερη διακοπτική συχνότητα για λειτουργία με υψηλές επιδόσεις.
- Η ανάλυση που προσφέρει ο κωδικοποιητής θέσης είναι περιορισμένος. Τα 960 συνολικά σημεία (χρησιμοποιώντας και την λειτουργία x4 mode του μικροελεγκτή), ανά περιστροφή, μας προσφέρουν 0.375° μηχανικές ανά εγκοπή και 3° ηλεκτρικές αντίστοιχα. Επομένως το σφάλμα που εισάγεται στην μέτρηση της ηλεκτρικής γωνίας μπορεί να γίνει, σχετικά, υψηλό και να καθορίσει την λειτουργία του ελέγχου.

Για όλους τους παραπάνω λόγους, θεωρήθηκε καταλληλότερη η μεθοδολογία ελέγχου που χρησιμοποιεί την διαμόρφωση με ζώνη υστέρησης ρεύματος, καθώς με αυτό τον τρόπο υπάρχει άμεσος και ευσταθής έλεγχος του ρεύματος. Επιπλέον, το σφάλμα λόγω του κωδικοποιητή θέσης, επηρεάζει μόνο μια φορά τον έλεγχο σε σχέση με την διαμόρφωση SVM, κατά την οποία το σφάλμα επηρεάζει τετραγωνικώς τον έλεγχο. Παρ'όλα αυτά, η διαμόρφωση με τον έλεγχο ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης, στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, είναι μια ελαφρώς λιγότερο αποδοτική υλοποίηση, λόγω των αυξημένων αρμονικών του ρεύματος σε σχέση με την τεχνική διαμόρφωσης μέσω διανυσμάτων χώρου.

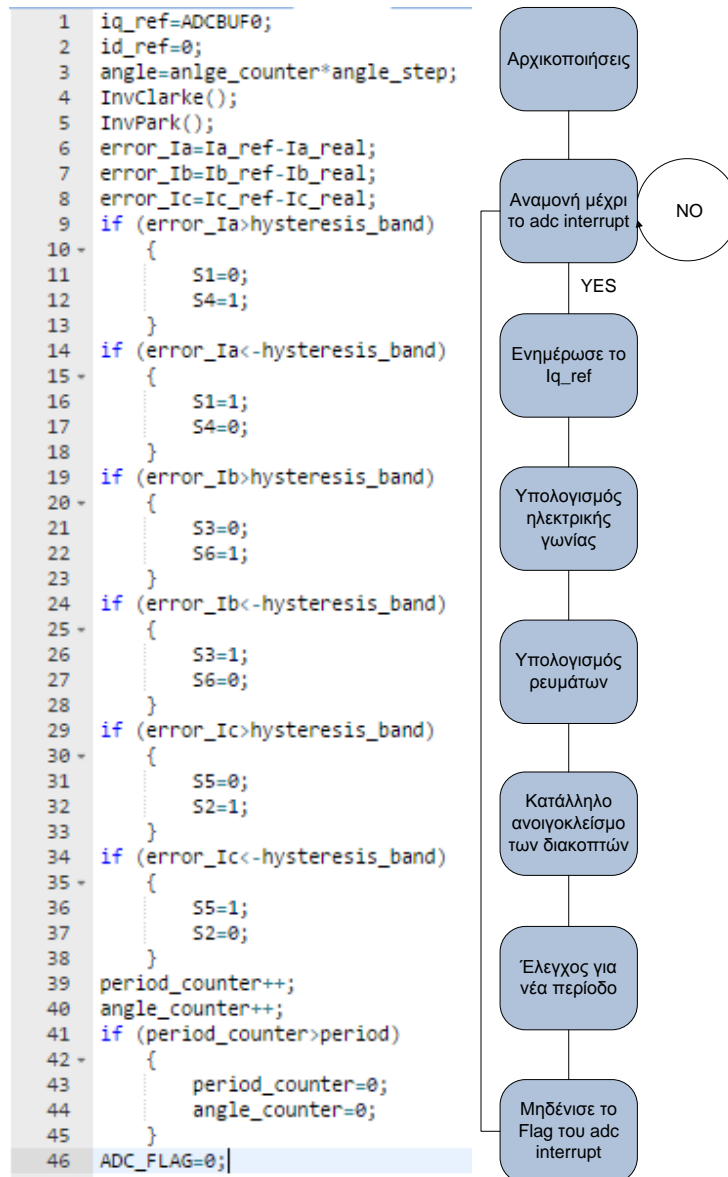
7.2 Εφαρμογή τεχνικής υστέρησης ρεύματος σε ωμικό-επαγωγικό φορτίο

Αρχικά, η τεχνική διαμόρφωσης υστέρησης ρεύματος υλοποιήθηκε σε ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Από μία μεταβλητή αντίσταση αυξάνουμε το πλάτος του i_{q_ref} , διατηρώντας το $i_{d_ref}=0$ (Σχήμα 7.3), ενώ ταυτόχρονα απαιτώντας, η μέτρηση της ηλεκτρικής γωνίας για τους μετασχηματισμούς Clarke-Park, να γίνεται σε συγχρονισμό με τον μετρητή της περιόδου του ρεύματος. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται μοναδιαίος συντελεστής ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα. Για να δημιουργήσουμε την έννοια της περιόδου του ρεύματος φορτίου ($T=0.02\text{sec}$, για συχνότητα $f=50\text{hz}$), χρησιμοποιήσαμε τη λειτουργία διακοπής (interrupt) της λειτουργίας ADC, έτσι ώστε να αυξήσουμε τον μετρητή της περιόδου και συγχρόνως τον μετρητή της ηλεκτρικής γωνίας. Δείγμα του κώδικα που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο Σχήμα 7.4, ενώ στο σχήμα φαίνεται και το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου.

Το επαγωγικό φορτίο που χρησιμοποιήθηκε ήταν 5mH, έτσι ώστε να προσεγγίζει όσο τον δυνατόν περισσότερο την επαγωγή της μηχανής.



Σχήμα 7.3 – Μπλοκ διάγραμμα τεχνικής ζώνης υστέρησης σε ωμικο-επαγωγικό φορτίο



Σχήμα 7.4 - α) Δείγμα κώδικα τεχνικής υστέρησης σε ωμικο-επαγωγικό φορτίο, β) Διάγραμμα ροής αλγορίθμου

Δύο κύρια χαρακτηριστικά που έπρεπε να εξετάσουμε ήταν το εύρος της ζώνης υστέρησης, καθώς και ο χρόνος που απαιτείται για το interrupt της λειτουργίας analog to digital. Οι μεταβλητές hysteresis_band και Ts έχουν την παρακάτω σχέση με το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο:

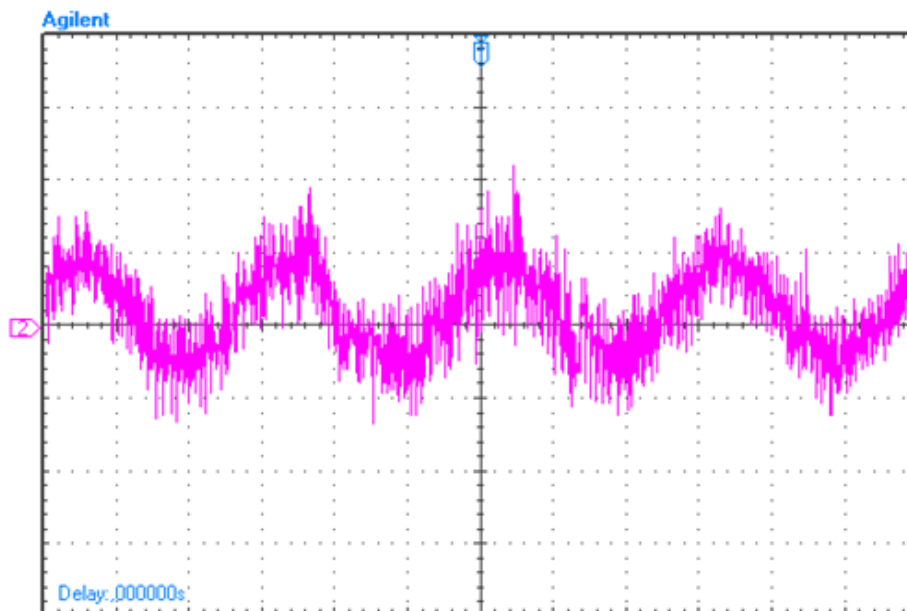
$$L \frac{di}{dt} = Vs \rightarrow$$

$$L \frac{i_{final} - i_{start}}{T_s} = \pm 0.5V_{dc}$$

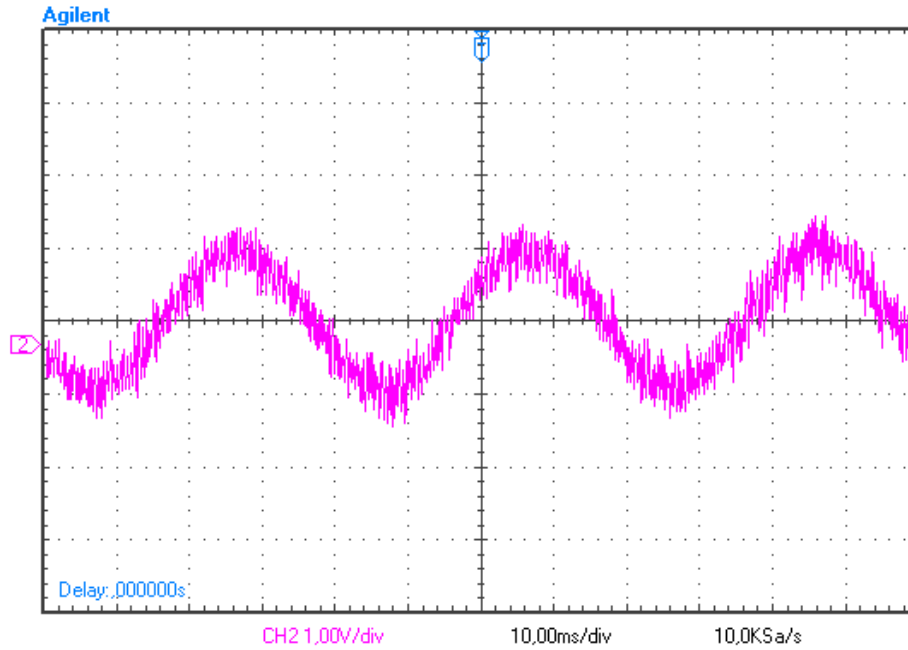
$$i_{final} - i_{start} = \pm \frac{T_s}{L} 0.5V_{dc} \quad (7.2)$$

Επομένως το εύρος της υστέρησης, όπως φαίνεται από την παραπάνω εξίσωση, έχει άμεση σχέση και με το χρόνο δειγματοληψίας. Για συγκεκριμένο εύρος υστέρησης, πολύ μικρός χρόνος δειγματοληψίας θα οδηγούσε σε περιττό έλεγχο της κυματομορφής του ρεύματος, εφόσον δεν θα είχαμε απόκλιση πέρα από την ζώνη υστέρησης. Ταυτόχρονα για το ίδιο εύρος ζώνης μεγάλος χρόνος δειγματοληψίας θα οδηγούσε σε μεγάλη απόκλιση του ρεύματος από την ιδανική κυματομορφή και επομένως, σε υψηλή κυμάτωση.

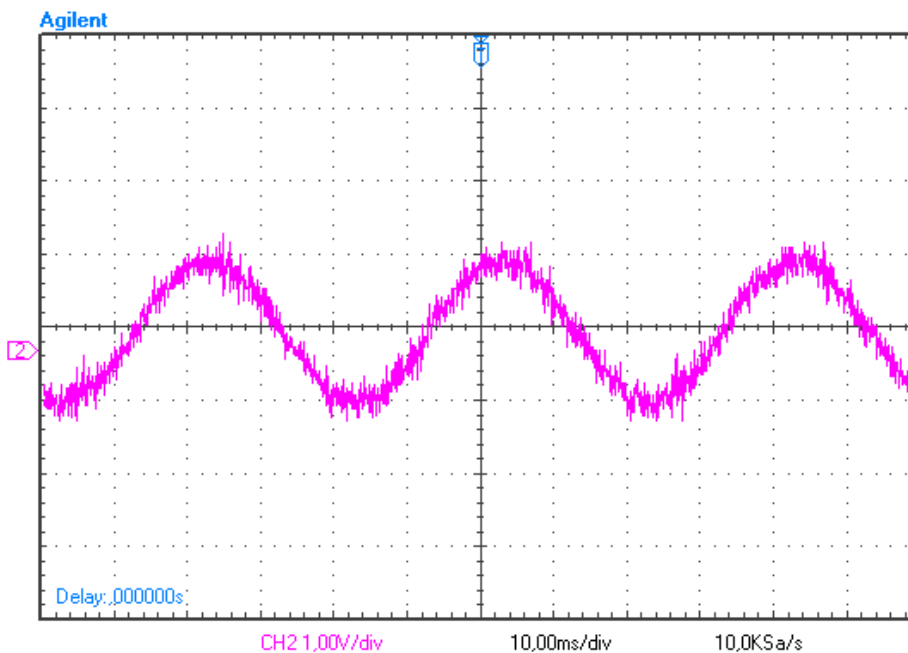
Στα Σχήματα 7.5, 7.6 και 7.7 βλέπουμε κυματομορφές ρεύματος για $i_{q_ref}=1A$, με εύρος υστέρησης 200mA και διαφορετικές συχνότητες δειγματοληψίας 10kHz, 20kHz και 40kHz αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι, όσο μικρότερος είναι ο χρόνος δειγματοληψίας, τόσο καλύτερη είναι η ποιότητα του ρεύματος.



Σχήμα 7.5 – Ρεύμα φορτίου για συχνότητα δειγματοληψίας 10kHz και εύρος ζώνης υστέρησης 200mA



Σχήμα 7.6 - Ρεύμα φορτίου για συχνότητα δειγματοληψίας 20kHz και εύρος ζώνης υστέρησης 200mA



Σχήμα 7.7 - Ρεύμα φορτίου για συχνότητα δειγματοληψίας 40kHz και εύρος ζώνης υστέρησης 200mA

Στο σημείο αυτό κρίνεται απαραίτητο να αναφερθεί ότι, η χρήση κάποιου ψηφιακού φίλτρου ρεύματος, που θα ελαχιστοποιούσε την ύπαρξη του όποιου dc θορύβου στην μέτρησή του, κρίνεται επισφαλής. Ένα τέτοιου είδους φίλτρου υπολογίζει την μέση τιμή του σήματος (την dc συνιστώσα δηλαδή) και την αφαιρεί από την υπάρχουσα μέτρηση. Με

αυτό τον τρόπο, φιλτράρει το σήμα. Στο Σχήμα 7.8, φαίνεται ο προγραμματισμός του φίλτρου.

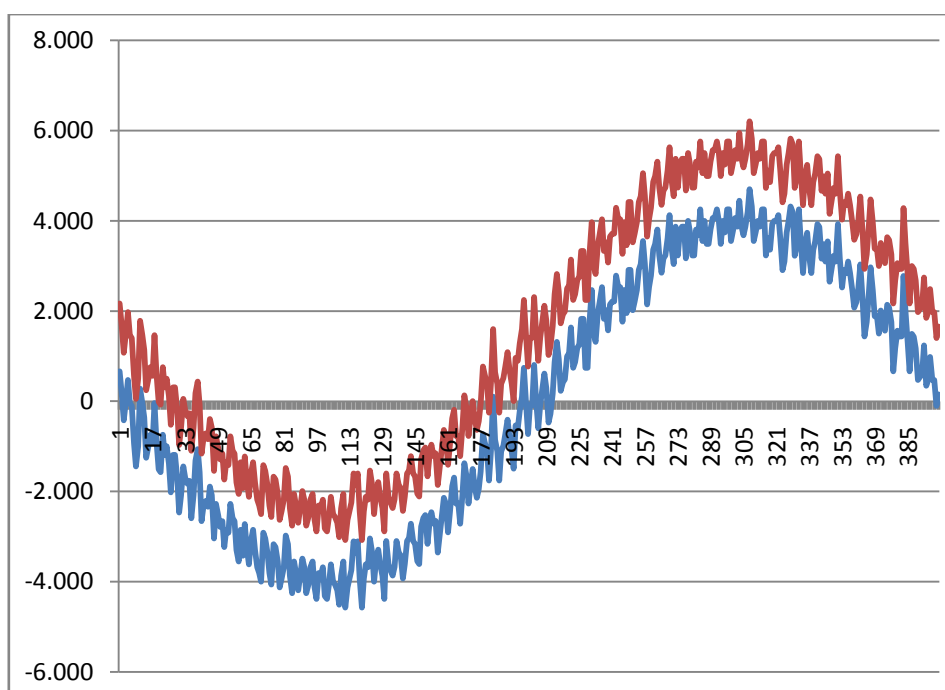
```

1 ioffset+=(ADCBUFn-Offset); //the ioffset always changes, is accumulated
2 CorrADC= ADCBUFn-ioffset; // and is used to correct the raw ADC
3

```

Σχήμα 7.8 – Δείγμα κώδικα για την απόρριψη dc συνιστώσας μέτρησης εναλλασσόμενης ποσότητας

Όμως, στην περίπτωση που το ρεύμα φιλτράρεται με αυτό τον τρόπο, υπάρχει η περίπτωση να δημιουργηθεί μια dc συνιστώσα ρεύματος, την οποία ο έλεγχος δεν αντιλαμβάνεται, αφού δουλεύει το φίλτρο. Επομένως, υπάρχει μια αιωρούμενη στοχαστική τάση, από την άποψη ότι δεν δύναται να προβλεφθεί ούτε το πότε εισάγεται, ούτε το πλάτος της. Στο Σχήμα 7.9 φαίνεται με κόκκινο χρώμα το πραγματικό ρεύμα με dc συνιστώσα, ενώ με μπλε φαίνεται το μετρούμενο ρεύμα μετά την χρήση του φίλτρου.



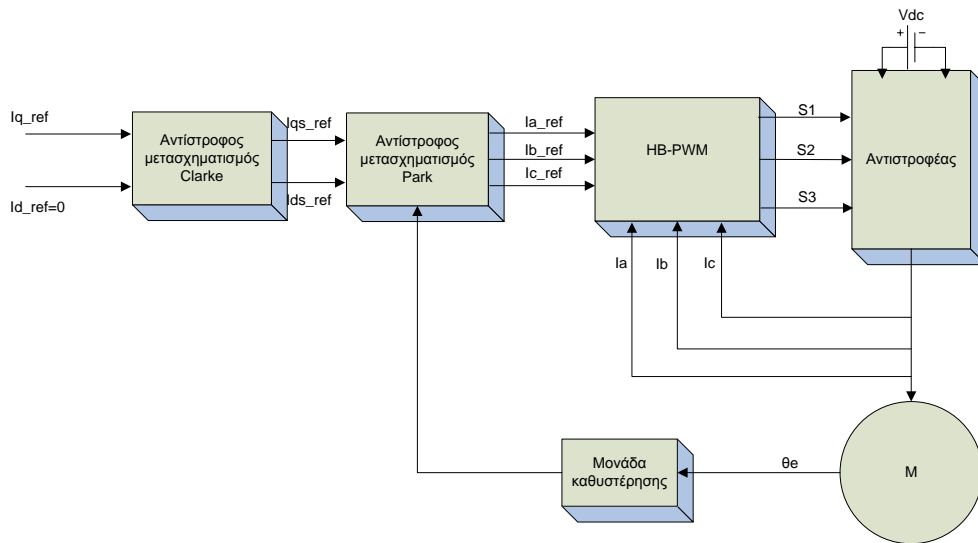
Σχήμα 7.9 – Κυματομορφή ρεύματος υστέρησης με και χωρίς dc συνιστώσα

7.3 Εφαρμογή τεχνικής υστέρησης στην μηχανή, ως μοντέλο αυτοελέγχου

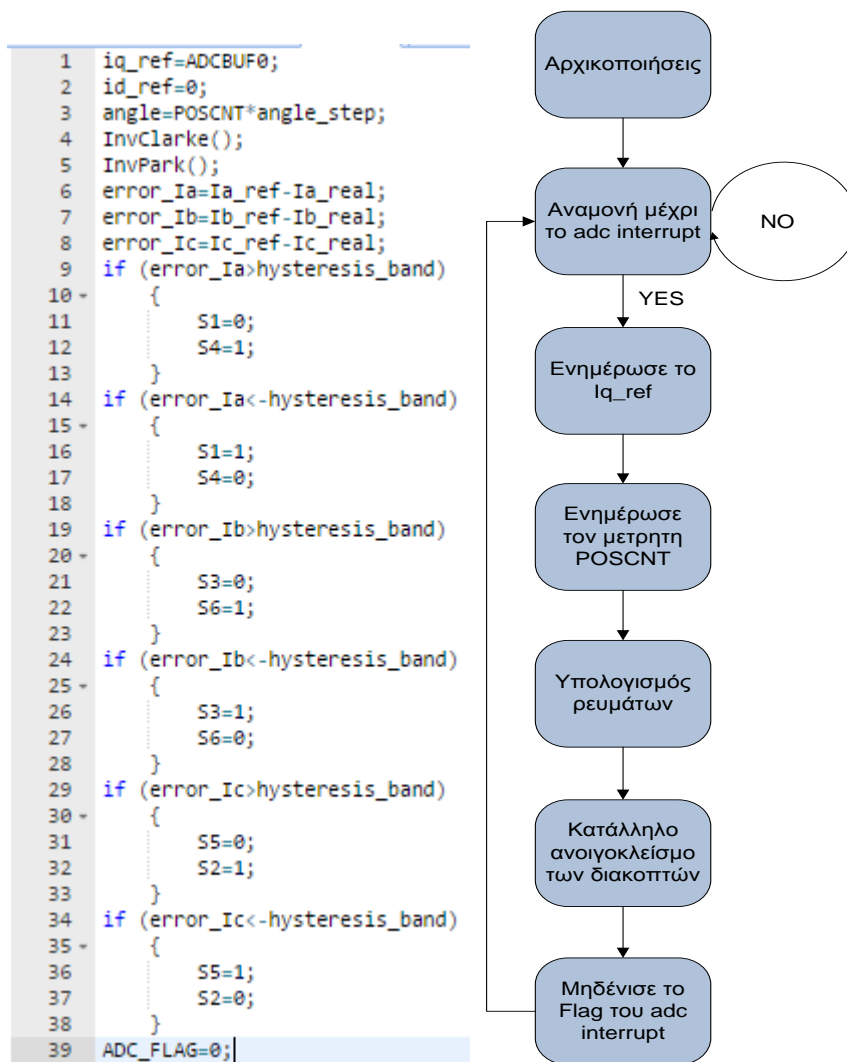
Το μοντέλο αυτοελέγχου τάσεως της μηχανής παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 4. Στην ενότητα αυτή, χρησιμοποιούμε τον κώδικα που χρησιμοποιήσαμε για την τεχνική υστέρησης στο ωμικό-επαγωγικό φορτίο, με την διαφορά ότι, δεν ορίζουμε την συχνότητα μέσω του προγράμματος μας, αλλά την δεχόμαστε ως είσοδο από τον αισθητήρα θέσης της μηχανής. Με αυτό τον τρόπο, δύναται να δωθεί μια εντολή πλάτους ρεύματος έτσι ώστε να εκκινήσει ο κινητήρας.

Το μπλοκ διάγραμμα του αυτοελέγχου με χρήση υστέρησης, φαίνεται στο Σχήμα 7.10. Ακόμη, στο Σχήμα 7.11, φαίνεται δείγμα κώδικα και το διάγραμμα ροής για το μοντέλο αυτοελέγχου, με μόνη αλλαγή τον υπολογισμό της ηλεκτρικής γωνίας μέσω του κωδικοποιητή θέσης.

Η εκκίνηση και η λειτουργία του ελέγχου σε αυτό το στάδιο, όπως και επιτεύχθηκε, αποτελεί σημαντικό παράγοντα στα επόμενα στάδια της υλοποίησης.



Σχήμα 7.10 – Διάγραμμα μοντέλου αυτοελέγχου με χρήση ζώνης υστέρησης ρεύματος



Σχήμα 7.11 – α) Δείγμα κώδικα τεχνικής υστέρησης στον κινητήρα, β) Διάγραμμα ροής αλγορίθμου

7.4 Ευθυγράμμιση του άξονα μέγιστης διέγερσης d με την φάση a της σύγχρονης μηχανής

Η ευθυγράμμιση του d άξονα μέγιστης διέγερσης των μαγνητών, με την φάση a της μηχανής, αποτελεί μια πολύ σημαντική διαδικασία για την ορθή λειτουργία του διανυσματικού ελέγχου. Αν δεν γίνει σωστά αυτή η ευθυγράμμιση, μπορεί, ένας κατά τα άλλα τέλεια ρυθμισμένος ελεγκτής, να οδηγηθεί σε ασταθή και απρόβλεπτη συμπεριφορά. Ωστόσο, αν ευθυγραμμιστούν οι άξονες μια φορά, δεν χρειάζεται να επαναληφθεί η διαδικασία, ακόμη και σε διαφορετικές εφαρμογές.

Για να γίνει κατανοητός ο λόγος που απαιτείται η παραπάνω ρύθμιση, μπορούμε να φέρουμε σε αντιπαράβολή την σύγχρονη μηχανή, σε σχέση με την μηχανή επαγωγής. Στην ασύγχρονη μηχανή, για την μέτρηση της ηλεκτρικής γωνίας (που χρησιμοποιείται στο μετασχηματισμό σε στρεφόμενο πλαίσιο), δεν απαιτείται κάποια ιδιαίτερη γνώση της θέσης μέγιστης διέγερσης του δρομέα, καθώς αυτή ορίζεται μέσω του ρεύματος στάτη. Στην σύγχρονη μηχανή, ωστόσο, απαιτείται να γνωρίζουμε τη θέση του δρομέα, για την οποία έχουμε μέγιστη διέγερση, έτσι ώστε να γνωρίζουμε ύστερα από ποιο σημείο, πρέπει να αρχίσει η μέτρηση της ηλεκτρικής γωνίας.

Με γνωστή την θέση μέγιστης διέγερσης μπορούμε, είτε να ευθυγραμμίσουμε τον άξονα d με την φάση a της μηχανής (που είναι και το πιο σύνηθες), οπότε χρησιμοποιούμε τους μετασχηματισμούς Clarke-Park στο τέλος του Κεφαλαίου 2, είτε τον άξονα q με την φάση a της μηχανής, που τότε χρησιμοποιούμε τους μετασχηματισμούς Clarke-Park των εξισώσεων (2.17)-(2.19) και (2.22)-(2.23).

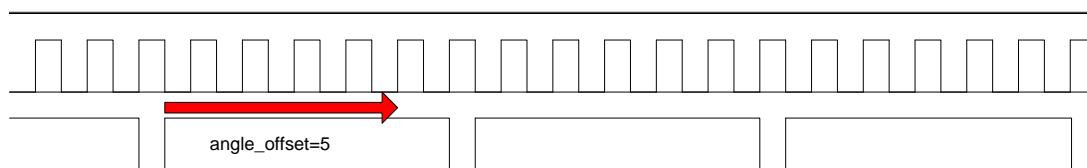
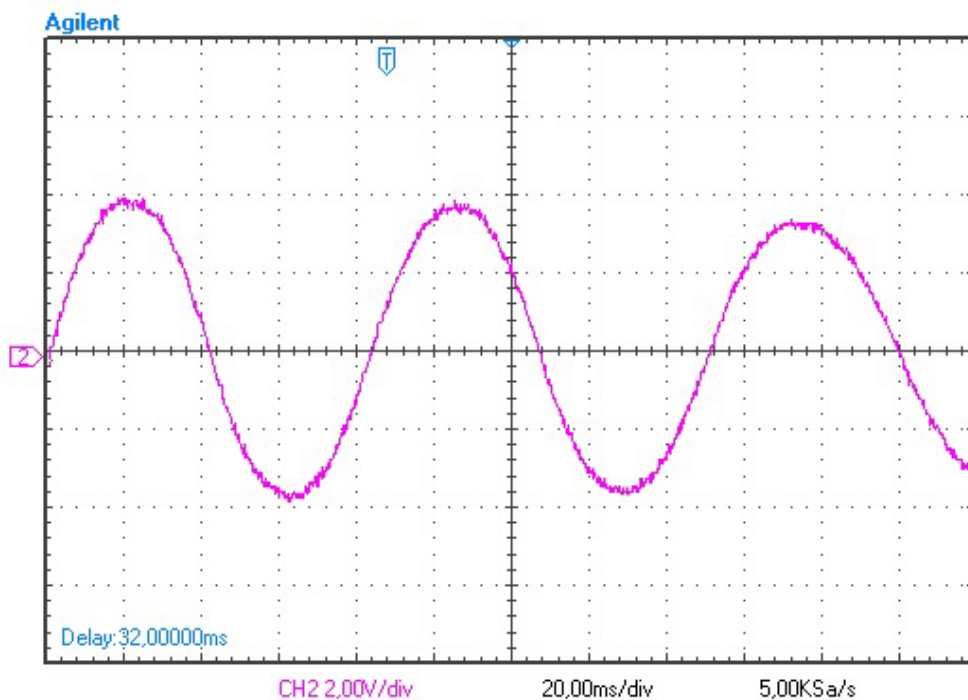
Μία πιθανή λύση στο πρόβλημα θα μπορούσε να είναι η τοποθέτηση του σήματος index του δίσκου, σε σημείο που βρίσκεται μαγνήτης. Παρ'όλα αυτά, συνήθως, κάτι τέτοιο δεν υφίσταται, όπως και στην δική μας περίπτωση. Έτσι, πρέπει να υπολογίσουμε το αντιστάθμισμα στην μέτρηση (offset) του κωδικοποιητή θέσης σε σχέση με το σήμα index, όπου έχουμε μέγιστη διέγερση. Για αυτό τον υπολογισμό ακολουθήσαμε την παρακάτω διαδικασία:

Κινείται χειροκίνητα ο κινητήρας προς την θετική φορά, ώστε να λειτουργήσει ως γεννήτρια. Η τάση που παράγεται είναι τριφασική. Μία από τις τρεις φάσεις του κινητήρα την θεωρούμε φάση a. Γνωρίζοντας ότι, η αντι-HEΔ της μηχανής σε σχέση με την διέγερση έχει διαφορά φάσης 90° , υπολογίζοντας το σημείο που η τάση μηδενίζεται, στο ίδιο σημείο η διέγερση μεγιστοποιείται.

Επομένως, το πρόβλημα εύρεσης του σημείου μέγιστης διέγερσης των μαγνητών καταλήγει σε πρόβλημα εύρεσης του σημείου μηδενικής τιμής της αντι-HEΔ της φάσης a. Στο Σχήμα 7.12, φαίνεται η αντι-HEΔ της φάσης a, όταν η μηχανή στρέφεται με το χέρι. Ταυτόχρονα, για να γίνει κατανοητή η λειτουργία στο Σχήμα 7.12, έχει γίνει υπόθεση κωδικοποιητή θέσης 7 εγκοπών ανά ζεύγος πόλων. Παρατηρούμε ότι η μέτρηση της ηλεκτρικής γωνίας δεν πρέπει να αρχίζει όταν έχουμε index, οπότε ο αντίστοιχος μετρητής θέσης είναι μηδέν (POSCNT=0), αλλά πρέπει να αρχίζει, όταν ο μετρητής θέσης είναι στην θέση 5 (POSCNT=5).

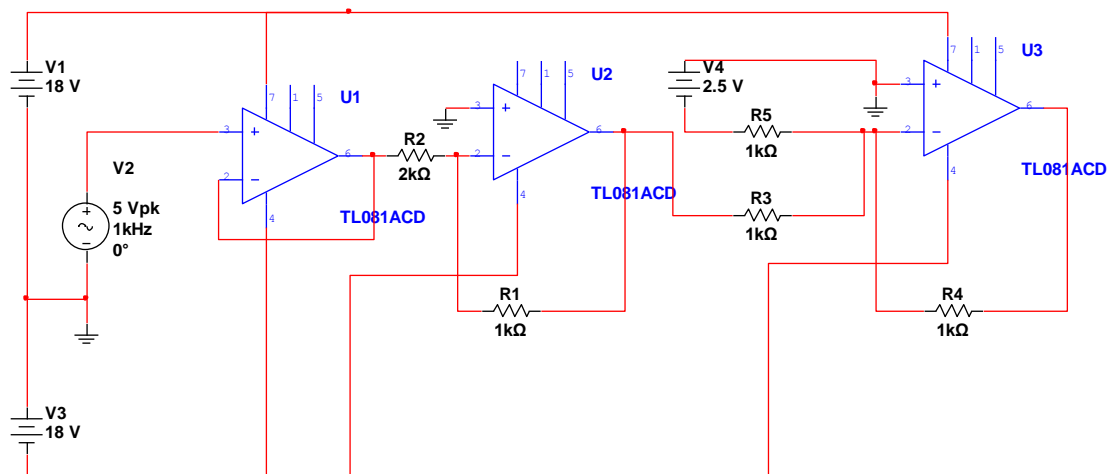
Φυσικά, επειδή η ανίχνευση του σημείου μετάβασης γύρω από το μηδέν (zero order crossing) είναι δυσκολότερη διαδικασία, κάποιος μπορεί να υπολογίσει το σημείο μέγιστης

τιμής της αντι-HEΔ και ύστερα, να μετατοπιστεί κατά 90 ηλεκτρικές μοίρες, ως προς την κωδικοποίηση του δίσκου.



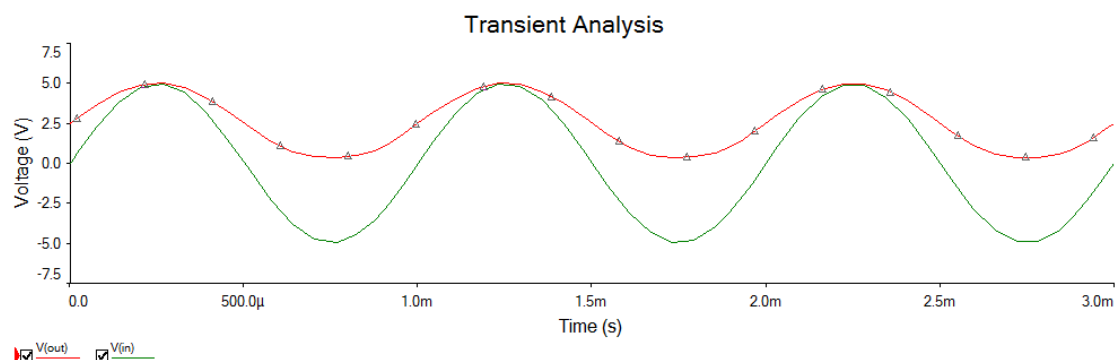
Σχήμα 7.12 – Αντι-HEΔ φάσης α σύγχρονης μηχανής και αντίστοιχη μέτρηση του κωδικοποιητή θέσης

Για την εύρεση του σημείου μέγιστης διέγερσης των μαγνητών, χρησιμοποιήθηκε το ενισχυτικό στάδιο του Σχήματος 7.13, το οποίο μετατρέπει την ημιτονοειδή κυματομορφή $V_{pp} = 10V$ σε τάση εξόδου $V_{pp} = 5V$ με dc offset 2.5V, έτσι ώστε να είναι μετρήσιμο από την αναλογική θύρα του μικροελεγκτή.



Σχήμα 7.13 – Βαθμίδα ενισχυτικού σταδίου για την μέτρηση της αντι-HEΔ τάσης της σύγχρονης μηχανής

Στο Σχήμα 7.14 φαίνεται με πράσινο, το σήμα εισόδου και με κόκκινο, το σήμα εξόδου και παρατηρείται η επιθυμητή απόκριση του σταδίου.



Σχήμα 7.14 – Με κόκκινο η έξοδος και με πράσινο η είσοδος του ενισχυτικού σταδίου

Το αποτέλεσμα ωστόσο της παραπάνω διαδικασίας δεν έδωσε τα επιθυμητά αποτελέσματα, εφόσον παρατηρήθηκε ότι το σημείο εκκίνησης μέτρησης της ηλεκτρικής γωνίας μεταβαλλόταν κατά δύο θέσεις στις 120 συνολικά, που σημαίνει ότι είχαμε σφάλμα $\pm 3^\circ$ ηλεκτρικές μοίρες.

Για να επιτύχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα, χρησιμοποιήσαμε λειτουργία ροπής του διανυσματικού ελέγχου. Δηλαδή, χρησιμοποιήσαμε το μοντέλο αυτοελέγχου που αναπτύχθηκε στην προηγούμενη ενότητα, με offset στην μέτρηση της γωνίας το εύρος του σφάλματος του παραπάνω πειράματος. Επομένως, χρησιμοποιώντας το μοντέλο του αυτοελέγχου και θέτοντας ένα όριο ρεύματος ($i_{q_ref_max}=3A$), για συγκεκριμένη ροπή φορτίου της πέδης, μετρήσαμε την ταχύτητα για το παραπάνω εύρος ηλεκτρικών μοιρών. Για το offset της ηλεκτρικής γωνίας που η ταχύτητα έγινε μέγιστη, βρήκαμε το offset για το οποίο έχουμε μεγιστοποίηση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής ανά αμπέρ (Maximum Torque Per Ampere-MTPS).

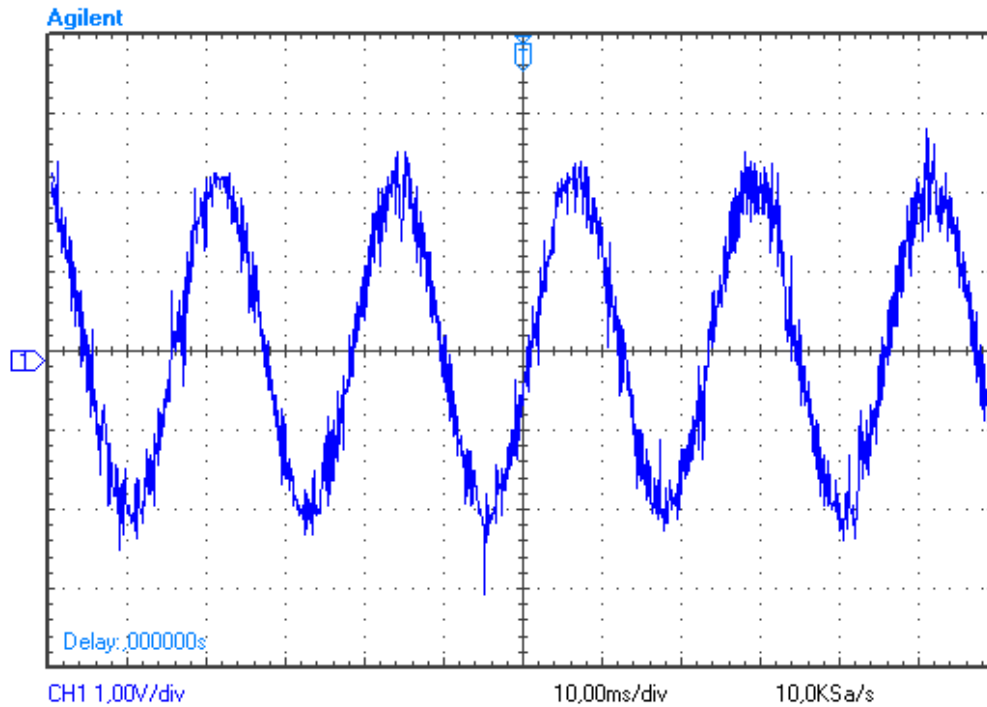
Στο σημείο αυτό, αξίζει να σχολιαστεί ότι με το μοντέλο αυτοελέγχου τάσεως της μηχανής δεν μπορεί να γίνει η αντίστοιχη διαδικασία, καθώς, όταν μεταβάλλουμε αυτό το offset για συγκεκριμένη τάση, δεν μεταβάλλεται μόνο η ταχύτητα αλλά και το ρεύμα.

7.5 Λειτουργία ροπής διανυσματικού ελέγχου (Torque mode)

Με την ευθυγράμμιση του d άξονα μέγιστης διέγερσης των μαγνητών, με αυτόν της φάσης a της μηχανής, μπορεί πλέον να λειτουργήσει ο διανυσματικός έλεγχος σε λειτουργία ροπής. Το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου είναι ίδιο με αυτό του αυτοελέγχου, με τη διαφορά ότι έχει γίνει ευθυγράμμιση των αξόνων.

Στο Σχήμα 7.15, φαίνεται το ρεύμα μιας φάσης της μηχανής υπό ονομαστική ροπή φορτίου $T_L=2Nm$ και ονομαστική ταχύτητα 30km/h. Παρατηρούμε την μικρή κυμάτωση του ρεύματος, λόγω της διαμόρφωσης υστέρησης. Αυτό που θα πρέπει να σχολιάσουμε είναι η αναισθησία του ελέγχου, όσον αφορά το πλάτος του ρεύματος, καθώς όπως φαίνεται, το πλάτος διατηρείται σταθερό, χωρίς καμία ταλάντωση. Επομένως, ο έλεγχος του ρεύματος παρουσιάζει αναισθησία σε οποιοδήποτε μηχανικό παράγοντα, όπως είναι οι ατέλειες του δίσκου του κωδικοποιητή θέσης. Οι τελευταίες, έχει φανεί ότι επηρεάζουν τεχνικές διαμόρφωσης τάσης του αντιστροφέα, όπως ο προηγούμενος έλεγχος του κινητήρα

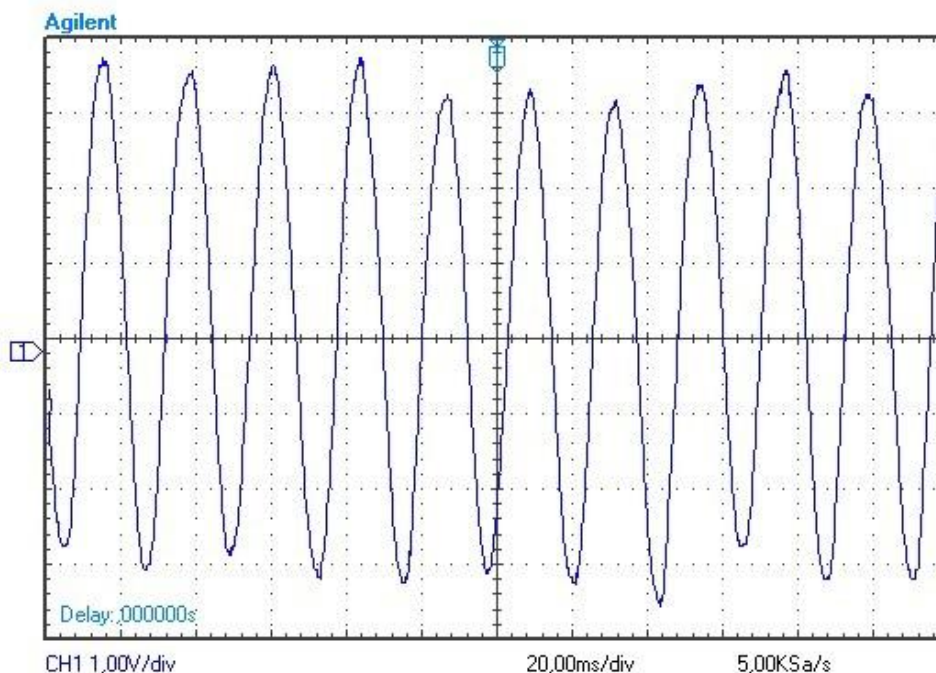
(βαθμωτός - μοντέλο αυτοελέγχου τάσης), με αποτέλεσμα την μικρή, αλλά αισθητή ταλάντωση του πλάτους Σχήμα 7.16.



Σχήμα 7.15 – Κυματομορφή ρεύματος μιας φάσης υπό λειτουργία ροπής του διανυσματικού ελέγχου

Φυσικά, εδώ οφείλουμε να αναφέρουμε ότι η λειτουργία ροπής του διανυσματικού ελέγχου, δεν χρησιμοποιείται συνήθως σε φορτία σταθερή ροπής, αλλά σε φορτία, όπου η ροπή μεταβάλλεται με την ταχύτητα (π.χ. ανεμιστήρες). Το τελευταίο, έγινε αισθητό στις δοκιμές της λειτουργίας, όπου μικρή αύξηση του ρεύματος i_{q_ref} συνεπαγόταν ταχεία αύξηση της ταχύτητας. Ενώ, αν δεν γινόταν μείωση του ρεύματος i_{q_ref} , το σύστημα θα οδηγούνταν σε αστάθεια.

Όπως μπορεί να γίνει κατανοητό, στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής (ροπή 2Nm και 30km/h), ο διανυσματικός έλεγχος έχει μεγαλύτερη κυμάτωση ρεύματος, λόγω της τεχνικής διαμόρφωσης υστέρησης σε σχέση με το μοντέλο αυτοελέγχου τάσης. Παρόλα αυτά, ο διανυσματικός έλεγχος μεγιστοποιεί την ροπή ανά αμπέρ ρεύματος, εφόσον το πλάτος του ρεύματος είναι 0.9A μικρότερο από εκείνο του αυτοελέγχου τάσης, ενώ ταυτόχρονα δεν παρουσιάζει ταλάντωση όπως έχει ήδη ειπωθεί.



Σχήμα 7.16 -- Κυματομορφή ρεύματος μιας φάσης υπό λειτουργία βαθμωτού μοντέλου αυτοελέγχου

7.6 Μέτρηση ταχύτητας δρομέα

Το στάδιο μετά την ευθυγράμμιση του d άξονα με αυτόν της φάσης a της μηχανής, είναι η διαδικασία μέτρησης της ταχύτητας, έτσι ώστε στην συνέχεια να κλείσουμε τον βρόγχο ελέγχου της ταχύτητας.

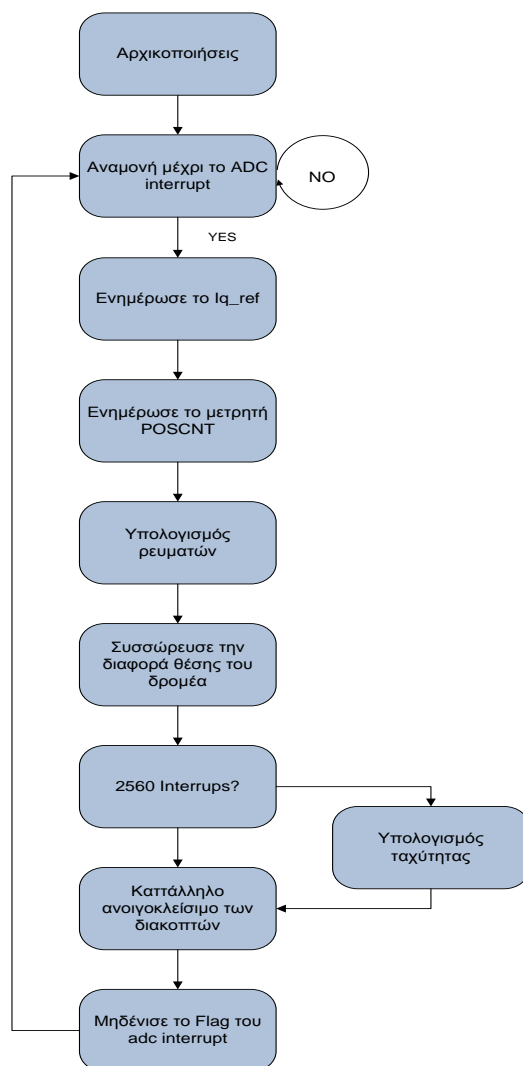
Η μέτρηση της ταχύτητας χρησιμοποιεί έναν συσσωρευτή. Αυτός συσσωρεύει την διαφορά της θέσης του δίσκου, ανά interrupt ελέγχου ρεύματος (ADC interrupt). Ο έλεγχος και η μέτρηση της ταχύτητας σε όλες τις τεχνικές ελέγχου μηχανών είναι πάντα πολύ πιο αργός, σε σχέση με τον έλεγχο του ρεύματος. Συγκεκριμένα, στην δική μας εφαρμογή, ο έλεγχος του ρεύματος γίνεται ανά 40kHz συχνότητα δειγματοληψίας, ενώ η μέτρηση της ταχύτητας ανά 15.6 Hz, εφόσον η ονομαστική μας ταχύτητα είναι μικρή. Δηλαδή, έχουμε μέτρηση ταχύτητας ανά 2560 interrupts ελέγχου του ρεύματος. Σε κάθε 2560 ADC interrupts, ο συσσωρευτής πολλαπλασιάζεται με κατάλληλα κέρδη, έτσι ώστε να κάνουμε κλιμακοποίηση στην ταχύτητα.

Δείγμα κώδικα που χρησιμοποιήθηκε, φαίνεται στο Σχήμα 7.17 .

Όπου $I_{rpPerCalc}$ η μεταβλητή που καθορίζει πόσες φορές πιο αργά γίνεται η μέτρηση της ταχύτητας σε σχέση με τον έλεγχο του ρεύματος, K_{vel} και N_{vel} σταθερές για την κλιμακοποίηση (scale) της ταχύτητας και $CntsPer2Poles$ οι εγκοπές του δίσκου ανά ζεύγος πόλων. Το διάγραμμα ροής, φαίνεται στο Σχήμα 7.18.


```
1 {
2   Pos = POSCNT;
3   Delta = Pos -PrevCnt;
4   PrevCnt = Pos;
5   If ( Delta >= 0 )
6   {
7     // Delta > 0 either because
8     //   1) vel is > 0 or
9     //   2) Vel < 0 and encoder wrapped around
10    If ( Delta >= CntsPerRev/2 )
11    {
12      // Delta >= CntsPerRev/2
13      // => Neg speed, wrapped around
14      Delta -=CntsPerRev;
15    }
16  }
17  else
18  {
19    // Delta < 0 either because
20    //   1) vel is < 0 or
21    //   2) Vel > 0 and wrapped around
22    If ( Delta < -CntsPer2Poles/2 )
23    {
24      // Delta < -CntsPer2Poles/2
25      //=> Pos vel, wrapped around
26      Delta +=CntsPer2Poles;    }
27    }
28  }
29  AccumCnt += Delta;
30  VelCntDwn--;
31  If (VelCntDwn)
32    return;
33  VelCntDwn = IrpPerCalc;
34  VelMech = Kvel * AccumCnt * 2^Nvel;
35  AccumCnt = 0;
36 }
```

Σχήμα 7.17 – Δείγμα κώδικα για την ψηφιακή μέτρηση ταχύτητας μέσω του κωδικοποιητή θέσης



Σχήμα 7.18 – Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου με ψηφιακή μέτρηση ταχύτητας

7.7 Ελεγκτής ταχύτητας

Με την μέτρηση της ταχύτητας, προχωράμε στο επόμενο στάδιο της υλοποίησης που είναι ο βρόγχος ταχύτητας. Αυτό που επιθυμούμε, πλέον, είναι ο δρομέας της μηχανής να στρέφεται με την ταχύτητα που ορίζουμε εμείς εξωτερικά. Η πραγματική ταχύτητα του δρομέα αφαιρείται από την αναφορά της ταχύτητας και το σφάλμα επιθυμούμε να ελαχιστοποιηθεί. Εφόσον η ταχύτητα αποτελεί μια μεταβλητή, που μπορεί να θεωρηθεί χρονικά αμετάβλητη ανά δειγματοληψία, για την εκμηδένιση του σφάλματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο ευρύτατα διαδεδομένος σε βιομηχανικές εφαρμογές PID ελεγκτής (ή κατάλληλος συνδυασμός των P-I-D όρων).

7.7.1 Αναλογικός-Ολοκληρωτικός-Διαφορικός Ελεγκτής (Proportional-Integral-Differential - PID)

Ο PID ελεγκτής αποκρίνεται στο σφάλμα ενός κλειστού βρόγχου ελέγχου και προσπαθεί να μεταβάλει μια ελεγχόμενη ποσότητα για να πετύχει την επιθυμητή απόκριση του συστήματος. Η ελεγχόμενη παράμετρος μπορεί να είναι οποιαδήποτε μετρούμενη μεταβλητή του συστήματος όπως η ταχύτητα, η ροή, το ρεύμα ή η ροπή.

Ο αναλογικός όρος βλέπει το παρόν του συστήματος, πολλαπλασιάζοντας το σήμα σφάλματος με κατάλληλη σταθερά. Αυτός ο όρος έχει ως συνέπεια ο ελεγκτής να αποκρίνεται αναλόγως του μεγέθους του σφάλματος. Όταν το σφάλμα γίνει μεγαλύτερο, η επίδραση του αναλογικού όρου γίνεται και αυτή μεγαλύτερη, έτσι ώστε να διορθώσει την απόκριση προς την σωστή κατεύθυνση. Η επίδραση του αναλογικού όρου, τείνει να μειώσει το συνολικό σφάλμα κατά την διάρκεια του χρόνου. Παρόλα αυτά η επίδρασή του μειώνεται, καθώς το σφάλμα προσεγγίζει το μηδέν. Στα περισσότερα συστήματα, το σφάλμα της μεταβλητής ελέγχου φτάνει κοντά στο μηδέν, αλλά δεν συγκλίνει ποτέ. Το αποτέλεσμα είναι να υπάρχει ένα μικρό μόνιμο σφάλμα.

Ο ολοκληρωτικός όρος βλέπει το παρελθόν του συστήματος, ολοκληρώνοντας το σφάλμα και πολλαπλασιάζοντας το με κατάλληλη σταθερά, έτσι ώστε να μηδενιστεί στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Ο ολοκληρωτικός όρος υπολογίζει ένα συνεχόμενο τρέχον συνολικό σφάλμα. Για αυτό το λόγο, ένα μικρό μόνιμο σφάλμα συσσωρεύεται σε ένα μεγάλο σφάλμα κατά την διάρκεια του χρόνου.

Τέλος, ο όρος παραγώγου (εκτελεί παραγωγή του σφάλματος και εν συνεχεία πολλαπλασιασμό με σταθερά) βλέπει το μέλλον του συστήματος, καθώς η παράγωγος δίνει εκτίμηση για την τάση μεταβολής του σήματος σφάλματος. Ο όρος χρησιμοποιείται για βελτίωση της ταχύτητας του ελεγκτή.

Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή στο πεδίο της συχνότητας είναι:

$$G(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (7.3)$$

όπου K_p , K_I και K_D είναι τα κέρδη του αναλογικού, ολοκληρωτικού και διαφορικού όρου αντίστοιχα. Με κατάλληλο μετασχηματισμό ο ελεγκτής παίρνει την παρακάτω μορφή:

$$G(s) = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_I}{s} \quad (7.4)$$

Είναι εμφανές ότι, ο PID ελεγκτής έχει ένα πόλο στην αρχή των αξόνων και δύο μηδενικά στο μιγαδικό επίπεδο, που η θέση τους καθορίζεται από τα κέρδη του ελεγκτή. Οι τιμές των κερδών είναι αυτές που καθορίζουν την μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος, την ευστάθεια ή την αστάθεια του. Είναι προφανές ότι η ρύθμιση των τιμών του PID ελεγκτή (tunning) είναι διαδικασία πρωτεύουσας σημασίας για την απόδοση του συστήματος ελέγχου. Η ρύθμιση αυτή μπορεί να γίνει με δοκιμές (manual method), με τη βοήθεια εργαλείων προσομοίωσης ή με εφαρμογή κατάλληλων τεχνικών.

Κατά την ρύθμιση των κερδών, θα πρέπει να γνωρίζουμε ότι, ο αυξημένος αναλογικός όρος μπορεί να οδηγήσει το σύστημα σε υπερύψωση (overshooting), ο αυξημένος ολοκληρωτικός όρος μπορεί να οδηγήσει σε ταλαντώσεις (oscillations) και αργή μεταβατική απόκριση, ενώ ο αυξημένος διαφορικός όρος οδηγεί σε υψίσυχνες ταλαντώσεις, λόγω θορύβου που μειώνουν τη σχετική ευστάθεια του συστήματος ελέγχου. Ο τελευταίος, είναι ο λόγος που ο διαφορικός όρος τις περισσότερες φορές δεν χρησιμοποιείται, λόγω θορύβου που υφίσταται στις ηλεκτρικές μετρήσεις.

Όταν ρυθμίζεται πρώτη φορά ένας PID ελεγκτής με το χέρι, όλοι οι όροι μηδενίζονται. Στην συνέχεια αυξάνεται ο αναλογικός όρος, μέχρι η απόκριση του συστήματος να παρουσιάσει υπερύψωση. Όταν παρατηρηθεί υπερύψωση, μειώνουμε ελάχιστα τον όρο, έτσι ώστε η τελευταία να εξαλειφθεί.

Ύστερα, η αύξηση του ολοκληρωτικού όρου εξαλείφει το όποιο μόνιμο σφάλμα, διατηρώντας την ταχεία απόκριση. Προσοχή γιατί, περαιτέρω αύξηση του όρου, υπερκαλύπτει τον αναλογικό όρο και οδηγεί σε καθυστερημένη απόκριση, καθώς και σε ταλαντώσεις γύρω από το σημείο ισορροπίας.

Αρκετές φορές, λόγω της χρήσης περιοριστή στην έξοδο του PI ελεγκτή, απαιτείται κάποια ρύθμιση, έτσι ώστε το σφάλμα πριν τον περιοριστή να μην συσσωρεύεται. Πιο συγκεκριμένα, όταν έχουμε μια μεγάλη τιμή απόκρισης του PI ελεγκτή, η οποία ενεργοποιεί τον περιοριστή, απαιτείται να το λάβουμε υπόψη, έτσι ώστε η απόκριση του PI ελεγκτή να μην συνεχίσει να αυξάνεται, διότι τότε ακόμα και αν το σφάλμα μειωθεί, ο περιοριστής θα παραμείνει ενεργοποιημένος, με αποτέλεσμα υποβέλτιστες αποκρίσεις του ελεγκτή.

7.7.2 Ψηφιακή υλοποίηση του PI ελεγκτή

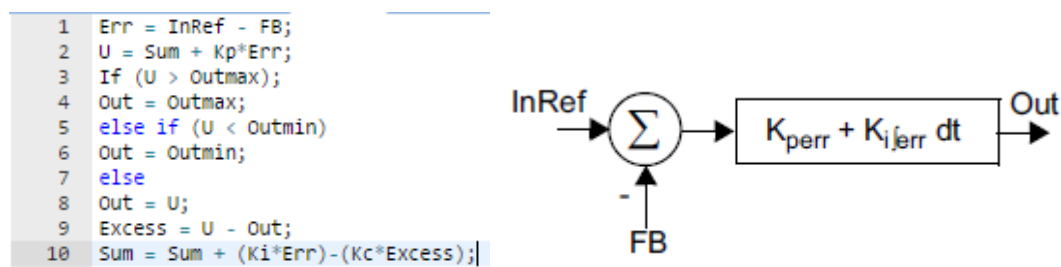
Μεταβαίνοντας από το πεδίο συχνότητας συνεχούς χρόνου, στο πεδίο συχνότητας διακριτού χρόνου Z (με την μέθοδο ταύτισης πόλων και μηδενικών), έχουμε ότι:

$$G(z) = \frac{K_P(z-1) + K_I}{z-1} \quad (7.5)$$

Και χρησιμοποιώντας αντίστροφο μετασχηματισμό Z έχουμε ότι:

$$u_{out}(n) = u_{out}(n-1) + K_P u_{in}(n) + (K_I - K_P) u_{in}(n-1) \quad (7.6)$$

Όπου u_{in} το σήμα εισόδου του ελεγκτή, u_{out} το σήμα εξόδου και n διακριτό βήμα χρόνου, ανά δειγματοληψία. Τέλος, στο Σχήμα 7.19, φαίνεται δείγμα κώδικα που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του ελεγκτή, όπου K_c ο όρος περιορισμού (anti-windup) του ολοκληρωτικού όρου.

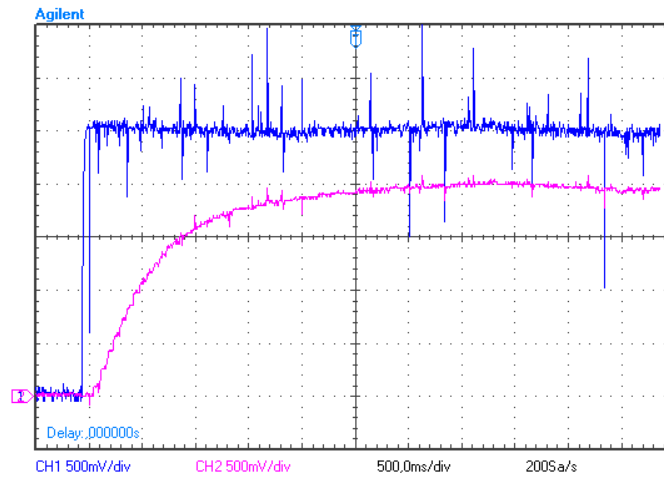


Σχήμα 7.19 – α) Δείγμα κώδικα υλοποίησης του PI ελεγκτή και β) Μπλοκ διάγραμμα του ελεγκτή [37]

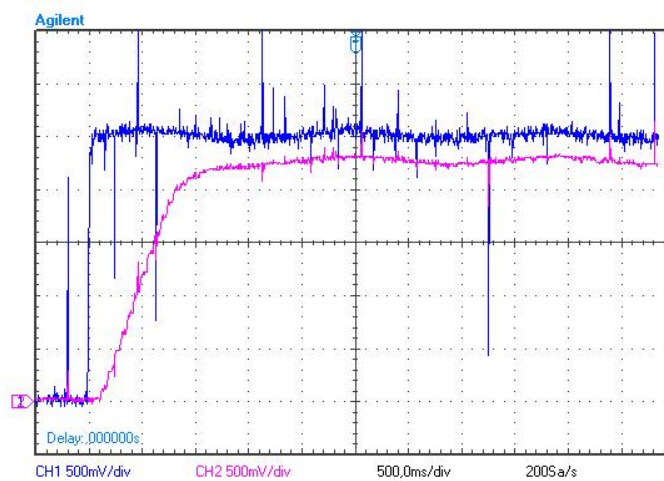
7.7.3 Ρύθμιση των κερδών του PI ελεγκτή για τον έλεγχο ταχύτητας

Πρέπει να τονίσουμε ότι για την βέλτιστη ρύθμιση των PI ελεγκτών, συνήθως, παρατηρούμε την απόκριση της μεταβλητής προς έλεγχο, σε βηματική απόκριση ονομαστικής κατάστασης. Έτσι και εδώ, η αναφορά μας ακολουθεί βηματική μεταβολή από τα 0 στα 30km/h. Όπως περιγράφηκε παραπάνω, για την ρύθμιση των κερδών του PI ελεγκτή, αρχικά τίθενται ίσα με το μηδέν. Στην συνέχεια αυξάνουμε το κέρδος του αναλογικού όρου.

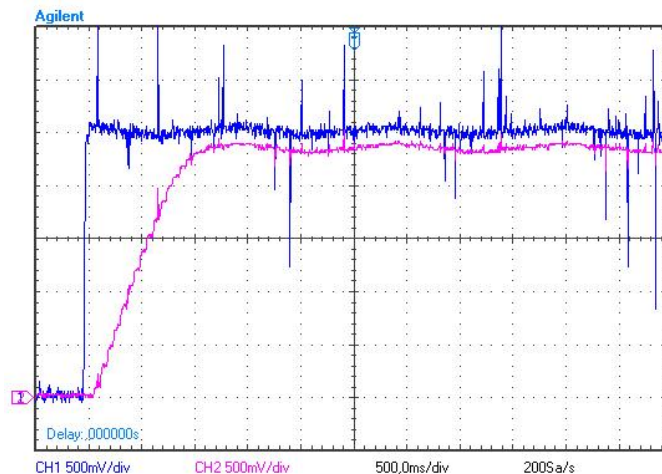
Στα Σχήματα 7.20, 7.21 και 7.22 με χρώμα μπλε είναι η αναφορά της ταχύτητας ενώ με μωβ η πραγματική ταχύτητα, όπως μετράται μέσω του μικροελεγκτή. Παρατηρούμε την απόκριση για μια σχετικά μικρή ($K_p=1.2$), μεσαία ($K_p=3$) και μεγάλη τιμή ($K_p=4.8$) του αναλογικού κέρδους αντίστοιχα. Όπως παρατηρούμε και στις τρεις περιπτώσεις, η ταχύτητα δεν συγκλίνει στην αναφορά. Παρ'όλα αυτά, όσο μεγαλύτερος είναι ο αναλογικός όρος, τόσο γρηγορότερα το σύστημα φτάνει στην μόνιμη κατάστασή του.



Σχήμα 7.20 – Απόκριση ταχύτητας με μικρή τιμή αναλογικού όρου ($K_p=1.2$)

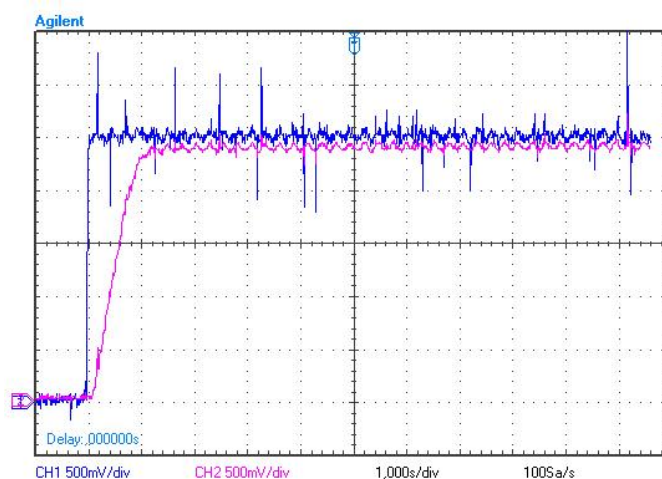


Σχήμα 7.21 – Απόκριση ταχύτητας με μεσαία τιμή αναλογικού όρου ($K_p=3$)



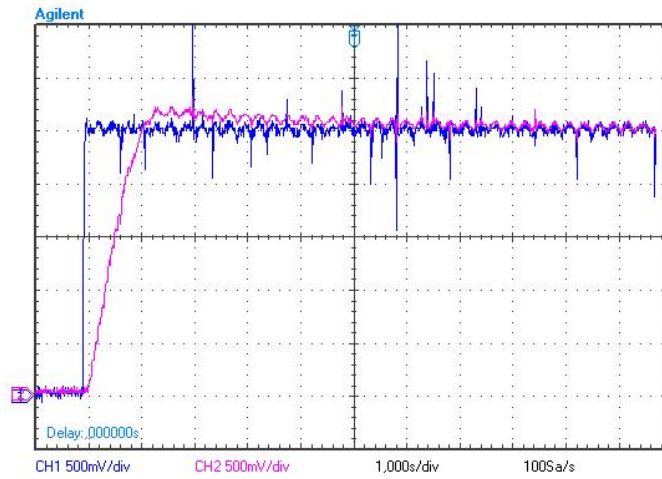
Σχήμα 7.22 – Απόκριση ταχύτητας με μεγάλη τιμή αναλογικού όρου ($K_p=4.8$)

Στην συνέχεια για την βέλτιστη τιμή αναλογικού όρου που επιλέξαμε ($K_p=4.5$), αρχίζουμε να αυξάνουμε τον ολοκληρωτικό όρο. Στα Σχήματα 7.23, 7.24 και 7.25, φαίνεται η απόκριση του συστήματος για μια μικρή ($K_i=0.12$), μεσαία ($K_i=1.2$) και μεγάλη ($K_i=2.4$) τιμή του ολοκληρωτικού όρου. Για μικρή τιμή η ταχύτητα φτάνει πολύ κοντά, όμως δεν συγκλίνει στην αναφορά τουλάχιστον στο χρόνο παρατήρησης της απόκρισης. Για μεσαία τιμή, η ταχύτητα φτάνει γρήγορα στην αναφορά, με μια μικρή υπερύψωση, ενώ για μεγάλη τιμή έχουμε μεγάλη υπερύψωση και αποσβενύμενη ταλάντωση γύρω από την αναφορά της ταχύτητας.

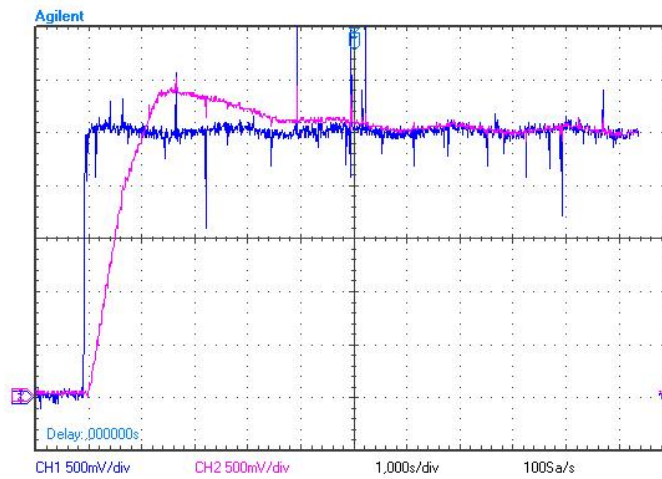


Σχήμα 7.23 - Απόκριση ταχύτητας με μικρή τιμή ολοκληρωτικού όρου ($K_i=0.12$)

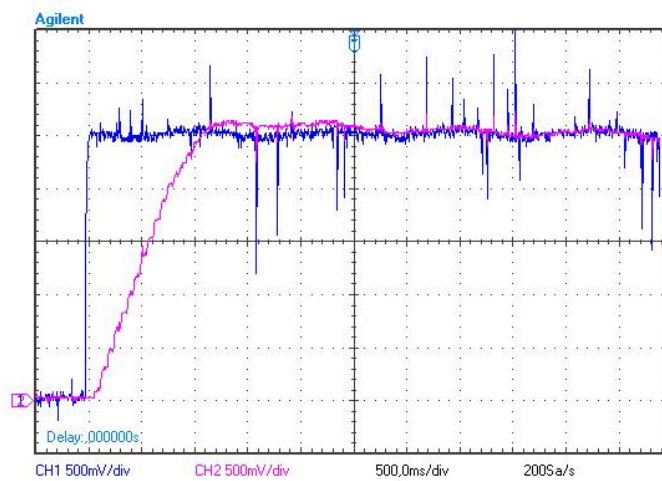
Τέλος, για την μεγάλη τιμή του κέρδους του ολοκληρωτικού όρου, στο Σχήμα 7.26 φαίνεται η επίδραση του όρου περιορισμού ($K_c=2.4$). Όπως γίνεται κατανοητό, ο όρος περιορισμού βελτιώνει τις όποιες ταλαντώσεις, την υπερύψωση, παρατείνει, όμως, ελάχιστα τον χρόνο απόκρισης.



Σχήμα 7.24 - Απόκριση ταχύτητας με μεσαία τιμή ολοκληρωτικού όρου ($K_i=1.2$)



Σχήμα 7.25 - Απόκριση ταχύτητας με μεγάλη τιμή ολοκληρωτικού όρου ($K_i=2.4$)



Σχήμα 7.26 - Απόκριση ταχύτητας με μεγάλη τιμή ολοκληρωτικού όρου και όρου περιορισμού ($K_i=K_c=2.4$)

Με την παραπάνω διαδικασία επιτεύχθηκε η ρύθμιση του PI ελεγκτή για την επιθυμητή απόκριση του συστήματος. Τα τελικά κέρδη τέθηκαν $K_p=4.5$, $K_i=0.72$ και $K_c=0.72$.

7.8 Πειραματική επιβεβαίωση

Για την αξιολόγηση των επιδόσεων του διανυσματικού ελέγχου στο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μικρής ισχύος του πρότυπου οχήματος που κατασκευάστηκε, πραγματοποιείται προσομοίωση μεταβατικής κατάστασης λειτουργίας εκκίνησης υπό ονομαστικό φορτίο, βηματικής μεταβολής φορτίου και ταχύτητας, για μεταβολές που μπορούν να πραγματοποιηθούν στα πλαίσια των δυνατοτήτων του εργαστηρίου, έτσι ώστε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης να είναι άμεσα συγκρίσιμα με τα πειραματικά.

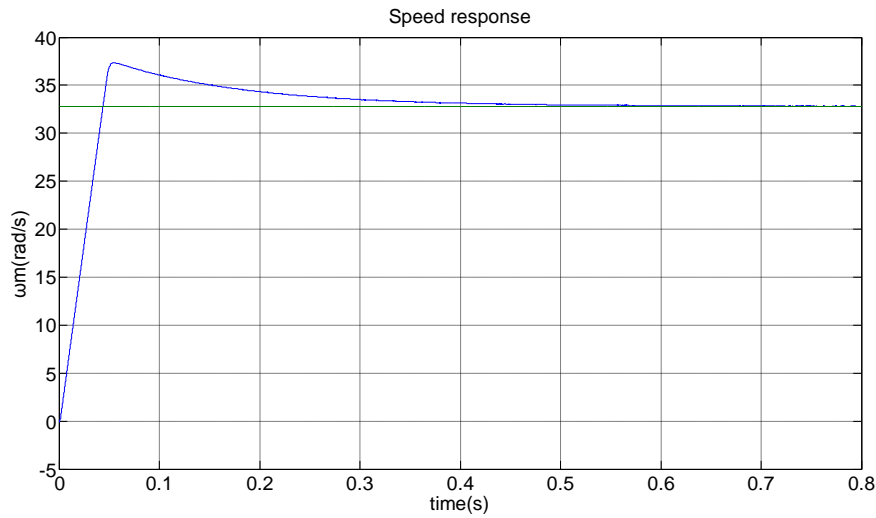
Στην προσομοίωση δεν έχουν μοντελοποιηθεί η πτώση τάσης στα στοιχεία του μετατροπέα, ο νεκρός χρόνος κατά την μεταγωγή των διακοπών, καθώς και η απαίτηση για μη ταυτόχρονη δειγματοληψία των ρευμάτων γραμμής. Παρόλα αυτά, έχει μοντελοποιηθεί ο χρόνος δειγματοληψίας $f_s = 40kHz$ και ο χρόνος καθυστέρησης λόγω υπολογισμού $t_{delay} = 2.5\mu sec$. Η ζώνη υστέρησης ρεύματος είναι 200mA όπως και στην πειραματική υλοποίηση.

Παρακάτω γίνεται η πειραματική επιβεβαίωση λειτουργίας του διανυσματικού ελέγχου, στις μεταβατικές καταστάσεις της εκκίνησης, της βηματικής μεταβολής ταχύτητας αναφοράς, καθώς και της μεταβολής της ροπής φορτίου. Σε αυτό το σημείο κρίνεται απαραίτητο να τονίσουμε ότι, όλες οι δοκιμές έγιναν με τροφοδοτικά τα οποία τροφοδοτούσαν τον μετατροπέα με συνεχή τάση 48volt και μέγιστο περιοριστή ρεύματος 5A, που όπως φαίνεται και στις αντίστοιχες προσομοιώσεις, στις οποίες δεν υφίσταται, λόγω υλοποίησης του μοντέλου, επηρεάζει την απόκριση του συστήματος.

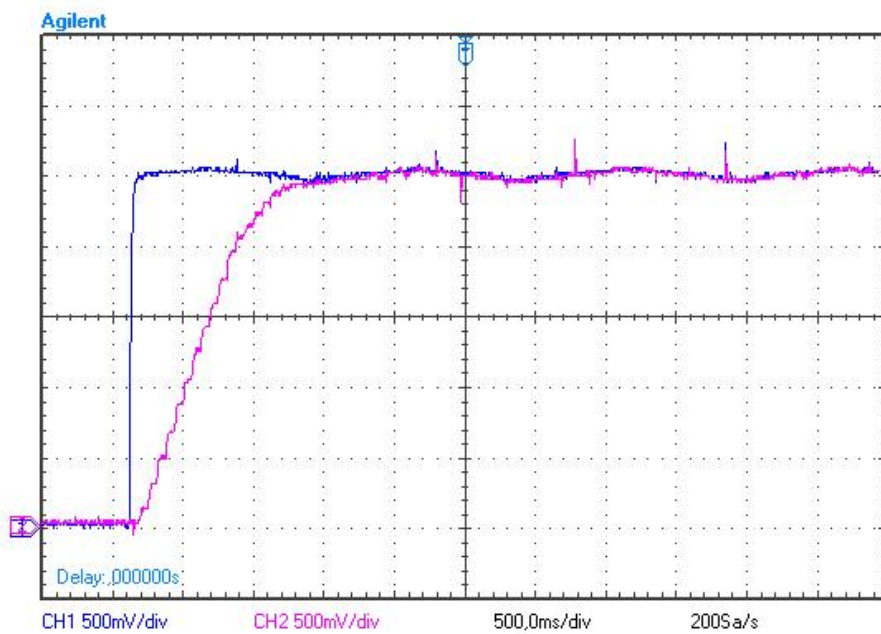
Εκκίνηση 0->30km/h (0->32.8rad/sec) υπό φορτίο $T_L = 2Nm$

Στο Σχήμα 7.27 α) φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας στο μοντέλο προσομοίωσης, όπου συγκλίνει στην αναφορά της ταχύτητας σε χρόνο 500msec, έχοντας υπερύψωση 14.3%. Στο Σχήμα 7.27 β) φαίνεται με μπλε η αναφορά της ταχύτητας και με μωβ η πραγματική ταχύτητα. Παρατηρούμε ότι, το σύστημα αποκρίνεται πολύ γρήγορα, καθώς φτάνει στο 90% της αναφοράς σε χρόνο 600msec, ενώ συγκλίνει στην αναφορά σε χρόνο 1.1sec. Ταυτόχρονα, δεν υπάρχει υπερύψωση. Στο σημείο αυτό, θεωρούμε απαραίτητο να αναφέρουμε ότι η ταχύτητα και το ρεύμα εγκάρσιου άξονα, εξάγεται μέσω της λειτουργίας Output Compare Mode (τύπου PWM) του μικροεπεξεργαστή πάνω σε φίλτρο (R-C), όπως μετράται ψηφιακά για την λειτουργία του ελέγχου.

Στο Σχήμα 7.28 α) παρατηρούμε την απόκριση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα του μοντέλου της προσομοίωσης. Η τιμή του αυξάνεται ακαριαία στα 10A λόγω της ύπαρξης περιοριστή στην έξοδο του PI ελεγκτή της ταχύτητας. Στο Σχήμα 7.28 β) φαίνεται με μπλε η φιλτραρισμένη τιμή του ρεύματος εγκάρσιου άξονα και με μωβ η πραγματική ταχύτητα. Η τιμή του ρεύματος εγκάρσιου άξονα αυξάνεται ακαριαία (γύρω στα 10msec) στα 10A λόγω του περιοριστή στην έξοδο του PI ελεγκτή. Ακόμη, παρατηρούμε πως όταν η ταχύτητα ξεπεράσει μια ορισμένη τιμή, το ρεύμα εγκάρσιου άξονα αρχίζει να μειώνεται, μέχρι να φτάσει την μόνιμη κατάσταση του για ροπή φορτίου $T_L = 2Nm$.



α)



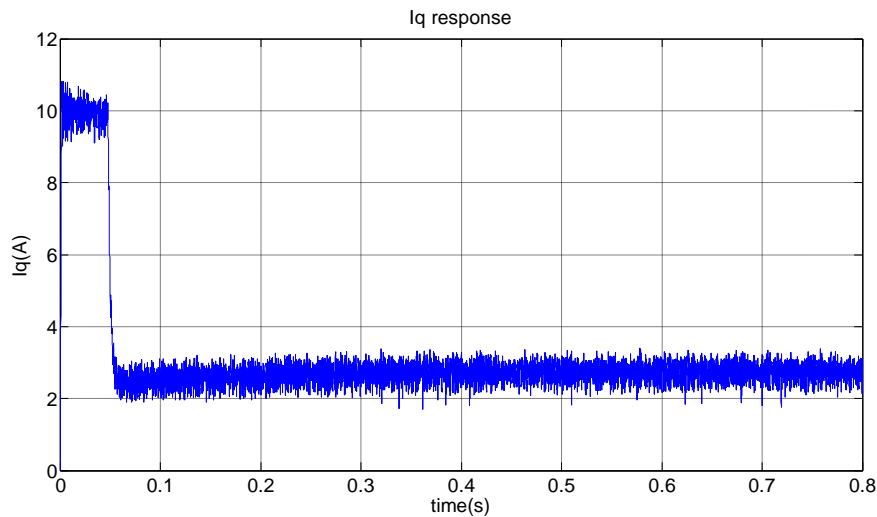
β)

Σχήμα 7.27 - Απόκριση ταχύτητας κατά την εκκίνηση υπό φορτίο $T_L = 2\text{Nm}$
α) Απόκριση προσομοίωσης β) Απόκριση πειράματος

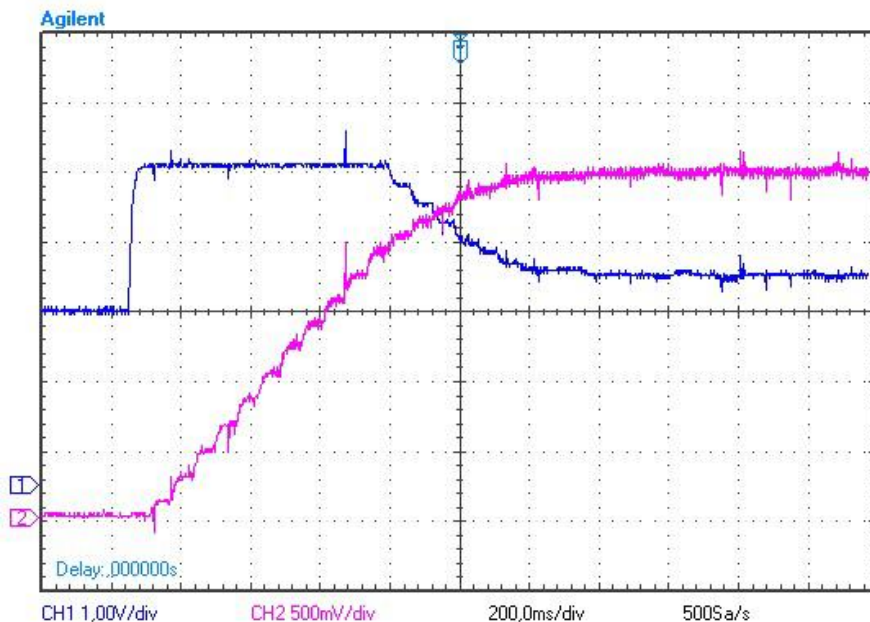
Στο Σχήμα 7.29 α) παρατηρούμε την απόκριση, κατά την προσομοίωση, του τριφασικού ρεύματος της μηχανής, με τα πλάτη τους αρχικά να περιορίζονται λόγω του περιοριστή, και την μεταβατική τους κατάσταση να διαρκεί ελάχιστα. Τέλος, στο Σχήμα 7.29 β) φαίνεται η πειραματική απόκριση του τριφασικού ρεύματος της μηχανής. Γίνεται εμφανές από την συχνότητα των ρευμάτων η αύξηση της ταχύτητας, ενώ στην εκκίνηση τα ρεύματα έχουν πλάτος 10A, όσα έχουμε ορίσει ηλεκτρονικά μέσω του περιοριστή. Τέλος, φαίνεται η

μεταβατική κατάσταση όταν η ταχύτητα ξεπεράσει ορισμένη τιμή, μέχρι το μόνιμο σημείο λειτουργίας.

Στο ίδιο σχήμα είναι εμφανής η διαφορά στην τιμή της ροπής αδράνειας της μηχανής που χρησιμοποιήθηκε στο μοντέλο προσομοίωσης, (μικρότερη) σε σχέση με την πραγματική τιμή και η επιρροή του περιοριστή του ρεύματος των τροφοδοτικών στο πραγματικό σύστημα, ο οποίος δεν υφίσταται στην μοντελοποίηση. Για τους παραπάνω λόγους παρουσιάζεται μεγάλη απόκλιση στον χρόνο απόκρισης του ρεύματος προσομοίωσης σε σχέση με αυτό του πειράματος.

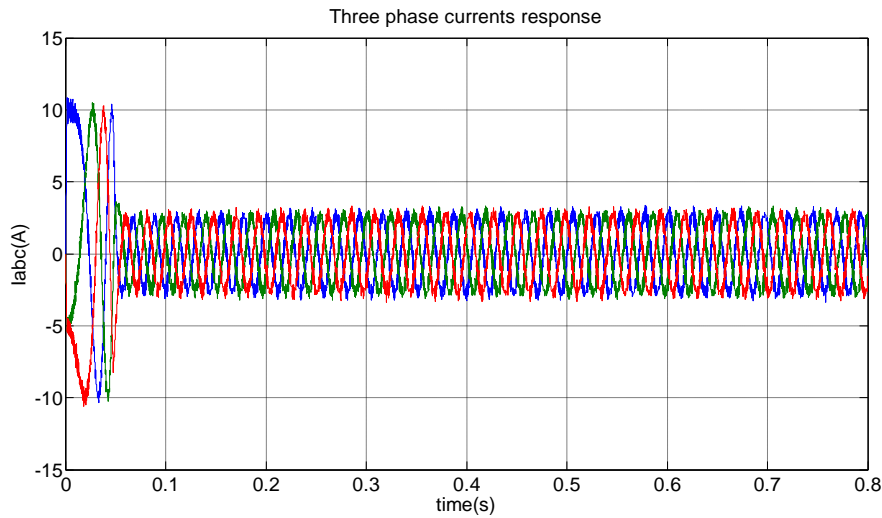


α)

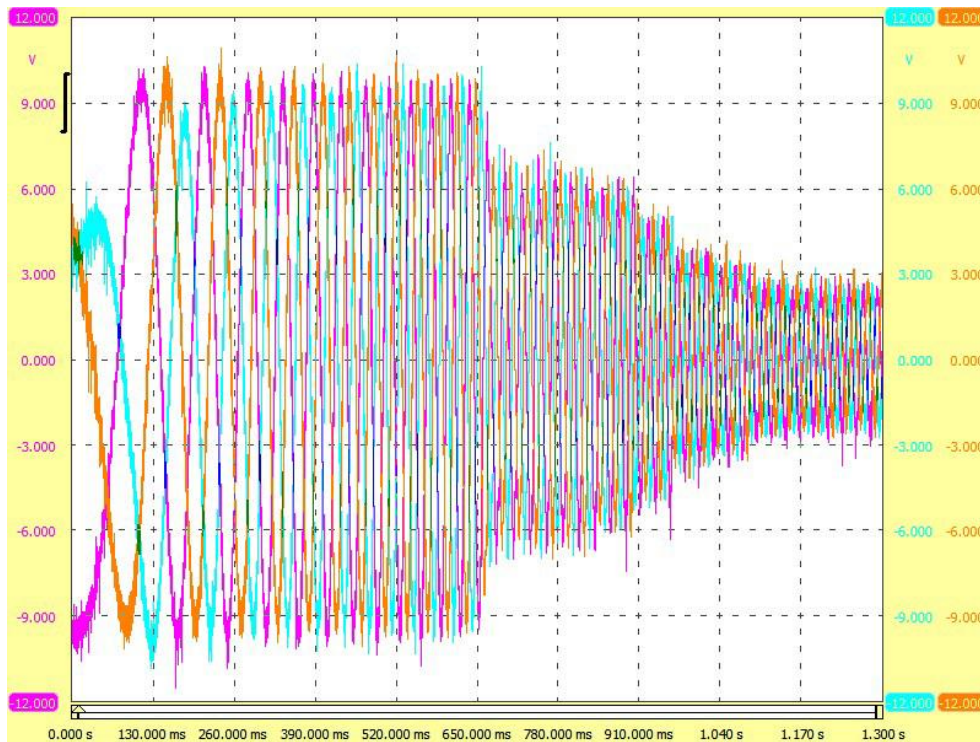


β)

Σχήμα 7.28 – Απόκριση ρεύματος i_q (μπλε) και ταχύτητας ω_m (μωβ) κατά την εκκίνηση υπό φορτίο $T_L = 2Nm$
 α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος



α)



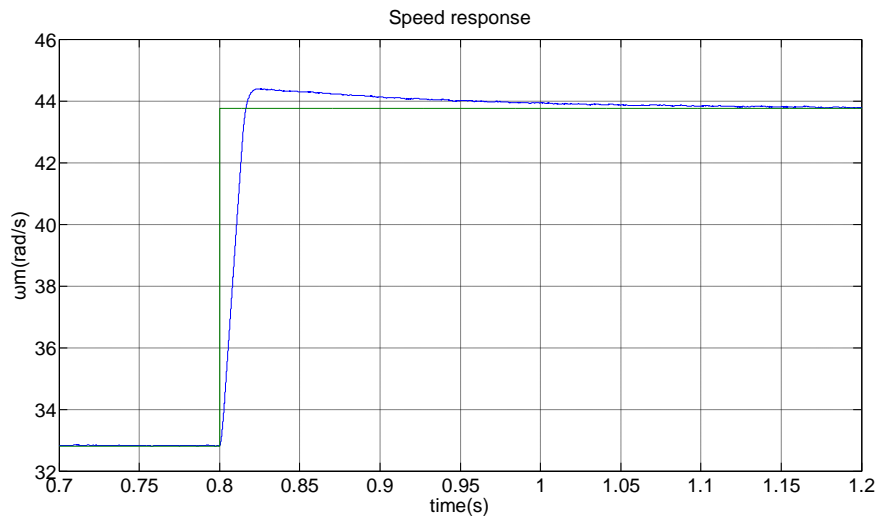
β)

Σχήμα 7.29 – Απόκριση ρεύματος τριών φάσεων κατά την εκκίνηση υπό φορτίο $T_L = 2Nm$
α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος

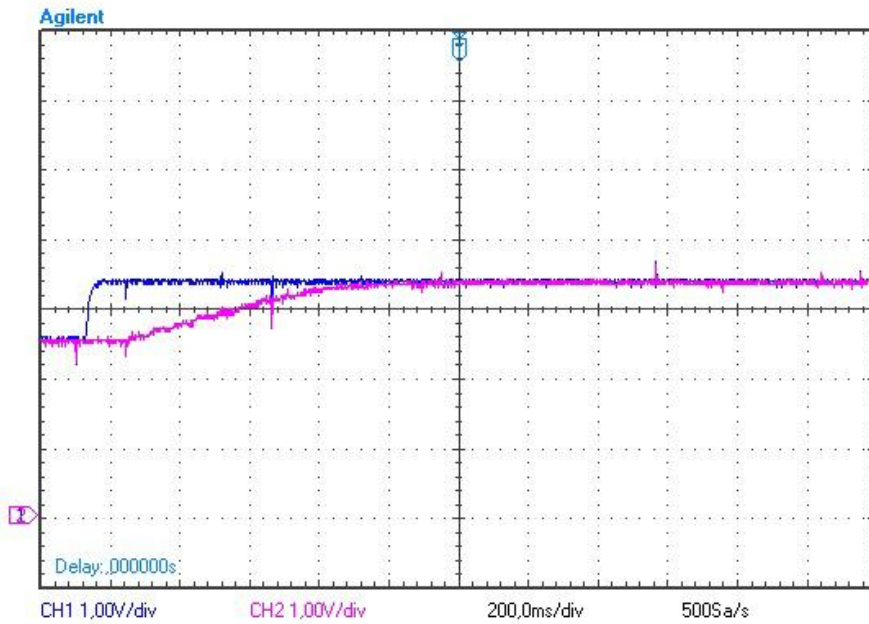
Βηματική μεταβολή ταχύτητας

- 30km/h -> 40km/h ($32.8rad/sec \rightarrow 43.75rad/sec$) υπό φορτίο $T_L = 2Nm$

Τα προσομοιωτικά και πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης της ταχύτητας, του ρεύματος εγκάρσιου άξονα και του τριφασικού ρεύματος για την βηματική μεταβολή ταχύτητας από 30 σε 40km/h υπό φορτίο $T_L = 2Nm$, φαίνεται στα Σχήματα 7.30, 7.31 και 7.32.

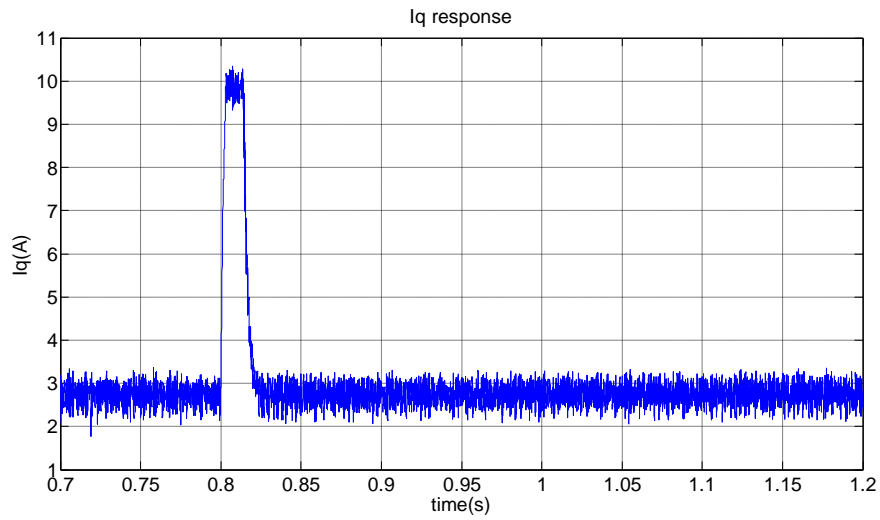


α)

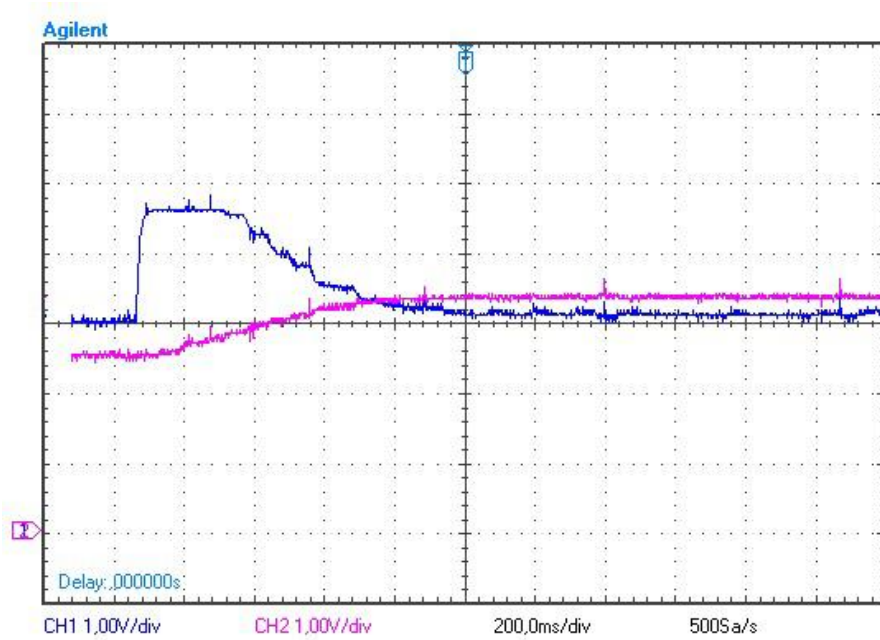


β)

Σχήμα 7.30 – Απόκριση ταχύτητας σε βηματική αύξηση της ταχύτητας αναφοράς
α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος

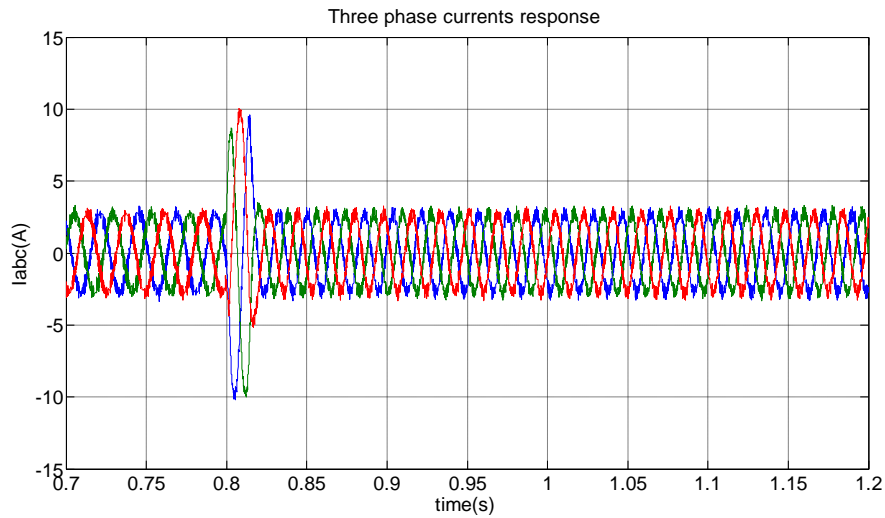


α)

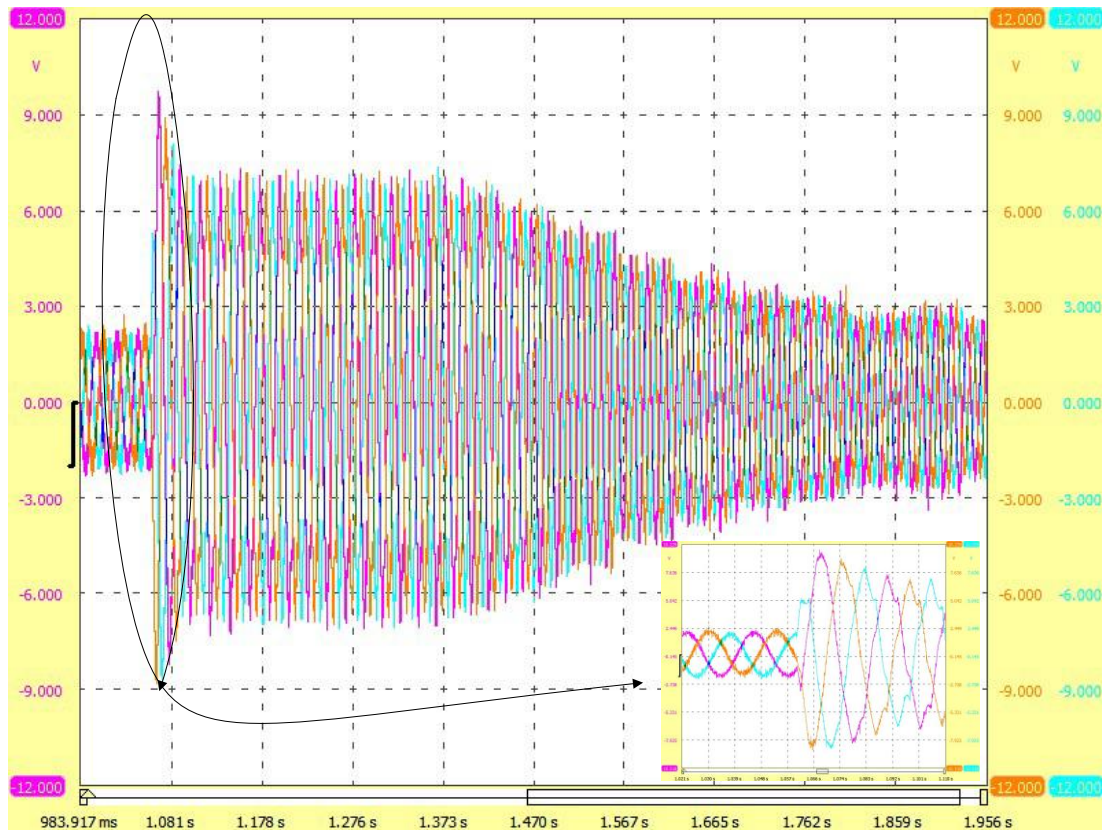


β)

Σχήμα 7.31 - Απόκριση ρεύματος i_q (μπλε) και ταχύτητας ω_m (μωβ) σε βηματική αύξηση της ταχύτητας αναφοράς, α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος



α)



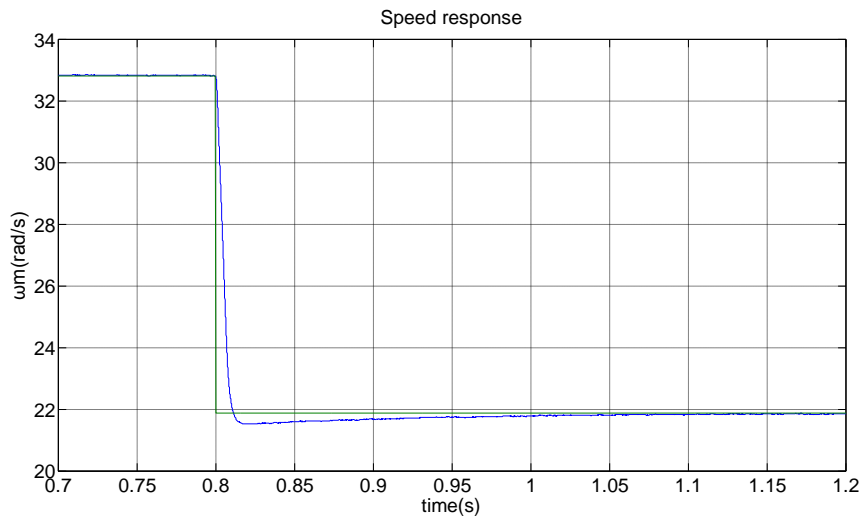
β)

Σχήμα 7.32 - Απόκριση ρεύματος τριών φάσεων σε βηματική αύξηση της ταχύτητας αναφοράς
α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος

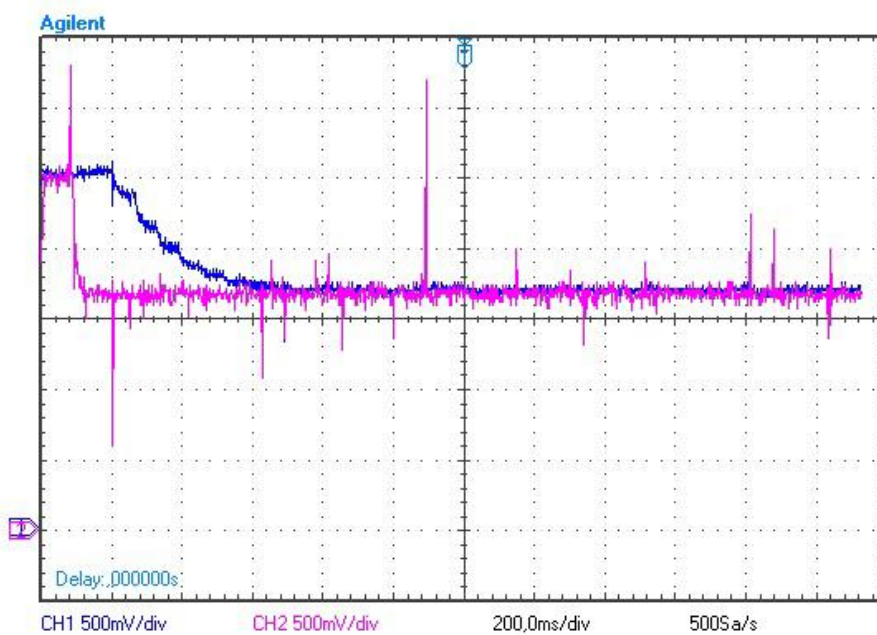
Όπως φαίνεται, η απόκριση της ταχύτητας είναι πολύ γρήγορη, ενώ το σημαντικότερο είναι ότι η απόκριση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα αλλά και του τριφασικού ρεύματος ακολουθούν σχεδόν ιδανικά την θεωρία του ελέγχου, εφόσον όπως φαίνεται τα ρεύματα αυξάνονται ακαριαία για να οδηγηθεί η ταχύτητα στο νέο σημείο αναφοράς, ενώ ύστερα επιστρέφουν στην προηγούμενη κατάσταση τους, αφού η ροπή του φορτίου δεν άλλαξε.

- 30km/h -> 20km/h (32.8rad/sec -> 21.87rad/sec) υπό φορτίο $T_L=2Nm$

Τα προσομοιωτικά και πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης της ταχύτητας, του ρεύματος εγκάρσιου άξονα και του τριφασικού ρεύματος για την βηματική μεταβολή ταχύτητας από 30 σε 20km/h υπό φορτίο $T_L = 2Nm$, φαίνεται στα Σχήματα 7.33, 7.34 και 7.35 αντίστοιχα.

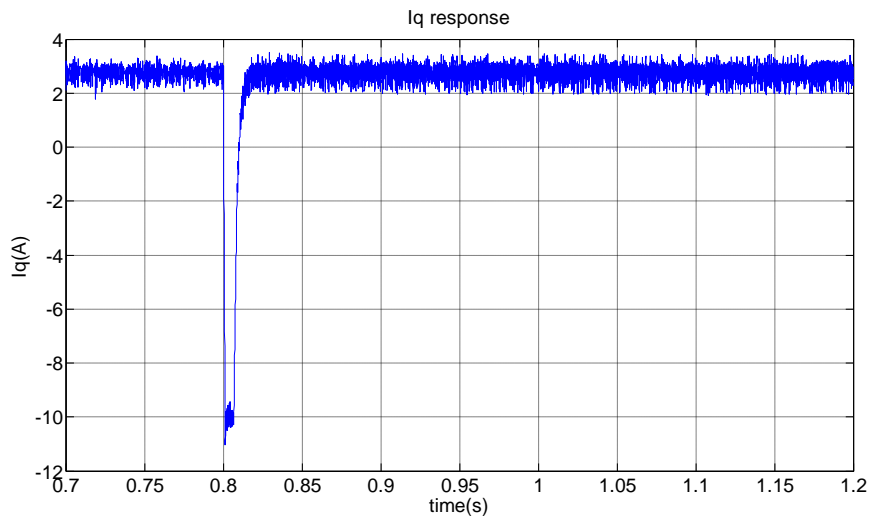


α)

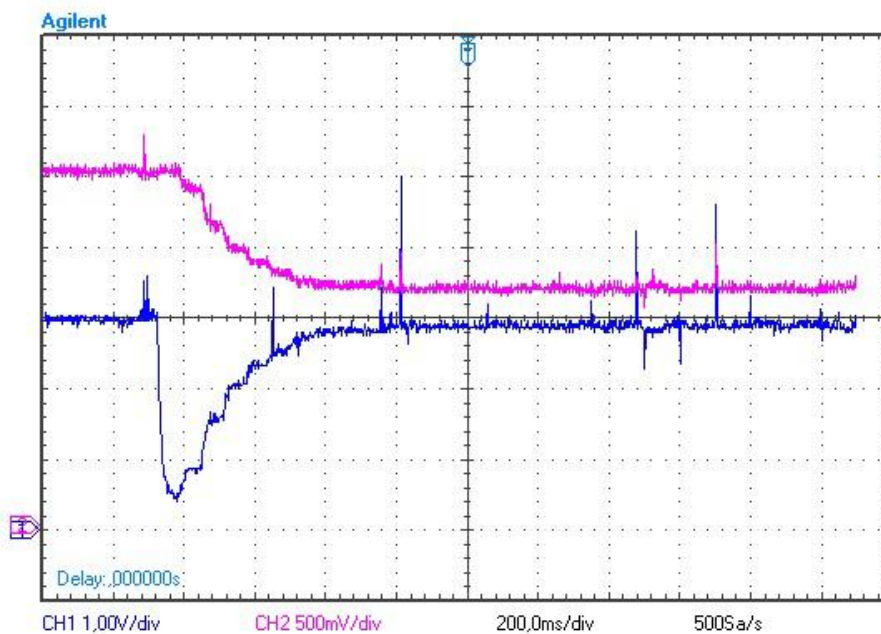


β)

Σχήμα 7.33 - Απόκριση ταχύτητας σε βηματική μείωση της ταχύτητας αναφοράς
α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος



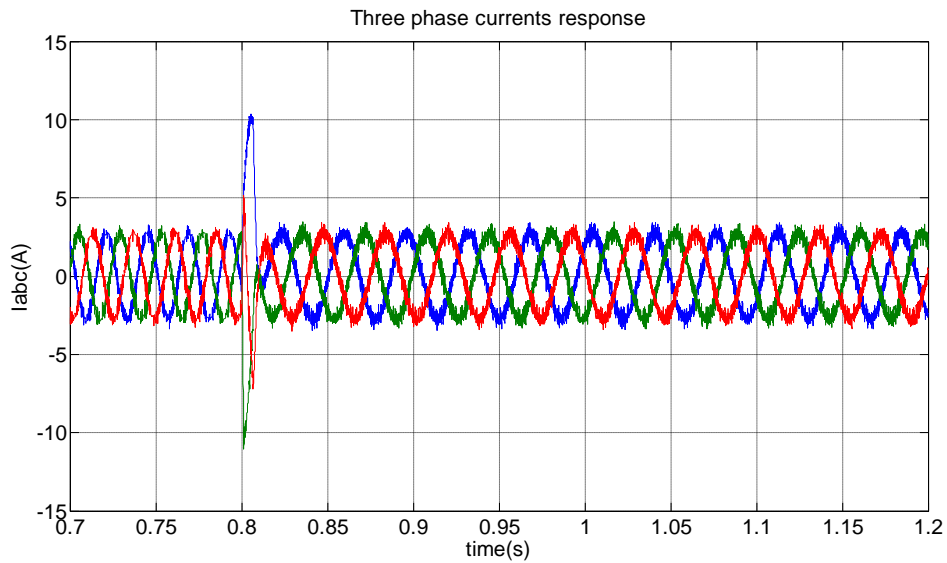
α)



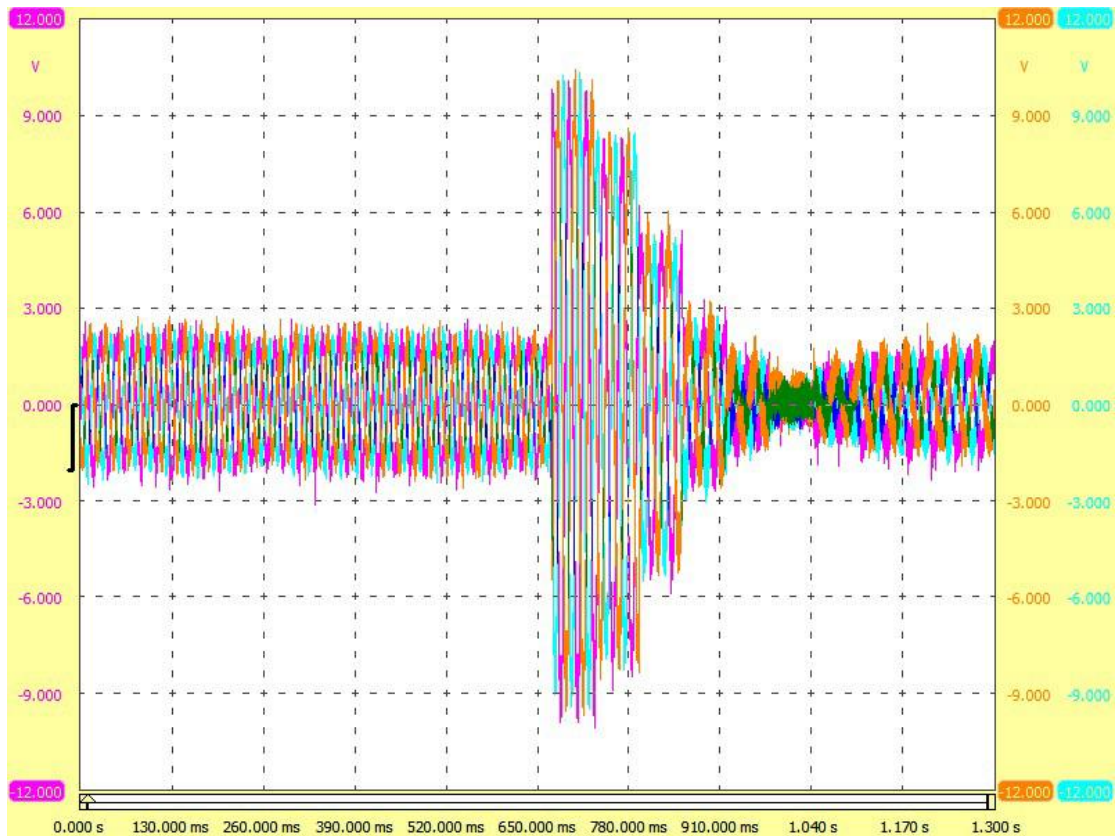
β)

Σχήμα 7.34 - Απόκριση ρεύματος i_q (μπλε) και ταχύτητας ω_m (μωβ) σε βηματική μείωση της ταχύτητας αναφοράς, α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος

Στα Σχήματα 7.31 και 7.34 φαίνεται η απόκριση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα σε βηματική αύξηση και μείωση της ταχύτητας αναφοράς. Παρατηρούμε ότι η απόκριση του ρεύματος στο πείραμα καθυστερεί σημαντικά σε σχέση με εκείνη της προσομοίωσης. Αυτό αρχικά οφείλεται, όπως έχει ήδη ειπωθεί, στην λανθασμένη τιμή της ροής αδρανείας που χρησιμοποιήθηκε στο μοντέλο προσομοίωσης. Παράλληλα όμως, οφείλεται στην αδυναμία του PI ελεγκτή να αξιοποιήσει την δυναμική του, λόγω του περιοριστή ρεύματος των τροφοδοτικών. Επομένως αν και ο ελεγκτής οδηγεί την έξοδό του σε κορεσμό (μέγιστη τιμή εξόδου), ο αντιστροφέας δεν μπορεί στιγμιαία, όπως απαιτείται για ταχείες αποκρίσεις, να απορροφήσει μεγαλύτερη ισχύ εισόδου από ($5A \cdot 48V =$) 240W, συντελώντας σε πιο αργές αποκρίσεις ρεύματος και ταχύτητας του πειράματος σε σχέση με την προσομοίωση.



α)



β)

Σχήμα 7.35 - Απόκριση ρεύματος τριών φάσεων σε βηματική μείωση της ταχύτητας αναφοράς
α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος

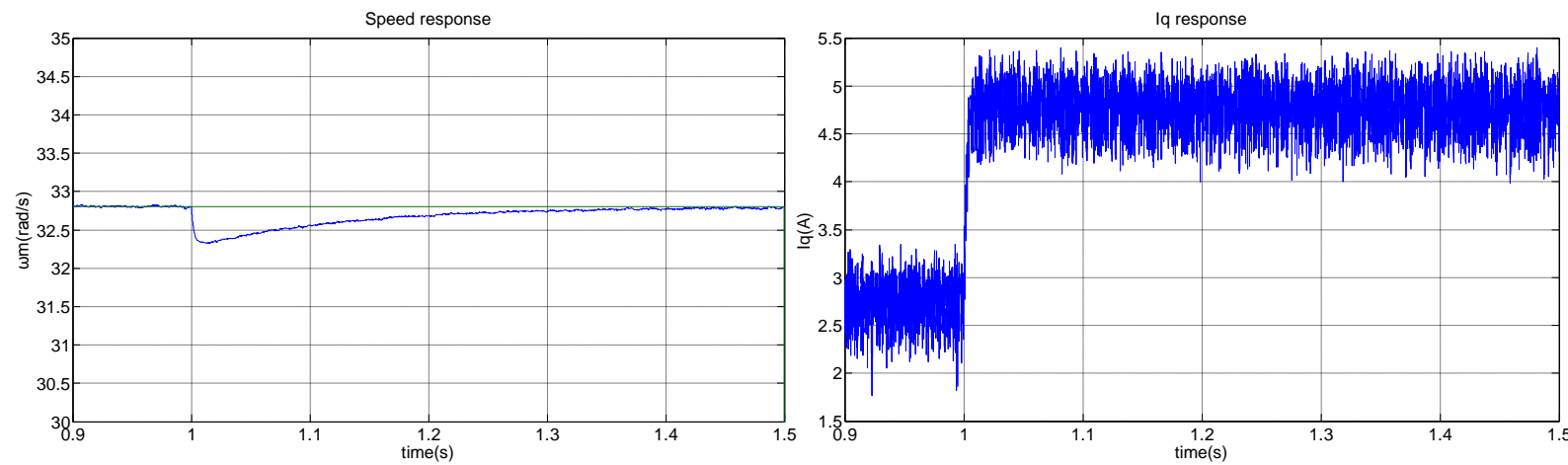
Στις δύο παραπάνω μεταβολές τις ταχύτητας, όπως είναι εμφανές, τα ρεύματα συγκλίνουν στην κατάσταση πριν το μεταβατικό της ταχύτητας. Παρ'όλα αυτά δεν φτάνουν στο ίδιο σημείο λειτουργίας. Εκτός από την αύξηση ή την αντίστοιχη μείωση της ροπής φορτίου, λόγω του συντελεστή τριβής (F), θεωρήθηκε συμπληρωματικά για τα πειραματικά

αποτελέσματα, ότι το γεγονός αυτό, οφείλεται στην τριβή ολίσθησης στην πέδη ποδηλάτου. Μεγαλύτερη ταχύτητα οδηγεί σε μεγαλύτερη επιρροή λόγω του συντελεστή τριβής και λόγω της τριβής ολίσθησης, οπότε και σε μεγαλύτερη ροπή φορτίου εκτός του φορτίου της πέδης. Το αντίστροφο συμβαίνει, όταν η μηχανή κινείται με μικρότερη ταχύτητα.

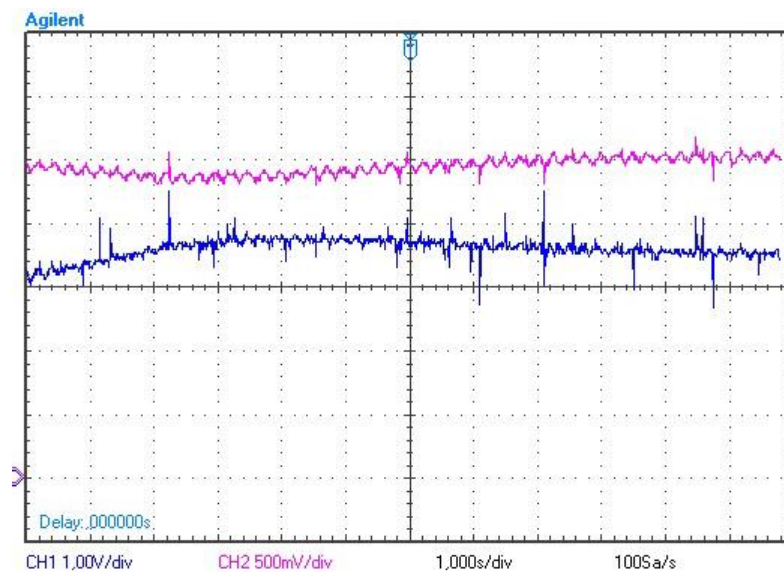
Βηματική μεταβολή ροπής

- **2Nm -> 3.5Nm υπό σταθερή ταχύτητα αναφοράς 30km/h (32.8rad/sec)**

Τα προσομοιωτικά και πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης της ταχύτητας, του ρεύματος εγκάρσιου άξονα και του τριφασικού ρεύματος για την βηματική μεταβολή ροπής φορτίου από 2 σε 3.5Nm υπό σταθερή ταχύτητα αναφοράς 30km/h, φαίνεται στα Σχήματα 7.36 και 7.37 αντίστοιχα.

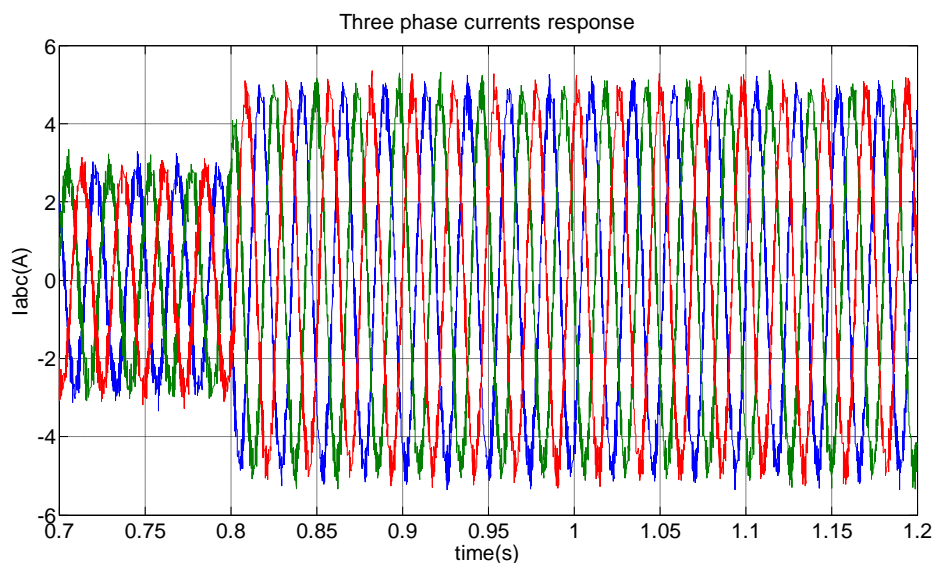


α)

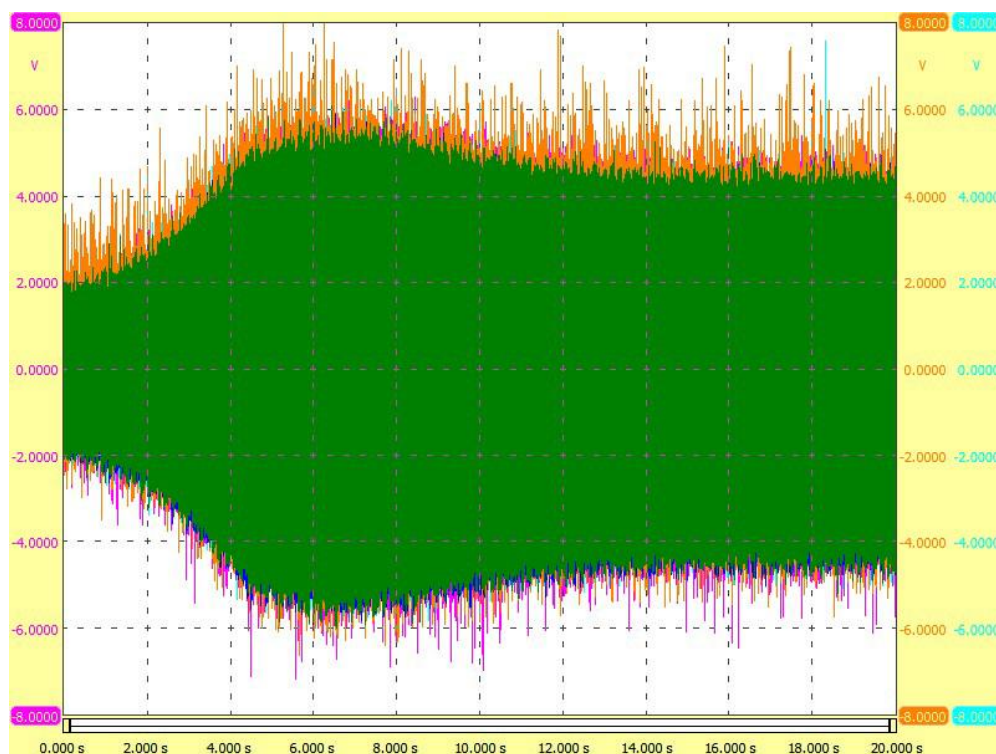


β)

Σχήμα 7.36 - Απόκριση ρεύματος i_q (μπλε) και ταχύτητας ω_m (μωβ) σε βηματική αύξηση της ροπής φορτίου
α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος



α)



β)

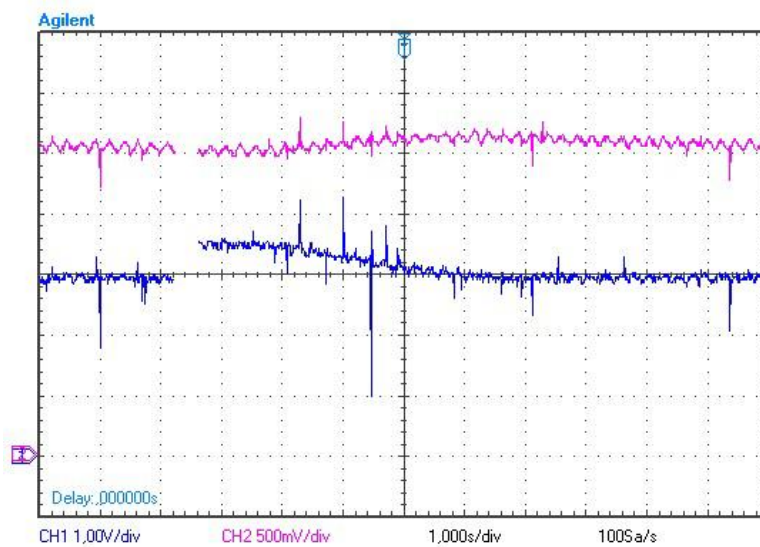
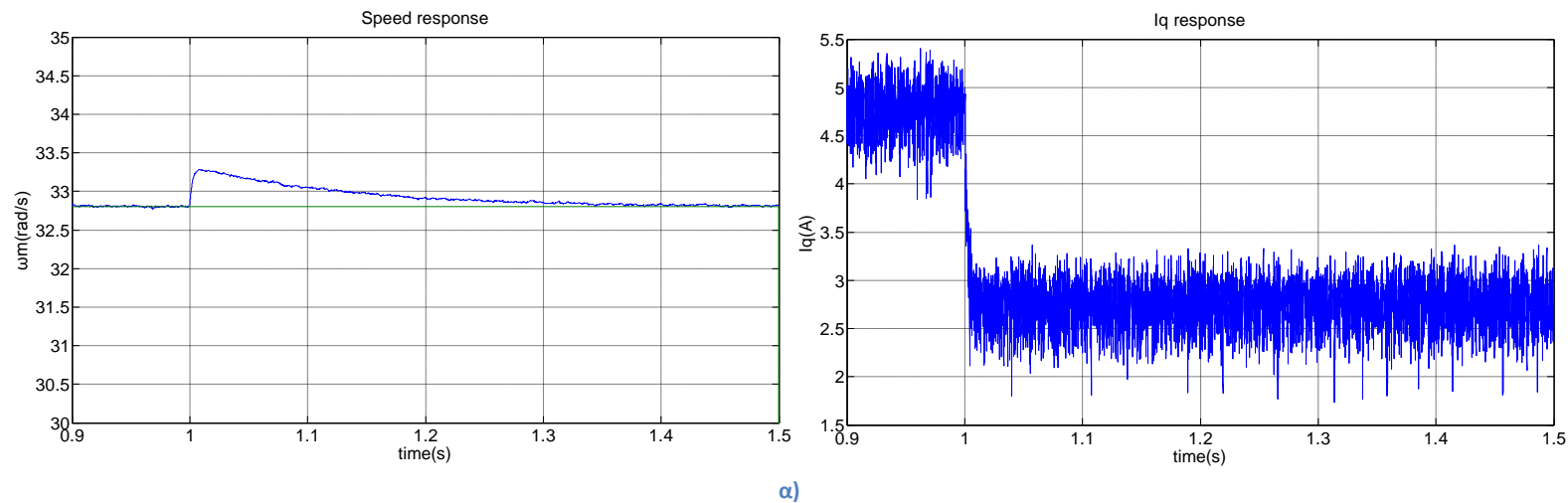
Σχήμα 7.37 – Απόκριση ρεύματος τριών φάσεων σε βηματική αύξηση της ροπής φορτίου
α) Απόκριση προσομοίωσης, γ) Απόκριση πειράματος

Στο Σχήμα 7.36, φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας και του ρεύματος εγκάρσιου άξονα στην βηματική μεταβολή του φορτίου, υπό ονομαστική ταχύτητα 30km/h. Παρατηρούμε ότι, η ταχύτητα αποκλίνει από την αναφορά της ελάχιστα 1km/h, ενώ για να φτάσει πάλι την αναφορά, χρειάζεται 3sec κατά το πείραμα, ενώ μόλις 0.4sec στην προσομοίωση. Ο χρόνος αυτός μπορεί να θεωρηθεί αρκετά μεγάλος, ωστόσο λόγω του ότι η ταχύτητα δεν αλλάζει σημαντικά, θεωρήθηκε ότι δεν απαιτεί ρύθμιση του ολοκληρωτικού όρου ξανά. Ακόμη, φαίνεται η αύξηση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα, συνεπώς και των τριφασικών

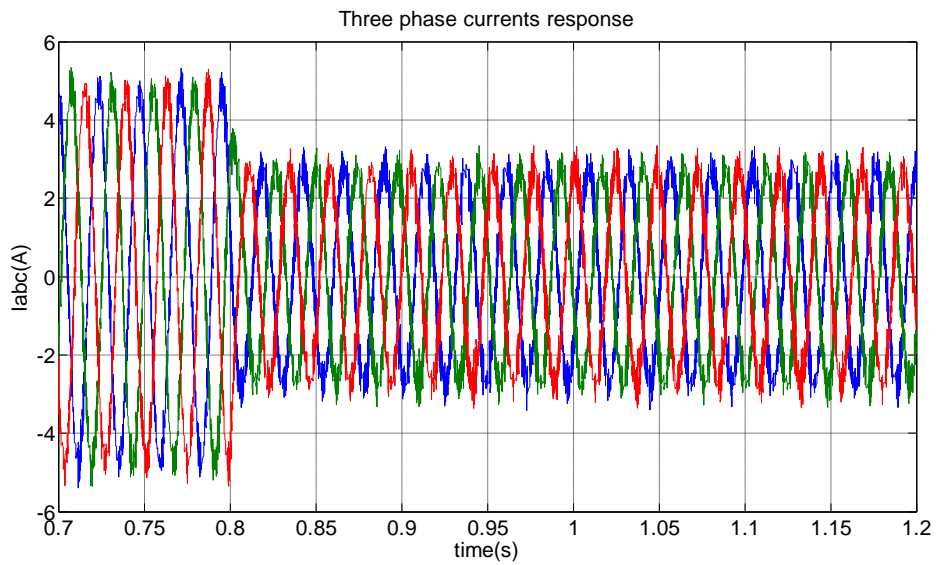
ρευμάτων (Σχήμα 7.37) πάνω από το νέο σημείο λειτουργίας, έτσι ώστε να μην χαθεί ο έλεγχος της ταχύτητας.

- **3.5Nm -> 2Nm υπό σταθερή ταχύτητα αναφοράς 30km/h (32.8rad/sec)**

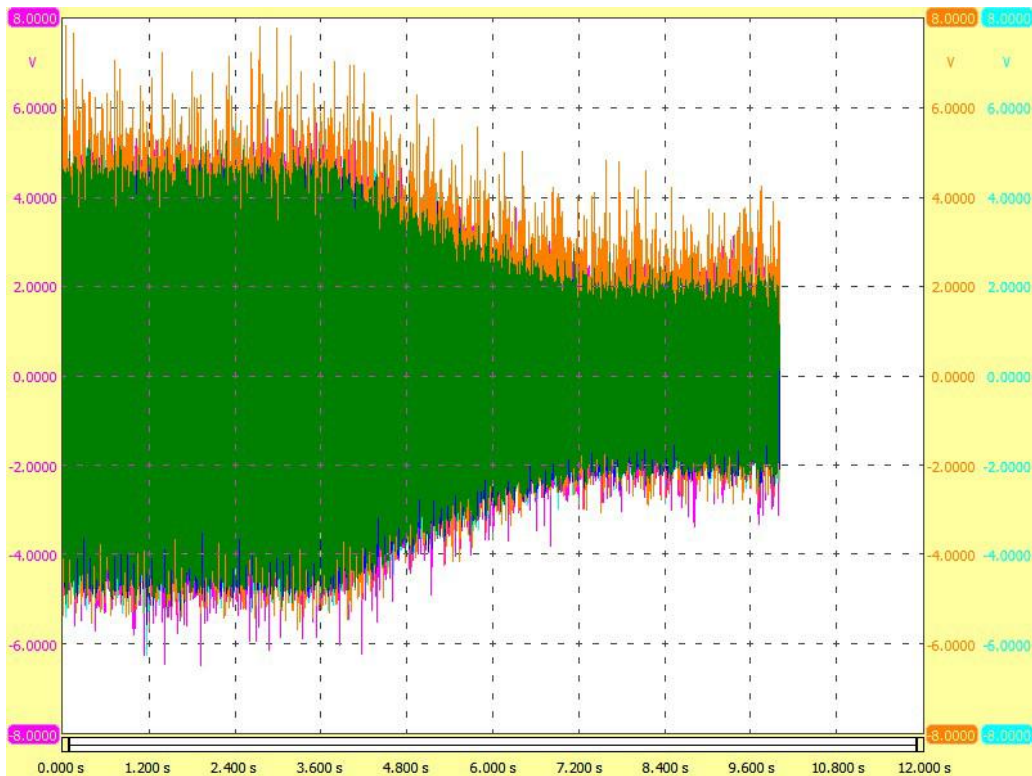
Τα προσομοιωτικά και πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης της ταχύτητας, του ρεύματος εγκάρσιου άξονα και του τριφασικού ρεύματος για την βηματική μεταβολή ροπής από 3.5 σε 2Nm υπό σταθερή ταχύτητα αναφοράς 30km/h, φαίνεται στα Σχήματα 7.38 και 7.39 αντίστοιχα.



Σχήμα 7.38 - Απόκριση ρεύματος i_d (μπλε) και ταχύτητας ω_m (μωβ) σε βηματική μείωση της ροπής φορτίου, α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος



α)



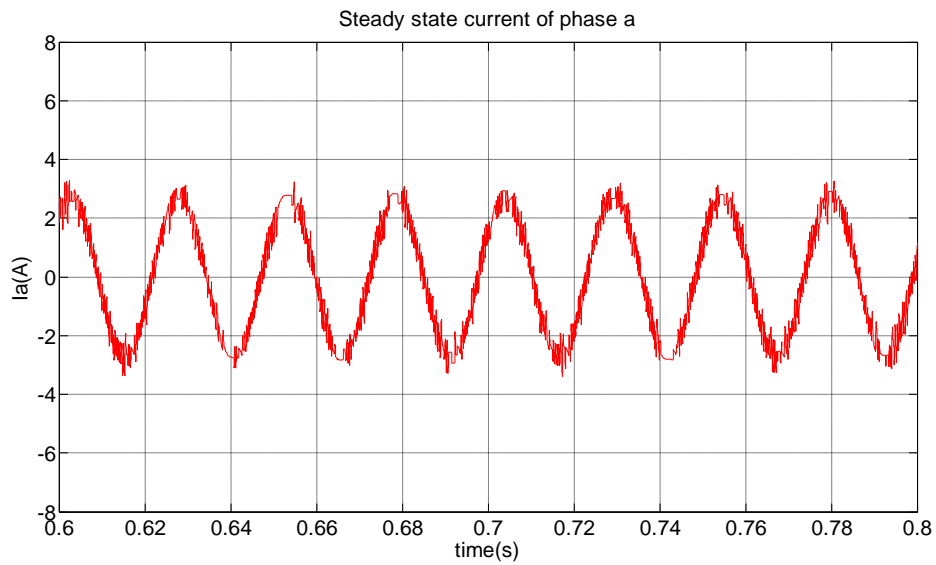
β)

Σχήμα 7.39 - Απόκριση ρεύματος τριών φάσεων σε βηματική μείωση της ροπής φορτίου
α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος

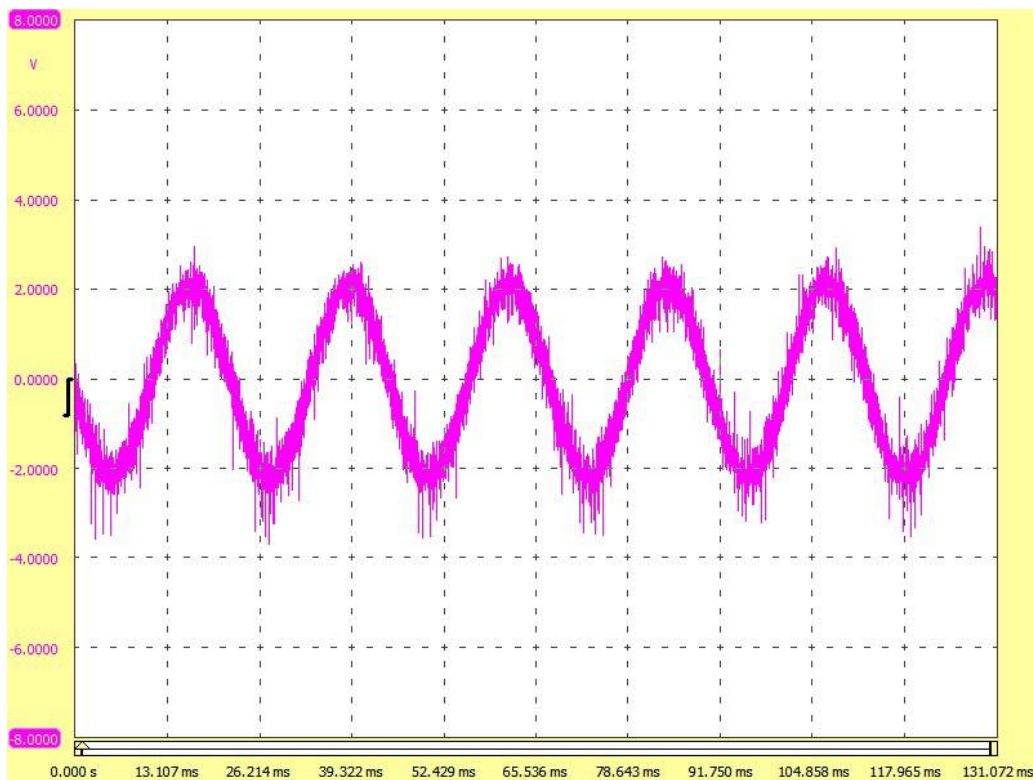
Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ($n=300\text{ΣΑΛ}$ και $T_L=2\text{Nm}$)

Η ποιότητα του ρεύματος στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας φαίνεται στο Σχήμα 7.40. Παρατηρούμε ότι, όπως και στην λειτουργία ροπής, το ρεύμα διατηρεί σχετικά καλή

ποιότητα, ανεξαρτήτως υστέρησης και καλύτερη από το μοντέλο αυτοελέγχου τάσης (Σχήμα 7.16).



α)



β)

Σχήμα 7.40 - Κυματομορφή ρεύματος μιας φάσης υπό λειτουργία Velocity mode του διανυσματικού ελέγχου στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση, α) Απόκριση προσομοίωσης, β) Απόκριση πειράματος

Η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος μια φάσης της μηχανής κατά το πείραμα υπολογίσθηκε $THD_1=2.97\%$ και είναι περίπου ίδια με εκείνη της προσομοίωσης $THD_1=2.92\%$.

7.9 Σύγκριση πειραματικών και προσομοιωτικών αποτελεσμάτων

Η σύγκριση των πειραματικών αποτελεσμάτων με εκείνα της προσομοίωσης μπορούν να επιβεβαιώσουν την ορθότητα του μοντέλου, καθώς και την αποτελεσματική λειτουργία του ελέγχου. Θα πρέπει να τονίσουμε ότι, στο μοντέλο της προσομοίωσης δεν έχουν μοντελοποιηθεί η πτώση τάσης στα στοιχεία του μετατροπέα, ο νεκρός χρόνος κατά την μεταγωγή των διακοπών, καθώς και η απαίτηση για μη ταυτόχρονη δειγματοληψία των ρευμάτων γραμμής. Παρ'όλα αυτά, έχει μοντελοποιηθεί ο χρόνος δειγματοληψίας και ο χρόνος καθυστέρησης λόγω υπολογισμού και όπως φαίνεται, το μοντέλο οδηγεί σε παραπλήσια συμπεράσματα με αυτά του πειράματος. Πιο συγκεκριμένα:

- Η εκκίνηση στο μοντέλο προσομοίωσης, υπό ονομαστικό φορτίο, επιτυγχάνεται σε 550msec, ενώ στα πειραματικά αποτελέσματα σε 900msec. Η διαφορά αυτή οφείλεται, αρχικά, στον περιορισμό του συνεχούς ρεύματος, εξαιτίας των κυκλωμάτων προστασίας των τροφοδοτικών, αλλά και στην μεγαλύτερη αδράνεια της μηχανής, από ότι αρχικά είχε εκτιμηθεί (εφόσον υπήρξε συμβολή του συστήματος μέτρησης στην συνολική ροπή αδρανείας του συστήματος κατά το πείραμα). Επιπλέον, στο πείραμα η ταχύτητα δεν παρουσιάζει κάποια υπερύψωση, ενώ στην προσομοίωση έχουμε μια υπερύψωση της τάξης 14%. Ταυτόχρονα, παρατηρούμε ότι και στο μοντέλο, αλλά και στο πείραμα, η απόκριση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα i_q είναι παρόμοια, εφόσον αρχικά φτάνει στην μέγιστη τιμή του εξαιτίας του περιοριστή και στην συνέχεια μειώνεται στην μόνιμη κατάσταση.
- Κατά το μεταβατικό της βηματικής μεταβολής της ταχύτητας, τα αποτελέσματα είναι παραπλήσια, όπως με αυτά της εκκίνησης. Αυτό που αξίζει να παρατηρηθεί είναι, ότι το ρεύμα i_q δεν έχει την ίδια τιμή πριν και μετά το μεταβατικό εξαιτίας του συντελεστή τριβής (F). Παράλληλα, όμως, στο πείραμα έχουμε και τριβή λόγω ολίσθησης, που δεν υφίσταται στο μοντέλο της προσομοίωσης.
- Κατά το μεταβατικό της βηματικής μεταβολής του φορτίου τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και του πειράματος ταυτίζονται, όπως γίνεται εμφανές, από τις αντίστοιχες κυματομορφές. Οι χρόνοι απόκρισης του ελέγχου και η μέγιστη απόκλιση από την αναφορά είναι ίδιοι. Ακόμη, τα ρεύματα αποκρίνονται με παρόμοιο τρόπο.
- Τέλος, στην μόνιμη ονομαστική κατάσταση το πλάτος του ρεύματος ταυτίζεται, αντίθετα η κυμάτωση του ρεύματος στο πείραμα είναι μεγαλύτερη από αυτή της προσομοίωσης, λόγω των παραπάνω χαρακτηριστικών που δεν μοντελοποιήθηκαν, συντελώντας σε ελάχιστη αύξηση του συντελεστή της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης.

7.10 Βέλτιστη τροχιά επιτάχυνσης με στόχο την ελαχιστοποίηση της ισχύος εισόδου του αντιστροφέα

Παρ'όλη την ορθή λειτουργία του διανυσματικού ελέγχου, όπως φάνηκε στην προηγούμενη ενότητα, το όχημα οφείλει να καταναλώσει, όσο το δυνατόν λιγότερη ενέργεια κατά την διάρκεια του αγώνα. Επομένως, οι δυναμικές ταχείες αποκρίσεις

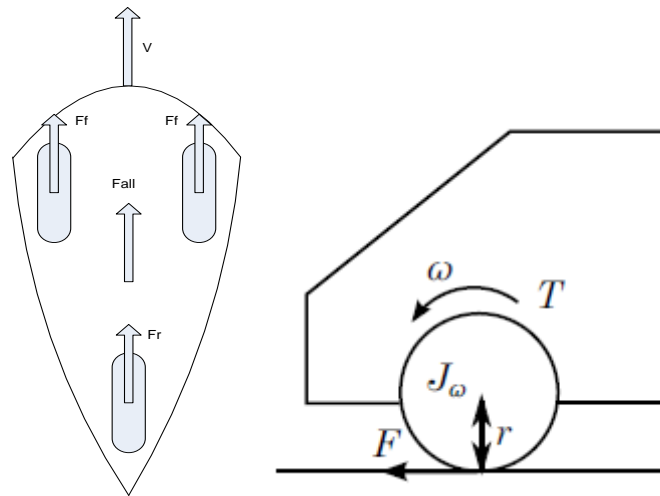
ταχύτητας δεν συνίστανται κατά τον αγώνα, εφόσον είναι περισσότερο ενεργοβόρες. Για αυτό τον λόγο, θα αναλυθεί μια μέθοδος βέλτιστης εκκίνησης, έτσι ώστε κατά την διάρκεια αυτής να ελαχιστοποιείται η ισχύς εισόδου του αντιστροφέα, σύμφωνα με το [24].

Η εξίσωση περιστροφής του κάθε τροχού, καθώς και η δυναμική του συστήματος περιγράφεται από τις εξισώσεις:

$$J_{\omega_j} \dot{\omega}_j = T_j - rF_j \quad (7.7)$$

$$M\dot{V} = F_{all} - F_{DR} \quad (7.8)$$

$$F_{all} = 2F_f + F_r \quad (7.9)$$



Σχήμα 7.41 – Μοντέλο του οχήματος (αριστερά) και περιστρεφόμενη κίνηση του τροχού (δεξιά)

Όπου ω_j [rad/s], είναι η μηχανική γωνιακή ταχύτητα, V [m/s] είναι η ταχύτητα του οχήματος, T_j [Nm] είναι η ροπή του τροχού, F_{all} [N] είναι η ολική απαιτούμενη δύναμη οδήγησης, F_j [N] είναι η δύναμη οδήγησης κάθε τροχού, M [kg] είναι η μάζα του οχήματος, J_{ω_j} [Nms²] η ροπή αδρανείας κάθε τροχού και F_{DR} [N] είναι η τριβή οδήγησης.

Η ισχύς εισόδου του αντιστροφέα που θα προσπαθήσουμε να ελαχιστοποιήσουμε, αγνοώντας τις απώλειες του αντιστροφέα, τις απώλειες σιδήρου και τις μηχανικές απώλειες των τροχών, μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$P_{in} = P_{out} + P_c \quad (7.10)$$

Όπου P_{out} , είναι το άθροισμα της μηχανικής ισχύος εξόδου κάθε τροχού και P_c είναι η απώλεια χαλκού του κινητήρα. Ακόμη, θα πρέπει να τονίσουμε ότι αγνοείται η ολίσθηση των τροχών. Επομένως, η κυκλική ταχύτητα εκφράζεται ως εξής: $\omega_j = V/r$. Από τις εξισώσεις έχουμε ότι:

$$P_{out} = 2\omega_f T_f + \omega_r T_r = \left(M + \frac{1}{r^2} (2J_{\omega_f} + J_{\omega_r}) \right) \dot{V}V + F_{DR}(V)V \quad (7.11)$$

Εφόσον, ο κινητήρας μας είναι επιφανειακών μαγνητών, οι απώλειες χαλκού μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$P_c = r_s i_q^2$$

Ακόμη το ρεύμα i_q μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$i_q = \frac{T_r}{K_t}$$

όπου K_t [Nm/A] είναι ο συντελεστής ροπής του κινητήρα. Επομένως, οι απώλειες μπορούν να δοθούν ως εξής:

$$P_c = \frac{r_s}{K_t^2} \left(\frac{J_{\omega_r}}{r} \dot{V} + (M\dot{V} + F_{DR}(V)) \right)^2 \quad (7.12)$$

Επιπρόσθετα η τριβή κίνησης δίνεται ως εξής:

$$F_{DR}(V) = \mu_o Mg + f_{DR}(V) \quad (7.13)$$

όπου μ_o είναι ο συντελεστής τριβής, $f_{DR}(V)$ θεωρείται ανάλογη της ταχύτητας, με σταθερά αναλογίας b .

Από τις παραπάνω σχέσεις, έχουμε ότι η ισχύς εισόδου είναι:

$$P_{in}(V, \dot{V}) = a_{20} \dot{V}^2 + a_{11} \dot{V}V + a_{10} \dot{V} + a_2 V^2 + a_1 V + a_0 \quad (7.14)$$

όπου:

$$a_{20} = \frac{r_s}{K_t^2} \left(\frac{J_{\omega_r}}{r} + Mr \right)^2$$

$$a_{11} = M + \frac{2}{r^2} J_{\omega_f} + \frac{1}{r^2} J_{\omega_r} + \frac{2br_s}{K_t^2} (J_{\omega_r} + Mr^2)$$

$$a_{10} = \frac{2\mu_o Mgr_s}{K_t^2} (J_{\omega_r} + Mr^2)$$

$$a_2 = b + \frac{b^2 r^2}{4} \frac{r_s}{K_t^2}$$

$$a_1 = \mu_o Mg + 2\mu_o Mgb r^2 \frac{r_s}{K_t^2}$$

$$a_0 = \mu_o^2 M^2 g^2 r^2 \frac{r_s}{K_t^2}$$

Χρησιμοποιώντας την P_{in} η ενέργεια εκκίνησης δίνεται ως εξής:

$$W = \int_{t_0}^{t_1} P_{in}(V, \dot{V}) dt \quad (7.15)$$

Ο σκοπός μας, επομένως, είναι να ελαχιστοποιήσουμε αυτή την ενέργεια.

Σε περίπτωση που, η απόσταση που πρέπει να διανυθεί κατά την διάρκεια της εκκίνησης είναι γνωστή, μια συνθήκη για την ταχύτητα του οχήματος είναι η:

$$\int_{t_0}^{t_1} V(t) dt = X$$

Το παραπάνω πρόβλημα περιγράφεται ως εξής:

$$2a_{20}\ddot{V} - 2a_2V = a_1 + \lambda \quad (7.16)$$

Όπου λ είναι πολλαπλασιαστής Lagrange. Τέλος, σε περίπτωση που δεν μας ενδιαφέρει η απόσταση που θα διανύσει το όχημα κατά την μεταβολή της ταχύτητας του, με $\lambda=0$ η λύση της παραπάνω εξίσωσης είναι:

$$V(t) = Ae^{at} + Be^{-at} + \beta \quad (7.17)$$

$$a = \sqrt{\frac{a_2}{a_{20}}}, \quad \beta = -\frac{a_1}{2a_2}$$

Οι σταθερές ολοκλήρωσης A και B υπολογίζονται έτσι ώστε: $V(t_0) = 0$, $V(t_1) = V_n$

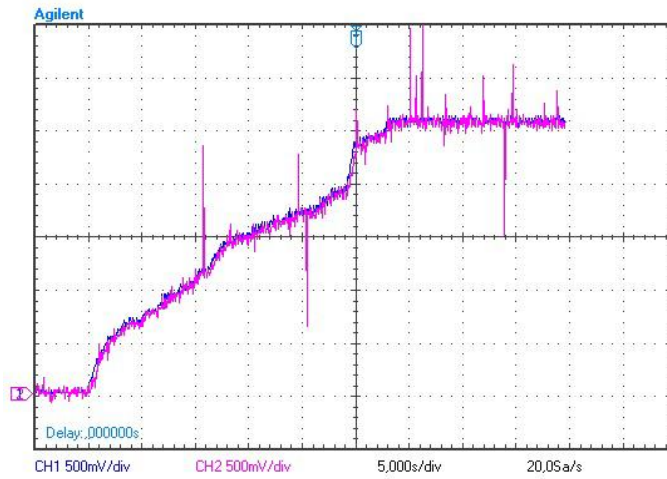
Στην συνέχεια, πραγματοποιήθηκαν τρεις τρόποι εκκίνησης σε χρόνο 30sec. Η πρώτη εκκίνηση έγινε χειροκίνητα, η δεύτερη έγινε με γραμμικό πίνακα αντιστοίχισης σταθερής επιτάχυνσης, ενώ η τρίτη έγινε με το προτεινόμενο look up table, όπου η μηχανή, αρχικά, επιταχύνει αργά, ενώ προς το τέλος γρηγορότερα. Και για τους τρεις τρόπους εκκίνησης χρησιμοποιήθηκε ο ελεγκτής ταχύτητας που αναπτύχθηκε προηγουμένως.

Με μπλε χρώμα φαίνεται η ταχύτητα αναφοράς ενώ με μωβ η πραγματική ταχύτητα. Όπως φαίνεται στα Σχήματα 7.42, 7.43 και 7.44, σε όλες τις περιπτώσεις ο ελεγκτής αποκρίθηκε βέλτιστα, ακολουθώντας ιδανικά την αναφορά.

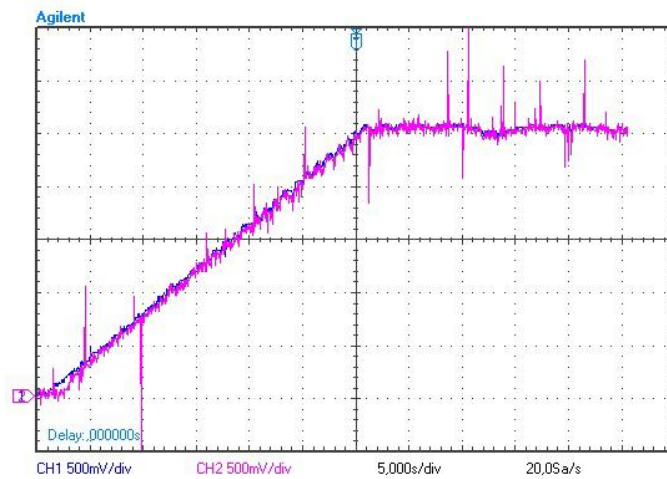
Τέλος, στο Σχήμα 7.45 φαίνεται η ισχύς που καταναλώθηκε στο διάστημα 30sec από κάθε τρόπο εκκίνησης. Παρατηρούμε ότι η ενέργεια που καταναλώνεται με εκκίνηση με το χέρι είναι πολύ μεγαλύτερη από αυτήν με τους άλλους δύο τρόπους, ενώ ταυτόχρονα υπάρχουν αιχμές ισχύος που εξαρτώνται από την χρήση του ποτενσιόμετρου από τον οδηγό. Ο προτεινόμενος τρόπος εκκίνησης αν και καταναλώνει την λιγότερη ενέργεια, παρουσιάζει πανομοιότυπη συμπεριφορά, όσον αφορά τις αιχμές ισχύος με την εκκίνηση σταθερής επιτάχυνσης.

Εισάγοντας τα δεδομένα του Σχήματος 7.45 στο Matlab και χρησιμοποιώντας τραπεζοειδή ολοκλήρωση για τον υπολογισμό του εμβαδού της κυματομορφής της ισχύος συναρτήσει του χρόνου, μπορέσαμε να εκτιμήσουμε την ενέργεια που καταναλώθηκε με κάθε μέθοδο εκκίνησης. Για εκκίνηση με χειροκίνητο τρόπο καταναλώθηκαν 1438J, για με σταθερή επιτάχυνση 885J ενώ με την προτεινόμενη μέθοδο εκκίνησης, μεταβλητής επιταχύνσεως, καταναλώθηκαν 567J.

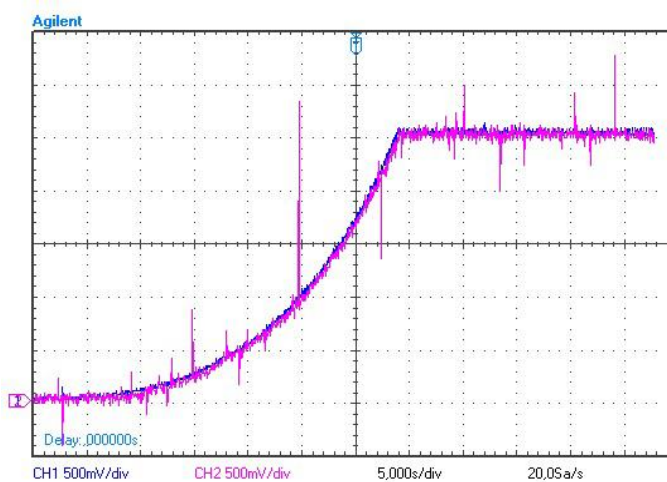
Επομένως η κατανάλωση ενέργειας κατά την εκκίνηση μειώνεται 60.5% με την χρήση του προτεινόμενου τρόπου εκκίνησης σε σχέση με τον χειροκίνητο τρόπο, ενώ μειώνεται κατά 35.9% σε σχέση με την εκκίνηση υπό σταθερή επιτάχυνση.



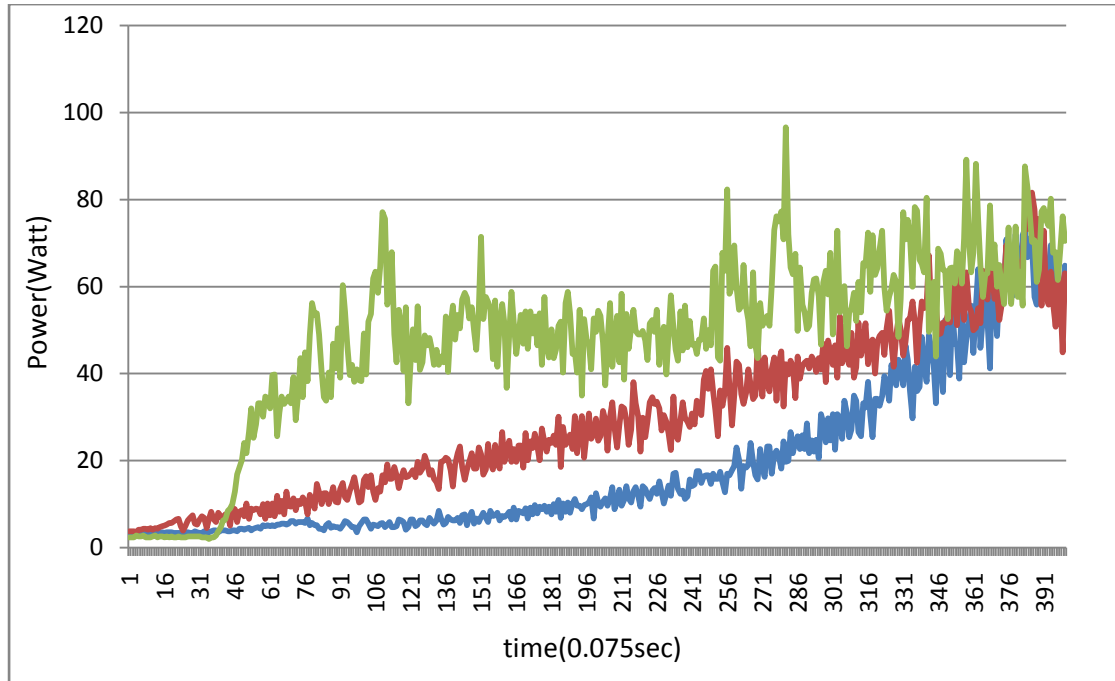
Σχήμα 7.42 – Απόκριση της ταχύτητας σε εκκίνηση με χειροκίνητο τρόπο



Σχήμα 7.43 – Απόκριση ταχύτητας σε εκκίνηση με σταθερή επιτάχυνση



Σχήμα 7.44 – Απόκριση ταχύτητας σε εκκίνηση με μεταβαλλόμενη επιτάχυνση



Σχήμα 7.45 – Διάγραμμα ισχύος κατά την διάρκεια εκκίνησης έως την ονομαστική ταχύτητα (πράσινο: χειροκίνητη εκκίνηση, κόκκινο: εκκίνηση με σταθερή επιτάχυνση, μπλε: εκκίνηση με μεταβαλλόμενη επιτάχυνση)

Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκαν τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, με στόχο την υλοποίηση ελέγχου κλειστού βρόγχου ρεύματος και ταχύτητας σε σύγχρονο κινητήρα μονίμων επιφανειακών μαγνητών, για εφαρμογή σε μικρό ηλεκτρικό όχημα.

Αρχικά, παρουσιάστηκε η λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και οι βασικές συνιστώσες τους. Στην συνέχεια, αναπτύχθηκε το δυναμικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, μέσω διανυσμάτων χώρου και ανάλυση σε δυο άξονες. Σε ενά επόμενο βήμα, εξετάστηκαν διάφορες τοπολογίες μετατροπών τάσεως, με κύρια αναφορά στους πολυεπίπεδους αντιστροφείς και στον συμβατικό αντιστροφέα δύο επιπέδων, που χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές μικρής ισχύος, όπως η συγκεκριμένη. Ταυτόχρονα, αναλύθηκαν οι κύριες τεχνικές διαμόρφωσης τάσης, οι οποίες χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης για την μεγιστοποίηση της απόδοσης, αλλά και της επίδοσης του συστήματος, ενώ μέσω της μεταξύ τους σύγκρισης καταλήξαμε σε συμπεράσματα για την χρησιμότητα και την καταλληλότητά τους στην δική μας εφαρμογή.

Στην συνέχεια μοντελοποιήθηκε το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης και προσομοιώθηκαν οι κύριες στρατηγικές ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών, του προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου (SVM-FOC) και ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος (HBCC-FOC), καθώς και του PWM προβλεπτικού ελέγχου (Deadbeat control). Η σύγκριση των αποτελεσμάτων οδήγησε στην υλοποίηση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης ελέγχου του ρεύματος.

Έπειτα αναπτύχθηκε, σε γλώσσα προγραμματισμού C, ο κώδικας για την υλοποίηση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση ζώνης υστέρησης. Ακόμη, παρουσιάστηκε βήμα προς βήμα η υλοποίηση του ελέγχου καθώς κι η αντιμετώπιση των κρίσιμων καταστάσεων για την πραγματοποίηση του ελέγχου. Τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαίωσαν την ικανοποιητική λειτουργία του μεθοδολογίας ελέγχου, τόσο στην μόνιμη όσο και σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα.

Τέλος, για τις ανάγκες του πανευρωπαϊκού διαγωνισμού οικονομίας καυσίμου, στον οποίο συμμετέχει το συγκεκριμένο ηλεκτρικό όχημα, αναπτύχθηκε βέλτιστη τεχνική εκκίνησης μέσω του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί η καταναλισκόμενη ενέργεια κατά την λειτουργία της εκκίνησης.

8.1 Κύρια συμπεράσματα

Τα κύρια συμπεράσματα της παρούσας διπλωματικής εργασίας συγκεντρώνονται παρακάτω:

- Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σε κατάλληλο δυναμικό μοντέλο, προκύπτει ότι ο PWM προβλεπτικός έλεγχος επέδειξε ανώτερες μεταβατικές αποκρίσεις ροπής και ταχύτητας σε σχέση με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου, οδηγώντας γρηγορότερα και με την ελάχιστη υπερύψωση, στην νέα μόνιμη

κατάσταση λειτουργίας.

- Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση τάσης μέσω χωρικών διανυσμάτων (SVM) αναδεικνύει ποιοτικότερες κυματομορφές ρεύματος, όπως παρουσιάστηκε με τον υπολογισμό της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης στην μόνιμη κατάσταση, περίπου 7 φορές μικρότερο από τον PWM προβλεπτικό έλεγχο και περίπου 10 φορές μικρότερο από το έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης ελέγχου του ρεύματος. Παράλληλα, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανυσμάτων χώρου παρουσιάζει μικρότερη κυμάτωση ροπής και ροής σε σχέση με τους άλλους δύο ελέγχους.
- Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης ελέγχου του ρεύματος παρουσιάζει μεγαλύτερη ευστάθεια στο ρεύμα φάσης του κινητήρα με σταθερή κυμάτωση. Αντίθετα παρατηρήθηκε μεταβλητή κυμάτωση του ρεύματος με την χρήση των δύο άλλων μεθόδων ελέγχου, ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα.
- Οι επιδόσεις στις μεταβατικές αποκρίσεις του PWM προβλεπτικού ελέγχου, αποδεικνύονται ανώτερες από το έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου για την συγκεκριμένη εφαρμογή. Παρ'όλα αυτά, η επίτευξη υψηλών επιδόσεων με την χρήση του PWM προβλεπτικού ελεγκτή απαιτεί την πλήρη γνώση των παραμέτρων της μηχανής, αφού ο έλεγχος χρησιμοποιεί άμεσα το μοντέλο της μηχανής. Επομένως, λανθασμένοι παράμετροι οδηγούν σε πλήρως υποβαθμισμένο έλεγχο του συστήματος. Δεδομένου ότι η εξαγωγή των παραμέτρων της μηχανής του οχήματος μικρής ισχύος πραγματοποιήθηκε μέσω προγράμματος ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων και όχι μέσω λεπτομερών και εξειδικευμένων μετρήσεων, και το γεγονός ότι πρόκειται για ιδιοκατασκευασμένο δοκίμιο, μας οδήγησε στην επιλογή του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου για την οδήγηση του κινητήρα. Επιπρόσθετα, η περιορισμένων δυνατοτήτων υπολογιστική ισχύς του διαθέσιμου μικροεπεξεργαστή συνετέλεσε στην επιλογή χρήσης της ζώνης υστέρησης ρεύματος, καθώς με αυτό τον τρόπο μειώνονται οι απαιτούμενοι υπολογισμοί.
- Τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την επίτευξη υψηλών επιδόσεων κατά τις μεταβατικές αποκρίσεις, ενώ η συμφωνία τους με εκείνα της προσομοίωσης πιστοποιούν την ορθή λειτουργία του ελέγχου.
- Αναπτύχθηκε και έγινε η ανάλυση πλάνου επιτάχυνσης, με στόχο την ελαχιστοποίηση της ισχύος εισόδου του αντιστροφέα. Τα πειραματικά αποτελέσματα αποδεικνύουν ότι, ακολουθώντας ένα συγκεκριμένο πίνακα αντιστοίχισης ταχύτητας με τον διανυσματικό ελεγκτή, οδηγούμαστε σε ελαχιστοποίηση της ισχύος εισόδου, συνεπώς και της κατανάλωσης κατά το μεταβατικό της εκκίνησης.

8.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Τα κυριότερα καινοτόμα σημεία της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι :

- Ανάπτυξη του δυναμικού μοντέλου της μηχανής του ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος», καθώς και ανάπτυξη κατάλληλων μοντέλων για την οδήγησή του, με χρήση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με δυο μεθόδους διαμόρφωσης και PWM προβλεπτικού ελέγχου.
- Συγκριτική μελέτη και διερεύνηση της λειτουργίας του κινητήρα μονίμων μαγνητών του ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος», υπο διαφορετικών τεχνικών ελέγχου σε παρόμοιες απαιτήσεις μεταβατικών καταστάσεων, συντελώντας με αυτό τον τρόπο, (λαμβάνοντας ταυτόχρονα υπ' όψιν τους υπάρχοντες κατασκευαστικούς περιορισμούς) στην ανάδειξη της βέλτιστης μεθοδολογίας ελέγχου για την παρούσα εφαρμογή.
- Υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου σε σύγχρονο κινητήρα μονίμων μαγνητών, με χρήση ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος.
- Ανάπτυξη μεθοδολογίας εκκίνησης της μηχανής, με στόχο την ελαχιστοποίηση της ισχύος εισόδου του αντιστροφέα.

8.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

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

- Πλήρης και λεπτομερής υπολογισμός των χαρακτηριστικών της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών για την εξαγωγή ορθού μοντέλου, λαμβάνοντας υπ' όψιν θερμοκρασιακές, ηλεκτρικές και μαγνητικές μεταβολές, μέσω του οποίου μπορούν να βασιστούν προηγμένες στρατηγικές ελέγχου υψηλών επιδόσεων.
- Σχεδιασμός και υλοποίηση προηγμένου μετατροπέα τάσεως, με μεγαλύτερες δυνατότητες υπολογιστικής ισχύος, αισθητήρες ρεύματος υψηλότερης ακρίβειας και δυνατότητα μεγαλύτερης διακοπτικής συχνότητας.
- Πειραματική σύγκριση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με SVM διαμόρφωση τάσης με τον PWM προβλεπτικό έλεγχο, εφόσον λυθούν τα παραπάνω προβλήματα καθώς επίσης και αυτό της μικρής ανάλυσης του κωδικοποιητή θέσης.
- Μελέτη και υλοποίηση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, δίχως αισθητήρα θέσης.

Βιβλιογραφία

- [1] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems Second Edition**, John Wiley & Sons Inc., 2002.
- [2] Ned Mohan, **First Course on Power Electronics And Drives**, Year 2003 Edition.
- [3] Muhammad H. Rashid, **Power Electronics Handbook**, Academic Press.
- [4] D.W. Nonotny, T.A. Lipo, **Vector Control and Dynamics of AC Drives**, Oxford University Press.
- [5] Bimal K. Bose, **Modern Power Electronics and A.C. Drives**, Prentice Hall PTR, 2002.
- [6] Jose Rodriguez, Patricio Cortes, **Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**, John Wiley & Sons Inc., 2012.
- [7] Ι.Α. Τεγόπουλος, **Ηλεκτρικές μηχανές Μέρος Β: Μόνιμη κατάσταση**, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991.
- [8] Stephen J. Chapman, **Ηλεκτρικές μηχανές**, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010.
- [9] Στέφανος Ν. Μανιάς, **Ηλεκτρονικά ισχύος**, Εκδόσεις Συμμένων, Αθήνα 2007.
- [10] M.A. Hoque, Casey Butt, M.A. Rahman, **A Novel Approach for MTPA Speed Control of IPMSM Drive**, Second International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE 2002, 26-28 December 2002, Dhaka, Bangladesh.
- [11] Lixin Tang, Limin Zhong, Muhammed Fazlur Rahman, Yuwen Hu, **A Novel Direct Torque Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Torque and Flux—A Speed-Sensorless Approach**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 39, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 2003.
- [12] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, **Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives**, IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 528–536, May 1997.
- [13] Florent Morel, Xuefang Lin-Shi, Jean-Marie Retif, Bruno Allard, Cyril Buttay, **A Comparative Study of Predictive Current Control Schemes for a Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 7, JULY 2009.
- [14] Hyung-Tae Moon, Hyun-Soo Kim, Myung-Joong Youn, **A Discrete-Time Predictive Current Control for PMSM**, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 18, NO. 1, JANUARY 2003.
- [15] Niu Li, Yang Ming, Xu Dian-guo, **Deadbeat Predictive Current Control for PMSM**, 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia.
- [16] Mitja Nemec, Klemen Drobnic, David Nedeljkovic, Vanja Ambrozic, **Direct Current Control of a Synchronous Machine in Field Coordinates**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 10, OCTOBER 2009.

- [17] Esteban J.Fuentes, Cesar Silva, Daniel E. Quevedo, Eduardo I.Silva, ***Predictive Speed Control of a Synchronous Permanent Magnet Motor.***
- [18] Esteban J.Fuentes, Jose Rodriguez, Cesar Silva, Sergio Diaz Daniel E. Quevedo, ***Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Predictive Current Control.***
- [19] Yuya Hozumi, Shinji Doki, Shigeru Okuma, ***Fast Torque Control System of PMSM based on Model Predictive Control.***
- [20] Roozbeh Molavi, Khoshnam Shojaee, Davood A. Khaburi, ***Optimal Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor***, 2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08), December 1-3, 2008, Johor Baharu, Malaysia.
- [21] K. T. Chau, C. C. Chan, Chunhua Liu, ***Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles***, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 6, JUNE 2008.
- [22] Junmei Guo, Yiwei Zhao, Huaimin Wang, ***DSP Practical Solutions for Motor Control Using DSP-Controller***, 2010 International Conference on Networking and Digital Society.
- [23] Silverio Bolognanix, Luca Tubiana, and Mauro Zigliotto, ***Extended Kalman Filter Tuning in Sensorless PMSM Drives.***
- [24] Shingo Harada, Hiroshi Fujimoto, ***Range Extension Control System for Electric Vehicles Based on Optimal-Deceleration Trajectory and Front-Rear Driving-Braking Force Distribution Considering Maximization of Energy Regeneration.***
- [25] C. Bharatiraja, Prakasa Rao, S. Jeevananthan, ***Reduction of Common Mode Voltage in Three Level Neutral Point Diode Clmped Multilevel Inverter Using Space Vector Pulse Width Modulation***, International Journal of Conceptions on Electrical & Electronics Engineering.
- [26] S. Nanda Kumar, S. Vijayan, E. Nanda Kumar, ***Asymetric SVM Technique for Minimizing Switching Loss of Inverter***, *Arabian Journal for Science and Engineering*.
- [27] Dariusz Świerczyński, ***Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive***, Ph.D. Thesis.
- [28] Judit Baños García, Sonny Quillo, ***Predictive Controller for PMSM Drive***, Master thesis, 2013.
- [29] Salih Baris Ozturk, ***Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control of PMSM using HALL-EFFECT Sensors***, Thesis, December 2005.
- [30] David Ocen, ***Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor***, Master's Degree Project Stockholm, Sweden 2005.
- [31] Χρήστος Θ. Κρασόπουλος, ***Σχεδίαση και κατασκευή κινητήρα μονίμων μαγνητών για πρότυπο ηλεκτρικό όχημα***, Διπλωματική εργασία, Οκτώβριος 2013.
- [32] Ευάγγελος Μιχαήλ Τσαμπούρης, ***Έλεγχος κινητήρων επαγωγής με κριτήρια ελαχιστοποίησης απωλειών***, Διπλωματική εργασία, Οκτώβριος 2008.
- [33] Δημήτριος Γυπαράκης, ***Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης***, Διπλωματική εργασία, Απρίλιος 2012.
- [34] Νίκος Αποστολόπουλος, ***Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων***, Διπλωματική εργασία, Νοέμβριος 2012.

[35] Θάνος Αναστάσιος, **Βέλτιστος Γραμμικός Ελεγκτής για τη Μονοφασική Διακοπτική Ανορθωτική Διάταξη Δύο Αλληλένδετων Βαθμίδων & Πέντε Επιπέδων**, Διπλωματική εργασία, Οκτώβριος 2012.

[36] Microchip, **dsPIC30F Family Reference Manual – High Performance Digital Signal Controllers**, Microchip Technology Inc, 2006.

[37] Microchip, AN908, **Using the dsPIC30f for Vector Vontrol of an ACIM**, Application note.

[38] Microchip, AN1017, **Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC**, Application note.

[39] Microchip, AN1078, **Sensorless Field Oriented Control of a PMSM**, Application note.

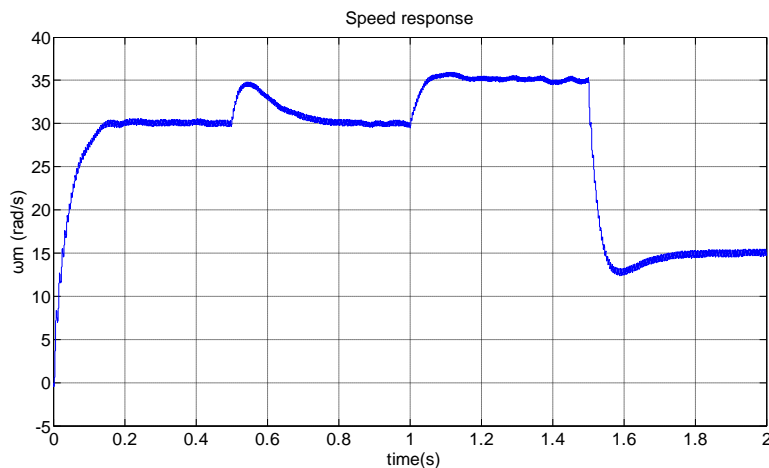
Αποτελέσματα Προσομοίωσης του Άμεσου Προβλεπτικού Ελέγχου

Στο παράρτημα αυτό, παρουσιάζονται οι κυματομορφές των αποκρίσεων της ταχύτητας, του ρεύματος ορθού και εγκάρσιου άξονα, καθώς και η ηλεκτρομαγνητική ροπή και τα τριφασικά ρεύματα γραμμής της μηχανής για την στρατηγική του άμεσου προβλεπτικού ελέγχου (DPC).

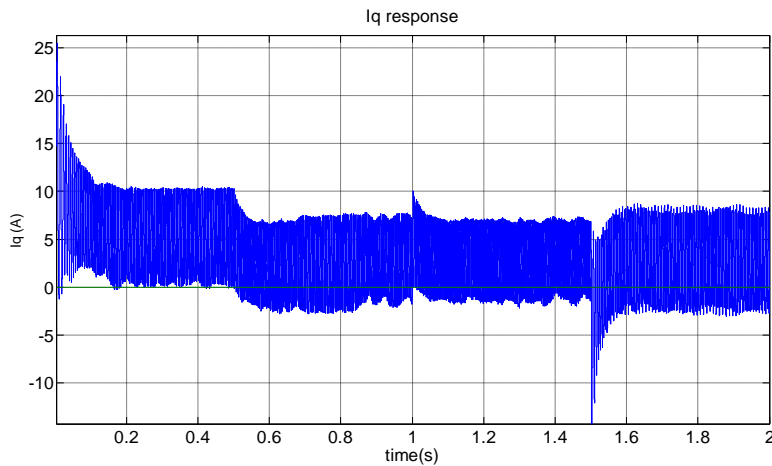
Το μοντέλο προσομοίωσης ακολουθεί τα ίδια χαρακτηριστικά του αντιστροφέα και της πηγής ισχύος, όπως έχουν τεθεί στο *Κεφάλαιο 5*. Ταυτόχρονα, η συχνότητα δειγματοληψίας του ελέγχου έχει τεθεί στα $f_s = 50\text{kHz}$, έτσι ώστε να παρουσιάζει παρόμοιο διακοπτικό περιεχόμενο με το έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου και PWM προβλεπτικό έλεγχο $f_c = 10\text{kHz}$. Επιπλέον, ο χρόνος καθυστέρησης του ελέγχου, λόγω υπολογισμών, τέθηκε $t_{delay} = 20\mu\text{s}$, περίπου, όσο ο χρόνος δειγματοληψίας.

Το πλάνο των μεταβατικών αποκρίσεων που ορίσαμε είναι το ίδιο με εκείνο του *Κεφαλαίου 5*. Μεταβατικό 1: Ο κινητήρας εκκινεί υπό φορτίο διπλάσιο του ονομαστικού $T_L = 4\text{Nm}$ και με αναφορά ταχύτητας $\omega_m = 30\text{rad/s}$. Μεταβατικό 2: Την χρονική στιγμή $t = 0.5\text{s}$ έχουμε μείωση του φορτίου σε ονομαστική τιμή $T_L = 2\text{Nm}$. Μεταβατικό 3: Την χρονική στιγμή $t = 1\text{s}$ έχουμε αύξηση της ταχύτητας αναφοράς σε $\omega_m = 35\text{rad/s}$. Μεταβατικό 4: Την χρονική στιγμή $t = 1.5\text{s}$ έχουμε μείωση της ταχύτητας αναφοράς σε $\omega_m = 15\text{rad/s}$.

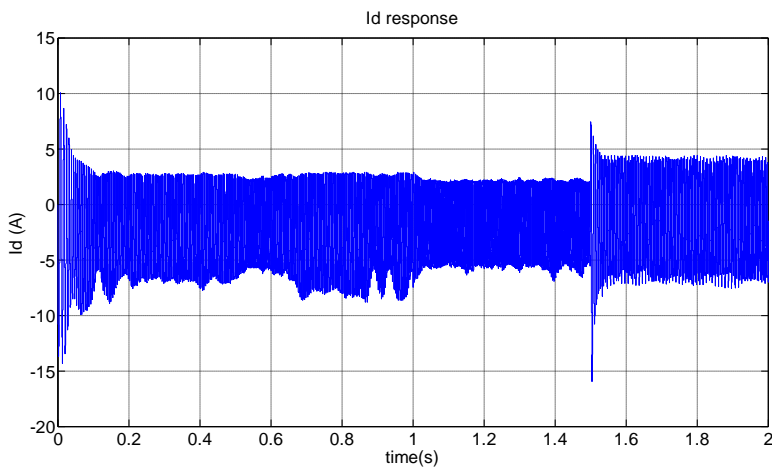
Στα *Σχήματα B.1, B.2, B.3, B.4 και B.5* φαίνεται η απόκριση του άμεσου προβλεπτικού ελέγχου στο καθορισμένο πλάνο μεταβατικών αποκρίσεων και στο *Σχήμα B.6* το ρεύμα της φάσης a στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.



Σχήμα Α.1 – Απόκριση ταχύτητας



Σχήμα Α.2 – Απόκριση του ρεύματος I_d

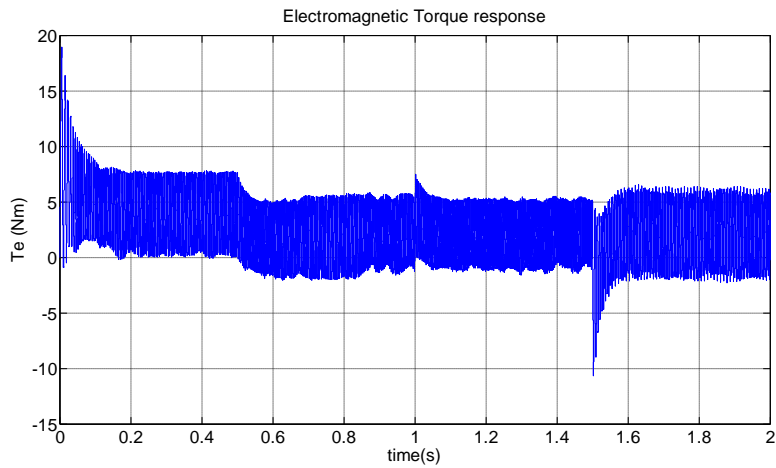


Σχήμα Α.3 – Απόκριση του ρεύματος I_d

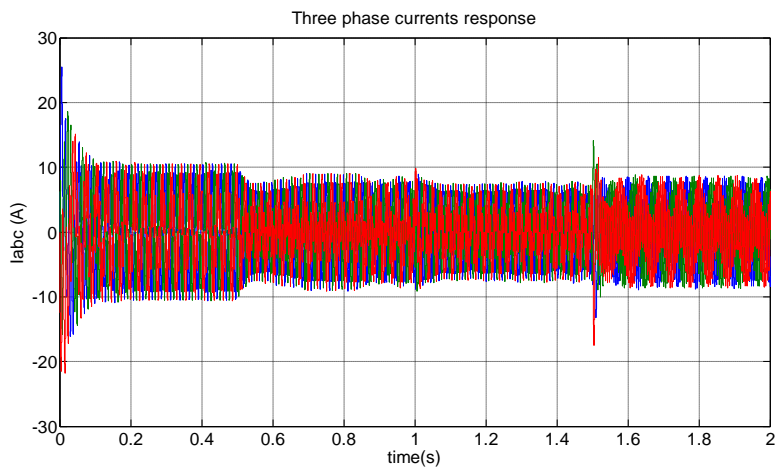
Στο Σχήμα Β.1 φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας. Παρατηρούμε ότι στην εκκίνηση δεν έχουμε αισθητή υπερέψωση, ενώ το σύστημα φτάνει στην μόνιμη κατάσταση σε 0.15sec. Έχουμε μια αδιάφορη κυμάτωση της ταχύτητας $\pm 0.4rad/sec$ αυξημένης όμως συχνότητας. Στο 2^ο μεταβατικό έχουμε αύξηση της ταχύτητας έως 34.9rad/sec ενώ ο έλεγχος συγκλίνει στην ταχύτητα αναφοράς σε 0.3sec. Στο 3^ο μεταβατικό ο έλεγχος αποκρίνεται γρήγορα με υπερέψωση έως 35.9rad/sec και σε 0.15sec φτάνει στην νέα μόνιμη κατάσταση. Στο 4^ο μεταβατικό έχουμε βύθιση στα 12.5rad/sec, ενώ οδηγούμαστε στην νέα κατάσταση σε 0.3sec.

Στο Σχήμα Β.2, φαίνεται η απόκριση του ρεύματος I_d , με περιορισμό στην εκκίνηση στα 25A, όπως έχει ήδη ειπωθεί. Ακόμη, παρατηρείται μεγάλη κυμάτωση $\pm 4.5A$. Στο Σχήμα Β.3, παρατηρούμε ότι η μέση τιμή του ρεύματος I_d δεν είναι μηδέν σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας, ενώ έχει κυμάτωση $\pm 4.5A$. Οι αιχμές του ρεύματος στα μεταβατικά φτάνουν μέχρι τα 15A.

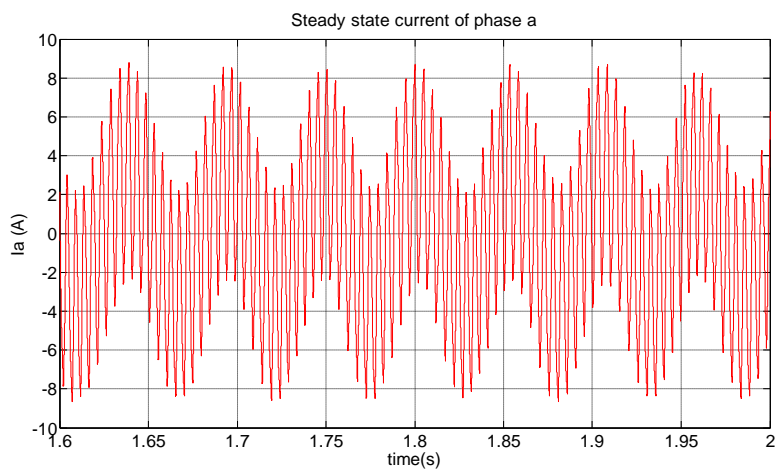
Τέλος, στο Σχήμα Β.4 φαίνεται η απόκριση της ροπής που είναι όμοια με εκείνη του I_d ρεύματος, ενώ στο Σχήμα Β.5 παρατηρούμε την απόκριση του ρεύματος των τριών φάσεων του στάτη, όπου το ρεύμα παρουσιάζει μεγάλη κυμάτωση.



Σχήμα Α.4 – Απόκριση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής



Σχήμα Α.5 – Απόκριση του τριφασικού ρεύματος γραμμής

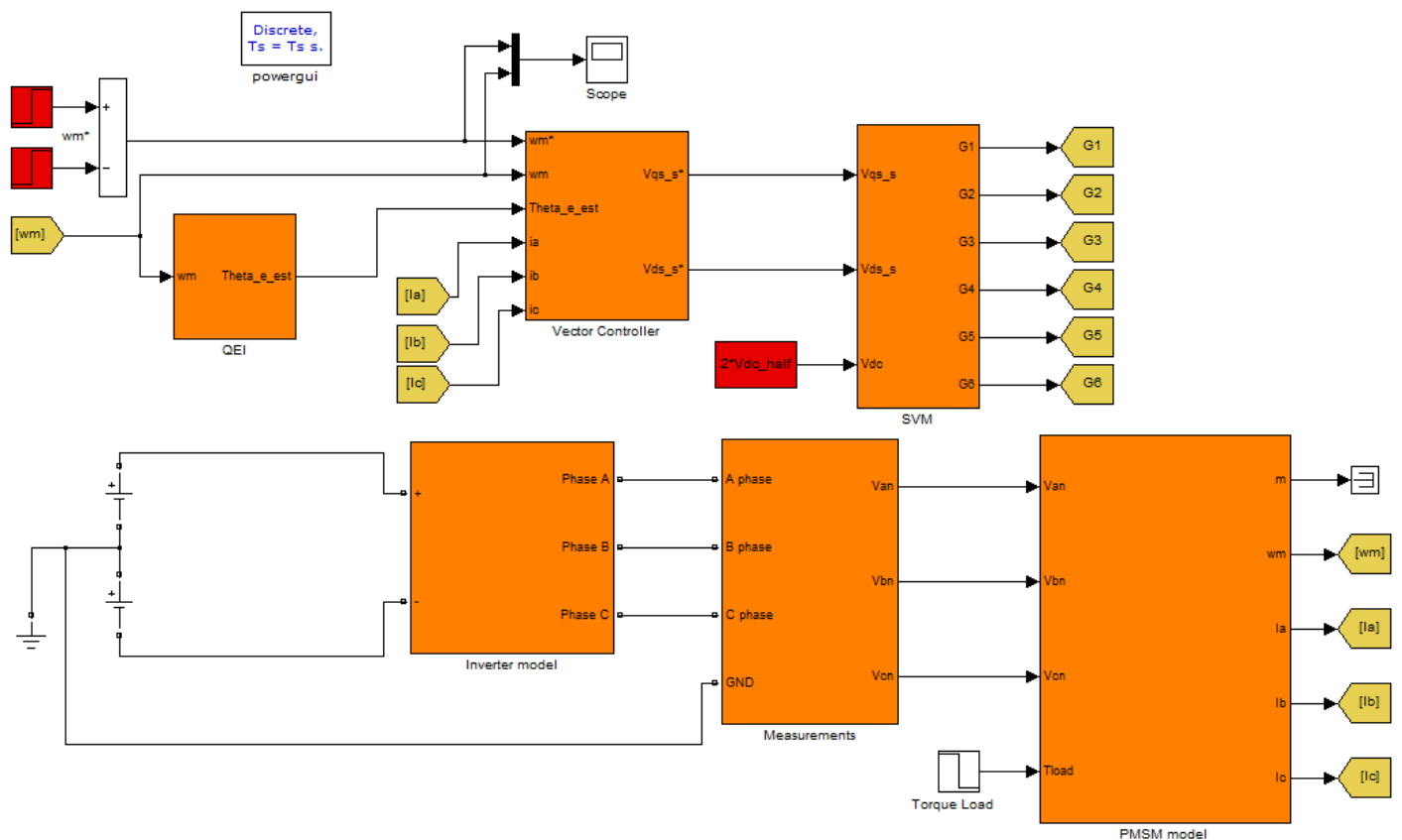


Σχήμα Α.6 – Ρεύμα φάσης α στην μόνιμη κατάσταση.

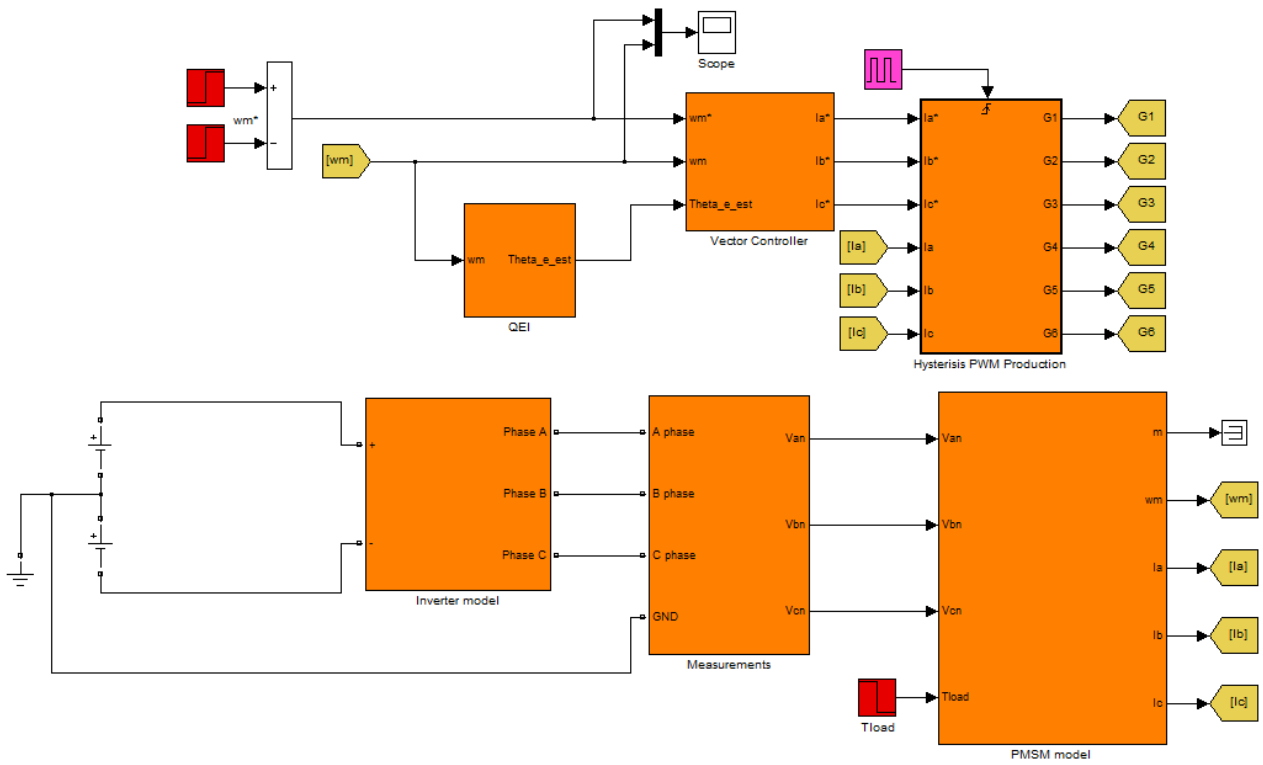
Όπως είναι εμφανές, ο έλεγχος έχει τεράστια κυμάτωση, λόγω της μεσαίας τιμής συχνότητας δειγματοληψίας. Σε περίπτωση που η δειγματοληψία αυξηθεί, θα βελτιωθούν και τα χαρακτηριστικά του. Παρ'όλα αυτά, χρησιμοποιήθηκε η μέγιστη δειγματοληψία ενός τυπικού μικροελεγκτή.

Μοντέλοποίηση της δυναμικής λειτουργίας του κινητήρα μονίμων μαγνητών υπό διαφορετικών τεχνικών ελέγχου

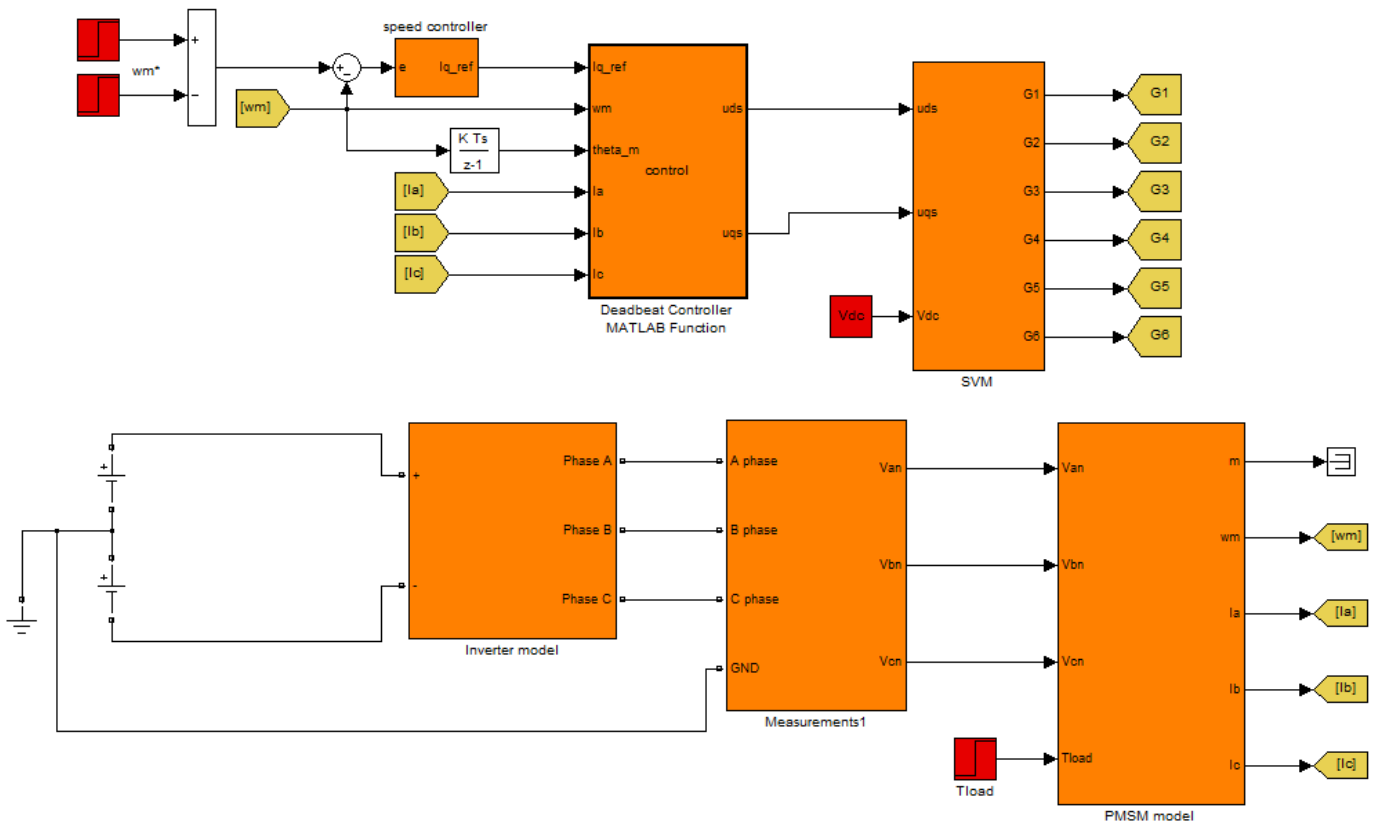
Στα Σχήματα Β.1, Β.2 και Β.3 παρουσιάζονται τα μοντέλα προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab Simulink, του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση τάσης μέσω διανύσματος χώρου, του διανυσματικού ελέγχου με χρήση ζώνης υστέρησης του ρεύματος και του PWM προβλεπτικού ελέγχου, αντίστοιχα.



Σχήμα Β.1 – Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση τάσης μέσω διανύσματος χώρου στο περιβάλλον Matlab Simulink



Σχήμα Β.2 – Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με χρήση ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος στο περιβάλλον Matlab Simulink



Σχήμα Β.3 - - Μοντέλο προσομοίωσης του PWM προβλεπτικού ελέγχου στο περιβάλλον Matlab Simulink