



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

**Τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου για την οδήγηση σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, με κριτήριο τον περιορισμό των επιδράσεων εξωτερικών διαταραχών και σφαλμάτων μέτρησης**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Στέφανος Ι. Μακρυσόπουλος

**Επιβλέπων:** Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Νοέμβριος 2017





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

**Τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου για την οδήγηση σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, με κριτήριο τον περιορισμό των επιδράσεων εξωτερικών διαταραχών και σφαλμάτων μέτρησης**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Στέφανος Ι. Μακρυσόπουλος

**Επιβλέπων:** Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από τριμελή επιτροπή εξεταστική επιτροπή (14/11/2017)

.....

Αντώνιος Κλαδάς

.....

Στέφανος Μανιάς

.....

Σταύρος Παπαθανασίου

Αθήνα, Νοέμβριος 2017

.....

Στέφανος Ι. Μακρυσόπουλος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Ηλεκτρονικών Υπολογιστών

Copyright © Στέφανος Μακρυσόπουλος, 2017

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 καθοριστική 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.

Ιδιαιτέρως ευχαριστώ τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Αλέξανδρο Αλεξάνδρου για την πολύπλευρη στήριξη του, την πρόθυμη και ευχάριστη συνεργασία του καθώς και τις πολύτιμες συμβουλές του, από τη στιγμή της ανάθεσης μέχρι και την ολοκλήρωση της διπλωματικής εργασίας.

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



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετώνται τα συστήματα ελέγχου των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Μεγάλη έμφαση δίνεται στις τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου ταχύτητας και ρεύματος καθώς επίσης και στην εξάλειψη επιδράσεων των θορύβων μέτρησης ταχύτητας και των εξωτερικών διαταραχών φορτίου.

Αρχικά, αναλύεται η λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και παρουσιάζονται οι βασικές συνιστώσες τους. Στη συνέχεια, αναπτύσσεται το μαθηματικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών και αναλύεται η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δυο επιπέδων και οι πιο διαδεδομένες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών. Ακολούθως, παρουσιάζονται οι διάφορες στρατηγικές ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας των σύγχρονων μηχανών δίνοντας έμφαση στον προβλεπτικό έλεγχο. Σχεδιάζονται οι αλγόριθμοι για τις δυο τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου: διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (DS-MPSC) και διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (DS-MPCC), με γνώμονα τα πραγματικά συστήματα, παίρνοντας υπόψη μη ιδανικές καταστάσεις, όπως οι καθυστερήσεις των μετρήσεων. Για τον DS-MPSC αναπτύχθηκε ένας παρατηρητής κατάστασης, ώστε να αποφεύγεται η μέτρηση της ροπής φορτίου.

Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη μέτρηση του σήματος ανάδρασης της ταχύτητας, μέσω ενός οπτικού κωδικοποιητή θέσης. Αναλύεται το σφάλμα μέτρησής του, παρουσιάζονται οι παραδοσιακές τεχνικές υπολογισμού της ταχύτητας από το σήμα θέσης του οπτικού κωδικοποιητή θέσης και, στη συνέχεια, αναπτύσσεται ένας αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman (SAKO) για τον υπολογισμό του βέλτιστου σήματος ταχύτητας του κινητήρα.

Τέλος, παρατίθενται μια σειρά προσομοιώσεων, που σκοπό έχουν να προσομοιώσουν όσο το δυνατόν καλύτερα την πραγματική κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα, όταν αυτός χρησιμοποιείται στην οδήγηση ενός ηλεκτρικού οχήματος. Η εργασία ολοκληρώνεται με την παράθεση των συμπερασμάτων που προέκυψαν.

## ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρικά οχήματα, σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, έλεγχος μηχανών μονίμων μαγνητών, προβλεπτικός έλεγχος, διακριτός προβλεπτικός έλεγχος, έλεγχος ρεύματος, έλεγχος ταχύτητας, οπτικός κωδικοποιητής θέσης, αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman.



## ABSTRACT

This diploma thesis analyzes permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicle applications. Great emphasis is given to predictive speed and current control techniques and elimination of the effects caused by the speed measurement noise and external load changes.

At first step, electric drive system operation is analyzed and the crucial components are presented. Further on, the mathematical dynamic model of permanent magnet synchronous machine is developed and the operation of the 3-phase two-level voltage source inverter is analyzed, as well as the most common techniques of pulse width modulation. Furthermore, the most common varying speed control strategies for synchronous machine are presented and predictive control is emphasized. The algorithms for the two predictive control techniques: Discret Set Model Predictive Current Control (DS-MPCC) and Discret Set Model Predictive Speed Control (DS-MPSC), are designed driven by the actual systems, keeping in mind the non-ideal situations, like the measurement delay. A state observer is designed to avoid the measurement of the load torque on the DS-MPSC.

Greater emphasis is given to the measurement of the feedback speed signal, through the absolute encoder. The measurement error of the encoder is analyzed, the traditional techniques of speed calculations are presented and a Self-Adaption Kalman Observer is designed to calculate the optimal motor speed signal.

Finally, a series of simulation is presented, whose goal is to simulate, with the optimal way, the actual operation of the permanent magnet synchronous motor when it is used in an electric vehicle. The thesis is concluded with the conclusions that are drawn by the simulations.

## KEYWORDS

Electric drive systems, electric vehicles, permanent magnet synchronous machine, permanent magnet synchronous machine control, predictive control, discret control set model predictive control (DS-MPC), current control, speed control, absolute encoder, Self-Adaption Kalman Observer(SAKO).



# Περιεχόμενα

<b>1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....</b>	<b>- 13 -</b>
<b>1.1 ΣΚΟΠΟΣ ΚΑΙ ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ .....</b>	<b>- 13 -</b>
<b>1.2 ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΎΧΗΜΑ .....</b>	<b>- 14 -</b>
1.2.1 Εισαγωγή .....	- 14 -
1.2.1 Κατηγορίες ηλεκτρικών οχημάτων .....	- 15 -
<b>1.3 ΣΥΣΤΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΑΜΙΓΩΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΟΧΗΜΑΤΟΣ .....</b>	<b>- 16 -</b>
1.3.1 Ηλεκτρικός Κινητήρας.....	- 17 -
1.3.2 Μετατροπέας Ισχύος .....	- 18 -
1.3.3 Πηγή Ισχύος .....	- 19 -
<b>2. ΣΥΣΤΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ .....</b>	<b>- 22 -</b>
<b>2.1 ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....</b>	<b>- 22 -</b>
2.1.1 Μόνιμοι Μαγνήτες .....	- 22 -
2.1.2 Τοπολογίες σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής.....	- 23 -
2.1.3 Μαθηματική περιγραφή σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών.....	- 25 -
2.1.4 Μοντέλο $d-q$ Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών.....	- 28 -
<b>2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΔΥΟ-ΕΠΙΠΕΔΩΝ .....</b>	<b>- 31 -</b>
2.2.1 Τοπολογία.....	- 31 -
2.2.2 Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών .....	- 33 -
<b>3. ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΕΣ ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....</b>	<b>- 43 -</b>
<b>3.1 ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΈΛΕΓΧΟΣ V/F ΑΝΟΙΚΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ (OPEN LOOP V/F SCALAR CONTROL).....</b>	<b>- 44 -</b>
<b>3.2 ΈΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΟΥ ΠΕΔΙΟΥ (FIELD ORIENTED CONTROL - FOC) .....</b>	<b>- 46 -</b>
<b>3.3 ΆΜΕΣΟΣ ΈΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ (DIRECT TORQUE CONTROL – DTC) .....</b>	<b>- 49 -</b>
<b>4. ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΈΛΕΓΧΟΣ (PREDICTIVE CONTROL) .....</b>	<b>- 54 -</b>
<b>4.1 ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ.....</b>	<b>- 54 -</b>
<b>4.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΔΙΑΚΡΙΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....</b>	<b>- 56 -</b>
<b>4.3 ΔΙΑΚΡΙΤΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ (DISCRETE CONTROL SET MODEL-PREDICTIVE CONTROL DS-MPC).....</b>	<b>- 57 -</b>
4.3.1 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος χρονικού ορίζοντα 1 (DS-MPCC with time horizon $N=1$ ) .....	- 59 -
4.3.2 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας χρονικού ορίζοντα 1 (DS-MPSC with time horizon $N=1$ ) .....	- 61 -
<b>5. ΜΕΤΡΗΣΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΕΞΑΛΕΙΨΗ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ .....</b>	<b>- 65 -</b>
<b>5.1 ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ ΘΕΣΗΣ ΤΟΥ ΟΠΤΙΚΟΥ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΗ ΘΕΣΗΣ .....</b>	<b>- 65 -</b>
<b>5.2 ΠΑΡΑΔΟΣΙΑΚΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ.....</b>	<b>- 67 -</b>
<b>5.3 ΑΥΤΟΠΡΟΣΑΡΜΟΖΟΜΕΝΟΣ ΠΑΡΑΤΗΡΗΤΗΣ KALMAN (SELF-ADAPTION KALMAN OBSERVER, SAKO) .....</b>	<b>- 70 -</b>
<b>6. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....</b>	<b>- 76 -</b>
<b>6.1 ΚΡΙΤΗΡΙΑ ΟΡΘΟΛΟΓΙΚΗΣ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ.....</b>	<b>- 76 -</b>
<b>6.2 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ .....</b>	<b>- 77 -</b>
6.2.1 Απευθείας Μέτρηση Ταχύτητας.....	- 77 -
6.2.2 Υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο Euler.....	- 85 -
6.2.3 Υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο μεταβλητής περιόδου PVM .....	- 89 -
6.2.4 Υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο μεταβλητής περιόδου POM.....	- 93 -
6.2.5 Υπολογισμός της ταχύτητας με τον αυτοπροσαρμοζόμενο παρατηρητή Kalman (SAKO)-	- 97 -
6.2.6 Εξέταση ευρωστίας των τεχνικών ελέγχου.....	- 101 -
6.2.7 Προσομοίωση κίνησης με έντονες διακυμάνσεις στο μηχανικό φορτίο .....	- 107 -

<b>7. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....</b>	<b>- 111 -</b>
<b>7.1 ΚΥΡΙΟΤΕΡΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....</b>	<b>- 111 -</b>
<b>7.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ.....</b>	<b>- 113 -</b>
<b>7.3 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΥΣΗ .....</b>	<b>- 113 -</b>
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α .....</b>	<b>- 114 -</b>
<b>A1. ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΔΙΑΚΡΙΤΟΥ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....</b>	<b>- 114 -</b>
<b>A2. ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΔΙΑΚΡΙΤΟΥ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ .....</b>	<b>- 115 -</b>
<b>A.3 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΑΥΤΟΠΡΟΣΑΡΜΟΖΟΜΕΝΟΥ ΠΑΡΑΤΗΡΗΤΗ ΚΑΛΜΑΝ (SAKO) .....</b>	<b>- 117 -</b>
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....</b>	<b>- 118 -</b>



## Κεφάλαιο 1

# 1. Εισαγωγή

### 1.1 Σκοπός και δομή της διπλωματικής εργασίας

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη των προβλεπτικών τεχνικών ελέγχου στα συστήματα οδήγησης σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Τα δυο πιο σημαντικά είδη προβλεπτικού ελέγχου, ο DS-MPCC και ο DS-MPSC, αναλύονται σε βάθος και γίνεται μια προσπάθεια επίλυσης των προβλημάτων που συναντώνται κατά την υλοποίησή τους.

Ο απώτερος στόχος της εργασίας είναι η εξαγωγή συμπερασμάτων για τα χαρακτηριστικά των δύο αυτών τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου, όταν αυτές προσομοιώνονται με τον καλύτερο δυνατό τρόπο, δηλαδή όσο πιο κοντά γίνεται στις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας. Για το λόγο αυτό λήφθηκαν υπόψη, οι χρόνοι καθυστέρησης του επεξεργαστή, ποια μεγέθη μπορούν να μετρηθούν και τα σφάλματα αυτών των μετρήσεων.

Η δομή της εργασίας παρουσιάζεται παρακάτω:

Στην ενότητα 1.2 παρουσιάζονται οι βασικές κατηγορίες των ηλεκτρικών οχημάτων, ανάλογα με το βαθμό διεϊσδυσης του ηλεκτρικού συστήματος. Στην ενότητα 1.3 παρουσιάζεται η μορφή του συστήματος κίνησης των αμιγώς ηλεκτρικών οχημάτων και γίνεται μια συνοπτική αναφορά σε κάθε ένα υποσύστημα ξεχωριστά.

Το κεφάλαιο 2, αναφέρεται τόσο στον κινητήρα όσο και στον μετατροπέα ισχύος. Αρχικά, γίνεται μια αναφορά στη σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών και στη συνέχεια αναλύεται το μαθηματικό μοντέλο που την περιγράφει σύμφωνα με το [2]. Στις επόμενες παραγράφους εξηγείται ο τρόπος λειτουργίας του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων και των δύο σημαντικότερων τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών, της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM) και της διαμόρφωσης εύρους παλμών με βάση τα χωρικά διανύσματα (SVPWM), όπως παρουσιάζονται στα [3], [16].

Στο κεφάλαιο 3, γίνεται αναφορά στις διάφορες στρατηγικές ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας των κινητήρων μονίμων μαγνητών και περαιτέρω ανάλυση κάποιων σημαντικών στρατηγικών, όπως αυτές παρουσιάζονται στα [4], [5], [6].

Το κεφάλαιο 4, είναι αφιερωμένο στον προβλεπτικό έλεγχο. Αρχικά, γίνεται μια σύντομη παρουσίαση των κατηγοριών προβλεπτικού ελέγχου και των χαρακτηριστικών τους. Στη συνέχεια αναπτύσσεται το μοντέλο διακριτού χρόνου του συστήματος και των δύο τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου, σύμφωνα με τα [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13],[17]. Στην ανάπτυξη του μοντέλου του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ταχύτητας δίνεται ιδιαίτερη βαρύτητα στην ανάπτυξη ενός παρατηρητή για την αποφυγή της μέτρησης της ροπής φορτίου.

Στο κεφάλαιο 5, αρχικά αναλύονται οι διάφορες τεχνικές υπολογισμού της ταχύτητας από τη μέτρηση θέσης μέσω ενός οπτικού κωδικοποιητή θέσης. Παρακάτω αναλύεται ο τρόπος υλοποίησης ενός αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman για την απόρριψη του θορύβου από τη μέτρηση της ταχύτητας και της θέσης, όπως αυτός παρουσιάζεται στα [14], [15].

Στο κεφάλαιο 6, γίνεται η παρουσίαση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν για τις διάφορες συνθήκες λειτουργίας καθώς επίσης και ορισμένων προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν για τη μελέτη της επίδρασης των σφαλμάτων μέτρησης της ταχύτητας σε κάθε τεχνική προβλεπτικού ελέγχου. Στη συνέχεια έγιναν δοκιμές για την εξαγωγή συμπερασμάτων, για την ευαισθησία των τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου και

του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman στη μεταβολή των παραμέτρων του κινητήρα. Τέλος, έγινε προσομοίωση κίνησης του οχήματος με έντονες διακυμάνσεις στο μηχανικό φορτίο.

Στο κεφάλαιο 7, γίνεται μια σύνοψη των κυριότερων συμπερασμάτων που εξήχθησαν και γίνονται προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.

Τέλος, μετά το πέρας και του έβδομου κεφαλαίου παρατίθενται με τη μορφή παραρτημάτων όλοι οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση των προσομοιώσεων στο πρόγραμμα Matlab/Simulink.

## 1.2 Ηλεκτρικό Όχημα

### 1.2.1 Εισαγωγή

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο δεν είναι καινούριο. Εφευρέθηκε περίπου 180 χρόνια πριν, όμως για πολλά χρόνια είχε επισκιαστεί από τα αυτοκίνητα με τις μηχανές εσωτερικής καύσης. Το πρώτο ηλεκτρικό αυτοκίνητο αναπτύχθηκε από τον Thomas Davenport το 1834, ήταν τρίκυκλο και χρησιμοποιούσε μπαταρίες για την παροχή ισχύος. Το 1900, στην αγορά των οχημάτων, το ηλεκτρικό όχημα κατείχε το 38%, τα αυτοκίνητα με κινητήρα εσωτερικής καύσης μόλις το 22% και το υπόλοιπο 40% ήταν ατμοκίνητα αυτοκίνητα. Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα ήταν ανέκαθεν ακριβά και ήταν η πιο συνηθισμένη επιλογή στους κύκλους των πλουσίων. Η μαζική παραγωγή του Model T από τη Ford, που προσέφερε την τριπλάσια αυτονομία σε σχέση με τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, με αρκετά μικρότερο κόστος, σε συνδυασμό με τη μειωμένη τιμή του πετρελαίου, έβαλαν τέλος στην εποχή των ηλεκτρικών οχημάτων. Μετά το 1930, το ηλεκτρικό αυτοκίνητο είχε σχεδόν εξαφανιστεί. Η αναζωπύρωση του ενδιαφέροντος για τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα ξεκίνησε στο ξέσπασμα της ενεργειακής κρίσης και της εξάντλησης του πετρελαίου τη δεκαετία του 1970, και χάρη στην αυξανόμενη ανησυχία για την ποιότητα του αέρα και τις πιθανές επιπτώσεις του φαινομένου του θερμοκηπίου τη δεκαετία του 1980, ο ρυθμός της εξέλιξής τους επιταχύνθηκε.

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο αποτελεί έναν εναλλακτικό και φιλικό προς το περιβάλλον τρόπο μετακίνησης, εφόσον έχει μηδενική εκπομπή ρύπων διοξειδίου του άνθρακα στην ατμόσφαιρα και ελάχιστη θερμική επιβάρυνση. Επιπλέον, η ενέργεια που απαιτείται για την ηλεκτροκίνηση μπορεί να παραχθεί μέσω ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, ενώ ακόμη κι αν αυτή παραχθεί από συμβατικές μεθόδους, ο βαθμός απόδοσης είναι πολύ υψηλότερος συγκριτικά με την επί τόπου καύση των συμβατικών κινητήρων. Λαμβάνοντας υπόψη όλη τη διαδικασία, από τη διύλιση του αργού πετρελαίου, την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, τη μεταφορά της, τις απώλειες κατά τη φόρτιση και αποφόρτιση των μπαταριών και τις απώλειες του συστήματος κίνησης, ο συνολικός βαθμός απόδοσης των ηλεκτρικών αυτοκινήτων είναι 18%, ενώ ο αντίστοιχος των συμβατικών αυτοκινήτων κυμαίνεται γύρω στο 13%. Το παραπάνω, δεν υπολογίζει τις τεχνολογίες αναγεννητικής πέδησης που αυξάνουν περαιτέρω τον βαθμό απόδοσης των ηλεκτρικών αυτοκινήτων.

Η χρήση του ηλεκτρικού συντελεί και στη δραστική βελτίωση της ποιότητας ζωής στην πόλη, αφού προκαλεί μηδενική ηχορύπανση. Όσον αφορά το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα, οι επιδόσεις του παρουσιάζουν πλεονέκτημα σε σχέση με εκείνο των μηχανών εσωτερικής καύσης. Μεγαλύτερη επιτάχυνση, μεγαλύτερο εύρος ταχυτήτων, μικρότερο μέγεθος και βάρος και λιγότερη συντήρηση είναι μερικά από τα πλεονεκτήματά του.

## 1.2.1 Κατηγορίες ηλεκτρικών οχημάτων

Με βάση τη λειτουργία του κινητήριου συστήματός τους, τα ηλεκτρικά οχήματα μπορούν να διακριθούν σε τρεις κατηγορίες, σύμφωνα με το [1]: τα αμιγώς ηλεκτρικά, τα υβριδικά και τα ηλεκτρικά με κυψέλες υδρογόνου.

- Αμιγώς ηλεκτρικό όχημα

Το αμιγώς ηλεκτρικό όχημα περιλαμβάνει έναν ή περισσότερους ηλεκτρικούς κινητήρες και η ηλεκτρική ενέργεια παρέχεται είτε από μπαταρίες είτε από υπερπυκνωτές (supercapacitors), που είναι τοποθετημένοι στο εσωτερικό του. Τα ηλεκτρικά οχήματα θεωρούνται οχήματα μηδενικής εκπομπής ρύπων ή, ακόμη και αν συνυπολογιστεί η εκπομπή ρύπων, κατά την παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας στις μονάδες παραγωγής, οι εκπομπές είναι ελάχιστες. Οι μεγαλύτερες προκλήσεις για τα αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα είναι η περιορισμένη εμβέλεια, το υψηλό αρχικό κόστος, που κατά κύριο λόγο οφείλεται στις μπαταρίες, και η έλλειψη υποδομών φόρτισης. Με άλλα λόγια, αυτό που εμποδίζει την ευρεία χρήση τους είναι η πηγή ισχύος. Παρόλα αυτά, η αύξηση της χωρητικότητας των μέσων αποθήκευσης ενέργειας, σε συνδυασμό με την υψηλή απόδοση του συστήματος κίνησης, έχει επιτρέψει την εμπορική διάθεση οχημάτων, των οποίων η εμβέλεια ξεπερνά τα 400 km.

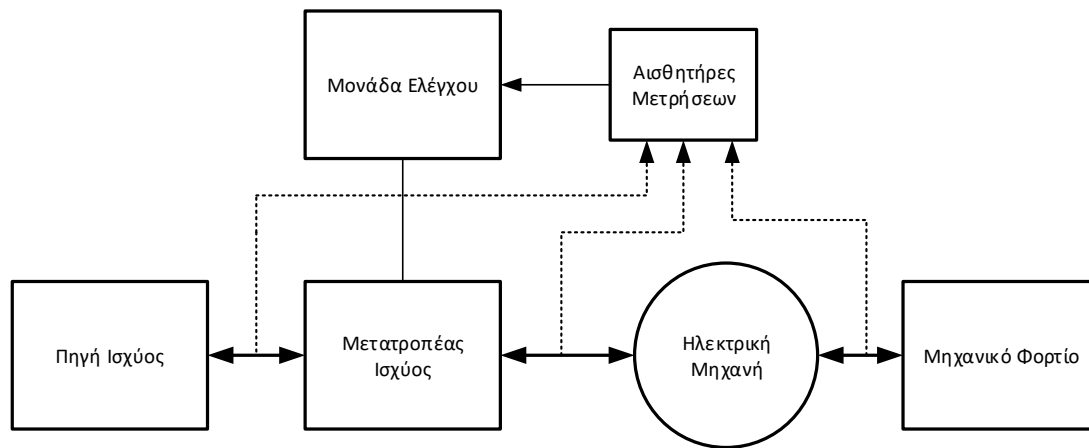
- Υβριδικό ηλεκτρικό όχημα

Το υβριδικό όχημα περιλαμβάνει έναν κινητήρα εσωτερικής καύσης και τουλάχιστον έναν ηλεκτροκινητήρα και μια πηγή ενέργειας. Υπάρχουν δύο υποκατηγορίες τέτοιων οχημάτων, το συμβατικό υβριδικό και το υβριδικό με δυνατότητα σύνδεσης στο δίκτυο. Στο συμβατικό υβριδικό όχημα, δεν υπάρχει εξ ολοκλήρου ηλεκτρική πρόωση, αλλά η γεννήτρια του αυτοκινήτου έχει αντικατασταθεί με μια γεννήτρια-εκκινητή (ISG), προσφέροντας δύο υβριδικά χαρακτηριστικά. Το ένα, είναι να σβήνει τη μηχανή όταν το αυτοκίνητο σταματάει, το αποκαλούμενο idle stop-start, βελτιώνοντας έτσι την κατανάλωση καυσίμου κατά την οδήγηση μέσα στην πόλη. Το άλλο είναι η επαναφόρτιση της μπαταρίας κατά την επιβράδυνση ή το φρενάρισμα, προσφέροντας έτσι ένα μικρό ποσό αναγεννητικής πέδησης. Το ηλεκτρικό όχημα με δυνατότητα σύνδεσης στο δίκτυο, περιλαμβάνει μπαταρίες πολύ μεγαλύτερης χωρητικότητας που επαναφορτίζονται κατά τη σύνδεση στο δίκτυο και παρέχει τη δυνατότητα ηλεκτρικής πρόωσης. Τα δύο συστήματα κίνησης συνεργάζονται για την από κοινού πρόωση του οχήματος, με στόχο την ικανοποίηση της απαιτούμενης ισχύος με τη μικρότερη δυνατή κατανάλωση καυσίμου. Επομένως, είναι εμφανές ότι το υβριδικό όχημα αποτελεί έναν συμβιβασμό ανάμεσα στα οφέλη του ηλεκτρικού και του συμβατικού αυτοκινήτου.

- Ηλεκτρικό όχημα με κυψέλες υδρογόνου

Το ηλεκτρικό όχημα με κυψέλες υδρογόνου διαθέτει ηλεκτρικό σύστημα αλλά η πηγή ισχύος του είναι οι κυψέλες καυσίμου. Η λειτουργία του βασίζεται σε έναν μηχανισμό ηλεκτροχημικής μετατροπής ενέργειας, σύμφωνα με τον οποίο η χημική αντίδραση οξυγόνου και υδρογόνου παράγει νερό, ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα. Το υδρογόνο μπορεί να αποθηκευτεί στο όχημα, σε τρεις μορφές: ως συμπιεσμένο αέριο υδρογόνου, ως υγρό υδρογόνο και ως μεταλλικός υδρίτης. Τόσο το συμπιεσμένο αέριο όσο και το υγρό υδρογόνο, έχουν υψηλή πυκνότητα ενέργειας, ωστόσο εισάγουν έναν αυξημένο κίνδυνο έκρηξης και γι' αυτό η χρήση τους αποφεύγεται. Ο μεταλλικός υδρίτης είναι ασφαλής αλλά έχει χαμηλή πυκνότητα ενέργειας μειώνοντας έτσι την αυτονομία του οχήματος. Το όχημα αυτό δε χρειάζεται επαναφόρτιση, ωστόσο χρειάζεται ανεφοδιασμό καυσίμου και υποδομές, ώστε να γίνει αυτός ο ανεφοδιασμός, δεν υπάρχουν.

### 1.3 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης αμιγώς ηλεκτρικού οχήματος



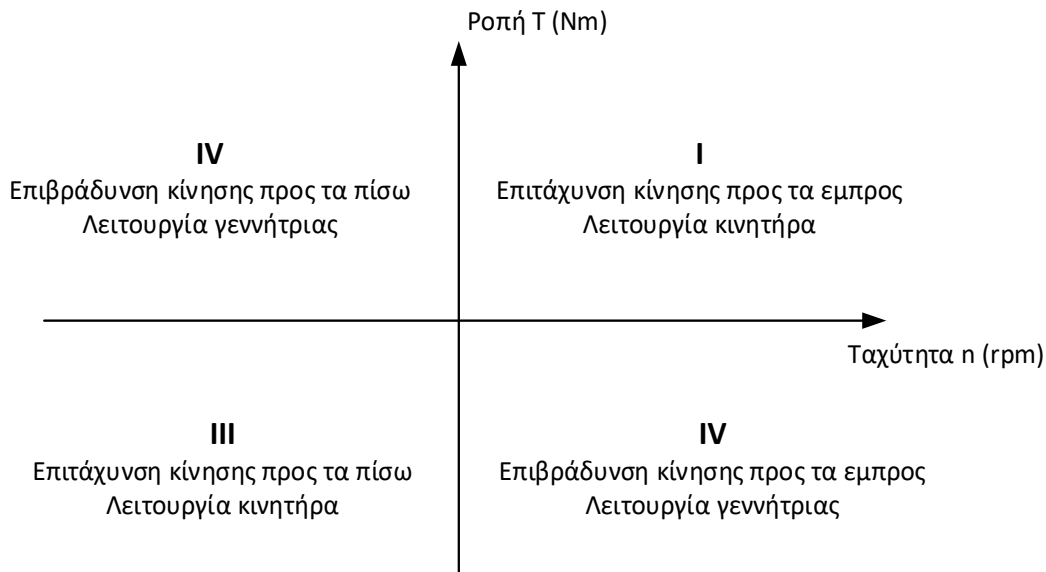
Σχήμα 1.1 – Λογικό διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

Η γενική μορφή ενός ηλεκτρικού κινητήριου οχήματος παρουσιάζεται παραπάνω. Οι αισθητήρες μετρήσεων και η μονάδα ελέγχου ανήκουν στο κύκλωμα ελέγχου ενώ η πηγή ισχύος, ο μετατροπέας ισχύος και η ηλεκτρική μηχανή ανήκουν στο κύκλωμα ισχύος.

Οι απαιτήσεις ενός ηλεκτρικού συστήματος κίνησης σε ηλεκτρικό όχημα είναι οι εξής:

- Υψηλή πυκνότητα ισχύος και ροπής
- Μεγάλο εύρος ταχυτήτων
- Υψηλή απόδοση σε μεγάλο εύρος ταχύτητας και ροπής
- Δυνατότητα ανάπτυξης υψηλής ροπής για την εκκίνηση
- Δυνατότητα υπερφόρτωσης για μικρά χρονικά διαστήματα, κατά την προσπέραση
- Υψηλή αξιοπιστία
- Ελάχιστος ακουστικός θόρυβος
- Χαμηλό κόστος

Το κύκλωμα ισχύος ευθύνεται για τη μεταφορά της κύριας ισχύος του συστήματος. Στα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα που στοχεύουν σε υψηλούς βαθμούς απόδοσης, είναι επιτακτική η αμφίδρομη μεταφορά ενέργειας, δηλαδή, όχι μόνο η μεταφορά ενέργειας από την πηγή ισχύος προς το φορτίο, αλλά και το αντίστροφο. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα. Όταν η ροπή και η ταχύτητα έχουν το ίδιο πρόσημο (1<sup>ο</sup> – 3<sup>ο</sup> τεταρτημόριο), η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας και έχουμε μεταφορά ισχύος από την πηγή ισχύος προς το φορτίο. Όταν η ροπή και η ταχύτητα έχουν αντίθετο πρόσημο (2<sup>ο</sup> – 4<sup>ο</sup> τεταρτημόριο), η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια και έχουμε μεταφορά ισχύος από το φορτίο προς την πηγή ισχύος. Η τελευταία λειτουργία ονομάζεται αναγεννητική πέδηση.



Σχήμα 1.2 – Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων στο επίπεδο ταχύτητας-ροπής

Το σύστημα ελέγχου είναι υπεύθυνο για την οδήγηση του συστήματος ισχύος. Οι αισθητήρες μετρούν τα απαιτούμενα μεγέθη και τα μετατρέπουν σε κατάλληλα σήματα που μεταβιβάζονται στη μονάδα ελέγχου μαζί με το σήμα εισόδου της ταχύτητας που εφαρμόζεται από τον οδηγό. Η μονάδα ελέγχου, που συνήθως είναι είτε επεξεργαστής ψηφιακού συστήματος (DSP) είτε μικροεπεξεργαστής (μP), τροφοδοτεί τους διακόπτες του αντιστροφέα με κατάλληλους παλμούς ώστε να επιτυγχάνεται ο έλεγχος.

Στη συνέχεια αναλύονται συνοπτικά τα επιμέρους υποσυστήματα ισχύος του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

### 1.3.1 Ηλεκτρικός Κινητήρας

Ο ηλεκτρικός κινητήρας αποτελεί το πιο βασικό υποσύστημα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, αφού είναι υπεύθυνος για την ηλεκτρομηχανική μετατροπή. Οι πιο διαδεδομένοι τύποι ηλεκτρικών κινητήρων που συναντώνται στα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα είναι:

- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος (DC Motor)
- Κινητήρας επαγωγής (Induction Motor, IM)
- Κινητήρας μαγνητικής αντίδρασης (Switched Reluctance Motor)
- Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)

#### Κινητήρας συνεχούς ρεύματος

Αρχικά, οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ήταν η βασική επιλογή για εφαρμογή 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 ψηφιακών στον συλλέκτη, που πραγματοποιούν τη μηχανική ανόρθωση της παραγόμενης τάσης από το τύλιγμα του τυμπάνου. Επομένως, δεδομένου του ότι το κόστος συντήρησης και η υψηλή αξιοπιστία είναι πρωτεύουσας σημασίας στο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, το ενδιαφέρον στράφηκε σε κινητήρες χωρίς σύστημα συλλέκτη-ψηφικών.

### Κινητήρας επαγωγής

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 της κατασκευής τους, ενώ οι μηχανές που φέρουν τυλίγματα με δακτυλίους στον δρομέα, προσφέρουν τη δυνατότητα υποδιέγερσης σε συνθήκες χαμηλού φορτίου, ώστε να βελτιώνεται η συμπεριφορά και ο βαθμός απόδοσης σε λειτουργία σταθερής ισχύος. Για την οδήγησή τους, στα ηλεκτρικά οχήματα, απαιτούν διάταξη αντιστροφέα με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας για έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής.

### Κινητήρας μαγνητικής αντίδρασης

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, ακόμη, εμπορικές χρήσεις, κερδίζει το ενδιαφέρον της αγοράς εξαιτίας της απλότητας κατασκευής του και του μικρού του κόστους. Παρόλα αυτά, παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά μειονεκτήματα, όπως η σχετικά μικρή πυκνότητα ισχύος, ο περιορισμένος βαθμός απόδοσης, η υψηλή κυμάτωση της ροπής, ο πολύπλοκος έλεγχος και ο έντονος ακουστικός θόρυβος.

### Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών

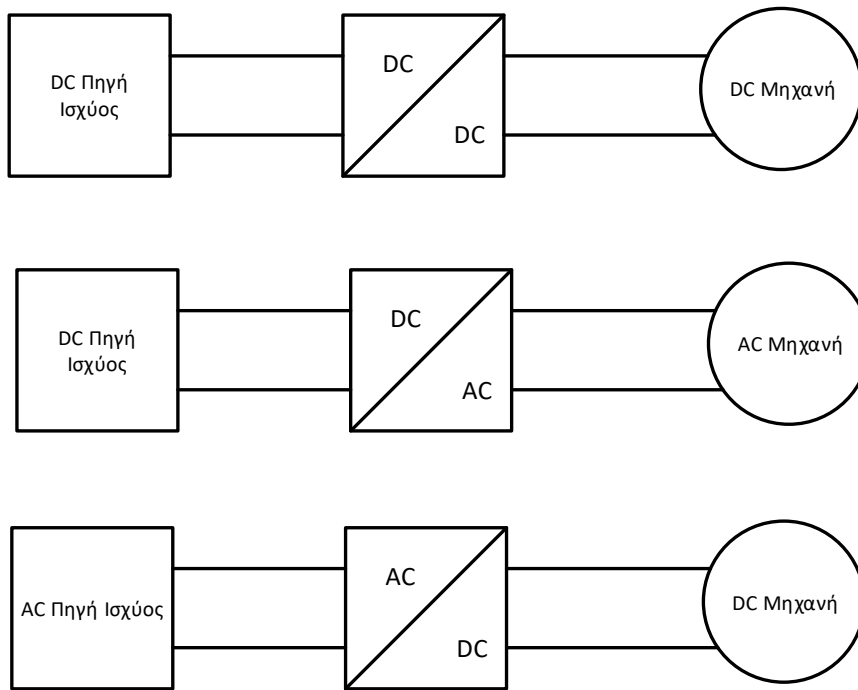
Αποτελεί μια υποκατηγορία των σύγχρονων μηχανών, στην οποία το πεδίο διεγέρσεως παράγεται από μόνιμους μαγνήτες, τοποθετημένους στον δρομέα της μηχανής. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, την αύξηση του βαθμού απόδοσης, καθώς απουσιάζουν οι απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του δρομέα, προκειμένου να διατηρηθεί το πεδίο. Η μεγαλύτερη απόδοση, που συνεπάγεται και αυξημένη πυκνότητα ισχύος, δίνει τη δυνατότητα κατασκευής μηχανών μικρότερου μεγέθους. Το βασικό τους μειονέκτημα είναι το υψηλό τους κόστος, εξαιτίας των μονίμων μαγνητών. Επίσης, οι μόνιμοι μαγνήτες είναι εύθραυστοι και ευαίσθητοι σε θερμοκρασιακές μεταβολές, που ενδέχεται να προκαλέσουν και τη μόνιμη απομαγνήτισή τους. Επιπλέον, το γεγονός ότι η διέγερση είναι σταθερή και δε γίνεται να ρυθμιστεί η μαγνητική ροή που επιβάλλουν οι μόνιμοι μαγνήτες, προκαλούν μειωμένο βαθμό απόδοσης σε συνθήκες χαμηλού φορτίου και μεγάλης ταχύτητας και μη ευέλικτη μεταβολή της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης.

## **1.3.2 Μετατροπείας Ισχύος**

Ο μετατροπείας 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. Ανάλογα με το είδος της εισόδου και της εξόδου, οι μετατροπείες ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν ως εξής:

- DC-DC μετατροπείας (DC converter)
- AC-DC μετατροπείας, ανορθωτής (rectifier)
- DC-AC μετατροπείας, αντιστροφείας (inverter)

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



Σχήμα 1.3 – Τοπολογίες σύνδεσης μετατροπέων ισχύος

Αναλόγως με το αν η πηγή τάσης είναι τύπου τάσης ή ρεύματος, οι μετατροπείς ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν και σε:

- Μετατροπείς πηγής τάσης (Voltage-source converters)
- Μετατροπείς πηγής ρεύματος (Current-source converters)

Η λειτουργία των μετατροπέων ισχύος βασίζεται σε ημιαγωγικούς διακόπτες των οποίων η αγωγή ή σβέση ελέγχεται από κατάλληλους παλμούς. Στις σύγχρονες εφαρμογές ως ημιαγωγικά στοιχεία επιλέγονται συνήθως IGBTs. Άλλοι τύποι ημιαγωγικών διακοπών είναι τα GTOs, τα BJTs, τα Power MOSFETs και τα IGCTs. Η επιλογή του τύπου του ημιαγωγικού διακόπτη εξαρτάται από τη διακοπτική συχνότητα και την ισχύ της εφαρμογής.

### 1.3.3 Πηγή Ισχύος

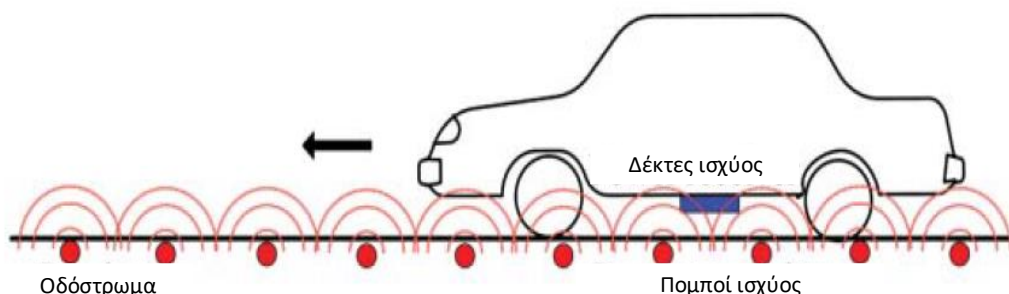
Η πηγή ισχύος ενός ηλεκτρικού οχήματος μπορεί να είναι είτε συνεχούς είτε εναλλασσόμενου ρεύματος. Στην περίπτωση του εναλλασσόμενου ρεύματος, η πηγή ισχύος είναι το δίκτυο και εφαρμόζεται σε μέσα σταθερής τροχιάς. Κύρια πηγή ισχύος συνεχούς ρεύματος των ηλεκτρικών αυτοκινήτων είναι οι μπαταρίες ή αλλιώς συσσωρευτές. Οι μπαταρίες είναι ηλεκτροχημικές συσκευές που αποθηκεύουν ηλεκτρική ενέργεια κατά τη φόρτιση και παράγουν ηλεκτρική ενέργεια κατά την αποφόρτιση.

Οι κύριοι τύποι μπαταριών που έχουν αναπτυχθεί, για εφαρμογή σε ηλεκτρικά οχήματα τα τελευταία 20 χρόνια είναι: μολύβδου οξέως (VRLA), νικελίου-καδμίου (Ni-Cd), νικελίου-μετάλλου-υδρίτη (Ni-MH), ψευδαργύρου-αέρα (Zn-air), νατρίου/θείου (Na/S) και ιόντων λιθίου (Li-ion). Από αυτές οι μολύβδου οξέων είναι αποδεκτές για χρήση σε ηλεκτρικά οχήματα χαμηλών επιδόσεων, οι νικελίου-μετάλλου-υδρίτη επιλέγονται για οχήματα μεσαίων επιδόσεων και οι μπαταρίες ιόντων λιθίου επιλέγονται για οχήματα υψηλών επιδόσεων. Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά των τύπων μπαταριών που αναφέρθηκαν:

	Ειδική Ενέργεια (Wh/kg)	Ειδική Ισχύς (W/kg)	Κύκλοι Φόρτισης	Κόστος (USD/kWh)
VRLA	30-45	200-300	400-600	150
Ni-Cd	40-60	150-350	600-1200	300
Ni-MH	60-120	150-400	600-1200	200-350
Zn-air	230	105	-	90-120
Na/S	100	200	800	250-450
Li-ion	90-160	150-450	1200-2000	600-1000

Πίνακας 1.1 – Χαρακτηριστικά διαφορών τύπων μπαταριών

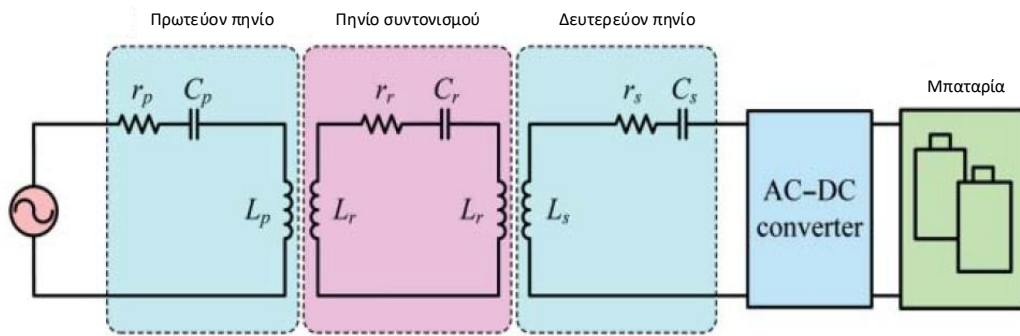
Η πηγή ισχύος αποτελεί το μεγαλύτερο εμπόδιο στην εξάπλωση των ηλεκτρικών οχημάτων, καθώς είναι αυτή που περιορίζει την αυτονομία, και αποτελεί περίπου το 40% της τιμής του ηλεκτρικού αυτοκινήτου. Για να ξεπεραστεί αυτό το εμπόδιο, πέρα από υιοθέτηση γρηγορότερων τεχνικών φόρτισης των μπαταριών και τη δημιουργία περισσότερων σταθμών φόρτισης, η χρήση ασύρματης μεταφοράς ισχύος, είναι μια καλή εναλλακτική επιλογή και τα τελευταία χρόνια έχει μελετηθεί εκτενώς. Πέρα από την ευκολότερη φόρτιση σε στάση, λόγω απουσίας καλωδίου, η ασύρματη φόρτιση μπορεί να αφαιρέσει τον περιορισμό της αυτονομίας και να μειώσει την απαιτούμενη χωρητικότητα των μπαταριών και κατ' επέκταση το κόστος. Το παρακάτω σχήμα παρουσιάζει την ασύρματη φόρτιση κατά την κίνηση του ηλεκτρικού οχήματος.



Σχήμα 1.3 – Φόρτιση κατά την κίνηση ηλεκτρικού οχήματος .[1]

Η εξ' επαγωγής μεταφορά ισχύος μπορεί να υλοποιηθεί με τη μαγνητική συντονισμένη σύζευξη δύο πηνίων. Σύμφωνα με αυτήν την τεχνική, το πρωτεύον και το δευτερεύον πηνίο έχουν την ίδια συχνότητα συντονισμού και επιτρέπουν την ασύρματη μεταφορά ισχύος με υψηλή πυκνότητα, διασκορπίζοντας ελάχιστη ισχύ σε μη συντονισμένα αντικείμενα, όπως το σώμα του σχήματος. Η χρησιμοποίηση ενός, ακόμη, πηνίου συντονισμού, ανάμεσα στο πρωτεύον και στο δευτερεύον, οδηγεί σε πιο ισχυρή σύζευξη, επιτρέποντας την αποδοτική ασύρματη μεταφορά ισχύος όταν το πρωτεύον και το δευτερεύον πηνίο έχουν μεγαλύτερη απόσταση το ένα απ' το άλλο. Αυτό επιλύει οποιαδήποτε προβλήματα αδυναμίας συντονισμού των πηνίων εμφανίζονται, λόγω της απόστασης του αμαξώματος από το οδόστρωμα. Παρόλα αυτά, η ασύρματη φόρτιση κατά την κίνηση του οχήματος δεν είναι εφικτή, προς το παρόν, καθώς δεν υπάρχουν εγκατεστημένοι πομποί ισχύος στους αυτοκινητόδρομους.





Σχήμα 1.4 – Εξ επαγωγής μεταφορά ισχύος με χρήση πηνίου συντονισμού, [1]

## Κεφάλαιο 2

# 2. Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης

## 2.1 Σύγχρονες Μηχανές Μονίμων Μαγνητών

### 2.1.1 Μόνιμοι Μαγνήτες

Ανάμεσα στους διάφορους τύπους μηχανών, οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών είναι, αυτήν την εποχή, οι πιο ελκυστικές για εφαρμογή στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα. Τα κύρια χαρακτηριστικά τους, όπως η υψηλή πυκνότητα ισχύος και η μεγάλη απόδοση, οφείλονται στη χρησιμοποίηση υλικών μόνιμης μαγνήτισης υψηλής ενέργειας. Υπάρχουν τέσσερις τύποι μονίμων μαγνητών, που χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης:

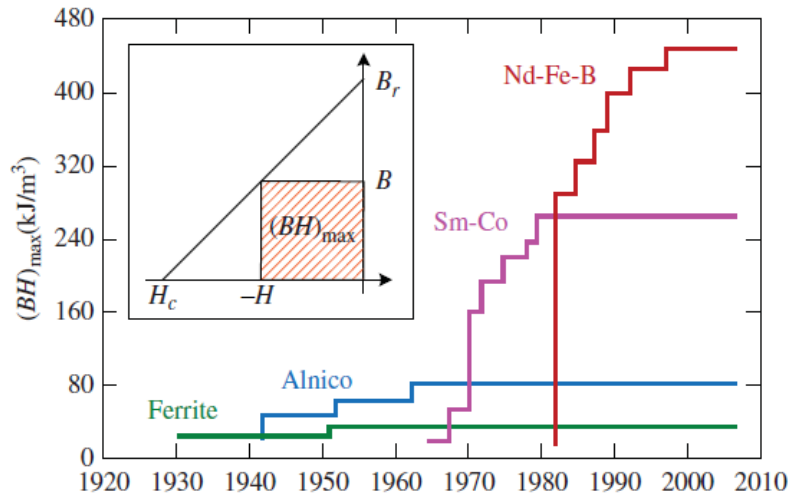
**Φερίτης:** ο μαγνήτης φερίτη εφευρέθηκε τη δεκαετία του 1930 και από τότε χρησιμοποιείται σε διάφορες εμπορικές χρήσεις λόγω του χαμηλού του κόστους και της αφθονίας των πρώτων υλών που χρειάζεται. Τα μεγάλα μειονεκτήματα του μαγνήτη φερίτη είναι ο υψηλός συντελεστής θερμοκρασίας και η χαμηλή πυκνότητα ισχύος και είναι οι λόγοι που εγκαταλείφθηκε από τις εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων.

**Αλουμίνιο-νικέλιο-κοβάλτιο:** εφευρέθηκε τη δεκαετία του 1940 και ο συγκεκριμένος μαγνήτης είναι ένα κράμα αλουμινίου, νικελίου και κοβαλτίου. Είναι κατάλληλο για εφαρμογές με υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας γιατί έχει υψηλή θερμοκρασία Curie (θερμοκρασία απομαγνήτισης). Ωστόσο, η χαμηλή μαγνητική του αντίσταση τον κάνει ευάλωτο στο φαινόμενο της απομαγνήτισης, περιορίζοντας έτσι την εφαρμογή του σε ηλεκτρικά οχήματα.

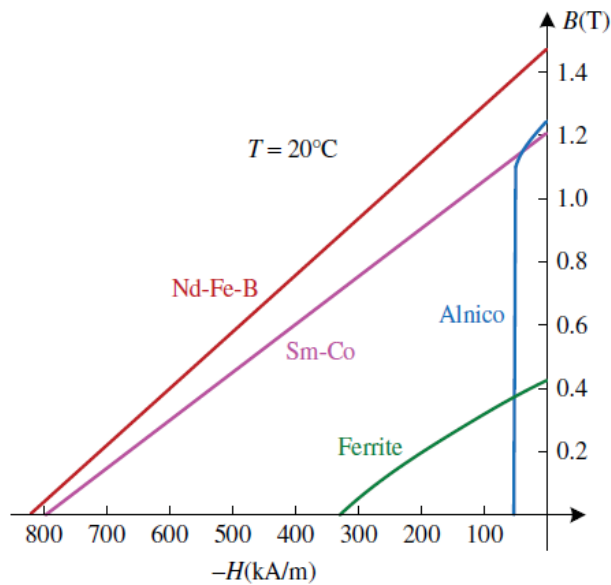
**Σαμάριο-κοβάλτιο:** αυτό το σπάνιο υλικό μόνιμης μαγνήτισης εφευρέθηκε τη δεκαετία του 1960 και τα πλεονεκτήματά του είναι η υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση, η υψηλή μαγνητική αντίσταση, η υψηλή πυκνότητα ισχύος, η υψηλή θερμοκρασία Curie και ο χαμηλός συντελεστής θερμοκρασίας. Όμως το κόστος του είναι τεράστιο, καθώς το σαμάριο είναι από τα πιο σπάνια στοιχεία.

**Νεοδύμιο-σίδηρος-βόριο:** αυτό το σπάνιο υλικό μόνιμης μαγνήτισης παράχθηκε για πρώτη φορά το 1984 και έχει καλύτερες μαγνητικές ιδιότητες από το σαμάριο-κοβάλτιο. Δεδομένου του ότι το νεοδύμιο είναι πιο φθινό από το σαμάριο, το κόστος αυτού του μαγνήτη είναι πιο λογικό. Αυτός ο μαγνήτης χρησιμοποιείται αποκλειστικά σε μηχανές μονίμων μαγνητών.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζονται η εξέλιξη των υλικών μόνιμης μαγνήτισης καθώς και οι καμπύλες απομαγνήτισής τους:



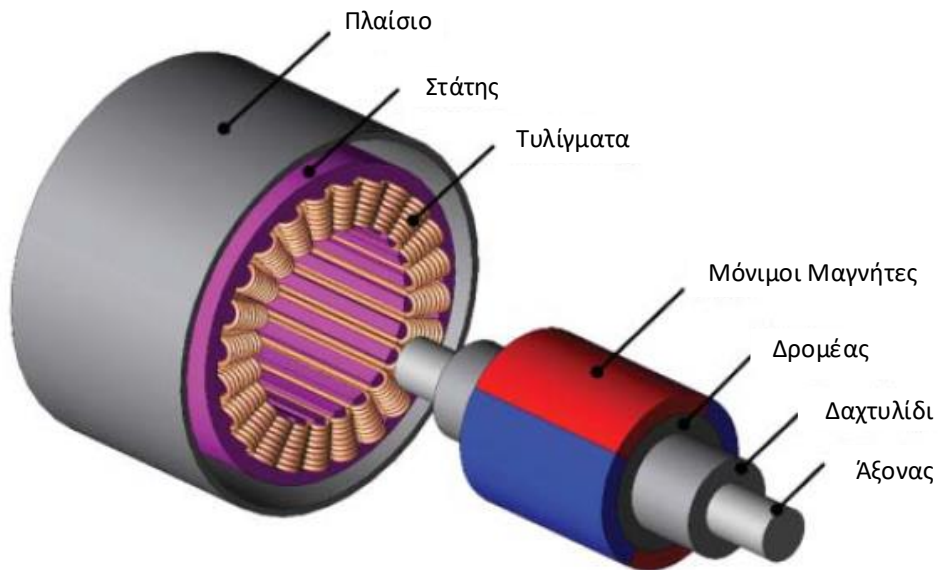
Σχήμα 2.1 – Εξέλιξη των υλικών μόνιμης μαγνήτισης, [1]



Σχήμα 2.2 – Καμπύλες απομαγνήτισης των υλικών μόνιμης μαγνήτισης, [1]

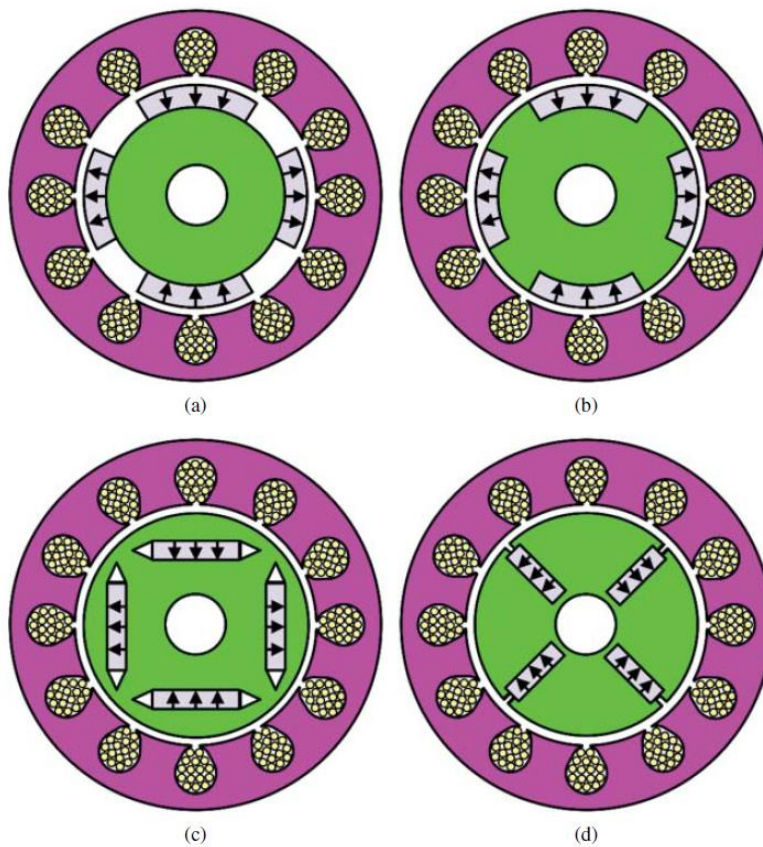
### 2.1.2 Τοπολογίες σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής

Η σύγχρονη μηχανή μόνιμων μαγνητών μπορεί να κατασκευαστεί πολύ εύκολα, αντικαθιστώντας τα τυλίγματα του δρομέα με μόνιμους μαγνήτες σε μια συμβατική σύγχρονη μηχανή και διατηρώντας τα τριφασικά κατανεμημένα τυλίγματα στον στάτη. Όταν τα τυλίγματα του στάτη τροφοδοτούνται με τριφασικό ημιτονοειδές ρεύμα, δημιουργείται ένα σύγχρονα περιστρεφόμενο ημιτονοειδές πεδίο στο διάκενο. Έτσι ο δρομέας με τους μόνιμους μαγνήτες με τους ίδιους πόλους με το περιστρεφόμενο πεδίο του διακένου, περιστρέφεται σύγχρονα και η σύγχρονη ταχύτητα εξαρτάται από τη συχνότητα.



Σχήμα 2.3 – Σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, [1]

Ανάλογα με τον τρόπο τοποθέτησης των μονίμων μαγνητών στον δρομέα, οι σύγχρονες μηχανές μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε: επιφανειακών μαγνητών, επιφανειακών-εντοιχισμένων μαγνητών, ακτινικά εμφυτευμένων μαγνητών και περιφερειακά εμφυτευμένων μαγνητών, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.4 – Τοπολογίες σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών α) επιφανειακών μαγνητών β) επιφανειακών-εντοιχισμένων μαγνητών γ) εμφυτευμένων ακτινικών μαγνητών δ) εμφυτευμένων περιφερειακών μαγνητών, [1]

- Στην τοπολογία επιφανειακών, οι μόνιμοι μαγνήτες είναι απλά κολλημένοι στην επιφάνεια του δρομέα προσφέροντας έτσι το πλεονέκτημα της απλής κατασκευής. Δεδομένου του ότι η επιτρεπτότητα των μονίμων μαγνητών είναι παρόμοια με αυτή του αέρα, το διάκενο στην πράξη, ισούται με το άθροισμα του πλάτους του πραγματικού διακένου και του πάχους των μονίμων μαγνητών. Επομένως, το πεδίο αντίδρασης του σπλισμού είναι μικρό και η επαγωγή των τυλιγμάτων του στάτη χαμηλή. Όμως, αφού οι επαγωγές των τυλιγμάτων του στάτη στον d και στον q άξονα είναι σχεδόν ίδιες, η ροπή αντίδρασης είναι μηδέν. Τέλος, υπάρχει πιθανότητα να ξεκολλήσουν οι μόνιμοι μαγνήτες κατά τη λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες.
- Στην τοπολογία επιφανειακών-εντοιχισμένων, οι μόνιμοι μαγνήτες είναι εντοιχισμένοι στον δρομέα. Επομένως, η επαγωγή του q άξονα γίνεται μεγαλύτερη από αυτή του d, δημιουργώντας έτσι ροπή αντίδρασης. Επιπλέον, αφού οι μόνιμοι μαγνήτες βρίσκονται εντοιχισμένοι στον δρομέα, αυτή η τοπολογία προσφέρει μεγαλύτερη μηχανική ευστάθεια.
- Στην τοπολογία εμφυτευμένων ακτινικών, οι μόνιμοι μαγνήτες είναι ακτινικά εντοιχισμένοι και εμφυτευμένοι μέσα στο δρομέα. Συγκρινόμενη με την τοπολογία επιφανειακών-εντοιχισμένων, αυτή η τοπολογία αυξάνει ακόμη περισσότερο τη μηχανική ευστάθεια. Επιπλέον, λόγω της εκτυπότητας, δημιουργείται μεγαλύτερη ροπή αντίστασης. Τέλος, σε αυτήν την τοπολογία χρησιμοποιούνται γραμμικοί μόνιμοι μαγνήτες, που είναι ευκολότεροι στην εφαρμογή.
- Στην τοπολογία εμφυτευμένων περιφερειακών, οι μόνιμοι μαγνήτες είναι περιφερειακά μαγνητισμένοι και εμφυτευμένοι μέσα στο δρομέα. Αυτή η τοπολογία προσφέρει το πλεονέκτημα ότι η πυκνότητα ροής στο διάκενο μπορεί να είναι μεγαλύτερη από τη μαγνήτιση των μονίμων μαγνητών και παρέχει μεγαλύτερη μηχανική ευστάθεια και επιπλέον ροπή αντίδρασης. Ωστόσο, λόγω της σημαντικής διαφεύγουσας ροής στα εσωτερικά σημεία των μονίμων μαγνητών, απαιτείται η χρησιμοποίηση ενός μη μαγνητικού υλικού στον άξονα που μπορεί να υποβαθμίσει τη στιβαρότητά του.

### 2.1.3 Μαθηματική περιγραφή σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών

Για την ανάπτυξη των εξισώσεων που περιγράφουν τη 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 τη θεμελιώδη συνιστώσα.
- Τα φαινόμενα μαγνητικής υστέρησης είναι αμελητέα.
- Τα φαινόμενα μαγνητικού κορεσμού είναι αμελητέα.

Η παρακάτω ανάλυση του μαθηματικού μοντέλου της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών βασίστηκε στο [2].

Οι εξισώσεις τάσης, των τριών φάσεων της μπορούν να γραφούν υπό τη 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  $R_i$  είναι η ωμική αντίσταση της φάσης  $i$ ,  $i_i$  είναι το ρεύμα στάτη της φάσης  $i$  και  $\psi_i$  η πεπλεγμένη ροή του τυλίγματος της φάσης  $i$ , με  $i = a, b, c$ .

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

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

Όπου  $L_{ii}$  είναι η αυτεπαγωγή του τυλίγματος φάσης  $i$ ,  $L_{ij}$  είναι η αλληλεπαγωγή των τυλιγμάτων των φάσεων  $i, j$  και  $\psi_{ri}$  η πεπλεγμένη ροή στο τύλιγμα της φάσης  $i$  λόγω της ροής των μόνιμων μαγνητών.

Εξαιτίας 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 τη σχέση:

$$\theta_e = \frac{P}{2} \cdot \theta_m \quad (2.3)$$

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

Με τις παραδοχές που σημειώθηκαν 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 τη μέγιστη τιμή τους όταν η γωνία  $\delta$  μεταξύ του άξονα της μαγνητικής ροής του δρομέα  $d$  και του άξονα της αντίστοιχης φάσης είναι  $\delta=0$ , και την ελάχιστη τιμή τους για  $\delta=90^\circ$  και ξανά μέγιστες για  $\delta=180^\circ$ . Επομένως, οι επαγωγές είναι συναρτήσεις της γωνίας  $2\delta$ , και μπορούν να περιγραφούν από τις παρακάτω σχέσεις:

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

$$\begin{bmatrix} L_{ab}(\theta_e) \\ L_{ac}(\theta_e) \\ L_{bc}(\theta_e) \end{bmatrix} = L_{00} + L_{22} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Όπου  $L_0$  και  $L_{00}$  οι μέσες τιμές των αυτεπαγωγών και των αλληλεπαγωγών των τυλιγμάτων του στάτη αντίστοιχα, και  $L_2$  και  $L_{22}$  τα πλάτη των ημιτονοειδών συνιστωσών.

Η πεπλεγμένη ροή του τυλίγματος της κάθε φάσης, που οφείλεται στη ροή των μόνιμων 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:

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

Υπό κενό φορτίο ( $i=0$ ), οι ΗΕΔ που επάγονται στο στάτη, εξαρτώνται μόνο από τη ροή του δρομέα, και υπολογίζονται από τις παρακάτω σχέσεις:

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

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

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

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

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

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

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή, είναι εξ ορισμού ίση με το λόγο της ισχύος που μεταφέρεται στο διάκενο προς τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής, εκφρασμένη σε rad/s. Επομένως, αγνοώντας τις απώλειες του πεδίου, έχουμε:

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

Τέλος, ο κινητήρας επιταχύνεται ή επιβραδύνεται από τη διαφορά ανάμεσα στην ηλεκτρομαγνητική ροπή και στη ροπή φορτίου, επομένως, η μηχανική εξίσωση κίνησης μπορεί να γραφεί ως εξής:

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

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

### 2.1.4 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 τη γωνία  $\theta_e$ , η οποία μεταβάλλεται με το χρόνο. Αυτό εισάγει σημαντική πολυπλοκότητα στην επίλυση προβλημάτων που σχετίζονται με τη 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 περιστροφής του δρομέα. Ο μετασχηματισμός σε ένα περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς, που αναλύεται στη συνέχεια στη γενική του μορφή, συναντάται συχνά στα τριφασικά συστήματα, και αρχικά προτάθηκε από τον R.H.Park, τη δεκαετία του 1920, για την απλοποίηση της ανάλυσης των σύγχρονων μηχανών.

Οποιοδήποτε τριφασικό μέγεθος μπορεί να μετασχηματιστεί σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με μια αυθαίρετη ταχύτητα  $\theta = \omega t$  μέσω του παρακάτω μετασχηματισμού:

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

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). 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.

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

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

Εφαρμόζοντας τη 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  $\varphi = \omega t$ , θα έχουμε:

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

Οι σχέσεις (2.15) φανερώσουν την αξία του μετασχηματισμού dq. Το 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) συχνά αναφέρεται και ως μετασχηματισμός Clarke και γράφεται:

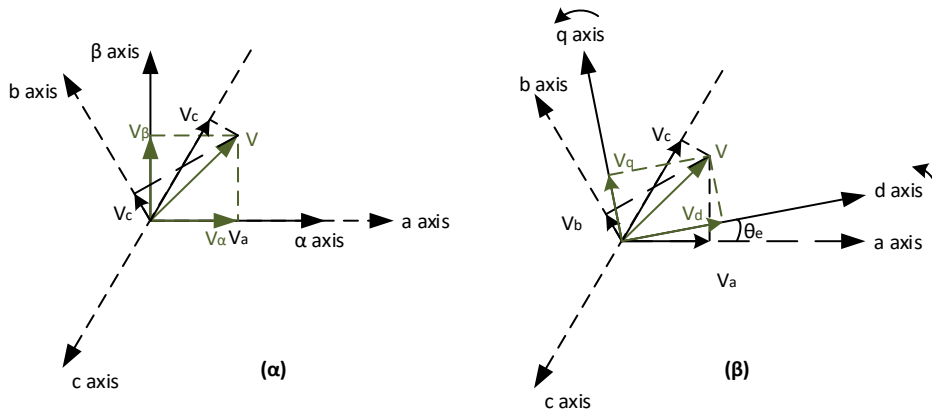


$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

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 α ταυτίζεται πάντα με τον άξονα της φάσης a, ενώ οι συνιστώσες του διανύσματος είναι εναλλασσόμενα μεγέθη, με συχνότητα ίδια με αυτή του f. Γι' αυτό, ο μετασχηματισμός της Clarke συχνά αναφέρεται και ως μετασχηματισμός στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ. Οι μετασχηματισμοί dq και αβ μιας τριφασικής τάσης, παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα.



Μετασχηματισμός ενός τριφασικού διανύσματος τάσης V (α) στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ, (β) στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός μπορεί να υπολογιστεί μέσω της σχέσης:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

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

$$u_d = R i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_e \Psi_q \quad (2.19)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} - \omega_e \Psi_d \quad (2.20)$$

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

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

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

$$\text{Όπου } L_d = L_0 - L_{00} + \frac{L_2}{2} + L_{22} \quad (2.23)$$

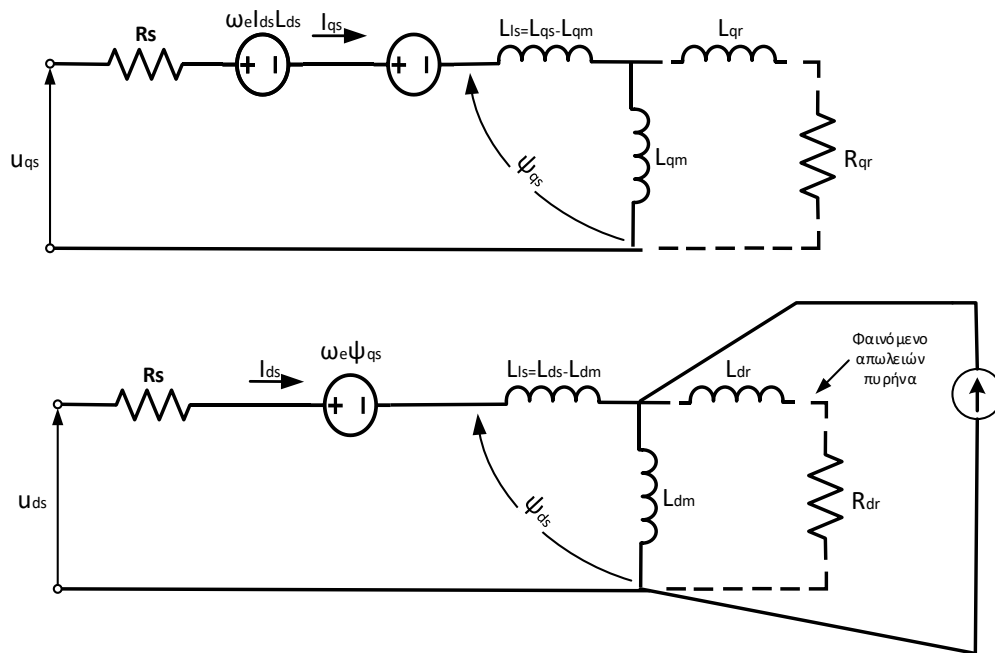
$$\text{και } L_q = L_0 - L_{00} - \frac{L_2}{2} - L_{22} \quad (2.24)$$

Με αντικατάσταση των σχέσεων (2.21), (2.22) στις (2.19), (2.20), οι εξισώσεις τάσεως της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών 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 παρακάτω:



Σχήμα 2.4 - 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 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 παίρνει τη μορφή:

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

$$T_e = \frac{3}{2} P \cdot (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (2.27)$$

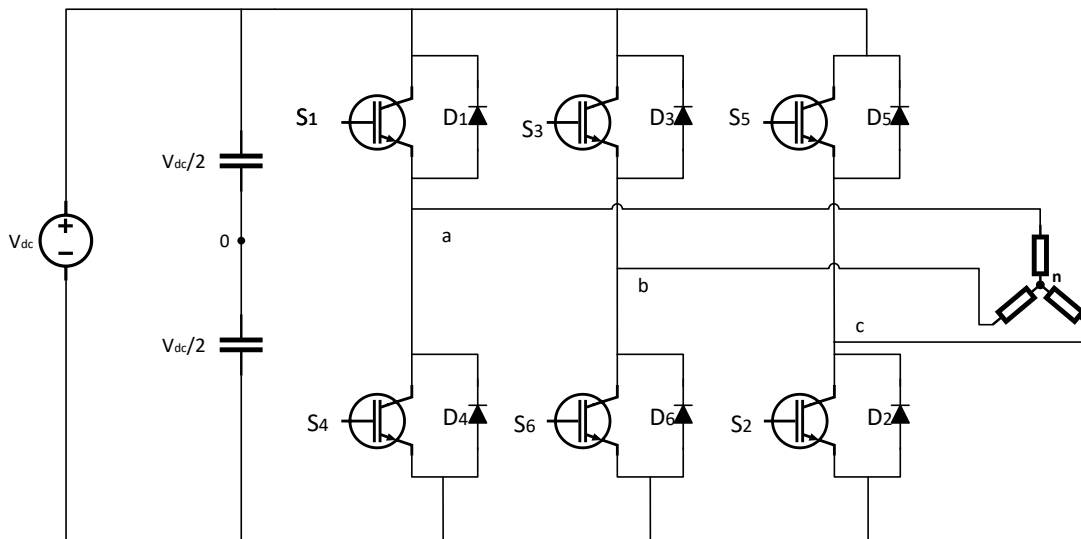
Οι παραπάνω σχέσεις, ισχύουν τόσο για μηχανές εσωτερικών μαγνητών, όσο και για μηχανές με επιφανειακούς μαγνήτες, αρκεί να ανήκουν στην κατηγορία ημιτονοειδούς ροής. Η διαφορά ανάμεσα στους δυο τύπους έγκειται στην εκτυπότητα που παρουσιάζουν, από την οποία καθορίζονται οι παράμετροι  $L_d, L_q$ . Για 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  $L_d \approx L_q = L$ , ενώ η σχέση (2.27) παίρνει τη μορφή:

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

## 2.2 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης Δύο-Επιπέδων

### 2.2.1 Τοπολογία

Υπάρχουν πάρα πολλές διαθέσιμες τοπολογίες μετατροπέων για την οδήγηση των κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος. Για τα επίπεδα ισχύος, καθώς και για τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά που απαιτούνται από τη συγκεκριμένη εφαρμογή ηλεκτροκίνησης, επιλέχθηκε ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων. Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα και τρόπος λειτουργίας, αυτού του αντιστροφέα, και στη συνέχεια αναλύονται οι διαφορετικές τεχνικές ελέγχου του, δίνοντας έμφαση στις δύο πιο διαδεδομένες, την Ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM) και την Διαμόρφωση εύρους παλμών με βάση τα χωρικά διανύσματα τάσης (SVPWM).

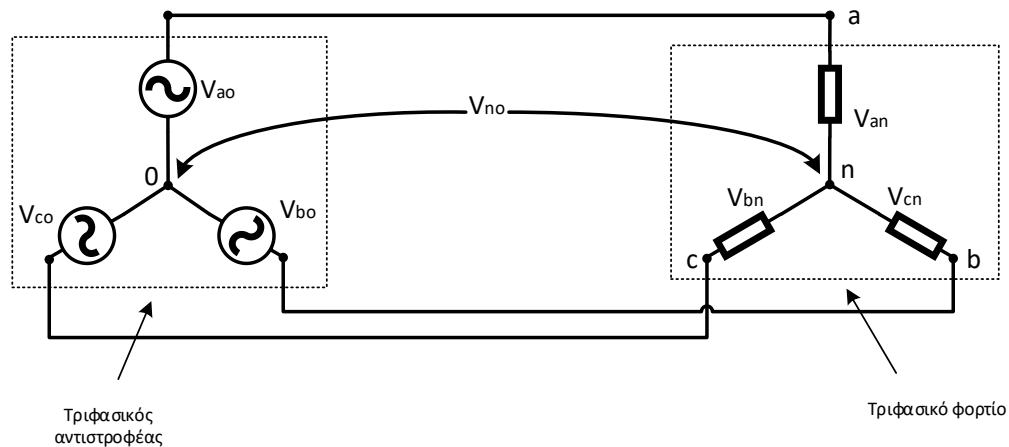


Σχήμα 2.5 - Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με χρήση χωρητικού καταμεριστή στην είσοδο

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων, που τροφοδοτεί φορτίο συνδεδεμένο σε αστέρα. Αποτελείται από έξι ημιαγωγία στοιχεία, τύπου IGBT. Επιλέχθηκαν IGBT, για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, γιατί έχουν

ικανοποιητικά χαρακτηριστικά, όσο αφορά τη διακοπτική τους συχνότητα, καθώς επίσης και τις διακοπτικές τους απώλειες. Κάθε ένα IGBT έχει συνδεδεμένη αντιπαράλληλα μια διόδο ελεύθερης διέλευσης, προκειμένου να επιτρέπεται η ροή ισχύος από το φορτίο προς τη συνεχή πηγή τάσης. Η είσοδος, μπορεί να προέρχεται είτε από μια πηγή DC τάσης (συστοιχία μπαταριών ή κυψέλες υδρογόνου είναι τα πιο διαδεδομένα σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης), είτε από μια ανορθωτική διάταξη. Παράλληλα με την DC τάση είναι συνδεδεμένος ένας χωρητικός καταμεριστής, που η μόνη του λειτουργία είναι η δημιουργία ενός σημείου αναφοράς 0, για τις μετρήσεις των τάσεων εξόδου και δεν επηρεάζει τη λειτουργία του αντιστροφέα.

Το κύκλωμα του αντιστροφέα αποτελείται ουσιαστικά από τρεις ημιγέφυρες (μια για κάθε φάση) με δύο αγώγιμα στοιχεία η κάθε μια. Μέσω κατάλληλων χειρισμών των διακοπών του αντιστροφέα μπορούμε να διαμορφώσουμε εναλλασσόμενη τάση εξόδου με το επιθυμητό πλάτος και την επιθυμητή συχνότητα. Δεν επιτρέπεται να άγουν ταυτόχρονα ο πάνω και ο κάτω διακόπτης, στην ίδια ημιγέφυρα, γιατί τότε θα είχαμε βραχυκύκλωμα στη πηγή συνεχούς τάσης. Αξίζει να σημειωθεί, ότι τα IGBT που θα χρησιμοποιηθούν στη συγκεκριμένη εφαρμογή, άγουν μόνο όταν ασκείται ένας θετικός παλμός στην πύλη τους και είναι πολωμένα με θετική τάση, ενώ δεν επιτρέπουν την αντίθετη διέλευση ρεύματος.



Σχήμα 2.6 - Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα και τριφασικού φορτίου συνδεσμολογίας αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο

Στο παραπάνω σχήμα απεικονίζεται το ισοδύναμο κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέα που τροφοδοτεί ένα φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο n, όπως στην περίπτωση ενός κινητήρα σε εφαρμογή ηλεκτροκίνησης. Στην περίπτωση αυτή, μεταξύ των σημείων n και 0, εμφανίζονται περιττές αρμονικές πολλαπλάσιες του 3, οι οποίες αποτελούν τις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας της τροφοδοσίας.

Εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στους βρόχους 0-a-n, 0-b-n, 0-c-n παίρνουμε τα παρακάτω:

$$V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \quad (2.29)$$

$$V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \quad (2.30)$$

$$V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \quad (2.31)$$

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

$$3V_{n0} + 0 = V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} \Rightarrow$$

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (2.32)$$

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

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

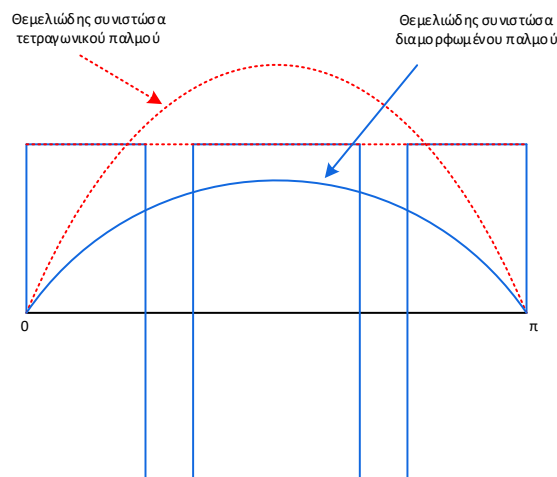
$$V_{bn} = \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{c0} \quad (2.34)$$

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

### 2.2.2 Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών

Η απλούστερη τεχνική ελέγχου του αντιστροφέα δύο επιπέδων, είναι η εφαρμογή ενός τετραγωνικού παλμού ανά ημιπερίοδο. Ωστόσο, η τετραγωνική μορφή της τάσης εξόδου, περιλαμβάνει πάρα πολλές αρμονικές, οι οποίες προκαλούν μεγάλη παραμόρφωση στο ρεύμα εξόδου, απαιτώντας έτσι τη χρήση πολύ μεγάλων φίλτρων για την εξομάλυνση του. Το γεγονός ότι ο αντιστροφέας ηλεκτρονικούς διακόπτες, μας επιτρέπει να ελέγχουμε το μέτρο της τάσης εξόδου καθώς επίσης και το αρμονικό περιεχόμενό της, εφαρμόζοντας πολλαπλούς παλμούς ανά περίοδο.

Το μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της τάσεως εξόδου επιτυγχάνεται με την εφαρμογή ενός τετραγωνικού παλμού ανά ημιπερίοδο και είναι  $\frac{4V_{DC}}{\pi}$ . Εφαρμόζοντας αρνητικούς παλμούς το πλάτος αυτό μπορεί να μειωθεί. Αυξάνοντας το εύρος αυτών των αρνητικών παλμών, οδηγούμαστε σε περαιτέρω μείωση του πλάτους. Αυτή είναι η λογική των τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation – PWM) και μπορεί να γίνει πιο κατανοητή με το παρακάτω σχήμα.



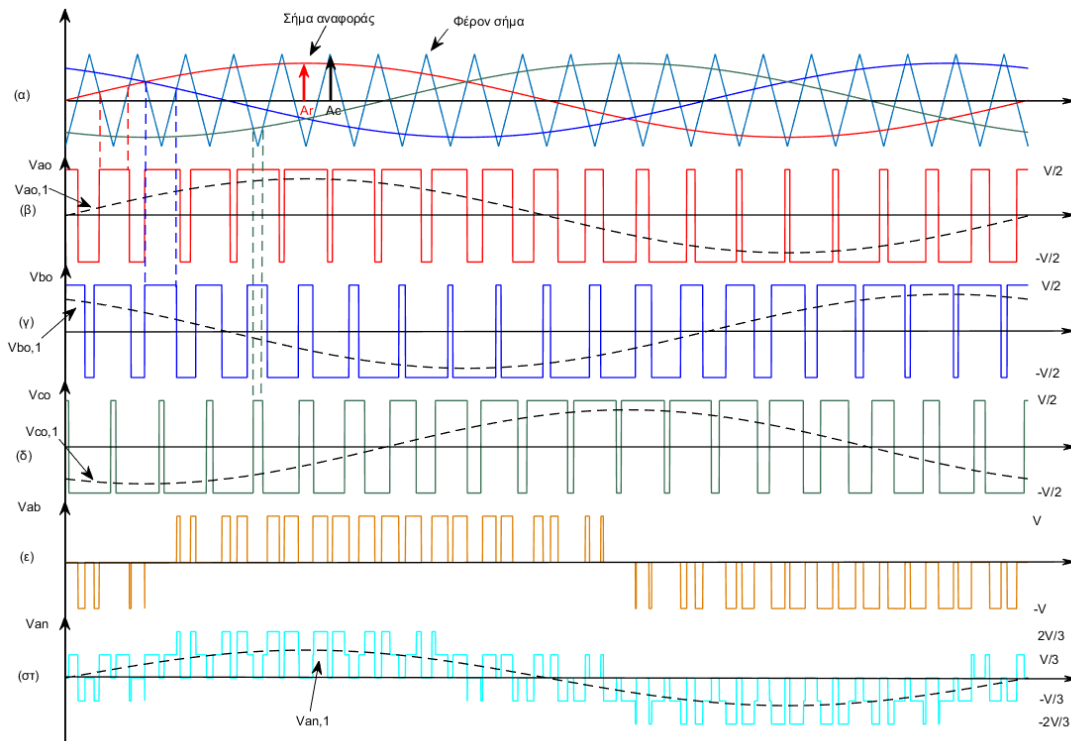
Σχήμα 2.7 - Αρχή λειτουργίας των τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών

Οι πιο σημαντικές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών που συναντώνται στη βιβλιογραφία, σύμφωνα με το [3], είναι οι εξής:

- Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)
- Τεχνική εξάλειψης επιλεγμένων ανώτερων αρμονικών (Selected Harmonic Elimination PWM – SHE PWM)
- PWM για ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης του ρεύματος (Minimum Ripple Current PWM)
- Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με βάση τα χωρικά διανύσματα τάσης του αντιστροφέα (Space Vector PWM – SVPWM)
- Τυχαίο PWM (Random PWM)
- Τεχνική ελέγχου ρεύματος με σταθερή ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)
- Ημιτονοειδής PWM με στιγμιαίο έλεγχο ρεύματος (Sinusoidal PWM with Instantaneous Current Control)
- Τραπεζοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Trapezoidal PWM – TPWM)
- Delta Modulation
- Sigma Modulation

### 2.2.2.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation – SPWM)

Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών είναι ίσως η πιο δημοφιλής τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών και έχει αναλυθεί εκτεταμένα στο [3]. Το παρακάτω σχήμα εξηγεί την αρχή λειτουργίας της τεχνικής SPWM.



Σχήμα 2.8 - Ορισμός της τεχνικής SPWM για τριφασικούς αντιστροφείς  
 α) Κυματομορφές αναφορών και φέροντος β) Φασική τάση εξόδου  $V_{a0}$   
 γ) Φασική τάση εξόδου  $V_{b0}$  δ) Φασική τάση εξόδου  $V_{c0}$   
 ε) Πολική τάση εξόδου  $V_{ab}$  στ) Φασική τάση εξόδου  $V_{an}$

Όπως φαίνεται από το σχήμα για τον τριφασικό αντιστροφέα χρησιμοποιούνται τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς (μια για κάθε ημιγέφυρα) και μια τριγωνική κυματομορφή φέροντος σήματος. Το πλάτος της κυματομορφής αναφοράς  $A_r$  είναι μεταβλητό σε σχέση με το πλάτος της κυματομορφής του φέροντος κύματος,  $A_c$ , το οποίο παραμένει σταθερό. Η τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους καθώς και του συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας δίνονται από τις σχέσεις:

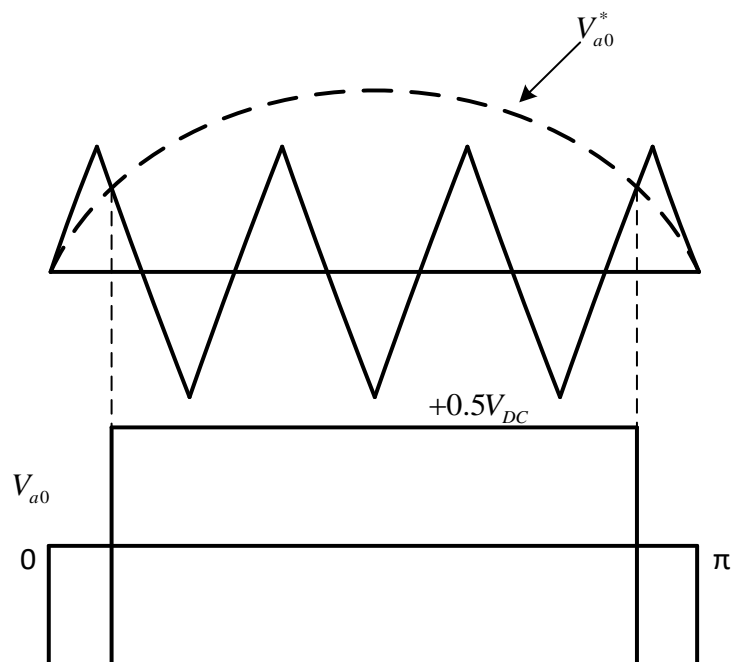
$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad (2.36)$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (2.37)$$

Τα σήματα αναφοράς, αντιστοιχούν στις επιθυμητές τάσεις εξόδου που πρόκειται να διαμορφωθούν, έχουν τη 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 ή σβέσης των διακοπών S1 και S2, είναι  $0.5V_{DC}$  όσο η τάση αναφοράς είναι μεγαλύτερη από το φέρον σήμα και άγει ο S1, ενώ γίνεται  $-0.5V_{DC}$  όταν το σήμα αναφοράς γίνει μικρότερο από το φέρον, με αποτέλεσμα να άγει ο S2. Στο σχήμα παραλείπεται ο νεκρός χρόνος (dead-time) ανάμεσα στο θετικό παλμό των S1 και S2, που υπάρχει για να αποφεύγεται η βραχυκύκλωση της πηγής κατά τα μεταβατικά φαινόμενα των διακοπών. Το εύρος παλμών μεταβάλλεται με ημιτονοειδή τρόπο, έτσι ώστε, η θεμελιώδης συχνότητα  $f$  της τάσεως εξόδου να είναι ίση με αυτή του σήματος αναφοράς.

Για  $m_a = 1$ , η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσεως εξόδου είναι  $0.5V_{DC}$  που είναι το 78,55% της μέγιστης τιμής της θεμελιώδους συνιστώσας της τετραγωνικής κυματομορφής. Με κατάλληλη μίξη τρίτων αρμονικών με το σήμα διαμόρφωσης αυτο το ποσοστό μπορεί να ανέβει στο 90,7%. Για  $m_a = 0$ , η έξοδος του αντιστροφέα είναι τετραγωνικός παλμός με duty cycle=50% και συχνότητα ίση με αυτή του φορέα.

Αν η τιμή του  $m_a$  υπερβεί το 1, τότε περνάμε στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα οι παλμοί κοντά στο κέντρο της θετικής ημιπεριόδου έχουν εξαφανιστεί, δίνοντας έτσι μια σχεδόν τετραγωνική κυματομορφή που περιέχει πολλές αρμονικές χαμηλής τάξης.



Σχήμα 2.9 - Περιοχή υπερδιαμόρφωσης SPWM

Από την ανάλυση Fourier της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα προκύπτει ότι περιέχει ανώτερες αρμονικές οι οποίες όμως είναι συγκεντρωμένες κοντά στη συχνότητα του φέροντος. Η τάξη της δεσπόζουσας αρμονικής της πολικής τάσης εξόδου αποδεικνύεται ότι είναι  $d = m_f - 2$ . Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας,  $m_f$ , επιλέγεται έτσι ώστε να είναι περιττός αριθμός πολλαπλάσιος του 3 για να μην περιέχει η τάση εξόδου ζυγές αρμονικές συνιστώσες ούτε υποαρμονικές συνιστώσες.

Όσο μεγαλύτερη είναι η διακοπτική συχνότητα, άρα και η συχνότητα του φέροντος σήματος, τόσο πιο μακριά από τη θεμελιώδη, βρίσκονται οι αρμονικές της τάσεως εξόδου και είναι ευκολότερη η εξάλειψή τους με τη χρήση φίλτρων. Στα σύγχρονα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων επικρατεί η διαρκής αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, έτσι ώστε να μειώνονται οι αρμονικές ρεύματος και, κατά συνέπεια, οι απώλειες πυρήνα της μηχανής. Όμως, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας οδηγεί σε αύξηση των απωλειών του αντιστροφέα. Άρα η επιλογή της διακοπτικής συχνότητας πρέπει να αποτελεί αποτέλεσμα συμβιβασμού μεταξύ απωλειών μετατροπέα-κινητήρα.

#### 2.2.2.2 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με βάση τα χωρικά διανύσματα τάσης του αντιστροφέα (Space Vector Pulse Width Modulation – SPWM)

Τα τελευταία χρόνια, η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με βάση τα χωρικά διανύσματα τάσης (SVPWM) βρίσκει μεγάλη εφαρμογή στους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος. Αρχικά, η έννοια των διακριτών ή χωρικών διανυσμάτων τάσης χρησιμοποιήθηκε για την ανάλυση της λειτουργίας των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος. Στη συνέχεια, προσαρμόστηκε κατάλληλα για τον έλεγχο τριφασικών ηλεκτρονικών μετατροπέων με κύρια εφαρμογή την PWM διαμόρφωση αντιστροφέων σε συστήματα κίνησης μεταβλητής συχνότητας. Η SVPWM είναι μια προηγμένη τεχνική, η οποία απαιτεί μεγάλο υπολογιστικό φόρτο, υλοποιείται όμως σχετικά εύκολα με ψηφιακές διατάξεις ελέγχου, όπως οι ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (DSP) ή οι μικροπολογιστές (μPs).



Όπως αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο η διαμόρφωση με την τεχνική SPWM πραγματοποιείται για κάθε φάση χωριστά και επομένως μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε διατάξεις ημιγέφυρας, όπως είναι και οι ημιγέφυρες σε κάθε κλάδο τριφασικού αντιστροφέα. Εάν ο ουδέτερος του τριφασικού φορτίου συνδέεται μέσω γείωσης στη μεσαία λήψη του DC ζυγού, τότε οι τρεις ημιγέφυρες του αντιστροφέα λειτουργούν ανεξάρτητα μεταξύ τους και η τεχνική SPWM λειτουργεί κανονικά. Όταν όμως το φορτίο είναι τριφασικός κινητήρας, που ο ουδέτερος κόμβος είναι μονωμένος, οι τρεις φάσεις παύουν να είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους και το ρεύμα σε κάθε φάση καθορίζεται από τις τιμές των τάσεων στις άλλες δύο φάσεις. Η εξάρτηση αυτή δεν λαμβάνεται υπόψη στην τεχνική SPWM. Αντιθέτως, η τεχνική SVPWM, λαμβάνει υπόψη αυτή την εξάρτηση, αφού η λειτουργία της βασίζεται στις πολικές και όχι στις φασικές τάσεις του φορτίου. Η μέθοδος SVPWM χρησιμοποιεί τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα καθώς και το διάνυσμα αναφοράς της τάσης ώστε να διαμορφώσει το εύρος των παλμών που θα οδηγήσουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα.

Η αρχή στην οποία στηρίζεται η ανάπτυξη της τεχνικής SVPWM είναι η δυνατότητα που υπάρχει να εκφραστούν οι τάσεις εξόδου ενός τριφασικού αντιστροφέα ως σταθερά χωρικά διανύσματα στο επίπεδο α-β. Τα πλεονεκτήματα της Τεχνικής SVPWM σε σχέση με την SPWM είναι τα εξής:

- Μικρότερη αρμονική παραμόρφωση τάσης και ρεύματος εξόδου.
- Πιο αποδοτική χρήση της τάσης τροφοδοσίας εισόδου

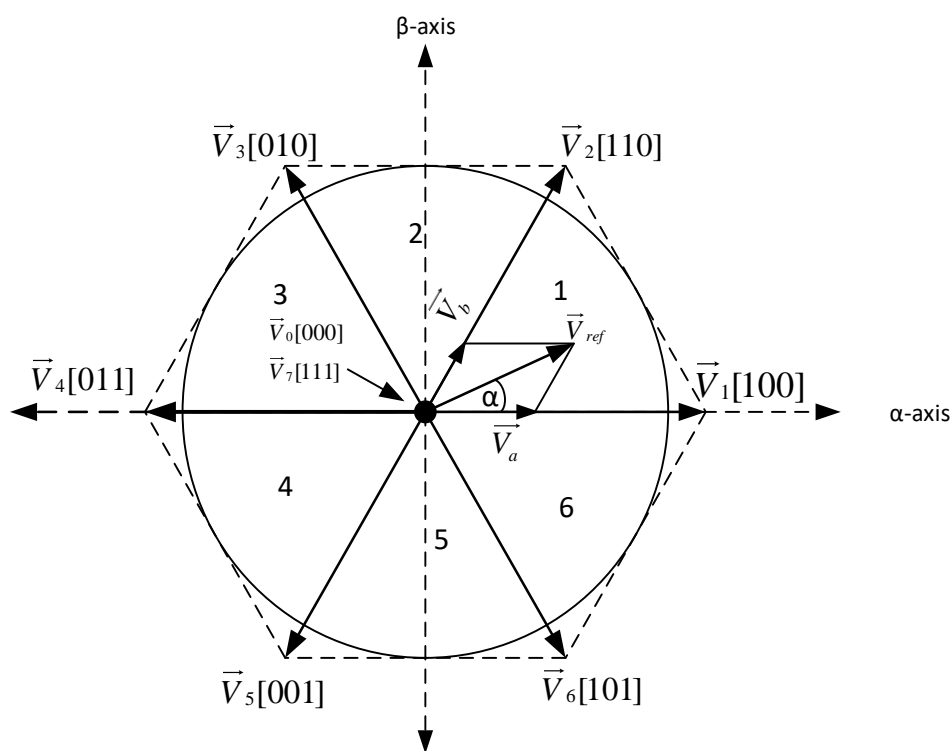
Παρακάτω παρουσιάζεται ο τρόπος λειτουργίας της SVPWM στις δύο λειτουργικές περιοχές της.

Ένας τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δυο επιπέδων, έχει συνολικά 8 διακοπτικές καταστάσεις, που προκύπτουν από τους διαφορετικούς επιτρεπτούς συνδυασμούς των διακοπών. Ο παρακάτω πίνακας περιέχει 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 α-β.

Οι οκτώ διακοπτικοί συνδυασμοί και οι αντίστοιχες κανονικοποιημένες (ως προς $V_{dc}$ ) τιμές των φασικών και πολικών τάσεων φορτίου αντιστροφέα									
Διακοπτικοί συνδυασμοί	Διανύσματα τάσης	Διακοπτικά διανύσματα			$V_{aN}$	$V_{bN}$	$V_{cN}$	$V_{\alpha}$	$V_{\beta}$
		$S_a$	$S_b$	$S_c$					
0	$\vec{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0	0
1	$\vec{V}_5$	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	-1/√3
2	$\vec{V}_3$	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1/3	1/√3
3	$\vec{V}_4$	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-2/3	0
4	$\vec{V}_1$	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0
5	$\vec{V}_6$	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1/3	-1/√3
6	$\vec{V}_2$	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	1/3	1/√3
7	$\vec{V}_7$	1	1	1	0	0	0	0	0

Πίνακας 2.1 - Τάσεις εξόδου τριφασικού αντιστροφέα δυο επιπέδων.  $V_{aN}$ ,  $V_{bN}$ ,  $V_{cN}$  οι εξόδου φάσεως-ουδετέρου και  $V_{\alpha}$ ,  $V_{\beta}$  οι συνιστώσες στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ

Ο αντιστροφέας έχει 6 ενεργές καταστάσεις (1-6), κατά τις οποίες εφαρμόζεται τάση στο φορτίο και δυο 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 τη βοήθεια της σχέσης (2.16) στα αντίστοιχα διανύσματα στο μιγαδικό επίπεδο, όπως φαίνονται στο παρακάτω σχήμα. Τα έξι μη μηδενικά διανύσματα  $\vec{V}_1 - \vec{V}_6$  σχηματίζουν γωνίες  $\pi/3$  και ορίζουν ένα εξαγωνικό όριο ενώ τα δυο μηδενικά διανύσματα  $\vec{V}_0$  και  $\vec{V}_7$  βρίσκονται στην αρχή των αξόνων.



Σχήμα 2.10 – Διάγραμμα διανυσμάτων τάσης

### Γραμμική περιοχή λειτουργίας

Ας θεωρήσουμε πρώτα τη γραμμική περιοχή λειτουργίας όπου τα χαρακτηριστικά μεταφοράς του αντιστροφέα είναι γραμμικά. Οι τάσεις αναφοράς είναι πάντα ημιτονοειδής και συμμετρικές και επομένως αποτελούν ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς  $\vec{V}_{ref}$ .

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

$$V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = V_a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.38)$$

$$V_{ref} \cdot \sin \alpha = V_b \sin \frac{\pi}{3} \quad (2.39)$$

Επομένως:

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} - \alpha \right) \quad (2.40)$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \cdot \sin \alpha \quad (2.41)$$

Όπου  $V_a, V_b$  είναι οι συνιστώσες του διανύσματος  $\vec{V}_{ref}$  στους άξονες των διανυσμάτων  $\vec{V}_1$  και  $\vec{V}_2$  αντίστοιχα. Θεωρώντας μια περίοδο  $T$ , κατά τη 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:

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_a + \vec{V}_b = \vec{V}_1 \frac{T_1}{T} + \vec{V}_2 \frac{T_2}{T} + \vec{V}_0 \cdot \frac{T_0}{T} \quad (2.42)$$

ή

$$\vec{V}_{ref} \cdot T = \vec{V}_a \cdot T = \vec{V}_1 \cdot T_1 + \vec{V}_2 \cdot T_2 + \vec{V}_0 \cdot T_0 \quad (2.43)$$

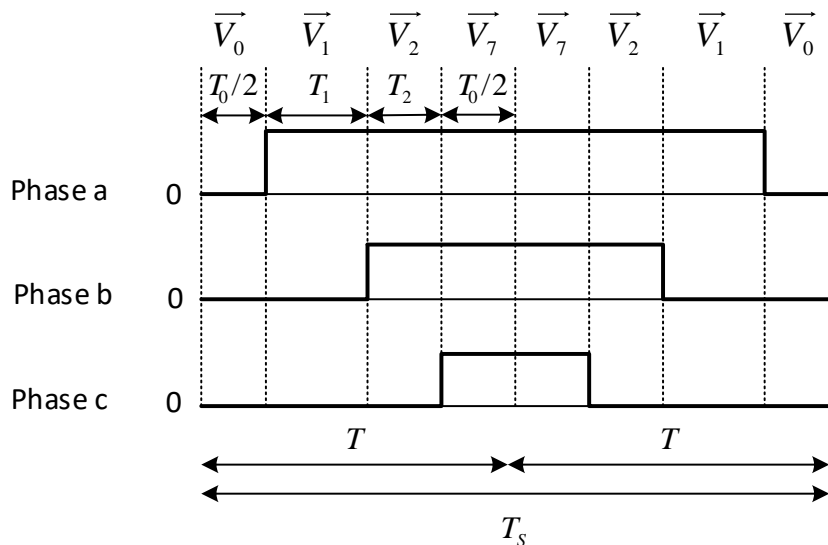
Όπου:

$$T_1 = \frac{V_a}{V_1} T \quad (2.44)$$

$$T_2 = \frac{V_b}{V_2} T \quad (2.45)$$

$$T_0 = T - (T_1 + T_2) \quad (2.46)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι τα χρονικά διαστήματα  $T_1, T_2$  παράγουν την επιθυμητή τάση, ενώ το υπόλοιπο χρονικό διάστημα για την ολοκλήρωση της περιόδου  $T$ , εφαρμόζεται ένα μηδενικό διάνυσμα εξόδου. Το παρακάτω σχήμα δείχνει τη δημιουργία των συμμετρικών παλμών για δυο περιόδους  $T$ .



Σχήμα 2.11 - Κατασκευή συμμετρικών παλμών για τις τρεις φάσεις του αντιστροφέα

Εδώ η περίοδος δειγματοληψίας είναι  $T_s = 2T$ . Ο χρόνος εφαρμογής των μηδενικών διανυσμάτων, μοιράζεται μεταξύ  $\vec{V}_0$  και  $\vec{V}_7$  έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται ο αριθμός των μεταβάσεων των διακοπών, μεταξύ δυο διαδοχικών διανυσμάτων.

Στη γραμμική περιοχή διαμόρφωσης, το διάνυσμα ελέγχου  $\vec{V}_{ref}$  παραμένει πάντα εντός των ορίων του εγγεγραμμένου στο εξάγωνο κύκλου. Ορίζεται ο τροποποιημένος συντελεστής διαμόρφωσης ως εξής:

$$m' = \frac{V_{ref}}{V_{1sw}} \quad (2.27)$$

Όπου  $V_{ref}$  είναι το πλάτος του διανύσματος αναφοράς και  $V_{1sw}$  το πλάτος της θεμελιώδης αρμονικής συνιστώσας της τετραγωνικής τάσης ( $2V_{DC}/\pi$ ). Το  $m'$  παίρνει τιμές μεταξύ 0 και 1. Το πλάτος διανύσματος ελέγχου στο όριο της γραμμικής λειτουργίας, είναι ίσο με την ακτίνα του εγγεγραμμένου κύκλου, δηλαδή:

$$V_{refmax} = \frac{2}{3} V_{DC} \cos \frac{\pi}{6} = 0.577 V_{DC} \quad (2.28)$$

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

$$m' = \frac{V_{refmax}}{V_{1sw}} = 0.907$$

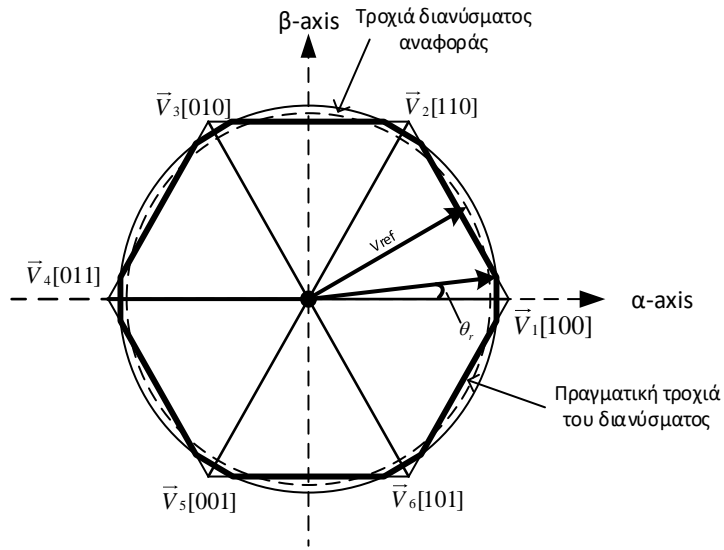
Αυτό σημαίνει ότι το 90,7% της θεμελιώδους συνιστώσας είναι διαθέσιμο στην γραμμική περιοχή, μεγαλύτερο δηλαδή από το 78,55% στην τεχνική SPWM.

### Περιοχή υπερδιαμόρφωσης

Η περιοχή υπερδιαμόρφωσης, ή μη γραμμική περιοχή, ξεκινά όταν το μέτρο της τάσης αναφοράς ξεμεράσει τα όρια του εγγεγραμμένου στο εξάγωνο κύκλου. Η λειτουργία υπερδιαμόρφωσης διακρίνεται σε δυο υποπεριοχές.

- 1<sup>η</sup> υποπεριοχή λειτουργίας ( $0.907 < m' < 0.952$ )

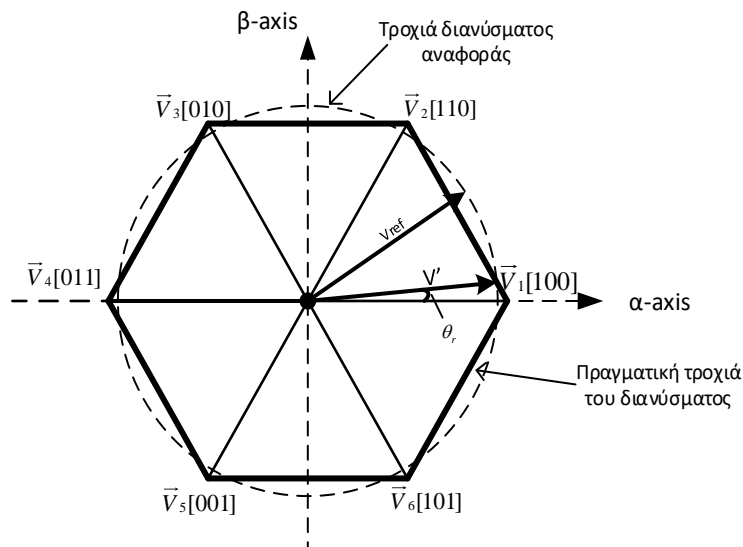
Σε αυτή την περιοχή λειτουργίας η γωνία του διανύσματος της τάσεως αναφοράς παραμένει σταθερή, αλλά το πλάτος του τροποποιείται σύμφωνα με μια μη γραμμική σχέση ανάμεσα στη γωνία  $\theta_r$  και τον τροποποιημένο συντελεστή διαμόρφωσης  $m'$ . Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται η τροχιά αναφοράς του διανύσματος καθώς επίσης και η πραγματική τροχιά του διανύσματος που θα προκύψει λαμβάνοντας υπόψη τους φυσικούς περιορισμούς του αντιστροφέα.



Σχήμα 2.12 - Διανυσματικό διάγραμμα 1<sup>ης</sup> υποπεριοχής υπερδιαμόρφωσης

Εάν η τροχιά του διανύσματος αναφοράς υπερβαίνει τα όρια του εξάγωνου η εξίσωση των μέσων τιμών δίνει μη ρεαλιστικούς χρόνους,  $T_0$ , εφαρμογής του μηδενικού διανύσματος. Οπότε στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, μόνο τα δυο ενεργά γειτονικά διανύσματα εναλλάσσονται. Κατά τη διαδικασία αυτή, η τροχιά της τάσης ακολουθεί το εξάγωνο. Τελικά, η τροχιά του διανύσματος τάσης τροποποιείται κοντά στις κορυφές του εξάγωνου για να αυξηθεί η μειωμένη μέση τιμή του διανύσματος. Σε αυτή την υποπεριοχή η θεμελιώδης συνιστώσα είναι μειωμένη, υπάρχει όμως, αυξημένο αρμονικό περιεχόμενο υψηλής τάξης. Έλεγχο σε αυτή την υποπεριοχή μπορούμε να έχουμε, εφόσον τουλάχιστον ένα μέρος της τροχιάς αναφοράς βρίσκεται μέσα στο εξάγωνο. Όσο ο τροποποιημένος συντελεστής διαμόρφωσης σταδιακά αυξάνεται, το κυκλικό μέρος χάνεται, ώσπου τελικά η τροχιά του διανύσματος τάσης συμπίπτει με το εξάγωνο. Αυτό είναι το όριο της υποπεριοχής I για  $m' = 0.952$ . Έχει παρατηρηθεί ότι τροχιά του διανύσματος αρχίζει να παρεκκλίνει από την ημιτονοειδή της μορφή στην αρχή της περιοχής υπερδιαμόρφωσης και γίνεται ακριβώς γραμμική για  $m' = 0.952$ .

- 2<sup>η</sup> υποπεριοχή λειτουργίας ( $0.952 < m' < 1$ )



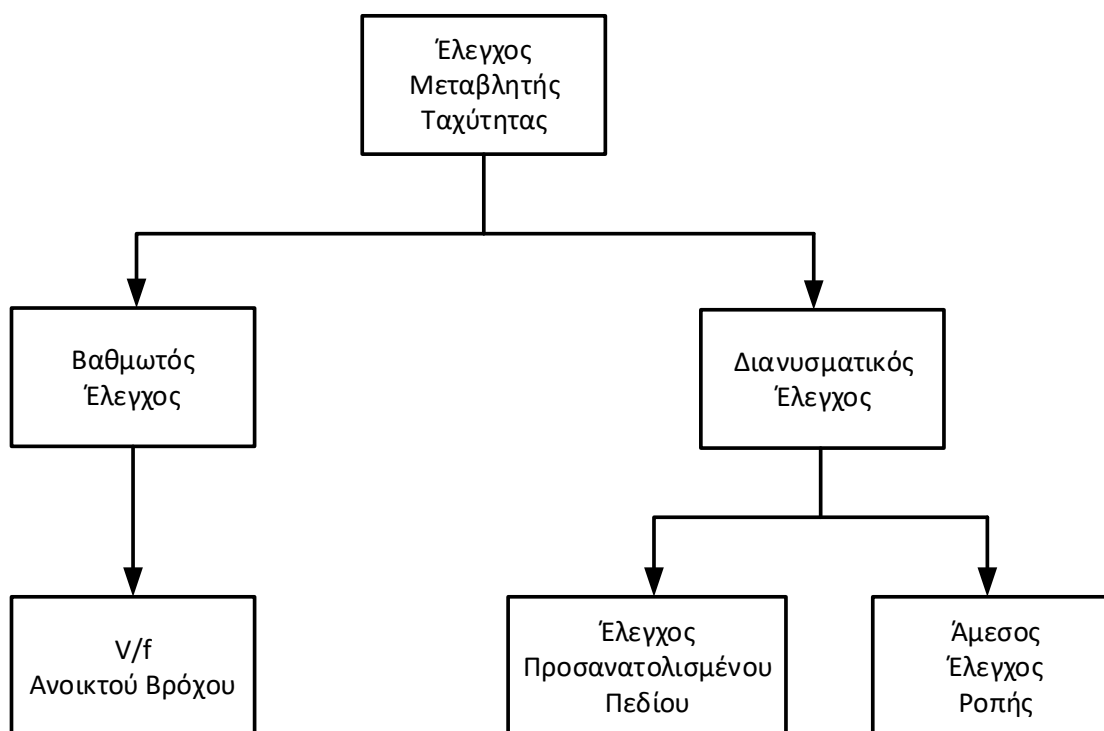
Σχήμα 2.13 - Διανυσματικό διάγραμμα δεύτερης υποπεριοχής υπερδιαμόρφωσης

Σε αυτή την υποπεριοχή ο τροποποιημένος συντελεστής διαμόρφωσης μπορεί να λάβει τιμές από 0.952 ως 1. Παρά το γεγονός ότι η τροχιά του διανύσματος αναφοράς  $V_{ref}$  παραμένει κυκλική, η πραγματική τροχιά του διανύσματος, από ένα συνεχές εξάγωνο μετατρέπεται σταδιακά σε μια διακριτή διακοπτική αλληλουχία έξι βημάτων. Για να επιτευχθεί ο έλεγχος σε αυτή την υποπεριοχή τροποποιείται τόσο το πλάτος του διανύσματος αναφοράς, όσο και η γωνία του, σύμφωνα με μια μη γραμμική σχέση μεταξύ των  $\theta_r$  και  $m'$ .

### 3. Εναλλακτικές Στρατηγικές Ελέγχου Μεταβλητής Ταχύτητας Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών

Ο έλεγχος των συστημάτων οδήγησης AC μηχανών είναι, γενικά, πιο σύνθετος από αυτόν των συστημάτων οδήγησης DC μηχανών και η πολυπλοκότητα του αυξάνει όσο απαιτούνται υψηλότερες επιδόσεις. Οι κύριοι λόγοι αυτής της πολυπλοκότητας είναι η απαίτηση για μεταβλητή συχνότητα, η βέλτιστη από άποψη αρμονικών παροχή ισχύος ως προς τους μετατροπείς, τα πολύπλοκα δυναμικά χαρακτηριστικά των AC μηχανών, οι διακυμάνσεις των παραμέτρων της μηχανής και η δυσκολία επεξεργασίας σημάτων ανάδρασης λόγω της ύπαρξης αρμονικών.

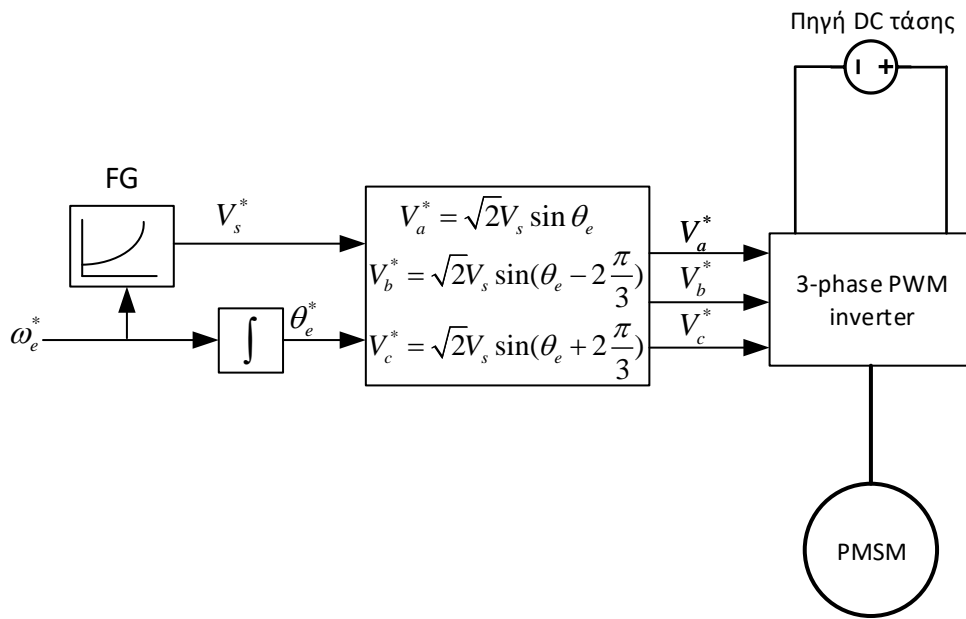
Τις τελευταίες δεκαετίες, οι μεθοδολογίες ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών βρίσκονται σε μεγάλη ανάπτυξη, συμβάλλοντας έτσι τα μέγιστα στον ανταγωνισμό με τις μηχανές επαγωγής και DC. Οι πιο κλασσικές στρατηγικές ελέγχου παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα. Εκτός, όμως, από αυτές αναπτύσσονται και τεχνικές που βασίζονται στα νευρωνικά δίκτυα, στην ασαφή λογική αλλά και στον προβλεπτικό έλεγχο.



Σχήμα 3.1 - Κατηγοριοποίηση κλασσικών στρατηγικών ελέγχου σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών

### 3.1 Βαθμωτός Έλεγχος V/f Ανοικτού Βρόχου (Open Loop V/f Scalar Control)

Ο βαθμωτός έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου, που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα, αποτελεί το πιο χαρακτηριστικό παράδειγμα ανεξάρτητου ελέγχου της συχνότητας. Σε μια ηλεκτρική μηχανή η ταχύτητα και η ροή εξαρτώνται από τη συχνότητα και την τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της μηχανής, με ένα πεπλεγμένο τρόπο. Ο έλεγχος V/f, δεν λαμβάνει υπόψη του αυτή την αλληλεπίδραση με αποτέλεσμα να αδυνατεί να επιτύχει τις υψηλές επιδόσεις των τεχνικών κλειστού βρόχου. Ωστόσο, αυτή η τεχνική ελέγχου επιλέγεται ακόμη και σήμερα σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος που απαιτούν μικρό κόστος κατασκευής.



Σχήμα 3.2 - Έλεγχος V/f ανοικτού βρόχου

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

$$u_s = \frac{d\psi_s}{dt} = \frac{d}{dt} [|\psi_s| e^{j\theta}] \Rightarrow u_s = \frac{d}{dt} |\psi_s| + j|\psi_s| \omega_m e^{j\theta} \quad (3.1)$$

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

$$u_s = j|\psi_s| \omega_m e^{j\theta} \Rightarrow$$

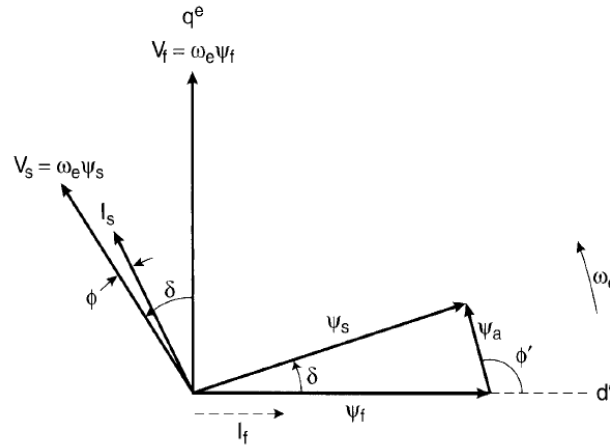
$$|u_s| = |\psi_s| \omega_m \quad (3.2)$$

Ο έλεγχος V/f στηρίζεται στην εξίσωση (3.2), που λαμβάνει υπόψη της μόνο τα μέτρα των αντίστοιχων μεγεθών γι' αυτό και ονομάζεται βαθμωτός έλεγχος. Στις χαμηλές ταχύτητες η πτώση τάσης στο τύλιγμα του στάτη είναι αρκετά σημαντική με αποτέλεσμα τη μείωση της παραγόμενης τάσης. Για την αντιστάθμιση αυτού του φαινομένου, προστίθεται μια ενισχυτική



τάση  $V_0$  (boost voltage) στο σήμα πλάτους αναφοράς. Το σήμα της ταχύτητας ολοκληρώνεται, παράγοντας το σήμα αναφοράς της γωνίας  $\theta_e^*$  και οι τάσεις αναφοράς, που σχηματίζονται σύμφωνα με τις σχέσεις που περιγράφονται στο σχήμα, παράγονται μέσω ενός σταδίου PWM.

Το διανυσματικό διάγραμμα λειτουργίας της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών παρουσιάζεται στη συνέχεια, όμως δεν λαμβάνεται υπόψη η αντίσταση στάτη  $R_s$ , που θεωρείται μηδεν.



Σχήμα 3.3 - Διανυσματικό διάγραμμα σύγχρονης μηχανής

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 το δρομέα εικονίζεται επίσης στο σχήμα. Αν υποθέσουμε ότι η αρχική ροπή του φορτίου είναι 0, η μηχανή μπορεί να εκκινήσει εύκολα και να κινηθεί από το σημείο 0 στο σημείο A, αυξάνοντας σταδιακά τη συχνότητα. Σε αυτό το σημείο, η ροπή του φορτίου μπορεί να αυξηθεί σταδιακά ως 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:

$$T_e = 3P \frac{\Psi_s \Psi_f}{L_s} \sin \delta = 3P \Psi_s I_s \cos \phi \quad (3.3)$$

Όπου  $\delta$  είναι η γωνία μεταξύ των ροών του στάτη και του δρομέα ή γωνία ροπής και  $I_T = I_s \cos \phi$  είναι η συμφασική συνιστώσα του ρεύματος. Επομένως, αν η ροή του στάτη  $\Psi_s$  διατηρείται σταθερή, η γωνία  $\delta$  και το ρεύμα του 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 έχει φτάσει στην ονομαστική του τιμή. 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 τη συχνότητα, και στη συνέχεια να μετακινηθεί πίσω στο σημείο D, ελαττώνοντας τη ροπή  $T_L$ . Αν από το σημείο A η μηχανή επιταχυνθεί, χωρίς να αυξηθεί η ροπή φορτίου, η ηλεκτρομαγνητική ροπή θα αυξηθεί μέχρι τη μέγιστη τιμή της και το σημείο λειτουργίας θα κινηθεί στη διαδρομή A-B-C, μέχρι η ταχύτητα να πάρει την τιμή αναφοράς της και στη συνέχεια θα κινηθεί επί της ευθείας CD, μέχρι η  $T_e$  να γίνει ίση με  $T_L$ . Αντίστοιχη είναι η 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 ροπή που μπορεί να παραγάγει ο κινητήρας ελαττώνεται, εξαιτίας της μείωσης στην τιμή του  $\Psi_s$ . Κάθε απότομη αύξηση στην ταχύτητα αναφοράς, θα οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια, εξαιτίας της απώλειας συγχρονισμού. Το

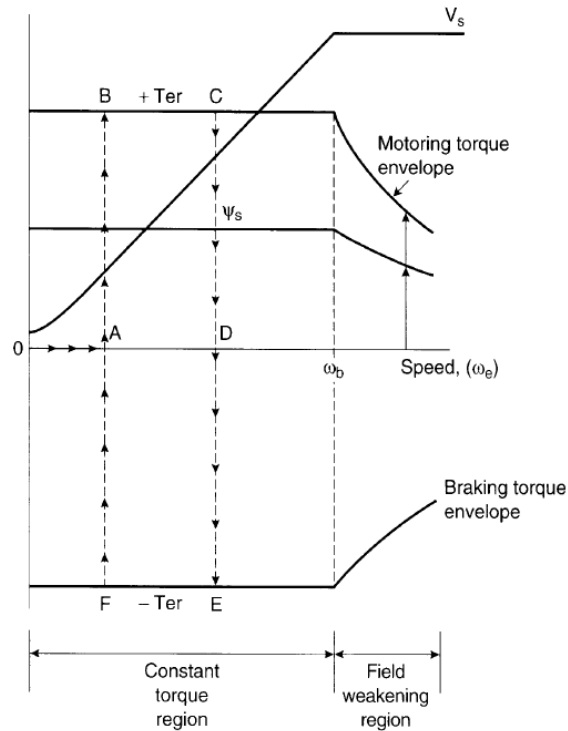
μέγιστο σήμα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την εξίσωση κίνησης, αγνοώντας τις τριβές:

$$\frac{d\omega_e}{dt}_{max} = \frac{1}{J}P(T_{en} - T_L)$$

$$\frac{d\omega_e}{dt}_{min} = -\frac{1}{J}P(T_{en} - T_L) \quad (3.4)$$

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

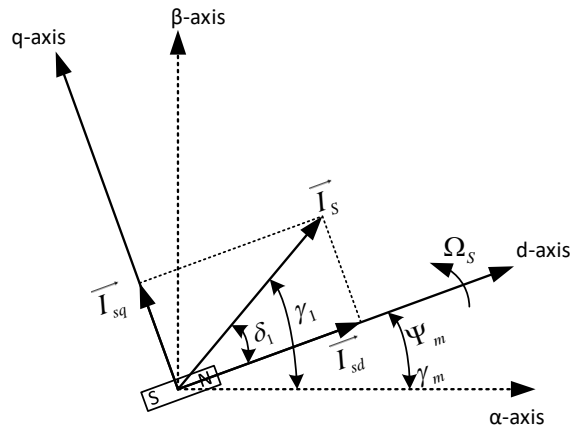
Το παρακάτω διάγραμμα εξηγεί τη λειτουργία του συστήματος ελέγχου που περιγράφηκε.



Σχήμα 3.4 - Χαρακτηριστικά λειτουργίας βαθμωτού ελέγχου V/f, [2]

### 3.2 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control - FOC)

Στην αναζήτηση νέων τεχνικών ελέγχου των AC μηχανών, το 1971, αναπτύχθηκε η μέθοδος διανυσματικού ελέγχου, γνωστή ως έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου. Αυτή η μέθοδος επιτρέπει τον έλεγχο της μαγνητικής ροής και της ροπής μιας μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος, με τρόπο παρόμοιο, με αυτό του ελέγχου των μηχανών DC. Αυτό επιτεύχθει με το μετασχηματισμό του διανύσματος του ρεύματος στο από το στατό σύστημα αναφοράς αβ, στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq. Έτσι το παραγόμενο διάνυσμα ροής, από τους μόνιμους μαγνήτες βρίσκεται πάντα πάνω στον ευθύ άξονα d (d-axis).

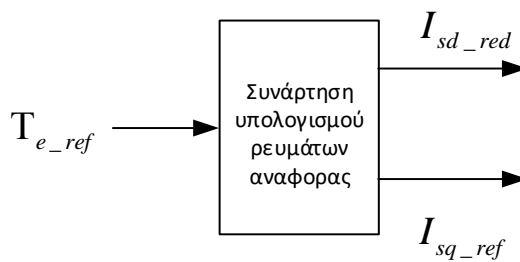


Σχήμα 3.5 - Η αρχή του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου σε μορφή διανυσματικού διαγράμματος

Το διάνυσμα ρεύματος του στάτη μπορεί να αναλυθεί σε δυο συνιστώσες, το  $I_{sd}$ , που είναι το ρεύμα που επηρεάζει τη ροή και το  $I_{sq}$ , που είναι το ρεύμα που παράγει τη ροπή. Σε αναλογία με της DC μηχανές, το ρεύμα που επηρεάζει τη ροή αντιστοιχεί στο ρεύμα διέγερσης, ενώ το ρεύμα που παράγει τη ροπή αντιστοιχεί στο ρεύμα οπλισμού. Επομένως, ο στόχος του συστήματος ελέγχου είναι να παραγάγει τα σήματα αναφοράς  $I_{sd\_ref}$ ,  $I_{sq\_ref}$  από το απαιτούμενο σήμα ροπής.

Ο τρόπος παραγωγής των σημάτων αναφοράς  $I_{sd\_ref}$  και  $I_{sq\_ref}$  δεν είναι μοναδικός αλλά εξαρτάται κάθε φορά από τη στρατηγική που χρησιμοποιείται. Υπάρχουν αρκετές στρατηγικές ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, με τις πιο συχνά συναντώμενες να αναφέρονται παρακάτω:

- Έλεγχος σταθερής γωνίας ροπής (Constant Torque Angle – CTA)
- Έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ampere (Maximum Torque per Ampere - MTPA)
- Έλεγχος σταθερής ροής στάτη (Constant Stator Flux - CSF)
- Έλεγχος μοναδιαίου συντελεστή ισχύος (Unity Power Factor – UPF)

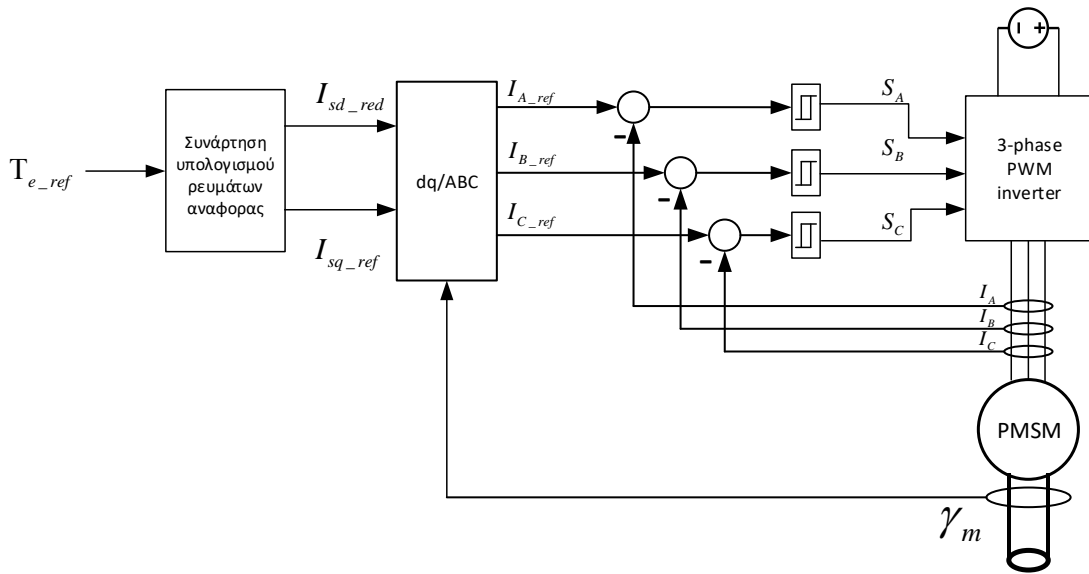


Για πολλά χρόνια ο έλεγχος σταθερής γωνίας ροπής (CTA), για τον οποίο ισχύει  $I_{sd\_ref} = 0$ , ήταν η πιο διαδεδομένη στρατηγική ελέγχου, λόγω της απλότητας της. Ήταν, όμως, αποκλειστικά για τον έλεγχο σύγχρονων κινητήρων επιφανειακών μονίμων μαγνητών, όπου δεν υπάρχει εκτυπότητα και η μέγιστη ροπή όταν το διάνυσμα της ροπής είναι κάθετο με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Ωστόσο, στις σύγχρονες μηχανές εμφυτευμένων μονίμων μαγνητών η μέγιστη ροπή παράγεται για γωνία ροπής μεγαλύτερη των  $90^\circ$ , λόγω της ύπαρξης ροπής αντίδρασης, που είναι αποτέλεσμα της εκτυπότητας, πράγμα που σημαίνει ότι το  $I_{sd\_ref}$  πρέπει να λάβει αρνητικές τιμές.

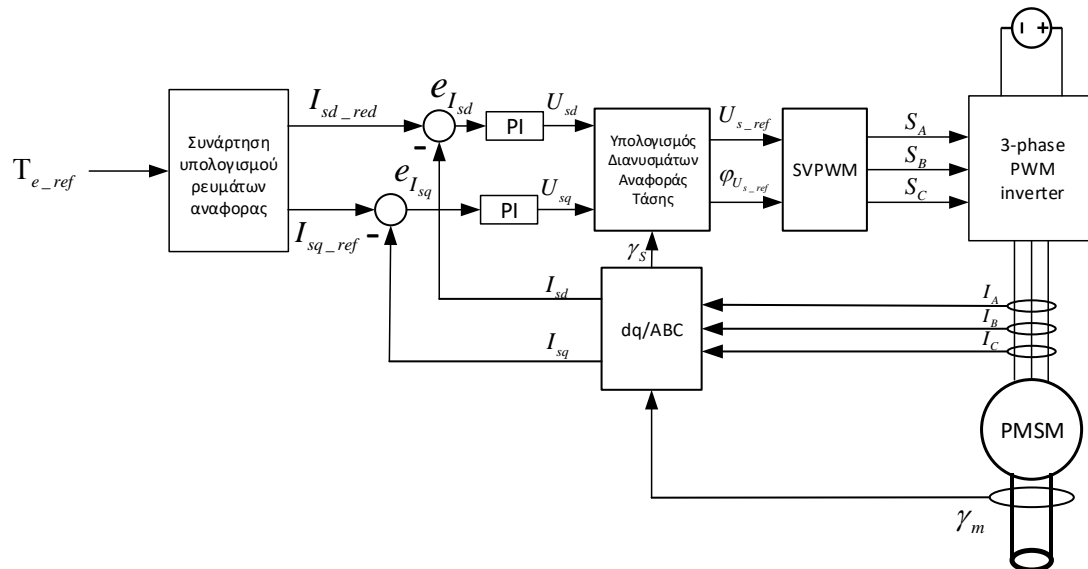
Υπάρχουν δυο γενικές δομές ελέγχου του βρόχου του ρεύματος. Η πρώτη είναι ο έλεγχος υστέρησης και η δεύτερη ο PI έλεγχος. Ο έλεγχος υστέρησης έχει σημαντικά μειονεκτήματα σε σχέση με τον PI έλεγχο, όπως:

- Απαιτείται μέτρηση των ρευμάτων και των τριών φάσεων
- Απαιτούνται τρεις ανεξάρτητοι ελεγκτές υστέρησης ρεύματος
- Υπάρχει μεγάλη μεταβολή στη διακοπτική συχνότητα
- Απαιτείται μεγάλη συχνότητα δειγματοληψίας

Παρακάτω παρουσιάζονται τα δομικά διαγράμματα τόσο του ελέγχου υστέρησης, όσο και του PI ελέγχου.



Σχήμα 3.6 - Δομή ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών με έλεγχο υστέρησης ρεύματος



Σχήμα 3.7 - Δομή ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών με PI έλεγχο

### 3.3 Άμεσος Έλεγχος Ροπής (Direct Torque Control – DTC)

Το όνομα άμεσος έλεγχος ροπής πηγάζει από το γεγονός ότι, με βάση τα σφάλματα ανάμεσα στα σήματα αναφοράς και τις εκτιμώμενες τιμές της ροπής και της ροής, είναι δυνατό να ελεγχθούν άμεσα οι καταστάσεις του αντιστροφέα χωρίς την ύπαρξη εσωτερικού βρόχου ελέγχου του ρεύματος, όπως στον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου.

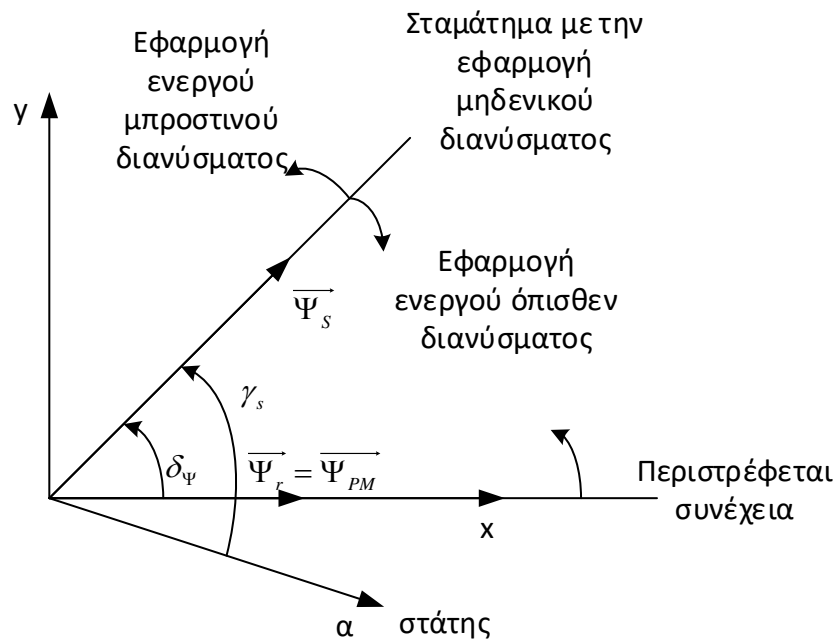
Η βασική ιδέα αυτού του ελέγχου, βασίζεται στη διανυσματική εξίσωση τάσεων του κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος:

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} \quad (3.5)$$

Κάνοντας την υπόθεση ότι η ωμική πτώση τάσης στην αντίσταση του στάτη είναι αρκετά μικρή, ώστε να μπορεί να παραληφθεί η εξίσωση της ροής του στάτη παίρνει τη μορφή:

$$\vec{\Psi}_s = \int \vec{V}_s dt \quad (3.6)$$

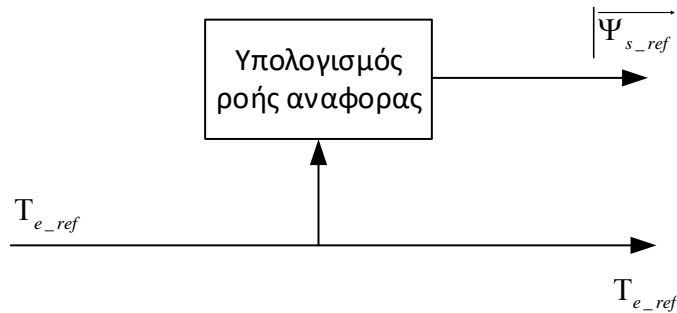
Έτσι, μπορεί κανείς να πει ότι το διάνυσμα τάσης του στάτη, επηρεάζει άμεσα τον έλεγχο του διανύσματος της ροής. Με τη χρησιμοποίηση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης για την παροχή ρεύματος στον κινητήρα, έχουμε έξι μη μηδενικά και δυο μηδενικά διανύσματα τάσης, όπως αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Τα ενεργά διανύσματα επηρεάζουν, τόσο το μέτρο όσο και τη γωνία του διανύσματος ροής του στάτη, ενώ τα μηδενικά διανύσματα το σταματούν, όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω διάγραμμα.



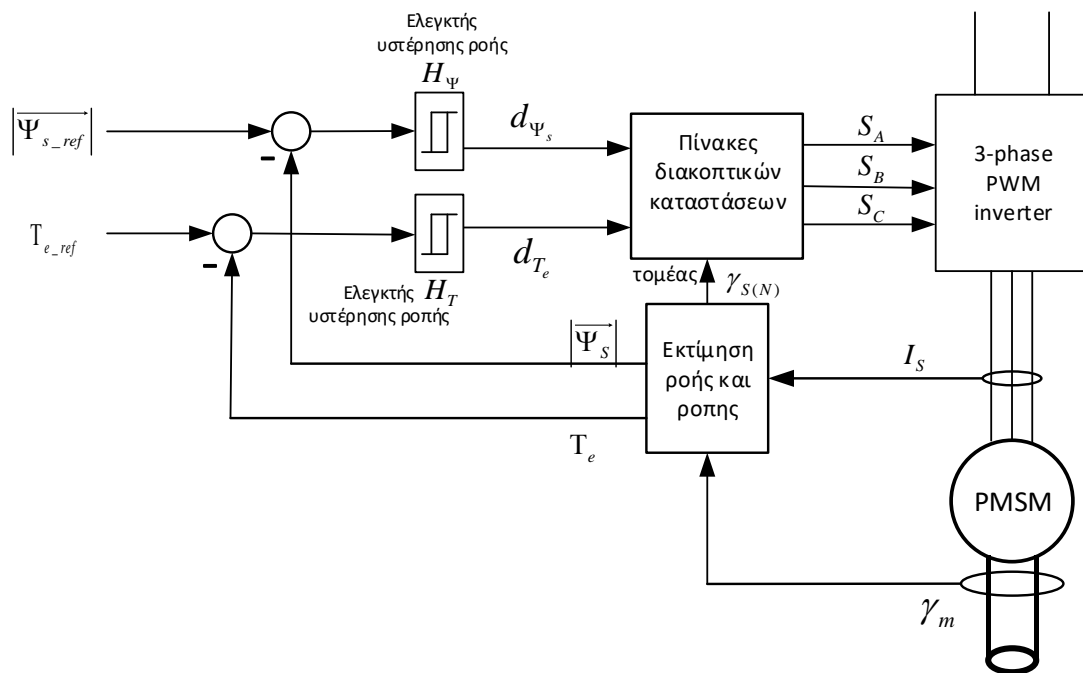
Σχήμα 3.8 - Σχετική κίνηση διανύσματος ροής στάτη  $\vec{\Psi}_s$  και ροής δρομέα  $\vec{\Psi}_r = \vec{\Psi}_{PM}$  υπό την επίδραση ενεργών και ανενεργών διανυσμάτων τάσης αντιστροφέα

Γενικά ο άμεσος έλεγχος ροής λειτουργεί με σταθερό μέτρο ροής στάτη  $|\vec{\Psi}_s|$ , που αντιστοιχεί στη λειτουργία CFS, λόγω της απλότητας του, αφού το μέτρο του σήματος αναφοράς της ροής του στάτη ισούται σε αυτή την περίπτωση με την ονομαστική τιμή της ροής των μονίμων μαγνητών. Ωστόσο, ο άμεσος έλεγχος ροής μπορεί να εφαρμόσει όλες τις

στρατηγικές που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο (CTA, MTPA, CTS, UPF) με διαφορετικό υπολογισμό του σήματος αναφοράς της ροής του στάτη σε κάθε περίπτωση.



Η βασική δομή του άμεσου ελέγχου ροπής μιας μηχανής μονίμων μαγνητών παρουσιάζεται παρακάτω.



Σχήμα 3.9 - Δομικό διάγραμμα άμεσου ελέγχου ροπής βασισμένου σε πίνακες διακοπικών καταστάσεων (ST-DTC)

Τα σήματα αναφοράς ροής  $|\overline{\Psi}_{s\_ref}|$  και ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_{e\_ref}$  συγκρίνονται με τις πραγματικές τιμές  $|\overline{\Psi}_s|$  και  $T_e$  σε δυο ελεγκτές υστέρησης. Αυτοί οι δυο ελεγκτές είναι ελεγκτές δυο επιπέδων.

Τα σήματα εξόδου του ελεγκτή ροής ορίζονται ως:

$$d_\psi = 1 \text{ (αύξηση ροής) για } |\overline{\Psi}_s| > |\overline{\Psi}_{s\_ref}| + H_\psi$$

$$d_\psi = 0 \text{ (μείωση ροής) για } |\overline{\Psi}_s| < |\overline{\Psi}_{s\_ref}| - H_\psi$$

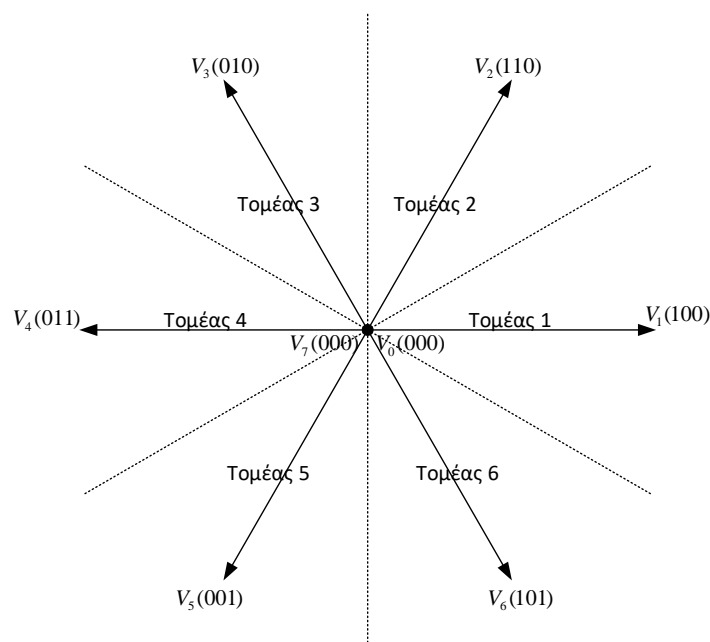
και αυτά του ελεγκτή ροπής ορίζονται ως:

$$d_T = 1 \text{ (αύξηση ροπής) για } T_e > T_{e\_ref} + H_T$$

$$d_T = 0 \text{ (μείωση ροπής) για } T_e < T_{e\_ref} - H_T$$

Οι δυαδικές μεταβλητές  $d_\psi, d_T$  και η γωνία της ροής  $\gamma_s$ , είναι αυτές που καθορίζουν την επιλογή των διανυσμάτων τάσης από τον πίνακα διακοπτικών καταστάσεων.

Ο διανυσματικός χώρος μπορεί να χωριστεί σε έξι συμμετρικούς τομείς, σύμφωνα με τα μη μηδενικά διανύσματα τάσης, όπως παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα.

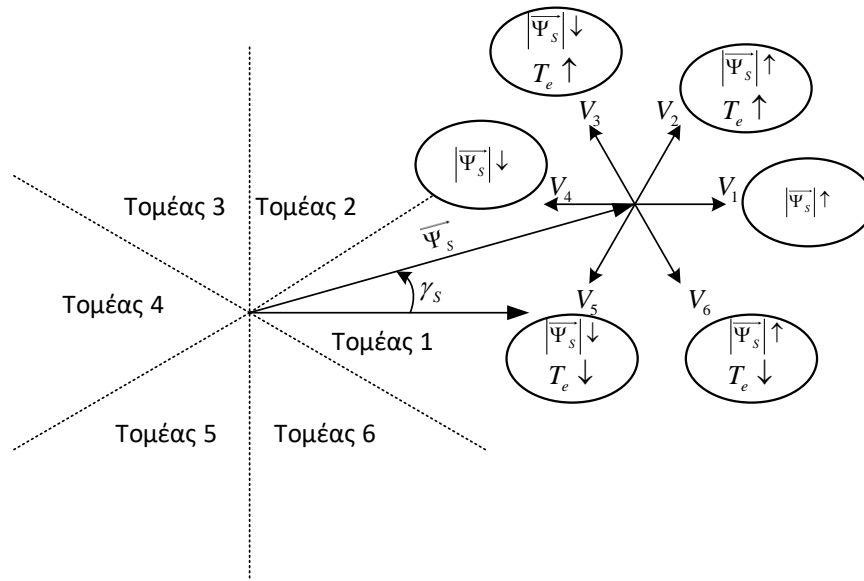


Σχήμα 3.10 - Ορισμός τομέων για τον άμεσο έλεγχο ροπής

Τομέας 1	$-30^\circ < \gamma_s < 30^\circ$
Τομέας 2	$30^\circ < \gamma_s < 90^\circ$
Τομέας 3	$90^\circ < \gamma_s < 150^\circ$
Τομέας 4	$150^\circ < \gamma_s < 210^\circ$
Τομέας 5	$210^\circ < \gamma_s < 270^\circ$
Τομέας 6	$270^\circ < \gamma_s < -30^\circ$

Σε κάθε τομέα, τα δυο γειτονικά διανύσματα τάσης, που δίνουν την ελάχιστη διακοπτική συχνότητα επιλέγονται για να αυξήσουν ή να μειώσουν το μέτρο της ροής του στάτη και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής.

Ο πίνακας επιλογής των διανυσμάτων τάσης δημιουργήθηκε σύμφωνα με τη λογική που αναπτύσσεται παρακάτω και παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα.



Σχήμα 3.11 - Επιδράσεις των διανυσμάτων τάσης στον πρώτο τομέα στην ροή του στάτη και στη ροπή

Όταν το διάνυσμα ροής το στάτη  $\vec{\Psi}_s$  βρίσκεται στον πρώτο τομέα και κινείται δεξιόστροφα, για να αυξηθεί η ροπή ( $d_T = 1$ ) τα διανύσματα  $\vec{V}_2, \vec{V}_3$  θα χρησιμοποιηθούν, και για να μειωθεί η ροπή ( $d_T = 0$ ) τα δυο αντίθετα διανύσματα θα χρησιμοποιηθούν.

Ροή	Ροπή	Τομέας 1	Τομέας 2	Τομέας 3	Τομέας 4	Τομέας 5	Τομέας 6
$d_\psi = 1$	$d_T = 1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$
	$d_T = 0$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$
$d_\psi = 0$	$d_T = 1$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$
	$d_T = 0$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$

Πίνακας 3.1 - Πίνακας διακοπτικών καταστάσεων για άμεσο έλεγχο ροπής με ενεργά διανύσματα

Ροή	Ροπή	Τομέας 1	Τομέας 2	Τομέας 3	Τομέας 4	Τομέας 5	Τομέας 6
$d_\psi = 1$	$d_T = 1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$
	$d_T = 0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$
$d_\psi = 0$	$d_T = 1$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$
	$d_T = 0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$

Πίνακας 3.2 - Πίνακας διακοπτικών καταστάσεων για άμεσο έλεγχο ροπής με ενεργά και μηδενικά διανύσματα

Τα πιο σημαντικά πλεονεκτήματα του άμεσου ελέγχου ροπής είναι:

- Απλός έλεγχος
- Πολύ καλά δυναμικά χαρακτηριστικά ροπής
- Απουσία μετασχηματισμών



- Απουσία βρόχου ελέγχου ρεύματος, επομένως το ρεύμα δεν ρυθμίζεται άμεσα
- Απουσία ξεχωριστού σταδίου διαμόρφωσης τάσης
- Απουσία κυκλωμάτων ανάλυσης τάσης

Παρόλα του τα πλεονεκτήματα ο άμεσος έλεγχος ροπής έχει και αρκετά μειονεκτήματα όπως:

- Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα
- Απαιτείται υψηλή συχνότητα δειγματοληψίας
- Μεγάλο stress τάσης στα ημιαγωγικά στοιχεία
- Παραμόρφωση κυματομορφής ρεύματος και ροπής όταν υπάρχει αλλαγή στους τομείς
- Λειτουργικά προβλήματα στην εκκίνηση και στις χαμηλές ταχύτητες
- Υψηλά επίπεδα θορύβου
- Υψηλά επίπεδα κυμάτωσης του ρεύματος και της ροπής

Βέβαια, τα τελευταία χρόνια έχει δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στην έρευνα για εύρεση λύσεων των παραπάνω προβλημάτων και, επομένως, έχουν βρεθεί κάποιες τεχνικές που τα μειώνουν. Μερικές από αυτές τις τεχνικές είναι:

- Χρήση βελτιωμένων πινάκων διακοπτικών καταστάσεων
- Χρήση συγκριτών με ή χωρίς υστέρηση, δύο και τριών επιπέδων
- Χρήση πολύ-επίπεδου αντιστροφέα
- Εισαγωγή ασαφών ή νευρο-ασαφών τεχνικών
- Χρήση πιο εξελιγμένων εκτιμητών ροής για τη βελτίωση της συμπεριφοράς στις χαμηλές ταχύτητες
- Εφαρμογή τεχνικών άμεσου ελέγχου ροπής με λειτουργία σταθερής διακοπτικής συχνότητας

## Κεφάλαιο 4

# 4. Προβλεπτικός Έλεγχος (Predictive Control)

## 4.1 Κατηγορίες Προβλεπτικού Ελέγχου

Η βασική αρχή του προβλεπτικού ελέγχου είναι η χρήση μοντέλου του προς οδήγηση συστήματος, για την πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των μεταβλητών που πρέπει να ελεγχθούν (π.χ. ρεύμα). Υπάρχουν διάφοροι τύποι προβλεπτικού ελέγχου, που διαφέρουν στα κριτήρια που χρησιμοποιούν για την απόκτηση της επιθυμητής επίδοσης. Υπάρχουν τέσσερις βασικοί τύποι:

- Βασισμένος στην τροχιά (Trajectory-based)
- Βασισμένος στην υστέρηση (Hysteresis-based)
- Deadbeat
- Βασισμένος σε μοντέλο (Model-based Predictive Control (MPC))

Ο προβλεπτικός χρόνος βασισμένος στην υστέρηση, διατηρεί τον έλεγχο μεταβλητό στα όρια μιας δοσμένης υστέρησης και ο ελεγκτής, στην πιο απλή του μορφή, είναι ένας ελεγκτής δύο επιπέδων. Τα πλεονεκτήματα του ελέγχου με υστέρηση είναι η εύκολη εφαρμογή του και η γρήγορη αντίδραση, αλλά το σημαντικό του μειονέκτημα είναι ότι έχει μεταβλητή και υψηλή συχνότητα. Στον προβλεπτικό έλεγχο βασισμένο στην τροχιά, η μεταβλητή προς έλεγχο ακολουθεί τη διαδρομή μιας προκαθορισμένης τροχιάς.

Στον deadbeat έλεγχο, το ρεύμα αναφοράς πρέπει να έχει επιτευχθεί στην επόμενη περίοδο δειγματοληψίας, με τη χρησιμοποίηση ενός μοντέλου για το σύστημα, που υπολογίζει την απαιτούμενη τάση που πρέπει να εφαρμοστεί. Αυτός ο έλεγχος, δίνει μια γρήγορη δυναμική αντίδραση αλλά είναι συχνά ευαίσθητος σε σφάλματα στις παραμέτρους του μοντέλου, την καθυστέρηση του συστήματος και στις μη γραμμικότητες του αντιστροφέα, που θα μειώσουν την επίδοση του συστήματος. Διάφορες μέθοδοι εξισορρόπησης, όπως το delay compensation και το dead-time compensation μπορούν να εφαρμοσθούν στον deadbeat έλεγχο για να βελτιώσουν τις επιδόσεις του συστήματος.

Ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου, χρησιμοποιεί μια συνάρτηση κόστους, που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί. Επιπλέον, ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου, μπορεί να εφαρμοστεί σαν συνεχής ή σαν διακριτό σει ελέγχου. Ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου από εδώ και κάτω θα αναφέρεται ως DS-MPC. Ο DS-MPC δεν χρειάζεται στάδιο διαμόρφωσης, όπως SVPWM, ενώ, αντίθετα, ο συνεχής χρειάζεται. Ο DS-MPC θεωρεί ένα πεπερασμένο σει ενεργειών, που αντιστοιχούν στις οχτώ πιθανές διακοπτικές καταστάσεις τους αντιστροφέα. Όλα ,αυτά τα οχτώ διανύσματα τάσης λαμβάνονται υπόψη για κάθε διακοπτική περίοδο και αυτό που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους εφαρμόζεται γι' αυτή τη διακοπτική περίοδο. Ένα μειονέκτημα του DS-MPC είναι, ότι η διακοπτική συχνότητα που παράγεται άμεσα από τον ελεγκτή, μπορεί να μεταβάλλεται. Αυτή η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα μπορεί να εμποδίζει, για παράδειγμα, το σωστό σχεδιασμό ενός παθητικού φίλτρου ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης.

Ο deadbeat έλεγχος και ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου, έχουν ερευνηθεί εκτεταμένα τα τελευταία χρόνια, ως προς την επίδοσή τους και την ευαισθησία τους στις εκτιμώμενες τιμές

των παραμέτρων. Επιπλέον, προσφέρουν απλότητα, ευελιξία και έχουν πολύ καλές επιδόσεις. Για το λόγο αυτό, στη συνέχεια συγκρίνονται ο deadbeat έλεγχος με τον προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου.

Από τη μια πλευρά, ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου είναι από τις πιο χρησιμοποιούμενες τεχνικές ελέγχου, στις πρακτικές εφαρμογές. Οι περιορισμοί του συστήματος μπορούν να συμπεριληφθούν και στους δύο τύπους προβλεπτικού ελέγχου (συνεχής και διακριτός), όπως το όριο της μέγιστης τάσης εξόδου του αντιστροφέα, το μέγιστο ρεύμα κ.λπ. Εκτός από αυτό, η συνάρτηση κόστους μπορεί να σχεδιαστεί για να επιτυγχάνει διαφορετικούς στόχους, όπως για παράδειγμα, ελαχιστοποίηση απωλειών, ελαχιστοποίηση διακοπτικής συχνότητας κ.λπ. Η συνάρτηση κόστους είναι το πιο σημαντικό και το πιο πολύπλοκο μέρος του προβλεπτικού ελέγχου μοντέλου. Ωστόσο, δεν πρέπει να ξεχνάμε ότι ένας περισσότερο πολύπλοκος έλεγχος απαιτεί αυξημένη υπολογιστική ισχύ. Η τεχνική, που επιλέγεται για την κατασκευή της συνάρτησης κόστους, του προβλεπτικού ελέγχου μοντέλου, εξαρτάται κάθε φορά από την εφαρμογή. Δύο κύριες περιπτώσεις συναντώνται στην περίπτωση των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών. Στην περίπτωση υψηλής ισχύος, η μείωση της διακοπτικής συχνότητας είναι σημαντική, έτσι ώστε να μειωθούν οι διακοπτικές απώλειες για να βελτιωθεί η απόδοση. Μια σωστά επιλεγμένη συνάρτηση κόστους στον προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου, μπορεί να εξασφαλίσει τον ελάχιστο αριθμό διακοπτικών μεταβάσεων κατά τη μόνιμη κατάσταση και ταυτόχρονα να ελαχιστοποιεί το σφάλμα ελέγχου κατά τη μεταβατική κατάσταση για να εξασφαλίζει την ευστάθεια του συστήματος. Στην περίπτωση των σερβοκινητήρων μικρής ισχύος, ο στόχος είναι η επίτευξη γρήγορων δυναμικών χαρακτηριστικών.

Από την άλλη πλευρά, ο deadbeat έλεγχος, απαιτεί λιγότερη υπολογιστική ισχύ σε σχέση με τον προβλεπτικό έλεγχο μοντέλου, όμως χρησιμοποιεί ένα στάδιο διαμόρφωσης τάσης και παράγει σταθερή διακοπτική συχνότητα. Επίσης, εφαρμόζει μεγαλύτερα επίπεδα στρες στον αντιστροφέα και αυτό χωρίς να βελτιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους για να πετύχει την ελάχιστη διακοπτική συχνότητα. Ωστόσο, μπορεί και αυτός να συμπεριλάβει περιορισμούς και μη γραμμικότητες του πραγματικού συστήματος. Η μικρή πολυπλοκότητα του απλού deadbeat ελέγχου, μπορεί να αυξηθεί πολύ στην προσπάθεια να βελτιωθούν τα χαρακτηριστικά του.

Ο παρακάτω πίνακας δείχνει τη σύγκριση των διαφορετικών τύπων προβλεπτικού ελέγχου σε σχέση με: ευαισθησία στις παραμέτρους του μοντέλου, επίπεδα στρες στον αντιστροφέα, υπολογιστική ισχύ και το αν ο έλεγχος παράγει σταθερή διακοπτική συχνότητα ή όχι.

	<i>Συνεχής προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου</i>	<i>Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου</i>	<i>Dead-beat έλεγχος</i>	<i>Προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος στην υστέρηση</i>	<i>Προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος στην τροχιά</i>
<i>Σταθερή Διακοπτική Συχνότητα</i>	Ναι	Όχι	Ναι	Όχι	Ναι
<i>Ευαισθησία στις παραμέτρους του μοντέλου</i>	Μεσαία	Μεγάλη	Μικρή	Δεν υπάρχουν δεδομένα	Δεν υπάρχουν δεδομένα
<i>Επίπεδο στρες στον αντιστροφέα</i>	Μεσαίο	Μικρό	Μεγάλο	Δεν υπάρχουν δεδομένα	Δεν υπάρχουν δεδομένα
<i>Υπολογιστική ισχύς που απαιτείται</i>	Μεγάλη	Μεγάλη	Μικρή	Δεν υπάρχουν δεδομένα	Δεν υπάρχουν δεδομένα
<i>Εφαρμογή περιορισμών</i>	Ναι	Ναι	Ναι	Όχι	Όχι

Πίνακας 4.1 – Χαρακτηριστικά διάφορων τύπων προβλεπτικού ελέγχου

## 4.2 Μοντέλο διακριτού χρόνου μηχανής μονίμων μαγνητών

Για την ανάπτυξη του μοντέλου διακριτού χρόνου της μηχανής μονίμων μαγνητών, που χρησιμοποιείται από τον προβλεπτικό έλεγχο, θα βασιστούμε στο δυναμικό μοντέλο dq που αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 2 και στη μηχανική εξίσωση κίνησης. Οι εξισώσεις τάσης της μηχανής, μπορούν να διατυπωθούν στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς όπως παρουσιάζεται παρακάτω:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q &= R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_m \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L_d} u_d \quad (4.1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \omega_e i_d + \frac{1}{L_q} u_q - \omega_e \frac{\Psi_m}{L_q} \quad (4.2)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να γραφούν στη διακριτή του μορφή, θεωρώντας μια μικρή περίοδο δειγματοληψίας και κάνοντας χρήση της προσέγγισης Euler για την παράγωγο του ρεύματος:

$$\left. \begin{aligned} \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} &= -\frac{R}{L_d} i_d(k) + \omega_e i_q(k) + \frac{1}{L_d} u_d(k) \\ \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} &= -\frac{R}{L_q} i_q(k) - \omega_e i_d(k) + \frac{1}{L_q} u_q(k) - \omega_e \frac{\Psi_m}{L_q} \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_d}\right) i_d(k) + \omega_e T_s i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_d(k) \quad (4.3)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_q}\right) i_q(k) - \omega_e T_s i_d(k) + \frac{T_s}{L_q} u_q(k) - \frac{\Psi_m T_s}{L_q} \omega_e \quad (4.4)$$

Οι εξισώσεις (4.3) και (4.4) αποτελούν τις εξισώσεις κατάστασης διακριτού χρόνου του ηλεκτρικού συστήματος. Ξεκινώντας από την εξίσωση κίνησης της μηχανής μπορούμε να καταλήξουμε με ανάλογο τρόπο και στις εξισώσεις του μηχανικού συστήματος:

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

$$\omega_m(k+1) = \omega_m(k) \left(1 - \frac{BT_s}{J}\right) + \frac{T_s}{J} (T_e - T_L) \quad (4.5)$$

Αντικαθιστώντας στην (4.5) την ηλεκτρομαγνητική ροπή σύμφωνα με τον τύπο

$$T_e = \frac{3}{2} P \cdot \Psi_m \cdot i_q$$

έχουμε:

$$\omega_m(k+1) = \omega_m(k) \left(1 - \frac{BT_s}{J}\right) + \frac{3T_s P \Psi_m}{2J} i_q(k) - \frac{T_s}{J} T_L(k) \quad (4.6)$$

Η εξίσωση (4.6) αποτελεί την εξίσωση κατάστασης διακριτού χρόνου του μηχανικού συστήματος.

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

Ανάμεσα στις πιο προηγμένες τεχνικές ελέγχου, δηλαδή τις τεχνικές που θεωρούνται πιο εξελιγμένες από τα κλασικά σχήματα PID, ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου (DS-MPC), είναι από αυτές που έχουν βρει τις περισσότερες εφαρμογές στη βιομηχανία. Οι ιδέες του, αναπτύχθηκαν τη δεκαετία του 1960, και αρχικά, εφαρμόστηκε σε συστήματα με μεγάλες σταθερές χρόνου, ώστε να υπάρχει επαρκής χρόνος για την εκτέλεση των υπολογισμών.

Η ανάπτυξη πολύ πιο γρήγορων και ισχυρών μικροεπεξεργαστών, επέτρεψε την χρησιμοποίησή του και στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με σύγχρονους κινητήρες μόνιμων μαγνητών. Αυτό, ήταν αποτέλεσμα των πολλών πλεονεκτημάτων που προσφέρει ο DS-MPC, τα πιο σημαντικά από τα οποία είναι:

- Είναι εύκολος στην κατανόηση
- 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
- Είναι εύκολο να διαχειριστούν οι περιορισμοί των μεταβλητών

Τα πιο σημαντικά μειονεκτήματα του DS-MPC είναι ότι απαιτεί πολύ μεγάλο όγκο υπολογισμών και ότι η ποιότητα του μοντέλου έχει άμεση επίδραση στην ποιότητα του ελέγχου.

Αφού ο ελεγκτής πρέπει να προβλέψει τη μελλοντική συμπεριφορά του συστήματος, η καρδιά του DS-MPC είναι το μοντέλο του συστήματος. Το μοντέλο αυτό, θα είναι στη γενική του μορφή, ένα μοντέλο χώρου καταστάσεων διακριτού χρόνου, της μορφής:

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\y(k) &= Cx(k) + Du(k)\end{aligned}$$

όπου οι μεταβλητές του συστήματος  $x$ ,  $u$  και  $y$  ικανοποιούν τους περιορισμούς:

$$x \in X \subset R^n, y \in Y \subset R^p, u \in U \subset R^m$$

Η συνάρτηση κόστους στη γενική της μορφή είναι:

$$\begin{aligned}J_{N_p} &= x(k+N_p)^T P x(k+N_p) \\ &+ \sum_{j=1}^{N_p} [x(k+j-1)^T Q x(k+j-1) + u(k+j-1)^T R u(k+j-1)]\end{aligned}\quad (4.7)$$

όπου  $Q = Q^T \geq 0$  το βάρος του διανύσματος κατάστασης,  $R = R^T > 0$  το βάρος της πράξης του ελέγχου και  $P = P^T \geq 0$  το βάρος της τιμής της κατάστασης στο τέλος της  $N_p$  περιόδου πρόβλεψης.

Το πρόβλημα της εύρεσης της καλύτερης εισόδου ελέγχου του συστήματος ανάγεται στην εύρεση του ελαχίστου της (4.7), με τους παρακάτω περιορισμούς:

$$\begin{aligned}x(k+j) &\in X & j &= 0, \dots, N_p \\ u(k+j) &\in U & j &= 0, \dots, N_p \\ x(k+j+1) &= Ax(k+j) + Bu(k+j) & j &= 0, \dots, N_p - 1\end{aligned}$$

Εκφράζοντας την κατάσταση, στην περίοδο  $j$ , ως υπέρθεση της ελεύθερης και της ελεγχόμενης αντίδρασης, δηλαδή

$$x(k+j) = A^j x(k) + \sum_{h=0}^{j-1} A^h B u(k+j-1-h)$$

η συνάρτηση κόστους μπορεί να μετασχηματιστεί σε μια συνάρτηση της αρχικής κατάστασης και της αλληλουχίας εισόδων μόνο:

$$J'_{N_p}(x(k)) = \frac{1}{2} x(k)^T Y x(k) + \frac{1}{2} U^T H U + x(k)^T F U$$

όπου  $U = [u(k)^T, \dots, u(k+N_u-1)^T]^T \in R^{m \cdot N_u}$  είναι το διάνυσμα που περιέχει όλα τα στάδια εισόδων από την περίοδο δειγματοληψίας  $k$  ως την περίοδο δειγματοληψίας  $k+N_u-1$ , όπου  $N_u \leq N_p$  είναι ο χρονικός ορίζοντας του ελέγχου.

Οι περιορισμοί, επίσης, μπορούν να γραφούν με μόνη εξάρτηση από την είσοδο  $U$  και την αρχική κατάσταση  $x(k)$ :

$$GU \leq W + Ex(k)$$

Οι πίνακες  $F, Y, G, W, E$  μπορούν να υπολογιστούν από τους πίνακες  $Q, R, P$ .

Δεδομένου του ότι, ο καθορισμός της συνάρτησης κόστους, ώστε να περιγράφει με τη μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια την επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος, είναι το κλειδί για την αποτελεσματική λειτουργία του MPC, θα αναφερθούμε πιο συγκεκριμένα στη συνάρτηση κόστους στην περίπτωση ελέγχου σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών.

Μια συνάρτηση κόστους μπορεί να περιλαμβάνει πολλούς όρους πολλαπλασιασμένους με τα κατάλληλα βάρη. Ο όρος που δεν μπορεί να παραληφθεί ποτέ, είναι αυτός που περιγράφει τη μεταβλητή που ελέγχεται ώστε να ακολουθεί την τιμή αναφοράς. Ο όρος αυτός είναι το σφάλμα μεταξύ της τιμής αναφοράς και της προβλεφθείσας τιμής. Δύο συνηθισμένα παραδείγματα υπολογισμού του σφάλματος είναι:

$$g = |x_{ref} - x| \quad (4.8)$$

$$g = (x_{ref} - x)^2 \quad (4.9)$$

Οι όροι που εκφράζονται με τις τετραγωνικές τιμές διαφέρουν από αυτούς που εκφράζονται με τις απόλυτες τιμές, μόνο αν οι μεταβλητές που ελέγχονται είναι περισσότερες από μία και εστιάζουν περισσότερο στα μικρά σφάλματα.

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.2, στην περίπτωση των σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών, η μείωση της διακοπτικής συχνότητας είναι σημαντική και αποτελεί, συνήθως, βασικό στόχο του ελέγχου. Μια απλή προσέγγιση αυτού, είναι η συνάρτηση κόστους που ακολουθεί και περιλαμβάνει έναν όρο που εξαρτάται από τον αριθμό των μεταβάσεων των διακοπών του αντιστροφέα:

$$g = w_1(x_{ref} - x)^2 + w_2 z \quad (4.10)$$

όπου το  $z$  να υπολογιστεί ως:

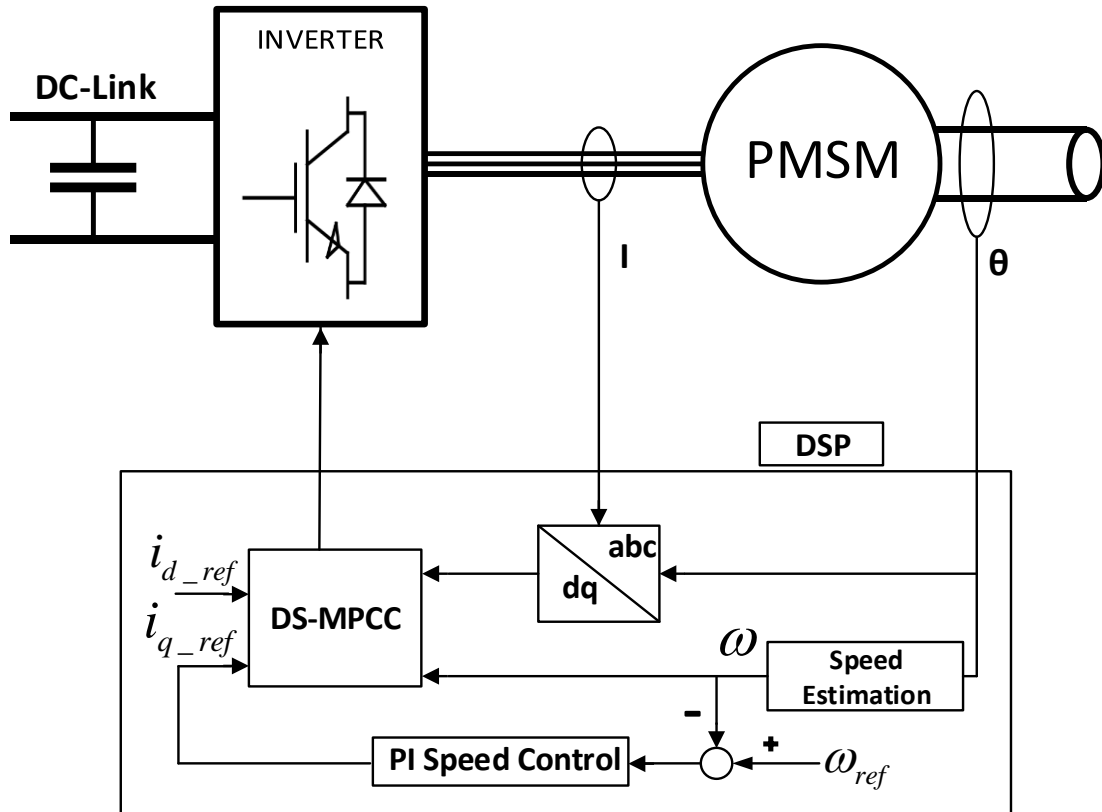
$$z = |S_a(k) - S_a(k+1)| + |S_b(k) - S_b(k+1)| + |S_c(k) - S_c(k+1)| \quad (4.11)$$

με  $S_a, S_b, S_c$  τα σήματα ελέγχου των διακοπών  $a, b, c$ , που μπορούν να έχουν τιμή 0 ή 1.

Τέλος, η συνάρτηση κόστους μπορεί να συμπεριλαμβάνει όρους που περιγράφουν διάφορους περιορισμούς του συστήματος, όπως για παράδειγμα ο περιορισμός του ρεύματος κάτω από μια μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή. Ο όρος αυτός είναι, συνήθως, της μορφής:

$$f(i_s(k+1)) = \begin{cases} \infty & \text{αν } |i_s| > i_{max} \\ 0 & \text{αν } |i_s| \leq i_{max} \end{cases} \quad (4.12)$$

#### 4.3.1 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος χρονικού ορίζοντα 1 (DS-MPCC with time horizon N=1)



Σχήμα 4.1 - Λογικό διάγραμμα ελέγχου διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται το λογικό διάγραμμα του ελέγχου της τεχνικής DS-MPCC μιας μηχανής μόνιμων μαγνητών. Ο PI ελεγκτής χρησιμοποιείται για τον εξωτερικό βρόχο ελέγχου της ταχύτητας, που παράγει το σήμα αναφοράς  $i_{q\_ref}$  από το σφάλμα μεταξύ της μετρούμενης ταχύτητας και της ταχύτητας αναφοράς. Ο προβλεπτικός έλεγχος χρησιμοποιείται για να ακολουθήσουν τα ρεύματα τις τιμές αναφοράς τους. Τα ρεύματα του στάτη και η θέση (γωνία) του δρομέα μετρούνται στην αρχή της περιόδου δειγματοληψίας. Στη συνέχεια προβλέπονται οι τιμές των ρευμάτων στην αρχή της επόμενης περιόδου δειγματοληψίας σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_d}\right) i_d(k) + \omega_e T_s i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_d(k) \quad (4.13)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_q}\right) i_q(k) - \omega_e T_s i_d(k) + \frac{T_s}{L_q} u_q(k) - \frac{\Psi_m T_s}{L_q} \omega_e \quad (4.14)$$

Τα παραπάνω υπολογίζονται για κάθε ένα από τα επτά διαφορετικά διανύσματα τάσεως εξόδου του αντιστροφέα. Το διάνυσμα τάσης που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους επιλέγεται και εφαρμόζεται κατά τη διάρκεια μιας ολόκληρης περιόδου δειγματοληψίας.

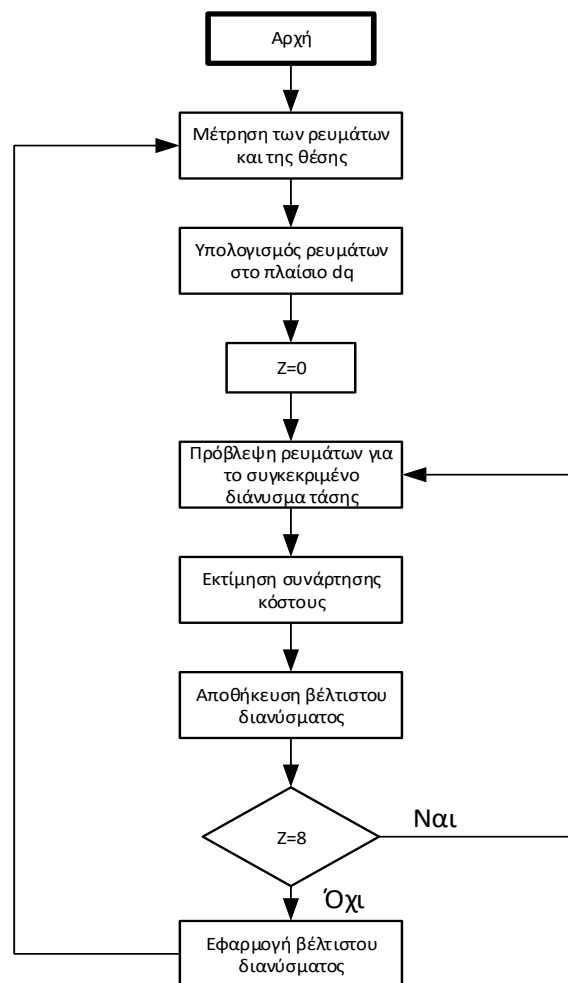
Η συνάρτηση κόστους ορίζεται ως εξής:

$$g = (i_{d_{ref}} - i_d(k+1))^2 + (i_{q_{ref}} - i_q(k+1))^2 + f(i_d(k+1), i_q(k+1)) \quad (4.15)$$

Ο πρώτος όρος αντιπροσωπεύει την ελαχιστοποίηση του σφάλματος του ρεύματος  $i_d$ , έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η μεγιστοποίηση του λόγου ροπής/ρεύματος και να ελαχιστοποιείται η άεργος ισχύς που καταναλώνει ο κινητήρας. Στη συγκεκριμένη περίπτωση το  $i_{d_{ref}}$  είναι 0, οπότε ο όρος  $(i_{d_{ref}} - i_d(k+1))^2$  θα μπορούσε να αντικατασταθεί από τον όρο  $(i_d(k+1))^2$ . Ο δεύτερος όρος χρησιμοποιείται για την παρακολούθηση του ρεύματος αναφοράς  $i_{q_{ref}}$ . Ο τρίτος όρος είναι μια συνάρτηση που χρησιμοποιείται για τον περιορισμό του πλάτους του ρεύματος του στάτη. Η συνάρτηση αυτή ορίζεται ως:

$$f(i_d(k+1), i_q(k+1)) = \begin{cases} \infty & \text{αν } \sqrt{i_d(k+1)^2 + i_q(k+1)^2} > i_{max} \\ 0 & \text{αν } \sqrt{i_d(k+1)^2 + i_q(k+1)^2} \leq i_{max} \end{cases} \quad (4.16)$$

Το παρακάτω σχήμα παρουσιάζει τον αλγόριθμο του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος:

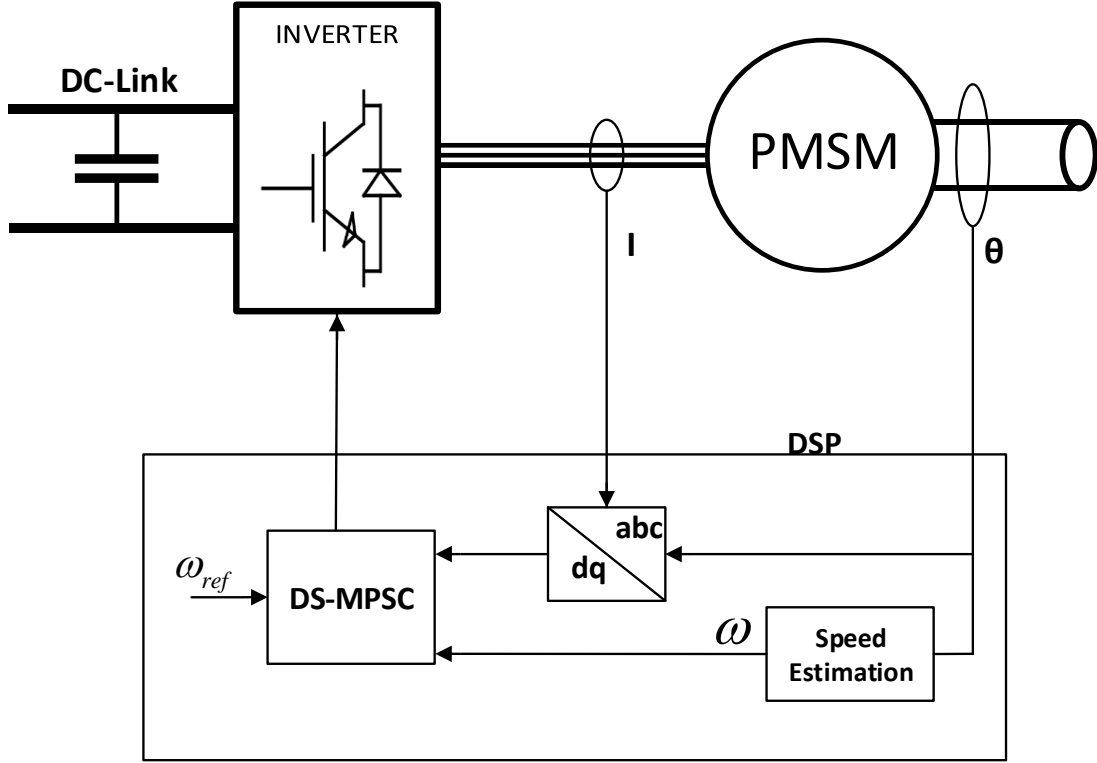


Σχήμα 4.2 Αλγόριθμος διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος



### 4.3.2 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας χρονικού ορίζοντα 1 (DS-MPSC with time horizon N=1)

Η δυνατότητα που προσφέρει ο MPC, να ελέγχει ταυτόχρονα πολλές διαφορετικές μεταβλητές με μία ενιαία συνάρτηση, καθιστά δυνατή την απ' ευθείας εφαρμογή του για τον έλεγχο της ταχύτητας ενός κινητήρα, αποφεύγοντας έτσι τη χρήση διασυνδεδεμένων βαθμίδων, γεγονός που οδηγεί σε καλύτερα δυναμικά χαρακτηριστικά.



Σχήμα 4.3 - Λογικό διάγραμμα ελέγχου διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος

Για την ανάλυση του DS-MPSC θα χρειαστούμε το διακριτό μοντέλο της μηχανής, τόσο το ηλεκτρικό όσο και το μηχανικό, όπως παρουσιάστηκε στην παράγραφο 4.2.

Το ηλεκτρικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών στο χώρο καταστάσεων είναι:

$$\begin{aligned} x_e(k+1) &= A_e x_e(k) + B_e u_e(k) + E_e \\ y_e(k) &= C_e x_e(k) \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\text{όπου } x_e = y_e = [i_d \quad i_q]^T, A_e = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L_d} & \frac{L_q T_s}{L_d} \omega_e \\ -\frac{L_d T_s}{L_q} & 1 - \frac{RT_s}{L_q} \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix}, C_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$E_e = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\Psi_m T_s}{L_q} \omega_e \end{bmatrix}, u_e = [u_d \quad u_q]^T = \frac{2}{3} V_{DC} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Ομοίως, το μηχανικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών στον χώρο καταστάσεων είναι:

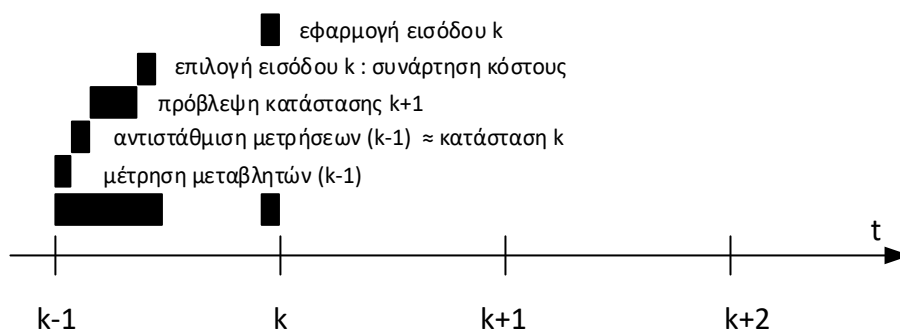
$$\begin{aligned} x_m(k+1) &= A_m x_m(k) + B_m u_m(k) + E_m w_m(k) \\ y_m(k) &= C_m x_m(k) \end{aligned} \quad (4.18)$$

όπου  $x_m = \omega_m$ ,  $u_m = T_e$ ,  $w_m = T_L$ ,  $A_m = 1 - \frac{BT_s}{J}$ ,  $B_m = \frac{PT_s}{J}$ ,  $E_m = \frac{-PT_s}{J}$  και  $C_m = 1$

Το  $u_e$  (δηλαδή τα  $u_d$ ,  $u_q$ ) είναι η είσοδος του συστήματος. Το  $u_m(k)$  (δηλαδή  $T_e$ ) είναι αποτέλεσμα της μεταβλητής κατάστασης  $x_e(k)$ . Επομένως, η τάση την περίοδο δειγματοληψίας  $k$  οδηγεί στα ρεύματα την περίοδο δειγματοληψίας  $k+1$ , τα οποία με τη σειρά τους οδηγούν στην ταχύτητα την περίοδο δειγματοληψίας  $k+2$ . Άρα, η ταχύτητα την περίοδο δειγματοληψίας  $k+1$  είναι ανεξάρτητη της τάσης εισόδου την περίοδο δειγματοληψίας  $k$ , αλλά εξαρτάται από την τάση εισόδου την περίοδο δειγματοληψίας  $k-1$ . Αυτό είναι σημαντικό γιατί στην αξιολόγηση των εισόδων πρέπει να χρησιμοποιούνται τιμές που εξαρτώνται από την ίδια είσοδο.

Επιπλέον, η εκτέλεση του αλγορίθμου του ελέγχου παίρνει κάποιο χρόνο  $T_x > 0$ . Επομένως, η πρακτική εφαρμογή βασίζεται σε μετρήσεις προηγούμενων καταστάσεων. Σε εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο υψηλών επιδόσεων, η διακύμανση των μεταβλητών ανάμεσα στη στιγμή της μέτρησης και την τιμή της πρόβλεψης πρέπει να αντισταθμίζεται.

Η διαδικασία εκτέλεσης του παραπάνω αλγορίθμου μπορεί να χωριστεί σε τέσσερα κύρια μέρη: μέτρηση, πρόβλεψη, επιλογή εισόδου και εφαρμογή. Πρώτα, μετρούνται οι απαραίτητες μεταβλητές την περίοδο  $k-1$ , αντισταθμίζονται οι καθυστερήσεις και αποκόπτονται οι διαταραχές. Μετά υπολογίζεται η κατάσταση του συστήματος την επόμενη περίοδο. Τα αποτελέσματα αξιολογούνται με μια συνάρτηση κόστους και η είσοδος με το μικρότερο κόστος εφαρμόζεται στην περίοδο  $k$ . Η εκτέλεση του DS-MPSC, σύμφωνα με το [11], φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 4.4 - Εκτέλεση του αλγορίθμου DS-MPSC

- **Μέτρηση**

1) Αντιστάθμιση καθυστερήσεων: οι μετρήσεις, από την προηγούμενη περίοδο δειγματοληψίας, υποτίθεται ότι είναι διαθέσιμες για έλεγχο. Οι μεταβλητές κατάστασης αλλάζουν λόγω του συστήματος, των εισόδων και των διαταραχών. Είναι απαραίτητη η αντιστάθμιση για να εφαρμοστεί η είσοδος στην κατάσταση για την οποία έχει υπολογιστεί. Επομένως, οι εξισώσεις του μοντέλου (4.17) και (4.18) χρησιμοποιούνται για να υπολογίσουν

τις μεταβλητές κατάστασης την περίοδο  $k$ , χρησιμοποιώντας την έξοδο, την είσοδο και τη διαταραχή (αν τη γνωρίζουμε) από την προηγούμενη περίοδο.

2) Απόρριψη διαταραχών: η είσοδος διαταραχής  $k$  είναι γενικά άγνωστη και οδηγεί σε σφάλματα στην πρόβλεψη, αν δεν αντισταθμιστεί. Στο DS-MPSC, η πιο σημαντική διαταραχή είναι η μηχανική, δηλαδή η ροπή φορτίου, της οποίας η μέτρηση πρέπει να αποφεύγεται λόγω κόστους και αξιοπιστίας.

Μια πιθανή προσέγγιση είναι να δούμε την πρόβλεψη σαν μια διαδικασία εκτίμησης, που διορθώνεται με τις μετρήσεις. Η μέθοδος, που χρησιμοποιήθηκε, βασίζεται στις αρχές των παρατηρητών κατάστασης και παρουσιάζεται παρακάτω:

Ο παρατηρητής

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1) &= A\hat{x}(k) + Bu(k) + L_P U_P(k) + L_I U_I(k) \\ U_I(k+1) &= U_I(k) + T_S U_P(k) \\ \hat{y}(k) &= C\hat{x}(k)\end{aligned}$$

όπου  $U_P(k) = (y(k) - \hat{y}(k)) = C(x(k) - \hat{x}(k))$  είναι το αναλογικό σφάλμα,  $U_I$  είναι το ολοκληρωτικό σφάλμα,  $\hat{x}(k+1)$  είναι η εκτίμηση του διανύσματος κατάστασης για την περίοδο δειγματοληψίας  $k+1$ ,  $\hat{x}(k)$  είναι η εκτίμηση του διανύσματος κατάστασης για την περίοδο δειγματοληψίας  $k$  και  $L_P, L_I \in R^{n \times q}$  είναι τα αντίστοιχα κέρδη, τοποθετείται παράλληλα στο σύστημα

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + Ew(k) \\ y(k) &= Cx(k)\end{aligned}$$

τόσο στο ηλεκτρικό όσο και στο μηχανικό μέρος.

Χρησιμοποιώντας αυτή την προσέγγιση, η επίδραση των διαταραχών αντισταθμίζεται μέσω ολοκλήρωσης. Η δυναμική της αντιστάθμισης μπορεί να προσαρμοστεί ανάλογα με τα κέρδη  $L_P$  και  $L_I$ . Αυτή η προσέγγιση συμβάλλει επίσης και στην αποκοπή θορύβου των μετρήσεων.

- **Πρόβλεψη**

Οι πιθανές εισόδους του συστήματος είναι πεπερασμένες και στη συγκεκριμένη περίπτωση, με αντιστροφή πηγής τάσης 2 επιπέδων, είναι οχτώ. Οι ηλεκτρικές μεταβλητές κατάστασης την περίοδο  $k+1$  ( $x_e(k+1)$ ) και οι μηχανικές την περίοδο  $k+2$  ( $x_m(k+2)$ ) εξαρτώνται από τις προηγούμενες τιμές τους και από τις εισόδους την περίοδο  $K$ . Άρα, είναι πεπερασμένες και υπολογίζονται σε αυτό το στάδιο εκτέλεσης.

- **Επιλογή εισόδου**

Οι πιθανές εισόδους αξιολογούνται χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση κόστους. Η είσοδος με το ελάχιστο κόστος επιλέγεται να εφαρμοστεί.

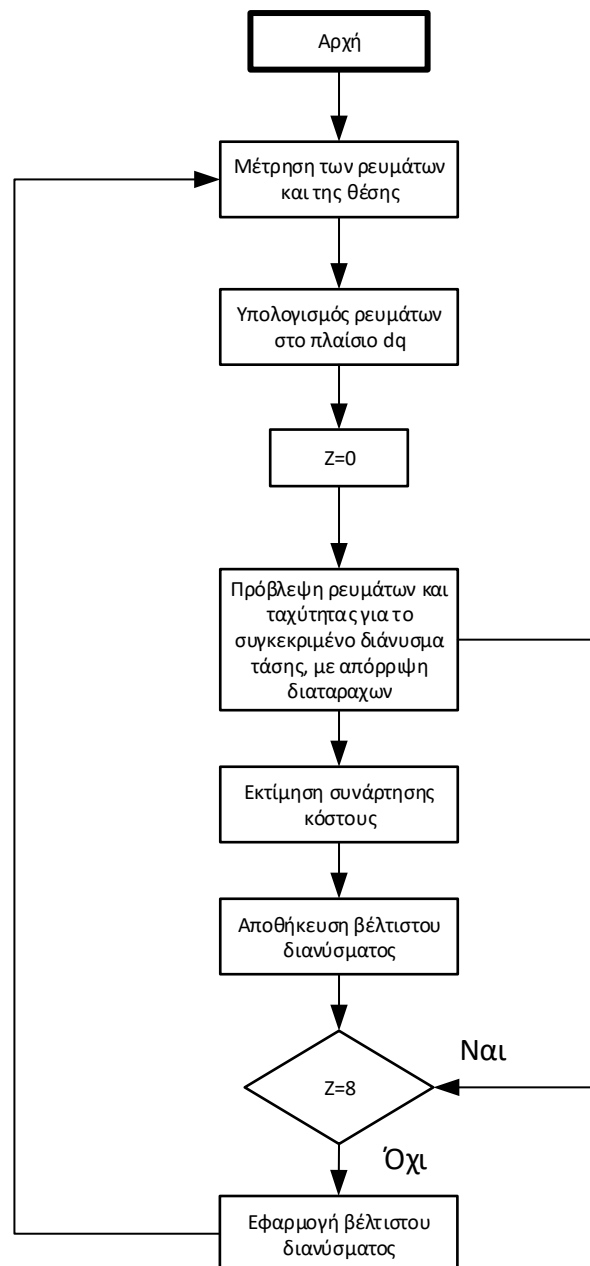
Ο κύριος στόχος της συνάρτησης κόστους είναι η ελαχιστοποίηση του σφάλματος της ταχύτητας, οπότε ο όρος  $(\omega(k) - \omega_{ref}(k))^2$  είναι ο κυρίαρχος όρος στη συνάρτηση. Όταν το σφάλμα ταχύτητας μειωθεί και πλησιάζει προς τη μόνιμη κατάσταση, ο έλεγχος εστιάζει και στο δευτερεύον στόχο, που είναι ο μέγιστος λόγος ροπής/ρεύματος, οπότε ο όρος  $(i_d(k))^2$  εισάγεται πολλαπλασιασμένος με ένα μικρότερο βάρος. Τελικά, εισάγεται ο όρος  $f(i_d(k+1), i_q(k+1))$  που τιμωρεί τις εισόδους που προκαλούν ρεύμα πάνω από μια μέγιστη επιτρεπτή τιμή.

$$f(i_d(k+1), i_q(k+1)) = \begin{cases} \infty & \text{αν } \sqrt{i_d(k+1)^2 + i_q(k+1)^2} > i_{max} \\ 0 & \text{αν } \sqrt{i_d(k+1)^2 + i_q(k+1)^2} \leq i_{max} \end{cases} \quad (4.19)$$

Επομένως, η συνάρτηση κόστους έχει τη μορφή:

$$g = \lambda_1(\omega(k) - \omega_{ref}(k))^2 + \lambda_2(i_d(k))^2 + f(i_d(k+1), i_q(k+1)) \quad (4.20)$$

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται ο αλγόριθμος του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ταχύτητας:



Σχήμα 4.5 - Αλγόριθμος διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ταχύτητα

### 5. Μέτρηση ταχύτητας και εξάλειψη σφαλμάτων

Για τον έλεγχο των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών, είναι απαραίτητη η χρήση σημάτων ανάδρασης της θέσης και της ταχύτητας του δρομέα. Στα παραδοσιακά συστήματα μέτρησης της θέσης, το σήμα της θέσης λαμβάνεται από ένα οπτικό κωδικοποιητή θέσης. Στο διανυσματικό έλεγχο των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών, ο μετασχηματισμός συντεταγμένων είναι απαραίτητος, ώστε οι μεταβλητές από το τριφασικό σύστημα συντεταγμένων  $abc$  να μετασχηματιστούν στο σύγχρονο πλαίσιο μεταφοράς  $dq$ . Οπότε είναι αναγκαία η χρήση ενός οπτικού κωδικοποιητή θέσης που θα επιτρέπει στη μηχανή να ξεκινά κανονικά και με γρήγορο τρόπο.

Λόγω του θορύβου κβαντοποίησης, της μη ιδανικής κατασκευής και άλλων λόγων, η μέτρηση της θέσης του δρομέα από τον οπτικό κωδικοποιητή θέσης, περιέχει αρκετό θόρυβο, προκαλώντας έτσι πολλά σφάλματα στον υπολογισμό της ταχύτητας. Όλοι οι παραδοσιακοί τρόποι υπολογισμού της μέσης ταχύτητας βασίζονται σε κάποιο αλγόριθμο παραγωγής του σήματος της θέσης, αυξάνοντας έτσι τη χρονική καθυστέρηση και το σφάλμα της ταχύτητας. Αυτός ο θόρυβος στο σήμα της ταχύτητας, επηρεάζει αρνητικά τις επιδόσεις τόσο στη μόνιμη όσο και στη μεταβατική κατάσταση και μπορεί να προκαλέσει μέχρι και προβλήματα ευστάθειας του συστήματος της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών. Πολλές φορές χρησιμοποιούνται βαθυπερατά φίλτρα για τον περιορισμό του θορύβου της ταχύτητας, όμως δεν μπορούν να μειώσουν τη χρονική καθυστέρηση.

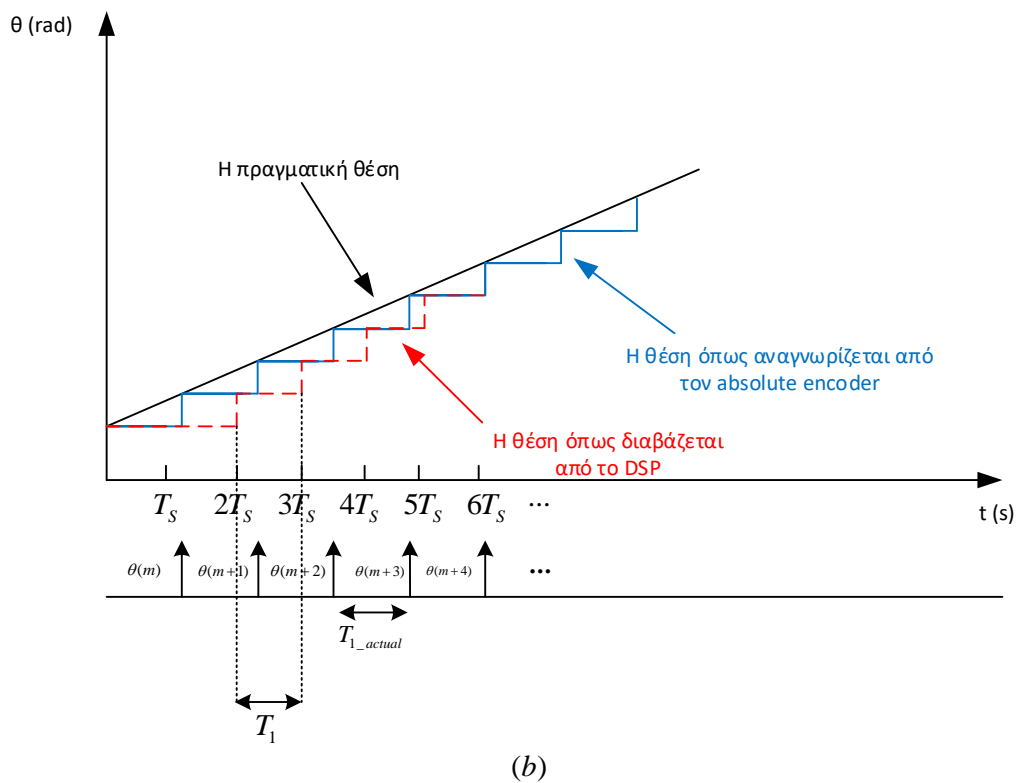
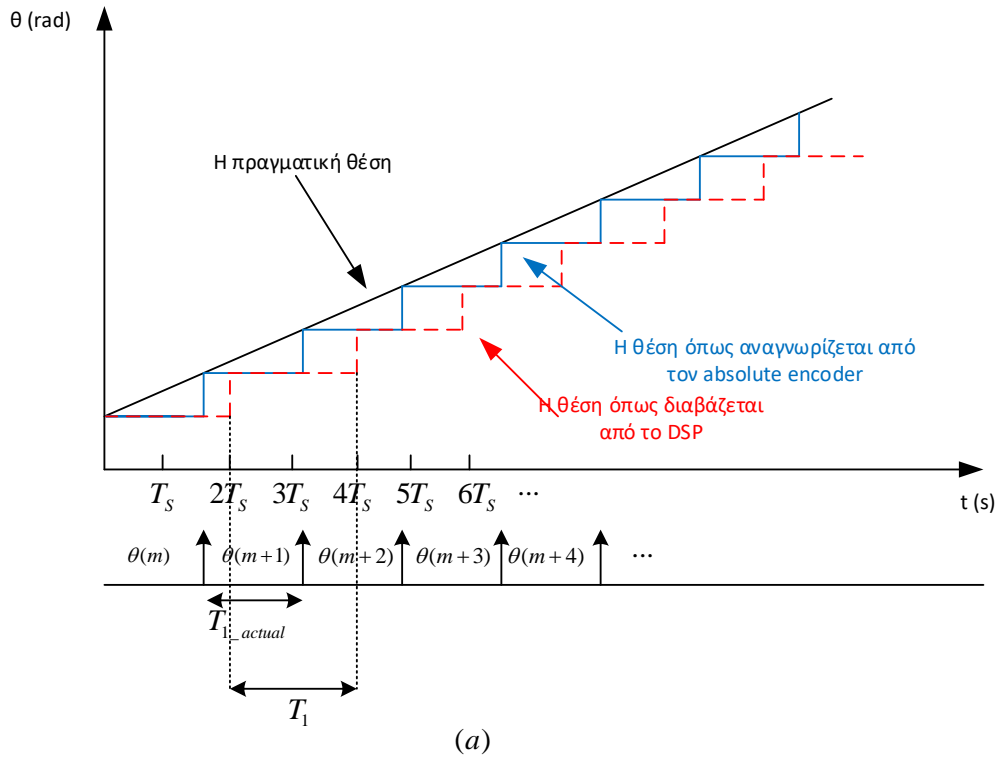
Ένας οπτικός κωδικοποιητής θέσης υψηλής ακρίβειας μπορεί να βελτιώσει την ακρίβεια των μεθόδων μέτρησης της ταχύτητας, όμως το κόστος του είναι σχετικά ψηλό. Για να αποφευχθούν τα προβλήματα των παραδοσιακών μεθόδων μέτρησης της ταχύτητας, έχουν προταθεί πολλοί τρόποι εκτίμησης της ταχύτητας, όπως μη-γραμμικοί παρατηρητές, παρατηρητές Luenberger, αριθμητική ολοκλήρωση, κ.λπ.

Δεδομένου του ότι το σφάλμα στη μέτρηση της θέσης από τον οπτικό κωδικοποιητή θέσης μπορεί να θεωρηθεί ως λευκός θόρυβος (Gaussian white noise), η καλύτερη εκτίμηση μπορεί να ληφθεί με τη χρήση ενός φίλτρου Kalman, από μια σειρά σημάτων θέσης με θόρυβο. Για να γίνουν σωστές οι εκτιμήσεις, αναπτύχθηκε ένας αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman (Self-Adaption Kalman Observer, SAKO), που αναλύεται σε παρακάτω κεφάλαιο και παρατηρεί με ακρίβεια τη θέση και την ταχύτητα. Αναλύοντας το σφάλμα κβαντοποίησης του οπτικού κωδικοποιητή θέσης, ο θόρυβος μέτρησης του συστήματος υπολογίζεται βασισμένος στη μεταβολή της θέσης του δρομέα. Ένας στιγμιαίος παρατηρητής ταχύτητας και ο παρατηρητής Kalman συνδυάζονται για να μειώσουν την επιρροή του μετρούμενου σφάλματος στην παρατηρούμενη ταχύτητα, όταν ο χρόνος δειγματοληψίας δε συμπίπτει με τον χρόνο ανανέωσης της μέτρησης της θέσης.

#### 5.1 Ανάλυση σφάλματος θέσης του οπτικού κωδικοποιητή θέσης

Ο δίσκος ενός  $n$ -bit οπτικού κωδικοποιητή θέσης είναι καλυμμένος με  $n$  κύκλους ομοιόμορφα κατανεμημένων αυλακώσεων, που είτε μεταδίδουν το φως είτε όχι. Οι τιμές των γειτονικών αυλακώσεων είναι κανονισμένες έτσι ώστε σε κάθε θέση να αντιστοιχεί ένας δυαδικός κώδικας που κυμαίνεται από 0 έως  $2^n - 1$ . Η ανάλυση ενός  $n$ -bit οπτικού κωδικοποιητή θέσης είναι  $1/2^n$ . Έτσι τα  $2\pi$  rad της περιφέρειας του κύκλου χωρίζονται σε μια σειρά σημάτων θέσης, το κενό μεταξύ των οποίων είναι  $2\pi/2^n$  rad.

Στα παρακάτω σχήματα, παρουσιάζονται το σήμα της πραγματικής θέσης του δρομέα, το σήμα της θέσης που αναγνωρίζεται από τον οπτικό κωδικοποιητή θέσης και το σήμα της θέσης που εξάγεται από τον οπτικό κωδικοποιητή θέσης και τελικά διαβάζεται από τον DSP, τόσο για χαμηλή όσο και για υψηλή ταχύτητα. Για ευκολία της ανάλυσης η ταχύτητα θεωρείται σταθερή και μεγαλύτερη από μηδέν, χωρίς βλάβη της γενικότητας.



Σχήμα 5.1 - Καμπύλες των σημάτων θέσης του δρομέα (a) ο κινητήρας έχει χαμηλή ταχύτητα  $T_{1\_actual} > T_s, T_1 > T_s$  και (b) όταν ο κινητήρας έχει υψηλή ταχύτητα  $T_{1\_actual} < T_s, T_1 = T_s$ .

Όπως φαίνεται στα παραπάνω σχήματα, ο οπτικός κωδικοποιητής θέσης λαμβάνει διακριτό σήμα θέσης, όπου η μεταβολή της θέσης του δρομέα είναι ίση με το σφάλμα κβαντοποίησης  $\Delta = 2\pi/2^n$  rad. Η νέα θέση διαβάζεται από το DSP, όταν έρθει το επόμενο σήμα δειγματοληψίας, κάτι που προκαλεί σφάλμα μέτρησης ανάμεσα στην πραγματική θέση και σε αυτή που διαβάζεται από το DSP. Το μέγιστο σφάλμα μέτρησης παρατηρείται όταν η δειγματοληψία γίνει ακριβώς πριν ο οπτικός κωδικοποιητής θέσης αναγνωρίσει μια νέα θέση και ισούται με το σφάλμα κβαντοποίησης  $\Delta = 2\pi/2^n$  rad, ενώ το ελάχιστο σφάλμα παρατηρείται όταν η δειγματοληψία συμπίπτει με τη στιγμή που ο οπτικός κωδικοποιητής θέσης αναγνωρίσει μια νέα θέση και η τιμή του είναι μηδέν.

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, όταν ο κινητήρας έχει χαμηλή ταχύτητα, η θέση του δρομέα αλλάζει αργά και το χρονικό διάστημα μεταξύ δύο διαδοχικών ανανεώσεων της θέσης, όπως αναγνωρίζονται από τον οπτικό κωδικοποιητή θέσης,  $T_{1\_actual}$ , γίνεται μεγαλύτερο από τον χρόνο δειγματοληψίας  $T_s$ . Σε αυτήν την περίπτωση, το χρονικό διάστημα μεταξύ δύο συνεχόμενων ανανεώσεων της θέσης, όπως διαβάζεται από το DSP  $T_1$ , είναι μεγαλύτερο από το  $T_s$ . Όταν ο κινητήρας έχει υψηλή ταχύτητα και η θέση του δρομέα μεταβάλλεται γρήγορα  $T_{1\_actual} < T_s$  και  $T_1 = T_s$ .

## 5.2 Παραδοσιακές τεχνικές υπολογισμού της ταχύτητας

- Μέθοδος Euler (Euler Method, EM)

Η μέθοδος Euler βασίζεται στον αλγόριθμο του Euler και υπολογίζει τη μέση ταχύτητα, χρησιμοποιώντας τη μεταβολή της θέσης και την περίοδο μέτρησης σύμφωνα με τη σχέση:

$$\omega(m) = \frac{\theta(m) - \theta(m-1)}{T_m} \quad (5.1)$$

όπου,  $T_m$  είναι το χρονικό διάστημα από τη  $(m-1)$  ως την  $m$  μεταβολή της θέσης  $T_m = T_1$ . Το σφάλμα είναι :

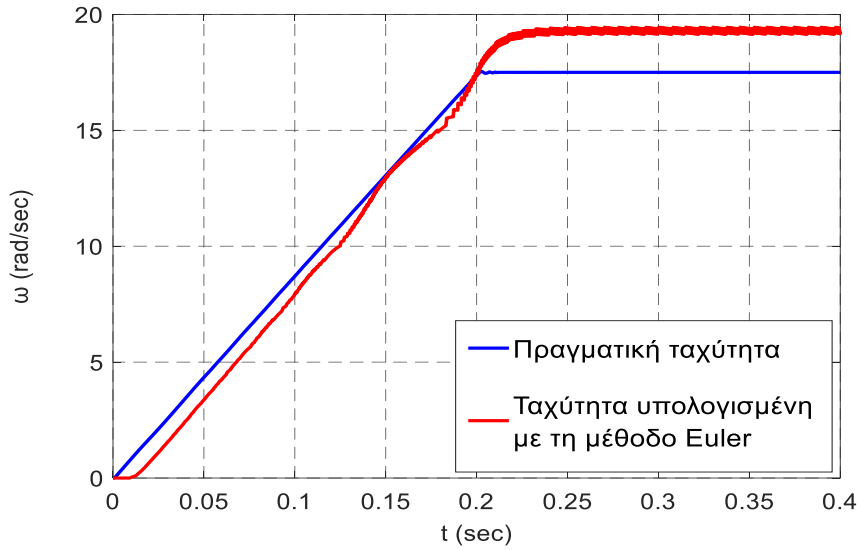
$$err_{EM}(m) = \frac{\Delta\theta(m) - \Delta\theta(m-1)}{T_m} \quad (5.2)$$

Το σφάλμα μέτρησης είναι στοχαστικό μέγεθος και δεν έχει σχέση με το  $T_s$  κι έτσι μπορεί να θεωρηθεί ως μια ομοιόμορφη κατανομή στο διάστημα  $(0, \Delta)$ . Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του είναι αντιστρόφως ανάλογη αυτού του διαστήματος. Για να συγκριθούν τα σφάλματα διάφορων μεθόδων υπολογισμού της ταχύτητας, το χρονικό διάστημα μεταξύ δύο συνεχόμενων μεταβολών της θέσης, που διαβάζεται από DSP  $T_1$  θεωρείται σταθερό. Το διάστημα, το αναμενόμενο σφάλμα και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του  $err_{EM}(m)$  φαίνονται παρακάτω:

$$\begin{cases} err_{EM}(m) \in \left[-\frac{\Delta}{T_1}, \frac{\Delta}{T_1}\right] \\ E[err_{EM}] = 0 \\ f(err_{EM}) = \frac{T_1}{2\Delta} \end{cases} \quad (5.3)$$

Η διακύμανση του σφάλματος  $err_{EM}(m)$  είναι:

$$R_{EM} = E \left[ \left( err_{EM} - E[err_{EM}] \right) \cdot \left( err_{EM} - E[err_{EM}] \right)^T \right] = \frac{\Delta^2}{3T_1^2} \quad (5.4)$$



Σχήμα 5.2 - Υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο Euler

- Μέθοδος μεταβλητής περιόδου (Period-varying method, PVM)

Για να μειωθεί το σφάλμα της ταχύτητας στη μέθοδο Euler, η διαφορά ανάμεσα στην πρώτη και στην τελευταία θέση, και τα χρονικά διαστήματα πολλών περιόδων μέτρησης χρησιμοποιούνται για υπολογισμό της ταχύτητας. Με άλλα λόγια, το σφάλμα μέτρησης μειώνεται με την αύξηση των περιόδων μέτρησης. Η μέθοδος αυτή ονομάζεται μέθοδος μεταβλητής περιόδου και η ταχύτητα υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση:

$$\omega(m) = \frac{\sum_{h=j+1}^m \theta(h) - \theta(h-1)}{\sum_{h=j+1}^m T_h} = \frac{\theta(m) - \theta(j)}{\sum_{h=j+1}^m T_h} \quad (5.5)$$

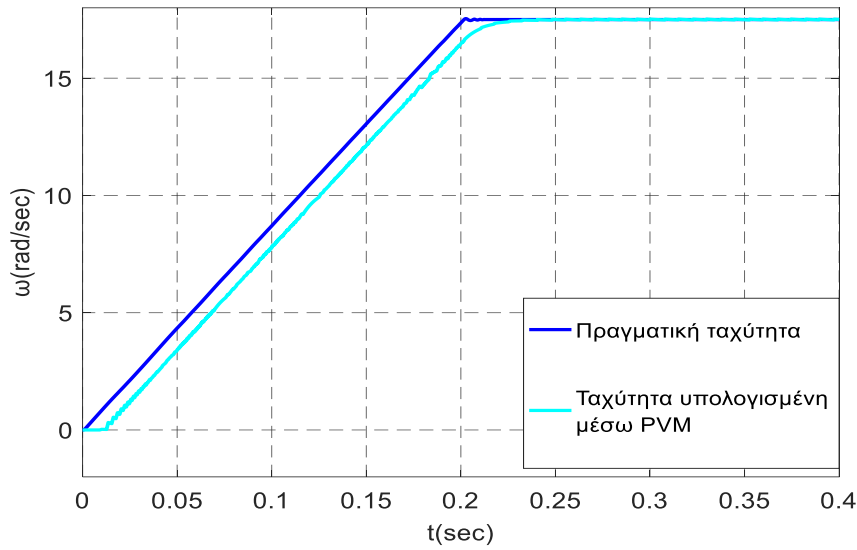
Όπου το  $j$  αναφέρεται στη  $j$ -οστή μεταβολή της θέσης που διαβάζεται από το DSP και η τιμή του είναι θετική, ακέραια και μικρότερη από την τιμή του  $m$ . Η τιμή  $m-j$  επιλέγεται ανάλογα με την ταχύτητα, μικρότερη για χαμηλές ταχύτητες και μεγαλύτερη για υψηλές. Το  $T_h$  είναι το χρονικό διάστημα από την  $(h-1)$ -οστή ως την  $h$ -οστή μεταβολή της θέσης του δρομέα.

Επομένως, το διάστημα και η διακύμανση του σφάλματος είναι:

$$\left\{ \begin{array}{l} err_{PVM}(m) \in \left[ -\frac{\Delta}{(m-j)T_1}, \frac{\Delta}{(m-j)T_1} \right] \\ R_{PVM} = \frac{\Delta^2}{3[(m-j)T_1]^2} \end{array} \right. \quad (5.6)$$

Κρίνοντας από τις παραπάνω σχέσεις, αυτή η μέθοδος βελτιώνει την ακρίβεια της ταχύτητας αλλά προκαλεί μεγαλύτερη χρονική καθυστέρηση.





Σχήμα 5.3 – Υπολογισμός ταχύτητας με PVM

- Μέθοδος επικάλυψης περιόδων (Period-Overlapping Method, POM)

Για να μειωθεί η χρονική καθυστέρηση της PVM, η ταχύτητα μπορεί να υπολογιστεί ως ο μέσος όρος των ταχυτήτων που υπολογίστηκαν από την PVM σε αυτή και σε κάποιες προηγούμενες περιόδους. Αυτή η μέθοδος ονομάζεται μέθοδος επικάλυψης περιόδων. Ο υπολογισμός γίνεται σύμφωνα με τη σχέση:

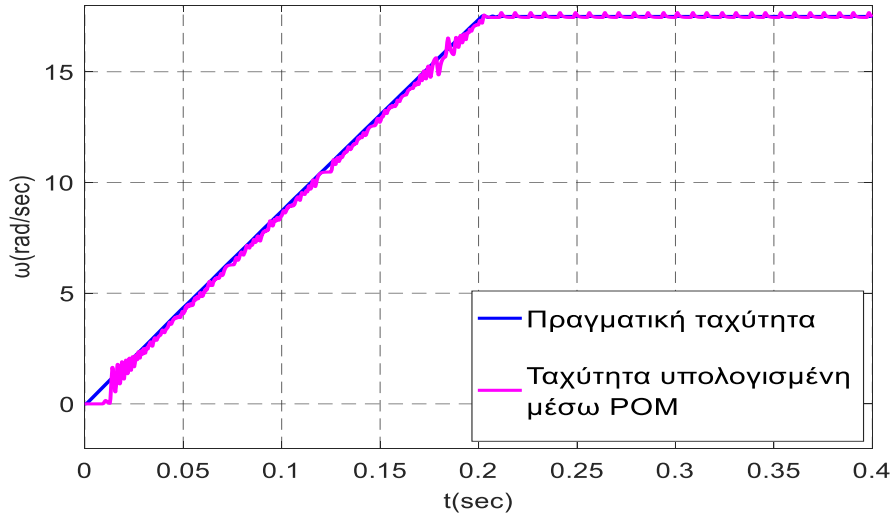
$$\omega(m) = \frac{1}{u} \sum_{z=0}^{u-1} \left( \frac{\theta(m-z) - \theta(j-z)}{\sum_{h=j-z+1}^{m-z} T_h} \right) \quad (5.7)$$

όπου  $j$  είναι ένας θετικός μικρότερος του  $m$  και  $u$  είναι ένας θετικός αριθμός μικρότερος του  $m-j+1$ .

Το διάστημα και η διακύμανση του σφάλματος είναι:

$$\begin{cases} err_{POM}(m) \in \left[ -\frac{\Delta}{(m-j)T_1}, \frac{\Delta}{(m-j)T_1} \right] \\ R_{POM} = \frac{\Delta^2}{3u[(m-j)T_1]^2} \end{cases} \quad (5.8)$$

Μπορούμε να επιτύχουμε ένα συμβιβασμό ανάμεσα στην ακρίβεια της ταχύτητας και χρονικής καθυστέρησης, με την κατάλληλη επιλογή των παραμέτρων της POM.



Σχήμα 5.4 – Υπολογισμός της ταχύτητας με POM

### 5.3 Αυτοπροσαρμοζόμενος Παρατηρητής Kalman (Self-adaption Kalman Observer, SAKO)

Οι εξισώσεις κίνησης της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών στον χώρο καταστάσεων, φαίνονται παρακάτω:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_T}{J} \\ 0 \end{bmatrix} i_q \quad (5.9)$$

όπου  $\omega$  είναι η μηχανική ταχύτητα περιστροφής,  $i_q$  το ρεύμα q άξονα,  $J$  η αδράνεια,  $B$  ο συντελεστής ροπής και  $T_L$  η ροπή φορτίου που θεωρείται σταθερή και ίση με μηδέν σε μια περίοδο.

Διακριτοποιώντας την (5.9), ο παρατηρητής Kalman μπορεί να σχεδιαστεί, σύμφωνα με το [15], ως εξής:

$$\begin{cases} x(k+1) = A x(k) + B u(k) + w(k) \\ y(k) = C x(k) + r(k) \end{cases} \quad (5.10)$$

όπου  $k$  είναι ο αριθμός δειγματοληψίας,  $x = [\theta \quad \omega \quad T_L]^T$  είναι οι μεταβλητές κατάστασης,  $u = [i_q]$  είναι το σήμα ελέγχου,  $y = [\theta]$  είναι το παρατηρούμενο σήμα,  $w$  είναι ο θόρυβος του συστήματος που αντιπροσωπεύει την επίδραση των σφαλμάτων στις παραμέτρους του συστήματος,  $r$  είναι ο θόρυβος μέτρησης που αντιπροσωπεύει σφάλματα μέτρησης και άλλους θορύβους κατά τη διαδικασία της μέτρησης.

Οι συντελεστές είναι:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T_S & 0 \\ 0 & 1 - \frac{B}{J} T_S & -\frac{T_S}{J} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_S K_T}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0 \quad 0]$$

$w(k)$  και  $r(k)$  είναι πανομοιότυπα κατανομημένοι λευκοί θόρυβοι (Gaussian white noise), που έχουν μέση τιμή μηδέν και είναι ανεξάρτητες. Για τις συνδιακυμάνσεις τους ισχύουν:

$$\begin{cases} Q = \text{cov}(w) = E[ww^T] \\ R = \text{cov}(r) = E[rr^T] \end{cases} \quad (5.11)$$

όπου  $Q$  και  $R$  είναι διαγώνιοι πίνακες, και  $r$  και  $R=[R(k)]$  είναι πρώτης τάξεως πίνακες, αφού το  $\theta$  είναι το μόνο παρατηρούμενο σήμα.

Ο αναδρομικός υπολογισμός του παρατηρητή Kalman φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{cases} x(k|k) = x(k|k-1) + K(k) \text{err}(k) \\ P(k|k) = (I - K(k)C)P(k|k-1) \end{cases} \quad (5.12)$$

όπου όλες οι μεταβλητές κατάστασης είναι για τη δειγματοληψία  $k$ ,  $x(k|k)$  και  $P(k|k)$  είναι η εκτίμηση της κατάστασης και η συνδιακύμανση του σφάλματος μετά την ανανέωση της μέτρησης,  $x(k|k-1)$  και  $P(k|k-1)$  είναι η εκτίμηση της κατάστασης και η συνδιακύμανση του σφάλματος πριν την ανανέωση της μέτρησης,  $I$  είναι ο μοναδιαίος πίνακας  $K(k)$  και  $\text{err}(k)$  είναι ο πίνακας κερδών και το σφάλμα του παρατηρούμενου σήματος. Οι τιμές τους ανανεώνονται όπως φαίνεται στη συνέχεια:

$$\begin{cases} x(k|k-1) = Ax(k-1|k-1) + Bu(k) \\ P(k|k-1) = AP(k-1|k-1)A^T + Q^T \\ K(k) = P(k|k-1)C^T(CP(k|k-1)C^T + R(k))^{-1} \\ y(k|k-1) = Cx(k|k-1) \\ \text{err}(k) = y(k) - y(k|k-1) \end{cases} \quad (5.13)$$

όπου  $y = (k|k-1)$  είναι η εκτιμώμενη τιμή του παρατηρούμενου σήματος την περίοδο  $k$ .

Τόσο η περιορισμένη ακρίβεια των μαθηματικών όσο και τα σφάλματα του μοντέλου μπορεί να οδηγήσουν σε αποκλίσεις του παρατηρητή Kalman στην πράξη. Επομένως, για να βελτιωθεί η ακρίβεια της εκτίμησης των καταστάσεων απαιτείται κατάλληλος υπολογισμός των θορύβων του συστήματος  $Q(k)$  και του θορύβου μέτρησης  $R(k)$ .

Κρίνοντας από τις παραπάνω αναδρομικές σχέσεις, τόσο το  $Q(k)$  όσο και το  $R(k)$  επηρεάζουν το  $K(k)$  και, κατά συνέπεια, επηρεάζουν τη διόρθωση των  $\text{err}(k)$  και  $x(k|k-1)$  στο  $x(k|k)$ . Στον παραδοσιακό παρατηρητή Kalman, τα  $Q(k)$  και  $R(k)$  επιλέγονται μέσω δοκιμών. Το  $K(k)$  συγκλίνει σε έναν σταθερό πίνακα όταν το σύστημα γίνεται σταθερό, που σημαίνει ότι το  $\text{err}(k)$  διορθώνει το  $x(k|k-1)$  σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας. Όταν η ταχύτητα ή η ροπή αλλάζουν απότομα το  $K(k)$  παραμένει σταθερό. Σε αυτήν την περίπτωση, ο παρατηρητής Kalman δεν μπορεί να προσαρμόσει τις παραμέτρους του και ως αποτέλεσμα αποτυγχάνει να εκτιμήσει τέλεια την ταχύτητα. Για να ξεπεραστούν τα προβλήματα του παρατηρητή Kalman, ο θόρυβος της μέτρησης υπολογίζεται σε πραγματικό χρόνο αναλύοντας τη θέση που διαβάζει το DSP και, έτσι, κατασκευάζεται ο αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman θορύβου μέτρησης, όπως παρουσιάζεται παρακάτω.

#### Ανανέωση του θορύβου μέτρησης σε πραγματικό χρόνο

Στις χαμηλές ταχύτητες, το DSP μπορεί να μην διαβάζει μια νέα θέση σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας και  $T_1 > T_s$ . Όταν το DSP δε διαβάζει μια καινούρια θέση, η θέση που

διαβάστηκε από το DSP, σε αυτή την περίοδο δειγματοληψίας, έχει πολύ μεγάλο σφάλμα σε σχέση με την πραγματική θέση, που σημαίνει ότι η θέση που διαβάστηκε από το DSP είναι αναξιόπιστη και πρέπει να αγνοηθεί. Υπάρχουν δύο μέθοδοι για να αγνοηθεί η μέτρηση της θέσης  $\theta(k)$  σε αυτήν την περίπτωση. Η μια μέθοδος υποθέτει ότι το μοντέλο του συστήματος είναι πολύ ακριβές, δηλαδή  $Q(k) = 0$  και η άλλη υποθέτει ότι η μετρούμενη τιμή είναι αναξιόπιστη, δηλαδή το  $R(k)$  είναι σχετικά μεγάλο. Σε ένα σταθερό σύστημα, ο θόρυβος του συστήματος είναι σταθερός, επομένως η μέτρηση πρέπει να αγνοηθεί. Έτσι, ο θόρυβος της μέτρησης  $R(k)$  τίθεται ίσος με μια πολύ μεγάλη σταθερά  $R_w$ , που κάνει το  $K(k)$  πολύ μικρό, σχεδόν μηδέν. Σύμφωνα με την πρώτη εξίσωση (5.12), σε αυτήν την περίοδο δειγματοληψίας το  $x(k|k)$  τείνει στο  $x(k|k-1)$  και αγνοεί το  $y(k)$ . Με άλλα λόγια, η θέση που διαβάζεται από το DSP δεν χρησιμοποιείται για τη διόρθωση της εκτιμούμενης θέσης και ο αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman χρησιμοποιείται σαν εκτιμητής της θέσης και της ταχύτητας.

Όταν το DSP διαβάζει μια καινούρια θέση σε αυτήν την περίοδο δειγματοληψίας, που σημαίνει ότι η θέση που διαβάστηκε είναι αξιόπιστη και η τιμή της πρέπει να αξιοποιηθεί στη διαμόρφωση των καταστάσεων, ο θόρυβος της μέτρησης θεωρείται ως γκαουσιανός λευκός θόρυβος (Gaussian white noise). Επομένως, υπάρχει ένα μικρό σφάλμα, του οποίου η μέγιστη τιμή είναι  $e_{max} = \min\{\omega T_s, \Delta\}$ , ανάμεσα στη θέση που διαβάστηκε από το DSP και την πραγματική θέση. Αφού το σφάλμα μέτρησης είναι μια στοχαστική μεταβλητή που δεν έχει σχέση με το  $T_s$ , μπορεί να θεωρηθεί ως μια ομοιόμορφη κατανομή πιθανότητας στο διάστημα 0 έως  $e_{max}$  και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της είναι αντιστρόφως ανάλογη του διαστήματος. Το διάστημα, το αναμενόμενο σφάλμα και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας φαίνονται παρακάτω:

$$\begin{cases} e \in [0, \min\{\omega T_s, \Delta\}] \\ E[e(t)] = \frac{\min\{\omega T_s, \Delta\}}{2} \\ f(e, t) = \frac{1}{\min\{\omega T_s, \Delta\}} \end{cases} \quad (5.14)$$

όπου  $e(t)$  είναι το σφάλμα μέτρησης,  $E[e(t)]$  είναι το αναμενόμενο σφάλμα και  $f(e, t)$  είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σφάλματος.

Σύμφωνα με τη [15], όταν το DSP έχει διαβάσει μια νέα θέση σε αυτήν την περίοδο δειγματοληψίας, ο θόρυβος μέτρησης υπολογίζεται ως:

$$R_t = \min\left\{\frac{(\omega T_s)^2}{12}, \frac{\Delta^2}{12}\right\}$$

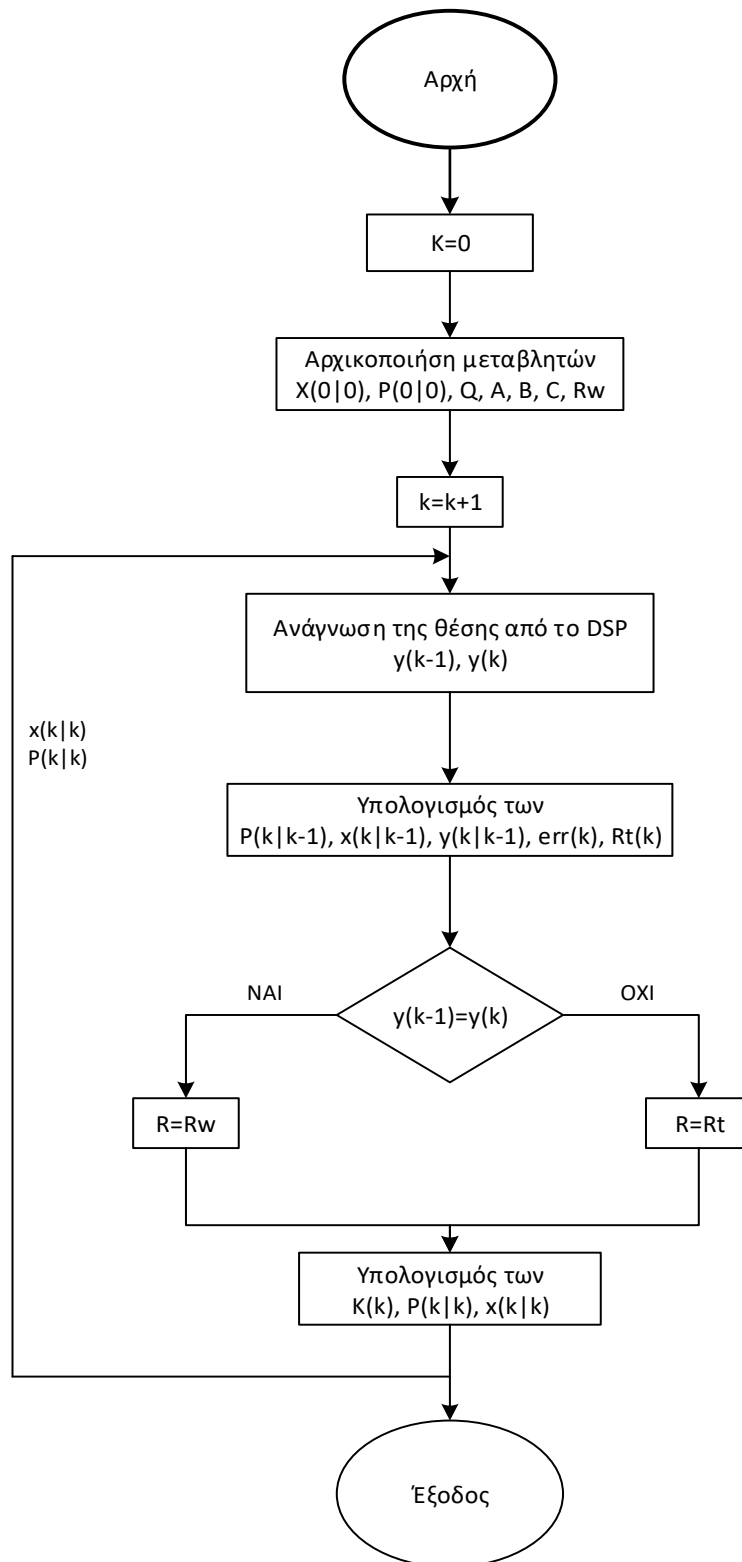
Στη διακριτή της μορφή η παραπάνω εξίσωση γράφεται:

$$R_t = \min\left\{\frac{(\omega(k|k-1)T_s)^2}{12}, \frac{\Delta^2}{12}\right\} \quad (5.15)$$

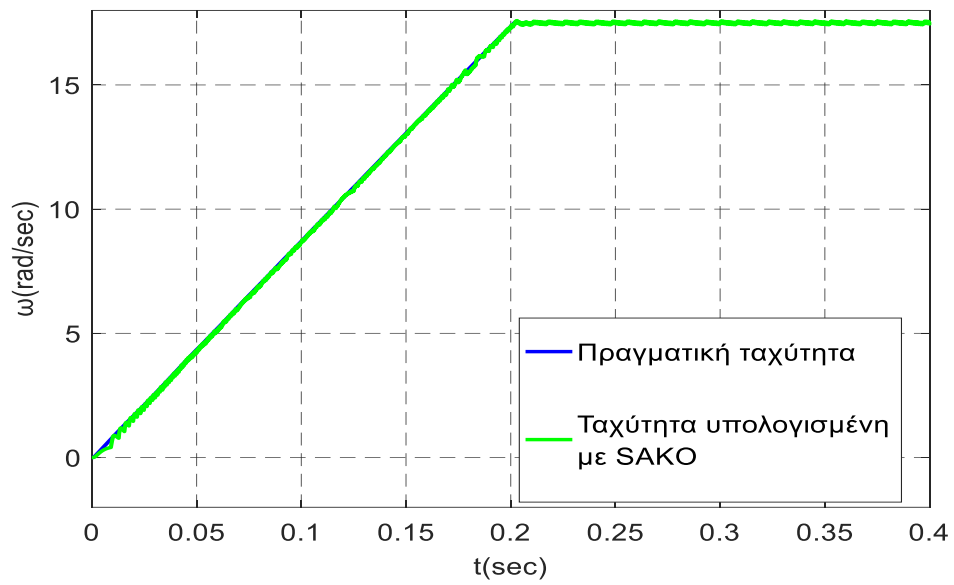
Επομένως, το  $R_t$ , όπως υπολογίζεται από την (5.15), αντιπροσωπεύει το θόρυβο μέτρησης ανάμεσα στη θέση που διαβάζει το DSP και την πραγματική θέση, με ακρίβεια, όταν το DSP διαβάζει μια νέα θέση σε διαφορετικές ταχύτητες. Το κέρδος  $K$ , υπολογισμένο από το  $R_t$ , μπορεί να χρησιμοποιήσει το  $err(k)$  για να διορθώσει το  $x(k|k-1)$  και να λάβουμε ένα ακριβές  $x(k|k)$ .

Ο αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman εκτιμά τις μεταβλητές κατάστασης σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας αλλά τις διορθώνει μόνο όταν το DSP διαβάζει μια νέα θέση. Επομένως, η περίοδος εκτίμησης του παρατηρητή είναι  $T_s$  και η περίοδος διόρθωσης σφάλματος είναι ίση με  $T_1$ .

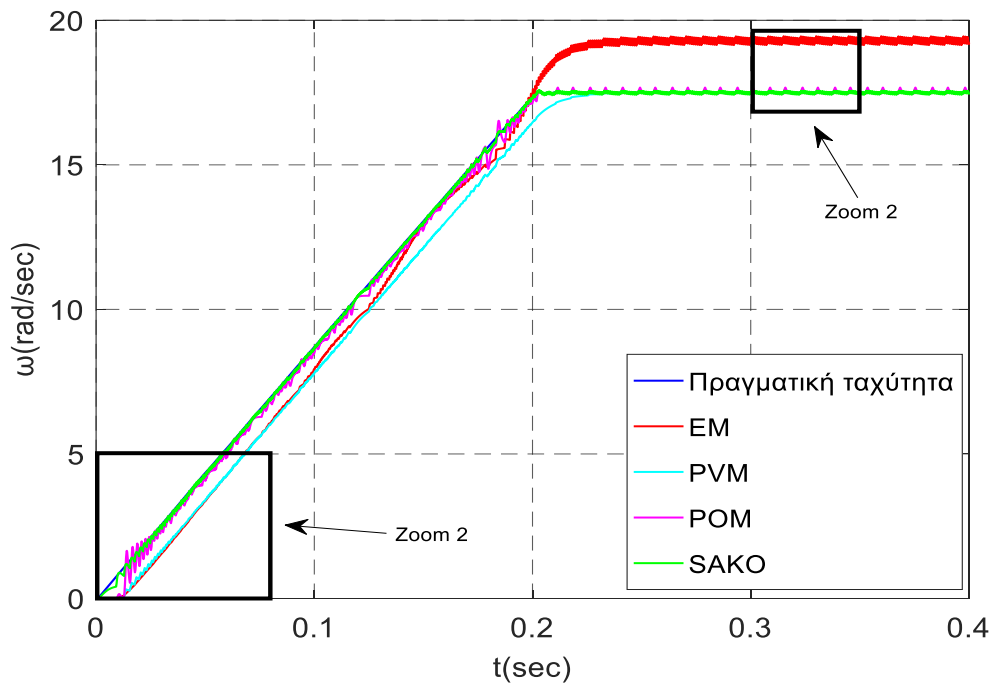
Παρακάτω ακολουθεί το λογικό διάγραμμα του αλγορίθμου του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman:



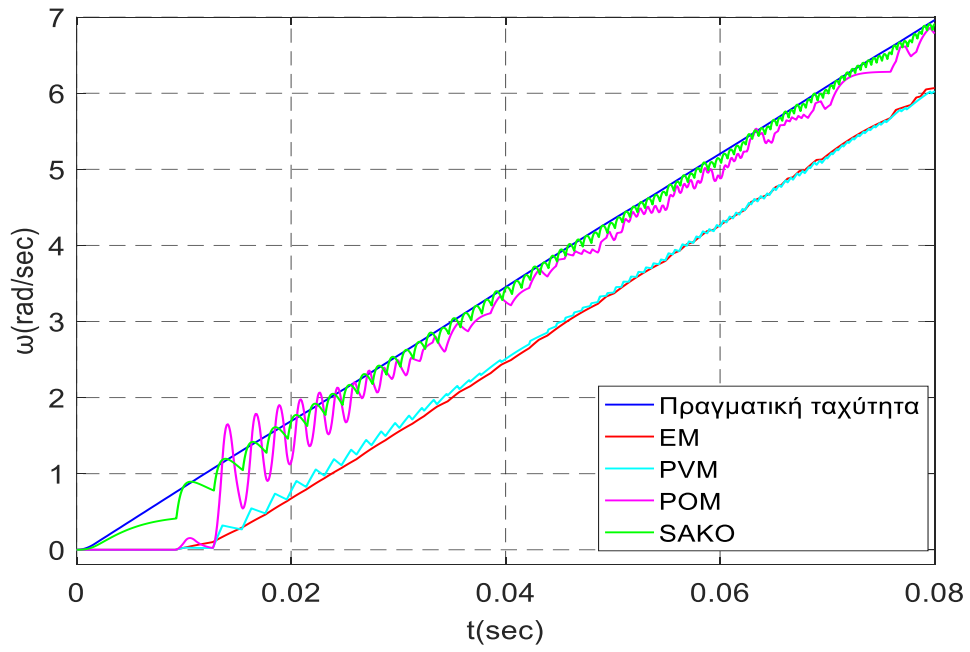
Σχήμα 5.5 - Λογικό διάγραμμα του αλγορίθμου του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman



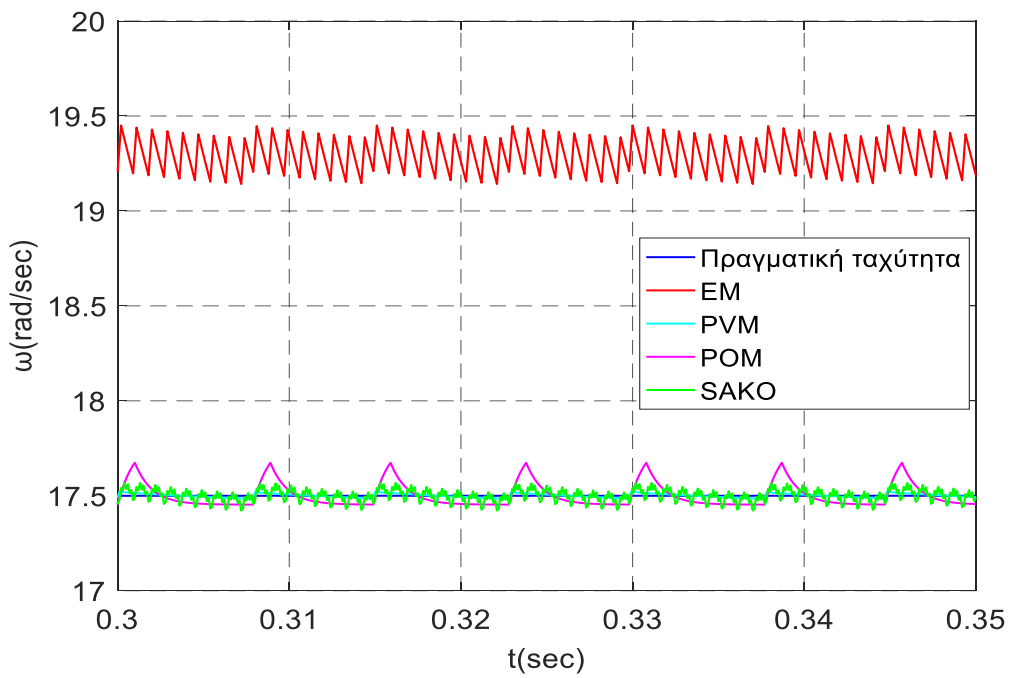
Σχήμα 5.5 – Υπολογισμός της ταχύτητας με SAKO



Σχήμα 5.6 – Σύγκριση μεθόδων υπολογισμού της ταχύτητας



Σχήμα 5.7 – Zoom 1



Σχήμα 5.8 – Zoom 2

## Κεφάλαιο 6

# 6. Προσομοίωση τεχνικών ελέγχου συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

Στα δυο προηγούμενα κεφάλαια, έγινε η ανάλυση των δυο μεθόδων προβλεπτικού ελέγχου, καθώς επίσης και των διαφόρων μεθόδων υπολογισμού της ταχύτητας από το σήμα θέσης, που αποκτάται από έναν οπτικό κωδικοποιητή θέσης. Στο κεφάλαιο αυτό, προσομοιώνεται μέσω κατάλληλου δυναμικού μοντέλου, η λειτουργία ενός συγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών με διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος και ταχύτητας, τόσο στην ιδανική περίπτωση, όπου έχουμε απευθείας μέτρηση του σήματος της ταχύτητας μέσω ταχογεννήτριας, όσο και στις πιο ρεαλιστικές περιπτώσεις, όπου το σήμα της ταχύτητας υπολογίζεται, με διάφορες μεθόδους έμμεσα, από το σήμα θέσης. Στο τέλος, εξετάστηκαν οι τεχνικές ελέγχου που σχεδιάστηκαν, ως προς την ευρωστία, για τις μεταβολές στις παραμέτρους του κινητήρα.

### 6.1 Κριτήρια ορθολογικής σύγκρισης των τεχνικών ελέγχου

Για την εξασφάλιση της ορθολογικής σύγκρισης ανάμεσα στις διαφορετικές τεχνικές ελέγχου, αλλά και στους διαφορετικούς τρόπους υπολογισμού της ταχύτητας για την ίδια τεχνική ελέγχου, είναι απαραίτητο να τεθούν κάποια κριτήρια κατά την εκτέλεση των προσομοιώσεων:

- Χρήση του ίδιου μοντέλου μηχανής και των παραμέτρων του.
- Χρήση ίδιας πηγής ισχύος και αντιστροφέα.
- Χρήση των ίδιων περιορισμών μέγιστου ρεύματος στον έλεγχο. Το μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα τέθηκε στα 15 A.
- Χρήση της ίδιας περιόδου δειγματοληψίας  $T_S = 100\mu s$ . Ο λόγος που η συχνότητα δειγματοληψίας περιορίστηκε στα 10kHz είναι, ότι η συχνότητα PWM του αντιστροφέα είναι 10 kHz και αφού οι παλμοί παράγονται απευθείας, χωρίς κάποιο στάδιο διαμόρφωσης, δεν έχει νόημα να χρησιμοποιήσουμε μεγαλύτερη συχνότητα.
- Χρήση της ίδιας τεχνικής μέτρησης της ταχύτητας σε κάθε σύγκριση.

Ονομαστική ροπή $T_{LN}$	2 Nm
Ονομαστική ταχύτητα $\omega_N$	35 rad/s
Τάση DC $V_{DC}$	70 V
Αντίσταση τυλίγματος στάτη $R_S$	0,23 $\Omega$
Αυτεπαγωγή ορθού άξονα $L_d$	0,0044 H
Αυτεπαγωγή εγκάρσιου άξονα $L_q$	0,0044 H
Μαγνητική ροή δρομέα $\psi_m$	0,062 Wb
Αριθμός πόλων $P$	16
Ροπή αδράνειας $J$	0,12
Συντελεστής τριβών $B$	0,015
Περίοδος δειγματοληψίας $T_S$	100 $\mu s$

Πίνακας 6.1 – Παράμετροι του μοντέλου που χρησιμοποιήθηκαν κατά τις προσομοιώσεις



## 6.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Για την εξαγωγή συμπερασμάτων για τους διάφορους συνδυασμούς, τεχνικών ελέγχου και τρόπων υπολογισμού της ταχύτητας, πραγματοποιήθηκε μια βηματική μεταβολή ροπής φορτίου και μια βηματική μεταβολή εντολής ταχύτητας.

Η βηματική μεταβολή της ροπής φορτίου αντιστοιχεί στην περίπτωση που καθώς το όχημα κινείται, η ροπή φορτίου μεταβάλλεται π.χ. εξαιτίας της αύξησης ή μείωσης της κλίσης του οδοστρώματος. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, ο στόχος του ελέγχου, είναι να μεταβάλλει την ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα διατηρώντας σταθερή την ταχύτητα περιστροφής του. Η βηματική μεταβολή ροπής που προσομοιώθηκε είναι η εξής:

Αρχικά ο κινητήρας περιστρέφεται με ονομαστική ταχύτητα 35 rad/sec υπό ονομαστική ροπή φορτίου 2 Nm. Τη χρονική στιγμή 0,2 sec η ροπή του φορτίου μεταβάλλεται βηματικά από 2 Nm σε 4 Nm. Τη χρονική στιγμή 0,7 sec ροπή του φορτίου μειώνεται βηματικά από 4 Nm σε -0,5 Nm, που αντιστοιχεί σε λειτουργία αναγεννητικής πέδησης.

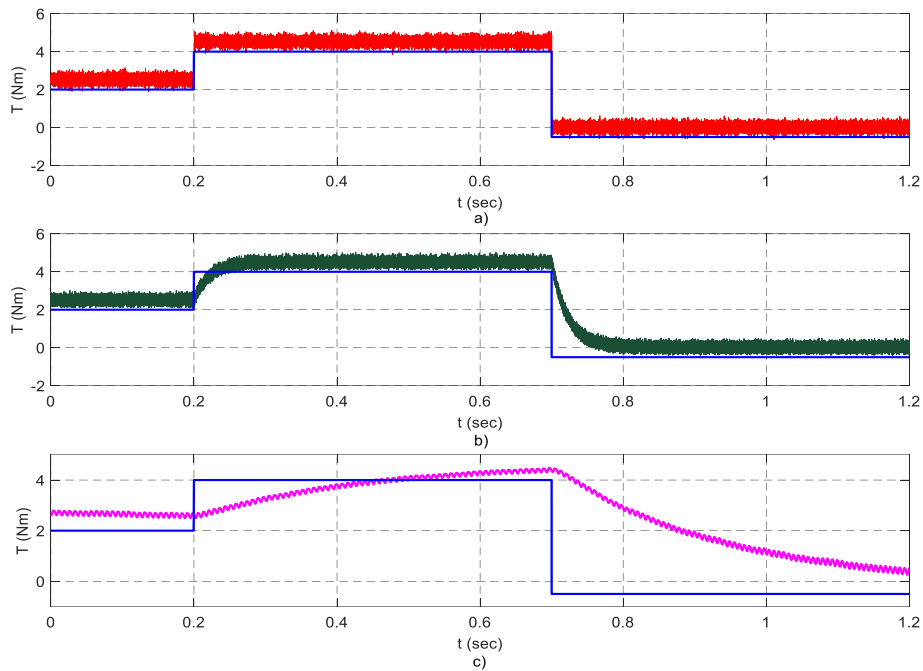
Η βηματική μεταβολή της ταχύτητας αντιστοιχεί στην περίπτωση που ο κινητήρας δέχεται ένα σήμα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης μέσω του γκαζιού ή του ηλεκτρικού φρένου αντίστοιχα. Για να επιτευχθεί μια γρήγορη μεταβατική συμπεριφορά, το σύστημα ελέγχου πρέπει να είναι σε θέση να επιβάλει τη μέγιστη διαθέσιμη ροπή, σε σύντομο χρονικό διάστημα, μέχρι η τιμή της ταχύτητας να φτάσει τη νέα τιμή αναφοράς και στη συνέχεια να μεταβάλει ξανά την ηλεκτρομαγνητική ροπή ώστε αυτή να γίνει ίση με τη ροπή του φορτίου για να επανέλθει η ισορροπία. Η βηματική μεταβολή ταχύτητας που προσομοιώθηκε είναι η εξής:

Αρχικά ο κινητήρας περιστρέφεται με ταχύτητα μισή της ονομαστικής 17,5 rad/sec υπό ονομαστική ροπή φορτίου 2 Nm. Τη χρονική στιγμή 0,2 sec δέχεται σήμα για επιτάχυνση από τα 17,5 rad/sec στην ονομαστική ταχύτητα 35 rad/sec. Τη χρονική στιγμή 0,7 sec δέχεται σήμα για επιβράδυνση από τα 35 rad/sec στα 17,5 rad/sec.

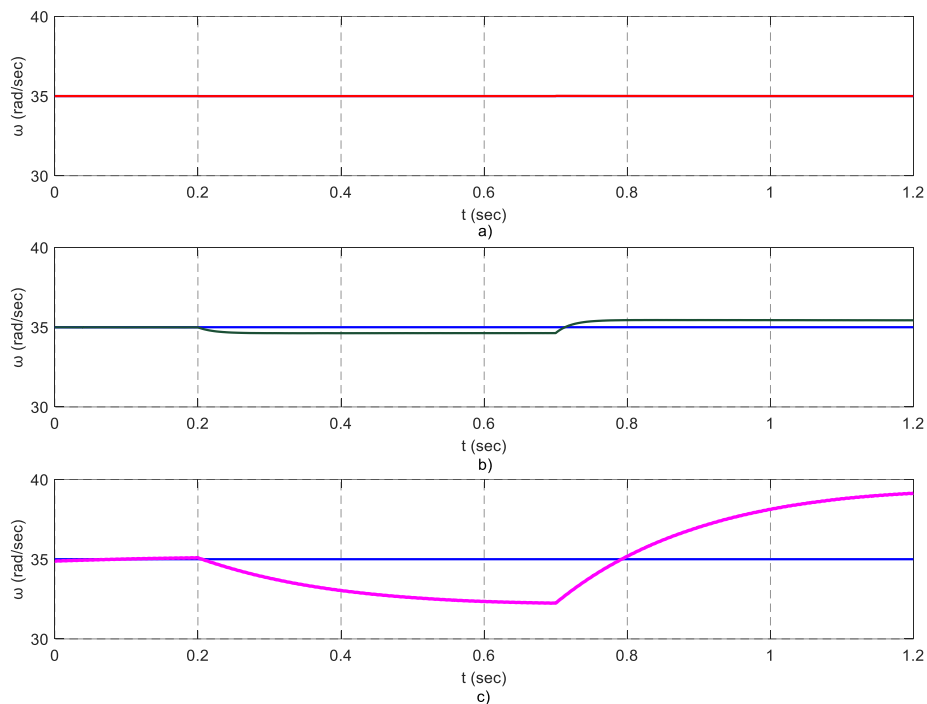
### 6.2.1 Απευθείας Μέτρηση Ταχύτητας

Σε αυτήν την περίπτωση υποτέθηκε ότι υπάρχει απευθείας μέτρηση της ταχύτητας, όπως μπορεί αυτή να παραχθεί από μια ταχογεννήτρια. Έτσι μπορούν να εξαχθούν τα βασικά συμπεράσματα για τα χαρακτηριστικά των τεχνικών ελέγχου στην ιδανική περίπτωση, όπου δεν επηρεάζονται από σφάλματα, λόγω δειγματοληψίας και υψίσυχνου θόρυβο παραγωγής σήματος, όπως στους διακριτούς αποκωδικοποιητές θέσης, που φαίνεται σε επόμενες προσομοιώσεις. Για την ευκολότερη ανάδειξη αυτών των χαρακτηριστικών, έγινε προσομοίωση και ενός κλασσικού διανυσματικού ελέγχου και οι κυματομορφές των διαφόρων μεταβλητών παρουσιάζονται παράλληλα με αυτές των δυο τεχνικών προβλεπτικού ελέγχου, έτσι ώστε να μπορεί να γίνει μια ορατή σύγκριση.

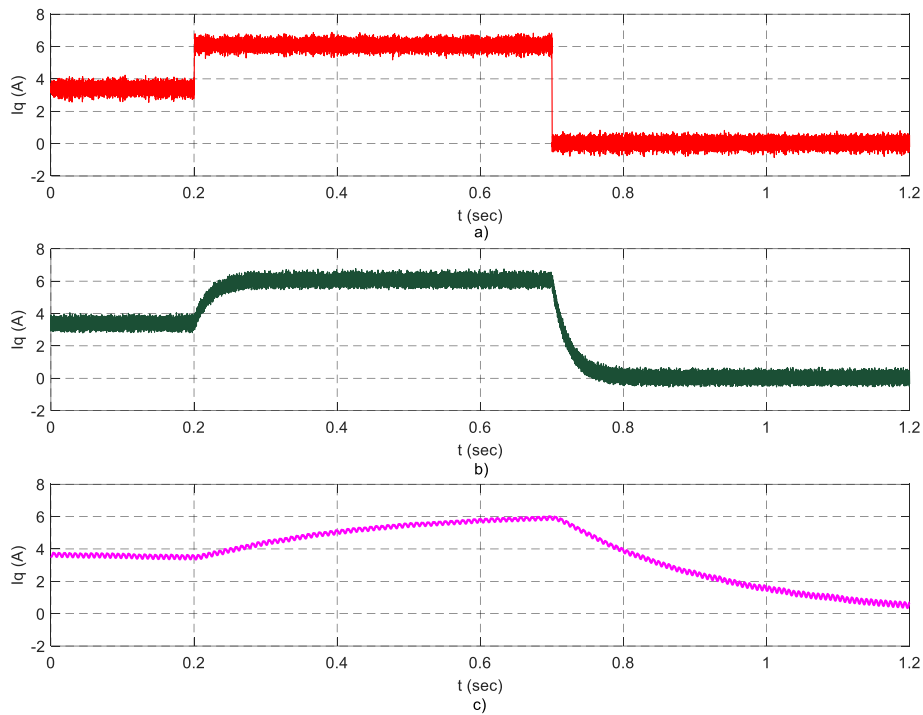
- Βηματική μεταβολή ροπής



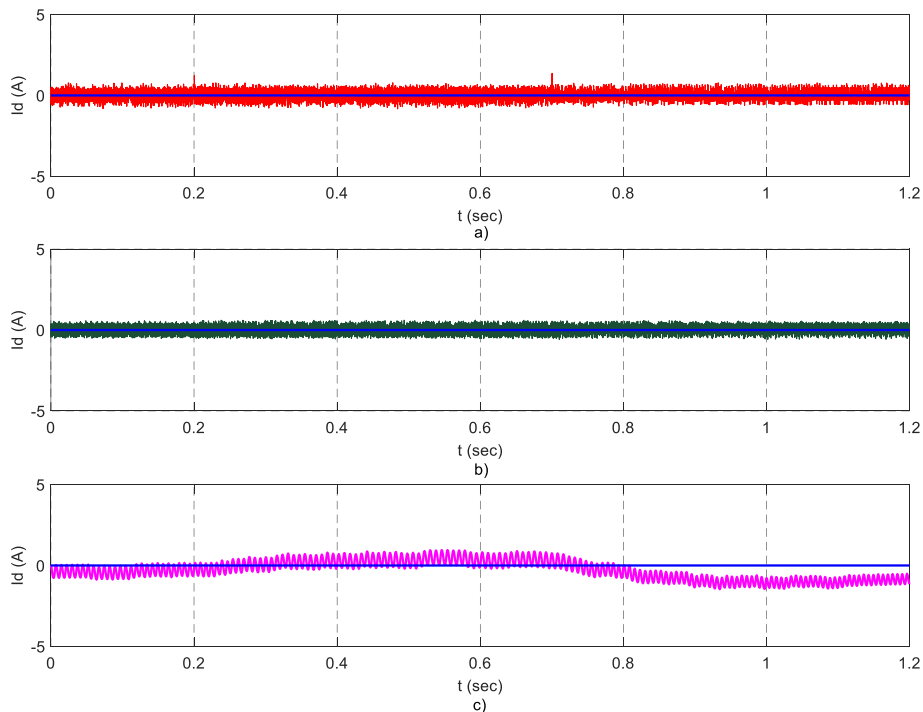
Σχήμα 6.1 – Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η μηχανική ροπή α) με κόκκινο παρουσιάζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



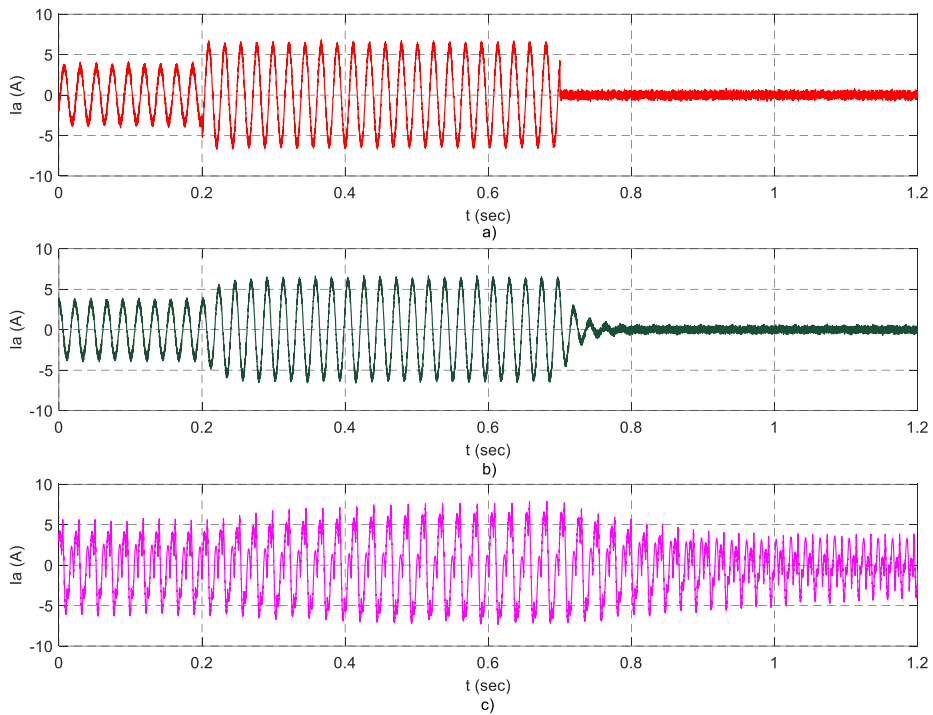
Σχήμα 6.2 – Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται ταχύτητα αναφοράς α) με κόκκινο παρουσιάζεται η πραγματική ταχύτητα στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται η πραγματική ταχύτητα στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται η πραγματική ταχύτητα στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



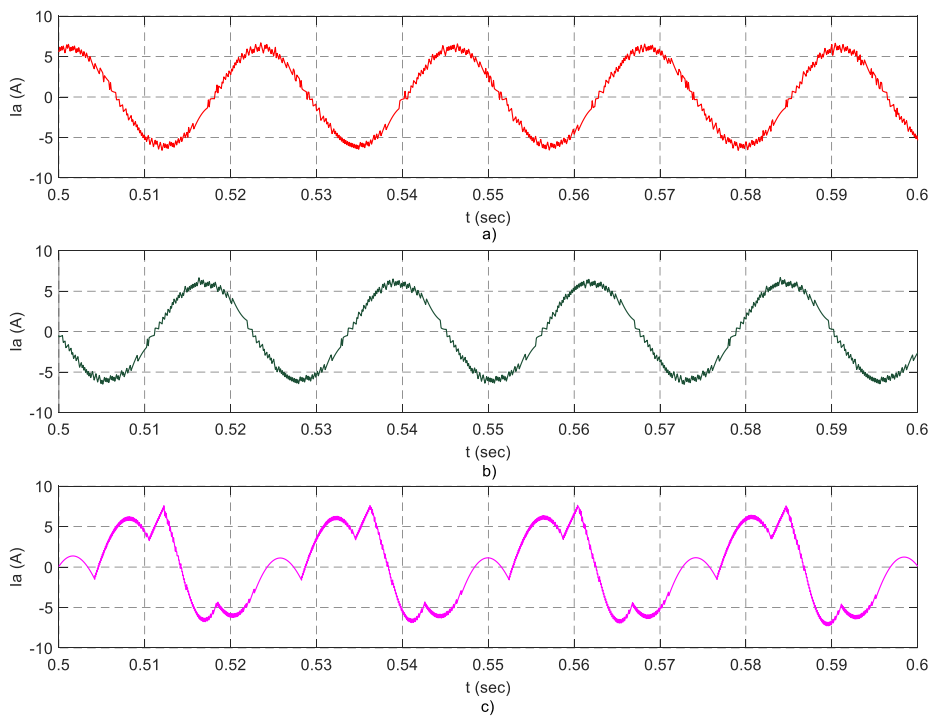
Σχήμα 6.3 – Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$  α) με κόκκινο παρουσιάζεται το  $I_q$  στον DS-MPSC, β) με πράσινο παρουσιάζεται το  $I_q$  στον DS-MPCC γ) με ροζ παρουσιάζεται το  $I_q$  στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



Σχήμα 6.4 – Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς ευθέως άξονα α) με κόκκινο παρουσιάζεται το  $I_d$  στον DS-MPSC, β) με πράσινο παρουσιάζεται το  $I_d$  στον DS-MPCC γ) με ροζ παρουσιάζεται το  $I_d$  στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



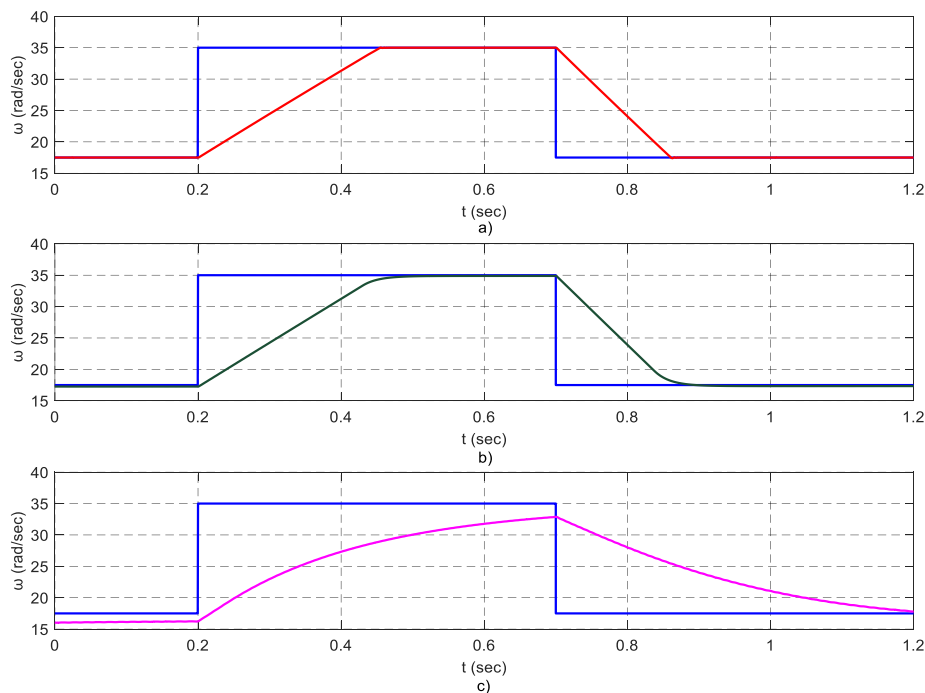
Σχήμα 6.5 – Απόκριση φασικού ρεύματος  $I_a$  α) με κόκκινο παρουσιάζεται το  $I_a$  στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται το  $I_a$  στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται το  $I_a$  στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



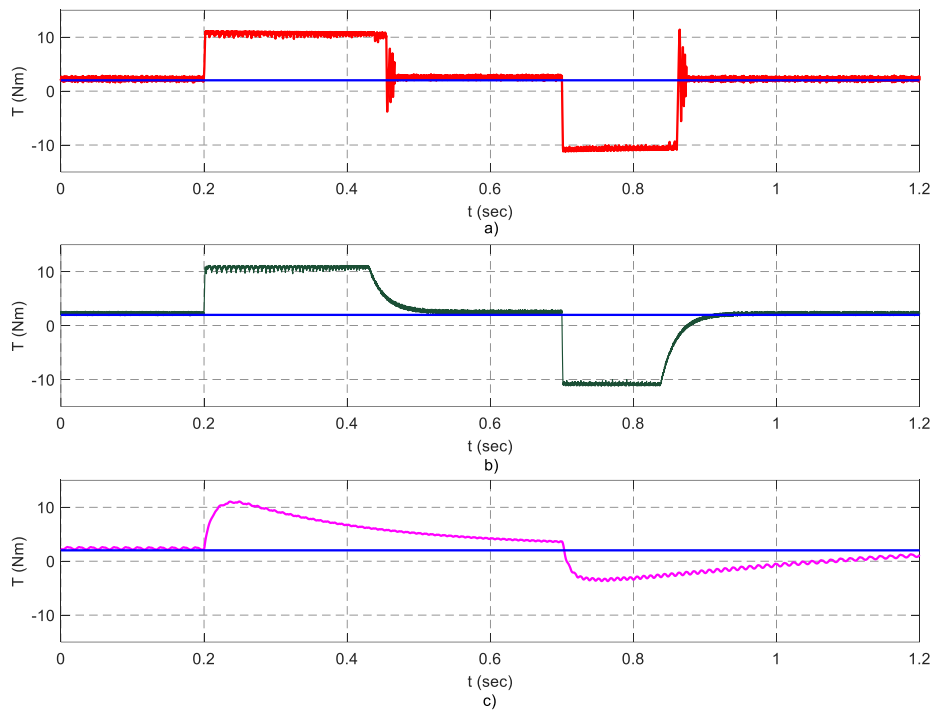
Σχήμα 6.6 – Απόκριση φασικού ρεύματος  $I_a$  από 0,5s ως 0,6s α) με κόκκινο παρουσιάζεται το  $I_a$  στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται το  $I_a$  στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται το  $I_a$  στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο

Στο σχήμα 6.1 παρατηρούμε ότι, τόσο στον προβλεπτικό έλεγχο ταχύτητας DS-MPSC, όσο και στον προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος DS-MPCC έχουμε σημαντική κυμάτωση στην ηλεκτρομαγνητική ροπή. Η μέγιστη τιμή της είναι 0,7 Nm στον DS-MPSC και 0,5 Nm στον DS-MPCC, ενώ η αντίστοιχη κυμάτωση ηλεκτρομαγνητικής ροπής στον PI έλεγχο είναι σημαντικά μικρότερη, 0,2 Nm. Η κυμάτωση αυτή, ωστόσο, δεν περνάει στην ταχύτητα της μηχανής, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.2, λόγω της αδράνειας. Στον DS-MPCC, έχουμε ένα μόνιμο σφάλμα ταχύτητας  $-0,3 \text{ rad/sec}$ , όταν η ροπή φορτίου γίνεται 4 Nm και ένα μόνιμο σφάλμα  $+0,4 \text{ rad/sec}$  όταν η ροπή φορτίου γίνεται  $-0,5 \text{ Nm}$ , ενώ οι αντίστοιχες μεταβολές στον PI έλεγχο είναι  $-2,7 \text{ rad/sec}$  και  $+4,3 \text{ rad/sec}$ . Στις τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου, βλέπουμε ότι η μέση τιμή του ρεύματος ευθέους άξονα είναι 0, ώστε να ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere, παρουσιάζει όμως μια μικρή κυμάτωση της τάξης του 0,5 A. Στον PI έλεγχο η κυμάτωση του ρεύματος είναι λίγο μεγαλύτερη, στα 0,8 A, και η κυματομορφή του ρεύματος ευθέους άξονα παρεκκλίνει λίγο από το 0, ωστόσο είναι αρκετά κοντά, ώστε να μπορούμε να πούμε ότι ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.4. Όσον αφορά το φασικό ρεύμα, στον DS-MPSC και στον DS-MPCC η κυματομορφή είναι ημιτονοειδής με THD 5,66% και 9,44% αντίστοιχα. Ωστόσο, η κυματομορφή στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο είναι περισσότερο αλλοιωμένη λόγω της ύπαρξης πολλών.

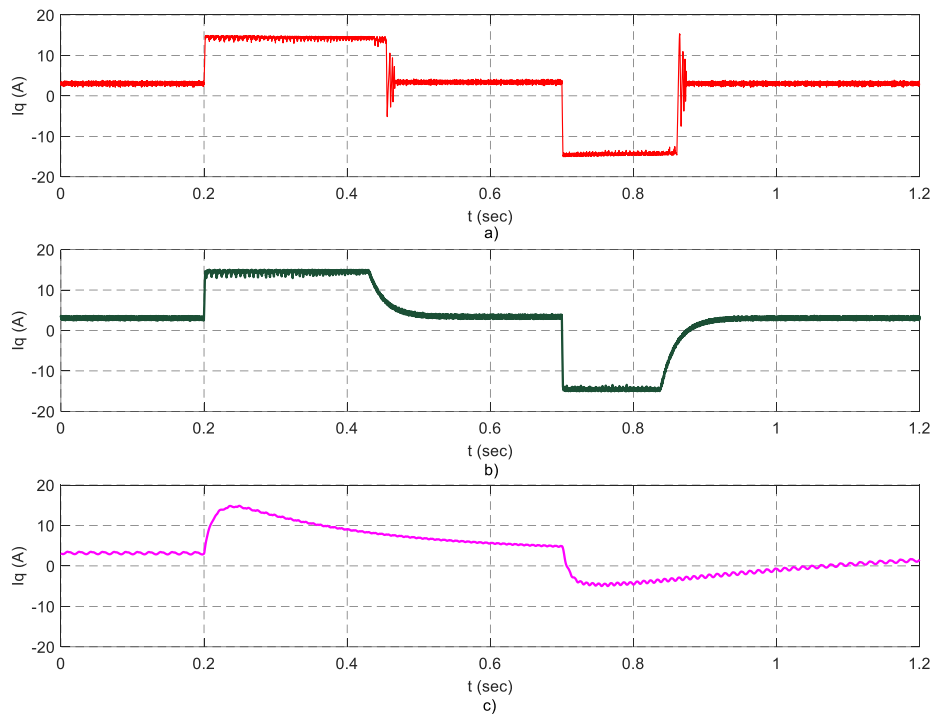
- Βηματική μεταβολή ταχύτητας



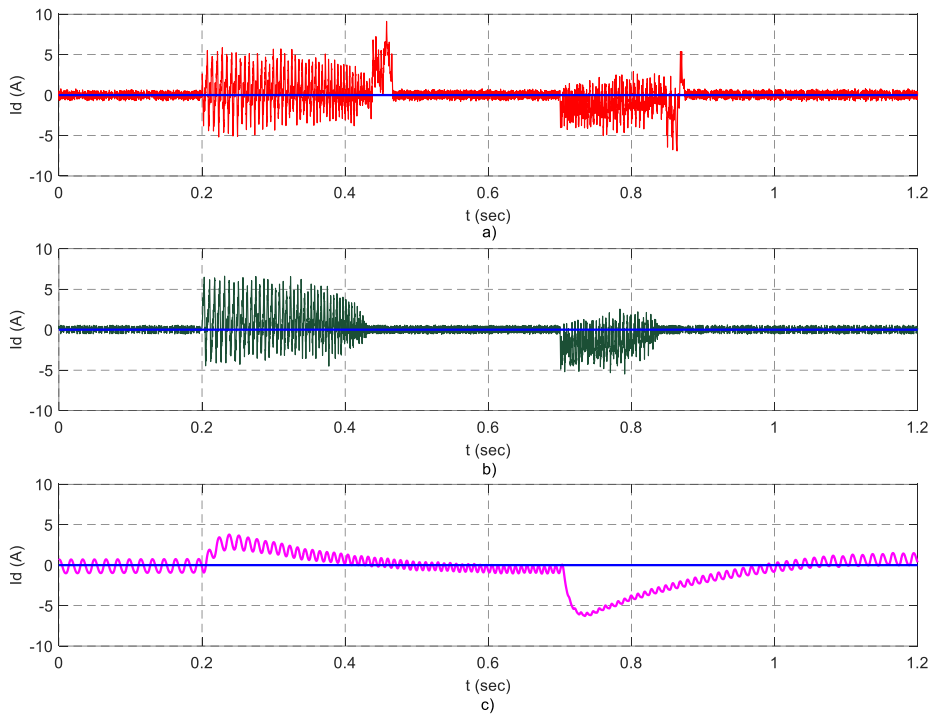
Σχήμα 6.7 – Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται ταχύτητα αναφοράς α) με κόκκινο παρουσιάζεται η πραγματική ταχύτητα στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται η πραγματική ταχύτητα στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται η πραγματική ταχύτητα στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



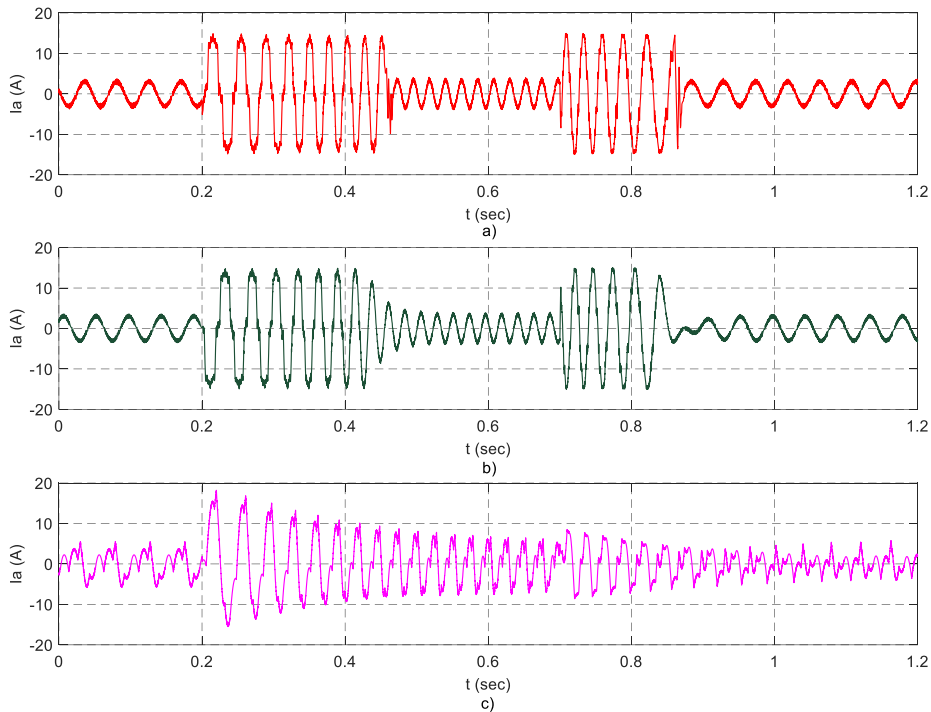
Σχήμα 6.8 – Απόκριση ροπής , με μπλε παρουσιάζεται η μηχανική ροπή α) με κόκκινο παρουσιάζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



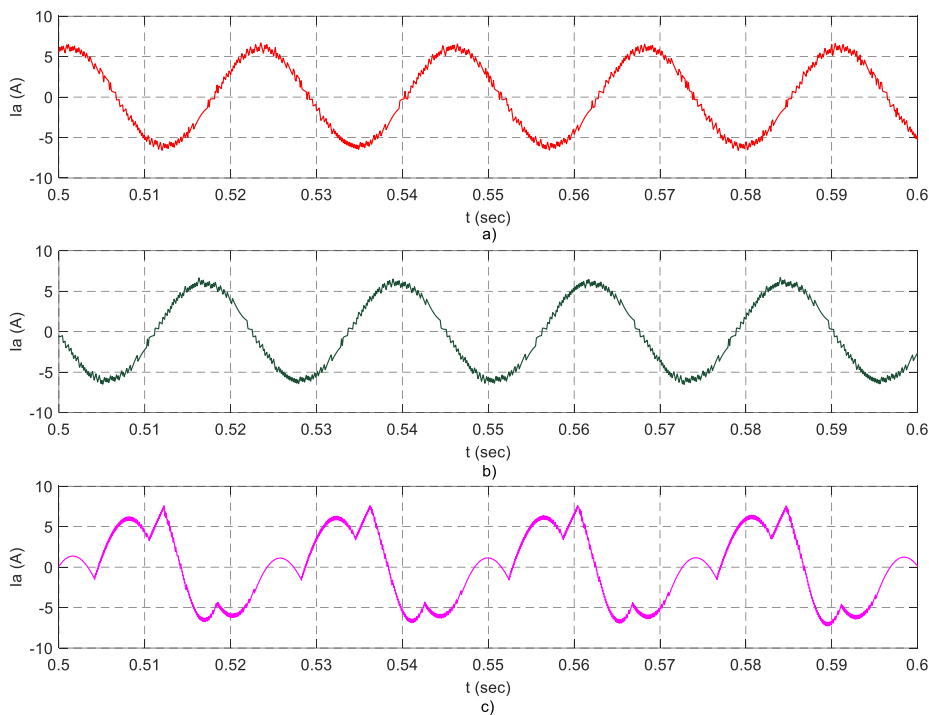
Σχήμα 6.9 – Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$  α) με κόκκινο παρουσιάζεται το  $I_q$  στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται το  $I_q$  στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται το  $I_q$  στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



Σχήμα 6.10– Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς ευθέως άξονα α) με κόκκινο παρουσιάζεται το  $I_d$  στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται το  $I_d$  στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται το  $I_d$  στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



Σχήμα 6.11 – Απόκριση φασικού ρεύματος  $I_a$  α) με κόκκινο παρουσιάζεται το  $I_a$  στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται το  $I_a$  στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται το  $I_a$  στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο



Σχήμα 6.12 – Απόκριση φασικού ρεύματος  $I_a$  από 0,5s ως 0,6s α) με κόκκινο παρουσιάζεται το  $I_a$  στον DS-MPSC, b) με πράσινο παρουσιάζεται το  $I_a$  στον DS-MPCC c) με ροζ παρουσιάζεται το  $I_a$  στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο

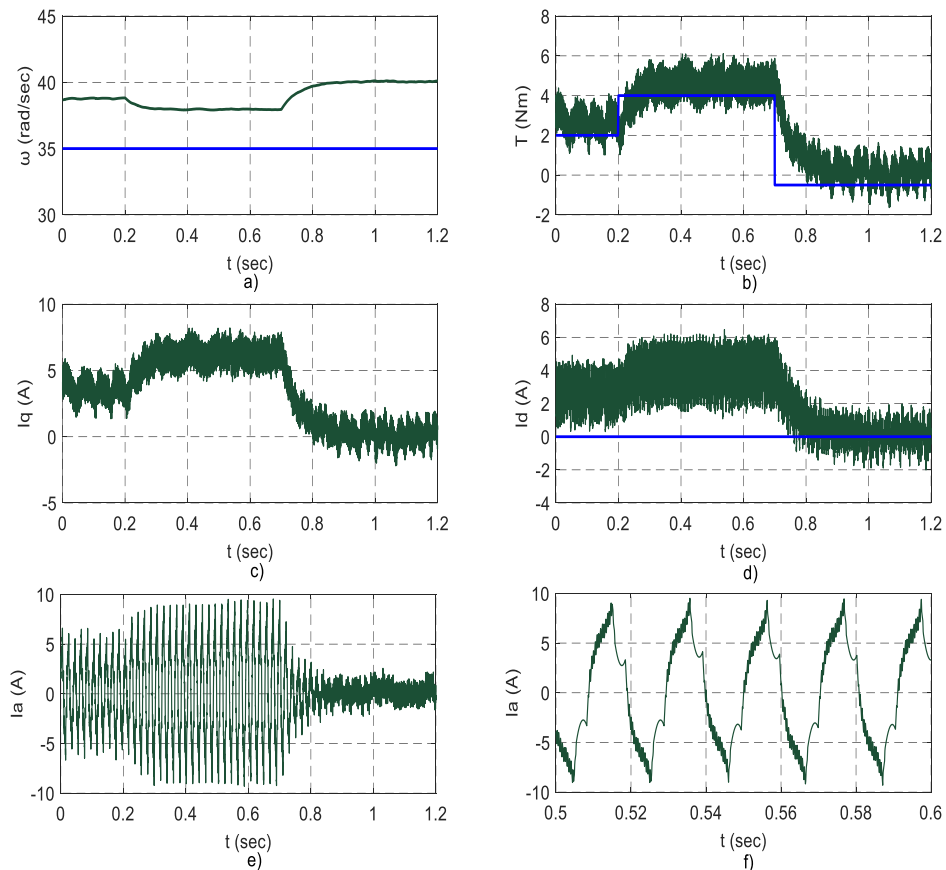
Στο σχήμα 6.7, φαίνεται ότι ο DS-MPSC, ακολουθεί πολύ καλά την ταχύτητα αναφοράς, έχοντας χρόνο απόκρισης 0,25 sec στη βηματική μεταβολή από 17,5 rad/sec σε 35 rad/sec και περίπου 0,13 sec στη μεταβολή από 35 rad/sec σε 17,5 rad/sec και μηδενικό σφάλμα ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση. Ο DS-MPCC έχει τους ίδιους χρόνους απόκρισης, εισάγει όμως, ένα μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης της τάξεως του 0,1 rad/sec. Τέλος ο PI έλεγχος έχει χρόνο απόκρισης μεγαλύτερο από 0,5 sec και στις 2 μεταβολές της ταχύτητας και έχει σφάλμα μόνιμης κατάστασης 2,5-3 rad/sec. Στο σχήμα 6.9, παρατηρείται ότι η κυμάτωση της ροπής αυξάνεται, στον DS-MPSC, κατά το τέλος της επιτάχυνσης ή της επιβράδυνσης του κινητήρα, στα 12 Nm, για να επανέλθει το σύστημα στην ισορροπία, χωρίς να εμφανίζεται αντίστοιχη κυμάτωση στην ταχύτητα λόγω της αδράνειας, ενώ στον DS-MPSCC η κυμάτωση παραμένει σταθερή, στα 0,7 Nm, καθ' όλη τη διάρκεια. Το ίδιο συμβαίνει και στον απλό PI έλεγχο με τη μέγιστη τιμή της κυμάτωσης να μην ξεπερνά τα 0,3 Nm. Η μέση τιμή του ρεύματος ευθέως άξονα είναι 0, στις δυο τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου, με ελάχιστη κυμάτωση, της τάξεως του 0,5 A κατά τη μόνιμη κατάσταση, και με αυξημένη κυμάτωση στα χρονικά διαστήματα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης του κινητήρα ως και 10 A, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.10. Στον απλό PI έλεγχο έχουμε, επίσης, μια μικρή κυμάτωση στα 0,7 A, όμως κατά την επιτάχυνση και την επιβράδυνση η μέση τιμή του ρεύματος δεν είναι κοντά στον μηδέν, έχοντας σαν αποτέλεσμα, σε αυτά τα χρονικά διαστήματα, ο έλεγχος να μην ακολουθεί την τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere. Σύμφωνα με το σχήμα 6.12, το φασικό ρεύμα είναι ημιτονοειδές με THD 5,66% και 9,44% στον DS-MPSC και DS-MPCC αντίστοιχα.



## 6.2.2 Υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο Euler

- Βηματική μεταβολή ροπής

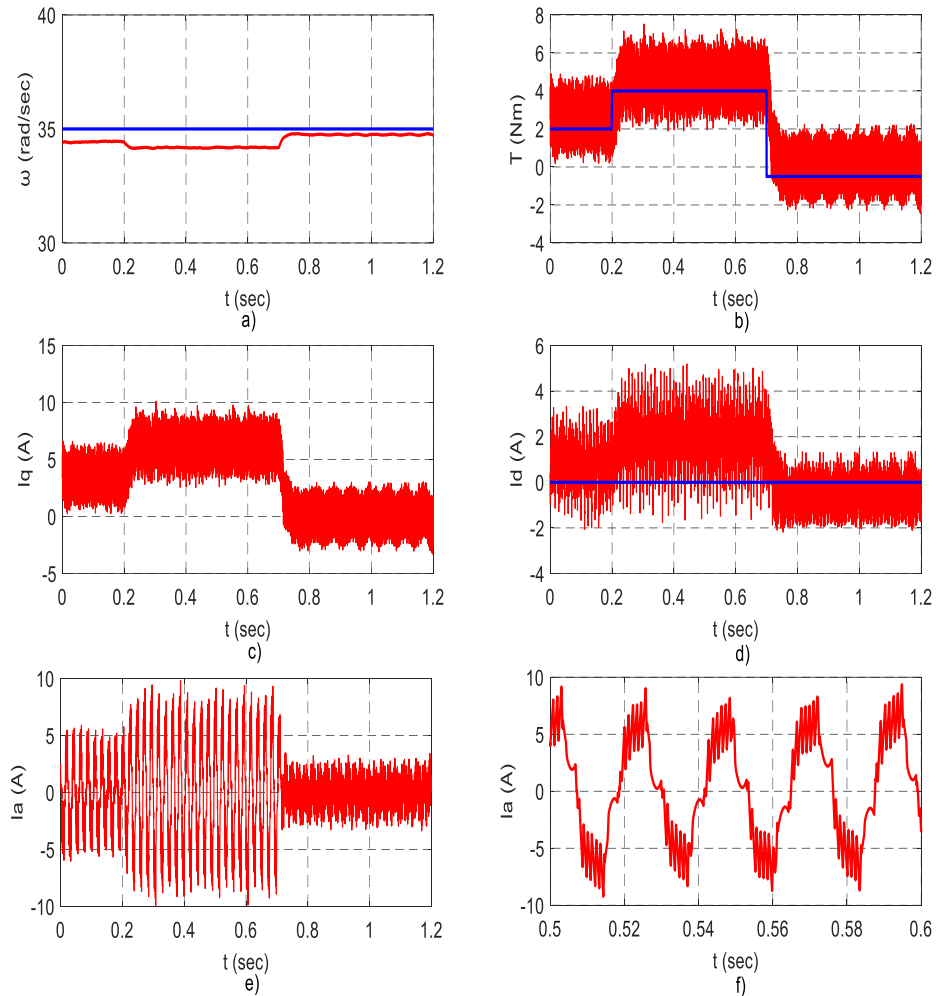
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.13 – a) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
 b) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
 e) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Ο DS-MPCC, λαμβάνοντας το κακό σήμα ανάδρασης της ταχύτητας, που παράγεται από τον υπολογισμό με τη μέθοδο Euler, έχει μειωμένες δυνατότητες. Το σύστημα είναι μεν ευσταθές, αλλά ο έλεγχος της ταχύτητας έχει αλλοιωθεί, καθώς υπάρχει μια μεγάλη απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας σε σχέση με την ταχύτητα αναφοράς, της τάξεως των 4-5 rad/sec. Αυξάνονται πολύ οι ταλαντώσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, ως 2,5 Nm, και η μέση τιμή του ρεύματος ευθέως άξονα αποκλίνει αρκετά από το 0, πράγμα που σημαίνει ότι δεν ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere, και η κυμάτωση του είναι αυξημένη στα 4A. Τέλος, όπως φαίνεται από την κυματομορφή ρεύματος φάσης, εισάγονται πολλές υψηλότερες αρμονικές ρεύματος, με το THD να φτάνει 54.10% .

## Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC

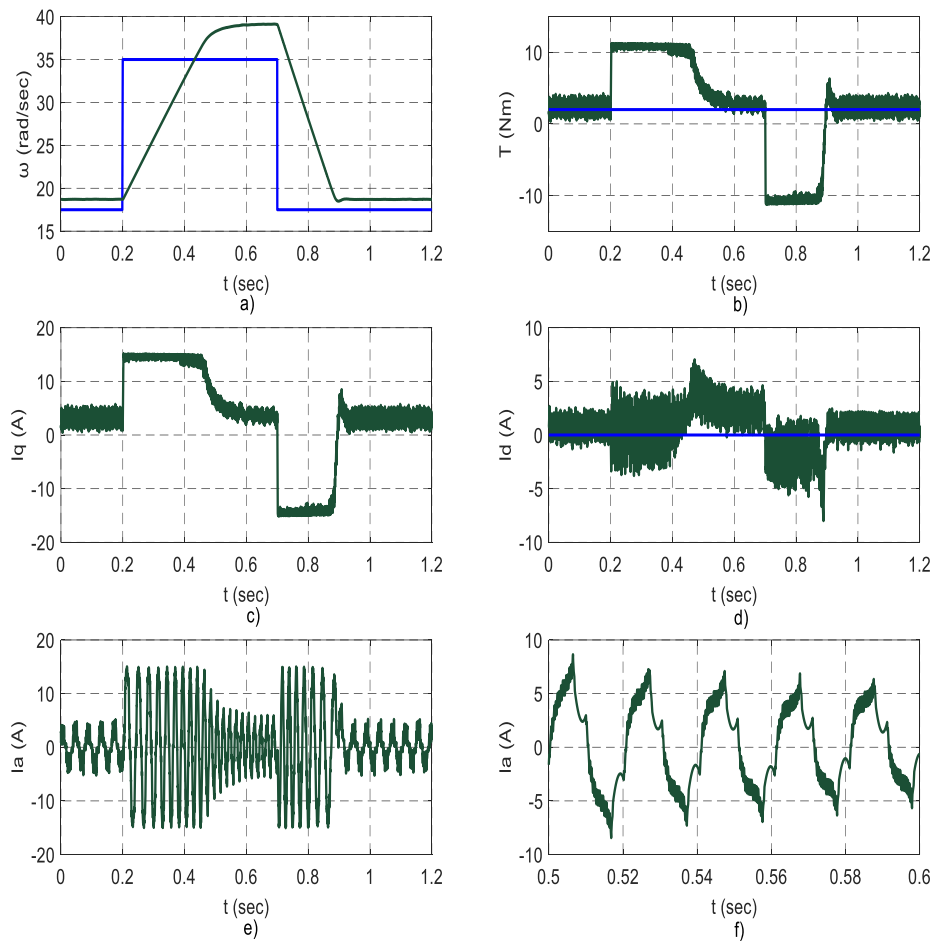


Σχήμα 6.14 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Αντίθετα με τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος, ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας, λαμβάνοντας το σήμα της ταχύτητας, υπολογισμένο με τη μέθοδο Euler, κάνει ικανοποιητικό έλεγχο ταχύτητας, καθώς η απόκλιση της πραγματικής τιμής της ταχύτητας από την ταχύτητα αναφοράς είναι της τάξεως του 1 rad/sec. Επίσης, και σε αυτήν την τεχνική ελέγχου παρουσιάζεται αύξηση της κυμάτωσης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και η μέση τιμή του ρεύματος ευθέως άξονα δεν είναι 0, άρα δεν ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere. Τέλος, η ημιτονοειδής κυματομορφή του ρεύματος έχει αλλοιωθεί λόγω των πολλών αρμονικών υψηλότερης τάξης του ρεύματος, με το THD να φτάνει 44.84%.

- Βηματική μεταβολή ταχύτητας

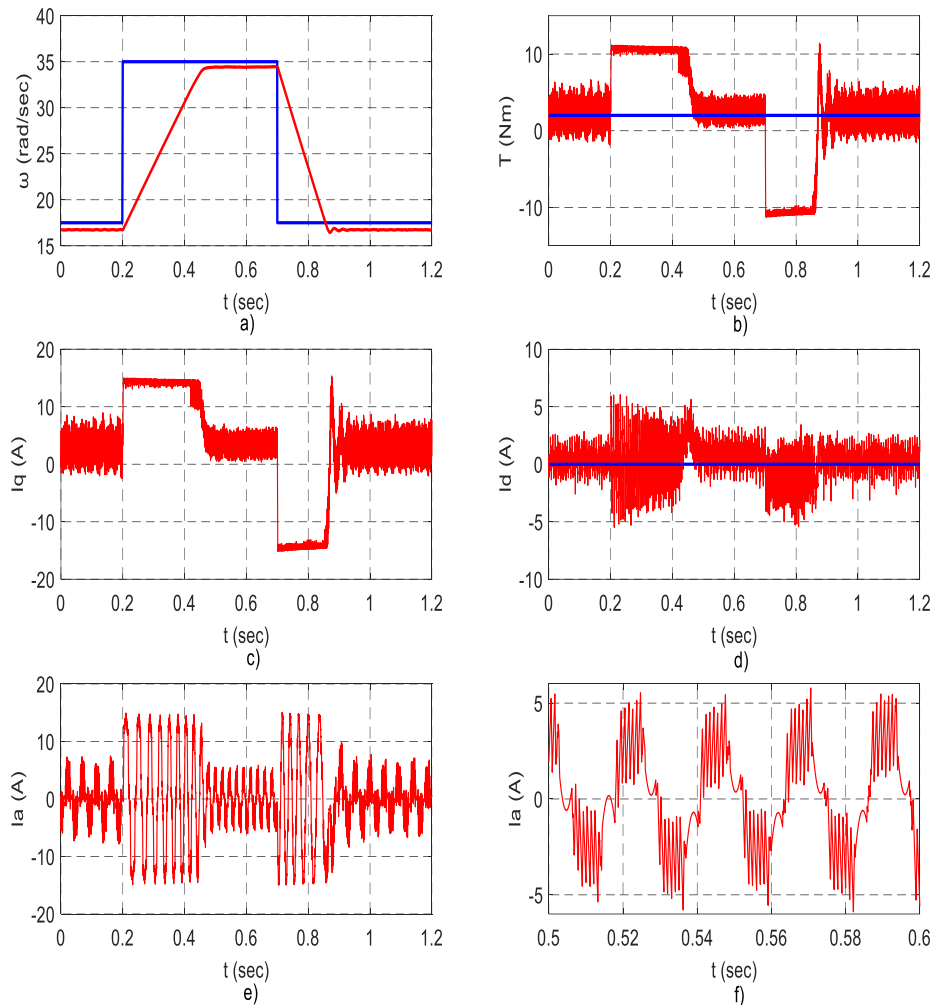
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.15 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι ο χρόνος απόκρισης, τόσο στην αύξηση όσο και στη μείωση της ταχύτητας, παραμένει σταθερός 0,25sec και 0,13 sec αντίστοιχα. Ωστόσο ο υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο Euler επηρεάζει τη μόνιμη κατάσταση, εισάγοντας ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης +4,3 rad/sec στην ονομαστική ταχύτητα και +1,2 rad/sec στην ταχύτητα 17,5 rad/sec. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή έχει μεταβλητή κυμάτωση που φτάνει ως και τα 2,5 Nm, δεν δημιουργεί κυμάτωση στην ταχύτητα, όμως, λόγω αδράνειας. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει αυξημένη κυμάτωση, ως και 7 A, και στο μεγαλύτερο χρονικό διάστημα η μέση του τιμή είναι διάφορη του μηδενός, άρα ο έλεγχος δεν ακολουθεί την τροχιά μέγιστης ροπής ανα Ampere. Τέλος, το φασικό ρεύμα στη μόνιμη κατάσταση έχει αρκετές αρμονικές και THD 54,10%.

## Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



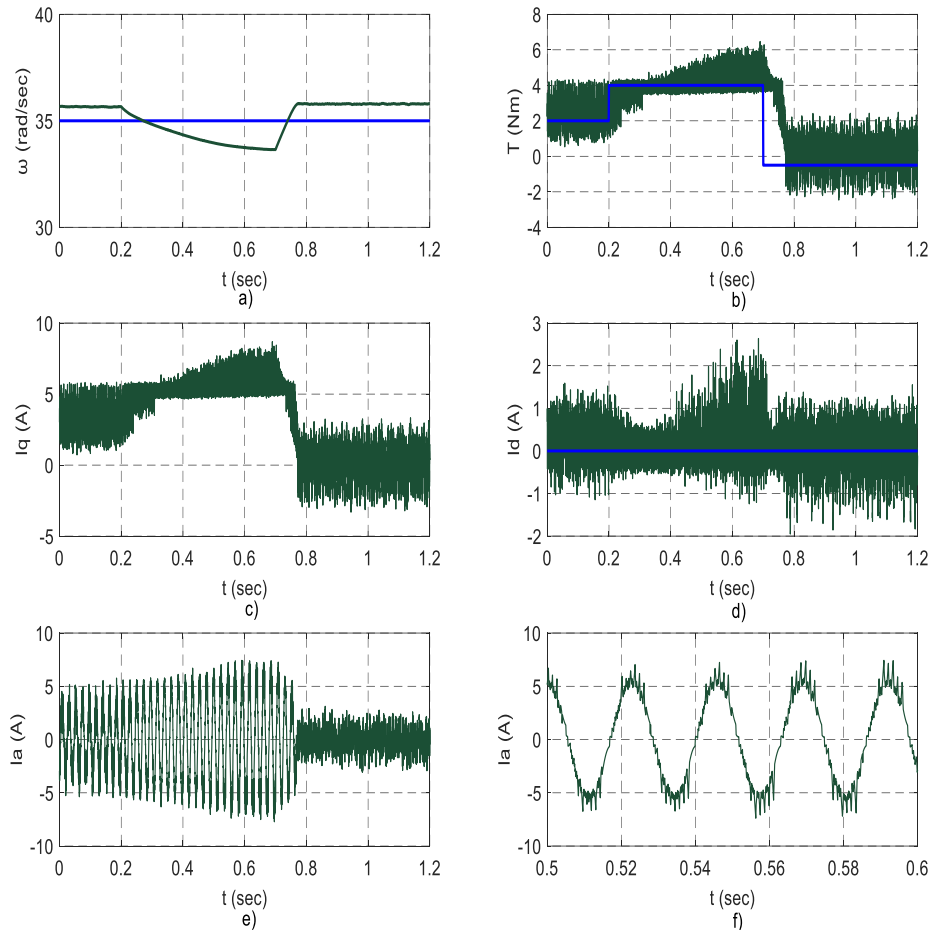
Σχήμα 6.16 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Ο χρόνος απόκρισης, στον DS-MPSC, υπολογίζοντας την ταχύτητα με τη μέθοδο Euler, παραμένει σταθερός στα 0,25 sec, στη μετάβαση από 17,5 rad/sec σε 35 rad/sec, και 0,13 sec, στη μετάβαση από 35 rad/sec σε 17,5 rad/sec. Ωστόσο, και σε αυτή τη τεχνική έλεγχου υπάρχει ένα μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, 1 rad/sec. Η κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι εμφανώς αυξημένη, με τη μέγιστη τιμή της να φτάνει τα 14 Nm, που όμως δεν δημιουργεί κυμάτωση στην ταχύτητα. Το ρεύμα ευθέως άξονα εμφανίζει και αυτό αυξημένη κυμάτωση, με μέγιστη τιμή 10A, και σε κάποια χρονικά διαστήματα η μέση του τιμή δεν είναι 0, αρά δεν ακολουθείται αυστηρά η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere. Η ημιτονοειδής κυματομορφή του ρεύματος έχει αλλοιωθεί λόγω των πολλών αρμονικών υψηλότερης τάξης του ρεύματος, με το THD να φτάνει 44.84% στη μόνιμη κατάσταση.

### 6.2.3 Υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο μεταβλητής περιόδου PVM

- Βηματική μεταβολή ροπής

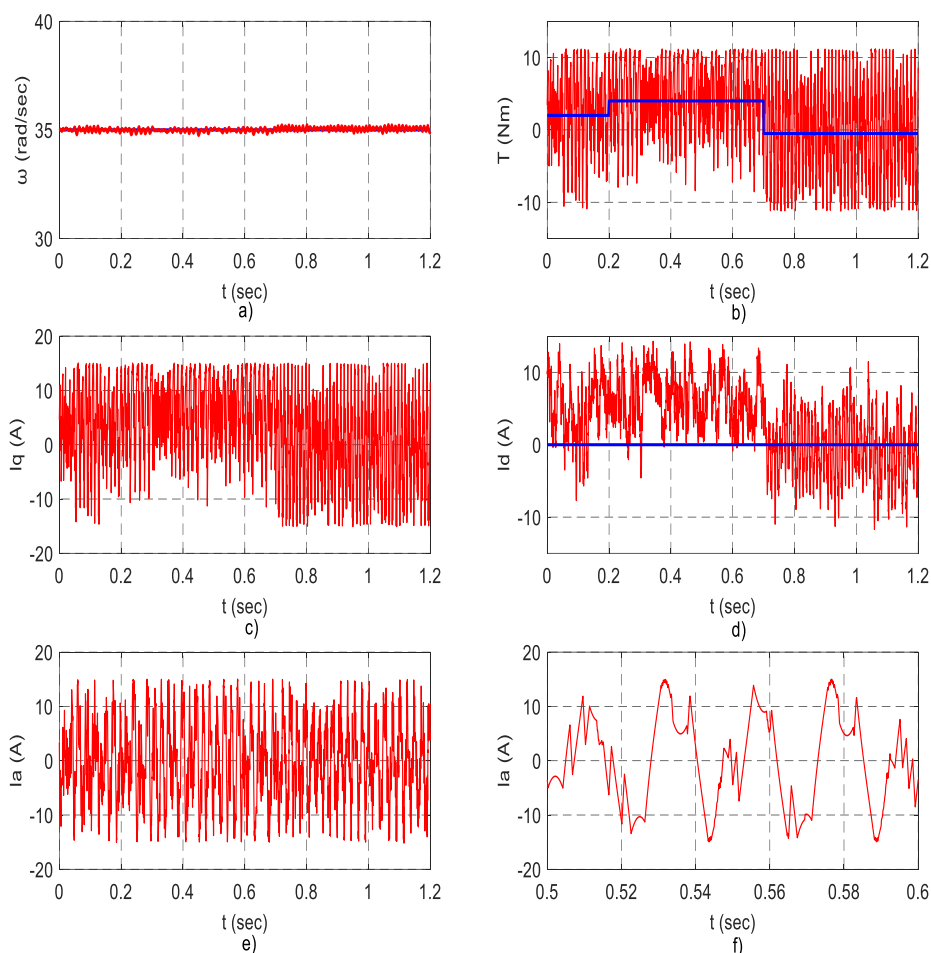
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.15 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
φ) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Ο DS-MPCC, λαμβάνοντας το σήμα ταχύτητας, υπολογισμένο με τη μέθοδο PVM, έχει βελτιωμένα χαρακτηριστικά σε σχέση με τη μέθοδο EM. Αρχικά το σφάλμα στον έλεγχο της ταχύτητας έχει μειωθεί από 4-5 rad/sec σε λιγότερο από 1 rad/sec. Όμως, η κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής συνεχίζει να υπάρχει και να είναι μεταβλητή με μέγιστη τιμή τα 4 Nm, χωρίς όμως να δημιουργεί κυμάτωση στην ταχύτητα. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει καλύτερη συμπεριφορά, καθώς η μέση του τιμή βρίσκεται πολύ κοντά στο μηδέν, η κυμάτωσή του, όμως φτάνει τα 4 A. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος είναι εμφανώς βελτιωμένη με το THD να είναι 28,65% στη μόνιμη κατάσταση.

## Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC

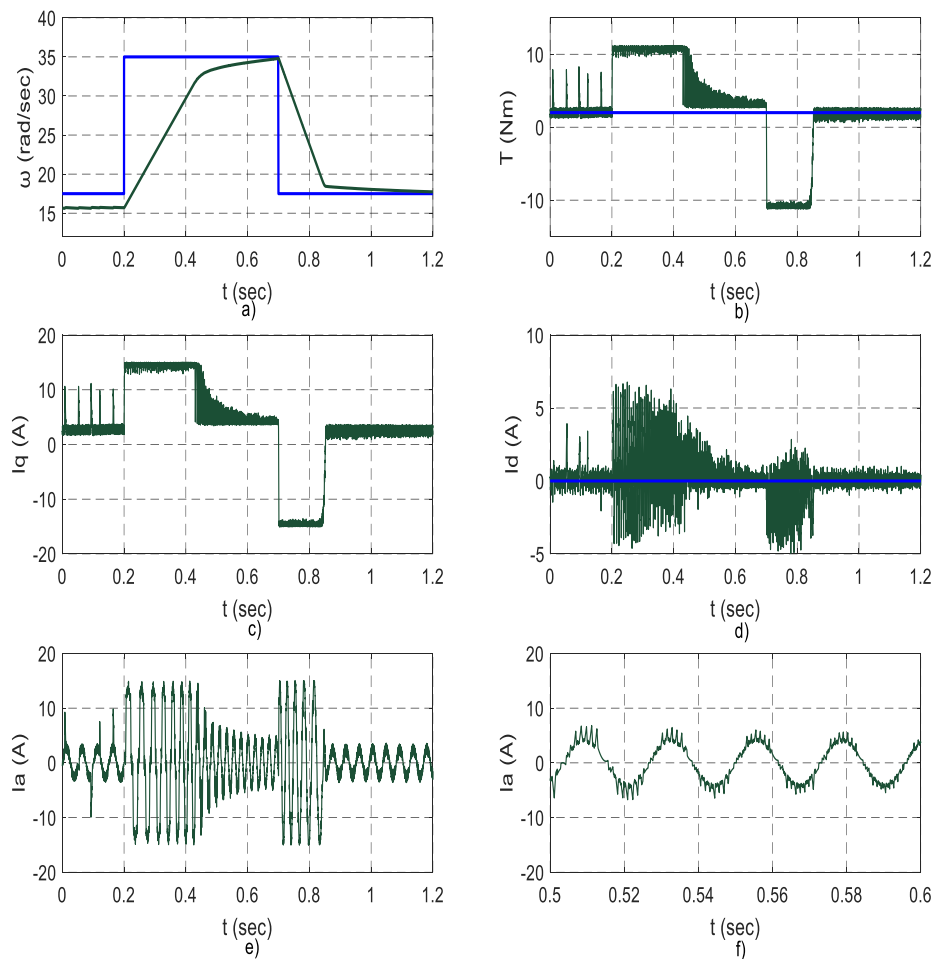


Σχήμα 6.16 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Αντίθετα με τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος, ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας, λαμβάνοντας το σήμα της ταχύτητας, υπολογισμένο με τη μέθοδο PVM, κάνει πολύ καλό έλεγχο της ταχύτητας αφού δεν εμφανίζει σφάλμα ταχύτητας σε καμιά μεταβολή. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή εμφανίζει μια πολύ μεγάλη κυμάτωση, ως και 20 Nm, κάτι το οποίο περνάει και στην ταχύτητα, δημιουργώντας μια πολύ μικρή κυμάτωση της τάξεως του 0,2 rad/sec. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει πολύ αυξημένη κυμάτωση, με τη μέγιστη τιμή της να ξεπερνά τα 20 A, και η μέση τιμή του απέχει αρκετά από το μηδέν, οπότε δεν ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος απέχει αρκετά από την ημιτονοειδή, λόγω της ύπαρξης πολλών αρμονικών και το THD είναι 64,02%.

- Βηματική μεταβολή ταχύτητας

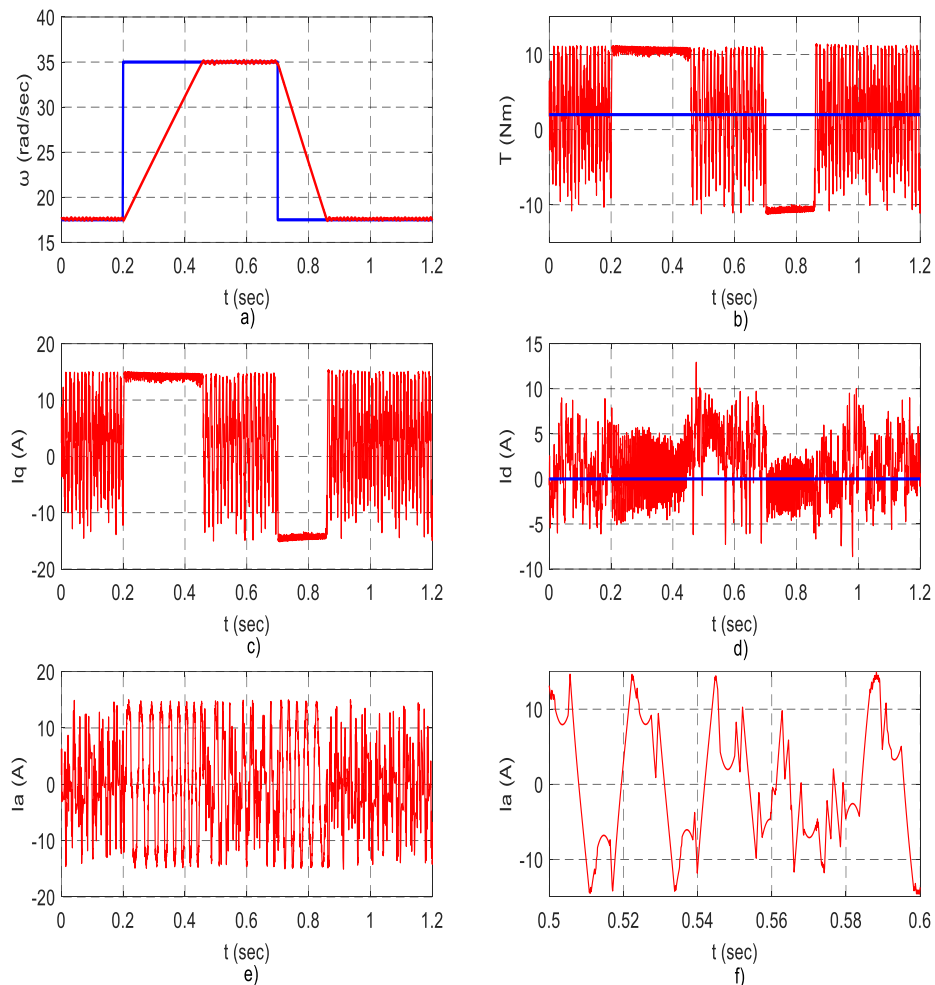
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.17 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι ο χρόνος απόκρισης του ελέγχου DS-MPCC έχει αλλάξει χρησιμοποιώντας τη μέθοδο PVM για τον υπολογισμό της ταχύτητας. Ο χρόνος απόκρισης στη μεταβολή του σήματος αναφοράς, από 17,5 rad/sec σε 35 rad/sec, είναι 0,45 sec, ενώ ο χρόνος απόκρισης στη μεταβολή, από 35 rad/sec σε 17,5 rad/sec, 0,33 sec. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή εμφανίζει μεταβλητή κυμάτωση, με μέγιστη τιμή 8 Nm, που δε μεταφέρεται όμως στην ταχύτητα. Το ρεύμα ευθέως άξονα εμφανίζει κυμάτωση που αυξάνεται πολύ κατά τα μεταβατικά φαινόμενα και φτάνει τα 10 A, όμως η μέση του τιμή είναι 0, διατηρώντας έτσι την τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος παρουσιάζει μικρή παραμόρφωση από τις αρμονικές υψηλότερης τάξης με το THD να είναι 28,65%.

## Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



Σχήμα 6.18 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό  
 ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

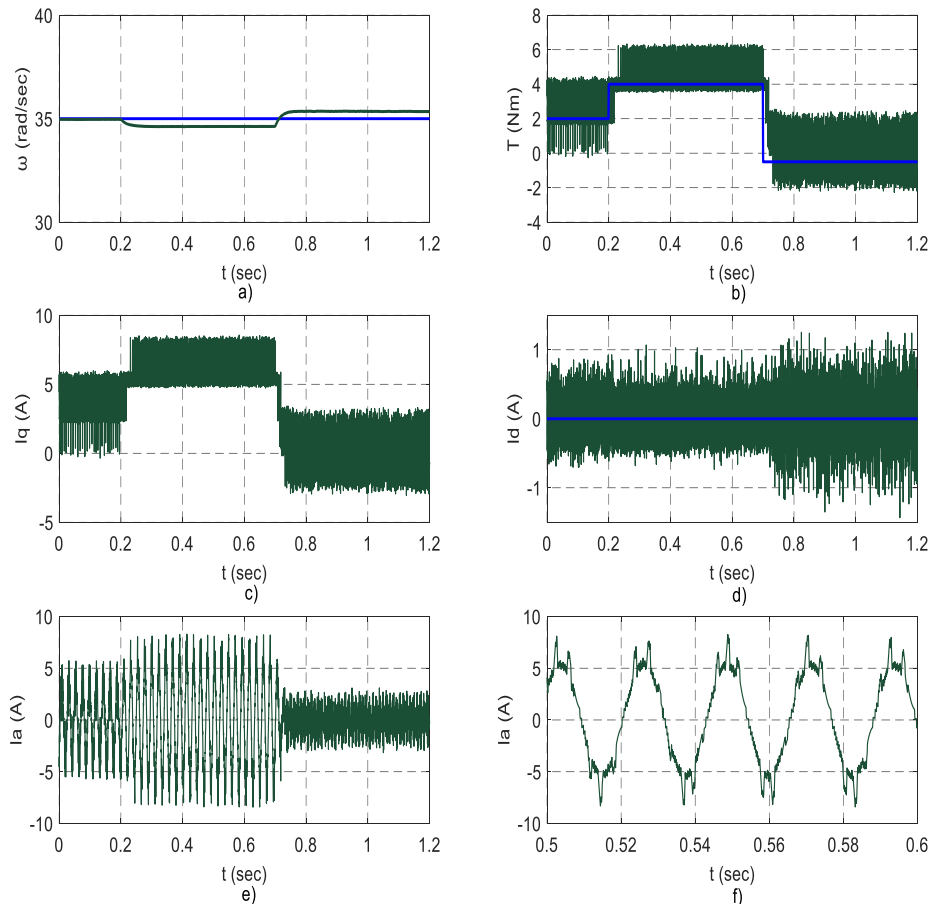
Στον DS-MPSC, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, ο χρόνος απόκρισης παραμένει σταθερός και στις 2 μεταβολές της ταχύτητας, 0,25 sec στ μεταβολή απο 17,5 rad/sec σε 35 rad/sec και 0,13 sec στη μεταβολή από 35 rad/sec σε 17,5 rad/sec. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή εμφανίζει τεράστια κυμάτωση στη μόνιμη κατάσταση, 20 Nm, ενώ στις μεταβατικές καταστάσεις έχει πολύ καλύτερη συμπεριφορά καθώς η κυμάτωσή της περιορίζεται στο 1 Nm. Αυτή η συνεχής και μεγάλη μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής περνάει και στην ταχύτητα, δημιουργώντας μια μικρή κυμάτωση της τάξεως του 0,2 rad/sec. Το ρεύμα ευθέως άξονα εμφανίζει μια μεταβλητή κυμάτωση, η μέγιστη τιμή της οποίας φτάνει τα 12 A, και η μέση τιμή του δεν είναι 0, έτσι δεν ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος απέχει αρκετά από την ημιτονοειδή, λόγω της ύπαρξης πολλών αρμονικών και το THD είναι 64,02%.



## 6.2.4 Υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο μεταβλητής περιόδου POM

- Βηματική μεταβολή ροπής

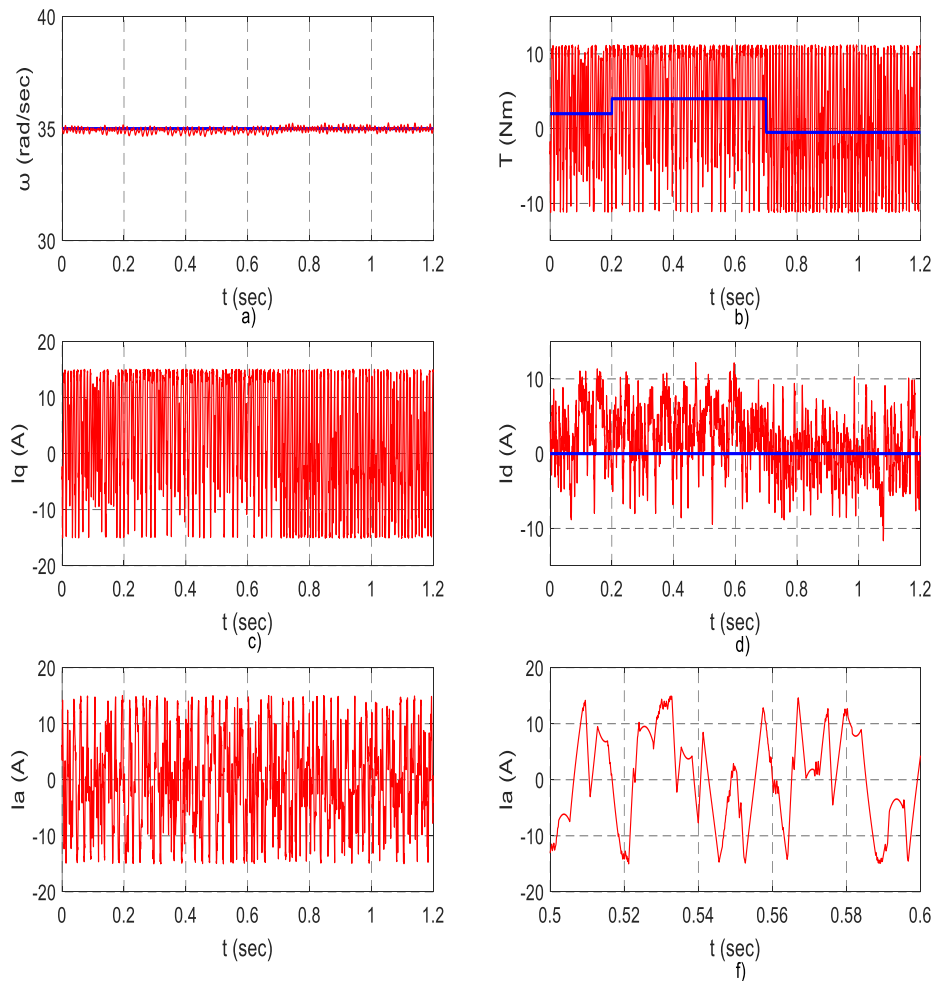
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.19 – *a)* Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
*b)* Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
*c)* Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
*d)* Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
*e)* Απόκριση φασικού ρεύματος  
*f)* Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Ο DS-MPCC, λαμβάνοντας την αρκετά καλή μέτρηση της ταχύτητας από τη μέθοδο POM, έχει πολύ βελτιωμένα χαρακτηριστικά. Το σφάλμα μόνιμης κατάστασης και στις δυο μεταβολές της ροπής, περιορίζεται στο 0,5 rad/sec. Η μορφή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι βελτιωμένη, παραμένει, όμως, η κυμάτωση, με μέγιστη τιμή τα 4 Nm, δε δημιουργείται όμως κυμάτωση στην ταχύτητα λόγω αδράνειας. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει μέση τιμή 0, πράγμα που σημαίνει ότι ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere και η κυμάτωσή του έχει μέγιστη τιμή τα 2 A. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος είναι ελάχιστα παραμορφωμένη από τις υψηλές αρμονικές και το THD στη μόνιμη κατάσταση είναι 19,45%.

## Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC

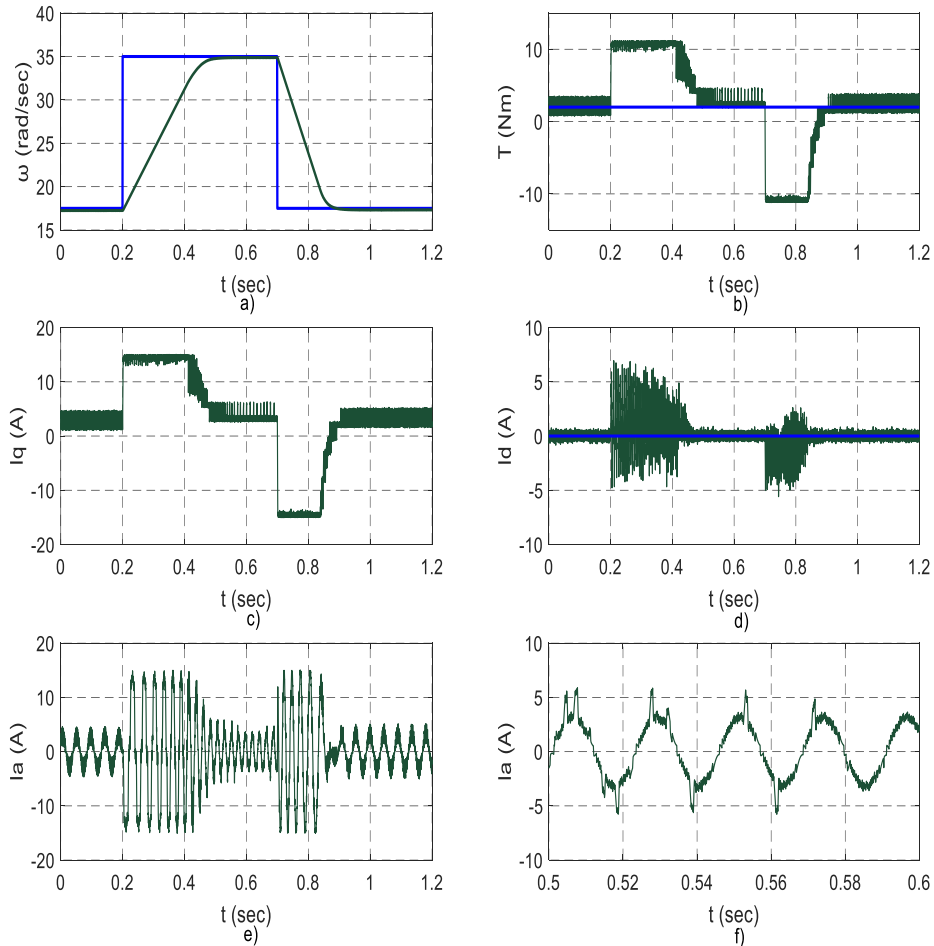


Σχήμα 6.20 – a) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 b) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
 e) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Αντίθετα με τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος, ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC, λαμβάνοντας το σήμα της ταχύτητας, υπολογισμένο με τη μέθοδο POM, δεν παρουσιάζει κανένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης στις μεταβολές της ροπής φορτίου. Ωστόσο, η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή έχει πολύ μεγάλη κυμάτωση, της τάξεως των 20 Nm, προκαλώντας έτσι μια μικρή κυμάτωση και στην ταχύτητα, της τάξεως των 0,3 rad/sec. Το ρεύμα του ευθέως άξονα έχει μέση τιμή διάφορη του μηδενός, το μεγαλύτερο χρονικό διάστημα, που σημαίνει ότι δεν ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere, και έχει σημαντική κυμάτωση που, σε κάποια σημεία, ξεπερνά τα 15 A. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος είναι πολύ παραμορφωμένη, λόγω της ύπαρξης αρμονικών, και το THD στη μόνιμη κατάσταση είναι 127,25%.

- Βηματική μεταβολή ταχύτητας

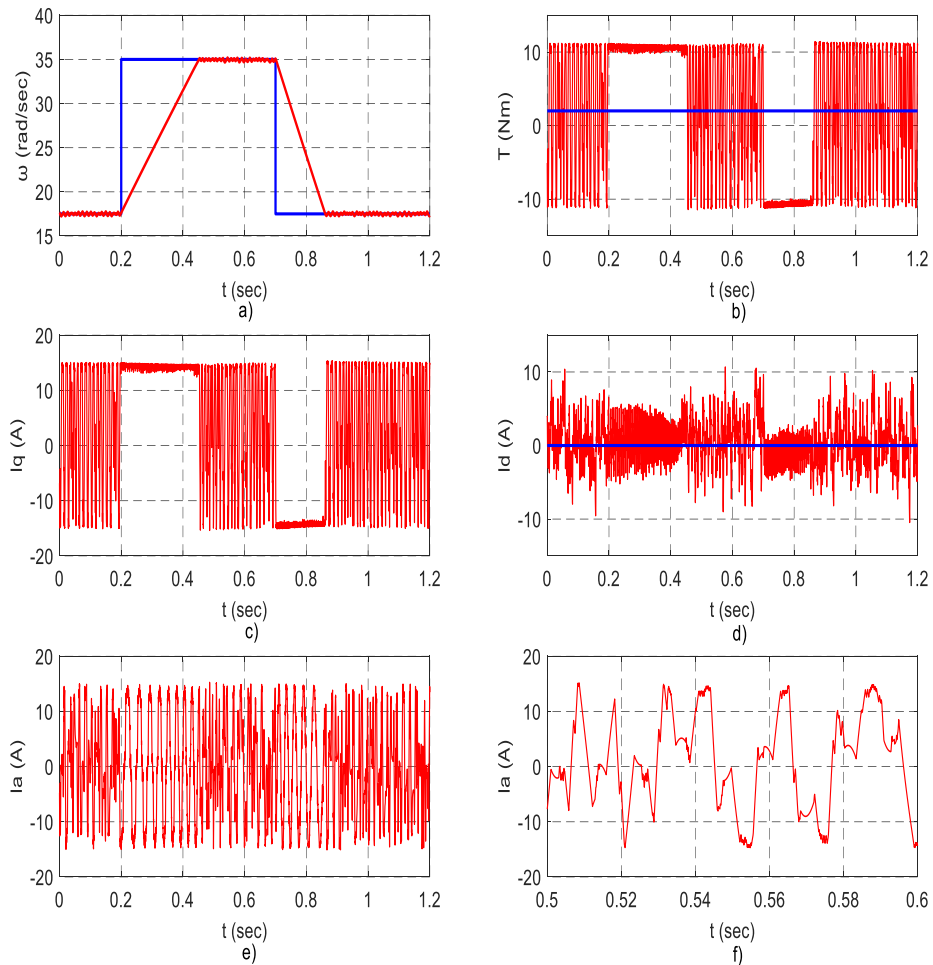
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.21 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Όπως παρατηρούμε στο παραπάνω σχήμα, ο χρόνος απόκρισης με τον έλεγχο DS-MPCC, δεν έχει μεταβληθεί. Στη μεταβολή της ταχύτητας από 17,5 rad/sec σε 35 rad/sec, ο χρόνος απόκρισης είναι 0,25 sec και στη μεταβολή από 35 rad/sec σε 17,5 rad/sec, ο χρόνος απόκρισης είναι 0,13 sec. Επίσης, δε δημιουργείται κανένα σφάλμα ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή έχει μικρή κυμάτωση, 2 Nm, που ωστόσο, δεν περνάει στην ταχύτητα. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει μέση τιμή 0, άρα ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere, και έχει μια μεταβλητή μικρή κυμάτωση, η οποία κατά τα μεταβατικά αυξάνεται μέχρι τα 10 A. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος είναι ελάχιστα παραμορφωμένη από τις υψηλές αρμονικές και το THD στη μόνιμη κατάσταση είναι 19,45%.

## Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



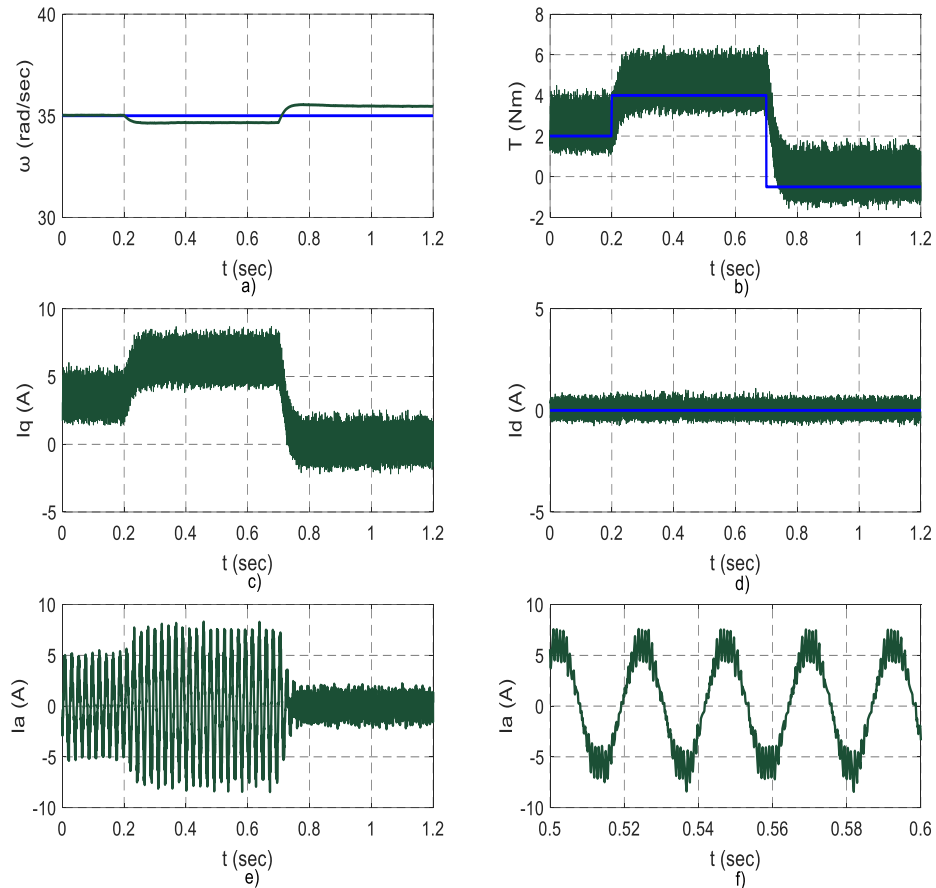
Σχήμα 6.22 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Όπως και στον DS-MPCC έτσι και στον DS-MPSC οι χρόνοι απόκρισης δεν μεταβάλλονται με τον υπολογισμό της ταχύτητας με τη μέθοδο POM, παραμένοντας 0,25 sec για την αύξηση από 17,5 rad/sec σε 35 rad/sec, και 0,13 sec για τη μείωση από 35 rad/sec σε 17,5 rad/sec. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή έχει άσχημη μορφή έξω από τις μεταβατικές καταστάσεις. Η κυμάτωση είναι σταθερή στα 20 A, πράγμα που επηρεάζει την ταχύτητα του κινητήρα δημιουργώντας μια κυμάτωση, της τάξεως των 0,3 rad/sec. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει αυξημένη κυμάτωση, ως και 15 A, όμως η μέση του τιμή είναι 0, άρα ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος είναι πολύ παραμορφωμένη, λόγω της ύπαρξης αρμονικών, και το THD στη μόνιμη κατάσταση είναι 127,25%.

## 6.2.5 Υπολογισμός της ταχύτητας με τον αυτοπροσαρμοζόμενο παρατηρητή Kalman (SAKO)

- Βηματική μεταβολή ροπής

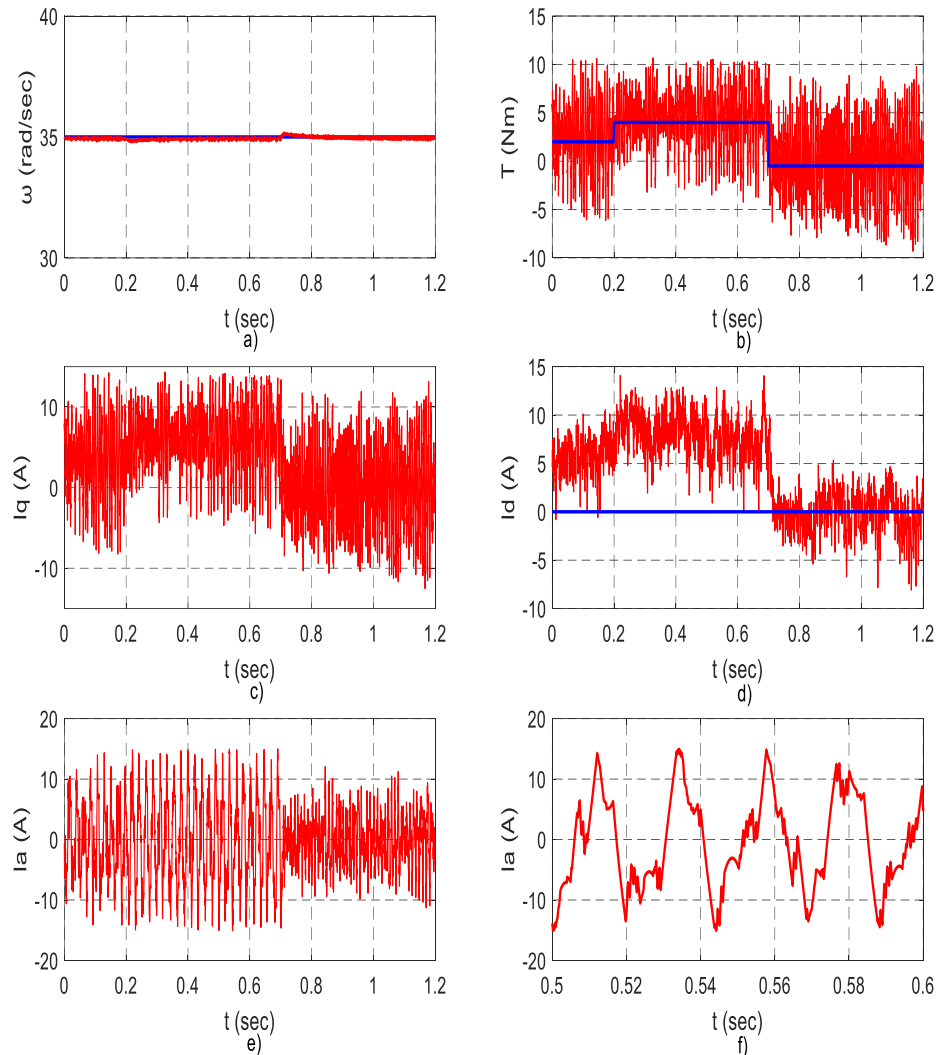
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.23 – *a)* Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
*b)* Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
*c)* Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
*d)* Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
*e)* Απόκριση φασικού ρεύματος  
*f)* Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Ο DS-MPCC, λαμβάνοντας τη μέτρηση της ταχύτητας από το SAKO, εμφανίζει, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, πολύ μικρο σφάλμα μόνιμης κατάστασης,  $-0,3 \text{ rad/sec}$  όταν η ροπή φορτίου αυξάνεται στα  $4 \text{ Nm}$  και  $+0,5 \text{ rad/sec}$  όταν η ροπή γίνεται  $-0,5 \text{ Nm}$ . Η ηλεκτρομαγνητική ροπή έχει κυμάτωση, όμως η κυμάτωση αυτή είναι μικρή, σχετικά με τις άλλες μεθόδους υπολογισμού της ταχύτητας, με τη μέγιστη τιμή της να είναι  $2,7 \text{ Nm}$ . Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει μέση τιμή 0, έτσι ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere, και παρουσιάζει μικρή κυμάτωση 1 A. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος είναι ελάχιστα παραμορφωμένη από τις υψηλές αρμονικές και το THD στη μόνιμη κατάσταση είναι 18,67%.

## Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC

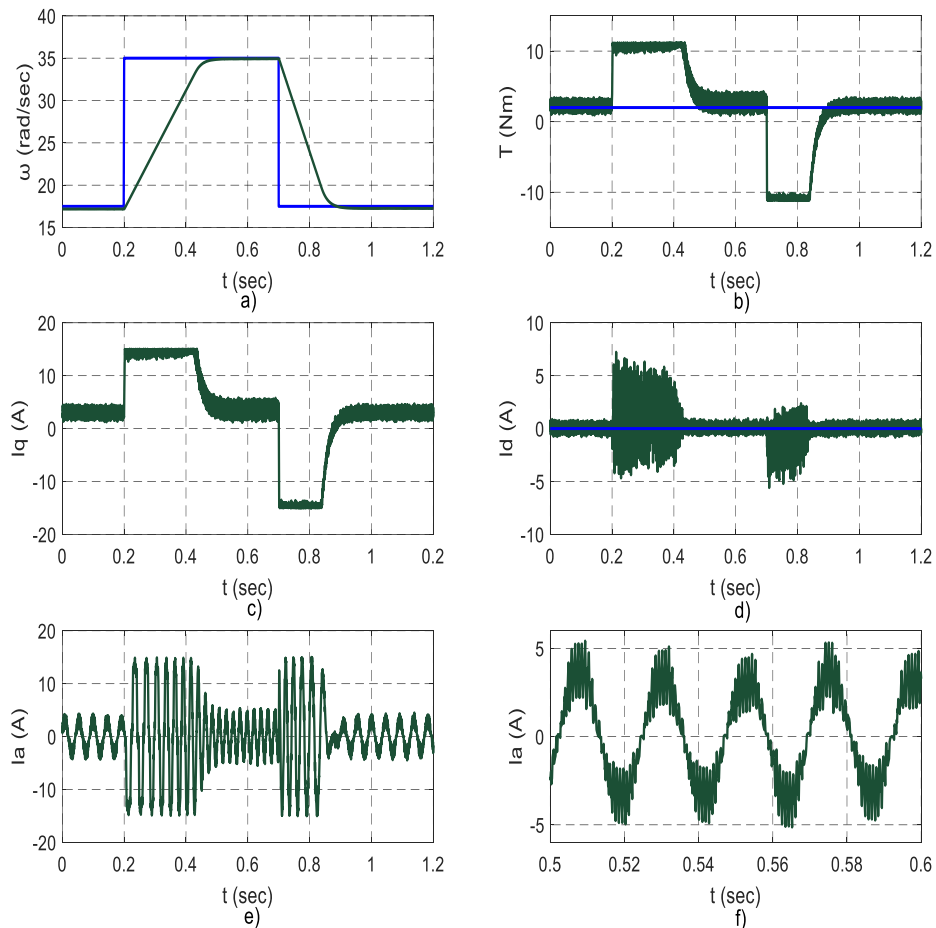


Σχήμα 6.24 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Ο DS-MPSC, όταν λαμβάνει τη μέτρηση της ταχύτητας από το SAKO, όπως και με τις περισσότερες άλλες μεθόδους, δεν εμφανίζει κάποιο σφάλμα ταχύτητας σε καμία μεταβολή της ροπής. Ωστόσο, η ηλεκτρομαγνητική ροπή παρουσιάζει πολύ μεγάλη κυμάτωση, ως και 20 Nm, έχοντας ως αποτέλεσμα μια μικρή κυμάτωση της ταχύτητας της τάξης του 0,1 rad/sec. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει μέση τιμή διαφορετική από 0, άρα δεν ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere, και η κυμάτωσή του παραμένει αυξημένη ως και 10 A. Το φασικό ρευμα παρουσιάζεται εμφανώς παραμορφωμένο από τις υψηλότερες αρμονικές με το THD του να είναι 45,99%.

- Βηματική μεταβολή ταχύτητας

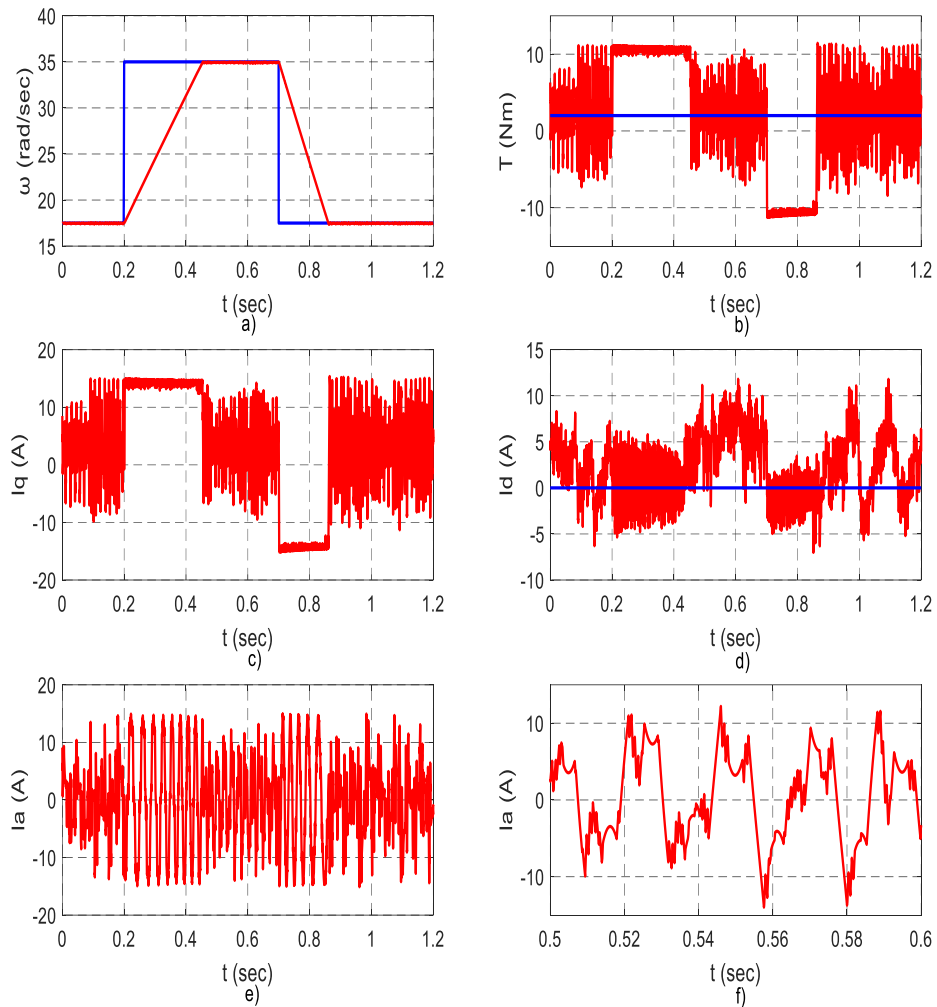
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.25 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Όπως παρατηρούμε στο παραπάνω σχήμα, ο χρόνος απόκρισης με τον έλεγχο DS-MPCC, δεν έχει μεταβληθεί. Στη μεταβολή της ταχύτητας από 17,5 rad/sec σε 35 rad/sec, ο χρόνος απόκρισης είναι 0,25 sec και στη μεταβολή από 35 rad/sec σε 17,5 rad/sec, ο χρόνος απόκρισης είναι 0,13 sec. Επίσης, δε δημιουργείται κανένα σφάλμα ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή έχει μικρή κυμάτωση, 2 Nm, που ωστόσο, δεν περνάει στην ταχύτητα. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει μέση τιμή 0, άρα ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere, και έχει μια μεταβλητή μικρή κυμάτωση, η οποία κατά τα μεταβατικά αυξάνεται μέχρι τα 10 A. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος είναι ελάχιστα παραμορφωμένη από τις υψηλές αρμονικές και το THD στη μόνιμη κατάσταση είναι 18,67%.

## Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



Σχήμα 6.26 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Όπως και στον DS-MPCC έτσι και στον DS-MPSC οι χρόνοι απόκρισης δε μεταβάλλονται με τον υπολογισμό της ταχύτητας με το SAKO, παραμένοντας 0,25 sec για την αύξηση από 17,5 rad/sec σε 35 rad/sec, και 0,13 sec για τη μείωση από 35 rad/sec σε 17,5 rad/sec. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή έχει άσχημη μορφή έξω από τις μεταβατικές καταστάσεις. Η κυμάτωση είναι μεταβλητή ξεπερνώντας τα 15 A σε κάποια σημεία, πράγμα που επηρεάζει την ταχύτητα του κινητήρα δημιουργώντας μια κυμάτωση, της τάξεως των 0,1 rad/sec. Το ρεύμα ευθέως άξονα έχει αυξημένη κυμάτωση, ως και 10 A, και η μέση του τιμή δεν είναι 0, άρα δεν ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere. Η κυματομορφή του φασικού ρεύματος είναι πολύ παραμορφωμένη, λόγω της ύπαρξης αρμονικών, και το THD στη μόνιμη κατάσταση είναι 45,99%.



## 6.2.6 Εξέταση ευρωστίας των τεχνικών ελέγχου

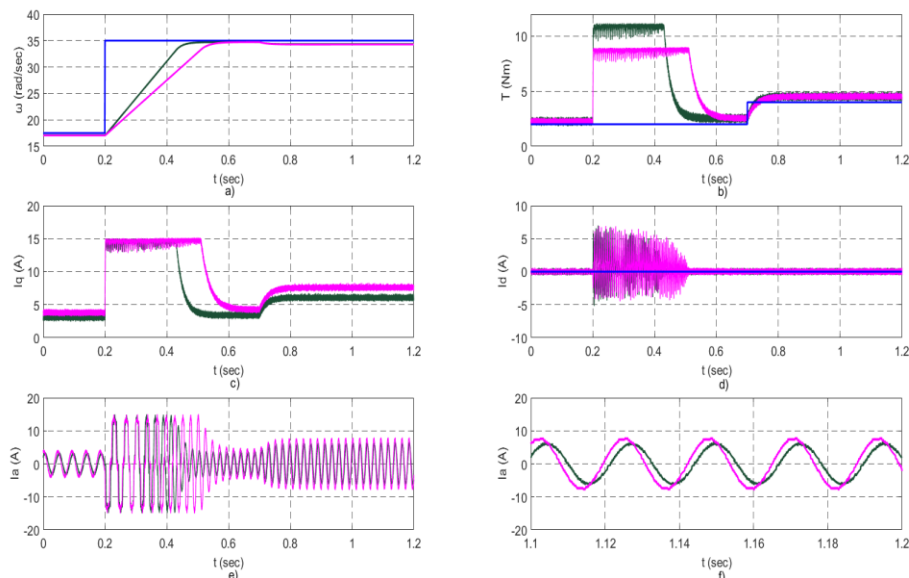
Πολλές φορές κατά τη λειτουργία του κινητήρα, οι παράμετροί του, μπορεί να μεταβληθούν. Για παράδειγμα, με την αύξηση της θερμοκρασίας, μπορεί να αυξηθούν η αντίσταση του στάτη, οι αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα και να μειωθεί η μαγνητική ροή που παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες. Όταν συμβαίνει κάτι τέτοιο, το σύστημα ελέγχου δεν το “γνωρίζει”, καθότι έχει σχεδιαστεί με βάση τις ονομαστικές παραμέτρους του συστήματος. Τόσο ο προβλεπτικός έλεγχος, όσο και ο παρατηρητής Kalman, βασίζονται στη λειτουργία τους σε ένα μοντέλο του κινητήρα, που, στην περίπτωση που οι παράμετροι έχουν μεταβληθεί, δεν είναι τόσο ακριβές.

Για να δούμε τι συμβαίνει σε αυτή την περίπτωση, πραγματοποιήθηκαν 2 προσομοιώσεις. Στη μια υποτέθηκε μείωση της μαγνητικής ροής των μόνιμων μαγνητών κατά 30% και στην άλλη αύξηση της αντίστασης στάτη και των αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα κατά 50%. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν, αρχικά παίρνοντας τη μέτρηση της ταχύτητας απευθείας και, ύστερα, έχοντας τη μέτρηση της ταχύτητας από τον αυτοπροσαρμοζόμενο παρατηρητή Kalman, τόσο στον προβλεπτικό έλεγχο ταχύτητας όσο και στον προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος. Σε όλες τις προσομοιώσεις έγιναν οι ίδιες μεταβολές ταχύτητας αναφοράς και ροπής φορτίου.

Αρχικά ο κινητήρας κινείται με ταχύτητα μισή της ονομαστικής, 17,5 rad/sec, και η ροπή φορτίου είναι ονομαστική, 2 Nm. Τη χρονική στιγμή 0,2 sec, δίνεται σήμα για αύξηση της ταχύτητας στην ονομαστική, 35 rad/sec. Τη χρονική στιγμή 0,7 sec, η ροπή φορτίου αυξάνεται στα 4 Nm.

### 6.2.6.1 Μείωση της μαγνητικής ροής των μόνιμων μαγνητών κατά 30% με απευθείας μέτρηση της ταχύτητας

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.27 – a) Απόκριση ταχύτητας

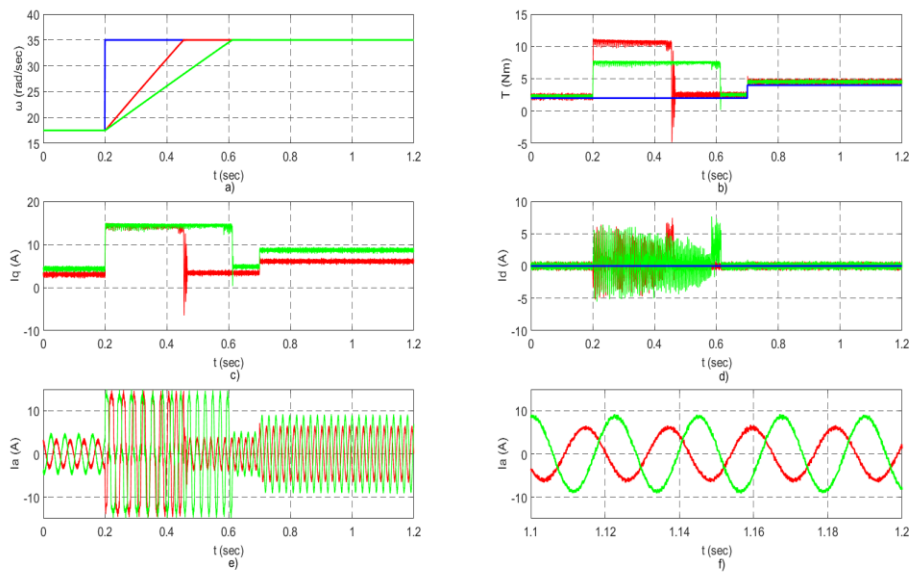
b) Απόκριση ροπής c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$

d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$  e) Απόκριση φασικού ρεύματος

f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 1,1 sec ως 1,2 sec

Με μπλε παρουσιάζονται τα σήματα αναφοράς, με ροζ οι αποκρίσεις για τη ροή μειωμένη κατά 30% και με πράσινο οι αποκρίσεις χωρίς τη μείωση της ροής

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPSC



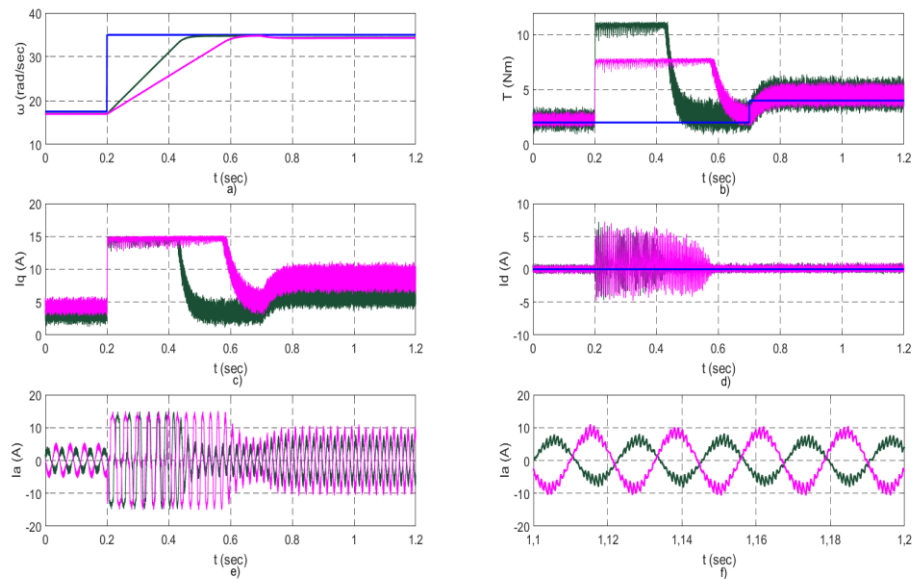
Σχήμα 6.28 – a) Απόκριση ταχύτητας b) Απόκριση ροπής  
 c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$  d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$   
 e) Απόκριση φασικού ρεύματος f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 1,1 sec ως 1,2 sec  
 Με μπλε παρουσιάζονται τα σήματα αναφοράς, με πράσινο οι αποκρίσεις για τη ροή  
 μειωμένη κατά 30% και με κόκκινο οι αποκρίσεις χωρίς τη μείωση της ροής.

Όπως φαίνεται στα σχήματα 6.27 και 6.28, τόσο στον προβλεπτικό έλεγχο ταχύτητας όσο και στον προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος, έχουμε μια αναμενόμενη μείωση, κατά 30%, στη μέγιστη παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή, λόγω της μείωσης της ροής των μονίμων μαγνητών. Ως αποτέλεσμα, ο χρόνος απόκρισης στη βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς αυξήθηκε κατά 0,15 sec. Επίσης, το μέτρο του φασικού ρεύματος αυξήθηκε, που ήταν αναμενόμενο, αφού για την παραγωγή συγκεκριμένης ηλεκτρομαγνητικής ροπής χρειάζεται μεγαλύτερο ρευμα λόγω της μειωμένης ροής. Τέλος, υπάρχει μια μικρή μείωση στην κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Όλες αυτές οι διαφορές όμως, ήταν αναμενόμενες και οφείλονται στη μείωση της ροής.

Ο έλεγχος δεν επηρεάζεται από αυτήν τη μεταβολή, αφού εφαρμόζει τη μέγιστη ηλεκτρομαγνητική ροπή για την αύξηση της ταχύτητας και διατηρεί την ταχύτητα σταθερή και ίση με την ονομαστική κατά τη βηματική μεταβολή της ροπής φορτίου. Επίσης, τα ρεύματα στον ευθύ και στον εγκάρσιο άξονα έχουν την ίδια μορφή με τη διαφορά ότι το μεταβατικό φαινόμενο της ταχύτητας διαρκεί περισσότερο.

### 6.2.6.2 Μείωση της μαγνητικής ροής των μονίμων μαγνητών κατα 30% με υπολογισμό της ταχύτητας με SAKO

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.29 – α) Απόκριση ταχύτητας

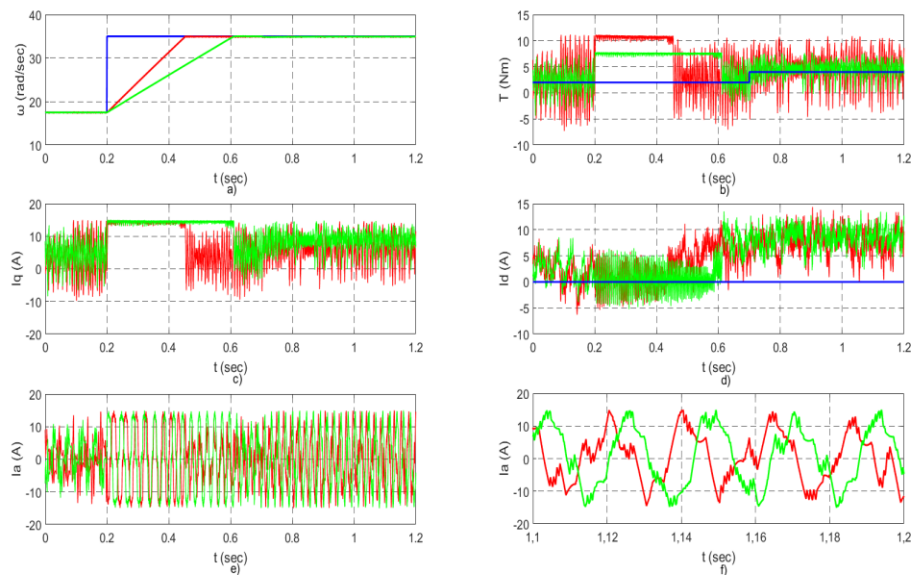
β) Απόκριση ροπής γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_d$

δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_q$  ε) Απόκριση φασικού ρεύματος

ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 1,1 sec ως 1,2 sec

Με μπλε παρουσιάζονται τα σήματα αναφοράς, με ροζ οι αποκρίσεις για τη ροή μειωμένη κατά 30% και με πράσινο οι αποκρίσεις χωρίς τη μείωση της ροής.

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



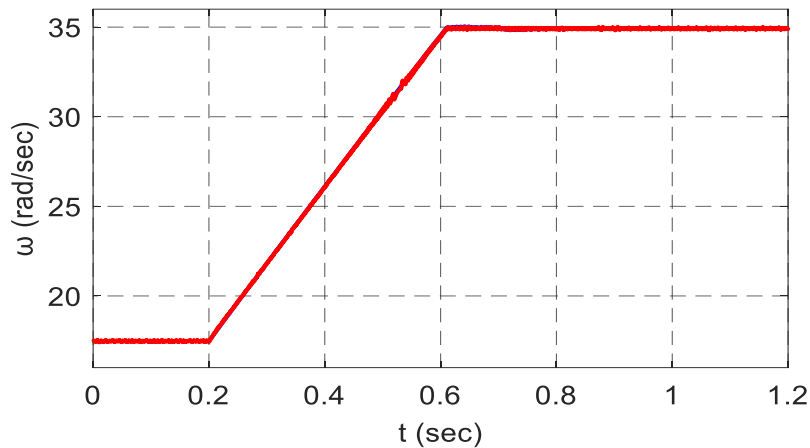
Σχήμα 6.30 – α) Απόκριση ταχύτητας β) Απόκριση ροπής

γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_d$  δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_q$

ε) Απόκριση φασικού ρεύματος ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 1,1 sec ως 1,2 sec

Με μπλε παρουσιάζονται τα σήματα αναφοράς, με πράσινο οι αποκρίσεις για τη ροή μειωμένη κατά 30% και με κόκκινο οι αποκρίσεις χωρίς τη μείωση της ροής.

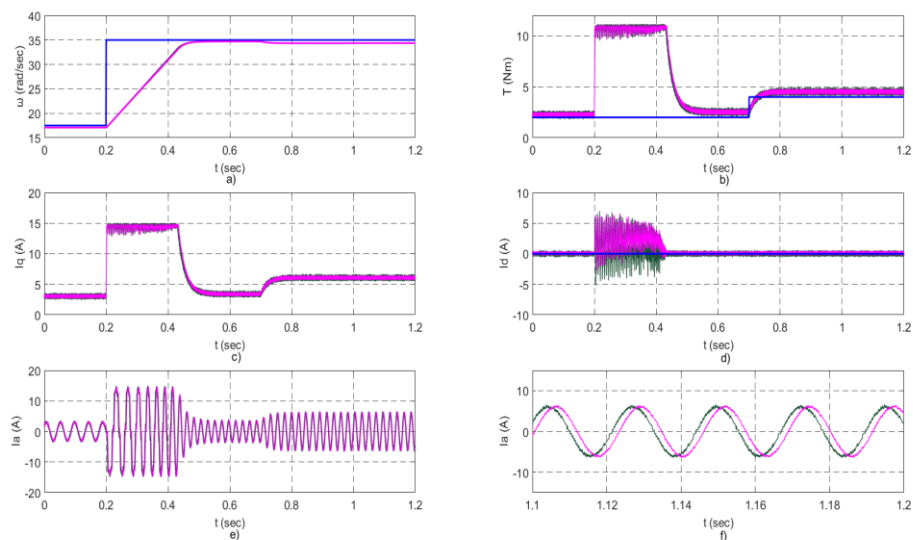
Ο αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman δεν επηρεάζεται από τη μεταβολή της μαγνητικής ροής, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.31. Παρόλο που ο υπολογισμός της ταχύτητας, μέσω του παρατηρητή Kalman, βασίζεται στην εκτίμηση μέσω ενός μοντέλου του συστήματος, η σωστή επιλογή του πίνακα Q, που αναφέρεται στον θόρυβο του συστήματος, μπορεί να καταστήσει την εκτίμηση ακριβή, ακόμη και αν το μοντέλο του συστήματος δεν είναι τόσο ακριβές [15]. Η αύξηση στις διακυμάνσεις των ρευμάτων και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής που παρουσιάζονται στα σχήματα 6.29 και 6.30 οφείλονται στη μέτρηση της ταχύτητας με τον αυτοπροσαρμοζόμενο παρατηρητή Kalman, όπως παρουσιάστηκε στην παράγραφο 6.2.5.



Σχήμα 6.31 – Με μπλε παρουσιάζεται η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα και με κόκκινο η ταχύτητα που υπολογίζεται μέσω του παρατηρητή Kalman.

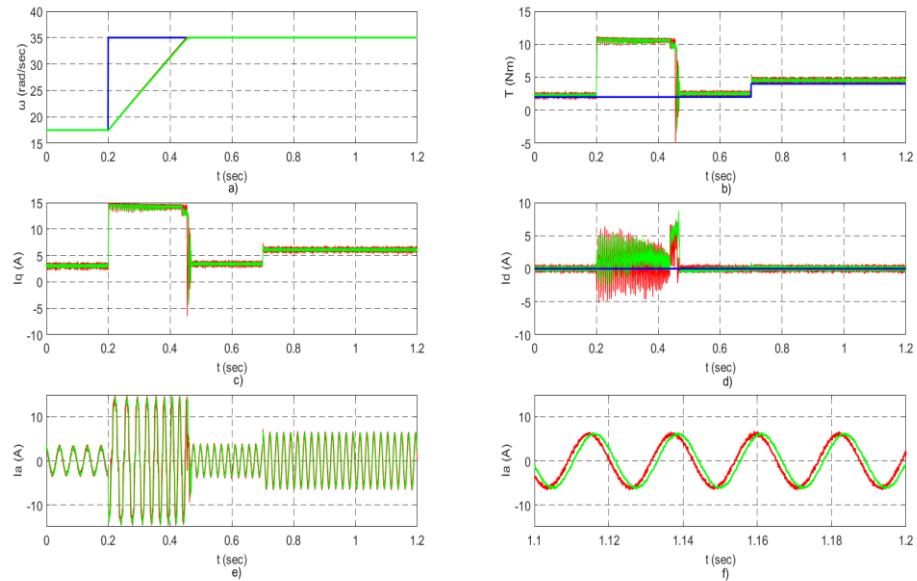
### 6.2.6.3 Αύξηση της αντίστασης και των αυτεπαγωγών κατά 50% με απευθείας μέτρηση της ταχύτητας.

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.32 – a) Απόκριση ταχύτητας b) Απόκριση ροπής  
 c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα Id d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα Id  
 e) Απόκριση φασικού ρεύματος f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 1,1 sec ως 1,2 sec  
 Με μπλε παρουσιάζονται τα σήματα αναφοράς, με ροζ οι αποκρίσεις για τη ροή μειωμένη κατά 30% και με πράσινο οι αποκρίσεις χωρίς τη μείωση της ροής.

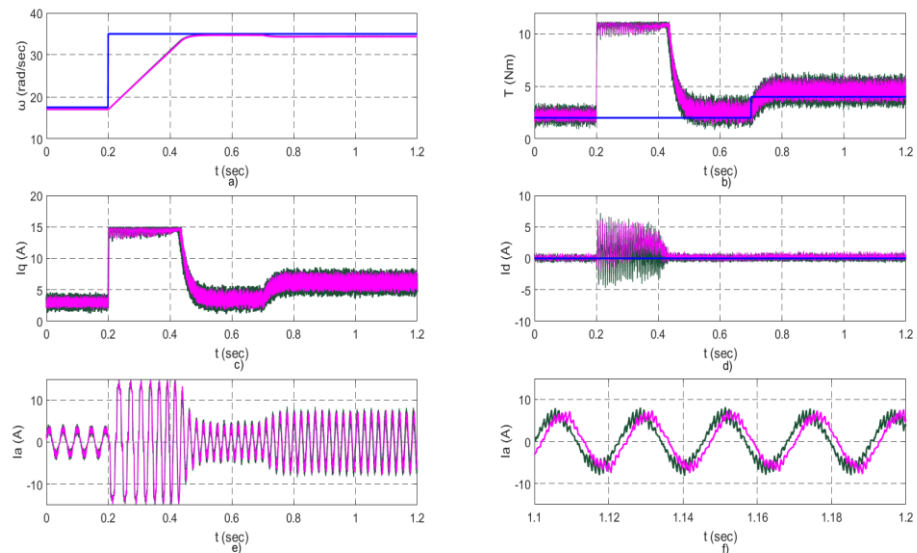
- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



Σχήμα 6.33 – a) Απόκριση ταχύτητας b) Απόκριση ροπής  
 c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$  d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$   
 e) Απόκριση φασικού ρεύματος f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 1,1 sec ως 1,2 sec  
 Με μπλε παρουσιάζονται τα σήματα αναφοράς, με πράσινο οι αποκρίσεις για τη ροή  
 μειωμένη κατά 30% και με κόκκινο οι αποκρίσεις χωρίς τη μείωση της ροής

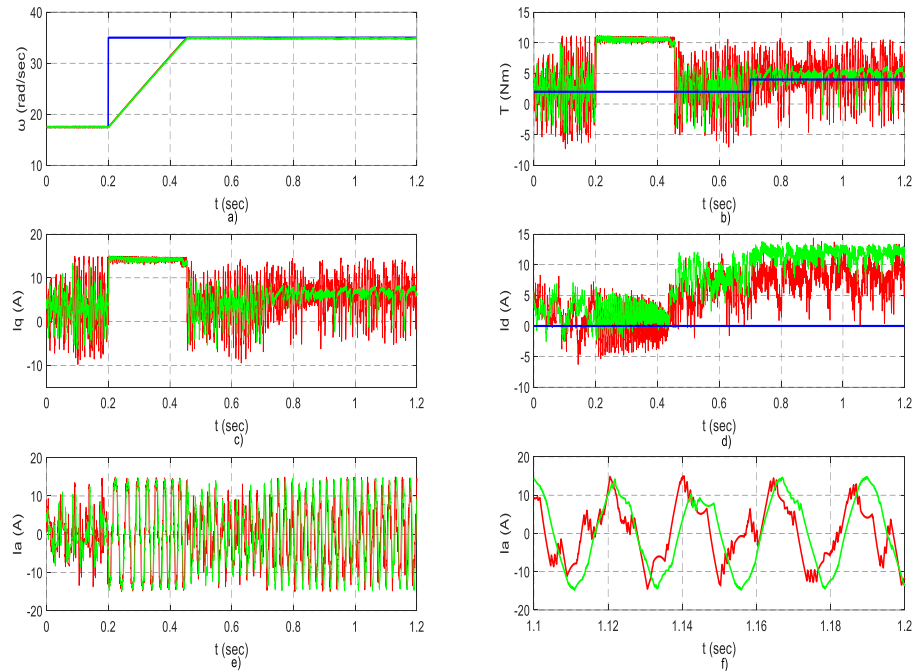
#### 6.2.6.4 Αύξηση της αντίστασης και των απτεπαγωγών κατά 50% με υπολογισμό της ταχύτητας με SAKO

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC

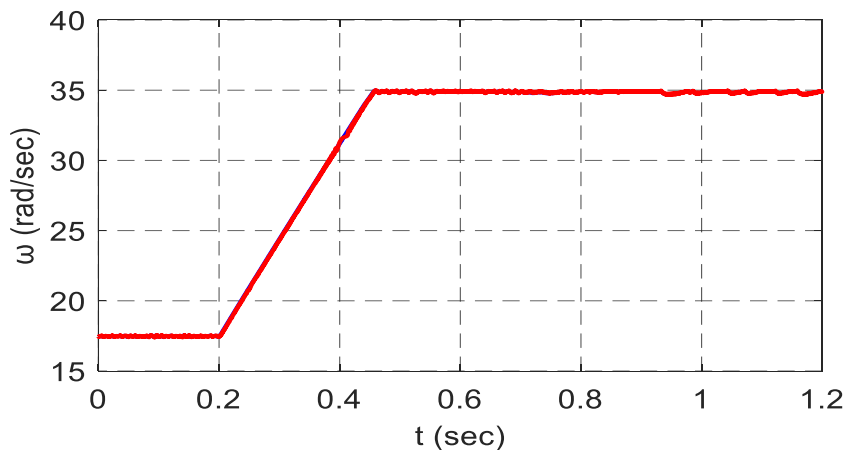


Σχήμα 6.34 – a) Απόκριση ταχύτητας b) Απόκριση ροπής  
 c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$  d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$   
 e) Απόκριση φασικού ρεύματος f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 1,1 sec ως 1,2 sec  
 Με μπλε παρουσιάζονται τα σήματα αναφοράς, με ροζ οι αποκρίσεις για τη ροή  
 μειωμένη κατά 30% και με πράσινο οι αποκρίσεις χωρίς τη μείωση της ροής.

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



Σχήμα 6.351 – α) Απόκριση ταχύτητας β) Απόκριση ροπής  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_d$  δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$   
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος ζ) Απόκριση φασικού ρεύματος από 1,1 sec ως 1,2 sec  
 Με μπλε παρουσιάζονται τα σήματα αναφοράς, με πράσινο οι αποκρίσεις για τη ροή  
 μειωμένη κατά 30% και με κόκκινο οι αποκρίσεις χωρίς τη μείωση της ροής



Σχήμα 6.36 – Με μπλε παρουσιάζεται η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα και με κόκκινο η ταχύτητα που υπολογίζεται μέσω του παρατηρητή Kalman

Όπως φαίνεται στα σχήματα 6.32, 6.33, 6.34, 6.35, 6.36, ούτε σε αυτήν την περίπτωση επηρεάζεται ο έλεγχος και ο παρατηρητής Kalman. Η μόνη διαφορά που παρατηρείται είναι η μείωση στην κυμάτωση των ρευμάτων, και κατ' επέκταση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, λόγω της αύξησης των αυτεπαγωγών.

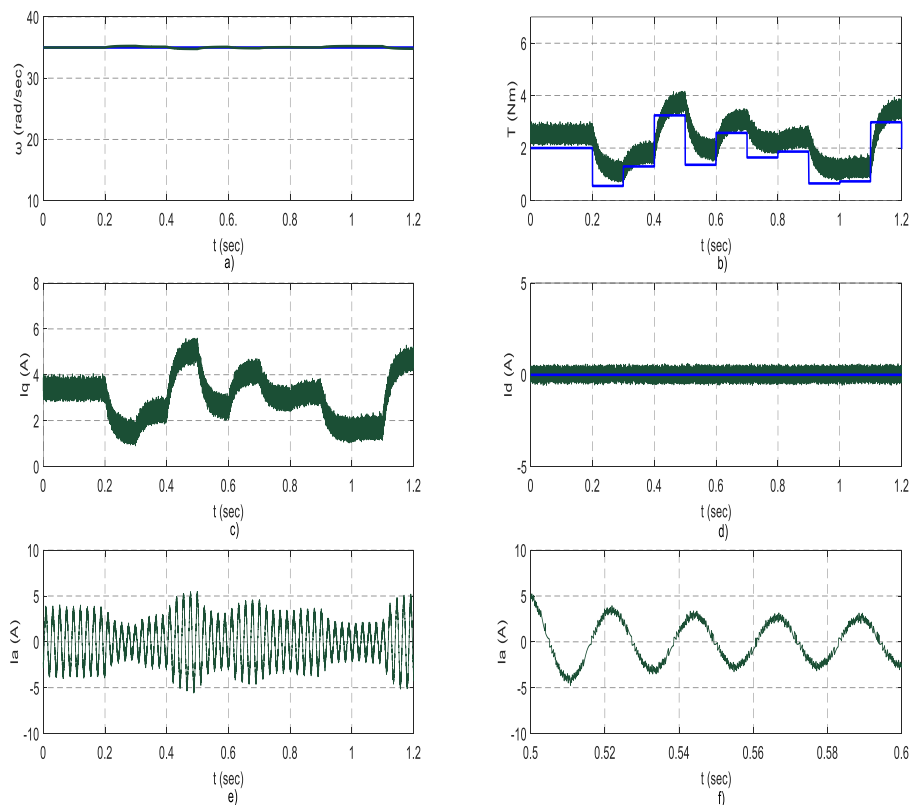
## 6.2.7 Προσομοίωση κίνησης με έντονες διακυμάνσεις στο μηχανικό φορτίο

Κατά την κίνηση του αυτοκινήτου σπάνια υπάρχει σταθερή ροπή φορτίου. Το πιο συνηθισμένο είναι να υπάρχουν συνεχείς μικρές ή μεγάλες μεταβολές της ροπής, που, κατά κύριο λόγο, οφείλονται στο οδόστρωμα, αλλά επηρεάζονται και από άλλους παράγοντες, όπως για παράδειγμα τον αέρα. Η πιο δυσμενής κατάσταση είναι η κίνηση σε ανώμαλο οδόστρωμα. Σε αυτήν την περίπτωση η ροπή φορτίου μπορεί να παλινδρομεί έντονα και να παρουσιάζει απότομες μεταβολές, οι οποίες προκαλούν δονήσεις στο σύστημα κίνησης και, συχνά, έντονες διαταραχές στο σύστημα ελέγχου. Αυτό έχει πολλές πιθανές αρνητικές επιπτώσεις και μπορεί να οδηγήσει μέχρι και σε αστάθεια του κινητήρα.

Για την προσομοίωση αυτής της κατάστασης χρησιμοποιήθηκε ροπή φορτίου, μεσης τιμής ίσης με την ονομαστική ροπή φορτίου, 2 Nm, η οποία μεταβάλλεται κάθε 0,1 sec με διασπορά 1 Nm. Προσομοιώθηκε τόσο ο προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος όσο και ο προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας με τη χρησιμοποίηση του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman για τη μέτρηση της ταχύτητας.

### 6.2.7.1 Προσομοίωση με απευθείας μέτρηση της ταχύτητας

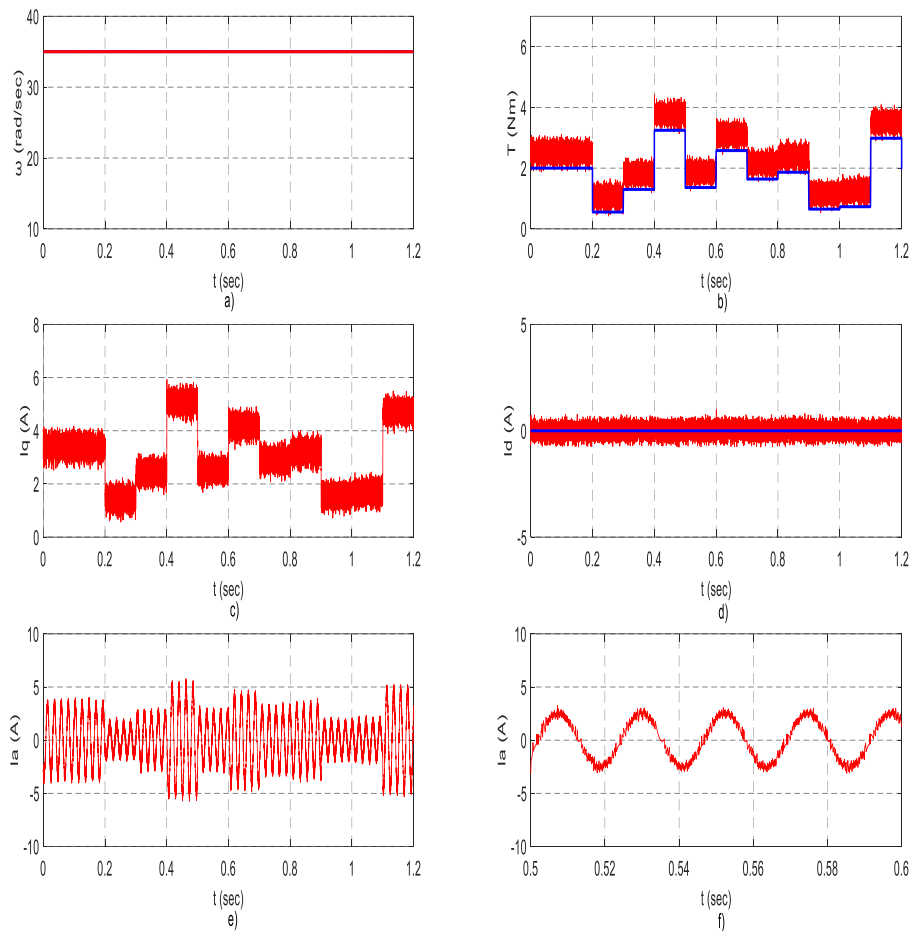
- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.37 – a) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
b) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_d$   
d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
e) Απόκριση φασικού ρεύματος  
f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec



- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



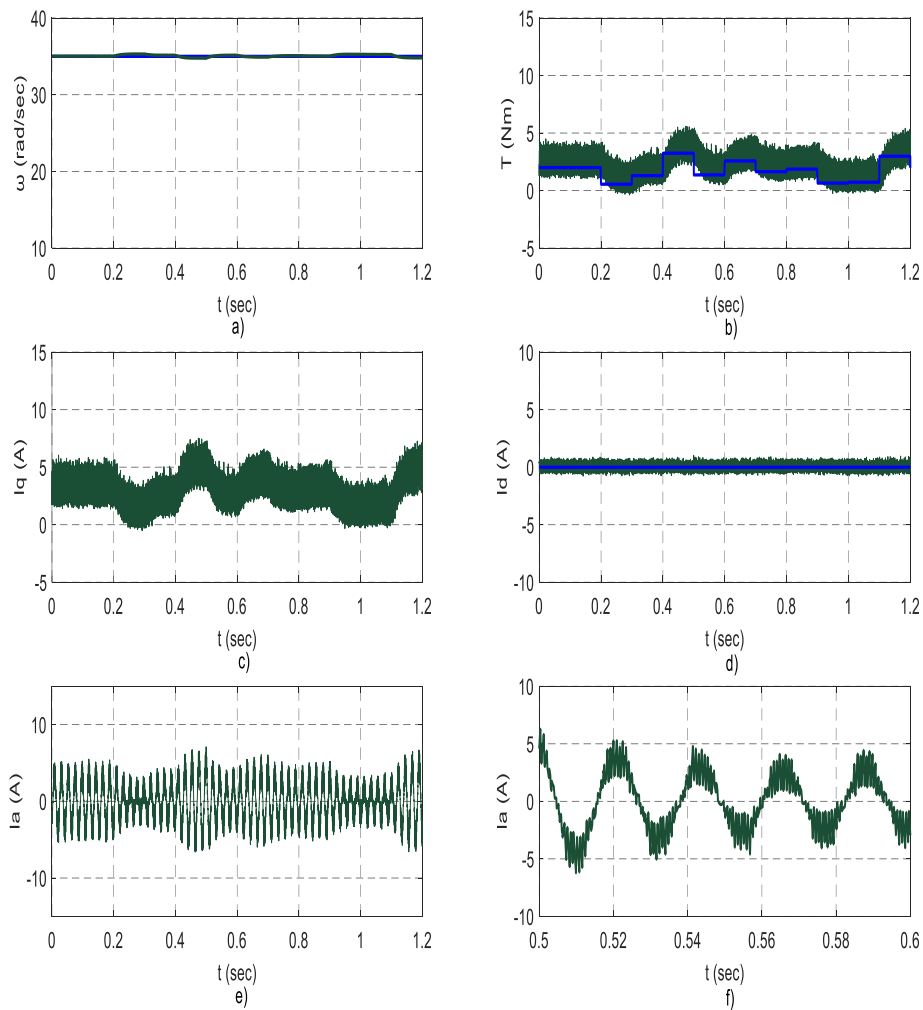
Σχήμα 6.38 – α) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
 β) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
 γ) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
 δ) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
 ε) Απόκριση φασικού ρεύματος  
 ς) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Η συνεχής μεταβολή της ροπής δεν προκαλεί κανένα πρόβλημα και στις δυο τεχνικές ελέγχου, οι οποίες καταφέρνουν να κρατήσουν την ταχύτητα σταθερή και ίση με την ταχύτητα αναφοράς.



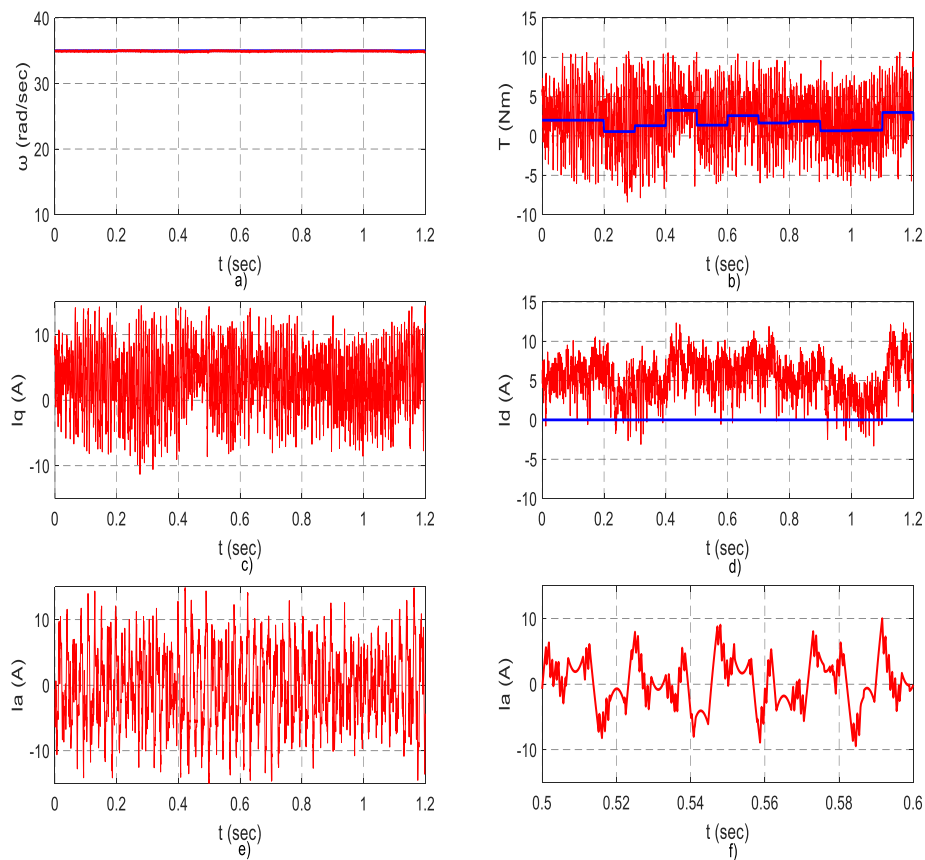
### 6.2.7.1 Προσομοίωση με υπολογισμό της με SAKO

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος DS-MPCC



Σχήμα 6.39 – a) Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με πράσινο η πραγματική  
b) Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με πράσινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
c) Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
d) Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με πράσινο το πραγματικό ρεύμα  
e) Απόκριση φασικού ρεύματος  
f) Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

- Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας DS-MPSC



Σχήμα 6.40 – *a)* Απόκριση ταχύτητας, με μπλε παρουσιάζεται η ταχύτητα αναφοράς και με κόκκινο η πραγματική  
*b)* Απόκριση ροπής, με μπλε παρουσιάζεται η ροπή φορτίου και με κόκκινο η ηλεκτρομαγνητική ροπή  
*c)* Απόκριση ρεύματος κάθετου άξονα  $I_q$   
*d)* Απόκριση ρεύματος ευθέως άξονα  $I_d$ , με μπλε παρουσιάζεται το ρεύμα αναφοράς και με κόκκινο το πραγματικό ρεύμα  
*e)* Απόκριση φασικού ρεύματος  
*f)* Απόκριση φασικού ρεύματος από 0,5 sec ως 0,6 sec

Η συνεχής μεταβολή της ροπής δεν προκαλεί κανένα πρόβλημα και στις δυο τεχνικές ελέγχου, οι οποίες καταφέρνουν να κρατήσουν την ταχύτητα σταθερή και ίση με την ταχύτητα αναφοράς. Η μεγάλη κυμάτωση, που παρατηρείται στη ροπή και στα ρεύματα στον προβλεπτικό έλεγχο ταχύτητας, δεν οφείλεται στις μεταβολές της ροπής φορτίου αλλά στον υπολογισμό της ταχύτητας με τον παρατηρητή Kalman, όπως παρουσιάστηκε στην παράγραφο 6.2.5.

### 7. Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, μελετήθηκε η εφαρμογή προβλεπτικών τεχνικών ελέγχου στα συστήματα οδήγησης κινητήρων μονίμων μαγνητών με διάφορους τρόπους υπολογισμού της ταχύτητας του κινητήρα από το σήμα θέσης ενός οπτικού κωδικοποιητή θέσης, με στόχο την ανάδειξη των χαρακτηριστικών τους.

Αρχικά, αναπτύχθηκε το μαθηματικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής. Στη συνέχεια σχεδιάστηκαν στο περιβάλλον του λογισμικού Matlab/Simulink, οι δυο αλγόριθμοι προβλεπτικού ελέγχου, ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος (DS-MPCC) και ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας (DS-MPSC) καθώς επίσης και οι διάφοροι τρόποι υπολογισμού της ταχύτητας από το σήμα θέσης που δίνει ο οπτικός κωδικοποιητής θέσης, μέθοδος Euler (EM), μέθοδος μεταβλητής περιόδου (PVM), μέθοδος επικάλυψης περιόδων (POM) και αυτοπροσαρμοζόμενος παρατηρητής Kalman (SAKO). Όλοι οι συνδυασμοί, των παραπάνω τεχνικών ελέγχου και μεθόδων υπολογισμού της ταχύτητας, προσομοιώθηκαν σε διάφορες σε διάφορες μεταβολές ροπής φορτίου και εντολής ταχύτητας.

#### 7.1 Κυριότερα συμπεράσματα

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

- Ο προβλεπτικός έλεγχος προσφέρει τη δυνατότητα για πολύ γρήγορες μεταβατικές αποκρίσεις σε σχέση με το κλασικό σχήμα διανυσματικού ελέγχου. Χάρη στη δυνατότητα του να μεταβάλλει πολύ γρήγορα την ηλεκτρομαγνητική ροπή εξαλείφει εξ ολοκλήρου την υπερπήδηση της ταχύτητας από την τιμή αναφοράς που εμφανίζεται στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο αν μειωθεί ο χρόνος απόκρισης.
- Ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος ταχύτητας παρουσιάζει ελαφρώς καλύτερα χαρακτηριστικά από τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος, όταν η μέτρηση της ταχύτητας παίρνεται απευθείας, απο ταχογεννήτρια. Οι χρόνοι απόκρισης στις μεταβολές της ροπής φορτίου και της εντολής ταχύτητας είναι ίδιοι, ωστόσο ο DS-MPSC παρουσιάζει ελαφρώς καλύτερο φασικό ρεύμα στη μόνιμη κατάσταση και δεν έχει κανένα σφάλμα ταχύτητας στις μεταβολές της ροπής φορτίου, ενώ ο DS-MPCC παρουσιάζει σφάλμα 1% σε αντίστοιχες μεταβολές.
- Οι παραδοσιακοί τρόποι υπολογισμού της ταχύτητας από το σήμα θέσης ενός οπτικού κωδικοποιητή θέσης εισάγουν αρκετό σφάλμα και καθυστερήσεις που επηρεάζουν αρνητικά τις δυο τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου. Αυτές οι αρνητικές επιπτώσεις ελαχιστοποιούνται με τη χρησιμοποίηση ενός αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman για το βέλτιστο υπολογισμό της ταχύτητας.
- Ο υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο Euler εισάγει μεγάλη καθυστέρηση και πολύ μεγάλο σφάλμα, ακόμη και στη μόνιμη κατάσταση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τόσο στον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος όσο και στον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο ταχύτητας να εμφανίζεται ένα σημαντικό σφάλμα ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση.

- Ο υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο μεταβλητής περιόδου μειώνει το σφάλμα μέτρησης της ταχύτητας, όμως δεν μειώνει την καθυστέρηση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα στον DS-MPSC να μην υπάρχει μόνιμο σφάλμα ταχύτητας αλλά να υπάρχει μια τεράστια κυμάτωση στην ηλεκτρομαγνητική ροπή, που δημιουργεί μια μικρή κυμάτωση της ταχύτητας, πολύ κακό φασικό ρεύμα, με μεγάλο THD και δεν ακολουθείται η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere.

- Στον DS-MPCC, έχοντας τον υπολογισμό της ταχύτητας με τη μέθοδο μεταβλητής περιόδου, το μόνιμο σφάλμα ταχύτητας εξακολουθεί να υπάρχει αλλά έχει μειωθεί σημαντικά. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή έχει μικρή κυμάτωση άρα δεν δημιουργεί ταλάντωση στο σήμα της ταχύτητας, όμως το φασικό ρεύμα έχει μεγάλο THD. Σε αυτόν τον έλεγχο η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere ακολουθείται.

- Ο υπολογισμός της ταχύτητας με τη μέθοδο επικάλυψης περιόδων αποτελεί έναν συμβιβασμό μεταξύ καθυστέρησης και ακρίβειας υπολογισμού. Στον DS-MPSC δε δημιουργεί μόνιμο σφάλμα ταχύτητας, ωστόσο δημιουργεί πολύ μεγάλη κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και μικρή κυμάτωση της ταχύτητας. Το φασικό ρεύμα έχει αρκετά μεγάλο THD, όμως η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere ακολουθείται.

- Στον DS-MPCC, έχοντας τον υπολογισμό της ταχύτητας με τη μέθοδο επικάλυψης περιόδων, δεν υπάρχει μόνιμο σφάλμα ταχύτητας. Η κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι πολύ μικρή άρα δε δημιουργεί προβλήματα στην ταχύτητα. Η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere ακολουθείται και το φασικό ρεύμα έχει ικανοποιητικό THD.

- Η χρησιμοποίηση του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman δεν εισάγει καθυστέρηση στο σήμα της ταχύτητας και το σφάλμα είναι ελάχιστο. Στον DS-MPSC δε δημιουργεί μόνιμο σφάλμα ταχύτητας, ωστόσο δημιουργεί μεγάλη κυμάτωση στην ηλεκτρομαγνητική ροπή και μικρή κυμάτωση στην ταχύτητα. Η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere δεν ακολουθείται και το φασικό ρεύμα έχει αρκετά μεγάλο THD.

- Στον DS-MPCC, έχοντας τον υπολογισμό της ταχύτητας μέσω του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman, δεν υπάρχει μόνιμο σφάλμα ταχύτητας. Η κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι ελάχιστη και δεν επηρεάζει την ταχύτητα. Η τροχιά μέγιστης ροπής ανά Ampere ακολουθείται πιστά και το THD του φασικού ρεύματος είναι καλό.

- Η τεράστια κυμάτωση, που εμφανίζεται στην ηλεκτρομαγνητική ροπή, και κατ' επέκταση και στα ρεύματα στον DS-MPSC, οφείλεται στο γεγονός ότι ο όρος του σφάλματος της ταχύτητας στην αντικειμενική συνάρτηση έχει πολύ μεγάλο βάρος και κυριαρχεί ακόμη και όταν το σφάλμα είναι μικρό. Όταν υπάρχει μέτρηση της ταχύτητας μέσω οπτικού αποκωδικοποιητή θέσης, η καθυστέρηση ή το σφάλμα μέτρησης κάνουν τον όρο σφάλματος ταχύτητας, στην αντικειμενική συνάρτηση, να μην είναι ποτέ μηδενικός, επομένως ο έλεγχος δίνει συνεχώς εντολή για έντονη επιτάχυνση ή επιβράδυνση, ανάλογα με το στιγμιαίο σφάλμα. Η μείωση του βάρους, του συγκεκριμένου όρου, στην αντικειμενική συνάρτηση θα βοηθούσε στη μείωση της κυμάτωσης, ωστόσο ο έλεγχος της ταχύτητας δεν θα ήταν τόσο καλός.

- Ο DS-MPSC δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποδοτικά αν δεν υπάρχει απευθείας μέτρηση της ταχύτητας. Αντιθέτως ο DS-MPCC μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποδοτικά με τη χρήση οπτικού αποκωδικοποιητή θέσης και υπολογισμό της ταχύτητας μέσω του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman, καθώς τα χαρακτηριστικά του σε αυτήν την περίπτωση είναι παρόμοια με την απευθείας μέτρηση της ταχύτητας.

- Οι μεταβολές στις παραμέτρους του κινητήρα δε δείχνουν να επηρεάζουν καμία από τις δύο τεχνικές ελέγχου αλλά ούτε και την εκτίμηση της ταχύτητας μέσω του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman.

- Οι δυο τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου ανταποκρίνονται πολύ καλά στις έντονες μεταβολές του μηχανικού φορτίου, καθώς καταφέρνουν να κρατούν την ταχύτητα ίση με την ταχύτητα αναφοράς και δεν αντιμετωπίζουν κανένα πρόβλημα ευστάθειας.

## 7.2 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 ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος περιλαμβάνοντας το σύστημα ελέγχου.
- Ανάπτυξη δυο αλγορίθμων προβλεπτικού ελέγχου για την οδήγηση κινητήρα μονιμων μαγνητών, διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος (DS-MPCC) και διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ταχύτητας (DS-MPSC).
- Τροποποίηση του αλγορίθμου DS-MPSC για να περιλαμβάνει έναν παρατηρητή κατάσταση, που αντισταθμίζει τη διαταραχή που εισάγει το μηχανικό φορτίο στο σύστημα και κάνει τον έλεγχο λιγότερο ευαίσθητο σε μεταβολές των παραμέτρων του συστήματος.
- Ανάπτυξη αλγορίθμου του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman (SAKO) για το βέλτιστο υπολογισμό του σήματος ανάδρασης της ταχύτητας του κινητήρα, από το σήμα θέσης ενός οπτικού κωδικοποιητή θέσης.

## 7.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

Η παρούσα διπλωματική ανέδειξε ορισμένα θέματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνηση και θα μπορούσαν να αποτελέσουν αντικείμενο μελέτης στο μέλλον:

- Υλοποίηση αλγορίθμων σε μικροεπεξεργαστή και πειραματική επιβεβαίωση της λειτουργίας των τεχνικών DS-MPCC και DS-MPSC καθώς και του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman (SAKO).
- Εκτίμηση της μεταβολής των παραμέτρων σε ένα πραγματικό σύστημα και πειραματική μελέτη των επιδράσεων τους στις παραπάνω τεχνικές ελέγχου και στο SAKO.
- Επέκταση των αλγορίθμων DS-MPCC και DS-MPSC, για χρονικό ορίζοντα μεγαλύτερο του 1.
- Επέκταση των αλγορίθμων DS-MPCC και DS-MPSC, ώστε να προσφέρουν αποδοτικό έλεγχο ταχύτητας στην περιοχή εξασθένησης πεδίου, για ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής.
- Βελτιστοποίηση του αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman, ώστε να συμπεριλάβει την εκτίμηση της ροπής φορτίου.
- Μελέτη και υλοποίηση των παραπάνω τεχνικών ελέγχου χωρίς τη μέτρηση της θέσης του κινητήρα (sensorless control).
- Εισαγωγή, στις αντικειμενικές συναρτήσεις των δυο προβλεπτικών ελέγχων, ενός παράγοντα για την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης του ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση.

# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

## A1. Αλγόριθμος διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος

```
function [Sa,Sb,Sc] =  
DSMPCC(idref,iqref,id,iq,we,th,Ld,Lq,R,Phi_mg,Ts1,D,U,Imax)  
persistent Ie  
if isempty(Ie)  
    Ie=zeros(2,7);  
end  
persistent err  
if isempty(err)  
    err=zeros(1,7);  
end  
persistent ind_old  
if isempty(ind_old)  
    ind_old=0;  
end  
F=[1-R*Tsl/Ld Ts1*we;  
    -Ts1*we 1-R*Tsl/Lq];  
G=[Ts1/Ld 0;  
    0 Ts1/Lq];  
H=[0; -Ts1*we*Phi_mg/Lq];  
M=[cos(th) sin(th); -sin(th) cos(th)];  
Iref=[idref; iqref];  
I=[id; iq];  
for i=1:7  
    In=F*I+G*M*D*U(:,i)+H;  
    if sqrt(In(1,1)^2+In(2,1)^2)>Imax  
        err(:,i)=inf;  
    else  
        Ie(:,i)=Iref-In;  
        err(:,i)=Ie(:,i)'*Ie(:,i);  
    end  
end  
[val, ind] =min(err);  
ind=ind-1;  
if (ind==0)  
    if (ind_old==1 || ind_old==3 || ind_old==5)  
        ind=0;  
    else  
        ind=7;  
    end  
end  
ind_old=ind;  
Sa=U(1, ind+1); Sb=U(2,ind+1); Sc=U(3,ind+1);  
end
```

## A2. Αλγόριθμος διακριτού προβλεπτικού ελέγχου ταχύτητας

```
function [Sa,Sb,Sc] =
DSMPSC(we_ref,id,iq,th,Ld,Lq,R,Phi_mg,Ts1,D,U,Imax,B,J,P,Lpe,Lie,Lpm,
Lim,we)
persistent ye_old %ye_old oi proigoumenes ektimiseis tw n revmatwn
[id iq]'
if isempty(ye_old)
    ye_old=zeros(2,1);
end
persistent ym_old %ym_old h proigoumeni ektimisi tis taxititas
if isempty(ym_old)
    ym_old=0;
end
%Initial Values
persistent ind_old
if isempty(ind_old)
    ind_old=0;
end
persistent Uie
if isempty(Uie)
    Uie=zeros(2,1);
end
persistent Upe
if isempty(Upe)
    Upe=zeros(2,1);
end
persistent Upm
if isempty(Upm)
    Upm=0;
end
persistent Uim
if isempty(Uim)
    Uim=0;
end
persistent ye
if isempty(ye)
    ye=zeros(2,1);
end
th=th*P/2;
% 1)Electrical
% Orismos Pinakwn A B M(To M to orizw giati M*D*U mou dinei ta Ud,Uq)
M=[cos(th) sin(th); -sin(th) cos(th)];
Ae=[1-R*Ts1/Ld Ts1*we;
    -Ts1*we 1-R*Ts1/Lq];
Be=[Ts1/Ld 0;
    0 Ts1/Lq];
ye_m=[id; iq]; %Id kai Iq apo tis metriseis
%Ipologismos Ui, Up toy parathrhth katastashs
Uie=Uie+Ts1*Upe;
Upe=(ye_m-ye_old);
% 2)Mechanical
% Orismos Pinakwn A B
Am=1-(B*Ts1)/J;
Bm=P*Ts1/(2*J);
ym_m=we; %We apo ti metrissi
%Ipologismos Ui,Up toy parathrhth katastashs
Uim=Uim+Ts1*Upm;
Upm=(ym_m-ym_old);
Cost_funct=0;
```

```

ind=0;
for i=1:8
    ye=Ae*ye_old+Be*M*D*U(:,i)+Lpe*Upe+Lie*Uie;
    Te=3*P*Phi_mg*ye(2,1)/4;
    ym=Am*ym_old+Bm*Te+Lpm*Upm+Lim*Uim;
    %ipologismos sinartisis kostous
    if sqrt(ye(1,1)^2+ye(2,1)^2)>Imax
        Cost=inf;
    else

        if abs(we_ref-ym)>10
            Cost=(we_ref-ym)^2+ 0.01*ye(1,1)^2;
        else
            Cost=(we_ref-ym)^2+0.00001*ye(1,1)^2;
        end
    end
    %epilogi tis beltisis katastasis
    if i==1
        Cost_funct=Cost;
        ind=i;
    else
        if Cost<Cost_funct
            Cost_funct=Cost;
            ind=i;
        end
    end
end
%Ipologismos ye_old, ym_old gt xreiazontai gia tis epomenes
epanalipseis
ye_old=Ae*ye_old+Be*M*D*U(:,ind)+Lpe*Upe+Lie*Uie;
Te=3*P*Phi_mg*ye_old(2,1)/4;
ym_old=Am*ym_old+Bm*Te+Lpm*Upm+Lim*Uim;
Vab=D*U(:,ind);
ind=ind-1;
ind_old=ind;
Sa=U(1, ind+1); Sb=U(2, ind+1); Sc=U(3, ind+1);
end

```



### A.3 Αλγόριθμος αυτοπροσαρμοζόμενου παρατηρητή Kalman (SAKO)

```
function [th1,we,TL] = fcn(th,enc,Ts1,P,Q,Rw,P0,A,Bb,C,iq)
persistent y_old
if isempty(y_old)
    y_old=0;
end
persistent P_old
if isempty(P_old)
    P_old=P0;
end
persistent x_old
if isempty(x_old)
    x_old=zeros(3,1);
end
I=eye(3);
x=A*x_old+Bb*iq;
Pp=A*P_old*A'+Q;
y1=C*x;
err=y-y1;
if y==y_old
    R=Rw;
else
    w=x(2,1);
    z=(w*Ts1)^2/12;
    u=(2*pi/enc)^2/12;
    R=min(z,u);
end
M=inv(C*Pp*C'+R);
K=Pp*C'*M;
x_old=x+K*err;
P_old=(I-K*C)*Pp;
y_old=y1;
th1=x(1,1);
we=x(2,1)*P/2;
TL=x(3,1);
```

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] K.T. Chau, “Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application”, August 2015, Wiley-IEEE Press, ISBN: 978-1-118-75252-4
- [2] Prabha Kundur, “Power System Stability and Control”, McGraw Hill, 1994
- [3] Στέφανος Ν. Μανιάς, “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, Εκδόσεις Συμείων, Αθήνα 2017.
- [4] Bimal K. Bose, “Modern Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall PRT, 2002
- [5] Dariusz Swierczynski, “Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, Ph.D Thesis, Warsaw 2005
- [6] Salih Baris Ozturk, “Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors with non-sinusoidal Back-EMF”, Ph.D Thesis, Texas 2008.
- [7] Δημοσθένης Σ. Σπαθής, “Εφαρμογή προβλεπτικών τεχνικών ελέγχου στα συστήματα οδήγησης σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών ηλεκτρικών οχημάτων-συγκριτική μελέτη των επιδόσεων του σε σχέση με άλλα σχήματα ελέγχου”, Διπλωματική εργασία, Ιούλιος 2013.
- [8] Esteban J. Fuentes, Cesar Silva, Daniel E. Quevedo, “Predictive Speed Control of a Synchronous Permanent Magnet Motor” IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009, ICIT 2009.
- [9] James R.Rawlings, David Q.Mayne, “Model Predictive Control: Theory and Design”, Nob Hill Publishing, LLC, 2013.
- [10] G.Vijayakumar, Gopi Siva Prasad, “Model Based Predictive Direct Speed Control with FCS of PMSM Drive System”, India.
- [11] Matthias Preindl, Silverio Bolognani, “Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of PMSM Drive Systems”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.28, NO.2, FEBRUARY 2013.
- [12] Yasser Abdel-Rady Ibrahim Mohamed, “Design and Implementation of a Robust Current-Control Scheme for a PMSM Vector Drive With a Simple Adaptive Disturbance Observer”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.54, NO.4, AUGUST 2007.
- [13] Zhang Jie, Liu Chang, Jiang Renhua, Wang Chengryu, “Position Control for PMSM Servo System Using Non-smooth Feedback and Disturbance Estimation Compensation”, 2014 17<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines Systems (ICEMS), Oct 22-25, 2014, Hangzhou China.
- [14] Changliang Xia, Bingnan Ji, Tingna Shi, Yan Yan, “Two-degree-of-freedom proportional integral speed control of electrical drives with Kalman-filter-based speed estimation”, IET Electric Power Applications, May 2015.
- [15] Tingna Shi, Zheng Wang, Changliang Xia, “Speed Measurement Error Suppression for PMSM Control System Using Self Adaption Kalman Observer”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.62, NO.5, MAY 2015.
- [16] Stefanos N. Manias “Power Electronics and Motor Drive Systems”, Academic Press, December 2016

[17] Alexandros D. Alexandrou, Nikolaos K. Adamopoulos, Antonios G. Kladas,  
“Development of a Constant Switching Frequency Deadbeat Predictive Control Technique for  
Field Oriented Synchronous Permanent Magnet Motor Drive”, IEEE TRANSACTIONS ON  
INDUSTRIAL ELECTRONICS