



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

**Εφαρμογή προβλεπτικών τεχνικών ελέγχου στα  
συστήματα οδήγησης κινητήρων μονίμων μαγνητών  
ηλεκτρικών οχημάτων – συγκριτική μελέτη των  
επιδόσεών τους σε σχέση με άλλα σχήματα ελέγχου**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημοσθένης Σ. Σπαθής

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

Αθήνα, Ιούλιος 2013



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

**Εφαρμογή προβλεπτικών τεχνικών ελέγχου στα  
συστήματα οδήγησης κινητήρων μονίμων μαγνητών  
ηλεκτρικών οχημάτων – συγκριτική μελέτη των  
επιδόσεών τους σε σχέση με άλλα σχήματα ελέγχου**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημοσθένης Σ. Σπαθής

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

Ενκοίθηκε από την τοιμελή εξεταστική επιτροπή

ΑΝΤΩΝΙΟΣ  
ΚΛΑΔΑΣ  
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

ΣΤΕΦΑΝΟΣ  
ΜΑΝΙΑΣ  
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

ΣΤΑΥΡΟΣ  
ΠΑΠΑΘΑΝΑΣΙΟΥ  
ΑΝ. ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2013

.....  
ΔΗΜΟΣΘΕΝΗΣ Σ. ΣΠΑΘΗΣ

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

Copyright © ΔΗΜΟΣΘΕΝΗΣ Σ. ΣΠΑΘΗΣ, 2013

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

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

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

Ιδιαίτερος 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.



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία επιχειρεί αφενός τη μελέτη των τεχνικών του προβλεπτικού ελέγχου και των δυνατοτήτων εφαρμογής τους στα συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών οχημάτων και αφετέρου την σύγκρισή τους με ορισμένα πιο απλά σχήματα ελέγχου που εξετάστηκαν σε προηγούμενες σχετικές εργασίες. Το σύστημα κίνησης που μελετάται, σχεδιάστηκε για τις ανάγκες μικρού ηλεκτρικού λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού (mini-van). Ο κινητήρας που επιλέχθηκε για την πρόωσή του είναι ένας σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών, ενώ ο μετατροπέας που τον οδηγεί, είναι ένας τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων.

Ως ένα πρώτο βήμα, παρουσιάζεται η γενική δομή των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και καθορίζονται οι στόχοι που πρέπει να πληροί το σύστημα του ελέγχου. Στη συνέχεια, αφού αιτιολογηθεί η επιλογή του τύπου του κινητήρα, περιγράφονται οι επιμέρους συνιστώσες του κυκλώματος ισχύος και αναπτύσσονται οι μαθηματικές εξισώσεις της λειτουργίας τους. Επιπλέον, παρουσιάζονται οι κυριότεροι ελεγκτές των μετατροπέων ισχύος, όπως οι PI και οι ελεγκτές υστέρησης, καθώς και οι πιο καθιερωμένες στρατηγικές ελέγχου της ταχύτητας κινητήρων μονίμων μαγνητών, όπως ο έλεγχος προσανατολισμένος στο πεδίο του στάτη (field oriented control – FOC) και ο απ' ευθείας έλεγχος της ροπής (direct torque control – DTC). Ακολουθώντας, αφού αναλυθούν οι βασικές ιδέες από τις οποίες η εφαρμογή του προβλεπτικού ελέγχου στα ηλεκτρονικά ισχύος απορρέει, σχεδιάζονται τρεις αλγόριθμοι για τον έλεγχο της ταχύτητας του κινητήρα: ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (Discrete control Set Model Predictive Current Control, DS-MPCC), ο απ' ευθείας διακριτός προβλεπτικός έλεγχος της ταχύτητας (Discrete control Set Model Predictive Speed Control, DS-MPSC) και ο deadbeat έλεγχος του ρεύματος με την χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης SVM (deadbeat current control with SVM).

Οι τρεις αλγόριθμοι προβλεπτικού ελέγχου που σχεδιάστηκαν, εφαρμόστηκαν για τον έλεγχο του δυναμικού μοντέλου του κινητήριου συστήματος σε διάφορες δοκιμές που προσομοιώνουν τις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας του οχήματος. Η εργασία ολοκληρώνεται με την παράθεση των αποτελεσμάτων και την σύγκρισή τους με αυτά διαφόρων άλλων τεχνικών που έχουν σχεδιαστεί για τον έλεγχο του ίδιου συστήματος. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι αν και δεν πραγματοποιείται η πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων, έχει δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στις διαφοροποιήσεις που ενδέχεται να προκύψουν κατά τη μεταφορά των αλγορίθμων σε ένα πραγματικό σύστημα.

## ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρικά οχήματα, ηλεκτρικό λεωφορείο, σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, έλεγχος μηχανών μονίμων μαγνητών, έλεγχος προσανατολισμένος στο πεδίο του στάτη, προβλεπτικός έλεγχος, διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου, deadbeat έλεγχος, διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα, έλεγχος ρεύματος, έλεγχος ταχύτητας.

## **ABSTRACT**

The present thesis attempts on one hand to study predictive techniques as well as the possibility of their being applied on electric vehicle drive systems and on the other hand, their comparison with certain simpler control schemes examined in previous relevant studies. The motion system currently studied, has being designed for the need of a small sized electric bus. The motor is selected for its propulsion permanent magnet synchronous motor, whereas the converter used in order to drive is a two-level voltage source inverter.

As a first step, the general structure of the electric motion systems is presented, and the goals, the control system has to meet, are set. Further on, after the selection of the motor type is justified, the particular components of the power circuit are described and the mathematical equations of their operation are developed. Moreover, the main controllers of the power converters, such as the PI hysteresis control, as well as the most established speed control strategies of permanent magnet motors, such as the field oriented control and direct torque control, are presented. Furthermore, after the main ideas from which the application of power electronics' predictive control is derived, three algorithms for controlling the speed of the motor are designed: the discrete control set model predictive current control DS-MPCC, the discrete control set model predictive speed control DS-MPSC and the deadbeat current control with space vector modulation SVM.

The three predictive control algorithms designed, where applied for the control of the dynamic model of the motion system in various test, simulating the real conditions of operation of the vehicle. The thesis concludes with the displaying of the results and their comparison with those of various other techniques, designed for controlling the same system. Finally, it is worth noting, that although the experimental confirmation of the results is not carried out, special emphasis has been placed on the differentiations that might occur during the transfer of the algorithms into a real system.

## **KEY WORDS**

Electric drive systems, electrical vehicles, electric bus, synchronous permanent magnet machines (PMSM), permanent magnet synchronous machine control, field oriented control (FOC), predictive control, discrete control set model predictive control (DS-MPC), deadbeat control, space vector modulation (SVM), current control, speed control

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<b>11</b>
1. 1 Σκοπός - Δομή .....	<b>11</b>
1.2 Ηλεκτρικά Οχήματα .....	<b>13</b>
<b>1. 3 Συστήματα κίνησης αμιγώς ηλεκτρικών οχημάτων</b> .....	<b>15</b>
1. 3.1 Πηγή Ισχύος.....	17
1. 3.2 Μετατροπείς Ισχύος.....	17
1. 3.3 Ηλεκτρικοί Κινητήρες.....	19
1.3.3.1 Κινητήρας συνεχούς ρεύματος (DC Motor) .....	19
1.3.3.2 Κινητήρας Επαγωγής (Induction Motor).....	20
1.3.3.3 Κινητήρας Μαγνητικής Αντίδρασης (SRM) .....	20
1.3.3.4 Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών (PMSM).....	20
1.3.3.5 Σύγκριση βασικών χαρακτηριστικών κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτρικής πρόωσης ...	22
<b>1. 4 Σύστημα πρόωσης ηλεκτρικού λεωφορείου</b> .....	<b>23</b>
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ</b> .....	<b>24</b>
2.1 Εισαγωγή .....	<b>24</b>
2.2 Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών .....	<b>24</b>
2. 2.1 Μαθηματική περιγραφή σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών.....	24
2.2.2 Μοντέλο <i>d-q</i> Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών .....	26
<b>2. 3 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Δύο-Επιπέδων</b> .....	<b>30</b>
2.3.1 Τοπολογία .....	30
2. 3.2 Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών.....	32
2.3.2.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)33	
2.3.2.2 Space Vector Pulse Width Modulation – SVPWM .....	35
<b>2. 4 Τεχνικές Ελέγχου Μετατροπέων Ισχύος</b> .....	<b>42</b>
<b>2. 5 Στρατηγικές Ελέγχου Μεταβλητής Ταχύτητας Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών</b> .....	<b>44</b>
2. 5.1 Βαθμωτός Έλεγχος V/f Ανοικτού Βρόχου (Open Loop V/F Scalar Control) .....	44
2. 5.2 Έλεγχος Κλειστού Βρόχου .....	47
2.5.2.1 Έλεγχος Προσανατολισμένος στο Πεδίο του Στάτη (Field Oriented Control, FOC) .....	47
2.5.2.2 Άμεσος Έλεγχος Ροπής (Direct Torque Control) .....	48
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ (PREDICTIVE CONTROL)....</b>	<b>51</b>
3. 1 Εισαγωγή .....	<b>51</b>
3. 2 Κατηγορίες προβλεπτικού ελέγχου.....	<b>51</b>
3.3 Μοντέλο διακριτού χρόνου του συστήματος.....	<b>54</b>
3. 4 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου (Discrete control Set Model Predictive Control, DS-MPC).....	<b>55</b>
3. 4.1 Εισαγωγή.....	55



3. 4.2 Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος χρονικού ορίζοντα N=1 (, FOC using DS-MPCC with time horizon N=1) .....	58
3. 4.3 Απ' ευθείας διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας χρονικού ορίζοντα N=1 (DS-MPSC with time horizon N=1) .....	60
3. 4.4 Αντιστάθμιση των καθυστερήσεων .....	62
<b>3. 5 Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον deadbeat έλεγχο ρεύματος (Field Oriented Control Using deadbeat Current Control) .....</b>	<b>65</b>
3. 5.1 Βασικός Αλγόριθμος Ελέγχου deadbeat .....	65
3. 5.2 Deadbeat Έλεγχος Δύο Περιόδων .....	67
3. 5.3 Μεταβολές στις τιμές των παραμέτρων .....	68
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....</b>	<b>71</b>
<b>4.1 Εισαγωγή .....</b>	<b>71</b>
<b>4.2 Μοντελοποίηση Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών.....</b>	<b>71</b>
<b>4. 3 Μοντελοποίηση Αντιστροφέα .....</b>	<b>73</b>
<b>4. 4 Μοντελοποίηση Ελέγχου .....</b>	<b>74</b>
4. 4.1 Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος χρονικού ορίζοντα N=1 (FOC using DS-MPCC with time horizon N=1).....	75
4. 4.2 Απ' ευθείας διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας χρονικού ορίζοντα N=1 (Discrete control Set Model Predictive Current Control DS-MPSC with time horizon N=1) .....	76
4. 4.3 Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον deadbeat έλεγχο ρεύματος (FOC using deadbeat current control).....	77
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ .....</b>	<b>78</b>
<b>5.1 Εισαγωγή .....</b>	<b>78</b>
<b>5.2 Καθορισμός δοκιμών και συγκρίσεων με άλλες τεχνικές ελέγχου .....</b>	<b>78</b>
<b>5. 3 Μεταβατικές Καταστάσεις .....</b>	<b>81</b>
5. 3.1 Δοκιμή βήματος ροπής .....	82
5.3.1.1 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (DS-MPCC).....	82
5.3.1.2 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (DS-MPSC) .....	86
5.3.1.3 Deadbeat έλεγχος ρεύματος.....	88
5. 3.2 Δοκιμή Βήματος Ταχύτητας .....	93
5.3.2.1 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (DS-MPCC).....	94
5.3.2.2 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (DS-MPSC) .....	96
5.3.2.3 Deadbeat έλεγχος ρεύματος.....	97
<b>5. 4 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας .....</b>	<b>101</b>
5.4.1 Κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και του ρεύματος ορθού άξονα .....	101
5.4.2 Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος και μέτρηση της διακοπτικής συχνότητας.....	103
<b>5. 5 Ευαισθησία στις μεταβολές των παραμέτρων – Τροποποίηση του αλγορίθμου deadbeat με την προσθήκη Luenberger observer.....</b>	<b>106</b>
<b>5. 6 Σύγκριση αποτελεσμάτων προβλεπτικού ελέγχου με τα αποτελέσματα τεχνικών ελέγχου προηγούμενων εργασιών .....</b>	<b>109</b>
5.6.1 Σύγκριση επιδόσεων σε μεταβατικές καταστάσεις.....	109

5.6.2 Σύγκριση Επιδόσεων στην μόνιμη κατάσταση .....	110
5.6.3 Σύγκριση της ευαισθησίας των ελεγκτών σε μεταβολές των παραμέτρων και της τροποποίησης του αλγορίθμου deadbeat με την προσθήκη ενός Luenberger observer .....	112
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....</b>	<b>114</b>
<b>6.1 Κυριότερα συμπεράσματα.....</b>	<b>114</b>
<b>6.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης .....</b>	<b>116</b>
<b>6.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.....</b>	<b>116</b>
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ .....</b>	<b>117</b>
<b>Παράρτημα Α Αλγόριθμοι Προβλεπτικού Ελέγχου στο Matlab/Simulink® .....</b>	<b>117</b>
A1. Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC .....	117
A2. Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC .....	119
A3. Deadbeat έλεγχος ρεύματος με την χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης SVM .....	122
<b>Παράρτημα Β Διαδικασία Επιλογής Κερδών PI Ελεγκτών.....</b>	<b>127</b>
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....</b>	<b>130</b>

# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

### 1. 1 Σκοπός - Δομή

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη των προβλεπτικών τεχνικών ελέγχου στα συστήματα οδήγησης σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών, για εφαρμογές ηλεκτρικής πρόωσης. Το κινητήριο σύστημα που εξετάζεται, σχεδιάστηκε στα πλαίσια της κατασκευής ηλεκτρικού οχήματος μεταφοράς προσωπικού, τα χαρακτηριστικά του οποίου παρουσιάζονται στον πίνακα 1.1. Ο κινητήρας επιλέχθηκε με βάση τις ανάγκες και τις προδιαγραφές του παραπάνω οχήματος και η ακριβής διαδικασία σχεδιασμού του μπορεί να βρεθεί στην [1].

Ο απώτερος στόχος της εργασίας, είναι η ανάδειξη της τεχνικής που βελτιστοποιεί την απόδοση του συστήματος. Για τον σκοπό αυτό, αναπτύχθηκε το μοντέλο του και καταστρώθηκαν οι αλγόριθμοι των δημοφιλέστερων τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου: του **διακριτού προβλεπτικού ελέγχου (DPC discrete predictive control ή DS-MPC discrete control set model predictive control)** και του **deadbeat ελέγχου**, στο περιβάλλον του λογισμικού Matlab/Simulink®. Στην συνέχεια, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις που αντιστοιχούν σε ρεαλιστικές συνθήκες λειτουργίας του οχήματος και τα αποτελέσματά τους συγκρίθηκαν με αυτά προηγούμενων εργασιών, που μελετούν την συμπεριφορά ορισμένων πιο απλών σχημάτων ελέγχου στο ίδιο ηλεκτρικό σύστημα κίνησης [2]. Τέλος, αν και στην συγκεκριμένη εργασία δεν περιέχεται η πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων, έχει δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στις διαφοροποιήσεις και στις δυσκολίες που ενδέχεται να προκύψουν κατά την μεταφορά των αλγορίθμων προβλεπτικού ελέγχου που σχεδιάστηκαν, σε ένα πραγματικό σύστημα.

Χαρακτηριστικό μέγεθος	Τιμή
Τύπος οχήματος	Μίνι Βάν μεταφοράς προσωπικού
Απόβαρο	2200 kG
Ωφέλιμο φορτίο	Φορτίο 350 kG + 14 άτομα 75kG έκαστο = 1400 kG
Εμβαδόν μετωπικής επιφάνειας	Ενεργό εμβαδόν χωρίς καθρέπτες/τροχούς 4,84 m <sup>2</sup>
Σχέσεις κιβωτίου μετάδοσης	Προτιμητέες σχέσεις μετάδοσης (από 10:1 έως 7:1)
Διαστάσεις ελαστικών	195/65/R15
Ενδεικτικό βάρος ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος	500 kG
Εκτίμηση απώλειας βάρους εξ αιτίας αφαίρεσης υφιστάμενου συστήματος	300 kG

Πίνακας 1. 1

Με τον όρο **προβλεπτικό έλεγχο** εννοούμε μια ευρεία οικογένεια αλγορίθμων, που ως βασικό της χαρακτηριστικό έχει την χρησιμοποίηση του μοντέλου του συστήματος για την πρόβλεψη των μελλοντικών τιμών των υπό έλεγχο μεγεθών. Μια κατηγοριοποίηση των διαφορετικών τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου, που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος, μπορεί να βρεθεί στις [3],[4]. Οι [5],[6] παρουσιάζουν ένα σχήμα ελέγχου FOC όπου για τον έλεγχο του ρεύματος υιοθετείται ο αλγόριθμος deadbeat, στις [7],[8] ο έλεγχος του

ρεύματος γίνεται σύμφωνα με τις αρχές του DS-MPC, ενώ η [9] παρουσιάζει μια σύγκριση των δυο παραπάνω τεχνικών και μιας τεχνικής συνεχούς CS-MPC (Continuous control Set Model Predictive Control). Τέλος, στις [10]-[13] αξιοποιείται ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα του DS-MPC, η δυνατότητα ταυτόχρονου ελέγχου πολλών μεταβλητών, για την δημιουργία ενός ενιαίου ελεγκτής της ταχύτητας ενός βρόγχου.

Το υπόλοιπο της εργασίας, είναι **οργανωμένο** ως εξής:

Στην ενότητα 1.2 συνοψίζονται τα οφέλη που προκύπτουν από την χρήση των ηλεκτρικών οχημάτων και οι βασικές κατηγορίες τους, αναλόγως με τον βαθμό διεύθυνσης του ηλεκτρικού συστήματος [14]. Η ενότητα 1.3 περιέχει μια γενική περιγραφή των επιμέρους συνιστωσών των αμιγώς ηλεκτρικών συστημάτων και των διαφορετικών διαμορφώσεών τους, ενώ στην ενότητα 1.4, που είναι και η τελευταία ενότητα αυτού του εισαγωγικού κεφαλαίου, παρουσιάζεται το σύστημα κίνησης που εξετάζεται στην συγκεκριμένη εργασία.

Στο **κεφάλαιο 2** καταστρώνονται οι μαθηματικές **εξισώσεις που περιγράφουν την λειτουργία των επιμέρους βαθμίδων του συστήματος** πρόωσης του ηλεκτρικού λεωφορείου. Αρχικά, καταστρώνονται οι εξισώσεις της μηχανής μονίμων μαγνητών και παρουσιάζεται ο μετασχηματισμός τους στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq [15]. Επίσης επεξηγείται ο τρόπος λειτουργίας του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων και των σημαντικότερων τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών, της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης SPWM και της διαμόρφωσης με διανύσματα κατάστασης SVPWM [16]. Οι δύο τελευταίες ενότητες αυτού του κεφαλαίου είναι αφιερωμένες στην **παρουσίαση των δημοφιλέστερων ελεγκτών των μετατροπέων ισχύος και των στρατηγικών ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας των κινητήρων μονίμων μαγνητών** [17].

Στο **κεφάλαιο 3** αναλύονται οι βασικές ιδέες που κρύβονται πίσω από την **εφαρμογή του προβλεπτικού ελέγχου στα συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων**. Αρχικά, επιχειρείται μια σύντομη παρουσίαση των κατηγοριών του προβλεπτικού ελέγχου και των χαρακτηριστικών, που τον καθιστούν ιδιαίτερος κατάλληλο για την εφαρμογή του στους μετατροπέες ισχύος. Στην συνέχεια, αναπτύσσεται το μοντέλο διακριτού χρόνου του συστήματος και οι **αλγόριθμοι των τριών τεχνικών ελέγχου** που εξετάζονται:

- του **διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος** (Discrete control Set Model Predictive Current Control, **DS-MPCC**),
- του **διακριτού προβλεπτικού ελέγχου της ταχύτητας** (Discrete control Set Model Predictive Speed Control, **DS-MPSC**)
- και του **deadbeat ελέγχου του ρεύματος**, με την χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης **SVM** (space vector modulation).

Επιπλέον, καθ' όλη την διάρκεια του κεφαλαίου, δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στα προβλήματα που εγείρονται κατά την εφαρμογή τους σε ένα πραγματικό σύστημα και προτείνονται ορισμένες τροποποιήσεις των βασικών αλγορίθμων, που τα αντιμετωπίζουν [18]-[22].

Στο **κεφάλαιο 4** παρουσιάζονται τα **μοντέλα** που σχεδιάστηκαν για την προσομοίωση του συστήματος και η διαδικασία επιλογής των παραμέτρων τους.

Στο **κεφάλαιο 5** μελετάται η λειτουργία των προτεινόμενων τεχνικών ελέγχου μέσω **προσομοιώσεων** και τα **αποτελέσματά τους συγκρίνονται με αυτά της [2]**. Αρχικά, **καθορίζονται τα κριτήρια** ορθολογικής σύγκρισης μεταξύ διαφορετικών τεχνικών ελέγχου και αποφασίζονται οι **δοκιμές** που αντιστοιχούν στις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας του οχήματος. Στην συνέχεια, παρατίθενται τα **αποτελέσματα** των προσομοιώσεων τόσο σε

**μεταβατικές καταστάσεις**, όσο και στην **μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**, καθώς επίσης και εκείνα, ορισμένων δοκιμών που πραγματοποιήθηκαν για την **μελέτη της επίδρασης των μεταβολών των παραμέτρων** στις επιδόσεις του ελέγχου. Το κεφάλαιο κλείνει με την συνοπτική επισκόπηση των βασικότερων σημείων που προκύπτουν από την **σύγκριση** όλων των τεχνικών που εξετάστηκαν.

Τέλος, **στο κεφάλαιο 6** συνοψίζονται τα **κυριότερα συμπεράσματα** που εξήχθησαν από την εργασία, εντοπίζονται τα σημεία καινοτόμου συνεισφοράς και διατυπώνονται προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.

## 1.2 Ηλεκτρικά Οχήματα

Τα ηλεκτρικά οχήματα, πρωτοεμφανίστηκαν στα μέσα του 19<sup>ου</sup> αιώνα, όταν η ηλεκτρική ενέργεια ήταν η προτιμώμενη πηγή για την πρόωση οχημάτων και εφαρμογές, όπως ηλεκτρικά αυτοκίνητα και τρένα, κυριαρχούσαν στην αγορά. Κατά τη διάρκεια των επόμενων δεκαετιών όμως η πτώση στην τιμή των υδρογονανθράκων και η ανάπτυξη της τεχνολογίας των μηχανών εσωτερικής καύσης σε συνδυασμό με τη χαμηλή χωρητικότητα των μπαταριών της εποχής και την έλλειψη επαρκούς ηλεκτρικού δικτύου, περιέστειλαν τη χρήση των συστημάτων ηλεκτρικής πρόωσης σε εφαρμογές εντός οικισμών, όπως τραμ, μετρό κ.τ.λ., ενώ οι μηχανές εσωτερικής καύσης επικράτησαν στην αγορά των αυτοκινήτων.

Τα τελευταία χρόνια, το ενδιαφέρον για τα ηλεκτρικά οχήματα αναζωπυρώθηκε, εξαιτίας της ανησυχίας για τις επιπτώσεις στο περιβάλλον που προκαλεί η αλόγιστη καύση υδρογονανθράκων και της διαρκούς αύξησης στην τιμή τους. Παράλληλα, η ραγδαία εξέλιξη της τεχνολογίας των συσσωρευτών και των ηλεκτρονικών ισχύος, έδωσαν την δυνατότητα στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης να βρουν εφαρμογή σε διάφορα οχήματα, όπως αυτοκίνητα, τρένα, φορτηγά, πλοία, αεροπλάνα κ.α.

Στον τομέα της αυτοκινητοβιομηχανίας, ήδη, πολλές εταιρίες έχουν εντάξει τα ηλεκτρικά οχήματα στις γραμμές παραγωγής τους και στο εγγύς μέλλον η πλειονότητα των κατασκευαστών θα προσφέρει τέτοιου τύπου οχήματα. Η λύση των ηλεκτρικών οχημάτων παρουσιάζει μια σειρά **πλεονεκτημάτων**, όπως:

- Δεν εκπέμπουν ρύπους και άλλες βλαβερές ουσίες, όπως το διοξείδιο 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 οι διαδικασίες καθαρισμού και η αποκατάστασης της ρύπανσης μπορούν να γίνουν πολύ πιο αποτελεσματικά σε σύγκριση με τις αντίστοιχες, επί των χιλιάδων οχημάτων που κυκλοφορούν στις πόλεις [1].
- 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. Στην βιβλιογραφία, η λειτουργία αυτή ονομάζεται «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.

Τα ηλεκτρικά οχήματα, μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με το βαθμό διεύθυνσης του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και τον τύπο της πηγής ισχύος σε τρεις μεγάλες κατηγορίες:

### ***Υβριδικά (Hybrid electric vehicles)***

Το υβριδικό όχημα συνδυάζει τη μηχανή εσωτερικής καύσης (ΜΕΚ) ενός συμβατικού οχήματος με τον συσσωρευτή και τον ηλεκτροκινητήρα ενός ηλεκτρικού οχήματος. Με αυτό τον τρόπο, επιτυγχάνεται ισχύς πρόωσης από περισσότερες από μία πηγές, ενώ παρέχεται το πλεονέκτημα της υψηλότερης απόδοσης και συνεπώς, της μεγάλης εξοικονόμησης καυσίμου, καθώς και των χαμηλών εκπομπών ρύπων. Η σύνδεση των δύο πηγών ενέργειας, μπορεί να βασίζεται είτε στην φόρτιση των συσσωρευτών, μέσω του κινητήρα εσωτερικής καύσης, και στη χρήση του ηλεκτρικού συστήματος για την πρόωση (υβριδικό όχημα σειράς) είτε στην παράλληλη λειτουργία των δύο συστημάτων για την κίνηση του οχήματος (παράλληλο υβριδικό όχημα).

Τα υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα μπορούν, με την σειρά τους, να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με το βαθμό υβριδοποίησής τους (που ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος του ηλεκτροκινητήρα ως προς την ισχύ του κινητήρα εσωτερικής καύσης), σε:

- Μικρο- υβριδικά (βαθμός υβριδοποίησης 5~15%)
- Ήπια Υβριδικά (βαθμός υβριδοποίησης 15~25%)
- Πλήρως υβριδικά ((βαθμός υβριδοποίησης >25%)

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί, ότι, αν και τα υβριδικά οχήματα παρέχουν έναν καλό συμβιβασμό ανάμεσα στα οφέλη του ηλεκτρικού συστήματος κίνησης και την αυξημένη αυτονομία των συστημάτων εσωτερικής καύσης, θεωρούνται μια βραχυχρόνια λύση μέχρι να επιλυθούν διάφορα τεχνοοικονομικά ζητήματα που σχετίζονται με την παραγωγή των αμιγώς ηλεκτρικών οχημάτων.

### ***Ηλεκτρικά οχήματα με κυψέλες καυσίμου***

Είναι οχήματα που διαθέτουν ηλεκτρικό σύστημα κίνησης αλλά, ως πηγή ισχύος, χρησιμοποιούν κυψέλες καυσίμου. Η λειτουργία της κυψέλης καυσίμου βασίζεται σε ένα μηχανισμό ηλεκτροχημικής μετατροπής ενέργειας, σύμφωνα με τον οποίο η χημική αντίδραση υδρογόνου και οξυγόνου παράγει νερό, αλλά και ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα. Συνήθως, λειτουργούν με υδρογόνο, ωστόσο μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε άλλο καύσιμο περιέχει υδρογόνο, όπως η μεθανόλη, η αιθανόλη, το φυσικό

αέριο, κάποια παράγωγα του πετρελαίου, το υγρό προπάνιο κ.τ.λ. Στην περίπτωση αυτή όμως απαιτείται ένας αναμορφωτής, ο οποίος παράγει υδρογόνο μέσω της αναμόρφωσης του καυσίμου και τροφοδοτεί την κυψέλη.

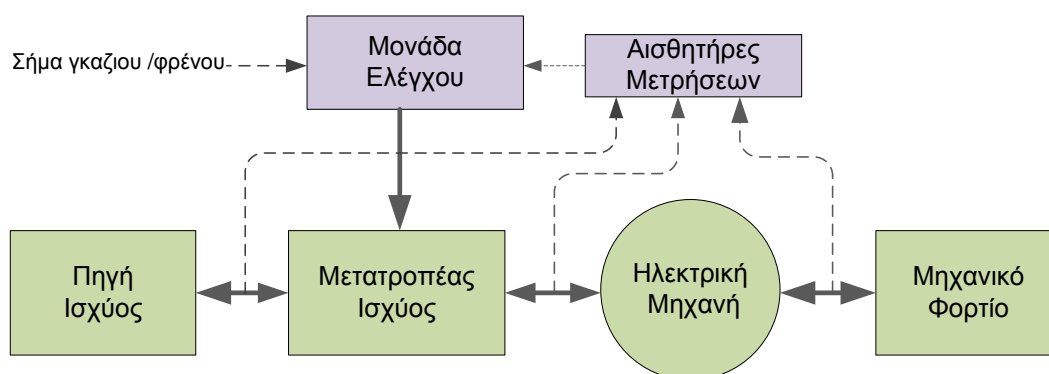
Τα οχήματα αυτού του τύπου δεν απαιτούν φόρτιση, αφού η παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται μέσω της κυψέλης καυσίμου, ωστόσο έχουν κάποια μειονεκτήματα, όπως η βαριά και ογκώδης μονάδα ισχύος, που οφείλεται στη χαμηλή πυκνότητα ενέργειας του συστήματος των κυψελών, ο μεγάλος χρόνος εκκίνησης και η αργή απόκριση ισχύος. Επιπρόσθετα, σε εφαρμογές πρόωσης, η εξαιρετικά υψηλή ισχύς εξόδου σε απότομη επιτάχυνση και η εξαιρετικά χαμηλή ισχύς εξόδου σε καταστάσεις οδήγησης με χαμηλή ταχύτητα, οδηγεί σε χαμηλούς βαθμούς απόδοσης. Τέλος, αν και χρησιμοποιούν ηλεκτρικούς κινητήρες για την κίνηση τους, δεν θεωρούνται αμιγώς ηλεκτρικά, καθώς καταναλώνουν κάποιο είδος καυσίμου ως πρωταρχική πηγή ενέργειας.

### Αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα

Ως αμιγώς ηλεκτρικά όχημα θεωρούνται αυτά που η κίνηση τους στηρίζεται αποκλειστικά σε ηλεκτρικούς κινητήρες, ενώ η παρεχόμενη ηλεκτρική ενέργεια, προέρχεται είτε από το δίκτυο (π.χ. τραμ, μετρό), είτε από συσσωρευτές επί του οχήματος. Με την ανάπτυξη των νέων τεχνολογιών μπαταριών, τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα που χρησιμοποιούν επαναφορτιζόμενους ηλεκτρικούς συσσωρευτές ως πηγή ενέργειας, άρχισαν να γίνονται ολοένα και δημοφιλέστερα, ανοίγοντας ένα νέο κλάδο στον τομέα των μεταφορών. Αρχικά, τα αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα, προέκυπταν από την μετατροπή των συμβατικών οχημάτων μέσω αντικατάστασης της μηχανής εσωτερικής καύσης και της δεξαμενής καυσίμου από έναν ηλεκτροκινητήρα και ένα συσσωρευτή, διατηρώντας όλες τις υπόλοιπες διατάξεις σταθερές. Τα οχήματα αυτού του τύπου όμως γρήγορα ξεπεράστηκαν και πλέον τα σύγχρονα ηλεκτρικά αυτοκίνητα κατασκευάζονται εξ αρχής με γνώμονα τα χαρακτηριστικά και τις προδιαγραφές των ηλεκτρικών συστημάτων κίνησης. Παρ' όλα αυτά, το βασικό τους μειονέκτημα παραμένει η περιορισμένη αυτονομία τους, καθώς ακόμα και με τις πιο εξελιγμένες τεχνολογίες συσσωρευτών, αυτή δεν ξεπερνά τα 400km.

Η συγκεκριμένη εργασία, εστιάζει στην συγκριτική μελέτη των τεχνικών ελέγχου των αμιγώς ηλεκτρικών συστημάτων κίνησης, με στόχο την βελτιστοποίηση της απόδοσής τους. Επομένως, το υπόλοιπο του κειμένου ασχολείται αποκλειστικά με αυτού του τύπου τα συστήματα.

## 1.3 Συστήματα κίνησης αμιγώς ηλεκτρικών οχημάτων



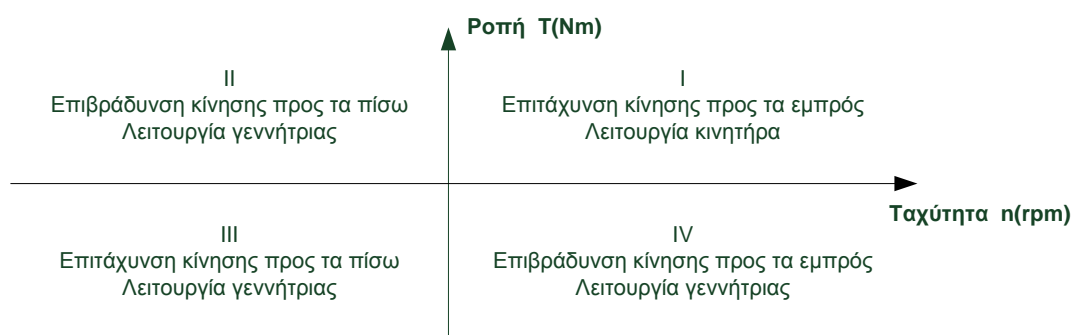
Σχήμα 1.1 – Λογικό διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

Στο **σχήμα 1.1** παρουσιάζεται η **γενική μορφή ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης**, το οποίο αποτελείται από τα εξής **υποσυστήματα**:

- Την πηγή ισχύος
- Τον μετατροπέα ισχύος
- Την ηλεκτρική μηχανή
- Τη μονάδα ελέγχου
- Τους αισθητήρες μετρήσεων

Με πράσινο χρώμα εικονίζονται οι συνιστώσες του συστήματος ισχύος, ενώ με μοβ του συστήματος ελέγχου. Τα αισθητήρια όργανα μετρούν τα απαιτούμενα μεγέθη (π.χ. τάση, ρεύμα, ταχύτητα περιστροφής) και τα μετατρέπουν σε κατάλληλα σήματα, τα οποία αποδίδονται στην μονάδα ελέγχου, μαζί με το σήμα επιτάχυνσης/επιβράδυνσης που εφαρμόζεται από τον οδηγό. Η μονάδα ελέγχου, που συνήθως είναι επεξεργαστής ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processor, DSP) ή ένας μικροεπεξεργαστής (microprocessor), αναλαμβάνει την τροφοδότηση των διακοπών του αντιστροφέα, με κατάλληλους παλμούς, ώστε να επιτυγχάνεται ο έλεγχος της ταχύτητας και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα.

Τα αμφίδρομα βέλη του σχήματος 1.1, υποδηλώνουν ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, που είναι ικανότητά τους για αμφίδρομη μεταφορά της ισχύος. Στο σχήμα 1.2 παρουσιάζεται η λειτουργία του κινητήρα στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου ροπής – ταχύτητας. Στο 1<sup>ο</sup> και στο 3<sup>ο</sup> τεταρτημόριο, ο κινητήρας επιταχύνεται και η ισχύς μεταφέρεται από την πηγή ισχύος στον κινητήρα, ενώ στο 2<sup>ο</sup> και στο 4<sup>ο</sup>, ο κινητήρας επιβραδύνεται και η ισχύς μεταφέρεται προς την πηγή ισχύος, με αποτέλεσμα η μηχανή να λειτουργεί σαν γεννήτρια. Αυτή η κατάσταση λειτουργίας συχνά αναφέρεται και ως «Αναγεννητική πέδη».



Σχήμα 1.2 - Λειτουργία της μηχανής και στις 4 περιοχές του επιπέδου Ροπής – Ταχύτητας

Οι βασικοί **στόχοι** που πρέπει να επιτυγχάνει ένα **σύστημα ηλεκτρικής κίνησης**, συνοψίζονται ως εξής:

- ικανότητα κάλυψης αναγκών φορτίων υψηλής ισχύος
- ικανότητα ανάπτυξης υψηλής ροπής σε χαμηλές στροφές (π.χ. εκκίνηση) και υψηλών στροφών σε χαμηλές ροπές φορτίου
- ικανότητα για ταχεία επιτάχυνση/επιβράδυνση του οχήματος
- λειτουργία με υψηλή απόδοση σε ευρύ φάσμα στροφών
- μεγάλη αυτονομία
- υψηλή απόδοση της αναγεννητικής πέδησης (αν υπάρχει),



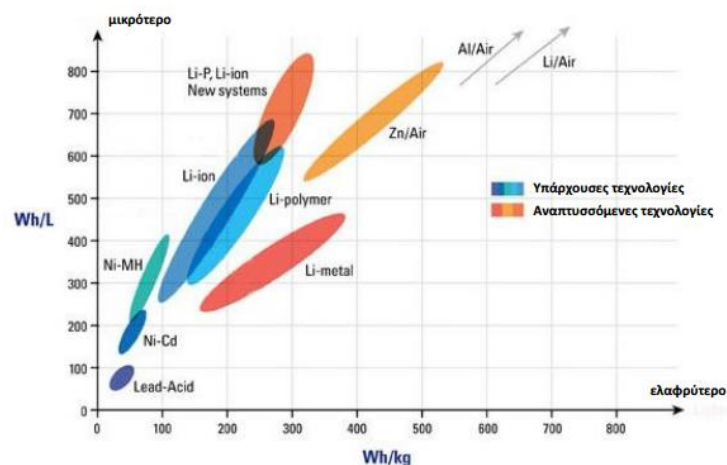
- υψηλή αξιοπιστία και σταθερότητα για ποικίλες συνθήκες λειτουργίας
- λογικό κόστος και μικρή ανάγκη για συντήρηση

Στις ενότητες που ακολουθούν, γίνεται μια σύντομη γενική περιγραφή των επιμέρους βαθμίδων του σχήματος 1.1 και των διαφορετικών διαμορφώσεών τους, που συναντώνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης.

### 1.3.1 Πηγή Ισχύος

Η πηγή ισχύος ενός ηλεκτρικού οχήματος μπορεί να είναι είτε συνεχούς είτε εναλλασσόμενου ρεύματος. Στη δεύτερη περίπτωση, συνήθως χρησιμοποιείται το δίκτυο ηλεκτρισμού της εκάστοτε τοποθεσίας, για εφαρμογές σε μέσα σταθερής τροχιάς, όπως τραμ, τρόλεϊ, μετρό κ.α. Πηγή εναλλασσόμενου ρεύματος μπορεί επίσης να αποτελέσει και κάποιο ηλεκτροπαραγωγό ζεύγος. Ως πηγή συνεχούς ρεύματος, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ανορθωμένη τάση του δικτύου, συστοιχίες συσσωρευτών, κυψέλη υδρογόνου ή ακόμη και συστοιχία φωτοβολταϊκών πάνελ.

Κύρια πηγή ισχύος των ηλεκτρικών αυτοκινήτων, αποτελούν οι ηλεκτροχημικοί συσσωρευτές, όπως οι μολύβδου οξέος (LeadAcid), οι νικελίου - καδμίου (NiCd), οι νικελίου - μετάλλου - υδριδίου (NiMH) και οι ιόντων λιθίου (Li-ion) που αποτελούν την επικρατέστερη σημερινή τεχνολογία. Υπάρχουν επίσης πιο πρόσφατες εξελίξεις, με μπαταρίες που μπορούν να επαναφορτιστούν μηχανικά. Σε αυτή την κατηγορία ανήκουν οι αλουμινίου-αέρα και οι ψευδαργύρου-αέρα (Zn-air). Στο σχήμα 1.3 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).



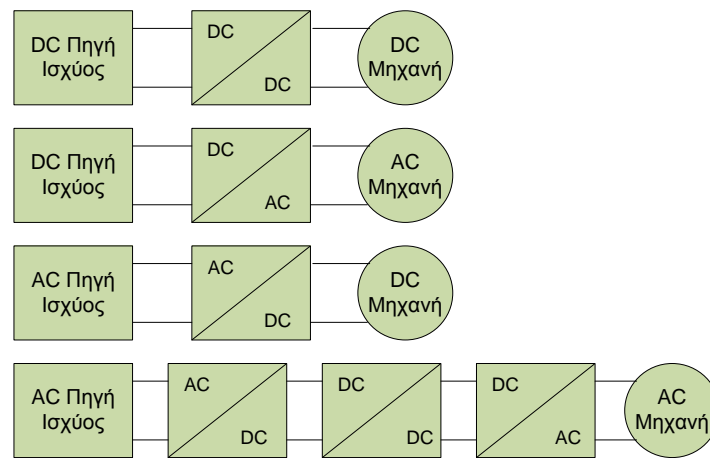
Σχήμα 1.3 - Συγκριτικό διάγραμμα πυκνότητας ενέργειας διαφόρων τύπων μπαταριών [2]

### 1.3.2 Μετατροπείς Ισχύος

Ο μετατροπέας ισχύος είναι η βαθμίδα που παρεμβάλλεται μεταξύ της πηγής ισχύος και της ηλεκτρικής μηχανής και αναλαμβάνει να μετασχηματίσει την ισχύ εισόδου σε τάση και ρεύμα κατάλληλης μορφής και πλάτους. Ανάλογα με το είδος της εισόδου και της εξόδου, οι μετατροπείς ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν ως εξής:

- DC – DC μετατροπέας (chopper, DC converter)
- AC – DC μετατροπέας, ανορθωτής (AC – DC converter, rectifier)
- DC – AC μετατροπέας, αντιστροφέας (DC – AC converter, inverter)

Στο σχήμα 1.4 παρουσιάζονται οι βασικοί συνδυασμοί πηγής ισχύος, μετατροπέα και ηλεκτροκινητήρα, που συναντώνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης.

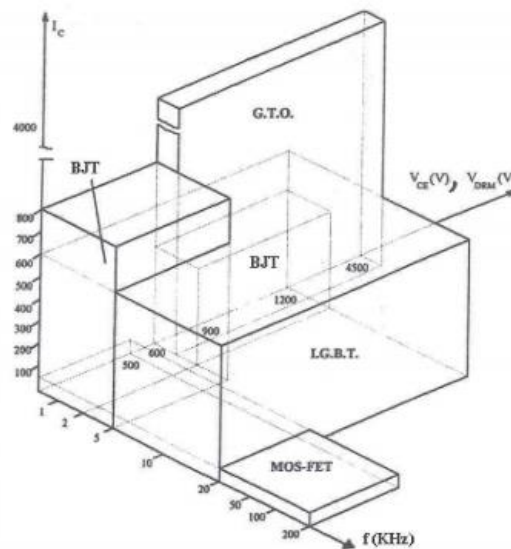


Σχήμα 1.4 - Τοπολογίες σύνδεσης μετατροπέων ισχύος

Επιπλέον, αναλόγως με το αν η πηγή εισόδου είναι τύπου τάσης ή ρεύματος, οι μετατροπείς ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε:

- Μετατροπείς τροφοδοτούμενους από πηγή τάσης (Voltage-source converters)
- Μετατροπείς τροφοδοτούμενους από πηγή ρεύματος (Current-source converters)

Η λειτουργία των μετατροπέων ισχύος βασίζεται σε ημιαγωγίμους διακόπτες των οποίων η αγωγή και η σβέση ελέγχεται από κατάλληλους παλμούς. Στις σύγχρονες εφαρμογές, ως ημιαγώγιμα στοιχεία επιλέγονται κυρίως τα IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors) BJT's (Bipolar Junction Transistors), τα IGBTs, τα GTOs (Gate Turn-off Thyristors), τα Power MOSFETs (Power Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors) και τα IGCTs (Integrated Gate Commutated Thyristors). Η επιλογή του τύπου του ημιαγωγού εξαρτάται από την διακοπτική συχνότητα και την ισχύ της εκάστοτε εφαρμογής. Στο σχήμα 1.5 παρουσιάζονται οι περιοχές λειτουργίας των παραπάνω στοιχείων, συναρτήσει της διακοπτικής τους συχνότητας, του ονομαστικού ρεύματος και τάσης.



Σχήμα 1.5 - Κατηγοριοποίηση ημιαγωγών ανάλογα με τη διακοπτική συχνότητα, το ονομαστικό ρεύμα και την ονομαστική τάση λειτουργίας [14].

Για την οδήγηση φορτίων μεγάλης ισχύος απαιτούνται υψηλά επίπεδα τάσης. Ωστόσο, περιορισμό σε αυτό, θέτουν οι μέγιστες τάσεις ανάστροφης πόλωσης των ημιαγώγιμων στοιχείων. Για την αποφυγή τέτοιου είδους περιορισμών, τις τελευταίες δεκαετίες έχουν προταθεί τοπολογίες **μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων** (multilevel converters), όπως οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Inverters, DCMI), οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying-Capacitors Multilevel Inverters) και οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων, που αποτελούνται από επιμέρους μονοφασικούς αντιστροφείς συνδεδεμένους σε σειρά, με τροφοδοσία διακριτών πηγών τάσης (Cascaded-Inverters with Separated DC Sources, SDCSMI). Οι μετατροπείς αυτοί αποτελούν πολυπλοκότερη λύση τόσο τοπολογικά, όσο και σε επίπεδο διαμόρφωσης παλμών και ελέγχου, ωστόσο, παρέχουν και δυνατότητες αυξημένης ποιότητας ισχύος, αξιοπιστίας, πυκνότητας ισχύος και βαθμού απόδοσης. Καθώς αυτοί υιοθετούνται συνήθως σε εφαρμογές μεγαλύτερης ισχύος από αυτή του κινητήρα του ηλεκτρικού λεωφορείου, η λειτουργία τους δεν εξετάζεται περαιτέρω στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας.

### 1.3.3 Ηλεκτρικοί Κινητήρες

Η επιλογή του κινητήρα, είναι καθοριστικής σημασίας για την απόδοση του συστήματος και θα πρέπει να βασίζεται στην κάλυψη των προδιαγραφών της εκάστοτε εφαρμογής. Τα κυριότερα **χαρακτηριστικά** που πρέπει να **πληροί ο κινητήρας ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης**, είναι:

- υψηλή ροπή σε μικρές ταχύτητες
- ευρεία περιοχή ταχυτήτων λειτουργίας υπό σταθερή ισχύ
- υψηλή πυκνότητα ισχύος
- υψηλή απόδοση
- μικρό βάρος
- χαμηλό κόστος,
- αξιοπιστία και μεγάλη διάρκεια ζωής με την ελάχιστη δυνατή ανάγκη για συντήρηση

Οι πιο διαδεδομένοι **τύποι κινητήρων** που απαντώνται στα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα, είναι:

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

Στην συνέχεια, ακολουθεί μια σύντομη περιγραφή των βασικών χαρακτηριστικών των παραπάνω τύπων ηλεκτρικών κινητήρων. Μεγαλύτερη έμφαση δίνεται στο κινητήρα μονίμων μαγνητών, του κινητήρα δηλαδή, που χρησιμοποιείται για την πρόωση του ηλεκτρικού λεωφορείου.

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

Αρχικά, οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ήταν η βασική επιλογή για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης, εξαιτίας της γρήγορης τεχνολογικής τους ωρίμανσης και της απλότητας του ελέγχου τους. Ωστόσο η αξιοπιστία των κινητήρων αυτού του τύπου, περιορίζεται από την ανάγκη ύπαρξης ψηκτρών στον συλλέκτη που αναλαμβάνουν την μηχανική ανόρθωση της παραγόμενης τάσης από το τύλιγμα του τυμπάνου. Επομένως, καθότι η ανάγκη για χαμηλό

κόστος συντήρησης και για υψηλή αξιοπιστία είναι πρωτεύουσας σημασίας στο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, το ενδιαφέρον στράφηκε σε κινητήρες χωρίς συστήματα συλλέκτη και ψηκτρών.

### **1.3.3.2 Κινητήρας Επαγωγής (Induction Motor)**

Οι κινητήρες επαγωγής ή αλλιώς ασύγχρονοι κινητήρες, είναι οι μηχανές με την ευρύτερη εφαρμογή στα ηλεκτρικά οχήματα, εξαιτίας του μικρού τους κόστους, της αξιοπιστίας τους και της ελάχιστης συντήρησης που απαιτούν. Οι μηχανές τύπου κλωβού παρουσιάζουν, επίσης, το πλεονέκτημα της απλότητας στην κατασκευή τους, ενώ οι μηχανές που φέρουν τυλίγματα με δακτυλίους στον δρομέα, προσφέρουν την δυνατότητα υποδιέγερσης σε συνθήκες χαμηλού φορτίου, γεγονός που βελτιώνει σημαντικά την συμπεριφορά και το βαθμό απόδοσης σε λειτουργία σταθερής ισχύος. Για την οδήγησή τους, στα ηλεκτρικά οχήματα, απαιτείται διάταξη αντιστροφέα με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας για έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής.

### **1.3.3.3 Κινητήρας Μαγνητικής Αντίδρασης (SRM)**

Το βασικό χαρακτηριστικό των κινητήρων μαγνητικής αντίδρασης είναι η απουσία τυλίγματος διέγερσης και μαγνητών στον δρομέα. Η λειτουργία τους βασίζεται στη μεταβλητή αντίσταση του μαγνητικού τους κυκλώματος λόγω της εκτυπότητας των πόλων του στάτη και του δρομέα. Αν και δεν έχει γνωρίσει, ακόμα, εμπορικές χρήσεις, κερδίζει το ενδιαφέρον της αγοράς εξαιτίας της απλότητας της κατασκευής του και του μικρού του κόστους. Παρ' όλα αυτά, παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά μειονεκτήματα όπως η σχετικά μικρή πυκνότητα ισχύος ως το προς βάρος και τον όγκο, ο περιορισμένος βαθμός απόδοσης, η υψηλή κυμάτωση της ροπής, ο έντονος ακουστικός θόρυβος και ο πολύπλοκος έλεγχος που απαιτείται από το σύστημα οδήγησης

### **1.3.3.4 Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών (PMSM)**

Οι σύγχρονοι κινητήρες μονίμων μαγνητών κερδίζουν συνεχώς έδαφος στον τομέα των ηλεκτρικών οχημάτων λόγω των μοναδικών πλεονεκτημάτων 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.

Αποτελούν μια υποκατηγορία των σύγχρονων μηχανών, στην οποία το πεδίο διεγέρσεως παράγεται από μόνιμους μαγνήτες, τοποθετημένους στο δρομέα της μηχανής. Αυτό έχει ως επακόλουθο την αύξηση του βαθμού απόδοσης, καθώς απουσιάζουν οι απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του δρομέα, προκειμένου να διατηρηθεί το πεδίο. Η μεγαλύτερη απόδοση, που συνεπάγεται και αυξημένη πυκνότητα ισχύος, δίνει την δυνατότητα για την κατασκευή μηχανών μικρότερου μεγέθους και μικρότερης ροπής αδράνειας. 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 ενδέχεται να προκαλέσουν και την μόνιμη απομαγνήτισή τους. Επιπλέον, το γεγονός ότι η διέγερση είναι σταθερή και δεν γίνεται να ρυθμιστεί η μαγνητική ροή που επιβάλλουν οι μόνιμοι μαγνήτες στο μαγνητικό κύκλωμα στάτη-δρομέα, συνεπάγεται:

- Μειωμένος βαθμός απόδοσης σε συνθήκες χαμηλού φορτίου και μεγάλης ταχύτητας περιστροφής. Οι απώλειες πυρήνα, είναι ανάλογες του τετραγώνου της ταχύτητας περιστροφής και της τάσης που εφαρμόζεται στον στάτη. Επομένως, εφόσον δεν υπάρχει δυνατότητα υποδιέγερσης του δρομέα, σε συνθήκες μεγάλης ταχύτητας

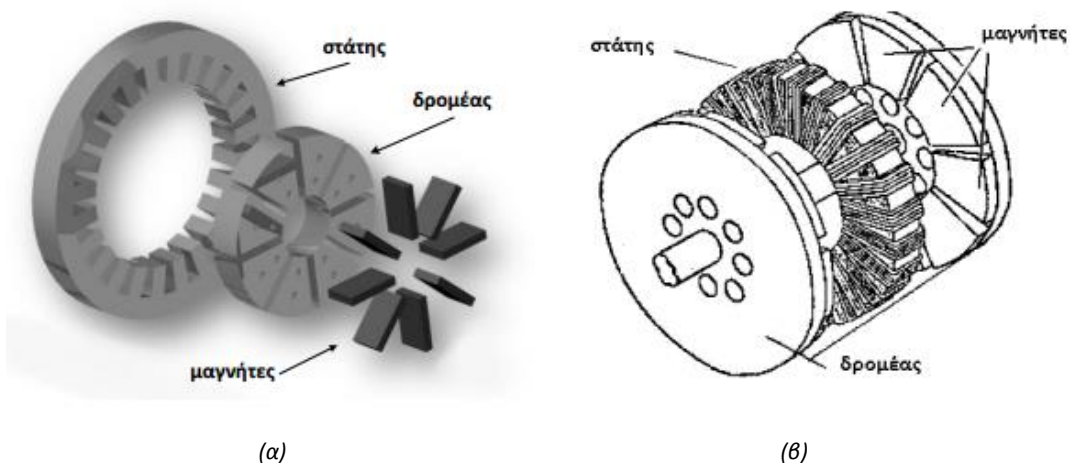
περιστροφής, οι απώλειες πυρήνα θα είναι πολύ μεγάλες σε σχέση με την ισχύ εξόδου, οδηγώντας σε μειωμένο βαθμό απόδοσης.

- Μη ευέλικτη μεταβολή της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης (αντιΗΕΔ). Η μηχανή μπορεί να περιστραφεί μέχρι τέτοια ταχύτητα στην οποία η αντιΗΕΔ της είναι περίπου ίδια με το επίπεδο συνεχούς τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα. Προκειμένου να υπάρχει ευελιξία σε ταχύτητα, η μηχανή και ο αντιστροφέας θα πρέπει να λειτουργούν σε εξαιρετικά υψηλή τάση, ενώ ο αντιστροφέας θα πρέπει να παρουσιάζει πολύ μεγάλο συντελεστή διαμόρφωσης, που χειροτερεύει εξαιρετικά το βαθμό απόδοσής του.

Για τη μείωση της επίδρασης των παραπάνω φαινομένων, έχουν προταθεί διάφοροι τύποι κατασκευής ΣΜΜΜ. Έτσι, αναλόγως της γεωμετρικής διαμόρφωσης του δρομέα και της τοποθέτησης των μαγνητών, η σχεδιαζόμενη ηλεκτρική μηχανή μπορεί να παρουσιάζει ένα ή περισσότερα πλεονεκτήματα, όπως: μείωση των απωλειών, υψηλή πυκνωση της μαγνητικής ροής (flux accumulation), μείωση της αντίδρασης τυμπάνου ή υψηλότερη μηχανική συνοχή και ταχύτητα λειτουργίας.

### **Τοπολογίες Σύγχρονων Μηχανών Μονίμων Μαγνητών**

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 ακτινικά από το διάκενο 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 1.6 – Κατασκευαστική διαμόρφωση μηχανών μονίμων μαγνητών: α) ακτινικής ροής και β) αξονικής ροής [2]

Οι μηχανές, ακτινικής ροής, που είναι και ο πιο συνηθισμένος τύπος μηχανών μονίμων μαγνητών, μπορούν με τη σειρά τους, να ταξινομηθούν σε μηχανές επιφανειακών μαγνητών και εμφυτευμένων μαγνητών.

- ❖ **Μηχανές επιφανειακών μαγνητών:** Στις μηχανές αυτού του τύπου, οι μόνιμοι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα και ανάλογα της διαμόρφωσής τους,

επιηρεάζουν και την εκτυπότητά του (μηχανές ημιτονοειδούς ή τραπεζοειδούς ροής). Οι μηχανές επιφανειακών μαγνητών παρουσιάζουν μικρή αντίδραση τυμπάνου, γιατί η μαγνητική επιδεκτικότητα των μαγνητών είναι παρόμοια με αυτή του αέρα. Επιπλέον, επειδή η μαγνητική ροή παραμένει σχεδόν σταθερή στον όγκο του σιδήρου του δρομέα, δεν υπάρχουν απώλειες πυρήνα στο δρομέα και κατά συνέπεια, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ακόμα και συμπαγής σίδηρος χαμηλού κόστους για την κατασκευή του. Από την άλλη, η τοποθέτηση των μαγνητών στην επιφάνεια του δρομέα, συνεπάγεται την απευθείας έκθεσή τους στο πεδίο απομαγνήτισης του στάτη και την άσκηση μεγάλων φυγόκεντρων δυνάμεων, σε συνθήκες υψηλής ταχύτητας, με αποτέλεσμα να αυξάνονται οι απαιτήσεις μηχανής στήριξής τους.

- ❖ **Μηχανές εμφυτευμένων μαγνητών:** Σε αντίθεση με μία μηχανή επιφανειακών μαγνητών, μία σύγχρονη μηχανή εμφυτευμένων μαγνητών έχει τοποθετημένους τους μαγνήτες στο εσωτερικό του δρομέα. Αυτή η κατασκευαστική διαμόρφωση προσφέρεται για μεγάλη συγκέντρωση ροής και υψηλή πυκνότητα ισχύος, καθώς σε αυτή την περίπτωση αξιοποιείται πολύ μεγάλο μέρος του όγκου του δρομέα για την τοποθέτηση μαγνητών. Επιπλέον, ο δρομέας της μηχανής παρουσιάζει υψηλή μηχανική συνοχή, καθιστώντας δυνατή την περιστροφή του σε υψηλή γωνιακή ταχύτητα. Ακόμα, καθώς το ενεργό μήκος διακένου στον άξονα  $d$  είναι μεγαλύτερο από τον άξονα  $q$ , η μηχανή εμφανίζει εκτυπότητα και επομένως και τη δυνατότητα παραγωγής ροπής αντίδρασης. Από την άλλη, η δυνατότητα της μαγνητικής ροής να μετακινείται κατά την εφαπτομενική διεύθυνση, έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών πυρήνα λόγω δινορευμάτων, ιδιαίτερα κατά την λειτουργία υπό φορτίο. Για αυτό το λόγο, κρίνεται σκόπιμη η κατασκευή του πυρήνα του δρομέα από ελασματοποιημένο και όχι από συμπαγή σίδηρο, κάτι που αυξάνει σημαντικά το κόστος κατασκευής.

### 1.3.3.5 Σύγκριση βασικών χαρακτηριστικών κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτρικής πρόωσης

Προκειμένου να αξιολογηθούν οι βασικές κατηγορίες κινητήρων ως προς την καταλληλότητά τους για εφαρμογές πρόωσης ηλεκτρικών οχημάτων, στην [1], χρησιμοποιείται ένα σύστημα βαθμολόγησης με κλίμακα από το ένα ως το πέντε, όπως φαίνεται στον πίνακα 1.2.

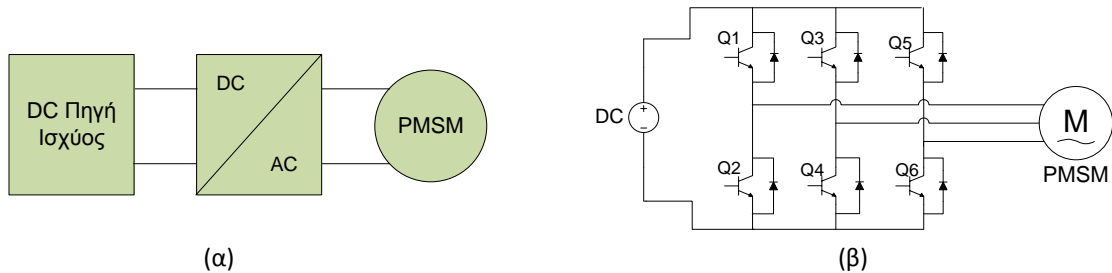
	Κινητήρας DC	Κινητήρας επαγωγής	Κινητήρας μονίμων μαγνητών	Κινητήρας μαγνητικής αντίδρασης
Πυκνότητα Ισχύος	2,5	3,5	5	3,5
Απόδοση	2,5	3,5	5	3,5
Έλεγχος	5	4	4	3
Αξιοπιστία	3	5	4	5
Τεχνολογική ωριμότητα	5	5	4	4
Κόστος	4	5	3	4

Πίνακας 1.2 - Αξιολόγηση κινητήρων ηλεκτρικών οχημάτων [1]

Με βάση τα παραπάνω, οι ΣΜΜΜ αν και ακόμα δεν αποτελούν την καλύτερη επιλογή για την κίνηση των ηλεκτρικών οχημάτων, εξαιτίας, κυρίως, του υψηλού τους κόστους, παρουσιάζονται ως μια ελπιδοφόρα λύση, χάρη στην υψηλής απόδοσης λειτουργία τους και στην μεγάλη πυκνότητα ισχύος τους. Για τούτο, κρίνεται σκόπιμο να **μελετηθούν περαιτέρω**, τόσο τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά τους, όσο και οι **δυνατότητες του ελέγχου τους**, κάτι που αποτελεί και το αντικείμενο της συγκεκριμένης εργασίας.



## 1.4 Σύστημα πρόωσης ηλεκτρικού λεωφορείου



Σχήμα 1.7 – Το σύστημα ηλεκτρική κίνησης της συγκεκριμένης της συγκεκριμένης εργασίας(α) δομή (β) ισοδύναμο κύκλωμα

Στο σχήμα 1.7 παρουσιάζεται η δομή και το ισοδύναμο κύκλωμα του συστήματος κίνησης που εξετάζεται στην συγκεκριμένη εργασία. Όπως παρατηρούμε, ανήκει στην πρώτη κατηγορία διαμορφώσεων του σχήματος 1.4, αφού απαρτίζεται από:

- μια πηγή DC τάσης,
- ένα αντιστροφέα
- ένα σύγχρονο κινητήρα μονίμων μαγνητών

Ο κινητήρας είναι **επιφανειακών μαγνητών** και **ημιτονοειδούς ροής**, ενώ ο μετατροπέας είναι ένας **τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων**. Οι ημιαγωγικοί διακόπτες είναι τύπου **IGBT** και η επιλογή τους βασίστηκε στην ισχύ και στην διακοπτική συχνότητα της εφαρμογής.

Η λειτουργία του κινητήρα και του αντιστροφέα επεξηγείται αναλυτικά στις ενότητες 2.2 και 2.3 του επόμενου κεφαλαίου, ενώ τα βασικά χαρακτηριστικά τους, παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 4.

## Κεφάλαιο 2

### Συνιστώσες του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

#### 2.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύονται οι βασικές αρχές λειτουργίας των επιμέρους συνιστωσών του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Στην **ενότητα 2.2** αναπτύσσετε το **μαθηματικό μοντέλο των μηχανών μονίμων μαγνητών**. Η **ενότητα 2.3** εξηγεί τον τρόπο λειτουργίας του **αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων** και των κυριότερων τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών, ενώ στην **2.4** γίνεται μια σύντομη παρουσίαση των **τεχνικών ελέγχου των αντιστροφέων ισχύος**. Τέλος, στην **ενότητα 2.5** αναλύονται οι κυριότερες **στρατηγικές ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας, των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών**, που συναντώνται στην βιβλιογραφία.

#### 2.2 Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών

Στις δύο επόμενες ενότητες, αναπτύσσονται οι εξισώσεις και το ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής μονίμων μαγνητών, τόσο στο τριφασικό σύστημα τάσεων, όσο και στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq. Η μαθηματική ανάλυση που ακολουθεί, στηρίζεται στην [15], που παρουσιάζει την θεωρία και τις βασικές αρχές ελέγχου των σύγχρονων ηλεκτρικών μηχανών.

##### 2.2.1 Μαθηματική περιγραφή σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών

Για την ανάπτυξη των εξισώσεων που περιγράφουν την λειτουργία της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, γίνονται οι παρακάτω **παραδοχές**:

- Τα τυλίγματα του στάτη είναι ημιτονοειδώς κατανομημένα στο διάκενο αέρος
- Οι αύλακες του στάτη δεν προκαλούν καμία μεταβολή στις αλληλεπαγωγές και στις αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων
- 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.
- Τα φαινόμενα μαγνητικής υστέρησης είναι αμελητέα
- Τα φαινόμενα μαγνητικού κορεσμούς είναι αμελητέα

Οι **εξισώσεις τάσης**, των τριών φάσεων της μηχανής, μπορούν να γραφτούν υπό την μορφή πίνακα, ως εξής:

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

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

$i_i$ : το ρεύμα στάτη της φάσης  $i$

$\Psi_i$ : η πεπλεγμένη ροή του τυλίγματος της φάσης  $i$ , με  $i=a,b,c$

Οι πεπλεγμένες ροές των τριών φάσεων, δίνονται από τον τύπο:



$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ba}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ca}(\theta_e) & M_{cb}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{ra}(\theta_e) \\ \psi_{rb}(\theta_e) \\ \psi_{rc}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

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

$L_{ij}$ : η αλληλεπαγωγή των τυλιγμάτων των φάσεων  $i, j$

$\Psi_i$ : η πεπλεγμένη ροή στο τύλιγμα της φάσης  $i$ , λόγω της ροής των μονίμων μαγνητών

Εξ' αιτίας της κατασκευής της σύγχρονης μηχανής, οι αυτεπαγωγές και οι αλληλεπαγωγές των τυλιγμάτων του στάτη είναι συναρτήσεις της ηλεκτρικής γωνίας  $\theta_e$ , δηλαδή της γωνίας μεταξύ του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα και του άξονα της φάσης  $a$ . Η σχέση μεταξύ της μηχανικής και της ηλεκτρικής γωνίας του κινητήρα δίνεται από την σχέση:

$$\theta_e = P_p \cdot \theta_m \quad (2.3)$$

Όπου  $P_p$  είναι ο αριθμός των ζευγών πόλων του κινητήρα.

Με τις παραδοχές που έγιναν στην αρχή του κεφαλαίου, οι μεταβολές των αυτεπαγωγών και των αλληλεπαγωγών, συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$  περιέχουν μια σταθερή και μια ημιτονοειδή συνιστώσα. Καθώς ο δρομέας περιστρέφεται γύρω από τον άξονά του, αποκτούν την μέγιστη τιμή τους όταν η γωνία  $\delta$  μεταξύ του άξονα της μαγνητικής ροής του δρομέα  $d$  και του άξονα της αντίστοιχης φάσης είναι  $\delta=0$ , γίνονται ελάχιστες για  $\delta=90^\circ$  και ξανά μέγιστες για  $\delta=180^\circ$ . Επομένως, οι επαγωγές είναι συναρτήσεις τις γωνίας  $2\delta$ , και μπορούν να περιγραφούν από τις παρακάτω σχέσεις:

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

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

Όπου  $L_0$  και  $M_0$  οι μέσες τιμές των αυτεπαγωγών και των αλληλεπαγωγών των τυλιγμάτων του στάτη αντίστοιχα, και  $L_2$  και  $M_2$  τα πλάτη των ημιτονοειδών συνιστωσών.

Η πεπλεγμένη ροή του τυλίγματος της κάθε φάσης, που οφείλεται στην ροή των μονίμων μαγνητών, είναι, επίσης, συνάρτηση της ηλεκτρικής γωνίας  $\theta_e$  και γίνεται μέγιστη όταν ο άξονας  $d$  του δρομέα διέρχεται από την αντίστοιχη φάση, οπότε μπορεί να περιγραφεί μέσω της σχέσης :

$$\begin{bmatrix} \psi_{ra}(\theta_e) \\ \psi_{rb}(\theta_e) \\ \psi_{rc}(\theta_e) \end{bmatrix} = \Psi_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Υπό κενό φορτίο ( $i=0$ ), οι ΗΕΔ που επάγονται στον στάτη, εξαρτώνται μόνο από την ροή του δρομέα, και υπολογίζονται ως εξής:

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

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

Όπου  $\omega_m$ , είναι η μηχανική σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής,

$$\omega_m = \frac{2\pi f}{P_p} \quad (2.8)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.1), (2.2) και (2.7), παίρνουμε:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ba}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ca}(\theta_e) & M_{cb}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Η **ηλεκτρομαγνητική ροπή**, εξ' ορισμού είναι ίση με τον λόγο της ισχύος που μεταφέρεται στο διάκενο προς την μηχανική ταχύτητα περιστροφής, εκφρασμένη σε rad/s. Επομένως, αγνοώντας τις απώλειες του πεδίου, μπορούμε να γράψουμε:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2.10)$$

Τέλος, ο κινητήρας επιταχύνεται ή επιβραδύνεται, από την διαφορά ανάμεσα στην ηλεκτρομαγνητική ροπή και στην ροπή φορτίου, επομένως, η **μηχανική εξίσωση κίνησης** μπορεί να γραφτεί στην μορφή:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \cdot \omega_m \quad (2.11)$$

Όπου  $T_L$  η ροπή φορτίου,  $J$  η ροπή αδράνειας της μηχανής και  $B$  ο συντελεστής τριβών, που θεωρείται μια σταθερά.

### 2.2.2 Μοντέλο d-q Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών

Οι εξισώσεις που αναπτύχθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο περιγράφουν πλήρως την ηλεκτρική συμπεριφορά της μηχανής. Ωστόσο, περιέχουν όρους επαγωγής που μεταβάλλονται με την γωνία  $\theta_e$ , η οποία με την σειρά της μεταβάλλεται με τον χρόνο. Αυτό εισάγει σημαντική πολυπλοκότητα στην επίλυση προβλημάτων που σχετίζονται με την λειτουργία του κινητήρα υπό μεταβλητή ταχύτητα. Μια πολύ απλούστερη μορφή των παραπάνω εξισώσεων, μπορεί να ληφθεί αν μετασχηματιστούν σε ένα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, που περιστρέφεται με τον άξονα περιστροφή του δρομέα. Ο **μετασχηματισμός σε ένα περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς**, που αναλύεται στην συνέχεια στην γενική του μορφή, συναντάται συχνά στα τριφασικά συστήματα, και αρχικά προτάθηκε από τον R. H. Park, την δεκαετία του 1920, για την απλοποίηση της ανάλυσης των σύγχρονων μηχανών.

Οποιοδήποτε τριφασικό μέγεθος (π.χ τάση, ρεύμα, ροή) μπορεί να μετασχηματιστεί σε ένα ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με μια αυθαίρετη ταχύτητα  $\theta = \omega t$  μέσω του παρακάτω μετασχηματισμού:

$$f_{dqo} = T_{dqo} \cdot f_{abc} \Rightarrow$$

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

Στους άξονες του περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς, έχουν επικρατήσει οι ονομασίες **ευθύς άξονας** (direct axis – **d**), **εγκάρσιος άξονας** (quadrature axis –**q**) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (zero – axis, **q**). Στην περίπτωση ενός συμμετρικού τριφασικού μεγέθους, όπως π.χ. μια τάση που εφαρμόζεται σε συμμετρικό φορτίο και ισχύει  $v_a + v_b + v_c = 0$ , δεν υπάρχει συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας, οπότε οι άξονες dq μπορούν να θεωρηθούν οι άξονες ενός συστήματος αναφοράς που περιστρέφεται με την ταχύτητα  $\theta$ , και τα μεγέθη  $f_d$ ,  $f_q$  οι συνιστώσες ενός διανύσματος σε αυτό το σύστημα.

Έστω π.χ. το συμμετρικό τριφασικό μέγεθος  $f$ , που περιγράφεται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\begin{aligned} f_a &= F \cos \omega_e t \\ f_b &= F \cos(\omega_e t - 2\pi/3) \\ f_c &= F \cos(\omega_e t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Εφαρμόζοντας την σχέση (2.12) στις (2.13), έχουμε:

$$\begin{aligned} f_d &= F \cos(\omega_e t - \theta + \varphi) \\ f_q &= F \sin(\omega_e t - \theta + \varphi) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Αν το πλαίσιο αναφοράς περιστρέφεται με ταχύτητα ίση με την γωνιακή ταχύτητα του μεγέθους  $f$ , δηλαδή ισχύει  $\varphi = \omega_e t$ , θα έχουμε:

$$\begin{aligned} f_d &= F \cos(\varphi) \\ f_q &= F \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (2.15)$$

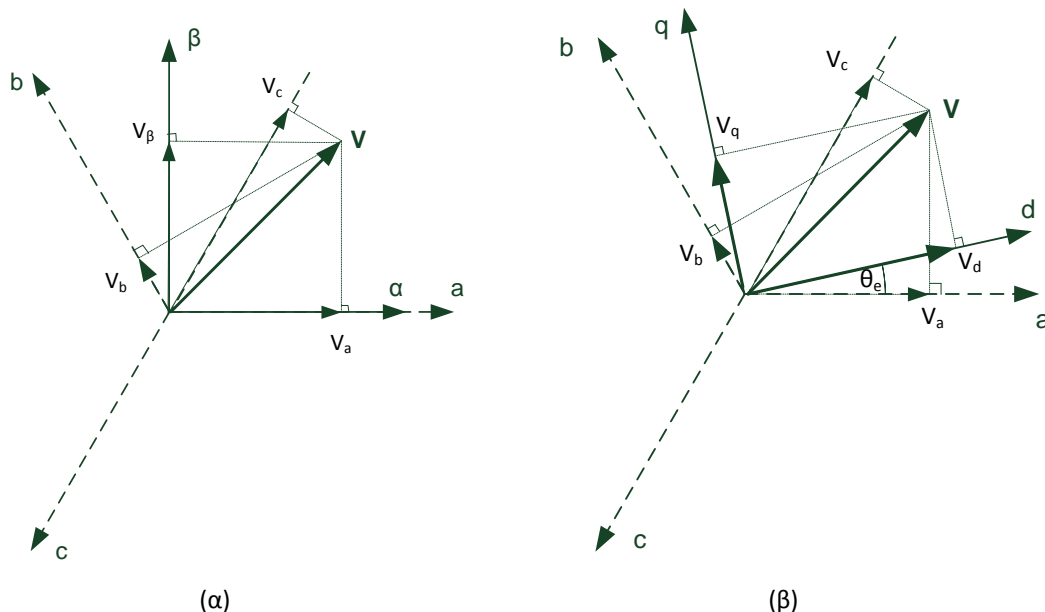
Οι σχέσεις (2.15) φανερώνουν την αξία του μετασχηματισμού dq, τριφασικό μέγεθος  $f$ , που οι συνιστώσες του ήταν εναλλασσόμενα μεγέθη, μετατράπηκε σε ένα διάνυσμα με δύο dc συνιστώσες. Για  $\theta=0$ , η σχέση (2.12), που σε αυτή τη μορφή συχνά αναφέρεται και ως μετασχηματισμός του Clarke, γράφεται:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Ενώ οι σχέσεις (2.14), παίρνουν την μορφή:

$$\begin{aligned} f_d &= F \cos(\omega_e t + \varphi) \\ f_q &= F \sin(\omega_e t + \varphi) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Όπως είναι προφανές, μέσω της εφαρμογής της (2.16), το τριφασικό μέγεθος μετασχηματίζεται σε ένα διάνυσμα σε ένα σταθερό πλαίσιο αναφοράς, του οποίου ο άξονας  $a$  ταυτίζεται πάντα με τον άξονα της φάσης  $a$ , ενώ οι συνιστώσες του διανύσματος είναι εναλλασσόμενα μεγέθη, με συχνότητα ίδια με αυτή του  $f$ . Για αυτό, ο μετασχηματισμός του Clarke συχνά αναφέρεται και ως **μετασχηματισμός στο στατό πλαίσιο αναφοράς ή μετασχηματισμός αβ**. Οι μετασχηματισμοί dq και αβ μια τριφασικής συμμετρικής τάσης, παρουσιάζονται στο σχήμα (2.8).



Σχήμα 2.8 – Μετασχηματισμός ενός τριφασικού διανύσματος τάσης  $V$  (α) στο στατό πλαίσιο αναφοράς  $ab$ , (β) στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς  $dq$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός, μπορεί να υπολογιστεί μέσω της σχέσης:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1/2 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1/2 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Αν ο μετασχηματισμός (2.12) εφαρμοστεί στις εξισώσεις τάσεως μιας σύγχρονης μηχανής και η γωνία  $\theta$  τεθεί ίση με με την ηλεκτρική γωνία  $\theta_e$ , ο ευθύς άξονας  $d$ , συμπίπτει με τον άξονα της μαγνητικής ροής του δρομέα και περιστρέφεται μαζί του με την σύγχρονη ταχύτητα. Για αυτό, το πλαίσιο αναφοράς, συχνά αναφέρεται και ως σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Οι εξισώσεις τάσεως της μηχανής (σχέση 2.9), **παίρνουν την μορφή:**

$$u_d = Ri_d + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_e \Psi_{sq} \quad (2.19)$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_e \Psi_{sd} \quad (2.20)$$

Οι συνιστώσες  $dq$  της πεπλεγμένης ροής του στάτη, υπολογίζονται από τον μετασχηματισμό της (2.6), στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο, οπότε προκύπτουν οι σχέσεις:

$$\Psi_d = \Psi_m + L_d i_d \quad (2.21)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2.22)$$

$$\text{Όπου } L_d = L_0 - M_0 + \frac{L_2}{2} + M_2 \quad (2.23)$$

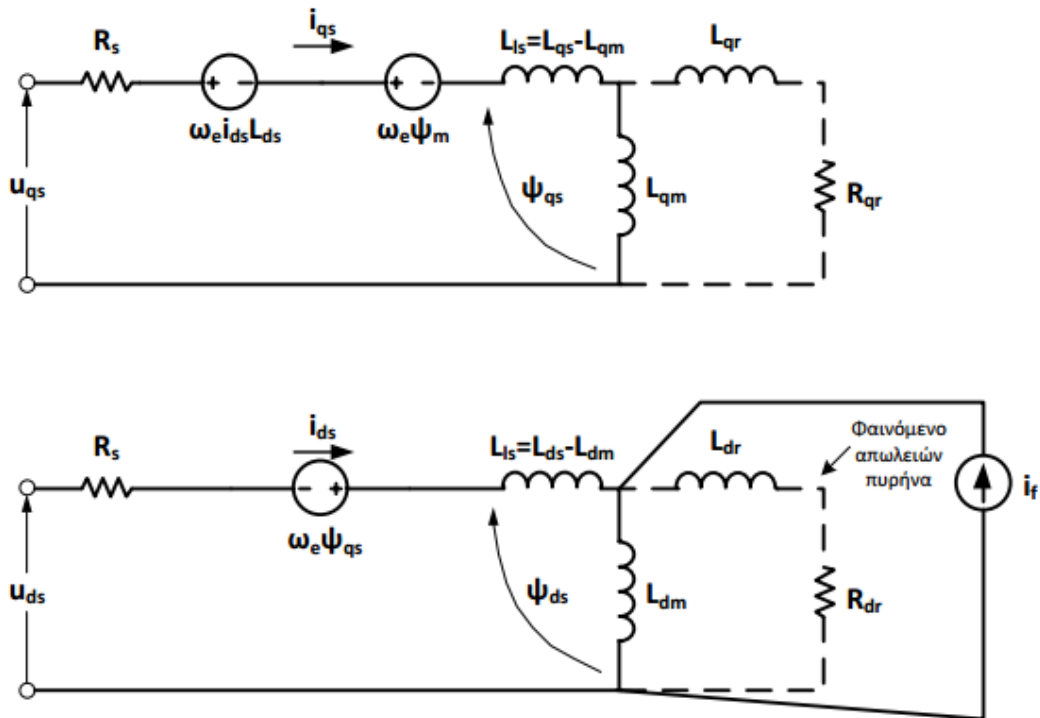
$$\text{και } L_q = L_0 - M_0 - \frac{L_2}{2} - M_2 \quad (2.24)$$

Με αντικατάσταση των σχέσεων (2.21),(2.22) στις (2.19),(2.20), οι εξισώσεις τάσεως της ΣΜΜΜ μπορούν να γραφούν:

$$u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.25)$$

$$u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Psi_m + \omega_e L_d i_d \quad (2.26)$$

Οι εξισώσεις (2.25) και (2.26), μπορούν να εκφραστούν και μέσω του **ισοδύναμου κυκλώματος** που παρουσιάζεται στο σχήμα (2.9).



Σχήμα 2.9 - Ισοδύναμα κυκλώματα σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών. Το πεδίο των μαγνητών του δρομέα παράγει σταθερή ροή διέγερσης η οποία μπορεί να θεωρηθεί ότι παράγεται από ένα ισοδύναμο ρεύμα  $i_f$ :  $\Psi_m = L_m i_f$

Αν η ισχύς εισόδου του κινητήρα στην σχέση 2.10, εκφραστεί στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς, η **ηλεκτρομαγνητική ροπή**, παίρνει την μορφή:

$$T_e = \frac{v_d i_q + v_q i_d}{\omega_m} \Rightarrow$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_P (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.27)$$

Οι παραπάνω σχέσεις, ισχύουν τόσο για μηχανές εσωτερικών μαγνητών, όσο και στις μηχανές με επιφανειακούς μαγνήτες, αρκεί να ανήκουν στην κατηγορία ημιτονοειδούς ροής.

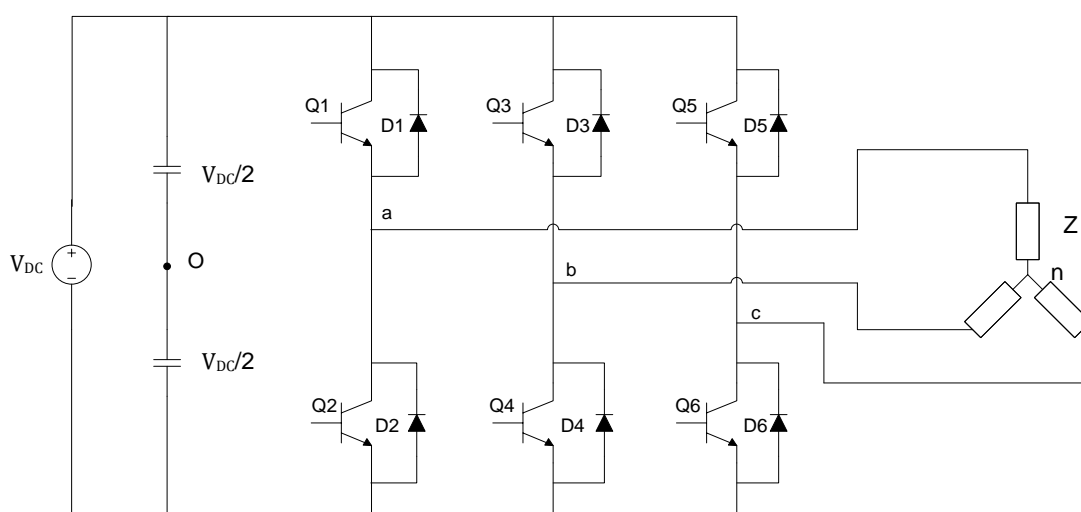
Η διαφορά ανάμεσα στους δύο τύπους, έγκειται στην εκτυπότητα που παρουσιάζουν, από την οποία καθορίζονται οι παράμετροι  $L_d$ ,  $L_q$ . Για μια μηχανή με επιφανειακούς μαγνήτες ημιτονοειδούς ροής, όπως αυτή που μελετάται, μπορεί να θεωρηθεί ότι η εκτυπότητα είναι πολύ χαμηλή, λόγω του ομοιόμορφου διακένου και επομένως ισχύει  $L_d \approx L_q = L_S$ , ενώ η σχέση (2.29), παίρνει την μορφή:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p \cdot \Psi_m \cdot i_q \quad (2.28)$$

## 2.3 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Δύο-Επιπέδων

Όπως έχει αναφερθεί και στο εισαγωγικό κεφάλαιο 1, υπάρχουν πολλές διαθέσιμες τοπολογίες μετατροπών για την οδήγηση των κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος. Ωστόσο, για τα ζητούμενα επίπεδα ισχύος της συγκεκριμένης εφαρμογής ηλεκτροκίνησης επιλέχθηκε ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων. Στην ενότητα 2.3.1, παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα και οι σχέσεις που συνδέουν την DC τάση εισόδου με τις φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, ενώ στην 2.3.2, αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας των τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών SPWM και SVM.

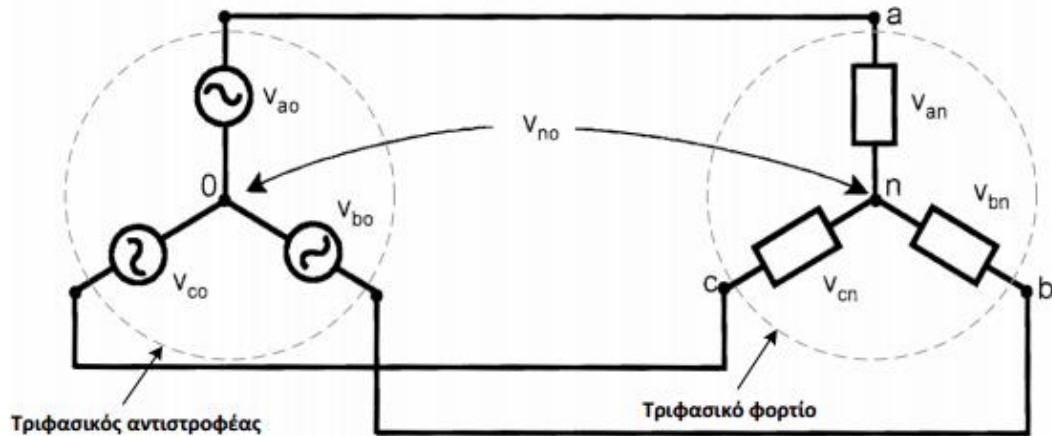
### 2.3.1 Τοπολογία



Σχήμα 2.10 – Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με χρήση χωρητικού καταμεριστή στην είσοδο για τη δημιουργία του σημείου αναφοράς  $O$  των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα.

Στο **σχήμα 2.10** φαίνεται το κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων, που τροφοδοτεί ένα τριφασικό φορτίο συνδεδεμένο σε αστέρα. Αποτελείται από έξι ημιαγωγία στοιχεία  $Q1-Q6$ , τύπου **IGBT**, που το κάθε ένα έχει συνδεδεμένη αντιπαράλληλα μια **δίοδο ελεύθερης διέλευσης**  $D1-D6$ , προκειμένου να επιτρέπεται η ροή ρεύματος προς τη συνεχή πηγή τάσης. Η είσοδος του, μπορεί να προέρχεται είτε από μια πηγή DC τάσης, είτε από μια ανορθωτική διάταξη. Παράλληλα, με την DC τάση είναι συνδεδεμένος ένας χωρητικός καταμεριστής που εξυπηρετεί στην δημιουργία του σημείο αναφοράς  $O$ , για τις μετρήσεις των τάσεων εξόδου, αλλά δεν επηρεάζει την λειτουργία του αντιστροφέα και μπορεί να παραληφθεί. Το κύκλωμα, του μετατροπέα αποτελείται ουσιαστικά από τρεις ημιγέφυρες (μία για κάθε φάση) με δυο ημιαγωγία στοιχεία η κάθε μια (πάνω και κάτω). **Μέσω καταλλήλων χειρισμών των διακοπών του αντιστροφέα**

(έναυση και σβέση), όπως θα αναλυθεί στην συνέχεια, **μπορούμε να διαμορφώσουμε εναλλασσόμενη τάση εξόδου με το επιθυμητό πλάτος και την επιθυμητή συχνότητα.**



Σχήμα 2. 11 - Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα και τριφασικού φορτίου συνδεσμολογία αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο [2]

Στο **σχήμα 2.5** απεικονίζεται το **ισοδύναμο κύκλωμα** ενός τριφασικού αντιστροφέα που τροφοδοτεί ένα φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο n, όπως στην περίπτωση ενός ηλεκτροκινητήρα σε εφαρμογή κίνησης. Στην περίπτωση αυτή, μεταξύ των σημείων n και 0, εμφανίζονται περιττές αρμονικές πολλαπλάσιες του 3 ( $3^{\text{η}}$ ,  $9^{\text{η}}$ ,  $15^{\text{η}}$  κτλ), οι οποίες αποτελούν τις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας της τροφοδοσίας.

Εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στους βρόχους o-a-n, o-b-n, o-c-n λαμβάνουμε τις εξής σχέσεις:

$$V_{an} = V_{a0} + V_{no} \quad (2.29)$$

$$V_{bn} = V_{b0} + V_{no} \quad (2.30)$$

$$V_{cn} = V_{c0} + V_{no} \quad (2.31)$$

Για ένα συμμετρικό τριφασικό φορτίο ισχύει  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ , οπότε, προσθέτοντας κατά μέλη τις παραπάνω εξισώσεις (2.29)-(2.31), έχουμε:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 + 3V_{no} \Rightarrow$$

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (2.32)$$

Αντικαθιστώντας την (2.32) στις (2.29)-(2.31), παίρνουμε:

$$V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \quad (2.33)$$

$$V_{bn} = \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{c0} \quad (2.34)$$

$$V_{cn} = \frac{2}{3}V_{c0} - \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} \quad (2.35)$$

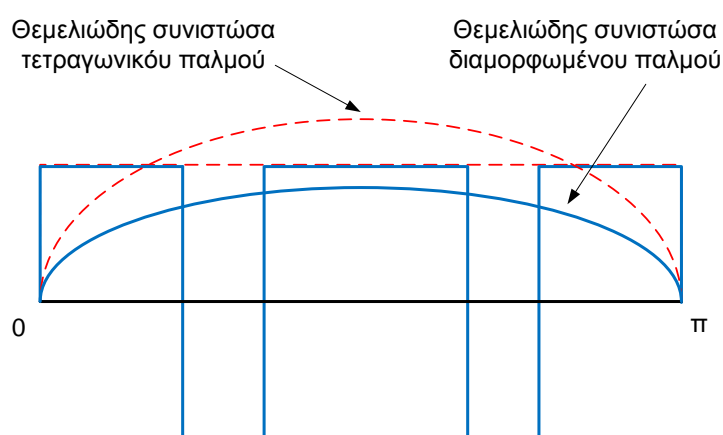
Σημειώνεται ότι **δεν επιτρέπεται να άγουν ταυτόχρονα ο πάνω και ο κάτω διακόπτης**, γιατί τότε θα βραχυκυκλωνώταν η πηγή συνεχούς τάσης στην είσοδο. Τα περισσότερα στοιχεία που αναφέρθηκαν στην παράγραφο 1.3.2, χρειάζονται παλμούς καθ όλη την διάρκεια της λειτουργίας τους. Εξαιρέση αποτελούν τα Thyristor, που χρειάζονται παλμοδότηση μικρής διάρκειας. Τα IGBTs, που θα χρησιμοποιηθούν στην συγκεκριμένη

εφαρμογή, άγουν μόνο όταν ασκείται ένας θετικός παλμός στην πύλη τους και είναι πολωμένα με θετική τάση, ενώ επιτρέπουν μόνο την ορθή διέλευση του ρεύματος.

### 2. 3.2 Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών

Ο απλούστερη τεχνική ελέγχου του αντιστροφέα δύο επιπέδων, είναι η εφαρμογή ενός τετραγωνικού παλμού ανά ημιπερίοδο. Ωστόσο, η τάση εξόδου περιέχει πολλές αρμονικές, εξαιτίας της τετραγωνικής μορφής της, οι οποίες προκαλούν μεγάλη παραμόρφωση στο ρεύμα εξόδου, με αποτέλεσμα να απαιτούνται ογκώδη φίλτρα για την εξομάλυνσή του. Για αυτό, αναπτύχθηκαν ορισμένες **τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών** (Pulse Width Modulation – **PWM**), που βασίζονται στην εφαρμογή πολλαπλών παλμών ανά περίοδο, μεταβλητού εύρους, ώστε να σχηματιστεί η επιθυμητή τάση στην έξοδο. Η λογική τους, μπορεί να γίνει κατανοητή, μέσω του σχήματος 2.12. Το μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της τάσεως εξόδου ( $4V_{DC}/\pi$ ), επιτυγχάνεται με την εφαρμογή ενός τετραγωνικού παλμού ανά ημιπερίοδο. Εφαρμόζοντας, δύο αρνητικούς παλμούς, το πλάτος αυτό μπορεί να μειωθεί, ενώ αυξάνοντας το εύρος τους το, θα μειωθεί περαιτέρω. Οι **σημαντικότερες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών** που συναντώνται στη βιβλιογραφία, είναι:

- Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)
- PWM για εξάλειψη επιλεγμένων αρμονικών (Selected Harmonic Elimination PWM-SHE-PWM)
- PWM για την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης του ρεύματος (Minimum Ripple Current PWM)
- PWM με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM-SVPWM)
- Τυχαίο PWM (Random PWM)
- PWM για έλεγχο ρεύματος σε βρόχο υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)
- Ημιτονοειδής PWM με στιγμιαίο έλεγχο ρεύματος (Sinusoidal PWM with Instantaneous Current Control)
- Delta Modulation
- Sigma-Delta Modulation



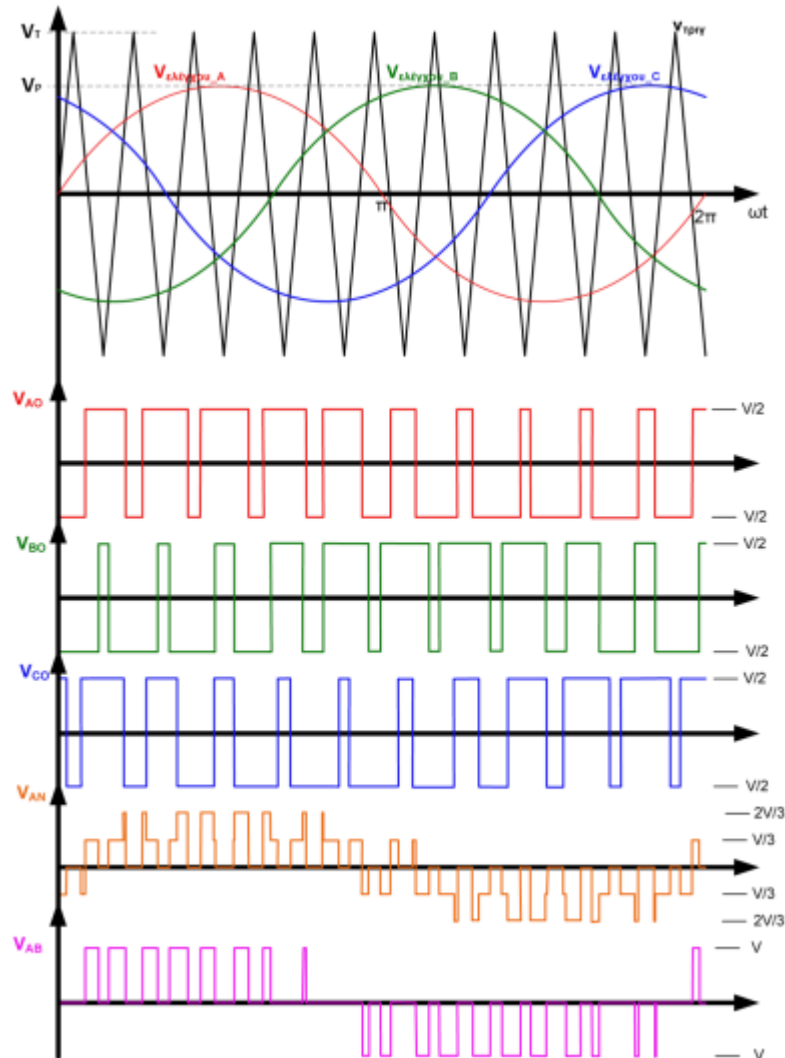
Σχήμα 2.12 - Αρχή λειτουργίας των τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM)

Στην συνέχεια, ακολουθεί η παρουσίαση των αρχών των δύο βασικότερων τεχνικών διαμόρφωσης των αντιστροφέων δύο επιπέδων, της **ημιτονοειδής PWM** και της **SVPWM**. Η πρώτη, δεν χρησιμοποιείται σε κανένα από τα συστήματα ελέγχου που σχεδιάστηκαν και παρατίθεται απλώς για λόγους πληρότητας, ενώ η δεύτερη, όπως θα αναλυθεί και στην



παράγραφο 3.5, υιοθετείται από τον deadbeat έλεγχο για την δημιουργία των τάσεων αναφοράς.

### 2.3.2.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)



Σχήμα 2. 13 - Τριφασικές κυματομορφές με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών [2]

Η **ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)** είναι ιδιαίτερα δημοφιλής για μια σειρά βιομηχανικών και άλλων εφαρμογών, ενώ έχει αναλυθεί εκτεταμένα στη σχετική βιβλιογραφία. Το **σχήμα 2.5**, εξηγεί την **αρχή λειτουργίας** της τεχνικής SPWM, όπου μια ισοσκελής τριγωνική κυματομορφή συχνότητας  $f_c$ , που ονομάζεται **φορέας** ( $V_c$ ), **συγκρίνεται** με τρεις ημιτονικές **κυματομορφές αναφοράς**. Τα σήματα αναφοράς, αντιστοιχούν στις τάσεις εξόδου που πρόκειται να διαμορφωθούν, έχουν την θεμελιώδη συχνότητα και διαφέρουν μεταξύ τους φασικά κατά  $120^\circ$ . Τα **σημεία τομής** της κυματομορφής του φορέα και των σημάτων αναφοράς, αποτελούν τα **σημεία μετάβασης των διακοπτικών στοιχείων**. Για παράδειγμα, η τάση εξόδου  $V_{a0}$ , που είναι το αποτέλεσμα της αγωγής/σβέσης των διακοπών Q1 και Q2, είναι  $+0.5V_{DC}$ , όσο η τάση αναφοράς  $V_{a0}^*$  είναι μεγαλύτερη από το φορέα  $V_T$  και άγει ο Q1, ενώ γίνεται  $-0.5V_{DC}$  όταν η  $V_{a0}^*$  γίνει μικρότερη από την  $V_c$ , με αποτέλεσμα να άγει ο Q2. Στο σχήμα 2.13 παραλείπεται ο νεκρός χρόνος (dead-time) ανάμεσα στον θετικό παλμό των Q1 και Q2, που χρησιμοποιείται για να

αποφύγουμε την βραχυκύκλωση της πηγής κατά τα μεταβατικά φαινόμενα των διακοπών. Το εύρος των παλμών μεταβάλλεται με ημιτονοειδή τρόπο, έτσι ώστε, η θεμελιώδης συχνότητα  $f$  της τάσεως εξόδου να είναι ίση με αυτή του σήματος αναφοράς και η μέση τιμή της, πάνω σε μια περίοδο του φορέα, να είναι ανάλογη του ανάλογη του  $V_{a0}^*$ . Η τυπική κυματομορφή των φασικών και πολικών τάσεων για ένα φορτίο απομονωμένου ουδετέρου μπορεί να παραχθεί γραφικά, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5. Η ανάλυση Fourier του σήματος  $V_{a0}$  είναι κάπως περίπλοκη, αλλά μπορεί να αποδειχθεί ότι ισχύει η σχέση:

$$V_{a0} = 0.5m_a V_{DC} \sin(\omega t + \varphi) + \{ \text{Ανώτερες αρμονικές τάξης } M\omega_c \pm N\omega \} \quad (2.36)$$

Όπου  $m_a$ : ο συντελεστής διαμόρφωσης,  $\omega$ : η θεμελιώδης γωνιακή ταχύτητα,  $\varphi$ : η φασική απόκλιση της εξόδου που εξαρτάται από την σχετική θέση του φορέα και ντου σήματος διαμόρφωσης.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης  $m_a$  ορίζεται ως:

$$m_a = \frac{V_P}{V_T} \quad (2.37)$$

όπου  $V_P$ : η μέγιστη τιμή του σήματος διαμόρφωσης  $V_{a0}^*$  και  $V_T$ : η κορυφή του φορέα  $V_C$ . Ιδανικά, το  $m_a$  μπορεί να μεταβάλλεται από 0 έως 1, δίνοντας μια γραμμική σχέση μεταξύ του σήματος διαμόρφωσης και της τάσης εξόδου. Δηλαδή, ο αντιστροφείας δρα σαν ένας γραμμικός ενισχυτής το κέρδος  $G$ , του οποίου μπορεί να υπολογιστεί συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.36) και (2.37):

$$G = \frac{0.5m_a V_{DC}}{V_P} = \frac{0.5V_{DC}}{V_P} \quad (2.38)$$

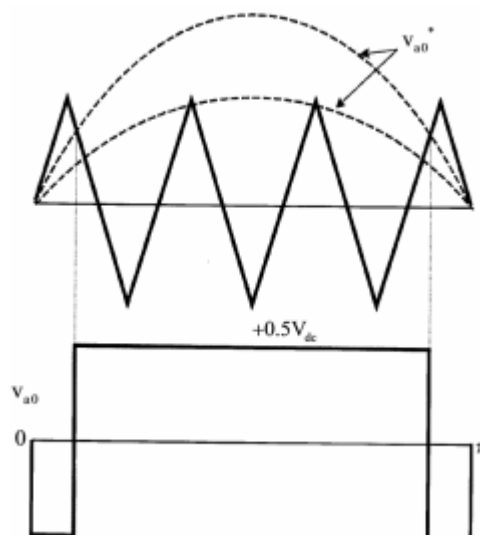
Για  $m_a=1$ , η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσεως εξόδου είναι  $0.5V_{DC}$ , που είναι το 78.55% της μέγιστης τιμής της θεμελιώδους συνιστώσας της τετραγωνικής κυματομορφής ( $2V_{DC}/\pi$ ). Με κατάλληλη μίξη τρίτων αρμονικών με το σήμα διαμόρφωσης αυτό το ποσοστό ανεβαίνει στο 90,7%. Η  $m_a=0$  η έξοδος του αντιστροφείας αντιστοιχεί στην λειτουργία με ένα τετραγωνικό παλμό με duty cycle=50%, με συχνότητα ίση με αυτή του φορέα.

Από την ανάλυση Fourier της τάσεως εξόδου προκύπτει ότι περιέχει ανώτερες αρμονικές, που βρίσκονται συγκεντρωμένες κοντά στην συχνότητα του φέροντος και στα πολλαπλάσια της. Όπως υποδεικνύει και η σχέση , οι αρμονικές σχετίζονται με την συχνότητα του φορέα, μέσω της σχέσης  $M\omega_c \pm N\omega$ , όπου  $M, N$  ακέραιοι και  $M+N=$  περιττός ακέραιος. Η παρουσία αρμονικών στην κυματομορφή εξόδου είναι αναπόφευκτη λόγω της μη γραμμικότητας των διακοπτικών στοιχείων, ωστόσο, η λειτουργία με διαμόρφωση SPWM δίνει το πλεονέκτημα του ότι οι αρμονικές μπορούν να ελεγχθούν μέσω κατάλληλης επιλογής της συχνότητας του φέροντος, ενώ , επίσης, οι αρμονικές χαμηλής τάξεως απουσιάζουν.

Στα σύγχρονα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων επικρατεί η διαρκής αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, έτσι ώστε να μειώνονται οι αρμονικές του ρεύματος, και ,κατά συνέπεια, οι απώλειες πυρήνα της μηχανής. Ωστόσο, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, οδηγεί στην αύξηση των απωλειών του μετατροπέα. Επομένως, η επιλογή της διακοπτικής συχνότητας πρέπει να αποτελεί το αποτέλεσμα του συμβιβασμού μεταξύ των απωλειών μετατροπέα-κινητήρα.

Η τιμή του  $m_a$  μπορεί να αυξηθεί πέραν του 1 περνώντας έτσι στην περιοχή **υπερδιαμόρφωσης** ή οιονεί-SPWM περιοχή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6 μόνο για τη θετική ημιπερίοδο. Η κυματομορφή της τάσης  $V_{a0}$  καταδεικνύει ότι οι παλμοί κοντά στο

κέντρο της θετικής ημιπεριόδου (και αντίστοιχα της αρνητικής) έχουν εξαφανιστεί, δίνοντας μια οιονεί τετραγωνική κυματομορφή με θεμελιώδη συνιστώσα μεγαλύτερου πλάτους. Η συνάρτηση μεταφοράς του αντιστροφέα στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης είναι μη γραμμική, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.8, ενώ οι αρμονικές χαμηλής τάξης επανεμφανίζονται. Τελικά, για ένα μεγάλο δείκτη διαμόρφωσης (δηλαδή για ένα μεγάλο σήμα αναφοράς), θα υπάρχουν σε κάθε ημιπερίοδο μόνο δύο μεταγωγές από τα θετικά στα αρνητικά και το αντίθετο (μία στην αρχή και μία στο τέλος) οδηγώντας έτσι στην λειτουργία υπό τετραγωνική κυματομορφή τάσης ενός παλμού ανά ημιπερίοδο που περιγράφηκε στην παράγραφο . Σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας είναι  $2V_{DC}/\pi$ .



Σχήμα 2.14 –Κυματομορφές στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης

### 2.3.2.2 Space Vector Pulse Width Modulation – SVPWM

Η τεχνική SVPWM, είναι μια προηγμένη, εντατικού υπολογισμού τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών και πιθανώς η καλύτερη ανάμεσα στις PWM τεχνικές [23]. Εξαιτίας των ανώτερων χαρακτηριστικών της, τα τελευταία χρόνια έχει γνωρίσει ευρεία χρήση σε πλήθος εφαρμογών.

Η SPWM τεχνική που αναπτύχθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, λαμβάνει υπ' όψη μόνο την εφαρμογή της στο στοιχείο της ημιγέφυρας της κάθε φάσης του αντιστροφέα. Αν ο ουδέτερος του φορτίου είναι συνδεδεμένος με τον κόμβο αναφοράς της DC τάσης, οι τρεις ημιγέφυρες λειτουργούν ανεξάρτητα και έχουμε ικανοποιητική PWM λειτουργία. Αν, όμως, ο ουδέτερος του φορτίου είναι απομονωμένος, όπως συμβαίνει, συνήθως, όταν το φορτίο είναι μια μηχανή, οι φάσεις αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Η SVPWM, λαμβάνει υπ' όψη αυτή την αλληλεπίδραση και βελτιστοποιεί το αρμονικό περιεχόμενο των φορτίων με απομονωμένο ουδέτερο. Για την κατανόηση της τεχνικής SVM, είναι απαραίτητη η έννοια του **περιστρεφόμενου διανύσματος** που αναλύθηκε στην παράγραφο 2.2.2. Για παράδειγμα, αν οι συμμετρικές τριφασικές συνιστώσες της τάσης περιγράφονται από τις σχέσεις:

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_m \cos \omega t \\
 V_b &= V_m \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 V_c &= V_m \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right)
 \end{aligned}
 \quad (2.39)$$

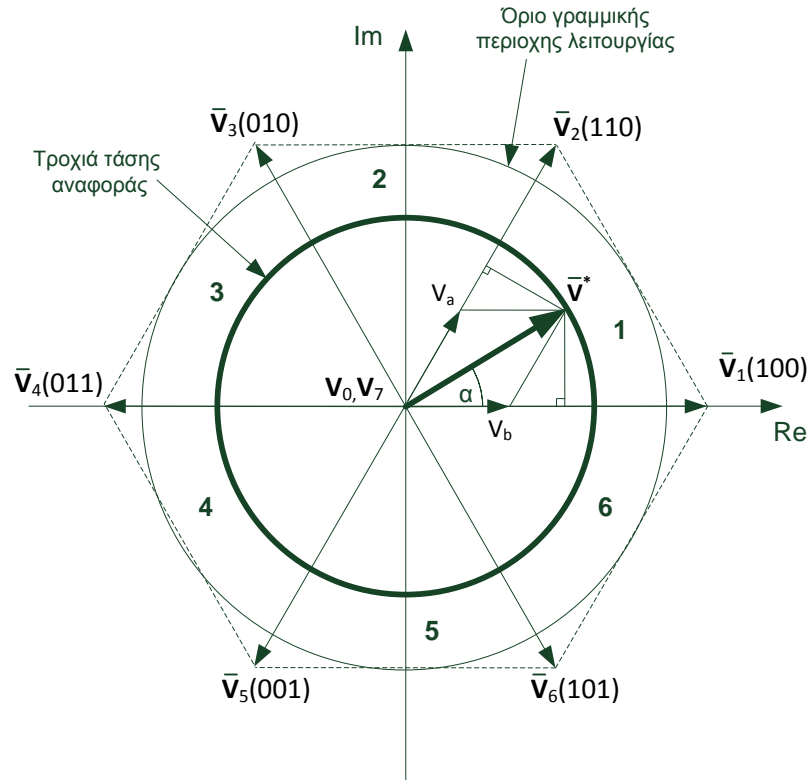
τροφοδοτούν έναν σύγχρονο κινητήρα μονίμων μαγνητών. Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.16), μπορούν να μετασχηματιστούν σε ένα διάνυσμα  $\bar{V}$ , με πλάτος  $V_m$  που περιστρέφεται στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ με την σύγχρονη ταχύτητα, ενώ η φορά της περιστροφής εξαρτάται από την διαδοχή των φάσεων.

Με ημιτονοειδής τάσης ελέγχου, οι τάσεις εξόδου που συντίθενται από τους παλμούς του αντιστροφέα, πρέπει να είναι τέτοιες, ώστε οι μέσες τιμές τους να είναι ίσες με αυτές των σημάτων αναφοράς, με ελάχιστο αρμονικό περιεχόμενο.

Ένας τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων, έχει συνολικά  $2^3=8$  διακοπτικές καταστάσεις, που προκύπτουν από τους διαφορετικούς επιτρεπτούς συνδυασμούς των διακοπών του. Ο πίνακας (2.1) περιέχει τις όλες τις δυνατές διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα, μαζί με τις τάσεις φάσεως-ουδετέρου μιας μηχανής με απομονωμένο ουδέτερο, και τις συνιστώσες των αντίστοιχων διανυσμάτων στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ. Ας πάρουμε για παράδειγμα την κατάσταση 1 όπου άγουν οι διακόπτες  $Q_1, Q_4$  και  $Q_6$ . Σε αυτήν την κατάσταση, η φάση a είναι συνδεδεμένη στον θετικό ζυγό ενώ οι φάσεις b,c στον αρνητικό. Από την επίλυση του κυκλώματος ή από την εφαρμογή των σχέσεων (2.33)-(2.35), προκύπτει ότι  $V_{an} = 2/3V_{DC}$ ,  $V_{bn} = -1/3V_{DC}$  και  $V_{cn} = -1/3V_{DC}$ . Ο αντιστροφέας έχει έξι ενεργές καταστάσεις (1-6), όπου εφαρμόζεται τάση στο φορτίο, και δύο μηδενικές καταστάσεις (0 και 7), όπου οι ακροδέκτες της μηχανής βραχυκυκλώνονται μέσω των πάνω ή κάτω διακοπτικών στοιχείων. Οι οκτώ φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, που αντιστοιχούν στην κάθε διακοπτική κατάσταση, μπορούν να μετασχηματιστούν, με την βοήθεια της σχέσης (2.16) στα αντίστοιχα διανύσματα στο μιγαδικό επίπεδο, που φαίνονται στο σχήμα 2.7. Τα έξι μη μηδενικά διανύσματα  $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$  σχηματίζουν γωνίες  $\pi/3$ , και ορίζουν ένα εξαγωνικό όριο, ενώ τα δύο μηδενικά διανύσματα  $\bar{V}_0, \bar{V}_7$  βρίσκονται στην αρχή των αξόνων.

Αριθμός Κατάστασης	Διακόπτες Που άγουν	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_a$	$V_b$	Διάνυσμα Κατάστασης Αντιστροφέα
0	$Q_4 Q_6 Q_2$	0	0	0	0	0	$\bar{V}_0(000)$
1	$Q_1 Q_4 Q_6$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	0	$\bar{V}_1(100)$
2	$Q_1 Q_3 Q_6$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$\sqrt{3}V_{DC}/3$	$\bar{V}_2(110)$
3	$Q_2 Q_3 Q_6$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$\sqrt{3}V_{DC}/3$	$\bar{V}_3(010)$
4	$Q_2 Q_3 Q_5$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	0	$\bar{V}_4(011)$
5	$Q_2 Q_4 Q_5$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-\sqrt{3}V_{DC}/3$	$\bar{V}_5(001)$
6	$Q_1 Q_4 Q_5$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-\sqrt{3}V_{DC}/3$	$\bar{V}_6(101)$
7	$Q_1 Q_3 Q_5$	0	0	0	0	0	$\bar{V}_7(111)$

Πίνακας 2. 3 – Τάσεις εξόδου τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων.  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  οι τάσεις εξόδου φάσεως –ουδετέρου και  $V_a, V_b$  οι συνιστώσες τους στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ



Σχήμα 2. 15 - Διάγραμμα διανυσμάτων τάσεων εξόδου τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ.

Στη συνέχεια, αναλύεται ο τρόπος με τον οποίο ελέγχονται τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα, προκειμένου να παραχθούν τάσεις εξόδου στην γραμμική περιοχή λειτουργίας και στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης.

### Γραμμική περιοχή λειτουργίας

Ας θεωρήσουμε, πρώτα, την γραμμική περιοχή λειτουργίας ή περιοχή υποδιαμόρφωσης, όπου τα χαρακτηριστικά μεταφοράς του αντιστροφέα είναι γραμμικά. Οι τάσεις αναφοράς είναι πάντα ημιτονοειδής και συμμετρικές και επομένως αποτελούν ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς  $\bar{V}^*$ , η τροχιά του οποίου φαίνεται στο σχήμα 2.15.

Για την **παραγωγή του διανύσματος αναφοράς**, χρησιμοποιούνται τα διανύσματα τάσεων εξόδου που σχηματίζουν τον τομέα, στον οποίο βρίσκεται. Για παράδειγμα, αν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον πρώτο τομέα, χρησιμοποιούνται τα διανύσματα  $\bar{V}_1, \bar{V}_2$ . Το  $\bar{V}^*$  μπορεί να αναλυθεί στους άξονες που ορίζονται από αυτά τα διανύσματα, ως εξής:

$$V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - a\right) = V_a \sin\frac{\pi}{3} \quad (2.40)$$

$$V^* \sin a = V_b \sin\frac{\pi}{3} \quad (2.41)$$

Επομένως:

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (2.42)$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin \alpha \quad (2.43)$$

Όπου  $V_a, V_b$  είναι οι συνιστώσες του διανύσματος  $\bar{V}^*$  στους άξονες των διανυσμάτων  $\bar{V}_1$  και  $\bar{V}_2$ , αντίστοιχα. Θεωρώντας μια περίοδο  $T_C$ , κατά την διάρκεια της οποίας οι μέσες τιμές της εξόδου θα πρέπει να είναι ίσες με αυτές του ελέγχου, μπορούμε να γράψουμε το διάνυσμα αναφοράς, ως εξής:

$$\bar{V}^* = V_a + V_b = V_1 \frac{t_a}{T_C} + V_2 \frac{t_b}{T_C} + (V_0 \text{ ή } V_7) \frac{t_0}{T_C} \quad (2.44)$$

ή

$$\bar{V}^* T_C = V_1 t_a + V_2 t_b + (V_0 \text{ ή } V_7) t_0 \quad (2.45)$$

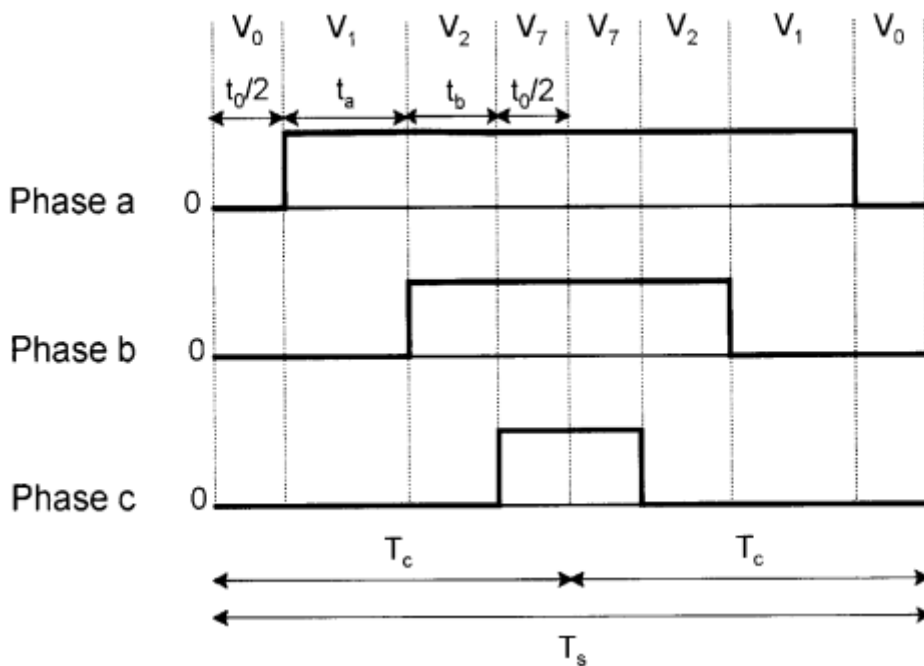
Όπου:

$$t_a = \frac{V_a}{V_1} T_C \quad (2.46)$$

$$t_b = \frac{V_b}{V_1} T_C \quad (2.47)$$

$$t_0 = T_C - (t_a + t_b) \quad (2.48)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι τα χρονικά διαστήματα  $t_a, t_b$  παράγουν την επιθυμητή τάση, ενώ το υπόλοιπο χρονικό διάστημα για την ολοκλήρωση της περιόδου  $T_C$ , εφαρμόζεται ένα μηδενικό διάνυσμα εξόδου. Το σχήμα δείχνει την δημιουργία των συμμετρικών παλμών για δύο περιόδους  $T_C$ . Εδώ η συχνότητα δειγματοληψίας είναι  $T_s = 2T_C$ . Αξίζει να αναφερθεί ότι ο χρόνος εφαρμογής των μηδενικών διανυσμάτων, μοιράζεται μεταξύ των  $\bar{V}_0, \bar{V}_7$  έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται ο αριθμός των μεταβάσεων των διακοπών, μεταξύ δυο διαδοχικών διανυσμάτων.



Σχήμα 2. 16 - Κατασκευή συμμετρικών παλμών για τις τρεις φάσεις του αντιστροφέα [23]

Στην περιοχή υποδιαμόρφωσης, το διάνυσμα ελέγχου  $\bar{V}^*$  παραμένει πάντα εντός των ορίων του εγγεγραμμένου κύκλου που φαίνεται στο σχήμα 2.7. Ορίζουμε τον **τροποποιημένο συντελεστή διαμόρφωσης**, ως εξής:

$$m' = \frac{V^*}{\hat{V}_{1sw}} \quad (2.49)$$

όπου  $V^*$  είναι το πλάτος του διανύσματος αναφοράς, το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της τετραγωνικής τάσης ( $2V_{DC}/\pi$ ). Το  $m'$  παίρνει τιμές μεταξύ 0 και 1. Από την γεωμετρία του σχήματος 2.7, προκύπτει ότι το πλάτος του διανύσματος ελέγχου στο όριο της γραμμικής περιοχής λειτουργίας, είναι ίσο με την ακτίνα του εγγεγραμμένου κύκλου, δηλαδή:

$$V_{max}^* = \frac{2}{3}V_{DC} \cos \frac{\pi}{6} = 0,577V_{DC} \quad (2.50)$$

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

$$m' = \frac{V_{max}^*}{\hat{V}_{1sw}} = \frac{0,577V_{DC}}{2/\pi \cdot V_{DC}} = 0,907$$

Αυτό σημαίνει ότι το 90,7% της θεμελιώδους συνιστώσας είναι διαθέσιμο στην γραμμική περιοχή, μεγαλύτερο, δηλαδή, απ' το 78.55% στην SPWM τεχνική.

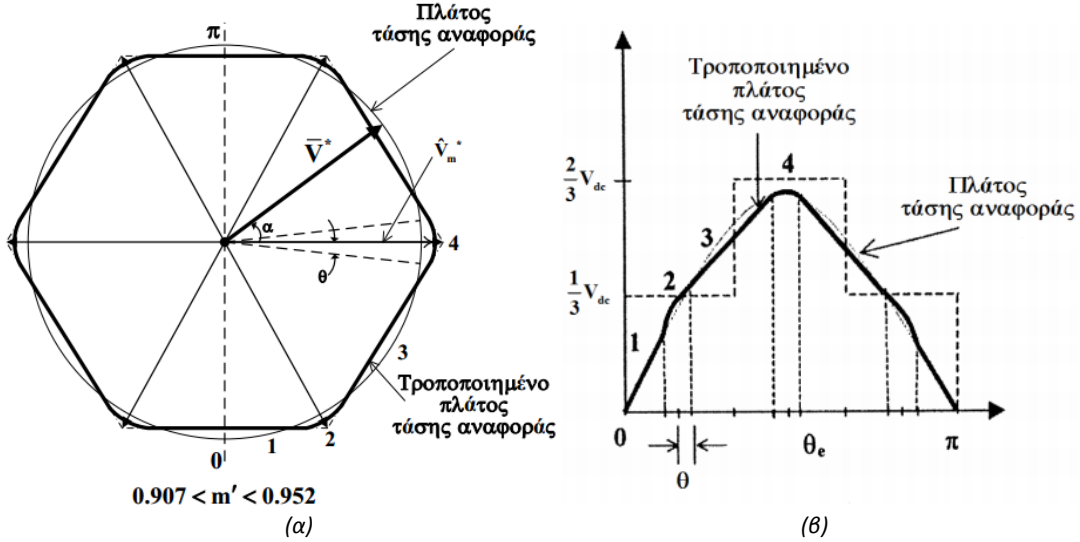
### **Περιοχή υπερδιαμόρφωσης**

Η περιοχή υπερδιαμόρφωσης, ή μη-γραμμική περιοχή, ξεκινά όταν το μέτρο της τάσης αναφοράς ξεπεράσει τα όρια του εξαγώνου. Η λειτουργία υπερδιαμόρφωσης, μπορεί να **διακριθεί σε δύο υποπεριοχές**.

Στην **1η υποπεριοχή λειτουργίας**, που φαίνεται στο σχήμα 2.9α, η τροχιά του διανύσματος αναφοράς, τέμνει το εξάγωνο, δύο φορές σε κάθε τομέα. Στις περιοχές που το διάνυσμα αναφοράς ξεπερνά το όριο του εξαγώνου, θα υπάρξει απώλεια για τη θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης εξόδου. Προκειμένου να αντισταθμιστεί η απώλεια αυτή, επιλέγεται μια τροποποιημένη τροχιά τάσης αναφοράς, η οποία παραμένει εν μέρει πάνω στο εξάγωνο και εν μέρει ακολουθεί μια κυκλική τροχιά. Αυτό το κυκλικό μέρος της τροποποιημένης τροχιάς έχει ακτίνα  $\bar{V}_m^*$  που είναι μεγαλύτερη από το μέτρο  $\bar{V}^*$ . ενώ τέμνει το εξάγωνο υπό γωνία  $\theta$ . Σημειώνεται ότι οι εξισώσεις (2.46)-(2.48) εξακολουθούν να ισχύουν για το κυκλικό κομμάτι της τροχιάς, με τη διαφορά ότι το πλάτος  $\bar{V}^*$  αντικαθίσταται από την ακτίνα  $\bar{V}_m^*$ . Στο κομμάτι της τροχιάς που ανήκει στο εξάγωνο, όμως, ο χρόνος  $t_0$  απουσιάζει, δίνοντας μόνο χρονικά διαστήματα  $t_a$  και  $t_b$ . Οι εκφράσεις για τα  $t_a$  και  $t_b$ , είναι:

$$t_a = T_c \left[ \frac{\sqrt{3} \cos a - \sin a}{\sqrt{3} \cos a + \sin a} \right] \quad (2.51)$$

$$t_b = T_c - t_a \quad (2.52)$$



Σχήμα 2.17 – (α) Τροχιά του διανύσματος αναφοράς στην 1<sup>η</sup> υποπεριοχή υπερδιαμόρφωσης (β) Αναπαράσταση της φασικής τάσης αναφοράς στο πεδίο του χρόνου [23]

Η τροποποιημένη τάση δίνεται κατά προσέγγιση από γραμμικά τμήματα για τα κομμάτια της τροχιάς που ανήκουν στο εξάγωνο και από ημιτονοειδή τμήματα για τα κομμάτια της κυκλικής τροχιάς. Οι εξισώσεις για τα τέσσερα τμήματα της τάσης (συμβολίζονται 1 έως 4 στο Σχήμα 2.9β) του πρώτου τεταρτημορίου μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\text{Τμήμα 1: } v_1 = m_1 \theta_e \quad \text{για } 0 < \theta < \left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) \quad (2.53)$$

$$\text{Τμήμα 2: } v_2 = \bar{V}_m^* \sin \theta_e \quad \text{για } \left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) < \theta < \left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) \quad (2.54)$$

$$\text{Τμήμα 3: } v_3 = A + \frac{m_1}{2} \theta_e \quad \text{για } \left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) < \theta < \left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \quad (2.55)$$

$$\text{Τμήμα 4: } v_4 = \bar{V}_m^* \sin \theta_e \quad \text{για } \left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) < \theta < \frac{\pi}{2} \quad (2.56)$$

Όπου  $m_1 = 2V_{dc}/\pi$  και  $A = 2V_{dc}/6$ . Η τάση  $\bar{V}_m^*$  μπορεί να υπολογιστεί σαν συνάρτηση της γωνίας  $\theta$  εξισώνοντας τις σχέσεις (2.44) και (2.45) για γωνία  $\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)$  ως εξής:

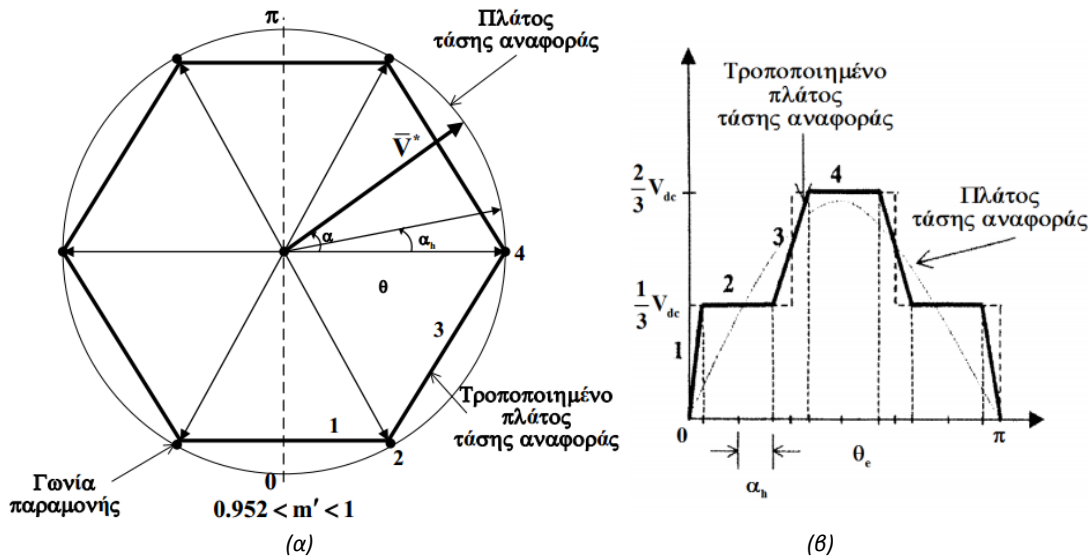
$$\bar{V}_m^* = \frac{2V_{dc} \left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)}{\pi \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} \quad (2.57)$$

Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μπορεί να γραφεί χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (1.43)-(1.46):



$$V_1 = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{6}-\theta} v_1 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}-\theta}^{\frac{\pi}{6}+\theta} v_2 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}+\theta}^{\frac{\pi}{2}-\theta} v_3 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{\pi}{2}} v_4 \sin \theta_e d\theta_e \right] \quad (2.58)$$

Στη 2<sup>η</sup> υποπεριοχή της λειτουργίας υπερδιαμόρφωσης, το μέτρο του διανύσματος αναφοράς αυξάνεται και άλλο, ωθώντας τις τάσεις εξόδου σε τετραγωνικές κυματομορφές. Και σε αυτήν την περίπτωση, η πραγματική τροχιά αναφοράς τροποποιείται προκειμένου να πετύχουμε τις ελάχιστες δυνατές απώλειες για τη θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης εξόδου. Η λειτουργία στην περιοχή αυτή, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.10α, χαρακτηρίζεται από την εν μέρει παραμονή του τροποποιημένου διανύσματος αναφοράς στις γωνίες του εξαγώνου για μια γωνία παραμονής  $\alpha_h$ , και την εν μέρει διατήρησή του στις πλευρές του εξαγώνου. Κατά τη διάρκεια παραμονής του στα όρια της γωνίας  $\alpha_h$ , το πλάτος των τριών φασικών τάσεων αναφοράς (μια εκ των οποίων φαίνεται στη χρονική αναπαράσταση του Σχήματος 2.10β) παραμένουν σταθερά, ενώ για τα τμήματα της τροχιάς που ανήκουν στο εξάγωνο τα πλάτη αυτά μεταβάλλονται γραμμικά. Στο τέλος της 2<sup>ης</sup> υποπεριοχής υπερδιαμόρφωσης, τα γραμμικά τμήματα εξαφανίζονται, οδηγώντας σε τετραγωνικές κυματομορφές τάσεων εξόδου, οπότε το τροποποιημένο διάνυσμα αναφοράς παραμένει στην κάθε μία γωνία του εξαγώνου για  $\pi/3$ , δηλαδή για γωνία  $\alpha_h = \pi/6$ .



Σχήμα 2.18 – (α) Τροχιά του διανύσματος αναφοράς στην 2<sup>η</sup> υποπεριοχή υπερδιαμόρφωσης (β) Αναπαράσταση της φασικής τάσης αναφοράς στο πεδίο του χρόνου [23]

Σε αυτή την περίπτωση, η εξίσωση για τα τέσσερα τμήματα της τάσης, μπορούν να γραφτούν:

$$\text{Τμήμα 1: } v_1 = m_1 \theta_e \quad \text{για } 0 < \theta_e < \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \quad (2.59)$$

$$\text{Τμήμα 2: } v_2 = \frac{1}{3} V_{dc} \quad \text{για } \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) < \theta_e < \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) \quad (2.60)$$

$$\text{Τμήμα 3: } v_3 = A + m_2 \theta_e \quad \text{για } \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) < \theta_e < \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) \quad (2.61)$$

Τμήμα 4:  $v_4 = \frac{21}{3}V_{dc}$  για  $(\frac{\pi}{2} - a_h) < \theta_e < \frac{\pi}{2}$  (2.62)

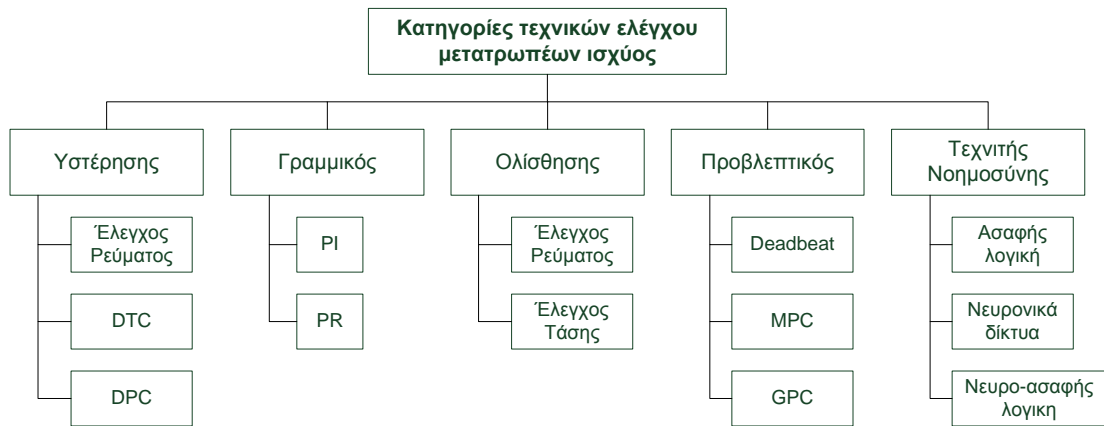
Όπου  $m_1 = \frac{V_{dc}}{3(\frac{\pi}{6} - a_h)}$ ,  $m_2 = \frac{V_{dc}}{3(\frac{\pi}{3} - 2a_h)}$ ,  $A = \frac{V_{dc}(\frac{\pi}{6} - 3a_h)}{3(\frac{\pi}{3} - 2a_h)}$

Όπως προηγουμένως, η θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μπορεί να υπολογιστεί μέσω της σχέσης:

$$V_1 = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{6}-a_h} v_1 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}-a_h}^{\frac{\pi}{6}+a_h} v_2 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}+a_h}^{\frac{\pi}{2}-a_h} v_3 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}-a_h}^{\frac{\pi}{2}} v_4 \sin \theta_e d\theta_e \right] \quad (2.63)$$

## 2.4 Τεχνικές Ελέγχου Μετατροπών Ισχύος

Οι μετατροπείς ισχύος, όπως ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης αναλύθηκε παραπάνω, αποτελούν μια βασική υπομονάδα πολλών σύγχρονων εφαρμογών, και τις τελευταίες δεκαετίες έχουν προταθεί διάφορες τεχνικές για τον έλεγχο τους. Οι **πιο δημοφιλείς** από τις αυτές, παρουσιάζονται στο **σχήμα 2.19** [3]. Ορισμένες, είναι πολύ καθιερωμένες και απλές, όπως ο μη-γραμμικός έλεγχος υστέρησης ή ο γραμμικός PI έλεγχος, ενώ νεότερες τεχνικές, που επιτυγχάνουν βελτιωμένη συμπεριφορά του συστήματος, είναι γενικά πιο περίπλοκες ή απαιτούν πλατφόρμες ελέγχου πολύ μεγαλύτερης υπολογιστικής ισχύος.



Σχήμα 2.19 – Διαφορετικοί τύποι ελεγκτών μετατροπών ισχύος

### Έλεγχος υστέρησης

Στον έλεγχο υστέρησης, οι διακοπτικές καταστάσεις των ημιαγωγών του μετατροπέα καθορίζονται από την σύγκριση της μετρούμενης τιμής κάποιας μεταβλητής και της τιμής αναφοράς της, θεωρώντας ένα δεδομένο διάστημα υστέρησης για το σφάλμα. Αυτό το σχήμα ελέγχου μπορεί να χρησιμοποιηθεί, τόσο σε απλές εφαρμογές όπως ο έλεγχος ρεύματος, όσο και σε πιο σύνθετα σχήματα, όπως ο άμεσος έλεγχος ροπής DTC. Η συγκεκριμένη τεχνική, οφείλει την προέλευσή της στα αναλογικά ηλεκτρονικά, και η εφαρμογή της σε μία ψηφιακή πλατφόρμα, απαιτεί πολύ υψηλή συχνότητα δειγματοληψίας. Ο βρόγχος υστέρησης και η μη

γραμμικότητα του συστήματος έχουν σαν συνέπεια την λειτουργία του μετατροπέα υπό μεταβλητή συχνότητα, με αποτέλεσμα το φάσμα των αρμονικών του ρεύματος να είναι συνεχές. Αυτό οδηγεί στην χρήση ογκωδών και αντιοικονομικών φίλτρων, εκτός απ' την περίπτωση που το φορτίο είναι αρκετά επαγωγικό, όπως ένα κινητήρας. Προκειμένου να ελεγχθεί η διακοπτική συχνότητα, έχουν προταθεί ορισμένες τροποποιήσεις του βασικού αλγορίθμου.

### **Γραμμικοί ελεγκτές**

Οι γραμμικοί ελεγκτές χρησιμοποιούνται σε συνδυασμό με κάποιο στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM ή SVM), με την πιο συνηθισμένη επιλογή να αποτελεί η χρήση του PI ελεγκτή. Συνήθως, υιοθετούνται σε βρόχους ελέγχου του ρεύματος, όπως στον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC), σε σχήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων, ή σε στον έλεγχο προσανατολισμένο σε τάση (voltage-oriented control, VOC), σε σχήματα ελέγχου αντιστροφών συνδεδεμένων με το δίκτυο. Επειδή οι PI ελεγκτές δουλεύουν καλύτερα με dc σήματα, ο έλεγχος εφαρμόζεται στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq, ενώ αντίθετα, το στατό πλαίσιο αναφοράς αβ χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με τους PR ελεγκτές, που λειτουργούν με εναλλασσόμενα σήματα. Το γεγονός ότι ένας γραμμικός ελεγκτής εφαρμόζεται σε ένα μη γραμμικό σύστημα, μπορεί να οδηγήσει σε άνιση συμπεριφορά σε διαφορετικά σημεία λειτουργίας του συστήματος. Επί πλέον, οι σημερινές ψηφιακές εφαρμογές απαιτούν σχήματα ελέγχου διακριτού χρόνου τα οποία είναι μια προσέγγιση των κλασικών PI ελεγκτών συνεχούς χρόνου. Τα παραπάνω, σε συνδυασμό με το στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών, εισάγουν πολλά στάδια σχεδίασης και πολλούς παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπ' όψη για την δημιουργία ενός καλού συστήματος ελέγχου, το οποίο μπορεί να είναι ιδιαίτερα δύσκολο για την περίπτωση ορισμένων μετατροπέων, όπως οι πολυεπίπεδοι (multilevel converters) ή οι μετατροπείς πίνακα (matrix converters).

Με την ανάπτυξη των νέων ισχυρότερων επεξεργαστών, προτάθηκαν νέα σχήματα ελέγχου, όπως ο **έλεγχος ασαφούς λογικής** (fuzzy logic control), τα **νευρωνικά δίκτυα** (neural networks), ο **έλεγχος ολίσθησης** (sliding mode control) και ο **προβλεπτικός έλεγχος** (Predictive Control). Ανάμεσα τους, ο προβλεπτικός έλεγχος παρουσιάζεται ως μια πολύ ενδιαφέρουσα εναλλακτική επιλογή για τον έλεγχο των μετατροπέων ισχύος και των συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών. Ο προβλεπτικός έλεγχος αποτελεί μια μεγάλη οικογένεια σχημάτων ελέγχου, κάθε ένα από τα οποία χρησιμοποιεί διαφορετικές προσεγγίσεις. Η κοινή ιδέα πίσω από όλα τα σχήματα προβλεπτικού ελέγχου, είναι η χρησιμοποίηση του μοντέλου του συστήματος για τον υπολογισμό των μελλοντικών τιμών των υπό έλεγχο μεταβλητών, και η εφαρμογή κάποιου κριτηρίου βελτιστοποίησης για την επιλογή της κατάλληλης δράσης.

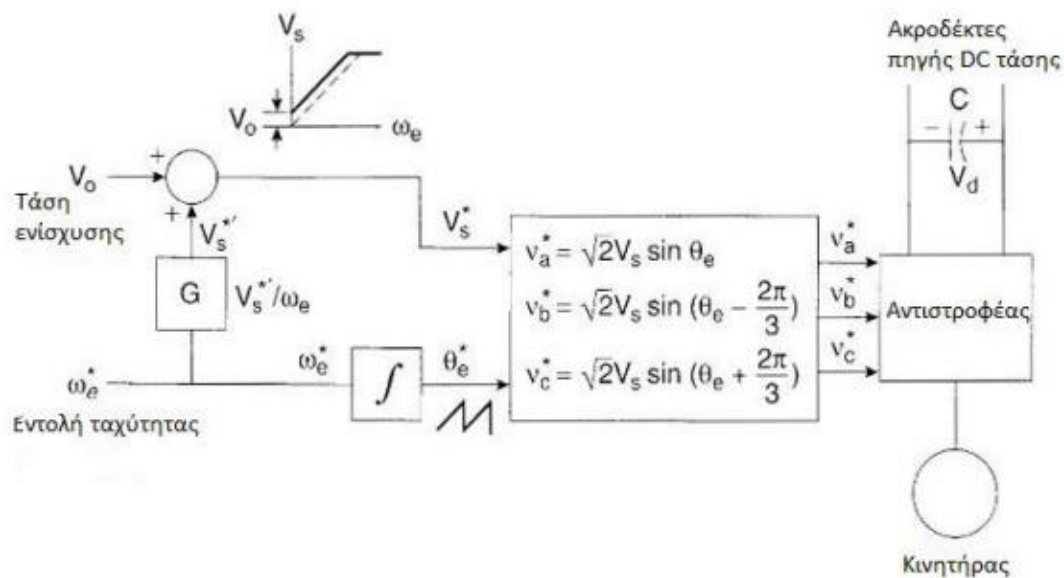
Ανάμεσα στις τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου ο **διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου** (Discrete control Set Model Predictive Control, **DS-MPC**) και ο **deadbeat έλεγχος**, οι βασικές αρχές των οποίων παρουσιάζονται στις παραγράφους 5.4 και 5.5, αποτελούν τις πλέον καθιερωμένες, εξαιτίας μιας σειράς πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν. Προκειμένου να ελεγχθεί η ταχύτητα και η ροπή ενός ηλεκτρικού κινητήρα μόνιμων μαγνητών, οι ελεγκτές του σχήματος, συνδυάζονται με μια από τις στρατηγικές ελέγχου που αναπτύσσονται στην επόμενη ενότητα.

## 2. 5 Στρατηγικές Ελέγχου Μεταβλητής Ταχύτητας Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών

Σε ένα σύστημα οδήγησης σύγχρονου κινητήρα, η ταχύτητα περιστροφής της μηχανής είναι ανάλογη της συχνότητας των ρευμάτων που παρέχονται από τον μετατροπέα. Αντίθετα με την μηχανή επαγωγής, είτε θα περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα, είτε δεν θα περιστρέφεται καθόλου. Στην ουσία, υπάρχουν **δύο τρόποι ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας** μιας σύγχρονης μηχανής [17]. Ο πρώτος, είναι ο έλεγχος ανοικτού βρόχου, ή **βαθμωτός έλεγχος** (scalar control), όπου η ταχύτητα της μηχανής ελέγχεται ανεξάρτητα, μέσω του ελέγχου της συχνότητας του αντιστροφέα, ο δεύτερος είναι ο λεγόμενος αυτο-έλεγχος, ή **διανυσματικός έλεγχος** (vector control), κλειστού βρόχου, ο οποίος λαμβάνει υπ' όψη το φαινόμενο σύζευξης των εξισώσεων της μηχανής.

### 2. 5.1 Βαθμωτός Έλεγχος V/f Ανοικτού Βρόχου (Open Loop V/F Scalar Control)

Ο βαθμωτός έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.20, αποτελεί ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα ανεξάρτητου ελέγχου της συχνότητας. Σε μια ηλεκτρική μηχανή η ταχύτητα και η ροή εξαρτώνται από την συχνότητα και την τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της, με ένα πεπλεγμένο τρόπο. Ο έλεγχος V/f, **δεν λαμβάνει υπ' όψη** αυτήν την **αλληλεπίδραση**, όπως θα αναλυθεί στην συνέχεια, με αποτέλεσμα να αδυνατεί να επιτύχει τις υψηλές επιδόσεις των τεχνικών κλειστού βρόχου. Ωστόσο τα συστήματα οδήγησης με βαθμωτούς ελεγκτές επιλέγονται ακόμα και σήμερα σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος που απαιτούν μικρό κόστος κατασκευής.



Σχήμα 2.20- Έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου[2]

Η συγκεκριμένη τεχνική, βασίζεται στον **έλεγχο της ταχύτητα της μηχανής, μέσω της συχνότητας** της τάσης που εφαρμόζει και στη διατήρηση της ροής του στάτη σταθερή και ίση με την ονομαστική, ώστε να μεγιστοποιείται ο λόγος ροπής/ρεύματος. Για να επιτευχθεί αυτό, πρέπει ο **λόγος της τάσης προς την συχνότητα V/f να παραμένει σταθερός**. Αυτό μπορεί να φανεί, αν στην εξίσωση (2.1) αγνοήσουμε την πτώση τάση στη αντίσταση στάτη, οπότε έχουμε:

$$\mathbf{v}_S = \frac{d\psi_S}{dt} = \frac{d}{dt} \{ |\psi_S| e^{j\theta} \} \Rightarrow \mathbf{v}_S = \frac{d}{dt} |\psi_S| + j|\psi_S| \omega_m e^{j\theta} \quad (2.64)$$

Επομένως, για να διατηρείται το μέτρο της ροής του στάτη σταθερό, θα πρέπει:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_S &= j|\psi_S| \omega_m e^{j\theta} \Rightarrow \\ |\mathbf{v}_S| &= |\psi_S| \omega_m \quad (2.65) \end{aligned}$$

Ο έλεγχος V/f στηρίζεται στην εξίσωση (2.65), που λαμβάνει υπ' όψη μόνο τα μέτρα των αντίστοιχων μεγεθών και για αυτό ονομάζεται και βαθμωτός (scalar), σε αντίθεση με τον διανυσματικό έλεγχο (vector control) κλειστού βρόγχου, που παρουσιάζεται στην επόμενη ενότητα. Έτσι, το σήμα του πλάτους αναφοράς  $V_S^*$  παράγεται από το σήμα αναφοράς της ταχύτητας πολλαπλασιασμένο με ένα κέρδος G. Στις **χαμηλές ταχύτητες** η πτώση τάσης στο τύλιγμα του στάτη είναι αρκετά σημαντική με αποτέλεσμα την μείωση της παραγόμενης ροής. Για την αντιστάθμιση αυτού του φαινομένου, προστίθεται μια **ενισχυτική τάση  $V_0$**  (boost voltage) στο σήμα του πλάτους αναφοράς. Η επίδραση της  $V_0$  γίνεται αμελητέα στις υψηλότερες συχνότητες. Τέλος, το σήμα της ταχύτητας αναφοράς  $\omega_e^*$  ολοκληρώνεται, παράγοντας το σήμα της γωνίας αναφοράς  $\theta_e^*$ , και οι τάσεις αναφοράς, που σχηματίζονται με βάση τις σχέσεις που φαίνονται στο σχήμα 2.20, παράγονται μέσω ενός σταδίου PWM, που δεν περιέχεται στο σχήμα.

Το **σχήμα 2.21** εξηγεί την **λειτουργία του συστήματος ελέγχου**, τόσο για την περίπτωση που η μηχανή λειτουργεί σαν **κινητήρας**, όσο και στην περίπτωση που λειτουργεί σαν **πέδη**. Το αντίστοιχο φασικό διάγραμμα, παρουσιάζεται στο σχήμα 2.22, στο οποίο δεν λαμβάνεται υπ' όψη η αντίσταση του στάτη  $R_s$ . Η ροή του πεδίου  $\Psi_f$ , λαμβάνεται ως το διάνυσμα αναφοράς και το ρεύμα  $I_s$ , είναι επαγωγικό. Ένα ισοδύναμο (αλλά φανταστικό) ρεύμα  $I_f$  για τον δρομέα εικονίζεται επίσης στο σχήμα 2.22. Αν υποθέσουμε, για λόγους απλότητας, ότι η αρχική ροπή φορτίου είναι 0, η μηχανή μπορεί να εκκινήσει εύκολα και να κινηθεί απ' το σημείο 0 στο σημείο A, αυξάνοντας σταδιακά την συχνότητα. Σε αυτό το σημείο, η ροπή φορτίου, μπορεί να αυξηθεί σταδιακά μέχρι το σημείο B. Σε συνθήκες σταθερής κατάστασης  $T_e = T_L$ , το σημείο λειτουργίας, θα κινηθεί κατακόρυφα στο πρώτο τεταρτημόριο, πάνω στην ευθεία AB. Η **ηλεκτρομαγνητική ροπή** μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

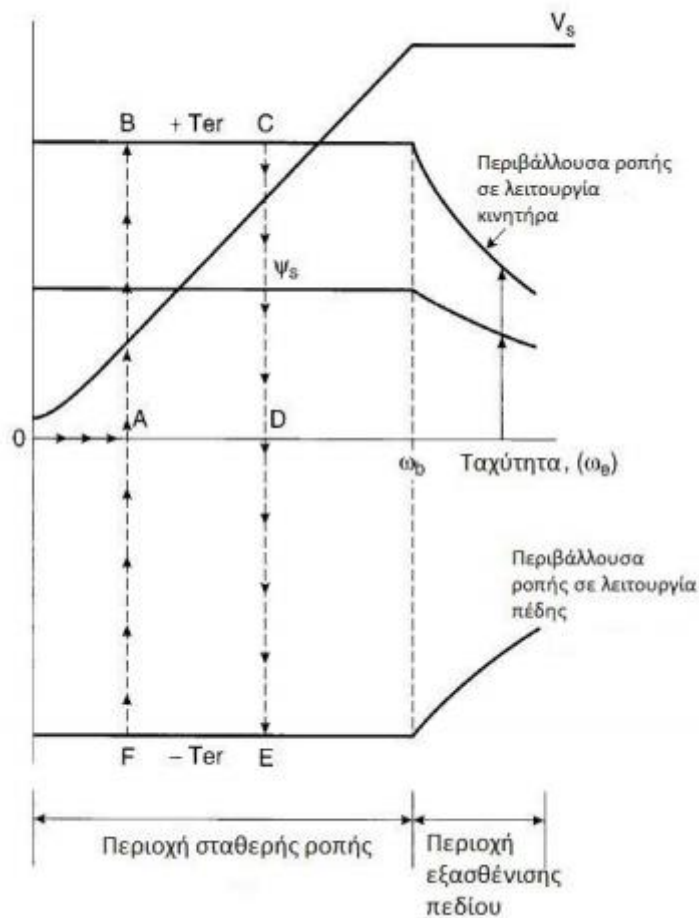
$$T_e = 3P_p \frac{\Psi_s \Psi_f}{L_s} \sin \delta = 3P_p \Psi_s I_s \cos \varphi \quad (2.66)$$

Όπου  $\delta$  είναι η γωνία μεταξύ των ροών του στάτη και του δρομέα ή γωνία ροπής και  $I_f = I_s \cos \varphi$  είναι η συφασική συνιστώσα του ρεύματος. Επομένως, αν η ροή του στάτη  $\psi_s$  διατηρείται σταθερή, η γωνία  $\delta$  και το ρεύμα στάτη  $I_s$  θα αυξηθούν μέχρι η ηλεκτρομαγνητική ροπή να πάρει την τιμή αναφοράς της (σημείο B), όπου είτε η γωνία  $\delta$  έχει φτάσει στο όριο της ( $\pi/2$ ), είτε το ρεύμα στάτη έχει φθάσει στην ονομαστική του τιμή (όποιο απ' τα δύο συμβεί νωρίτερα). Συνήθως το σύστημα φτάνει στο μέγιστο όριο ρεύματος του αντιστροφέα  $I_s$ , πριν το όριο ευστάθειας της μηχανής. Το σημείο λειτουργίας μπορεί να μετακινηθεί από το σημείο B στο σημείο C, αυξάνοντας την συχνότητα, και στην συνέχεια να μετακινηθεί πίσω στο σημείο D, ελαττώνοντας την ροπή φορτίου  $T_L$ . Αν από το σημείο A η μηχανή επιταχυνθεί, χωρίς να αυξηθεί η ροπή φορτίου, η ηλεκτρομαγνητική ροπή θα αυξηθεί μέχρι την μέγιστη τιμή της και το σημείο λειτουργίας θα κινηθεί στη διαδρομή A-B-C, μέχρι η ταχύτητα να πάρει την τιμή αναφοράς της και στην συνέχεια θα κινηθεί επί της ευθείας C-D, μέχρι η  $T_e$  να γίνει ίση με την  $T_L$  (μηδέν στην περίπτωση του σχήματος). Αντίστοιχη είναι και η κίνηση στην διαδρομή D-E-F-A, όταν η μηχανή επιβραδύνεται. Στην ονομαστική ταχύτητα περιστροφής, η τάση  $V_s$ , θα φτάσει στον κορεσμό. Εάν η ταχύτητα αυξηθεί

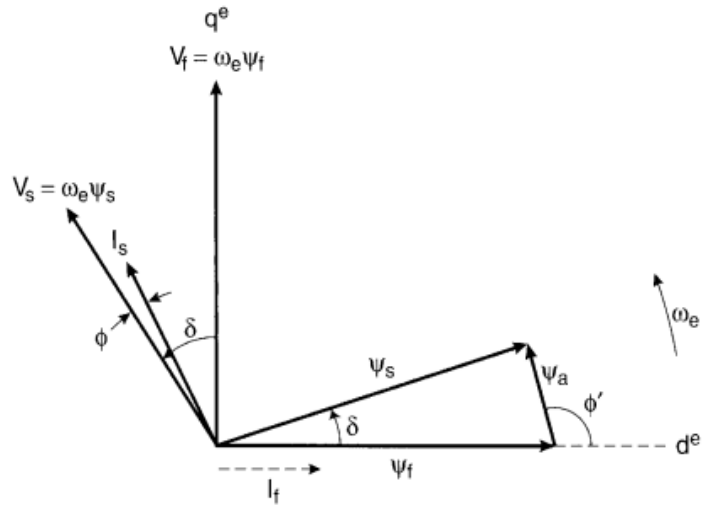
περαιτέρω, η μηχανή θα εισέλθει στην **περιοχή εξασθένησης πεδίου**, όπου η μέγιστη διαθέσιμη ροπή που μπορεί να ασκήσει ο κινητήρας ελαττώνεται, εξαιτίας της μείωσης στην τιμή του  $\psi_s$ . Όπως και στις μηχανές επαγωγής, κάθε απότομη αύξηση στην ταχύτητα αναφοράς, θα οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια, εξαιτίας της απώλειας του συγχρονισμού. Το μέγιστο σήμα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης (μέγιστος **ρυθμός μεταβολής του  $\omega_e^*$** ), μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την εξίσωση κίνησης (εξίσωση), αγνοώντας τις τριβές, ως εξής:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_e^*}{dx} \max &= +\frac{1}{J} P_p (T_{er} - T_L) \\ \frac{d\omega_e^*}{dx} \min &= -\frac{1}{J} P_p (T_{er} + T_L) \end{aligned} \quad (2.67)$$

Όπου  $T_{er}$  η ονομαστική ηλεκτρομαγνητική ροπή.



Σχήμα 2.21 - Χαρακτηριστικά λειτουργίας βαθμωτού ελέγχου V/f [17]



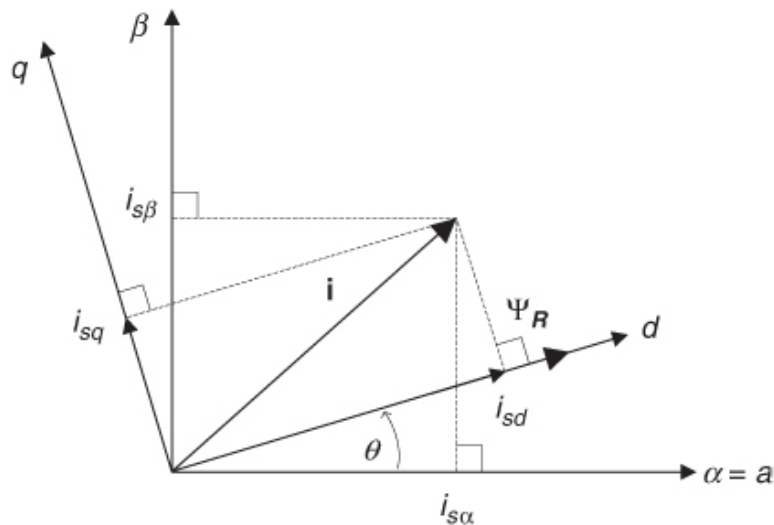
Σχήμα 2.22 - Διανυσματικό διάγραμμα σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών (λειτουργία κινητήρα μόνο) [17]

## 2.5.2 Έλεγχος Κλειστού Βρόχου

Στα συστήματα ελέγχου οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων κλειστού βρόχου, τις τελευταίες δεκαετίες, έχουν επικρατήσει δύο τεχνικές υψηλής επίδοσης: ο **διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένος στο πεδίο του στάτη** (Field Oriented Control-FOC) και **άμεσος έλεγχος ροπής** (Direct Torque Control, **DTC**). Αυτές τα δύο σχήματα ελέγχου παρουσιάζονται στις επόμενες ενότητες.

### 2.5.2.1 Έλεγχος Προσανατολισμένος στο Πεδίο του Στάτη (Field Oriented Control, FOC)

Όπως προκύπτει από όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, το ρεύμα του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής, μπορεί να επηρεάσει τόσο την αναπτυσσόμενη ροπή όσο και το πεδίο. Η βασική ιδέα πίσω από τον FOC, είναι η **χρήση ενός κατάλληλου συστήματος συντεταγμένων** που μας επιτρέπει να **απεμπλέξουμε τον έλεγχο πάνω στην ηλεκτρική ροπή  $T_e$  και στο πλάτος της ροής του στάτη  $|\Psi_R|$** . Αυτό, επιτυγχάνεται προσανατολίζοντας το πλαίσιο αναφοράς με την ροή του δρομέα (σχήμα 2.23).



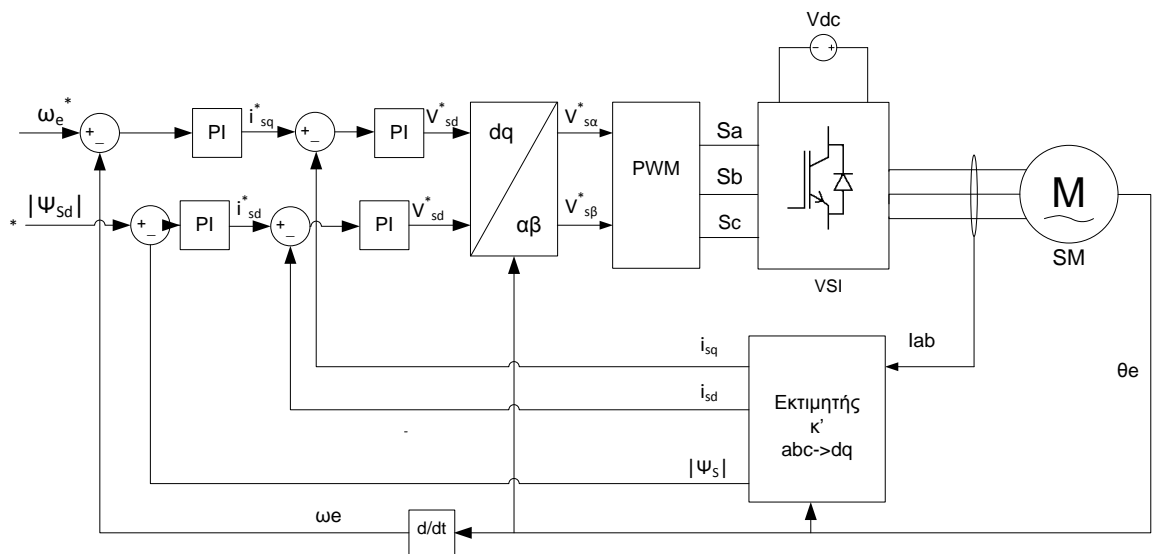
Σχήμα 2.23 – Συνιστώσες ρεύματος στάτη στο στατό και στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς

Το λογικό διάγραμμα της τεχνικής ελέγχου FOC, μιας σύγχρονης μηχανής, παρουσιάζεται στο **σχήμα 2.24**. Εφόσον οι μεταβλητές είναι εκφρασμένες στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, η ηλεκτρομαγνητική ροπή μπορεί να ελεγχθεί μέσω της συνιστώσας του ρεύματος καθέτου άξονα  $I_q$  του στάτη, ενώ το πλάτος της ροής του δρομέα μέσω της συνιστώσας ευθέως άξονα  $I_d$ , όπως υποδεικνύουν οι σχέσεις:

$$\Psi_R = \frac{L_m}{\tau_R s + 1} i_{sd} \quad (2.68)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_p \cdot \frac{L_m}{L_R} \Psi_R \cdot i_q \quad (2.69)$$

Όπου  $L_R$  η αυτεπαγωγή του δρομέα,  $L_m$  η αλληλεπαγωγή δρομέα-στάτη και  $\tau_r$  η σταθερά χρόνου του δρομέα. Ο έλεγχος της μηχανής επιτυγχάνεται μέσω δύο αλυσιδωτών βρόγχων, ένα εξωτερικό για τον έλεγχο της ταχύτητας και της ροής και έναν εσωτερικό για τον έλεγχο του ρεύματος του. Το ρεύμα αναφοράς καθέτου άξονα  $I_{sq}^*$ , παράγεται μέσω του βρόγχου ελέγχου της ταχύτητας, ενώ το ρεύμα αναφοράς ευθέως άξονα  $I_{sd}^*$  από τον βρόγχο ελέγχου της ροής αναφοράς  $|\Psi_R^*|$ . Αξίζει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση του ελέγχου **μηχανών μονίμων μαγνητών**, το πεδίο του δρομέα παραμένει σταθερό και ανεξάρτητο του ρεύματος, οπότε **το ρεύμα αναφοράς ευθέως άξονα, τίθεται ίσο με μηδέν**, ώστε να ελαχιστοποιείται η άεργος ισχύς που καταναλώνει ο κινητήρας, και ο βρόχος ελέγχου του πεδίου παραλείπεται. Ο έλεγχος του ρεύματος, υλοποιείται με ένα PI ελεγκτή, στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Εναλλακτικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί οποιοσδήποτε από τους ελεγκτές της παραγράφου, όπως ο ελεγκτής υστέρησης [2] ή ο προβλεπτικός έλεγχος που εξετάζεται στην παρούσα εργασία.



Σχήμα 2.24 – Λογικό διάγραμμα στρατηγικής ελέγχου FOC

### 2.5.2.2 Άμεσος Έλεγχος Ροπής (Direct Torque Control)

Ο άμεσος έλεγχος ροπής (Direct Torque Control, DTC), στηρίζεται σε **δύο βασικές αρχές**. Η **πρώτη**, σχετίζεται με την εξίσωση στάτη:

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = v_s - R_s i_s \quad (2.70)$$

όπου, αγνοώντας την αντίσταση στάτη  $R_s$ , η σχέση μεταξύ της μεταβολής της ροής του στάτη και της τάσης, μπορεί να γραφτεί στη μορφή:



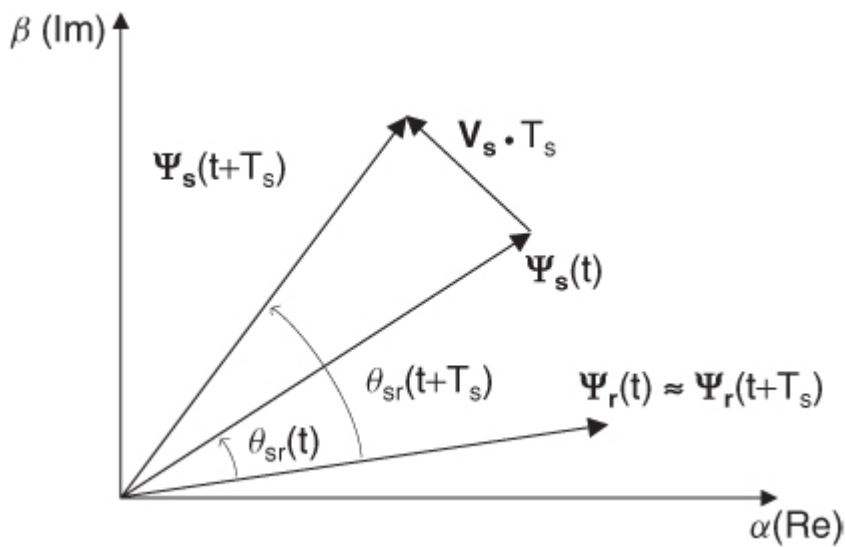
$$\Delta\Psi_s = \Psi_s(t + T_s) - \Psi_s(t) \approx v_s T_s \quad (2.71)$$

Επομένως, η ροή του στάτη μπορεί να μεταβληθεί μέσω της εφαρμογής μιας δεδομένης τάσεως για ένα χρονικό διάστημα  $T_s$ . Αυτό επιτρέπει τον έλεγχο της, ώστε να ακολουθεί μια προκαθορισμένη τροχιά.

Η **δεύτερη** αρχή, βασίζεται στην υπόθεση ότι το διάνυσμα της ροής του δρομέα παραμένει σταθερό κατά την διάρκεια μιας περιόδου του ελέγχου. Επιπλέον, όπως είναι γνωστό, η ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  εξαρτάται από την γωνία  $\theta_{sr}$ , μεταξύ των διανυσμάτων των ροών δρομέα και στάτη, μέσω της σχέσης:

$$T_e = \alpha |\Psi_s| |\Psi_r| \sin \theta_{sr} \quad (2.72)$$

Όπου  $\alpha$  είναι ένας συντελεστής που εξαρτάται από τον αριθμό των πόλων και τις τιμές των  $L_d, L_q$ .

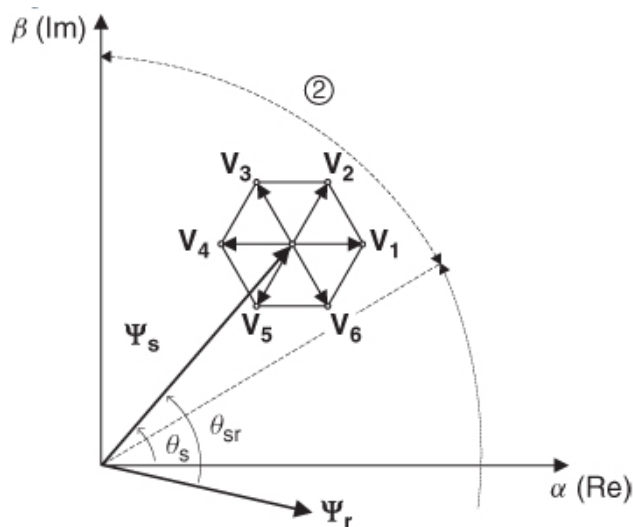


Σχήμα 2. 25 – Φασικό διάγραμμα ροής στάτη και δρομέα [3]

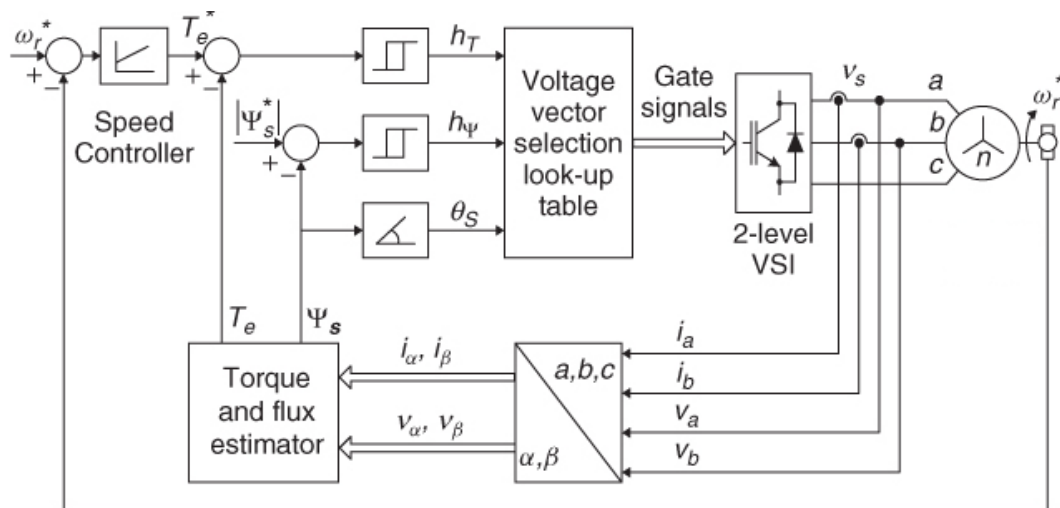
Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.25, η γωνία  $\theta_{sr}$  μπορεί να μεταβληθεί μέσω της εφαρμογής του κατάλληλου διανύσματος τάσης  $v_s$ . Λαμβάνοντας υπ' όψη τα διανύσματα των τάσεων εξόδου που μπορούν να παραχθούν από ένα τριφασικό αντιστροφέα τάσης δύο επιπέδων, το μιγαδικό επίπεδο χωρίζεται σε **έξι τομείς**, όπως αναλύεται στην ενότητα 2.3.3.2 . Στον DTC, υπολογίζεται η επίδραση κάθε διανύσματος τάσης στην ροή του στάτη, ανάλογα με τον τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα της ροής  $\Psi_s$ . Για παράδειγμα, αν το διάνυσμα της ροής του στάτη  $\Psi_s$ , βρίσκεται στον δεύτερο τομέα, όπως εικονίζεται στο σχήμα 2.26, η εφαρμογή του διανύσματος  $V_3$  θα προκαλέσει την αύξηση των μεγεθών  $T_e$  και  $|\Psi_s|$ , ενώ η εφαρμογή του διανύσματος  $V_1$  θα αυξήσει την ροπή  $T_e$  και θα μειώσει το μέτρο της ροής  $|\Psi_s|$ . Με αυτό τον τρόπο σχηματίζεται ένας **πίνακας επιλογής διανυσμάτων**, που περιέχει την πληροφορία για την αύξηση ή την μείωση των μεγεθών  $T_e$  και  $|\Psi_s|$ , όπως ο πίνακας 2.4.

Τομέας	$(h_\Psi, h_T)$			
	(1,1)	(1,-1)	(-1,1)	(-1,-1)
1	$V_2$	$V_6$	$V_3$	$V_5$
2	$V_3$	$V_1$	$V_4$	$V_6$
3	$V_4$	$V_2$	$V_5$	$V_1$
4	$V_5$	$V_3$	$V_6$	$V_2$
5	$V_6$	$V_4$	$V_1$	$V_3$
6	$V_1$	$V_5$	$V_2$	$V_4$

Πίνακας 2. 4 – Πίνακας επιλογής διανυσμάτων DTC



Σχήμα 2. 26 – Παράδειγμα επιλογής διανυσμάτων στον DTC [3]



Σχήμα 2. 27 - Λογικό διάγραμμα στρατηγικής ελέγχου DTC [3]

Το **διάγραμμα ελέγχου** της τεχνικής **DTC**, παρουσιάζεται στο **σχήμα 2.26**. Ένας εξωτερικός βρόγχος ελέγχου της ταχύτητας, παράγει την ροπή αναφοράς  $T_e^*$ , ενώ η τιμή αναφοράς του μέτρου της ροής παραμένει σταθερή. Το μοντέλο της μηχανής, χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της ροπής και του μέτρου και της γωνίας της ροής. Τα σφάλματα της ροής και της ροπής, ελέγχονται με δύο ανεξάρτητους ελεγκτές υστέρησης. Οι έξοδοι αυτών των ελεγκτών,  $h_T$  και  $h_\Psi$  και η γωνία της ροής του στάτη  $\theta_s$ , αποτελούν τις εισόδους του πίνακα επιλογής διανυσμάτων. Το επιλεγμένο διάνυσμα εφαρμόζεται απ' ευθείας στον αντιστροφέα, χωρίς στάδιο διαμόρφωσης παλμών.

**Παραλλαγές** τις παραπάνω τεχνικής, είναι:

- Ο άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωσης τάσης
- Ο άμεσος έλεγχος ροπής με SVM τεχνική διαμόρφωσης πεδίου

## Κεφάλαιο 3

### Προβλεπτικός Έλεγχος (Predictive Control)

#### 3.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζονται οι βασικές ιδέες του προβλεπτικού ελέγχου (predictive control). Στην **ενότητα 3.2** αναλύονται ορισμένα βασικά **χαρακτηριστικά** που τον καθιστούν ιδιαίτερα **κατάλληλο για τον έλεγχο των αντιστροφών ισχύων** μέσω ψηφιακών συστημάτων και παρουσιάζονται οι βασικές **κατηγορίες προβλεπτικών τεχνικών ελέγχου**. Στην **ενότητα 3.3** αναπτύσσεται το **μοντέλο διακριτού χρόνου** του συστήματος, που χρησιμοποιείται στους αλγόριθμους που ακολουθούν. Η **ενότητα 3.4** περιέχει την **θεωρία του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου** (Discrete control Set Model Predictive Control, **DS-MPC**), καθώς επίσης και **δύο εφαρμογές** του για τον έλεγχο της ταχύτητας των κινητήρων μόνιμων μαγνητών. Η **πρώτη** από αυτές, αφορά τον **έλεγχο του ρεύματος** σε ένα σχήμα ελέγχου FOC (εν. 3.4.2), ενώ η **δεύτερη** αποτελεί την απ' ευθείας εφαρμογή των αρχών του MPC στον **έλεγχο της ταχύτητας** του κινητήρα (εν. 3.4.3). Τέλος, στην **ενότητα 3.5** αναπτύσσεται ο βασικός αλγόριθμος του **deadbeat ελέγχου ρεύματος** και μια τροποποίησή του, για την αντιμετώπιση του φαινομένου των μεταβολών των παραμέτρων.

#### 3.2 Κατηγορίες προβλεπτικού ελέγχου

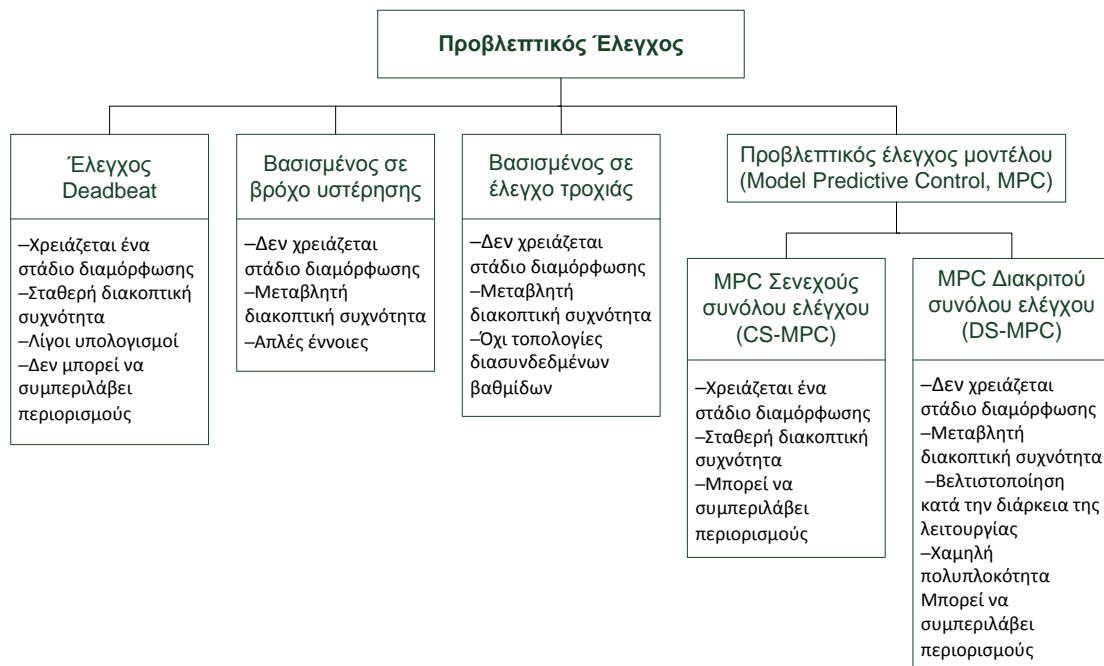
Λαμβάνοντας υπόψιν τις ολοένα και αυξανόμενες απαιτήσεις στις επιδόσεις των μετατροπέων ισχύος και των συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών, κρίνεται απαραίτητη η ανάπτυξη νέων σχημάτων ελέγχου, που να λογαριάζουν την πραγματική φύση των συστημάτων αυτών. Οι **μετατροπείς ισχύος** και οι **ηλεκτρικοί κινητήρες**, είναι **μη-γραμμικά συστήματα**, τα μαθηματικά μοντέλα των οποίων είναι γνωστά με μεγάλη ακρίβεια. Επίσης, οι **τεχνικές ελέγχου εφαρμόζονται σε ψηφιακές πλατφόρμες**, που προσφέρουν ολοένα και αυξανόμενη υπολογιστική ισχύ, με αποτέλεσμα αλγόριθμοι που απαιτούν περισσότερους υπολογισμούς, να μπορούν εύκολα να υλοποιηθούν. Παράλληλα, υπάρχουν **πολλοί περιορισμοί** που πρέπει να ληφθούν υπ' όψη από το σύστημα ελέγχου. Ορισμένοι, απ' αυτούς, είναι σύμφυτοι με την λειτουργία του συστήματος, όπως η μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα, ενώ άλλοι επιβάλλονται για λόγους ασφαλείας, όπως ο περιορισμός του ρεύματος για την προστασία του μετατροπέα και του φορτίου.

Τα «κλασικά» σχήματα ελέγχου, περιλαμβάνουν **γραμμικούς ελεγκτές ή ελεγκτές υστέρησης**, που έχουν τι ρίζες τους στα αναλογικά κυκλώματα, με αποτέλεσμα να προκύπτουν ορισμένες δυσκολίες κατά την μεταφορά τους σε μια ψηφιακή πλατφόρμα και οι αλγόριθμοι που προκύπτουν, να είναι δύσκολο να τροποποιηθούν ώστε να συμπεριλάβουν τις ιδιαιτερότητες του εκάστοτε συστήματος. Όλα τα παραπάνω συνέκλιναν με ένα φυσικό τρόπο στις ανάπτυξη νέων τεχνικών ελέγχου, που να εκμεταλλεύονται πλήρως τις δυνατότητες των εξελιγμένων επεξεργαστών. Ορισμένες από αυτές αναφέρθηκαν στην ενότητα 2.3. Ανάμεσά τους, ο **προβλεπτικός έλεγχος** παρουσιάζει μια σειρά **πλεονεκτημάτων**, τα οποία θα αναφερθούν στην συνέχεια, που τον καθιστούν ιδιαίτερα κατάλληλο για τον έλεγχο των μετατροπέων ισχύος και των συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων.

Κατ' αρχάς, οι **βασικές αρχές** και οι έννοιες του είναι **απλές** και **δαισθητικές**, ενώ οι αλγόριθμοί του, μπορούν εύκολα να τροποποιηθούν για να **συμπεριλάβουν** τους **διαφόρους**

περιορισμούς του συστήματος. Ανάλογα με τον τύπο του προβλεπτικού ελέγχου, η εφαρμογή του μπορεί επίσης να είναι απλή, όπως στην περίπτωση του deadbeat και του MPC διακριτού συνόλου (ιδικά για ένα αντιστροφέα δύο επιπέδων με ορίζον τα πρόβλεψης  $N=1$ ). Επιπλέον, τα σχήματα ελέγχου αυτής της κατηγορίας, όπως θα φανεί και από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, επιτυγχάνουν την παρακολούθηση των τιμών αναφοράς με μεγάλη ακρίβεια και **πολύ γρήγορες μεταβατικές αποκρίσεις**. Τέλος, χρησιμοποιώντας τον προβλεπτικό έλεγχο, είναι εφικτό να **αποφευχθούν οι τοπολογίες διασυνδεδεμένων βαθμίδων** (cascade loops), που συνήθως χρησιμοποιούνται στα σχήματα γραμμικού ελέγχου και ελέγχου υστέρησης. Παραδείγματα του παραπάνω, είναι ο έλεγχος ταχύτητας κινητήρων χρησιμοποιώντας τον έλεγχο βασισμένο σε έλεγχο τροχιάς ή τον MPC διακριτού συνόλου ελέγχου, που παρουσιάζεται στην ενότητα 3.4.3.

Με τον όρο προβλεπτικό έλεγχο, εννοούμε μια ευρεία κατηγορία ελεγκτών, που τα τελευταία χρόνια έχουν γνωρίσει μεγάλη εφαρμογή στα συστήματα ελέγχου μετατροπέων ισχύος και στα συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων. Μια κατηγοριοποίηση των διαφορετικών τεχνικών προβλεπτικών ελέγχου, που προτείνεται στις [3][4], παρουσιάζεται στο σχήμα (3.1), μαζί με τα βασικά χαρακτηριστικά της κάθε μίας.



Σχήμα 3.1 – Κατηγορίες προβλεπτικού ελέγχου

Το **κοινό χαρακτηριστικό** όλων των παραπάνω τεχνικών, είναι η **χρησιμοποίηση του μοντέλου** του συστήματος για την **πρόβλεψη** των μελλοντικών τιμών των υπό έλεγχο μεταβλητών. Αυτή η πληροφορία χρησιμοποιείται, στην συνέχεια, από τον ελεγκτή για την **επιλογή της βέλτιστης δράσης**, με βάση κάποιο προκαθορισμένο κριτήριο βελτιστοποίησης.

Το κριτήριο βελτιστοποίησης στον προβλεπτικό έλεγχο βασισμένο στον έλεγχο υστέρησης, είναι να παραμένουν οι υπό έλεγχο μεταβλητές μέσα στα όρια της περιοχής υστέρησης, ενώ στον έλεγχο βασισμένο στον έλεγχο τροχιάς οι μεταβλητές ωθούνται να ακολουθήσουν μια προκαθορισμένη τροχιά. Στον έλεγχο deadbeat, η βέλτιστη δράση είναι αυτή που μηδενίζει το σφάλμα στην αρχή της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας. Ενώ, ένα πιο ευέλικτο κριτήριο χρησιμοποιείται στον προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου (Model Predictive Control, MPC), εκφρασμένο ως μια συνάρτηση κόστος που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί.

Μια βασική διαφορά ανάμεσα στις παραπάνω τεχνικές, είναι ότι ο **deadbeat** και ο **MPC συνεχούς συνόλου ελέγχου** χρειάζονται ένα **στάδιο διαμόρφωσης παλμών**, για να παράξουν τις τάσεις αναφοράς. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να λειτουργούν με σταθερή διακοπτική συχνότητα. Οι υπόλοιποι ελεγκτές παράγουν απ' ευθείας τα σήματα ελέγχου των ημιαγωγών, χωρίς να χρειάζονται στάδιο διαμόρφωσης, και παρουσιάζουν μεταβλητή διακοπτική συχνότητα.

Ωστόσο, οι παραπάνω τεχνικές, παρουσιάζουν και ορισμένα **μειονεκτήματα**, που αν δεν ληφθούν δράσεις για τον περιορισμό τους, ενδέχεται να επηρεάσουν σημαντικά την λειτουργία του ελέγχου, κατά την εφαρμογή του σε ένα πραγματικό σύστημα. Καταρχάς, κοινό μειονέκτημα όλων των τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου, είναι ότι επειδή χρησιμοποιούν το μοντέλο του συστήματος για να υπολογίσουν την μελλοντική συμπεριφορά των μεταβλητών, είναι άμεσα εξαρτημένες από τις τιμές των παραμέτρων του μοντέλου. Έτσι, λάθη κατά τον σχεδιασμό ή **μεταβολές στις τιμές των παραμέτρων** του πραγματικού συστήματος σε σχέση με αυτές που χρησιμοποιεί ο έλεγχος, **μπορούν να οδηγήσουν σε μειωμένη απόδοση ή ακόμα και σε αστάθεια**. Αυτό, μπορεί να γίνεται λιγότερα αισθητό σε κάποιες κατηγορίες προβλεπτικού ελέγχου, όπως ο MPC, και ιδιαίτερα έντονο σε κάποιες άλλες, όπως ο έλεγχος deadbeat. Επίσης, απαιτείται **σημαντικότερος όγκος υπολογισμών** και ορισμένες εφαρμογές του, μπορεί να αποδειχθούν αρκετά πολύπλοκες και δύσκολες στην κατανόηση, όπως ο MPC συνεχούς χρόνου ή τροποποιήσεις του βασικού αλγορίθμου deadbeat, ώστε αυτός να γίνει πιο εύρωστος. Οι **καθυστερήσεις** που εισάγονται από τα αισθητήρια όργανα και ο **χρόνος** που απαιτείται για την ολοκλήρωση **των υπολογισμών**, είναι απαραίτητο, να **λαμβάνονται υπόψη από τους αλγόριθμους ελέγχου**, ώστε αυτοί να λειτουργούν αποδοτικά σε ένα πραγματικό σύστημα.

Από τις τεχνικές του σχήματος 3.1, την μεγαλύτερη εφαρμογή στον έλεγχο μηχανών μόνιμων μαγνητών, έχουν γνωρίσει ο **έλεγχος deadbeat** και ο **διακριτός MPC**, που είναι και οι τεχνικές που υιοθετούνται στην παρούσα εργασία. Οι [5],[6] παρουσιάζουν ένα σχήμα ελέγχου FOC όπου ο ελεγκτής ρεύματος έχει αντικατασταθεί από ένα deadbeat ελεγκτή, στις [7],[8] ο έλεγχος ρεύματος γίνεται σύμφωνα με τις αρχές του MPC, ενώ η [9] παρουσιάζει μια σύγκριση των δυο παραπάνω τεχνικών και μιας τεχνικής συνεχούς MPC. Στις [23],[24] ο MPC υιοθετείται για τον έλεγχο της ροπής και της ροής σε ένα σχήμα DTC, ενώ στις [15]-[18] αξιοποιείται ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα του MPC, η δυνατότητα ταυτόχρονου ελέγχου πολλών μεταβλητών, για την δημιουργία ενός ενιαίου ελεγκτής της ταχύτητας ενός βρόγχου.

Στο υπόλοιπο του κεφαλαίου, παρουσιάζονται το μοντέλο διακριτού χρόνου του συστήματος και, οι εξής **τρεις αλγόριθμοι**, που θα χρησιμοποιηθούν **για τον έλεγχο του κινητήρα μόνιμων μαγνητών**:

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (Discrete Control set Model Predictive Current Control, **DS-MPCC**)
- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (Discrete Control set Model Predictive Speed Control, **DS-MPSC**)
- **Deadbeat** έλεγχος ρεύματος με την χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης **SVM** (deadbeat current control using space vector modulation)

Οι αλγόριθμοι **DS-MPCC** και **deadbeat**, υιοθετούνται στον **βρόγχο ελέγχου του ρεύματος** ενός σχήματος ελέγχου της ταχύτητας **FOC**, που αναλύθηκε στην παράγραφο 2.5.2.1, ενώ ο αλγόριθμος **DS-MPSC** εφαρμόζεται **άμεσα** για τον **έλεγχο της ταχύτητας**, σε ένα σχήμα

ελέγχου που πηγάζει απ' ευθείας από τις αρχές του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου DS-MPC.

### 3.3 Μοντέλο διακριτού χρόνου του συστήματος

Για την ανάπτυξη του μοντέλου διακριτού χρόνου της μηχανής μονίμων μαγνητών, που χρησιμοποιείται από τον προβλεπτικό έλεγχο, θα βασιστούμε στο δυναμικό μοντέλο dq που αναπτύχθηκε στην ενότητα 2.2.2 και στην μηχανική εξίσωση κίνησης. Οι εξισώσεις τάσεις της μηχανής, μπορούν να διατυπωθούν στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μέσω των εξισώσεων:

$$\left. \begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_r \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L_s} v_d \quad (3.1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q - \omega_e i_d + \frac{1}{L_s} v_q - \omega_e \frac{\Psi_m}{L_s} \quad (3.2)$$

Οι εξισώσεις (3.1) και (3.2) μπορούν να γραφτούν στην διακριτή τους μορφή, θεωρώντας μια μικρή περίοδο δειγματοληψίας και κάνοντας χρήση της προσέγγισης Euler για την παράγωγο του ρεύματος:

$$\left. \begin{aligned} \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} &= -\frac{R_s}{L_s} i_d(k) + \omega_e i_q(k) + \frac{1}{L_s} v_d(k) \\ \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} &= -\frac{R_s}{L_s} i_q(k) - \omega_e i_d(k) + \frac{1}{L_s} v_q - \omega_e \frac{\Psi_r}{L_s} \end{aligned} \right\} k = 0, 1, 2, \dots, n \Rightarrow$$

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_d(k) + \omega_e T_s i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} v_d \quad (3.3)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_q(k) - \omega_e T_s i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} v_q - \frac{\Psi_r T_s}{L_s} \omega_e \quad (3.4)$$

ή σε διανυσματική μορφή:

$$\mathbf{x}_e(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_e(k) + \mathbf{B}_d \{ \mathbf{v}(k) + \mathbf{E}(k) \} \quad (3.5)$$

Όπου  $\mathbf{x}_e(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}$ , το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης,

$\mathbf{v}(k) = \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix}$ , το διάνυσμα των μεταβλητών εισόδου

$$\text{και } \mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e(k) \Psi_r \end{bmatrix}$$

Οι εξισώσεις (3.3) και (3.4) ή (3.5) αποτελούν αποτελούν της **εξισώσεις κατάστασης διακριτού χρόνου του ηλεκτρικού συστήματος**, πάνω στις οποίες στηρίζεται ο προβλεπτικός έλεγχος. Με ανάλογο τρόπο, μπορούν να προκύψουν και οι εξισώσεις κατάστασης διακριτού χρόνου του μηχανικό συστήματος, ξεκινώντας από την μηχανική εξίσωση κίνησης, ως εξής:

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

$$\omega_m(k+1) = \omega_m(k) \left(1 - \frac{BT_s}{J}\right) + \frac{T_s}{J} (T_e - T_L) \quad (3.6)$$

Αντικαθιστώντας την (2.27) στην (3.6), έχουμε:

$$\omega_m(k+1) = \omega_m(k) \left(1 - \frac{BT_s}{J}\right) + \frac{3T_s P_P \Psi_m}{2J} i_q(k) - T_L(k) \quad (3.7)$$

Η (3.7) αποτελεί την **εξίσωση κατάστασης διακριτού χρόνου του μηχανικού συστήματος**, όπου  $i_q(k)$  είναι η είσοδος και  $\omega_m(k)$  η μεταβλητή κατάστασης. Η παραπάνω εξίσωση, όπως θα φανεί και αργότερα, χρησιμοποιείται για την απ' ευθείας εφαρμογή του MPC στον έλεγχο της ταχύτητας.

### 3.4 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου (Discrete control Set Model Predictive Control, DS-MPC)

#### 3.4.1 Εισαγωγή

Ανάμεσα στις προηγμένες τεχνικές ελέγχου, δηλαδή στις τεχνικές που θεωρούνται πιο εξελιγμένες από τα κλασικά σχήματα PID, ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου (Discrete control Set Model Predictive Control, DS-MPC) είναι από εκείνες που έχουν βρει τις περισσότερες εφαρμογές στην βιομηχανία. Οι ιδέες του, αναπτύχθηκαν την δεκαετία του 1960 και, αρχικά, εφαρμόστηκε με επιτυχία σε χημικά συστήματα, όπου οι σταθερές χρόνου είναι αρκετά μεγάλες, παρέχοντας επαρκή χρόνο για την εκτέλεση των υπολογισμών. Με την ανάπτυξη γρήγορων και ισχυρών μικροεπεξεργαστών, το ενδιαφέρον για τις εφαρμογές του DS-MPC στα ηλεκτρονικά ισχύος αυξήθηκε, κατά την διάρκεια των τελευταίων δεκαετιών, και προτάθηκαν διάφορα σχήματα ελέγχου, στην διεθνή βιβλιογραφία.

Ο όρος διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου **DS-MPC** περιγράφει μια οικογένεια αλγορίθμων ελέγχου διακριτού χρόνου, και όχι ένα συγκεκριμένο αλγόριθμο. Ο έλεγχος χαρακτηρίζεται ως διακριτός, επειδή λαμβάνει υπόψιν την **διακριτή φύση της τάσεως εξόδου** του αντιστροφέα. Στην διεθνή βιβλιογραφία, καθότι αποτελεί τη ευρύτερα χρησιμοποιούμενη τεχνική προβλεπτικού ελέγχου, συχνά χρησιμοποιούνται απλά ο όροι **MPC** (Model Predictive Control) ή **DPC** (Discrete Predictive Control). Στο υπόλοιπο του κειμένου, υιοθετείται ο ελληνικός όρος **διακριτός προβλεπτικό έλεγχος**, χάριν συνομίας, και το πλήρες αγγλικό ακρωνύμιο **DS-MPC**. Το κοινό στοιχείο αυτών των ελεγκτών, είναι ότι χρησιμοποιούν το μοντέλο του συστήματος για να προβλέψουν την μελλοντική συμπεριφορά των μεταβλητών μέχρι ένα προκαθορισμένο χρονικό ορίζοντα, και ότι επιλέγουν κάποια βέλτιστη δράση, μέσω της ελαχιστοποίησης μιας συνάρτησης κόστους. Αυτή η δομή ελέγχου παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά **πλεονεκτήματα**, όπως:

- Οι έννοιες της είναι διαισθητικές και εύκολες στην κατανόηση
- Μπορεί να εφαρμοστεί σε πολλά διαφορετικά συστήματα
- Μπορεί να ελέγξει ταυτόχρονα πολλές μεταβλητές
- Οι νεκροί χρόνοι (dead times) του μετατροπέα μπορούν να αντισταθμιστούν
- Οι μη-γραμμικότητες του συστήματος μπορούν να περιληφθούν εύκολα στο μοντέλο
- Οι διάφοροι περιορισμοί στις τιμές των μεταβλητών, μεταχειρίζονται με απλό και ενιαίο τρόπο.
- Ο ελεγκτής που προκύπτει είναι εύκολος στην εφαρμογή



- Ο αλγόριθμός του είναι κατάλληλος για την περίληψη τροποποιήσεων και επεκτάσεων που απαιτούνται σε συγκεκριμένες εφαρμογές.

Ωστόσο, ο DS-MPC παρουσιάζει και ορισμένα **μειονεκτήματα**, τα οποία αξίζει να αναφερθούν, όπως το ότι απαιτεί σημαντικότερο όγκο υπολογισμών σε σχέση με τους κλασσικούς ελεγκτές. Επίσης, αν και σε μικρότερο βαθμό σε σχέση με άλλους τύπους προβλεπτικού ελέγχου, η ποιότητα του μοντέλου έχει άμεση επίδραση στην ποιότητα του ελέγχου, και αν οι παράμετροι του συστήματος μεταβάλλονται με τον χρόνο, ο αλγόριθμος πρέπει να τροποποιηθεί ώστε να μπορεί να εκτιμήσει αυτές τις μεταβολές.

Οι **βασικές ιδέες**, στις οποίες στηρίζεται ο MPC, είναι:

- η χρησιμοποίηση του μοντέλου του συστήματος για την πρόβλεψη των μελλοντικών τιμών των μεταβλητών, μέχρι ένα χρονικό ορίζοντα  $N$ .
- Ο ορισμός μίας συνάρτησης κόστους που να αναπαριστά την επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος
- Η επιλογή της βέλτιστης δράσης με βάση την ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους

Το μοντέλο που χρησιμοποιείται για την περιγραφή του συστήματος, είναι διακριτού χρόνου και, στην γενική του μορφή, μπορεί να περιγραφεί μέσω των ακόλουθων εξισώσεων μεταβλητών κατάστασης:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(k) \quad (3.8)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}(k) \quad (3.9)$$

Όπου,  $\mathbf{u}$  είναι η είσοδος του συστήματος,  $\mathbf{y}$  η έξοδος,  $\mathbf{x}$  η μεταβλητή του ελέγχου και  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$  πίνακες που καθορίζονται από τις παραμέτρους του συστήματος. Η συνάρτηση κόστους λαμβάνει υπ' όψη τις τιμές αναφοράς, τις μελλοντικές καταστάσεις και τις μελλοντικές εισόδους και στην γενική της μορφή μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$g = g(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(N)) \quad (3.10)$$

Ο DS-MPC, στην ουσία, είναι ένα πρόβλημα βελτιστοποίησης που περιλαμβάνει την ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους  $g$ , για ένα προκαθορισμένο χρονικό ορίζοντα  $N$ , λαμβάνοντας υπ' όψη τους περιορισμούς του συστήματος. Οι μελλοντικές τιμές των μεταβλητών υπολογίζονται μέχρι ένα προκαθορισμένο χρονικό ορίζοντα  $k + N$ , χρησιμοποιώντας το μοντέλο του συστήματος και τις διαθέσιμες μετρήσεις μέχρι την στιγμή  $k$ . Με βάση την ελαχιστοποίηση της  $g$ , υπολογίζεται μια ακολουθία  $N$  βέλτιστων δράσεων, από την οποία μόνο η πρώτη εφαρμόζεται, και η διαδικασία επαναλαμβάνεται την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Αυτή η στρατηγική, ονομάζεται μετακίνηση χρονικού ορίζοντα. Στην ενότητα που ακολουθεί, παρουσιάζονται τα κυριότερα παραδείγματα συναρτήσεων κόστους που χρησιμοποιούνται στον DS-MPC διακριτού χρόνου και χρονικού ορίζοντα  $N=1$ .

### **Συνάρτηση κόστους**

Το κλειδί για την αποτελεσματική λειτουργία του MPC, είναι ο καθορισμός μιας συνάρτησης κόστους που να περιγράφει την επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος με την μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια. Μια συνάρτηση κόστους μπορεί να περιλαμβάνει πολλούς όρους, πολλαπλασιασμένου με ένα κατάλληλο βάρος ο κάθε ένας, ανάλογα με την επιθυμητή επίδραση του στον έλεγχο. Οι πιο συνηθισμένοι όροι, είναι αυτοί που περιγράφουν μια μεταβλητή που ελέγχεται ώστε να ακολουθεί μια τιμή αναφοράς. Οι όροι αυτοί εκφράζονται,



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

$$g = |x^{ref} - x^p| \quad (3.11)$$

$$g = (x^{ref} - x^p)^2 \quad (3.12)$$

$$g = \left| \int_{t_k}^{t_{k+1}} (x^{ref}(t) - x^p(t)) dt \right| \quad (3.13)$$

Οι όροι που εκφράζονται με απόλυτες τιμές δεν διαφέρουν απ' αυτούς που εκφράζονται με τετραγωνικές τιμές, αν ελέγχεται μόνο μια μεταβλητή. Αν, όμως, η συνάρτηση περιλαμβάνει δύο ή περισσότερους όρους, έχουν διαφορετική επίδραση, καθώς οι όροι περιλαμβάνουν τετράγωνα εστιάζουν περισσότερο στα μικρά σφάλματα. Η συνάρτηση κόστους (3.13) λαμβάνει υπ' όψη την τροχιά της μεταβλητής καθόλη την διάρκεια του διαστήματος ( $t_k, t_{k+1}$ ), και όχι μόνο την τιμή της την στιγμή  $t_{k+1}$ , με αποτέλεσμα να οδηγεί σε ακριβέστερο έλεγχο.

Ένας από τους βασικούς στόχους του συστήματος ελέγχου, είναι ο περιορισμός των απωλειών του μετατροπέα, οι οποίες είναι ανάλογες της διακοπτικής συχνότητας. Μια απλή προσέγγιση, για να ληφθεί υπ' όψη η προσπάθεια ελαχιστοποίησης της διακοπτικής συχνότητας από την συνάρτηση κόστους, είναι η δεύτερη να περιλαμβάνει έναν όρο που να εξαρτάται από τον αριθμό μεταβάσεων των διακοπών του αντιστροφέα, π.χ.:

$$g = \lambda_1 \cdot (x^{ref} - x^p)^2 + \lambda_w \cdot w \quad (3.14)$$

Αν το διάνυσμα ελέγχου των διακοπών οριστεί ως

$$\mathbf{S} = (S_1, S_2, \dots, S_N) \quad (3.15)$$

όπου κάθε στοιχείο  $S_x$ , αντιπροσωπεύει το σήμα ελέγχου του διακόπτη  $x$ , σε μία περίοδο δειγματοληψίας και μπορεί να πάρει μόνο δύο τιμές, 0 ή 1, ενώ  $N$  είναι ο συνολικός αριθμός των ημιαγωγών του αντιστροφέα. Ο αριθμός των μεταβάσεων μπορεί να υπολογιστεί μέσω της σχέσης:

$$w = \sum_{x=1}^N |S_x(k) - S_x(k-1)| \quad (3.16)$$

Για παράδειγμα, για ένα τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης, μπορεί να οριστεί το διάνυσμα  $\mathbf{S} = (S_a, S_b, S_c)$ , που περιγράφει την διακοπτική κατάσταση της κάθε φάσης, και ο όρος  $w$  να γραφτεί ως εξής:

$$w = |S_a(k) - S_a(k-1)| + |S_b(k) - S_b(k-1)| + |S_c(k) - S_c(k-1)| \quad (3.17)$$

Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να ελέγξουμε την διακοπτική συχνότητα, ώστε να παραμένει χαμηλότερη από μια επιθυμητή τιμή, που καθορίζεται από την τιμή του βάρους  $\lambda_w$ .

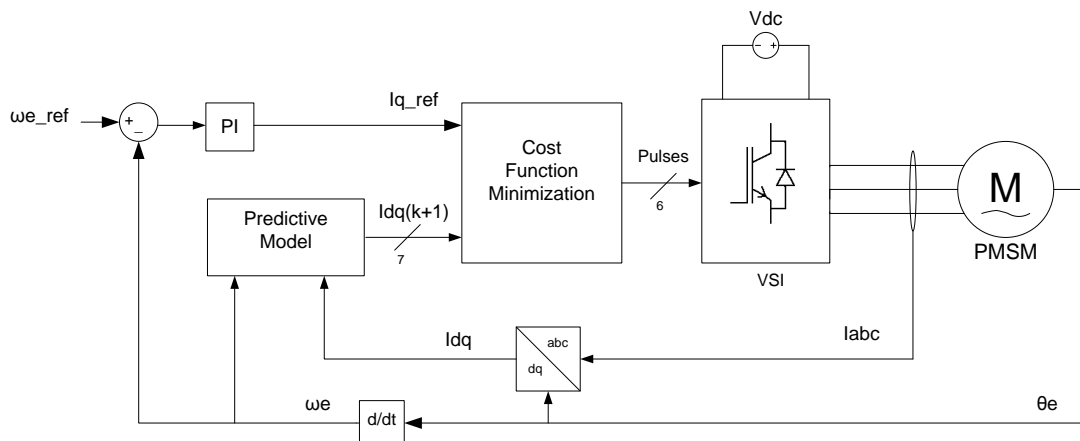
Τέλος, μια συνάρτηση κόστους μπορεί να συμπεριλαμβάνει διάφορους εξειδικευμένους όρους, όπως για παράδειγμα αυτούς όρους περιγράφουν διάφορους περιορισμούς του συστήματος, π.χ. ο περιορισμός του ρεύματος φορτίου κάτω από την μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή, μέσω ενός όρου της μορφής:

$$\hat{f}(i_s^p(k+1)) = \begin{cases} \infty & \text{αν } |i_s^p| > i_{max} \\ 0 & \text{αν } |i_s^p| \leq i_{max} \end{cases} \quad (3.18)$$

Στις ενότητες 3.4.2 και 3.4.3 που ακολουθούν, παρουσιάζονται δύο παραδείγματα του DS-MPC για τον έλεγχο του ρεύματος και τον απ' ευθείας έλεγχο της ταχύτητας ενός κινητήρα μονίμων μαγνητών. Η συγκεκριμένη εργασία ασχολείται αποκλειστικά με αλγόριθμους διακριτού προβλεπτικού ελέγχου **χρονικού ορίζοντα N=1**. Στο υπόλοιπο του κειμένου, όπου αναφέρεται ο όρος DS-MPC, θα υπονοείται ο DS-MPC χρονικού ορίζοντα N=1 για λόγους συνομίας.

### 3. 4.2 Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος χρονικού ορίζοντα N=1 (FOC using DS-MPC with time horizon N=1)

Χρησιμοποιώντας το σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq, οι εξισώσεις της μηχανής απεμπλέκονται, και οι συνιστώσες του ρεύματος αποκτούν μια άμεση φυσική σημασία. Το ρεύμα στάτη καθέτου άξονα  $I_{sq}$  είναι ανάλογο της ηλεκτρικής ροπής, ενώ το ρεύμα ορθού άξονα  $I_{sd}$  είναι ανάλογο της άεργου ισχύος που απορροφά ο κινητήρας. Με αυτό τον τρόπο η μηχανή μπορεί να ελεγχθεί μέσω ενός εσωτερικού βρόχου ελέγχου του ρεύματος. Το μοντέλο της μηχανής χρησιμοποιείται για την πρόβλεψη της συμπεριφοράς των ρευμάτων του στάτη, και η συνάρτηση κόστους λαμβάνει υπ' όψη το σφάλμα ανάμεσα στις τιμές αναφοράς και στις προβλεφθείσες τιμές.



Σχήμα 3. 2 – Λογικό διάγραμμα ελέγχου προσανατολισμένου στο πεδίο του στάτη, χρησιμοποιώντας τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος (FOC – MPCC)

**Το σχήμα 3.2** παρουσιάζει το **λογικό διάγραμμα** του ελέγχου της τεχνικής **FOC-DMPCC** μιας μηχανής μονίμων μαγνητών. Ένας PI ελεγκτής χρησιμοποιείται για τον εξωτερικό βρόχο έλεγχου της ταχύτητας, ο οποίος παράγει την τιμή αναφοράς  $I_{sq}^*$ , για την συνιστώσα του ρεύματος που είναι υπεύθυνη για την παραγωγή ροπής. Ο προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος χρησιμοποιείται για να ακολουθήσουν οι τιμές του ρεύματος τις τιμές αναφοράς τους. Τα ρεύματα του στάτη, η γωνία και η ταχύτητα του δρομέα, μετρώνται στην αρχή κάθε περιόδου δειγματοληψίας. Στην συνέχεια υπολογίζονται οι τιμές των ρευμάτων ευθέως και καθέτου άξονα, με βάση την γωνία  $\theta_e(k)$ , και προβλέπονται οι τιμές των ρευμάτων στην αρχή της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας (**χρονικός ορίζοντας N=1**), χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις κατάστασης, διακριτού χρόνου, του ηλεκτρικού συστήματος που αναπτύχθηκαν στην ενότητα 3.2, και επαναλαμβάνονται στη συνέχεια:

$$i_d^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_d(k) + \omega_e T_s i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} v_d(k) \quad (3.19)$$

$$i_d^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_q(k) - \omega_e T_s i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} v_q(k) - \frac{\Psi_r T_s}{L_s} \omega_e \quad (3.20)$$

Στις παραπάνω σχέσεις, οι μεταβλητές  $v_{d,q}$  αποτελούν το τις συνιστώσες του διανύσματος της τάσης, που είναι η είσοδος του συστήματος, οι  $i_{d,q}(k)$  τις συνιστώσες του ρεύματος που δειγματοληπτείται την στιγμή  $k$  και οι  $i_{d,q}(k+1)$  τις προβλεφθείσες τιμές στην αρχή της επόμενης περιόδου. **Οι (3.19),(3.20) υπολογίζονται για κάθε ένα από τα επτά διαφορετικά διανύσματα τάσεως εξόδου του αντιστροφέα** (βλ. πίν. 2.3 και σχ. 2.15). Πρέπει να σημειωθεί, ότι οι συνιστώσες των διανυσμάτων της τάσεως του πίνακα 2.3, εκφράζονται στο στατό πλαίσιο αναφοράς  $\alpha\beta$ , επομένως, για την εφαρμογή του στις σχέσεις (3.19),(3.20) απαιτείται ο μετασχηματισμός τους στο σύγχρονο πλαίσιο  $dq$ , κάθε φορά που ο αλγόριθμος εκτελείται, με βάση την γωνία  $\theta_e(k)$  του δρομέα. Το διάνυσμα τάσης που ελαχιστοποιεί μια συνάρτηση κόστους επιλέγεται και εφαρμόζεται κατά την διάρκεια μιας ολόκληρης περιόδου δειγματοληψίας.

Οι **στόχοι** που πρέπει να επιτυγχάνονται απ' τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο του ρεύματος, συνοψίζονται ως εξής:

- Παρακολούθηση του ρεύματος αναφοράς  $I_{qs}^*$ , και συνεπώς και της ροπής αναφοράς
- Βελτιστοποίηση του λόγου ροπής/ρεύματος
- Περιορισμός του πλάτους του ρεύματος στις μέγιστες στις μέγιστες επιτρεπόμενες τιμές

Οι παραπάνω στόχοι εκφράζονται μέσω της επόμενης **συνάρτησης κόστους**:

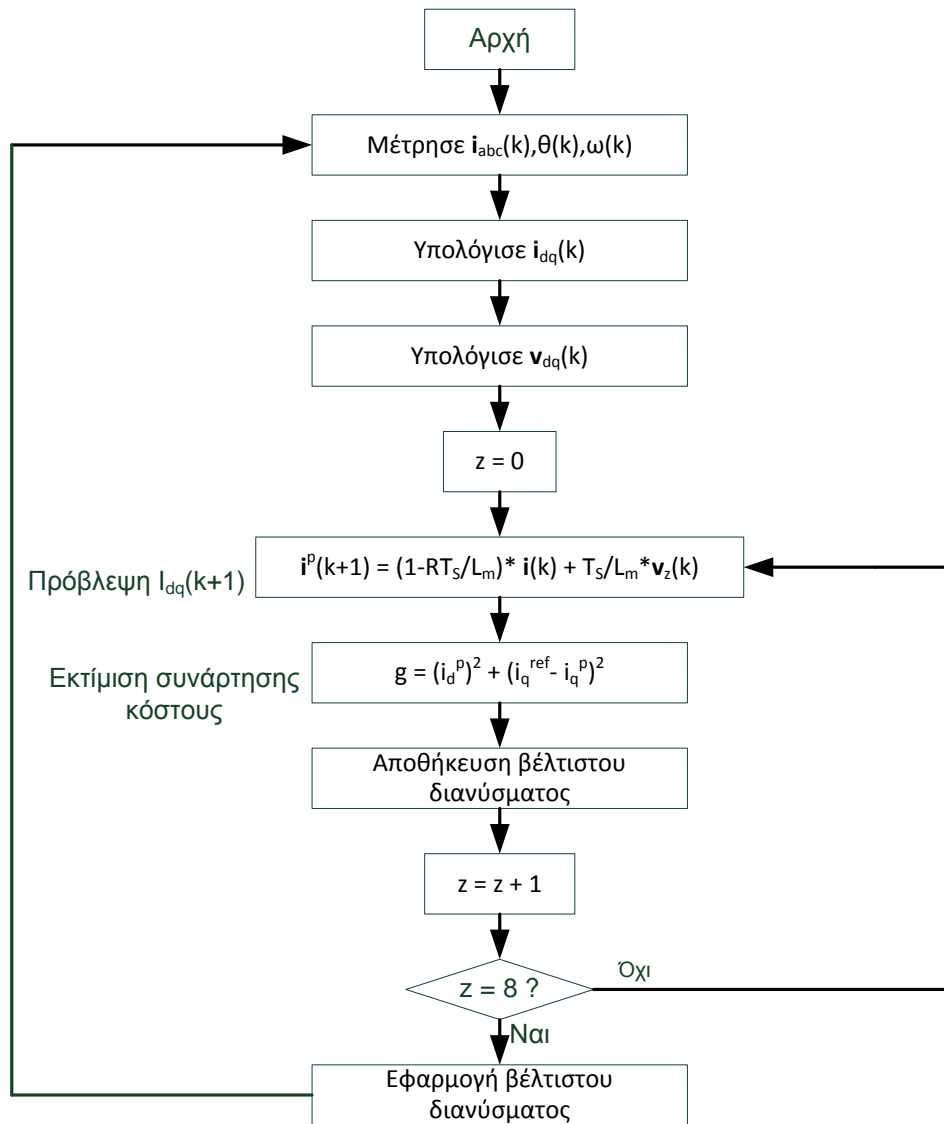
$$g = \left(i_{sd}^p(k+1)\right)^2 + \left(i_{sq}^{ref} - i_{sq}^p(k+1)\right)^2 + \hat{f}\left(i_{sd}^p(k+1), i_{sq}^p(k+1)\right) \quad (3.21)$$

Όπου ο πρώτος όρος αντιπροσωπεύει την ελαχιστοποίηση του ρεύματος  $i_{sd}$ , έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η μεγιστοποίηση του λόγου ροπής/ρεύματος και να ελαχιστοποιείται η άεργος ισχύς που καταναλώνει ο κινητήρας, ο δεύτερος όρος χρησιμοποιείται για την παρακολούθηση του ρεύματος αναφοράς  $I_{sq}$ , ενώ ο τελευταίος όρος είναι μια γραμμική συνάρτηση που χρησιμοποιείται για τον περιορισμό του πλάτους του ρεύματος του στάτη. Η συνάρτηση αυτή ορίζεται ως εξής:

$$\hat{f}\left(i_{sd}^p(k+1), i_{sq}^p(k+1)\right) = \begin{cases} \infty & \text{αν } |i_{sd}^p| > i_{max} \text{ ή } |i_{sq}^p| > i_{max} \\ 0 & \text{αν } |i_{sd}^p| \leq i_{max} \text{ ή } |i_{sq}^p| \leq i_{max} \end{cases} \quad (3.22)$$

Όπου το  $i_{max}$  είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή του πλάτους του ρεύματος στάτη. Με αυτό τον τρόπο αν ένα διάνυσμα τάσεως εξόδου παράγει ρεύματος με πλάτος μεγαλύτερο από το επιτρεπτό, η συνάρτηση κόστους θα γίνει  $g=\infty$ , και, κατά συνέπεια, το συγκεκριμένο διάνυσμα θα απορριφθεί. Από τη άλλη, αν οι προβλεφθείσες τιμές του ρεύματος είναι κάτω από τα όρια, ο τρίτος όρος δεν θα έχει καμία επίδραση στην επιλογή του διανύσματος τάσεως εξόδου.

Αξίζει να σημειωθεί, ότι δεν χρειάζεται σήμα αναφοράς για το ρεύμα ευθέως άξονα  $i_d^*$  καθώς αυτό λαμβάνεται απ' ευθείας υπ' όψη στην συνάρτηση κόστους. Με άλλα λόγια, αφού το σήμα αναφοράς  $i_d^*$  είναι σταθερό και ίσο με μηδέν, ο όρος  $(i_d)^2$  είναι ισοδύναμος με τον όρο  $(i_d - i_d^*)^2$ . Ο **αλγόριθμος του DS-MPC ελέγχου ρεύματος** παρουσιάζεται στο **σχήμα 3.3**.



Σχήμα 3.3 – Αλγόριθμος διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος (DS-MPCC)

### 3. 4.3 Απ' ευθείας διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας χρονικού ορίζοντα N=1 (DS-MPSC with time horizon N=1)

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα του MPC είναι η δυνατότητα του να ελέγχει ταυτόχρονα πολλές διαφορετικές μεταβλητές με μια ενιαία συνάρτηση κόστους. Αυτό, καθιστά δυνατή την απ' ευθείας εφαρμογή του για τον έλεγχο της ταχύτητας ενός κινητήρα, αποφεύγοντας την χρήση διασυνδεδεμένων βαθμίδων, γεγονός που οδηγεί σε ακόμα ταχύτερες μεταβατικές αποκρίσεις. Σημειώνεται, ότι η συνάρτηση κόστους πρέπει, επίσης, να λαμβάνει υπ' όψη τον περιορισμό των ρευμάτων και την μεγιστοποίηση του λόγου ρεύματος/ροπή.

Για την εφαρμογή του DS-MPC απ' ευθείας στον έλεγχο της ταχύτητας (Discrete control Set Model Predictive Control, DS-MPSC) είναι απαραίτητο να **συμπεριληφθούν στο μοντέλο**, οι εξισώσεις διακριτού χρόνου του **μηχανικού συστήματος**, ώστε αυτό να μπορεί να **προβλέπει** τις μελλοντικές **τιμές της ταχύτητας**. Επομένως, οι εξισώσεις (3.19) και (3.20) συμπληρώνονται με την εξίσωση (3.7), της ενότητας 3.1. Το συνολικό μοντέλο του συστήματος, περιγράφεται πλέον από τις παρακάτω εξισώσεις:



Αυτοί οι στόχοι μπορούν να εκφραστούν μέσω της επόμενης **συνάρτησης κόστους**:

$$g = \lambda_{\omega} \left( \omega_r^{ref} - \omega_r^p(k+2) \right)^2 + \lambda_i \left( i_{sd}^p(k+1) \right)^2 + \lambda_{if} \left( i_{sq}^{ref} - i_{sq}^p(k+1) \right)^2 + \hat{f} \left( i_{sd}^p(k+1), i_{sq}^p(k+1) \right) \quad (3.26)$$

Ο πρώτος όρος αξιολογεί το προβλεφθέν σφάλμα στην ταχύτητα, ενώ ο δεύτερος περιορίζει την συνιστώσα  $i_{sd}$  του ρεύματος στάτη ώστε να μεγιστοποιείται ο λόγος ροπής/ρεύματος. Ο τρίτος όρος αξιολογεί μια φιλτραρισμένη τιμή του ρεύματος  $I_{sq}$ . Ένα υψιπερατό φίλτρο χρησιμοποιείται, έτσι ώστε στην συνάρτηση κόστους να τιμωρούνται οι τάσεις που οδηγούν σε υψηλό αρμονικό περιεχόμενο και να επιτυγχάνεται ομαλή συμπεριφορά της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Ο τελευταίος όρος είναι μια μη-γραμμική συνάρτηση που χρησιμοποιείται για τον περιορισμό των ρευμάτων, όπως αυτή που ορίζεται από την εξίσωση 3.22. Λαμβάνοντας υπ' όψη ότι οι διάφοροι όροι αυτής της συνάρτησης κόστους έχουν διαφορετικές μονάδες και τιμές διαφορετικής τάξης μεγέθους, είναι απαραίτητο κάθε όρος να πολλαπλασιάζεται με το κατάλληλο βάρος  $\lambda_{\omega}, \lambda_i, \lambda_{if}$ . Αυτοί οι **συντελεστές βάρους** αντισταθμίζουν τις παραπάνω διαφορές και είναι **σχεδιαστικοί παράγοντες**, που πρέπει να ληφθούν υπ' όψη στην διαδικασία βελτιστοποίησης του ελεγκτή.

Ένα τελευταίο σημείο που πρέπει να αναφερθεί, είναι ότι για τον υπολογισμό της εξίσωσης είναι **απαραίτητη η γνώση της ροπής φορτίου**, ενός μεγέθους που είναι δύσκολο να μετρηθεί σε ένα πραγματικό σύστημα. Για αυτό, οι περισσότερες εφαρμογές, όπως οι [10],[11] υιοθετούν ένα παρατηρητή καταστάσεων (state-observer) για την έμμεση εκτίμηση της ροπής φορτίου, αντί για την απ' ευθείας μέτρησή της. Μια ελαφρώς διαφορετική προσέγγιση παρουσιάζεται στην [3], όπου χρησιμοποιείται ένα EKF - extended Kalman filter, για την πρόβλεψη της ταχύτητας, χωρίς να χρειάζεται η απ' ευθείας μέτρηση της  $T_L$ .

### 3.4.4 Αντιστάθμιση των καθυστερήσεων

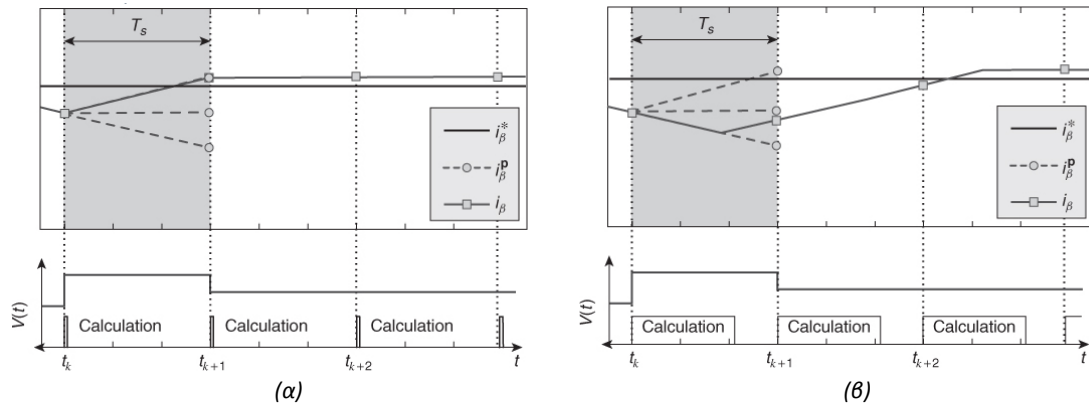
Όταν ένα σχήμα προβλεπτικού ελέγχου υλοποιείται στην πράξη, απαιτείται ένας **σημαντικός όγκος υπολογισμών** και ορισμένος **χρόνος για την δειγματοληψία των μεγεθών**, που εισάγουν μία υπολογίσιμη χρονική καθυστέρηση. Αυτή η καθυστέρηση, μπορεί να επηρεάσει σημαντικά την συμπεριφορά του συστήματος, αν δεν ληφθεί υπ' όψη στον σχεδιασμό του ελεγκτή. Στην ενότητα αυτή, προτείνεται ένας τρόπος για την **αντιστάθμιση** αυτών των καθυστερήσεων στον DS-MPC [6], ενώ παρόμοιες τεχνικές αντιστάθμισης έχουν προταθεί και για τον deadbeat controller.

Ο αλγόριθμος του **DS-MPCC**, που παρουσιάστηκε στην **παράγραφο 3.3.3**, αποτελείται από τα **εξής βήματα**:

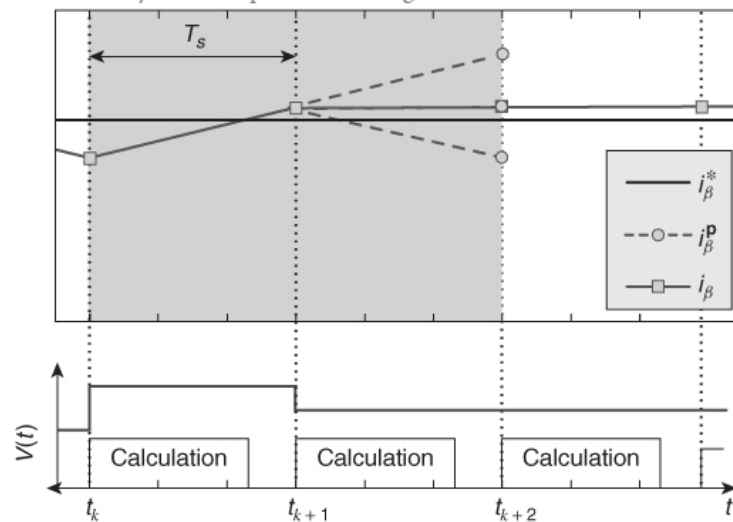
1. Μέτρηση των ρευμάτων στάτη
2. Πρόβλεψη των τιμών των ρευμάτων στην αρχή της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας για όλες τις διακριτές διακοπτικές καταστάσεις
3. Εκτίμηση της συνάρτησης Κόστους για κάθε πρόβλεψη
4. Επιλογή της διακοπτικής κατάστασης που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους
5. Εφαρμογή της επιλεγμένης διακοπτικής κατάστασης

Όλα τα παραπάνω οδηγούν σε ένα μεγάλο αριθμό υπολογισμών που πρέπει να εκτελεστούν από τον μικροεπεξεργαστή. Στην **ιδανική περίπτωση**, ο χρόνος που απαιτείται για τους υπολογισμούς είναι αμελητέος, και ο MPCC λειτουργεί όπως φαίνεται στο **σχήμα 3.5α**. Τα ρεύματα δειγματοληπτούνται την στιγμή  $t_k$  και το βέλτιστο διάνυσμα της τάσεως εξόδου υπολογίζεται στιγμιαία, και το διάνυσμα της τάσεως εφαρμόζεται για όλο το διάστημα

( $t_k, t_{k+1}$ ). Αν, όμως, ο χρόνος που απαιτείται για την εκτέλεση των υπολογισμών, είναι υπολογίσιμος, θα υπάρχει μία **χρονική καθυστέρηση** ανάμεσα στην στιγμή που δειγματοληπτούνται τα ρεύματα και στην στιγμή που εφαρμόζεται η νέα κατάσταση, **σχήμα 3.5β**. Κατά το διάστημα μεταξύ αυτών των δύο στιγμών, η προηγούμενη διακοπτική κατάσταση θα συνεχίζει να εφαρμόζεται. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.5β η τάση που επιλέχθηκε χρησιμοποιώντας τα μεγέθη που μετρήθηκαν την στιγμή  $t_k$ , θα συνεχίσει να εφαρμόζεται και μετά την στιγμή  $t_{k+1}$ , ωθώντας το ρεύμα να ανεβεί πάνω από την τιμή αναφοράς του. Το αποτέλεσμα είναι το ρεύμα να ταλαντώνεται γύρω από την τιμή αναφοράς του μεγαλύτερο πλάτος (αύξηση current ripple).



Σχήμα 3. 5 – Λειτουργία MPC χωρίς αντιστάθμιση καθυστερήσεων (α) Ιδανική περίπτωση (β) Πραγματική περίπτωση [3]



Σχήμα 3. 6 – Λειτουργία MPC με αντιστάθμιση των καθυστερήσεων [3]

Μια **απλή λύση** για την αντιστάθμιση των παραπάνω καθυστερήσεων, είναι να ληφθεί υπ' όψη ο χρόνος που απαιτείται για τους υπολογισμούς στον αλγόριθμο του ελέγχου, και το επιλεγμένο διάνυσμα να εφαρμοστεί την επόμενη περίοδο δειγματοληψίας. Με αυτόν τον τρόπο, **ο αλγόριθμος του DS-MPCC, τροποποιείται** ως εξής:

1. Μέτρηση των ρευμάτων στάτη
2. Εφαρμογή του επιλεγμένου διανύσματος (που υπολογίστηκε την επόμενη χρονική περίοδο).
3. Υπόλογισμός του ρεύματος στην αρχή της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας, με βάση το επιλεγμένο διάνυσμα τάσεως

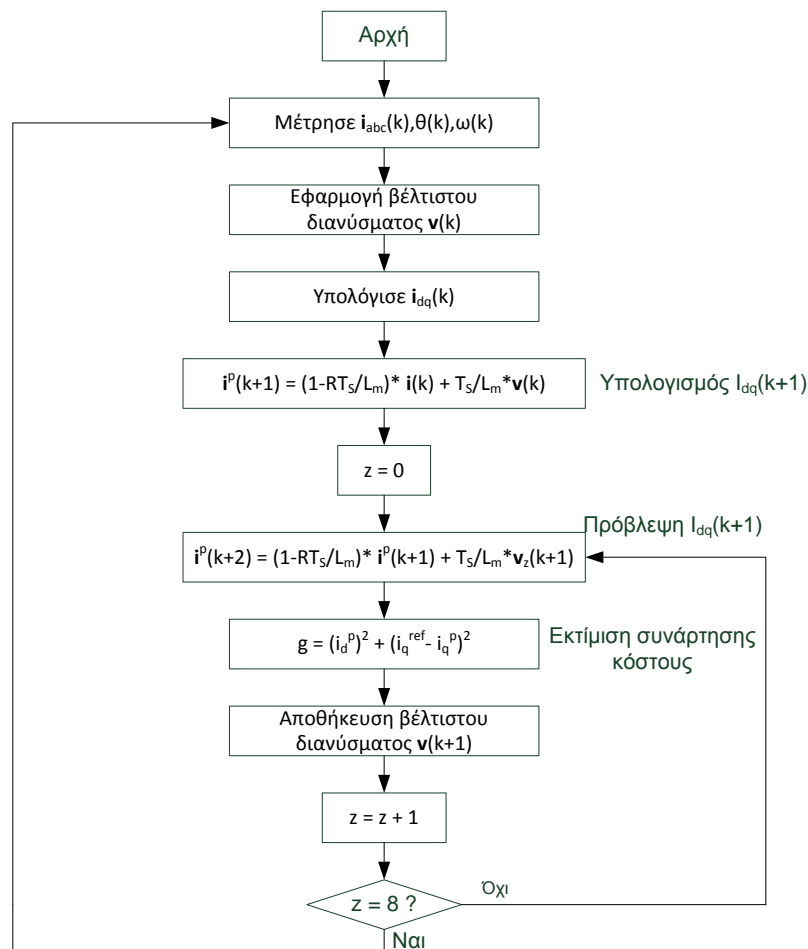
4. Πρόβλεψη των τιμών των ρευμάτων την στιγμή δειγματοληψίας  $t_{k+2}$ , για όλες τις διακριτές διακοπτικές καταστάσεις
5. Εκτίμηση της συνάρτησης Κόστους για κάθε πρόβλεψη
6. Επιλογή της διακοπτικής κατάστασης που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους

Η λειτουργία του **DS-MPC δύο περιόδων**, όπως συχνά αναφέρεται, εξηγείται στο **σχήμα 3.6**. Τα μετρούμενα ρεύματα την στιγμή  $tk$  και οι τάσεις που υπολογίστηκα την περίοδο  $(tk-1,tk)$ , χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό του ρεύματος την στιγμή  $tk+1$ . Στην συνέχεια, το ρεύμα  $i(tk+1)$ , χρησιμοποιείται σαν αφετηρία για την πρόβλεψη των μελλοντικών τιμών για κάθε διακοπτική κατάσταση, χρησιμοποιώντας την σχέση μετακινημένη κατά μια περίοδο δειγματοληψίας:

$$i_d(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_d(k+1) + \omega_e T_s i_q(k+1) + \frac{T_s}{L_s} v_d(k+1) \quad (3.27)$$

$$i_q(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_q(k+1) - \omega_e T_s i_d(k+1) + \frac{T_s}{L_s} v_q(k+1) - \frac{\Psi_r T_s}{L_s} \omega_e(k+1) \quad (3.28)$$

Ο **αλγόριθμος DS-MPCC δύο περιόδων** φαίνεται στο **σχήμα 3.7**. Αξίζει να σημειωθεί ότι το επιπλέον στάδιο υπολογισμού της τιμής  $i(k+1)$ , αυξάνει περαιτέρω τον χρόνο υπολογισμού.



Σχήμα 3. 7 - Αλγόριθμος διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος δυο περιόδων (two period DS-MPCC)



### Πρόβλεψη μελλοντικών τιμών αναφοράς

Στις τεχνικές του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου που παρουσιάζονται σε αυτή την εργασία, η συνάρτηση κόστους βασίζεται στην σύγκριση των μελλοντικών τιμών των μεταβλητών  $i^p(k+N)$  και των μελλοντικών τιμών αναφοράς τους  $i^{ref}(k+N)$ . Οι μελλοντικές τιμές αναφοράς, δεν είναι γενικά γνωστές εκ των προτέρων, εκτός απ' την περίπτωση που παραμένουν σταθερές, όπως για παράδειγμα το  $i_d^{ref}=0$ . Επίσης για τον υπολογισμό της σχέσης (3.25), απαιτείται και η γνώση της ταχύτητας στην αρχή της επόμενης περιόδου  $\omega(k+1)$ , η οποία επίσης δεν είναι γνωστή στην αρχή της περιόδου  $(tk,tk+1)$ .

Μια απλή προσέγγιση θα ήταν να υποθέσει κανείς ότι αυτές οι μελλοντικές τιμές, θα είναι ίδιες με τις παρούσες. Η υπόθεση αυτή, ισχύει όταν τα μεγέθη αυτά μεταβάλλονται πολύ πιο αργά από τις τιμές των μεταβλητών ελέγχου, όπως συμβαίνει για την ταχύτητα του κινητήρα. Επίσης, σύμφωνα με την [6] η επίδραση της μεταβολής των τιμών αναφοράς έχει αμελητέα επίδραση στις επιδώσεις του ελέγχου για χρόνους δειγματοληψίας μικρότερους από  $T_s=100ms$ , όταν χρησιμοποιείται το dq πλαίσιο αναφοράς

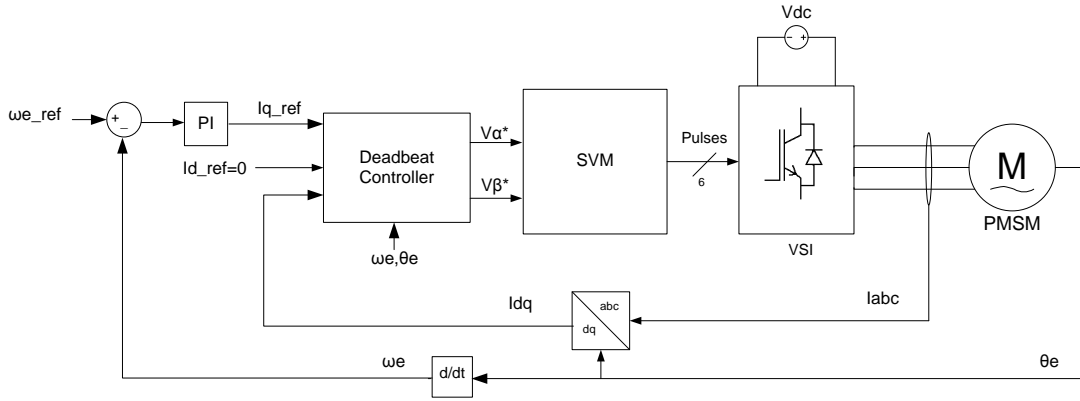
Μια εναλλακτική προσέγγιση, αποτελεί η χρησιμοποίηση πολυωνυμικών παρεκτάσεων για την πρόβλεψη των μελλοντικών τιμών αναφοράς. Για παράδειγμα η μελλοντική τιμή του ρεύματος αναφοράς μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την παρέκταση Langrange  $n$ -οστής τάξης. Για σήματα αναφοράς που μεταβάλλονται ημιτονοειδώς, όπως αν χρησιμοποιηθεί το στατό πλαίσιο αναφοράς, συνηθίζεται η χρήση  $v \geq 2$ . Π.χ. για  $v=2$

$$i^{ref}(k+1) = 3i^{ref}(k) - 3i^{ref}(k-1) + i^{ref}(k-2) \quad (3.29)$$

## 3. 5 Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον deadbeat έλεγχο ρεύματος (Field Oriented Control Using deadbeat Current Control)

### 3. 5.1 Βασικός Αλγόριθμος Ελέγχου deadbeat

Ο έλεγχος deadbeat, είναι μια από τις πιο γνωστές τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου, η οποία έχει προταθεί εδώ και δύο δεκαετίες. Συνήθως υλοποιεί βρόχους ελέγχου του ρεύματος και απαιτεί ένα στάδιο διαμόρφωση παλμών για να παράξει τις τάσεις που υπολογίζει. Έχει εφαρμοστεί, με μεγάλη επιτυχία, τόσο σε σχήματα ελέγχου μετατροπέων για την σύνδεση μονάδων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο [19]-[23], όσο και σε σχήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων [5][6].



Σχήμα 3.8 – Λογικό διάγραμμα FOC με deadbeat έλεγχο ρεύματος

Στο σχήμα 3.8, παρουσιάζεται το διάγραμμα ενός σχήματος ελέγχου FOC μιας μηχανής μονίμων μαγνητών, που χρησιμοποιεί τον deadbeat έλεγχο ρεύματος. Ο έλεγχος **deadbeat** χρησιμοποιεί το **μοντέλο του συστήματος**, μια φορά σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας, ώστε να **υπολογίσει την απαιτούμενη τάση, που θα οδηγήσει την μεταβλητή ελέγχου να πάρει την τιμή αναφοράς την επόμενη περίοδο**. Στην συνέχεια, **χρησιμοποιεί μια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM, SVPWM) για να παράξει την τάση αναφοράς**. Συνέπεια αυτού του σταδίου διαμόρφωσης, είναι η σταθερή διακοπτική συχνότητα της συγκεκριμένης τεχνικής.

Οι εξισώσεις κατάστασης του ηλεκτρικού συστήματος, περιγράφονται σε διανυσματική μορφή, μέσω της σχέσης (3.5), η οποία επαναλαμβάνεται, παρακάτω:

$$\mathbf{x}_e(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_e(k) + \mathbf{B}_d \{ \mathbf{v}(k) + \mathbf{E}(k) \} \quad (3.30)$$

Όπου  $\mathbf{x}_e(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}$ , το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης,

$\mathbf{v}(k) = \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix}$ , το διάνυσμα των μεταβλητών εισόδου

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e(k) \Psi_r \end{bmatrix}$$

Ο αλγόριθμος του ελεγκτή deadbeat, σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας, **υπολογίζει** με βάση τις μετρούμενες τιμές του ρεύματος και της ταχύτητας, **την τάση** που θα οδηγήσει το ρεύμα να πάρει την τιμή αναφοράς στην επόμενη περίοδο, **μέσω της σχέσης**:

$$\mathbf{v}(k)^* = \mathbf{B}_{dm}^{-1} [\mathbf{x}_e^{ref} - \mathbf{A}_{dm} \mathbf{x}_e(k)] - \mathbf{E} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} v_d(k)^* \\ v_q(k)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{sm}}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{L_{sm}}{T_s} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} i_d(k)^{ref} \\ i_q(k)^{ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_{sm} T_s}{L_{sm}} & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{R_{sm} T_s}{L_{sm}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e(k) \Psi_{rm} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Όπου  $L_{sm}$ ,  $R_{sm}$ ,  $\Psi_{sm}$  οι τιμές της επαγωγικής αντίδρασης στάτη, αντίστασης στάτη και ροή δρομέα που χρησιμοποιούνται από τον έλεγχο και στην ιδανική περίπτωση είναι ίσες με τις αντίστοιχες τιμές των παραμέτρων της μηχανής. Πράγματι, αν αντικαταστήσουμε την σχέση (3.31) στην (3.30), θα έχουμε  $\mathbf{x}_e(k+1) = \mathbf{x}_e^{ref}$ .

Στην συνέχεια, οι τάσεις αναφοράς  $v_{dq}^*$  μετασχηματίζονται στο στατό πλαίσιο αναφοράς  $v_{\alpha\beta}^*$ , για να παραχθούν από μια τεχνική SVM. Για να διασφαλιστεί ότι οι τάσεις αναφοράς που παράγονται από τον έλεγχο του ρεύματος είναι εντός της γραμμικής περιοχής λειτουργίας του SVM, ο αλγόριθμός του ελέγχου deadbeat είναι απαραίτητο να εφαρμόσει μετά τον υπολογισμό της (3.31) τον παρακάτω έλεγχο και περιορισμό.

$$Av \left( \sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}} \right) > 0.577 \cdot V_{DC} \Rightarrow \begin{cases} v_d^{*'} = \frac{0.577 \cdot V_{DC}}{\sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}}} v_d^* \\ v_q^{*'} = \frac{0.577 \cdot V_{DC}}{\sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}}} v_q^* \end{cases} \quad (3.32)$$

### 3. 5.2 Deadbeat Έλεγχος Δύο Περιόδων

Ο παραπάνω αλγόριθμος μπορεί να εφαρμοστεί μόνο στην ιδανική περίπτωση, καθώς δεν λαμβάνει υπόψιν τις καθυστερήσεις που εισάγονται από τις μετρήσεις και τον χρόνο που απαιτείται για την εκτέλεση των υπολογισμών. Επομένως, για την εφαρμογή του ελεγκτή σε ένα πραγματικό σύστημα, είναι απαραίτητη η ενσωμάτωση αυτών των καθυστερήσεων στο μοντέλο του ελέγχου. Στην πράξη, συνήθως, εφαρμόζεται μια τροποποίηση του παραπάνω αλγορίθμου, παρόμοιος με αυτόν που αναπτύχθηκε για τον MPC, ο **deadbeat έλεγχος σε δύο βήματα**, που αφήνει μια ολόκληρη περίοδο δειγματοληψίας για την εκτέλεση του αλγορίθμου και την μέτρηση των μεγεθών. Την χρονική στιγμή kT εφαρμόζονται οι παλμοί που υπολογίστηκαν την προηγούμενη περίοδο, ενώ δειγματοληπτούνται η ταχύτητα  $\omega(k)$ , η γωνία  $\theta(k)$  και το ρεύμα  $i(k)$  τα οποία θα γίνουν γνωστά μετά από κάποια καθυστέρηση  $t_d$ . Θεωρώντας τον VSC σαν ένα ιδανικό ενισχυτή τάσης, μπορούμε να γράψουμε,  $v(k) \equiv v^*(k+1)$ . Στην συνέχεια, με βάση αυτές τις τιμές προβλέπονται οι τιμές των μεγεθών στην αρχή της επόμενης περιόδου (k+1)T και υπολογίζεται η τάση  $v^*(k)$  που θα οδηγήσει το ρεύμα να ακολουθήσει την τιμή αναφοράς την χρονική στιγμή (k+2)T.

Μετατοπίζοντας την (3.30) μια περίοδο  $T_s$ , έχουμε:

$$x_e(k+2) = A_d x_e(k+1) + B_d \{v(k+1) + E(k+1)\} \quad (3.33)$$

Ο νόμος deadbeat δύο περιόδων, προκύπτει απ' ευθείας απ' την (3.33):

$$v(k)^* = v(k+1) = B_{dm}^{-1} [x_e^{ref} - A_{dm} x_e(k+1)] - E(k+1) \quad (3.34)$$

Όπως προηγουμένως, εφαρμόζοντας την (3.34) στη (3.33) παίρνουμε:  $x_e(k+2) = x_e^{ref}(k)$

Για την εφαρμογή της σχέσης (3.34), είναι απαραίτητη η πρόβλεψη των μελλοντικών τιμών  $x_e(k+1)$ ,  $E(k+1)$ , από τις τιμές των μεγεθών  $x_e(k)$ ,  $E(k)$ . Επειδή η δυναμική συμπεριφορά του μηχανικού συστήματος, είναι πολύ πιο αργή απ' αυτή του ηλεκτρικού, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι η ταχύτητα είναι σταθερή μεταξύ δυο περιόδων δειγματοληψίας, δηλαδή:

$$\omega(k) \cong \omega(k+1) \Rightarrow E^p(k+1) = E(k) \quad (3.35)$$

Για την πρόβλεψη της τιμής των ρευμάτων  $I_d, I_q$  μπορεί είτε να εφαρμοστεί η σχέση (3.30)

$$x_e(k+1) = A_{dm}x_e(k) + B_{dm}\{v(k) + E(k)\} \quad (3.36)$$

με βάση τα μετρούμενα μεγέθη και την τάση αναφοράς που είχε υπολογιστεί την προηγούμενη περίοδο, είτε να χρησιμοποιηθεί ένας state observer, όπως θα αναλυθεί στην συνέχεια.

### 3. 5.3 Μεταβολές στις τιμές των παραμέτρων

Η χρήση PI ελεγκτών, με ένα στάδιο διαμόρφωσης παλμών, είναι η πιο καθιερωμένη τεχνική ελέγχου στην βιβλιογραφία. Το μοντέλο του συστήματος, χρησιμοποιείται για την επιλογή των παραμέτρων του  $K_P$  και  $K_I$  του ελεγκτή, από τους οποίους εξαρτάται η συμπεριφορά του συστήματος. Αντίθετα ο προβλεπτικός έλεγχος, χρησιμοποιεί απ' ευθείας το μοντέλο του συστήματος στον αλγόριθμό του. Ωστόσο, οι παράμετροι του συστήματος μπορεί να μεταβάλλονται ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας ή να διαφέρουν από την τιμή που χρησιμοποιείται στο μοντέλο. Επομένως, μια βασική απαίτηση ενός συστήματος ελέγχου, είναι αυτό να παραμένει ευσταθές και να λειτουργεί αποδοτικά, παρά τις μεταβολές αυτές.

Για την αξιολόγηση της ευστάθειας ενός ελεγκτή, συνήθως σχηματίζεται η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου και σχεδιάζονται οι ρίζες τις στο μιγαδικό επίπεδο για διάφορες μεταβολές των παραμέτρων του μοντέλου. Η παραπάνω ανάλυση, στις περισσότερες εφαρμογές, αποδεικνύει ότι οι PI ελεγκτές παραμένουν εντός της περιοχής ευστάθειας, ακόμα και για σχετικά μεγάλες **μεταβολές στις τιμές των παραμέτρων**. Επίσης, αν και είναι δύσκολο να εφαρμοστεί η παραπάνω τεχνική στο DS-MPC, λόγω της μη-γραμμικής φύσης του ελεγκτή, σύμφωνα με την [3], η λειτουργία του ελέγχου παραμένει ικανοποιητική, τουλάχιστον στην περίπτωση του DS-MPCC, όπως θα φανεί και από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Αντίθετα, **ο deadbeat ελεγκτής αποδεικνύεται εξαιρετικά ευαίσθητος** στο παραπάνω φαινόμενο, με αποτέλεσμα διαφορές ανάμεσα στις πραγματικές τιμές των παραμέτρων και στις τιμές που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό του μοντέλου, μη γραμμικότητες που δεν συμπεριελήφθησαν στο μοντέλο ή λάθη κατά την σχεδίαση, να οδηγούν σε μειωμένη απόδοση του συστήματος ή ακόμα και σε αστάθεια.

Το παραπάνω πρόβλημα, έχει μελετηθεί ευρέως και έχουν διατυπωθεί διάφορες προτάσεις για την αντιμετώπισή του, όπως η χρήση προσαρμοζόμενων και αυτορυθμιζόμενων σχημάτων (adaptive self-tuning schemes) [18], η ενσωμάτωση εσωτερικών προβλεπτικών μοντέλων καθώς και η αξιοποίηση νευρωνικών δικτύων. Σε διάφορες εφαρμογές έχουν, επίσης, χρησιμοποιηθεί παρατηρητές διαταραχών (disturbance observers), προκειμένου να εκτιμηθούν διαταραχές που περιλαμβάνουν μεταβλητές που δεν μετρούνται άμεσα, και να εισαχθούν στο μοντέλο του συστήματος. Σύμφωνα με τις [5],[6] στην περίπτωση του deadbeat ελέγχου ρεύματος, ενός κινητήρα μόνιμων μαγνητών, την μεγαλύτερη επίδραση στην σταθερότητα του συστήματος έχει η διαφοροποίηση της επαγωγικής αντίδρασης του κινητήρα, με αυτή που χρησιμοποιείται στο μοντέλο του συστήματος, ενώ διαφοροποιήσεις της ροής και της αντίστασης, έχουν μικρή επίδραση.

Οι [19],[20],[21] και [22] χρησιμοποιούν έναν **Luenberger observer** για τον υπολογισμό της μελλοντικής τιμής του ρεύματος, **για να μειώσουν την επίδραση που έχει μια διαφοροποίηση στις τιμές των παραμέτρων**, σε ένα σχήμα deadbeat ελέγχου για την σύνδεση μιας ανεμογεννήτριας στο δίκτυο. Στην συνέχεια, προσαρμόζουμε την παραπάνω λογική, η οποία αναφέρεται και ως robust predictive current control (RPCC) στην περίπτωση του ελέγχου μιας μηχανής μόνιμων μαγνητών. Σύμφωνα με αυτή, **η τάση αναφοράς**

υπολογίζεται μέσω της (3,34), και η μελλοντική τιμή του ρεύματος, την στιγμή  $t_{k+1}$  λαμβάνεται από την εξίσωση του Luenberger observer, δηλαδή:

$$x_e^p(k+1) = (A_{dm} - L_D)x_e^p(k) + L_D x_e(k) + B_{dm}[v^*(k-1) + E(k)] \quad (3.37)$$

Όπου  $x_e^p(k) = [i_d^p(k) \quad i_q^p(k)]^T$ , οι προβλεφθείσες τιμές των ρευμάτων,

$x_e(k) = [i_d(k) \quad i_q(k)]^T$ , οι μετρούμενες τιμές του ρεύματος,

$v^*(k-1) = [v_d^*(k-1) \quad v_q^*(k-1)]^T$ , η τάση αναφοράς που υπολογίστηκε την περίοδο

$(k-1)T_s$  και εφαρμόζεται την περίοδο  $kT_s$  και  $L_D = \begin{bmatrix} L_D & 0 \\ 0 & L_D \end{bmatrix}$ , ο πίνακας κερδών του observer. Αξίζει να σημειωθεί ότι κατασκευάζονται δυο observers που λειτουργούν παράλληλα, ένας για το ρεύμα ευθέως άξονα Id, και ένας για το ρεύμα καθέτου άξονα Iq, δηλαδή:

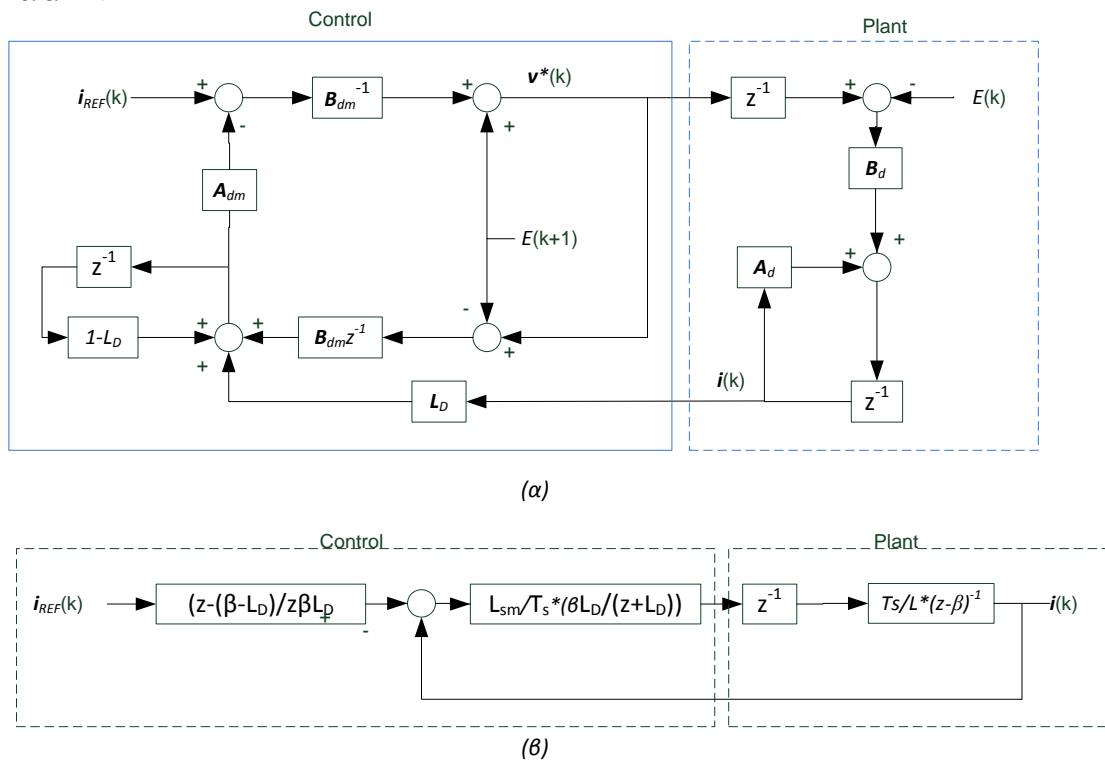
(3.37)

$$\Rightarrow \begin{cases} i_d^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_{sm}} - L_D\right) i_d^p(k) + T_s \omega_e(k) i_q^p(k) + L_D i_d(k) + \frac{L_{sm}}{T_s} v_d^*(k-1) \\ i_q^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_{sm}} - L_D\right) i_q^p(k) - T_s \omega_e(k) i_d^p(k) + L_D i_q(k) + \frac{L_{sm}}{T_s} v_q^*(k-1) - \frac{T_s \Psi \omega(k)}{L_{sm}} \end{cases}$$

(3.38)

Το  $L_D$  παίρνει τιμές από 0 έως  $1-RT/L_s$ . Παρατηρούμε ότι αν  $L_D \rightarrow A_d$  η (18) συγκλίνει στην κανονική σχέση πρόβλεψης (11). Για να είναι το σύστημα ευσταθές θα πρέπει οι ιδιοτιμές του  $L_D - A_d$  να είναι εντός του μοναδιαίου κύκλου.

Το λογικό διάγραμμα του deadbeat ελέγχου, μαζί με τον Luenberger observer, φαίνεται στο σχήμα (3.39)



Σχήμα 3.9. (α) Λογικό διάγραμμα deadbeat ελέγχου με Luenberger observer (β) απλοποιημένο λογικό διάγραμμα

Σύμφωνα με την [20], για αρκετά μικρούς χρόνους δειγματοληψίας οι όροι  $\mathbf{T}_s \boldsymbol{\omega}_e(\mathbf{k})$  του  $\mathbf{A}_{dm}$ , μπορούν να αγνοηθούν, οπότε  $\mathbf{A}_{dm} = \beta \mathbf{I}$  και οι εξισώσεις του συστήματος, απλοποιούνται. Το λογικό διάγραμμα του σχήματος 6α, απλοποιείται σε αυτό του σχήματος 6β, και η χαρακτηριστική εξίσωση της συνάρτησης μεταφοράς μπορεί να γραφτεί για  $\beta \approx 1$ .

$$P(z) = z^2 + (1 - L_D) + L_D \left( \frac{L_{sm}}{L} - 1 \right) \quad (3.39)$$

Παρατηρούμε ότι για  $L_D = \beta \approx 1$  (πρόβλεψη χωρίς observer) και για  $L_{sm} = L$  οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς είναι ακριβώς στο μηδέν  $P(z) = z^2$ , που σημαίνει ότι έχουμε ιδανικό deadbeat έλεγχο δύο περιόδων. Όταν  $L_{sm} \neq L$ , οι πόλοι της συνάρτησης αναφοράς απομακρύνονται από την αρχή των αξόνων. Σκοπός του Luenberger observer είναι να επαναφέρει τους πόλους εντός του μοναδιαίου κύκλου, ώστε το σύστημα να είναι ευσταθές ακόμα και όταν η τιμή  $L_{sm}$  που χρησιμοποιεί ο έλεγχος διαφέρει αρκετά από την πραγματική τιμή  $L$ . Χρησιμοποιώντας το κριτήριο Jury, το σύστημα είναι ευσταθές όταν:

$$L_D |L_{sm}/L - 1| < 1, P(z=1)=0, P(z=-1)=0 \quad (3.40)$$

Επεκτείνοντας την (3.40), προκύπτει ότι το σύστημα είναι ευσταθές όταν

$$0 < \frac{L_{sm}}{L} < \frac{1+L_D}{L_D} \quad (3.41)$$

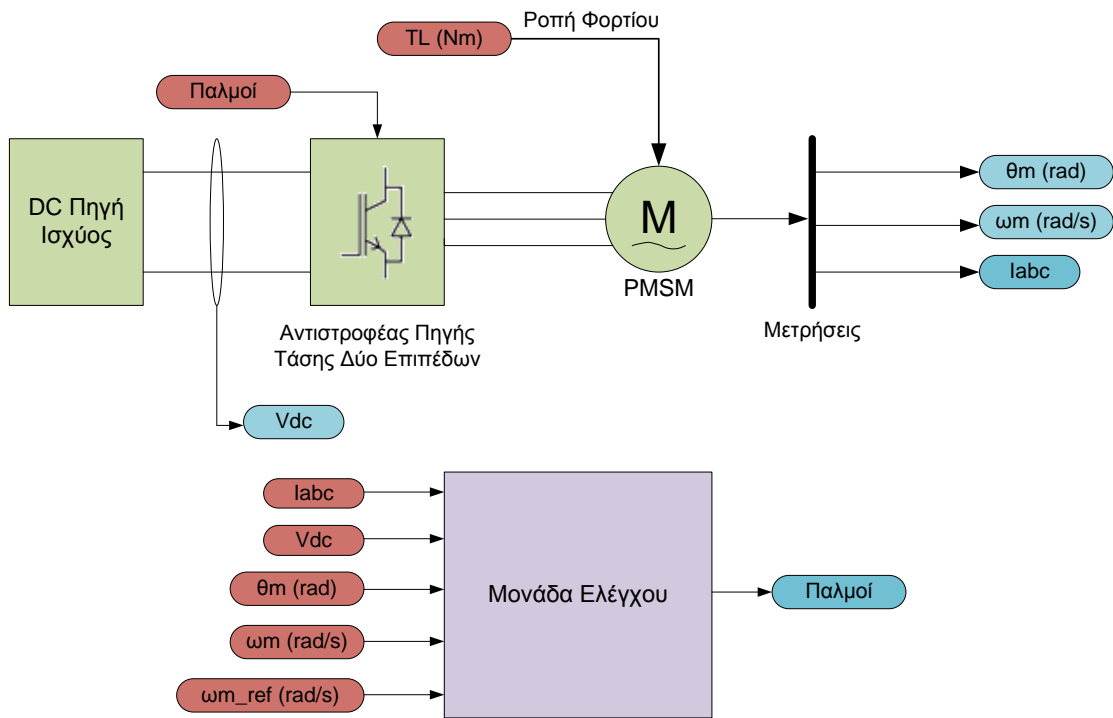
Από την (3.41), φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο ο Luenberger observer ενισχύει τα όρια ευστάθειας του συστήματος. Για παράδειγμα, χωρίς την χρήση του observer το θεωρητικό όριο της περιοχής ευστάθειας, είναι  $\left(\frac{L_{sm}}{L}\right)_{max} = 2$ , ενώ για ένα  $L_D = 0.5$ , το θεωρητικό αυτό όριο γίνεται  $\left(\frac{L_{sm}}{L}\right)_{max} = 3$ .

## Κεφάλαιο 4

# Μοντελοποίηση Συστήματος Ελέγχου Κινητήρα μονίμων μαγνητών

### 4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα **μοντέλα** που χρησιμοποιήθηκαν για την **προσομοίωση** του συστήματος ελέγχου του κινητήρα μονίμων στο περιβάλλον του λογισμικού Matlab/Simulink®. Στο **σχήμα 4.1** εικονίζεται το **συνολικό μοντέλο του συστήματος** που, όπως παρατηρούμε, περιλαμβάνει την μηχανή μονίμων μαγνητών, τον τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων, την πηγή της DC τάσης και την μονάδα του ελέγχου, στην οποία υλοποιούνται οι διαφορετικοί αλγόριθμοι του προβλεπτικού ελέγχου. Τα μοντέλα του κάθε υποσυστήματος παρουσιάζονται αναλυτικά στις ενότητες που ακολουθούν.



Σχήμα 4.1 – Συνολικό μοντέλο συστήματος οδήγησης κινητήρα μονίμων μαγνητών

### 4.2 Μοντελοποίηση Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών

Οι παράμετροι του μοντέλου του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση, είναι οι ίδιες με αυτές της [2], που εξετάζει την συμπεριφορά των σχημάτων FOC, με έλεγχο υστέρησης και DTC, με πίνακα επιλογής διανυσμάτων στον έλεγχο της ταχύτητας μιας ΣΜΜΜ. Ο κινητήρας που είναι σύγχρονος, μονίμων μαγνητών με επιφανειακούς μαγνήτες και ημιτονοειδή ροή, προορίζεται για την πρόωση οχήματος μεταφοράς προσωπικού, και τα χαρακτηριστικά του βασίζονται στην διαστασιολόγηση που πραγματοποιήθηκε στην [1].

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή που ασκεί ο κινητήρας στους τροχούς του οχήματος, θα πρέπει να είναι τέτοια, ώστε:

- να υπερνικά την αντίσταση κύλισης
- να υπερνικά τις δυνάμεις αεροδυναμικών τριβών
- να παρέχει ικανή δύναμη που να υπερνικά τη συνιστώσα του βάρους που αντιτίθεται στην πρόωση
- να έχει την ικανότητα να επιταχύνει το όχημα κατά βούληση

Με βάση τα χαρακτηριστικά του μίνι-βαν που παρουσιάζονται στον πίνακα 1.1, στη εισαγωγική ενότητα, υπολογίζεται η **ροπή** που θα πρέπει να ασκείται σε συνθήκες υπερφόρτισης, μέγιστης ταχύτητας και μόνιμης κατάστασης, καθώς επίσης και η ροπή που βελτιστοποιεί την απόδοση του κινητήρα. Ως συνθήκη μέγιστης υπερφόρτισης, θεωρείται η περίπτωση που το όχημα πρέπει να αναρριχηθεί, για σύντομο χρονικό διάστημα, σε ανηφορικό δρόμο κλίσεως 20%, ενώ ως μέγιστη ταχύτητα τα 100km/h. Η μέγιστη ροπή στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αντιπροσωπεύει την περίπτωση που το όχημα κινείται υπό πλήρες φορτίο και με σταθερή ταχύτητα σε δρόμο κλίσεως 7%. Ο **πίνακας 4.1**, περιέχει τα αποτελέσματα των παραπάνω υπολογισμών. Η σχέση μεταξύ της ροπής στους τροχούς και της ροπής του κινητήρα, αντιστοιχεί στην σχέση μετάδοσης του κιβωτίου ταχυτήτων, που θεωρείται σταθερή και ίση με 10,5:1.

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

Πίνακας 4.1 - Προδιαγραφές κίνησης [1]

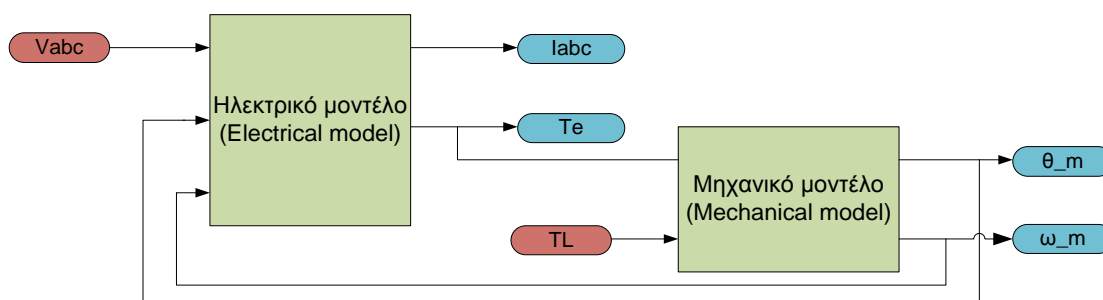
Με βάση τις παραπάνω απαιτήσεις του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης προκύπτουν τα τελικά **χαρακτηριστικά του κινητήρα που θα χρησιμοποιηθεί στην εφαρμογή**, τα οποία παρουσιάζονται στον **πίνακα 4.2**.

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Ονομαστική ισχύς	100 kW
Ονομαστική ροπή	125 Nm
Μέγιστη Ροπή	251 Nm
Ονομαστική ταχύτητα (ανευ εξασθένισης)	4500 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	100.55
Αριθμός ελιγμάτων	12
Πάχος αγωγών στάτη	25 mm <sup>2</sup>
Συντελεστής πληρότητας αύλακος	70%
Ωμική αντίσταση ανά φάση	~ 8 mΩ

Πίνακας 4. 2 – Χαρακτηριστικά κινητήρα [2]



Το μοντέλο του κινητήρα, που χρησιμοποιείται από το λογισμικό Matlab/Simulink, είναι διακριτού χρόνου και βασίζεται στις δυναμικές εξισώσεις dq και στην μηχανική εξίσωση κίνησης, που παρουσιάστηκαν στην ενότητα 2. Η υλοποίηση των παραπάνω εξισώσεων γίνεται σε δύο ξεχωριστά υποσυστήματα, όπως αυτά που φαίνονται στο σχήμα 4.2. Οι είσοδοι του συστήματος είναι οι φασικές τάσεις του στάτη της μηχανής και η ροπή φορτίου, ενώ στην έξοδο του δίνει την μηχανική ταχύτητα του κινητήρα, τα ρεύματα των τριών φάσεων καθώς την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Οι ακριβείς **παράμετροι** που χρησιμοποιήθηκαν στο **μοντέλο** ώστε αυτό να προσομοιώνει όσο το δυνατόν με μεγαλύτερη ακρίβεια την λειτουργία του πραγματικού κινητήρα, περιέχονται στον πίνακα 4.3.



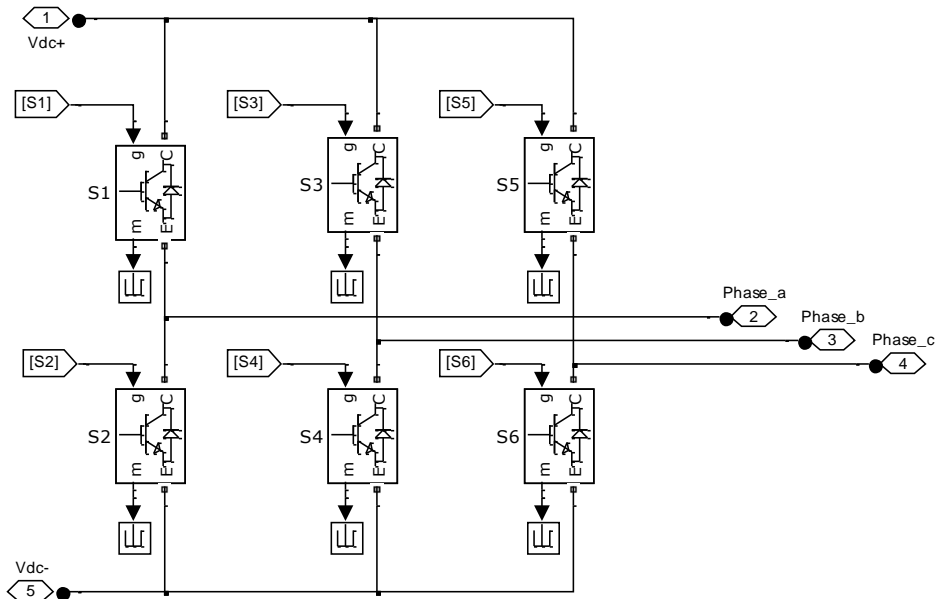
Σχήμα 4.2 – Μοντελοποίηση υποσυστήματος κινητήρα μονίμων μαγνητών

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Κυματομορφή αντι-HEΔ	Ημιτονοειδής
Αντίσταση στάτη $R_s$	0.008 $\Omega$
Αυτεπαγωγή ευθέως και καθέτου άξονα $L_d, L_q$	$L_d=L_q= 0.33$ mH
Ροή δρομέα	0.16 Wb
Ροπή αδράνειας	0.05 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Παράγοντας τριβών	0.01 $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$
Ζεύγη πόλων	2

Πίνακας 4.3 – Παράμετροι μοντέλου κινητήρα

### 4.3 Μοντελοποίηση Αντιστροφέα

Στο **σχήμα 4.3**, παρουσιάζεται το **μοντέλο του αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων**. Αποτελείται από 3 ημιγέφυρες στοιχείων τύπου IGBT με αντιπαράλληλες διόδους. Οι είσοδοι του συστήματος είναι η τάση τροφοδοσίας  $V_{dc}$  και οι παλμοί των διακοπών S1-S6 που παράγονται από την μονάδα του ελέγχου, ενώ οι έξοδοι του είναι οι διαμορφούμενες τριφασικές εναλλασσόμενες τάσεις.



Σχήμα 4.3 - Μοντελοποίηση υποσυστήματος αντιστροφέα πηγής τάσης

Για τη μοντελοποίηση των IGBTs δόθηκαν οι **παράμετροι** που παρουσιάζονται στον **πίνακα 4.4** και προέκυψαν από τεχνικό εγχειρίδιο αντιστροφέα παρόμοιας ισχύος έτσι ώστε να προσεγγίζουν όσο το δυνατόν περισσότερο το σύστημα το οποίο πρόκειται να υλοποιηθεί.

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Resistance Ron	0.038 Ω
Internal diode resistance Rd	0.01 Ω
Snubber resistance Rs	1e5 Ω

Πίνακας 4.4 – Χαρακτηριστικά Αντιστροφέα

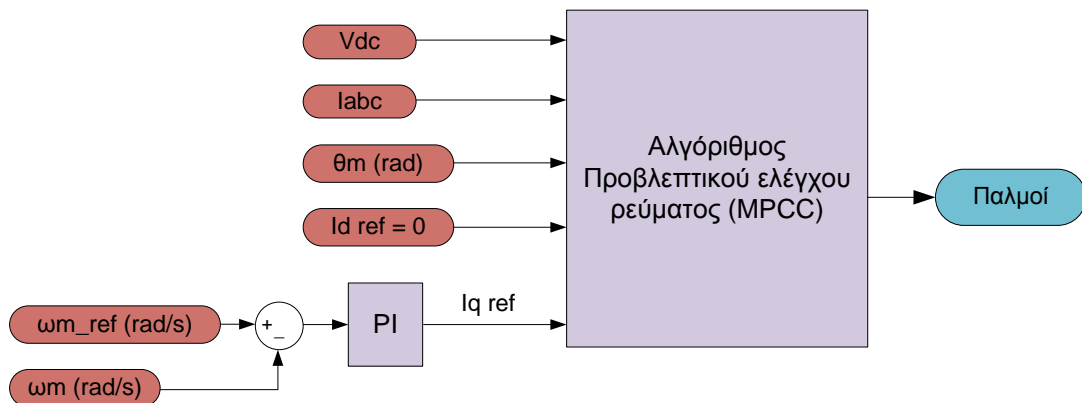
## 4.4 Μοντελοποίηση Ελέγχου

Για τον έλεγχο του κινητήρα μονίμων μαγνητών, χρησιμοποιήθηκαν οι **τρεις τεχνικές** προβλεπτικού ελέγχου που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 3, δηλαδή:

- Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος (**FOC using DS-MPCC**)
- Απ' ευθείας διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (**DS-MPSC**)
- Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον deadbeat έλεγχο ρεύματος (**FOC using deadbeat current control**)

Στην συνέχεια, ακολουθεί μια ποιοτική περιγραφή των εισόδων, των εξόδων και των βημάτων των παραπάνω αλγορίθμων ελέγχου. Οι ακριβείς κώδικες, που υλοποιήθηκαν στην μονάδα embedded Matlab Function του λογισμικού Matlab/Simulink, παρουσιάζονται στο παράρτημα Α.

#### 4. 4.1 Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος χρονικού ορίζοντα $N=1$ (FOC using DS-MPCC with time horizon $N=1$ )

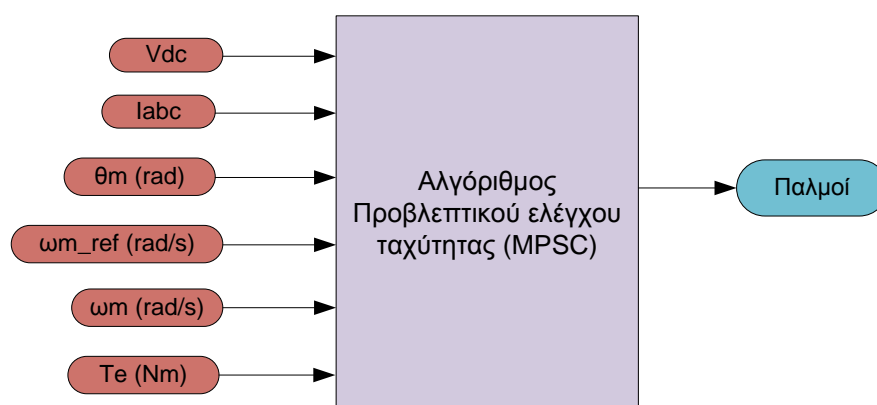


Σχήμα 4.4 – Σηματικό διάγραμμα εισόδων/εξόδων MPCC

Στο **σχήμα 4.4**, παρουσιάζεται το υποσύστημα του ελέγχου **FOC – MPCC**, το οποίο αποτελείται από έναν εξωτερικό βρόγχο ελέγχου της ταχύτητας και έναν εσωτερικό βρόγχο ελέγχου του ρεύματος. Ο βρόγχος ελέγχου της ταχύτητας υλοποιείται με ένα PI ελεγκτή, ο οποίος παράγει το ρεύμα αναφοράς καθέτου άξονα  $I_{qref}$ . Τα ρεύματα ορθού και καθέτου άξονα, ελέγχονται, ώστε να ακολουθούν τις τιμές αναφοράς τους, με την βοήθεια του αλγορίθμου προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος (MPCC). Οι εισοδοί του ελεγκτή ρεύματος, είναι η συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα  $V_{DC}$ , τα φασικά ρεύματα γραμμής  $I_{abc}$ , η γωνία του δρομέα  $\theta_m$  και τα ρεύματα αναφοράς ορθού και καθέτου άξονα  $I_{dref}$ ,  $I_{qref}$ , ενώ στην έξοδό του, παράγονται απ' ευθείας οι παλμοί των διακοπών του αντιστροφέα. Ο αλγόριθμος του MPCC, ακολουθεί τα εξής **βήματα**:

1. Μέτρηση της τάσεως  $V_{dc}(k)$ , των ρευμάτων  $I_{abc}(k)$  του στάτη, της ταχύτητας περιστροφής  $\omega_m(k)$  και της γωνίας  $\theta_m(k)$  του δρομέα.
2. Υπολογισμός των συνιστωσών  $I_{dq}(k)$  του ρεύματος του στάτη, χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό  $T_{abc \rightarrow dq}$ , με βάση τις τιμές  $I_{abc}(k)$ ,  $\theta_e(k)$ .
3. Υπολογισμός οκτώ διανυσμάτων  $V_{dq}(k)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα στο σύγχρονο πλαίσιο  $dq$ , χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό  $T_{\alpha\beta \rightarrow dq}$ , με βάση τις τιμές του πίνακα, της τάσεως  $V_{dc}(k)$  και της γωνίας  $\theta_e(k)$ .
4. Πρόβλεψη των τιμών του ρεύματος  $I_{dq}(k+1)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , στην αρχή της επόμενης περιόδου, χρησιμοποιώντας τις σχέσεις και με βάση τις τιμές  $I_{dq}(k)$  και  $\omega_m(k)$ , για κάθε ένα από τα οκτώ διανύσματα  $V_{dq}(k)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , που υπολογίστηκαν στο βήμα.
5. Υπολογισμός της συνάρτησης κόστους, για κάθε ένα από τα οκτώ διανύσματα  $I_{dq}(k+1)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , που υπολογίστηκαν στο βήμα.
6. Επιλογή του διανύσματος τάσεως  $V_{dq}(k)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους.
7. Εφαρμογή του διανύσματος  $V$ , για το υπόλοιπο της περιόδου

#### 4. 4.2 Απ' ευθείας διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας χρονικού ορίζοντα N=1 (DS-MPSC with time horizon N=1)

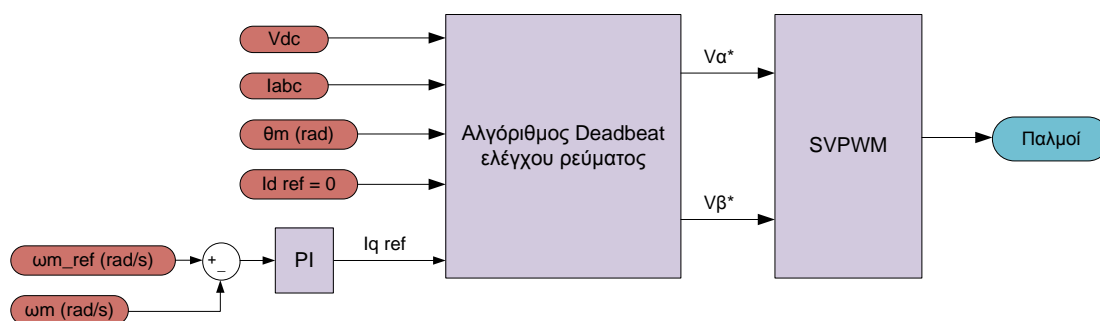


Σχήμα 4.5 - Σχηματικό διάγραμμα εισόδων/εξόδων MPSC

Στο **σχήμα 4.5**, παρουσιάζεται το υποσύστημα του ελέγχου **DS-MPSC**. Όπως παρατηρούμε, απουσιάζει ο εξωτερικός βρόγχος ελέγχου της ταχύτητας, καθώς όλες οι μεταβλητές ελέγχονται μέσω του προβλεπτικού ελέγχου της ταχύτητας. Οι εισοδοί του αλγορίθμου, είναι η συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα  $V_{DC}$ , τα φασικά ρεύματα γραμμής  $I_{abc}$ , η γωνία του δρομέα  $\theta_m$ , η μηχανική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα  $\omega_m$ , η ταχύτητα αναφοράς  $\omega_m^{ref}$  και η ροπή φορτίου  $T_L$ , ενώ στην έξοδό του παράγονται απ' ευθείας οι παλμοί των διακοπών του αντιστροφέα. Ο αλγόριθμος του MPSC, αποτελείται από τα εξής **βήματα**:

1. Μέτρηση της τάσεως  $V_{dc}(k)$ , των ρευμάτων  $I_{abc}(k)$  του στάτη, της ταχύτητας περιστροφής  $\omega_m(k)$ , της γωνίας  $\theta_m(k)$  του δρομέα και της ροπής φορτίου  $T_e$ .
2. Υπολογισμός των συνιστωσών  $I_{dq}(k)$  του ρεύματος του στάτη, χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό  $T_{abc \rightarrow dq}$ , με βάση τις τιμές  $I_{abc}(k)$ ,  $\theta_e(k)$ .
3. Υπολογισμός οκτώ διανυσμάτων  $V_{dq}(k)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα στο σύγχρονο πλαίσιο  $dq$ , χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό  $T_{\alpha\beta \rightarrow dq}$ , με βάση τις τιμές του πίνακα, της τάσεως  $V_{dc}(k)$  και της γωνίας  $\theta_e(k)$ .
4. Πρόβλεψη των τιμών του ρεύματος  $I_{dq}(k+1)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , στην αρχή της επόμενης περιόδου, χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (3.23),(3.24) και με βάση τις τιμές  $I_{dq}(k)$  και  $\omega_m(k)$ , για κάθε ένα από τα οκτώ διανύσματα  $V_{dq}(k)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , που υπολογίστηκαν στο βήμα.
5. Πρόβλεψη των αντίστοιχων τιμών της ταχύτητας  $\omega_m(k+2)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$  χρησιμοποιώντας την σχέση (3.25), για κάθε ένα από τα διανύσματα  $I_{dq}(k+1)$  που υπολογίστηκαν στο προηγούμενο βήμα.
6. Υπολογισμός της συνάρτησης κόστους, για κάθε ένα από τα  $I_{dq}(k+1)_i$  και  $\omega_m(k+2)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , που υπολογίστηκαν στα βήματα 4 και 5 .
7. Επιλογή του διανύσματος τάσεως  $V_{dq}(k)_i$ ,  $i=0,1,\dots,7$ , που ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους.
8. Εφαρμογή του διανύσματος  $V$ , για το υπόλοιπο της περιόδου

#### 4. 4.3 Έλεγχος FOC χρησιμοποιώντας τον deadbeat έλεγχο ρεύματος (FOC using deadbeat current control)



Σχήμα 4.6 - Σχηματικό διάγραμμα εισόδων/εξόδων deadbeat ελέγχου ρεύματος

Στο **σχήμα 4.6**, εικονίζεται το υποσύστημα του ελέγχου **FOC – deadbeat**. Όπως παρατηρούμε, αποτελείται από τρεις ξεχωριστές βαθμίδες ελέγχου. Η πρώτη, είναι ο εξωτερικός βρόγχος ελέγχου της ταχύτητας, που υλοποιείται με ένα PI ελεγκτή και παράγει το ρεύμα αναφοράς καθέτου άξονα  $I_{qref}$ . Η δεύτερη βαθμίδα, είναι ο αλγόριθμος του deadbeat ελέγχου ρεύματος, ο οποίος δέχεται σαν εισόδους την τάση εισόδου του αντιστροφέα  $V_{DC}$ , τα φασικά ρεύματα γραμμής  $I_{abc}$ , τη γωνία του δρομέα  $\theta_m$ , τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα  $\omega_m$ , και τα ρεύματα αναφοράς ορθού και καθέτου άξονα  $I_{dref}$ ,  $I_{qref}$ . Στην έξοδό του, παράγει τις τάσεις αναφοράς που θα διαμορφωθούν από την τρίτη βαθμίδα, που είναι ο αλγόριθμος της τεχνικής SVM, που αναλύθηκε στην παράγραφο .Τα **βήματα** που ακολουθεί ο έλεγχος, είναι:

1. Μέτρηση της τάσεως  $V_{dc}(k)$ , των ρευμάτων  $I_{abc}(k)$  του στάτη, της ταχύτητας περιστροφής  $\omega_m(k)$  και της γωνίας  $\theta_m(k)$ .
2. Υπολογισμός των συνιστωσών  $I_{dq}(k)$  του ρεύματος του στάτη, χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό  $T_{abc \rightarrow dq}$ , με βάση τις τιμές  $I_{abc}(k)$ ,  $\theta_e(k)$ .
3. Υπολογισμός του διανύσματος αναφοράς της τάσης  $V^*_{dq}(k)$  που μηδενίζει το σφάλμα στις τιμές των  $I_{dq}$  στην επόμενη περίοδο, χρησιμοποιώντας την σχέση (3.31)
4. Έλεγχος και περιορισμός της τάσης αναφοράς  $V^*_{dq}(k)$ , ώστε να παραμένει εντός της γραμμικής περιοχής λειτουργίας της SVM, χρησιμοποιώντας την σχέση (3.32).
5. Μετασχηματισμός της τάσης αναφοράς στο στατό πλαίσιο αναφοράς, μέσω του μετασχηματισμού  $T_{dq \rightarrow \alpha\beta}$
6. Παραγωγή της τάσης αναφοράς  $V^*_{\alpha\beta}$  από την τεχνική SVM

## Κεφάλαιο 5

### Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

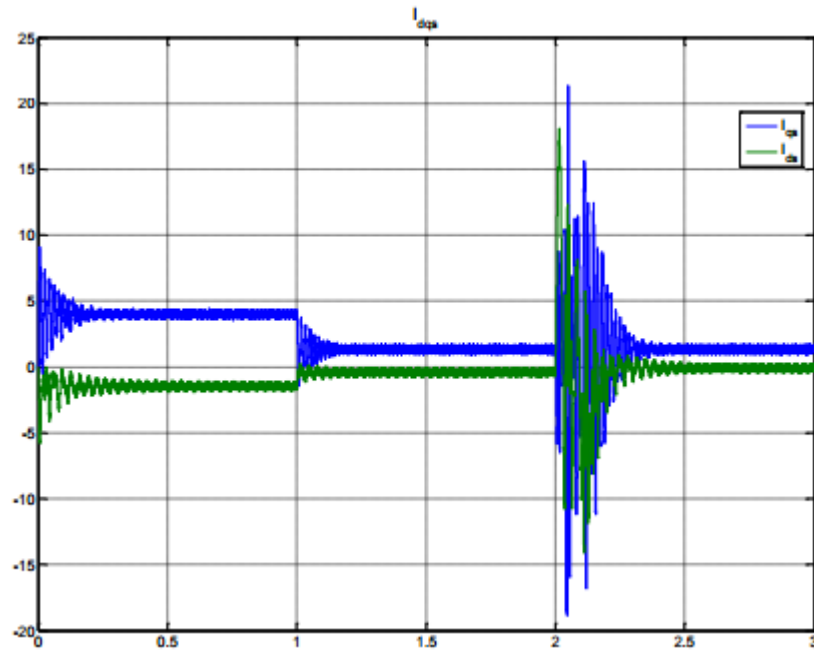
#### 5.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και συγκρίνονται με αυτά προηγούμενων εργασιών, που μελετούν τον έλεγχο του ίδιου συστήματος κίνησης. Στην **ενότητα 5.1** προσδιορίζονται οι τεχνικές με τις οποίες θα συγκριθούν οι τρεις αλγόριθμοι προβλεπτικού ελέγχου που σχεδιάστηκαν και οι δοκιμές που προσομοιώνουν τις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας του οχήματος. Στην **ενότητα 5.2** παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τις **μεταβατικές καταστάσεις**, ενώ στην **5.3** για την **μόνιμη κατάσταση** λειτουργίας. Στην ενότητα 5.4 εξετάζεται το ζήτημα της ευαισθησίας των ελεγκτών στις μεταβολές των παραμέτρων και τις βελτίωσης που προκύπτει στις επιδόσεις του deadbeat ελέγχου, με την ενσωμάτωση του Luenberger observer που συζητήθηκε στην ενότητα . Τέλος, η ενότητα 5.5 περιέχει μια συνοπτική σύγκριση των επιδόσεων των τριών τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου με αυτές του FOC με έλεγχο υστέρησης και του DTC με πίνακα επιλογής διανυσμάτων της [2], για όλες τις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν.

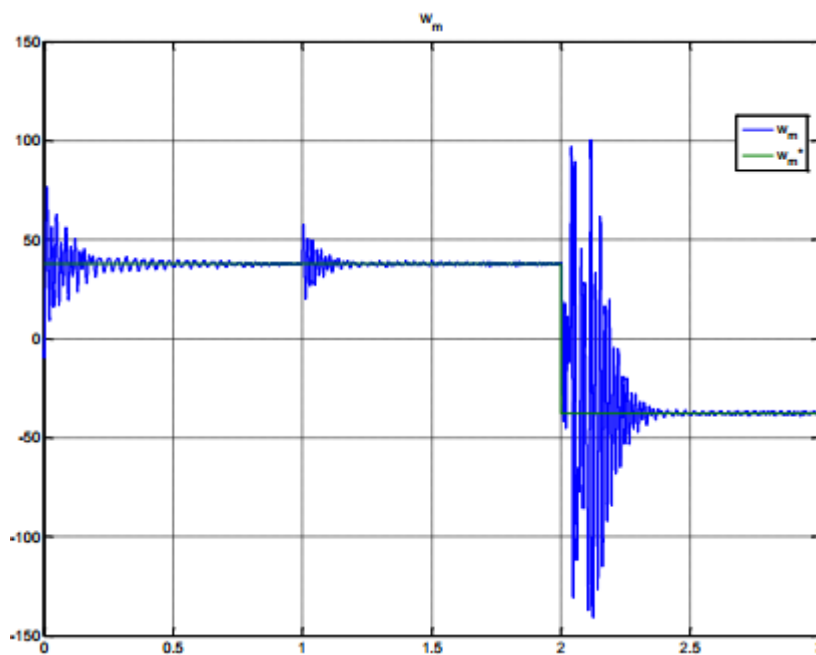
#### 5.2 Καθορισμός δοκιμών και συγκρίσεων με άλλες τεχνικές ελέγχου

Όπως αναλύθηκε και στην παράγραφο 2.5, τα **συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων** μπορούν να χωριστούν σε **ανοιχτού βρόχου** (βαθμωτός έλεγχος) και **κλειστού βρόχου** (διανυσματικός έλεγχος). Στην [2] συγκρίνονται οι επιδόσεις ενός σχήματος βαθμωτού ελέγχου V/f και δύο σχημάτων διανυσματικού ελέγχου, ενός FOC με έλεγχο υστέρησης για το ρεύμα και ενός DTC με πίνακα επιλογής διανυσμάτων. Με βάση τα αποτελέσματά της, ο **έλεγχος ανοιχτού βρόχου**, που είναι και η πιο απλή τεχνική ελέγχου, **κρίνεται ακατάλληλος για εφαρμογές μεγάλης ισχύος**, καθώς παρουσιάζει αυξημένες απώλειες.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.1, κατά την διάρκεια μεταβατικών φαινομένων παρατηρούνται μεγάλες ταλαντώσεις στις τιμές των μεταβλητών, οι οποίες, αν και αποτελούν σημείο αστάθειας του συστήματος δεν αναμένεται να επηρεάσουν σημαντικά την ταχύτητα του πραγματικού κινητήρα, εξαιτίας της μεγάλης ροπής αδράνειάς του. Αντίθετα όμως αναμένεται να αυξήσουν σημαντικά τις απώλειες του συστήματος, μειώνοντας 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 στην ιδανική περίπτωση.



(α)



(β)

Σχήμα 5. 1. Απόκριση (α) ρευμάτων στάτη (β) ταχύτητας ελέγχου ανοιχτού βρόγχου  $V/f []$

Με βάση τα παραπάνω, ο βαθμωτός έλεγχος μπορεί να αποτελεί μια αξιόπιστη και οικονομική λύση για εφαρμογές μικρής ισχύος, όπως το πρότυπο ηλεκτρικό όχημα «Πυρφόρος» που κατασκευάστηκε για τις ανάγκες του διαγωνισμού οικονομίας Shell Eco Marathon®, αλλά ακατάλληλος για εφαρμογές μεγαλύτερης ισχύος, όπως το όχημα μεταφοράς προσωπικού, που μελετάται. Για αυτό τον λόγο, οι τεχνικές έλεγχου που προσομοιώθηκαν στα πλαίσια αυτής της εργασίας, δεν συγκρίνονται άμεσα με τα αποτελέσματα του βαθμωτού ελέγχου, αλλά με αυτά των διανυσματικών τεχνικών FOC και DTC που παρουσιάζονται στην [2].

### **Κριτήρια Ορθολογικής Σύγκρισης Μεταξύ Διαφορετικών Τεχνικών Ελέγχου Κλειστού Βρόγχου**

Για την εξασφάλιση της ορθολογικής σύγκρισης ανάμεσα σε διαφορετικές στρατηγικές ελέγχου, είναι απαραίτητο να τεθούν ορισμένα **κριτήρια** κατά την εκτέλεση των προσομοιώσεων:

- Χρήση ίδιων μοντέλων μηχανής.
- Χρήση ίδιων πηγών ισχύος και ίδιου αντιστροφέα.
- Χρήση των ίδιων περιοριστών της ροπής
- Με βάση την [2], ένας επίσης παράγοντας «δίκαιης» σύγκρισης ανάμεσα σε διαφορετικές τεχνικές είναι λειτουργία του αντιστροφέα με την ίδια διακοπτική συχνότητα. Ωστόσο ο προβλεπτικός έλεγχος δεν μπορεί να λειτουργήσει υπό χαμηλή διακοπτική συχνότητα, επειδή χρειάζεται μια επαρκώς μικρή περίοδο δειγματοληψίας για να λειτουργήσει σωστά. Επομένως, η διακοπτική συχνότητα που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις είναι μεγαλύτερη από αυτήν της [2].

Η **διακοπτική συχνότητα** του αντιστροφέα, είναι άμεσα συνδεδεμένη με την συχνότητα δειγματοληψίας του ελέγχου. Στην περίπτωση του **deadbeat** ελέγχου με την χρήση της τεχνικής **SVM**, οι διακόπτες του αντιστροφέα αλλάζουν την κατάσταση τους δύο φορές, σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας. Επομένως η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα, είναι **σταθερή** και σχετίζεται με την περίοδο δειγματοληψίας του ελέγχου μέσω της σχέσης:

$$F_{switch,db} = 2/T_{samp,db}.$$

Αντίθετα, ο **DS-MPC** λειτουργεί υπό **μεταβλητή διακοπτική συχνότητα**, αλλά η μέση και η μέγιστη τιμή της, είναι, επίσης, ανάλογες της περιόδου του ελέγχου. Με βάση τα παραπάνω και τον πίνακα 5.1, που περιέχει ορισμένους τυπικούς χρόνους δειγματοληψίας που συναντώνται στην διεθνή βιβλιογραφία, επιλέχθηκε να εξεταστεί η συμπεριφορά του MPC για  $T_{SMPC} = 25\mu s, 50\mu s$  και του deadbeat ελέγχου για  $T_{SDB} = 100\mu s, 200\mu s$ .

<b>Αναφορά</b>	<b>Ts MPC</b>	<b>Ts Deadbeat</b>
[5]	-	200μs
[7]	50μs	-
[9]	26μs	125μs

Πίνακας 5.1 – Περίοδοι δειγματοληψίας DS-MPC και deabeat στην διεθνη βιβλιογραφία

### **Καθορισμός δοκιμών**

Αφού εξασφαλιστούν τα παραπάνω κριτήρια, πρέπει να καθοριστούν οι δοκιμές που θα οδηγήσουν στην εξαγωγή χρήσιμων συμπερασμάτων για την εφαρμογή του ελέγχου σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης. Ένας κινητήρας ηλεκτρικής πρόωσης υπόκειται σε διαρκώς μεταβαλλόμενη ροπή φορτίου και η ταχύτητα αναφοράς του συστήματος ελέγχου μεταβάλλεται συχνά, ανάλογα με το σήμα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης που επιβάλλεται από τον οδηγό του οχήματος. Επομένως, για την αξιολόγηση των διαφόρων τεχνικών ελέγχου, επιλέχθηκαν οι παρακάτω δοκιμές, οι οποίες είναι οι ίδιες με αυτές τις [2], χάριν εύκολης συγκρίσεως:

❖ Δοκιμές αποκρίσεων σε **μεταβατικές** καταστάσεις λειτουργίας:

- Δοκιμή **βήματος ροπής** με σταθερή ταχύτητα: Σύγκριση των αποκρίσεων σε ταχύτητα, ροπή και ρεύμα ευθέως άξονα  $I_{sd}$  για βήμα ονομαστικής ροπής σε διαφορετικές ταχύτητες του κινητήρα.



- Δοκιμή **βήματος ταχύτητας** με σταθερό φορτίο: Σύγκριση αποκρίσεων ταχύτητας, ροπής και ρευμάτων για πιθανό βήμα ταχύτητας του κινητήρα με σταθερή ροπή φορτίου.
- ❖ Συμπεριφορά συστήματος στη **μόνιμη κατάσταση**:
  - Μέτρηση της τυπικής απόκλισης της ροπής 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.
  - Μέτρηση της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα
- ❖ Επιπλέον των παραπάνω δοκιμών, τα αποτελέσματα των οποίων χρησιμοποιούνται για την σύγκριση με τα «κλασσικά» σχήματα ελέγχου, πραγματοποιήθηκαν και ορισμένες προσομοιώσεις για την **εκτίμηση της επίδρασης των μεταβολών των παραμέτρων** στις τεχνικές προβλεπτικού και της **βελτίωσης** που προκύπτει, στην περίπτωση του **deadbeat ελέγχου**, με την προσθήκη ενός **Luenberger observer**.

Όλες οι παραπάνω δοκιμές, πραγματοποιήθηκαν και για του δύο χρόνους δειγματοληψίας που επιλέχθηκαν, για κάθε τεχνική, για να μελετηθεί η επίδρασή του στα αποτελέσματα του ελέγχου.

### 5.3 Μεταβατικές Καταστάσεις

Η **δοκιμή βήματος ροπής**, αντιστοιχεί στην περίπτωση που καθώς το όχημα κινείται, η ροπή φορτίου μεταβάλλεται, π.χ. εξαιτίας της αύξησης της κλίσης του οδοστρώματος. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, ο **στόχος του συστήματος ελέγχου**, είναι να **μεταβάλλει την ηλεκτρομαγνητική ροπή** του κινητήρα **διατηρώντας σταθερή την ταχύτητα** περιστροφής του. Εξ' αιτίας της μεταβολής στην ροπή φορτίου, παρατηρείται μια προσωρινή μεταβολή στην ταχύτητα αναφοράς, την οποία ο έλεγχος πρέπει να εξαλείψει, εφαρμόζοντας την κατάλληλη ροπή  $T_e$ .

Η **δοκιμή βήματος ταχύτητας**, προσομοιώνει την περίπτωση που ο κινητήρας καλείται να μεταβάλλει την ταχύτητά του, με βάση το σήμα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης που εφαρμόζεται μέσω του γκαζιού ή του φρένου αντίστοιχα. Για να επιτευχθεί ταχεία μεταβατική συμπεριφορά, **το σύστημα του ελέγχου** πρέπει να είναι σε θέση να **επιβάλει την μέγιστη διαθέσιμη ροπή** σε σύντομο χρονικό διάστημα, **μέχρι η τιμή της ταχύτητας να φτάσει την νέα τιμή αναφοράς**, και στην συνέχεια να μεταβάλει ξανά την ροπή  $T_e$ , ώστε αυτή να γίνει ίση με την ροπή φορτίου και να επανέλθει η ισορροπία. Η ταχύτητα και ο τρόπος με τον οποίο αποκρίνεται το σύστημα του ελέγχου σε μεταβολές των εισόδων του, αποτελεί βασικό κριτήριο αξιολόγησης μεταξύ διαφορετικών τεχνικών.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί, ότι αν και όλες οι δοκιμές πραγματοποιήθηκαν και για τις δύο περιόδους που επιλέχθηκαν για κάθε τεχνική (25μs και 50ms για τον MPC και 100μs και 200μs για τον deadbeat), δεν παρατηρήθηκαν διαφορές όσον αφορά τα μεταβατικά φαινόμενα, παρά μόνο στην μόνιμη κατάσταση. Για αυτό και για λόγους συντομίας, στα σχήματα που ακολουθούν, παρουσιάζονται μόνο τα αποτελέσματα του ελέγχου για  $T_s=25\mu s$  για τους MPSC και MPCC και για  $T_s=100\mu s$  για τον deadbeat, και η μελέτη της επίδρασης του της περιόδου  $T_s$ , αναβάλλεται μέχρι την παράγραφο 5.3.

### 5.3.1 Δοκιμή βήματος ροπής

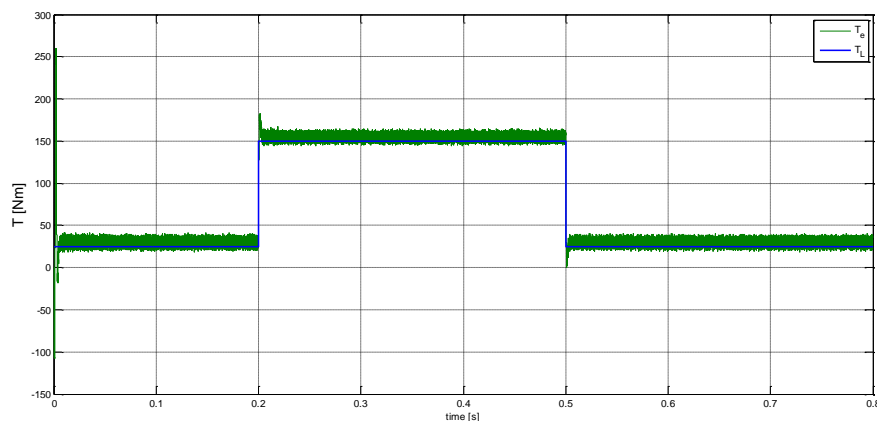
Για την δοκιμή του βήματος ροπής επιλέχθηκε ένα **βήμα** ίσο με την **ονομαστική ροπή** του κινητήρα (από τα 25 Nm στα 150 Nm), διατηρώντας, παράλληλα, την ταχύτητα αναφοράς σταθερή. Η δοκιμή πραγματοποιήθηκε για **δύο διαφορετικές ταχύτητες λειτουργίας**, μια ίση με την ονομαστική (**4500 rpm**) και μια πολύ χαμηλότερη (**100rpm**), καθώς με βάση την [2] δεν αναμένεται να παρουσιαστούν σημαντικές διαφοροποιήσεις σε ενδιάμεσες ταχύτητες. Στα **σχήματα 5.2 έως 5.7**, που ακολουθούν παρουσιάζονται τα **αποτελέσματα** των προσομοιώσεων για τον **DS-MPCC**, τον **DS-MPSC** και τον **deadbeat** έλεγχο ρεύματος, ως εξής:

- (α) Ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  (πράσινο χρώμα) και ροπή φορτίου  $T_L$  (μπλε χρώμα)
- (β) Πραγματική ταχύτητα περιστροφής (πράσινο χρώμα) και ταχύτητα αναφοράς (μπλε χρώμα)
- (γ) Ρεύμα γραμμής φάσης  $a$
- (δ) Ρεύμα ορθού άξονα  $I_d$
- (ε) Μετρούμενο ρεύμα καθέτου άξονα  $I_q$  (πράσινο χρώμα) και ρεύμα αναφοράς  $I_q^{ref}$  (μπλε χρώμα)

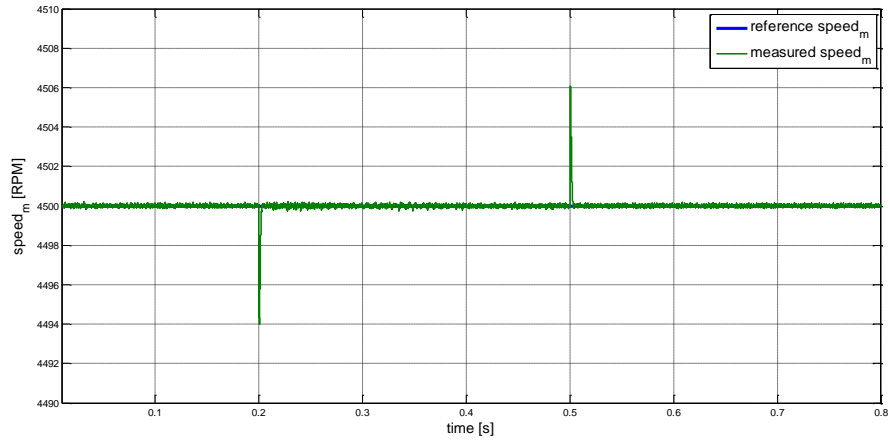
Το σχήμα (ε) απουσιάζει στην περίπτωση του MPSC, καθώς σε αυτό το σχήμα ελέγχου, δεν υπάρχει εξωτερικός βρόγχος ελέγχου και δεν υπολογίζεται κάποια τιμή  $I_q^*$

#### 5.3.1.1 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (DS-MPCC)

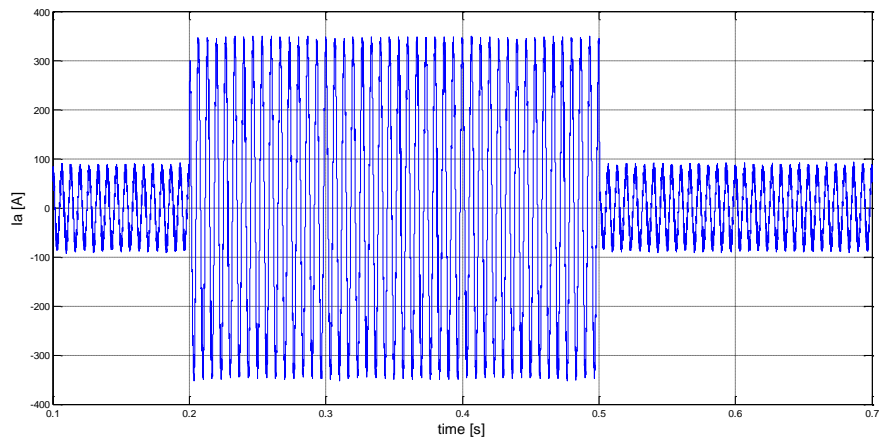
##### **Βήμα ονομαστικής ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό**



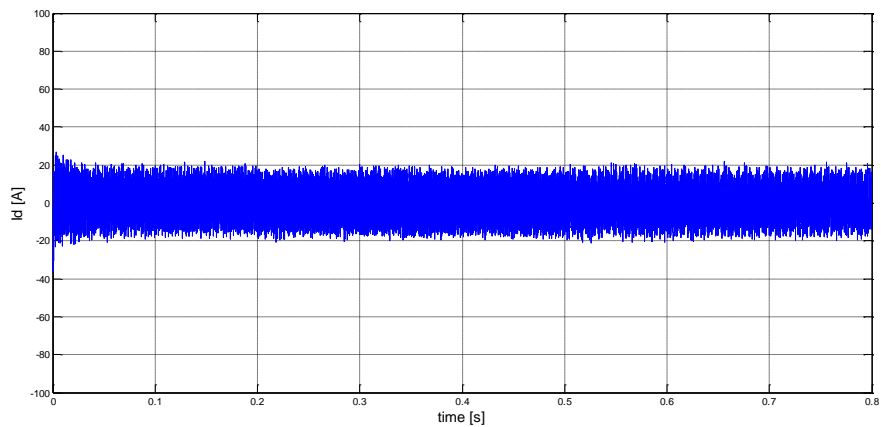
Σχήμα 5.2 (α) - Απόκριση **ροπής DS-MPC ρεύματος** με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή **ονομαστικού φορτίου** (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με **4500** στροφές/λεπτό



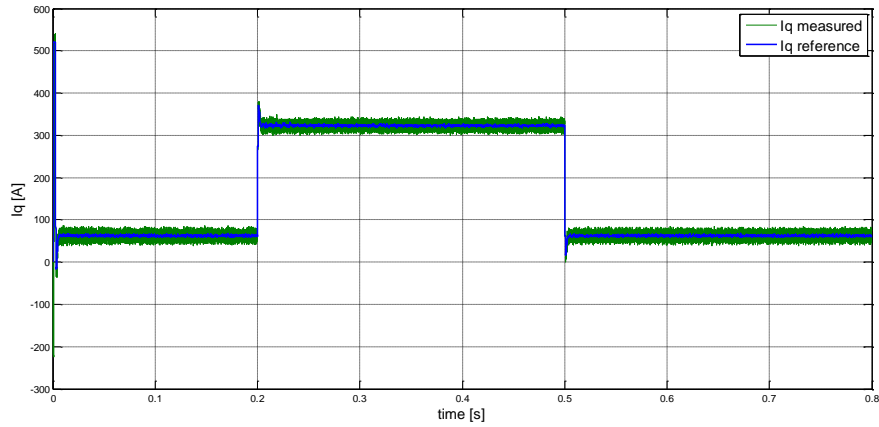
Σχήμα 5.2 (β) - Απόκριση ταχύτητας *DS-MPC* ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό



Σχήμα 5.2 (γ) - Απόκριση φασικού ρεύματος φάσεως α *DS-MPC* ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

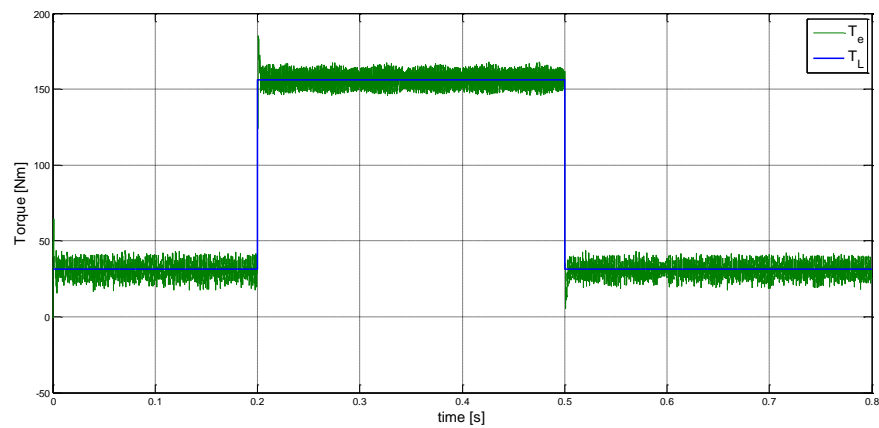


Σχήμα 5.2 (δ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα *Id* *DS-MPC* ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

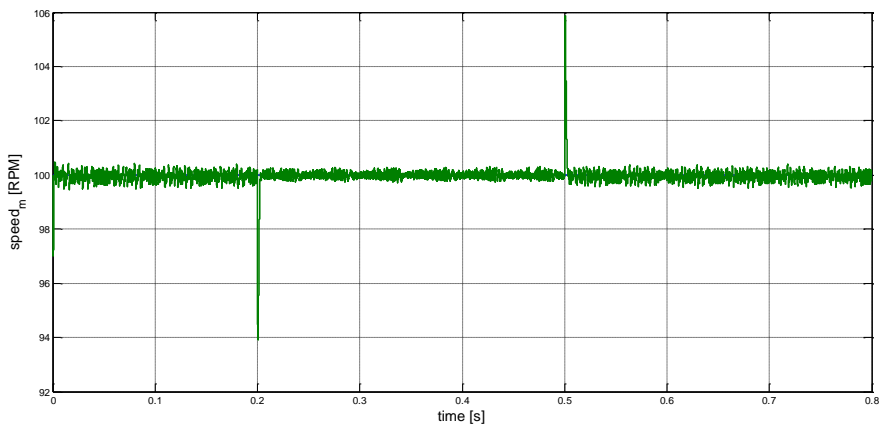


Σχήμα 5.2 (ε) - Απόκριση ρεύματος καθέτου άξονα  $I_q$  DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

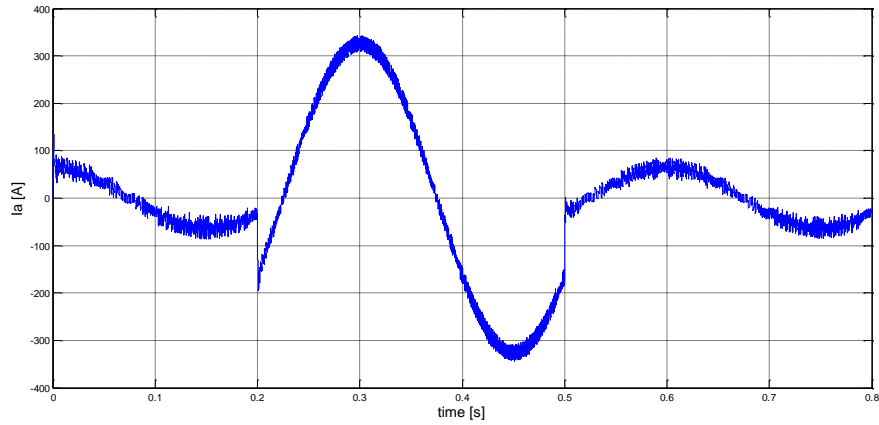
### Βήμα ονομαστικής ροπής στις 100 στροφές/λεπτό



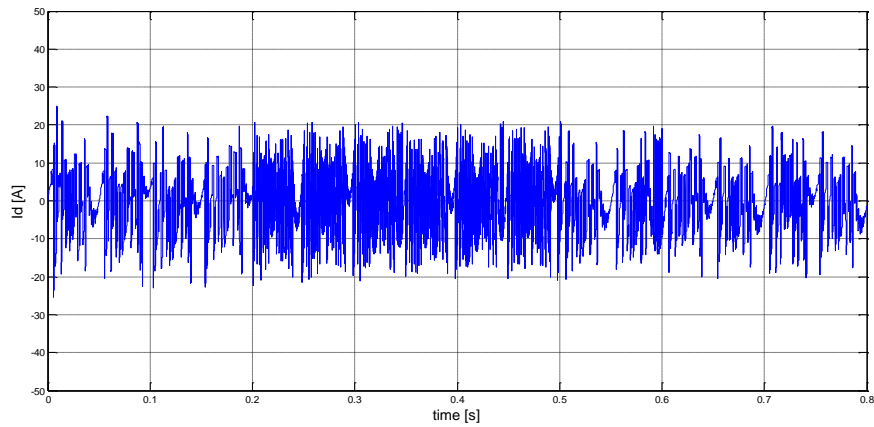
Σχήμα 5.3 (α) - Απόκριση ροπής DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



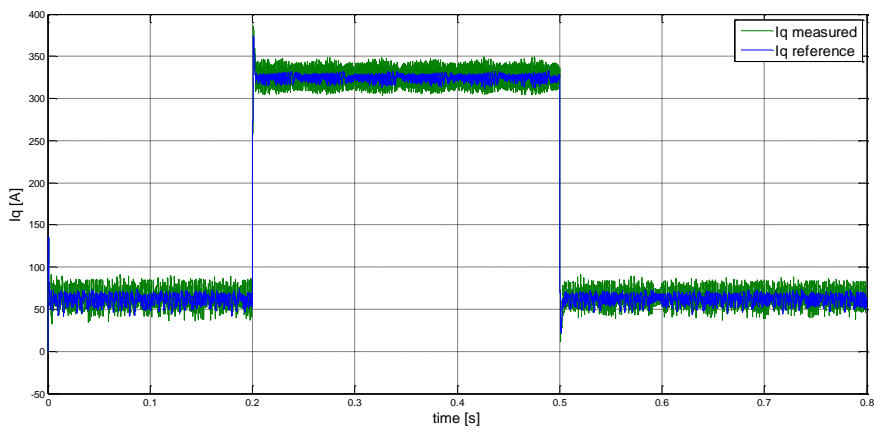
Σχήμα 5.3 (β) - Απόκριση ταχύτητας DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



Σχήμα 5.3 (γ) - Απόκριση φασικού ρεύματος φάσεως α DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



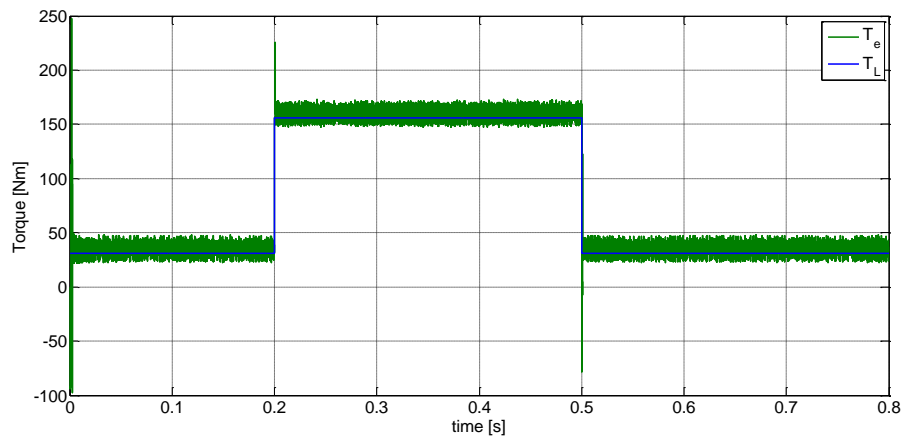
Σχήμα 5.3 (δ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα Id DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



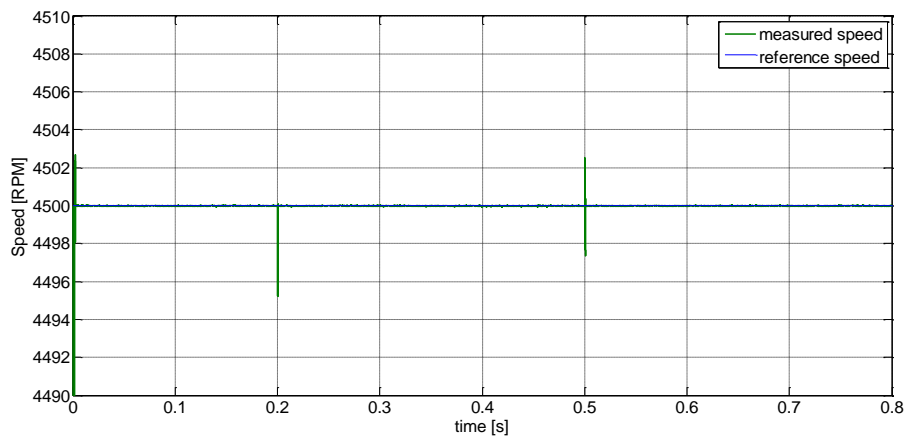
Σχήμα 5.3 (ε) - Απόκριση ρεύματος καθέτου άξονα Iq DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό

### 5.3.1.2 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (DS-MPSC)

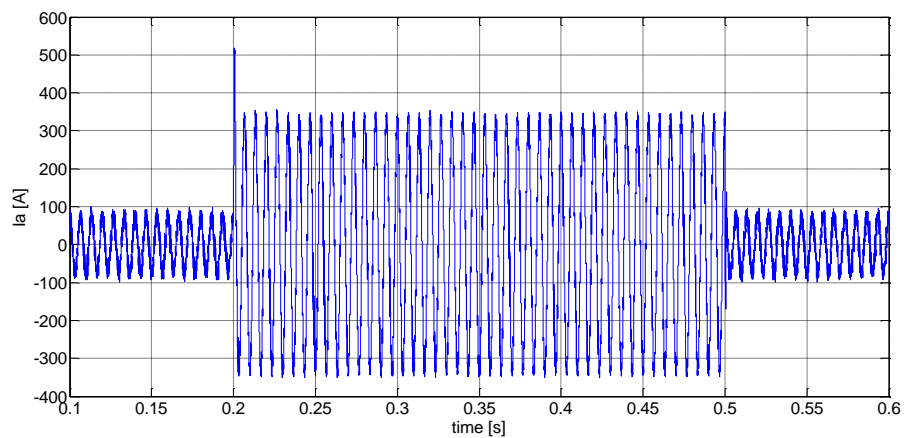
#### Βήμα ονομαστικής ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό



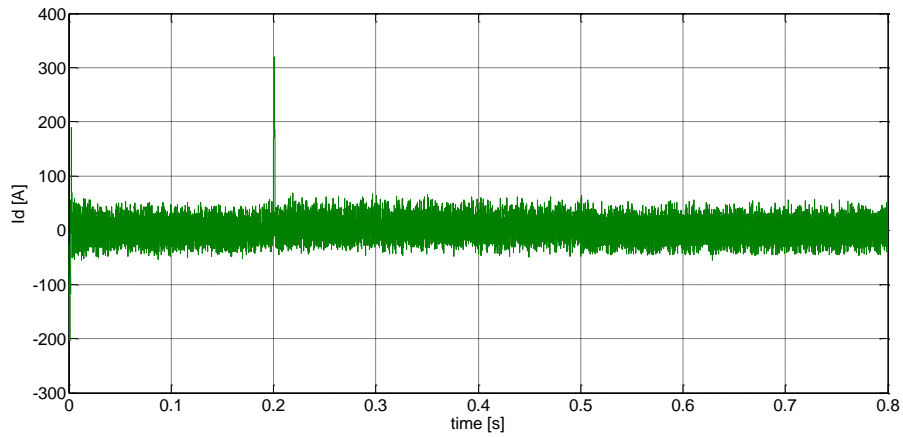
Σχήμα 5.4 (α) - Απόκριση ροπής DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό



Σχήμα 5.4 (β) - Απόκριση ταχύτητας DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

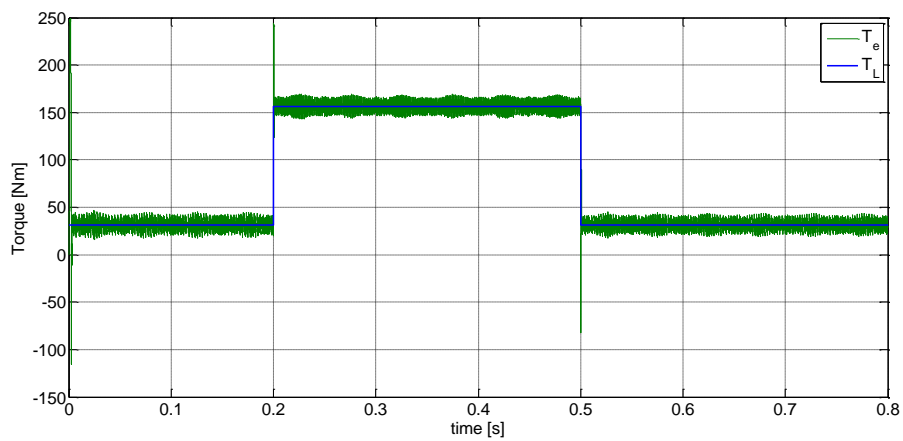


Σχήμα 5.4 - Απόκριση φασικού ρεύματος φάσεως α DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

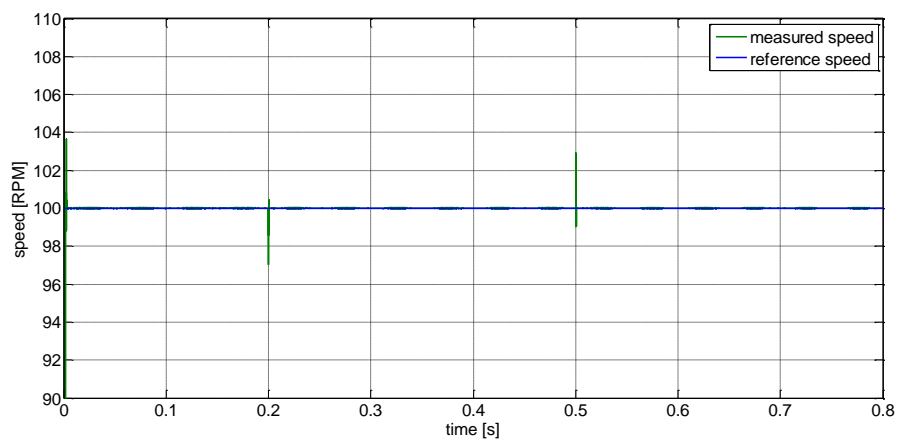


Σχήμα 5. 4 (δ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$  DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

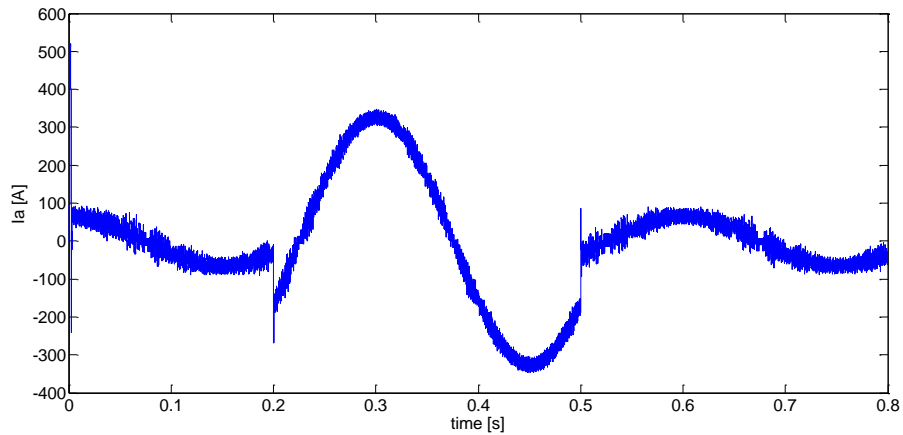
### Βήμα ονομαστικής ροπής στις 100 στροφές/λεπτό



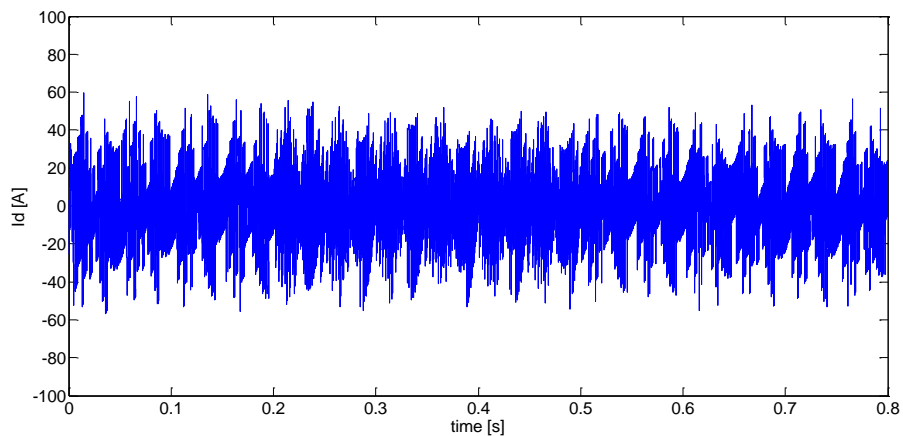
Σχήμα 5.5 (α) - Απόκριση ροπής DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



Σχήμα 5.5 (β) - Απόκριση ταχύτητας DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



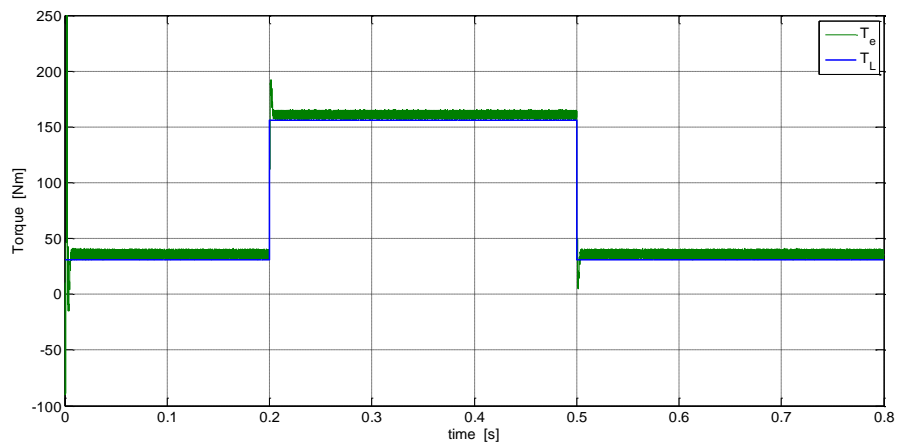
Σχήμα 5.5 (γ) - Απόκριση φασικού ρεύματος φάσεως α *DS-MPC* ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



Σχήμα 5.5 (δ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα *Id DS-MPC* ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

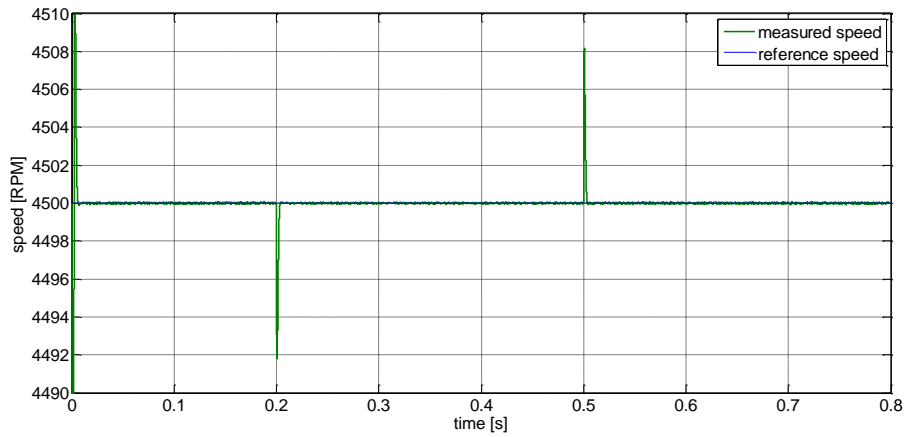
### 5.3.1.3 Deadbeat έλεγχος ρεύματος

#### Βήμα ονομαστικής ροπής στις 4500 στροφές/λεπτό

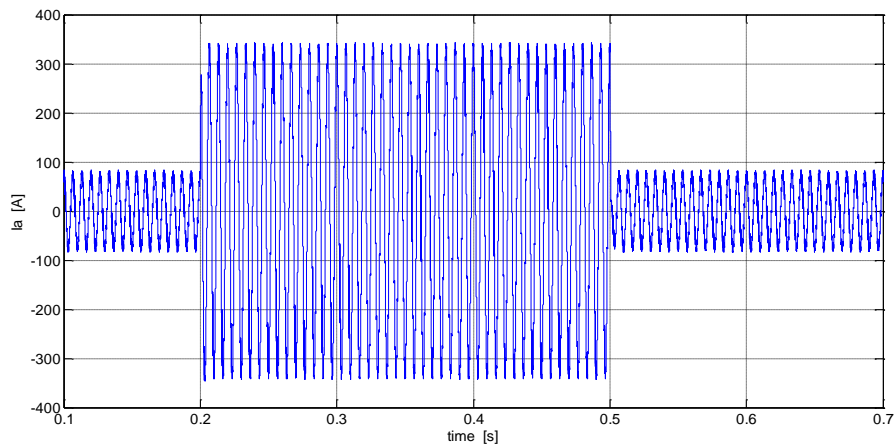


Σχήμα 5.6 (α) - Απόκριση ροπής *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

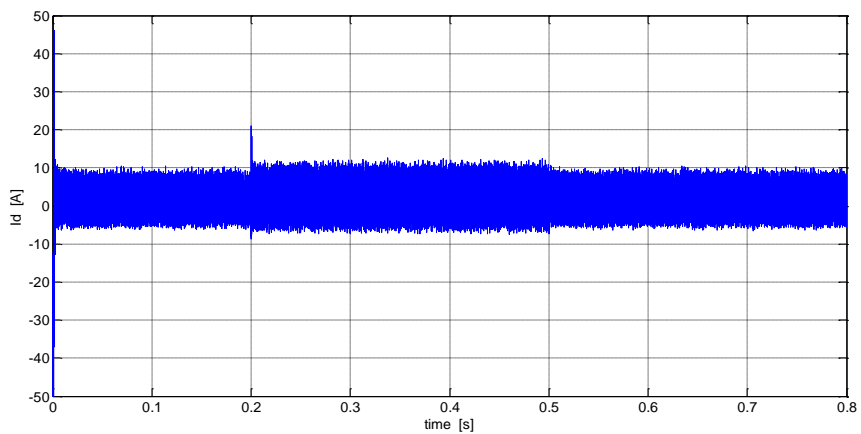




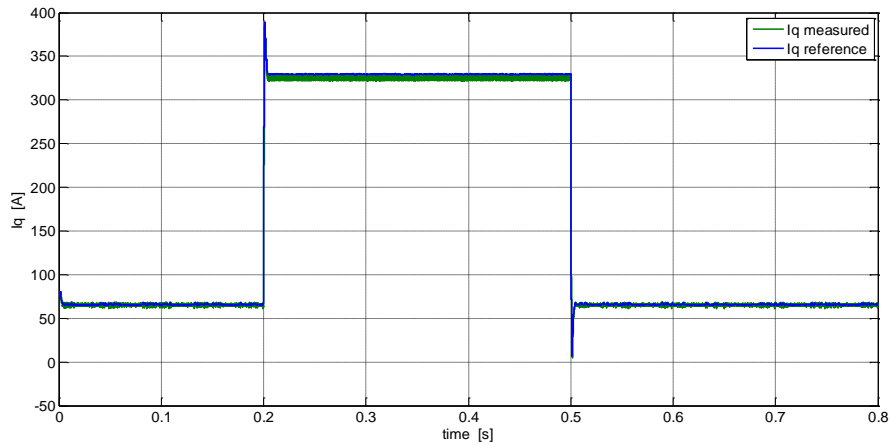
Σχήμα 5.6 (β) - Απόκριση ταχύτητας *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό



Σχήμα 5.6 (γ) - Απόκριση φασικού ρεύματος φάσεως α *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

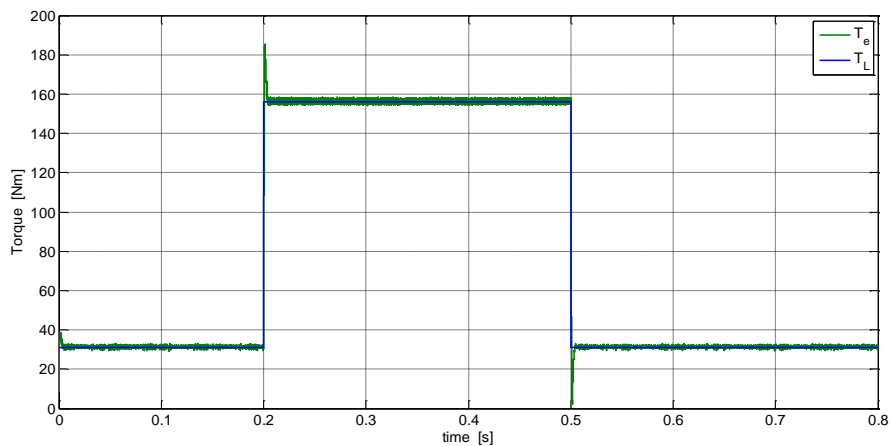


Σχήμα 5.6 (δ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα *Id* *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

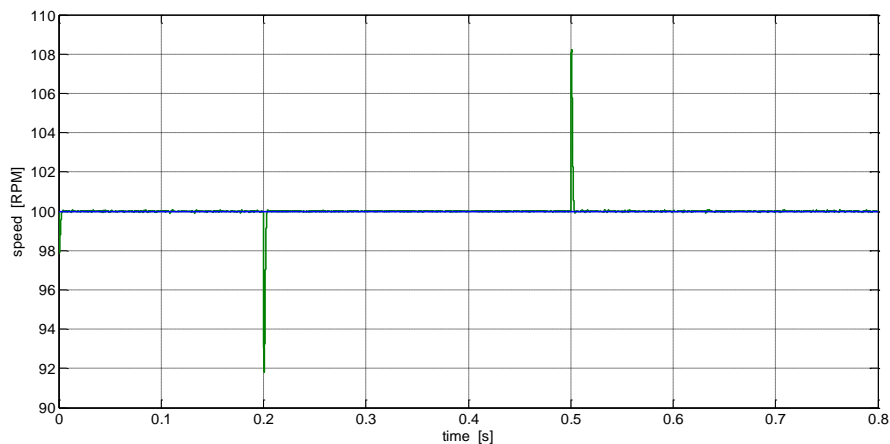


Σχήμα 5.6 (ε) - Απόκριση ρεύματος καθέτου άξονα  $I_q$  *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό

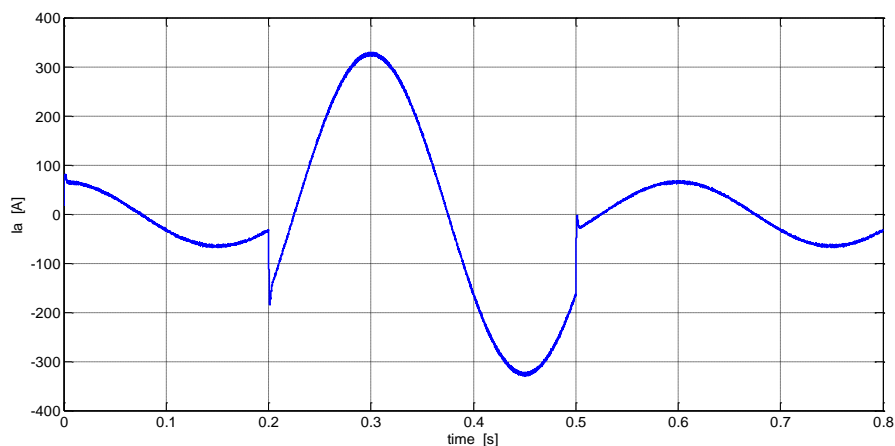
### Βήμα ονομαστικής ροπής στις 100 στροφές/λεπτό



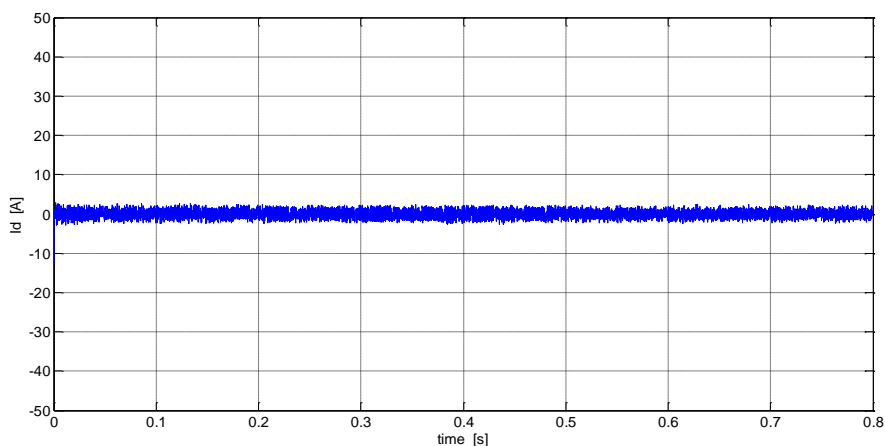
Σχήμα 5.7 (α) - Απόκριση ροπής *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



Σχήμα 5.7 (β) - Απόκριση ταχύτητας *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή ονομαστικού φορτίου (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με 100 στροφές/λεπτό



Σχήμα 5.7 (γ) - Απόκριση **φασικού ρεύματος φάσεως α** **deadbeat ελέγχου ρεύματος** με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή **ονομαστικού φορτίου** (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με **100** στροφές/λεπτό



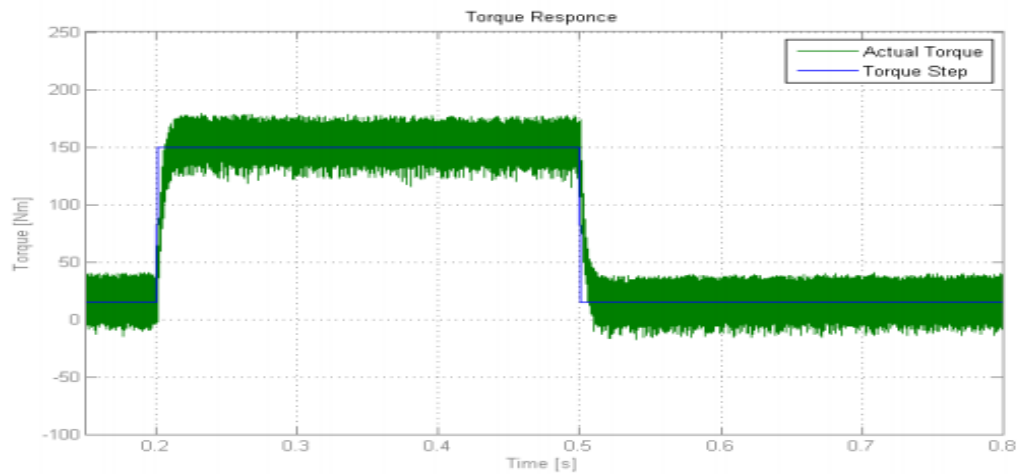
Σχήμα 5.7 (δ) - Απόκριση **ρεύματος ευθέως άξονα Id** **deadbeat ελέγχου ρεύματος** με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική επιβολή **ονομαστικού φορτίου** (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με **100** στροφές/λεπτό

Όπως παρατηρούμε και οι τρεις τεχνικές ελέγχου είναι σε θέση να **μεταβάλλουν** την **ηλεκτρομαγνητική ροπή** του κινητήρα και να **επαναφέρουν το σύστημα σε ισορροπία**, σε πολύ σύντομο χρονικό διάστημα. Εξ' αιτίας της στιγμιαίας διαφοράς ανάμεσα στην  $T_e$  και  $T_L$ , π.χ. σε μια αύξηση της τιμής της ροπής φορτίου, παρατηρείται μια μικρή ελάττωση στην ταχύτητα περιστροφής, την οποία ο έλεγχος εξαλείφει σε πολύ μικρό χρόνο (0,003s), καθώς είναι σε θέση να επιβάλει **ταχύτατα** ηλεκτρομαγνητική ροπή μεγαλύτερη της  $T_L$ . Αυτός είναι και ο λόγος που η  $T_e$ , υπερπηδά για σύντομο χρονικό διάστημα την ροπή φορτίου (σχ. 5.2-5.7α), πριν σταθεροποιηθεί γύρω από την νέα της μέση τιμή.

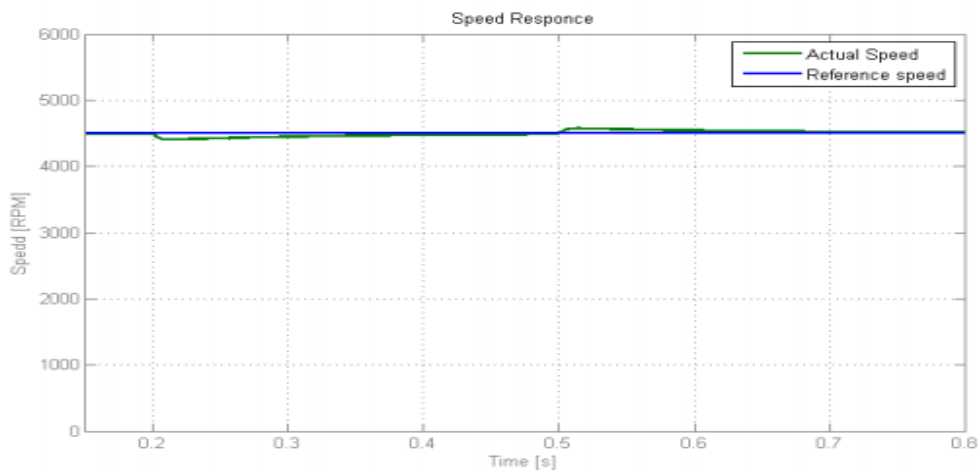
Επίσης, όπως είναι φυσικό, το **πλάτος του ρεύματος** γραμμής **αυξάνεται** για το διάστημα που αυξάνεται η ροπή που ασκεί ο κινητήρας (σχήματα 5.2-5.7γ). Η αύξηση αυτή, **οφείλεται** εξολοκλήρου **στη συνιστώσα του ρεύματος καθέτου άξονα  $I_q$** , που είναι υπεύθυνο για την παραγωγή της ροπής, και συμπεριφέρεται όπως ακριβώς και η  $T_e$  (σχ. 5.2-5.7ε). Η **συνιστώσα του ρεύματος ορθού άξονα  $I_d$** , που σχετίζεται με την άεργο ισχύ που απορροφά ο κινητήρας, **παραμένει ανεπηρέαστη** από τις μεταβολές της ροπής, καθώς ταλαντώνεται

γύρω από το μηδέν χωρίς να μεταβάλει ιδιαίτερα το πλάτος της ταλάντωσής της (σχήματα 5.2-5.7δ).

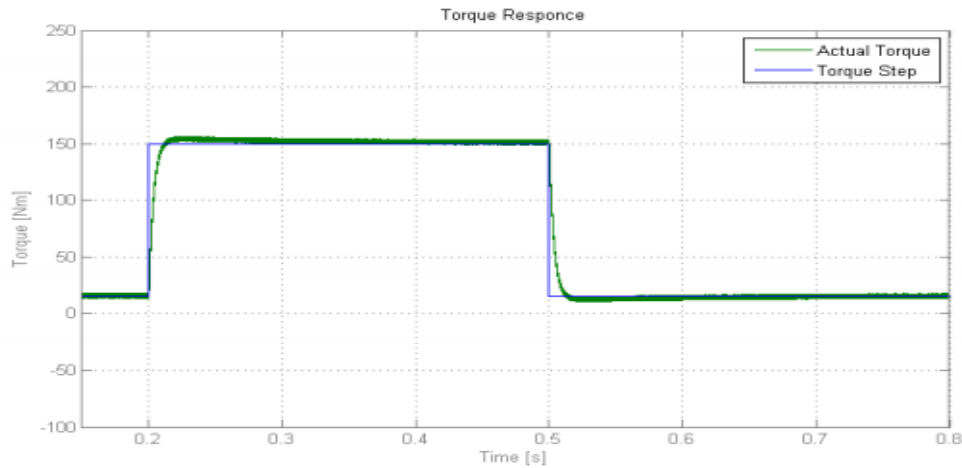
Τέλος, για λόγους εύκολης συγκρίσεως, στα **σχήματα 5.8 και 5.9** που ακολουθούν, παρουσιάζονται οι αποκρίσεις της ροπής ( $\alpha$ ) και της ταχύτητας ( $\beta$ ) για την **ίδια μεταβολή** στο φορτίο, των ελέγχων **FOC και DTC** της [2] για την περίπτωση που ο κινητήρας στρέφεται με 4500 στροφές/λεπτό.



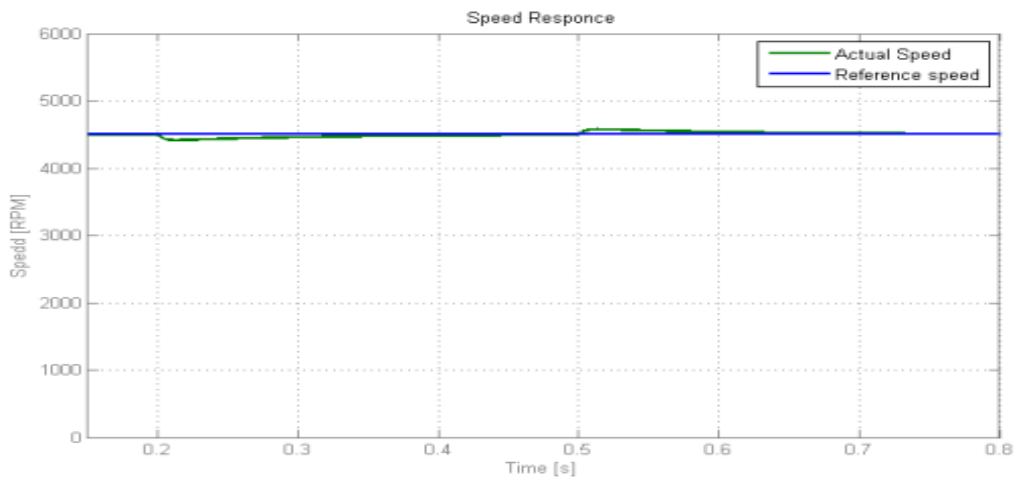
Σχήμα 5.8 ( $\alpha$ ) - Απόκριση ροπής **FOC με έλεγχο υστέρησης** σε βηματική επιβολή **ονομαστικού φορτίου** (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με **4500** στροφές/λεπτό [2]



Σχήμα 5.8 ( $\beta$ ) - Απόκριση ταχύτητας **FOC με έλεγχο υστέρησης** σε βηματική επιβολή **ονομαστικού φορτίου** (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με **4500** στροφές/λεπτό [2]



Σχήμα 5.9 (α) - Απόκριση ροπής **DTC** σε βηματική επιβολή **ονομαστικού φορτίου** (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με **4500** στροφές/λεπτό [2]



Σχήμα 5.9 - (β) - Σχήμα 5.9 (β) - Απόκριση ταχύτητας **DTC** σε βηματική επιβολή **ονομαστικού φορτίου** (150 Nm) στον κινητήρα ενώ στρέφεται με **4500** στροφές/λεπτό [2]

### 5.3.2 Δοκιμή Βήματος Ταχύτητας

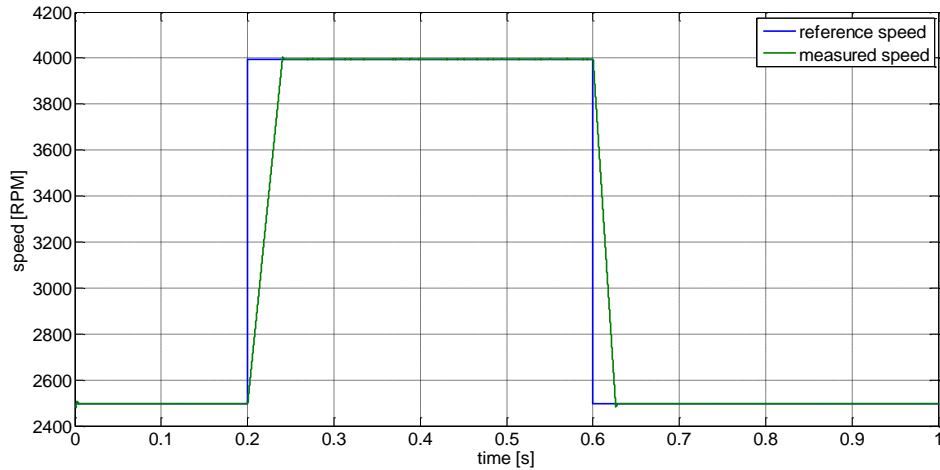
Για την **δοκιμή βήματος ταχύτητας** επιλέχθηκε ένα σενάριο κατά το οποίο ο κινητήρας χρειάζεται να **επιταχύνει από τις 2500 στις 4000 στροφές/λεπτό** και στην συνέχεια να **επιστρέψει** πάλι στην **αρχική του ταχύτητα**, υπό **σταθερό φορτίο**, ίσο με 1/3 του ονομαστικού του (50 Nm). Στα **σχήματα 5.10, 5.11 και 5.12** που ακολουθούν, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τον **DS-MPCC**, τον **DS-MPSC** και τον **deadbeat έλεγχο** ρεύματος αντίστοιχα, με την εξής σειρά:

- (α) απόκριση της πραγματικής ταχύτητας του κινητήρα (πράσινο χρώμα) σε σχέση με την ταχύτητα αναφοράς (μπλε χρώμα)
- (β) απόκριση της ηλεκτρομαγνητική ροπής (πράσινο χρώμα) σε σχέση με την ροπή φορτίου (μπλε χρώμα)
- (γ) φασικό ρεύμα γραμμής της φάσεως  $\alpha$
- (δ) συνιστώσα του ρεύματος ευθέως άξονα Id

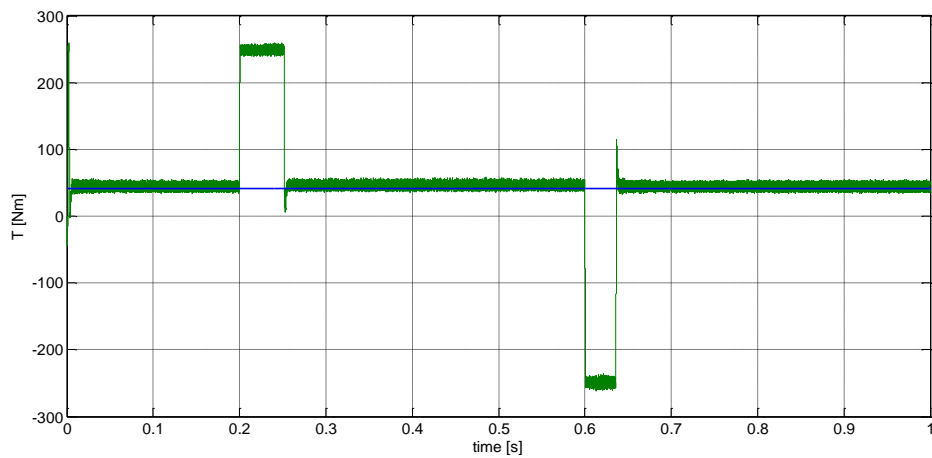
(ε) συνιστώσα του ρεύματος καθέτου άξονα  $I_q$  (πράσινο χρώμα) σε σχέση με το σήμα αναφορά  $I_q^{ref}$  (μπλε χρώμα)

Όπως και πριν το σχήμα (ε) απουσιάζει στην περίπτωση του MPSC.

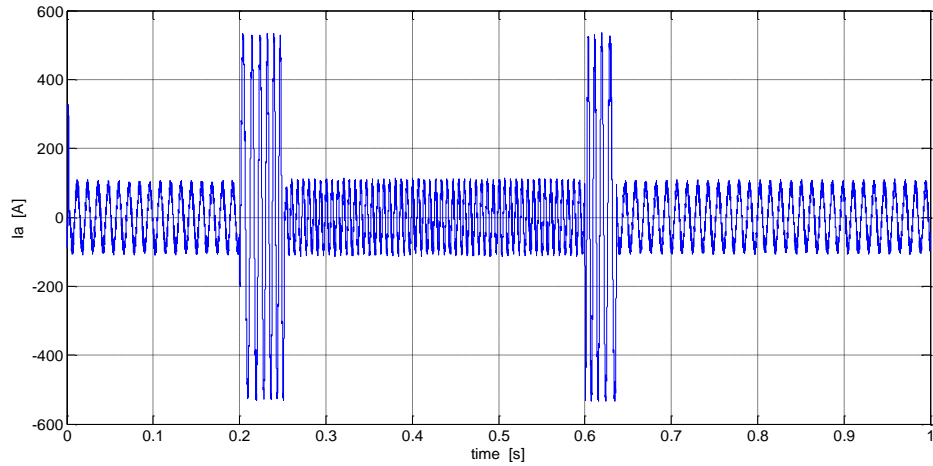
### 5.3.2.1 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (DS-MPCC)



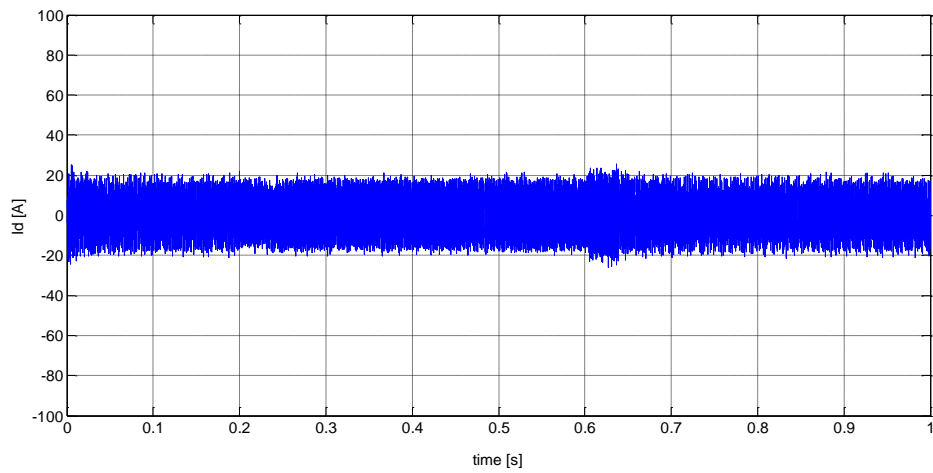
Σχήμα 5.10 (α) - Απόκριση ταχύτητας DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m



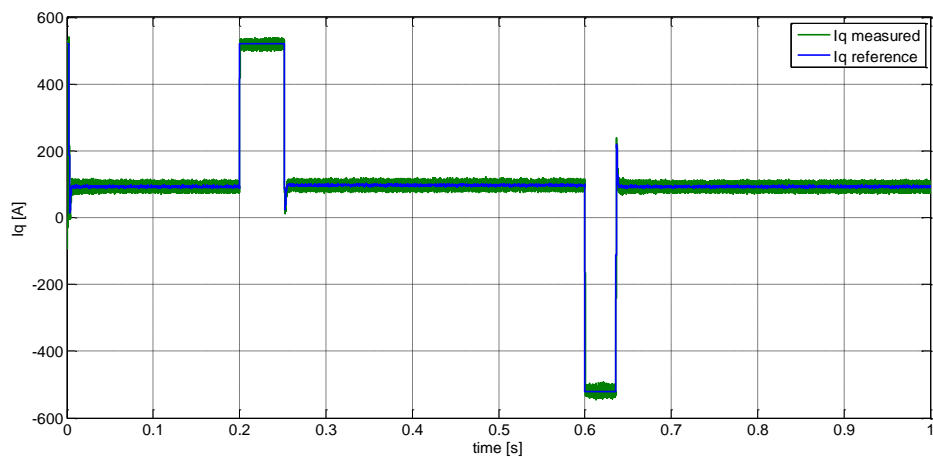
Σχήμα 5.10 (β) - Απόκριση ροπής DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m



Σχήμα 5.10 (γ) - Απόκριση φασικού ρεύματος φάσεως α DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m

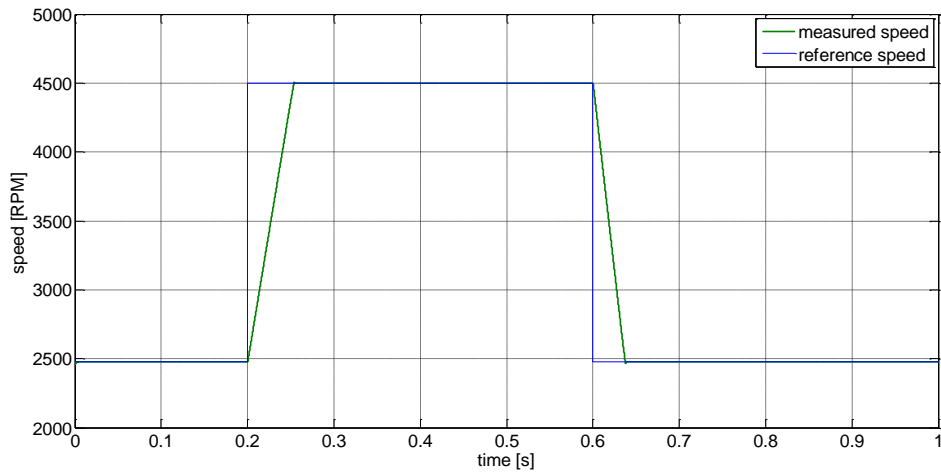


Σχήμα 5.10 (δ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα Id DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m

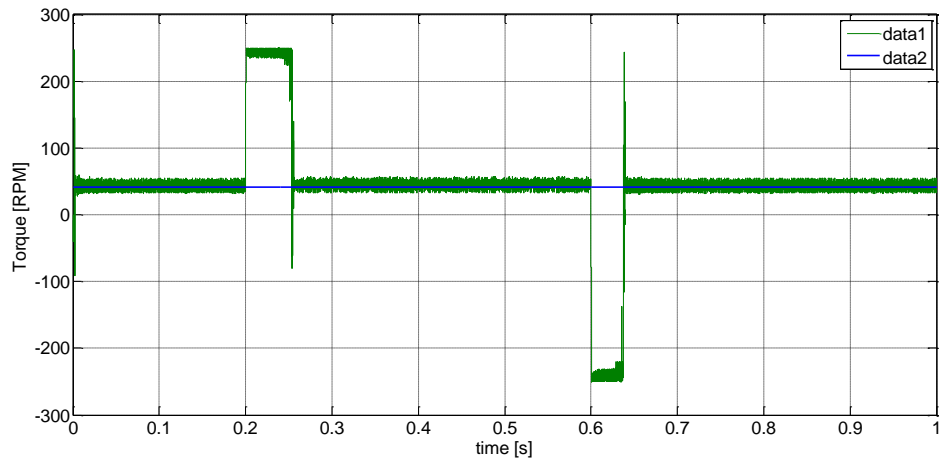


Σχήμα 5.10 (ε) - Απόκριση ρεύματος καθέτου άξονα Iq DS-MPC ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m

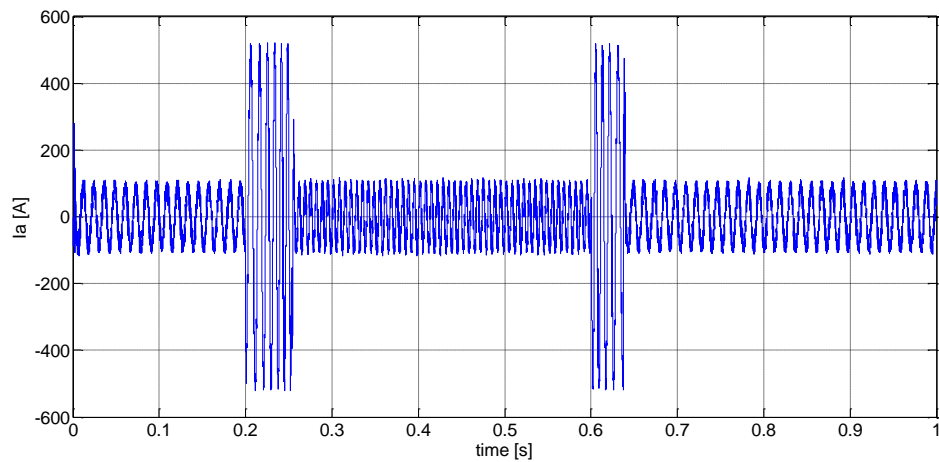
### 5.3.2.2 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (DS-MPSC)



Σχήμα 5.11 (α) - Απόκριση ταχύτητας DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m

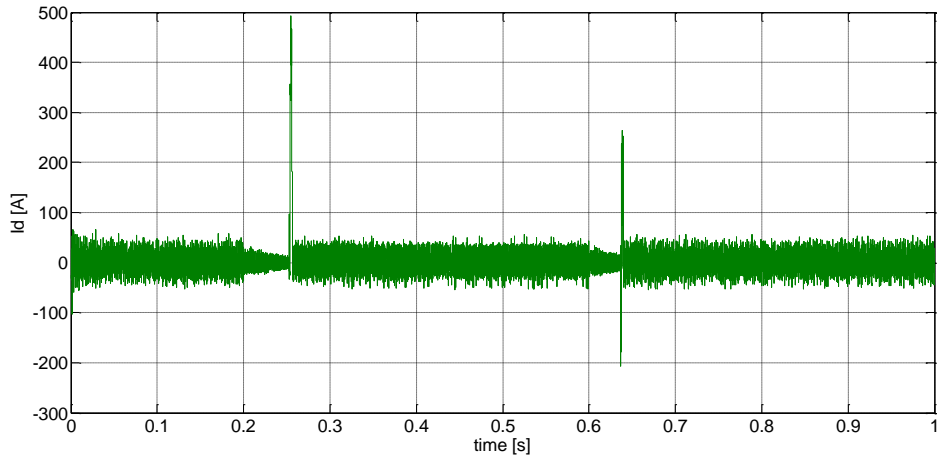


Σχήμα 5.11 (β) - Απόκριση ροπής DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m



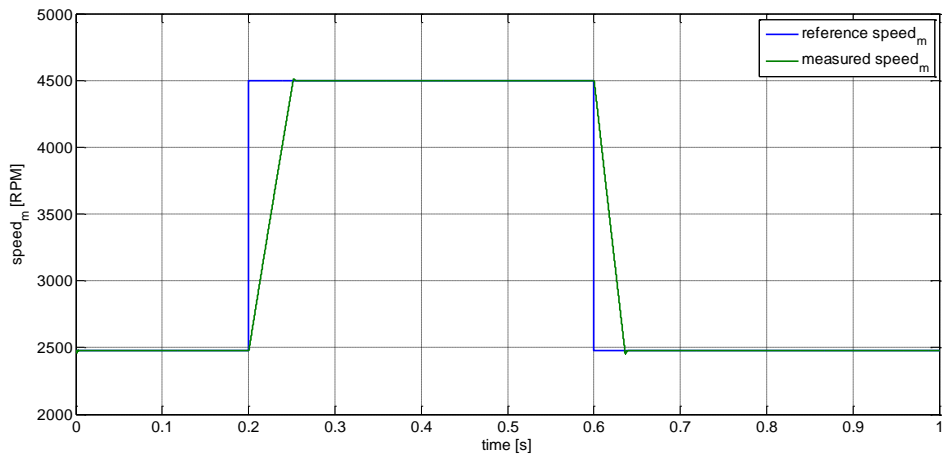
Σχήμα 5.11 (γ) - Απόκριση φασικού ρεύματος φάσεως α DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m



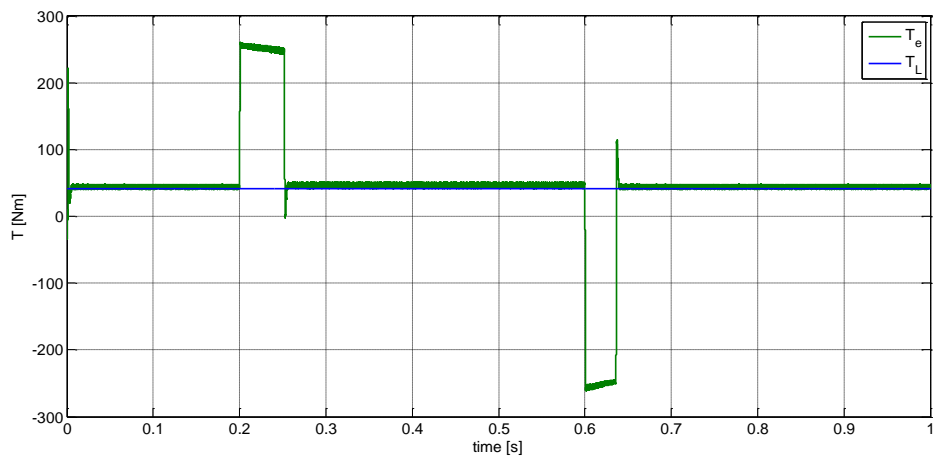


Σχήμα 5.11 (δ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$  DS-MPC ταχύτητας με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m

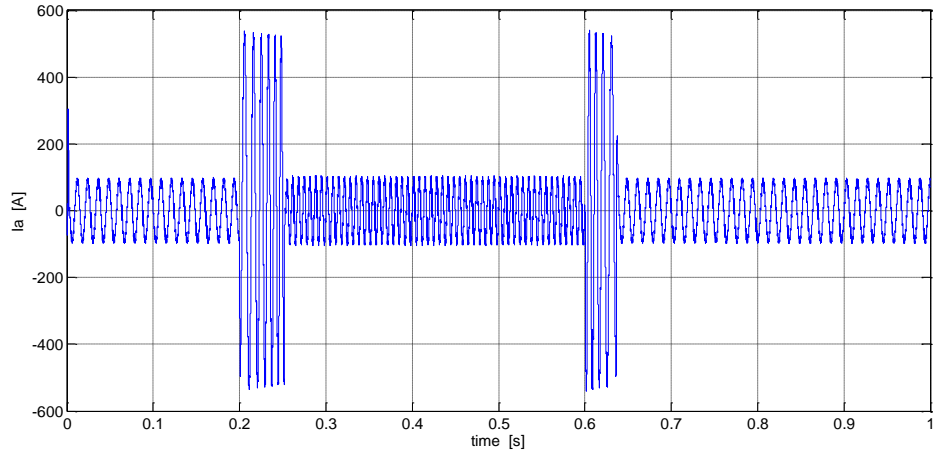
### 5.3.2.3 Deadbeat έλεγχος ρεύματος



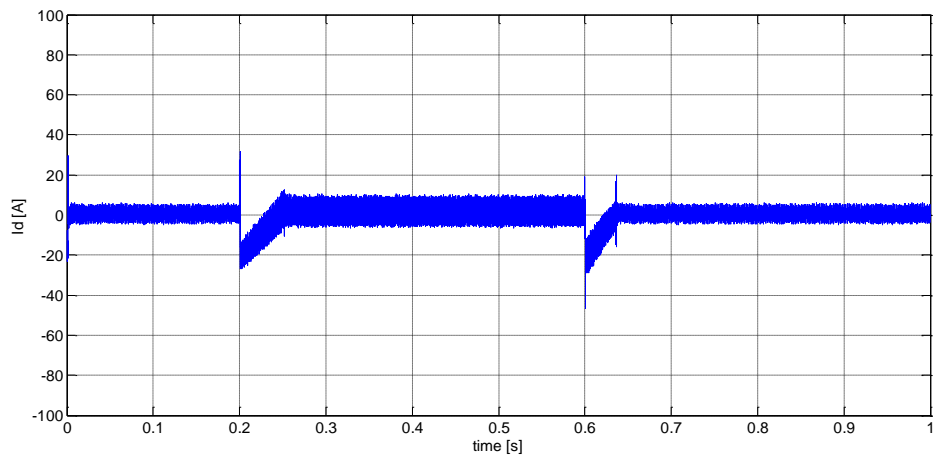
Σχήμα 5.12 (α) - Απόκριση ταχύτητας *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m



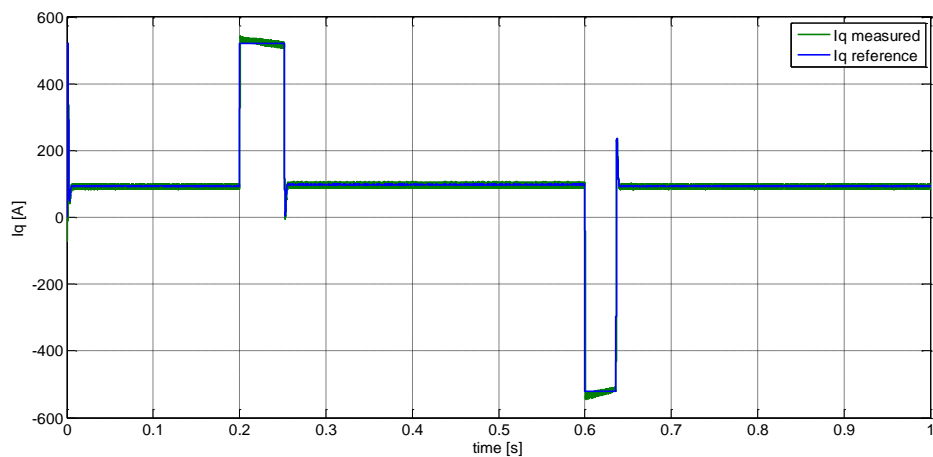
Σχήμα 5.12 (β) - Απόκριση ροπής *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m



Σχήμα 5.12 (γ) - Απόκριση φασικού ρεύματος φάσεως  $a$  *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m



Σχήμα 5.12 (δ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $Id$  *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m



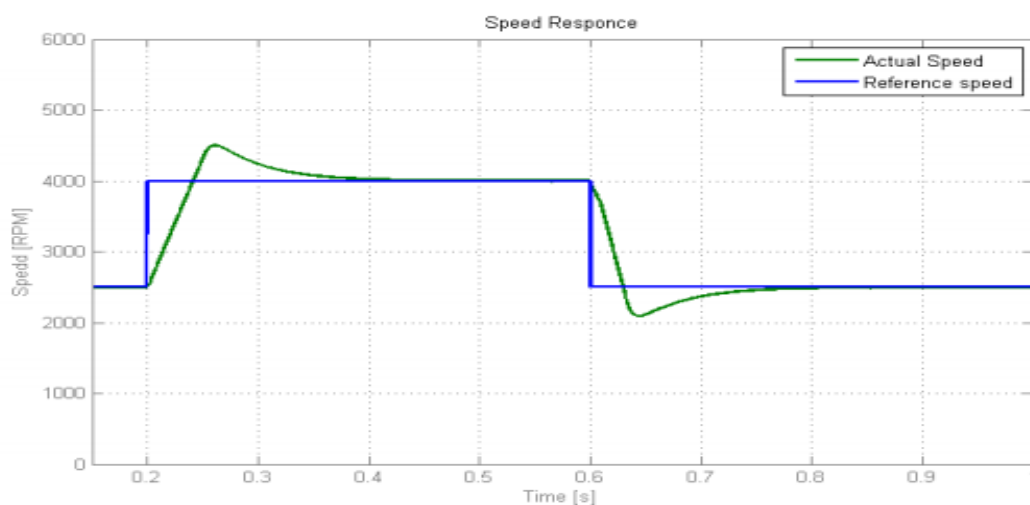
Σχήμα 5.12 (ε) - Απόκριση ρεύματος καθέτου άξονα  $Iq$  *deadbeat* ελέγχου ρεύματος με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m

Όπως, παρατηρούμε από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, και οι τρεις τεχνικές ελέγχου είναι σε θέση να **επιβάλλουν ταχύτατα την μέγιστη** (ή την ελάχιστη) διαθέσιμη ηλεκτρομαγνητική ροπή, **ώστε να επιταχύνουν** (ή να επιβραδύνουν) **τον κινητήρα**, ως την

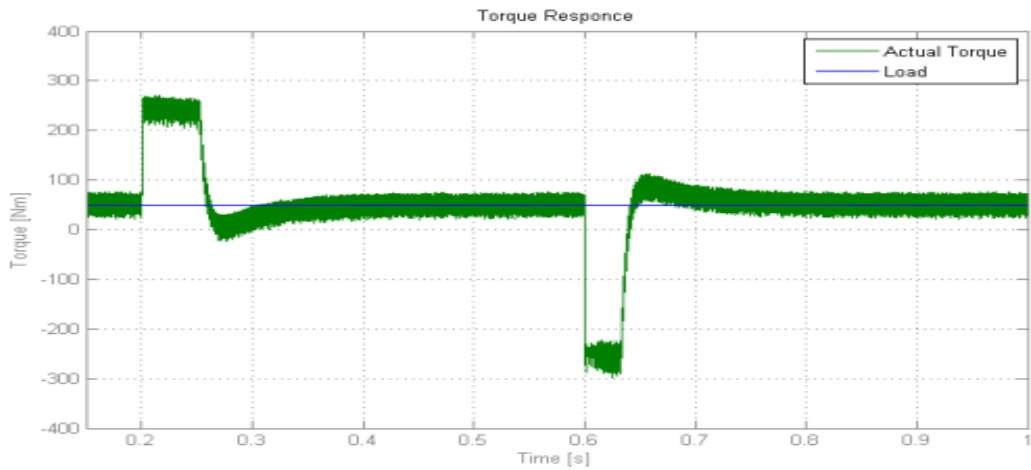
νέα τιμή αναφοράς. Όταν η ταχύτητα του κινητήρα φτάσει την νέα τιμή αναφοράς, παρατηρείται μια μικρή **υπερπήδηση** (overshoot) της τιμής της, την οποία ο έλεγχος εξαλείφει σε μικρό χρονικό διάστημα εφαρμόζοντας ηλεκτρομαγνητική ροπή αντίθετη με αυτήν που εφαρμόζε πριν (βλ. και σχ. 5.22 εν. 5.6). Το φαινόμενο αυτό, όπως θα φανεί αργότερα, είναι **πολύ πιο έντονο** στην περίπτωση του έλεγχου FOC με έλεγχο υστέρηση και του DTC ελέγχου.

Η μόνη αξιοσημείωτη **διαφορά** στα παραπάνω αποτελέσματα, είναι ότι στην περίπτωση του deadbeat ελέγχου, το πλάτος του ρεύματος γραμμής μειώνεται σταδιακά κατά την διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου (σχήμα 5.12γ), ενώ στην περίπτωση του MPC παραμένει σταθερό, πράγμα που γίνεται ακόμα πιο προφανές αν παρατηρήσουμε τις συνιστώσες ευθέως και καθέτου άξονα του ρεύματος (σχήματα 5.12 (δ) και (ε)). Η μεταβολή του Id, σημαίνει ότι ο deadbeat έλεγχος, χρειάζεται να αυξήσει την άεργο ισχύ που απορροφά ο κινητήρας, για να μεταβάλει την ταχύτητα περιστροφής του. Μάλιστα, η αύξηση αυτή είναι μεγαλύτερη στην αρχή του μεταβατικού φαινομένου, όπου και το σφάλμα στην ταχύτητα είναι μεγάλο και μειώνεται σταδιακά, μέχρι το σφάλμα στην ταχύτητα να εξαλειφθεί πλήρως.

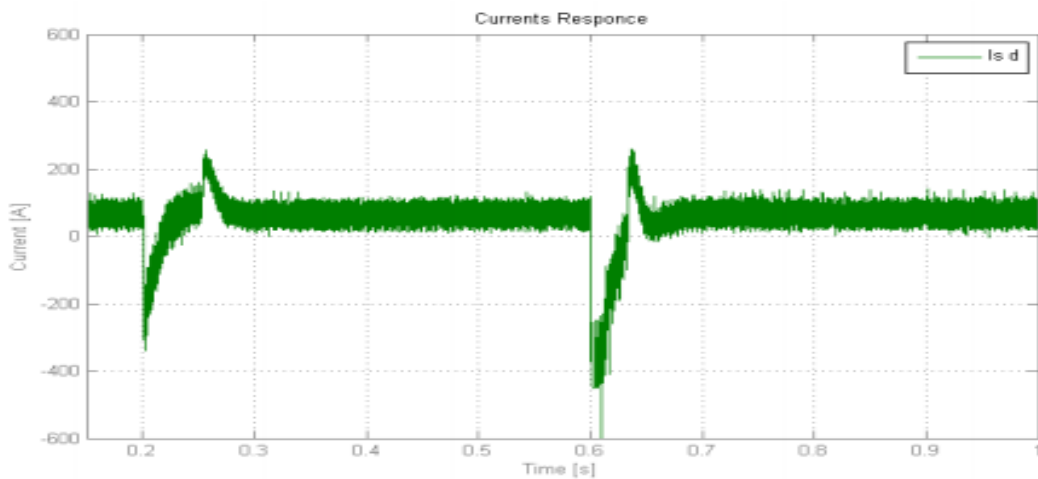
Όπως και στην περίπτωση της δοκιμής βήματος ροπής, για λόγους εύκολης συγκρίσεως, στα **σχήματα 5.13 και 5.14** που ακολουθούν, παρουσιάζονται οι **αποκρίσεις** της ταχύτητας (α), της ροπής (β) και του ρεύματος ευθέως άξονα (γ), των ελέγχων **FOC και DTC της [2]** για την περίπτωση της **ίδιας μεταβολής** στο σήμα αναφοράς της ταχύτητας και υπό φορτίο 50 Nm.



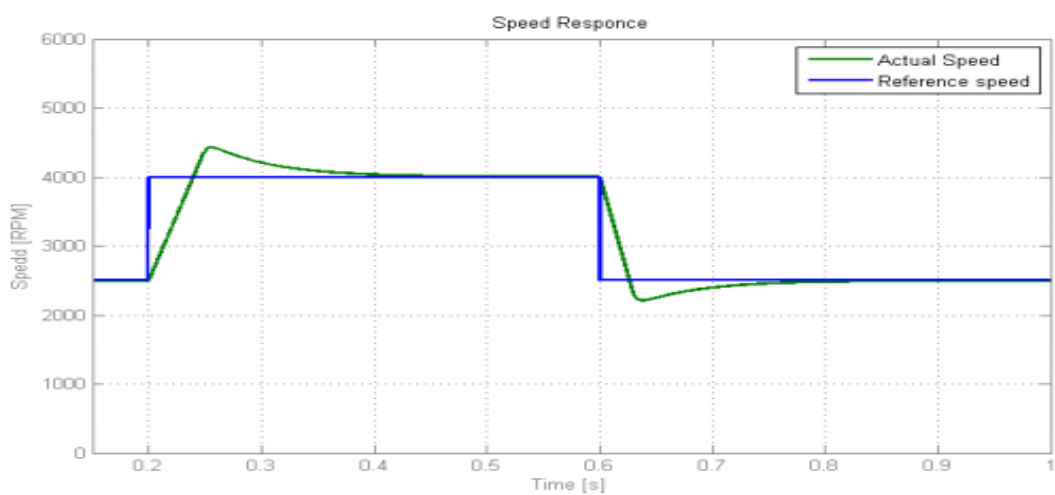
Σχήμα 5.13 (α) - Απόκριση ταχύτητας FOC με έλεγχο υστέρησης σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m [2]



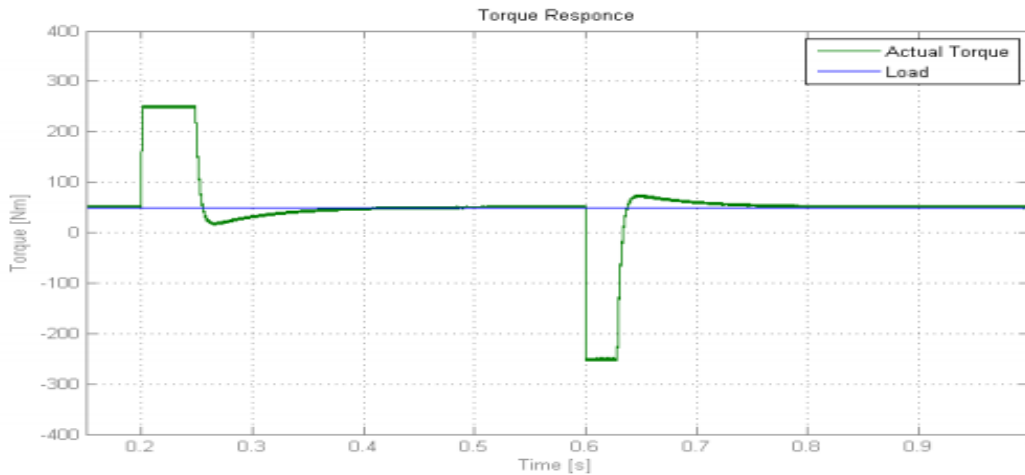
Σχήμα 5.13 (β) - Απόκριση ροπής FOC με έλεγχο υστέρησης σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m[2]



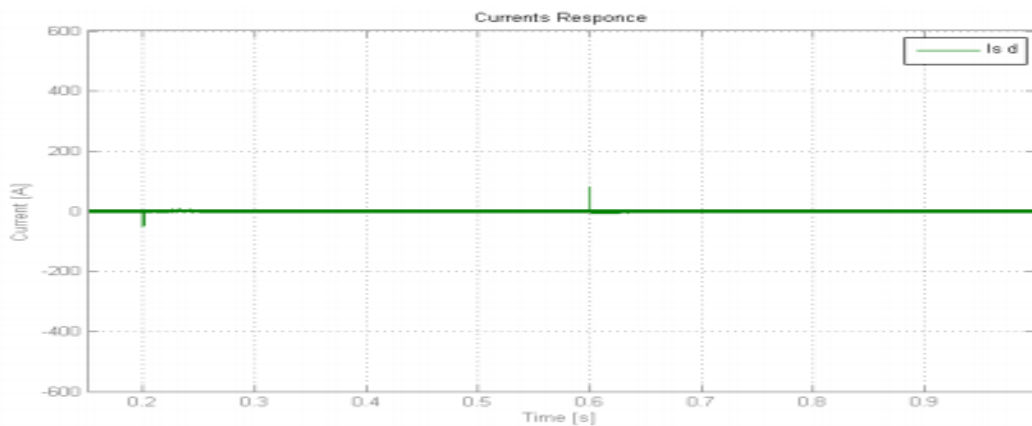
Σχήμα 5.13 (γ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα Id FOC με έλεγχο υστέρησης με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m[2]



Σχήμα 5.14 (α) - Απόκριση ταχύτητας DTC σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m [2]



Σχήμα 5.14 (β) - Απόκριση ροπής DTC σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m[2]



Σχήμα 5.14 (γ) - Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα Id DTC με  $T_s=25\mu s$  σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας (2500 - 4000 RPM) υπό σταθερό φορτίο 50 N·m[2]

## 5. 4 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Για την μελέτη των επιδόσεων των τεχνικών ελέγχου στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις της **κυμάτωσης της ροπής** και του **ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$** , **αρμονική ανάλυση** του ρεύματος και μέτρηση του **συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης THD**, καθώς και μετρήσεις τις **διακοπτικής συχνότητας** του αντιστροφέα.

### 5.4.1 Κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και του ρεύματος ορθού άξονα

Όπως αναλύθηκε στις προηγούμενες ενότητες, ο έλεγχος ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, πρέπει να είναι αποδοτικός σε μια ευρεία περιοχή ταχυτήτων και ροπών φορτίου. Γι αυτό το λόγο, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις τις κυμάτωσης της ροπής και του ρεύματος ορθού άξονα για **9 διαφορετικούς συνδυασμούς ταχύτητας-ροπής** φορτίου, Ο **πίνακας 5.2** περιέχει την **τυπική απόκλιση της ροπής** για τις τρεις τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου για διαφορετικούς χρόνους δειγματοληψίας και τις δύο τεχνικές της [2], ενώ ο **πίνακας 5.3**

παρουσιάζει τα αντίστοιχα αποτελέσματα για το πλάτος της κυμάτωσης του ρεύμα ορθού άξονα Id.

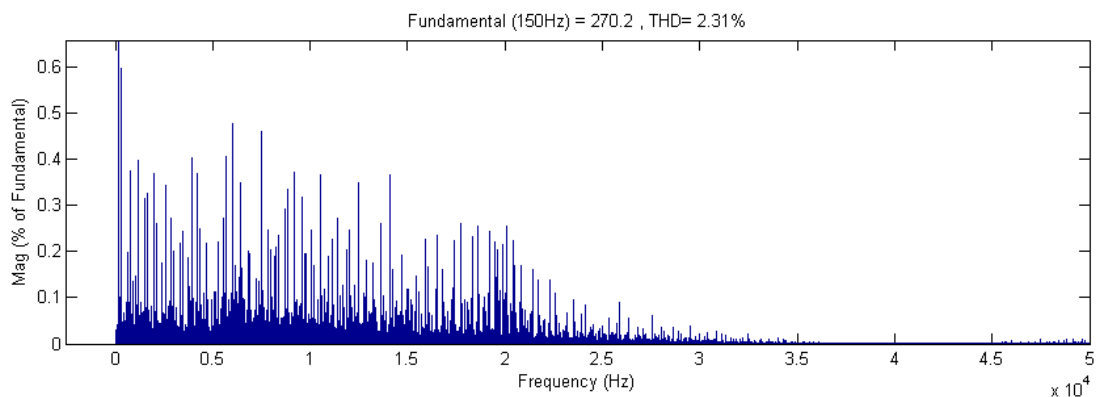
<b>Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (MPCC)</b>						
	MPCC 25			MPCC 50		
	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm
4500 RPM	3,145	3,218	3,343	6,439	6,497	6,784
2500 RPM	3,465	3,554	3,744	7,225	7,133	7,470
500 RPM	3,868	3,912	4,105	8,078	8,028	8,276
<b>Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (MPSC)</b>						
	MPCC 25			MPCC 50		
	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm
4500 RPM	3,209	3,184	3,194	6,334	6,411	6,393
2500 RPM	3,140	3,076	3,161	5,886	5,794	5,939
500 RPM	2,956	2,985	3,018	5,557	5,570	5,581
<b>Deadbeat έλεγχος ρεύματος</b>						
	Ts=100 $\mu$ s			Ts=200 $\mu$ s		
	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm
4500 RPM	1,911	1,987	2,053	3,757	3,899	3,999
2500 RPM	1,577	1,560	1,518	3,045	2,996	2,909
500 RPM	0,786	0,739	0,667	1,358	1,187	1,040
	<b>FOC</b>			<b>DTC</b>		
4500 RPM	0,876	0,886	0,907	11,686	11,202	11,367
2500 RPM	0,888	0,916	0,899	11,799	11,321	11,258
500 RPM	0,926	0,926	0,945	12,375	11,706	11,486

Πίνακας 5. 2 Τυπική απόκλιση ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e$

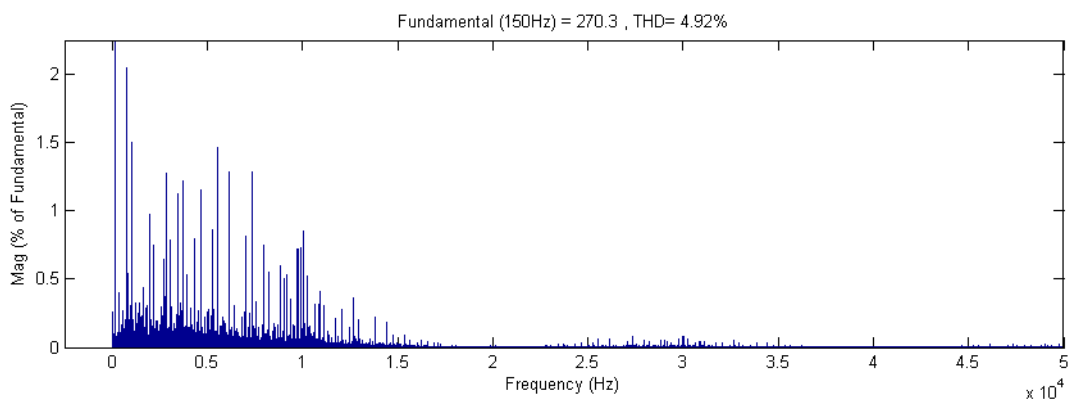
<b>Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (MPCC)</b>						
	MPCC 25			MPCC 50		
	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm
4500 RPM	40,0	41,0	42,2	82,7	78,4	83,0
2500 RPM	42,3	42,5	42,2	70,7	66,9	71,9
500 RPM	42,8	42,8	43,0	80,7	84,9	82,8
<b>Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (MPSC)</b>						
	MPCC 25			MPCC 50		
	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm
4500 RPM	123,3	119,4	112,3	622,9	496,1	483,3
2500 RPM	116,3	113,1	111,9	558,6	560,2	575,9
500 RPM	110,2	109,3	111,5	577,4	565,9	580,5
<b>Deadbeat έλεγχος ρεύματος</b>						
	Ts=100 $\mu$ s			Ts=200 $\mu$ s		
	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm	150 Nm	87,5 Nm	25 Nm
4500 RPM	20,2	18,4	17,0	36,9	33,4	30,8
2500 RPM	13,8	12,3	10,7	24,0	20,8	18,1
500 RPM	6,4	5,9	5,3	9,8	8,5	6,9

### 5. 4.2 Αρμονική ανάλυση φασικού ρεύματος και μέτρηση της διακοπτικής συχνότητας

Για την **αρμονική ανάλυση** του φασικού **ρεύματος** χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο FFT analysis, του λογισμικού MATLAB Simulink©. Εξετάστηκε το ρεύμα της φάσης  $\alpha$  σε 150 κύκλους (περιόδους) θεμελιώδους συχνότητας 150 Hz, που αντιστοιχεί στην ονομαστική ταχύτητα περιστροφής (4500 στροφές/λεπτό). Τα αποτελέσματα για τον **DS-MPCC**, τον **DS-MPSC** και τον **deadbeat** έλεγχο, παρουσιάζονται στα σχήματα **5.15**, **5.16** και **5.17**, αντίστοιχα.

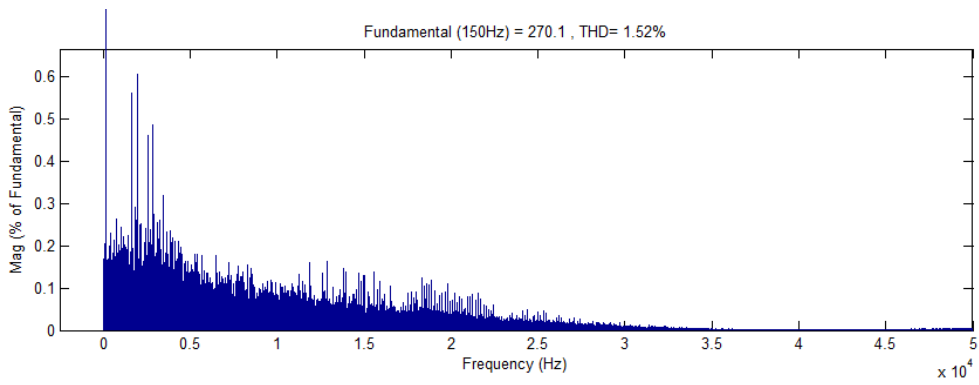


(α)

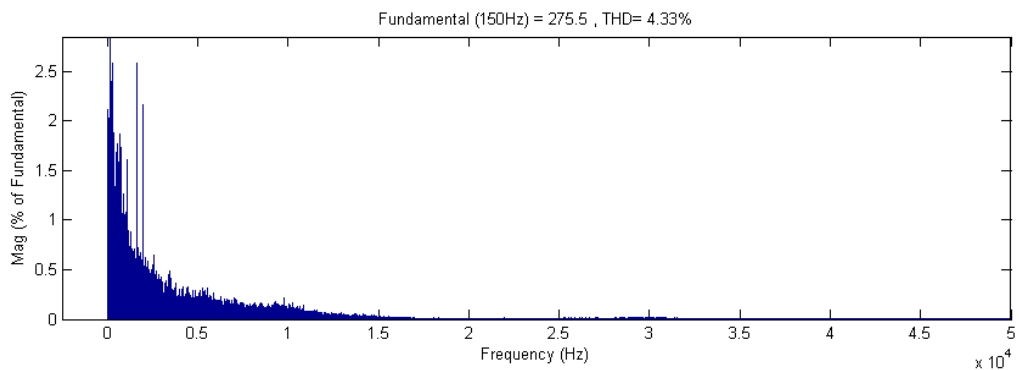


(β)

Σχήμα 5.15- Αρμονική ανάλυση ρεύματος φάσης  $\alpha$  MPCC (α)  $T_s=25\mu s$  (β)  $T_s=50\mu s$

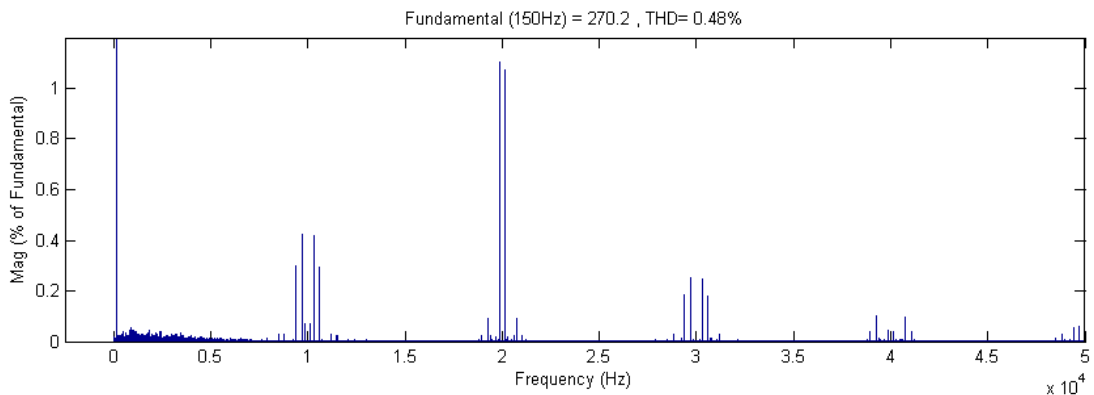


(a)

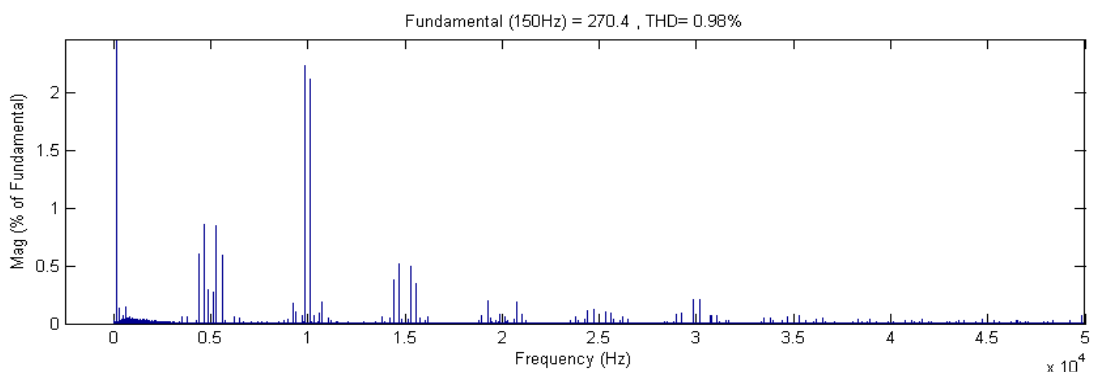


(b)

Σχήμα 5.16 - Αρμονική ανάλυση ρεύματος φάσης α MPSC (a)  $T_s=25\mu s$  (b)  $T_s=50\mu s$



(a)



(b)

Σχήμα 5.17 - Αρμονική ανάλυση ρεύματος φάσης α Deadbeat ελέγχου ρεύματος (a)  $T_s=100\mu s$  (b)  $T_s=200\mu s$



Απ' το **σχήμα 5.17** φαίνεται ξεκάθαρα, ότι ο **deadbeat** έλεγχος λειτουργεί με **σταθερή διακοπτική συχνότητα**, εξ' αιτίας του σταδίου διαμόρφωσης παλμών. Οι αρμονικές του ρεύματος είναι συγκεντρωμένες γύρω από τα την διακοπτική συχνότητα και από τα πολλαπλάσια τής, η οποία, όπως εξηγήσαμε στην αρχή του κεφαλαίου, συνδέεται με την συχνότητα δειγματοληψίας μέσω της σχέσης:

$$F_{switch,db} = 2/T_{samp,db}$$

Η παραπάνω σχέση **επιβεβαιώνεται** από το σχήμα 5.17, αφού για  $T_s=100\mu s$  η συχνότητα δειγματοληψίας είναι 20KHz, ενώ για  $T_s=200\mu s$  είναι 10KHz.

Αντίθετα ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος **DS-MPC** λειτουργεί υπό **μεταβλητή διακοπτική συχνότητα** και γι αυτό, το **φάσμα** των αρμονικών του είναι **συνεχές**. Όπως παρατηρούμε, το φάσμα του DS-MPSC είναι πιο ομοιόμορφο διεσπαρμένο, ενώ του DS-MPCC αποτελείται από τον συνδυασμό ενός συνεχούς υποβάθρου και ενός διακριτού φάσματος, με κορυφές σε συγκεκριμένες συχνότητες. Επιπλέον, όπως είναι φυσικό, το φάσμα και των δύο τεχνικών περιορίζεται στο μισό όταν η συχνότητα δειγματοληψίας διπλασιάζεται.

Για να λάβουμε μία εκτίμηση της **μέσης διακοπτικής συχνότητας** του αντιστροφέα στην περίπτωση των δύο εφαρμογών του **DS-MPC**, μετρήσαμε τον αριθμό των μεταβάσεων των διακοπών πάνω σε ένα σταθερό χρονικό διάστημα, και στην συνέχεια διαιρέσαμε με το διάστημα αυτό. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον **πίνακα 5.4**.

Τέλος, όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 5.3.1, **εισάγοντας στην συνάρτηση κόστους του DS-MPC ένα όρο  $\lambda_w$  σαν αυτόν της σχέσης 3.16, που να εξαρτάται από τον αριθμό των μεταβάσεων των διακοπών**, μπορούμε να **ελέγξουμε την διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα**, μεταβάλλοντας τον συντελεστή βάρους  $\lambda_w$  του όρου αυτού. Ο **πίνακας 5.5** περιέχει τα **αποτελέσματα** του διακριτού προβλεπτικού έλεγχου ρεύματος **DS-MPCC**, στην συνάρτηση κόστους του οποίου έχει προστεθεί ένας τέτοιος όρος, **για διάφορες τιμές του συντελεστή βάρους  $\lambda_w$** . Όπως παρατηρούμε, όσο ο συντελεστής  $\lambda_w$  αυξάνεται, η διακοπτική συχνότητα ελατώνεται, ενώ, παράλληλα, αυξάνεται η κυμάτωση της ροπής και του ρεύματος ορθού άξονα. Επομένως, η επιλογή του όρου  $\lambda_w$ , περνάει μέσα από την επιλογή της διακοπτικής συχνότητας, από την οποία εξαρτώνται οι απώλειες του αντιστροφέα, σε σχέση με την κυμάτωση της ροπής και του  $I_d$ , οι οποίες επηρεάζουν τις απώλειες του κινητήρα.

Τεχνική έλεγχου	Μέση διακοπτική συχνότητα	
	$T_s=25\mu s$	$T_s=50\mu s$
DS-MPSC	15 KHz	7.5 KHz
DS-MPCC	19 KHz	9 KHz

Πίνακας 5. 4

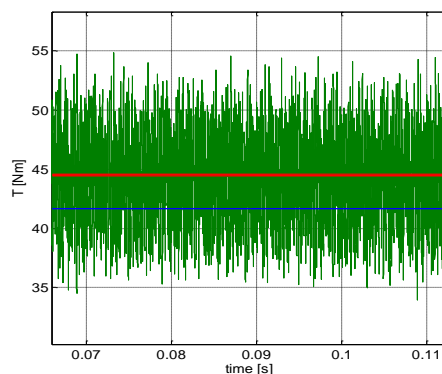
Συντελεστής βάρους του $\lambda_w$	Διακοπτική Συχνότητα $f_s$ (KHz)	Τυπική απόκλιση ροπής(T)	Κυμάτωση ρεύματος ορθού άξονα $I_{id}$
0	18	3,213	6,659
2	17	3,353	6,638
4	15,5	3,629	6,819
6	14	3,904	7,119
8	12,5	4,271	7,545
10	11,5	4,636	8,107
12	11	4,853	9,018
15	9	5,782	9,796
20	7	8,001	12,408

Πίνακας 5. 5 – Έλεγχος της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα μέσω της τεχνικής DS-MPCC

## 5. 5 Ευαισθησία στις μεταβολές των παραμέτρων – Τροποποίηση του αλγορίθμου deadbeat με την προσθήκη Luenberger observer.

Όπως έχει είδη αναφερθεί, ένα από τα βασικά μειονεκτήματα του προβλεπτικού ελέγχου είναι η ευαισθησία του στις μεταβολές των παραμέτρων του συστήματος. Πριν όμως προχωρήσουμε στη μελέτη της επίδρασης αυτών των μεταβολών στις επιδόσεις των σχημάτων προβλεπτικού ελέγχου, υπάρχει ένα σημείο που πρέπει να διασαφηνιστεί.

Στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, παρατηρείται μια **διαφορά** ανάμεσα στη **ροπή φορτίου TL** και στην **ηλεκτρομαγνητική ροπή Te** (βλ. σχ. 5.18), η οποία οφείλεται στην παρουσία του **παράγοντα τριβών** στον μοντέλο της μηχανής, και **όχι** σε κάποιο **σφάλμα** μόνιμης κατάστασης. Οποιοδήποτε σφάλμα μόνιμης κατάστασης εισάγεται στην τιμή του  $I_q$ , από τον βρόχο ελέγχου του ρεύματος, εξαλείφεται στην τιμή της ροπής, από τον βρόχο ελέγχου της ταχύτητας, ο οποίος θέτει ανάλογα την τιμή του  $I_{qref}$ . Για παράδειγμα, ας υποθέσουμε ότι ο έλεγχος πρέπει να εφαρμόσει μια ροπή  $T_e = 129 \text{ Nm}$ , που είναι το άθροισμα της ροπής φορτίου και του παράγοντα τριβών και αντιστοιχεί σε ρεύμα καθέτου άξονα  $I_q = 268 \text{ A}$ , και ότι ο βρόγχος ελέγχου του ρεύματος εισάγει ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης στην τιμή του  $I_q$  ίσο με  $+3 \text{ A}$ . Σε αυτή την περίπτωση, ο βρόγχος ελέγχου της ταχύτητας, προκειμένου να διατηρήσει την ταχύτητα του κινητήρα σταθερή, θα θέσει το ρεύμα αναφοράς  $I_q^*=265 \text{ A}$ , εξαλείφοντας το σφάλμα μόνιμης κατάστασης στην τιμή της ροπής.



Σχήμα 5.18 – Διαφορά ανάμεσα στη μέση ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  (κόκκινο χρώμα) και στη ροπή φορτίου (μπλε χρώμα) στη μόνιμη κατάσταση

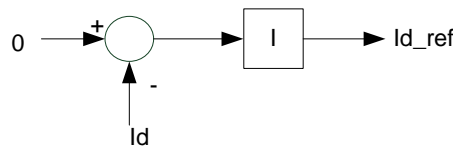
Για την εκτίμηση της επίδρασης των μεταβολών των παραμέτρων, στις επιδόσεις των τεχνικών του προβλεπτικού ελέγχου, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις της τυπικής απόκλισης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, του σήματος αναφοράς  $I_{qref}$  και των συνιστωσών του ρεύματος  $I_q$  και  $I_d$ , καθώς και των σφαλμάτων μόνιμης κατάστασης  $\epsilon I_q$  και  $\epsilon I_d$ . Στις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν, οι τιμές των παραμέτρων  $L_0$ ,  $R_{s0}$  και  $\Psi_{m0}$ , που χρησιμοποιούνται στο μοντέλο του ελέγχου, διατηρήθηκαν σταθερές και ίσες με τις ονομαστικές, ενώ οι τιμές  $L$ ,  $R_s$  και  $\Psi_m$  που χρησιμοποιήθηκαν στο μοντέλο της μηχανής, μεταβάλλονταν, όπως φαίνεται στον πίνακα 5.6. Σημειώνεται ότι, όπως είναι φυσικό, οι στήλες  $I_{qref}$  και  $\epsilon I_q$  απουσιάζουν στην περίπτωση του MPSC, αφού δεν υπάρχει ξεχωριστός βρόγχος ελέγχου της ταχύτητας που να παράγει το σήμα  $I_{qref}$ .

Μεταβολή	Τυπική απόκλιση ροπής	Τυπική απόκλιση $I_q$	Τυπική απόκλιση $I_{qref}$	$\epsilon I_q$	Τυπική απόκλιση $I_d$	$\epsilon I_d$
<b>MPCC (Ts = 25μs)</b>						
Καμία	3,307	6,890	1,793	1,409	6,423	0,067
L=1/3Lo	13,553	28,236	4,840	17,303	23,957	-1,770
L=1/2Lo	7,756	16,159	2,830	5,637	15,058	-1,957
L=1.5Lo	2,377	4,952	1,495	0,502	4,439	3,071
L=1.66Lo	2,160	4,500	1,406	0,289	4,224	3,528
$\Psi_{m0}/\Psi_m=1,25$	2,701	7,034	1,880	-0,702	6,787	0,086
$\Psi_{m0}/\Psi_m=0,9$	3,650	6,912	2,061	2,503	6,544	-0,444
Rso/ Rso=0,5	3,226	6,720	1,587	0,697	6,599	0,629
Rso/ Rso=2	3,296	6,866	1,755	1,001	6,361	0,593
<b>DB (Ts=100μs)</b>						
Καμία	1,942	4,047	0,535	2,821	2,973	2,232
L=1/3Lo	24,022	50,047	14,600	32,150	74,801	4,743
L=1/2Lo	11,144	23,217	1,779	4,796	23,939	-10,702
L=1.5Lo	1,278	2,662	0,547	2,801	2,376	15,066
L=1.66Lo	1,152	2,400	0,513	2,921	2,225	19,264
$\Psi_{m0}/\Psi_m=1,25$	1,416	3,689	0,410	-5,905	3,169	2,017
$\Psi_{m0}/\Psi_m=0,9$	2,196	4,160	0,558	7,345	2,991	2,425
Rso/ Rso=0,5	1,950	4,063	0,512	3,507	2,986	2,282
Rso/ Rso=2	1,942	4,045	0,546	2,504	2,959	2,257
<b>MPSC (Ts=25μs)</b>						
Καμία	3,077	6,411	-	-	16,918	5,230
L=1/3Lo	Περιοχή αστάθειας					
L=1/2Lo	11,320	23,585	-	-	42,759	24,185
L=1.5Lo	Περιοχή αστάθειας					
L=1.66Lo	Περιοχή αστάθειας					
$\Psi_{m0}/\Psi_m=1,25$	3,120	6,501	-	-	17,078	6,158
$\Psi_{m0}/\Psi_m=0,9$	3,131	6,522	-	-	17,236	6,244
Rso/ Rso=0,5	3,143	6,547	-	-	3,143	9,876
Rso/ Rso=2	3,137	6,535	-	-	17,013	5,996

Πίνακας 5. 6 ( $\Delta I_q = I_{qmax} - I_{qmin}$ ,  $\Delta I_d = I_{dmax} - I_{dmin}$ ,  $\epsilon I_q = E[I_q] - E[I_q^{ref}]$ ,  $\epsilon I_d = E[I_d] - 0$ )

Τα αποτελέσματα του πίνακα 5.6, επιβεβαιώνουν ότι μια **μεταβολή** στην τιμή της **ροής μονίμων μαγνητών  $\Psi_m$  ή της αντίστασης στάτη  $R_s$** , έχει **αμελητέα επίδραση** στα αποτελέσματα του ελέγχου. Αντίθετα, μια μείωση στην τιμή της **αντίδρασης στάτη** μπορεί να **αυξήσει** σημαντικά την **ταλάντωση** των υπό έλεγχο μεταβλητών, γύρω από τις τιμές αναφοράς τους **και τα σφάλματα μόνιμης κατάστασης** ή ακόμα και να οδηγήσει το σύστημα σε **αστάθεια**, όπως στην περίπτωση του MPSC. Όπως παρατηρούμε, η επίδραση στον deadbeat έλεγχο ρεύματος είναι πολύ μεγαλύτερη, από ότι στην περίπτωση του MPCC. Για παράδειγμα, μια μείωση της αντίδρασης του στάτη κατά 50% θα προκαλέσει μια αύξηση στην κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e$ , περίπου 2,5 φορές στην περίπτωση του MPC και 6 φορές στην περίπτωση του Deadbeat. Ανάλογα είναι και τα αποτελέσματα για το THD του φασικού ρεύματος. Επιπλέον, μια μεταβολή στην τιμή του  $L$ , μεγαλώνει και τα σφάλματα μόνιμης κατάστασης ανάμεσα στις πραγματικές τιμές των  $I_d, I_q$  και στις τιμές αναφοράς τους. Όπως εξηγήθηκε παραπάνω, το σφάλμα στο ρεύμα καθέτου άξονα  $I_q$  εξαλείφεται από τον PI ελεγκτή του βρόχου ελέγχου της ταχύτητας. Αντίθετα το σφάλμα του ρεύματος ορθού άξονα  $I_d$  παραμένει, με αποτέλεσμα την αύξηση του λόγου ροπής/ρεύματος. Στην μόνιμη κατάσταση, ωστόσο, η τιμή του  $e_{I_d}$  είναι μικρή σε σχέση με την ονομαστική τιμή του ρεύματος.

Όλα τα παραπάνω, αναμένεται να οδηγήσουν σε μια **αύξηση των απωλειών** του κινητήρα ακόμα και σε **μείωση της απόδοσης** του συστήματος. Επομένως, για εκμεταλλευτούμε πλήρως τα πλεονεκτήματα του προβλεπτικού ελέγχου, είναι **απαραίτητο, ειδικά στην περίπτωση του deadbeat**, ο αλγόριθμος να **συμπεριλάβει** μια τεχνική για την αντιμετώπιση του παραπάνω προβλήματος, όπως ο **Luenberger observer**, που αναλύθηκε στην ενότητα 3.5.3. Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων με τη χρήση του observer, παρατηρήθηκε ότι ελαττωνόταν αισθητά η κυμάτωση της ροπής και των ρευμάτων, ακόμα και για μεγάλες τιμές του λόγου  $L_{sm}/L$ , αλλά παρέμενε το σφάλμα μόνιμης κατάστασης του ρεύματος  $I_d$ . Για την εξάλειψη αυτού του σφάλματος, αντί το ρεύμα αναφοράς να τίθεται απ' ευθείας ίσο με 0, παράγεται μέσω ενός  $I$  ελεγκτή (σχήμα 5.19).

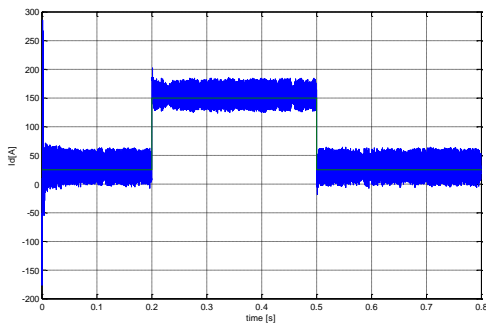


Σχήμα 5.19 – Βρόχος  $I$  (ολοκλήρωμα) για την παραγωγή του ρεύματος αναφοράς ορθού άξονα  $I_{dref}$

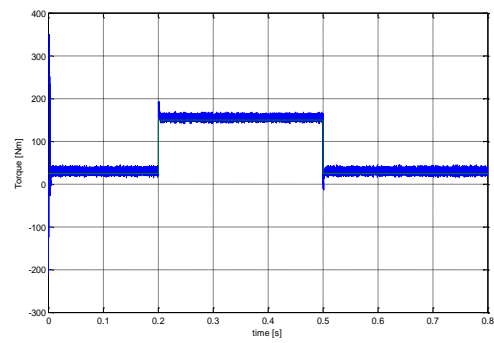
Στον **πίνακα 5.7** παρουσιάζονται τα **αποτελέσματα** του **βασικού αλγορίθμου deadbeat** και του ελέγχου **deadbeat με την προσθήκη του observer**, για διάφορες **μεταβολές της αντίδρασης στάτη**, ενώ στο σχήμα 5.20, η μεταβατική τους απόκριση σε μια βηματική μεταβολή της ροπής φορτίου.

		Τυπική απόκλιση ροπής $\sigma(T)$	Τυπική απόκλιση $I_q$ $\sigma(I_q)$	Τυπική απόκλιση $I_d$ $\sigma(I_d)$	Σφάλμα μόνιμης κατάστασης $e_{I_q}$
Deadbeat control <b>χωρίς</b> Luenberger observer	$L/L_o=0.5$	11,14427	23,21723	23,93861	-10,7023
	$L/L_o=0.33$	16,01798	33,3708	55,15924	-2,39989
Deadbeat control <b>με</b> Luenberger observer $L_o=0.3$	$L/L_o=0.5$	4,528739	9,434872	5,166368	-0,0342
	$L/L_o=0.33$	6,998968	14,58118	6,967577	-0,05163

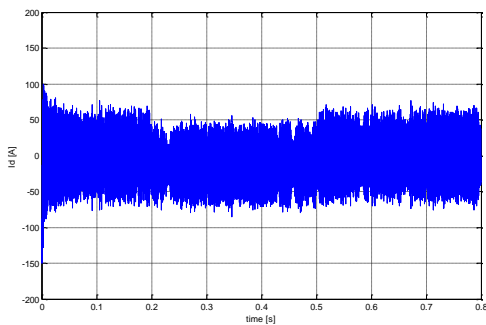
Πίνακας 5. 7 – Αποτελέσματα deadbeat ελέγχου με την προσθήκη ενός Luenberger observer



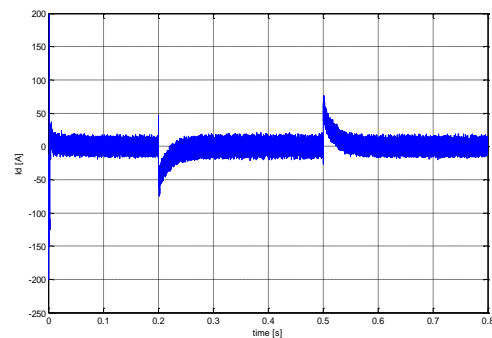
(α)



(α)



(β)



(β)

Σχήμα 5.20. Βηματική μεταβολή ροπής (25Nm-125Nm) **Deadbeat** control  $T_s=100\mu s$ , ονομαστική ταχύτητα,  $L/L_o=1/2$  χωρίς Luenberger observer (α) Ροπή (β)  $I_d$

Σχήμα 5.21. Βηματική μεταβολή ροπής (25Nm-125Nm) **Deadbeat** control  $T_s=100\mu s$ , ονομαστική ταχύτητα,  $L/L_o=1/2$  με Luenberger observer  $L_D=0.3$  (α) Ροπή (β)  $I_d$

## 5. 6 Σύγκριση αποτελεσμάτων προβλεπτικού ελέγχου με τα αποτελέσματα τεχνικών ελέγχου προηγούμενων εργασιών

### 5. 6.1 Σύγκριση επιδόσεων σε μεταβατικές καταστάσεις

	FOC [2]	DTC [2]	DS-MPCC (Ts=25μs)	DS-MPSC (Ts=25μs)	Deadbeat (Ts=100μs)
<b>Βηματική Μεταβολή Ταχύτητας (150Nm) (2500-4500ΣΑΛ)</b>	0.25 s	0.2 s	0.044 s	0.05 s	0.044 s
<b>Βηματική Μεταβολή Ροπής (25-150Nm) (4500ΣΑΛ)</b>	0.01 s	0.008 s	0.003 s	0.001 s	0.004 s

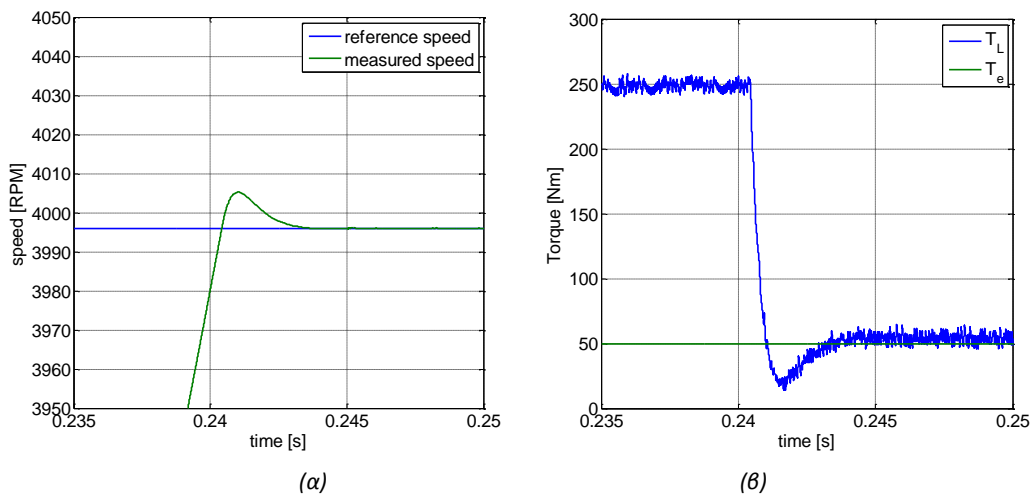
Πίνακας 5. 8 – Χρόνοι μεταβατικών αποκρίσεων των MPCC, MPSC, deadbeat και FOC,DTC [2]

Εξετάζοντας τα περιεχόμενα του πίνακα 5.8, που συνοψίζει του μεταβατικούς χρόνους για όλες τις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν, και τα αποτελέσματα της παραγράφου 5.3 προκύπτει ότι όλες οι προβλεπτικές τεχνικές ελέγχου έχουν ταχύτερη μεταβατική απόκριση σε σχέση με τα σχήματα ελέγχου της [2] και σχεδόν ίδια μεταξύ τους. Πιο συγκεκριμένα:

- Τόσο ο **DS-MPCC**, όσο και ο **deadbeat** έλεγχος ρεύματος, μεταβάλλουν την ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα, περίπου **2,5 φορές ταχύτερα** από τους **FOC**

με έλεγχο υστέρησης και DTC της [2] σε μια βηματική μεταβολή της ροπής φορτίου, ενώ ο DS-MPSC ανταποκρίνεται ελαφρώς γρηγορότερα. Στην δυνατότητα του ελέγχου να αλλάζει πολύ γρήγορα την τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής οφείλεται και η βελτίωση στην μεταβατική απόκριση της ταχύτητας.

- Και οι τρεις τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου που εξετάστηκαν, ανταποκρίνονται πολύ ταχύτερα (σχεδόν 4 φορές) σε ένα σήμα επιτάχυνσης του κινητήρα σε σχέση με αυτές της [2], καθώς εξαλείφεται σχεδόν εξολοκλήρου η υπερπήδηση της ταχύτητας από την τιμή αναφοράς της, που εμφανίζεται στα αποτελέσματα της [2] (βλ. σχ. 5.13,5.14(α)). Όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.22, που αποτελεί μεγέθυνση των σχημάτων 5.10 (α) και (β), όταν η ταχύτητα του κινητήρα φτάσει την τιμή αναφοράς, ύστερα, π.χ. από μια αύξηση της ταχύτητας, ο έλεγχος του ρεύματος είναι σε θέση να μειώσει πολύ γρήγορα την τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, αποτρέποντας έτσι την περαιτέρω αύξηση της ταχύτητας και σταθεροποιώντας την στην επιθυμητή τιμή.



Σχήμα 5.22 – Μεγέθυνση σχημάτων 5.10α και 5.10β αντίστοιχα

## 5. 6.2 Σύγκριση Επιδόσεων στην μόνιμη κατάσταση

Ο πίνακας 5.9 περιέχει την μέση τυπική απόκλιση της ροπής και το μέσο πλάτος ταλάντωσης του ρεύματος ορθού άξονα, που προκύπτουν από τα αποτελέσματα των πινάκων 5.2 και 5.3, καθώς και το THD του φασικού ρεύματος, για όλες τις τεχνικές ελέγχου που εξετάζοντα, στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Τεχνική ελέγχου	Μέση τυπική απόκλιση ροπής $\sigma(T)$	Μέσο πλάτος ρεύματος $I_d$	THD ρεύματος (%)
FOC [2]	0,9076	10	0,26
DTC [2]	11,5777	100	7,53
MPCC (25 $\mu$ s)	3,5885	42,1	2,31
MPCC (50 $\mu$ s)	7,3171	78	4,92
MPSC (25 $\mu$ s)	3,1027	114,1	1,52
MPSC (50 $\mu$ s)	5,9405	557,9	4,33
Deadbeat (100 $\mu$ s)	1,4226	12,2	0,48
Deadbeat (100 $\mu$ s)	2,69	21	0,98

Πίνακας 5. 9 – THD ρεύματος και μέσες τιμές της τυπικής απόκλισης της ροπής  $\sigma(T)$  και του πλάτους του ρεύματος  $I_d$ , όπως προκύπτουν από τα αποτελέσματα των πινάκων 5.2 και 5.3

Από τα αποτελέσματα της **παραγράφου 5.4** και τα περιεχόμενα του **πίνακα 5.9**, προκύπτει ότι:

- Ο **FOC με έλεγχο υστέρησης**, παρουσιάζει την **καλύτερη συμπεριφορά στη μόνιμη κατάσταση**, όσο τουλάχιστον αφορά μεγέθη που εξετάζονται (τυπική απόκλιση ροπής, πλάτος ταλάντωσης ρεύματος Id, THD φασικού ρεύματος) ενώ ο **DTC, στην χειρότερη**.
- Από τις τρεις τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου, ο **deadbeat έλεγχος** ρεύματος οδηγεί σε αποτελέσματα πολύ **κοντά** σε αυτά του **FOC με έλεγχο υστέρησης**.
- Ο **DS-MPSC** και ο **DS-MPCC** παρουσιάζουν **ελαφρώς μεγαλύτερη κυμάτωση στην ηλεκτρομαγνητική ροπή**, ενώ ο αλγόριθμος του **DS-MPSC** που υλοποιήθηκε, εμφανίζει **πολύ μεγαλύτερη κυμάτωση του ρεύματος ορθού άξονα**, κοντά σε αυτή του DTC.
- Η **μέγιστη κυμάτωση** της ροπής φορτίου και του ρεύματος Id παρατηρείται:
  - σε συνθήκες ελάχιστης ταχύτητας και ελάχιστου φορτίου στην περίπτωση του FOC και του MPCC.
  - σε συνθήκες ελάχιστης ταχύτητας και μέγιστου φορτίου στην περίπτωση του DTC
  - σε συνθήκες μέγιστης ταχύτητας και ελάχιστου φορτίου στην περίπτωση του deadbeat
  - σε συνθήκες μέγιστης ταχύτητας και μέγιστου φορτίου στην περίπτωση του MPSC
- Ο DS-MPCC, ο DS-MPSC, ο FOC με έλεγχο υστέρησης και ο DTC με πίνακα επιλογής διανυσμάτων λειτουργούν με **μεταβλητή διακοπτική συχνότητα** ενώ ο deadbeat με SVM με **σταθερή**.
- Οι τεχνικές **προβλεπτικού ελέγχου** πρέπει να λειτουργούν με **πολύ μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα σε σχέση με** αυτήν των «κλασσικών» **σχημάτων** ελέγχου της [2], προκειμένου η κυμάτωση των ελεγχόμενων μεγεθών να περιορίζεται εντός των «επιτρεπτών» ορίων.
- Η τεχνική **DS-MPC** (DS-MPCC και DS-MPSC), προσφέρει, επιπλέον, τη **δυνατότητα του ελέγχου της διακοπτικής συχνότητας** του αντιστροφέα (βλ. πίν. 5.5). Ο περιορισμός της συχνότητας, επιτυγχάνεται με κόστος την αύξηση της ταλάντωσης της ροπής και του THD του ρεύματος, καθιστώντας δυνατό έναν συμβιβασμό ανάμεσα στις απώλειες του αντιστροφέα και στις απώλειες του κινητήρα.
- Τέλος, η **περίοδος δειγματοληψίας Ts** **σχετίζεται με την ταλάντωση της ροπής και του ρεύματος** και με την **διακοπτική συχνότητα, με σχεδόν γραμμικό τρόπο**, καθώς με τον διπλασιασμό της Ts, διπλασιάζονται οι τιμές της τυπικής απόκλισης της ροπής, του πλάτους της ταλάντωσης του ρεύματος Id και του THD του φασικού ρεύματος, ενώ υποδιπλασιάζεται η διακοπτική συχνότητα.

### 5. 6.3 Σύγκριση της ευαισθησίας των ελεγκτών σε μεταβολές των παραμέτρων και της τροποποίησης του αλγορίθμου deadbeat με την προσθήκη ενός Luenberger observer

Από τα αποτελέσματα της παραγράφου 5.5, συμπεραίνουμε ότι:

- Και οι τρεις τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου **δεν επηρεάζονται από μεταβολές** στις τιμές της **αντίστασης στάτη** ή της **ροής μονίμων μαγνητών**.
- Αντιθέτως, **εξαρτώνται** άμεσα από **μεταβολές** στις τιμές των **επαγωγικών αντιδράσεων στάτη  $L_d$  και  $L_q$** . Πιο συγκεκριμένα:
  - Την μεγαλύτερη εξάρτηση την εμφανίζει το σχήμα ελέγχου **DS-MPSC**, καθώς οδηγείται σε **ασταθή λειτουργία** για τυπικές μεταβολές του  $L$ .
  - Τα σχήματα ελέγχου **DS-MPCC** και **deadbeat**, εμφανίζουν μια **αύξηση της κυμάτωσης** της ροπής και του ρεύματος  $I_d$ , με την **μεγαλύτερη επίδραση** να εμφανίζεται στην περίπτωση του **deadbeat** ελέγχου.
- Ο έλεγχος **FOC με έλεγχο υστέρησης** δεν επηρεάζεται από απόλυτες μεταβολές της επαγωγικής αντίδρασης, όσο η αντίδραση καθέτου και ορθού άξονα παραμένουν σχεδόν ίσες, παρά μόνο από μεταβολές τις εκτυπότητας της μηχανής.

Επιπλέον, από τα αποτελέσματα του **πίνακα 5.7** και των **σχημάτων (5.20),(5.21)**, που παρουσιάζουν τις επιδόσεις του απλού αλγορίθμου deadbeat και του αλγορίθμου deadbeat με την ενσωμάτωση του **Luenberger observer**, παρατηρούμε ότι:

- Η χρήση του Luenberger observer **δεν επηρεάζει τη γρήγορη μεταβατική απόκριση**, που είναι το βασικό πλεονέκτημα του προβλεπτικού ελέγχου.
- Επίσης, **ενισχύονται τα όρια ευστάθειας του συστήματος, απέναντι σε μεταβολές του  $L$** . Πράγματι, **η κυμάτωση** της ροπής και των ρευμάτων, **μειώνεται** με την χρήση του observer και παραμένει κοντά στις τιμές της ιδανικής περίπτωσης. Σημειώνεται ότι υπάρχει μια ελάχιστη τιμή του  $L$ , που εξαρτάται από την τιμή του  $L_D$ , κατά την οποία το σύστημα παραμένει στην περιοχή ευστάθειας. Μια μεταβολή της τιμής του  $L$  του κινητήρα, πέραν αυτής θα οδηγήσει το σύστημα σε οριακή ευστάθεια, με αποτέλεσμα την απότομη αύξηση στην κυμάτωση των μεγεθών, ακόμα και με την χρήση του observer, και για ακόμα περαιτέρω μείωση, το σύστημα περνάει στην ασταθή περιοχή.



Τέλος, ολοκληρώνοντας την σύγκριση των διαφορετικών τεχνικών ελέγχου, παρατίθεται ο πίνακας 5.10, ο οποίος συνοψίζει τα βασικά χαρακτηριστικά τους.

	FOC με έλεγχο υστέρησης [2]	ST - DTC [2]	FOC με DS-MPCC	DS-MPSC	FOC με Deadbeat SVM έλεγχο ρεύματος
Μεταβατική συμπεριφορά σε μεταβολές του φορτίου	Μέτρια	Μέτρια	Γρήγορη	Πολύ Γρήγορη	Γρήγορη
Μεταβατική συμπεριφορά σε μεταβολές της ταχύτητας	Μέτρια	Μέτρια	Γρήγορη	Γρήγορη	Γρήγορη
Κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής	Μικρή	Μεγάλη	Μέτρια	Μέτρια	Μέτρια
Κυμάτωση του ρεύματος ορθού άξονα	Μικρή	Μεγάλη	Μέτρια	Μεγάλη	Μέτρια
Ευαισθησία στις μεταβολές των παραμέτρων	Καμία	<ul style="list-style-type: none"> <li>Εκτίμηση χωρίς αισθητήρα θέσης: Rs</li> <li>Εκτίμηση με αισθητήρα θέσης: Lsd, Lsq, <math>\psi</math></li> </ul>	Μέτρια εξάρτηση από μεταβολές των Ld,Lq	Πολύ μεγάλη εξάρτηση από μεταβολές των Ld,Lq	Μεγάλη εξάρτηση από μεταβολές των Ld,Lq
Απαίτηση θέσης δρομέα	Ναι	Όχι	Ναι	Ναι	Ναι
Απαίτηση ροπής φορτίου	Όχι	Όχι	Όχι	Ναι	Όχι
Στάδιο διαμόρφωσης παλμών	Όχι	Όχι	Όχι	Όχι	Ναι
Διακοπτική Συχνότητα	Μεταβλητή	Μεταβλητή	Μεταβλητή, μπορεί να ελεγχθεί	Μεταβλητή, μπορεί να ελεγχθεί	Σταθερή
Παράγοντες βελτιστοποίησης	Κέρδη PI Εύρος ζώνης υστέρησης	Κέρδη PI Εύρος ζώνης υστέρησης	Κέρδη PI Βάρη συνάρτησης κόστους Ακρίβεια του μοντέλου Περίοδος δειγμ.	Βάρη συνάρτησης κόστους Ακρίβεια του μοντέλου Περίοδος δειγμ.	Κέρδη PI Ακρίβεια του μοντέλου

Πίνακας 5. 10 - Συγκεντρωτικός πίνακας σύγκρισης DS-MPCC, DS-MPSC, deadbeat control, ST-DTC και FOC με έλεγχο υστέρησης.

## Κεφάλαιο 6

### Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, μελετήθηκε η εφαρμογή των προβλεπτικών τεχνικών ελέγχου στα συστήματα οδήγησης κινητήρων μονίμων μαγνητών, με στόχο την ανάδειξη της πλεονεκτικότερης τεχνικής για τον έλεγχο του συστήματος κίνησης μικρού ηλεκτρικού λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού.

Αρχικά, αποφασίστηκαν οι προϋποθέσεις που θα πρέπει να πληροί το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης και αναπτύχθηκαν τα μαθηματικά μοντέλα που περιγράφουν την λειτουργία των επιμέρους συνιστωσών του. Στην συνέχεια, σχεδιάστηκαν στο περιβάλλον του λογισμικού Matlab/Simulink®, οι τρεις αλγόριθμοι προβλεπτικού ελέγχου που εξετάζονται, δηλαδή, ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (**DS-MPCC**), ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (**DS-MPSC**) και ο **deadbeat** έλεγχος ρεύματος μαζί με το αλγόριθμο της τεχνικής SVM και προσομοιώθηκε η συμπεριφορά τους τόσο σε μεταβατικές, όσο και στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Τα αποτελέσματα των παραπάνω δοκιμών, συγκρίθηκαν με αυτά της [2], που εξετάζει την συμπεριφορά των στρατηγικών FOC με έλεγχο υστέρησης, και DTC με πίνακα επιλογής διανυσμάτων, στον έλεγχο του ίδιου συστήματος κίνησης.

#### 6.1 Κυριότερα συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που εξήχθησαν από τις προσομοιώσεις της παρούσας εργασίας και από την σύγκριση των αποτελεσμάτων τους με αυτά της [2], συνοψίζονται ως εξής:

- Ο προβλεπτικός έλεγχος προσφέρει την δυνατότητα για πολύ **ταχύτερες μεταβατικές αποκρίσεις** σε σχέση με τα “κλασικά” σχήματα ελέγχου FOC και DTC με ελεγκτές υστέρησης, που εξετάζονται στην [2]. Πιο συγκεκριμένα, χάρη στη δυνατότητά του να μεταβάλλει πολύ γρήγορα την ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα, **εξαιλείφει σχεδόν εξ’ ολοκλήρου την υπερπήδηση (overshoot) της ταχύτητας** από την τιμή αναφοράς της, που εμφανίζεται στα αποτελέσματα της [2].
- Η βελτίωση στην μεταβατική συμπεριφορά της ταχύτητας, αναμένεται να οδηγήσει σε σημαντική **εξοικονόμηση ενέργειας** κατά την διάρκεια της επιτάχυνσης ή της επιβράδυνσης του οχήματος. Μάλιστα, καθώς η κίνηση ενός οχήματος χαρακτηρίζεται στην πλειονότητά της από τέτοιου είδους καταστάσεις, η εν λόγω βελτιωμένη συμπεριφορά, αναμένεται να επιφέρει και σημαντική αύξηση στην συνολική απόδοση του συστήματος, σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας.
- Ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας **DS-MPSC**, παρουσιάζει **ελαφρώς ταχύτερη μεταβατική απόκριση στην ροπή**, επειδή δεν υιοθετεί την τοπολογία διασυνδεδεμένων βαθμίδων των στρατηγικών FOC και DTC. Η βελτίωση αυτή όμως **δεν αναμένεται να έχει σημαντική επίδραση** στα αποτελέσματα του ελέγχου του πραγματικού συστήματος, εξαιτίας της μεγάλης ροπής αδράνειας του κινητήρα. Με βάση τα παραπάνω, η τεχνική DS-MPSC αξίζει να διερευνηθεί περαιτέρω, κυρίως σε εφαρμογές μικρότερης ισχύος, που ο κινητήρας παρουσιάζει χαμηλή ροπή αδράνειας, ενώ **δεν ενδείκνυται για την εφαρμογή του ηλεκτρικού λεωφορείου**, λόγω των πρόσθετων δυσκολιών που προκύπτουν κατά την εφαρμογή του, όπως:

- Πολυπλοκότερη λογική ελέγχου
  - Ανάγκη για τον προσδιορισμό ή την εκτίμηση της ροπής του φορτίου.
  - Μεγάλη ευαισθησία στις μεταβολές των παραμέτρων.
  - Δύσκολος περιορισμός του λόγου ροπής/ρεύματος.
- Για την **ικανοποιητική λειτουργία των προβλεπτικών αλγορίθμων** ελέγχου στην μόνιμη κατάσταση, **απαιτούνται πολύ μικροί χρόνοι δειγματοληψίας** (της τάξης των 25μs για τον MPC και των 100μs για τον deadbeat). Η περίοδος του deadbeat ελέγχου, είναι αναγκαστικά ελαφρώς μεγαλύτερη, γιατί πρέπει να διατίθεται επαρκής χρόνος για την εκτέλεση του αλγορίθμου SVM, που διαμορφώνει τις τάσεις αναφοράς. Η μικρή περίοδος δειγματοληψίας, έχει ως αποτέλεσμα την λειτουργία του αντιστροφέα με μεγάλη διακοπτική συχνότητα ( περίπου 20KHz), γεγονός που συνεπάγεται και την αύξηση των απωλειών του.
  - Ο **διακριτός προβλεπτικός έλεγχος**, (DS-MPCC και DS-MPSC) προσφέρει, επιπλέον, το πλεονέκτημα ότι **μπορεί να ελέγχει ταυτόχρονα πολλές μεταβλητές** με έναν απλό και ξεκάθαρο τρόπο. Για παράδειγμα, με την εισαγωγή ενός όρου στην συνάρτηση κόστους του MPC, μπορεί να **ελεγχθεί η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα**, με κόστος την αύξηση της κυμάτωσης των ελεγχόμενων μεγεθών, γύρω από τις τιμές αναφοράς τους. Με αυτό τον τρόπο, μπορεί να επιτευχθεί ένας συμβιβασμός ανάμεσα στις απώλειες του αντιστροφέα και του κινητήρα, που εξαρτώνται από την διακοπτική συχνότητα, και στις απώλειες του κινητήρα, που εξαρτώνται από την κυμάτωση της ροπής και του THD του ρεύματος.
  - Όσον αφορά τις επιδόσεις στην **μόνιμη κατάσταση**, ο έλεγχος **FOC με έλεγχο υστέρησης**, **υπερέχει** έναντι όλων των τεχνικών που εξετάστηκαν, καθώς παρουσιάζει την μικρότερη κυμάτωση στην ροπή και στο ρεύμα ορθού άξονα Id..
  - Επιπλέον, ο έλεγχος **FOC με έλεγχο υστέρησης**, υπερτερεί έναντι των τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου, εξαιτίας της **μικρής ευαισθησίας** του στις **μεταβολές των παραμέτρων**. Εφόσον σε ένα πραγματικό σύστημα, αποκλείεται να υπάρχει ακριβής ταύτιση μεταξύ των τιμών που χρησιμοποιεί ο έλεγχος και των πραγματικών παραμέτρων του συστήματος, το σημείο αυτό παίζει καθοριστικό ρόλο στην τελική επιλογή του συστήματος ελέγχου.
  - Ανάμεσα στις δύο τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου του ρεύματος, ο **deadbeat** παρουσιάζει **μεγαλύτερη εξάρτηση από τις μεταβολές των παραμέτρων** από τον DS-MPCC, όπως αναμένεται και με βάση την σχετική βιβλιογραφία.
  - Μια μεταβολή στην τιμή της αντίδρασης στάτη  $R_s$  ή της ροής μονίμων μαγνητών  $\Psi_m$ , έχει αμελητέα επίδραση στις επιδόσεις του ελέγχου, ενώ, αντίθετα, μια διαφοροποίηση στην τιμή των **επαγωγικών αντιδράσεων του στάτη  $L_d, L_q$** , ενισχύει την ταλάντωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e$  και του ρεύματος ορθού άξονα  $I_d$ , γύρω από τις τιμές αναφοράς τους.
  - Το παραπάνω πρόβλημα, **επιλύεται** σε μεγάλο βαθμό στην περίπτωση του **deadbeat ελέγχου ρεύματος**, με την προσθήκη στον αλγόριθμό του ενός **Luenberger observer**, καθώς ενισχύονται τα όρια ευστάθειας του συστήματος.

## 6.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

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.
- Σχεδιασμός τριών βασικών αλγορίθμου προβλεπτικού ελέγχου για την οδήγηση του κινητήρα μόνιμων μαγνητών του ηλεκτρικού λεωφορείου:
  - Διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος (**DS-MPCC** discrete control set model predictive current control)
  - Διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ταχύτητας (**DS-MPSC** discrete control set model predictive speed control)
  - **Deadbeat** ελέγχου ρεύματος με την χρήση της τεχνικής **SVM**
- Τροποποίηση του βασικού αλγορίθμου DS – MPC ώστε να ελέγχεται η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα.
- Τροποποίηση του βασικού αλγορίθμου deadbeat με την προσθήκη ενός Luenberger observer για την αντιμετώπιση του προβλήματος των μεταβολών στις τιμές των παραμέτρων.

## 6.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

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

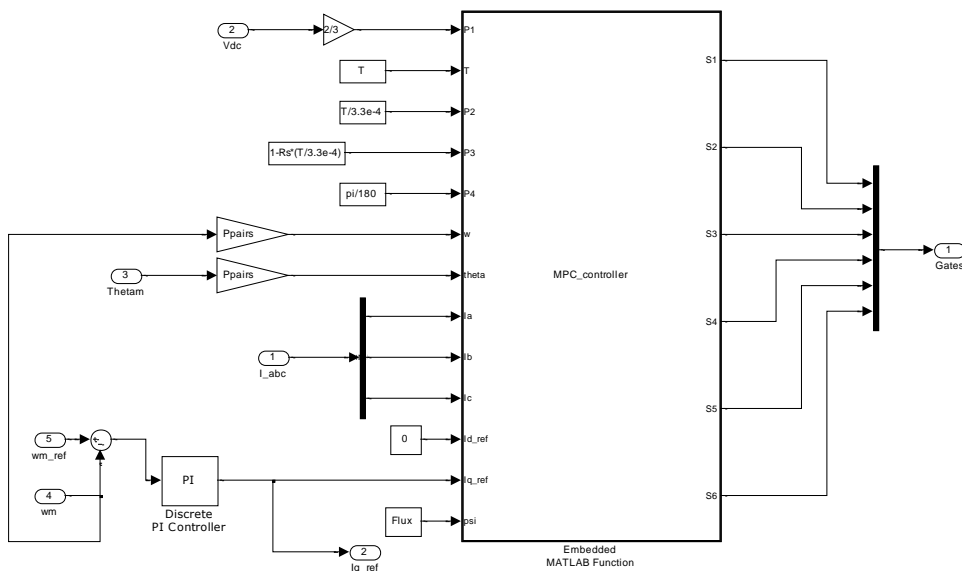
- Υλοποίηση των αλγορίθμων ελέγχου σε μικροεπεξεργαστή και πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων των τεχνικών FOC-MPSC, MPSC και FOC-deadbeat μετά την κατασκευή της διάταξης του συστήματος ελέγχου για το κινητήριο σύστημα του ηλεκτρικού λεωφορείου μεταφοράς προσωπικού.
- Πειραματική μέτρηση των απωλειών του πραγματικού συστήματος, για κάθε μια από τις τεχνικές ελέγχου που εξετάζονται, με σκοπό την επιλογή της τεχνικής που βελτιστοποιεί την απόδοση του συστήματος.
- Εκτίμηση της μεταβολής των παραμέτρων σε ένα πραγματικό σύστημα και πειραματική μελέτη των επιδράσεών τους στις παραπάνω τεχνικές ελέγχου.
- Επέκταση των αλγορίθμων DS-MPCC και DS-MPSC, που σχεδιάστηκαν, για χρονικό ορίζοντα  $N > 1$ .
- Τροποποίηση των αλγορίθμων DS-MPCC και DS-MPSC, ώστε να αντιμετωπίζεται το πρόβλημα της ευαισθησίας τους στις μεταβολές των παραμέτρων, με την ενσωμάτωση λογικών παρ' όμοιων με αυτή του Luenberger observer παρουσιάστηκε για την περίπτωση του deadbeat ελέγχου.
- Τροποποίηση του βασικού αλγορίθμου DS-MPSC, ώστε να μην απαιτείται η μέτρηση της ροπής φορτίου για την εκτέλεση του και να επιτυγχάνεται βελτιωμένος λόγος ροπής/ρεύματος.

# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

## Παραρτημα Α Αλγόριθμοι Προβλεπτικού Ελέγχου στο Matlab/Simulink®

Στις σελίδες που ακολουθούν, παρατίθενται οι ακριβείς αλγόριθμοι που σχεδιάστηκαν στην υπομονάδα embedded matlab function, του λογισμικού Matlab/Simulink για τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο του ρεύματος DS-MPCC, τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο της ταχύτητας DS-MPSC και τον deadbeat έλεγχο ρεύματος, μαζί με μερικά σχόλια που επεξηγούν την λειτουργία τους. Στην περίπτωση του deadbeat ελέγχου, παρουσιάζονται και οι αλγόριθμοι που σχεδιάστηκαν για την παραγωγή των τάσεων αναφοράς, με την τεχνική διαμόρφωσης SVM.

### A1. Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα A1 – Υπομονάδα ελέγχου DS-MPCC

Στο σχήμα A1, παρουσιάζεται το ακριβές υποσύστημα του ελέγχου διακριτού προβλεπτικού ελέγχου του ρεύματος. Η ταχύτητα ελέγχεται από ένα εξωτερικό βρόγχο PI, ο οποίος παράγει το ρεύμα αναφοράς  $I_{qref}$ , ενώ το  $I_{dref}$  τίθεται ίσο με μηδέν σύμφωνα με τις αρχές του FOC. Το ρεύμα, ελέγχεται μέσω του αλγορίθμου DS-MPCC, που υλοποιείται στην υπομονάδα embedded MATLAB Function και εκτελείται μία φορά ανά περίοδο δειγματοληψίας ( $T$  στον παρακάτω αλγόριθμο). Ο αλγόριθμος DS-MPCC υπολογίζει απ' ευθείας τους παλμούς που θα ασκηθούν στους διακόπτες του αντιστροφέα κατά την διάρκεια της περιόδου  $T$ .

#### Αλγόριθμος DS-MPCC

```
function [S1,S2,S3,S4,S5,S6] =  
Predictive_Controller(P1,T,P2,P3,w,theta,Ia,Ib,Ic,Id_ref,Iq_ref,psi)
```

```
% P1=|vab| % P2=T/L, P3=1-R*(T/L), P4=pi/180 P6=sqrt(3)/2, P7=100*pi
```

```
persistent kp  
if isempty(kp)
```

```

        kp=0;
end

S1=nan; S3=nan; S5=nan;
S2=nan; S4=nan; S6=nan;
%Calculation of currents dq.
[Id,Iq]=abc_to_dq(Ia,Ib,Ic,theta);
g=inf;
k=0;
%Calculation of cost funtion for every voltage vector
for i=0:60:360
    if (i<360)
        z=i*P4;
        [Vd,Vq]=alphabetato_dq(P1*cos(z),P1*sin(z),theta);
        Idk1=Vd*P2+Id*P3+T*w*Iq;
        Iqk1=Vq*P2+Iq*P3-T*w*Id-P2*w*psi;
    else
        Idk1=Id*P3+T*w*Iq;
        Iqk1=Iq*P3-T*w*Id-P2*w*psi;
    end
    g1=abs(Idk1-Id_ref)+abs(Iqk1-Iq_ref);
    if (g1<g)
        k=i;
        g=g1;
    end
end
%Selection of the best voltage vector
if (k==0)
    S1=1; S3=0; S5=0;
    S2=0; S4=1; S6=1;
elseif (k==60)
    S1=1; S3=1; S5=0;
    S2=0; S4=0; S6=1;
elseif (k==120)
    S1=0; S3=1; S5=0;
    S2=1; S4=0; S6=1;
elseif (k==180)
    S1=0; S3=1; S5=1;
    S2=1; S4=0; S6=0;
elseif (k==240)
    S1=0; S3=0; S5=1;
    S2=1; S4=1; S6=0;
elseif (k==300)
    S1=1; S3=0; S5=1;
    S2=0; S4=1; S6=0;
elseif (k==360)
    if (kp==0) || (kp==120) || (kp==240) || (kp==420)
        S1=0; S3=0; S5=0;
        S2=1; S4=1; S6=1;
        k=420;
    else
        S1=1; S3=1; S5=1;
        S2=0; S4=0; S6=0;
    end
end
end

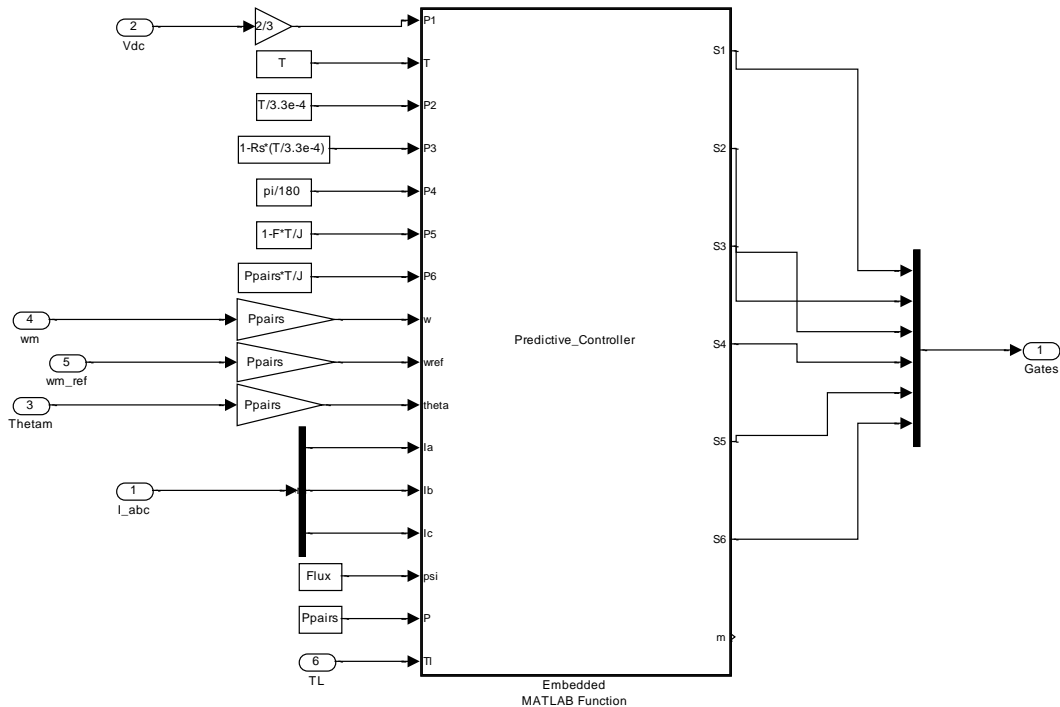
kp=k;

```

```
function [d,q]=abc_to_dq(x1,x2,x3,theta)
d=2/3*(x1*sin(theta)+x2*sin(theta-2*pi/3)+x3*sin(theta+2*pi/3));
q=2/3*(x1*cos(theta)+x2*cos(theta-2*pi/3)+x3*cos(theta+2*pi/3));
```

```
function [d,q]=alphabetato_dq(x1,x2,theta)
d=x1*sin(theta)-x2*cos(theta);
q=x1*cos(theta)+x2*sin(theta);
```

## A2. Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



Σχήμα A2 - Υπομονάδα ελέγχου DS-MPSC

Στο σχήμα A2, παρουσιάζεται το ακριβές υποσύστημα του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου της ταχύτητας. Όπως παρατηρούμε, η ταχύτητα και το ρεύμα ελέγχονται από τον ίδιο αλγόριθμο προβλεπτικού ελέγχου, που υλοποιείται στην υπομονάδα embedded MATLAB Function και εκτελείται μία φορά ανά περίοδο δειγματοληψίας ( $T$  στον παρακάτω αλγόριθμο). Όπως και στην περίπτωση του DS-MPCC, που παρουσιάστηκε παραπάνω, έτσι και ο DS-MPSC παράγει απ' ευθείας τους παλμούς που θα ασκηθούν στους διακόπτες του αντιστροφέα κατά την διάρκεια της περιόδου  $T$ .

### Αλγόριθμος DS-MPSC

```
function [S1,S2,S3,S4,S5,S6,m] =
Predictive_Controller(P1,T,P2,P3,P4,P5,P6,w,wref,theta,Ia,Ib,Ic,psi,P,
,Tl)
```

```
% P2=T/L, P3=1-R*(T/L), P4=pi/180, P5=1-B*T/J, P6=P*T/J
% P1=|vab|
```

```
persistent t_1
if isempty(t_1)
```

```

        t_1=0;
end

Imax=520;
S1=nan; S3=nan; S5=nan;
S2=nan; S4=nan; S6=nan;

t=t_1+T;

[Id,Iq]=abc_to_dq(Ia,Ib,Ic,theta);

Tek=3/2*P*psi*Iq;
w_k1=P5*w+P6*Tek-P6*Tl;

g=inf;
k=0;
for i=0:60:360

    if (i<360)
        z=i*P4;
        [Vd,Vq]=alphanbeta_to_dq(P1*cos(z),P1*sin(z),theta);
        Idk1=Vd*P2+Id*P3+T*w*Iq;
        Iqk1=Vq*P2+Iq*P3-T*w*Id-P2*w*psi;
    else
        Idk1=Id*P3+T*w*Iq;
        Iqk1=Iq*P3-T*w*Id-P2*w*psi;
    end
    Tek1=3/2*P*psi*Iqk1;
    w_k2=P5*w_k1+P6*Tek1-P6*Tl;

    if sqrt(Idk1^2+Iqk1^2)>Imax
        f=inf;
    else
        f=0;
    end

    if abs(wref-w_k2)>10
        g1=(wref-w_k2)^2+0.01*(Idk1)^2+f;
    else
        g1=(wref-w_k2)^2+0.00000001*(Idk1)^2+f;
    end

    if (g1<g)
        k=i;
        g=g1;
    end

end

if (k<360)
    [Vd_k,Vq_k]=alphanbeta_to_dq(P1*cos(k*P4),P1*sin(k*P4),theta);
else
    [Vd_k,Vq_k]=alphanbeta_to_dq(0,0,theta);
end
Idk1=Vd_k*P2+Id*P3+T*w*Iq;
Tek=3/2*P*psi*(Vq_k*P2+Iq*P3-T*w*Id-P2*w*psi);
m=[Id,Iq,w_k1,Tek,Vd_k,Vq_k,Idk1];

```



```

if (k==0)
    S1=1; S3=0; S5=0;
    S2=0; S4=1; S6=1;

elseif (k==60)
    S1=1; S3=1; S5=0;
    S2=0; S4=0; S6=1;

elseif (k==120)
    S1=0; S3=1; S5=0;
    S2=1; S4=0; S6=1;

elseif (k==180)
    S1=0; S3=1; S5=1;
    S2=1; S4=0; S6=0;

elseif (k==240)
    S1=0; S3=0; S5=1;
    S2=1; S4=1; S6=0;

elseif (k==300)
    S1=1; S3=0; S5=1;
    S2=0; S4=1; S6=0;

elseif (k==360)
    S1=1; S3=1; S5=1;
    S2=0; S4=0; S6=0;
end

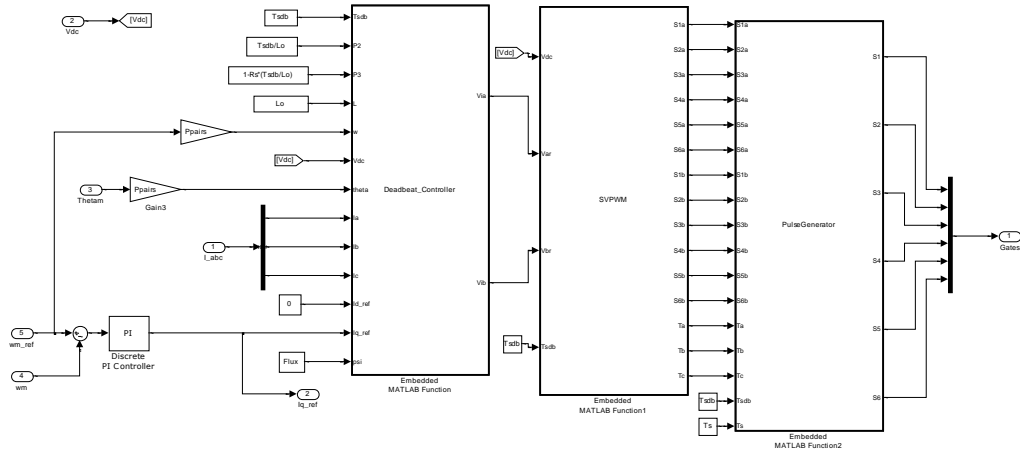
t_1=t;

function [d,q]=abc_to_dq(x1,x2,x3,theta)
d=2/3*(x1*sin(theta)+x2*sin(theta-2*pi/3)+x3*sin(theta+2*pi/3));
q=2/3*(x1*cos(theta)+x2*cos(theta-2*pi/3)+x3*cos(theta+2*pi/3));

function [d,q]=alphabetato_dq(x1,x2,theta)
d=x1*sin(theta)-x2*cos(theta);
q=x1*cos(theta)+x2*sin(theta);

```

## A3 Deadbeat έλεγχος ρεύματος με την χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης SVM



Σχήμα A3 - Υπομονάδα ελέγχου deadbeat – SVM

Στο σχήμα A3, παρουσιάζεται το υποσύστημα του deadbeat ελέγχου του ρεύματος με την χρήση της τεχνικής SVM. Η ταχύτητα ελέγχεται από ένα εξωτερικό βρόγχο PI, ο οποίος παράγει το ρεύμα αναφοράς  $I_{qref}$ , ενώ το  $I_{dref}$  τίθεται ίσο με μηδέν σύμφωνα με τις αρχές του FOC. Το ρεύμα, ελέγχεται μέσω του αλγορίθμου deadbeat, που εκτελείται ανά περίοδο δειγματοληψίας  $T_{sdb}$  και παράγει τις τάσεις αναφοράς  $V_a^*$  και  $V_b^*$ . Στην συνέχεια, ο αλγόριθμος SVPWM, που εκτελείται επίσης μια φορά ανά περίοδο  $T_{sdb}$ , χρησιμοποιείται για να υπολογίσει τα διανύσματα εξόδου που θα χρησιμοποιηθούν και τους χρόνους εφαρμογής τους  $t_a, t_b, t_o$ . Τέλος ο αλγόριθμος Pulse Generator, ο οποίος εκτελείται ανά περίοδο  $T_s \ll T_{sdb}$ , αναλαμβάνει να εφαρμόσει τα κατάλληλα διανύσματα εξόδου για τους αντίστοιχους χρόνους, που υπολογίστηκαν από τον αλγόριθμο SVPWM.

### Αλγόριθμος Deadbeat Controller

```
function [Via,Vib] =
Deadbeat_Controller(Tsdb,P2,P3,L,w,Vdc,theta,Ia,Ib,Ic,Id_ref,Iq_ref,psi)

% P2=T/L, P3=1-R*(T/L)

Vmax=0.577*Vdc;

[Id,Iq]=abc_to_dq(Ia,Ib,Ic,theta);

Vd=1/P2*(Id_ref-P3*Id-w*Tsdb*Iq);
Vq=1/P2*(Iq_ref-P3*Iq+w*Tsdb*Id+w*Tsdb*psi/L);

V=sqrt(Vd^2+Vq^2);
if (V>Vmax)
    Vd=Vmax/V*Vd;
    Vq=Vmax/V*Vq;
end
```

```
[Via,Vib]=dq_to_alphabeta(Vd,Vq,theta);
```

```
function [d,q]=abc_to_dq(x1,x2,x3,theta)
d=2/3*(x1*sin(theta)+x2*sin(theta-2*pi/3)+x3*sin(theta+2*pi/3));
q=2/3*(x1*cos(theta)+x2*cos(theta-2*pi/3)+x3*cos(theta+2*pi/3));
```

```
function [a,b]=dq_to_alphabeta(x1,x2,theta)
a=x1*sin(theta)+x2*cos(theta);
b=-x1*cos(theta)+x2*sin(theta);
```

### Αλγόριθμος SVPWM

```
function [S1a,S2a,S3a,S4a,S5a,S6a,S1b,S2b,S3b,S4b,S5b,S6b,Ta,Tb,Tc] =
SVPWM(Vdc,Var,Vbr,Tsdb)
```

```
S1a=nan; S3a=nan; S5a=nan;
S2a=nan; S4a=nan; S6a=nan;
S1b=nan; S3b=nan; S5b=nan;
S2b=nan; S4b=nan; S6b=nan;
Va=0; Vb=0;
```

```
z=complex(Var,Vbr);
f=angle(z);
V=sqrt(Var^2+Vbr^2);
```

```
if ((f>=0)&&(f<pi/3))
a=f;
Va=2/sqrt(3)*V*sin(pi/3-a);
Vb=2/sqrt(3)*V*sin(a);
S1a=1; S3a=0; S5a=0;
S2a=0; S4a=1; S6a=1;
S1b=1; S3b=1; S5b=0;
S2b=0; S4b=0; S6b=1;
elseif ((f>=pi/3)&&(f<2*pi/3))
a=f-pi/3;
Vb=2/sqrt(3)*V*sin(pi/3-a);
Va=2/sqrt(3)*V*sin(a);
S1a=0; S3a=1; S5a=0;
S2a=1; S4a=0; S6a=1;
S1b=1; S3b=1; S5b=0;
S2b=0; S4b=0; S6b=1;
elseif ((f>=2*pi/3)&&(f<pi))
a=f-2*pi/3;
Va=2/sqrt(3)*V*sin(pi/3-a);
Vb=2/sqrt(3)*V*sin(a);
S1a=0; S3a=1; S5a=0;
S2a=1; S4a=0; S6a=1;
S1b=0; S3b=1; S5b=1;
S2b=1; S4b=0; S6b=0;
elseif ((f>=-pi)&&(f<-2*pi/3))
a=f+pi;
Vb=2/sqrt(3)*V*sin(pi/3-a);
Va=2/sqrt(3)*V*sin(a);
S1a=0; S3a=0; S5a=1;
S2a=1; S4a=1; S6a=0;
```

```

S1b=0; S3b=1; S5b=1;
S2b=1; S4b=0; S6b=0;
elseif ((f>=-2*pi/3)&&(f<-pi/3))
a=f+pi-pi/3;
Va=2/sqrt(3)*V*sin(pi/3-a);
Vb=2/sqrt(3)*V*sin(a);
S1a=0; S3a=0; S5a=1;
S2a=1; S4a=1; S6a=0;
S1b=1; S3b=0; S5b=1;
S2b=0; S4b=1; S6b=0;
elseif ((f>=-pi/3)&&(f<0))
a=f+pi-2*pi/3;
Vb=2/sqrt(3)*V*sin(pi/3-a);
Va=2/sqrt(3)*V*sin(a);
S1a=1; S3a=0; S5a=0;
S2a=0; S4a=1; S6a=1;
S1b=1; S3b=0; S5b=1;
S2b=0; S4b=1; S6b=0;
end

Ta=Va/(2/3*Vdc)*Tsdb;
Tb=Vb/(2/3*Vdc)*Tsdb;
Tc=Tsdb-Ta-Tb;

```

#### Αλγόριθμος Pulse Generator

```

function [S1,S2,S3,S4,S5,S6] =
PulseGenerator(S1a,S2a,S3a,S4a,S5a,S6a,S1b,S2b,S3b,S4b,S5b,S6b,Ta,Tb,
Tc,Tsdb,Ts)

persistent t
if isempty(t)
t=-Ts;
end
t=t+Ts;
if ((Tsdb-t)<1e-9);
t=t-Tsdb;
end

S1=nan; S3=nan; S5=nan;
S2=nan; S4=nan; S6=nan;

if (t<=Tc/4)
S1=0; S3=0; S5=0;
S2=1; S4=1; S6=1;
elseif (Tc/4<t)&&(t<=(Tc/4+Ta/2))
S1=S1a; S3=S3a; S5=S5a;
S2=S2a; S4=S4a; S6=S6a;
elseif ((Tc/4+Ta/2)<t)&&(t<=(Tc/4+Ta/2+Tb/2))
S1=S1b; S3=S3b; S5=S5b;
S2=S2b; S4=S4b; S6=S6b;
elseif (((Tc/4+Ta/2+Tb/2)<t)&&(t<=Tsdb/2+1e-8))
S1=1; S3=1; S5=1;
S2=0; S4=0; S6=0;
elseif ((Tsdb/2<t)&&(t<=(Tsdb/2+Tc/4)))
S1=1; S3=1; S5=1;
S2=0; S4=0; S6=0;
elseif ((Tsdb/2+Tc/4)<t)&&(t<=(Tsdb/2+Tc/4+Tb/2))
S1=S1b; S3=S3b; S5=S5b;
S2=S2b; S4=S4b; S6=S6b;

```

```

elseif ((Tsdb/2+Tc/4+Tb/2)<t) && (t<=(Tsdb/2+Tc/4+Tb/2+Ta/2))
    S1=S1a; S3=S3a; S5=S5a;
    S2=S2a; S4=S4a; S6=S6a;
elseif ((Tsdb/2+Tc/4+Tb/2+Ta/2)<t) && (t<Tsdb)
    S1=0; S3=0; S5=0;
    S2=1; S4=1; S6=1;
End

```

#### Αλγόριθμος Deadbeat Controller με Luenberger observer

Στην περίπτωση του deadbeat ελέγχου με Luenberger observer αλλάζει μόνο ο αλγόριθμος του deadbeat controller, που φαίνεται παρακάτω, ενώ ο αλγόριθμος του SVPWM και του Pulse Generator, παραμένουν οι ίδιοι.

```

function [Via,Vib,m] =
Deadbeat_Controller(Tsdb,P2,P3,Ld,w,Vdc,theta,Ia,Ib,Ic,Id_ref,Iq_ref,
psi)

% P2=T/L, P3=1-R*(T/L)

persistent Vdk
if isempty (Vdk)
    Vdk=0;
end
persistent Vqk
if isempty (Vqk)
    Vqk=0;
end
persistent Idkp
if isempty (Idkp)
    Idkp=0;
end
persistent Iqkp
if isempty (Iqkp)
    Iqkp=0;
end

Vmax=0.577*Vdc;

[Idk,Iqk]=abc_to_dq(Ia,Ib,Ic,theta);

Idk1p=(P3-Ld)*Idkp+Tsdb*w*Iqkp+Ld*Idk+P2*Vdk;
Iqk1p=(P3-Ld)*Iqkp-Tsdb*w*Idkp+Ld*Iqk+P2*Vqk-w*P2*psi;

Vdk1=1/P2*(Id_ref-P3*Idk1p-Tsdb*w*Iqk1p);
Vqk1=1/P2*(Iq_ref-P3*Iqk1p+w*Tsdb*Idk1p+w*P2*psi);

V=sqrt(Vdk1^2+Vqk1^2);
if (V>Vmax)
    Vdk1=Vmax/V*Vdk1;
    Vqk1=Vmax/V*Vqk1;
end

[Via,Vib]=dq_to_alphabeta(Vdk1,Vqk1,theta+Tsdb*w);

Vdk=Vdk1;
Vqk=Vqk1;
Idkp=Idk1p;
Iqkp=Iqk1p;

```

```
m=[Idk,Iqk,Vdk1,Vqk1,Via,Vib,theta];
```

```
function [d,q]=abc_to_dq(x1,x2,x3,theta)
```

```
d=2/3*(x1*sin(theta)+x2*sin(theta-2*pi/3)+x3*sin(theta+2*pi/3));
```

```
q=2/3*(x1*cos(theta)+x2*cos(theta-2*pi/3)+x3*cos(theta+2*pi/3));
```

```
function [a,b]=dq_to_alphabeta(x1,x2,theta)
```

```
a=x1*sin(theta)+x2*cos(theta);
```

```
b=-x1*cos(theta)+x2*sin(theta);
```

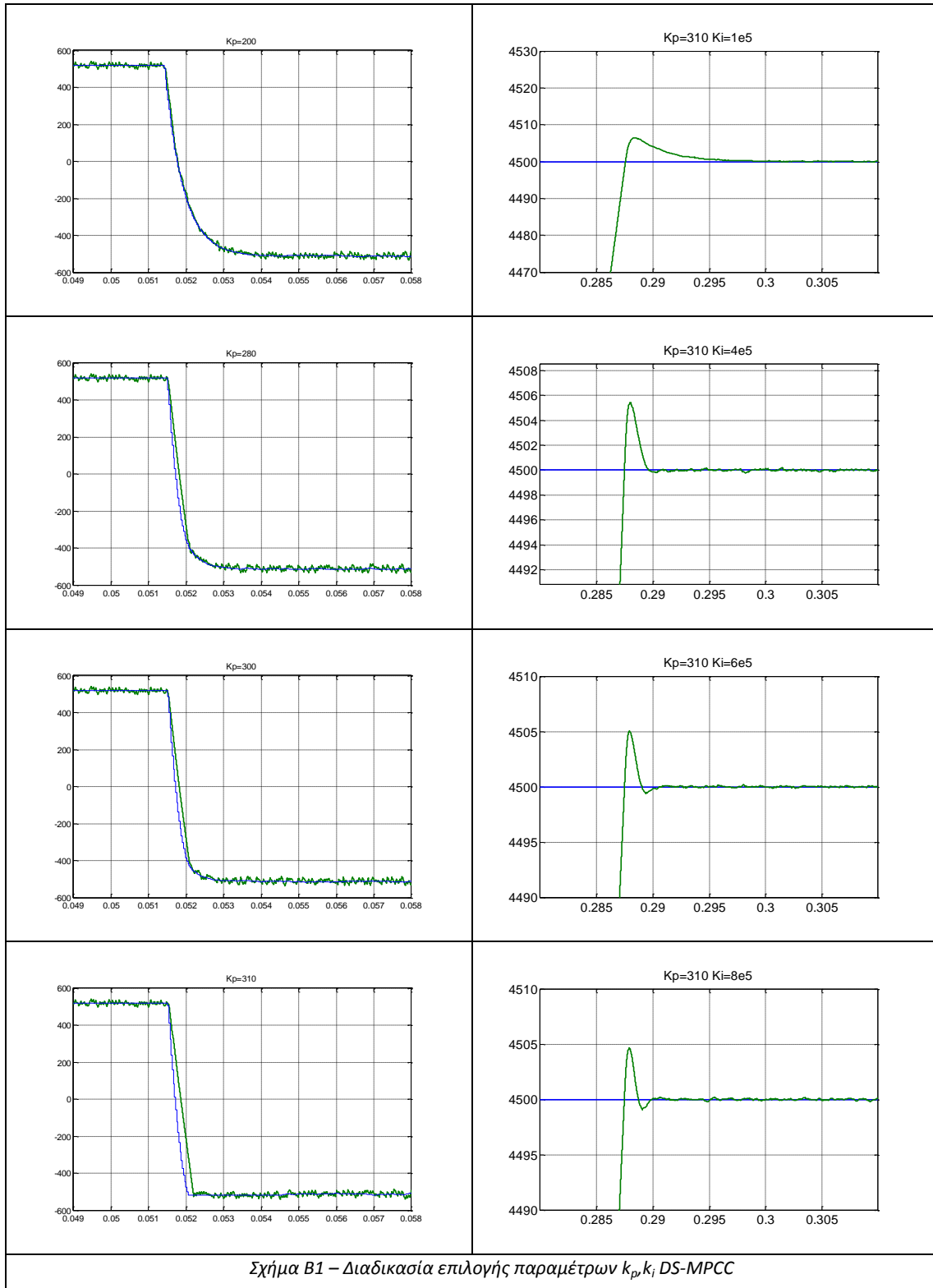
## Παραρτημα Β Διαδικασία Επιλογής Κερδών PI Ελεγκτών

Στην ενότητα αυτή, επεξηγείται η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την επιλογή των παραμέτρων  $k_p$  και  $k_i$ , των PI ελεγκτών της ταχύτητας για την περίπτωση των ελέγχων DS-MPCC και deadbeat. Η διαδικασία επιλογής του κέρδους  $K_p$  εικονίζεται στην πρώτη στήλη των σχημάτων B1 και B2 όπου με μπλε χρώμα φαίνεται το ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$  που παράγεται από τον PI ελεκτή και με πράσινο το μετρούμενο  $I_q$ , κατά την διάρκεια της μεγαλύτερης δυνατής μεταβολής στο φορτίο, δηλαδή από  $+T_{max}$  σε  $-T_{max}$ . Όπως παρατηρούμε όσο αυξάνεται η τιμή του  $k_p$ , αυξάνεται και η κλίση του  $I_{qref}$ . Το μετρούμενο  $I_q$ , είναι σε θέση να ακολουθεί την μεταβολή του  $I_{qref}$ , μέχρι μια τιμή του  $k_p$ , που εξαρτάται από την μέγιστη ταχύτητα απόκρισης του βρόγχου ελέγχου του ρεύματος. Η τιμή αυτή είναι περίπου  $k_p=240$  για τον έλεγχο deadbeat και  $k_p=310$  για τον DS-MPCC.

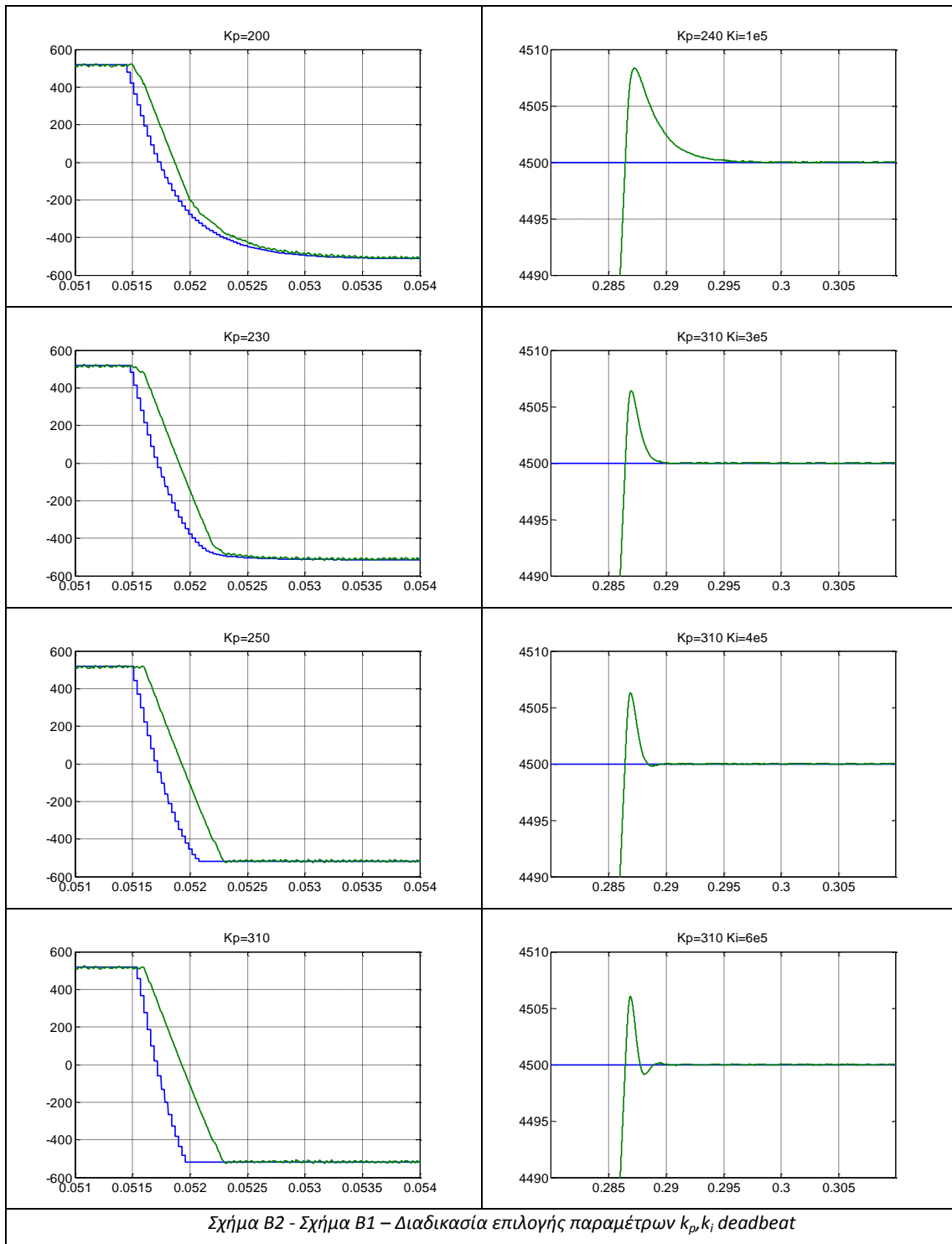
Στην δεύτερη στήλη των σχημάτων B1 και B2, όπου με μπλε χρώμα εικονίζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο χρώμα η πραγματική ταχύτητα, κατά την διάρκεια μιας μεταβολής της ταχύτητας αναφοράς, επεξηγείται η διαδικασία επιλογής της παραμέτρου  $K_i$ . Όπως παρατηρούμε, όσο αυξάνεται η τιμή του  $K_i$ , ελατώνεται η υπερπήδηση της ταχύτητας από την ταχύτητα αναφοράς. Το παραπάνω συμβάνει μέχρι μια κάποια συγκεκριμένη τιμή του  $K_i$ , πέραν της οποίας η ταχύτητα αρχίζει να ταλαντώνεται ρύθω από την νέα τιμή αναφοράς της, πριν σταθεροποιηθεί σε αυτή.

Με βάση τα παραπάνω και για να είναι πιο ορθολογική η σύγκριση μεταξύ των δύο διαφορετικών τεχνικών, επιλέχθηκαν να χρησιμοποιηθούν οι εξής ίδιες παράμετροι και για τους δύο PI ελεγκτές των FOC με DS-MPCC και FOC με deadbeat-SVM:

$$K_p=310 \quad K_i=3 \cdot 10^5.$$







## Βιβλιογραφία

- [1] Κωνσταντίνος Ι. Λάσκαρης, “**Σχεδιασμός και Κατασκευή Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών για Ηλεκτρικά Οχήματα**”, Διδακτορική Διατριβή, Δεκέμβριος 2011
- [2] Νικόλαος Δ. Αποστολόπουλος, “**Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων**”, Διπλωματική εργασία, Νοέμβριος 2012
- [3] Jose Rodriguez, Patricio Cortes, “**Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**”, Wiley-IEEE Press, April 2012
- [4] P. Coortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, J. Rodriguez, “**Predictive Control in Power Electronics and Drives**,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, no. 12, pp. 4312-4323, December 2008
- [5] Niu Li, Yang Ming, Xu Dian-guo, “**Deadbeat predictive current control for PMSM**,” 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 Europe, Novi Sad, Serbia.
- [6] Hongjia Wang, Ming Yang, Li Niu, Dianguo Xu “**Improved Deadbeat Predictive Current Control Strategy for Permanent Magnet Motor Drives**,” 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), June 2011
- [7] M.B. Sharifian, T. Herizchi, K.G. Firouzjah, “**Field oriented control of permanent magnet synchronous motor using predictive space vector modulation**,” IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA 2009), Oct. 2009, Kuala Lumpur, Malaysia
- [8] Xuefang Lin-Shi, F. Morel, A.M. Llor, B. Allard, J.-M. Retif, “**Implementation of Hybrid Control for Motor Drives**,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 4, August 2007
- [9] F. Morel, Xuefang Lin-Shi, J.M. Retif, B. Allard, C. Buttay, “**A Comparative Study of Predictive Current Control Schemes for a Permanent-Magnet Machine Drive**,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 7, pp. 2715-2728, Jul. 2009
- [10] M. Preindl, S. Bolognani, “**Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of PMSM Drive Systems**,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 2, pp. 1007–1015, Feb. 2013
- [11] S.Bolognani, L. Peretti, M. Zigliotto, “**Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives**,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 6, pp. 1925-1936, Jun. 2009
- [12] E.J. Fuentes, C. Silva, D.E. Quevedo, E.I. Silva, “**Predictive speed control of a synchronous permanent magnet motor**,” IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009. ICIT 2009.
- [13] Rachid Errouissi, M. Ouhrouche, Wen-Hua Chen, A.M. Trzynadlowski, “**Robust Nonlinear Predictive Controller for Permanent-Magnet Synchronous Motors With an Optimized Cost Function**,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, no. 7, pp. 2849-2858, July 2012
- [14] Δημήτριος Π. Γυπαράκης, “**Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης**” Διπλωματική εργασία, Νοέμβριος 2012
- [15] Prabha Kundur, “**Power System Stability and Control**”, McGraw Hill, 1994

- [16] Στέφανος Ν. Μανιάς, **Ηλεκτρονικά ισχύος**, Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα 2007
- [17] Bimal K. Bose, **Modern Power Electronics and A.C. Drives**, Prentice Hall PTR, 2002
- [18] Y.A.-R.I. Mohamed, E.F. El-Saadany, “**An Improved Deadbeat Current Control Scheme With a Novel Adaptive Self-Tuning Load Model for a Three-Phase PWM Voltage-Source Inverter**,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, no. 2, pp. 747-759, April 2007
- [19] J.C. Moreno, J.M.E. Huerta, R.G. Gil, S.A. Gonzalez, “**A Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters**,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, no. 6, pp. 1993-2004, June 2009
- [20] J.M.E. Huerta, J.C. Moreno, J.R. Fischer, R.G. Gil, “**A Synchronous Reference Frame Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters**,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, no. 3, pp. 954-962, March 2010
- [21] J.M. Espi, J. Castello, R.García-Gil, G. Garcera, “**An Adaptive Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters**,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, no. 8, pp. 3537-3546, August 2011
- [22] Zhanfeng Song, Changliang Xia, Tao Liu, “**Predictive Current Control of Three-Phase Grid-Connected Converters With Constant Switching Frequency for Wind Energy Systems**,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, no. 3, pp. 954-962, March 2010
- [23] Κωνσταντίνος Δ.Κορακίτης, “**Εφαρμογή Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού PQ Ελέγχου για τη Διασύνδεση Τριφασικού Αντιστροφέα στο Δίκτυο Ηλεκτρικής Ενέργειας**”, Διπλωματική εργασία, Μάρτιος 2011
- [24] M. Pacas and J. Weber, “**Predictive direct torque control for the PM syn-chronous machine**,”IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 5, pp. 1350–1356, Oct. 2005.
- [25] T. Geyer, G. A. Beccuti, G. Papafotiou, M. Morari “**Model Predictive Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors**,” Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, Sept. 2010