



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

# Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Νικόλαος Δ. Αποστολόπουλος

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

Αθήνα, Νοέμβριος 2012





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

## Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Νικόλαος Δ. Αποστολόπουλος

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

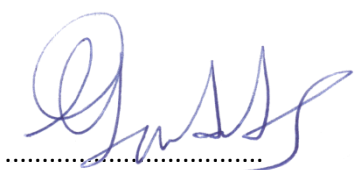
Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 8<sup>η</sup> Νοεμβρίου 2012.

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

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

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

Αθήνα, Νοέμβριος 2012



Νικόλαος Δ. Αποστολόπουλος

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

Copyright © Νικόλαος Δ. Αποστολόπουλος, 2012

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όλους όσους με βοήθησαν κατά τη διάρκεια της καθώς η συμβολή τους ήταν καθοριστική για την εκπόνηση της.

Ευχαριστώ θερμά τον καθηγητή μου κ. Αντώνη Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου την παρούσα εργασία, την καθοδήγησή του και την άψογη συνεργασία για την ολοκλήρωσή της.

Ιδιαίτερως ευχαριστώ τον διδάκτορα κ. Χαράλαμπο Πάτσιο για την πολύπλευρη στήριξη του, την πρόθυμη και ευχάριστη συνεργασία του καθώς και τις πολύτιμες συμβουλές του από την στιγμή της ανάθεσης μέχρι και την ολοκλήρωση της διπλωματικής εργασίας.

Επίσης ευχαριστώ τους καθηγητές μου κ. Στέφανο Μανιά και κ. Σταύρο Παπαθανασίου για τις επισημάνσεις τους και τη συμμετοχή τους στην τριμελή εξεταστική επιτροπή της εργασίας.

Τέλος, επιθυμώ να ευχαριστήσω όλα τα μέλη της ερευνητικής ομάδας «Προμηθέας» που συνέβαλαν στην κατασκευή του πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος», και ιδιαίτερα τον διδάκτορα κ. Κωνσταντίνο Λάσκαρη που με ενέπνευσε να ασχοληθώ με τα ηλεκτρικά οχήματα, και τον συμφοιτητή μου Δημήτρη Γυπαράκη για την συνεργασία του κατά την διάρκεια των πειραματικών δοκιμών.

*Η διπλωματική εργασία αφιερώνεται στην πολυαγαπημένη μου οικογένεια και τους φίλους που με στήριξαν σε αυτή την προσπάθεια.*



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετώνται τα συστήματα ελέγχου των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης με στόχο το σχεδιασμό συστήματος ηλεκτρικής πρόωσης λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού. Για το σκοπό αυτό εξετάζονται οι πιο πρόσφατες τάσεις στην ανάπτυξη των βασικών συνιστωσών του ελέγχου κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος, μοντελοποιείται και προσομοιώνεται το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης περιλαμβάνοντας την οδήγηση κινητήρα ισχύος 100 kW εφαρμόζοντας διαφορετικές μεθοδολογίες ελέγχου και κατασκευάζεται πειραματική διάταξη κινητήρα – αντιστροφέα μικρότερης κλίμακας για την πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων προσομοίωσης.

Σε ένα πρώτο βήμα, εξετάζεται η λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και αναλύονται οι βασικές συνιστώσες τους. Στην συνέχεια, στα πλαίσια της σχεδίασης του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος, αναλύεται το θεωρητικό υπόβαθρο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών (ΣΜΜΜ) που μελετάται και διερευνώνται οι σύγχρονες τοπολογίες μετατροπών δύο αλλά και περισσότερων επιπέδων που χρησιμοποιούνται για την οδήγησή της. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών των μετατροπών και ιδίως του αντιστροφέα πηγής τάσης για τον οποίο εξετάζεται η λειτουργία ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM), η διαμόρφωση μέσω διανύσματος χώρου (Space Vector Modulation, SVM) και η διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση ελεγκτή υστέρησης (Hysteresis Band Current Controller, HBCC). Οι διάφορες τοπολογίες και μέθοδοι διαμόρφωσης συγκρίνονται και τα αποτελέσματα της σύγκρισης οδηγούν σε συμπεράσματα για τη σκοπιμότητα ενσωμάτωσής τους και αντίστοιχα την καταλληλότητά τους στις συγκεκριμένες εφαρμογές ηλεκτροκίνησης.

Στη συνέχεια προσομοιώνεται και συγκρίνεται η συμπεριφορά των δύο πιο διαδεδομένων μεθόδων ελέγχου κινητήρων μονίμων μαγνητών, του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC) και του άμεσου ελέγχου ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (Switching Table Direct Torque Control, ST-DTC) τόσο σε μεταβατική, όσο και σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Στα πλαίσια της διερεύνησής τους επιχειρήθηκε η προσαρμογή του άμεσου ελέγχου ροπής με την προσθήκη βρόχων ελέγχου ροής έτσι ώστε να ανταποκρίνεται καλύτερα σε υψηλότερες απαιτήσεις ροπής.

Τέλος, κατασκευάστηκε πειραματική διάταξη μικρότερης ισχύος για τις ανάγκες ηλεκτρικής πρόωσης πρότυπου οχήματος οικονομικής μετακίνησης και εξετάστηκε η λειτουργία του βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου (Open Loop Scalar Control) σε εφαρμογή πλήρους ηλεκτρικού συστήματος κίνησης, η οποία επιβεβαίωσε τη δυνατότητα ικανοποιητικής επίτευξης των στόχων που τέθηκαν αλλά ανέδειξε και τη σκοπιμότητα υλοποίησης των στρατηγικών ελέγχου ροπής κλειστού βρόχου.

## ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρικά οχήματα, σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, έλεγχος μηχανών μονίμων μαγνητών, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, διαμόρφωση διανύσματος χώρου, βρόχος υστέρησης, έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, άμεσος έλεγχος ροπής, βαθμωτός έλεγχος, ηλεκτρικό λεωφορείο, Ευρωπαϊκός διαγωνισμός Shell Eco-Marathon.





## **ABSTRACT**

This diploma thesis analyzes permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicle applications and in particular the design of the electrical propulsion system of a personnel transportation bus. Therefore, the most recent trends in the field of ac motors control are studied, while the electric drive of a 100 kW motor is modeled and simulated using various control methodologies. Finally, an experimental setup of an inverter driven permanent magnet synchronous motor is developed in order to validate experimentally the obtained simulation results.

In a first step, electric drive systems operation is studied and the key components are analyzed. Moreover, the theoretical background for the analysis of the permanent magnet synchronous machine (PMSM), which is implemented in the electric bus, is presented, while modern multilevel converter topologies are examined. Particular emphasis is given to converter pulse width modulation techniques focusing on two-level voltage source inverters (VSI). Sinusoidal pulse width modulation (SPWM), space vector modulation (SVM) and hysteresis band current controller (HBCC) methods are compared in order to draw conclusions concerning their ability for integration and suitability for this class of electric drive applications.

In a second step, the performance of two widely used methods for permanent magnet synchronous motor control are simulated and compared. Particularly, field oriented control (FOC) and switching table direct torque control (ST-DTC) characteristics are tested under steady state and transient operating conditions. In addition, an adaptation of direct torque control method is introduced, by adding convenient field control loops in order to achieve better responses in case of high torque demands.

Finally, a smaller power experimental setup has been developed for an all-electric vehicle prototype with low energy consumption. The implemented Open Loop Scalar Control strategy demonstrated a sufficient compatibility with the specified targets, while it illustrated the feasibility for implementing closed-loop torque control strategies.

## **KEY-WORDS**

Electric drive systems, electrical vehicles, synchronous permanent magnet machines, permanent magnet synchronous machine control, sinusoidal pulse width modulation, space vector modulation, hysteresis band current controller, field oriented control, direct torque control, scalar control, electric bus, European Shell Eco-Marathon competition.



# ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

<b>1</b>	<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....</b>	<b>13</b>
<b>1.1</b>	<b>Ηλεκτρικά οχήματα.....</b>	<b>15</b>
<b>1.2</b>	<b>Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης .....</b>	<b>18</b>
1.2.1	Πηγή Ισχύος.....	19
1.2.2	Μετατροπείς Ισχύος.....	20
1.2.2.1	Μετατροπείς πηγής τάσης .....	23
1.2.2.2	Μετατροπείς πηγής ρεύματος .....	27
1.2.2.3	Άμεσοι Μετατροπείς .....	27
1.2.3	Ηλεκτρικοί Κινητήρες .....	30
<b>2</b>	<b>ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....</b>	<b>33</b>
<b>2.1</b>	<b>Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών .....</b>	<b>34</b>
2.1.1	Τοπολογίες σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών.....	34
2.1.2	Μαθηματικό μοντέλο σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής..	39
2.1.3	Δυναμικό μοντέλο $d - q$ σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών .....	41
<b>2.2</b>	<b>Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης.....</b>	<b>45</b>
2.2.1	Τοπολογία .....	45
2.2.2	Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών.....	48
2.2.2.1	Διαμόρφωση εύρους παλμού (pulse width modulation, PWM) .....	49
2.2.2.2	Διαμόρφωση διανύσματος χώρου (space vector modulation, SVM) .....	54
2.2.2.3	Τεχνικές ελέγχου αρμονικών συνιστωσών .....	61
2.2.2.4	Τεχνικές διαμόρφωσης μεταβλητής συχνότητας (Variable Frequency Modulation Techniques).....	62
<b>2.3</b>	<b>Μεθοδολογίες ελέγχου κινητήρων μονίμων μαγνητών.....</b>	<b>64</b>
2.3.1	Βαθμωτός έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου (Open loop V/f scalar control).....	64
2.3.2	Γραμμικές μέθοδοι ελέγχου ροπής.....	68
2.3.2.1	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field-Oriented Control, FOC) .....	68
2.3.2.2	Άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωσης τάσης.....	69
2.3.2.3	Άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωσης πεδίου .....	71
2.3.3	Μη γραμμικές μέθοδοι ελέγχου ροπής .....	71
2.3.3.1	Άμεσος έλεγχος ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος κατάστασης (Switching Table Direct Torque Control, ST-DTC).....	72
2.3.3.2	Άμεσος αυτό-έλεγχος .....	72
2.3.3.3	Προβλεπτικός άμεσος έλεγχος ροπής.....	74
2.3.3.4	Νεύρο-ασαφής έλεγχος .....	75

<b>3</b>	<b>ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....</b>	<b>77</b>
3.1	Μοντελοποίηση κινητήρα .....	78
3.2	Μοντελοποίηση αντιστροφέα .....	84
3.3	Μοντελοποίηση ελέγχου .....	85
3.3.1	Μοντελοποίηση βαθμωτού ελέγχου V/f ανοιχτού βρόχου (Scalar Control).....	86
3.3.2	Μοντελοποίηση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC).....	87
3.3.3	Μοντελοποίηση άμεσου ελέγχου ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (ST-DTC) .....	89
<b>4</b>	<b>ΜΕΛΕΤΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ.....</b>	<b>95</b>
4.1	Προσομοίωση συστήματος με μεθόδους ελέγχου ροπής κλειστού βρόχου.....	95
4.1.1	Κριτήρια δίκαιης σύγκρισης μεταξύ των μεθόδων ελέγχου ροπής κλειστού βρόχου ..	96
4.1.2	Σύγκριση επιδόσεων σε μεταβατικές καταστάσεις .....	97
4.1.2.1	Δοκιμή βήματος ονομαστικής ροπής .....	97
4.1.2.2	Δοκιμή βήματος ταχύτητας .....	116
4.1.3	Σύγκριση επιδόσεων στην μόνιμη κατάσταση .....	126
4.2	Συμπεράσματα σύγκρισης μεθόδων ελέγχου ροπής .....	130
4.3	Λειτουργία βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου σε πλήρες ηλεκτρικό σύστημα κίνησης μικρής ισχύος.....	134
4.3.1	Προσομοίωση βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου.....	135
4.3.2	Περιγραφή ηλεκτρικού συστήματος κίνησης μικρής ισχύος.....	139
4.3.3	Πειραματική επιβεβαίωση αποτελεσμάτων προσομοίωσης βαθμωτού ελέγχου .....	152
<b>5</b>	<b>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....</b>	<b>157</b>
5.1	Κύρια συμπεράσματα .....	158
5.2	Σημεία προαγωγής της επιστήμης .....	159
5.3	Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση .....	160
	<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</b>	<b>161</b>

# 1

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος με σκοπό τον σχεδιασμό συστήματος ελέγχου ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος για λεωφορείο μεταφοράς προσωπικού.

Για τον σχεδιασμό του συστήματος κρίθηκε απαραίτητη η διερεύνηση των σύγχρονων μεθόδων ελέγχου για κινητήρες εναλλασσομένου ρεύματος τόσο από πλευράς διαθέσιμων τοπολογιών όσο και από πλευράς στρατηγικών ελέγχου και τεχνικών διαμόρφωσης της τάσεως τροφοδοσίας. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στην επιλογή της καταλληλότερης τεχνικής ελέγχου για τον κινητήρα μονίμων μαγνητών του οχήματος μετά από την διεξοδική σύγκριση των δύο πιο διαδεδομένων μεθοδολογιών και αποτίμηση των λειτουργικών χαρακτηριστικών τους. Για το λόγο αυτό αναπτύχθηκαν οι προδιαγραφές του συστήματος κίνησης και προσομοιώθηκε η λειτουργία του συστήματος κινητήρα – αντιστροφή με τις υποψήφιες μεθοδολογίες ελέγχου για ρεαλιστικές συνθήκες λειτουργίας του ηλεκτρικού λεωφορείου.

Τέλος, κατασκευάστηκε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης με κινητήρα μονίμων μαγνητών μικρής ισχύος για τις ανάγκες κίνησης ενός πειραματικού μονοθέσιου οχήματος. Το όχημα συμμετείχε στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό οικονομίας καυσίμου Shell Eco Marathon 2012 στο Rotterdam καταγράφοντας επίδοση 390km/kWh. Η πειραματική επιβεβαίωση των προσομοιωμένων αποτελεσμάτων στην προαναφερόμενη εφαρμογή μικρότερης ισχύος, ανέδειξε τη δυνατότητα ικανοποιητικής επίτευξης των στόχων μέσω λειτουργίας βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου αλλά και τη σκοπιμότητα υλοποίησης στρατηγικών ελέγχου ροπής κλειστού βρόχου.

Η παρούσα εργασία αναπτύσσεται σε πέντε κεφάλαια ως εξής:

Στο **1<sup>ο</sup> κεφάλαιο** παρουσιάζονται οι τεχνολογίες των ηλεκτρικών οχημάτων και τα **οφέλη** που προσφέρουν εξαιτίας τόσο της μηδενικής εκπομπής ρύπων όσο και των υψηλών επιδόσεων που μπορεί να προσφέρει το κινητήριο σύστημά τους. Στην συνέχεια αναπτύσσεται η γενική **δομή** ενός **συστήματος ηλεκτρικής κίνησης** και αναλύονται τα επιμέρους υποσυστήματά του. Παρουσιάζονται οι συνήθεις επιλογές πηγών ισχύος και εξετάζονται οι **τοπολογίες μετατροπών** δύο αλλά και περισσότερων επιπέδων πηγής τάσεως, οι μετατροπείς πηγής ρεύματος καθώς

επίσης και οι μετατροπείς ισχύος απευθείας από εναλλασσόμενο σε εναλλασσόμενο ρεύμα. Τέλος, συγκρίνονται τα **είδη των κινητήρων** που χρησιμοποιούνται ευρέως στα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα και αναφέρονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους.

Στο **2<sup>ο</sup> κεφάλαιο** περιγράφονται τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με σύγχρονο κινητήρα μονίμων μαγνητών (**Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM**). Αρχικά αναφέρονται οι διαφορετικές τοπολογίες τους, και στην συνέχεια αναπτύσσονται το **μαθηματικό** και το **δυναμικό d-q μοντέλο** ανάλυσης του κινητήρα. Κατόπιν παρουσιάζεται η λειτουργία του αντιστροφέα πηγής τάσεως δύο επιπέδων που χρησιμοποιείται, ενώ ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις τεχνικές διαμόρφωσης των παλμών του αντιστροφέα. Στο σημείο αυτό επιχειρείται μια κατηγοριοποίηση των γνωστών τεχνικών διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στους μετατροπείς και αναλύονται ιδιαίτερα η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (**Pulse Width Modulation, SPWM**), η διαμόρφωση μέσω διανύσματος χώρου (**Space Vector Modulation, SVM**) και η διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση ελεγκτή υστέρησης (**Hysteresis Band Current Controller, HBCC**). Το σύστημα ελέγχου ολοκληρώνεται με την παρουσίαση των μεθοδολογιών ελέγχου κινητήρων μονίμων μαγνητών, οι οποίες διαχωρίζονται σε γραμμικές και μη γραμμικές, ενώ ιδιαίτερη ανάλυση πραγματοποιείται για τις στρατηγικές που εξετάζονται στη συνέχεια της εργασίας: τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (**Field Oriented Control, FOC**), τον άμεσο έλεγχο ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (**Switching Table Direct Torque Control, ST-DTC**) και τέλος τον βαθμωτό έλεγχο ανοιχτού βρόχου (**Open Loop Scalar Control**).

Στο **3<sup>ο</sup> κεφάλαιο** παρουσιάζεται η **μοντελοποίηση του συστήματος** ελέγχου κινητήρα μονίμων μαγνητών στο περιβάλλον του λογισμικού **Matlab Simulink®**. Αρχικά αναφέρονται τα χαρακτηριστικά του κινητήρα που σχεδιάστηκε για την εφαρμογή του ηλεκτρικού λεωφορείου και στη συνέχεια αναλύεται το μαθηματικό μοντέλο σημάτων που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωσή του. Κατόπιν παρουσιάζεται το μοντέλο του αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με τα χαρακτηριστικά που επιλέχθηκαν για τις ανάγκες της εφαρμογής. Τέλος, αναλύονται τα μοντέλα των διαφορετικών ελεγκτών που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση του συστήματος και επεξηγείται η λειτουργία τους.

Στο **4<sup>ο</sup> κεφάλαιο** μελετάται η **λειτουργία** του εξεταζόμενου συστήματος ηλεκτροκίνησης μέσω **προσομοίωσης** του συστήματος χρησιμοποιώντας διαφορετικές τεχνικές ελέγχου κλειστού βρόχου, αλλά και μέσω της πειραματικής επιβεβαίωσης των αποτελεσμάτων του ελεγκτή ανοιχτού βρόχου στην κατασκευή ηλεκτρικού συστήματος κίνησης μικρής ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, αρχικά αναφέρονται τα κριτήρια που διασφαλίζουν τη **δίκαιη σύγκριση** του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με τον άμεσο έλεγχο ροπής, και στην συνέχεια παρουσιάζονται οι επιδόσεις τους τόσο σε **μεταβατικές καταστάσεις**, όσο και σε **μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**. Παράλληλα καταγράφονται και συγκρίνονται και οι επιδόσεις του κατάλληλα τροποποιημένου άμεσου ελέγχου ροπής που προτάθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Τέλος παρουσιάζεται το σύστημα μικρής ισχύος που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο και συγκρίνονται τα **πειραματικά** με τα προσομοιωμένα αποτελέσματα στην περίπτωση εφαρμογής βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου.

Στο **5<sup>ο</sup> κεφάλαιο** συνοψίζονται τα κυριότερα **συμπεράσματα** που εξήχθησαν από την εργασία, εντοπίζονται τα σημεία καινοτόμου συνεισφοράς και διατυπώνονται προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.

## 1.1 ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΟΧΗΜΑΤΑ

Η ιστορία των ηλεκτρικών οχημάτων ξεκινάει στα μέσα του 19<sup>ου</sup> αιώνα όταν και πρωτοεμφανίστηκαν στην αμερικάνικη αγορά καταφέροντας μέσα σε ένα διάστημα 50 ετών να ανταγωνιστούν επάξια τα οχήματα εσωτερικής καύσης της εποχής και να κερδίσουν το μεγαλύτερο μερίδιο της αγοράς.

Τα επόμενα χρόνια όμως η αγορά των ηλεκτρικών οχημάτων ακολούθησε πτωτική πορεία εξαιτίας τόσο της πτώσης της τιμής του πετρελαίου όσο και σημαντικών τεχνολογικών εξελίξεων. Η κατασκευή νέων δρόμων για την σύνδεση των μεγάλων πόλεων καθώς και η πολύ χαμηλή χωρητικότητα των μπαταριών της εποχής και η έλλειψη επαρκούς ηλεκτρικού δικτύου περιόρισαν την χρήση των ηλεκτρικών οχημάτων μόνο μέσα στα όρια των οικισμών και οδήγησαν σταδιακά στην κυριαρχία των οχημάτων εσωτερικής καύσης τα οποία και πέρασαν στην μαζική παραγωγή.

Το ενδιαφέρον για την ηλεκτρική κίνηση πυροδοτήθηκε και πάλι τις τελευταίες δεκαετίες εξαιτίας της αυξανόμενης ανησυχίας για τις επιπτώσεις στο περιβάλλον και το κλίμα του πλανήτη από την αλόγιστη καύση υδρογονανθράκων στην οποία βασίζεται το μεγαλύτερο κομμάτι του δικτύου μεταφορών παγκοσμίως. Η ραγδαία εξέλιξη της τεχνολογίας των συσσωρευτών και των ηλεκτρικών συστημάτων σε συνδυασμό με την άνοδο των τιμών του πετρελαίου οδήγησαν σε μια προσπάθεια εξηλεκτισμού των μέσων μεταφοράς με σημαντικότερα παραδείγματα τα τραίνα και τα πλοία. Η προσπάθεια αυτή τα τελευταία χρόνια επεκτάθηκε και στις αυτοκινητοβιομηχανίες που προτείνουν τα αμιγώς ηλεκτρικά και τα υβριδικά οχήματα ως βασική λύση για την μείωση της εκπομπής ρύπων στην ατμόσφαιρα και αναπτύσσουν τεχνολογίες που θα επιτρέψουν το πέρασμα στην μαζική παραγωγή τους.

Η λύση των ηλεκτρικών οχημάτων παρουσιάζει πολλά πλεονεκτήματα εξαιτίας τόσο της μηδενικής εκπομπής ρύπων όσο και των υψηλών επιδόσεων που προσφέρει το κινητήριο σύστημα τους:

- Μηδενική εκπομπή ρύπων, βλαβερών ουσιών ή διοξειδίου του άνθρακα.
- Προκαλούν ελάχιστη θερμική επιβάρυνση στο περιβάλλον (θερμική μόλυνση), εξαιτίας του εξαιρετικά υψηλού βαθμού απόδοσης του ηλεκτρικού κινητήρα.
- Η ενέργεια που απαιτείται για την ηλεκτρική κίνηση μπορεί εύκολα να παραχθεί από ανανεώσιμες πηγές και να διοχετευτεί, μέσω κατάλληλων υποδομών, στο δίκτυο διανομής.
- Ακόμα και αν η παραγωγή της ενέργειάς γίνεται με συμβατικές μεθόδους (λιγνίτης) ο βαθμός απόδοσης είναι πολύ μεγαλύτερος συγκριτικά με την επιτόπου καύση των συμβατικών κινητήρων. Επιπλέον, στα κέντρα παραγωγής ενέργειας η διαδικασίες καθαρισμού και αποκατάστασης της ρύπανσης μπορεί να γίνουν πολύ πιο αποτελεσματικές σε σχέση με την αντιμετώπιση της ρύπανσης σε κάθε ένα από τα χιλιάδες οχήματα που κυκλοφορούν στις πόλεις [9].
- Προκαλούν μηδενική ηχορύπανση συμβάλλοντας έτσι στην δραστική βελτίωση της ποιότητας της ζωής στην πόλη.
- Οι επιδόσεις τους παρουσιάζουν επίσης σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα οχήματα εσωτερικής καύσης. Το ηλεκτρικό σύστημα κίνησης διαθέτει μεγαλύτερη επιτάχυνση και σε πολύ μεγαλύτερο εύρος στροφών με αποτέλεσμα να μην είναι αναγκαία η χρήση συστήματος ταχυτήτων. Επιπλέον οι ηλεκτρικοί κινητήρες έχουν πολύ μικρότερο μέγεθος και βάρος από τους αντίστοιχους συμβατικούς κινητήρες και απαιτούν λιγότερη συντήρηση.

- Το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα έχει την δυνατότητα αντίστροφης λειτουργίας παράγοντας ενέργεια κατά την επιβράδυνση σε κατηφορικό δρόμο ή κατά το φρενάρισμα. Η ενέργεια αυτή διοχετεύεται στις μπαταρίες με αποτέλεσμα την σημαντική αύξηση του βαθμού απόδοσης του συστήματος κίνησης. Η λειτουργία αυτή ονομάζεται στην βιβλιογραφία «αναγεννητική πέδηση».
- Η χαμηλή απαίτηση ψύξης του κινητήριου συστήματος τους επιτρέπει στους σχεδιαστές την κατασκευή οχημάτων με πολύ καλύτερη αεροδυναμική μειώνοντας τις διόδους ροής αέρα που απαιτούν τα οχήματα εσωτερικής καύσης και βελτιώνοντας με αυτό τον τρόπο την μετωπική τους επιφάνεια.

Από την άλλη πλευρά τα ηλεκτρικά οχήματα παρουσιάζουν και κάποια μειονεκτήματα τα οποία σχετίζονται κυρίως με την πηγή ισχύος τους:

- Περιορισμένη αυτονομία. Παρά την τεράστια πρόοδο της τεχνολογίας στον τομέα των μπαταριών και τον μεγάλο βαθμό απόδοσης του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος, η απόσταση που μπορούν να διανύσουν μέχρι την επόμενη φόρτιση τους είναι περιορισμένη.
- Η φόρτιση τους χρειάζεται επίσης σημαντικό χρόνο (από 1 έως 8 ώρες) και απαιτεί την πρόσβαση σε κατάλληλα διαμορφωμένες υποδομές του δικτύου παροχής ηλεκτρικής ενέργειας.
- Το κόστος και το βάρος των μπαταριών παραμένουν αρκετά υψηλά, ενώ οι περιορισμένοι κύκλοι φόρτισης τους οδηγούν σε μία τουλάχιστον αντικατάσταση τους κατά την διάρκεια ζωής του οχήματος. Η αντικατάσταση των μπαταριών εκτός από κοστοβόρα μπορεί να αποδειχθεί πολύ επιζήμια για το περιβάλλον αν δεν ληφθούν κατάλληλα μέτρα για την ανακύκλωση των υλικών τους.

Τα ηλεκτρικά οχήματα χωρίζονται με βάση την λειτουργία του κινητηρίου συστήματός τους σε τρεις μεγάλες κατηγορίες:

- **Υβριδικά:** Οχήματα που διαθέτουν κινητήρα εσωτερικής καύσης σε συνδυασμό με έναν ή περισσότερους ηλεκτροκινητήρες. Η σύνδεση των κινητηρίων συστημάτων γίνεται με τρόπο που να ελαχιστοποιεί την συνολική κατανάλωση του οχήματος και μπορεί να βασίζεται είτε στην φόρτιση των συσσωρευτών μέσω του κινητήρα εσωτερικής καύσης και χρήση του ηλεκτρικού συστήματος για την πρόωση (σύνδεση σε σειρά), είτε στην παράλληλη λειτουργία των δύο συστημάτων για την κίνηση του οχήματος (παράλληλη σύνδεση). Τα οχήματα αυτά αποτελούν ένα συμβιβασμό ανάμεσα στα οφέλη του ηλεκτρικού συστήματος κίνησης και την αυξημένη αυτονομία των συστημάτων εσωτερικής καύσης, ενώ θεωρούνται ως βραχυχρόνια λύση μέχρι να επιλυθούν τα τεχνικοοικονομικά ζητήματα που δεν επιτρέπουν την μαζική παραγωγή και κυκλοφορία των αμιγώς ηλεκτρικών οχημάτων.
- **Ηλεκτρικά με κυψέλες καυσίμου:** Οχήματα που διαθέτουν ηλεκτρικό σύστημα κίνησης αλλά η πηγή ισχύος τους είναι οι κυψέλες καυσίμου. Η λειτουργία τους βασίζεται σε ένα μηχανισμό ηλεκτροχημικής μετατροπής ενέργειας, σύμφωνα με τον οποίο η χημική αντίδραση υδρογόνου και οξυγόνου παράγει νερό, ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα. Οι κυψέλες καυσίμου λειτουργούν με υδρογόνο, ωστόσο μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε άλλο καύσιμο περιέχει υδρογόνο, όπως η μεθανόλη, η αιθανόλη, το φυσικό αέριο, κ.τ.λ. Τα οχήματα αυτά δεν απαιτούν φόρτιση αφού η τροφοδοσία του κινητήρα



γίνεται από την παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια, ωστόσο, ο χαμηλός βαθμός απόδοσης των κυψελών καυσίμου και η χαμηλή πυκνότητα ενέργειας τους οδηγούν σε υβριδικά συστήματα συνδυασμού κυψελών με μια δεύτερη πηγή ενέργειας (πιθανόν κάποιον συσσωρευτή).

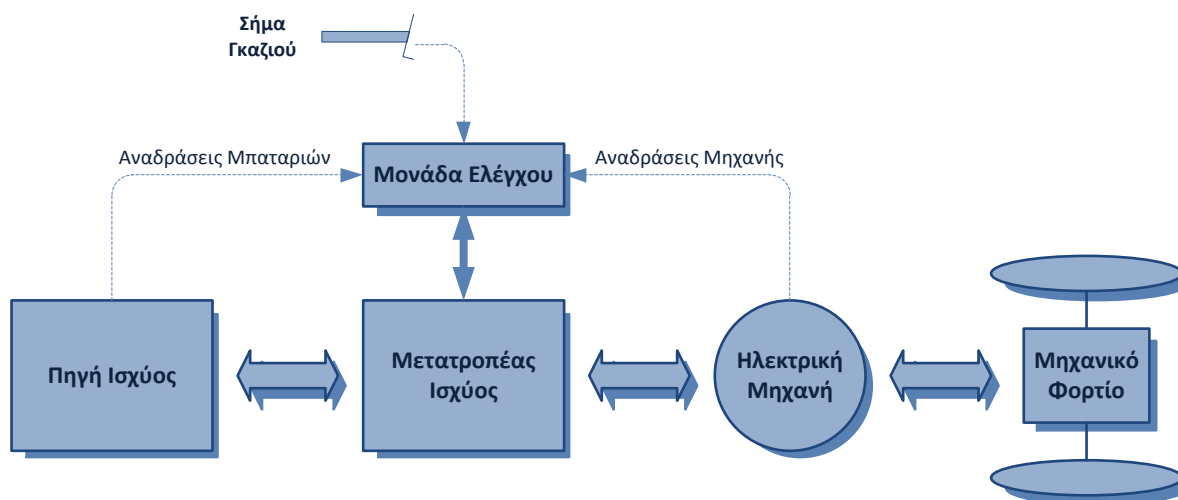
- **Αμιγώς ηλεκτρικά:** Οχήματα που χρησιμοποιούν αποκλειστικά ηλεκτρικό σύστημα κίνησης και η ηλεκτρική τους ενέργεια προέρχεται από μπαταρίες τοποθετημένες στο εσωτερικό τους. Δεδομένου του ότι η πρόωση τους βασίζεται σε έναν ή περισσότερους ηλεκτροκινητήρες, θεωρούνται οχήματα μηδενικής εκπομπής ρύπων (Zero Emission Vehicles, ZEVs). Η αυτονομία τους, ωστόσο, περιορίζεται από την ενέργεια που μπορούν να αποθηκεύσουν οι μπαταρίες τους. Οι ραγδαίες όμως τεχνολογικές εξελίξεις στον τομέα της αποθήκευσης ηλεκτρικής ισχύος σε συνδυασμό με την υψηλή απόδοση του κινητηρίου συστήματος τους έχουν οδηγήσει σε εμπορική διάθεση οχημάτων που η αυτονομία τους ξεπερνά τα 400 χλμ.[21]



Σχήμα 1.1 – Το πρότυπο ηλεκτρικό όχημα «Πυρφόρος» του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ

## 1.2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Στην γενική του μορφή ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης οχήματος βασίζεται σε έναν ή περισσότερους ηλεκτρικούς κινητήρες που τροφοδοτούνται από μια πηγή ισχύος μέσω ενός μετατροπέα.

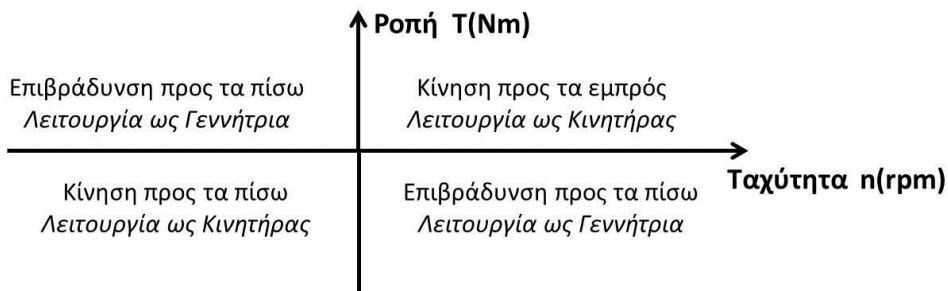


Σχήμα 1.2 – Δομή συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

Όπως φαίνεται και στο *σχήμα 1.2* η μονάδα ελέγχου του συστήματος δέχεται πληροφορίες (σήματα αναδράσεων) από τον ηλεκτρικό κινητήρα και την πηγή ισχύος για την κατάσταση του συστήματος και τις συνδυάζει με το σήμα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης που δίνει ο οδηγός μέσω του γκαζιού για να δώσει τις κατάλληλες εντολές στο κύκλωμα του μετατροπέα. Με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται η σωστή απόκριση του συστήματος και η ισχύς μεταβιβάζεται βέλτιστα από την πηγή στους τροχούς.

Τα σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής πρόωσης υποστηρίζουν την αμφίδρομη ροή ενέργειας μεταξύ πηγής και φορτίου. Επιτρέπουν με άλλα λόγια την λειτουργία του κινητήρα ως γεννήτρια για την φόρτιση της πηγής ισχύος. Η μονάδα ελέγχου έχει την δυνατότητα να διαχωρίζει την λειτουργία του συστήματος σε 4 περιοχές με βάση την σχέση ροπής - ταχύτητας (*σχήμα 1.3*).

Πιο συγκεκριμένα, όταν η ροπή και η ταχύτητα έχουν το ίδιο πρόσημο (το όχημα επιταχύνει ή κινείται με σταθερή ταχύτητα) η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας. Αντίθετα όταν η ροπή έχει διαφορετικό πρόσημο από την ταχύτητα (το όχημα επιβραδύνει) η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια. Η λειτουργία αυτή ονομάζεται αναγεννητική πέδηση, και αποτελεί ένα από τα ισχυρότερα πλεονεκτήματα των ηλεκτρικών αυτοκινήτων.

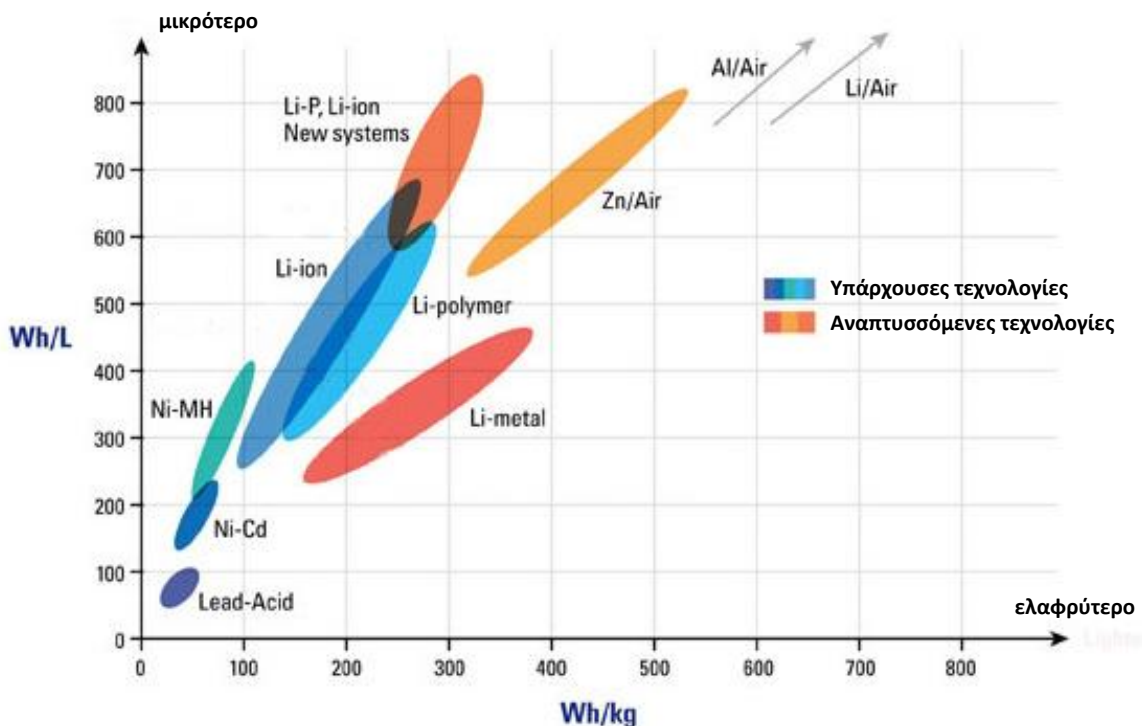


Σχήμα 1.3 – Λειτουργία της μηχανής και στις 4 περιοχές του επιπέδου Ροπής - Ταχύτητας

Στην συνέχεια παρατίθεται μια σύντομη περιγραφή των επιμέρους βαθμίδων του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

### 1.2.1 ΠΗΓΗ ΙΣΧΥΟΣ

Πηγή ισχύος των ηλεκτρικών οχημάτων αποτέλεσαν για χρόνια κυρίως οι ηλεκτροχημικοί συσσωρευτές, με πιο διαδεδομένους τις μπαταρίες μολύβδου-οξέος (Lead-Acid). Η χαμηλή πυκνότητα ισχύος και η μικρή διάρκεια ζωής τους οδήγησαν στην ανάπτυξη εναλλακτικών ειδών συσσωρευτών όπως οι νικελίου - καδμίου (NiCd), νικελίου - μετάλλου - υδριδίου (NiMH), ιόντων λιθίου (Li-ion), λιθίου - ιόντων πολυμερών (Li-polymer). Στο *σχήμα 1.4* συγκρίνονται οι υπάρχουσες και αναπτυσσόμενες τεχνολογίες στον τομέα των μπαταριών με βάση την πυκνότητα ενέργειας τους (ενέργεια ανά μονάδα όγκου και ενέργεια ανά μονάδα μάζας).



Σχήμα 1.4 - Συγκριτικό διάγραμμα πυκνότητας ενέργειας διαφόρων τύπων μπαταριών

Οι συσσωρευτές κάθε είδους απαιτούν τακτική φόρτιση έτσι ώστε να ανακτούν το επίπεδο ενέργειάς τους. Το γεγονός αυτό περιορίζει σημαντικά την αυτονομία των οχημάτων και παρά την εξέλιξη της τεχνολογίας των μπαταριών ακόμα και σήμερα τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα δεν ξεπερνούν τα 400 km αυτονομίας υπό κανονικές συνθήκες. Στο πρόβλημα αυτό δίνουν λύση αναπτυσσόμενες εναλλακτικές πηγές ενέργειας όπως είναι οι κυψέλες καυσίμου. Στην περίπτωση όμως αυτή δε γίνεται, πλέον, λόγος για αμιγώς ηλεκτρικό όχημα.

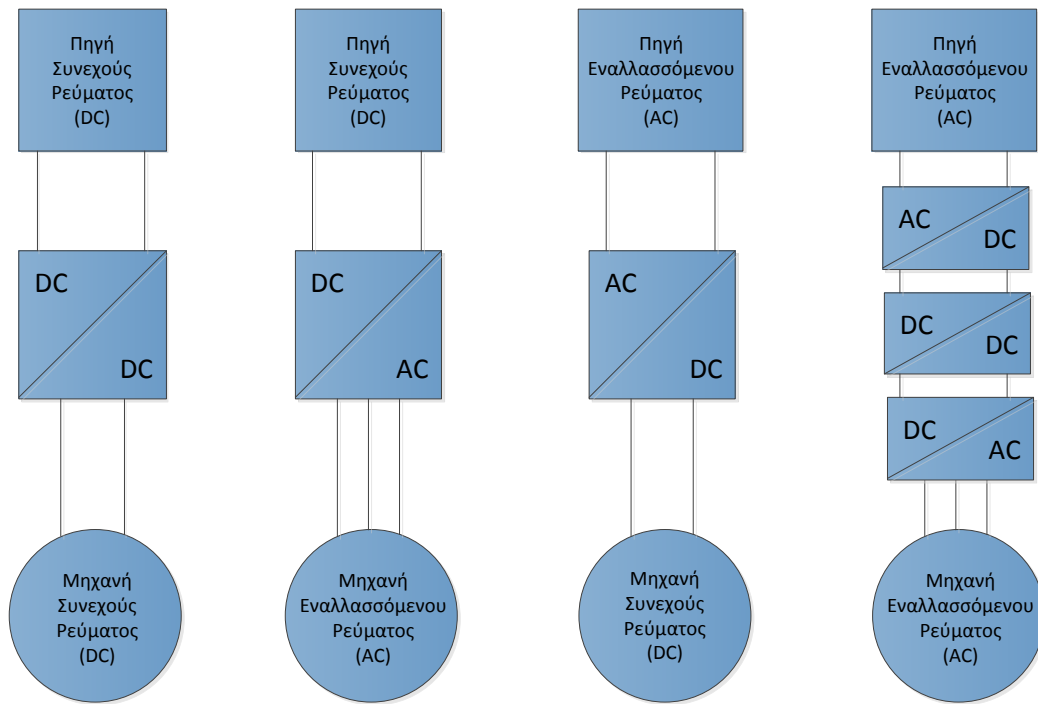
Φυσικά σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεγαλύτερη ισχύς όπως για παράδειγμα σε συστήματα ηλεκτροκίνησης μέσω μαζικής μεταφοράς (όπως τρένα, τραμ, κλπ) ή εξηλεκτρισμένα πλοία, πηγή ισχύος μπορεί να αποτελεί ένα ολόκληρο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.

### **1.2.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ**

Μετατροπέας ισχύος ονομάζεται η βαθμίδα που παρεμβάλλεται ανάμεσα στην πηγή ισχύος και την ηλεκτρική μηχανή και αναλαμβάνει την μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος της πηγής σε κατάλληλο ρεύμα και τάση ώστε να οδηγηθεί επιθυμητά η μηχανή.

Η επιλογή του μετατροπέα ισχύος εξαρτάται από το είδος της πηγής και το είδος της ηλεκτρικής μηχανής που χρησιμοποιείται στην εκάστοτε εφαρμογή. Συνεπώς, όπως φαίνεται και στο *σχήμα 1.5* οι συνήθεις περιπτώσεις συνδέσεων είναι οι εξής:

- σύνδεση πηγής συνεχούς τάσης (DC) με μηχανή συνεχούς τάσης (DC)
- σύνδεση πηγής συνεχούς τάσης (DC) με μηχανή εναλλασσόμενης τάσης (AC)
- σύνδεση πηγής εναλλασσόμενης τάσης (AC) με μηχανή συνεχούς τάσης (DC)
- σύνδεση πηγής εναλλασσόμενης τάσης (AC) με μηχανή εναλλασσόμενης τάσης (AC)



Σχήμα 1.5 – Τοπολογίες σύνδεσης Μετατροπέων Ισχύος

Η λειτουργία των μετατροπέων ισχύος βασίζεται σε ημιαγωγικά στοιχεία – διακόπτες των οποίων η αγωγή και η σβέση ελέγχεται από κατάλληλους παλμούς. Στις σύγχρονες εφαρμογές ως διακόπτες επιλέγονται κυρίως τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου (Metal-Oxide semiconductor field effect transistor, MOSFET), διπολικά τρανζίστορ μονωμένης πύλης (Insulated gate bipolar transistor, IGBT) και για εφαρμογές πολύ υψηλής ισχύος, θυρίστορ τύπου IGCT (Integrated gate commutated thyristor). Η επιλογή του κατάλληλου τύπου ημιαγωγού ισχύος είναι καθοριστικής σημασίας για τον μετατροπέα, καθώς τα στοιχεία αυτά χαρακτηρίζονται από υψηλές διακοπτικές απώλειες λόγω των υψηλών συχνοτήτων λειτουργίας τους (τάξεως πολλών kHz). Όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.6 η ισχύς και οι απαιτήσεις για υψηλές διακοπτικές συχνότητες της κάθε εφαρμογής καθορίζουν την επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων.

	Χαμηλή Ισχύς	Μέση Ισχύς	Υψηλή Ισχύς
Εύρος Ισχύος	Έως 2kW	2 – 500 kW	< 500 kW
Συνήθειες Τοπολογίες Μετατροπών	AC/DC, DC/DC	AC/DC, DC/DC	AC/DC, DC/DC
Τυπικά ημιαγωγικά στοιχεία	MOSFET	MOSFET,IGBT	IGBT,IGCT, Θυρίστορ
Τεχνολογικές τάσεις	Υψηλή πυκνότητα ισχύος, υψηλή απόδοση	Χαμηλός όγκος-βάρους, χαμηλό κόστος, υψ. απόδοση	Υψηλή ον. ισχύς, υψηλή ποιότητα ισχύος, ευστάθεια
Τυπικές εφαρμογές	Συσκευές χαμηλής ισχύος, οικιακές συσκευές	Ηλεκτρικά οχήματα, μικρά φωτοβολταϊκά	Α.Π.Ε., βιομηχανία, μεταφορές, δίκτυα διανομής

Σχήμα 1.6 - Κατανομή εφαρμογών ηλεκτρονικών ισχύος

Για τις εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης, οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες μετατροπών μπορούν να κατανεμηθούν σε [16]:

- Μετατροπείς πηγής τάσης
- Μετατροπείς πηγής ρεύματος
- Άμεσοι μετατροπείς

Στην συνέχεια παρουσιάζονται οι κυριότερες τοπολογίες μετατροπών ισχύος που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης και ταξινομούνται με βάση την αρχή λειτουργίας τους.

### 1.2.2.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

Οι μετατροπείς πηγής τάσης θεωρούνται μια σχετικά ώριμη τεχνολογία και καθίστανται στις μέρες μας μία από τις πιο ευρέως διαδεδομένες τοπολογίες μετατροπών ισχύος στη βιομηχανία. Ο βασικός **αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων** (two level Voltage Source Inverter) παρουσιάζεται στο *σχήμα 1.7α*. Αποτελείται από ένα πυκνωτή DC ο οποίος χρησιμοποιείται ως πηγή τάσης και δύο ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος ανά φάση. Τα σήματα έναυσης στην πύλη του κάθε στοιχείου του ζεύγους είναι συμπληρωματικά και το φορτίο συνδέεται είτε στο θετικό, είτε στον αρνητικό πόλο της πηγής αποδίδοντας έτσι δύο μόνο επίπεδα τάσης.

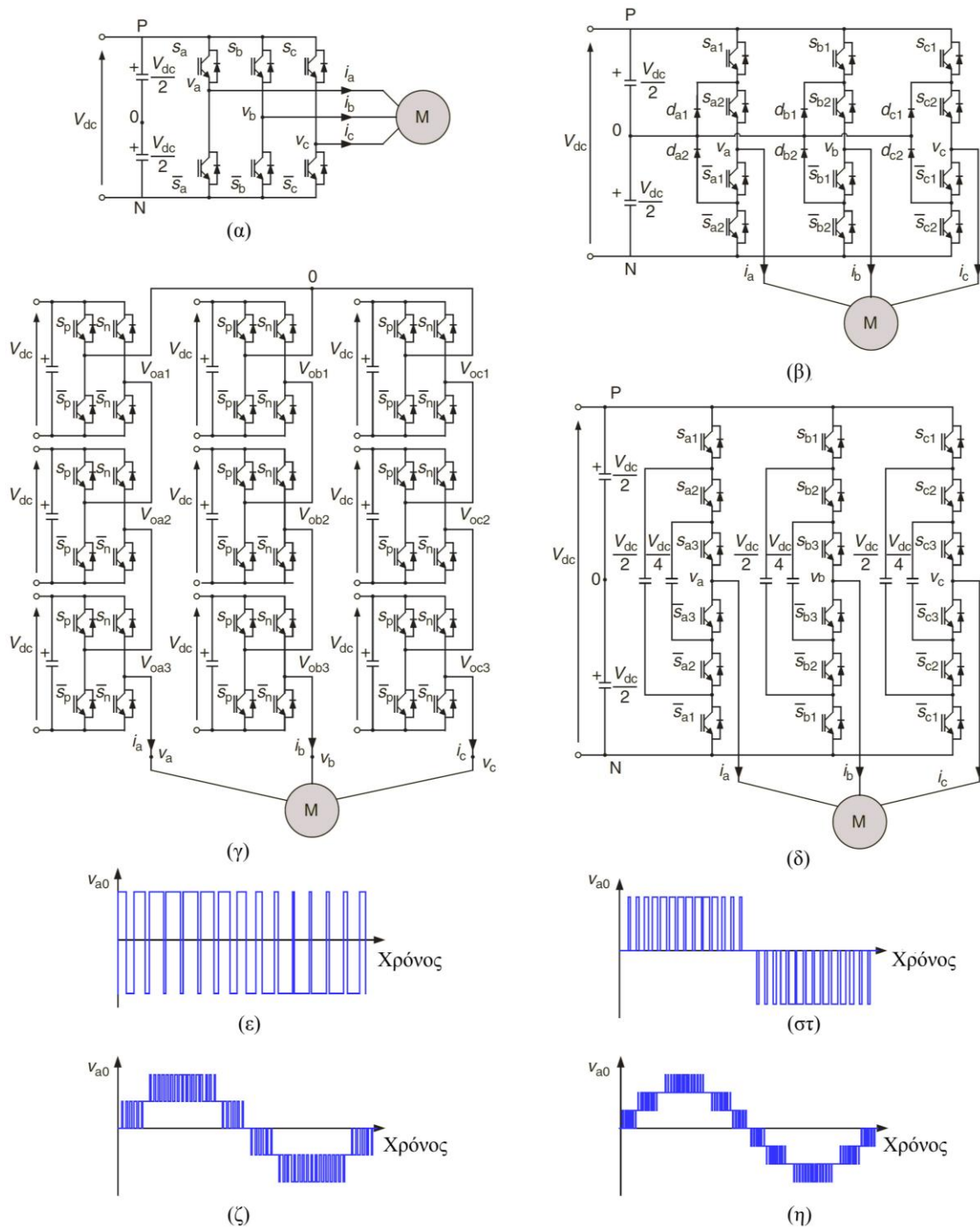
Χρησιμοποιώντας κατάλληλες τεχνικές διαμόρφωσης των παλμών του μετατροπέα είναι δυνατό να συντεθούν τάσεις εξόδου με την επιθυμητή βασική αρμονική. Εξαιτίας του **υψηλού αρμονικού περιεχομένου** της τάσης εξόδου είναι συνήθως απαραίτητη η χρήση φίλτρων στην έξοδο του μετατροπέα για την παραγωγή ημιτονοειδών ρευμάτων με εξαίρεση τα φορτία επαγωγικού χαρακτήρα όπως οι κινητήρες. Το μέγιστο επίπεδο τάσης όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης (modulation index) είναι μέγιστος, εξαρτάται από την τάση τροφοδοσίας. Για την οδήγηση **φορτίων μεγάλης ισχύος** απαιτούνται υψηλά επίπεδα τάσης, ωστόσο, περιορισμό σε αυτό θέτει η μέγιστη τάση ανάστροφης πόλωσης των ημιαγωγικών στοιχείων. Για παράδειγμα ορισμένοι μετατροπείς βιομηχανικού τύπου χρησιμοποιούν στοιχεία IGBT χαμηλής τάσης για να παράγουν τάσεις έως 690V. Για την αποφυγή τέτοιου είδους περιορισμών τις τελευταίες δεκαετίες έχουν κάνει την εμφάνισή τους τοπολογίες μετατροπών πολλαπλών επιπέδων (**multilevel converters**). Οι μετατροπείς αυτοί αποτελούν πολυπλοκότερη λύση τόσο τοπολογικά αλλά και σε επίπεδο διαμόρφωσης παλμών και ελέγχου, ωστόσο, παρέχουν δυνατότητες αυξημένης ποιότητας ισχύος, αξιοπιστίας, πυκνότητας ισχύος και βαθμού απόδοσης.

Ο **μετατροπέας τριών επιπέδων μανδάλωσης ουδετέρου** (three-level Neutral Point Clamped, 3L-NPC) φαίνεται στο *σχήμα 1.7β*. Στον τύπο αυτό η τάση DC μοιράζεται ισόποσα χρησιμοποιώντας δύο πυκνωτές κι έτσι η έξοδος (φάση) μπορεί να συνδεθεί στο θετικό ζυγό χρησιμοποιώντας τους δύο άνω διακόπτες, στη μεσαία λήψη χρησιμοποιώντας τους δύο κεντρικούς διακόπτες ή στον αρνητικό ζυγό χρησιμοποιώντας τους δύο κάτω διακόπτες. Κάθε ημιαγωγικό στοιχείο πολώνεται ανάστροφα με του μισό της συνολικής DC τάσης γεγονός που επιτρέπει την αύξηση του επιπέδου ισχύος σε σχέση με το μετατροπέα δύο επιπέδων με ίδια στοιχεία. Οι ημιαγωγοί που χρησιμοποιούνται συνήθως στο μετατροπέα **3L-NPC** είναι IGBT υψηλής τάσης και IGCTs.

Ένα σημαντικό **πρόβλημα** του συγκεκριμένου μετατροπέα, το οποίο και αναφέρεται εκτενώς στη βιβλιογραφία είναι η ασυμμετρία της τάσης των πυκνωτών η οποία προκαλείται από τις συνθήκες λειτουργίας αλλά και από αντίστοιχες ασυμμετρίες των στοιχείων του μετατροπέα. Αναφέρονται διάφορες τεχνικές αντιμετώπισης του συγκεκριμένου προβλήματος, οι οποίες εστιάζουν κυρίως στην ανάπτυξη κατάλληλων τεχνικών διαμόρφωσης. Ένα ακόμα πρόβλημα του συγκεκριμένου μετατροπέα είναι η ανισοκατανομή των απωλειών σε ότι αφορά τις διακοπτικές απώλειες μεταξύ των εξωτερικών διακοπών σε σχέση με τους κεντρικούς. Το συγκεκριμένο πρόβλημα αντιμετωπίζεται με δυσκολία στη συγκεκριμένη τοπολογία γι' αυτό και προτείνονται εναλλακτικές τοπολογίες όπως αυτή του ενεργού NPC (**active NPC**). Στον τύπο αυτό οι δίοδοι μανδάλωσης αντικαθίστανται από διακόπτες. Επιλέγοντας κατάλληλους συνδυασμούς διακοπών είναι δυνατό να γίνει ισοκατανομή των απωλειών. Ο μετατροπέας NPC μπορεί επίσης να παράξει



περισσότερα των τριών επιπέδων τάσης απλώς διαιρώντας το επίπεδο DC σε περισσότερα τμήματα χρησιμοποιώντας περισσότερους πυκνωτές. Κάθε επιμέρους επίπεδο τάσης μπορεί να συνδεθεί στο φορτίο χρησιμοποιώντας κατάλληλους συνδυασμούς διόδων και διακοπών.



Σχήμα 1.7 – Τοπολογίες και φασικές τάσεις συμβατικών αντιστροφέν δύο επιπέδων α) VSI δύο επιπέδων β) NPC τριών επιπέδων γ) CHB επτά επιπέδων δ) FC πέντε επιπέδων ε) 1φ τάση VSI δύο επιπέδων στ) 1φ τάση NPC τριών επιπέδων ζ) 1φ τάση FC πέντε επιπέδων η) 1φ τάση CHB επτά επιπέδων

Πέραν του προφανούς πλεονεκτήματος της αύξησης της ονομαστικής ισχύος του μετατροπέα, η αύξηση των αποδιδόμενων επιπέδων τάσης οδηγεί σε βελτίωση της ποιότητας ισχύος,



μικρότερους λόγους  $dV/dt$  και της σχετικής ηλεκτρομαγνητικής όχλησης. Πάραυτα, όταν ο μετατροπέας NPC έχει περισσότερα των τριών επιπέδων προκύπτουν επιπρόσθετα **προβλήματα**. Αρχικά σε ότι αφορά την κατασκευή, οι δίοδοι θα πρέπει να δύνανται να αποκόψουν μεγαλύτερα επίπεδα τάσης σε σχέση με τους διακόπτες. Έτσι χρειάζεται να χρησιμοποιηθεί διαφορετική τεχνολογία διόδων οι περισσότερες σε σειρά. Επιπρόσθετα, η άνιση χρήση των στοιχείων ισχύος στη συγκεκριμένη τοπολογία είναι ουσιαστικής σημασίας. Τέλος η αξιοπιστία της όλης διάταξης μειώνεται εξαιτίας της αύξησης των χρησιμοποιούμενων στοιχείων. Τα προβλήματα αυτά περιορίζουν τη χρήση του μετατροπέα NPC με περισσότερα των τριών επιπέδων σε ό, τι αφορά βιομηχανικές εφαρμογές.

Μετατροπείς ισχύος οι οποίοι βασίζονται σε αρθρωτά σύνολα στοιχείων ισχύος όπως ο μετατροπέας τύπου **cascaded H-bridge (CHB)** και **flying capacitor (FC)** προτείνονται στη βιβλιογραφία ως εναλλακτικές λύσεις του 3L-NPC για παραγωγή περισσότερων επιπέδων τάσης. Ο μετατροπέας CHB φαίνεται στο *σχήμα 1.7γ* και βασίζεται σε επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς οι οποίοι συχνά απαντώνται και ως "**κελιά ισχύος**" (**power cells**) συνδεδεμένα σε σειρά με σκοπό να σχηματίσουν μία διακριτή φάση. Η υλοποίηση κάθε κελιού βασίζεται σε στοιχεία χαμηλότερης ονομαστικής τάσης στοιχείο που παρέχει τη δυνατότητα για ευκολότερη και φθηνότερη αντικατάσταση σε περιπτώσεις βλαβών. Το κύριο πλεονέκτημα του συγκεκριμένου μετατροπέα είναι ότι χρησιμοποιώντας στοιχεία χαμηλής τάσης είναι δυνατή η οδήγηση φορτίων μέσης τάσης και υψηλής ισχύος. Επιπλέον, παρόλο που η διακοπτική συχνότητα κάθε στοιχείου είναι χαμηλή, η ισοδύναμη διακοπτική συχνότητα στο φορτίο είναι υψηλή με αποτέλεσμα μειωμένες διακοπτικές απώλειες, χαμηλότερο λόγο  $dV/dt$  πράγμα που βοηθά στην αποφυγή συντονισμών. Επίσης, αρκετές στρατηγικές δύνανται να υλοποιηθούν, σε επίπεδο διαχείρισης σφαλμάτων οι οποίες παρέχουν αυξημένη αξιοπιστία στο υπό έλεγχο σύστημα.

Στο μετατροπέα τύπου **CHB** είναι απαραίτητη η **τροφοδοσία** κάθε κελιού με διακριτή πηγή τάσης DC όπως π.χ. φωτοβολταϊκές συστοιχίες ή χρησιμοποιώντας πολυφασικούς μετασχηματιστές με περισσότερα του ενός δευτερεύοντα και αντίστοιχες ανορθωτικές διατάξεις. Η πρώτη λύση αυξάνει την επεκτασιμότητα του συστήματος επιτρέποντας στην ενέργεια να αποδοθεί απευθείας και συνηθίζεται έτσι για εφαρμογές παρουσία δικτύου. Η δεύτερη επιλογή εφαρμόζεται πρακτικά σε συστήματα οδήγησης κινητήρων παρέχοντας γαλβανική απομόνωση και υψηλή ποιότητα ρεύματος, καταργώντας τις χαμηλόσυχνες αρμονικές από τις ανορθωτικές διατάξεις. Η κατάργηση αυτή συντελείται από την διαφορά φάσης των τάσεων του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή η οποία, ωστόσο, απαιτεί πολυπλοκότερη κατασκευή ειδικά σε περίπτωση παρουσίας πολλών κελιών. Ο **μετασχηματιστής** μειώνει, επίσης, την επεκτασιμότητα της διάταξης. Η ζεύξη DC σχεδιάζεται έτσι ώστε να έχει πολύ μεγάλη χωρητικότητα η οποία από τη μία πλευρά παρέχει αυξημένη ανοχή σε σφάλματα από την άλλη, ωστόσο, αυξάνει το μέγεθος του κάθε κελιού και απαιτεί επιπλέον κυκλώματα ασφαλείας για τη φόρτιση και εκφόρτιση των πυκνωτών. Η **απομόνωση των πηγών τάσης** γίνεται χρησιμοποιώντας ανορθωτικές διατάξεις διόδων οι οποίες δεν παρέχουν τη δυνατότητα για ενεργειακή αναγέννηση κι έτσι δε μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές όπου το φορτίο επιστρέφει ενέργεια στην πηγή (π.χ. αναγεννητική πέδηση οχημάτων). Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται ένας επιπλέον μετατροπέας ο οποίος αντικαθιστά τις ανορθωτικές διατάξεις και επιτρέπει την ανταλλαγή ενεργού ισχύος από το φορτίο στην πηγή και αντίστροφα. Η εναλλακτική αυτή διαμόρφωση δίνει επιπλέον τη δυνατότητα έλεγχου της τάσης DC, της άεργου ισχύος και οδηγεί σε ημιτονοειδή

ρεύματα εισόδου γεγονός που διευκολύνει στην απλοποίηση της διάταξης του μετασχηματιστή. Τα **μειονεκτήματα** της τοπολογίας αποτελούν η απαίτηση για παρουσία επαγωγικών φίλτρων και του αντίστοιχου συστήματος ψύξης, οι αυξημένες απώλειες στα στοιχεία εξαιτίας της εξαναγκασμένης σβέσης και η μείωση της αξιοπιστίας.

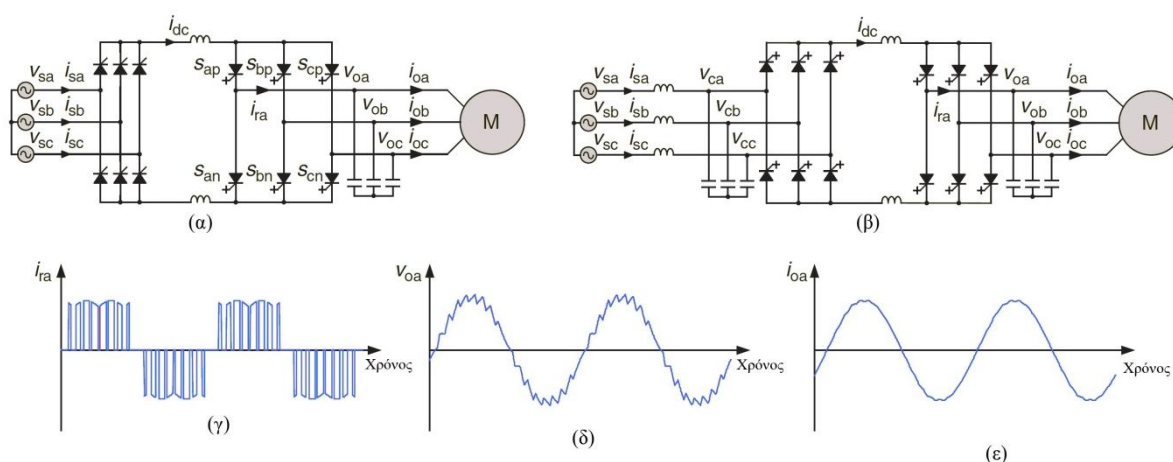
Διάφορες τοπολογίες οι οποίες βασίζονται στη **κλιμακωτή προσέγγιση** προτείνονται στη βιβλιογραφία. Συγκεκριμένα ο ασύμμετρος μετατροπέας **CHB** κατασκευάζεται χρησιμοποιώντας διαφορετικά επίπεδα DC τάσης για κάθε κελί επιτρέποντας την αύξηση των επιπέδων τάσης χρησιμοποιώντας μειωμένο αριθμό κελιών. Μπορεί να παράγει έως **27 διακριτά επίπεδα τάσης** χρησιμοποιώντας μόλις τρία κελιά αλλά απαιτεί ξεχωριστές συσκευές και έλεγχο για κάθε κελί και ένα ειδικό σύστημα για την αποφυγή αναγέννησης στα κελιά χαμηλής τάσης.

Η τοπολογία του **μετατροπέα FC** φαίνεται στο *σχήμα 1.7δ*. Η τάση εξόδου παράγεται από απευθείας σύνδεση της φάσης εξόδου στο θετικό ή στον αρνητικό πόλο μέσω αγείων πυκνωτών. Ο **αριθμός των επιπέδων** της τάσης εξόδου εξαρτάται από τον αντίστοιχο αριθμό πυκνωτών και τη σχέση μεταξύ των επιπέδων τάσης. Π.χ. ο μετατροπέας του *σχήματος 1.7δ* παράγει πέντε επίπεδα τάσης στην έξοδό του. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας όπως και ο CHB αποτελεί μια αρθρωτή προσέγγιση όπου κάθε **κελί** περιλαμβάνει ένα πυκνωτή DC και δύο συμπληρωματικούς διακόπτες. Ωστόσο, σε αντίθεση με την περίπτωση του CHB, η προσθήκη επιπλέον κελιών ισχύος δεν αυξάνει την ονομαστική ισχύ της διάταξης αλλά μειώνει το λόγο  $dV/dt$  βελτιώνοντας το αρμονικό περιεχόμενο των κυματομορφών εξόδου. Όπως και στην περίπτωση του CHB η συγκεκριμένη αρθρωτή προσέγγιση μειώνει το **κόστος αντικατάστασης** των στοιχείων και της συντήρησης και επιτρέπει την ευκολότερη υλοποίηση στρατηγικών διαχείρισης σφαλμάτων. Τέλος στη βιβλιογραφία απαντάται και μια συμμετρική εκδοχή του μετατροπέα CHB. Σε περίπτωση που οι συσχετισμοί της τάσης DC όπως φαίνεται στο *σχήμα 1.7δ* αλλάξουν σε  $3V_{dc}/7$  και  $V_{dc}/7$  από  $V_{dc}/2$  και  $V_{dc}/4$  αντίστοιχα είναι δυνατό να παραχθούν 8 διακριτά συμμετρικά επίπεδα τάσης εξόδου. Όπως και στην περίπτωση της ασύμμετρης εκδοχής η αύξηση των επιπέδων τάσης έρχεται με κόστος απώλειας σε ευελιξία διάρθρωσης. Ο μετατροπέας τύπου FC απαιτεί μόνο μία πηγή τάσης DC για την **τροφοδοσία** όλων των κελιών και των φάσεων. Έτσι η χρήση μετασχηματιστή αποφεύγεται και ο αριθμός των κελιών μπορεί να αυξηθεί ανάλογα με τις απαιτήσεις σε ισχύ. Όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα NPC, ο FC χρειάζεται μία ειδική **στρατηγική ελέγχου** για τη ρύθμιση της **τάσης των πυκνωτών**.

Πέραν όμως των κλασικών τοπολογιών υπάρχουν και δυνατοί **συνδυασμοί** αυτών όπως για παράδειγμα η χρήση μιας φάσης του 3L-NPC ως κελιού ισχύος για έναν μετατροπέα CHB ή ο συνδυασμός ενός NPC με έναν FC. Πρόσφατα, ο **αρθρωτός πολυεπίπεδος μετατροπέας** (modular multilevel converter) προτάθηκε στη βιβλιογραφία ως μια πλήρης τοπολογία [17]. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει είτε με DC τροφοδοσία είτε με μονοφασική AC. Τα κελιά ισχύος DC βασίζονται στον DC/DC μετατροπέα ανύψωσης (boost converter) και τα AC στην τοπολογία ημιγέφυρας και στις δύο περιπτώσεις με αγείωτο πυκνωτή. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας δεν απαιτεί απομόνωση των πηγών γιατί κάθε κελί έχει το δικό του πυκνωτή. Ο **αριθμός των κελιών** σε αυτή την περίπτωση είναι αρκετά υψηλός (>200) γεγονός που οδηγεί σε πολύ χαμηλό λόγο  $dV/dt$  και ισοδύναμα πολύ υψηλή διακοπτική συχνότητα. Λόγω των αγείων τάσεων ο συγκεκριμένος μετατροπέας απαιτεί ένα ειδικό σύστημα ελέγχου της DC τάσης. Έτσι, υπάρχουν ανεξάρτητοι ελεγκτές για τον έλεγχο των ρευμάτων εισόδου και εξόδου αλλά και ένας επιπλέον για τον περιορισμό του ρεύματος το οποίο κυκλοφορεί μόνο μέσα στο εσωτερικό του μετατροπέα. Το τελευταίο αποτελεί και ιδιαίτερο χαρακτηριστικό της συγκεκριμένης τοπολογίας.

### 1.2.2.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΗΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Η συνήθης τοπολογία αντιστροφέα πηγής ρεύματος (**current source inverter, CSI**) φαίνεται στο *σχήμα 1.8α*. Οι μετατροπείς αυτοί απαιτούν μια ελεγχόμενη ανόρθωση για παροχή σταθερού ρεύματος μέσω της ζεύξεως DC. Στη βασική μορφή τους χρησιμοποιείται ένας ανορθωτής με **θυρίστωρ**. Ένα τμηματικό πηνίο χρησιμοποιείται στη ζεύξη DC για να μετριάσει την τάση κοινού σήματος (common mode voltage) στο φορτίο. Ο αντιστροφέας αποτελείται από ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος όπως και ο VSI αλλά αποτελείται από στοιχεία **IGCT**. Το **ρεύμα εξόδου** είναι τύπου **PWM** και για το λόγο αυτό δεν μπορεί να τροφοδοτήσει απευθείας επαγωγικά φορτία όπως κινητήρες. Για το σκοπό αυτό είναι απαραίτητη η παρουσία **χωρητικών φίλτρων** τα οποία εξαλείφουν το λόγο  $di/dt$  και εξασφαλίζουν ομαλή τάση στο φορτίο. Ο μετατροπέας αυτού του τύπου χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία φορτίων μεσαίας τάσης και παρέχει εγγενώς αναγέννηση ενέργειας. Μια τέτοια τοπολογία τύπου back-to-back φαίνεται στο *σχήμα 1.8β* και χρησιμοποιείται όταν απαιτείται **υψηλής ποιότητας ρεύμα εισόδου**. Στην περίπτωση αυτή η είσοδος απαιτεί επιπλέον ένα επαγωγικό-χωρητικό (LC) φίλτρο δεύτερης τάξης για το **φιλτράρισμα** των **αρμονικών** εξαιτίας των ρευμάτων PWM τα οποία εμφανίζονται στους ακροδέκτες εισόδου του ανορθωτή.

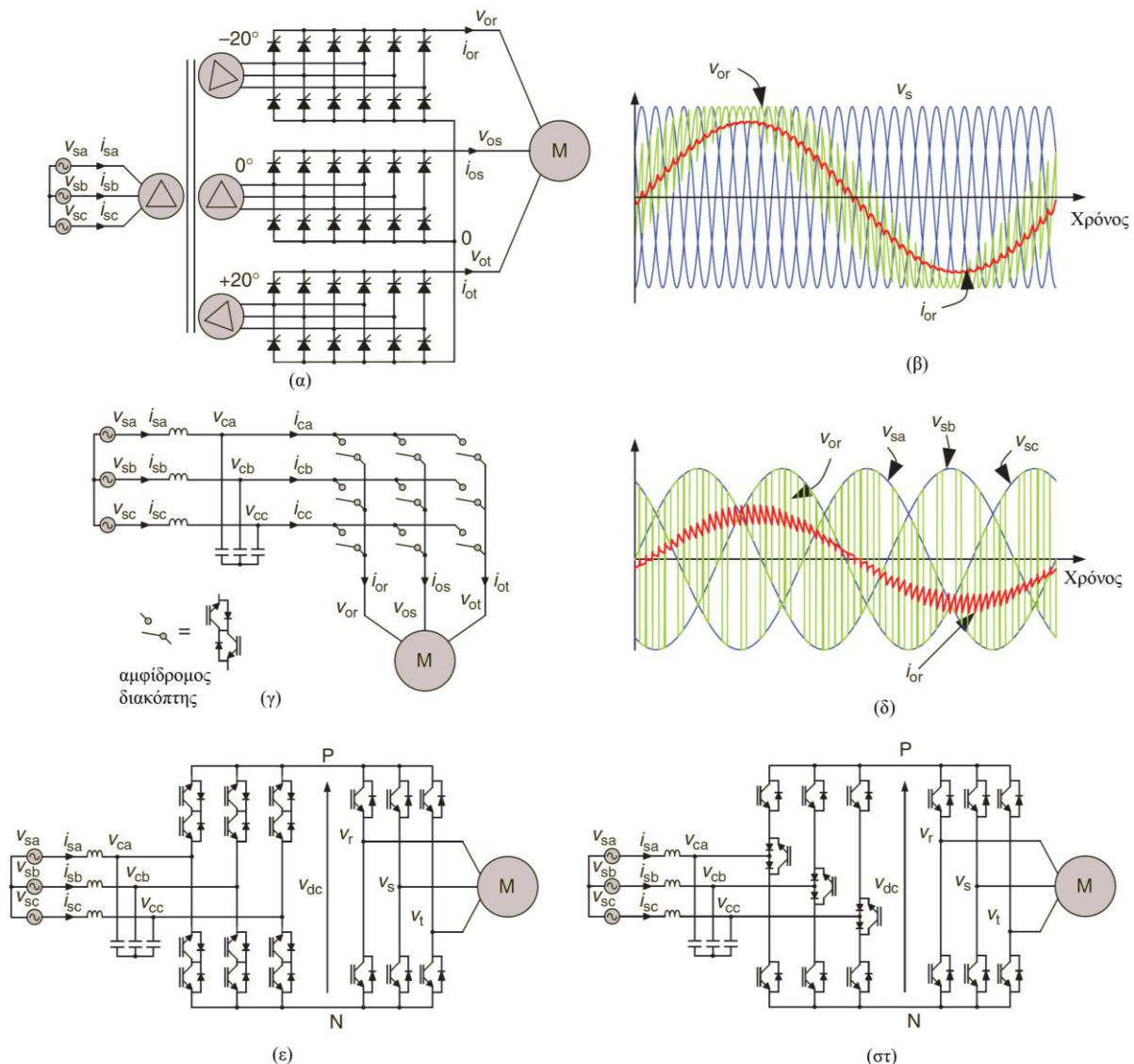


Σχήμα 1.8 - Τοπολογίες και κυματομορφές εξόδου μετατροπέων πηγής ρεύματος α) Μετατροπέας πηγής ρεύματος β) μετατροπέας πηγής ρεύματος τύπου back-to-back γ) ρεύμα εξόδου δ) τάση εξόδου ε) ρεύμα φορτίου

### 1.2.2.3 ΆΜΕΣΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ

Οι άμεσοι μετατροπείς ισχύος (**direct converters**) μεταφέρουν την ενέργεια απευθείας από την είσοδο στην έξοδο χωρίς να μεσολαβεί στάδιο αποθήκευσης. Το κύριο **πλεονέκτημα** αυτών των τοπολογιών είναι η μείωση του όγκου, ωστόσο, η πολυπλοκότητα του ελέγχου είναι αυξημένη. Ο **κυκλομετατροπέας**, ο οποίος φαίνεται στο *σχήμα 1.9α*, έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως σε **εφαρμογές υψηλής ισχύος** και αποτελεί χαρακτηριστικό παράδειγμα της συγκεκριμένης κατηγορίας. Ο μετατροπέας αυτός αποτελείται από ένα διπλό μετατροπέα **θυρίστωρ** για κάθε φάση που δύναται να παράγει μια DC τάση μεταβλητού πλάτους η οποία ελέγχεται έτσι ώστε να

ακολουθεί μια εναλλασσόμενη τάση αναφοράς. Η είσοδος του κάθε μετατροπέα τροφοδοτείται από κατάλληλο μετασχηματιστή μετατόπισης φάσης (**phase-shifted transformer**) όπου οι αρμονικές ρεύματος χαμηλής τάξης απορρίπτονται. Η τάση εξόδου αποτελείται από ένα συνδυασμό τμημάτων της τάσης εισόδου και η βασική της αρμονική συνιστώσα ακολουθεί το ημίτονο αναφοράς όπως φαίνεται στο *σχήμα 1.9β*. Λόγω της αρχής λειτουργίας του ο συγκεκριμένος μετατροπέας ενδείκνυται για την οδήγηση φορτίων υψηλής ισχύος και χαμηλής συχνότητας.



Σχήμα 1.9 - Τοπολογίες και κυματομορφές τάσης και ρεύματος άμεσων μετατροπέων α) Κυκλομετατροπέας β) Κυματομορφές κυκλομετατροπέα γ) Άμεσος μετατροπέας τύπου μήτρας δ) Κυματομορφές μετατροπέα μήτρας ε) Έμμεσος μετατροπέας τύπου μήτρας στ) Sparse matrix converter

Στην κατηγορία των άμεσων μετατροπέων ανήκουν και οι **μετατροπέας μήτρας** (matrix converters) στην άμεση και έμμεση εκδοχή τους. Ο άμεσος μετατροπέας τύπου μήτρας (**direct matrix converter, DMC**) φαίνεται στο *σχήμα 1.9γ*. Βασική **αρχή λειτουργίας** του αποτελεί η σύνδεση της φάσης εξόδου σε οποιαδήποτε τάση εισόδου του. Ο μετατροπέας αυτός αποτελείται από εννέα διακόπτες διπλής κατεύθυνσης οι οποίοι μπορούν να συνδέσουν οποιαδήποτε φάση

εισόδου σε οποιαδήποτε φάση εξόδου επιτρέποντας αμφίδρομη ανταλλαγή ρεύματος. Ένα επαγωγικό-χωρητικό φίλτρο δεύτερης τάξης απαιτείται για τη βελτίωση του ρεύματος εισόδου. Η έξοδος συνδέεται απευθείας σε επαγωγικά φορτία. Στη διάταξη αυτή δεν επιτρέπονται όλοι οι πιθανοί συνδυασμοί διακοπτικών καταστάσεων αλλά ανταυτού περιορίζονται σε 27. Κύριο **πλεονέκτημα** του μετατροπέα μήτρας είναι η μείωση του όγκου και γι' αυτό ενδείκνυται για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης αλλά και αεροπορικές εφαρμογές. Στη βιβλιογραφία εμφανίζονται διάφορες διαμορφώσεις αυτού του είδους με χαρακτηριστικότερη αυτή του έμμεσου μετατροπέα μήτρας (**indirect matrix converter, IMC**) ο οποίος αποτελείται από ένα αμφίδρομο τριφασικό ανορθωτή, μία εικονική ζεύξη DC και ένα τριφασικό αντιστροφέα, όπως φαίνεται στο *σχήμα 1.9ε*. Ο αριθμός των διακοπών παραμένει ο ίδιος με αυτόν του μετατροπέα DMC στην περίπτωση που ο αμφίδρομος διακόπτης θεωρηθεί ως δύο ξεχωριστοί διακόπτες μονής φοράς, ωστόσο, ο αριθμός των πιθανών διακοπτικών καταστάσεων διαφέρει και η ανάλυση της λειτουργίας του είναι απλούστερη. Χρησιμοποιώντας την ίδια τοπολογία με αυτή του IMC είναι δυνατή η περαιτέρω απλούστευση και η **μείωση** των απαιτούμενων **στοιχείων** με περιορισμό της λειτουργίας στις θετικές τάσεις της εικονικής τάσης DC. Το αποτέλεσμα αυτής της απλοποίησης είναι ο μετατροπέας **sparse matrix converter (SMC)** ο οποίος φαίνεται στο *σχήμα 1.9στ*.



### 1.2.3 ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ

Ο ηλεκτρικός κινητήρας είναι η συσκευή που τελικά αναλαμβάνει την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική και αντίστροφα. Η επιλογή του είναι καθοριστικής σημασίας για την απόδοση του ηλεκτρικού συστήματος πρόωσης και συνεπώς θα πρέπει να βασίζεται σε αυστηρά κριτήρια που περιλαμβάνουν την υψηλή απόδοση, υψηλή ροπή σε μικρές ταχύτητες, παροχή σταθερής ισχύς σε ευρεία περιοχή λειτουργίας, χαμηλό κόστος κατασκευής και συντήρησης και μεγάλη διάρκεια ζωής. (10)

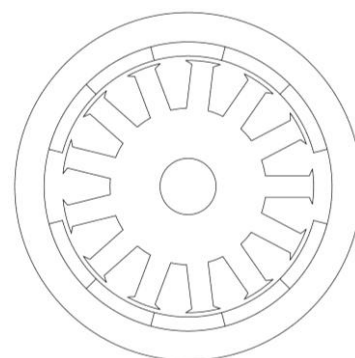
Στα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα συναντάται μεγάλη ποικιλία ηλεκτρικών κινητήρων. Οι πιο διαδεδομένες επιλογές όμως είναι:

- Ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος: **DC Motor**
- Ο κινητήρας επαγωγής: **Induction Motor (IM)**
- Ο σύγχρονος κινητήρας μόνιμων μαγνητών: **Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)**
- Ο κινητήρας μαγνητικής αντίδρασης: **Switched Reluctance Motor (SRM)**

Στην συνέχεια παρατίθεται μια σύντομη περιγραφή των πιο διαδεδομένων κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων.

#### ❖ Κινητήρας συνεχούς ρεύματος (DC Motor)

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος είναι οι πρώτοι που χρησιμοποιήθηκαν στα ηλεκτρικά οχήματα κυρίως λόγω το ότι η τεχνολογία τους είχε ωριμάσει από πολύ νωρίς. Ο DC κινητήρας βασίζει την λειτουργία του στην αλληλεπίδραση δύο μαγνητικών πεδίων, της διέγερσης και του τυμπάνου. Το πεδίο του τυμπάνου παράγεται από το τύλιγμα που είναι καταναμημένο στον δρομέα, ενώ το πεδίο της διέγερσης παράγεται είτε από τύλιγμα διεγέρσεως στον στάτη, είτε από μόνιμους μαγνήτες. Εξαιτίας της ορθογωνίας θέσης του πεδίου του τυμπάνου με αυτό της διέγερσης απαιτούν απλό έλεγχο, ενώ η χρήση των μόνιμων μαγνητών έχει σαν αποτέλεσμα κατασκευή κινητήρων με μικρότερη διάμετρο.

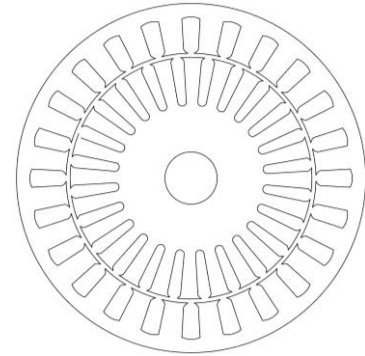


Σχήμα 1.10 – Εγκάρσια τομή κινητήρα συνεχούς ρεύματος

Η αξιοπιστία όμως των κινητήρων αυτών περιορίζεται από την ανάγκη ύπαρξης ψηκτρών στον συλλέκτη που αναλαμβάνουν την μηχανική ανόρθωση της παραγόμενης τάσης από το τύλιγμα του τυμπάνου. Συνεπώς ενώ αρχικά οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ήταν η βασική επιλογή για εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας, η χαμηλή πυκνότητα ισχύος τους σε σχέση με εναλλακτικές τεχνολογίες, το κόστος συντήρησης των ψηκτρών (περίπου κάθε 3000 ώρες λειτουργίας) και η χαμηλή τους απόδοση (αν και μπορεί να επιτευχθεί και απόδοση πάνω από 85%) οδήγησαν στην αναζήτηση διαφορετικών τοπολογιών κινητήρων για τις εφαρμογές της ηλεκτροκίνησης. (14)

### ❖ Κινητήρας Επαγωγής (Induction Motor)

Ο κινητήρας επαγωγής, ή αλλιώς ασύγχρονος εναλλασσόμενος κινητήρας, αποτελεί την βασικότερη εναλλακτική λύση για τα συστήματα ηλεκτρική πρόωσης. Το πεδίο τυμπάνου παράγεται από τύλιγμα που διαρρέεται από συμμετρικά τριφασικά ρεύματα. Η παραγωγή του πεδίου διεγέρσεως όμως στον δρομέα μπορεί να γίνει είτε από αντίστοιχο με αυτό του στάτη τύλιγμα είτε με χρήση βραχυκυκλωμένου κλωβού. Στην δεύτερη περίπτωση που συνήθίζεται λόγω της απλούστερης κατασκευής, το πεδίο διεγέρσεως παράγεται εξ επαγωγής από τα ρεύματα που ρέουν στο τύλιγμα του στάτη. Το επαγόμενο λοιπόν πεδίο στο δρομέα στρέφεται με μια συγκεκριμένη συχνότητα διαφορετική από την σύγχρονη ταχύτητα λειτουργίας ενώ το πεδίο του τυμπάνου στρέφεται με την σύγχρονη συχνότητα. (11)



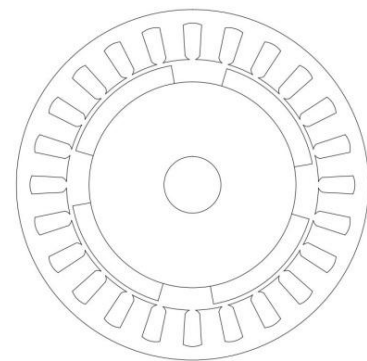
Σχήμα 1.11 - Εγκάρσια τομή κινητήρα επαγωγής

Η τοπολογία του κινητήρα επαγωγής επιλέγεται κυρίως λόγω της απλότητας της κατασκευής του, της αξιοπιστίας τους, της ελάχιστης συντήρησης που απαιτούν και του καλού βαθμού απόδοσής τους. Η χρήση αντιστροφέα πηγής τάσης για τον έλεγχο τους επιτρέπει την ασφαλή λειτουργία τους κάτω ακόμα και από επικίνδυνες συνθήκες όπως βραχυκυκλώματα στον στάτη που μπορεί να αποτελέσουν σημαντικό πρόβλημα στην περίπτωση των κινητήρων μονίμων μαγνητών όπου δεν υπάρχει έλεγχος του πεδίου της διέγερσης και οι μαγνήτες μπορεί να απομαγνητιστούν μόνιμα. Τέλος, υπάρχουν και κατάλληλες κατασκευαστικές τεχνικές για την σημαντική μείωση του ήχου και των δονήσεων της μηχανής. (14)

Από την άλλη μεριά ο έλεγχος του κινητήρα επαγωγής είναι πολύ πιο απαιτητικός από αυτό των DC μηχανών κυρίως λόγω της μη γραμμικότητας του δυναμικού τους μοντέλου. Ωστόσο με την ραγδαία πρόοδο των ηλεκτρονικών ισχύος γίνεται εφικτός ο έλεγχος τους με χρήση εξελιγμένων αλγορίθμων πετυχαίνοντας έτσι βαθμό απόδοσης της τάξης του 75% που θεωρείται αρκετά ικανοποιητικός για μικρούς κινητήρες μεταβλητών στροφών. (14)

### ❖ Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών (PMSM)

Οι σύγχρονοι κινητήρες μονίμων μαγνητών κερδίζουν συνεχώς έδαφος στον τομέα των ηλεκτρικών οχημάτων εξαιτίας των μοναδικών πλεονεκτημάτων τους όπως η υψηλή απόδοσή τους, η υψηλή πυκνότητα ισχύος και η αξιοπιστία τους. Στην εξέλιξη τους σημαντικότερο ρόλο έπαιξε η κατασκευή μαγνητών με κράματα Νεοδημίου, Σιδήρου, και Βορίου που χαρακτηρίζονται από υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση της τάξης των 1.2 Tesla (11). Το πεδίο της διέγερσης τους παράγεται από μαγνήτες τοποθετημένους εσωτερικά ή εξωτερικά στον δρομέα ενώ το πεδίο του τυμπάνου παράγεται από τριφασικό ρεύμα που ρέει στο τύλιγμα του στάτη. Αναλόγως με την διεύθυνση της μαγνητικής τους ροής χωρίζονται σε κινητήρες ακτινικής ροής και κινητήρες αξονικής ροής. Το βασικό μειονέκτημά τους είναι το υψηλό τους κόστος εξαιτίας των μονίμων μαγνητών που συχνά μπορεί να είναι εύθραυστοι ή ευαίσθητοι σε θερμοκρασιακές μεταβολές οι οποίες μπορεί να προκαλέσουν και μόνιμη απομαγνήτισή τους.



Σχήμα 1.12 – Εγκάρσια τομή σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών

### ❖ Κινητήρας Μαγνητικής Αντίδρασης (SRM)

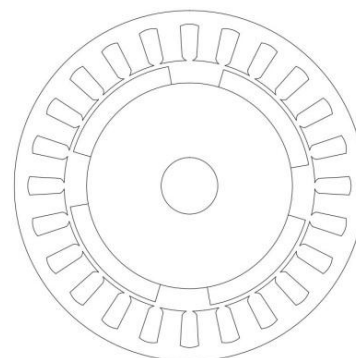
Οι κινητήρες μαγνητικής ανάδρασης παρ' όλο που δεν έχουν ακόμα εμπορικές χρήσεις κεντρίζουν το ενδιαφέρον της αγοράς εξαιτίας του ιδιαίτερα χαμηλού κόστους κατασκευής τους, που ίσως αποτελέσει λύση στην άνοδο των τιμών των μαγνητικών υλικών όταν τα ηλεκτρικά οχήματα μπουν στην μαζική παραγωγή.

Το μεγάλο πλεονέκτημα των κινητήρων αυτών είναι η απουσία τυλίγματος διέγερσης και μαγνητών στον δρομέα. Η λειτουργία τους βασίζεται στην μεταβλητή αντίσταση του μαγνητικού τους κυκλώματος λόγω της εκτυπότητας των πόλων στον στάτη και τον δρομέα. Τυλίγματα υπάρχουν μόνο στον στάτη, ενώ η κατασκευή του δρομέα γίνεται μόνο από φύλλα μαγνητικής λαμαρίνας, γεγονός που τους καθιστά πολύ ανθεκτικούς σε υψηλές στροφές περιστροφής και κάνει την κατασκευή τους ιδιαίτερα φθηνή. Διαθέτουν υψηλή ροπή εκκίνησης, ευρεία περιοχή μέγιστης ισχύος και υψηλή αξιοπιστία. Τέλος, μεγάλο ενδιαφέρον υπάρχει στην ανάπτυξη τεχνικών ελέγχου τους με σκοπό την επέκταση της περιοχής σταθερής ροπής τους και την μείωση των κραδασμών τους και τον σχετικό θόρυβο που επιφέρουν. (14)

Ακολουθεί συγκεντρωτικός πίνακας με τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των πιο διαδεδομένων κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης:

**Πίνακας 1.1**

Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος (DC Motor)	Κινητήρας Επαγωγής (IM)	Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών (PMSM)	Κινητήρας Μαγνητικής Αντίδρασης (SRM)
✓ <b>Απλός έλεγχος</b>	✓ Απλή κατασκευή	✓ Υψηλή απόδοση	✓ Απλή κατασκευή
✓ <b>Μικρό μέγεθος</b>	✓ Χαμηλό κόστος κατασκευής	✓ Μεγάλη πυκνότητα ισχύος	✓ Χαμηλό κόστος κατασκευής
✓ <b>Ευρύ φάσμα ταχυτήτων</b>	✓ Αξιόπιστη λειτουργία σε επικίνδυνες συνθήκες	✓ Υψηλή αξιοπιστία	✓ Ευρεία περιοχή μέγιστης ισχύος
× <b>Μικρή πυκνότητα ισχύος</b>	× Απαιτητικός έλεγχος	× Υψηλό κόστος κατασκευής	× Απαιτητικός έλεγχος και σχεδιασμός
× <b>Υψηλό κόστος συντήρησης</b>	× Μη γραμμικότητες στο δυναμικό του μοντέλο	× Θερμοκρασιακά ευαίσθητος και εύθραυστος	× Κυμάτωση ροπής
× <b>Χαμηλή απόδοση</b>			× Ακουστικός θόρυβος



Σχήμα 1.13 – Εγκάρσια τομή κινητήρα μαγνητικής αντίδρασης



# 2

## ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Οι σύγχρονοι κινητήρες μονίμων μαγνητών κερδίζουν συνεχώς έδαφος στον τομέα των ηλεκτρικών οχημάτων εξαιτίας των μοναδικών πλεονεκτημάτων τους όπως η υψηλή απόδοσή τους, η υψηλή πυκνότητα ισχύος και η αξιοπιστία τους. Οι εξαιρετικές επιδόσεις τους σε εφαρμογές συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης τους καθιστούν ιδανική επιλογή για το κινητήριο σύστημα του ηλεκτρικού λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού.

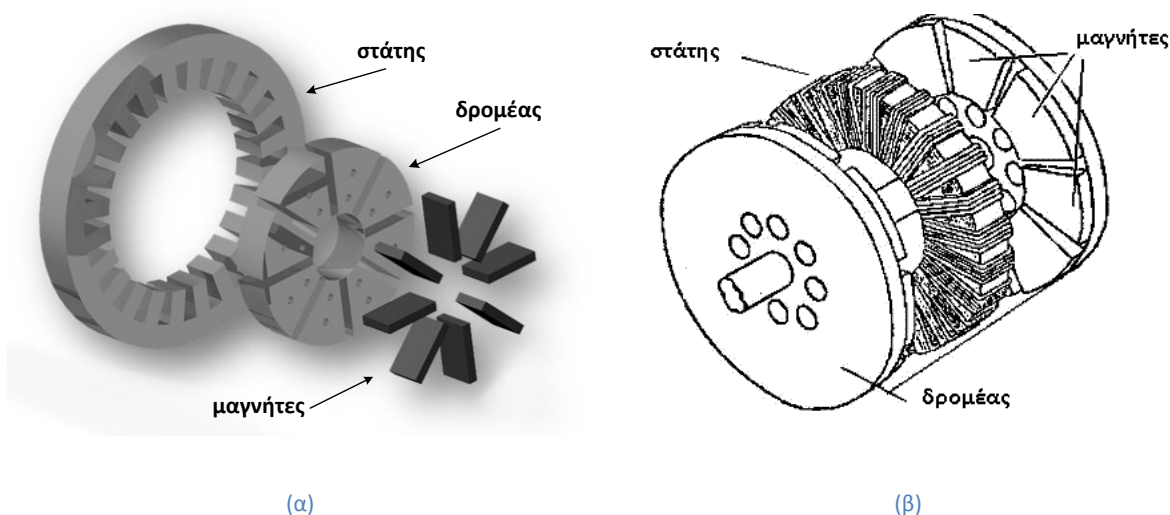
Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφονται τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με σύγχρονο κινητήρα μονίμων μαγνητών (**Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM**). Αρχικά αναφέρονται οι διαφορετικές τοπολογίες τους, και στην συνέχεια αναπτύσσονται το **μαθηματικό** και το **δυναμικό d-q μοντέλο** ανάλυσης του κινητήρα. Κατόπιν παρουσιάζεται η λειτουργία του αντιστροφέα πηγής τάσεως δύο επιπέδων που χρησιμοποιείται, ενώ ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις τεχνικές διαμόρφωσης των παλμών του αντιστροφέα. Το σύστημα ελέγχου ολοκληρώνεται με την παρουσίαση των μεθοδολογιών ελέγχου κινητήρων μονίμων μαγνητών, οι οποίες διαχωρίζονται σε γραμμικές και μη γραμμικές, ενώ ιδιαίτερη ανάλυση πραγματοποιείται για τις στρατηγικές που εξετάζονται στη συνέχεια της εργασίας: τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (**Field Oriented Control, FOC**), τον άμεσο έλεγχο ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (**Switching Table Direct Torque Control, ST-DTC**) και τέλος τον βαθμωτό έλεγχο ανοιχτού βρόχου (**Open Loop Scalar Control**).

## 2.1 ΣΥΓΧΡΟΝΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Ο κινητήρας μονίμων μαγνητών αποτελεί μια παραλλαγή του σύγχρονου ηλεκτρικού κινητήρα κατά την οποία το DC τύλιγμα της διέγερσης αντικαθίσταται από μόνιμους μαγνήτες που παράγουν σταθερή ροή. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται εξάλειψη των απωλειών χαλκού στο δρομέα, αφού δεν υφίσταται τύλιγμα διέγερσης, και συνεπώς υψηλότερη απόδοση του κινητήρα. Ταυτόχρονα, η υψηλή απόδοση επιφέρει μείωση του μεγέθους του κινητήρα (μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος) και χαμηλότερη ροπή αδρανείας. Από την άλλη μεριά όμως απαιτεί αρκετά πιο πολύπλοκο έλεγχο εξαιτίας της σταθερής ροής των μαγνητών και μπορεί να παρουσιάσει ανεπιθύμητα φαινόμενα απομαγνήτισης του δρομέα.

### 2.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τη διεύθυνση της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό της μηχανής σε μηχανές **αξονικής** (axial) και **ακτινικής** (radial) ροής. Στην μηχανή ακτινικής ροής η μαγνητική ροή που παράγουν οι μόνιμοι μαγνήτες διέρχεται από το διάκενο ακτινικά στα τυλίγματα του στάτη για να κλείσει το μαγνητικό της κύκλωμα (σχήμα 2.1α). Αντίθετα, στην μηχανή αξονικής ροής η μαγνητική ροή διέρχεται παράλληλα στον άξονα του δρομέα (σχήμα 2.1β). Το κοινό χαρακτηριστικό των μηχανών αξονικής ροής είναι το δισκοειδές τους σχήμα που επιτρέπει την κατασκευή κινητήρων μεγάλου αριθμού πόλων για εφαρμογές υψηλής ισχύος και χαμηλών στροφών (ασανσέρ, πρόωση πλοίων, κλπ.).

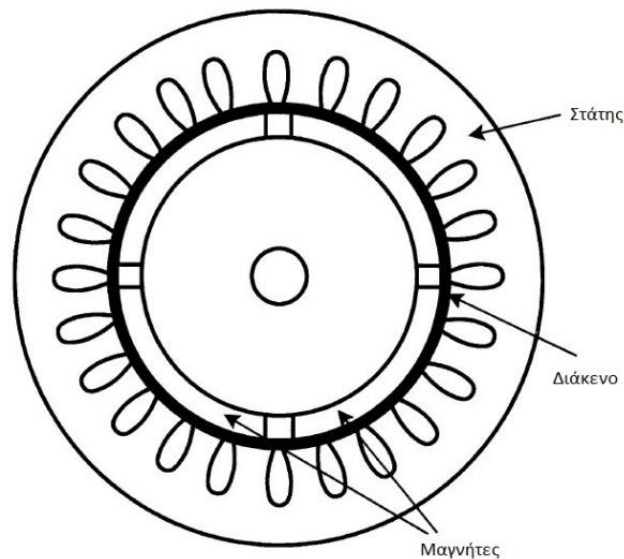


Σχήμα 2.1 – Μηχανές μονίμων μαγνητών: α) ακτινικής ροής και β) αξονικής ροής

Οι μηχανές ακτινικής ροής μπορούν να διακριθούν σε:

❖ **Επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Surface Permanent Magnet Synchronous Machine, SPMSM)**

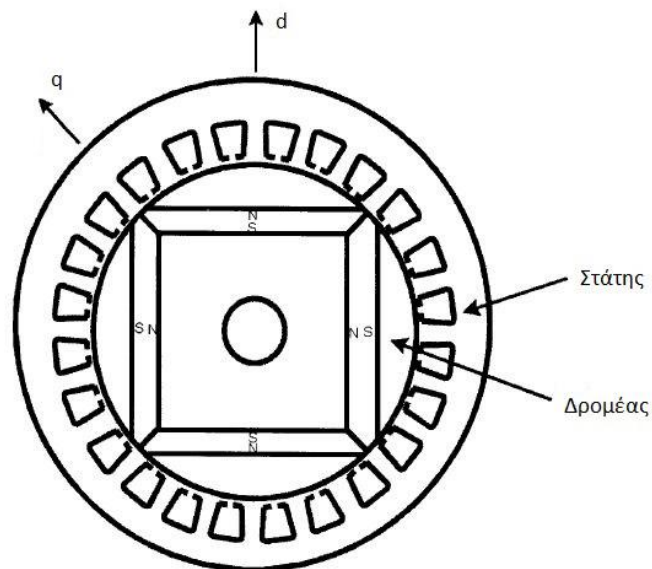
Σε αυτή τη μηχανή, όπως φαίνεται στο *σχήμα 2.2*, ο στάτης αποτελείται από ένα τριφασικό ημιτονοειδές τύλιγμα, το οποίο παράγει ροή διακένου στρεφόμενη με τη σύγχρονη ταχύτητα. Οι μόνιμοι μαγνήτες βρίσκονται κολλημένοι στην επιφάνεια του δρομέα χρησιμοποιώντας εποξική κόλλα. Ο δρομέας έχει σιδερένιο πυρήνα, ο οποίος μπορεί να είναι συμπαγής ή φτιαγμένος από διάτρητα ελάσματα για ευκολία στην κατασκευή. Στην περίπτωση λειτουργίας μεταβλητών στροφών, οι μηχανές αυτές μπορεί να έχουν τύλιγμα κλωβού ή τύλιγμα απόσβεσης, κάτι που βέβαια προκαλεί πρόσθετες απώλειες λόγω αρμονικών. Εάν η μηχανή στρέφεται από εξωτερική πηγή, τα τυλίγματα του στάτη παράγουν συμμετρικές τριφασικές ημιτονοειδείς τάσεις. Καθώς η σχετική επιτρεπτότητα ενός μόνιμου μαγνήτη είναι πολύ κοντά στη μονάδα ( $\mu_r > 1$ ) και οι μαγνήτες τοποθετούνται στην επιφάνεια του δρομέα, το ενεργό εύρος διακένου της μηχανής είναι μεγάλο και η μηχανή δεν εμφανίζει εκτυπότητα. Αυτό συντελεί στον περιορισμό του φαινομένου της αντίδρασης τυμπάνου εξαιτίας της χαμηλής μαγνητίζουσας αντίδρασης.



Σχήμα 2.2– Εγκάρσια τομή μηχανής επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής [1]

### ❖ Εμφυτευμένων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Interior Magnet Machine, IPMSM)

Σε αντίθεση με μία μηχανή επιφανειακών μαγνητών, μία σύγχρονη μηχανή εσωτερικών ή εμφυτευμένων μαγνητών έχει τοποθετημένους τους μαγνήτες στο εσωτερικό του δρομέα. Παρ' ότι υπάρχουν διάφορες γεωμετρικές πιθανές γεωμετρίες, ένας τυπικός τρόπος τοποθέτησης των μαγνητών παρουσιάζεται στο *σχήμα 2.3*:



Σχήμα 2.3 – Εγκάρσια τομή μηχανής εμφυτευμένων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής [1]

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

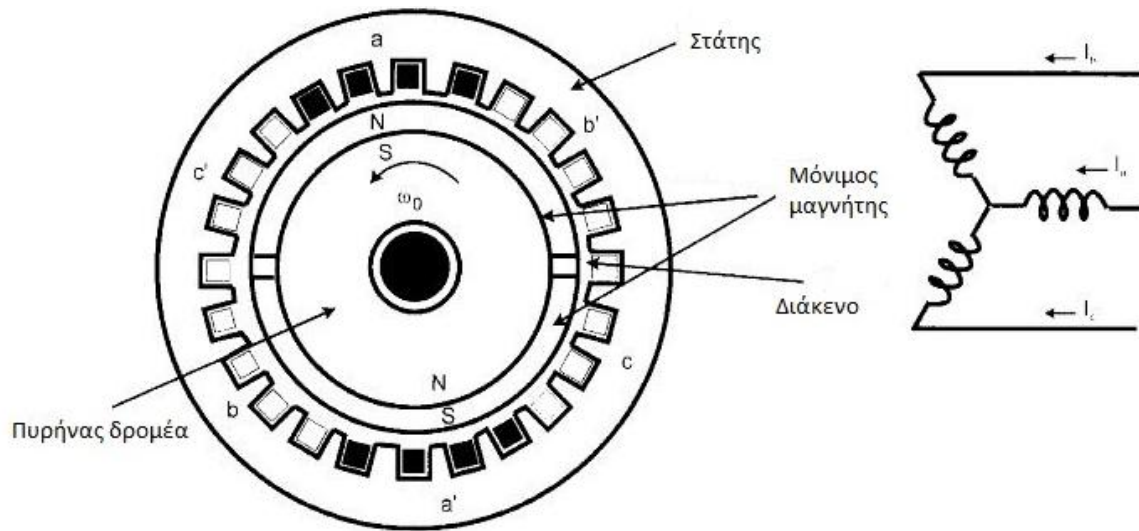
- Η μηχανή είναι πιο συμπαγής, επιτρέποντας πολύ υψηλότερη ταχύτητα λειτουργίας.
- Το ενεργό μήκος διακένου στον άξονα  $d$  είναι μεγαλύτερο από τον άξονα  $q$ , επομένως η μηχανή εμφανίζει εκτυπότητα και συγκεκριμένα ισχύει  $L_{dm} < L_{qm}$  (σε αντίθεση με μία τυπική σύγχρονη μηχανή τυλιγμένου πεδίου)<sup>1</sup>.
- Επικρατεί το φαινόμενο αντίδρασης τυμπάνου, καθώς το ενεργό εύρος διακένου είναι μικρό.

### ❖ Επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής (Trapezoidal Surface Magnet Machine)

Μία σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής είναι μία μηχανή που δεν εμφανίζει εκτυπότητα, με επιφανειακούς μαγνήτες, όπως μία μηχανή ημιτονοειδούς ροής, με τη διαφορά ότι το τριφασικό τύλιγμα του στάτη (συνήθως συνδεδεμένο κατά αστέρα) έχει συγκεντρωμένα τυλίγματα πλήρους βήματος αντί για ημιτονοειδή κατανομή των τυλιγμάτων στο διάκενο της μηχανής. Η προσέγγιση της ημιτονοειδούς κατανομής στις μηχανές ημιτονοειδούς

<sup>1</sup> Οι άξονες  $d$  και  $q$  αναφέρονται στην ανάλυση του δυναμικού μοντέλου του κινητήρα στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που θα ακολουθήσει στην παράγραφο 2.1.3.

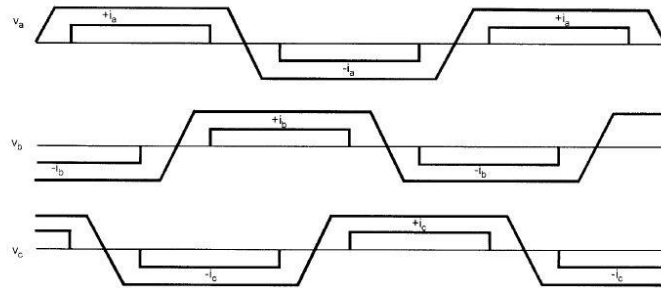
ροής επιτυγχάνεται με τη χρήση κλασματικού βήματος στα τυλίγματα του στάτη[5]. Το *σχήμα 2.4* δείχνει την εγκάρσια τομή μιας μηχανής τραπεζοειδούς ροής με τις τρεις φάσεις του στάτη να φαίνονται στα δεξιά. Η διπολική μηχανή του *σχήματος 2.4* έχει κατάλληλο διάκενο για τη μείωση της κυμάτωσης της ροής, ενώ ο στάτης αποτελείται από 4 αγωγούς ανά πόλο και φάση.



Σχήμα 2.4 – Εγκάρσια τομή μηχανής επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής [1]

Καθώς η μηχανή περιστρέφεται, η ροή που διαρρέει ένα φασικό τύλιγμα μεταβάλλεται γραμμικά με το χρόνο, εκτός από τη στιγμή που το κενό ανάμεσα από τους μαγνήτες περνάς από τον άξονα της φάσης. Εάν η μηχανή κινείται από εξωτερική πηγή, δηλαδή λειτουργεί ως γεννήτρια, οι φασικές τάσεις του στάτη θα έχουν συμμετρική τραπεζοειδή κυματομορφή, όπως φαίνεται στο *σχήμα 2.5*. Για αυτό το λόγο είναι απαραίτητη η χρήση ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα στους ακροδέκτες της μηχανής, έτσι ώστε να δημιουργεί ρεύμα έξι καταστάσεων (six step) στο κέντρο κάθε μισής περιόδου για την ανάπτυξη ροπής. Καθώς η χρήση του μετατροπέα είναι επιτακτική, συνήθως η μηχανή χρησιμοποιείται και σαν ηλεκτρονικός κινητήρας. Με τη βοήθεια λοιπόν ενός αντιστροφέα και ενός αισθητήρα θέσης (absolute position sensor) που τοποθετείται στον άξονα της μηχανής, τόσο οι τραπεζοειδείς μηχανές μονίμων μαγνητών όσο και οι ημιτονοειδείς, μπορούν να ελεγχθούν ώστε να λειτουργού ως «μηχανές DC χωρίς ψήκτρες» (Brushless DC Motors, BLDC). Οι μηχανές τραπεζοειδούς ροής βέβαια μοιάζουν περισσότερο στην επίδοσή τους με DC μηχανές από ότι οι ημιτονοειδούς ροής.

Οι μηχανές τραπεζοειδούς ροής είναι απλές, κοστίζουν λίγο και έχουν λίγο μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος από ότι μια ημιτονοειδής μηχανή. Επιλέγονται κυρίως για συστήματα οδήγησης (drives) χαμηλής ισχύος (έως λίγα kW) που χρησιμοποιούνται σε σερβομηχανισμούς αλλά και σε συσκευές οικιακής χρήσης που πρέπει να αποφευχθούν οι μεταγωγείς μιας DC μηχανής.

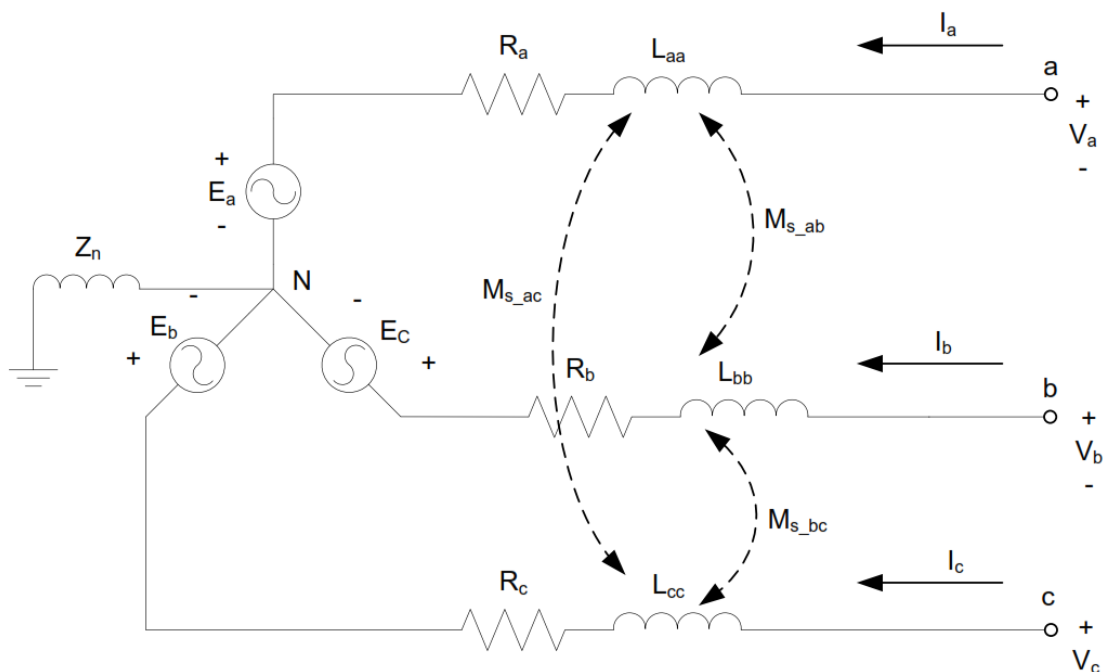


Σχήμα 2.5 – Φασική τάση στάτη και κυματομορφές ρευμάτων σε μία μηχανή μονίμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής [1]

### 2.1.2 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΟΥΣ ΡΟΗΣ

Για την ανάλυση και τον έλεγχο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών στην βιβλιογραφία συναντώνται δύο κυρίως μοντέλα. Το μοντέλο ανάλυσης σε φασικές συνιστώσες a,b,c που επιλέγεται κυρίως για μελέτη αρμονικών συνιστωσών (11), και το δυναμικό μοντέλο d-q που επιτρέπει την ανάλυση της μεταβατικής συμπεριφοράς της μηχανής και πάνω στο οποίο βασίζεται η υλοποίηση υψηλών επιδόσεων στρατηγικών ελέγχου για ΣΜΜΜ.

Στην συνέχεια παρουσιάζεται η ανάλυση του ανά φάση ισοδύναμο κυκλώματος της μηχανής από το οποίο έπειτα θα εξαχθεί με κατάλληλους μετασχηματισμούς το δυναμικό μοντέλο d-q.



Σχήμα 2.6 - Ισοδύναμο κύκλωμα σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών σύμφωνα με το μοντέλο ανάλυσης σε φασικές συνιστώσες a,b και c.

Οι εξισώσεις τάσεων του μοντέλου σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών έχουν ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d\psi_i}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Όπου:  $R_i$  η ωμική αντίσταση της φάσης  $i$

$i_i$  το ρεύμα της φάσης  $i$

$\psi_i$  η πεπλεγμένη ροή της φάσης  $i$  , με  $i=a,b,c$ .

Οι εξισώσεις των πεπλεγμένων ρών γράφονται:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ab}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta_e) \\ \psi_{mb}(\theta_e) \\ \psi_{mc}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Όπου:  $L_{ii}$  η αυτεπαγωγή του τυλίγματος της φάσης  $i$

$M_{ij}$  η αμοιβαία επαγωγή μεταξύ των τυλιγμάτων των φάσεων  $i, j$

$\psi_{mi}$  η ροή λόγω των μονίμων μαγνητών στην φάση  $i$

Εξαιτίας των φαινομένων κορεσμού και της μηχανικής κατασκευής της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών οι αυτεπαγωγές και οι αμοιβαίες επαγωγές αποτελούν συνάρτηση της ηλεκτρικής γωνίας του δρομέα  $\theta_e$ . Η ηλεκτρική γωνία του δρομέα είναι στην πραγματικότητα η διεύθυνση της ροής του δρομέα (Βόρειος Πόλος των μαγνητών του δρομέα). Στην μηδενική γωνία, η διεύθυνση της ροής ταυτίζεται με αυτήν της φάσης  $a$ . Η σχέση μεταξύ της μηχανικής και της ηλεκτρικής γωνίας του κινητήρα δίνεται από την σχέση:

$$\theta_e = p \theta_{mech} \quad (2.3)$$

Όπου  $p$  είναι ο αριθμός των ζευγών πόλων της μηχανής.

Στην γενική τους περίπτωση οι επαγωγές της ΣΜΜΜ αποτελούνται από μια σταθερή συνιστώσα και ένα άθροισμα περιττών αρμονικών που σχετίζονται με την αλλαγή της γωνίας  $\theta_e$ .

Στην βιβλιογραφία όμως του ελέγχου κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος γίνονται οι εξής παραδοχές:

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

Με τις παραδοχές αυτές η μεταβολές των επαγωγών περιέχουν μόνο μια ημιτονοειδή συνιστώσα, και επειδή η επαγωγή κάθε φάσης είναι ελάχιστη όταν η ροή είναι σε ευθυγράμμιση με την φάση, έπεται ότι οι επαγωγές είναι συναρτήσεις της γωνίας  $2\theta_e$ . Εάν θεωρηθεί επίσης ημιτονοειδής κατανομή της εκτυπότητας οι αμοιβαίες επαγωγές και οι αυτεπαγωγές γράφονται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) \\ L_{bb}(\theta_e) \\ L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} = L_0 + L_2 \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e) \\ \cos(2\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(2\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} M_{ab}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) \\ M_{bc}(\theta_e) \end{bmatrix} = M_0 + M_2 \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Όπου  $L_0$  και  $M_0$  οι μέσες συνιστώσες των αυτεπαγωγών και των επαγωγών αντίστοιχα, και  $L_2$  και  $M_2$  τα πλάτη των ημιτονοειδών συνιστωσών. Για την περίπτωση των ΣΜΜΜ  $L_2 < 0$  και  $M_2 < 0$ .



Τέλος, η ροή που οφείλεται στους μόνιμους μαγνήτες  $\psi_{mi}$  είναι συνάρτηση της ηλεκτρικής γωνίας  $\theta_e$  του δρομέα και γράφεται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta_e) \\ \psi_{mb}(\theta_e) \\ \psi_{mc}(\theta_e) \end{bmatrix} = \psi_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Υπό κενό φορτίο ( $i=0$ ), οι εξισώσεις των επαγόμενων Ηλεκτρεγερτικών Δυνάμεων διεγέρσεως προσδιορίζονται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a^{i=0} \\ V_b^{i=0} \\ V_c^{i=0} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} = \psi_m \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\psi_m \cdot \omega_m \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Όπου  $\omega_m$  η μηχανική σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής:  $\omega_m = \omega_{mech} = \omega_s = \frac{2\pi f}{p}$ ,  $p$  τα ζεύγη πόλων της μηχανής.

Από τις σχέσεις (2.2) έως (2.8) διαμορφώνονται οι τελικές εξισώσεις τάσεων ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από τον τύπο:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2.9)$$

### 2.1.3 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ D – Q ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα που αναπτύχθηκε στην προηγούμενη παράγραφο είναι προφανές ότι αποκτά μεγάλο βαθμό πολυπλοκότητας όταν αναφέρεται σε ένα κινούμενο σύστημα που οι αυτεπαγωγές των φάσεων του στάτη καθώς και οι αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ τους μεταβάλλονται συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$  του δρομέα. Συνεπώς για την ανάλυση ενός συστήματος οδήγησης ρυθμιζόμενης ταχύτητας θα πρέπει να αναπτυχθεί ένα μοντέλο που να μην περιλαμβάνει τις χρονομεταβλητές επαγωγές που προκύπτουν λόγω της ύπαρξης ηλεκτρικού κυκλώματος σε σχετική κίνηση και λόγω ηλεκτρικών κυκλωμάτων με μεταβλητές μαγνητικές αντιδράσεις.

Στην θεωρία και ανάλυση των συστημάτων εναλλασσομένου ρεύματος αποτελεί συχνή προσέγγιση η παρουσίαση των τριφασικών μεγεθών με μιγαδικούς φασιθέτες (complex phasors). Στην συνέχεια επιχειρείται μια σύντομη εισαγωγή στην θεωρία των μιγαδικών αυτών φασιθετών που στην βιβλιογραφία ονομάζονται διανύσματα χώρου (space-vectors). Για πιο λεπτομερή ανάλυση συνίσταται στον αναγνώστη να ανατρέξει στα [1],[3].

Οποιοδήποτε τριφασικό μέγεθος  $x$  μπορεί να παρασταθεί σε ένα μιγαδικό φασιθέτη (διάνυσμα χώρου) με χρήση του μετασχηματισμού Park. Το μέγεθος  $x$  που μπορεί να είναι είτε η πεπλεγμένη ροή, είτε το ρεύμα, είτε η τάση, πολλαπλασιάζεται με τον πίνακα  $K$  του μετασχηματισμού για να μετατραπεί σε διάνυσμα χώρου  $x_a + jx_b$ :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

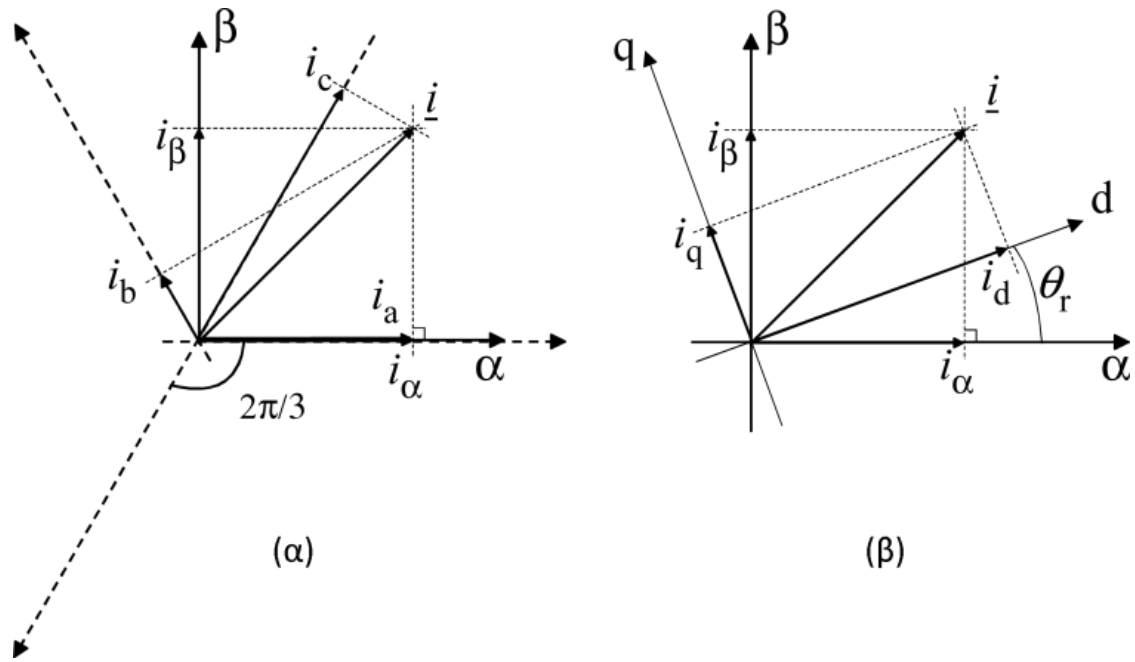
Για τον αντίστροφο μετασχηματισμό, χρησιμοποιείται ο αντίστροφος πίνακας  $K_{inv} = K^{-1}$ :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Στην σχέση (2.10) η γωνία  $\theta$  υποδηλώνει την γωνία μεταξύ του πραγματικού άξονα του μιγαδικού επιπέδου και της διεύθυνσης της φάσης  $a$ . Αυτή η γωνία του επιπέδου (πλαϊσίου) αναφοράς μπορεί να επιλεγθεί ελεύθερα. Ο συντελεστής  $2/3$  στο μπροστινό μέρος του μετασχηματισμού αναφέρεται στην χρήση του απλού μετασχηματισμού συντεταγμένων όπου το μήκος του διανύσματος χώρου  $x_a + jx_b$  είναι ίσο με την μέγιστη τιμή (peak value) του τριφασικού μεγέθους  $x$ . Τέλος, η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας  $x_0$  αποκτά μη μηδενικές τιμές σε αγείωτους κινητήρες συνδεσμολογίας αστέρα μόνο σε περιπτώσεις σφαλμάτων (π.χ. ασυμμετρίας των φάσεων), με τις οποίες δεν θα ασχοληθεί η παρούσα εργασία. Συνεπώς το  $x_0$  θα θεωρηθεί μηδενικό για την συνέχεια της εργασίας.

Για τον έλεγχο των ΣΜΜΜ οι τυπικές επιλογές για την γωνία του πλαϊσίου αναφοράς  $\theta$  είναι οι  $0^\circ$  και η ηλεκτρική γωνία  $\theta_e$  του δρομέα. Αν η γωνία είναι μηδενική ο μετασχηματισμός μεταφέρει τα μεγέθη στο πλαίσιο αναφοράς του στάτη όπου ο πραγματικός άξονας είναι ευθυγραμμισμένος με την φάση  $a$ . Επειδή η γωνία διατηρείται μηδέν το πλαίσιο αναφοράς ονομάζεται στατό πλαίσιο αναφοράς (Stationary reference frame) και ο μετασχηματισμός συναντάται στην βιβλιογραφία ως μετασχηματισμός Clarke (Clarke Transformation). Αν η γωνία του πλαϊσίου αναφοράς είναι η  $\theta_e$  ο πραγματικός άξονας του μιγαδικού επιπέδου του πλαϊσίου περιστρέφεται μαζί με τον δρομέα. Στην περίπτωση αυτή έχουμε μεταφορά των μεγεθών στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (Rotor reference frame).

Στην βιβλιογραφία έχει επικρατήσει ο μετασχηματισμός Park να θεωρείται ο μετασχηματισμός στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, ενώ μετασχηματισμός Clarke να αναφέρεται στην μεταφορά των μεγεθών στο στατό πλαίσιο αναφοράς.



Σχήμα 2.7 – Μετασχηματισμοί διανύσματος ρεύματος: α) από το τριφασικό πλαίσιο αναφοράς στο διανυσματικό χώρο στατού πλαισίου αναφοράς α-β (Clarke Transformation), β) από το στατό πλαίσιο αναφοράς στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q. (Park Transformation)

Με την χρήση του μετασχηματισμού Park το μαθηματικό μοντέλο της ΣΜΜΜ απλοποιείται σημαντικά. Στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, με χρήση του μετασχηματισμού (2.10), οι εξισώσεις των τάσεων γίνονται:

$$u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (2.12)$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \quad (2.13)$$

Τα μεγέθη  $\psi_d$  και  $\psi_q$  υπολογίζονται από τον μετασχηματισμό της σχέσης (2.2) στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ως εξής:

$$\psi_d = \psi_m + L_d i_d \quad (2.14)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.15)$$

Όπου  $L_d = L_0 - M_0 + L_2/2 + M_2$  και  $L_q = L_0 - M_0 - L_2/2 - M_2$ .

Με αντικατάσταση των (2.14), (2.15) στις (2.12), (2.13) η εξίσωση τάσεων της ΣΜΜΜ μπορεί να γραφεί:

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.16)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (\psi_m + L_d i_d) \quad (2.17)$$

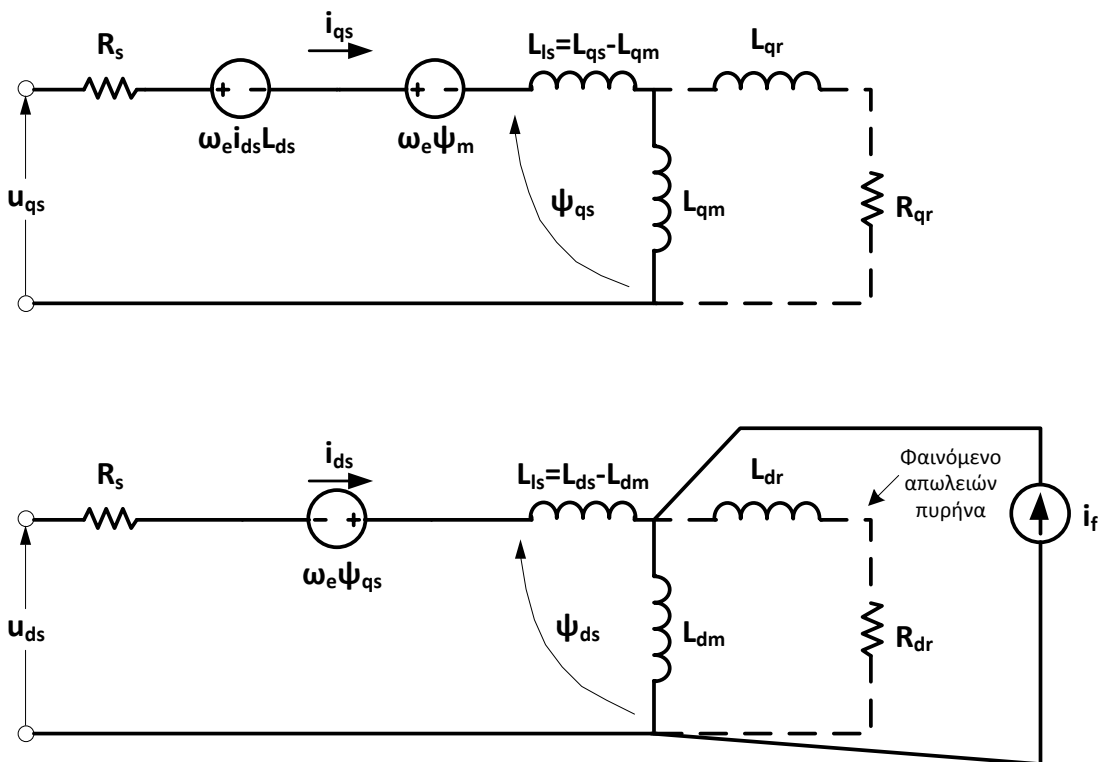
Η ηλεκτρομαγνητική ροπή ανηγμένη στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς γράφεται ως εξής:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.18)$$

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

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_{mech}}{dt} + F \omega_{mech} \quad (2.19)$$

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



Σχήμα 2.8 – Ισοδύναμα κυκλώματα σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών. Το πεδίο των μαγνητών του δρομέα παράγει σταθερή ροή διέγερσης η οποία μπορεί να θεωρηθεί ότι παράγεται από ένα ισοδύναμο ρεύμα  $i_f$ :  $\psi_m = L_m i_f$

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι το παραπάνω μοντέλο ανάλυσης ισχύει τόσο για μηχανές εσωτερικών μαγνητών όσο και για μηχανές με επιφανειακούς μαγνήτες, αρκεί βέβαια να ανήκουν στην κατηγορία των μηχανών ημιτονοειδούς ροής. Η διαφορά μεταξύ των δύο προαναφερθέντων μηχανών έγκειται στην εκτυπότητα της πρώτης μηχανής, όπου  $L_d < L_q$  συγκριτικά με τη δεύτερη όπου λόγω ομοιόμορφου διακένου ισχύει  $L_d \cong L_q$ .

## 2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

Για τον έλεγχο του σύγχρονου κινητήρα μονίμων υπάρχουν πολλές διαθέσιμες τοπολογίες μετατροπών όπως αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Ωστόσο, για τα ζητούμενα επίπεδα ισχύος της συγκεκριμένης εφαρμογής ηλεκτροκίνησης επιλέχθηκε ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης.

Ο **αντιστροφέας πηγής τάσης**, όπως υποδηλώνει και το όνομά του δέχεται στην είσοδό του συνεχή τάση (DC voltage) την οποία μετατρέπει σε εναλλασσόμενη μεταβλητού πλάτους και συχνότητας. Ιδανικά, απαιτεί στην είσοδό του μια ισχυρή πηγή τάσεως ή ισοδύναμα μια πηγή τάσεως με μηδενική αντίσταση στο ισοδύναμό κατά Thevenin κύκλωμα της ικανή να παρέχει όποιο ρεύμα ζητηθεί διατηρώντας σταθερό το επίπεδο τάσεως. Με αυτό τον τρόπο οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα δεν εξαρτώνται από τις διακυμάνσεις του φορτίου αλλά καθορίζονται αποκλειστικά από τις εντολές ελέγχου. Στους μετατροπείς πηγής τάσεως, τα **διακοπτικά στοιχεία** παραμένουν πάντα ορθά πολωμένα (forward-biased) λόγω της DC τάσεως τροφοδοσίας γι' αυτό και μπορεί να είναι είτε GTOs (Gate Turn Off thyristors), είτε BJTs (Bipolar Junction Transistors), IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors), είτε power MOSFETs (power Metal-oxide semiconductor field effect transistors) είτε IGSTs (Integrated Gate Commutated Thyristors). Τα διακοπτικά στοιχεία συνοδεύονται πάντα από μια **δίοδο ελεύθερης διέλευσης** που συνδέεται αντιπαράλληλα με αυτά και επιτρέπει την αντίστροφη ροή ρεύματος (τη ροή ρεύματος και ισχύος από τον κινητήρα προς την πηγή ισχύος).

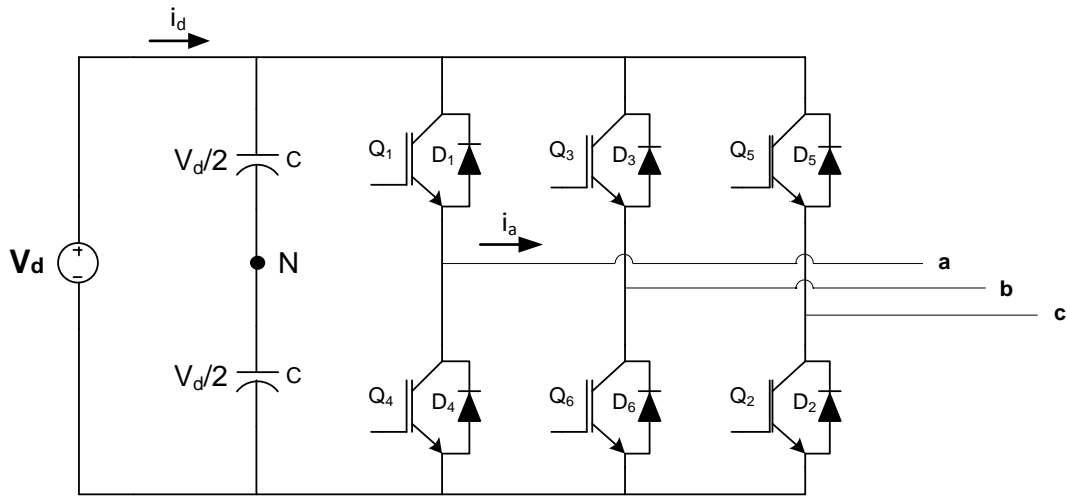
### 2.2.1 Τοπολογία

Η πλέον τυπική και απλούστερη τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας είναι αυτή του *σχήματος 2.9*. Πρόκειται για αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων που παράγει έξι επίπεδα τάσεως στους ακροδέκτες του φορτίου.

Το κύκλωμα αποτελείται από τρεις **ημιγέφυρες** (μία για κάθε φάση) και κάθε ημιγέφυρα αποτελείται από 2 ημιαγωγούς, στα άκρα των οποίων έχουν συνδεθεί αντιπαράλληλες δίοδοι (δίοδοι ελεύθερης διέλευσης), για να επιτρέπεται η αντίστροφη ροή ισχύος. Ως αναφορά των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα λαμβάνεται η **μεσαία λήψη** της DC τάσεως εισόδου η οποία μπορεί να δημιουργηθεί με τη βοήθεια χωρητικού καταμεριστή (δύο ίδιοι πυκνωτές σε σειρά) που συνδέεται παράλληλα στη dc τάση.

Το αποτέλεσμα της τάσης εξόδου εξαρτάται από την σειρά και τον τρόπο με τον οποίο ανοιγοκλείνουν οι διακόπτες. Ο έλεγχος των διακοπών γίνεται με κατάλληλους **παλμούς τάσης** στην είσοδο τους, παραγόμενους από τον αλγόριθμο ελέγχου, και οι οποίοι καθορίζουν την διάρκεια αγωγής κάθε διακόπτη. Υπάρχουν  **$2^3 = 8$  συνδυασμοί** στη λειτουργία των διακοπτικών στοιχείων. Ωστόσο, οι διακόπτες που βρίσκονται σε κοινό κλάδο της γέφυρας δεν επιτρέπεται να κλείσουν ταυτοχρόνως καθώς τότε θα έχει βραχυκυκλωθεί η dc τροφοδοσία. Η λειτουργία των αλγορίθμων ελέγχου βασίζεται στο ότι κάθε στιγμή επιλέγεται ο καταλληλότερος από τους 8

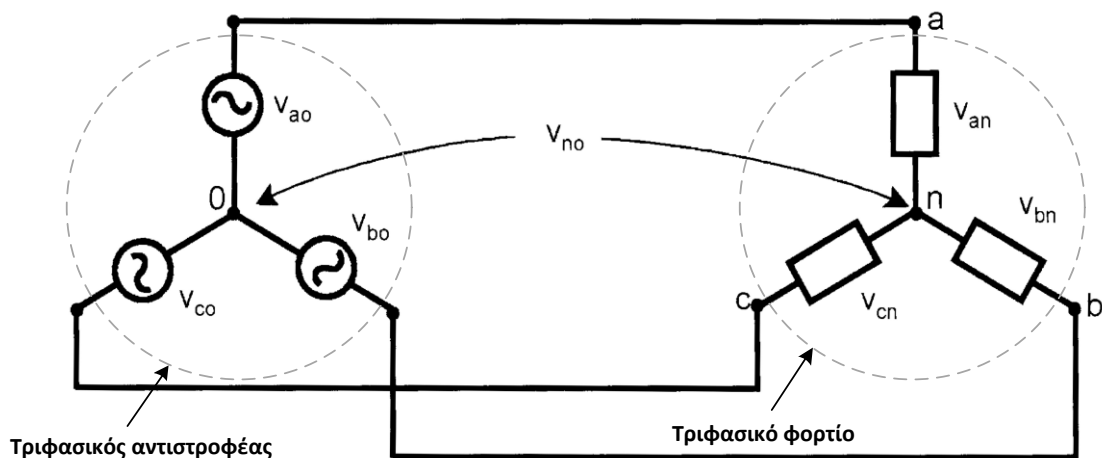
παραπάνω συνδυασμούς που θα επιτρέψει στη τάση του αντιστροφέα να προσεγγίσει βέλτιστα την αναφορά (επιθυμητή τάση).



Σχήμα 2.9 – Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων με χρήση χωρητικού καταμεριστή στην είσοδο για τη δημιουργία του σημείου αναφοράς N των τάσεων του αντιστροφέα

Πρέπει να τονισθεί ότι η τάση εξόδου κάθε ημιγέφυρας του αντιστροφέα εξαρτάται μόνο από την τάση τροφοδοσίας  $V_d$  και την κατάσταση των ημιαγωγών διακοπών. Αυτό σημαίνει ότι είναι ανεξάρτητη του ρεύματος φορτίου, καθώς πάντοτε θα άγει ένας από τους δύο διακόπτες της ημιγέφυρας. Έτσι το ρεύμα εξόδου μπορεί να έχει οποιαδήποτε κατεύθυνση, ανεξάρτητα από την πολικότητα της τάσης εξόδου. Η υπόθεση ότι άγει πάντοτε ένας από τους δύο διακόπτες συνιστά εξιδανίκευση των ημιαγωγών, καθώς στην πράξη χρησιμοποιείται ένας κενό διάστημα (**blanking time**), όπου κανείς από τους δύο δεν άγει, για λόγους προστασίας.

Ένα ακόμα ζήτημα που χρήζει ιδιαίτερης προσοχής είναι η σύνδεση του αντιστροφέα με τον κινητήρα (τριφασικό φορτίο). Στις εφαρμογές συστημάτων κίνησης ο ουδέτερος κόμβος της ηλεκτρικής μηχανής είναι απομονωμένος. Στην περίπτωση αυτή μεταξύ των σημείων n και 0, όπως φαίνονται στο *σχήμα 2.10*, εμφανίζονται περιττές αρμονικές πολλαπλασίες του 3 ( $3^n, 9^n, 15^n$  κτλ), οι οποίες αποτελούν τις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας της τροφοδοσίας.



Σχήμα 2.10 – Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα και τριφασικού φορτίου συνδεσμολογίας αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο [1]

Εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στους βρόχους ο-α-η, ο-β-η, ο-γ-η λαμβάνουμε τις εξής σχέσεις:

$$v_{a0} = v_{an} + v_{n0} \quad (2.20)$$

$$v_{b0} = v_{bn} + v_{n0} \quad (2.21)$$

$$v_{c0} = v_{cn} + v_{n0} \quad (2.22)$$

και επειδή οι φασικές τάσεις του φορτίου είναι συμμετρικές, δηλαδή  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ , προσθέτοντας κατά μέλη τις σχέσεις (2.20) – (2.22) προκύπτει:

$$3v_{n0} = v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} \quad (2.23)$$

Ή

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (2.24)$$

Τέλος, αντικαθιστώντας την σχέση (2.24) στις (2.20) – (2.22) προκύπτουν αντίστοιχα:

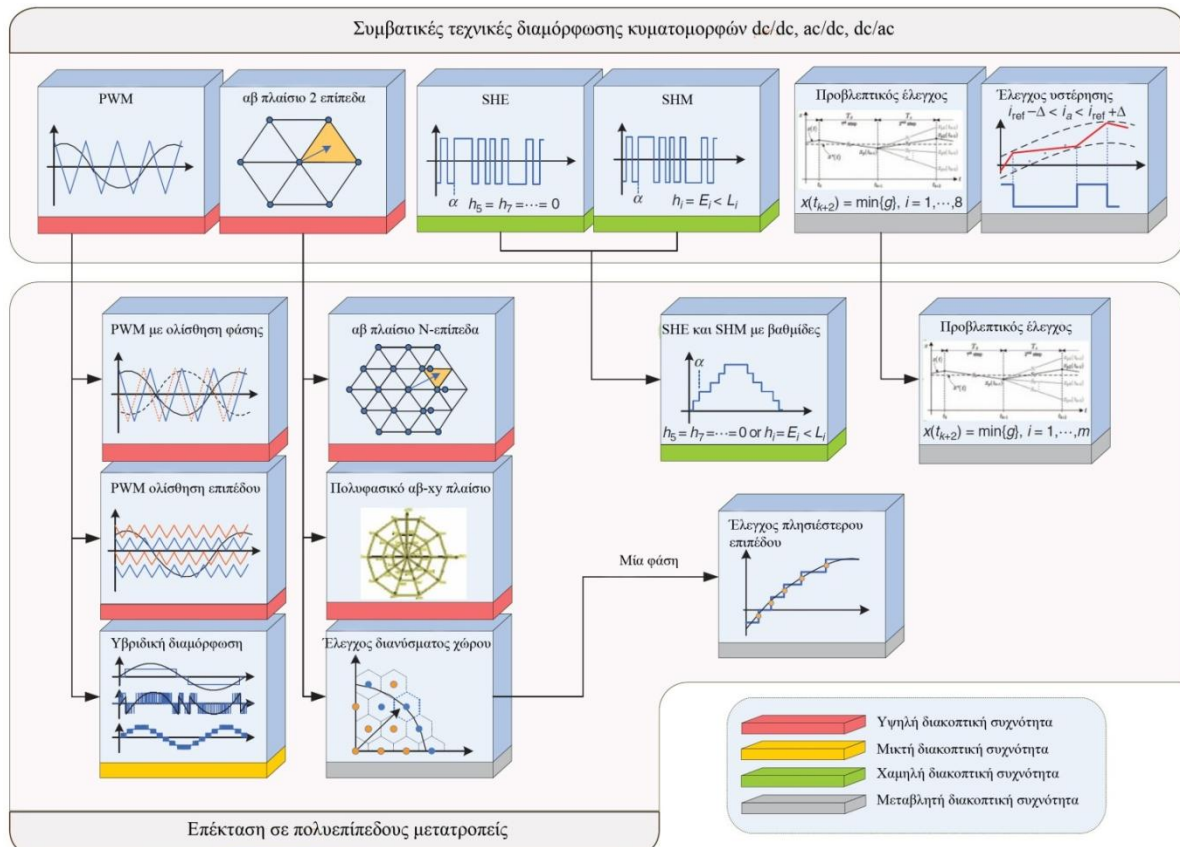
$$v_{an} = \frac{2}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{c0} \quad (2.25)$$

$$v_{bn} = \frac{2}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}v_{a0} \quad (2.26)$$

$$v_{cn} = \frac{2}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} \quad (2.27)$$

## 2.2.2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ

Η ραγδαία ανάπτυξη των μετατροπέων ισχύος σε πληθώρα εφαρμογών τα τελευταία 50 χρόνια έχει οδηγήσει σε πολύ σημαντικές ερευνητικές δραστηριότητες στο ευρύτερο πεδίο. Ένα από τα σημαντικότερα ερευνητικά θέματα αποτελούν οι τεχνικές διαμόρφωσης των κυματομορφών εξόδου των μετατροπέων κι αυτό γιατί η τελευταίες σχετίζονται άμεσα με το βαθμό απόδοσης και την ισχύ των συστημάτων και έτσι επηρεάζουν άμεσα τα οικονομικά οφέλη και τις επιδώσεις του τελικού προϊόντος.



Σχήμα 2.11 – Κατανομή των κυριότερων τεχνικών διαμόρφωσης μετατροπέων ισχύος [16]

**Κύρια επιδίωξη** των **τεχνικών διαμόρφωσης** είναι η επίτευξη των ποιοτικότερων κυματομορφών (τάσεις και ρεύματα) με τις ελάχιστες απώλειες. Δευτερεύοντες στόχοι αποτελούν οι μείωση της τάσης κοινού σήματος, η ευστάθεια της τάσης στο δίαυλο συνεχούς ρεύματος, ο περιορισμός των ανώτερων αρμονικών του ρεύματος εισόδου και του λόγου  $dV/dt$ . Επειδή η επίτευξη όλων των στόχων είναι πρακτικά αδύνατη, στην πράξη γίνονται συμβιβασμοί μεταξύ τους. Κάθε τοπολογία μετατροπέα θα πρέπει να μελετάται εις βάθος ώστε να καθορίζεται ποια τεχνική διαμόρφωσης είναι καταλληλότερη.

Μία **κατανομή** των τεχνικών διαμόρφωσης φαίνεται στο *σχήμα 2.11*. Στην κατανομή αυτή οι τεχνικές διαμόρφωσης χωρίζονται σε τέσσερις βασικές **κατηγορίες**: διαμόρφωση εύρους παλμού (pulse width modulation, PWM), διαμόρφωση διανύσματος χώρου (space vector modulation, SVM), διαμόρφωση ελέγχου αρμονικών και λυιές τεχνικές μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας.



Οι τεχνικές αυτές εφαρμόζονται κατά κόρον τις τελευταίες δεκαετίες σε βιομηχανικές εφαρμογές και στην ενότητα αυτή θα αναλυθούν λεπτομερώς.

### 2.2.2.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΟΥ (PULSE WIDTH MODULATION, PWM)

#### ❖ Συμβατική Μονοπολική και Διπολική διαμόρφωση PWM

Μια από τις πιο συχνά εφαρμοζόμενες τεχνικές, η τεχνική PWM, αποτελεί την πιο επιτυχημένη μέθοδος εξαιτίας των υψηλών επιδόσεων της, τις απλότητας, του γεγονότος ότι η διακοπτική συχνότητα είναι σταθερή αλλά και της εύκολης ψηφιακής και αναλογικής υλοποίησης της. Η τεχνική PWM βασίζεται στη σύγκριση ενός σήματος αναφοράς συχνότητας  $f_1$ , συνήθως ημιτονοειδές, με ένα φέρον σήμα τριγωνικής μορφής συχνότητας  $f_c$ . Όταν το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο ή μικρότερο από το φέρον, ορισμένοι ημιαγωγοί άγουν και άλλοι σβήνουν, και αντίστροφα. Καθώς ο μετατροπέας είναι εγγενώς ένα μη-γραμμικό σύστημα, η κυματομορφή εξόδου είναι ένα διακοπτικό σήμα με όλα τα πιθανά επίπεδα τάσης του μετατροπέα.

Το **αρμονικό φάσμα** της περιέχει τη βασική αρμονική η οποία ταυτίζεται με αυτή του σήματος αναφοράς και αρμονική παραμόρφωση η οποία εστιάζεται γύρω από τη συχνότητα  $f_c$  (και τα πολλαπλάσιά της) εξαιτίας της διακοπτικής λειτουργίας. Ο λόγος συχνοτήτων  $m_f = f_c/f_1$  ορίζεται ως **συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας** και θα πρέπει να είναι αρκετά υψηλός (συνήθως μεγαλύτερος του 10) ώστε να αποφεύγεται η εμφάνιση αρμονικών χαμηλής τάξης οι οποίες φιλτράρονται δύσκολα και προκαλούν ακουστικό θόρυβο. Ωστόσο, αν ο λόγος  $m_f$  είναι πολύ υψηλός τότε αυξάνονται αντίστοιχα και οι διακοπτικές απώλειες.

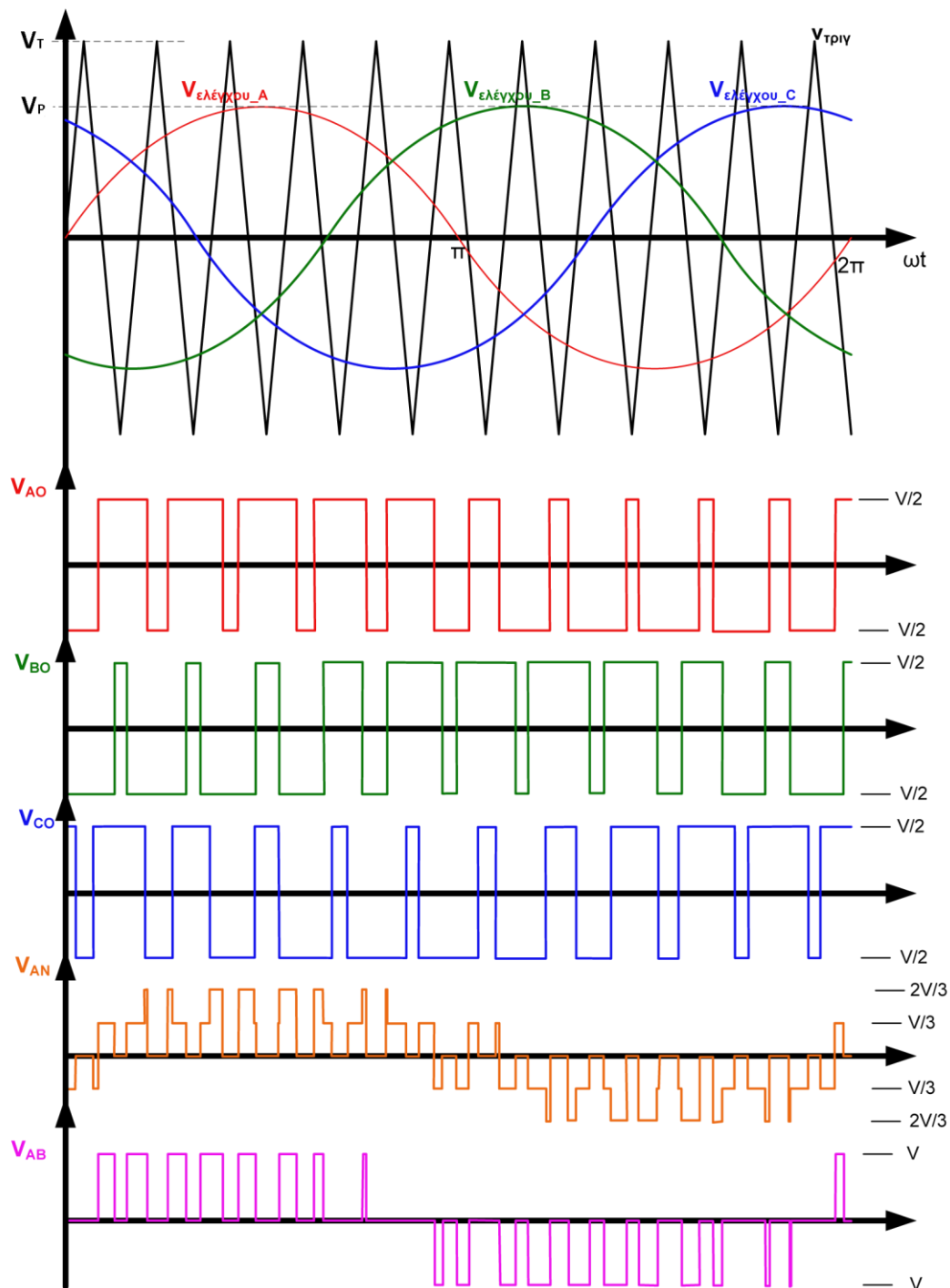
Στη βασική της μορφή η τεχνική PWM μπορεί να είναι διπολική (**bipolar**) ή μονοπολική (**unipolar**) παράγοντας μια κυματομορφή τάσης δύο ή τριών επιπέδων αντίστοιχα, χρησιμοποιώντας ένα σήμα αναφοράς και ένα φέρον (bipolar PWM) ή ένα σήμα αναφοράς και δύο φέροντα (unipolar PWM). Για παράδειγμα στην περίπτωση τριφασικού μετατροπέα VSI δύο επιπέδων η εφαρμογή διπολικής PWM τεχνικής θα δώσει στην έξοδο διακοπτικό σήμα τάσης με τιμές  $-V_{dc}/2$  και  $V_{dc}/2$ . Από την άλλη στην περίπτωση πλήρους γέφυρας με εφαρμογή μονοπολικής PWM το σήμα εξόδου παίρνει τις τιμές  $-V_{dc}/2$ , 0 και  $V_{dc}/2$ .

#### ❖ Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal PWM)

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών συναντάται στην βιβλιογραφία σε πολλές παραλλαγές με βάση την μορφή του σήματος αναφοράς  $f_1$ . Ωστόσο, η ημιτονοειδής διαμόρφωση παλμών αποτελεί την πιο διαδεδομένη τεχνική στις βιομηχανικές εφαρμογές αφού επιτυγχάνει έλεγχο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα με παράλληλη μείωση των αρμονικών συνιστωσών και μετατόπιση της κυριάρχουσας ανώτερης αρμονικής σε σχέση με την θεμελιώδη (έτσι ώστε να διευκολύνεται το φιλτράρισμά της).

Η **αρχή λειτουργίας** της βασίζεται στην σύγκριση συμμετρικού υψίσυχνου τριγωνικού φέροντος συχνότητας  $f_c$  με τρεις κυματομορφές διαμόρφωσης (κυματομορφές αναφοράς) συχνότητας  $f$ . Το τριγωνικό φέρον επιλέγεται κατάλληλα όπως θα αναλυθεί στην συνέχεια ενώ οι

κυματομορφές αναφοράς που διαφέρουν κατά γωνία  $2\pi/3$  συνιστούν την επιθυμητή κάθε φορά τροφοδοσία του φορτίου. Η μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων καθορίζεται από τα σημεία τομής της τριγωνικής κυματομορφής και των κυματομορφών αναφοράς.



Σχήμα 2.12 – Τριφασικές κυματομορφές με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών [11]

Στο σχήμα 2.12 φαίνεται η παραγωγή της πολικής τάσεως  $V_{ab}$  καθώς και της φασικής τάσεως  $V_{an}$  (βλέπε και σχήμα 2.10) με το εύρος των παλμών της να μεταβάλλεται ημιτονοειδώς ώστε η θεμελιώδης συνιστώσα της κυματομορφής να έχει συχνότητα  $f$  και πλάτος ανάλογο του πλάτους της κυματομορφής αναφοράς. Ορίζοντας ως  $\hat{V}_p$  το πλάτος των κυματομορφών

αναφοράς, και  $\hat{V}_T$  το πλάτος του τριγωνικού φέροντος (σταθερό) ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους, ή **συντελεστής διαμόρφωσης** ορίζεται ως:

$$m_a = \frac{\hat{V}_p}{\hat{V}_T} \quad (2.28)$$

Τα σημεία τομής των κυματομορφών αναφοράς με την κυματομορφή φέροντος καθορίζουν την αγωγή ή μη των ημιαγωγών διακοπών. Για παράδειγμα, θεωρείται η πρώτη ημιγέφυρα του τριφασικού αντιστροφέα στο *σχήμα 2.9*. Με βάση όσα προαναφέρθηκαν, θα ισχύουν τα εξής για τα στοιχεία Q1, Q4 και για την φασική τάση εξόδου  $v_{a0}$  του αντιστροφέα :

$$\begin{aligned} v_{a0}^* > v_T, & \quad \text{άγει ο } Q_1, & \quad v_{a0} = \frac{1}{2}V_d \\ v_{a0}^* < v_T, & \quad \text{άγει ο } Q_4, & \quad v_{a0} = -\frac{1}{2}V_d \end{aligned}$$

Αφού οι δύο διακόπτες δεν άγουν ταυτόχρονα (ταυτόχρονη αγωγή θα προκαλούσε βραχυκύκλωμα στους ακροδέκτες της πηγής τάσης), η τάση εξόδου  $v_{a0}$  κυμαίνεται μεταξύ δύο τιμών ( $1/2 V_d$  και  $-1/2 V_d$ ). Είναι φανερό ότι οι διακόπτες αυτοί λειτουργούν συμπληρωματικά. Στην πράξη, μεσολαβεί ένα «νεκρό διάστημα» (**dead time**) ασφαλείας κατά τη μεταγωγή των δύο ημιαγωγών, στο οποίο δεν άγει κανείς από τους δύο.

Η ανάλυση **Fourier** της τάσεως  $V_{a0}$  δίνει την εξής έκφραση[1]:

$$u_{a0} = 0.5 m_a V_d \sin(\omega t + \varphi) + \text{υψίσυχνοι όροι } (M\omega c \pm N\omega) \quad (2.29)$$

όπου  $m_a$  ο συντελεστής διαμόρφωσης,  $\omega$  η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα σε rad/s και  $\varphi$  η μετατόπιση φάσεως της εξόδου η οποία προκύπτει συναρτήσει της θέσεως του σήματος διαμόρφωσης (αναφοράς). Οι M και N είναι ακέραιοι με άθροισμα περιττό ακέραιο.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης αποτελεί πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό της λειτουργίας του αντιστροφέα. Ιδανικά μεταβάλλεται από 0 έως 1 έτσι ώστε η συσχέτιση μεταξύ του σήματος διαμόρφωσης και της εξόδου του αντιστροφέα να είναι γραμμική. Στη τελευταία αυτή περίπτωση ο αντιστροφέας συμπεριφέρεται ως **γραμμικός ενισχυτής** με κέρδος:

$$G = \frac{0.5m_a V_d}{V_p} = 0.5 \frac{V_d}{V_T} \quad (2.30)$$

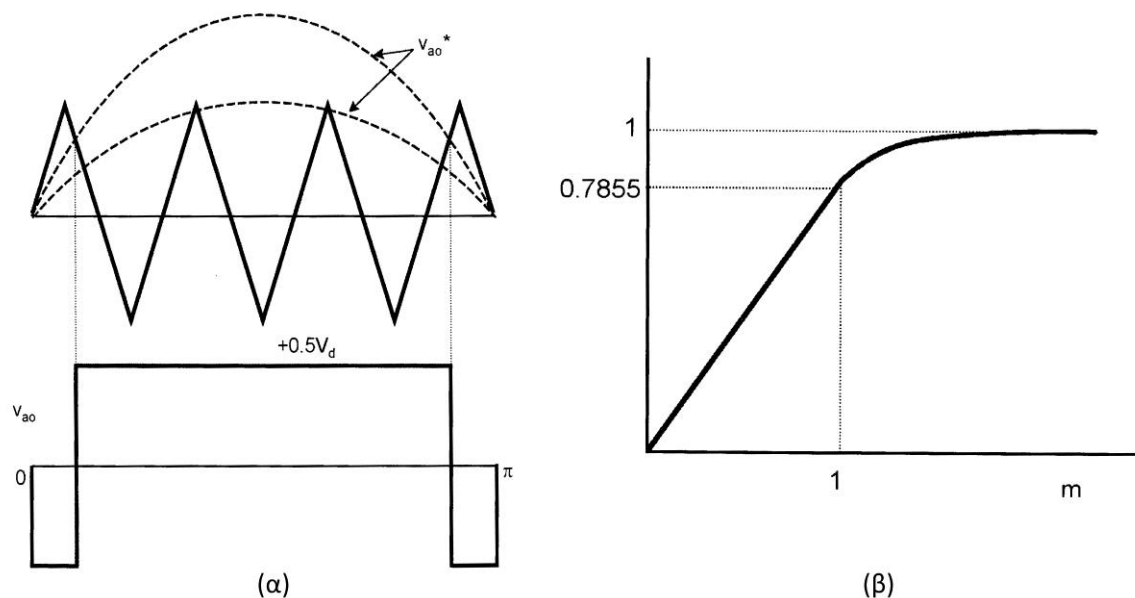
Για  $m_a = 1$  η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους τάσεως είναι  $0,5V_d$ , που είναι το 78,55% της τιμής κορυφής για λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Με κατάλληλη μίξη τρίτων αρμονικών με το σήμα διαμόρφωσης αυτό το ποσοστό ανεβαίνει στο 90,7%. Για  $m_a = 0$  η έξοδος του αντιστροφέα είναι τετραγωνικός παλμός με duty cycle=50% (συντελεστής χρησιμοποίησης 0,5) και συχνότητα αυτή του υψίσυχνου φέροντος. Προφανώς η μέση τιμή της κυματομορφής εξόδου εδώ είναι μηδενική.

Η ανάλυση Fourier υποδεικνύει την παρουσία αρμονικών ανώτερης τάξης που βρίσκονται σε περιοχές συχνοτήτων κοντά στην διακοπτική και τα πολλαπλάσιά της. Η παρουσία **αρμονικών** στην κυματομορφή εξόδου είναι αναπόφευκτη λόγω της μη γραμμικότητας των διακοπτικών στοιχείων, ωστόσο, η λειτουργία με διαμόρφωση SPWM δίνει το εξής πλεονέκτημα: οι αρμονικές

βρίσκονται σε συχνότητες ίσες και πολλαπλάσιες αυτής του τριγωνικού φέροντος και ως εκ τούτου μπορούν να ελεγχθούν, ενώ οι αρμονικές χαμηλής τάξεως απουσιάζουν.

Στα σύγχρονα συστήματα οδήγησης επικρατεί η τάση διαρκούς αύξησης της **διακοπτικής συχνότητας** των ημιαγωγικών στοιχείων για την μείωση των απωλειών πυρήνα του κινητήρα, και συνεπώς η αύξηση της συχνότητας του τριγωνικού φέροντος με αποτέλεσμα την αύξηση της συχνότητας των αρμονικών στις κυματομορφές εξόδου. Με τον τρόπο αυτό όλο και μικρότερα (και φθηνότερα) φίλτρα χρειάζονται για την καταστολή των αρμονικών. Ωστόσο η διαρκής αύξηση της διακοπτικής συχνότητας εμφανίζει και αρνητικά φαινόμενα στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας, κυρίως όσον αφορά στις απώλειές τους. Για τον λόγο αυτό η επιλογή της τελευταίας πρέπει να αποτελεί το αποτέλεσμα συμβιβασμού που θα δίνει τις ελάχιστες συνολικές απώλειες στο σύστημα αντιστροφής – κινητήρα.

Στην περίπτωση που ο δείκτης διαμόρφωσης υπερβεί τη μονάδα ( $m_a > 1$ ) ο αντιστροφέας μπαίνει στην περιοχή **υπερδιαμόρφωσης**. Η λειτουργία του τότε περιγράφεται στο *σχήμα 2.13* με τον τελευταίο να λειτουργεί εν μέρει με διαμόρφωση SPWM καθώς στα κεντρικά τμήματα των τάσεων αναφοράς παράγονται αντίστοιχες κυματομορφές που έχουν μορφή τετραγωνικού παλμού με τις αρνητικές εγκοπές να απουσιάζουν. Ο αντιστροφέας εμφανίζει τότε έντονη μη γραμμική λειτουργία με τις αρμονικές χαμηλής τάξεως να εμφανίζονται. Στο όριο, με τον συντελεστή διαμόρφωσης να αυξάνει ακόμα περισσότερο, οδηγούμαστε σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού, με δύο μεταγωγές των διακοπτικών στοιχείων ανά περίοδο (καθώς η κυματομορφή αναφοράς περνάει από τα θετικά στα αρνητικά και αντίστροφα) και μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας του τετραγωνικού παλμού εξόδου ίση με  $4V_d/2\pi$ .



Σχήμα 2.13 – Λειτουργία στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης: α) κυματομορφές διαμόρφωσης για γωνία 0- $\pi$  rad. Για  $\pi - 2\pi$  rad η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι όμοια με αυτή από 0- $\pi$  rad με ανεστραμμένη πολικότητα. β) χαρακτηριστική ανηγμένου πλάτους ως προς τον συντελεστή διαμόρφωσης. Για τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης κοντά στη μονάδα παρατηρείται έντονη μη γραμμικότητα [1]

### ❖ **Επέκταση της τεχνικής PWM σε πολυεπίπεδους μετατροπείς**

Η τεχνική PWM είναι κατάλληλη για απλούς DC/DC, AC/DC και DC/AC μετατροπείς με χαμηλό αριθμό ημιαγωγών ανά φάση. Για την εφαρμογή της σε πολυπλοκότερες τοπολογίες θα πρέπει να λαμβάνονται ειδικά μέτρα. Ένα τέτοιο παράδειγμα αποτελούν οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς οι οποίοι είναι ιδιαίτερα ελκυστικοί εξαιτίας της αυξημένης ικανότητάς τους για μεταγωγή μεγάλης ισχύος στο κόστος του αυξημένου αριθμού διακοπτικών στοιχείων. Η εφαρμογή της PWM τεχνικής στους μετατροπείς αυτούς απαιτεί την ύπαρξη περισσότερων του ενός τριγωνικού φέροντος. Όπως φαίνεται και στο *σχήμα 2.11* οι πιο κοινές τεχνικές PWM για πολυεπίπεδους μετατροπείς είναι αυτή της **ολίσθησης επιπέδου** (level-shifted) και **ολίσθησης φάσης** (phase shifted) και χρησιμοποιούνται εξίσου. Η τεχνική ολίσθησης επιπέδου μπορεί να εφαρμοστεί εύκολα σε έναν **NPC** μετατροπέα επειδή η διακοπτική λειτουργία του σχετίζεται άμεσα με τη σύγκριση της τάσης αναφοράς με τριγωνικά φέροντα. Από την άλλη πλευρά η τεχνική ολίσθησης φάσης εφαρμόζεται εύκολα σε τοπολογίες τύπου **FC**. Στην περίπτωση αυτή ένα διπολικό PWM σήμα εφαρμόζεται σε κάθε κελί ισχύος, αλλά με ταυτόχρονη ολίσθηση φάσης του τριγωνικού φέροντος σε διαδοχικά κελιά ίση με  $(\pi / N-1)$  όπου  $N$  είναι ο αριθμός των επιπέδων του μετατροπέα. Η χρήση της μεθόδου αυτής σε συμμετρικούς μετατροπείς αγείωτου πυκνωτή οδηγεί σε φυσική εξισορρόπηση των τάσεων του μετατροπέα χωρίς χρήση αισθητήρων. Τέλος, η τεχνική ολίσθησης φάσης δύναται να εφαρμοστεί σε μετατροπείς τύπου **CHB**. Στην περίπτωση αυτή μία μονοπολική PWM υλοποιείται για κάθε πλήρη γέφυρα με ολίσθηση φάσης των τριγωνικών φερόντων διαδοχικών γεφυρών ίσης με  $(\pi / 2m)$  όπου  $m$  ο αριθμός των γεφυρών ανά φάση του μετατροπέα.

Και οι δύο τεχνικές μπορούν να **συγκριθούν** σε ό, τι αφορά στην αρμονική παραμόρφωση και στις διακοπτικές απώλειες. Θεωρώντας την ίδια διακοπτική συχνότητα η τεχνική ολίσθησης επιπέδου μπορεί να θεωρηθεί ευνοϊκότερη σε ό, τι αφορά στην αρμονική παραμόρφωση αφού αποφεύγει την εμφάνιση αρμονικών στην περιοχή της συχνότητας φέροντος. Ωστόσο, το τελευταίο γίνεται στο κόστος της ανομοιόμορφης κατανομής των διακοπτικών απωλειών στα ημιαγωγικά στοιχεία και της αντίστοιχης μείωσης της αξιοπιστίας της διάταξης. Το συγκεκριμένο πρόβλημα δεν υφίσταται στην περίπτωση της ολίσθησης φάσης αφού η τελευταία εφαρμόζει ομοιόμορφη διακοπτικό μοτίβο σε όλα τα κελιά του μετατροπέα. Επιπλέον, η επικρατούσα διακοπτική συχνότητα στην τάση εξόδου είναι  $m$  φορές αυτή του φέροντος όπου  $m$  ο αριθμός των κελιών του μετατροπέα. Η τελευταία διαπίστωση καθιστά την τεχνική ολίσθησης φάσης ανώτερη σε ό, τι αφορά στην αρμονική παραμόρφωση.

### 2.2.2.2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΟΣ ΧΩΡΟΥ (SPACE VECTOR MODULATION, SVM)

#### ❖ Συμβατική τεχνική διαμόρφωσης διανύσματος χώρου

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

Ένας αντιστροφέας πλήρους γέφυρας δύο επιπέδων όπως φαίνεται στο *σχήμα 2.9* έχει  $2^3 = 8$  επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις λόγω της συμπληρωματικής λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων που βρίσκονται στον ίδιο κλάδο της τριφασικής γέφυρας. Είναι προφανές ότι η κατάσταση του αντιστροφέα μπορεί να περιγραφεί με τον εκάστοτε συνδυασμό αγωγής ή μη αγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Έτσι ορίζονται οχτώ διακριτές καταστάσεις του αντιστροφέα που αντιστοιχούν σε οχτώ διαφορετικές εξόδους του. Στον πίνακα 2.1 καταγράφονται οι **καταστάσεις λειτουργίας** του αντιστροφέα καθώς και οι αντίστοιχες φασικές τάσεις εξόδου στα άκρα του φορτίου.

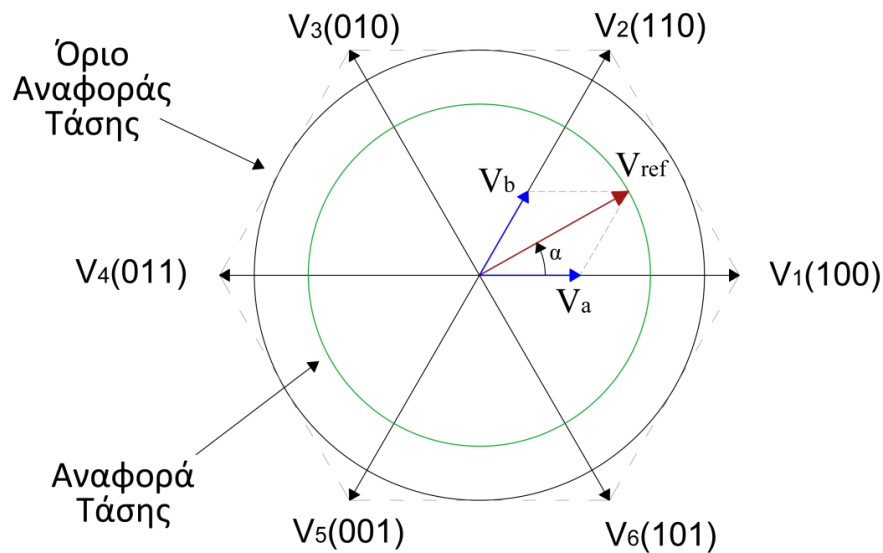
**Πίνακας 2.1**

A/A	Διακόπτες σε κατάσταση αγωγής						Πλάτη τάσεων στα άκρα του φορτίου κάθε φάσεως			Κωδικοποίηση καταστάσεων αντιστροφέα
	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	$Q_4$	$Q_5$	$Q_6$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	
<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	0	0	0	$\bar{V}_0(000)$
<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$\bar{V}_1(100)$
<b>2</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$\bar{V}_2(010)$
<b>3</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$\bar{V}_3(010)$
<b>4</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$\bar{V}_4(011)$
<b>5</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$\bar{V}_5(001)$
<b>6</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$\bar{V}_6(101)$
<b>7</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	0	0	0	$\bar{V}_7(111)$

Πίνακας 2.1 - Επιτρεπτές καταστάσεις αντιστροφέα και αντίστοιχες φασικές τάσεις ως προς τον ουδέτερο

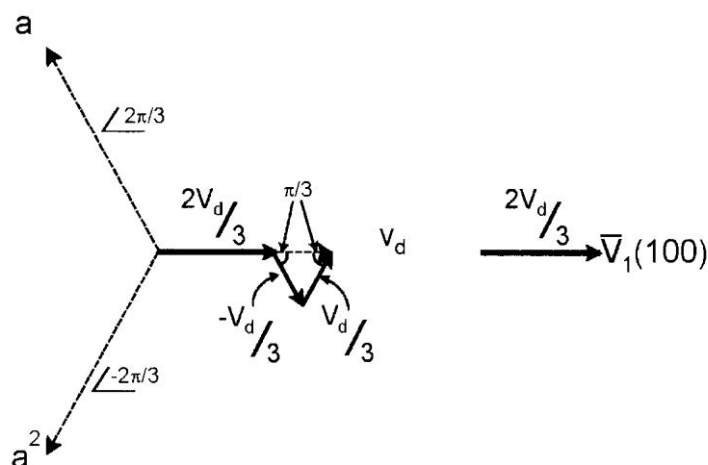
Στον *πίνακα 2.1* διακρίνονται δύο μηδενικές καταστάσεις (μηδενική τάση εξόδου) και 6 καταστάσεις αγωγής. Στις καταστάσεις «0» και «7» οι διακόπτες  $Q_2, Q_4, Q_6$  και  $Q_1, Q_3, Q_5$  αντίστοιχα άγουν ταυτόχρονα με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνονται οι ακροδέκτες του κινητήρα. Αντίθετα στην κατάσταση «1» (και αντίστοιχα στις υπόλοιπες καταστάσεις αγωγής) άγουν οι

διακόπτες  $Q_1, Q_2, Q_6$  και έτσι η φάση  $a$  συνδέεται στο θετικό πόλο ενώ οι  $b, c$  στον αρνητικό πόλο της πηγής συνεχούς ρεύματος. Συνεπώς οι φασικές τάσεις του αντιστροφέα ως προς το φανταστικό σημείο αναφοράς στη μεσαία λήψη της  $dc$  τροφοδοσίας *σχήμα 2.9* είναι  $V_{an} = V_d/2, V_{bn} = -V_d/2$  και  $V_{cn} = -V_d/2$  ενώ οι αντίστοιχες φασικές τάσεις του φορτίου ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο κόμβο του αστερά ( $n$ ) *σχήμα 2.9* προκύπτουν  $V_{an} = 2V_d/3, V_{bn} = -V_d/3$  και  $V_{cn} = -V_d/3$ .



Σχήμα 2.14- Διάγραμμα διανυσμάτων χώρου για τριφασικό αντιστροφέα

Η λειτουργία της τεχνικής βασίζεται στην επιλογή του κατάλληλου συνδυασμού καταστάσεων του αντιστροφέα και την εναλλαγή τους με τρόπο που οδηγεί στην βέλτιστη προσέγγιση του διανύσματος αναφοράς όπως αυτό προκύπτει από τον μετασχηματισμό Clarke της συμμετρικής τριφασικής τροφοδότησης αναφοράς σε πλαίσιο αξόνων  $\alpha, \beta$  και με ανασύνθεση των δύο αυτών κάθετων συνιστωσών. Η διαδικασία παραγωγής του διανύσματος κατάστασης όταν ο αντιστροφέας λειτουργεί στην κατάσταση «1» παρουσιάζεται στο *σχήμα 2.15*, ενώ όμοια διαδικασία ακολουθείται για τις υπόλοιπες καταστάσεις του αντιστροφέα.



Σχήμα 2.15 - Παραγωγή διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα στην κατάσταση λειτουργίας «1» [1]



❖ **Γραμμική περιοχή λειτουργίας του αντιστροφέα ( $0 < \text{modulation index} < 0,907$ )**

Με τον κατάλληλο μετασχηματισμό Clarke το τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων τροφοδοσίας μετατρέπεται σε διφασικό και με την ανασύνθεση των  $\alpha, \beta$  συνιστωσών προκύπτει το διάνυσμα (space vector) της τάσεως αναφοράς  $V_{ref} = \bar{V}^*$  που είναι φορέας της ίδιας ακριβώς πληροφορίας με το τριφασικό σύστημα τάσεων. Στο σχήμα 2.16 φαίνεται το διάνυσμα αναφοράς σε κοινό σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων με τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα. Τα ενεργά διανύσματα κατάστασης (καταστάσεις «1» έως «6») διαιρούν το επίπεδο σε έξι όμοιους κυκλικούς τομείς (sectors). Στο ίδιο σχήμα φαίνονται δύο ομόκεντροι κύκλοι, ο ένας με ακτίνα ίση με το πλάτος του επιθυμητού διανύσματος τάσεως και ο εγγεγραμμένος κύκλος του κανονικού εξαγώνου που αντιστοιχεί στο μέγιστο πλάτος τάσης αναφοράς για το οποίο έχουμε γραμμική λειτουργία του αντιστροφέα.

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

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

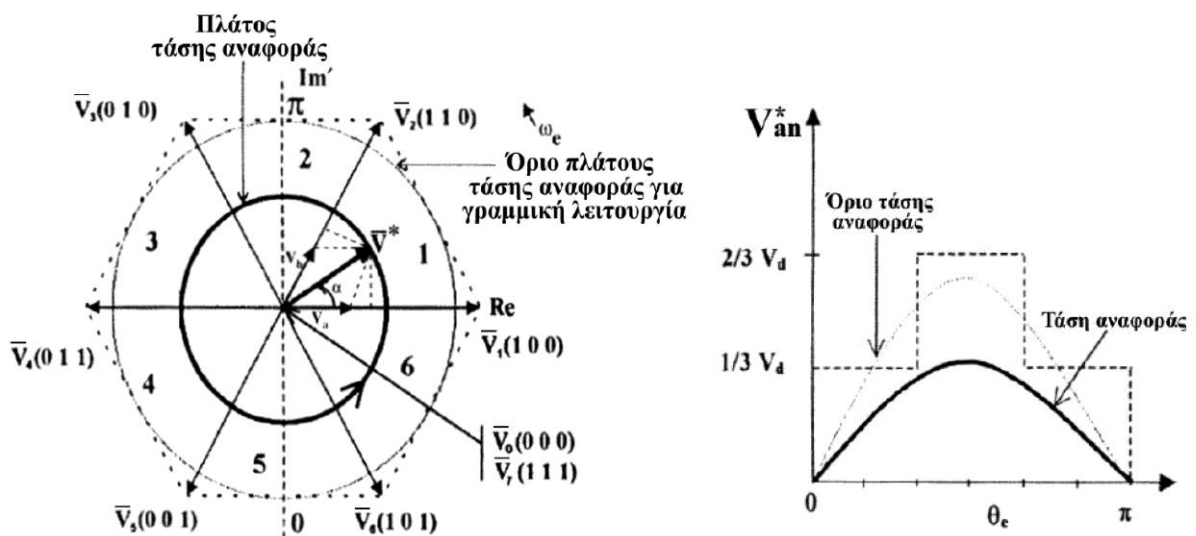
$$V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = V_a \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.31)$$

$$V^* \sin \alpha = V_b \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.32)$$

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (2.33)$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin \alpha \quad (2.34)$$

(οι σχέσεις αυτές προκύπτουν από την ομοιότητα των τριγώνων που σχηματίζονται)



Σχήμα 2.16 – Ανάλυση γραμμικής περιοχής λειτουργία αντιστροφέα [1]



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

$$V^* = V_a + V_b = V_1 \frac{t_a}{T_c} + V_2 \frac{t_b}{T_c} + (V_0 \text{ ή } V_7) \frac{t_0}{T_c} \quad (2.35)$$

ή

$$V^* T_c = V_1 t_a + V_2 t_b + (V_0 \text{ ή } V_7) t_0 \quad (2.36)$$

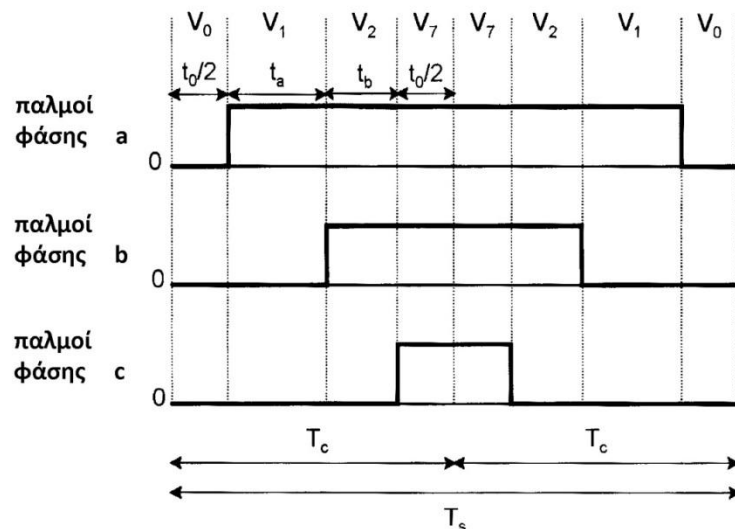
όπου:

$$t_a = \frac{V_a}{V_1} T_c \quad (2.37)$$

$$t_b = \frac{V_b}{V_2} T_c \quad (2.38)$$

$$t_0 = T_c - (t_a + t_b) \quad (2.39)$$

Όπως φαίνεται και στο *σχήμα 2.17* οι χρόνοι των ενεργών καταστάσεων  $t_a$ ,  $t_b$  συνεισφέρουν στην μέση τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, ενώ ο χρόνος  $t_0$  των μηδενικών καταστάσεων χρησιμοποιείται για την συμπλήρωση των χρονικών διαστημάτων ώστε το διάνυσμα τάσης να έχει πλάτος όσο το διάνυσμα αναφοράς.



Σχήμα 2.17 - Παλμοί εξόδου αντιστροφέα για την κατασκευή του διανύσματος της τάσης αναφοράς από τον κατάλληλο συνδυασμό επιτρεπτών καταστάσεων του αντιστροφέα [1]

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

Στην λειτουργία του αντιστροφέα στην γραμμική περιοχή η τάση αναφοράς κινείται εντός του εξαγώνου που φαίνεται στο *σχήμα 2.16*. Ο δείκτης διαμόρφωσης ορίζεται ως:

$$m' = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_{1sw}} \quad (2.40)$$

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

$$V_m^* = \frac{2}{3} V_d \cos \frac{\pi}{6} = 0.577 V_d \quad (2.41)$$

Στο όριο της γραμμικής λειτουργίας ο συντελεστής διαμόρφωσης προκύπτει:

$$m' = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_{1sw}} = \frac{0,577 V_d}{\frac{2}{\pi V_d}} = 0.907 \quad (2.42)$$

με το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσεως εξόδου να είναι το 90.7% του αντίστοιχου για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως ( $0 < m < 0,907$ ).

#### ❖ Περιοχή υπερδιαμόρφωσης αντιστροφέα

Στην περιοχή αυτή ο αντιστροφέας παύει να λειτουργεί κανονικά καθώς το πλάτος του διανύσματος αναφοράς ξεπερνάει το ύψος του κανονικού εξαγώνου που αποτελεί το όριο της γραμμικής λειτουργίας.

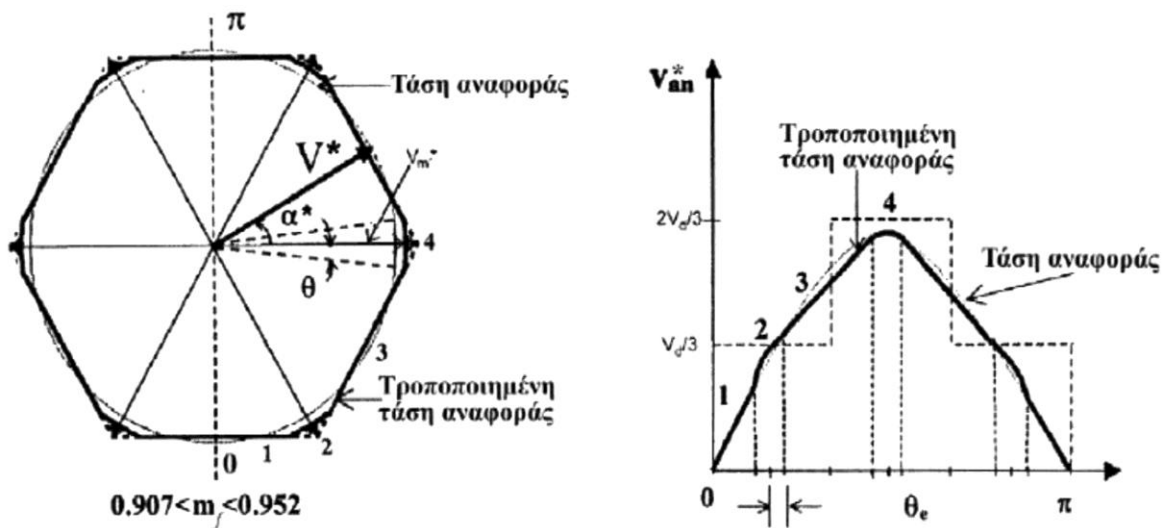
Η λειτουργία της υπερδιαμόρφωσης διακρίνεται σε δύο περιοχές: στην πρώτη περιοχή ( $0.907 < m < 0.952$ ) όπου το  $V^*$  τέμνει το εξαγώνο σε δύο σημεία σε κάθε τομέα υπάρχει πρόβλημα στην παρακολούθηση του διανύσματος αναφοράς από τον αντιστροφέα όταν αυτό ξεπερνά τα όρια του εξαγώνου. Μια τροποποιημένη τροχιά αποτελούμενη από γραμμικά και κυκλικά τμήματα προτείνεται για το διάνυσμα αναφοράς ώστε να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα (*σχήμα 2.18*). Τα κυκλικά τμήματα της τροποποιημένης τροχιάς έχουν πλάτος  $|V_m| > |V^*|$  ώστε να αντισταθμιστούν τα σημεία στα οποία το πλάτος του διανύσματος αναφοράς  $V^*$  ξεπερνά το ύψος του κανονικού εξαγώνου και μοιραία ισχύει  $|V^*| > |V_m|$  ( $m$ =modified). Προφανώς, για την κυκλική τροχιά ισχύουν οι *σχέσεις* (2.37) – (2.39) όπου το  $V^*$  αντικαθίσταται με  $V_m$  ενώ για τα γραμμικά τμήματα της τροποποιημένης τροχιάς (στα όρια του εξαγώνου) τα νεκρά διαστήματα (καταστάσεις «0» και «7» του αντιστροφέα) εξαφανίζονται και τα  $t_a$ ,  $t_b$  υπολογίζονται ως εξής:

$$t_a = T_c \left( \frac{\sqrt{3} \cos a - \sin a}{\sqrt{3} \cos a + \sin a} \right) \quad (2.43)$$

$$t_b = T_c - t_a \quad (2.44)$$

Η προκύπτουσα μέση φασική τάση έχει γραμμικά τμήματα που αντιστοιχούν στα γραμμικά τμήματα της τροποποιημένης τροχιάς και ημιτονοειδή τμήματα που αντιστοιχούν στα κυκλικά της τροποποιημένης τροχιάς (κυματομορφή της φασικής τάσεως στο *σχήμα 2.18*). Η αναλυτική έκφραση της θεμελιώδους τάσεως εξόδου είναι η εξής:

$$V_1 = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{6}-\theta} v_1 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}-\theta}^{\frac{\pi}{6}+\theta} v_2 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}+\theta}^{\frac{\pi}{2}-\theta} v_3 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{\pi}{2}} v_4 \sin \theta_e d\theta_e \right] \quad (2.45)$$

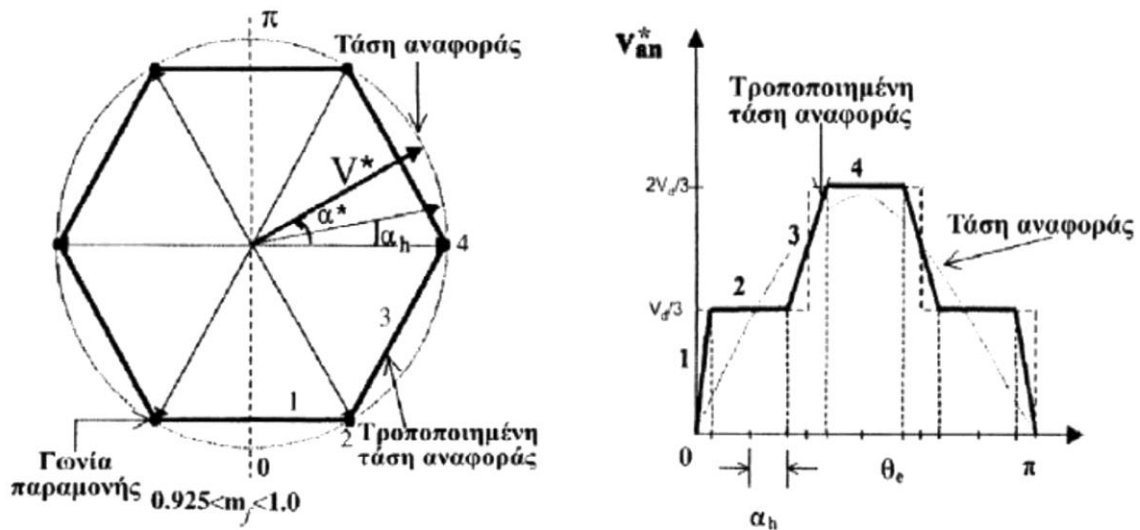


Σχήμα 2.18 – Ανάλυση πρώτης περιοχής υπερδιαμόρφωσης αντιστροφέα [1]

Καθώς το πλάτος του  $V_s^*$  αυξάνεται, αυτός παύει να τέμνει πλέον το εξαγώνο καθώς κινείται σε κυκλική τροχιά μεγαλύτερη ή ίση του περιγεγραμμένου κύκλου του εξαγώνου. Αυτή είναι η δεύτερη περιοχή της υπερδιαμόρφωσης ( $0.925 < m' < 1$ ) που οριακά οδηγεί τον αντιστροφέα σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Και εδώ προτείνεται μια τροποποιημένη τροχιά (*σχήμα 2.19*) που συνίσταται απ τα σημεία των κορυφών του εξαγώνου και τις πλευρές του, με το διάνυσμα αναφοράς μερικώς να συγκρατείται στις κορυφές του εξαγώνου και μερικώς να κινείται στις πλευρές του δίνοντας σταθερά διαστήματα με γραμμική μεταβολή στην φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η τροποποιημένη γωνία ( $\alpha_m$ ) στην δεύτερη περιοχή υπολογίζεται ως εξής:

$$a_m = \begin{cases} 0 & , 0 < \alpha^* < \alpha_h \\ \frac{a^* - a_h}{\frac{\pi}{6} - a_h} \cdot \frac{\pi}{6} & , a_h < \alpha^* < \left(\frac{\pi}{3} - a_h\right) \\ \frac{\pi}{3} & , \left(\frac{\pi}{3} - a_h\right) < \alpha^* < \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.46)$$

Έμφαση δίνεται στις κορυφές του εξαγώνου, που αποκλειστικά χρησιμοποιούνται κατά την λειτουργία τετραγωνικού παλμού, όπου  $a_h = (\pi/3)/2 = \pi/6$  (ακολουθία  $V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow \dots \rightarrow V_6$ ).



Σχήμα 2.19 – Ανάλυση δεύτερης περιοχής υπερδιαμόρφωσης αντιστροφέα [1]

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

#### ❖ Επέκταση της τεχνικής SVM σε πολυεπίπεδους μετατροπείς

Η χρήση της SVM τεχνικής σε πολυεπίπεδους μετατροπείς γίνεται **απευθείας** αφού αρκεί η αποτύπωση των υπολοίπων διακοπτικών καταστάσεων στο πλαίσιο  $ab\gamma$ . Καθώς ο αριθμός των διακοπτικών καταστάσεων είναι αυτή τη φορά μεγαλύτερος είναι απαραίτητα περισσότερα διανύσματα. Για την παραγωγή του διανύσματος αναφοράς χρησιμοποιείται και πάλι γραμμικός συνδυασμός των τριών πλησιέστερων διανυσμάτων. Ωστόσο, πρέπει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση των πολυεπίπεδων μετατροπέων υπάρχουν αρκετά πλεονάζοντα διανύσματα διάφορα του μηδενικού. Αυτό υπονοεί πως υπάρχουν καταστάσεις οι οποίες αναπαρίστανται με το ίδιο

διάνυσμα. Όλα αυτά τα επιπλέον διανύσματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν στη διακοπτική ακολουθία χωρίς παραμόρφωση της πολικής τάσης κι έτσι στο πλαίσιο αυτό, να χρησιμοποιηθούν για να βελτιώσουν ορισμένα χαρακτηριστικά του μετατροπέα όπως π.χ. να εξομαλυνθεί η τάση DC, να μειωθούν οι διακοπτικές απώλειες και να ισοκατανεμηθούν στα διάφορα τμήματα του μετατροπέα.

### 2.2.2.3 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ ΣΥΝΙΣΤΩΣΩΝ

#### ❖ Τεχνική επιλεκτικής απαλοιφής αρμονικών συνιστωσών (Selective harmonic elimination, SHE)

Η τεχνική SHE ενδείκνυται για εφαρμογές **μεγάλης ισχύος** όπου η διακοπτική συχνότητα περιορίζεται από τις διακοπτικές απώλειες. Χρησιμοποιείται για την επίτευξη πολύ χαμηλής διακοπτικής συχνότητας χωρίς την παρουσία αρμονικών χαμηλής τάξης. Στην κλασική της μορφή βασίζεται στον υπολογισμό ενός περιορισμένου αριθμού γωνιών έναυσης της τάσης εξόδου ώστε να επιτευχθεί εξουδετέρωση ενός δεδομένου αριθμού αρμονικών χρησιμοποιώντας την ανάλυση Fourier . Οι εκφράσεις οι οποίες προκύπτουν είναι **μη-γραμμικές** και δύσκολο να επιλυθούν σε πραγματικό χρόνο. Για το λόγο αυτό οι γωνίες έναυσης υπολογίζονται σε μη-πραγματικό χρόνο χρησιμοποιώντας κατάλληλους αλγόριθμους αναζήτησης. Τα αποτελέσματα αποθηκεύονται σε **πίνακες αναφοράς** και χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία του διακοπτικού πρότυπου.

Καθώς οι τεχνικές SHE βασίζονται στο μετασχηματισμό Fourier σε μια περίοδο της τάσης, δύσκολα εφαρμόζονται σε ταχέως μεταβαλλόμενα δυναμικά συστήματα κλειστού βρόχου. Στη βιβλιογραφία [18] προτείνονται διάφορες προσεγγίσεις για τον υπολογισμό των γωνιών έναυσης σε πραγματικό χρόνο.

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

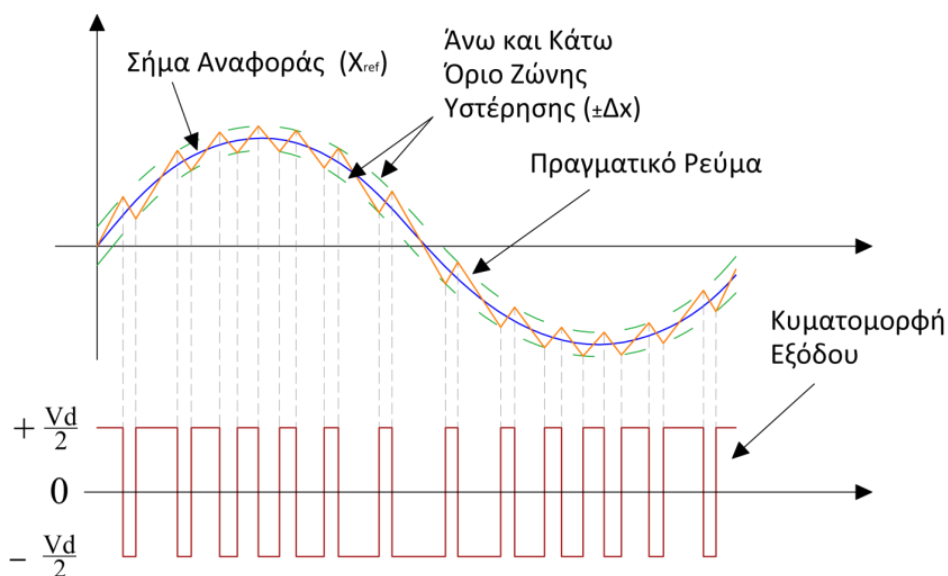
Οι σύγχρονοι κώδικες των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας συνήθως ορίζουν τα μέγιστα **όρια αρμονικής παραμόρφωσης** για κάθε αρμονική έως και 50ης τάξης καθώς και ένα ανώτατο όριο συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης (total harmonic distortion, THD). Έτσι, η απαλοιφή των χαμηλής τάξης αρμονικών μέσω των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

#### 2.2.2.4 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (VARIABLE FREQUENCY MODULATION TECHNIQUES)

Οι τεχνικές σταθερής διακοπτικής συχνότητας οι οποίες αναφέρθηκαν παραπάνω, υπερτερούν έναντι των τεχνικών μεταβλητής συχνότητας σε ό, τι αφορά το **αρμονικό φάσμα**. Ενώ στις τεχνικές σταθερής διακοπτικής συχνότητας οι ανώτερες αρμονικές εντοπίζονται σε πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας, στις τεχνικές διαμόρφωσης μεταβλητής συχνότητας το αρμονικό φάσμα είναι ευρύ και διεσπαρμένο. Παρ' όλα αυτά, υπό συγκεκριμένες συνθήκες οι τελευταίες μπορούν να δώσουν ικανοποιητικά αποτελέσματα σε περίπτωση που διατηρηθούν σε απλή μορφή. Σημειώνεται πως οι τεχνικές αυτές δεν αποτελούν ουσιαστικά τεχνικές διαμόρφωσης αφού δε **συνθέτουν ένα σήμα αναφοράς** παρά υπακούουν σε συγκεκριμένους κανόνες ελέγχου και συνθηκών με αποτέλεσμα οι κυματομορφές εξόδου να μεταβάλλονται με τις συνθήκες λειτουργίας.

##### ❖ Έλεγχος υστέρησης

Απαντάται στη βιβλιογραφία και ως έλεγχος bang-bang ή on-off αφού ο καθορισμός του ποιοι διακόπτες άγουν γίνεται με κριτήριο το αποτέλεσμα της σύγκρισης μεταξύ μιας μετρούμενης μεταβλητής ελέγχου  $x_m$  (συνήθως ένα ρεύμα) και μιας κυματομορφής αναφοράς,  $x_{ref}$ , με μία ζώνη υστέρησης  $\pm \Delta x$ . Ο στόχος του ελέγχου είναι να διατηρήσει τη μεταβλητή ελέγχου εντός της **ζώνης υστέρησης**, πράγμα που οδηγεί σε μια μη περιοδική διακοπτική λειτουργία των στοιχείων ισχύος του μετατροπέα. Η κυμάτωση της μεταβλητής ελέγχου καθορίζεται απευθείας από της ζώνη υστέρησης έως του σημείου όπου η ζώνη είναι μικρότερη της δυναμικής απόκρισης του φορτίου. Για το σχεδιασμό ενός ελεγκτή υστέρησης, η επίδραση της διακοπτικής λειτουργίας του μετατροπέα στη μεταβλητή ελέγχου θα πρέπει να είναι γνωστή. Κατά αυτό τον τρόπο η σχεδίαση του ελεγκτή είναι μια απλή διαδικασία εις βάρος όμως ενός **διεσπαρμένου αρμονικού περιεχομένου**.



Σχήμα 2.20 – Λειτουργία διαμορφωτή ελέγχου υστέρησης

### ❖ Έλεγχος πλησιέστερου επιπέδου (nearest level control)

Ο συγκεκριμένος έλεγχος καθορίζει τη διακοπτική κατάσταση του μετατροπέα ως αποτέλεσμα της σύγκρισης μιας τάσης αναφοράς με τις πιθανές τάσεις που δύνανται να παραχθούν από την εκάστοτε τοπολογία μετατροπέα. Εν τέλει εφαρμόζεται η κατάσταση η οποία προσεγγίζει περισσότερο το επιθυμητό επίπεδο τάσης κι έτσι, καθώς μόνο μία διακοπτική κατάσταση χρησιμοποιείται για κάθε περίοδο δειγματοληψίας **οι διακοπτικές απώλειες είναι μειωμένες** σε σύγκριση με τις συμβατικές PWM και SVM τεχνικές. Φυσικά το κόστος σε αυτό είναι η **παραμορφωμένη τάση εξόδου**. Ο έλεγχος πλησιέστερου επιπέδου μπορεί να εφαρμοστεί με υψηλές επιδόσεις σε μετατροπείς όπου η διαφορά μεταξύ δύο διαδοχικών επιπέδων τάσης είναι μικρή, όπως για παράδειγμα σε **πολυεπίπεδους μετατροπείς** (π.χ. σε CHB μετατροπείς με πάνω από τέσσερα κελιά αν φάση).

### ❖ Έλεγχος διανύσματος χώρου

Ο έλεγχος διανύσματος χώρου εφαρμόζεται στην ίδια λογική με την τεχνική διαμόρφωσης διανύσματος χώρου. Αντί για τη δημιουργία μιας διακοπτικής ακολουθίας με βάση τα πλησιέστερα διανύσματα στο διάνυσμα αναφοράς χρησιμοποιείται μόνο το πλησιέστερο. Όπως και στην περίπτωση του ελέγχου πλησιέστερου επιπέδου οι διακοπτικές απώλειες είναι μειωμένες σε κόστος παραμορφωμένης τάσης και ρεύματος εξόδου. Είναι εύλογο ότι η συγκεκριμένη τεχνική θα πρέπει να χρησιμοποιείται μόνο σε περιπτώσεις όπου η απόσταση του διανύσματος αναφοράς με το πλησιέστερο διάνυσμα είναι μικρή. Έτσι όπως και στην προηγούμενη περίπτωση ενδείκνυται για εφαρμογές **πολυεπίπεδων μετατροπέων**.

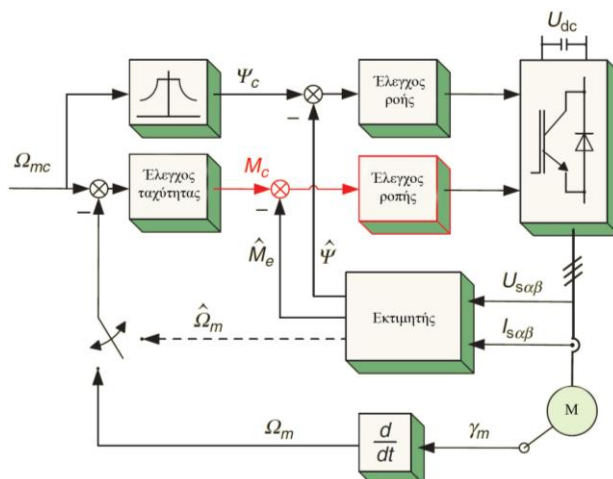
### ❖ Προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε μοντέλο (Model predictive control, MPC)

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



## 2.3 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Το γενικό διάγραμμα ροής ελέγχου ταχύτητας κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος υψηλών επιδόσεων φαίνεται στο *σχήμα 2.21*. Την καρδιά του συστήματος αποτελούν εσωτερικοί βρόχοι ελέγχου του πεδίου (flux control) και της ροπής (torque control, TC) με έναν εκτιμητή, ο οποίος μπορεί να υλοποιηθεί με διαφορετικούς τρόπους, ενώ ο εξωτερικός βρόχος ελέγχου ταχύτητας παραμένει συνήθως ο ίδιος δίνοντας εντολές ροπής και πεδίου μέσω κατάλληλων ελεγκτών. Το σήμα ανάδρασης της ταχύτητας μπορεί να μετρηθεί από αισθητήρα μηχανικής κίνησης ή να εκτιμηθεί παρέχοντας έτσι τη δυνατότητα έλεγχο χωρίς αισθητήρα (sensorless control).



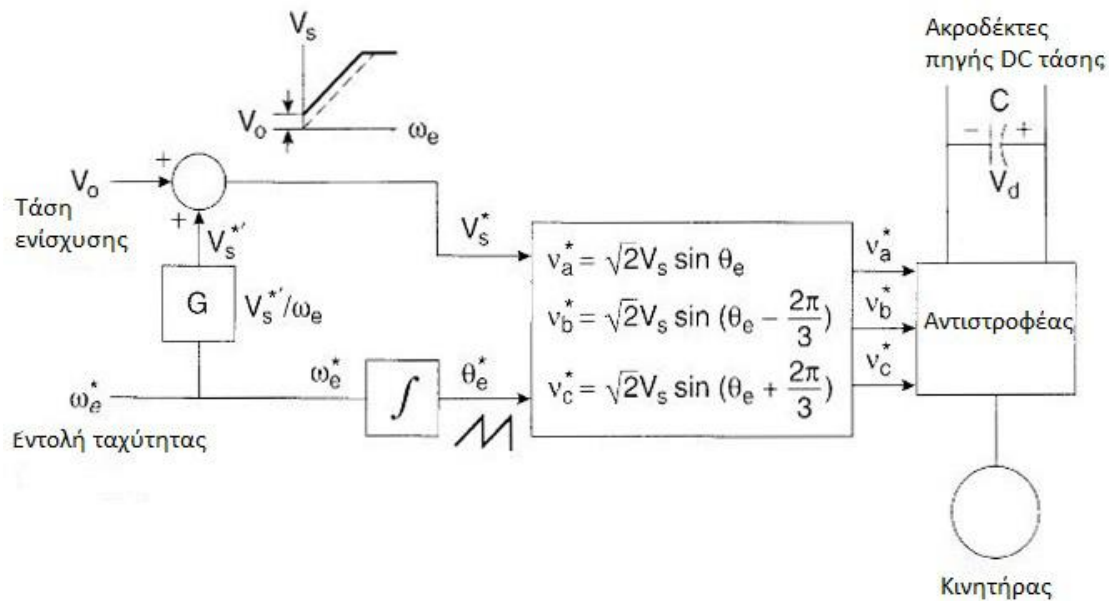
Σχήμα 2.21 - Δομικό διάγραμμα ελέγχου ροής κινητήρα με εσωτερικούς βρόχους ελέγχου ροής και ροπής

### 2.3.1 ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ V/F ΑΝΟΙΚΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ (OPEN LOOP V/F SCALAR CONTROL)

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

Το *σχήμα 2.22* δείχνει το μπλοκ διάγραμμα της μεθοδολογίας ελέγχου ταχύτητας V/f, η οποία αποτελεί χαρακτηριστικό παράδειγμα ανεξάρτητου ελέγχου συχνότητας (λειτουργία ανοικτού βρόχου).





Σχήμα 2.22 – Έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου με τριφασικό αντιστροφεία πηγής τάσης [1]

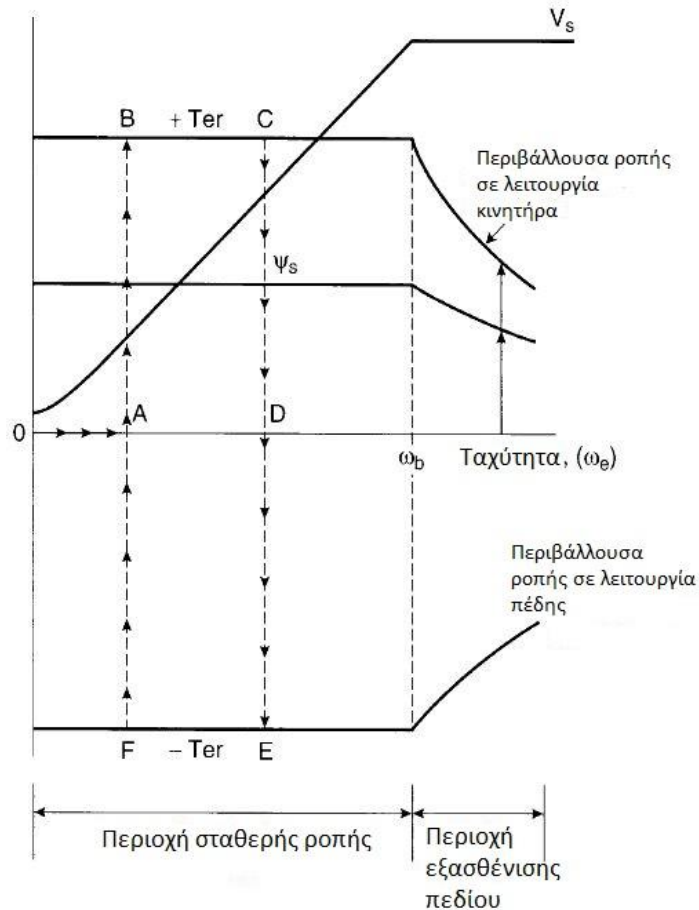
Ο βαθμωτός έλεγχος βασίζεται στην απαίτηση να διατηρείται σταθερή η ροή του στάτη ( $\psi_s$ ) για να επιτυγχάνεται η μέγιστη ηλεκτρομαγνητική ροπή. Για να συμβεί αυτό ο λόγος της τάσης προς την συχνότητα του κινητήρα ( $V/f = \text{σταθ.}$ ) πρέπει να παραμένει μόνιμα σταθερός. Έτσι, η εντολή του πλάτους της φασικής τάσης  $V_s^*$  παράγεται από την εντολή ελέγχου συχνότητας (ταχύτητας) μέσω του παράγοντα κέρδους  $G$ . Στις **χαμηλές ταχύτητες** η πτώση τάσης στο τύλιγμα του στάτη είναι αρκετά σημαντική με αποτέλεσμα να μειώνεται ιδιαίτερα η παραγόμενη ροή. Για την αποφυγή του φαινομένου αυτού και τη διατήρηση της ροής σε τιμές κοντά στην ονομαστική της σε πολύ χαμηλές στροφές, προστίθεται μία **τάση ενίσχυσης  $V_o$**  (boost voltage) στην εντολή πλάτους της φασικής τάσης αναφοράς. Η επίδραση της τάσης ενίσχυσης γίνεται αμελητέα στις υψηλότερες συχνότητες. Τέλος, το σήμα  $\omega_e^*$  ολοκληρώνεται παράγοντας το σήμα γωνίας  $\theta_e^*$  και οι αντίστοιχες ημιτονοειδείς φασικές τάσεις αναφοράς  $v_a^*$ ,  $v_b^*$ ,  $v_c^*$  παράγονται από τις σχέσεις που φαίνονται στο **σχήμα 2.22**. Σημειώνεται ότι ο PWM ελεγκτής είναι ενσωματωμένος στο μπλοκ του αντιστροφεία.

Στο **σχήμα 2.23** απεικονίζονται οι **περιοχές λειτουργίας** του συστήματος οδήγησης τόσο για την περίπτωση που η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας όσο και για την περίπτωση που αυτή λειτουργεί ως πέδη. Θεωρώντας ότι αρχικά η ροπή φορτίου  $T_L$  στον άξονα της μηχανής είναι μηδενική, σύμφωνα με αυτό, η μηχανή μπορεί εύκολα να ξεκινήσει από την ακινησία στο σημείο  $O$  και να φτάσει στο σημείο  $A$  αυξάνοντας με αργό ρυθμό τη συχνότητα. Σε αυτό το σημείο, η ροπή φορτίου  $T_L$  αυξάνεται σταδιακά. Στην μόνιμη κατάσταση, όπου  $T_e = T_L$ , το σημείο λειτουργίας θα μετακινηθεί κατακόρυφα κατά μήκος της  $AB$  στο πρώτο τεταρτημόριο. Η έκφραση για τη **ροπή** είναι :

$$T_e = 3 \left( \frac{P}{2} \right) \frac{\psi_s \psi_f}{L_s} \sin \delta = 3 \left( \frac{P}{2} \right) \psi_s I_s \cos \varphi \quad (2.47)$$

όπου  $\delta$  είναι η γωνία ροπής και  $I_T = I_s \cos \varphi$  είναι η συμφασική συνιστώσα του ρεύματος στάτη. Έτσι, για σταθερή ροή στάτη  $\psi_s$ , η γωνία  $\delta$  και το ρεύμα στάτη  $I_s$  θα αυξηθούν σταδιακά μέχρι να

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



Σχήμα 2.23 – Χαρακτηριστικά λειτουργίας βαθμωτού ελέγχου V/f [1]

Στην ονομαστική ταχύτητα ( $\omega_b$ ), η τάση  $V_s$  θα φτάσει σε κορεσμό. Πέρα από αυτό το σημείο, η μηχανή εισέρχεται στην **περιοχή εξασθένισης πεδίου**. Έτσι, μειώνεται η μέγιστη διαθέσιμη ροπή εξαιτίας της μειωμένης ροής στάτη  $\psi_s$ , όπως φαίνεται στο *σχήμα 2.23*. Οποιαδήποτε απότομη αλλαγή στο σήμα  $\omega_e^*$  μπορεί να οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια λόγω απώλειας συγχρονισμού. Για λειτουργία μεταβλητών στροφών, η ταχύτητα του κινητήρα θα πρέπει να ακολουθεί την εντολή συχνότητας χωρίς να χάνεται ο συγχρονισμός. Ο **ρυθμός μεταβολής** του σήματος  $\omega_e^*$  ή η μέγιστη ικανότητα επιτάχυνσης/επιβράδυνσης υπαγορεύονται από την ακόλουθη σχέση:

$$J \left( \frac{2}{P} \right) \frac{d\omega_e}{dt} = T_e - T_L \quad (2.48)$$

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

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

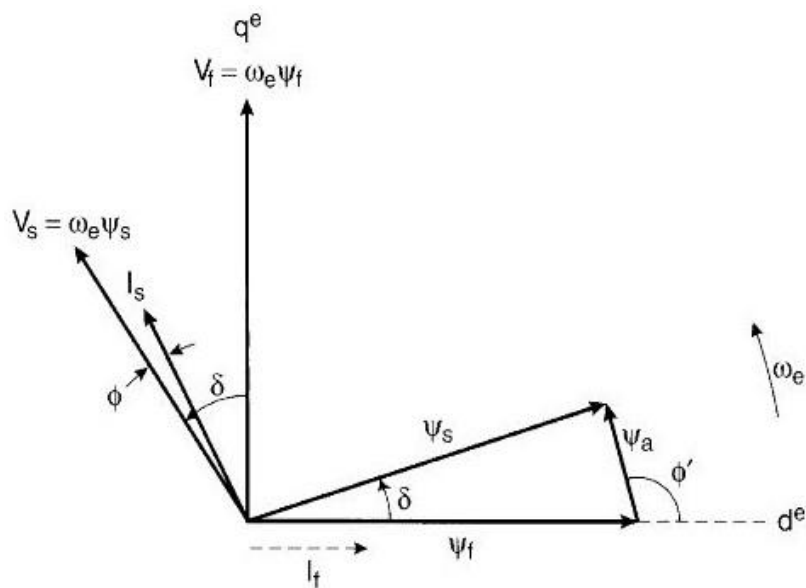
$$\frac{d\omega_e^*}{dt} = +\frac{1}{J} \left( \frac{P}{2} \right) (T_{er} - T_L) \quad (2.49)$$

$$\frac{d\omega_e^*}{dt} = -\frac{1}{J} \left( \frac{P}{2} \right) (T_{er} + T_L) \quad (2.50)$$

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

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

Στο *σχήμα 2.24* δίνεται το αντίστοιχο **διανυσματικό διάγραμμα**. Στο διάγραμμα αυτό η αντίσταση του στάτη  $R_s$  αμελείται, η ροή του πεδίου διέγερσης του δρομέα  $\psi_f$  επιλέγεται ως διάνυσμα αναφοράς και το ρεύμα του στάτη  $I_s$  έπεται της τάσης που επιβάλλεται στα άκρα του τυλίγματος. Επίσης, σχεδιάζεται και το ισοδύναμο σταθερό ρεύμα διέγερσης  $I_f$  για μια μηχανή μονίμων μαγνητών.



Σχήμα 2.24 – Διανυσματικό διάγραμμα σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών (λειτουργία κινητήρα μόνο) [1]

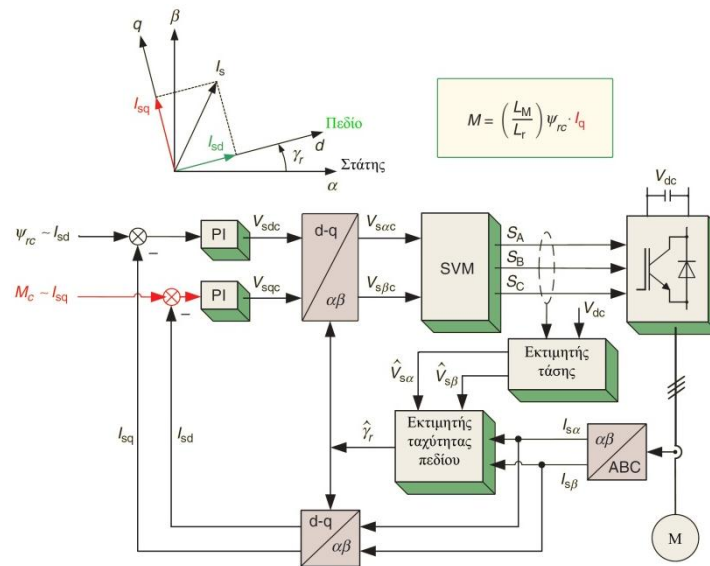
### 2.3.2 ΓΡΑΜΜΙΚΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ

Τα τελευταία 40 χρόνια έχουν αναπτυχθεί διάφορες μέθοδοι ελέγχου ροπής κλειστού βρόχου. Ωστόσο, δεν έχουν τύχει όλες της ίδιας αποδοχής σε ό, τι αφορά βιομηχανικές εφαρμογές. Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν μόνο οι πιο δημοφιλείς εμπορικά στρατηγικές καθώς και ορισμένες από τις πιο πρόσφατες και πολλά υποσχόμενες. Οι στρατηγικές ελέγχου μπορούν να ταξινομηθούν με διάφορους τρόπους. Στην παρούσα ανάλυση χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: Σε γραμμικούς και μη-γραμμικούς ελεγκτές.

Οι **γραμμικοί** ελεγκτές ροπής λειτουργούν σε συνδυασμό με τεχνικές διαμόρφωσης PWM. Αρχικά υπολογίζουν το μέσο απαιτούμενο διάνυσμα τάσης σε μία περίοδο. Το διάνυσμα συντίθεται από μία PWM τεχνική η οποία τις περισσότερες φορές είναι η SVM. Έτσι σε αντίθεση με τις μη-γραμμικές στρατηγικές ελέγχου, στην περίπτωση των γραμμικών TC τεχνικών, οι γραμμικοί (proportional integral, PI) ελεγκτές λειτουργούν σε τιμές υπολογισμένες κατά μέσο όρο σε μία περίοδο δειγματοληψίας. Έτσι η συχνότητα δειγματοληψίας είναι μειωμένη από περίπου 40kHz στην περίπτωση των μη-γραμμικών TC, σε 2-5kHz στους γραμμικούς. Ακολουθούν συνοπτικές παρουσιάσεις γραμμικών ελεγκτών: έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (field-oriented control, FOC), άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωσης τάσης (direct TC with voltage SVM, DTC-SVM), άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωσης πεδίου (DTC with flux SVM, DTC-FVM).

#### 2.3.2.1 ΈΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ (FIELD-ORIENTED CONTROL, FOC)

Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου προτάθηκε τη δεκαετία το '70 από τους Hasse και Blaschke και βασίζεται στην **αναλογία** του κινητήρα εναλλασσομένου ρεύματος με τον **κινητήρα DC** όπου η μετάβαση (commutation) του ρεύματος γίνεται με μηχανικό τρόπο. Στον κινητήρα DC το πεδίο ελέγχεται χωριστά από το ρεύμα διέγερσης και η ροπή από το ρεύμα τυμπάνου. Έτσι τα δύο ρεύματα είναι ηλεκτρικά και μαγνητικά αποζευγμένα. Αντίθετα στους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος το ρεύμα του στάτη δύναται να επηρεάσει τόσο το πεδίο όσο και τη αναπτυσσόμενη ροπή. Η **απόζευξη** των δύο μπορεί να γίνει μέσω της ανάλυσης του στιγμιαίου διανύσματος του ρεύματος,  $I_s$ , σε δύο συνιστώσες: αυτή του ρεύματος πεδίου,  $I_{sd}$ , και αυτή του ρεύματος που σχετίζεται με τη ροπή,  $I_{sq}$ , σε κατάλληλες **d-q συντεταγμένες** προσανατολισμένες στο πεδίο του δρομέα όπως φαίνεται στο *σχήμα 2.25*. Κατ' αυτόν τον τρόπο ο έλεγχος της μηχανής γίνεται όμοιος με μιας ισοδύναμης μηχανής DC ξένης διέγερσης και δύναται να υλοποιηθεί με έλεγχο ρεύματος με γραμμικούς PI ελεγκτές σε PWM αντιστροφέα με τεχνική διαμόρφωσης SVM (βλ. *σχήμα 2.25*). Η **καρδιά** του συγκεκριμένου **ελέγχου** είναι τα δομικά στοιχεία του μετασχηματισμού των συντεταγμένων τα οποία καθιστούν δυνατό τον υπολογισμό των ρευμάτων  $I_{sd}$  και  $I_{sq}$  χρησιμοποιώντας  $\alpha\beta/dq$  μετασχηματισμό και τα διανύσματα τάσης αναφοράς  $V_{sac}$  και  $V_{sabc}$  με ανάστροφο μετασχηματισμό  $dq/\alpha\beta$ . Έτσι στο συγκεκριμένο έλεγχο η ροπή και το πεδίο ελέγχονται έμμεσα από διανύσματα ρεύματος προσανατολισμένα στο πεδίο του δρομέα.



Σχήμα 2.25 - Διανυσματικό και δομικό διάγραμμα ελέγχου ροής FOC

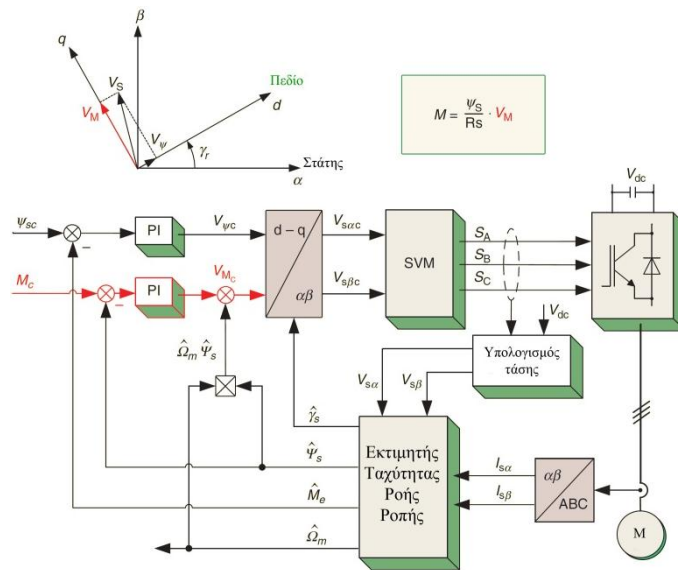
### 2.3.2.2 ΆΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΜΕ SVM ΤΕΧΝΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

Ο άμεσος έλεγχος ροπής μπορεί να θεωρηθεί και ως μια απλοποιημένη έκδοση του ελέγχου FOC προσανατολισμένη στο πεδίο του στάτη και χωρίς βρόχους ελέγχου του ρεύματος. Η λειτουργία του βασίζεται στην εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα. Σύμφωνα με αυτήν, η ροπή που παράγεται είναι ανάλογη του μέτρου της ροής των μονίμων μαγνητών, του μέτρου τη ροής του στάτη, και της μεταξύ τους γωνίας. Συνεπώς, διατηρώντας το μέτρο της ροής του στάτη σταθερό, η ροπή ελέγχεται άμεσα μέσω της μεταβολής της γωνίας των δύο πεδίων. Αγνοώντας την μεταβολή της αντίστασης του στάτη, η μεταβολή της ροής του είναι ανάλογη της τάσης που εφαρμόζεται σε αυτόν. Έτσι, η ροπή μπορεί να ελεγχθεί μεταβάλλοντας πολύ γρήγορα την διεύθυνση της ροής μέσω του ελέγχου της τάσης που επιβάλλεται στον κινητήρα.

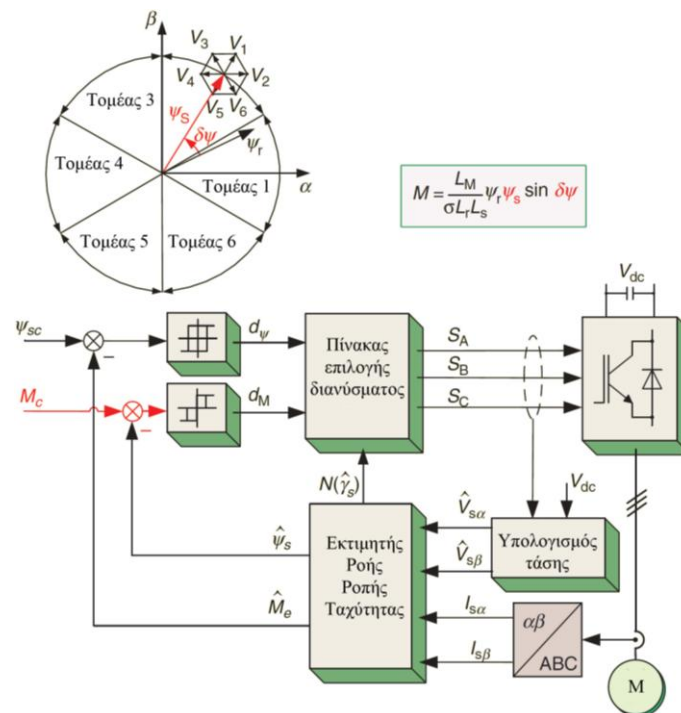
Ένα δομικό διάγραμμα του ελέγχου DTC-SVM με κλειστό βρόχο ελέγχου ροπής και πεδίου ο οποίος λειτουργεί σε Καρτεσιανές συντεταγμένες προσανατολισμένες στο πεδίο του, φαίνεται στο σχήμα 2.26. Η έξοδος των αντίστοιχων ελεγκτών PI μεταφράζεται ως το σήμα αναφοράς των συνιστωσών τάσης του στάτη  $V_{\psi_c}$  και  $V_{M_c}$  προσανατολισμένες στο πεδίο του στάτη ( $dq$ ). Αυτές οι εντολές DC μετασχηματίζονται στη συνέχεια σε στατικές συντεταγμένες ( $\alpha\beta$ ) και οι τιμές των εντολών  $V_{sac}$  και  $V_{sbc}$  αποδίδονται στο δομικό στοιχείο SVM. Σημειώνεται ότι ο συγκεκριμένος έλεγχος μπορεί να θεωρηθεί και ως μια κλασική μέθοδος DTC με διακοπτικό πίνακα (switching table, η μέθοδος ST-DTC, αναλύεται παρακάτω βλ. σχήμα 2.27) όπου ο πίνακας έχει αντικατασταθεί από ένα διαμορφωτή SVM και οι ελεγκτές υστέρησης ροπής και πεδίου έχουν αντικατασταθεί από PI ελεγκτές. Στη μέθοδο DTC-SVM η ροπή και το πεδίο ελέγχονται απευθείας μέσω κλειστών βρόχων κι έτσι μία ακριβής εκτίμηση της ροπής και του πεδίου του κινητήρα είναι απαραίτητη.

Ο συγκεκριμένος έλεγχος, σε αντίθεση με τον έλεγχο DTC με υστέρηση, λειτουργεί με σταθερή διακοπτική συχνότητα. Η τελευταία ιδιότητα βελτιώνει τις επιδόσεις του συστήματος οδήγησης

μειώνοντας τις ταλαντώσεις ροπή και πεδίου, προσφέροντας αξιόπιστη εκκίνηση και λειτουργία σε χαμηλές στροφές.



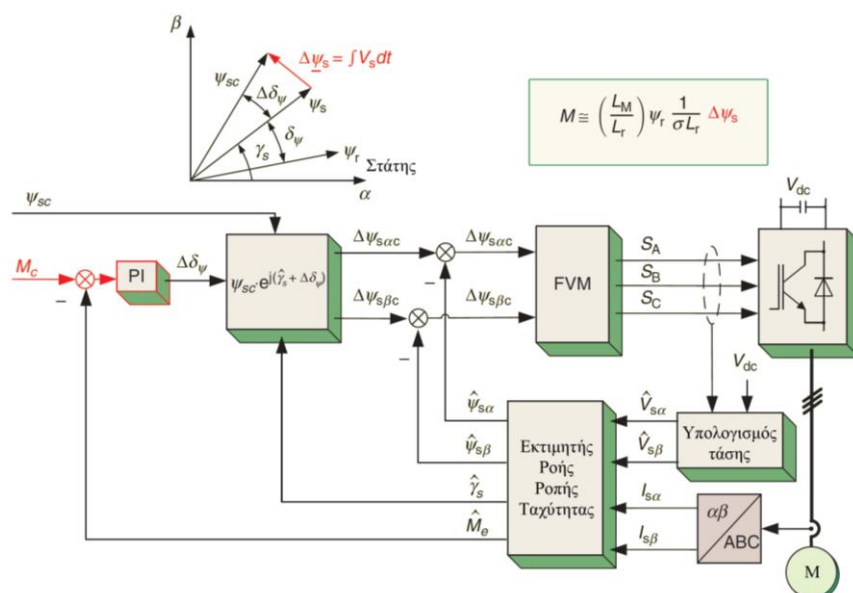
Σχήμα 2.26 - Διανυσματικό και δομικό διάγραμμα ελέγχου DTC-SVM



Σχήμα 2.27 - Διανυσματικό και δομικό διάγραμμα ελέγχου ST-DTC

### 2.3.2.3 ΆΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΜΕ SVM ΤΕΧΝΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΕΔΙΟΥ

Περαιτέρω απλοποίηση δύναται να επιτευχθεί σε μια εκδοχή ελέγχου DTC μέσω διαμόρφωσης του διανύσματος της ροής (flux vector modulation, FVM), όπως φαίνεται στο *σχήμα 2.28*. Για τη ρύθμιση της ροπής χρησιμοποιείται κατάλληλος PI ελεγκτής του οποίου η έξοδος παράγει μια αύξηση της γωνίας ροπής  $\Delta\delta_\psi$  (βλ. διανυσματικό διάγραμμα *σχήμα 2.28*). Θεωρώντας ότι τα πλάτη της ροής του δρομέα είναι σχεδόν ίδια η ροπή δύναται να ελεγχθεί αλλάζοντας τη γωνία ροπής  $\delta_\psi$ , η οποία αντιστοιχεί σε αύξηση του διανύσματος της ροής του στάτη,  $\Delta\Psi_s$ . Η εντολή του διανύσματος της ροής του στάτη υπολογίζεται με πρόσθεση της εκτιμώμενης θέσης του πεδίου  $\gamma_s$  και αλλαγής της γωνίας ροπής  $\Delta\delta_\psi$ . Η τιμή της συγκρίνεται με την εκτιμώμενη ροή και το σφάλμα  $\Delta\Psi_s$  χρησιμοποιείται απευθείας για τον υπολογισμό των διακοπτικών καταστάσεων του μετατροπέα πηγής τάσης στο δομικό στοιχείο FVM. Χάρης στον εσωτερικό βρόχο ροής του στάτη ο οποίος χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του  $\Delta\Psi_s$ , ο αντίστοιχος PI ελεγκτής του *σχήματος 2.26* απαλείφεται.



Σχήμα 2.28 - Διανυσματικό και δομικό διάγραμμα ελέγχου DTC-FVM

### 2.3.3 ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ

Οι μη-γραμμικοί ελεγκτές οι οποίοι παρουσιάζονται στην παρούσα ενότητα ξεφεύγουν από την ιδέα του μετασχηματισμού συντεταγμένων και την αναλογία με τους κινητήρες DC η οποία είναι η βάση των μεθόδων FOC. Αντίθετα, υιοθετούν τον έλεγχο τύπου bang-bang ο οποίος ταιριάζει στη διακοπτική λειτουργία των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Συγκριτικά με τους ελέγχους FOC οι μη-γραμμικοί έλεγχοι DTC παρουσιάζουν τα εξής χαρακτηριστικά:

- απλή δομή
- απουσία βρόχων ελέγχου ρεύματος και έμμεσος έλεγχος του τελευταίου
- δεν απαιτείται μετασχηματισμός συντεταγμένων
- δεν απαιτείται ξεχωριστή τεχνική PWM για την τάση εξόδου



- δεν απαιτείται αισθητήρας ταχύτητας
- απαιτείται λεπτομερής εκτίμηση της ροής του στάτη και της ροπής

Η παρούσα ενότητα περιλαμβάνει τον έλεγχο DTC με χρήση διακοπτικού πίνακα (switching table DTC, ST-DTC), τον άμεσο αυτο-έλεγχο (direct self control, DSC) και τον προβλεπτικό έλεγχο DTC με βελτιστοποίηση σε πραγματικό χρόνο (online-optimized model-predictive DTC). Τέλος γίνεται μια συνοπτική παρουσίαση των ελεγκτών νευρωνικών δικτύων (neural networks, NNs) και ασαφούς λογικής (fuzzy logic controllers, FLCs) αφού ανήκουν στην κατηγορία των μη-γραμμικών ελεγκτών.

### 2.3.3.1 ΆΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΠΙΝΑΚΑ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΟΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ (SWITCHING TABLE DIRECT TORQUE CONTROL, ST-DTC)

Το δομικό διάγραμμα του ελέγχου ST-DTC φαίνεται στο *σχήμα 2.27*. Το πλάτος της ροής του στάτη,  $\psi_{sc}$  και της ροπής του κινητήρα  $M_c$  είναι οι εντολές οι οποίες συγκρίνονται με τις εκτιμώμενες τιμές  $\widehat{\Psi}_s$  και  $\widehat{M}_e$  αντίστοιχα. Τα ψηφιοποιημένα σήματα σφάλματος που προκύπτουν από τους ελεγκτές υστέρησης  $d_\psi$  και  $d_m$ , καθώς και ο τομέας θέσης  $N(\gamma_s)$  του διανύσματος ροής του στάτη που προκύπτει από τη γωνιακή θέση  $\gamma_s = \arctg(\psi_{sb}/\psi_{sa})$  χρησιμοποιούνται για την επιλογή του κατάλληλου διανύσματος τάσης από τον πίνακα επιλογής διανύσματος. Ο τελευταίος ελέγχει τους παλμούς έναυσης,  $S_A$ ,  $S_B$  και  $S_C$  των διακοπών ισχύος. Χαρακτηριστικά του ελέγχου ST-DTC αποτελούν:

- ημιτονοειδείς κυματομορφές ροής και ρεύματος στο στάτη με το αρμονικό περιεχόμενο να καθορίζεται από την ανοχή της αντίστοιχης ζώνης υστέρησης
- Εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά της ροπής (εξαρτώμενη από το διαθέσιμο επίπεδο τάσης)
- Οι ζώνες υστέρησης της ροής και της ροπής καθορίζουν τη διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα η οποία μεταβάλλεται με της σύγχρονη ταχύτητα και τις μεταβολές του φορτίου.

Τις τελευταίες δεκαετίες έχουν προταθεί διάφορες τροποποιήσεις της μεθόδου ST-DTC με στόχο τη βελτίωση της εκκίνησης του κινητήρα, τη λειτουργία σε υπερφόρτιση, τη λειτουργία σε χαμηλές στροφές, τη μείωση των ταλαντώσεων ροπή, του ακουστικού θορύβου κ.λ.π.

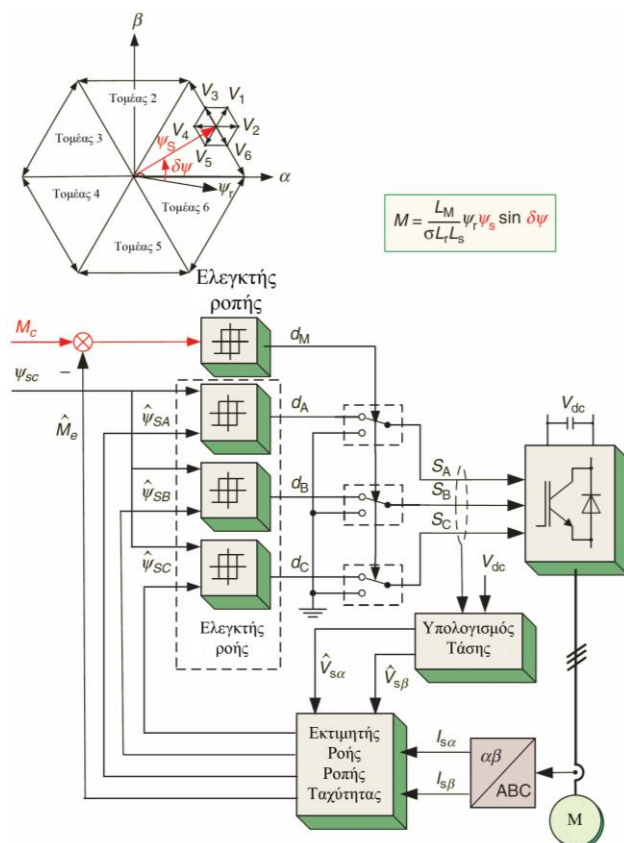
### 2.3.3.2 ΆΜΕΣΟΣ ΑΥΤΟ-ΕΛΕΓΧΟΣ

Το δομικό διάγραμμα της μεθόδου DSC φαίνεται στο *σχήμα 2.29*. Με βάση την εντολή ροής στο στάτη  $\psi_{sc}$  και τα πραγματικές συνιστώσες  $\psi_{sa}, \psi_{sb}$  και  $\psi_{sc}$ , οι συγκριτές ροής παράγουν ψηφιακές μεταβλητές  $d_A, d_B$  και  $d_C$  οι οποίες αντιστοιχούν σε ενεργές καταστάσεις τάσεως (V1-V6). Ο ελεγκτής υστέρησης της ροπής παράγει το σήμα  $d_M$  το οποίο καθορίζει τις μηδενικές



καταστάσεις. Ο ελεγκτής της ροπής του στάτη επιβάλλει τη χρονική διάρκεια των ενεργών καταστάσεων τάσης οι οποίες μετακινούν τη ροή του στάτη στην καθορισμένη τροχιά και ο ελεγκτής ροπής καθορίζει τη χρονική διάρκεια των καταστάσεων μηδενικής τάσης οι οποίες κρατούν τη ροπή εντός του εύρους της ζώνης υστέρησης. Χαρακτηριστικά της μεθόδου όπως αυτή παρουσιάζεται στο *σχήμα 2.29* αποτελούν:

- Μη-ημιτονοειδείς κυματομορφές ροής και ρεύματος στο στάτη, οι οποίες είναι με εξαίρεση τις αρμονικές όμοιες στην PWM και SVM λειτουργία
- Το διάνυσμα της ροής του στάτη κινείται σε μία τροχιά εξαγώνου, εξίσου για PWM λειτουργία
- Δε χρειάζεται απόθεμα τάσης στο δίαυλο συνεχούς ρεύματος καθώς οι δυνατότητες του αντιστροφέα αξιοποιούνται πλήρως
- Η διακοπτική συχνότητα είναι μικρότερη απ' ό, τι στην περίπτωση της ST-DTC τεχνικής
- Εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά της ροπής για σταθερή ροή αλλά και για συνθήκες εξασθένησης του πεδίου



Σχήμα 2.29 - Διανυσματικό και δομικό διάγραμμα ελέγχου DSC

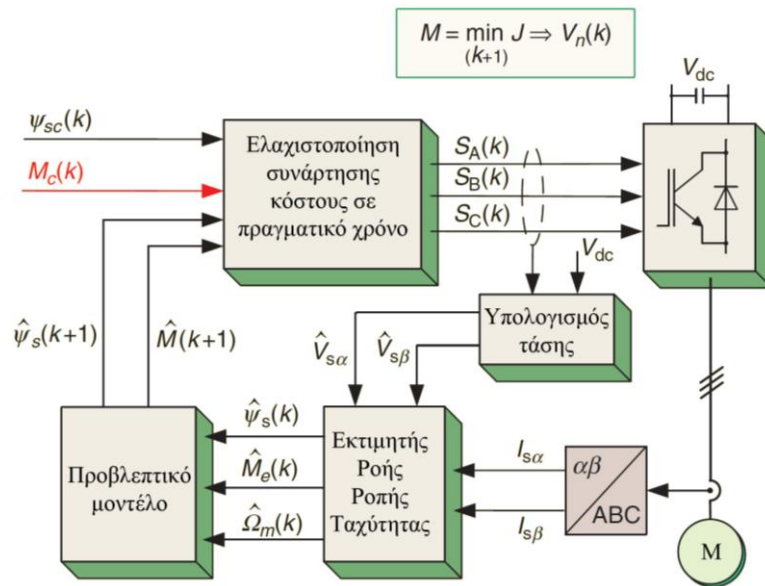
### 2.3.3.3 ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΑΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ

Οι σύγχρονη τάση όσον αφορά στον έλεγχο κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος είναι να συμπεριλάβει περισσότερο προηγμένες τεχνικές όπως ο προβλεπτικός έλεγχος (model predictive control, MPC). Η τάση αυτή υποστηρίζεται και από πληθώρα κατασκευαστών επεξεργαστών ψηφιακού σήματος (digital signal processors) των οποίων η υπολογιστική ισχύς και ταχύτητα επεξεργασίας ολοένα και αυξάνεται. Ο προβλεπτικός έλεγχος είναι μια ευρεία κατηγορία η οποία αξιοποιεί ένα συγκεκριμένο μοντέλο του συστήματος για την πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των μεταβλητών ελέγχου. Η πληροφορία αυτή χρησιμοποιείται από τον ελεγκτή για να υπολογιστεί η βέλτιστη δράση η οποία θα ελαχιστοποιήσει μια προκαθορισμένη συνάρτηση κόστους. Ένα απλοποιημένο διάγραμμα προβλεπτικού ελέγχου DTC φαίνεται στο *σχήμα 2.30*. Ο τύπος αυτού του ελέγχου καλείται προβλεπτικός έλεγχος πεπερασμένων ομάδων (finite control set MPC, FCS-MPC) (υπάρχουν επτά διαθέσιμες διακοπτικές καταστάσεις για ένα μετατροπέα πηγής τάσης δύο επιπέδων) και σε αντίθεση με τον συνεχή έλεγχο MPC λειτουργεί χωρίς PWM επειδή η διακοπτική κατάσταση υπολογίζεται σε πραγματικό χρόνο μέσω ελαχιστοποίησης μιας συνάρτησης κόστους. Στις περισσότερες περιπτώσεις, η συνάρτηση κόστους καθορίζεται ως το σταθμισμένο άθροισμα των σφαλμάτων της ροπής και της ροής. Ωστόσο, μπορούν να ληφθούν υπόψη και άλλα στοιχεία (π.χ. μείωση αχρείαστων διακοπών, μορφοποίηση αρμονικού φάσματος, σταθεροποίηση της DC τάσης σε περίπτωση πολυεπίπεδων μετατροπέων, μείωση της τάσης κοινού σήματος) τα οποία αυξάνουν την ευελιξία και τις επιδόσεις του ελέγχου. Σημαντικά πλεονεκτήματα του προβλεπτικού ελέγχου αποτελούν:

- Εύκολος στην κατανόηση
- Εύκολα συμπερίληψη μη-γραμμικότητας του μοντέλου καθώς και αντιμετώπιση περιορισμών στο έλεγχο
- Εύκολη υλοποίηση
- Προσαρμοστικότητα στις απαιτήσεις του συστήματος

Παρόλα τα πλεονεκτήματα η υλοποίηση του ελέγχου MPC απαιτεί:

- Αυξημένη υπολογιστική ισχύ σε σχέση με άλλες μεθόδους
- Η ακρίβεια του μοντέλου έχει άμεση επίδραση στην ποιότητα του ελέγχου



Σχήμα 2.30 - Διανυσματικό και δομικό διάγραμμα προβλεπτικού ελέγχου DTC

#### 2.3.3.4 ΝΕΥΡΟ-ΑΣΑΦΗΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Τις τελευταίες δεκαετίες παρατηρείται αυξημένο ενδιαφέρον στην ανάπτυξη ελεγκτών **τεχνητής νοημοσύνης** στην περιοχή των ηλεκτρονικών ισχύος και των συστημάτων οδήγησης κινητήρων. Ο συνδυασμός της ασαφούς λογικής με τα τεχνητά νευρωνικά δίκτυα έχει αποδειχθεί ότι είναι ιδιαίτερα ελκυστικός καθώς προσφέρει τα πλεονεκτήματα και των δύο τεχνικών ελέγχου. Στη βιβλιογραφία προτείνονται διάφορες τεχνικές διανυσματικού ελέγχου οι οποίες υιοθετούν νευρο-ασαφείς τεχνικές ελέγχου. Ωστόσο, προς το παρόν, αποτελούν εναλλακτικές λύσεις σε ήδη υπάρχουσες τεχνικές και δεν έχουν καθοριστεί ακριβώς συγκεκριμένα πεδία εφαρμογής τους.

Στον πίνακα 2.2 παραθέτονται τα κυριότερα χαρακτηριστικά των στρατηγικών ελέγχου οι οποίες αναλύθηκαν στην ενότητα που προηγήθηκε. Όπως ήδη σημειώθηκε, παραθέτονται μόνο οι πιο δημοφιλείς εμπορικά στρατηγικές καθώς και ορισμένες από τις πιο πρόσφατες και πολλά υποσχόμενες. Στον πίνακα 2.2 έχει παραληφθεί η περίπτωση του νεύρο-ασαφούς ελέγχου καθώς ακόμα δεν έχει επιδείξει αποτελέσματα σε πληθώρα βιομηχανικών εφαρμογών.

**Πίνακας 2.2**

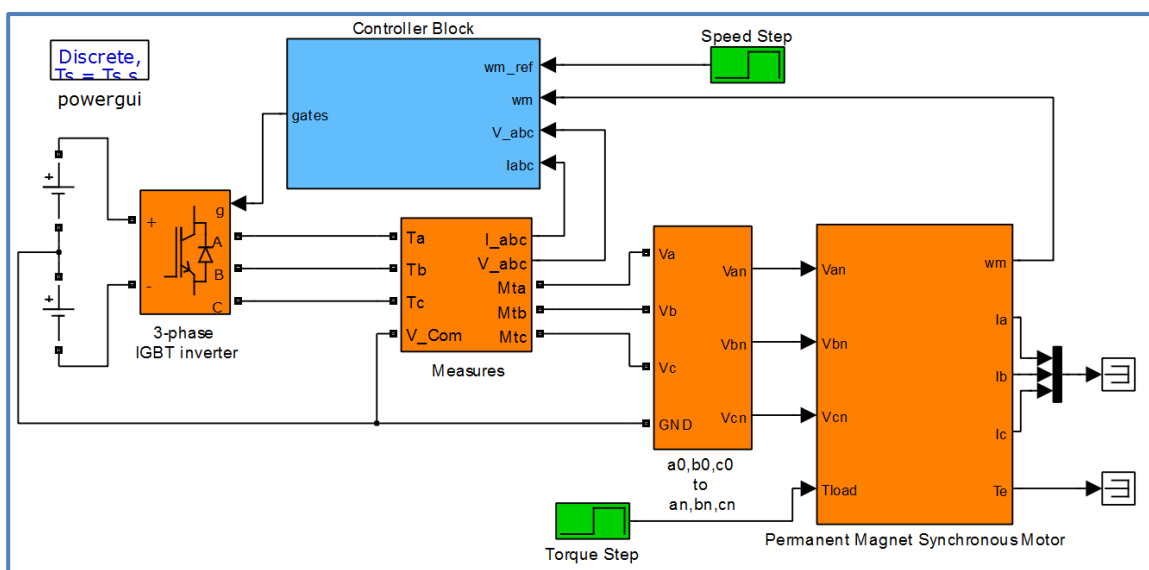
*Κυριότερα χαρακτηριστικά των στρατηγικών ελέγχου*

Στρατηγική ελέγχου	Εύρος ρύθμισης ταχύτητας	Σφάλμα ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση (%)	Χρόνος ανόδου ροπής (ms)	Ροπή εκκίνησης	Κόστος	Τυπικές εφαρμογές
<b>Βαθμωτός έλεγχος</b>	1:10 (ανοιχτός βρόχος)	5-10	Μη διαθέσιμη	Μικρή	Πολύ μικρό	Χαμηλές επιδόσεις: Αντλίες, ανεμιστήρες, συμπιεστές κ.λ.π.
<b>FOC</b>	>1:200 (κλειστός βρόχος)	0	<1-2	Μεγάλη	Μεγάλο	Υψηλές επιδόσεις: Γερανοί, ανελκυστήρες, μεταφορές, κ.λ.π.
<b>DTC-SVM</b>	>1:200 (κλειστός βρόχος)	0	<1-2	Μεγάλη	Μεγάλο	Υψηλές επιδόσεις: Γερανοί, ανελκυστήρες, μεταφορές, κ.λ.π.
<b>ST-DTC</b>	>1:200 (κλειστός βρόχος)	0	<1	Μεγάλη	Μεγάλο	Υψηλές επιδόσεις: Γερανοί, ανελκυστήρες, μεταφορές, κ.λ.π.
<b>DSC</b>	>1:200 (κλειστός βρόχος)	0	<1-2	Μεγάλη	Μεγάλο	Υψηλές επιδόσεις: Ειδικές εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, γρήγορη εξασθένιση πεδίου
<b>Τροφοδοτικά Σερβομηχανισμών</b>	1:10 (κλειστός βρόχος)	0	<1	Μεγάλη	Μεγάλο	Υψηλές επιδόσεις: χρόνος απόκρισης ταχύτητας 10ms, ρομποτικές εφαρμογές, βιομηχανικές εφαρμογές

# 3

## ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του συστήματος ελέγχου κινητήρα μονίμων μαγνητών στο περιβάλλον του λογισμικού **Matlab Simulink**<sup>®</sup>. Αρχικά αναφέρονται τα χαρακτηριστικά του κινητήρα που σχεδιάστηκε για την εφαρμογή του ηλεκτρικού λεωφορείου και στη συνέχεια αναλύεται το μαθηματικό μοντέλο σημάτων που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωσή του. Κατόπιν παρουσιάζεται το μοντέλο του αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με τα χαρακτηριστικά που επιλέχθηκαν για τις ανάγκες της εφαρμογής. Τέλος, αναλύονται τα μοντέλα των διαφορετικών ελεγκτών που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση του συστήματος και επεξηγείται η λειτουργία τους.



Σχήμα 3.1 - Μοντελοποίηση πλήρους συστήματος ελέγχου κινητήρα μονίμων μαγνητών στο περιβάλλον του λογισμικού **Matlab Simulink**<sup>®</sup>

### 3.1 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ

Ο κινητήρας που επιλέχθηκε για την μοντελοποίηση του συστήματος κίνησης είναι σύγχρονος, μονίμων μαγνητών με επιφανειακούς μαγνήτες και ημιτονοειδή κατανομή της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο. Τα χαρακτηριστικά του βασίστηκαν στην ερευνητική αναφορά για το σχεδιασμό του κινητήρα μονίμων μαγνητών του ηλεκτρικού λεωφορείου [9], η οποία θέτει τις προδιαγραφές του συστήματος προσδιορίζοντας έτσι την ισχύ του κινητήρα, την ονομαστική ροπή, καθώς και τις ονομαστικές στροφές λειτουργίας.

Στον παρακάτω πίνακα συνοψίζονται τα βασικά χαρακτηριστικά του λεωφορείου με βάση τα οποία έγινε η σχεδίαση του κινητήρα μονίμων μαγνητών.

**Πίνακας 3.1**

Χαρακτηριστικό μέγεθος	Τιμή
Τύπος οχήματος	Μίνι λεωφορείο μεταφοράς προσωπικού
Απόβαρο	2200 kg
Ωφέλιμο φορτίο	Φορτίο 350 kg + 14 άτομα 75kg έκαστο = <b>1400 kg</b>
Εμβαδόν μετωπική επιφάνειας	Ενεργό εμβαδόν χωρίς καθρέπτες/τροχούς 4,84 m <sup>2</sup>
Διαστάσεις ελαστικών	195/65/R15
Ενδεικτικό βάρος ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος	500 kg
Εκτίμηση απώλειας βάρους εξ αιτίας αφαίρεσης υφιστάμενου συστήματος κίνησης	300 kg

Πίνακας 3.1 – Βασικά χαρακτηριστικά λεωφορείου

Για τον υπολογισμό των χαρακτηριστικών του κινητήρα θα πρέπει πρώτα να προσδιοριστούν οι ανάγκες ροπής και στροφών του κινητήρα για τις διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας του οχήματος. Ο υπολογισμός αυτός γίνεται με βάση τις δυνάμεις που ασκούνται στο όχημα τόσο σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης όσο και σε συνθήκες υπερφόρτωσης, όπως σε περιπτώσεις ανηφορικού δρόμου κλίσης έως και 20%.

Τα αποτελέσματα συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα έχοντας θεωρήσει μέγιστη ταχύτητα τα 100 χλμ/ω και σχέση μετάδοσης 10.5 : 1.

**Πίνακας 3.2**

Συνθήκη λειτουργίας	Ροπή στους τροχούς	Ροπή κινητήρα	Εύρος ταχύτητας	Χρονικό διάστημα
Περιοχή προσωρινής υπερφόρτισης	2636 Nm	251Nm	0-40 χμ/ω	30 sec
Μέγιστη ροπή σε μόνιμη κατάσταση	1319 Nm	125 Nm	0-90 χμ/ω	∞
Μέγιστη ταχύτητα περιστροφής	1149 Nm	109 Nm	0-100 χμ/ω	∞
Συνθήκη βελτιστοποίησης (συνήθης κατάσταση λειτουργίας)	700 Nm	66 Nm	0-100 χμ/ω	∞

Πίνακας 3.2 – Προσδιορισμός αναγκών ροπής και ταχύτητας για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας του οχήματος

Με βάση τις παραπάνω απαιτήσεις του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης προκύπτουν τα τελικά χαρακτηριστικά του κινητήρα που θα χρησιμοποιηθεί στην εφαρμογή:

**Πίνακας 3.3**

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Ονομαστική ισχύς	100 kW
Ονομαστική ροπή	125 Nm
Μέγιστη ροπή	251 Nm
Ονομαστική ταχύτητα (άνευ εξασθένισης)	4500 ΣΑΛ
Μέγιστη ταχύτητα περιστροφής	8500 ΣΑΛ
Ονομαστική φασική ενεργός τάση (4500 ΣΑΛ)	150 V
Βαθμός απόδοσης στην ονομαστική λειτουργία	> 90%
Τοπολογία	εσωτερικού δρομέα
Βάρος κινητήρα (μαγνητικό κύκλωμα +χαλκός)	38 kg
Βάρος κινητήρα με κέλυφος και άξονα (τελική μορφή)	56 kg
Μέγιστες διαστάσεις (διάμετρος x αξονικό μήκος)	200 mm x 150 mm
Διάμετρος δρομέα	100,5 mm
Αριθμός ελιγμάτων	12
Πάχος αγωγών σάτη	25 mm <sup>2</sup>
Συντελεστής πληρότητας αύλακος	70%
Ωμική αντίσταση ανά φάση	~ 8 mΩ

Πίνακας 3.3 – Βασικά χαρακτηριστικά σχεδίασης του σύγχρονου κινητήρα μόνιμων μαγνητών

Η **μοντελοποίηση** του ηλεκτρικού κινητήρα βασίζεται στην χρήση του δυναμικού μοντέλου d-q όπως αυτό έχει αναλυθεί στην παράγραφο 2.1.3. Αγνοώντας τις απώλειες σιδήρου και κορεσμού του μαγνητικού κυκλώματος υλοποιήθηκε μοντέλο σήματος στο λογισμικό Matlab Simulink® που συμφωνεί με τις προδιαγραφές που τέθηκαν παραπάνω. Το μοντέλο περιγράφει την συγκεκριμένη μηχανή μέσα από ένα μη γραμμικό σύστημα 3<sup>ης</sup> τάξης:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}} (v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_e L_{ds} i_{ds} - \omega_e \widetilde{\psi}_f) \quad (3.1)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}} (v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_e L_{qs} i_{qs}) \quad (3.2)$$

$$T_e - T_m = J \frac{d\omega_m}{dt} + F \omega_m \quad (3.3)$$

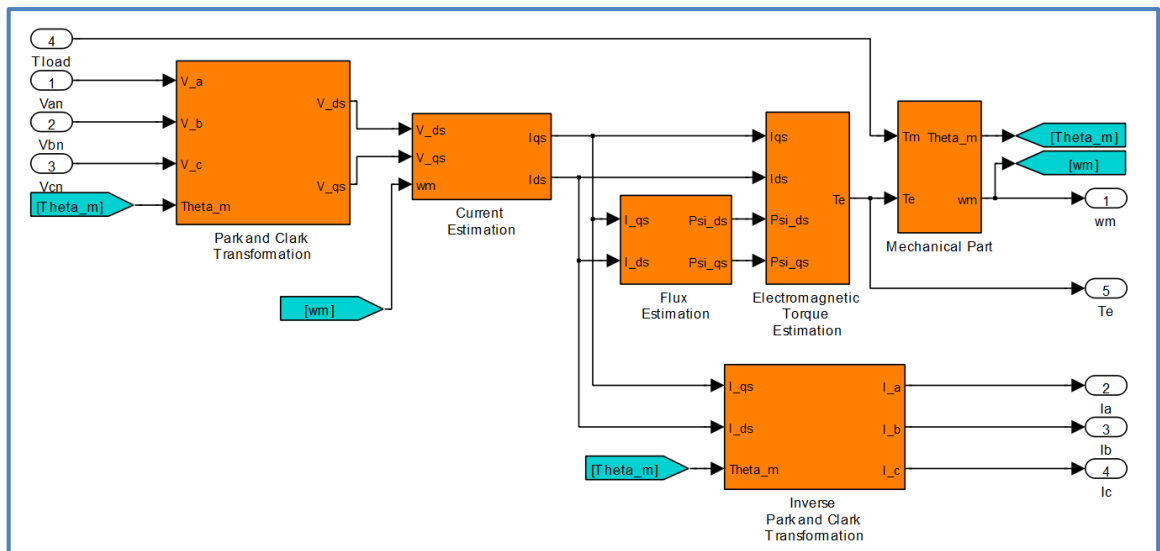
Ενώ για την ηλεκτρομαγνητική ροπή και τις πεπλεγμένες ροές ισχύουν:

$$T_e = \frac{3P}{2} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (3.4)$$

$$\psi_{ds} = L_{ds} i_{ds} + \widetilde{\psi}_f \quad (3.5)$$

$$\psi_{qs} = L_{qs} i_{qs} \quad (3.6)$$

Το μοντέλο έχει ως είσοδο τις φασικές τάσεις εισόδου της μηχανής και το φορτίο της, ενώ στην έξοδο του δίνει την μηχανική ταχύτητα του κινητήρα, τα ρεύματα των τριών φάσεων καθώς και την ηλεκτρομαγνητική ροπή του και τις πεπλεγμένες ροές.



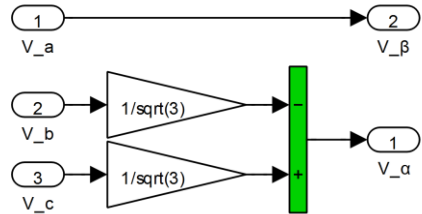
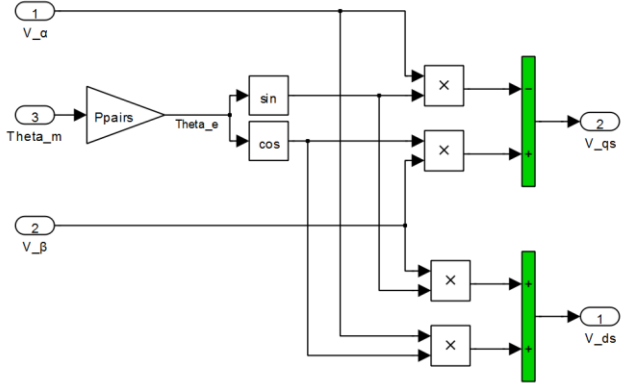
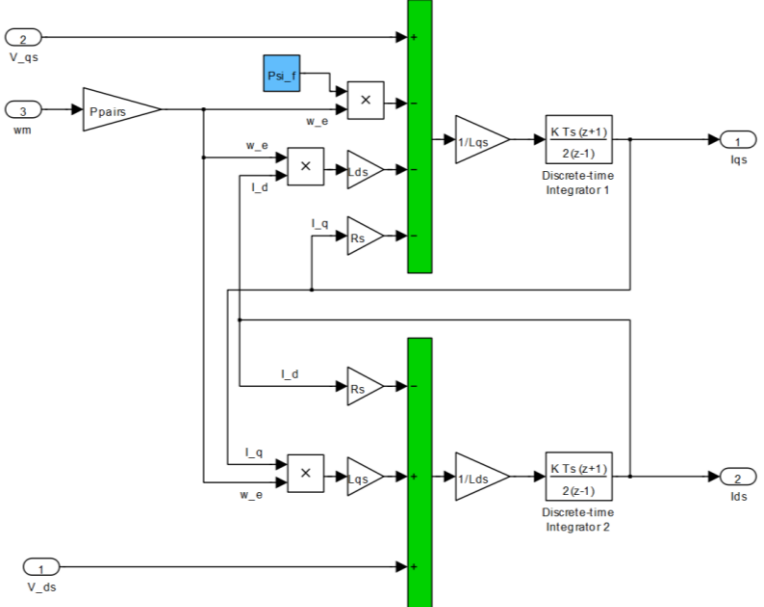
Σχήμα 3.2 - Μοντελοποίηση υποσυστήματος σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών

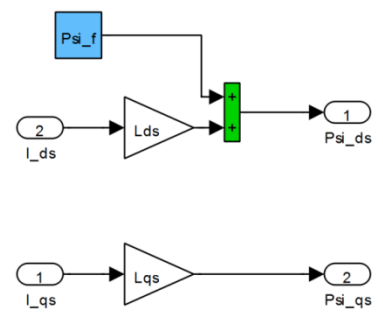
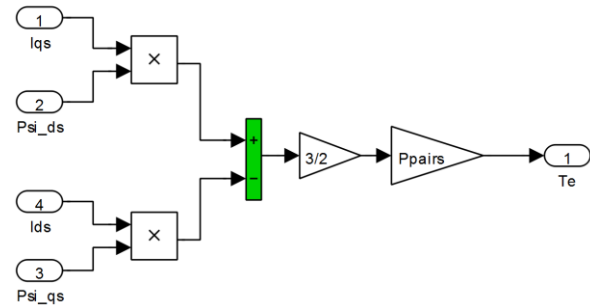
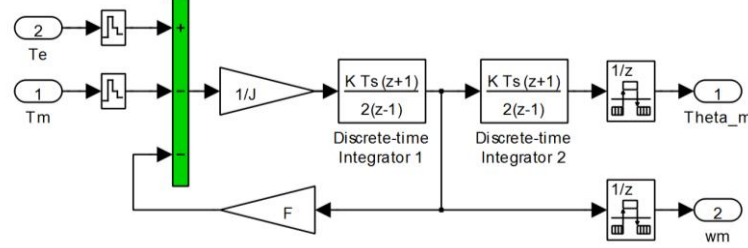
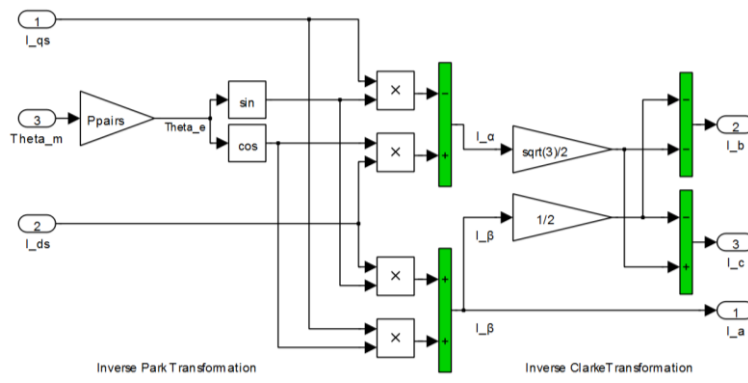
Αρχικά οι φασικές τάσεις εισόδου  $v_a, v_b, v_c$  μετασχηματίζονται στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων  $\alpha$ - $\beta$  (μετασχηματισμός Clarke). Στην συνέχεια οι τάσεις μετασχηματίζονται στο στρεφόμενο με την σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων  $d$ - $q$



(μετασχηματισμός Park). Από τις σχέσεις (3.1), (3.2) υπολογίζονται τα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα  $i_{ds}$  και  $i_{qs}$  και οι πεπλεγμένες ροές  $\psi_{ds}$ ,  $\psi_{qs}$  με βάση τις σχέσεις (3.5), (3.6). Η ηλεκτρομαγνητική ροπή υπολογίζεται από την σχέση (3.4) ενώ η ηλεκτρική και μηχανική γωνιακή ταχύτητα μέσω της εξίσωσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων (σχέση 3.3). Τέλος γίνεται μετασχηματισμός των ρευμάτων από το στρεφόμενο πλαίσιο με την σύγχρονη ταχύτητα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων σε φασικά ρεύματα  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  (μετασχηματισμός Park και Clarke).

Η υλοποίηση των παραπάνω εξισώσεων γίνεται σε ξεχωριστά υποσυστήματα τα οποία και παρουσιάζονται στην συνέχεια:

<p><b>Μετασχηματισμός Clarke:</b></p> $v_\alpha = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs}$ $v_\beta = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = v_{as}$	
<p><b>Μετασχηματισμός Park:</b></p> $v_{ds} = v_\beta \sin\theta_e + v_\alpha \cos\theta_e$ $v_{qs} = v_\beta \cos\theta_e - v_\alpha \sin\theta_e$	
<p><b>Εκτίμηση Ρευμάτων Ευθέως και Εγκάρσιου Άξονα:</b></p> $\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}} (v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_e L_{ds} i_{ds} - \omega_e \widetilde{\psi}_f)$ $\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}} (v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_e L_{qs} i_{qs})$	

<p><b>Υπολογισμός Ροών:</b></p> $\psi_{ds} = L_{ds} i_{ds} + \widetilde{\psi}_f$ $\psi_{qs} = L_{qs} i_{qs}$	
<p><b>Υπολογισμός Ηλεκτρομαγνητικής ροπής:</b></p> $T_e = \frac{3P}{2} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds})$	
<p><b>Υπολογισμός μηχανικής γωνίας και γωνιακής ταχύτητας:</b></p> $T_e - T_m = J \frac{d\omega_m}{dt} + F\omega_m$	
<p><b>Αντίστροφος Μετασχηματισμός Park και Clark ρευμάτων:</b></p> <p><b>Inverse Park:</b></p> $i_\beta = i_{qs} \cos\theta_e + i_{ds} \sin\theta_e$ $i_\alpha = -i_{qs} \sin\theta_e + i_{ds} \cos\theta_e$ <p><b>Inverse Clarke:</b></p> $i_a = i_\beta$ $i_b = -\frac{1}{2}i_\beta - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\alpha$ $i_c = -\frac{1}{2}i_\beta + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\alpha$	

Ακολουθεί συγκεντρωτικός πίνακας με τα στοιχεία του κινητήρα όπως ακριβώς χρησιμοποιήθηκαν για την μοντελοποίηση του:

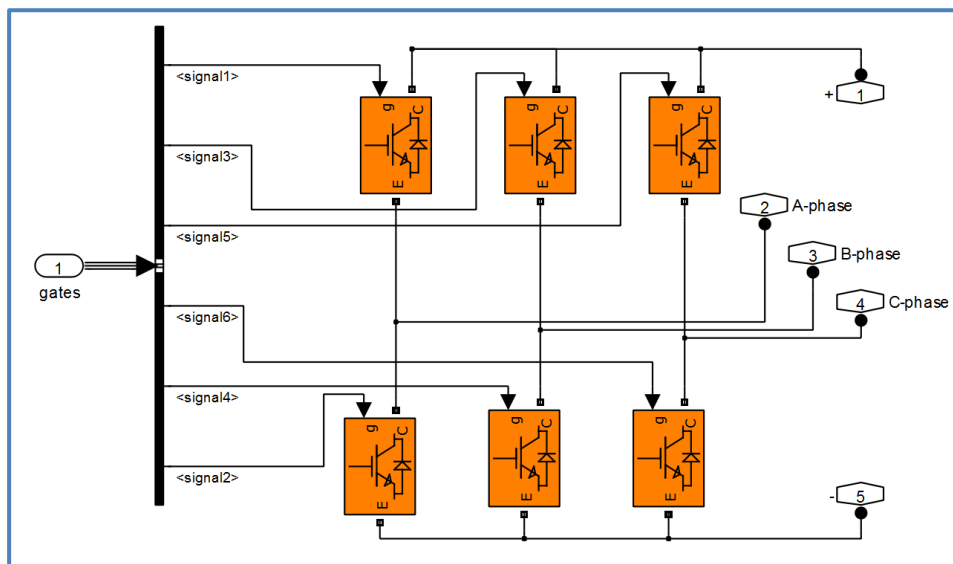
**Πίνακας 3.4**

<b>Χαρακτηριστικό</b>	<b>Τιμή</b>
<i>Ονομαστική ισχύς</i>	100 kW
<i>Αριθμός πόλων κινητήρα</i>	4
<i>Ονομαστική ροπή</i>	125 Nm
<i>Μέγιστη ροπή</i>	250 Nm
<i>Ονομαστική ταχύτητα</i>	4500 ΣΑΛ
<i>Αντίσταση στάτη</i>	8 mΩ
<i>Ροή δρομέα</i>	0.16 Wb
<i>Αυτεπαγωγή ευθέως και εγκάρσιου άξονα</i>	$L_d=L_q=0.00033$ H
<i>Ροπή αδρανείας</i>	0.05 kg*m <sup>2</sup>

Πίνακας 3.4 – Χαρακτηριστικά στοιχεία μοντέλου του κινητήρα μόνιμων μαγνητών

## 3.2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Ο αντιστροφέας πηγής τάσης του συστήματος παράγει στην έξοδό του τριφασική εναλλασσόμενη τάση ρυθμιζόμενου πλάτους και συχνότητας για την οδήγηση του σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών. Αποτελείται από 3 ημιγέφυρες στοιχείων τύπου IGBT με αντιπαράλληλες διόδους (μία ημιγέφυρα για κάθε φάση), όπως φαίνεται στο *σχήμα 3.3*.



Σχήμα 3.3 - Μοντελοποίηση υποσυστήματος αντιστροφέα πηγής τάσης

Η έναυση και σβέση των ημιαγωγών ελέγχεται μέσω των παλμών που εφαρμόζονται στην πύλη τους και παράγονται σύμφωνα με τον αλγόριθμο ελέγχου που χρησιμοποιήθηκε. Οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα προκύπτουν θεωρώντας ως αναφορά τον ενδιάμεσο κόμβο αναφοράς 0 της πηγής τάσης.

Για τη μοντελοποίηση των IGBTs δόθηκαν οι παράμετροι που παρουσιάζονται στον *πίνακα 3.5* και προέκυψαν από τεχνικό εγχειρίδιο αντιστροφέα παρόμοιας ισχύος έτσι ώστε να προσεγγίζουν όσο το δυνατόν περισσότερο το σύστημα το οποίο πρόκειται να υλοποιηθεί:

**Πίνακας 3.5**

Παράμετρος	Τιμή
Resistance $R_{on}$	0.038 $\Omega$
Internal diode resistance $R_d$	0.01 $\Omega$
Snubber resistance $R_s$	1e5 $\Omega$

Πίνακας 3.5 – Παράμετροι ημιαγωγών που χρησιμοποιήθηκαν για τη μοντελοποίηση

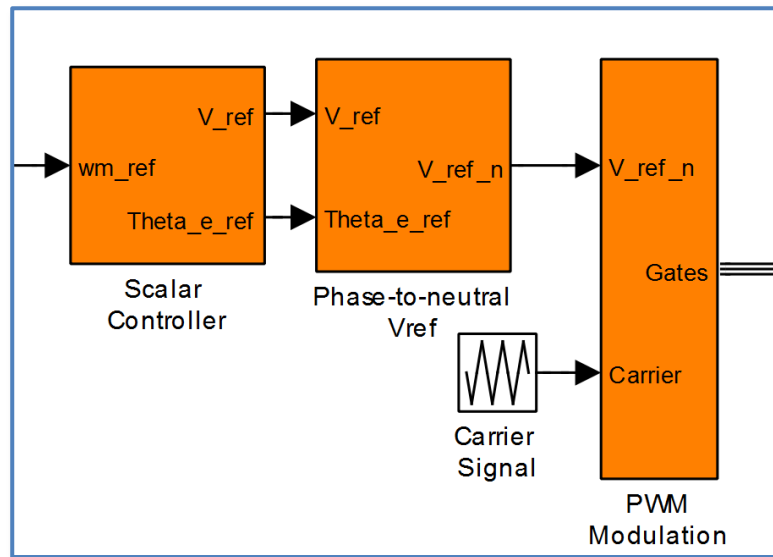
### 3.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ

Για την λειτουργία του ελέγχου του αντιστροφέα πηγής τάσης επιλέγονται δύο από τις πιο διαδεδομένες στρατηγικές ελέγχου για κινητήρες αυτής της ισχύος, ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC), ή αλλιώς διανυσματικός έλεγχος (Vector Control), και ο άμεσος έλεγχος ροπής (Direct Torque Control). Όπως έχει αναλυθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο, και για τις δύο αυτές στρατηγικές ελέγχου συναντώνται στην βιβλιογραφία πολλές παραλλαγές τόσο στον αλγόριθμο ελέγχου όσο και στην τεχνική διαμόρφωσης που επιλέγεται κάθε φορά. Η επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης επηρεάζει άμεσα την πολυπλοκότητα του ελέγχου και συνεπώς αποτελεί σημαντικό στοιχείο για την σύγκριση των δύο στρατηγικών.

Για τους σκοπούς της συγκεκριμένης εφαρμογής ηλεκτροκίνησης επιλέχθηκε η σύγκριση του διανυσματικού ελέγχου με χρήση βρόχου υστέρησης ρεύματος και του άμεσου ελέγχου ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος κατάστασης (Switching Table DTC, ST-DTC). Η επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης επηρεάζει άμεσα την πολυπλοκότητα του ελέγχου και συνεπώς πρέπει να ληφθεί υπόψη κατά την σύγκριση των δύο στρατηγικών.

Τέλος, στην παρουσίαση των μοντέλων των ελεγκτών κλειστού βρόχου προστίθεται και αυτό του βαθμωτού ελέγχου V/f ανοιχτού βρόχου (Open loop Scalar Control). Η χρήση του βαθμωτού ελέγχου δεν ενδείκνυται για εφαρμογές υψηλής ισχύος όπως αυτή του ηλεκτρικού λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού. Αποτελεί, ωστόσο, μία οικονομική και αξιόπιστη λύση για συστήματα μικρότερης ισχύος όπως το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης του ερευνητικού οχήματος που κατασκευάστηκε για την συμμετοχή στον διαγωνισμό Shell Eco Marathon®.

### 3.3.1 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΒΑΘΜΩΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ V/F ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ (SCALAR CONTROL)

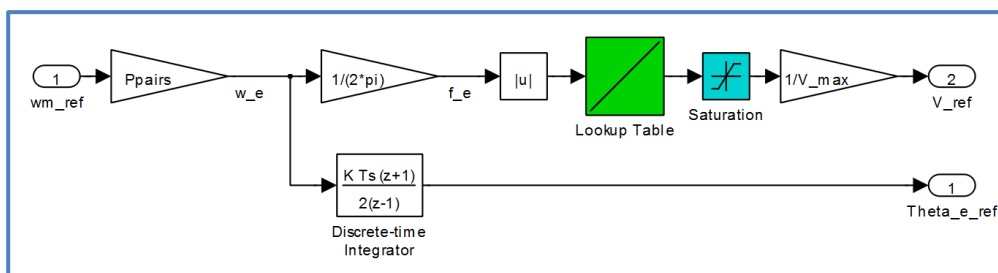


Σχήμα 3.4 – Μοντελοποίηση υποσυστήματος βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου

Ο βαθμωτός έλεγχος ανοιχτού βρόχου βασίζεται στην διατήρηση του μέτρου της ροής του στάτη σε σταθερή τιμή χωρίς να χρησιμοποιεί σήματα ανάδρασης από τον κινητήρα. Αγνοώντας τις ωμικές απώλειες του στάτη ( $R_s$ ), η ροή είναι ανάλογη του λόγου της τάσης του στάτη προς την ηλεκτρική συχνότητα:

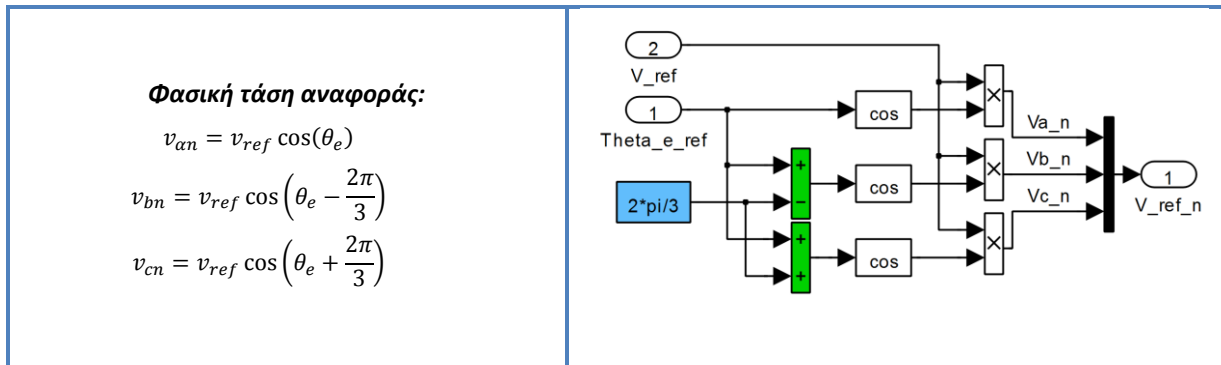
$$\psi_s \approx \frac{V_s}{f_e} \quad (2.51)$$

Επομένως γνωρίζοντας την επιθυμητή ταχύτητα ( $w_{m\_ref}$ ) και συνεπώς την επιθυμητή ηλεκτρική συχνότητα μέσα από έναν πίνακα αντιστοίχισης (*lookup table*) υπολογίζεται η επιθυμητή τάση του στάτη ( $V_{ref}$ ). Η κατασκευή του πίνακα αντιστοίχισης βασίζεται στον λόγο της μέγιστης τάσης εξόδου του αντιστροφέα και των ονομαστικών στροφών του κινητήρα. Στον λόγο αυτό προστίθεται και η τάση ενίσχυσης ( $V_{boost}$ ) που ορίζουμε και η οποία πρακτικά μετατοπίζει κατακόρυφα την ευθεία αντιστοίχισης που προκύπτει. Ο υπολογισμός αυτός γίνεται στο *Scalar Controller block* όπως φαίνεται στο *σχήμα 3.5*, όπου υπολογίζεται και η ηλεκτρική γωνία ( $\Theta_{e\_ref}$ ) μέσω του ολοκληρώματος της ηλεκτρικής γωνιακής ταχύτητας.



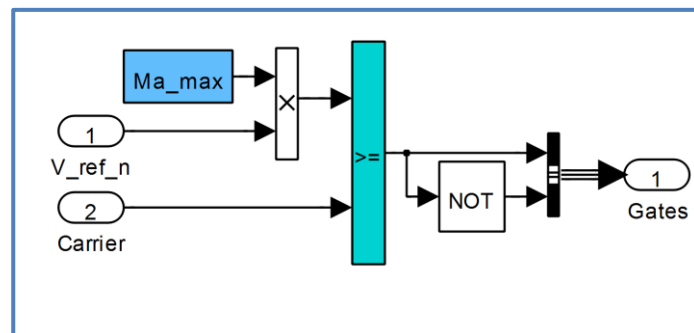
Σχήμα 3.5 – Μοντελοποίηση υποσυστήματος Βαθμωτού ελεγκτή

Στην συνέχεια η επιθυμητή πολική τάση της μηχανής μετατρέπεται σε ημιτονοειδή φασική στο *Phase-to-Neutral block* του σχήματος 3.6 με χρήση της ηλεκτρικής γωνίας που υπολογίστηκε στο προηγούμενο μπλοκ.



Σχήμα 3.6 – Κατασκευή ημιτονοειδούς φασικής τάσης αναφοράς

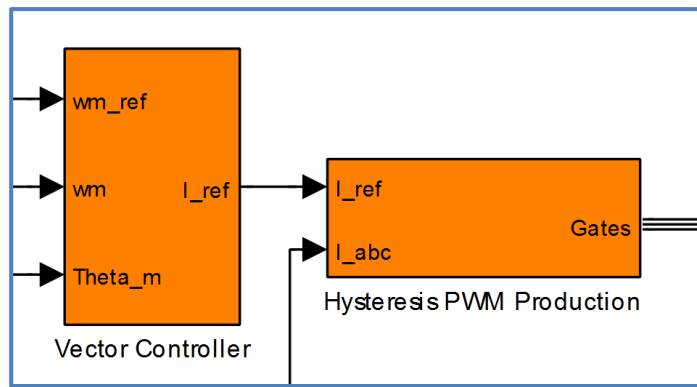
Η παραγωγή των παλμών γίνεται με την μέθοδο διαμόρφωσης SPWM (σχήμα 3.7) χρησιμοποιώντας τριγωνικό φέρων υψηλής συχνότητας και συντελεστή διαμόρφωσης  $M_a = 0.95$  ώστε να διασφαλίζεται η λειτουργία του αντιστροφέα στη γραμμική περιοχή, όπου επιτυγχάνεται και η εξάλειψη των ανώτερων αρμονικών.



Σχήμα 3.7 – Παραγωγή παλμών με την μέθοδο διαμόρφωσης SPWM

### 3.3.2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ (FOC)

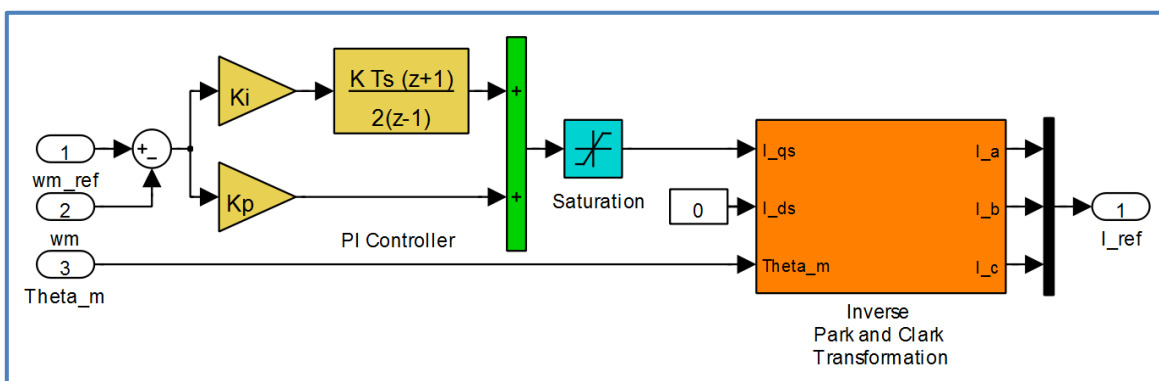
Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, ή διανυσματικός έλεγχος, βασίζεται στην μεταβολή του μέτρου της ροής του στάτη για να την παραγωγή της απαιτούμενης ροπής. Για τον λόγο αυτό δημιουργείται η ροπή αναφοράς μέσω της σύγκρισης της ταχύτητας αναφοράς και της στιγμιαίας ταχύτητας και στην συνέχεια μέσω της ηλεκτρικής γωνίας υπολογίζονται τα ρεύματα αναφοράς για τον κινητήρα.



Σχήμα 3.8 Μοντελοποίηση υποσυστήματος διανυσματικού ελέγχου

Πιο συγκεκριμένα, στο υποσύστημα του διανυσματικού ελεγκτή που παρουσιάζεται στο *σχήμα 3.9* το επιθυμητό σήμα ταχύτητας ( $wm\_ref$ ) συγκρίνεται με την πραγματική μετρούμενη ταχύτητα ( $wm$ ) από τον αισθητήρα θέσης και ρυθμίζοντας κατάλληλα τα κέρδη του PI ελεγκτή (*integral gain*  $K_i$ , *proportional gain*  $K_p$ ) δημιουργείται το σήμα αναφοράς του ρεύματος εγκάρσιου άξονα ( $I_{qs}$ ) που ελέγχει την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Όπως έχει ήδη εξηγηθεί, η μέγιστη ροπή επιτυγχάνεται όταν η συνιστώσα ρεύματος ευθέως άξονα ( $I_{ds}$ ) είναι μηδενική. Συνεπώς το σήμα αναφοράς ευθέως άξονα θα είναι  $I_{ds} = 0$ . Στη συνέχεια πραγματοποιούνται οι αντίστροφοι μετασχηματισμοί Park και Clarke ώστε να προκύψουν οι κυματομορφές αναφοράς ρεύματος ( $I_{ref}$ ) για κάθε φάση χωριστά. Η παρουσίασή τους έχει ήδη πραγματοποιηθεί κατά την επεξήγηση του μοντέλου της μηχανής, οπότε εδώ παραλείπεται.

Οι παράμετροι των κερδών του PI ελεγκτή ρυθμίζονται με τέτοιο τρόπο ώστε οι αποκρίσεις του συστήματος να βελτιστοποιούνται για την συγκεκριμένη στρατηγική ελέγχου. Επίσης είναι σημαντικό να ειπωθεί ότι η μέτρηση της ταχύτητας από τον αισθητήρα θέσης θεωρείται ιδανική καθώς ως σήμα εισόδου ( $wm$ ) στον ελεγκτή λαμβάνεται το σήμα εξόδου του μοντέλου της μηχανής. Στην πραγματικότητα η μέτρηση δεν ακολουθεί ακριβώς την πραγματική τιμή της ταχύτητας, ωστόσο με την χρήση αισθητήρα υψηλής ανάλυσης μπορεί να επιτευχθεί μέτρηση της ταχύτητας σχεδόν ιδανική.

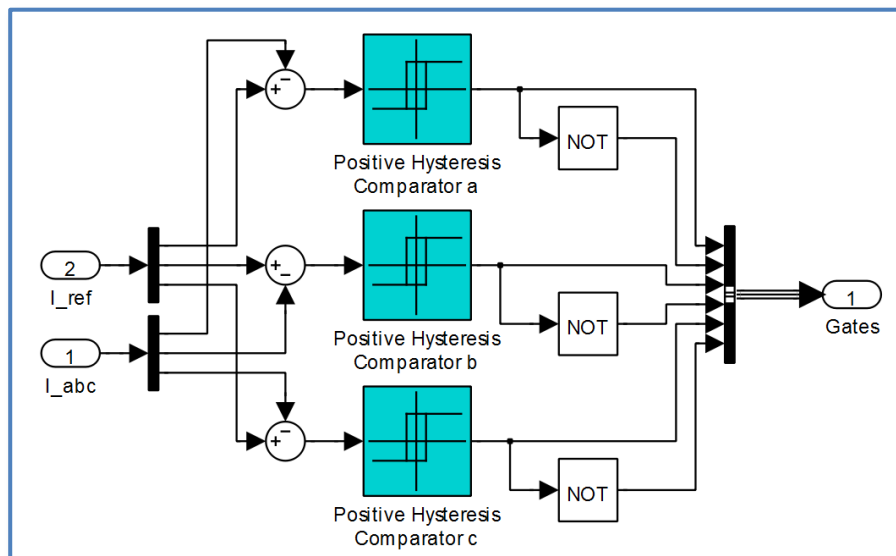


Σχήμα 3.9 – Μοντελοποίηση υποσυστήματος διανυσματικού ελεγκτή

Στην συνέχεια για την παραγωγή των παλμών του αντιστροφέα συγκρίνεται το ρεύμα αναφοράς του διανυσματικού ελεγκτή με τις κυματομορφές ρεύματος όπως αυτές μετρήθηκαν στην μηχανή. Όπως φαίνεται και στο υποσύστημα παραγωγής παλμών του *σχήματος 3.10* από το ρεύμα αναφοράς κάθε φάσης ( $I_{ref}$ ) αφαιρείται το αντίστοιχο μετρούμενο ρεύμα ( $I_{abc}$ ) και η



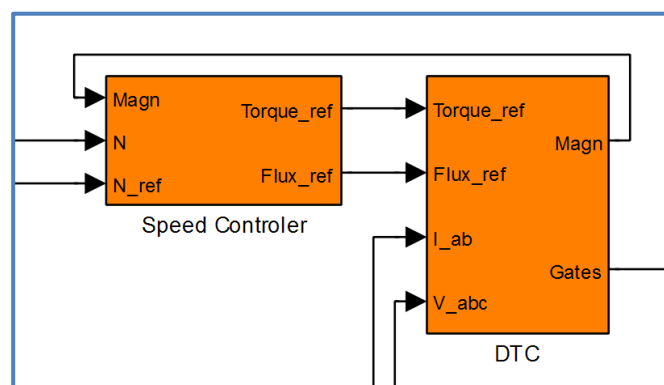
διαφορά τους διέρχεται από την ζώνη υστέρησης (*Hysteresis Comparator*) παράγοντας τους κατάλληλους παλμούς για κάθε ημιαγωγό. Το πλάτος της ζώνης υστέρησης ρυθμίζεται στα 0.1 A.



Σχήμα 3.10 – Υποσύστημα παραγωγής παλμών με την μέθοδο βρόχου υστέρησης

### 3.3.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΜΕΣΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΠΙΝΑΚΑ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΟΣ (ST-DTC)

Η λειτουργία του άμεσου έλεγχου ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (ST-DTC) βασίζεται στην δημιουργία ροπής αναφοράς από την σύγκριση της πραγματικής ταχύτητας του κινητήρα με την ταχύτητα αναφοράς και διατηρώντας παράλληλα σταθερό το μέτρο της ροής του στάτη. Στην συνέχεια γίνεται η επιλογή των κατάλληλων διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα για την παραγωγή της απαιτούμενης ροπής. Στο *σχήμα 3.11* παρουσιάζεται το συνολικό σύστημα άμεσου έλεγχου ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος και στην συνέχεια αναλύονται τα υποσυστήματα του.



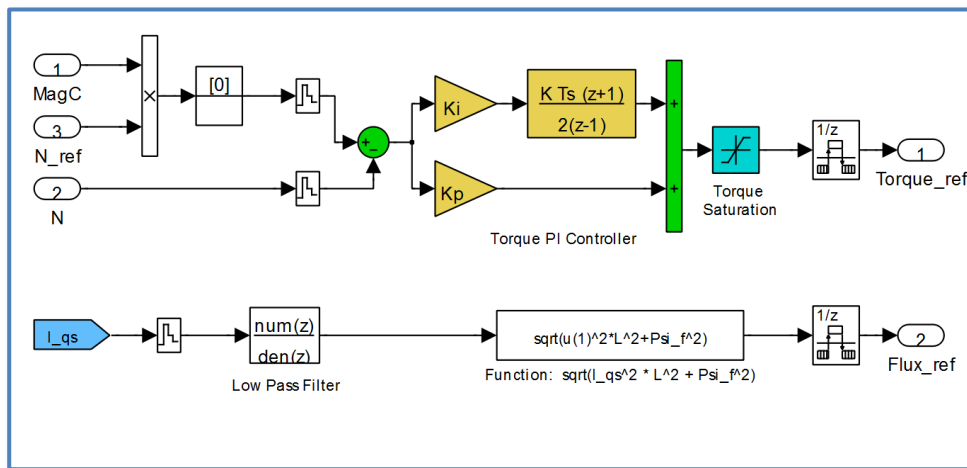
Σχήμα 3.11 – Μοντελοποίηση συστήματος άμεσου έλεγχου ροπής (DTC)

Το υποσύστημα του ελεγκτή ταχύτητας (*σχήμα 3.12*) είναι υπεύθυνο για την παραγωγή της ροπής και της ροής αναφοράς του στάτη. Όπως φαίνεται στο *σχήμα 3.12* η πραγματική ταχύτητα

του κινητήρα ( $N$ ) αφαιρείται από την ταχύτητα αναφοράς ( $N_{ref}$ ) και το αποτέλεσμα της σύγκρισης τους διέρχεται από έναν PI ελεγκτή και έναν περιοριστή (*Torque Saturation*) που δημιουργούν το σήμα αναφοράς της ροπής ( $Torque_{ref}$ ). Το μέτρο της ροής αναφοράς στο κλασικό ST-DTC διατηρείται σταθερό. Όπως αναφέρθηκε όμως και στην εισαγωγή του κεφαλαίου γίνονται δύο διαφορετικές υλοποιήσεις του άμεσου έλεγχου ροπής. Στην περίπτωση σταθερής ροής αναφοράς, το σήμα της ροής ( $Flux_{ref}$ ) είναι σταθερό και ίσο με την ροή των μαγνητών του κινητήρα. Στην δεύτερη περίπτωση που το μέτρο της ροής αναφοράς μεταβάλλεται, το σήμα της ροής ( $Flux_{ref}$ ) υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$|\psi_s| = \sqrt{i_{qs}^2 L_{qs}^2 + \Psi^2} \quad (2.53)$$

Όπου  $i_{qs}$  το ρεύμα εγκάρσιου άξονα,  $L_{qs}$  η αυτεπαγωγή εγκάρσιου άξονα ( $L_{qs} = L_{ds} = L$  σε μηχανή επιφανειακών μαγνητών),  $\Psi$  η ροή των μαγνητών. Το υποσύστημα του ελεγκτή ταχύτητας για την περίπτωση μεταβαλλόμενου μέτρου ροής παρουσιάζεται στο *σχήμα 3.12*.

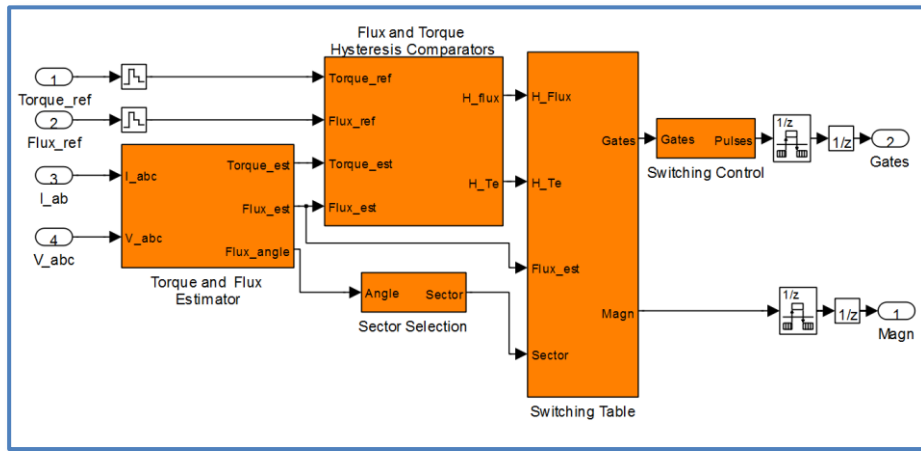


Σχήμα 3.12 – Υποσύστημα ελεγκτή ταχύτητας για έλεγχο με μεταβαλλόμενο μέτρο ροής

Είναι σημαντικό να παρατηρηθεί ότι επειδή η υλοποίηση του ST-DTC δεν απαιτεί αισθητήρα θέσης, δημιουργείται το πρόβλημα εύρεσης της αρχικής θέσης του κινητήρα. Για να λυθεί το πρόβλημα εισάγεται ένα υποσύστημα μαγνήτισης (Magnetization) το οποίο εκκινεί τον κινητήρα δίνοντας για λίγο χρόνο ένα τυχαίο διάνυσμα κατάστασης στον αντιστροφέα. Όταν η ροή του κινητήρα εξισωθεί με την ονομαστική των μαγνητών του (ευθυγράμμιση στάτη-δρομέα σε κάποιον ηλεκτρικό πόλο), εκκινεί η λειτουργία του άμεσου έλεγχου ροπής. Αυτός είναι ο λόγος που στο υποσύστημα του ελεγκτή ταχύτητας το σήμα αναφοράς της ταχύτητας ( $N_{ref}$ ) πολλαπλασιάζεται με το σήμα μαγνήτισης (MagC). Όσο η ροή του κινητήρα κατά την εκκίνηση είναι μικρότερη της ονομαστικής ροής το αποτέλεσμα του γινομένου είναι μηδέν (μηδενική ταχύτητα αναφοράς), ενώ όταν το σήμα μαγνήτισης γίνει μονάδα, η έξοδος του γινομένου είναι η ταχύτητα αναφοράς, και συνεπώς σηματοδοτείται η έναρξη λειτουργίας του ελέγχου. Το υποσύστημα μαγνήτισης βρίσκεται μέσα στο υποσύστημα του πίνακα επιλογής διανύσματος του *σχήματος 3.17*. Σημειώνεται ότι ο ελεγκτή ταχύτητας λειτουργεί με συχνότητα δειγματοληψίας μισή από αυτήν του συνολικού συστήματος ( $1/T_{sc} = 1/2T_s$ ).

Το υποσύστημα του άμεσου έλεγχου ροπής παρουσιάζεται στο *σχήμα 3.13*. Σε αυτό διακρίνονται τα υποσυστήματα του εκτιμητή ροπής και ροής του κινητήρα, των συγκριτών βρόχου

υστέρησης για την ροπή και την ροή, καθώς και τα υποσυστήματα επιλογής τομέα και διανύσματος κατάστασης. Η συχνότητα δειγματοληψίας του υποσυστήματος άμεσου ελέγχου είναι 14 φορές μικρότερη από αυτήν του συνολικού συστήματος ( $1/T_{DTC} = 1/14T_s$ ).



Σχήμα 3.13 – Υποσύστημα άμεσου ελέγχου ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος κατάστασης

Πιο συγκεκριμένα, η υλοποίηση DTC χωρίς την χρήση αισθητήρων θέσης απαιτεί την εκτίμηση της ροής του στάτη και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Στο υποσύστημα του εκτιμητή που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.14 η εκτίμηση της ροπής και της ροής βασίζεται στον υπολογισμό των ροών στο στατό πλαίσιο αναφοράς α-β που προκύπτουν από την ολοκλήρωση της εξίσωσης τάσεων του στάτη (15):

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (2.54)$$

ή αλλιώς:

$$\psi_s = \int (u_s - R_s i_s) + \psi_s(0) \quad (2.55)$$

συνεπώς:

$$\psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) + \psi_{s\alpha}(0) \quad (2.56)$$

και:

$$\psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) + \psi_{s\beta}(0) \quad (2.57)$$

Οι μετρούμενες κυματομορφές τάσης και ρεύματος μετασχηματίζονται στο στατό πλαίσιο αναφοράς α-β (*Clarke Transformation*) και στην συνέχεια υπολογίζονται οι ροές  $\psi_{s\alpha}$  (*phi\_alpha*) και  $\psi_{s\beta}$  (*phi\_beta*).

Ο υπολογισμός της ροπής σε στατό πλαίσιο αναφοράς α-β γίνεται από την σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} p \vec{\psi}_s \otimes \vec{i}_s = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.58)$$

όπου  $p$  τα ζεύγη πόλων του κινητήρα ( $Ppairs$ )

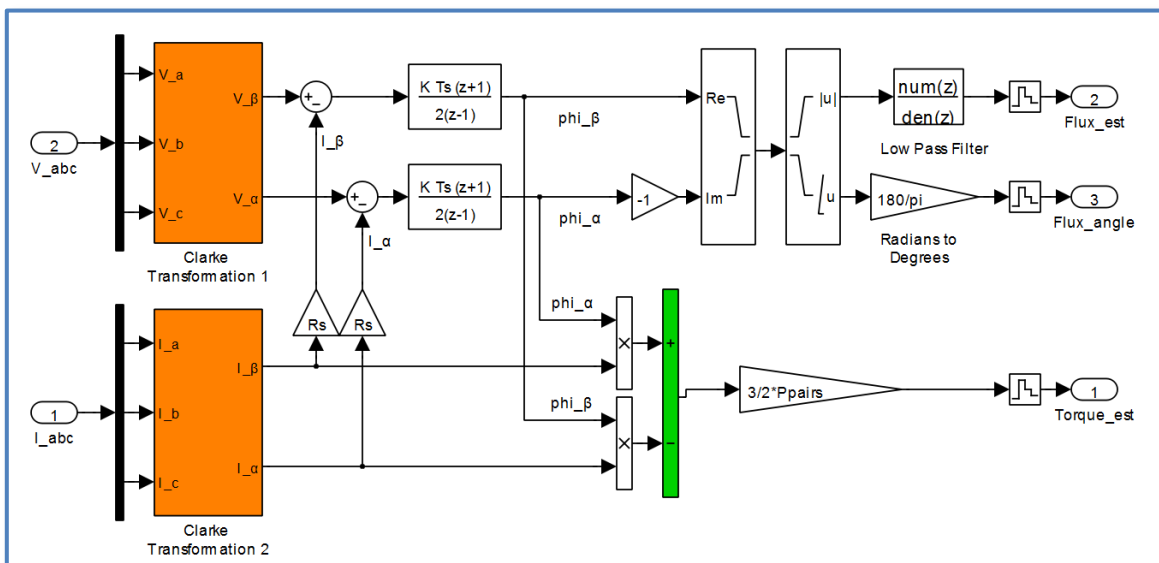
Τέλος, το μέτρο της ροής υπολογίζεται από την σχέση:

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha} + \psi_{s\beta}} \quad (2.59)$$

και η γωνία της :

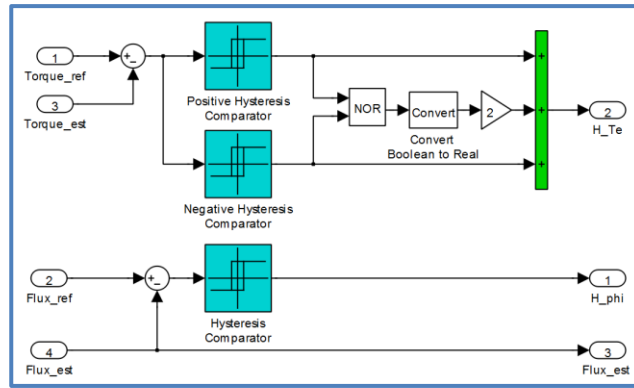
$$\theta_s = \angle \vec{\psi}_s = \arctan\left(\frac{\psi_{s\alpha}}{\psi_{s\beta}}\right) \quad (2.60)$$

Στο σχήμα 3.14 παρουσιάζεται το υποσύστημα στο οποίο επιλύονται οι παραπάνω εξισώσεις:



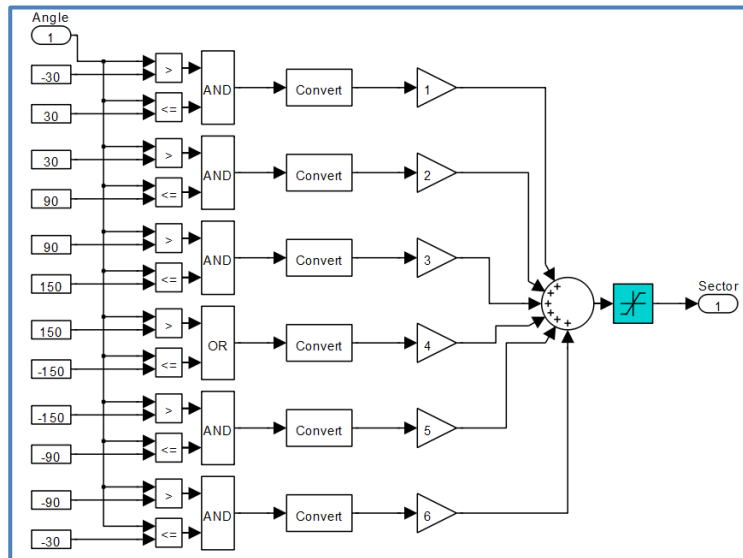
Σχήμα 3.14 – Υποσύστημα εκτιμητή ροής στάτη και ηλεκτρομαγνητικής ροπής

Η εκτιμώμενη ροπή και ροή συγκρίνονται στην συνέχεια με τις αντίστοιχες κυματομορφές αναφοράς τους στο υποσύστημα συγκριτή βρόχου υστέρησης (*Flux and Torque Hysteresis Comparator*). Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.15 το αποτέλεσμα της αφαίρεσης των ροπών διέρχεται από μια ζώνη υστέρησης τριών επιπέδων, ενώ το αποτέλεσμα της αφαίρεσης των ροών διέρχεται από ζώνη υστέρησης δύο επιπέδων. Η επιλογή του πλάτους των ζωνών υστέρησης καθορίζει και την μέση διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα.



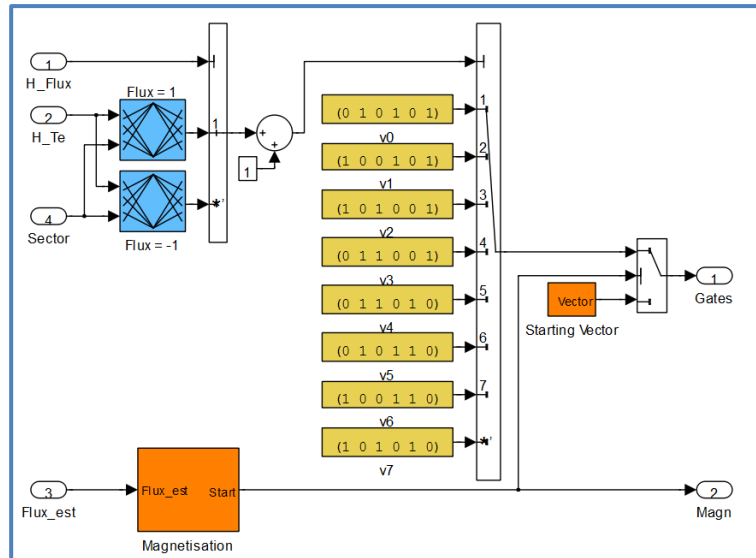
Σχήμα 3.15 – Υποσύστημα συγκριτή βρόχου υστέρησης

Η έξοδος του συγκριτή βρόχου υστέρησης μαζί με την επιλογή τομέα οδηγούνται στο υποσύστημα επιλογής διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα. Η επιλογή του τομέα γίνεται στο υποσύστημα του σχήματος 3.16 όπου ανάλογα με την γωνία της ροπής επιλέγεται ένας από τους 6 τομείς του διαγράμματος διανυσμάτων κατάστασης.



Σχήμα 3.16 – Μοντελοποίηση υποσυστήματος επιλογής τομέα

Τέλος, στο υποσύστημα του πίνακα επιλογής διανυσμάτων κατάστασης (σχήμα 3.17), κατασκευάζονται δύο πίνακες αντιστοίχισης. Ανάλογα με την έξοδο του συγκριτή της ροής ( $H\_Flux=1$  ή  $H\_Flux=-1$ ) επιλέγεται ένας από τους δύο πίνακες, και στην συνέχεια ανάλογα με την τιμή του συγκριτή ροπής ( $H\_Torque= 1$  ή  $H\_Torque= 0$  ή  $H\_Torque=-1$ ) και τον τομέα στον οποίο βρίσκεται ( $Sector= 1$  έως  $6$ ) επιλέγεται ένα από τα 8 διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα. Στο υποσύστημα αυτό βρίσκεται επίσης το σύστημα μαγνητισμού (*Magnetization*) που αναφέρθηκε νωρίτερα στον ελεγκτή ταχύτητας.



Σχήμα 3.17 – Μοντελοποίηση υποσυστήματος πίνακα επιλογής διανύσματος κατάστασης

# 4

## ΜΕΛΕΤΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό μελετάται η λειτουργία του εξεταζόμενου συστήματος ηλεκτροκίνησης μέσω **προσομοίωσης** χρησιμοποιώντας διαφορετικές τεχνικές ελέγχου κλειστού βρόχου, αλλά και μέσω της **πειραματικής επιβεβαίωσης** των αποτελεσμάτων του ελεγκτή ανοιχτού βρόχου στην κατασκευή ηλεκτρικού συστήματος κίνησης μικρής ισχύος.

Αρχικά αναφέρονται τα κριτήρια που διασφαλίζουν τη **δίκαιη σύγκριση** του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με τον άμεσο έλεγχο ροπής, και στην συνέχεια παρουσιάζονται οι επιδόσεις τους τόσο σε **μεταβατικές καταστάσεις**, όσο και σε **μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**. Παράλληλα καταγράφονται και συγκρίνονται και οι επιδόσεις του κατάλληλα τροποποιημένου άμεσου ελέγχου ροπής που προτάθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Τέλος παρουσιάζεται το σύστημα μικρής ισχύος που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο και συγκρίνονται τα **πειραματικά** με τα προσομοιωμένα αποτελέσματα στην περίπτωση εφαρμογής βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου.

### 4.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΜΕΘΟΔΟΥΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Η λειτουργία του εξεταζόμενου συστήματος ηλεκτροκίνησης μελετάται μέσω της προσομοίωσης του με χρήση διαφορετικών μεθοδολογιών ελέγχου κλειστού βρόχου και της

σύγκρισης των αποτελεσμάτων τους τόσο σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας, όσο και στη μόνιμη κατάσταση.

#### 4.1.1 ΚΡΙΤΗΡΙΑ ΔΙΚΑΙΗΣ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ ΜΕΤΑΞΥ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Για την εξασφάλιση της δίκαιης σύγκρισης των δύο στρατηγικών ελέγχου καθίσταται αναγκαίο να τεθούν κάποια συγκεκριμένα κριτήρια κατά την διάρκεια των προσομοιώσεων:

- ✓ Χρήση πανομοιότυπων μοντέλων μηχανής: Χρήση δηλαδή του ίδιου μοντέλου σημάτων κινητήρα μόνιμων μαγνητών με τα ίδια χαρακτηριστικά όπως αυτά έχουν προαναφερθεί στο κεφάλαιο της μοντελοποίησης.
- ✓ Χρήση της ίδια πηγής ισχύος και του ίδιου αντιστροφέα.
- ✓ Χρήση των ίδιων περιοριστών ροπής έτσι ώστε να διασφαλίζεται η ονομαστική και η μέγιστη ροπή του κινητήρα σε κάθε στρατηγική ελέγχου.
- ✓ Χρήση ίδιας μέσης διακοπτικής συχνότητας στον αντιστροφέα: Η χρήση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC) με ελεγκτή υστέρησης έχει ως αποτέλεσμα σταθερή διακοπτική συχνότητα που εξαρτάται από την ζώνη υστέρησης του ελεγκτή. Από την άλλη πλευρά όμως η χρήση άμεσου ελέγχου ροής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος με διαμόρφωση διανύσματος χώρου (SVM) έχει ως αποτέλεσμα μεταβλητή διακοπτική συχνότητα στον αντιστροφέα. Για να θεωρηθεί δίκαιη η σύγκριση είναι απαραίτητο να μετρηθεί η μέση διακοπτική συχνότητα του ST-DTC και να προσαρμοστεί μέσα από τις ζώνες υστέρησης ροπής και ροής σε σχετικά επίπεδα με αυτήν του FOC.
- ✓ Χρήση διαφορετικής συχνότητας δειγματοληψίας στο τμήμα του ελέγχου για να γίνουν εμφανή τα πλεονεκτήματα του ST-DTC όσον αφορά την απλότητα και την μειωμένη υπολογιστική ισχύ που απαιτεί σχετικά με το FOC.

Αφού εξασφαλίζονται τα παραπάνω κριτήρια δίκαιης σύγκρισης πρέπει να τεθούν οι δοκιμές στις οποίες πρέπει να υποβληθούν οι δύο διαφορετικές στρατηγικές ελέγχου για να συγκριθούν:

- **Δοκιμές αποκρίσεων σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας:**
  - Δοκιμή βήματος ροπής με σταθερή ταχύτητα: Σύγκριση των αποκρίσεων σε ταχύτητα, ροπή, ροή για βήμα ονομαστικής ροπής σε διαφορετικές ταχύτητες του κινητήρα.
  - Δοκιμή βήματος ταχύτητας: Σύγκριση αποκρίσεων ταχύτητας, ροπής, ροής, ρευμάτων για πιθανό βήμα ταχύτητας του κινητήρα.
- **Συμπεριφορά συστήματος στη μόνιμη κατάσταση:**
  - Μέτρηση εκατοστιαίου μέσου σφάλματος και τυπικής απόκλισης της ροπής και της ροής στην μόνιμη κατάσταση για διαφορετικές ταχύτητες και φορτία.
  - Αρμονική ανάλυση των ρευμάτων του κινητήρα και μέτρηση του συντελεστή παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion, THD) στην μόνιμη κατάσταση.



#### 4.1.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΣΕ ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΕΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΙΣ

Η δοκιμές αποκρίσεων σε μεταβατικές καταστάσεις παρέχουν πολύ σημαντικές πληροφορίες για την αξιοπιστία και τις επιδόσεις του συστήματος σε πραγματικές συνθήκες.

Η **δοκιμή βήματος ροπής** αναφέρεται στην περίπτωση που το όχημα ενώ κινείται με σταθερή ταχύτητα αντιμετωπίζει μια ξαφνική αύξηση της ροπής του φορτίου του (πιθανότατα εξαιτίας κάποιου ανηφορικού τμήματος της διαδρομής του). Στην περίπτωση αυτή ο έλεγχος του κινητήρα θα πρέπει να δώσει τις κατάλληλες εντολές για να διατηρηθεί σταθερή η ταχύτητα ώστε το όχημα να υπερνικήσει το φορτίο του και να συνεχίσει με σταθερή ταχύτητα την πορεία του. Κατά την διάρκεια της επιβολής του **ονομαστικού φορτίου** του κινητήρα αναμένεται μια στιγμιαία μείωση της ταχύτητας την οποία ο έλεγχος θα εξαλείψει μέσα σε μικρό χρονικό διάστημα. Το διάστημα αυτό καθορίζει την ταχύτητα με την οποία ο έλεγχος αντιδρά για να επαναφέρει σε ισορροπία το σύστημα μετά από ένα μεταβατικό φαινόμενο (όπως την βηματική αύξηση του φορτίου), και ονομάζεται **απόκριση του συστήματος**. Αντίστοιχα, κατά την σβέση του βήματος ροπής (κατηφορική πορεία του οχήματος) αναμένεται μια στιγμιαία αύξηση της ταχύτητας την οποία ο έλεγχος θα πρέπει να μπορεί να επαναφέρει σε μικρό χρονικό διάστημα.

Η **δοκιμή βήματος ταχύτητας** αναφέρεται στην περίπτωση που το όχημα χρειάζεται να μεταβάλει την ταχύτητα του (να επιταχύνει ή να επιβραδύνει) με τον ταχύτερο τρόπο. Αποτελεί δηλαδή την προσομοίωση συνθηκών όπως αυτές του προσπεράσματος όπου το όχημα θα πρέπει να δώσει όλη την διαθέσιμη ισχύ του (**μέγιστη ροπή**) έτσι ώστε να αναπτύξει την ονομαστική του ταχύτητα στον μικρότερο δυνατό χρόνο. Για να το πετύχει αυτό ο ελεγκτής θα πρέπει να δώσει εντολή μέγιστης ροπής στον κινητήρα έτσι ώστε το σύστημα να φτάσει την ζητούμενη ταχύτητα και στην συνέχεια να επανέλθει σε ισορροπία. Η ταχύτητα και ο τρόπος με την οποία το πετυχαίνει αυτό ο εκάστοτε έλεγχος αποτελούν πολύ σημαντικά κριτήρια για την διερεύνηση της καταλληλότητας τους για την συγκεκριμένη εφαρμογή.

##### 4.1.2.1 ΔΟΚΙΜΗ ΒΗΜΑΤΟΣ ΟΝΟΜΑΣΤΙΚΗΣ ΡΟΠΗΣ

Για την δοκιμή βήματος ροπής επιλέχθηκε η επιβολή φορτίου ονομαστικής ροπής (150 Nm) στον κινητήρα σε τρεις διαφορετικές ταχύτητες λειτουργίας, στις ονομαστικές στροφές (4500 στροφές/λεπτό), στις 2000 στροφές/λεπτό, και στις 100 στροφές/λεπτό, έτσι ώστε να παρατηρηθούν οι αποκρίσεις των διαφόρων μεγεθών του κινητήρα σε διαφορετικές συνθήκες βηματικής μεταβολής φορτίου.

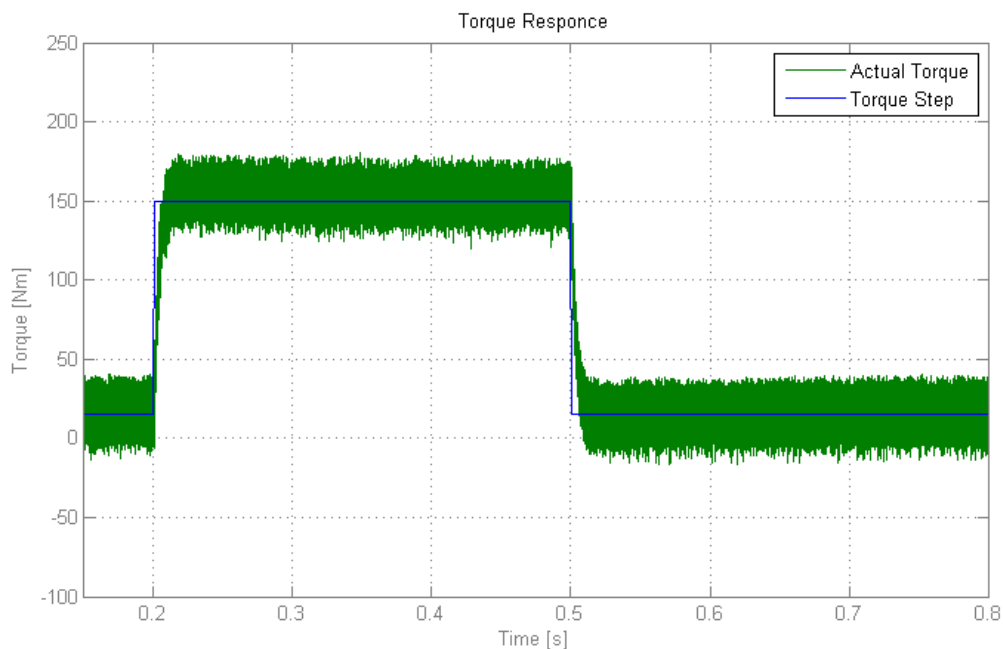
Στην συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των αποκρίσεων του συστήματος με χρήση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC) και του άμεσου ελέγχου ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (ST-DTC). Στο τέλος της παραγράφου παρουσιάζονται και τα αποτελέσματα των αποκρίσεων της παραλλαγής του άμεσου ελέγχου ροπής που αναπτύχθηκε σε μια προσπάθεια βελτίωσης των επιδόσεων του ST-DTC σε υψηλότερες απαιτήσεις ροπής.

Σημειώνεται ότι κατά την προσομοίωση όμως του συστήματος τα αποτελέσματα των δοκιμών στις 2000 στροφές παρουσίασαν ελάχιστες διαφορές από αυτά στις 4500, και συνεπώς αποφασίστηκε ότι δεν υπάρχει λόγος να παρουσιαστούν στην συνέχεια.

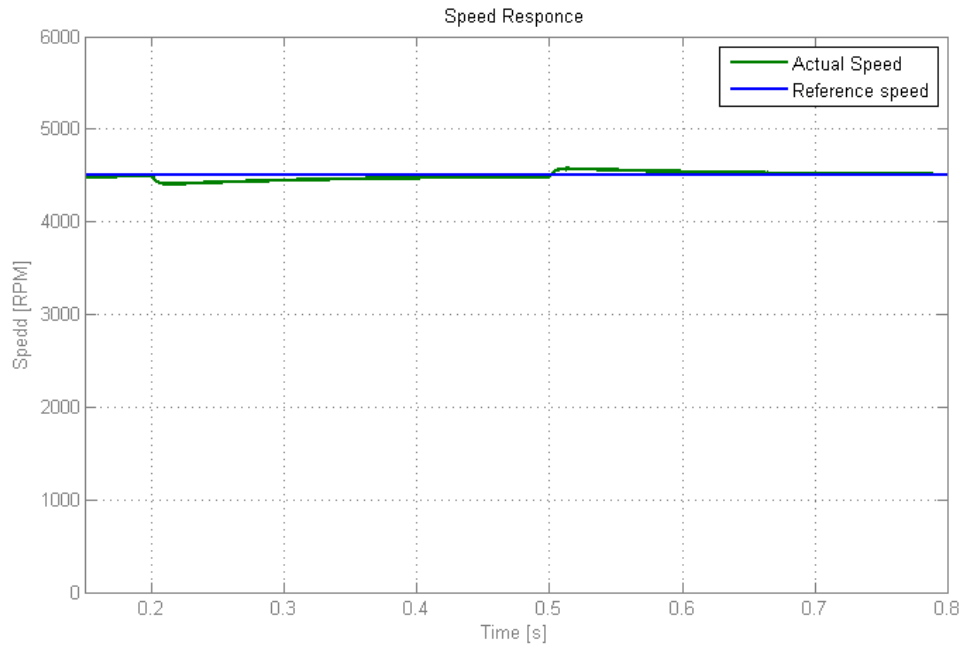
### Άμεσος έλεγχος ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (ST-DTC):

- *Βήμα ονομαστικής ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό:*

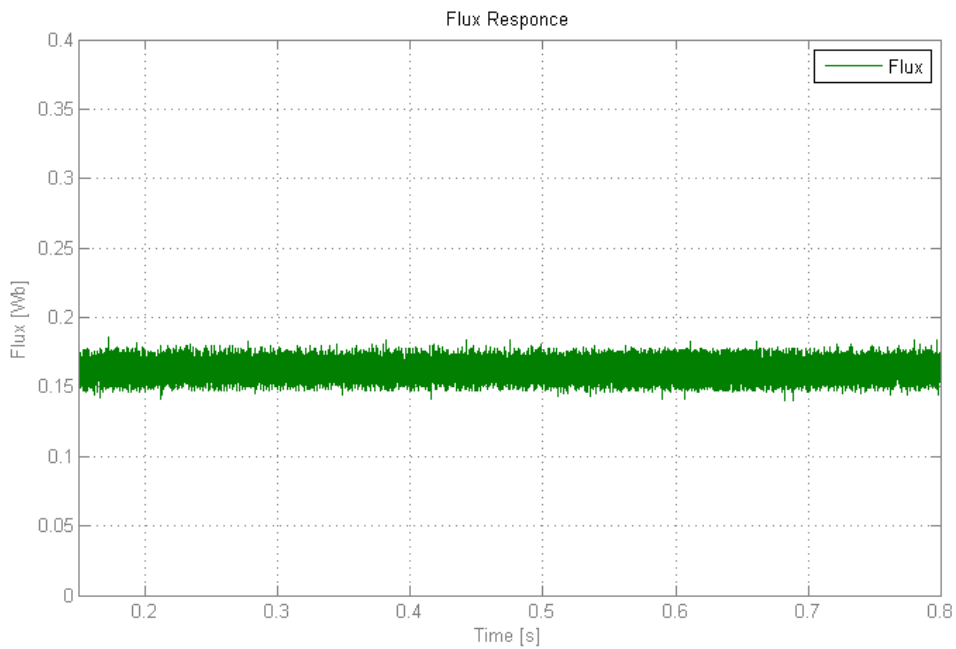
Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό ακολουθούν οι αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας, της ροής και του φασικού ρεύματος του κινητήρα:



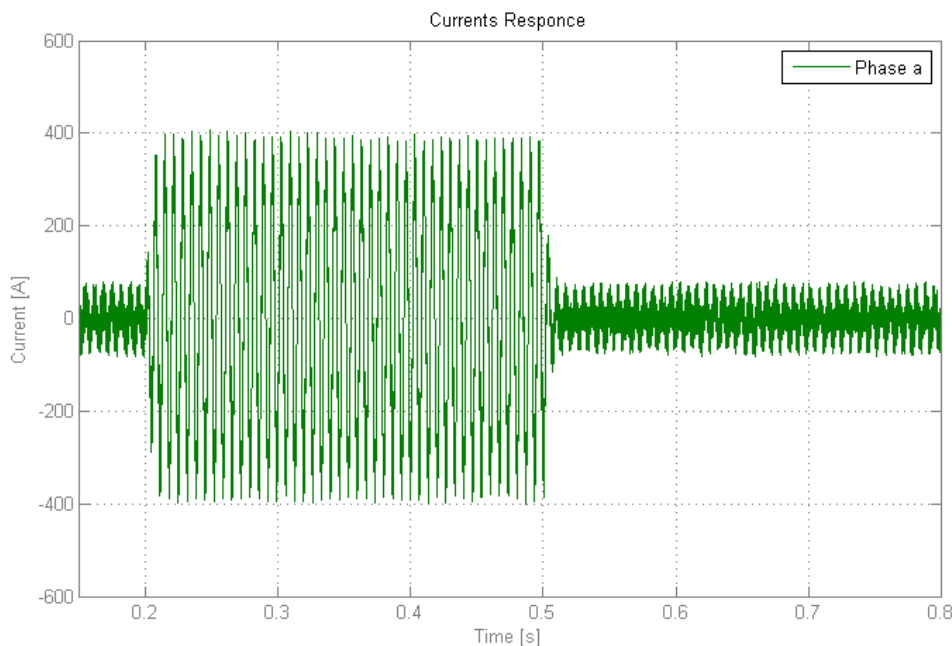
Σχήμα 4.1 – Απόκριση ροπής ST- DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.2 – Απόκριση ταχύτητας ST- DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.3 – Απόκριση ροής ST-DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.4 – Απόκριση φασικού ρεύματος ST-DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.

Στο *σχήμα 4.1* παρουσιάζεται η μεταβολή της **ηλεκτρομαγνητικής ροπής** του κινητήρα (πράσινο χρώμα) σε σύγκριση με το βήμα ροπής φορτίου (μπλε χρώμα) που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι ο ελεγκτής ανταποκρίνεται **ταχύτατα** στην μεταβολή της ροπής του φορτίου και δημιουργεί την απαιτούμενη ροπή για να διατηρήσει το σύστημα την ταχύτητά του. Ωστόσο, παρά την ταχύτατη απόκρισή του, η ροπή του κινητήρα παρουσιάζει πολύ **μεγάλη κυμάτωση** γύρω από την μέση τιμή της γεγονός που επιβαρύνει πολύ το σύστημα εξαιτίας των απωλειών που επιφέρει.

Στο *σχήμα 4.2* παρουσιάζεται η μεταβολή της **ταχύτητας** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος ροπής. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η σταθερή ταχύτητα που προσπαθεί να διατηρήσει ο ελεγκτής, ενώ με πράσινο η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα. Παρατηρείται ότι η ταχύτητα μειώνεται στιγμιαία κατά την άνοδο της ροπής φορτίου, και αυξάνεται στιγμιαία κατά την μείωση της ροπής φορτίου. Ο ελεγκτής όμως καταφέρνει να επαναφέρει την ταχύτητα στις ζητούμενες στροφές του κινητήρα με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης σε μόλις **0.2 sec**. Παρατηρείται επίσης ότι ο **χρόνος απόκρισης** στην αύξηση της ροπής είναι ελαφρώς μεγαλύτερος από αυτόν κατά την μείωση της ροπής, κάτι που είναι απολύτως λογικό αφού στην δεύτερη περίπτωση η διατήρηση σταθερής ταχύτητας είναι αρκετά ευκολότερη εξαιτίας της μειωμένης απαίτησης ροπής φορτίου. Τέλος είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι η μεγάλη κυμάτωση που παρουσιάζει η ροπή δεν φαίνεται να επηρεάζει την ταχύτητα του κινητήρα εξαιτίας της **ροπής αδρανείας** του.

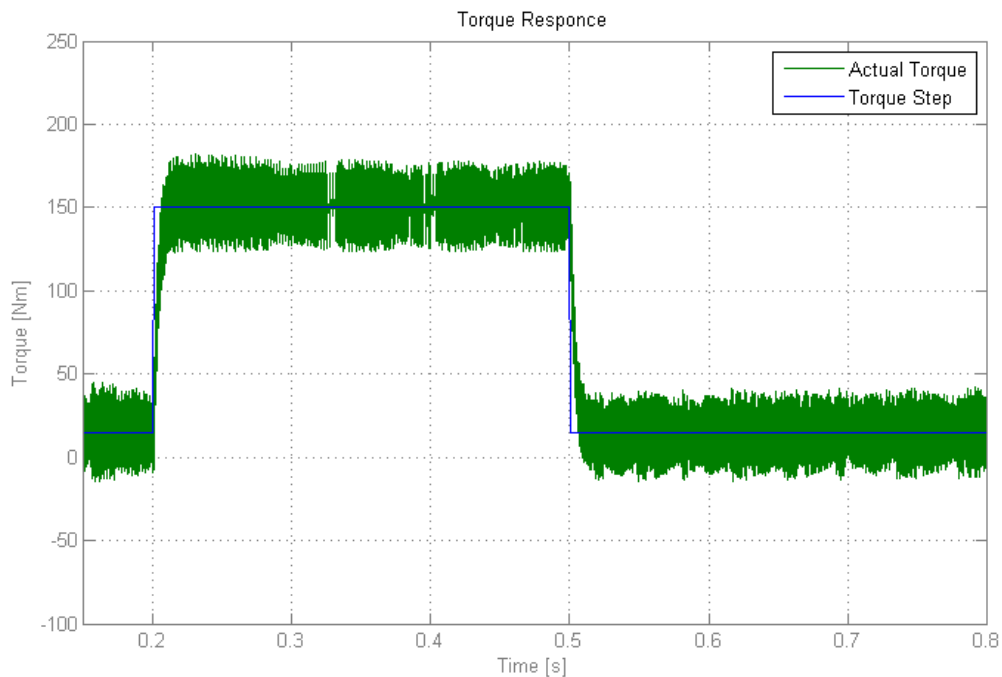
Στο *σχήμα 4.3* παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά την μεταβολή του φορτίου. Παρατηρείται ότι το **μέτρο της ροής** όπως έχει αναλυθεί στην θεωρία της λειτουργίας του ελεγκτή ST-DTC διατηρείται **σταθερό** καθ' όλη την διάρκεια της μεταβολής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα αποδεικνύοντας έτσι την ορθή λειτουργία του άμεσου ελέγχου ροπής.

Τέλος, στο *σχήμα 4.4* παρουσιάζεται η απόκριση του **φασικού ρεύματος** του κινητήρα στην βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι το **πλάτος** του ρεύματος αυξάνεται ανάλογα με την ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας, ενώ η

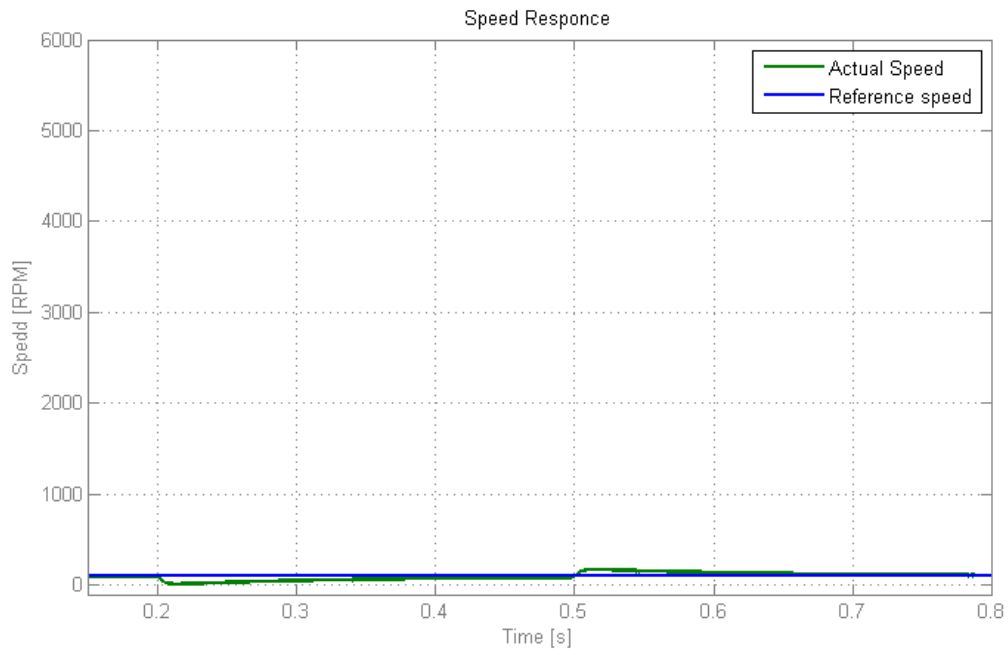
**συχνότητά** του διατηρείται σταθερή αφού και η ταχύτητα του κινητήρα παραμένει σταθερή όταν ο έλεγχος καταφέρνει να υπερβεί την αλλαγή του φορτίου. Υπενθυμίζεται ότι η συχνότητα των φασικών ρευμάτων είναι ανάλογη με την γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα.

- *Βήμα ονομαστικής ροπής στις 100 στροφές/λεπτό:*

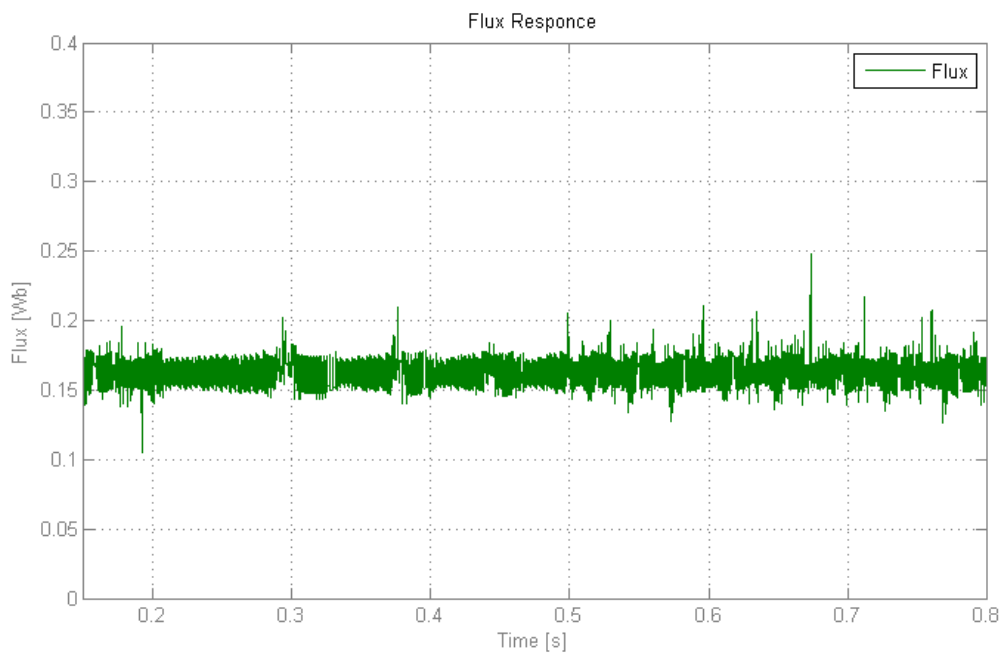
Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ροπής στις 100 στροφές/λεπτό ακολουθούν οι αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας, της ροής και του φασικού ρεύματος του κινητήρα:



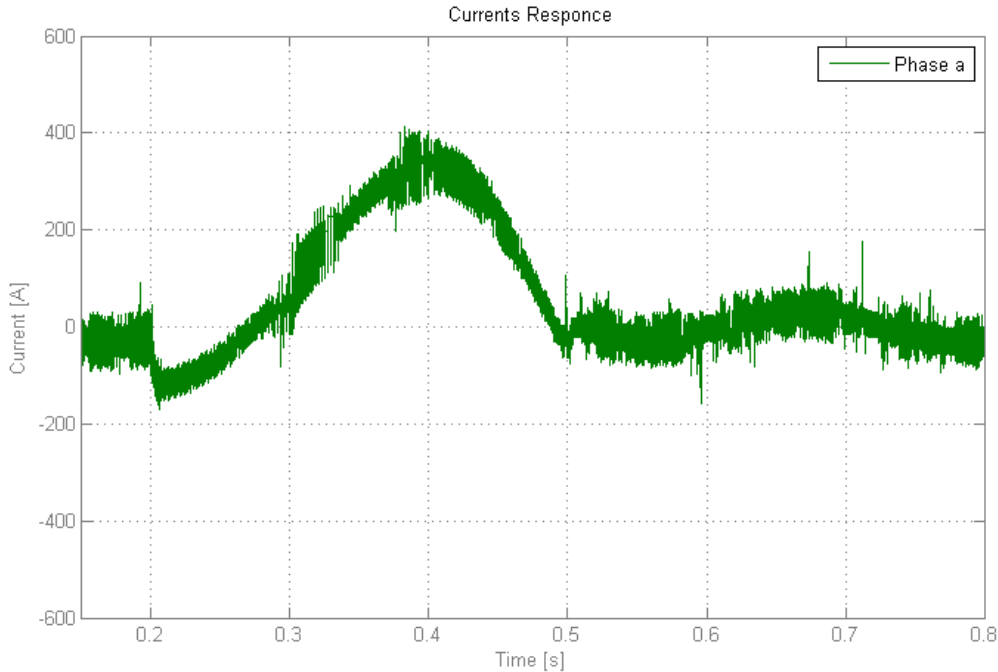
Σχήμα 4.5 – Απόκριση ροπής ST-DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.6 – Απόκριση ταχύτητας ST- DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.7 – Απόκριση ροής ST-DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.8 – Απόκριση φασικού ρεύματος ST- DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.

Στο *σχήμα 4.5* παρουσιάζεται η μεταβολή της **ηλεκτρομαγνητικής ροπής** του κινητήρα (πράσινο χρώμα) σε σύγκριση με το βήμα ροπής φορτίου (μπλε χρώμα) που του επιβάλλεται. Ο ελεγκτής και σε χαμηλές στροφές ανταποκρίνεται **ταχύτατα** στην μεταβολή της ροπής του φορτίου και δημιουργεί την απαιτούμενη ροπή για να διατηρήσει το σύστημα την ταχύτητά του. Ωστόσο, η ροπή του κινητήρα παρουσιάζει ακόμα **μεγαλύτερη κυμάτωση** γύρω από την μέση τιμή της για χαμηλές στροφές γεγονός που θα εξηγηθεί στις παρατηρήσεις που θα διατυπωθούν στο τέλος της ενότητας.

Στο *σχήμα 4.6* παρουσιάζεται η μεταβολή της **ταχύτητας** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος ροπής. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η σταθερή ταχύτητα που προσπαθεί να διατηρήσει ο ελεγκτής, ενώ με πράσινο η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα. Παρατηρείται ότι ο **χρόνος απόκρισης** στην μεταβολή της ροπής είναι παραμένει στα **0.2 sec** περίπου γεγονός που αποδεικνύει ότι η αντίδραση του άμεσου ελέγχου ροπής είναι εξίσου γρήγορη σε χαμηλές στροφές. Τέλος, η ακόμα μεγαλύτερη κυμάτωση που παρουσιάζει η ροπή δεν επηρεάζει ούτε στις 100 στροφές/λεπτό την ταχύτητα του κινητήρα εξαιτίας της **ροπής αδρανείας** του.

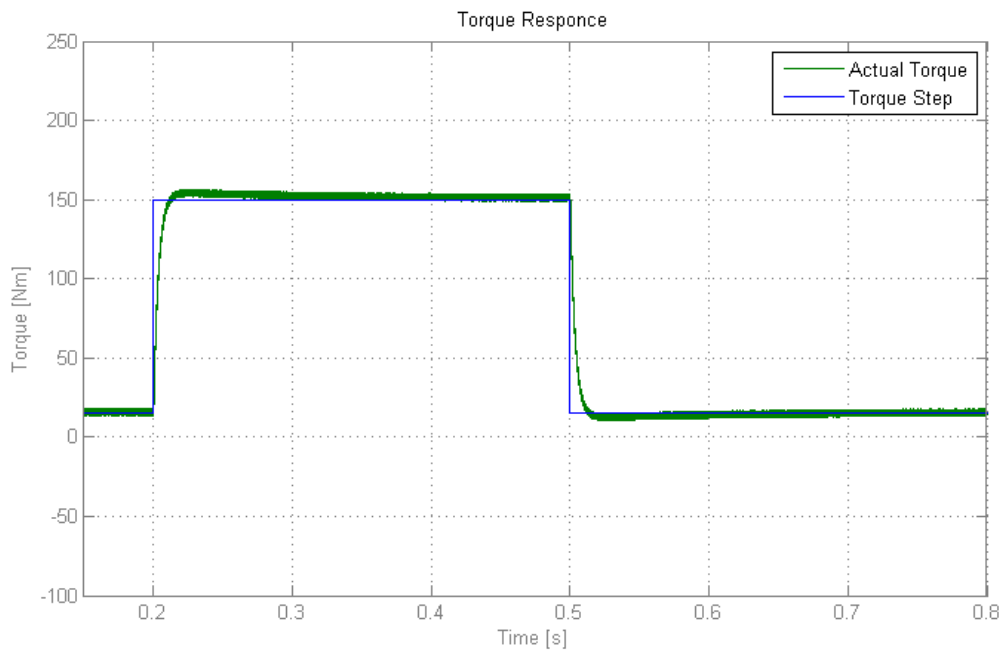
Στο *σχήμα 4.7* παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά την μεταβολή του φορτίου. Παρατηρείται ότι η μέση τιμή του **μέτρου της ροής** διατηρείται **σταθερή** καθ' όλη την διάρκεια της μεταβολής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα, με εμφανώς **μεγαλύτερη κυμάτωση** για τις χαμηλές στροφές.

Τέλος, στο *σχήμα 4.8* παρουσιάζεται η απόκριση του **φασικού ρεύματος** του κινητήρα στην βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι η **συχνότητά** του είναι πολύ μικρή αφού και η ταχύτητα του κινητήρα παραμένει πολύ μικρή (100 στροφές/λεπτό  $\approx 10.5 \text{ rad/sec}$ ).

## Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου (FOC)

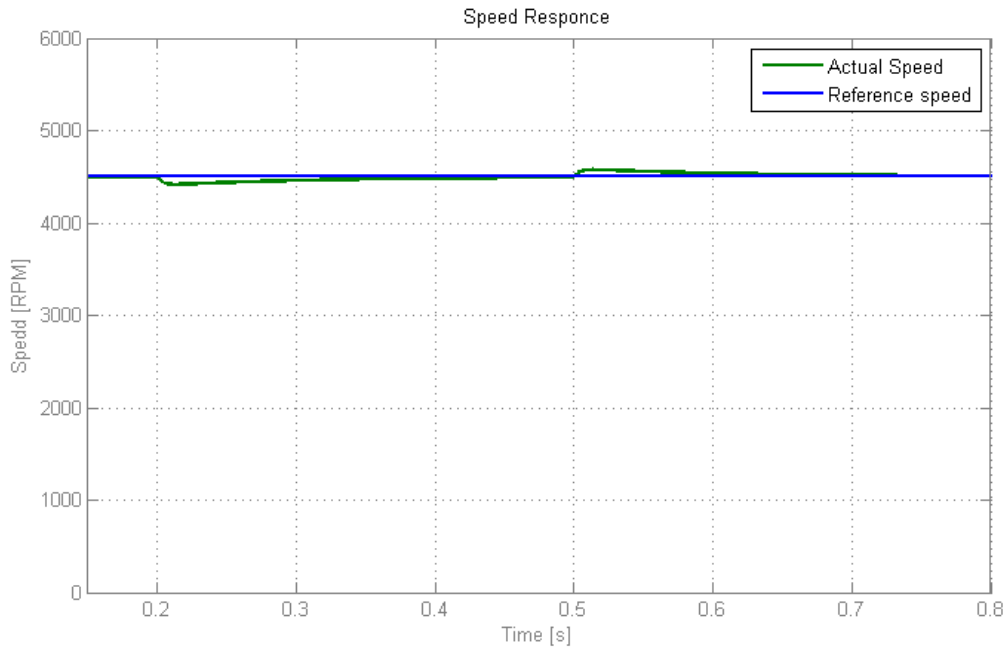
- Βήμα ονομαστικής ροπής στις **4500 στροφές/λεπτό**:

Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό ακολουθούν οι αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας, της ροής και του φασικού ρεύματος του κινητήρα:

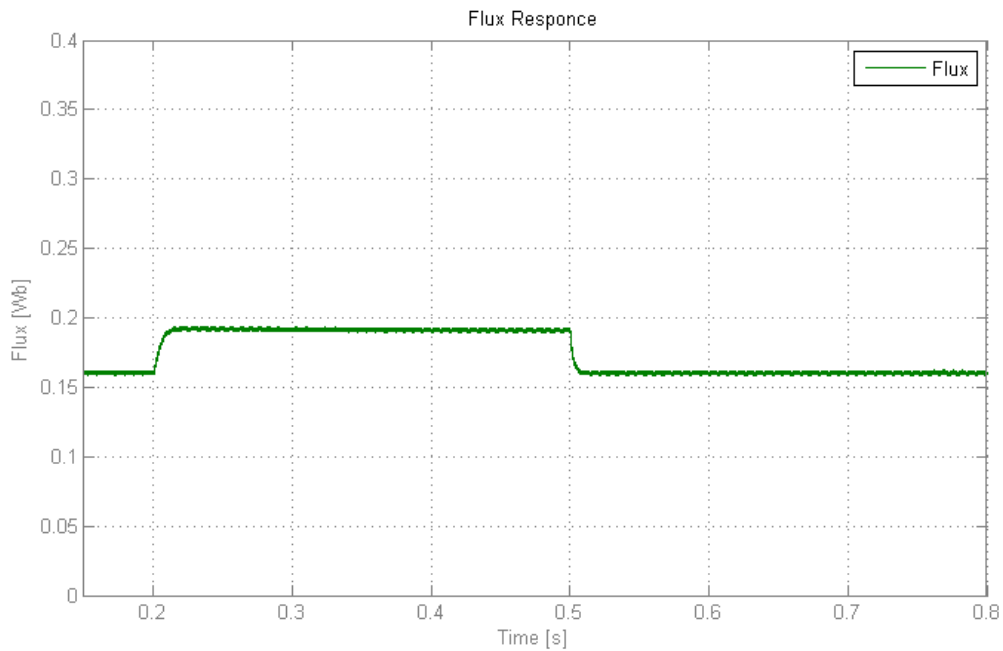


Σχήμα 4.9 – Απόκριση ροπής FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.

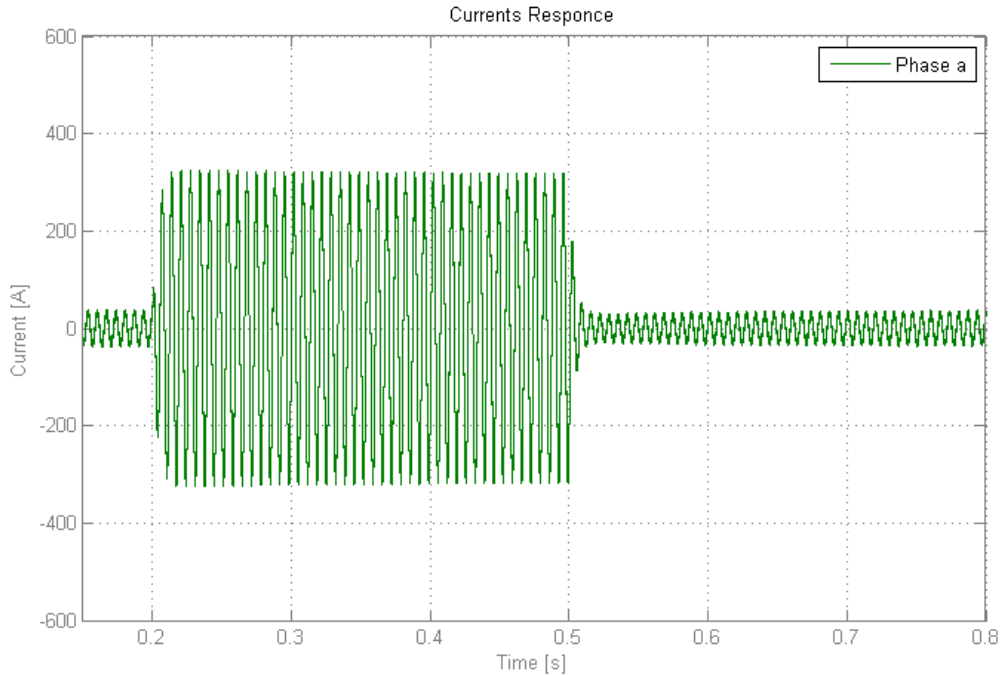




Σχήμα 4.10 – Απόκριση ταχύτητας FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.11 – Απόκριση ροής FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.12 – Απόκριση φασικού ρεύματος FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.

Στο σχήμα 4.9 παρουσιάζεται η μεταβολή της **ηλεκτρομαγνητικής ροπής** του κινητήρα (πράσινο χρώμα) σε σύγκριση με το βήμα ροπής φορτίου (μπλε χρώμα) που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι ο ελεγκτής ανταποκρίνεται **αρκετά γρήγορα** στην μεταβολή της ροπής του φορτίου και παράγει ηλεκτρομαγνητική ροπή με πολύ **μικρή κυμάτωση** γύρω από την μέση τιμή της. Επίσης παρατηρείται ότι στις μεταβάσεις η ροπή υπερβαίνει για μικρό χρονικό διάστημα την ροπή αναφοράς (**torque overshoot**) πριν επανέλθει το σύστημα σε ισορροπία.

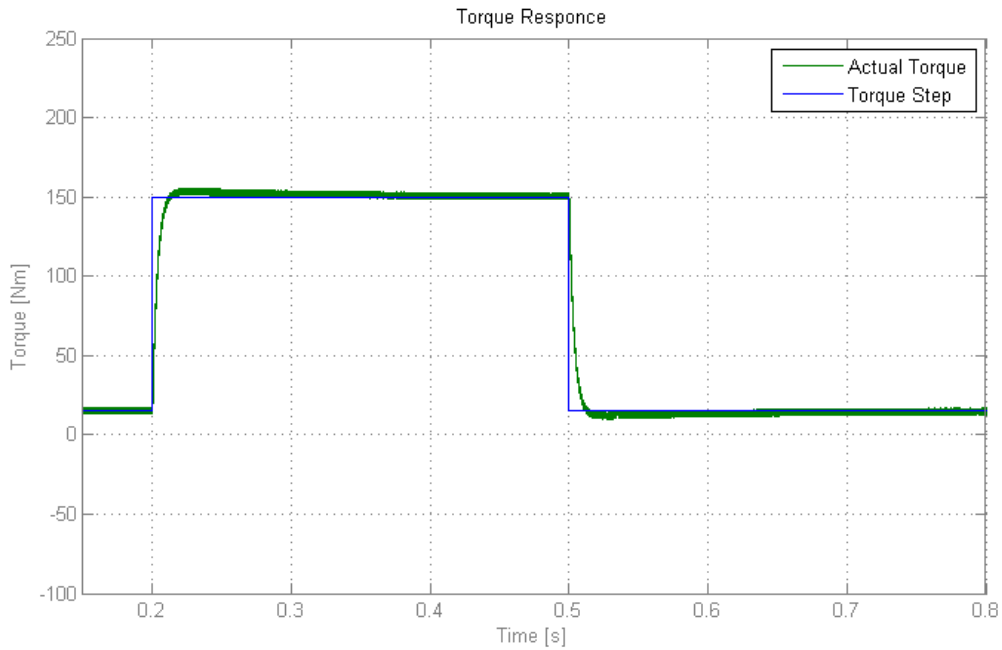
Στο σχήμα 4.10 παρουσιάζεται η μεταβολή της **ταχύτητας** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος ροπής. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η σταθερή ταχύτητα που προσπαθεί να διατηρήσει ο ελεγκτής, ενώ με πράσινο η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα. Παρατηρείται ότι η ταχύτητα μειώνεται στιγμιαία κατά την άνοδο της ροπής φορτίου, και αυξάνεται στιγμιαία κατά την μείωση της ροπής φορτίου. Ο ελεγκτής FOC καταφέρνει να επαναφέρει την ταχύτητα στις ζητούμενες στροφές του κινητήρα με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης σε **0.25 sec** (λίγο πιο αργά από τον ST-DTC).

Στο σχήμα 4.11 παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά την μεταβολή του φορτίου. Παρατηρείται ότι το **μέτρο της ροής** όπως έχει αναλυθεί στην θεωρία της λειτουργίας του ελεγκτή FOC **μεταβάλλεται** παράγοντας την μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα αποδεικνύοντας έτσι την ορθή λειτουργία του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου.

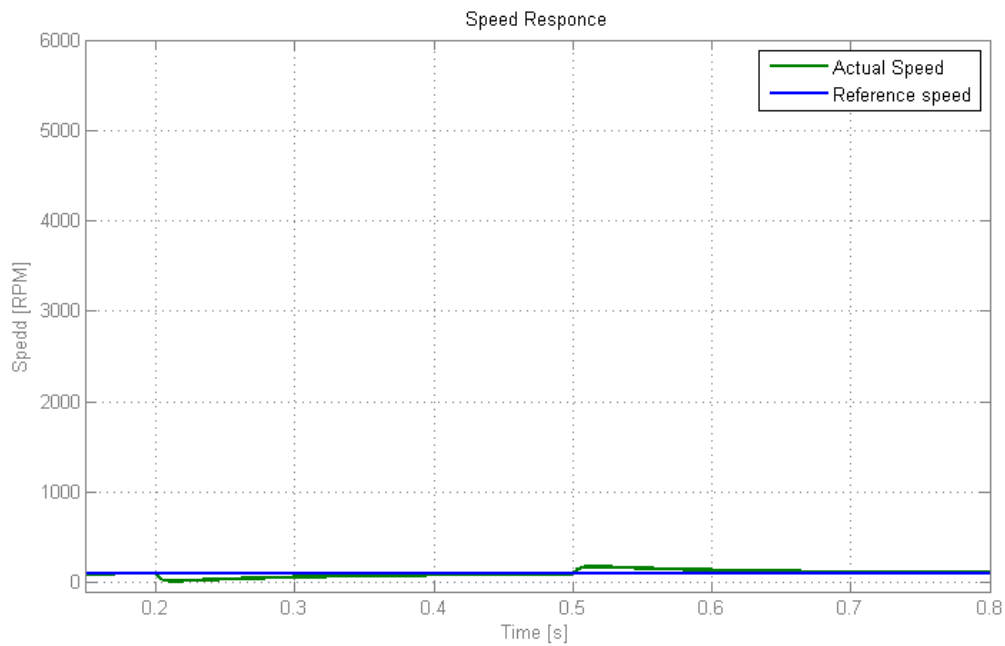
Τέλος, στο σχήμα 4.12 παρουσιάζεται η απόκριση του **φασικού ρεύματος** του κινητήρα στην βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι το **πλάτος** του ρεύματος αυξάνεται ανάλογα με την ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας, ενώ η **συχνότητά** του διατηρείται σταθερή αφού και η ταχύτητα του κινητήρα παραμένει σταθερή όταν ο έλεγχος καταφέρνει να υπερβεί την αλλαγή του φορτίου. Ωστόσο στην περίπτωση του FOC το **πλάτος** των ρευμάτων είναι εμφανώς **μικρότερο**, γεγονός που δικαιολογείται από την απουσία κυμάτωσης στην ροπή του, και συνεπώς τις μειωμένες απώλειες του συστήματος.

- Βήμα ονομαστικής ροπής στις **100 στροφές/λεπτό**:

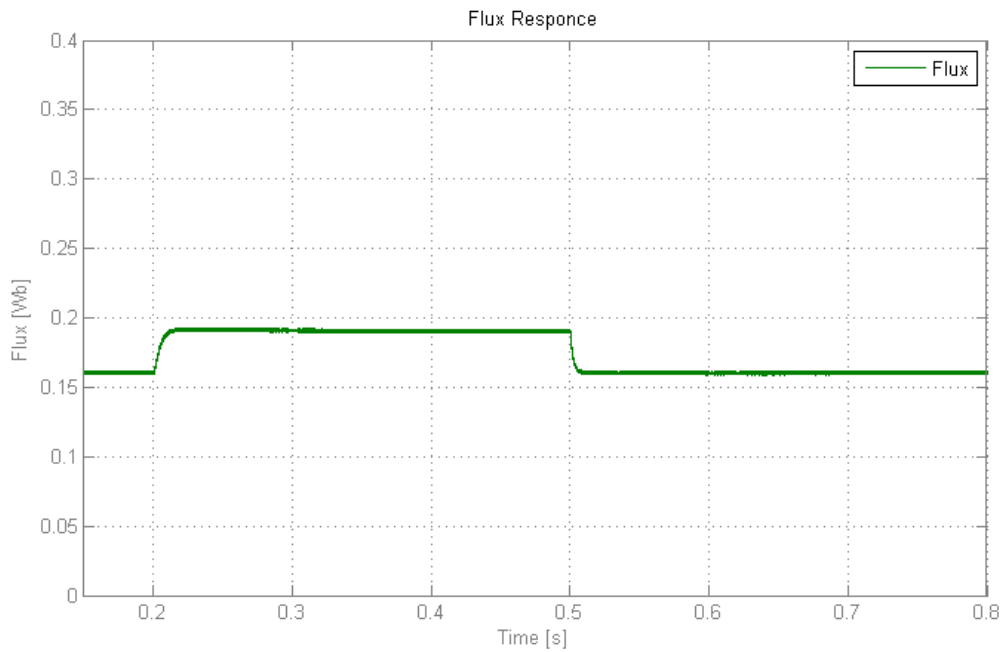
Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ροπής στις 100 στροφές/λεπτό ακολουθούν οι αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας, της ροής και του φασικού ρεύματος του κινητήρα:



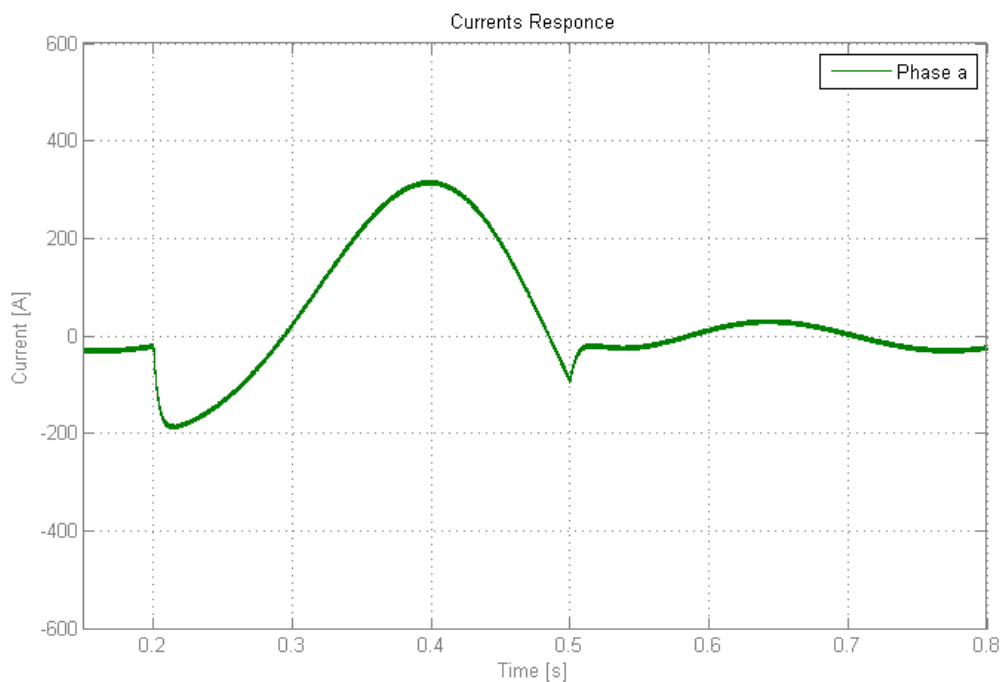
Σχήμα 4.13 – Απόκριση ροπής FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.14 – Απόκριση ταχύτητας FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.15 – Απόκριση ροής FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.16 – Απόκριση φασικού ρεύματος FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.

Στο σχήμα 4.13 παρουσιάζεται η μεταβολή της **ηλεκτρομαγνητικής ροπής** του κινητήρα (πράσινο χρώμα) σε σύγκριση με το βήμα ροπής φορτίου (μπλε χρώμα) που του επιβάλλεται. Ο ελεγκτής και σε χαμηλές στροφές ανταποκρίνεται **εξίσου γρήγορα** στην μεταβολή της ροπής του φορτίου, ενώ η χαμηλή ταχύτητα λειτουργίας δεν φαίνεται να έχει ιδιαίτερη επίπτωση ούτε στην

απόκριση άλλα ούτε και στην κυμάτωση της ροπής. Τέλος, όπως είναι αναμενόμενο το **overshoot** της ροπής παραμένει, αλλά για μικρότερη ταχύτητα είναι αισθητά μικρότερο.

Στο *σχήμα 4.14* παρουσιάζεται η μεταβολή της **ταχύτητας** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος ροπής. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η σταθερή ταχύτητα που προσπαθεί να διατηρήσει ο ελεγκτής, ενώ με πράσινο η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα. Παρατηρείται ότι ο **χρόνος απόκρισης** στην μεταβολή της ροπής είναι **μειωμένος** στα **0.2 sec** εξαιτίας της χαμηλότερης ταχύτητας του κινητήρα, ενώ το σφάλμα μόνιμης κατάστασης είναι μηδενικό και σε αυτή την δοκιμή.

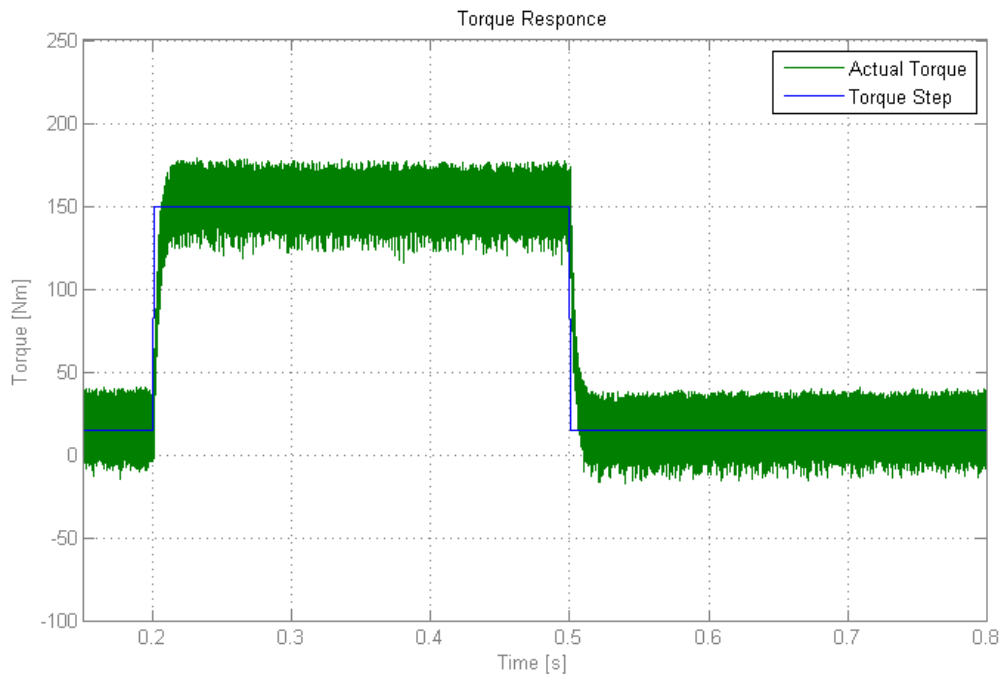
Στο *σχήμα 4.15* παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά την μεταβολή του φορτίου. Παρατηρείται ότι το **μέτρο της ροής μεταβάλλεται** και για τις χαμηλές στροφές παράγοντας την μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα αποδεικνύοντας έτσι την ορθή λειτουργία του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου και σε μικρές ταχύτητες.

Τέλος, στο *σχήμα 4.16* παρουσιάζεται η απόκριση του **φασικού ρεύματος** του κινητήρα στην βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι η **συχνότητά** του είναι πολύ μικρή αφού και η ταχύτητα του κινητήρα παραμένει πολύ μικρή (100 στροφές/λεπτό  $\approx$  10.5 rad/sec), και η κυμάτωση του σχεδόν μηδενική γεγονός που προϋποθέτει για τα αποτελέσματα της αρμονικής του ανάλυσης που θα πραγματοποιηθεί στην παράγραφο §4.2.3.

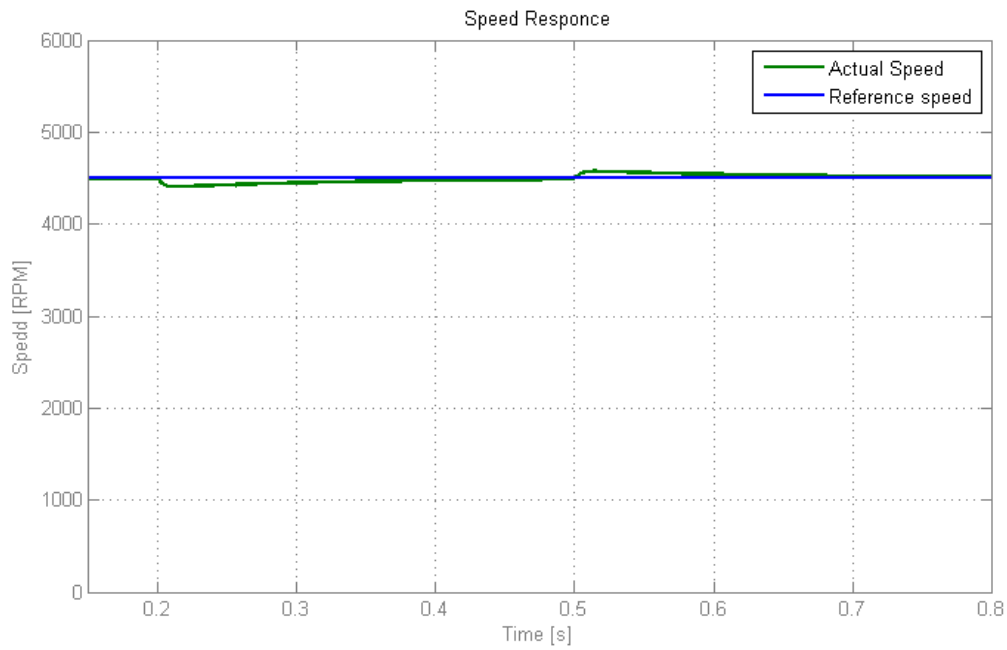
## Παραλλαγή DTC με έλεγχο του μέτρου της ροής

- Βήμα ονομαστικής ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό:

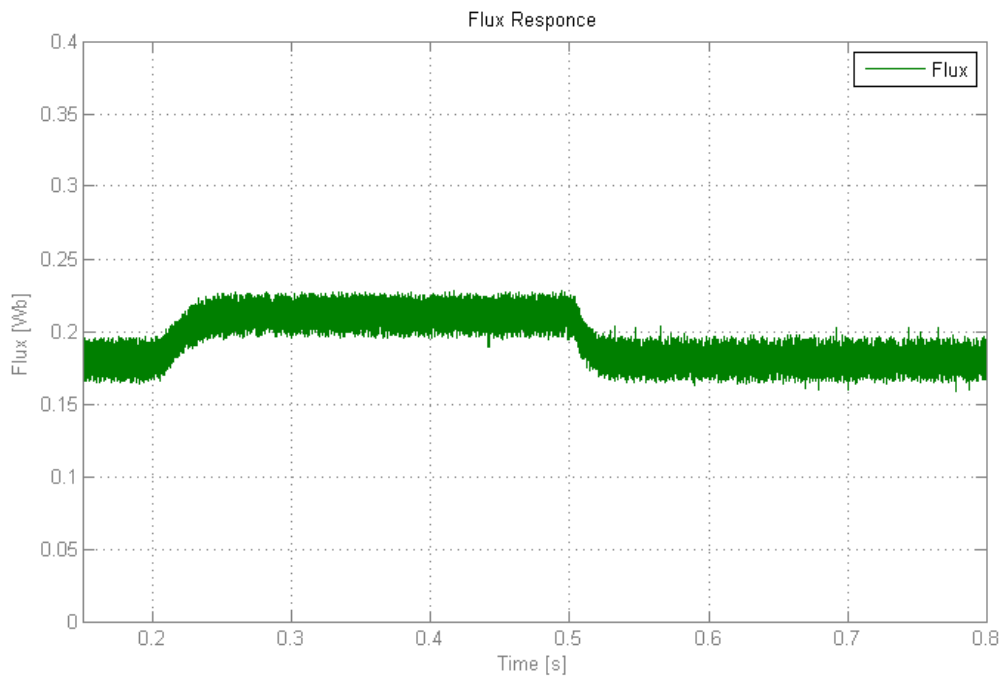
Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό ακολουθούν οι αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας, της ροής και του φασικού ρεύματος του κινητήρα:



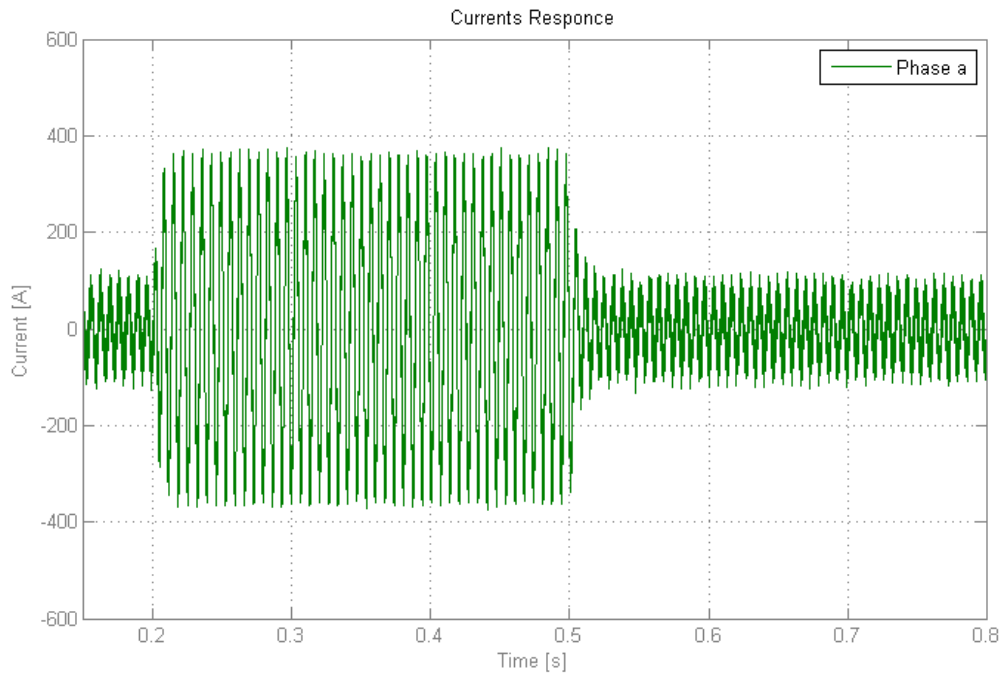
Σχήμα 4.17 – Απόκριση ροπής DTC με έλεγχο ροής σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.18 – Απόκριση ταχύτητας DTC με έλεγχο ροής σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.19 – Απόκριση ροής DTC με έλεγχο ροής σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.

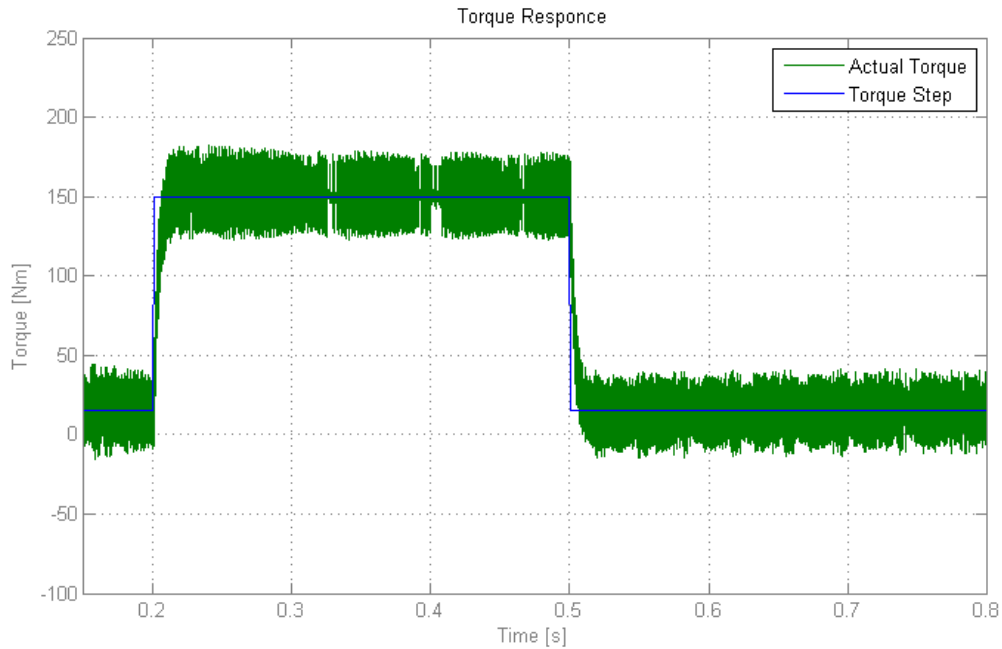


Σχήμα 4.20 – Απόκριση φασικού ρεύματος DTC με έλεγχο ροής σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.

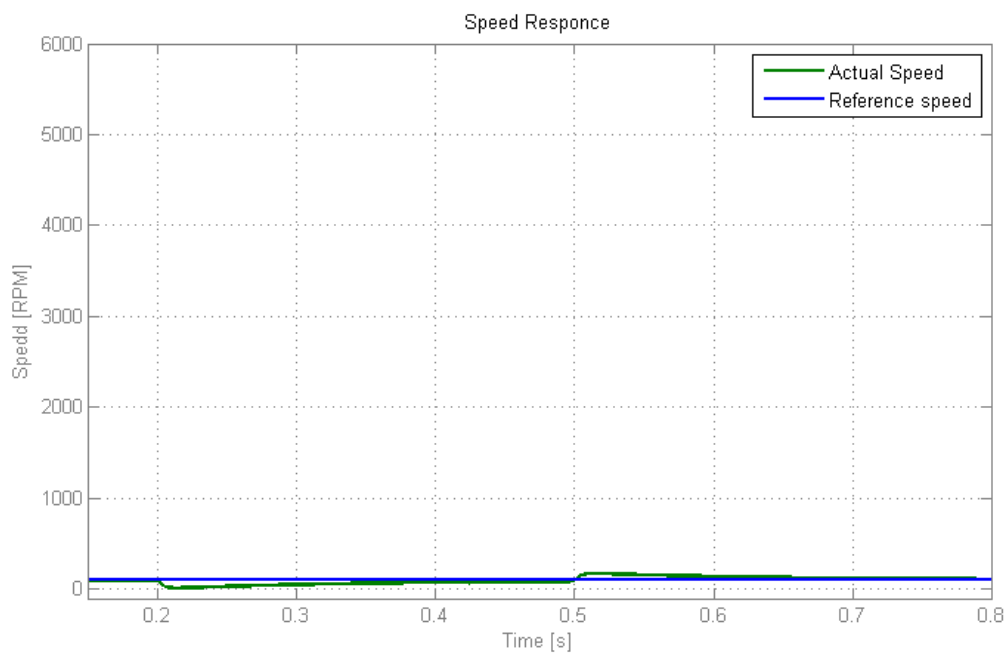


- Βήμα ονομαστικής ροπής στις 100 στροφές/λεπτό:

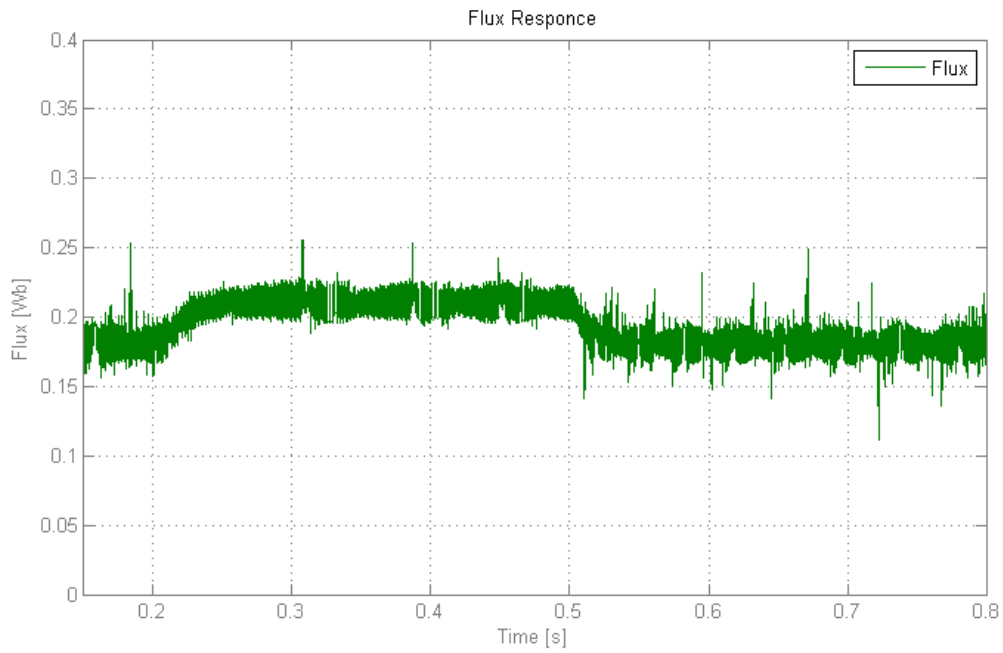
Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό ακολουθούν οι αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας, της ροής και του φασικού ρεύματος του κινητήρα:



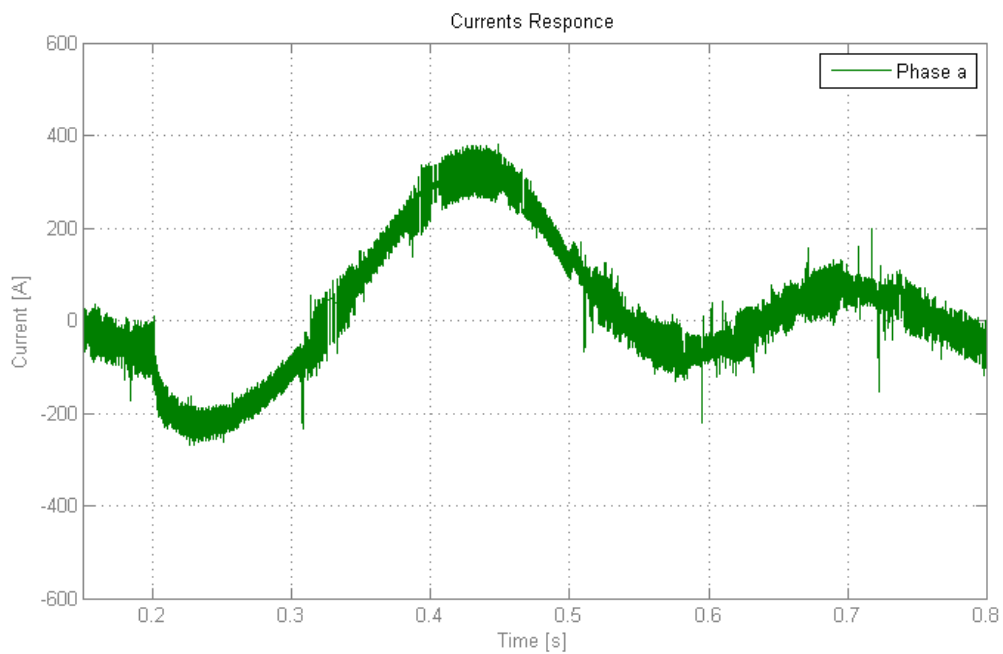
Σχήμα 4.21 – Απόκριση ροπής DTC με έλεγχο ροής σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.22 – Απόκριση ταχύτητας DTC με έλεγχο ροής σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.23 – Απόκριση ροής DTC με έλεγχο ροής σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.24 – Απόκριση φασικού ρεύματος DTC με έλεγχο ροής σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό.

Στα *σχήματα 4.17, 4.21* παρουσιάζονται οι μεταβολές της **ηλεκτρομαγνητικής ροπής** του κινητήρα (πράσινο χρώμα) σε σύγκριση με το βήμα ροπής φορτίου (μπλε χρώμα) που του επιβάλλεται για ταχύτητες 4500 στροφών/λεπτό και 100 στροφών/λεπτό αντίστοιχα. Παρατηρείται ότι ο ελεγκτής ανταποκρίνεται το ίδιο γρήγορα με τον ST-DTC στην μεταβολή της ροπής του φορτίου και δημιουργεί την απαιτούμενη ροπή για να διατηρήσει το σύστημα την ταχύτητά του. Οι μεταβολές της κυμάτωσης της ροπής στις διαφορετικές ταχύτητες παραμένουν επίσης ίδιες με αυτές του έλεγχου ST-DTC.

Στα *σχήματα 4.18, 4.22* παρουσιάζονται η μεταβολές της **ταχύτητας** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος ροπής στις δύο διαφορετικές ταχύτητες. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η σταθερή ταχύτητα που προσπαθεί να διατηρήσει ο ελεγκτής, ενώ με πράσινο η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα. Παρατηρείται ότι ο **χρόνος απόκρισης** του παραλλαγμένου ελεγκτή είναι **ίδιος** με αυτόν του ST-DTC τόσο για την ονομαστική ταχύτητα όσο και για τις 100 στροφές/λεπτό, ενώ η ταχύτητα και εδώ δεν μεταβάλλεται από την κυμάτωση της ροπής εξαιτίας της **ροπής αδρανείας** του κινητήρα.

Στα *σχήματα 4.19, 4.23* παρουσιάζονται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά την μεταβολή του φορτίου. Παρατηρείται ότι το **μέτρο της ροής** όπως έχει αναλυθεί στην μοντελοποίηση του ελεγκτή DTC με έλεγχο ροής **μεταβάλλεται** ενισχύοντας την μεταβολής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα **βελτιώνοντας** την επίδοση του άμεσου ελέγχου ροής.

Τέλος, στα *σχήματα 4.20, 4.24* παρουσιάζονται η απόκριση του **φασικού ρεύματος** του κινητήρα στην βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου που του επιβάλλεται για διαφορετικές ταχύτητες. Παρατηρείται ότι το **πλάτος** του ρεύματος είναι αρκετά **μικρότερο** στην περίπτωση που ελέγχεται και το μέτρο της ροής συγκριτικά με αυτό των ρευμάτων του ST-DTC παράγοντας την ίδια ηλεκτρομαγνητική ροπή με μικρότερη ισχύ. Στο σημείο αυτό φαίνεται καθαρά η **βελτίωση** που προσφέρει ο παραλλαγμένος άμεσος έλεγχος ροπής στην επίδοση του συστήματος.

#### 4.1.2.2 ΔΟΚΙΜΗ ΒΗΜΑΤΟΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ

Για την δοκιμή βήματος ταχύτητας επιλέχθηκε ένα σενάριο κατά το οποίο ο κινητήρας χρειάζεται να επιταχύνει από τις **2500 στροφές/λεπτό** στις ονομαστικές του στροφές (**4500 στροφές/λεπτό**) με φορτίο το 1/3 του ονομαστικού του (**50 Nm**).

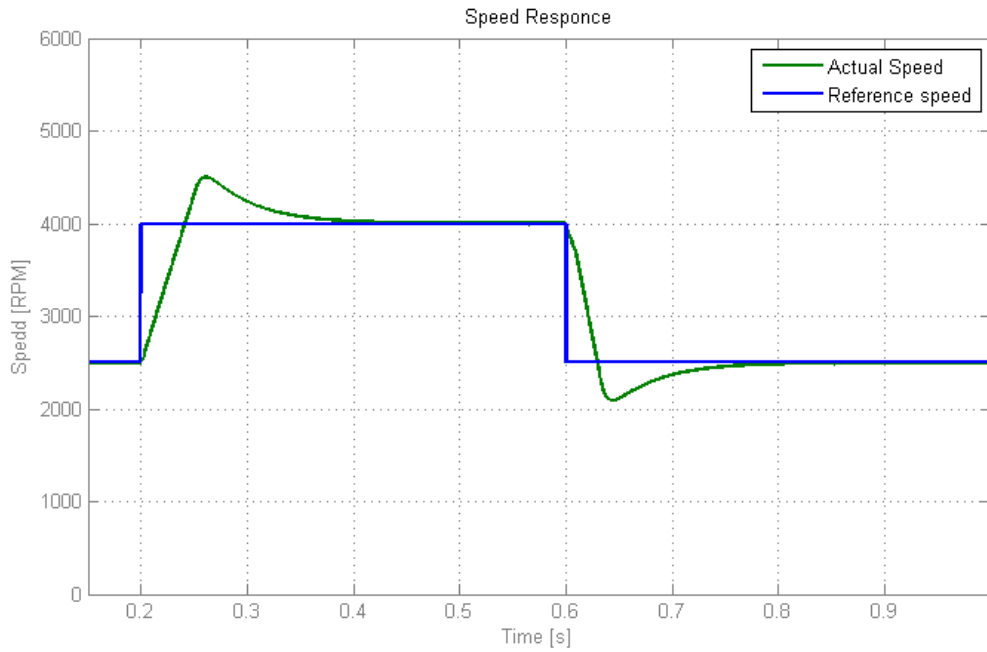
Κατά την προσομοίωση του συστήματος παρατηρήθηκε ότι ο έλεγχος άμεσος έλεγχος ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (**ST-DTC**) αδυνατεί να παρακολουθήσει την μεταβολή της ταχύτητας. Αυτό συμβαίνει διότι ενώ καταφέρνει να μεγιστοποιήσει την ροπή του κινητήρα μέσω της ρύθμισης της γωνίας των ρών στάτη και δρομέα, το πλάτος της ροπής που παράγει δεν αρκεί για να επιτύχει γρήγορη μετάβαση (συγκριτικά με τον προσανατολισμένο έλεγχο πεδίου, FOC). Το αποτέλεσμα είναι ότι αν δεν χρησιμοποιηθεί κάποια ράμπα ταχύτητας (σταδιακή αύξηση της ταχύτητας και όχι βηματική) ο έλεγχος αδυνατεί να παράξει τα 250 Nm (μέγιστη ροπή του κινητήρα) και το **σύστημα** περνάει σε **αστάθεια**.

Για την διόρθωση αυτού το προβλήματος προτείνεται η **παραλλαγή** του ST-DTC ελέγχου κατά την οποία το μέτρο της ροής δεν διατηρείται σταθερό, αλλά μεταβάλλεται αναλόγως με τις απαιτήσεις της ροπής. Το αποτέλεσμα είναι ένας **υβριδικός ελεγκτής** που ελέγχει και το μέτρο και την γωνία της ροής και καταφέρνει να παρακολουθήσει με επιτυχία την απότομη μεταβολή της ταχύτητα του οχήματος. Στο σημείο αυτό συνιστάται στον αναγνώστη να ανατρέξει στην παράγραφο §3.1.3.3 όπου αναλύεται η λειτουργία του μοντέλου του υβριδικού ελεγκτή.

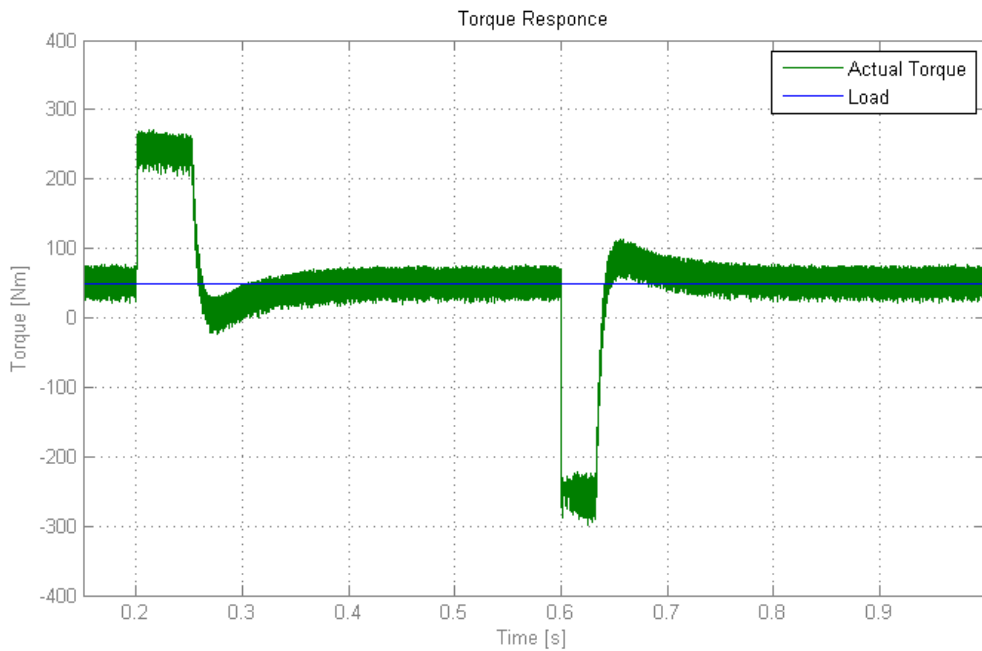
Στην συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των αποκρίσεων του συστήματος αρχικά με χρήση του υβριδικού μοντέλου άμεσου ελέγχου ροπής και στην συνέχεια με την χρήση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC). Στο τέλος της ενότητας εξετάζονται και τα αποτελέσματα του άμεσου ελέγχου ροής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (ST-DTC) παρά το γεγονός ότι η συγκεκριμένη στρατηγική αποτυγχάνει να παρακολουθήσει την αλλαγή της ταχύτητας. Η παρουσίαση των συγκεκριμένων αποτελεσμάτων γίνεται για να συγκριθεί δίκαια η μέθοδος με τις υπόλοιπες και στην συνέχεια να δικαιολογηθεί η αποτυχία της σε υψηλές απαιτήσεις ροπής.

### Παραλλαγή ST-DTC με έλεγχο του μέτρου της ροής

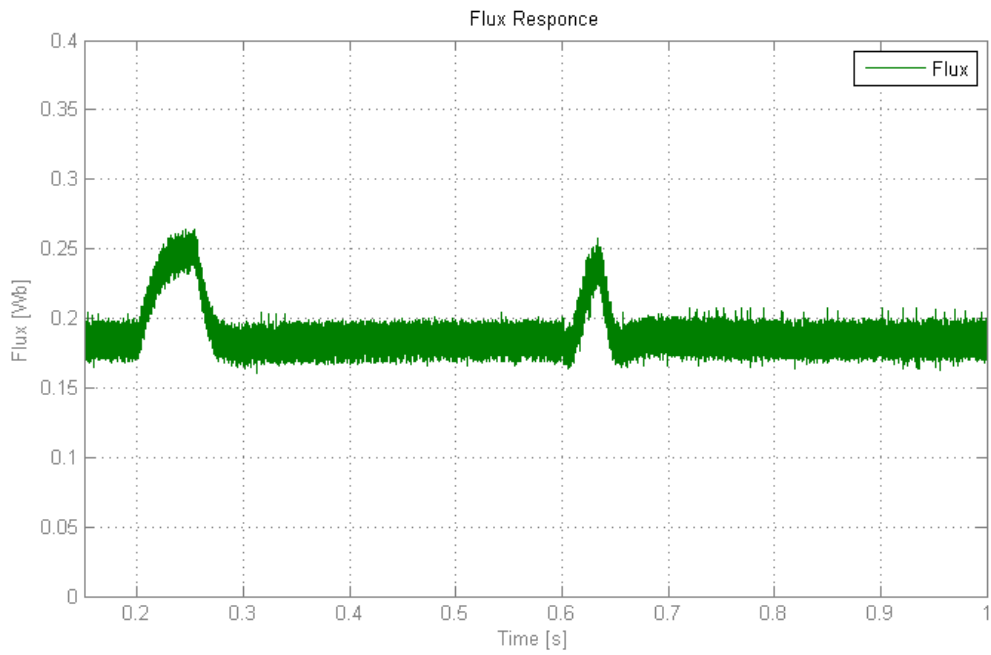
Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ταχύτητας ακολουθούν οι αποκρίσεις της ταχύτητας, της ροπής, της ροής, του φασικού ρεύματος και των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα του κινητήρα:



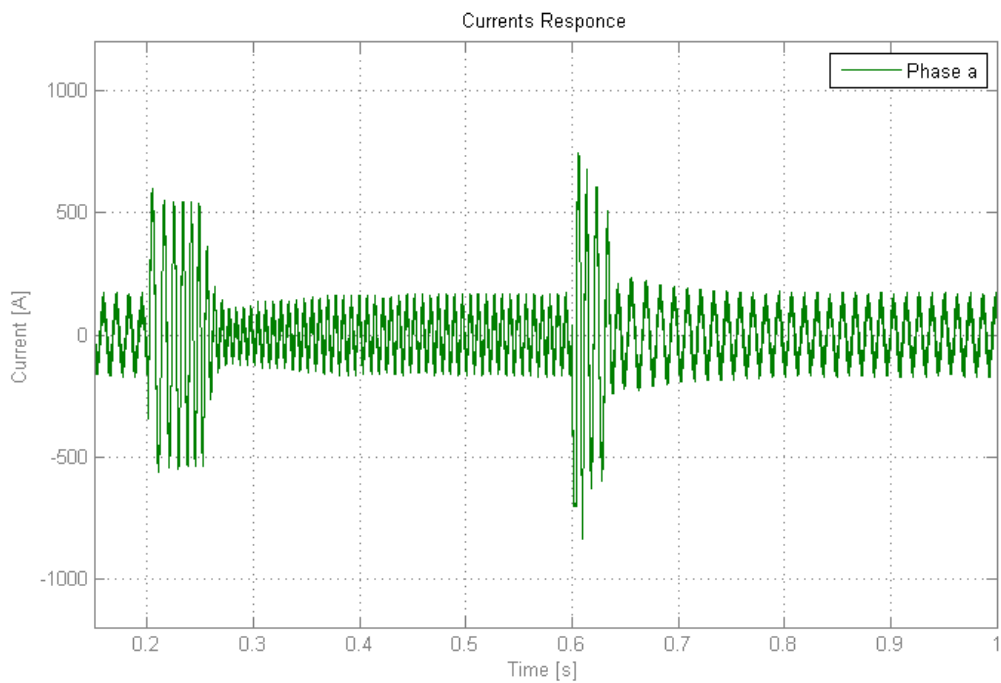
Σχήμα 4.25 – Απόκριση ταχύτητας ST- DTC με έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



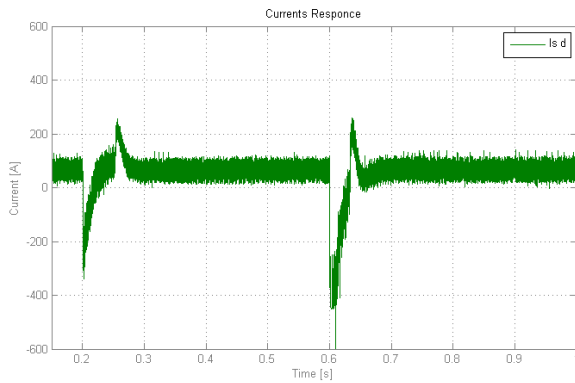
Σχήμα 4.26 – Απόκριση ροπής ST- DTC με έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



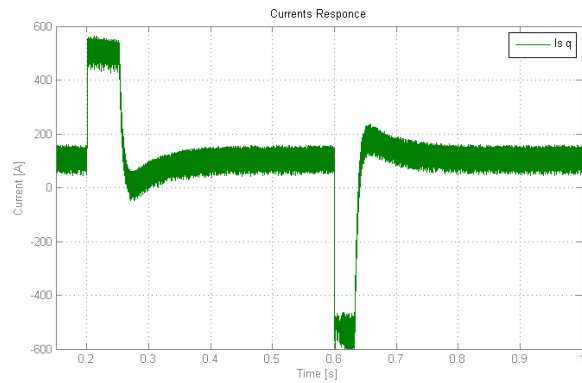
Σχήμα 4.27 – Απόκριση ροής ST- DTC με έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.28 – Απόκριση φασικού ρεύματος ST- DTC με έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.29 – Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς για το ST- DTC με έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.30 – Απόκριση ρεύματος εγκάρσιου άξονα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς για το ST- DTC με έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm

Στο σχήμα 4.25 παρουσιάζεται η μεταβολή της **ταχύτητας** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος ταχύτητας. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται το σήμα βηματικής αλλαγής της ταχύτητας (ταχύτητα αναφοράς), ενώ με πράσινο η πραγματική μεταβολή των στροφών του κινητήρα όπως την πετυχαίνει ο ελεγκτής. Ο **χρόνος απόκρισης** του ελεγκτή είναι περίπου **0.04 sec**, ενώ το σύστημα επανέρχεται σε ισορροπία με **μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης** σε 0.2 sec. Παρατηρείται όμως ότι εξαιτίας της απότομης μεταβολής, η ταχύτητα της μηχανής κατά την άνοδο της ξεπερνά για λίγο την ταχύτητα αναφοράς (speed overshoot) και αντίστοιχα κατά την κάθοδο της μειώνεται στιγμιαία περισσότερο από την αναφορά της. Αυτό συμβαίνει διότι ο **PI ελεγκτής** του ελέγχου αδυνατεί να πετύχει τόσο γρήγορες μεταβάσεις με ταυτόχρονα μηδενικό σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση. Σημειώνεται ότι σε πραγματικές συνθήκες η συνολική αδράνεια του λεωφορείου θα έκανε αρκετά πιο ομαλή την αλλαγή της ταχύτητας.

Στο σχήμα 4.26 παρουσιάζεται η μεταβολή της **ηλεκτρομαγνητικής ροπής** του κινητήρα (πράσινο χρώμα) κατά την διάρκεια του βήματος ταχύτητας. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται το σταθερό φορτίο 50 Nm που επιβάλλεται στο σύστημα. Παρατηρείται ότι ο ελεγκτής ανταποκρίνεται **ταχύτατα** στην μεταβολή της ταχύτητας και παράγει την **μέγιστη ροπή** (250 Nm) για να πετύχει την μετάβαση. Ωστόσο, παρά την ταχύτατη απόκρισή του, η ροπή του κινητήρα παρουσιάζει πολύ **μεγάλη κυμάτωση** γύρω από την μέση τιμή της γεγονός που επιβαρύνει πολύ το σύστημα εξαιτίας των απωλειών που επιφέρει. Σημειώνεται ότι το overshoot της ροπής σε αυτή την περίπτωση γίνεται από την προσπάθεια του ελεγκτή να περιορίσει το αντίστοιχο overshoot της ταχύτητας.

Στο σχήμα 4.27 παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά την μεταβολή του φορτίου. Παρατηρείται ότι το **μέτρο της ροής**, όπως έχει αναλυθεί στην λειτουργία της παραλλαγής του ελεγκτή ST-DTC, **μεταβάλλεται** ενισχύοντας την μεταβολής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα επιτρέποντας στο σύστημα να παράγει την μέγιστη ροπή **βελτιώνοντας** την επίδοση του άμεσου ελέγχου ροής.

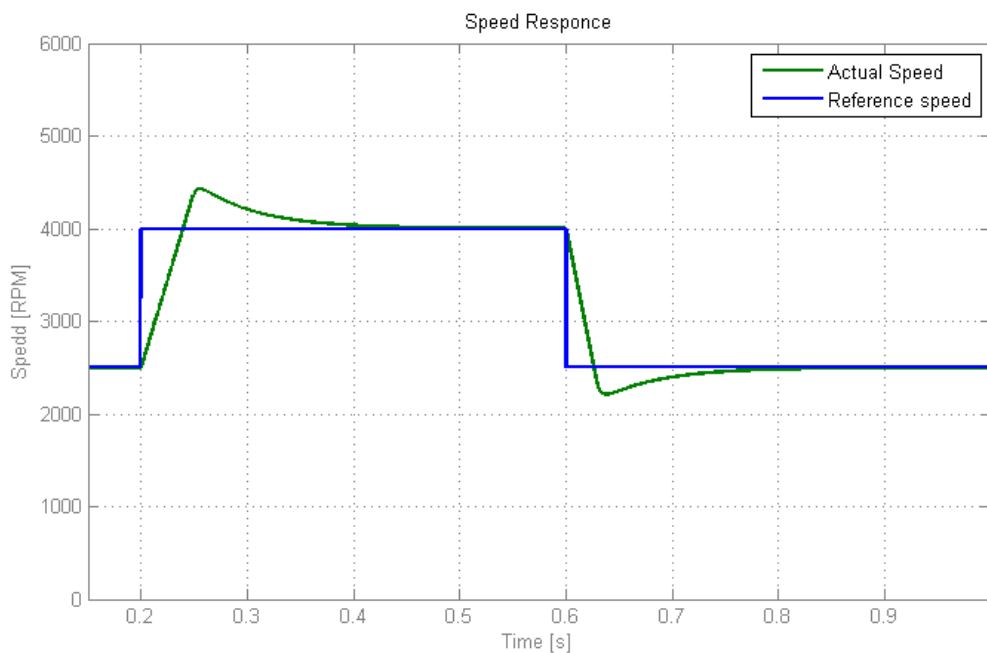
Στο σχήμα 4.28 παρουσιάζεται η απόκριση του **φασικού ρεύματος** του κινητήρα στην βηματική αλλαγή της ταχύτητας που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι το **πλάτος** του ρεύματος αυξάνεται ανάλογα με την ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας, ενώ η **συχνότητά** του μεταβάλλεται ανάλογα με την ταχύτητα του.

Τέλος, στα σχήματα 4.29, 4.30 παρουσιάζονται οι αποκρίσεις **ευθέως** και **εγκάρσιου** άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του κινητήρα. Είναι εμφανής η συσχέτιση της **q-συνιστώσας** του

ρεύματος του στάτη με την ενεργό ισχύ και τη **ροπή** στον άξονα της μηχανής, καθώς αυτή είναι υπεύθυνη για την ανάπτυξη της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Αντίστοιχα, η **d-συνιστώσα** του ρεύματος στάτη σχετίζεται με την **ροή** του κινητήρα. Στην περίπτωση της παραλλαγής του άμεσου ελέγχου ροής αντί να διατηρείται σταθερή (όπως στην περίπτωση του ST-DTC) **μεταβάλλεται** επηρεάζοντας το μέτρο της ροής και ενισχύοντας έτσι την αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα.

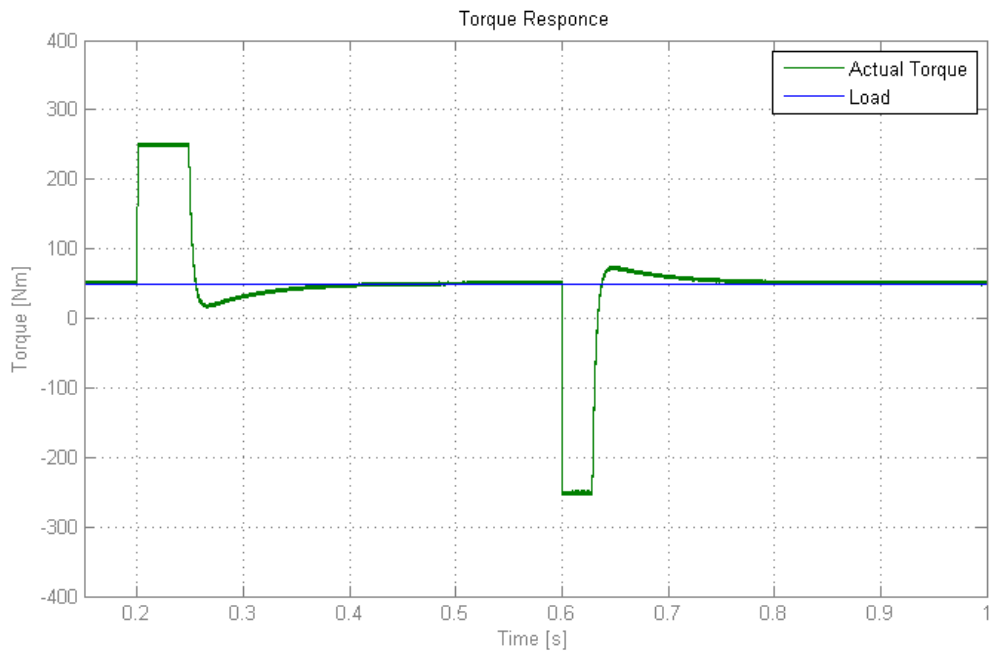
### Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου (FOC)

Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ταχύτητας ακολουθούν οι αποκρίσεις της ταχύτητας, της ροπής, της ροής, του φασικού ρεύματος και των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα του κινητήρα:

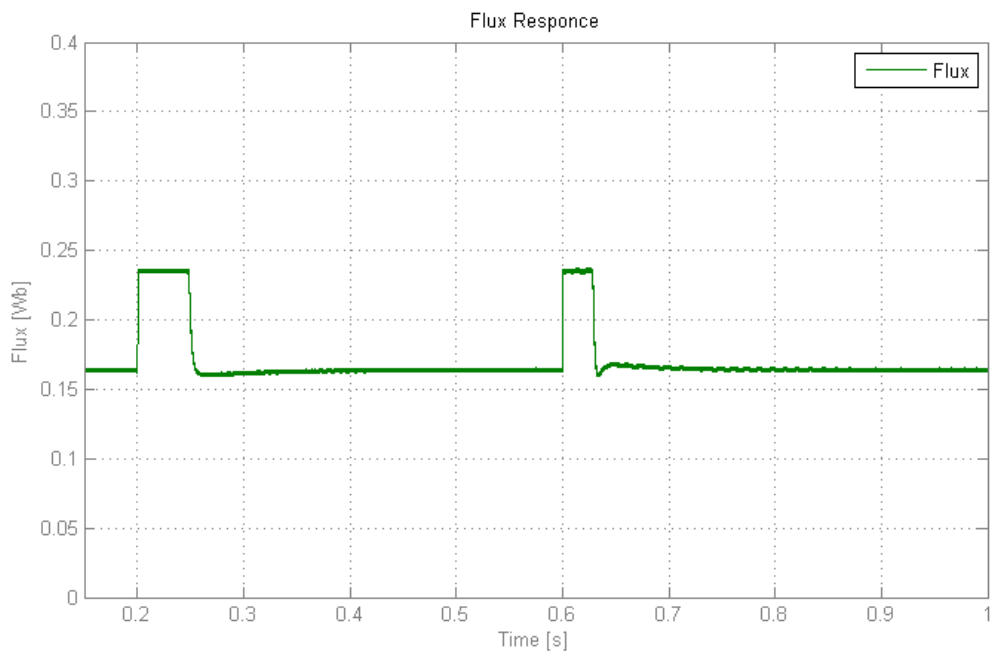


Σχήμα 4.31 – Απόκριση ταχύτητας FOC σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm

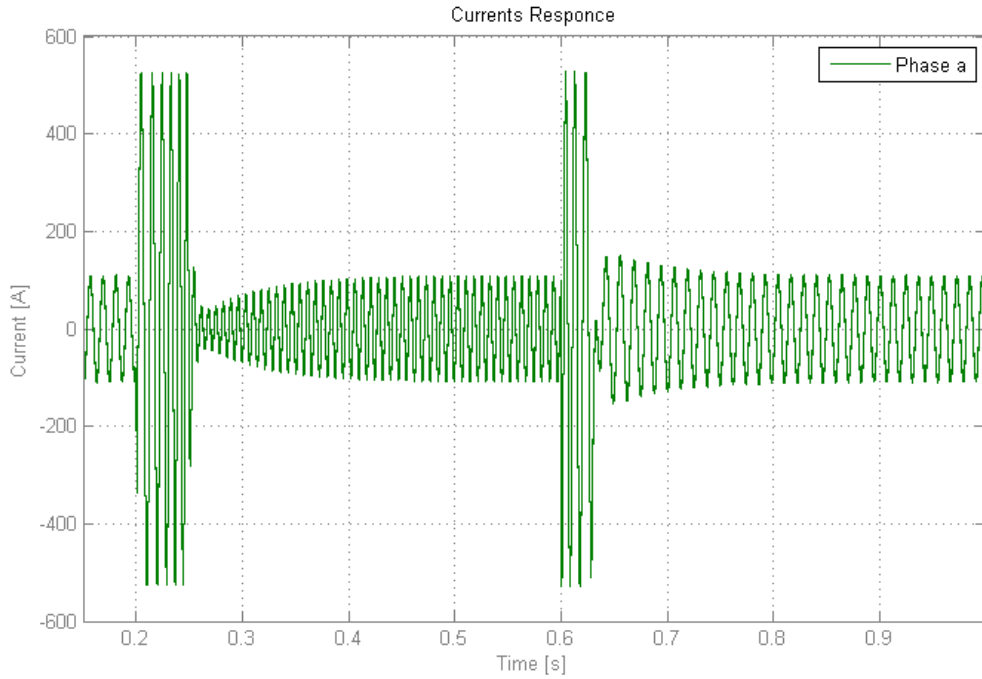




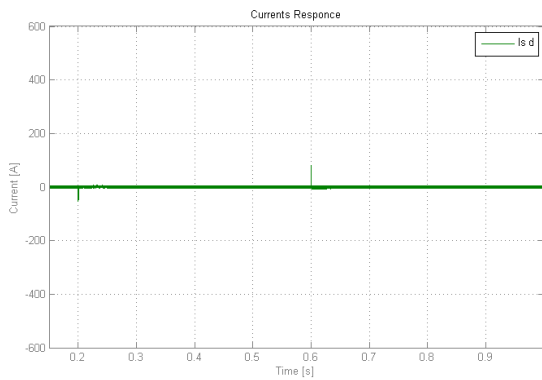
Σχήμα 4.32 – Απόκριση ροπής FOC σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



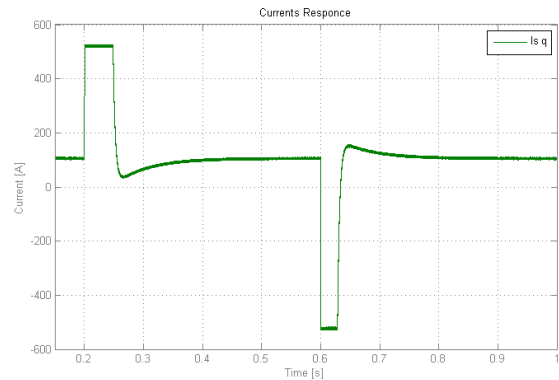
Σχήμα 4.33 – Απόκριση ροής FOC σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.34 – Απόκριση ρεύματος α φάσης FOC σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.35 – Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς για το FOC σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.36 – Απόκριση ρεύματος εγκάρσιου άξονα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς για το FOC σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm

Στο σχήμα 4.31 παρουσιάζεται η μεταβολή της **ταχύτητας** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος ταχύτητας. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται το σήμα βηματικής αλλαγής της ταχύτητας (ταχύτητα αναφοράς), ενώ με πράσινο η πραγματική μεταβολή των στροφών του κινητήρα όπως την πετυχαίνει ο ελεγκτής. Ο **χρόνος απόκρισης** της ταχύτητας είναι **σχεδόν ίδιος** με αυτόν του υβριδικού ST-DTC όπως παρουσιάστηκε προηγουμένως (**0.04 sec**), ενώ το σύστημα επανέρχεται σε ισορροπία με **μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης** σε 0.25 sec (ελάχιστα πιο αργά). Και σε αυτή την στρατηγικού ελέγχου παρατηρείται ότι η ταχύτητα της μηχανής κατά την άνοδο της ξεπερνά για λίγο την ταχύτητα αναφοράς (speed overshoot) και αντίστοιχα κατά την κάθοδο της

μειώνεται στιγμιαία περισσότερο από την αναφορά της. Αυτό συμβαίνει διότι **και ο PI ελεγκτής** του FOC αδυνατεί να πετύχει τόσο γρήγορες μεταβάσεις με ταυτόχρονα μηδενικό σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση.

Στο *σχήμα 4.32* παρουσιάζεται η μεταβολή της **ηλεκτρομαγνητικής ροπής** του κινητήρα (πράσινο χρώμα) κατά την διάρκεια του βήματος ταχύτητας. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται το σταθερό φορτίο 50 Nm που επιβάλλεται στο σύστημα. Παρατηρείται ότι ο ελεγκτής ανταποκρίνεται **πολύ γρήγορα** στην μεταβολή της ταχύτητας και παράγει την **μέγιστη ροπή** (250 Nm) για να πετύχει την μετάβαση. Στην περίπτωση όμως του ελεγκτή FOC η κυμάτωση της ροπής είναι πολύ μικρή.

Στο *σχήμα 4.33* παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά την μεταβολή του φορτίου. Παρατηρείται ότι το **μέτρο της ροής** όπως έχει αναλυθεί στην θεωρία της λειτουργίας του ελεγκτή FOC **μεταβάλλεται** παράγοντας την μεταβολής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα αποδεικνύοντας έτσι την ορθή λειτουργία του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου.

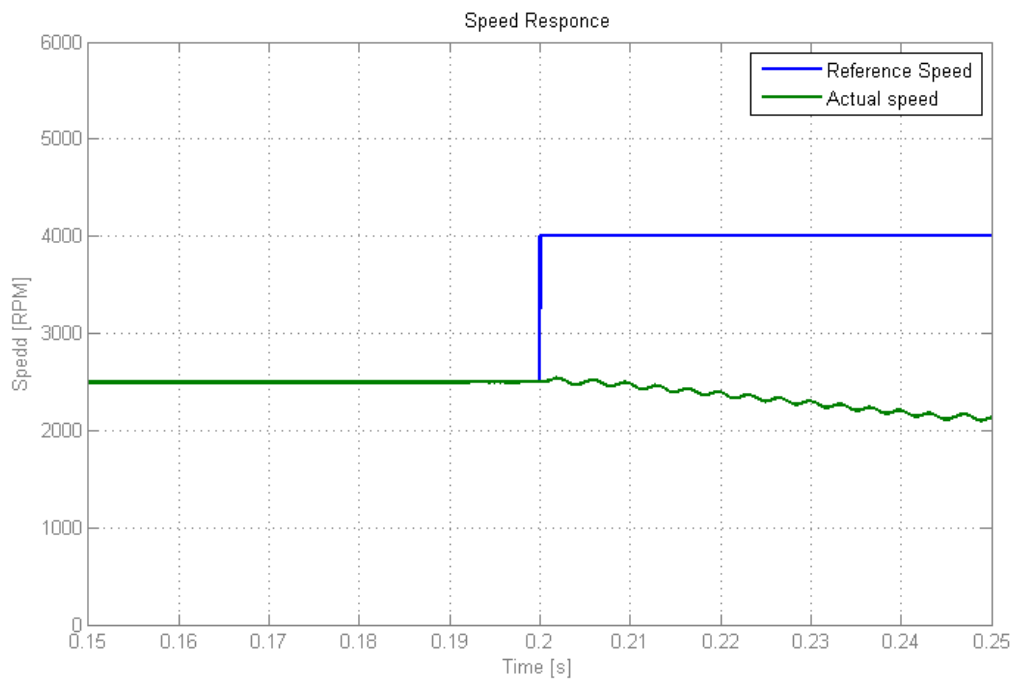
Στο *σχήμα 4.34* παρουσιάζεται η απόκριση του **φασικού ρεύματος** του κινητήρα στην βηματική αλλαγή της ταχύτητας που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι το **πλάτος** του ρεύματος αυξάνεται ανάλογα με την ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας, ενώ η **συχνότητά** του μεταβάλλεται ανάλογα με την ταχύτητα του. Οι **μέγιστες τιμές** του ρεύματος όμως δεν ξεπερνούν τις αντίστοιχες του άμεσου ελέγχου ροής γεγονός που εξηγείται από τις μειωμένες απώλειες του συστήματος εξαιτίας της απουσίας κυμάτωσης στην μόνιμη κατάσταση.

Τέλος, στα *σχήματα 4.35, 4.36* παρουσιάζονται οι αποκρίσεις **ευθέως** και **εγκάρσιου** άξονα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του κινητήρα. Είναι εμφανής η συσχέτιση της **q-συνιστώσας** του ρεύματος του στάτη με την ενεργό ισχύ και τη **ροπή** στον άξονα της μηχανής, καθώς αυτή είναι υπεύθυνη για την ανάπτυξη της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Αντίστοιχα, η **d-συνιστώσα** του ρεύματος στάτη που σχετίζεται με την **ροπή** του κινητήρα διατηρείται μηδενική από τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου. Όπως έχει αναφερθεί και στην θεωρητική ανάλυση με μηδενικό ρεύμα ευθέως άξονα, η ηλεκτρομαγνητική **ροπή εξαρτάται** αποκλειστικά από το ρεύμα εγκάρσιου άξονα και τη ροή των μαγνητών του δρομέα.

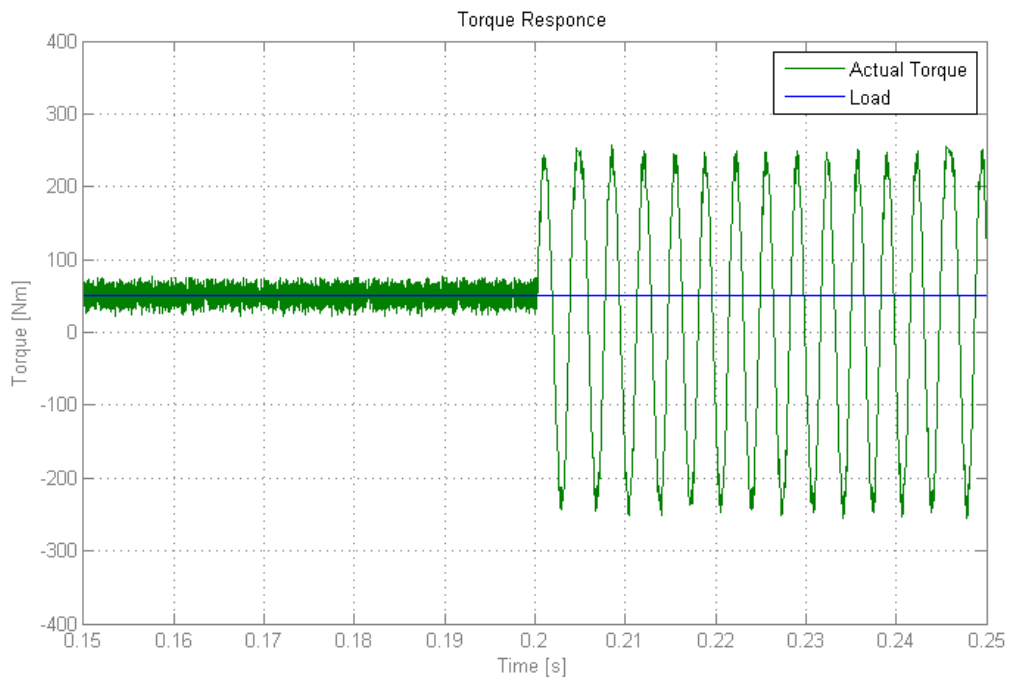
### **Άμεσος έλεγχος ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (ST-DTC)**

Στην συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της στρατηγικής ελέγχου ST-DTC χωρίς έλεγχο ροής παρά το γεγονός ότι η συγκεκριμένη στρατηγική αποτυγχάνει να παρακολουθήσει την αλλαγή της ταχύτητας. Η παρουσίαση των συγκεκριμένων αποτελεσμάτων γίνεται για να συγκριθεί δίκαια η μέθοδος με τις υπόλοιπες και στην συνέχεια να δοθεί εξήγηση για την αποτυχία της σε υψηλές ταχύτητες.

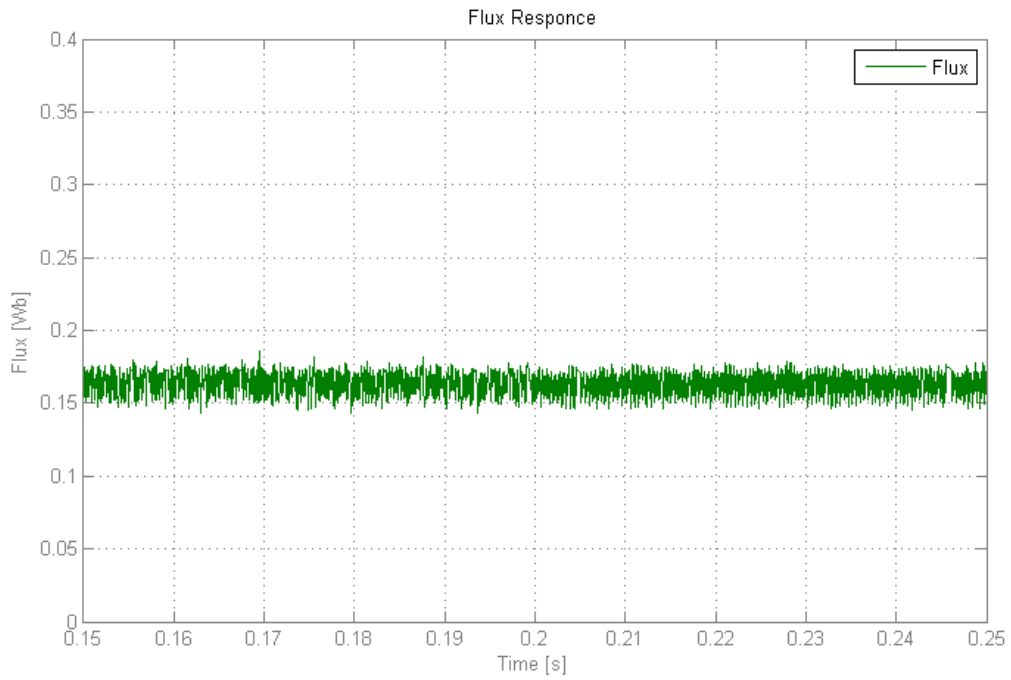
Για την δοκιμή βηματικής μεταβολής της ταχύτητας ακολουθούν οι αποκρίσεις της ταχύτητας, της ροπής, της ροής, του φασικού ρεύματος και των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα του κινητήρα:



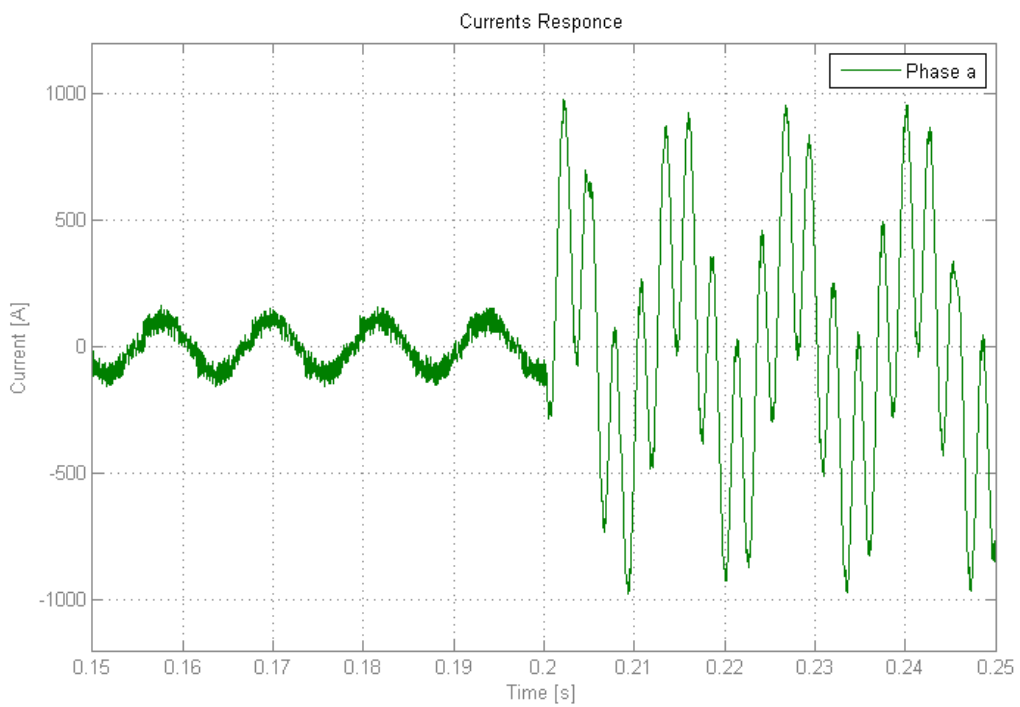
Σχήμα 4.37 – Απόκριση ταχύτητας DTC χωρίς έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



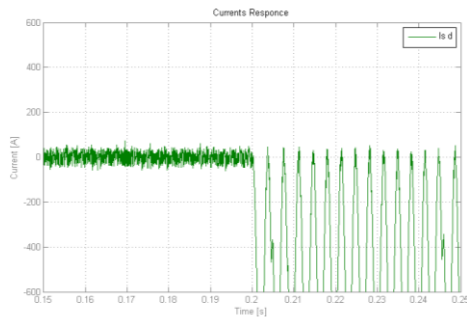
Σχήμα 4.38 – Απόκριση ροπής DTC χωρίς έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



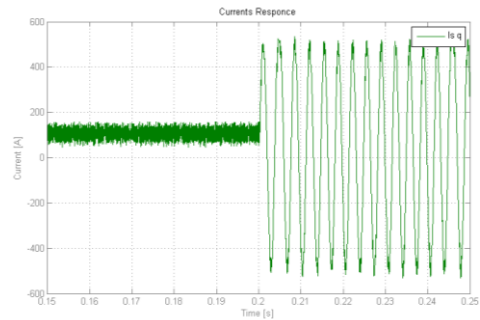
Σχήμα 4.39 – Απόκριση ροής DTC χωρίς έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.40 – Απόκριση ρεύματος α φάσης DTC χωρίς έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.41 – Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς για το DTC χωρίς έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm



Σχήμα 4.42 – Απόκριση ρεύματος εγκάρσιου άξονα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς για το DTC χωρίς έλεγχο ροής σε βήμα ταχύτητας 1500 στροφών/λεπτό με φορτίο 50 Nm

Στα σχήματα 4.37, 4.38, 4.39, 4.40, 4.41, 4.42 παρουσιάζονται οι αποκρίσεις ταχύτητας, ροπής, ροής, ρευμάτων του συστήματος κατά την διάρκεια του βήματος ταχύτητας που επιβάλλεται.

Είναι εμφανές ότι ο ST-DTC **αδυνατεί** να παρακολουθήσει την αλλαγή της ταχύτητας, και ενώ πετυχαίνει να διατηρεί τις 2500 στροφές/λεπτό, την χρονική στιγμή  $t = 0.2 \text{ sec}$  που μεταβάλλεται το σήμα της ταχύτητας αναφοράς το σύστημα μεταβαίνει σε κατάσταση **αστάθειας**. Το αποτέλεσμα είναι μεγάλες **ταλαντώσεις** στην ροπή και τα ρεύματα που δεν επιτρέπουν την αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα. Σημαντικό είναι όμως να παρατηρηθεί ότι παρ' όλο που το σύστημα είναι ασταθές, ο ελεγκτής καταφέρνει να διατηρήσει **σταθερό** το μέτρο της **ροής**. Η αστάθεια του συστήματος είναι αποτέλεσμα της αδυναμίας του ελέγχου να παράξει την μέγιστη ροπή για να πραγματοποιήσει τόσο απότομη μετάβαση.

Το πρόβλημα θα μπορούσε να **λυθεί** με την προσθήκη ενός **φίλτρου ταχύτητας** έτσι ώστε η μεταβολή της να γίνει πολύ πιο αργά με μικρότερες απαιτήσεις ροπής. Στην περίπτωση αυτή όμως δεν θα μπορούσαμε να κρίνουμε δίκαια τις χρονικές αποκρίσεις του ελέγχου ST-DTC.

#### 4.1.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΣΤΗΝ ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ

Η μελέτη των αποτελεσμάτων των δοκιμών απόκρισης στις μεταβατικές καταστάσεις οδηγεί στο γενικό συμπέρασμα ότι ο άμεσος έλεγχος ροπής (ST-DTC) σε σχέση με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (FOC) παρουσιάζει ταχύτερες αποκρίσεις ροπής με τίμημα την υψηλή κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση. Για να διερευνηθεί η διαφορά στην κυμάτωση μεταξύ των δύο στρατηγικών ελέγχου υπολογίζονται τα εκατοστιαία **μέσα σφάλματα** ροπής και ροής καθώς και οι **τυπικές αποκλίσεις** τους. Στην συνέχεια αναλύονται οι αρμονικές συνιστώσες του φασικού ρεύματος μέσω υπολογισμού του συντελεστή παραμόρφωσης (**Total Harmonic Distortion, THD**).

### ❖ Σύγκριση κυμάτωσης ροής και ροπής:

Η σύγκριση της κυμάτωσης των δύο μεθοδολογιών ελέγχου γίνεται μέσω του υπολογισμού των εκατοστιαίων μέσων σφαλμάτων ροπής και ροής και των τυπικών αποκλίσεων τους. Ο υπολογισμός γίνεται για **9 διαφορετικούς συνδυασμούς** ταχύτητας – φορτίου έτσι ώστε να έχουμε μια καλύτερη εικόνα για την κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση σε διαφορετικές συνθήκες.

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται τα **αποτελέσματα** των προσομοιώσεων για ταχύτητες **4500 στροφές/λεπτό, 2500 στροφές/λεπτό και 500 στροφές/λεπτό** και ροπές φορτίου **150 Nm** (ονομαστικό φορτίο), **87.5 Nm** και **25 Nm**. Αποφεύγεται η επιλογή χαμηλότερων ταχυτήτων ή μικρότερων ροπών φορτίου διότι όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο, η κυμάτωση του ST-DTC σε περιοχές με πολύ χαμηλή αντι-HEΔ είναι πολύ μεγαλύτερη εξαιτίας της αδυναμίας του να εκτιμήσει σωστά την ροή.

**Πίνακας 4.1**

Στατιστικά Μεγέθη		DTC			FOC		
		150 Nm	87,5 Nm	25 Nm	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm
Εκατοστιαίο Μέσο Σφάλμα Ροπής	4500 RPM	6,0198%	8,5036%	22,9666%	0,1035%	0,1762%	1,9076%
	2500 RPM	3,3656%	4,9051%	14,7515%	0,2772%	0,0714%	1,0746%
	500 RPM	0,8817%	1,2287%	4,3918%	0,4303%	0,3603%	0,0664%
Τυπική Απόκλιση Ροπής	4500 RPM	11,6859	11,2021	11,3674	0,8761	0,8859	0,9071
	2500 RPM	11,7986	11,3205	11,2577	0,8875	0,9158	0,8988
	500 RPM	12,3753	11,7062	11,4857	0,9257	0,9263	0,9453
Εκατοστιαίο Μέσο Σφάλμα Ροής	4500 RPM	6,4330%	5,4320%	3,3870%	0,0170%	0,0100%	0,0005%
	2500 RPM	7,5750%	8,3840%	6,2920%	0,0170%	0,0047%	0,0240%
	500 RPM	15,2820%	17,6190%	25,3840%	0,0120%	0,0100%	0,0560%
Τυπική Απόκλιση Ροής	4500 RPM	0,0066	0,0069	0,0069	5,96E-04	5,61E-04	5,41E-04
	2500 RPM	0,0071	0,0073	0,0080	5,52E-04	5,95E-04	5,76E-04
	500 RPM	0,0121	0,0119	0,0153	5,77E-04	5,73E-04	6,38E-04

Πίνακας 4.1 – Συγκεντρωτικός πίνακας υπολογισμού εκατοστιαίου μέσου σφάλματος και τυπικής απόκλισης ροπής και ροής σε διαφορετικές συνθήκες μόνιμης λειτουργίας

Στην συνέχεια υπολογίζεται ο μέσος όρος των στατιστικών μεγεθών για να συγκριθεί η μέση κυμάτωση της ροπής και της ροής για τις δύο στρατηγικές ελέγχου.

**Πίνακας 4.2**

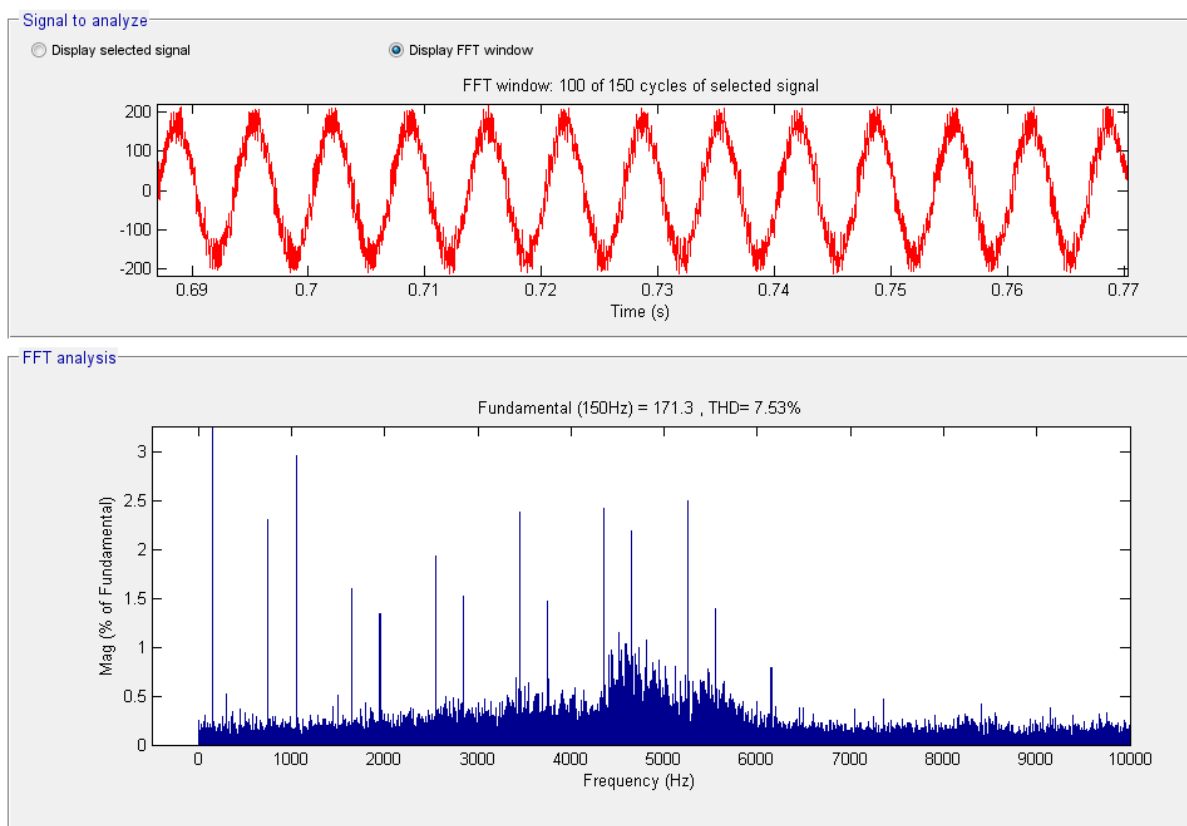
Στατιστικά Μεγέθη	DTC	FOC
Εκατοστιαίο Μέσο Σφάλμα Ροπής	7,4460%	0,4964%
Τυπική Απόκλιση Ροπής	11,5777	0,9076
Εκατοστιαίο Μέσο Σφάλμα Ροής	1,0643%	0,0017%
Τυπική Απόκλιση Ροής	0,0091	0,0006

Πίνακας 4.2 – Σύγκριση εκατοστιαίου μέσου σφάλματος και τυπικής απόκλισης ροπής και ροής των δύο στρατηγικών ελέγχου

❖ **Ανάλυση αρμονικών συνιστωσών ρεύματος και υπολογισμός παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion, THD):**

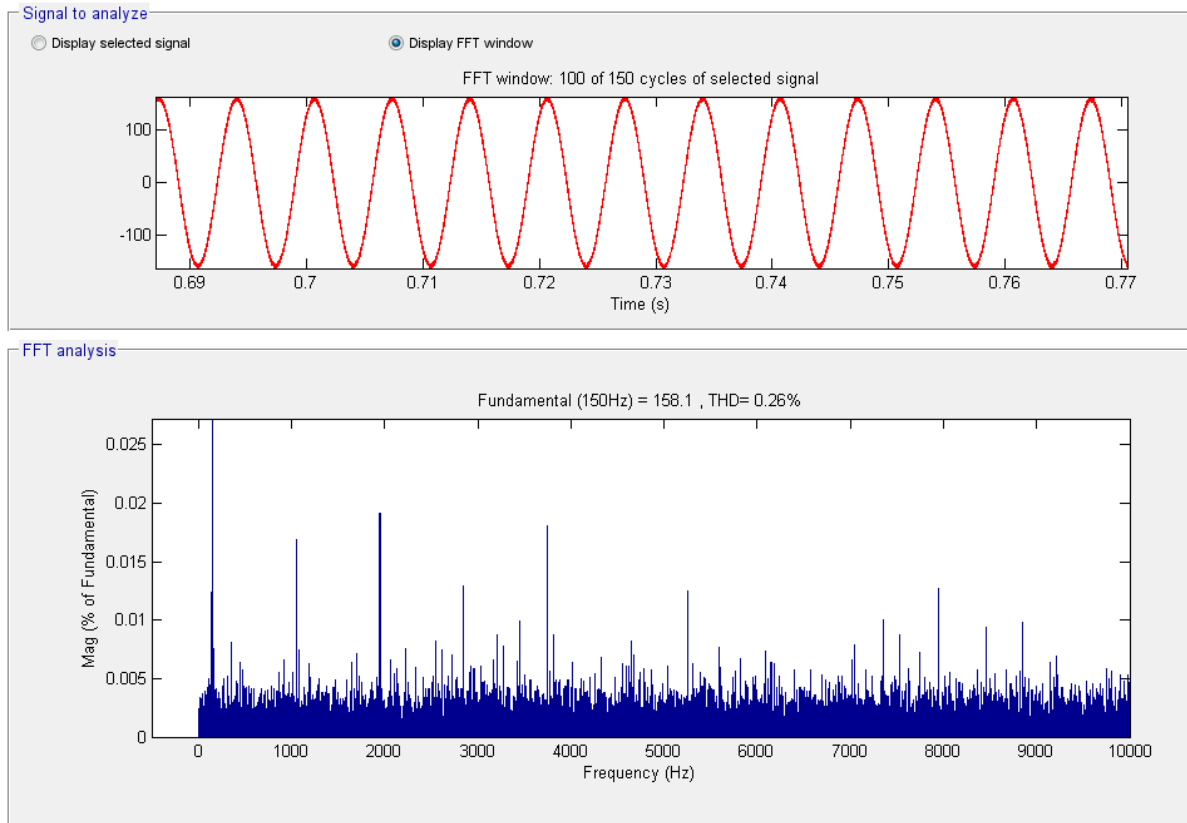
Για την αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο FFT analysis, του λογισμικού MATLAB Simulink®. Εξετάζεται το ρεύμα της φάσης a σε 150 κύκλους (περιόδους) θεμελιώδους συχνότητας 150 Hz. Η συχνότητα αυτή αντιστοιχεί σε σταθερή λειτουργία του συστήματος στις 4500 στροφές/λεπτό (ονομαστική ταχύτητα).

Στα σχήματα 4.43 και 4.44 φαίνονται τα αποτελέσματα της αρμονικής ανάλυσης για τα το φασικό ρεύμα των ελεγκτών άμεσου ελέγχου ροής (ST-DTC) και ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC) αντίστοιχα.



Σχήμα 4.43 - Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος ελέγχου ST-DTC





Σχήμα 4.44 - Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος ελέγχου FOC

Η εξέταση της αρμονικής ανάλυσης των φασικών ρευμάτων αναδεικνύει την ανωτερότητα του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC) στην μόνιμη κατάσταση. Πιο συγκεκριμένα, το αρμονικό περιεχόμενο του φασικού του ρεύματος είναι πολύ μικρότερο από αυτό του άμεσου ελέγχου ροπής (ST-DTC) και ο συντελεστής παραμόρφωσης του ρεύματος είναι μιας τάξης μικρότερος (FOC THD=0.26% << ST-DTC THD=7.53%).

## 4.2 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ ΜΕΘΟΔΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ

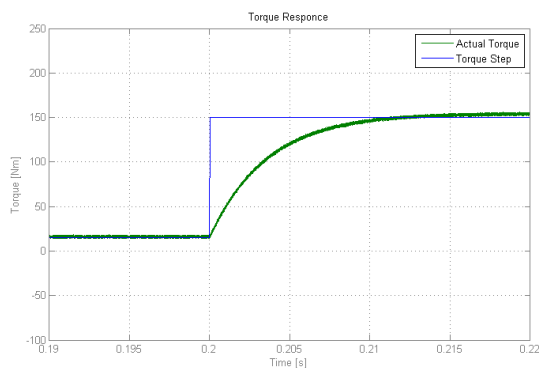
Ολοκληρώνοντας την σύγκριση των δύο πιο διαδεδομένων μεθόδων ελέγχου ροπής, του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC), του άμεσου ελέγχου ροπής με πίνακα επιλογής διανύσματος (Switching Table Direct Torque Control, ST-DTC), καθώς και του προσαρμοσμένου άμεσου ελέγχου ροπής που αναπτύχθηκε συνοψίζονται τα πιο σημαντικά συμπεράσματα που προέκυψαν κατά τις δοκιμές προσομοίωσης τους.

### Επιδόσεις σε μεταβατικές καταστάσεις

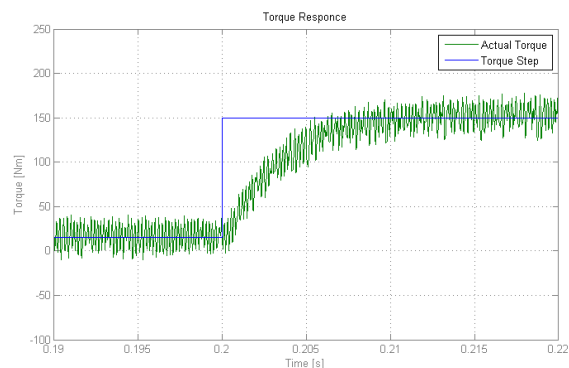
#### ▪ Βηματική μεταβολή φορτίου

Εξετάζοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για την βηματική αλλαγή φορτίου παρατηρείται ότι:

- Και οι τρεις στρατηγικές ελέγχουν καταφέρνουν να διατηρήσουν την ταχύτητα του κινητήρα παρά την επιβολή του ονομαστικού φορτίου (150Nm).
- Ο άμεσος έλεγχος ροπής (ST-DTC) καταφέρνει να κάνει καλύτερη παρακολούθηση της ροπής αναφοράς και συνεπώς πετυχαίνει μια ελαφρώς μικρότερη απόκριση ταχύτητας (0.25sec η απόκριση του FOC, 0.2sec η απόκριση του ST-DTC)
- Η απόκριση της ροπής στη περίπτωση του FOC είναι λίγο πιο αργή από αυτήν του ST-DTC (0.1sec έναντι 0.08sec) και κατά τις μεταβάσεις υπερβαίνει στιγμιαία την ροπή αναφοράς (torque overshoot). Από την άλλη μεριά όμως είναι φανερό ότι η ροπή στο ST-DTC πάσχει από πολύ μεγάλη κυμάτωση σε αντίθεση με αυτήν του FOC.

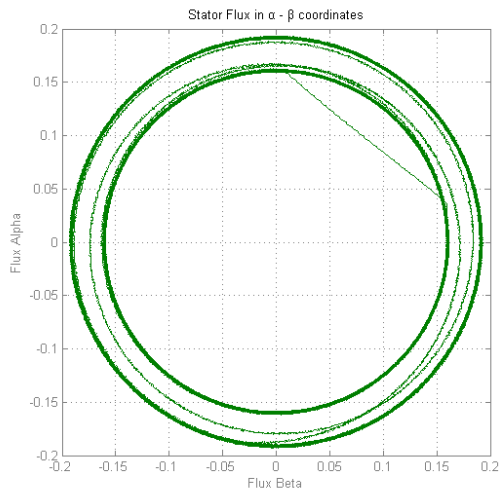


Σχήμα 4.45 – Απόκριση ροπής FOC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.

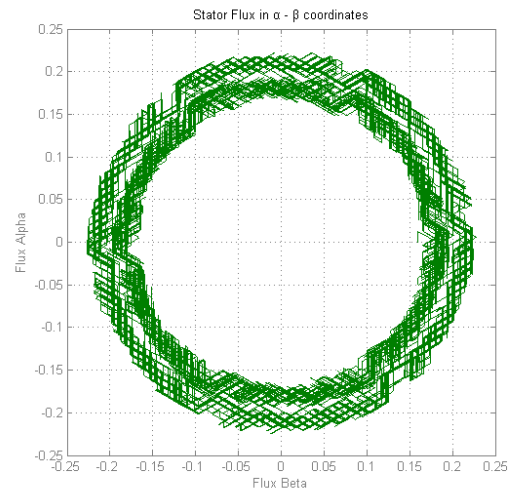


Σχήμα 4.46 – Απόκριση ροπής ST-DTC σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.

- Η μεγάλη κυμάτωση της ροπής στο ST-DTC δεν έχει επίδραση στην ταχύτητα της μηχανής εξαιτίας της αδράνειας της.
- Στην περίπτωση του ST-DTC παρατηρούμε ότι και η ροή όπως και τα ρεύματα εμφανίζουν πολύ μεγαλύτερη κυμάτωση από αυτά του FOC



Σχήμα 4.47 – Κυκλικό διάγραμμα απεικόνισης της ροής του FOC σε συντεταγμένες σταθερού πλαισίου αναφοράς  $\alpha$ - $\beta$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



Σχήμα 4.48 – Κυκλικό διάγραμμα απεικόνισης της ροής του ST-DTC σε συντεταγμένες σταθερού πλαισίου αναφοράς  $\alpha$ - $\beta$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.

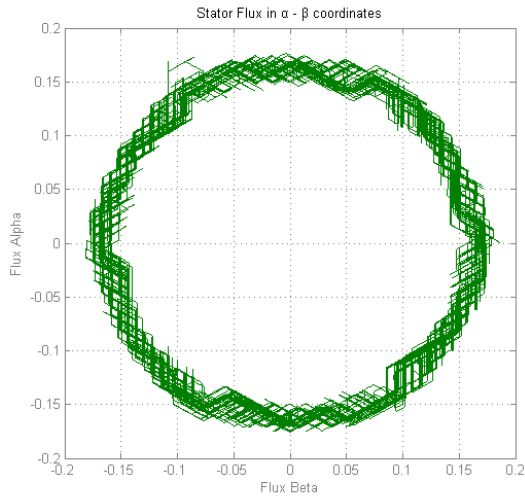
- Σε χαμηλές ταχύτητες η κυμάτωση της ροής στο DTC αυξάνεται ιδιαίτερα. Αυτό εξηγείται διότι στις χαμηλές ταχύτητες η τάση της αντί-ΗΕΔ του κινητήρα μειώνεται με αποτέλεσμα η εκτίμηση της ροής που βασίζεται στην ολοκλήρωση της να γίνεται πιο δύσκολη και να εξαρτάται και από τις μεταβολές της αντίστασης του στάτη.
- Όσον αφορά τα ρεύματα όταν εφαρμόζεται το ίδιο φορτίο στις ίδιες στροφές για τις τρεις στρατηγικές ελέγχου παρατηρείται ότι στο FOC έχουν εμφανώς μικρότερο πλάτος εξαιτίας της μικρότερης κυμάτωσης της ροπής. Το μεγαλύτερο πλάτος έχουν τα ρεύματα του απλού ST-DTC, ενώ στο ST-DTC με έλεγχο ροής τα πλάτη των ρευμάτων είναι ελαφρώς μειωμένα.

#### ▪ Βηματική μεταβολή ταχύτητας

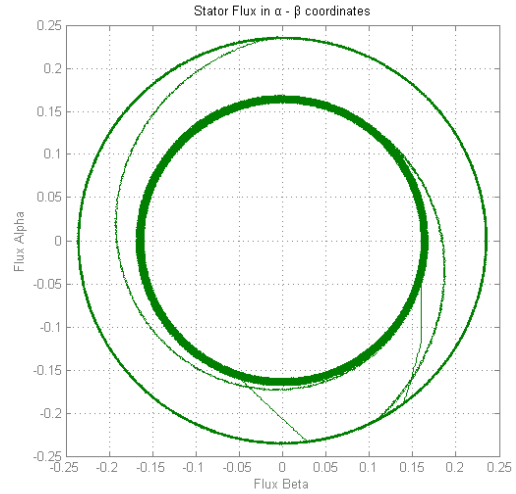
Εξετάζοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για την βηματική αλλαγή ταχύτητας παρατηρείται ότι:

- Τόσο το ST-DTC με έλεγχο ροής όσο και το FOC καταφέρνουν να παρακολουθήσουν την αλλαγή της ταχύτητας. Αντίθετα το ST-DTC χωρίς έλεγχο ροής αδυνατεί να συγκλίνει με την ταχύτητα αναφοράς. Αυτό συμβαίνει διότι η βελτιστοποίηση της γωνίας της ηλεκτρομαγνητικής ροής δεν αρκεί για να παραχθεί η μέγιστη ροπή (250 Nm) που απαιτείται για μια τόσο απότομη μεταβολή της ταχύτητας.
- Η απόκριση της ταχύτητας είναι ελαφρώς καλύτερη για το DTC εξαιτίας της ταχύτερης απόκρισης που έχει στην ροπή. Εξαιτίας όμως της υψηλής ροπής και στις δύο στρατηγικές παρατηρείται «υπερπήδηση» της ταχύτητας αναφοράς της τάξεως του 12% που έχει ως αποτέλεσμα την αντίστοιχη «υπερπήδηση» των τιμών αναφοράς των ροπών.

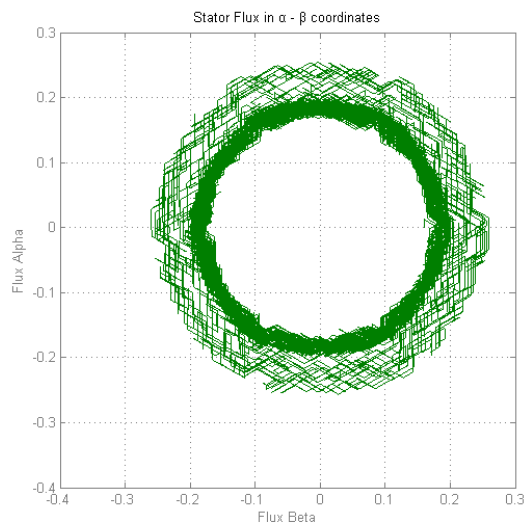
- Και οι δύο στρατηγικές για να εκτελέσουν το βήμα ταχύτητας εφαρμόζουν την μέγιστη ροπή (250 Nm) με την διαφορά όμως ότι για την παραγωγή της το FOC εφαρμόζει χαμηλότερα ρεύματα εξαιτίας της μικρότερης κυμάτωσης που παρουσιάζει η ροπή του.



Σχήμα 4.49 – Κυκλικό διάγραμμα απεικόνισης της ροής του DTC χωρίς έλεγχο ροής σε συντεταγμένες σταθερού πλαισίου αναφοράς  $\alpha$ - $\beta$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας



Σχήμα 4.50 – Κυκλικό διάγραμμα απεικόνισης της ροής του FOC σε συντεταγμένες σταθερού πλαισίου αναφοράς  $\alpha$ - $\beta$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας



Σχήμα 4.51 – Κυκλικό διάγραμμα απεικόνισης της ροής του DTC με έλεγχο ροής σε συντεταγμένες σταθερού πλαισίου αναφοράς  $\alpha$ - $\beta$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας

### Επιδόσεις στην μόνιμη κατάσταση

Εξετάζοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης παρατηρείται ότι:

- Η **κυμάτωση** τόσο της ροπής όσο και της ροής του **DTC** είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίστοιχη του **FOC**. Για την ακρίβεια το εκατοστιαίο μέσο σφάλμα ροπής στο DTC είναι περίπου 15 φορές μεγαλύτερο από αυτό του FOC, και η τυπική απόκλιση ροπής του DTC περίπου 13 φορές μεγαλύτερη από αυτήν του FOC. Για την ροή αντίστοιχα, το εκατοστιαίο μέσο σφάλμα στο DTC είναι δύο τάξεις μεγέθους μεγαλύτερο από αυτό του FOC ενώ η **τυπική απόκλιση** 15 φορές περίπου μεγαλύτερη.
- Τα μέγιστα **σφάλματα ροπής** παρατηρούνται σε συνθήκες μέγιστης ταχύτητας και ελάχιστου φορτίου, ενώ τα μέγιστα **σφάλματα ροής** παρατηρούνται σε συνθήκες ελάχιστης ταχύτητας και ελάχιστου φορτίου και για τις δύο μεθοδολογίες ελέγχου.
- Η μέγιστη **κυμάτωση** (τυπική απόκλιση) της **ροπής** παρατηρείται σε συνθήκες ελάχιστης ταχύτητας και μέγιστου φορτίου για το DTC, ενώ για το FOC σε συνθήκες ελάχιστης ταχύτητας και ελάχιστου φορτίου.
- Τέλος, η μέγιστη **κυμάτωση** της **ροής** παρατηρείται σε συνθήκες ελάχιστης ταχύτητας και ελάχιστου φορτίου και για τις δύο μεθοδολογίες ελέγχου.

Ολοκληρώνοντας τα συμπεράσματα σύγκρισης των δύο μεθοδολογιών ελέγχου παρατίθεται συγκριτικός πίνακας με τα βασικότερα χαρακτηριστικά τους:

**Πίνακας 4.3**

	<b>ST-DTC</b>	<b>FOC (με ελεγκτή υστέρησης)</b>
<b>Απόκλιση ροπής</b>	<i>Ταχύτερος</i>	<i>Πιο αργός</i>
<b>Επίδοση στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας για την ροπή, την ροή του στάτη και τα ρεύματα</b>	<i>Υψηλή κυμάτωση και παραμόρφωση</i>	<i>Χαμηλή κυμάτωση και παραμόρφωση</i>
<b>Ευαισθησία Παραμέτρων</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Για εκτίμηση χωρίς αισθητήρα θέσης: <math>R_s</math></li> <li>• Για εκτίμηση με αισθητήρα θέσης: <math>L_{sd}, L_{sq}, \psi</math></li> </ul>	<i>Η αποσύζευξη εξαρτάται από τα <math>L_{sd}, L_{sq}, \psi</math></i>
<b>Απαίτηση θέσης δρομέα</b>	<i>Όχι</i>	<i>Ναι</i>
<b>Έλεγχος ρεύματος</b>	<i>Όχι</i>	<i>Ναι</i>
<b>Μετασχηματισμός Park</b>	<i>Όχι</i>	<i>Ναι</i>
<b>Ρύθμιση ελέγχου</b>	<i>Εύρος ζώνης ελεγκτών υστέρησης</i>	<i>Κέρδη PI ελεγκτή</i>
<b>Διακοπτική συχνότητα</b>	<i>Μεταβλητή</i>	<i>Μεταβλητή</i>

Πίνακας 4.3 – Συγκεντρωτικός πίνακας σύγκρισης ST-DTC και FOC

### 4.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΒΑΘΜΩΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΣΕ ΠΛΗΡΕΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΙΚΡΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Η οδήγηση συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης με μεθοδολογίες ελέγχου ανοιχτού βρόχου δεν ενδείκνυται εξαιτίας της χαμηλής τους απόδοσης. Ωστόσο, σε περιπτώσεις μικρής ισχύος (μικρότερης από 1 kW) όπως αυτή του πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος «Πυρφόρος» που κατασκευάστηκε για τις ανάγκες του διαγωνισμού οικονομίας Shell Eco Marathon®, ο βαθμωτός έλεγχος μπορεί να αποτελέσει μία πολύ οικονομική και αξιόπιστη λύση.

Σκοπός του διαγωνισμού **Shell Eco Marathon®** είναι το όχημα να καταφέρει να διανύσει την μεγαλύτερη δυνατή απόσταση με ενέργεια ισοδύναμη με αυτήν του ενός λίτρου καυσίμου. Συνεπώς τον βασικότερο παράγοντα σχεδίασης αποτελεί η ελαχιστοποίηση των απωλειών τόσο σε επίπεδο ηλεκτρολογικό όσο και μηχανολογικό για τις συνθήκες του αγώνα.

Παράλληλα όμως το ηλεκτρικό σύστημα κίνησης θα πρέπει να μπορεί να εγγυηθεί αξιόπιστη λειτουργία για μεγάλο χρονικό διάστημα υπό συνθήκες αγώνα. Επομένως η τελική **σχεδίαση** του συστήματος θα πρέπει να επιτυγχάνει ταυτόχρονα υψηλή απόδοση, μεγάλη αξιοπιστία, και να ακολουθεί πιστά τους κανονισμούς ασφαλείας του διαγωνισμού.

Το **κινητήριο σύστημα** του πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος που σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε για τις ανάγκες του διαγωνισμού αποτελείται από:

- Πηγή ισχύος μπαταριών τεχνολογίας  $\text{LiFePO}_4$  με συνολική τάση εξόδου 48 V
- Κινητήρα μονίμων μαγνητών εξωτερικού δρομέα, 10 πόλων, ημιτονοειδούς ροής, ονομαστικής ισχύος 670 watt, ονομαστικής ταχύτητας 450 στροφές/λεπτό
- Αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με ημιαγωγά στοιχεία τύπου MOSFET

Στην ενότητα αυτή, αρχικά παρουσιάζονται και σχολιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων ελέγχου ανοιχτού βρόχου σε αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων για την οδήγηση 10-πολικού κινητήρα μονίμων μαγνητών χαμηλής ισχύος. Στην συνέχεια επιβεβαιώνονται πειραματικά τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με την κατασκευή του συστήματος κινητήρα – αντιστροφέα και την διεξαγωγή δοκιμών για την αξιολόγηση της απόκρισης του ελέγχου σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας.

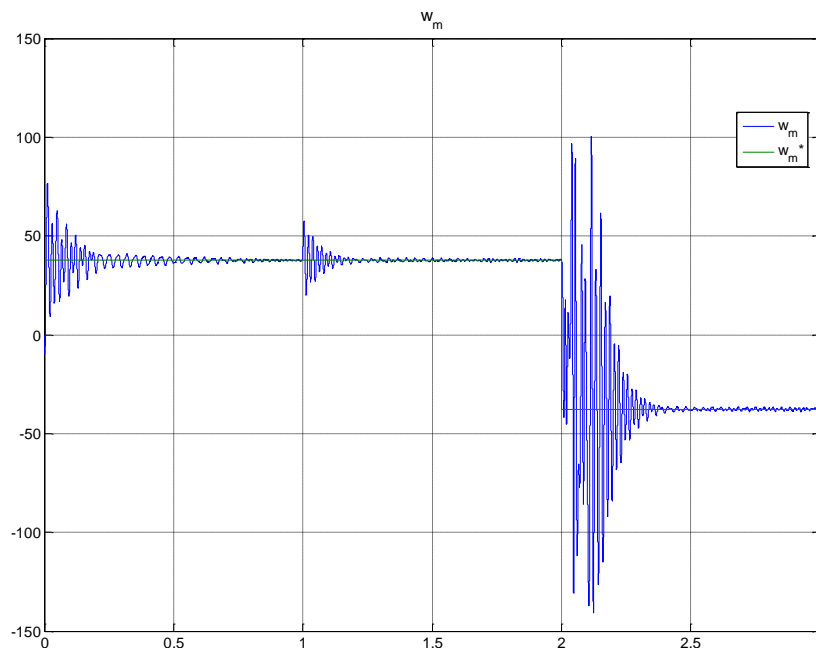
### 4.3.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΒΑΘΜΩΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Για την αξιολόγηση των επιδόσεων του βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου στο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μικρής ισχύος του πρότυπου οχήματος που κατασκευάστηκε πραγματοποιείται προσομοίωση μεταβατικής κατάστασης λειτουργίας με βηματική μεταβολής ταχύτητας και φορτίου.

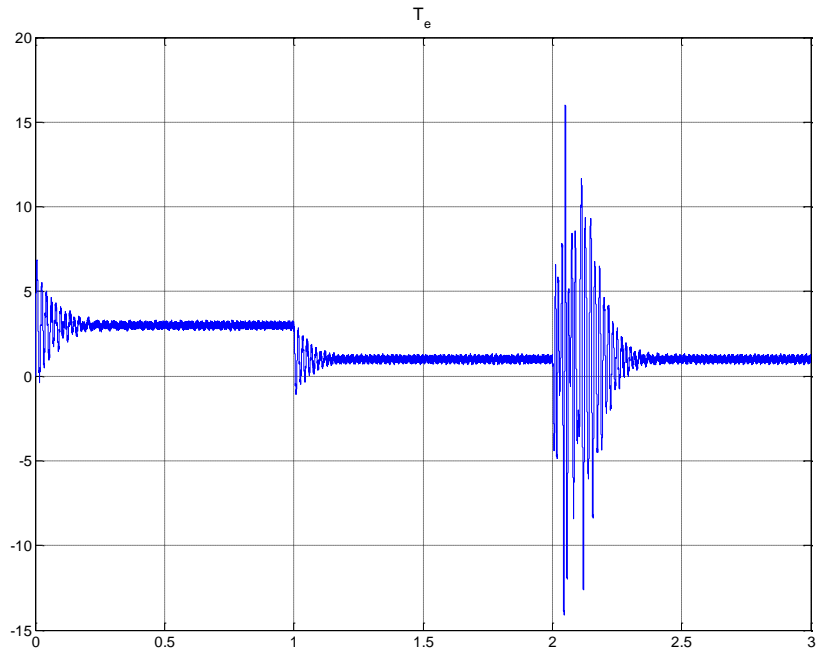
Πιο συγκεκριμένα, η προσομοίωση ξεκινά με ονομαστικό φορτίο του αγώνα (3 Nm) και την ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα (37.7 rad/sec). Στην συνέχεια, την χρονική στιγμή  $t_1 = 1 \text{ sec}$  μειώνεται βηματικά το φορτίο του σε 1 Nm, και την χρονική στιγμή  $t_2 = 2 \text{ sec}$  αλλάζει το σήμα ταχύτητας σε -37.7 rad/sec.

Σημειώνεται ότι τα χαρακτηριστικά των μοντέλων του αντιστροφέα και του κινητήρα μόνιμων μαγνητών που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση έχουν διαφοροποιηθεί από αυτά του τρίτου κεφαλαίου για να συμφωνούν με τα χαρακτηριστικά μεγέθη του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος μικρής ισχύος περιγράφηκε στην αρχή της ενότητας.

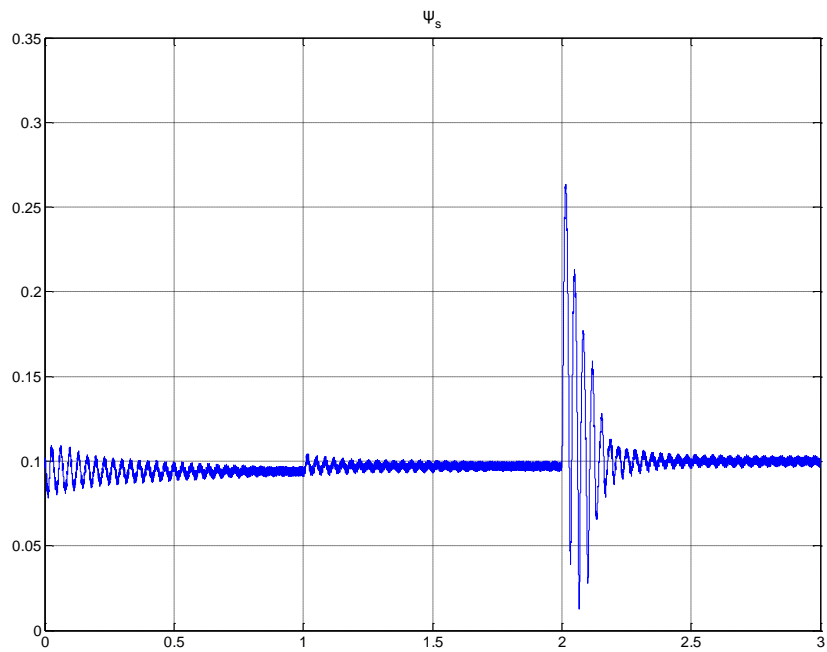
Ακολουθούν οι αποκρίσεις των βασικών μεγεθών του συστήματος στις παραπάνω μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας:



Σχήμα 4.52 – Απόκριση ταχύτητας βαθμωτού ελέγχου σε μεταβολές φορτίου και ταχύτητας

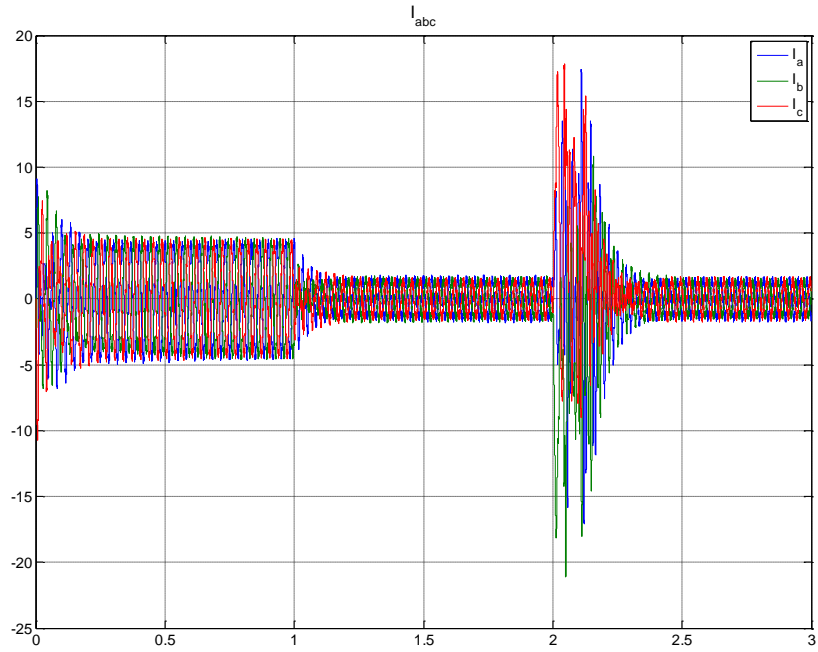


Σχήμα 4.53 – Απόκριση ροπής βαθμωτού ελέγχου σε μεταβολές φορτίου και ταχύτητας

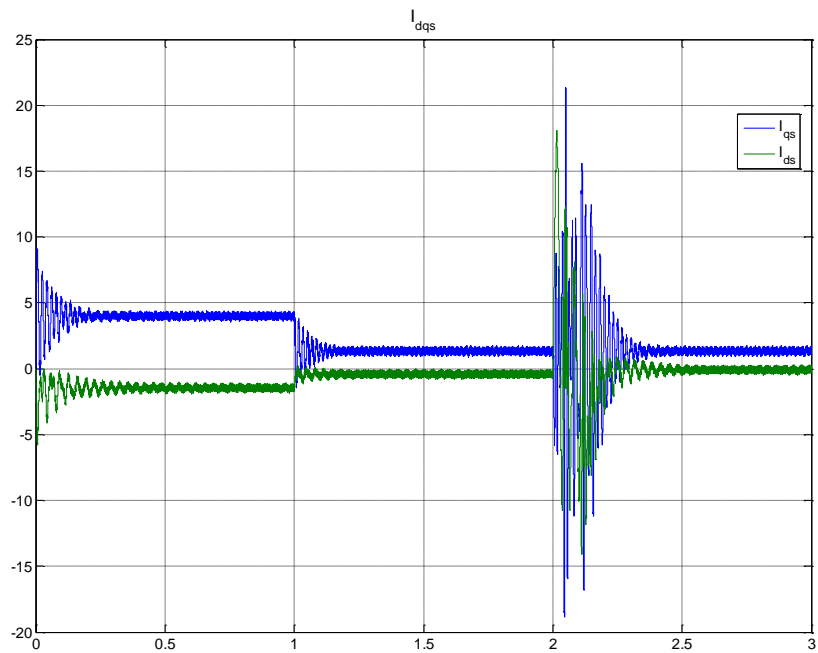


Σχήμα 4.54 – Απόκριση ροής βαθμωτού ελέγχου σε μεταβολές φορτίου και ταχύτητας





Σχήμα 4.55 – Απόκριση ρευμάτων βαθμωτού ελέγχου σε μεταβολές φορτίου και ταχύτητας



Σχήμα 4.56 – Απόκριση ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς βαθμωτού ελέγχου σε μεταβολές φορτίου και ταχύτητας

Στο *σχήμα 4.52* παρουσιάζεται η μεταβολή της **ταχύτητας** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος μεταβολής ροπής και ταχύτητας. Με πράσινο χρώμα απεικονίζεται το σήμα βηματικής αλλαγής της ταχύτητας (ταχύτητα αναφοράς), ενώ με μπλε η πραγματική μεταβολή των στροφών του κινητήρα όπως την πετυχαίνει ο ελεγκτής. Ο **χρόνος απόκρισης** του ελεγκτή είναι αρκετά μικρός, ωστόσο η ταχύτητα παρουσιάζει πολύ μεγάλες **ταλαντώσεις** στις μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας.

Στα *σχήματα 4.53, 4.54, 4.55* παρουσιάζονται οι μεταβολές της ηλεκτρομαγνητικής **ροπής**, της μαγνητικής **ροής**, και των φασικών **ρευμάτων** του κινητήρα κατά την διάρκεια του βήματος μεταβολής ροπής και ταχύτητας. Παρατηρείται ότι ο βαθμωτός έλεγχος καταφέρνει να παρακολουθήσει τις αλλαγές ροπής και ταχύτητας που του επιβάλλονται. Το πετυχαίνει όμως με μεγάλες **ταλαντώσεις** τόσο στην ταχύτητα όσο και στην ροπή του. Οι ταλαντώσεις αυτές αυξάνονται πολύ, όπως είναι λογικό, όταν εφαρμόζεται βήμα ταχύτητας που αντιστρέφει την ταχύτητα του. Το αποτέλεσμα των ταλαντώσεων αυτών αποτελούν σημείο **αστάθειας** του συστήματος αλλά αναμένεται να μην επηρεάσουν σημαντικά την ταχύτητα του πραγματικού κινητήρα στις πειραματικές δοκιμές αφού η **αδράνεια** του πραγματικού συστήματος διαφέρει από αυτήν των προσομοιώσεων. Αντίθετα όμως αναμένεται να αυξήσουν της **απώλειες** του συστήματος και να μειώσουν τον βαθμό απόδοσής του. Είναι επίσης σημαντικό να επισημανθεί ότι ο έλεγχος αδυνατεί να διατηρήσει σταθερή τη ροή του στάτη στις μεταβολές της ταχύτητας, όπως θα έπρεπε να γίνεται ιδανικά, αφού ο λόγος  $V/f$  διατηρείται σταθερός.

Στο *σχήμα 4.56* παρουσιάζονται οι αποκρίσεις **ευθέως** και **εγκάρσιου άξονα** στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς κατά την διάρκεια του βήματος μεταβολής ροπής και ταχύτητας. Είναι εμφανής η συσχέτιση της **q-συνιστώσας** του ρεύματος του στάτη με την ενεργό ισχύ και τη ροπή στον άξονα της μηχανής, καθώς είναι αυτή που φαίνεται να επικρατεί στη μεταβολή της φόρτισης της μηχανής. Αντίστοιχα, η **d-συνιστώσα** του ρεύματος στάτη σχετίζεται με το φαινόμενο της αντίδρασης τυμπάνου. Όσο μεγαλύτερη είναι η φόρτιση της μηχανής, τόσο μεγαλύτερη είναι εκείνη η συνιστώσα του ρεύματος στάτη που αντιτίθεται στο μαγνητικό πεδίο του δρομέα.

#### 4.3.2 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΙΚΡΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Το ερευνητικό όχημα «Πυρφόρος» σχεδιάστηκε για να συμμετάσχει στον Ευρωπαϊκό διαγωνισμό εξοικονόμησης καυσίμου Shell Eco Marathon®. Νικητής του διαγωνισμού είναι το όχημα που θα καταφέρει να διανύσει την μεγαλύτερη δυνατή απόσταση με ενέργεια ισοδύναμη με αυτήν του ενός λίτρου καυσίμου. Κατά την διάρκεια του αγώνα το όχημα καλείται να διανύσει σε 8 γύρους απόσταση περίπου 25km σε πίστα χωρίς κλίση μέσα σε 51 λεπτά ή ταχύτερα. Η υψηλή ταχύτητα δεν αποτελεί επιδίωξη του διαγωνισμού, καθώς μεγαλύτερη ταχύτητα σημαίνει υψηλότερη κατανάλωση. Συνεπώς, η ταχύτητα του οχήματος πρέπει να είναι η χαμηλότερη δυνατή, δηλαδή  $25/(51/60) \approx 29.41\text{km/h}$ . Βέβαια, αυτή είναι η μέση ωριαία ταχύτητα του οχήματος και δεν λαμβάνεται υπόψη η διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου της εκκίνησης. Για το λόγο αυτό, πρέπει το όχημα να έχει την ικανότητα να κινείται με μεγαλύτερη ταχύτητα από τη μέση ωριαία ταχύτητα που υπολογίστηκε, έτσι ώστε να αντισταθμίζονται τα διαστήματα όπου το όχημα αναγκάζεται να κινείται με μικρότερη ταχύτητα (όπως στροφές, εκκίνηση κτλ). Παράλληλα, το ηλεκτρικό σύστημα κίνησης θα πρέπει να μπορεί να εγγυηθεί αξιόπιστη λειτουργία υψηλή απόδοση, και φυσικά να ακολουθεί πιστά τους κανονισμούς ασφαλείας του διαγωνισμού.

Στην παράγραφο αυτή περιγράφονται αναλυτικά τα χαρακτηριστικά των υποσυστημάτων που χρησιμοποιήθηκαν έτσι ώστε να υλοποιηθεί το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μικρής ισχύος του ερευνητικού οχήματος. Το σύστημα χρησιμοποιεί μπαταρίες ως πηγή ισχύος, σύγχρονο κινητήρα μονίμων μαγνητών και διάταξη βαθμωτού ελέγχου με αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων.

##### ❖ Πηγή Ισχύος:

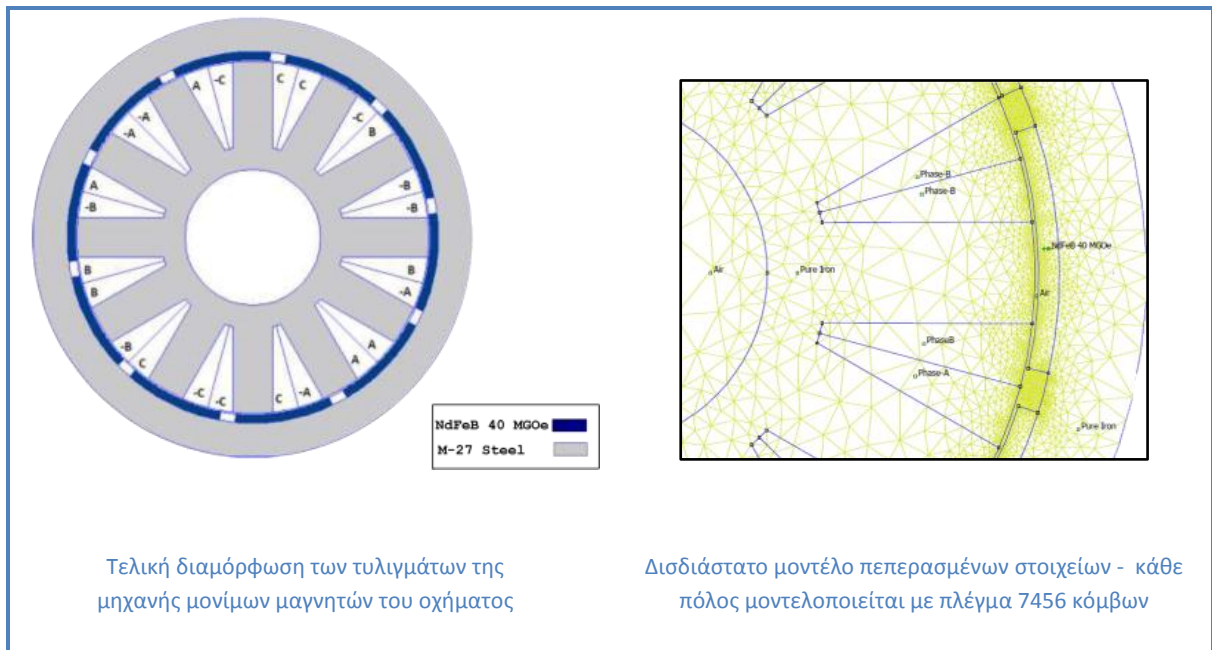
Η τροφοδότηση του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος του οχήματος γίνεται από μπαταρίες τεχνολογίας LiFePO<sub>4</sub> Nanophosphate. Κάθε στοιχείο έχει τάση 3.35 V και φορτίο 2.3 Ah. Χρησιμοποιήθηκαν 2 παράλληλες συστοιχίες αποτελούμενες από 14 στοιχεία έκαστη, με αποτέλεσμα το επίπεδο της τάσης εισόδου στον αντιστροφέα να είναι 48 V (μέγιστο επιτρεπόμενο από τους κανονισμούς του αγώνα) και συνολική ενέργεια περίπου 220 Wh



Σχήμα 4.57 – Πηγή Ισχύος του ηλεκτρικού συστήματος κίνησης αποτέλεσαν οι μπαταρίες τεχνολογίας LiFePO<sub>4</sub>

### ❖ Σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών:

Η μηχανή που σχεδιάστηκε [10] και κατασκευάστηκε για τις ανάγκες του κινητηρίου συστήματος του οχήματος είναι 10-πολική, σύγχρονη, μονίμων μαγνητών με ημιτονοειδή ροή στο διάκενο εξαιτίας της χρήσης κλασματικού βήματος στα τυλίγματα του στάτη. Ανήκει στην κατηγορία των κινητήρων-τροχών (In-wheel-motor) που σημαίνει ότι ο δρομέας είναι εξωτερικός και αποτελεί ταυτόχρονα την πίσω ρόδα του οχήματος. Με τον τρόπο αυτό η μετάδοση της κίνησης είναι άμεση και χωρίς της απώλειες που θα εισήγαγε οποιαδήποτε μέθοδος μετάδοσης (ιμάντας, γρανάζι, κλπ). Για τον δρομέα επιλέχθηκαν επιφανειακοί μαγνήτες τύπου Νεοδημίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB), ενώ για την βελτιστοποίηση του χρησιμοποιήθηκε δισδιάστατο μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων (σχήμα 4.58) που προσομοιώθηκε σε κατάλληλο λογισμικό (FEMM).



Σχήμα 4.58 – Σχεδιασμός κινητήρα μονίμων μαγνητών για το ηλεκτρικό σύστημα κίνησης

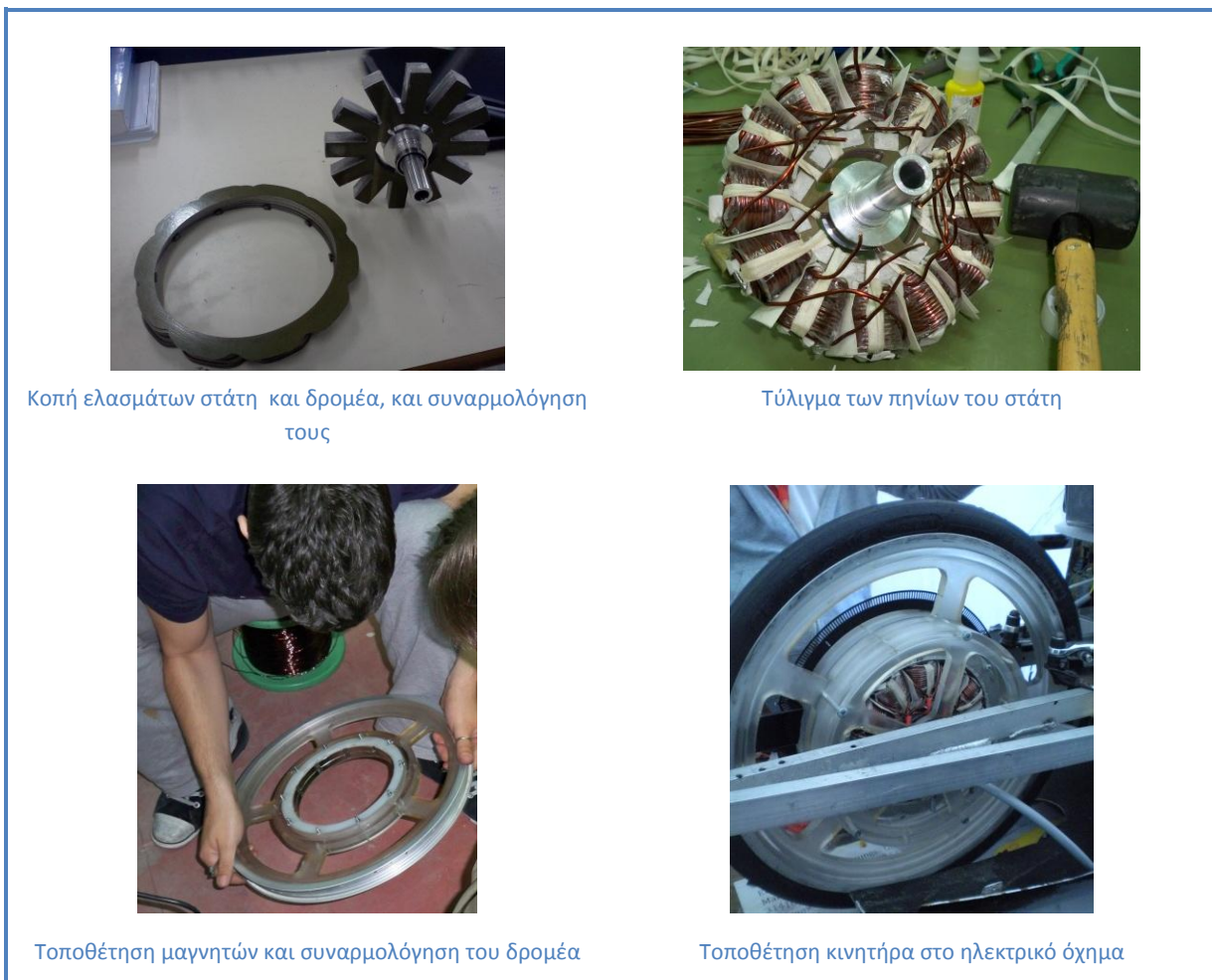
Η σχεδίαση και βελτιστοποίηση του ηλεκτρικού κινητήρα κατέληξε στα ονομαστικά χαρακτηριστικά που παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

**Πίνακας 4.3**

Χαρακτηριστικό Κινητήρα	Τιμή
Τύπος κινητήρα	Κινητήρας - Τροχός μονίμων μαγνητών
Ονομαστική ισχύς	670 W
Ονομαστικές στροφές	450 στροφές/λεπτό
Αριθμός πόλων	10
Ονομαστική ροπή	16 Nm
Rms τιμή της φασικής τάσης	15 V <sub>rms</sub>

Πίνακας 4.3 – Ονομαστικά χαρακτηριστικά μηχανής μονίμων μαγνητών του οχήματος

Τέλος ακολούθησε η κατασκευή του κινητήρα τα στάδια της οποίας φαίνονται στο *σχήμα 4.59*:



Σχήμα 4.59 – Στάδια κατασκευής κινητήρα μονίμων μαγνητών για το ηλεκτρικό σύστημα κίνησης

#### ❖ Αντιστροφέας πηγής τάσης:

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

**Πίνακας 4.4**

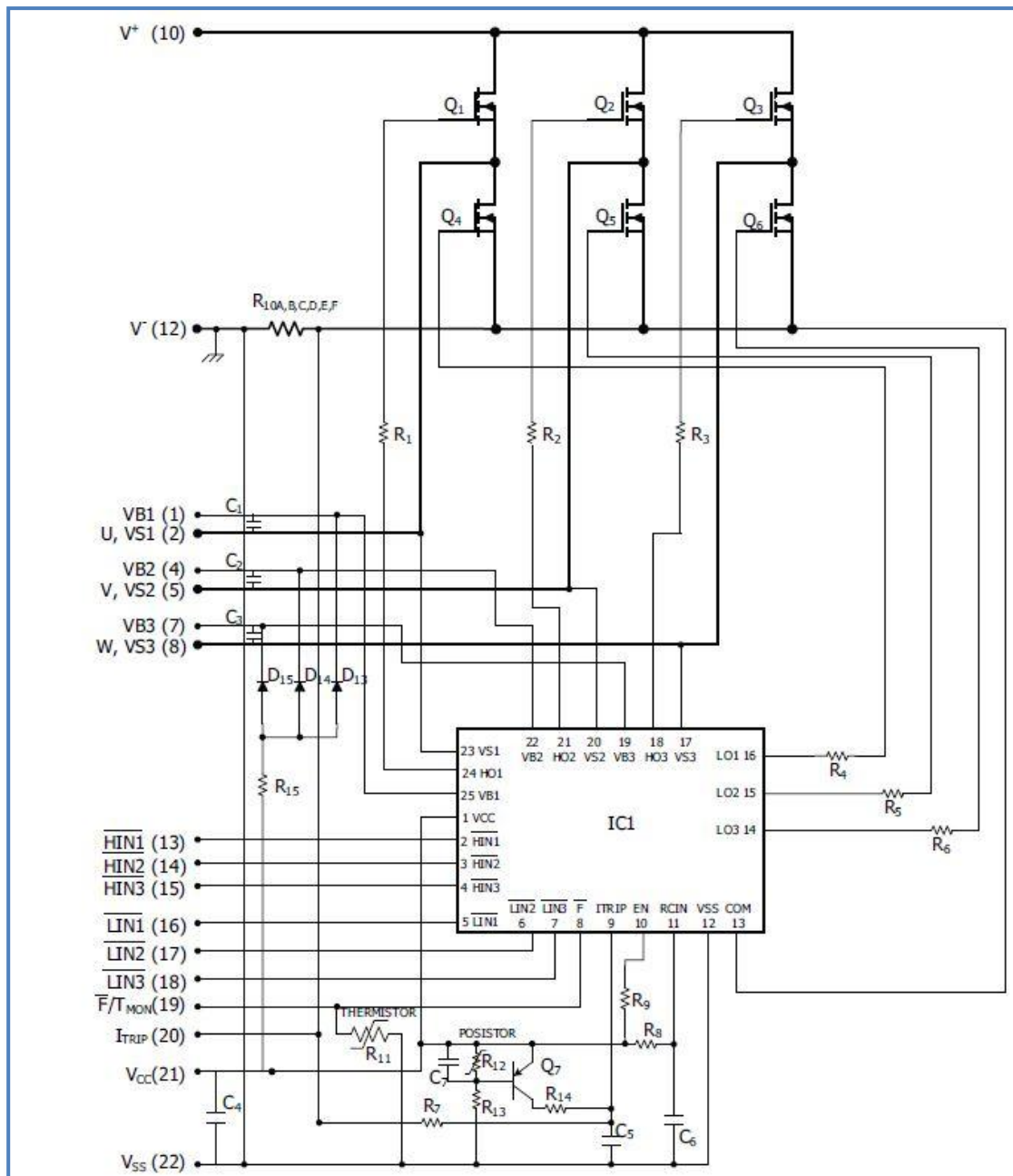
Χαρακτηριστικό	Τιμή
Μέγιστη επιβαλλόμενη τάση ημιαγωγού σε κατάσταση αποκοπής ( $V_{BR(DSS)}$ )	150V
Τάση εισόδου θετικού διαύλου DC τροφοδοσίας ( $V^*$ )	100V
Rms τιμή φασικού ρεύματος ( $I_o$ )	30A
Συχνότητα φέροντος σήματος PWM ( $F_{PWM}$ )	20kHz
Ικανότητα απορρόφησης ισχύος ανά MOSFET ( $P_D$ )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

Πίνακας 4.4 – Ονομαστικά λειτουργικά χαρακτηριστικά κυκλώματος ισχύος του αντιστροφέα

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα περιέχει επίσης βοηθητικά κυκλώματα μικρής ισχύος που χρησιμοποιούνται για την οδήγηση των παλμών στην είσοδο των ημιαγωγών και για την προστασία από συνθήκες υπερέντασης και υπερθέρμανσης. Το κυκλωματικό διάγραμμα του αντιστροφέα φαίνεται στο *σχήμα 4.60*.

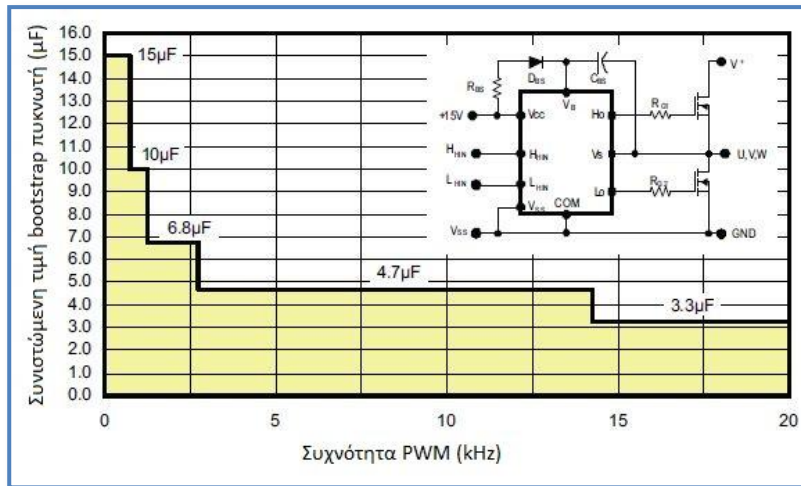
Συγκεκριμένα το βοηθητικό ολοκληρωμένο κύκλωμα IC1 δέχεται ως είσοδο τους λογικούς παλμούς 0 και 1 που παράγονται στην έξοδο του ελεγκτή / μικροεπεξεργαστή και τους μετατρέπει σε παλμούς κατάλληλου επιπέδου τάσης που οδηγούνται στην είσοδο των MOSFETs, μέσω κατάλληλων απομονωτών (buffers). Επίσης, το IC1 εξασφαλίζει τον κατάλληλο «νεκρό χρόνο» των 290ns στις εναλλαγές αγωγής των στοιχείων της ίδιας ημιγέφυρας, ώστε να αποφευχθεί η ταυτόχρονη αγωγή τους. Αξίζει να σημειωθεί ότι για την παλμοδότηση των ημιαγωγών της άνω ομάδας χρησιμοποιείται η τεχνική bootstrap (πυκνωτές  $C_1, C_2, C_3$ , δίοδοι  $D_{13}, D_{14}, D_{15}$  και αντίσταση  $R_{15}$ ) για τη δημιουργία σταθερής αναφοράς στην τάση που εφαρμόζεται στην πύλη τους όταν ο διακόπτης της κάτω ομάδας βρίσκεται σε αποκοπή και η τάση του κόμβου S βρίσκεται ουσιαστικά «στον αέρα» (floating) [20].





Σχήμα 4.60 – Κυκλωματικό διάγραμμα αντιστροφέα

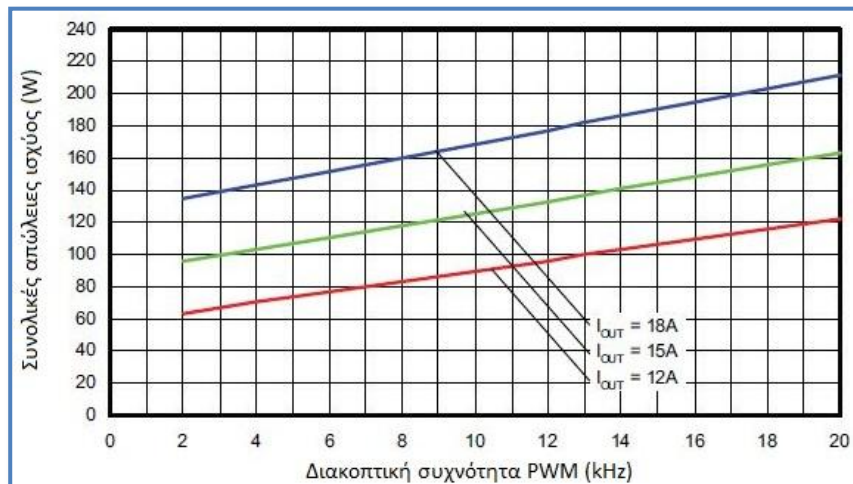
Οι πυκνωτές bootstrap φορτίζονται μέσω της αντίστασης  $R_{15}$  κατά την αγωγή των ημιαγωγών της κάτω ομάδας και εκφορτίζονται όταν άγουν οι ημιαγωγοί της πάνω ομάδας, παρέχοντας το κατάλληλο φορτίο στην πύλη τους. Οι πυκνωτές αυτοί είναι εξωτερικοί και επιλέγονται από το χρήστη ανάλογα με τη διακοπτική συχνότητα που θα χρησιμοποιηθεί, σύμφωνα με το διάγραμμα του σχήματος 4.61. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέγεται τιμή πυκνωτών  $4.7\mu\text{F}$  καθώς θα χρησιμοποιηθούν διακοπτικές συχνότητες από  $1\text{kHz}$  έως  $6\text{kHz}$ .



Σχήμα 4.61 – Σνιστώμενη τιμή bootstrap πυκνωτή συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας

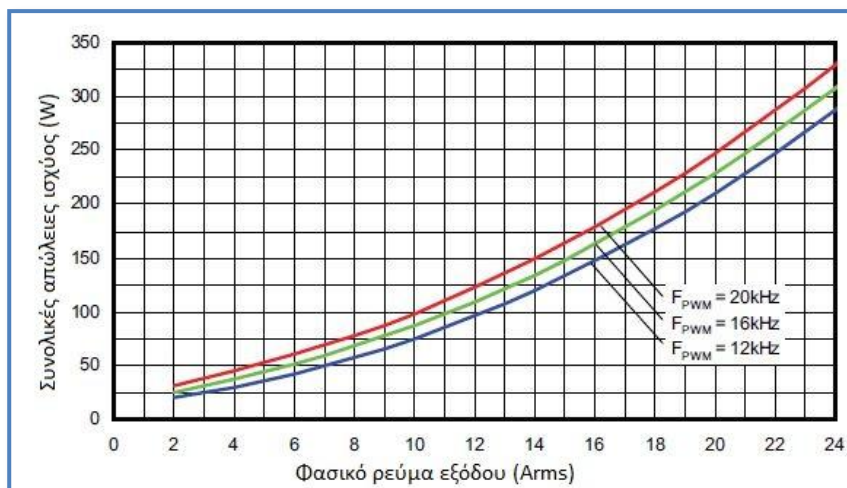
Το σήμα  $I_{trip}$  προκύπτει ως πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση  $R_{10}$ , ώστε σε περίπτωση υπερέντασης κοντά στα 60A στην DC πλευρά, να διακόπτεται η αγωγή των ημιαγωγών της άνω και της κάτω ομάδας. Το ίδιο συμβαίνει όταν το NTC θερμίστορ που βρίσκεται σε επαφή με το εξωτερικό περιβλήμα της συσκευασίας θερμανθεί άνω των  $125^{\circ}\text{C}$ . Τα σήματα ελέγχου των ανωτέρω κυκλωμάτων προστασίας οδηγούνται στο ολοκληρωμένο IC1.

Όσον αφορά στις συνολικές απώλειες του κυκλώματος, ο κατασκευαστής παρέχει σχετικές πληροφορίες στο εγχειρίδιο εφαρμογής συναρτήσει της rms τιμής του φασικού ρεύματος για διάφορες διακοπτικής συχνότητες και συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας για διάφορες rms τιμές του φασικού ρεύματος στα σχήματα 4.62, 4.63 αντίστοιχα.



Σχήμα 4.62 – Συνολικές απώλειες αντιστροφέα συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας





Σχήμα 4.63 – Συνολικές απώλειες αντιστροφέα συναρτήσει του φασικού ρεύματος εξόδου

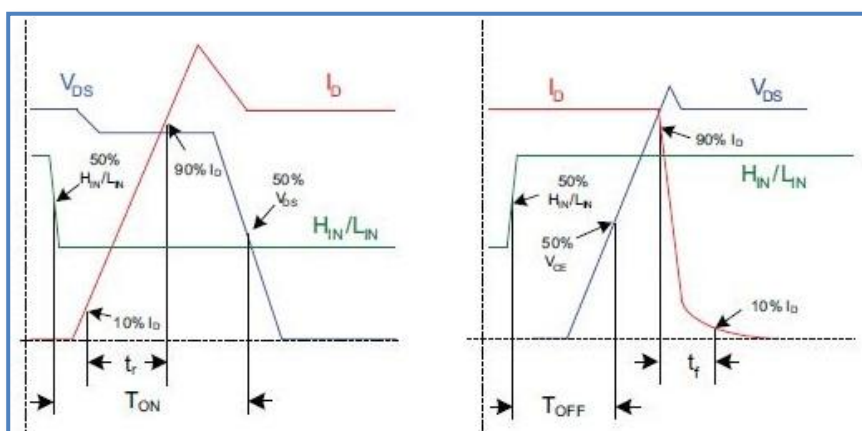
Τέλος, στον πίνακα 4.5 συγκεντρώνονται τα σημαντικότερα δυναμικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών:

**Πίνακας 4.5**

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

Πίνακας 4.5 – Σημαντικότερα δυναμικά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών του αντιστροφέα σε δοκιμή με  $I_D = 25A$ ,  $V^* = 100V$ ,  $V_{cc} = V_{BS} = 15V$

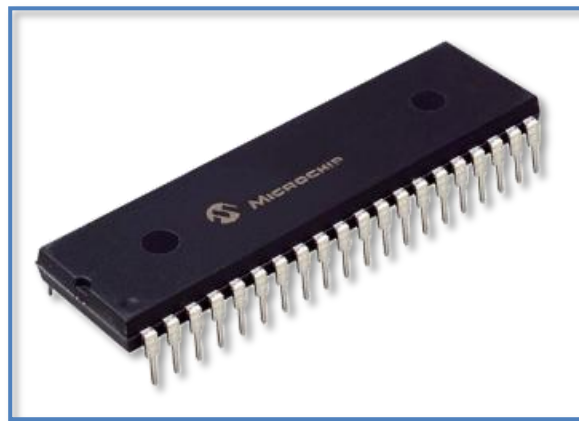
Οι χρόνοι καθυστέρησης κατά την αγωγή και αποκοπή των ημιαγωγών εξηγούνται γραφικά στο παρακάτω διάγραμμα:



Σχήμα 4.64 – Γραφική επεξήγηση χρόνων καθυστέρησης των ημιαγωγών

#### ❖ Μικροεπεξεργαστής και σύστημα ελέγχου:

Ο επεξεργαστής που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του αλγορίθμου ελέγχου του συστήματος οδήγησης ανήκει στην οικογένεια επεξεργαστών ψηφιακού σήματος dsPIC30F της Microchip (σχήμα 4.65). Το συγκεκριμένο μοντέλο (dsPIC30F4011) είναι κατάλληλο για βιομηχανικές εφαρμογές συστημάτων κίνησης και χαρακτηρίζεται από χαμηλή κατανάλωση στις περισσότερες συνθήκες λειτουργίας του. Το κριτήριο αυτό συνάδει με τις απαιτήσεις για ελαχιστοποίηση των απωλειών του συνολικού συστήματος, καθώς οι βοηθητικές διατάξεις και τα κυκλώματα ελέγχου, άρα και ο μικροεπεξεργαστής, τροφοδοτούνται από την DC πηγή ισχύος. Ο μικροεπεξεργαστής προγραμματίζεται στη γλώσσα προγραμματισμού C, καθώς το συνοδευτικό λογισμικό του υποστηρίζει τη χρήση κατάλληλου C μεταγλωττιστή (compiler). Το γεγονός αυτό τον καθιστά αρκετά πιο ευέλικτο στη χρήση συγκριτικά με άλλους μικροεπεξεργαστές που υποστηρίζουν αποκλειστικά προγραμματισμό σε γλώσσα assembly.



Σχήμα 4.65 – Ο μικροεπεξεργαστής dsPIC30F4011

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

- Ικανότητα εκτέλεσης 30 εκατομμυρίων εντολών το δευτερόλεπτο (MIPS) με εύρος ρυθμιζόμενης συχνότητας ρολογιού 4-10MHz και χρήση ενσωματωμένου PLL (4x, 8x, 16x)
- Δυνατότητα συνένωσης ζεύγους χρονομετρητών (timers) 16-bit σε ένα μετρητή 32-bit
- Ξεχωριστή δομική μονάδα (module) υλοποίησης της PWM τεχνικής στο υλικό του επεξεργαστή με 6 κανάλια εξόδου και τρεις γεννήτριες παραγωγής κύκλων λειτουργίας (duty cycle)
- Ξεχωριστή δομική μονάδα (module) κωδικοποιητή τεσσάρων καταστάσεων (Quadratic Encoder Interface, QEI) υλοποιημένη στο υλικό του επεξεργαστή με δυνατότητα 3 αναλογικών σημάτων εισόδου από αισθητήρα, μετρητή 16-bit και υπολογισμού θέσης σε λειτουργία x2 και x4
- Δυνατότητα 9 αναλογικών εισόδων με μετατροπέα 10-bit αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog-to-Digital Converter) και ρυθμός μετατροπής 1 εκατομμυρίου δειγμάτων το δευτερόλεπτο (1Msps)

Ο έλεγχος που υλοποιήθηκε στον εν λόγω μικροεπεξεργαστή μπορεί να χαρακτηριστεί ως βαθμωτός από τη στιγμή που η τάση εξόδου του αντιστροφέα ελέγχεται ανάλογα με την ταχύτητα, διατηρώντας το λόγο  $V/f$  σταθερό. Η μεταβλητή αυτή ονομάζεται *rounds\_gain* και ρυθμίζει την κλίση της ευθείας  $V(f)$ . Η τάση εξόδου του αντιστροφέα εξαρτάται και από μία δεύτερη μεταβλητή, η τιμή της οποίας καθορίζεται εξωτερικά από το χρήστη και αντιστοιχεί στο «γκάζι» του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Στην πραγματικότητα, η μεταβλητή αυτή προκύπτει μετά από ψηφιακή επεξεργασία αναλογικού σήματος στην έξοδο ενός μεταβλητού διαιρέτη τάσης. Ο μεταβλητός διαιρέτης τάσης υλοποιείται με τη βοήθεια ποτενσιόμετρου. Η μεταβλητή ονομάζεται *Throttle* και ο βαθμός που επηρεάζει το πλάτος της τάσης ελέγχεται μέσω της μεταβλητής *torque\_gain*. Όπως έχει ήδη διατυπωθεί, ο έλεγχος της τάσης εξόδου στην τεχνική PWM εξαρτάται από το συντελεστή διαμόρφωσης. Συνεπώς, ο συντελεστής διαμόρφωσης στη συγκεκριμένη εφαρμογή ορίζεται ως:

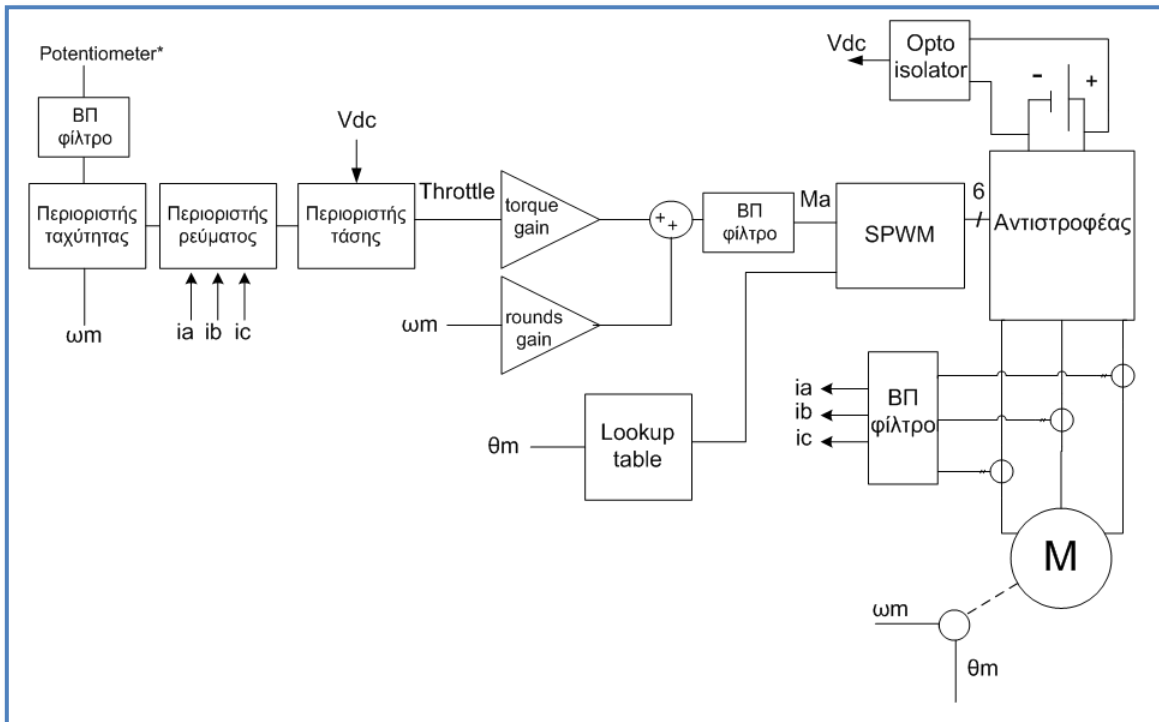
$$M_a = \text{rounds\_gain} \cdot \text{rounds} + \text{Throttle} \cdot \text{torque\_gain}$$

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

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

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

Το μπλοκ διάγραμμα του αλγορίθμου ελέγχου παρουσιάζεται παρακάτω στο *σχήμα 4.66*:

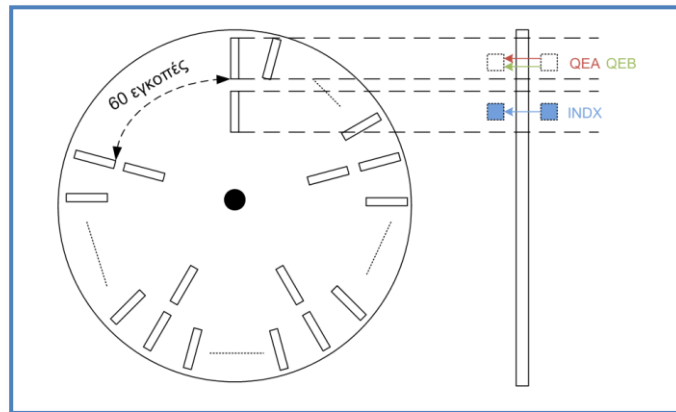


Σχήμα 4.66 – Μπλοκ διάγραμμα αλγορίθμου ελέγχου που υλοποιήθηκε στον μικροεπεξεργαστή dsPIC30F4011

### ❖ Αισθητήρας θέσης (Position Encoder)

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

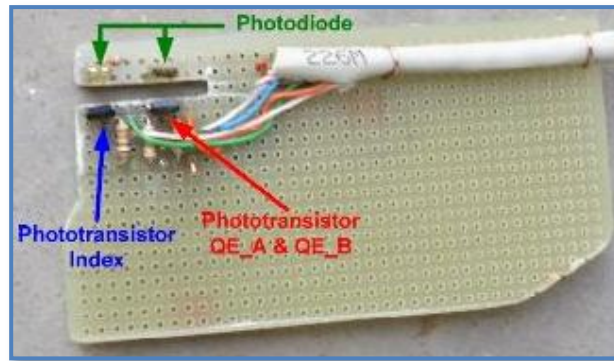
Ο αισθητήρας θέσης υλοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή με τη βοήθεια ενός κωδικοποιητή θέσης (absolute position encoder). Ο κωδικοποιητής στην εφαρμογή αυτή είναι ένας μεταλλικός δίσκος με εσωτερικές εγκοπές στην περιφέρειά του, όπως φαίνεται στο *σχήμα 4.67*, τοποθετείται στην περιφέρεια του δρομέα και στρέφεται μαζί του, επιτρέποντας ανάλυση 60 σημείων (εγκοπών) ανά ζεύγος πόλων. Κάθε φορά που ξεκινά ένα καινούριο ζεύγος πόλων, η μέτρηση της θέσης μηδενίζεται με τη βοήθεια 5 βοηθητικών εγκοπών που τοποθετούνται εσωτερικά από τις βασικές εγκοπές της περιφέρειας.



Σχήμα 4.67 – Σχηματική αναπαράσταση μεταλλικού δίσκου και φωτοστοιχείων

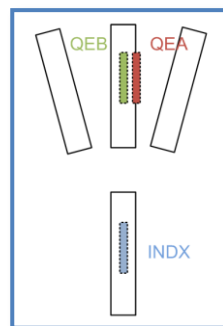
Η κωδικοποιημένη ακολουθία παλμών για τον προσδιορισμό της θέσης του δρομέα παράγεται από ένα κύκλωμα φωτοδιόδων και φωτοτρανζίστορ. Συγκεκριμένα, το κύκλωμα αποτελείται από δύο ζεύγη των παραπάνω φωτοστοιχείων. Τα δύο στοιχεία του κάθε ζεύγους τοποθετούνται αντικριστά, ενώ μεταξύ τους υπάρχει κατάλληλη εγκοπή ώστε να μπορεί να διέρχεται ο μεταλλικός δίσκος που προαναφέρθηκε. Τα φωτοστοιχεία και το κύκλωμα διέγερσης με τις κατάλληλες αντιστάσεις είναι τοποθετημένα σε διάτρητη πλακέτα (*σχήμα 4.68*) η οποία πακτώνεται σε ακλόνητο σημείο του οχήματος.

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



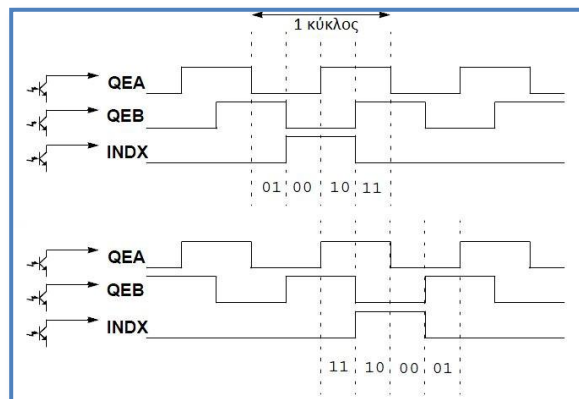
Σχήμα 4.68 – Διάτρητη πλακέτα φωτοστοιχείων του αισθητήρα θέσης

Σημαντικό είναι να τοποθετηθεί κατάλληλα η πλακέτα έτσι ώστε όταν το ένα από τα δύο φωτοτρανζίστορ που παράγουν τα σήματα QE<sub>A</sub>, QE<sub>B</sub> βρίσκεται στην άκρη της εγκοπής, το άλλο να βρίσκεται στη μέση. Στο *σχήμα 4.69* απεικονίζεται η ανωτέρω απαίτηση:



Σχήμα 4.69 – Σχηματική αναπαράσταση της επιθυμητής τοποθέτησης των φωτοστοιχείων

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



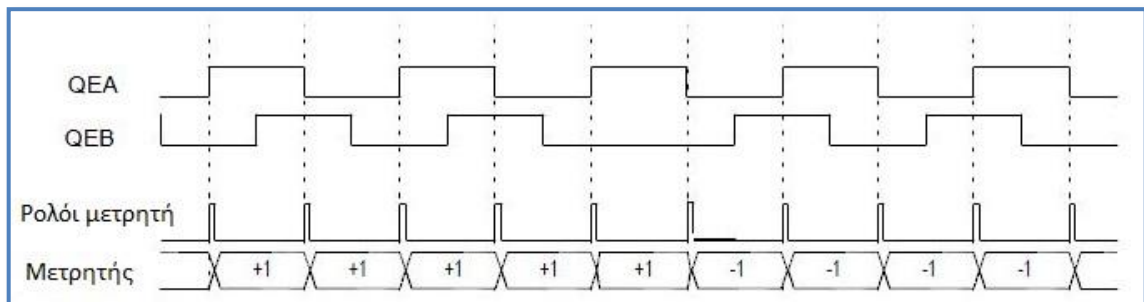
Σχήμα 4.70 – Ακολουθία παλμών εξόδου αισθητήρα θέσης σε περίπτωση ορθής και ανάστροφης φοράς περιστροφής[19]

Στην πρώτη περίπτωση του *σχήματος 4.70*, η κυματομορφή QE<sub>A</sub> προηγείται της QE<sub>B</sub> κατά το ένα τέταρτο της περιόδου και αντιστοιχεί στην περίπτωση ορθής φοράς περιστροφής. Στο σημείο αυτό είναι εμφανής ο λόγος για τον οποίο τέθηκε η απαίτηση του *σχήματος 4.69*. Όταν ολοκληρωθεί η ακολουθία των τεσσάρων καταστάσεων, τότε συμπληρώνεται ένας κύκλος μέτρησης και αυξάνεται κατά μία μονάδα η τιμή ενός ειδικού μετρητή, ο οποίος είναι διαθέσιμος για ανάγνωση από το χρήστη. Η τιμή του μετρητή μηδενίζεται σε περίπτωση θετικής ακμής του σήματος INDX. Αντίθετα, όταν η κυματομορφή QE<sub>B</sub> προηγείται της QE<sub>A</sub>, τότε η περιστροφή



θεωρείται ότι γίνεται προς την αντίστροφη φορά και η τιμή του μετρητή μειώνεται κατά μία μονάδα κάθε φορά που συμπληρώνεται ένας κύκλος μέτρησης. Ας σημειωθεί ότι η ακολουθία καταστάσεων στην αντίστροφη φορά περιστροφής είναι αντίθετη από εκείνη της ορθής φοράς περιστροφής, όπως αναμενόταν.

Ο αποκωδικοποιητής του επεξεργαστή έχει τη δυνατότητα x2 και x4 μέτρησης. Αυτό σημαίνει ότι το περιεχόμενο του μετρητή μπορεί να μεταβάλλεται όχι μόνο κατά την ολοκλήρωση της περιόδου μέτρησης, αλλά και στις ενδιάμεσες καταστάσεις. Συγκεκριμένα, μπορεί να μετρά στις θετικές και αρνητικές ακμές του QEA (x2 mode) ή στις θετικές και αρνητικές ακμές των QEA και QEB (x4 mode). Στην περίπτωση λειτουργίας x2, το σήμα QEB χρησιμοποιείται μόνο για τον προσδιορισμό της φοράς περιστροφής. Η λειτουργία αυτή χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή και οι κυματομορφές εξόδου της φαίνονται στο *σχήμα 4.71*:



Σχήμα 4.71 – Ακολουθία παλμών εξόδου αισθητήρα θέσης σε περίπτωση λειτουργίας x2[19]

Τέλος, η τοποθέτηση του κωδικοποιητή θέσης (encoder disk) στον κινητήρα-τροχό του ηλεκτρικού συστήματος κίνησης, καθώς και η τοποθέτηση του αισθητήρα θέσης φαίνονται στο *σχήμα 4.72*.



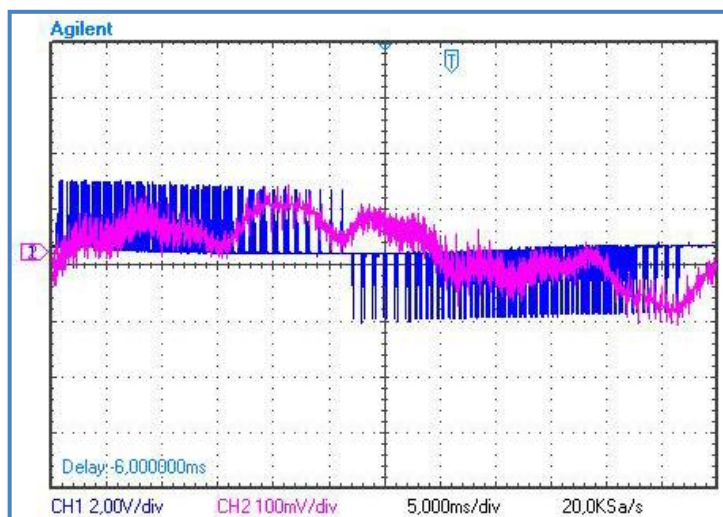
Σχήμα 4.72 – Τοποθέτηση του κωδικοποιητή θέσης στο καπάκι του εξωτερικού δρομέα και τοποθέτηση του αισθητήρα θέσης στο σασί του οχήματος

### 4.3.3 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΒΑΘΜΩΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

Οι πειραματικές με τις θεωρητικές αποκρίσεις του βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου συγκρίνονται σε συνθήκες φορτίου ίσο με το  $\frac{1}{4}$  του ονομαστικού, καθώς και σε συνθήκες αγώνα με πλήρες φορτίο και σταθερή ταχύτητα περιστροφής 200 στροφές/λεπτό. Οι πειραματικές δοκιμές πραγματοποιούνται σε ειδικό πάγκο μετρήσεων, με τον κινητήρα-τροχό του οχήματος να εφαρμόζει στον άξονα αφόρτιστης DC μηχανής που λειτουργεί ως πέδη και προσομοιώνει το φορτίο του αγώνα.

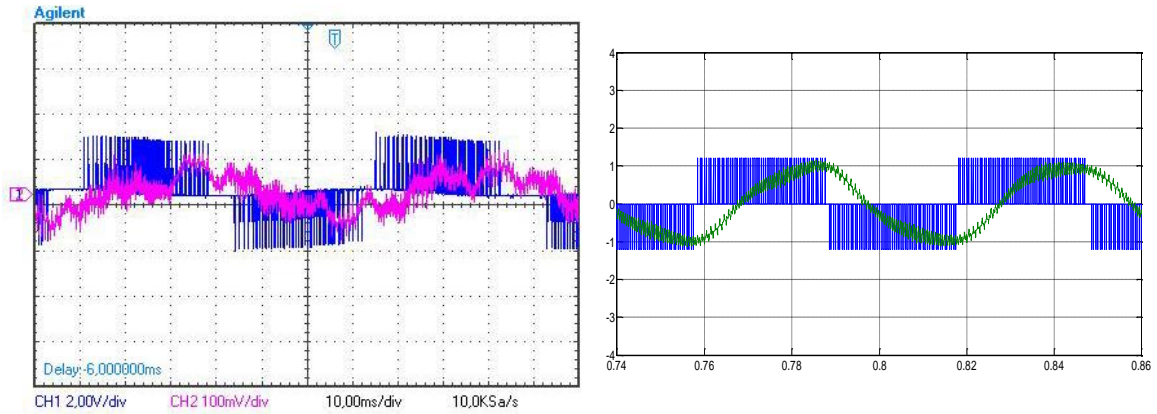
Τα αποτελέσματα της σύγκρισης παρουσιάζονται μέσω των κυματομορφών πολικής τάσης και φασικού ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα. Ας σημειωθεί ότι αναπαρίσταται η πολική τάση επειδή δεν είναι διαθέσιμος ο ακροδέκτης ουδετέρου της μηχανής. Τέλος, παρουσιάζεται η συγκριτική απόκριση της ταχύτητας περιστροφής της μηχανής κατά την εκκίνηση, σε βηματική εντολή του σήματος γκαζιού, τόσο κατά την προσομοίωση όσο και κατά την εκτέλεση των πειραματικών δοκιμών. Η διακοπτική συχνότητα που χρησιμοποιείται είναι 3kHz.

#### ❖ Δοκιμή φόρτισης κινητήρα με το $\frac{1}{4}$ του ονομαστικού του φορτίου:



Κυματομορφή πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα (μπλε) και φασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα (ροζ) κατά την διάρκεια μισής περιόδου





Πειραματική πολική τάση και φασικό ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα κατά την διάρκεια μιας περιόδου

Προσομοίωση πολικής τάσης και φασικού ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα κατά την διάρκεια μιας περιόδου

Σχήμα 4.73 – Πειραματικές και θεωρητικές κυματομορφές στην έξοδο του αντιστροφέα υπό φόρτιση κινητήρα ίση με το ¼ του ονομαστικού του φορτίου

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

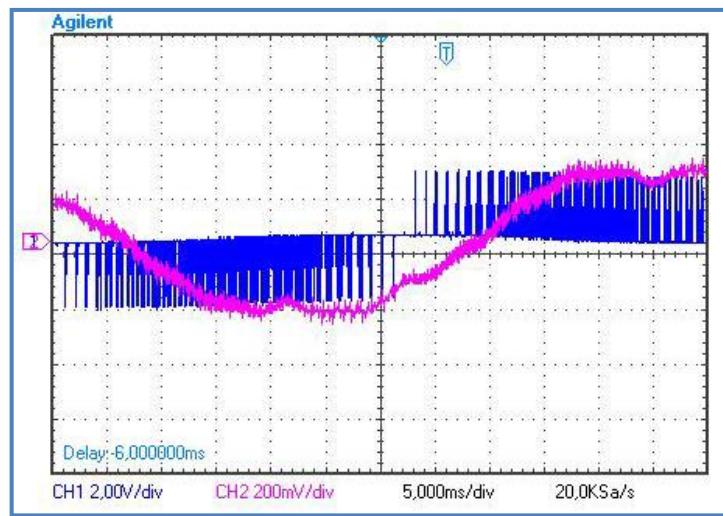
$$V_{peak} = 1,2div \cdot 2 \frac{V}{div} \cdot 20 = 48V$$

$$I_{peak} = \frac{1div \cdot 100 \frac{mV}{div}}{100mV/A} = 1A$$

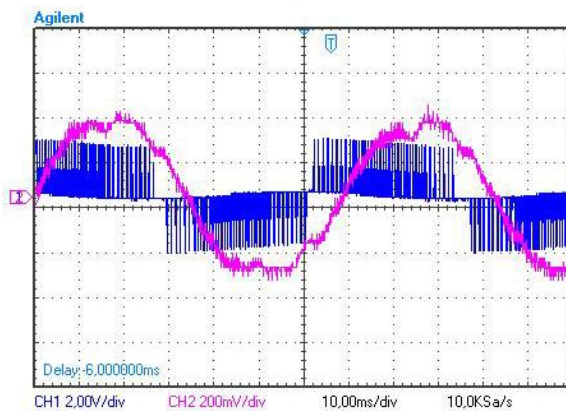
Σημειώνεται ότι στην πρώτη εικόνα απεικονίζεται μία περίοδος της πολικής τάσης έτσι ώστε να γίνει πιο ευδιάκριτη η διαφορά φάσης με το φασικό ρεύμα εξόδου. Επίσης, επιβεβαιώνεται η ταχύτητα περιστροφής της μηχανής:

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

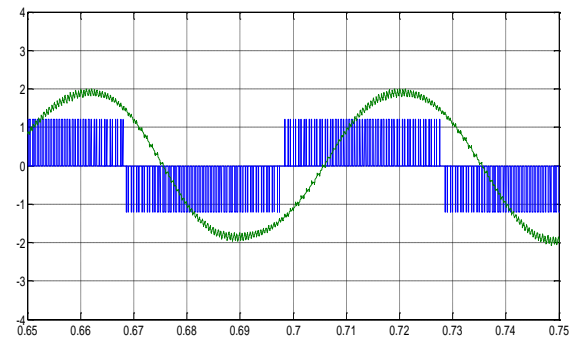
❖ Δοκιμή φόρτισης κινητήρα με το ονομαστικό του φορτίο:



Κυματομορφή πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα (μπλε) και φασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα (ροζ) κατά την διάρκεια μισής περιόδου



Πειραματική πολική τάση και φασικό ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα κατά την διάρκεια μιας περιόδου



Προσομοίωση πολικής τάσης και φασικού ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα κατά την διάρκεια μιας περιόδου

Σχήμα 4.74 – Πειραματικές και θεωρητικές κυματομορφές στην έξοδο του αντιστροφέα υπό φόρτιση κινητήρα ίση με το ονομαστικό του φορτίο

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

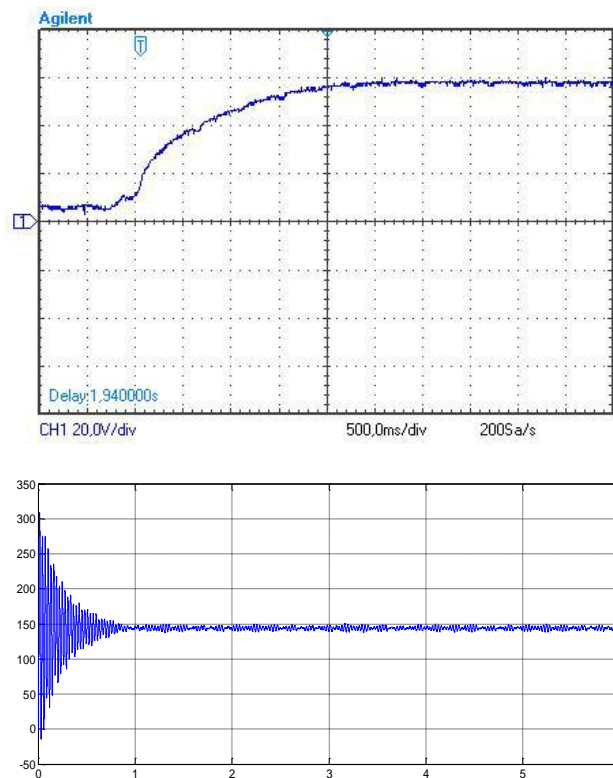
$$V_{peak} = 1,2div \cdot 2 \frac{V}{div} \cdot 20 = 48V$$

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

### ❖ Δοκιμή εκκίνησης με βηματική μεταβολή σήματος γκαζιού

Για την δοκιμή εκκίνησης με βηματική μεταβολή του σήματος γκαζιού χρησιμοποιείται η τάση των ανοικτοκυκλωμένων ακροδεκτών τυμπάνου της DC μηχανής. Ο στάτης της έχει διεγερθεί κατάλληλα ώστε η μηχανή να λειτουργεί σαν γεννήτρια ξένης διέγερσης. Εξαιτίας της σταθερής μαγνητικής ροής από το τύλιγμα διέγερσης του στάτη, η τάση ακροδεκτών τυμπάνου είναι ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα. Συνεπώς, η κυματομορφή της τάσης ακροδεκτών ακολουθεί την ταχύτητα περιστροφής και επιτρέπει στη μηχανή να λειτουργεί ουσιαστικά σαν ταχογεννήτρια.

Το βήμα του σήματος γκαζιού είναι από τις 0 ΣΑΛ στις 144 ΣΑΛ (12Hz ηλεκτρική συχνότητα), ταχύτητα η οποία αντιστοιχεί στα 58V του σχήματος 3.32 ( $2,9 \text{ div} \cdot 20\text{V/div}$ ). Τέλος, ο χρόνος ανόδου (rise time) της κυματομορφής, μετρημένος με τον παλμογράφο, υπολογίστηκε ίσος με 1,54s.



Σχήμα 4.75 – Πειραματική (επάνω) και προσομοιωμένη (κάτω) απόκριση ταχύτητας κινητήρα σε εκκίνηση με βηματική μεταβολή του σήματος γκαζιού

## ❖ Παρατηρήσεις σχετικά με την πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων προσομοίωσης του βαθμωτού ελέγχου

Η σύγκριση των πειραματικών αποτελεσμάτων με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του βαθμωτού ελέγχου στο ηλεκτρικό σύστημα κίνησης μικρής ισχύος επιβεβαιώνει την ορθότητα του μοντέλου που χρησιμοποιήθηκε. Πιο συγκεκριμένα παρατηρείται ότι:

- Οι πειραματικές κυματομορφές πολικής τάσης και φασικών ρευμάτων προσεγγίζουν με αρκετά καλή ακρίβεια τις θεωρητικές, γεγονός που επιβεβαιώνει την **ορθότητα** του μοντέλου που χρησιμοποιήθηκε για το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης.
- Η πειραματική **πολική τάση** εξόδου παρουσιάζεται μη ιδανική (οι αρνητικές ακμές των παλμών δεν αγγίζουν το μηδενικό επίπεδο τάσης). Αυτό μπορεί να οφείλεται τόσο σε σφάλμα μέτρησης του παλμογράφου, όσο και στην επιλογή AC coupling με την οποία μετρά ο παλμογράφος.
- Η διαφορά στην **απόκριση της ταχύτητας**, όπως φαίνεται στο *σχήμα 4.75* έχει να κάνει με την αδράνεια του συστήματος. Κατά την προσομοίωση η αδράνεια του κινητήρα είναι αρκετά μικρότερη από αυτήν του πειράματος, με αποτέλεσμα να του επιτρέπεται να ταλαντώνει γύρω από την τιμή αναφοράς. Αυτό δεν συμβαίνει όμως στην πράξη διότι η αδράνεια του κινητήρα εξαλείφει τις ταλαντώσεις με αποτέλεσμα την πιο ομαλή μετάβαση στις στροφές αναφοράς. Είναι επίσης σημαντικό να αναφερθεί ότι ενώ στην προσομοίωση το σήμα μεταβολής της ταχύτητας δίνεται ακαριαία, στο πείραμα η ταχύτητα μεταβάλλεται πιο αργά γιατί χρησιμοποιείται αναλογικό ποτενσιόμετρο.
- Ο **βαθμωτός έλεγχος** ανοικτού βρόχου επιτρέπει ικανοποιητική επίτευξη των στόχων του ελέγχου σε συστήματα ηλεκτροκίνησης περιορισμένης ισχύος. Ωστόσο, η μικρή ανεκτικότητα του σε σφάλματα και η δυσκολία παρακολούθησης της θέσης του δρομέα καθιστούν απαραίτητη την υιοθέτηση τεχνικών κλειστού βρόχου στα συστήματα μεγαλύτερης ισχύος, όπως αυτό του ηλεκτρικού λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού.

# 5

## ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκαν τα συστήματα ελέγχου των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης με στόχο το σχεδιασμό συστήματος ηλεκτρικής πρόωσης λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού.

Σε ένα πρώτο βήμα, εξετάστηκε η λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και αναλύθηκαν οι βασικές συνιστώσες τους. Στην συνέχεια, στα πλαίσια της σχεδίασης του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος, αναλύθηκε το θεωρητικό υπόβαθρο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών που χρησιμοποιήθηκε και καταγράφηκαν οι σύγχρονες τοπολογίες μετατροπών δύο αλλά και περισσοτέρων επιπέδων. Οι διάφορες τοπολογίες και μέθοδοι διαμόρφωσης συγκρίθηκαν για να εξαχθούν συμπεράσματα για την καταλληλότητά τους σε συγκεκριμένες εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Στη συνέχεια προσομοιώθηκε και συγκρίθηκε η συμπεριφορά των δύο πιο διαδεδομένων μεθόδων ελέγχου κινητήρων μονίμων μαγνητών, του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC) και του άμεσου ελέγχου ροπής με χρήση πίνακα επιλογής διανύσματος (Switching Table Direct Torque Control, ST-DTC) τόσο σε μεταβατική, όσο και σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Στα πλαίσια της διερεύνησης τους επιχειρήθηκε η προσαρμογή του άμεσου ελέγχου ροπής με την προσθήκη βρόχων ελέγχου ροής έτσι ώστε να ανταποκρίνεται καλύτερα σε υψηλότερες απαιτήσεις ροπής.

Τέλος, κατασκευάστηκε πειραματική διάταξη μικρότερης ισχύος για τις ανάγκες ηλεκτρικής πρόωσης πρότυπου οχήματος οικονομικής μετακίνησης και εξετάστηκε η λειτουργία του βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου (Open Loop Scalar Control) σε εφαρμογή πλήρους ηλεκτρικού συστήματος κίνησης, εφαρμογή η οποία ανέδειξε την ανωτερότητα των στρατηγικών ελέγχου ροπής κλειστού βρόχου.

## 5.1 ΚΥΡΙΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

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

- Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου υπερέρχει του άμεσου ελέγχου ροπής στην **μόνιμη κατάσταση λειτουργίας** εξαιτίας της μικρότερης κυμάτωσης που εμφανίζει στη ροπή. Συγκεκριμένα, το εκατοστιαίο μέσο σφάλμα ροπής του DTC είναι 15 φορές μεγαλύτερο από αυτό του FOC, ενώ η τυπική απόκλιση ροπής του DTC 13 φορές μεγαλύτερη από αυτήν του FOC. Παράλληλα η παραμόρφωση του φασικού ρεύματος του στάτη εξαιτίας του αρμονικού του περιεχομένου είναι πολύ μικρότερη για τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (FOC THD=0.26% ενώ ST-DTC THD=7.53%).
- Ο άμεσος έλεγχος ροπής υπερτερεί σε **μεταβατική συμπεριφορά** εξαιτίας της ταχύτερης απόκρισής του. Πιο συγκεκριμένα, ο άμεσος έλεγχος ροπής επιτυγχάνει καλύτερη παρακολούθηση της ροπής με αποτέλεσμα η ταχύτητά του να αποκρίνεται γρηγορότερα (έως και 25% μικρότερος χρόνος απόκρισης).
- Η μεγάλη **κυμάτωση** της ροπής που παρατηρείται στον έλεγχο άμεσης ροπής δεν προκαλεί σημαντική επίδραση στην ταχύτητα του κινητήρα εξαιτίας της μεγάλης αδράνειάς του.
- Σε **χαμηλές ταχύτητες** η κυμάτωση της μαγνητικής ροής στον άμεσο έλεγχο ροπής είναι ιδιαίτερα αυξημένη. Αυτό συμβαίνει διότι στις χαμηλές ταχύτητες η αντι-HEΔ του κινητήρα μειώνεται σημαντικά με αποτέλεσμα η εκτίμηση της ροής που βασίζεται στην ολοκλήρωσή της να εμφανίζει μεγαλύτερα σφάλματα και να εξαρτάται σημαντικά από τις μεταβολές της αντίστασης του στάτη.
- Η προτεινόμενη εισαγωγή βρόχων μεταβολής του μέτρου της ροής στο άμεσο έλεγχο ροπής βελτιώνει δραστικά την επίδοσή του σε συνθήκες υψηλών απαιτήσεων ροπής. Ο **υβριδικός άμεσος έλεγχος** ροπής και ροής (Direct Torque and Field Control, **DTFC**) που αναπτύχθηκε βελτιώνει σημαντικά την επίδοση του DTC σε συνθήκες που απαιτούν μέγιστη ροπή.
- Σε απότομες μεταβολές της ταχύτητας ο **PI ελεγκτής** και στις δύο μεθόδους ελέγχου ροπής εμφανίζει σημαντική «υπερύψωση» (overshoot) της ταχύτητας ιδιαίτερα όταν επιτυγχάνει πολύ μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης.
- Η **πολυπλοκότητα** των στρατηγικών ελέγχου εξαρτάται άμεσα από την επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης του αντιστροφέα. Δεν είναι δίκαιη η σύγκριση της πολυπλοκότητας και του κόστους των μεθοδολογιών ελέγχου όταν χρησιμοποιείται διαφορετική τεχνική διαμόρφωσης. Η επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης θα πρέπει να γίνεται με γνώμονα την εφαρμογή για την οποία προορίζεται ο έλεγχος.

Η πειραματική επιβεβαίωση στη διάταξη μικρότερης ισχύος οδήγησε στο ακόλουθο συμπέρασμα:

Ενώ ο **βαθμωτός έλεγχος** ανοικτού βρόχου επιτρέπει ικανοποιητική επίτευξη των στόχων του ελέγχου σε συστήματα ηλεκτροκίνησης περιορισμένης ισχύος, η μικρή ανεκτικότητα του σε σφάλματα και η δυσκολία παρακολούθησης της θέσης του δρομέα καθιστούν απαραίτητη την υιοθέτηση τεχνικών κλειστού βρόχου στα συστήματα μεγάλης ισχύος, όπως αυτό του ηλεκτρικού λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού.

## 5.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας επισημαίνονται τα παρακάτω στοιχεία συνεισφοράς στην επιστημονική έρευνα:

- Ανάπτυξη δυναμικού μοντέλου για την προσομοίωση της λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος περιλαμβάνοντας το σύστημα ελέγχου για λεωφορείο μεταφοράς προσωπικού.
- Ανάπτυξη μοντέλων ελεγκτών άμεσου ελέγχου ροπής και ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου καθώς και παραμετρική διερεύνησή τους για τη συγκεκριμένη εφαρμογή ηλεκτροκίνησης ώστε να συγκριθεί η καταλληλότητά τους και η σκοπιμότητα υλοποίησής τους.
- Πρόταση νέου υβριδικού μοντέλου ελεγκτή άμεσου ελέγχου ροπής με προσθήκη βρόχου ελέγχου ροής και επιβεβαίωση της βελτιωμένης επίδοσής του σε υψηλές απαιτήσεις ροπής.

### 5.3 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ

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

- Πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης των ελεγκτών άμεσου ελέγχου ροπής και ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου μετά την κατασκευή της διάταξης του συστήματος ελέγχου για το κινητήριο σύστημα του ηλεκτρικού λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού.
- Διερεύνηση των στρατηγικών ελέγχου που εξετάστηκαν χρησιμοποιώντας διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.
- Σύγκριση των αποτελεσμάτων των μεθοδολογιών ελέγχου που προέκυψαν στην περίπτωση μετατροπέα δύο επιπέδων με εκείνα που αντιστοιχούν σε πολυεπίπεδους μετατροπείς.



# ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Bimal K. Bose, ***Modern Power Electronics and A.C. Drives***, Prentice Hall PTR, 2002
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, ***Power Electronics Second Edition***, John Wiley & Sons Inc., 1995
- [3] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, ***Analysis of Electric Machinery and Drive Systems Second Edition***, John Wiley & Sons Inc., 2002
- [4] Ι.Α. Τεγόπουλος, ***Ηλεκτρικές μηχανές Μέρος Β: Μόνιμη κατάσταση***, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991
- [5] Stephen J. Chapman, ***Ηλεκτρικές μηχανές***, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010
- [6] Στέφανος Ν. Μανιάς, ***Ηλεκτρονικά ισχύος***, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007
- [7] M.H. Rashid, ***Power Electronics, Circuits, Devices and Applications***, Prentice-Hall, 1988
- [8] Matti Eskola, ***Speed and Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Matrix Converter and Voltage Source Converter Applications***, Doctoral Thesis, 2006
- [9] Κωνσταντίνος Ι. Λάσκαρης, ***Σχεδιασμός και Κατασκευή Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών για Ηλεκτρικά Οχήματα***, Διδακτορική Διατριβή, Δεκέμβριος 2011
- [10] Θεοδώρου Ευφροσύνη, ***Σχεδίαση και βελτιστοποίηση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης***, Διπλωματική εργασία, Ιούλιος 2011
- [11] Χατζηδημητρίου Κ. Λένος, ***Περιγραφή, Ανάπτυξη Δυναμικού Μοντέλου Ελέγχου και Πειραματικές Μετρήσεις σε Πρότυπο Ηλεκτρικό Όχημα***, Διπλωματική εργασία, Ιούλιος 2010

[12] Ευάγγελος Μηχαήλ Τσαμπούρης, **Έλεγχος κινητήρων επαγωγής με κριτήρια ελαχιστοποίησης απωλειών**, Διπλωματική εργασία, Οκτώβριος 2008

[13] Δημήτριος Π. Γυπαράκης, **Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης**, Διπλωματική εργασία, Απρίλιος 2012

[14] D. Gyparakis, N. Apostolopoulos, C. Patsios, K. Laskaris, A. Kladas, **Permanent Magnet Synchronous Machine Drives for Electric Vehicle Applications**, 1<sup>st</sup> MARINELIVE International Workshop on Propulsion Systems, Athens, Greece, Jan. 11-12, 2012

[15] Yongchang Zhang, Jianguo Zhu, **Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Reduced Torque Ripple and Commutation Frequency**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, no. 1, January 2012

[16] Marian P. Kazmierkowski, Leopoldo G. Franquelo, Jose Rodriguez, Marcelo A. Perez, Jose I. Leon, **High-Performance Motor Drives**, IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 5, Iss. 3, pp. 6-26., September 2011

[17] J. Holtz, N. Oikonomou, 'Optimal control of a dual three-level inverter system for medium-voltage drives, IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 46, no. 3, pp. 1034–1041, May-June 2010

[18] J. I. Leon, S. Vazquez, J. A. Sanchez, R. Portillo, L. G. Franquelo, J. M. Carrasco, E. Dominguez, **Conventional space-vector modulation techniques versus the single-phase modulator for multilevel converters**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2473–2482, July 2010.

[19] Microchip, **dsPIC30F Family Reference Manual – High Performance Digital Signal Controllers**” Microchip Technology Inc, 2006

[20] P. Wood, M. Battello, N. Keskar, A. Guerra, **Application Note AN-1044 – IPM Application Overview**, International Rectifiers, 2002

[21] Tesla Motors, [www.teslamotors.com](http://www.teslamotors.com)