



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

**Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο
τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές
ηλεκτροκίνησης**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Π. Γυπαράκης

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

Αθήνα, Απρίλιος 2012



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

**Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο
τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές
ηλεκτροκίνησης**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Π. Γυπαράκης

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 24^η Απριλίου 2012.

Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Στέφανος Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Σταύρος Παπαθανασίου
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Απρίλιος 2012



Δημήτριος Π. Γυπαράκης

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

Copyright © Δημήτριος Π. Γυπαράκης, 2012.

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.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όσους με βοήθησαν κατά την εκπόνησή της. Η συμβολή τους ήταν σημαντική για την ολοκλήρωσή της.

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου το θέμα αυτό, για την πολύπλευρη στήριξη και καθοδήγηση, αλλά και για την άψογη συνεργασία για την περάτωση της εργασίας. Ιδιαίτερος ευχαριστώ επίσης τον Διδάκτορα κ. Χάρη Πάτσιο που πρόθυμα με καθοδήγησε και με βοήθησε στο σχεδιασμό του συστήματος οδήγησης και στη διεξαγωγή των μετρήσεων.

Ευχαριστώ επίσης τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, και τον Διδάκτορα κ. Κωνσταντίνο Λάσκαρη για τη βοήθειά τους στο πειραματικό μέρος της εργασίας.

Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω όλα τα μέλη της ερευνητικής ομάδας «Προμηθέας» που συνέβαλλαν στην κατασκευή του ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος».

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία επιχειρεί αφενός τη μελέτη του ελέγχου του συστήματος οδήγησης πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος και αφετέρου την αξιολόγηση της απόδοσής του σύμφωνα με πειραματικές μετρήσεις μετά το σχεδιασμό και την κατασκευή του. Το σύστημα κίνησης σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε με στόχο τη συμμετοχή του οχήματος σε πανευρωπαϊκό διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας στην κατηγορία των αποκλειστικά ηλεκτρικών πρότυπων μονοθέσιων οχημάτων.

Αρχικά, παρουσιάζεται η δομή των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων και οι βασικές συνιστώσες τους. Στη συνέχεια, περιγράφονται οι συνιστώσες του κυκλώματος ισχύος του κινητηρίου συστήματος που υλοποιήθηκε για τις ανάγκες του διαγωνισμού. Αφού αιτιολογηθεί η επιλογή του τύπου της μηχανής ως μηχανή μονίμων μαγνητών, γίνεται εκτενής αναφορά στο δυναμικό μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων. Ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης είναι το είδος του μετατροπέα που υπαγορεύεται από τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Για αυτό το λόγο αναλύονται οι λειτουργίες τετραγωνικού παλμού και διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) του μετατροπέα αυτού. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη λειτουργία ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM) και στη διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (HBC). Παρουσιάζονται επίσης οι κυριότερες μεθοδολογίες βαθμωτού και διανυσματικού ελέγχου συστημάτων οδήγησης μηχανών μονίμων μαγνητών με αντιστροφέα πηγής τάσης. Ακολουθεί η μοντελοποίηση του κινητηρίου συστήματος, ώστε να προσομοιωθεί η συμπεριφορά του, χρησιμοποιώντας τις προαναφερθείσες μεθοδολογίες ελέγχου σε διάφορες συνθήκες λειτουργίας. Γίνεται αποτίμηση των αποτελεσμάτων και σύγκριση των μεθοδολογιών. Επιπλέον, διερευνάται η εφαρμογή μεθοδολογίας αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών στο παρόν κινητήριο σύστημα. Κατόπιν, παρουσιάζεται η διαδικασία σχεδιασμού και κατασκευής του συστήματος οδήγησης, αλλά και ο υπολογισμός του βαθμού απόδοσής του με τη χρήση κατάλληλης πειραματικής διάταξης. Τέλος, παρουσιάζονται οι αποκρίσεις των βασικών μεγεθών του κινητηρίου συστήματος συγκριτικά με την προσομοίωση και αποτιμάται η ορθότητα του δυναμικού μοντέλου που χρησιμοποιήθηκε.

Λέξεις κλειδιά:

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρικά οχήματα, σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, έλεγχος μηχανών μονίμων μαγνητών, βαθμωτός έλεγχος, διανυσματικός έλεγχος, ελαχιστοποίηση απωλειών μηχανής μονίμων μαγνητών

ABSTRACT

This diploma thesis concerns both the study of a prototype electric vehicle drive control and the evaluation of its efficiency with the use of experimental measurements after its design and construction. The motion system was designed and constructed in order to participate in a European fuel saving competition in all electric prototype vehicles category.

Firstly, the structure of electric motion systems for vehicles and their components are presented. The power circuit components of the constructed motion system are also mentioned. After the selection of the machine as a synchronous permanent magnet machine (PMSM) is explained, an extended reference on the dynamic model used in the simulation is made. The three phase voltage source inverter (VSI) is the type of converter that proves to be suitable for this application. For this reason, the square wave and pulse width modulation (PWM) modes are presented. Special emphasis is given to the sinusoidal pulse width modulation (SPWM) and hysteresis band current control (HBCC) modes. Moreover, the fundamental scalar and vector control techniques for permanent magnet machine drives using voltage source inverters are presented. The modeling of the motion system is followed by simulation of its performance using the above mentioned control techniques for various operating conditions. Evaluation and comparison of the results is made. A loss minimization algorithm for permanent magnet machines is also applied. On the final section of this thesis, the design and construction of the drive, as well as the calculation of its efficiency using specific experimental setup, are presented. Finally, the experimental responses of the motion system variables are presented along with the simulation results and estimation is made to the propriety of the dynamic model that was used for this application.

Key words:

Electric motion systems, electric vehicles, synchronous permanent magnet machine, permanent magnet machine control, scalar control, vector control, loss minimization of permanent magnet machines

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Ευχαριστίες.....	5
Περίληψη.....	7
Abstract.....	9

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....15

1.1 Σκοπός.....	15
1.2 Δομή.....	15
1.3 Επιστημονική συνεισφορά.....	16

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΟΧΗΜΑΤΩΝ.....17

2.1 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης.....	18
2.1.1 Πηγή ισχύος.....	19
2.1.2 Μετατροπέας ισχύος.....	20
2.1.3 Ηλεκτρική μηχανή.....	21
2.1.4 Ηλεκτρονικός ελεγκτής.....	22
2.1.5 Αισθητήρες μετρήσεων.....	23
2.2 Εφαρμογή συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης σε οχήματα.....	23
2.2.1 Αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα.....	23
2.2.2 Υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα.....	25
2.2.2.1 Υβριδικό ηλεκτρικό όχημα σειράς (Series Hybrid).....	27
2.2.2.2 Παράλληλο υβριδικό ηλεκτρικό όχημα (Parallel Hybrid).....	28
2.2.2.3 Σειριακό – παράλληλο υβριδικό ηλεκτρικό όχημα (Series/Parallel Hybrid).....	30
2.2.3 Οχήματα με κυψέλες καυσίμου.....	31

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΟΙ ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ..... 35

3.1 Ο συσσωρευτής ιόντων λιθίου.....	35
3.2 Η σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών.....	36
3.2.1 Υλικά μονίμων μαγνητών.....	40
3.2.2 Μηχανή επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής.....	42
3.2.3 Μηχανή εσωτερικών ή εμφυτευμένων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής.....	43

3.2.4 Μηχανή επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής	43
3.2.5 Δυναμικό μοντέλο d - q σύγχρονης μηχανής ημιτονοειδούς ροής.....	45
3.2.5.1 Μετασχηματισμός στο στατό πλαίσιο αναφοράς (μετασχηματισμός Clarke)	46
3.2.5.2 Μετασχηματισμός στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (μετασχηματισμός Park)	48
3.3 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης	52
3.3.1 Τοπολογία.....	55
3.3.2 Λειτουργία τετραγωνικού παλμού (Square wave operation).....	57
3.3.3 Λειτουργία διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM)	59
3.3.3.1 Αρχή της λειτουργίας διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).....	59
3.3.3.2 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)	61
3.3.3.3 Διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis band current control PWM)	72

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....75

4.1 Γενική δομή συστήματος ελέγχου ταχύτητας	76
4.2 Βαθμωτός έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου (Open loop V/f scalar control)	77
4.3 Μοντέλο αυτοελέγχου (Self control model)	81
4.4 Κωδικοποιητής θέσης (Absolute Position Encoder)	84
4.5 Διανυσματικός έλεγχος ή έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (Vector/Field Oriented Control, FOC)	86

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ...89

5.1 Πηγή Ισχύος	89
5.2 Αντιστροφέας.....	90
5.3 Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών	92
5.4 Ελεγκτής.....	97
5.4.1 Βαθμωτός έλεγχος σε ανοιχτό βρόχο	97
5.4.2 Διανυσματικός έλεγχος.....	101
5.4.2.1 Απλός διανυσματικός έλεγχος σε κλειστό βρόχο ταχύτητας	101
5.4.2.2 Διανυσματικός έλεγχος με λειτουργία εξασθένισης πεδίου (field weakening) .	104
5.4.2.3 Διανυσματικός έλεγχος με αλγόριθμο μείωσης απωλειών (Loss minimization algorithm, LMA).....	109

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....117

6.1 Αντιστροφείας.....	117
6.2 Μηχανή μονίμων μαγνητών.....	120
6.3 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης.....	131
6.3.1 Βαθμωτός έλεγχος.....	131
6.3.2 Διανυσματικός έλεγχος.....	136
6.3.2.1 Απλός διανυσματικός έλεγχος.....	137
6.3.2.2 Διανυσματικός έλεγχος με εξασθένιση πεδίου.....	147
6.3.2.3 Διανυσματικός έλεγχος με αλγόριθμο ελαχιστοποίησης απωλειών	157

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ.....165

7.1 Οι απαιτήσεις του αγώνα.....	165
7.2 Μηχανή μονίμων μαγνητών.....	166
7.3 Αντιστροφείας.....	167
7.4 Μέτρηση ρεύματος	171
7.5 Μέτρηση DC τάσης.....	173
7.6 Αισθητήρας θέσης.....	174
Σχήμα 7.14 – Σχηματική αναπαράσταση μεταλλικού δίσκου και φωτοστοιχείων	175
7.7 Μικροπεξεργαστής / Μικροελεγκτής	178
7.8 Τροφοδοτικά	180
7.9 Σχεδιασμός τυπωμένου κυκλώματος	181
7.10 Μέτρηση απωλειών πλακέτας αντιστροφείας.....	183
7.11 Σύγκριση κυματομορφών εξόδου αντιστροφείας.....	190

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ.....197

8.1 Κυριότερα συμπεράσματα.....	197
8.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης.....	198
8.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.....	198

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΑΡΧΕΙΑ ΚΩΔΙΚΑ MATLAB (.m).....201**ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....203**

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Σκοπός

Σκοπός της εργασίας είναι η μελέτη διάφορων μεθοδολογιών ελέγχου του συστήματος οδήγησης πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος, με απώτερο στόχο την υλοποίηση αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών κατά τη λειτουργία του. Επίσης, στα πλαίσια της εργασίας αυτής πραγματοποιήθηκαν πειραματικές δοκιμές για την αξιολόγηση του βαθμού απόδοσης και της λειτουργίας του συστήματος αυτού. Το παρόν σύστημα οδήγησης σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε για τις ανάγκες οδήγησης της μηχανής μονίμων μαγνητών του πειραματικού μονοθέσιου ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος», το οποίο έλαβε συμμετοχή στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό οικονομίας καυσίμου Shell EcoMarathon. Η κατασκευή του νέου συστήματος οδήγησης συνδυάστηκε με την τρίτη συμμετοχή της ομάδας «Προμηθέας» στον εν λόγω διαγωνισμό, που έλαβε χώρα στον αυτοκινητόδρομο Eurospeedway στο Lausitz της Γερμανίας το Μάιο του 2011.

Η εργασία στοχεύει στη συγκριτική παρουσίαση των αποκρίσεων των μεγεθών του κινητηρίου συστήματος σε διάφορες μεθοδολογίες ελέγχου, με τη χρήση εργαλείων προσομοίωσης. Κατά την προσομοίωση χρησιμοποιείται κατάλληλο δυναμικό μοντέλο της μηχανής, το οποίο τροποποιείται για τη μελέτη της ελαχιστοποίησης των απωλειών της, με εφαρμογή κατάλληλης μεθοδολογίας ελέγχου. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν μπορούν να εφαρμοστούν σε μελλοντική υλοποίηση συστήματος οδήγησης για τον ίδιο σκοπό. Η σχεδίαση και κατασκευή του παρόντος συστήματος οδήγησης στηρίχθηκε σε εμπειρία που αποκτήθηκε από προηγούμενο σύστημα οδήγησης και για αυτό το λόγο πραγματοποιούνται πειραματικές μετρήσεις για την εξαγωγή συμπερασμάτων σχετικά με την απόδοση και τη λειτουργία του.

1.2 Δομή

Η παρούσα εργασία αιτιολογεί αρχικά την επιλογή των συνιστωσών του κυκλώματος ισχύος του κινητηρίου συστήματος με βάση τις προδιαγραφές του διαγωνισμού, στη συνέχεια περιγράφει τις βασικές μεθοδολογίες ελέγχου του συστήματος οδήγησης, κατόπιν προχωρά σε μοντελοποίηση και προσομοίωσή του και τέλος αξιολογεί το υλοποιημένο σύστημα οδήγησης με τη χρήση πειραματικής διάταξης.

Συγκεκριμένα, στο *δεύτερο κεφάλαιο* παρουσιάζεται η γενική δομή ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων και οι βασικές συνιστώσες του.

Στο *τρίτο κεφάλαιο* αρχικά παρουσιάζονται οι βασικές συνιστώσες του κυκλώματος ισχύος του κινητηρίου συστήματος που κατασκευάστηκε. Με βάση τις απαιτήσεις του αγώνα, πραγματοποιήθηκε η επιλογή του τύπου της πηγής ισχύος, της μηχανής και του μετατροπέα και καθορίστηκαν τα βασικά λειτουργικά χαρακτηριστικά τους. Κατόπιν, παρουσιάζεται το δυναμικό μοντέλο dq της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών που χρησιμοποιήθηκε κατά την προσομοίωση, αλλά και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης. Ιδιαίτερη προσοχή δίνεται στις μεθοδολογίες ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM) και στη διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (HBCC) που χρησιμοποιήθηκαν κατά την προσομοίωση.

Στο *τέταρτο κεφάλαιο* παρουσιάζονται οι βασικές τεχνικές βαθμοτού και διανυσματικού ελέγχου των συστημάτων οδήγησης μηχανών μονίμων μαγνητών, με

ιδιαίτερη έμφαση να δίνεται στον δεύτερο. Στο σημείο αυτό της εργασίας ολοκληρώνεται η θεωρητική ανάλυση. Από το επόμενο κεφάλαιο και μετά ακολουθεί το κομμάτι της προσομοίωσης και του πειράματος.

Στο *πέμπτο κεφάλαιο* μοντελοποιείται το κινητήριο σύστημα με βάση τη θεωρητική ανάλυση που έχει προηγηθεί και υλοποιούνται οι προς εξέταση μεθοδολογίες ελέγχου στο περιβάλλον του λογισμικού Simulink. Το δυναμικό μοντέλο της μηχανής μονίμων μαγνητών τροποποιείται ώστε να ληφθούν υπόψη οι απώλειες πυρήνα της μηχανής και επιχειρείται η ανάπτυξη αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών.

Στο *έκτο κεφάλαιο* προσομοιώνεται η λειτουργία του κινητηρίου συστήματος για διάφορες λειτουργικές συνθήκες. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αξιολογούνται και σχολιάζονται, έτσι ώστε να προκύψει η συγκριτική παρουσίαση των χαρακτηριστικών του βαθμωτού και του διανυσματικού ελέγχου.

Στο *έβδομο κεφάλαιο* αναφέρεται η διαδικασία σχεδιασμού του συστήματος οδήγησης και παρουσιάζονται οι συνιστώσες που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίησή του. Κατόπιν, εξηγείται η μεθοδολογία ελέγχου που υλοποιήθηκε και δίνεται αντίστοιχο μπλοκ διάγραμμα. Το κεφάλαιο κλείνει με σύγκριση των πειραματικών αποκρίσεων των βασικών μεγεθών του κινητηρίου συστήματος με τις θεωρητικές αποκρίσεις της προσομοίωσης. Για τη μέτρηση του βαθμού απόδοσης χρησιμοποιείται κατάλληλη πειραματική διάταξη, η οποία περιγράφεται στο κεφάλαιο αυτό.

Τέλος, στο *όγδοο κεφάλαιο* συνοψίζονται τα κυριότερα συμπεράσματα που εξήχθησαν από την εργασία και διατυπώνονται ορισμένες προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.

1.3 Επιστημονική συνεισφορά

Τα κυριότερα σημεία επιστημονικής συνεισφοράς της παρούσας εργασίας είναι τα ακόλουθα:

- Ανάπτυξη τροποποιημένου δυναμικού μοντέλου κινητήρα μονίμων μαγνητών με ενσωμάτωση των απωλειών πυρήνα.
- Υλοποίηση αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών της μηχανής με δυνατότητα ενσωμάτωσης σε ήδη υπάρχοντα αλγόριθμο ελέγχου.
- Κατασκευή συστήματος οδήγησης χαμηλής ισχύος ειδικών αγωνιστικών απαιτήσεων με κριτήρια υψηλού βαθμού απόδοσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΟΧΗΜΑΤΩΝ

Τα τελευταία χρόνια γίνεται όλο και πιο επιτακτική η ανάγκη μείωσης των εκπομπών ρύπων, μεγάλο μέρος των οποίων προέρχεται αναμφισβήτητα από τις μηχανές εσωτερικής καύσης στον τομέα των μεταφορών. Έτσι, πραγματοποιούνται προσπάθειες ανάπτυξης νέων τεχνολογιών στα μέσα μεταφοράς, με σκοπό τη μείωση των εκπομπών ρυπογόνων ουσιών των βενζινοκινητήρων και πετρελαιοκινητήρων. Η λύση των ηλεκτρικών οχημάτων συμβάλλει προς την κατεύθυνση αυτή και για το λόγο αυτό, ήδη κάποιες αυτοκινητοβιομηχανίες έχουν αναπτύξει και εντάξει τα ηλεκτρικά οχήματα στις γραμμές παραγωγής τους. Αναμένεται ότι στο εγγύς μέλλον η πλειονότητα των κατασκευαστών αυτοκινήτων θα προσφέρει τέτοιου τύπου οχήματα.



Τα ηλεκτρικά οχήματα αποτελούν ενδεχομένως το μελλοντικό όχημα ευρείας χρήσης, όπως συμβαίνει σήμερα με τα οχήματα που χρησιμοποιούν μηχανές εσωτερικής καύσης. Οι βασικότεροι λόγοι που οδηγούν σε αυτή την ελπιδοφόρα προσέγγιση είναι οι εξής:

- Δεν εκπέμπουν ρύπους
- Είναι σχεδόν αθόρυβα
- Λειτουργούν με ηλεκτρική ενέργεια, η οποία είναι ανεξάντλητη
- Ο βαθμός απόδοσης ενός ηλεκτροκίνητου οχήματος έναντι ενός θερμικού είναι 3:1
- Έχει υπολογιστεί ότι η διάρκεια ζωής ενός ηλεκτρικού κινητήρα αντιστοιχεί σε 1.000.000km ενός συμβατικού βενζινοκινητήρα
- Ο ηλεκτρικός κινητήρας δεν χρειάζεται εκκινήτη ή άλλο αντικείμενο το οποίο εμφανίζει φθορές
- Ο ηλεκτρικός κινητήρας δεν χρειάζεται λίπανση ανά σύντομα χρονικά διαστήματα
- Ο ηλεκτρικός κινητήρας εμφανίζει χαμηλό λειτουργικό κόστος αφού δεν υπάρχουν εξαρτήματα που χρήζουν αλλαγής
- Ο ηλεκτρικός κινητήρας δεν καταναλώνει ενέργεια σε στάσεις

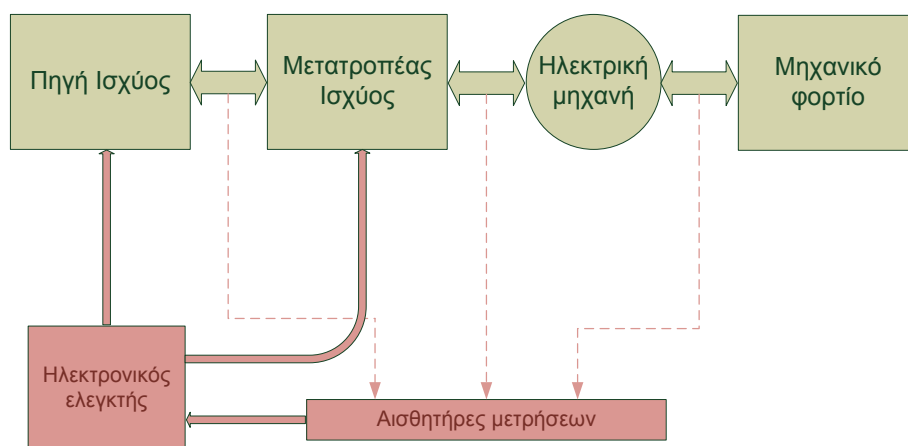
- Ο ηλεκτρικός κινητήρας δίνει τη δυνατότητα ανάκτησης ενέργειας σε περιπτώσεις πέδησης (αναγεννητική πέδηση)

Λαμβάνοντας υπόψη τους λόγους που αναφέρθηκαν, εύκολα αντιλαμβάνεται κανείς ότι τα ηλεκτρικά οχήματα εμφανίζουν στοιχεία που τα καθιστούν εξαιρετικά χρήσιμα στην καθημερινή ζωή των ανθρώπων και μάλιστα μπορούν να μετατραπούν σε ένα «μέσο μετακίνησης» πόλης δεδομένης της μικρής αυτονομίας τους. Επίσης, τα ηλεκτρικά οχήματα μπορούν να αντικαταστήσουν θερμικά γερανοφόρα οχήματα που χρησιμοποιούνται σε εργοστάσια, δεδομένου ότι μπορούν να χρησιμοποιηθούν και σε εσωτερικούς χώρους. Συμπερασματικά, φαίνεται ότι τα ηλεκτρικά οχήματα μπορούν εν δυνάμει να υποκαταστήσουν τα συμβατικά σε αρκετές εφαρμογές.

2.1 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης

Η γενική μορφή ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.1 και αποτελείται από τα εξής υποσυστήματα:

- Την πηγή ισχύος
- Το μετατροπέα ισχύος
- Την ηλεκτρική μηχανή
- Τον ηλεκτρονικό ελεγκτή
- Τους αισθητήρες μετρήσεων

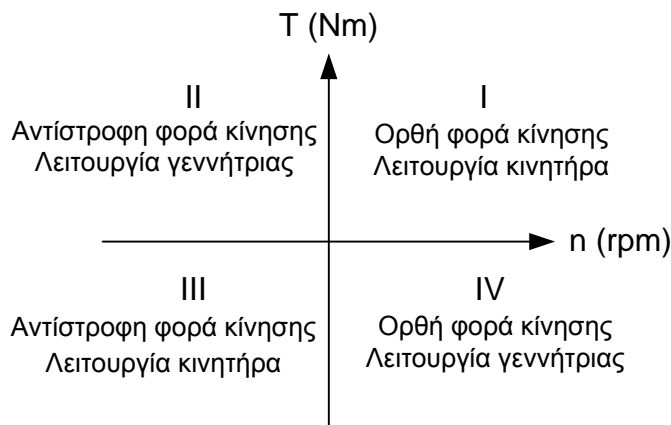


Σχήμα 2.1 – Γενική μορφή συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

Οι βασικές απαιτήσεις ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης αφορούν στην ικανότητα κάλυψης αναγκών φορτίων υψηλής ισχύος, στην ανάπτυξη υψηλής ροπής στις χαμηλές στροφές (π.χ. εκκίνηση) και υψηλών στροφών στις χαμηλές ροπές φορτίου, στο ευρύ φάσμα στροφών, στην υψηλή απόδοση της αναγεννητικής πέδησης (αν υπάρχει), στην υψηλή αξιοπιστία και σταθερότητα για ποικίλες συνθήκες λειτουργίας και στο λογικό κόστος.

Το πράσινο χρώμα του Σχήματος 2.1 υποδηλώνει ότι το υποσύστημα ανήκει στο κύκλωμα ισχύος, ενώ το κόκκινο χρώμα ότι ανήκει στο σύστημα ελέγχου.

Στο κύκλωμα ισχύος, όπως υποδεικνύει και η ονομασία του, πραγματοποιείται η μεταφορά και η διαχείριση της κύριας ισχύος του συστήματος. Μία σημαντική απαίτηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης είναι η αμφίδρομη μεταφορά ισχύος που μεταφράζεται ως λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων στο πεδίο ροπής-ταχύτητας του Σχήματος 2.2. Συγκεκριμένα, όταν η ροπή και η ταχύτητα έχουν το ίδιο πρόσημο τότε η μηχανή λειτουργεί σαν κινητήρας ($1^{\circ} - 3^{\circ}$ τεταρτημόριο), ενώ όταν είναι ετερόσημες η μηχανή λειτουργεί σαν γεννήτρια ($2^{\circ} - 4^{\circ}$ τεταρτημόριο) και ισχύς μεταφέρεται από τα μηχανή στην πηγή ισχύος. Η τελευταία περίπτωση αποτελεί τη λειτουργία αναγεννητικής πέδησης.



Σχήμα 2.2 – Λειτουργία 4 τεταρτημορίων στο επίπεδο ροπής – ταχύτητας

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.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται συνοπτικά τα επιμέρους υποσυστήματα ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

2.1.1 Πηγή ισχύος

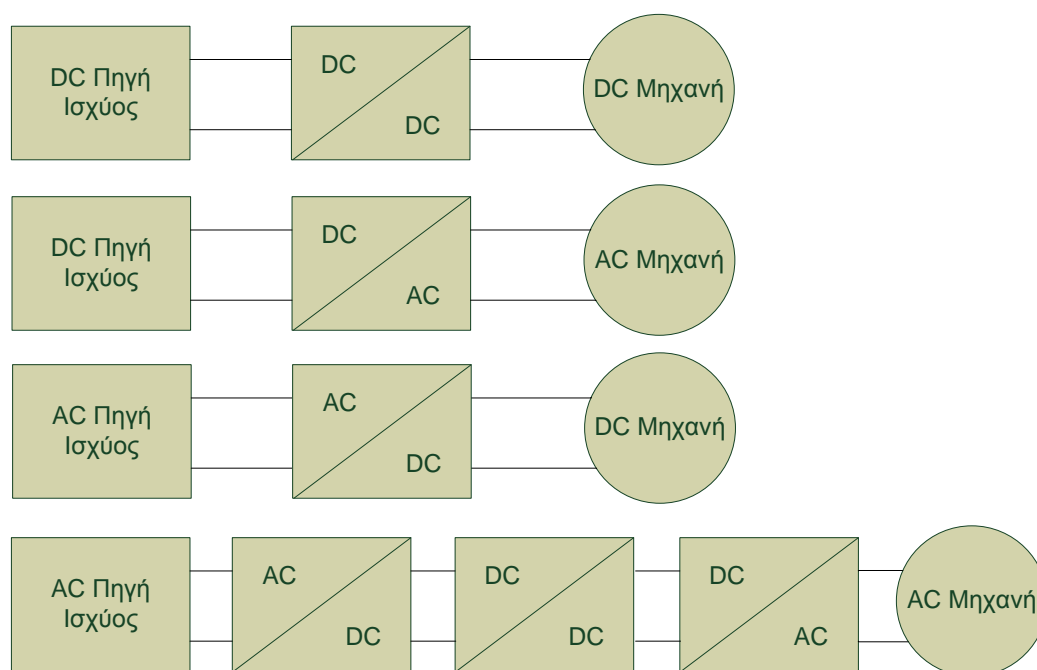
Η πηγή ισχύος μπορεί να είναι συνεχούς ή εναλλασσομένου ρεύματος. Στη δεύτερη περίπτωση, συνήθως χρησιμοποιείται το δίκτυο ηλεκτρισμού της εκάστοτε τοποθεσίας. Για εφαρμογές μικρής ισχύος χρησιμοποιείται μονοφασική παροχή, ενώ για μεγάλες απαιτήσεις ισχύος χρησιμοποιείται τριφασική. Πηγή εναλλασσομένου ρεύματος μπορεί επίσης να αποτελέσει και κάποιο ηλεκτροπαραγωγό ζεύγος. Στην περίπτωση της πηγής συνεχούς ρεύματος, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ανορθωμένη τριφασική ή μονοφασική τάση του δικτύου ηλεκτρισμού, συστοιχίες συσσωρευτών, κυψέλη υδρογόνου ή ακόμη και συστοιχία φωτοβολταϊκών πάνελ.

2.1.2 Μετατροπείας ισχύος

Ο μετατροπείας ισχύος παρεμβάλλεται μεταξύ της πηγής ισχύος και του κινητήρα και μετασχηματίζει την ισχύ εισόδου σε τάση και ρεύμα εξόδου κατάλληλης μορφή 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 μετατροπείας (chopper, DC converter)
- AC – DC μετατροπείας, ανορθωτής (AC – DC converter, rectifier)
- DC – AC μετατροπείας, αντιστροφείας (DC – AC converter, inverter)

Οι συνηθέστερες τοπολογίες και συνδυασμοί μετατροπέων με πηγές ισχύος και μηχανές φαίνονται στο Σχήμα 2.3:



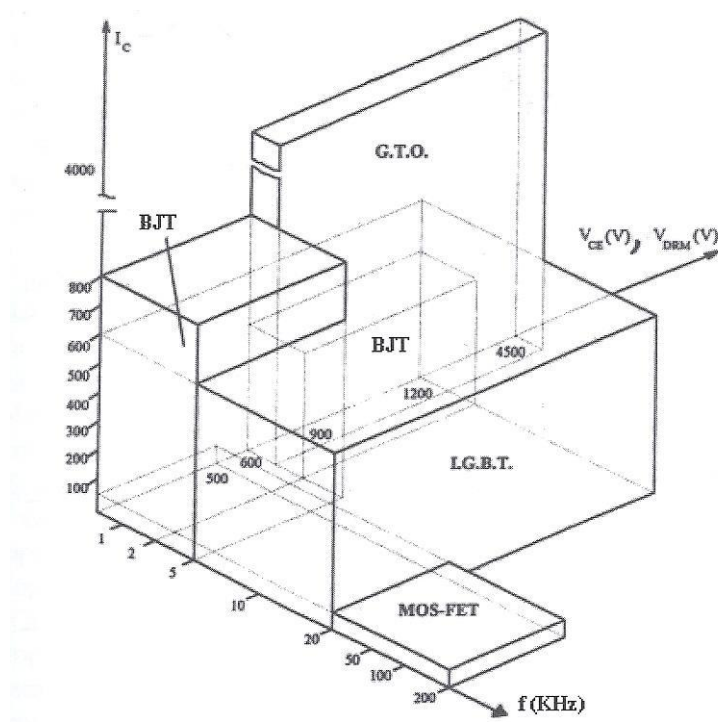
Σχήμα 2.3 – Τοπολογίες σύνδεσης μετατροπέων ισχύος

Οι μετατροπείες ισχύος χρησιμοποιούν ημιαγωγά στοιχεία ισχύος ως διακόπτες, τα οποία με κατάλληλους παλμούς ελέγχου άγουν ή βρίσκονται σε αποκοπή. Οι διαθέσιμοι ημιαγωγοί ισχύος μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τρεις ομάδες ανάλογα με το βαθμό ελεγχιμότητάς τους :

- *Δίοδοι*. Οι καταστάσεις αγωγής (ON) και αποκοπής (OFF) της διόδου εξαρτώνται αποκλειστικά από το κύκλωμα ισχύος.
- *Θυρίστορ*. Μεταβαίνουν στην κατάσταση αγωγής (ON) μέσω σήματος ελέγχου, αλλά η σβέση τους εξαρτάται από το κύκλωμα ισχύος.
- *Ελεγχόμενοι διακόπτες*. Οι καταστάσεις αγωγής (ON) και αποκοπής τους (OFF) καθορίζονται από σήματα ελέγχου. Η κατηγορία αυτή περιλαμβάνει αρκετούς τύπους ημιαγωγών συμπεριλαμβανομένων των διπολικών τρανζίστορ ένωσης (Bipolar Junction

Transistors, BJTs), των τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors, MOSFETs), των διπολικών τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistors, IGBTs) και των θυρίστορ με σβέση μέσω της πύλης τους (Gate Turn Off Thyristors, GTOs).

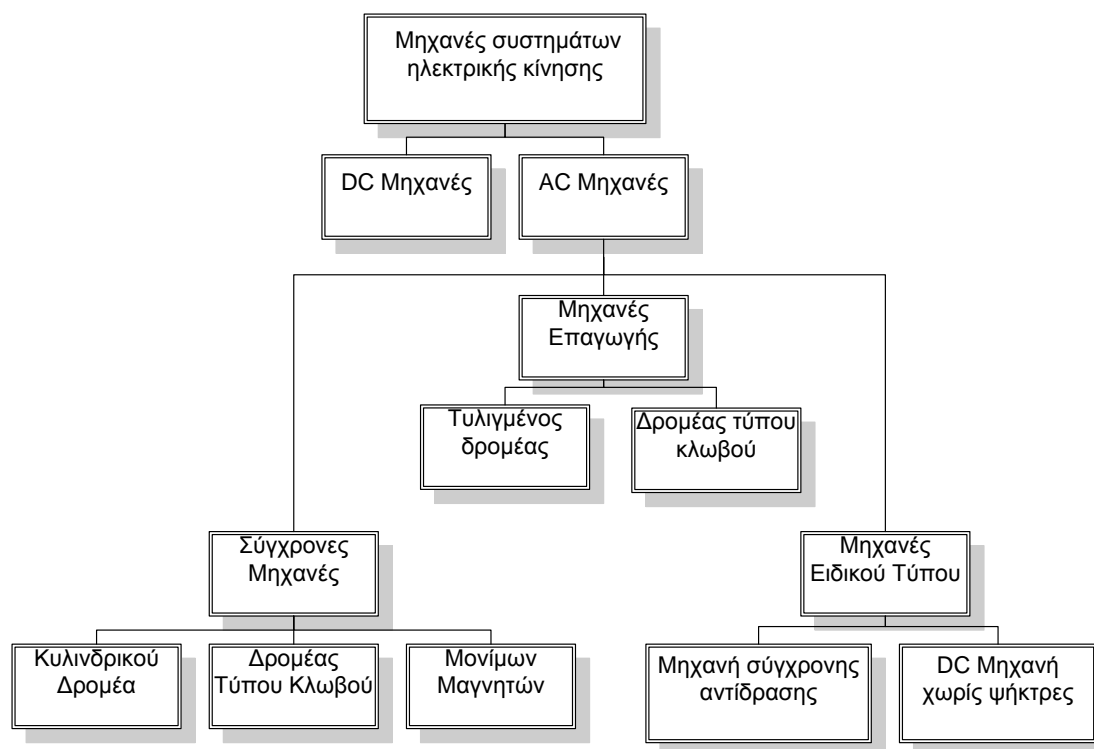
Η επιλογή του κατάλληλου τύπου ημιαγωγού ισχύος είναι καθοριστικής σημασίας για τον μετατροπέα, καθώς τα στοιχεία αυτά χαρακτηρίζονται από διακοπτικές απώλειες λόγω των υψηλών συχνοτήτων λειτουργίας τους (τάξη πολλών kHz). Επίσης, θα πρέπει να ληφθούν υπόψη τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού που τον καθιστούν κατάλληλο για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Το Σχήμα 2.4 παρουσιάζει την κατηγοριοποίηση των ημιαγωγών στοιχείων συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας, του ονομαστικού ρεύματος και της ονομαστικής τάσης λειτουργίας.



Σχήμα 2.4 – Κατηγοριοποίηση ημιαγωγών ανάλογα με τη διακοπτική συχνότητα, το ονομαστικό ρεύμα και την ονομαστική τάση λειτουργίας[2]

2.1.3 Ηλεκτρική μηχανή

Το είδος της μηχανής που θα επιλεγεί σε κάθε εφαρμογή ηλεκτρικής κίνησης εξαρτάται από ποικίλους παράγοντες. Εν γένει μπορεί να ειπωθεί ότι τείνουν να επικρατήσουν οι μηχανές εναλλασσομένου ρεύματος, κυρίως λόγω του χαμηλότερου κόστους κατασκευής και της αυξημένης αξιοπιστίας τους συγκριτικά με τις μηχανές συνεχούς ρεύματος, παρότι απαιτούν πιο πολύπλοκες μεθοδολογίες ελέγχου. Η κατηγοριοποίηση των μηχανών που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης παρουσιάζεται στο ακόλουθο Σχήμα:



Σχήμα 2.5 – Κατηγοριοποίηση μηχανών συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης

2.1.4 Ηλεκτρονικός ελεγκτής

Ο ηλεκτρονικός ελεγκτής αποτελεί τη μονάδα ελέγχου του κινητηρίου συστήματος και είναι υπεύθυνος για την παλμοδότηση των ημιαγωγών στοιχείων μετά την εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου. Η απόκριση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης εξαρτάται από τις τιμές των μεταβλητών ελέγχου που δίνονται ως εξωτερικοί είσοδοι από το χρήστη στον ηλεκτρονικό ελεγκτή (σήμα ροπής, σήμα ταχύτητας κτλ). Ο αλγόριθμος ελέγχου υλοποιείται σε κατάλληλη γλώσσα προγραμματισμού ή ακόμα και σε μπλοκ διαγράμματα σε κατάλληλο περιβάλλον, ανάλογα με τον τύπο του ελεγκτή. Έτσι, το υλοποιημένο πρόγραμμα συγκεντρώνει τις πληροφορίες των μεταβλητών ελέγχου, τις μετρήσεις των αισθητήρων, επεξεργάζεται και υπολογίζει δεδομένα και παράγει τους παλμούς ελέγχου του ηλεκτρονικού μετατροπέα. Επίσης, οι ελεγκτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εποπτεία του συστήματος υλοποιώντας συγκεκριμένες προστασίες υπέρτασης ή υπερέντασης. Οι ηλεκτρονικοί ελεγκτές είναι γνωστοί με ονομασίες όπως μικροεπεξεργαστές (microprocessors), μικροελεγκτές (microcontrollers) ή επεξεργαστές ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processors, DSPs). Οι δημοφιλέστεροι αλγόριθμοι ελέγχου που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι οι ακόλουθοι:

- Έλεγχος στροφών μέσω ελέγχου τάσης τυμπάνου και πεδίου διεγέρσεως (DC κινητήρες)
- Βαθμωτός (ή μονόμετρος) έλεγχος (scalar control)
- Διανυσματικός έλεγχος (Vector Control) με προσανατολισμό πεδίου (FOC, Field Oriented Control) και άμεσο έλεγχο ροπής και ροής (DTFC, Direct Torque and Flux Control)
- Έλεγχος με ασαφή λογική (Fuzzy Logic Control)

- Προσαρμοστικός έλεγχος (Adaptive Control)
- Έλεγχος με χρήση νευρωνικών δικτύων (Neural Networks)

2.1.5 Αισθητήρες μετρήσεων

Η χρήση αισθητήρων μετρήσεων αποσκοπεί στη μετατροπή των μεγεθών του κινητηρίου συστήματος, όπως τάσεις, ρεύματα, θέση του δρομέα, ταχύτητα, ροπή, πεπλεγμένες ροές και θερμοκρασία, σε κατάλληλης μορφής αναλογικά σήματα χαμηλής ισχύος που μπορούν ακολούθως να υποστούν επεξεργασία από κάποιον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (DSP). Με τον τρόπο αυτό γίνεται δυνατή η εκτίμηση της κατάστασης του συστήματος ανά πάσα στιγμή και, ανάλογα με τις μετρήσεις των αισθητήρων, ο επεξεργαστής οδηγεί το σύστημα στην επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας.

2.2 Εφαρμογή συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης σε οχήματα

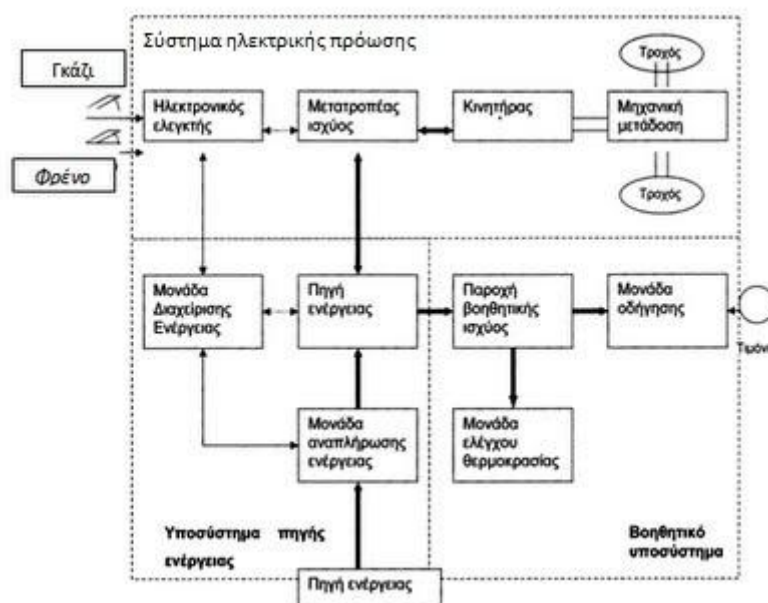
Τα ηλεκτρικά οχήματα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με το βαθμό διείσδυσης του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και τον τύπο της πηγής ισχύος σε:

- Αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα (All electric vehicles)
- Υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα (Hybrid electric vehicles)
- Οχήματα με κυψέλες καυσίμου (Fuel cells vehicles)

2.2.1 Αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα

Ως αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα θεωρούνται αυτά τα οποία για την κίνησή τους στηρίζονται αποκλειστικά σε ηλεκτρικούς κινητήρες. Η παρεχόμενη ηλεκτρική ενέργεια προέρχεται είτε από το δίκτυο (π.χ. Τραμ, Μετρό) είτε από μπαταρίες που βρίσκονται επί του οχήματος (ηλεκτρικά αυτοκίνητα). Αρχικά, τα αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα προέκυπταν από μετατροπή των συμβατικών οχημάτων μέσω αντικατάστασης της μηχανής εσωτερικής καύσης και της δεξαμενής καυσίμου από έναν ηλεκτροκινητήρα και ένα συσσωρευτή με διατήρηση όλων των υπολοίπων διατάξεων. Αυτός ο τύπος όμως ηλεκτρικού οχήματος είχε μειονεκτήματα, όπως μεγάλο βάρος, μικρή ευελιξία και μειωμένη απόδοση. Στη θέση του εμφανίστηκαν τα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα, που κατασκευάζονται με γνώμονα νέα και πρωτότυπα σχέδια για το σύνολο της δομής. Αυτό επιτρέπει τη δημιουργία οχημάτων που εκμεταλλεύονται την μεγάλη ευελιξία της ηλεκτρικής πρόωσης.

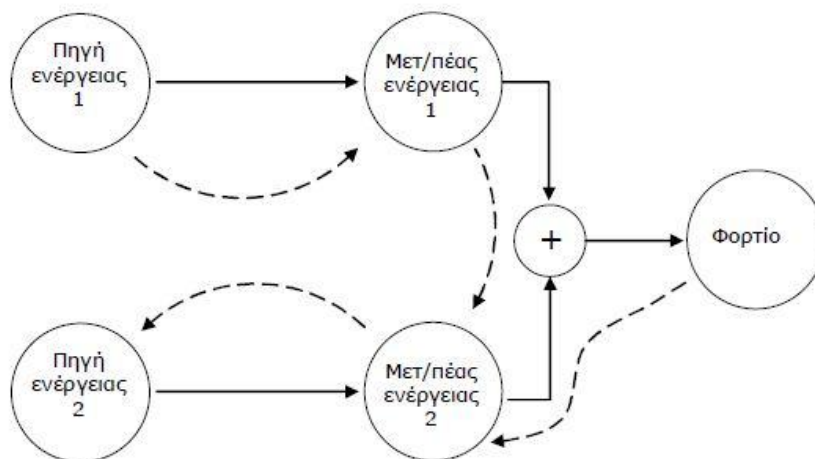
Η δομή ενός τέτοιου ηλεκτρικού οχήματος φαίνεται στα Σχήματα 2.6 – 2.7. Αποτελείται από ένα συσσωρευτή (μπαταρία), έναν ηλεκτρονικό μετατροπέα, έναν ή περισσότερους ηλεκτροκινητήρες (M) και αισθητήρες ροπής και ταχύτητας. Δεδομένου ότι η πρόωση επιτυγχάνεται μέσω των ηλεκτροκινητήρων, τα ηλεκτρικά οχήματα αυτά θεωρούνται οχήματα μηδενικής εκπομπής ρύπων (Zero Emission Vehicles, ZEVs). Σημαντικό ρόλο στη λειτουργία του οχήματος διαδραματίζει ο ηλεκτρονικός ελεγκτής. Η διαδρομή ισχύος του



Σχήμα 2.7 – Διασύνδεση υποσυστημάτων σε ένα αμιγώς ηλεκτρικό όχημα[9]

2.2.2 Υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα

Η τεχνολογία των υβριδικών ηλεκτρικών οχημάτων είναι μια συμφέρουσα πρακτική λύση για την επίτευξη οικονομίας στα καύσιμα και χαμηλής εκπομπής ρύπων. Το υβριδικό όχημα είναι ο συνδυασμός της μηχανής εσωτερικής καύσης (ΜΕΚ) ενός συμβατικού οχήματος με το συσσωρευτή και τον ηλεκτροκινητήρα ενός ηλεκτρικού οχήματος. Έτσι, επιτυγχάνεται ισχύς πρόωσης από περισσότερες από μία πηγές. Η ύπαρξη δύο πηγών ενέργειας προσφέρει το πλεονέκτημα της υψηλότερης απόδοσης, καταλήγοντας σε μεγάλη οικονομία καυσίμου και χαμηλές εκπομπές ρύπων. Συνήθως, ένα υβριδικό όχημα αποτελείται από δύο διαδρομές ισχύος (πηγή και μετατροπείς ενέργειας). Περισσότερες διαδρομές θα οδηγούσαν σε ένα πιο πολύπλοκο σύστημα. Μία από τις δύο διαδρομές επιτρέπει την αμφίδρομη ανταλλαγή ισχύος μεταξύ φορτίου και πηγής, μετατρέποντας την κινητική ενέργεια κατά την πέδηση του οχήματος σε ηλεκτρική (αναγεννητική πέδηση). Στο Σχήμα 2.8 απεικονίζεται η γενική περίπτωση των δύο διαφορετικών διαδρομών ισχύος σε ένα υβριδικό όχημα. Όπως είναι φανερό, προκύπτουν διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας των ανωτέρω πηγών, ώστε να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις του φορτίου του οχήματος και της αναγεννητικής πέδησης.



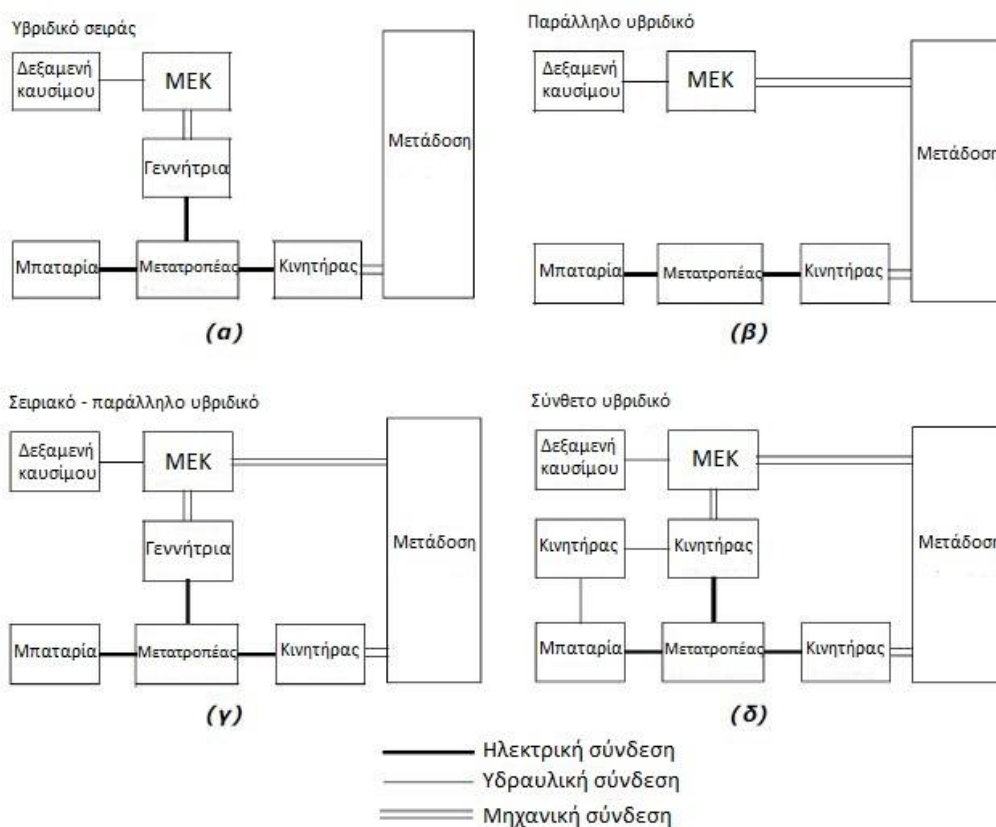
Σχήμα 2.8 – Διαδρομές ισχύος σε ένα υβριδικό όχημα[9]

Τα υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με το βαθμό υβριδοποίησής τους. Ως βαθμός υβριδοποίησης ενός οχήματος ορίζεται ο λόγος της ισχύος του κινητήρα που εκμεταλλεύεται τη δευτερεύουσα πηγή ενέργειας, προς την ισχύ του κινητήρα που τροφοδοτείται από την κύρια πηγή ενέργειας. Στα ηλεκτρικά υβριδικά οχήματα, ο λόγος αυτός υπολογίζεται από τη διαίρεση της ισχύος του ηλεκτροκινητήρα (ή των ηλεκτροκινητήρων) προς την ισχύ του κινητήρα εσωτερικής καύσης. Σύμφωνα με το κριτήριο αυτό, προκύπτουν οι εξής κατηγορίες υβριδικών οχημάτων:

- *Μικρο-υβριδικά (Micro Hybrids)*. Τα μικρο-υβριδικά οχήματα φέρουν έναν ηλεκτροκινητήρα και μια διάταξη αποθήκευσης ενέργειας, τα οποία έχουν πολύ περιορισμένη ισχύ. Συγκεκριμένα ο βαθμός υβριδοποίησης είναι στα όρια του 5 με 15%. Το ηλεκτρικό σύστημα του οχήματος δεν προορίζεται για συμμετοχή στην πρόωση του οχήματος. Όμως, είναι συνδεδεμένο με τους τροχούς του οχήματος, έτσι ώστε να ανακτά μέρος της κινητικής ενέργειας της πέδησης λειτουργώντας ως γεννήτρια. Η ενέργεια αυτή αποθηκεύεται σε συστοιχία συσσωρευτών ή στη συμβατική μπαταρία του οχήματος, που έχει βελτιωμένα χαρακτηριστικά. Η ανακτημένη ενέργεια χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία των ηλεκτρικών υποσυστημάτων του οχήματος, όπως το κύκλωμα φωτισμού, το κύκλωμα εξαερισμού ή την αντλία του συστήματος ψύξης, αλλά και μπορεί να αντικαταστήσει τη μίζα του οχήματος.
- *Ήπια Υβριδικά (Mild Hybrids)*. Στα ήπια υβριδικά το ποσοστό υβριδοποίησης κυμαίνεται μεταξύ 15 και 25%. Ο ηλεκτροκινητήρας είναι μεγαλύτερος από των μικρο-υβριδικών και είναι ικανός να συμμετέχει εν μέρει στην πρόωση του οχήματος. Εκτός από τη συμμετοχή στην κίνηση, ο ηλεκτροκινητήρας μπορεί να ανακτήσει ενέργεια και να υποκαταστήσει τη μίζα.
- *Πλήρως υβριδικά (Full Hybrids)*. Η κατηγορία αυτή αφορά στα οχήματα που ο ηλεκτροκινητήρας τους μετέχει με το μεγαλύτερο ποσοστό, άνω του 25%, στο ισοζύγιο ισχύος του αυτοκινήτου. Στα πλήρως υβριδικά οχήματα, η ισχύς του ηλεκτροκινητήρα είναι τέτοια ώστε να επαρκεί για την εξ' ολοκλήρου κίνηση στις χαμηλές ταχύτητες και στα χαμηλά φορτία. Όταν οι απαιτήσεις ισχύος αυξηθούν, συμμετέχει και ο κινητήρας εσωτερικής καύσης στη διαδικασία μετάδοσης κίνησης στους τροχούς. Και εδώ ο

ηλεκτροκινητήρας ανακτά ενέργεια κατά την πέδηση, αλλά μπορεί να λειτουργήσει και ως γεννήτρια χρησιμοποιώντας την κίνηση του άξονα του βενζινοκινητήρα, όταν οι μπαταρίες απαιτούν φόρτιση λόγω χαμηλών αποθεμάτων. Ο διαμοιρασμός της ισχύος γίνεται συνήθως μέσω μίας μηχανικής μονάδας με πλανητικούς μειωτήρες.

Τα υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα ταξινομούνται επίσης ανάλογα με την αρχιτεκτονική δομή τους. Η αρχιτεκτονική ενός υβριδικού οχήματος ορίζεται ως ο τρόπος σύνδεσης μεταξύ των διατάξεων που ρυθμίζει τη ροή ενέργειας και τις θύρες ελέγχου. Παραδοσιακά, τα υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα ταξινομούνται σε δύο βασικούς τύπους: σειράς και παράλληλα. Ωστόσο, πρόσφατα κάποια νέα οχήματα δεν μπορούσαν να ταξινομηθούν με βάση αυτούς τους δύο τύπους. Έτσι, δημιουργήθηκαν δύο νέοι τύποι υβριδικών: τα σειράς-παράλληλα και τα σύνθετα. Η βασική δομή αυτών των τεσσάρων τύπων απεικονίζεται στο Σχήμα 2.9, όπου θεωρήθηκε ότι οι δύο πηγές ενέργειας του οχήματος είναι η ηλεκτρική (μπαταρία – ηλεκτροκινητήρας) και η βενζίνη (δεξαμενή βενζίνης – μηχανή εσωτερικής καύσης, MEK).

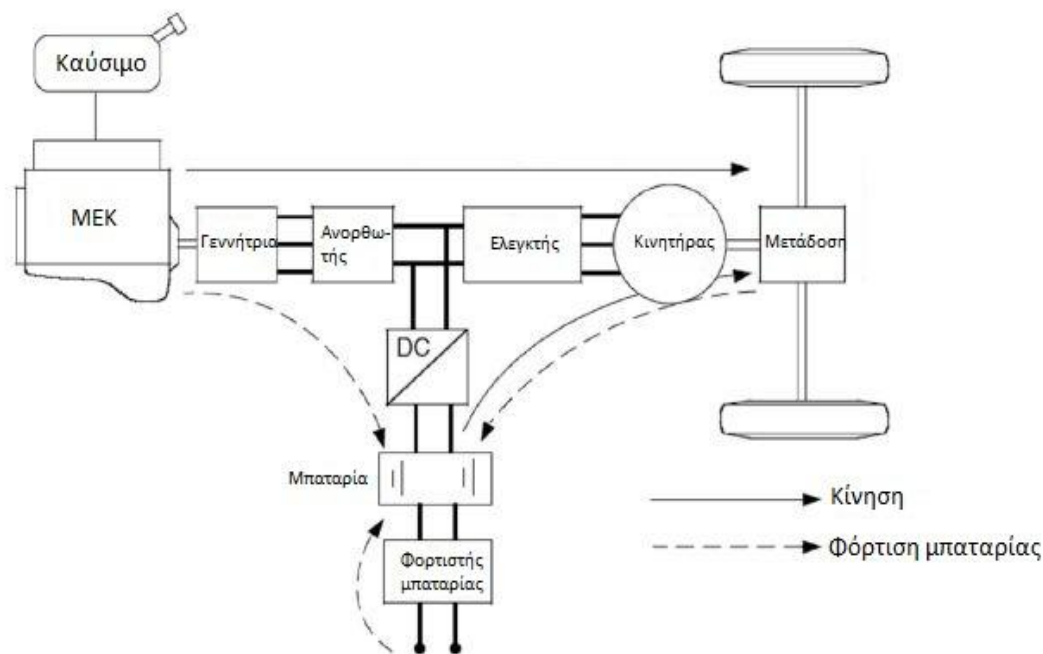


Σχήμα 2.9 – Κατηγορίες υβριδικών ηλεκτρικών οχημάτων ανάλογα με την αρχιτεκτονική τους[9]

2.2.2.1 Υβριδικό ηλεκτρικό όχημα σειράς (Series Hybrid)

Ένα υβριδικό ηλεκτρικό όχημα σειράς αποτελείται από δύο πηγές ενέργειας, οι οποίες τροφοδοτούν έναν ηλεκτροκινητήρα που προωθεί το όχημα. Στο σχήμα 2.10 απεικονίζεται η πιο κοινή δομή ενός τέτοιου οχήματος. Η πρώτη πηγή ενέργειας είναι μια δεξαμενή καυσίμου και ο μετατροπέας της είναι μια μηχανή εσωτερικής καύσης σε σύζευξη

με μια ηλεκτρική γεννήτρια. Η έξοδος της γεννήτριας συνδέεται σε κατάλληλο δίαυλο συνεχούς ρεύματος (DC bus) μέσω ενός ανορθωτή. Η δεύτερη πηγή ενέργειας είναι μια ηλεκτροχημική μπαταρία που συνδέεται με τον ίδιο δίαυλο μέσω ενός μετατροπέα DC/DC. Ο δίαυλος συνεχούς ρεύματος καταλήγει στον ηλεκτρονικό ελεγκτή του ηλεκτροκινητήρα.



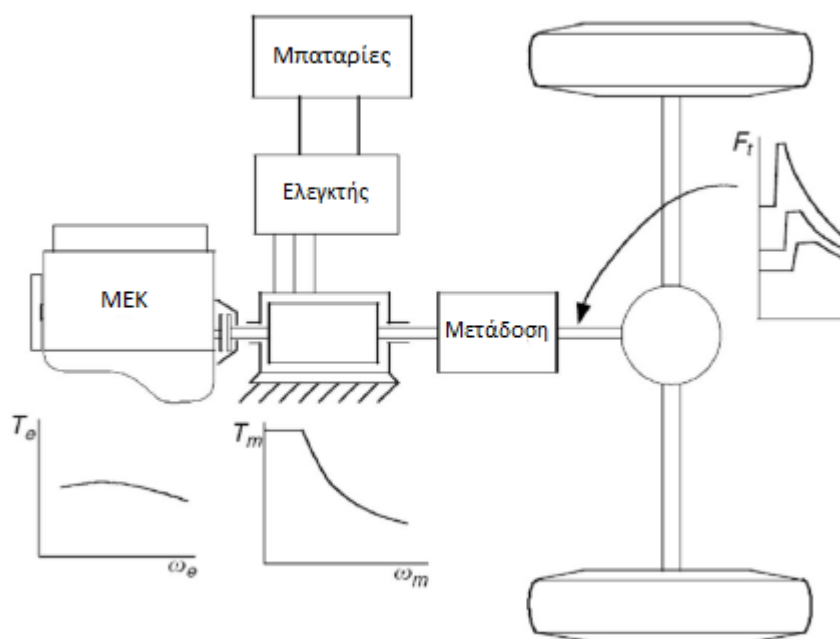
Σχήμα 2.10 – Δομή υβριδικού ηλεκτρικού οχήματος σειράς[9]

Όπως είναι φανερό, σε αυτό το είδος διάταξης, ο βενζινοκινητήρας δεν είναι συνδεδεμένος με τους κινητήριους τροχούς. Ο προορισμός του είναι να φορτίσει το μέσο αποθήκευσης ενέργειας (μπαταρίες) στρέφοντας τη γεννήτρια, η οποία είναι συνδεδεμένη μηχανικά με τον άξονα της μηχανής εσωτερικής καύσης. Η γεννήτρια αυτή λειτουργεί ως μίζα και ως δυναμό αντικαθιστώντας τα συμβατικά συστήματα. Η πρόωση του οχήματος γίνεται αποκτική λόγω της ύπαρξης του ηλεκτροκινητήρα που είναι συνδεδεμένος με τους τροχούς του οχήματος. Ο κινητήρας αυτός αντλεί ενέργεια από τις μπαταρίες ή απ' ευθείας από τη γεννήτρια. Η κίνηση του οχήματος, λοιπόν, είναι καθαρά ηλεκτρική και ο ρόλος της ΜΕΚ είναι να μετατρέπει τη χημική ενέργεια του καυσίμου σε ηλεκτρική για να διατηρεί τη στάθμη φόρτισης των συσσωρευτών σε υψηλά επίπεδα. Το σύστημα μπορεί να ανακτήσει την κινητική ενέργεια της πέδησης εάν η ηλεκτρική μηχανή που είναι συνδεδεμένη με τους τροχούς, λειτουργήσει σαν γεννήτρια. Στην περίπτωση αυτή φορτίζει τους συσσωρευτές μετατρέποντας τη μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρική.

2.2.2.2 Παράλληλο υβριδικό ηλεκτρικό όχημα (Parallel Hybrid)

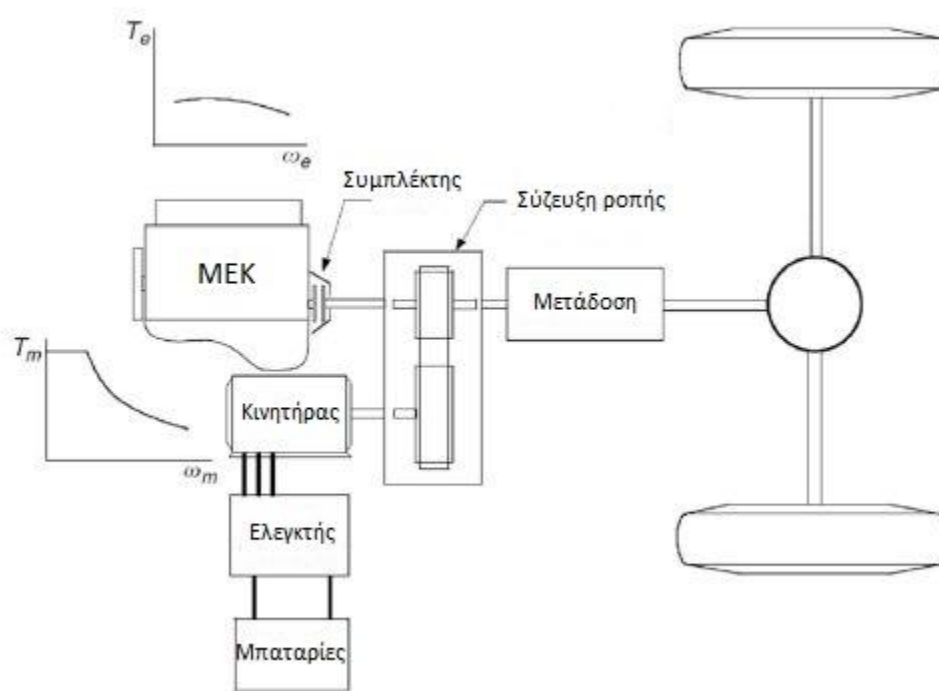
Η παράλληλη διάταξη αποτελεί την πιο διαδεδομένη τοπολογία κινητήριου συστήματος σε υβριδικά οχήματα. Σε αυτό το είδος διάταξης την κίνηση των τροχών αναλαμβάνει είτε ο ηλεκτροκινητήρας, είτε ο κινητήρας εσωτερικής καύσης, είτε και οι δύο ταυτόχρονα. Η συνεργασία και η συμμετοχή στην κίνηση των δύο διαφορετικών κινητήριων μονάδων ελέγχεται από μικροελεγκτή. Η διάταξη αυτή διακρίνεται σε δύο υποκατηγορίες: την παράλληλη διάταξη με υποβοήθηση στο σύστημα κίνησης (ένας άξονας) και την πλήρως παράλληλη διάταξη (δύο άξονες).

Στην παράλληλη διάταξη με υποβοήθηση στο σύστημα κίνησης, η μηχανή εσωτερικής καύσης και ο ηλεκτροκινητήρας μεταδίδουν την κίνηση μέσω κοινού άξονα, πάνω στον οποίο έχουν προσαρμοστεί κατάλληλα. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.11, το κιβώτιο μετάδοσης της κίνησης τοποθετείται ανάμεσα από τις δύο μηχανές και τους τροχούς. Ανάλογα με την ισχύ της ηλεκτρικής μηχανής που θα χρησιμοποιηθεί, καθορίζεται και το ποσοστό συμμετοχής αυτής στην κίνηση του οχήματος. Σε αυτή τη διάταξη χρησιμοποιείται συνήθως μικρή ηλεκτρική μηχανή και γι αυτό είναι περιορισμένη η επιπρόσθετη ισχύς που μπορεί να παρέχει. Όταν το όχημα βρίσκεται σε στάση, η μηχανή εσωτερικής καύσης απενεργοποιείται τελείως, εξοικονομώντας ενέργεια. Όμως, όταν το όχημα είναι έτοιμο να εκκινήσει, η τελευταία τίθεται και πάλι σε λειτουργία από τον ηλεκτροκινητήρα. Τέλος, παρέχεται η δυνατότητα αναγεννητικής πέδησης.



Σχήμα 2.11 – Δομή παράλληλης διάταξης με υποβοήθηση στο σύστημα κίνησης[9]

Στην πλήρως παράλληλη διάταξη του Σχήματος 2.12, η δυνατότητα ταυτόχρονης λειτουργίας της μηχανής εσωτερικής καύσης και της ηλεκτρικής μηχανής απαιτεί τη μηχανική συμπλοκή τους με το σύστημα μετάδοσης της κίνησης. Κατά την ομαλή εκκίνηση του οχήματος και στις χαμηλές ταχύτητες, την κίνηση αναλαμβάνει η ηλεκτρική μηχανή η οποία λειτουργεί σαν κινητήρας. Όταν απαιτείται μεγαλύτερη ισχύς, όπως σε μία επιτάχυνση ή κίνηση του οχήματος με μεγαλύτερες ταχύτητες, στην κίνηση συνεισφέρουν και οι δύο κινητήριες μονάδες. Το ποσοστό συμβολής της καθεμιάς καθορίζεται από τη μονάδα ελέγχου του αυτοκινήτου. Επιπρόσθετα, κατά τη διάρκεια της κίνησης του οχήματος, η μηχανή εσωτερικής καύσης αναλαμβάνει τη φόρτιση των μπαταριών όταν η στάθμη της ενέργειάς τους πέσει σε χαμηλά επίπεδα, ώστε να υπάρχει εκ νέου διαθέσιμη ηλεκτρική ισχύς. Σε αυτή τη φάση η ηλεκτρική μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια. Τέλος, κατά τη φάση της επιβράδυνσης, η ηλεκτρική μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια και εκμεταλλεύομενη την κινητική ενέργεια των τροχών επιστρέφει σημαντικά ποσά ενέργειας φορτίζοντας τους ηλεκτρικούς συσσωρευτές.

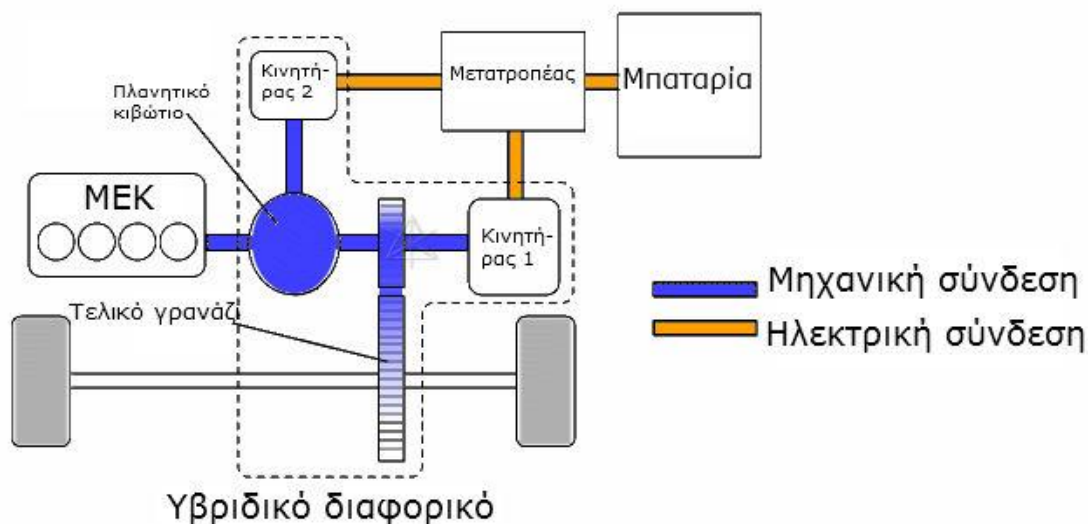


Σχήμα 2.12 – Δομή πλήρους παράλληλης διάταξης[9]

2.2.2.3 Σειριακό – παράλληλο υβριδικό ηλεκτρικό όχημα (Series/Parallel Hybrid)

Το σειριακό – παράλληλο ή συνδυαστικό σύστημα είναι ένας συνδυασμός των δύο ανωτέρω διατάξεων και αποτελείται από μια μηχανή εσωτερικής καύσης, έναν ηλεκτρικό κινητήρα, μία ηλεκτρική γεννήτρια και τη συστοιχία των μπαταριών. Ουσιαστικά η διάταξη των εξαρτημάτων είναι ίδια με του παράλληλου υβριδικού, μόνο που στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται ξεχωριστά μία δεύτερη ηλεκτρική μηχανή ως γεννήτρια για την φόρτιση των ηλεκτρικών συσσωρευτών. Επίσης, η συνεισφορά των διαφόρων υποσυστημάτων στην κίνηση είναι παρόμοια με την παράλληλη διάταξη. Η διαφορά έγκειται στο ότι η μηχανή εσωτερικής καύσης προσδίδει κίνηση στους τροχούς του οχήματος όταν είναι συμπλεγμένη με το σύστημα μετάδοσης ή φορτίζει τις μπαταρίες μέσω της ηλεκτρικής γεννήτριας, αλλά όχι και τα δύο ταυτόχρονα.

Σε χαμηλές ταχύτητες η Μ.Ε.Κ. είναι αποσυνδεδεμένη από το σύστημα μετάδοσης της κίνησης και η συγκεκριμένη διάταξη εμφανίζει χαρακτηριστικά της σειριακής. Έτσι, ο κινητήρας εσωτερικής καύσης έχει τη δυνατότητα να δουλεύει σε αυτή την περίπτωση στο βέλτιστο βαθμό απόδοσής του και την πρόωση του οχήματος αναλαμβάνει ο ηλεκτρικός κινητήρας τροφοδοτούμενος από τις μπαταρίες. Σε υψηλότερες ταχύτητες ή επιταχύνσεις, όπου η Μ.Ε.Κ. μπορεί να προσφέρει πιο αποδοτικά ισχύ για την κίνηση του οχήματος, περιορίζεται η λειτουργία της σειριακής διάταξης και την κίνηση αναλαμβάνει η παράλληλη διάταξη. Η επιλογή της παράλληλης ή της σειριακής λειτουργίας επιλέγεται μέσω της μονάδας ελέγχου και υλοποιείται μέσω ενός συμπλέκτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.13.

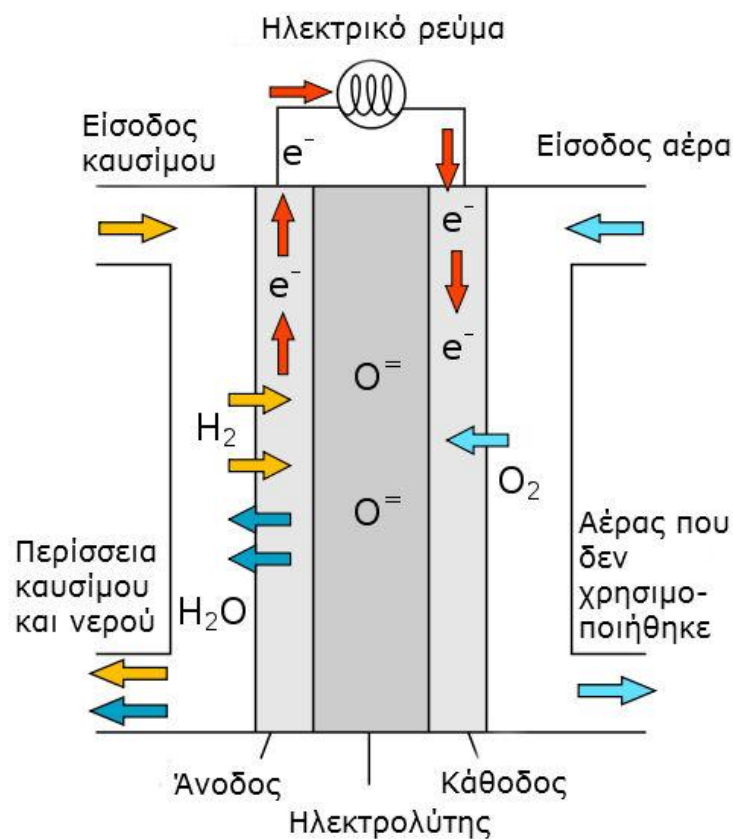


Σχήμα 2.13 – Δομή σειριακού – παράλληλου υβριδικού οχήματος[9]

2.2.3 Οχήματα με κυψέλες καυσίμου

Η λειτουργία της κυψέλης καυσίμου βασίζεται σε ένα μηχανισμό ηλεκτροχημικής μετατροπής ενέργειας, σύμφωνα με τον οποίο η χημική αντίδραση υδρογόνου και οξυγόνου παράγει νερό, αλλά και 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, κάποια παράγωγα του πετρελαίου, το υγρό προπάνιο κ.τ.λ. Σε περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται υδρογόνο, απαιτείται αναμορφωτής, ο οποίος μέσω αναμόρφωσης επιτυγχάνει την παραγωγή υδρογόνου από το εκάστοτε καύσιμο για να τροφοδοτηθεί η κυψέλη.

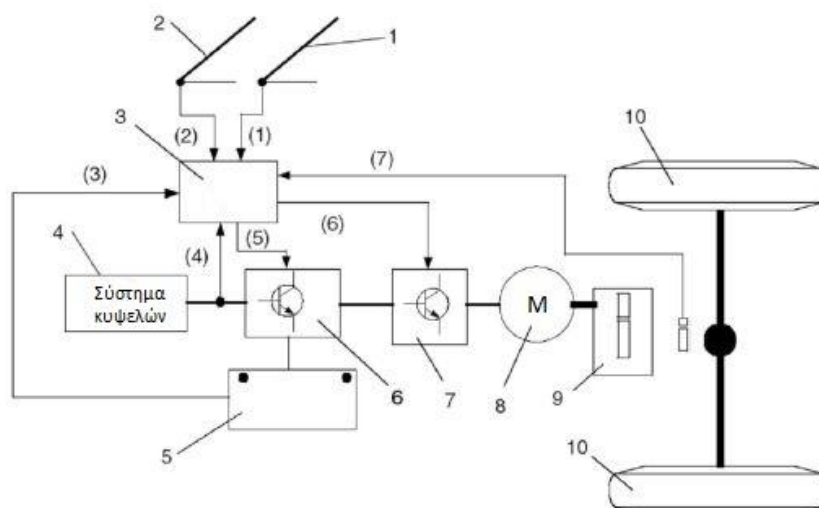
Η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία του ηλεκτροκινητήρα του οχήματος, όπως ακριβώς συμβαίνει και σε ένα αμιγώς ηλεκτροκίνητο όχημα. Ωστόσο, οχήματα που τροφοδοτούνται με ενέργεια μόνο από κυψέλες καυσίμου έχουν κάποια μειονεκτήματα, όπως βαριά και ογκώδη μονάδα ισχύος που οφείλεται στη χαμηλή πυκνότητα ενέργειας του συστήματος των κυψελών καυσίμου, μεγάλο χρόνο εκκίνησης και αργή απόκριση ισχύος. Επιπρόσθετα, σε εφαρμογές πρόωσης, η εξαιρετικά υψηλή ισχύς εξόδου σε απότομη επιτάχυνση και η εξαιρετικά χαμηλή ισχύς εξόδου σε καταστάσεις οδήγησης με χαμηλή ταχύτητα οδηγεί σε χαμηλούς βαθμούς απόδοσης.



Σχήμα 2.14 – Σχηματική αναπαράσταση λειτουργίας κυψέλης καυσίμου

Η υβριδοποίηση ενός συστήματος κυψελών καυσίμου με μία δεύτερη πηγή ενέργειας (πιθανόν κάποιον συσσωρευτή) είναι μια ικανοποιητική τεχνολογία για την αποφυγή των παραπάνω μειονεκτημάτων των οχημάτων που κινούνται μόνο με κυψέλες καυσίμου. Η δομή του υβριδικού ηλεκτρικού οχήματος με κυψέλες καυσίμου είναι τελείως διαφορετική από τη δομή των κλασικών υβριδικών οχημάτων, που ήδη αναφέρθηκαν.

Η δομή ενός ηλεκτρικού οχήματος με κυψέλες καυσίμου απεικονίζεται στο Σχήμα 2.15. Αποτελείται κυρίως από ένα σύστημα κυψελών καυσίμου ως πρωτεύουσα πηγή ενέργειας, μια δευτερεύουσα πηγή για μέγιστη ενέργεια, τον ηλεκτροκινητήρα με το σύστημα οδήγησής του (ηλεκτρονικός μετατροπέας και ελεγκτής), τον ελεγκτή του οχήματος και μια ηλεκτρονική διεπιφάνεια (interface) μεταξύ του συστήματος κυψελών καυσίμου και της δευτερεύουσας πηγής ενέργειας.



1: πεντάλ επιτάχυνσης, 2: πεντάλ φρένου, 3: ελεγκτής οχήματος, 4: σύστημα κυψελών καυσίμου, 5: δευτερεύουσα πηγή ενέργειας, 6: ηλεκτρονική διεπιφάνεια, 7: ελεγκτής ηλεκτροκινητήρα, 8: ηλεκτροκινητήρας, 9: σύστημα μετάδοσης, 10: τροχοί.
 (1): σήμα ελέγχου επιτάχυνσης, (2) σήμα ελέγχου πέδησης, (3) σήμα ενέργειας δευτερεύουσας πηγής ενέργειας, (4): σήμα ισχύος από κυψέλες καυσίμου, (5): σήμα ελέγχου ηλεκτρονικής διεπιφάνειας, (6): σήμα ελέγχου ηλεκτροκινητήρα, (7): ταχύτητα.

Σχήμα 2.15 – Αρχιτεκτονική δομή διαδρομής ισχύος ενός τυπικού υβριδικού οχήματος με κυψέλες καυσίμου[9]

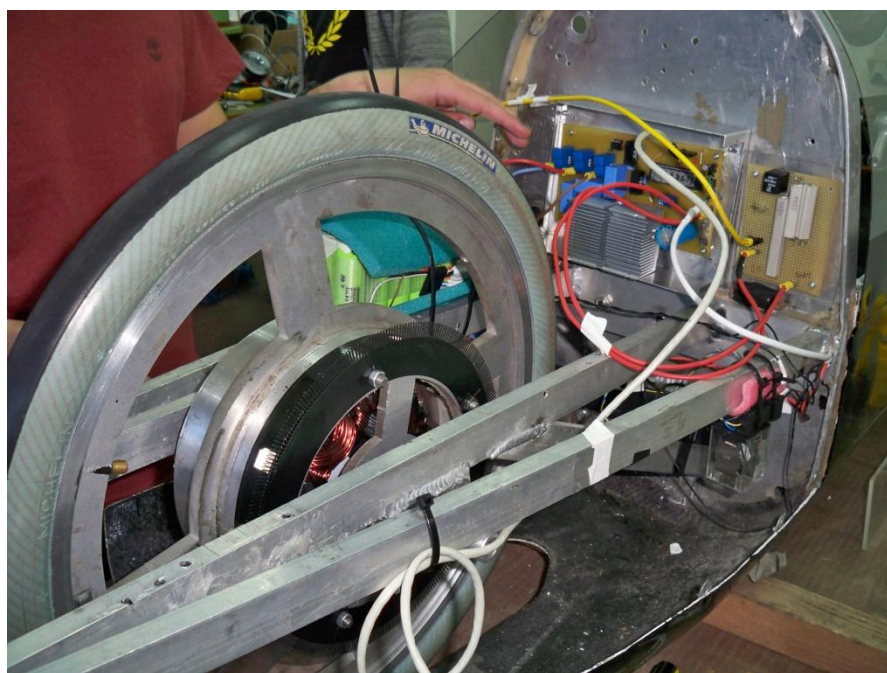
Σύμφωνα με την εντολή απαίτησης ισχύος ή ροπής που λαμβάνεται από τα πεντάλ επιτάχυνσης και πέδησης και τα σήματα των αισθητήρων, ο ελεγκτής του οχήματος ελέγχει την ισχύ και τη ροπή εξόδου του ηλεκτροκινητήρα και ρυθμίζει τη ροή ισχύος ανάμεσα στις κυψέλες καυσίμου, τη δευτερεύουσα πηγή ενέργειας και τις υπόλοιπες διατάξεις της διαδρομής ισχύος. Για παράδειγμα, όταν υπάρχει αίτηση για μέγιστη ισχύ σε μια απότομη επιτάχυνση, τόσο οι κυψέλες καυσίμου όσο και η δευτερεύουσα πηγή ενέργειας παρέχουν ισχύ στο σύστημα του ηλεκτροκινητήρα. Κατά την πέδηση, ο ηλεκτροκινητήρας λειτουργώντας ως γεννήτρια, μετατρέπει μέρος της ενέργειας που ανακτάται σε ηλεκτρική ενέργεια και την αποθηκεύει στη δευτερεύουσα πηγή ενέργειας. Η δευτερεύουσα πηγή ενέργειας επανακτά ενέργεια και από τις κυψέλες καυσίμου όταν η απαιτούμενη ισχύς φορτίου είναι μικρότερη από την ονομαστική ισχύ του συστήματος κυψελών καυσίμου. Επομένως, με κατάλληλη σχεδίαση και στρατηγική ελέγχου, η δευτερεύουσα πηγή ενέργειας δε θα χρειαστεί να φορτιστεί εκτός του οχήματος. Η στρατηγική ελέγχου που υλοποιεί ο ελεγκτής του οχήματος πρέπει να εξασφαλίζει ότι:

- Η ισχύς εξόδου του ηλεκτροκινητήρα ανταποκρίνεται στις απαιτήσεις ισχύος του οχήματος
- Το επίπεδο ισχύος της δευτερεύουσας πηγής ενέργειας διατηρείται στη περιοχή βέλτιστης λειτουργίας της
- Το σύστημα κυψελών καυσίμου λειτουργεί στην περιοχή βέλτιστης λειτουργίας του

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι στην κατηγοριοποίηση των ηλεκτρικών οχημάτων μπορούν να συμπεριληφθούν και τα ηλιακά οχήματα (Solar vehicles), η χρήση των οποίων είναι προς το παρόν περιορισμένη. Στα οχήματα αυτά χρησιμοποιούνται φωτοβολταϊκά (PV) στοιχεία, τα οποία τοποθετούνται κυρίως στην οροφή και μετατρέπουν την ηλιακή ακτινοβολία σε ηλεκτρική ενέργεια. Η αρχιτεκτονική τους δομή είναι παραπλήσια με αυτή

των αμιγώς ηλεκτρικών οχημάτων, με τη διαφορά ότι το υποσύστημα πηγής ενέργειας αποτελείται μόνο από τα φωτοβολταϊκά στοιχεία (Σχήμα 2.7). Ο ηλεκτρονικός ελεγκτής πρέπει σε αυτή την περίπτωση να μεριμνά για τη λειτουργία των στοιχείων κοντά στην περιοχή του σημείου μέγιστης ισχύος (MPP, Maximum Power Point). Εναλλακτικά, τα φωτοβολταϊκά στοιχεία θα μπορούσαν να υβριδοποιηθούν με μία δεύτερη πηγή ισχύος, έτσι ώστε να ανακτάται η ενέργεια κατά την πέδηση του οχήματος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΟΙ ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ



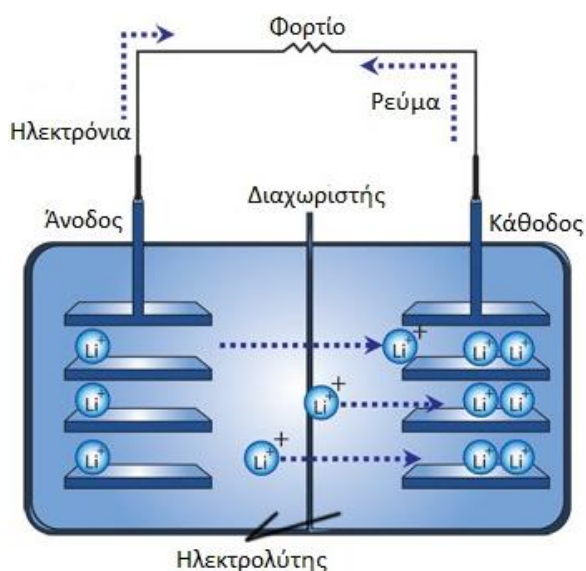
Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το κινητήριο σύστημα του ηλεκτρικού οχήματος κατασκευάστηκε να διαγωνιστεί με στόχο την εξοικονόμηση καυσίμου. Αυτό σημαίνει ότι οι συνιστώσες του κυκλώματος ισχύος πρέπει να επιλεγούν κατάλληλα, ώστε να επιτυγχάνεται υψηλή απόδοση με χαμηλή ονομαστική ισχύ στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η κατάλληλη επιλογή του τύπου της πηγής ισχύος, της μηχανής και του ηλεκτρονικού μετατροπέα αποτελούν βασική προϋπόθεση για την επίτευξη του στόχου κατασκευής του κινητηρίου συστήματος.

3.1 Ο συσσωρευτής ιόντων λιθίου

Με την είσοδο της καινούριας κατηγορίας των αποκλειστικά ηλεκτρικών οχημάτων (all electric/plug-in vehicles) στο διαγωνισμό Shell EcoMarathon 2011, άνοιξε ο δρόμος για τη χρησιμοποίηση συσσωρευτών τελευταίας τεχνολογίας. Η προηγούμενη εμπειρία που απέκτησε η ομάδα από τη χρήση κυψέλης υδρογόνου ως πηγή ισχύος, έδειξε ότι η κυψέλη αποτελεί ένα δύσκολο ελέγξιμο σύστημα, η απόδοση του οποίου εξαρτάται και από άλλους παράγοντες εκτός της ισχύος λειτουργίας, όπως η θερμοκρασία και η πίεση του υδρογόνου. Το αποτέλεσμα είναι ότι η τάση εξόδου της κυψέλης επηρεάζεται άμεσα από αυτούς τους παράγοντες και η αναμενόμενη διακύμανσή της προκαλεί προβλήματα στην απόδοση του συστήματος.

Η χρήση συσσωρευτών αποτελεί μια πολύ αποδοτική λύση στη χρήση τους ως πηγή ισχύος, καθώς με κατάλληλη διαστασιολόγηση μπορούν να αποτελέσουν ακλόνητη πηγή τάσης υπό την προϋπόθεση ότι δεν θα εκφορτιστούν κάτω από κάποιο όριο της τάξης του 60 – 80%. Επίσης, πολύ σημαντική είναι η ικανότητα επαναφόρτισής τους μέσω της αναγεννητικής πέδησης του οχήματος, κάτι που μπορεί να μειώσει τη συνολική κατανάλωση κατά τη διάρκεια του αγώνα.

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 και 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 3.1. 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 3.1– Αρχή λειτουργίας συσσωρευτή ιόντων λιθίου

3.2 Η σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών

Η πρόσφατη χρησιμοποίηση υλικών μονίμων μαγνητών με υψηλή ενεργειακή πυκνότητα σε ανταγωνιστικές τιμές, η συνεχής εξέλιξη και μείωση του κόστους των ισχυρών επεξεργαστών ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processors, DSPs) και των μικροελεγκτών (microcontrollers) σε συνδυασμό με την αξιοσημείωτη πρόοδο στους ημιαγωγούς διακόπτες

και στις σύγχρονες τεχνολογίες ελέγχου, έχουν καταστήσει ανταγωνιστική την τεχνολογία των μηχανών μονίμων μαγνητών στις απαιτήσεις της αγοράς παγκοσμίως.

Η «πρώιμη» έκδοση μιας σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών είναι η συμβατική σύγχρονη μηχανή με τυλιγμένο δρομέα, στον οποίο είναι τοποθετημένο το τυλίγμα διέγερσης που τροφοδοτείται από συνεχές ρεύμα, έτσι ώστε να παράγει την κατάλληλη ροή δρομέα. Η σύγχρονη μηχανή είναι μία μηχανή σταθερής ταχύτητας που στρέφεται συνεχώς με τη σύγχρονη ταχύτητα, η οποία εξαρτάται από τη συχνότητα και το πλάτος της τάσης τροφοδοσίας αλλά και από τον αριθμό των πόλων της μηχανής. Η μηχανή μονίμων μαγνητών ανήκει στην κατηγορία των σύγχρονων μηχανών, εφόσον το ηλεκτρικό κύκλωμα διέγερσης του δρομέα αντικαθίσταται από μόνιμους μαγνήτες, που παράγουν σταθερή μαγνητική ροή.

Τα κύρια πλεονεκτήματα της χρήσης μονίμων μαγνητών αντί της χρήσης κυκλώματος διέγερσης, όπως χρησιμοποιείται στις συμβατικές σύγχρονες μηχανές, δίνονται παρακάτω :

- Εξάλειψη δακτυλίων (slip rings) και πρόσθετης εξωτερικής DC τροφοδοσίας.
- Μηδενικές απώλειες χαλκού στο δρομέα λόγω του τυλίγματος διέγερσης σε μία σύγχρονη μηχανή τυλιγμένου δρομέα.
- Υψηλότερη απόδοση λόγω μικρότερων απωλειών.
- Ευκολότερη ψύξη της μηχανής λόγω απουσίας κυκλώματος που εκπέμπει θερμότητα στο δρομέα. Οι απώλειες χαλκού και σιδήρου στο στάτη είναι αυτές που προκαλούν τις θερμικές απώλειες και μπορούν να εποπτευθούν κατάλληλα.
- Μείωση του μεγέθους της μηχανής λόγω υψηλής απόδοσης.
- Διαφορετικά μεγέθη και διαφορετική χωροταξία των μονίμων μαγνητών στο δρομέα οδηγεί σε μεγάλη ποικιλομορφία χαρακτηριστικών.

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών έχουν διαδοθεί ιδιαίτερα μετά την έλευση ενώσεων στοιχείων που περιέχουν σπάνιες γαίες, όπως το κοβάλτιο – samάριο (SmCo) και το νεοδύμιο-βόριο-σίδηρος (NdFeB), τα οποία ξεπερνούν τα συμβατικά σιδηρομαγνητικά υλικά των DC μηχανών και των μηχανών επαγωγής και γίνονται όλο και περισσότερο ελκυστικά στις βιομηχανικές εφαρμογές.



Σχήμα 3.2 – Μόνιμοι μαγνήτες NdFeB

Τα θετικά χαρακτηριστικά που αναφέρθηκαν παραπάνω, καθιστούν πολλές φορές τις μηχανές μονίμων μαγνητών την πρώτη επιλογή σε διάφορες κατηγορίες εφαρμογών των συστημάτων οδήγησης (drives), όπως στα συστήματα οδήγησης σερβομηχανισμών με κινητήρες χαμηλής ή μέτριας ισχύος, στις ρομποτικές εφαρμογές, στα συστήματα ελέγχου κίνησης, αλλά και στα βιομηχανικά συστήματα οδήγησης ισχύος κλασματικού ίππου. Επίσης, έχουν κατασκευαστεί και μηχανές μονίμων μαγνητών για την πρόωση πλοίων ισχύος ως και 1MW.



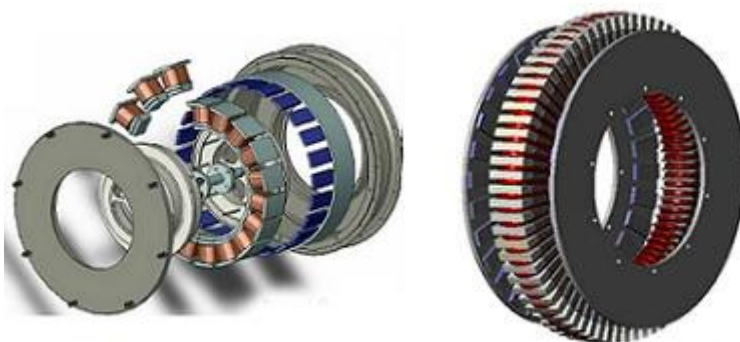
Σχήμα 3.3 – Σύγκριση μηχανής επαγωγής με μηχανή μονίμων μαγνητών

Συγκριτικά με τις μηχανές επαγωγής, οι μηχανές μονίμων μαγνητών εμφανίζουν κάποια πλεονεκτήματα, όπως η υψηλότερη απόδοση στη μεταβατική κατάσταση και η συνεχής λειτουργία στη σύγχρονη ταχύτητα. Επίσης δεν έχουν απώλειες λόγω ολίσθησης όπως συμβαίνει με τις μηχανές επαγωγής, όπου το πεδίο του δρομέα πρέπει να στρέφεται με ελαφρώς μικρότερη ταχύτητα από το πεδίο του στάτη, καθώς το φαινόμενο της ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής απαιτεί σχετική κίνηση μεταξύ των δύο πεδίων. Η ολίσθηση είναι αυτή που ορίζει τη μηχανή ως ασύγχρονη, κάτι το οποίο πρακτικά σημαίνει ότι η ταχύτητα του δρομέα δεν είναι πλέον ακριβώς ανάλογη της συχνότητας τροφοδοσίας. Σε μία μηχανή επαγωγής, το ρεύμα του στάτη έχει συνιστώσα ροπής και συνιστώσα μαγνήτισης του πυρήνα. Αντίθετα σε μια μηχανή μονίμων μαγνητών, δεν υπάρχει ανάγκη ρεύματος μαγνήτισης από το στάτη για σταθερή ροή διακένου. Το ρεύμα του στάτη χρειάζεται μόνο για την παραγωγή ροπής, εφόσον οι μόνιμοι μαγνήτες παράγουν σταθερή ροή στο δρομέα. Για την ίδια ισχύ εξόδου, η μηχανή μονίμων μαγνητών θα λειτουργεί με υψηλότερο συντελεστή ισχύος και θα είναι πιο αποδοτική από μία μηχανή επαγωγής. Τελικά, εφόσον η μαγνήτιση παρέχεται από το κύκλωμα του δρομέα μέσω μονίμων μαγνητών αντί να προέρχεται από το στάτη, η μηχανή μπορεί να κατασκευαστεί με μεγαλύτερο διάκενο χωρίς να μειωθεί η επίδοσή της. Σύμφωνα με τα παραπάνω, η μηχανή μονίμων μαγνητών έχει μεγαλύτερη απόδοση, μεγαλύτερο λόγο ροπής ανά ampere, καλύτερο συντελεστή και πυκνότητα ισχύος συγκρινόμενη με μία μηχανή επαγωγής.

Όσο μικρότερη η μηχανή, τόσο πιο προτιμότερο είναι να χρησιμοποιηθεί μηχανή μονίμων μαγνητών. Όσο αυξάνει το μέγεθος της μηχανής, αυξάνει παράλληλα και το κόστος των μαγνητών, καθιστώντας τις μηχανές αυτές οικονομικά μη αποδοτικές. Δεν υπάρχει

κάποιο συγκεκριμένο σημείο, όπου οι μηχανές μονίμων μαγνητών υπερισχύουν των μηχανών επαγωγής κάτω από αυτό, αλλά το εύρος 1-10kW είναι μια καλή εκτίμηση.

Συμπερασματικά, συγκριτικά με τη μηχανή επαγωγής και με τη συμβατική σύγχρονη μηχανή τυλιγμένου δρομέα, οι μηχανές μονίμων μαγνητών υπερισχύουν στο γεγονός ότι δεν υπάρχει τύλιγμα πεδίου και επομένως απώλειες χαλκού στο τύλιγμα αυτό. Επίσης ηλεκτρικό κύκλωμα υπάρχει μόνο στο στάτη, όπου η θερμότητα μπορεί να απομακρυνθεί πιο εύκολα. Συγκριτικά με τη συμβατική μηχανή τυλιγμένου δρομέα, η εξάλειψη του τυλίγματος πεδίου, της DC τροφοδοσίας και των δακτυλίων συντελεί στην απλούστερη κατασκευή της μηχανής. Σε μία μηχανή μονίμων μαγνητών δεν υπάρχει έλεγχος του πεδίου διέγερσης. Ο έλεγχος περιορίζεται σε έλεγχο της διέγερσης του στάτη μόνο. Είναι επίσης δυνατή η λειτουργία εξασθένισης πεδίου (field weakening), όπου εφαρμόζεται αρνητικό ρεύμα ευθέως άξονα στο στάτη που αντιτίθεται στη ροή των μαγνητών του δρομέα. Τέλος, η απουσία ηλεκτρικού κυκλώματος στο δρομέα οδηγεί σε μικρότερο συνολικό μέγεθος της μηχανής μονίμων μαγνητών, έτσι ώστε για την ίδια ένταση πεδίου διέγερσης να απαιτείται μικρότερη διάμετρος από μία αντίστοιχη τυλιγμένου δρομέα, κάτι που επιτρέπει μειωμένο μέγεθος και βάρος.



Σχήμα 3.4 – Μηχανές μονίμων μαγνητών ακτινικής (αριστερά) και αξονικής (δεξιά) ροής

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τη διεύθυνση της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό της μηχανής σε μηχανές αξονικής (axial) και ακτινικής (radial) ροής. Οι μηχανές αξονικής ροής χρησιμοποιούνται λιγότερο και το κοινό χαρακτηριστικό τους είναι το δισκοειδές τους σχήμα (Σχήμα 3.4). Περισσότερες πληροφορίες μπορούν να αναζητηθούν στη σχετική βιβλιογραφία. Οι συνήθεις μηχανές ακτινικής ροής, στην κατηγορία των οποίων ανήκει και η μηχανή του κινητηρίου συστήματος που πραγματεύεται η παρούσα διπλωματική εργασία, μπορούν να διακριθούν σε :

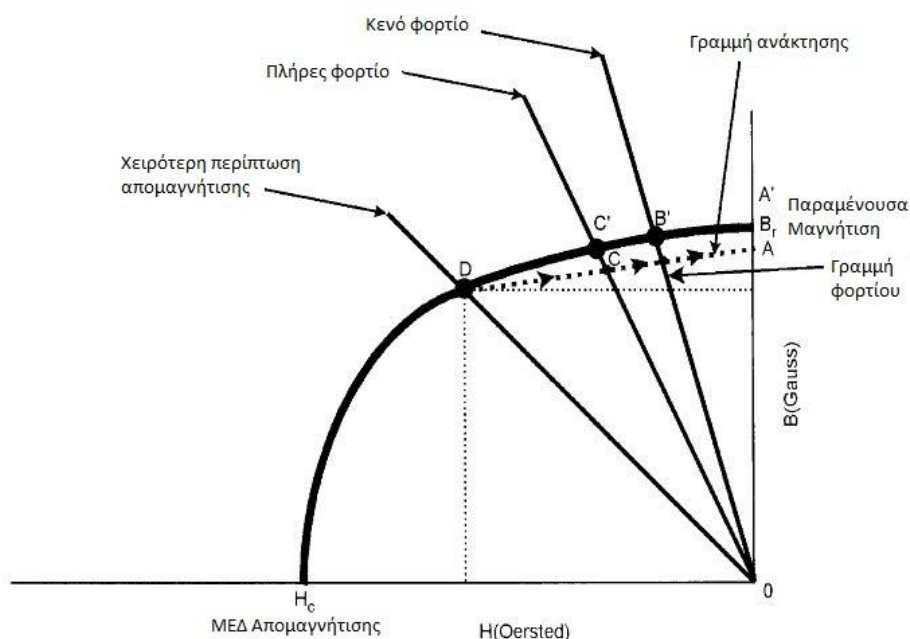
- Επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Surface Magnet Machine, SPM)
- Εμφυτευμένων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Interior Magnet Machine, IPM)
- Επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής (Trapezoidal Surface Magnet Machine)

Οι κατηγορίες αυτές, καθώς και τα υλικά κατασκευής τους, παρουσιάζονται στις παρακάτω ενότητες.

3.2.1 Υλικά μονίμων μαγνητών

Οι ιδιότητες ενός μόνιμου μαγνήτη και η επιλογή των κατάλληλων υλικών είναι πολύ σημαντικά κριτήρια που πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν κατά τη διάρκεια του σχεδιασμού μιας μηχανής μονίμων μαγνητών.

Στο Σχήμα 3.5 φαίνεται το τμήμα απομαγνήτισης της καμπύλης μαγνήτισης $B(H)$, στο οποίο είναι συνήθως σχεδιασμένος να λειτουργεί ο μόνιμος μαγνήτης. Η μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής B_r που αντιστοιχεί στο σημείο A' θα είναι διαθέσιμη αρχικά αν ο μαγνήτης βραχυκυκλωθεί με μία μεταλλική πλάκα, έτσι ώστε να μην υπάρχει διάκενο μεταξύ βόρειου και νότιου πόλου. Όταν ο μαγνήτης τοποθετείται στη μηχανή, το διάκενο αέρος έχει κάποια απομαγνητίζουσα επίδραση έτσι ώστε το σημείο B' να αντιστοιχεί στη γραμμή κενού φορτίου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.5. Η κορυφή της γραμμής κενού φορτίου (ως προς τον άξονα της έντασης του μαγνητικού πεδίου H) θα είναι χαμηλότερη με μεγαλύτερο διάκενο. Όταν τα τυλίγματα του στάτη διαρρέονται από ρεύμα, η αντίδραση τυμπάνου του μαγνητικού άξονα (d^e) μπορεί να δημιουργήσει εκ νέου φαινόμενο απομαγνήτισης, το οποίο θα μειώσει ακόμη περισσότερο την πυκνότητα μαγνητικής ροής στο διάκενο.

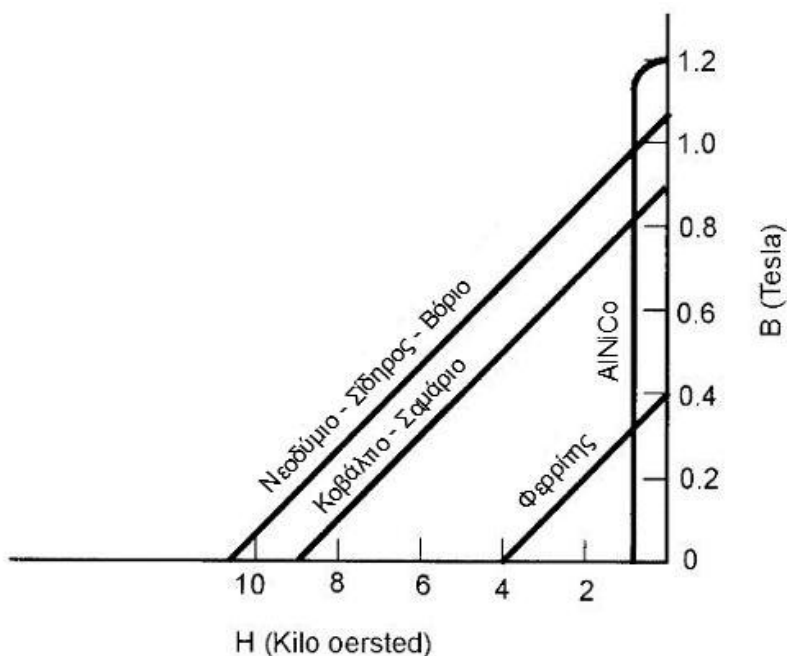


Σχήμα 3.5 – Σημεία λειτουργίας μηχανής μονίμων μαγνητών πάνω στη καμπύλη $B(H)$ [1]

Στο Σχήμα 3.5 φαίνεται επίσης μία γραμμή φορτίου που αντιστοιχεί στη χειρότερη περίπτωση απομαγνήτισης που μπορεί να προκληθεί κατά τη διάρκεια της εκκίνησης, ενός μεταβατικού φαινομένου ή σε περίπτωση σφάλματος. Όταν το σημείο λειτουργίας φτάσει στο D και αρθεί το φαινόμενο που προκαλεί την απομαγνήτιση, ο μαγνήτης θα επανέλθει κατά μήκος της γραμμής ανάκτησης (recoil line), η οποία έχει σχεδόν την ίδια κορυφή με την αρχική καμπύλη $B(H)$ κοντά στο $H = 0$. Σε μία επόμενη λειτουργία, το σταθερό σημείο λειτουργίας θα καθοριστεί από την τομή της γραμμής φορτίου και της γραμμής ανάκτησης. Έτσι, ο μαγνήτης απομαγνητίζεται μόνιμα στην λειτουργία εν κενώ κατά την κάθετη

απόσταση μεταξύ των σημείων A και A'. Το φαινόμενο αυτό αναδεικνύει τη σπουδαιότητα που έχει το σημείο της χειρότερης περίπτωσης απομαγνήτισης στην επίδοση της μηχανής και την αναγκαιότητα αποφυγής λειτουργίας της μηχανής κοντά σε αυτό το σημείο. Εναλλακτικά, αν το υλικό του μόνιμου μαγνήτη επιλεγθεί ώστε η καμπύλη απομαγνήτισης να είναι ευθεία γραμμή, η γραμμή ανάκτησης θα συμπίπτει με τη γραμμή απομαγνήτισης άσχετα με το αν η μηχανή έχει περάσει από το σημείο της χειρότερης περίπτωσης απομαγνήτισης (δηλαδή ο μόνιμος απομαγνητισμός θα είναι αμελητέος).

Το Σχήμα 3.6 δείχνει τα χαρακτηριστικά αρκετών υλικών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως μόνιμοι μαγνήτες. Το κράμα AlNiCo έχει υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας, θερμική ευστάθεια και υψηλή τιμή μαγνητικής επαγωγής. Η χαμηλή τιμή MEΔ απομαγνήτισης όμως σε συνδυασμό με την σχεδόν τετραγωνική μορφή της B(H) χαρακτηριστικής, η οποία προκαλεί πολύ μεγάλη μόνιμη απομαγνήτιση, καθιστούν ακατάλληλο το υλικό αυτό για την κατασκευή μηχανών μόνιμων μαγνητών.



Σχήμα 3.6– Χαρακτηριστικά μόνιμων μαγνητών[1]

Οι φερρίτες στροντίου (SrFe) και βαρίου (BaFe) χρησιμοποιούνται ευρέως ως μόνιμοι μαγνήτες. Ο φερρίτης έχει τα πλεονεκτήματα του χαμηλού κόστους και της άφθονης διάθεσής του ως πρώτη ύλη. Είναι επίσης εύκολοι στην παραγωγή και ο τρόπος επεξεργασίας τους επιτρέπει τη λειτουργία τους σε σχετικά υψηλή θερμοκρασία (400°C). Ο μαγνήτης έχει πρακτικά γραμμική καμπύλη απομαγνήτισης, αλλά η παραμένουσα μαγνήτιση (B_r) είναι μικρή. Έτσι η μηχανή γίνεται βαρύτερη και πιο ογκώδης.

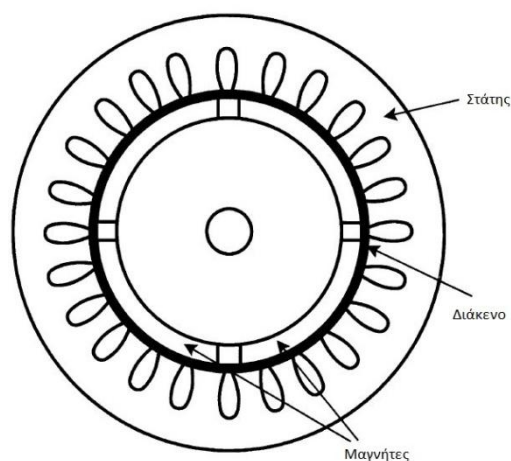
Ο μαγνήτης κοβαλτίου – σαμαρίου (CoSm) είναι φτιαγμένος από σίδηρο, νικέλιο, κοβάλτιο και από τη σπάνια γαία σαμάριο. Έχει τα πλεονεκτήματα της υψηλής παραμένουσας μαγνήτισης, της υψηλής ενεργειακής πυκνότητας που εκφράζεται από το γινόμενο (BH_{max}) και των γραμμικών χαρακτηριστικών απομαγνήτισης. Η θερμοκρασία λειτουργίας μπορεί να φτάσει και τους 300°C, ενώ η θερμοκρασιακή ευστάθεια (% αλλαγή

στη μαγνητική επαγωγή B ανά $^{\circ}\text{C}$) είναι πολύ καλή (-0.03%). Όμως το υλικό αυτό είναι αρκετά ακριβό λόγω της ανεπαρκούς διάθεσης του σαμάρου.

Ο μαγνήτης νεοδυμίου-σιδήρου-βορίου (NdFeB) έχει την υψηλότερη ενεργειακή πυκνότητα, υψηλότερη μαγνητίζουσα αντίδραση και πολύ καλή ΜΕΔ απομαγνήτισης (H_c). Τα μειονεκτήματα είναι η χαμηλή θερμοκρασία λειτουργίας (150°C) και η ευαισθησία στη οξείδωση αν δεν προστατεύεται από ειδική επίστρωση. Επίσης, η θερμοκρασιακή ευστάθεια (-0.13%) είναι κατώτερη από εκείνη ενός μαγνήτη CoSm . Το υλικό αυτό είναι ακριβότερο συγκριτικά με το φερρίτη, αλλά εξαιτίας της μεγάλης ενεργειακής του πυκνότητας, μειώνει το βάρος της μηχανής. Η εφαρμογή των μαγνητών NdFeB στις μηχανές μόνιμων μαγνητών αυξάνεται συνεχώς.

3.2.2 Μηχανή επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής

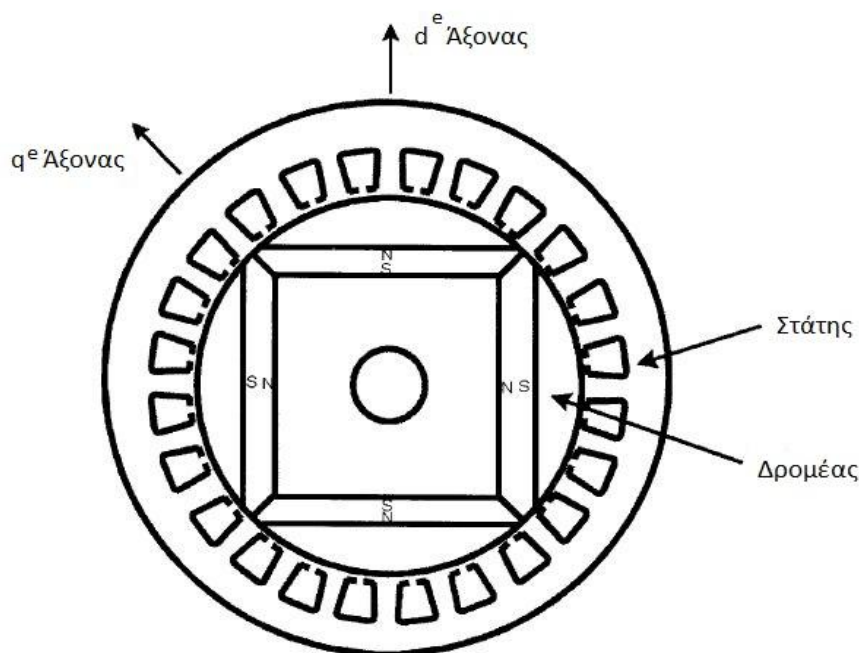
Σε αυτή τη μηχανή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7, ο στάτης αποτελείται από ένα τριφασικό ημιτονοειδές τύλιγμα, το οποίο παράγει ροή διακένου στρεφόμενη με τη σύγχρονη ταχύτητα. Οι μόνιμοι μαγνήτες βρίσκονται κολλημένοι στην επιφάνεια του δρομέα χρησιμοποιώντας εποξική κόλλα. Ο δρομέας έχει σιδερένιο πυρήνα, 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 μαγνητίζουσας αντίδρασης.



Σχήμα 3.7 – Εγκάρσια τομή μηχανής επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής[1]

3.2.3 Μηχανή εσωτερικών ή εμφυτευμένων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής

Σε αντίθεση με μία μηχανή επιφανειακών μαγνητών, μία σύγχρονη μηχανή εσωτερικών ή εμφυτευμένων μαγνητών έχει τοποθετημένους τους μαγνήτες στο εσωτερικό του δρομέα. Παρ' ότι υπάρχουν διάφορες γεωμετρίες πιθανές γεωμετρίες, ένας τυπικός τρόπος τοποθέτησης των μαγνητών παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.8 :



Σχήμα 3.8 – Εγκάρσια τομή μηχανής εσωτερικών/εμφυτευμένων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής[1]

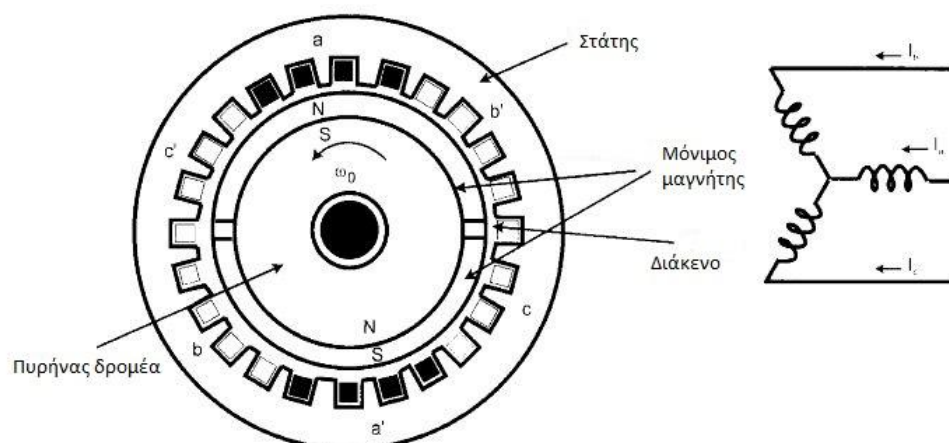
Ο στάτης έχει το συνηθισμένο τριφασικό ημιτονοειδές τύλιγμα. Η διαφορά στη γεωμετρία δίνει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά σε μια μηχανή εσωτερικών μαγνητών :

- Η μηχανή είναι πιο συμπαγής, επιτρέποντας πολύ υψηλότερη ταχύτητα λειτουργίας.
- Το ενεργό μήκος διακένου στον άξονα d^e είναι μεγαλύτερο από τον άξονα q^e , επομένως η μηχανή εμφανίζει εκτυπότητα και συγκεκριμένα ισχύει $L_{dm} < L_{qm}$ (σε αντίθεση με μία τυπική σύγχρονη μηχανή τυλιγμένου πεδίου).
- Επικρατεί το φαινόμενο αντίδρασης τυμπάνου, καθώς το ενεργό εύρος διακένου είναι μικρό.

3.2.4 Μηχανή επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής

Μία σύγχρονη μηχανή μονίμων 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

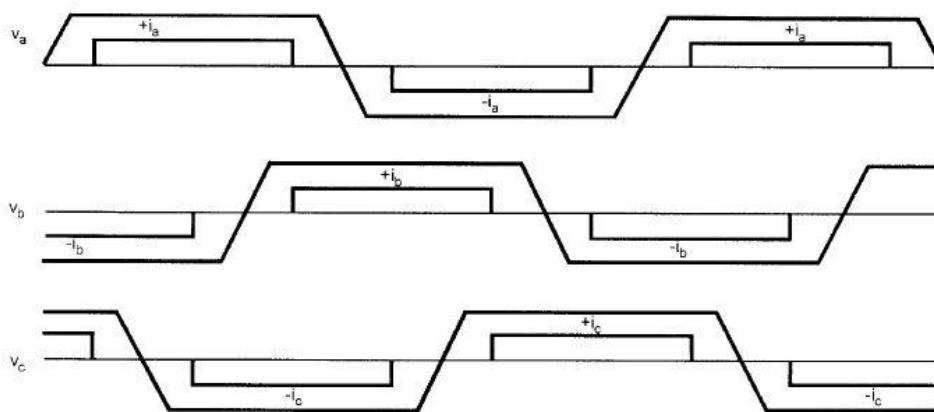
συγκεντρωμένα τυλίγματα πλήρους βήματος αντί για ημιτονοειδή κατανομή των τυλιγμάτων στο διάκενο της μηχανής. Η προσέγγιση της ημιτονοειδούς κατανομής στις μηχανές ημιτονοειδούς ροής επιτυγχάνεται με τη χρήση κλασματικού βήματος στα τυλίγματα του στάτη [6]. Το Σχήμα 3.9 δείχνει την εγκάρσια τομή μιας μηχανής τραπεζοειδούς ροής με τις τρεις φάσεις του στάτη να φαίνονται στα δεξιά. Η διπολική μηχανή του Σχήματος 3.9 έχει κατάλληλο διάκενο για τη μείωση της κυμάτωσης της ροής, ενώ ο στάτης αποτελείται από 4 αγωγούς ανά πόλο και φάση.



Σχήμα 3.9 – Εγκάρσια τομή μηχανής επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής (διπολική)[1]

Καθώς η μηχανή περιστρέφεται, η ροή που διαρρέει ένα φασικό τυλίγμα μεταβάλλεται γραμμικά με το χρόνο, εκτός από τη στιγμή που το κενό ανάμεσα από τους μαγνήτες περνάς από τον άξονα της φάσης. Εάν η μηχανή κινείται από εξωτερική πηγή, δηλαδή λειτουργεί ως γεννήτρια, οι φασικές τάσεις του στάτη θα έχουν συμμετρική τραπεζοειδή κυματομορφή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.10. Για αυτό το λόγο είναι απαραίτητη η χρήση ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα στους ακροδέκτες της μηχανής, έτσι ώστε να δημιουργεί ρεύμα έξι καταστάσεων (six step) στο κέντρο κάθε μισής περιόδου για την ανάπτυξη ροπής. Καθώς η χρήση του μετατροπέα είναι επιτακτική, συνήθως η μηχανή ονομάζεται και σαν ηλεκτρονικός κινητήρας. Με τη βοήθεια λοιπόν ενός ανιστροφέα και ενός αισθητήρα θέσης (absolute position sensor) που τοποθετείται στον άξονα της μηχανής, τόσο οι τραπεζοειδείς μηχανές μονίμων μαγνητών όσο και οι ημιτονοειδείς, μπορούν να ελεγχθούν ώστε να λειτουργού ως «μηχανές DC χωρίς ψήκτρες» (Brushless DC Motors, BLDC). Οι μηχανές τραπεζοειδούς ροής βέβαια μοιάζουν περισσότερο στην επίδοσή τους με DC μηχανές από ότι οι ημιτονοειδούς ροής.

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



Σχήμα 3.10 – Φασική τάση στάτη και κυματομορφές ρευμάτων σε μία μηχανή μόνιμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής[1]

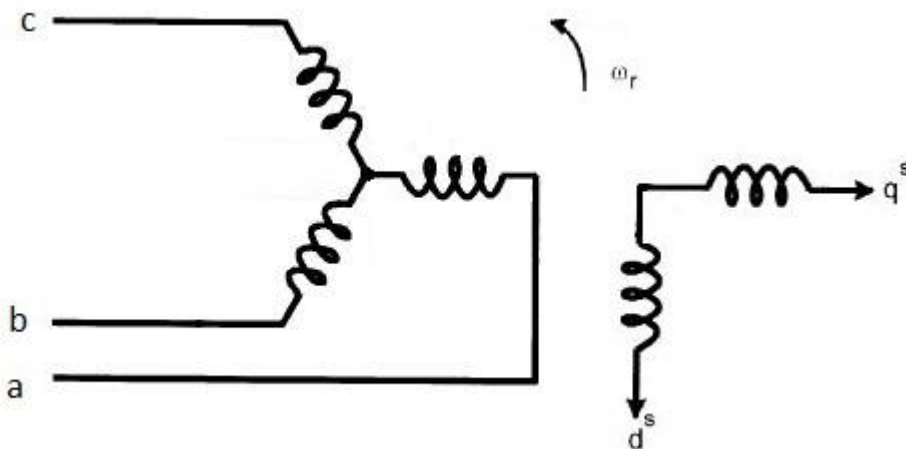
3.2.5 Δυναμικό μοντέλο $d - q$ σύγχρονης μηχανής ημιτονοειδούς ροής

Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής ισχύει μόνο στη μόνιμη κατάσταση. Σε ένα σύστημα οδήγησης ρυθμιζόμενης ταχύτητας, η μηχανή συνήθως αποτελεί ένα στοιχείο μέσα σε ένα βρόχο ανάδρασης και έτσι πρέπει να ληφθεί σημαντικά υπόψη η μεταβατική συμπεριφορά της. Εξάλλου, ο έλεγχος υψηλής επίδοσης του συστήματος οδήγησης, όπως ο διανυσματικός έλεγχος ή έλεγχος προσανατολισμού πεδίου (vector/field oriented control), βασίζεται στο δυναμικό μοντέλο dq της μηχανής.

Λόγω της κίνησης του δρομέα, οι αυτεπαγωγές των φάσεων του στάτη και οι αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ τους μεταβάλλονται συναρτήσει της γωνίας θ_r του δρομέα. Το μοντέλο της μηχανής μπορεί συνεπώς να περιγραφεί από διαφορικές εξισώσεις με χρονομεταβλητούς συντελεστές, κάτι το οποίο εισάγει μεγάλο βαθμό πολυπλοκότητας στο μοντέλο[4]. Ας σημειωθεί ότι μία τριφασική μηχανή μπορεί να αναπαρασταθεί ως μία ισοδύναμη διφασική μηχανή (Σχήμα 3.11), όπου οι άξονες $d^s - q^s$ αντιπροσωπεύουν τον ευθύ και εγκάρσιο άξονα του στάτη αντίστοιχα. Και πάλι όμως παραμένει το πρόβλημα των χρονομεταβλητών παραμέτρων, παρότι απλουστεύεται κάπως το σύστημα των διαφορικών εξισώσεων με την εξάλειψη μιας μεταβλητής ($abc \rightarrow d^s q^s$).

Ο R.H. Park στη δεκαετία του 1920, πρότεινε μια νέα θεωρία ανάλυσης των ηλεκτρικών μηχανών για να λύσει το πρόβλημα. Διατύπωσε ένα μετασχηματισμό ο οποίος στην ουσία αντικαθιστούσε τις μεταβλητές (τάσεις, ρεύματα και πεπλεγμένες ροές) που σχετίζονται με τα τυλίγματα του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής, με μεταβλητές που σχετίζονται με φανταστικά τυλίγματα που στρέφονται με το δρομέα στη σύγχρονη ταχύτητα. Ουσιαστικά μετασχημάτισε τις μεταβλητές του στάτη σε ένα στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς που βρίσκεται σταθερά πάνω στο δρομέα. Με έναν τέτοιο μετασχηματισμό (που ονομάζεται μετασχηματισμός Park), έδειξε ότι μπορούν να εξαλειφθούν όλες οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές που προκύπτουν

λόγω της ύπαρξης ηλεκτρικού κυκλώματος σε σχετική κίνηση και λόγω ηλεκτρικών κυκλωμάτων με μεταβλητές μαγνητικές αντιδράσεις.



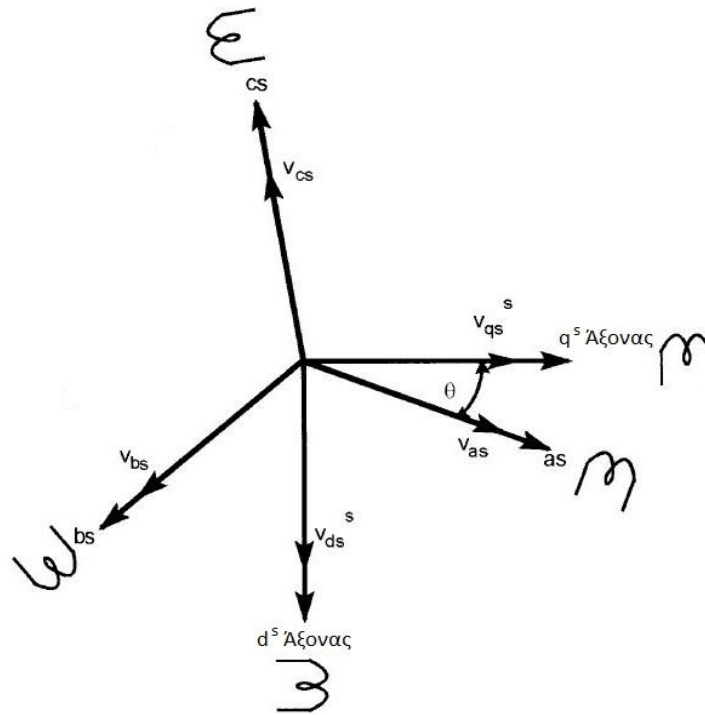
Σχήμα 3.11 – Τριφασικός στάτης και ισοδύναμη διφασική μηχανή[1]

Αργότερα, στη δεκαετία του 1930, ο H.C. Stanley έδειξε ότι οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές στις εξισώσεις τάσεως μιας μηχανής επαγωγής, λόγω ηλεκτρικών κυκλωμάτων σε σχετική κίνηση μεταξύ τους, μπορούν να εξαλειφθούν μετασχηματίζοντας τις μεταβλητές του δρομέα σε μεταβλητές που σχετίζονται με ένα στατό πλαίσιο αναφοράς που βρίσκεται σταθερά τοποθετημένο στο στάτη. Αργότερα ο G.Kron πρότεινε ένα μετασχηματισμό τόσο για τις μεταβλητές του στάτη, όσο και για αυτές του δρομέα, σε ένα σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που κινείται μαζί με το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Ο D.S. Bereton πρότεινε ένα μετασχηματισμό των μεταβλητών του στάτη σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που βρίσκεται επάνω στο δρομέα. Τέλος, οι Krause και Thomas απέδειξαν ότι οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές μπορούν να εξαλειφθούν μετατρέποντας τις μεταβλητές του στάτη και του δρομέα σε ένα κοινό πλαίσιο αναφοράς που μπορεί να περιστρέφεται με οποιαδήποτε ταχύτητα (αυθαίρετο πλαίσιο αναφοράς).

Στη συνέχεια θα αναπτυχθεί το δυναμικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής ημιτονοειδούς ροής σε δύο στάδια : αρχικά μετατρέπονται οι μεταβλητές της μηχανής στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων $d^s - q^s$ και στη συνέχεια στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς $d^e - q^e$. Στο πλαίσιο $d^e - q^e$ καταστρώνονται οι βασικές εξισώσεις της μηχανής, ώστε να προκύψει το τελικό μοντέλο που θα χρησιμοποιηθεί στη προσομοίωση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, αλλά και στον έλεγχο της μηχανής.

3.2.5.1 Μετασχηματισμός στο στατό πλαίσιο αναφοράς (μετασχηματισμός Clarke)

Θεωρούμε μία συμμετρική τριφασική σύγχρονη μηχανή ημιτονοειδούς ροής και τους σταθερούς άξονες $a^s - b^s - c^s$ που απέχουν γωνία $2\pi/3$ μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.12 :

Σχήμα 3.12 – Μετασχηματισμός από το στατό πλαίσιο as – bs – cs στο πλαίσιο d^s – q^s[1]

Στόχος είναι ο μετασχηματισμός των τριφασικών μεταβλητών του στατού πλαισίου αναφοράς (as – bs – cs) σε διφασικές μεταβλητές του στατού πλαισίου αναφοράς (d^s – q^s) και αντιστρόφως. Υποθέτουμε ότι οι άξονες d^s – q^s είναι μετατοπισμένοι κατά γωνία θ, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.12. Οι τάσεις v_{ds}^s και v_{qs}^s μπορούν να αναλυθούν σε συνιστώσες as – bs – cs και μπορούν να αναπαρασταθούν σε μορφή μήτρας ως εξής :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{os}^s \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Η αντίστροφη σχέση είναι η ακόλουθη:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{os}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Ας σημειωθεί ότι ο όρος v_{os}^s, που προστίθεται στην τελευταία γραμμή, είναι ο όρος μηδενικής ακολουθίας και μπορεί να παραληφθεί αφού αναφερόμαστε σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα. Στις παραπάνω εξισώσεις έχει επιλεγεί η τάση ως μεταβλητή. Με αντίστοιχο τρόπο μπορούν να μετασχηματιστούν τα ρεύματα και οι πεπλεγμένες ροές του στάτη.

Είναι βολικό να τεθεί θ = 0, έτσι ώστε ο άξονας q^s να ευθυγραμμίζεται με τον άξονα as. Αγνοώντας τη συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας, οι σχέσεις μετασχηματισμού απλοποιούνται ως εξής :

$$v_{as} = v_{qs}^s \quad (3.3)$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{2}v_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ds}^s \quad (3.4)$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{2}v_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ds}^s \quad (3.5)$$

Και αντίστροφα :

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = v_{as} \quad (3.6)$$

$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} = v_{as} \quad (3.7)$$

Στο σημείο αυτό ολοκληρώθηκε το πρώτο στάδιο της μοντελοποίησης. Στην ενότητα που ακολουθεί περιγράφεται το δεύτερο στάδιο, από το οποίο θα προκύψει και η τελική μορφή του δυναμικού μοντέλου του κινητήρα.

3.2.5.2 Μετασχηματισμός στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (μετασχηματισμός Park)

Στο Σχήμα 3.13 φαίνονται οι άξονες $d^e - q^e$, οι οποίοι στρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα ω_e ως προς τους άξονες $d^s - q^s$. Η γωνία που σχηματίζεται μεταξύ τους αποτελεί την ηλεκτρική γωνία $\theta_e = \omega_e t$. Τα διφασικά τυλίγματα των αξόνων $d^s - q^s$ μετατρέπονται στα υποθετικά τυλίγματα που βρίσκονται πάνω στους άξονες $d^e - q^e$. Οι τάσεις στους άξονες $d^s - q^s$ μπορούν να μετατραπούν (ή αλλιώς να αναλυθούν) στο πλαίσιο $d^e - q^e$ ως εξής :

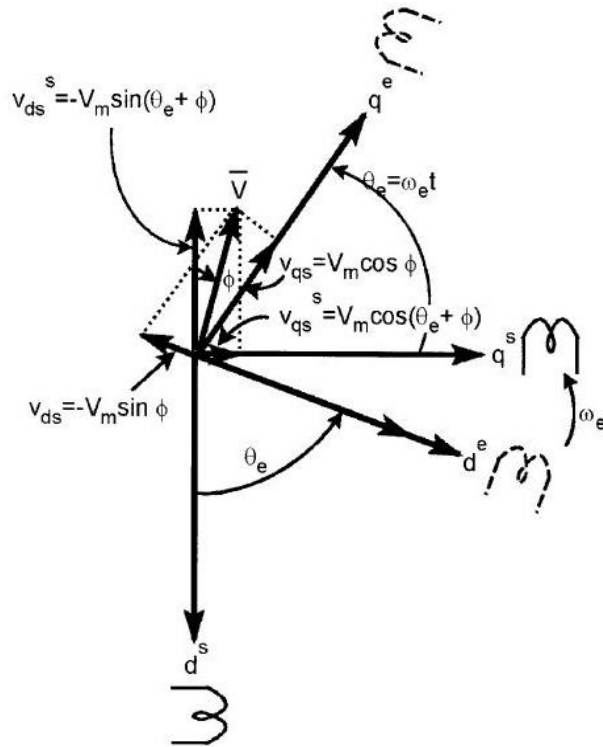
$$v_{qs} = v_{qs}^s \cos\theta_e - v_{ds}^s \sin\theta_e \quad (3.8)$$

$$v_{ds} = v_{qs}^s \sin\theta_e + v_{ds}^s \cos\theta_e \quad (3.9)$$

Για λόγους ευκρίνειας, ο εκθέτης e παραλείπεται από τα μεγέθη που ανήκουν στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Για τον αντίστροφο μετασχηματισμό, αναλύοντας τις συνιστώσες του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς στο στατό πλαίσιο αναφοράς, προκύπτουν οι σχέσεις :

$$v_{qs}^s = v_{qs} \cos\theta_e + v_{ds} \sin\theta_e \quad (3.10)$$

$$v_{ds}^s = -v_{qs} \sin\theta_e + v_{ds} \cos\theta_e \quad (3.11)$$



Σχήμα 3.13 – Μετασχηματισμός από το στατό πλαίσιο $d^s - q^s$ σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο $d^e - q^e$ [1]

Ακολούθως, εξετάζεται η περίπτωση όπου ο στάτης διεγείρεται με τριφασικές συμμετρικές ημιτονοειδείς τάσεις έτσι ώστε :

$$v_{as} = V_m \cos(\omega_e t + \varphi) \quad (3.12)$$

$$v_{bs} = V_m \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad (3.13)$$

$$v_{cs} = V_m \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad (3.14)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (3.12)-(3.14) στις σχέσεις (3.6)-(3.7) προκύπτει :

$$v_{qs}^s = V_m \cos(\omega_e t + \varphi) \quad (3.15)$$

$$v_{ds}^s = -V_m \sin(\omega_e t + \varphi) \quad (3.16)$$

Αντικαθιστώντας αυτή τη φορά τις σχέσεις (2.15)-(2.16) στις σχέσεις (2.8)-(2.9) προκύπτει τελικά:

$$v_{qs} = V_m \cos\varphi \quad (3.17)$$

$$v_{ds} = -V_m \sin\varphi \quad (3.18)$$

Οι σχέσεις (3.15)-(3.16) δείχνουν ότι οι συνιστώσες v_{ds}^s και v_{qs}^s αποτελούν διφασικές τάσεις με τις ίδιες μέγιστες τιμές. Είναι εμφανές ότι η συνιστώσα v_{ds}^s προπορεύεται κατά $\pi/2$ της δεύτερης συνιστώσας. Επίσης, οι σχέσεις (3.17)-(3.18) επιβεβαιώνουν ότι οι μεταβλητές

που μεταβάλλονται ημιτονοειδώς συναρτήσει του χρόνου σε ένα στατό πλαίσιο αναφοράς, εμφανίζονται ως DC ποσότητες σε ένα σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Αυτό είναι ένα πολύ σημαντικό συμπέρασμα, που θα φανεί πολύ χρήσιμο στη συνέχεια. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι οι μεταβλητές του στάτη δεν είναι απαραίτητο να είναι συμμετρικές ημιτονοειδείς κυματομορφές. Στην πραγματικότητα, μπορεί να είναι οποιεσδήποτε συναρτήσεις που μεταβάλλονται συναρτήσει του χρόνου.

Για την ολοκλήρωση του δυναμικού μοντέλου, είναι απαραίτητη η μετατροπή των εξισώσεων του κυκλώματος του στάτη στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς $d^e - q^e$. Έχοντας μετατρέψει τις μεταβλητές του στάτη στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων $d^s - q^s$, μπορούν να γραφούν οι ακόλουθες εξισώσεις τάσεων :

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (3.19)$$

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (3.20)$$

Το πεδίο των μαγνητών του δρομέα παράγει σταθερή ροή διέγερσης, η οποία μπορεί να θεωρηθεί ότι παράγεται από ένα ισοδύναμο ρεύμα I_f' :

$$\psi_f = L_m I_f' \quad (3.21)$$

Μετατρέποντας τις εξισώσεις τάσεων στο πλαίσιο $d^e - q^e$, προκύπτει [1]:

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_e \psi_{ds}' + \omega_e \hat{\psi}_f + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \quad (3.22)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \quad (3.23)$$

όπου:

$$\hat{\psi}_f = L_{dm} I_f' \quad (3.24)$$

$$\psi_{ds}' = i_{ds} (L_{ls} + L_{dm}) = i_{ds} L_{ds} \quad (3.25)$$

$$\psi_{ds} = \hat{\psi}_f + \psi_{ds}' \quad (3.26)$$

$$\psi_{qs} = i_{ds} (L_{ls} + L_{qm}) = i_{qs} L_{qs} \quad (3.27)$$

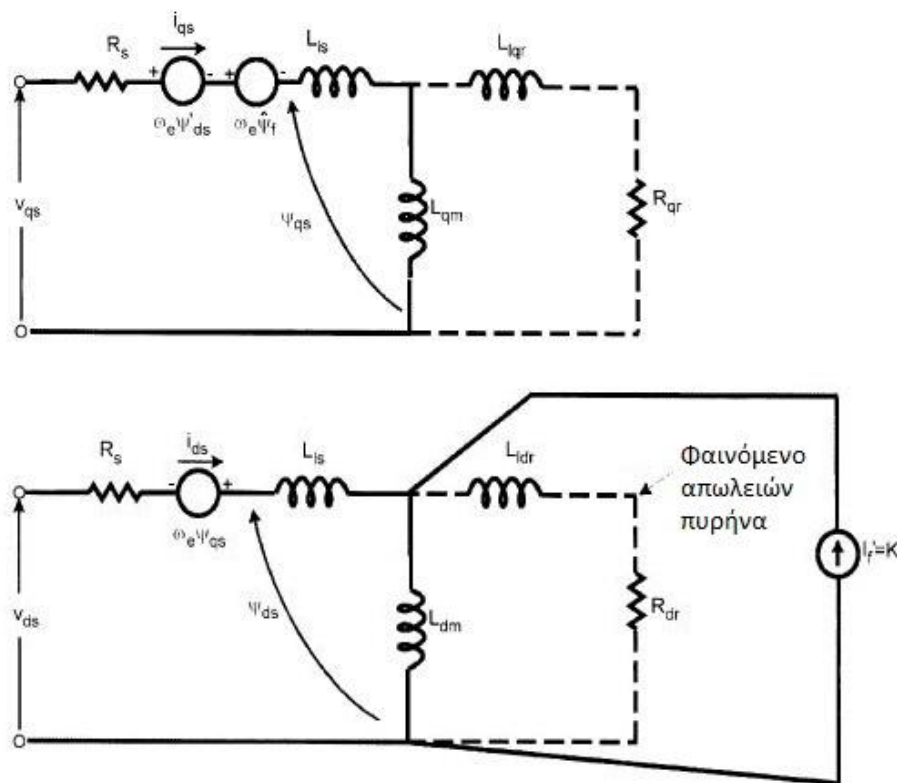
Ενώ η εξίσωση ροπής είναι [1]:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (3.28)$$

Οι νέοι όροι που εμφανίζονται στις εξισώσεις (3.22)-(3.23) συγκριτικά με τις εξισώσεις (3.19)-(3.20) μπορούν να ερμηνευτούν ως «ΗΕΔ λόγω ταχύτητας» (speed emf) εξαιτίας των στρεφόμενων αξόνων. Όταν τεθεί $\omega_e = 0$, τότε οι εξισώσεις επιστρέφουν στην αρχική τους μορφή με αναφορά το στατό άξονα. Επίσης, αξίζει να σημειωθεί ότι οι

πεπλεγμένες ροές στους άξονες d° και q° επάγουν ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις στους άξονες q° και d° αντίστοιχα, οι οποίες προπορεύονται κατά $\pi/2$.

Τα ισοδύναμα κυκλώματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα, που προκύπτουν από τις σχέσεις (3.22)-(3.27), παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.14. Οι πεπερασμένες απώλειες πυρήνα, οι οποίες έχουν παραληφθεί στις σχέσεις αυτές, αναπαρίστανται με διακεκομμένες γραμμές, ενώ το πεδίο διέγερσης του δρομέα δρα προφανώς μόνο στον άξονα d° .



Σχήμα 3.14 – Ισοδύναμα κυκλώματα σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς μιας σύγχρονης μηχανής ημιτονοειδούς ροής[1]

Στη συνέχεια, αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (3.24)-(3.27) στις εξισώσεις (3.22)-(3.23), προκύπτει το ηλεκτρικό μοντέλο της μηχανής, το οποίο μπορεί να αναπαρασταθεί σε μητρική μορφή ως εξής :

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_{qs} & \omega_e L_{ds} & \omega_e L_{dm} \\ -\omega_e L_{qs} & R_s + sL_{ds} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ I_f' \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$T_e = T_L + \frac{2}{P} J \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{2}{P} F \omega_e \quad (3.30)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.28)$$

Τις εξισώσεις τάσεων συμπληρώνουν η εξίσωση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων (3.30) και η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (3.28). Το σύμβολο s αντιστοιχεί στον τελεστή Laplace, ενώ με T_L , J , F συμβολίζονται η ροπή φορτίου, η ροπή αδράνειας της μηχανής και ο συντελεστής τριβών αντίστοιχα. Το μοντέλο αυτό αποτελεί μη γραμμικό σύστημα τρίτης τάξης με μεταβλητές κατάστασης τις :

$$\frac{di_{qs}}{dt}, \frac{di_{ds}}{dt}, \frac{d\omega_e}{dt}$$

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. Για την επίλυση του συστήματος θα χρησιμοποιηθούν αριθμητικές μέθοδοι υλοποιημένοι σε ηλεκτρονικό υπολογιστή, κατά τη μοντελοποίηση της μηχανής στο Simulink σε επόμενο κεφάλαιο.

Τέλος, 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 $L_{dm} = L_{qm}$.

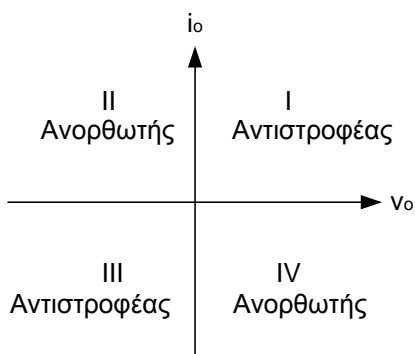
3.3 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

Ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης αποτελεί τον κατάλληλο ηλεκτρονικό μετατροπέα για αυτή την εφαρμογή, καθώς η συνεχής τάση της πηγής ισχύος πρέπει να μετασχηματιστεί σε κατάλληλη τριφασική ημιτονοειδή τάση ρυθμιζόμενου πλάτους και συχνότητας για τον έλεγχο της ταχύτητας του κινητήρα. Η απαίτηση για ημιτονοειδή τάση στην έξοδο του αντιστροφέα, προκύπτει από την ημιτονοειδή κατανομή της ροής στο διάκενο της μηχανής, η οποία επάγει ημιτονοειδείς αντι-ΗΕΔ (ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις) στο στάτη. Με αυτό τον τρόπο, εάν η κυματομορφή εξόδου του αντιστροφέα ακολουθεί την αντι-ΗΕΔ της μηχανής, τότε τα ρεύματα των φάσεων θα είναι ημιτονοειδή και δεν θα αναπτύσσονται αρμονικές ροπής στον άξονα της μηχανής. Στην πράξη, επιδιώκεται μέσω τεχνικών εξάλειψης αρμονικών, η όσο το δυνατόν βέλτιστη προσέγγιση της ημιτονοειδούς κυματομορφής της τάσης εξόδου.

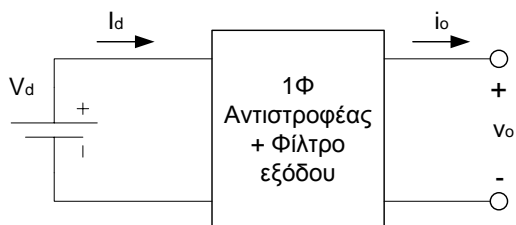
Επίσης, στην επιλογή του μετατροπέα λαμβάνεται υπόψη η απαίτηση για αμφίδρομη μεταφορά ισχύος μεταξύ της πηγής ισχύος και της μηχανής, καθώς σε περίπτωση επιβράδυνσης του κινητήρα, η συσσωρευμένη κινητική ενέργεια λόγω της αδράνειας του δρομέα, διοχετεύεται από την πλευρά της μηχανής προς την πηγή ισχύος. Στην περίπτωση αυτή η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια πραγματοποιώντας αναγεννητική πέδηση και ο αντιστροφέας λειτουργεί σαν ανορθωτής.

Η απαίτηση για αμφίδρομη μεταφορά ισχύος συνδέεται με την απαίτηση λειτουργίας τεσσάρων τεταρτημορίων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.15. Έστω η απλοποιημένη περίπτωση ενός μονοφασικού αντιστροφέα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.16, στην έξοδο του οποίου η τάση v_o έχει φιλτραριστεί κατάλληλα ώστε να είναι ημιτονοειδής. Καθώς ο αντιστροφέας τροφοδοτεί τη σύγχρονη μηχανή, η οποία θεωρείται ως επαγωγικό φορτίο, το ρεύμα εξόδου

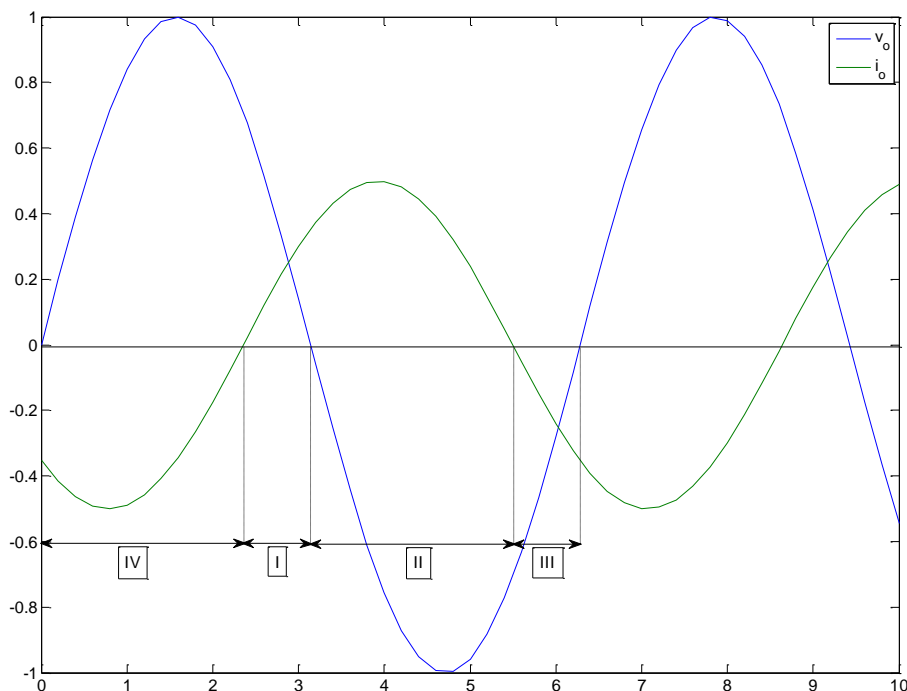
του i_o θα έπεται της τάσης εξόδου. Οι κυματομορφές εξόδου, όπως φαίνονται στο Σχήμα 3.17, δείχνουν ότι στο διάστημα 1 η τάση v_o και το ρεύμα εξόδου i_o έχουν θετικό πρόσημο, ενώ στο διάστημα 3 και τα δύο μεγέθη είναι αρνητικά. Έτσι το γινόμενο τους, που αποτελεί τη στιγμιαία ισχύ p_o , είναι θετικό και ισχύς μεταφέρεται από την DC στην AC πλευρά, αντιστοιχώντας σε λειτουργία αντιστροφείας. Αντιθέτως, η τάση και το ρεύμα έχουν αντίθετα πρόσημα στα διαστήματα 2 και 4 και το στιγμιαίο γινόμενό τους είναι αρνητικό. Αυτό σημαίνει ότι ισχύς μεταφέρεται από την AC πλευρά στην DC και ο μετατροπέας λειτουργεί ως ανορθωτής. Για αυτό το λόγο ο αντιστροφείας που θα χρησιμοποιηθεί πρέπει να μπορεί να λειτουργεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου i_o - v_o σε κάθε κύκλο της AC εξόδου.



Σχήμα 3.15 – Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων



Σχήμα 3.16 – Μονοφασικός αντιστροφείας



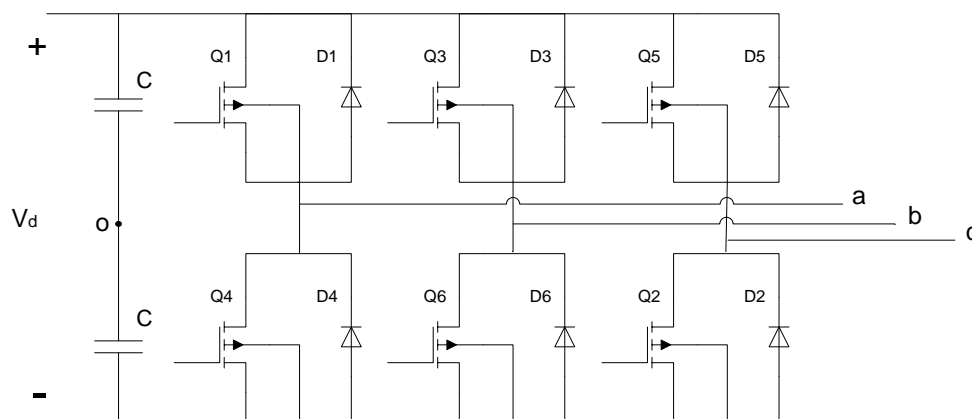
Σχήμα 3.17 – Κυματομορφές εξόδου αντιστροφέα

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης εν γένει μπορούν να χωριστούν περαιτέρω στις παρακάτω κατηγορίες:

- Στους αντιστροφείς με διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM). Στην κατηγορία αυτή, η DC τάση εισόδου παραμένει σταθερή. Έτσι, το πλάτος και η συχνότητα των AC τάσεων εξόδου, ελέγχεται αποκλειστικά από τον αντιστροφέα. Αυτό επιτυγχάνεται με διαμόρφωση του εύρους των παλμών των ημιαγωγών, για αυτό το λόγο οι αντιστροφείς αυτοί ονομάζονται αντιστροφείς PWM (PWM inverters). Υπάρχουν πολλές μέθοδοι ώστε να διαμορφωθεί κατάλληλα το εύρος των παλμών των ημιαγωγών και να δοθεί στις τάσεις εξόδου η επιθυμητή κυματομορφή, η οποία συνήθως είναι η ημιτονοειδής. Μερικές από αυτές τις μεθόδους θα αναλυθούν στις επόμενες ενότητες.
- Στους αντιστροφείς με λειτουργία τετραγωνικού παλμού (square-wave operation). Σε αυτούς τους αντιστροφείς, η DC τάση εισόδου ελέγχεται, έτσι ώστε να ρυθμίζεται το πλάτος των AC τάσεων εξόδου. Ο αντιστροφέας σε αυτή την περίπτωση ελέγχει μόνο τη συχνότητα της τάσης εξόδου. Η κυματομορφή της AC τάσης εξόδου μοιάζει με τετραγωνικό παλμό, για αυτό και οι αντιστροφείς αυτοί ονομάζονται τετραγωνικού παλμού.

3.3.1 Τοπολογία

Η πιο απλή τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης είναι αυτή του Σχήματος 3.18. Το κύκλωμα αποτελείται από 3 ημιγέφυρες (μία για κάθε φάση) και κάθε ημιγέφυρα αποτελείται από 2 ημιαγωγούς, στα άκρα των οποίων έχουν συνδεθεί αντιπαράλληλες διόδους, για να επιτυγχάνεται η λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα έχουν επιλεγεί ημιαγωγοί τύπου MOSFET. Η επάνω ομάδα των MOSFET αποτελείται από τα στοιχεία Q1, Q3, Q5, ενώ η κάτω ομάδα από τα στοιχεία Q2, Q4, Q6. Κάθε ημιγέφυρα συνεπώς αποτελείται από ένα MOSFET της πάνω ομάδας και από ένα MOSFET της κάτω ομάδας.



Σχήμα 3.18 – Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα που υλοποιείται με ημιαγωγούς τύπου MOSFET

Σαν αναφορά των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα μπορεί να ληφθεί το υποθετικό σημείο 0, το οποίο αποτελεί τη μεσαία λήψη της DC τάσεως τροφοδοσίας. Δημιουργείται τοποθετώντας δύο πυκνωτές ίδιας χωρητικότητας παράλληλα με την τάση τροφοδοσίας. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα εξαρτάται από τον τρόπο και τη σειρά με την οποία ανοιγοκλείνουν οι ημιαγωγοί διακόπτες. Για αυτό το λόγο χρησιμοποιείται κατάλληλος αλγόριθμος που παράγει τα σήματα ελέγχου των διακοπών. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, ο αλγόριθμος θα παρήγαγε παλμούς τάσης, οι οποίοι θα οδηγούνταν στην πύλη των MOSFETs. Όπως είναι λογικό, αποκλείεται η ταυτόχρονη αγωγή και των δύο ημιαγωγών της ίδιας ημιγέφυρας, καθώς σε αυτή την περίπτωση το αποτέλεσμα θα ήταν καταστροφικό για τους ημιαγωγούς, αλλά και για το φορτίο πιθανότατα, με τη βραχυκύκλωση της DC τροφοδοσίας. Συνεπώς, κάθε χρονική στιγμή άγουν 3 διακόπτες ταυτόχρονα, ένας από κάθε ημιγέφυρα, καταλήγοντας σε $2^3 = 8$ διαφορετικούς συνδυασμούς αγωγής. Για τον καθορισμό της ακολουθίας των καταστάσεων αγωγής, χρησιμοποιούνται κυματομορφές αναφοράς στο κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα.

Είναι σημαντικό να τονισθεί ότι η τάση εξόδου κάθε ημιγέφυρας του αντιστροφέα εξαρτάται μόνο από την τάση τροφοδοσίας V_d και την κατάσταση των ημιαγωγών διακοπών. Αυτό σημαίνει ότι είναι ανεξάρτητη του ρεύματος φορτίου, καθώς πάντοτε θα άγει ένας από τους δύο διακόπτες της ημιγέφυρας. Έτσι το ρεύμα εξόδου μπορεί να έχει οποιαδήποτε κατεύθυνση, ανεξάρτητα από την πολικότητα της τάσης εξόδου. Η υπόθεση ότι άγει πάντοτε ένας από τους δύο διακόπτες συνιστά εξιδανίκευση των ημιαγωγών, καθώς στην

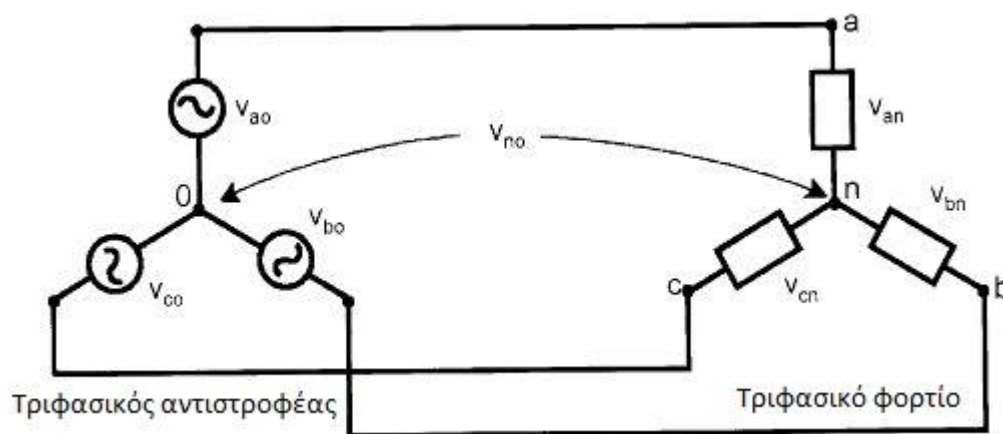
πράξη χρησιμοποιείται ένας κενό διάστημα (blanking time), όπου δεν άγει κανείς από τους δύο, για λόγους προστασίας.

Εάν ο ουδέτερος του τριφασικού φορτίου είναι συνδεδεμένος με τη μεσαία λήψη της DC τροφοδοσίας, τότε οι φασικές τάσεις του φορτίου θα είναι v_{a0} , v_{b0} και v_{c0} . Αν όμως ο ουδέτερος του φορτίου είναι απομονωμένος, όπως συμβαίνει με τις μηχανές στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, τότε μεταξύ των σημείων n και 0 , όπως φαίνονται στο Σχήμα 3.19, εμφανίζονται περιττές αρμονικές πολλαπλάσιες του 3 ($3^{\text{η}}$, $9^{\text{η}}$, $15^{\text{η}}$ κτλ), οι οποίες αποτελούν τις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας της τροφοδοσίας. Ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις :

$$v_{a0} = v_{an} + v_{n0} \quad (3.31)$$

$$v_{b0} = v_{bn} + v_{n0} \quad (3.32)$$

$$v_{c0} = v_{cn} + v_{n0} \quad (3.33)$$



Σχήμα 3.19 – Ισοδύναμο κύκλωμα που δείχνει την τάση v_{n0} μεταξύ των ουδέτερων σημείων[1]

Επειδή οι φασικές τάσεις του φορτίου είναι συμμετρικές, δηλαδή $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, προσθέτοντας κατά μέλη τις σχέσεις (3.31)-(3.33), προκύπτει :

$$3v_{n0} = v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} \quad (3.34)$$

ή

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (3.35)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (3.35) στις σχέσεις (3.31)-(3.33) προκύπτουν αντίστοιχα οι σχέσεις:

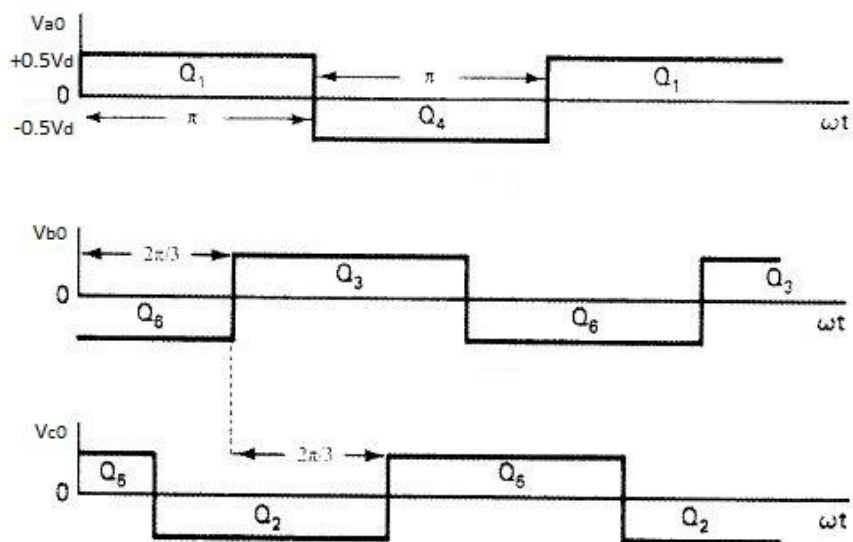
$$v_{an} = \frac{2}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{c0} \quad (3.36)$$

$$v_{bn} = \frac{2}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}v_{a0} \quad (3.37)$$

$$v_{cn} = \frac{2}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} \quad (3.38)$$

3.3.2 Λειτουργία τετραγωνικού παλμού (Square wave operation)

Εάν η DC τάση τροφοδοσίας είναι ρυθμιζόμενη, τότε ο αντιστροφέας μπορεί να λειτουργήσει παράγοντας τετραγωνικούς παλμούς τάσης στην έξοδό του. Επίσης, αν ο συντελεστής διαμόρφωσης m_a ξεπεράσει τη μονάδα, τότε η PWM λειτουργία εκφυλίζεται σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού, όπως θα εξηγηθεί στην επόμενη ενότητα. Και στις δύο περιπτώσεις, κάθε διακόπτης άγει για π (το μισό της περιόδου). Έτσι, κάθε χρονική στιγμή άγουν τρεις διαφορετικοί διακόπτες όπως μπορεί να φανεί και στο Σχήμα 3.20 :



Σχήμα 3.20 – Κυματομορφές φασικής τάσης εξόδου αντιστροφέα λειτουργίας τετραγωνικού παλμού[1]

Στη λειτουργία αυτή ο αντιστροφέας δεν μπορεί να ελέγξει από μόνος του το πλάτος των τάσεων εξόδου και απαιτείται κατάλληλη ρυθμιζόμενη πηγή DC τάσης. Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.20, οι φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα με αναφορά το σημείο μεσαίας λήψης 0 είναι τετραγωνικοί παλμοί και αναλύονται σε σειρές Fourier ως εξής :

$$v_{a0} = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \left(\cos\omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right) \quad (3.39)$$

$$v_{b0} = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{3} \cos 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \quad (3.40)$$

$$v_{c0} = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \left[\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{3} \cos 3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \quad (3.41)$$

Παίρνοντας τη διαφορά δύο διαδοχικών φασικών τάσεων από τις σχέσεις (2.39)-(3.41), μπορούν να υπολογιστούν οι πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα :

$$v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} =$$

$$= \frac{4\sqrt{3}V_d}{\pi} \frac{1}{2} \left[\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \dots \right] \quad (3.42)$$

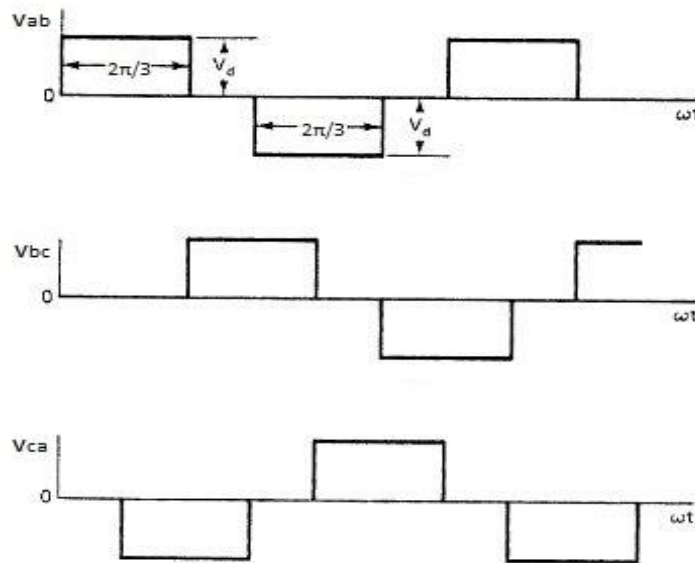
$$v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} =$$

$$= \frac{4\sqrt{3}V_d}{\pi} \frac{1}{2} \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \dots \right] \quad (3.43)$$

$$v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} =$$

$$= \frac{4\sqrt{3}V_d}{\pi} \frac{1}{2} \left[\cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \dots \right] \quad (3.44)$$

Είναι χαρακτηριστικό ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας των πολικών τάσεων είναι μεγαλύτερο κατά τον παράγοντα $\sqrt{3}$ από το αντίστοιχο πλάτος των φασικών τάσεων και επίσης προπορεύονται κατά γωνία $\pi/6$. Από τις σχέσεις (3.42)-(3.44) λείπουν οι αρμονικές μηδενικής ακολουθίας ($3^{\text{η}}, 9^{\text{η}}$ κτλ) καθώς είναι συμφασικές σε κάθε φάση και όταν αφαιρούνται δύο διαδοχικές φασικές τάσεις, εξαλείφονται. Επομένως οι πολικές τάσεις περιέχουν αρμονικές τάξεως $6n \pm 1$, όπου n ακέραιος. Τόσο η θεμελιώδης όσο και οι αρμονικές είναι συμμετρικές με διαφορά $2\pi/3$ μεταξύ τους. Οι κυματομορφές των πολικών τάσεων φαίνονται στο Σχήμα 3.21 :

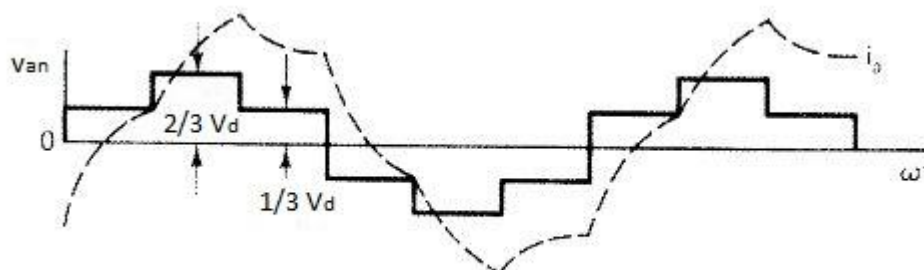


Σχήμα 3.21 – Κυματομορφές πολικής τάσης εξόδου αντιστροφέα λειτουργίας τετραγωνικού παλμού[1]

Οι κυματομορφές των πολικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα έχουν το χαρακτηριστικό μιας εξαπαλμικής κυματομορφής.

Οι φασικές τάσεις του φορτίου με απομονωμένο ουδέτερο μπορούν να προκύψουν χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (3.36)-(3.38) και να αναλυθούν σε σειρές Fourier ακολούθως. Στο Σχήμα 3.22 παρουσιάζεται η κυματομορφή της τάσης v_{an} , η οποία έχει υπολογιστεί

γραφικά με βάση τις κυματομορφές του Σχήματος 3.20. Αποτελεί επίσης μία κυματομορφή έξι παλμών, αλλά η θεμελιώδης συνιστώσα της έπεται κατά $\pi/6$ της αντίστοιχης συνιστώσας της πολικής τάσης. Οι φασικές τάσεις στις περιπτώσεις απομονωμένου και συνδεδεμένου ουδετέρου είναι ουσιαστικά ίδιες, με τη διαφορά ότι στην τελευταία περίπτωση οι τριπλές αρμονικές έχουν κατασταλαεί.



Σχήμα 3.22 – Κυματομορφές φασικής τάσης φορτίου και ρεύματος γραμμής για επαγωγικό φορτίο[1]

Για συμμετρικό τριφασικό φορτίο, οι κυματομορφές των ρευμάτων γραμμής είναι επίσης συμμετρικές. Οι αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος αυτού μπορούν να υπολογιστούν χωριστά για κάθε αρμονική συνιστώσα τάσης που προκύπτει από την ανάλυση Fourier και στη συνέχεια το συνολικό αποτέλεσμα μπορεί να προκύψει χρησιμοποιώντας την αρχή της υπέρθεσης. Ένα τυπικό ρεύμα γραμμής για επαγωγικό φορτίο παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.22 μαζί με την κυματομορφή v_{an} της φασικής τάσης του φορτίου.

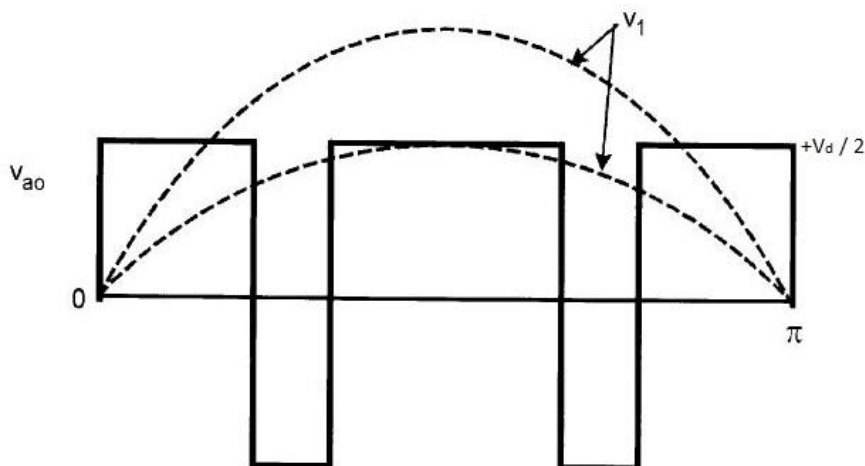
3.3.3 Λειτουργία διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM)

Ο τριφασικός αντιστροφέας με λειτουργία τετραγωνικού παλμού, έχει αρκετά πλεονεκτήματα αλλά και σημαντικούς περιορισμούς. Ο έλεγχος είναι απλός και οι διακοπτικές απώλειες χαμηλές, επειδή υπάρχουν μόνο 6 διακοπτικά φαινόμενα (ταυτόχρονη αγωγή, σβέση ημιαγωγών) ανά κύκλο της θεμελιώδους συχνότητας. Δυστυχώς οι αρμονικές χαμηλής τάξης της τάσης εξόδου προκαλούν σοβαρές παραμορφώσεις στο ρεύμα γραμμής, εκτός και αν αυτό φιλτραριστεί από ογκώδη και αντιοικονομικά βαθυπερατά φίλτρα ρεύματος. Επίσης, η ρύθμιση της DC τάσεως τροφοδοσίας που απαιτείται για τη ρύθμιση του πλάτους εξόδου της τάσης σε έναν αντιστροφέα με λειτουργία τετραγωνικών παλμών, δεν είναι πάντα εφικτή και εμφανίζει μειονεκτήματα.

3.3.3.1 Αρχή της λειτουργίας διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM)

Εφόσον ο αντιστροφέας αποτελείται από ηλεκτρονικούς διακόπτες, είναι δυνατός ο έλεγχος της τάσης εξόδου, αλλά και η μείωση των αρμονικών, χρησιμοποιώντας πολλαπλές μεταγωγές ανά κύκλο της θεμελιώδους συχνότητας, διατηρώντας σταθερή την DC τάση

τροφοδοσίας V_d . Στη λειτουργία τετραγωνικού παλμού, η θεμελιώδης συνιστώσα της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα έχει τη μέγιστη τιμή της ($2V_d/\pi$) και ο διακόπτης άγει για διάστημα π (Σχήμα 3.20). Με κατάλληλο έλεγχο του διαστήματος αγωγής των διακοπών ή αλλιώς του βαθμού χρησιμοποίησής τους (duty cycle), είναι δυνατή η μείωση της τιμής της θεμελιώδους και ο έλεγχος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.23:



Σχήμα 3.23 – Αρχή λειτουργίας PWM για έλεγχο της τάσης εξόδου[2]

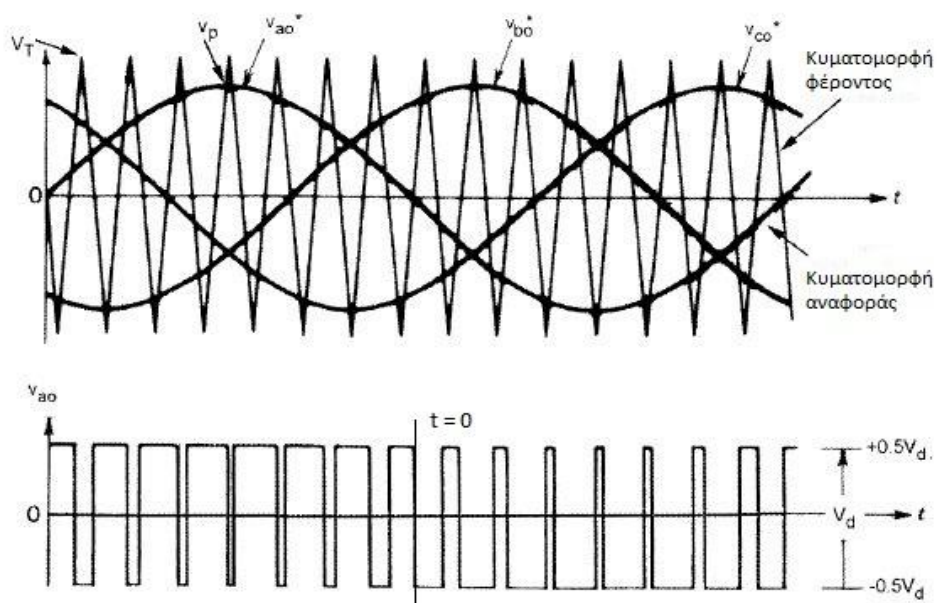
Στη βιβλιογραφία υπάρχουν πολλές προτεινόμενες τεχνικές PWM. Η κατηγοριοποίησή τους μπορεί να γίνει ως ακολούθως :

- Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)
- Διαμόρφωση εύρους παλμών με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών (Selected Harmonic Elimination PWM, SHE PWM)
- Διαμόρφωση εύρους παλμών ελάχιστης κυμάτωσης ρεύματος (Minimum ripple current PWM)
- Διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης αντιστροφέα (Space Vector PWM, SVPWM)
- Τυχαία διαμόρφωση εύρους παλμών (Random PWM)
- Διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis band current control PWM)
- Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο της στιγμιαίας τιμής του ρεύματος (Sinusoidal PWM with instantaneous current control)
- Διαμόρφωση δέλτα (Delta modulation)
- Διαμόρφωση σίγμα-δέλτα (Sigma-delta modulation)

Στη συνέχεια, αναλύονται οι τεχνικές SPWM και PWM με βρόχο υστέρησης ρεύματος, οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν στην προσομοίωση και μοντελοποίηση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης σε επόμενο κεφάλαιο. Περαιτέρω πληροφορίες για τις υπόλοιπες τεχνικές μπορούν να αναζητηθούν στη σχετική βιβλιογραφία[1].

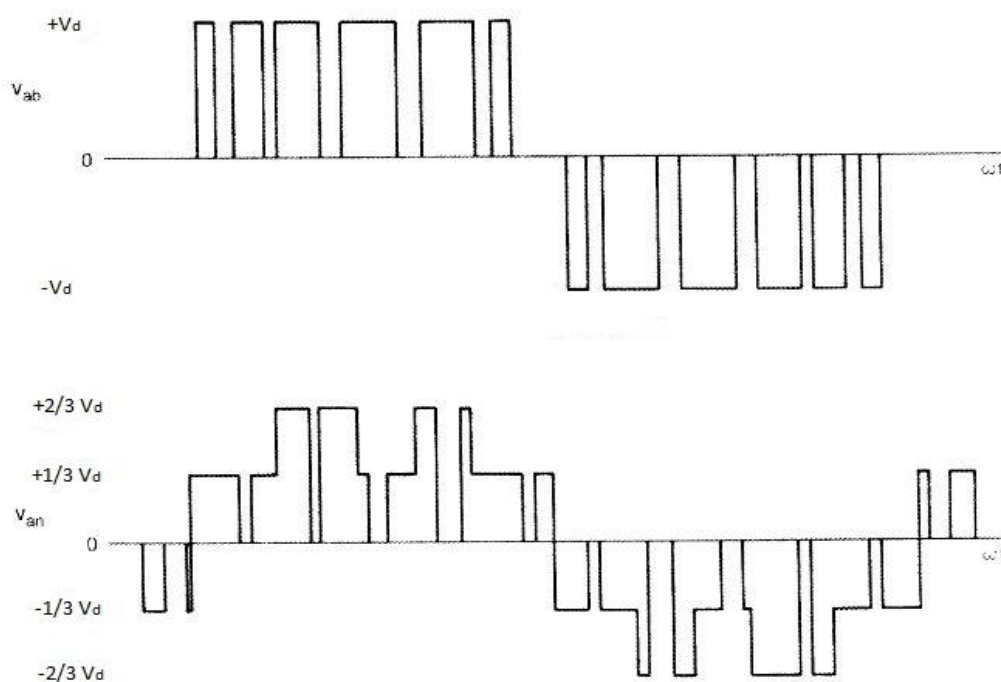
3.3.3.2 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)

Στην έξοδο του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης είναι θεμιτή, όπως έχει αναφερθεί, η παραγωγή εναλλασσόμενης ημιτονοειδούς τάσης με μεταβλητό πλάτος και συχνότητα, κρατώντας σταθερή την DC τάση τροφοδοσίας V_d . Για να παραχθεί η συγκεκριμένη κυματομορφή, η ίδια κυματομορφή ισοσκελούς τριγώνου συγκρίνεται με τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς που διαφέρουν κατά γωνία $2\pi/3$ μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.24:



Σχήμα 3.24– Αρχή λειτουργίας SPWM σε τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης[2]

Οι κυματομορφές της πολικής τάσης v_{ab} και της φασικής τάσης παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.25 :



Σχήμα 3.25 – Κυματομορφές πολικής τάσης και φασικής τάσης φορτίου στην έξοδο του αντιστροφέα[2]

Η συχνότητα f_s της τριγωνικής κυματομορφής v_T καθορίζει τη διακοπτική συχνότητα των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα (ονομάζεται και συχνότητα φέροντος, carrier frequency) και γενικά παραμένει σταθερή μαζί με το πλάτος της κυματομορφής \hat{V}_T . Οι κυματομορφές αναφοράς χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση το βαθμού χρησιμοποίησης των διακοπών (duty cycle) και έχουν συχνότητα f_1 , ίση με την θεμελιώδη συχνότητα των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα, αναγνωρίζοντας ότι δεν θα είναι τέλεια ημίτονα και θα περιέχουν συνιστώσες τάσης σε αρμονικές συχνότητες της f_1 . Η f_1 ονομάζεται και συχνότητα διαμόρφωσης (modulating frequency). Ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους ή συντελεστής διαμόρφωσης, ορίζεται ως :

$$m_a = \frac{\hat{V}_p}{\hat{V}_T} \quad (3.45)$$

Ως \hat{V}_p ορίζεται το πλάτος του κυματομορφών αναφοράς. Το πλάτος \hat{V}_T διατηρείται συνήθως σταθερό.

Ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας ή κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα, ορίζεται ως εξής:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.46)$$

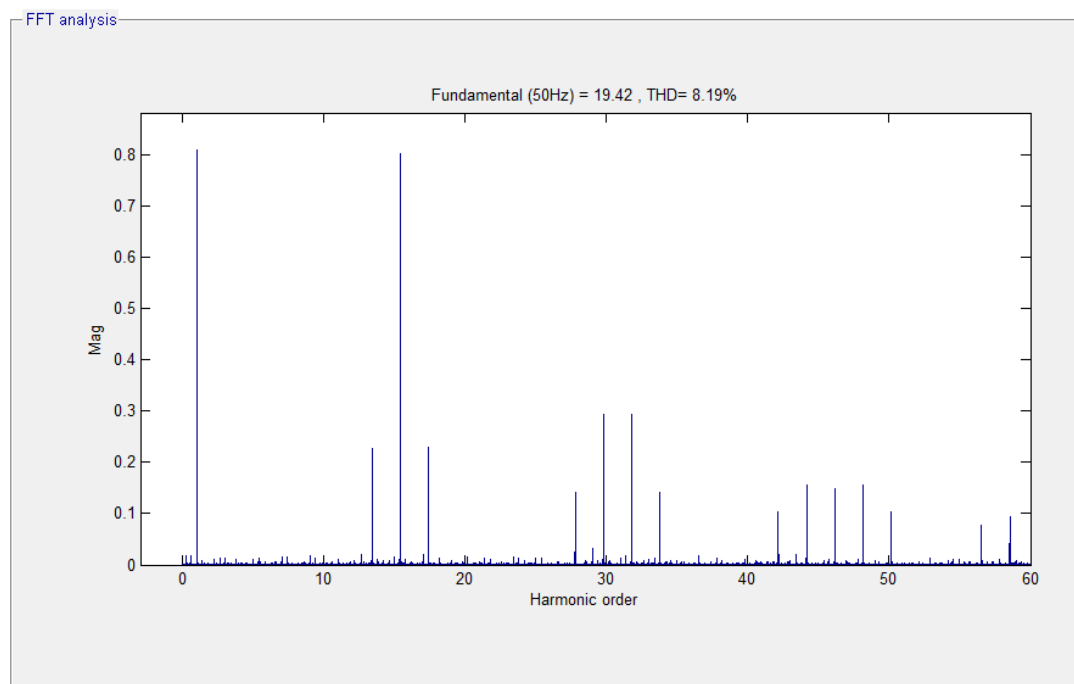
Τα σημεία τομής των κυματομορφών αναφοράς με την κυματομορφή φέροντος καθορίζουν την αγωγή ή μη των ημιαγωγών διακοπών. Για παράδειγμα, θεωρείται η πρώτη ημιγέφυρα του τριφασικού αντιστροφέα στο Σχήμα 3.18. Με βάση όσα προαναφέρθηκαν, θα

ισχύουν τα εξής για τα στοιχεία Q1, Q4 και για την φασική τάση εξόδου v_{a0} του αντιστροφέα :

$$v_{a0}^* > v_T, \quad \text{άγει ο } Q_1, \quad v_{a0} = \frac{1}{2} V_d$$

$$v_{a0}^* < v_T, \quad \text{άγει ο } Q_4, \quad v_{a0} = -\frac{1}{2} V_d$$

Αφού οι δύο διακόπτες δεν άγουν ταυτόχρονα (ταυτόχρονη αγωγή θα προκαλούσε βραχυκύκλωμα στους ακροδέκτες της πηγής τάσης), η τάση εξόδου v_{a0} κυμαίνεται μεταξύ δύο τιμών ($1/2 V_d$ και $-1/2 V_d$). Είναι φανερό ότι οι διακόπτες αυτοί λειτουργούν συμπληρωματικά. Στην πράξη, μεσολαβεί ένα «νεκρό διάστημα» (dead time) ασφαλείας κατά τη μεταγωγή των δύο ημιαγωγών, στο οποίο δεν άγει κανείς από τους δύο. Η κυματομορφή της φασικής τάσης εξόδου v_{a0} για $m_a = 0.8$ και $m_f = 15$ φαίνεται στο Σχήμα 3.24. Η κυματομορφή ελέγχου του ημιαγωγού Q1 είναι η ίδια με την προαναφερθείσα, με τη διαφορά ότι έχει αποκοπεί το αρνητικό κομμάτι της, ενώ η κυματομορφή ελέγχου του Q4 είναι η συμπληρωματική. Το πλάτος του παλμού που θα εφαρμοστεί στον ημιαγωγό εξαρτάται από τις προδιαγραφές του.

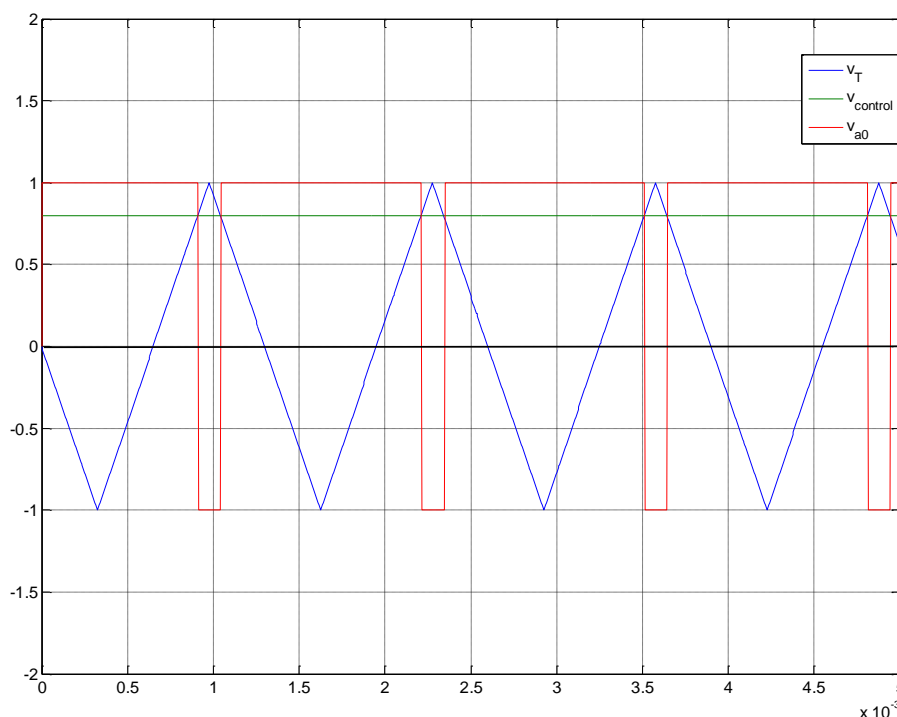


Σχήμα 3.26– Φάσμα συχνοτήτων φασικής τάσης εξόδου αντιστροφέα

Το φάσμα συχνοτήτων της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα για τις συνθήκες που προαναφέρθηκαν φαίνεται στο Σχήμα 3.26, όπου σχεδιάζονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές συνιστώσες $(\hat{V}_{a0})_n / (\frac{1}{2} V_d)$ με τα σημαντικότερα πλάτη. Η DC τάση τροφοδοσίας ισούται με $V_d = 48V$ και η θεμελιώδης συχνότητα f_1 είναι 50Hz. Παρατηρούνται τα ακόλουθα :

- Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου είναι m_a φορές η τάση $1/2V_d$. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί θεωρώντας αρχικά μία σταθερή κυματομορφή $v_{control}$ που οδηγεί στην κυματομορφή εξόδου v_{a0} , όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.27. Η μέση τιμή της τάσης εξόδου v_{a0} (συγκεκριμένα η μέση τιμή της τάσης εξόδου σε μία διακοπτική περίοδο $T_s = 1/f_s$) εξαρτάται από το λόγο της κυματομορφής αναφοράς ως προς το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής \hat{V}_T για δεδομένη τάση εισόδου V_d :

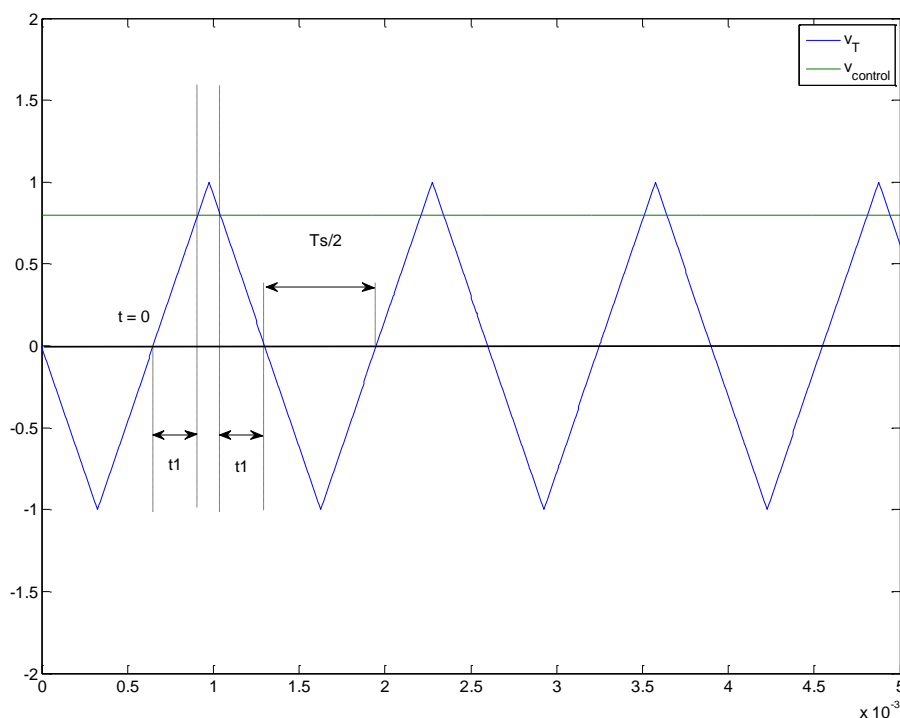
$$v_{a0} = \frac{v_{control} V_d}{\hat{V}_T} \frac{1}{2}, \quad v_{control} \leq \hat{V}_T \quad (3.47)$$



Σχήμα 3.27 – Απλοποιημένο παράδειγμα για την απόδειξη της εξάρτησης της τάσης εξόδου από το βαθμό χρησιμοποίησης των διακοπών

Η σχέση αυτή αποδεικνύεται επιλέγοντας αυθαίρετα τη χρονική στιγμή μηδέν στο Σχήμα 3.28, οπότε προκύπτει :

$$v_T = \hat{V}_T \frac{t}{T_s/4}, \quad 0 < t < \frac{T_s}{4} \quad (3.48)$$



Σχήμα 3.28– Τριγωνική κυματομορφή και κυματομορφή ελέγχου σταθερής τιμής

Τη χρονική στιγμή t_1 ισχύει $v_T = v_{control}$, συνεπώς :

$$t_1 = \frac{v_{control} T_s}{\hat{V}_T} \quad (3.49)$$

Σύμφωνα με τις προϋποθέσεις αγωγής των διακοπών, ο χρόνος αγωγής του Q_1 θα είναι :

$$t_{on} = 2t_1 + \frac{1}{2} T_s \quad (3.50)$$

Έτσι, ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη αυτού (duty cycle) θα είναι :

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{control}}{\hat{V}_T} \right) \quad (3.51)$$

Στη συνέχεια, ο χρόνος αγωγής (χρόνος αποκοπής για τον διακόπτη Q_1) και ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη Q_4 θα είναι :

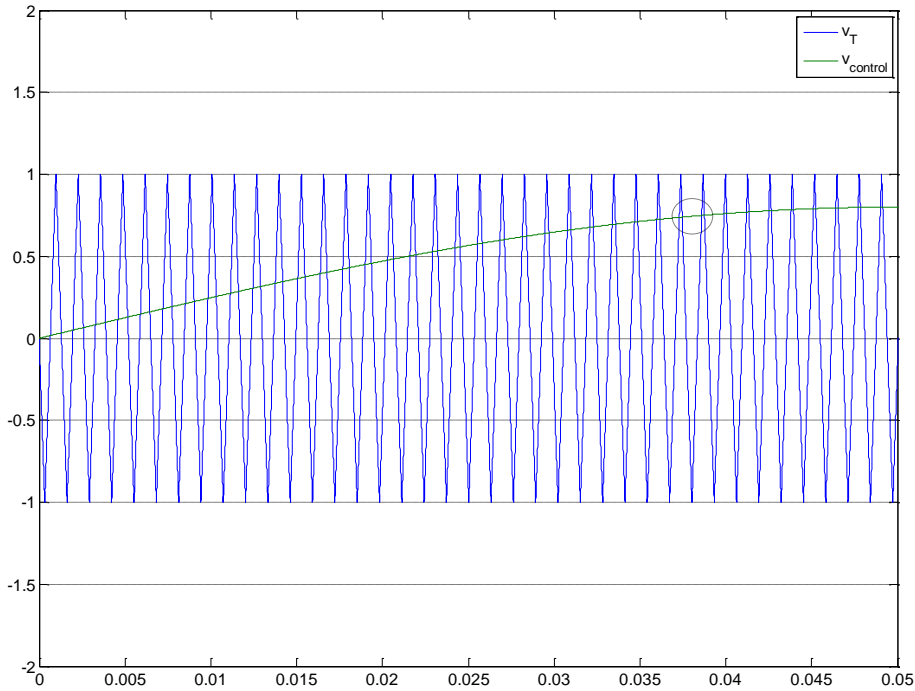
$$D_2 = \frac{t_{off}}{T_s} = \frac{1 - t_{on}}{T_s} = 1 - D_1 \quad (3.52)$$

Επομένως η μέση τιμή της τάσης εξόδου προκύπτει :

$$V_{a0} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{a0} dt =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{T_s} \frac{V_d}{2} \left(\int_0^{t_1} dt + \int_{\frac{T_s}{2}-t_1}^{T_s} dt - \int_{t_1}^{\frac{T_s}{2}-t_1} dt \right) = \frac{1}{T_s} \frac{V_d}{2} \left[2t_1 + \frac{T_s}{2} - \left(\frac{T_s}{2} - 2t_1 \right) \right] = \\
&= \frac{1}{T_s} \frac{V_d}{2} (t_{on} - t_{off}) = \frac{V_d}{2} (D_1 - D_2) = \frac{V_d}{2} (2D_1 - 1) = \frac{V_d}{2} \left[2 \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{control}}{2\hat{V}_T} \right) - 1 \right] = \\
&= \frac{V_d}{2} \frac{v_{control}}{\hat{V}_T}
\end{aligned}$$

Έστω ότι η $v_{control}$ μεταβάλλεται πολύ λίγο κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου. Αυτό σημαίνει ότι ο λόγος m_f είναι μεγάλος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.29. Έτσι, για σταθερή $v_{control}$ κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου, η σχέση (3.47) δείχνει πώς η «στιγμιαία μέση τιμή» της τάσης εξόδου v_{a0} (υπολογισμένη σε μία διακοπτική περίοδο) μεταβάλλεται από τη μία διακοπτική περίοδο στην επόμενη. Αυτή η «στιγμιαία μέση τιμή» είναι ίδια με τη θεμελιώδη συνιστώσα της v_{a0} .



Σχήμα 3.29– Παράδειγμα μεγάλου συντελεστή m_f , όπου η κυματομορφή ελέγχου θεωρείται προσεγγιστικά σταθερή σε μία διακοπτική περίοδο

Για αυτό το λόγο λοιπόν η $v_{control}$ επιλέγεται να είναι ημιτονοειδής, ώστε να παράγεται ημιτονοειδής τάση εξόδου με λιγότερες αρμονικές. Έστω ότι η κυματομορφή ελέγχου μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με το χρόνο με συχνότητα $f_1 = \omega_1/2\pi$, η οποία είναι η επιθυμητή (θεμελιώδης) συχνότητα στην έξοδο του αντιστροφέα:

$$v_{control} = \hat{V}_{control} \sin \omega_1 t, \quad \hat{V}_{control} \leq \hat{V}_T \quad (3.53)$$

Έχοντας αποδείξει ότι η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου $(v_{\alpha 0})_1$ μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με το χρόνο και σε φάση με την $v_{control}$, ισχύει ότι :

$$(v_{\alpha 0})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_T} \frac{V_d}{2} \sin \omega_1 t = m_a \frac{V_d}{2} \sin \omega_1 t, \quad m_a \leq 1 \quad (3.54)$$

Συνεπώς:

$$(\hat{V}_{\alpha 0})_1 = m_a \frac{V_d}{2}, \quad m_a \leq 1 \quad (3.55)$$

Επιβεβαιώθηκε με αυτό τον τρόπο η αρχική πρόταση: ότι δηλαδή σε μία ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με το συντελεστή m_a (δεδομένου ότι $m_a \leq 1$). Έτσι η περιοχή του συντελεστή αυτού από 0 έως 1 ονομάζεται γραμμική περιοχή.

- Οι αρμονικές της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες (sidebands), κεντραρισμένες γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και τις πολλαπλάσιές της, δηλαδή γύρω από τις συχνότητες m_f , $2m_f$, $3m_f$ κτλ. Η μορφή των αρμονικών παραμένει γενικά η ίδια για εύρος τιμών του συντελεστή m_a από 0 έως 1.

Για κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα $m_f \leq 9$, τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών είναι σχεδόν ανεξάρτητα από τον συντελεστή αυτόν, παρότι η κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα καθορίζει σε ποιες συχνότητες θα εμφανιστούν.

Γενικά, οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται οι κυρίαρχες (dominant) αρμονικές μπορούν να αναπαρασταθούν ως :

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad (3.56)$$

Ουσιαστικά, η h-τάξης αρμονική αντιστοιχεί στην k-στή πλευρική ζώνη (sideband) της πολλαπλασιασμένης επί j φορές κανονικοποιημένης συχνότητας φορέα :

$$h = jm_f \pm k \quad (3.57)$$

Η θεμελιώδης συχνότητα αντιστοιχεί σε $h = 1$. Για περιττές τιμές του j, υπάρχουν μόνο αρμονικές για άρτιες τιμές του k. Για άρτιες τιμές του j, υπάρχουν μόνο αρμονικές για περιττές τιμές του k.

Στον Πίνακα του Σχήματος 3.30 παρουσιάζονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές $(\hat{V}_{\alpha 0})_h / (\frac{1}{2}V_d)$ σαν συνάρτηση του συντελεστή m_a , όπου έχει υποτεθεί ότι $m_f \geq 9$. Ας σημειωθεί ότι στον Πίνακα φαίνονται μόνο οι αρμονικές μέχρι $j = 4$ με αξιοσημείωτα πλάτη. Επιβεβαιώνεται επίσης και η παρατήρηση της προηγούμενης παραγράφου ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά σύμφωνα με το συντελεστή m_a στην γραμμική περιοχή.

m_a					
n	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.05

Σχήμα 3.30 – Πίνακας των κυριότερων αρμονικών της τάσης v_{a0} για μεγάλη τιμή του λόγου m_f

- Η αρμονική τάξης ίσης με το συντελεστή m_f θα πρέπει να είναι περιττός αριθμός. Επιλέγοντας περιττό m_f οδηγούμαστε σε περιττή συμμετρία ($f(-t) = -f(t)$) και συμμετρία μισού κύματος ($f(t) = -f(t+1/2T_1)$), με αρχή των αξόνων όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.24 για $m_f = 15$. Λόγω της τελευταίας συμμετρίας, εμφανίζονται μόνο περιττές αρμονικές στην κυματομορφή της v_{a0} . Επίσης, λόγω της περιττής συμμετρίας, μόνο οι συντελεστές της ημιτονικής σειράς Fourier είναι μη μηδενικοί. Το φάσμα συχνοτήτων της v_{a0} παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.26.

Εξαιτίας της σχετικής ευκολίας στο φιλτράρισμα αρμονικών τάσης σε υψηλότερες συχνότητες, φαινομενικά είναι θεμιτό να χρησιμοποιείται όσο το δυνατόν μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα. Πρέπει όμως να ληφθεί σημαντικά υπόψιν ένα μεγάλο μειονέκτημα: οι διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα αυξάνουν αναλογικά με τη διακοπτική συχνότητα f_s . Έτσι, στις περισσότερες εφαρμογές, η διακοπτική συχνότητα επιλέγεται να είναι είτε μικρότερη των 6 kHz, είτε μεγαλύτερη των 20 kHz ώστε να είναι πάνω από την περιοχή των ακουστικών συχνοτήτων. Εάν η βέλτιστη διακοπτική συχνότητα (βασισμένη στη συνολική απόδοση του συστήματος) βρίσκεται μεταξύ της περιοχής των 6-20 kHz, τότε τα μειονεκτήματα της αύξησής της στα 20 kHz συνήθως υπερκαλύπτονται από το πλεονέκτημα της ύπαρξης θορύβου σε μη ακουστικές συχνότητες για διακοπτική συχνότητα ίση ή μεγαλύτερη των 20 kHz. Έτσι, σε εφαρμογές οδήγησης κινητήρων, όπου για παράδειγμα η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα απαιτείται να βρίσκεται στα 200Hz, ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας m_f ισούται με 9 ή λιγότερο για διακοπτικές συχνότητες μικρότερες των 2 kHz. Από την άλλη πλευρά, μπορεί να είναι και μεγαλύτερος του 100 για διακοπτικές συχνότητες μεγαλύτερες των 20 kHz. Η σχέση μεταξύ του σήματος της τριγωνικής κυματομορφής και των κυματομορφών αναφοράς καθορίζεται από το μέγεθος του λόγου m_f . Σαν γενικός κανόνας, ως όριο που χαρακτηρίζει μικρή ή μεγάλη την τιμή του

λόγου αυτού θεωρείται το 21. Σε κάθε περίπτωση ο συντελεστής διαμόρφωσης m_a θεωρείται μικρότερος της μονάδας. Συνεπώς, για τη μείωση των συνολικών απωλειών του συστήματος, πρέπει γίνει συμβιβασμός μεταξύ της διακοπτικής συχνότητας και των αρμονικών που προκαλούν απώλειες στον κινητήρα. Με τη μείωση των απωλειών του κινητηρίου συστήματος πραγματεύεται επόμενο κεφάλαιο αυτής της διπλωματικής εργασίας.

Η rms τιμή της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης, δίνεται από την παρακάτω σχέση:

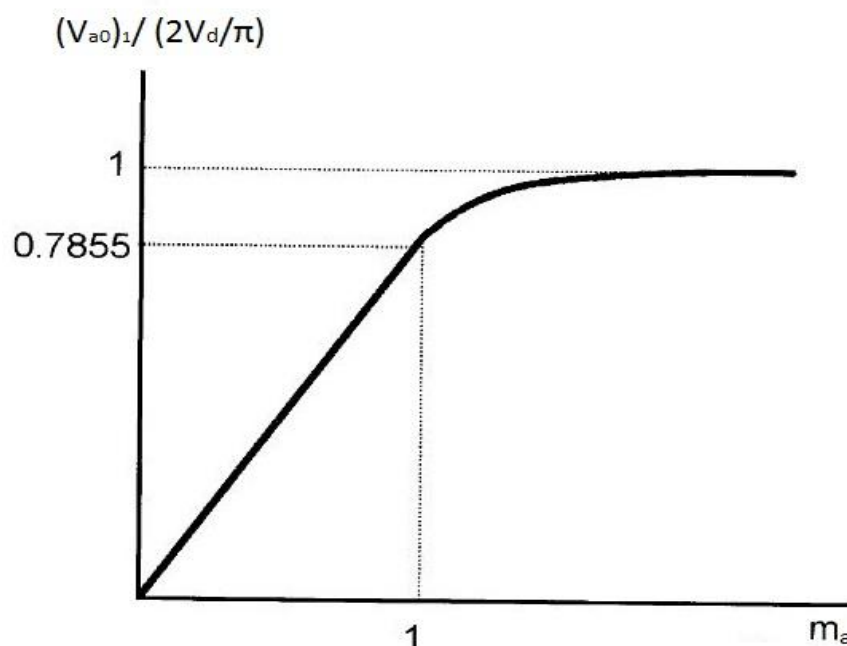
$$V_{LL,1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{a0})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m_a \frac{V_d}{2} \cong 0.612 V_d \quad (3.58)$$

Οι αρμονικές συνιστώσες των πολικών τάσεων εξόδου μπορούν να υπολογιστούν με παρόμοιο τρόπο από τον Πίνακα του Σχήματος 3.30, λαμβάνοντας υπόψη ότι εξαλείφονται κάποιες από αυτές ανάλογα με την επιλογή του συντελεστή m_f . Οι rms τιμές των αρμονικών των πολικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα φαίνονται στον ακόλουθο Πίνακα:

m_a n	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.02
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

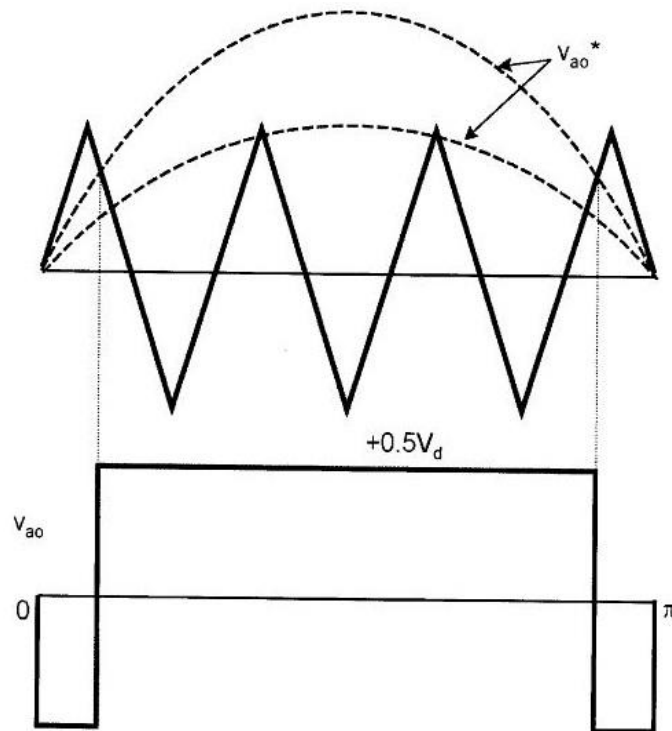
Σχήμα 3.31 – Πίνακας των κυριότερων αρμονικών της πολικής τάσης για μεγάλη τιμή του λόγου m_f , η οποία είναι περιττή και πολλαπλάσια του τρία

Αν ο συντελεστής διαμόρφωσης m_a υπερβεί τη μονάδα, τότε ο αντιστροφέας λειτουργεί στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Το πλάτος των κυματομορφών αναφοράς ξεπερνούν το πλάτος του τριγωνικού φέροντος και το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας των τάσεων εξόδου δεν αυξάνεται γραμμικά συναρτήσει του συντελεστή m_a , όπως συμβαίνει στη γραμμική περιοχή λειτουργίας. Στο Σχήμα 3.32 απεικονίζεται η μεταβολή της μέγιστης τιμής της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα συναρτήσει του συντελεστή διαμόρφωσης m_a . Για μεγάλες τιμές του συντελεστή αυτού, η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών εκφυλίζεται σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Έτσι, η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους ισούται με πλάτος της θεμελιώδους του τετραγωνικού παλμού $2V_d/\pi$ (σχέση 3.39). Στο Σχήμα 3.32 οι τιμές των πλατών της θεμελιώδους είναι κανονικοποιημένες ως προς την τιμή $2V_d/\pi$. Για παράδειγμα, όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης ισούται με τη μονάδα, το πλάτος της θεμελιώδους ισούται με $0.5 V_d$ (σχέση 3.55). Η κανονικοποιημένη τιμή θα είναι $0.5/(2/\pi) \approx 0.7855$.



Σχήμα 3.32 – Λόγος πλάτους θεμελιώδους τάσης εξόδου ως προς πλάτος θεμελιώδους τετραγωνικού παλμού συναρτήσει του $m_a[1]$

Στο Σχήμα 3.33 παρουσιάζονται οι κυματομορφές v_{a0}^* , v_T και v_{a0} στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Καθώς το πλάτος των κυματομορφών αναφοράς γίνεται μεγαλύτερο της τριγωνικής κυματομορφής, η κυματομορφή v_{a0} προσεγγίζει όλο και περισσότερο τον τετραγωνικό παλμό. Όσο οι κυματομορφές αναφοράς είναι πιο θετικές από την κυματομορφή του φέροντος, τόσο αυξάνει το εύρος των θετικών παλμών $+0.5V_d$ της v_{a0} στο διάστημα π . Το ίδιο συμβαίνει και στο διάστημα $(\pi, 2\pi)$, όπου τείνει να επικρατήσει μόνο ο αρνητικός παλμός $-0.5V_d$. Όταν η τιμή του συντελεστή m_a ξεπεράσει τη μονάδα, τότε ο αντιστροφέας λειτουργεί σε μια περιοχή «ημι-διαμόρφωσης» εύρους παλμών (quasi PWM), η οποία είναι μη γραμμική, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.32. Όταν πλέον η τιμή του m_a αυξηθεί αρκετά, τότε προκύπτει καθαρά λειτουργία τετραγωνικού παλμού χωρίς περαιτέρω αύξηση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας.



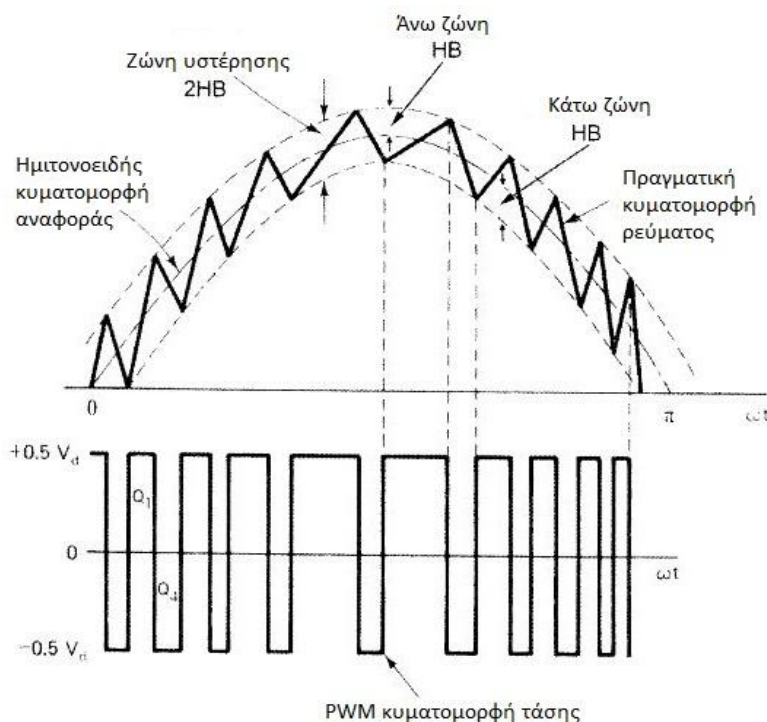
Σχήμα 3.33 – Κυματομορφές v_{a0}^* , v_T και v_{a0} στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης[1]

Όπως είναι αναμενόμενο, στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης αυξάνουν οι αρμονικές πλευρικών ζωνών (sideband harmonics) γύρω από την αρμονική τάξης m_f και των πολλαπλασίων της. Παρόλα αυτά, οι κυρίαρχες αρμονικές (dominant harmonics) έχουν μικρότερο πλάτος από αυτές της γραμμικής περιοχής λειτουργίας ($m_a \leq 1$). Έτσι, οι απώλειες ισχύος στο φορτίο λόγω των αρμονικών συνιστωσών αυτών, μπορεί να μην είναι τόσο μεγάλες όσο θα υπέθετε κάποιος λόγω των επιπρόσθετων αρμονικών πλευρικών ζωνών στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Ανάλογα μάλιστα από τη φύση του φορτίου και τη διακοπτική συχνότητα, οι απώλειες λόγω αυτών των αρμονικών μπορεί να είναι μικρότερες από τις απώλειες των αρμονικών στη γραμμική περιοχή λειτουργίας χωρίς τη χρήση κατάλληλων φίλτρων.

Τέλος, η πλέον συνήθης πρακτική στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας είναι η επιλογή φέροντος σταθερής συχνότητας. Ωστόσο, η συχνότητα του φέροντος μπορεί να μεταβάλλεται, ώστε η λειτουργία του αντιστροφέα να ανταποκρίνεται στη λειτουργία του κινητηρίου συστήματος. Συνηθέστερη στρατηγική είναι η εξής: όταν ο κινητήρας λειτουργεί στην περιοχή σταθερής ροπής με ταχύτητα ίση ή μικρότερη της ονομαστικής, ο αντιστροφέας λειτουργεί στη γραμμική περιοχή της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών με σταθερή συχνότητα φέροντος. Όταν ο κινητήρας περάσει στην περιοχή σταθερής ισχύος, ο αντιστροφέας λειτουργεί στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης (quasi SPWM) επιτυγχάνοντας τη μέγιστη δυνατή τιμή για την τάση εξόδου, ενώ η συχνότητα του φέροντος γίνεται ίση με τη συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας. Στην περίπτωση μεταβλητής συχνότητας φέροντος ιδιαίτερη πρόνοια πρέπει να λαμβάνεται ώστε να αποτρέπονται προβλήματα αποσυγχρονισμού στη σύγκριση των κυματομορφών ή ανεπιθύμητα άλματα της τάσεως τροφοδοσίας του κινητήρα.

3.3.3.3 Διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis band current control PWM)

Η διαμόρφωση εύρους παλμών με ζώνη υστέρησης (Hysteresis PWM) είναι ουσιαστικά μια μεθοδολογία PWM με ανάδραση, που ελέγχει τη στιγμιαία τιμή του ρεύματος. Το ρεύμα αυτό ακολουθεί συνεχώς την εντολή ρεύματος μέσα σε μια ζώνη υστέρησης. Το Σχήμα 3.34 εξηγεί την αρχή λειτουργίας της μεθόδου αυτής για τη μία ημιγέφυρα του τριφασικού αντιστροφέα του Σχήματος 3.18. Το κύκλωμα ελέγχου παράγει την κυματομορφή ρεύματος αναφοράς με το επιθυμητό πλάτος και συχνότητα και στη συνέχεια συγκρίνεται με την πραγματική κυματομορφή του ρεύματος. Αν το ρεύμα υπερβεί μια προκαθορισμένη ζώνη υστέρησης, σταματάει την αγωγή του ο διακόπτης της άνω ομάδας και δίνεται παλμός στην πύλη του διακόπτη της κάτω ομάδας. Σαν αποτέλεσμα, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα μεταβαίνει από $+0.5V_d$ σε $-0.5V_d$, και το ρεύμα αρχίζει να μειώνεται. Όταν το ρεύμα πέσει κάτω από την κατώτερη ζώνη υστέρησης, παύει να άγει ο διακόπτης της κάτω ομάδας και μεταβαίνει σε αγωγή ο διακόπτης της άνω ομάδας. Στην πράξη, υπάρχει ένα διάστημα ασφαλείας t_d (lock-out time) μέχρι την αγωγή του δεύτερου διακόπτη, ώστε να μη συμβεί ταυτόχρονη αγωγή. Η πραγματική κυματομορφή ρεύματος με αυτό τον τρόπο ακολουθεί το ημιτονοειδές ρεύμα αναφοράς μέσα στην επιτρεπόμενη ζώνη υστέρησης με διαδοχικές μεταγωγές των διακοπών της άνω και κάτω ομάδας (back-and-forth/bang-bang switching).



Σχήμα 3.34 – Αρχή λειτουργίας του ελέγχου του ρεύματος με ζώνη υστέρησης[1]

Ο αντιστροφέας ουσιαστικά μετατρέπεται σε πηγή ρεύματος με κυμάτωση ρεύματος από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak) που ελέγχεται από τη ζώνη υστέρησης, ανεξάρτητα

από πιθανές διακυμάνσεις της V_d . Όταν άγει ο διακόπτης της άνω ομάδας, η θετική κλίση του ρεύματος δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.5V_d - V_{cm}\sin\omega_e t}{L} \quad (3.59)$$

όπου $0.5V_d$ είναι η DC τάση εισόδου, $V_{cm}\sin\omega_e t$ η στιγμιαία τιμή της αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης του φορτίου (Counter-EMF) και L η αυτεπαγωγή του φορτίου. Η αντίστοιχη σχέση στην περίπτωση αγωγής του διακόπτη της κάτω ομάδας είναι:

$$\frac{di}{dt} = \frac{-(0.5V_d + V_{cm}\sin\omega_e t)}{L} \quad (3.60)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος από κορυφή σε κορυφή (peak to peak) και η διακοπτική συχνότητα σχετίζονται με το εύρος της ζώνης υστέρησης. Για παράδειγμα, μια μικρότερη ζώνη θα αυξήσει τη διακοπτική συχνότητα και θα μειώσει την κυμάτωση. Κάθε φορά πρέπει να επιλέγεται η βέλτιστη ζώνη που διατηρεί την ισορροπία ανάμεσα στις αρμονικές λόγω κυμάτωσης και στις διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα. Η διαμόρφωση εύρους παλμών με ζώνη υστέρησης μπορεί να μεταβεί ομαλά στην λειτουργία τετραγωνικού παλμού τάσης μέσω της περιοχής «ημι-διαμόρφωσης» εύρους παλμών (quasi-PWM region). Στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων της μηχανής, όπου η αντι-HEΔ είναι μικρή, δεν υπάρχει δυσκολία για τον ελεγκτή ρεύματος να δημιουργήσει την επιθυμητή κυματομορφή ρεύματος. Παρόλα αυτά, σε υψηλότερες ταχύτητες ο ελεγκτής ρεύματος θα φτάνει σε κορεσμό για ένα μέρος του κύκλου λόγω της υψηλότερης αντι-HEΔ και θα εμφανιστούν αρμονικές σχετικές με τη θεμελιώδη συχνότητα. Στην περίπτωση αυτή, η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος θα είναι μικρότερη και η κυματομορφή του θα έπεται της κυματομορφής αναφοράς.

Το Σχήμα 3.35 δείχνει το απλό μπλοκ διάγραμμα ελέγχου της υλοποίησης της διαμόρφωσης εύρους παλμών με ζώνη υστέρησης. Το σφάλμα στο βρόχο ελέγχου ρεύματος οδηγείται στην είσοδο ενός συγκριτή με ζώνη υστέρησης. Το εύρος ζώνης δίνεται από τη σχέση:

$$HB = V \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.61)$$

όπου V είναι η τάση τροφοδοσίας του συγκριτή. Οι συνθήκες μεταγωγής των στοιχείων είναι:

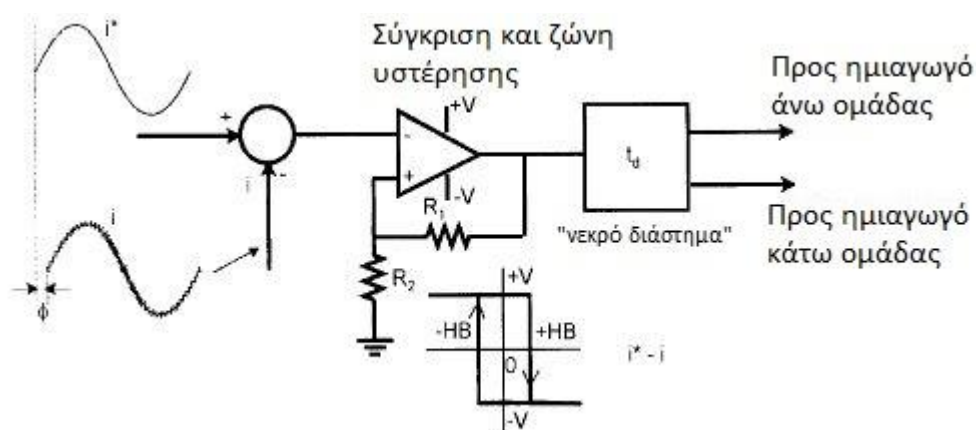
Αγωγή διακόπτη άνω ομάδας:

$$(i^* - i) > HB \quad (3.62)$$

Αγωγή διακόπτη κάτω ομάδας:

$$(i^* - i) < -HB \quad (3.63)$$

Για ένα τριφασικό αντιστροφέα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί παρόμοιο κύκλωμα ελέγχου για κάθε μία από τις φάσεις.



Σχήμα 3.35 – Μπλοκ διάγραμμα ελέγχου για διαμόρφωση εύρους παλμών με ζώνη υστέρησης[1]

Η χρήση της μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμών με ζώνη υστέρησης είναι αρκετά διαδεδομένη εξαιτίας της απλής υλοποίησής της, της γρήγορης μεταβατικής της απόκρισης, του άμεσου περιορισμού της μέγιστης τιμής του ρεύματος που περνά μέσα από τα ημιαγωγά στοιχεία και της πρακτικής ανεξαρτησίας από την κυμάτωση της DC τάσης εισόδου, που επιτρέπει μικρότερο πυκνωτή στα άκρα της. Από την άλλη πλευρά, η μέθοδος αυτή εμφανίζει κάποια μειονεκτήματα. Μπορεί να αποδειχθεί ότι η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή (μεταβάλλεται μέσα στη ζώνη), κάτι που δημιουργεί μη βέλτιστη για τη μηχανή παραγωγή αρμονικών λόγω κυμάτωσης του ρεύματος των φάσεων. Μία προσαρμόσιμη ζώνη υστέρησης θα μπορούσε να λύσει το πρόβλημα. Μπορεί επίσης να αποδειχθεί ότι η θεμελιώδης συχνότητα των ρευμάτων εξόδου έπεται των κυματομορφών αναφοράς όλο και περισσότερο όσο αυξάνεται η συχνότητα. Αυτή η φασική απόκλιση δημιουργεί προβλήματα στις εφαρμογές ελέγχου μηχανών που απαιτείται υψηλή επίδοση. Επίσης, το φορτίο απομονωμένου ουδετέρου δημιουργεί ακόμη μεγαλύτερη αρμονική παραμόρφωση στις κυματομορφές των ρευμάτων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΜΕΘΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Ο έλεγχος των συστημάτων οδήγησης σύγχρονων 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.

Όταν σχεδιάζεται μια εφαρμογή ενός συστήματος οδήγησης, πρέπει να απαντηθούν τα εξής ερωτήματα:

- Σε πόσα τεταρτημόρια πρέπει να λειτουργεί το σύστημα οδήγησης;
- Η ροπή, η ταχύτητα ή ο έλεγχος της θέσης πρέπει να βρίσκονται στον εξωτερικό (ή πρωτεύοντα) βρόχο ελέγχου;
- Ποιο είναι το εύρος ελέγχου της ταχύτητας; Μήπως περιλαμβάνει τις περιοχές μηδενικής ταχύτητας και εξασθένισης πεδίου (field weakening);
- Ακρίβεια και χρόνος απόκρισης;
- Συμπαγής κατασκευή στην ροπή φορτίου και με μεταβολή των παραμέτρων;
- Έλεγχος με αισθητήρες ή χωρίς αισθητήρες;
- Τύπος του μετατροπέα;
- Απόδοση, κόστος, αξιοπιστία;

Τα συστήματα οδήγησης μηχανών μονίμων μαγνητών είναι ισχυροί ανταγωνιστές των συστημάτων οδήγησης μηχανών επαγωγής, ενώ η χρήση τους αυξάνει διαρκώς. Είναι γενικά πιο ακριβά από τα συστήματα οδήγησης μηχανών επαγωγής, αλλά η υψηλή τους απόδοση μειώνει σημαντικά το κόστος του κύκλου ζωής τους. Οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών (PMSMs) χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος έως και μερικών εκατοντάδων ίππων. Οι μηχανές αυτές μπορούν να χωριστούν σε διάφορες κατηγορίες, όπως έχει ήδη αναφερθεί, αλλά το κεφάλαιο αυτό επικεντρώνεται στις μεθοδολογίες ελέγχου συστημάτων οδήγησης μηχανών μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής με επιφανειακούς μαγνήτες.

Μερικές τυπικές εφαρμογές συστημάτων οδήγησης μηχανών μονίμων μαγνητών είναι οι ακόλουθες :

- Ηλεκτρικά οχήματα
- Συστήματα οδήγησης σερβομηχανισμών και ρομποτικών μηχανισμών

- Πρόωση σε ευθύγραμμους κινητήρες τρένων με μαγνητική ανάρτηση (Magnetic levitation, MAGLEV)
- Πρόωση πλοίων
- Οικιακές εφαρμογές
- Εκκινητές / Γεννήτριες σε μηχανές αεροσκαφών

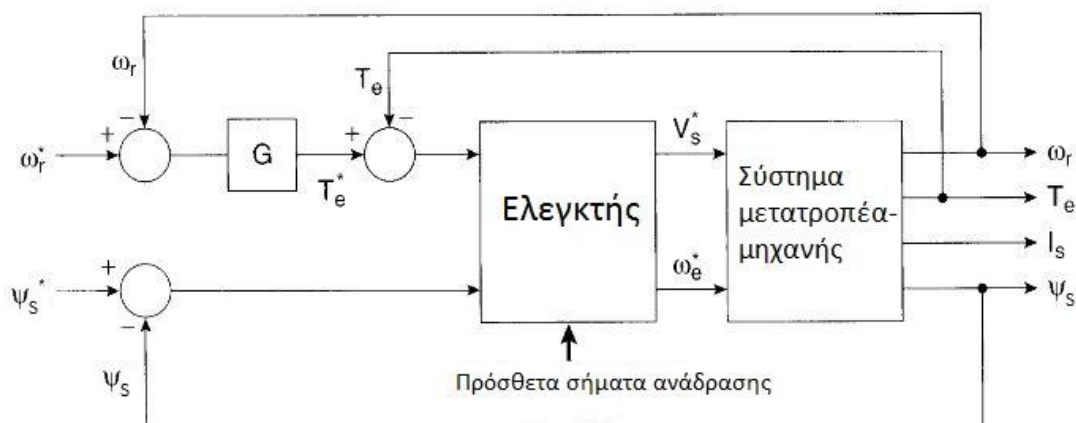
Σε ένα σύστημα οδήγησης μια σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, η ταχύτητα της μηχανής σχετίζεται άμεσα με τη συχνότητα τροφοδοσίας που παρέχεται από τον αντιστροφέα. Σε αντίθεση με μία μηχανή επαγωγής, η σύγχρονη μηχανή θα στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα και μόνο. Ουσιαστικά υπάρχουν δύο συνθήκες λειτουργίας του ελέγχου των συστημάτων οδήγησης σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών: ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου, όπου η ταχύτητα προκύπτει από τον ανεξάρτητο έλεγχο της συχνότητας του μετατροπέα, και η λειτουργία αυτο-ελέγχου (self control mode), όπου οι παλμοί ελέγχου μεταβλητής συχνότητας του μετατροπέα προκύπτουν με τη βοήθεια ενός αισθητήρα θέσης του δρομέα που τοποθετείται στον άξονα της μηχανής.

Στο κεφάλαιο αυτό θα μελετηθούν οι βασικές μεθοδολογίες του βαθμωτού και του διανυσματικού ελέγχου της μηχανής μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής με επιφανειακούς μαγνήτες με τη χρήση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης. Πριν από την παρουσίασή τους, δίνεται με τη μορφή μπλοκ διαγράμματος η γενική περιγραφή του συστήματος ελέγχου ταχύτητας και εξηγούνται οι βασικές λειτουργίες του. Για τον έλεγχο σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών που ανήκουν σε άλλες κατηγορίες, όσο και για τη χρήση αντιστροφέων πηγής ρεύματος, μπορούν να αναζητηθούν πληροφορίες στη σχετική βιβλιογραφία[1][2][13].

4.1 Γενική δομή συστήματος ελέγχου ταχύτητας

Το γενικευμένο μπλοκ διάγραμμα ελέγχου της ταχύτητας μιας μηχανής μονίμων μαγνητών με μεταβλητή συχνότητα τροφοδοσίας φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Αποτελείται από το σύστημα μετατροπέα-μηχανής σε συνδυασμό με μια ιεραρχία από βρόχους ελέγχου. Η μονάδα μετατροπέα-μηχανής έχει ως μεταβλητές ελέγχου την τάση (V_s^*) και την ταχύτητα (ω_e^*) στην είσοδό της. Ως μεταβλητές εξόδου θεωρούνται η μηχανική ταχύτητα (ω_r), η ηλεκτρομαγνητική ροπή και το ρεύμα του στάτη (I_s). Ο μετατροπέας μπορεί να είναι ελεγχόμενος από τάση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1, ή από ρεύμα με έμμεσο έλεγχο της τάσης στον εσωτερικό βρόχο. Το δυναμικό μοντέλο της μηχανής, το οποίο δίνεται από τις εξισώσεις (3.28)-(3.31), είναι μη γραμμικό πολλών μεταβλητών. Για παράδειγμα, η ροπή και η ροή της μηχανής εξαρτώνται από την τάση και από τη συχνότητα. Επίσης, οι παράμετροι της μηχανής μπορεί να μεταβάλλονται ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας (γραμμική-κορεσμός), τη θερμοκρασία και το επιδερμικό φαινόμενο, προσθέτοντας ακόμη μεγαλύτερη μη γραμμικότητα στο μοντέλο. Ο μετατροπέας μπορεί να περιγραφεί από ένα απλοποιημένο μοντέλο το οποίο αποτελείται από το κέρδος ενός ενισχυτή και από την καθυστέρηση «νεκρού χρόνου» (dead time lag) λόγω της καθυστέρησης δειγματοληψίας της διαμόρφωσης εύρους παλμών. Το σύστημα γίνεται διακριτού χρόνου λόγω του μετατροπέα και της ψηφιακής δειγματοληψίας του ελέγχου.

Ο βρόχος ελέγχου της ταχύτητας παρουσιάζεται με την προσθήκη ενός εσωτερικού και προαιρετικού βρόχου ελέγχου ροπής. Η προσθήκη ενός εσωτερικού βρόχου ελέγχου με κατάλληλο κέρδος προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα, όπως η γραμμικοποίηση του συστήματος, το βελτιωμένο εύρος ζώνης και την ικανότητα ελέγχου των σημάτων μέσα σε ασφαλή όρια. Οι εσωτερικοί βρόχοι ελέγχου έχουν ταχύτερη απόκριση από τους εξωτερικούς.



Σχήμα 4.1 – Γενικευμένο μπλοκ διάγραμμα ελέγχου ταχύτητας συστήματος οδήγησης μηχανής μονίμων μαγνητών[1]

Όπως σε μια DC μηχανή[6], η μαγνητική ροή μιας AC μηχανής ελέγχεται ώστε να είναι σταθερή στην ονομαστική τιμή της, διότι δίνει ταχύτερη απόκριση και υψηλότερη ροπή ανά ampere ρεύματος. Στην πραγματικότητα, οι ροές που λαμβάνονται υπόψη είναι η ροή του στάτη (ψ_s) και η ροή των μαγνητών του δρομέα (ψ_f). Προφανώς, μόνο η ροή του στάτη είναι ελέγξιμη, καθώς οι μόνιμοι μαγνήτες παράγουν γενικά σταθερή μαγνητική ροή.

Καθώς ένα σύστημα οδήγησης μηχανών μονίμων μαγνητών είναι πολυμεταβλητό, μη γραμμικό με φαινόμενα ζεύξης και διακριτού χρόνου εκ φύσεως, η ανάλυση της ευστάθειάς του είναι πολύπλοκη. Η μελέτη της προσομοίωσης με ηλεκτρονικούς υπολογιστές αποτελεί σημαντικό εργαλείο στη διερεύνηση του συστήματος οδήγησης ιδιαίτερα όταν αναπτύσσεται μία καινούρια μεθοδολογία ελέγχου. Αφού προσδιοριστούν η δομή του ελέγχου και οι παράμετροι του συστήματος ελέγχου μέσω της προσομοίωσης για αποδεκτή επίδοση, μπορεί να σχεδιαστεί και να κατασκευαστεί ένα πρότυπο σύστημα και να δοκιμαστεί ώστε να προσδιοριστούν εκ νέου οι παράμετροι του ελέγχου. Το μπλοκ του ελεγκτή του Σχήματος 4.1 έχει διαφορετική δομή ανάλογα με τη μεθοδολογία του ελέγχου, όπως θα φανεί στις ακόλουθες ενότητες.

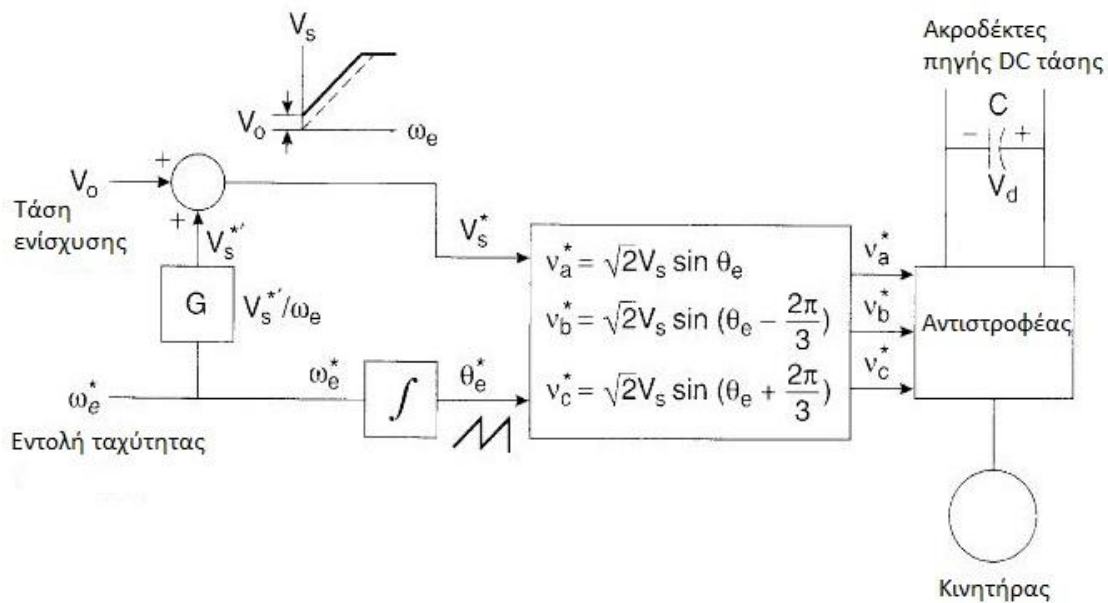
4.2 Βαθμωτός έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου (Open loop V/f scalar control)

Ο βαθμωτός έλεγχος οφείλει την ονομασία του στη μεταβολή του μέτρου μόνο των μεταβλητών ελέγχου και αγνοεί το φαινόμενο σύζευξης των εξισώσεων στη μηχανή. Για παράδειγμα, η τάση της μηχανής ελέγχει τη ροή και η συχνότητα ελέγχει τη ηλεκτρομαγνητική ροπή[3]. Παρόλα αυτά, η ροή και η ροπή είναι επίσης συναρτήσεις της

συχνότητας και της τάσης αντίστοιχα. Ο βαθμωτός έλεγχος διαφέρει για παράδειγμα από το διανυσματικό έλεγχο (ή έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου, vector/field oriented control), στον οποίο ελέγχεται τόσο το μέτρο όσο και η γωνία των διανυσματικών μεταβλητών ελέγχου.

Τα συστήματα οδήγησης με βαθμωτούς ελεγκτές εμφανίζουν κάπως μειωμένες επιδόσεις, αλλά είναι εύκολα στην υλοποίηση. Για αυτό το λόγο έχουν χρησιμοποιηθεί αρκετά στη βιομηχανία στο παρελθόν. Παρόλα αυτά η σημασία τους έχει αρχίσει να φθίνει εξαιτίας της εξαιρετικής επίδοσης των συστημάτων οδήγησης με διανυσματικούς ελεγκτές, η οποία είναι θεμιτή σε πολλές εφαρμογές. Στην ενότητα αυτή εξηγείται ο βαθμωτός έλεγχος ανοικτού βρόχου με τριφασικό αντιστροφέα τάσης.

Σε μία εφαρμογή που απαιτεί ρύθμιση της ταχύτητας, είναι αναμενόμενο η ηλεκτρική συχνότητα των μεγεθών του στάτη να αποτελεί μεταβλητή ελέγχου στη είσοδο του συστήματος. Εξάλλου, η σχέση της ταχύτητας της μηχανής με τη συχνότητα έχει ήδη αναφερθεί. Παρόλα αυτά, η τάση απαιτείται να είναι ανάλογη της συχνότητας έτσι ώστε η ροή του στάτη ($\psi_s = V_s / \omega_e$) να παραμένει σταθερή, αγνοώντας την πτώση τάσης στην αντίσταση του στάτη R_s . Το Σχήμα 4.2 δείχνει το μπλοκ διάγραμμα της μεθοδολογίας ελέγχου ταχύτητας V/f, η οποία αποτελεί χαρακτηριστικό παράδειγμα ανεξάρτητου ελέγχου συχνότητας (λειτουργία ανοικτού βρόχου).



Σχήμα 4.2 – Έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου με τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης [1]

Το κύκλωμα ισχύος αποτελείται από την πηγή DC τάσης, τον πυκνωτή μείωσης της κυμάτωσης στα άκρα της, και τον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης με λειτουργία PWM. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί στο Σχήμα 4.2, δεν χρειάζονται σήματα ανάδρασης για τον έλεγχο, για αυτό και η λειτουργία του ελέγχου αυτού κατατάσσεται στη λειτουργία ανοικτού βρόχου. Η συχνότητα ω_e^* αποτελεί την πρωτεύουσα μεταβλητή ελέγχου της ταχύτητας ω_r . Η εντολή του πλάτους της φασικής τάσης V_s^* παράγεται από την εντολή ελέγχου συχνότητας μέσω του παράγοντα κέρδους G , έτσι ώστε να διατηρείται σταθερή η ροή ψ_s .

Καθώς η συχνότητα είναι μικρή στις χαμηλές ταχύτητες, η ωμική αντίσταση του στάτη τείνει να απορροφά το μεγαλύτερο μέρος της τάσης του στάτη, μειώνοντας έτσι τη ροή. Για την αποφυγή του φαινομένου αυτού και για τη διατήρηση της ροής σε τιμές κοντά στην ονομαστική σε μηδενικές στροφές, προστίθεται η τάση ενίσχυσης V_o (boost voltage) στο σήμα που προκύπτει στην έξοδο της γεννήτριας κέρδους (V_s^{**}). Η επίδραση της τάσης ενίσχυσης γίνεται αμελητέα στις υψηλότερες συχνότητες. Επίσης, το σήμα ω_e^* ολοκληρώνεται παράγοντας το σήμα γωνίας θ_e^* και οι αντίστοιχες ημιτονοειδείς φασικές τάσεις αναφοράς v_a^* , v_b^* , v_c^* παράγονται από τις σχέσεις που φαίνονται στο Σχήμα 4.2. Ας σημειωθεί ότι ο PWM ελεγκτής είναι ενσωματωμένος στο μπλοκ του αντιστροφέα.

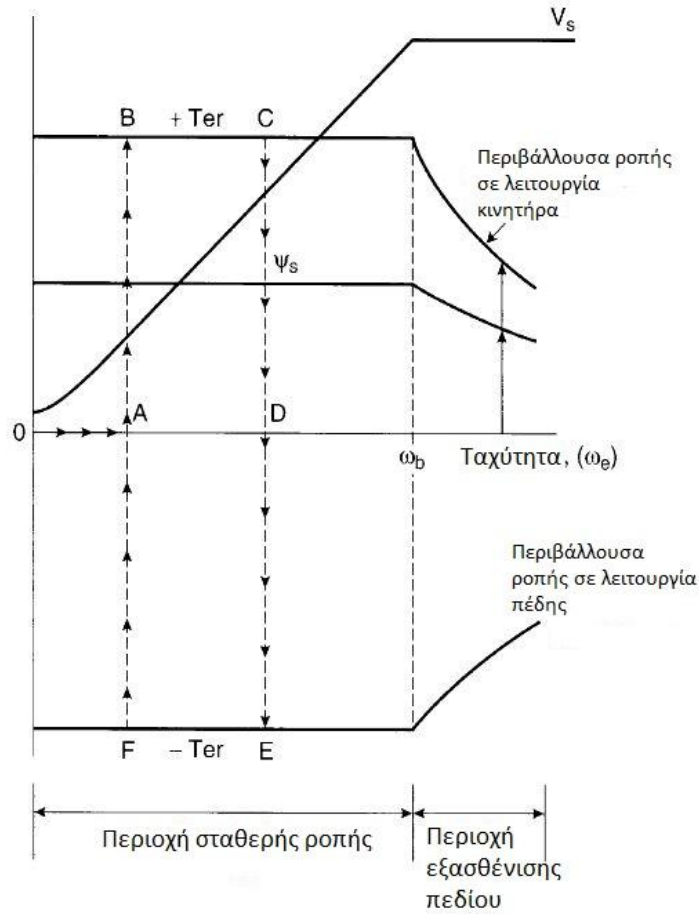
Οι περιοχές λειτουργίας του συστήματος οδήγησης απεικονίζονται στο Σχήμα 4.3, όπου είναι εμφανείς οι περιοχές λειτουργίας κινητήρα και πέδης ως προς την ορθή κατεύθυνση. Το αντίστοιχο διανυσματικό διάγραμμα δίνεται στο Σχήμα 4.4. Στο διάγραμμα αυτό, η αντίσταση του στάτη R_s αμελείται, η ροή του πεδίου 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 (υποτιθέμενο) σταθερό ρεύμα διέγερσης I_f για μια μηχανή μονίμων μαγνητών.

Έστω ότι αρχικά η ροπή φορτίου T_L στον άξονα της μηχανής είναι μηδενική. Σύμφωνα με το Σχήμα 4.3, 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 :

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{\psi_s \psi_f}{L_s} \sin \delta = \quad (4.1)$$

$$= 3 \left(\frac{P}{2} \right) \psi_s I_s \cos \varphi \quad (4.2)$$

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. Μπορεί να επαναφερθεί πίσω στο σημείο D μειώνοντας σταδιακά τη ροπή φορτίου T_L .



Σχήμα 4.3 – Χαρακτηριστικά ελέγχου V/f [1]

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:

$$J \left(\frac{2}{P} \right) \frac{d\omega_e}{dt} = T_e - T_L \quad (4.3)$$

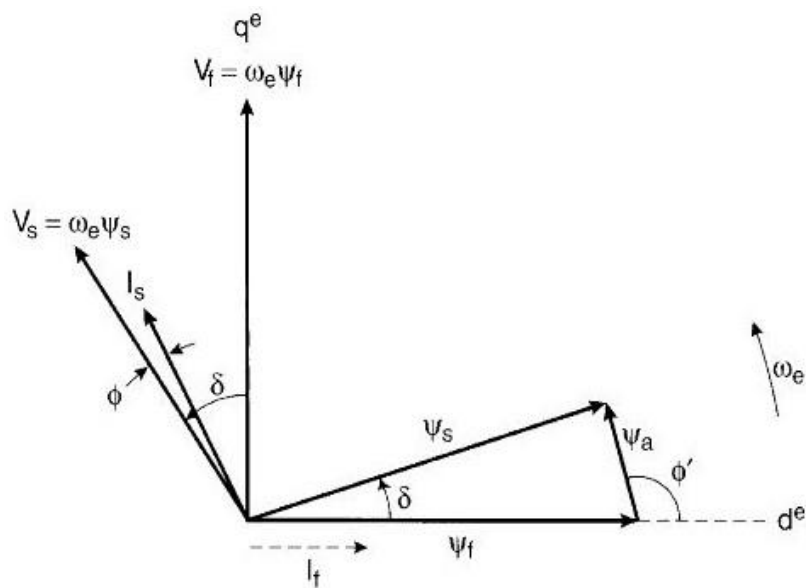
όπου J είναι η ροπή αδράνειας, $\omega_e = (P/2) \omega_r$ είναι η σύγχρονη ταχύτητα (rad/s), P είναι ο αριθμός των πόλων και ω_m η μηχανική ταχύτητα (rad/s). Έτσι, η μέγιστη ικανότητα επιτάχυνσης και επιβράδυνσης, αντίστοιχα, δίνονται από τις σχέσεις:

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

$$\frac{d\omega_e^*}{dt} = - \frac{1}{J} \left(\frac{P}{2} \right) (T_{er} + T_L) \quad (4.5)$$

όπου η ονομαστική ηλεκτρομαγνητική ροπή T_{er} 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.



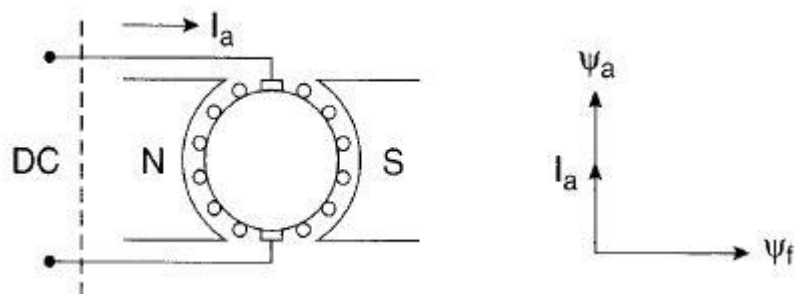
Σχήμα 4.4 – Διανυσματικό διάγραμμα σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών (λειτουργία κινητήρα μόνο) [1]

4.3 Μοντέλο αυτοελέγχου (Self control model)

Πριν την επεξήγηση της μεθοδολογίας του διανυσματικού ελέγχου, κρίνεται σκόπιμη η αναφορά στη λειτουργία αυτοελέγχου, κατά την οποία διαβάζεται η θέση του δρομέα κατά την περιστροφή του με τη βοήθεια αισθητήρων. Μία αυτοελεγχόμενη σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών είναι ανάλογη μιας DC μηχανής. Το Σχήμα 4.5 δείχνει μία DC μηχανή μονίμων μαγνητών και το Σχήμα 4.6 δείχνει μία μηχανή επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής με αυτοέλεγχο. Το τύλιγμα του στάτη τροφοδοτείται από έναν αντιστροφέα ο οποίος παράγει στην έξοδό του τριφασική τάση μεταβλητού πλάτους και συχνότητας, όπως στο Σχήμα 4.2. Στην περίπτωση αυτή όμως, αντί να ελέγχεται ανεξάρτητα η συχνότητα του αντιστροφέα, η συχνότητα και η φάση της κυματομορφής εξόδου ελέγχονται από έναν αισθητήρα θέσης που βρίσκεται τοποθετημένος στον άξονα της μηχανής και της δίνει χαρακτηριστικά αυτοελέγχου. Η ακολουθία των παλμών, όπως παράγονται από

τον αισθητήρα θέσης, μπορεί να καθυστερήσει χρονικά χρησιμοποιώντας κάποια εξωτερική εντολή αν αυτό χρειαστεί.

Για να εξηγηθεί η αναλογία με μία DC μηχανή, θεωρείται η μηχανή του Σχήματος 4.5, όπου η ροή διεγέρσεως ψ_f προέρχεται από το κύκλωμα του στάτη. Ο δρομέας (τύμπανο) τροφοδοτείται από ένα εξωτερικό κύκλωμα με DC ισχύ μέσω ψηκτρών και μεταγωγέων (brushes and commutators). Οι τομείς των μεταγωγέων βρίσκονται πάνω στο δρομέα και η συνδεσμολογία τους αλλάζει ανάλογα με τη θέση του δρομέα [6]. Ουσιαστικά, οι μεταγωγείς και οι ψήκτρες μετατρέπουν την DC τροφοδοσία σε AC, η οποία εφαρμόζεται στο τύλιγμα τυμπάνου. Με άλλα λόγια μπορούν να θεωρηθούν ως αντιστροφείς που βρίσκονται πάνω στο δρομέα και που η λειτουργία τους εξαρτάται από τη μηχανική του θέση. Παρόλα αυτά, η ροή διέγερσης ψ_f και η ροή της αντίδρασης τυμπάνου ψ_a παραμένουν σταθερές στο χώρο και κάθετες μεταξύ τους, όπως φαίνεται στα δεξιά του Σχήματος 4.5.



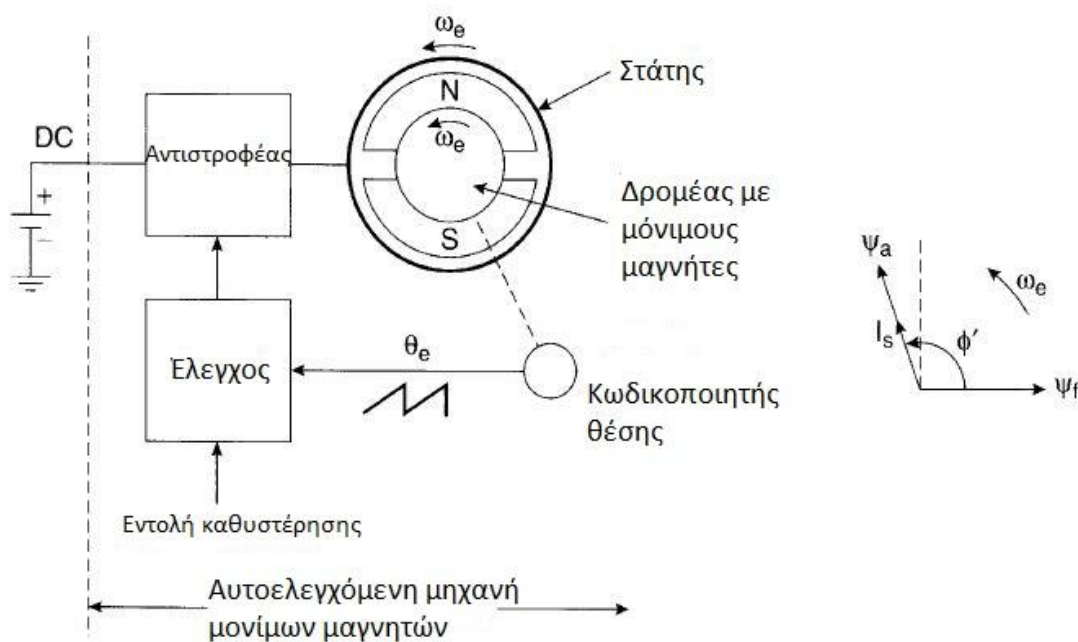
Σχήμα 4.5 – DC μηχανή μονίμων μαγνητών [1]

Μία αυτοελεγχόμενη σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών μπορεί να θεωρηθεί ανάλογη μιας DC μηχανής με τις εξής διαφορές:

DC μηχανή μονίμων μαγνητών	Αυτοελεγχόμενη σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών
Το τύλιγμα διέγερσης βρίσκεται στο στάτη, το τύλιγμα τυμπάνου περιστρέφεται μαζί με το δρομέα	Το τύλιγμα διέγερσης περιστρέφεται μαζί με το δρομέα και το τύλιγμα τυμπάνου είναι ακίνητο
Οι ψήκτρες λειτουργούν ως αντιστροφείς ανάλογα με τη μηχανική θέση του δρομέα	Χρήση ηλεκτρονικού μετατροπέα που ελέγχεται από έναν κωδικοποιητή θέσης (absolute position encoder)
Σταθερά διανύσματα ροής στο χώρο	Οι ροές και το διανυσματικό διάγραμμα στρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα

Σχήμα 4.6 – Συγκριτικός Πίνακας DC μηχανής μονίμων μαγνητών με αυτοελεγχόμενη σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών

Ο αισθητήρας θέσης, ο οποίος βρίσκεται πάνω στο δρομέα, δίνει κάθε χρονική στιγμή τη θέση της ροής διεγέρσεως ψ_f . Εάν ο αντιστροφέας είναι ελεγχόμενος από ρεύμα, τότε η θέση του διανύσματος του ρεύματος του στάτη I_s , μπορεί να ελεγχθεί σε σχέση με την ψ_f ανάλογα με τη γωνία $\varphi' = \delta + \pi/2$, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7.



Σχήμα 4.7 – Αυτοελεγχόμενη μηχανή μονίμων μαγνητών[1]

Η αναλογία με μία DC μηχανή δίνει στην αυτοελεγχόμενη σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών διάφορες ονομασίες, όπως κινητήρας ηλεκτρονικής μεταγωγής (Electronically commutated motor, ECM), DC μηχανή χωρίς ψήκτρες (Brushless DC motor, BLDC) ή μηχανή χωρίς μεταγωγείς και ψήκτρες. Παρόλα αυτά, το όνομα της DC μηχανής χωρίς ψήκτρες (BLDC) στο εμπόριο αφορά μόνο στο σύστημα οδήγησης μηχανής μονίμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής.

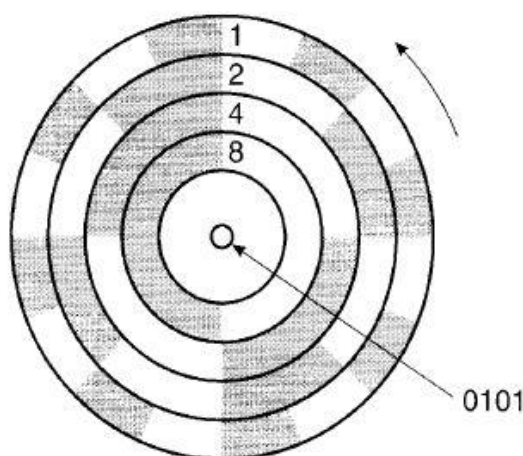
Συμπερασματικά, η αυτοελεγχόμενη σύγχρονη μηχανή έχει ορισμένα χαρακτηριστικά που συνοψίζονται ως εξής:

- Ένας ηλεκτρονικός μεταγωγέας αντικαθιστά τους μηχανικούς μεταγωγείς και τις ψήκτρες, εξαλείφοντας τα μειονεκτήματα μιας DC μηχανής, όπως τα προβλήματα συντήρησης και αξιοπιστίας, οι σπινθηρισμοί, οι περιορισμοί στην ταχύτητα και στη ισχύ λειτουργίας, η δυσκολία λειτουργίας σε περιβάλλον με εύφλεκτα υλικά και το πρόβλημα ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (Electromagnetic Interference, EMI).
- Λόγω του αυτοελέγχου, η μηχανή δεν εμφανίζει πρόβλημα ευστάθειας ή φαινόμενα ολίσθησης πόλων όπως μία συμβατική σύγχρονη μηχανή.
- Η μεταβατική απόκριση μπορεί να είναι παραπλήσια με μία DC μηχανή.
- Η γωνία φάσης μεταξύ του διανύσματος του ρεύματος I_s και του διανύσματος της ροής ψ_f μπορεί να ελεγχθεί κατάλληλα καθυστερώντας τους παλμούς του αισθητήρα θέσης. Το διάνυσμα της ροής αντίδρασης τυμπάνου ψ_a δεν είναι πλέον σταθερό σε γωνία $\pi/2$ όπως σε μια DC μηχανή.
- Με τη χρήση μαγνητών υψηλής ενέργειας, μπορεί να μειωθεί η ροπή αδράνειας του δρομέα, χαρακτηριστικό το οποίο είναι ιδιαίτερα θεμιτό σε συστήματα οδήγησης σερβομηχανισμών γρήγορης απόκρισης.

Εξαιτίας αυτών των επιθυμητών χαρακτηριστικών, τα συστήματα οδήγησης μηχανών μονίμων μαγνητών χρησιμοποιούν σχεδόν αποκλειστικά τη λειτουργία του αυτοελέγχου. Η λειτουργία αυτή επιτυγχάνεται με τη χρήση αισθητήρων, τα χαρακτηριστικά των οποίων περιγράφονται στην ενότητα που ακολουθεί.

4.4 Κωδικοποιητής θέσης (Absolute Position Encoder)

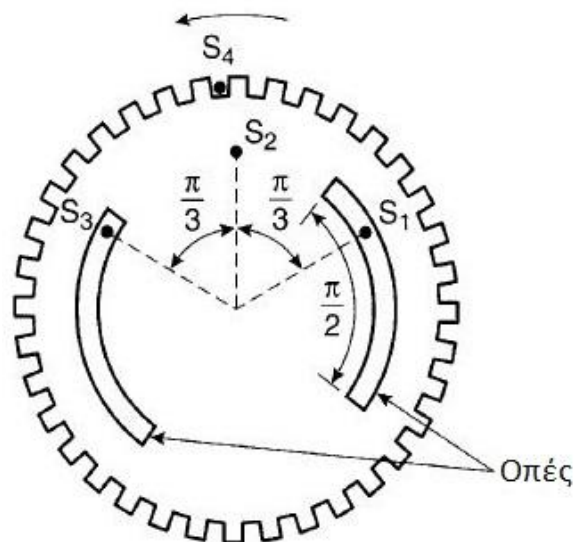
Οι μαγνητικοί πόλοι του δρομέα σε μια μηχανή μονίμων μαγνητών έχουν συγκεκριμένη θέση σε αντίθεση με τη θέση των πόλων ολίσθησης σε μια μηχανή επαγωγής. Έτσι, η ύπαρξη ενός κωδικοποιητή της απόλυτης θέσης των πόλων είναι υποχρεωτική. Στις μηχανές μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής απαιτείται η συνεχής εποπτεία της θέσης του δρομέα με υψηλή ακρίβεια. Η απαίτηση αυτή είναι αρκετά πιο αυστηρή από την περίπτωση μιας μηχανής τραπεζοειδούς ροής, όπου απαιτείται η πληροφορία της θέσης του δρομέα σε διακριτά σημεία. Οι κωδικοποιητές θέσης μπορούν γενικά να χωριστούν σε διάφορες κατηγορίες, όμως οι πιο δημοφιλείς είναι οι οπτικοί, οι οποίοι θα αναλυθούν σε αυτή την ενότητα και θα χρησιμοποιηθούν στην κατασκευή του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης σε επόμενο κεφάλαιο.



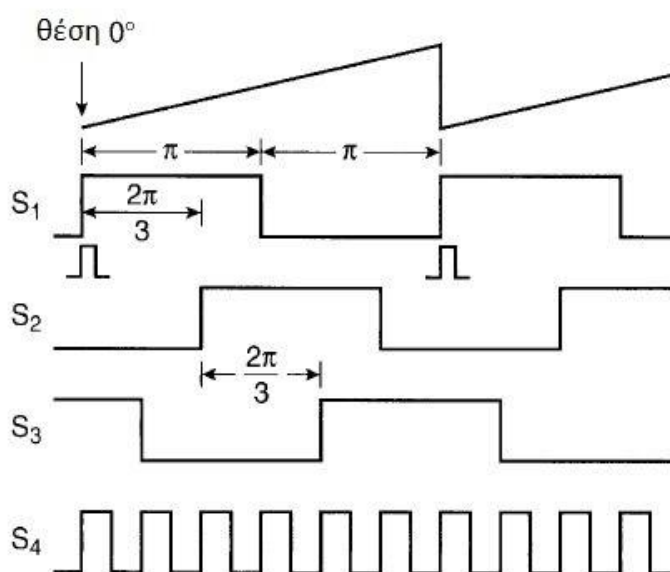
Σχήμα 4.8 – Δυαδικά κωδικοποιημένος δίσκος[1]

Ένας κατάλληλα κωδικοποιημένος δίσκος, ο οποίος επιτρέπει ή διακόπτει τη μετάδοση μιας δέσμης φωτός, μπορεί να παρέχει άμεσα ψηφιακές πληροφορίες σχετικά με τη θέση του δρομέα. Η δέσμη φωτός μπορεί να παράγεται από μία δίοδο εκπομπής φωτός (Light emitting diode, LED) και να ανιχνεύεται από ένα φωτο-τρανζίστορ. Στο Σχήμα 4.8 φαίνεται ένας δυαδικά κωδικοποιημένος δίσκος που αποτελείται από έναν αριθμό από ομόκεντρους δακτυλίους με δυαδική αρίθμηση, σε κάθε έναν από τους οποίους αντιστοιχεί μία δέσμη φωτός. Η σκιασμένη περιοχή επιτρέπει τη διάδοση του φωτός και ισοδυναμεί με ψηφιακή μέτρηση μιας μονάδας. Ο απλός δίσκος τεσσάρων δακτυλίων δίνει ψηφιακή έξοδο ίση με 0101, η οποία αντιστοιχεί στον αριθμό 5 στη συγκεκριμένη θέση που υποδεικνύεται στο Σχήμα 4.8. Ο δίσκος μηδενίζεται όταν η αρίθμηση φτάσει στον αριθμό $2^4 = 16$. Συνεπώς επιτυγχάνεται ανάλυση $360^\circ / 16 = 22.5^\circ$ μηχανικής γωνίας ή 45° ηλεκτρικής γωνίας για μία τετραπολική μηχανή. Ένας συνηθισμένος δίσκος με 14 δακτυλίους δίνει ανάλυση θέσης

14bit, που αντιστοιχεί σε ανάλυση 0.04° ηλεκτρικής γωνίας περίπου για μία τετραπολική μηχανή. Στον φυσικό δυαδικό κώδικα, η κατάσταση πολλών bit αλλάζει ταυτόχρονα και αυτό μπορεί να προκαλέσει προβλήματα. Για αυτό το λόγο έχει κατασκευαστεί δίσκος με κωδικοποίηση Grey, έτσι ώστε να συμβαίνει μόνο μία αλλαγή bit σε κάθε μετάβαση.



Σχήμα 4.9 – Δίσκος με οπές για τετραπολική μηχανή[1]



Σχήμα 4.10 – Κυματομορφές κωδικοποιητή[1]

Στο Σχήμα 4.9 φαίνεται ένας άλλος τύπος οπτικού κωδικοποιητή που έχει τη μορφή δίσκου με οπές στην περιφέρειά του. Το Σχήμα 4.10 δείχνει τις κυματομορφές που παράγει ο κωδικοποιητής αυτός. Ο δίσκος έχει σχεδιαστεί ειδικά για μια τετραπολική μηχανή και εκτός από τις οπές στην περιφέρειά του, υπάρχουν δύο οπές μηχανικής γωνίας $\pi/2$ στην εσωτερική διάμετρο. Επίσης, χρησιμοποιούνται τέσσερις οπτικοί αισθητήρες ($S_1 - S_4$) σε σταθερά

σημεία, από τους οποίους ο S_4 τοποθετείται στην εξωτερική περίμετρο και οι υπόλοιποι τοποθετούνται στην εσωτερική με διαφορά μηχανικής γωνίας $\pi/3$ μεταξύ τους. Ο όρος αισθητήρας αντιστοιχεί σε ένα στοιχείο LED και σε ένα στοιχείο φωτο-τρανζίστορ, τα οποία βρίσκονται σε απέναντι θέσεις μεταξύ τους, ώστε το ένα στοιχείο να εκπέμπει και το άλλο να δέχεται τη δέσμη του φωτός αντίστοιχα. Όταν ο αισθητήρας βρίσκεται μέσα στην οπή τότε παράγεται λογικό 1. Οι αισθητήρες S_1 ως S_3 παράγουν τετραγωνικές κυματομορφές με διαφορά φάσης $2\pi/3$ (ηλεκτρική γωνία) και ο αισθητήρας S_4 παράγει μια ακολουθία παλμών υψηλής συχνότητας.

Για τον προσδιορισμό της απόλυτης θέσης του δρομέα σε μια τετραπολική μηχανή, θεωρούνται αρχικά οι αισθητήρες S_1 και S_4 μόνο, όπου ο πρώτος είναι ευθυγραμμισμένος με το σημείο μηδέν της θέσης του δρομέα. Οι θετικοί παλμοί που παράγονται από τον αισθητήρα S_1 μπορούν να μηδενίσουν ή να πυροδοτήσουν έναν μετρητή που μετράει προς τα επάνω (UP-counter) και μετρά τους παλμούς που παράγονται από τον αισθητήρα S_4 . Η έξοδος του μετρητή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.10, έχει περίοδο 2π ηλεκτρικής γωνίας και δίνει την απόλυτη γωνιακή θέση του δρομέα. Αν ο αριθμός των οπών στην περίμετρο του δίσκου είναι 720, τότε η ανάλυση της ηλεκτρικής γωνίας ισοδυναμεί με 1° .

4.5 Διανυσματικός έλεγχος ή έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (Vector/Field Oriented Control, FOC)

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο βαθμωτός έλεγχος είναι εύκολος στην υλοποίησή του αλλά το εγγενές φαινόμενο της σύζευξης των εξισώσεων της μηχανής (π.χ. η ροπή και η μαγνητική ροή είναι συναρτήσεις της τάσης και της συχνότητας) οδηγεί σε αργή απόκριση και προδιάθεση του συστήματος να μεταβεί σε αστάθεια, λόγω της επίδρασης φαινομένων υψηλής τάξης.

Τα προβλήματα που προκύπτουν μπορούν να επιλυθούν χρησιμοποιώντας διανυσματικό έλεγχο ή έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Η εφεύρεση του ελέγχου αυτού τη δεκαετία του 1970 και το συμπέρασμα ότι μια σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών μοιάζει με μία DC μηχανή με μεταγωγές που ρυθμίζονται από ηλεκτρονικούς μετατροπείς και όχι από ψήκτρες, έφερε επανάσταση στον έλεγχο υψηλών επιδόσεων των συστημάτων οδήγησης AC σύγχρονων μηχανών. Αναμφισβήτητα, ο διανυσματικός έλεγχος και η αντίστοιχη επεξεργασία σημάτων ανάδρασης είναι πολύπλοκες διεργασίες που καθιστούν επιτακτική τη χρήση ισχυρών μικροϋπολογιστών ή επεξεργαστών ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processors, DSPs). Φαίνεται ότι τελικά ο διανυσματικός έλεγχος θα παραγκωνίσει το βαθμωτό και θα αντιμετωπίζεται ως ο πρότυπος τρόπος ελέγχου συστημάτων οδήγησης που χρησιμοποιούν AC μηχανές γενικότερα.

Η αρχή του διανυσματικού ελέγχου μιας μηχανής μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής με επιφανειακούς μαγνήτες είναι σχετικά απλή. Σε προηγούμενο κεφάλαιο έχει αναφερθεί ότι η μηχανή αυτή εμφανίζει χαρακτηριστικά μηχανής κυλινδρικού δρομέα με μεγάλο ενεργό εύρος διακένου. Οι παραδοχές αυτές καθιστούν μικρή τη σύγχρονη αντίδραση της μηχανής L_s και κατ' επέκταση και τη ροή λόγω αντίδρασης τυμπάνου $\psi_a (= L_s I_s)$. Συνεπώς μπορεί να θεωρηθεί ότι $\psi_s \approx \psi_m \approx \psi_f$. Για μέγιστη ευαισθησία της ροπής ως προς το ρεύμα του στάτη (ισοδύναμα μέγιστη επίδοση), ισχύουν τα ακόλουθα:

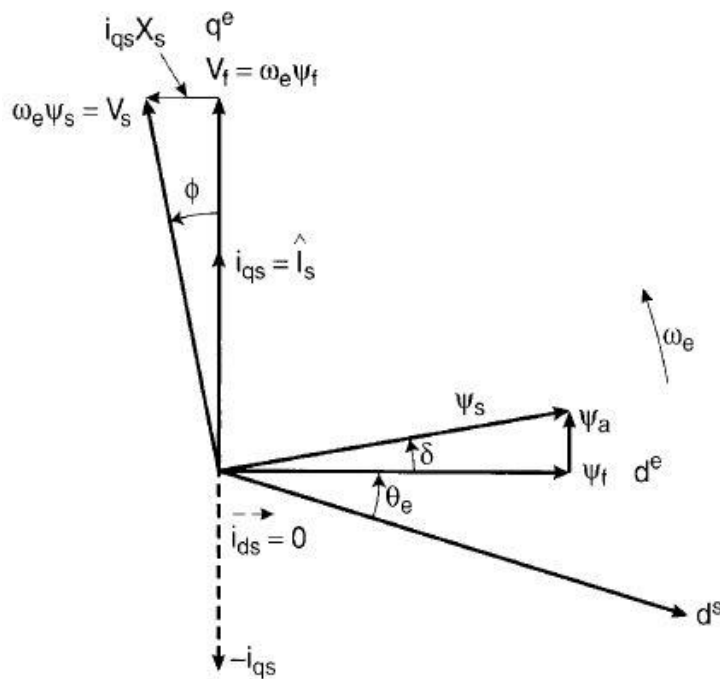
$$i_{ds} = 0 \quad (4.6)$$

$$\hat{I}_s = i_{qs} \quad (4.7)$$

Το διάνυσμα του ρεύματος του στάτη φαίνεται στο διανυσματικό διάγραμμα του Σχήματος 4.11, όπου έχει αμεληθεί η αντίσταση του στάτη R_s . Οι συνθήκες αυτές επιτρέπουν επίσης λιγότερη απαιτητική από άποψη ισχύος σχεδίαση του αντιστροφέα. Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή μπορεί εύκολα να προκύψει από τη σχέση (4.2) ως εξής:

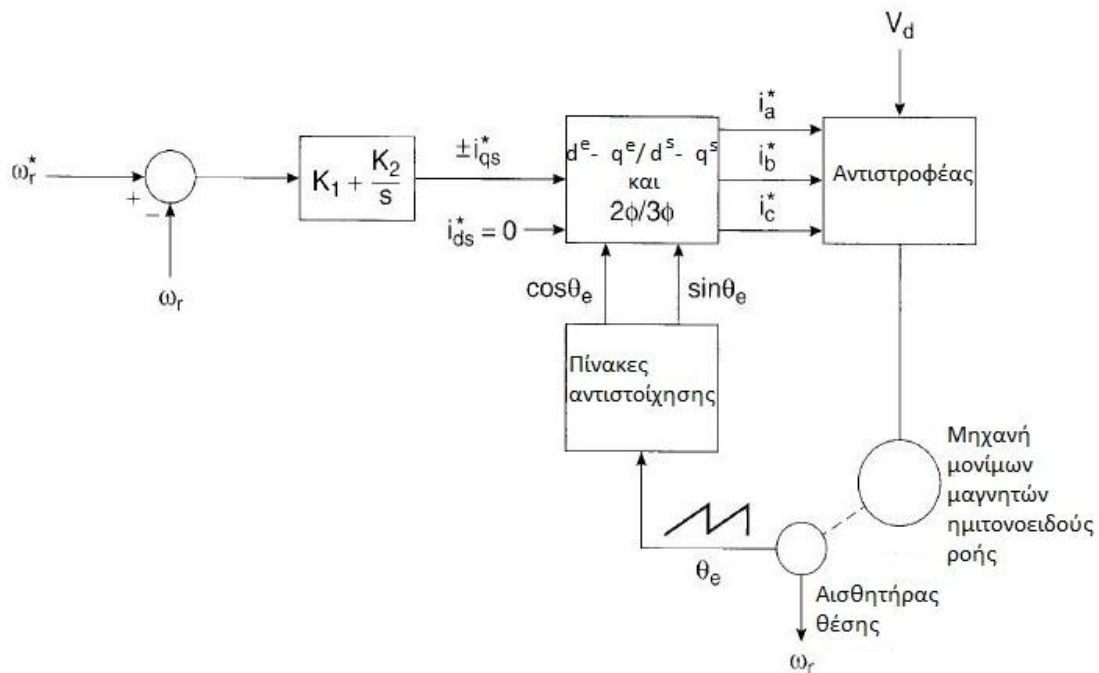
$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \hat{\psi}_f i_{qs} \quad (4.8)$$

όπου $\hat{\psi}_f$ είναι το μέτρο του διανύσματος χώρου της ροής των μαγνητών του δρομέα ($\sqrt{2}\psi_f$) και $\psi_s \cos\phi = \psi_s \cos\delta = \psi_f$. Η σχέση (4.8) υποδεικνύει ότι η ροπή είναι ανάλογη της συνιστώσας i_{qs} του ρεύματος και ότι η γωνία ϕ του συντελεστή ισχύος ισούται με τη γωνία ροπής δ .



Σχήμα 4.11 – Διανυσματικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου[1]

Το Σχήμα 4.12 δείχνει το μπλοκ διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου της μηχανής, όπου η εντολή ρεύματος στάτη i_{qs}^* παράγεται από το βρόχο ελέγχου ταχύτητας. Το σήμα ελέγχου έχει θετική πολικότητα στη λειτουργία κινητήρα, αλλά αρνητική στην περίπτωση αναγέννησης. Τα σήματα του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς μετατρέπονται σε εντολές φασικών ρευμάτων του στάτη με τη βοήθεια των σημάτων του μοναδιαίου διανύσματος ($\cos\theta_e$, $\sin\theta_e$), όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12.



Σχήμα 4.12 – Μπλοκ διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου μηχανής μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (περιοχή σταθερής ροπής)[1]

Η συγκεκριμένη στρατηγική διανυσματικού ελέγχου εμφανίζει ορισμένα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά:

- Το ρεύμα ευθέως άξονα i_{ds}^* , που μπορεί να ονομαστεί ρεύμα μαγνήτισης, τίθεται ίσο με το μηδέν καθώς η ροή του πεδίου διέγερσης (ροή δρομέα) παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες
- Το μοναδιαίο διάνυσμα παράγεται από το σήμα του αισθητήρα θέσης, που περιγράφηκε σε προηγούμενη ενότητα.

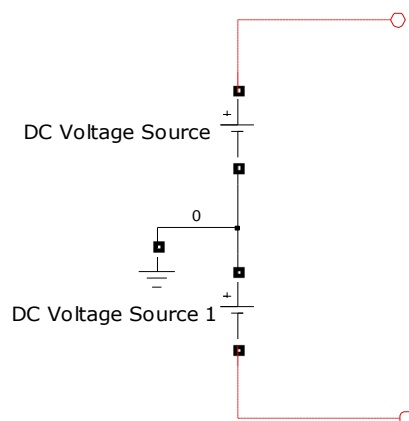
Αξίζει να σημειωθεί ότι τα διανύσματα των ροών ψ_a και ψ_f στο Σχήμα 4.11 είναι κάθετα μεταξύ τους όπως στη DC μηχανή του Σχήματος 4.5 με τη διαφορά ότι στη συγκεκριμένη περίπτωση στρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Ένα τέτοιο σύστημα οδήγησης έχει όντως χαρακτηριστικά DC μηχανής χωρίς ψήκτρες. Η μηχανή λειτουργεί με ελαφρά επαγωγικό συντελεστή ισχύος, όπως φαίνεται από τη γωνία φ στο Σχήμα 4.11. Πρέπει να τονιστεί ότι ο διανυσματικός έλεγχος που παρουσιάστηκε ισχύει μόνο στην περιοχή σταθερής ροπής. Όσο αυξάνεται η ταχύτητα, οι τάσεις V_s και V_f αυξάνουν αναλογικά με την ταχύτητα ω_e και τελικά χάνεται ο διανυσματικός έλεγχος όταν ο PWM ελεγκτής φτάνει σε κορεσμό (μη γραμμική περιοχή λειτουργίας) στο τέλος της περιοχής σταθερής ροπής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Στα ανωτέρω Κεφάλαια έχουν αναλυθεί τα χαρακτηριστικά των συνιστωσών του κυκλώματος ισχύος του κινητηρίου συστήματος. Επίσης, έχουν αναπτυχθεί οι πιο σημαντικές μεθοδολογίες ελέγχου συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών. Συνεπώς, στο Κεφάλαιο αυτό επιχειρείται η μοντελοποίηση του συνολικού συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, δηλαδή τόσο του κυκλώματος ισχύος όσο και του κυκλώματος ελέγχου. Η μοντελοποίηση γίνεται στο περιβάλλον της εφαρμογής Matlab/Simulink και θα χρησιμοποιηθεί σε επόμενο Κεφάλαιο, όπου θα προσομοιωθεί η συμπεριφορά του συστήματος σε ποικίλες συνθήκες λειτουργίας και θα αποτιμηθούν τα αποτελέσματα. Όπως συμβαίνει σε κάθε εγχείρημα μοντελοποίησης ενός φυσικού συστήματος, θεωρούνται κάποιες παραδοχές και ιδανικότητες προς απλοποίηση του μοντέλου.

5.1 Πηγή Ισχύος

Η πηγή ισχύος του συστήματος αποτελείται από συστοιχία μπαταριών ιόντων λιθίου, όπως έχει ήδη αναφερθεί σε προηγούμενο Κεφάλαιο. Για τις ανάγκες της μοντελοποίησης, η συστοιχία αναπαρίσταται σαν ιδανική πηγή τάσης στην οποία παρατίθεται για λόγους θεωρητικούς, ο ενδιάμεσος κόμβος αναφοράς 0 (Σχήμα 5.1). Η προσέγγιση αυτή δεν δημιουργεί μεγάλες αποκλίσεις από την πραγματικότητα, καθώς η εσωτερική αντίσταση και η πτώση τάσης λόγω εκφόρτισης στα άκρα της συστοιχίας, μπορούν να αμεληθούν.

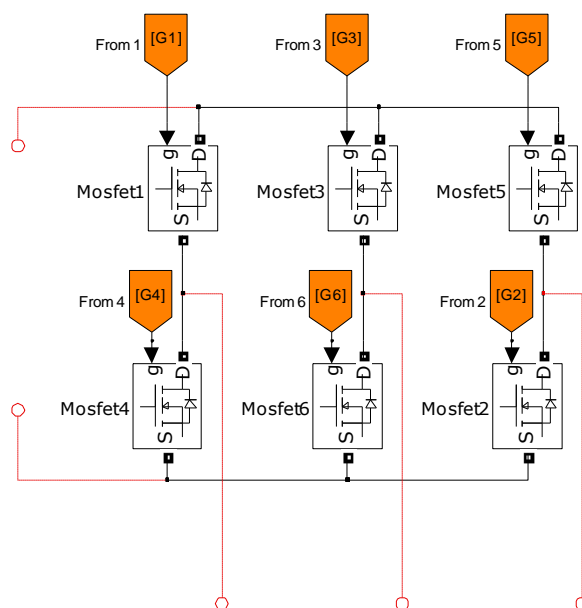


Σχήμα 5.1 – Πηγή ισχύος

5.2 Αντιστροφέας

Ο αντιστροφέας πηγής τάσης του συστήματος παράγει στην έξοδό του τριφασική εναλλασσόμενη τάση ρυθμιζόμενου πλάτους και συχνότητας για την οδήγηση του σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών. Αποτελείται από 3 ημιγέφυρες στοιχείων τύπου MOSFET με αντιπαράλληλες διόδους (μία ημιγέφυρα για κάθε φάση), όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.2.

Η έναυση και σβέση των ημιαγωγών ελέγχεται μέσω των παλμών που εφαρμόζονται στην πύλη τους (g) και παράγονται σύμφωνα με τον εκάστοτε αλγόριθμο ελέγχου. Για τις ανάγκες της προσομοίωσης, ο παλμός αρκεί να είναι ένα ψηφιακό σήμα δύο καταστάσεων 1 ή 0, που σηματοδοτεί την αγωγή ή μη του ημιαγωγού αντίστοιχα. Στην πραγματικότητα, απαιτούνται κυκλώματα οδήγησης MOSFET, που σύμφωνα με το ψηφιακό σήμα ελέγχου, παράγουν κατάλληλο παλμό τάσης στην πύλη των MOSFETs, καθώς αποτελούν ημιαγωγούς διακόπτες ελεγχόμενους από τάση. Επίσης, οι παλμοί τάσης αυτοί έχουν πεπερασμένους χρόνους ανόδου και καθόδου, σε αντίθεση με τους εξιδανικευμένους παλμούς 0 και 1 που θα χρησιμοποιηθούν στην προσομοίωση.



Σχήμα 5.2 – Τριφασικός αντιστροφέας

Για τη μοντελοποίηση των MOSFETs με τις αντιπαράλληλες διόδους χρησιμοποιήθηκε μοντέλο του Simulink, στο οποίο δόθηκαν οι παράμετροι του ακόλουθου Πίνακα:

FET resistance R_{on}	0.038
Internal diode inductance L_{on}	0
Internal diode resistance R_d	0.01
Internal diode forward voltage V_f	0
Initial current I_c	0
Snubber resistance R_s	1e5
Snubber capacitance C_s	inf

Σχήμα 5.3 – Πίνακας παραμέτρων μοντέλου MOSFET

Οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα προκύπτουν θεωρώντας ως αναφορά τον ενδιάμεσο κόμβο αναφοράς 0 της πηγής τάσης (Σχήμα 5.1). Με αυτό τον τρόπο η τάση εξόδου της κάθε φάσης θα είναι θετική και ίση με το μισό της πηγής τάσης όταν άγει ο αντίστοιχος ημιαγωγός διακόπτης της άνω ομάδας και αρνητική και ίση με το μισό της πηγής τάσης όταν άγει ο αντίστοιχος ημιαγωγός διακόπτης της κάτω ομάδας.

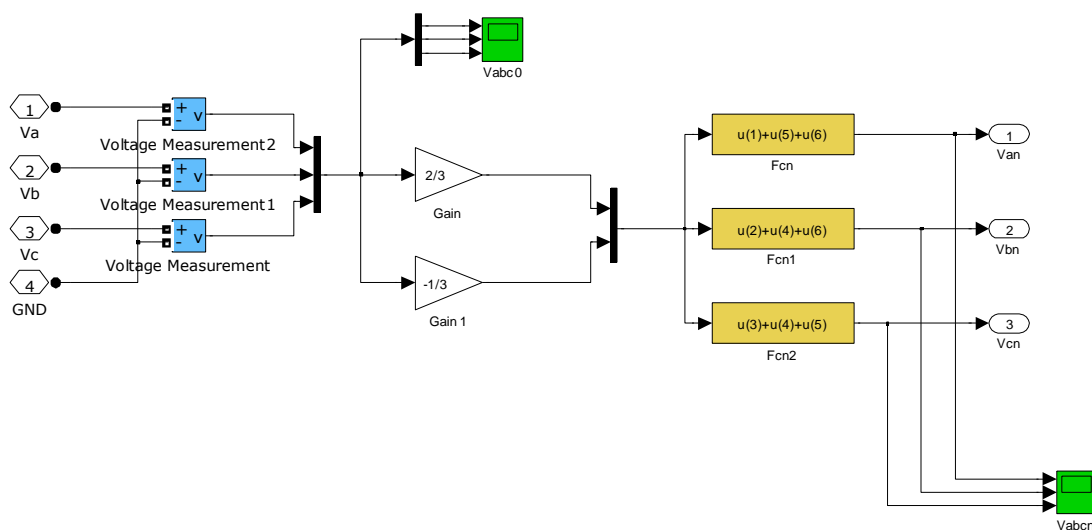
Τα τυλίγματα της μηχανής είναι συνδεδεμένα σε αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο, συνεπώς οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα πρέπει να μετατραπούν σε φασικές τάσεις της μηχανής σύμφωνα με τις ακόλουθες σχέσεις:

$$V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \quad (5.1)$$

$$V_{bn} = \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} - \frac{1}{3}V_{a0} \quad (5.2)$$

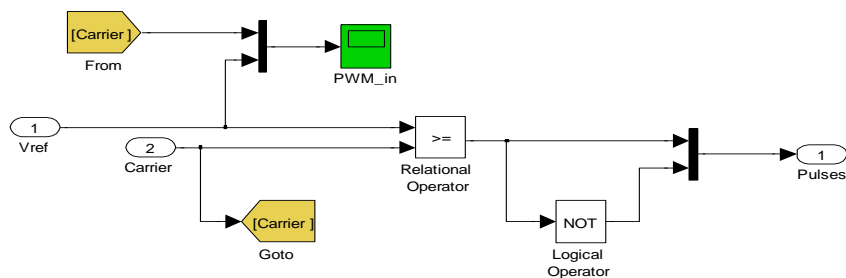
$$V_{cn} = \frac{2}{3}V_{c0} - \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} \quad (5.3)$$

Η υλοποίηση του μετασχηματισμού αυτού πραγματοποιείται στο υποσύστημα του Σχήματος 5.4:



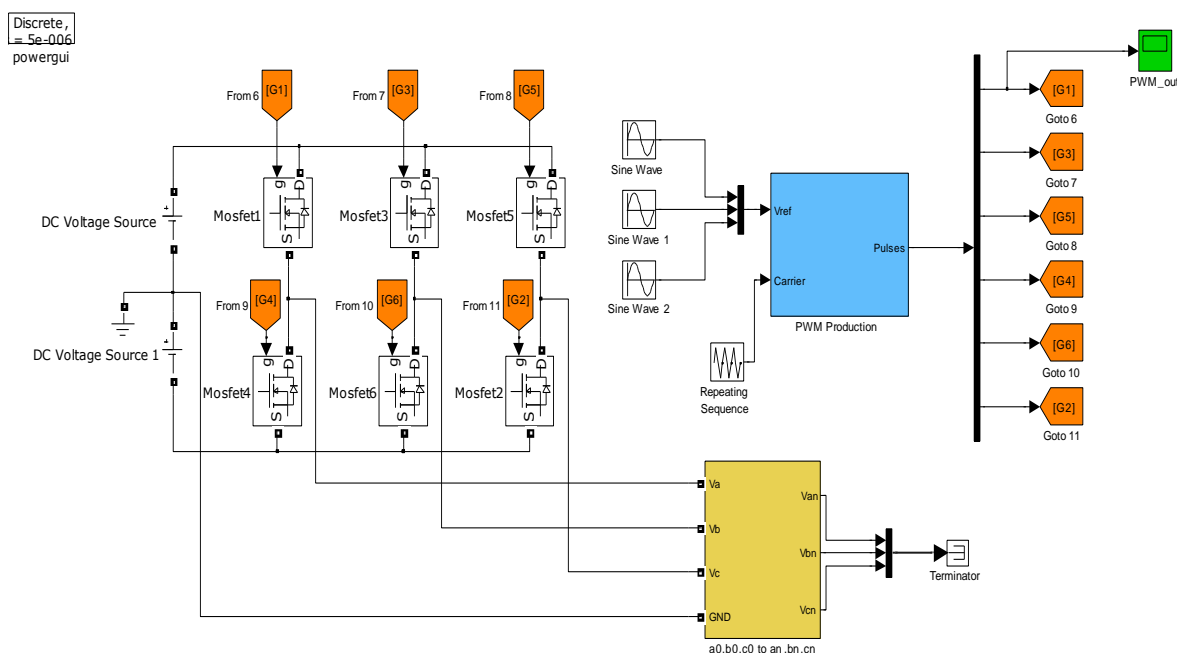
Σχήμα 5.4 – Μετατροπή τάσεων εξόδου αντιστροφέα σε φασικές τάσεις μηχανής

Οι παλμοί των ημιαγωγών παράγονται με χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM), επιλέγοντας κατάλληλη συχνότητα και πλάτος τριγωνικού φέροντος. Οι κυματομορφές αναφοράς έχουν συχνότητα ίση με τη συχνότητα της επιθυμητής τάσης εξόδου και κατάλληλο πλάτος ούτως ώστε ο συντελεστής διαμόρφωσης να είναι μικρότερος της μονάδας και ο αντιστροφέας να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή. Η παραγωγή των παλμών πραγματοποιείται στο υποσύστημα του Σχήματος 5.5:



Σχήμα 5.5 – Παραγωγή παλμών με τη μέθοδο SPWM

Τελικά, το σύστημα που μοντελοποιεί τη λειτουργία του αντιστροφέα στις προαναφερθείσες συνθήκες φαίνεται στο Σχήμα 5.6 :



Σχήμα 5.6 – Προσομοίωση λειτουργίας αντιστροφέα

Με κίτρινο χρώμα εμφανίζεται το υποσύστημα μετατροπής των φασικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα σε φασικές τάσεις της μηχανής και με γαλάζιο το υποσύστημα παραγωγής παλμών μέσω της τεχνικής PWM. Με πορτοκαλί χρώμα σημειώνονται οι παλμοί που οδηγούνται στην είσοδο των ημιαγωγών. Στο συγκεκριμένο Σχήμα έχουν δοθεί συμμετρικές τριφασικές ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς.

5.3 Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών

Ο κινητήρας του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης ανήκει στην κατηγορία των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών με επιφανειακούς μαγνήτες και ημιτονοειδή κατανομή της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο. Όπως ήδη έχει αναφερθεί, για την ανάλυση της δυναμικής και μεταβατικής απόκρισης της μηχανής είναι απαραίτητη η χρήση του δυναμικού μοντέλου dq. Αγνοώντας αρχικά τις απώλειες σιδήρου και κορεσμού του μαγνητικού κυκλώματος (η μοντελοποίηση και ελαχιστοποίησή τους θα αναλυθεί σε επόμενη

ενότητα), υλοποιήθηκε στο λογισμικό Simulink το ακόλουθο μη γραμμικό σύστημα 3^{ης} τάξης που περιγράφει τη συγκεκριμένη μηχανή :

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}}(v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_e L_{ds} i_{ds} - \omega_e \hat{\psi}_f) \quad (5.4)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}}(v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_e L_{qs} i_{qs}) \quad (5.5)$$

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

Για την ηλεκτρομαγνητική ροπή και τις πεπλεγμένες ροές ισχύουν :

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

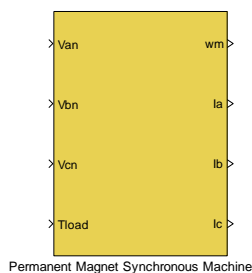
$$\psi_{ds} = L_{ds} i_{ds} + \hat{\psi}_f \quad (5.8)$$

$$\psi_{qs} = L_{qs} i_{qs} \quad (5.9)$$

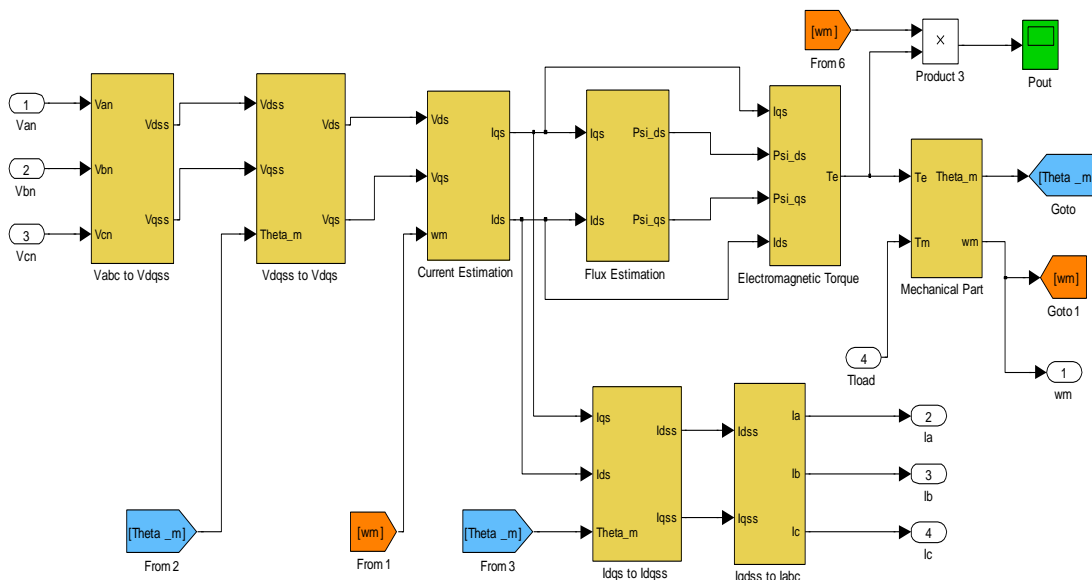
Με βάση τις σχέσεις (5.7) – (5.9), ακολουθείται κατάλληλη διαδικασία ώστε από τις φασικές τάσεις εισόδου της μηχανής, που αποτελούν τις μεταβλητές εισόδου του μοντέλου, να εξαχθούν τα μεγέθη που χαρακτηρίζουν τη συμπεριφορά της μηχανής. Τα ρεύματα των φάσεων, η μηχανική ταχύτητα, η ηλεκτρομαγνητική ροπή και οι πεπλεγμένες ροές αποτελούν τα μεγέθη αυτά. Τα βήματα της διαδικασίας περιγράφονται ακολούθως:

- Μετασχηματισμός των φασικών τάσεων abc στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων $d^s - q^s$ (μετασχηματισμός Clarke).
- Μετασχηματισμός των τάσεων από το στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων $d^s - q^s$ στο στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων $d^e - q^e$ (μετασχηματισμός Park).
- Υπολογισμός των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα i_{ds} και i_{qs} σύμφωνα με τις σχέσεις (5.4)-(5.5).
- Υπολογισμός των πεπλεγμένων ροών ευθέως και εγκάρσιου άξονα ψ_{ds} και ψ_{qs} με βάση τις σχέσεις (5.8)-(5.9).
- Υπολογισμός της ηλεκτρομαγνητικής ροπής με βάση την σχέση (5.7).
- Υπολογισμός της ηλεκτρικής και μηχανικής γωνιακής ταχύτητας μέσω της εξίσωσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων (5.6).
- Μετασχηματισμός των ρευμάτων από το στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων $d^e - q^e$ στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων $d^c - q^c$ (αντίστροφος μετασχηματισμός Park).
- Μετασχηματισμός ρευμάτων από το στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων $d^c - q^c$ σε φασικά ρεύματα abc (αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke).

Κάθε ένα από τα παραπάνω βήματα υλοποιείται από ένα ξεχωριστό υποσύστημα, ο συνδυασμός των οποίων συνθέτει το συνολικό δυναμικό μοντέλο της μηχανής (Σχήμα 5.7).

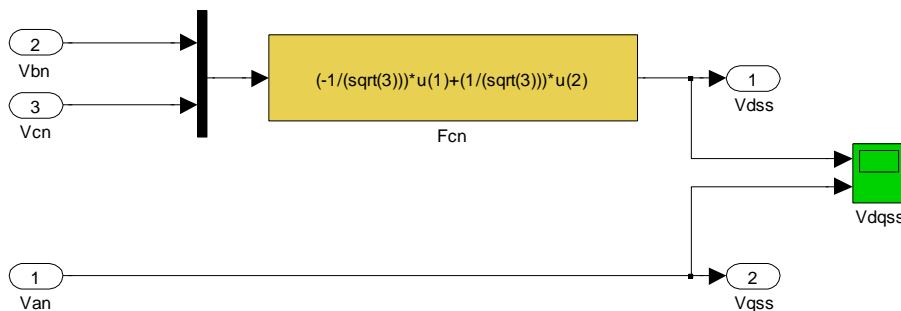


Σχήμα 5.7 – Δυναμικό μοντέλο της μηχανής μόνιμων μαγνητών



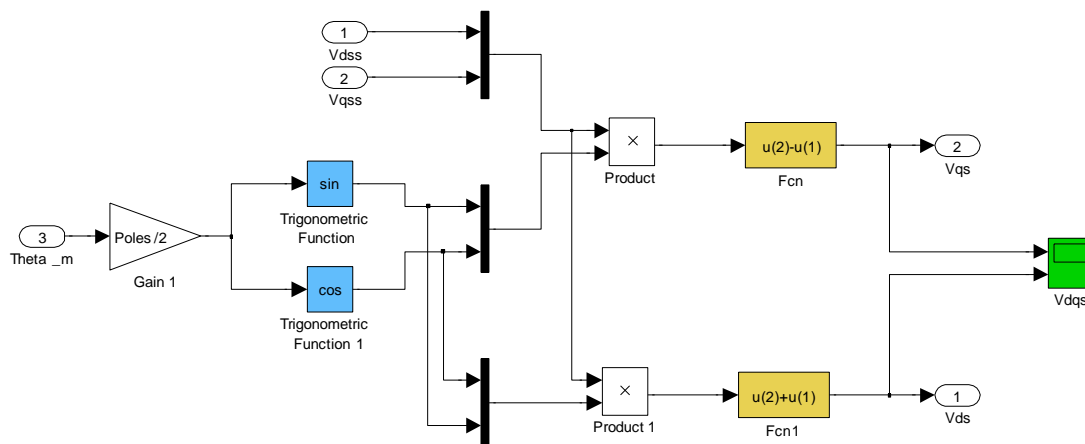
Σχήμα 5.8 – Συνοπτική παρουσίαση των υποσυστημάτων του μοντέλου της μηχανής

Το Σχήμα 5.8 παρουσιάζει συνοπτικά τα επιμέρους υποσυστήματα του δυναμικού μοντέλου της μηχανής. Πρέπει να σημειωθεί ότι ως θύρες εξόδου του μοντέλου ορίζονται η μηχανική ταχύτητα και τα φασικά ρεύματα μόνο, όπως μπορεί να διαπιστωθεί και από το Σχήμα 5.7. Αυτό συμβαίνει διότι απαιτείται η άμεση χρήση τους από τους αλγορίθμους ελέγχου, όπως θα φανεί στη συνέχεια. Τα υπόλοιπα μεγέθη της μηχανής οδηγούνται σε κατάλληλους ψηφιακούς παλμογράφους στο εσωτερικό των υποσυστημάτων, ώστε να είναι δυνατή η εμφάνιση των κυματομορφών τους. Επίσης, είναι εμφανής η ανάγκη ύπαρξης ανάδρασης των μηχανικών μεγεθών για το μετασχηματισμό των τάσεων και των ρευμάτων.

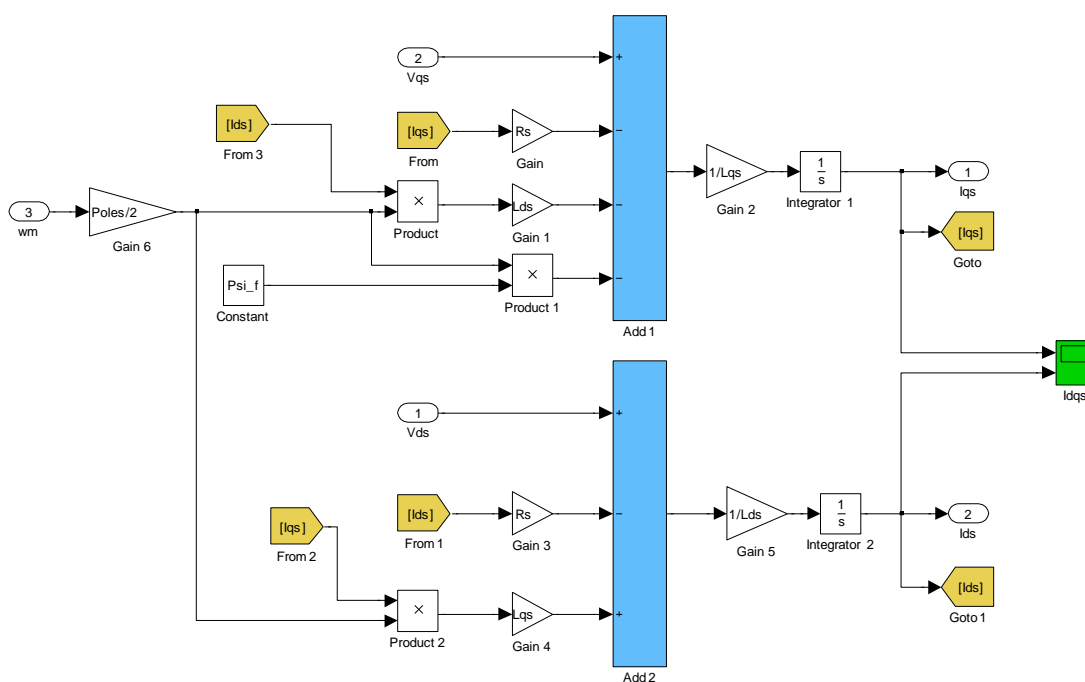


Σχήμα 5.9 – Μετασχηματισμός Clarke τάσεων

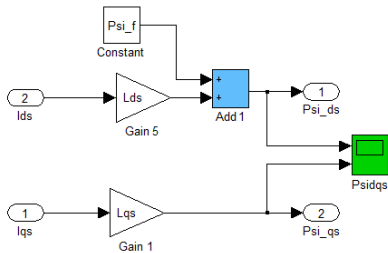
Οι μετασχηματισμοί Clarke και Park τάσεων και ρευμάτων πραγματοποιούνται με βάση τις σχέσεις (3.6)-(3.7) και (3.8)-(3.9) αντίστοιχα που αναπτύχθηκαν στο Κεφάλαιο 3.



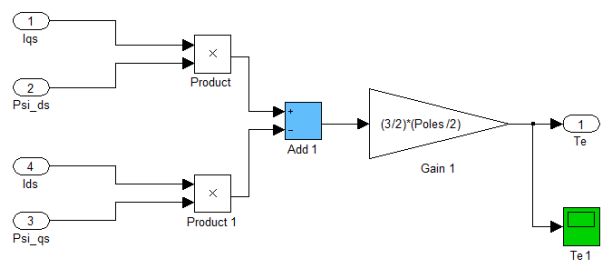
Σχήμα 5.10 – Μετασχηματισμός Park τάσεων



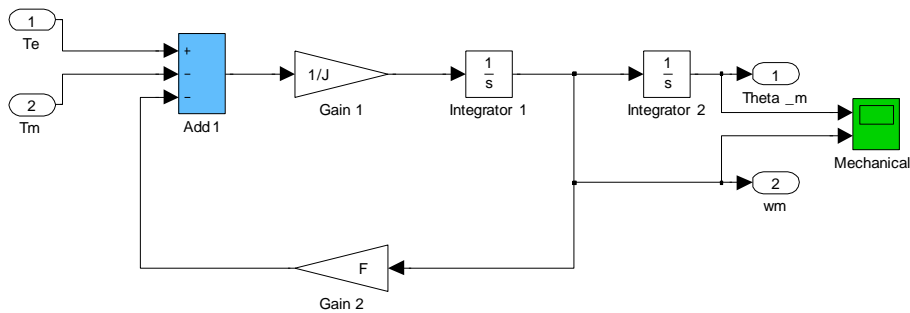
Σχήμα 5.11 – Υπολογισμός ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα (στρεφόμενο πλαίσιο)



Σχήμα 5.12 – Υπολογισμός ροών

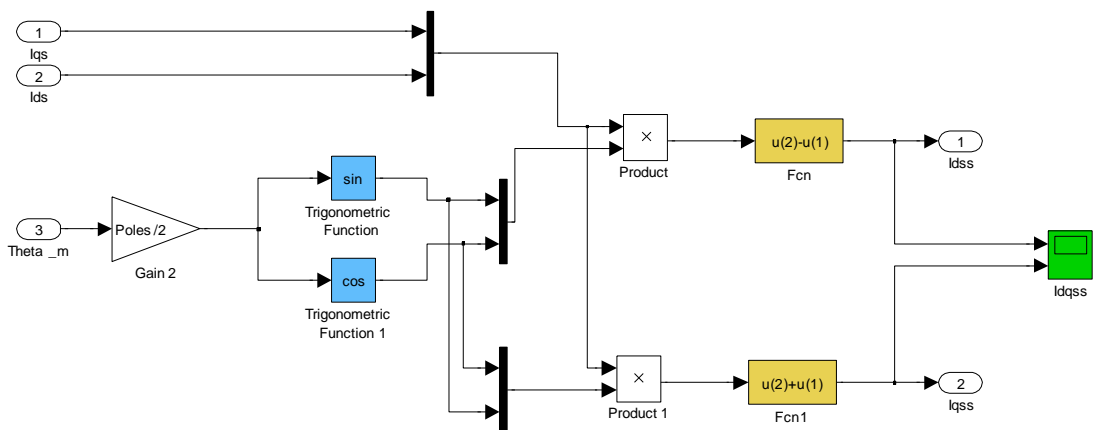


Σχήμα 5.13 – Υπολογισμός ηλεκτρομαγνητικής ροπής

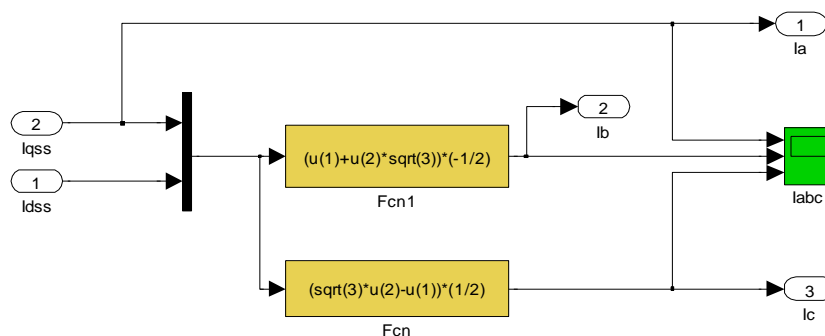


Σχήμα 5.14 – Υπολογισμός μηχανικής γωνίας και γωνιακής ταχύτητας

Οι αντίστροφοι μετασχηματισμοί Park και Clarke τάσεων και ρευμάτων πραγματοποιούνται με βάση τις σχέσεις (3.10)-(3.11) και (3.3)-(3.5) αντίστοιχα που αναπτύχθηκαν στο Κεφάλαιο 3.



Σχήμα 5.15 – Αντίστροφος μετασχηματισμός Park ρευμάτων



Σχήμα 5.16 – Αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke ρευμάτων

Τα χαρακτηριστικά της μηχανής, όπως οι αυτεπαγωγές, οι πόλοι και η ροπή αδράνειας, είναι παραμετροποιημένα μέσα στο μοντέλο και πρέπει να τους δοθεί κάποια τιμή. Η απόδοση τιμών στις παραμέτρους γίνεται εκτελώντας ένα μικρό κομμάτι κώδικα (script) που βρίσκεται στο αρχείο PMSM_param.m και παρουσιάζεται στο Παράρτημα της εργασίας αυτής.

Σημειώνεται ότι οι τιμές που αποδίδονται στο μοντέλο έχουν υπολογιστεί βάσει μετρήσεων και πειραμάτων μετά τον σχεδιασμό και την κατασκευή της μηχανής [16].

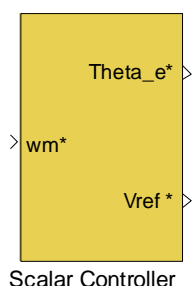
5.4 Ελεγκτής

Ακολουθεί η μοντελοποίηση του ελέγχου από έναν ιδεατό ελεγκτή. Ιδεατός σημαίνει ότι δεν λαμβάνονται υπόψη τυχόν επιπρόσθετες καθυστερήσεις κατά την διάρκεια της επεξεργασίας των δεδομένων από τον ελεγκτή ή σφάλματα ψηφιοποίησης των αναλογικών σημάτων. Η υπόθεση αυτή δεν απέχει πολύ από την πραγματικότητα αν λάβουμε υπόψη την υπολογιστική ισχύ των σύγχρονων μικροελεγκτών. Οι μεθοδολογίες που εξετάζονται είναι ο βαθμωτός έλεγχος σε ανοιχτό βρόχο, ο διανυσματικός έλεγχος και η λειτουργία εξασθένισης πεδίου του διανυσματικού ελέγχου. Στο τέλος της ενότητας αυτής επιχειρείται η υλοποίηση αλγορίθμου σε κώδικα της γλώσσας προγραμματισμού της Matlab με στόχο την ελαχιστοποίηση των απωλειών πυρήνα της μηχανής. Η υλοποίηση του αλγορίθμου προϋποθέτει την τροποποίηση του αρχικού μοντέλου της μηχανής, ώστε να συμπεριλαμβάνονται οι απώλειες πυρήνα.

5.4.1 Βαθμωτός έλεγχος σε ανοιχτό βρόχο

Είναι φανερό ότι στον ανοιχτό βρόχο δεν υπάρχουν σήματα ανάδρασης. Στην περίπτωση αυτή δίνεται κατάλληλο σήμα ελέγχου ταχύτητας στον ελεγκτή, το οποίο μέσω ενός πίνακα αντιστοίχισης (lookup table) αντιστοιχίζεται σε κατάλληλο πλάτος της τάσης αναφοράς. Εφόσον πρόκειται για μία μηχανή με ημιτονοειδή κατανομή της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο, τότε η κυματομορφή της τάσης αναφοράς θα είναι ημιτονοειδής και

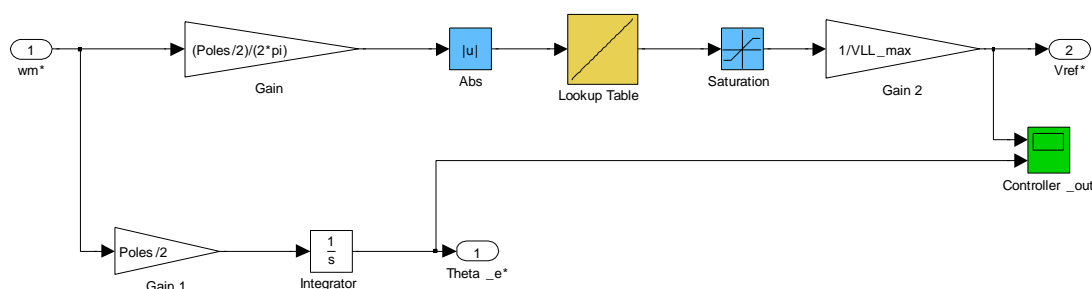
κατ' επέκταση η παραγωγή παλμών για τους ημιαγωγούς θα γίνεται μέσω της τεχνικής SPWM. Το μοντέλο του βαθμωτού ελεγκτή φαίνεται στο Σχήμα 5.17:



Scalar Controller

Σχήμα 5.17 – Βαθμωτός ελεγκτής

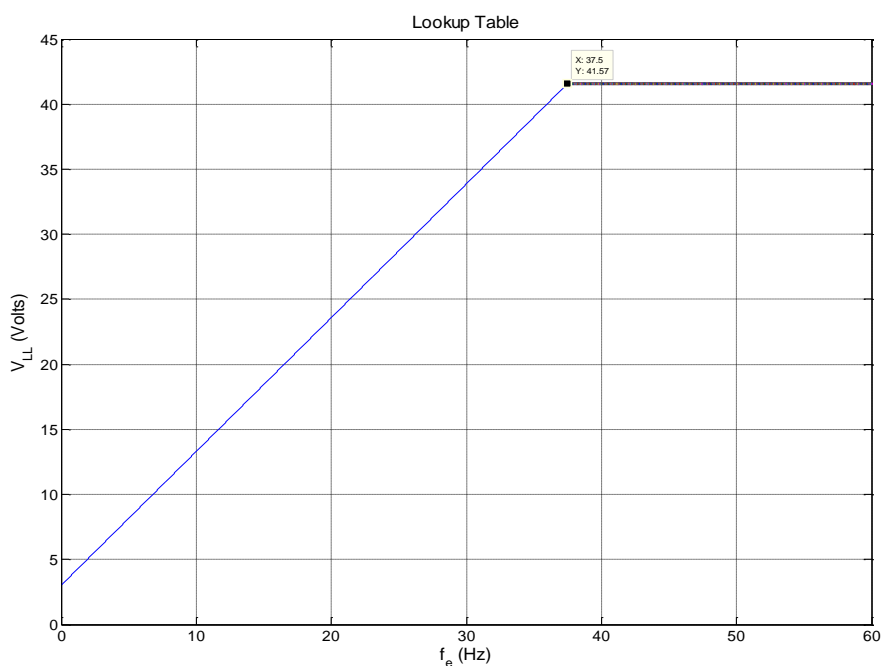
Στο Σχήμα 5.18 παρουσιάζεται η εσωτερική δομή του ελεγκτή αυτού. Το επιθυμητό σήμα ελέγχου ταχύτητας μετατρέπεται σε ηλεκτρική συχνότητα και στη συνέχεια με βάση τον πίνακα αντιστοίχισης προκύπτει το πλάτος της τάσης αναφοράς. Η συνάρτηση της απόλυτης τιμής χρησιμοποιείται έτσι ώστε η μηχανή να μπορεί να δουλέψει και ως γεννήτρια. Στην έξοδο, η μέγιστη τιμή του πλάτους της τάσης αναφοράς είναι η μονάδα, ενώ η ηλεκτρική γωνία αναφοράς παράγεται ολοκληρώνοντας το σήμα ελέγχου ταχύτητας.



Σχήμα 5.18 – Υποσύστημα ελεγκτή που υλοποιεί το βαθμωτό έλεγχο ανοιχτού βρόχου

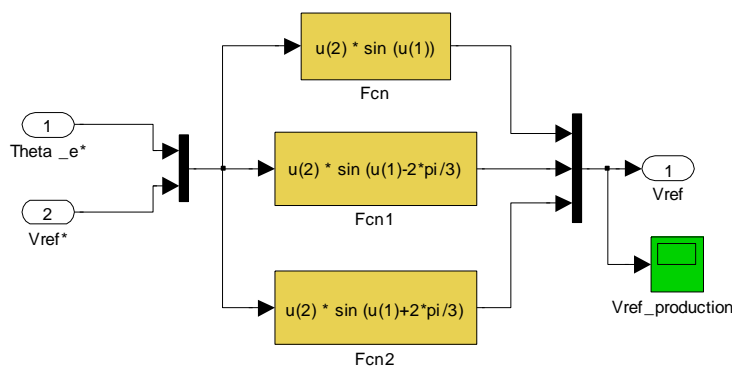
Ο πίνακας αντιστοίχισης υλοποιείται με βάση τις στροφές της μηχανής στη μέγιστη πολική τάση που μπορεί να δώσει στην έξοδό του ο αντιστροφέας. Μεταβάλλοντας την τάση ενίσχυσης V_{boost} μπορούμε να αλλάξουμε την κλίση της ευθείας. Οι μεταβλητές αυτές παραμετροποιούνται και προστίθενται στο ήδη υπάρχον αρχείο κώδικα PSMS_param.m.

Για ονομαστική ταχύτητα στις 450 ΣΑΛ και τάση ενίσχυσης ίση με 3V, ο πίνακας αντιστοίχισης σε συνδυασμό με το στοιχείο κορεσμού (saturation) υλοποιούν τη γραφική παράσταση του Σχήματος 5.19 :



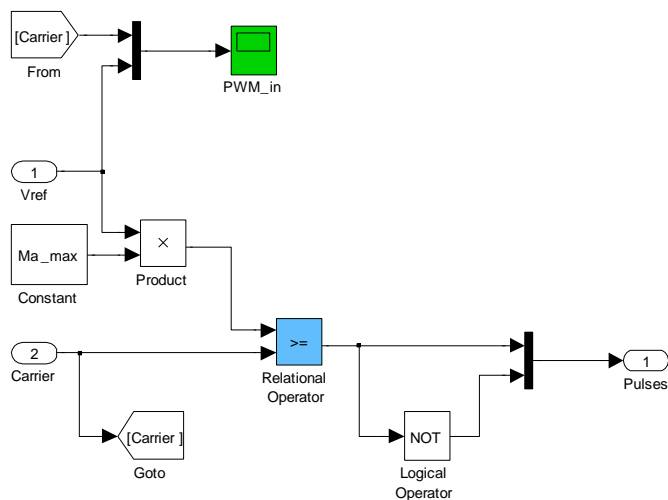
Σχήμα 5.19 – Πίνακας αντιστοίχισης ηλεκτρικής συχνότητας – πολικής τάσης μηχανής

Για την παραγωγή των τάσεων φασικών τάσεων αναφοράς της μηχανής, χρησιμοποιείται το υποσύστημα του Σχήματος 5.20, το οποίο δέχεται ως είσοδο την έξοδο του βαθμοτού ελεγκτή :



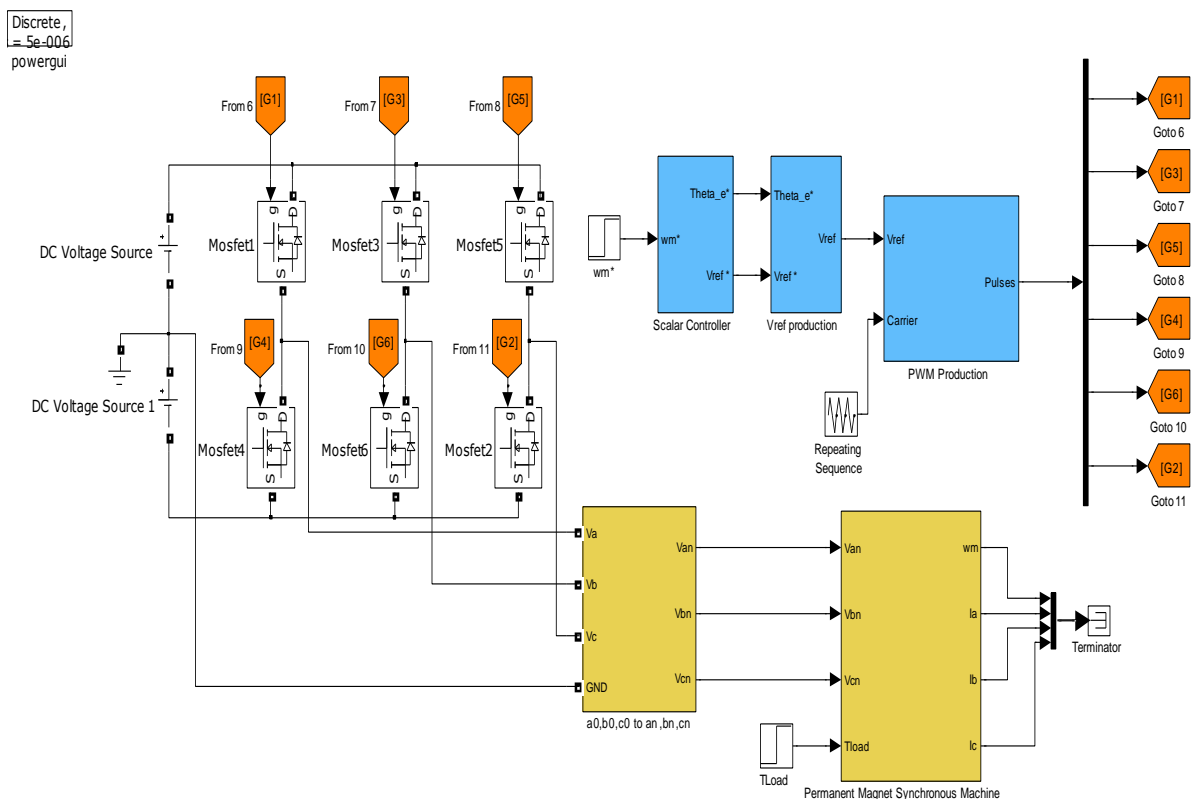
Σχήμα 5.20 – Παραγωγή κυματομορφών αναφοράς από την έξοδο του ελεγκτή

Το υποσύστημα που παράγει τους παλμούς για την οδήγηση των ημιαγωγών είναι ίδιο με αυτό που παρουσιάστηκε στην ενότητα του αντιστροφέα, με τη διαφορά ότι το πλάτος της κυματομορφής αναφοράς πολλαπλασιάζεται επί τη μεταβλητή M_{a_max} , ώστε να διασφαλίζεται η λειτουργία του αντιστροφέα στη γραμμική περιοχή, όπου επιτυγχάνεται και η εξάλειψη των ανώτερων αρμονικών. Η μεταβλητή αυτή τίθεται ίση με 0.95 στον κώδικα που περιέχεται στο αρχείο PMSM_param.m.



Σχήμα 5.21 – Παραγωγή SPWM παλμών για την οδήγηση των ημιαγωγών

Το μοντέλο του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης με βαθμωτό έλεγχο ανοιχτού βρόχου φαίνεται στο Σχήμα 5.22. Με κίτρινο χρώμα παρουσιάζονται τα υποσυστήματα που αφορούν στο κύκλωμα ισχύος, ενώ με γαλάζιο τα υποσυστήματα του κυκλώματος ελέγχου. Στο κύκλωμα ελέγχου διακρίνεται ο βαθμωτός ελεγκτής, η παραγωγή κυματομορφών αναφοράς από τα σήματα εξόδου του ελεγκτή και το υποσύστημα παραγωγής παλμών μέσω της τεχνικής PWM.



Σχήμα 5.22 – Πλήρες σύστημα ηλεκτρικής κίνησης με βαθμωτό έλεγχο ανοιχτού βρόχου

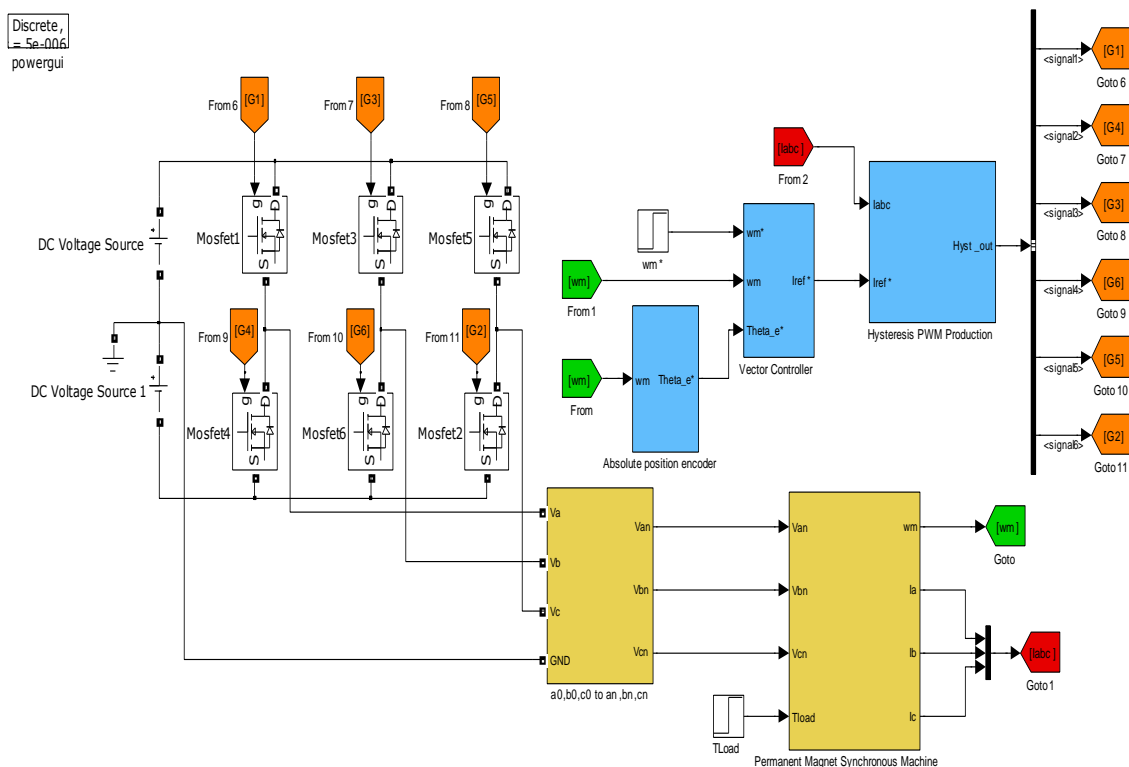
5.4.2 Διανυσματικός έλεγχος

Ο βαθμωτός έλεγχος αδυνατεί να ρυθμίσει τη γωνία του διανύσματος του ρεύματος στάτη. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή (που μας ενδιαφέρει στη ρύθμιση της ταχύτητας) και η ροή του στάτη είναι δύο μεγέθη που εξαρτώνται άμεσα από το μέτρο και τη γωνία του διανύσματος αυτού. Έτσι, όταν στο βαθμωτό έλεγχο η γωνία του διανύσματος μένει ανεξέλεγκτη καθώς προσπαθούμε να ρυθμίσουμε το μέτρο του μέσω της επιβαλλόμενης τάσης, επεμβαίνουμε στην ανάπτυξη της ηλεκτρομαγνητικής ροπής αλλά και στην μεταβολή της μαγνητικής ροής. Αυτά τα δύο φαινόμενα βρίσκονται συζευγμένα μέσα στις εξισώσεις της μηχανής και δεν μπορούν να ελεγχθούν χωριστά με τη χρήση του βαθμωτού ελέγχου. Με το διανυσματικό έλεγχο όμως, μέσω του μετασχηματισμού Park, είναι δυνατή η ρύθμιση της γωνίας του διανύσματος του ρεύματος χρησιμοποιώντας κατάλληλα την d και q -συνιστώσα του όπως θα φανεί στη συνέχεια.

5.4.2.1 Απλός διανυσματικός έλεγχος σε κλειστό βρόχο ταχύτητας

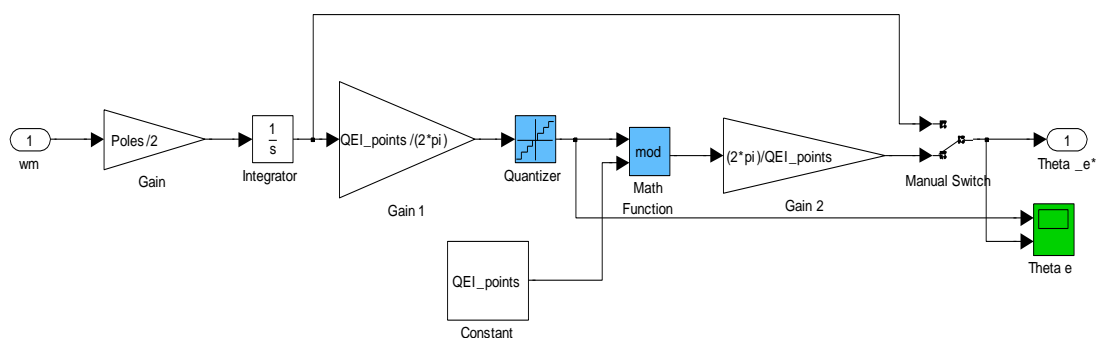
Το υποσύστημα του βαθμωτού ελεγκτή έχει αντικατασταθεί από το υποσύστημα του διανυσματικού ελεγκτή, ενώ παρατηρούνται και άλλες δύο σημαντικές διαφορές στο πλήρες σύστημα ηλεκτρικής κίνησης του Σχήματος 5.23:

- Για τον έλεγχο της γωνίας του διανύσματος του ρεύματος, είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε τη θέση του δρομέα σε κάθε χρονική στιγμή. Για αυτό το λόγο χρησιμοποιείται ο αισθητήρας θέσης πεδίου.
- Για την παραγωγή των παλμών των ημιαγωγών χρησιμοποιείται η τεχνική της διαμόρφωσης εύρους παλμών με έλεγχο του ρεύματος σε βρόχο υστέρησης ρεύματος.



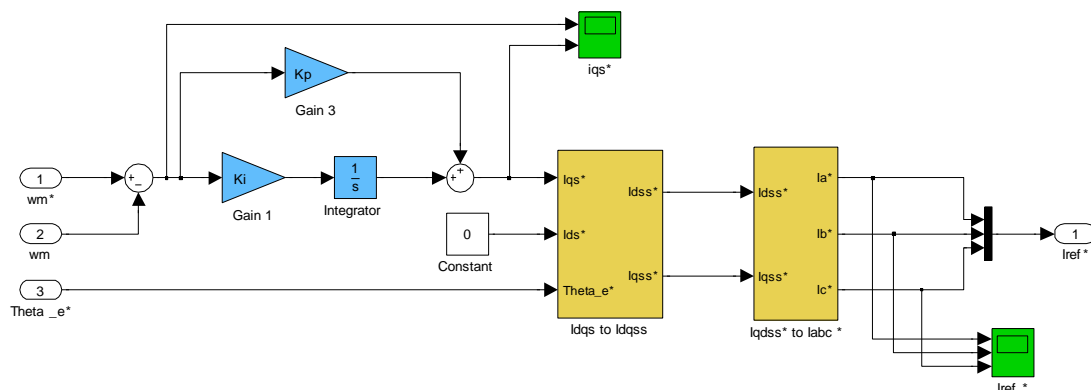
Σχήμα 5.23 – Πλήρες σύστημα ηλεκτρικής κίνησης με διανυσματικό έλεγχο

Τα τρία υποσυστήματα με το γαλάζιο χρώμα παρουσιάζονται στα Σχήματα που ακολουθούν και εξηγείται αντίστοιχα η δομή και η λειτουργία τους.



Σχήμα 5.24 – Υποσύστημα αισθητήρα θέσης πεδίου

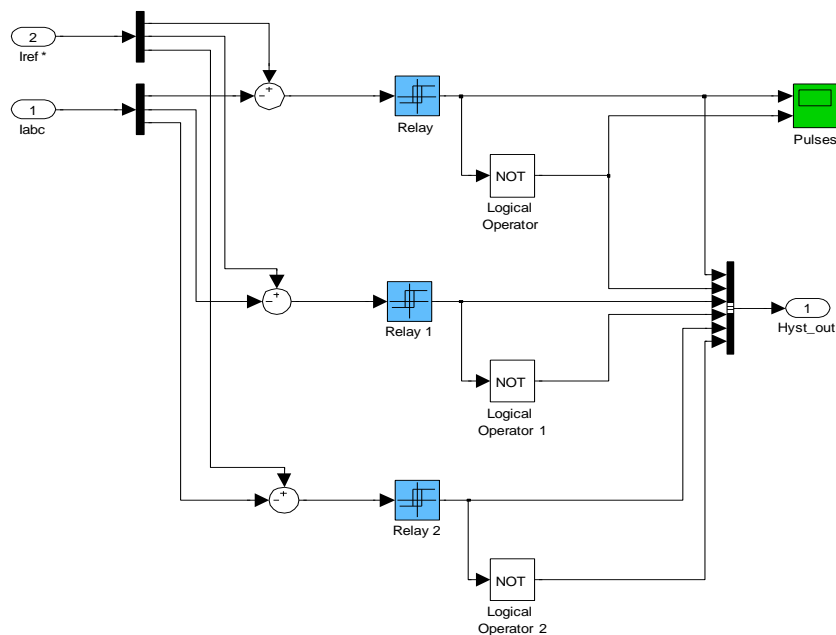
Ο αισθητήρας θέσης πεδίου έχει περιορισμένη διακριτική ικανότητα, η οποία καθορίζεται από την παράμετρο QE1_points, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.24. Η παράμετρος αυτή παίρνει την τιμή 120 στο αρχείο κώδικα PMSM_param.m. Αυτό σημαίνει ότι μπορεί να μετρήσει 120 διακριτές θέσεις του δρομέα σε έναν πλήρη κύκλο της ηλεκτρικής γωνίας. Για αυτό το λόγο χρησιμοποιείται η συνάρτηση του κβαντιστή (quantizer), στην έξοδο του οποίου οι διακριτές τιμές διαφέρουν κατά μία ακέραια μονάδα μεταξύ τους. Η συνάρτηση mod χρησιμοποιείται έτσι ώστε ο μετρητής να ξεκινά από την αρχή όταν ολοκληρώνεται ένας πλήρης κύκλος. Με τη χρήση του χειροκίνητου διακόπτη (manual switch) μπορεί να αγνοηθεί η διακριτή λειτουργία του αισθητήρα και να θεωρηθεί απόλυτα ιδανικός.



Σχήμα 5.25 – Υποσύστημα διανυσματικού ελεγκτή

Στο Σχήμα 5.25, το επιθυμητό σήμα ταχύτητας συγκρίνεται με την πραγματική μετρούμενη ταχύτητα από τον αισθητήρα θέσης και, ρυθμίζοντας κατάλληλα τα κέρδη του PI ελεγκτή, δημιουργείται το σήμα αναφοράς του ρεύματος q-άξονα, που ελέγχει την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Όπως έχει ήδη εξηγηθεί, η μέγιστη ροπή επιτυγχάνεται όταν η συνιστώσα ρεύματος d-άξονα είναι μηδενική. Συνεπώς το σήμα αναφοράς θα είναι $i_{ds}^* = 0$. Στη συνέχεια πραγματοποιούνται αντίστροφοι μετασχηματισμοί Park και Clark ώστε να προκύψουν οι κυματομορφές αναφοράς ρεύματος για κάθε φάση χωριστά. Η παρουσίασή τους έχει ήδη πραγματοποιηθεί κατά την επεξήγηση του μοντέλου της μηχανής, οπότε εδώ παραλείπεται. Οι παράμετροι κερδών του PI ελεγκτή προσδιορίζονται στο αρχείο PMSM_param.m. Είναι σημαντικό να ειπωθεί ότι η μέτρηση της ταχύτητας από τον αισθητήρα θέσης εδώ θεωρείται ιδανική, καθώς ως σήμα εισόδου ω_m στον ελεγκτή λαμβάνεται το σήμα εξόδου ω_m του μοντέλου της μηχανής. Στην πραγματικότητα, η μέτρηση δεν ακολουθεί ακριβώς την πραγματική τιμή της ταχύτητας, ωστόσο στη συγκεκριμένη προσομοίωση η μέτρηση θεωρείται ιδανική.

Στο υποσύστημα του Σχήματος 5.26 συγκρίνονται οι κυματομορφές αναφοράς ρεύματος, όπως προέκυψαν από τον ελεγκτή, με τις πραγματικές μετρούμενες σε κάθε φάση της μηχανής. Στη συνέχεια το σήμα της σύγκρισης περνά από τη ζώνη υστέρησης (relay) και παράγεται ο κατάλληλος παλμός για κάθε ημιαγωγό. Προφανώς για τους ημιαγωγούς που ανήκουν στην ίδια ημιγέφυρα τα σήματα είναι συμπληρωματικά. Η ζώνη υστέρησης ρυθμίζεται μέσω της παραμέτρου HB, η οποία παίρνει τιμή στο αρχείο PMSM_param.m και χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση του relay block. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή ορίζεται στα 0.1A.



Σχήμα 5.26 – Υποσύστημα παραγωγής παλμών με τη μέθοδο βρόχου υστέρησης ρεύματος

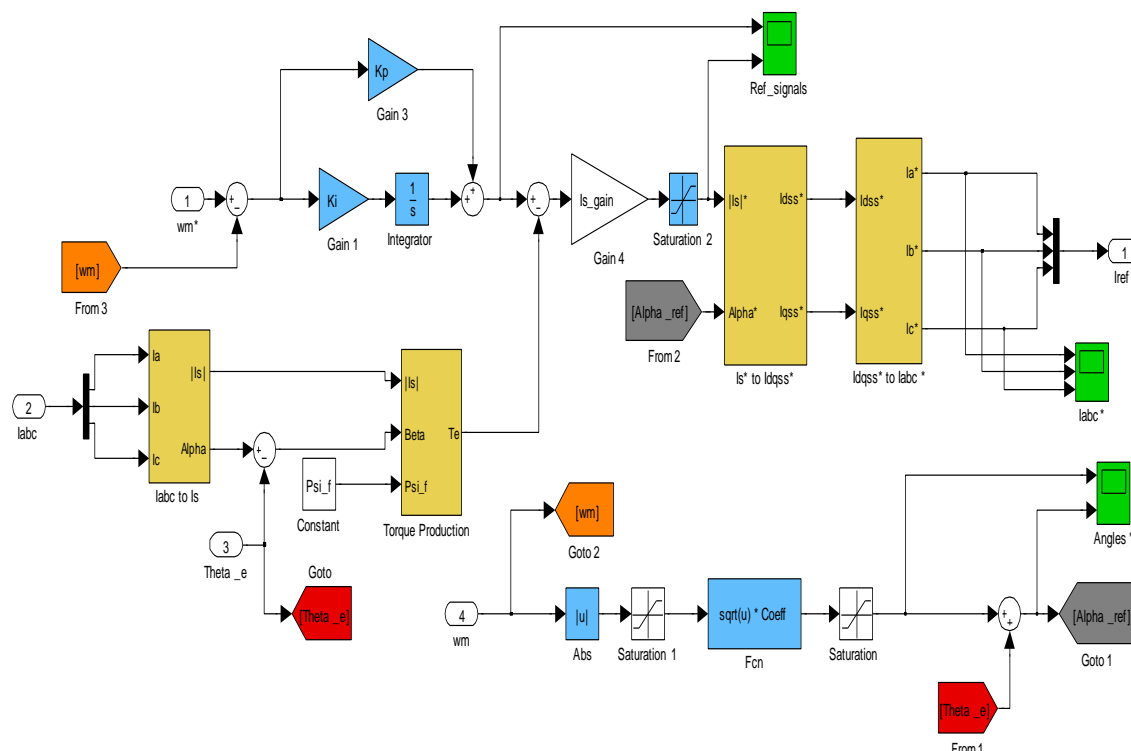
5.4.2.2 Διανυσματικός έλεγχος με λειτουργία εξασθένησης πεδίου (field weakening)

Στο διανυσματικό έλεγχο της προηγούμενης ενότητας θα προστεθεί η λειτουργία εξασθένησης πεδίου σε περίπτωση που είναι επιθυμητή η λειτουργία της μηχανής σε υψηλότερες στροφές.

Με δεδομένη πηγή τάσης, ο αντιστροφέας μπορεί να παρέχει δεδομένο μέγιστο πλάτος τάσης στην έξοδό του για να οδηγήσει τη μηχανή και παράλληλα να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή με συντελεστή διαμόρφωσης μεγαλύτερο ή ίσο της μονάδας. Αν το επιθυμητό σήμα ταχύτητας οδηγήσει τον αντιστροφέα στη μη γραμμική περιοχή λειτουργίας, τότε οι παλμοί που θα οδηγούν τους ημιαγωγούς θα είναι τετραγωνικοί, με αποτέλεσμα την εισαγωγή χαμηλότερων αρμονικών στις κυματομορφές του ρεύματος, που με τη σειρά τους δημιουργούν αρμονικές ροπής.

Για την αποφυγή του παραπάνω φαινομένου, είναι απαραίτητη η λειτουργία εξασθένησης πεδίου με κατάλληλη χρήση της d-συνιστώσας του ρεύματος. Στον απλό διανυσματικό έλεγχο η συνιστώσα αυτή μηδενίζεται, ενώ τώρα ρυθμίζεται κατάλληλα έτσι ώστε εξασθενώντας το πεδίο του δρομέα, με σταθερή επιβαλλόμενη τάση στο στάτη, να επιτυγχάνεται αύξηση των στροφών της μηχανής, όπως έχει ήδη εξηγηθεί και σε προηγούμενο κεφάλαιο.

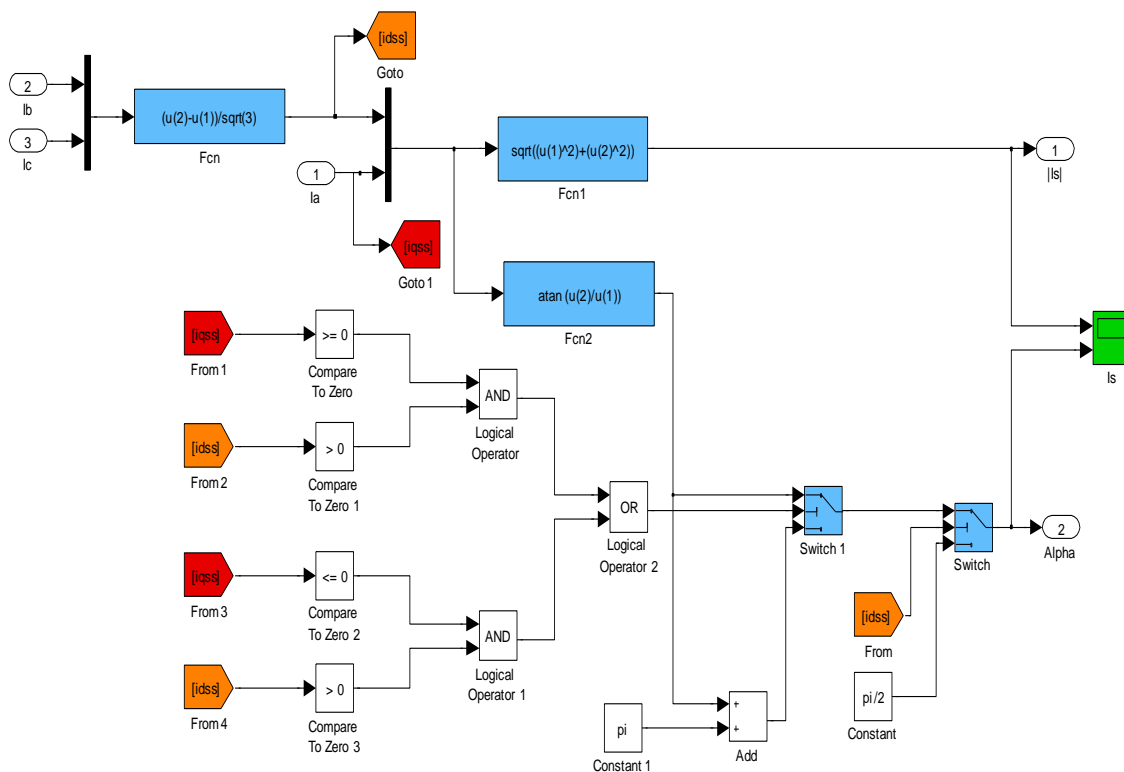
Τα υποσυστήματα του αισθητήρα θέσης και της παραγωγής παλμών μέσω βρόχου υστέρησης ρεύματος παραμένουν ίδια με πριν. Μεταβάλλεται μόνο το υποσύστημα του διανυσματικού ελεγκτή, το οποίο παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.27:



Σχήμα 5.27 – Υποσύστημα διανυσματικού ελεγκτή με λειτουργία εξασθένισης πεδίου (field weakening)

Ο PI ελεγκτής έχει ξανά στην είσοδό του τη σύγκριση της επιθυμητής ταχύτητας με τη μετρούμενη, όμως στην έξοδό του παράγεται το σήμα αναφοράς της ροπής, το οποίο συγκρίνεται με την υπολογιζόμενη από τα σήματα ανάδρασης ροπή. Στη συνέχεια, αφού το σήμα πολλαπλασιαστεί με κατάλληλο κέρδος I_{s_gain} , αποτελεί το μέτρο του διανύσματος αναφοράς του ρεύματος. Ο παραπάνω παράγοντας κέρδους τίθεται ίσος με 1.4 στο αρχείο `PMSM_param.m`. Επίσης τοποθετείται κατάλληλος περιοριστής, που εμποδίζει την αύξηση του μέτρου του διανύσματος αναφοράς πάνω από 20A.

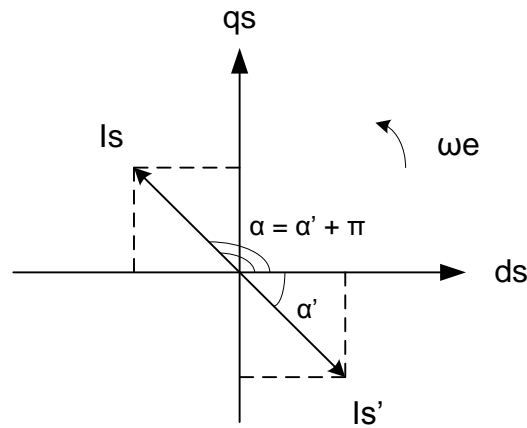
Η ροπή υπολογίζεται σε δύο στάδια με τη βοήθεια των δύο υποσυστημάτων που παρουσιάζονται στα Σχήματα 5.28 και 5.30. Στο πρώτο υποσύστημα υπολογίζεται το διάνυσμα του ρεύματος του στάτη κατά μέτρο και γωνία, ενώ στο δεύτερο υπολογίζεται η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή με βάση το διάνυσμα του ρεύματος και την ροή των μαγνητών του δρομέα.



Σχήμα 5.28 – Υποσύστημα υπολογισμού του διανύσματος του ρεύματος στάτη

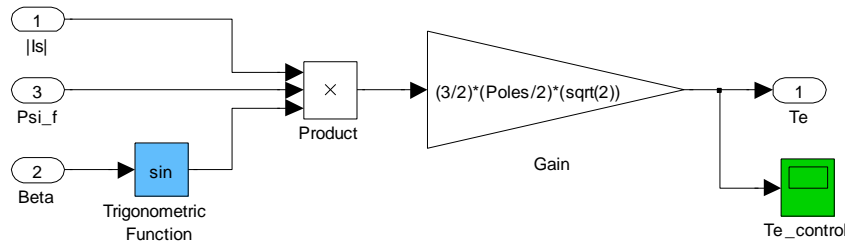
Τα φασικά ρεύματα αρχικά μετατρέπονται σε ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στατό πλαίσιο αναφοράς με το μετασχηματισμό Clarke και στη συνέχεια υπολογίζεται το μέτρο και η γωνία του διανύσματος του ρεύματος στάτη, όπως δείχνει το Σχήμα 5.28. Οι τύποι υπολογισμού που χρησιμοποιούνται μπορούν να αναζητηθούν στην αντίστοιχη βιβλιογραφία[1].

Ο υπολογισμός της γωνίας του διανύσματος εμφανίζει κάποια ιδιαιτερότητα, λόγω της συνάρτησης της αντίστροφης εφαπτομένης. Το διάνυσμα στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, συνεπώς η γωνία α πρέπει να παίρνει όλες τις τιμές μέσα σε ένα διάστημα πλήρους περιστροφής 2π . Η συνάρτηση της αντίστροφης εφαπτομένης που χρησιμοποιείται στο Simulink επιστρέφει τιμές γωνιών μόνο στο 1° και στο 4° τεταρτημόριο ανάλογα με το αν το όρισμα της συνάρτησης είναι θετικό ή αρνητικό αντίστοιχα. Έτσι, για να λαμβάνει η γωνία α τιμές γωνιών σε όλα τα τεταρτημόρια, πρέπει για το 2° και το 3° τεταρτημόριο να προστεθεί η γωνία π στο αποτέλεσμα της συνάρτησης αντίστροφης εφαπτομένης. Αυτό ακριβώς υλοποιείται στον πρώτο διακόπτη του Σχήματος 5.28, όπου γίνεται έλεγχος για το αν η γωνία βρίσκεται στο 1° ή στο 4° τεταρτημόριο. Αν όχι, τότε προστίθεται η γωνία π στο αποτέλεσμα της συνάρτησης αντίστροφης εφαπτομένης, όπως επεξηγείται και γραφικά στο Σχήμα 5.29.



Σχήμα 5.29 – Παράδειγμα υπολογισμού τυχαίας γωνίας που βρίσκεται στο 2^ο τεταρτημόριο

Ο δεύτερος διακόπτης επιλογής έχει τοποθετηθεί έτσι ώστε σε περίπτωση που το διάνυσμα του ρεύματος βρίσκεται στον εγκάρσιο άξονα (μηδενική συνιστώσα ευθέως άξονα), να μην προκύπτει μηδενικός παρονομαστής στη συνάρτηση της αντίστροφης εφαπτομένης, αλλά η γωνία α (Σχήμα 5.29) να τίθεται αυτομάτως ίση με $\pi/2$.



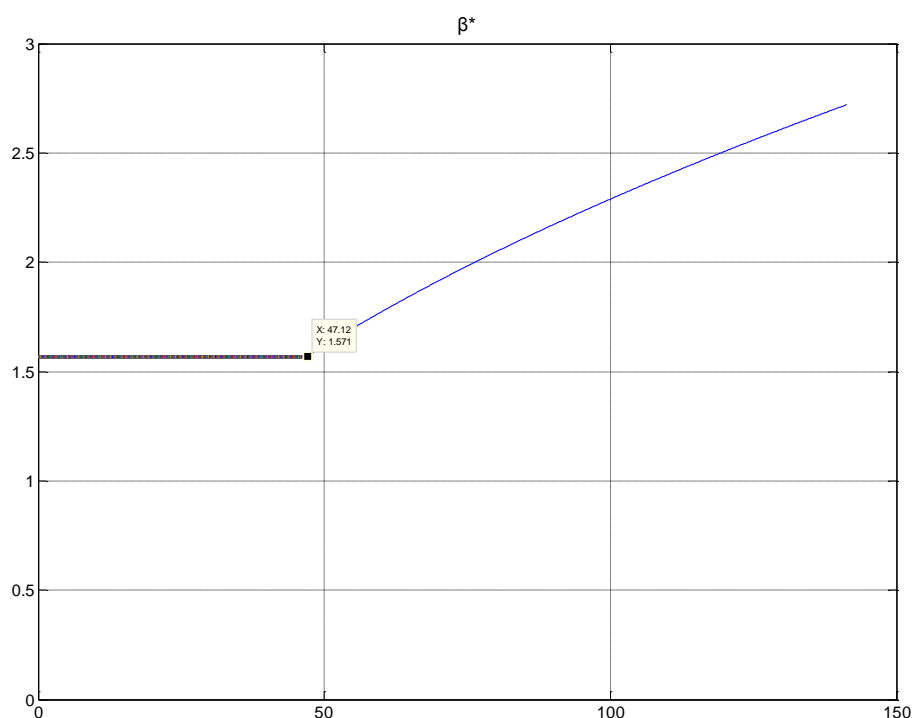
Σχήμα 5.30 – Υποσύστημα υπολογισμού της ηλεκτρομαγνητικής ροπής

Το Σχήμα 5.30 απεικονίζει τον υπολογισμό της ηλεκτρομαγνητικής ροπής συναρτήσει του μέτρου του διανύσματος του ρεύματος του στάτη, της ροής των μαγνητών και της γωνίας β .

Επιστρέφοντας στο Σχήμα 5.27, για την υλοποίηση της συνάρτησης που υπολογίζει τη γωνία β αναφοράς, χρησιμοποιήθηκε η συνάρτηση της τετραγωνικής ρίζας. Η συνάρτηση πολλαπλασιάζεται με κατάλληλο συντελεστή *Coeff* έτσι ώστε να δίνει την τιμή $\pi/2$ στην ονομαστική ταχύτητα, πάνω από την οποία ξεκινά η λειτουργία εξασθένισης πεδίου. Ο συντελεστής αυτός υπολογίζεται στο αρχείο κώδικα *PMSM_param.m* ως εξής :

$$Coeff = \frac{\frac{\pi}{2}}{\sqrt{w_{m,rated}}} \quad (5.10), \quad w_{m,rated} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_{rated}}{60} \quad (5.11)$$

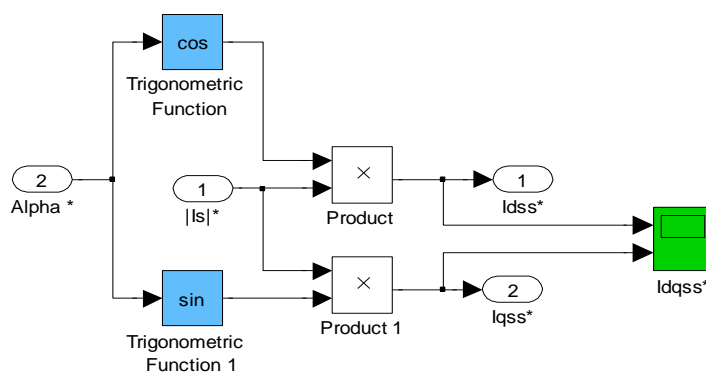
Ο περιοριστής στην είσοδο της συνάρτησης έχει ως κατώτατο όριο την ονομαστική ταχύτητα, ενώ ως ανώτατο όριο επιλέγεται η ταχύτητα δύο φορές μεγαλύτερη της ονομαστικής. Στην έξοδο της συνάρτησης επιλέγεται ως ανώτατο όριο η τιμή π όπως είναι φυσικό, καθώς το εύρος της γωνίας β πρέπει να κυμαίνεται μεταξύ $\pi/2$ και π . Τελικά η συνάρτηση και οι περιοριστές υλοποιούν τον ακόλουθο πίνακα αντιστοίχισης της γωνίας β^* :



Σχήμα 5.31 – Πίνακας αντιστοίχισης μηχανικής γωνιακής ταχύτητας – γωνίας β

Στη γωνία αναφοράς β^* προστίθεται η ηλεκτρική γωνία όπως μετράται από τον αισθητήρα θέσης, έτσι ώστε να προκύψει η γωνία α^* του διανύσματος αναφοράς του ρεύματος μετρημένη από τον d-άξονα του στατού πλαισίου αναφοράς. Το σήμα αυτό οδηγείται στο υποσύστημα μετατροπής του διανύσματος του ρεύματος στις δύο συνιστώσες του στατού πλαισίου αναφοράς (Σχήμα 5.28).

Στο Σχήμα 5.32 παρουσιάζεται το υποσύστημα που μετατρέπει το διάνυσμα αναφοράς του ρεύματος στις δύο συνιστώσες του στατού πλαισίου αναφοράς :

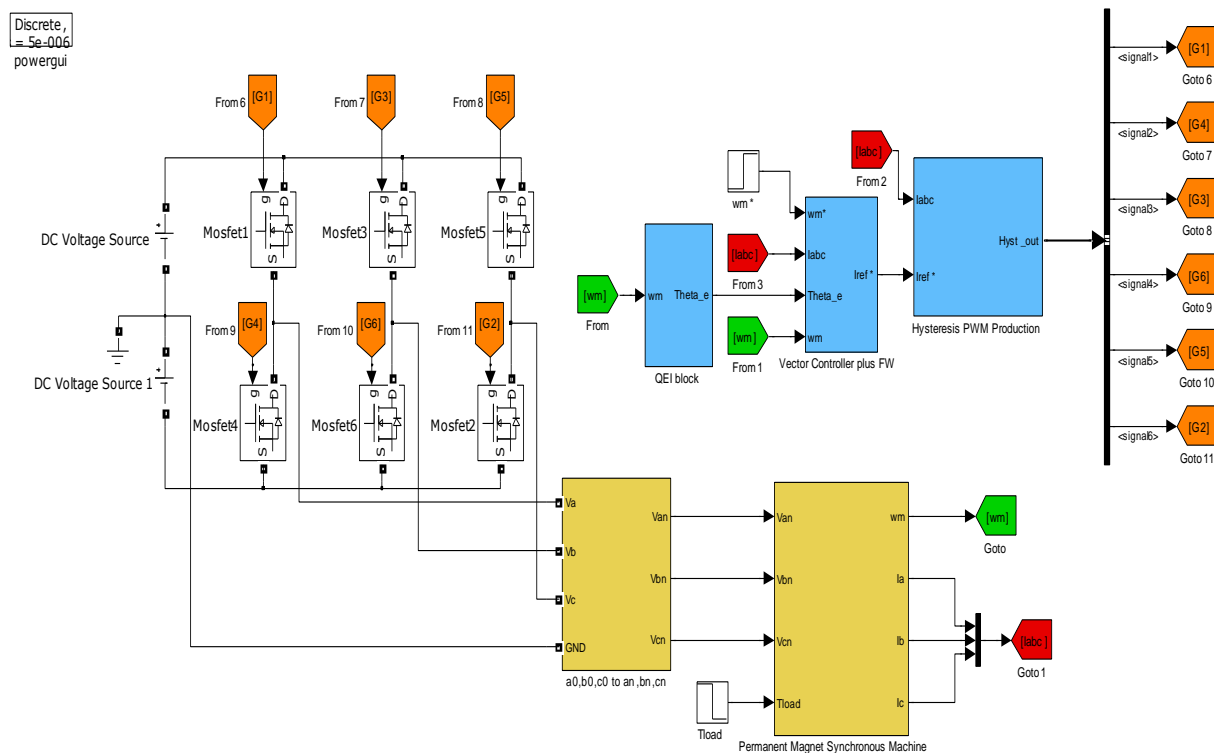


Σχήμα 5.32 – Μετατροπή του διανύσματος αναφοράς του ρεύματος σε συνιστώσες $d^s - q^s$

Οι κυματομορφές αναφοράς των φασικών ρευμάτων του στάτη προκύπτουν με αντίστροφο μετασχηματισμό Clarke των δύο παραπάνω συνιστωσών. Η παρουσίαση του

υποσυστήματος που τον υλοποιεί παραλείπεται καθώς έχει ήδη παρουσιαστεί σε προηγούμενη ενότητα.

Το συνολικό σύστημα ηλεκτρικής κίνησης στην περίπτωση αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 5.33, όπου είναι εμφανής η αλλαγή του δεύτερου γαλάζιου υποσυστήματος του κυκλώματος ελέγχου:



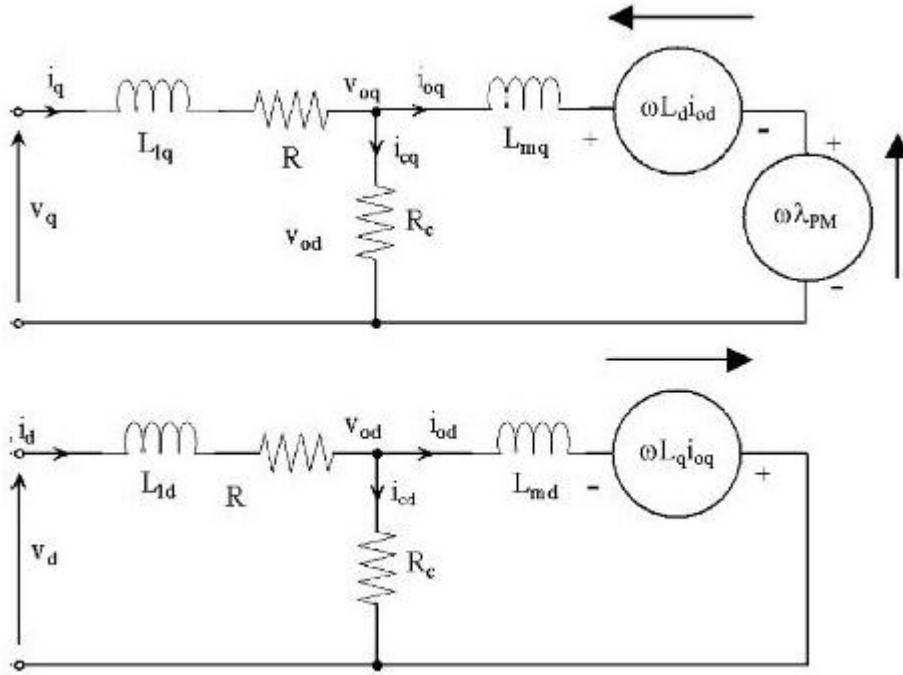
Σχήμα 5.33 – Πλήρες σύστημα κίνησης με διανυσματικό ελεγκτή λειτουργίας εξασθένισης πεδίου

5.4.2.3 Διανυσματικός έλεγχος με αλγόριθμο μείωσης απωλειών (Loss minimization algorithm, LMA)

Μέχρι τώρα, η d-συνιστώσα του ρεύματος στάτη έχει χρησιμοποιηθεί για την εξασθένιση του πεδίου του δρομέα στην εφαρμογή εξασθένισης πεδίου και για την επίτευξη μέγιστης ροπής στον απλό διανυσματικό έλεγχο ($i_d^* = 0$). Όμως, έχει επίσης αποδειχθεί ότι με κατάλληλη ρύθμιση της συνιστώσας αυτής μπορούν να ελαχιστοποιηθούν οι συνολικές απώλειες σιδήρου και χαλκού μιας μηχανής μονίμων μαγνητών με εσωτερικούς μαγνήτες, που λειτουργεί σε συνθήκες μεταβλητής ροπής και ταχύτητας[17]. Στην ενότητα αυτή εξετάζεται η εφαρμογή μιας τέτοιας μεθοδολογίας στο παρόν σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιεί μηχανή επιφανειακών μαγνητών.

Καταρχάς, είναι απαραίτητη η τροποποίηση του δυναμικού μοντέλου της μηχανής μονίμων μαγνητών, ώστε να συμπεριλαμβάνει τις απώλειες πυρήνα της μηχανής. Μια σύντομη αναφορά σε αντίστοιχη τροποποίηση έγινε και στο Κεφάλαιο 3, κατά την ανάπτυξη του δυναμικού μοντέλου της μηχανής. Η βασική υπόθεση εργασίας είναι ότι η κατανομή της

μαγνητικής ροής στο διάκενο είναι ημιτονοειδής και ότι το μαγνητικό κύκλωμα είναι γραμμικό. Έτσι, στο κλασικό δυναμικό μοντέλο dq της μηχανής εισάγεται η συγκεντρωμένη παράμετρος R_c , που μοντελοποιεί τις απώλειες σιδήρου με τρόπο που να εξαρτώνται από την πεπλεγμένη ροή διακένου. Το Σχήμα 5.34 παρουσιάζει τα τροποποιημένα ισοδύναμα κυκλώματα q και d-άξονα:



Σχήμα 5.34 – Τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο dq αξόνων μηχανής μονίμων μαγνητών[10]

Σύμφωνα με το Σχήμα 5.34 προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{lqs}} \left(v_{qs} - R_s i_{qs} - L_{mq} \frac{di_{oqs}}{dt} - \omega_e L_{ds} i_{ods} - \omega_e \hat{\psi}_f \right) \quad (5.12)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{lds}} \left(v_{ds} - R_s i_{ds} - L_{md} \frac{di_{ods}}{dt} + \omega_e L_{qs} i_{oqs} \right) \quad (5.13)$$

όπου

$$i_{ods} = i_{ds} - i_{c ds} \quad (5.14)$$

$$i_{oqs} = i_{qs} - i_{c qs} \quad (5.15)$$

$$i_{c ds} = \frac{-\omega_e L_{qs} i_{oqs} + L_{md} \frac{di_{ods}}{dt}}{R_c} \quad (5.16)$$

$$i_{c qs} = \frac{\omega_e (\hat{\psi}_f + L_{ds} i_{ods}) + L_{mq} \frac{di_{oqs}}{dt}}{R_c} \quad (5.17)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (5.16)-(5.17) στις σχέσεις (5.14)-(5.15) προκύπτουν:

$$\frac{di_{oqs}}{dt} = \frac{1}{L_{mqS}} \{R_c(i_{qs} - i_{oqs}) - \omega_e L_{ds} i_{ods} - \omega_e \hat{\psi}_f\} \quad (5.18)$$

$$\frac{di_{ods}}{dt} = \frac{1}{L_{mds}} \{R_c(i_{ds} - i_{ods}) + \omega_e L_{qs} i_{oqs}\} \quad (5.19)$$

Οι σχέσεις (5.12)-(5.13) μπορούν να απλοποιηθούν αντικαθιστώντας σε αυτές τις σχέσεις (5.18)-(5.19):

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{lqs}} \{v_{qs} - i_{qs}(R_s + R_c) + R_c i_{oqs}\} \quad (5.20)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{lds}} \{v_{ds} - i_{ds}(R_s + R_c) + R_c i_{ods}\} \quad (5.21)$$

Τέλος, η ηλεκτρομαγνητική ροπή και οι πεπλεγμένες ροές μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$T_e = \frac{3P}{2} \hat{\psi}_f i_{oqs} \quad (5.22)$$

$$\psi_{qs} = L_{lqs} i_{qs} + L_{mqS} i_{oqs} \quad (5.23)$$

$$\psi_{ds} = L_{lds} i_{ds} + L_{mds} i_{ods} + \hat{\psi}_f \quad (5.24)$$

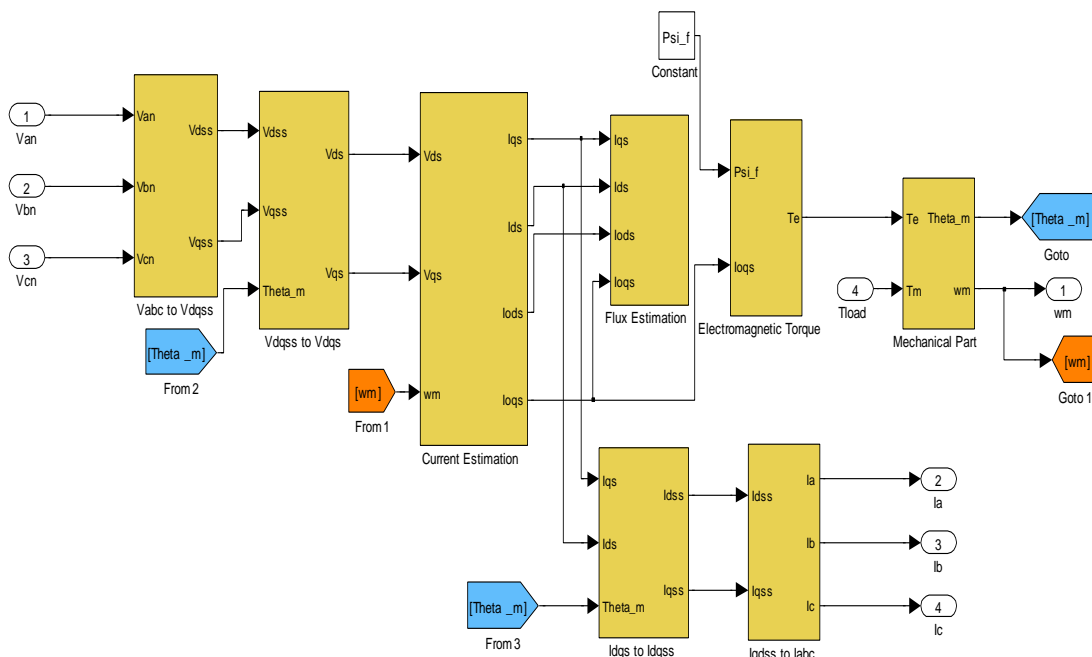
Συνοψίζοντας, μπορεί να παρατηρηθεί ότι με την τροποποίηση του ισοδύναμου κυκλώματος εισάγονται δύο επιπλέον μεταβλητές κατάστασης στο μοντέλο, με αποτέλεσμα το σύστημα να μετατρέπεται σε μη γραμμικό σύστημα 5^{ης} τάξης.

Το Σχήμα 5.35 δείχνει την υλοποίηση του μοντέλου αυτού στο Simulink. Αυτά που αλλάζουν σε σχέση με το προηγούμενο μοντέλο είναι το υποσύστημα υπολογισμού των ρευμάτων, των πεπλεγμένων ροών και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής.

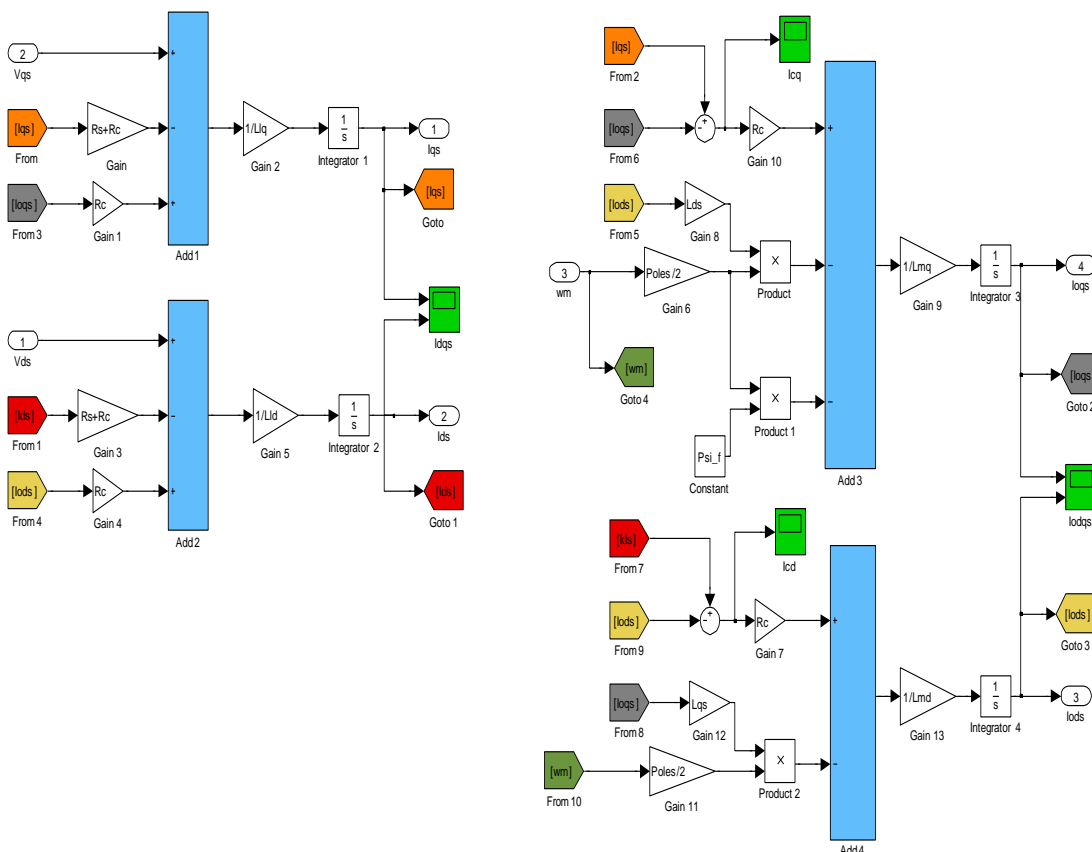
Ο υπολογισμός των ρευμάτων στο Σχήμα 5.36 χρησιμοποιεί τις σχέσεις (5.18)-(5.21), ενώ δίνεται κατάλληλη τιμή στις αυτεπαγωγές σκέδασης, στις αμοιβαίες επαγωγές και στην ισοδύναμη αντίσταση απωλειών πυρήνα στο αρχείο κώδικα PSMS_param. Σημειώνεται ότι για τις συνολικές αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα L_{ds}, L_{qs} ισχύουν οι σχέσεις:

$$L_{ds} = L_{lds} + L_{mds} \quad (5.25)$$

$$L_{qs} = L_{lqs} + L_{mqS} \quad (5.26)$$

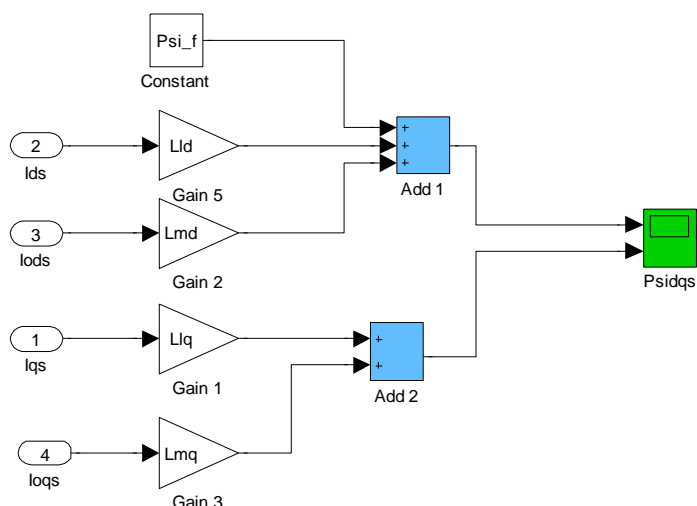


Σχήμα 5.35 – Συνοπτική παρουσίαση υποσυστημάτων τροποποιημένου μοντέλου μηχανής μόνιμων μαγνητών

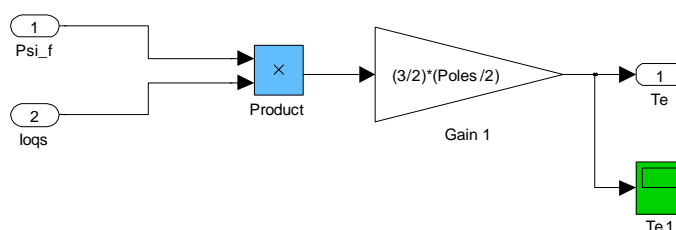


Σχήμα 5.36 – Υποσύστημα υπολογισμού ρευμάτων τροποποιημένου μοντέλου

Το Σχήμα 5.37 απεικονίζει του υποσύστημα υπολογισμού των πεπλεγμένων ροών με βάση τις σχέσεις (5.23)-(5.24), ενώ το Σχήμα 5.38 απεικονίζει το υποσύστημα υπολογισμού της ηλεκτρομαγνητικής ροπής με βάση τη σχέση (5.22):



Σχήμα 5.37 – Υποσύστημα υπολογισμού πεπλεγμένων ροών τροποποιημένου μοντέλου



Σχήμα 5.38 – Υποσύστημα υπολογισμού ηλεκτρομαγνητικής ροπής τροποποιημένου μοντέλου

Όσον αφορά στον διανυσματικό ελεγκτή, είναι ο ίδιος με αυτόν του απλού διανυσματικού ελέγχου με τη διαφορά ότι σαν είσοδος στο ρεύμα αναφοράς ευθέως άξονα εισάγεται το αποτέλεσμα του αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών.

Ο αλγόριθμος συνδυάζει δύο προγενέστερες μεθοδολογίες ελαχιστοποίησης απωλειών [17]-[19], γνωστές ως «έλεγχος αναζήτησης» (search control) και «έλεγχος μοντέλου απωλειών» (loss-model control). Ο αλγόριθμος ελέγχου επιτρέπει τον υπολογισμό του βέλτιστου ρεύματος ευθέως άξονα ανάλογα με τις συνθήκες ταχύτητας και φόρτισης της μηχανής, ώστε να επιτυγχάνεται η μέγιστη απόδοση στη μόνιμη κατάσταση.

Εν γένει, οι απώλειες του στάτη μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες: στις ελεγχόμενες και στις μη ελεγχόμενες. Οι απώλειες χαλκού, οι οποίες καθορίζονται από τη θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα του ρεύματος στάτη και τις απώλειες σιδήρου, οι οποίες καθορίζονται από τη θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα της συνολικής πεπλεγμένης ροής, ανήκουν στην πρώτη κατηγορία. Αντίθετα, οι απώλειες χαλκού σιδήρου που προκαλούνται από υψηλότερες αρμονικές συνιστώσες, μαζί με τις μηχανικές απώλειες, ανήκουν στη δεύτερη κατηγορία.

Με βάση τις σχέσεις (5.14)-(5.15) και (5.20)-(5.21) στη μόνιμη κατάσταση, είναι δυνατή η εύρεση μιας μαθηματικής έκφρασης των απωλειών ισχύος που προκαλούνται από τη θεμελιώδη συνιστώσα ρεύματος του τυλίγματος W_{Cu} . Με παρόμοιο τρόπο, μπορούν να

προσδιοριστούν οι απώλειες σιδήρου του πυρήνα που προκαλούνται από τη θεμελιώδη συνιστώσα της συνολικής πεπλεγμένης ροής W_{Fe} . Ακολούθως, οι ελεγχόμενες απώλειες μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει των ρευμάτων i_{od} , i_{oq} και της ηλεκτρικής συχνότητας:

$$\begin{aligned} W_{Cu}(i_{ods}, i_{oqs}, \omega_e) &= \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) = \\ &= \frac{3}{2} R_s \left\{ \left(i_{ods} - \frac{\omega_e L_{qs} i_{oqs}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{oqs} + \frac{\omega_e (\hat{\psi}_f + L_{ds} i_{ods})}{R_c} \right)^2 \right\} \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$\begin{aligned} W_{Fe}(i_{ods}, i_{oqs}, \omega_e) &= \frac{3}{2} R_s (i_{cds}^2 + i_{cqs}^2) = \\ &= \frac{3 \omega_e^2}{2 R_c} \left\{ (L_{qs} i_{oqs})^2 + (\hat{\psi}_f + L_{ds} i_{ods})^2 \right\} \end{aligned} \quad (5.28)$$

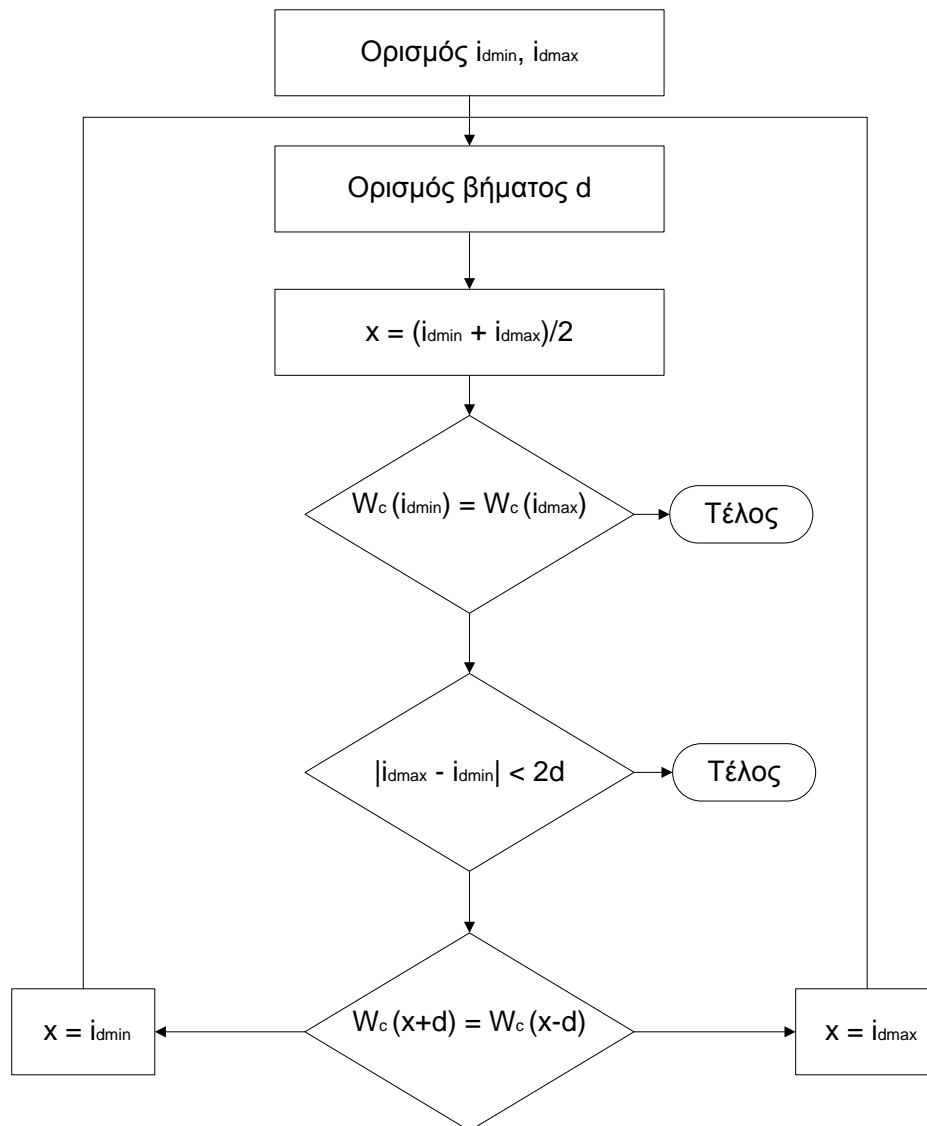
Συνεπώς, οι συνολικές απώλειες θα είναι:

$$W_C(i_{ods}, i_{oqs}, \omega_e) = W_{Cu} + W_{Fe} \quad (5.29)$$

Οι ελεγχόμενες απώλειες στη μόνιμη κατάσταση μπορούν να προσδιοριστούν συνδυάζοντας τις σχέσεις (5.22) και (5.29). Το αποτέλεσμα είναι μια σχέση που εκφράζει τις απώλειες ισχύος της μηχανής συναρτήσει της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e , το ρεύματος ευθέως άξονα i_{ods} και της ηλεκτρικής γωνιακής ταχύτητας ω_e . Συγκεκριμένα:

$$W_C(i_{ods}, T_e, \omega_e) = W_{Cu}(i_{ods}, T_e, \omega_e) + W_{Fe}(i_{ods}, T_e, \omega_e) \quad (5.30)$$

Για σταθερές τιμές ηλεκτρομαγνητικής ροπής και ταχύτητας, οι συνολικές ελεγχόμενες απώλειες εξαρτώνται μόνο από το ρεύμα i_{ods} . Ο προσδιορισμός του τοπικού ελαχίστου της σχέσης (5.30) μπορεί να υπολογιστεί με τη χρήση επαναληπτικού αλγορίθμου. Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.39. Ουσιαστικά πρόκειται για έναν αλγόριθμο δυαδικής αναζήτησης (binary search algorithm). Ρυθμίζοντας το εύρος του διαστήματος αναζήτησης μέσω των τιμών $i_{d\min}$, $i_{d\max}$ και το βήμα αναζήτησης d , υπολογίζεται το ενδιάμεσο σημείο x . Αν $W_C(x-d) > W_C(x+d)$, τότε $x = i_{d\max}$, αλλιώς $x = i_{d\min}$. Οι επαναλήψεις συνεχίζονται έως ότου $|i_{d\max} - i_{d\min}| < 2d$, δίνοντας την τιμή του i_{ds} για την οποία ελαχιστοποιούνται οι απώλειες της μηχανής.



Σχήμα 5.39 – Διάγραμμα ροής αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών

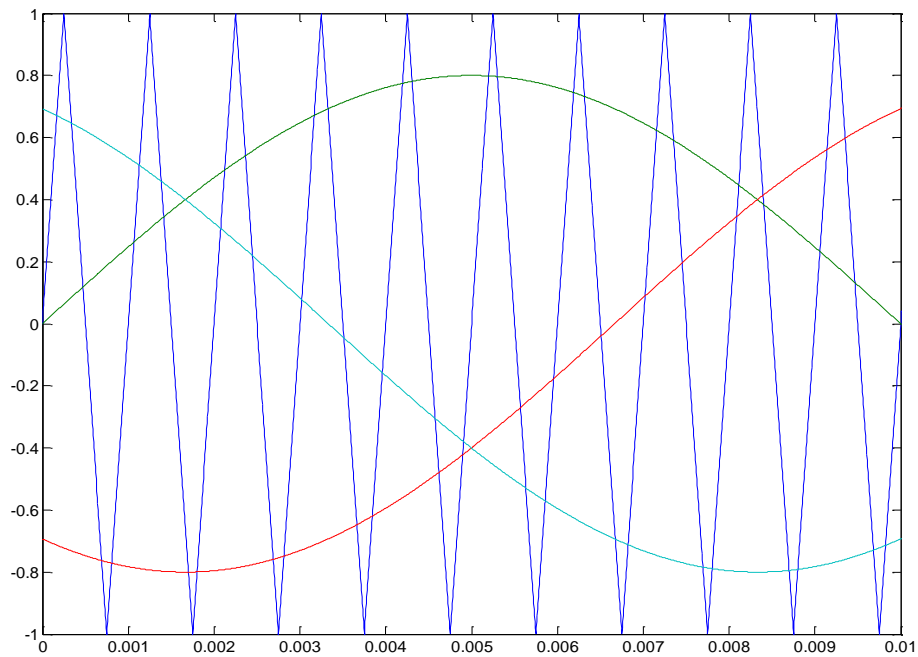
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Στο κεφάλαιο αυτό πραγματοποιείται προσομοίωση της λειτουργίας των κύριων συνιστωσών του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, όπως αυτές μοντελοποιήθηκαν στο Κεφάλαιο 5. Στη συνέχεια, εξετάζεται η συμπεριφορά και η απόκριση των μεγεθών του συνολικού συστήματος σε διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας, χρησιμοποιώντας είτε βαθμωτό είτε διανυσματικό έλεγχο. Τα αποτελέσματα αξιολογούνται και πραγματοποιείται σύγκριση μεταξύ τους. Τελικά, εξετάζεται κατά πόσο ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης απωλειών βελτιώνει το βαθμό απόδοσης της μηχανής μονίμων μαγνητών της εφαρμογής αυτής.

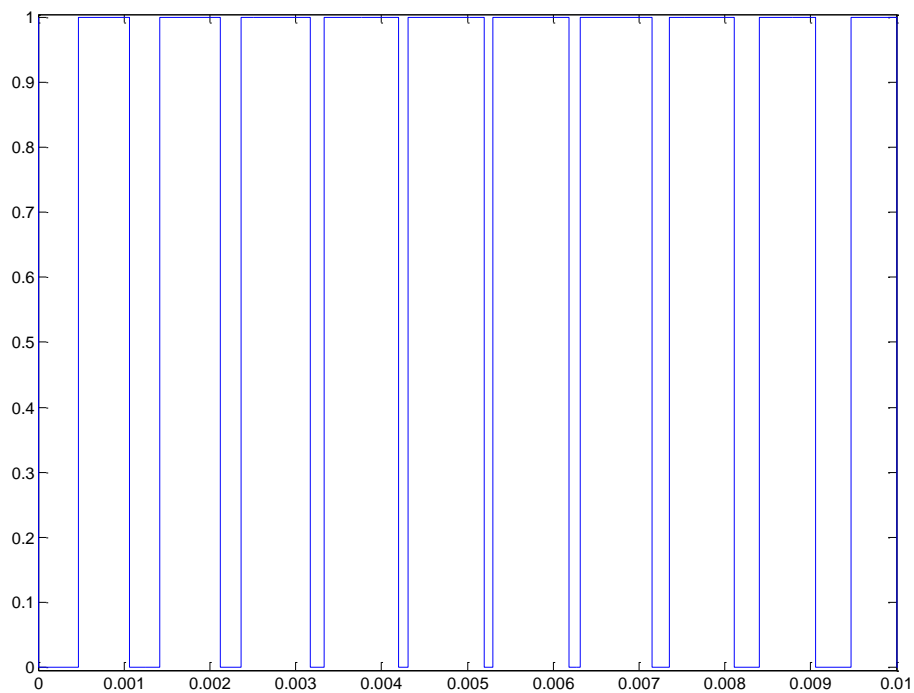
6.1 Αντιστροφέας

Στην ενότητα αυτή προσομοιώνεται η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης για DC τάση εισόδου 48V από τη συστοιχία των συσσωρευτών. Οι παλμοί των ημιαγωγών παράγονται με χρήση της τεχνικής ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM), επιλέγοντας συχνότητα τριγωνικού φέροντος σήματος ίση με 1kHz και μοναδιαίο πλάτος. Τα ημίτονα αναφοράς έχουν συχνότητα 50Hz και πλάτος 0.8, ούτως ώστε ο συντελεστής διαμόρφωσης να είναι μικρότερος της μονάδας και ο αντιστροφέας να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή.

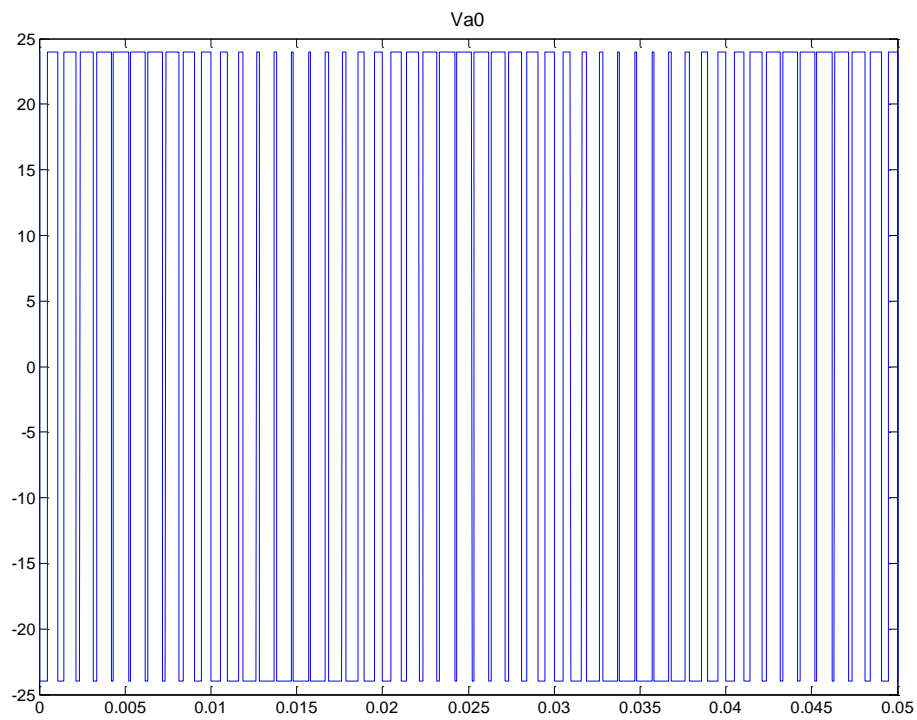
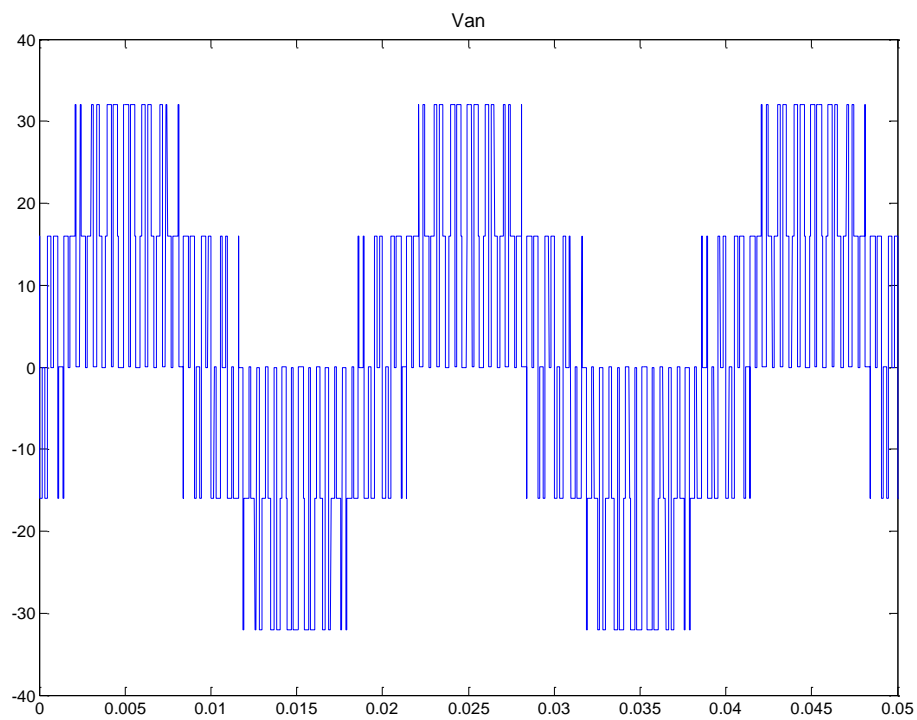
Στα Σχήματα 6.1 – 6.4 που ακολουθούν, φαίνονται τόσο τα σήματα ελέγχου, μέσω των οποίων παράγονται οι παλμοί των ημιαγωγών, όσο και οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα και των φασικών τάσεων της μηχανής.



Σχήμα 6.1 – Ημίτονα αναφοράς και τριγωνικό φέρον σήμα



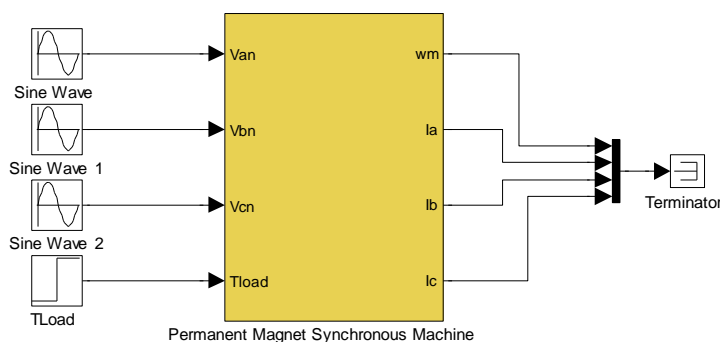
Σχήμα 6.2 – Παλμοί οδήγησης στην πύλη του MOSFET1

Σχήμα 6.3 – Τάση εξόδου V_{a0} του αντιστροφέαΣχήμα 6.4 – Φασική τάση εισόδου V_{an} της μηχανής

6.2 Μηχανή μονίμων μαγνητών

Η λειτουργία της μηχανής μονίμων μαγνητών του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης προσομοιώνεται από τη στιγμή της εκκίνησης έως ότου η μηχανή αποκτήσει σταθερή γωνιακή ταχύτητα. Το μοντέλο τροφοδοτείται από τριφασική εναλλασσόμενη τάση φασικής rms τιμής ίσης με 20V και συχνότητας 30Hz στις τρεις ακόλουθες συνθήκες φόρτισης:

- Εν κενώ θέτοντας τη ροπή φορτίου ίση με το μηδέν
- Με φορτίο σταθερής ροπής 3 Nm
- Βηματική αύξηση του φορτίου από 0 Nm σε 3 Nm τη χρονική στιγμή 2s



Σχήμα 6.5 – Προσομοίωση λειτουργίας μηχανής με ημιτονοειδείς τάσεις

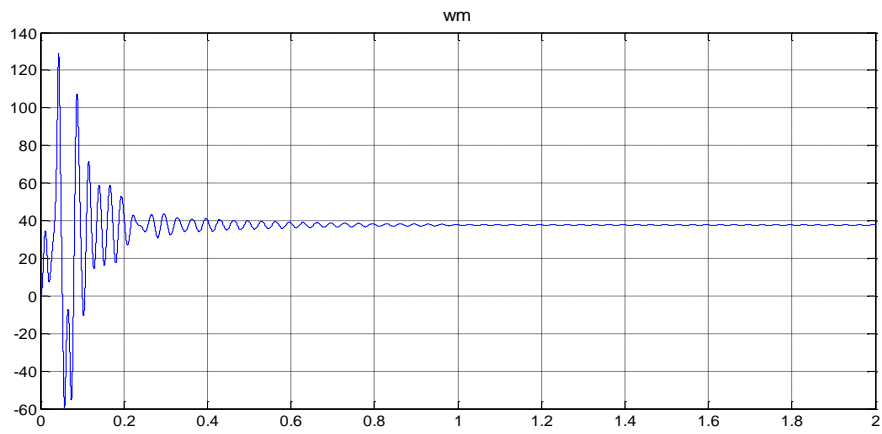
Ας σημειωθεί ότι τα σήματα εξόδου της μηχανής τερματίζονται καθώς δεν είναι απαραίτητη η περαιτέρω χρήση τους στη συγκεκριμένη εφαρμογή. Εξάλλου, ήδη οδηγούνται στους ψηφιακούς παλμογράφους στο εσωτερικό του μοντέλου. Αντιθέτως, θα χρειαστούν παρακάτω όταν θα εφαρμοστούν οι μεθοδολογίες ελέγχου.

Καθώς η μηχανή είναι δεκαπολική αναμένουμε την παρακάτω ταχύτητα στον άξονά της :

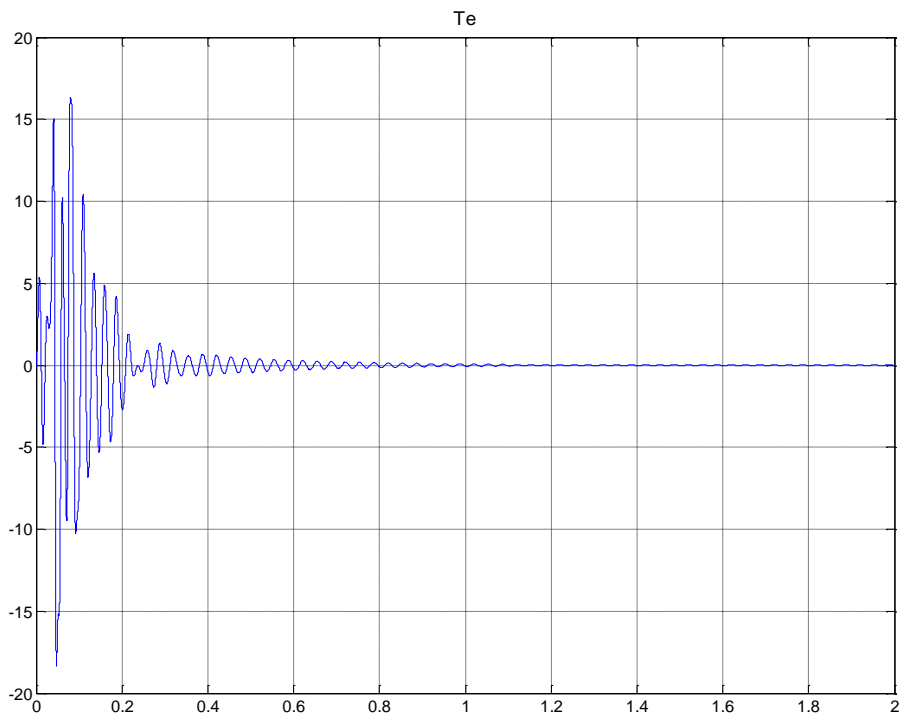
$$n = \frac{120f_e}{P} = \frac{120 \cdot 30}{10} = 360 \text{ ΣΑΛ}$$

$$\omega_m = 2\pi \frac{n}{60} \cong 37.7 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

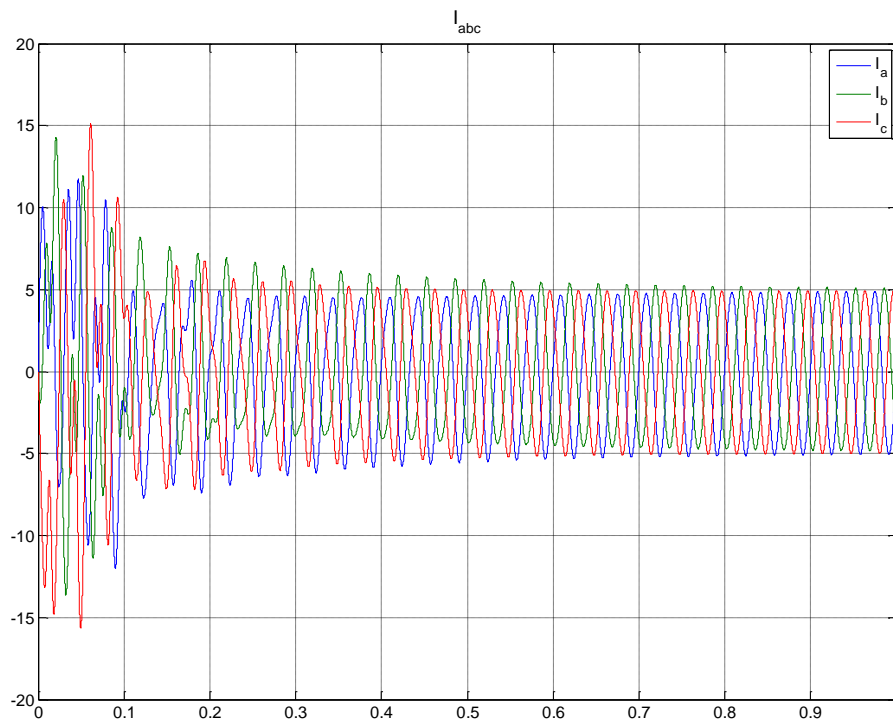
Στα Σχήματα 6.6 – 6.11 που ακολουθούν, παρουσιάζονται τα φασικά ρεύματα της μηχανής, τα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα, η απόκριση της μηχανικής γωνιακής ταχύτητας, η ηλεκτρομαγνητική ροπή και οι πεπλεγμένες ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα στην περίπτωση εκκίνησης της μηχανής εν κενώ και στα Σχήματα 6.12 – 6.17 οι ίδιες ποσότητες στην περίπτωση εκκίνησης υπό φορτίο 3 Nm :



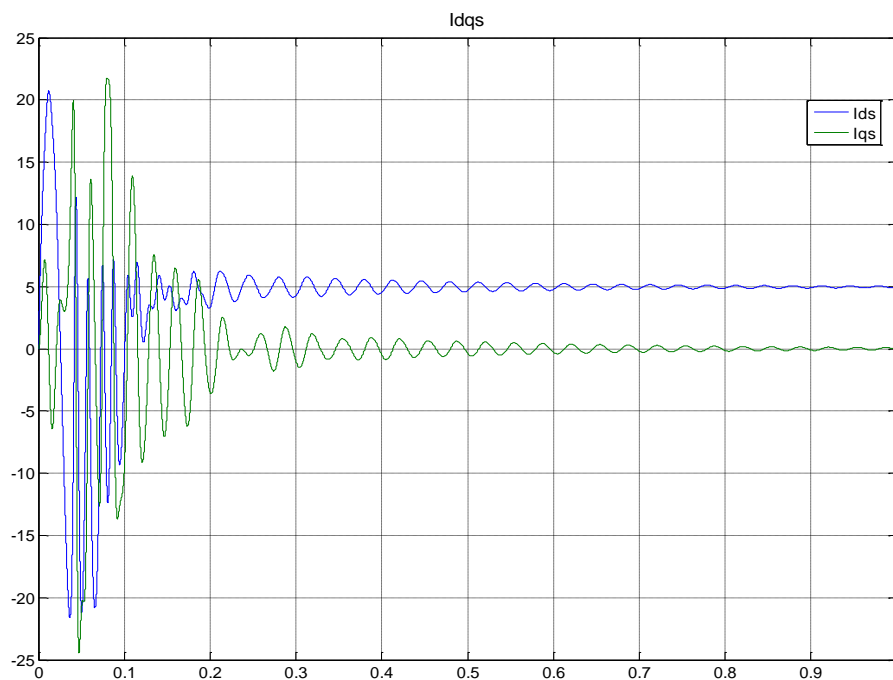
Σχήμα 6.6 – Γωνιακή ταχύτητα σε εκκίνηση εν κενώ



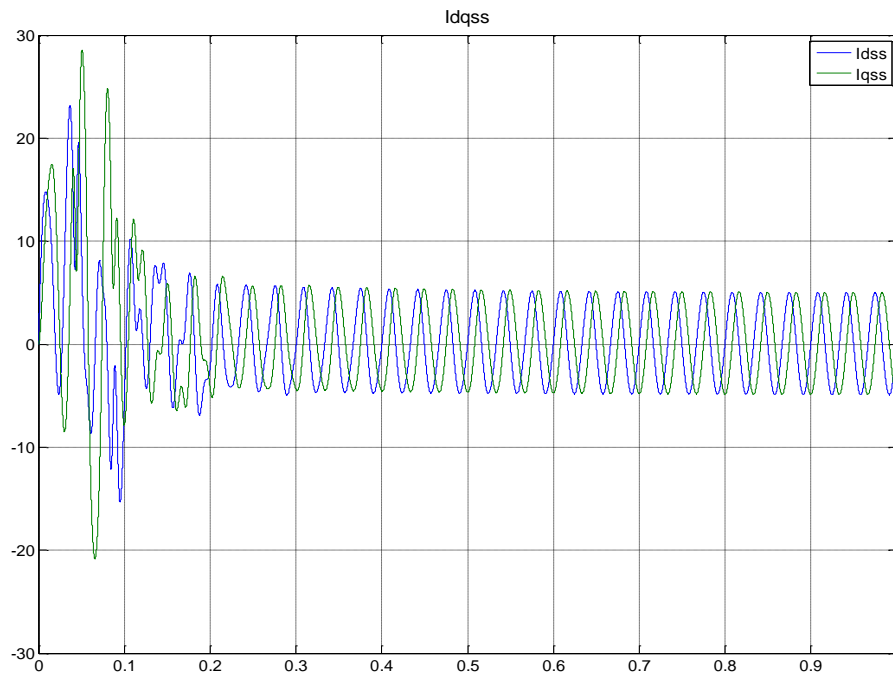
Σχήμα 6.7 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή σε εκκίνηση εν κενώ



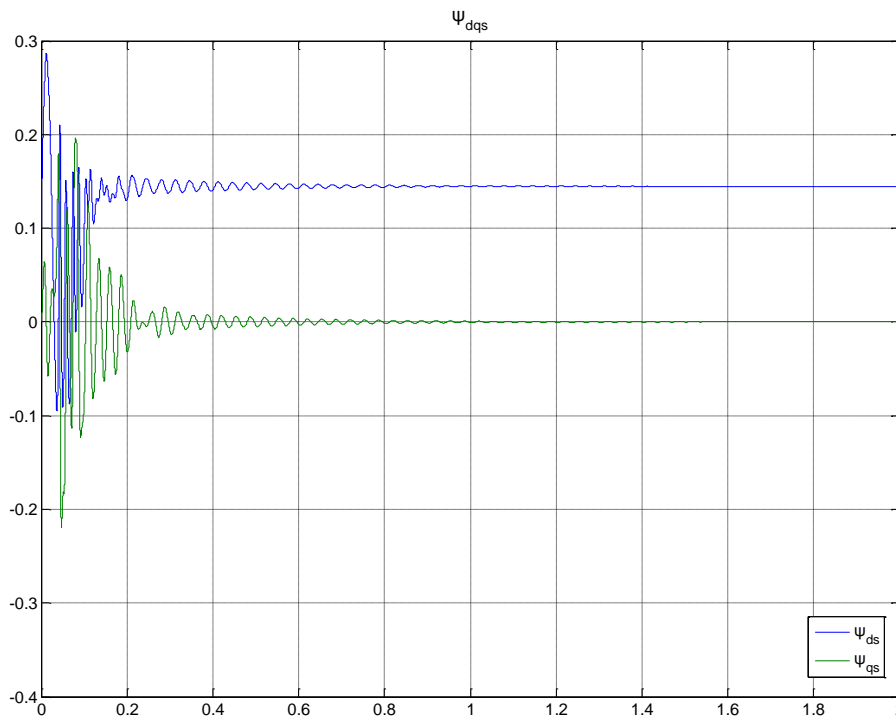
Σχήμα 6.8 – Φασικά ρεύματα στάτη σε εκκίνηση εν κενώ



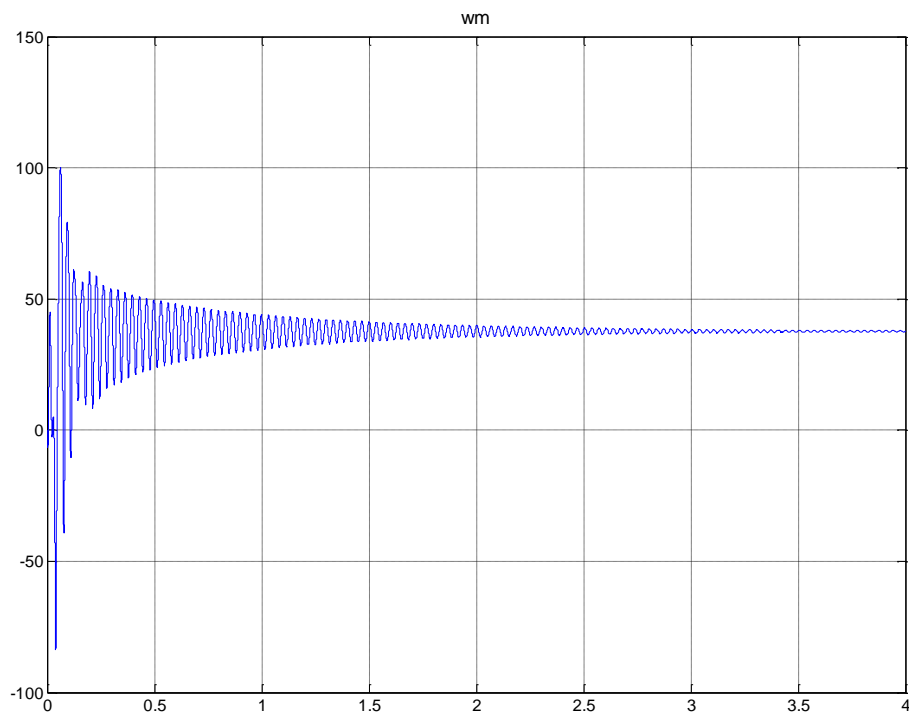
Σχήμα 6.9 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε εκκίνηση εν κενώ



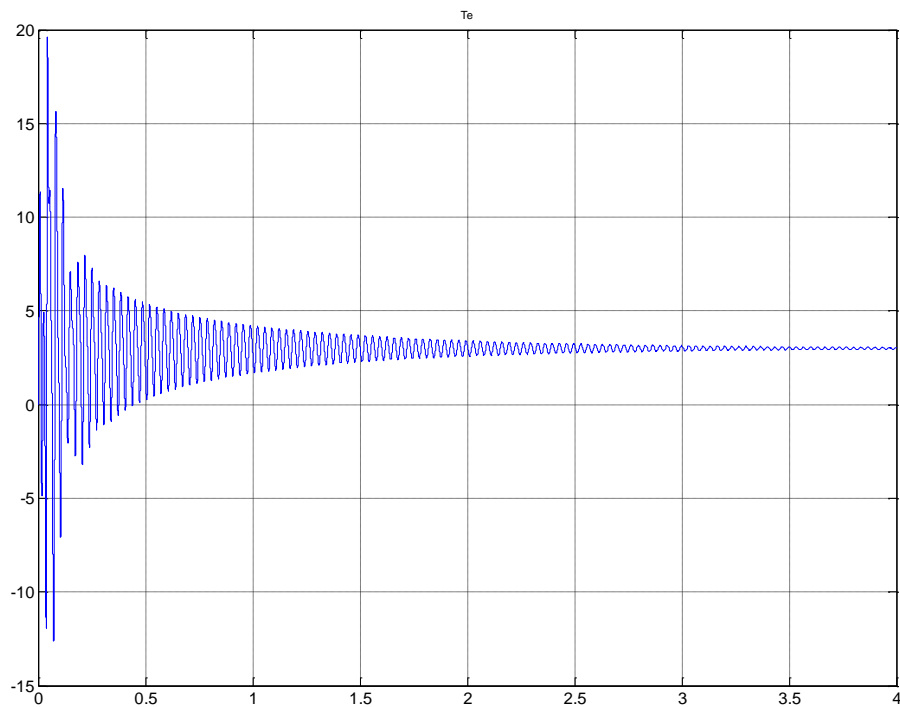
Σχήμα 6.10 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στατό πλαίσιο αναφοράς σε εκκίνηση εν κενώ



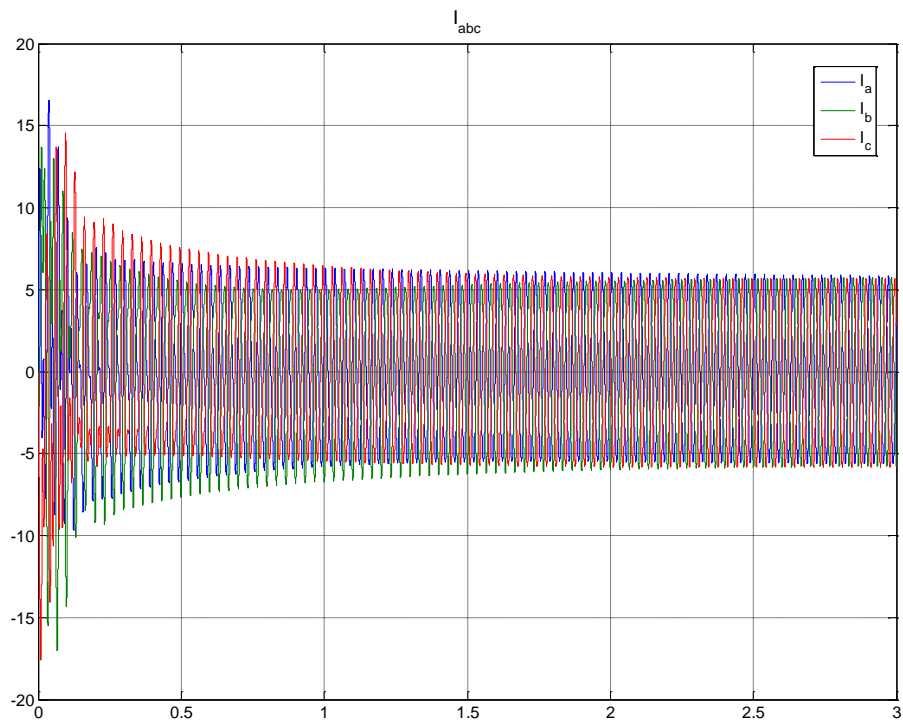
Σχήμα 6.11– Πεπλεγμένες ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε εκκίνηση εν κενώ



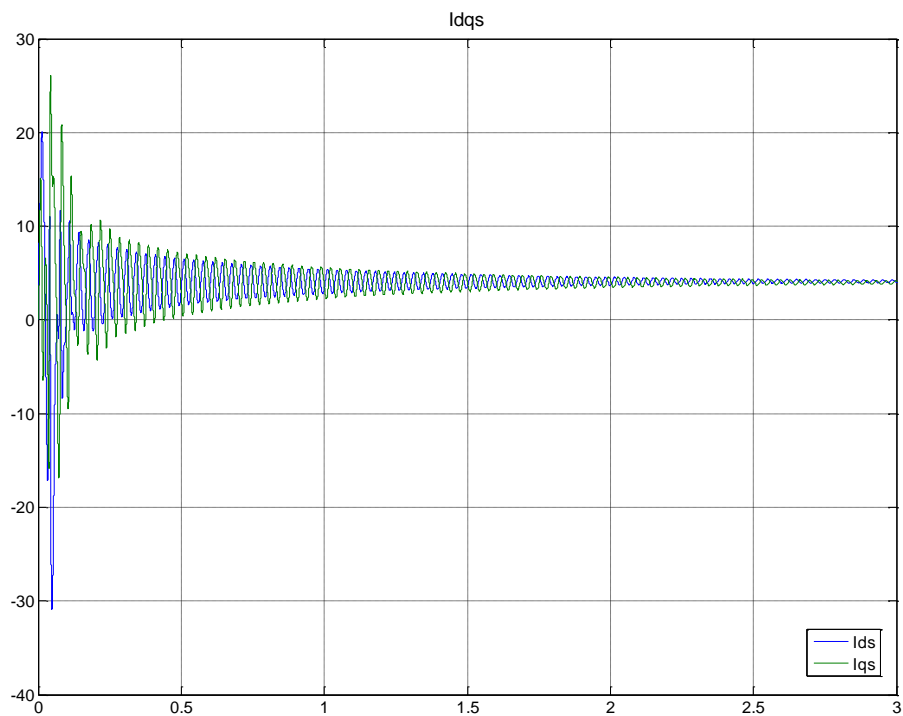
Σχήμα 6.12 – Γωνιακή ταχύτητα σε εκκίνηση με φορτίο 3 Nm στον άξονα



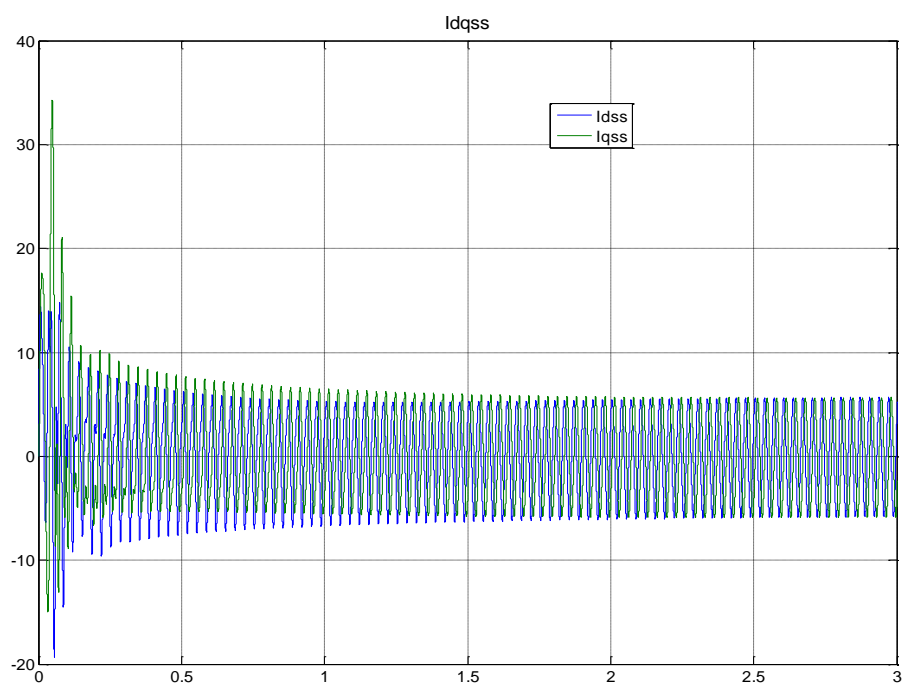
Σχήμα 6.13 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή σε εκκίνηση με φορτίο 3 Nm στον άξονα



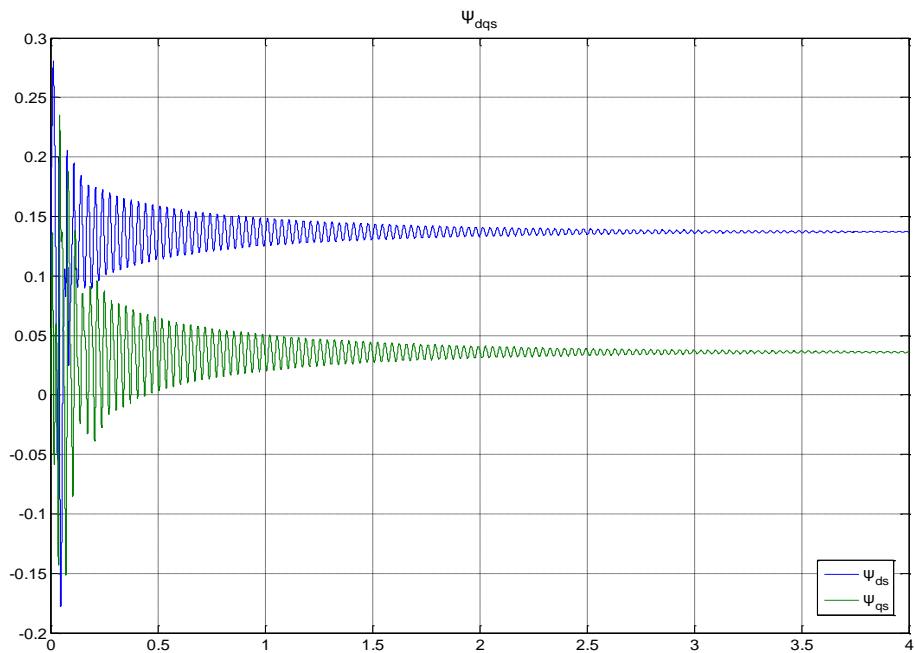
Σχήμα 6.14 – Φασικά ρεύματα στάτη σε εκκίνηση με φορτίο 3 Nm στον άξονα



Σχήμα 6.15 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε εκκίνηση εκκίνηση με φορτίο 3 Nm στον άξονα



Σχήμα 6.16 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στατό πλαίσιο αναφοράς σε εκκίνηση με φορτίο 3 Nm στον άξονα



Σχήμα 6.17 – Πεπλεγμένες ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε εκκίνηση με φορτίο 3 Nm στον άξονα

Με βάση τις κυματομορφές των Σχημάτων 6.6 – 6.17, μπορεί να παρατηρηθεί ότι η διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου της εκκίνησης του κινητήρα παρατείνεται στην περίπτωση που εφαρμόζεται φορτίο στον άξονά του. Συγκεκριμένα, ενώ στην εκκίνηση εν

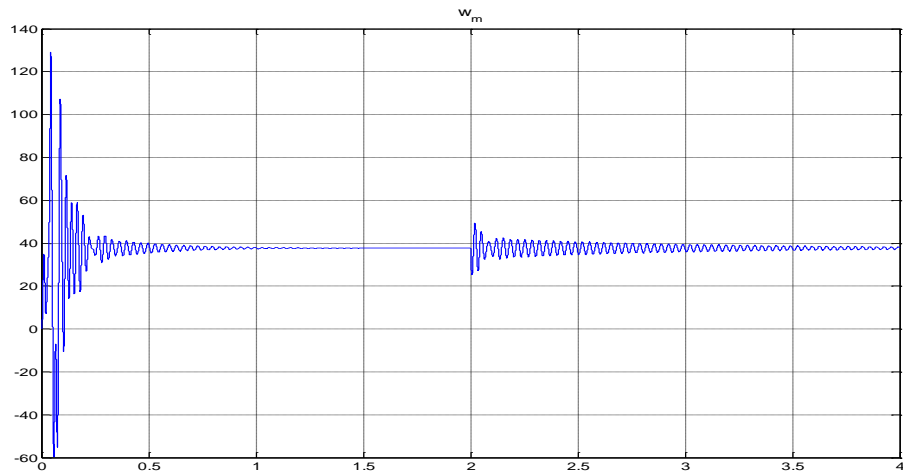
κενώ η ταχύτητα σταθεροποιείται κοντά στο 1s, στη δεύτερη περίπτωση απαιτούνται σχεδόν 4s για να καταλήξει το σύστημα σε ισορροπία. Αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς στην τελευταία περίπτωση ο κινητήρας για να εκκινήσει έχει να υπερνικήσει επιπρόσθετα και τη ροπή του φορτίου, εκτός από τις εσωτερικές του απώλειες. Στη συνέχεια, πρέπει να εξισώσει την ηλεκτρομαγνητική ροπή του με εκείνη του φορτίου για να ισορροπήσει το σύστημα στην επιθυμητή ταχύτητα.

Επιπλέον, παρατηρώντας τα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στατό πλαίσιο αναφοράς είναι εύκολο να επιβεβαιωθεί η καθετότητά τους. Είναι φανερό ότι η απουσία φόρτισης στον άξονα της μηχανής δημιουργεί στη μόνιμη κατάσταση ρεύμα ευθέως άξονα μόνο (Σχήμα 6.9). Μάλιστα, η πεπλεγμένη ροή που οφείλεται στο ρεύμα αυτό, ενισχύει την υπάρχουσα ροή που προκαλείται από τους μόνιμους μαγνήτες στον d-άξονα του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς. Όταν η μηχανή φορτιστεί στον άξονα, τότε εμφανίζεται και σταθεροποιείται σε μη μηδενική τιμή η συνιστώσα ρεύματος εγκάρσιου άξονα στη μόνιμη κατάσταση (Σχήμα 6.15). Για αυτό το λόγο παρατηρείται και μη μηδενική τιμή της πεπλεγμένης ροής q-άξονα, που οφείλεται σε αυτή τη συνιστώσα ρεύματος. Επίσης, αξίζει να παρατηρηθεί ότι μειώνεται ελαφρά η τιμή του ρεύματος ευθέως άξονα.

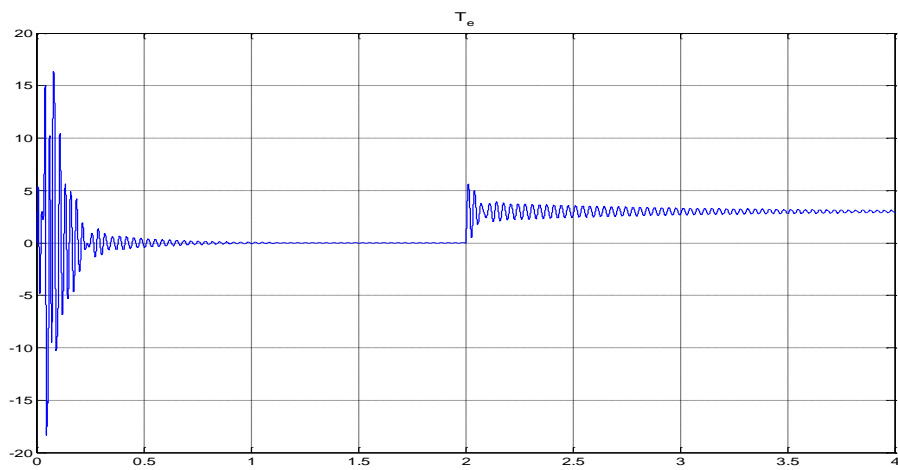
Όταν η μηχανή είναι αφόρτιστη, απορροφά κατάλληλο ρεύμα έτσι ώστε το πεδίο του στάτη να αλληλεπιδρά με το πεδίο του δρομέα (μόνιμοι μαγνήτες) και να παράγεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή που θα υπερνικά τις εσωτερικές τριβές, γυρίζοντας τον άξονα με σταθερή ταχύτητα. Η υπεροχή του ρεύματος ευθέως άξονα αναδεικνύει τη σχέση που υπάρχει μεταξύ αυτού και της δημιουργίας πεδίου στο στάτη, γεγονός που θα χρησιμοποιηθεί παρακάτω στο διανυσματικό έλεγχο στη λειτουργία εξασθένησης πεδίου (field weakening mode). Όταν φορτιστεί η μηχανή, η εμφάνιση της συνιστώσας εγκάρσιου άξονα στο ρεύμα του στάτη, μαρτυρά την αλληλεπίδραση που έχει με την ηλεκτρομαγνητική ροπή και κατ' επέκταση με την ενεργό ισχύ στην έξοδο της μηχανής. Το γεγονός αυτό θα επιτρέψει τη ρύθμιση της ταχύτητας μέσω της συνιστώσας αυτής στο διανυσματικό έλεγχο της μηχανής.

Ολοκληρώνοντας την προσομοίωση λειτουργίας της μηχανής, θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των ανωτέρω μεγεθών για βηματική αύξηση της ροπής φορτίου από 0 Nm σε 3 Nm τη χρονική στιγμή 2s, ώστε να φανούν πιο καθαρά μερικά από τα προαναφερθέντα συμπεράσματα.

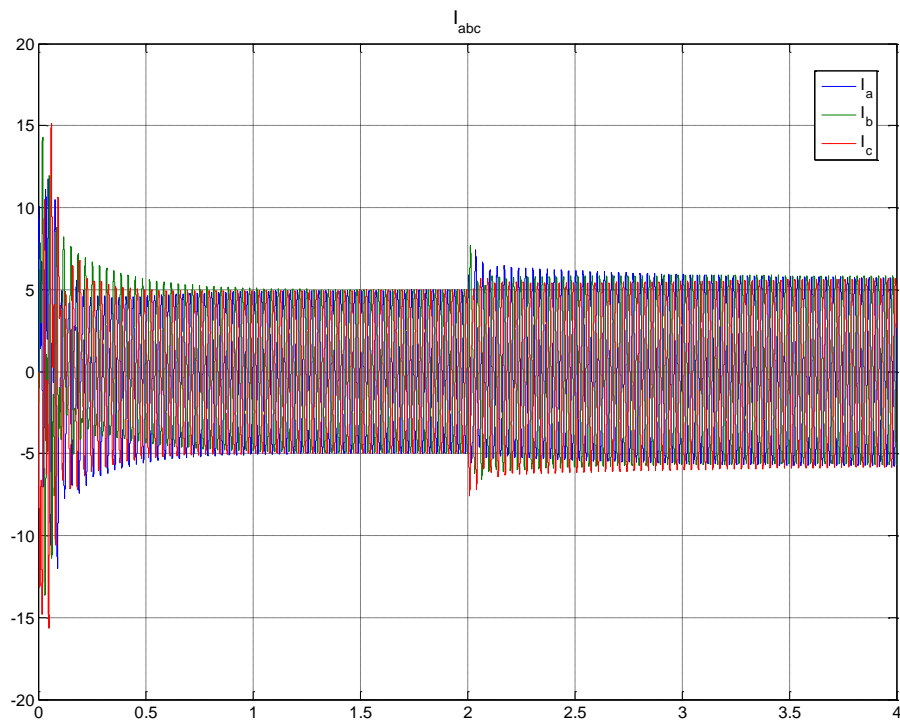
Τα Σχήματα 6.18 – 6.23 παρουσιάζουν τα αποτελέσματα αυτά:



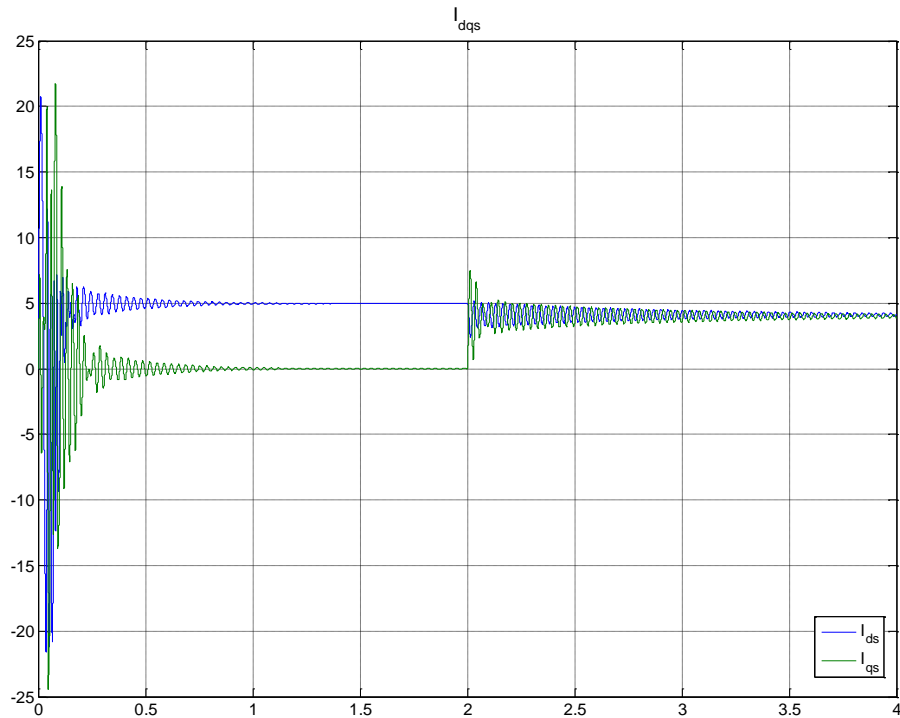
Σχήμα 6.18 – Γωνιακή ταχύτητα σε βηματική μεταβολή ροπής φορτίου



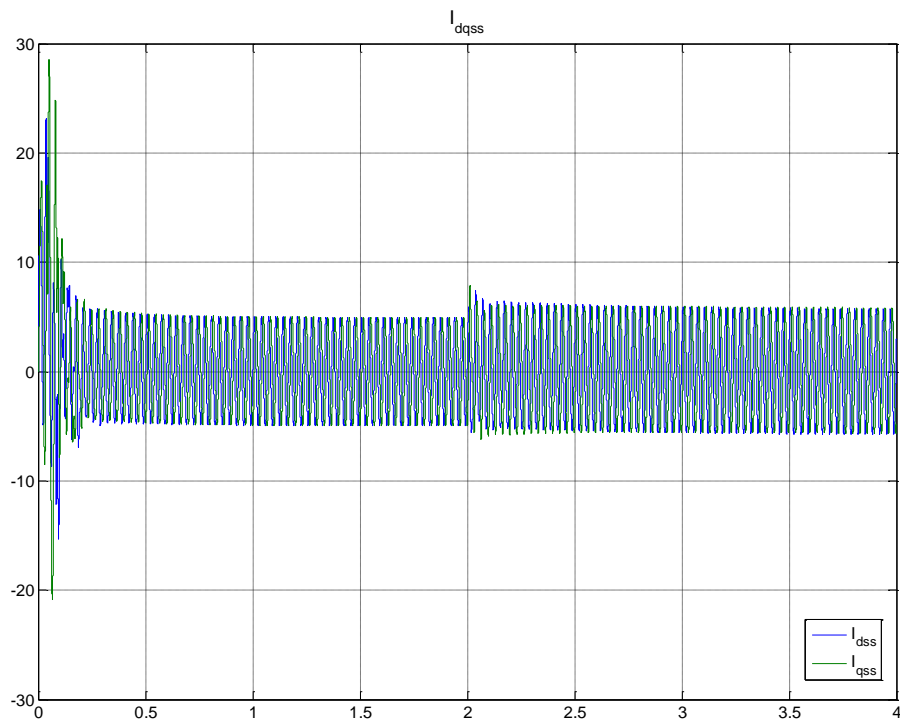
Σχήμα 6.19 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή σε βηματική μεταβολή ροπής φορτίου



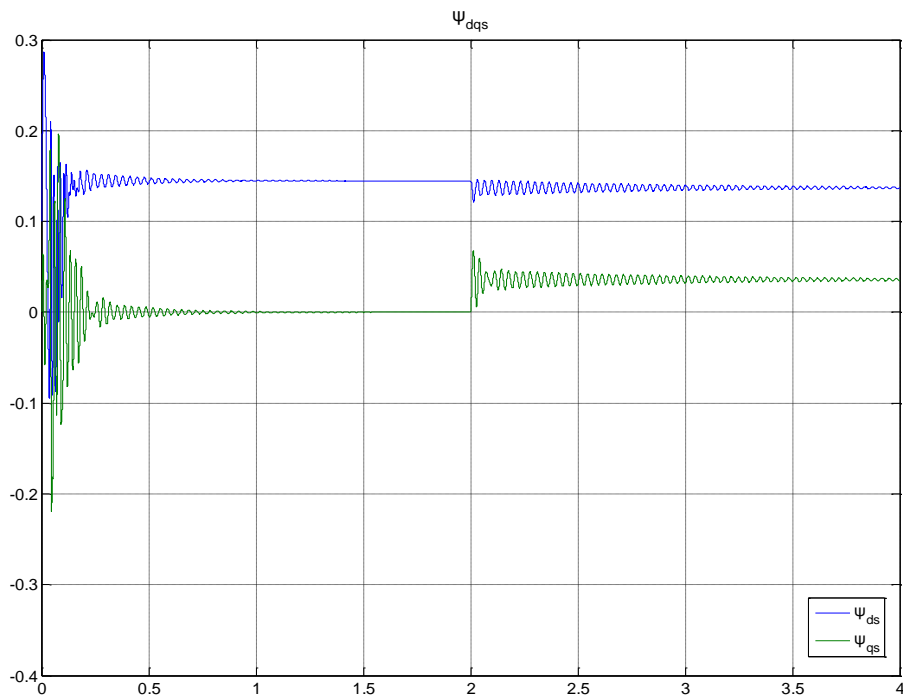
Σχήμα 6.20 – Φασικά ρεύματα στάτη σε βηματική μεταβολή ροπής φορτίου



Σχήμα 6.21 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε βηματική μεταβολή ροπής φορτίου



Σχήμα 6.22 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στατό πλαίσιο αναφοράς σε βηματική μεταβολή ροπής φορτίου



Σχήμα 6.23 – Πεπλεγμένες ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε βηματική μεταβολή ροπής φορτίου

6.3 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης

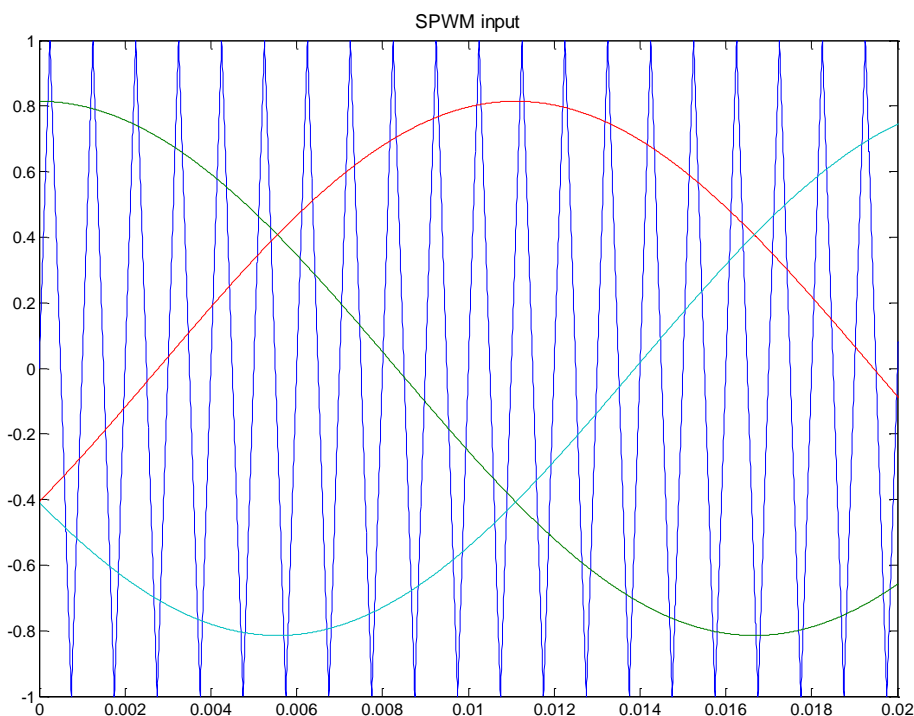
Αφού προσομοιώθηκε η λειτουργία του μετατροπέα και της μηχανής μονίμων μαγνητών, ακολουθεί η προσομοίωση λειτουργίας του συνολικού κινητηρίου συστήματος. Συγκεκριμένα, εξετάζονται οι περιπτώσεις του βαθμωτού και διανυσματικού ελέγχου του ηλεκτρονικού μετατροπέα. Ο έλεγχος επιτυγχάνεται με τη βοήθεια του βαθμωτού και διανυσματικού ελεγκτή αντίστοιχα, όπως παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 5. Η ενότητα αυτή ολοκληρώνεται με την προσομοίωση της λειτουργίας του συστήματος όταν χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης απωλειών, ενώ εξετάζεται και η επίπτωσή του στο βαθμό απόδοσης της μηχανής.

6.3.1 Βαθμωτός έλεγχος

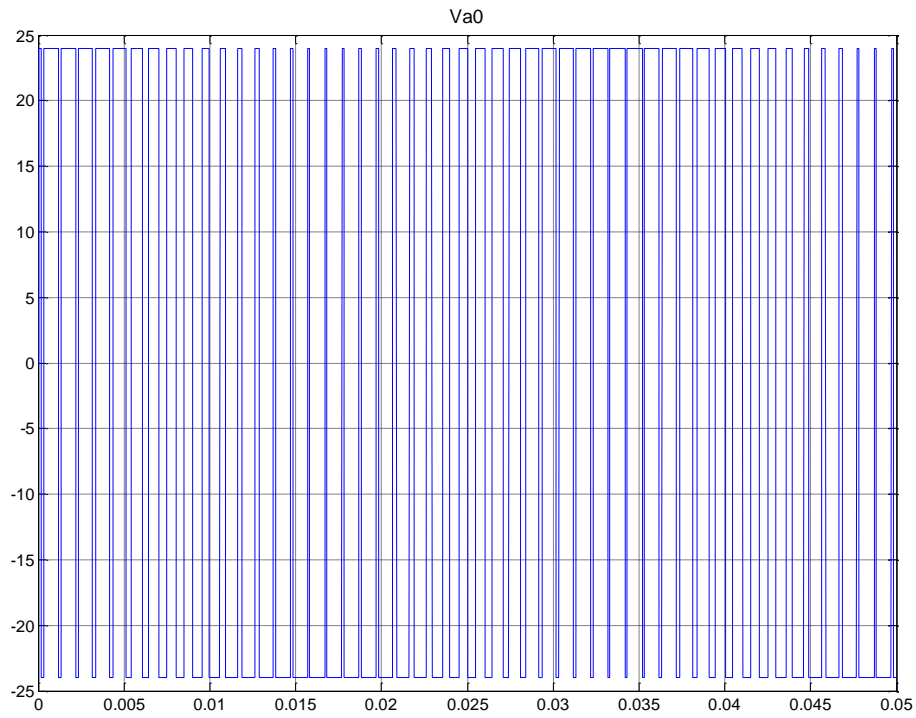
Χρησιμοποιώντας το βαθμωτό ελεγκτή του Κεφαλαίου 5, προσομοιώνεται η λειτουργία του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης υπό τις παρακάτω συνθήκες :

- Εκκίνηση της μηχανής με φορτίο 3 Nm στον άξονα και σήμα ταχύτητας ίσο με 37.7 rad/s
- Βηματική μείωση του φορτίου σε 1 Nm τη χρονική στιγμή 1s
- Αλλαγή του σήματος ταχύτητας σε -37.7 rad/s τη χρονική στιγμή 2s

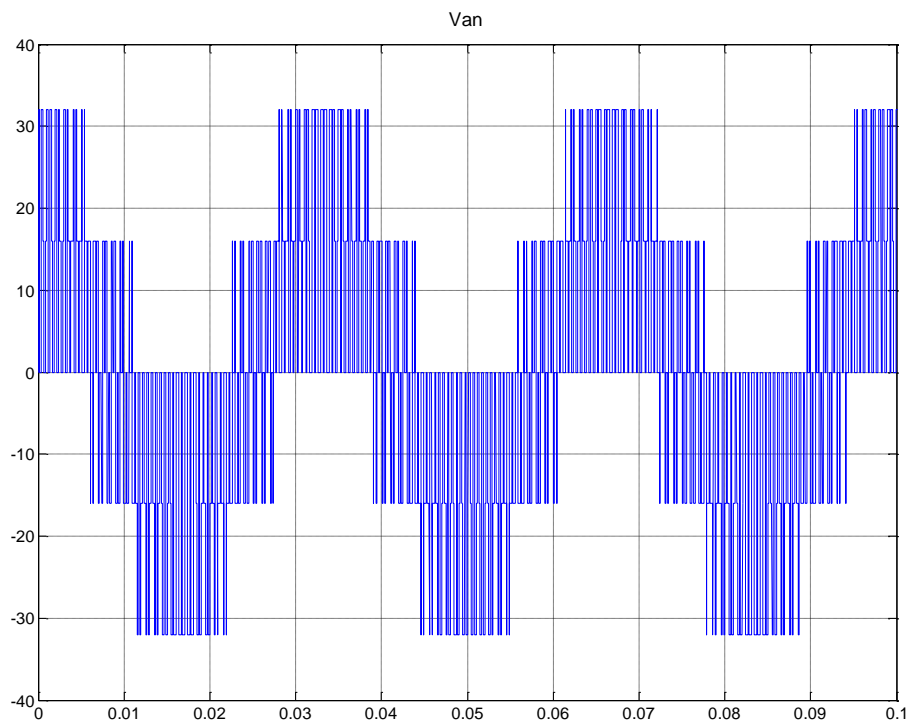
Οι αποκρίσεις των βασικών μεγεθών του συστήματος φαίνονται στα Σχήματα που ακολουθούν.



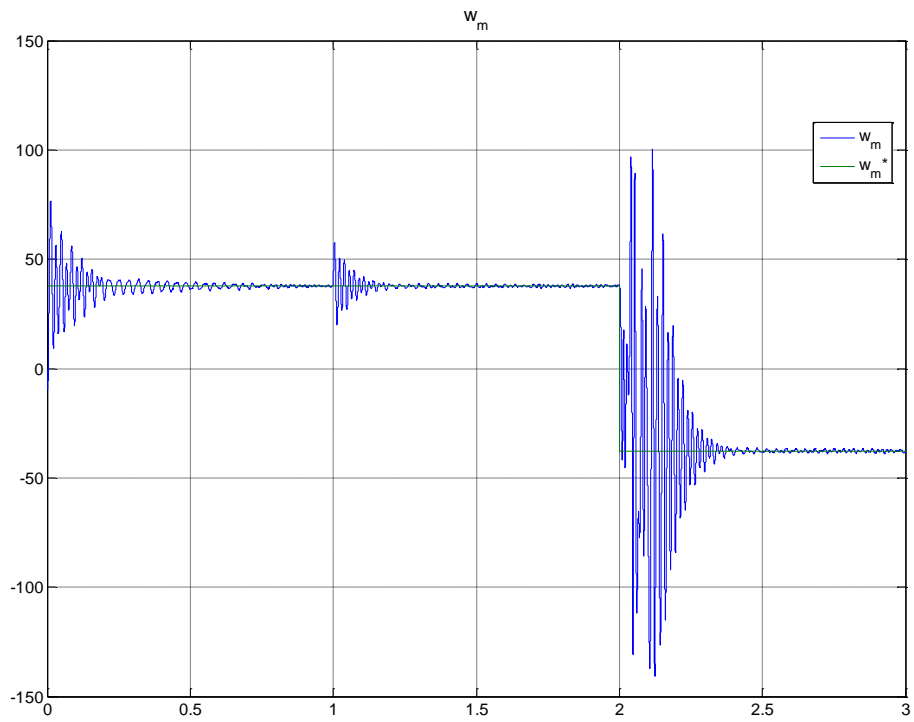
Σχήμα 6.24 – Κυματομορφές εισόδου στο υποσύστημα παραγωγής SPWM παλμών



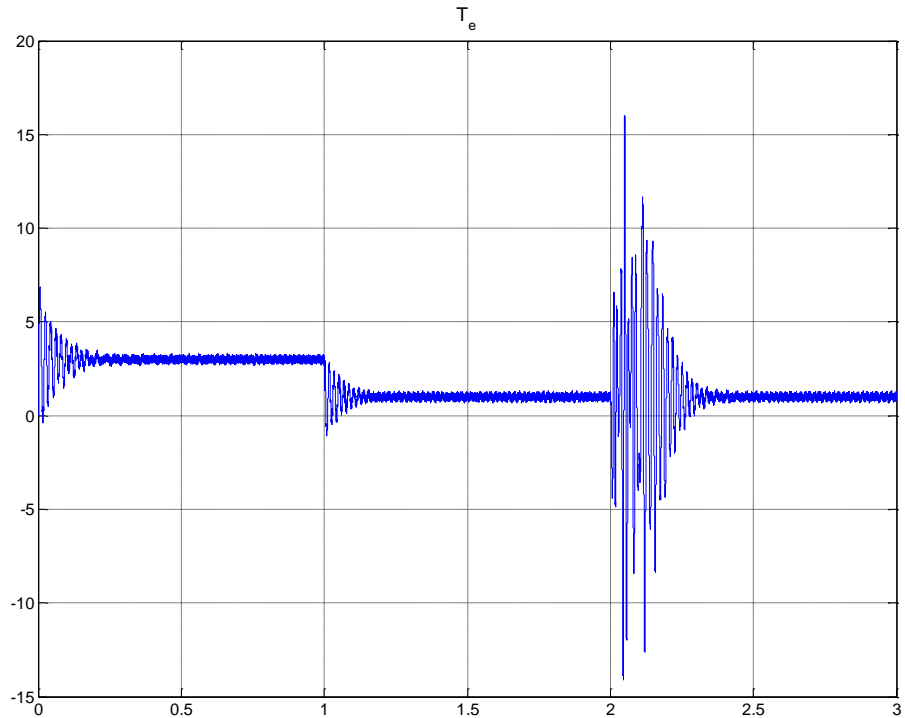
Σχήμα 6.25 – Τάση εξόδου V_{a0} του αντιστροφέα



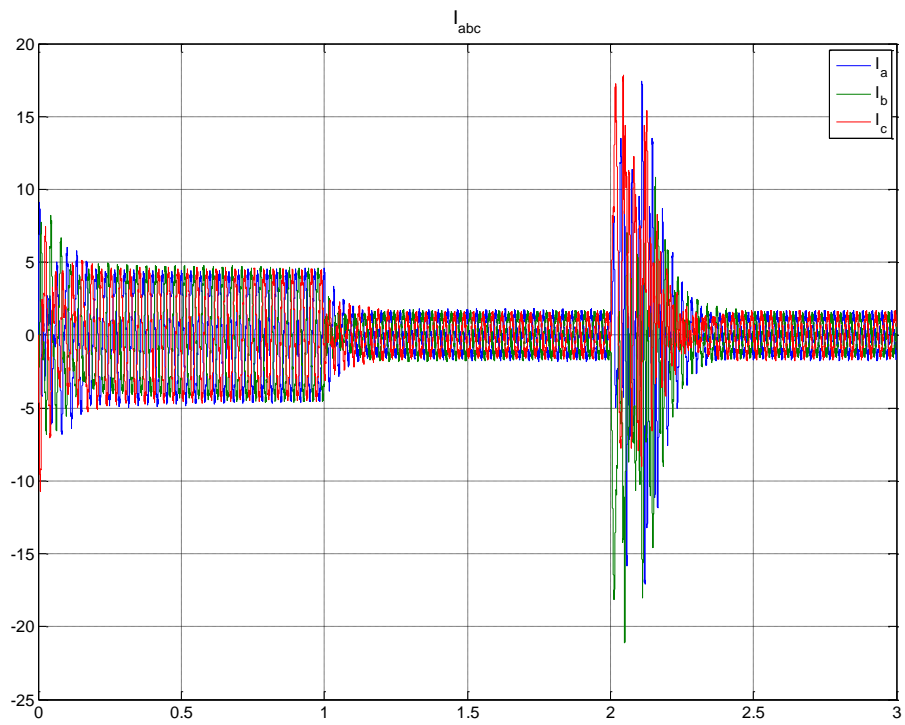
Σχήμα 6.26 – Φασική τάση εισόδου V_{an} της μηχανής



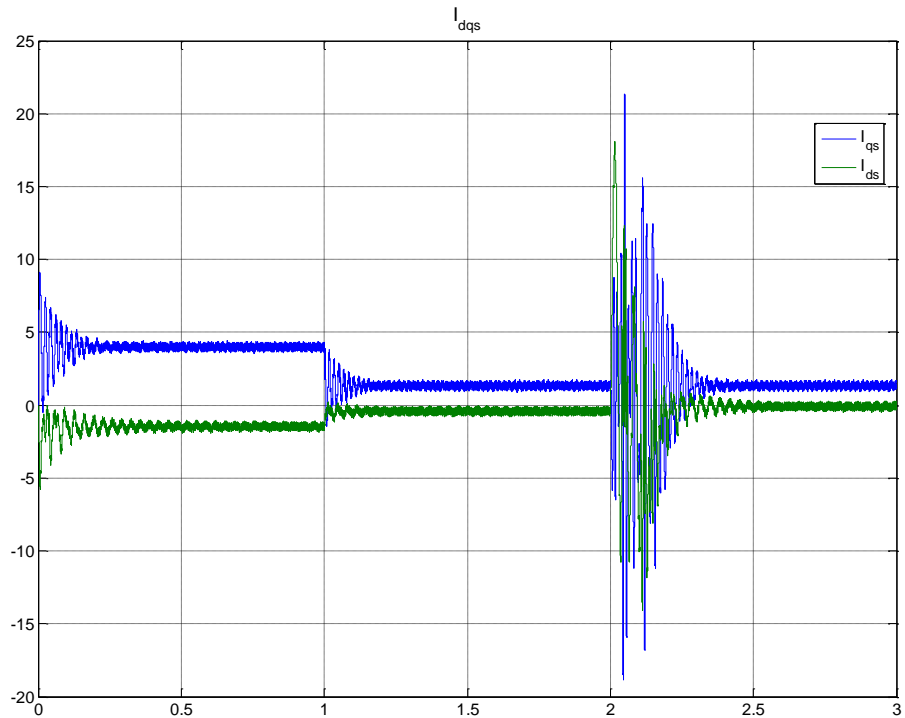
Σχήμα 6.27 – Μηχανική γωνιακή ταχύτητα



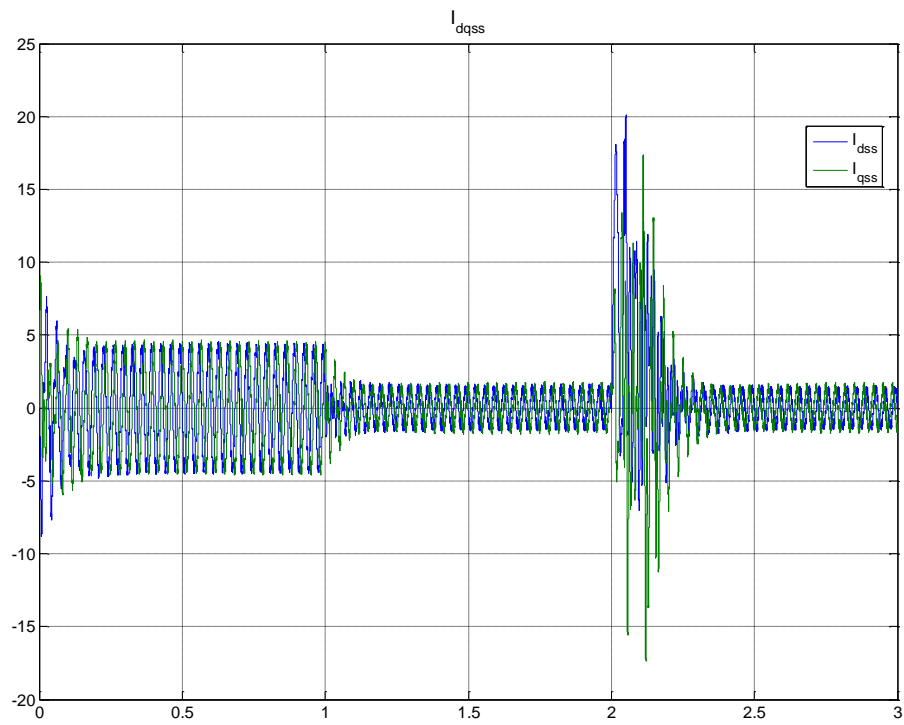
Σχήμα 6.28 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή



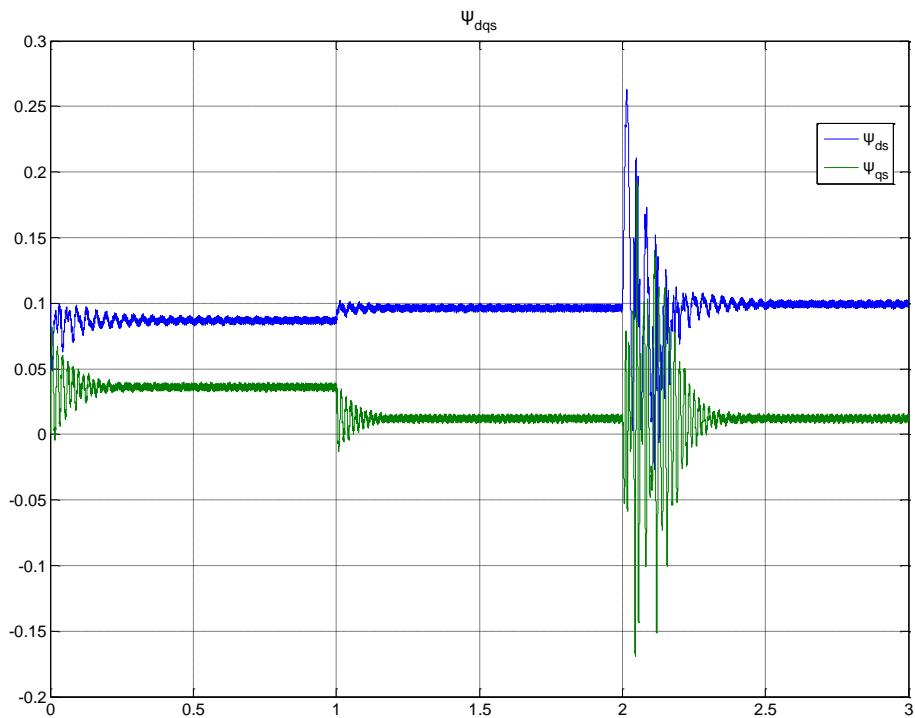
Σχήμα 6.29 – Φασικά ρεύματα στάτη



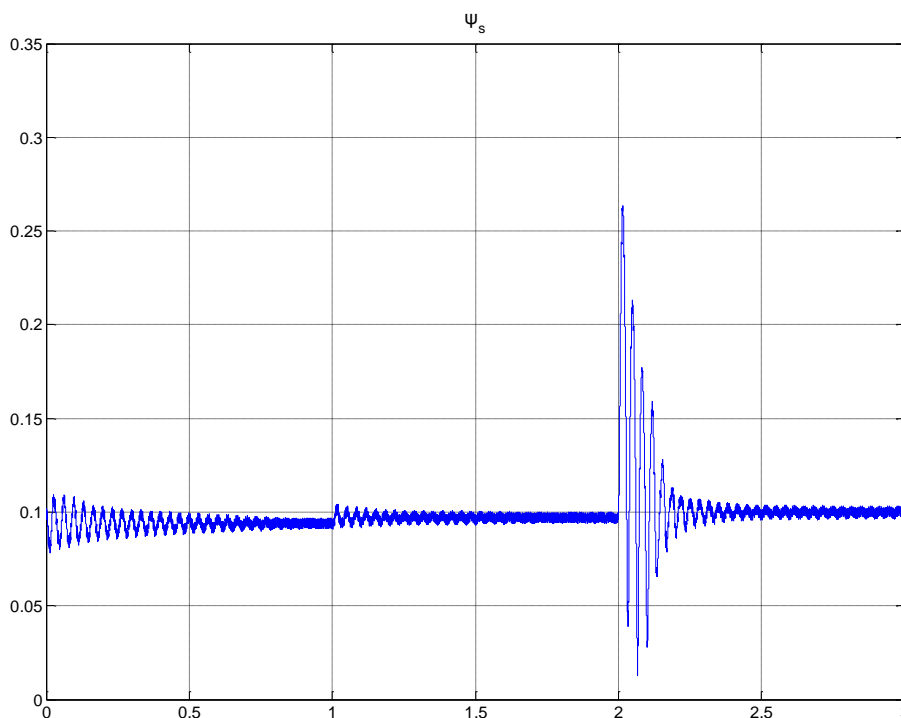
Σχήμα 6.30 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς



Σχήμα 6.31 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στατό πλαίσιο αναφοράς



Σχήμα 6.32 – Πεπλεγμένες ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς



Σχήμα 6.33 – Συνισταμένη ροή στάτη

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, μπορεί να παρατηρηθεί ότι η μηχανική γωνιακή ταχύτητα διατηρείται σταθερή, παρ' ότι μεταβάλλεται η ροπή του φορτίου τη χρονική στιγμή 1s. Επίσης, οι ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις κατά τη βηματική μεταβολή του σήματος ταχύτητας τη χρονική στιγμή 2s, είναι μεγαλύτερες σε πλάτος και διάρκεια από εκείνες κατά την εκκίνηση της μηχανής.

Ακόμη, είναι εμφανής η συσχέτιση της q-συνιστώσας του ρεύματος του στάτη με την ενεργό ισχύ και τη ροπή στον άξονα της μηχανής, καθώς είναι αυτή που φαίνεται να επικρατεί στη μεταβολή της φόρτισης της μηχανής. Αντίστοιχα, η d-συνιστώσα του ρεύματος στάτη σχετίζεται με το φαινόμενο της αντίδρασης τυμπάνου. Όσο μεγαλύτερη είναι η φόρτιση της μηχανής, τόσο μεγαλύτερη είναι εκείνη η συνιστώσα του ρεύματος στάτη που αντιτίθεται στο μαγνητικό πεδίο του δρομέα. Έτσι λοιπόν, η συνιστώσα i_{ds} σχετίζεται με τα πεδιακά μεγέθη του στάτη.

Τέλος, φαίνεται ότι ο έλεγχος αδυνατεί να κρατήσει σταθερή τη ροπή του στάτη στις μεταβολές της ταχύτητας, όπως θα έπρεπε να γίνεται ιδανικά, αφού ο λόγος V/f διατηρείται σταθερός.

6.3.2 Διανυσματικός έλεγχος

Στην ενότητα αυτή εξετάζεται η απόκριση του συστήματος στον απλό διανυσματικό έλεγχο αλλά και στον διανυσματικό έλεγχο με εξασθένιση πεδίου. Τέλος, χρησιμοποιώντας

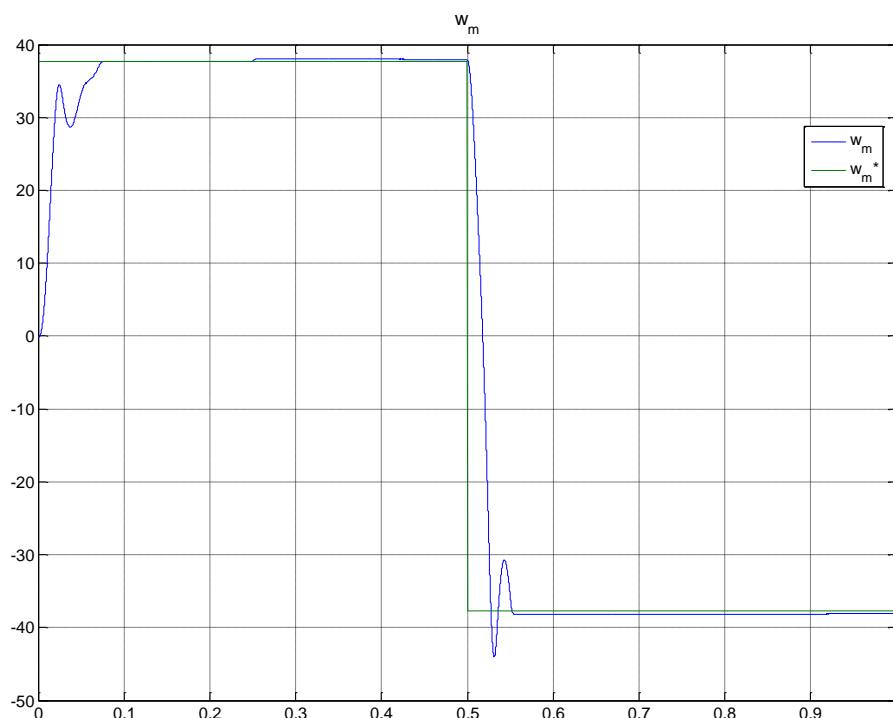
τις αρχές του διανυσματικού ελέγχου, επιχειρείται ελαχιστοποίηση των απωλειών της μηχανής με χρήση κατάλληλου αλγορίθμου.

6.3.2.1 Απλός διανυσματικός έλεγχος

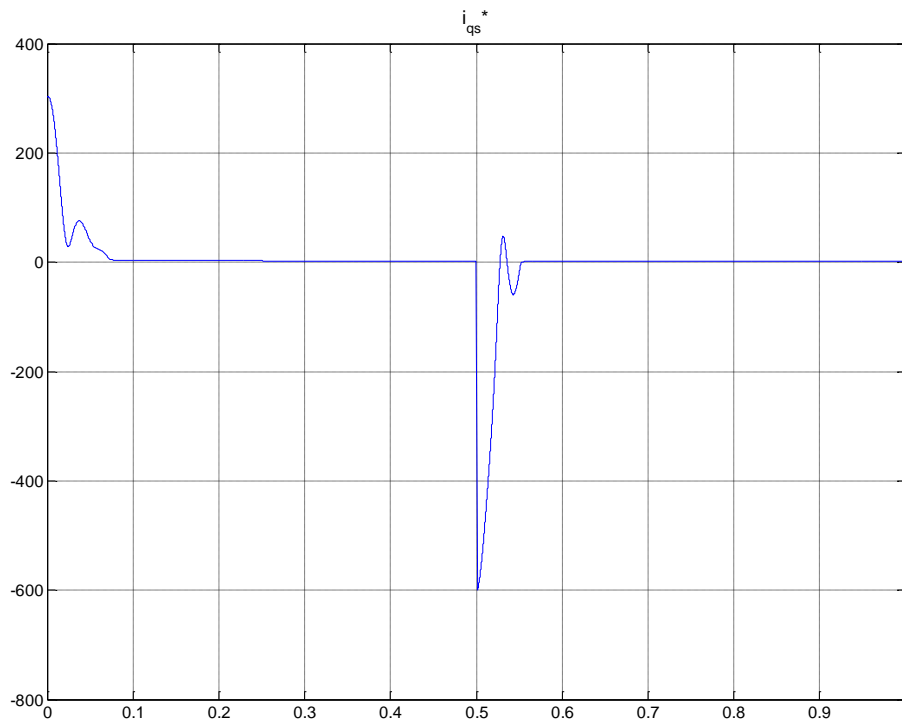
Με βάση το μοντέλο του απλού διανυσματικού ελεγκτή του Κεφαλαίου 5, θα προσομοιωθεί η λειτουργία του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης στις ίδιες λειτουργικές συνθήκες με το βαθμωτό έλεγχο. Έτσι, είναι δυνατή η σύγκριση των αποτελεσμάτων μετά το πέρας των προσομοιώσεων. Οι τιμές των κερδών του PI ελεγκτή ρυθμίζονται σε $K_p = 8$ και $K_i = 5$. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή η ζώνη υστέρησης ρεύματος ορίζεται στα $0.1A$.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα Σχήματα 6.34 – 6.44 που ακολουθούν.

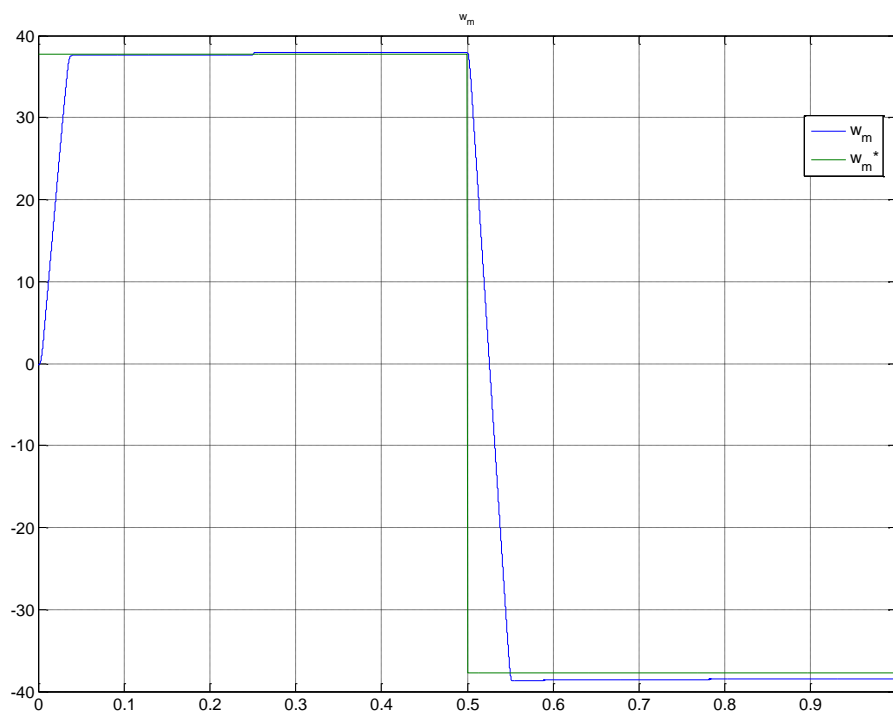
Λόγω της μεγάλης τιμής του ρεύματος αναφοράς (Σχήμα 6.35) που μπορεί να οδηγήσει σε υπέρμετρα υψηλά μεταβατικά ρεύματα στις φάσεις του στάτη, τοποθετείται ένας περιοριστής (saturation) με ακραίες τιμές τα $\pm 20A$. Εναλλακτικά, θα μπορούσαν να μεταβληθούν τα κέρδη του ελεγκτή και ιδιαίτερα το κέρδος K_p , όμως έτσι παρατηρείται πιο αργή απόκριση της ταχύτητας. Μετά την τοποθέτηση του περιοριστή, μειώνονται και οι ταλαντώσεις στην απόκριση της ταχύτητας.



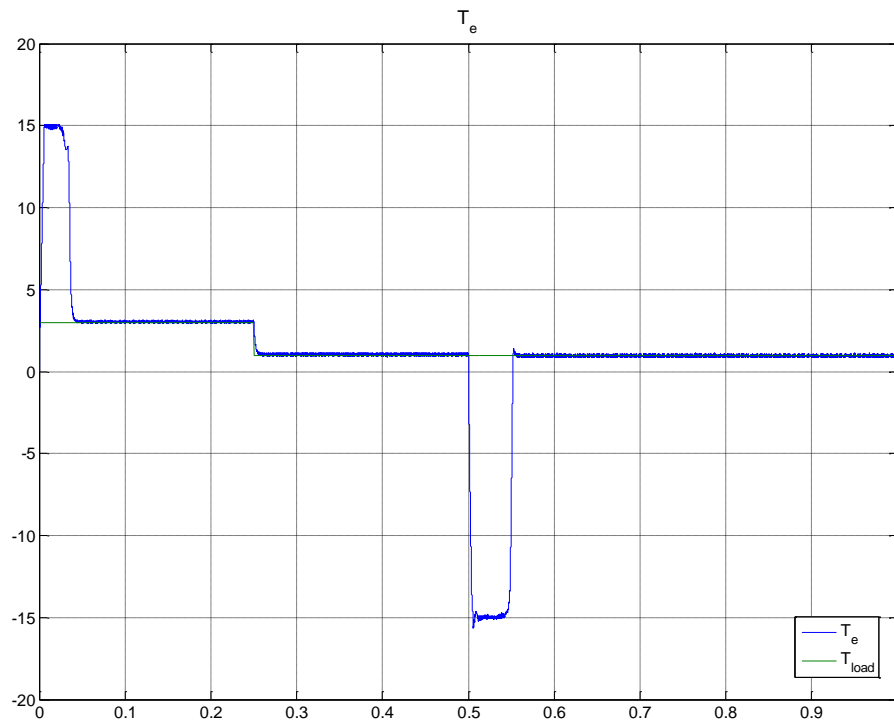
Σχήμα 6.34 – Μηχανική γωνιακή ταχύτητα πριν τον περιοριστή



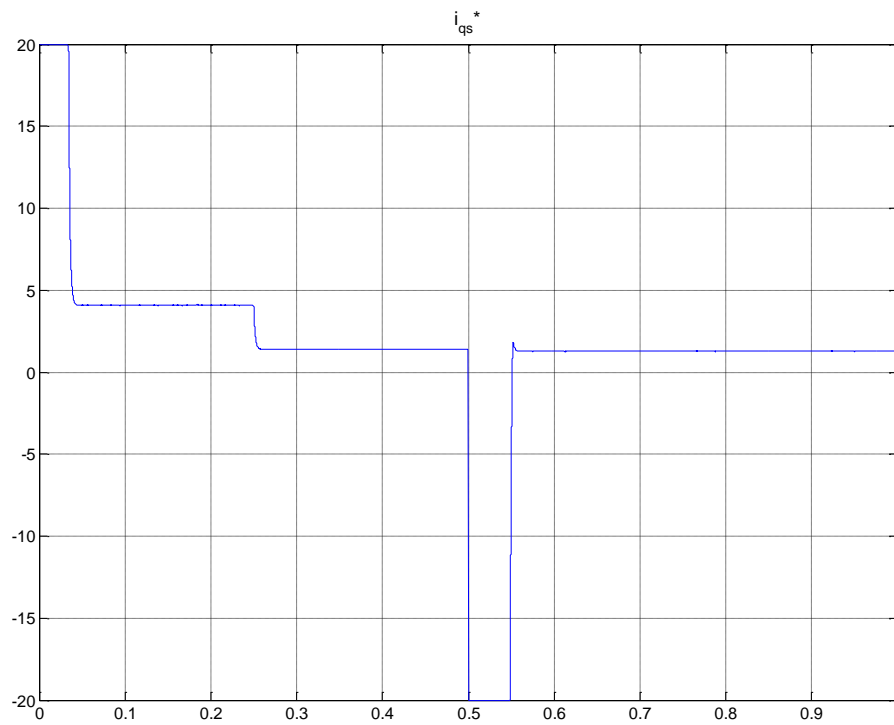
Σχήμα 6.35 – Ρεύμα αναφοράς εγκάρσιου άξονα όπως προκύπτει από το διανυσματικό έλεγχο (έξοδος του PI ελεγκτή) πριν τον περιοριστή



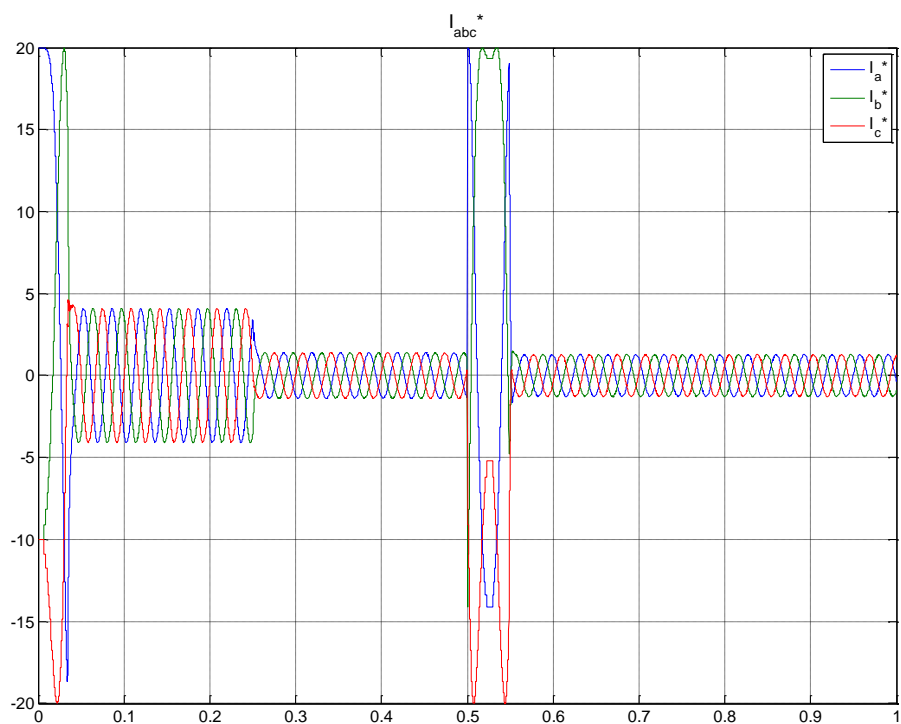
Σχήμα 6.36 – Μηχανική γωνιακή ταχύτητα μετά τον περιοριστή



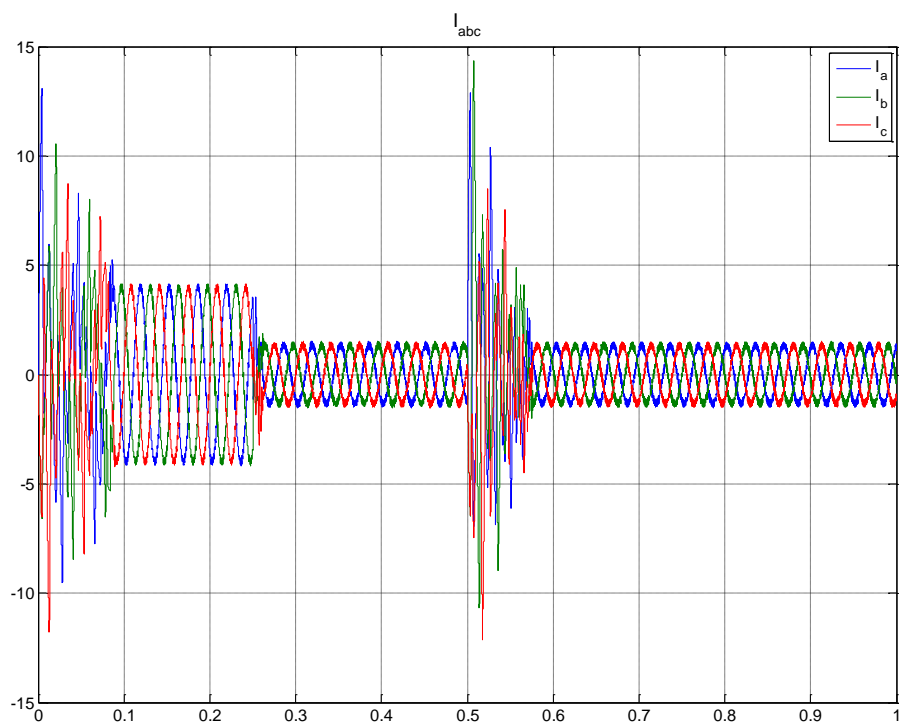
Σχήμα 6.37 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή φορτίου μετά τον περιοριστή



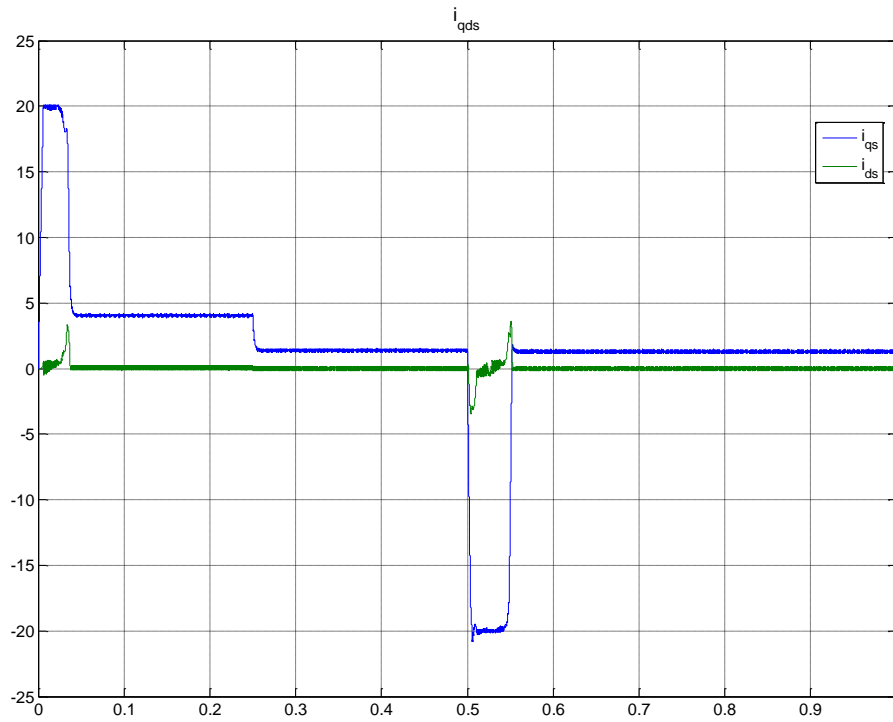
Σχήμα 6.38 – Ρεύμα αναφοράς εγκάρσιου άξονα όπως προκύπτει από το διανυσματικό έλεγχο (έξοδος του PI ελεγκτή) μετά τον περιοριστή



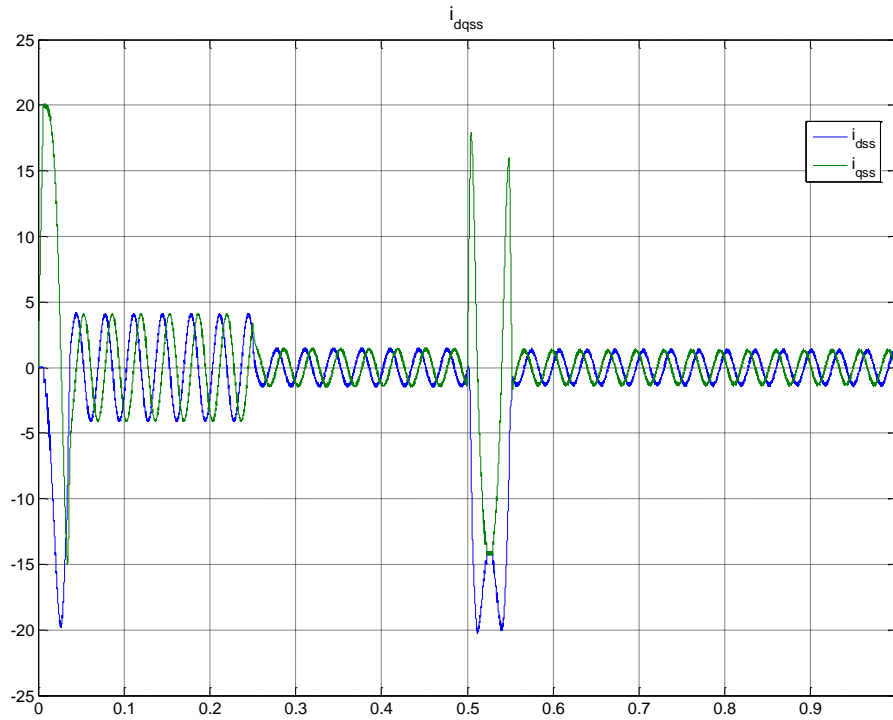
Σχήμα 6.39 – Φασικά ρεύματα αναφοράς όπως προκύπτουν από το διανυσματικό έλεγχο μετά τον περιοριστή



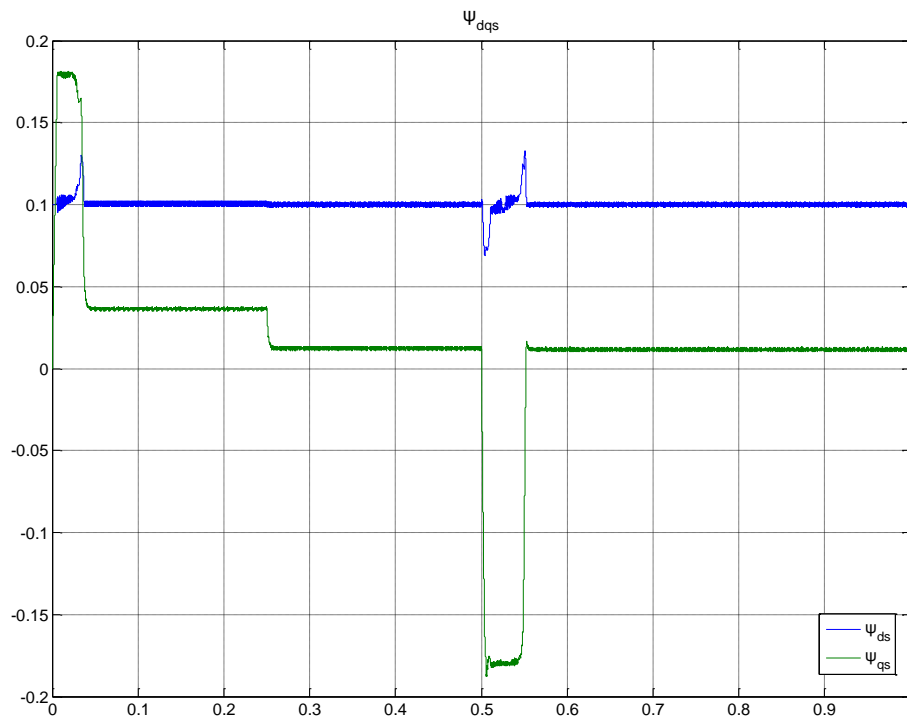
Σχήμα 6.40 – Φασικά ρεύματα στάτη όπως προκύπτουν από το διανυσματικό έλεγχο μετά τον περιοριστή



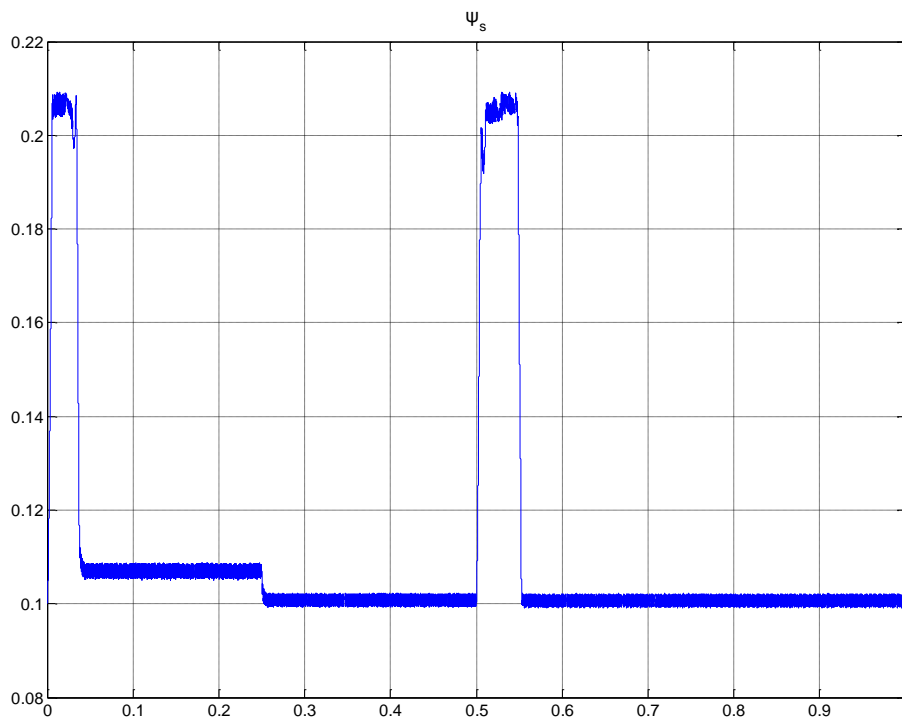
Σχήμα 6.41–Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς μετά τον περιοριστή



Σχήμα 6.42 –Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στατού πλαισίου αναφοράς μετά τον περιοριστή



Σχήμα 6.43 – Πεπλεγμένες ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μετά τον περιοριστή



Σχήμα 6.44 – Συνισταμένη ροή στάτη μετά τον περιοριστή

Παρατηρώντας τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνεται ότι τα μηχανικά μεγέθη, δηλαδή η μηχανική γωνιακή ταχύτητα και η ηλεκτρομαγνητική ροπή, ακολουθούν με πολύ καλή προσέγγιση και χωρίς ταλαντώσεις την εντολή ελέγχου ταχύτητας και την αλλαγή στη ροπή του φορτίου αντίστοιχα.

Επίσης, στη μόνιμη κατάσταση παραμένει ένα μόνιμο σφάλμα το οποίο με κατάλληλη ρύθμιση των κερδών του PI ελεγκτή αποτελεί το σήμα αναφοράς ρεύματος εγκάρσιου άξονα. Το ρεύμα αυτό παράγει τις κυματομορφές αναφοράς των φασικών ρευμάτων, οι οποίες ακολουθούνται με πολύ καλή προσέγγιση από τα φασικά ρεύματα του στάτη.

Είναι εμφανές ότι ο διανυσματικός έλεγχος δεν επιτρέπει την ανάπτυξη ρεύματος ευθέως άξονα, του οποίου η αρνητική τιμή, όπως φάνηκε στο βαθμωτό έλεγχο (Σχήμα 6.30), εξασθενεί το πεδίο των μαγνητών του δρομέα. Η ροή στον d-άξονα παραμένει σταθερή και η ροή στον q-άξονα μεταβάλλεται ανάλογα με τις ανάγκες του φορτίου για ροπή. Εξάλλου από την εξίσωση (4.8) αποδεικνύεται ότι με μηδενικό ρεύμα ευθέως άξονα, η ηλεκτρομαγνητική ροπή εξαρτάται αποκλειστικά από το ρεύμα εγκάρσιου άξονα και τη ροή των μαγνητών του δρομέα. Με αυτό τον τρόπο πραγματοποιείται απόζευξη των φαινομένων διέγερσης και παραγωγής ηλεκτρομαγνητικής ροπής στο εσωτερικό του κινητήρα. Στο βαθμωτό έλεγχο λόγω της ύπαρξης ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα ταυτόχρονα, τα φαινόμενα αυτά είναι συζευγμένα και η ηλεκτρομαγνητική ροπή παράγεται από το συνδυασμό των δύο ροών. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την πιο αργή και πιο ασταθή απόκριση του συστήματος, αλλά και τη μειωμένη συνιστάμενη ροή στάτη (Σχήματα 6.30, 6.44).

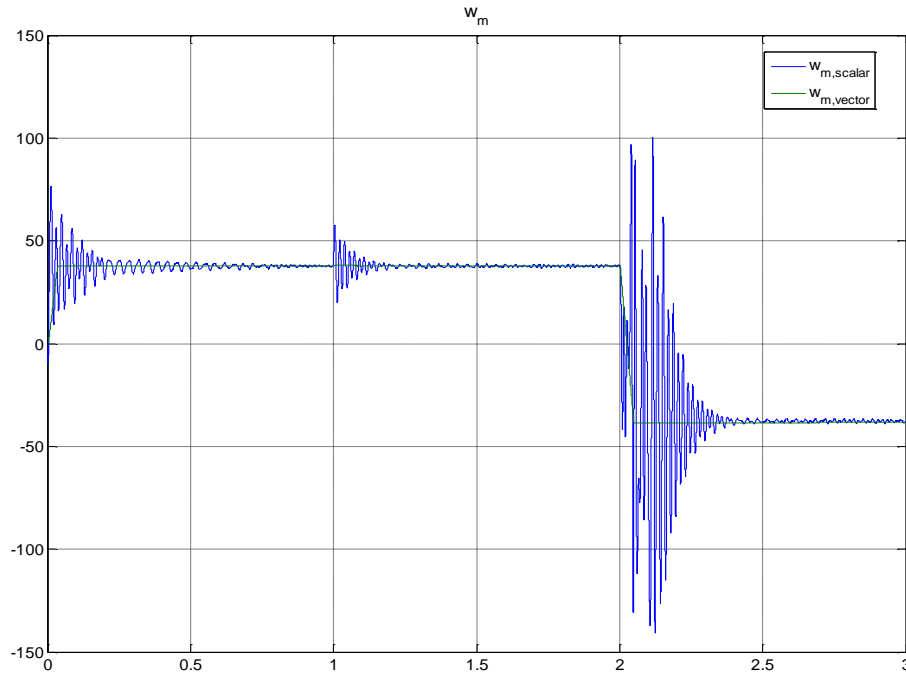
Ακόμη, αξίζει να παρατηρηθεί ότι παρά την αλλαγή της ταχύτητας τη χρονική στιγμή 0.5s, ο διανυσματικός έλεγχος διατηρεί σταθερή την τιμή της πεπλεγμένης ροής στάτη (Σχήμα 6.44). Η συνιστάμενη ροή στάτη είναι μεγαλύτερη συγκριτικά με το βαθμωτό έλεγχο, ενώ μειώνεται αντί να αυξάνεται (Σχήμα 6.30) κατά τη μείωση του φορτίου ροπής.

Τα χαρακτηριστικά των δύο μεθοδολογιών ελέγχου, με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, παρουσιάζονται συγκριτικά στον ακόλουθο Πίνακα:

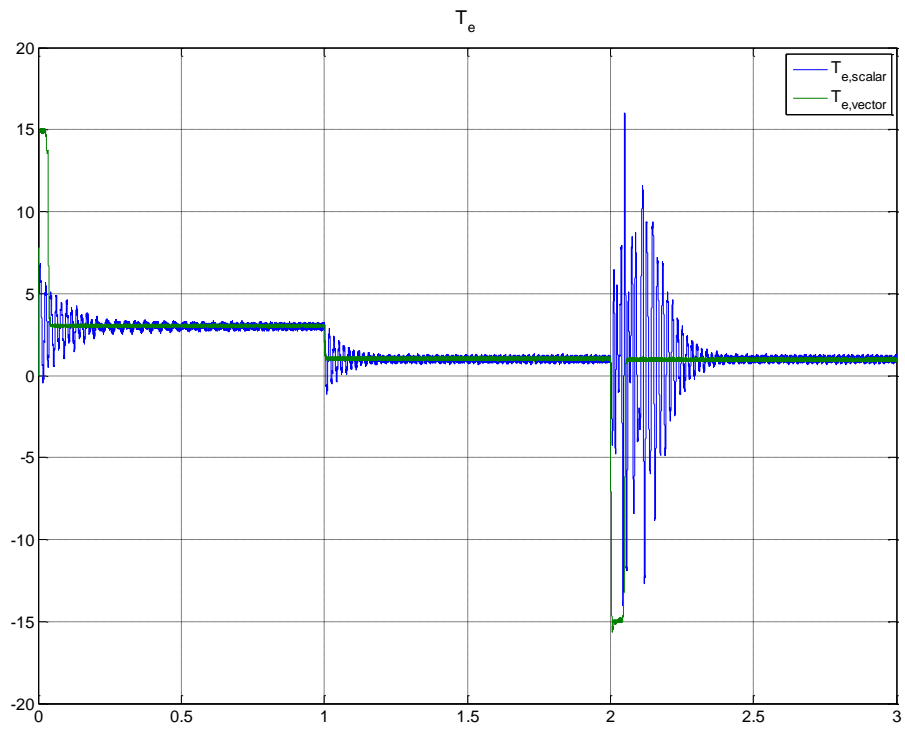
Βαθμωτός έλεγχος	Διανυσματικός έλεγχος
Απλός στην υλοποίηση (Lookup table)	Σύνθετος στην υλοποίηση (PI ελεγκτές, μετασχηματισμοί Park, Clarke)
Δεν απαιτείται η ύπαρξη σημάτων ανάδρασης	Απαιτείται αισθητήρας θέσης πεδίου δρομέα και μετρητικά ρευμάτων στις φάσεις του στάτη
Αδυναμία ρύθμισης της γωνίας του διανύσματος ρεύματος του στάτη	Πλήρης έλεγχος στη ρύθμιση του διανύσματος ρεύματος του στάτη
Αδυναμία διατήρησης σταθερής μαγνητικής ροής στον πυρήνα του στάτη σε διαφορετικές ταχύτητες	Διατήρηση σταθερής μαγνητικής ροής στον πυρήνα του στάτη σε διαφορετικές ταχύτητες
Μη ελεγχόμενη εξασθένιση του πεδίου του δρομέα ανάλογα με τη φόρτιση της μηχανής (αντίδραση τυμπάνου)	Πλήρως ελεγχόμενη συνιστώσα ρεύματος, που εξασφαλίζει σταθερή και ανεπηρέαστη ροή δρομέα σε όλες τις φορτίσεις της μηχανής
Ταλαντώσεις και περιορισμένη ευστάθεια σε μεταβατικά φαινόμενα	Βελτιωμένη απόκριση και ευστάθεια σε μεταβατικά φαινόμενα

Σχήμα 6.45 – Συγκριτικός Πίνακας των χαρακτηριστικών του βαθμωτού και του διανυσματικού ελέγχου

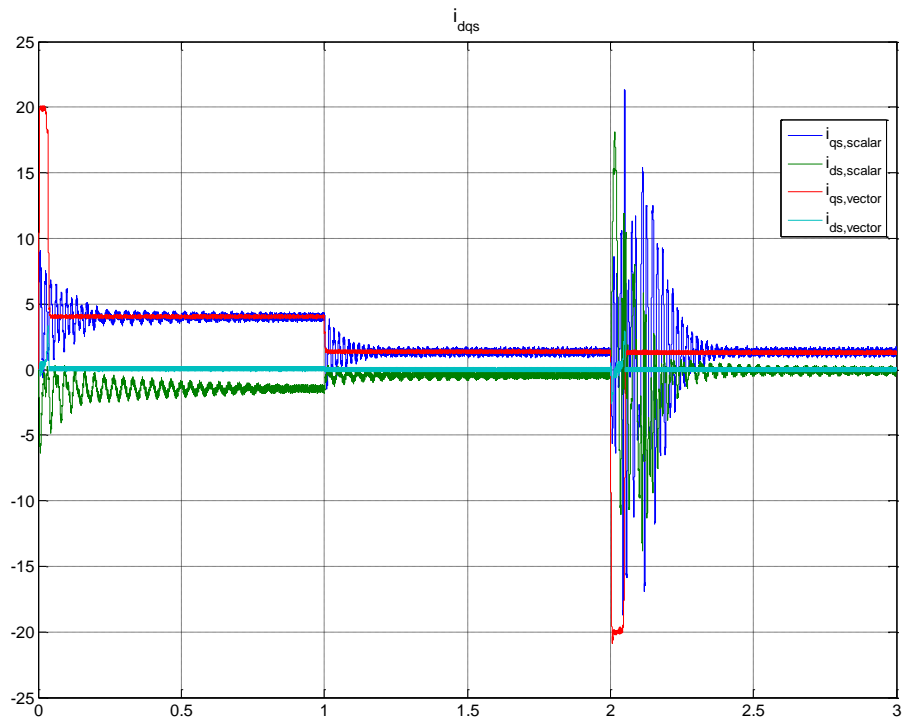
Ακολουθούν συγκριτικά Σχήματα της απόκρισης της ταχύτητας, της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα χρησιμοποιώντας τους δύο προαναφερθέντες τρόπους ελέγχου :



Σχήμα 6.46 – Σύγκριση απόκρισης της ταχύτητας στο βαθμωτό και στο διανυσματικό έλεγχο



Σχήμα 6.47 – Σύγκριση απόκρισης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στο βαθμωτό και στο διανυσματικό έλεγχο

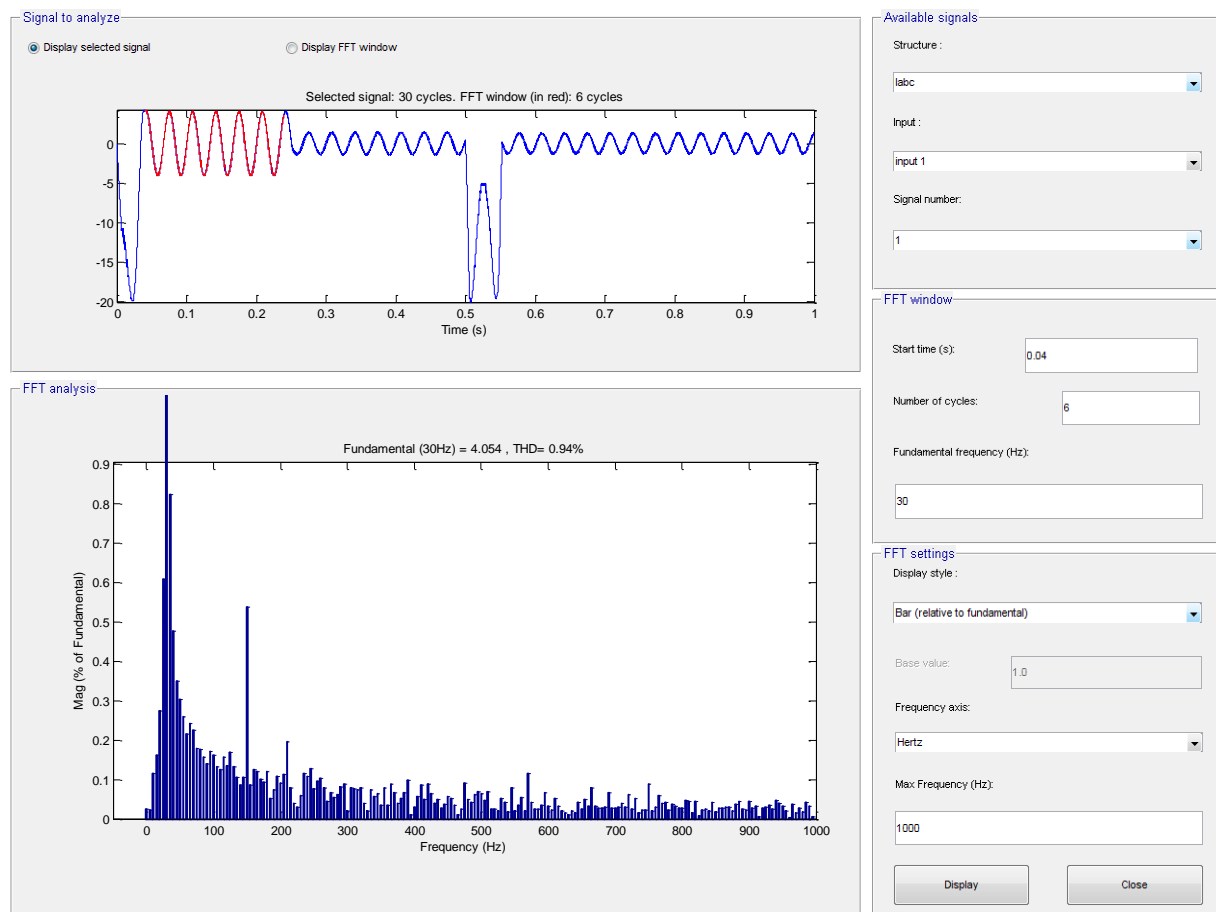


Σχήμα 6.48 – Σύγκριση απόκρισης ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο βαθμωτό και στο διανυσματικό έλεγχο

Οι υψηλές τιμές των ρευμάτων και της ροπής κατά τη διάρκεια της βηματικής αλλαγής των σημάτων ελέγχου οφείλονται στο κέρδος K_p του PI ελεγκτή. Ωστόσο οι τιμές αυτές είναι ακαριαίες και περιορίζονται χρησιμοποιώντας του περιοριστή (saturation), όπως αναφέρθηκε παραπάνω.

Αξίζει να σημειωθεί ότι θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και πάλι η συμβατική PWM διαμόρφωση μέσω κυματομορφών αναφοράς τάσης ως εναλλακτικός τρόπος παραγωγής παλμών για τους ημιαγωγούς. Παρ' όλα αυτά δεν υλοποιήθηκε σε αυτή την εφαρμογή, διότι προϋποθέτει τη χρήση των εξισώσεων (3.29) για τον υπολογισμό των τάσεων ευθέως και εγκάρσιου άξονα, όπως επίσης και τη μετατροπή τους μέσω των μετασχηματισμών Park και Clarke σε τριφασικές ημιτονοειδείς κυματομορφές. Αυτό σίγουρα θα προσέθετε μία επιπλέον καθυστέρηση στον έλεγχο καθώς θα αύξανε την πολυπλοκότητά του. Εξάλλου, ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης των φασικών ρευμάτων προκύπτει πολύ ικανοποιητικός χρησιμοποιώντας ζώνη υστέρησης 0.1A σε αυτή την εφαρμογή.

Για την αρμονική ανάλυση του ρεύματος χρησιμοποιείται το εργαλείο FFT analysis, το οποίο βρίσκεται στο powergui block.



Σχήμα 6.49 – Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος στάτη

Ένα άλλο πλεονέκτημα του διανυσματικού ελέγχου, το οποίο δεν αναφέρθηκε στη συγκριτική παρουσίαση των χαρακτηριστικών των δύο μεθοδολογιών ελέγχου, είναι ότι είναι δυνατή η χρήση της d-συνιστώσας του ρεύματος έτσι ώστε η μηχανή να λειτουργεί σε υψηλότερες στροφές όταν η τάση της πηγής δεν είναι αρκετή για να υπερνικήσει την

ηλεκτρεγερτική δύναμη που αναπτύσσεται στο εσωτερικό της μηχανής λόγω του πεδίου των μαγνητών. Με το χαρακτηριστικό αυτό, δηλαδή με τη λειτουργία εξασθένισης πεδίου (field weakening), ασχολείται η επόμενη ενότητα.

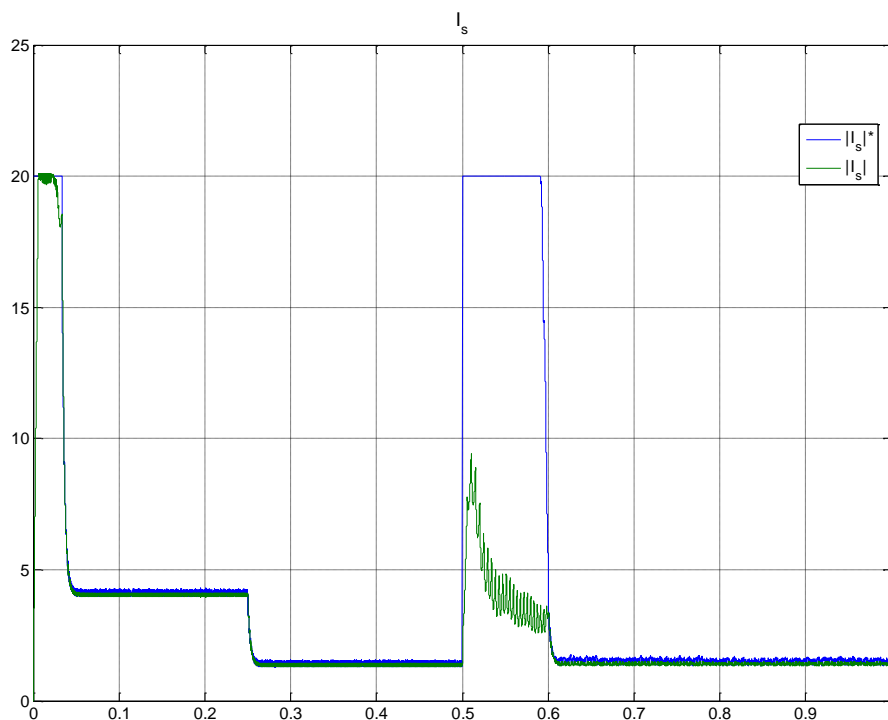
6.3.2.2 Διανυσματικός έλεγχος με εξασθένιση πεδίου

Το μοντέλο του διανυσματικού ελεγκτή με εξασθένιση πεδίου έχει περιγραφεί στο Κεφάλαιο 5. Στην ενότητα αυτή, προσομοιώνεται η λειτουργία του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης με τη χρήση του εν λόγω ελεγκτή υπό τις παρακάτω συνθήκες :

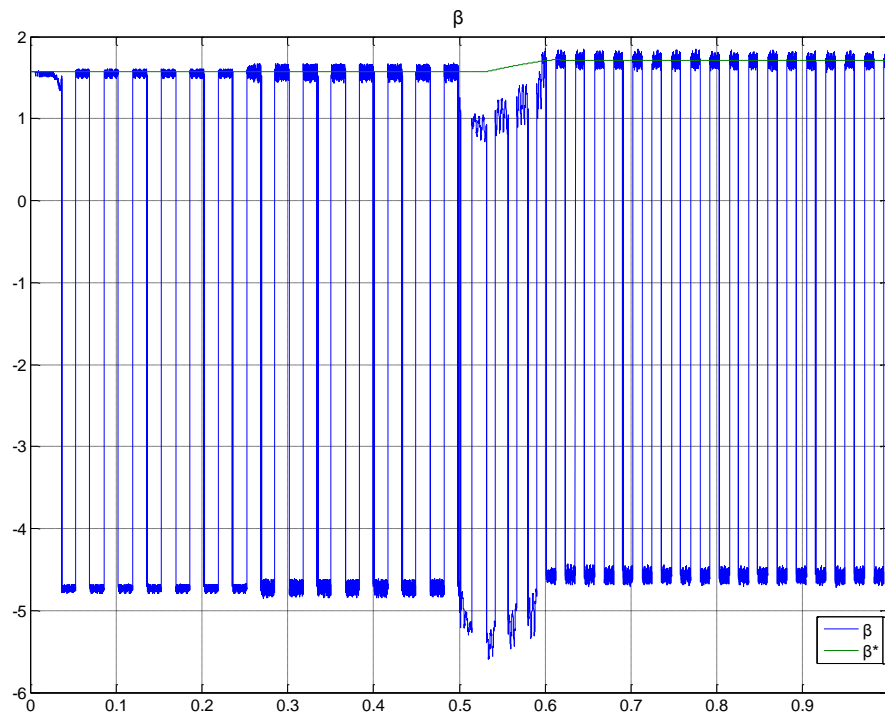
- Εκκίνηση της μηχανής με φορτίο 3 Nm στον άξονα και σήμα ταχύτητας ίσο με 37.7 rad/s
- Βηματική μείωση του φορτίου σε 1 Nm τη χρονική στιγμή 0.25s
- Αλλαγή του σήματος ταχύτητας σε 55 rad/s τη χρονική στιγμή 0.5s

Οι τιμές κερδών του PI ελεγκτή έχουν τεθεί ίσες με 8 και 10 για τα κέρδη K_p και K_i αντίστοιχα.

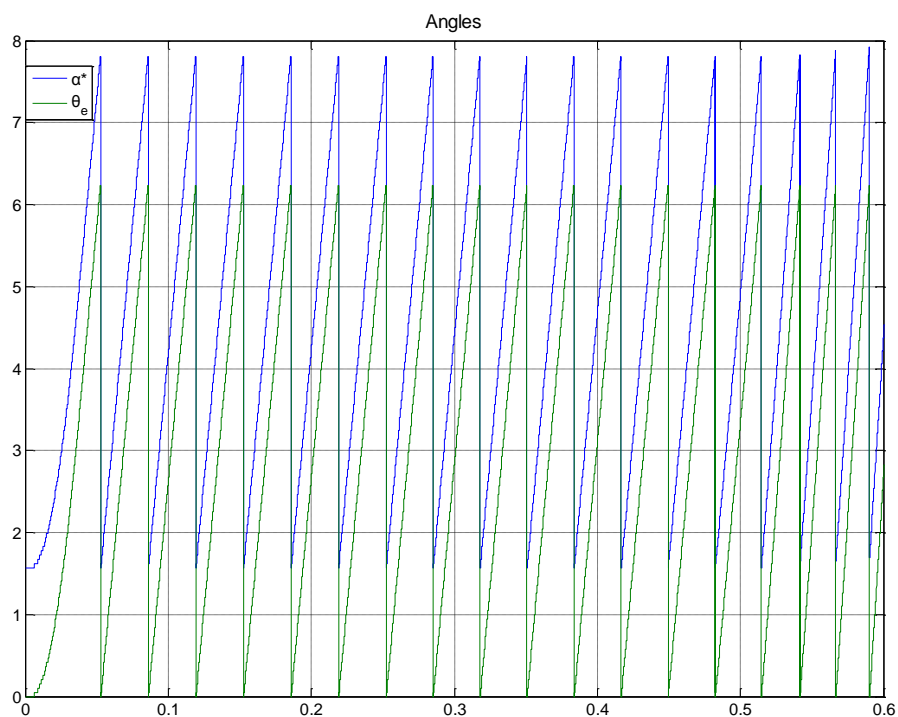
Οι αποκρίσεις των βασικών μεγεθών του παρουσιάζονται στα Σχήματα 6.50 – 6.59 που ακολουθούν:



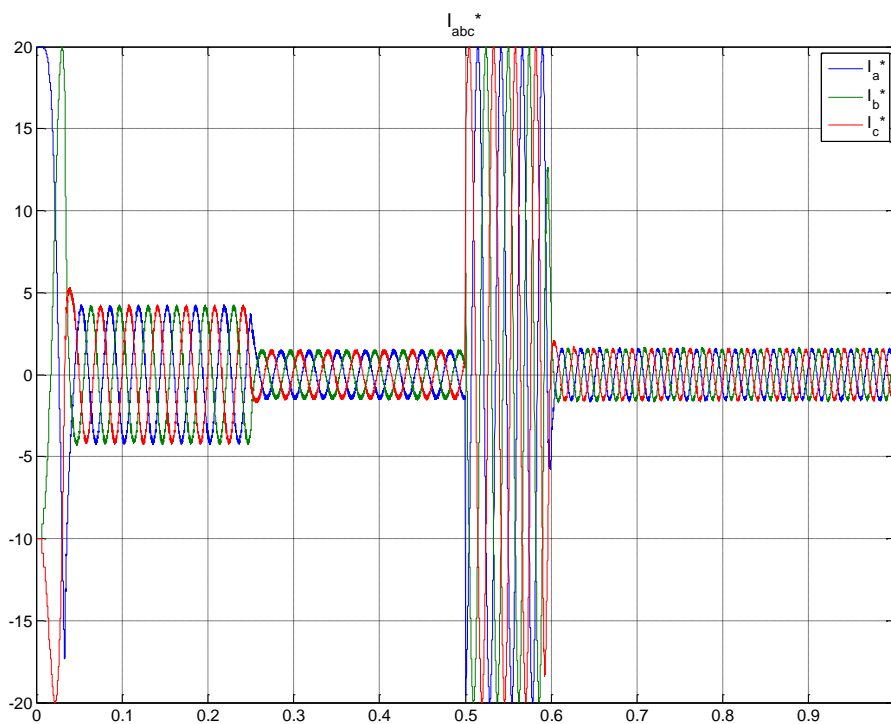
Σχήμα 6.50 – Διάγραμμα ρεύματος στάτη και αντίστοιχο σήμα ελέγχου



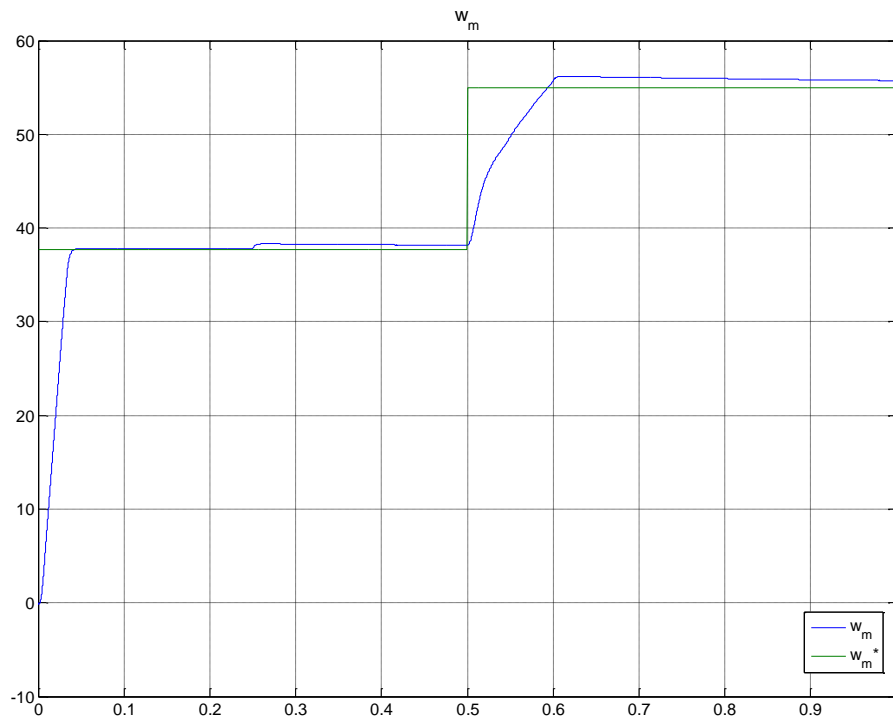
Σχήμα 6.51 – Γωνίες διανύσματος ρεύματος και διανύσματος αναφοράς ρεύματος ως προς το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς



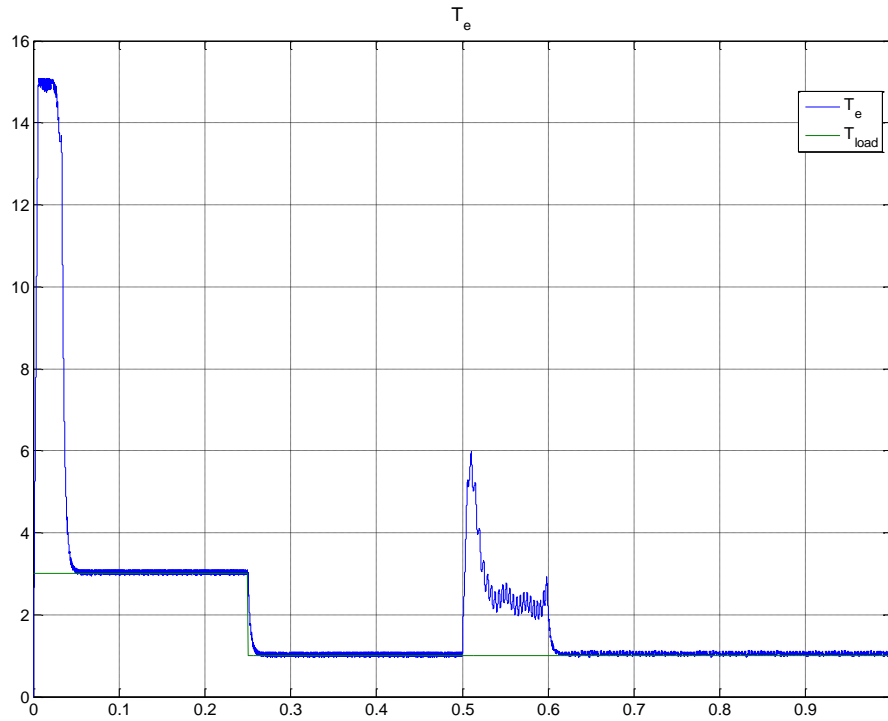
Σχήμα 6.52 – Γωνία διανύσματος αναφοράς ρεύματος ως προς το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και ηλεκτρική γωνία



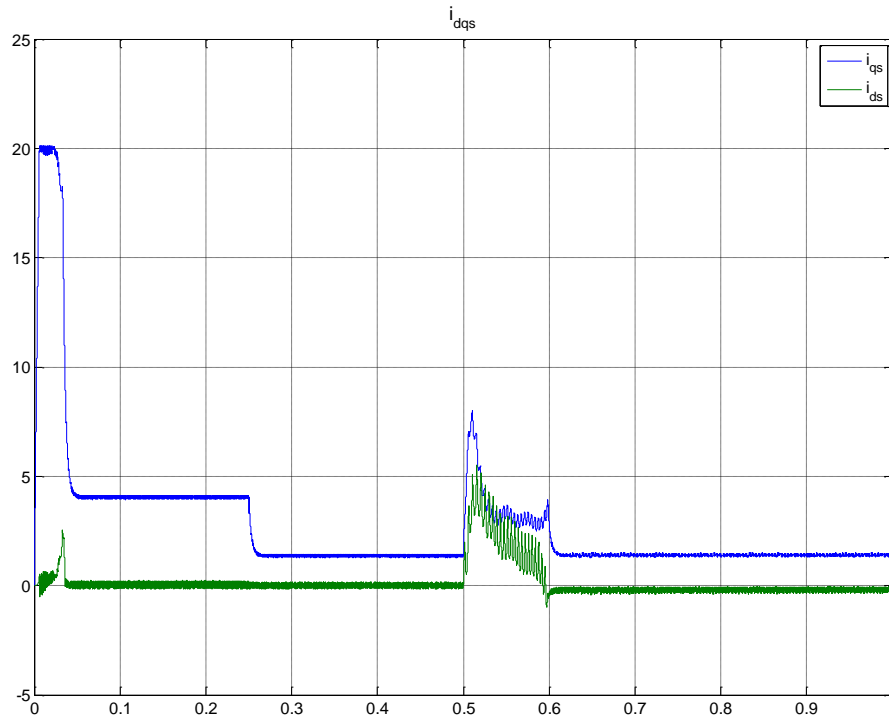
Σχήμα 6.53 – Φασικά ρεύματα αναφοράς όπως προκύπτουν στην έξοδο του διανυσματικού ελεγκτή



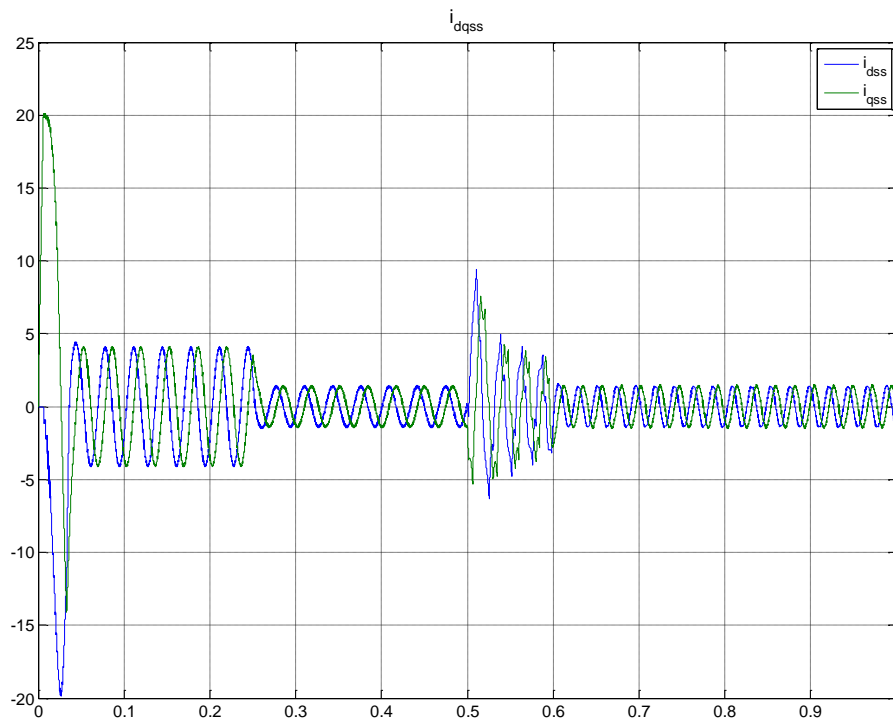
Σχήμα 6.54 – Μηχανική γωνιακή ταχύτητα



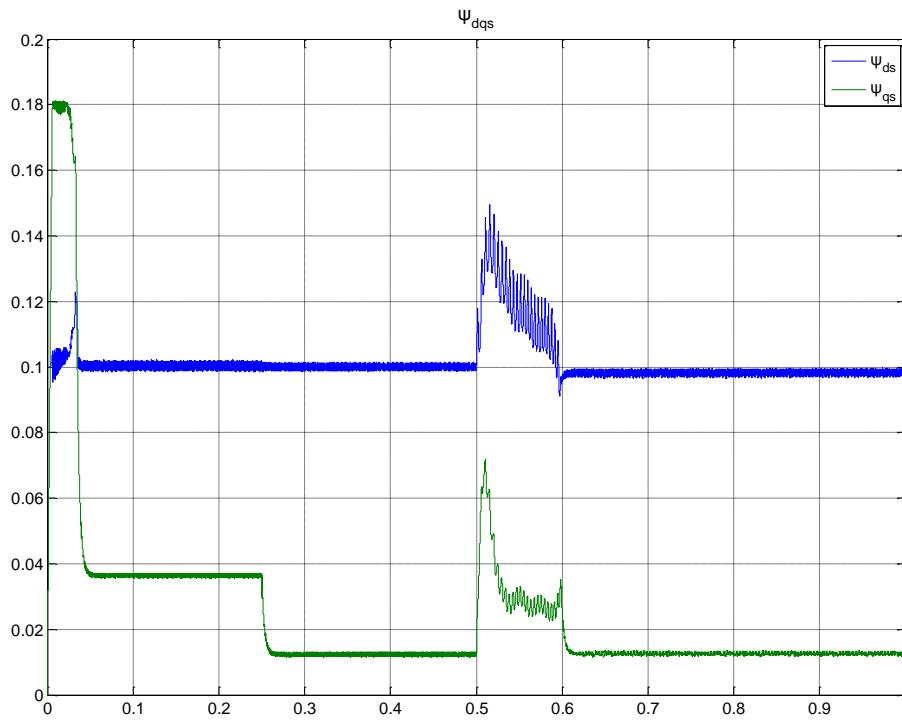
Σχήμα 6.55 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή φορτίου



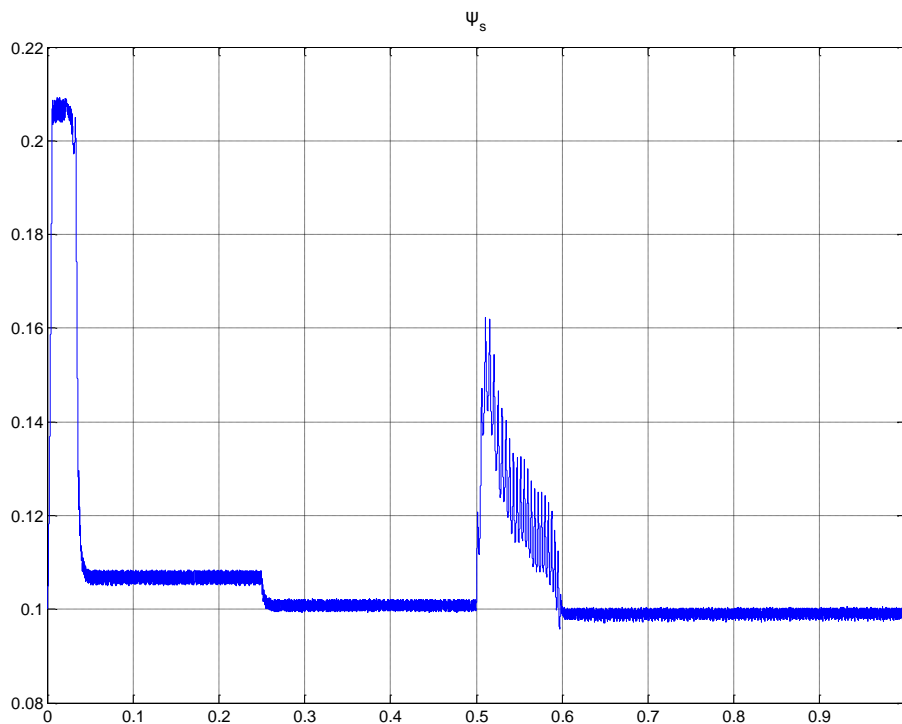
Σχήμα 6.56 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς



Σχήμα 6.57 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στατού πλαισίου αναφοράς



Σχήμα 6.58 – Πεπλεγμένες ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς



Σχήμα 6.59 – Συνισταμένη ροή στάτη

Με βάση τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συμπεραίνεται ότι με τη συγκεκριμένη υλοποίηση φαίνεται ότι το μέτρο του διανύσματος του ρεύματος ελέγχεται πλήρως, καθώς ακολουθεί το αντίστοιχο σήμα ελέγχου (Σχήμα 6.50). Η γωνία β του διανύσματος παραμένει ελεγχόμενα ίση με $\pi/2$ στην περιοχή πριν την ονομαστική ταχύτητα (Σχήμα 4.12), κάτι που αντικατοπτρίζεται στα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς (Σχήμα 6.56). Όπως αναμένεται, η συνιστώσα ευθέως άξονα διατηρείται ίση με το μηδέν στην περιοχή αυτή. Στο Σχήμα 6.51 η γωνία β φαίνεται να παίρνει και την τιμή $-3\pi/2$, η οποία ισοδυναμεί φυσικά με τη γωνία $\pi/2$ και προκύπτει λόγω του τρόπου υπολογισμού της από της διαφορά της γωνίας α από την ηλεκτρική γωνία θ_e .

Αντίθετα, η γωνία β αυξάνεται πέρα από $\pi/2$ στην περιοχή εξασθένισης πεδίου (Σχήμα 6.51), με βάση τον πίνακα αντιστοίχισης με τη γωνιακή ταχύτητα (Σχήμα 5.31), κάτι που δημιουργεί αρνητική συνιστώσα ρεύματος ευθέως άξονα (Σχήμα 6.56). Με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται η εξασθένιση του πεδίου των μαγνητών του δρομέα και είναι δυνατή η περιστροφή της μηχανής σε υψηλότερες ταχύτητες.

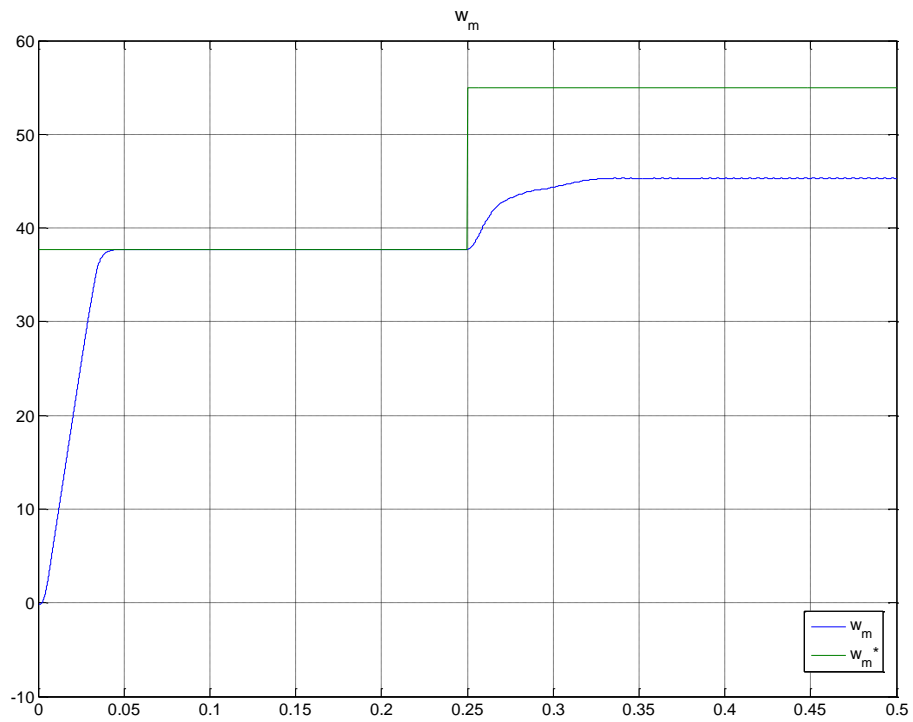
Όσον αφορά στη γωνία α^* , ξεκινά από την τιμή $\pi/2$ και στη συνέχεια προπορεύεται της ηλεκτρικής γωνίας του δρομέα (Σχήμα 6.52) εξαιτίας της γωνίας β^* . Αυτό επιβεβαιώνει την περιστροφή του διανύσματος του ρεύματος με τη σύγχρονη ταχύτητα. Στην περιοχή εξασθένισης πεδίου μάλιστα, η διαφορά των γωνιών αυτών αυξάνει λόγο αύξησης της γωνίας β^* .

Επίσης, η μείωση της ροής ευθέως άξονα (Σχήμα 6.58), αλλά και της συνισταμένης ροής στάτη (Σχήμα 6.59), επιβεβαιώνει τη λειτουργία της εξασθένισης πεδίου στις υψηλές στροφές, η οποία προκαλείται με κατάλληλη ρύθμιση της γωνίας β από το διανυσματικό ελεγκτή.

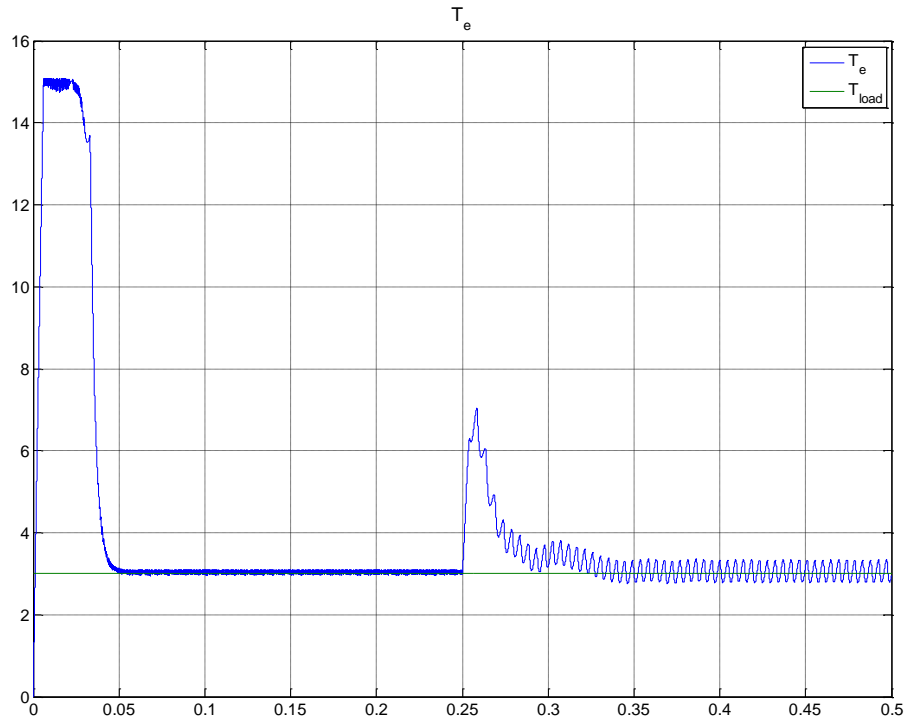
Συγκριτικά με τον απλό διανυσματικό έλεγχο, ο ελεγκτής αυτός είναι περισσότερο ευαίσθητος στη ρύθμιση της ταχύτητας για διαφορετικές ροπές φορτίου. Συγκεκριμένα παρατηρείται μικρή επιτάχυνση της μηχανής κατά τη μείωση του φορτίου τη χρονική στιγμή 0.25s (Σχήμα 6.54). Η μικρή αυτή διαφοροποίηση στην ταχύτητα θα μπορούσε να αποφευχθεί πιθανότατα με βέλτιστη ρύθμιση των κερδών του PI ελεγκτή ή ακόμα και της παραμέτρου I_s_gain . Η ρύθμιση των κερδών επίσης θα μπορούσε να είναι και δυναμική ανάλογα με τη φόρτιση της μηχανής. Τέλος, η καλύτερη ρύθμιση της ταχύτητας στην περιοχή εξασθένισης πεδίου μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας μία διαφορετική συνάρτηση από αυτή της τετραγωνικής ρίζας για τη δημιουργία του πίνακα αντιστοίχισης.

Η εξασθένιση πεδίου μπορεί να επιτρέπει την αύξηση της ταχύτητας της μηχανής πέραν της μέγιστης με βάση το επίπεδο τάσης του αντιστροφέα, έχει όμως το μειονέκτημα της μειωμένης ικανότητας ροπής. Το φαινόμενο αυτό θα γίνει ιδιαίτερα αντιληπτό αν στην περιοχή εξασθένισης πεδίου διατηρήσουμε υψηλή τιμή ροπής φορτίου.

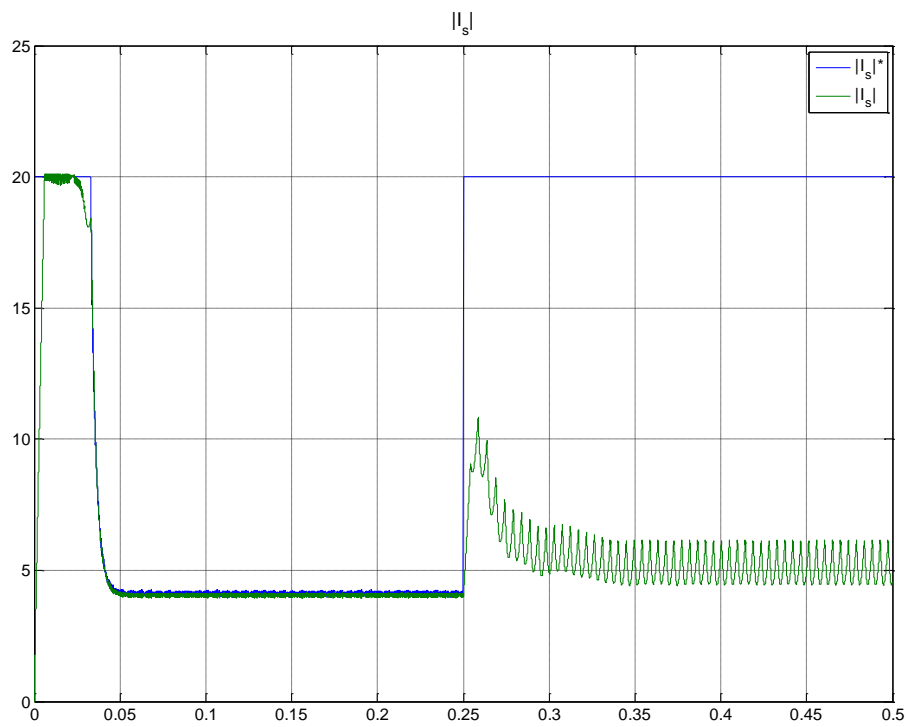
Για αυτό το λόγο προσομοιώνεται η λειτουργία του συστήματος για συνθήκες εκκίνησης ίδιες με πριν, αλλά με τη διαφορά ότι τη χρονική στιγμή 0.25s το σήμα της ταχύτητας αυξάνεται βαθμιαία σε 55 rad/s χωρίς να μειωθεί η ροπή του φορτίου. Τα αποτελέσματα των βασικών μεγεθών του συστήματος παρουσιάζονται στα παρακάτω Σχήματα :



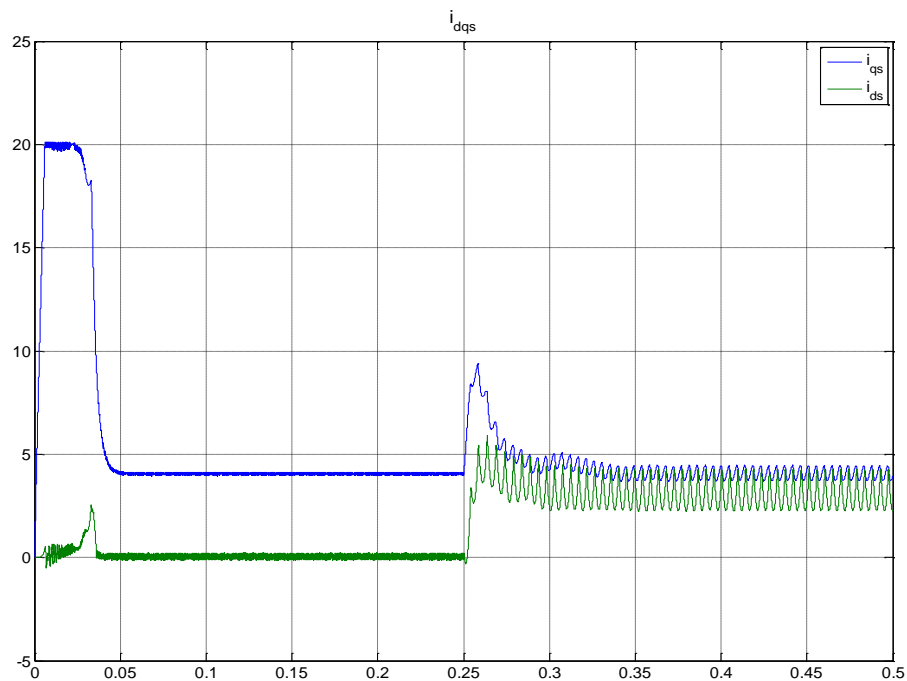
Σχήμα 6.60 – Μηχανική γωνία σε υπερφόρτιση στην περιοχή εξασθένισης πεδίου



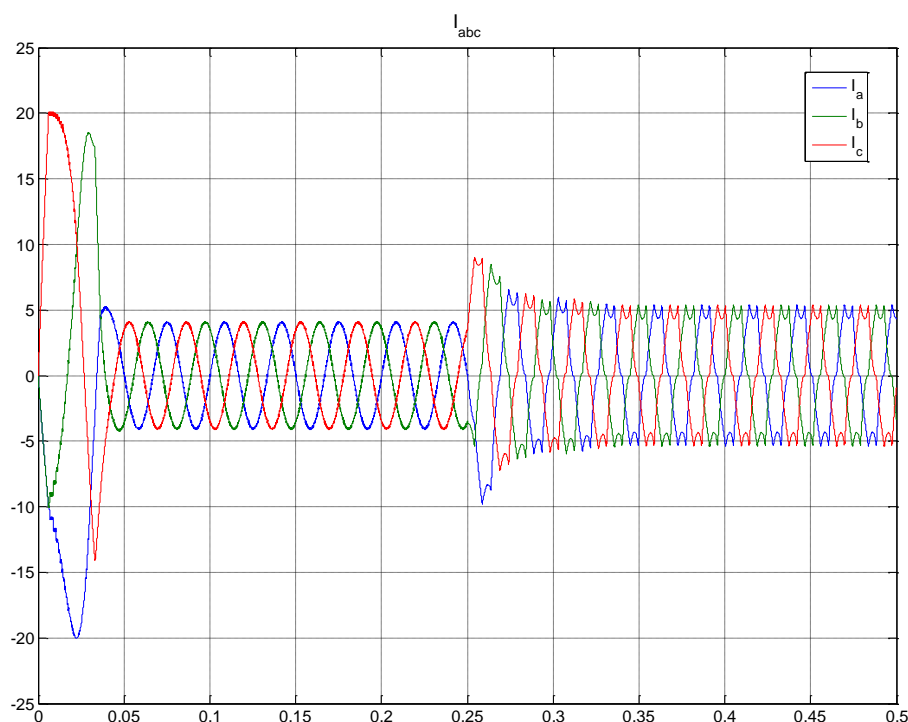
Σχήμα 6.61 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή σε υπερφόρτιση στην περιοχή εξασθένισης πεδίου



Σχήμα 6.62 – Διάγραμμα ρεύματος στάτη και αντίστοιχο σήμα ελέγχου σε υπερφόρτιση στην περιοχή εξασθένισης πεδίου



Σχήμα 6.63 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς σε υπερφόρτιση στην περιοχή εξασθένισης πεδίου



Σχήμα 6.64 – Φασικά ρεύματα σε υπερφόρτιση στην περιοχή εξασθένισης πεδίου

Είναι φανερό ότι ο ελεγκτής προσπαθεί να αυξήσει το διάνυσμα του ρεύματος, περισσότερο από όσο είναι δυνατό στη συγκεκριμένη περίπτωση. Το μέτρο του διανύσματος αναφοράς του ρεύματος τείνει να αυξηθεί άνω των 20A και περιορίζεται από τον περιοριστή (Σχήμα 6.62). Το μέτρο του πραγματικού διανύσματος του ρεύματος δεν μπορεί να φτάσει αυτή την τιμή εξαιτίας της αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης της μηχανής σε δεδομένες στροφές. Ούτε μπορεί ο ελεγκτής να ρυθμίσει κατάλληλα τη γωνία του ούτως ώστε να επιτευχθεί εξασθένιση πεδίου χωρίς μείωση της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Έτσι ο κινητήρας ισορροπεί σε ταχύτητα μικρότερη από αυτή που του επιβάλλει το σήμα ταχύτητας, με εισαγωγή αρμονικών και παραμόρφωση στα φασικά ρεύματα (Σχήμα 6.64), αφού πλέον οι παλμοί των ημιαγωγών έχουν γίνει τετραγωνικοί και ο αντιστροφείας λειτουργεί στη μη γραμμική περιοχή. Η ταχύτητα αυτή είναι χαμηλότερη από την ταχύτητα που γίνεται εισαγωγή στην περιοχή εξασθένισης πεδίου.

Συνοψίζοντας, ο διανυσματικός ελεγκτής με λειτουργία εξασθένισης πεδίου επιτρέπει την περιστροφή της μηχανής σε μεγαλύτερες ταχύτητες από εκείνες που επιτρέπει το επίπεδο τάσης του αντιστροφέα. Απαιτείται όμως προσεκτική ρύθμιση των παραμέτρων του (κέρδη PI ελεγκτή, κέρδος ρεύματος) έτσι ώστε να μειωθεί η ευαισθησία που παρουσιάζει στις αλλαγές του φορτίου στην κανονική περιοχή λειτουργίας, αλλά και μειωμένη φόρτιση της μηχανής στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Στη τελευταία περίπτωση τα ρεύματα μπορεί να αυξηθούν υπέρμετρα κατά την προσπάθεια του ελεγκτή να ανταπεξέλθει σε απαίτηση για υψηλή ροπή και ταχύτητα.

6.3.2.3 Διανυσματικός έλεγχος με αλγόριθμο ελαχιστοποίησης απωλειών

Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 5, ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης απωλειών που θα χρησιμοποιηθεί, υπολογίζει κατάλληλη τιμή ρεύματος i_{ds} , για την οποία ελαχιστοποιούνται οι απώλειες χαλκού και σιδήρου της μηχανής για δεδομένη ταχύτητα και ροπή. Συνεπώς, αντικείμενο της ενότητας αυτής είναι η επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του αλγορίθμου στη συγκεκριμένη εφαρμογή μέσω της προσομοίωσης. Για το λόγο αυτό, εξετάζονται οι ακόλουθες περιπτώσεις:

- Μεταβλητές συνθήκες φόρτισης (0.3, 0.6, 1, 1.3, 1.6, 2, 2.3, 2.6, 3 Nm) υπό ονομαστική ταχύτητα
- Μεταβλητή μηχανική γωνιακή ταχύτητα (15, 20, 23, 26, 30, 33, 36, 40 rad/s) υπό ονομαστική φόρτιση

Για κάθε μία από τις συνθήκες αυτές, υπολογίζονται οι απώλειες χαλκού και σιδήρου της μηχανής στις περιπτώσεις χρήσης και μη χρήσης του αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών. Οι υπολογισμοί γίνονται με χρήση των σχέσεων (5.27) – (5.28). Τέλος, υπολογίζεται ο βαθμός απόδοσης της μηχανής χρησιμοποιώντας τη σχέση:

$$n(\%) = \frac{P_{out}}{P_{out} + W_{Fe} + W_{Cu}} \quad (6.1)$$

όπου

$$P_{out} = T_e \cdot \omega_m \quad (6.2)$$

Πρέπει να τονιστεί ότι όλοι οι υπολογισμοί αφορούν στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας όπου η ηλεκτρομαγνητική ροπή και η ταχύτητα θεωρούνται σταθερές. Η δυναμική απόκριση του αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών δεν αποτελεί αντικείμενο της ενότητας αυτής, καθώς απαιτείται η πρακτική υλοποίησή του σε μικροεπεξεργαστή.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συνοψίζονται στους ακόλουθους Πίνακες:

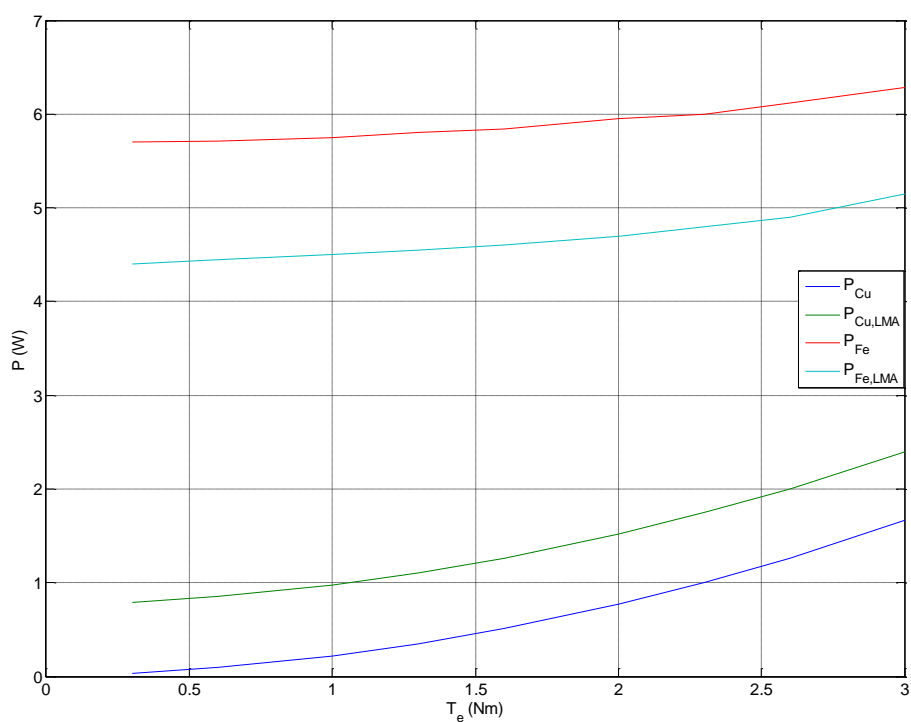
$\omega_m = 37.7 \text{ rad/s}$									
T_e (Nm)	W_{Cu} (W)		W_{Fe} (W)		P_{out} (W)	n (%)		i_{ds} (A)	Επαναλήψεις
-	Χωρίς LMA	Με LMA	Χωρίς LMA	Με LMA	-	Χωρίς LMA	Με LMA	-	-
0,3	0,034	0,792	5,70	4,4	11,31	66,3	68,5	-2.83	28
0,6	0,094	0,85	5,71	4,45	22,62	79,5	81,01	-2.83	27
1	0,22	0,975	5,75	4,5	37,7	86,3	87,3	-2.83	31
1,3	0,35	1,1	5,80	4,55	49,01	88,8	89,6	-2.83	26
1,6	0,51	1,26	5,84	4,6	60,32	90,4	91,1	-2.83	27
2	0,775	1,52	5,95	4,7	75,4	91,8	92,3	-2.83	27
2,3	1	1,75	6,00	4,8	86,71	92,5	92,9	-2.83	29
2,6	1,265	2	6,12	4,9	98,02	92,9	93,4	-2.83	26
3	1,665	2,4	6,28	5,15	113,1	93,4	93,7	-2.83	29

Σχήμα 6.65 – Αποτελέσματα προσομοίωσης για μεταβλητές συνθήκες φόρτισης

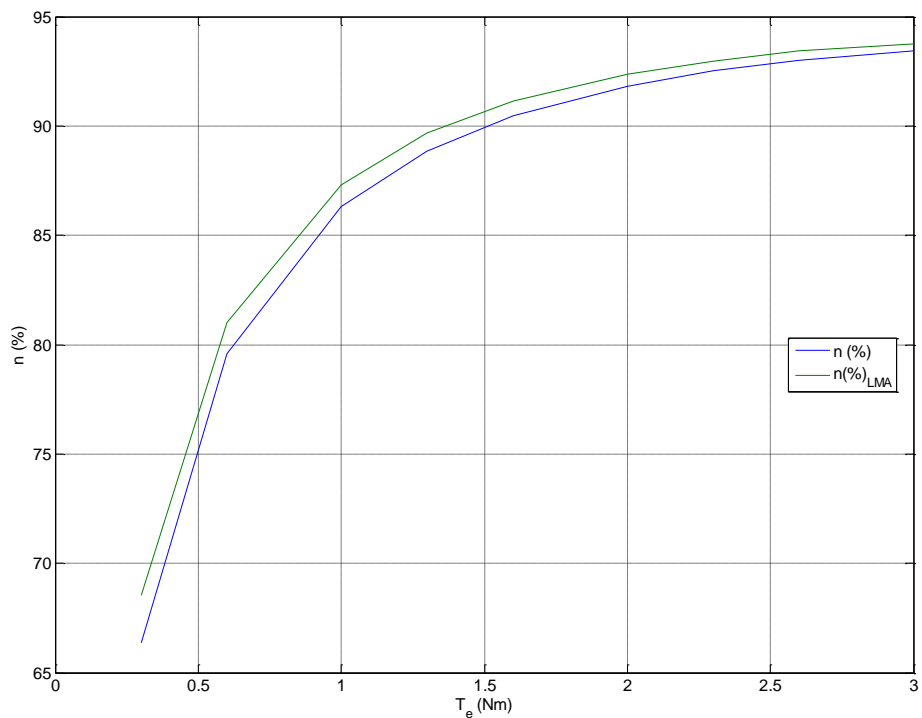
$T_e = 3Nm$									
w_m (rad/s)	W_{Cu} (W)		W_{Fe} (W)		P_{out} (W)	η (%)		i_{ods} (A)	Επαναλήψεις
-	Χωρίς LMA	Με LMA	Χωρίς LMA	Με LMA	-	Χωρίς LMA	Με LMA	-	-
15	1,570	1,595	2,52	2,455	45	91,66	91,74	-0.509	27
20	1,590	1,660	3,13	2,96	60	92,70	92,85	-0.875	28
23	1,600	1,717	3,50	3,30	69	93,11	93,22	-1.128	31
26	1,612	1,790	3,97	3,67	78	93,32	93,45	-1.402	30
30	1,630	1,920	4,55	4,07	90	93,57	93,75	-1.792	29
33	1,640	2,040	5,05	4,45	99	93,67	93,84	-2.097	33
36	1,650	2,178	5,50	4,70	108	93,79	94,01	-2.409	27
40	1,665	2,400	6,28	5,15	120	93,79	94,08	-2.831	29

Σχήμα 6.66 – Αποτελέσματα προσομοίωσης για μεταβλητή ταχύτητα

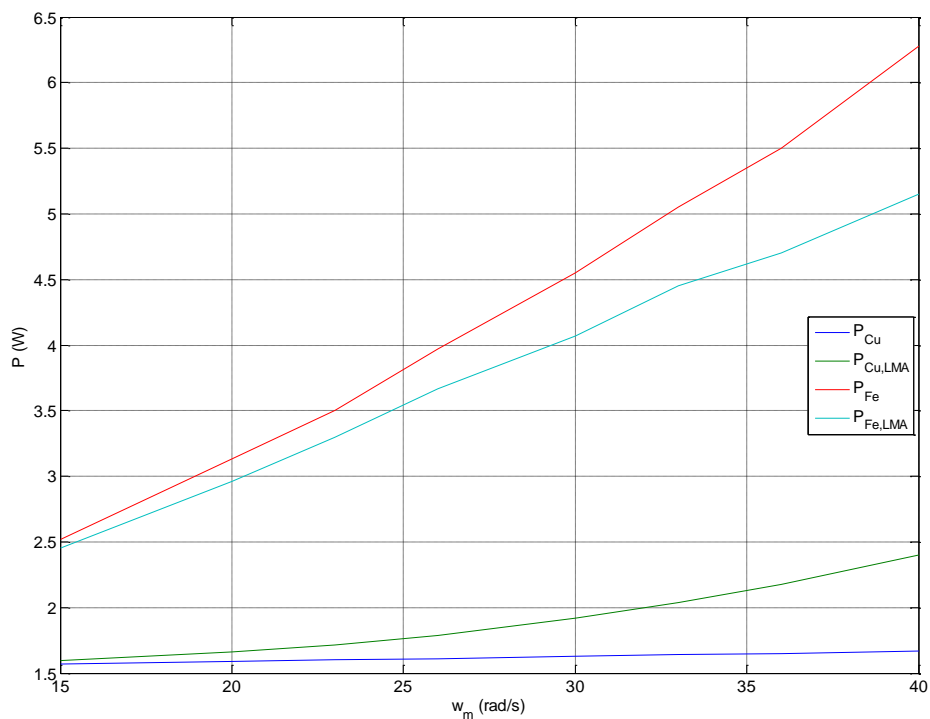
Τα ανωτέρω αποτελέσματα παρουσιάζονται γραφικά στα Σχήματα που ακολουθούν:



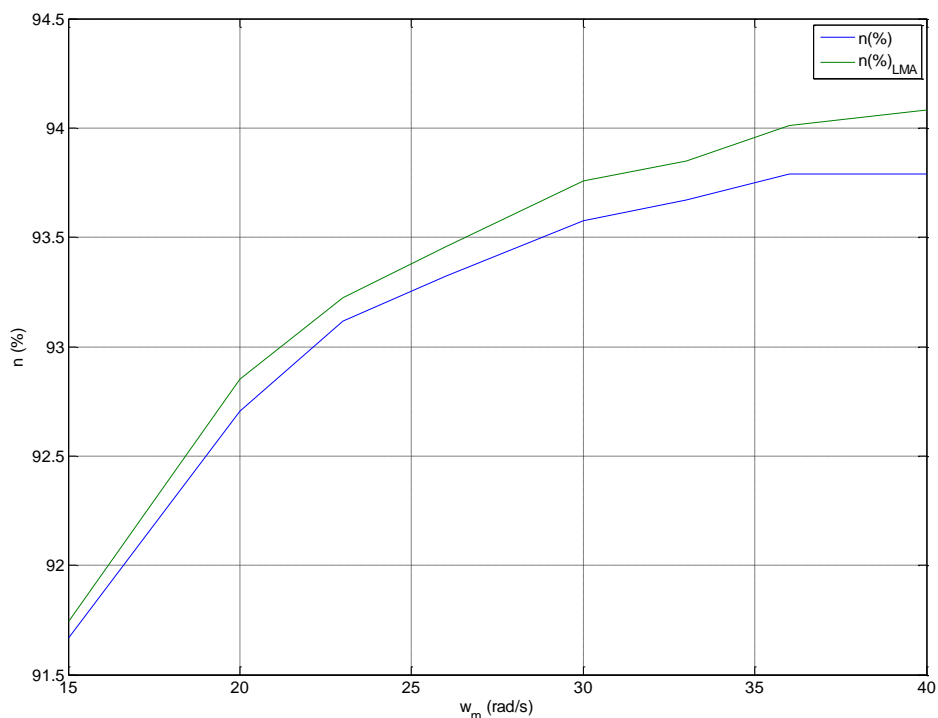
Σχήμα 6.67 – Γραφική αναπαράσταση απωλειών χαλκού και σιδήρου υπό συνθήκες μεταβλητής φόρτισης



Σχήμα 6.68 – Συντελεστής απόδοσης μηχανής υπό συνθήκες μεταβλητής φόρτισης



Σχήμα 6.69 – Γραφική αναπαράσταση απωλειών χαλκού και σιδήρου υπό συνθήκες μεταβλητών στροφών



Σχήμα 6.70 – Συντελεστής απόδοσης μηχανής υπό συνθήκες μεταβλητών στροφών

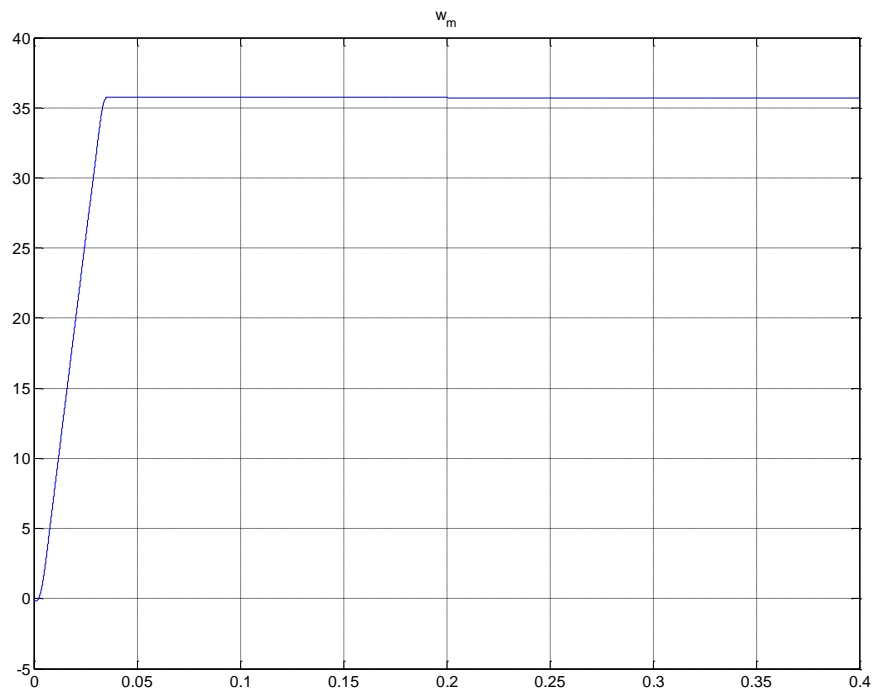
Παρατηρώντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, επιβεβαιώνεται ότι ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης απωλειών βελτιώνει το συνολικό βαθμό απόδοσης της μηχανής στις ποικίλες συνθήκες φόρτισης και ταχύτητας που εξετάστηκαν. Για να επιτευχθεί αυτό, εισάγεται κατάλληλη συνιστώσα ρεύματος ορθού άξονα, η τιμή της οποίας υπολογίζεται από κατάλληλο επαναληπτικό αλγόριθμο. Από τους Πίνακες των Σχημάτων 6.65 – 6.66, φαίνεται ότι η μεταβολή της ταχύτητας είναι αυτή που επιδρά κατά κύριο λόγο στη ρύθμιση της συνιστώσας αυτής, καθώς στην περίπτωση μεταβλητής φόρτισης ο αλγόριθμος συγκλίνει στην τιμή $-2.83A$ ανεξαρτήτως φόρτισης.

Επιπλέον, είναι εμφανές ότι η εισαγωγή ρεύματος ορθού άξονα μέσω του αλγορίθμου αυξάνει τις απώλειες χαλκού της μηχανής, οι οποίες αντισταθμίζονται από την αποτελεσματική μείωση των απωλειών πυρήνα. Με τον τρόπο αυτό μειώνονται οι συνολικές απώλειες της μηχανής και αυξάνει ο βαθμός απόδοσής της. Στην περίπτωση μεταβλητής φόρτισης, η μέγιστη βελτιστοποίηση του βαθμού απόδοσης πραγματοποιείται κοντά στην περιοχή όπου η ροπή φορτίου ισούται με το ήμισυ της ονομαστικής. Αντίθετα στην περίπτωση μεταβλητών στροφών, περίπτωση η οποία χρήζει μεγαλύτερου ενδιαφέροντος λόγω της εφαρμογής του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης σε ηλεκτρικό όχημα, η βελτιστοποίηση του βαθμού απόδοσης αυξάνει με την αύξηση των στροφών της μηχανής.

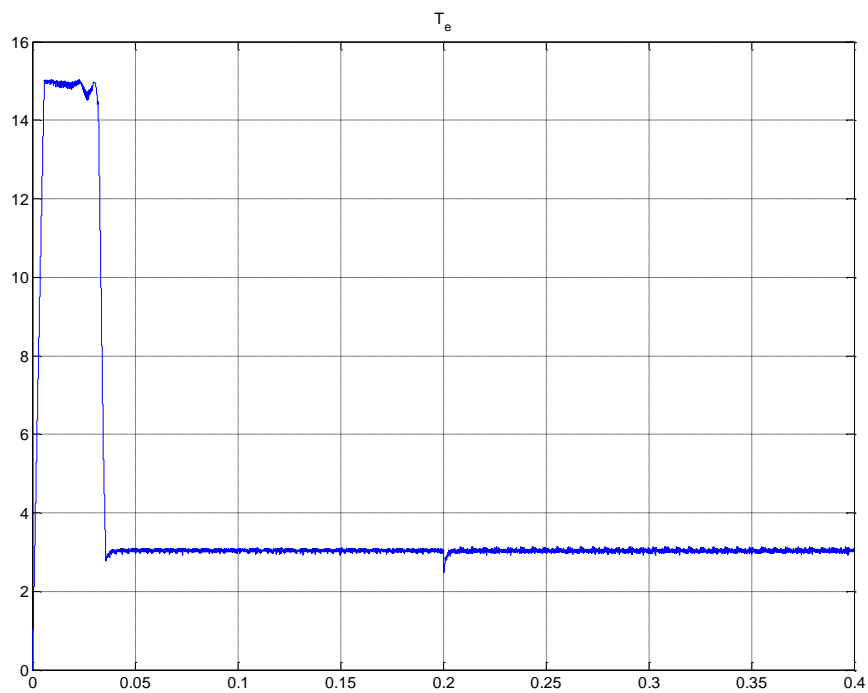
Τέλος, παρουσιάζονται ενδεικτικά οι κυματομορφές των βασικών μεγεθών της μηχανής υπό τις εξής συνθήκες:

- Σταθερή ροπή ίση με την ονομαστική
- Γωνιακή ταχύτητα ίση με 36 rad/s
- Αρχικά μηδενική συνιστώσα ρεύματος ορθού άξονα i_{ods}

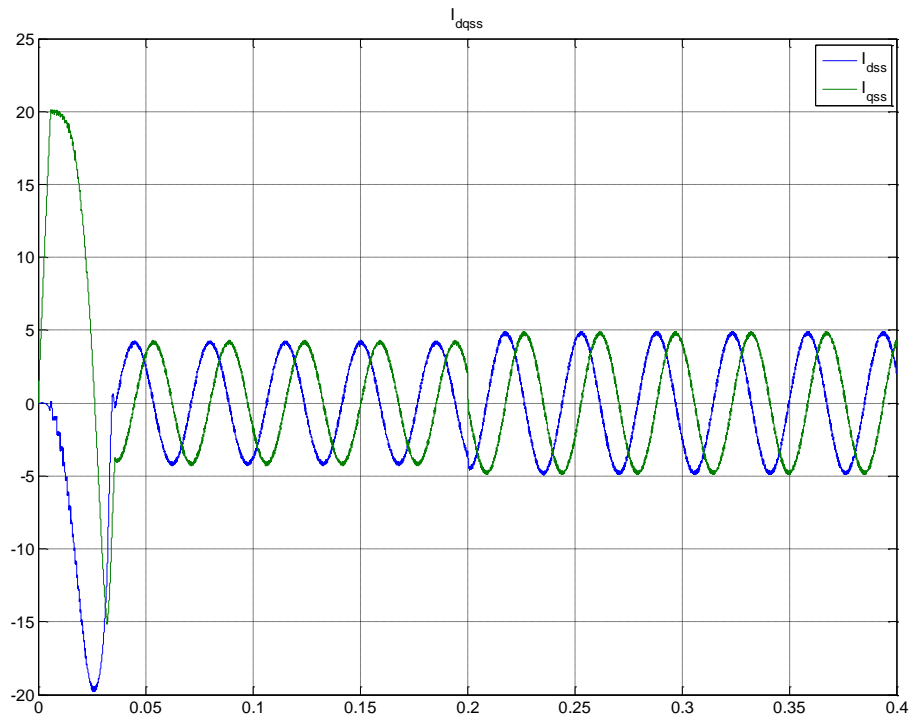
- Τη χρονική στιγμή 0.2s εφαρμόζεται συνιστώσα ρεύματος ορθού άξονα ίση με -2.409A (Πίνακας 6.66)



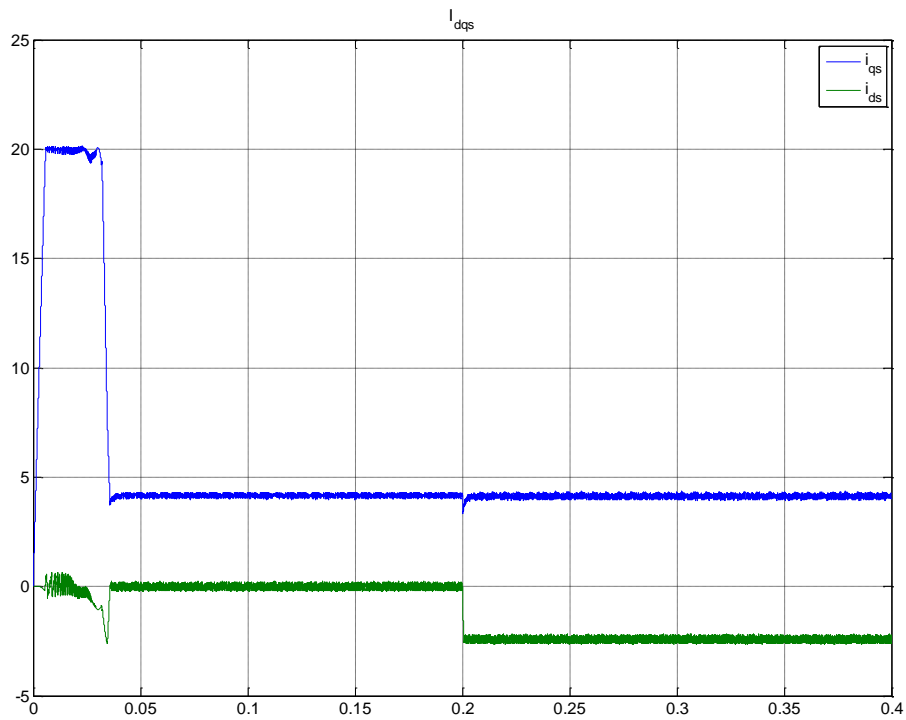
Σχήμα 6.71 – Μηχανική γωνιακή ταχύτητα



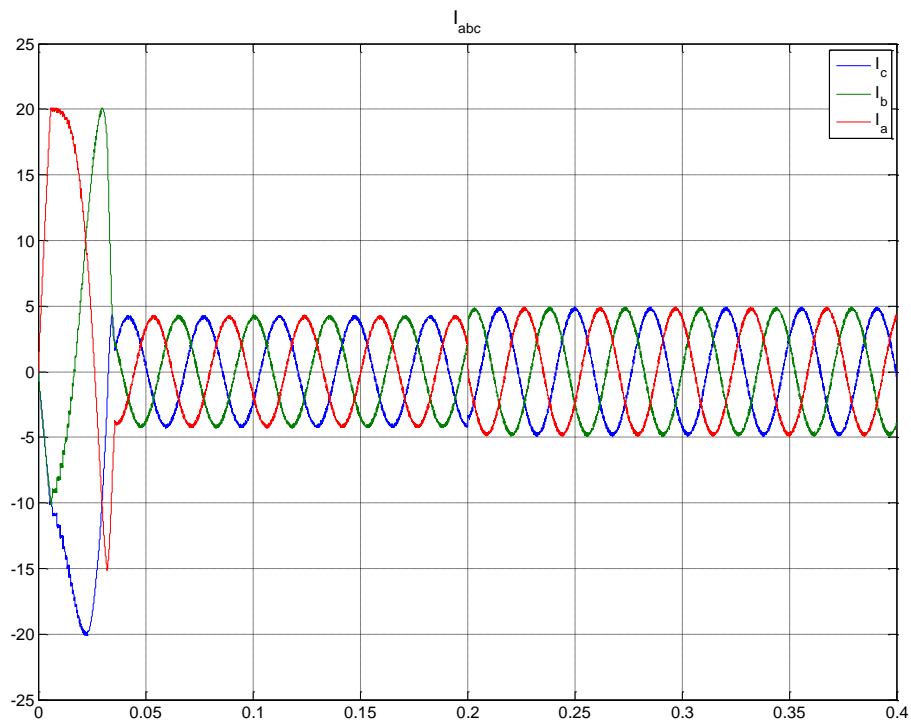
Σχήμα 6.72 – Ηλεκτρομαγνητική ροπή



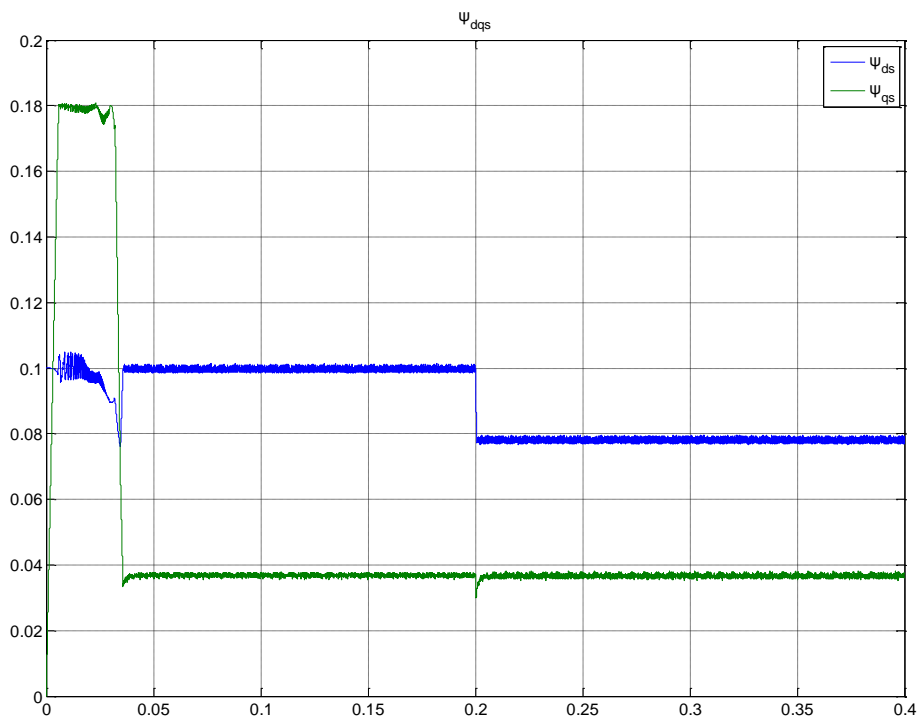
Σχήμα 6.73 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στατού πλαισίου αναφοράς



Σχήμα 6.74 – Ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς



Σχήμα 6.75 – Φασικά ρεύματα στάτη



Σχήμα 6.76 – Πεπλεγμένες ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα

Οι ανωτέρω κυματομορφές δείχνουν ότι η έγχυση ρεύματος ορθού άξονα μη μηδενικής τιμής δεν επηρεάζει την παραγόμενη ροπή και ταχύτητα (Σχήματα 6.71 – 6.72). Παρατηρείται όμως σχετικά μικρή αύξηση του πλάτους των φασικών ρευμάτων (Σχήμα 6.75), κάτι που εξηγεί την αύξηση των απωλειών χαλκού της μηχανής. Αντιθέτως, η πεπλεγμένη ροή ευθέως άξονα μειώνεται εξαιτίας του αρνητικού ρεύματος ορθού άξονα (Σχήμα 6.76), με αποτέλεσμα να μειώνεται το μέτρο του διανύσματος της πεπλεγμένης ροής και να μειώνονται δραστικά οι απώλειες πυρήνα. Τελικά επικρατεί το δεύτερο φαινόμενο και βελτιώνεται ο συνολικός βαθμός απόδοσης της μηχανής, όπως φάνηκε από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ

Στα Κεφάλαια 5 και 6 προηγήθηκε η μοντελοποίηση και προσομοίωση λειτουργίας του κινητηρίου συστήματος υποθέτοντας ιδεατές συνιστώσες. Στο Κεφάλαιο αυτό περιγράφονται τα χαρακτηριστικά των συνιστωσών που χρησιμοποιήθηκαν έτσι ώστε να υλοποιηθεί το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης του ερευνητικού οχήματος «Πυρφόρος». Μέρος του συστήματος αυτού αποτελεί ο ηλεκτρονικός μετατροπέας, ο έλεγχος και η λειτουργία του οποίου μελετήθηκαν στα Κεφάλαια 5 και 6 σε επίπεδο προσομοίωσης. Μετά από σύντομη περιγραφή της μεθοδολογίας που ακολουθήθηκε για την κατασκευή του, εκτιμάται ο βαθμός απόδοσής του, καταγράφονται οι κυματομορφές εξόδου του και πραγματοποιείται σύγκριση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

7.1 Οι απαιτήσεις του αγώνα

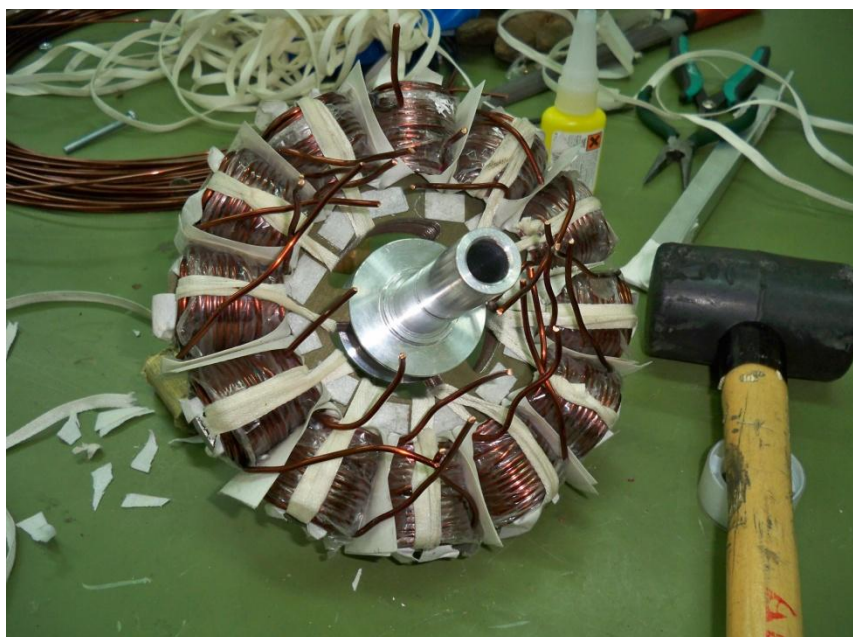
Στο σημείο αυτό πρέπει να γίνει ποσοτική αναφορά στις απαιτήσεις που τίθενται λόγω της συμμετοχής του ερευνητικού οχήματος στο διαγωνισμό εξοικονόμησης καυσίμου Shell Eco Marathon 2011. Οι απαιτήσεις αυτές αποτέλεσαν τη βάση για τη διαστασιολόγηση των ηλεκτρικών και μηχανικών μεγεθών του κινητηρίου συστήματος.



Το όχημα καλείται να διανύσει σε 8 γύρους απόσταση περίπου 25km σε πίστα χωρίς κλίση μέσα σε 51 λεπτά ή ταχύτερα. Η υψηλή ταχύτητα δεν αποτελεί επιδίωξη του διαγωνισμού, καθώς μεγαλύτερη ταχύτητα σημαίνει υψηλότερη κατανάλωση. Συνεπώς, η ταχύτητα του οχήματος πρέπει να είναι η χαμηλότερη δυνατή, δηλαδή $25/(51/60) \approx 29.41\text{km/h}$. Βέβαια, αυτή είναι η μέση ωριαία ταχύτητα του οχήματος και δεν λαμβάνεται

υπόψη η διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου της εκκίνησης. Για το λόγο αυτό, πρέπει το όχημα να έχει την ικανότητα να κινείται με μεγαλύτερη ταχύτητα από τη μέση ωριαία ταχύτητα που υπολογίστηκε, έτσι ώστε να αντισταθμίζονται τα διαστήματα όπου το όχημα αναγκάζεται να κινείται με μικρότερη ταχύτητα (όπως στροφές, εκκίνηση κτλ).

7.2 Μηχανή μονίμων μαγνητών

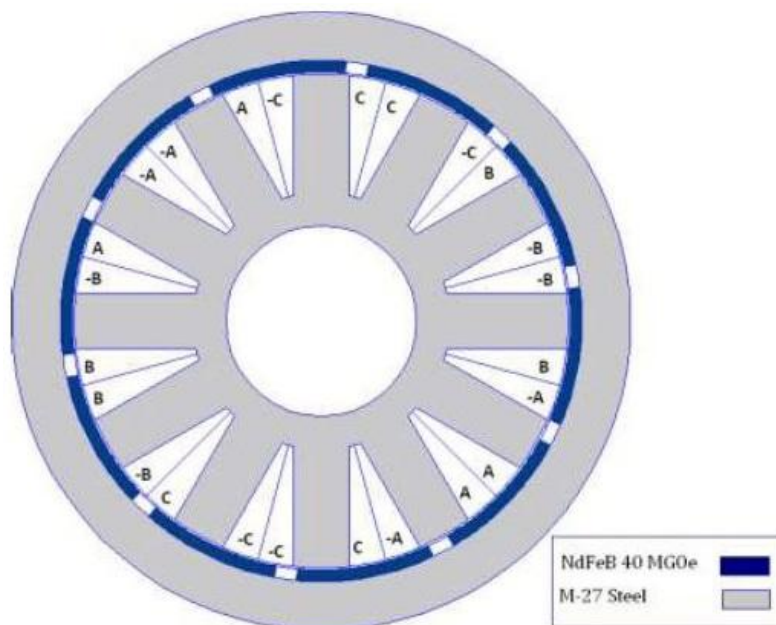


Η μηχανή που σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε για τις ανάγκες του κινητηρίου συστήματος του οχήματος [16] ανήκει στην κατηγορία των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών με ημιτονοειδή ροή στο διάκενο, λόγω της χρήσης κλασματικού βήματος στα τυλίγματα του στάτη. Οι μαγνήτες που χρησιμοποιήθηκαν είναι τύπου Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB) και βρίσκονται στην επιφάνεια του δρομέα. Η μηχανή αυτή εμφανίζει το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του κινητήρα-τροχού (wheel-motor). Αυτό σημαίνει ότι ο δρομέας είναι εξωτερικός ώστε να συνδέεται άμεσα με τον πίσω τροχό του οχήματος και να αποφεύγονται οποιεσδήποτε απώλειες στη μετάδοση της κίνησης. Τα ονομαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής συνοψίζονται στον ακόλουθο Πίνακα:

Ονομαστική ισχύς	670 W
Ονομαστικές στροφές	400 ΣΑΛ
Αριθμός πόλων	10
Ονομαστική ροπή	16 Nm
Rms τιμή της φασικής τάσης	15 V _{rms}

Σχήμα 7.1 – Πίνακας ονομαστικών χαρακτηριστικών της μηχανής μονίμων μαγνητών του οχήματος

Η τελική διαμόρφωση της μηχανής φαίνεται στο Σχήμα 7.2 που ακολουθεί, όπου είναι εμφανές το κλασματικό βήμα των τυλιγμάτων του στάτη:



Σχήμα 7.2 – Τελική διαμόρφωση των τυλιγμάτων της μηχανής μονίμων μαγνητών του οχήματος[16]

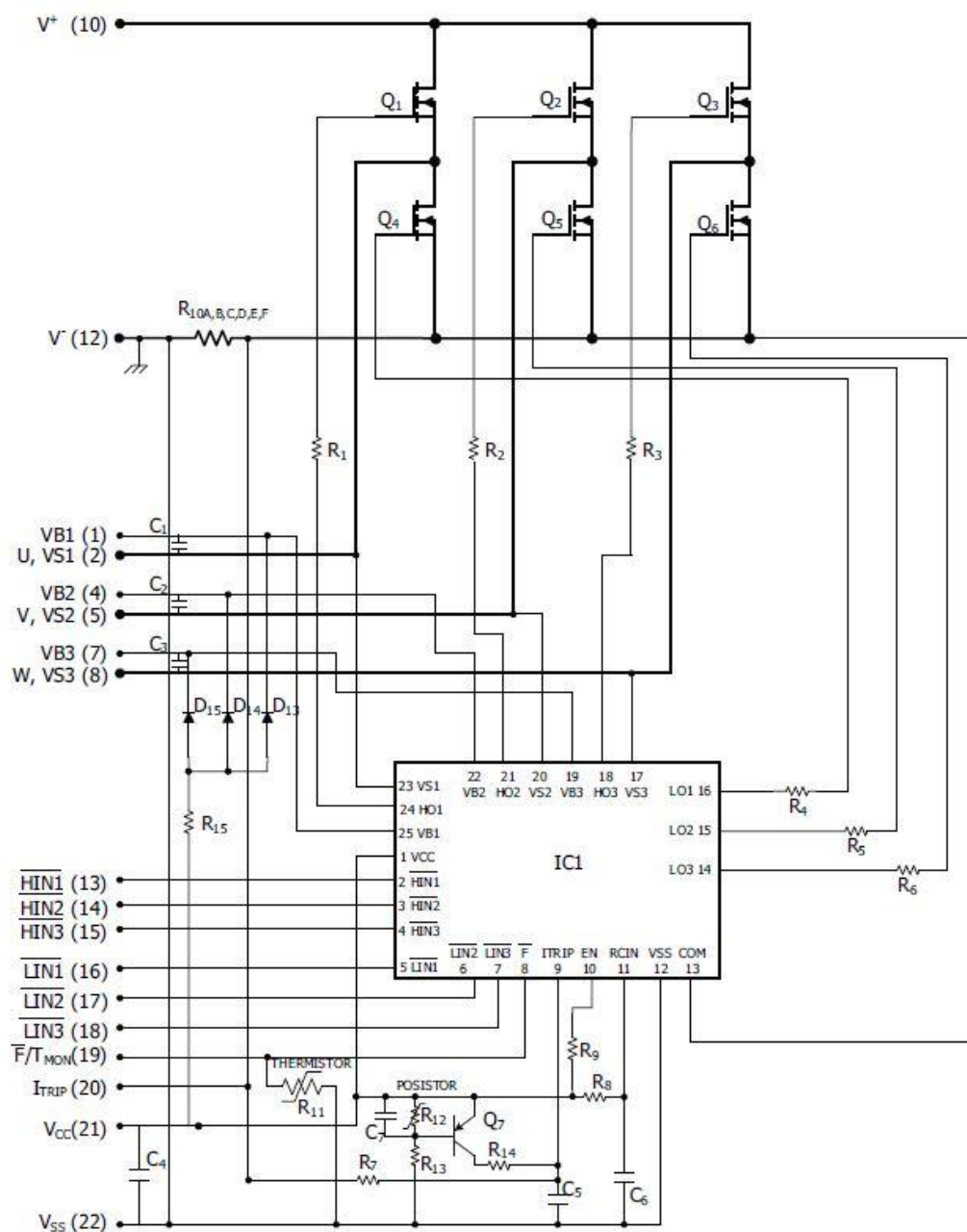
7.3 Αντιστροφείας

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 ημιαγωγά στοιχεία τύπου MOSFET χαμηλής αντίστασης αγωγής και, σύμφωνα με το εγχειρίδιο χρήσης (datasheet) του κατασκευαστή, συνορίζει τα παρακάτω ονομαστικά λειτουργικά χαρακτηριστικά:

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

Σχήμα 7.3 – Πίνακας ονομαστικών λειτουργικών χαρακτηριστικών κυκλώματος ισχύος του αντιστροφέα

Το κυκλωματικό διάγραμμα του αντιστροφέα φαίνεται στο Σχήμα 7.4:

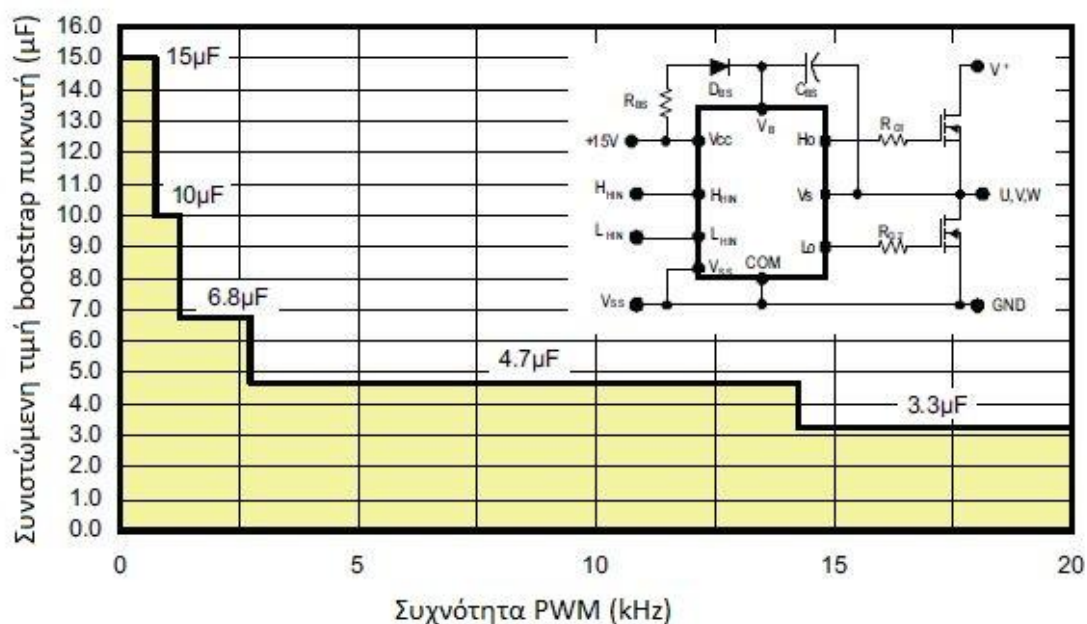


Σχήμα 7.4 – Κυκλωματικό διάγραμμα αντιστροφέα

Όπως μπορεί να παρατηρηθεί από το Σχήμα, εκτός από το κύκλωμα ισχύος, τα χαρακτηριστικά του οποίου φαίνονται στον Πίνακα του Σχήματος 7.3, 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 υπερτάσης 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

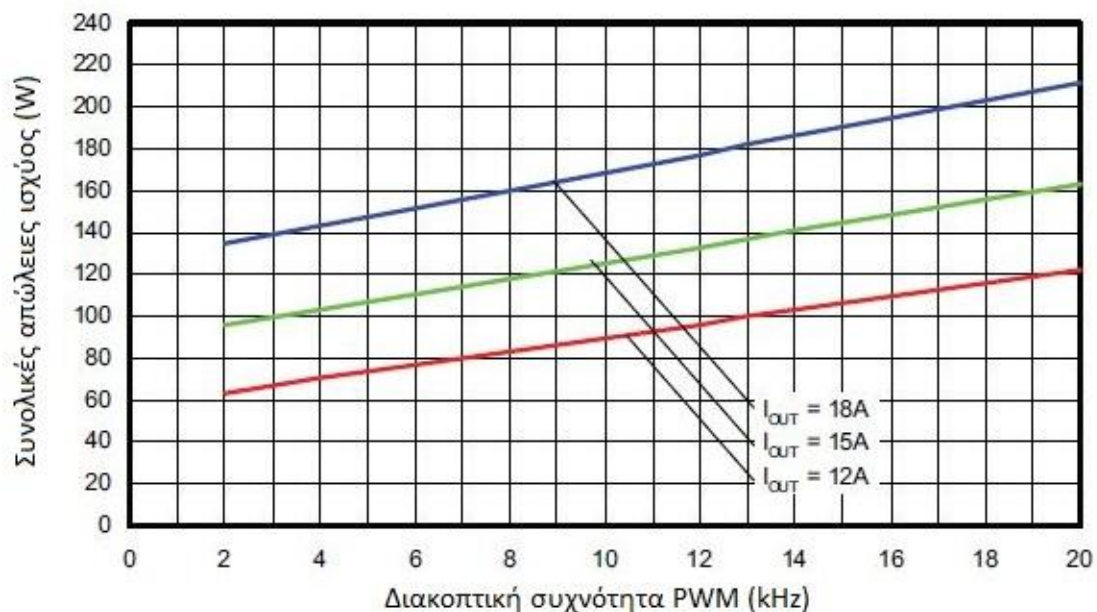
τους μετατρέπει σε παλμούς κατάλληλου επιπέδου τάσης που οδηγούνται στην είσοδο των MOSFETs, μέσω κατάλληλων απομονωτών (buffers). Επίσης, το IC1 εξασφαλίζει τον κατάλληλο «νεκρό χρόνο» των 290ns στις εναλλαγές αγωγής των στοιχείων της ίδιας ημιγέφυρας, ώστε να αποφευχθεί η ταυτόχρονη αγωγή τους. Αξίζει να σημειωθεί ότι για την παλμοδότηση των ημιαγωγών της άνω ομάδας χρησιμοποιείται η τεχνική bootstrap (πυκνωτές C_1 , C_2 , C_3 , δίοδοι D_{13} , D_{14} , D_{15} και αντίσταση R_{15}) 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)[15]. Οι πυκνωτές bootstrap φορτίζονται μέσω της αντίστασης R_{15} 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 7.5. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέγεται τιμή πυκνωτών $4.7\mu\text{F}$ καθώς θα χρησιμοποιηθούν διακοπτικές συχνότητες από 1kHz έως 6kHz.



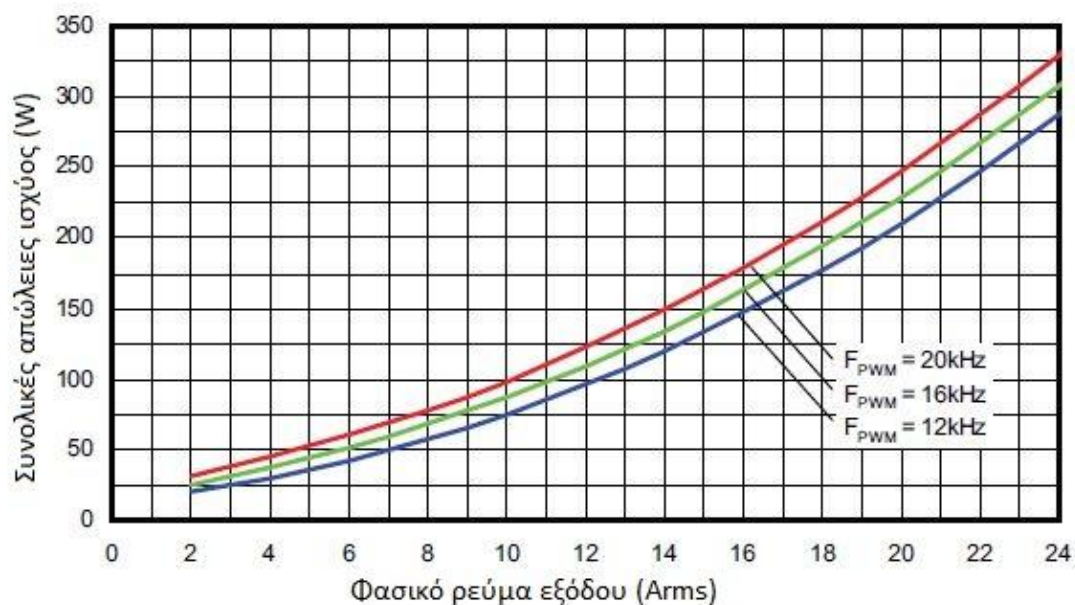
Σχήμα 7.5 – Συνιστώμενη τιμή bootstrap πυκνωτή συναρτησμένη της διακοπτικής συχνότητας

Το σήμα I_{trip} προκύπτει ως πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση R_{10} , 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.

Όσον αφορά στις συνολικές απώλειες του κυκλώματος, ο κατασκευαστής παρέχει σχετικές πληροφορίες στο εγχειρίδιο εφαρμογής συναρτησμένη της rms τιμής του φασικού ρεύματος για διάφορες διακοπτικές συχνότητες και συναρτησμένη της διακοπτικής συχνότητας για διάφορες rms τιμές του φασικού ρεύματος στα Σχήματα 7.6 -7.7 αντίστοιχα.



Σχήμα 7.6 – Συνολικές απώλειες αντιστροφέα συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας



Σχήμα 7.7 – Συνολικές απώλειες αντιστροφέα συναρτήσει του φασικού ρεύματος εξόδου

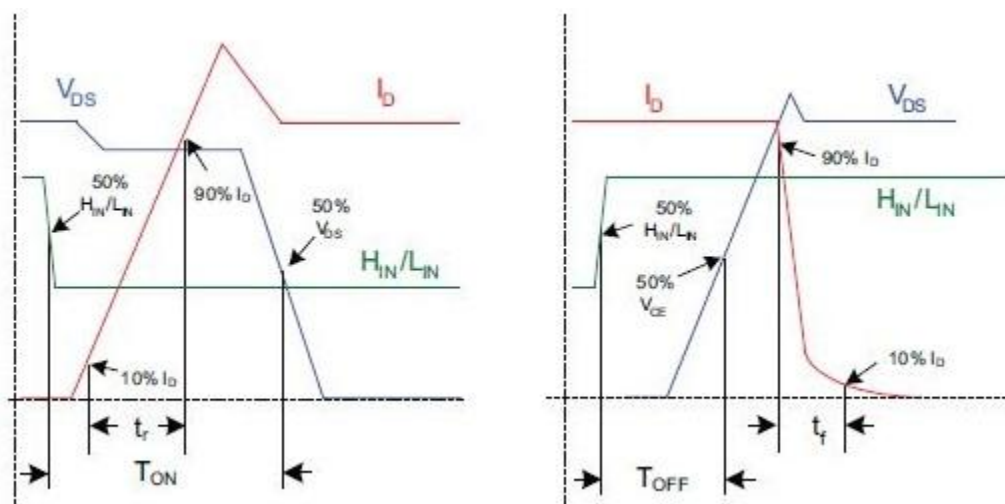
Τέλος, ο ακόλουθος Πίνακας παρουσιάζει τα σημαντικότερα δυναμικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών:

Χρόνος καθυστέρησης διάδοσης από την είσοδο στην έξοδο κατά την αγωγή (T_{ON})	0.83μs	$I_D = 25A,$
Χρόνος καθυστέρησης διάδοσης από την είσοδο στην έξοδο κατά την	1.08μs	

αποκοπή (T_{OFF})		$V^+ = 100V,$
Διακοπτικές απώλειες κατά την αγωγή (E_{ON})	395μJ	$V_{cc} = V_{BS} = 15V$
Διακοπτικές απώλειες κατά την αποκοπή (E_{OFF})	135μJ	

Σχήμα 7.8 – Σημαντικότερα δυναμικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών του αντιστροφέα

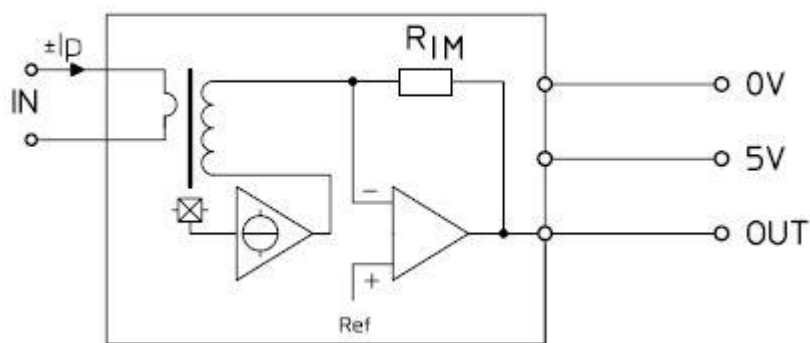
Το Σχήμα 7.9 εξηγεί τη σημασία των χρόνων καθυστέρησης κατά την αγωγή και αποκοπή των ημιαγωγών:



Σχήμα 7.9 – Χρόνοι καθυστέρησης κατά την αγωγή και αποκοπή των ημιαγωγών

7.4 Μέτρηση ρεύματος

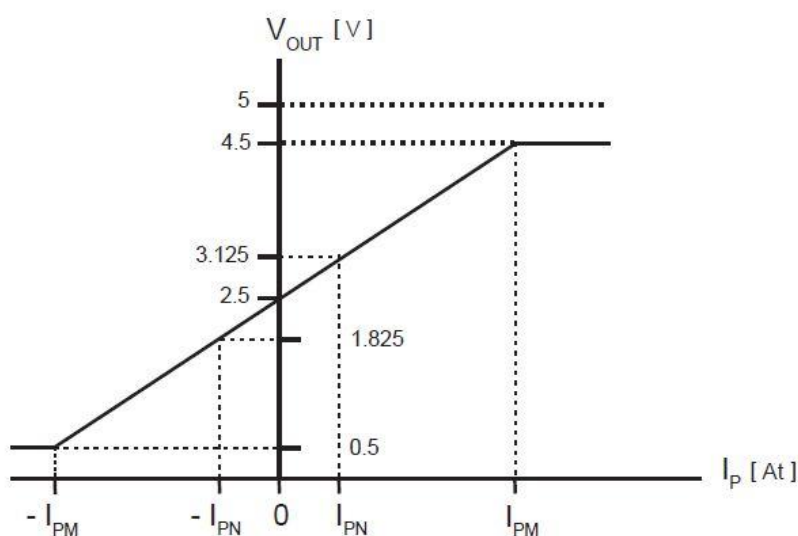
Για τη μέτρηση των φασικών ρευμάτων του κινητήρα χρησιμοποιήθηκαν τα στοιχεία LTS-6-ηρ της εταιρείας LEM, τα οποία αποτελούνται από μία διάταξη μετατροπής του ρεύματος σε τάση με επαγωγή σύμφωνα με το φαινόμενο Hall και έναν ενισχυτή τάσης στην έξοδο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.10. Με τη συνδεσμολογία 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.



Σχήμα 7.10 – Εσωτερικό κυκλωματικό διάγραμμα μετρητών ρεύματος

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 7.11 και εκφράζεται από την ακόλουθη μαθηματική σχέση:

$$V_{out} = 2.5 + 0.625 \frac{I_P}{I_{PN}} \quad (7.1)$$

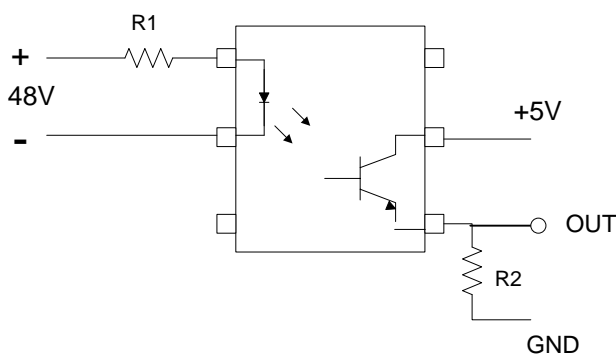


Σχήμα 7.11 – Γραφική παράσταση τάσης εξόδου συναρτήσει ρεύματος εισόδου στοιχείου μέτρησης ρεύματος

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

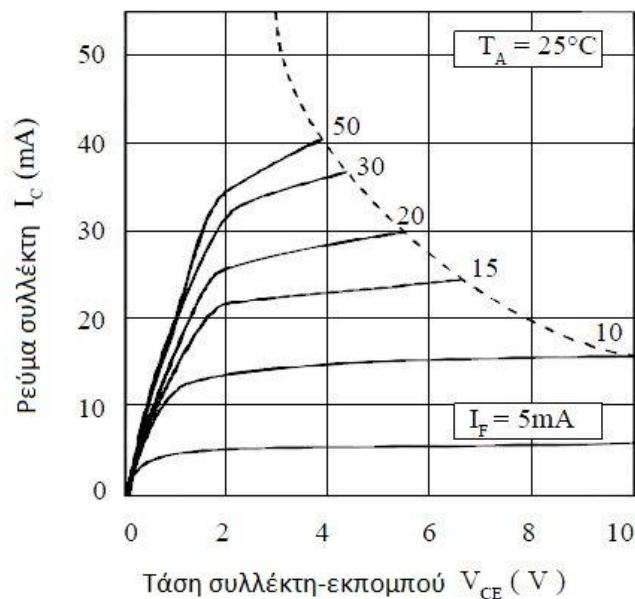
7.5 Μέτρηση DC τάσης

Για την προστασία της συστοιχίας των μπαταριών, αλλά και για τη λειτουργία του συστήματος εντός των ορίων τάσης που τέθηκαν κατά το σχεδιασμό, είναι απαραίτητη η εποπτεία της τάσης της DC τροφοδοσίας. Για παράδειγμα, σε περίπτωση που οι μπαταρίες εκφορτιστούν σημαντικά, η τάση της συστοιχίας θα μειωθεί και θα πρέπει να διακοπεί η παλμοδότηση των ημιαγωγών διακοπών για να μην μειωθεί ο κύκλος ζωής και η ικανότητά τους για αποθήκευση.



Σχήμα 7.12 – Κυκλωματικό διάγραμμα συνδεσμολογίας οπτικού απομονωτή για τη μέτρηση της τάσης του DC διαύλου

Έτσι, για την επίτευξη της τάσης του DC διαύλου (DC bus) από το μικροεπεξεργαστή, χρησιμοποιήθηκε ο οπτικός απομονωτής CNX62A της ISOCOM, ο οποίος αποτελείται από μία φωτοδίοδο υπέρυθρου φωτός και ένα φωτοτρανζίστορ πυριτίου NPN. Στόχος είναι η λειτουργία του τρανζίστορ σε περιοχή όπου το ρεύμα συλλέκτη θα εξαρτάται άμεσα από το ρεύμα πόλωσης της διόδου. Συγκεκριμένα, αύξηση της τάσης εισόδου του απομονωτή θα πρέπει να προκαλεί αυξημένη πτώση τάσης στην αντίσταση R_2 του Σχήματος 7.12, ώστε να αυξηθεί η τιμή της αναλογικής εισόδου του επεξεργαστή. Η τιμή της R_1 επιλέγεται ίση με $10\text{k}\Omega$, ώστε για το επιθυμητό εύρος 44-52V στην είσοδο, το ρεύμα πόλωσης της διόδου να είναι επαρκές και να εξασφαλίζει ανεξαρτησία του ρεύματος συλλέκτη από την τάση V_{CE} (φαινόμενο Early, Σχήμα 7.13). Η R_2 επιλέγεται ίση με 500Ω , ώστε για 48V στην είσοδο του απομονωτή, η έξοδος που οδηγείται στον μικροεπεξεργαστή να βρίσκεται περίπου στη μέση της αποδεκτής περιοχής τιμών της αναλογικής εισόδου (0 – 5V).

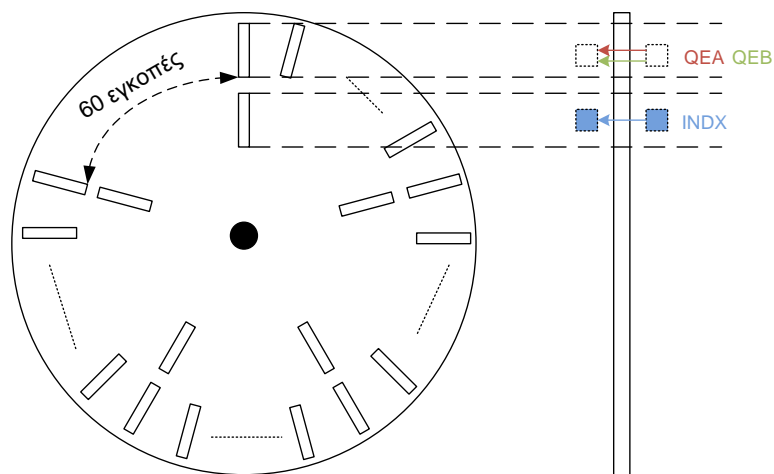


Σχήμα 7.13 – Γραφική παράσταση ρεύματος συλλέκτη συναρτήσει τάσης συλλέκτη-εκπομπού για διαφορετικές τιμές ρεύματος πόλωσης της διόδου

7.6 Αισθητήρας θέσης

Ο αλγόριθμος ελέγχου, όπως θα φανεί στη συνέχεια, απαιτεί γνώση της θέσης του δρομέα κάθε χρονική στιγμή. Επίσης, είναι απαραίτητη η μέτρηση της ταχύτητας για την παραγωγή του κατάλληλου συντελεστή διαμόρφωσης για την τεχνική SPWM, αλλά και για την υλοποίηση του περιοριστή ταχύτητας.

Ο αισθητήρας θέσης υλοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή με τη βοήθεια ενός κωδικοποιητή θέσης (absolute position encoder), το θεωρητικό υπόβαθρο του οποίου έχει αναπτυχθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο. Ο κωδικοποιητής στην εφαρμογή αυτή είναι ένας μεταλλικός δίσκος με εσωτερικές εγκοπές στην περιφέρειά του, όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.14, τοποθετείται στην περιφέρεια του δρομέα και στρέφεται μαζί του, επιτρέποντας ανάλυση 60 σημείων (εγκοπών) ανά ζεύγος πόλων. Κάθε φορά που ξεκινά ένα καινούριο ζεύγος πόλων, η μέτρηση της θέσης μηδενίζεται με τη βοήθεια 5 βοηθητικών εγκοπών που τοποθετούνται πιο εσωτερικά από τις βασικές εγκοπές της περιφέρειας (Σχήμα 7.15).

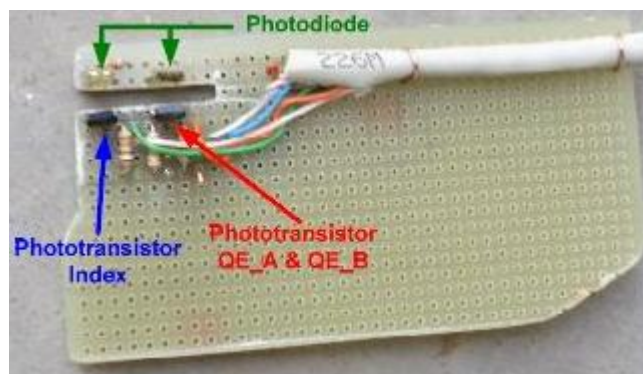


Σχήμα 7.14 – Σχηματική αναπαράσταση μεταλλικού δίσκου και φωτοστοιχείων

Η κωδικοποιημένη ακολουθία παλμών για τον προσδιορισμό της θέσης του δρομέα παράγεται από ένα κύκλωμα φωτοδιόδων και φωτοτρανζίστορ. Συγκεκριμένα, το κύκλωμα αποτελείται από δύο ζεύγη των παραπάνω φωτοστοιχείων. Τα δύο στοιχεία του κάθε ζεύγους τοποθετούνται αντικριστά, ενώ μεταξύ τους υπάρχει κατάλληλη εγκοπή ώστε να μπορεί να διέρχεται ο μεταλλικός δίσκος που προαναφέρθηκε (Σχήμα 7.15). Τα φωτοστοιχεία και το κύκλωμα διέγερσης με τις κατάλληλες αντιστάσεις είναι τοποθετημένα σε διάτρητη πλακέτα (Σχήμα 7.16), η οποία πακτώνεται σε ακλόνητο σημείο του οχήματος.

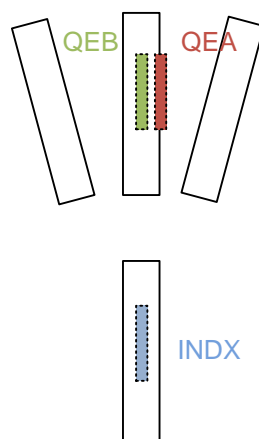


Σχήμα 7.15 – Κωδικοποιητής θέσης τοποθετημένος στο καπάκι του εξωτερικού δρομέα



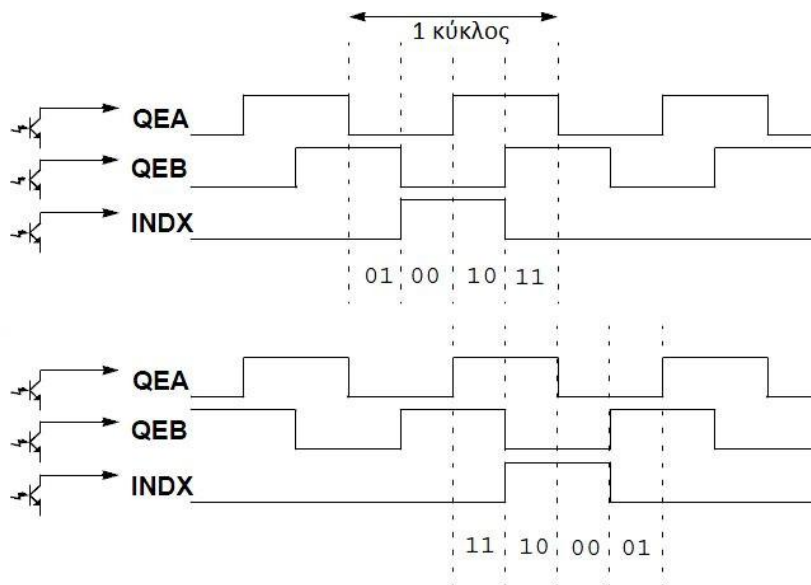
Σχήμα 7.16 – Διάτρητη πλακέτα φωτοστοιχείων του αισθητήρα θέσης

Τα ψηφιακά σήματα (0V, +5V) QEA, QEB και INDX 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). Σημαντικό είναι να τοποθετηθεί κατάλληλα η πλακέτα έτσι ώστε όταν το ένα από τα δύο φωτοτρανζίστορ που παράγουν τα σήματα QEA, QEB βρίσκεται στην άκρη της εγκοπής, το άλλο να βρίσκεται στη μέση. Στο Σχήμα 7.17 απεικονίζεται η ανωτέρω απαίτηση:



Σχήμα 7.17 – Σχηματική αναπαράσταση της επιθυμητής τοποθέτησης των φωτοστοιχείων

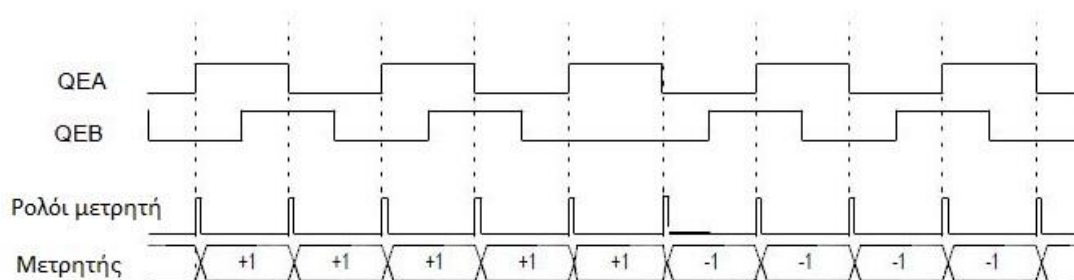
Η μορφή των παλμών που οδηγούνται στις εισόδους του επεξεργαστή προκύπτει ως εξής:



Σχήμα 7.18 – Ακολουθία παλμών εξόδου αισθητήρα θέσης σε περίπτωση ορθής και αντίστροφης φοράς περιστροφής[14]

Στην πρώτη περίπτωση του Σχήματος 7.18, η κυματομορφή QEA προηγείται της QEB κατά το ένα τέταρτο της περιόδου και αντιστοιχεί στην περίπτωση ορθής φοράς περιστροφής. Στο σημείο αυτό είναι εμφανής ο λόγος για τον οποίο τέθηκε η απαίτηση του Σχήματος 7.18. 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 αυτή χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή και οι κυματομορφές εξόδου της φαίνονται στο ακόλουθο Σχήμα:



Σχήμα 7.19 – Ακολουθία παλμών εξόδου αισθητήρα θέσης σε περίπτωση λειτουργίας x2[14]

Τέλος, παρουσιάζονται παλμογραφημένες οι κυματομορφές QEA και QEB όπως μετρήθηκαν με ψηφιακό παλμογράφο για μια τυχαία ταχύτητα περιστροφής της μηχανής:

7.7 Μικροεπεξεργαστής / Μικροελεγκτής

Ο επεξεργαστής που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του αλγορίθμου ελέγχου του συστήματος οδήγησης ανήκει στην οικογένεια επεξεργαστών ψηφιακού σήματος dsPIC30F της Microchip. 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.

Τα χαρακτηριστικά του dsPIC30F4011 που αφορούν στη συγκεκριμένη εφαρμογή συνοψίζονται ως εξής:

- Ικανότητα εκτέλεσης 30 εκατομμυρίων εντολών το δευτερόλεπτο (MIPS) με εύρος ρυθμιζόμενης συχνότητας ρολογιού 4-10MHz και χρήση ενσωματωμένου PLL (4x, 8x, 16x)
- Δυνατότητα συνένωσης ζεύγους χρονομετρητών (timers) 16-bit σε ένα μετρητή 32-bit
- Ξεχωριστή δομική μονάδα (module) υλοποίησης της PWM τεχνικής στο υλικό του επεξεργαστή με 6 κανάλια εξόδου και τρεις γεννήτριες παραγωγής κύκλων λειτουργίας (duty cycle)
- 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
- Δυνατότητα 9 αναλογικών εισόδων με μετατροπέα 10-bit αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog-to-Digital Converter) και ρυθμός μετατροπής 1 εκατομμυρίου δειγμάτων το δευτερόλεπτο (1Msps)

Ο έλεγχος που υλοποιήθηκε στον εν λόγω μικροεπεξεργαστή μπορεί να χαρακτηριστεί ως βαθμωτός από τη στιγμή που η τάση εξόδου του αντιστροφέα ελέγχεται ανάλογα με την ταχύτητα, διατηρώντας το λόγο V/f σταθερό. Η μεταβλητή αυτή ονομάζεται `rounds_gain` και ρυθμίζει την κλίση της ευθείας $V(f)$. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα εξαρτάται και από μία δεύτερη μεταβλητή, η τιμή της οποίας καθορίζεται εξωτερικά από το χρήστη και αντιστοιχεί στο «γκάζι» του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Στην πραγματικότητα, η μεταβλητή αυτή προκύπτει μετά από ψηφιακή επεξεργασία αναλογικού

σήματος στην έξοδο ενός μεταβλητού διαιρέτη τάσης. Ο μεταβλητός διαιρέτης τάσης υλοποιείται με τη βοήθεια ποτενσιόμετρου. Η μεταβλητή ονομάζεται *Throttle* και ο βαθμός που επηρεάζει το πλάτος της τάσης ελέγχεται μέσω της μεταβλητής *torque_gain*. Όπως έχει ήδη διατυπωθεί, ο έλεγχος της τάσης εξόδου στην τεχνική PWM εξαρτάται από το συντελεστή διαμόρφωσης. Συνεπώς, ο συντελεστής διαμόρφωσης στη συγκεκριμένη εφαρμογή ορίζεται ως:

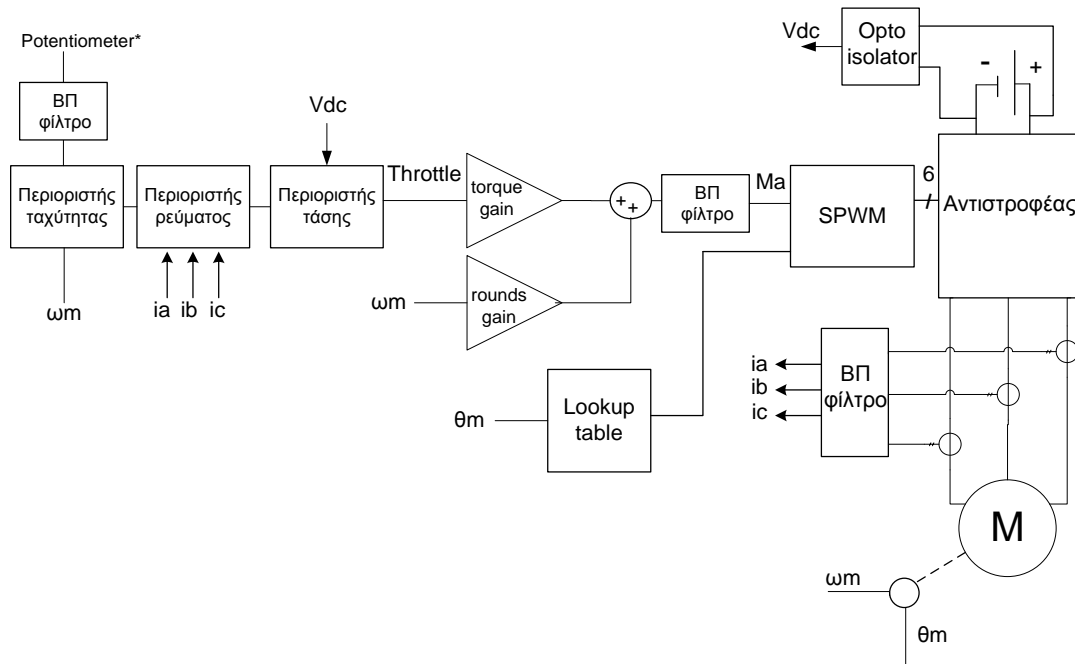
$$M_a = \text{rounds_gain} \cdot \text{rounds} + \text{Throttle} \cdot \text{torque_gain} \quad (7.2)$$

Η σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών παράγει ημιτονοειδείς αντι-ΗΕΔ λόγω του κλασματικού βήματος και συνεπώς οδηγούμαστε σε SPWM τεχνική ελέγχου. Η ημιτονοειδής κυματομορφή αναφοράς διαβάζεται από κατάλληλο πίνακα αντιστοίχισης (lookup table) αποθηκευμένο στη μνήμη του μικροεπεξεργαστή ανάλογα με το σημείο στο οποίο βρίσκεται ο δρομέας. Η θέση του δρομέα δίνεται μέσω του αισθητήρα θέσης και μεταφράζεται στη μεταβλητή *position* του μικροεπεξεργαστή μέσω του QEI.

Επιπλέον, για την προστασία του οδηγού υλοποιήθηκε περιοριστής ταχύτητας. Ας σημειωθεί ότι η ταχύτητα της μηχανής υπολογίζεται έμμεσα με τη μέτρηση του πλήθους των εγκοπών του δίσκου σε ορισμένη χρονική περίοδο. Για την προστασία των χαλκοδιαδρόμων της πλακέτας του αντιστροφέα, εποπτεύονται τα ρεύματα κάθε φάσης χωριστά. Επίσης, υπάρχει προστασία προς την πηγή τροφοδοσίας σε περίπτωση που το επίπεδο τάσης στην DC πλευρά παρατηρηθεί χαμηλότερο του αναμενόμενου. Και στις τρεις παραπάνω συνθήκες, το σήμα *Throttle* τίθεται ίσο με το μηδέν, σαν ο χρήστης-οδηγός να σταματά να πατάει το γκάζι του οχήματος.

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι μεταβλητές M_a και *Throttle*, αλλά και οι μετρούμενες τιμές των ρευμάτων όπως προκύπτουν από τα μετρητικά στοιχεία, φιλτράρονται βαθυπερατά με ορισμένη σταθερά χρόνου της τάξης των 10ms ή 1ms έτσι ώστε να αποφεύγονται οι βηματικές αλλαγές. Με αυτό τον τρόπο επιδιώκεται η εξομάλυνση των μεταβατικών φαινομένων, αλλά και η προστασία του ηλεκτρονικού κυκλώματος του αντιστροφέα.

Το μπλοκ διάγραμμα του αλγορίθμου ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα που ακολουθεί:



Σχήμα 7.21 – Μπλοκ διάγραμμα αλγορίθμου ελέγχου που υλοποιήθηκε στον μικροεπεξεργαστή dsPIC30F4011

7.8 Τροφοδοτικά

Το κύκλωμα ελέγχου απαιτεί πηγές DC τροφοδοσίας με διαφορετικά επίπεδα τάσεων εξόδου. Συγκεκριμένα, ο επεξεργαστής, ο οπτικός απομονωτής, η πλακέτα του αισθητήρα θέσης και τα μετρητικά στοιχεία ρεύματος απαιτούν τροφοδοσία +5V, ενώ το ολοκληρωμένο IRAM απαιτεί +15V. Η ισχύς των τροφοδοτικών υπολογίζεται σύμφωνα με τα στοιχεία κατανάλωσης που δίνονται σε κάθε περίπτωση από τον κατασκευαστή.

Οι ανάγκες ισχύος του ολοκληρωμένου αντιστροφέα δίνονται από τις σχέσεις[15]:

$$P_s = 6 \cdot Q_g \cdot V_{gs} \cdot f \quad (7.3)$$

$$P_d = 3 \cdot Q_d \cdot V_d \cdot f \quad (7.4)$$

$$P_{IC} = I_{QCC} \cdot V_{CC} \quad (7.5)$$

όπου P_s οι απαιτήσεις ισχύος για την αγωγή ή αποκοπή των ημιαγωγών, Q_g το αντίστοιχο απαιτούμενο φορτίο στην πύλη των ημιαγωγών, V_{gs} το πλάτος της τάσης στην πύλη τους, f η διακοπτική συχνότητα, P_d οι απώλειες των διόδων bootstrap, Q_d το φορτίο για τη φόρτιση των πυκνωτών bootstrap, V_d η πτώση τάσης της διόδου, P_{IC} η ισχύς ηρεμίας του IC1, I_{QCC} το ρεύμα ηρεμίας του και V_{cc} η τάση τροφοδοσίας του.

Οι παραπάνω παράμετροι δίνονται στο εγχειρίδιο χρήσης του κατασκευαστή, οπότε αντικαθιστώντας τις τιμές τους στις παραπάνω σχέσεις προκύπτει:

$$P_{tot} = 6 \cdot 89nC \cdot 15V \cdot 20kHz + 3 \cdot 100nC \cdot 1.25V \cdot 20kHz + 3.35mA \cdot 15V \rightarrow$$

$$P_{tot} = 0.218W \quad (7.6)$$

Για να υπάρχει περιθώριο ισχύος, αλλά και για την ασφαλή λειτουργία του ολοκληρωμένου, επιλέγεται το παλμοτροφοδοτικό IZ4815SA της εταιρείας XP, με μέγιστη ικανότητα ισχύος 3W και τάση εξόδου $15V_{dc}$. Επίσης, το παλμοτροφοδοτικό χαρακτηρίζεται από το μεγάλο επιτρεπόμενο εύρος τάσης εισόδου (36-72V).

Όσον αφορά στο τροφοδοτικό των +5V λαμβάνονται υπόψη μόνο ο επεξεργαστής και τα μετρητικά στοιχεία ρεύματος, καθώς η κατανάλωση των υπόλοιπων στοιχείων θεωρείται αμελητέα. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές του dsPIC30F4011, για πλήρη λειτουργία των θυρών εισόδου/εξόδου (I/O Ports), της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας και της μνήμης προγράμματος, η κατανάλωση ανέρχεται σε $120mA \times 5V = 0.6W$.

Η κατανάλωση των μετρητικών στοιχείων ρεύματος δίνεται από τη σχέση[15]:

$$P_{LEM} = 3 \cdot \left(28 + \frac{I_P}{2000} + \frac{V_o}{R_L} \right) mA \cdot 5V \quad (7.7)$$

όπου I_P το ρεύμα του πρωτεύοντος, V_o η τάση εξόδου και R_L η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου του στοιχείου. Για τις μέγιστες τιμές των άνω μεγεθών στη μόνιμη κατάσταση προκύπτει η μέγιστη κατανάλωση ισχύος ίση με:

$$P_{LEM} = 0.476W \quad (7.8)$$

Επομένως, η επιλογή του παλμοτροφοδοτικού IZ4805SA της XP με μέγιστη ικανότητα ισχύος 3W και τάση $5V_{dc}$, κρίνεται κατάλληλη για την εφαρμογή αυτή. Τα 3W υπερκαλύπτουν δύο φορές τη μέγιστη απαίτηση ισχύος του επεξεργαστή και των μετρητικών ρεύματος, ενώ υπάρχει και περιθώριο για τις αμελούμενες μικρές καταναλώσεις των υπόλοιπων στοιχείων.

Τέλος, αξ σημειωθεί ότι και τα δύο τροφοδοτικά προκαλούν κυμάτωση $75mV_{pp}$ και εύρους ζώνης 20MHz στην τάση εξόδου με διακοπτικές συχνότητες 100-150kHz. Για τη μείωση της κυμάτωσης της τάσης εξόδου τοποθετούνται πυκνωτές 100nF υψηλών συχνοτήτων στους ακροδέκτες εξόδου των τροφοδοτικών.

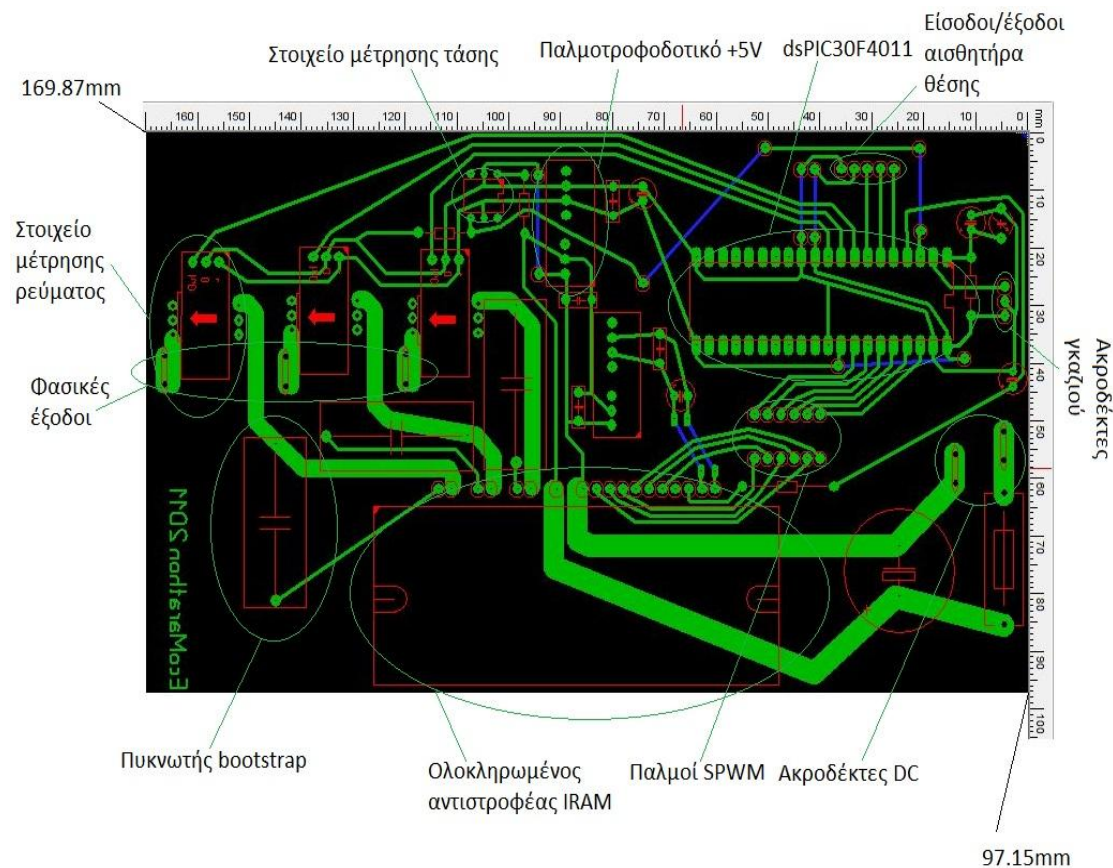
7.9 Σχεδιασμός τυπωμένου κυκλώματος

Η βασική απαίτηση στο σχεδιασμό του τυπωμένου κυκλώματος είναι η όσο το δυνατόν πιο σωστή αξιοποίηση του χώρου που ορίζεται από τις διαστάσεις μήκους και πλάτους, με σκοπό την ελαχιστοποίησή τους. Το τύπωμα του σχεδίου επάνω στην πλακέτα έγινε από εξειδικευμένο εργαστήριο με τη μέθοδο της μεταξοτυπίας. Επίσης, επιδιώκεται η ελαχιστοποίηση των συνδέσεων με τη χρήση εξωτερικών καλωδίων, καθώς μειώνεται η αξιοπιστία του κυκλώματος. Η σύνδεση αυτή επιλύει το πρόβλημα της διασταύρωσης δύο χαλκοδιαδρόμων όταν η εκτύπωση του κυκλώματος γίνεται σε ένα επίπεδο (single layer). Στη συγκεκριμένη εφαρμογή δεν κρίθηκε σκόπιμη η σχεδίαση τυπωμένου κυκλώματος πολλών επιπέδων (multi layer), καθώς ο αριθμός των απαιτούμενων διαδρόμων δεν είναι μεγάλος.

Οι περιορισμοί που τίθενται αφορούν στην ελάχιστη απόσταση μεταξύ των αγωγών και καθορίζεται από τον κατασκευαστή ανάλογα με το υλικό κατασκευής. Στη συγκεκριμένη

περίπτωση ορίζεται στα 12mil (0.3048mm). Επίσης, το εύρος των χαλκοδιαδρόμων πρέπει να συνάδει με τη μέγιστη τιμή του ρεύματος που αναμένεται να περάσει μέσα από αυτούς, ώστε να μην καταστραφούν. Η απαίτηση αυτή είναι μείζονος σημασίας στην πλευρά του κυκλώματος ισχύος, καθώς σε περίπτωση κακής σχεδίασης, η πλακέτα μπορεί να καταστραφεί κατά την εκκίνηση του κινητήρα, όπου τα ρεύματα είναι υψηλότερα από τη μόνιμη κατάσταση.

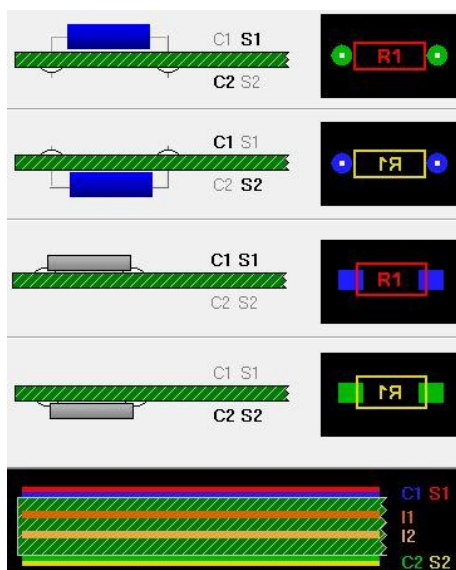
Το τελικό σχέδιο που δόθηκε για τύπωμα υλοποιήθηκε με τη βοήθεια του λογισμικού Sprint Layout και απεικονίζεται στο Σχήμα:



Σχήμα 7.22 – Τελικό σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος του αντιστροφέα

Η ελάχιστη απόσταση μεταξύ αγωγών στο συγκεκριμένο σχέδιο είναι 28mil (0.7112mm). Οι χαλκοδιάδρομοι του κυκλώματος ισχύος είναι εμφανείς λόγω του μεγαλύτερου πλάτους τους. Το πλάτος ορίστηκε σύμφωνα με τον προσεγγιστικό υπολογισμό της μέγιστης επιτρεπόμενης τιμής ρεύματος από το λογισμικό σχεδιασμού, για πάχος χαλκού 35μm στους 20°C. Με τη δεδομένη σχεδίαση, η μέγιστη τιμή των φασικών ρευμάτων προκύπτει ίση με 9.28A, ενώ η τιμή του ρεύματος στην DC πλευρά μπορεί να φτάσει μέχρι τα 12.9A.

Το υπόμνημα του σχεδίου παρουσιάζεται στο Σχήμα 7.23. Με πράσινο χρώμα συμβολίζονται οι τυπωμένοι χαλκοδιάδρομοι στην κάτω πλευρά της πλακέτας, με κόκκινο συμβολίζεται το περίγραμμα των στοιχείων στην άνω πλευρά και με μπλε οι εξωτερικές συνδέσεις με καλώδια που ανήκουν στην άνω πλευρά της πλακέτας:

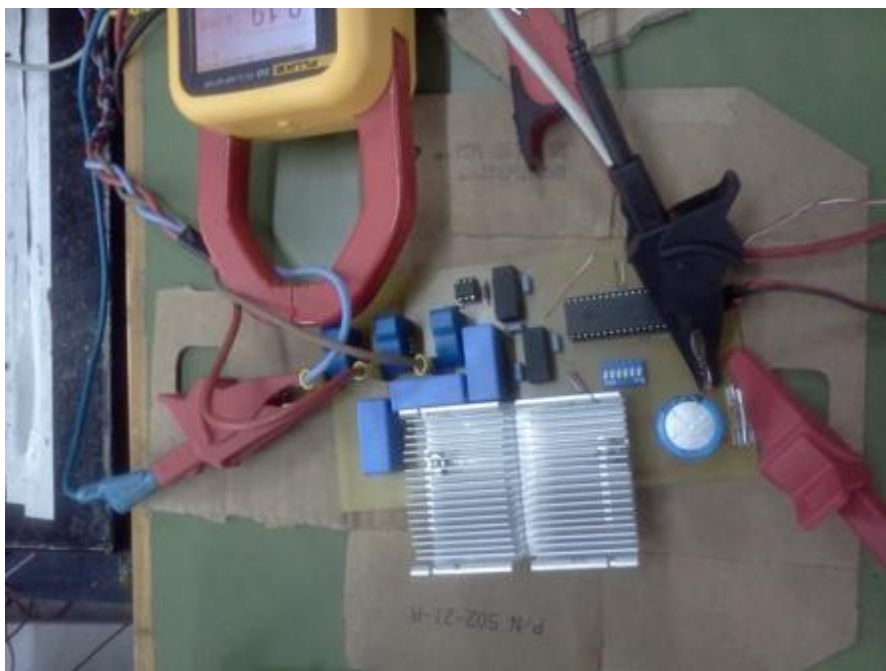


Σχήμα 7.23 – Υπόμνημα σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος αντιστροφέα

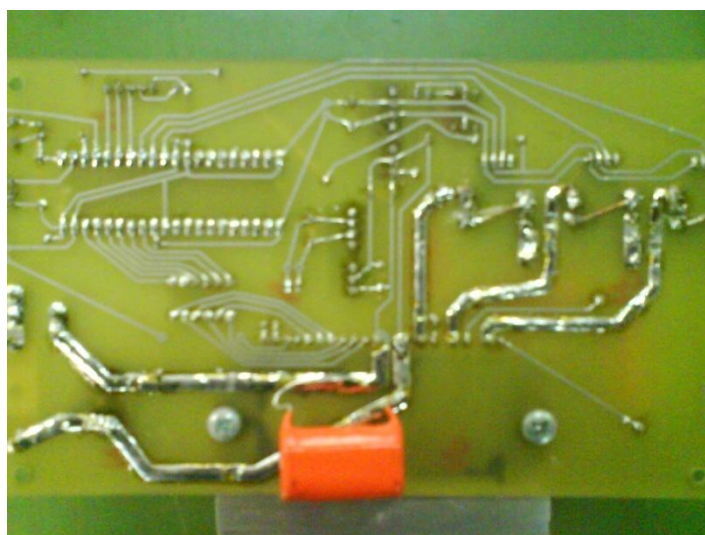
Έχει γίνει προσπάθεια έτσι ώστε να περιοριστούν οι ορθές και οξείες γωνίες κατά την αλλαγή κατεύθυνσης των διαδρόμων, καθώς επάγουν παρασιτικά ρεύματα (crosstalk) και προκαλούν φαινόμενα κωδωνισμών (ringing) ιδιαίτερα όταν τα σήματα είναι υψίσυχνα. Ιδιαίτερα μέριμνα έχει ληφθεί για τους παλμούς στην έξοδο του μικροεπεξεργαστή, οι οποίοι μεταφέρονται μέσω ενός διακόπτη τύπου DIP (DIP switch) στην είσοδο του ολοκληρωμένου αντιστροφέα. Οι χαλκοδιάδρομοι είναι όσο πιο μικροί γίνεται σε μήκος ώστε να μεταφέρονται ανεπηρέαστοι στην είσοδο του IRAM, ενώ έχει αποφευχθεί η χρήση εξωτερικών συνδέσεων με καλώδια για τη μεταφορά τους. Τέλος, οι υψίσυχοι πυκνωτές εξομάλυνσης βρίσκονται όσο πιο κοντά γίνεται στους ακροδέκτες εισόδου και εξόδου των τροφοδοτικών.

7.10 Μέτρηση απωλειών πλακέτας αντιστροφέα

Μετά το σχεδιασμό και την υλοποίηση της πλακέτας του αντιστροφέα, ακολούθησε κατάλληλη διαδικασία εκτίμησης των συνολικών απωλειών της. Οι απώλειες αυτές οφείλονται τόσο στις απώλειες του ολοκληρωμένου IRAM, αλλά και στις απώλειες των τροφοδοτικών, των μετρητικών διατάξεων τάσης και ρεύματος, του επεξεργαστή και των χαλκοδιαδρόμων του τυπωμένου κυκλώματος. Οι συνθήκες φόρτισης του αντιστροφέα, κάτω από τις οποίες πραγματοποιούνται οι δοκιμές, είναι αντίστοιχες με αυτές που θα επικρατούν όσο το ηλεκτρικό όχημα διαγωνίζεται. Η τελική μορφή της πλακέτας του αντιστροφέα, φαίνεται στα ακόλουθα Σχήματα:



Σχήμα 7.24 – Πλακέτα αντιστροφέα



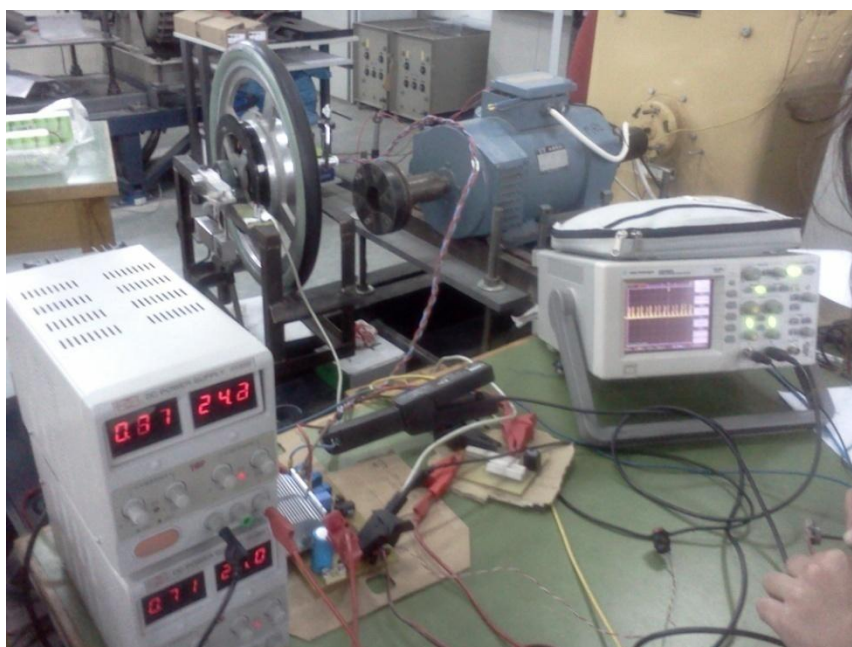
Σχήμα 7.25 – Χαλκοδιάδρομοι πλακέτας αντιστροφέα

Στην είσοδο του αντιστροφέα συνδέθηκε τροφοδοτικό ρυθμιζόμενης DC τάσης για λόγους ασφαλείας, καθώς διαθέτει ελεγχόμενο περιοριστή ρεύματος και ένδειξη των DC μεγεθών (τάση και ρεύμα) στην έξοδό του. Η τάση εισόδου ρυθμίζεται στα 48V, όση δηλαδή αναμένεται να είναι η τάση της συστοιχίας των μπαταριών που τροφοδοτούν το κινητήριο σύστημα. Η έξοδος του αντιστροφέα οδηγείται σε συμμετρικό τριφασικό ωμικό - επαγωγικό φορτίο συνδεδεμένο κατά αστέρα. Για να παραχθεί τάση εξόδου με το συγκεκριμένο έλεγχο, απαιτείται ένδειξη του αισθητήρα θέσης ότι μεταβάλλεται η θέση του δρομέα. Για το σκοπό αυτό, η μηχανή στρέφεται από εξωτερική πηγή (DC κινητήρας) ώστε να παράγεται το κατάλληλο σήμα του αισθητήρα θέσης, να οδηγείται στην αναλογική είσοδο του επεξεργαστή, να διαβάζεται ο πίνακας αντιστοίχισης και να παράγεται η επιθυμητή τάση εξόδου. Οι ακροδέκτες της μηχανής, που τώρα λειτουργεί σαν γεννήτρια, δεν συνδέονται σε

κανένα σημείο της διάταξης μέτρησης των απωλειών του αντιστροφέα. Τα Σχήματα 7.26 – 7.27 απεικονίζουν την ανωτέρω πειραματική διάταξη:



Σχήμα 7.26 – Πειραματική διάταξη



Σχήμα 7.27 – Πειραματική διάταξη

Με τη χρήση ψηφιακού παλμογράφου μετρήθηκαν η DC τάση και το DC ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα και αποθηκεύτηκαν τα δεδομένα των κυματομορφών της φασικής τάσης και ρεύματος εξόδου σε ηλεκτρονικό υπολογιστή για περαιτέρω επεξεργασία. Οι

μετρήσεις αυτές πραγματοποιήθηκαν για εύρος φόρτισης του αντιστροφέα από 50W έως 113W, δηλαδή από το ήμισυ της ονομαστικής έως την ονομαστική φόρτιση υπό συνθήκες αγώνα. Η διακοπτική συχνότητα διατηρείται σταθερή στα 5kHz. Εν συνεχεία, υπολογίστηκαν οι φασικές rms τιμές της τάσης και του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα στο λογισμικό Matlab/Simulink με χρήση των δεδομένων των κυματομορφών που αποθηκεύτηκαν κατά τη διάρκεια των μετρήσεων. Σημειώνεται ότι για τη μέτρηση του συντελεστή ισχύος ($\cos\phi$), της φασικής ενεργού, αέργου και φαινόμενης ισχύος χρησιμοποιήθηκε αμπεροτσιμπίδα (power clamp meter). Με βάση τα ανωτέρω στοιχεία, υπολογίστηκε η ισχύς εισόδου, εξόδου και ο βαθμός απόδοσης του αντιστροφέα με δύο τρόπους ως εξής:

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad (7.9)$$

$$P_{out} = 3 \cdot V_{out,rms} \cdot I_{out,rms} \cdot \cos\phi \quad (7.10)$$

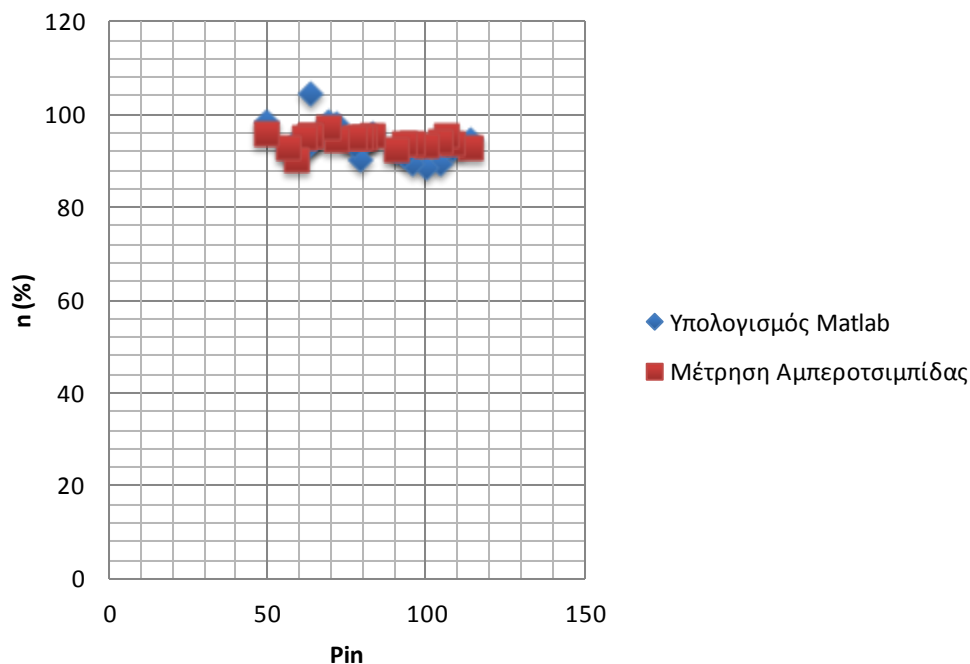
$$n(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 \quad (7.11)$$

Τα αποτελέσματα της επεξεργασίας συνοψίζονται στον ακόλουθο Πίνακα:

A/A	V _{in} (V)	I _{in} (A)	V _{out,rms} (V)	I _{out,rms} (A)	cos φ	P _{in} (W)	P _{out} (W)	P _{out,clamp} (W)	Q _{out,clamp} (W)	S _{out,clamp} (W)	n ₁ (%)	n ₂ (%)
1	48,2	2,36	11,09	3,3	0,98	113,752	107,5952	105	-9	108	94,58751	92,92
2	48,2	2,24	11,09	3,06	0,98	107,968	99,77008	102	-9	105	92,40708	93,57
3	48,2	2,2	11,5	2,89	0,986	106,04	98,30913	99	-9	102	92,70948	95,19
4	48,2	2,17	11,25	2,82	0,984	104,594	93,6522	96	-9	99	89,53879	94,11
5	48,2	2,07	11,04	2,71	0,982	99,774	88,13961	93	-12	96	88,33925	93
6	48,2	1,99	11,02	2,64	0,982	95,918	85,70739	90	-15	93	89,35485	93,75
7	48,2	1,93	11,36	2,54	0,98	93,026	84,83194	87	-9	90	91,19164	93,54
8	48,2	1,88	11,44	2,47	0,982	90,616	83,24453	84	-9	87	91,86516	92,30
9	48,2	1,72	11,47	2,36	0,98	82,904	79,58345	81	-12	84	95,9947	95,29
10	48,2	1,67	11,24	2,28	0,979	80,494	75,26709	78	-12	81	93,50646	95,12
11	48,2	1,64	11,06	2,2	0,978	79,048	71,39009	75	-9	78	90,31233	94,93
12	48,2	1,61	11,26	2,19	0,978	77,602	72,35068	72	-15	75	93,23301	94,73
13	48,2	1,49	11,44	2,11	0,97	71,818	70,24274	69	-12	72	97,8066	94,52
14	48,2	1,43	11,36	2,06	0,964	68,926	67,67743	66	-6	69	98,18853	97,05
15	48,2	1,32	11,43	1,99	0,975	63,624	66,53117	63	-15	69	104,5693	95,45
16	48,2	1,32	11,28	1,82	0,968	63,624	59,61796	60	-12	63	93,70357	95,23
17	48,2	1,28	11,25	1,74	0,97	61,696	56,96325	57	-18	63	92,32892	95
18	48,2	1,22	11,34	1,69	0,961	58,804	55,25154	54	-12	57	93,95882	90
19	48,2	1,17	11,85	1,52	0,962	56,394	51,98263	51	-9	54	92,17759	92,72
20	48,2	1,03	11,85	1,44	0,954	49,646	48,83717	48	-15	54	98,3708	96

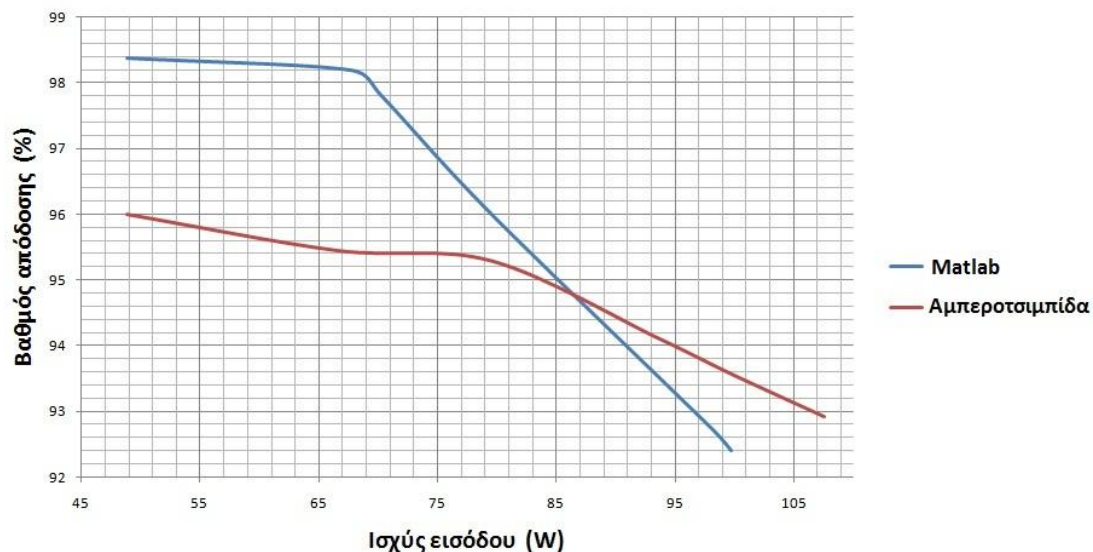
Σχήμα 7.28 – Πίνακας αποτελεσμάτων μετρήσεων βαθμού απόδοσης αντιστροφέα

Το Σχήμα 7.29 απεικονίζει γραφικά τα δεδομένα του Πίνακα:



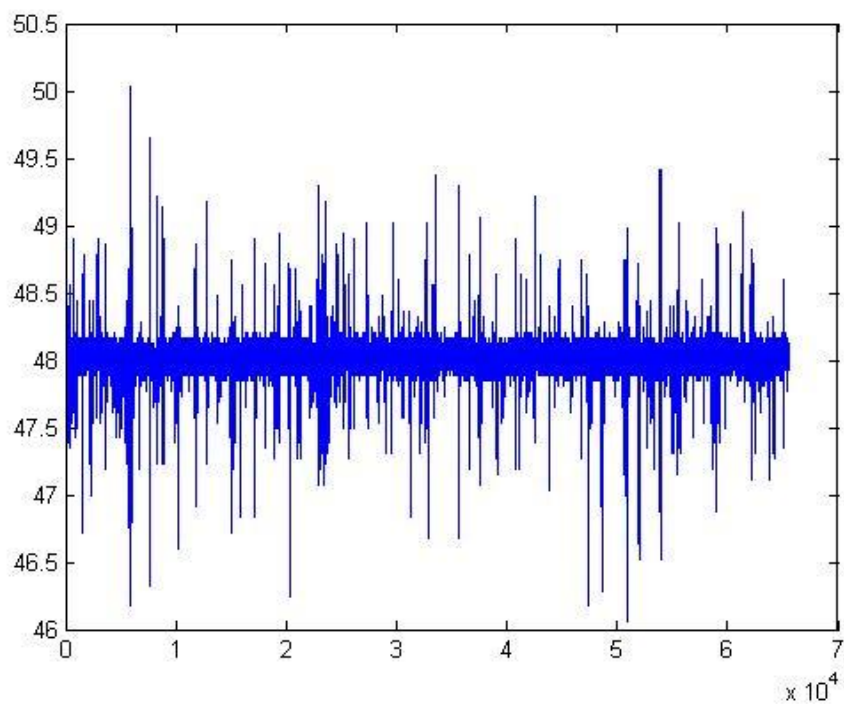
Σχήμα 7.29 – Βαθμός απόδοσης αντιστροφέα συναρτήσει της ισχύος εισόδου του

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 7.29, ο υπολογισμός του βαθμού απόδοσης του αντιστροφέα είτε μέσω υπολογισμών στο Matlab/Simulink είτε με βάση τις μετρήσεις της αμπεροτσιμπίδας (power clamp meter), κινείται κοντά στο 94% και παραμένει σταθερός για όλο το εύρος της ισχύος που εξετάστηκε. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί εύκολα αν ληφθεί υπόψη ότι το ολοκληρωμένο IRAM που χρησιμοποιήθηκε λειτουργεί σχετικά μακριά από την ονομαστική ισχύ λειτουργίας του και έτσι εμφανίζει μικρές απώλειες. Θα μπορούσε να ειπωθεί ότι η μέτρηση της αμπεροτσιμπίδας δίνει ελαφρώς ορθότερα αποτελέσματα, καθώς έχουν μικρότερη απόκλιση μεταξύ τους. Προφανώς το μπλε σημείο που υπερβαίνει το 100% είναι λανθασμένο και οφείλεται είτε σε αριθμητικό λάθος είτε σε σφάλμα μέτρησης του παλμογράφου. Στο Σχήμα 7.30 έχει γίνει εκλογή των βασικότερων σημείων του Πίνακα, ώστε να αναδειχθούν οι διαφορές μεταξύ των δύο τρόπων υπολογισμού, αλλά και η μείωση του βαθμού απόδοσης με την αύξηση του φορτίου του αντιστροφέα.

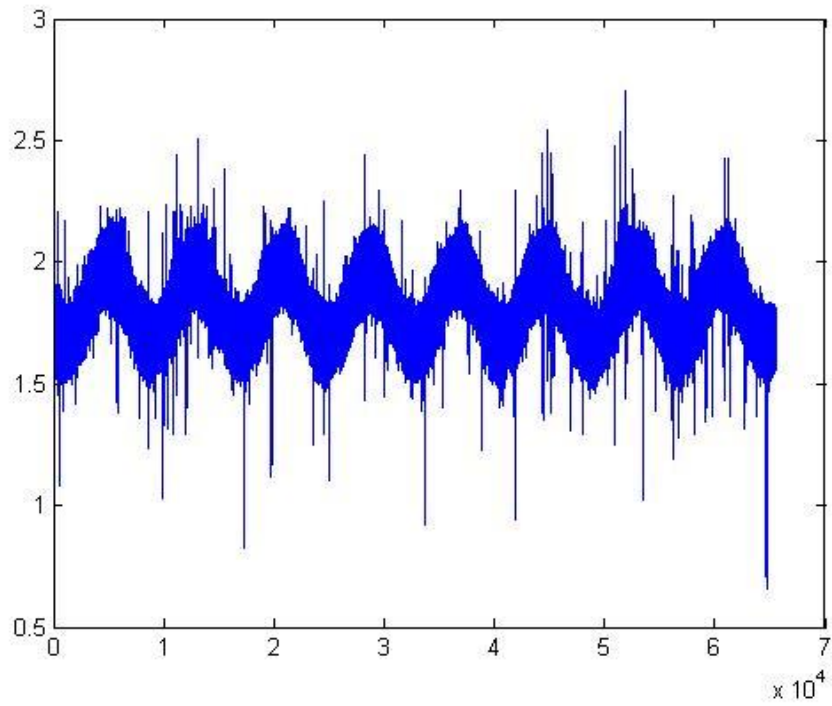


Σχήμα 7.30 – Εκλογή σημείων πειραματικών αποτελεσμάτων κατά τον υπολογισμό του βαθμού απόδοσης του αντιστροφέα συναρτήσει της ισχύος εισόδου του

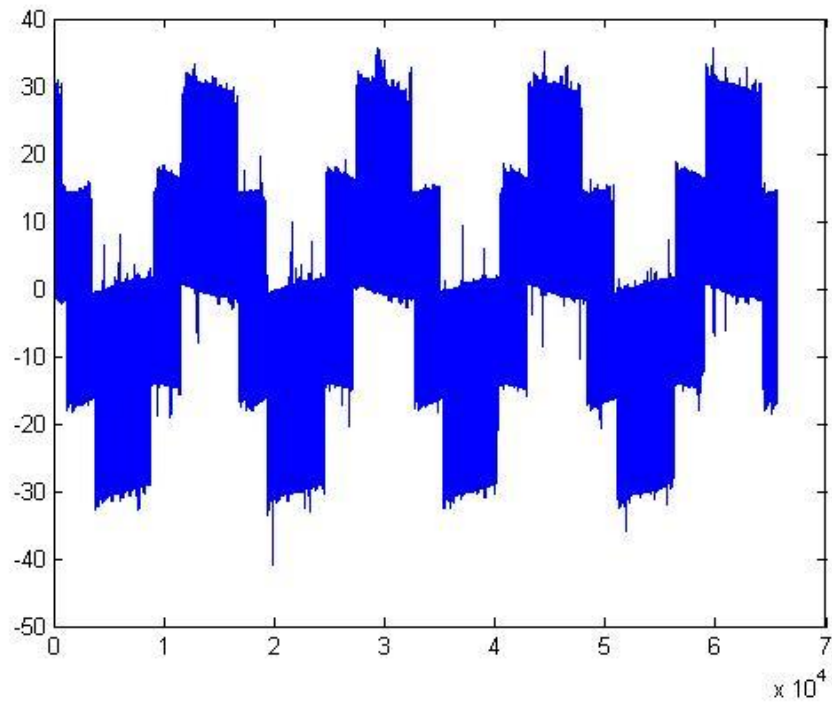
Τέλος, στα Σχήματα 7.31 – 7.34 που ακολουθούν, παρουσιάζονται ενδεικτικά οι κυματομορφές των μεγεθών εισόδου και εξόδου του αντιστροφέα, όπως καταγράφηκαν από τον παλμογράφο και επεξεργάστηκαν στο λογισμικό Matlab/Simulink:



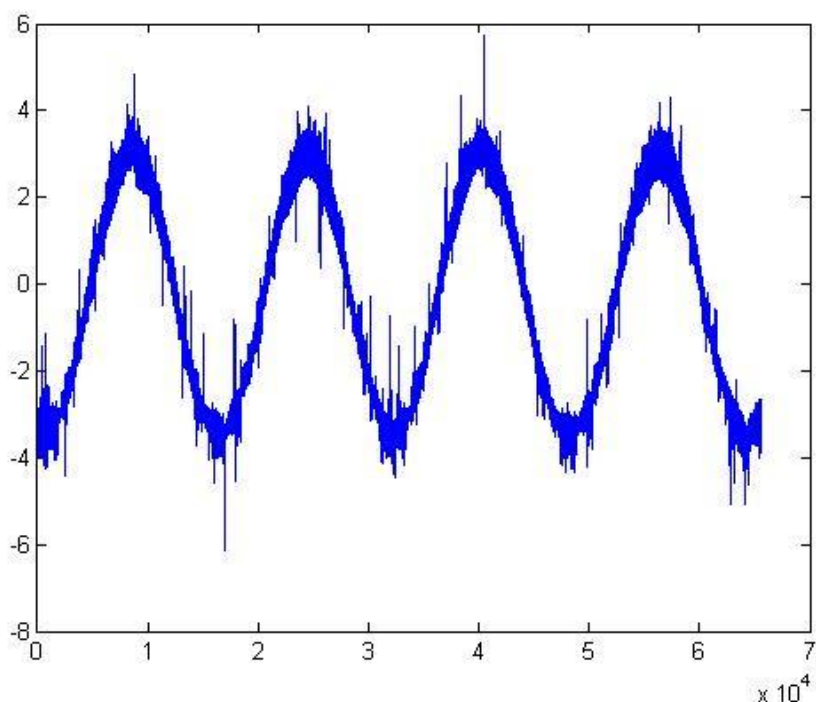
Σχήμα 7.31 – DC τάση εισόδου αντιστροφέα



Σχήμα 7.32 – DC ρεύμα εισόδου αντιστροφέα



Σχήμα 7.33 – Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα

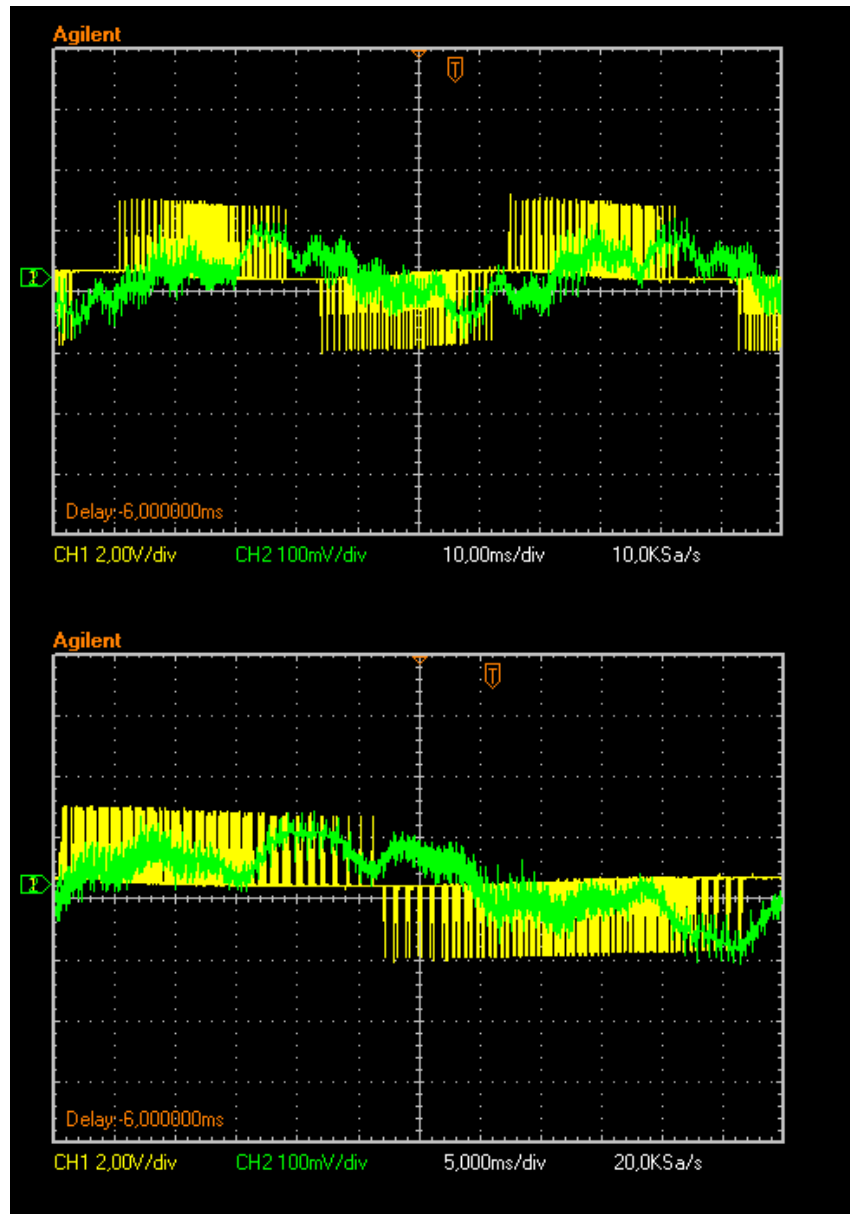


Σχήμα 7.34 – Φασικό ρεύμα εξόδου αντιστροφέα

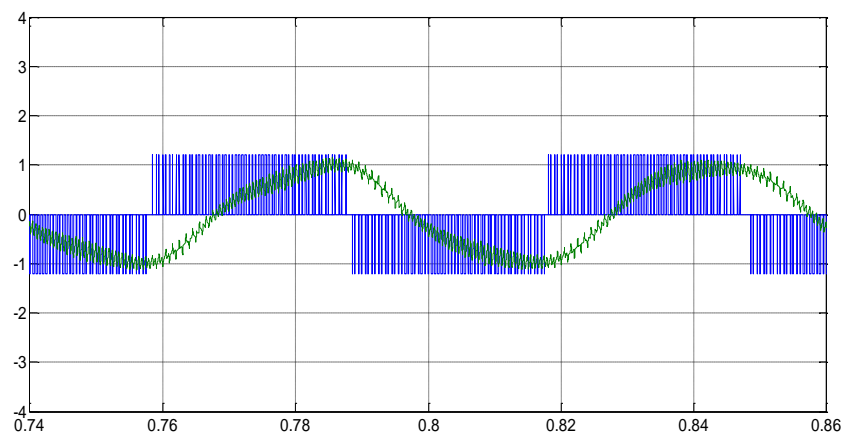
7.11 Σύγκριση κυματομορφών εξόδου του αντιστροφέα

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται και συγκρίνονται οι πειραματικές και θεωρητικές κυματομορφές της πολικής τάσης εξόδου και του φασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα σε περιπτώσεις $\frac{1}{4}$ φόρτισης (Σχήματα 7.35 – 7.36) και πλήρους φόρτισης του υπό συνθήκες αγώνα (Σχήματα 7.37 – 7.38) για σταθερή ταχύτητα περιστροφής (200 ΣΑΛ). Το φορτίο του αντιστροφέα είναι η κατασκευασμένη μηχανή μόνιμων μαγνητών του κινητηρίου συστήματος. Ο προσαρμοσμένος τροχός της μηχανής (wheel motor) εφαρμόζει στον άξονα αφόρτιστης DC μηχανής. Ας σημειωθεί ότι αναπαρίσταται η πολική τάση επειδή δεν είναι διαθέσιμος ο ακροδέκτης ουδέτερου της μηχανής. Επίσης, παρουσιάζεται η συγκριτική απόκριση της ταχύτητας περιστροφής της μηχανής κατά την εκκίνηση, σε βηματική εντολή του σήματος γκαζιού (Σχήματα 7.39 – 7.40), τόσο κατά την προσομοίωση όσο και κατά την εκτέλεση των πειραματικών δοκιμών. Η διακοπτική συχνότητα είναι 3kHz.

- *Κυματομορφές πολικής τάσης και φασικού ρεύματος εξόδου αντιστροφέα υπό φόρτιση ίση με το 1/4 της ονομαστικής*



Σχήμα 7.35 – Πειραματική κυματομορφή πολικής τάσης εξόδου και φασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα υπό φόρτιση $\frac{1}{4}$ της ονομαστικής



Σχήμα 7.36 – Θεωρητική κυματομορφή πολικής τάσης εξόδου και φασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα υπό φόρτιση ¼ της ονομαστικής

Στο Κανάλι 1 (CH1) του παλμογράφου απεικονίζεται η πολική τάση (κίτρινο) και στο Κανάλι 2 (CH2) απεικονίζεται το φασικό ρεύμα εξόδου (πράσινο). Το probe του Καναλιού 1 μετρά σε κλίμακα 1/20, ενώ στο Κανάλι 2 η αμπεροτσιμπίδα παράγει τάση 100mV/A. Συνεπώς, ισχύουν:

$$V_{peak} = 1,2div \cdot 2 \frac{V}{div} \cdot 20 = 48V \quad (7.12)$$

$$I_{peak} = \frac{1div \cdot 100 \frac{mV}{div}}{100mV/A} = 1A \quad (7.13)$$

Σημειώνεται ότι στην πρώτη εικόνα απεικονίζεται μία περίοδος της πολικής τάσης έτσι ώστε να γίνει πιο ευδιάκριτη η διαφορά φάσης με το φασικό ρεύμα εξόδου. Επίσης, επιβεβαιώνεται η ταχύτητα περιστροφής της μηχανής:

$$n = \frac{120 \cdot f_e}{P} = \frac{120 \cdot \frac{1}{11,6div \cdot 5ms/div}}{10} = 206.89 \text{ ΣΑΛ} \quad (7.14)$$

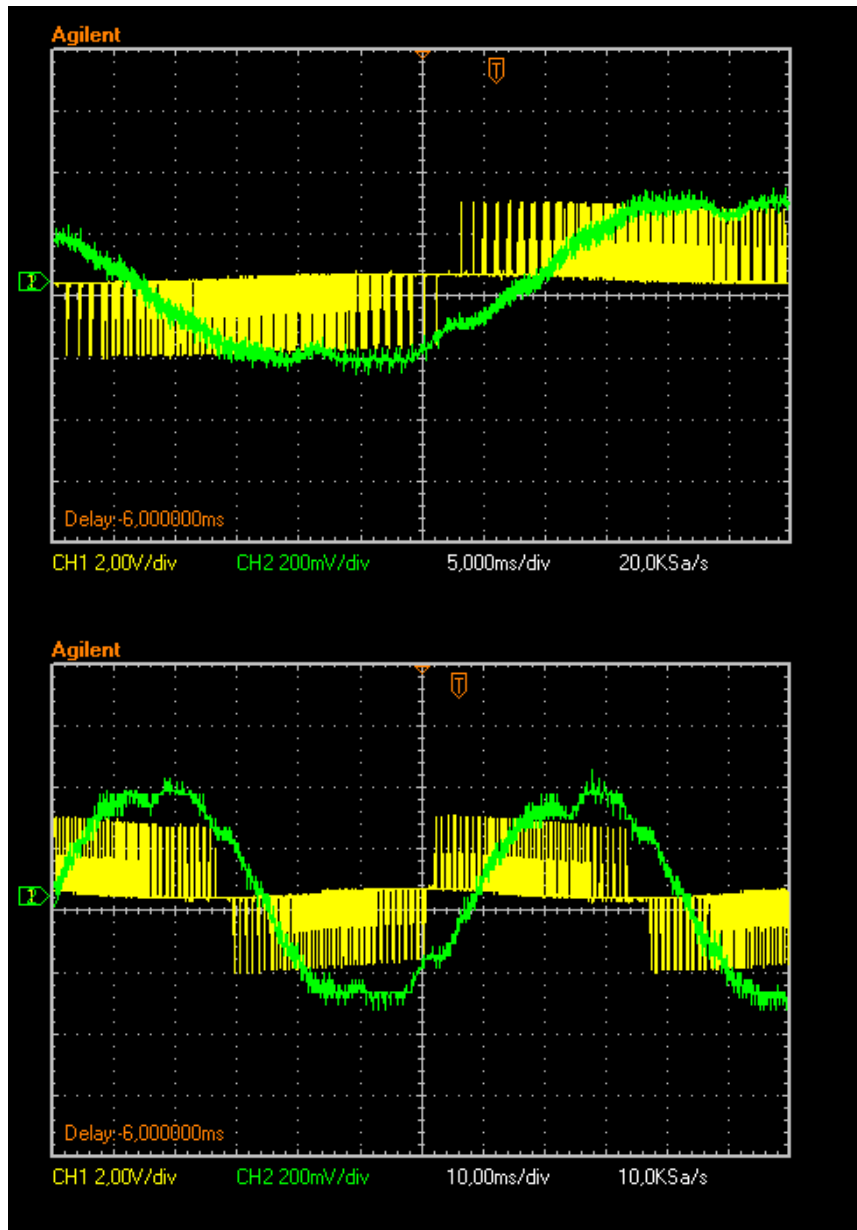
- *Κυματομορφές πολικής τάσης και φασικού ρεύματος εξόδου αντιστροφέα υπό φόρτιση ίση με την ονομαστική*

Με την ίδια κλίμακα στα μετρητικά όργανα, προκύπτει για τα μετρούμενα μεγέθη ότι:

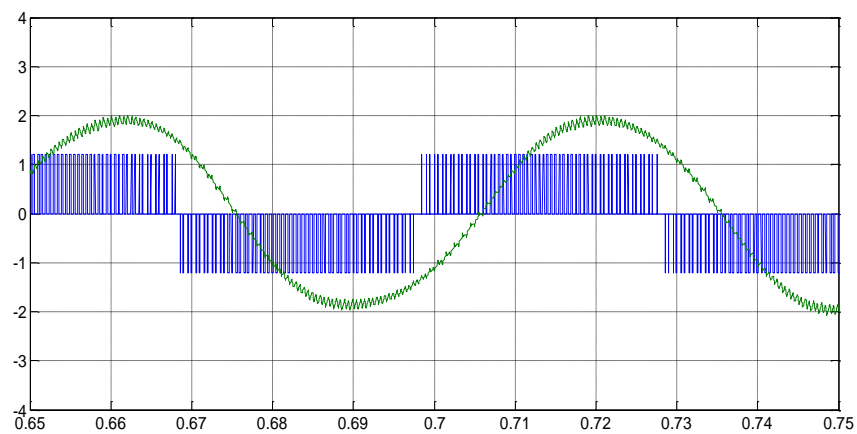
$$V_{peak} = 1,2div \cdot 2 \frac{V}{div} \cdot 20 = 48V \quad (7.15)$$

$$I_{peak} = \frac{2div \cdot 200 \frac{mV}{div}}{100mV/A} = 4A \quad (7.16)$$

Ενώ εύκολα επιβεβαιώνεται ότι η ταχύτητα περιστροφής της μηχανής είναι ίδια με του Σχήματος 7.35.



Σχήμα 7.37 – Πειραματική κυματομορφή πολικής τάσης εξόδου και φασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα υπό ονομαστική φόρτιση

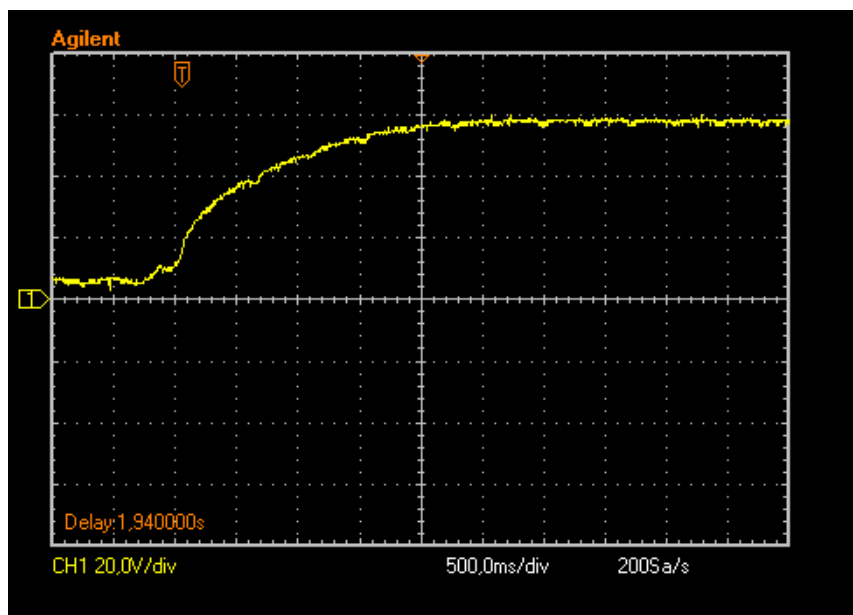


Σχήμα 7.38 – Θεωρητική κυματομορφή πολικής τάσης εξόδου και φασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα υπό ονομαστική φόρτιση

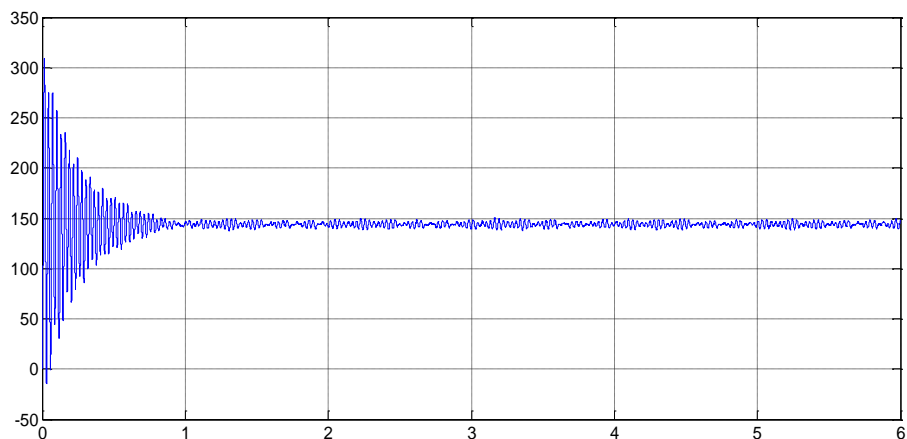
Παρατηρείται ότι οι πειραματικές κυματομορφές προσεγγίζουν με αρκετά καλή ακρίβεια τις θεωρητικές, γεγονός που επιβεβαιώνει την ορθότητα του μοντέλου που χρησιμοποιήθηκε για το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης. Όσον αφορά στη μη ιδανικότητα της πολικής τάσης εξόδου (οι αρνητικές ακμές των παλμών δεν αγγίζουν το μηδενικό επίπεδο τάσης), οφείλεται στο σφάλμα μέτρησης του παλμογράφου, αλλά και στην επιλογή AC coupling με την οποία μετρά ο παλμογράφος. Όσον αφορά στην κυματομορφή του ρεύματος, εμφανίζεται πιο ομαλή στην προσομοίωση, λόγω της μη ιδανικότητας του τριφασικού τυλίγματος της μηχανής που υλοποιήθηκε στην πράξη, σε σύγκριση με τα συμμετρικά τυλίγματα που χρησιμοποιήθηκαν κατά τη μοντελοποίηση. Η μη συμμετρικότητα των τυλιγμάτων προκαλεί ανεπιθύμητες αρμονικές ΜΕΔ, οι οποίες προκαλούν αρμονική παραμόρφωση των φασικών ρευμάτων του στάτη.

- *Μεταβατικό φαινόμενο ταχύτητας περιστροφής κατά την εκκίνηση σε βηματική μεταβολή σήματος γκαζιού*

Στο Σχήμα 7.39 απεικονίζεται η τάση των ανοικτοκυκλωμένων ακροδεκτών τυμπάνου της DC μηχανής. Ο στάτης έχει διεγερθεί κατάλληλα ώστε η μηχανή να λειτουργεί σαν γεννήτρια ξένης διέγερσης. Εξαιτίας της σταθερής μαγνητικής ροής από το τυλίγμα διέγερσης του στάτη, η τάση ακροδεκτών τυμπάνου είναι ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα. Συνεπώς, η κυματομορφή της τάσης ακροδεκτών ακολουθεί την ταχύτητα περιστροφής και επιτρέπει στη μηχανή να λειτουργεί ουσιαστικά σαν ταχογεννήτρια. Το βήμα του σήματος γκαζιού είναι από τις 0 ΣΑΛ στις 144 ΣΑΛ (12Hz ηλεκτρική συχνότητα), ταχύτητα η οποία αντιστοιχεί στα 58V του Σχήματος (2,9 div * 20V/div). Τέλος, ο χρόνος ανόδου (rise time) της κυματομορφής, μετρημένος με τον παλμογράφο, υπολογίστηκε ίσος με 1,54s.



Σχήμα 7.39 – Μεταβατικό φαινόμενο ταχύτητας περιστροφής κατά την εκκίνηση σε βηματική μεταβολή σήματος γκαζιού κατά την πειραματική επιβεβαίωση



Σχήμα 7.40 – Μεταβατικό φαινόμενο ταχύτητας περιστροφής κατά την εκκίνηση σε βηματική μεταβολή σήματος γκαζιού κατά την προσομοίωση

Η διαφορά στην απόκριση, όπως φαίνεται από τα Σχήματα 7.39 και 7.40, είναι αναμενόμενη και οφείλεται στην υλοποίηση ενός βαθμοτού ελέγχου κλειστού βρόχου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.21. Σαν αποτέλεσμα, μειώνονται οι ανεπιθύμητες ταλαντώσεις στην ταχύτητα του δρομέα μέχρι την επίτευξη της μόνιμης κατάστασης. Επιπλέον, η θεωρητική κυματομορφή φαίνεται να φτάνει στη μόνιμη κατάσταση γρηγορότερα της πειραματικής. Στην πραγματικότητα, η μεταβολή του σήματος ελέγχου ταχύτητας δεν είναι βηματική, καθώς προκύπτει μετά από χειρισμό του οδηγού του οχήματος και όχι από π.χ. ακαριαίο κλείσιμο ενός διακόπτη. Είναι λογικό λοιπόν να εμφανίζεται πιο καθυστερημένη η απόκριση της πειραματικής κυματομορφής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία επιχειρήθηκε η μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο την οδήγηση κινητήρα μονίμων μαγνητών πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος χαμηλών απωλειών.

Αρχικά, έγινε περιγραφή των χαρακτηριστικών των βασικών συνιστωσών του κυκλώματος ισχύος του κινητηρίου συστήματος που σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε για τις ανάγκες του ερευνητικού ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος». Αφού αναπτύχθηκαν οι κυριότερες μεθοδολογίες ελέγχου συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών, πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια της εργασίας μοντελοποίηση του κινητηρίου συστήματος με στόχο τη μελέτη της απόκρισής του σε διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας. Κατά τη μοντελοποίηση, επιχειρήθηκε τροποποίηση του δυναμικού μοντέλου της μηχανής ώστε να ληφθούν υπόψη οι απώλειες πυρήνα της μηχανής. Έτσι, με χρήση του λογισμικού Matlab/Simulink πραγματοποιήθηκε μια σειρά από προσομοιώσεις και κατόπιν επιχειρήθηκε η εφαρμογή κατάλληλου αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών. Τέλος, πραγματοποιήθηκαν πειραματικές μετρήσεις στον μετατροπέα που κατασκευάστηκε, ώστε να αξιολογηθούν ο τρόπος λειτουργίας και η απόδοσή του.

8.1 Κυριότερα συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που εξήχθησαν από την εργασία αυτή είναι:

- Ο διανυσματικός έλεγχος υπερέχει του βαθμωτού στις εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης μικρής ισχύος με μηχανές μονίμων μαγνητών. Οι αποκρίσεις των μηχανικών (ροπή, ταχύτητα) και των ηλεκτρικών (τάση, ρεύμα, πεπλεγμένες ροές) μεγεθών είναι άμεσες και ακολουθούν τις εντολές ελέγχου με κατάλληλη ρύθμιση των συντελεστών κέρδους.
- Με το διανυσματικό έλεγχο επιβεβαιώθηκε ότι πραγματοποιείται απόζευξη των εξισώσεων της μηχανής, καθώς η ηλεκτρομαγνητική ροπή και η ροή του πεδίου διεγέρσεως του κινητήρα μπορούν πλέον να ελεγχθούν με ανεξάρτητες μεταβλητές, το ρεύμα εγκάρσιου και ευθέως άξονα αντίστοιχα.
- Η χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με βρόχο υστέρησης ρεύματος (HBCC PWM) για την παλμοδότηση του αντιστροφέα κατά το διανυσματικό έλεγχο δε δημιουργεί σημαντικές παραμορφώσεις στο φασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα ($THD_i = 0.94\% < 5\%$), εάν επιλεγεί κατάλληλη ζώνη υστέρησης ($HB = 0.1A$).

- Ο διανυσματικός έλεγχος με εξασθένιση πεδίου παρουσιάζει μειωμένη ικανότητα ανάπτυξης ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην περιοχή όπου η μηχανή στρέφεται με ταχύτητες μεγαλύτερης της ονομαστικής και εισάγει σημαντική αρμονική παραμόρφωση στα φασικά ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα.
- Η τροποποίηση του δυναμικού μοντέλου dq της μηχανής με την ενσωμάτωση των απωλειών πυρήνα, επιτρέπει τη χρήση αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών για δεδομένες συνθήκες ροπής και ταχύτητας.
- Ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης απωλειών που χρησιμοποιήθηκε, βελτίωσε την απόδοση της μηχανής έως και +1.5%, ποσοστό σημαντικό για μια εφαρμογή μικρή ισχύος, όπως είναι η συγκεκριμένη.
- Η χρήση ολοκληρωμένου κυκλώματος για την υλοποίηση ηλεκτρονικού μετατροπέα για εφαρμογές χαμηλής ισχύος, επιτρέπει τη μείωση των καλωδιώσεων, των χαλκοδιαδρόμων, του μεγέθους της πλακέτας και του πλήθους των διακριτών στοιχείων.
- Σύμφωνα με τις πειραματικές μετρήσεις, η απόδοση του αντιστροφέα υπολογίστηκε κοντά στο 94% για εύρος ισχύος από 50W έως 100W (ονομαστική ισχύς υπό συνθήκες αγώνα). Συνεπώς, μπορεί να ειπωθεί γενικά ότι η επιλογή επεξεργαστή με μικρή κατανάλωση ισχύος (η κατανάλωση του επεξεργαστή της Microchip ήταν 0.6W), η χρήση ολοκληρωμένου κυκλώματος για τους ημιαγωγούς διακόπτες με ενσωματωμένα τα κυκλώματα οδήγησής τους και η χρήση ολοκληρωμένων παλμοτροφοδοτικών οδηγούν σε αυξημένη απόδοση ενός αντιστροφέα εφαρμογών χαμηλής ισχύος.

8.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Τα κυριότερα καινοτόμα σημεία της διπλωματικής εργασίας αυτής είναι:

- Ανάπτυξη τροποποιημένου δυναμικού μοντέλου κινητήρα μονίμων μαγνητών με ενσωμάτωση των απωλειών πυρήνα.
- Υλοποίηση αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών της μηχανής με δυνατότητα ενσωμάτωσης σε ήδη υπάρχοντα αλγόριθμο ελέγχου.
- Κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα χαμηλής ισχύος ειδικών αγωνιστικών απαιτήσεων με κριτήρια υψηλού βαθμού απόδοσης.

8.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

Η διπλωματική εργασία αυτή ανέδειξε ορισμένα ζητήματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης και θα μπορούσαν να αποτελέσουν μελλοντικά αντικείμενα μελέτης:

- Βέλτιστη αναλυτική προσέγγιση της συνάρτησης που παράγει το σήμα αναφοράς για τη γωνία β στο διανυσματικό έλεγχο με εξασθένιση πεδίου.

- Υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου σε μικροεπεξεργαστή και σύγκριση των πειραματικών δεδομένων με τα δεδομένα της προσομοίωσης, ώστε να βελτιστοποιηθεί το υπάρχον μοντέλο του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.
- Υλοποίηση του αλγορίθμου ελαχιστοποίησης απωλειών σε μικροεπεξεργαστή, ώστε να εξεταστεί η δυναμική του απόκριση σε μεταβατικά φαινόμενα και να αποτιμηθούν σωστότερα οι παράμετροι του τροποποιημένου ισοδύναμου κυκλώματος.
- Τροποποίηση του υπάρχοντος πηγαίου κώδικα του μικροεπεξεργαστή, ώστε να ρυθμίζεται αυτόματα η γωνία βέλτιστης ροπής μεταξύ δρομέα και στάτη, ανεξάρτητα από τη θέση που έχει σταματήσει ο τροχός του δρομέα.
- Δοκιμή πιο σύνθετων μεθοδολογιών ελέγχου (ασαφής έλεγχος, χρήση νευρωνικών δικτύων) και τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα χώρου (SVPWM) κατά την προσομοίωση.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ: Αρχεία κώδικα MATLAB (.m)

- *Αρχείο PMSM_param.m*

```
Poles = 10;
%Mechanical Parameters
J = 0.01;
F = 0.001;
n Rated = 450;
%Electrical Parameters
Vdc_half = 24;
Rs = 0.0632;
Rc = 150;
Lld = 0.003;
Llq = Lld;
Lmd = 0.006;
Lmq = Lmd;
Lds = Lld + Lmd;
Lqs = Llq + Lmq;
Psi_f = 0.1;
%Scalar Control Parameter
fe Rated = (n Rated * Poles) /120;
Vboost = 3;
VLL_max = (sqrt(3))* Vdc_half;
Ma_max = 0.95 ;
%Position Sensor Parameters
QEI_points = 120;
%Vector Control Parameters
wm Rated = 2*pi*(n Rated/60);
Is_gain = 1.4;
Kp = 8;
Ki = 3;
%Hysteresis Band
HB = 0.1;
%Beta Function Generator
Coeff = (pi/2)/sqrt(wm Rated);
```

- *Αρχείο LMA.m*

```
function Ids_ref = LMA
iteration = 0;
Te = 3;
we = 180;
Idmax = 1;
Idmin = -10;
step = 0.001;
while (Wtot(Idmax,Te,we)~= Wtot(Idmin,Te,we)) || (abs(Idmin-Idmax)>
2*step)
    x = (Idmax + Idmin)/2;
    if Wtot(x+step,Te,we) > Wtot(x-step,Te,we)
        Idmax = x;
    else
        Idmin = x;
```

```
        end
        if iteration > 100
            exit;
        end
        iteration = iteration+1;
    end
    Ids_ref = Idmax;
    disp(iteration);

function f = Wtot(iod,Te,we)
Lqs = 0.009;
Lds = Lqs;
Poles = 10;
Psi_f = 0.1;
Rs = 0.0632;
Rc = 150;
ioq = 4*Te/(3*Poles*Psi_f);
Wcu = ((iod-we*Lqs*ioq/Rc)^2 + (ioq+we*(Psi_f+Lds*iod)/Rc)^2)*3*Rs/2;
Wfe = ((Lqs*ioq)^2 + (Psi_f+Lds*iod)^2)*3*(we^2)/(2*Rc);
f = Wcu+Wfe;
disp(f);
```

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and A.C. Drives*, Prentice Hall PTR, 2002
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, *Power Electronics*, John Wiley & Sons Inc, 1995
- [3] Ι.Α. Τεγόπουλος, *Ηλεκτρικές μηχανές Μέρος Β: Μόνιμη κατάσταση*, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991
- [4] Βασίλειος Κ. Παπαδιάς, *Ανάλυση συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας Τόμος Ι: Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας*, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα 1985
- [5] Στέφανος Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά ισχύος*, Εκδόσεις Συμμετών, Αθήνα 2007
- [6] Stephen J. Chapman, *Ηλεκτρικές μηχανές*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010
- [7] Marek Stulrajter, Valeria Hrabovcova, Marek Franko, *Permanent magnets synchronous motor control theory*, Journal of Electrical Engineering, VOL. 58, NO. 2, 2007
- [8] Salih B. Ozturk, *Modelling, simulation and analysis of low-cost direct torque control of PMSM using hall-effect sensors*, Master Thesis, December 2005
- [9] Κοσμάνης Θ., *Αρχιτεκτονική δομή EVs, HEVs, FCEVs*, http://www.vt.teithe.gr/t/tkosmanis/files/EVs/CHAPTER_2_structures.pdf, Μάιος 2010
- [10] Calogero Cavallaro, Antonino Oscar Di Tommaso, Rosario Miceli, Angelo Raciti, Giuseppe Ricco Galluzzo, Marco Trapanes, *Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches*, IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 52, No. 4, August 2005
- [11] Michael J. Melfi, Steve Evon, Robbie Mcelveen, *Induction VS PM motors*, IEEE Industry applications magazine, Nov / Dec 2009
- [12] Ευστάθιος Πατσιάς, *Μελέτη και κατασκευή ηλεκτροκινητήριου συστήματος υβριδικού οχήματος – Σχεδιασμός και κατασκευή ηλεκτρονικού κυκλώματος ελέγχου της υβριδικής κατάστασης*, Διπλωματική εργασία, Οκτώβριος 2009
- [13] M.H. Rashid, *Power Electronics, Circuits, Devices and Applications*, Prentice-Hall, 1988
- [14] Microchip, *dsPIC30F Family Reference Manual – High Performance Digital Signal Controllers*” Microchip Technology Inc, 2006
- [15] P. Wood, M. Battello, N. Keskar, A. Guerra, *Application Note AN-1044 – IPM Application Overview*, International Rectifiers, 2002
- [16] Θεοδώρου Ευφροσύνη, *Σχεδίαση και βελτιστοποίηση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης*, Διπλωματική εργασία, Ιούλιος 2011

- [17] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, T. Hirasa, *Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 41, no. 5, pp. 511–517, Oct. 1994
- [18] S. Vaez, M. A. Rahaman, *Adaptive loss minimization control of inverter-fed IMP motor drives*, Proc. IEEE PESC'97, vol. 2, Jun. 22–27, 1997, pp. 861–868
- [19] T. M. Jahns, G. B. Kliman, T. W. Neumann, *Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable-speed drives*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no. 4, pp. 738–747, Jul./Aug. 1986