



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

**Σχεδίαση και κατασκευή μετατροπέα για διανυσματικό
έλεγχο Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σιδέρης Β. Αντώνιος

Επιβλέπων: Αντώνιος Γ. Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, 04 Σεπτεμβρίου 2023



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

Σχεδίαση και κατασκευή μετατροπέα για διανυσματικό έλεγχο Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σιδέρης Β. Αντώνιος

Επιβλέπων: Αντώνιος Γ. Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ... Σεπτεμβρίου 2023.

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

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

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

Αθήνα, 4 Σεπτεμβρίου 2023

.....
Αντώνιος Β. Σιδέρης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Αντώνιος Β. Σιδέρης, 2023

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.

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 στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας Shell Eco Marathon στην κατηγορία των αποκλειστικά ηλεκτρικών πρότυπων μονοθέσιων οχημάτων. Για τον σκοπό αυτόν, μετά την ανάλυση των υποσυστημάτων από τα οποία αποτελείται το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης αναπτύσσονται τα μοντέλα τους, ώστε να προσομοιωθεί το πραγματικό σύστημα σε μόνιμη και μεταβατική κατάσταση.

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. Ακολουθεί η μοντελοποίηση του κινητηρίου συστήματος, ώστε να προσομοιωθεί η συμπεριφορά του, χρησιμοποιώντας τη μεθοδολογία διανυσματικού ελέγχου για ημιτονική διαμόρφωση παλμών. Τέλος, παραθέτονται οι αποκρίσεις των μεγεθών του κινητηρίου συστήματος και αποτιμάται η ορθότητα του δυναμικού μοντέλου που χρησιμοποιήθηκε.

Λέξεις κλειδιά: Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρικά οχήματα, σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, έλεγχος μηχανών μονίμων μαγνητών, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, διανυσματικός έλεγχος, Ευρωπαϊκός διαγωνισμός Shell Eco-Marathon, τριφασικός αντιστροφέας, PCB

ABSTRACT

This thesis attempts to study the control of the driving system of a model electric vehicle and to evaluate its performance according to experimental measurements after its design and construction. The drive system was designed and built with the aim of the vehicle's participation in the Shell Eco Marathon pan-European energy saving competition in the category of all-electric model single-seater vehicles. For this purpose, after the analysis of the subsystems that make up the electric drive system, their models are developed to simulate the real system in steady and transient state.

First, the structure of the electric vehicle traction systems and their main components are presented. Then, the components of the power circuit of the traction system implemented for the needs of the competition are described. After justifying the choice of the motor type as a permanent magnet motor, the dynamic model used during the simulations is extensively discussed. The three-phase voltage source inverter is the type of inverter dictated by the application requirements. The drive system is then modelled to simulate the behaviour of the drive system using the vector control methodology for sinusoidal pulse-width modulation. Finally, the responses of the drive system quantities are compared and the precision of the dynamic model developed is evaluated.

Keywords: Electric drive systems, electric vehicles, synchronous permanent magnet machine, permanent magnet machine control, sinusoidal pulse width modulation, vector control, Shell Eco-Marathon European competition, SPI protocol, three-phase inverter, PCB

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

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

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, αναθέτοντας μου το θέμα αυτό. Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, του οποίου η συμβολή υπήρξε καθοριστική για την διεκπεραίωση της συγκεκριμένης εργασίας.

Ιδιαίτερως ευχαριστώ τον Υποψήφιο Διδάκτορα και φίλο Γεώργιο Σακκά, καθώς και την διπλωματούχο Κωνσταντίνα Καραϊνδρου, οι οποίοι πίστεψαν σε εμένα και με στήριξαν σε ό,τι χρειάστηκα.

Ευχαριστώ τους προπτυχιακούς φοιτητές και φίλους Αθανάσιο Κουμπούλη και Γεώργιο Τσάκωνα, οι οποίοι με βοήθησαν ως προς τη σχεδίαση του μετατροπέα.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ σε όλα τα μέλη της ερευνητικής ομάδας "Προμηθέας", με τα οποία ανέπτυξα οικογενειακή κι όχι μόνο εργασιακή σχέση, μέσω των αντίξων συνθηκών που κληθήκαμε να αντιμετωπίσουμε.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ την οικογένειά μου, η οποία με πίστεψε σε εμένα και με βοήθησε σε όλη μου τη ζωή.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περιεχόμενα

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	5
ABSTRACT	6
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ	7
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ	8
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	10
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	10
1.1 ΣΚΟΠΟΣ ΤΗΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	10
1.2 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	10
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	111
ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ	11
2.1 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΜΗΧΑΝΗΣ	111
2.12 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ	11
2.3 ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΚΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ	12
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	21
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΤΡΗΣΗ ΗΛ. ΜΗΧΑΝΗΣ ‘ΠΥΡΦΟΡΟΥ ΙΙΙ’	21
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	25
ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ 3Φ-ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	25
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	25
4.2 ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ	26
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	388
ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΚΜΜ	388
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	56

ΑΝΑΛΥΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ	56
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	94
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ.....	94
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8	95
8.1 ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	95
8.2 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ.....	96
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	97
ΑΝΑΦΟΡΕΣ	98
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ	100

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΣΚΟΠΟΣ ΤΗΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Σκοπό της παρούσας διπλωματικής αποτελεί η κατασκευή ενός τριφασικού αντιστροφέα, καθώς και η υλοποίηση της κατάλληλης μεθοδολογίας ελέγχου για την οδήγηση του νέου οχήματος της ομάδος «Προμηθέας» με όνομα «Πυρφόρος III», η οποία διαγωνίστηκε τον Μάιο του 2023 στο διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας «Shell Eco Marathon», στην κατηγορία «Urban Concept». Η κατηγορία «UrbanConcept», αφορά οχήματα με χαρακτηριστικά παρόμοια με αυτά των οχημάτων “δρόμου” (πόλης). Κύριο άξονα του διαγωνισμού αποτελεί η χρήση ελάχιστης ενέργειας, ώστε να διανύσουν τα οχήματα μια συγκεκριμένη απόσταση, ενώ υπάρχουν και χρονικοί περιορισμοί για κάθε κομμάτι της διαδρομής.

Η εργασία στοχεύει στην κατασκευή του κατάλληλου τριφασικού μετατροπέα, κατάλληλου για τη μοντελοποίηση και υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με Ημιτονοειδή Διαμόρφωση Εύρους Παλμών. Κατά τις προσομοιώσεις, μοντελοποιούνται τόσο η μηχανή, όσο και ο αντιστροφέας, καθώς έχουν ενσωματωθεί χαρακτηριστικά που θα απαντώνται στην πραγματική λειτουργία του συστήματος, όπως θόρυβος σημάτων και καθυστέρηση απόκρισης, εξαιτίας του μικροεπεξεργαστή. Πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις για πολλές λειτουργικές καταστάσεις της μηχανής και αναλύεται και η πειραματική τους επιβεβαίωση.

1.2 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Στη δομή της συγκεκριμένης εργασίας παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο των συστημάτων οδήγησης, ώστε να είναι ικανός ο αναγνώστης να κατανοήσει σε βάθος το μελετούμενο σύστημα. Έπειτα, ακολουθεί η μοντελοποίηση όλων των υποσυστημάτων κι αναλύονται οι προσομοιώσεις και τα αποτελέσματά τους. Τέλος, παρουσιάζεται η πειραματική επιβεβαίωση της εργασίας και η εκπόνηση συμπερασμάτων. Παρακάτω περιγράφεται κάθε κεφάλαιο συνοπτικά:

- Κεφάλαιο 2: Επιχειρείται μία σύντομη περιγραφή κι ανάλυση της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών.
- Κεφάλαιο 3: Πραγματοποιείται η περιγραφή του τριφασικού μετατροπέα δύο επιπέδων, καθώς αναλύονται τα βασικά εξαρτήματα που τον απαρτίζουν.
- Κεφάλαιο 4: Αναλύονται οι τεχνικές οδήγησης, καθώς και η μεθοδολογίες ελέγχου, κυρίως του διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου.
- Κεφάλαιο 5: Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα όλων των προσομοιώσεων.

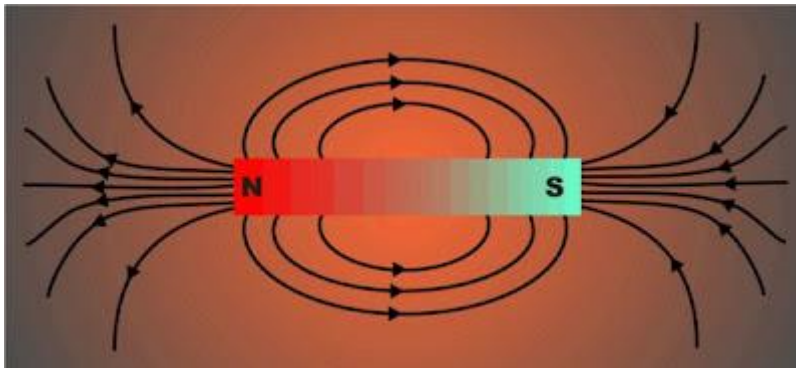
- Κεφάλαιο 6: Πειραματική επιβεβαίωση των προσομοιώσεων.
- Κεφάλαιο 7: Συμπεράσματα και προτάσεις προς περαιτέρω βελτίωση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ

2.1 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΜΗΧΑΝΗΣ

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύεται η λειτουργία της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών από θεωρητική σκοπιά. Ο συγκεκριμένος τύπος μηχανής αποτελεί μια δημοφιλή επιλογή στο χώρο της ηλεκτροκίνησης, διότι υπερέρχει σε ποικίλους τομείς έναντι των υπολοίπων μηχανών. Οι μαγνήτες έχουν το ρόλο της διέγερσης και τοποθετούνται συνήθως στο δρομέα στις σύγχρονες εφαρμογές. Ένα βασικό πλεονέκτημα της μηχανής μονίμων μαγνητών σε σχέση με τη σύγχρονη μηχανή εξωτερικής διέγερσης είναι το γεγονός ότι η πρώτη είναι απλής τροφοδότησης, όπως η ασύγχρονη μηχανή, ενώ η δεύτερη είναι διπλής τροφοδότησης, δηλαδή της παρέχεται συνεχές ρεύμα στη διέγερση και εναλλασσόμενο τριφασικό στο τύμπανο. Το συγκεκριμένο γεγονός βελτιώνει την απόδοση της μηχανής, εφόσον χρησιμοποιείται λιγότερη ποσότητα χαλκού κι έτσι δεν επέρχονται υπεραυξημένες απώλειες που οφείλονται στα τυλίγματα. Ωστόσο, ελέγχοντας τη διέγερση μέσω του ρεύματος, γίνεται εφικτό να λειτουργήσει η μηχανή σε περιοχές υποδιέγερσης ή υπερδιέγερσης και να εμφανίζει χωρητική, ωμική ή επαγωγική συμπεριφορά, γεγονός που εκλείπει, όταν χρησιμοποιείται μόνιμος μαγνήτης ως διεγέρτρια πηγή.



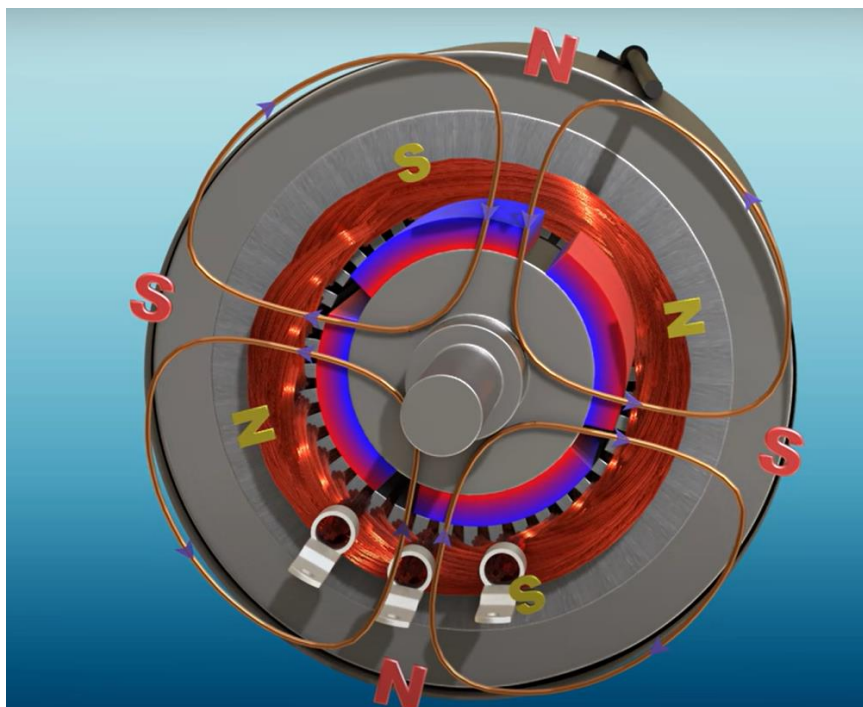
Εικόνα 1: (Κ2.1) Μαγνητικό πεδίο μόνιμου μαγνήτη [14].

Στην εικόνα 1 (Κ2.1) παρουσιάζεται ένας μόνιμος μαγνήτης μαζί με τις μαγνητικές γραμμές που τον περιβάλλουν.

2.2 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Ο στάτης της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών είναι όμοιος με της μηχανής επαγωγής. Η διαφορά τους έγκειται στο δρομέα. Οι μόνιμοι μαγνήτες δημιουργούν ένα σταθερό μαγνητικό πεδίο, ενώ το τριφασικό τύλιγμα του οπλισμού παράγει ένα στρεφόμενο πεδίο σταθερού πλάτους. Τα δύο συγκεκριμένα μαγνητικά πεδία αλληλεπιδρούν μεταξύ τους με βάση το νόμο του Lorentz κι έτσι προκύπτει η απαιτούμενη δύναμη και κατ' επέκταση ροπή που στρέφει το δρομέα κατά τη φορά του μαγνητικού πεδίου του στάτη. Η ηλεκτρομηχανική μετατροπή συμβαίνει μέσω των μαγνητικών πεδίων και η συγκεκριμένη διαδικασία πραγματοποιείται στο διάκενο, επομένως αποτελεί αδήριτη ανάγκη ο σωστός υπολογισμός του διακένου, ώστε να έχουμε την ηλεκτρομαγνητική σύζευξη. Υπάρχουν ποικίλοι τρόποι τοποθέτησης των μαγνητών στο δρομέα ή το στάτη της μηχανής, όπως

ένθετοι, επιφανειακοί, εμφωλευμένοι στο εσωτερικό, καθώς και κατασκευή, στην οποία ο δρομέας είναι εξωτερικά του στάτη, όπως του οχήματος της ομάδος μας «Πυρφόρος 2». Στη συγκεκριμένη διπλωματική, θα αναλυθεί η σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μαγνητών, την οποία διαθέτει το νέο όχημα.



Εικόνα 2 (Κ2.2) Σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μαγνητών τεσσάρων πόλων [13].

2.3 ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΚΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ (ΣΜΜΜ)

2.3.1 ΓΕΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

Η συγκεκριμένη τοποθέτηση των μαγνητών επιβάλλει την τοποθέτηση των μαγνητών στην επιφάνεια του δρομέα, καθιστώντας τη σχεδίαση και την κατασκευή της μηχανής απλούστερη και λιγότερο κοστοβόρα. Επίσης, η απόσταση μεταξύ των μαγνητών επιδρά θετικά ως προς τη μείωση της ροής σκέδασης, δηλαδή της μαγνητικής ροής μεταξύ τους. Ο αέρας μεταξύ των μαγνητών έχει σημαντικά χαμηλή επιτρεπτότητα μαγνητικού πεδίου, οπότε η πλειοψηφία των μαγνητικών γραμμών διασχίζουν το διάκενο και περνούν στον πυρήνα του στάτη. Ο μόνιμος μαγνήτης έχει παρόμοια αντίσταση μαγνητικού πεδίου (Reluctance) με το κενό, συνεπώς η εκτυπότητα που εμφανίζεται στη μηχανή είναι σχεδόν αμελητέα.

Ωστόσο, υπάρχουν δύο βασικοί παράγοντες που καθιστούν τη συγκεκριμένη μηχανή ακατάλληλη για εφαρμογές υψηλών στροφών. Ο πρώτος παράγοντας είναι ο κίνδυνος της αποκόλλησης των επιφανειακών μαγνητών από το δρομέα, λόγω φυγόκεντρων δυνάμεων. Ο δεύτερος παράγοντας είναι η αυξημένη τιμή τάσης επιστροφής της μηχανής που οφείλεται στη ροή του μόνιμου μαγνήτη στο διάκενο και δεν μπορεί να περιοριστεί με συμβατικές μορφές ελέγχου, αλλά μόνο με εφαρμογή εξασθένισης ροής.

Στην ομάδα Prometheus έχει πραγματοποιηθεί η κατασκευή ενός Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών (ΣΚΜΜ).

2.3.2 ΑΝΑΛΥΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΜΗΧΑΝΗΣ ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΟΥΣ ΜΟΝΙΜΟΥ ΜΑΓΝΗΤΗ

Παρακάτω φαίνεται το 1/6 ενός γεωμετρίας ενός μηχανής που μοντελοποιήθηκε για λόγους υπολογιστικού κόστους ανάλυσης. Ο μαγνήτης που χρησιμοποιήθηκε στη συγκεκριμένη γεωμετρία είναι ημιτονοειδής, με αποτέλεσμα η μαγνητική επαγωγή διακένου να είναι περισσότερο ημιτονοειδής. Μέσω του λογισμικού πεπερασμένων στοιχείων femm, πραγματοποιήθηκε λεπτομερής μελέτη κι ανάλυση για ποικίλες συνθήκες λειτουργίας της μηχανής, ώστε να είναι κατανοητή η συμπεριφορά της σε όλο τον οδηγικό κύκλο για τον οποίο σχεδιάστηκε.

Υπάρχουν δύο παράγοντες που χαρακτηρίζουν τα τυλίγματα μίας μηχανής:

1) ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΠΛΗΡΟΤΗΤΑΣ (FILL FACTOR)

Είναι ο λόγος του εμβαδού χαλκού προς το εμβαδόν του αυλακιού:

$$Fill\ Factor = \frac{Area_{Cu}}{Area_{Slot}} \quad (2.1)$$

Ο συγκεκριμένος συντελεστής ποικίλει ανάλογα με την κατασκευαστική διαμόρφωση των αυλακιών, τον τύπο των καλωδίων και του μονωτικού υλικού, καθώς και με τη συνολική γεωμετρία του στάτη. Όρια συνηθισμένων τιμών για διατάξεις που απαιτούν υψηλή ισχύ είναι από 40% έως 60%.

2) ΤΡΟΠΟΣ ΚΑΤΑΝΟΜΗΣ ΧΑΛΚΟΥ ΕΝΟΣ ΑΥΛΑΚΕΣ

Υπάρχουν αρκετοί τρόποι κατανομής των τυλιγμάτων στα αυλάκια του στάτη. Συγκεκριμένα, υπάρχουν τα Συγκεντρωμένα (Concentrated), τα Κατανεμημένα (Distributed) και τα Κλασματικού Βήματος (Distributed Fractional). Η ειδοποιός διαφορά όλων εκείνων έγκειται στο αν υπάρχει επικάλυψη ή όχι των φάσεων των τυλιγμάτων. Επομένως, Συγκεντρωμένα είναι τα τυλίγματα, τα οποία διέρχονται από μία αύλακα ανά πόλο και φάση και προσφέρουν την υψηλότερη πυκνότητα ισχύος με κόστος μεγάλο αρμονικό περιεχόμενο, Διανεμημένα εκείνα τα οποία κατανέμονται σε περισσότερα από ένα αυλάκια ανά πόλο και φάση κι έχουν χαμηλότερη Μαγνητεγερτική δύναμη σε σχέση με τα Συγκεντρωμένα, αλλά μειωμένο αρμονικό περιεχόμενο. Τέλος, τα Διανεμημένα Τυλίγματα Κλασματικού Βήματος, δηλαδή η τοποθέτησή ενός σε πολλαπλά στρώματα, χρησιμοποιούνται σε μηχανές που είναι απαραίτητη η βέλτιστη απομείωση αρμονικών τάσης-ροπής. Βέβαια, οι δύο τελευταίες κατηγορίες κατανομής τυλιγμάτων επιφέρουν τη μειωμένη πυκνότητα ισχύος και το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό μοντελοποιείται μαθηματικά, μέσω των συντελεστών απομείωσης πλάτους:

- Συντελεστής απομείωσης πλάτους εξαιτίας κατανομής ελιγμάτων σε αριθμό μεγαλύτερο του ενός αυλακιού:

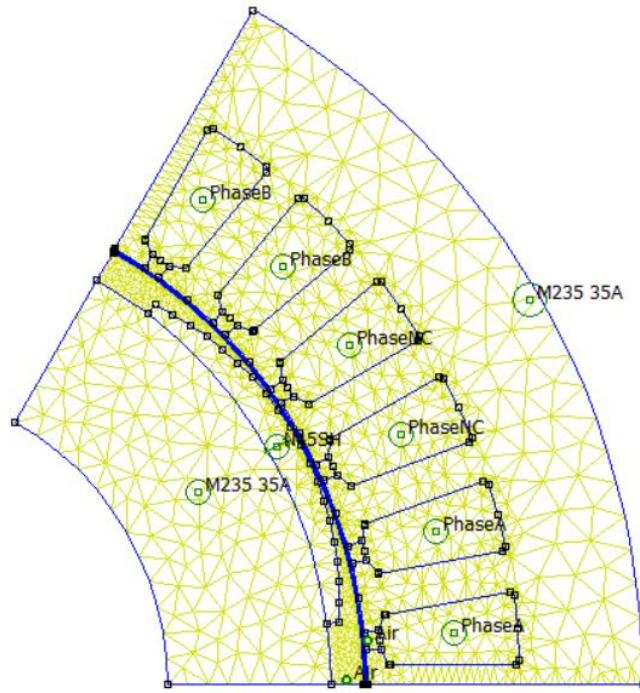
$$K_{b,n} = \frac{\sin\left(n \cdot q \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(q \cdot \frac{\gamma}{2}\right)} \quad (2.2)$$

- Συντελεστής απομείωσης πλάτους εξαιτίας πολλαπλών στρώσεων:

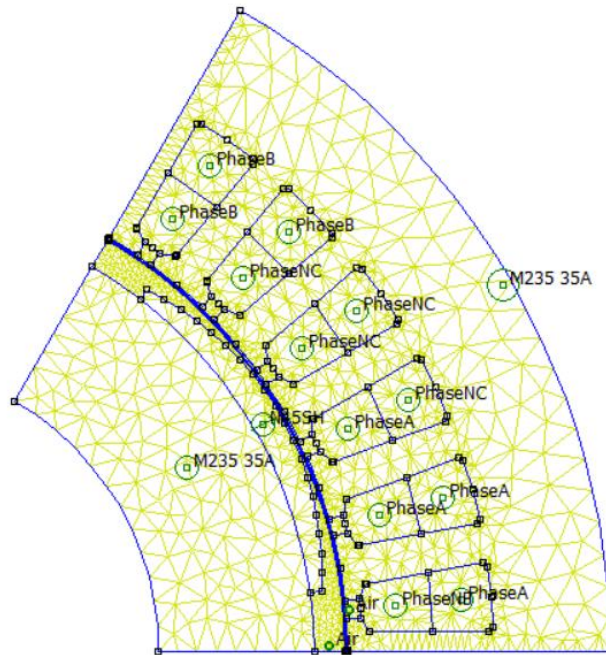
$$K_{p,n} = \cos\left(\frac{\pi - p}{2}\right) \quad (2.3)$$

- Συνολικός συντελεστής απομείωσης πλάτους:

$$K_{w,n} = K_{b,n} \cdot K_{p,n} \quad (2.4)$$



Εικόνα 3α (Κ.2.3.2) Μηχανή 6 πόλων και 36 αυλακιών απλής στρώσης (Λογισμικό σχεδίασης FEMM)

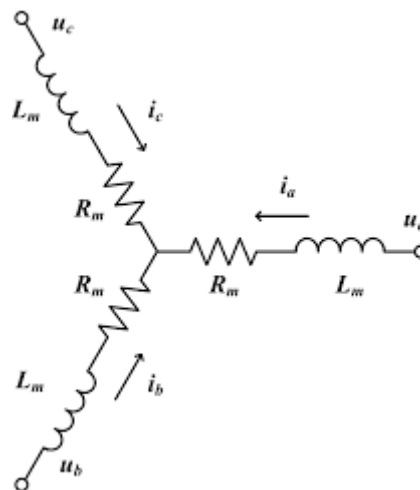


Εικόνα 4β(Κ.2.3.2) Μηχανή 6 πόλων και 36 αυλακιών διπλής στρώσης κλασματικού βήματος $p=5/6$.
(Λογισμικό σχεδίασης FEMM)

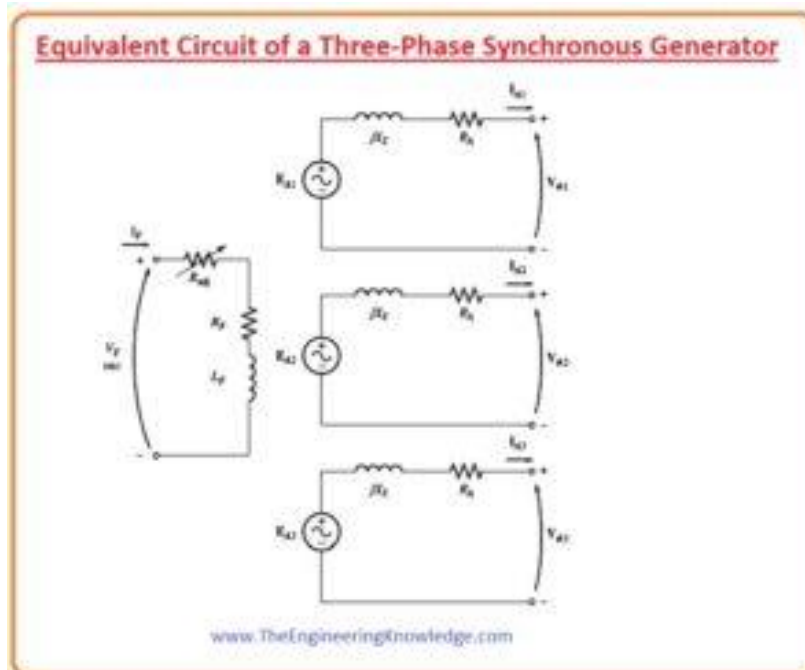
2.3.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΜΕΝΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΣΕ ΣΚΜΜ

Η δυναμική ανάλυση των ΣΚΜΜ γίνεται με τη βοήθεια ισοδύναμου κυκλώματος συγκεντρωμένων παραμέτρων για λόγους απλότητας. Στην εικόνα 5 (Κ.2.3.3), παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού κινητήρα ΣΚΜΜ. Παρατηρείται πως στη θέση της ξένης διέγερσης (e_f), υπάρχει η ροή εξαιτίας του μόνιμου μαγνήτη (Λ_{PM}).

Στην εικόνα 4 (Κ.2.3.3) παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα των τυλιγμάτων του στάτη για σύγχρονη μηχανή σε συνδεσμολογία αστέρα.



Εικόνα 5 (Κ.2.3.3) Ισοδύναμο μοντέλο στάτη SMPMSM σε σύνδεση αστέρα. [15]



Εικόνα 6 (Κ.2.3.3) Ισοδύναμο μοντέλο Σύγχρονης Μηχανής Ξένης Διέγερσης [16].

2.3.4 Αναπαράσταση ΣΚΜΜ σε 3-φασικό στατικό πλαίσιο

Οι τάσεις των τριών φάσεων της μηχανής είναι οι παρακάτω

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = r_s \cdot \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Ισχύει για τη μαγνητική ροή των τριών φάσεων:

$$\begin{pmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{as,as} & L_{as,bs} & L_{as,cs} \\ L_{bs,as} & L_{bs,bs} & L_{bs,cs} \\ L_{cs,as} & L_{cs,bs} & L_{cs,cs} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \Lambda_{mf} \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \theta_e) \\ \cos\left(2 \cdot \theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2 \cdot \theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Η αυτεπαγωγή της κάθε φάσης χωρίζεται σε σκέδασης και μαγνήτισης. Επίσης, υπάρχει και η αυτεπαγωγή μεταξύ των φάσεων, γνωστή και ως αμοιβαία επαγωγή ή αλληλεπαγωγή.

Παρακάτω, παρατίθενται οι εξισώσεις υπολογισμού των αυτεπαγωγών και των αλληλεπαγωγών:

$$\begin{pmatrix} L_{as,as} \\ L_{bs,bs} \\ L_{cs,cs} \end{pmatrix} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \theta_e) \\ \cos\left(2 \cdot \theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2 \cdot \theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{pmatrix} L_{as,bs} \\ L_{as,cs} \\ L_{bs,cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{bs,as} \\ L_{cs,as} \\ L_{cs,bs} \end{pmatrix} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s} \begin{pmatrix} \cos\left(2 \cdot \theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2 \cdot \theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(2 \cdot \theta_e) \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Οι συγκεκριμένοι όροι (2.8) σηματοδοτούν την αλληλεπίδραση μεταξύ των μαγνητικών πεδίων που παράγονται από τις φάσεις της μηχανής.

Στη συνέχεια δίνεται η μαγνητική ροή εξαιτίας της κίνησης του δρομέα:

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

Ο παραπάνω όρος αποτελεί όρο τάσης, όταν περιστραφεί ο δρομέας με τη βοήθεια άλλης μηχανής κι έχουμε ανοικτοκυκλώσει τα άκρα της ΣΚΜΜ. Δηλαδή, η μηχανή περνά στη λειτουργία γεννήτριας και η περιστροφική κίνηση του μαγνήτη επάγει τάσεις στα τυλίγματα (γνωστή ως ΗΕΔ).

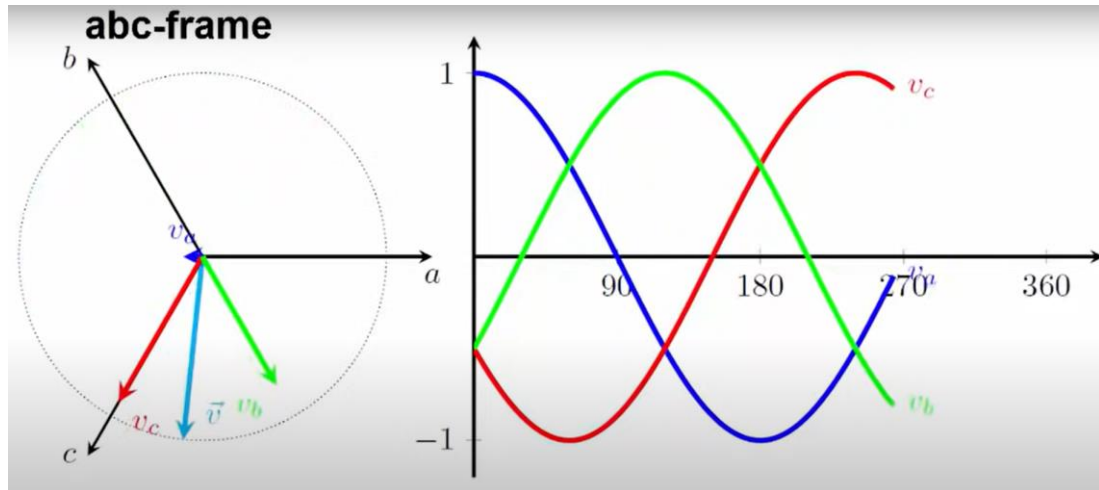
2.3.5 ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΣΚΜΜ ΣΕ ΠΛΑΙΣΙΟ α-β ΚΑΙ DQ

Το τριφασικό σύστημα αποτελείται από τρεις ποσότητες οι οποίες έχουν γωνιακή συχνότητα ω_1 , και έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120° . Προτιμάται από το μονοφασικό σύστημα, καθώς το άθροισμα των στιγμιαίων τιμών του ρεύματος και της τάσης είναι

μηδενικό, αλλά και η στιγμιαία τριφασική ισχύς είναι σταθερή. Παρακάτω φαίνονται οι συνιστώσες τάσης ενός τριφασικού συστήματος, θετικής ακολουθίας, και το αντίστοιχο διανυσματικό διάγραμμα:

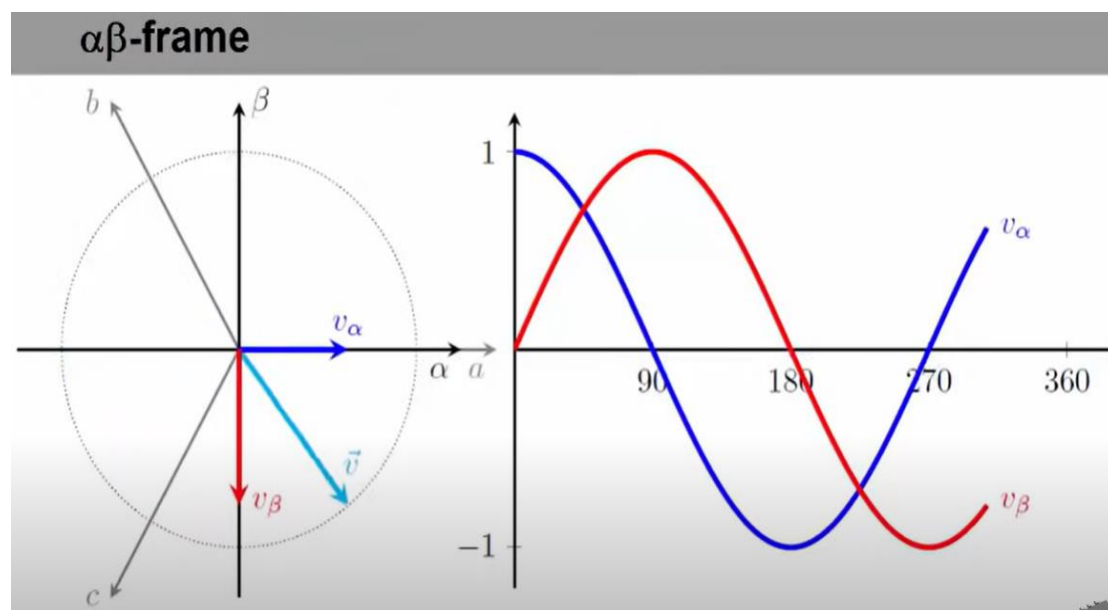
Εξισώσεις σε τριφασικό σύστημα:

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = V_{max} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \delta) \\ \cos\left(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.10)$$



Εικόνα 7 (Κ.2.3.5) Τριφασικό σύστημα αξόνων σε στατικό πλαίσιο [10].

Έστω πως γίνεται ανάλυση για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα. Μεταξύ των 3 μεγεθών τάσης υπάρχει γραμμική σχέση, επομένως είναι δυνατόν να αναπαρασταθεί το τριφασικό στατικό σύστημα αξόνων σε ισοδύναμο διφασικό στατικό σύστημα αναφοράς. Οι 2 άξονες αναφοράς είναι ο α και β, έχουν 90 ηλεκτρικές μοίρες διαφορά φάσης και ο μετασχηματισμός ονομάζεται Clarke:

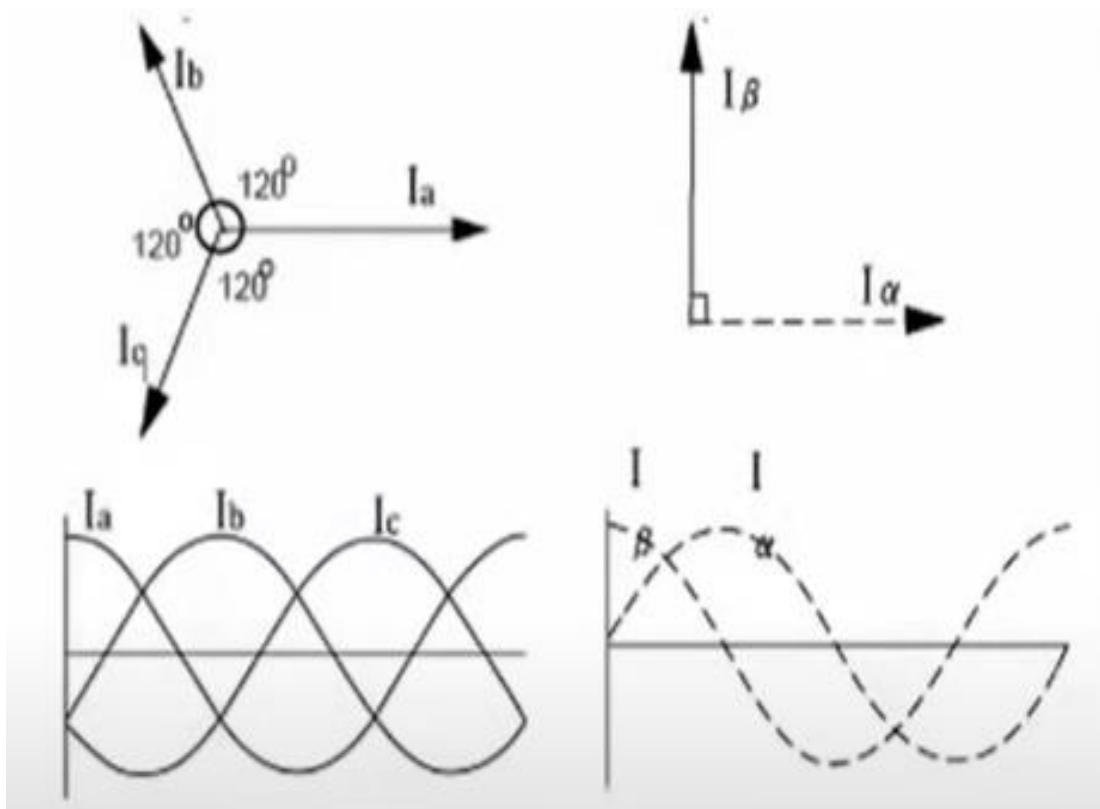


Εικόνα 8(Κ.2.3.5) Διφασικό σύστημα αξόνων σε στατικό πλαίσιο [10].

$$\begin{pmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

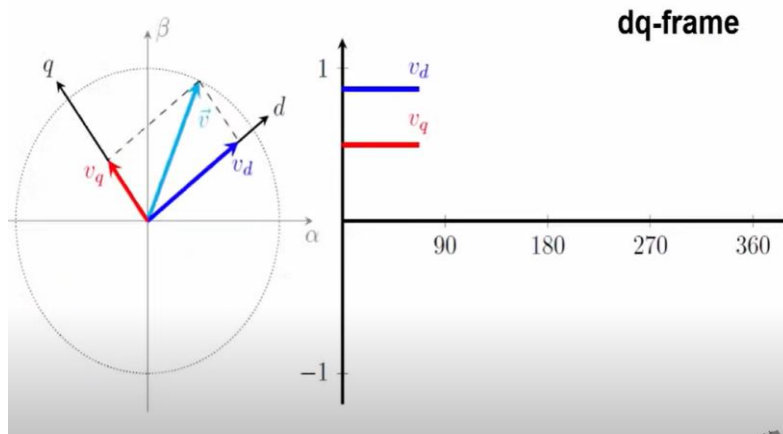
$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Οι εξισώσεις 2.11 και 2.12 συνθέτουν τον ορθό και ανάστροφο μετασχηματισμό Clarke.



Εικόνα 9(K.2.3.5) Μετασχηματισμός Clarke [10].

Το τριφασικό πλαίσιο abc ,καθώς και το διφασικό πλαίσιο αβ έχουν άξονες με σταθερή τοποθέτηση στο επίπεδο. Παρά τη ελάττωση των ελεγχόμενων μεγεθών από 3 σε 2, υπάρχουν δυσχέρειες ως προς τον έλεγχο τους από κλασσικούς PI ελεγκτές , εξαιτίας των ημιτονοειδών μεγεθών. Έτσι, αποτελεί επιτακτική ανάγκη η αναπαράσταση της μηχανής σε ένα νέο σύστημα αναφοράς , το οποίο περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα και μετατρέπει τα χρονομεταβλητά μεγέθη σε σταθερές ποσότητες, ώστε να είναι δυνατή η σύγκρισή τους με τα σταθερά σήματα αναφοράς στην είσοδο των ελεγκτών. Επομένως, οι κάθετοι άξονες d και q θα στρέφονται με το πλαίσιο αναφοράς με τη σύγχρονη ταχύτητα. Ο λεγόμενος μετασχηματισμός Park διαφαίνεται παρακάτω :

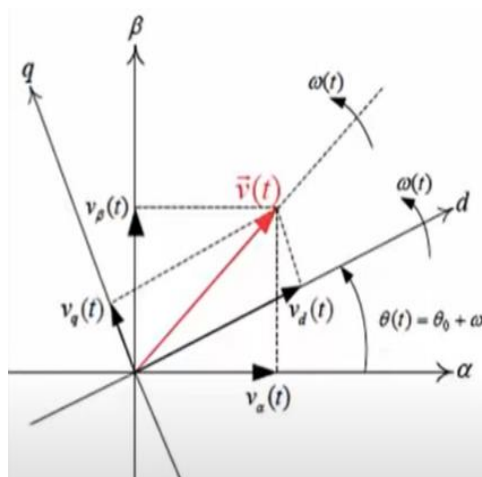


Εικόνα 10 (Κ.2.3.5) Αναπαράσταση μεγεθών σε δυναμικό πλαίσιο με στρεφόμενους άξονες [10].

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

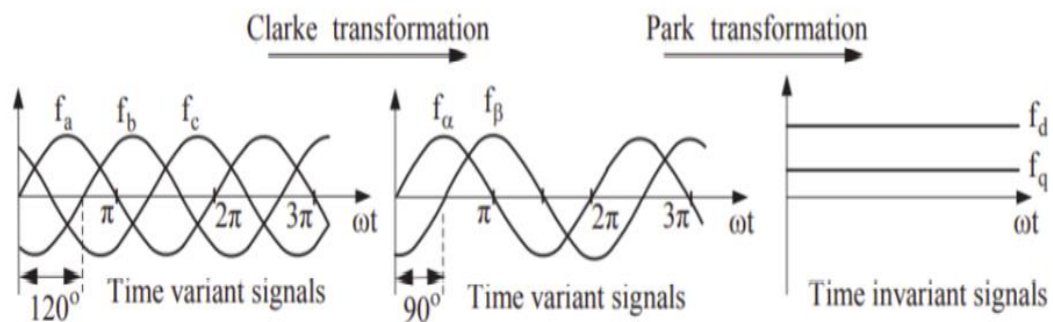
$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Οι εξισώσεις 2.13 και 2.14 συνθέτουν τον ορθό και ανάστροφο μετασχηματισμό Park.



Εικόνα 11 (Κ.2.3.5) Μετασχηματισμός Park [10].

Η διαδοχή των μετασχηματισμών που αναφέρθηκαν είναι η ακόλουθη:



Εικόνα 12(Κ.2.3.5) Σχηματικό Διάγραμμα Μετασχηματισμών [10].

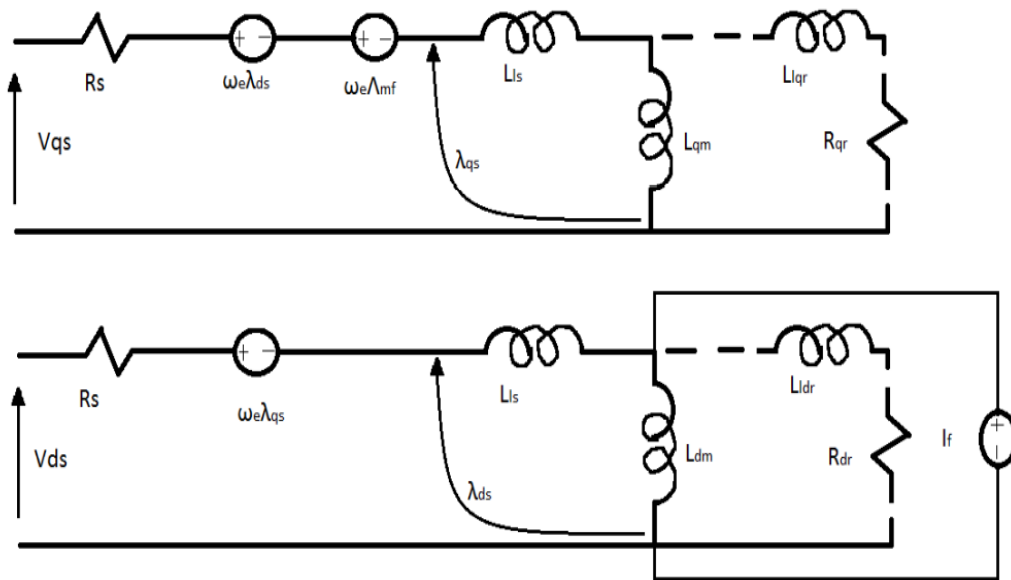
2.3.6 ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ ΣΚΜΜ ΣΕ DQ-ΠΛΑΙΣΙΟ

Η δυναμική ανάλυση της μηχανής γίνεται μελετώντας την ηλεκτρική (2.15), την μηχανική (2.16) καθώς και την εξίσωση της παραγόμενης Η/Μ ροπής (2.17).

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_d I_d \\ L_q I_q \end{pmatrix} + R_s \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + p\omega_m \begin{pmatrix} -L_q I_q \\ \Lambda_{PM} + L_d I_d \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$T_e = T_L + k_f \omega_m + J \frac{d}{dt} \omega_m \quad (2.16)$$

$$T_e = 1.5p[\Lambda_{PM} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (2.17)$$



Εικόνα 13 (Κ.2.3.6) Ισοδύναμο κύκλωμα Σύγχρονης Μηχανής [10].

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο, αναλύθηκε η Σύγχρονη Μηχανή Μονίμου Μαγνήτη ως προς τις εξισώσεις μοντελοποίησής της. Παρουσιάστηκε η σχεδίασή της σε λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων για διαφορετική κατανομή τυλιγμάτων, καθώς εξηγήθηκε η επίδραση του καθενός είδους ως προς την πυκνότητα ισχύος και το αρμονικό φάσμα. Τέλος, φανερώνεται η αναπαράσταση του τριφασικού στατικού πλαισίου σε δύο άξονες που τοποθετούνται σε δυναμικό, στρεφόμενο πλαίσιο, ώστε να γίνει απλούστευση των μετρούμενων ηλεκτρικών μεγεθών τάσης, ρεύματος και ροής. Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό εξυπηρετεί ως προς την πολυπλοκότητα των αριθμητικών πράξεων που έχει να αντιμετωπίσει ο επεξεργαστής, εφόσον τα μεγέθη στρέφονται στο σύγχρονο πλαίσιο, άρα ελέγχεται το πλάτος τους μόνο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

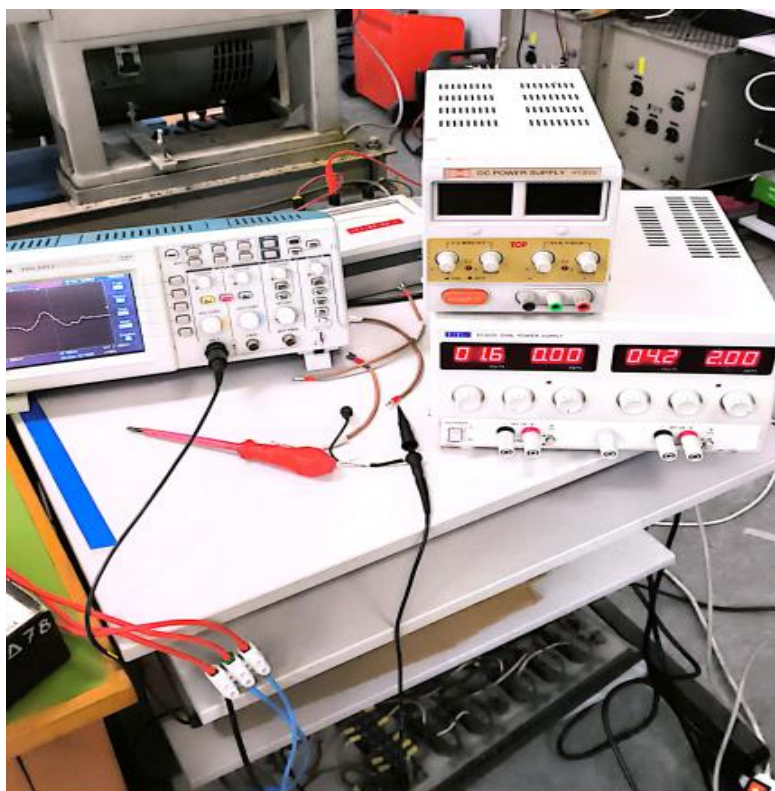
ΕΞΑΓΩΓΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΗΛ. ΜΗΧΑΝΗΣ 'ΠΥΡΦΟΡΟΥ ΙΙΙ'

3.1 ΜΕΤΡΗΣΗ ΩΜΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΤΥΛΙΓΜΑΤΩΝ

Η μέθοδος μέτρησης της R_s ονομάζεται 4-wire test και περιέχει δύο βήματα:

- 1) Συνδέθηκε η τάση τροφοδοσίας DC και ρεύμα μικρότερο του ονομαστικού στη μία φάση της μηχανής και κλάδος επιστροφής ήταν η άλλη φάση της. Η 3η φάση έμεινε ανοιχτοκυκλωμένη.
- 2) Μετρώντας τη διαφορά τάσης μεταξύ των δύο φάσεων και γνωρίζοντας το ρεύμα εισόδου, μέσω του νόμου το Ohm εξάγεται η αντίσταση

$$R_s = \frac{V_{dc}}{2 I_{dc}} = 0.25\Omega$$



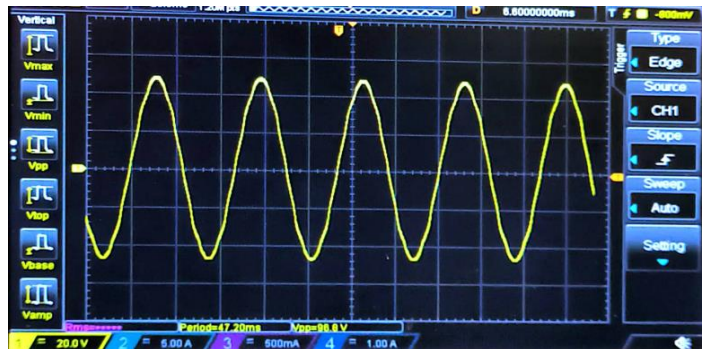
Εικόνα 14 (Κ.3.1) Διάταξη για τη μέτρηση ηλεκτρικής αντίστασης τυλίγματος.

3.2 ΜΕΤΡΗΣΗ ΡΟΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Για τη μέτρηση της ροής των μονίμων μαγνητών του δρομέα ακολουθήθηκε διαδικασία τριών βημάτων:

- 1) Μέσω εξωτερικού κινητήρα (Δράπανο) κινείται ο δρομέας της μηχανής.
- 2) Η μηχανή παράγει τάση στα άκρα των τυλιγμάτων της ως άμεση συνέπεια της επίδρασης του μεταβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου σε εκείνα λόγω του μαγνήτη.
- 3) Γίνεται μέτρηση τόσο της συχνότητας της τάσης όσο και του μέτρου της μέσω παλμογράφου.
- 4) Η μαγνητική ροή των μόνιμων μαγνητών στο τύλιγμα του στάτη δίνεται από:

$$\Lambda_{PM} = \frac{\Delta V_{\pi} / \sqrt{3}}{2\pi f} = 1.3 \text{ Wb}$$



Εικόνα 15 (Κ.3.2) Παλμογράφημα Ηλεκτρεγερτικής Δύναμης (back EMF).

3.3 ΕΥΘΥΓΡΑΜΜΙΣΗ ΡΟΗΣ ΔΡΟΜΕΑ ΜΕ ΦΑΣΗ ΤΟΥ ΣΤΑΤΗ

Για την εύρεση του προσανατολισμού του πεδίου του δρομέα καθώς και του πεδίου της φάσης A (άξονας d) έγιναν τα παρακάτω βήματα:

- 1) Τροφοδοτήθηκε με DC τάση και ρεύμα η μία φάση, έχοντας βραχυκυκλωμένες τις υπόλοιπες 2
- 2) Τα στατικά μαγνητικά πεδία που παρήγαγαν οι 2 βραχυκυκλωμένες φάσεις αλληλοαναιρέθηκαν
- 3) Στο διάκενο παρέμεινε μόνο της κυρίαρχης φάσης, το οποίο ευθυγραμμίστηκε με τη μαγνήτιση του μόνιμου μαγνήτη

Με αυτό τον τρόπο συνεπώς, εξασφαλίστηκε πως όλη η ροή του μόνιμου μαγνήτη ευθυγραμμίστηκε με τη μία φάση της μηχανής, διαμορφώνοντας με αυτόν τον τρόπο τον άξονα d και τον άξονα q.



Εικόνα 16 (Κ.3.3) Μπλοκάρισμα άξονα μηχανής.

3.4 ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΗ D ΑΞΟΝΑ

Με σκοπό την εύρεση της αυτεπαγωγής του ορθού άξονα έγιναν τα παρακάτω βήματα:

- 1) Έχοντας εκτελέσει ευθυγράμμιση των αξόνων d του στάτη και του δρομέα, πραγματοποιήθηκε η ακινητοποίηση του άξονα.
- 2) Η αρχική ιδέα ήταν να τροφοδοτηθεί μόνον η ευθυγραμμισμένη φάση με AC τάση και ρεύμα, μέσω του Variac του εργαστηρίου, παράγοντας παλλόμενη μαγνητική ροή που θα οφειλόταν στη μεταβολή του μαγνητικού πεδίου της φάσης
- 3) Έπειτα, θα γινόταν μέτρηση της μαγνητικής ροής, η οποία θα ήταν ροή του d -άξονα και με αυτόν τον τρόπο θα ήταν εφικτό να υπολογιστεί η L_d
- 4) Ωστόσο, οι αντίθετες φάσεις κρύβονταν από το ζύγωμα, οπότε η τροφοδότηση της μίας φάσης πλήρως εγκαταλείφθηκε
- 5) Οπότε, τροφοδοτήθηκε η μία φάση με AC και βραχυκυκλώθηκαν οι υπόλοιπες δύο
- 6) Έτσι, υπολογίστηκε το άθροισμα της ροής της ευθυγραμμισμένης, με τη ροή μαγνήτη, φάσης μαζί με τις προβολές στον d άξονα των έτερων φάσεων (εφόσον του q άξονα αλληλοαναιρούνται)
- 7) Επομένως, η μαγνητική ροή στον d άξονα είναι η μετρημένη ροή/2, έχοντας ,όμως, για την ακρίβεια του αποτελέσματος επιφυλάξεις, εξαιτίας πιθανών ασυμμετριών που στην προκειμένη περίπτωση δεν λήφθηκαν υπόψη.

Η αυτεπαγωγή ορθού άξονα που προκύπτει είναι: $L_d=0.31H$



Εικόνα 17 (Κ.3.4) Αποτέλεσμα Voltage-Current. (επαλήθευση επαγωγικού φορτίου – τάση η τάση προηγείται του ρεύματος κατά 90ο)

3.5 ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΗ Q ΑΞΟΝΑ

Με σκοπό την εύρεση της αυτεπαγωγής του κάθετου άξονα έγιναν τα παρακάτω βήματα:

- 1) Ανοικτοκυκλώθηκε η ευθυγραμμισμένη φάση και τροφοδοτήθηκαν οι άλλες 2 με AC τάση και ρεύμα.
- 2) Η L_q ισούται με την αυτεπαγωγή που μετρήθηκε στη συγκεκριμένη περίπτωση /2 πάλι με επιφύλαξη λόγω ασυμμετριών

Η αυτεπαγωγή κάθετου άξονα που προκύπτει είναι: $L_q=0.26H$

Οι τύποι που χρησιμοποιήθηκαν είναι οι:

Υπολογισμός L_d, L_q – Κώδικας που αναπτύχθηκε στο περιβάλλον του Matlab	
$PQ = \text{mean}(\text{VoltageQ}.*\text{CurrentQ})$: ενεργός ισχύς
$SQ = \text{rms}(\text{VoltageQ})*\text{rms}(\text{CurrentQ})$: φαινόμενη ισχύς
$QQ = \text{sqrt}(SQ^2-PQ^2)$: άεργος ισχύς
$PD = \text{mean}(\text{VoltageD}.*\text{CurrentD})$: μέση τιμή ενεργού ισχύος
$SD = \text{rms}(\text{VoltageD})*\text{rms}(\text{CurrentD})$: μέση τιμή φαινόμενης ισχύος
$QD = \text{sqrt}(SD^2-PD^2)$: μέση τιμή αέργου ισχύος
$L_q = (1/2)*QQ/\text{rms}(\text{CurrentQ})^2$: αυτεπαγωγή κάθετου άξονα
$L_d = (\text{sqrt}(3)/2)*QD/\text{rms}(\text{CurrentD})^2$: αυτεπαγωγή ορθού άξονα

Πίνακας 1 (Κ.3.4) Αυτεπαγωγές ορθού και κάθετου άξονα

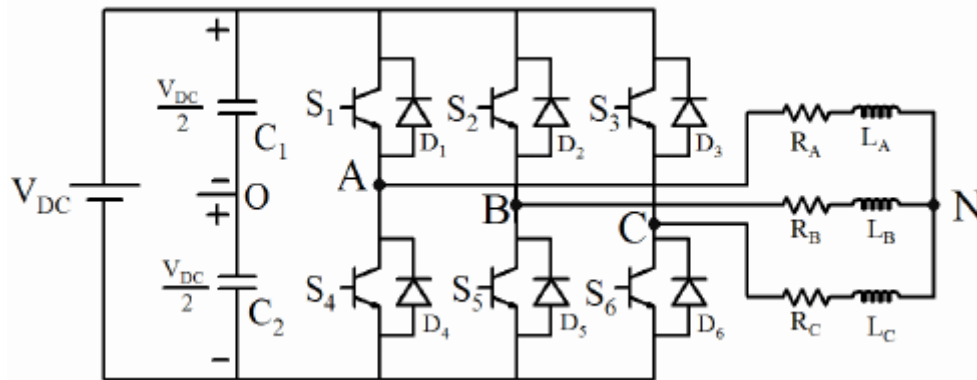
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ 3Φ-ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι απαραίτητο να οδηγούνται από μετατροπέα ισχύος, ο οποίος είναι ικανός να προσφέρει πλήρη έλεγχο και εποπτεία της μηχανής σχεδόν σε κάθε λειτουργική κατάσταση που εκείνη είναι σε θέση να διαχειριστεί.

Η λειτουργία του είναι η εξής: Στην είσοδό του δέχεται πηγή τάσης ή ρεύματος και στην έξοδο της κάθε φάσης μετατρέπει τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη. Το κύριο γνώρισμα του αντιστροφέα είναι η ακριβής ρύθμιση της συχνότητας και του πλάτους της εξαγόμενης κυματομορφής.



Εικόνα 18 (Κ.4.1) Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα με μεσαιία λήψη για τροφοδότηση κινητήρα [24].

Είναι εμφανές πως ο μετατροπέας αποτελείται από 6 μονωμένα διπολικά Transistors, 6 αντιπαράλληλες σε εκείνα ενδογενείς δίοδοι ελεύθερης διέλευσης, καθώς και από ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές στην είσοδό του, οι οποίοι έχουν το ρόλο της εξομάλυνσης της τάσης αν η συνεχή τάση προέρχεται από ανόρθωση δικτύου (DC link) ή αποθηκεύουν ενέργεια και την παρέχουν στο φορτίο, μιας και η μηχανή «τραβάει» ρεύμα δυναμικά, οπότε οι πυκνωτές λειτουργούν ως γρηγορότερη πηγή ενέργειας σε σχέση με την μπαταρία, εφόσον η εσωτερική τους αντίσταση είναι χαμηλότερη σε σχέση με την τελευταία. Οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές θεωρείται πως έχουν επαρκή χωρητικότητα, ώστε η τάση στα άκρα τους να παραμένει σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια των φαινομένων.

Υπάρχει η δυνατότητα να μεταβάλλεται η RMS τιμή των τάσεων εξόδου, ρυθμίζοντας τους παλμούς έναυσης και σβέσης των διακοπών, μέσω του επεξεργαστή (gate driver).

Σημαντικό ρόλο για την επιτυχή λειτουργία του αντιστροφέα κατέχει η διακοπτική συχνότητα που θα επιλεγεί. Αυξημένες τιμές της σηματοδοτούν τη μετατόπιση των αρμονικών των τάσεων της μηχανής σε υψηλότερες συχνότητες, γεγονός που είναι επιθυμητό, εφόσον οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων λειτουργούν ως βαθυπερατό φίλτρο για εκείνες, αφού το πηνίο δεν επιτρέπει απότομες μεταβολές του ρεύματος, προσφέροντας ομαλότερες κυματομορφές ρεύματος. Οι «ημιτονικότερες» κυματομορφές ρεύματος προσφέρουν ομαλότερη κυματομορφή ροπής που αποφέρει μείωση απωλειών πυρήνα, μείωση ακουστικού θορύβου και ταλαντώσεων στη μηχανή, βελτίωση στις ανάγκες ψύξης της μηχανής λόγω υπερθέρμανσης, καθώς και ολική αύξηση της απόδοσής της. Ωστόσο, δεν επικρατούν ιδανικές συνθήκες στο μετατροπέα, εφόσον η αυξημένη διακοπτική συχνότητα επιφέρει θερμοκρασιακές αναταραχές στους διακόπτες και αποτελεί επιτακτική ανάγκη η

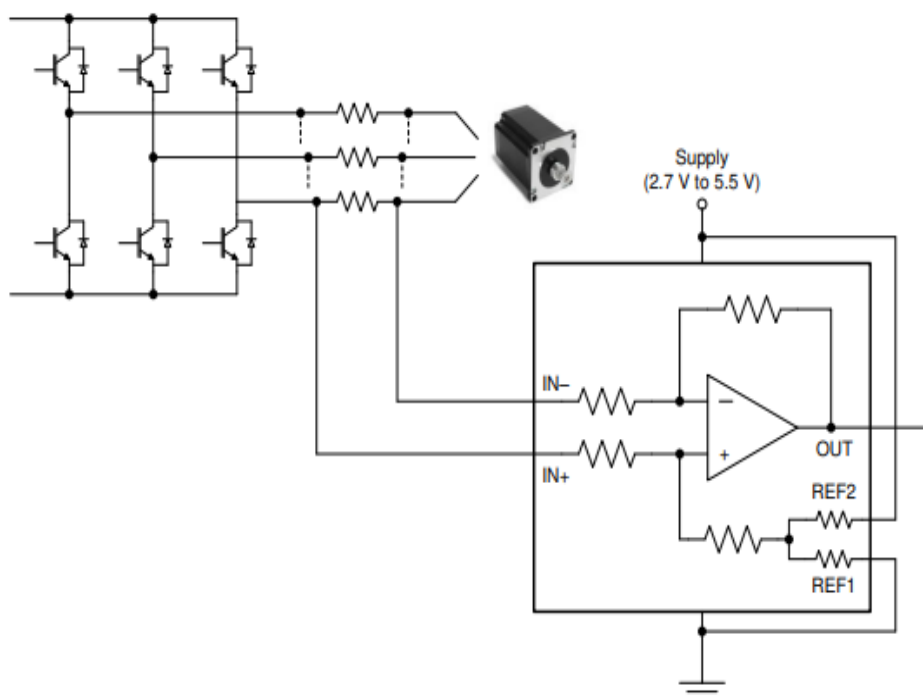
κατάλληλη ψύξη τους. Για τον έλεγχο κινητήρα, οι τιμές της ποικίλουν ανάλογα με τη συχνότητα της θεμελιώδους του σήματος αναφοράς, σύμφωνα με τη σχέση $f_{sw} \geq f_{fund} \cdot 10$ και κυμαίνεται μεταξύ 10kHz- 20kHz.

Τέλος, τονίζεται ότι εκτός του συστήματος ισχύος (τριφασική γέφυρα, πυκνωτές εισόδου κλπ), ο αντιστροφέας απαρτίζεται από μονάδες ελέγχου, επεξεργαστές, τροφοδοτικά και αρκετά στοιχεία, τα οποία θα αναλυθούν στην παρακάτω υποενότητα.

4.2 ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ

Το σύστημα που σχεδιάστηκε αποτελείται από ποικίλα στοιχεία που το καθένα κατέχει το δικό του ρόλο στην παραγωγή τριφασικής τάσης στα τυλίγματα της μηχανής. Συγκεκριμένα:

4.2.1 ΜΕΤΡΗΤΙΚΑ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΦΑΣΕΩΝ

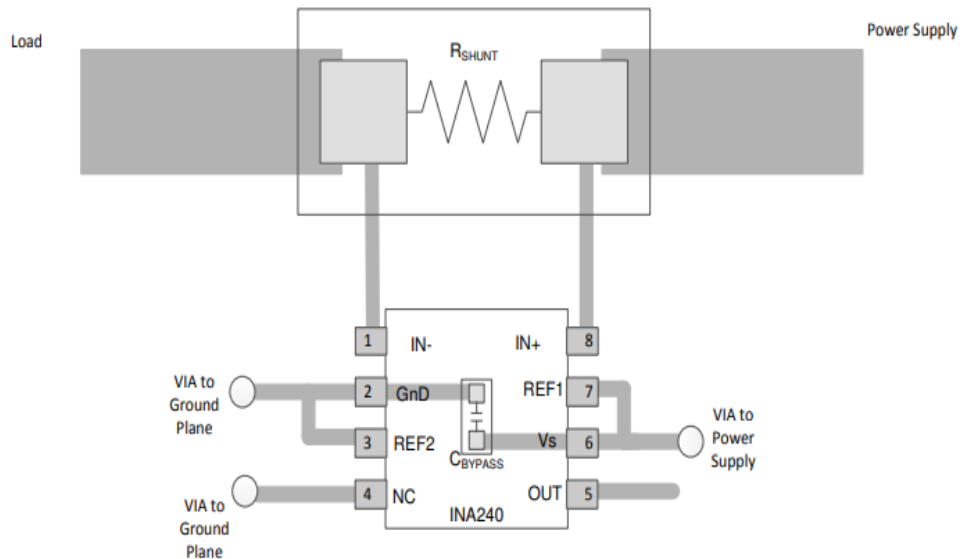


Εικόνα 19 (Κ.4.2.1) Μέτρηση ρεύματος φάσης με shunt αντίσταση [23].

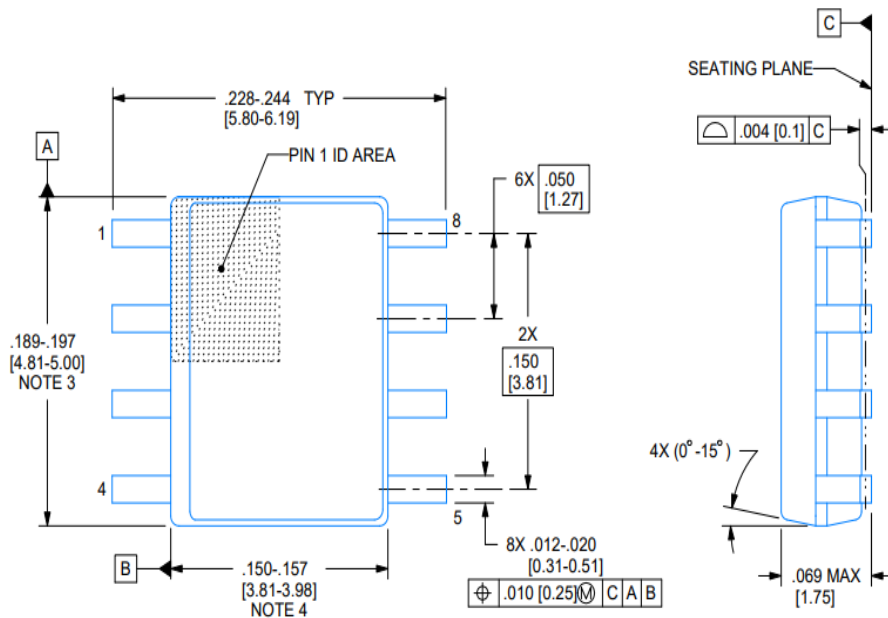
Η διαφορά τάσης μεταξύ των 2 άκρων της αντίστασης R_{shunt} πολλαπλασιάζεται με τη βοήθεια ενός ενισχυτή σήματος op-amp. Στην έξοδο του μετρητικού ρεύματος παράγεται ένα αναλογικό σήμα. Προστίθεται μία αντίσταση σε σειρά με την έξοδο, ώστε να περιορισθεί το ρεύμα που φτάνει στον επεξεργαστή κι έναν bypass πυκνωτή, ώστε να φιλτραριστούν τα θορυβώδη σήματα και να έχουμε μεγαλύτερη ακρίβεια. Το τελικό σήμα θα προωθηθεί στη δομική μονάδα του επεξεργαστή και αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα σήματα για τον έλεγχο της μηχανής, εφόσον μας προσφέρει γνώση της τιμής του ρεύματος κάθε στιγμή στην κάθε φάση. Επομένως, αποτελεί αδήριτη ανάγκη η ακριβής ανάγνωση του ρεύματος, εφόσον είναι επιθυμητό να επιτευχθεί έλεγχος ρεύματος κλειστού βρόχου. Χρησιμοποιήθηκαν τα μετρητικά ρεύματος INA240A1D. Παρακάτω αναλύεται η αρχή λειτουργίας τους και τις διαστάσεις τους:



Εικόνα 20(Κ.4.2.1) Μετρητικά ρεύματος που επιλέχθηκαν [23].



Εικόνα 21(Κ.4.2.1) Διάγραμμα επαφών μετρητικών ρεύματος [23].



Εικόνα 22(Κ.4.2.1) Διάγραμμα διαστάσεων μετρητικών ρεύματος [23].

Η λειτουργία του INA240A1D, επιβάλλει αλλαγές στην αρχική σχεδίαση της πλακέτας, διότι η τροφοδοσία του με +3.3V έχει ως αναφορά το δυναμικό του DC bus. Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό του ίσως επιφέρει επιστροφή υψηλού ρεύματος στον επεξεργαστή, γεγονός που θα τον καταστρέψει.

4.2.2 ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ MOSFET – DRIVER

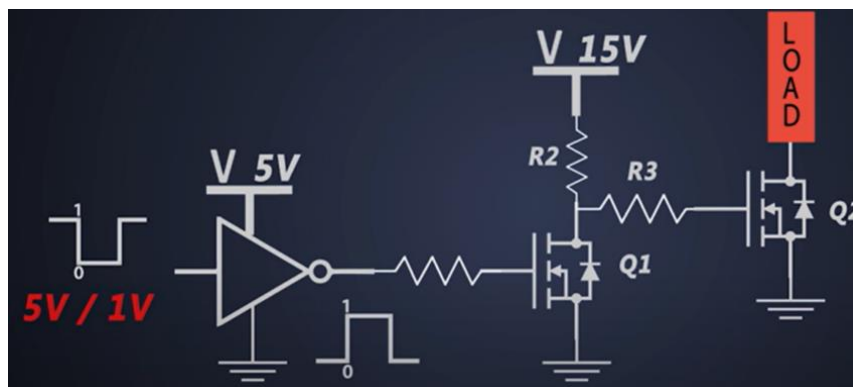
Το σύστημα ισχύος πρόκειται για το κύριο υποσύστημα του συνολικού συστήματος του αντιστροφέα και αποτελείται, στην ουσία, από την πλήρη γέφυρα.

Το σύστημα οδήγησης πρόκειται για το υποσύστημα του αντιστροφέα που παρεμβάλλεται μεταξύ επεξεργαστή και συστήματος ισχύος. Στην είσοδό του έρχονται οι παλμοί εξόδου του επεξεργαστή και στην έξοδο παράγεται τάση ίδιας κυματομορφής με της εισόδου, αλλά ενισχυμένη. Επίσης, η έξοδος είναι σε θέση να τροφοδοτεί το σύστημα ισχύος με ρεύματα της τάξης των Ampere. Αυτό είναι που καθιστά το σύστημα οδήγησης απαραίτητο, αφού τα ρεύματα εξόδου των επεξεργαστών είναι της τάξης των mA και δεν μπορούν να οδηγήσουν τα Mosfets, καθώς δεν μπορούν να φορτίσουν τις πύλες τους.

Αξιοσημείωτη είναι η εξασφάλιση ηλεκτρικής απομόνωσης των σημάτων του επεξεργαστή και των πιο ισχυρών σημάτων της εξόδου του συστήματος οδήγησης. Στην ουσία πρόκειται για οπτική ή γαλβανική μεταφορά του σήματος. Ο γενικός κανόνας για το διαχωρισμό της κάθε γης είναι ότι η γη του επεξεργαστή θα πρέπει να είναι διαφορετική από τη γη της πλευράς ισχύος των οδηγητών. Αυτό είναι προϋπόθεση για τη σωστή λειτουργία του, καθώς αυτά τα υψηλότερης ισχύος σήματα μπορούν να δημιουργήσουν σημαντική παραμόρφωση στα ευαίσθητα σήματα του επεξεργαστή. Η βασική ιδέα της λειτουργίας του συστήματος οδήγησης είναι ότι τα έξι σήματα οδήγησης (τρία για τα επάνω διακοπτικά των ημιγέφυρών και τρία συμπληρωματικά τους για τα κάτω) που έρχονται από τον επεξεργαστή απομονώνονται ηλεκτρικά, μέσω της γαλβανικής απομόνωσης που προσφέρει ο οδηγητής πύλης και, στη συνέχεια, θα ενισχυθούν σε τάση και ισχύ, ώστε να τροφοδοτήσουν τις ημιγέφυρες.

Η οδήγηση του πάνω MOSFET της εκάστοτε ημιγέφυρας είναι αυξημένης πολυπλοκότητας συγκριτικά με αυτή της κάτω. Ο λόγος για τον οποίο συμβαίνει αυτό, είναι διότι το MOSFET, για να άγει, είναι απαραίτητο να δει στην πύλη του συγκεκριμένη διαφορά δυναμικού αναφορικά με αυτή της πηγής του, συνεπώς είναι απαραίτητο και η τάση αναφοράς του οδηγητή που χρησιμοποιείται για την οδήγηση του εκάστοτε MOSFET να είναι αυτή της πηγής. Η πηγή του κάτω MOSFET έχει δυναμικό όμοιο με την αναφορά της πηγής του κυκλώματος, επομένως η οδήγησή του είναι απλή, καθώς ο οδηγητής θα έχει αναφορά ίδια με εκείνη της πηγής. Αντίθετα, το δυναμικό της πηγής του πάνω διακόπτη αιωρείται, καθώς μεταβάλλεται συνεχώς ανάλογα με τη λειτουργία του κάτω, επομένως και η αναφορά του οδηγητή θα μεταβάλλεται συνεχώς (floating reference).

1) ΠΡΩΤΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ DRIVER



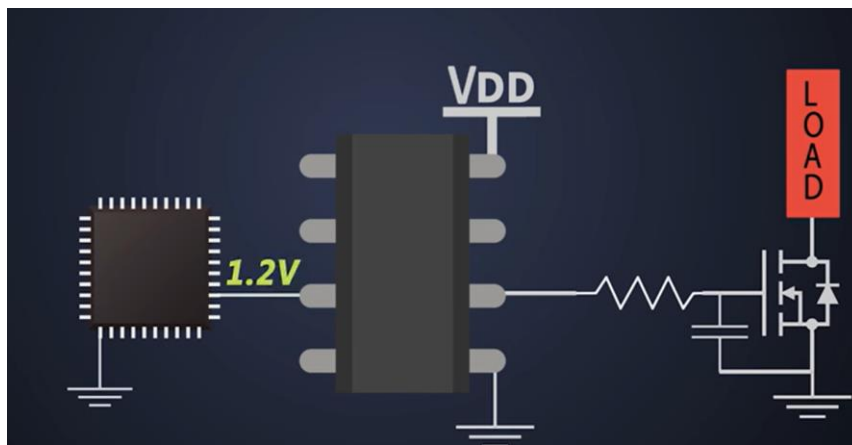
Εικόνα 23 (Κ.4.2.2) Πρώτη περίπτωση Driver

Η συγκεκριμένη συνδεσμολογία έχει εγκαταληφθεί, λόγω διαφόρων παραγόντων. Απαρτίζεται από μονάδα επεξεργαστή, πύλη NOT, λογικό διακόπτη και διακόπτη Ισχύος. Πλέον, ο driver αποτελείται από ολοκληρωμένο κύκλωμα (intergrated circuit), για μείωση κουδούνισματος πύλης σύζευξης (coupling gate ringing) και γρηγορότερη απόκριση μεταγωγής για το διακόπτη ισχύος, μειώνοντας έτσι τις διακοπτικές απώλειες. Το κουδούνισμα πύλης σύζευξης είναι η επαγωγή της σύνδεσης του παρασιτικού καλωδίου στην πύλη, σε σειρά με τη χωρητικότητα της πύλης που σχηματίζει ένα κύκλωμα δεξαμενής συντονισμού (reasonant circuit) .

Αυτό είναι που προκαλεί το κουδούνισμα.

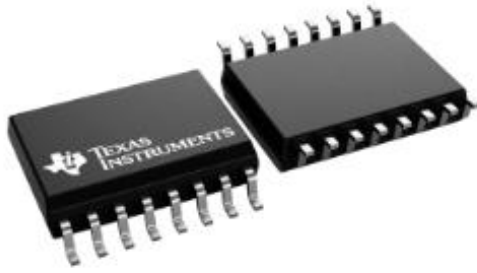
Εάν δεν υπήρχε αδέσποτη αυτεπαγωγή, δεν θα υπήρχε κουδούνισμα.

2) ΔΕΥΤΕΡΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ DRIVER



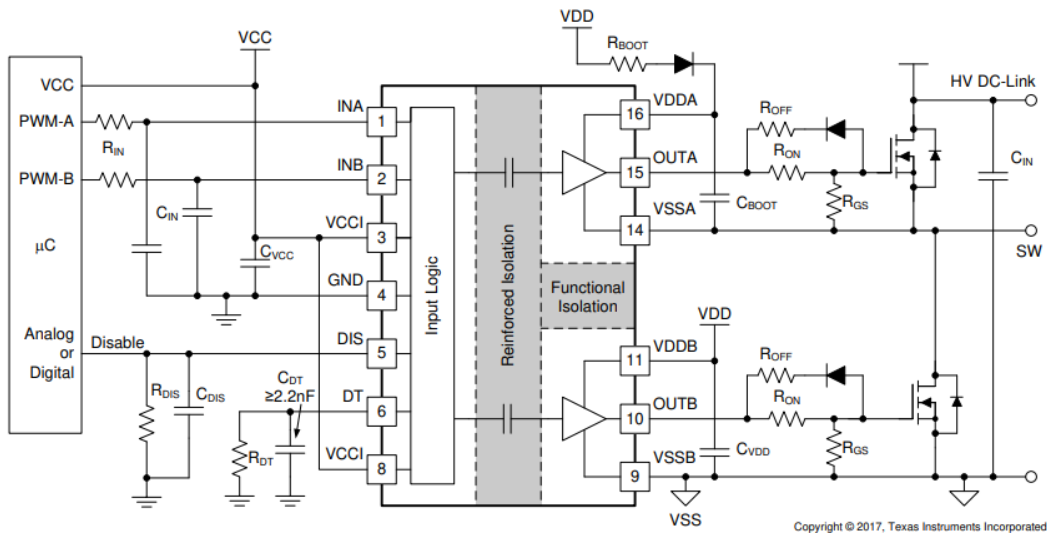
Εικόνα 24(Κ.4.2.2) Δεύτερη περίπτωση Driver

Μέσω της χρήσης του Ολοκληρωμένου Κυκλώματος (I.C.), αποφεύγονται τα παραπάνω ζητήματα. Επιπλέον, το κύκλωμα του επεξεργαστή παρέχει σήματα χαμηλής τάσεως και ισχύος (τάξεως μερικών Volt και mA). Έτσι, μέσω του οδηγητή, πολλαπλασιάζεται το σήμα του ελεγκτή στην απαιτούμενη, για την αγωγή του διακόπτη, τάση . Επιπρόσθετα, κατά την αγωγή και τη σβέση των διακοπών, παρατηρούνται αρκετά μεταβατικά φαινόμενα, όπως ρεύματα επιστροφής από την πύλη του διακόπτη προς το ολοκληρωμένο, εξαιτίας μεταβατικού φαινομένου στο συλλέκτη. Ωστόσο, ο οδηγητής ανέχεται αρνητικά μεταβατικά τέτοιου είδους και προστατεύει τον επεξεργαστή, ο οποίος αποτελεί τον εγκέφαλο οδήγησης της μηχανής. Τέλος, προσφέρει οπτική ή γαλβανική απομόνωση μεταξύ χαμηλής και υψηλής τάσης .



Εικόνα 25 (Κ.4.2.2) Gate Driver που επιλέχθηκε [17].

Η Texas Instruments προτείνει την τοπολογία της εικόνας 25 (Κ.4.2.2), η οποία ενδείκνυται για εφαρμογές διανυσματικού ελέγχου Ηλ. Μηχανών. Με βάση τη συγκεκριμένη τοπολογία σχεδιάστηκε το κύκλωμα οδήγησης πύλης των διακοπών. Μία από τις βασικές διαφορές, ωστόσο, αποτελεί το γεγονός ότι δε χρησιμοποιήθηκε κύκλωμα Bootstrap, αλλά μονοπολικά τροφοδοτικά που αναλύονται στη συνέχεια.



Εικόνα 26 (Κ.4.2.2) Τυπική Σχεδίαση Κυκλώματος Οδήγησης Πύλης σύμφωνα με την Texas-Instruments [17].

Ιδιαίτερη αξία στο κύκλωμα οδήγησης πύλης αποτελεί η εισαγωγή του νεκρού χρόνου (dead time), δηλαδή του χρονικού διαστήματος, το οποίο περιορίζει την αγωγή και τη σβέση των Mosfets της κάθε ημιγέφυρας, με τέτοιο τρόπο, ώστε να μην συγχρονιστεί η παράλληλη αγωγή και των 2, διότι τότε υπάρχει ενδεχόμενο βραχυκύκλωμα της πηγής και θα οδηγήσει στην καταστροφή των διακοπτικών στοιχείων και ίσως άλλων περιφερειακών. Ο νεκρός χρόνος είναι επιθυμητό να εισάγεται και στον ελεγκτή, ώστε να έχουμε διπλή εξασφαλισμένη προστασία, δηλαδή και μέσω hardware και μέσω software.

Στο hardware το εξασφαλίζεται, μέσω της αντίστασης R_{dt} , η οποία σύμφωνα με το φύλλο αναφοράς του UCC21520DW, η τιμή της κυμαίνεται μεταξύ 0.5kΩ - 500kΩ και έχει αναλογική σχέση με το νεκρό χρόνο :

$$DeadTime (ns) = 10R_{dt}(k\Omega) \quad (4.1)$$

Επιπρόσθετα, είναι συνιστώμενο να προστεθεί ένας κεραμικός πυκνωτής αν χρησιμοποιηθεί αντίσταση άνω των 5kΩ, ώστε να ακυρωθούν τα θορυβώδη AC σήματα. Ο οδηγητής πύλης

προσφέρει ακόμη μία πολύ σημαντική λειτουργία. Εάν θετικός παλμός φτάσει στον ακροδέκτη του Disable, τότε ακυρώνεται η παραγωγή παλμών από εκείνον, μέχρι να φτάσει μηδενικός παλμός στο συγκεκριμένο ακροδέκτη.

4.2.3 ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ GATE DRIVER

Οι εξωτερικές αντιστάσεις οδήγησης πύλης, RON/ROFF, χρησιμοποιούνται για να :

- 1) περιορίσουν το ringing στην είσοδο του διακόπτη και προκαλείται από παρασιτικές χωρητικότητες/αυτεπαγωγές
- 2) περιορίσουν το ringing από μεταγωγή με υψηλά dV/dt , dI/dt και ανάστροφη πόλωση διόδων
- 3) μειώσουν το ρεύμα εξόδου των drivers, ώστε να μην υπερβεί τη μέγιστη τιμή του
- 4) μειώσουν την εκπομπή των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (Electro-Magnetic Interference)

Υπολογίζονται οι τιμές των αντιστάσεων με βασικό κριτήριο να μη γίνει υπέρβαση των ορίων ρεύματος εξόδου των drivers. Έχοντας επιλέξει αντιστάσεις $R_{on}/R_{off} = 16 \Omega$ αντίστοιχα, ισχύει για τα ρεύματα εισόδου και εξόδου για το high side gate της 1^{ης} ημιγέφυρας:

$$I_{OA+} = \frac{V_{DD} - V_{BDF}}{R_{NMOS} || R_{OH} + R_{ON} + R_{GFET_Int}} \quad (4.2)$$

$$I_{OA-} = \frac{V_{DD} - V_{BDF} - V_{GDF}}{R_{OL} + R_{OFF} || R_{ON} + R_{GFET_Int}} \quad (4.3)$$

Είναι σημαντικό ότι το εκτιμώμενο ρεύμα αιχμής επηρεάζεται και από τη διάταξη της πλακέτας PCB και τη χωρητικότητα φορτίου. Η παρασιτική αυτεπαγωγή στο βρόχο οδήγησης πύλης μπορεί να επιβραδύνει το ρεύμα οδήγησης πύλης αιχμής και να εισάγει υπερπήδηση και υποδιακύμανση. Ως εκ τούτου, συνιστάται ανεπιφύλακτα να ελαχιστοποιείται ο βρόχος οδήγησης πύλης.

4.2.4 MOSFET

MOSFET - είναι ένα ακρωνύμιο για το Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor και είναι το βασικό συστατικό σε εφαρμογές μεταγωγής υψηλής συχνότητας, υψηλής απόδοσης σε ολόκληρη τη βιομηχανία ηλεκτρονικών ειδών. Μπορεί να προκαλεί έκπληξη, αλλά η τεχνολογία FET εφευρέθηκε το 1930, περίπου 20 χρόνια πριν από τη διπολική τρανζίστορ. Τα πρώτα τρανζίστορ FET επιπέδου σήματος κατασκευάστηκαν στα τέλη της δεκαετίας του 1950, ενώ τα MOSFET ισχύος έχουν ήταν διαθέσιμα από τα μέσα της δεκαετίας του 70. Σήμερα, εκατομμύρια τρανζίστορ MOSFET είναι ενσωματωμένα στα σύγχρονα ηλεκτρονικά εξαρτήματα, από μικροεπεξεργαστές, μέχρι «διακριτά» τρανζίστορ ισχύος. Τα διπολικά τρανζίστορ και τα τρανζίστορ MOSFET εκμεταλλεύονται την ίδια αρχή λειτουργίας. Βασικά, και οι δύο τύποι τρανζίστορ είναι διατάξεις ελεγχόμενου φορτίου, πράγμα που σημαίνει ότι το ρεύμα εξόδου τους είναι ανάλογο του φορτίου που δημιουργείται στον ημιαγωγό από το ηλεκτρόδιο ελέγχου. Όταν οι διατάξεις αυτές χρησιμοποιούνται ως διακόπτες και οι δύο πρέπει να οδηγούνται από μια πηγή χαμηλής αντίστασης ικανή να τροφοδοτεί και να απορροφά επαρκές ρεύμα για την ταχεία εισαγωγή και εξαγωγή του φορτίου ελέγχου.

1) ΠΡΩΤΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ



Εικόνα 27 (Κ.4.2.4) Τάση Mosfet (V_{ds}) [18].

Η πρώτη παράμετρος είναι η τάση μεταξύ συλλέκτη και πύλης V_{ds} . Απαιτείται η τάση της εφαρμογής μας να μην υπερβαίνει τη συγκεκριμένη τάση, γιατί αλλιώς κινδυνεύει με κατάρρευση ο διακόπτης. Οπότε, επιλέγονται διακόπτες με V_{ds} μεγαλύτερης τιμής από την τάση εισόδου.

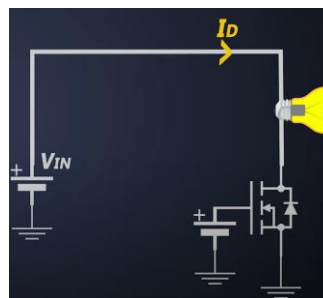
2) ΔΕΥΤΕΡΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ



Εικόνα 28 (Κ.4.2.4) Τάση Mosfet (V_{gs}) [18].

Απαιτείται η τάση που επιβάλλεται μεταξύ πύλης και πηγής να είναι μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου, ώστε να άγει ο διακόπτης.

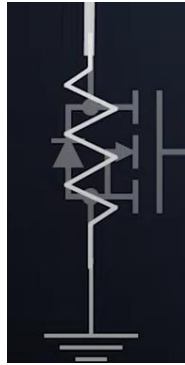
3) ΤΡΙΤΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ



Εικόνα 29 (Κ.4.2.4) Ρεύμα Mosfet (I_d) [18].

Είναι το μέγιστο συνεχές ρεύμα που μπορεί να περάσει από το διακόπτη, όταν εκείνο είναι σε κατάσταση ON.

4) ΤΕΤΑΡΤΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ

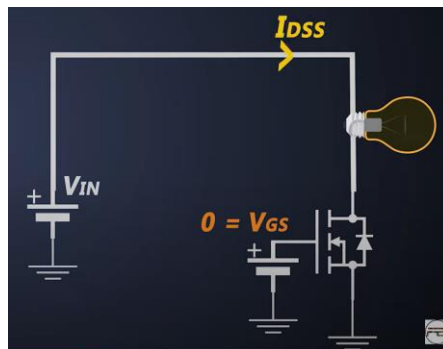


Εικόνα 30 (Κ.4.2.4) Αντίσταση Mosfet (R_{ds}) [18].

Είναι η αντίσταση μεταξύ συλλέκτη και πύλης. Κατέχει πολύ σημαντικό ρόλο στην επιλογή του διακόπτη. Είναι ο καθοριστικός παράγοντας στον υπολογισμό απωλειών αγωγής και αύξησης θερμοκρασίας διασύνδεσης (junction temperature). Η $R_{ds(on)}$ είναι ανάλογη του V_{ds} . Η συνάρτηση υπολογισμού απωλειών αγωγής του Mosfet είναι :

$$P_d = I_d^2 R_{ds(on)} \quad (4.2)$$

5) ΠΕΜΠΤΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ



Εικόνα 31 (Κ.4.2.4) Ρεύμα διαρροής Mosfet (I_{dss}) [18].

Είναι το ρεύμα διαρροής, το οποίο περνάει από το διακόπτη, ακόμη κι όταν είναι εκείνος σε κατάσταση OFF, δηλαδή δεν έχει επιβληθεί τάση εισόδου. Είναι επιθυμητό να έχει όσο μικρότερη τιμή γίνεται.

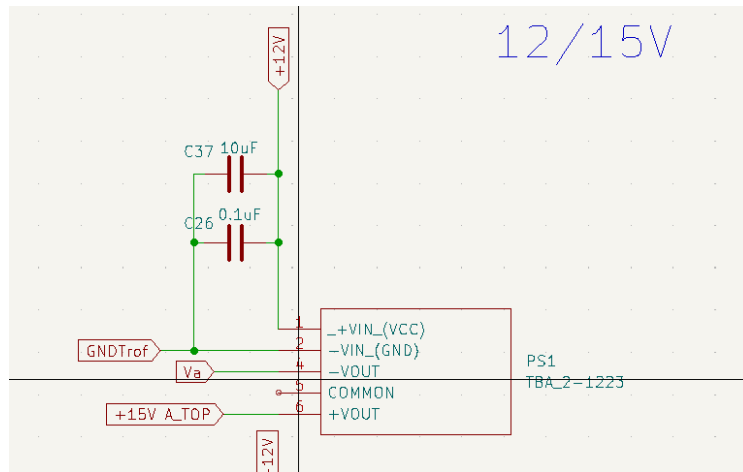
4.2.5 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ



Εικόνα 32 (Κ.4.2.5) Τροφοδοτικά χαμηλής ισχύος κυκλώματος [19].

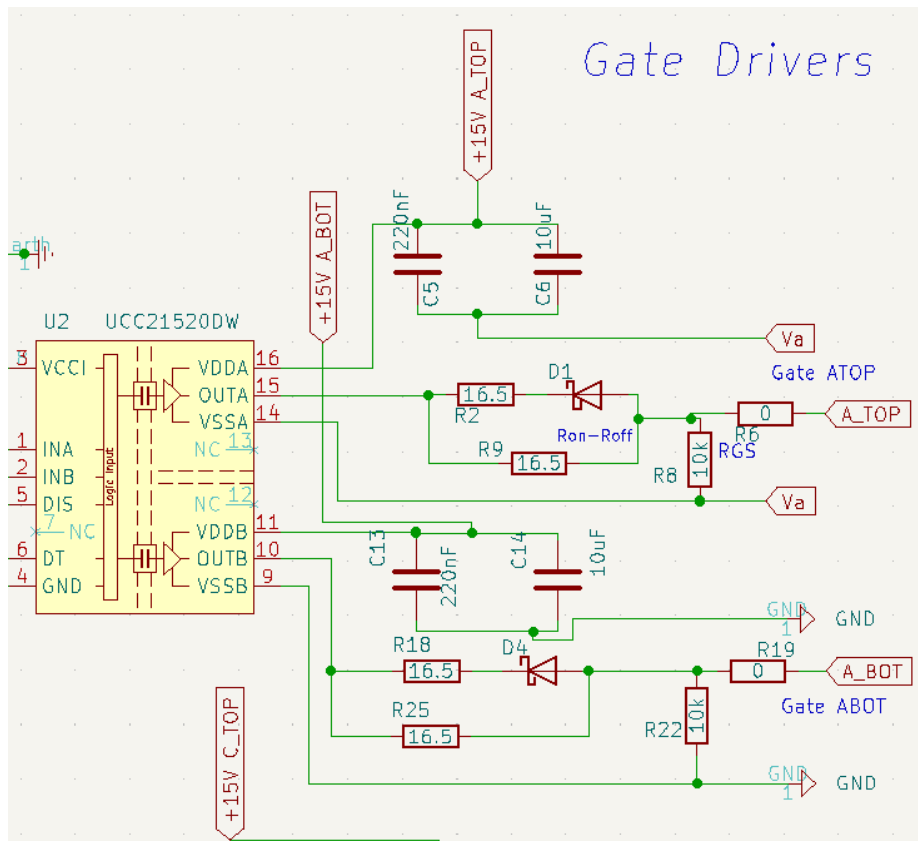
Σε επόμενη ενότητα, παρατίθενται αναλυτικά τα διαγράμματα για τη σχεδίαση του αντιστροφέα, καθώς και το τρισδιάστατο μοντέλο. Χρησιμοποιήθηκαν 3 διαφορετικά είδη τροφοδοτικών, όλα όμως, με εσωτερική γαλβανική απομόνωση. Εκείνα είναι της εταιρίας Traco Power. Η οδήγηση των διακοπών επιβάλλει τροφοδοσία σε διαφορετικά επίπεδα

τάσης επιπλέοντα (floating ground). Χρησιμοποιήθηκαν κεραμικοί πυκνωτές, σύμφωνα με τις προβλεπόμενες από το φύλλο αναφοράς τιμές, ώστε να περιοριστεί η επίδραση του διαφορικού θορύβου στην είσοδο του τροφοδοτικού 12V - 15V, καθώς και στην έξοδό του, όπως φαίνεται στην εικόνα:

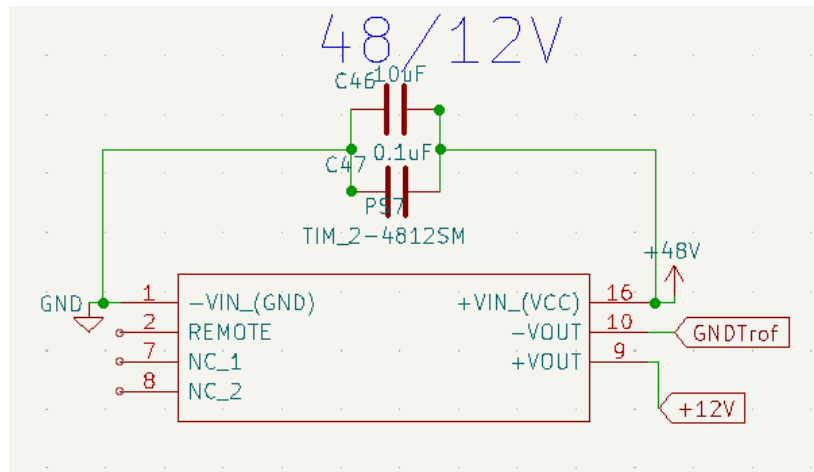


Εικόνα 31 (Κ.4.2.5) Τροφοδοτικά Traco υλοποιημένα στο λογισμικό σχεδίασης πλακετών Kicad.

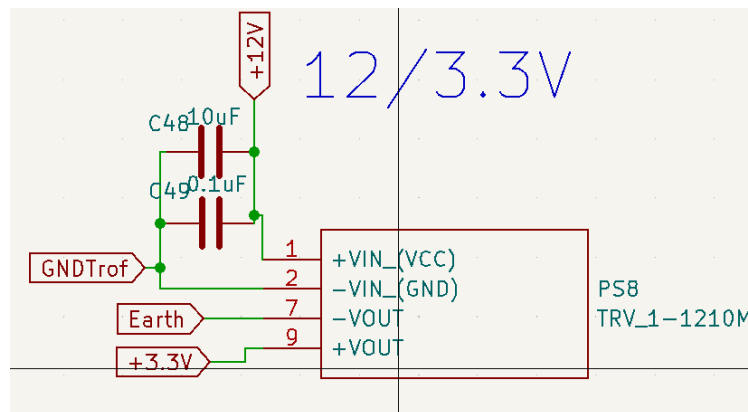
Στην Εικόνα 32 (Κ.4.2.5) παρουσιάζεται η έξοδος του άνω σκέλους του οδηγητή πύλης. Φαίνονται οι αντιστάσεις έναυσης και σβέσης. Η αντίσταση έναυσης έχει ίδια τιμή με της σβέσης, όμως στην πραγματικότητα κατά την αποφόρτιση της χωρητικότητας εισόδου του διακόπτη, το ρεύμα «συναντά» μικρότερη αντίσταση (παράλληλα των δύο αντιστάσεων εξόδου), γεγονός που είναι επιθυμητό, ώστε ο διακόπτης να αποφορτίζεται γρηγορότερα σε σχέση με τη φόρτίσή του.



Εικόνα 32 (Κ.4.2.5) Κύκλωμα έναυσης και σβέσης διακοπών υλοποιημένα στο λογισμικό σχεδίασης πλακετών Kicad.



Εικόνα 33 (Κ.4.2.5) Κύκλωμα τροφοδοτικού 48/12V υλοποιημένα στο λογισμικό σχεδίασης πλακετών Kicad.

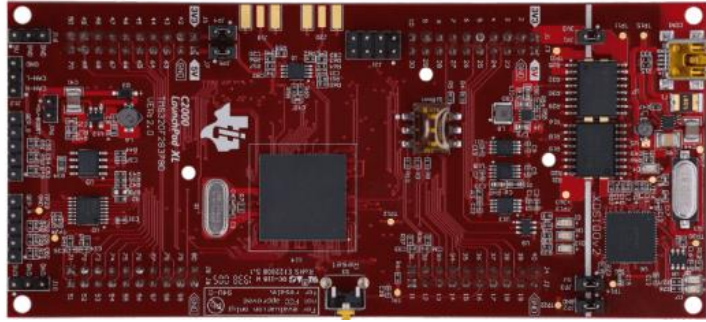


Εικόνα 34 (Κ.4.2.5) Κύκλωμα τροφοδοτικού 12/3.3V υλοποιημένα στο λογισμικό σχεδίασης πλακετών Kicad.

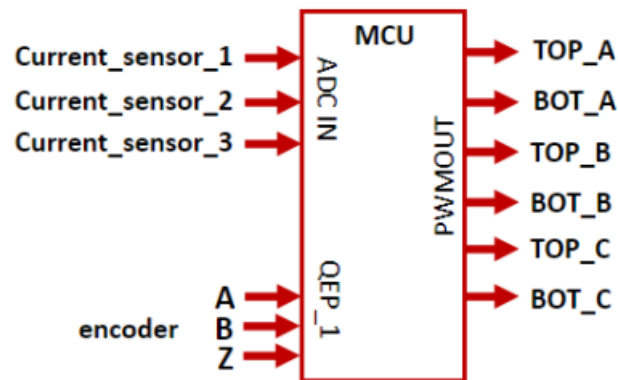
Στην Εικόνα 33 (Κ.4.2.5) φαίνεται η υλοποίηση του τροφοδοτικού μετατροπής 48/12V, με γαλβανική απομόνωση μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, ώστε να τροφοδοτηθεί το υποσύστημα χαμηλής ισχύος του μετατροπέα.

4.2.6 Μικροεπεξεργαστής

Ο μικροελεγκτής, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε είναι ο C2000 LAUNCHXL - F28379D της Texas Instruments, καθώς μπορεί να προγραμματιστεί απευθείας από το περιβάλλον του Plects. Είναι ιδανικός για εφαρμογές αυτοκίνησης και είναι εφικτή η παράλληλη παραμετροποίηση των μεταβλητών ελέγχου, μέσω της λειτουργίας του Plects σε External Mode. Η λειτουργία έγκειται στην ανάγνωση των αναλογικών σημάτων για ρεύματα, ψηφιακών παλμών από τον επεξεργαστή του αισθητήρα θέσης (επαυξητικός Encoder) A,B,NM, καθώς και την οδήγηση των οδηγίων πύλης, μέσω 6 ψηφιακών σημάτων στην έξοδό του. Οι λειτουργίες του φαίνονται παρακάτω:



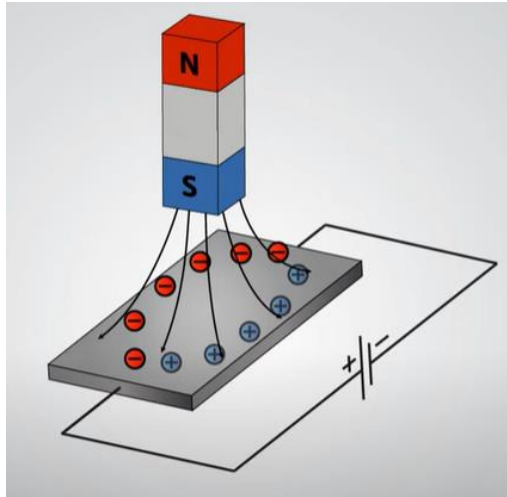
Εικόνα 35 (Κ.4.2.5) Texas Instruments “C2000 LAUNCHXL - F28379D” Microcontroller [5].



Εικόνα 36 (Κ.4.2.5) Βασικές λειτουργίες του Texas Instruments “C2000 LAUNCHXL - F28379D” Microcontroller [5].

4.2.7 ΜΕΤΡΗΤΙΚΑ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Το φαινόμενο Hall είναι η συνηθέστερη μέθοδος μέτρησης μαγνητικού πεδίου και οι μαγνητικοί αισθητήρες χρησιμοποιούνται, ως επί το πλείστον, στη βιομηχανία αυτοκινήτων ως αισθητήρες θέσης και ταχύτητας, ως μαγνητικοί διακόπτες, πυξίδες κι αρκετές άλλες εφαρμογές. Το Hall Effect είναι το εξής: όταν συνδέσουμε τα δύο άκρα μίας ιδανικής πηγής τάσης με μία μεταλλική, αγωγίμη επιφάνεια, τότε υπάρχει ροή ηλεκτρονίων στην πλάκα και λέμε ότι έχει «κλείσει» κύκλωμα. Αν παρεμβάλλουμε ένα εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, τότε θα υπάρξει διαταραχή στην ομαλή ροή τους και τότε τα φορτισμένα σωματίδια θα χωριστούν σε δύο μεριές, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Επομένως, αν μετρηθεί η τάση στα άκρα της πλάκας, υπάρχει κατανομή ηλεκτρονίων. Η συγκεκριμένη μέτρηση τάσης ονομάζεται μέθοδος τους Hall ή Hall Effect προς τιμήν του Edwin Hall που τη θεμελίωσε το 1879.



Εικόνα 36 (Κ.4.2.5) Αισθητήρας Hall Sensor [21].



Εικόνα 37 (Κ.4.2.5) Αισθητήρας Hall Sensor Lts 25 Np [22].

Τα μετρητικά ρεύματος που χρησιμοποιήθηκαν είναι τα Lts25-NP της εταιρίας LEM. Το μέγιστο ρεύμα που είναι δυνατόν να μετρήσουν είναι 25 A RMS και έχουν μέγιστη τάση εξόδου $2.5 \pm (0.625 \times I_p/I_{PN}) V$, όπου I_p είναι το ρεύμα που διαπερνά το πρωτεύον του μετρητικού και I_{PN} είναι το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να αναγνώσει. Όμως, επειδή το συγκεκριμένο μετρητικό είναι μετασχηματιστής ρεύματος, απαιτεί αντίσταση στην έξοδο του δευτερεύοντός του, κατάλληλα διαστασιολογημένη, ώστε να μην εισέλθει στον επεξεργαστή μεγάλη τιμή ρεύματος και να μη χαθεί η απαραίτητη πληροφορία από το αναλογικό σήμα τάσης. Η τιμή της αντίστασης βρίσκεται αν υπολογιστεί το μέγιστο ρεύμα του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή ρεύματος και γίνει η κλιμάκωση ως προς τη μέγιστη τάση αναλογικού σήματος που είναι ικανός να αναγνώσει ο επεξεργαστής. Ο συγκεκριμένος επεξεργαστής έχει μέγιστη τάση ανάγνωσης αναλογικού σήματος τα 3.3V, οπότε η αντίσταση εξόδου είναι 2.2kΩ.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΚΜΜ

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο, παρατίθενται τεχνικές ελέγχου για μηχανή SPMSM με τις παραμέτρους της μηχανής της ομάδας . Η επιβεβαίωση των ελεγκτικών κανόνων έγινε μέσω του λογισμικού PLECS και οι προσομοιώσεις σε διαφορετικές λειτουργικές καταστάσεις αναλύονται στο επόμενο κεφάλαιο. Η μηχανή είναι Σύγχρονη Μονίμων Μαγνητών και είναι ευνόητο πως δε γίνεται να οδηγηθεί βέλτιστα με έλεγχο ανοιχτού βρόχου, λόγω της αδράνειάς της. Επομένως, γίνεται κατανοητό πως ο έλεγχος του συγκεκριμένου τύπου μηχανής είναι ιδιαίτερα απαιτητικός και η δυσκολία έγκειται στο γεγονός της επεξεργασίας των μεγεθών ανάδρασης, όπως το ρεύμα και η θέση του δρομέα.

5.1 ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ V/f

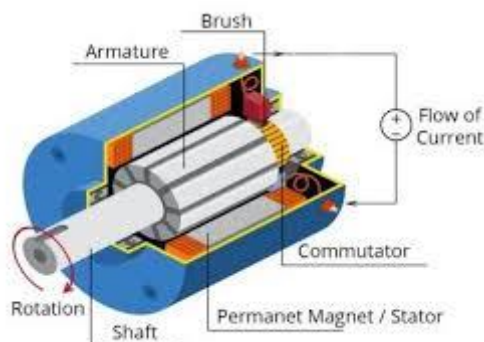
Η συγκεκριμένη τεχνική βασίζεται στον έλεγχο μεγεθών μόνιμης κατάστασης της μηχανής και χρησιμοποιούνται μόνο η rms τιμή της τάσης και η συχνότητα των χωρικών διανυσμάτων της τάσης, του ρεύματος και της μαγνητικής ροής. Είναι γνωστό πως η ροπή της μηχανής είναι ανάλογη της μαγνητικής ροής στο διάκενο. Είναι αρκετά απλή μορφή ελέγχου, εφαρμόζεται κυρίως σε εφαρμογή χαμηλής ισχύος, εφόσον δεν προσφέρει μέγιστη ροπή για συγκεκριμένο ρεύμα, άρα μειωμένη επίδοση κι έχει ελάχιστη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Χρησιμοποιείται σε εφαρμογές που δεν είναι απαραίτητη η ακρίβεια και η ιδιαίτερα καλή μεταβατική συμπεριφορά. Επίσης, δεν προσφέρει τον ανεξάρτητο έλεγχο ροής και ροπής, χαρακτηριστικό κύριο για τον Έλεγχο Προσανατολισμένου Πεδίου που θα αναλυθεί σε επόμενη ενότητα. Κλιμακωτός έλεγχος πραγματοποιείται αν μεταβληθεί η rms τιμή και η συχνότητα της τάσης του στάτη με τρόπο ανάλογο, ώστε να διατηρείται ο λόγος V_s/f_s σταθερός. Επομένως, ο V/f έλεγχος διατηρεί σταθερή ροπή στη μηχανή, έως να φτάσει την ονομαστική ταχύτητα.

$$T_e = \frac{3 \cdot n_p \cdot \Psi_s \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \sin(\delta) = 3 \cdot n_p \cdot \Psi_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) \quad (5.1)$$

Το σύστημα δέχεται ως είσοδο την επιθυμητή ταχύτητα και επιλέγει την κατάλληλη τάση τροφοδοσίας στάτη. Όταν υπάρχουν χαμηλές συχνότητες, υφίσταται αρκετά μεγάλη πτώση τάσης, λόγω της αντίστασης τυλιγμάτων στάτη, οπότε προστίθενται μία τάση ενίσχυσης, οπότε $V_s = k \cdot \omega_{ref} + V_{boost}$. Η επίδρασή της στα τελικά σήματα αναφοράς που εισάγονται στον ελεγκτή PWM είναι αμελητέα. Ο PWM ελεγκτής παράγει τους παλμούς που θα οδηγήσουν τους διακόπτες της τριφασικής γέφυρας, ώστε η μηχανή να φτάσει την ταχύτητα που της έχει ζητηθεί.

5.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ (FIELD ORIENTED CONTROL)

Προκειμένου να επιτευχθεί καλύτερη δυναμική απόδοση, είναι απαραίτητο να εφαρμοστεί ένα πιο σύνθετο σύστημα ελέγχου για την οδήγηση του κινητήρα μόνιμου μαγνήτη. Με τη μαθηματική, επεξεργαστική ισχύ που προσφέρουν οι μικροελεγκτές, οι προηγμένες στρατηγικές ελέγχου μπορούν να εφαρμοστούν, οι οποίες χρησιμοποιούν μαθηματικούς μετασχηματισμούς για τον έλεγχο μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος, όπως μηχανές συνεχούς ρεύματος, παρέχοντας ανεξάρτητο έλεγχο των ρευμάτων που παράγουν ροπή και ροπή. Συνεπώς, ο έλεγχος με αποσυμπλεγμένα τα μεγέθη ροπής και μαγνήτισης ονομάζεται συνήθως έλεγχος FOC (Field Oriented Control). Οι προαναφερθείσες τεχνικές ελέγχου αναφέρονται σε εποπτεία των ηλεκτρικών και μηχανικών μεγεθών της μηχανής στη μόνιμη κατάστασή της. Η ροπή ορίζεται ως το εξωτερικό γινόμενο του ρεύματος του οπλισμού και της ροής του στάτη. Η ηλεκτρική μελέτη της του κινητήρα συνεχούς ρεύματος δείχνει ότι το ρεύμα του οπλισμού και η ροή του στάτη μπορούν να συντονιστούν ανεξάρτητα. Το μέγεθος της διέγερσης του στάτη (η τιμή του ρεύματος διέγερσης του πεδίου) καθορίζει την τιμή της ροής του στάτη. Εάν η ροή διατηρείται σταθερή, τότε το ρεύμα που διαρρέει τα τυλίγματα του δρομέα καθορίζει το μέγεθος της ροπής που παράγεται. Ο συλλέκτης στο δρομέα παίζει ενδιαφέρον ρόλο στην παραγωγή ροπής. Βρίσκεται σε επαφή με τις ψήκτρες και η μηχανική του κατασκευή έχει σχεδιαστεί, για να μετατρέπει στο κύκλωμα τα τυλίγματα που είναι μηχανικά ευθυγραμμισμένα για την παραγωγή της μέγιστης ροπής. Αυτή η διάταξη σημαίνει στη συνέχεια ότι η παραγωγή ροπής της μηχανής είναι σχεδόν πάντα η βέλτιστη δυνατή. Το βασικό σημείο είναι ότι τα τυλίγματα διαχειρίζονται έτσι ώστε να διατηρείται η ροή που παράγεται από τα τυλίγματα του δρομέα ορθογώνια προς το πεδίο/ρεύμα του στάτη.



Εικόνα 38 (Κ.5.2) Διάταξη Συνεχούς Μηχανής [25].

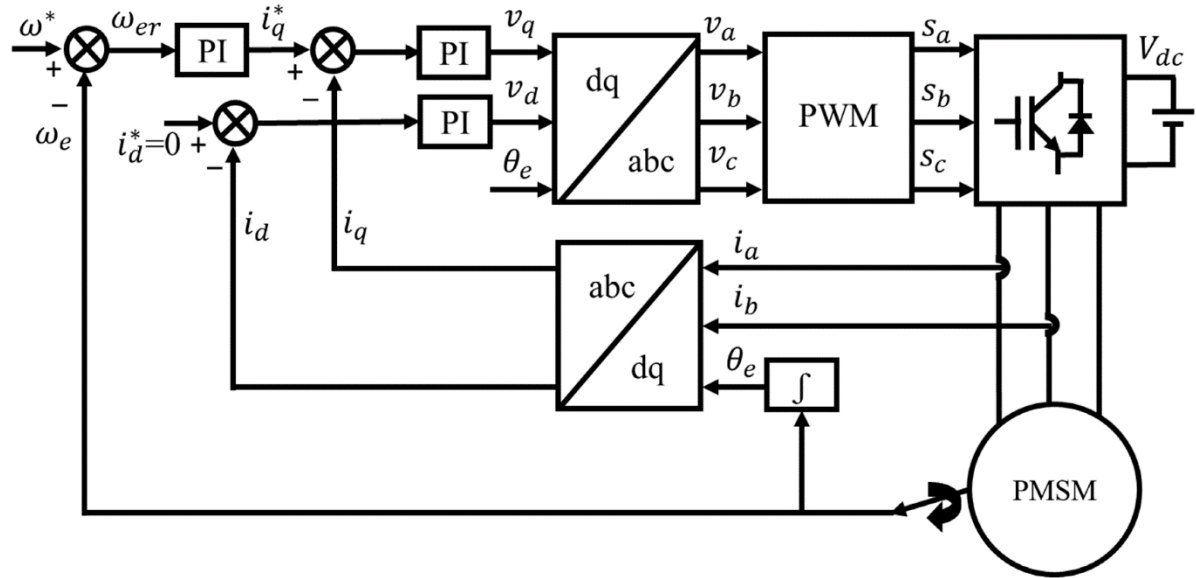
Οι μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος δεν έχουν τα ίδια βασικά χαρακτηριστικά με τις μηχανές συνεχούς ρεύματος. Τα μαγνητικά πεδία δρομέα και στάτη δεν είναι υποχρεωτικά ορθογώνια μεταξύ τους. Στις Σύγχρονες Μηχανές Μόνιμου Μαγνήτη (PMSM), η διέγερση του δρομέα δίνεται από τους μόνιμους μαγνήτες που βρίσκονται τοποθετημένοι στο γοκε του δρομέα (ανάλογα με τις απαιτήσεις ροπής-ταχύτητας απαντώνται διαφορετικοί τύποι τοποθέτησης των μαγνητών, όπως ένθετοι, επιφανειακοί κλπ και το τύμπανο βρίσκεται στο στάτη, όπου παρέχει το ρεύμα που είναι αναγκαίο για την παραγωγή ροπής. Στις μηχανές επαγωγής, ο στάτης μεταφέρει ρεύματα που παράγουν ροή και ροπή άμεσα, μέσω

του νόμου της μαγνητικής επαγωγής. Στις μηχανές εναλλασσομένου ρεύματος οι συνιστώσες των ρευμάτων που παράγουν ροή και ροπή είναι ισχυρά συζευγμένες, σε αντίθεση με μια μηχανή συνεχούς ρεύματος. Ο στόχος του ΣΣΕ (που ονομάζεται επίσης διανυσματικός έλεγχος) στη σύγχρονη και ασύγχρονη μηχανή είναι να μπορεί να τις ελέγχει, όπως μια μηχανή συνεχούς ρεύματος με ξεχωριστή διέγερση, όπου τα ρεύματα που παράγουν ροή και ροπή ελέγχονται χωριστά. Ο στόχος της τεχνικής ελέγχου είναι, κατά μία έννοια, να μιμηθεί τον έλεγχο μιας κινητήρα συνεχούς ρεύματος. Ο έλεγχος FOC επιτρέπει την αποσύζευξη των ρευμάτων που παράγουν ροή και ροπή, επιτρέποντάς τους να ελέγχονται ανεξάρτητα. Για την αποσύμπλεξη των ρευμάτων που παράγουν ροπή και ροή, είναι απαραίτητο να εμπλακούν διάφοροι μαθηματικοί μετασχηματισμοί και σε αυτό το σημείο οι μικροελεγκτές προσθέτουν τη μεγαλύτερη αξία. Η ικανότητα επεξεργασίας που παρέχουν οι μικροελεγκτές επιτρέπει την ταχύτατη εκτέλεση αυτών των μαθηματικών μετασχηματισμών. Εκείνο, με τη σειρά του, συνεπάγεται ότι ολόκληρος ο αλγόριθμος που ελέγχει τον κινητήρα μπορεί να εκτελεστεί με γρήγορο ρυθμό, επιτρέποντας υψηλότερη δυναμική απόδοση. Εκτός από την αποσύμπλεξη, χρησιμοποιείται ένα δυναμικό μοντέλο του κινητήρα για τον υπολογισμό ηλεκτρικών και μηχανικών μεγεθών, όπως η γωνία ροής του δρομέα και η ταχύτητα του δρομέα. Το συγκεκριμένο γεγονός σηματοδοτεί ότι η επίδρασή τους συμπεριλαμβάνεται υπόψιν κατά τα μεταβατικά φαινόμενα κι έτσι βελτιώνεται η ποιότητα του ελέγχου της μηχανής, εφόσον πραγματοποιείται σχεδόν σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας της. Η ροπή μπορεί να οριστεί με πολλαπλούς τρόπους, ως το εξωτερικό γινόμενο του ρεύματος στάτη και της ροής δρομέα ή ως το εξωτερικό γινόμενο της ροής του στάτη και της ροής του δρομέα:

$$T_{em} = B_{stator} \times B_{rotor} \text{ or } T_{em} = I_{stator} \times B_{rotor} \quad (5.2)$$

Η έκφραση αυτή δείχνει ότι η ροπή είναι μέγιστη, για κάθε δεδομένο μαγνητικό πεδίο στάτη και ρότορα, όταν αυτά είναι ορθογώνια. Αν υπάρχει η δυνατότητα να εξασφαλιστεί αυτή η συνθήκη πάντα, δηλαδή αν προσανατολίζεται σωστά η ροή του τυμπάνου, τότε μειώνεται η κυμάτωση της ροπής και εξασφαλίζεται η βέλτιστη δυνατή δυναμική απόκριση. Ωστόσο, ο περιορισμός είναι να γνωρίζεται την θέση του δρομέα κάθε στιγμή. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με έναν αισθητήρα θέσης, όπως ο επαυξητικός ή ο απόλυτος κωδικοποιητής/επιλύτης (Incremental Encoder ή Resolver). Για εφαρμογή χαμηλού κόστους, όπου η τοποθέτηση αισθητήρα στο δρομέα δεν είναι εφικτή, μπορούν να εφαρμοστούν διαφορετικές στρατηγικές παρατήρησης της θέσης του, ώστε να μη χρησιμοποιείται αισθητήρας θέσης. Μια 3-φασική Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμου Μαγνήτη μπορεί να αναπαρασταθεί ως μηχανή συνεχούς ρεύματος στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς DQ, όπου ο άξονας d είναι ευθυγραμμισμένος κατά μήκος της μαγνητικής ροής του δρομέα και ο άξονας q είναι κάθετος στον άξονα d αν υποθεθεί πλήρως συμμετρικό φορτίο και πως η ομοιοπολική συνιστώσα είναι μηδενική. Οποιοδήποτε ρεύμα που ρέει κατά μήκος του άξονα d, το οποίο ονομάζεται άμεση συνιστώσα του ρεύματος, μπορεί να επηρεάσει την ένταση του μαγνητικού πεδίου του μόνιμου μαγνήτη (ενίσχυση ή αποδυνάμωση) και το ρεύμα στον άξονα q που ονομάζεται κάθετο ρεύμα, θα αλληλεπιδράσει με τη μαγνητική ροή στον άξονα d για να παράγει ροπή. Εν συντομία, για έναν κινητήρα PM, ο στόχος είναι να διατηρηθεί το ρεύμα του άξονα d στο μηδέν και να ρυθμιστεί το μέγεθος του ρεύματος στον άξονα q, για να παραχθεί η εντολή ροπής. Η d συνιστώσα του ρεύματος στάτη μπορεί να διατηρηθεί αρνητική σε ορισμένες περιπτώσεις για την αποδυνάμωση του πεδίου, η οποία έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της ροής του δρομέα και τη μείωση της τάσης επιστροφής,

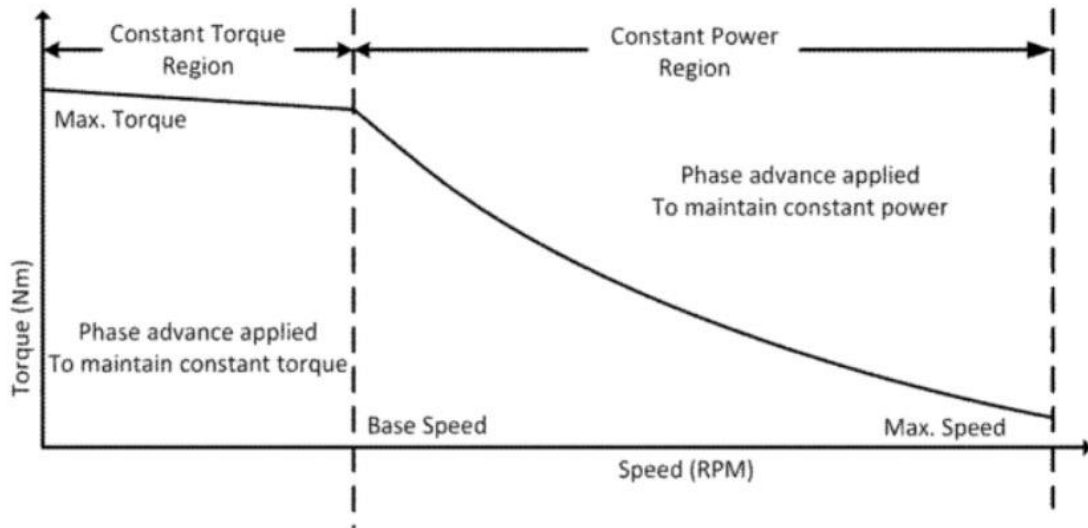
επιτρέποντας τη λειτουργία σε υψηλότερες ταχύτητες. Το συγκεκριμένο φαινόμενο απαντάται στη βιβλιογραφία ως Εξασθένιση Πεδίου (Field Weakening) και με τη χρήση του επέρχεται βελτίωση ως προς την ταχύτητα του δρομέα με κόστος τη μείωση της ροπής στο διάκενο, έως να επέλθει κορεσμός ταχύτητας. Τα προαναφερθέντα στοιχεία, διαφαίνονται στα παρακάτω σχήματα.



Εικόνα 39 (Κ.5.2) Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου για μηχανή μόνιμου μαγνήτη [26].

Εξασθένιση Πεδίου (Field Weakening)

Στην περιοχή σταθερής ροπής, έχουμε γραμμική αύξηση της ταχύτητας, ενώ έπειτα από τον κορεσμό της ροπής, επέρχεται εκθετική μείωσή, με ταυτόχρονη αύξηση της ταχύτητας, διατηρώντας την ισχύ της μηχανής σταθερή.



Εικόνα 40 (Κ.5.2) Χάρτης ροπής-ταχύτητας [27].

Η θεμελιώδης ιδέα για τον προσδιορισμό του ρεύματος του ορθού άξονα d ως μηδενικό έγκειται στο γεγονός πως αν τεθεί θετικό, τότε έχουμε δραστική μείωση της απόδοσης του συστήματός μας, εφόσον διαπερνά περισσότερο ρεύμα τα τυλίγματα για ίδια τιμή ροπής. Με μηδενικό ρεύμα i_d , πετυχαίνουμε το λεγόμενο M.T.P.A. (Maximum Torque per Ampere), δηλαδή αξιοποιείται στο μέγιστο το υπάρχον ρεύμα, ώστε να παραχθεί η μέγιστη δυνατή ροπή με εκείνο. Αυτό, βέβαια, δεν είναι απολύτως ορθό, διότι ο επιφανειακός μαγνήτης δημιουργεί σκέδαση στο σίδηρο, οπότε παρουσιάζεται ροπή εκτυπότητας που, όμως, στην παρούσα εργασία θα αμεληθεί για λόγους απλότητας. Η γενική σχέση ροπής φαίνεται παρακάτω:

$$T_e = \frac{3 \cdot n_p}{2} \cdot (\lambda_{ds} \cdot i_{qs} - \lambda_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (5.3)$$

Μηδενίζοντας το i_d , όμως, φτάνουμε στην εξής σχέση:

$$T_e = \frac{3 \cdot n_p}{2} \cdot \lambda_{ds} \cdot i_{qs} \quad (5.4)$$

5.3 ΓΕΝΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΓΙΑ ΨΗΦΙΑΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ

Σε ένα ψηφιακό σύστημα ελέγχου ρεύματος, το i δειγματοληπτείται με την περίοδο δειγματοληψίας T_s . Για να αποφευχθεί η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (EMI) από αιχμές που εμφανίζονται λόγω της λειτουργίας σε κατάσταση μεταγωγής, είναι προτιμότερο να συγχρονίζονται η δειγματοληψία και η μεταγωγής, έτσι ώστε τα δείγματα του i να λαμβάνονται μεταξύ των μεταγωγών. Αυτό συμπίπτει με τη θετική και αρνητική τιμή

κορυφής της τριγωνικής κυματομορφής του ταλαντώμενου φέροντος σήματος. Η συχνότητα δειγματοληψίας επιλέγεται έτσι ως διπλάσια της συχνότητας μεταγωγής $f_s = 2f_{sw}$ για Ασύγχρονη Δειγματοληψία και $f_s = f_{sw}$ για Σύγχρονη Δειγματοληψία. Χρησιμοποιώντας σύγχρονη δειγματοληψία, λαμβάνεται περίπου η μέση τιμή του ρεύματος στο στιγμές δειγματοληψίας. Έτσι, αποφεύγεται η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή, αλλά και η κυμάτωση του ρεύματος. Πολύ συχνά, η σύγχρονη δειγματοληψία είναι αρκετά αποτελεσματική, ώστε να μην είναι απαραίτητο το επιπλέον φιλτράρισμα του ρεύματος.

Συνολική χρονική καθυστέρηση

Διαπιστώνεται ότι η μέση συνολική χρονική καθυστέρηση για PWM με σύγχρονη δειγματοληψία δίνεται από τη σχέση $T_d = 1.5T_s$, εκ των οποίων η T_s προκύπτει από τη χρονική καθυστέρηση του ελεγκτή και $0,5T_s$ προκύπτει από τη χρονική καθυστέρηση της PWM.

Αρμονικές μεταγωγής

Η ποσότητα των υποαρμονικών που προκύπτουν από τη διαμόρφωση PWM μειώνεται σημαντικά εάν ο αριθμός παλμών $m_f = f_{sw}/f_1$, δηλαδή το πηλίκο μεταξύ της διακοπτικής και της θεμελιώδους συχνότητας, επιλέγεται ως ακέραιος αριθμός. Αυτό ονομάζεται συγχρονισμένη μεταγωγή. Για την αποφυγή αρμονικών ζυγούσας τάξης, ο αριθμός παλμών πρέπει να είναι περιττός. Είναι ιδιαίτερα σημαντικό να χρησιμοποιείται η σύγχρονη μεταγωγή όταν η συχνότητα μεταγωγής είναι χαμηλή. Η συγχρονισμένη μεταγωγή είναι σχετικά εύκολο να εφαρμοστεί για τους συνδεδεμένους στο δίκτυο VSC (Voltage Source Converters), όπου η θεμελιώδης συχνότητα είναι σχεδόν σταθερή. Για μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος, όπου απαιτείται μεταβλητή ταχύτητα εναλλασσόμενου ρεύματος, είναι σημαντική ο συνεχώς μεταβαλλόμενος αριθμός παλμών m_f . Επομένως, η συχνότητα μεταγωγής επιλέγεται ως ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους συχνότητας (εκτός από τις χαμηλές θεμελιώδεις συχνότητες).

5.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

5.4.1 Έλεγχος DC μηχανής

Για να γίνουν κατανοητές οι βασικές ελεγκτικές αρχές στη Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμου Μαγνήτη, κρίνεται απαραίτητη η αναφορά στους ελεγκτικούς νόμους της Μηχανής Συνεχούς Ρεύματος.

Υψηλής απόδοσης έλεγχος θεωρείται όταν ο κινητήρας τροφοδοτείται από μετατροπέα PWM.

Επομένως, η ενότητα χρησιμεύει, κυρίως, ως εισαγωγή στην έννοια του ελέγχου ρεύματος που θα αναλυθεί παρακάτω, όπου εξετάζεται ο διανυσματικός έλεγχος ρεύματος για κινητήρες PMSM. Οι λόγοι για τη χρήση ελέγχου ρεύματος κλειστού βρόχου είναι η περαιτέρω βελτίωση του χρόνου απόκρισης των του ρεύματος σπλισμού i , για να καταστεί δυνατός ο ακριβής έλεγχος της ροπής και για να αποτραπεί η υπέρβαση του ρεύματος πέρα από μια ορισμένη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή (η οποία στη σταθερή κατάσταση είναι $I_{nominal}$, ενώ σε μεταβατικές καταστάσεις μπορεί να επιτραπεί μεγαλύτερη τιμή I_{max}). Η διαφορική εξίσωση που εκφράζει το ηλεκτρικό μέρος της DC μηχανής φαίνεται παρακάτω:

$$L \cdot \frac{di}{dt} = u - R \cdot i - E \quad (5.5)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος:

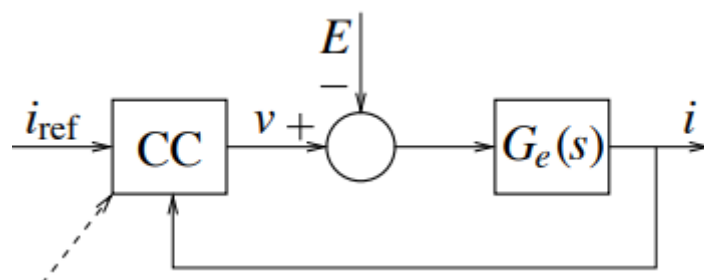
$$G_e(s) = \frac{1}{s \cdot L + R} \quad (5.6)$$

Η ηλεκτρική και η μηχανική χρονική σταθερά χρόνου δίνονται, αντίστοιχα, ως εξής:

$$T_e = \frac{L}{R} \quad T_m = \frac{J}{b} \quad (5.7)$$

Το ηλεκτρικό σύστημα είναι σχεδόν 2 τάξεις μεγέθους γρηγορότερο από το μηχανικό, εφόσον ο χρόνος απόκρισής του είναι στα msec, ενώ του μηχανικού στα sec.

Η back-EMF εισέρχεται στο σύστημα ως διαταραχή φορτίου και δεν εισέρχεται στον ελεγκτή ρεύματος, εφόσον απαρτίζεται από μηχανικό μέγεθος (ταχύτητα) που είναι αρκετά πιο αργό από το ηλεκτρικό σύστημα.



Εικόνα 41 (Κ.5.4) Χάρτης ροπής-ταχύτητας [1].

Το ρεύμα οπλισμού i μετράται και συγκρίνεται με το σημείο αναφοράς (setpoint) i_{ref} . Το σήμα σφάλματος $e = i_{ref} - i$ αποτελεί την είσοδο του ελεγκτή ρεύματος, ο οποίος χειρίζεται την τάση v μέσω του μετατροπέα ισχύος, έτσι ώστε το i να ακολουθεί γρήγορα και με ακρίβεια το i_{ref} .

Ο PI ελεγκτής ρεύματος θα είναι 1^{ης} τάξης (ίδια τάξη με το ηλεκτρικό σύστημα) και έχει τη μορφή:

$$F_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (5.8)$$

Πρόκληση αποτελεί ο προσδιορισμός των κερδών k_p και k_i , τα οποία συνθέτουν τον ελεγκτή. Για συστήματα με γνωστές παραμέτρους, επιλέγονται με περισσότερη μεθοδικότητα τα k_p , k_i , σε αντίθεση με απροσδιόριστα συστήματα που χρησιμοποιείται η μέθοδος trial and error. Προσδιορίζεται ο χρόνος ανόδου της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου από το i_{ref} στο ρεύμα τυμπάνου (έστω ότι είναι η G_{cc}). Επομένως, απαιτείται:

$$G_{cc}(s) = \frac{a_c}{s+a_c} = \frac{a_c/s}{1+a_c/s} \quad (5.9)$$

όπου το a_c είναι το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου και συνδέεται με το t_{rise} , μέσω της σχέσης:

$$a_c \cdot t_{rise} = \ln 9 \quad (5.10)$$

Στη μόνιμη κατάσταση, ισχύει $G_{cc}(0) = 1$. Γνωρίζουμε πως συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου δίνεται από τη σχέση:

$$G_{cc}(s) = \frac{F_c(s)G_e(s)}{1+F_c(s)G_e(s)} \quad (5.11)$$

και από την παρακάτω σχέση προσδιορίζονται τα κέρδη:

$$F_c(s) = \frac{a_c}{s} G_e^{-1}(s) = \frac{a_c}{s} (sL + R) = a_c L + \frac{a_c R}{s} \quad (5.12)$$

και

$$\begin{cases} k_p = a_c \hat{L} \\ k_i = a_c \hat{R} \end{cases} \quad (5.13)$$

όπου τα «καπέλα» σηματοδοτούν την εκτίμηση των παραμέτρων της μηχανής που είναι επιθυμητό να είναι πολύ κοντινές τιμές με τις πραγματικές, ώστε να μην χρειαστεί το βήμα του trial and error.

Απόρριψη διαταραχών φορτίου μέσω Feedforward Ελέγχου

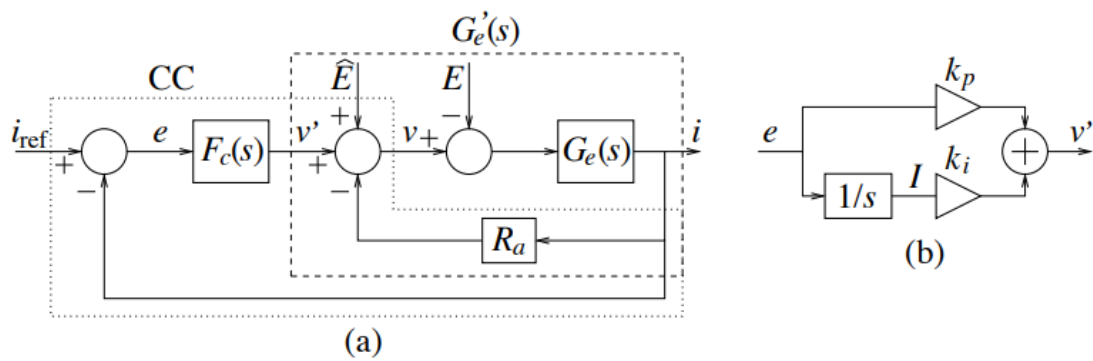
Ο προωθητικός έλεγχος διαφέρει από τον έλεγχο ανατροφοδότησης στο ότι το φορτίο ή η πρωτογενής διαταραχή μετράται και η μεταβλητή χειρισμού ρυθμίζεται, έτσι ώστε να ελαχιστοποιούνται οι αποκλίσεις της ελεγχόμενης μεταβλητής από το σημείο ρύθμισης. Ο ελεγκτής μπορεί στη συνέχεια να απορρίψει τις διαταραχές πριν επηρεάσουν την ελεγχόμενη μεταβλητή. Για ακριβή έλεγχο με πρόωση, η ανάλυση σταθερής κατάστασης ή η δυναμική ανάλυση θα πρέπει να αποτελεί τη βάση για μοντέλα που συσχετίζουν την επίδραση της μεταβλητής χειρισμού και της διαταραχής στην ελεγχόμενη μεταβλητή. Δεδομένου ότι το μοντέλο είναι μια προσέγγιση και δε μετρούνται όλες οι διαταραχές, ο έλεγχος με πρόωση θα πρέπει πάντα να χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με τον έλεγχο με ανατροφοδότηση. Μπορούμε να αφαιρέσουμε την επίδραση της αντί-ΗΕΔ αν θεωρηθεί ως το γινόμενο ροής επί ταχύτητα, αλλά αυτό χρειάζεται ανάγνωση της ταχύτητας, μέσω αισθητήρα που αρκετές Μηχανές Συνεχούς Ρεύματος δε διαθέτουν. Οπότε, χρειάζεται αισθητήρας θέσης και ταχύτητας, ώστε να υπάρξει βέλτιστη απόρριψη της αντί-ΗΕΔ.

Επίσης, επικρατούν μεγάλες υπερευψώσεις κατά την απότομη μεταβολή του i_{ref} , οπότε η πρώτη σκέψη είναι η πρόσθεση αντίστασης R. Επειδή είναι ευνόητο πως κάτι τέτοιο επιφέρει αυξημένες απώλειες και πτώση τάσης, προστίθεται μία «ενεργός αντίσταση» R_a , τροποποιώντας το ηλεκτρικό σύστημα στην παρακάτω μορφή:

$$G_e'(s) = \frac{G_e(s)}{1+R_a G_e(s)} = \frac{1}{sL+R+R_a} \quad (5.14)$$

Ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία υπολογισμού των k_p , k_i , βρίσκουμε:

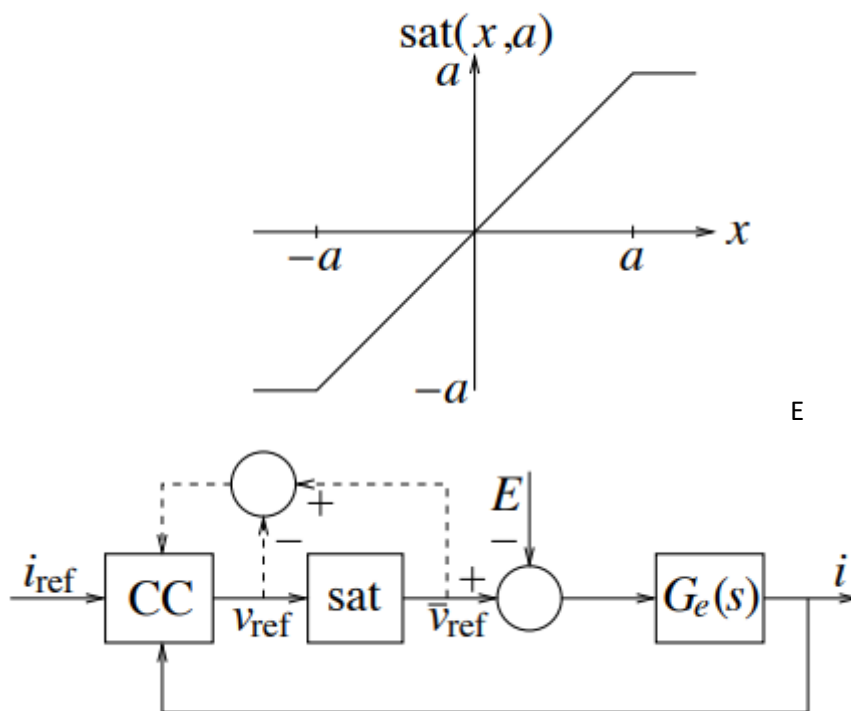
$$\begin{cases} k_p = a_c \hat{L} \\ k_i = a_c^2 \hat{L} \end{cases} \quad (5.15)$$



Εικόνα 42 (Κ.5.4) Βρόχος ελέγχου ρεύματος με ενεργό αντίσταση [1].

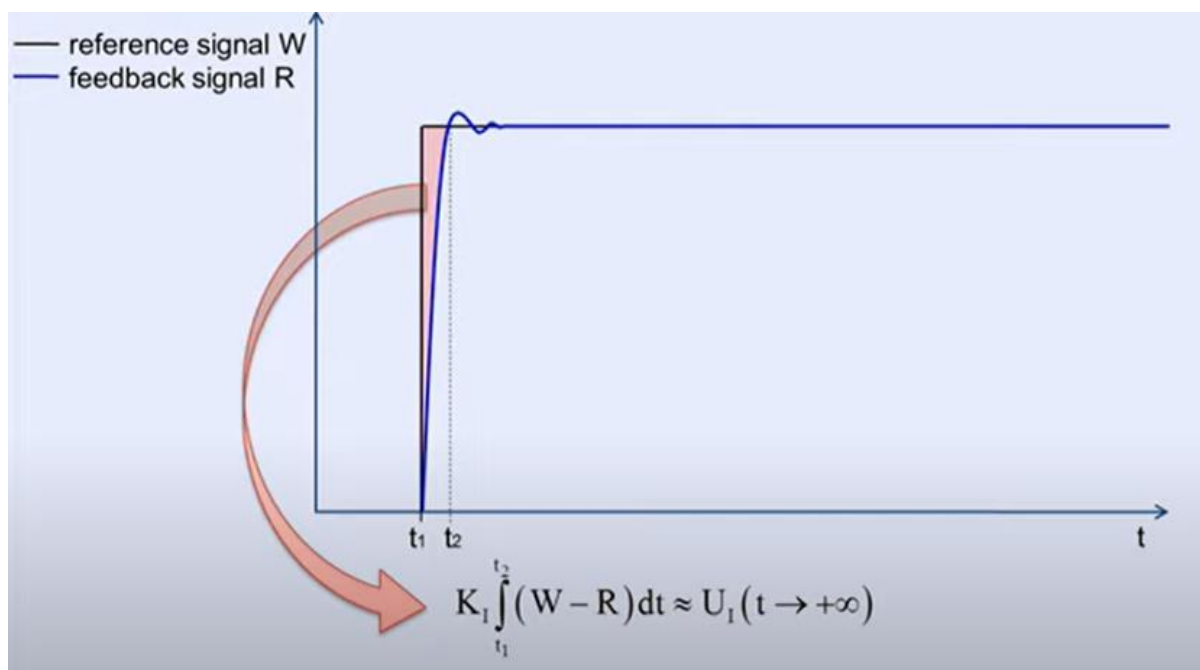
Κορεσμός τάσης και σχήμα έναντι της συσσώρευσης του ολοκληρωτικού σφάλματος (Anti-windup)

Μέχρι στιγμής, ο βρόχος ελέγχου ρεύματος θεωρήθηκε ως ένα ιδανικό, γραμμικό σύστημα. Αυτό απέχει αρκετά από την πραγματικότητα. Η τάση του σπλισμού δεν μπορεί να γίνει αυθαίρετα μεγάλη, αλλά περιορίζεται από μια ανώτερη και μια κατώτερη τιμή. Και οι δύο καθορίζονται από την ονομαστική τιμή του μετατροπέα ισχύος που παρέχει την τάση. Ωστόσο, για μεγάλα βήματα στο i_{ref} , το σήμα εξόδου του ελεγκτή ρεύματος συχνά υπερβαίνει την ονομαστική τάση τροφοδοσίας, ειδικά για υψηλότερες ταχύτητες δρομέα, όταν η αντί-ΗΕΔ είναι μεγάλη, απαιτώντας με τη σειρά του μεγάλη τάση σπλισμού. Συνεπώς, η πραγματική τάση γίνεται κορεσμός της ιδανικής τάσης και το σύστημά μας γίνεται αυτόματα μη γραμμικό, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 43 (Κ.5.4) Σχήμα κορεσμού τάσης [1].

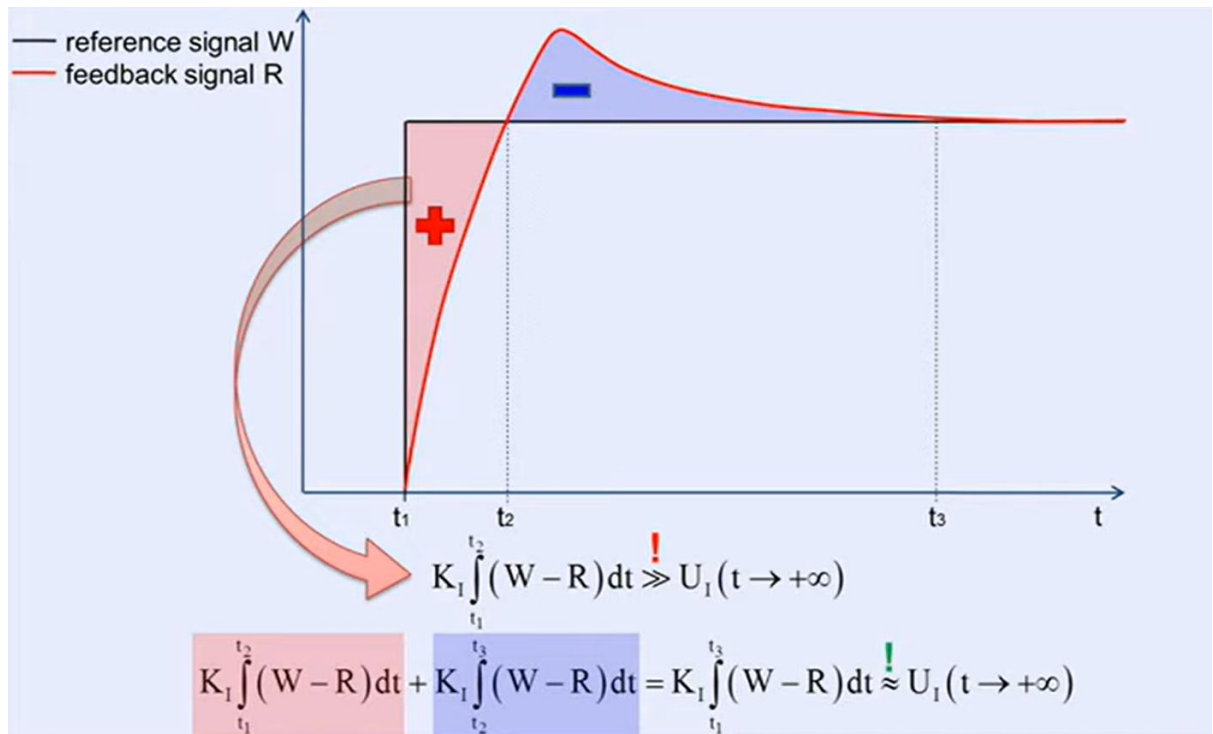
Ο ολοκληρωτικός όρος σε έναν PI ελεγκτή είναι υπεύθυνος για το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση, εφόσον τότε ο αναλογικός όρος έχει μηδενιστεί, λόγω μηδενικού σφάλματος στην είσοδο (θεωρώ ευστάθεια στον ελεγκτή). Όταν ο ελεγκτής φτάσει στον κορεσμό, τότε η έξοδος του παραμένει σταθερή στη μέγιστη ή ελάχιστη τιμή της κλίμακας κορεσμού της. Έτσι, το ολοκληρωτικό σφάλμα συσσωρεύει πολύ μεγάλες τιμές. Αυτό συμβαίνει, συνήθως, όταν η έξοδος του ελεγκτή δεν μπορεί πλέον να επηρεάσει την ελεγχόμενη μεταβλητή. Έτσι, αυξάνοντας το σφάλμα στην είσοδο του ελεγκτή, λόγω κορεσμένου μεγέθους εξόδου, θα έχουμε τεράστιο ολοκλήρωμα όλων των προηγούμενων τιμών του σφάλματος, καθώς ο ολοκληρωτικός όρος αποτελεί ολοκλήρωμα για όσο χρόνο υπάρχει μη μηδενικό σφάλμα. Στην περίπτωση του windup, έχουμε συνεχώς αυξανόμενο σφάλμα. Η γεωμετρική ερμηνεία του ολοκληρώματος είναι πως εκφράζει το εμβαδόν μίας καμπύλης σε συγκεκριμένο (ορισμένο ολοκλήρωμα) ή σε αυθαίρετο χρονικό διάστημα (αόριστο ολοκλήρωμα). Επομένως, ο όρος I στον PID ελεγκτή εκφράζει το εμβαδόν της καμπύλης που απαρτίζεται από τη διαφορά της αναφοράς και του μετρούμενου μεγέθους. Άρα, το σφάλμα και το εμβαδόν της καμπύλης του είναι ανάλογα μεγέθη.



Εικόνα 44 (Κ.5.4) Ολοκληρωτικό σφάλμα [28].

Στην εικόνα 44, διαφάνεται ακριβώς η λειτουργία του ολοκληρωτικού όρου, δίχως antiwind-up scheme. Η ολοκλήρωση της καμπύλης που ορίζουν τα μεγέθη αναφοράς και ανατροφοδότησης, κατά την υπερύψωση, πολλαπλασιαζόμενα με ένα κέρδος ελέγχου, αποτελεί τον ολοκληρωτικό όρο στη μόνιμη κατάσταση. Η παραπάνω εικόνα αναφέρεται σε προσομοίωση. Παρακάτω, παρατίθεται την αντίστοιχη καμπύλη σε εφαρμογή πραγματικού χρόνου.

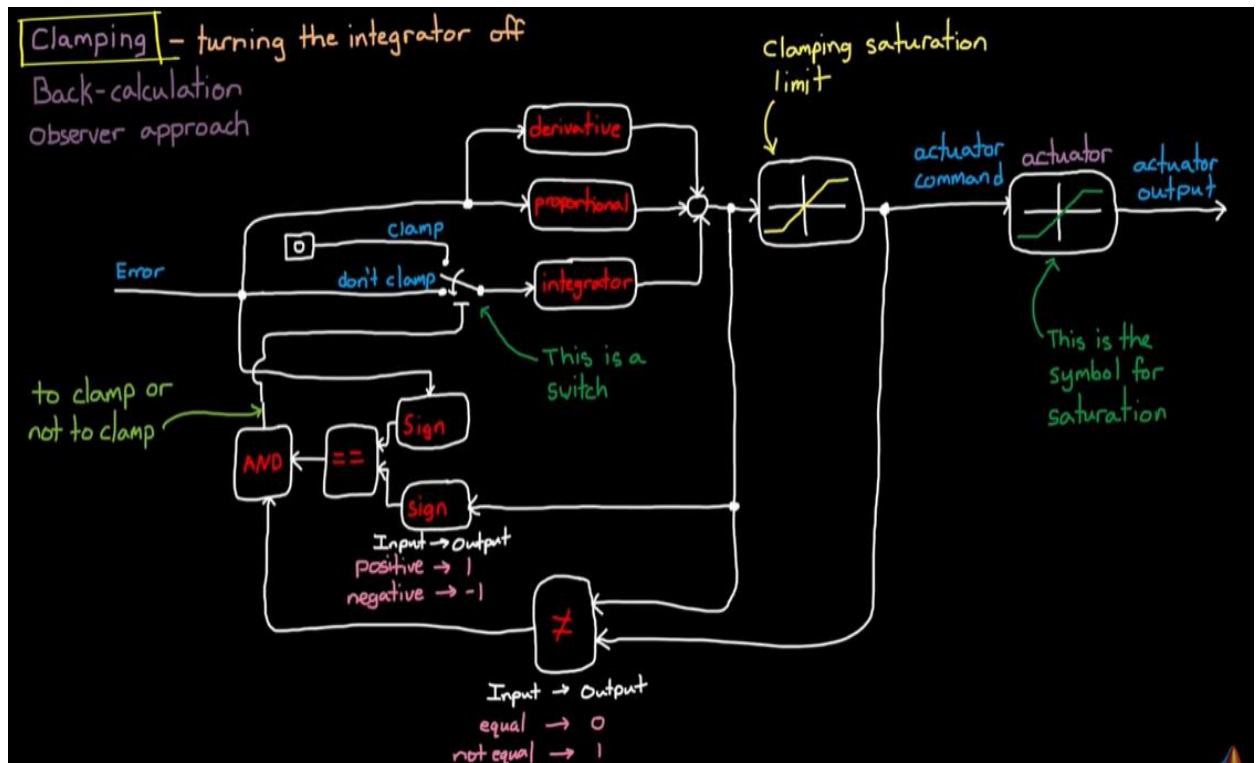
Φαίνεται πως είναι σημαντικά μεγαλύτερο το μετρούμενο εμβαδόν, επομένως είναι αναπόφευκτη η ύπαρξη υπερακόντισης, ώστε να μειωθεί το σφάλμα μόνιμης κατάστασης με ένα αρνητικό σφάλμα. Φαίνεται παρακάτω η συζητούμενη λειτουργία:



Εικόνα 45 (Κ.5.4) Επίδραση αφαίρεσης anti-windup [28].

Υπάρχουν διάφορες τεχνικές, με τις οποίες μπορούμε να περιοριστούν τα συγκεκριμένα overshoots και να βελτιωθεί η δυναμική απόκριση του συστήματός μας.

- Clamping: χρησιμοποιείται στην έξοδο του ελεγκτή ένα σχήμα κορεσμού, τέτοιο ώστε να μην ξεπερνά τη μέγιστη και την ελάχιστη τιμή του ενεργοποιητή, στη συγκεκριμένη περίπτωση του αντιστροφέα (εφόσον εκείνος ρυθμίζει την τάση αναφοράς). Έπειτα, συγκρίνουμε την είσοδο και την έξοδο του συστήματος κορεσμού. Αν είναι ίσες ποσότητες, τότε το σύστημά μας βρίσκεται ακόμη στη γραμμική περιοχή και δε βρίσκεται στον κόρο και η έξοδος του συγκριτή είναι 0. Αλλιώς, είναι 1 κι έχουμε κορεσμό. Επίσης, μελετάται το πρόσημο του σφάλματος και της εξόδου του ελεγκτή. Αν το γινόμενο τους είναι θετικό, τότε καταλαβαίνουμε πως ο ολοκληρωτής συσσωρεύει το σφάλμα και το ενισχύει. Τέλος, λαμβάνονται οι έξοδοι των δύο μπλοκ και θέτονται σε μία λογική πύλη AND, ώστε όταν η έξοδος της έχει την τιμή 1, βρισκόμαστε στην περιοχή κόρου, αλλιώς στη γραμμική περιοχή. Έτσι, το σήμα της AND αποτελεί την ψηφιακή σκανδάλη (trigger) για το διακόπτη που καθορίζει τη χρήση του ολοκληρωτικού όρου. Όταν το σφάλμα αλλάξει πρόσημο ή ο ελεγκτής πάψει να βρίσκεται στην περιοχή κόρου, τότε ενεργοποιείται και πάλι ο όρος I του PI ελεγκτή κι αρχίζει να μειώνει την τιμή του.

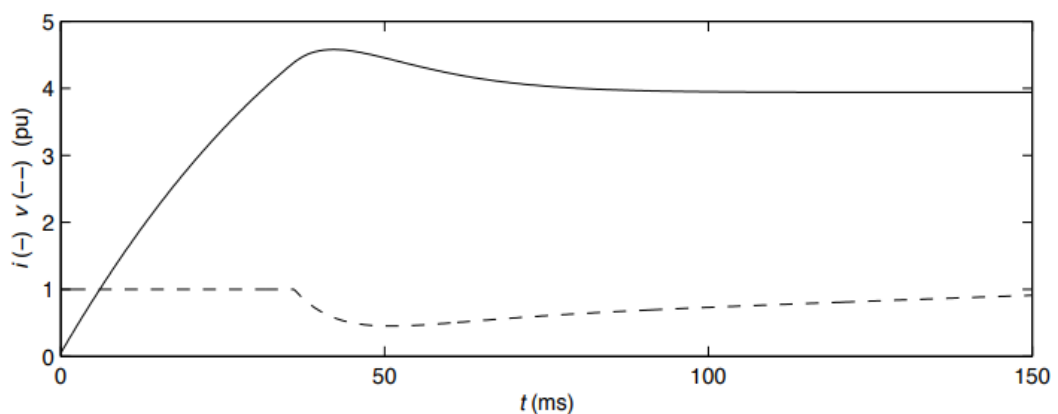


Εικόνα 46 (Κ.5.4) Μέθοδος Clamping [28].

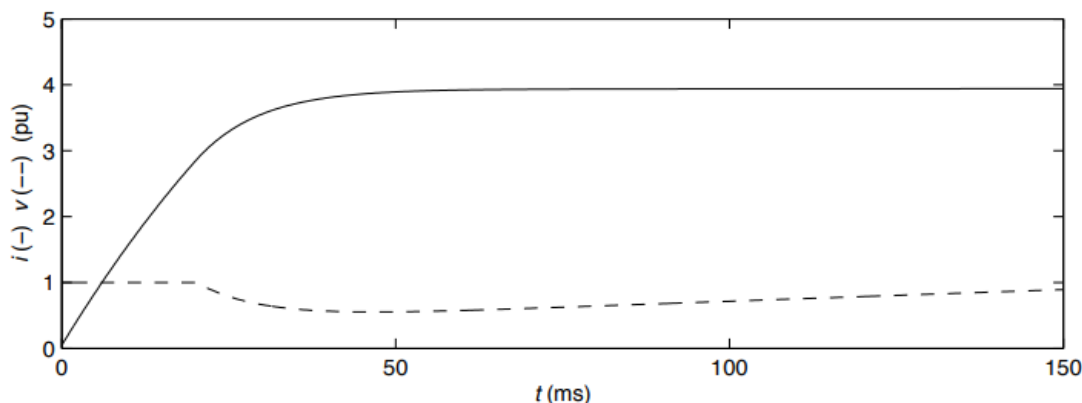
Back Calculation: με τη συγκεκριμένη μέθοδο, τροποποιούμε την είσοδο του ολοκληρωτικού ελεγκτή. Η μέθοδος ονομάζεται "αντίστροφος υπολογισμός", επειδή δεδομένης της κορεσμένης αναφοράς v_{ref} , υπολογίζει "προς τα πίσω" για να λάβει το τροποποιημένο σφάλμα ελέγχου που θα χρειαζόταν, ώστε να ισορροπήσει στο το όριο κορεσμού. Το τροποποιημένο σφάλμα ελέγχου θεωρείται τέτοιο, ώστε να μην περάσει ο ελεγκτής σε περιοχή κόρου. Άρα, το ολοκληρωτικό σφάλμα είναι το εξής:

$$\bar{e} = e + \frac{1}{k_p} (\bar{u}_{ref} - u_{ref}) \quad (5.16)$$

Παρατίθενται οι δύο κυματομορφές που αποδεικνύουν τη χρησιμότητα της τεχνικής Back Calculation:



Εικόνα 47 (Κ.5.4) Απόκριση χωρίς Back Calculation [1].



Εικόνα 48 (Κ.5.4) Απόκριση με Back Calculation [1].

Είναι εμφανή η επίδραση της μεθόδου anti-windup , εφόσον βλέπουμε πως έχει περιοριστεί και σχεδόν εξαλειφθεί η υπερακόντιση της εξόδου.

5.5 Λειτουργία Incremental Encoder

Ο αυξητικός κωδικοποιητής είναι μια γραμμική ή περιστροφική ηλεκτρομηχανική συσκευή που διαθέτει δύο σήματα εξόδου, A και B, τα οποία εκπέμπουν παλμούς όταν η συσκευή κινείται. Πολλοί επαυξητικοί κωδικοποιητές διαθέτουν ένα πρόσθετο σήμα εξόδου, το οποίο συνήθως χαρακτηρίζεται ως δείκτης NM ή Z το οποίο υποδεικνύει ότι ο κωδικοποιητής βρίσκεται σε μια συγκεκριμένη θέση αναφοράς. Επίσης, ορισμένοι κωδικοποιητές παρέχουν μια έξοδο κατάστασης (συνήθως με την ονομασία alarm) που υποδεικνύει συνθήκες εσωτερικής βλάβης, όπως βλάβη ρουλεμάν ή δυσλειτουργία αισθητήρα.

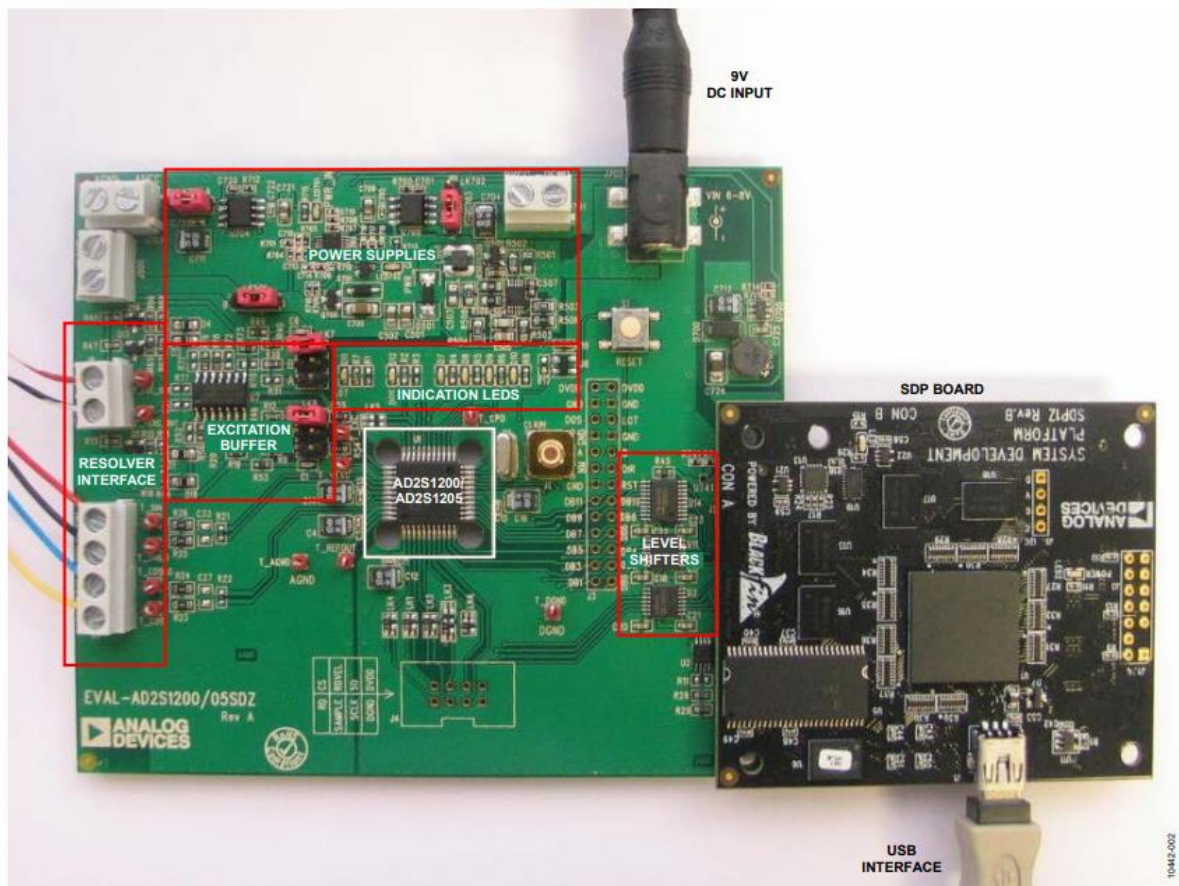
Σε αντίθεση με τον απόλυτο κωδικοποιητή, ο αυξητικός κωδικοποιητής δεν υποδεικνύει την απόλυτη θέση, αναφέρει μόνο τις αλλαγές στη θέση και, για κάθε αναφερόμενη αλλαγή θέσης, την κατεύθυνση της κίνησης. Κατά συνέπεια, για να προσδιοριστεί η απόλυτη θέση σε οποιαδήποτε συγκεκριμένη στιγμή, είναι απαραίτητο να σταλούν τα σήματα του κωδικοποιητή σε μια διεπαφή αυξητικού κωδικοποιητή, η οποία με τη σειρά της θα "παρακολουθεί" και θα αναφέρει την απόλυτη θέση του κωδικοποιητή.

Πρόκειται για το **AD2S1200**. Το **AD2S1200** λειτουργεί με έλεγχο κλειστού βρόχου παρακολούθησης. Η έξοδος παρακολουθεί συνεχώς τη θέση του resolver χωρίς την ανάγκη για εξωτερική μετατροπή και καταστάσεις αναμονής. Καθώς ο resolver κινείται μέσω μιας θέσης που ισοδυναμεί με το ελάχιστο σημαντικού bit στάθμισης, η έξοδος ενημερώνεται κατά ένα LSB. Ο μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό παρακολουθεί τη γωνία του άξονα θ παράγοντας μια έξοδο γωνία φ που ανατροφοδοτείται και συγκρίνεται με τη γωνία εισόδου θ, και το προκύπτον σφάλμα μεταξύ των δύο οδηγείται προς το 0, όταν ο μετατροπέας παρακολουθεί σωστά τη γωνία εισόδου.

Ο αυξητικός κωδικοποιητής (Incremental Encoder) είναι ικανός να ανιχνεύει τη μεταβολή της θέσης του δρομέα της μηχανής και με μία περαιτέρω επεξεργασία να εξαγάγουμε την ακριβή θέση. Ο Encoder παράγει 3 σήματα-παλμούς A,B,NM που ισοδυναμούν με μεταβολή θέσης.

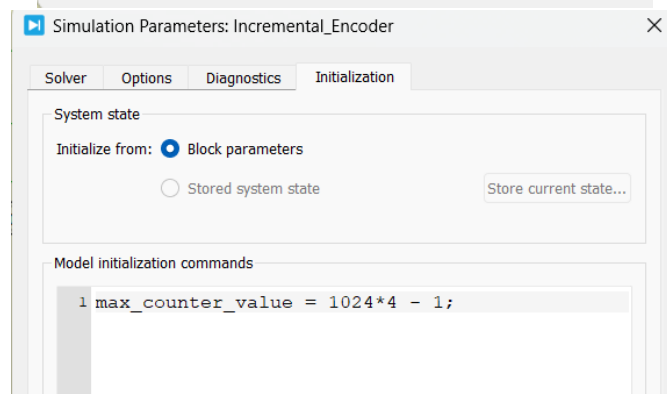
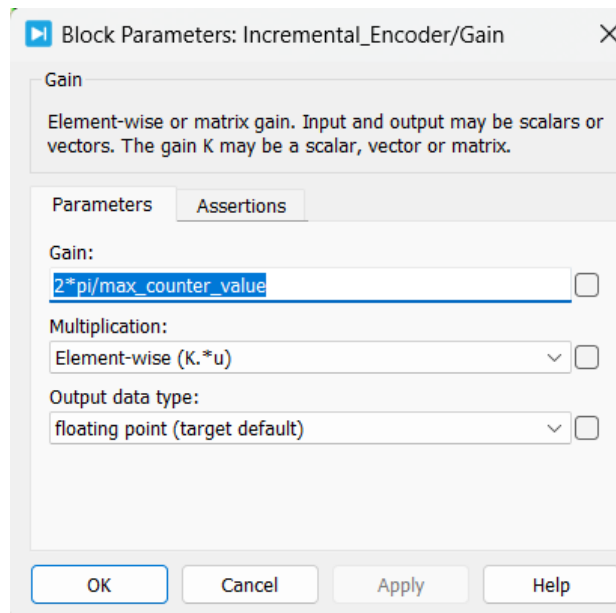
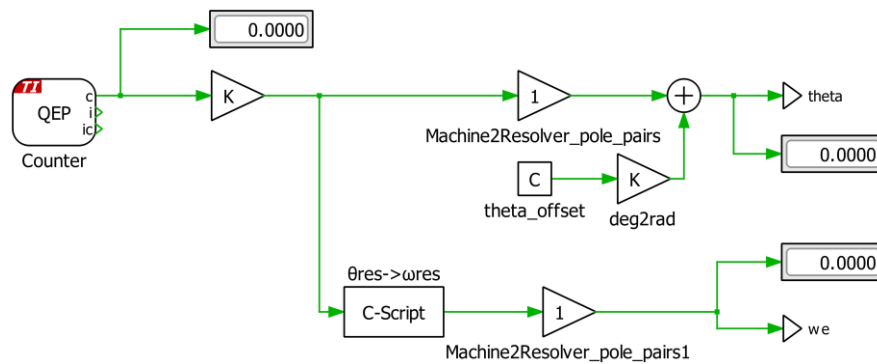
Οι παλμοί A,B διαφέρουν στη φάση κατά 90° . Ο AD2S1200 προσομοιώνει έναν κωδικοποιητή 1024 γραμμών. Σχετίζοντας αυτό με ανάλυση του μετατροπέα σημαίνει ότι μία περιστροφή παράγει 1024 A, B παλμούς. Το A οδηγεί το B για αυξανόμενη γωνιακή περιστροφή (ωρολογιακή φορά), ενώ το αντίθετο συμβαίνει για μειούμενη γωνιακή περιστροφή (ανθωρολογιακή περιστροφή). Η προσθήκη της εξόδου DIR εξαλείφει την ανάγκη για εξωτερικής λογικής αποκωδικοποίησης κατεύθυνσης A και B. Η έξοδος DIR υποδεικνύει την κατεύθυνση της περιστροφής της εισόδου και είναι υψηλή (high) για αυξανόμενη γωνιακή περιστροφή και 0 (low) για αντίθετης κατεύθυνσης γωνιακή περιστροφή. Η DIR μπορεί να θεωρηθεί ως ασύγχρονη έξοδος και μπορεί να κάνει πολλαπλές αλλαγές στην κατάσταση μεταξύ δύο διαδοχικών κύκλων ενημέρωσης LSB. Αυτό συμβαίνει όταν η κατεύθυνση περιστροφής της εισόδου αλλάζει αλλά το μέγεθος της περιστροφής είναι μικρότερο από 1 LSB. Οι παραγόμενοι παλμοί έχουν πλάτος ίσο με 12V, οπότε είναι απαραίτητο το Evaluation Board να υποβιβάζει την τάση στα 3.3V που είναι το μέγιστο σήμα που είναι ικανό να διαβαστεί από τον επεξεργαστή. Συνεπώς, κάθε μεταβολή κατάστασης των παλμών A,B σηματοδοτεί ανανέωση του μετρητή (Counter). Το ρολόι (Clock) μετράει σε κάθε θετική και αρνητική ακμή των A,B, οπότε έχει τετραπλάσια συχνότητα σε σχέση με τους παλμούς και μηδενίζεται σε κάθε παρουσία παλμού NM, δηλαδή μόλις έχει ολοκληρωθεί μία πλήρη περιστροφή.

Το evaluation board για τον αισθητήρα θέσης που χρησιμοποιήθηκε είναι το εξής:

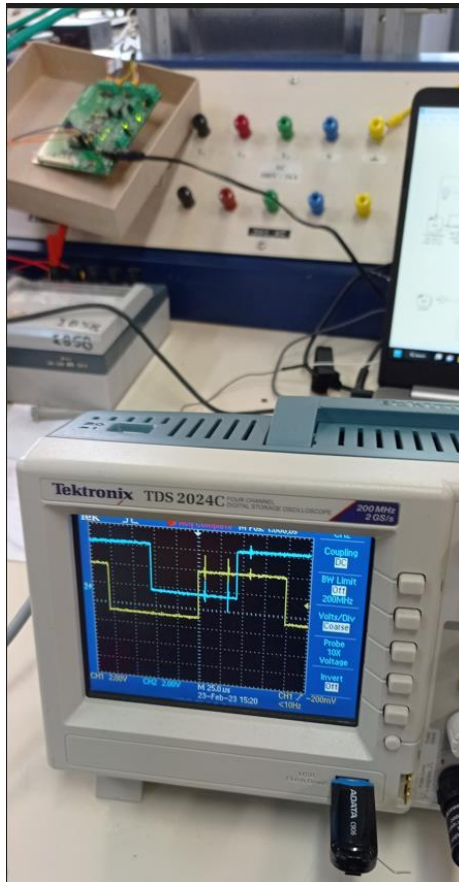


Εικόνα 49 (Κ.5.5) Evaluation board of resolver [30].

Όπως παρουσιάζεται στην εικόνα 51 (Κ.5.5) , το eQer αποτελεί περιφερειακή λειτουργία της πλακέτας του μικροεπεξεργαστή και καταφέρνει να αποκωδικοποιεί τους παλμούς στην είσοδό του. Έπειτα, μέσω της βιβλιοθήκης QEP του λογισμικού Plescs, κάθε μεταβολή των παλμών προστίθεται στον counter και μηδενίζεται σε κάθε παλμό NM. Σημαντική διαδικασία αποτελεί η κλιμάκωση (scaling) των παλμών, με τρόπο τέτοιο ώστε να ισοδυναμούν με τη θέση του δρομέα. Το συγκεκριμένο γεγονός γίνεται με το gain K, όπου φαίνεται παρακάτω και επάγει τη μέτρηση του counter στην κλίμακα $[0, 2\pi]$. Επιλέχθηκε max_counter_value ίσο με $4 \cdot 1024 - 1$, επειδή το Evaluation Board παράγει 1024 A,B παλμούς ανά περιστροφή, ενώ το clock του eQer module αυξάνεται με τετραπλάσιο ρυθμό, εφόσον ανιχνεύει μεταβολή παλμού κι όχι παλμό.



Εικόνα 51 (Κ.5.5) Προσδιορισμός θέσης δρομέα, μέσω του λογισμικού Ples.



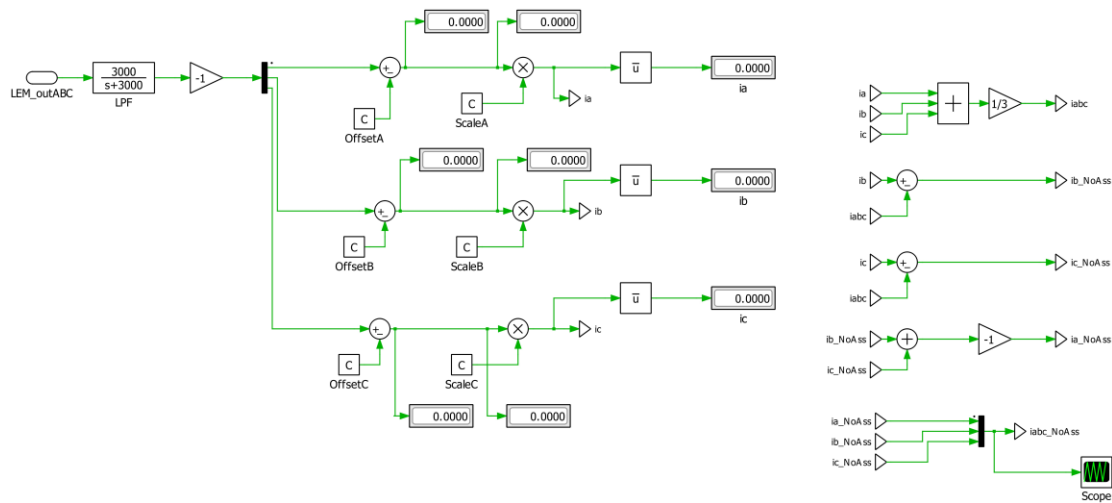
Εικόνα 52 (Κ.5.5) Ο παλμός A προηγείται του B κατά τη θετική φορά περιστροφής

Στην Εικόνα 52 (Κ.5.5) παρουσιάζεται η επιβεβαίωση της σωστής λειτουργίας της διάταξης, παρατηρώντας πως με κίτρινο είναι το σήμα A, με μπλε το σήμα B κι εφόσον η κατεύθυνση του άξονα ήταν ωρολογιακή, επαληθεύεται η υπόθεση πως ο παλμός A προηγείται του B για τη θετική φορά περιστροφής.

5.6 Encoder Learning – Υπολογισμός Γωνιακής Απόκλισης (Theta Offset)

Είναι κρίσιμο να επισημανθεί πως τα 2 σημαντικότερα σημεία του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου βασίζονται στην ακριβή μέτρηση των ρευμάτων των 3 φάσεων, καθώς και στην ανίχνευση της θέσης του πεδίου που εκείνα δημιουργούν. Μέσω της ανάδρασης των συγκεκριμένων μεγεθών, δίνεται η δυνατότητα ανίχνευσης της μέγιστης δυνατής ροπής για δεδομένο ρεύμα τυμπάνου, μέσω της παραγωγής μαγνητικού πεδίου κάθετου στη ροή διέγερσης (στην περίπτωση μας ροή μόνιμου μαγνήτη). Έτσι, δημιουργείται η μέγιστη επιφανειακή δύναμη και στρέφεται ο δρομέας με μειωμένο ρεύμα, σε σχέση με την περίπτωση όπου η ροή τυμπάνου θα είχε γωνία τυχαία σε σχέση με τη διέγερση. Για να επιτευχθεί το παραπάνω εγχείρημα, πραγματοποιήθηκε η παρακάτω διαδικασία:

5.7 Καθορισμός Μέτρησης Ρεύματος – Current Calibration



Εικόνα 55 (Κ.5.6) Επιβολή ψηφιακών φίλτρων στα ρεύματα

Ο αισθητήρας ρεύματος που χρησιμοποιήσα στην εφαρμογή είναι ο LTS 25-NP.



Εικόνα 56 (Κ.5.6) Μετρητικό ρεύματος βασισμένο στο φαινόμενο Hall

Η τροφοδοσία τους είναι στα 5V και η έξοδός τους για μηδενική μέτρηση ρεύματος είναι 2.5V.

Μέσω του λογισμικού Plecs, «διαβάζονται» τα αναλογικά σήματα του ρεύματος της κάθε φάσης, μέσω των καναλιών ADC της πλακέτας του μικροεπεξεργαστή. Έπειτα, θέτονται οι έξοδοί τους μέσα από ένα βαθυπερατό φίλτρο, με σκοπό να αποκοπούν τα ανεπιθύμητα υψίσυχνα σήματα, τα οποία προέρχονται από περιφερειακά κυκλώματα της πλακέτας, από παρασιτικά φαινόμενα χωρητικότητας και αυτεπαγωγής, καθώς και από διακοπτικά φαινόμενα, όπως μεταγωγή διακοπών ισχύος ή switching τροφοδοτικών. Στη συνέχεια, αφαιρείται το αρχικό offset των 2.5 V της εξόδου των αισθητήρων και μετατρέπεται η τάση σε ρεύμα, πολλαπλασιάζοντας με τη δοσμένη, από το datasheet, σχέση αναλογίας ρεύματος ανά τάση. Για τα LTS 25 NP, η σχέση είναι 1A/25mV. Τέλος, εφόσον μετρούνται και τα 3 ρεύματα, για να καταπολεμηθεί η οποιαδήποτε ασυμμετρία στο σύστημα, αφαιρείται από το ρεύμα κάθε φάσης ξεχωριστά, αποκόπτοντας την 3^η αρμονική συνιστώσα των ρευμάτων.

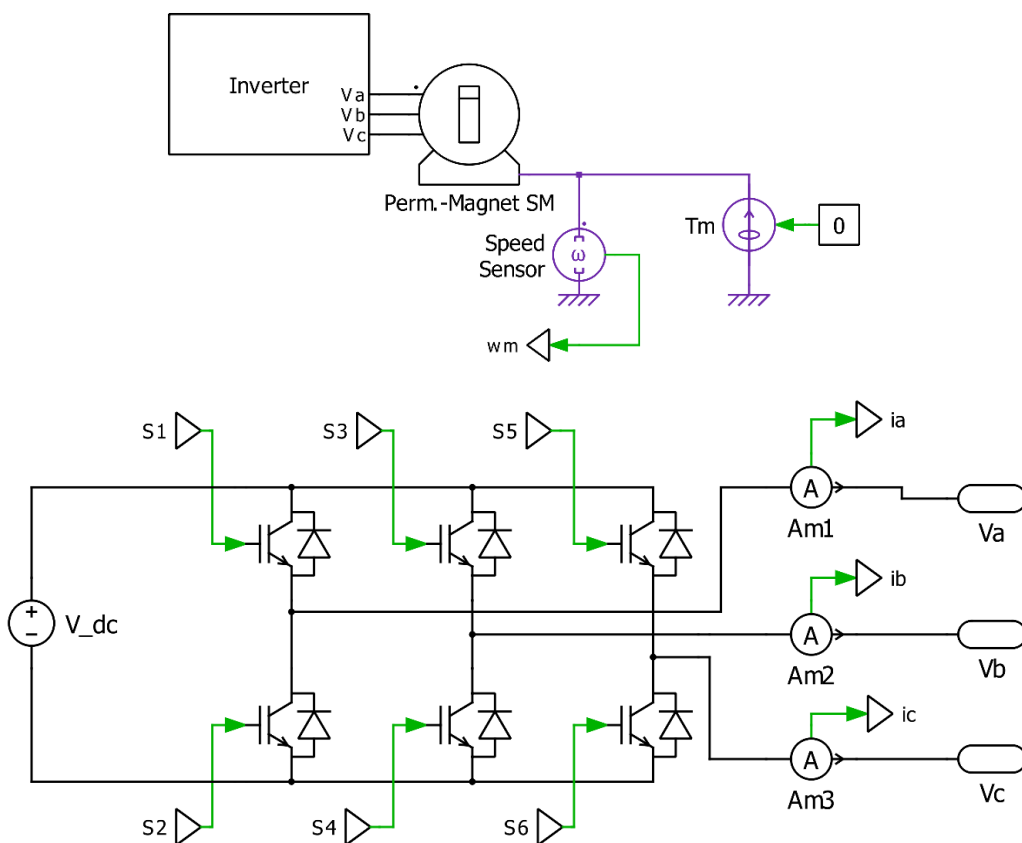
Κεφάλαιο 6

Προσομοιώσεις Διαμορφώσεων και Στρατηγικών Ελέγχου

Υπάρχουν δύο κυρίαρχα είδη διαμορφώσεων παλμών:

1. Διαμόρφωση παλμών με τετραγωνική μορφή και δεδομένο duty cycle, στην οποία ο χρόνος αγωγής των διακοπών και η αλληλουχία τους είναι σταθερή και αναλλοίωτη στο χρόνο. Ελέγχεται, δηλαδή, μόνο η ταχύτητα της μηχανής και το πλάτος της τάσης εξόδου είναι άμεσα συνδεδεμένο με την τάση εισόδου
2. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM), στην οποία ελέγχονται ταυτόχρονα και το πλάτος και η συχνότητα της εξόδου του αντιστροφέα, εφόσον ο duty cycle μεταβάλλεται συνεχώς.

Ο μετατροπέας τάσης φαίνεται στην εικόνα 57, καθώς και η Μηχανή Μόνιμου Μαγνήτη που οδηγεί:



Εικόνα 57 (Κ.6) Σύνδεση αντιστροφέα με μηχανή

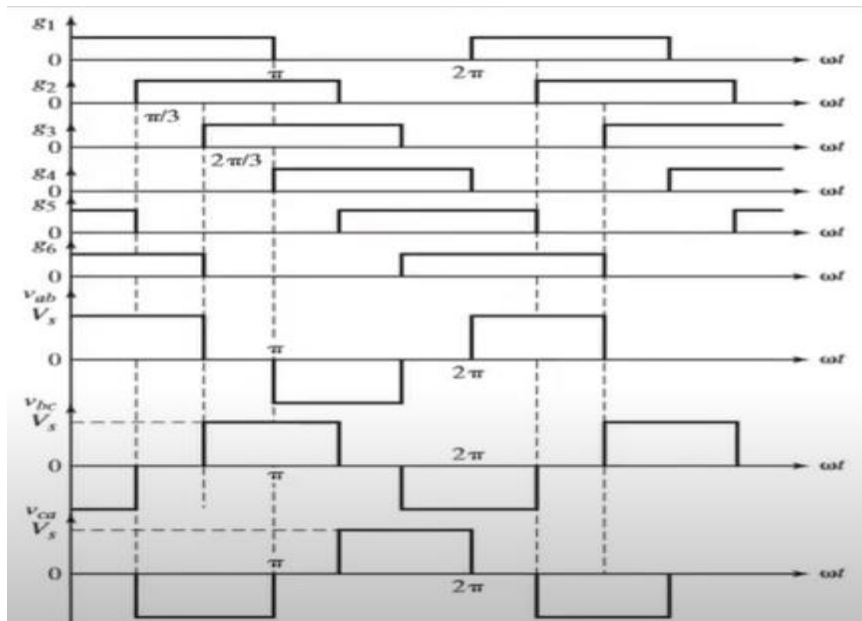
Η τάση δίδεται κατευθείαν από ιδανική πηγή τάσης κι όχι από ανόρθωση, επομένως η χρήση του DC Link είναι αμελητέα.

6.1 Λειτουργία Αντιστροφέα με διαμόρφωση τετραγωνικών παλμών

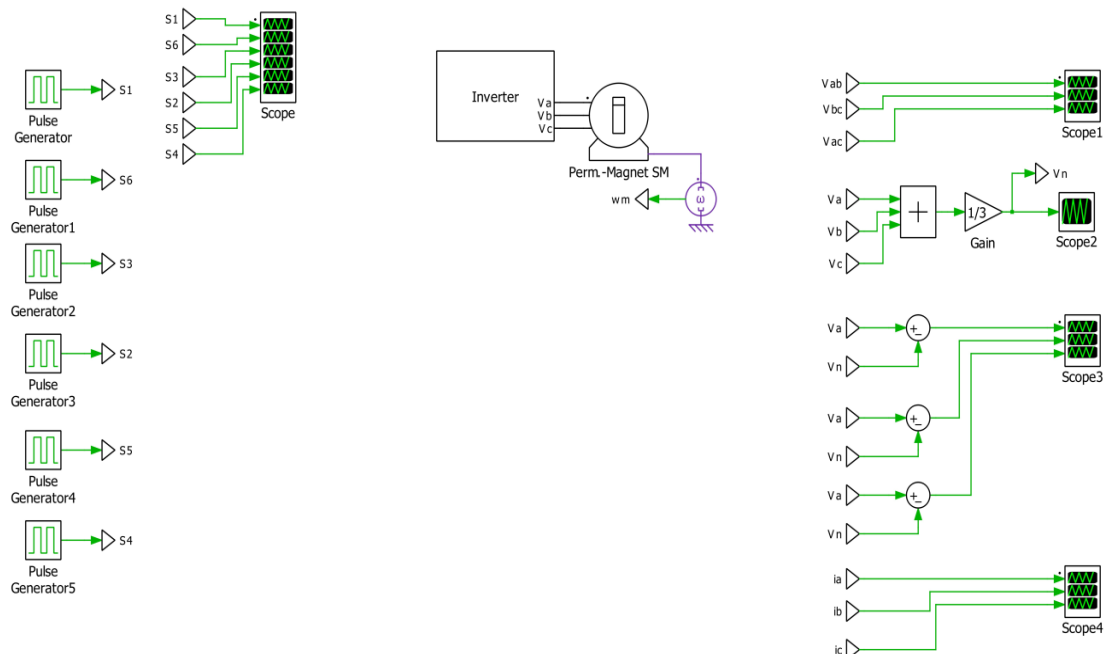
6.1.1 Διαμόρφωση με αγωγή των διακοπών για 180°

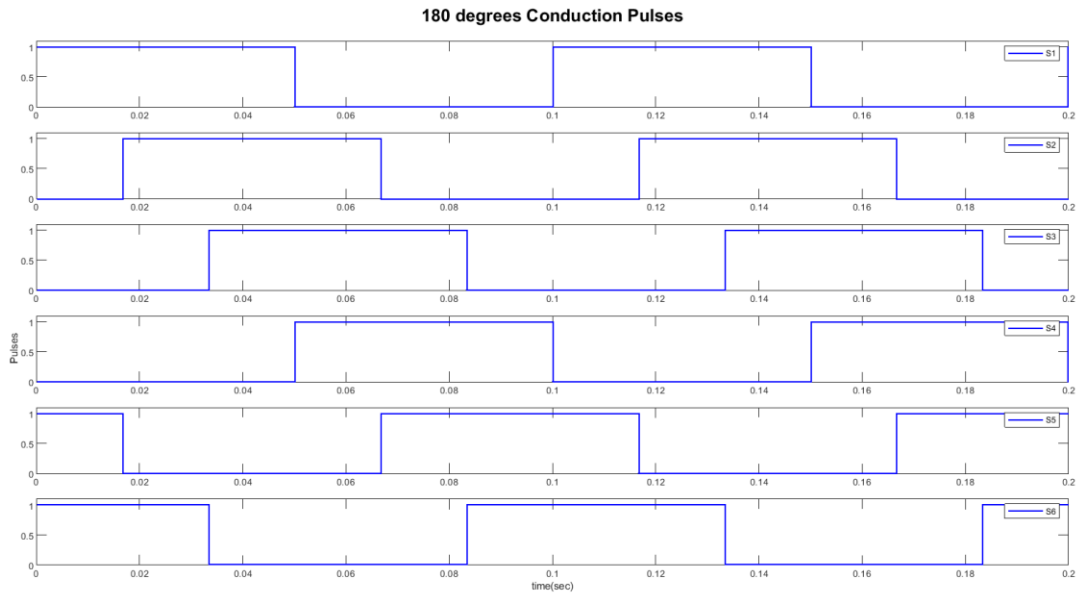
Στο συγκεκριμένο τύπο διαμόρφωσης, τα Mosfets θα άγουν για 180° το καθένα σε μία ηλεκτρική περίοδο. Επομένως, φαίνεται ευνόητο πως 3 τρανζίστορς θα μένουν σε κατάσταση ON κάθε χρονική στιγμή. Υπάρχουν 6 στάδια διαμόρφωσης, 60° το καθένα.

Κάθε 60° , ένας διακόπτης αρχίζει να άγει και ένας να περνάει σε σβέση. Οι παλμοί των πολικών τάσεων εξόδου έχουν 120° εύρος ζώνης. Η μηχανή, ως φορτίο, έχει θεωρηθεί συμμετρικό και επαγωγικό. Για να λειτουργεί ο αντιστροφέας ομαλά, είναι απαγορευτικό να άγουν οι διακόπτες της μίας ημιγέφυρας ταυτόχρονα, διότι τότε θα υπήρχε βραχυκύκλωμα της DC πηγής και το συγκεκριμένο γεγονός θα σηματοδοτούσε την καταστροφή των ημιαγωγίμων στοιχείων. Επιπλέον, δε συνίσταται να περνούν σε αγωγή ή σε σβέση ταυτόχρονα οι 3 πάνω ή οι 3 κάτω διακόπτες, διότι τότε δε θα υπήρχε διαφορά δυναμικού στην έξοδο των φάσεων του αντιστροφέα .

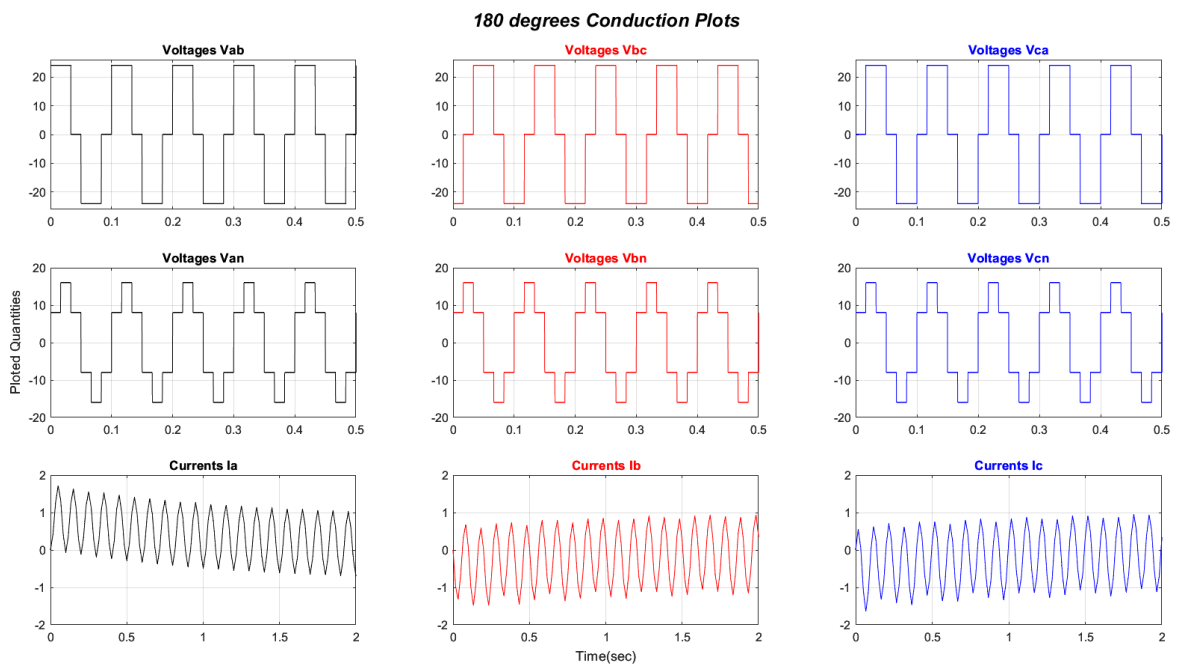


Εικόνα 58 (Κ.6.1.1) Διαμόρφωση με αγωγή των διακοπών για 180° [31]





Εικόνα 59 (Κ.6.1.1) Διαμόρφωση με αγωγή των διακοπών για 180° στο λογισμικό Ples.



Εικόνα 60 (Κ.6.1.1) Τάσεις και ρεύματα για διαμόρφωση παλμών με διαφορά φάσης 180° ως προς τους παλμούς.

Ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι κυματομορφές των φασικών τάσεων, οι οποίες δίνονται από τους τύπους:

- $V_{n0}(\omega t) = (V_{A0}(\omega t) + V_{B0}(\omega t) + V_{C0}(\omega t))/3$
- $V_{An}(\omega t) = 2 \cdot V_{A0}(\omega t)/3 - V_{B0}(\omega t)/3 - V_{C0}(\omega t)/3$
- $V_{Bn}(\omega t) = 2 \cdot V_{B0}(\omega t)/3 - V_{A0}(\omega t)/3 - V_{C0}(\omega t)/3$
- $V_{Cn}(\omega t) = 2 \cdot V_{C0}(\omega t)/3 - V_{A0}(\omega t)/3 - V_{B0}(\omega t)/3$

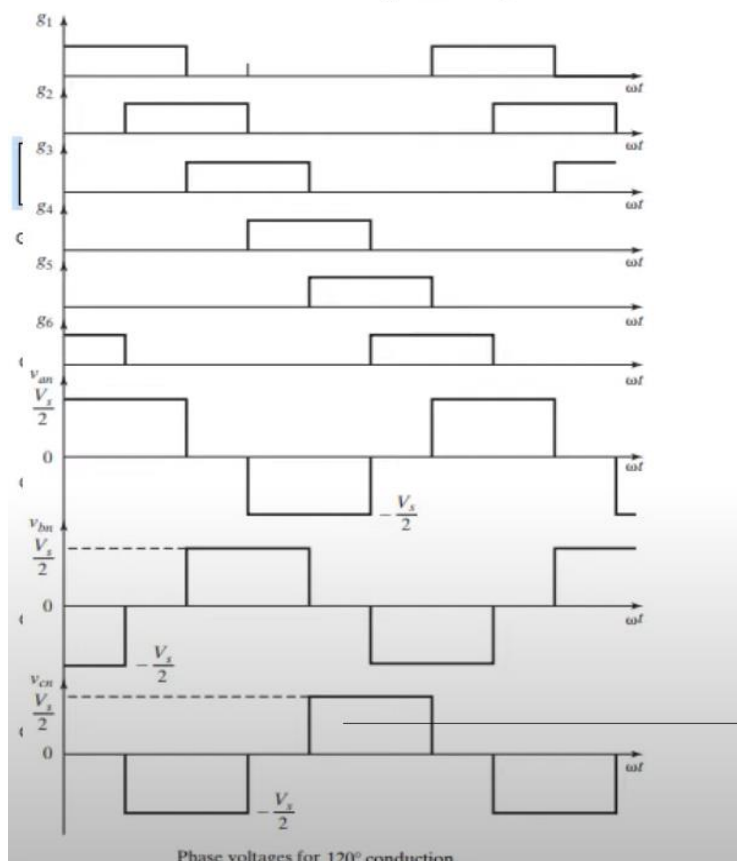
- Το V_{dc} είναι 48V, όσο η ονομαστική τάση της μηχανής της ομάδας. Επιβεβαιώνεται η σωστή λειτουργία της προσομοίωσης, εφόσον οι πολικές τάσεις ταλαντώνονται μεταξύ -48V έως +48V. Οι συναρτήσεις για το πλάτος της πολικής τάσης και της φασικής δίνονται από τις σχέσεις:
- $V_{ab} = 4 \cdot V_{in} \cdot \cos(n\pi/6)/(n\pi), n = 1,5,7$ (1)
- $V_{an} = 4 \cdot V_{in} \cdot (1 + \cos(\frac{n\pi}{3}))/3n\pi$ (2)

Το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της πολικής και της φασικής τάσης φορτίου για τη διαμόρφωση τετραγωνικού παλμού και συνδεσμολογίας αστέρα υπολογίζονται ως εξής:

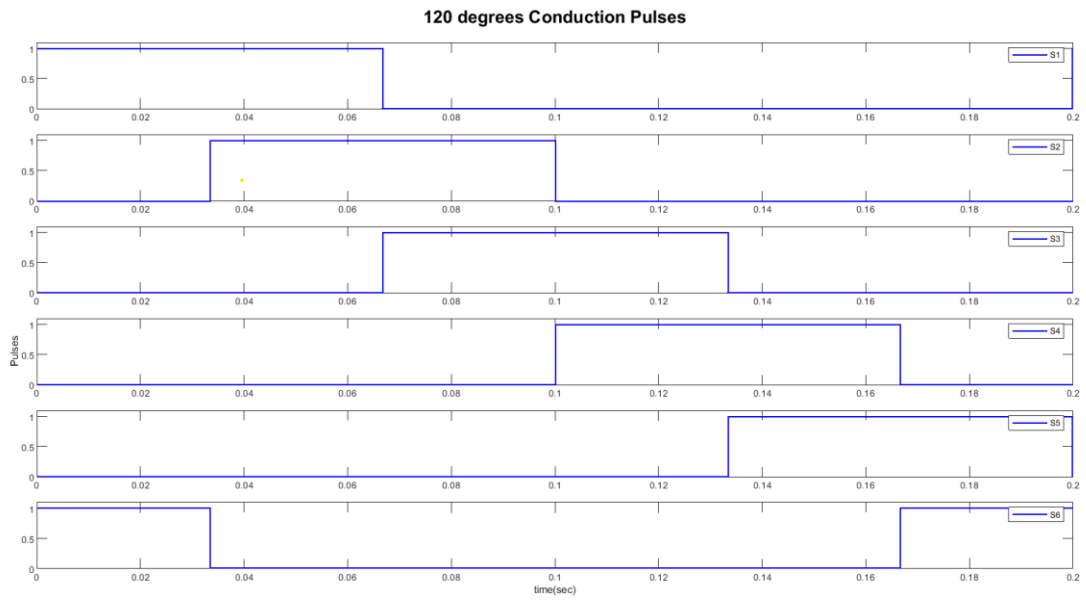
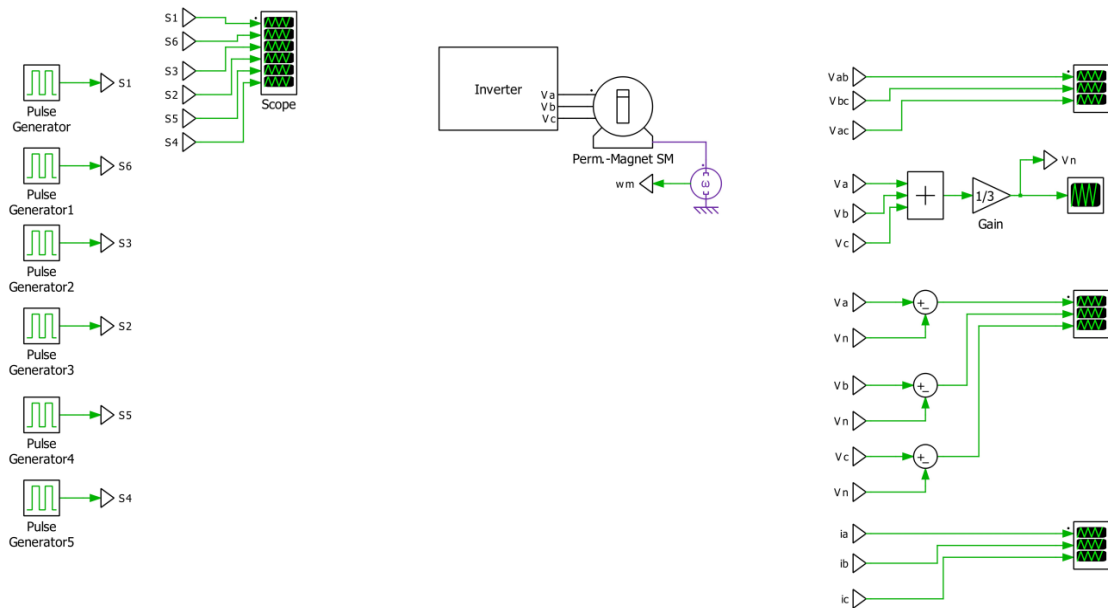
- $V_{ab,1} = V_{bc,1} = V_{ca,1} = 1.1 \cdot V_{in}$
- $V_{an,1} = V_{bn,1} = V_{cn,1} = 0.637 \cdot V_{in}$

Διαπιστώνεται από τις σχέσεις (1),(2) πως οι τριπλές αρμονικές συνιστώσες (triplens) των πολικών και φασικών τάσεων έχουν μηδενική τιμή, εφόσον οι συντελεστές τους για $n=4,9,15,\dots$ έχουν μηδενική τιμή.

6.1.2 Διαμόρφωση με αγωγή των διακοπών για 120°

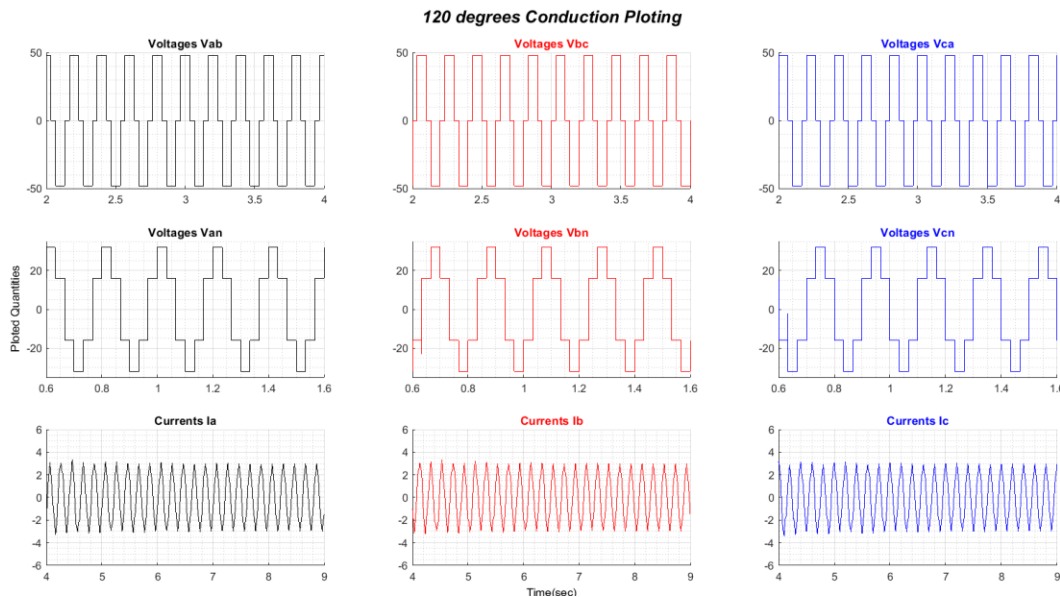


Εικόνα 60 (Κ.6.1.2) Διαμόρφωση με αγωγή των διακοπών για 120° [31]



Εικόνα 61 (Κ.6.1.2) Διαμόρφωση με αγωγή των διακοπών για 120° στο λογισμικό Plecs.

Σε κάθε διάστημα λειτουργίας του αντιστροφέα, άγει ένας διακόπτης από τους πάνω και ένας από τους κάτω. Παρουσιάζεται από κάτω η προσομοίωση και οι κυματομορφές εξόδου φασικών και πολικών τάσεων , καθώς και τα ρεύματα γραμμής:



Εικόνα 62 (Κ.6.1.2) Τάσεις και ρεύματα για διαμόρφωση παλμών με διαφορά φάσης 120° ως προς τους παλμούς.

6.2 Λειτουργία Αντιστροφέα με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM)

Η κύρια λειτουργία του αντιστροφέα πηγής τάσης (V.S.I.) είναι η μετατροπή της παροχής συνεχούς ρεύματος σε παροχή εναλλασσόμενου ρεύματος, επιθυμητού πλάτους και συχνότητας. Ιδανικά, οι κυματομορφές εξόδου του αντιστροφέα θα πρέπει να είναι ημιτονοειδείς, αλλά στην πράξη, δεν είναι καθαρά ημιτονοειδείς και περιέχουν διάφορες αρμονικές. Οι αρμονικές, σε οποιοδήποτε σύστημα, μειώνουν την ποιότητα της ηλεκτρικής παροχής, γεγονός που μπορεί να προκαλέσει διάφορες αρνητικές επιπτώσεις στο σύστημα. Το ρεύμα RMS θα αυξηθεί όταν αυξηθούν οι αρμονικές, γεγονός που προκαλεί αύξηση των απωλειών. Το ηλεκτρικό σύστημα αρχίζει να υφίσταται πρόωρη γήρανση, λόγω των αρμονικών. Για εφαρμογές χαμηλής και μέτριας ισχύος, επιτρέπονται τα τετραγωνικά κύματα, αλλά για εφαρμογές υψηλής ισχύος, χρειάζονται ημιτονοειδείς κυματομορφές, με πολύ χαμηλή περιεκτικότητα σε αρμονικές. Με τη διαμόρφωση τετραγωνικών παλμών, φαίνεται πως εξαγονται τετραγωνικές κυματομορφές εξόδου, των οποίων η ανάλυση Fourier αποδεικνύει πως έχουν ανώτερες αρμονικές συνιστώσες με συχνότητες αρκετά κοντά στη θεμελιώδη. Για να εξαλειφθούν ή έστω να μειωθούν οι αρμονικές τέτοιου τύπου, απαιτείται βαρύ σε όγκο και κόστος φίλτρο μεταξύ της εξόδου των φάσεων του αντιστροφέα και του τριφασικού φορτίου. Η τεχνική SPWM εξυπηρετεί ως προς τη μείωση βάρους και κόστους του συγκεκριμένου είδους φίλτρου. Η SPWM αναλύεται ως εξής: για την τάση εξόδου κάθε φάσης του αντιστροφέα έχουμε ένα συγκριτή, ο οποίος συγκρίνει μία ημιτονοειδή αναφορά με ένα φέρον τριγωνικό σήμα. Το πλάτος της αναφοράς A_r είναι μεταβλητό, ενώ του φέροντος A_c είναι σταθερό. Τα σημεία τομής των 2 σημάτων ορίζουν τους παλμούς οδήγησης του μετατροπέα και κατ' επέκταση τις τάσεις εξόδου του. Το πλάτος της βασικής αρμονικής εξόδου του αντιστροφέα με τη συγκεκριμένη τεχνική παλμοδότησης δίνεται από τη σχέση :

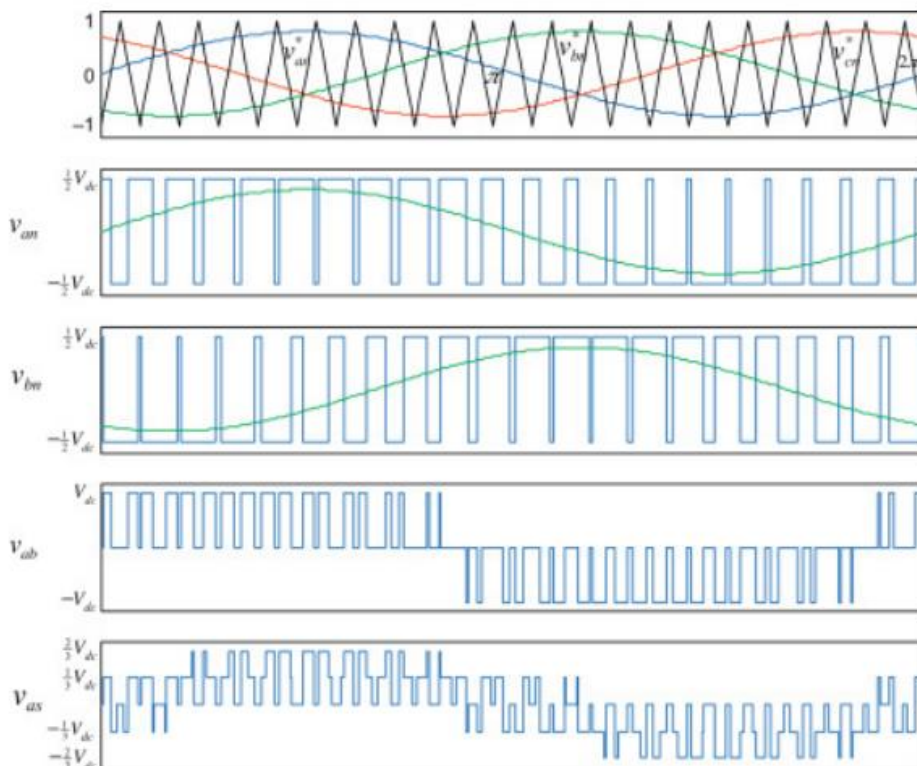
- $V_{ab,1} = \sqrt{3} \cdot V_{in} \cdot \frac{m_a}{2}$ [V], όπου m_a είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους και βρίσκεται από τη σχέση : $m_a = A_r/A_c$

Για την υλοποίηση της SPWM, ένα τριγωνικό κύμα φορέα υψηλής συχνότητας συγκρίνεται με ένα ημιτονοειδές αναφοράς της επιθυμητής συχνότητας. Η τομή του και των κυμάτων καθορίζει τις χρονικές στιγμές μεταγωγής και μεταγωγής του διαμορφωμένου παλμού. Το σχήμα δείχνει το τριγωνικό και το σήμα διαμόρφωσης με κάποια αυθαίρετη συχνότητα και μέγεθος. Όταν το ημιτονοειδές κύμα έχει μέγεθος μεγαλύτερο από το τριγωνικό κύμα, η έξοδος του συγκριτή είναι υψηλή, διαφορετικά είναι χαμηλή. Η έξοδος του συγκριτή εισέρχεται σε μία γενέτειρα παραγωγής διαμορφωμένων παλμών, ώστε η έξοδος του αντιστροφέα να είναι σε αρμονία με την έξοδο του συγκριτή.

Ο λόγος μεγέθους m_a καθορίζει το αρμονικό περιεχόμενο εξόδου του μετατροπέα. Ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας δίνεται από τη σχέση $m_f = f_c/f_r$, όπου f_c, f_r είναι οι συχνότητες του υψίσυχνου σήματος και της αναφοράς αντίστοιχα. Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας επιλέγεται τέτοιος, ώστε να είναι περιττός αριθμός, πολλαπλάσιο του 3, ώστε να μην περιέχει ζυγές αρμονικές η τάση εξόδου και ακέραιος, για να μην υπάρχουν υποαρμονικές. Η τάξη της δεσπόζουσας αρμονικής στην περίπτωση που η κυματομορφή της τάσης εξόδου κατέχει τη χειρότερη μορφή της, δηλαδή έχουμε $m_a = 1$, είναι η $d = mf - 2$ και το είναι $V_{ab,d} = 0.275 \cdot V_{in}$.

Επομένως, μεταβάλλοντας το συντελεστή m_a , μεταβάλλεται και το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας, άρα ο αντιστροφέας εκτελεί έλεγχο πλάτους και συχνότητας ταυτόχρονα.

Παρακάτω, μετρώντας την έξοδο του αντιστροφέα ως προς μία μεσαία λήψη, παράγονται οι εξής κυματομορφές:



Εικόνα 63 (Κ.6.2) Τάσεις και ρεύματα για διαμόρφωση παλμών με διαφορά φάσης 120ο ως προς τους παλμούς.

Η περιοχή στην οποία ισχύει για το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους $0 < m_a < 1$ ονομάζεται γραμμική περιοχή λειτουργίας (linear modulation range), επειδή σε εκείνη την περιοχή ο αντιστροφέας είναι ικανός να παράγει τάση εξόδου γραμμικά ανάλογη της αναφοράς. Όμως, όταν η αναφορά μας υπερβεί το υψίσυχο φέρον σήμα, τότε ο αντιστροφέας οδηγείται στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης και παύει η γραμμικότητα μεταξύ αναφοράς και φέροντος, οπότε επέρχονται ανεπιθύμητες αρμονικές χαμηλής συχνότητας. Η υψηλότερη γραμμικά μεταβαλλόμενη τάση εξόδου ισούται με $V_{dc}/2$ και αντιστοιχεί στο 78.5% της μέγιστης τάσης εξόδου που επιτυγχάνεται αν η τεχνική διαμόρφωσης παλμών είναι η προαναφερθείσα 6 βημάτων (τετραγωνικών παλμών). Συνεπώς, κατά τη χρήση της στρατηγικής SPWM, το επιτεύξιμο μέγιστο όριο του εύρους γραμμικής διαμόρφωσης είναι αναπόφευκτα μικρότερο από τη μέγιστη τάση εξόδου ενός αντιστροφέα.

Στην τεχνική SPWM, η διακοπτική συχνότητα ενός αντιστροφέα είναι ίση με εκείνη ενός φέροντος κύματος. Έτσι, η τεχνική SPWM έχει το πλεονέκτημα ότι έχει σταθερή συχνότητα μεταγωγής. Μια σταθερή συχνότητα μεταγωγής καθιστά δυνατό τον υπολογισμό των απωλειών των διακοπτικών στοιχείων, οπότε ο θερμικός σχεδιασμός τους γίνεται ευκολότερος. Επιπλέον, δεδομένου ότι τα χαρακτηριστικά των αρμονικών θα είναι σαφώς καθορισμένα, ο σχεδιασμός ενός βαθυπερατού φίλτρου, για την εξάλειψη των ανωτέρων αρμονικών, θα γίνει ευκολότερος. Είναι ευρέως γνωστό ότι η φασική τάση περιέχει αρμονικές στη συχνότητα φέροντος και στις συχνότητες των ακέραιων πολλαπλασίων της (M), καθώς και τις πλευρικές ζώνες (N) όλων αυτών των συχνοτήτων. Έτσι, αυτές οι αρμονικές, οι οποίες είναι γνωστές ως αρμονικές συχνότητας μεταγωγής, μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$u_{o-h} = V_h \sin(2\pi(Mf_c \pm Nf_o)t + \Phi_h) = V_h \sin(2\pi f_o(Mm_f \pm N)t + \Phi_h) \quad (6.1)$$

Η f_o αποτελεί τη θεμελιώδη συχνότητα της τάσεως εξόδου και το m_f είναι ο δείκτης διαμόρφωσης συχνότητας, ο οποίος δηλώνει το λόγο της φέρουσας συχνότητας προς τη θεμελιώδη συχνότητα. Τα M, N είναι ακέραιοι και το πηλίκο M/N είναι περιττός αριθμός. Η γωνία Φ_h αποτελεί την αρχική φάση των αρμονικών τάσης εξόδου. Οι τάξεις των συγκεκριμένων αρμονικών βρίσκονται από τις σχέσεις :

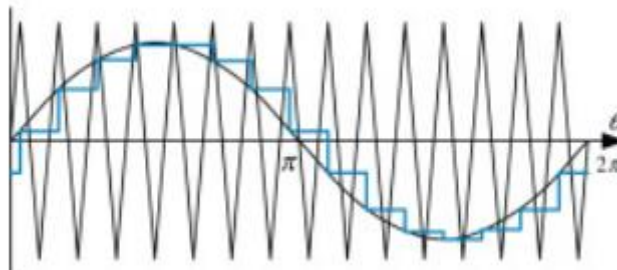
$$\begin{aligned} & m_f, m_f \pm 2, m_f \pm 4, m_f \pm 6, \dots \\ & 2m_f \pm 1, 2m_f \pm 3, 2m_f \pm 5, 2m_f \pm 7, \dots \\ & 3m_f, 3m_f \pm 2, 3m_f \pm 4, 3m_f \pm 6, \dots \\ & 4m_f \pm 1, 4m_f \pm 3, 4m_f \pm 5, 4m_f \pm 7, \dots \end{aligned} \quad (6.2)$$

Μεταξύ των αρμονικών, η συνιστώσα τάξης m_f έχει το μεγαλύτερο πλάτος. Αυτό σημαίνει ότι η αρμονική με συχνότητα ε τη συχνότητα μεταγωγής είναι η μεγαλύτερη.

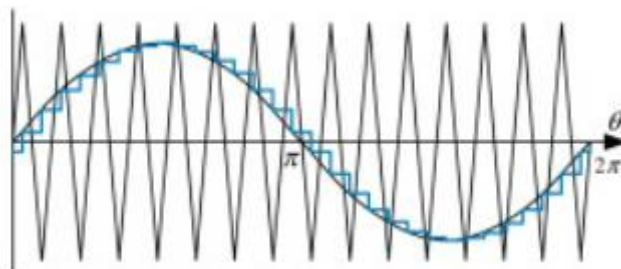
Όσο υψηλότερη είναι η συχνότητα μεταγωγής, τόσο υψηλότερη είναι η τάξη της κύριας αρμονικής. Έτσι, όταν χρησιμοποιείται υψηλότερη συχνότητα μεταγωγής, η ποιότητα της κυματομορφής της τάσης μπορεί να βελτιωθεί και το φιλτράρισμα μπορεί να γίνει ευκολότερο. Ωστόσο, αυτό οδηγεί σε μεγαλύτερες απώλειες μεταγωγής. Επομένως, είναι

σημαντικό να λαμβάνεται υπόψη η συνολική απόδοση του συστήματος κατά την επιλογή της συχνότητας μεταγωγής.

Δεδομένου ότι η τάση γραμμής προς γραμμή είναι η διαφορά μεταξύ των δύο φασικών τάσεων, οι πολικές τάσεις δεν έχουν αρμονικές σε πολλαπλάσια του τρία, οι οποίες υπάρχουν στις φασικές τάσεις. Το συγκεκριμένο γεγονός συμβαίνει, επειδή οι αρμονικές σε πολλαπλάσια του τρία που περιλαμβάνονται στις φασικές τάσεις δεν θα έχουν διαφορά φάσης μεταξύ τους. Ως εκ τούτου, εάν είχε γίνει επιλογή της τιμής του m_f ως πολλαπλάσια του τρία, τότε οι συνολικές αρμονικές θα μειωθούν στην τάση γραμμής προς γραμμή, λόγω της εξάλειψης των αρμονικών στα πολλαπλάσια του τρία. Η υλοποίηση μέσω λογισμικού με χρήση ψηφιακής τεχνικής ή μικροεπεξεργαστή δεν είναι εύκολη, διότι απαιτείται η επίλυση της υπερβατικής εξίσωσης, η οποία ορίζει τα σημεία τομής που χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό των χρονικών στιγμών μεταγωγής. Αντ' αυτού, χρησιμοποιείται η λεγόμενη PWM κανονικής δειγματοληψίας στην οποία η ημιτονοειδής αναφορά διατηρείται σε σταθερή δειγματοληπτική τιμή για το διάστημα του φέροντος και η δειγματοληπτική τιμή συγκρίνεται με το κύμα του φέροντος για τον προσδιορισμό των χρονικών στιγμών μεταγωγής. Στην PWM κανονικής δειγματοληψίας υπάρχουν δύο τύποι δειγματοληψίας, η συμμετρική και η ασύμμετρη. Στη συμμετρική δειγματοληψία, η ημιτονοειδής αναφορά δειγματοληπτείται μία φορά στην κορυφή του τριγωνικού φέροντος κύματος, ενώ στην ασύμμετρη δειγματοληψία του, δειγματοληπτείται δύο φορές, τόσο στη θετική, όσο και στην αρνητική κορυφή του τριγωνικού φέροντος κύματος. Σήμερα, η ψηφιακή υλοποίησή του μπορεί να γίνει εύκολα με τη χρήση μικροελεγκτών που υποστηρίζουν την ειδική μονάδα για την παραγωγή σήματος PWM.



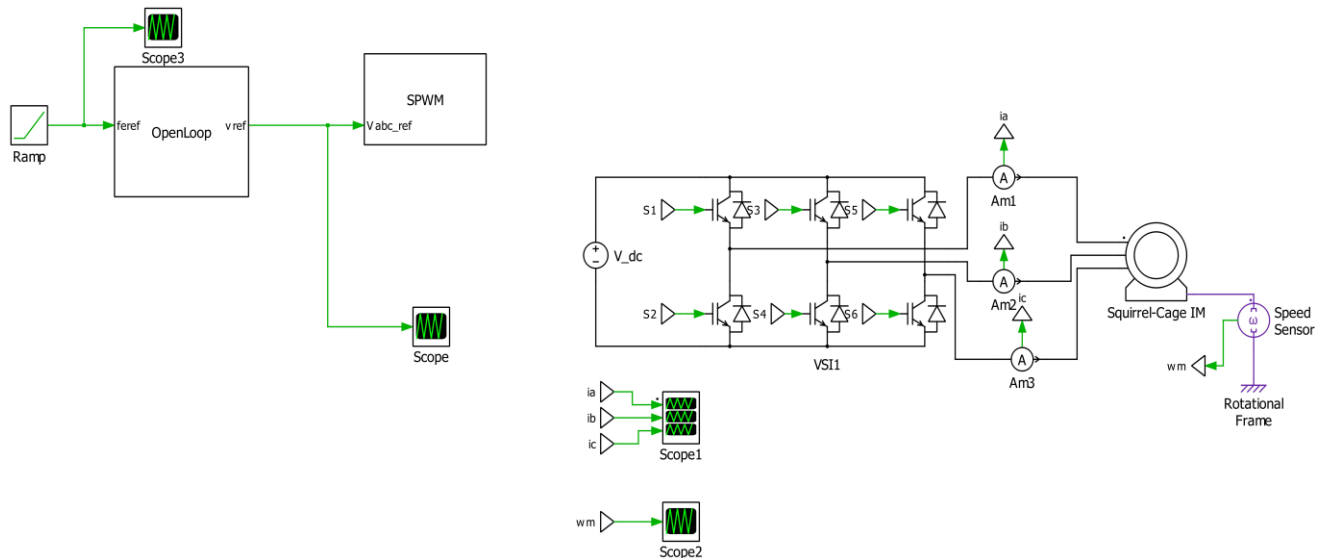
Εικόνα 65 (Κ.6.2) Συμμετρική δειγματοληψία [33].



Εικόνα 66 (Κ.6.2) Ασύμμετρη δειγματοληψία [33].

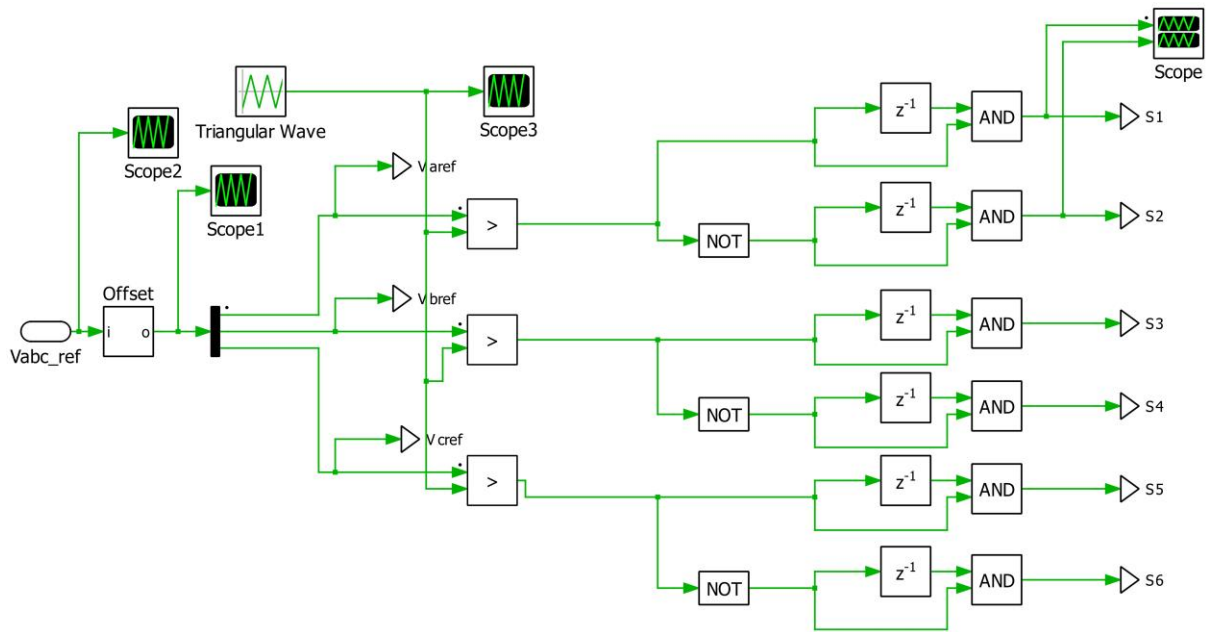
Δεδομένου ότι η τεχνική SPWM μπορεί να εκτελεί διαμόρφωση τάσης σε κάθε διάστημα δειγματοληψίας με σταθερή συχνότητα μεταγωγής, παρουσιάζει καλύτερη δυναμική

απόδοση από την προγραμματισμένη PWM. Ωστόσο, αυτή η τεχνική έχει περιορισμένο εύρος γραμμικότητας τάσης (μόνο 78.5% της λειτουργίας έξι βημάτων ή 6-step commutation) και χαμηλή ποιότητα κυματομορφής στην υψηλή περιοχή διαμόρφωσης-υπερδιαμόρφωσης. Για να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα, έχουν αναπτυχθεί πολλές βελτιωμένες τεχνικές PWM. Οι βελτιώσεις για την επέκταση του εύρους γραμμικότητας της τάσης έχουν γίνει κυρίως μέσω της τροποποίησης του σήματος διαμόρφωσης, με αποτέλεσμα μη ημιτονοειδή σήματα διαμόρφωσης. Ως χαρακτηριστικό παράδειγμα βελτίωσης, η PWM έγχυσης τρίτης αρμονικής καθιστά δυνατή την αύξηση της θεμελιώδους συνιστώσας των τάσεων εξόδου κατά 15.5% περισσότερο από τη συμβατική τεχνική SPWM.



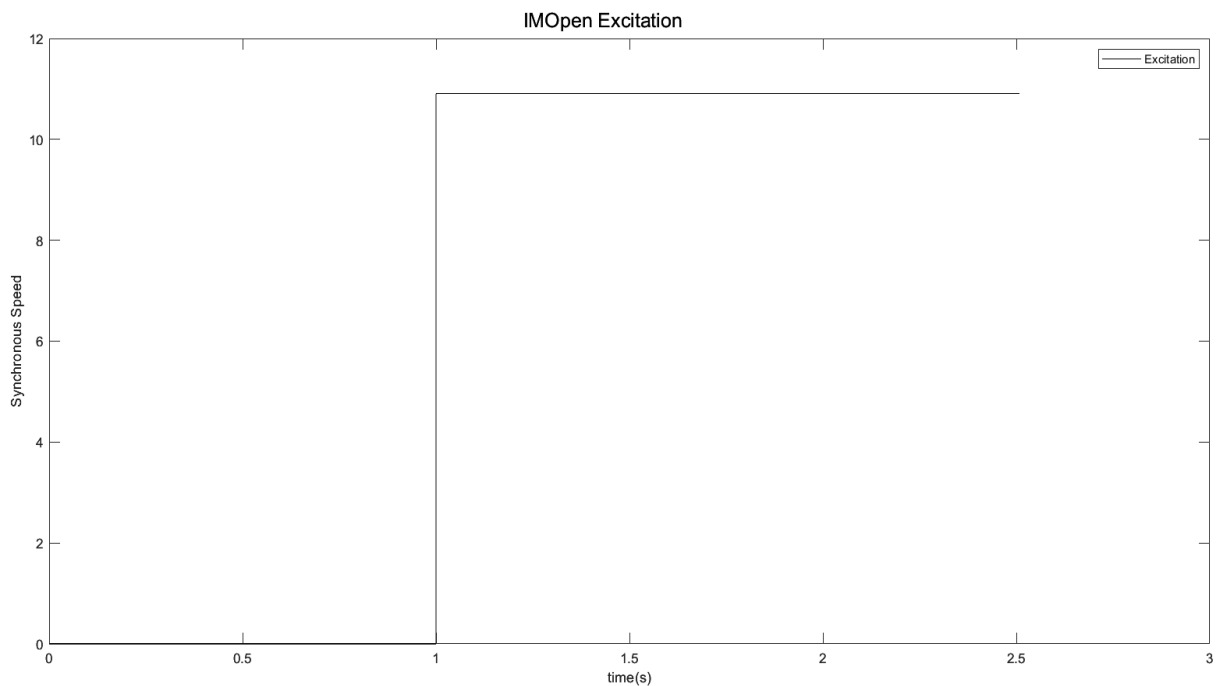
Εικόνα 67 (Κ.6.2) Προσομοίωση Open Loop σε Μηχανή Επαγωγής

Έχει ενσωματωθεί ο κατάλληλος νεκρός χρόνος (dead ή blanking time), καθώς και οι καθυστερήσεις που επιβάλλει ο επεξεργαστής ως προς την παραγωγή των παλμών. Η συχνότητα μεταγωγής είναι 10kHz, τυπική συχνότητα για την μετατόπιση των αρμονικών των τάσεων σε υψηλότερη τάξη, ώστε να παράγονται «καθαρά» ημιτονοειδή ρεύματα, λόγω του επαγωγικού χαρακτήρα των τυλιγμάτων και της ιδιότητάς τους ως βαθυπερατό φίλτρο (LPF).

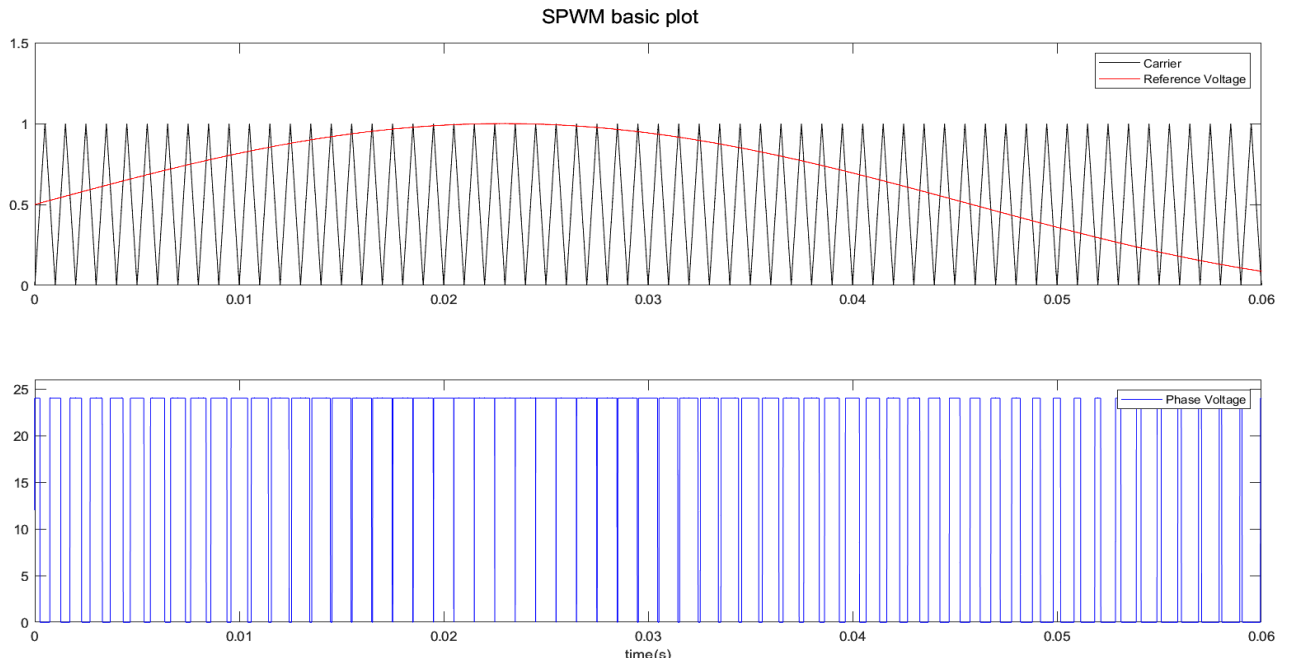


Εικόνα 68 (Κ.6.2) Προσομοίωση SPWM σε Open Loop έλεγχο με ενσωματωμένο dead time και καθυστερήσεις που οφείλονται στον επεξεργαστή

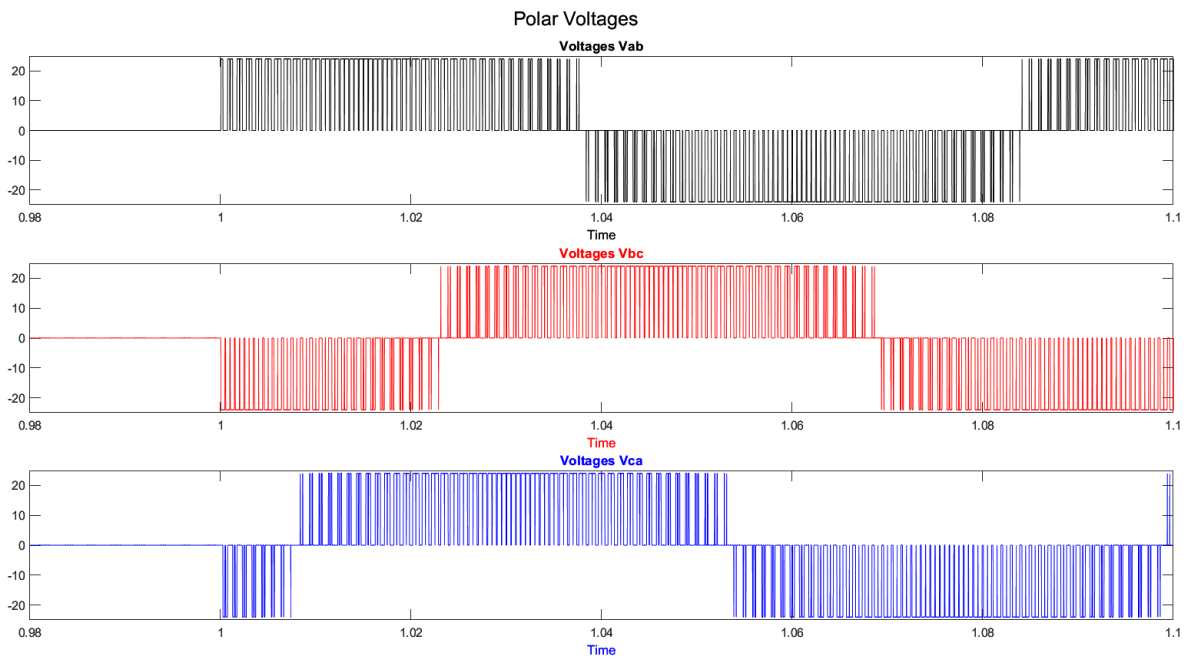
Ο έλεγχος είναι ανοιχτού βρόχου (open loop), με συνάρτηση ταχύτητας αναφοράς βηματική. Η αναφορά πολλαπλασιάζεται με ένα σταθερό όρο που είναι η ονομαστική ροή της μηχανής, ώστε να έχουμε την απαιτούμενη ροπή (δε γίνεται αποσύζευξη ροής και ροπής). Έτσι, παράγεται η απαιτούμενη τάση που είναι αναγκαία, για να εισέλθει κατάλληλο ρεύμα στο στάτη, ώστε να παραχθεί το απαιτούμενο πεδίο. Στην εκκίνηση, όμως, η ταχύτητα είναι μηδενική, οπότε κρίνεται απαραίτητη η εισαγωγή μίας τάσης ενίσχυσης (Voltage Boost), ώστε να εκκινήσει ομαλά η μηχανή. Στις υψηλότερες ταχύτητες, η επίδρασή της είναι αμελητέα. Η παρακάτω προσομοίωση έγινε με βάση μία βηματική μεταβολή συχνότητας.



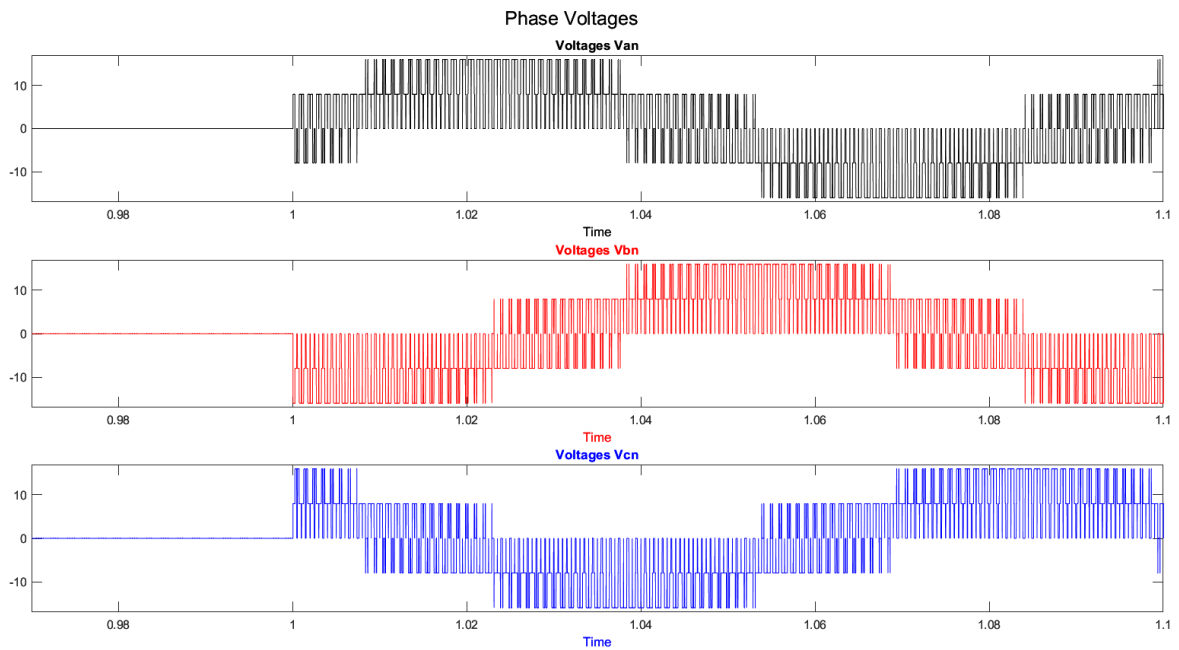
Εικόνα 69 (Κ.6.2) Βηματική αναφορά Σύγχρονης Ταχύτητας



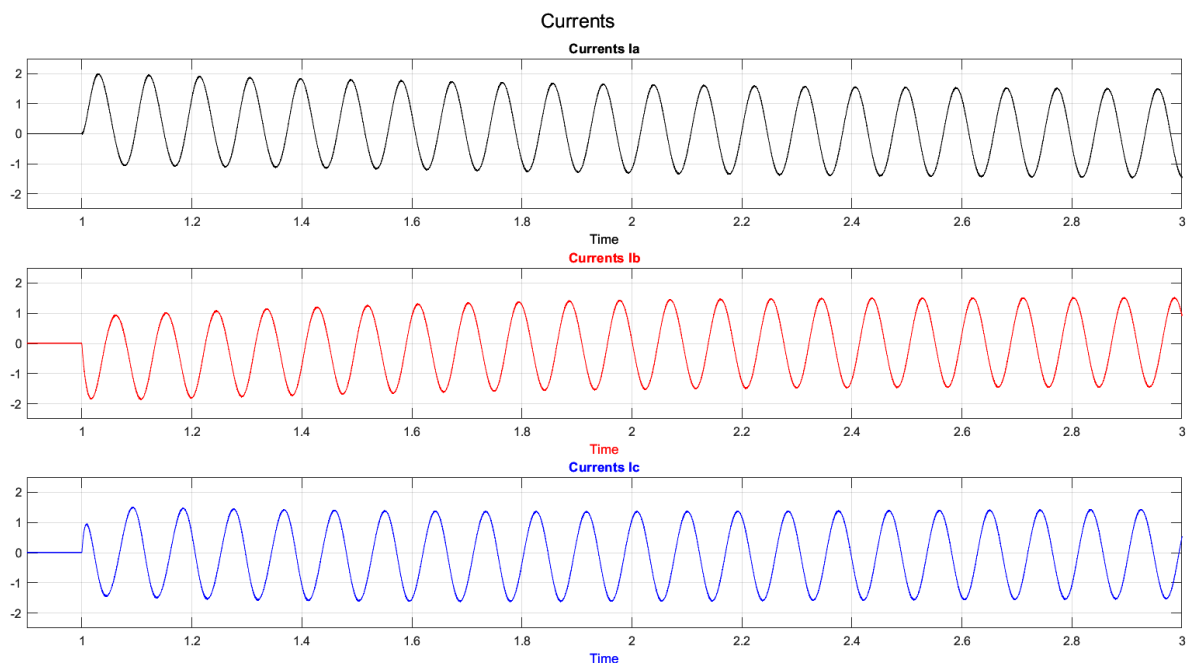
Εικόνα 70 (Κ.6.2) Σύγκριση τριγωνικού φέροντος σήματος με τάση αναφοράς στο επίπεδο [0,1]



Εικόνα 71 (Κ.6.2) Πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα



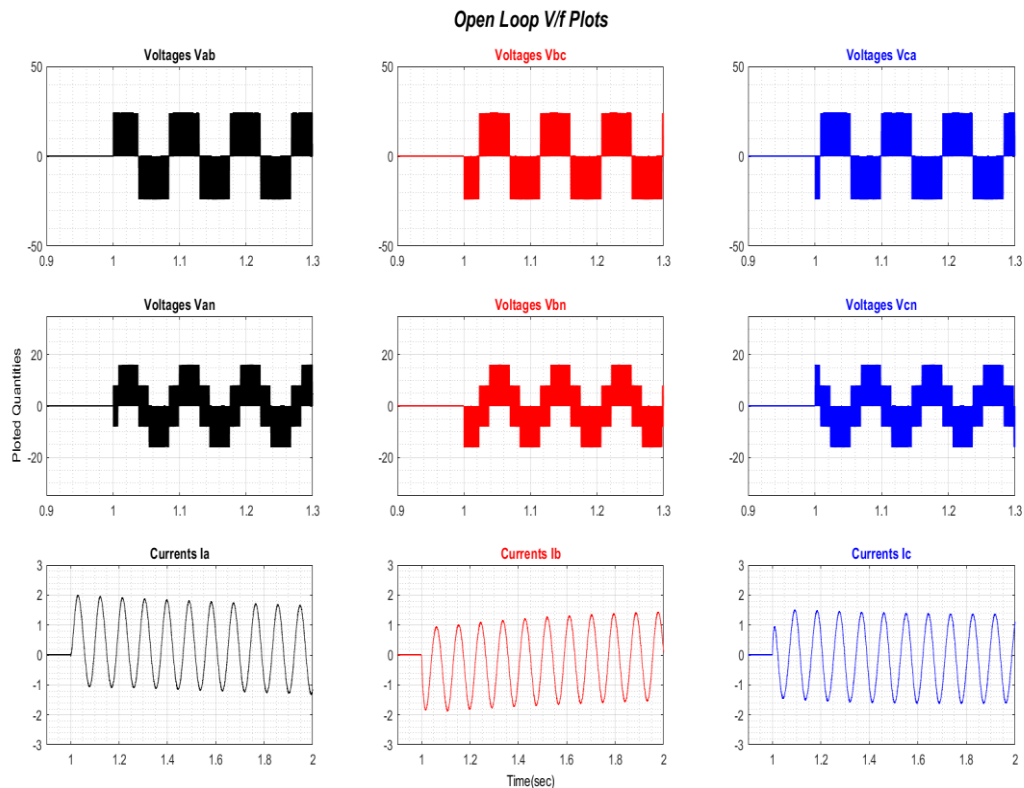
Εικόνα 72 (Κ.6.2) Φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα



Εικόνα 73 (Κ.6.2) Ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα

Αξίζει να σχολιαστεί η αρχική μεταβατική κατάσταση του ρεύματος της κάθε φάσης που διαφαίνεται από τη Συνεχή Συνιστώσα (DC) που κατέχει η κάθε φάση, έως ότου καταλήξει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η αρχική συνιστώσα Συνεχούς Ρεύματος

οφείλεται στην ιδιότητα της αυτεπαγωγής να μην επιτρέπει απότομες μεταβολές του ρεύματος.



Εικόνα 73 (Κ.6.2) Συνολικά διαγράμματα για έλεγχο Ανοιχτού Βρόχου V/f

Έγχυση 3^{ης} αρμονικής (Third Harmonic Injection)

Για $m_a=1$, το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς καλύπτει πλήρως το υψίσυχο τριγωνικό, οπότε το ερώτημα είναι το πώς είναι θα πραγματοποιηθεί υπέρβαση του ορίου γραμμικής περιοχής και πώς θα φτάσει ο αντιστροφείας το στάδιο υπερδιαμόρφωσης. Για το συγκεκριμένο εγχείρημα, θα αξιοποιηθεί η τάση κοινού κόμβου που προσφέρει η σύνδεση σε αστέρα για το συμμετρικό, επαγωγικό φορτίο. Είναι δυνατόν να αυξηθεί ο συντελεστής πλάτους έως και στο $m_a=1.1547$, προσθέτοντας ένα 3^ο αρμονικό στοιχείο. Η RMS της τάσης φορτίου χωρίς έγχυση 3^{ης} αρμονικής ισούται με $m_a \cdot \frac{V_{in}}{2\sqrt{2}} = 0.35 \cdot V_{in}$ σε κάθε φάση, ενώ με την 3^η αρμονική είναι $1.15 \cdot m_a \cdot \frac{V_{in}}{2\sqrt{2}} = 0.35 \cdot V_{in}$ σε κάθε φάση.

Επί της ουσίας, αν υψίσταται πως η ημιτονοειδής αναφορά ταλαντώνει μεταξύ -1 και 1 ή μεταξύ 0 και 1 (ανάλογα με το εύρος πλάτους του φέροντος), είναι επιθυμητό να μειωθεί η μέγιστη τιμή και να αυξηθεί η ελάχιστη τιμή της αναφοράς, ώστε αν αυξηθεί το συντελεστή πλάτους πάνω από την τιμή 1, τότε δε θα φτάσει ο αντιστροφείας στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, η οποία επιβάλλει την ύπαρξη αρμονικών χαμηλής τάξης. Για αυτό εισάγεται η παρακάτω μέθοδος.

Με την απλή προσθήκη τρίτου αρμονικού σήματος σε χαμηλής συχνότητας ημιτονοειδές σήμα αναφοράς, είναι δυνατόν να επιτευχθεί η αύξηση του πλάτους στην κυματομορφή της τάσης εξόδου. Στην THIPWM, η προσθήκη της τρίτης αρμονικής σημαίνει ότι, σε έναν κύκλο ημιτονοειδούς κύματος, τρεις κύκλοι αρμονικής πρέπει να συμπληρωθούν.

$$\begin{aligned}
 &V_{1\max} \sin(\omega t) + V_{3\max} \sin(3\omega t) \\
 &V_{1\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{3\max} \sin(3\omega t) \\
 &V_{1\max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{3\max} \sin(3\omega t)
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

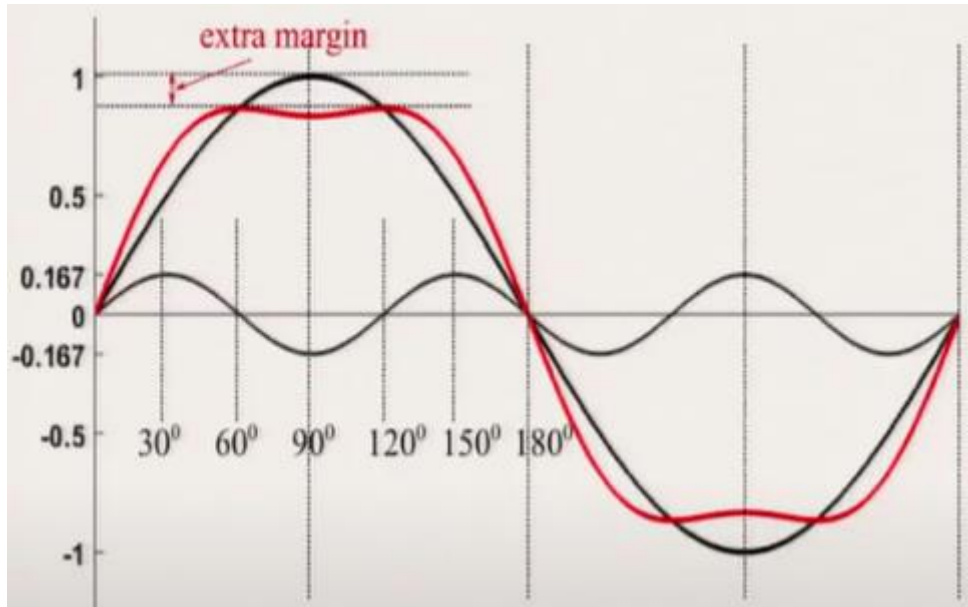
Είναι απαραίτητο να ληφθεί υπόψη πως το προστιθέμενο σήμα πρέπει να είναι τάση κοινού κόμβου, με ίδιο πλάτος και φάση, διότι με αυτόν τον τρόπο αναιρείται στη γραμμή και άρα δε «βλέπει» το φορτίο την 3^η αρμονική, άρα δεν ρέει ρεύμα μεταξύ ουδετέρου κόμβου αστέρα και πηγής DC.

3rd harmonic addition

$$f(\theta) = m\sin(\theta) + k\sin(3\theta) \tag{6.4}$$

Η διαδικασία εύρεσης του πλάτους της 3^{ης} αρμονικής είναι η παραγωγή της παραπάνω συνάρτησης αναφοράς ως προς τη γωνία θ , ο μηδενισμός της παραγώγου και η εξαγωγή της τιμής της θ που είναι μέγιστη η f σαν συνάρτηση του m και του k . Έπειτα, παραγωγίζοντας την $f(\theta)_{max}$ ως προς την παράμετρο k , βρίσκω την τιμή του k , όπου είναι το μέγιστο σήμα αναφοράς χωρίς υπερδιαμόρφωση. Ακολουθώντας τη συγκεκριμένη μέθοδο, προκύπτει πως $k = m/6$, επομένως το πλάτος του προστιθέμενου κύματος είναι $1/6$.

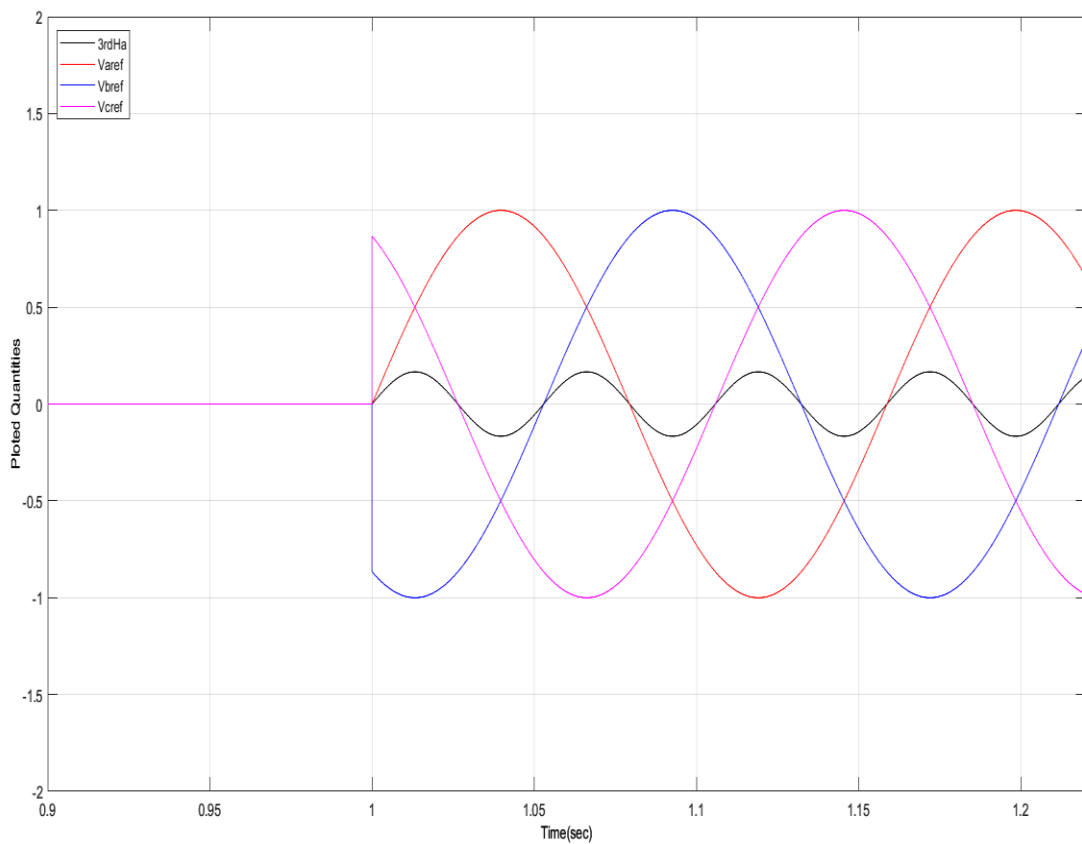
Ιδανικά, είναι επιθυμητό για 60° να το πλάτος να είναι ίσο με 1, οπότε βρίσκεται πως το m_a φτάνει στην τιμή 1.1547, χωρίς να ξεπεραστεί η γραμμική περιοχή. Έτσι, το φορτίο «βλέπει» μεγαλύτερη τάση στην έξοδο του αντιστροφέα με την ίδια τάση εισόδου στο DC Bus, επιτρέποντας τη μηχανή να στραφεί με μεγαλύτερη ταχύτητα, εφόσον η τάση επιστροφής αυξάνεται ($E=k*\phi*\omega$), για να φτάσει στη μόνιμη κατάσταση, όπου η τάση κάθε φάσης ισούται με την τάση επιστροφής κάθε φάσης.



Εικόνα74 (Κ.6.2) Επίδραση προσθήκης 3ης αρμονικής συνιστώσας τάσης [34].

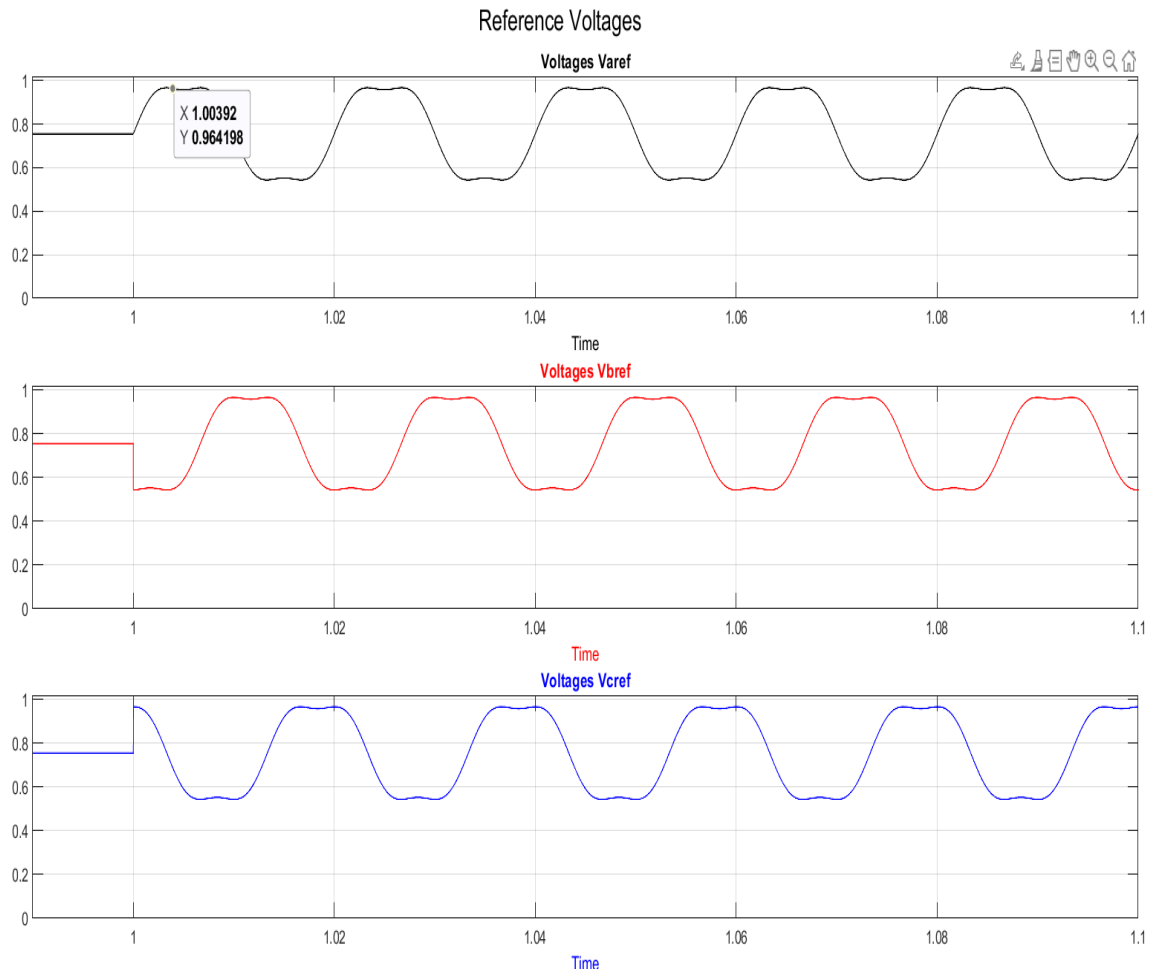
Παρακάτω παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσεων αναφοράς, έχοντας προστεθεί η 3^η αρμονική και έχοντας τεθεί διαμόρφωση πλάτους ίση με 1.1547:

3rd Harmonic with Voltage Reference Compare

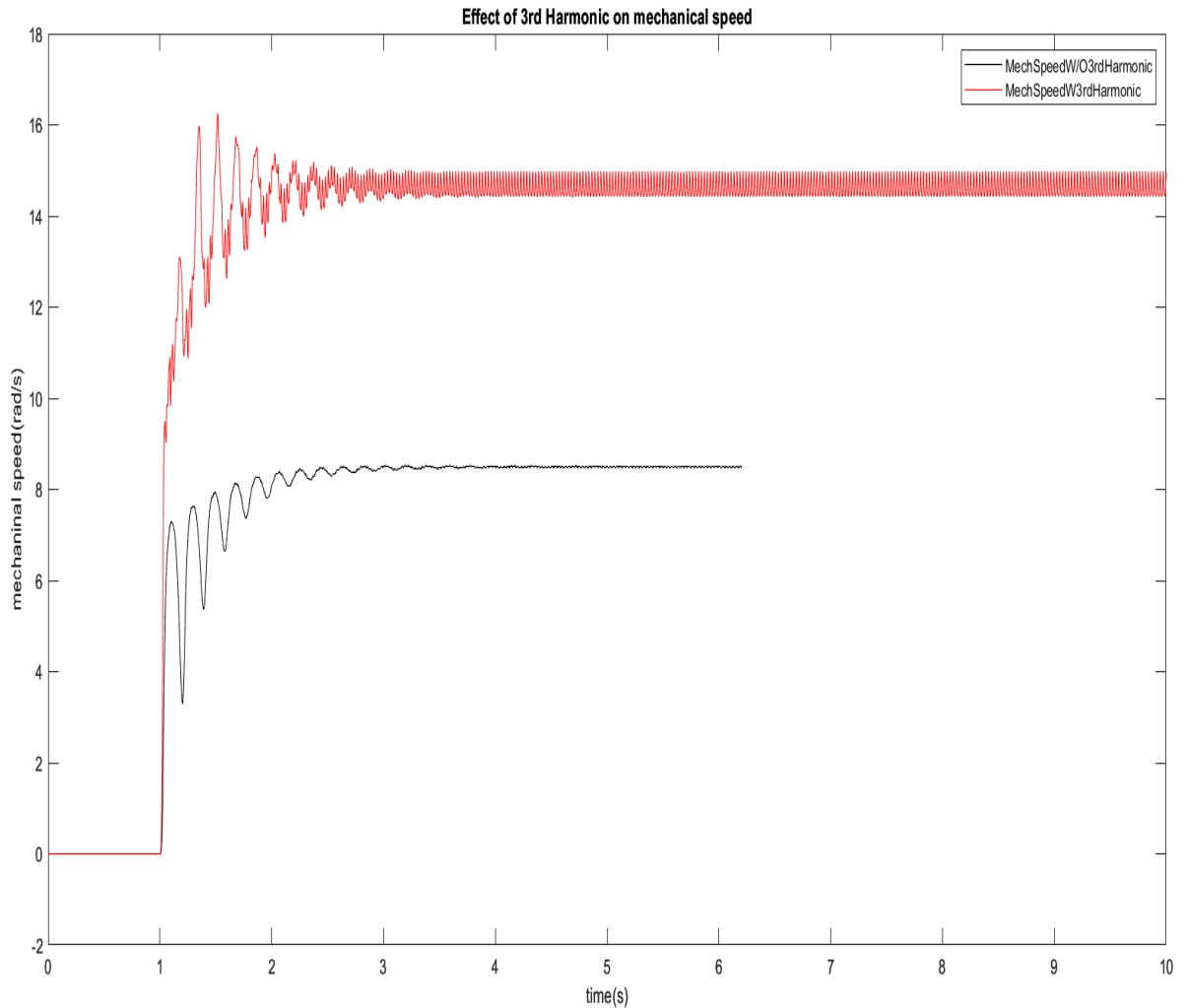


Εικόνα 75 (Κ.6.2) Συνιστώσες τάσης πριν την έγχυση 3ης αρμονικής και 3η αρμονική σε κοινό διάγραμμα .

Το προστιθέμενο σήμα της 3^{ης} αρμονικής πληροί τις προϋποθέσεις που έχουν οριστεί, δηλαδή το πλάτος του είναι το 1/6 της της αναφοράς και έχει τριπλάσια συχνότητα από εκείνη.



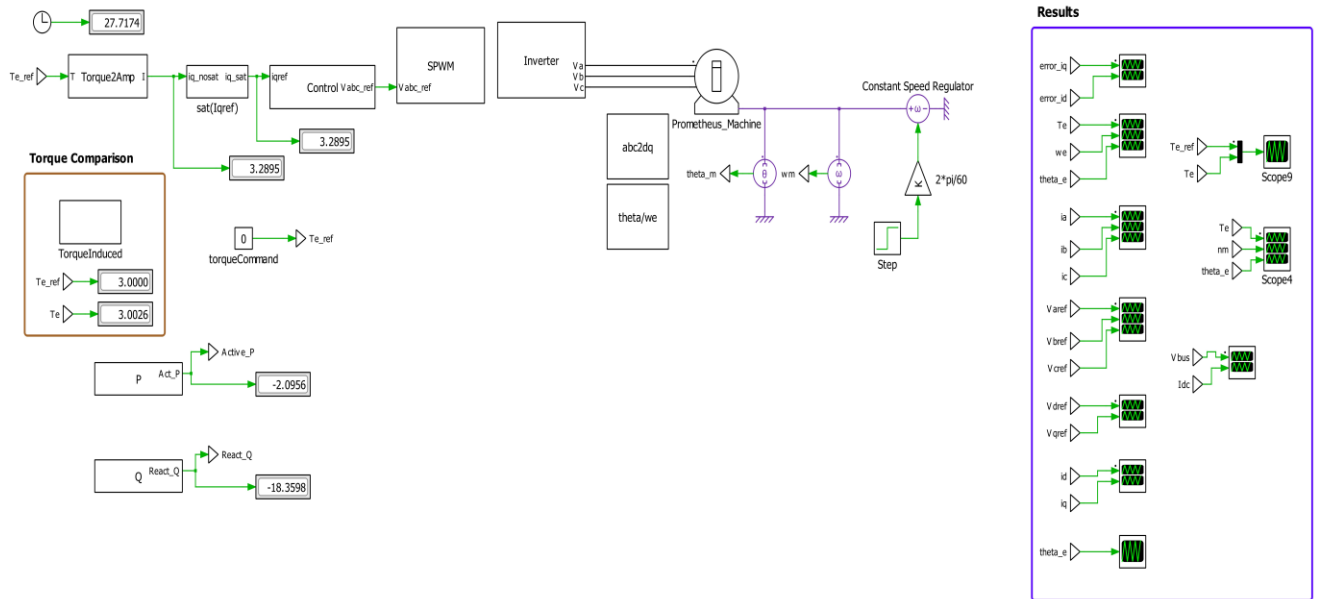
Εικόνα 76 (Κ.6.2) Τάσεις αναφοράς έχοντας προσθέσει 3η αρμονική



Εικόνα 77 (Κ.6.2) Σύγκριση μεταξύ τελικής μηχανικής ταχύτητας χωρίς και με 3η αρμονική

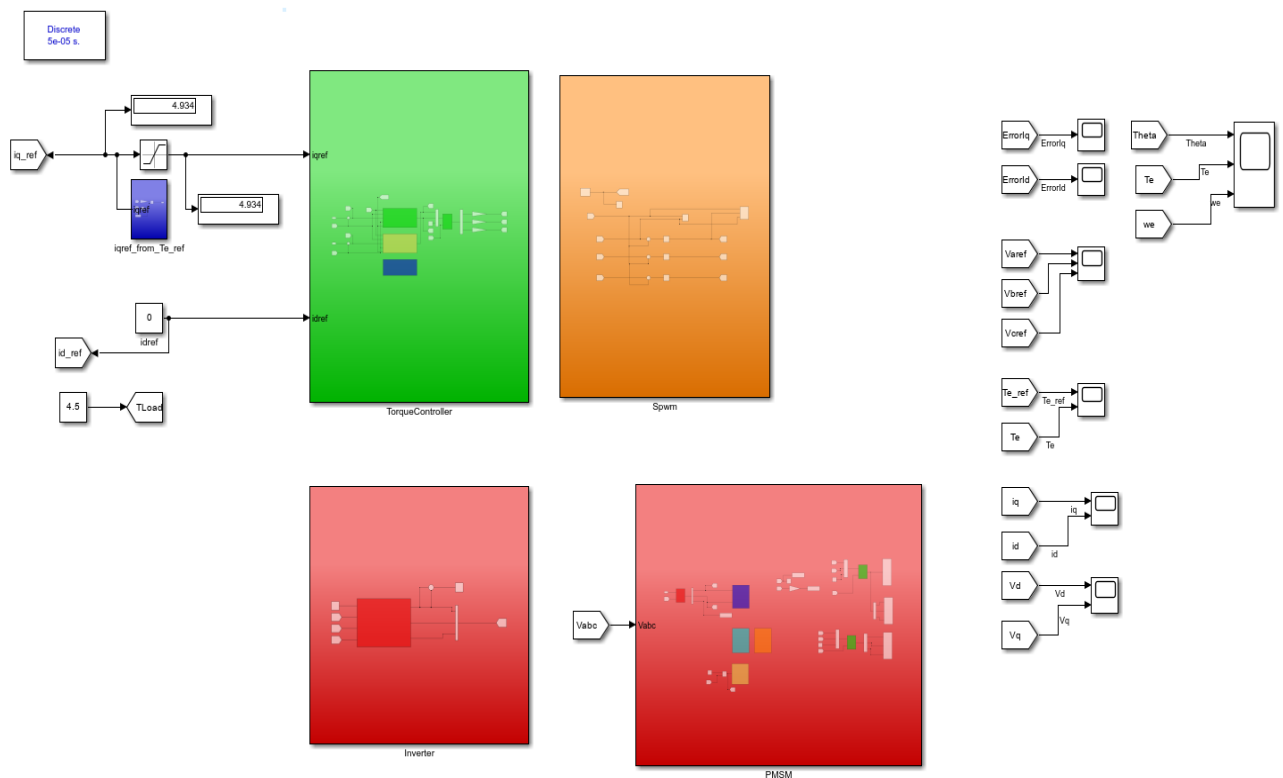
6.3.1 Προσομοίωση Torque Control για μηχανή PMSM

Ο καθορισμός των κερδών και των feedforward όρων που βελτιώνουν τη δυναμική και, φυσικά την ευστάθεια των ελεγκτών, είναι δεδομένος. Η διαδικασία προσομοιώνει τη δυναμομέτρηση της μηχανής σε συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας, ώστε να προσδιοριστεί η ευστάθεια του ελεγκτή ροπής και σε μετέπειτα παράγραφο να συνεχιστεί στον έλεγχο ταχύτητας. Στις παρακάτω εικόνες, παρουσιάζεται το μοντέλο του ελέγχου ροπής:



Εικόνα 78 (Κ.6.3.1) Μοντέλο σήματος ελέγχου ροπής υλοποιημένο στο περιβάλλον του Plescs

Αξίζει να τονιστεί το γεγονός πως η παραπάνω προσομοίωση προσεγγίζει την πραγματική δυναμομέτρηση της μηχανής, κατά την οποία διατηρούνται σταθερές στροφές στον άξονα της μηχανής και με τη βοήθεια ενός ροπομέτρου είναι δυνατόν να μετρηθεί η ροπή που αναπτύσσεται στον άξονα, έχοντας εφαρμοστεί βηματικές μεταβολές στη ροπή αναφοράς του δοκιμίου προς μέτρηση.



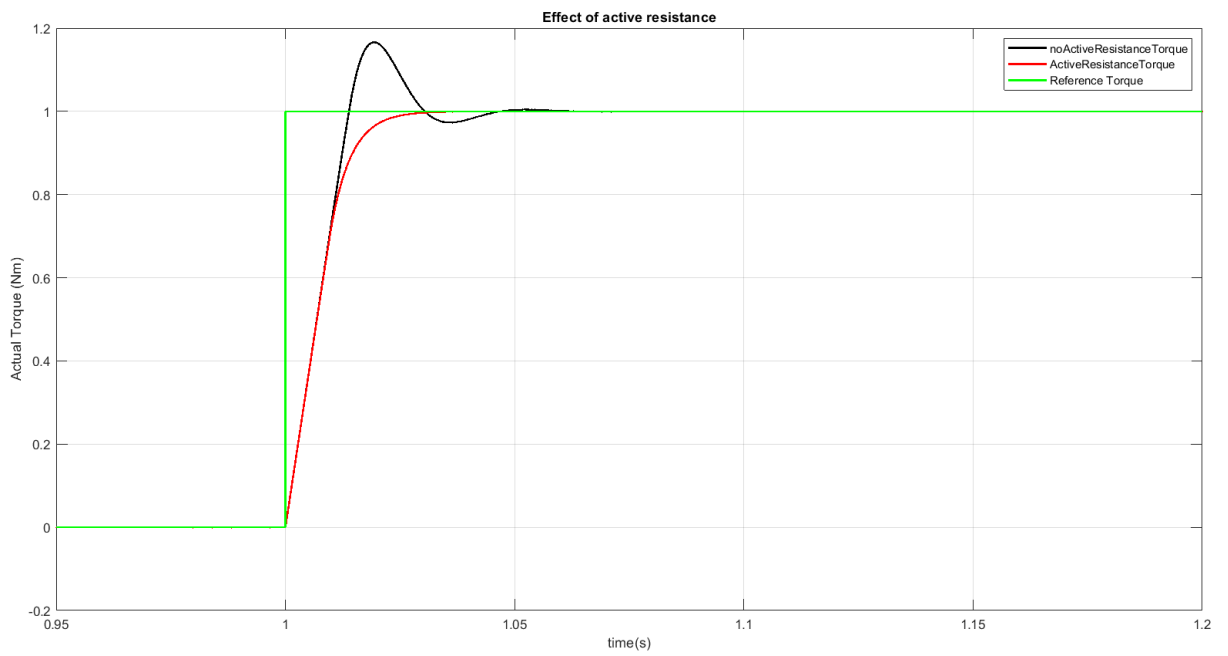
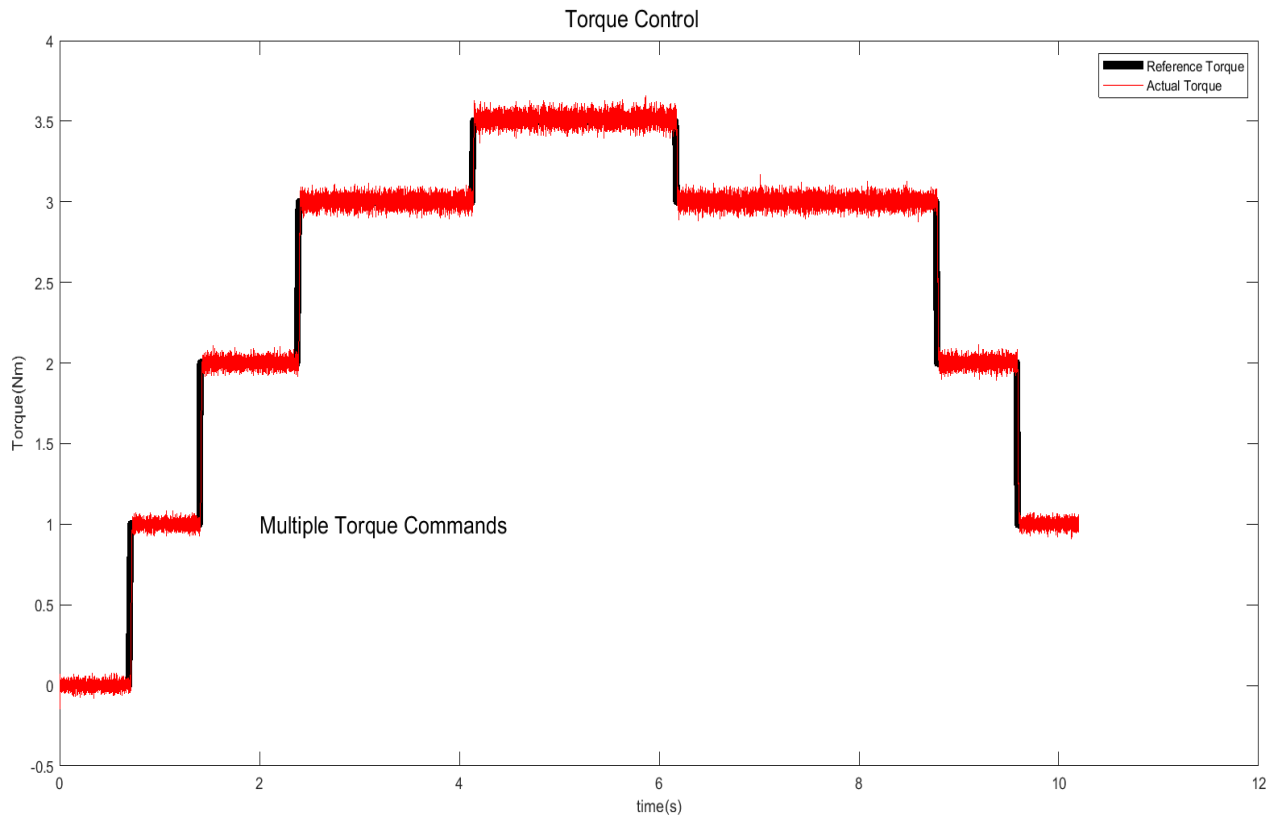
Εικόνα 78 (Κ.6.3.1) Μοντέλο σήματος ελέγχου ροπής υλοποιημένο στο περιβάλλον του Simulink

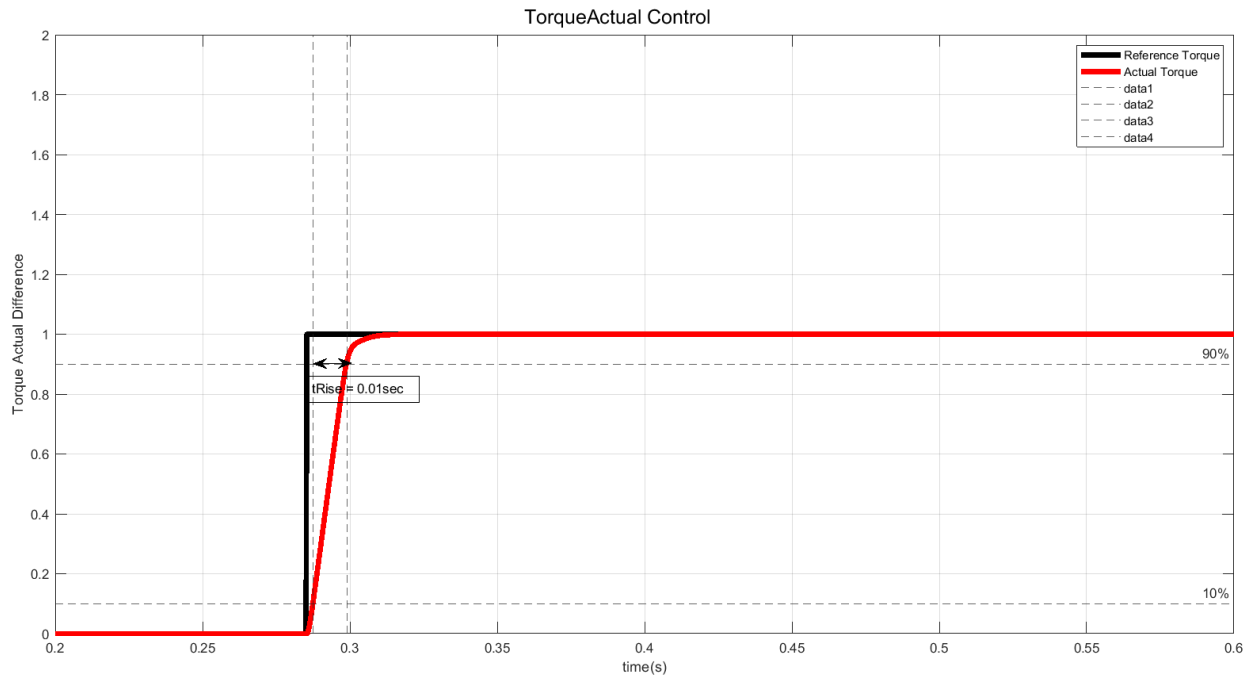
Οι παράμετροι της προσομοίωσης φαίνονται παρακάτω :

Μεγέθη	Τιμές
<u>Συχνότητα Μεταγωγής</u>	$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$
<u>Μέγιστο Ρεύμα Τυμπάνου</u>	$I_{max} = 30A$
<u>Ζεύγος πόλων</u>	$np = 4$
<u>Περίοδος Δειγματοληψίας</u>	$T_s = 0.1 \text{ msec}$
<u>K_{rd}</u>	136
<u>K_{rq}</u>	114
<u>K_{id}</u>	$5.98 \cdot 10^4$
<u>K_{iq}</u>	$5.02 \cdot 10^4$

<u>Χρόνος Ανόδου</u>	$tr = 5 \cdot 10^{-1} \text{ sec}$
<u>Εύρος Ζώνης Ελεγκτή Ρεύματος</u>	$ac = 440 \text{ rad/s}$
<u>R_{ad}</u>	136
<u>R_{aq}</u>	114

Για την εξαγωγή συμπερασμάτων κινήθηκε ο άξονας με σταθερή ταχύτητα, και πραγματοποιήθηκαν κάποιες μεταβολές φορτίου, ώστε να παρατηρηθεί η συμπεριφορά των ελεγκτών ροπής. Τα αποτελέσματα φαίνονται παρακάτω για αλληλέπλληλες μεταβολές της ροπής αναφοράς.

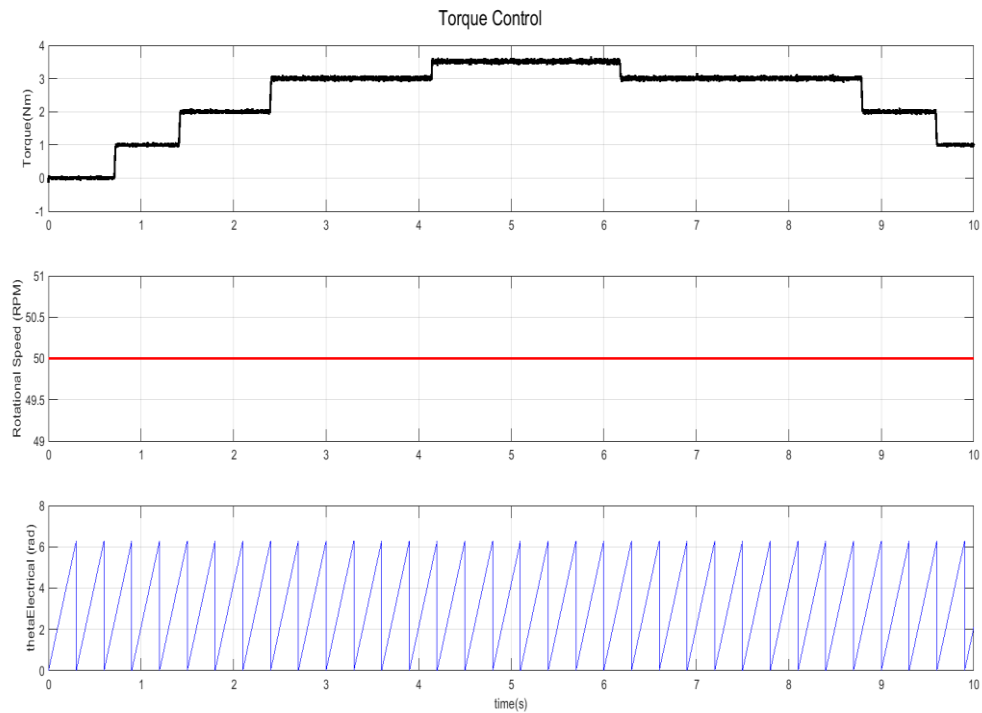




Εικόνα 79α,β,γ (Κ.6.3.1) Εμφάνιση αποτελεσμάτων προσομοίωσης ελέγχου ροπής: βηματικές μεταβολές στην αναφορά της ροπής, επίδραση ενεργού αντίστασης και επιβεβαίωση χρόνου ανόδου.

Παρατηρείται από τις εικόνες 79α,79γ πως επιτυγχάνεται η ορθή λειτουργία του ελεγκτή, εφόσον το ελεγχόμενο μέγεθος της ροπής ακολουθεί την αναφορά του και μάλιστα στο χρόνο με τον οποίο ορίζεται από το επιθυμητό εύρος ζώνης.

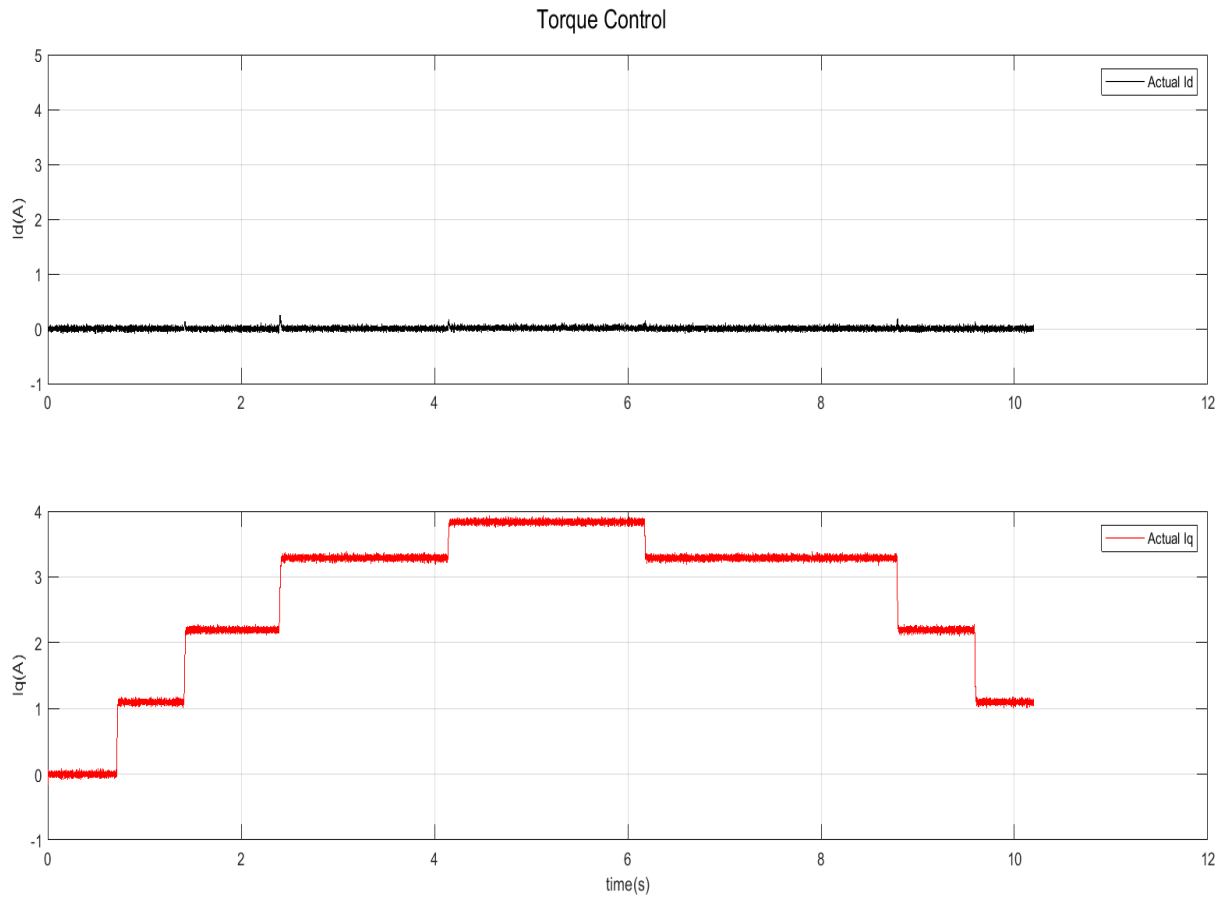
Φαίνεται από την εικόνα 79β η επίδραση της «ενεργού» αντίστασης R_a , όπου δίχως εκείνη, παρατηρείται υπερέψωση στο ρεύμα, γεγονός που δεν υφίσταται, όταν ενσωματώνεται. Να σημειωθεί πως η υπερέψωση αυτή παρατηρείται, καθώς τα κέρδη του ελεγκτή ρεύματος δεν έχουν τροποποιηθεί κατάλληλα ώστε να έχουμε ελεγκτή 1 βαθμού ελευθερίας.



Εικόνα 80 (Κ.6.3.1) Διάγραμμα ροπής, ηλεκτρικής γωνιακής ταχύτητας και γωνίας

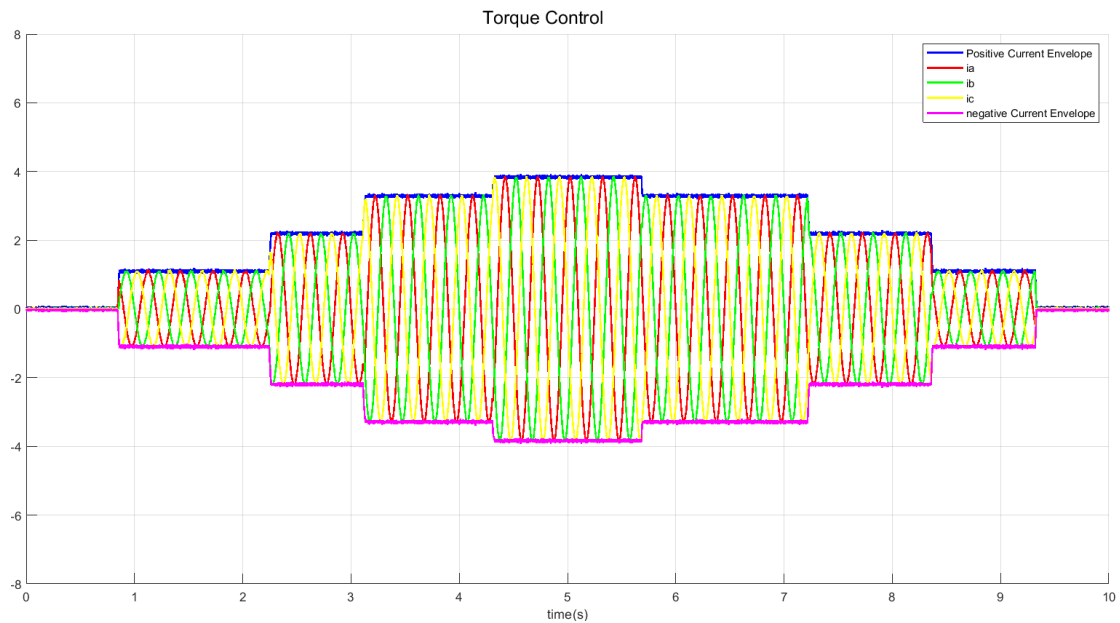
Η τιμή της πραγματικής ροπής ακολουθεί με ακρίβεια τις μεταβολές της ροπής αναφοράς. Η χαμηλή κυμάτωση της ροπής προκύπτει, εξαιτίας των διακοπτικών στοιχείων τα οποία έχουν συχνότητα μεταγωγής ίση με 10kHz. Η ταχύτητα διατηρείται σταθερή στο δευτερεύον μέρος του άξονα, όπως φαίνεται παραπάνω.

Τέλος, παρατίθενται οι μεταβολές των ρευμάτων ορθού και κάθετου άξονα:



Εικόνα 81 (Κ.6.3.1) Διάγραμμα ρευμάτων ορθού και κάθετου άξονα

Το i_q που είναι υπεύθυνο για την παραγωγή ροπής ακολουθεί σε ικανοποιητικό βαθμό τις μεταβολές του φορτίου, ενώ το i_d που είναι ο όρος διέγερσης, παραμένει σχεδόν στην τιμή της αναφοράς του, δηλαδή ίσο με 0, μετά από κάποιες ταλαντώσεις. Επίσης, οι υπερψώσεις του ρεύματος είναι αμεληταίες, εξαιτίας της επίδρασης της ενεργού αντίστασης R_a και του σχήματος εκκαθάρισης της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος (anti-windup scheme).



Εικόνα 82 (Κ.6.3.1) Διάγραμμα ρευμάτων στο τριφασικό σύστημα αξόνων

Τα ρεύματα δεν υπερβαίνουν την περιβάλλουσα του συνολικού ρεύματος και πως ακολουθούν τα εναλλασσόμενα ρεύματα τις αλληπάλληλες μεταβολές του φορτίου.

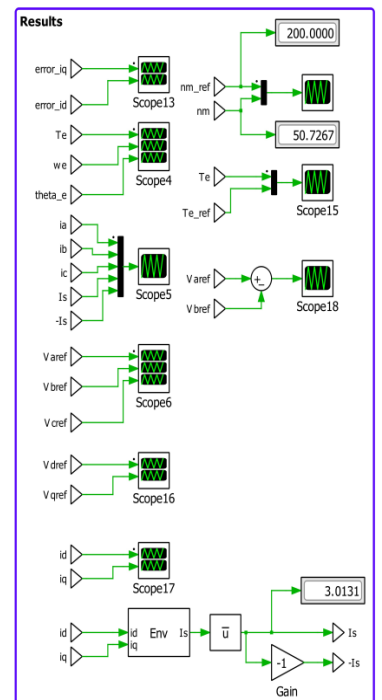
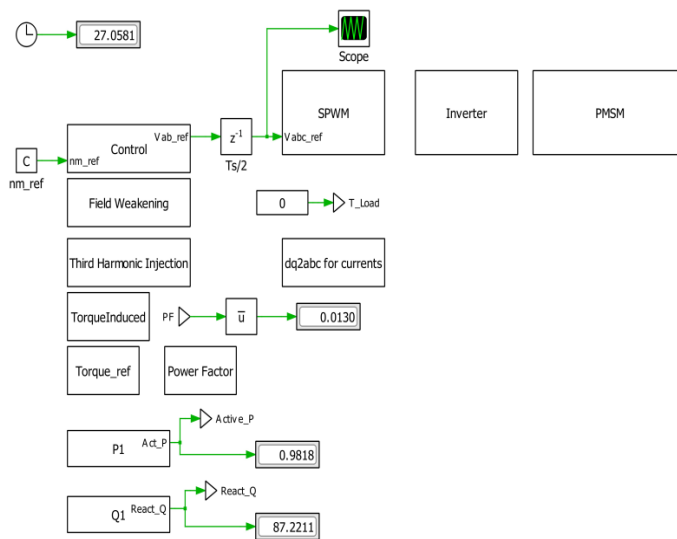
6.3.2 Προσομοίωση Speed Control για μηχανή PMSM

Έχουν ενσωματωθεί οι συνθήκες της πραγματικού χρόνου προσομοίωσης, δηλαδή οι καθυστερήσεις της διαμόρφωσης παραγωγής παλμών και του σταδίου μετατροπής αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (ADC) που είναι το μισό του χρόνου δειγματοληψίας ($T_{sampling} / 2$) και Χρόνος Δειγματοληψίας ($T_{sampling}$) αντίστοιχα. Επομένως, έχουμε μία συνολική καθυστέρηση που εισάγει ο μικροεπεξεργαστής της τάξεως $1.5 \cdot T_{sampling}$ από τη στιγμή που εισάγεται νέα τιμή αναφοράς, έως τη στιγμή που εμφανιστεί η αλλαγή της τάσης στον οπλισμό της μηχανής. Επίσης, προστέθηκε ο ενδεχόμενος υψίσυχνος θόρυβος που προκύπτει στα μετρητικά ρεύματος και χρησιμοποιείται το φίλτρο που είναι απαραίτητο να εισαχθεί στο λογισμικό για τη σωστή μέτρηση κατά την εφαρμογή σε πραγματικό χρόνο.

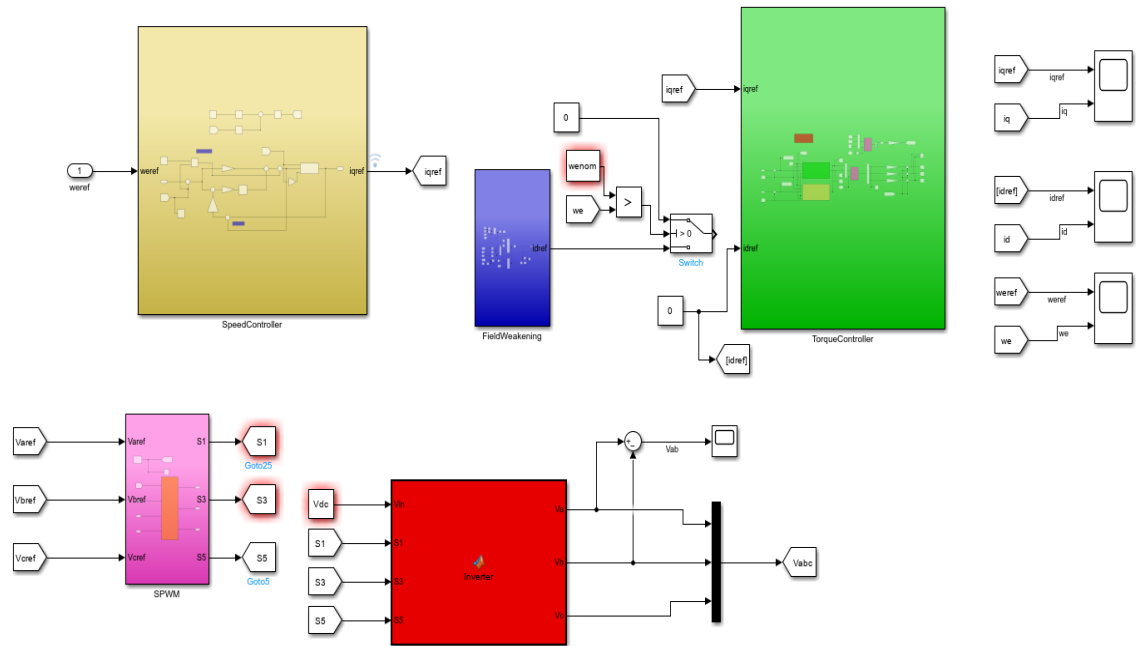
Μεγέθη	Τιμές
<u>Συχνότητα Μεταγωγής</u>	$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$
<u>Μέγιστο Ρεύμα Τυμπάνου</u>	$I_{max} = 30 \text{ A}$
<u>Ζεύγος πόλων</u>	$np = 4$
<u>Περίοδος Δειγματοληψίας</u>	$T_s = 0.1 \text{ msec}$
<u>Κ_{pd}</u>	136
<u>Κ_{pq}</u>	114
<u>Κ_{id}</u>	$5.98 \cdot 10^4$

K_{iq}	$5.02 \cdot 10^4$
K_{ps}	0.05
K_{is}	0.05

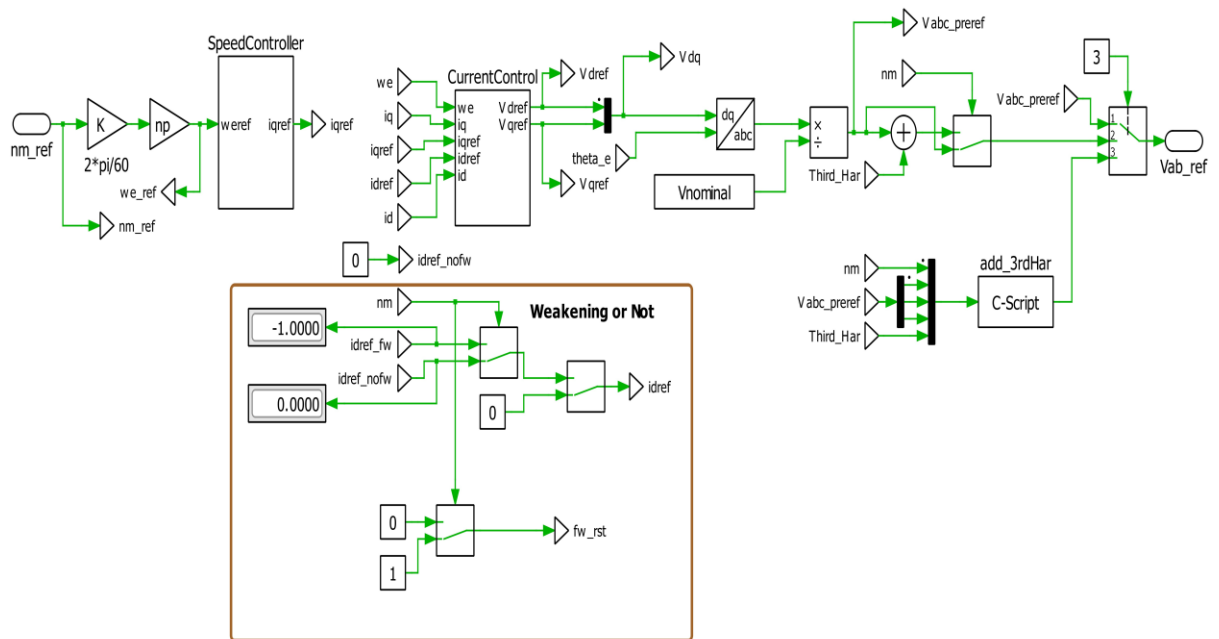
<u>Χρόνος Ανόδου</u>	$t_r = 5 \cdot 10^4 \text{sec}$
<u>Εύρος Ζώνης Ελεγκτή Ρεύματος</u>	$a_c = 440 \text{rad/s}$
<u>Rad</u>	136
<u>Rad</u>	114
<u>Εύρος Ζώνης Ελεγκτή Ταχύτητας</u>	$a_s = 22 \text{rad/s}$



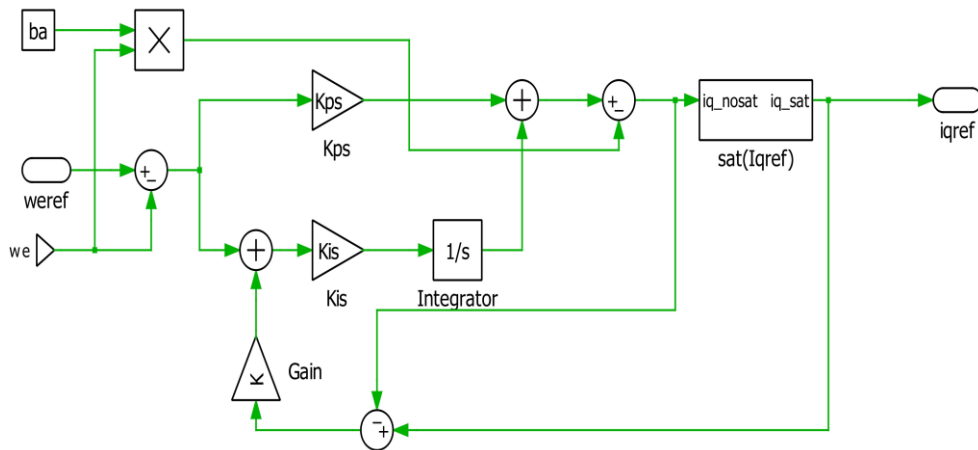
Εικόνα 83 (Κ.6.3.2) Διάγραμμα ελεγκτή ταχύτητας υλοποιημένου στο λογισμικό Plescs



Εικόνα 84 (Κ.6.3.2) Διάγραμμα ελεγκτή ταχύτητας υλοποιημένο στο λογισμικό Simulink

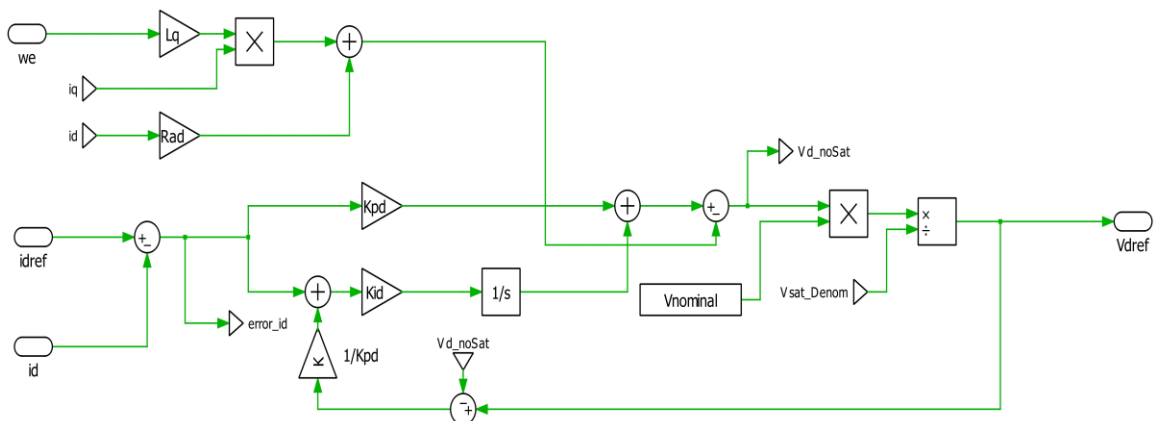


Εικόνα 85 (Κ.6.3.2) Συνολικό διάγραμμα εμφωλευμένου ελέγχου (cascaded loop control) μέχρι το βρόχο της ταχύτητας

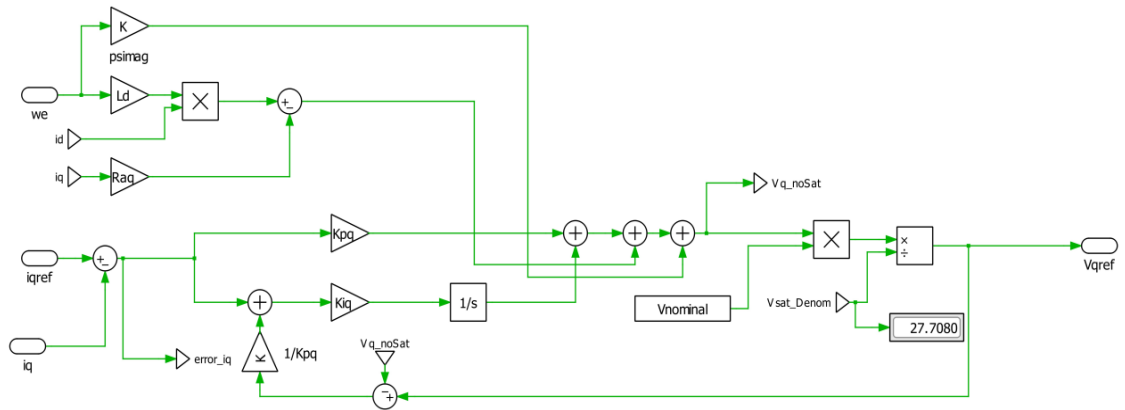


Εικόνα 86 (Κ.6.3.2) Ελεγκτής ταχύτητας

Στον ελεγκτή ταχύτητας, ορίζεται χρόνος ανόδου για την αναφορά αρκετά μικρότερος σε σχέση με τον αντίστοιχο του ελέγχου ρεύματος, διότι η ιδιότητα του εμφωλευμένου ελέγχου είναι η ολοκλήρωση της εσωτερικής διαδικασίας πρώτα και ύστερα του εξωτερικού βρόχου. Παρόμοια ενσωμάτωση έχει και ο έλεγχος θέσης (Position Control), εννοώντας πως είναι κατά πολύ πιο αργός από τον έλεγχο ρεύματος και ταχύτητας. Τυπική τιμή για τον οριζόμενο χρόνο ανόδου της ταχύτητας αναφοράς είναι 1 μία τάξη μεγέθους μικρότερος από τον αντίστοιχο του ρεύματος. Επιπλέον, η υπερύψωση του ρεύματος στην εκκίνηση είναι επιτρεπτή έως το θερμικό όριο ανοχής της μηχανής, η οποία είναι στη γειτονιά του τριπλάσιου ονομαστικού ρεύματος. Όπως με την εφαρμογή «ενεργού αντιστάσεως» στον ελεγκτή ρεύματος, ώστε να περιοριστεί η υπερύψωση του ρεύματος και να βελτιωθεί η δυναμική απόκριση του συστήματος, χρησιμοποιείται ο όρος «ενεργού απόσβεσης», ώστε να περιοριστεί η απόκριση της ταχύτητας.



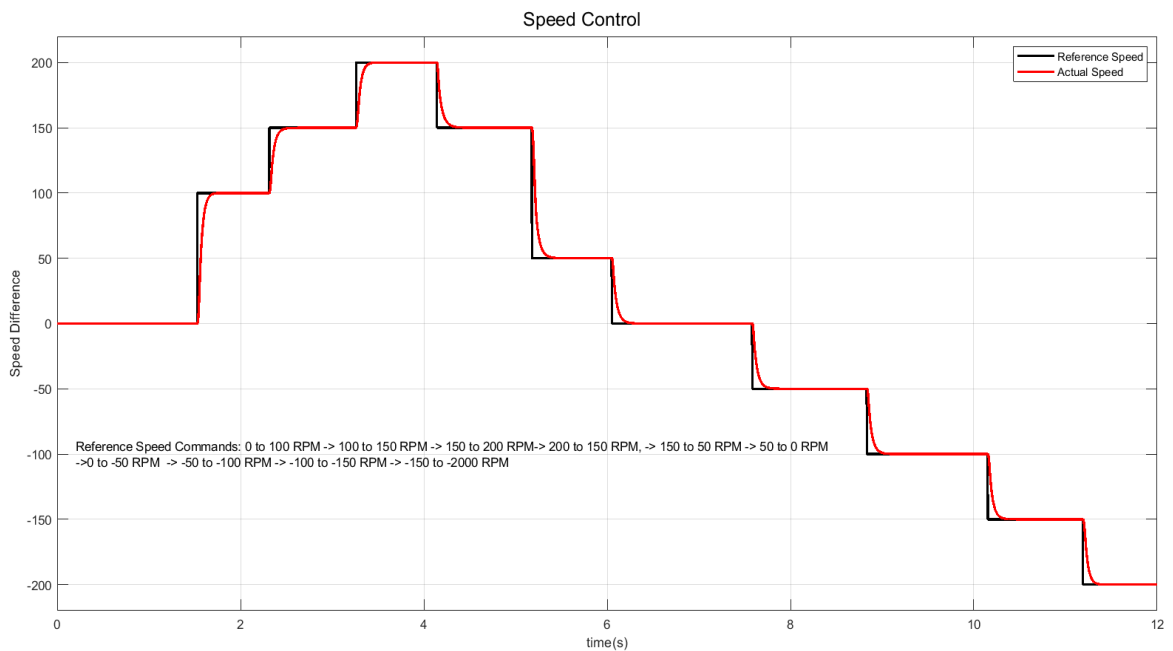
Εικόνα 87 (Κ.6.3.2) Ελεγκτής ρεύματος ορθού άξονα

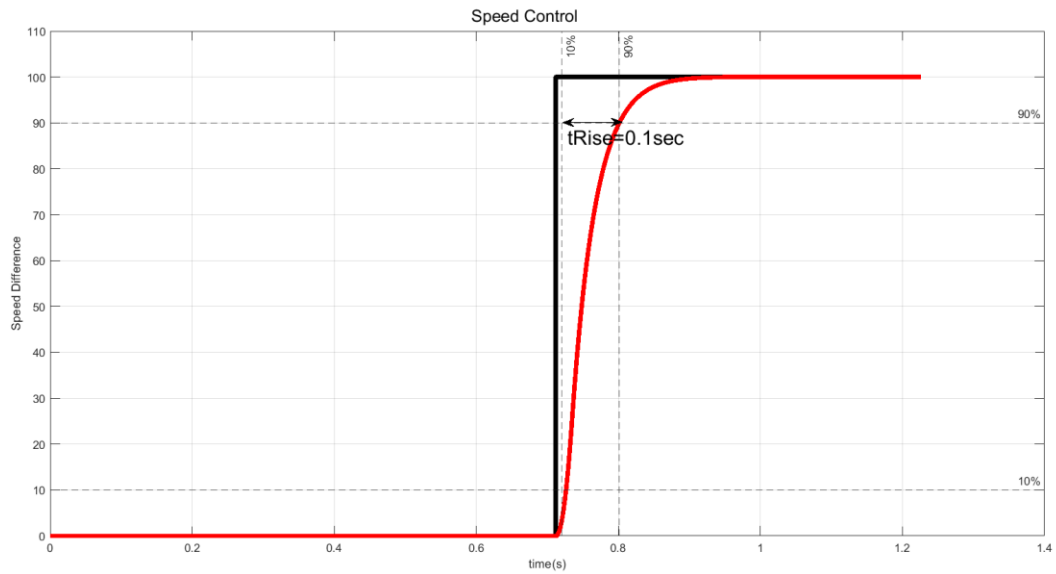


Εικόνα 88 (Κ.6.3.2) Ελεγκτής ρεύματος κάθετου άξονα

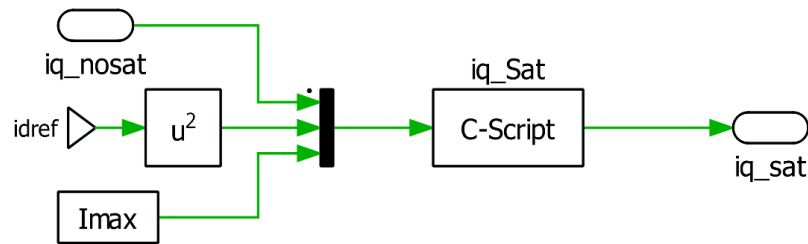
Προσομοίωση με κενό φορτίο και απότομες μεταβολές ταχύτητας

Η ταχύτητα της μηχανής ακολουθεί άμεσα την αναφορά κάθε φορά, χωρίς υπερακοντίσεις και ταλαντώσεις, ενώ μένει η ταχύτητα σταθερή στη μέγιστη τιμή της που είναι γύρω στις 265 στροφές ανά λεπτό, χωρίς την ενσωμάτωση της 3^{ης} αρμονικής ή της εξασθένισης πεδίου. Το σχήμα κορεσμού που έχει εφαρμοστεί παρουσιάζεται στην εικόνα 90 και αποτελεί ένα δυναμικό κορεσμό της συνιστώσας ροπής του ρεύματος που εξαρτάται από το μέγιστο ρεύμα τροφοδότησης από τον αντιστροφέα και από την αναφορά της συνιστώσας ροής του ρεύματος. Παρουσιάζονται αρκετές μεταβολές ταχύτητας παρακάτω σε μέτρηση κενού φορτίου και με μόνες απώλειες εκείνες των εδράσεων, για τις οποίες την τιμή του συντελεστή της:





Εικόνες 89α,β (Κ.6.3.2) Διάγραμμα αλληπαλλήλων μεταβολών αναφοράς ταχύτητας και επιβεβαίωση χρόνου ανόδου



C-Script parameters: PMSM_Speed_Simulation_3rdHar/Control/Spee...

Setup Code

Update function code

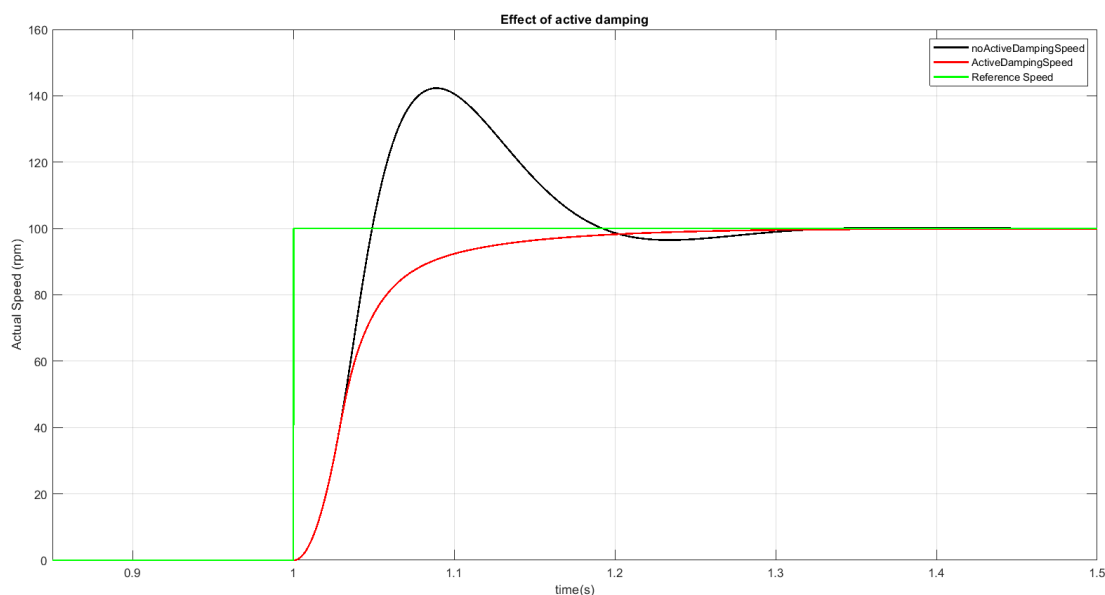
```

1 if(IsMajorStep)
2 {
3     if (iq_noSat > sqrt(pow(Imax, 2) - idref))
4     {
5         iq_Sat = sqrt(pow(Imax, 2) - idref);
6     }
7     else if (iq_noSat < -sqrt(pow(Imax, 2) - idref))
8     {
9         iq_Sat = -sqrt(pow(Imax, 2) - idref);
10    }
11    else
12    {
13        iq_Sat= iq_noSat;
14    }
15 }

```

OK Cancel Apply Help

Εικόνα 90 (Κ.6.3.2) Παρουσίαση σχήματος κορεσμού ρεύματος κάθετου άξονα



Εικόνα 91 (Κ.6.3.2) Επίδραση active damping στη βηματική μεταβολή της ταχύτητας από 0 έως 100 ΣΑΛ

Στις εικόνες 89α,β επιβεβαιώνεται η ορθή λειτουργία του ελεγκτή, εφόσον το ελεγχόμενο μέγεθος (ροπή) ακολουθεί πλήρως την αναφορά που του τίθεται κάθε φορά και μάλιστα στον επιθυμητό χρόνο ανόδου που έχει οριστεί.

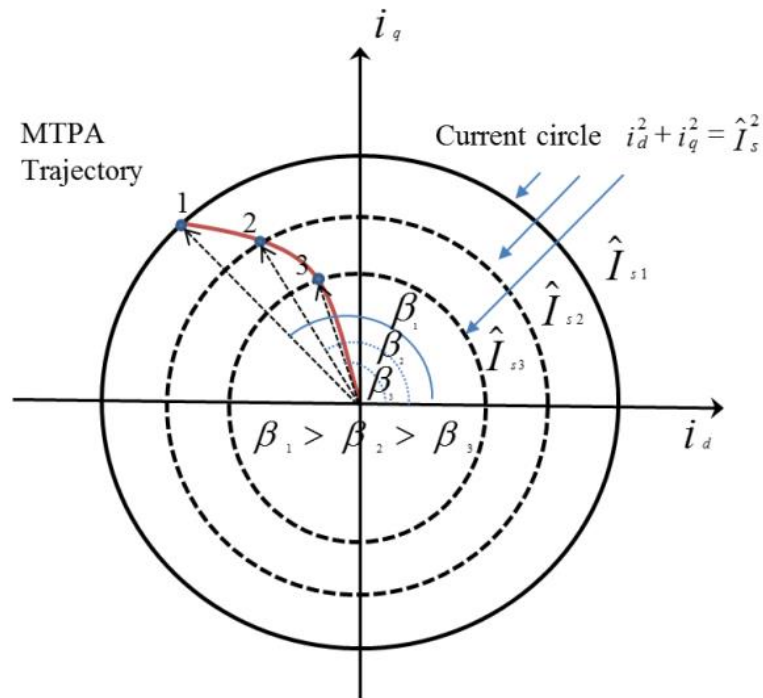
Στην εικόνα 91 φαίνεται η επίδραση του active damping, μέσω του οποίου γίνεται δυνατή η απαλλαγή της αρχικής υπερέψωσης της ταχύτητας στη βηματική μεταβολή, η οποία οφείλεται στο γεγονός ότι ο ολοκληρωτικός όρος του ελεγκτή δεν έχει τροποποιηθεί, ώστε να πράττει έλεγχο 1^{ου} βαθμού χωρίς την επίδραση του b_a .

6.3.3 Εξασθένιση Πεδίου κι επίδραση στον έλεγχο ταχύτητας

Έλεγχος ΜΤΡΑ

Τα συστήματα κίνησης Σύγχρονων Μηχανών Μονίμου Μαγνήτη απαιτούν ένα ευρύ φάσμα σταθερής ισχύος και υψηλής ταχύτητας (CPSR). Ωστόσο, ένας μετατροπέας ισχύος δεν μπορεί να οδηγήσει τη μηχανή σε υψηλές ταχύτητες, λόγω του γεγονότος ότι η τάση επιστροφής της είναι ανάλογη της ταχύτητας του κινητήρα και της ροής του διάκενου αέρα, οδηγώντας έτσι σε υψηλότερες τιμές ΗΕΔ. Μόλις η ΗΕΔ γίνεται μεγαλύτερη από τη μέγιστη τάση εξόδου του μετατροπέα, η μηχανή είναι αδύνατο να αντλήσει ρεύμα και συνεπώς δεν είναι εφικτό να αναπτύξει ροπή. Έτσι, όταν η ΗΕΔ φτάνει το κατώφλι τάσης μιας μονάδας οδήγησης, η ταχύτητα του δρομέα ενός τέτοιου κινητήρα δεν μπορεί να αυξηθεί, εκτός εάν η ροή του διάκενου αέρα μπορεί να αποδυναμωθεί. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι το μαγνητικό πεδίο του δρομέα, δηλαδή η διέγερση, που παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες μπορεί να αποδυναμωθεί μόνο έμμεσα, δηλαδή μέσω της μαγνητεγερτικής δύναμης του σπλισμού, είναι ευνόητο πως είναι δυνατό να επιτευχθεί ένα διευρυμένο εύρος στροφών μέσω του ελέγχου εξασθένισης πεδίου. Κατά τη διάρκεια της περιοχής λειτουργίας εξασθένισης πεδίου, δημιουργείται μία μαγνητεγερτική δύναμη από τα τυλίγματα του τυμπάνου, η οποία

αντιτίθεται σε εκείνη προερχόμενη από τους μαγνήτες. Κατά συνέπεια, η προκύπτουσα ροή του διάκενου αποδυναμώνεται και αντίστοιχα αυξάνεται η ταχύτητα του κινητήρα.



Εικόνα 92 (Κ.6.3.3) Περιβάλλουσα μέγιστης ροπής ανά τιμή ρεύματος (MTPA) για μηχανή εσωτερικών μαγνητών [35].

Στον έλεγχο MTPA, η αναπαράσταση των ρευμάτων γίνεται, μέσω του παραπάνω διαγράμματος, το οποίο παρουσιάζει το πλάτος και τη γωνία των διανυσμάτων ορθού και εγκάρσιου άξονα, εφόσον μέσω της προβολής του συνολικού διανύσματος στον εκάστοτε άξονα, γίνεται γνωστή η συνιστώσα διέγερσης και ροπής. Είναι γεγονός πως για τη μηχανή επιφανειακών μαγνητών το συνολικό διάνυσμα βρίσκεται σχεδόν παράλληλα στον q άξονα, ώστε να έχουμε ως επί τω πλείστον ρεύμα εγκάρσιου άξονα. Η μέγιστη ροπή, όμως, για όλη τη σάρωση πλατών ρεύματος, προκύπτει έπειτα από λεπτομερή ανάλυση των χαρτών ροπής της μηχανής. Επομένως, είναι σημαντικό να επισημανθεί πως ο έλεγχος που πραγματοποιήθηκε στη συγκεκριμένη διπλωματική αποτελεί δείγμα διανυσματικού ελέγχου MTPA, διότι χρησιμοποιούνται οι αυτεπαγωγές ορθού και κάθετου άξονα με σταθερή τιμή για όλες τις λειτουργικές καταστάσεις της μηχανής, γεγονός το οποίο απέχει από την πραγματικότητα, εφόσον οι αυτεπαγωγές καθορίζονται από το πλάτος του ρεύματος, λόγω του φαινομένου του κορεσμού του σιδηρομαγνητικού υλικού του πυρήνα. Συνεπώς, η εξασθένιση πεδίου που πραγματοποιήθηκε δεν είναι κατάλληλη για όλα τα λειτουργικά σημεία του ελέγχου, αλλά για ένα συγκεκριμένο. Για να αξιοποιηθεί όλη η ροπή για δεδομένο ρεύμα, είναι απαραίτητο να επιλυθεί ένα πρόβλημα μεγιστοποίησης της ροπής, λύνοντας την παράγωγή της ως προς το ρεύμα του ευθέως άξονα, με περιορισμό του ρεύματος, για κάθε λειτουργική κατάσταση. Η διαδικασία φαίνεται παρακάτω:

$$I_d, I_q \rightarrow \max(T) \text{ with } \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$$

(6.5)

$$\frac{dT}{dI_d} = 0 \text{ with } I_q = \sqrt{I_{nom}^2 + I_d^2}$$

Το πρόβλημα έχει τις λύσεις:

$$I_d = \Phi_f - \sqrt{\Phi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{nom}^2}$$

(6.6)

$$I_q = \sqrt{I_{nom}^2 - I_d^2}$$

Έλεγχος MTPV

Ορίζεται μια μέγιστη διαθέσιμη τάση $V_{maximum}$ που εξαρτάται από την τάση DC της μπαταρίας V_{bus} και τη διαμόρφωση που χρησιμοποιείται, στη συγκεκριμένη εργασία Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών. Μόλις ξεπεραστεί η ονομαστική ταχύτητα, εισέρχεται η μηχανή στην περιοχή εξασθένισης ροής διακένου και υφίσταται τη μέγιστη τάση που μπορεί να δώσει η είσοδος του μετατροπέα. Παίρνοντας τις εξισώσεις της μηχανής σε μόνιμη κατάσταση, καταστρώνεται το πρόβλημα:

$$V_d, V_q \rightarrow \max T = \frac{3}{2} p \left[\Phi_f + (L_d - L_q) \left(\frac{V_q}{\omega L_d} - \frac{\Phi_f}{L_d} \right) \right] \left(\frac{-V_d}{\omega L_q} \right) \text{ with } V_d^2 + V_q^2 = V_{maximum}^2$$

(6.6)

Χρησιμοποιώντας τη μέθοδο του πολλαπλασιαστή Lagrange, εξαγονται οι τιμές των V_d και V_q που μεγιστοποιούν τη ροπή που παράγεται από τη μηχανή.

$$V_q = \frac{\Phi_f - \Phi_f^2 + \sqrt{V_{maximum}^2 8 \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} \right)^2}}{-4 \left(\frac{L_d - L_q}{L_q \omega} \right)}$$

(6.7)

$$V_d = -\sqrt{V_{maximum}^2 - V_q^2}$$

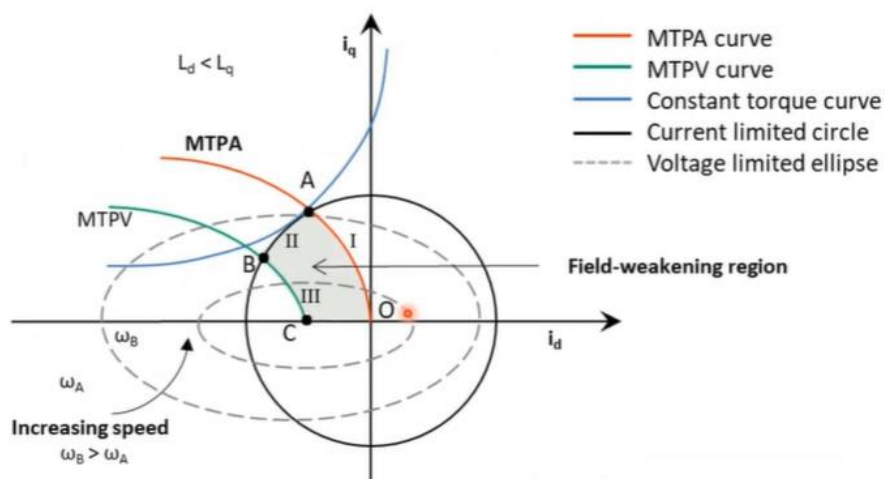
Η εξίσωση του περιορισμού της τάσης εξόδου του μετατροπέα, απαλείφοντας την αντίσταση τυλίγματος που είναι αμελητέα, δίνεται από την παρακάτω εξίσωση.

$$\frac{(I_d + \frac{\lambda_{pm}}{L_d})^2}{(\frac{V_{maximum}}{n_p \omega_m L_d})^2} + \frac{I_q^2}{(\frac{V_{maximum}}{n_p \omega_m L_q})^2} = 1 \quad (6.8)$$

Η συγκεκριμένη εξίσωση υποδηλώνει έλλειψη, με κέντρο, ύψος και πλάτος που φαίνονται παρακάτω:

$$\frac{-\Phi_f}{L_d} ; \frac{V_{DC}}{L_q \cdot \omega} ; \frac{V_{DC}}{L_d \cdot \omega} \quad (6.9)$$

Ανάλογα με τις παραμέτρους της μηχανής και την ισχύ της πηγής, το κέντρο της έλλειψης μπορεί να βρίσκεται εντός της καμπύλης της μέγιστης ροπής ανά ρεύμα ή εκτός εκείνης. Στην πρώτη περίπτωση, είναι θεωρητικά δυνατή η πλήρης αποδυνάμωση της μαγνητικής ροής των μονίμων μαγνητών και η επίτευξη πολύ υψηλών ταχυτήτων. Η καμπύλη που εκφράζει τη μέγιστη τάση είναι κύκλος και παρουσιάζεται παρακάτω.



Εικόνα 91 (Κ.6.3.3) Γεωμετρικός τόπος ρεύματος και τάσης για τη βέλτιστη περιοχή εξασθένισης πεδίου [35].

Η εικόνα 91 φανερώνει ακριβώς τα χαρακτηριστικά του βέλτιστου ελέγχου που εφαρμόζεται αν είναι επιθυμητό να φτάσει η ταχύτητα του δρομέα σε αρκετή υψηλή τιμή. Η

περιοχή που παράγεται από τις περιβάλλουσες I,II,III είναι η βέλτιστη περιοχή εξασθένησης πεδίου κι εκεί πρέπει να βρίσκονται τα ρεύματα ορθού και εγκάρσιου άξονα. Αρχικά, όταν βρίσκεται η μηχανή υπό της ονομαστικής ταχύτητας, βρίσκεται στην περιβάλλουσα I και δε χρειάζεται εξασθένηση ροής δρομέα. Μεταβάλλοντας τα ρεύματα κατά μήκος της, επιτυγχάνεται να κατέχει τη μέγιστη ροπή για δεδομένο ρεύμα. Η περιβάλλουσα II διασχίζει τον κύκλο οριοθέτησης του πλάτους του ρεύματος, έως να φτάσει στην περιβάλλουσα III που ονομάζεται «καμπύλη μέγιστης ροπής ανά τάση». Εκείνη περιγράφει την κατάσταση στην οποία η μηχανή έχει πολύ υψηλή τιμή ταχύτητας και έχει εισέλθει σε «βαθιά εξασθένηση πεδίου». Σημειώστε ότι το κέντρο της έλλειψης αναπαριστά συνήθως το ρεύμα βραχυκύκλωσης. Εφόσον όσο περισσότερο ρεύμα ορθού άξονα εισαχθεί, τόσο πιο «βαθιά» βρισκόμαστε στην εξασθένηση ροής διακένου, η μέγιστη ταχύτητα μπορεί να ληφθεί εάν βάλουμε όλο το ρεύμα από τον αντιστροφέα σε εκείνον τον άξονα, δηλαδή $I_d = -I_{maximum}$ και $I_q = 0$. Συμπερασματικά, έχουμε την παρακάτω κατάσταση:

$$\omega_e = \frac{V_{maximum}/L_d}{\lambda_{pm}/L_d - \hat{i}_{maximum}} = \omega_{maximum} \quad (6.10)$$

Για έναν υπερδιαστασιολογημένο μετατροπέα, ο παρανομαστής είναι εφικτό να φτάσει στο μηδέν. Μόλις το μέγιστο ρεύμα του αντιστροφέα γίνεται ίσο ή μεγαλύτερο από το ρεύμα βραχυκύκλωσης, ο μόνιμος μαγνήτης μπορεί να απομαγνητιστεί πλήρως. Με άλλα λόγια, η ροή του μόνιμου μαγνήτη μπορεί να εξαλειφθεί πλήρως. Άρα, θεωρητικά είναι δυνατόν να φτάσει η μηχανή σε άπειρη ταχύτητα.

Όμως, συνήθως ισχύει πως η μαγνήτιση του δρομέα υπερβαίνει κατά πολύ το μέγιστο ρεύμα του στάτη, οπότε ο μαγνήτης δεν μπορεί να απομαγνητιστεί.

6.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης και σύγκριση

Για λειτουργία της μηχανής, η οποία υπερβαίνει την ονομαστική ταχύτητα, η ροή είναι απαραίτητο να μειωθεί, δεδομένου ότι η τάση του σπλισμού έχει φτάσει στη μέγιστη τιμή της. Αυτό γίνεται με τον χειρισμό της αναφοράς ρεύματος ευθέως άξονα που ταυτίζεται με τη διέγερση της μηχανής που προέρχεται από τους μόνιμους μαγνήτες. Μια βολική στρατηγική για αυτόν τον χειρισμό είναι η εισαγωγή ενός ολοκληρωτικού ελεγκτή εξασθένησης του πεδίου που η υλοποίησή του φαίνεται παρακάτω:

$$\dot{i}_d^{ref} = k_{fw} \int_{I_{minimum}}^{I_{nom}} [V_{base}^2 - (u_d^{ref})^2 - (u_q^{ref})^2] dt \quad (6.11)$$

Οι συνιστώσες τάσης αναφοράς στον d και q άξονα αναφέρονται σε τιμές πριν από τον κορεσμό της τάσης. Η διαδικασία είναι η αρκετά καλά ορισμένη. Όταν είναι επιθυμητό να ξεπεραστεί η ονομαστική ταχύτητα της μηχανής, επειδή η τάση εξόδου του μετατροπέα έχει πάρει ήδη τη μέγιστη τιμή της, θα προστεθεί ρεύμα ευθέως άξονα, με αρνητική φορά προς τη μαγνήτιση του δρομέα, ώστε να γίνει εφικτό να περιοριστεί η επίδραση της τάσης επιστροφής της μηχανής και να φτάσει εκείνη σε υψηλότερη ταχύτητα. Το συγκεκριμένο ρεύμα θα πάρει τιμή μικρότερη από την ήδη υφιστάμενη, αλλά έχει κάποιο κατώτατο όριο, ώστε να μην επέλθει κορεσμός του ρεύματος, υπερθέρμανση της μηχανής ή στη χειρότερη

περίπτωση απομαγνήτιση των μονίμων μαγνητών. Έτσι, η μαγνητική ροή διακένου μειώνεται όσο χρειάζεται, για να κατέχει η τάση τη μέγιστη τιμή της.

Η ονομαστική τιμή του I_d για τη μηχανή μας είναι ίση με το μηδέν.

Ιδιαίτερη προσοχή χρειάζεται στον υπολογισμό του κατάλληλου κέρδους για την εξασθένηση πεδίου και χρειάζεται λεπτομερή ανάλυση της δυναμικής απόκρισης του ρεύματος ευθύ άξονα. Η ποσότητα που ολοκληρώνεται στον ολοκληρωτή, μετά από την αμέληση της επίδρασης της πτώσης τάσης από την αντίσταση τυλίγματος παίρνει την παρακάτω τιμή:

$$f(i_d) = V_{base}^2 - (\omega_1 L_q i_q)^2 - [\omega_1 (L_d i_d + \psi_R)]^2 \quad (6.12)$$

Αν γραμμικοποιηθεί γύρω από το i_d η παραπάνω εξίσωση, τότε έχουμε :

$$\frac{di_d^{ref}}{dt} = - \frac{2k_{fw} |\omega_1| L_d V_{base}}{a_{fw}} (i_d - \bar{i}_d) \quad (6.13)$$

Το εύρος ζώνης της εξασθένησης πεδίου πρέπει να επιλέγεται πολύ χαμηλότερο από το εύρος ζώνης του βρόχου ελέγχου, αλλά κατά προτίμηση είναι προτιμητέο να επιλέγεται μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του βρόχου ελέγχου ταχύτητας, δηλαδή:

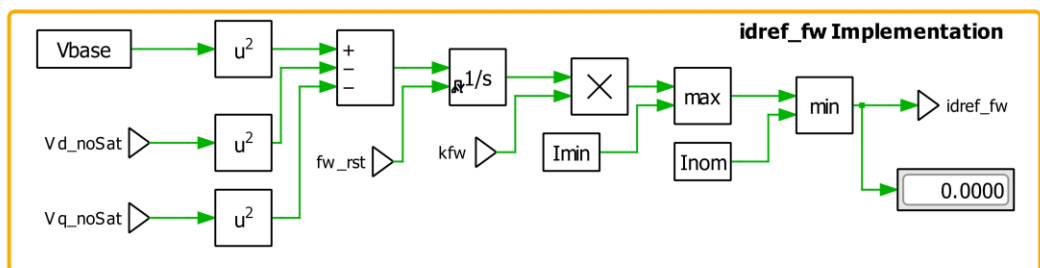
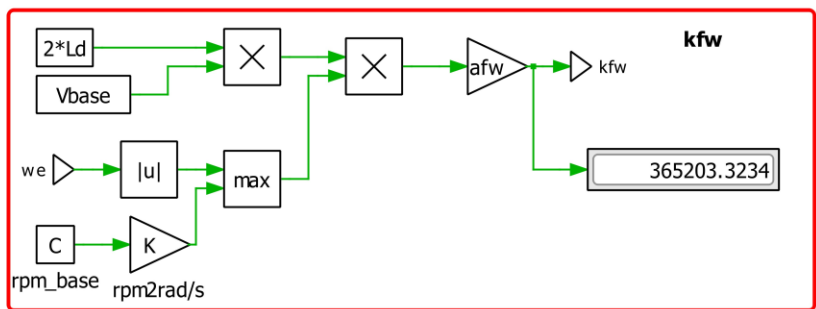
$$a_s < a_{fw} \ll a_c \quad (6.14)$$

Τελικά, έχουμε για το κέρδος :

$$k_{fw} = \frac{a_{fw}}{2\hat{L}_d V_{base} \max(|\omega_1|, \omega_{base})} \quad (6.15)$$

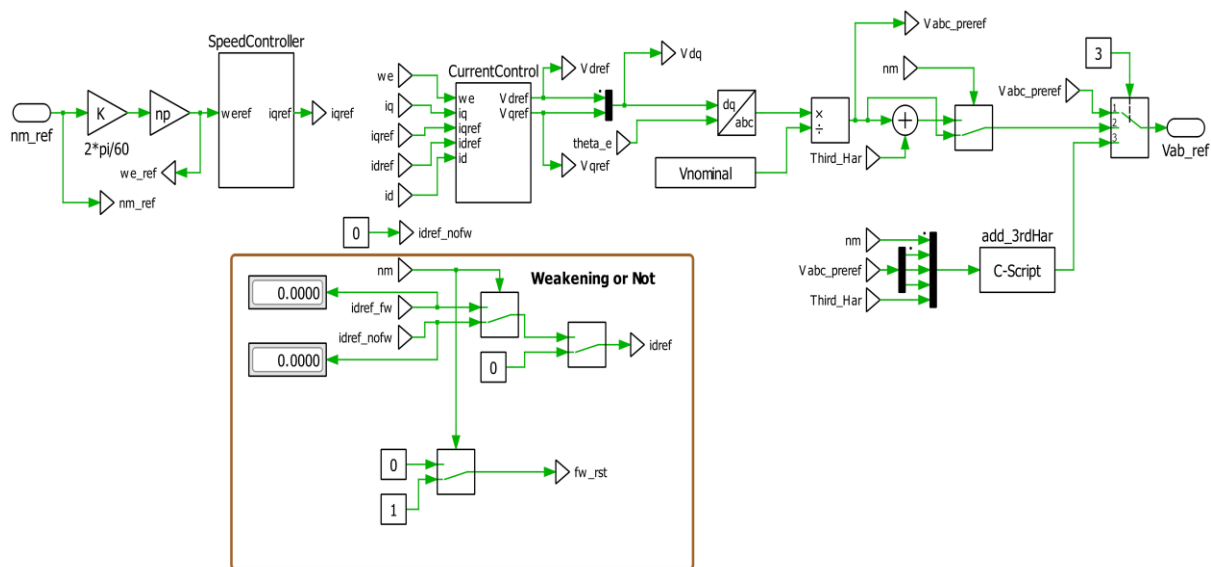
Το κέρδος k_{fw} διατηρείται σταθερό κάτω από την ονομαστική ταχύτητα, όπου δεν χρειάζεται να εφαρμοστεί έλεγχος εξασθένησης πεδίου.

Παρακάτω παρουσιάζεται η υλοποίησή του στο λογισμικό Plescs:

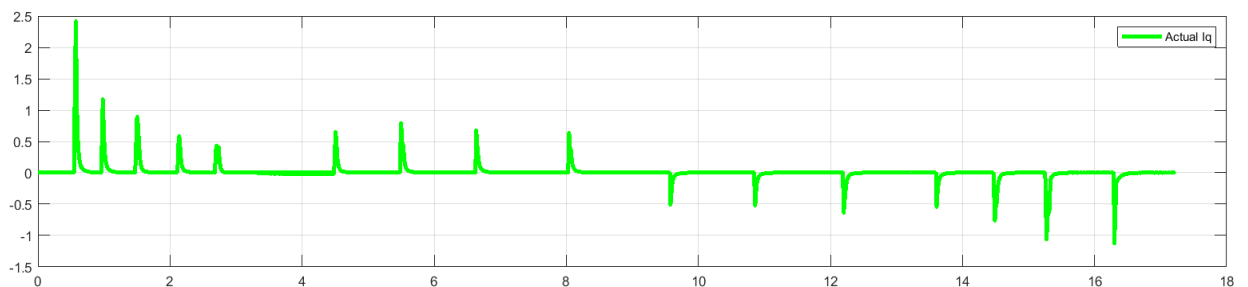
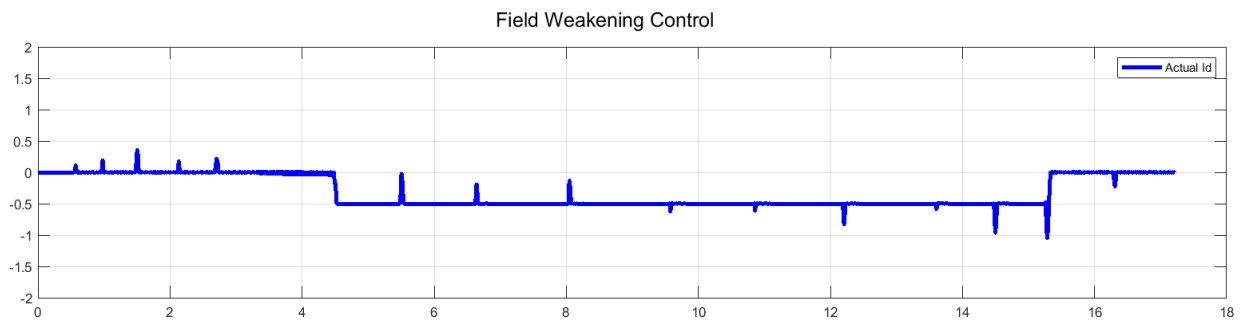
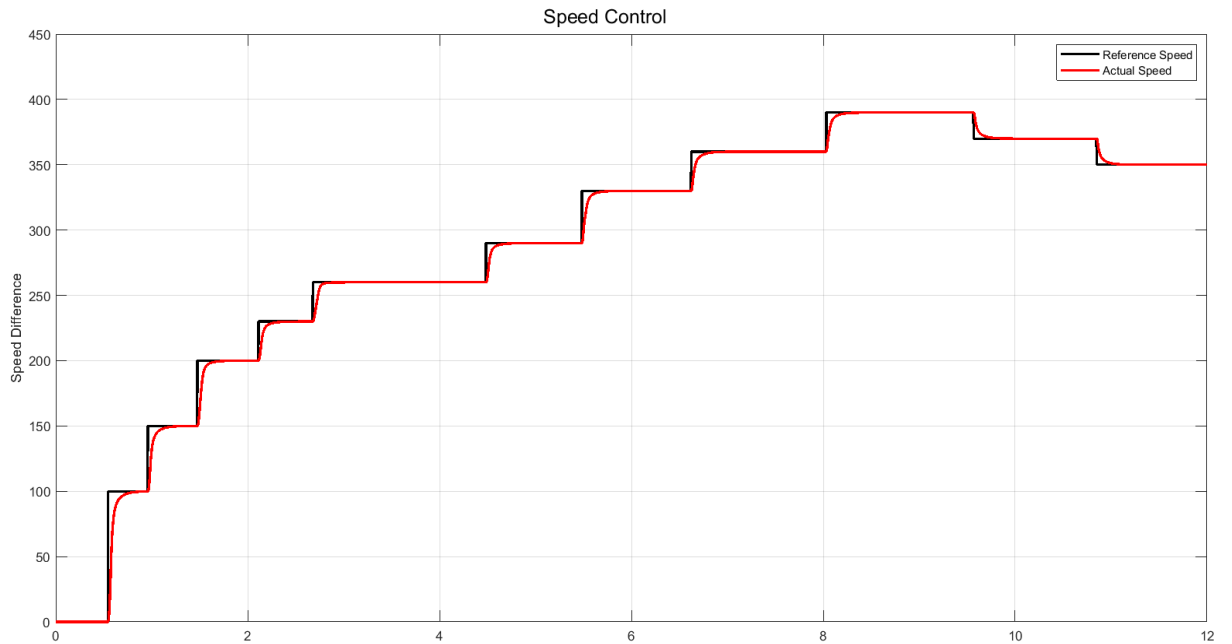


Εικόνα 93 (Κ.6.4) Υπολογισμός κέρδους για τον έλεγχο εξασθένισης πεδίου και υπολογισμός ρεύματος αναφοράς.

Στον ολοκληρωτή πραγματοποιείται εκκαθάριση κάθε φορά που «βγαίνει» η μηχανή από την περιοχή εξασθένισης πεδίου, επειδή συσσωρεύει σφάλμα και δίνει εντολή για λανθασμένο ρεύμα ευθύ άξονα αργότερα.



Εικόνα 94 (Κ.6.4) Σχήμα που ελέγχει αν θέλουμε να ξεπεράσουμε την ονομαστική ταχύτητα, μέσω της έγχυσης 3ης αρμονικής, της εξασθένισης πεδίου ή και των δύο μαζί.



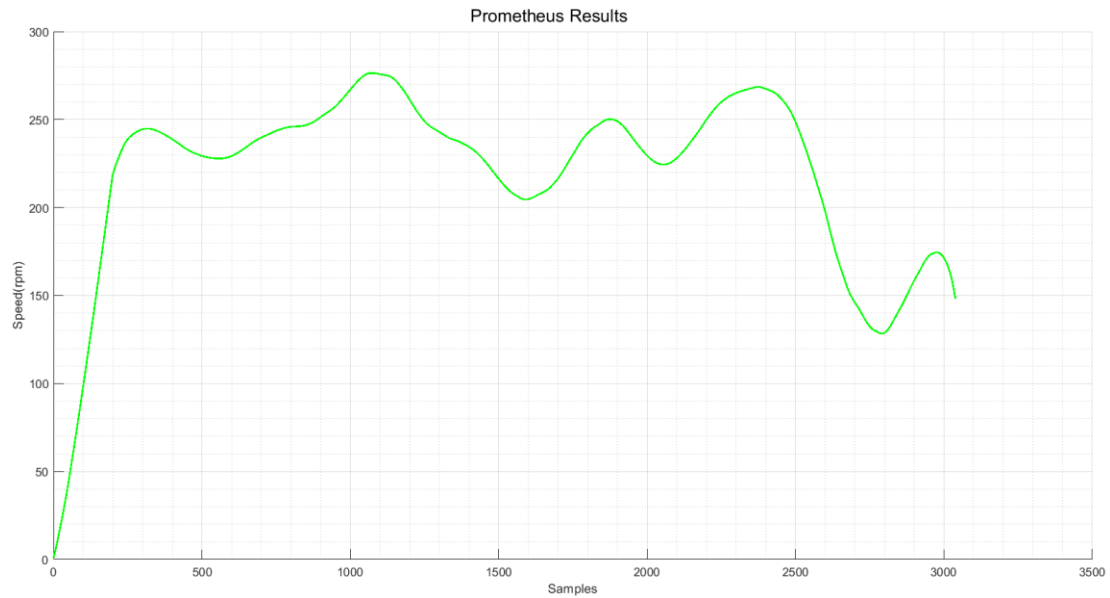
Εικόνα 95 (Κ.6.4) Διάγραμμα που επιβεβαιώνει τη σωστή λειτουργία της εξασθένισης πεδίου

Επιβεβαιώνεται η ορθή λειτουργία του ελέγχου εξασθένισης πεδίου, μαζί με έγχυση 3^{ης} αρμονικής. Φαίνεται πως το ρεύμα ορθού άξονα δέχεται αρνητική τιμή, ίση με την τιμή που έχει ορισθεί (-0.5 A) και το ρεύμα κάθετου άξονα κατέχει μηδενική τιμή, εξαιρώντας τις υπερψώσεις κατά τις αλληπάλληλες μεταβολές της ταχύτητας. Συνεπώς, παρουσιάστηκε σε διάγραμμα ο έλεγχος εξασθένισης πεδίου, έχοντας μικρή ελάχιστη τιμή για το ρεύμα ευθύ άξονα, της τάξεως του -0.5A. Η ονομαστική ταχύτητα της μηχανής σε κενό φορτίο είναι γύρω στα 270 ΣΑΛ. Παρατηρείται πως η ταχύτητα περιστροφής της μηχανής έχει αυξηθεί κατά πολύ σε σχέση με εκείνη χωρίς την επίδραση της εξασθένισης πεδίου. Επίσης, φαίνεται η επίδραση του αρνητικού ρεύματος ευθύ άξονα.

Κεφάλαιο 7

Πειραματική επιβεβαίωση μεθοδολογιών ελέγχου

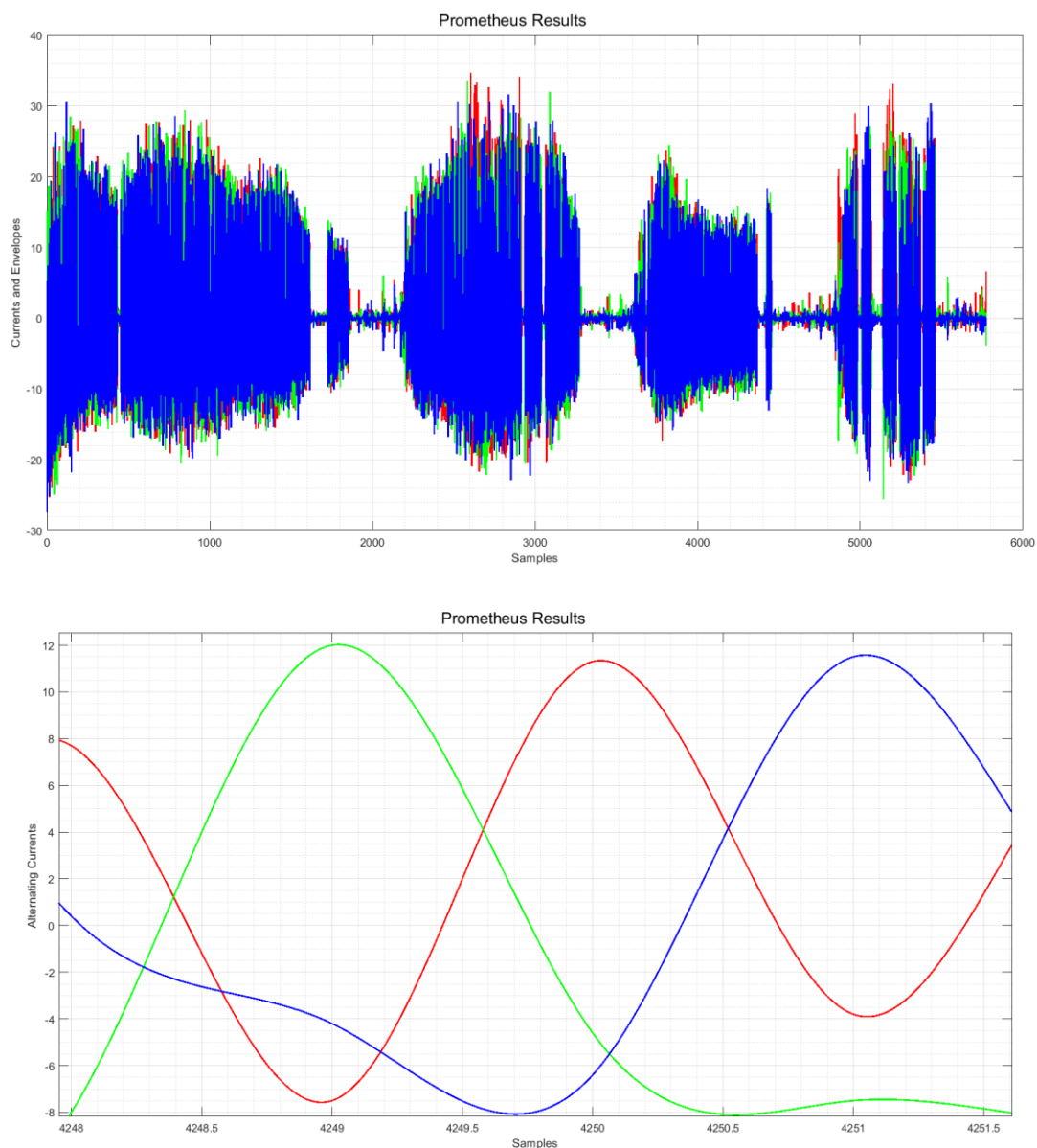
Αποτελέσματα ταχύτητας στον 1^ο γύρο του διαγωνισμού



Εικόνα 96 (Κ.7) Διάγραμμα ροπής οχήματος στον 1^ο γύρο του διαγωνισμού

Η κυματομορφή της ταχύτητας που μετρήθηκε κατά τη διαδικασία του διαγωνισμού ακολουθεί μία μη ντετερμινιστική πορεία, εξαιτίας των αλλεπάλληλων μεταβολών φορτίου (κλίση του δρόμου, συντελεστής ολίσθησης δρόμου). Φαίνεται πως κυμαίνεται μεταξύ των τιμών 150-290 rpm, οι οποίες ήταν αναμενόμενες. Η δειγματοληψία της πραγματοποιήθηκε, μέσω του πρωτοκόλλου Can. Ο οριζόντιος άξονας εκφράζει τον αριθμό των δειγμάτων που χρησιμοποιήθηκαν.

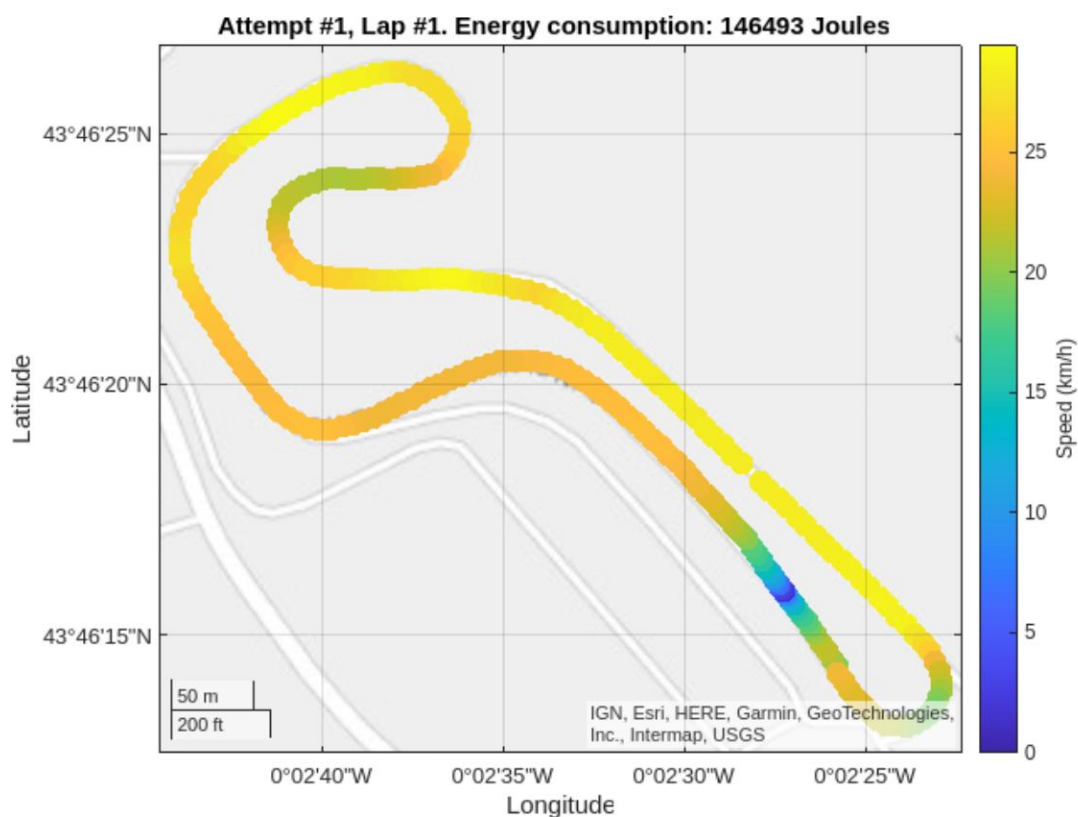
Τριφασικά ρεύματα στον 1^ο γύρο του διαγωνισμού



Εικόνα 97(Κ.7) Διάγραμμα τριφασικών ρευμάτων οχήματος στον 1^ο γύρο του διαγωνισμού

Η δειγματοληψία πραγματοποιήθηκε, μέσω δικτύου 3g με κεραία τηλεμετρίας. Εξαιτίας της τοποθεσίας του διαγωνισμού, των ενδεχόμενων ατελειών στο σύστημα χαμηλής τάσης, καθώς και της μη συγχρονισμένης δειγματοληψίας, πολλά δεδομένα παρουσιάζονται παραποιημένα, λόγω της συνεχούς αποσύνδεσης της κεραίας της τηλεμετρίας. Τα παραπάνω στιγμιότυπα αποτελούν απόδειξη για τη σωστή λειτουργία του συστήματος κίνησης, εφόσον παρατηρείται σωστή ανάγνωση των ρευμάτων κατά πλάτος και φάση, καθώς και επιτυχής αναγνώριση της ροπής του οχήματος. Η μέγιστη τιμή του ρεύματος κατά των πρώτο γύρο του διαγωνισμού κατέχει την τιμή των 28 A, η οποία επιβεβαίωσε τις μετρήσεις που είχαν πραγματοποιηθεί στον πάγκο με ανάλογο φορτίο.

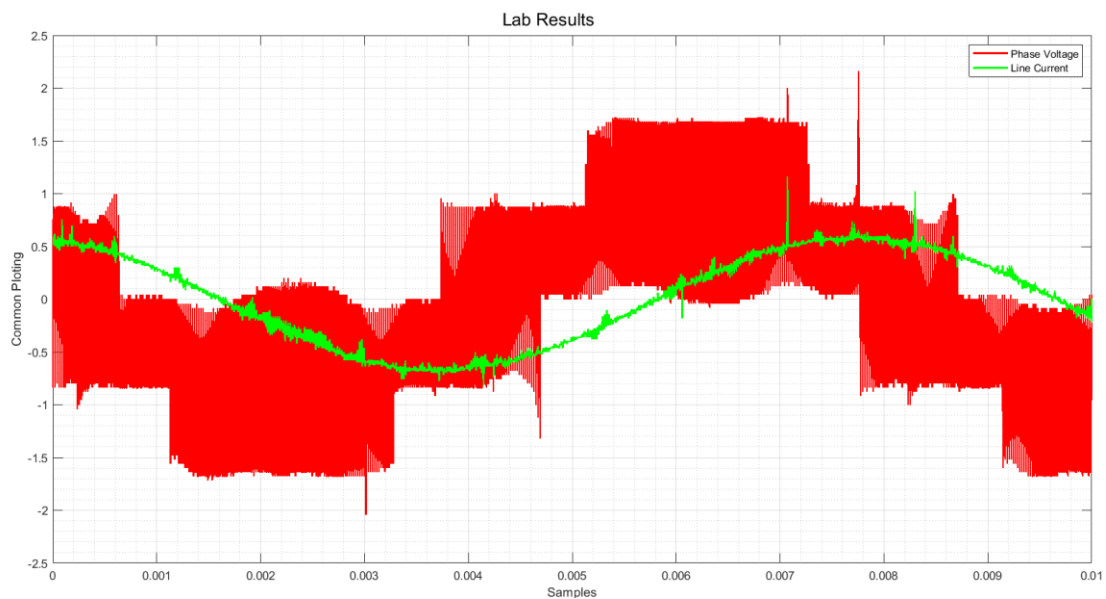
Συνολική θεώρηση της πίστας



Εικόνα 98(Κ.7) Συνολική απόσταση που διανύθηκε από το όχημα σε 1 γύρο

Στην εικόνα 98 παρουσιάζεται η ταχύτητα του οχήματος κατά τον 1^ο γύρο της προσπάθειας. Σε όλα τα λειτουργικά σημεία φαίνεται πως η ταχύτητα δεν ξεπερνά τα 30 χλμ/ώρα, τα οποία έχουν τεθεί ως όριο από το διαγωνισμό. Επίσης, στην εκκίνηση είναι εμφανές πως το όχημα έχει μηδενική ταχύτητα, εφόσον κανονισμό του διαγωνισμού αποτελεί η παύση και η έναυση του οχήματος σε εκείνο το σημείο για κάθε γύρο.

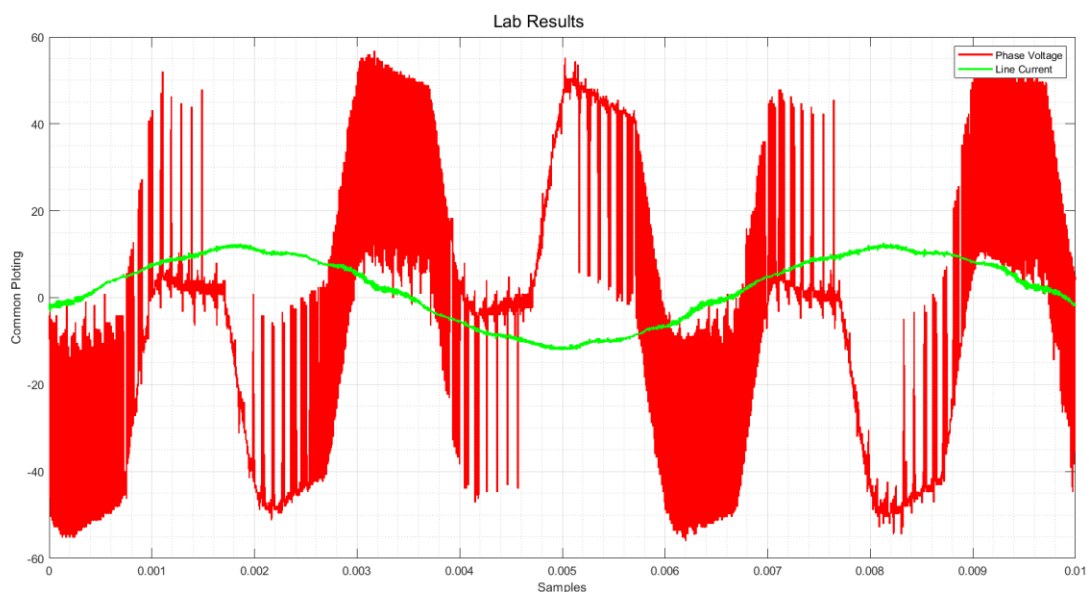
V/f Έλεγχος Ανοιχτού μηχανής επαγωγής



Εικόνα 99(Κ.7) Φασική τάση και ρεύμα γραμμής για βηματική μεταβολή συχνότητας μηχανής επαγωγής

Στην εικόνα 99, φαίνεται σε κοινό διάγραμμα η φασική τάση της μηχανής επαγωγής του εργαστηρίου, όταν ελέγχθηκε με τη στρατηγική V/f ανοιχτού βρόχου. Η βηματική μεταβολή ήταν από τα 0 Hz, έως 5 Hz, δηλαδή τη μέγιστη συχνότητα για τη δεδομένη τάση εισόδου (48V).

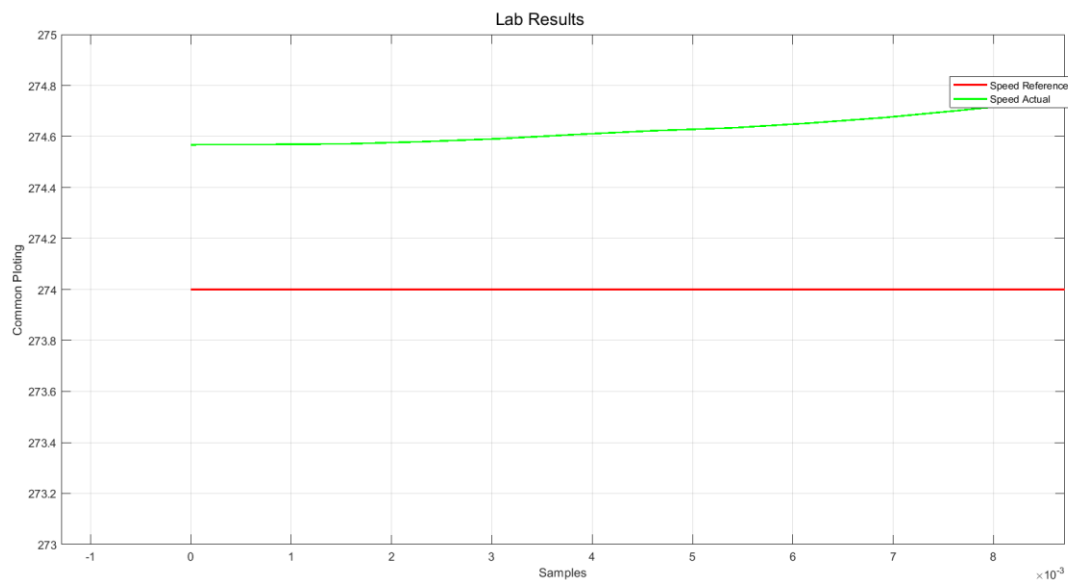
Διανυσματικός Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου για μηχανή μονίμου μαγνήτη και έλεγχος ρεύματος



Εικόνα 100(Κ.7) Πολική τάση και ρεύμα γραμμής για βηματική μεταβολή ροπής σε μηχανή μονίμου μαγνήτη

Στην εικόνα 100, παρατηρείται η πολική τάση, καθώς και το ρεύμα γραμμής σε βηματική μεταβολή φορτίου. Το φορτίο είχε τιμή ίση με 12Nm.

Διανυσματικός Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου για μηχανή μονίμου μαγνήτη και έλεγχος ταχύτητας



Εικόνα 101(Κ.7) Βηματική μεταβολή ταχύτητας από 0 ΣΑΛ σε 275 ΣΑΛ

Στην εικόνα 101, φανερώνεται η ευστάθεια του ελεγκτή ταχύτητας, εφόσον παρατηρείται πως η ταχύτητα ακολουθεί την αναφορά που έχει δοθεί και αποτελεί τη μέγιστη ταχύτητα της μηχανής υπό κενό φορτίο και δίχως την έγχυση 3^{ης} αρμονικής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

8.1 Συμπεράσματα μελέτης

Στην παρούσα διπλωματική αναλύθηκε η σχεδίαση αντιστροφέα τριών επιπέδων για την υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου σε Σύγχρονη Μηχανή Μονίμων Μαγνητών για εφαρμογή μονοθέσιου ηλεκτρικού οχήματος. Τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας έχουν ως εξής:

1. Πραγματοποιήθηκε ο σχεδιασμός και η κατασκευή του τριφασικού μετατροπέα, καθώς έγιναν προκαταρκτικές δοκιμές του με απλές μεθόδους ελέγχου, όπως ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου V/f για μηχανή επαγωγής του εργαστηρίου και η Διαμόρφωση Τετραγωνικών Παλμών για αγωγή 120° και 180° με φορτία αντιστάσεις. Τα τελικά συμπεράσματα που προέκυψαν από τη συγκεκριμένη διαδικασία επιβεβαιώνουν τη μελέτη σε επίπεδο προσομοίωσης, επομένως ήταν το έναυσμα για την προσπάθεια υλοποίησης πιο εξειδικευμένων τεχνικών οδήγησης, όπως ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου. Από τις μετρήσεις της τάσης και του ρεύματος, είναι εμφανής η επίδραση της υπερδιαμόρφωσης, εφόσον οι κυματομορφές περιείχαν αρκετά σήματα με συχνότητα κοντινή στη θεμελιώδη, γεγονός που αλλοίωνε τις κυματομορφές.
2. Υλοποιήθηκε επιτυχώς ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, μέσω της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Παλμών (SPWM), ο οποίος επιβεβαιώθηκε τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης, όσο και πειραματικά. Μειονέκτημα της συγκεκριμένης στρατηγικής ελέγχου αποτελεί η πολυπλοκότητα του λογισμικού, εφόσον ο επεξεργαστής είναι απαραίτητο να αναγνωρίζει τα αναλογικά σήματα από τους αισθητήρες θέσης και ρεύματος, υπό την επίδραση ηλεκτρικού θορύβου, λόγω της σχεδίασης του μετατροπέα, γεγονός που υποβαθμίζει την ποιότητα των σημάτων. Δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στα ψηφιακά φίλτρα που χρησιμοποιήθηκαν για τη μέτρηση του ρεύματος και της ταχύτητας, ώστε να μην προκύψει το φαινόμενο «καθυστέρησης φάσης» και να ακυρωθούν τα υψίσυχνα σήματα θορύβου κοινού κόμβου (common mode noise). Ο ζητούμενος χρόνος ανόδου επιβεβαιώθηκε τόσο στην προσομοίωση, όσο και στην πειραματική διάταξη, τόσο για έλεγχο ροπής, όσο και για έλεγχο ταχύτητας. Το μέγιστο πλάτος του ρεύματος, με τιμή 28A, που παρουσιάστηκε στις προσομοιώσεις επιβεβαιώθηκε και πειραματικά για δεδομένο φορτίο ίσο με 25Nm.
3. Επιτεύχθηκε έλεγχος εξασθένησης πεδίου δρομέα, για ένα λειτουργικό σημείο της μηχανής. Τροποποιήθηκε η αναφορά του ρεύματος ορθού άξονα με κατάλληλο τρόπο, έτσι ώστε να υπολογιστεί κάποιο σημείο της περιοχής εξασθένησης ροής διακένου και να φτάσει η μηχανή στην επιθυμητή αποδυνάμωση της ροής του μονίμου μαγνήτη. Μειονέκτημα της συγκεκριμένης τεχνικής αποτελεί το γεγονός ότι οι αυτεπαγωγές ορθού και κάθετου άξονα δεν μπορούν να θεωρηθούν σταθερές, καθώς εξαρτώνται από το ρεύμα που ρέει στα τυλίγματα, λόγω του φαινομένου μαγνητικού κορεσμού της λαμαρίνας. Στη συγκεκριμένη εργασία θεωρήθηκαν σταθερές ποσότητες για συγκεκριμένο ρεύμα στάτη. Η επίδραση της εξασθένησης πεδίου και της έγχυσης 3^{ης} αρμονικής έγινε ορατή, εφόσον η ταχύτητα της μηχανής αυξήθηκε κατά 80 ΣΑΛ, δηλαδή από τα 270 ΣΑΛ έφτασε τα 350 ΣΑΛ.
4. Το όχημα επέτυχε καταγραφή επίδοσης στην πίστα του διαγωνισμού Shell Eco Marathon, με μέση κατανάλωση 42km/kwh για μέση ταχύτητα μεγαλύτερη από 30km/h.

8.2 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

1. Εφαρμογή μη γραμμικού ελέγχου, μέσω προσαρμογής των κερδών των PI ελεγκτών ανάλογα με τα λειτουργικά χαρακτηριστικά της μηχανής. Εξαγωγή χαρτών ροπής, ροής και ρευμάτων, μέσω της μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων και υλοποίηση του ελέγχου με κέρδη που μεταβάλλονται δυναμικά με τα χαρακτηριστικά της μηχανής.
2. Στρατηγική οδήγησης, μέσω Χωρικών Διανυσμάτων (Space Vector PWM) ή ακόμη και μέσω Διακριτής Διαμόρφωσης (DPWM) Εύρους Παλμών, ώστε να αξιοποιείται πλήρως η τάση εισόδου του μετατροπέα, καθώς και να αυξάνεται η απόδοση του συνολικού συστήματος, εφόσον με τις συγκεκριμένες τεχνικές οδήγησης, αυξάνεται η τάση της κάθε φάσης του αντιστροφέα κατά 15% περίπου κι επίσης μειώνονται οι απώλειες μεταγωγής των διακοπών.
3. Σχεδίαση μετατροπέα μικρότερου μεγέθους και τεσσάρων στρωμάτων, καθώς και βελτιστοποίηση χωροδιάταξης των μετρητικών ρεύματος για την καταπολέμηση του ηλεκτρικού θορύβου.

Βιβλιογραφία

[1] Γεώργιος Κ. Σακκάς, “ Βελτιστοποίηση γεωμετρίας για διαφορετικά υλικά μονίμων μαγνητών σε κινητήρες για ηλεκτρικά οχήματα”, Διπλωματική Εργασία, Αθήνα, Σεπτέμβριος 2020.

[2] Κωνσταντίνα Δ. Καραϊνδρου, “Προχωρημένες Τεχνικές Ελέγχου σε Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης”, Διπλωματική Εργασία, Αθήνα, Μάρτιος 2023

[3] Ευάγγελος Ψαραδέλλης, “Σχεδίαση και Κατασκευή Μετατροπέα για Διανυσματικό Έλεγχο Ασύγχρονης Μηχανής”, Διπλωματική Εργασία, Αθήνα, Μάιος 2022.

[4] Κωνσταντίνος Ι. Μάνος, “Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Αρθρωτού Μετατροπέα Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας (MHFC) για την Οδήγηση Ηλεκτρικού Κινητήρα”, Διπλωματική Εργασία, Αθήνα, Νοέμβριος 2022.

[5] Texas Instruments “Incremental Rotary Encoders
<https://www.ti.com/lit/an/sboa200b/sboa200b.pdf?ts=1672847270097>

[6] Δημήτριος Β. Τσιάκος, “Διανυσματικός Έλεγχος Διπολικής Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών Υψηλής Ταχύτητας”, Διπλωματική Εργασία, Αθήνα, Μάρτιος 2018.

[7] Δημήτριος Γ. Γκίτσος, “ΕΥΡΩΣΤΟΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΓΙΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΟΧΗΜΑ”, Διπλωματική Εργασία, Αθήνα, Οκτώβριος 2020.

[8] Χ. Βασιλόπουλος, “Σχεδίαση και βελτιστοποίηση μηχανών μονίμων μαγνητών με βάση τα χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2020

[9] https://www.youtube.com/watch?v=esUb7Zy5Oio&t=582s&ab_channel=Lesics

[10] https://www.google.com/url?sa=i&url=http%3A%2F%2Fphysiclessons.blogspot.com%2F2013%2F04%2Fblog-post_4780.html&psig=AOvVaw0kZ2OD8CIN7u49nAWBObSy&ust=1690606933759000&source=images&cd=vfe&opi=89978449&ved=0CBEQjRxqFwoTCNiNgfjPsiADFQAAAAAdAAAAABA E

[11] https://www.google.com/url?sa=i&url=https%3A%2F%2Fprojekter.aau.dk%2Fprojekter%2Ffiles%2F77232717%2Freport.pdf&psig=AOvVaw20_Z8Q7V37fINy-kd77epQ&ust=1690608971962000&source=images&cd=vfe&opi=89978449&ved=0CBEQjRxqFwoTCMihpq3XsIADFQAAAAAdAAAAABAW

[12] https://www.google.com/url?sa=i&url=https%3A%2F%2Fwww.theengineeringknowledge.com%2Fwhat-is-the-equivalent-circuit-of-synchronous-generator%2F&psig=AOvVaw20_Z8Q7V37fINy-kd77epQ&ust=1690608971962000&source=images&cd=vfe&opi=89978449&ved=0CBEQjRxqFwoTCMihpq3XsIADFQAAAAAdAAAAABAE

[13] Texas Instruments “UCC21520” Gate driver Datasheet:
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21520.pdf?ts=1690526291997&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

[14] <https://www.youtube.com/@FoolishEngineer>

- [15] Traco “TBA 2-1213 ” Datasheet: <https://www.tracopower.com/int/model/tba-2-1213>
- [16] Texas Instruments Microcontroller “LAUNCHXL-F28379D” Datasheet: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>.
- [17] https://www.youtube.com/watch?v=wpAA3qeOYil&ab_channel=HowToMechatronics
- [18] https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lts_25-np.pdf
- [19] https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina240.pdf?ts=1690457733873&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.it%252F
- [20] 3phase inverter scheme: https://www.researchgate.net/figure/Three-phase-inverter-circuit_fig1_4368618
- [21] <https://www.powerelectronicstips.com/wp-content/uploads/2020/12/dc-motor-basics-636x358-1.jpg>
- [22] <https://www.researchgate.net/publication/332808852/figure/fig1/AS:754126929551360@1556809279187/Typical-block-diagram-of-field-oriented-control-of-PMSM.png>
- [23] <https://www.powertransmission.com/ext/resources/issues/0621/field1.jpg>
- [24] https://www.youtube.com/watch?v=H4YIL3rZaNw&ab_channel=ControlLabSoest
- [25] https://www.youtube.com/watch?v=NVLXCwc8HzM&t=88s&ab_channel=MATLAB
- [26] <https://www.google.com/search?q=ads+1210&oq=ads+&aqs=chrome.1.69i57j35i39l2j0i512l7.2495j0j7&sourceid=chrome&ie=UTF-8>
- [27] <https://ars.els-cdn.com/content/image/3-s2.0-B9780128121382000076-f07-31-9780128121382.jpg>
- [28] <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/sinusoidal-pulse-width-modulation>
- [29] https://i.ytimg.com/vi/CHVhe_zWMyS/hq720.jpg?sqp=-oaymwEcCNAFEJQDSFXyq4qpAw4IARUAAIhCGAFwAcABBg==&rs=AOn4CLBpriwFabV1NRV_VsoheUVdLzFkg
- [30] <https://ch.mathworks.com/videos/field-weakening-control-of-interior-permanent-magnet-synchronous-motors-ipmsm--1617815717811.html>
- [31] https://epublications.marquette.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1285&context=theses_open
- [32] G. K. Sakkas and A. G. Kladas, "Particular Model for Efficient Switching Frequency Loss Consideration in Surface Mounted Permanent Magnets," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 59, no. 5, pp. 1-5, May 2023, Art no. 7000505, doi: 10.1109/TMAG.2023.3236273.
- [33] L.Harnefors, M.Hinkkanen, O.Wallmark, “Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives”

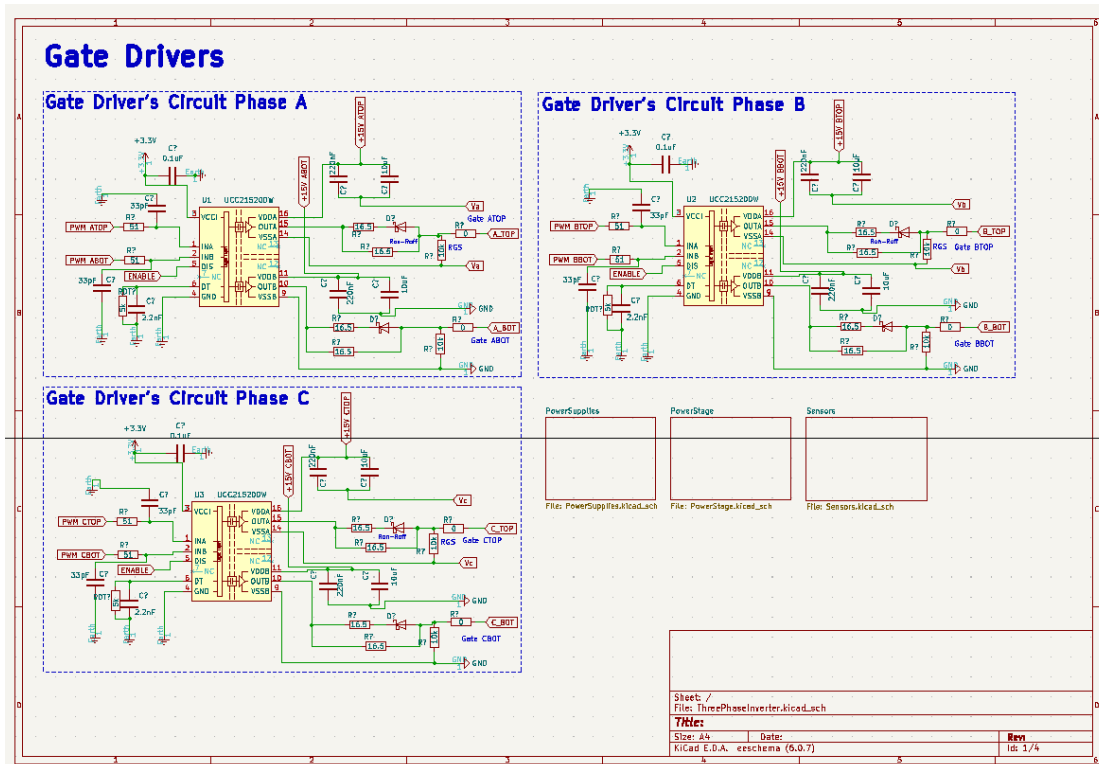
[34] Léopold Sepulchre, Maurice Fadel, Maria Pietrzak-David. MTPV for Continuous Flux-Weakening Strategy Control Law for IPMSM. 2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Jun 2018, Amalfi, Italy. pp.1221-1226, ff10.1109/SPEEDAM.2018.8445329ff. fihal-03545358f

[35] Flux-Weakening Control for permanent magnet motors based on Z-source inverters by Muyang Li, B.S.

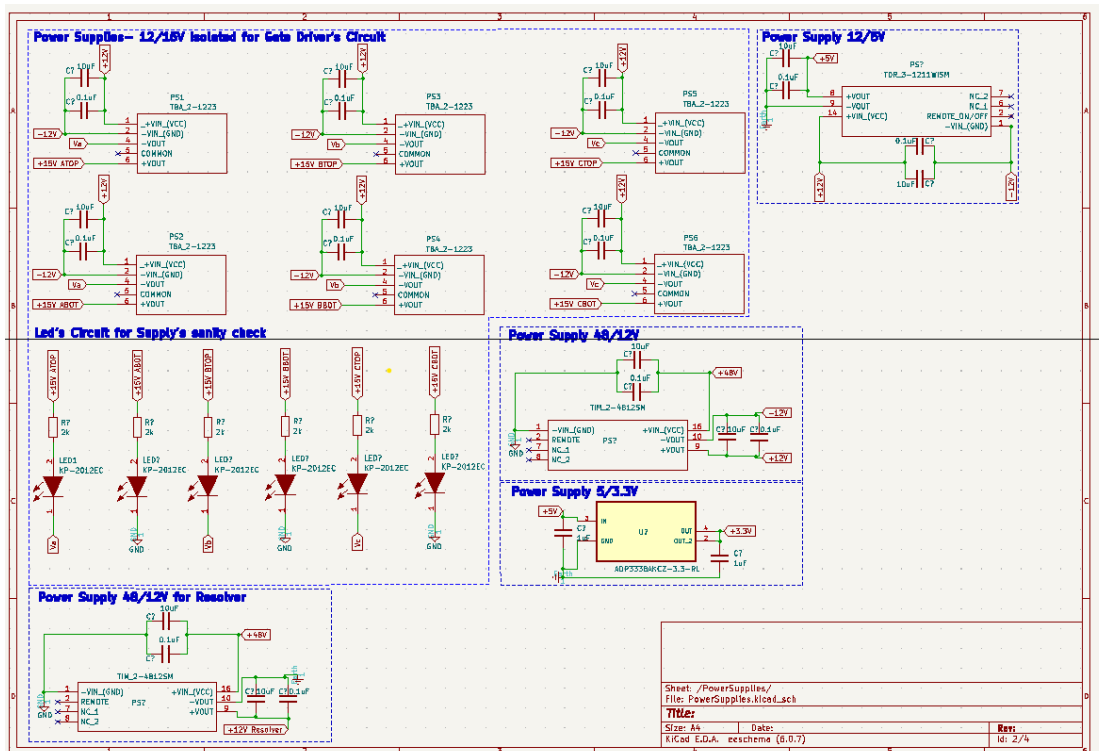
[36] Juha Pyrhönen, Tapani Jokinen and Valéria Hrabovcová, "Design of Rotating Electrical Machines", 2008 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-69516-6.

[37] Stefanos N. Manias, "Power Electronics and Motor Drive Systems", 2017

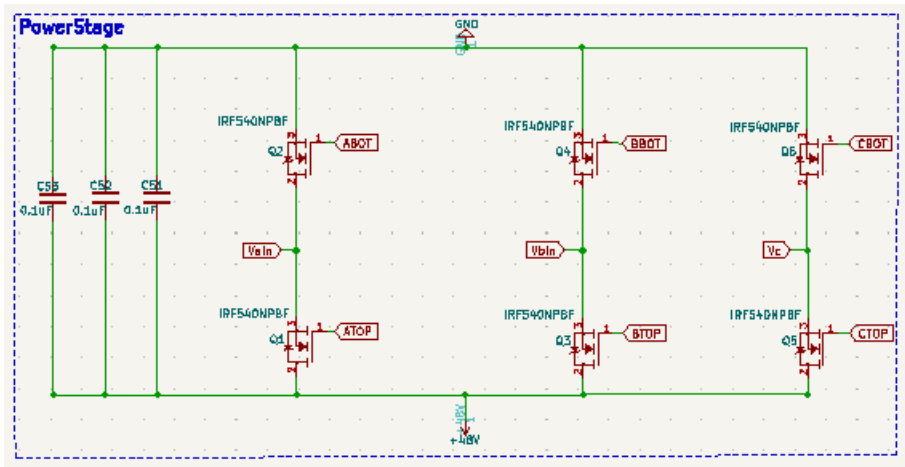
Παράρτημα 1: Σχέδια μετατροπέα στο λογισμικό σχεδίασης Kicad



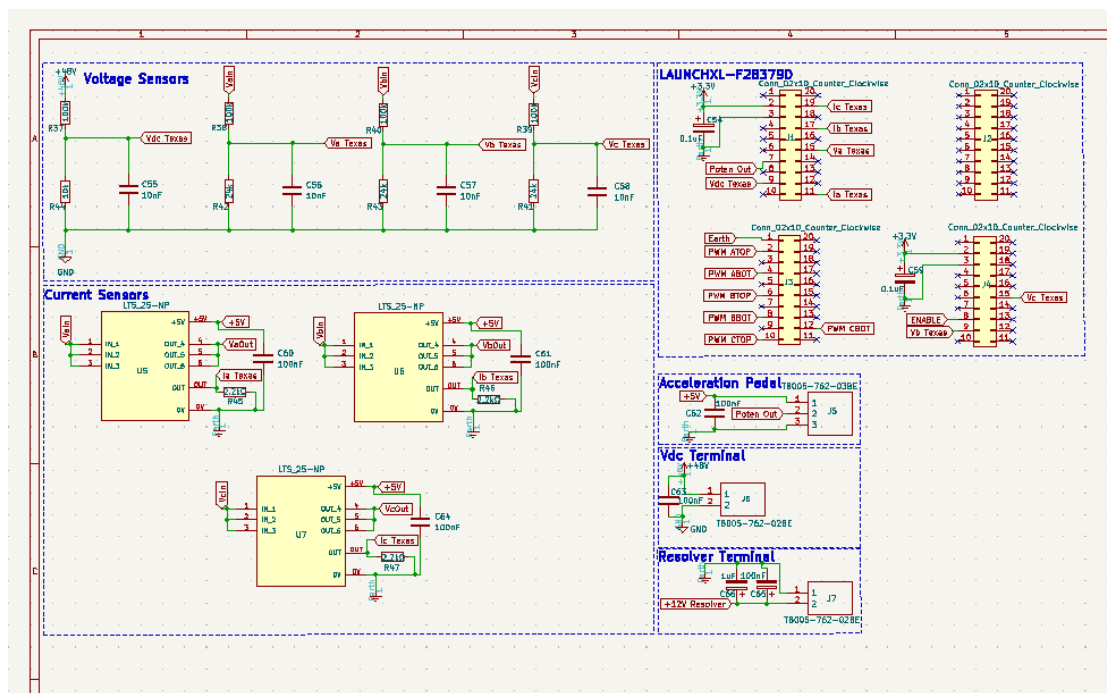
Εικόνα 1 (Π.1) Κύκλωμα gate drivers



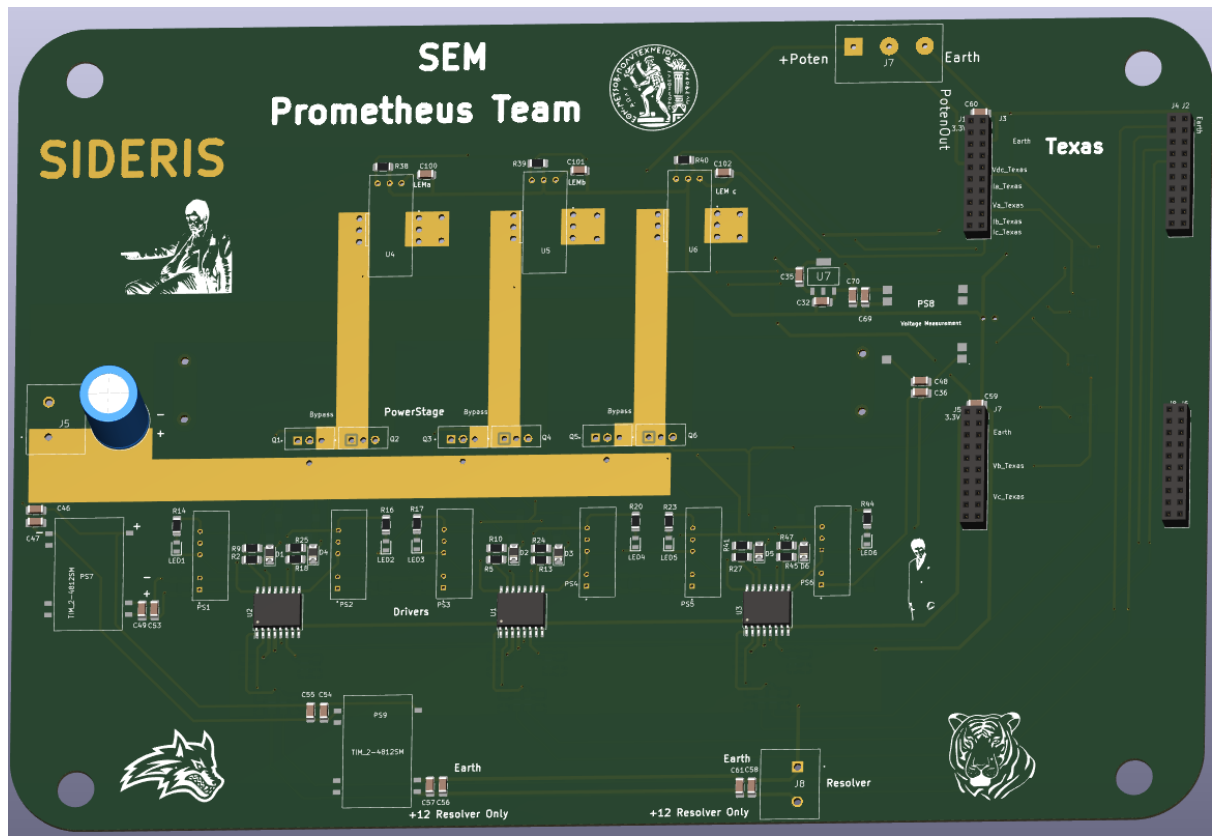
Εικόνα 2 (Π.1) Κύκλωμα τροφοδοτικών



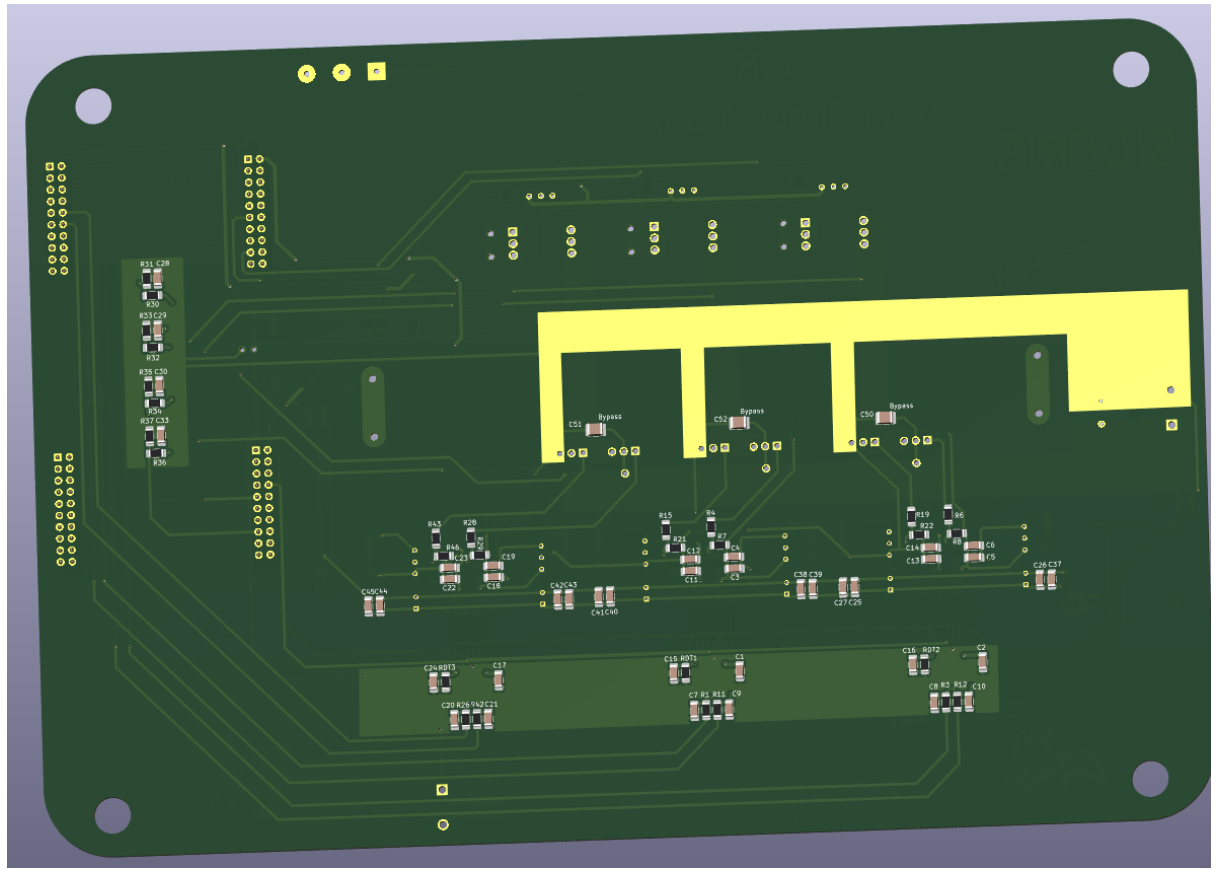
Εικόνα 3 (Π.1) Κύκλωμα τριφασικής γέφυρας ισχύος



Εικόνα 4 (Π.1) Μετρητικά ρεύματος, τάσης και πλακέτα επεξεργαστή

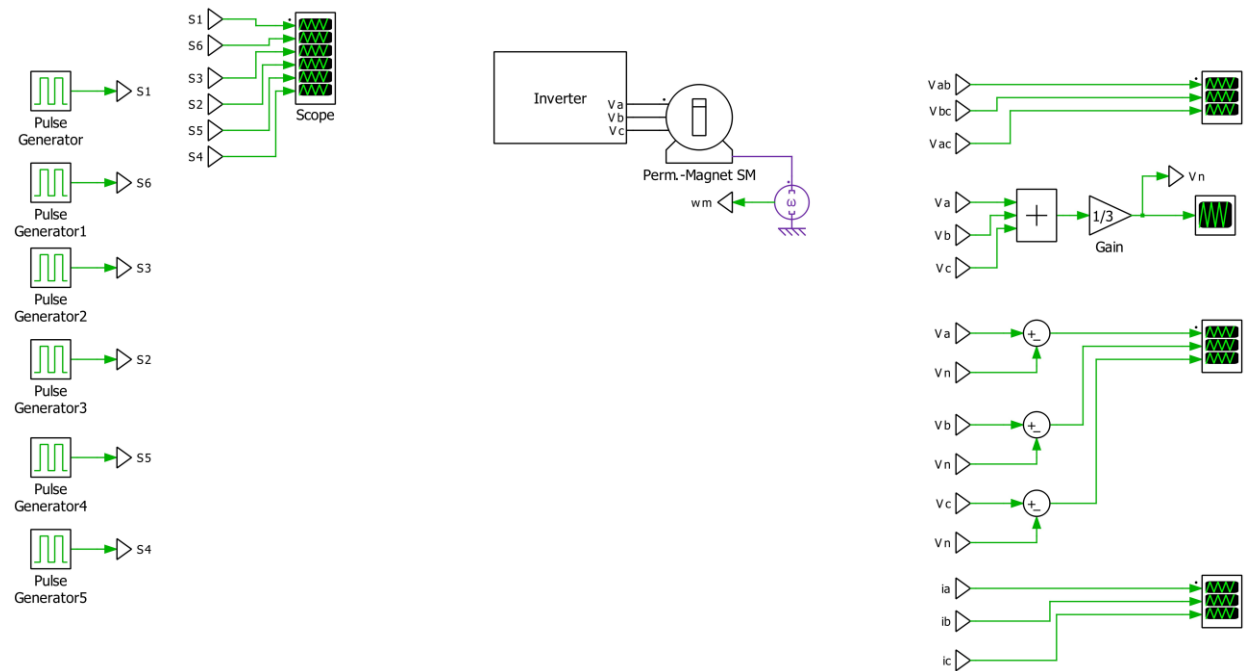


Εικόνα 5 (Π.1) Πρόσδια όψη μετατροπέα σε 3d όψη

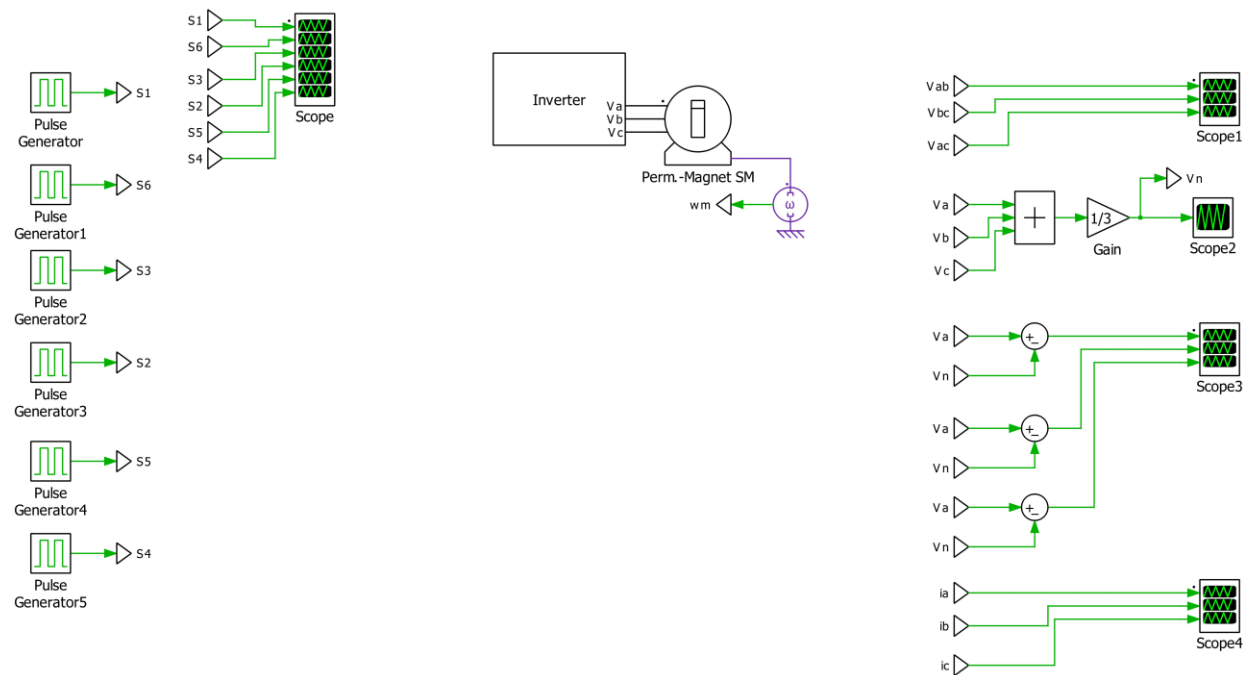


Εικόνα 5 (Π.1) Πίσω όψη μετατροπέα σε 3d όψη

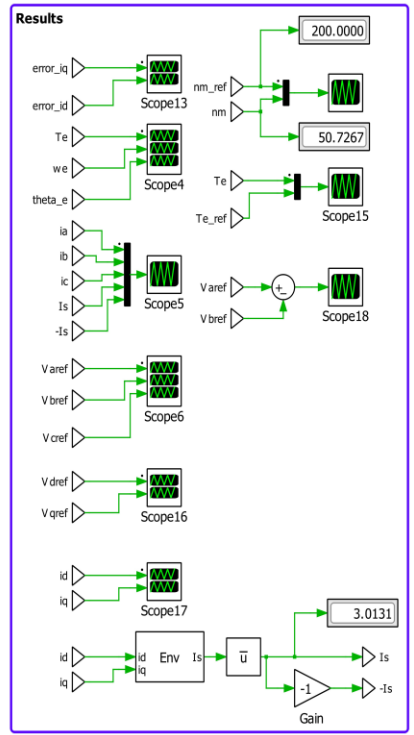
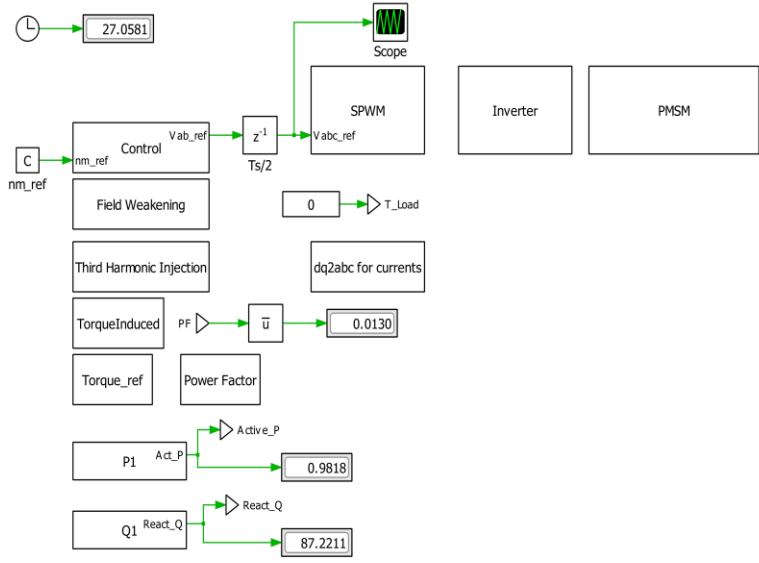
Παράρτημα 2: Προσομοιώσεις στο λογισμικό Plescs



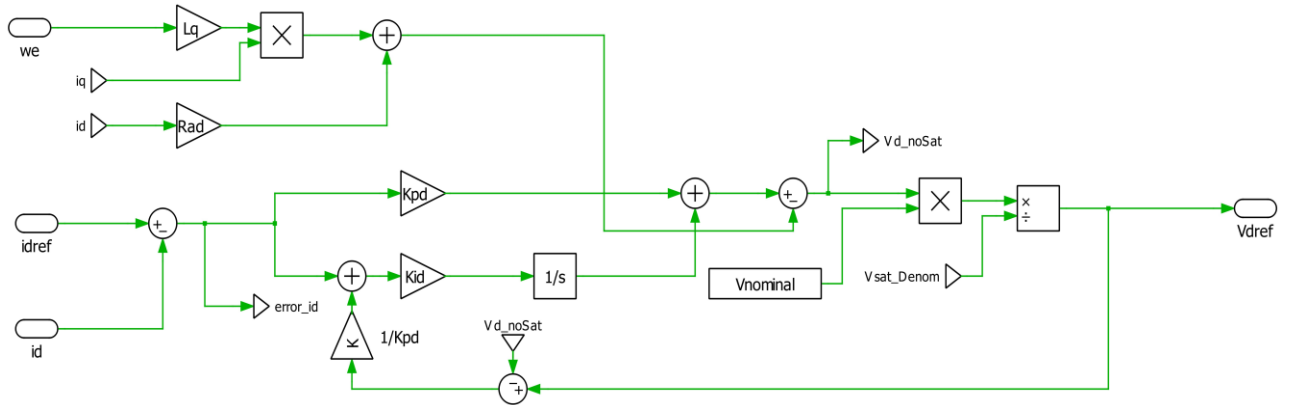
Εικόνα 6 (Π.2) Τετραγωνικοί Παλμοί 120°



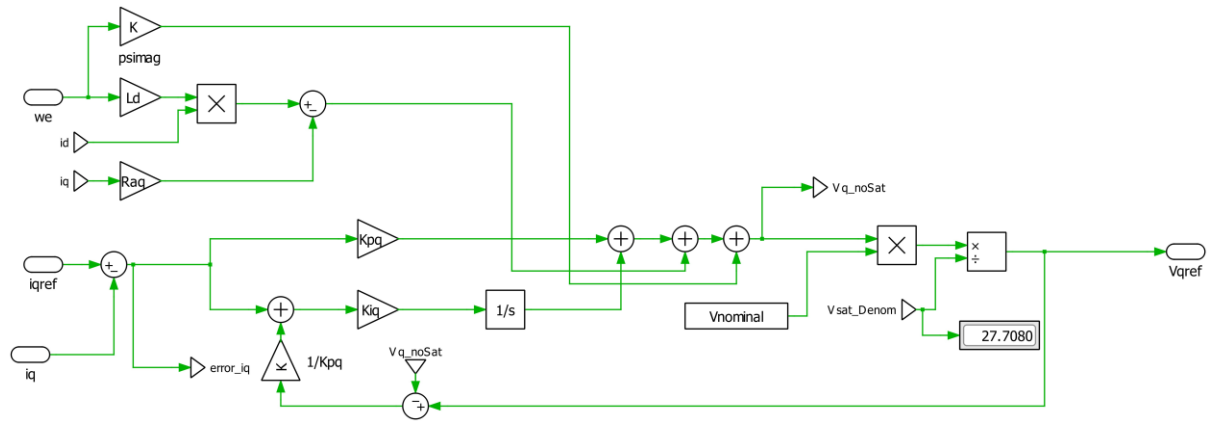
Εικόνα 7 (Π.2) Τετραγωνικοί Παλμοί 180°



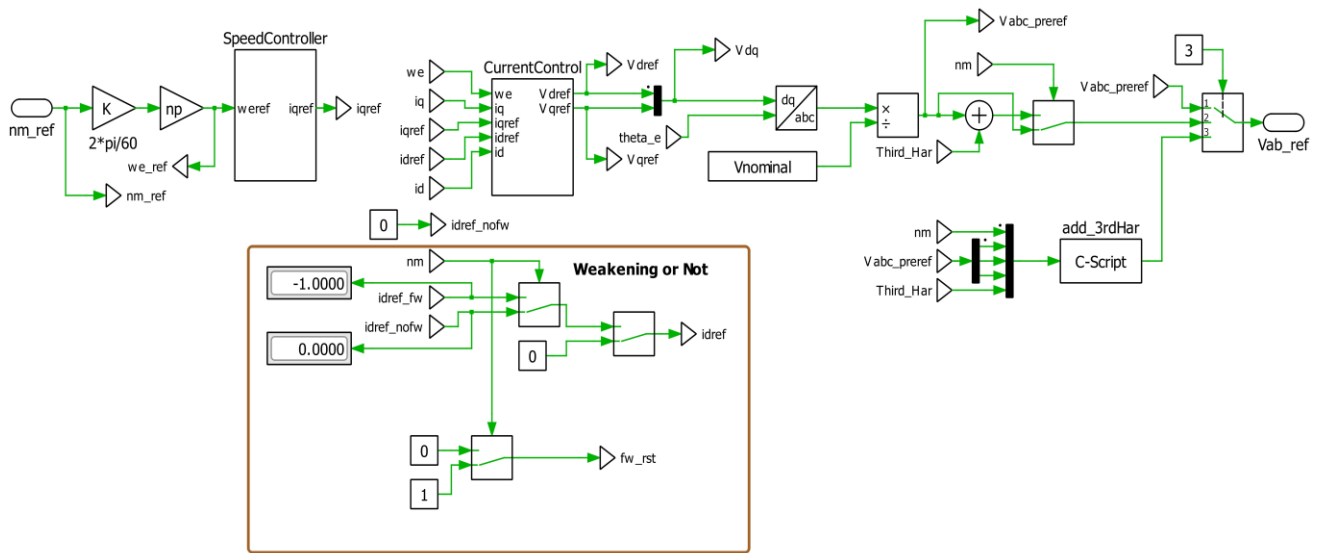
Εικόνα 10 (Π.2) Έλεγχος ταχύτητας για αξιολόγηση ελεγκτών



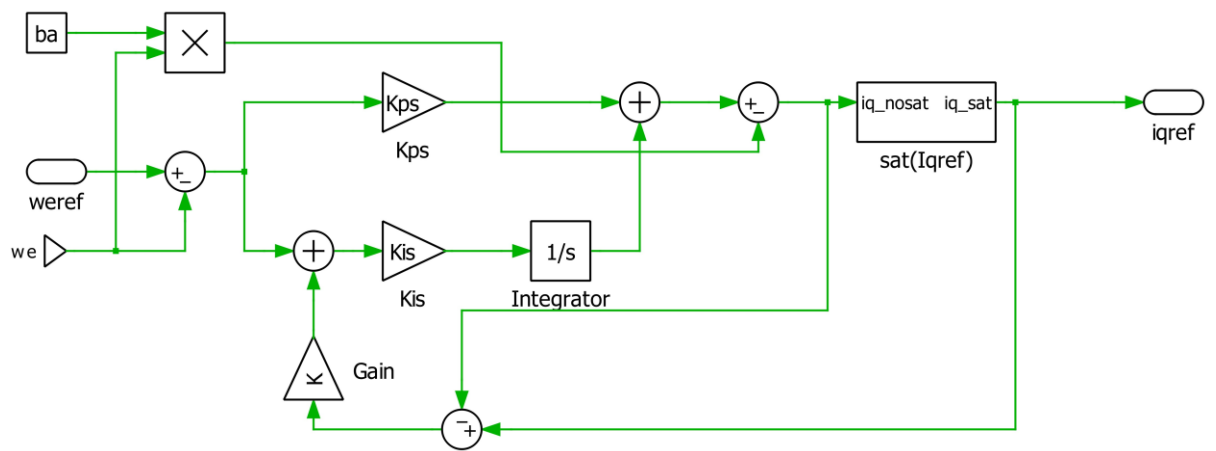
Εικόνα 11 (Π.2) Ελεγκτής id



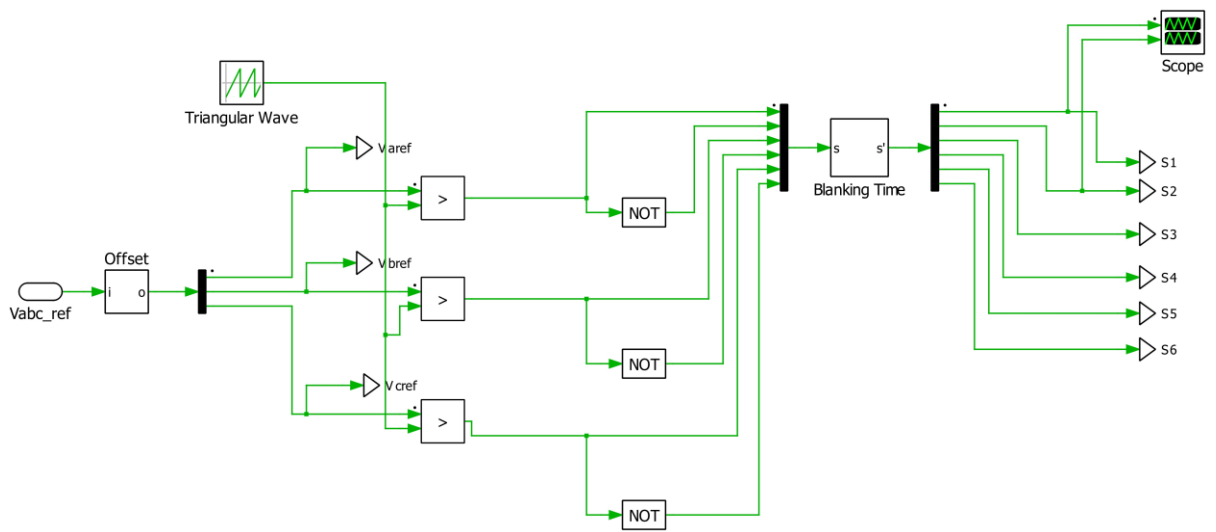
Εικόνα 12 (Π.2) Ελεγκτής iq



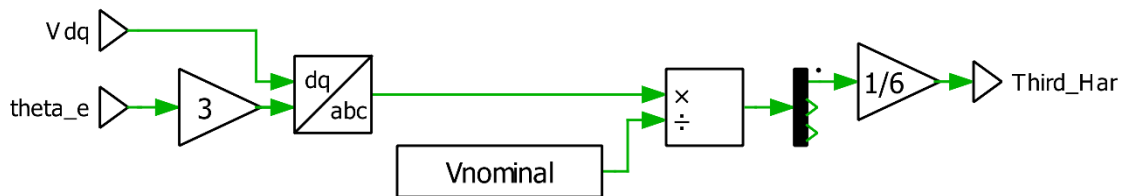
Εικόνα 13 (Π.2) Συνολικός εμφωλευμένος έλεγχος έως βρόχο ταχύτητας με επιλογή για εξασθένιση πεδίου και έγχυση 3ης αρμονικής



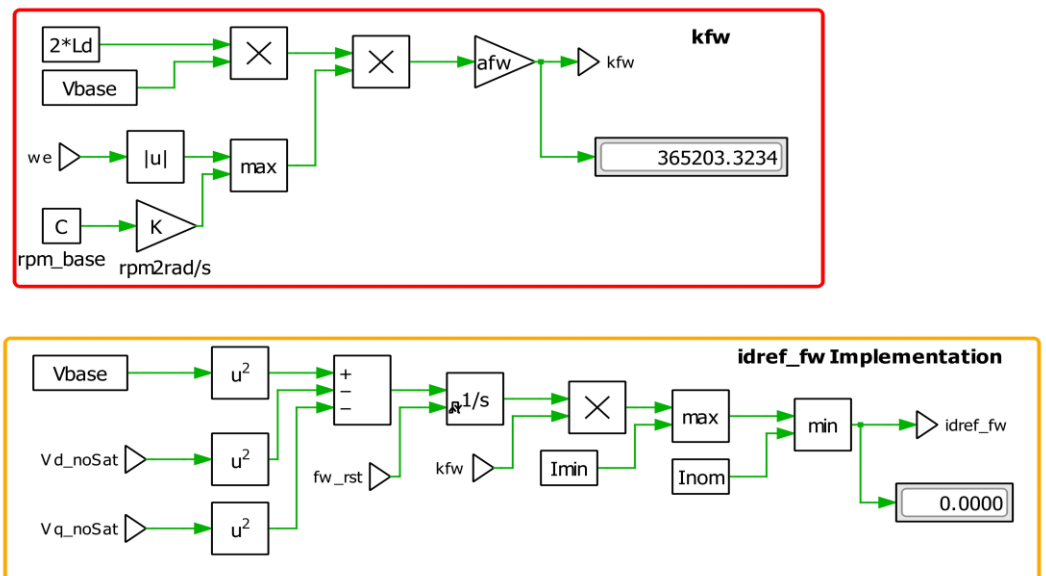
Εικόνα 14 (Π.2) Ελεγκτής ταχύτητας



Εικόνα 15 (Π.2) Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Παλμών εισαγωγή νεκρού

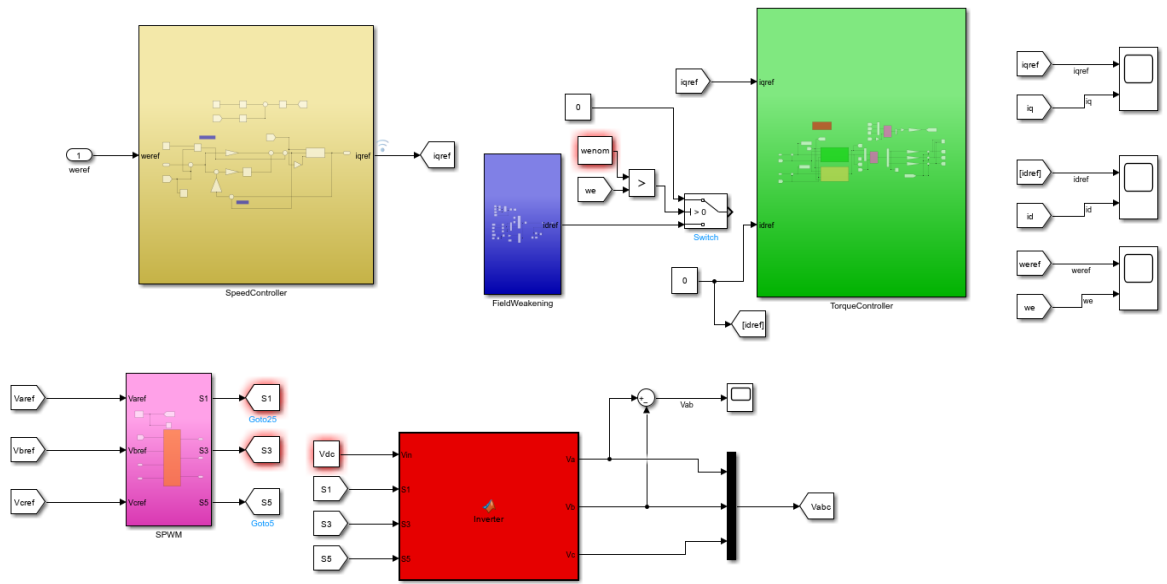


Εικόνα 16 (Π.2) Παραγωγή 3ης αρμονικής

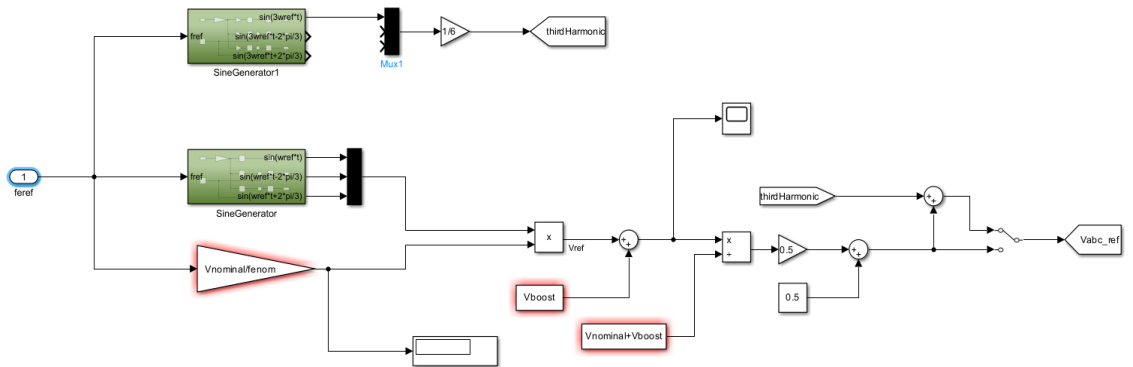


Εικόνα 17 (Π.2) Υπολογισμός κέρδους και αναφοράς ρεύματος ευθέως άξονα για την εξασθένιση πεδίου

Παράρτημα 3: Προσομοιώσεις στο λογισμικό Simulink



Εικόνα 18 (Π.3) Συνολικός εμφωλευμένος έλεγχος έως βρόχο ταχύτητας



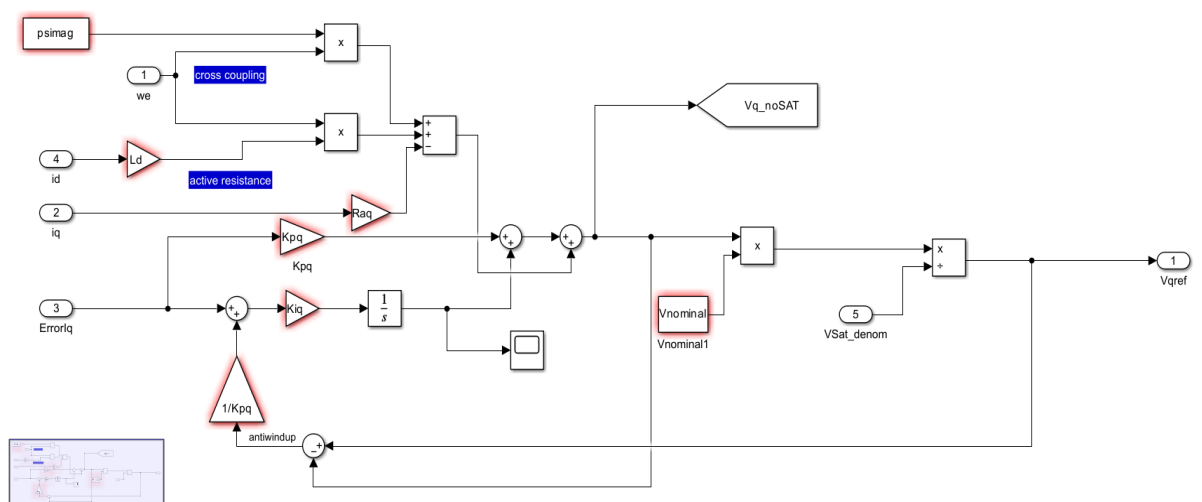
Εικόνα 19(Π.3) Έλεγχος V/f ανοιχτού βρόχου

```

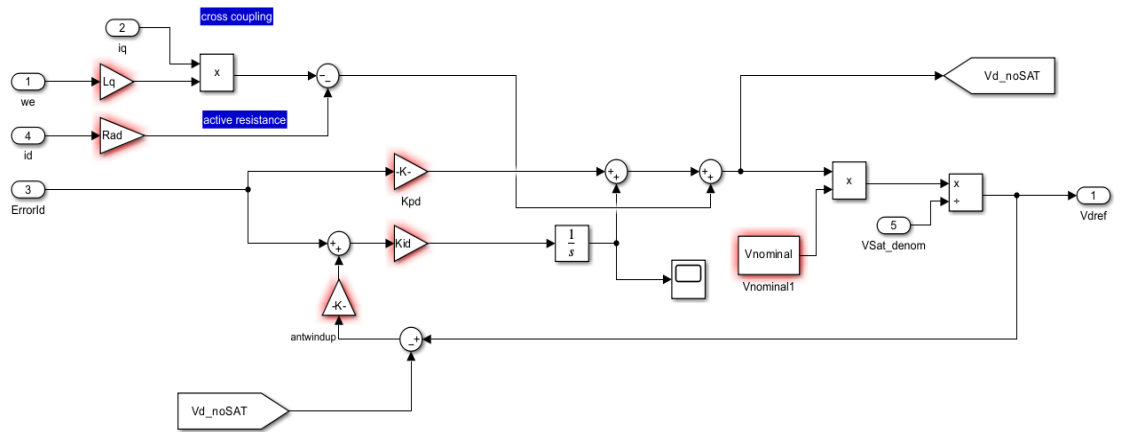
OpenLoopSideris ▶ MATLAB Function
1 function [Va,Vb,Vc] = Inverter(Vin,S1,S3,S5)
2 if (S1==1 & S3==0 & S5==1)
3     Va = Vin/3;
4     Vc = Vin/3;
5     Vb = -2*Vin/3;
6 elseif (S1==1 & S3==0 & S5==0)
7     Va = 2*Vin/3;
8     Vb = -Vin/3;
9     Vc = -Vin/3;
10 elseif (S1==1 & S3==1 & S5==0)
11     Va = Vin/3;
12     Vb = Vin/3;
13     Vc = -2*Vin/3;
14 elseif (S1==0 & S3==1 & S5==0)
15     Va = -Vin/3;
16     Vc = -Vin/3;
17     Vb = 2*Vin/3;
18 elseif (S1==0 & S3==1 & S5==1)
19     Va = -2*Vin/3;
20     Vb = Vin/3;
21     Vc = Vin/3;
22 elseif (S1==0 & S3==0 & S5==1)
23     Va = -Vin/3;
24     Vb = -Vin/3;
25     Vc = 2*Vin/3;
26 else
27     Va = 0;
28     Vb = 0;
29     Vc = 0;
30 end

```

Εικόνα 20 (Π.3) Αντιστροφείας υλοποιημένος με σήματα

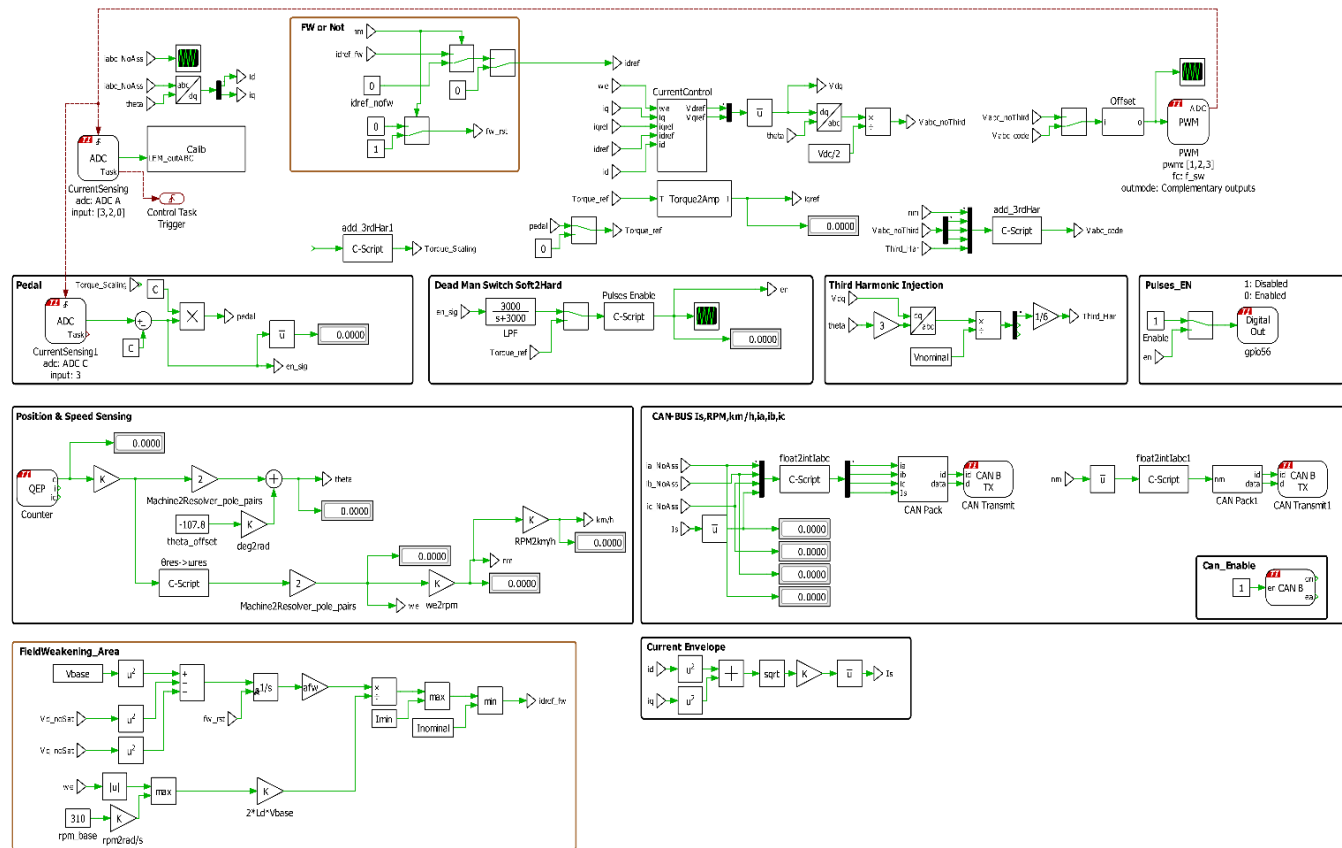


Εικόνα 22 (Π.3) Ελεγκτής iq



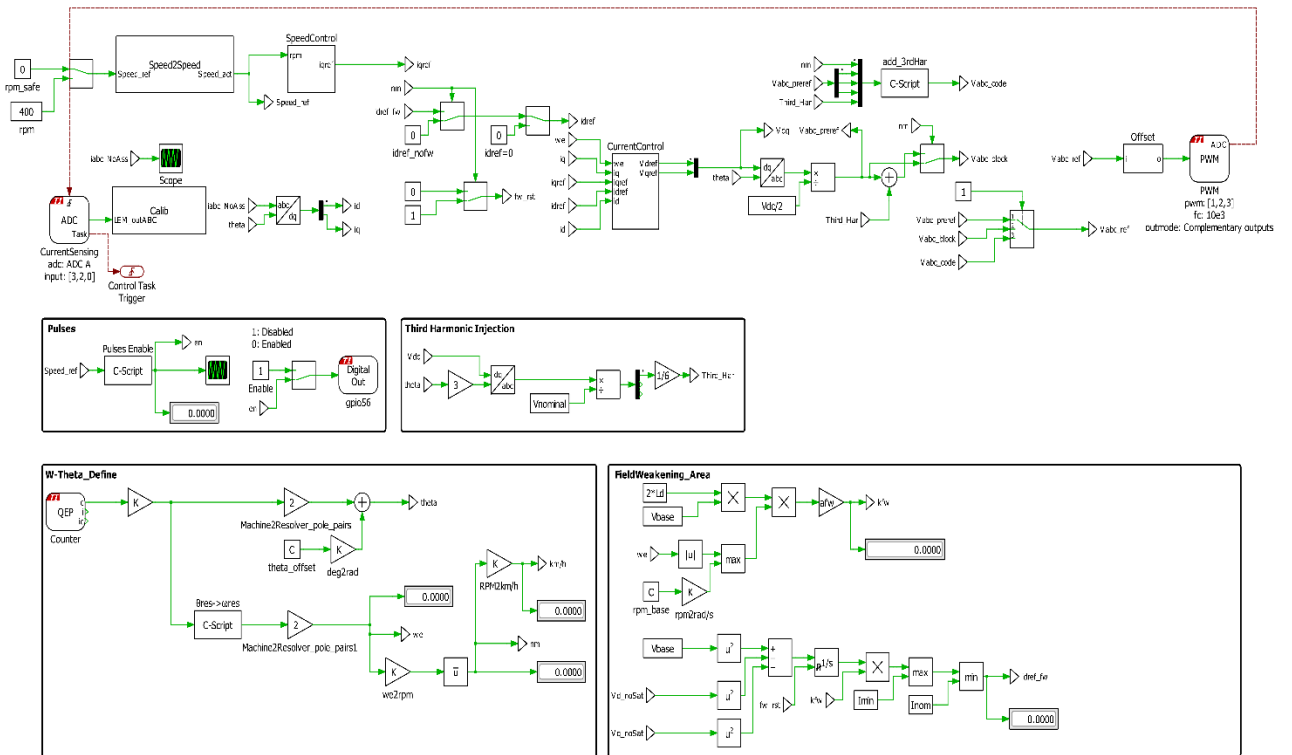
Εικόνα 23 (Π.3) Ελεγκτής i_d

Παράρτημα 4: Εφαρμογή ελέγχου σε πραγματικό χρόνο

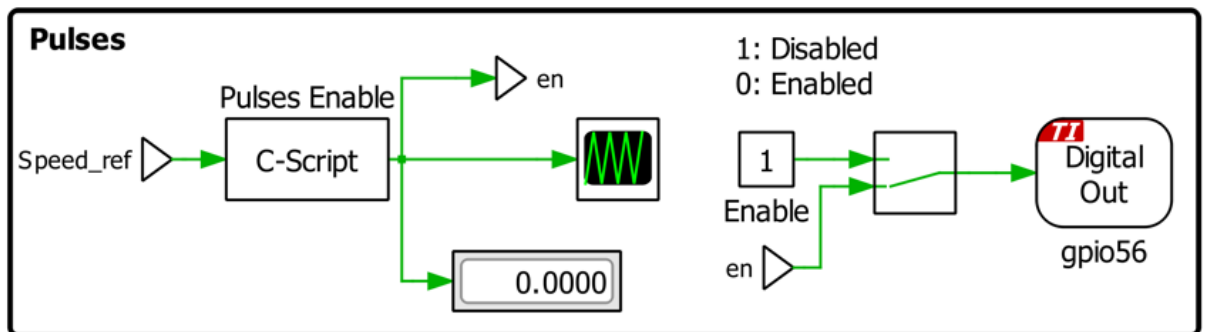


Εικόνα 24 (Π.4) Έλεγχος ροπής που χρησιμοποίησε το όχημα «ΠυρφόροςIII» στο διαγωνισμό Shell Eco Marathon

Το πρόγραμμα περιέχει πολλά σημαντικά στοιχεία που ήταν για τις ανάγκες του διαγωνισμού, όπως το dead man switch, το οποίο μόλις δεν υπήρχε απόκριση από το πετάλι επιτάχυνσης, ανοιχτοκύκλωνε τις φάσεις της μηχανής, η εισαγωγή του Can Bus, ώστε να έχουμε ζωντανή αναμετάδοση των δεδομένων, όπως ρεύματα και ταχύτητα που μας ενδιέφεραν, καθώς και η ανάγνωση σημάτων από το πόδι της οδηγού, ώστε να μετατρέπει την εντολή του επιταχυνσιόμετρου σε ροπή.



Εικόνα 27 (Π.4) Μοντέλο ελέγχου ρεύματος με έλεγχο εξασθένισης πεδίου και έγχυση 3ης αρμονικής



```

Setup Code
Update function code
1 if (IsMajorStep)
2 {
3
4     if (Speed_ref < 0.5)
5     {
6         enable = 1;
7     }
8     else
9     {
10        enable = 0;
11    }
12 }
13

```

Εικόνα 28 (Π.4) Χαρακτηριστικό για την καταπολέμηση θορύβου

Χαρακτηριστικό που προσθέσαμε, ώστε να καταπολεμηθεί ο θόρυβος ανάγνωσης σημάτων από τα μετρητικά ρεύματος. Αν το ρεύμα εγκάρσιου άξονα δεν ξεπερνά κάποια τιμή κατώτατου ορίου, οι φάσεις παραμένουν ανοιχτοκυκλωμένες.