



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

## Συγκριτική Μελέτη Τεχνικών Ελέγχου Σύγχρονων Κινητήρων Μαγνητικής Αντίστασης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μίνως Η. Μπενιακάρ

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2008





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

## Συγκριτική Μελέτη Τεχνικών Ελέγχου Σύγχρονων Κινητήρων Μαγνητικής Αντίστασης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μίνως Η. Μπενιακάρ

**Επιβλέπων :** Στέφανος Ν. Μανιάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15<sup>η</sup> Σεπτεμβρίου 2008

.....  
Στ. Ν. Μανιάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Α. Κλαδάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Στ. Παπαθανασίου  
Επ. Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2008

.....  
Μίνως Η. Μπενιακάρ

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

Copyright © Μίνως Η. Μπενιακάρ 2008.

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.





## Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελεί ουσιαστικά μια λεπτομερή παρουσίαση και μια συγκριτική μελέτη επί των κυριότερων τεχνικών ελέγχου που εφαρμόζονται σήμερα για τον έλεγχο σύγχρονων κινητήρων μαγνητικής αντίστασης που οδηγούνται με τη βοήθεια αντιστροφών πηγής τάσης. Συγκεκριμένα, εξετάζονται οι τέσσερις τεχνικές του διανυσματικού ελέγχου, δηλαδή οι τρεις τεχνικές ελέγχου με βάση τη γωνία του διανύσματος του ρεύματος και η τεχνική ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα, και η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής. Η παρουσίαση και η σύγκριση των παραπάνω τεχνικών ελέγχου γίνεται σε θεωρητικό επίπεδο αλλά και σε επίπεδο προσομοίωσης με χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή. Στην παρούσα εργασία περιλαμβάνονται, συν τοις άλλοις μια σύντομη ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, η εις βάθος ανάλυση της αρχής λειτουργίας του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης και η μοντελοποίηση του με βάση τις εξισώσεις του σε στρεφόμενο με την ταχύτητα του δρομέα πλαίσιο αναφοράς, και η ανάλυση της λειτουργίας των κυριότερων τεχνικών ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης. Ο έλεγχος των σύγχρονων κινητήρων μαγνητικής αντίστασης αποτελεί ένα συνεχώς αναπτυσσόμενο αντικείμενο, με το οποίο ασχολείται ολοένα και μεγαλύτερη μερίδα της επιστημονικής κοινότητας των ηλεκτρολόγων μηχανικών. Οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης αποτελούν μάλιστα την κινητήρια δύναμη σε μια αρκετά μεγάλη γκάμα εφαρμογών με απαιτήσεις για ακριβή και ταχύ έλεγχο τόσο της ταχύτητας όσο και της ροπής. Το μέλλον τους αναμένεται ελπιδοφόρο και η βελτίωση των συστημάτων ελέγχου τους φαίνεται να αποτελεί αντικείμενο ολοένα αυξανόμενου ενδιαφέροντος.

## Λέξεις Κλειδιά

Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης, Σύγχρονος Κινητήρας Μαγνητικής Αντίστασης, Συστήματα Οδήγησης Σύγχρονων Μηχανών Μαγνητικής Αντίστασης, Διανυσματικός Έλεγχος, Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής.

## **Abstract**

In this diploma thesis the most important control techniques used nowadays for the control of the synchronous reluctance motor, driven by voltage fed inverters, are in depth investigated and compared. In particular, the four vector control techniques, which are the three dq current angle control techniques, and the constant d-axis current control technique, and the direct torque and flux control are investigated. The presentation and the comparison of the above mentioned techniques is first carried out in a theoretical level and thereafter the control techniques are simulated with the use of a digital computer. In this thesis, are also included a brief analysis of the electrical machine drive systems, the in depth analysis of the operation principles of the synchronous reluctance motor and its modeling, based on its equations in a reference frame which rotates at the rotor's speed, and an analysis of the most important control techniques of the three phase voltage fed inverter. The control of the synchronous reluctance motor is a constantly growing field that occupies an increasing part of the electrical engineers scientific community. The modern synchronous reluctance motors have a widespread area of applications, which demand an extremely fast and accurate speed and torque control. The future for the synchronous reluctance motors seems really hopeful and the improvement of their control systems is a subject of constantly growing interest.

## **Key Words**

Electrical Machine Drive Systems, Synchronous Reluctance Motor, Synchronous Reluctance Machine Drives, Vector Control, Direct Torque and Flux Control (DTC).







# ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Αντικείμενο της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας είναι η παρουσίαση των κυριότερων τεχνικών ελέγχου του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης και η σύγκριση της απόκρισης τους. Οι τεχνικές ελέγχου που αναλύονται είναι ο διανυσματικός έλεγχος και ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής. Συγκεκριμένα, όσον αφορά στον διανυσματικό έλεγχο αναλύονται τέσσερις επιμέρους τεχνικές. Η παρουσίαση και η ανάλυση των τεχνικών ελέγχου γίνεται αρχικά σε θεωρητικό επίπεδο, όπου και γίνεται η μαθηματική τους θεμελίωση, και έπειτα γίνεται προσομοίωση τους με χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή. Με βάση τα θεωρητικώς αναμενόμενα αποτελέσματα και τα αποτελέσματα προσομοίωσης γίνεται έπειτα η σύγκριση τους.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιούν ηλεκτρικές μηχανές ως κινητήρια δύναμη. Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύεται σε λεπτομέρεια η αρχή λειτουργίας του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης, παρουσιάζονται οι κύριες μορφολογίες του δρομέα του, παρουσιάζεται η μαθηματική θεμελίωση του μετασχηματισμού σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και δίνονται οι εξισώσεις του που θα αποτελέσουν τη βάση για τη μοντελοποίηση του. Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται η ανάλυση της λειτουργίας και των κυριότερων τεχνικών ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης. Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται θεωρητικά οι κυριότερες τεχνικές ελέγχου συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης με σύγχρονους κινητήρες μαγνητικής αντίστασης. Δίνονται οι κύριες στρατηγικές ελέγχου, παρουσιάζονται ο διανυσματικός έλεγχος και ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής και έπειτα αναλύονται οι επιμέρους κατηγορίες διανυσματικού ελέγχου, που προκύπτουν από την ανάλυση της επίδοσης του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης. Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των εν λόγω τεχνικών ελέγχου. Στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα συμπεράσματα που προκύπτουν από τη σύγκριση των τεχνικών αυτών.

Ο έλεγχος των σύγχρονων κινητήρων μαγνητικής αντίστασης αποτελεί ένα συνεχώς αναπτυσσόμενο αντικείμενο έρευνας. Οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης αποτελούν μάλιστα την κινητήρια δύναμη σε μια αρκετά μεγάλη γκάμα εφαρμογών με απαιτήσεις για ακριβή και ταχύ έλεγχο τόσο της ταχύτητας όσο και της ροπής. Η συνεχής μελέτη και εξέλιξη των συστημάτων και των τεχνικών ελέγχου για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με σύγχρονους κινητήρες μαγνητικής αντίστασης αναμένεται να οδηγήσει σε συστήματα με καλύτερη επίδοση και συμπεριφορά, για το λόγο αυτό αποτελεί αντικείμενο ολοένα αυξανόμενου ενδιαφέροντος.

Μίνως Η. Μπενιακάρ





# ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

## **1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ..... 25**

1.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	25
1.2	ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ.....	26
1.3	ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....	28
1.3.1	Πηγή Ισχύος.....	30
1.3.2	Αντιστροφέας Ισχύος.....	31
1.3.3	Ηλεκτρική Μηχανή.....	32
1.3.3.1	Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος.....	33
1.3.3.2	Τριφασικός Κινητήρας Επαγωγής.....	34
1.3.3.3	Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμου Μαγνήτη.....	35
1.3.3.4	Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών με Τραπεζοειδή Διέγερση.....	35
1.3.3.5	Κινητήρας Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης..	36
1.3.3.6	Σύγχρονος Κινητήρας Μαγνητικής Αντίστασης.....	37
1.3.4	Φορτίο.....	38
1.3.5	Μετρητική Μονάδα.....	39
1.3.6	Μονάδα Ελέγχου.....	40
1.3.6.1	Σταθερή Σχέση του Λόγου Τάση Τροφοδοσίας Ηλεκτρικού Κινητήρα προς Συχνότητα.....	40
1.3.6.2	Διανυσματικός Έλεγχος.....	41
1.3.6.3	Άμεσος Έλεγχος Ροπής.....	42

## **2 ΣΥΓΧΡΟΝΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ..... 44**

2.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	44
2.2	ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ.....	44
2.3	ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.....	45
2.4	ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΥΡΙΕΣ ΜΟΡΦΟΛΟΓΙΕΣ ΔΡΟΜΕΑ.....	47
2.5	ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΤΟΥ ΠΕΔΙΟΥ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΩΝ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ.....	50
2.5.1	Αναλυτική Μέθοδος Υπολογισμού των Αυτεπαγωγών για Κινητήρα ALA.....	51

2.5.2	Αριθμητική Μέθοδος Υπολογισμού των Αυτεπαγωγών (Μέθοδος Μαγνητικού Κυκλώματος).....	55
2.5.3	Μέθοδος Πεπερασμένων Στοιχείων (FEM).....	56
2.6	ΤΟ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ .....	58
2.6.1	Το Μοντέλο σε Φασικές Συντεταγμένες .....	58
2.6.2	Μετασχηματισμοί σε Στρεφόμενα Πλαίσια Αναφοράς .....	59
2.6.3	Το Δυναμικό Μοντέλο του Σύγχρονου Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης .....	63
2.6.3	Το Ισοδύναμο Ηλεκτρικό Κύκλωμα του Σύγχρονου Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης.....	66
2.7	Ο ΜΕΓΙΣΤΟΣ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ .....	67
2.8	ΜΕΤΡΗΣΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ – ΔΟΚΙΜΗ ΑΚΙΝΗΤΟΠΟΙΗΜΕΝΟΥ ΔΡΟΜΕΑ .....	69

### **3 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ – ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ..... 71**

3.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	71
3.2	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΤΡΙΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ .....	72
3.2.1	Μονοφασικός Αντιστροφέας Ημιγέφυρας Τριών Επιπέδων Τάσης.....	72
3.2.2	Τριφασικός Αντιστροφέας Τριών Επιπέδων Τάσης.....	73
3.3	ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΤΟΥ ΕΥΡΟΥΣ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ .....	77
3.3.1	Τεχνική Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM) .....	78
3.3.2	Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Διανύσματα Κατάστασης (SVPWM).....	84
3.3.3	Τεχνική Ελέγχου Ρεύματος με Σταθερή Ζώνη Υστέρησης (HBCC PWM).....	89

### **4 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ..... 92**

4.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	92
4.2	ΒΑΣΙΚΕΣ ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ .....	92

<b>4.3 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ .....</b>	<b>96</b>
4.3.1 Δείκτες Επίδοσης του Σύγχρονου Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης .....	97
4.3.2 Μεταβατική Απόκριση της Ροπής του Σύγχρονου Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης.....	100
4.3.3 Παραγωγή Ροπής στον Σύγχρονο Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης .....	101
4.3.4 Έλεγχος με Σταθερή Γωνία του Διανύσματος του Ρεύματος σε dq Πλαίσιο .....	103
4.3.5 Έλεγχος με Σταθερό Ρεύμα Ευθύ Άξονα .....	107
<b>4.4 ΑΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ .....</b>	<b>109</b>

## **5 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ..... 116**

<b>5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....</b>	<b>116</b>
<b>5.2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....</b>	<b>116</b>
5.2.1 Μοντελοποίηση του Αντιστροφέα, της Τεχνικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM) και της Πηγής Τάσης .....	127
5.2.2 Μοντελοποίηση του Σύγχρονου Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης .....	119
<b>5.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ .....</b>	<b>125</b>
5.3.1 Έλεγχος με Σταθερή Γωνία του Διανύσματος του Ρεύματος .....	126
5.3.1.1 Τεχνική Μέγιστης Ροπής ανά Μονάδα Ρεύματος (Maximum Torque per Ampere) .....	128
5.3.1.2 Τεχνική Μέγιστου Συντελεστή Ισχύος (Maximum Power Factor) .....	135
5.3.1.3 Τεχνική Μέγιστου Ρυθμού Μεταβολής της Ροπής (Maximum Rate of Change of Torque) .....	140
5.3.2 Έλεγχος με Σταθερό Ρεύμα Ευθύ Άξονα .....	149
<b>5.4 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΑΜΕΣΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ ...</b>	<b>157</b>



<b>6</b>	<b>ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....</b>	<b>170</b>
6.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	170
6.2	ΣΥΝΟΨΗ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΩΝ ΕΠΙ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ .....	170
6.2.1	Διανυσματικός Έλεγχος.....	170
6.2.1.1	Έλεγχος με Σταθερή Γωνία του Διανύσματος του Ρεύματος.....	171
6.2.1.2	Έλεγχος με Σταθερό Ρεύμα Ευθύ Άξονα .....	172
6.2.2	Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής.....	173
6.3	ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ .....	174
	<b>Βιβλιογραφία .....</b>	<b>177</b>

# ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΩΝ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

- Πίνακας 1.1 :** Κατηγοριοποίηση των συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων μεταβλητής ταχύτητας με βάση την εφαρμογή, τα χρησιμοποιούμενα ημιαγωγικά στοιχεία, το είδος του κινητήρα, τη βιομηχανία όπου χρησιμοποιούνται και το μέγεθος της ισχύος τους.
- Πίνακας 1.2 :** Καταγραφή ανά χρονολογία των κυριότερων γεγονότων, τα οποία αποτέλεσαν σταθμούς στην εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης.
- Σχήμα 1.1 :** Λειτουργικό διάγραμμα Συστήματος Ηλεκτρικής Κίνησης με αισθητήρες ανάδρασης
- Σχήμα 1.2 :** Σχηματική απεικόνιση της λειτουργίας τεσσάρων τεταρτημορίων ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης
- Σχήμα 1.3 :** α) Μη ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση με διόδους  
β) Ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση με θυρίστορ
- Σχήμα 1.4 :** Ελεγχόμενος τριφασικός AC/DC μετατροπέας ανύψωσης
- Σχήμα 1.5 :** Ιδανικός τριφασικός αντιστροφέα τριών επιπέδων τάσης εξόδου
- Σχήμα 1.6 :** Διανύσματα εξόδου του αντιστροφέα του σχήματος 1.5
- Σχήμα 1.7 :** Κυριότερες κατηγορίες κινητήρων που χρησιμοποιούνται σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητών στροφών
- Σχήμα 1.8 :** Κινητήρας συνεχούς ρεύματος  
α) Με κυλινδρικό δρομέα  
β) Ισοδύναμο με AC κινητήρα + μετατροπέα  
(γ): Με μόνιμου μαγνήτες + δισκοειδή δρομέα
- Σχήμα 1.9 :** Ασύγχρονος κινητήρας επαγωγής  
α) Με δρομέα τύπου κλωβού  
β) Με βραχυκυκλωμένο δρομέα και δακτυλίου
- Σχήμα 1.10 :** Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών  
α) Με εξωτερικούς μαγνήτες  
β) Με εσωτερικούς μαγνήτες
- Σχήμα 1.11 :** Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών με τραπεζοειδή διέγερση
- Σχήμα 1.12 :** Κινητήρας μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης + μετατροπέας ισχύος
- Σχήμα 1.13 :** Σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης  
α) Με δρομέα με φράγματα ροής  
β) Με δρομέα με λαμαρίνα κατά μήκος του άξονα
- Σχήμα 1.14 :** Τα τέσσερα κυριότερα είδη φορτίου
- Σχήμα 1.15 :** Η μετρητική μονάδα και η σύνδεση της με υπόλοιπα υποσυστήματα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης
- Σχήμα 1.16 :** Δομικό διάγραμμα τεχνικής ελέγχου σταθερού λόγου για τριφασικό κινητήρα
- Σχήμα 1.17 :** Δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου τριφασικού κινητήρα
- Σχήμα 1.18 :** Δομικό διάγραμμα της τεχνικής αμέσου ελέγχου ροπής για τριφασικούς κινητήρες

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

- Σχήμα 2.1 :** Μαγνητικό υλικό μέσα σε μαγνητικό πεδίο
- Σχήμα 2.2 :** Η απλούστερη μορφή ενός κινητήρα μαγνητικής αντίστασης (δύο πόλοι)
- Σχήμα 2.3 :** Δρομέας με εγκάρσιες λαμαρίνες
- Σχήμα 2.4 :** Δρομέας με λαμαρίνες κατά μήκος του άξονα (ALA)
- Σχήμα 2.5 :** Κατασκευαστικά στοιχεία του δρομέα με λαμαρίνες κατά μήκος του άξονα
- Σχήμα 2.6 :** Οι βασικές μορφολογίες δρομέα  
α) Με γεωμετρικά κατασκευασμένους έκτυπους πόλους,  
β) Με φράγματα της ροής  
γ) με λαμαρίνες κατά μήκος του άξονα
- Σχήμα 2.7 :** Επεξήγηση των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών του κάθε πόλου του δρομέα
- Σχήμα 2.8 :** Κατανομή του μαγνητικού πεδίου της σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης κατά τη διεύθυνση του άξονα  $d$
- Σχήμα 2.9 :** Κατανομή του μαγνητικού πεδίου της σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης κατά τη διεύθυνση του άξονα  $q$
- Σχήμα 2.10 :** Οι συναρτήσεις διακένου και οι αντίστοιχες συναρτήσεις πυκνότητας ροής στο διάκενο: α) στον άξονα  $d$ , β) στον άξονα  $q$
- Σχήμα 2.11 :** Οι συναρτήσεις πυκνότητας ροής στο διάκενο για μια πραγματική σύγχρονη μηχανή μαγνητικής αντίστασης : α) στον άξονα  $d$ , β) στον άξονα  $q$
- Σχήμα 2.12 :** Τα τμήματα του δρομέα, η γωνιακή τους θέση και το μαγνητικό δυναμικό
- Σχήμα 2.13 :** Παραδείγματα σχεδίασης με χρήση τεχνικής πεπερασμένων στοιχείων
- Σχήμα 2.14 :** Διπολικός τριφασικός σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης με απλό δρομέα εκτύπων πόλων και οι άξονες των τυλιγμάτων του
- Σχήμα 2.15 :** Οπτικοποίηση του μετασχηματισμού μεταβλητών χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές σχέσεις
- Σχήμα 2.16 :** Ανυσματικό διάγραμμα του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης
- Σχήμα 2.17 :** Αναλυτική παρουσίαση του διανύσματος του ρεύματος του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης σε πλαίσιο  $dq$
- Σχήμα 2.18 :** Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης
- Σχήμα 2.19 :** Απλοποιημένα ισοδύναμα κυκλώματα για κάθε άξονα του πλαισίου  $dq$  του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης
- Σχήμα 2.20 :** Χαρακτηριστική καμπύλη του μέγιστου συντελεστή ισχύος του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης συναρτήσει του λόγου εκτυπότητας
- Σχήμα 2.21 :** Διάταξη διεξαγωγής των δοκιμών ακινητοποιημένου δρομέα

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

- Σχήμα 3.1 :** α) Συνδεσμολογία αντιστροφέα ημιγέφυρας  
β) Παλμοί έναυσης των διακοπτικών στοιχείων και τάση εξόδου του αντιστροφέα με ωμικό φορτίο
- Σχήμα 3.2 :** Ιδανικός τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

- Σχήμα 3.3 :** Ισοδύναμο μοντέλο Ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα και φορτίο σε αστέρα, στο οποίο φαίνονται οι μελετώμενες τάσεις
- Σχήμα 3.4 :** Τριφασικές κυματομορφές τάσης :  
 α) Δυναμικά τάσεων ακροδεκτών εξόδου  
 β) Φασικές τάσεις φορτίου  
 γ) Δυναμικό κοινού σημείου του φορτίου
- Σχήμα 3.5 :** Αρχή διαμόρφωσης PWM για τον έλεγχο της τάσης εξόδου
- Σχήμα 3.6 :** Γραφική απεικόνιση της τεχνικής SPWM για  $M_f=0.7$  και  $F_{nc}=7$ .  
 α) Κυματομορφές αναφορών και φορέα.  
 β) Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή 1,  $E_1$ .  
 γ) Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή 2,  $E_2$
- Πίνακας 3.1 :** RMS τιμές των αρμονικών συνιστωσών της SPWM τάσης εξόδου σε μονοφασικό αντιστροφέα
- Σχήμα 3.7 :** Μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με το κύκλωμα οδήγησης, στο οποίο χρησιμοποιείται η τεχνική SPWM
- Σχήμα 3.8 :** Ορισμός της τεχνικής SPWM για τριφασικούς αντιστροφείς.  
 α) Κυματομορφές αναφορών και φορέα.  
 β), γ), δ): παλμοί οδήγησης των διακοπών των τριών κλάδων αντίστοιχα
- Πίνακας 3.2 :** RMS τιμές των αρμονικών συνιστωσών της SPWM τάσης εξόδου σε τριφασικό αντιστροφέα
- Σχήμα 3.9 :** Κυματομορφές στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης
- Σχήμα 3.10 :** Χαρακτηριστική μεταφοράς SPWM υπερδιαμόρφωσης
- Σχήμα 3.11 :** Σχηματικό διάγραμμα απλού τριφασικού αντιστροφέα με:  
 α) ηλεκτρονικούς διακόπτες ισχύος,  
 β) ιδανικούς διακόπτες και τριφασικό φορτίο
- Πίνακας 3.3 :** Πολικές και φασικές τιμές τάσης του αντιστροφέα για κάθε συνδυασμό έναυσης και σβέσης των διακοπών
- Πίνακας 3.4 :** Διφασικές τιμές τάσης του αντιστροφέα για κάθε συνδυασμό έναυσης και σβέσης των διακοπών
- Σχήμα 3.12 :** Διανύσματα τάσεως εξόδου του αντιστροφέα
- Σχήμα 3.13 :** Χωρικά διανύσματα αναφοράς και εξόδου στον τομέα που ορίζεται από τα διανύσματα  $U_0$  και  $U_{60}$
- Πίνακας 3.5 :** Επιλογή χρονικής διάρκειας των βασικών χωρικών διανυσμάτων
- Σχήμα 3.14 :** Παλμοί έναυσης σε μια περίοδο όταν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον τομέα  $U_0$ ,  $U_{60}$
- Πίνακας 3.6:** Αλληλουχία χρόνων έναυσης για κάθε τομέα
- Σχήμα 3.15 :** Αρχή λειτουργίας του ελέγχου ρεύματος με ζώνη υστέρησης

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

- Σχήμα 4.1 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με έλεγχο ρεύματος
- Σχήμα 4.2 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής

- Σχήμα 4.3 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του ελέγχου με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος
- Σχήμα 4.4 :** Οι βέλτιστες τροχιές των ρευμάτων και τον μαγνητικών ροών των δύο αξόνων,  $d$  και  $q$  για τις τρεις τεχνικές διανυσματικού ελέγχου
- Σχήμα 4.5 :** Συγκριτικό διάγραμμα των τριών προαναφερθέντων τεχνικών : MRT, MPF και ΜΤΡΑ
- Σχήμα 4.6 :** Καμπύλη του συντελεστή ισχύος σε συνάρτηση με το λόγο εκτυπότητας  $\frac{L_d}{L_q}$
- Σχήμα 4.7 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα
- Σχήμα 4.8 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής
- Σχήμα 4.9 :** Ο ελεγκτής με υστέρηση της ροής
- Σχήμα 4.10 :** Ο ελεγκτής με υστέρηση της ροπής
- Σχήμα 4.11 :** Τυπική κυματομορφή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής όπως προκύπτει με τη χρήση των δύο ελεγκτών με υστέρηση της DTC
- Σχήμα 4.12 :** Τα δύο είδη παρατηρητών  
α) Παρατηρητής χωρίς αισθητήρες κίνησης,  
β) Παρατηρητής με αισθητήρα θέσης δρομέα
- Σχήμα 4.13 :** α) Περιστροφική κίνηση του διανύσματος της ροής,  
β) Μεταβολή του διανύσματος της ροής
- Πίνακας 4.1 :** Επιλογή διανύσματος από τις τιμές των  $H_\psi$  και  $H_{T_e}$
- Πίνακας 4.2 :** Επίδραση της εφαρμογής των διανυσμάτων τάσης στη ροπή και την ροή

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

- Σχήμα 5.1 :** Κύκλωμα ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα και χωρικά ανύσματα τάσης του στάτη
- Σχήμα 5.2 :** Μοντελοποίηση ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα στο Simulink
- Σχήμα 5.3 :** Υλοποίηση της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (HBCC PWM) στο Simulink
- Σχήμα 5.4 :** Υλοποίηση του μετασχηματισμού Park στο Simulink
- Σχήμα 5.5 :** Μετασχηματισμός ρευμάτων σε στατό πλαίσιο στο Simulink
- Σχήμα 5.6 :** Μετασχηματισμός ρευμάτων από το πλαίσιο  $\alpha$ - $\beta$  στο πλαίσιο  $d$ - $q$  στο Simulink
- Σχήμα 5.7 :** Υλοποίηση του αντίστροφου μετασχηματισμού Park στο Simulink
- Σχήμα 5.8 :** Μετασχηματισμός ρευμάτων από το πλαίσιο  $d$ - $q$  στο πλαίσιο  $\alpha$ - $\beta$  στο Simulink
- Σχήμα 5.9 :** Μετασχηματισμός ρευμάτων από το πλαίσιο  $\alpha$ - $\beta$  στο πλαίσιο  $abc$  στο Simulink
- Σχήμα 5.10 :** Το μοντέλο του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης που τροφοδοτείται με μετασχηματισμένες τάσεις σε πλαίσιο αναφοράς δυο κάθετων αξόνων στο Simulink

- Σχήμα 5.11 :** Υλοποίηση των εξισώσεων του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης στο Simulink
- Σχήμα 5.12 :** Μοντελοποίηση του κορεσμού των αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα του κινητήρα με χρήση LUT στο Simulink
- Σχήμα 5.13 :** Καμπύλη κορεσμού της αυτεπαγωγής ευθέως άξονα του κινητήρα όπως προκύπτει από τη χρήση των LUT
- Σχήμα 5.14 :** Καμπύλη κορεσμού της αυτεπαγωγής εγκάρσιου άξονα του κινητήρα όπως προκύπτει από τη χρήση των LUT
- Πίνακας 5.1 :** Παράμετροι που είναι απαραίτητοι για την προσομοίωση της Σύγχρονης Μηχανής Μαγνητικής Αντίστασης και οι τιμές τους για το υπό εξέταση σύστημα ηλεκτρικής κίνησης
- Σχήμα 5.15 :** Προσομοίωση στο Simulink του διανυσματικού ελέγχου με έλεγχο βάσει της γωνίας του διανύσματος του ρεύματος (dq current angle control)
- Σχήμα 5.16 :** Επιλογή του είδους του διανυσματικού ελέγχου – ΜΤΡΑ, ΜΡF ή ΜRCT
- Σχήμα 5.17 :** Δημιουργία των ρευμάτων αναφοράς για τον ευθύ και τον εγκάρσιο άξονα
- Σχήμα 5.18 :** Κυματομορφές αναφοράς για τις τρεις δοκιμές που προσομοιώνονται
- Σχήμα 5.19 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ στο Simulink. Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας
- Σχήμα 5.20 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ στο Simulink. Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.21 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ στο Simulink. Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.22 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΡF στο Simulink. Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας
- Σχήμα 5.23 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΡF στο Simulink. Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.24 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΡF στο Simulink. Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.25 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜRCT στο Simulink. Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας
- Σχήμα 5.26 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜRCT στο Simulink. Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.27 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜRCT στο Simulink. Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.28 :** Προσομοίωση στο Simulink του διανυσματικού ελέγχου με έλεγχο με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα (constant Id current control)
- Σχήμα 5.29 :** Δημιουργία του ρεύματος αναφοράς για τον εγκάρσιο άξονα στο Simulink

- Σχήμα 5.30 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα στο Simulink. Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας
- Σχήμα 5.31 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα στο Simulink. Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.32 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα στο Simulink. Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.33 :** Προσομοίωση στο Simulink του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTC - Direct Torque Control)
- Σχήμα 5.34 :** Μοντελοποίηση της διαδικασίας παραγωγής των παλμών στο Simulink
- Σχήμα 5.35 :** Μοντέλο αντιστροφεία για έλεγχο με διανύσματα κατάστασης στο Simulink
- Σχήμα 5.36 :** Μετασχηματισμός από στατό πλαίσιο σε πλαίσιο που στρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα στο Simulink
- Σχήμα 5.37 :** Κβαντισμός σφάλματος ροπής στο Simulink
- Σχήμα 5.38 :** Κβαντισμός σφάλματος ροής στο Simulink
- Σχήμα 5.39 :** Εύρεση τομέα μαγνητικής ροής στο Simulink
- Σχήμα 5.40 :** Εκτίμηση της ροής και της ροπής στο Simulink
- Σχήμα 5.41 :** Εκτίμηση της γωνίας του διανύσματος της ροής σε στατό πλαίσιο στο Simulink
- Σχήμα 5.42 :** Εκτίμηση της ροής στο Simulink
- Σχήμα 5.43 :** Εκτίμηση της ροπής στο Simulink
- Σχήμα 5.44 :** Επιλογή διανύσματος κατάστασης στο Simulink
- Σχήμα 5.45 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής στο Simulink. Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας
- Σχήμα 5.46 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής στο Simulink. Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.47 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής στο Simulink. Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού
- Σχήμα 5.48 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής στο Simulink. Δοκιμή τέταρτη : Μεταβολή της αναφοράς του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

- Πίνακας 6.1 :** Συγκεντρωτική κατάσταση των κυριότερων χαρακτηριστικών των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μαγνητικής αντίστασης
- Σχήμα 6.1 :** Αναλυτική παρουσίαση του αλγορίθμου βαθμολόγησης των τεχνικών ελέγχου





# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

### 1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες αποτελούν, πλέον, την πιο διαδεδομένη κινητήρια δύναμη σε πολλές εφαρμογές τόσο σε συστήματα βιομηχανικής όσο και σε συστήματα οικιακής χρήσης. Η απλή, αυτόνομη και καθαρή, από πλευράς ρύπων και θορύβου, κινητήρια δύναμη εγκαταστάθηκε σχεδόν σε κάθε σταθερό σύστημα που απαιτεί μηχανική κίνηση. Τα τελευταία χρόνια είναι έκδηλη η παρουσία των ηλεκτρικών μηχανών και σε μέσα μαζικής μεταφοράς όπως τρένα, τρόλεϊ και πλοία. Επίσης, αξιοσημείωτη είναι η τάση που παρατηρείται από αυτοκινητοβιομηχανίες για μαζική παραγωγή ηλεκτρικών αυτοκινήτων ιδιωτικής χρήσης.

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης αποτελούν, πλέον, ένα από τα σημαντικότερα πεδία στην επιστήμη του μηχανικού. Οι απαιτήσεις ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, όπως είναι η λειτουργία με υψηλό βαθμό απόδοσης, η ανάγκη αυτοματοποίησης, η βέλτιστη κατά τις συνθήκες απόκριση, η δυνατότητα συνεργασίας με άλλα συστήματα, έχουν αυξηθεί και το γεγονός αυτό οδήγησε τους μηχανικούς στην έρευνα για την εύρεση τρόπων βέλτιστου ελέγχου της ροπής και της ταχύτητας της ηλεκτρικής μηχανής.

Οι τεχνολογικές και επιστημονικές εξελίξεις των τελευταίων δεκαετιών έχουν δώσει μια νέα ώθηση και νέες δυνατότητες στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, καθιστώντας τα ακόμα πιο αποδοτικά και αποτελεσματικά στη λειτουργία τους. Ήδη σήμερα θεωρούνται αναντικατάστατα, ενώ η περεταίρω αναμένεται να επιτρέψει τη χρήση τους και σε εφαρμογές που μέχρι σήμερα δεν ήταν δυνατόν να χρησιμοποιηθούν. Ως αποτέλεσμα το ενδιαφέρον για τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης ολοένα και αυξάνεται, ενώ η διαρκώς αυξανόμενη πολυπλοκότητα τους απαιτεί βαθιά γνώση όλου σχεδόν του φάσματος της επιστήμης του ηλεκτρολόγου μηχανικού και μηχανικού υπολογιστών.

Παρακάτω, στον πίνακα 1.1 καταγράφονται οι κυριότερες κατηγορίες των συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων μεταβλητής ταχύτητας με βάση την εφαρμογή, τα χρησιμοποιούμενα ημιαγωγικά στοιχεία, το είδος του κινητήρα, τη βιομηχανία όπου χρησιμοποιούνται και το μέγεθος της ισχύος τους:

**Πίνακας 1.1 :** Κατηγοριοποίηση των συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων μεταβλητής ταχύτητας με βάση την εφαρμογή, τα χρησιμοποιούμενα ημιαγωγικά στοιχεία, το είδος του κινητήρα, τη βιομηχανία όπου χρησιμοποιούνται και το μέγεθος της ισχύος τους.

ΕΦΑΡΜΟΓΗ	ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ	ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ	ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΑ	ΙΣΧΥΣ
• Για Οικιακές Συσκευές	• Thyristor	• DC	• Παραγωγής Ενέργειας	• Κλάσμα του kW (<1kW)
• Χαμηλής Απόδοσης	• Transistor	• Ασύγχρονος Επαγωγής	• Μετάλλου	• Μικρός Ισχύος (1kW<P <5kW)
• Υψηλής Απόδοσης	• GTO	• Σύγχρονος	• Πετροχημικών	• Μεσαίας Ισχύος (<500kW)
• Σερβοκινητήρες	• IGBT	• Ειδικός κινητήρας : SRM, SynRM, BDCM, βηματικός, γραμμικός	• Βιομηχανία επεξεργασίας	• Μεγάλης Ισχύος (1 – 50MW)
	• MOSFET		• Εξόρυξης	
			• Ναυτική	

## 1.2 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ

Η θεμελίωση των αρχών του ηλεκτρομαγνητισμού από τους Michael Faraday και Joseph Henry (η οποία έγινε σχεδόν ταυτόχρονα παρότι εργάζονταν ανεξάρτητα) το 1831 αποτέλεσε και τη γέννηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης. Βασισμένοι σε αυτές τις αρχές, το 1888 κατασκευάζονται οι πρώτοι ηλεκτρικοί κινητήρες. Ο Thomas Edison κατασκεύασε τον πρώτο κινητήρα συνεχούς ρεύματος και ο Nikola Tesla τον πρώτο κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, και εκείνη την εποχή οι δυο άντρες έρχονται σε έντονη ρήξη μεταξύ τους. Τελικά επικράτησε ο κινητήρας εναλλασσόμενου ρεύματος, αλλά και τα δύο είδη κινητήρων εξελίχθηκαν και βελτιώθηκαν σημαντικά, βρίσκοντας πάμπολλες εφαρμογές. Παρακάτω, στον πίνακα 1.2 παρουσιάζονται τα κυριότερα γεγονότα, τα οποία αποτέλεσαν σταθμούς στην εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης.

Η επανάσταση στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης ήρθε όταν αποκτήθηκε η δυνατότητα για ακριβή και αυτόματο έλεγχο των ηλεκτρικών κινητήρων ώστε να έχουν την επιθυμητή απόκριση και συμπεριφορά. Αρχικά επιχειρήθηκε ο έλεγχος των ηλεκτρικών κινητήρων με απλά μηχανικά ή ηλεκτρικά συστήματα (όπως η προσθαφαίρεση αντιστατών στα τυλίγματα τυμπάνου ή λυχνίες κενού) τα οποία δεν είχαν ικανοποιητικά αποτελέσματα και η απόδοση τους ήταν μικρή. Η εφεύρεση του τρανζίστορ από τους William Shockley, John Bardeen και Walter Brattain το 1947 άνοιξε το δρόμο για την τρομακτική ανάπτυξη των συστημάτων ελέγχου. Το κυριότερο μειονέκτημα του τρανζίστορ ήταν η ικανότητα διαχείρισης μικρών τιμών

ισχύος. Η εξέλιξη του τρανζίστορ και η εμφάνιση τα επόμενα χρόνια των απογόνων του, του θυρίστορ (1957), του MOSFET (1969) αλλά και αργότερα των ακόμα πιο βελτιωμένων SCR, GTO και IGBT έδωσε την ιδιότητα διαχείρισης μεγάλων ποσών ισχύος με πολύ υψηλές διακοπτικές. Έτσι προκλήθηκε μια τεράστια αλλαγή στον τομέα της επιστήμης του ηλεκτρολόγου μηχανικού και δημιουργήθηκε ένα νέο, ραγδαία εξελισσόμενο πεδίο, τα ηλεκτρονικά ισχύος (Power Electronics).

**Πίνακας 1.2 :** Καταγραφή ανά χρονολογία των κυριότερων γεγονότων, τα οποία αποτέλεσαν σταθμούς στην εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης.

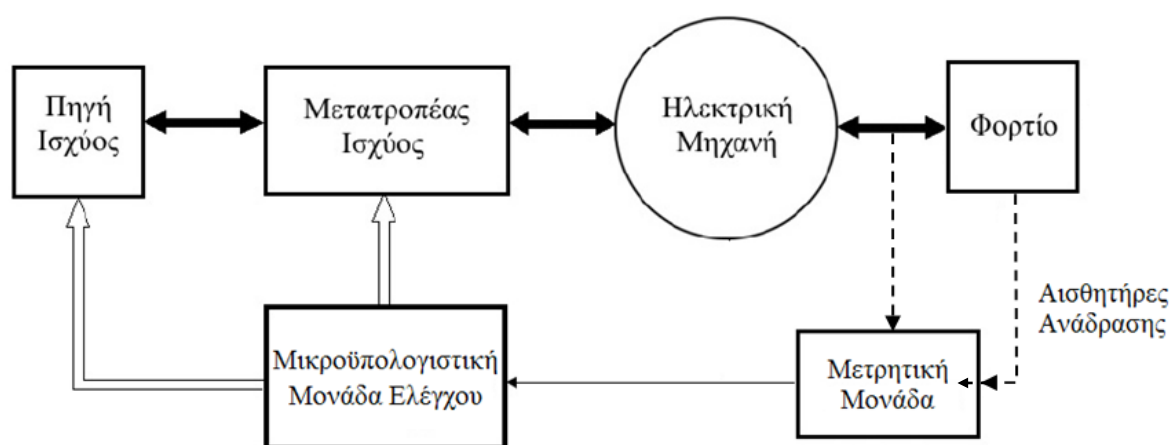
Χρονολογία	Γεγονός
1886	Δημιουργείται το σύστημα Ward Leonard, το πρώτο σύστημα οδήγησης ηλεκτρικού κινητήρα μεταβλητής ταχύτητας
1889	Εφευρίσκεται ο κινητήρας επαγωγής
1890	Γίνεται έλεγχος ταχύτητας του κινητήρα επαγωγής με βραχυκυκλωμένο δρομέα μέσω της αλλαγής της αντίστασης του στάτη, μέσω των δακτυλίων
1904	Τα συστήματα Kramer εισάγουν μια βαθμίδα συνεχούς τάσης ανάμεσα στους ολισθαίνοντες δακτυλίους και την τροφοδοσία
1911	Δημιουργείται σύστημα μεταβλητής ταχύτητας βασισμένο στον κινητήρα επαγωγής αλλά με συλλέκτη στο δρομέα
1923	Επιτυγχάνεται ελεγχόμενη ανόρθωση
1928	Εφευρίσκονται οι ελεγχόμενοι σε πλέγμα ανορθωτές τόξου υδραργύρου
1930	Πρώτη μετατροπή ενέργειας από DC σε AC
1931	Μετατροπή ενέργειας από AC σε AC μέσω κυκλομετατροπέα
1950	Πρώτοι διακόπτες ισχύος με βάση το πυρίτιο
1960	Εφεύρεση του θυρίστορ
1961	Δημιουργείται το πρώτο back to back reversing dc drive
1970	Εισάγεται η ιδέα της συσκευασίας βιομηχανικών συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων
1972	Οι πρώτοι ολοκληρωμένοι κινητήρες με μετατροπέα συνεχούς ρεύματος
1973	Απομονωμένα πακέτα θυρίστορ
1970s	Αναπτύσσεται η ιδέα του διανυσματικού ελέγχου
1983	Εισάγεται η χρήση του πλαστικού στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης
1985	Εισάγεται η ιδέα του άμεσου ελέγχου ροπής
1990	Ολοκληρωμένα power modules
1992	Εμφανίζεται νέα τεχνολογία συσκευασίας
1996	Καθολικό σύστημα οδήγησης (ένα γενικού σκοπού σύστημα ανοικτού βρόχου διανυσματικού ελέγχου, ένα σύστημα κλειστού βρόχου διανυσματικού ελέγχου ροής, ένα σύστημα σερβοκινητήρα)
1998	Ολοκληρωμένοι μετατροπείς AC to AC μέχρι 15kW
1998	Τα συστήματα οδήγησης μέσης τάσης με PWM VSI Inverters γίνονται βιομηχανικό προϊόν

Με την έλευση των ηλεκτρονικών ισχύος δόθηκε στους μηχανικούς η δυνατότητα δημιουργίας προηγμένων διατάξεων ελέγχου και ανάπτυξης πολύπλοκων αλγορίθμων. Με την χρήση των μετατροπέων ισχύος δόθηκε η δυνατότητα τροφοδοσίας των κινητήρων με τάσεις μεταβλητού πλάτους και συχνότητας, πράγμα που κατέστησε δυνατό τον πλήρη έλεγχο τους. Σημαντικό ρόλο βέβαια διαδραμάτισε και η καθιέρωση νέων, διαρκώς εξελισσόμενων τεχνικών ελέγχου οι οποίες επέτρεψαν τον έλεγχο μέσω ηλεκτρονικών συστημάτων. Κάθε σύγχρονο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης υψηλής απόδοσης συνοδεύεται από τον κατάλληλο μετατροπέα ισχύος και το κατάλληλο υλικό και λογισμικό ελέγχου.

### 1.3 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Στην γενική τους μορφή τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης αποτελούνται από τα εξής κύρια υποσυστήματα:

- Πηγή Ισχύος
- Μετατροπέας Ισχύος
- Ηλεκτρική Μηχανή
- Φορτίο
- Μονάδα ελέγχου (Μικροελεγκτής - Μικροεπεξεργαστής Επεξεργαστής Ψηφιακού Σήματος (Digital Signal Processor, DSP)
- Μετρητική μονάδα (σύστημα παρακολούθησης) με αισθητήρες τάσης, ρεύματος, και ταχύτητας δρομέα ή θέσης δρομέα ή ροής διακένου ή και συνδυασμός αυτών.



**Σχήμα 1.1 :** Λειτουργικό διάγραμμα Συστήματος Ηλεκτρικής Κίνησης με αισθητήρες ανάδρασης

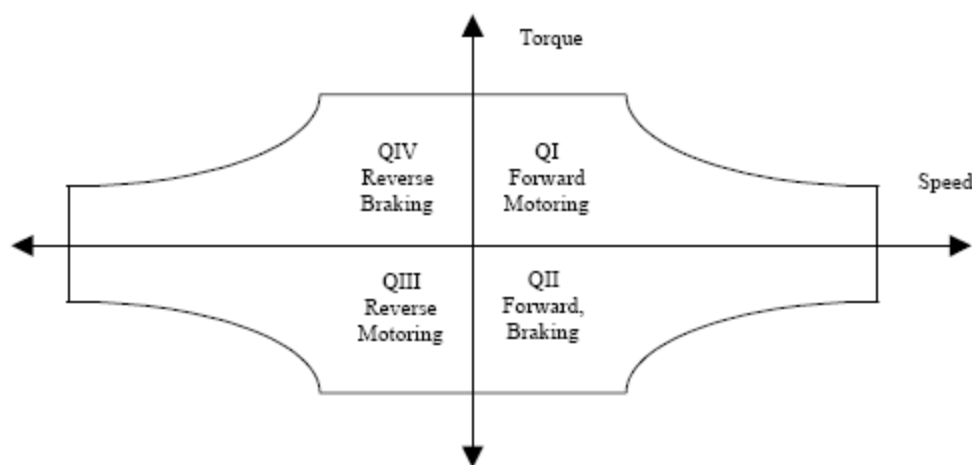
Το κάθε ένα από τα υποσυστήματα αυτά είναι απαραίτητο να λειτουργεί με τη μέγιστη δυνατή απόδοση, τις ελάχιστες απώλειες ενώ απαραίτητη είναι και η καλύτερη συνεργασία με τα άλλα υποσυστήματα, ώστε το συνολικό σύστημα να λειτουργεί βέλτιστα και με τη μέγιστη δυνατή απόδοση. Στο σχήμα 1.1

απεικονίζεται με τη μορφή λειτουργικού διαγράμματος ένα γενικό σύστημα ηλεκτρικής κίνησης.

Τα παραπάνω υποσυστήματα μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες :

- Το κύκλωμα ισχύος : περιλαμβάνει τις βαθμίδες της πηγής ισχύος, του μετατροπέα ισχύος της ηλεκτρικής μηχανής και του φορτίου
- Το κύκλωμα ελέγχου : περιλαμβάνει τις βαθμίδες του συστήματος ελέγχου και του συστήματος παρακολούθησης

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.1, η σχέση όλων των υποσυστημάτων του κυκλώματος ισχύος μεταξύ τους είναι αμφίδρομη. Για παράδειγμα, η ηλεκτρική μηχανή μπορεί να λειτουργεί ως καταναλωτής ενέργειας, *λειτουργία κινητήρα*, αλλά μπορεί να λειτουργεί και ως παραγωγός ενέργειας, *λειτουργία γεννήτριας*, όπως συμβαίνει κατά την αναγεννητική πέδηση στα ηλεκτροκίνητα οχήματα και τρένα. Επίσης, ο μετατροπέας ισχύος έχει τη δυνατότητα είτε να μεταφέρει ισχύ από την πηγή στην ηλεκτρική μηχανή είτε από την ηλεκτρική μηχανή στην πηγή όπως για παράδειγμα συμβαίνει κατά την διάρκεια φόρτισης συσσωρευτών στην αναγεννητική πέδηση (λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων).



**Σχήμα 1.2 :** Σχηματική απεικόνιση της λειτουργίας τεσσάρων τεταρτημορίων ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

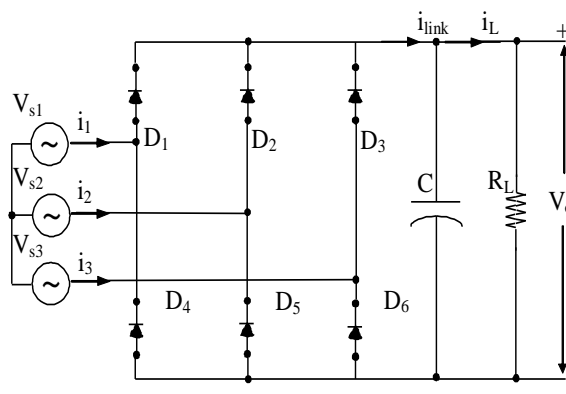
Το κύκλωμα ελέγχου από την άλλη, περιλαμβάνει όλο εκείνο το υλικό και το λογισμικό που είναι απαραίτητο για την παρακολούθηση και τις δράσεις ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Το κύκλωμα ελέγχου λαμβάνει μετρήσεις (αναδράσεις) από κατάλληλα αισθητήρια (όπως π.χ. για τα ρεύματα και τις τάσεις των φάσεων, την ταχύτητα του δρομέα κτλ), παρατηρεί, συγκρίνει και εκτιμά χαρακτηριστικά και κρίσιμα μεγέθη του συστήματος και μέσω ενός αλγορίθμου ελέγχου τροποποιεί, μέσω κατάλληλης παλμοδότησης του μετατροπέα ισχύος, το

πλάτος και τη συχνότητα της τάσης εισόδου του ηλεκτρικού κινητήρα, ώστε το σύστημα να έχει την επιθυμητή απόκριση.

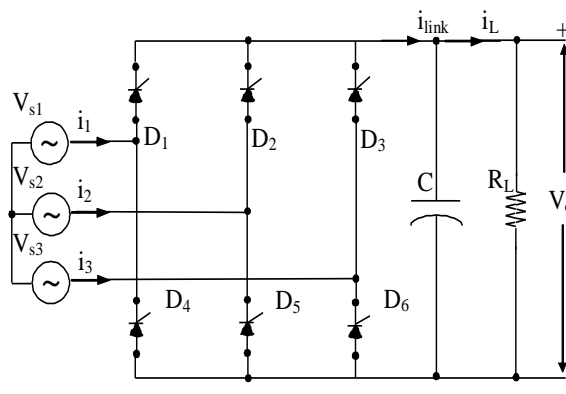
Στις επόμενες παραγράφους ακολουθεί μια σύντομη και περιεκτική ανάλυση όλων των επιμέρους βαθμίδων ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, όπως αυτό περιγράφηκε παραπάνω.

### 1.3.1 Πηγή Ισχύος

Για τον έλεγχο μιας ηλεκτρικής μηχανής απαιτείται η ύπαρξη μιας πηγής σταθεροποιημένης τάσης, την οποία εκμεταλλεύεται κατάλληλα ο αντιστροφέας μέσω του αλγορίθμου ελέγχου. Στις περισσότερες εφαρμογές η πηγή αυτή προκύπτει από την ανόρθωση της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου (σχήμα 1.3α).



(α)

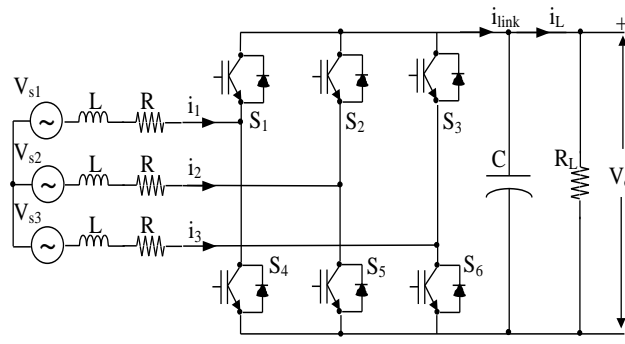


(β)

**Σχήμα 1.3** (α): Μη ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση με διόδους  
(β): Ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση με θυρίστορ

Σε άλλες εφαρμογές που απαιτείται αυτονομία, η πηγή ισχύος μπορεί να είναι συστοιχίες μπαταριών οι οποίες φορτίζονται είτε από το δίκτυο, είτε από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Η χρήση ανόρθωσης ή συστοιχίας μπαταριών είναι μια καλή και εύκολη λύση για την υλοποίηση της πηγής ισχύος. Ωστόσο η απρόβλεπτη απαίτηση ισχύος από το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης σε ορισμένες

εφαρμογές μπορεί να προκαλέσει βύθιση τάσης στην πηγή ισχύος και αυτό να δημιουργήσει προβλήματα στη σωστή λειτουργία του αλγορίθμου ελέγχου. Το πρόβλημα αυτό γίνεται εντονότερο όταν η πηγή τάσης παρέχεται σε περισσότερα από ένα ανεξάρτητα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης όπως αυτό συμβαίνει σε γραμμές παραγωγής μεγάλων βιομηχανιών. Επίσης, σε συστήματα μεγάλης ισχύος, για οικονομικούς λόγους, είναι απαραίτητος και ο έλεγχος του ρεύματος εισόδου. Σε αυτές τις περιπτώσεις, συνήθως η πηγή ισχύος υλοποιείται με ελεγχόμενες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος όπου η ποιότητα του ρεύματος εισόδου και της τάσης εξόδου ελέγχεται σύμφωνα με τυποποιημένες προδιαγραφές ποιότητας ισχύος. Στο σχήμα 1.3β παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα ελεγχόμενης τριφασικής ανορθωτικής διάταξης στην οποία όμως δεν μπορεί να γίνει έλεγχος του ρεύματος εισόδου. Στο σχήμα 1.4 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα της ελεγχόμενης τριφασικής ανορθωτικής διάταξης με δυνατότητα ελέγχου τόσο της τάσης εξόδου όσο και του ρεύματος εισόδου ώστε ο συντελεστής ισχύος να διατηρείται σε υψηλά επίπεδα.

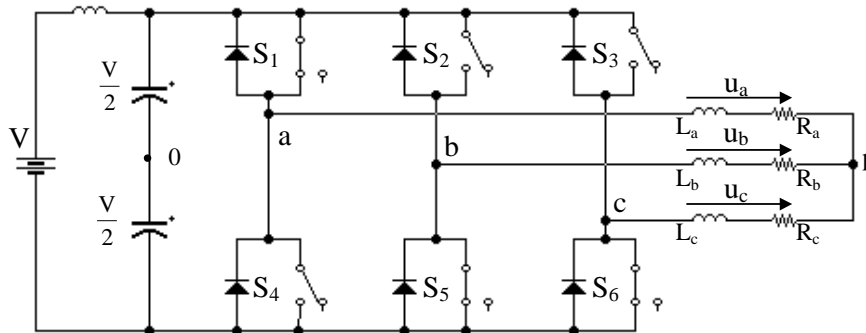


Σχήμα 1.4 : Ελεγχόμενος τριφασικός AC/DC μετατροπέας ανύψωσης

### 1.3.2 Αντιστροφείας Ισχύος

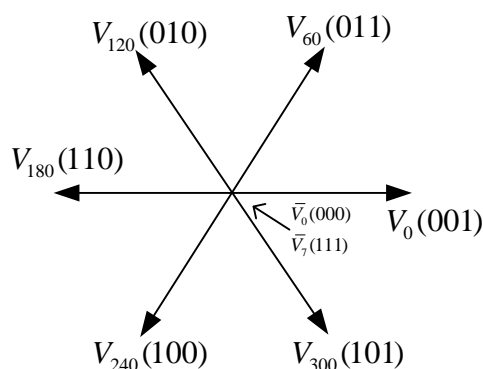
Ο αντιστροφείας ισχύος είναι μια ηλεκτρονική διάταξη που έχει ως σκοπό την μετατροπή της συνεχούς τάσης ή ρεύματος εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση ή ρεύμα αντίστοιχα, μεταβλητού πλάτους και συχνότητας. Οι τοπολογίες αντιστροφέων που έχουν αναπτυχθεί είναι πολλές και για κάθε εφαρμογή πρέπει να επιλεγθεί ο κατάλληλος. Ένας αντιστροφείας αποτελείται κυρίως από τα διακοπτικά ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος όπως MOSFETs και IGBTs και ανάλογα με την τοπολογία μπορεί να περιλαμβάνει βοηθητικούς πυκνωτές, και διόδους. Η αναγκαία χρήση διακοπτικών στοιχείων σε αντιστροφείας ισχύος περιορίζει την διάταξη σε παραγωγή μόνο ενός πεπερασμένου αριθμού διανυσμάτων τάσεως εξόδου. Ο αριθμός  $n$  των επιπέδων τάσεως που μπορεί ένας αντιστροφείας να παράγει, τον διακρίνει σε αντιστροφή  $n$ -επιπέδων. Ένας αντιστροφείας μπορεί να είναι σχεδιασμένος ώστε να λειτουργεί είτε ως φυσική πηγή τάσης, είτε ως φυσική πηγή ρεύματος. Για κάθε αντιστροφή απαιτείται η ύπαρξη ενός αλγορίθμου

παραγωγής παλμών για τα διακοπτικά στοιχεία του, ο οποίος συνήθως λαμβάνει ως είσοδο τις επιθυμητές τιμές τάσεως ή ρεύματος και παράγει παλμούς για τα διακοπτικά στοιχεία τέτοιους ώστε το αποτέλεσμα στην έξοδο του αντιστροφέα να προσεγγίζει το επιθυμητό. Ένας απλός τριφασικός αντιστροφέας τριών επιπέδων τάσεως με ιδανικά διακοπτικά στοιχεία παρουσιάζεται στο σχήμα 1.5.



**Σχήμα 1.5 :** Ιδανικός τριφασικός αντιστροφέας τριών επιπέδων τάσης εξόδου

Στον αντιστροφέα του σχήματος 1.5 υπάρχουν μόνο οκτώ συνδυασμοί έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του και κατά συνέπεια ένας πεπερασμένος αριθμός διανυσμάτων τάσεως στη έξοδό του. Στο σχήμα 1.6 παρουσιάζονται τα δυνατά διανύσματα που μπορούν να προκύψουν. Δεδομένου του ότι δύο συνδυασμοί παράγουν το ίδιο μηδενικό διάνυσμα, μόνο επτά διαφορετικά διανύσματα μπορούν να παραχθούν. Η εκάστοτε τεχνική διαμόρφωση εύρους παλμών σε συνδυασμό με την τεχνική ελέγχου παράγουν μια αλληλουχία καθορισμένης χρονικής διάρκειας τέτοιων συνδυασμών ώστε το στιγμιαίο διάνυσμα που προκύπτει να προσεγγίζει όσο το δυνατό περισσότερο το επιθυμητό.



**Σχήμα 1.6 :** Διανύσματα εξόδου του αντιστροφέα του σχήματος 1.5

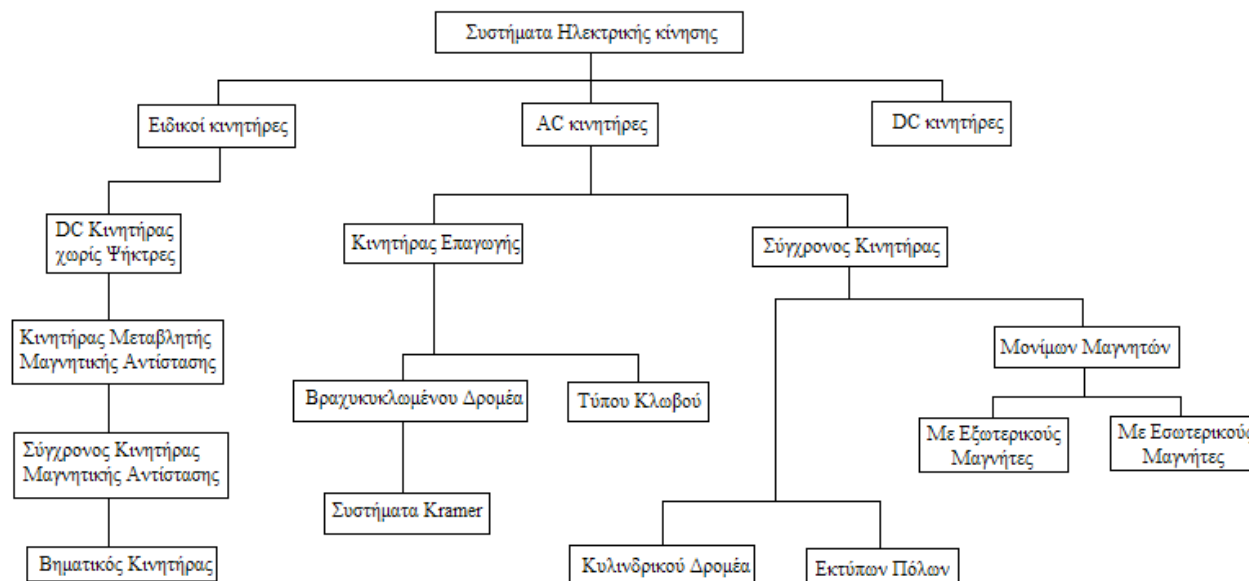
### 1.3.3 Ηλεκτρική Μηχανή

Ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή, ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μπορεί να περιλαμβάνει διαφορετικούς τύπους ηλεκτρικών κινητήρων. Οι ηλεκτρικοί



κινητήρες που συναντώνται συνήθως στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι οι εξής:

- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος
- Τριφασικός κινητήρας επαγωγής
- Σύγχρονος κινητήρας μόνιμου μαγνήτη
- Κινητήρας μόνιμων μαγνητών με τραπεζοειδή διέγερση
- Κινητήρες μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης
- Σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης

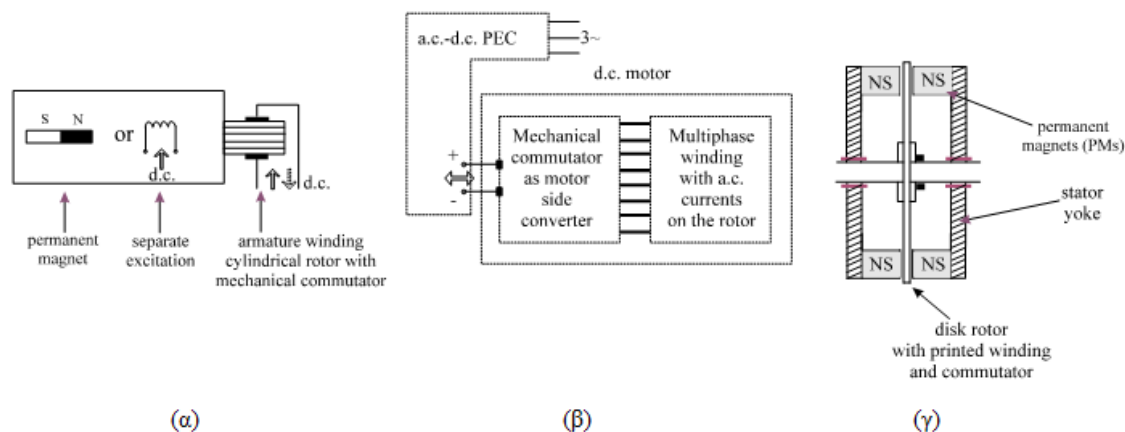


**Σχήμα 1.7 :** Κυριότερες κατηγορίες κινητήρων που χρησιμοποιούνται σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητών στροφών

### 1.3.3.1 Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης έχουν χρησιμοποιηθεί ευρέως σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης για πολλά χρόνια. Το βασικότερο πλεονέκτημά τους είναι ο εύκολος τρόπος ρύθμισης της ροπής και της ταχύτητάς τους, με έναν dc-dc μετατροπέα ισχύος. Αυτός είναι και ο λόγος που για πολλές δεκαετίες ήταν η μόνη επιλογή σε εφαρμογές που απαιτούσαν μεταβλητή ταχύτητα και μόνο τα τελευταία είκοσι χρόνια άρχισαν να δίνουν τη θέση τους στους κινητήρες επαγωγής. Τα βασικά τους μειονεκτήματα είναι τα ακόλουθα :

- Ανάγκη τακτικής συντήρησης του συλλέκτη
- Σχετικά μεγάλο βάρος του δρομέα
- Σχετικά χαμηλή μέγιστη ταχύτητα λόγω μηχανικής καταπόνησης του συλλέκτη
- Υψηλό κόστος κατασκευής

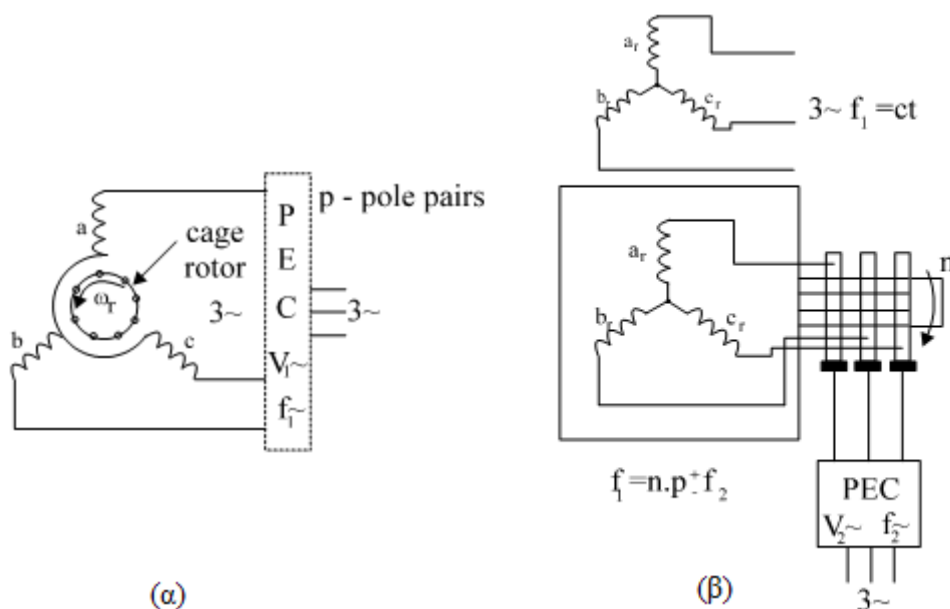


**Σχήμα 1.8 :** Κινητήρας συνεχούς ρεύματος

- α) Με κυλινδρικό δρομέα
- β) Ισοδύναμο με AC κινητήρα + μετατροπέα
- γ) Με μόνιμου μαγνήτες + δισκοειδή δρομέα

### 1.3.3.2 Τριφασικός Κινητήρας Επαγωγής

Ο τριφασικός κινητήρας επαγωγής απαιτεί, για λειτουργία μεταβλητών στροφών, τροφοδοσία από έναν dc-ac μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος, ο οποίος μπορεί να παρέχει τριφασική εναλλασσόμενη τάση μεταβλητού πλάτους και συχνότητας.



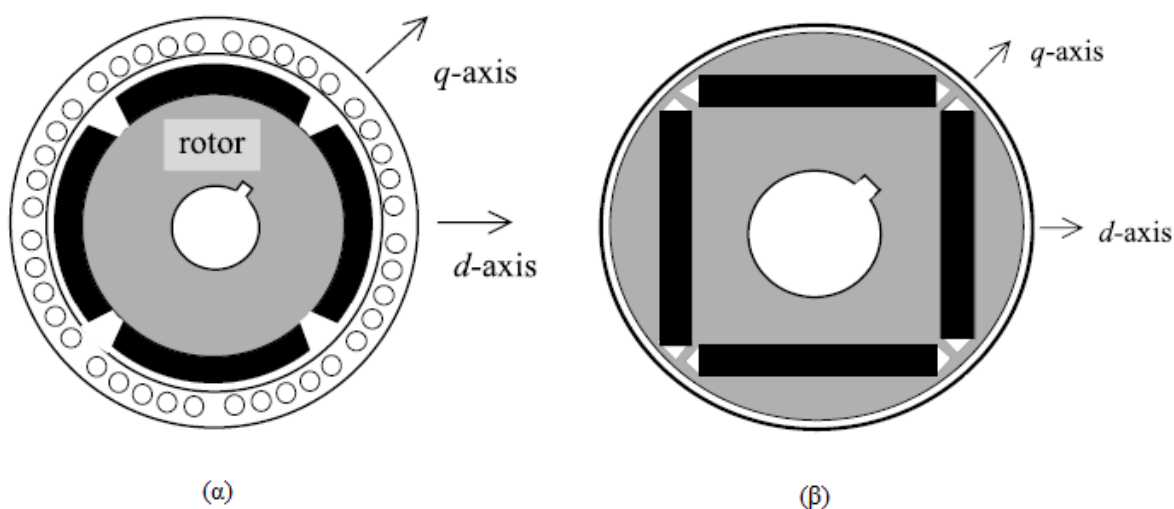
**Σχήμα 1.9 :** Ασύγχρονος κινητήρας επαγωγής

- α) Με δρομέα τύπου κλωβού
- β) Με βραχυκυκλωμένο δρομέα και δακτυλίους

Η μεγάλη πρόοδος των ηλεκτρονικών ισχύος στο πεδίο της κατασκευής και του ελέγχου τέτοιων μετατροπέων, σε συνδυασμό με τα πλεονεκτήματα αυτού του τύπου κινητήρων έναντι των κινητήρων συνεχούς ρεύματος, έχει οδηγήσει τα τελευταία χρόνια στην πλήρη αντικατάσταση των κινητήρων συνεχούς ρεύματος από ασύγχρονους στις περισσότερες βιομηχανίες.

### 1.3.3.3 Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμου Μαγνήτη

Παρά το γεγονός ότι οι κινητήρες επαγωγής τυγχάνουν ιδιαίτερης προσοχής, λόγω των πλεονεκτημάτων τους έναντι των κινητήρων συνεχούς τάσης, μεγάλη έρευνα γίνεται και για τους σύγχρονους κινητήρες μόνιμων μαγνητών. Η παραγωγή του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο από μόνιμους μαγνήτες έχει να επιδείξει σημαντικά πλεονεκτήματα όσον αφορά την απλότητα της κατασκευής και τη μείωση των απωλειών με ταυτόχρονη βελτίωση της απόδοσης. Στην περίπτωση του σύγχρονου κινητήρα μόνιμων μαγνητών το μαγνητικό πεδίο είναι ομοιόμορφα στρεφόμενο και ημιτονοειδώς κατανεμημένο στο στάτη όπως ακριβώς και στον κινητήρα επαγωγής.



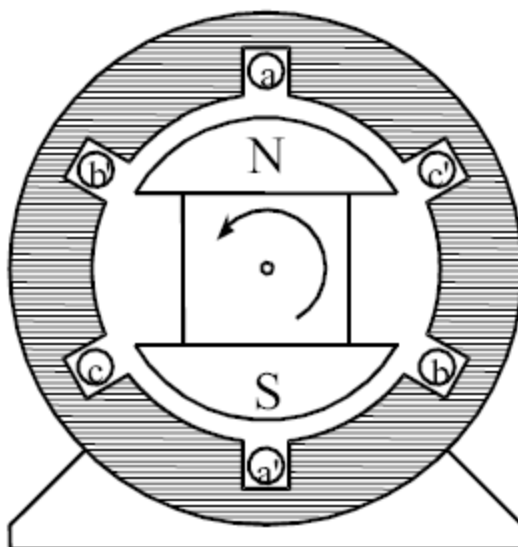
**Σχήμα 1.10 :** Σύγχρονος κινητήρας μόνιμων μαγνητών

- α) Με εξωτερικούς μαγνήτες
- β) Με εσωτερικούς μαγνήτες

### 1.3.3.4 Κινητήρας Μόνιμων Μαγνητών με Τραπεζοειδή Διέγερση

Αντίθετα με το σύγχρονο κινητήρα μόνιμου μαγνήτη, ο αντίστοιχος κινητήρας μόνιμου μαγνήτη με τραπεζοειδή διέγερση (ή κινητήρας συνεχούς τάσης χωρίς ψήκτρεις - brushless DC motor – BLDC motor) αναπτύσσει μαγνητικό πεδίο στο στάτη που εναλλάσσεται διακοπτικά σε διακριτά βήματα. Τόσο αυτός ο τύπος ηλεκτρικού κινητήρα, όσο και ο προηγούμενος έχουν την δυνατότητα ταχείας

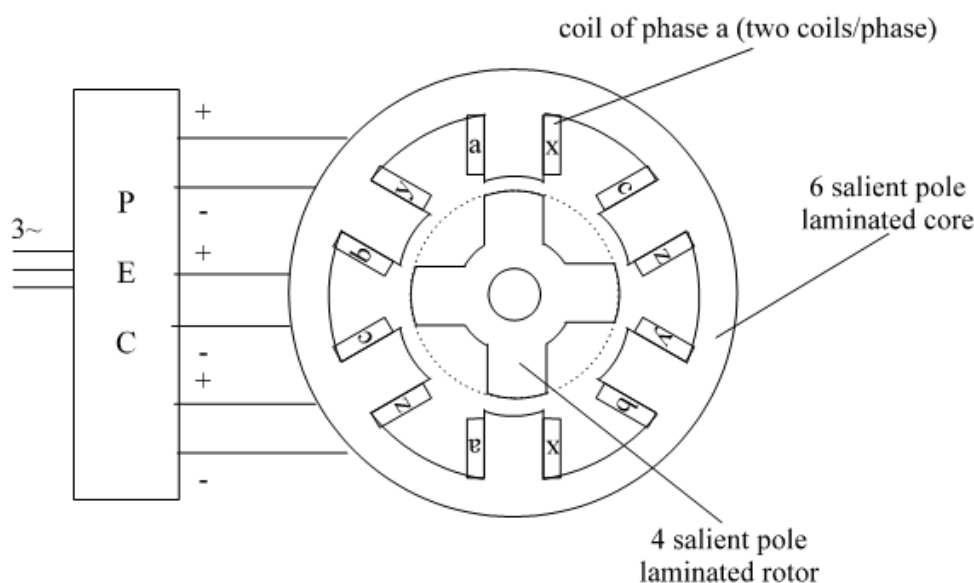
μεταβατικής απόκρισης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το μαγνητικό υλικό τους παρουσιάζει υψηλή ειδική αντίσταση και τα επαγόμενα ρεύματα στο στάτη είναι αμελητέα. Επομένως, οι κινητήρες αυτοί δεν έχουν σημαντική εσωτερική καθυστέρηση, όσον αφορά την απόκριση της ροπής σε μεταβολές του ρεύματος στάτη. Επίσης, το σύστημα ελέγχου της διέγερσης των κινητήρων με τραπεζοειδή διέγερση είναι απλούστερο από αυτό των ασύγχρονων κινητήρων. Το βασικό τους όμως μειονέκτημα είναι το υψηλό κόστος κατασκευής και γι' αυτό δεν έχουν διαδοθεί ευρέως στη βιομηχανία παρά μόνο σε εξειδικευμένες εφαρμογές.



Σχήμα 1.11 : Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών με τραπεζοειδή διέγερση

### 1.3.3.5 Κινητήρας Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης

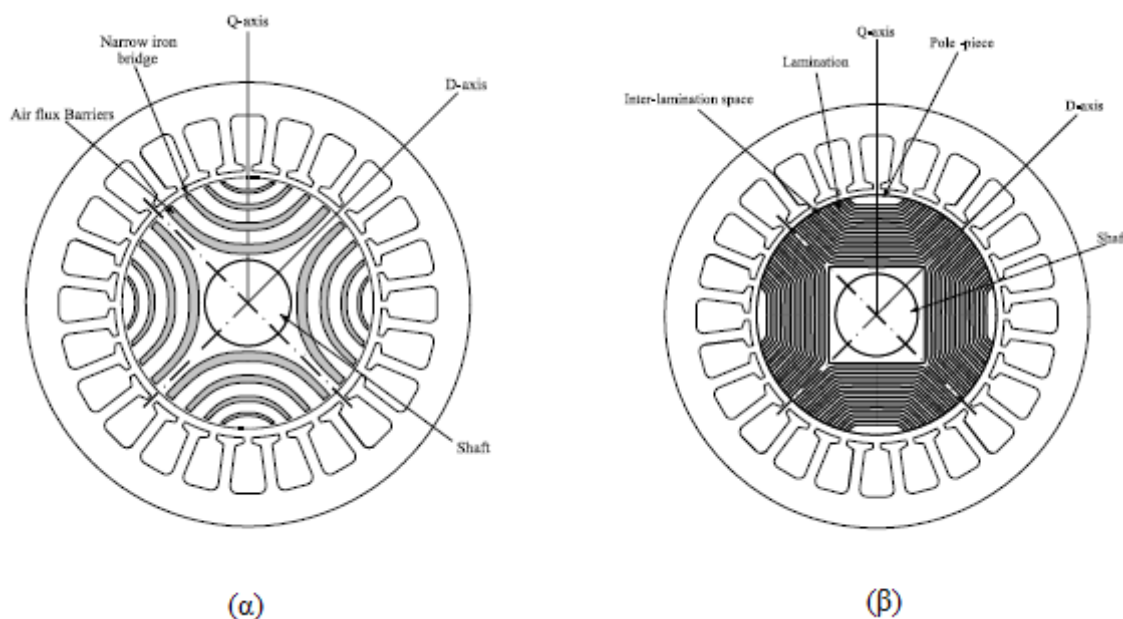
Μια άλλη κατηγορία ηλεκτρικών κινητήρων κατάλληλων για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι οι κινητήρες μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης. Η αρχή λειτουργίας των κινητήρων αυτών βασίζεται στην ύπαρξη μεταβλητού διακένου και στις δυνάμεις που αναπτύσσονται στον δρομέα, προκειμένου να επιτευχθεί η θέση με την ελάχιστη ενέργεια μαγνητικού πεδίου. Ο στάτης των κινητήρων μαγνητικής αντίστασης έχει την ίδια μορφή με αυτόν στους κινητήρες επαγωγής, με πολυφασικά τυλίγματα ημιτονοειδούς περιόδου χωρικής κατανομής. Τα τυλίγματα αυτά τροφοδοτούνται με ρεύματα ημιτονοειδούς χρονικής μεταβολής, ώστε να παράγεται στρεφόμενο πεδίο στο διάκενο. Η κατασκευή του δρομέα γίνεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να παρουσιάζεται μικρό διάκενο κατά τον ευθύ άξονα (d) και μεγάλο κατά τον εγκάρσιο άξονα (q). Η απουσία ρευμάτων στο δρομέα έχει το πλεονέκτημα των μειωμένων απωλειών, αλλά περιορίζει την πυκνότητα ισχύος των κινητήρων αυτού του τύπου. Γι' αυτό η χρήση τους περιορίζεται μόνο σε ειδικές εφαρμογές.



**Σχήμα 1.12 :** Κινητήρας μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης + μετατροπέας ισχύος

### 1.3.3.6 Σύγχρονος Κινητήρας Μαγνητικής Αντίστασης

Μια άλλη κατηγορία ηλεκτρικών κινητήρων κατάλληλων για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης. Σε αυτό το είδος κινητήρα, ο μηχανισμός ευθυγράμμισης του δρομέα, που ουσιαστικά είναι η διαφορά στην μαγνητική αντίσταση σε κάθε άξονα, αξιοποιείται ώστε να παραχθεί μηχανική ροπή. Λόγω της εφαρμογής συμμετρικής τριφασικής ημιτονοειδούς τροφοδοσίας, το μαγνητικό πεδίο του στάτη περιστρέφεται και αναπτύσσεται ροπής μαγνητικής αντίστασης (ή εκτυπότητας) λόγω της τάσης του δρομέα να ευθυγραμμίζεται με το πεδίο του στάτη σε τέτοια θέση ώστε η μαγνητική αντίσταση να είναι η ελάχιστη. Δηλαδή ο δρομέας ουσιαστικά συμπεριφέρεται σαν ένα δίπολο. Λόγω του ότι δεν υπάρχει διέγερση δεν μπορούμε να μιλήσουμε για πεδίο του δρομέα, άρα για να παραχθεί ροπή χρειάζεται μια διαφορά στην μαγνητική αντίσταση, η οποία προκαλείται λόγω κατασκευής. Τελευταία έχει αποτελέσει αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας και ενδιαφέροντος.



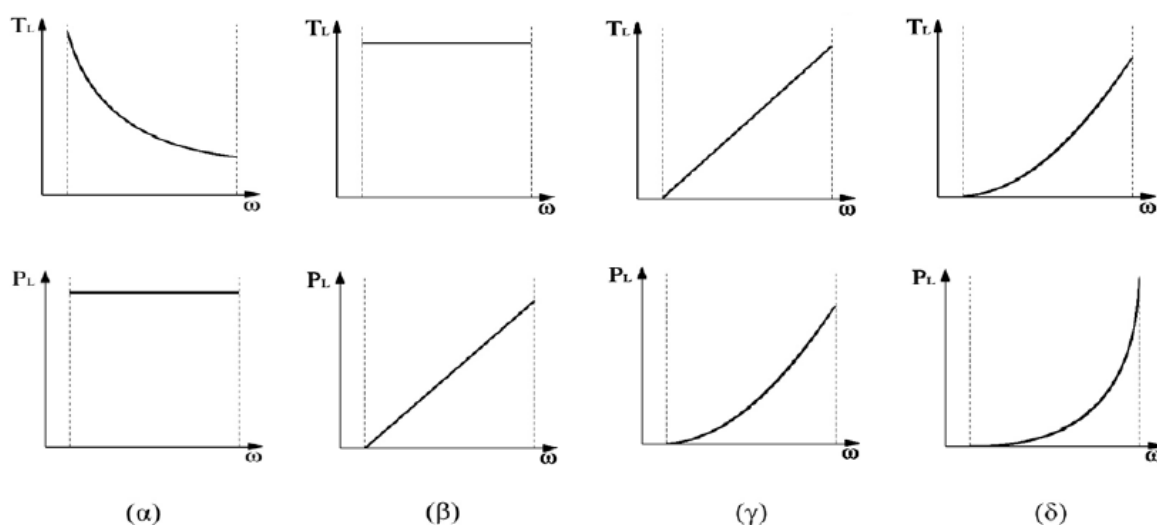
**Σχήμα 1.13 :** Σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης  
 α) Με δρομέα με φράγματα ροής  
 β) Με δρομέα με λαμαρίνα κατά μήκος του άξονα

### 1.3.4 Φορτίο

Το φορτίο σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης θεωρείται το σύστημα εκείνο που είναι συνδεδεμένο στον άξονα της ηλεκτρικής μηχανής και προβάλλει αξονική μηχανική αντίσταση. Τέτοια φορτία μπορεί να είναι μια ηλεκτρική γεννήτρια, ένας ανεμιστήρας, μια κινούμενη ταινία μετακίνησης προϊόντων σε ένα εργοστάσιο, ένας συμπιεστής, το αμάξωμα σε ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο, μια πέδη σε ένα εργαστήριο κ.α. Κάθε φορτίο έχει μια χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών. Κατά το σχεδιασμό ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη το φορτίο, γιατί είναι αυτό που θα καθορίσει την ισχύ του συστήματος. Επίσης η χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών πρέπει να λαμβάνεται υπόψη διότι το σύστημα κίνησης καλείται να αντεπεξέλθει σε κάθε δυνατή προβαλλόμενη αντίσταση του φορτίου με γρήγορη ταχύτητα απόκρισης. Παρακάτω παρατίθενται τυπικές περιπτώσεις φορτίων που συναντώνται σε βιομηχανικές εφαρμογές μαζί με τις χαρακτηριστικές τους :

- Φορτίο σταθερής ισχύος : Η ροπή του φορτίου είναι αντιστρόφως ανάλογη με την ταχύτητα περιστροφής. Η μηχανική ισχύς του φορτίου παραμένει σταθερή. Τέτοιου είδους φορτία είναι οι περισσότερες εργαλειομηχανές.
- Φορτίο σταθερής ροπής : Η ροπή του φορτίου σταθερή. Η μηχανική ισχύς του φορτίου είναι γραμμική συνάρτηση της ταχύτητας περιστροφής. Τέτοιου είδους φορτία είναι οι ταινιόδρομοι. Ορισμένοι ανεμιστήρες και φυγόκεντρες αντλίες ανάλογα με την πτερωτή τους.

- Φορτίο γραμμικής ροπής : Η ροπή του φορτίου γραμμική συνάρτηση της ταχύτητας περιστροφής. Η μηχανική ισχύς του φορτίου είναι παραβολική συνάρτηση της ταχύτητας περιστροφής. Τέτοιου είδους φορτία είναι ορισμένοι ανεμιστήρες και φυγόκεντρες αντλίες, ανάλογα με την πτερωτή τους.
- Φορτίο παραβολικής ροπής : Η ροπή του φορτίου παραβολική συνάρτηση της ταχύτητας περιστροφής. Η μηχανική ισχύς του φορτίου είναι τρίτου βαθμού συνάρτηση της ταχύτητας περιστροφής. Τέτοιου είδους φορτία είναι ορισμένοι ανεμιστήρες και φυγόκεντρες αντλίες, ανάλογα με την πτερωτή τους.



**Σχήμα 1.14 :** Τα τέσσερα κυριότερα είδη φορτίου

α) φορτίο σταθερής ισχύος

β) φορτίο σταθερής ροπής

γ) φορτίο γραμμικής ροπής

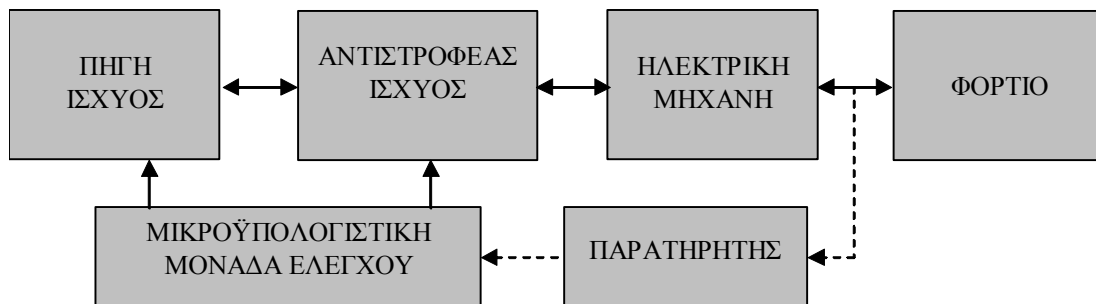
δ) φορτίο παραβολικής ροπής

### 1.3.5 Μετρητική Μονάδα

Η μετρητική μονάδα αποτελείται από αισθητήρες κάποιων αναγκαίων τιμών για την λειτουργία της τεχνικής ελέγχου. Οι τιμές αυτές λαμβάνονται από το κύκλωμα ισχύος. Υπάρχουν αισθητήρες τάσεως και ρεύματος γραμμής, ταχύτητας δρομέα, θέσης δρομέα και ροής στάτη, διάκενου ή δρομέα. Ανάλογα με την τεχνική ελέγχου, είναι απαραίτητη η εγκατάσταση ενός συνδυασμού τέτοιων αισθητήρων στο κύκλωμα.

Σε πολλές εφαρμογές όμως, κυρίως βιομηχανικές, η χρήση αισθητήρων ταχύτητας αλλά και θέσης δρομέα δεν ενδείκνυται είτε λόγω κόστους, είτε λόγω ανάγκης συχνής συντήρησης, είτε λόγω μηχανικής αστοχίας, ανάλογα κάθε φορά με

το είδος της εφαρμογής. Επίσης, η ακρίβεια των αισθητήρων αλλά και η απόκρισή τους, δεν είναι σταθερή σε όλη την περιοχή των συχνοτήτων λειτουργίας και ειδικότερα για συχνότητες λειτουργίας κάτω των 5Hz. Εάν στα παραπάνω προβλήματα προστεθούν ο ηλεκτρονικός θόρυβος και οι μηχανικές ταλαντώσεις του φορτίου, τότε η μείωση των αισθητήρων σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που λειτουργεί σε αντίξοο περιβάλλον (σκόνη, υγρασία κ.λπ.) είναι πολύ σημαντικό στοιχείο. Για τους λόγους που προαναφέρθηκαν γίνεται μια προσπάθεια αντικατάστασης των αισθητήρων ανάδρασης από ένα υποσύστημα το οποίο θα μπορεί να παρατηρεί τις μεταβολές των ηλεκτρικών και μηχανικών μεγεθών του ηλεκτρικού κινητήρα μετρώντας μόνο τις πολικές τάσεις και τα ρεύματα γραμμής. Ένα τέτοιο υποσύστημα, λόγω της εργασίας που εκτελεί, ονομάζεται παρατηρητής (observer) της ηλεκτρικής μηχανής. Ο παρατηρητής αποτελεί πολύ σημαντικό υποσύστημα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης διότι τροφοδοτεί τη μονάδα ελέγχου με όλες εκείνες τις πληροφορίες, όπως ταχύτητα και θέση δρομέα, αναπτυσσόμενη ροπή, ροή κ.λπ., προκειμένου να ελεγχθεί ο ηλεκτρικός κινητήρας. Στην περίπτωση που το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης περιλαμβάνει παρατηρητή, τότε ονομάζεται σύστημα ηλεκτρικής κίνησης χωρίς αισθητήρα ανάδρασης (sensorless). Στο σχήμα 1.15 απεικονίζεται ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης όπου οι αισθητήρες ανάδρασης έχουν αντικατασταθεί από τον παρατηρητή ο οποίος εκτιμά τα ηλεκτρικά και μηχανικά μεγέθη του ηλεκτρικού κινητήρα μετρώντας την τάση τροφοδοσίας και τα ρεύματα γραμμής, ή το ρεύμα τροφοδοσίας και τις επαγόμενες τάσεις.



**Σχήμα 1.15 :** Η μετρητική μονάδα και η σύνδεση της με υπόλοιπα υποσυστήματα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

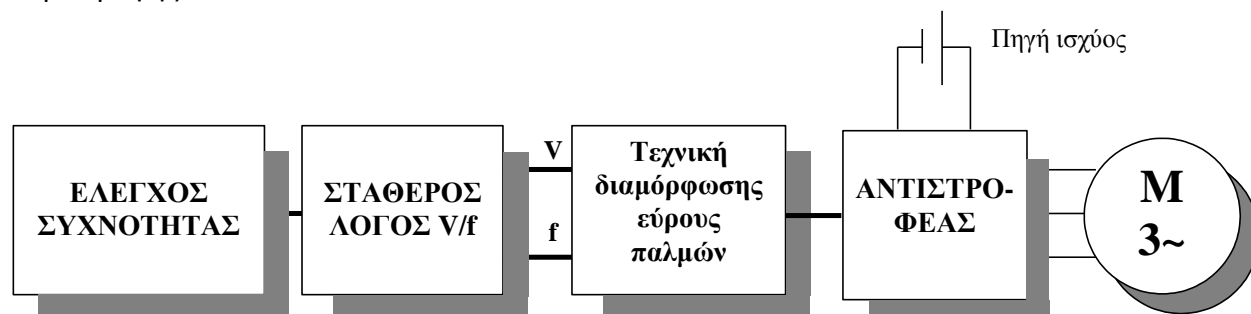
### 1.3.6 Μονάδα Ελέγχου

Η κεντρική μονάδα ελέγχου είναι το σύστημα εκείνο το οποίο εκτελεί τις εντολές του αλγορίθμου ελέγχου και της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών και παράγει την κατάλληλη αλληλουχία παλμών έναυσης και σβέσης των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα. Η μονάδα αυτή ανάλογα με την εφαρμογή μπορεί να είναι είτε ένας μικροεπεξεργαστής, είτε ένας DSP, μαζί με τα απαραίτητα περιφερειακά τους, είτε ακόμα και ένας υπολογιστής με μια κάρτα εισόδων εξόδων.



### 1.3.6.1 Σταθερή Σχέση του Λόγου Τάση Τροφοδοσίας Ηλεκτρικού Κινητήρα προς Συχνότητα

Στη μέθοδο αυτή οι μεταβλητές ελέγχου είναι η τάση τροφοδοσίας του ηλεκτρικού κινητήρα και η συχνότητά της. Για την παραγωγή των παλμών χρησιμοποιούνται διάφορες τεχνικές PWM οι οποίες διαμορφώνουν την ημιτονοειδή τάση που προκύπτει από την σχέση  $V/f$ . Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.16 στον έλεγχο αυτό δεν απαιτείται η ανάδραση της μηχανικής ταχύτητας περιστροφής.



Σχήμα 1.16 : Δομικό διάγραμμα τεχνικής ελέγχου σταθερού λόγου για τριφασικό κινητήρα

#### Πλεονεκτήματα

- Χαμηλό κόστος
- Δεν απαιτούνται αισθητήρες ανάδρασης

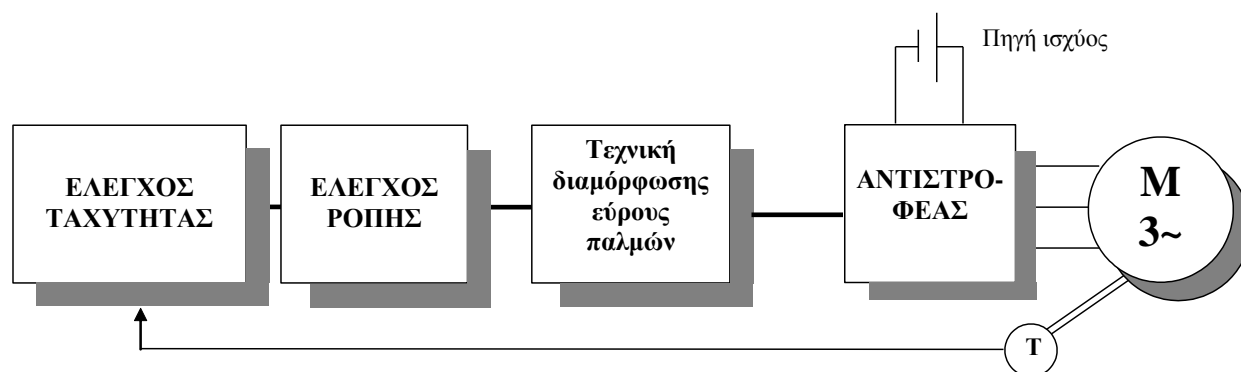
#### Μειονεκτήματα

- Δεν χρησιμοποιείται ο προσανατολισμός πεδίου (field orientation)
- Αγνοείται η κατάσταση λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητήρα
- Δεν ελέγχεται η ροπή του ηλεκτρικού κινητήρα
- Οι τεχνικές παλμοδότησης που χρησιμοποιούνται προκαλούν καθυστέρηση στην απόκριση του ηλεκτρικού κινητήρα

### 1.3.6.2 Διανυσματικός Έλεγχος

#### (AC drives - flux vector control using PWM techniques)

Με την τεχνική διανυσματικού ελέγχου η λειτουργία του τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα προσεγγίζει την λειτουργία του κινητήρα συνεχούς ρεύματος. Αυτό πετυχαίνεται με την εφαρμογή της γενικευμένης θεωρίας σύμφωνα με την οποία διαχωρίζονται οι μεταβλητές που αφορούν στον έλεγχο της ροπής από εκείνες που αφορούν στον έλεγχο της ροής. Επίσης, οι μεταβλητές κατάστασης του ηλεκτρικού κινητήρα υπολογίζονται θεωρώντας γνωστή τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής (χρήση ταχογεννήτριας ή αισθητήρων ροής ή παρατηρητής).



Σχήμα 1.17: Δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου τριφασικού κινητήρα

### Πλεονεκτήματα

- Καλή απόκριση ροπής
- Ακριβής έλεγχος ταχύτητας περιστροφής
- Μέγιστη ροπή ακόμα και σε πολύ μικρές ταχύτητες περιστροφής
- Η απόδοση προσεγγίζει αυτή των κινητήρων συνεχούς ρεύματος ανεξάρτητης διέγερσης

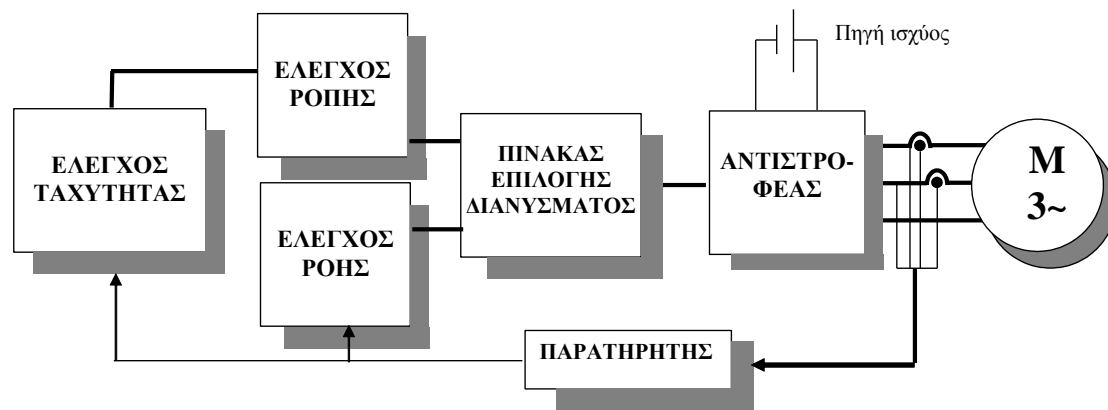
### Μειονεκτήματα

- Αναγκαία η χρήση αισθητήρων ανάδρασης
- Αυξημένο κόστος
- Αναγκαία η χρήση διαμορφωτή για την παραγωγή παλμών
- Πλήρης γνώση των παραμέτρων της μηχανής και ιδιαίτερα της σταθεράς χρόνου του δρομέα και της αντίστασης του στάτη.

#### 1.3.6.3 Άμεσος Έλεγχος Ροπής

##### (AC drives - direct torque control - DTC using PWM techniques)

Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής, DTC, αναπτύχθηκε από την ABB και για τον προσανατολισμό του πεδίου δεν απαιτούνται αισθητήρες ανάδρασης παρά μόνο η ύπαρξη ενός παρατηρητή. Όπως προαναφέρθηκε, ο παρατηρητής αυτός μετρώντας μόνο την εφαρμοζόμενη τάση στον ηλεκτρικό κινητήρα και τα αναπτυσσόμενα ρεύματα υπολογίζει την αναπτυσσόμενη ροπή και την ροή μαγνήτισης. Αυτές οι δύο ποσότητες αποτελούν και τις μεταβλητές του συστήματος ελέγχου. Για αυτό το λόγο, δεν είναι αναγκαία η χρήση διαμορφωτή για την οδήγηση του ηλεκτρικού κινητήρα όπως φαίνεται και από το σχήμα 1.18, με αποτέλεσμα την αύξηση της ταχύτητας απόκρισης του συστήματος.



**Σχήμα 1.18 :** Δομικό διάγραμμα της τεχνικής αμέσου ελέγχου ροπής για τριφασικούς κινητήρες

### Πλεονεκτήματα

- Υψηλή ταχύτητα απόκρισης στις μεταβολές της ροπής αναφοράς
- Υψηλή ταχύτητα απόκρισης στις μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς
- Ακριβής έλεγχος ροπής για χαμηλές συχνότητες λειτουργίας
- Γραμμική μεταβολή της ροπής ως προς την ταχύτητα

### Μειονεκτήματα

- Υψηλής ταχύτητας μικροϋπολογιστική μονάδα
- Παρατηρητής ταχείας απόκρισης

Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης ο αναγνώστης μπορεί να απευθυνθεί στην οικεία βιβλιογραφία. Γενικές πληροφορίες για τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης περιλαμβάνονται στις αναφορές [1] ως [12]. Συγκεκριμένα, στους μετατροπείς ισχύος αναφέρονται κυρίως οι αναφορές [1], [2], [4], [6], [11] ενώ στις ηλεκτρικές μηχανές κυρίως οι αναφορές [2], [5], [6], [8], [9], [10], [11].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΣΥΓΧΡΟΝΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

#### 2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι πρόσφατες εξελίξεις στις ηλεκτρικές μηχανές σχετίζονται με τη χρήση ηλεκτρονικών υπολογιστών για τη διαδικασία της σχεδίασης, με τη χρήση ηλεκτρονικών ισχύος και ψηφιακού ελέγχου σε εφαρμογές οδήγησης τους. Ως αποτέλεσμα το κόστος των απωλειών γίνεται ολοένα και υψηλότερο. Σύγχρονες και ασύγχρονες μηχανές υψηλής απόδοσης και επίδοσης παράγονται αλλά με το κόστος της χρήσης επιπλέον ενεργών υλικών (χαλκό και σίδηρο).

Άρα διαμορφώσεις εναλλασσόμενων μηχανών με μικρές ή ιδανικά μηδενικές απώλειες δρομέα έχουν εκ των προτέρων ένα σημαντικό πλεονέκτημα. Μπορούν να συνδυάσουν υψηλές αποδόσεις με λιγότερα ενεργά υλικά για εφαρμογές σταθερής ταχύτητας, τόσο για μικρές όσο και για μεγαλύτερες ισχείς. Το ενδιαφέρον λοιπόν στρέφεται σε μηχανές με λιγότερες απώλειες αλλά ταυτόχρονα καλή απόδοση και επίδοση.

Ο έλεγχος των σύγχρονων κινητήρων μαγνητικής αντίστασης αποτελεί ένα συνεχώς αναπτυσσόμενο αντικείμενο, με το οποίο ασχολείται ολοένα και μεγαλύτερη μερίδα της επιστημονικής κοινότητας των ηλεκτρολόγων μηχανικών. Οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης αποτελούν την κινητήρια δύναμη σε μια αρκετά μεγάλη γκάμα εφαρμογών. Οι κυριότερες από αυτές είναι τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα (και κατ' επέκταση γενικότερα τα ηλεκτρικά οχήματα) όχι μόνο ως βοηθητικές αλλά ως κινητήριες μηχανές, εφαρμογές όπου απαιτείται πολλές μηχανές να λειτουργούν συντονισμένα στην ίδια ταχύτητα, όπως spinners, spinning mills, σε ρομποτικούς βραχίονες, όπου χρησιμοποιούνται ως σερβοκινητήρες.

Γενικότερα, λόγω των νέων μορφολογιών δρομέα, οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης μπορούν να αποτελέσουν μια εξίσου αποδοτική εναλλακτική λύση απέναντι στους κινητήρες επαγωγής, ιδιαίτερα λόγω της απουσίας τυλιγμάτων στο δρομέα ("cold" rotor), πράγμα που τους κάνει πιο στιβαρούς ως κατασκευές, αλλά και πιο οικονομικούς σε ότι αφορά στις απώλειες. Επίσης, ο έλεγχος τους φαίνεται να είναι απλούστερος από αυτόν των μηχανών επαγωγής, μπορούν να φτάσουν σε αποδόσεις ανώτερες από τους κινητήρες επαγωγής ενώ λόγω του ότι είναι σύγχρονες μηχανές έχουν εν γένει κάποια πλεονεκτήματα.

#### 2.2 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ

Η σύγχρονη μηχανή μαγνητικής αντίστασης εφευρέθηκε από τον Danielson στην Σουηδία το 1900 σε μια προσπάθεια βελτίωσης του συντελεστή ισχύος του ασύγχρονου

κινητήρα επαγωγής. Εκείνη την εποχή η μηχανή ονομαζόταν αυτοεκκινούμενη σύγχρονη μηχανή καθώς είχε την ιδιότητα να εκκινεί κατευθείαν σαν ασύγχρονη και να στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Η μηχανή δημιουργήθηκε με τροποποίηση του δρομέα της ασύγχρονης μηχανής ώστε να εισαχθεί εκτυπότητα. Αυτό έγινε με την αφαίρεση δοντιών από το δρομέα. Ο συγκεκριμένος κινητήρας έγινε σύντομα γνωστός ως σύγχρονος κινητήρας επαγωγής.

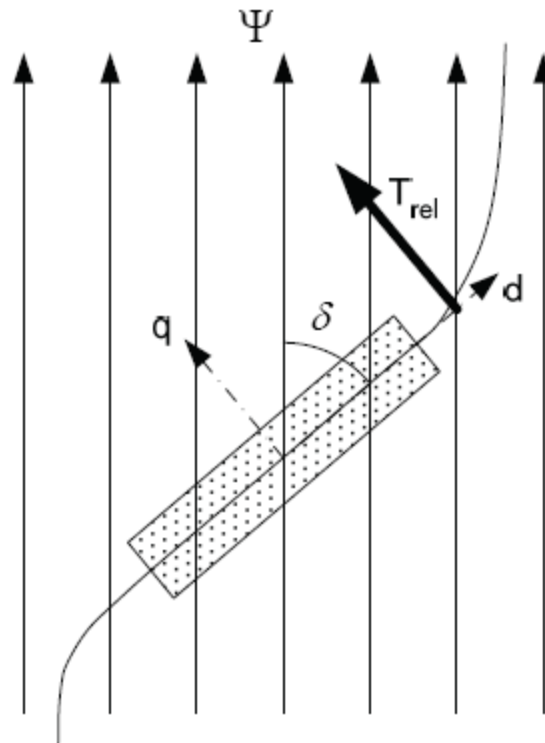
Η σύγχρονη μηχανή μαγνητικής αντίστασης αγνοήθηκε από την επιστημονική κοινότητα μέχρι το 1980 οπότε και άρχισε να θεωρείται μια εφικτή εναλλακτική λύση απέναντι στους κινητήρες επαγωγής για χρήση σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Εμφανίστηκε ξανά με μια μορφή χωρίς τα τυλίγματα του δρομέα της μηχανής επαγωγής. Εναρκτήριο αυτού του νέου ενδιαφέροντος πάνω στις μηχανές μαγνητικής αντίστασης αποτέλεσε το άρθρο του T. A. Lipo με τίτλο “Synchronous Reluctance Machines – A Viable Alternative for AC Drives”. Στο συγκεκριμένο άρθρο ο T. A. Lipo εκφράζει τη γνώμη ότι με δεδομένες τις νέες τεχνολογίες σχεδίασης του δρομέα και τις προηγμένες τεχνικές ελέγχου, το συγκεκριμένο είδος μηχανής μπορεί να είναι ανταγωνιστικό σε σχέση με την ασύγχρονη.

Από τότε η σύγχρονη μηχανή έχει αποτελέσει αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας αλλά έχει περάσει και σε βιομηχανική παραγωγή. Τα διάφορα τεχνικά χαρακτηριστικά της έχουν βελτιωθεί σημαντικά λόγω των νέων μορφολογιών δρομέα και οι νέες τεχνικές ελέγχου την έχουν καταστήσει αρκετά ανταγωνιστική στον τομέα της ηλεκτρικής κίνησης.

### 2.3 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Κατά κανόνα, για την μετατροπή ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική οι ηλεκτρικές μηχανές χρησιμοποιούν την αλληλεπίδραση δύο πεδίων, αυτών του στάτη και του δρομέα. Για την ανάπτυξη ροπής απαιτείται αυτά τα δύο πεδία να περιστρέφονται με την ίδια ταχύτητα και να διατηρούν την μεταξύ τους γωνία σταθερή. Για κάθε είδος μηχανής (σύγχρονη, ασύγχρονη, συνεχούς ρεύματος, μονίμων μαγνητών) αυτό επιτυγχάνεται με διαφορετικό τρόπο αλλά ο μηχανισμός παραμένει ο ίδιος.

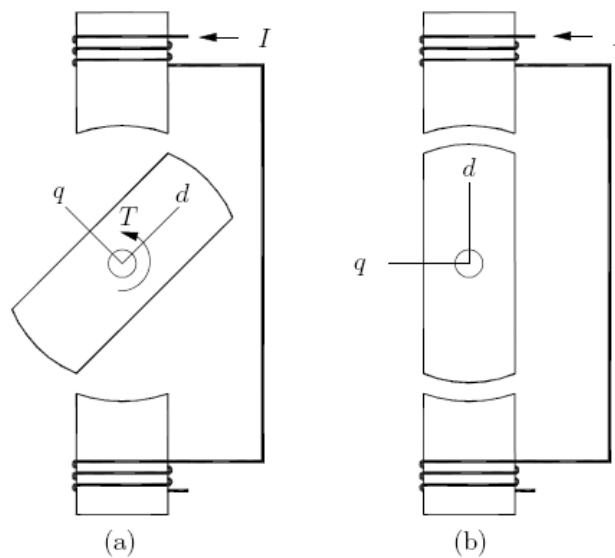
Εναλλακτικά, μια μηχανή μπορεί να σχεδιαστεί βασισμένη στην αρχή ότι ένα μαγνητικό πεδίο θα ασκήσει μια δύναμη ώστε να μειώσει την (μαγνητική) αντίσταση στην διαδρομή που ακολουθεί η μαγνητική ροή. Η μαγνητική αντίσταση σε ένα μαγνητικό πεδίο θα μπορούσε να περιγραφεί ισοδύναμα ως η αντίσταση σε ένα κύκλωμα. Όταν ένα ισότροπο μαγνητικό υλικό βρεθεί μέσα σε ένα μαγνητικό πεδίο, θα ευθυγραμμιστεί κατά τη διεύθυνση της ροής, ούτως ώστε η εκτεθειμένη επιφάνεια, και άρα και η προκύπτουσα μαγνητική αντίσταση, να είναι η ελάχιστη. Αυτή την αρχή αξιοποιούν οι μηχανές μαγνητικής αντίστασης οι οποίες στηρίζουν τη λειτουργία τους στην ανάπτυξη ροπής μαγνητικής αντίστασης (ροπή λόγω εκτυπότητας).



Σχήμα 2.1: Μαγνητικό υλικό μέσα σε μαγνητικό πεδίο

Στον σύγχρονο κινητήρα μαγνητικής αντίστασης, ο μηχανισμός ευθυγράμμισης του δρομέα, που ουσιαστικά είναι η διαφορά στην μαγνητική αντίσταση σε κάθε άξονα, αξιοποιείται ώστε να παραχθεί μηχανική ροπή. Λόγω της εφαρμογής συμμετρικής τριφασικής ημιτονοειδούς τροφοδοσίας, το μαγνητικό πεδίο του στάτη περιστρέφεται και αναπτύσσεται ροπή μαγνητικής αντίστασης (ή εκτυπότητας) λόγω της τάσης του δρομέα να ευθυγραμμίζεται με το πεδίο του στάτη σε τέτοια θέση ώστε η μαγνητική αντίσταση να είναι η ελάχιστη. Δηλαδή ο δρομέας ουσιαστικά συμπεριφέρεται σαν ένα δίπολο, λόγω του ότι δεν υπάρχει διέγερση δεν μπορούμε να μιλήσουμε για πεδίο του δρομέα. Άρα για να παραχθεί ροπή μαγνητικής αντίστασης χρειάζεται μια διαφορά στην μαγνητική αντίσταση, η οποία προκαλείται λόγω κατασκευής.

Η απλούστερη περίπτωση ενός σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης είναι ένας σύγχρονος κινητήρας εκτύπων πόλων χωρίς διέγερση. Όπως είναι γνωστό, οι σύγχρονοι κινητήρες εκτύπων πόλων αναπτύσσουν ροπή κάνοντας χρήση και των δύο προαναφερθέντων μηχανισμών. Δηλαδή η αναπτυσσόμενη ροπή χωρίζεται σε δύο επιμέρους συνιστώσες, τη ροπή λόγω αλληλεπίδρασης των πεδίων στάτη και δρομέα και τη ροπή λόγω εκτυπότητας. Εφόσον δεν υπάρχει διέγερση η ροπή που αναπτύσσεται οφείλεται καθαρά στην ύπαρξη της εκτυπότητας, δηλαδή στην διαφορά που δημιουργείται στην μαγνητική αντίσταση μεταξύ ευθύ και εγκάρσιου άξονα. Στις συμβατικές σύγχρονες μηχανές εκτύπων πόλων η ροπή εκτυπότητας είναι πολύ μικρή λόγω της μικρής τιμής του λόγου  $L_d/L_q$ . Στο σχήμα 2.2 φαίνεται η απλούστερη μορφή ενός διπολικού κινητήρα μαγνητικής αντίστασης :



**Σχήμα 2.2 :** Η απλούστερη μορφή ενός κινητήρα μαγνητικής αντίστασης (δύο πόλοι)

## 2.4 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΥΡΙΕΣ ΜΟΡΦΟΛΟΓΙΕΣ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ

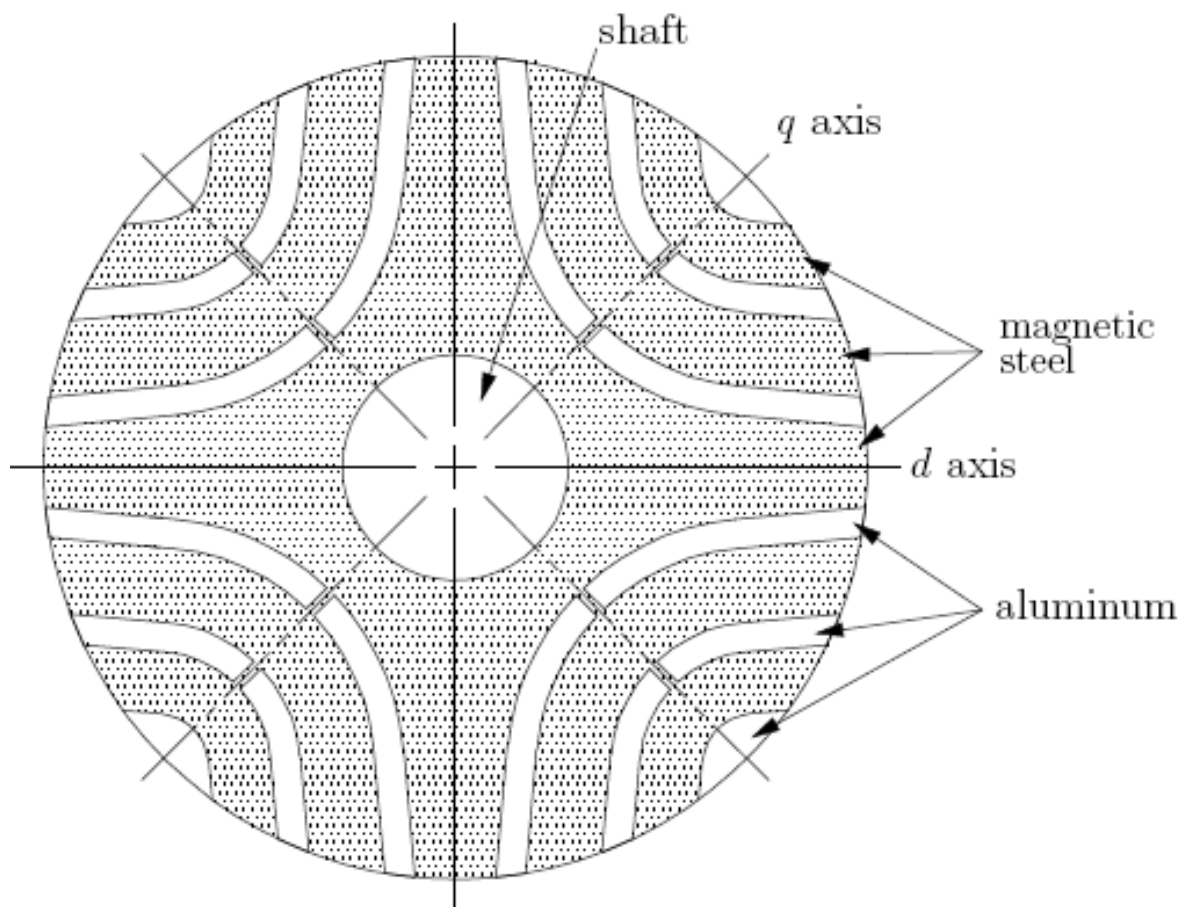
Η βασική αρχή σχεδίασης του δρομέα ενός κινητήρα μαγνητικής αντίστασης είναι η δημιουργία μιας μαγνητικής δομής που να παρέχει ελάχιστη μαγνητική αντίσταση σε μια διεύθυνση (που ονομάζεται ευθύς ή  $d$  άξονας) και μέγιστη μαγνητική αντίσταση στην κάθετη σε αυτήν διεύθυνση (που ονομάζεται εγκάρσιος ή  $q$  άξονας).

Για παράδειγμα, στο σχήμα (α) ο δρομέας είναι τοποθετημένος σε τέτοια θέση ώστε το πηνίο του στάτη να βρίσκεται ανάμεσα στους δύο άξονες και άρα δημιουργεί για τη ροή ένα μονοπάτι μη ελάχιστης μαγνητικής αντίστασης (λόγω του μεγαλύτερου διακένου). Λόγω της αυξημένης μαγνητικής αντίστασης λιγότερη μαγνητική ροή μπορεί να περάσει και αναπτύσσεται μια ροπή στο δρομέα προς την διεύθυνση που θα προκαλέσει μείωση της μαγνητικής αντίστασης. Στο σχήμα (β), η ροπή έχει περιστρέψει τον δρομέα τόσο ώστε ο άξονας  $d$  να είναι ευθυγραμμισμένος με το πηνίο του στάτη. Τότε η μαγνητική αντίσταση είναι η ελάχιστη, η μαγνητική ροή που περνά είναι η μέγιστη και πλέον δεν αναπτύσσεται καμία ροπή.

Η σύγχρονη έρευνα πάνω στους σύγχρονους κινητήρες μαγνητικής αντίστασης έχει εστιάσει κυρίως σε δύο παρόμοιες μορφολογίες δρομέα, που διαφέρουν κυρίως στην τεχνική της κατασκευής τους. Και οι δύο μορφολογίες προέκυψαν από τον δρομέα με τμήματα που εισήγαγε ο Lawrenson τη δεκαετία του 60.

Το πρώτο είδος δρομέα είναι ο δρομέας με εγκάρσιες λαμαρίνες (transverse laminated rotor) ή δρομέας με φράγματα ροής (flux barriers rotor), που μπορεί να κατασκευαστεί με πρότυπες τεχνικές όπως αυτές που χρησιμοποιούνται για τους δρομείς τύπου κλωβού των κινητήρων επαγωγής. Οι λαμαρίνες, οι οποίες είναι από μαγνητικό ατσάλι, δημιουργούν μια στοίβα. Κάθε λαμαρίνα έχει κάποιες οπές που όταν δημιουργηθεί τελικά η στοίβα φαίνεται να δημιουργούν επιμήκεις θήκες στις οποίες τελικά τοποθετείται

αλουμίνιο, για τη δημιουργία φραγμάτων της ροής. Η κύρια διαφορά με το δρομέα ενός κινητήρα επαγωγής είναι η απουσία των δακτυλίων που βραχυκυκλώνουν τις μπάρες του δρομέα.



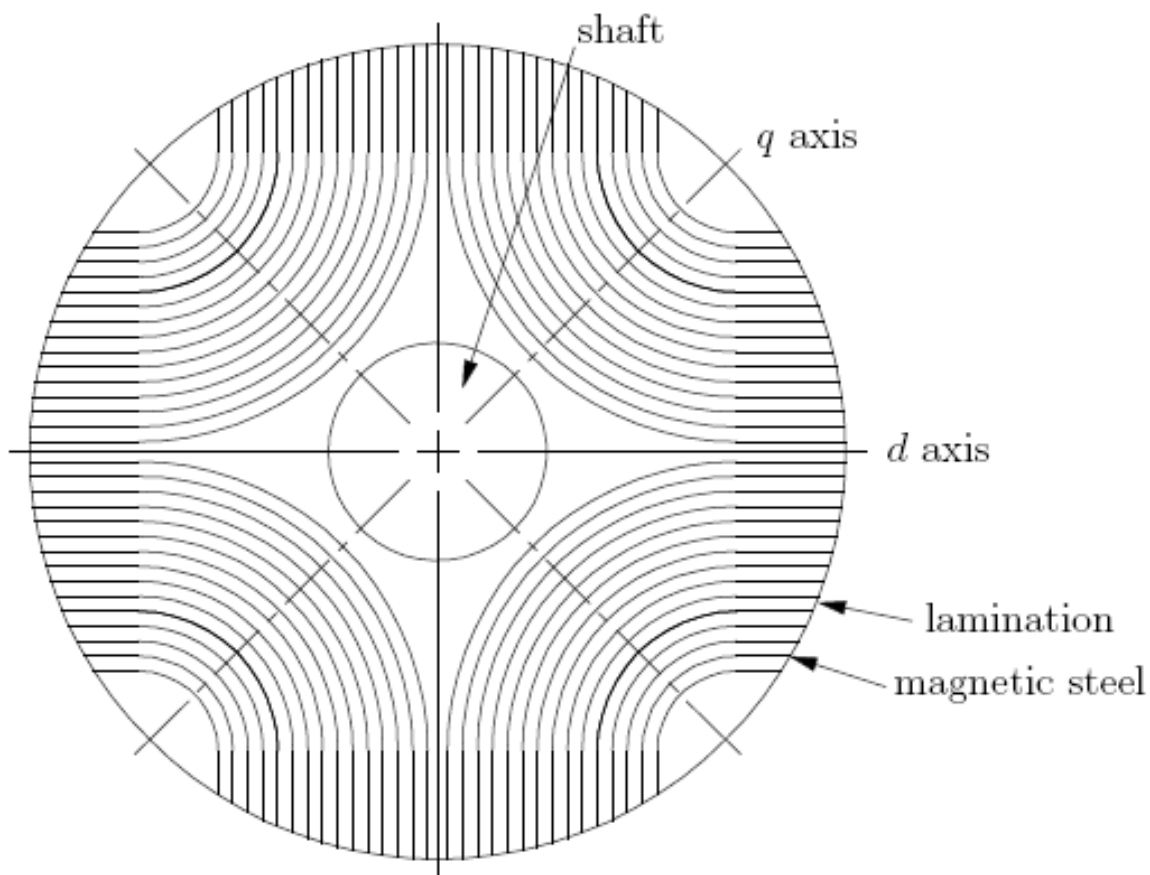
**Σχήμα 2.3 :** Δρομέας με εγκάρσιες λαμαρίνες

Το δεύτερο είδος δρομέα είναι ο δρομέας με λαμαρίνες κατά μήκος του άξονα ή αλλιώς με αξονική ανισότροπη λαμαρίνα (ALA – Axially Laminated Anisotropic rotors). Αυτή η μορφολογία έχει παρόμοια διατομή με την πρώτη αλλά κατασκευαστικά διαφέρουν πάρα πολύ. Οι ALA κατασκευάζονται έτσι ώστε οι λαμαρίνες να διατρέχουν το δρομέα κατά μήκος του άξονα και για την κατασκευή χρειάζονται φύλλα από ασάλι λυγισμένα σε σχήμα U ή V και ενωμένα σε στοίβες τα οποία θα διαχωρίζονται από φύλλα λαμαρίνας. Αυτή η μορφολογία δημιουργεί μεγαλύτερο λόγω εκτυπότητας αλλά είναι δύσκολο να μπει σε μαζική παραγωγή.

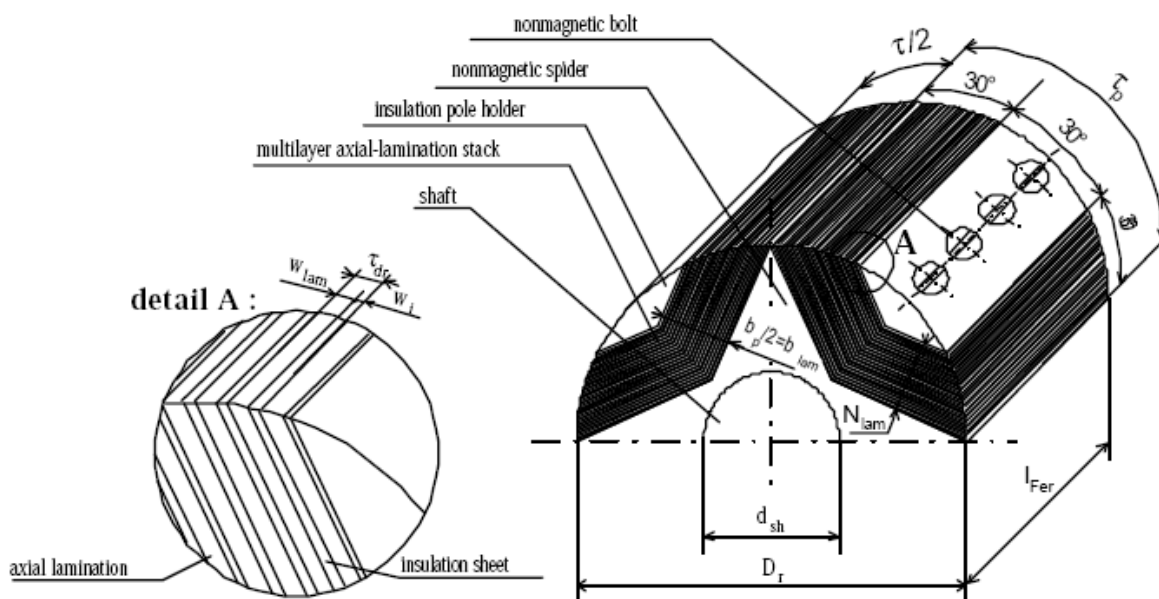
Από τα δύο είδη δρομέα, ο δρομέας με εγκάρσιες λαμαρίνες φαίνεται να είναι οικονομικά και πρακτικά πιο ελπιδοφόρος. Παρότι ο δρομέας με λαμαρίνες κατά μήκος του άξονα δίνει γενικά καλύτερη απόδοση, δεν μπορεί να παραχθεί μαζικά λόγω των δυσκολιών στην δίπλωση των λαμαρινών, οπότε είναι δύσκολο να καθιερωθεί στην βιομηχανία. Από την άλλη, εμφανίζονται νέες προηγμένες τεχνικές κατασκευής δρομέων με εγκάρσιες λαμαρίνες, με αποτέλεσμα να φτάνουν τις επιδόσεις αυτών με λαμαρίνες



κατά μήκος του άξονα, με αποτέλεσμα να θεωρούνται το μέλλον των σύγχρονων μηχανών μαγνητικής αντίστασης.

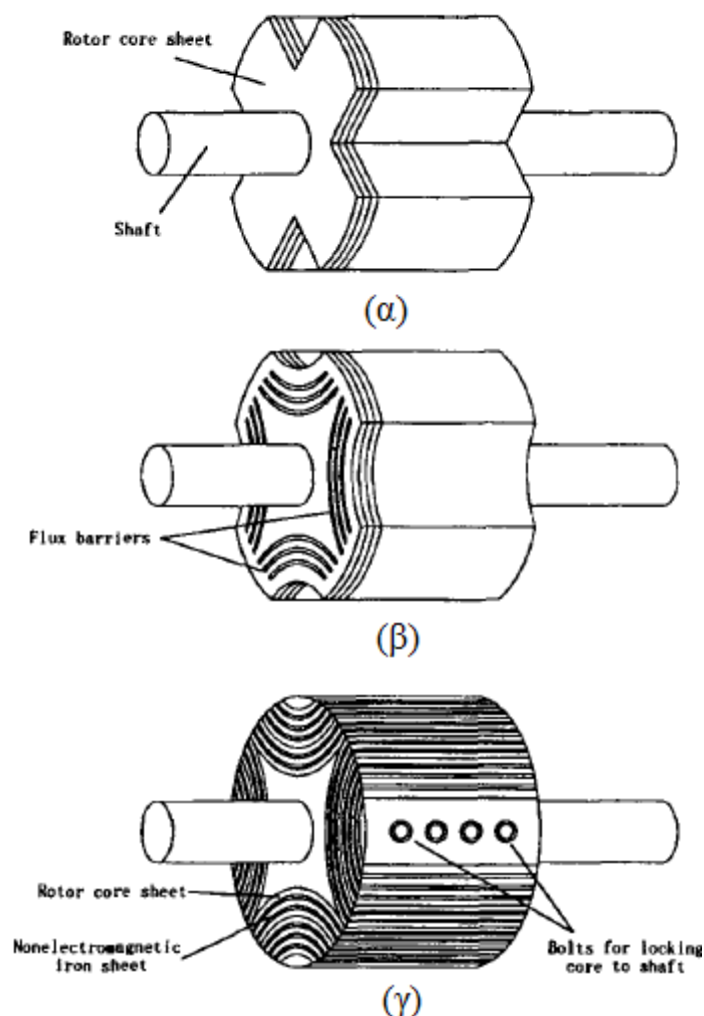


Σχήμα 2.4 : Δρομέας με λαμαρίνες κατά μήκος του άξονα (ALA)



Σχήμα 2.5 : Κατασκευαστικά στοιχεία του δρομέα με λαμαρίνες κατά μήκος του άξονα

Οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης είναι ελκυστικοί εφόσον η πυκνότητα της ροπής τους, η απόδοση τους, και ο συντελεστής ισχύος τους είναι ανταγωνιστικός, δηλαδή εφόσον ο λόγος εκτυπότητας  $L_d/L_q$  είναι επαρκώς μεγάλος. Αυτή είναι και η βασική επιδίωξη των δύο κύριων μορφολογιών δρομέα, οι οποίες παρουσιάστηκαν παραπάνω.



**Σχήμα 2.6:** Οι βασικές μορφολογίες δρομέα

- α) Με γεωμετρικά κατασκευασμένους έκτυπους πόλους, β) Με φράγματα της ροής, γ) με λαμαρίνες κατά μήκος του άξονα

## 2.5 ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΤΟΥ ΠΕΔΙΟΥ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΩΝ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

Η κατανομή του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου στις σύγχρονες μηχανές μαγνητικής αντίστασης είναι υψίστης σημασίας για την ανάλυση τους. Η πεδιακή τους ανάλυση αποτελεί τη βάση για τον υπολογισμό των συγκεντρωμένων παραμέτρων τους, κυρίως των αυτεπαγωγών. Η μαγνητική ανισοτροπικότητα των δρομέων των σύγχρονων μηχανών

μαγνητικής αντίστασης μετατρέπει τον υπολογισμό της κατανομής του πεδίου σε ένα αρκετά δύσκολο έργο.

Για αυτόν τον υπολογισμό μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε πρώτο στάδιο αναλυτικές μέθοδοι, οι οποίες βέβαια θα δώσουν απλά μια εκτίμηση της κατανομής, αριθμητικές μέθοδοι και βέβαια πιο ακριβείς μέθοδοι πεπερασμένων στοιχείων. Η ανάλυση αυτών των μεθόδων δεν αποτελεί αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής και για αυτό το λόγο θα γίνει μια απλή αναφορά σ' αυτές.

### 2.5.1 Αναλυτική Μέθοδος Υπολογισμού των Αυτεπαγωγών για Κινητήρα ALA

Για τις ανάγκες της εν λόγω ανάλυσης θεωρούμε έναν ALA δρομέα χωρίς τύλιγμα αποσβέσεως. Θεωρούμε ότι ο δρομέας αποτελείται από μια αλληλουχία στρωμάτων λαμαρίνας και μόνωσης. Σαν πρώτη προσέγγιση θεωρούμε ένα μονό στρώμα λαμαρίνας – μόνωσης για να έχουμε ένα μαγνητικό επίπεδο.

Το μαγνητικό δυναμικό του δρομέα μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι μηδενικό δεδομένου ότι ορίζουμε κάποιες ισοδύναμες συναρτήσεις διακένου για τη μαγνητεγερτική δύναμη του στάτη ξεχωριστά κατά μήκος των αξόνων  $d$  και  $q$ , βασιζόμενοι στις απλουστευμένες δυναμικές γραμμές των σχημάτων 2.8 και 2.9. Οι δύο αυτές συναρτήσεις παρατίθενται παρακάτω :

$$g_d(x) = \begin{cases} gk_c & , 0 \leq x \leq \frac{\tau_p}{2} \\ gk_c + \frac{1}{2} D_r \left( i - \sin \left( \frac{\pi}{2} \frac{\tau_p}{2} / \sin \frac{\pi}{\tau} x \right) \right) & , \frac{\tau_p}{2} \leq x \leq \frac{\tau}{2} - r_c \\ gk_c + \frac{\pi}{2} \left( \frac{\tau}{2} - x \right) & , \frac{\tau}{2} - r \leq x \leq \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (2.1)$$

όπου

$$r_c = gk_c + \frac{1}{2} D_r \left( 1 - \sin \frac{\pi \tau_p}{2\tau} \right) \quad (2.2)$$

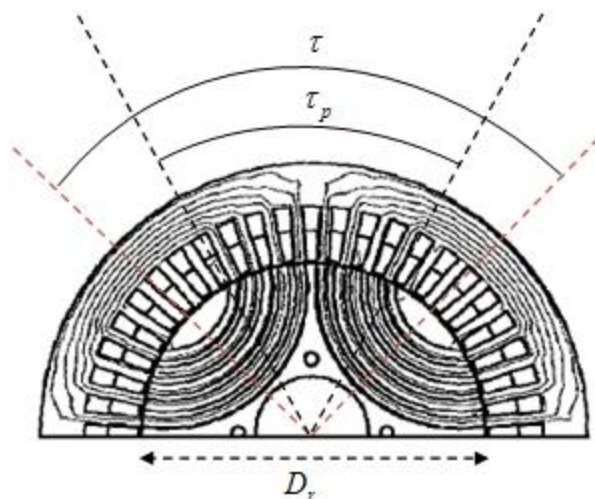
Και  $D_r$  είναι η διάμετρος του δρομέα,  $\tau$  είναι το πολικό βήμα και  $\tau_p$  είναι το τμήμα του πολικού βήματος που περιέχει στρώματα λαμαρίνας – μόνωσης. Τα παραπάνω φαίνονται στο σχήμα 2.7.

$$g_q(x) = \begin{cases} gk_c + k_{fill} & , 0 \leq x \leq \frac{\tau_p}{2} \\ gk_c + k_{fill} \cdot \frac{\tau_p}{2} + \frac{\pi}{2} \left( x - \frac{\tau_p}{2} \right) & , \frac{\tau_p}{2} \leq x \leq \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (2.3)$$

όπου

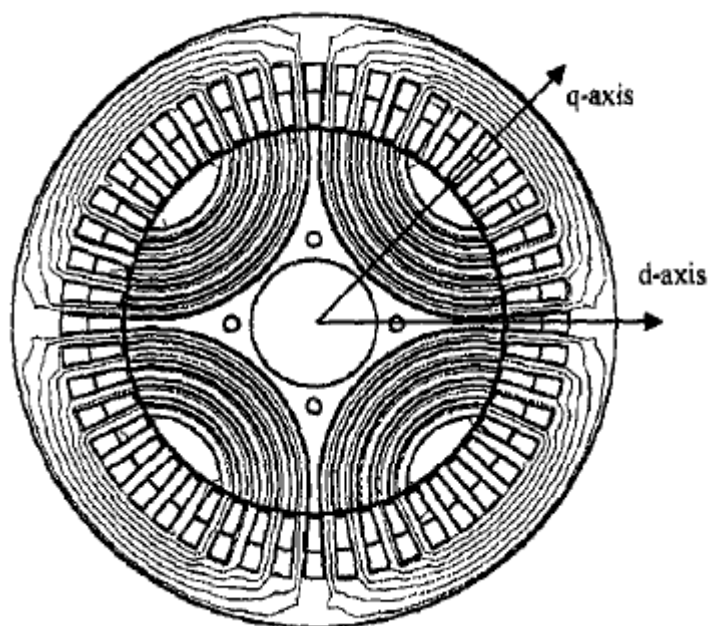
$$k_{fill} = b_{sr} / (b_{sr} + b_{tr}) \approx (0.33 \div 0.5) \quad (2.4)$$

Και  $b_{sr}$  είναι το πάχος της λαμαρίνας στο δρομέα,  $b_{tr}$  είναι το πάχος της μόνωσης στο δρομέα.

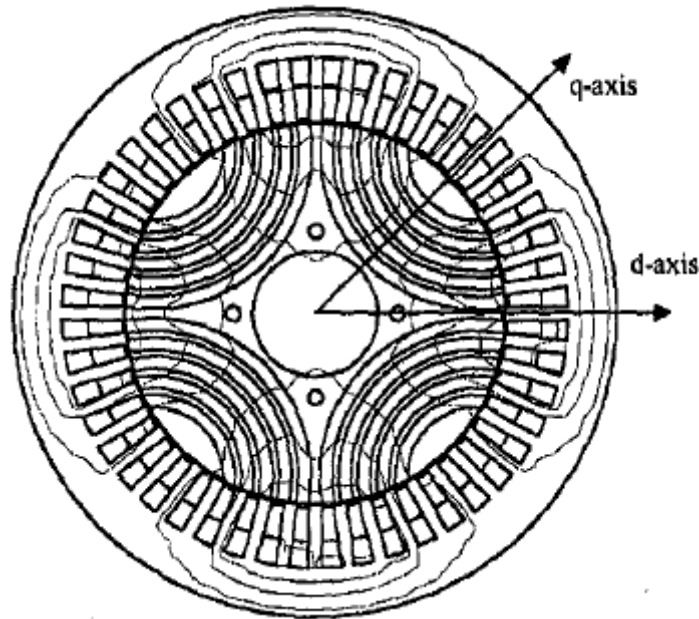


**Σχήμα 2.7 :** Επεξήγηση των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών του κάθε πόλου του δρομέα

Παρακάτω, στα σχήματα 2.8 και 2.9 φαίνεται η κατανομή του πεδίου της σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης κατά τη διεύθυνση των δύο αξόνων d και q (απλουστευμένες δυναμικές γραμμές).



**Σχήμα 2.8 :** Κατανομή του μαγνητικού πεδίου της σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης κατά τη διεύθυνση του άξονα d



**Σχήμα 2.9 :** Κατανομή του μαγνητικού πεδίου της σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης κατά τη διεύθυνση του άξονα q

Αγνοώντας περαιτέρω το μαγνητικό κορεσμό και τις αύλακες του στάτη, οι θεμελιώδεις μαγνητεγερτικές δυνάμεις των αξόνων d και q,  $F_{1d}(x)$  και  $F_{1q}(x)$ , παράγουν στο διάκενο τις πυκνότητες μαγνητικής ροής  $B_{gd}(x)$  και  $B_{gq}(x)$  :

$$B_{gd}(x) = \frac{\mu_0 F_{1d}(x)}{g_d(x)}; F_{1d}(x) = \frac{3\sqrt{2}N_1 k_{w1} I_{1d}}{\pi P_1} \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad (2.5)$$

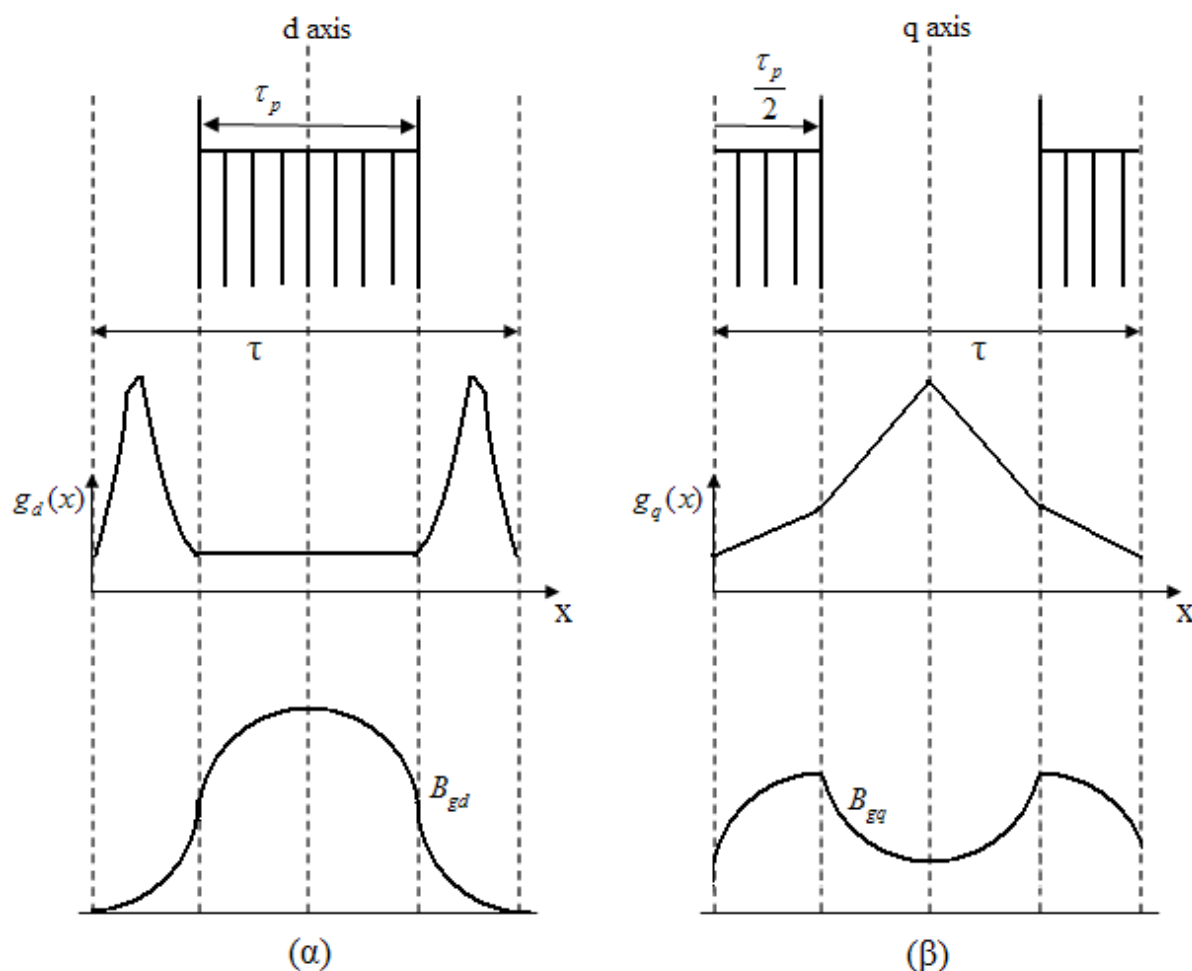
$$B_{gq}(x) = \frac{\mu_0 F_{1q}(x)}{g_q(x)}; F_{1q}(x) = \frac{3\sqrt{2}N_1 k_{w1} I_{1q}}{\pi P_1} \sin \frac{\pi}{\tau} x \quad (2.6)$$

Είναι προφανές, από τις εξισώσεις (2.1) – (2.4) και τις (2.5) – (2.6), ότι η πυκνότητα της ροής στο διάκενο στον άξονα d,  $B_{gd}(x)$ , έχει μια κατανομή κοντά στην συνημιτονοειδή κατά μήκος της περιφέρειας του δρομέα, ενώ στον άξονα q, η  $B_{gq}(x)$ , έχει κατανομή που διαφέρει κατά πολύ από την ημιτονοειδή λόγω της συνεχούς αύξησης του  $g_q(x)$  στο διάστημα  $0 \leq x \leq \frac{\tau}{2}$ . Τα παραπάνω φαίνονται καλύτερα στο σχήμα 2.10.

Οι θεμελιώδεις συνιστώσες της πυκνότητας της ροής στο διάκενο  $B_{1gd}(x)$  και  $B_{1gq}(x)$  δίνονται παρακάτω :

$$B_{1gd} = \mu_0 F_{1dm} \frac{4}{\tau} \int_0^{\tau/2} \frac{1}{g_d(x)} \cos^2 \frac{\pi}{\tau} x dx \quad (2.7)$$

$$B_{1gq} = \mu_0 F_{1qm} \frac{4}{\tau} \int_0^{\tau/2} \frac{1}{g_q(x)} \sin^2 \frac{\pi}{\tau} x dx \quad (2.8)$$



**Σχήμα 2.10 :** Οι συναρτήσεις διακένου και οι αντίστοιχες συναρτήσεις πυκνότητας ροής στο διάκενο: (α) στον άξονα d, (β) στον άξονα q

Από την άλλη, οι αντίστοιχες συναρτήσεις της θεμελιώδους της πυκνότητας ροής στο διάκενο, για μια μηχανή με ομοιόμορφο διάκενο, θεωρώντας ιδανικό κυλινδρικό δρομέα από σίδηρο είναι οι εξής :

$$B_{gu,d,q} = \frac{\mu_0 F_{1d,q}}{gk_c} \quad (2.9)$$

Κατά συνέπεια, ο λόγος των πυκνοτήτων της ροής αντιστοιχεί στο λόγο των αυτεπαγωγών μαγνήτισης :

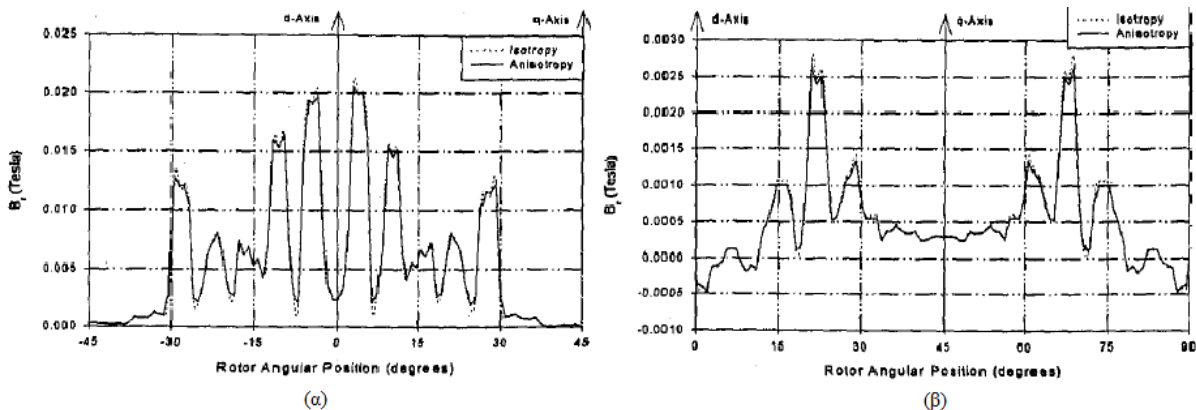
$$K_{dm1} = \frac{B_{1gd}}{B_{gu,d}} = \frac{L_{dm}}{L_m}; \quad K_{qm1} = \frac{B_{1gq}}{B_{gu,q}} = \frac{L_{qm}}{L_m} \quad (2.10)$$

όπου  $L_m$  είναι η αυτεπαγωγή μαγνήτισης για τη μηχανή με ομοιόμορφο διάκενο :

$$L_m = \frac{6\mu_0 (N_1 K_{w1})^2 \tau L}{\pi^2 P_1 g k_c} \quad (2.11)$$

όπου  $L$  είναι το μήκος του στάτη.

Παρακάτω, στο σχήμα 2.11 παρουσιάζονται για λόγους σύγκρισης με τις απλουστευμένες συναρτήσεις, οι συναρτήσεις πυκνότητας ροής στο διάκενο στους άξονες d και q για μια πραγματική σύγχρονη μηχανή μαγνητικής αντίστασης :



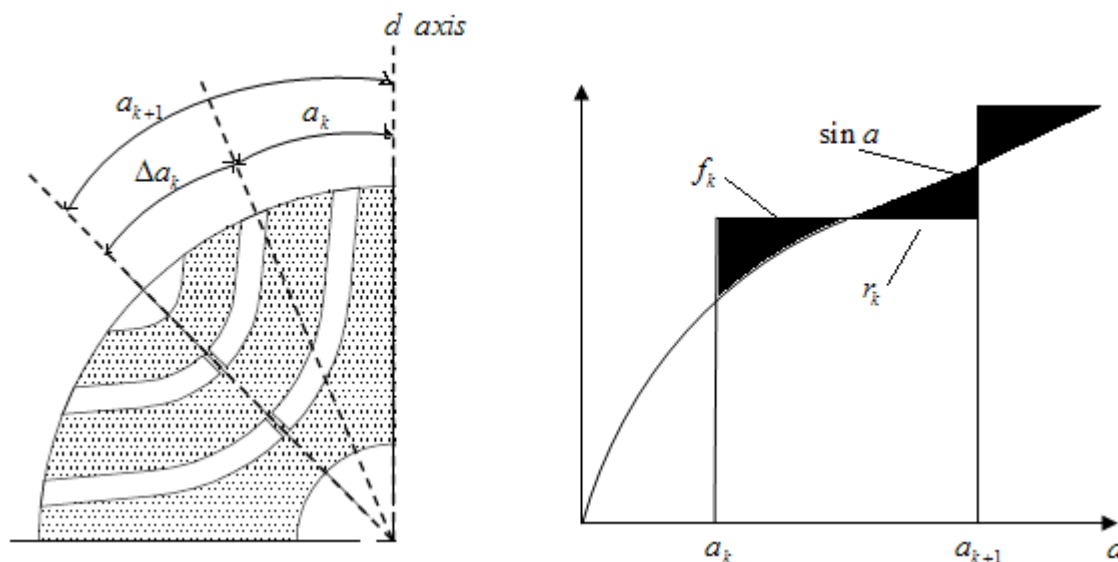
**Σχήμα 2.11 :** Οι συναρτήσεις πυκνότητας ροής στο διάκενο για μια πραγματική σύγχρονη μηχανή μαγνητικής αντίστασης: (α) στον άξονα d, (β) στον άξονα q

### 2.5.2 Αριθμητική Μέθοδος Υπολογισμού των Αυτεπαγωγών (Μέθοδος μαγνητικού κυκλώματος)

Μια άλλη μέθοδος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της κατανομής του πεδίου της σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης είναι η μέθοδος του μαγνητικού κυκλώματος. Η παραπάνω τεχνική χρησιμοποιείται για δρομείς με φράγματα ροής, δηλαδή με εγκάρσια λαμαρίνα. Για τις ανάγκες αυτής της ανάλυσης αγνοούμε τον μαγνητικό κορεσμό και τις αύλακες του στάτη αλλά και τα διάφορα μέρη που χρειάζονται για τη μηχανική στήριξη και τα οποία υφίστανται έντονο κορεσμό.

Θεωρούμε ότι ο δρομέας χωρίζεται σε τμήματα. Το  $k$ -οστό τμήμα θεωρούμε ότι έχει μαγνητικό δυναμικό  $r_k$  και ότι για αυτό το τμήμα η μέση τιμή της μαγνητοεγερτικής δύναμης κατά μήκος του άξονα q είναι  $f_k$ . Η γωνιακή θέση αυτού του στοιχείου συμβολίζεται με  $a_k$  ενώ

του επόμενου του με  $a_{k+1}$ . Η ροή έχει δύο συνιστώσες, μία που περνά μέσα στο δρομέα και μία που διαγράφει κύκλους γύρω από το διάκενο. Κατά συνέπεια υπάρχουν και δύο είδη επαγωγών. Κατά τη διεύθυνση του  $d$  άξονα το μαγνητικό δυναμικό μπορεί να θεωρηθεί μηδενικό. Τα παραπάνω παρουσιάζονται στο σχήμα 2.12 :



**Σχήμα 2.12 :** Τα τμήματα του δρομέα, η γωνιακή τους θέση και το μαγνητικό δυναμικό

Σύμφωνα με το σχήμα 2.12 έχουμε :

$$L_{dm} = C \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2 a da = C\pi \quad (2.12)$$

$$L_{qc} = C \int_{-\pi}^{\pi} \sin a [\sin a - f(a)] da \quad (2.13)$$

$$L_{cf} = C \int_{-\pi}^{\pi} \sin a [f(a) - r(a)] da \quad (2.14)$$

Με βάση την παραπάνω θεώρηση κατασκευάζεται ένα ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα για τον άξονα  $q$  και υπολογίζονται οι τιμές των αυτεπαγωγών της μηχανής.

Παρόλα αυτά στην αρχή της εργασίας μας κάναμε πολλές προσεγγίσεις. Για την αύξηση της ακρίβειας μπορεί να εισαχθεί ο κορεσμός από την αρχή, αλλά και να ληφθεί υπόψη και ο κορεσμός κατά τη διεύθυνση του άξονα  $d$  με χρήση συμβατικών μεθόδων στα τελικά αποτελέσματα (ουσιαστικά η επίδραση του είναι η μείωση του  $L_{dm}$ ).

### 2.5.3 Μέθοδος Πεπερασμένων Στοιχείων (FEM)

Δεδομένης της πολυπλοκότητας και του μεγάλου υπολογιστικού χρόνου της διαδικασίας υπολογισμού της κατανομής του πεδίου μιας ηλεκτρικής μηχανής, κρίνεται



αναγκαία η χρήση μεθόδων πεπερασμένων στοιχείων. Με χρήση πεπερασμένων στοιχείων αναλύονται τα μαγνητικά πεδία των αξόνων  $d$  και  $q$ , τα οποία διεγείρονται από  $d$ ς ρεύματα και ενώ ο δρομέας είναι ακινητοποιημένος. Η χωρική διαφορική εξίσωση που κυβερνά το μαγνητικό πεδίο, και η οποία προκύπτει από την εξίσωση του Maxwell, είναι η εξής :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = I_z \quad (2.15)$$

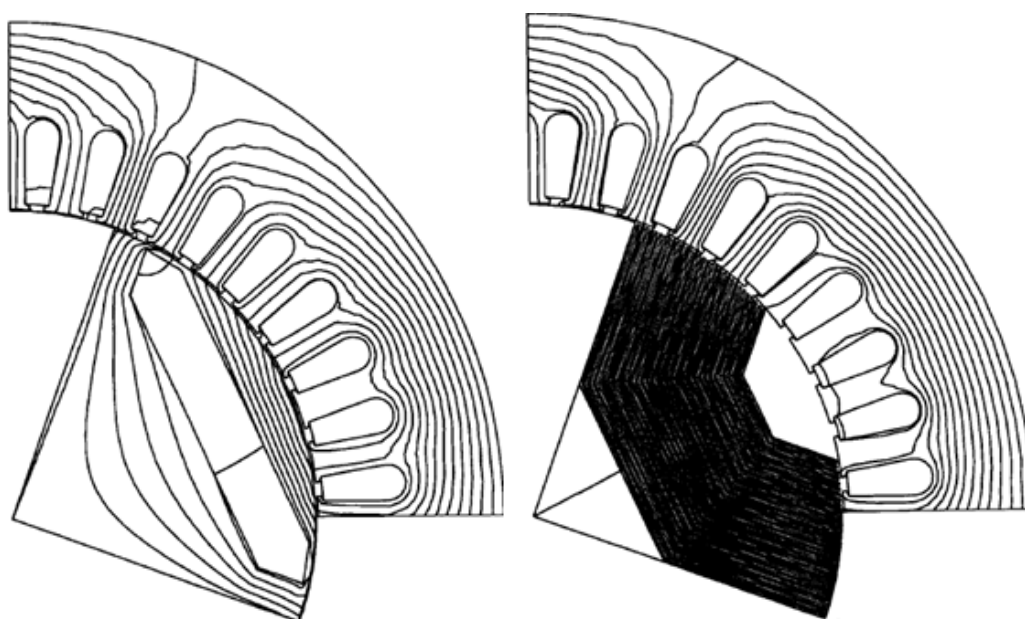
Και σε κυλινδρικές συντεταγμένες :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) + \frac{1}{\mu r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \right) = I_z \quad (2.16)$$

Θεωρούμε ότι η πυκνότητα ρεύματος και το μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό  $A_z$  είναι στη διεύθυνση  $z$  όπου το μη μηδενικό μαγνητικό πεδίο είναι στο επίπεδο  $x - y$  ή στο επίπεδο  $r - \theta$ . Λόγω της συμμετρίας στην κατανομή του πεδίου για τους άξονες  $d$  και  $q$ , χρειάζεται να αναλυθεί μόνο ένα πολικό βήμα της μηχανής. Για την ανάλυση ορίζονται κατάλληλες οριακές συνθήκες και συνήθως αναλύεται το στιγμιότυπο κατά το οποίο το ρεύμα της φάσης  $A$  παρουσιάζει μέγιστο :

$$i_b = i_c = -i_a/2 \quad (2.17)$$

Παρακάτω, στο σχήμα 2.13 δίνονται δυο παραδείγματα σχεδίασης και ανάλυσης με χρήση τεχνικής πεπερασμένων στοιχείων :



**Σχήμα 2.13 :** Παραδείγματα σχεδίασης με χρήση τεχνικής πεπερασμένων στοιχείων

## 2.6 ΤΟ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

### 2.6.1 Το Μοντέλο σε Φασικές Συντεταγμένες του Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης

Στο σχήμα 2.14 παρουσιάζεται ένα διπολικός σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης, με έναν απλό δρομέα εκτύπων πόλων. Ο στάτης έχει συμμετρικό τριφασικό διανεμημένο τύλιγμα και φαίνονται οι τρεις άξονες των τυλιγμάτων του, οι οποίοι έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120 μοίρες.

Για την εξαγωγή των εξισώσεων της μηχανής θεωρούμε ότι εφόσον το τύλιγμα του στάτη είναι διανεμημένο οι αυτεπαγωγές και οι αμοιβαίες επαγωγές μεταβάλλονται πρακτικά ημιτονοειδώς ως προς τη θέση του δρομέα. Για λόγους πληρότητας οι εξισώσεις της μηχανής θα γραφούν αρχικά σε φασικές συντεταγμένες. Οι απώλειες πυρήνα αγνοούνται κατά κανόνα. Οι εξισώσεις της μηχανής είναι :

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_a}{dt} &= V_a - i_a R_s \\ \frac{d\lambda_b}{dt} &= V_b - i_b R_s \\ \frac{d\lambda_c}{dt} &= V_c - i_c R_s \end{aligned} \quad , \quad \begin{aligned} \begin{vmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{vmatrix} &= |L_{abc}(\theta_{er})| \cdot \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$T_e = \frac{P_1}{2} |i_a, i_b, i_c| \left| \frac{\partial L_{abc}(\theta_{er})}{\partial \theta_{er}} \right| \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \quad (2.19)$$

$$\frac{J}{P_1} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{load} \quad (2.20)$$

$$\frac{d\theta_{er}}{dt} = \omega_r, \text{ όπου } P_1 \text{ τα ζεύγη πόλων} \quad (2.21)$$

Οι διάφορες επαγωγές δίνονται από τους τύπους :

$$L_{aa} = L_{sl} + L_h + L_0 \cos 2\theta_{er} \quad (2.22)$$

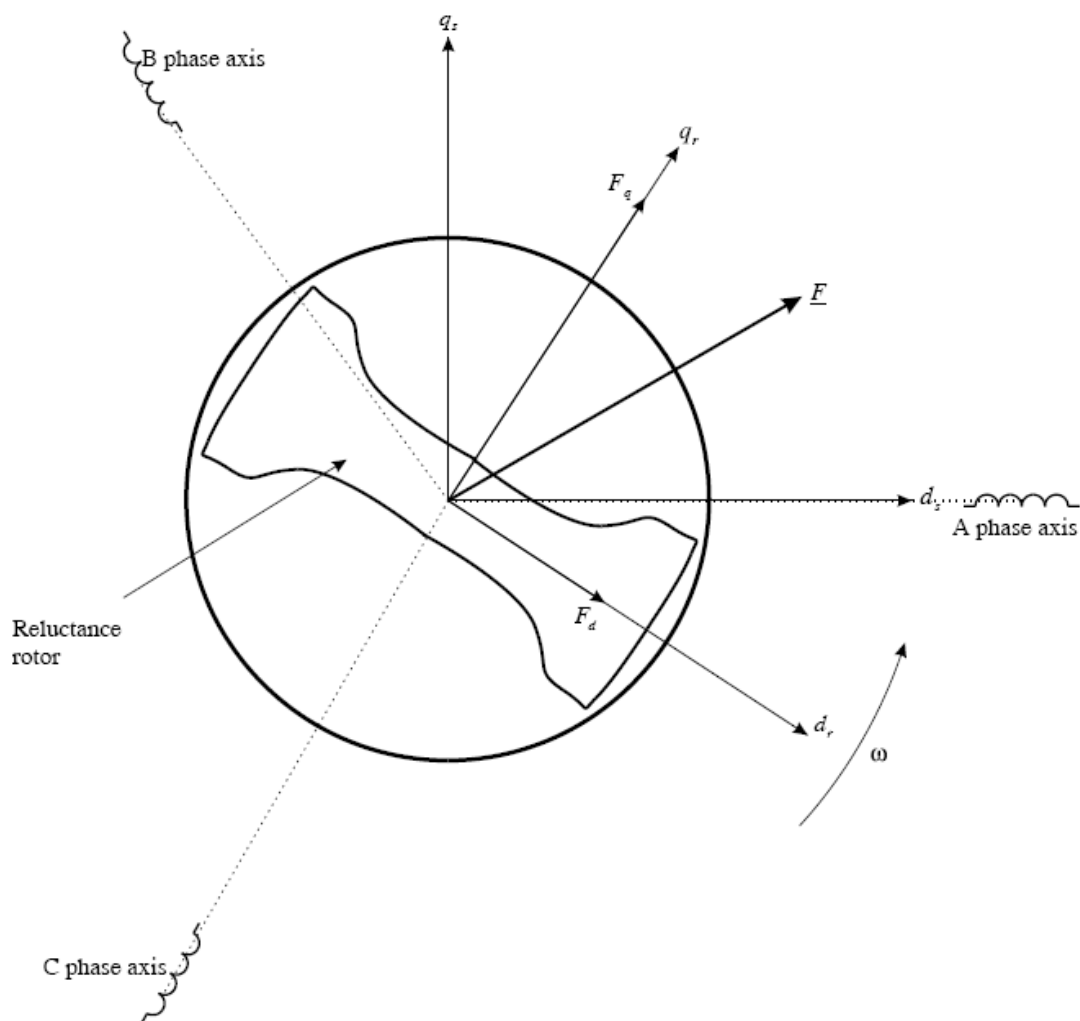
$$L_{bb} = L_{sl} + L_h + L_0 \cos \left( 2\theta_{er} + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.23)$$

$$L_{cc} = L_{sl} + L_h + L_0 \cos \left( 2\theta_{er} - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.24)$$

$$L_{ab} = -\frac{L_h}{2} + L_0 \cos\left(2\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.25)$$

$$L_{bc} = -\frac{L_h}{2} + L_0 \cos 2\theta_{er} \quad (2.26)$$

$$L_{ac} = -\frac{L_h}{2} + L_0 \cos\left(2\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.27)$$



**Σχήμα 2.14:** Διπολικός τριφασικός σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης με απλό δρομέα εκτύπων πόλων και οι άξονες των τυλιγμάτων του

### 2.6.2 Μετασχηματισμοί σε Στρεφόμενα Πλαίσια Αναφοράς

Όπως είδαμε, οι εξισώσεις τάσεως που περιγράφουν τη λειτουργία του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης (εξισώσεις (2.18)) είναι διαφορικές εξισώσεις με συντελεστές που μεταβάλλονται στο χρόνο, καθώς ο δρομέας της μηχανής περιστρέφεται. Επειδή η αναλυτική τους επίλυση είναι πολύ δύσκολη συνήθως επιχειρείται μια απλοποίηση της επίλυσης τους μέσω κατάλληλων αλγεβρικών μετασχηματισμών, οι οποίοι

τελικά θα τις μετατρέψουν σε συνήθεις διαφορικές εξισώσεις με σταθερούς στο χρόνο συντελεστές, οι οποίες επιλύονται ευκολότερα.

Ιστορικά έχουν προταθεί και χρησιμοποιηθεί διαφορετικοί αλγεβρικοί μετασχηματισμοί για τη μελέτη των ηλεκτρικών μηχανών, οι οποίοι αρχικά θεωρούνταν ανεξάρτητοι. Στη συνέχεια αποδείχθηκε ότι αποτελούσαν ειδικές περιπτώσεις ενός γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού που συνίσταται στην αναγωγή όλων των μεταβλητών της μηχανής σε ένα πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα.

Έστω ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα που βρίσκεται ακίνητο στο χώρο. Το σύστημα αυτό στην προσέγγιση αυτή είναι μαθηματικό, όμως στην πράξη αντιστοιχεί στις μεταβλητές των τυλιγμάτων του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης. Έχει επικρατήσει οι άξονες του πλαισίου αναφοράς που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα να ονομάζονται ευθύς άξονας (direct axis - d), εγκάρσιος άξονας (quadrature axis - q) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (zero axis - 0). Ο μετασχηματισμός εκφράζεται με τη μορφή πινάκων ως εξής :

$$f_{qd0} = K \cdot f_{abc} \quad (2.28)$$

Όπου :

$$f_{qd0} = [f_q \quad f_d \quad f_0]^T \quad (2.29)$$

$$f_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]^T \quad (2.30)$$

Η μήτρα του ευθέως γενικού μετασχηματισμού έχει ως εξής :

$$K = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{vmatrix} \quad (2.31)$$

όπου η γωνία  $\theta$  δίνεται από τη σχέση :

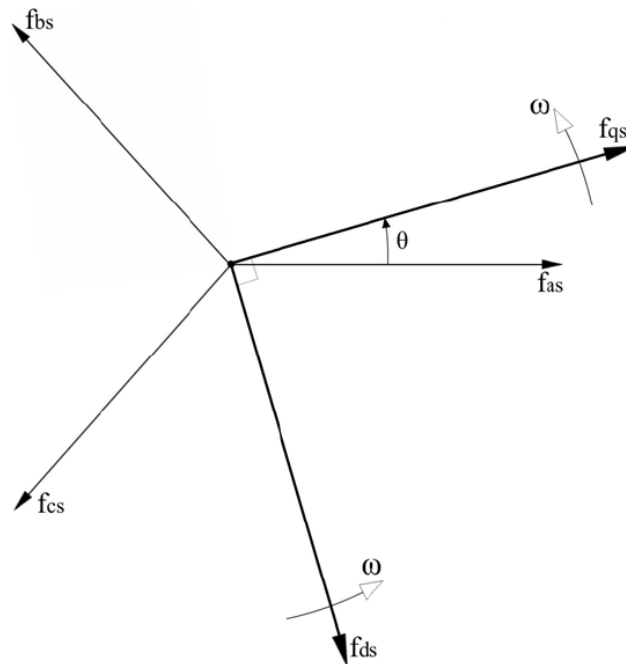
$$\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0) \quad (2.32)$$

με τη σιωπηλή μεταβλητή ολοκλήρωσης.

Στις παραπάνω εξισώσεις το  $f$  συμβολίζει κάποια μεταβλητή του τυλίγματος του στάτη και μπορεί να είναι είτε τάση, είτε ρεύμα, είτε μαγνητική ροή είτε ακόμα και ηλεκτρικό φορτίο. Ο ίδιος μετασχηματισμός ισχύει για όλες τις μεταβλητές. Η γωνία  $\theta$  θα πρέπει να είναι συνεχής, παρόλα αυτά η ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς,  $\omega$ , επιλέγεται αυθαίρετα και μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβαλλόμενη ανάλογα με το τι

μας εξυπηρετεί κάθε φορά. Η αρχική γωνία  $\theta(0)$  στις περισσότερες περιπτώσεις λαμβάνεται ίση με το μηδέν για λόγους απλότητας και χωρίς βλάβη της γενικότητας.

Η αλλαγή αυτή των μεταβλητών μπορεί να εφαρμοστεί σε κυματομορφές τάσης κάθε είδους και φασικής μετατόπισης, όμως τα αποτελέσματα της είναι ιδιαίτερος χρήσιμα σε συμμετρικά συστήματα τριών φάσεων. Παρότι ο μετασχηματισμός μεταβλητών είναι μια μαθηματική αλλαγή μεταβλητών και ως τέτοια δεν απαιτεί κάποια φυσική ερμηνεία, είναι συχνά χρήσιμο να οπτικοποιούμε τις εξισώσεις του μετασχηματισμού σαν τριγωνομετρικές εξισώσεις. Η εν λόγω οπτικοποίηση φαίνεται στο σχήμα 2.15 :



**Σχήμα 2.15 :** Οπτικοποίηση του μετασχηματισμού μεταβλητών χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές σχέσεις

Όπως βλέπουμε στο σχήμα οι άξονες  $d$  και  $q$  είναι κάθετοι μεταξύ τους και περιστρέφονται με την αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ , ενώ οι μεταβλητές των τριών φάσεων είναι σταθερές και δεν περιστρέφονται. Οι μεταβλητές της μηδενικής ακολουθίας δεν συνδέονται με το σύστημα που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα, συνδέονται μόνο αλγεβρικά με τις μεταβλητές των τριών φάσεων και είναι ανεξάρτητες της γωνίας  $\theta$ . Θα πρέπει να τονίσουμε ότι οι μεταβλητές  $f_a, f_b, f_c$  δεν είναι φασικές, αλλά στιγμιαίες τιμές, οι οποίες μπορεί να είναι οποιαδήποτε συνάρτηση του χρόνου. Επίσης, η ολική ισχύς είναι σταθερή και ανεξάρτητη από το πλαίσιο αναφοράς στο οποίο υπολογίζεται.

Εναλλακτικά μπορούμε να δούμε τον παραπάνω μετασχηματισμό ως επαλληλία δύο διακριτών μετασχηματισμών : ενός που μετατρέπει το στατό τριφασικό συμμετρικό σύστημα σε ένα στατό σύστημα δύο αξόνων (δεν υπάρχει συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας αφού πρόκειται για συμμετρικό σύστημα) και ενός δεύτερου που μετατρέπει το διφασικό στατό σύστημα σε ένα περιστρεφόμενο με αυθαίρετη ταχύτητα διφασικό

σύστημα. Το αποτέλεσμα αυτής της επαλληλίας είναι το ίδιο με αυτό του γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού.

Παρακάτω θα αναλυθούν οι δύο κύριες υποκατηγορίες του γενικού μετασχηματισμού, ο μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο αναφοράς και ο μετασχηματισμός σε περιστρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς. Το μέγεθος που θα μετασχηματιστεί είναι η συμμετρική τριφασική τάση του στάτη του κινητήρα.

- **Μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο αναφοράς :**

Σε αυτή την περίπτωση η γωνία  $\theta$  προκύπτει μηδέν :  $\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0) = \int_0^t 0 d\tau + 0 = 0 \text{ rad}$  .

Οι αντίστοιχες εξισώσεις για τις τάσεις των δύο αξόνων γίνονται :

$$v_q^s = \frac{2}{3} \left( v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c \right) = \frac{2}{3} v_a - \frac{1}{3} v_b - \frac{1}{3} v_c = \frac{1}{3} (v_{ab} + v_{ac}) \quad (2.33)$$

$$v_d^s = \frac{2}{3} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} v_b + \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right) = -\frac{1}{\sqrt{3}} v_b + \frac{1}{\sqrt{3}} v_c = -\frac{1}{\sqrt{3}} v_{bc} \quad (2.34)$$

Επομένως βλέπουμε ότι ο μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο αναφοράς αποτελεί μια απλή αλγεβρική πράξη μεταξύ των τάσεων εισόδου.

- **Μετασχηματισμός σε πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα :**

Σε αυτή την περίπτωση η γωνία  $\theta$  προκύπτει :  $\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0) = \int_0^t \omega_{er} d\tau + 0 = \omega_{er} t \text{ rad}$  .

Οι αντίστοιχες εξισώσεις για τις τάσεις των δύο αξόνων γίνονται :

$$v_q^e = \frac{2}{3} \left[ v_a \cdot \cos \omega_{er} t + v_b \cdot \cos \left( \omega_{er} t - \frac{2\pi}{3} \right) + v_c \cdot \cos \left( \omega_{er} t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.35)$$

$$v_d^e = \frac{2}{3} \left[ v_a \cdot \sin \omega_{er} t + v_b \cdot \sin \left( \omega_{er} t - \frac{2\pi}{3} \right) + v_c \cdot \sin \left( \omega_{er} t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.36)$$

Παρατηρούμε ότι ο μετασχηματισμός αυτός καταλήγει να είναι πιο πολύπλοκος από τον προηγούμενο και ότι οι μετασχηματισμένες τάσεις είναι επίσης συναρτήσεις του χρόνου.

Ο αντίστροφος γενικός αλγεβρικός μετασχηματισμός είναι ο ακόλουθος :

$$f_{abc} = K^{-1} \cdot f_{qd0} \quad (2.37)$$

Και η μήτρα του αντίστροφου μετασχηματισμού είναι η εξής :

$$K^{-1} = \begin{vmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{vmatrix} \quad (2.38)$$

### 2.6.3 Το Δυναμικό Μοντέλο του Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης

Αφού παρουσιάσαμε αναλυτικά στα προηγούμενα τους μετασχηματισμούς των μεταβλητών μιας τριφασικής σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης σε πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα, είμαστε τώρα έτοιμοι να παραθέσουμε αναλυτικά ένα δυναμικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης το οποίο δίνεται σε ένα πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων dq το οποίο στρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα. Θα χρησιμοποιήσουμε το μοντέλο αυτό για τη μοντελοποίηση και τον έλεγχο της τριφασικής σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης. Τέλος, θα δώσουμε τις εξισώσεις της μηχανής στο χώρο κατάστασης (state space), οι οποίες είναι πολύ χρήσιμες για την μοντελοποίηση της μηχανής με τη βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή.

Για την εξαγωγή του δυναμικού μοντέλου του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης θα χρησιμοποιήσουμε το μετασχηματισμό σε πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα, δηλαδή το μετασχηματισμό Park :

$$|P(\theta_{er})| = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \cos(\theta_{er}) & \cos(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_{er}) & \sin(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \end{vmatrix} \quad (2.39)$$

Η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας αγνοείται κατά κανόνα. Οι εξισώσεις της μηχανής στο νέο πλαίσιο αναφοράς dq γίνονται :

$$\frac{d\lambda_{sd}}{dt} = V_{sd} - i_{sd}R_s + \omega_r \lambda_{sq} \quad (2.40)$$

όπου  $\lambda_{sd} = L_{sd}i_{sd}$  και  $L_{sd} = L_{sl} + L_{dm}$ .

$$\frac{d\lambda_{sq}}{dt} = V_{sq} - i_{sq}R_s - \omega_r \lambda_{sd} \quad (2.41)$$

όπου  $\lambda_{sq} = L_q i_{sq}$  και  $L_{sq} = L_{sl} + L_{qm}$ .

Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή προκύπτει :

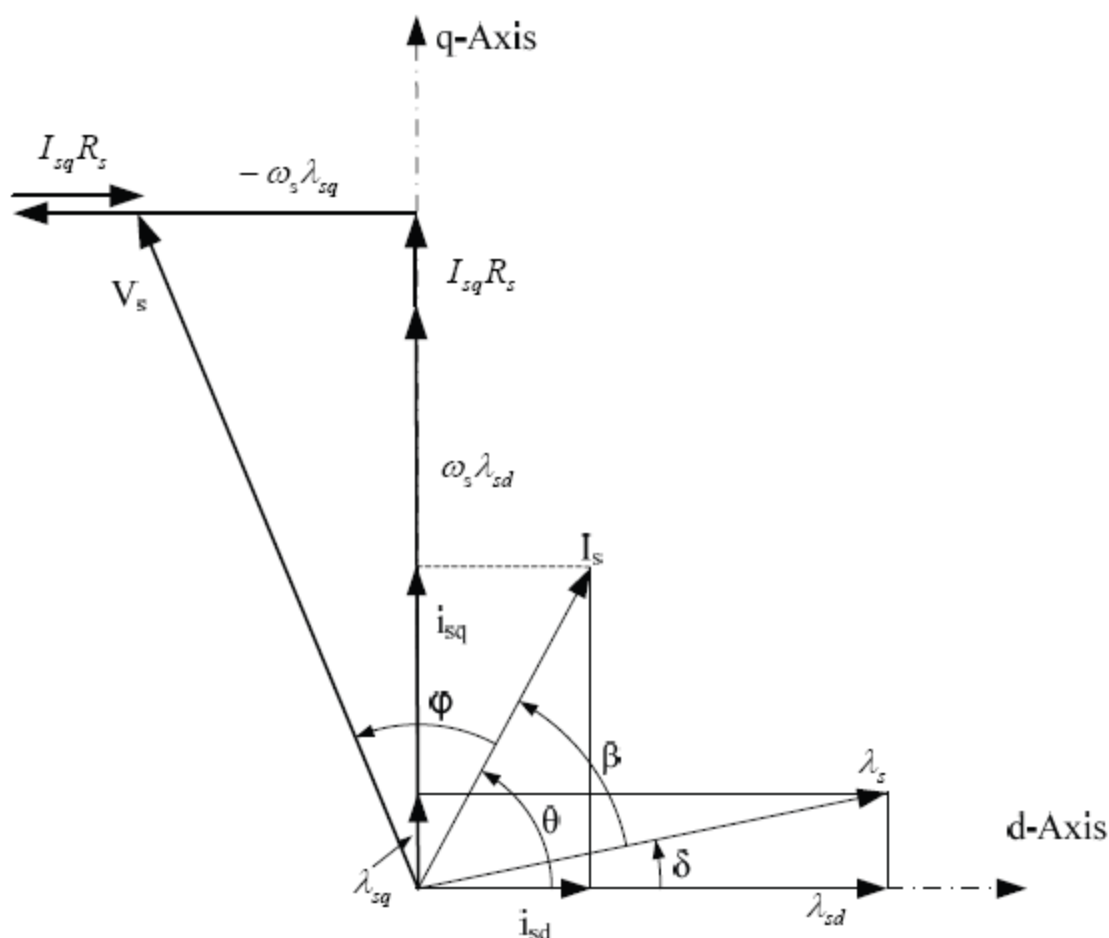
$$T_e = \frac{3P_1}{2} (\lambda_{sd} \cdot i_{sq} - \lambda_{sq} \cdot i_{sd}) = \frac{3P_1}{2} (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} \quad (2.42)$$

Και η εξίσωση σύζευξης των ηλεκτρικών και των μηχανικών μεγεθών είναι :

$$\frac{J}{P_1} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{load} \quad (2.43)$$

Παρακάτω, στο σχήμα 2.16, φαίνεται το ανυσματικό διάγραμμα του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης. Διακρίνονται οι εξής γωνίες :

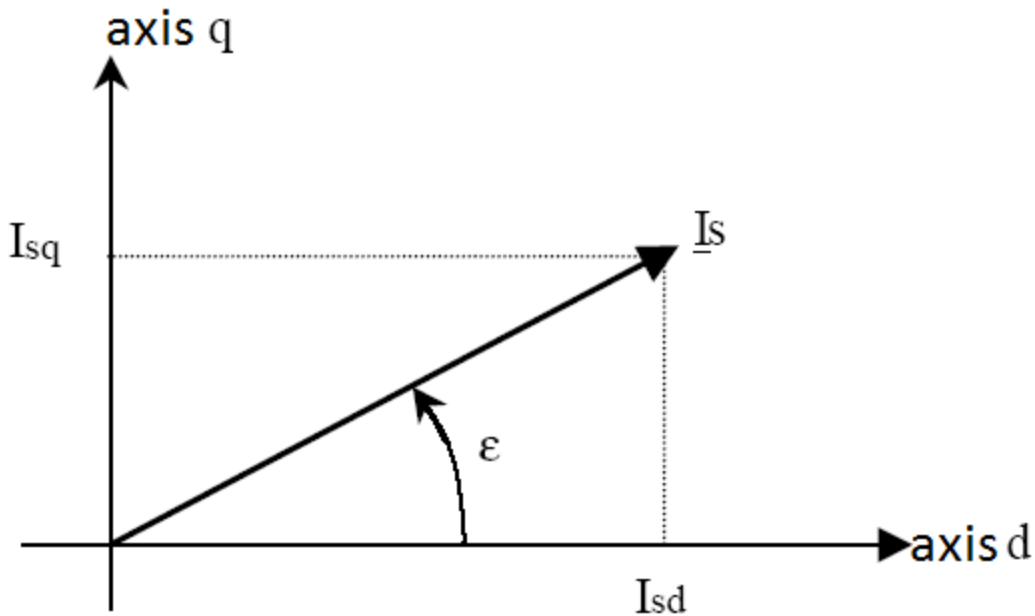
- Η γωνία του διανύσματος του ρεύματος,  $\theta$
- Η γωνία του διανύσματος της μαγνητικής ροής,  $\delta$
- Η μεταξύ γωνία των δύο παραπάνω διανυσμάτων,  $\beta$



Σχήμα 2.16 : Ανυσματικό διάγραμμα του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης



Στο σχήμα 2.17, παρουσιάζεται με περισσότερη λεπτομέρεια το διάνυσμα του ρεύματος του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης και οι προβολές του στους δύο άξονες του πλαισίου αναφοράς dq. Η γωνία αυτή είναι πολύ σημαντική καθώς σε αυτή βασίζεται μια ολόκληρη θεωρία ελέγχου του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης, ο έλεγχος με σταθερή γωνία ρεύματος ευθύ και εγκάρσιου άξονα. Περισσότερα για τις τεχνικές ελέγχου του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης θα αναφερθούν στο τέταρτο κεφάλαιο.



**Σχήμα 2.17 :** Αναλυτική παρουσίαση του διανύσματος του ρεύματος του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης σε πλαίσιο dq

Γενικότερα οι δύο αυτεπαγωγές που αντιστοιχούν στους δύο άξονες του στρεφόμενου πλαισίου  $L_{sd}$  και  $L_{sq}$  εξαρτώνται από τη στιγμιαία τιμή των αντίστοιχων ρευμάτων κάθε άξονα  $i_{sd}$  και  $i_{sq}$ . Για αυτό το λόγο παρουσιάζεται και το έντονο φαινόμενο του κορεσμού. Στους σύγχρονους κινητήρες μαγνητικής αντίστασης και ειδικότερα σε αυτούς που έχουν δρομέα ALA ο κορεσμός της αυτεπαγωγής προκύπτει κυρίως στον ευθύ άξονα d ενώ στον εγκάρσιο άξονα q μπορεί να θεωρηθεί σχεδόν αμελητέος. Αυτό συμβαίνει και λόγω του ότι το ρεύμα του εγκάρσιου άξονα συνήθως μένει σταθερό. Μόνο για μεγάλες τιμές του ρεύματος εγκάρσιου άξονα κρίνεται αναγκαία η θεώρηση του κορεσμού στον εγκάρσιο άξονα καθώς τότε παρουσιάζεται κάποια αλλαγή στην τιμή της αυτεπαγωγής  $L_{sq}$ . Άρα οι δύο εν λόγω αυτεπαγωγές θεωρούνται συναρτήσεις των δύο ρευμάτων των δύο αξόνων ως εξής :

$$L_{sd} = L_{sd}(i_{sd}) \quad (2.44)$$

$$L_{sq} = L_{sq}(i_{sq}) \approx L_{sq} \quad (2.45)$$

Για την ανάλυση της μεταβατικής συμπεριφοράς του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης εισάγουμε τη μεταβατική τιμή της αυτεπαγωγής ευθύ άξονα. Στη διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων παρατηρείται η μεγαλύτερη μεταβολή του ρεύματος του ευθύ άξονα και τότε το φαινόμενο του κορεσμού επιδρά καταλυτικά στην τιμή της αυτεπαγωγής ευθύ άξονα :

$$L_{dt} = L_{sd} + \frac{\partial L_{sd}}{\partial i_{sd}} i_{sd} \quad (2.46)$$

Αντικαθιστώντας στις εξισώσεις (2.40) και (2.41) παίρνουμε :

$$L_{dt} \frac{di_{sd}}{dt} = V_{sd} - i_{sd} R_s + \omega_r \lambda_{sq} \quad (2.47)$$

$$L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} = V_{sq} - i_{sq} R_s - \omega_r \lambda_{sd} \quad (2.48)$$

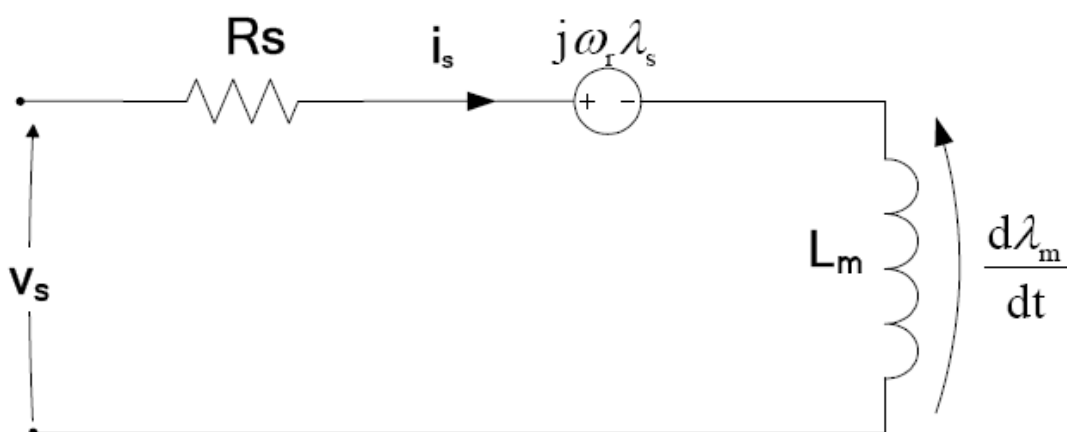
Σημείωση : Ο δείκτης s στις ποσότητες που παρουσιάστηκαν παραπάνω δείχνει ότι οι συγκεκριμένες ποσότητες αναφέρονται στον στάτη του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης. Αυτό πλέον θα θεωρείται αυτονόητο οπότε ο δείκτης s θα παραλείπεται.

#### 2.6.4 Το Ισοδύναμο Ηλεκτρικό Κύκλωμα του Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης

Η εξίσωση τάσεων του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης στη διανυσματική μορφή της διατυπώνεται ως εξής :

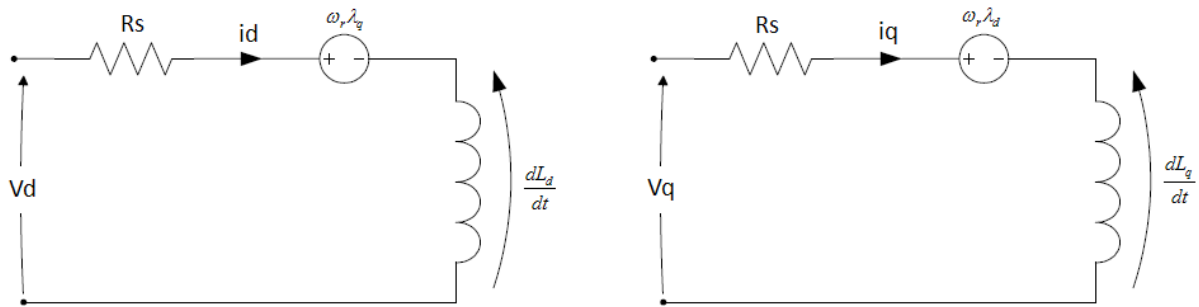
$$\frac{d\lambda_s}{dt} = V_s + i_s R_s + j\omega_r \lambda_s \quad (2.49)$$

Με βάση αυτήν προκύπτει και το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.18 :



Σχήμα 2.18 : Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης

Παρακάτω, στο σχήμα 2.19 παρατίθενται τα δύο ισοδύναμα κυκλώματα του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης, ένα για κάθε άξονα του πλαισίου dq που στρέφεται με τη ταχύτητα του δρομέα (διφασικό ισοδύναμο κύκλωμα) :



**Σχήμα 2.19 :** Απλοποιημένα ισοδύναμα κυκλώματα για κάθε άξονα του πλαισίου dq του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης

## 2.7 Ο ΜΕΓΙΣΤΟΣ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

Το κυριότερο επιχείρημα ενάντια στη χρήση του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης είναι ο σχετικά μικρός συντελεστής ισχύος του. Το συγκεκριμένο θέμα λοιπόν πρέπει να τεθεί υπό ανάλυση. Ο συντελεστής ισχύος μπορεί να εκφραστεί ως ο λόγος της προβολής του διανύσματος της τάσης πάνω στο διάνυσμα του ρεύματος διά το μέτρο του διανύσματος της τάσης :

$$\cos \phi = \frac{V_q \sin \theta - V_d \cos \theta}{\sqrt{V_q^2 + V_d^2}} \quad (2.50)$$

Θα αγνοήσουμε την αντίσταση του στάτη  $R_s$ . Αυτή η θεώρηση ούτως ή άλλως είναι μια θεώρηση προς την ασφαλή πλευρά καθώς η ύπαρξη των όρων με ωμική αντίσταση συμβάλλει στην αύξηση του συντελεστή ισχύος. Άρα το αποτέλεσμα που θα προκύψει θα είναι ένα κατώτερο όριο. Ομοίως, θα αγνοήσουμε και τις απώλειες σιδήρου. Η σχέση (2.50) μπορεί να γραφτεί ως εξής :

$$\cos \phi = \frac{\omega_r L_d I_d \sin \theta - \omega_r L_q I_q \cos \theta}{\sqrt{(\omega_r L_d I_d)^2 + (\omega_r L_q I_q)^2}} \quad (2.51)$$

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις :

$$\begin{cases} I_d = I_s \cos \theta \\ I_q = I_s \sin \theta \end{cases} \quad (2.52)$$

Προκύπτει η παρακάτω έκφραση του συντελεστή ισχύος :

$$\cos \phi = \frac{(L_d - L_q) I_d I_q}{\sqrt{(L_d I_d)^2 + (L_q I_q)^2} \sqrt{I_d^2 + I_q^2}} \quad (2.53)$$

Ο μέγιστος συντελεστής ισχύος προκύπτει όταν :

$$\frac{\partial(\cos \phi)}{\partial(I_d/I_q)} = 0 \quad (2.54)$$

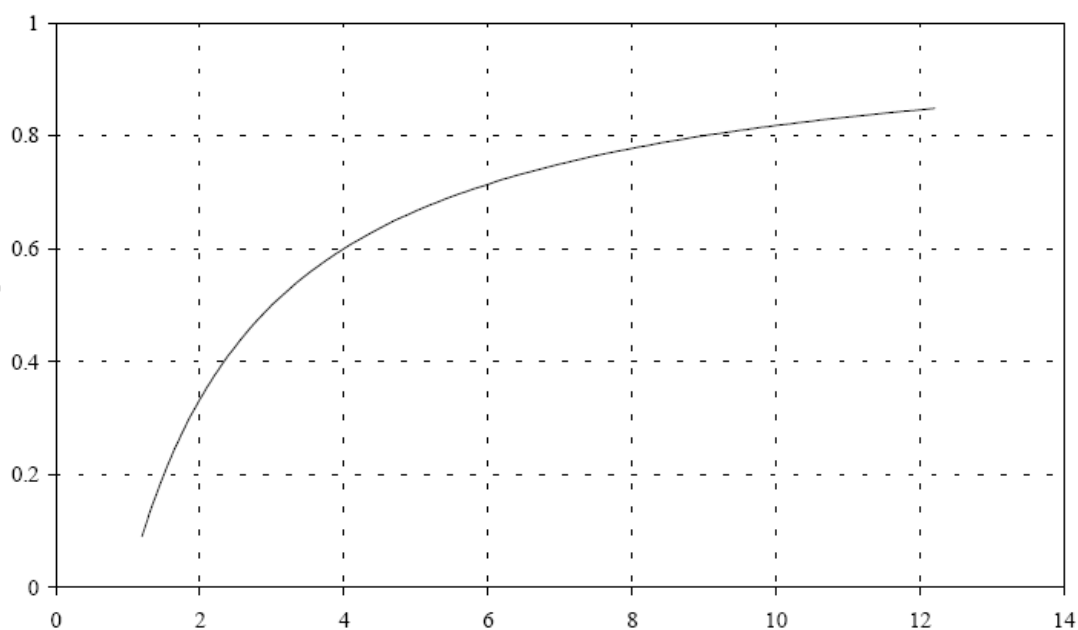
Και είναι ίσος με :

$$(\cos \phi)_{\max} = \frac{1 - L_q/L_d}{1 + L_q/L_d} \quad (2.55)$$

Και αν θέσουμε  $k = L_d/L_q$  το λόγο εκτυπότητας έχουμε :

$$(\cos \phi)_{\max} = \frac{1 - k}{1 + k} \quad (2.56)$$

Η χαρακτηριστική καμπύλη του μέγιστου συντελεστή ισχύος του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης συναρτήσει του λόγου εκτυπότητας φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 2.20 :



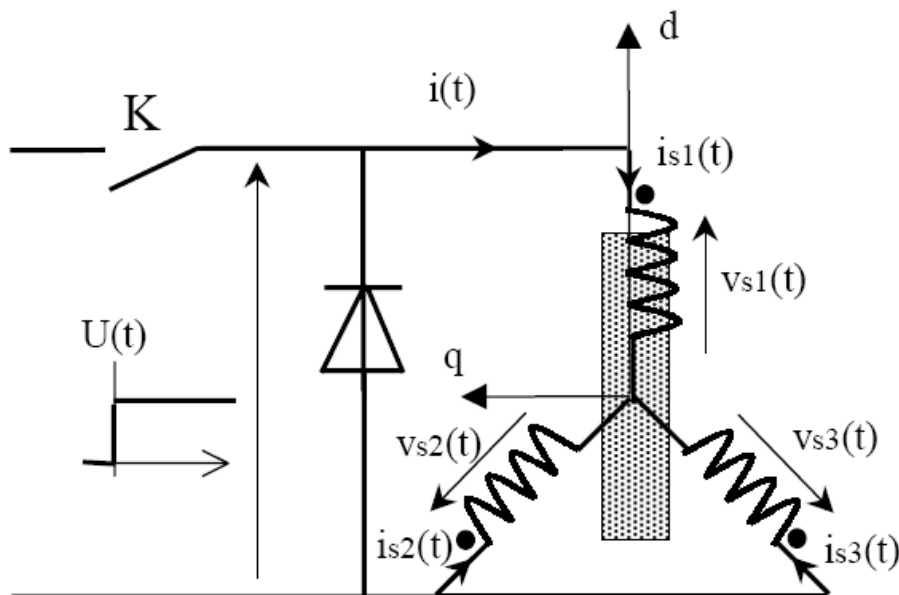
**Σχήμα 2.20 :** Χαρακτηριστική καμπύλη του μέγιστου συντελεστή ισχύος του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης συναρτήσει του λόγου εκτυπότητας

Παρατηρούμε, από το σχήμα 2.20, ότι σύγχρονες μηχανές μαγνητικής αντίστασης με λόγο εκτυπότητας γύρω στο 7 με 8 έχουν συντελεστή ισχύος κοντά στο 0.8, τυπική τιμή για μηχανές επαγωγής κλάσης B, με ονομαστική ροπή της τάξεως των 10 Hp.

## 2.8 ΜΕΤΡΗΣΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ – ΔΟΚΙΜΗ ΑΚΙΝΗΤΟΠΟΙΗΜΕΝΟΥ ΔΡΟΜΕΑ

Η παρουσία των απωλειών πυρήνα τόσο στο στάτη όσο και στο δρομέα, σε μικρότερο βέβαια βαθμό και κυρίως λόγω των αρμονικών του πεδίου, καθιστά την ταυτοποίηση των παραμέτρων της σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης αρκετά δύσκολη. Οι αυτεπαγωγές των δύο αξόνων  $L_d(i_d)$  και  $L_q$  μπορούν εκτιμηθούν μέσω δοκιμών ακινητοποιημένου δρομέα.

Για την διεξαγωγή αυτών των δοκιμών χρησιμοποιείται η διάταξη του σχήματος 2.21. Αυτή διάταξη αποτελείται από ένα ημιαγωγικό διακόπτη T, ο οποίος μπορεί να είναι IGBT, tranzistor ισχύος ή MOSFET, δηλαδή ημιαγωγός που δεν μανδαλώνει, και από μία δίοδο. Οι δοκιμές διενεργούνται με χρήση συνεχούς ρεύματος. Ο δρομέας τοποθετείται σε μια συγκεκριμένη γωνιακή θέση και μένει ακινητοποιημένος σε αυτή τη θέση. Για να μετρηθούν οι αυτεπαγωγές ευθύ και εγκάρσιου άξονα οι θέσεις ακινητοποίησης του δρομέα είναι δύο : αυτή ώστε ο d άξονας να είναι στην κατακόρυφη θέση (σχήμα 2.21) και αυτή ώστε ο q άξονας να είναι στην κατακόρυφη θέση. Άρα χρειάζεται η διεξαγωγή δύο δοκιμών.



Σχήμα 2.21 : Διάταξη διεξαγωγής των δοκιμών ακινητοποιημένου δρομέα

Για την διεξαγωγή της δοκιμής αγνοούμε τις απώλειες πυρήνα και χρησιμοποιούμε το θεώρημα αρχικής τιμής. Έχουμε :

$$i_d R_s - V_d = -\frac{d\lambda_d}{dt}; i_q = 0; \lambda_d = L_d(i_d)i_d \quad (2.57)$$

$$i_q R_s - V_q = -\frac{d\lambda_q}{dt}; i_d = 0; \lambda_q = L_q i_q \quad (2.58)$$

Ολοκληρώνοντας τις εξισώσεις (2.57) και (2.58), και σημειώνοντας τις αρχικές τιμές του ρεύματος στην είσοδο της μηχανής  $i_0$  και  $i'_0$  των δύο διαφορετικών δοκιμών, με τον διακόπτη T κλειστό έχουμε :

$$L_d(i_{d0}) = \frac{\left[ \int_0^{\infty} U(t)dt + R_s \int_0^{\infty} i(t)dt \right]}{i_0} \quad (2.59)$$

$$L_q = \frac{\left[ \int_0^{\infty} U'(t)dt + R_s \int_0^{\infty} i'(t)dt \right]}{i'_0} \quad (2.60)$$

Όπου  $U(t)$  και  $U'(t)$  είναι οι αντίστοιχες εφαρμοζόμενες στη δίοδο τάσεις σε κάθε δοκιμή.

Σημείωση : Η τιμή της αντίστασης του στάτη  $R_s$  πρέπει να μετράται πριν από κάθε δοκιμή. Η τιμή της προκύπτει ως ο λόγος της τάσης προς το ρεύμα. Έτσι λαμβάνεται υπόψη η μεταβολή της θερμοκρασίας ανάμεσα στις διάφορες δοκιμές που λαμβάνουν χώρα.

Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τους σύγχρονους κινητήρες μαγνητικής αντίστασης ο αναγνώστης μπορεί να απευθυνθεί στην οικεία βιβλιογραφία [3], [8], [15], [18], [19], [20], [21], [27], [28], [30], [32].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

# ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ - ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ

### 3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι αντιστροφέες είναι ηλεκτρονικές διατάξεις που έχουν ως κύριο σκοπό τη μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας, του πλάτους και της φάσης της παραγόμενης τάσης. Χρησιμοποιούνται στην πράξη ως συσκευές μεταβολής των στροφών ηλεκτρικών κινητήρων (Adjustable Speed Drive, ASD), σε διατάξεις αδιάλειπτης παροχής ισχύος (Uninterruptible Power Supplies, UPS), ως αντισταθμιστές αέργου ισχύος (Static Var Compensators, SVC), ως ενεργά φίλτρα, σε ευέλικτα συστήματα μεταφοράς ισχύος (Flexible AC Transmission Systems, FACTS), σε αντισταθμιστές τάσης (Voltage Compensators, VC) κ.λ.π.

Οι αντιστροφέες διακρίνονται σε αντιστροφέες πηγής τάσης (Voltage Source Inverter, VSI) και αντιστροφέες πηγής ρεύματος (CSI). Οι αντιστροφέες VSI συμπεριφέρονται ως φυσική πηγή τάσης, κάτι που απαιτείται από τις περισσότερες βιομηχανικές εφαρμογές και γι' αυτό είναι πιο διαδεδομένοι στην πράξη. Οι αντιστροφέες CSI χρησιμοποιούνται ευρέως σε βιομηχανικές εφαρμογές μέσης τάσης, όπου απαιτούνται υψηλής ποιότητας κυματομορφές ρεύματος.

Η λειτουργία των αντιστροφέων πραγματοποιείται με ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία και ως εκ τούτου οι κυματομορφές εξόδου αποτελούνται από μια αλληλουχία διακριτών τιμών τάσης διαφόρων επιπέδων.

Η παλμική κυματομορφή της τάσης εξόδου εξασφαλίζεται με κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης, η οποία ελέγχει το χρόνο αγωγής και σβέσης (ON-OFF) αλλά και τη σειρά λειτουργίας των διακοπτικών στοιχείων. Οι συνηθέστερες τεχνικές διαμόρφωσης είναι : (α) της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM), (β) της διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα τάσης (Voltage Space-Vector Pulse Width Modulation, VSVPWM), (γ) της τεχνικής ελέγχου ρεύματος με σταθερή ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control Pulse Width Modulation, HBCCPWM).

Εξαιτίας της κυματομορφής εξόδου (με διακριτές τιμές), επιβάλλονται κάποιοι λειτουργικοί περιορισμοί στους αντιστροφέες. Στους VSI με διαμόρφωση PWM, άρα και με υψηλό ( $dv/dt$ ) της τάσης εξόδου, πρέπει το φορτίο να είναι επαγωγικό στις αρμονικές συχνότητες ώστε να μπορεί να παραχθεί ομαλή κυματομορφή ρεύματος. Αντιθέτως, χωρητικό φορτίο στους VSI προκαλεί υψηλές αιχμές ρεύματος, οι οποίες για να περιοριστούν απαιτείται η παρεμβολή επαγωγικού φίλτρου μεταξύ της AC εξόδου του VSI και του φορτίου. Στους CSI με διαμόρφωση PWM, άρα και με υψηλό ( $di/dt$ ) του ρεύματος εξόδου, το φορτίο πρέπει να είναι χωρητικό στις αρμονικές συχνότητες για να μπορεί να παραχθεί ομαλή κυματομορφή τάσης. Επαγωγικό φορτίο στους CSI προκαλεί ισχυρές αιχμές τάσης, οι οποίες για να εξλειφθούν απαιτείται η παρεμβολή χωρητικού φίλτρου μεταξύ της AC πλευράς του CSI και του φορτίου.

## 3.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΤΡΙΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ

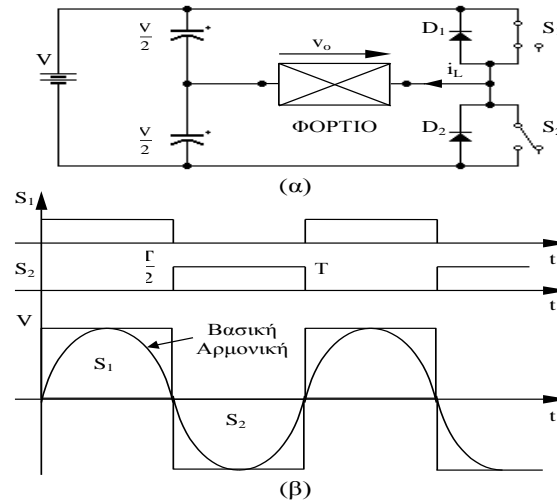
### 3.2.1 Μονοφασικός Αντιστροφέας Ημιγέφυρας Τριών Επιπέδων Τάσης

Στο σχήμα 3.1 παρουσιάζεται ένας μονοφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας όπου οι ιδανικοί διακόπτες  $S_1, S_2$  μπορούν να αντικατασταθούν με τρανζίστορ ισχύος, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor - Τρανζίστορ επαφής με απομονωμένη βάση), MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), Θυρίστορ (SCR - Silicon Control Rectifier), GTO (Gate Turn-off Θυρίστορ), MCT (Mos Controlled Thyristor), UJT (Unijunction Transistor) ή CUJT (Complementary Unijunction Transistor).

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.1(β) η τάση εξόδου  $v_o$  είναι ορθογωνικός παλμός δύο καταστάσεων (δηλ. έχει θετικές και εναλλακτικά αρνητικές τιμές) του οποίου το πλάτος είναι  $\frac{V}{2}$ . Ο έλεγχος της τάσης εξόδου μπορεί να επιτευχθεί αυξομειώνοντας τα χρονικά διαστήματα αγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Αυτό επιτυγχάνεται με την μεταβολή της διάρκειας των παλμών έναυσης. Στην ιδανική περίπτωση, οι ημιαγωγικοί διακόπτες λειτουργούν ως βραχυκύκλωμα όταν άγουν και ως ανοικτό-κύκλωμα όταν δεν άγουν (αποκοπή).

Οι δίοδοι ελεύθερης διέλευσης που βρίσκονται παράλληλα σε κάθε διακόπτη λειτουργούν στην περίπτωση που τα αντίστοιχα διακοπτικά στοιχεία βρίσκονται σε αποκοπή και το φορτίο έχει επαγωγική συμπεριφορά. Έστω ότι ο διακόπτης  $S_1$  είναι σε αγωγή, οπότε ένα ρεύμα  $i_l$  ρέει προς το φορτίο. Μόλις ο παλμός που οδηγεί τον διακόπτη  $S_1$  αφαιρεθεί τότε το ρεύμα δεν διακόπτεται ακαριαία, προκαλώντας υπέρταση, αλλά αρχίζει να διέρχεται σταδιακά από την δίοδο  $D_2$ , έως ότου ο  $S_1$  βρεθεί σε πλήρη αποκοπή. Τη χρονική εκείνη στιγμή μπορεί να δοθεί παλμός έναυσης στο διακόπτη  $S_2$  οπότε αλλάζει και η πολικότητα της τάσης που εφαρμόζεται στο φορτίο σε συνδυασμό με την αγωγή της δίοδου  $D_2$ . Εκείνο που πρέπει να αποφευχθεί είναι η μη ταυτόχρονη αγωγή των δύο διακοπτικών στοιχείων διότι στην περίπτωση αυτή βραχυκυκλώνεται η τάση εισόδου. Έχοντας υπόψη την τοπολογία ενός απλού μονοφασικού αντιστροφέα θα μελετηθεί στην επόμενη παράγραφο η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα.

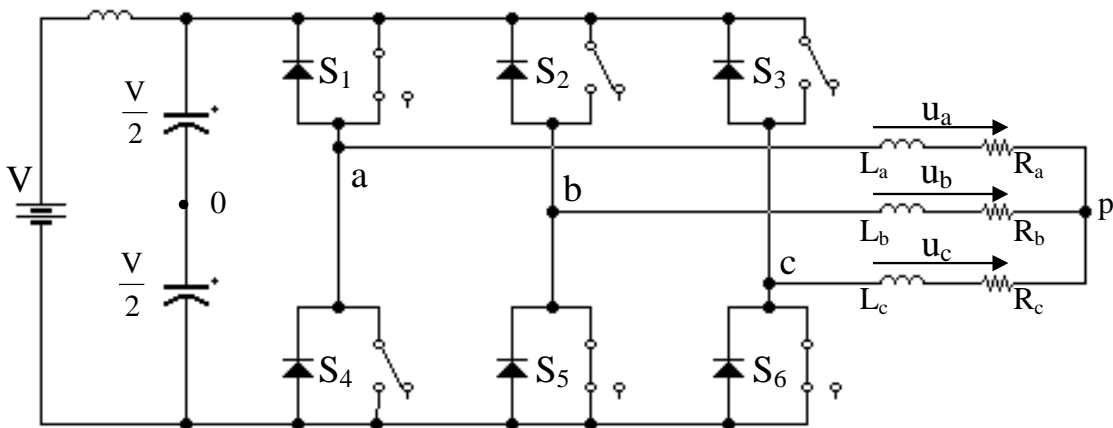




**Σχήμα 3.1:** α) Συνδεσμολογία αντιστροφέα ημιγέφυρας, β) Παλμοί έναυσης των διακοπτικών στοιχείων και τάση εξόδου του αντιστροφέα με ωμικό φορτίο

**3.2.2 Τριφασικός Αντιστροφέας Τριών Επιπέδων Τάσης**

Όπως έχει προαναφερθεί, η δημοφιλέστερη τοπολογία για τη μετατροπή συνεχούς τάση σε τριφασική εναλλασσόμενη, ελεγχόμενου πλάτους βασικής αρμονικής και ελεγχόμενης συχνότητας, είναι η τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα με πηγή τάσης (3-phase VSI- Voltage Source Inverter). Στο σχήμα 3.2 παρουσιάζεται η τοπολογία ενός τριφασικού αντιστροφέα όπου με  $S_i$  ( $i=1,2,\dots,6$ ) έχουν συμβολιστεί τα διακοπτικά στοιχεία σε ιδανική μορφή.



**Σχήμα 3.2 :** Ιδανικός τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

Ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από τρεις αντιστροφείς ημιγέφυρας, οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι παράλληλα και έχουν την ίδια κυματομορφή τάσης εξόδου σε σχέση με το ουδέτερο υποθετικό σημείο 0 με μία μετατόπιση κατά  $120^\circ$  μεταξύ τους. Επομένως για τον αντιστροφέα του σχήματος 3.2 ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις:

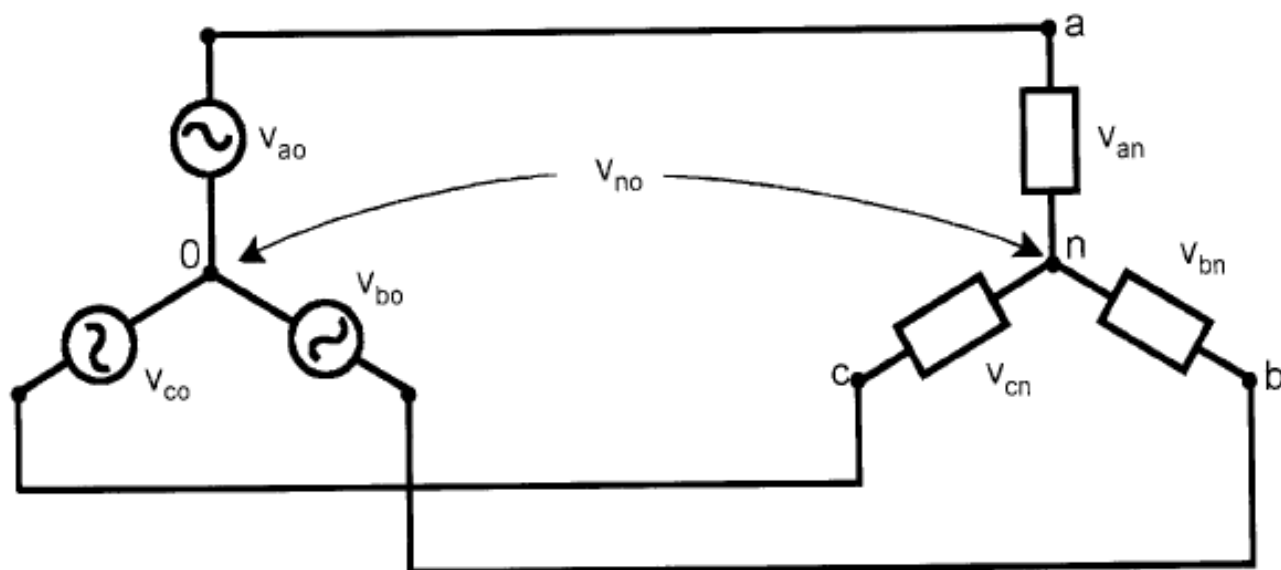
$$v_{a0}(\omega t) = v_{b0}(\omega t - 120^\circ) = v_{c0}(\omega t - 240^\circ) \quad (3.1)$$

$$v_{ab}(\omega t) = v_{a0}(\omega t) - v_{b0}(\omega t) \quad (3.2)$$

$$v_{bc}(\omega t) = v_{b0}(\omega t) - v_{c0}(\omega t) \quad (3.3)$$

$$v_{ca}(\omega t) = v_{c0}(\omega t) - v_{a0}(\omega t) \quad (3.4)$$

Ο τριφασικός αντιστροφέας του σχήματος 3.2, τροφοδοτεί ένα τριφασικό ωμικό-επαγωγικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα. Οι προκύπτουσες κυματομορφές παρουσιάζονται στο σχήμα 3.4. Οι κυματομορφές αυτές αναφέρονται στη διακοπτική ακολουθία έξι βημάτων (six-step), κατά την οποία μια πλήρη περίοδος της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου χωρίζεται σε έξι ίσα διαστήματα από τις χρονικές στιγμές μετάβασης των διακοπών κάθε ημιγέφυρας. Το κοινό σημείο (ουδέτερος) του φορτίου βρίσκεται σε θετικό δυναμικό όταν περισσότεροι από έναν πάνω διακόπτες ( $S_1, S_3, S_5$ ) είναι κλειστοί και αρνητικό όταν περισσότεροι του ενός κάτω διακόπτες ( $S_2, S_4, S_6$ ) είναι κλειστοί. Οι κυματομορφές του σχήματος 3.4 αναφέρονται σε συμμετρικό φορτίο.

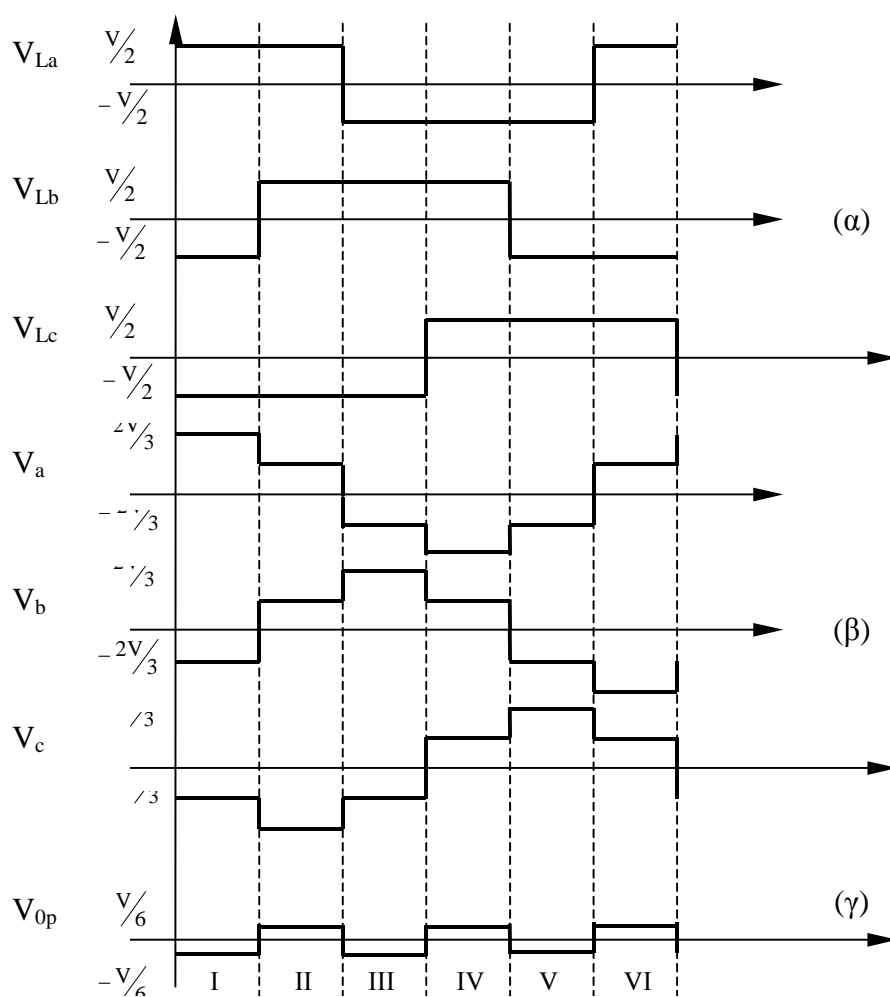


**Σχήμα 3.3 :** Ισοδύναμο μοντέλο Ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα και φορτίο σε αστέρα, στο οποίο φαίνονται οι μελετώμενες τάσεις

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.4, η λειτουργία του αντιστροφέα για έναν κύκλο τάσης εξόδου μπορεί να διαιρεθεί σε έξι διαστήματα. Στα διαστήματα αυτά, για να επιτευχθούν οι τάσεις εξόδου του σχήματος 3.4, πρέπει οι διακόπτες του αντιστροφέα να άγουν με την ακόλουθη σειρά:

Χρονικό Διάστημα	Διακόπτες σε αγωγή
I	1,5,6
II	1,2,6
III	1,2,3
IV	2,4,3
V	5,4,3
VI	5,4,6

Στην περίπτωση αυτή, για κάθε διάστημα λειτουργίας άγουν πάντοτε τρεις διακόπτες (δύο από τους πάνω και ένα από τους κάτω διακόπτες και το αντίστροφο).



**Σχήμα 3.4 :** Τριφασικές κυματομορφές τάσης  
 α) Δυναμικά τάσεων ακροδεκτών εξόδου  
 β) Φασικές τάσεις φορτίου  
 γ) Δυναμικό κοινού σημείου του φορτίου

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα του σχήματος 3.2 με χρήση σειρών Fourier είναι :

$$v_{a0} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \hat{V}_{a0,n} \cdot \sin(n\omega t) \quad (3.5)$$

όπου:

0: το υποθετικό ουδέτερο σημείο

$\hat{V}_{a0,n}$ : πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας της τάσης  $V_{a0}$

$$\hat{V}_{a0,n} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{V}{2} \cdot \sin(n\omega t) \cdot dt = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{V}{2} \cdot \sin(n\omega t) \cdot dt = \frac{2V}{n\pi} \quad (3.6)$$

επομένως:

$$v_{a0} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \cdot \sin(n\omega t) \quad (3.7)$$

Ομοίως

$$v_{b0} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \cdot \sin(n\omega t - 120^\circ) \quad (3.8)$$

$$v_{c0} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \cdot \sin(n\omega t - 240^\circ) \quad (3.9)$$

Ακολουθώντας την ίδια λογική καταλήγουμε στους ακόλουθους τύπους :

Πολικές τάσεις :

$$v_{ab} = \sum_{n=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n(\omega t + 30^\circ)\right) \quad (3.10)$$

$$v_{bc} = \sum_{n=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n(\omega t + 30^\circ - 120^\circ)\right) \quad (3.11)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n(\omega t + 30^\circ - 240^\circ)\right) \quad (3.12)$$

Φασικές τάσεις :

$$v_{a0} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V}{3n\pi} \cdot \left(1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right)\right) \cdot \sin(n(\omega t)) \quad (3.13)$$

$$v_{b0} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V}{3n\pi} \cdot \left(1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right)\right) \cdot \sin\left(n(\omega t - 120^\circ)\right) \quad (3.14)$$

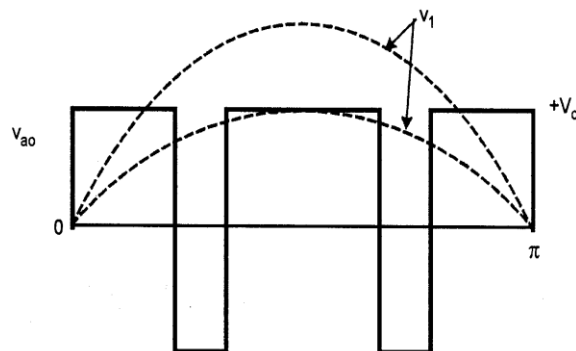
$$v_{c0} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V}{3n\pi} \cdot \left( 1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \right) \cdot \sin\left(n(\omega t - 240^\circ)\right) \quad (3.15)$$

όπου  $V$  η τάση εισόδου του αντιστροφέα.

Από το σχήμα 3.4 είναι προφανές, ότι η αλλαγή διακοπτικής κατάστασης σε μια ημιγέφυρα επηρεάζει και τις τρεις φασικές τάσεις. Επομένως, η σχεδίαση διαφόρων τύπων PWM οφείλει να εξετάζει τις τριφασικές τάσεις συνολικά και όχι κάθε μια ξεχωριστά.

### 3.3 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΤΟΥ ΕΥΡΟΥΣ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ

Η τάση εξόδου ενός αντιστροφέα πλήρους γέφυρας μπορεί να είναι ένας τετραγωνικός παλμός, ο οποίος αναλύεται κατά Fourier στη βασική αρμονική συνιστώσα και στις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες. Οι αρμονικές συνιστώσες σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης είναι ανεπιθύμητες και πρέπει να ληφθούν μέτρα για να εξαλειφθούν ή να μειωθούν, ώστε η τάση του φορτίου να παρουσιάζει συνολική παραμόρφωση λόγω αρμονικών (Total Harmonic Distortion, THD) μικρότερη από 5%. Αυτό βέβαια μπορεί να επιτευχθεί τοποθετώντας ένα φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα. Το μέγεθος, το κόστος και το βάρος του φίλτρου εξαρτώνται από το πλάτος και τη συχνότητα της πρώτης ανώτερης αρμονικής (κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική) σε σχέση με το πλάτος και τη συχνότητα της βασικής αρμονικής. Στην περίπτωση του τετραγωνικού παλμού εξόδου, η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική βρίσκεται κοντά στη θεμελιώδη συνιστώσα και επομένως προκύπτει ογκώδες και αντιοικονομικό φίλτρο. Επιθυμούμε πάντοτε η πρώτη ανώτερη αρμονική συχνότητα να απέχει όσο το δυνατόν περισσότερο από τη βασική συχνότητα, ώστε η συχνότητα της πρώτης ανώτερης αρμονικής να είναι μεγάλη και να προκύπτει έτσι φίλτρο μικρών διαστάσεων.



**Σχήμα 3.5 :** Αρχή διαμόρφωσης PWM για τον έλεγχο της τάσης εξόδου

Η βασική αρχή της διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) φαίνεται στο σχήμα 3.5. Η μέγιστη τιμή της βασικής συνιστώσας του τετραγωνικού παλμού της τάσης είναι  $(4V_d/2\pi)$ , αλλά με τη δημιουργία δύο εγκοπών στα άκρα του παλμού επιτυγχάνεται μείωση της

βασικής συνιστώσας και συγχρόνως μετατόπιση σε μεγαλύτερη τιμή της συχνότητας της πρώτης ανώτερης αρμονικής. Με την αύξηση του πλάτους της εγκοπής μειώνεται περαιτέρω η βασική συνιστώσα.

Η έξοδος ενός αντιστροφέα με τεχνική PWM παρουσιάζει υψηλότερη τιμή THD, αλλά οι αρμονικές είναι μετατοπισμένες σε υψηλότερες συχνότητες απ' ότι στον τετραγωνικό παλμό επιτρέποντας έτσι την κατασκευή φίλτρου μικρότερων διαστάσεων. Επιπλέον είναι δυνατή η ρύθμιση της τιμής της τάσης θεμελιώδους συνιστώσας μεταβάλλοντας το εύρος της κυματομορφής αναφοράς. Η ιδιότητα αυτή παρέχει τη δυνατότητα σταθεροποίησης της τάσης εξόδου, όταν η πηγή της τάσης τροφοδότησης του αντιστροφέα υφίσταται μικρές διακυμάνσεις.

Στη συνέχεια θα αναπτύξουμε τις κυριότερες τεχνικές PWM που χρησιμοποιούνται σήμερα για τον έλεγχο της βασικής συχνότητας, του πλάτους της βασικής συχνότητας και τη μείωση των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών.

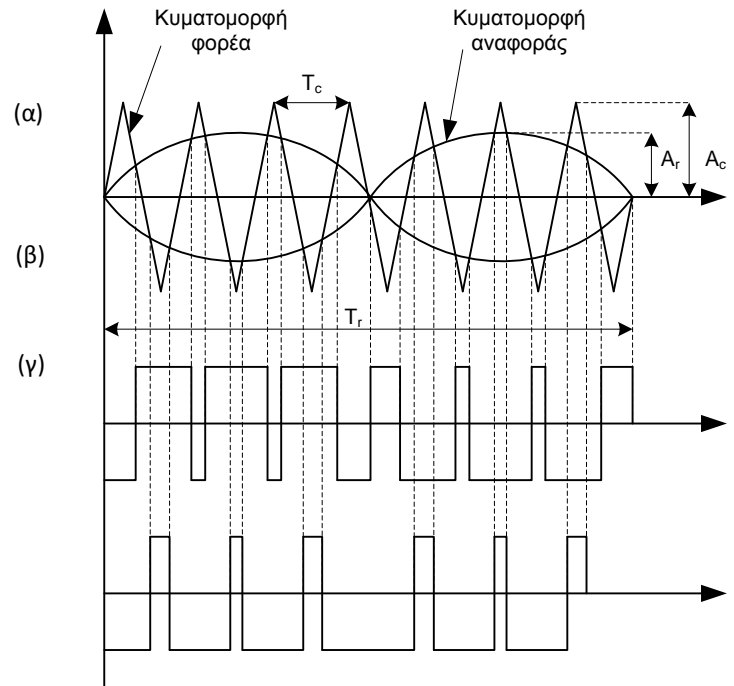
### 3.3.1 Τεχνική Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM)

Η τεχνική SPWM βασίζεται σε ένα σύστημα συγκρίσεων μιας τριγωνικής κυματομορφής (φορέας) και μιας ημιτονικής κυματομορφής (αναφορά), της οποίας την μορφή θέλουμε να αναπαράγουμε στην έξοδο του αντιστροφέα.

Η τεχνική SPWM για μονοφασικό συμβατικό αντιστροφέα παρουσιάζεται γραφικά στο σχήμα 3.6. Υπάρχουν δύο κυματομορφές αναφοράς με διαφορά φάσης  $180^{\circ}$ , μία για κάθε ημιγέφυρα του μονοφασικού αντιστροφέα (σχήμα 3.6α), και μία τριγωνική κυματομορφή φορέα. Οι κυματομορφές αυτές είναι συγχρονισμένες και παράγονται από γεννήτριες κυματομορφών στο κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα. Οι γεννήτριες κατασκευάζονται με αναλογικά ή ψηφιακά κυκλώματα.

Μια από τις δύο κυματομορφές αναφοράς και η τριγωνική κυματομορφή εφαρμόζονται στην είσοδο ενός συγκριτή (σχήμα 3.7), στην έξοδο του οποίου παράγεται η κυματομορφή  $E_1(\omega t)$  του σχήματος 3.6β. Από τη σύγκριση της δεύτερης κυματομορφής με τον ίδιο φορέα, σε ένα δεύτερο συγκριτή, παράγεται η κυματομορφή  $E_2(\omega t)$  του σχήματος 3.6γ.

Το θετικό μέρος της κυματομορφής  $E_1(\omega t)$  ορίζει τους παλμούς έναυσης του ημιαγωγικού διακόπτη  $Q_1$  και το συμπληρωματικό του ορίζει τους παλμούς έναυσης του ημιαγωγικού διακόπτη  $Q_2$ . Το θετικό μέρος της κυματομορφής  $E_2(\omega t)$  ορίζει τους παλμούς έναυσης του διακόπτη  $Q_4$  και το συμπληρωματικό του ορίζει τους παλμούς έναυσης του διακόπτη  $Q_3$ .



**Σχήμα 3.6 :** Γραφική απεικόνιση της τεχνικής SPWM για  $M_f=0.7$  και  $F_{nc}=7$ .

- α) Κυματομορφές αναφορών και φορέα, β) Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή 1,  $E_1$ ,  
 γ) Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή 2,  $E_2$

Στο σχήμα 3.7 παρουσιάζεται το κύκλωμα παραγωγής και σύνδεσης των παλμών έναυσης του αντιστροφέα γέφυρας, στο οποίο χρησιμοποιείται η τεχνική SPWM. Στο κύκλωμα αυτό δεν περιέχεται η συνδεσμολογία για τον έλεγχο της τάσης εξόδου. Θα πρέπει να υπογραμμιστεί ότι οι παλμοί έναυσης που δημιουργούνται με την τεχνική SPWM είναι οι ίδιοι εάν χρησιμοποιήσουμε τρανζίστορ ή MOSFETs ή IGBTs ή GTOs ή άλλα διακοπτικά στοιχεία. Για τους συμβολισμούς του σχήματος 3.6 ισχύουν :

$A_r$  = πλάτος κυματομορφών αναφοράς

$A_c$  = πλάτος κυματομορφών φορέα

$T_c$  = περίοδος της κυματομορφής φορέα =  $1/F_c$

$M_f = A_r/A_c$  = συντελεστής διαμόρφωσης (Modulation factor) και μεταβάλλεται από 0 έως 1.

$T_r = 1/F_r$  = περίοδος της κυματομορφής αναφοράς

$F_{nc} = F_c/F_r$  = ανηγμένη συχνότητα φορέα

Με τη βοήθεια των παλμών έναυσης των διακοπών  $Q_1$  έως  $Q_4$  σχεδιάζονται οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου. Η μία κυματομορφή αναφοράς παράγει την τάση  $V_{ao}(\omega t)$  και η άλλη κυματομορφή την τάση  $V_{bo}(\omega t)$ , για τις οποίες ισχύει:  $V_{bo,1}(\omega t) = -V_{ao,1}(\omega t)$  και άρα  $V_{o,1}(\omega t) = V_{ao,1}(\omega t) - V_{bo,1}(\omega t) = 2V_{ao,1}(\omega t)$ . Επειδή είναι:

$$\hat{V}_{ao,1} = \frac{V}{2} M_f \quad (3.16)$$

Όπου :  $V = \eta$  τάση της DC πηγής.

Το πλάτος της βασικής αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα θα είναι:

$$\hat{V}_{o,1} = 2\hat{V}_{a0,1} = VM_f \quad (3.17)$$

Από τη σχέση 3.17 συνάγεται ότι, χρησιμοποιώντας την τεχνική SPWM και μεταβάλλοντας το συντελεστή διαμόρφωσης  $M_f$ , μπορεί να επιτευχθεί έλεγχος της τάσης εξόδου. Η ανάλυση της τάσης εξόδου  $V_{ab}$  κατά Fourier είναι κάπως πολύπλοκη και έχει μορφή:

$$v_o = v_{ab} = \frac{1}{2} M_f V \sin(\omega t + \phi) + \text{Όροι υψηλής συχνότητας } (M\omega \pm N\omega) \quad (3.18)$$

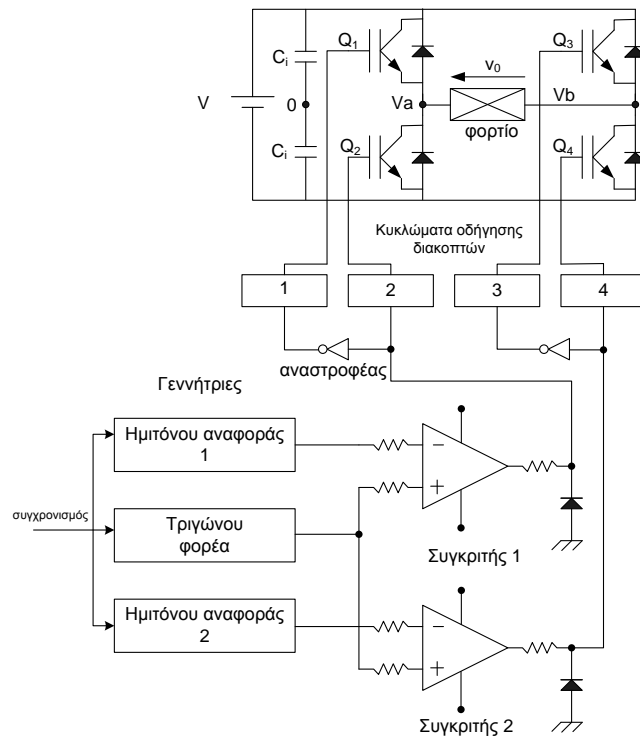
Όπου :  $M, N =$  ακέραιοι αριθμοί και το άθροισμά τους πρέπει να είναι περιττός αριθμός.

Είναι δυνατόν, με τη βοήθεια προγράμματος Η/Υ, να υπολογιστούν τα σημεία τομής μεταξύ των κυματομορφών αναφοράς και του φορέα για διάφορες τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης  $M_f$  και της ανηγμένης συχνότητας του φορέα  $F_{nc}$ . Ακολουθώντας, έχοντας τις τιμές των σημείων τομής με ανάλυση κατά Fourier μπορεί να βρεθεί το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα  $V_o(\omega t)$ . Αναλύοντας τα φάσματα συχνοτήτων της τάσης  $V_o$  για διάφορες τιμές των  $M_f$  και  $F_{nc}$  προκύπτει ο ακόλουθος πίνακας, όπου δίνονται οι RMS τιμές των αρμονικών συνιστωσών της SPWM τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Οι τιμές αυτές είναι ανηγμένες ως προς την τάση εισόδου  $V$ .

**Πίνακας 3.1:** RMS τιμές των αρμονικών συνιστωσών της SPWM τάσης εξόδου σε μονοφασικό αντιστροφέα

$M_f$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Αρμονική Συνιστώσα	Ανηγμένη τιμή πλάτους αρμονικής ως προς την τάση εισόδου				
Βασική	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
$2F_{nc} \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2F_{nc} \pm 3$	--	0.024	0.071	0.139	0.212
$2F_{nc} \pm 5$	--	--	--	0.013	0.033





**Σχήμα 3.7 :** Μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με το κύκλωμα οδήγησης, στο οποίο χρησιμοποιείται η τεχνική SPWM

Με βάση τα αποτελέσματα του πίνακα 3.1 προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα:

1. Η βασική αρμονική συνιστώσα παρουσιάζει μέγιστη τιμή όταν  $M_f = 1$  και είναι:
 
$$\hat{V}_{o,1(\max)} = V.$$
2. Η ανηγμένη τιμή της συχνότητας του φορέα,  $F_{nc}$ , πρέπει να είναι ζυγός αριθμός έτσι ώστε να μηδενισθούν οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της τάσης εξόδου  $V_o$ , οι οποίες βρίσκονται στη συχνότητα  $F_{nc}$ .

Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα (dominant harmonic component)  $d$ , της οποίας οι τιμές της συχνότητας και του πλάτους χρειάζονται για την κατασκευή του φίλτρου εξόδου, δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$d = 2F_{nc} - 1 \quad (3.19)$$

$$\hat{V}_{o,d(\max)} = 0,370V \quad (3.20)$$

Όπου :

$F_{nc}$  = ανηγμένη συχνότητα του φορέα

$\hat{V}_{o,d(\max)}$  = μέγιστο πλάτος της κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας για  $M_f=0,6$ .

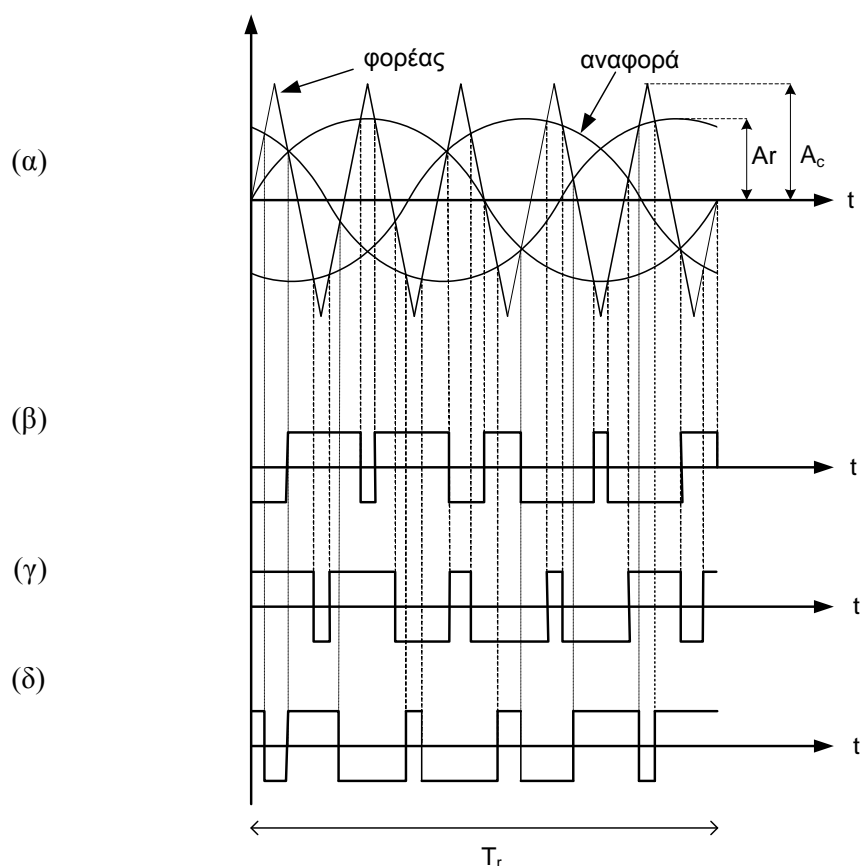
Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική είναι η αρμονική που εμφανίζει το μέγιστο συντελεστή παραμόρφωσης, ο οποίος δίνεται από τη σχέση :

$$D_n \% = 100 \left( \frac{\hat{V}_{o,n}}{n^2} \right) \quad (3.21)$$

Όπου :  $\hat{V}_{o,n}$  = πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου  $V_o$  και  $n$  = τάξη της αρμονικής συνιστώσας.

Για τον τριφασικό αντιστροφέα χρησιμοποιούνται τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς (μία για κάθε ημιγέφυρα) με διαφορά φάσης  $120^\circ$  και μια τριγωνική κυματομορφή φορέα. Το πλάτος της κυματομορφής αναφοράς  $A_r$  είναι μεταβλητό σε σχέση με το πλάτος της κυματομορφής του φορέα  $A_c$ , το οποίο παραμένει σταθερό. Οι συντελεστές διαμόρφωσης  $M_f$  και ανηγμένης συχνότητας του φορέα  $F_{nc}$ , ορίζονται από τις ίδιες σχέσεις όπως στο μονοφασικό αντιστροφέα.

Όπως και στην τεχνική SPWM του μονοφασικού αντιστροφέα έτσι και στον τριφασικό, τα σημεία τομής μεταξύ των κυματομορφών αναφοράς και της κυματομορφής του φορέα, προσδιορίζουν τις κυματομορφές των παλμών έναυσης των διακοπών  $Q_1 - Q_6$  του αντιστροφέα καθώς και τις τάσεις εξόδου των τριών ημιγεφυρών σε σχέση με το υποθετικό ουδέτερο σημείο 0.



**Σχήμα 3.8 :** Ορισμός της τεχνικής SPWM για τριφασικούς αντιστροφέις.

α) Κυματομορφές αναφορών και φορέα, β), γ), δ) παλμοί οδήγησης των διακοπών των τριών κλάδων αντίστοιχα

Με τη βοήθεια προγράμματος Η/Υ, τα σημεία τομής μεταξύ των κυματομορφών αναφοράς και του φορέα μπορούν να υπολογιστούν για διάφορες τιμές των μεταβλητών  $M_f$  και  $F_{nc}$ . Με το ίδιο πρόγραμμα, και με τις τιμές των σημείων τομής για κάποιες

συγκεκριμένες τιμές των  $M_f$  και  $F_{nc}$  βρίσκεται το φάσμα συχνοτήτων μιας φασικής κυματομορφής. Τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 3.2. Οι τιμές είναι ανηγμένες ως προς την τάση εισόδου του αντιστροφέα  $V$ .

**Πίνακας 3.2:** RMS τιμές των αρμονικών συνιστωσών της SPWM τάσης εξόδου σε τριφασικό αντιστροφέα

$M_f$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Αρμονική Συνιστώσα	Ανηγμένη RMS τιμή αρμονικής ως προς την τάση εισόδου				
Βασική	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$F_{nc}$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$F_{nc} \pm 2$	--	--	--	0.005	0.011
$F_{nc} \pm 4$	--	--	--	--	--

Το πλάτος της βασικής αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου είναι:

$$\hat{V}_{RS,1} = \frac{\sqrt{3}}{2} V M_f \quad (3.22)$$

Η τάξη της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας, στοιχείο που χρειάζεται για την κατασκευή του φίλτρου εξόδου, είναι ανεξάρτητη από την τιμή  $M_f$  και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

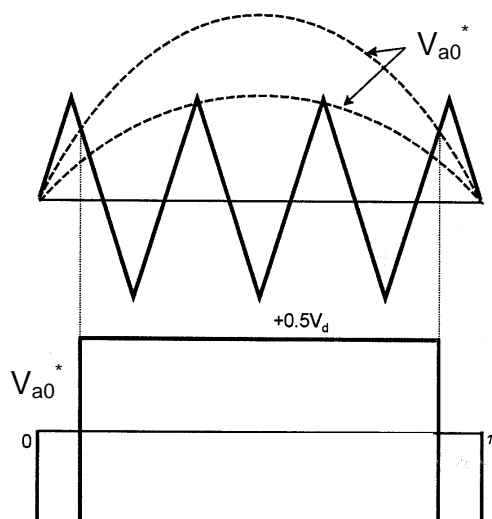
$$d = F_{nc} - 2 \quad (3.23)$$

$$\hat{V}_{(RY,d)\max} = 0.27 V \quad (\text{για } M_f = 1) \quad (3.24)$$

Η ανηγμένη τιμή του φορέα,  $F_{nc}$ , επιλέγεται να είναι περιττός αριθμός πολλαπλάσιος του 3 έτσι ώστε να μην περιέχει η τάση εξόδου ζυγές αρμονικές συνιστώσες. Επιπλέον, αρμονικές συνιστώσες σε συχνότητες πολλαπλάσιες του 3 είναι ίδιες κατά μέγεθος και φάση και στις τρεις φάσεις.

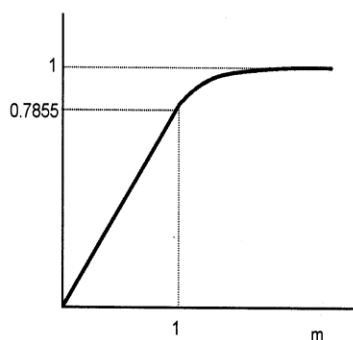
Όπως διαπιστώνεται από τον πίνακα 3.2, το πλάτος της βασικής αρμονικής μεταβάλλεται σε σχέση με το συντελεστή διαμόρφωσης, παρέχοντας τη δυνατότητα της ρύθμισης της τάσης εξόδου.

Όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης  $M_f$  βρίσκεται κοντά στη μονάδα, τότε το πλάτος των παλμών και εγκοπών πλησίον του κέντρου της θετικής και αρνητικής ημιοπεριόδου γίνεται πολύ μικρό, σχεδόν μηδενίζεται. Όμως, για να εξασφαλιστεί η διακοπτική λειτουργία των ημιαγωγικών διακοπών, πρέπει να υφίσταται ένα ελάχιστο πάχος εγκοπών και παλμών. Υπό συνθήκες ελαχίστου πάχους εγκοπών και παλμών, υφίσταται κατά τη μετάβαση μία απότομη μεταβολή του ρεύματος φορτίου, η οποία για μεν τους διακόπτες IGBTs μπορεί να είναι μικρή, όμως για τους διακόπτες ισχύος GTOs χαμηλής διακοπτικής συχνότητας είναι ουσιαστική. Στο σχήμα 3.9 παρουσιάζεται η επίδραση της υπερδιαμόρφωσης στην κυματομορφή της φασικής τάσης  $V_{a0}$ .



**Σχήμα 3.9:** Κυματομορφές στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης

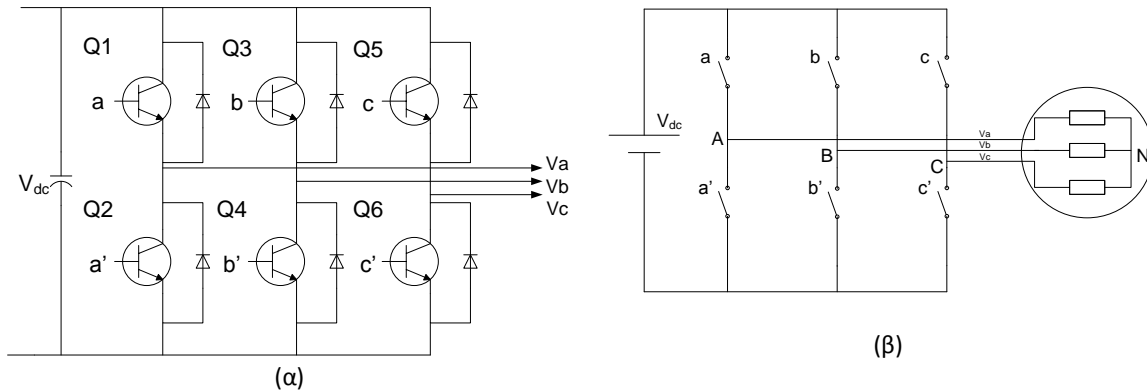
Όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης είναι:  $M_f > 1$ , τότε υφίσταται υπερδιαμόρφωση και οι εγκοπές και οι παλμοί στο κέντρο της ημιπεριόδου έχουν εκλείψει. Μόνο στην αρχή και στο τέλος της ημιπεριόδου υπάρχουν εγκοπές. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία περίπου τετραγωνικού παλμού και αύξηση της βασικής αρμονικής συνιστώσας στην τιμή:  $4V_d/2\pi$ . Για τιμή  $M_f = 1$ , η μέγιστη τιμή του εύρους της βασικής αρμονικής είναι  $0.5 V_d$ , η οποία είναι το 78.55% της μέγιστης τιμής του εύρους της θεμελιώδους αρμονικής ( $4V_d/2\pi$ ) για τετραγωνικό παλμό. Στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης η χαρακτηριστική μεταφοράς είναι μη γραμμική (σχήμα 3.10) με αποτέλεσμα την επανεμφάνιση αρμονικών 5<sup>ης</sup>, 7<sup>ης</sup>, κ.λ.π. τάξης.



**Σχήμα 3.10:** Χαρακτηριστική μεταφοράς SPWM υπερδιαμόρφωσης

### 3.3.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Διανύσματα Κατάστασης (SVPWM)

Η τιμή της τάσης αναφοράς του στάτη περιγράφεται από τις συνιστώσες στο στατικό πλαίσιο αναφοράς ( $\alpha, \beta$ )  $U_{\alpha}$  και  $U_{\beta}$ . Η τεχνική SVPWM αναφέρεται σε μια ειδική διαδικασία εναλλαγών των διακοπτικών στοιχείων ισχύος ενός τριφασικού αντιστροφέα (VSI) που χρησιμοποιείται σε εφαρμογές οδήγησης και ελέγχου κινητήρων επαγωγής (σχήμα 3.11). Το ειδικό αυτό σχήμα εναλλαγών των διακοπτικών στοιχείων ισχύος έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία ψευδοημιτονοειδών ρευμάτων στις φάσεις του στάτη.



**Σχήμα 3.11 :** Σχηματικό διάγραμμα απλού τριφασικού αντιστροφέα με α) ηλεκτρονικούς διακόπτες ισχύος, β) ιδανικούς διακόπτες και τριφασικό φορτίο

Υπάρχουν οκτώ διαφορετικοί δυνατοί συνδυασμοί για κατάσταση έναυσης και σβέσης των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας. Αυτοί οι συνδυασμοί και η προκύπτουσα στιγμιαία τιμή της πολικής και φασικής τάσης παρουσιάζονται στον πίνακα 3.3.

**Πίνακας 3.3:** Πολικές και φασικές τιμές τάσης του αντιστροφέα για κάθε συνδυασμό έναυσης και σβέσης των διακοπών

c	b	a	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}$	0	$-V_{DC}$
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0
0	1	1	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	0	$V_{DC}$	$-V_{DC}$
1	0	0	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}$	$-V_{DC}$	0
1	1	0	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	0	$V_{DC}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Οι αντίστοιχες τιμές των συνιστωσών σε (α,β) πλαίσιο αναφοράς φαίνονται από τον γενικό μετασχηματισμό Clarke:

$$V_{sa} = V_{AN} \tag{3.25}$$

$$V_{s\beta} = \frac{2V_{BN} + V_{AN}}{\sqrt{3}} \tag{3.26}$$

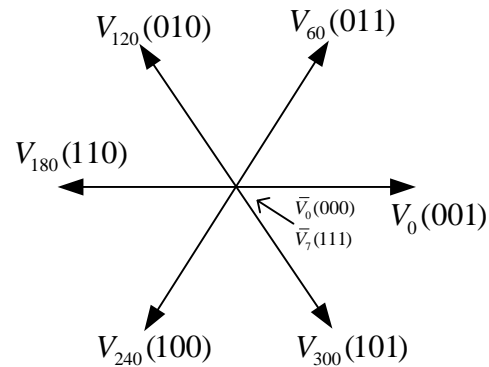
Σε μορφή πίνακα οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να γραφούν:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \tag{3.27}$$

Εξαιτίας του γεγονότος ότι μόνο οκτώ συνδυασμοί είναι δυνατοί για τους διακόπτες ισχύος, οι τάσεις  $V_{s\alpha}$   $V_{s\beta}$  μπορούν να πάρουν μόνο ένα περιορισμένο αριθμό τιμών στο πλαίσιο  $(\alpha, \beta)$ , σύμφωνα με την κατάσταση των σημάτων ελέγχου  $(c, b, a)$  των διακοπτικών στοιχείων. Αυτές οι τιμές  $V_{s\alpha}$  και  $V_{s\beta}$  για τις αντίστοιχες στιγμιαίες τιμές των φασικών τάσεων  $(V_{AN}, V_{BN}, V_{CN})$  δίνονται στον πίνακα 3.4.

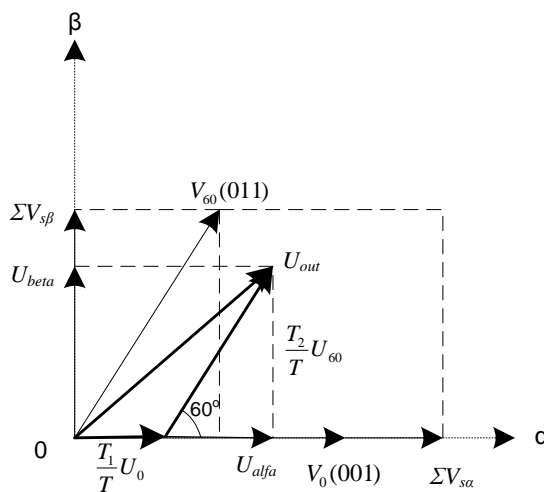
**Πίνακας 3.4:** Διφασικές τιμές τάσης του αντιστροφέα για κάθε συνδυασμό έναυσης και σβέσης των διακοπών

c	b	a	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	διάνυσμα
0	0	0	0	0	$O_0$
0	0	1	$2V_{DC}/3$	0	$U_0$
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$U_{120}$
0	1	1	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$U_{60}$
1	0	0	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	$U_{240}$
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	$U_{300}$
1	1	0	$-2V_{DC}/3$	0	$U_{180}$
1	1	1	0	0	$O_{111}$



**Σχήμα 3.12:** Διανύσματα τάσεως εξόδου του αντιστροφέα

Ο σκοπός της τεχνικής SVPWM είναι να προσεγγιστεί ένα δεδομένο διάνυσμα αναφοράς τάσης στάτη  $U_{out}$  με έναν συνδυασμό των βασικών χωρικών διανυσμάτων που μπορεί να παράγει ο αντιστροφέας. Το διάνυσμα αναφοράς αναπαρίσταται με τις προβολές  $U_{\alpha}$ ,  $U_{\beta}$ . Στο σχήμα 3.13 φαίνεται το διάνυσμα αναφοράς τάσης, οι προβολές και δύο από τα βασικά χωρικά διανύσματα  $U_0$  και  $U_{60}$ . Στο σχήμα 3.13 φαίνονται επίσης και οι προβολές των χωρικών διανυσμάτων στο πλαίσιο  $(\alpha, \beta)$ . Το  $\Sigma V_{s\alpha}$  δείχνει το άθροισμα των προβολών των διανυσμάτων  $U_0$  και  $U_{60}$  στον άξονα  $\alpha$ , ενώ το  $\Sigma V_{s\beta}$  δείχνει το άθροισμα των προβολών των διανυσμάτων  $U_0$  και  $U_{60}$  στον άξονα  $\beta$ .



**Σχήμα 3.13 :** Χωρικά διανύσματα αναφοράς και εξόδου στον τομέα που ορίζεται από τα διανύσματα  $U_0$  και  $U_{60}$

Για την περίπτωση του σχήματος 3.13, το διάνυσμα αναφοράς τάσης  $U_{out}$  περιέχεται στον τομέα που ορίζεται από τα διανύσματα  $U_0$  και  $U_{60}$ . Επομένως το διάνυσμα  $U_{out}$  μπορεί να παρασταθεί με τα διανύσματα  $U_0$  και  $U_{60}$ . Έτσι μπορούμε να γράψουμε:

$$T = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3.28)$$

$$U_{out} = \frac{T_1}{T} U_0 + \frac{T_2}{T} U_{60} \quad (3.29)$$

όπου  $T_1$  και  $T_2$  είναι οι αντίστοιχες διάρκειες για τις οποίες εφαρμόζονται τα διανύσματα  $U_0$  και  $U_{60}$  μέσα σε μια περίοδο  $T$ .  $T_0$  είναι ο χρόνος για τον οποίο εφαρμόζεται το μηδενικό διάνυσμα. Αυτές οι χρονικές διάρκειες μπορούν να υπολογιστούν:

$$U_{beta} = \frac{T_2}{T} |U_{60}| \sin 60^\circ \quad (3.30)$$

$$U_{alfa} = \frac{T_1}{T} |U_0| + \frac{T_2}{T} |U_{60}| \cos 60^\circ \quad (3.31)$$

Από τον πίνακα 3.4 και το σχήμα 3.12, είναι προφανές ότι το πλάτος όλων των χωρικών διανυσμάτων είναι  $2V_{dc}/3$ . Όταν αυτή κανονικοποιείται με τη μέγιστη φασική τάση (γραμμής-ουδέτερος),  $V_{dc}/\sqrt{3}$ , το πλάτος των χωρικών διανυσμάτων γίνεται  $2/\sqrt{3}$ . Τα κανονικοποιημένα πλάτη είναι  $|U_0| = |U_{60}| = 2/\sqrt{3}$ . Επομένως από τις δύο τελευταίες εξισώσεις υπολογίζονται οι χρονικές διάρκειες :

$$T_1 = \frac{T}{2} (\sqrt{3}U_{alfa} - U_{beta}) \quad (3.32)$$

$$T_2 = TU_{beta} \quad (3.33)$$

όπου,  $U_{alfa}$ ,  $U_{beta}$  παριστάνουν τις κανονικοποιημένες τιμές σε (α,β) πλαίσιο του διανύσματος  $U_{out}$  με δεδομένο ότι η μέγιστη φασική τάση είναι  $V_{dc}/\sqrt{3}$ . Το υπόλοιπο της περιόδου ξοδεύεται εφαρμόζοντας το μηδενικό διάνυσμα για χρονικό διάνυσμα  $T_0$ . Οι χρονικές διάρκειες, σαν κλάσματα της περιόδου δίνονται:

$$t1 = \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_{alfa} - U_{beta}) \quad (3.34)$$

$$t2 = \frac{T_2}{T} = U_{beta} \quad (3.35)$$

Με παρόμοιο τρόπο, αν το  $U_{out}$  βρίσκεται σε ένα τομέα που περιέχεται από τα διανύσματα  $U_{60}$  και  $U_{120}$ , οι χρονικές διάρκειες προκύπτουν :

$$t1 = \frac{T_2}{T} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_{alfa} + U_{beta}) \quad (3.36)$$

$$t2 = \frac{T_3}{T} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_{alfa} + U_{beta}) \quad (3.37)$$

Όπου  $T_2$  είναι ο χρόνος που εφαρμόζεται το διάνυσμα  $U_{120}$  σε μια περίοδο  $T$ . Τώρα, αν ορίσουμε τρεις μεταβλητές  $X$ ,  $Y$ , και  $Z$  σύμφωνα με τις παρακάτω εξισώσεις :

$$X = U_{beta} \quad (3.38)$$

$$Y = \frac{T_2}{T} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_{alfa} + U_{beta}) \quad (3.39)$$

$$Z = \frac{T_3}{T} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_{alfa} + U_{beta}) \quad (3.40)$$

τότε μπορούμε να ορίσουμε τις χρονικές διάρκειες των βασικών χωρικών διανυσμάτων σε οποιοδήποτε τομέα και αν βρίσκεται το  $U_{out}$ . Οι διάρκειες αυτές παρουσιάζονται στον πίνακα 3.5.

**Πίνακας 3.5:** Επιλογή χρονικής διάρκειας των βασικών χωρικών διανυσμάτων

Τομέας	$U_0, U_{60}$	$U_{60}, U_{120}$	$U_{120}, U_{180}$	$U_{180}, U_{240}$	$U_{240}, U_{300}$	$U_{300}, U_0$
t1	-Z	Z	X	-X	Y	-Y
t2	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

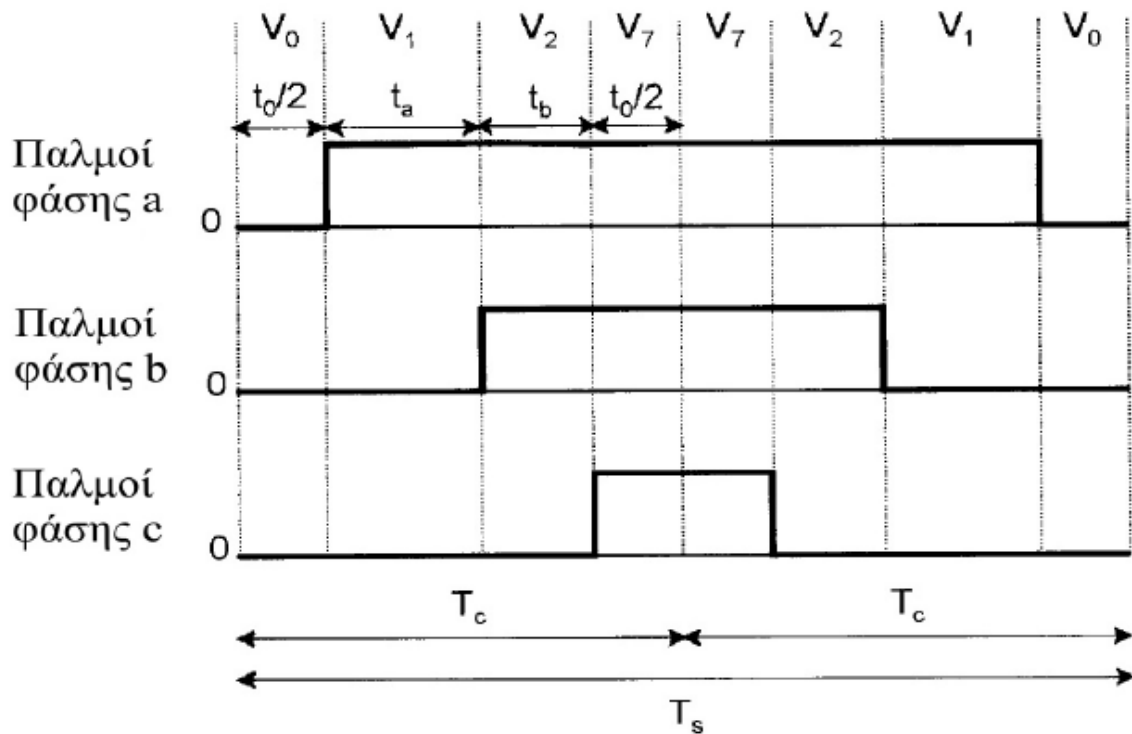
Για να γνωρίζουμε ποιες από τις πάνω καταστάσεις ισχύουν κάθε φορά, πρέπει να γνωρίζουμε τον τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς της τάσης. Αυτό επιτυγχάνεται μετατρέποντας τους όρους  $(\alpha, \beta)$  του διανύσματος αναφοράς τάσης  $U_{out}$  σε συμμετρικές τριφασικές ποσότητες με τον αντίστροφο μετασχηματισμό Clarke. Τελικά υπολογίζονται οι χρόνοι έναυσης των διακοπτικών στοιχείων από τις παρακάτω εξισώσεις :

$$t_{aon} = \frac{T - (t1 + t2)T}{4} \quad (3.41)$$

$$t_{bon} = t_{aon} + \frac{t1}{2}T \quad (3.42)$$

$$t_{con} = t_{bon} + \frac{t2}{2}T \quad (3.43)$$





**Σχήμα 3.14 :** Παλμοί έναυσης σε μια περίοδο όταν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον τομέα  $U_0, U_{60}$

Ανάλογα τον τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς η διαδοχή των διακοπτικών στοιχείων αλλάζει. Η διαδοχή αυτή καθώς και οι χρόνοι έναυσης παρουσιάζονται στον πίνακα 3.6 ενώ στο σχήμα 3.14 φαίνονται γραφικά οι παλμοί έναυσης σε μια περίοδο όταν το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον τομέα  $U_0, U_{60}$ .

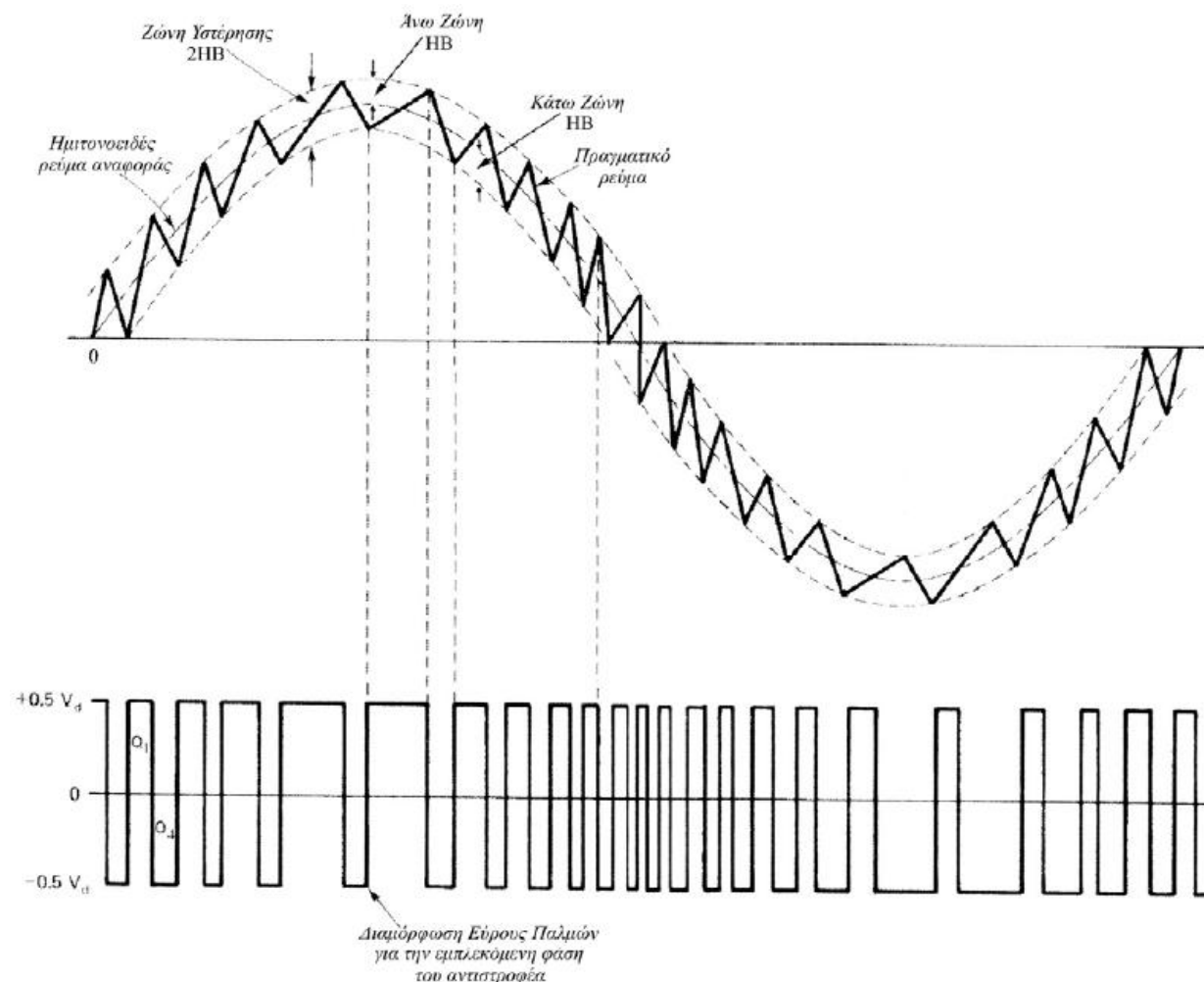
**Πίνακας 3.6 :** Αλληλουχία χρόνων έναυσης για κάθε τομέα

Τομέας	$U_0, U_{60}$	$U_{60}, U_{120}$	$U_{120}, U_{180}$	$U_{180}, U_{240}$	$U_{240}, U_{300}$	$U_{300}, U_0$
Ta	taon	tbon	tcon	tcon	tbon	taon
Tb	tbon	taon	taon	tbon	tcon	tcon
Tc	tcon	tcon	tbon	taon	taon	tbon

### 3.3.3 Τεχνική Ελέγχου Ρεύματος με Σταθερή Ζώνη Υστέρησης (HBCC PWM)

Η τεχνική ελέγχου ρεύματος με σταθερή ζώνη υστέρησης είναι μία μέθοδος ελέγχου με στιγμιαία ανάδραση ρεύματος, όπου το πραγματικό ρεύμα φορτίου ακολουθεί συνεχώς την κυματομορφή του ρεύματος αναφοράς εντός της ζώνης υστέρησης. Στο σχήμα 3.15 παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας της τεχνικής HBCC PWM σε ημιγέφυρα αντιστροφέα. Το κύκλωμα ελέγχου παράγει την κυματομορφή του ρεύματος αναφοράς με το επιθυμητό εύρος και συχνότητα. Με το ρεύμα αναφοράς συγκρίνεται διαρκώς το πραγματικό ρεύμα φάσης. Όταν το πραγματικό ρεύμα ξεπεράσει την άνω ζώνη υστέρησης, ο άνω διακόπτης της ημιγέφυρας τίθεται εκτός και ο κάτω διακόπτης τίθεται εντός. Έτσι, η τάση εξόδου του

αντιστροφή αλλάζει τιμή από  $+0.5V_d$  σε  $-0.5V_d$  και το ρεύμα αρχίζει να μειώνεται. Όταν το ρεύμα φθάσει το όριο της κάτω ζώνης υστέρησης, ο κάτω διακόπτης τίθεται εκτός και ο άνω διακόπτης τίθεται εντός, η πολικότητα της τάσης εξόδου αλλάζει και το ρεύμα αρχίζει να αυξάνεται. Έτσι, το πραγματικό ρεύμα αναγκάζεται να ακολουθεί συνεχώς την κυματομορφή αναφοράς εντός της προκαθορισμένης ζώνης υστέρησης.



**Σχήμα 3.15:** Αρχή λειτουργίας του ελέγχου ρεύματος με ζώνη υστέρησης

Όταν ο πάνω διακόπτης είναι κλειστός, η θετική κλίση του ρεύματος δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.5V_d - V_{cm} \sin \omega_e t}{L} \quad (3.44)$$

Όπου:  $0.5V_d$  είναι η εφαρμοζόμενη τάση,  $V_{cm} \sin \omega_e t$  είναι η στιγμιαία τιμή της αντί-ηλεκτρεγερτικής δύναμης του φορτίου (CEMF) και  $L$  είναι η ενεργός αυτεπαγωγή του φορτίου. Η αντίστοιχη σχέση όταν είναι κλειστός ο κάτω διακόπτης είναι:

$$\frac{di}{dt} = \frac{-(0.5V_d + V_{cm} \sin \omega_e t)}{L} \quad (3.45)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος και η διακοπτική συχνότητα καθορίζονται από το εύρος της ζώνης υστέρησης. Για παράδειγμα, μείωση του εύρους της ζώνης οδηγεί σε αύξηση της διακοπτικής συχνότητας και μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος φορτίου. Το βέλτιστο εύρος ζώνης καθορίζεται έτσι ώστε να εξασφαλίζεται μια ισορροπία μεταξύ των απωλειών λόγω κυμάτωσης ρεύματος και των διακοπτικών απωλειών.

Ο έλεγχος PWM με ζώνη υστέρησης χρησιμοποιείται ευρέως λόγω του απλού συστήματος ελέγχου, της ταχύτατης απόκρισης του συστήματος, του άμεσου περιορισμού της μέγιστης τιμής του ρεύματος φορτίου και διότι το σύστημα μένει ανεπηρέαστο από τυχόν κυμάτωση της dc τάσης τροφοδοσίας του αντιστροφέα. Μειονέκτημα της μεθόδου είναι ότι η συχνότητα PWM δεν είναι σταθερή (μεταβάλλεται εντός της ζώνης), με αποτέλεσμα να μην επιτυγχάνεται η βέλτιστη κυμάτωση του ρεύματος μηχανής. Περιορισμός του προβλήματος επέρχεται με κατάλληλη επιλογή του εύρους της ζώνης υστέρησης.

Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τους αντιστροφείς πηγής τάσης και τις τεχνικές διαμόρφωσης του εύρους των παλμών ο αναγνώστης μπορεί να απευθυνθεί στην οικεία βιβλιογραφία [1], [2], [4], [6], [11].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

# ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

### 4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο έλεγχος των σύγχρονων κινητήρων μαγνητικής αντίστασης αποτελεί ένα συνεχώς αναπτυσσόμενο αντικείμενο, με το οποίο ασχολείται ολοένα και μεγαλύτερη μερίδα της επιστημονικής κοινότητας των ηλεκτρολόγων μηχανικών. Οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης αποτελούν την κινητήρια δύναμη σε μια αρκετά μεγάλη γκάμα εφαρμογών. Οι κυριότερες από αυτές είναι τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα (και κατ' επέκταση γενικότερα τα ηλεκτρικά οχήματα) όχι μόνο ως βοηθητικές αλλά ως κινητήριες μηχανές, εφαρμογές όπου απαιτείται πολλές μηχανές να λειτουργούν συντονισμένα στην ίδια ταχύτητα, όπως *spinners*, *spinning mills*, σε ρομποτικούς βραχίονες, όπου χρησιμοποιούνται ως σερβοκινητήρες. Γενικότερα, λόγω των νέων μορφολογιών δρομέα, οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης μπορούν να αποτελέσουν μια εξίσου αποδοτική εναλλακτική λύση απέναντι στους κινητήρες επαγωγής, ιδιαίτερα λόγω της απουσίας τυλιγμάτων στο δρομέα ("cold" rotor), πράγμα που τους κάνει πιο στιβαρούς ως κατασκευές, αλλά και πιο οικονομικούς σε ότι αφορά στις απώλειες.

Ο έλεγχος των ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος είναι μια διαδικασία αρκετά πολυπλοκότερη από τον έλεγχο των κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Όταν μάλιστα απαιτείται υψηλή απόδοση η διαδικασία του ελέγχου γίνεται ακόμα πιο σημαντική. Στα σύγχρονα συστήματα οδήγησης υφίσταται η απαίτηση για έλεγχο της συχνότητας και του πλάτους της τάσης του αντιστροφέα με την ελάχιστη δυνατή αρμονική παραμόρφωση και τη βέλτιστη δυνατή απόδοση, επίσης πρέπει να μπορεί να γίνει πρόβλεψη της περίπλοκης δυναμικής συμπεριφοράς των μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος και αναγκαίες μεταβολές των παραμέτρων της μηχανής κατά τη λειτουργία της. Είναι απαραίτητο να ληφθεί υπόψη η ύπαρξη θορύβου και παρασιτικών σημάτων καθώς και η δυσκολία επεξεργασίας των σημάτων ανάδρασης τα οποία περιέχουν αρμονικές συνιστώσες.

Από άποψη ελέγχου, αυτά τα τόσο σημαντικά για την βιομηχανία συστήματα οδήγησης, είναι μη γραμμικά υψηλής απόδοσης δυναμικά συστήματα με αξιοσημείωτη πολυπλοκότητα. Αυτή η πολυπλοκότητα αυξάνει πραγματικά καθώς αυξάνει και η απαίτηση για υψηλή απόδοση του συστήματος. Το βασικό χαρακτηριστικό αυτών των συστημάτων οδήγησης είναι η μεγάλη ποικιλία μεθοδολογιών ελέγχου, παρατηρητών, προσαρμοστικών αλγορίθμων, οι οποίοι συνοδεύονται με διαφορετικά πλαίσια αναφοράς και διαφορετικές μεταβλητές ελέγχου.

### 4.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

Ο έλεγχος σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης σχετίζεται με τον έλεγχο σε κλειστό βρόχο της ροπής, της ταχύτητας ή και της θέσης. Ο βρόχος της ροπής είναι επιτακτικός ιδιαίτερα εάν απαιτείται άμεσος έλεγχος ροπής. Εναλλακτικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας εσωτερικός βρόχος ελέγχου του ρεύματος, ώστε να επιταχυνθεί η απόκριση όταν απαιτείται έλεγχος ταχύτητας ή θέσης.

Ενώ στον άμεσο έλεγχο ροπής η επίδραση των απωλειών πυρήνα στην απόκριση της ροπής θα έπρεπε να ληφθεί υπόψη, στην περίπτωση του ελέγχου της ταχύτητας και της θέσης μπορεί να αγνοηθεί. Και στις δύο περιπτώσεις η επίδραση αυτή μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα και συνήθως αγνοείται.

Ο σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης μπορεί να θεωρηθεί ως ένα σύστημα με δύο μεταβλητές εισόδου : την ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  και τη μαγνητική ροή του στάτη  $\lambda_s$ . Εφόσον θεωρήσουμε μηδενικές απώλειες πυρήνα και μηδενικά ρεύματα στο δρομέα, θεώρηση που αντιπροσωπεύει την πραγματικότητα, τότε οι εκφράσεις των δύο παραπάνω μεγεθών σε πλαίσιο δύο αξόνων που στρέφονται με την ταχύτητα του δρομέα είναι οι εξής :

$$T_e = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) i_d i_q \quad (4.1)$$

$$\lambda_s = \sqrt{(L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (4.2)$$

Εναλλακτικά, αντί της μαγνητικής ροής του στάτη και εφόσον οι αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα  $L_d$  και  $L_q$  είναι γνωστές, μπορούν να θεωρηθούν ως μεταβλητές εισόδου του συστήματος τα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα  $i_d$  και  $i_q$ . Δίνονται οι εκφράσεις των τάσεων κάθε άξονα :

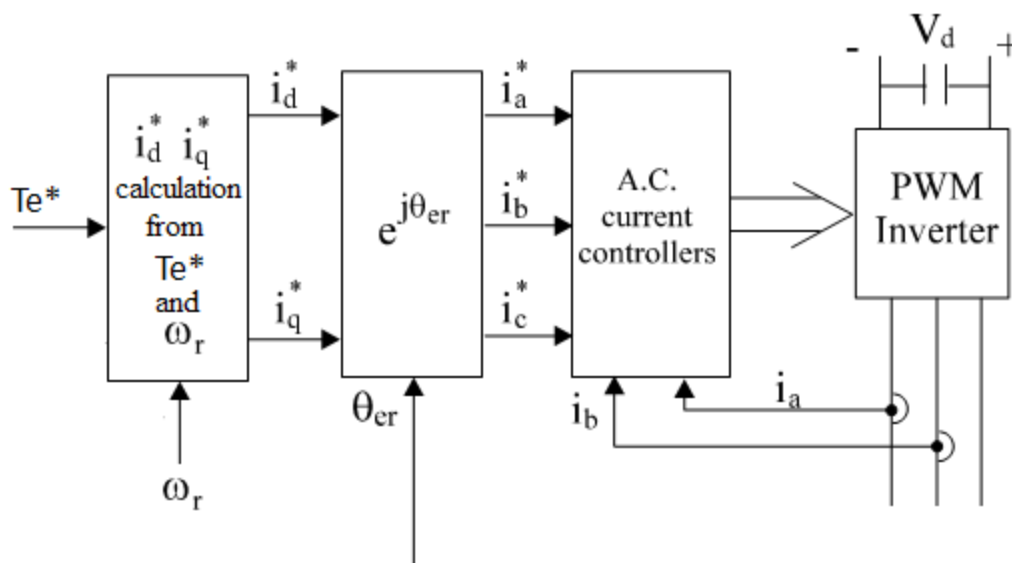
$$V_d = R_s i_d + p L_d i_d - \omega_r L_q i_q \quad (4.3)$$

$$V_q = R_s i_q + p L_q i_q + \omega_r L_d i_d \quad (4.4)$$

όπου  $p = d/dt$ .

Από τις δύο συνιστώσες του διανύσματος του ρεύματος, το  $i_d$  καλείται ρεύμα ροής και το  $i_q$  ρεύμα ροπής. Αν τα δύο αυτά ρεύματα θεωρηθούν μεταβλητές εισόδου (πράγμα σύνηθες), τότε ο έλεγχος μπορεί να γίνει είτε μέσω του ρεύματος είτε μέσω της τάσης. Ο αντιστροφείας πηγής τάσης μπορεί να είναι λοιπόν ελεγχόμενος μέσω ρεύματος ή τάσης. Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (4.1) - (4.4) και το μετασχηματισμό Park προκύπτει ο διανυσματικός έλεγχος. Ο διανυσματικός έλεγχος ονομάζεται και έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου αλλά εφόσον δεν υφίσταται διάνυσμα ροής στο δρομέα δεν γίνεται ουσιαστικά προσανατολισμός πεδίου. (ο μηχανισμός ευθυγράμμισης του δρομέα αναλύεται στο δεύτερο κεφάλαιο). Ο διανυσματικός έλεγχος μπορεί να είναι είτε άμεσος

είτε έμμεσος. Συνήθως προτιμάται ο έμμεσος λόγω της απλότητας του. Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου φαίνεται παρακάτω :



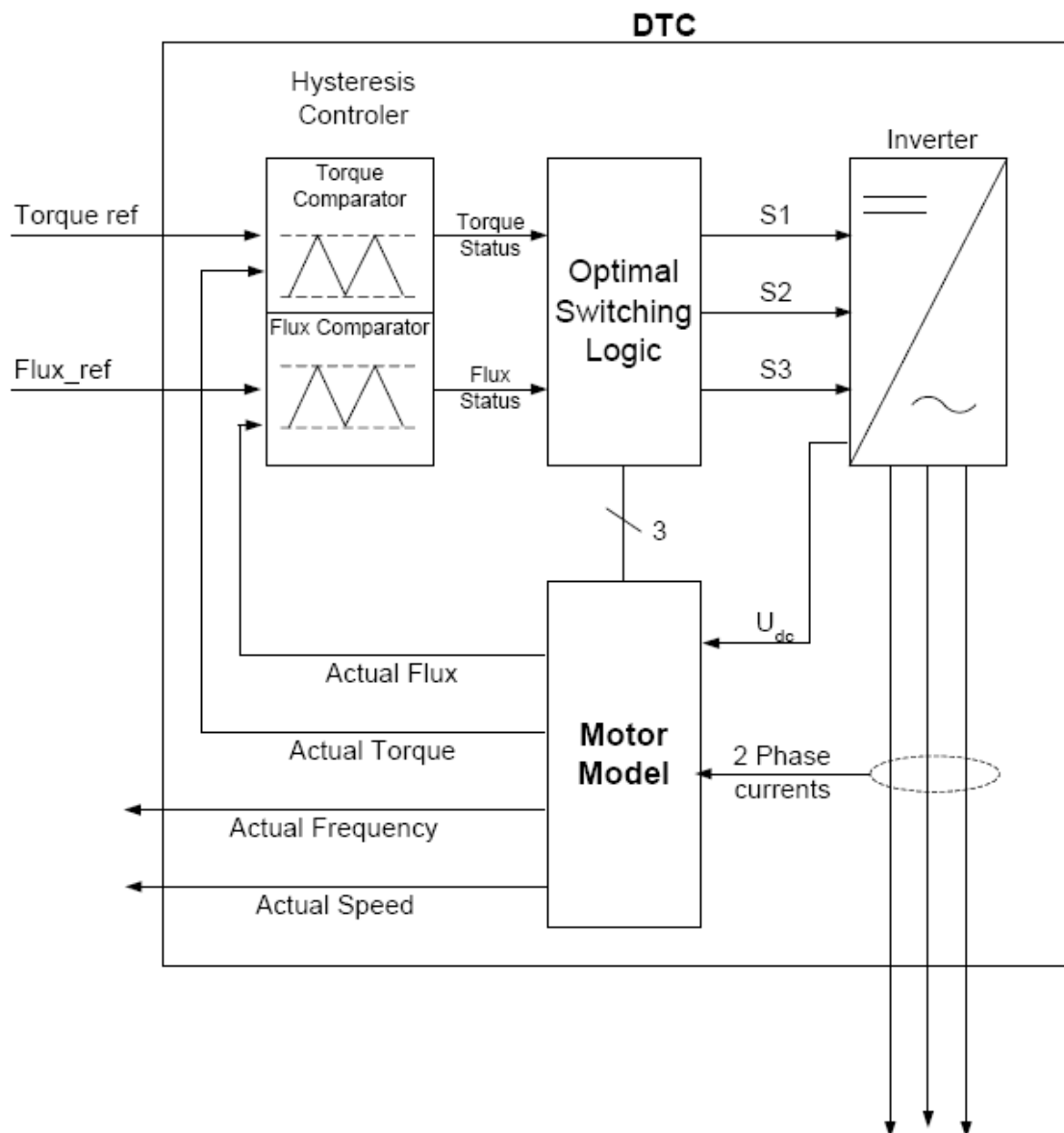
**Σχήμα 4.1 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με έλεγχο ρεύματος

Ο διανυσματικός έλεγχος χρησιμοποιεί κάποια συναρτησοειδή για την παραγωγή των ρευμάτων αναφοράς. Σύμφωνα με διάφορους νόμους ελέγχου, τα ρεύματα αναφοράς μπορεί να είναι συναρτήσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής αναφοράς  $T_e^*$  ή της ταχύτητας περιστροφής  $\omega_r$  ή και των δύο. Είναι επίσης δυνατό να εκφραστεί η μαγνητική ροή του στάτη  $\lambda_s$  σαν συνάρτηση των  $T_e^*$  και  $\omega_r$ , πράγμα που ουσιαστικά οδηγεί στο ίδιο αποτέλεσμα.

Τα ρεύματα αναφοράς  $i_d^*, i_q^*$  εξαρτώνται από τις τιμές των αυτεπαγωγών  $L_d$  και  $L_q$ , και είναι ευαίσθητα στις μεταβολές τους, που προκαλούνται λόγω του κορεσμού και κυρίως στον ευθύ άξονα. Για τη μείωση της επίδρασης της μεταβολής των παραμέτρων μπορεί να εφαρμοστεί η τεχνική άμεσου ελέγχου ροής και ροπής. Με βάση τα σφάλματα της ροπής και της ροής του στάτη αλλά και της θέσης του διανύσματος της ροής του στάτη, ενεργοποιείται ένα διάνυσμα τάσης από τον αντιστροφέα σύμφωνα με ένα πίνακα βέλτιστης επιλογής διανύσματος. Άρα τώρα η επίδραση της μεταβολής των παραμέτρων μεταφέρεται στη δημιουργία της ροής αναφοράς και στον εκτιμητή της ροής και της ροπής. Υπάρχουν πάρα πολλά είδη εκτιμητών τόσο με αισθητήρες όσο και χωρίς.

Ένα σημαντικό στοιχείο στον έλεγχο των σύγχρονων μηχανών μαγνητικής αντίστασης είναι το φαινόμενο του κορεσμού των αυτεπαγωγών των δύο κάθετων αξόνων. Το φαινόμενο είναι εντονότερο στον ευθύ άξονα, όπως ήταν αναμενόμενο, ενώ στον εγκάρσιο άξονα μπορεί να θεωρηθεί σχεδόν αμελητέο. Η ύπαρξη του κορεσμού περιπλέκει πολύ τις εξισώσεις και τη μαθηματική ανάλυση των μεταβατικών της ροπής, όμως το κατά

πόσο μπορεί να επηρεάσει ουσιαστικά τον έλεγχο είναι ένα θέμα που βρίσκεται υπό εξέταση.



**Σχήμα 4.2 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής

Στις παραγράφους που ακολουθούν θα γίνει μια εκτενής αναφορά και ανάλυση των κυριότερων τεχνικών ελέγχου του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης. Συγκεκριμένα θα αναλυθεί ο διανυσματικός έλεγχος (Vector Control ή Field Oriented Control), και θα θεμελιωθούν μαθηματικά οι δύο κυριότερες υποκατηγορίες του : ο έλεγχος με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος σε  $dq$  πλαίσιο (Constant  $dq$  Current Angle Control) και ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα (Constant  $i_d$  Control). Επίσης θα αναλυθούν οι τρεις υποκατηγορίες του έλεγχου με σταθερή γωνία ρευμάτων ευθύ και εγκάρσιου άξονα, δηλαδή : ο έλεγχος με μέγιστη ροπή ανά αμπέρ (MTPA – Maximum Torque per Ampere), με μέγιστο συντελεστή ισχύος (MPF – Maximum Power

Factor) και με μέγιστο ρυθμό μεταβολής της ροπής (MRCT – Maximum Rate of Change of Torque). Τέλος θα αναλυθεί η τεχνική άμεσου ελέγχου ροής και ροπής ή άμεσου ελέγχου ροπής (DTC – Direct Torque Control).

### 4.3 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

Σε αυτή την παράγραφο θα αναλυθεί ο διανυσματικός έλεγχος ή διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (Vector Control – Field Oriented Control) του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης. Όπως προαναφέρθηκε ο όρος προσανατολισμός πεδίου είναι καταχρηστικός για το συγκεκριμένο είδος μηχανής καθώς δεν υφίσταται διάνυσμα ροής στο δρομέα, ο οποίος ουσιαστικά είναι ένα περίτεχνα κατασκευασμένο μαγνητικό δίπολο.

Ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου προτάθηκε στις αρχές της δεκαετίας του 1970 και αποτέλεσε μια επαναστατική θεωρία στον τομέα του ελέγχου των ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής όπου και εφαρμόστηκε αρχικά. Οι βασικές αρχές του παραμένουν ίδιες για όλα τα ήδη μηχανών όπου και εφαρμόζεται. Η μεγάλη σπουδαιότητα του διανυσματικού ελέγχου έγκειται στην ιδιότητα του να επιτυγχάνει υπό προϋποθέσεις την αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής. Έτσι ο έλεγχος γίνεται πιο εύκολος, γρήγορος και ακριβής.

Με την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου λύνονται τα προβλήματα που οφείλονται στη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων της ηλεκτρικής μηχανής. Η αλληλεπίδραση μεταξύ της αναπτυσσόμενης ροπής και της μαγνητικής ροής της μηχανής παύει να υφίσταται και το σύστημα αποκτά γρήγορη απόκριση και μεγαλύτερο περιθώριο ευαισθησίας. Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι ο διανυσματικός έλεγχος μας επιτρέπει να ελέγξουμε τη μηχανή σα να ήταν μηχανή συνεχούς ρεύματος, όπου τα πεδία στάτη και δρομέα είναι ούτως ή άλλως κάθετα και μας δίνουν τη δυνατότητα να ελέγξουμε ανεξάρτητα την αναπτυσσόμενη ροπή και τη μαγνητική ροή της μηχανής. Ουσιαστικά μέσω του διανυσματικού ελέγχου η μηχανή μετατρέπεται σε μια ισοδύναμη μηχανή συνεχούς ρεύματος χωρίς να αλλοιώνεται η φύση της.

Με την παρουσίαση του ο διανυσματικός έλεγχος έφερε μια αναγέννηση στον τομέα του ελέγχου υψηλής ακρίβειας και απόδοσης για κινητήρες εναλλασσομένου ρεύματος, σύγχρονους και ασύγχρονους. Τα ανώτερα χαρακτηριστικά λειτουργίας του τον κατέστησαν γρήγορα ως την πιο ευρύτερα χρησιμοποιούμενη τεχνική ελέγχου, εκτοπίζοντας σταδιακά τον μονόμετρο έλεγχο από της βιομηχανικής κλίμακας εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο ακριβείας.

Ο διανυσματικός έλεγχος του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης διαφέρει στην υλοποίηση του και σε επιμέρους χαρακτηριστικά του, από τον κλασικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου του κινητήρα επαγωγής. Ο κύριος μηχανισμός αποσύζευξης των εξισώσεων της μηχανής και ο χωρισμός των συνιστωσών του ρεύματος όμως παραμένει ο ίδιος. Για την κατανόηση του τρόπου εφαρμογής του διανυσματικού ελέγχου σε έναν σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης, αλλά και για την κατανόηση των διάφορων



παραλλαγών του που ουσιαστικά σχετίζονται με τη διαδικασία παραγωγής των μεγεθών αναφοράς κρίνεται απαραίτητα να γίνει μια μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης. Παρακάτω, στις επόμενες παραγράφους θα παρουσιαστούν οι δείκτες επίδοσης που σχετίζονται με την επιλογή της εκάστοτε τεχνικής ελέγχου ενός σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης, ενώ θα αναλυθεί η μεταβατική του συμπεριφορά ως προς την απόκριση της ροπής αλλά και ο μηχανισμός ανάπτυξης της.

#### 4.3.1 Δείκτες Επίδοσης του Σύγχρονου Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης

Η εξίσωση της τάσης σε διανυσματική μορφή του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης χωρίς τυλίγμα απόσβεσης είναι η εξής :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} + j\omega_r \bar{\lambda}_s \quad (4.5)$$

όπου

$$\bar{V}_s = V_d + jV_q, \bar{\lambda}_s = \lambda_d + j\lambda_q, \bar{I}_s = I_d + jI_q, \lambda_d = L_d I_d, \lambda_q = L_q I_q \quad (4.6)$$

Επίσης, όπως αναφέρθηκε, η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα είναι η (4.1). Στις παραπάνω εξισώσεις οι απώλειες πυρήνα αγνοούνται. Η μέγιστη τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής για μια δεδομένη τιμή της μαγνητικής ροής του στάτη

$\lambda_s = \sqrt{(L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}$  δίνεται όταν  $\frac{\partial T_e(I_d)}{\partial I_d} = 0$ . Εφόσον ισχύει  $\frac{I_{dk}}{I_{qk}} = \frac{L_q}{L_d}$ ,  $I_{dk} = \frac{\lambda_s}{L_d \sqrt{2}}$  και

$I_{qk} = \frac{\lambda_s}{L_q \sqrt{2}}$  τότε η μέγιστη τιμή της ροπής προκύπτει :

$$T_{ek} = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) \frac{\lambda_s^2}{2L_d L_q} \quad (4.7)$$

που είναι έκφραση παρόμοια με την αντίστοιχη που ισχύει για τον κινητήρα επαγωγής.

Οι απώλειες χαλκού του τυλίγματος του στάτη  $P_{co}$  δίνονται από τη σχέση :

$$P_{co} = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) \quad (4.8)$$

και οι απώλειες χαλκού ανά μονάδα ροπής δίνονται από τη σχέση :

$$\frac{P_{co}}{T_e} = \frac{R_s (I_d^2 + I_q^2)}{(L_d - L_q) I_d I_q} \quad (4.9)$$

οι ελάχιστες απώλειες χαλκού ανά μονάδα ροπής βρίσκονται όταν :

$$\frac{\partial (P_{co}/T_e)}{\partial (I_d/I_q)} = 0 \quad (4.10)$$

και όταν  $I_d = I_q$ . Για να περιοριστεί το φαινόμενο του κορεσμού το  $I_d$  δεν πρέπει να αυξηθεί πέραν της τιμής  $I_{dk} = \frac{\lambda_s}{L_d \sqrt{2}}$ . Η μέγιστη τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην περίπτωση που έχουμε τις ελάχιστες απώλειες χαλκού προκύπτει όταν  $I_d = I_q = I_{dk}$  και είναι ίση με :

$$(T_{em})_{I_d=I_q} = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) \left( \frac{\lambda_s}{\sqrt{2} L_d} \right)^2 = T_{ek} \cdot \frac{L_q}{L_d} \quad (4.11)$$

Καθώς  $L_d \gg L_q$  η μέγιστη τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην περίπτωση που έχουμε τις ελάχιστες απώλειες χαλκού προκύπτει ως ένα κλάσμα της μέγιστης ροπής για δεδομένη τιμή της μαγνητικής ροής του στάτη. Για αυτό το λόγο ο έλεγχος με  $I_d = I_q$  είναι ικανοποιητικός μόνο για χαμηλά επίπεδα ροπής φορτίου.

Οι απώλειες σιδήρου ουσιαστικά προκύπτουν από τις απώλειες πυρήνα του στάτη, οι οποίες οφείλονται κατά κύριο λόγο στη συνιστώσα  $I_d$  του ρεύματος, και κατά ένα μικρό ποσοστό από τις απώλειες πυρήνα του δρομέα λόγω των αρμονικών της εγκάρσιας ροής, που εξαρτώνται από το  $I_q$  :

$$P_{iron} = \frac{3}{2} I_d^2 R_{ms}(\omega_r) + \frac{3}{2} I_q^2 R_{mr}(\omega_r); R_{ms} \gg R_{mr} \quad (4.12)$$

Άρα οι συνολικές απώλειες ανά μονάδα ροπής προκύπτουν :

$$\frac{W}{Nm} ratio = \frac{P_{co} + P_{iron}}{T_e} = \frac{I_d^2 (R_s + R_{ms}) + I_q^2 (R_s + R_{mr})}{(L_d - L_q) I_d I_q} \quad (4.13)$$

Ο ελάχιστος λόγος  $\frac{W}{Nm}$  προκύπτει όταν :

$$\frac{I_q}{I_d} = \sqrt{\frac{R_s + R_{ms}(\omega_r)}{R_s + R_{mr}(\omega_r)}} > 1 \quad (4.14)$$

Παρότι, όταν ισχύει  $I_d = I_{dk}$ , το  $I_q$  θα είναι μεγαλύτερο από το  $I_{dk}$ , ο λόγος  $\frac{I_q}{I_d}$  δεν θα είναι πολύ μεγαλύτερος της μονάδας και η μέγιστη ηλεκτρομαγνητική ροπή για τις συγκεκριμένες συνθήκες είναι πάλι αρκετά μικρότερη από τη μέγιστη ροπή για δεδομένη τιμή της μαγνητικής ροής του στάτη. Παρόλα αυτά, σε υψηλές ταχύτητες, που η  $R_{ms}(\omega_r)$  αυξάνει σημαντικά, το κριτήριο του ελάχιστου λόγου  $\frac{W}{Nm}$  μπορεί να εφαρμοστεί στη μόνιμη κατάσταση σε μεσαία επίπεδα ροπής φορτίου.

Ο λόγος  $\frac{kW}{kVA}$ , δηλαδή ο συντελεστής ισχύος θα υπολογιστεί θεωρώντας μηδενικές απώλειες χαλκού και σιδήρου, προς χάριν απλούστευσης της έκφρασης του :

$$PF = \frac{kW}{kVA} = \frac{(L_d - L_q)I_d I_q}{\sqrt{(L_d I_d)^2 + (L_q I_d)^2} \sqrt{I_d^2 + I_q^2}} \quad (4.15)$$

Ο μέγιστος συντελεστής ισχύος προκύπτει όταν :

$$\frac{\partial(PF)}{\partial(I_d/I_q)} = 0 \quad (4.16)$$

Και είναι ίσος με :

$$(PF)_{\max} = \frac{1 - L_q/L_d}{1 + L_q/L_d} \quad (4.17)$$

Η ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας όταν λειτουργεί στην κατάσταση μέγιστου συντελεστή ισχύος, και ισχύει  $I_d = I_{dk} = \frac{\lambda_s}{L_d \sqrt{2}}$  προκύπτει ως εξής :

$$T_e = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) I_d^2 \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} = T_{ek} \cdot \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} \quad (4.18)$$

Όσο μεγαλύτερος είναι ο λόγος  $\frac{L_d}{L_q}$ , τόσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής ισχύος του κινητήρα. Επίσης, η ροπή που αναπτύσσεται στη λειτουργία μέγιστου συντελεστή ισχύος είναι  $\sqrt{\frac{L_q}{L_d}}$  φορές μικρότερη από τη μέγιστη ροπή  $T_{ek}$  για δεδομένη τιμή της μαγνητικής

ροής του στάτη. Ο συντελεστής ισχύος που προκύπτει όταν η μηχανή αναπτύσσει μέγιστη ροπή  $T_{ek}$ , δηλαδή όταν  $I_{dk} = \frac{\lambda_s}{L_d \sqrt{2}}$  και  $I_{qk} = \frac{\lambda_s}{L_q \sqrt{2}}$ , είναι :

$$(PF)_{T_{ek}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{L_d - L_q}{\sqrt{L_d^2 + L_q^2}} < 0.707 \quad (4.19)$$

### 4.3.2 Μεταβατική Απόκριση της Ροπής του Σύγχρονου Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης

Η μεταβατική απόκριση της ροπής εξαρτάται κυρίως από την στρατηγική ελέγχου που εφαρμόζεται. Καθώς ισχύει  $L_d \gg L_q$  φαίνεται πως για χαμηλές ταχύτητες περιστροφής ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα  $I_d = I_{dk}$  και μεταβλητό  $I_q$  δίνει την πιο γρήγορη απόκριση ροπής. Αντικαθιστώντας στις οι εξισώσεις (4.3) και (4.4) και (4.1) την τιμή  $I_d = I_{dk} = const$  έχουμε :

$$V_d = R_s I_{dk} - \omega_r L_q I_q \quad (4.20)$$

$$V_q = R_s I_q + p L_q I_q + \omega_r L_d I_{dk} \quad (4.21)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) I_{dk} I_q \quad (4.22)$$

Άρα η μεταβατική απόκριση της ροπής εξαρτάται τώρα αποκλειστικά από τη μεταβατική απόκριση του  $I_q$ , η οποία με τη σειρά της εξαρτάται από τη σταθερά χρόνου  $T_s = \frac{L_q}{R_s}$ .

Στις υψηλές ταχύτητες περιστροφής πάντως μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο έλεγχος με σταθερή γωνία του ρεύματος. Η πιο γρήγορη μεταβατική απόκριση αναμένεται για τη μέγιστη ροπή για δεδομένη τιμή της μαγνητικής ροής του στάτη, δηλαδή όταν ισχύει  $\frac{I_d}{I_q} = \frac{L_q}{L_d}$ . Ας θεωρήσουμε τη γενική περίπτωση όπου ισχύει  $L_d I_d = K L_q I_q$ . Στις υψηλές ταχύτητες η αντίσταση του στάτη μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα και αγνοείται. Έχουμε :

$$V_s^2 = V_d^2 + V_q^2 = (1 + K^2) L_q^2 \left[ \left( \frac{dI_q}{dt} \right)^2 + \omega_r^2 I_q^2 \right] \quad (4.23)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) I_q^2 K \frac{L_q}{L_d} \quad (4.24)$$

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) 2I_q K \frac{L_q}{L_d} \frac{dI_q}{dt} \quad (4.25)$$

Αν χρησιμοποιήσουμε ανά μονάδα σύστημα και ορίσουμε ως  $\omega_b$  την βασική ταχύτητα περιστροφής έχουμε :

$$T_{ek} = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) \frac{V_s^2}{\omega_b^2} \frac{P_1}{2L_d L_q} \quad (4.26)$$

Και άρα προκύπτει :

$$\frac{2K}{1+K^2} = \left[ \frac{d(T_e/T_{ek})}{d(t\omega_b)} \right]^2 / \left[ 4(T_e/T_{ek}) + \frac{\omega_r^2}{\omega_b^2} (T_e/T_{ek}) \right] \quad (4.27)$$

Από την εξίσωση (4.27) φαίνεται ξεκάθαρα ότι η γρηγορότερη μεταβατική απόκριση για μια δεδομένη ροπή  $T_e/T_{ek}$  και ταχύτητα  $\omega_r/\omega_b$  προκύπτει για  $K = 1$ , δηλαδή για  $\frac{I_d}{I_q} = \frac{L_q}{L_d}$ ,

δηλαδή για τη μέγιστη ροπή για δεδομένη τιμή της μαγνητικής ροής του στάτη. Όταν  $K = 1$ , έχουμε :  $T_e/T_{ek} = 1$ ,  $\omega_r/\omega_b = 1$  και θεωρητικά δεν υφίστανται μεταβατικά στη ροπή. Για μηδενικά μεταβατικά στη ροπή, δηλαδή όταν επιτυγχάνεται η μέγιστη δυνατή ταχύτητα προκύπτει :

$$1 = \left( \frac{\omega_{\max}}{\omega_b} \right)^2 T_e/T_{ek} \quad (4.28)$$

Που δείχνει ότι για μηδενική ροπή, η ιδανική μέγιστη ταχύτητα είναι άπειρη. Στην πράξη όμως, η ροπή πρέπει τουλάχιστον να ξεπεράσει τη ροπή μηχανικών απωλειών του κινητήρα, η οποία αυξάνεται με το τετράγωνο της ταχύτητας.

Όταν διατηρείται σταθερός ο λόγος  $\frac{I_d}{I_q} = \frac{L_q}{L_d}$ , η απόκριση της ροπής είναι πιο

γρήγορη και άρα αυτή η τεχνική χρησιμοποιείται για εφαρμογές με αυτή την απαίτηση. Επίσης, στις υψηλές ταχύτητες, καθώς η ροή του στάτη μεταβάλλεται με τη ροπή, το φαινόμενο της αποδυνάμωσης του πεδίου γίνεται εμφανές.

Όταν διατηρείται σταθερός ο λόγος  $\frac{I_d}{I_q} = \sqrt{\frac{L_q}{L_d}}$ , αυξάνεται ο συντελεστής ισχύος στη

μόνιμη κατάσταση, ενώ η μεταβατική απόκριση της ροπής γίνεται αναγκαστικά πιο αργή ( $K = \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} < 1$ ).

### 4.3.3 Παραγωγή Ροπής στον Σύγχρονο Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης

Για την περιγραφή του μηχανισμού παραγωγής ροπής του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης θα αγνοήσουμε τις απώλειες πυρήνα και τις απώλειες χαλκού του τυλίγματος του στάτη. Οι εξισώσεις της μηχανής είναι πάλι οι (4.1) – (4.4) αλλά θεωρώντας  $R_s = 0$ . Στις προηγούμενες παραγράφους εξετάσαμε το ίδιο θέμα ερευνώντας τη μέγιστη τιμή της ροπής για κάποια δεδομένη τιμή της μαγνητικής ροής του στάτη. Αν θεωρήσουμε  $\lambda_s^*$  την επιθυμητή τιμή της μαγνητικής ροής του στάτη έχουμε :

$$T_{ek} = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) i_{dk} i_{qk}; \quad i_{dk} = \lambda_s^* / L_d \sqrt{2}; \quad i_{qk} = \lambda_s^* / L_q \sqrt{2} \quad (4.29)$$

Ενώ η συνθήκη για μέγιστο συντελεστή ισχύος δίνει τη σχέση  $\frac{i_d}{i_q} = \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} = const.$

Γενικότερα, αν θέσουμε  $i_d/i_q = K(L_q/L_d) = \tan \theta$  παίρνουμε με βάση την εξίσωση (4.27) ότι για  $K = 1$  έχουμε τη μέγιστη αναπτυσσόμενη ροπή για κάποια δεδομένη κατάσταση γωνίας της ροής ( $\gamma$ ).

Ο έλεγχος με σταθερή γωνία ρευμάτων ευθύ και εγκάρσιου άξονα (constant dq current angle control) οδηγεί στην παρακάτω σχέση ανάμεσα στην ηλεκτρομαγνητική ροπή αναφοράς  $T_e^*$  και το ρεύμα αναφοράς ευθύ άξονα  $i_d^*$ , και κατ' επέκταση στη ροή αναφοράς  $\lambda_s^*$  :

$$i_d^* = \sqrt{\frac{2KL_q T_e^*}{3P_1 L_d (L_d - L_q)}}; \quad \lambda_s^* = L_d i_d^* \sqrt{1 + \frac{1}{K^2}} \quad (4.30)$$

Από την άλλη, αν το  $i_d^*$  διατηρηθεί σταθερό στην τιμή :

$$i_d^* = \frac{i_{dk}}{a} = \frac{\lambda_s^*}{aL_d \sqrt{2}}; \quad a \geq 1, \quad (4.31)$$

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (4.1) – (4.4) και (4.29) παίρνουμε :

$$\begin{aligned} & \left( \frac{V_s}{V_{sn}} \right)^2 \left[ 1 - \left( \frac{\omega_r}{\omega_b} \right)^2 \frac{1}{2a^2} \right] \\ & = \frac{a^2}{2} \left( \frac{T_e}{T_{ek}} \right)^2 \cdot \left( \frac{\omega_r}{\omega_b} \right)^2 + \frac{a^2}{2} \cdot \frac{d(T_e/T_{ek})}{d(t\omega_b)} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \cdot \frac{d(T_e/T_{ek})}{d(t\omega_b)} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Και στις δύο περιπτώσεις η γρηγορότερη μεταβατική απόκριση επιτυγχάνεται για  $K = 1$  και  $a = 1$ , αντίστοιχα. Παρόλα αυτά όμως για να αυξήσουμε το εύρος της ταχύτητας

περιστροφής πέρα από την  $\omega_b \sqrt{2}$  όταν ισχύει  $i_d^* = \frac{i_{dk}}{a}$  πρέπει να αυξήσουμε το  $\alpha$  (αποδυνάμωση του πεδίου), ενώ, όταν εφαρμόζεται έλεγχος με σταθερή γωνία ρευμάτων ευθύ και εγκάρσιου άξονα, λόγω της αυτόματης αποδυνάμωσης του πεδίου με τη μείωση της ροπής, η ιδανική ταχύτητα κενού φορτίου είναι άπειρη.

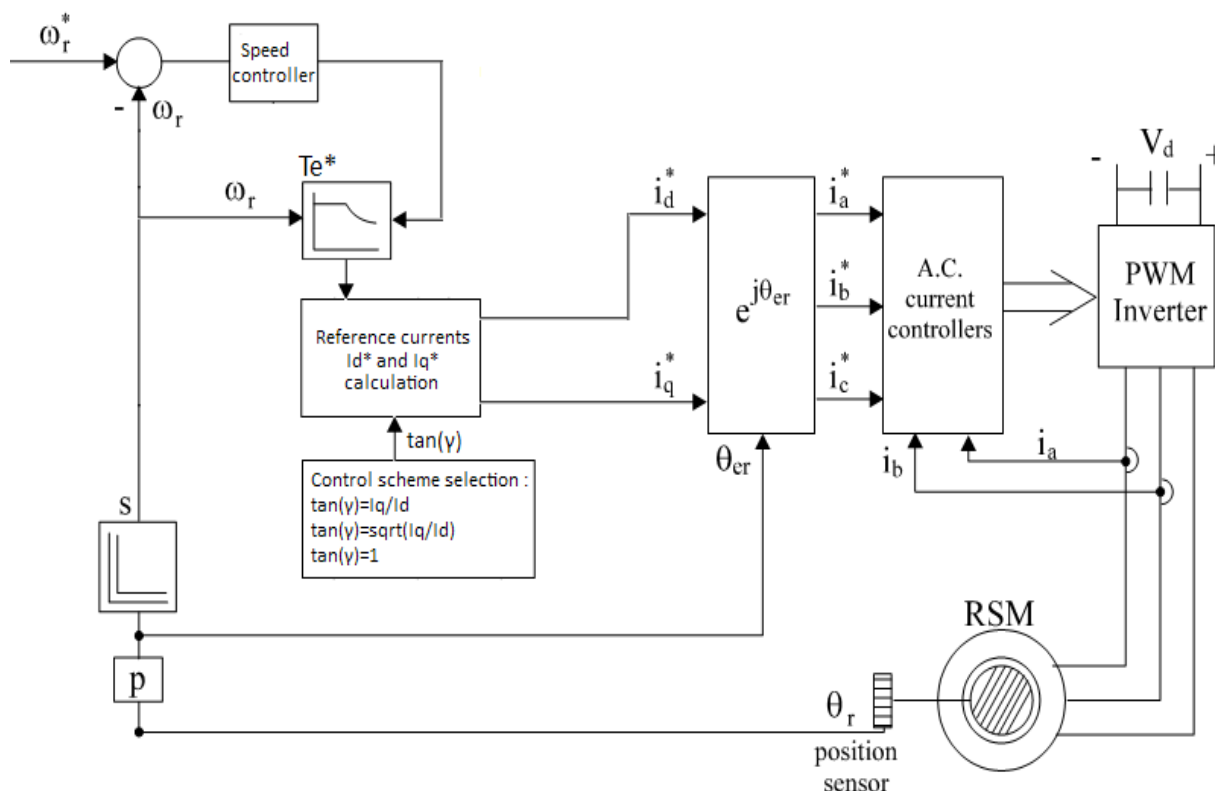
Για επίπεδα ροπής της τάξεως του 10% της μέγιστης ροπής, η παράγωγος της ροπής (απόκριση) είναι υψηλότερη για έλεγχο με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος παρά με έλεγχο με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα. Αυτό είναι όμως αληθές μόνο για αυξανόμενη ροπή. Όταν η ροπή μειώνεται ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα είναι σημαντικά ανώτερος, τουλάχιστον σε ότι αφορά την ταχύτητα της απόκρισης της ροπής.

Ιδανικά, για γρηγορότερη απόκριση τόσο της ροπής, όσο και της ταχύτητας, οι δύο παραπάνω στρατηγικές ελέγχου μπορούν να συνδυαστούν. Για τις αυξήσεις στη ροπή μπορεί να χρησιμοποιείται ο έλεγχος με σταθερή γωνία ρευμάτων ευθύ και εγκάρσιου άξονα ενώ για μειούμενη ροπή (πέδη) μπορεί ο έλεγχος να αλλάζει σε έλεγχο με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα. Δυστυχώς η μετάβαση από τη μία τεχνική στην άλλη (δηλαδή από μικρότερο  $i_d$  σε υψηλότερο) είναι πολύ χρονοβόρα.

Για ταχύτητες περιστροφής μικρότερες από τη βασική ταχύτητα, η ανωτερότητα της τεχνικής ελέγχου με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος μειώνεται, τουλάχιστον σε ότι αφορά στην απόκριση της ροπής. Παρόλα αυτά όμως η αυτόματη μεταβολή της επιθυμητής ροής του στάτη  $\lambda_s^*$  με τη μεταβολή της επιθυμητής τιμής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e^*$ , προκαλεί και τη μεταβολή των απωλειών πυρήνα ανάλογα με τη ροπή. Αντίθετα με τον έλεγχο με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα, η ροή του στάτη μένει σταθερή και άρα οι απώλειες πυρήνα μένουν (σχεδόν) σταθερές, ανεξάρτητα από τις μεταβολές της ροπής. Η μείωση των απωλειών πυρήνα στις υψηλές ταχύτητες (μειωμένη ροπή) είναι το κύριο πλεονέκτημα του ελέγχου με σταθερή γωνία ρευμάτων ευθύ και εγκάρσιου άξονα.

#### 4.3.4 Έλεγχος με Σταθερή Γωνία του Διανύσματος του Ρεύματος σε dq Πλαίσιο

Ο έλεγχος με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος σε dq πλαίσιο ή έλεγχος σταθερής γωνίας  $\theta$  είναι ουσιαστικά έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου με έλεγχο ρεύματος. Ο ελεγκτής αποτελείται από τα παρακάτω κύρια υποσυστήματα : τον ελεγκτή ταχύτητας, τον επιλογέα της γωνίας  $\theta$  του ρεύματος που καθορίζει την σταθερή τιμή της γωνίας  $\theta$  (για την ακρίβεια της  $\sin(\theta)$ ), το υποσύστημα που παράγει τις επιθυμητές τιμές αναφοράς για τα ρεύματα των δύο αξόνων  $i_d^*, i_q^*$  συναρτήσει της  $\sin(\theta)$  και της ροπής αναφοράς  $T_e^*$ , το υποσύστημα που υλοποιεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park, τον εκτιμητή ταχύτητας και τον ελεγκτή των ρευμάτων. Το βασικό σχηματικό διάγραμμα της τεχνικής ελέγχου με σταθερή γωνία ρευμάτων ευθύ και εγκάρσιου άξονα φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 4.3.



**Σχήμα 4.3 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του ελέγχου με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος

Ο ελεγκτής ταχύτητας δέχεται ως είσοδο το σφάλμα της ταχύτητας, δηλαδή την διαφορά της επιθυμητής από την πραγματική ταχύτητα περιστροφής, και δίνει στην έξοδο του την τιμή της επιθυμητής ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e^*$ . Ο ελεγκτής ταχύτητας μπορεί να είναι ένας PI ή PID ελεγκτής ή ένας Sliding mode ελεγκτής.

Ο επιλογέας της σταθερής τιμής της γωνίας των ρευμάτων των δύο αξόνων ουσιαστικά δίνει την δυνατότητα να επιλεχθούν τρεις συγκεκριμένες τιμές για αυτήν, που ουσιαστικά υλοποιούν τις τρεις τεχνικές του συγκεκριμένου ελέγχου. Όλες ελέγχουν τον κινητήρα μέσω της γωνίας του ρεύματος  $\theta$ . Λεπτομέρειες σχετικά με τις τεχνικές αναφέρονται σε παραπάνω παράγραφο. Οι τεχνικές και οι αντίστοιχες τιμές της γωνίας είναι οι εξής :

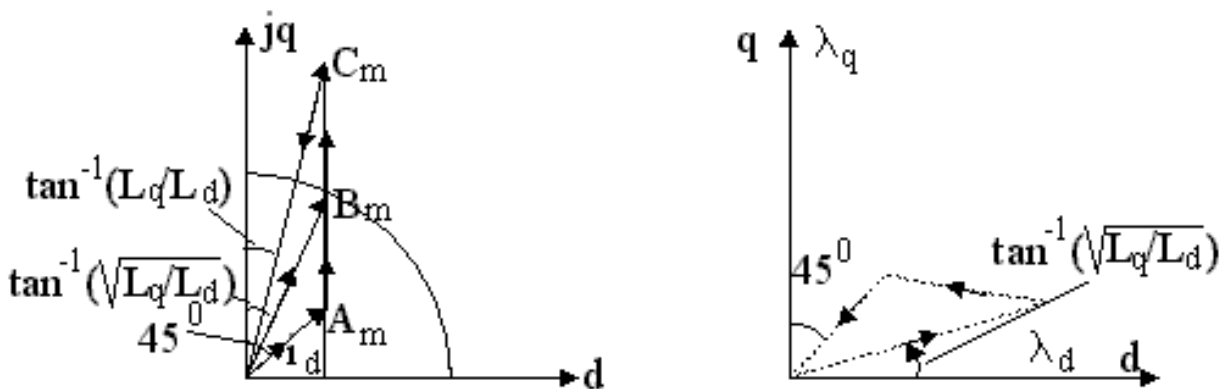
- ο έλεγχος με μέγιστη ροπή ανά αμπέρ (MTPA – Maximum Torque per Ampere), όπου ισχύει  $\theta = \frac{\pi}{4} = 45^\circ$ .

- ο έλεγχος με μέγιστο συντελεστή ισχύος (MPF – Maximum Power Factor), όπου ισχύει  $\theta = \tan^{-1} \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}$ .

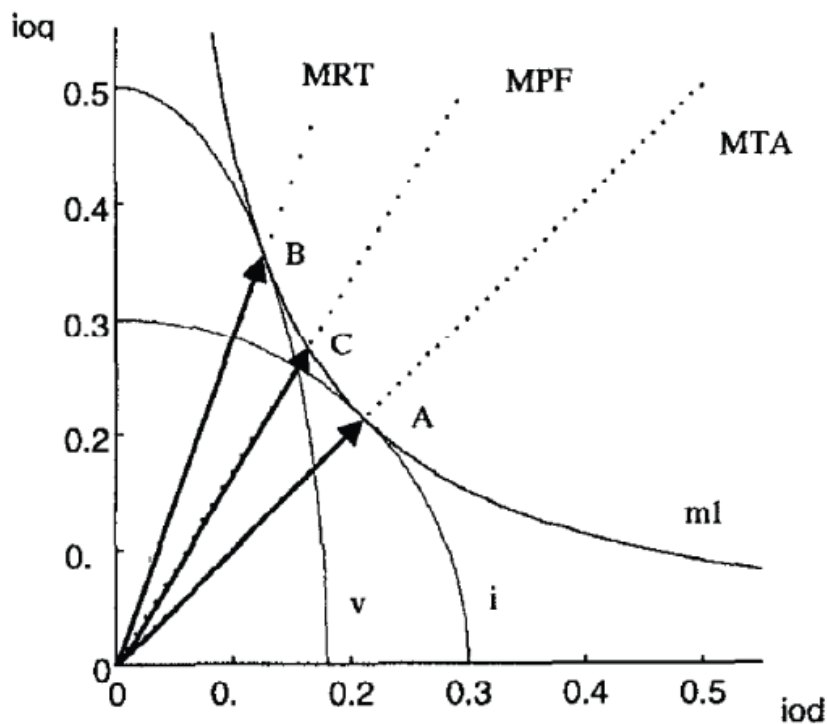


- ο έλεγχος με μέγιστο ρυθμό μεταβολής της ροπής (MRCT – Maximum Rate of Change of Torque), όπου ισχύει  $\theta = \tan^{-1} \left( \frac{L_d}{L_q} \right)$ .

Παρακάτω, στα σχήματα 4.4 και 4.5 παρουσιάζονται αναλυτικά οι τροχιές των διανυσμάτων των ρευμάτων και των μαγνητικών ρών των δύο αξόνων του στρεφόμενου πλαισίου dq για τις τρεις προαναφερθείσες τεχνικές διανυσματικού ελέγχου, καθώς και ένα συγκριτικό διάγραμμα αυτών.

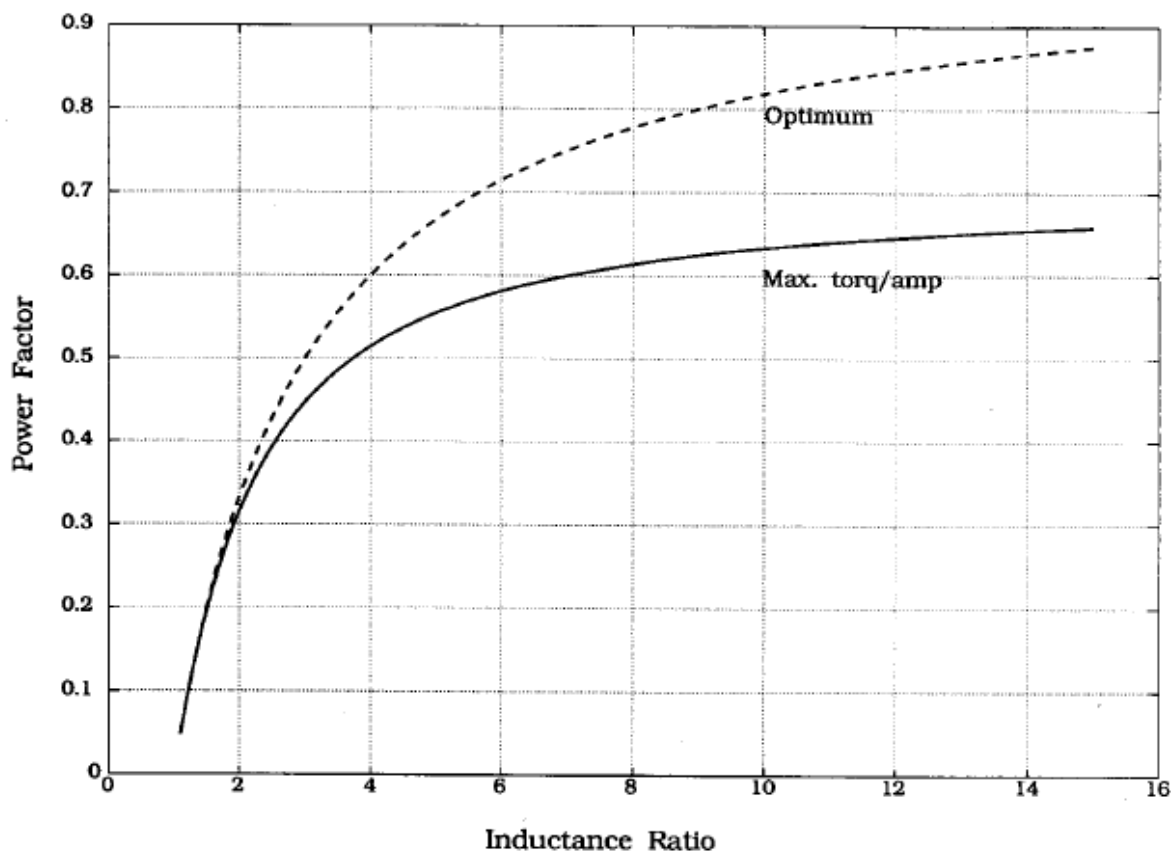


**Σχήμα 4.4:** Οι βέλτιστες τροχιές των ρευμάτων και τον μαγνητικών ρών των δύο αξόνων, d και q για τις τρεις προαναφερθείσες τεχνικές διανυσματικού ελέγχου



**Σχήμα 4.5:** Συγκριτικό διάγραμμα των τριών προαναφερθέντων τεχνικών : MRT, MPF και ΜΤΡΑ

Παρακάτω, στο σχήμα 4.6 παρουσιάζεται η καμπύλη του συντελεστή ισχύος σε συνάρτηση με το λόγο εκτυπότητας  $\frac{L_d}{L_q}$  για την ιδανική περίπτωση που εφαρμόζεται το κριτήριο του μέγιστου συντελεστή ισχύος και για την περίπτωση που εφαρμόζεται το κριτήριο της μέγιστης ροπής ανά αμπέρ. Γίνεται εμφανής η ανάγκη για υψηλές τιμές του λόγου εκτυπότητας.



Σχήμα 4.6 : Καμπύλη του συντελεστή ισχύος σε συνάρτηση με το λόγο εκτυπότητας  $\frac{L_d}{L_q}$

Το υποσύστημα που παράγει τις επιθυμητές τιμές αναφοράς για τα ρεύματα των δύο αξόνων  $i_d^*, i_q^*$ , δηλαδή ουσιαστικά η γεννήτρια παραγωγής των σημάτων αναφοράς, δέχεται ως εισόδους την εφαπτομένη της γωνίας του διανύσματος του ρεύματος της μηχανής  $\text{ef}(\theta)$  και τη ροπή αναφοράς  $T_e^*$  και παράγει τις επιθυμητές τιμές για τα ρεύματα των δύο αξόνων του στρεφόμενου πλαισίου dq. Οι τιμές των δύο αυτών ρευμάτων παράγονται με βάση τις σχέσεις :

$$i_d^* = \sqrt{\frac{2}{3P_1} \cdot \frac{|T_e^*| \cdot \tan \theta}{(L_d - L_q)}} \quad (4.33)$$

Και

$$i_q^* = \frac{i_d^*}{\tan \theta} \operatorname{sgn} T_e^* \quad (4.34)$$

Το υποσύστημα που υλοποιεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park, δηλαδή ουσιαστικά μετασχηματίζει τα δύο ρεύματα  $i_d^*, i_q^*$  από το στρεφόμενο με την ταχύτητα του δρομέα πλαίσιο δύο αξόνων (πλαίσιο dq) στο στατικό πλαίσιο αναφοράς τριών αξόνων (πλαίσιο abc). Ουσιαστικά δηλαδή υλοποιεί την παρακάτω εξίσωση :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{er}) & \sin(\theta_{er}) \\ \cos(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Ο εκτιμητής ταχύτητας ουσιαστικά ολοκληρώνει τον σήμα της γωνιακής θέσης του δρομέα, το οποίο λαμβάνεται με κάποιον αισθητήρα ανάδρασης και ουσιαστικά παράγει το σήμα της γωνιακής ταχύτητας περιστροφής. Πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη σημασία στην σχεδίαση του εκτιμητή ταχύτητας σε ένα πραγματικό σύστημα καθώς η ύπαρξη του ολοκληρωτή μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα παρουσία θορύβου.

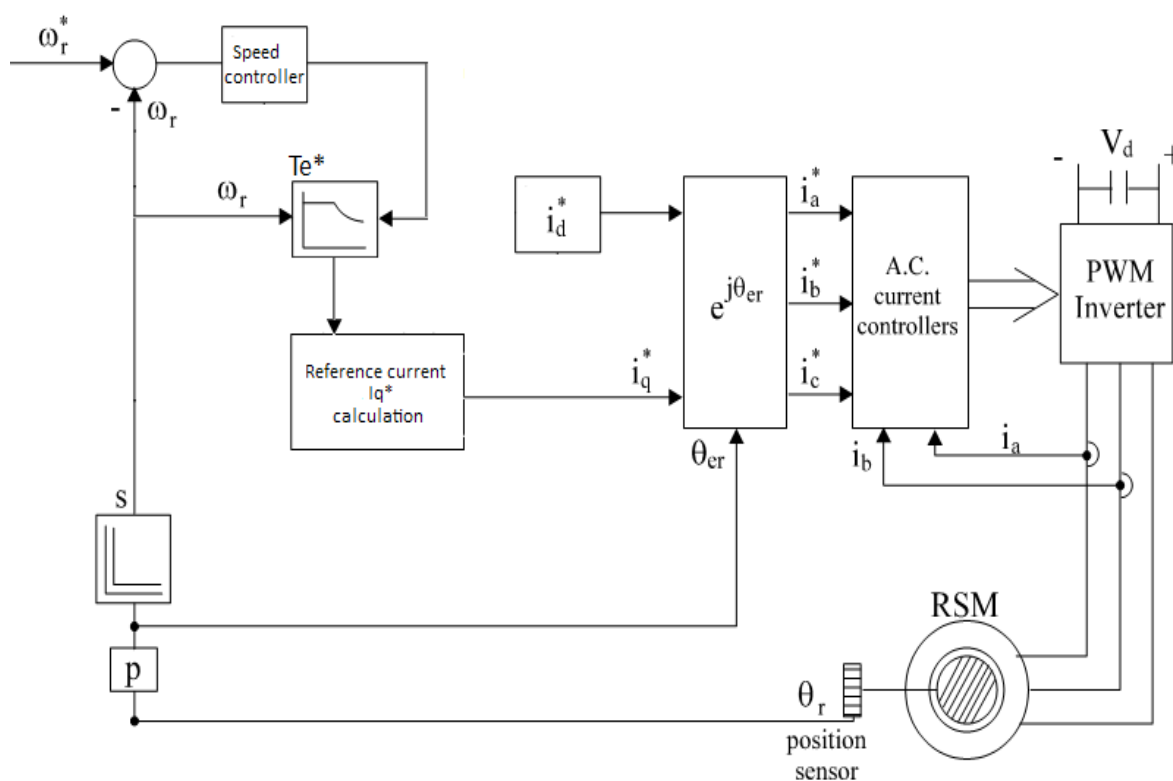
Ο ελεγκτής των ρευμάτων δέχεται σαν είσοδο τις τρεις τιμές των ρευμάτων αναφοράς (έχει προηγηθεί ο μετασχηματισμός σε στατικό πλαίσιο αναφοράς τριών αξόνων) και τις τρεις τιμές των πραγματικών ρευμάτων της μηχανής, οι οποίες λαμβάνονται με κάποιον αισθητήρα ανάδρασης (στην πράξη οι τιμές μόνο των δύο φασικών ρευμάτων είναι αρκετές εφόσον πρόκειται για συμμετρικό τριφασικό σύστημα). Με βάση τα σφάλματα των τριών ρευμάτων και με βάση κάποια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ο ελεγκτής ρευμάτων παράγει στην έξοδο του τους παλμούς οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα ισχύος.

#### 4.3.5 Έλεγχος με Σταθερό Ρεύμα Ευθύ Άξονα

Όπως δείχτηκε παραπάνω ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα είναι πιο αποδοτικός για ταχύτητες μικρότερες της βασικής, δηλαδή όταν δεν υφίσταται η αποδυνάμωση του πεδίου ( $i_d$ ). (Μπορεί παρόλα αυτά να επιτευχθεί αποδυνάμωση πεδίου τεχνητά μέσω της μείωσης του  $i_d$  με εξωτερική εντολή). Υπάρχουν πολλές εφαρμογές όπου απαιτείται η μέγιστη ροπή  $T_{ek}$  μέχρι την ονομαστική ταχύτητα περιστροφής. Για τέτοιες εφαρμογές ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα είναι η κατάλληλη επιλογή, όσον αφορά κυρίως στην μεταβατική απόκριση.

Ο ελεγκτής αποτελείται από τα παρακάτω κύρια υποσυστήματα : τον ελεγκτή ταχύτητας, το υποσύστημα που παρέχει την σταθερή τιμή του ρεύματος ευθύ άξονα  $i_d^*$ , στο

οποίο μπορεί να ενσωματωθεί ένα σύστημα που να προκαλεί την αποδυνάμωση του πεδίου σε υψηλές ταχύτητες, το υποσύστημα που παράγει την επιθυμητή τιμή αναφοράς για το ρεύμα του εγκάρσιου άξονα  $i_q^*$ , συναρτήσει του  $i_d^*$  και της ροπής αναφοράς  $T_e^*$ , το υποσύστημα που υλοποιεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park, τον εκτιμητή ταχύτητας και τον ελεγκτή των ρευμάτων. Το βασικό σχηματικό διάγραμμα της τεχνικής ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 4.7.



**Σχήμα 4.7 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα

Ο ελεγκτής ταχύτητας, το υποσύστημα που υλοποιεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park, ο εκτιμητής ταχύτητας και ο ελεγκτής των ρευμάτων είναι ίδια για το συγκεκριμένο είδος ελέγχου και το προηγούμενο, και για το λόγο αυτό δεν κρίνεται σκόπιμη η εκ νέου ανάλυσή τους.

Το υποσύστημα που παράγει την επιθυμητή τιμή αναφοράς για το ρεύμα του εγκάρσιου άξονα  $i_q^*$ , δηλαδή ουσιαστικά η γεννήτρια παραγωγής του ενός σήματος αναφοράς, δέχεται ως εισόδους την επιθυμητή τιμή αναφοράς για το ρεύμα ευθύ άξονα  $i_d^*$ , η οποία παρέχεται από το υποσύστημα που παρέχει την σταθερή τιμή του ρεύματος ευθύ άξονα, και τη ροπή αναφοράς  $T_e^*$ . Η επιθυμητή τιμή αναφοράς για το ρεύμα του εγκάρσιου άξονα  $i_q^*$  παράγεται με βάση τη σχέση :

$$i_q^* = \frac{2}{3P_1} \cdot \frac{|T_e^*|}{i_d^* \cdot (L_d - L_q)} \operatorname{sgn} T_e^* \quad (4.36)$$

Σε αυτό το σημείο είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι όταν χρησιμοποιείται έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα καθώς το ρεύμα ευθύ άξονα μένει σταθερό, ακολουθώντας το ρεύμα αναφοράς  $i_d^*$ , η αυτεπαγωγή ευθύ άξονα  $L_d$ , η οποία κανονικά υφίσταται έντονο κορεσμό με την αύξηση του  $i_d$ , παραμένει σταθερή. Η σταθερή όμως αυτή τιμή δεν είναι απαραίτητα η ονομαστική, αλλά εξαρτάται από την επιβαλλόμενη τιμή του  $i_d^*$ . (Όπως ήδη αναφέρθηκε το φαινόμενο του κορεσμού των αυτεπαγωγών των δύο κάθετων αξόνων είναι εντονότερο στον ευθύ άξονα στον σύγχρονο κινητήρα μαγνητικής αντίστασης).

Όπως θα έγινε φανερό από τα παραπάνω τόσο η τεχνική ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα όσο και αυτή με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος σε dq πλαίσιο εξαρτώνται άμεσα από τις παραμέτρους του κινητήρα και είναι πολύ ευάλωτες σε μεταβολές αυτών των παραμέτρων. Το φαινόμενο του κορεσμού των αυτεπαγωγών των δύο αξόνων μεταβάλλει τις τιμές τους και ανάλογα με τις τιμές των ρευμάτων των δύο αξόνων αυτή η μεταβολή μπορεί να είναι αμελητέα αλλά μπορεί και όχι. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος οι τιμές των αυτεπαγωγών συναρτήσει των ρευμάτων μπορούν να αποθηκευτούν σε πίνακες (LUTs – Look Up Tables) και να ληφθούν υπόψη στον έλεγχο. Επίσης οι παραπάνω τεχνικές ελέγχου είναι ευαίσθητες στις μεταβολές των τιμών των παραμέτρων του κινητήρα λόγω της θερμοκρασίας, χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η μεταβολή της τιμής της αντίστασης του στάτη  $R_s$  με τη μεταβολή της θερμοκρασίας.

#### 4.4 ΑΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

Στα μέσα της δεκαετίας του '80 μια νέα τεχνική ελέγχου παρουσιάστηκε για συστήματα οδήγησης κινητήρων επαγωγής. Η τεχνική αυτή είναι γνωστή ως άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control, DTFC ή DTC) ή άμεσος αυτοέλεγχος (Direct Self-Control, DSC). Η τεχνική αυτή πολύ σύντομα εφαρμόστηκε σε πολλά εμπορικά προϊόντα και συγκέντρωσε πολύ μεγάλο ενδιαφέρον μελέτης από την παγκόσμια ερευνητική κοινότητα. Η λογική ελέγχου βασίζεται στην ιδέα του άμεσου ελέγχου της ροπής και της ροής του στάτη από έναν αντιστροφέα με επιλογές διανύσματος τάσης τροφοδοσίας από έναν πίνακα. Η ονομασία του δόθηκε για να τονίσει το γεγονός ότι δεν απαιτείται στο κύκλωμα ελέγχου εξωτερικός βρόχος ρύθμισης της θέσης ή της ταχύτητας (και επομένως η μέτρηση ταχύτητας χρειάζεται αποκλειστικά για τον υπολογισμό της θέσης και του μέτρου του διανύσματος μαγνητικής ροής στον κινητήρα) και αναφέρεται στον έλεγχο της ροπής και της ροής χωρίς την χρήση των εσωτερικών

βρόχων ρύθμισης του ρεύματος. Το κύριο πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι η απλότητα στην εφαρμογή καθώς και η ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά.

Βασιζόμενοι στις ανακαλύψεις του Depenbrock για την τεχνική του άμεσου αυτοέλεγχου (Direct Self-Control, DSC) μπορούμε να πούμε ότι για μια δεδομένη σταθερή, συνεχή τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα  $V_{dc}$  και μια δεδομένη τιμή αναφοράς της μαγνητικής ροής του στάτη, μια μοναδική συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα μπορεί να καθορισθεί. Αγνοώντας τις απώλειες πυρήνα και χρησιμοποιώντας την απλοποιημένη έκφραση της ροής του στάτη έχουμε :

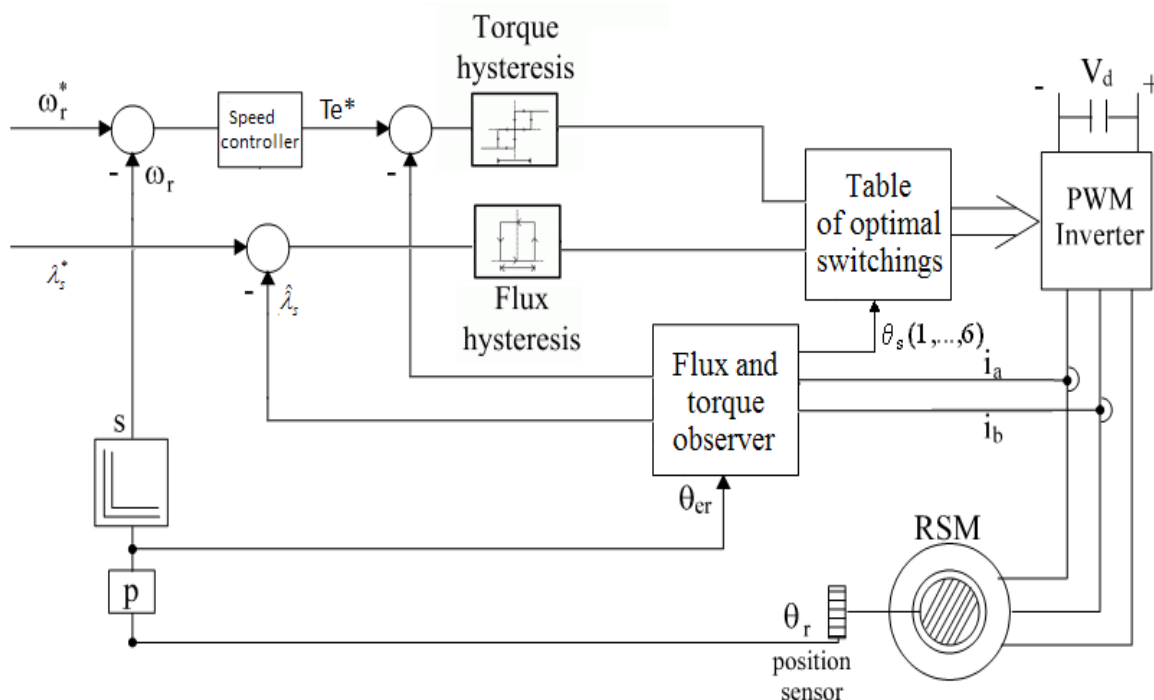
$$\bar{\Psi}_s = \int_{-\infty}^t \left( \frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}} \right) dt \Rightarrow \frac{d\Psi_s}{dt} = \frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (4.37)$$

Και άρα η μοναδική διακοπτική συχνότητα προκύπτει ίση με :

$$f_{op} = \frac{1}{dt} = \frac{2V_{dc}}{\sqrt{3} \cdot d\Psi_s} \quad (4.39)$$

Αυτός ο χαρακτήρας της αυτόκαθοριζόμενης διακοπτικής συχνότητας δίνει και στην συγκεκριμένη τεχνική το όνομα άμεσος αυτοέλεγχος. Αυτή η ιδιότητα βρίσκει εφαρμογή στον άμεσο έλεγχο ροπής και ροής.

Το βασικό δομικό διάγραμμα της τεχνικής DTC παρουσιάζεται στο σχήμα 4.8. Οι επιθυμητές τιμές της ροής του στάτη  $\lambda_s^*$  και της ροπής  $T_e^*$  συγκρίνονται με τις αντίστοιχες εκτιμώμενες τιμές.

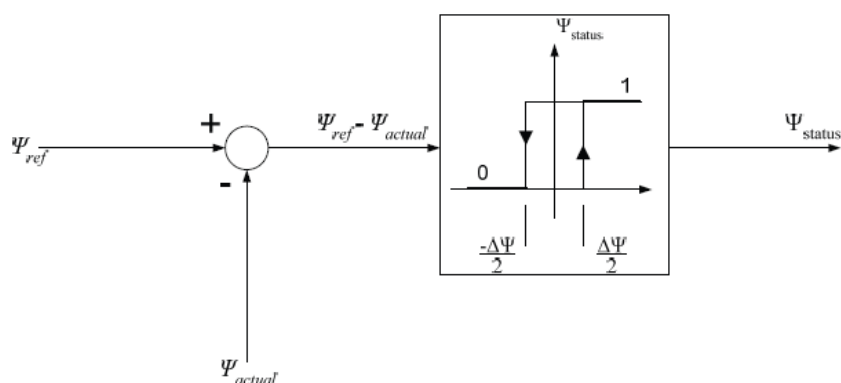


**Σχήμα 4.8 :** Το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής

Τα σφάλματα που προκύπτουν περνούν από ελεγκτές με υστέρηση όπως φαίνεται και στο σχήμα. Ο ελεγκτής της ροής παράγει δύο επίπεδα εξόδου όπως φαίνεται στη συνέχεια:

$$H_{\psi} = 1 \text{ για } E_{\psi} > +HB_{\psi} \quad (4.40)$$

$$H_{\psi} = -1 \text{ για } E_{\psi} < -HB_{\psi} \quad (4.41)$$



Σχήμα 4.9 : Ο ελεγκτής με υστέρηση της ροής

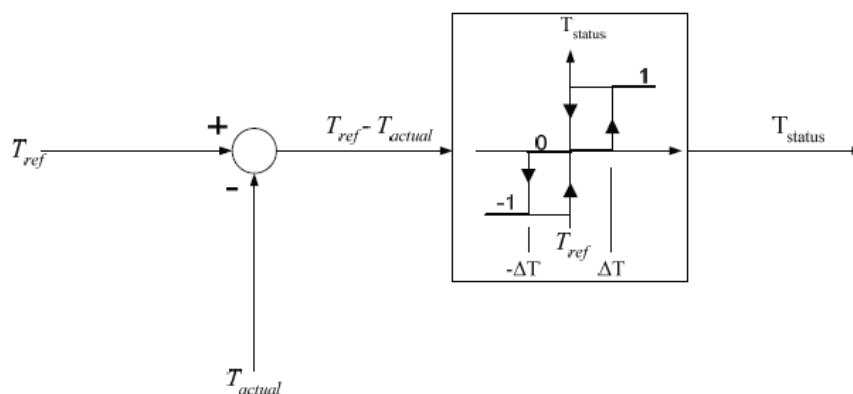
Όπου  $2HB_{\psi}$  είναι το συνολικό εύρος ζώνης της υστέρησης του ελεγκτή της ροής. Η περιστροφική κίνηση του διανύσματος της ροής του στάτη με ελεγκτή, ο οποίος περιέχει ζώνη υστέρησης, παρουσιάζεται στο σχήμα 4.12α.

Η μέγιστη τιμή της ροής του στάτη περιορίζεται από την ζώνη υστέρησης. Το διάνυσμα κινείται σε ένα κυκλικό μονοπάτι που δημιουργείται από τα όρια της ζώνης υστέρησης. Ο έλεγχος της ροπής έχει τρία επίπεδα εξόδου, τα οποία περιγράφονται ως εξής:

$$H_{T_e} = 1 \text{ για } E_{T_e} > +HB_{T_e} \quad (4.42)$$

$$H_{T_e} = -1 \text{ για } E_{T_e} < -HB_{T_e} \quad (4.43)$$

$$H_{T_e} = 0 \text{ για } -HB_{T_e} < E_{T_e} < +HB_{T_e} \quad (4.44)$$



**Σχήμα 4.10 :** Ο ελεγκτής με υστέρηση της ροπής

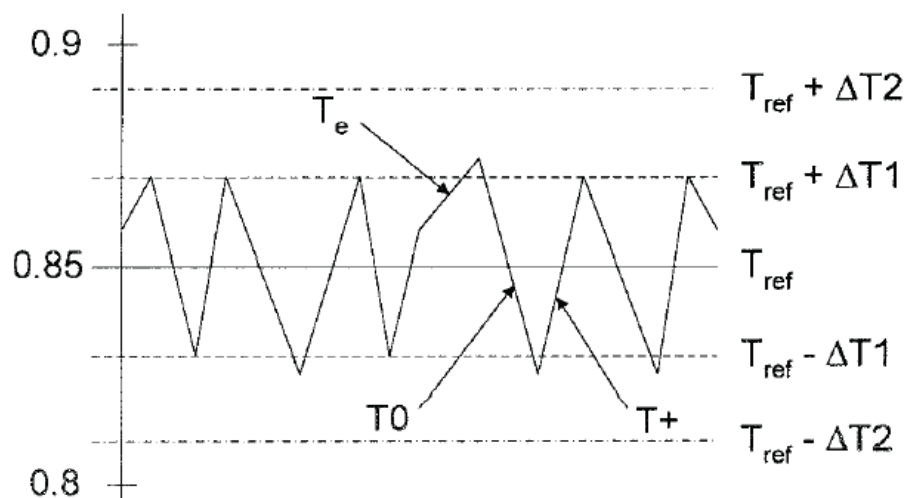
Η εξίσωση της ροπής του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης δείχνει ότι η παραγωγή της ροπής εξαρτάται από το διάνυσμα της ροής του στάτη και από τη γωνία του φορτίου  $\delta$ . Δύο εκφράσεις της ροπής του κινητήρα φαίνονται παρακάτω :

$$T_e = \frac{3}{2} P_1 (L_d - L_q) i_d i_q = \frac{3}{2 \cdot 2} P_1 \left( \frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) |\lambda|^2 \cdot \sin(2\delta) \quad (4.45)$$

Αντικαθιστώντας  $(L_d - L_q) i_d i_q = \lambda_d i_q - \lambda_q i_d = \lambda \times i_s$  έχουμε :

$$T_e = \frac{3}{2} P_1 \cdot \bar{\lambda} \times \bar{i}_s = \frac{3}{2} P_1 |\lambda| \cdot |i_s| \cdot \sin \beta \quad (4.45)$$

Λόγω της ύπαρξης δύο ελεγκτών με υστέρηση στον πυρήνα του ελέγχου της τεχνικής DTC η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή παρουσιάζει κάποια κυμάτωση. Αυτό είναι ένα από τα κυριότερα μειονεκτήματα της DTC, και μπορεί να ελαττωθεί με χρήση ελεγκτών με μικρότερη ζώνη υστέρησης, αλλά όχι να μηδενιστεί.

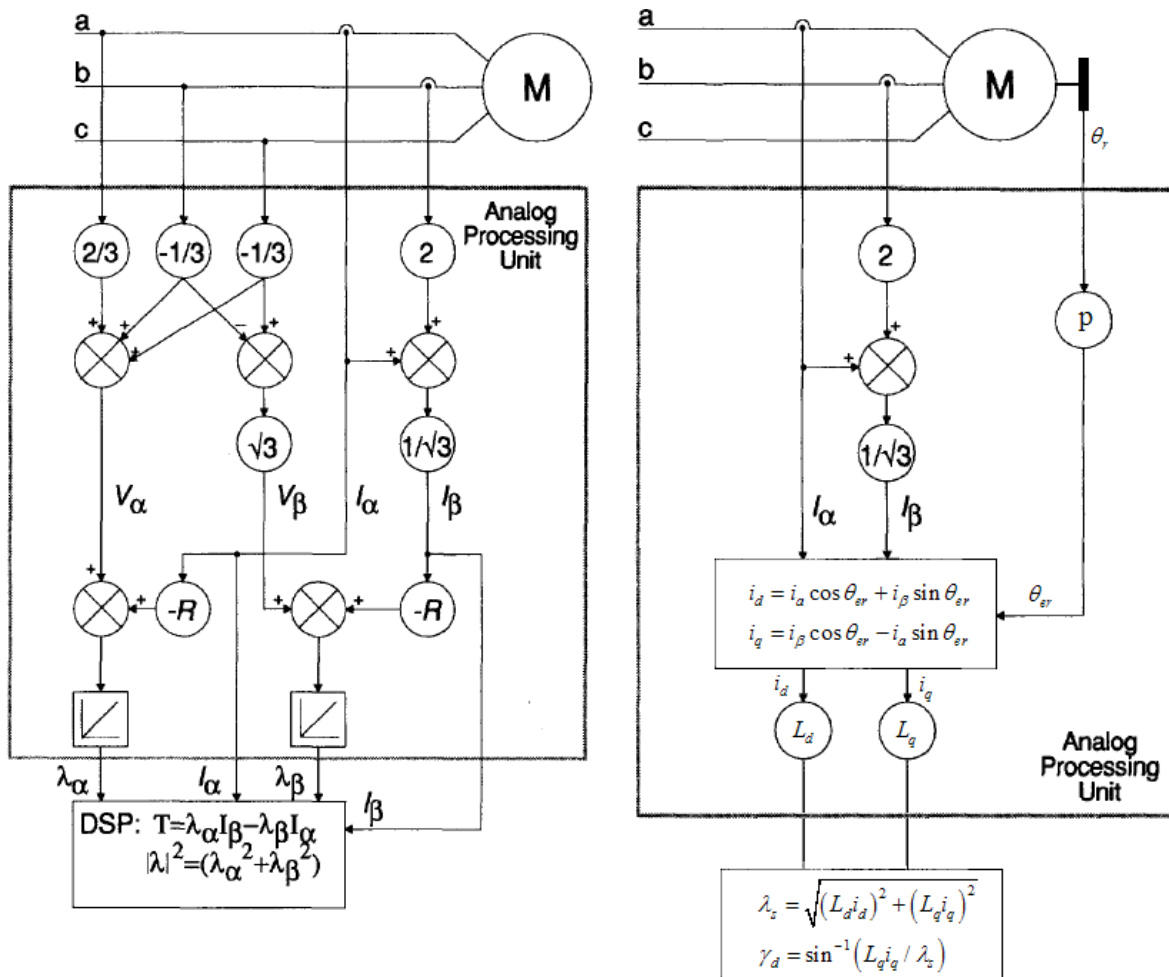


**Σχήμα 4.11 :** Τυπική κυματομορφή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής όπως προκύπτει με τη χρήση των δύο ελεγκτών με υστέρηση της DTC



Οι τιμές ανάδρασης της ροής και της ροπής υπολογίζονται από τις τιμές της τάσης και του ρεύματος που λαμβάνονται με ειδικούς αισθητήρες. Αυτοί οι υπολογισμοί πραγματοποιούνται από έναν παρατηρητή. Στον παρατηρητή επίσης υπολογίζεται και σε ποιόν από τους έξι τομείς λειτουργεί το σύστημα (σχήμα 4.12α). Το σύστημα επιλογής διανύσματος τάσης λαμβάνει ως είσοδο τις τιμές  $H_\psi$ ,  $H_{T_c}$ . Από έναν πίνακα επιλέγει το κατάλληλο διάνυσμα τάσης και δίνει στον αντιστροφέα την αντίστοιχη διακοπτική κατάσταση.

Υπάρχουν γενικά δύο είδη παρατηρητών, αυτοί που χρησιμοποιούν αισθητήρες κίνησης (with motion sensors) και αυτοί που λειτουργούν χωρίς αισθητήρες κίνησης (sensorless). Οι συνηθέστεροι τύποι αισθητήρων είναι οι αισθητήρες της θέσης του δρομέα. Τα δύο είδη παρατηρητών, καθώς και η βασική φιλοσοφία της λειτουργίας τους φαίνονται παρακάτω, στο σχήμα 4.12 :



Σχήμα 4.12 : Τα δύο είδη παρατηρητών

- α) Παρατηρητής χωρίς αισθητήρες κίνησης,
- β) Παρατηρητής με αισθητήρα θέσης δρομέα

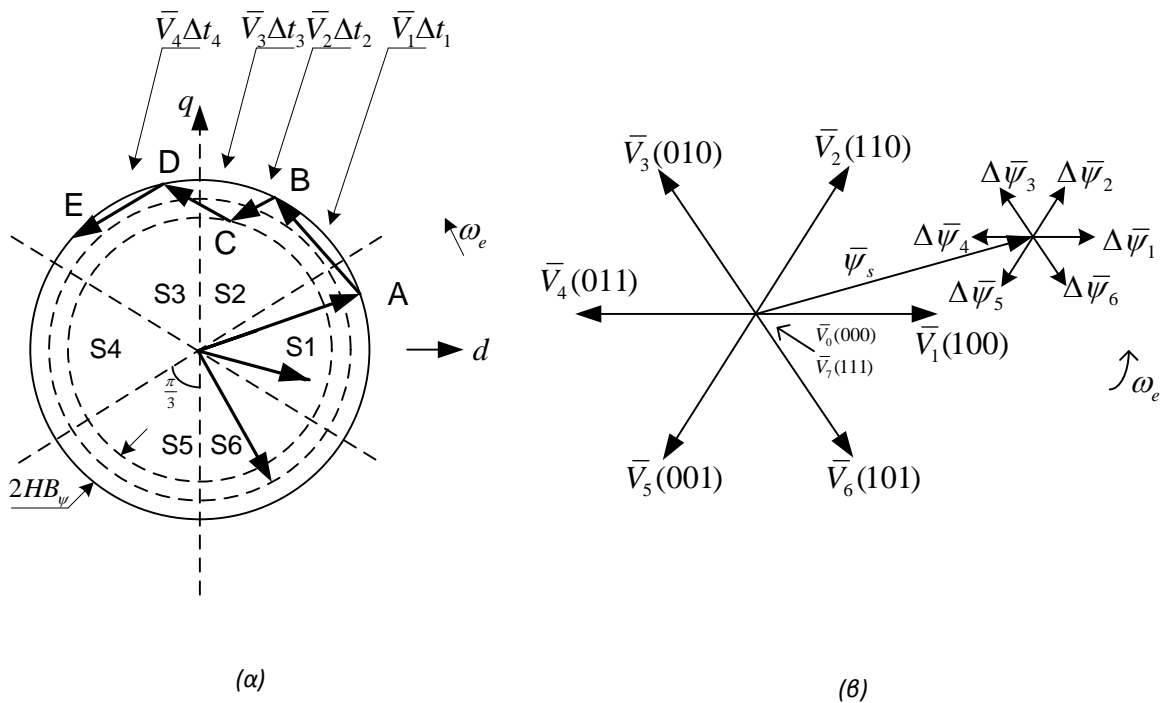
Όπως προαναφέρθηκε, το σύστημα επιλογής διανύσματος τάσης επιλέγει το κατάλληλο διάνυσμα τάσης και δίνει στον αντιστροφέα την αντίστοιχη διακοπτική

κατάσταση. Τα έξι διανύσματα ενός τυπικού αντιστροφέα τάσης παρουσιάζονται στο σχήμα 4.13β. Αμελώντας την αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη  $R_s$  μπορούμε να γράψουμε:

$$\bar{V}_s = \frac{d}{dt}(\bar{\psi}_s) \tag{7.22}$$

$$\Delta\bar{\psi}_s = \bar{V}_s\Delta t \tag{7.23}$$

το οποίο σημαίνει ότι η ροή  $\bar{\psi}_s$  μπορεί να μεταβληθεί σταδιακά με την εφαρμογή ενός διανύσματος τάσης στα τυλίγματα του στάτη για χρονικό διάστημα  $\Delta t$ . Αυτή η αύξηση της ροής από κάθε δυνατό διάνυσμα τάσης παρουσιάζεται στο σχήμα 4.13β.



**Σχήμα 4.13 :** α) Περιστροφική κίνηση του διανύσματος της ροής  
 β) Μεταβολή του διανύσματος της ροής

Αρχικά η ροή της μηχανής είναι μηδέν και η αύξησή της πραγματοποιείται ακτινικά ΟΑ όπως φαίνεται στο σχήμα 4.13α. Κατά την διάρκεια της αύξησης της ροής εφαρμόζεται η επιθυμητή τιμή της ροπής και στη συνέχεια το διάνυσμα της ροής  $\bar{\psi}_s^*$  αρχίζει να περιστρέφεται. Στον πίνακα 4.1 παρουσιάζονται τα διανύσματα επιλογής ανάλογα με τα σήματα εισόδου  $H_\psi$ ,  $H_{T_e}$  τα οποία επιδρούν στην ροή και στη ροπή ταυτόχρονα (πίνακας

4.2). Η τμηματική πορεία κατά τα διανύσματα AB, BC, CD, DE που επιβάλλεται από την εφαρμογή των διανυσμάτων  $\vec{V}_3, \vec{V}_5, \vec{V}_3, \vec{V}_5$  αντίστοιχα φαίνεται στο σχήμα 4.13α.

**Πίνακας 4.1 :** Επιλογή διανύσματος από τις τιμές των  $H_\psi$  και  $H_{T_e}$

$H_\psi$	$H_{T_e}$	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
1	1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
	0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>
	-1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>
-1	1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
	0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>
	-1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>

**Πίνακας 4.2 :** Επίδραση της εφαρμογής των διανυσμάτων τάσης στη ροπή και την ροή

Διάνυσμα τάσης	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>0</sub> ή V <sub>7</sub>
$\psi_s$	↑	↑	↓	↓	↓	↑	0
$T_e$	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓

Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών ο αναγνώστης μπορεί να απευθυνθεί στην οικεία βιβλιογραφία [2], [7], [8], [11], [12], [13], [14], [16], [17]. Συγκεκριμένα για τα συστήματα ελέγχου σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης στην οικεία βιβλιογραφία [2], [3], [8], [15], [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26], [29], [31].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

#### 5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν αναλυτικά οι κυριότερες τεχνικές ελέγχου σύγχρονων κινητήρων μαγνητικής αντίστασης. Έγινε ανάλυση αυτών σε θεωρητικό επίπεδο τόσο σε ότι αφορά στη λειτουργία τους αλλά και στην μαθηματική τους θεμελίωση, ενώ εξετάστηκε και η αναμενόμενη απόκριση των συστημάτων που χρησιμοποιούν τις τεχνικές αυτές. Στο πέμπτο αυτό κεφάλαιο θα δούμε την εφαρμογή των εν λόγω τεχνικών σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης σε επίπεδο προσομοίωσης στον ηλεκτρονικό υπολογιστή. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να αξιολογήσουμε και να συγκρίνουμε τις διάφορες τεχνικές με βάση την απόδοση τους.

Η προσομοίωση μιας τεχνικής ελέγχου με χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή είναι το ενδιάμεσο βήμα από την θεωρητική θεμελίωση στην πρακτική εφαρμογή. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται μαθηματικά μοντέλα του υπό εξέταση συστήματος και δίνεται μια εκτίμηση της απόκρισης και της συμπεριφοράς του πραγματικού συστήματος. Η ακρίβεια των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης εξαρτάται από την ικανότητα του μοντέλου να περιγράψει όσο λεπτομερέστερα γίνεται το πραγματικό σύστημα. Άρα η προσομοίωση δίνει μια απλουστευμένη προσέγγιση της πραγματικότητας καθώς δεν είναι δυνατόν να μοντελοποιηθούν όλα τα φυσικά φαινόμενα, κυρίως αυτά ανώτερης τάξης. Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δεν θα συμπίπτουν απαραίτητα με την απόκριση του πραγματικού συστήματος, αλλά θα υπάρχει κάποια απόκλιση, το μέγεθος της οποίας θα εξαρτηθεί από την ποιότητα του μοντέλου του συστήματος.

Τα αποτελέσματα μιας προσομοίωσης μπορούν να δώσουν μια πρώτη, πολύ αντιπροσωπευτική εικόνα για την απόκριση ενός συστήματος και αποτελούν πολύ χρήσιμο εργαλείο για την μελέτη της συμπεριφοράς ενός συστήματος, αλλά δεν μπορούν σε καμία περίπτωση να αντικαταστήσουν την πειραματικά αποτελέσματα.

Παρακάτω παρουσιάζονται η μοντελοποίηση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιεί σύγχρονο κινητήρα μαγνητικής αντίστασης και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των τεχνικών ελέγχου που αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.

#### 5.2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Ήδη στην εισαγωγή τονίστηκε ο μείζονος σημασίας ρόλος της μοντελοποίησης του υπό μελέτη συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Το μοντέλο πρέπει να προσεγγίζει όσο το δυνατόν καλύτερα το πραγματικό σύστημα. Για την προσομοίωση της λειτουργίας και της

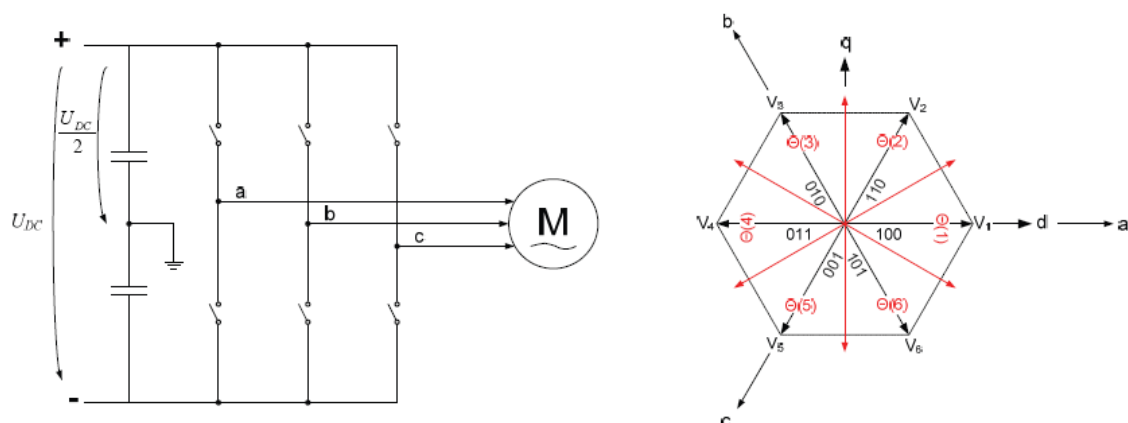
απόκρισης του συστήματος θα πρέπει το μοντέλο να εισαχθεί σε ένα πρόγραμμα αριθμητικής επίλυσης το οποίο θα εκτελείται σε ηλεκτρονικό υπολογιστή. Για την εκτέλεση της προσομοίωσης θα χρησιμοποιηθεί το γνωστό πακέτο προγραμμάτων αριθμητικής ανάλυσης γενικής χρήσης, το Matlab, και συγκεκριμένα το λογισμικό προσομοίωσης που περιλαμβάνει, το Simulink. Η έκδοση του λογισμικού είναι η R2008a.

Όπως αναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης αποτελείται από επιμέρους υποσυστήματα, τα οποία πρέπει να μοντελοποιηθούν. Τα υποσυστήματα αυτά είναι : η πηγή ισχύος, ο μετατροπέας ισχύος (δηλαδή ο αντιστροφέας ισχύος), η ηλεκτρική μηχανή, το σύστημα ελέγχου και η μετρητική μονάδα. Η πηγή ισχύος, ο αντιστροφέας ισχύος και η ηλεκτρική μηχανή αποτελούν το κύκλωμα ισχύος το οποίο είναι κοινό για όλες τις τεχνικές ελέγχου. Για το λόγο αυτό θα ασχοληθούμε αρχικά με την μοντελοποίηση των τριών αυτών υποσυστημάτων του κυκλώματος ισχύος πριν προχωρήσουμε στην προσομοίωση των διάφορων τεχνικών ελέγχου.

### 5.2.1 Μοντελοποίηση του Αντιστροφέα, της Τεχνικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM) και της Πηγής Τάσης

Για την παροχή ισχύος στο πραγματικό σύστημα χρησιμοποιείται το τριφασικό σύστημα τάσεων του δικτύου το οποίο ανορθώνεται μέσω ενός ελεγχόμενου τριφασικού ανορθωτή, και έτσι παρέχεται στην είσοδο του αντιστροφέα συνεχής τάση. Για τις ανάγκες της προσομοίωσης θεωρούμε ιδανικό ανορθωτή και σταθερή συνεχή τάση στον αντιστροφέα, μοντελοποιούμε την πηγή τάσης με μια σταθερή τιμή τάσης  $V_d$ .

Ο αντιστροφέας που χρησιμοποιείται είναι ένας τριφασικός ελεγχόμενος αντιστροφέας συνδεσμολογίας πλήρους γέφυρας. Η τάση στην είσοδο του χωρίζεται σε δύο ίσα τμήματα με δύο όμοιες πηγές, ώστε να δημιουργηθεί ένας κόμβος αναφοράς. Το κύκλωμα του ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα, όπου στη θέση των ημιαγωγών υπάρχουν ιδανικοί διακόπτες φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 5.1 :



**Σχήμα 5.1 :** Κύκλωμα ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα και χωρικά ανύσματα τάσης του στάτη

Θεωρούμε ότι ο αντιστροφέας είναι ιδανικός, άρα ότι οι απώλειες του είναι μηδενικές και άρα οι ημιαγωγοί έχουν αντικατασταθεί με ιδανικούς διακόπτες. Στο σχήμα

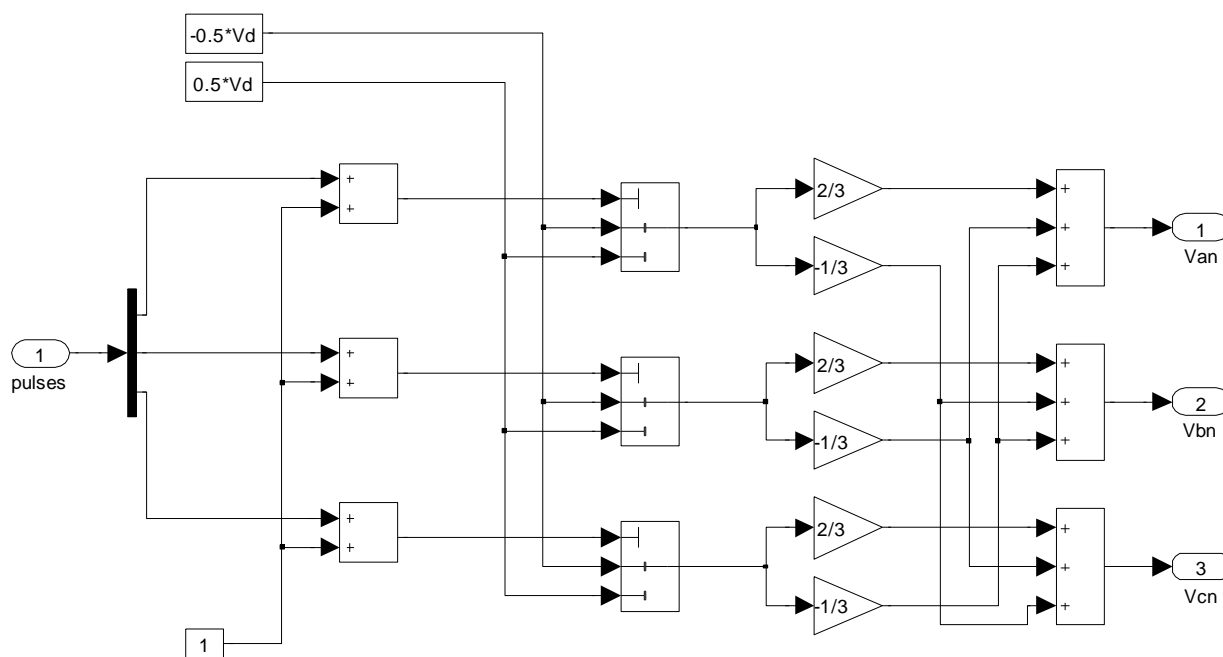
5.2 φαίνεται το μοντέλο του ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα. Ουσιαστικά πρόκειται για το μαθηματικό μοντέλο του αντιστροφέα το οποίο βασίζεται στις παρακάτω εξισώσεις :

$$v_{an} = +\frac{2}{3} \cdot v_{aN} - \frac{1}{3} \cdot v_{bN} - \frac{1}{3} \cdot v_{cN} \quad (5.1)$$

$$v_{bn} = -\frac{1}{3} \cdot v_{aN} + \frac{2}{3} \cdot v_{bN} - \frac{1}{3} \cdot v_{cN} \quad (5.2)$$

$$v_{cn} = -\frac{1}{3} \cdot v_{aN} - \frac{1}{3} \cdot v_{bN} + \frac{2}{3} \cdot v_{cN} \quad (5.3)$$

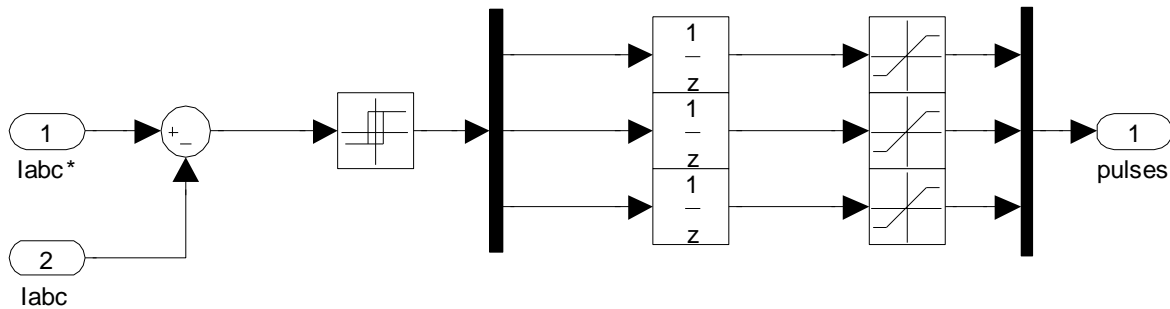
Είσοδοι στο μοντέλο είναι οι τρεις παλμοί των τριών άνω διακοπών κάθε ημιγέφυρας, που καθεμία αντιστοιχεί σε μία φάση. Οι τιμές που μπορούν να λάβουν οι είσοδοι είναι μηδέν και μονάδα, όταν ο παλμός στην είσοδο ενός διακόπτη είναι μηδέν τότε βρίσκεται σε αποκοπή και όταν είναι μονάδα βρίσκεται σε αγωγή. Αν ο άνω διακόπτης μιας ημιγέφυρας άγει τότε η τάση ανάμεσα στην αντίστοιχη φάση και τον κόμβο αναφοράς N είναι θετική και ίση με  $V_d/2$ , αντίθετα αν ο άνω διακόπτης δεν άγει, η τάση είναι αρνητική και ίση με  $-V_d/2$ . Με βάση τις σχέσεις 5.1 – 5.3 προκύπτει ότι οι φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, δηλαδή οι τάσεις ανάμεσα στην φάση και τον ουδέτερο του φορτίου η, μπορούν να πάρουν πέντε διακριτές τιμές :  $0, \pm V_d/3$  και  $\pm 2V_d/3$ .



**Σχήμα 5.2 :** Μοντελοποίηση ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα στο Simulink

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών που χρησιμοποιείται για την παραγωγή των παλμών των ιδανικών διακοπών είναι η διαμόρφωση εύρους παλμών για έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM), και είναι κοινή σε

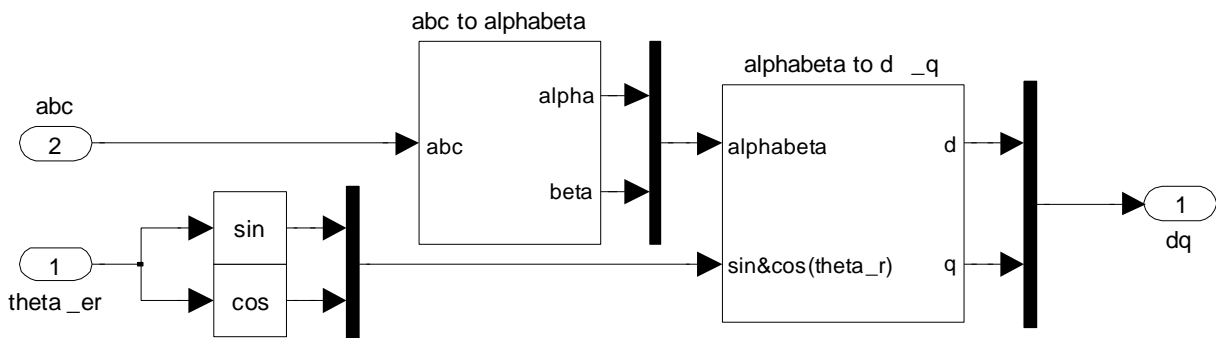
όλες τις τεχνικές ελέγχου. Το μοντέλο του συγκριτή με υστέρηση παρουσιάζεται παρακάτω, στο σχήμα 5.3 :



**Σχήμα 5.3 :** Υλοποίηση της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (HBCC PWM) στο Simulink

### 5.2.1 Μοντελοποίηση Του Σύγχρονου Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης

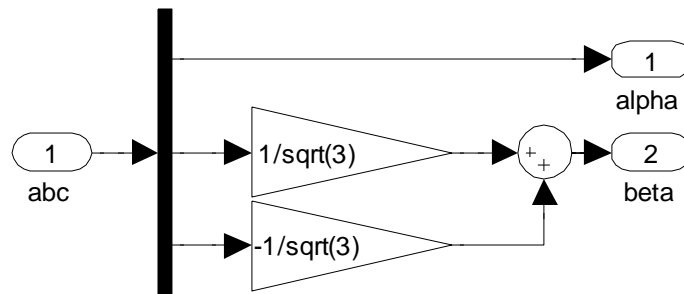
Για την προσομοίωση του τριφασικού σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης χρειάζεται να υλοποιήσουμε ένα δυναμικό μοντέλο. Θα χρησιμοποιήσουμε το δυναμικό μοντέλο σε πλαίσιο αναφοράς δυο κάθετων αξόνων (dq) που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα και το οποίο περιγράφεται από τις εξισώσεις 2.40 – 2.43, όπως παρουσιάστηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο. Για τη δημιουργία του μοντέλου οι εξισώσεις αυτές πρέπει να υλοποιηθούν στο Simulink. Εφόσον το μοντέλο αναφέρεται σε ένα πλαίσιο αναφοράς δυο κάθετων αξόνων που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα (ταχύτητα του δρομέα), θα πρέπει και οι είσοδοι του να μετασχηματιστούν στο ίδιο πλαίσιο αναφοράς. Αυτό θα γίνει μέσω της υλοποίησης στο Simulink του γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού Park. Ο μετασχηματισμός έχει ήδη αναλυθεί στο δεύτερο κεφάλαιο, ενώ παρακάτω στα σχήματα 5.4 – 5.9 θα παρουσιαστεί και ο τρόπος υλοποίησης αυτού και του αντίστροφου μετασχηματισμού του. Κάθε μετασχηματισμός γίνεται σε δύο στάδια, αρχικά το στατικό πλαίσιο αναφοράς τριών αξόνων μετασχηματίζεται σε στατικό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων (πλαίσιο alpha - beta) και μετά σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων (dq).



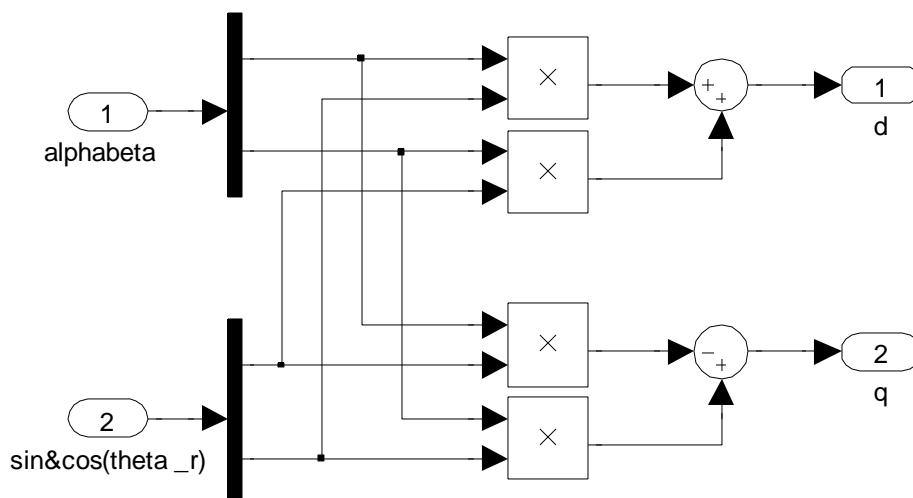
**Σχήμα 5.4 :** Υλοποίηση του μετασχηματισμού Park στο Simulink

Ο συνολικός μετασχηματισμός ουσιαστικά υλοποιεί τις σχέσεις :

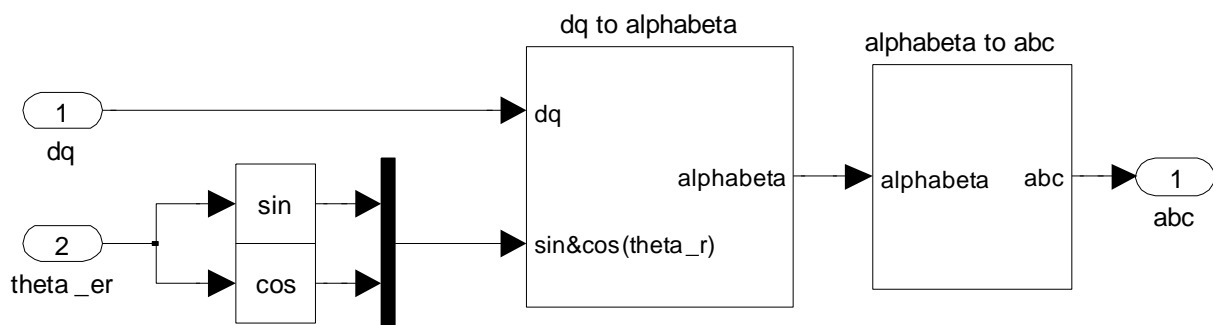
$$\begin{cases} i_\alpha = i_a \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \end{cases} \quad \text{και} \quad \begin{cases} i_d = i_\alpha \cos \theta_{er} + i_\beta \sin \theta_{er} \\ i_q = -i_\alpha \sin \theta_{er} + i_\beta \cos \theta_{er} \end{cases} \quad (5.1)$$



Σχήμα 5.5 : Μετασχηματισμός ρευμάτων σε στατό πλαίσιο στο Simulink



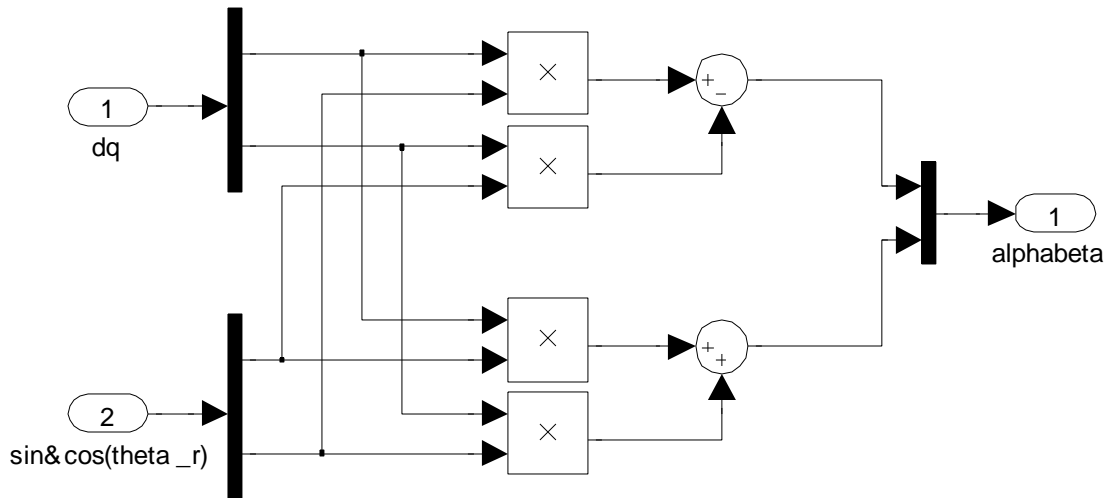
Σχήμα 5.6 : Μετασχηματισμός ρευμάτων από το πλαίσιο α-β στο πλαίσιο d-q στο Simulink



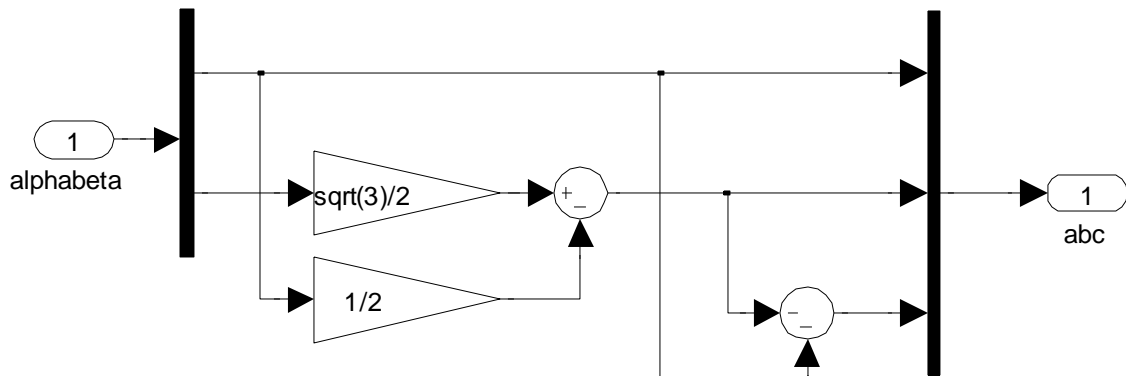
Σχήμα 5.7 : Υλοποίηση του αντίστροφου μετασχηματισμού Park στο Simulink



Αντίστοιχα, από το σύστημα εξισώσεων (5.1) προκύπτουν και οι εξισώσεις που υλοποιούν τον αντίστροφο μετασχηματισμό, ο οποίος πάλι χωρίζεται σε δύο μέρη.



**Σχήμα 5.8 :** Μετασχηματισμός ρευμάτων από το πλαίσιο d-q στο πλαίσιο α-β στο Simulink

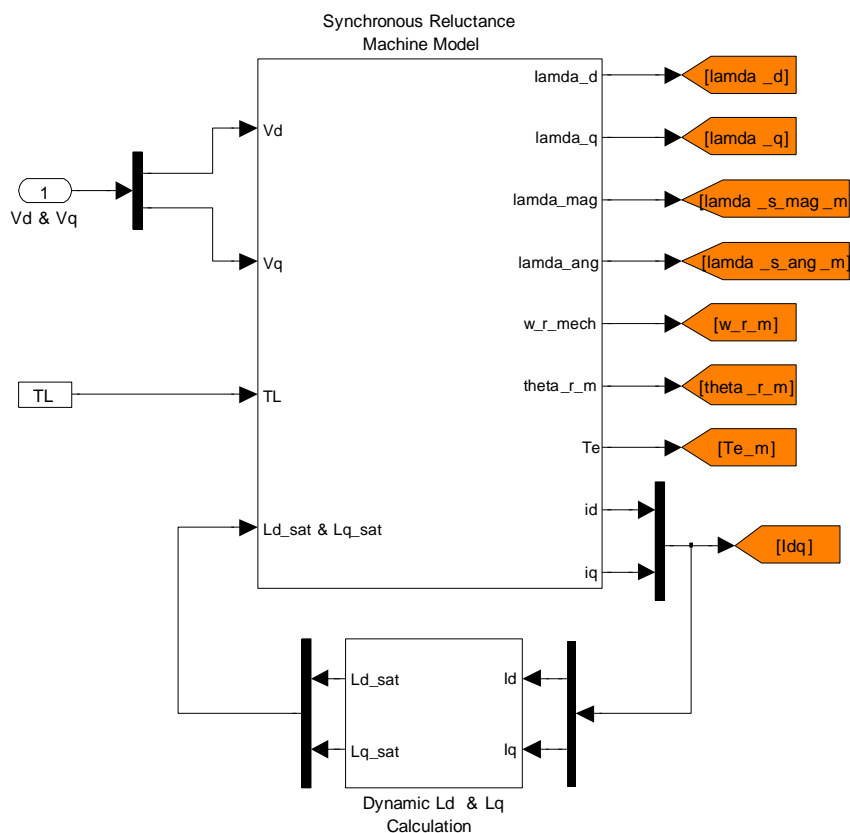


**Σχήμα 5.9 :** Μετασχηματισμός ρευμάτων από το πλαίσιο α-β στο πλαίσιο abc στο Simulink

Παρακάτω, στο σχήμα 5.10 φαίνεται η τροφοδότηση του μοντέλου της μηχανής με τις μετασχηματισμένες τάσεις σε πλαίσιο αναφοράς δυο κάθετων αξόνων. Αυτή θα είναι και η μορφή του μοντέλου όπως θα εμφανίζεται σε όλες τις προσομοιώσεις που θα ακολουθήσουν. Στα σχήματα 5.11 και 5.12 παρουσιάζεται σε λεπτομέρεια το δυναμικό μοντέλο της μηχανής, στο σχήμα 5.11 φαίνεται η υλοποίηση των εξισώσεων της μηχανής και η σύζευξη των ηλεκτρικών και των μηχανικών μεγεθών της, ενώ στο σχήμα 5.12 παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο γίνεται δυναμικά η ενημέρωση των τιμών των αυτεπαγωγών των δύο αξόνων. Δηλαδή ουσιαστικά στο σχήμα 5.12 φαίνεται η υλοποίηση του κορεσμού της μηχανής με χρήση πινάκων (LUT – Look Up Tables).

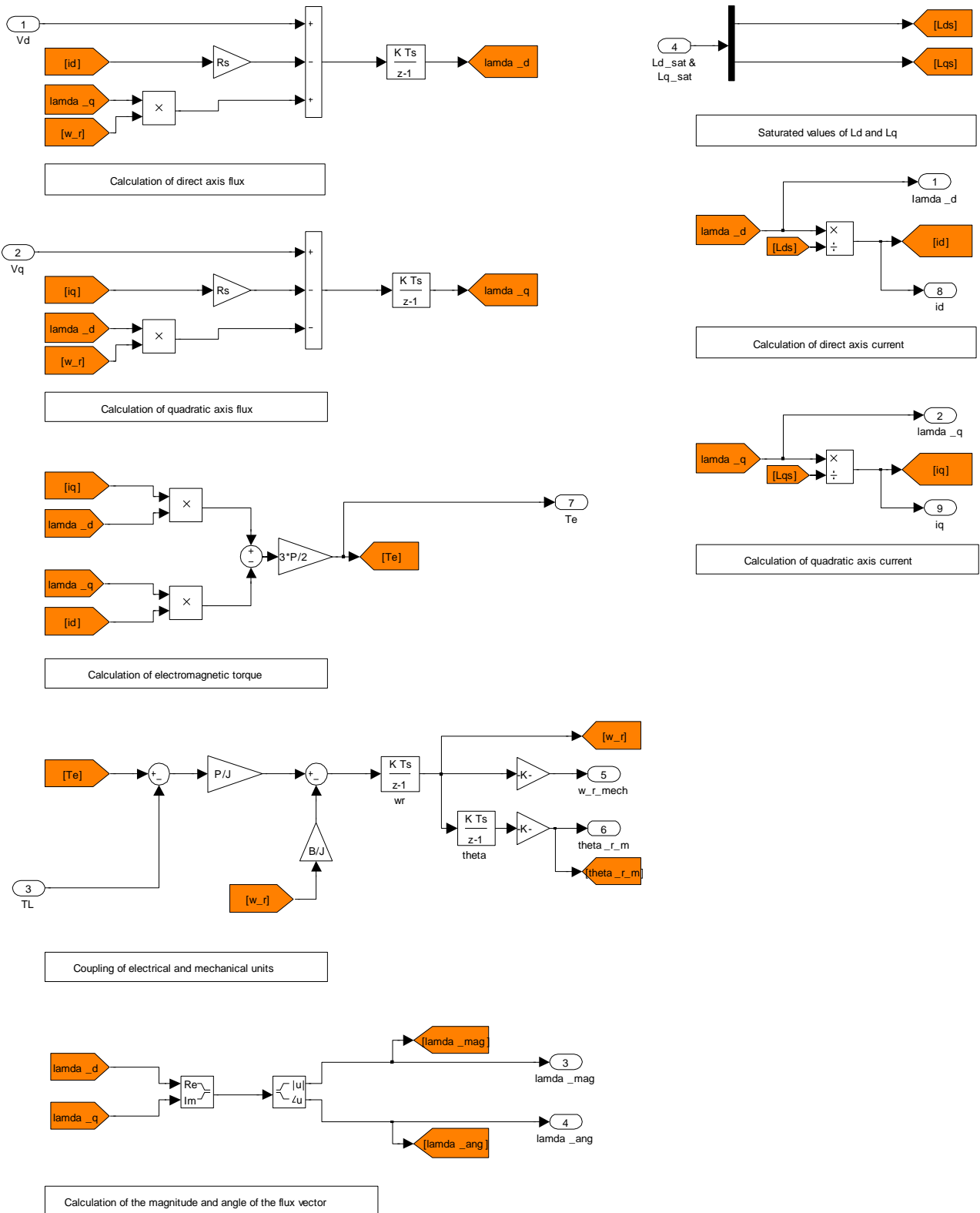
Το φορτίο που έχουμε θεωρήσει είναι φορτίο σταθερής ροπής (βλέπε παράγραφο 1.3.4), που σημαίνει ότι στη μηχανική εξίσωση του μοντέλου η ροπή του φορτίου  $T_L$

θεωρείται ως μια σταθερά. Η προσέγγιση αυτή είναι λογική καθώς το φορτίο που θα χρησιμοποιήσουμε το επιλέγουμε εμείς, έτσι ώστε να έχει αυτά τα χαρακτηριστικά.

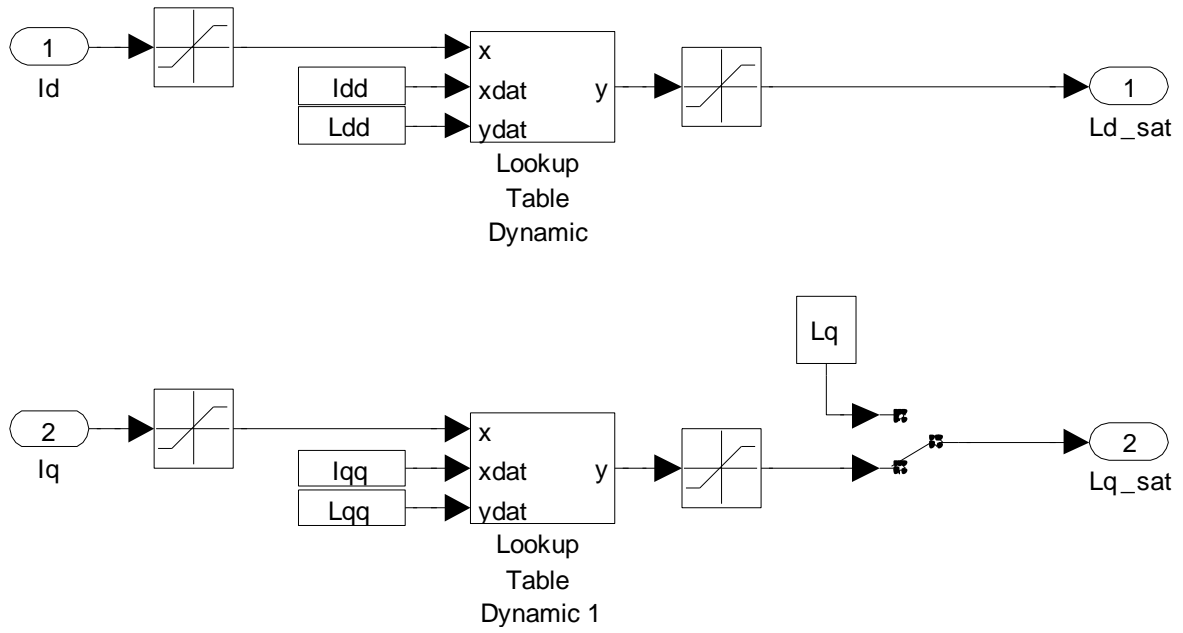


**Σχήμα 5.10 :** Το μοντέλο του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης που τροφοδοτείται με μετασηματισμένες τάσεις σε πλαίσιο αναφοράς δυο κάθετων αξόνων στο Simulink

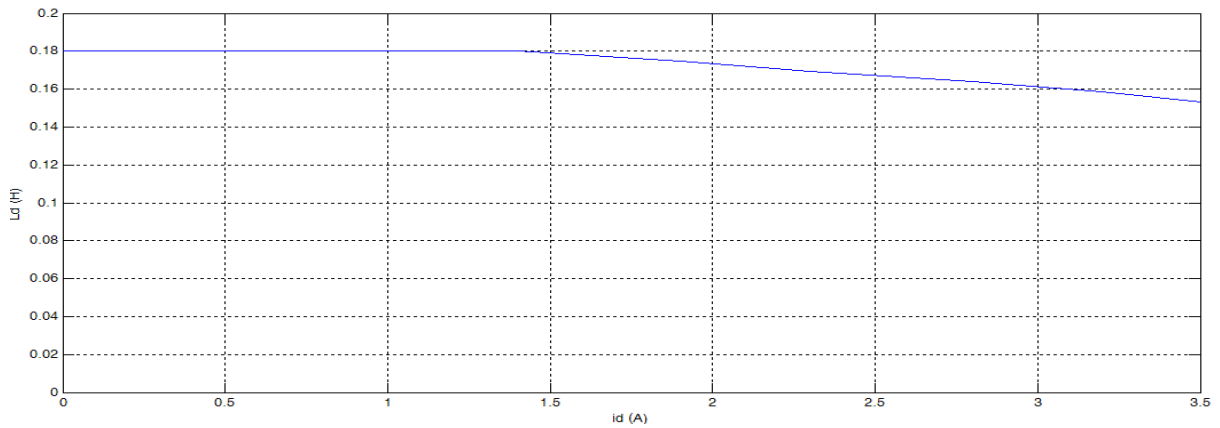
Στο σημείο αυτό έχουμε παρουσιάσει όλα τα επιμέρους μοντέλα που απαρτίζουν το κύκλωμα ισχύος του συστήματος ηλεκτρική κίνησης. Το συνολικό μοντέλο του κυκλώματος ισχύος προκύπτει από τη διασύνδεση όλων των παραπάνω μοντέλων. Παρατηρούμε ότι τα μοντέλα αυτά είναι γενικά, δηλαδή μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να προσομοιώσουν το κύκλωμα ισχύος ενός οποιουδήποτε συστήματος ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιεί σύγχρονο κινητήρα μαγνητικής αντίστασης και οδηγείται από τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης συνδεσμολογίας πλήρους γέφυρας. Εξαιτίας του γεγονότος ότι τα μοντέλα αυτά δεν αναφέρονται σε κάποιο συγκεκριμένο σύστημα, περιέχουν κάποιες παραμέτρους τις οποίες θα πρέπει να ορίσουμε και οι οποίες αναφέρονται στο εκάστοτε ελεγχόμενο σύστημα. Οι παράμετροι που θα πρέπει να μετρήσουμε ή να υπολογίσουμε καταγράφονται παρακάτω, στον πίνακα 5.1, στον οποίο δίνονται και οι τιμές τους, όπως ορίστηκαν για τις ανάγκες των προσομοιώσεων. Το κύκλωμα ισχύος μένει αμετάβλητο σε όλες τις τεχνικές ελέγχου, και άρα αμετάβλητο θα μείνει και το μοντέλο που θα χρησιμοποιηθεί για την προσομοίωση του.



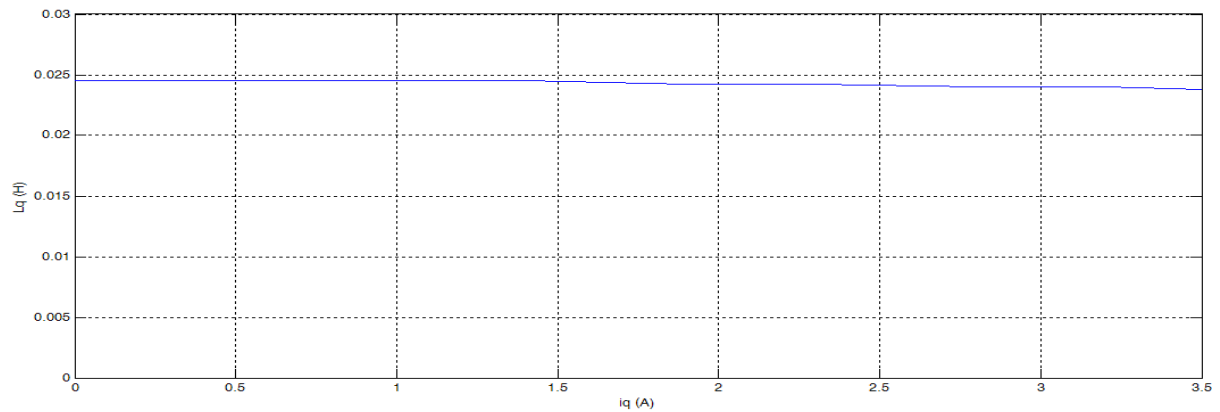
Σχήμα 5.11 : Υλοποίηση των εξισώσεων του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης στο Simulink



**Σχήμα 5.12 :** Μοντελοποίηση του κορεσμού των αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα του κινητήρα με χρήση LUT στο Simulink



**Σχήμα 5.13 :** Καμπύλη κορεσμού της αυτεπαγωγής ευθέως άξονα του κινητήρα όπως προκύπτει από τη χρήση των LUT



**Σχήμα 5.14 :** Καμπύλη κορεσμού της αυτεπαγωγής εγκάρσιου άξονα του κινητήρα όπως προκύπτει από τη χρήση των LUT

Το κύκλωμα παρακολούθησης και ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης περιλαμβάνει τον εκτιμητή των μεγεθών του συστήματος που χρειάζονται για τον έλεγχο και τον ελεγκτή που υλοποιεί τον αλγόριθμο ελέγχου. Επειδή οι αλγόριθμοι ελέγχου διαφέρουν στις υπό εξέταση τεχνικές ελέγχου, διαφέρουν και τα επιμέρους κυκλώματα ελέγχου τους. Για αυτό το λόγο στις επόμενες παραγράφους θα παρουσιάζονται ξεχωριστά τα κυκλώματα ελέγχου που χρησιμοποιεί κάθε τεχνική ελέγχου και θα εξετάζεται η διασύνδεση τους με το κύκλωμα ελέγχου (το οποίο θα παραμένει αμετάβλητο). Τα αποτελέσματα προσομοίωσης της κάθε τεχνικής θα παρουσιάζονται ξεχωριστά.

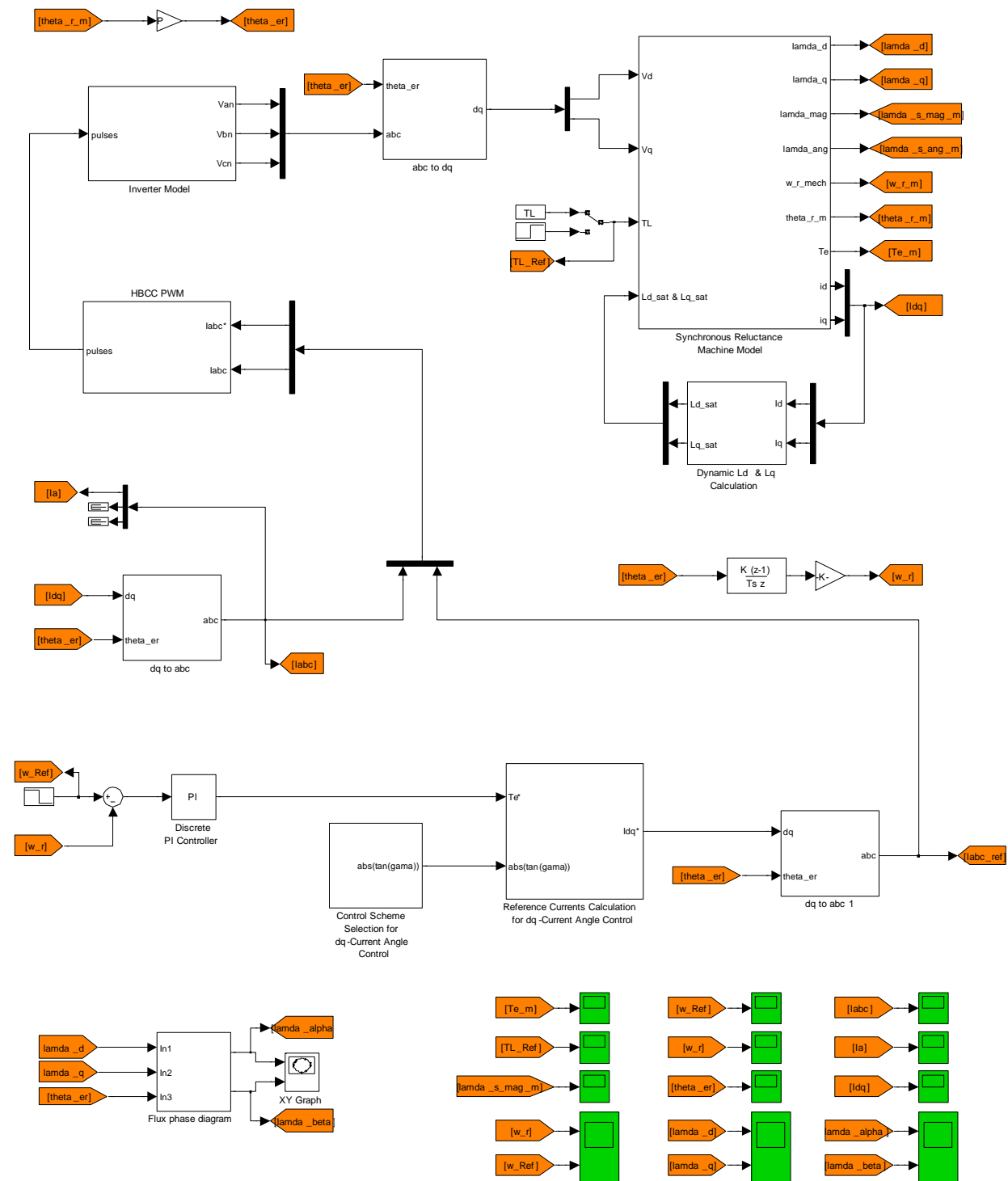
**Πίνακας 5.1 :** Παράμετροι που είναι απαραίτητοι για την προσομοίωση της Σύγχρονης Μηχανής Μαγνητικής Αντίστασης και οι τιμές τους για το υπό εξέταση σύστημα ηλεκτρικής κίνησης

<b>Παράμετρος Σύγχρονης Μηχανής Μαγνητικής Αντίστασης</b>	<b>Τιμή της παραμέτρου για τη συγκεκριμένη Μηχανή</b>
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος στάτη ( $R_s$ )	8.1 $\Omega$
Ακόρεστη τιμή αυτεπαγωγής ευθύ άξονα ( $L_{dn}$ )	180 $mH$
Κορεσμένη τιμή αυτεπαγωγής ευθύ άξονα ( $L_{sat} = 0.85 \cdot L_{dn}$ )	153 $mH$
Αυτεπαγωγή εγκάρσιου άξονα ( $L_q \approx const$ )	24.5 $mH$
Ζεύγη μαγνητικών πόλων ( $P_1$ )	2
Ροπή αδράνειας δρομέα ( $J$ )	0.0005 $kg \cdot m^2$
Συντελεστής τριβής ( $B$ )	0 $N \cdot m \cdot s$
Ονομαστική ροπή φορτίου ( $T_L$ )	0.95 $N \cdot m$
Ονομαστική ταχύτητα περιστροφής δρομέα ( $\omega_n$ )	157.08 $rad / sec$
Ονομαστική ταχύτητα περιστροφής δρομέα ( $n_n$ )	1500 ΣΑΛ
Ονομαστικό ρεύμα στάτη ( $I_n$ )	2.5 $A$
Συνεχής τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα ( $V_d$ )	500 $V$ (σταθερή)

### 5.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

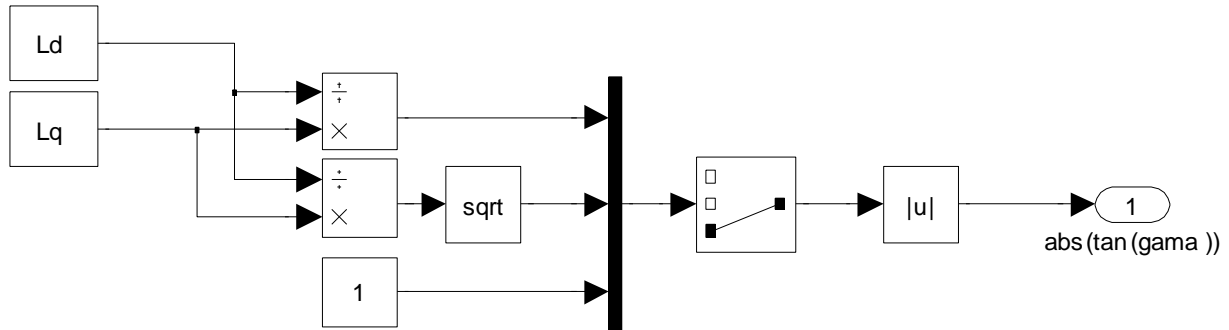
### 5.3.1 Έλεγχος με Σταθερή Γωνία του Διανύσματος του Ρεύματος

Παρακάτω, στο σχήμα 5.15, φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα της τεχνικής ελέγχου με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος, όπως υλοποιήθηκε στο Simulink :

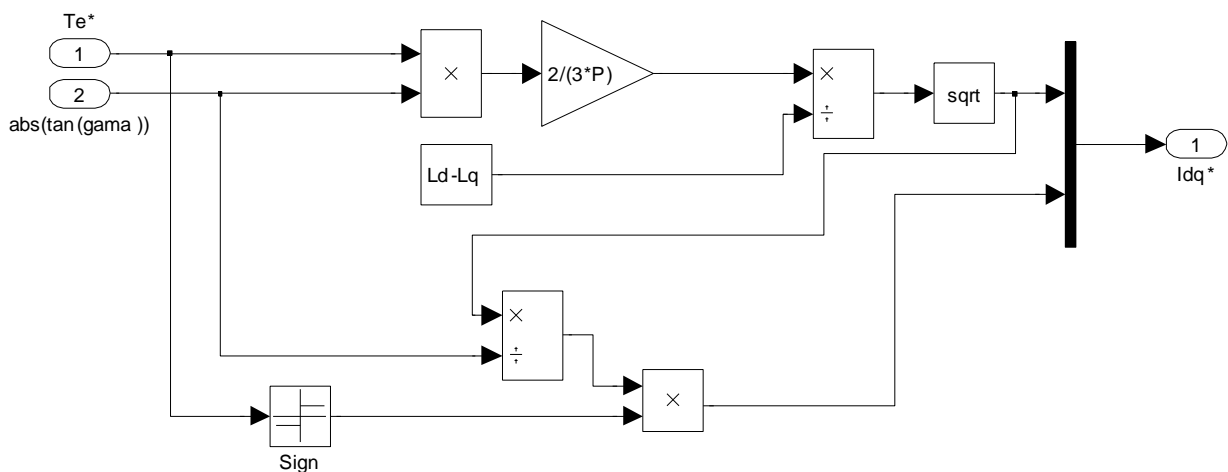


Σχήμα 5.15 : Προσομοίωση στο Simulink του διανυσματικού ελέγχου με έλεγχο βάσει της γωνίας του διανύσματος του ρεύματος (dq current angle control)

Παρακάτω, στα σχήματα 5.16 και 5.16 παρουσιάζονται με λεπτομέρεια οι υλοποιήσεις του επιλογέα του είδους του διανυσματικού ελέγχου με βάση τη γωνία του διανύσματος του ρεύματος και της δημιουργίας των ρευμάτων αναφοράς για τον ευθύ και τον εγκάρσιο άξονα :



**Σχήμα 5.16 :** Επιλογή του είδους του διανυσματικού ελέγχου – MTPA, MPF ή MRCT



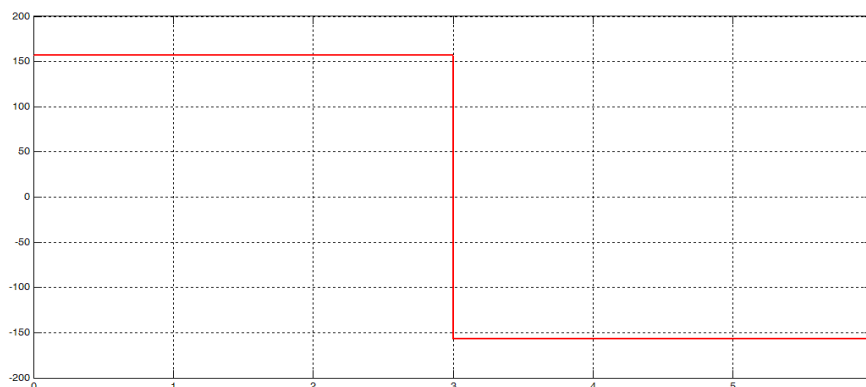
**Σχήμα 5.17:** Δημιουργία των ρευμάτων αναφοράς για τον ευθύ και τον εγκάρσιο άξονα στο Simulink

Για να αναλύσουμε και να συγκρίνουμε τις τρεις τεχνικές ελέγχου με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος, δηλαδή τις MTPA, MPF και MRCT, θα πραγματοποιήσουμε τρεις διαφορετικές δοκιμές, στην ουσία θα επιβάλλουμε τρία ακραία μεταβατικά φαινόμενα. Αυτά είναι τα εξής :

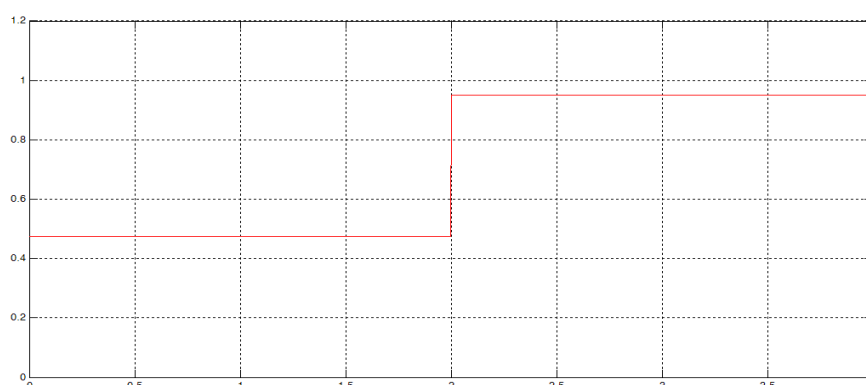
1. Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας μετά από χρόνο  $t = 3 \text{ sec}$ .
2. Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
3. Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Παρακάτω, στο σχήμα 5.18 φαίνονται οι κυματομορφές αναφοράς για κάθε ένα από τα προαναφερθέντα μεταβατικά φαινόμενα :

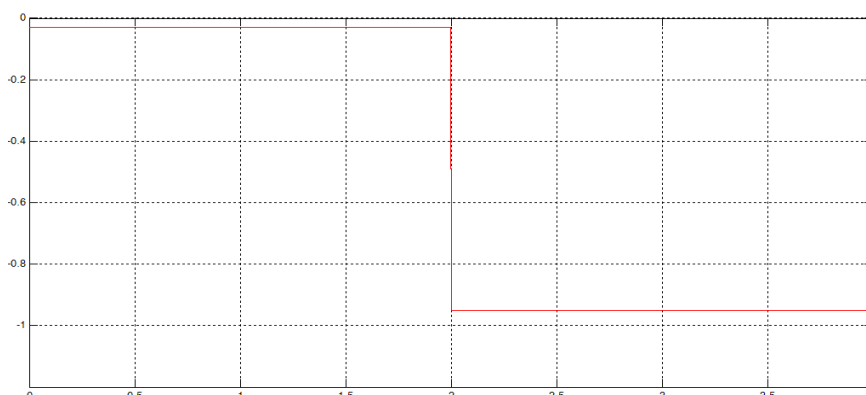
Ταχύτητα αναφοράς για την πρώτη δοκιμή. Γίνεται αντιστροφή της σε χρόνο 3 sec



Ροπή αναφοράς για τη δεύτερη δοκιμή. Γίνεται μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού



Ροπή αναφοράς για την τρίτη δοκιμή. Γίνεται μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού



**Σχήμα 5.18 :** Κυματομορφές αναφοράς για τις τρεις δοκιμές που προσομοιώνονται

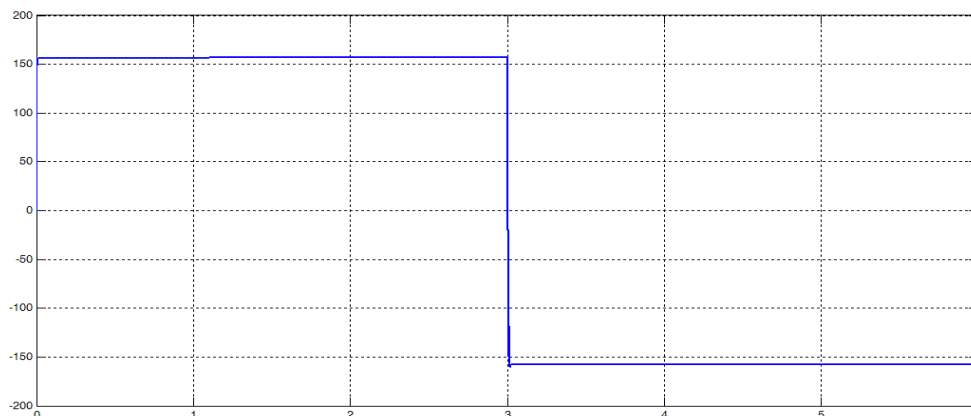
Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και των τριών δοκιμών για τις τρεις προαναφερθέντες τεχνικές ελέγχου. Με τη σειρά παρουσίασης των αποτελεσμάτων, θα δούμε την απόκριση των τεχνικών ελέγχου Maximum Torque Per Ampere, Maximum Power Factor και Maximum Rate of Change of Torque.

### 5.3.1.1 Τεχνική Μέγιστης Ροπής ανά Μονάδα Ρεύματος - Maximum Torque Per Ampere

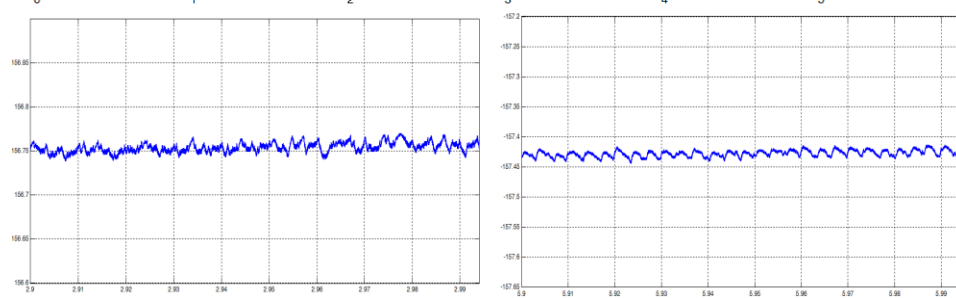
Παρακάτω, στο σχήμα 5.19, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της πρώτης δοκιμής : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας σε χρόνο 3 sec:



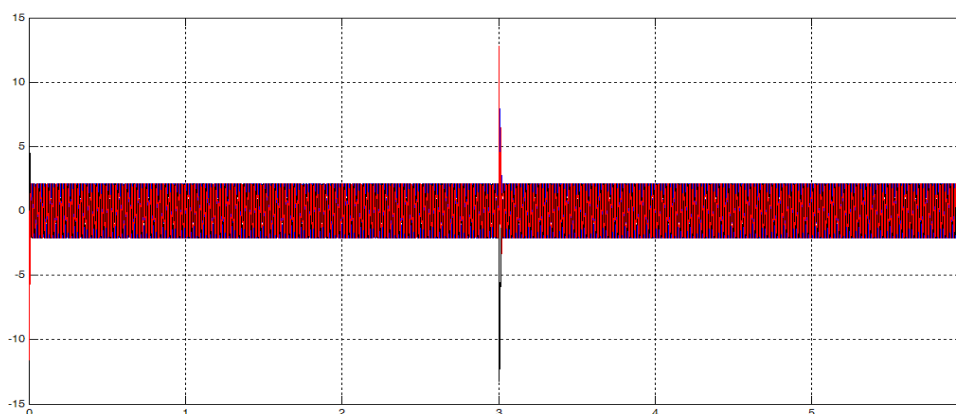
Απόκριση της ταχύτητας περιστροφής όταν γίνεται αντιστροφή της σε χρόνο 3 sec



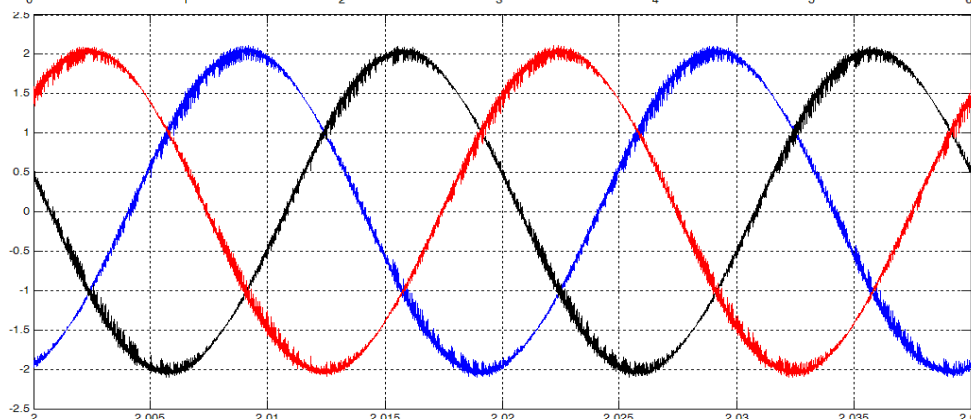
Λεπτομέρεια της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση πριν και μετά την αντιστροφή



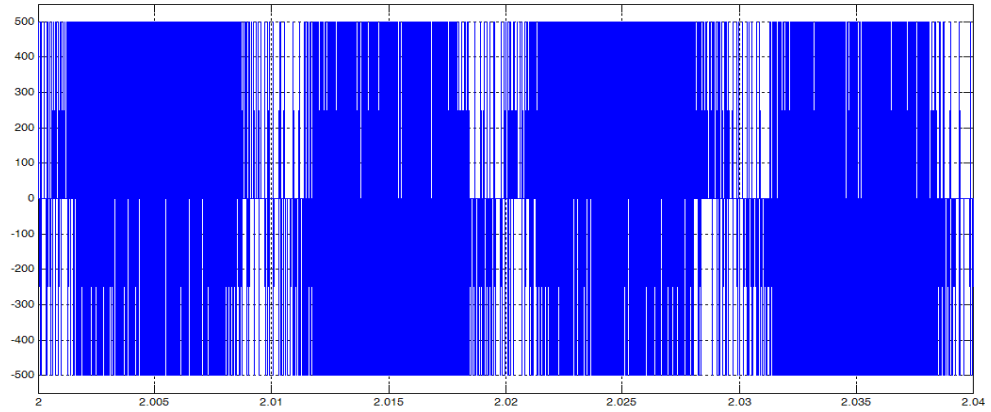
Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά την αντιστροφή της ταχύτητας



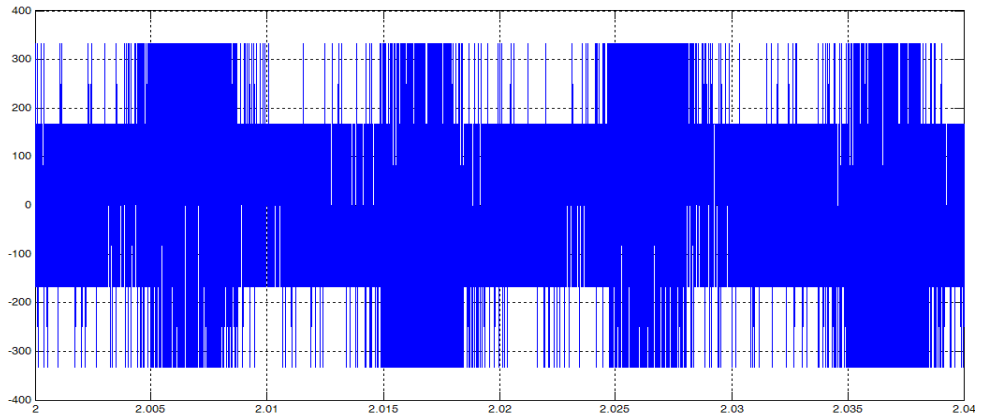
Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων στη μόνιμη κατάσταση



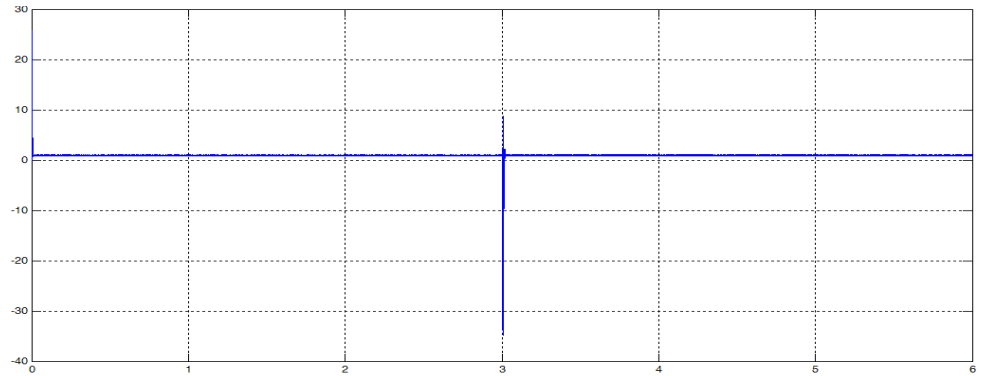
Πολική τάση  
εξόδου του  
τριφασικού  
αντιστροφέα



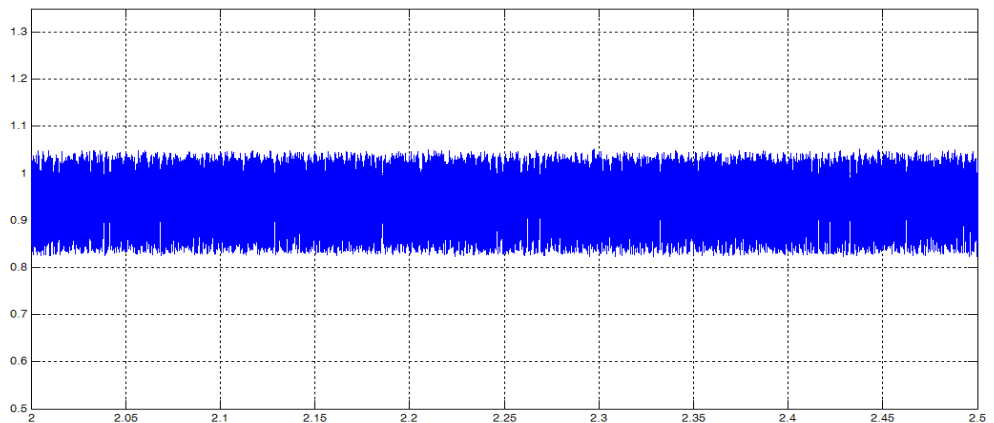
Φασική τάση  
εξόδου του  
τριφασικού  
αντιστροφέα



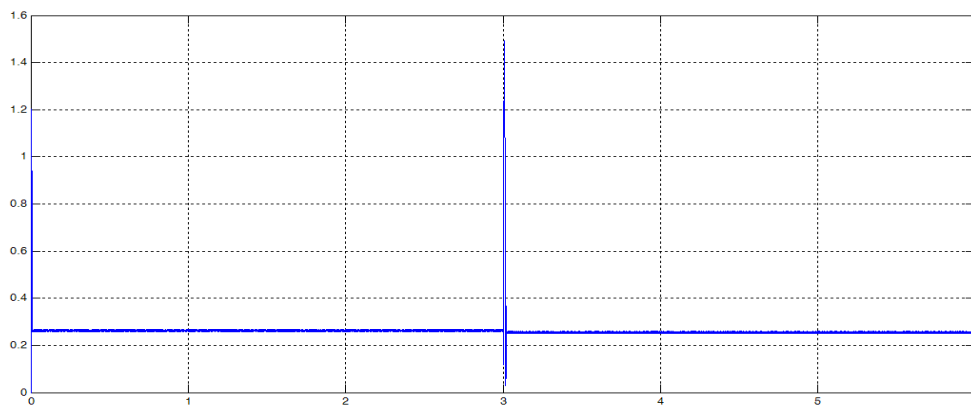
Απόκριση της  
ροπής κατά την  
αντιστροφή της  
ταχύτητας



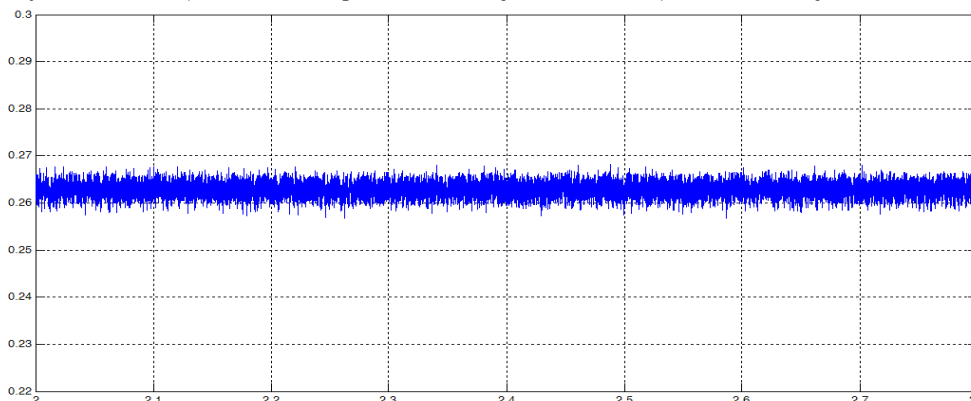
Λεπτομέρεια  
της ροπής στη  
μόνιμη  
κατάσταση  
(ονομαστικό  
φορτίο)



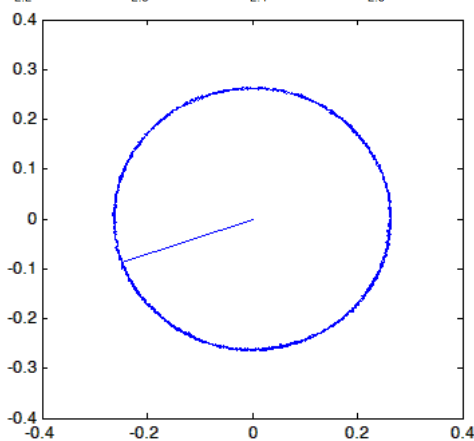
Απόκριση του πλάτους της μαγνητικής ροής κατά την αντιστροφή της ταχύτητας



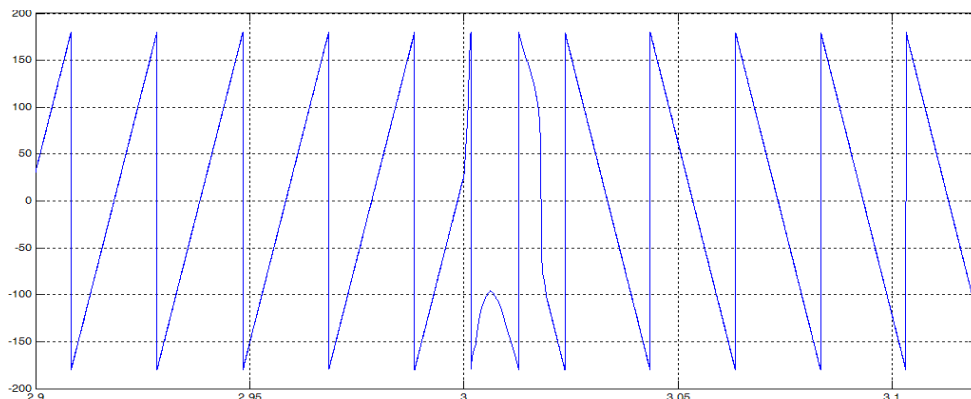
Λεπτομέρεια του πλάτους της μαγνητικής ροής στη μόνιμη κατάσταση



Πορεία κίνησης του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη



Απόκριση της γωνιακής θέσης του δρομέα κατά την αντιστροφή της ταχύτητας

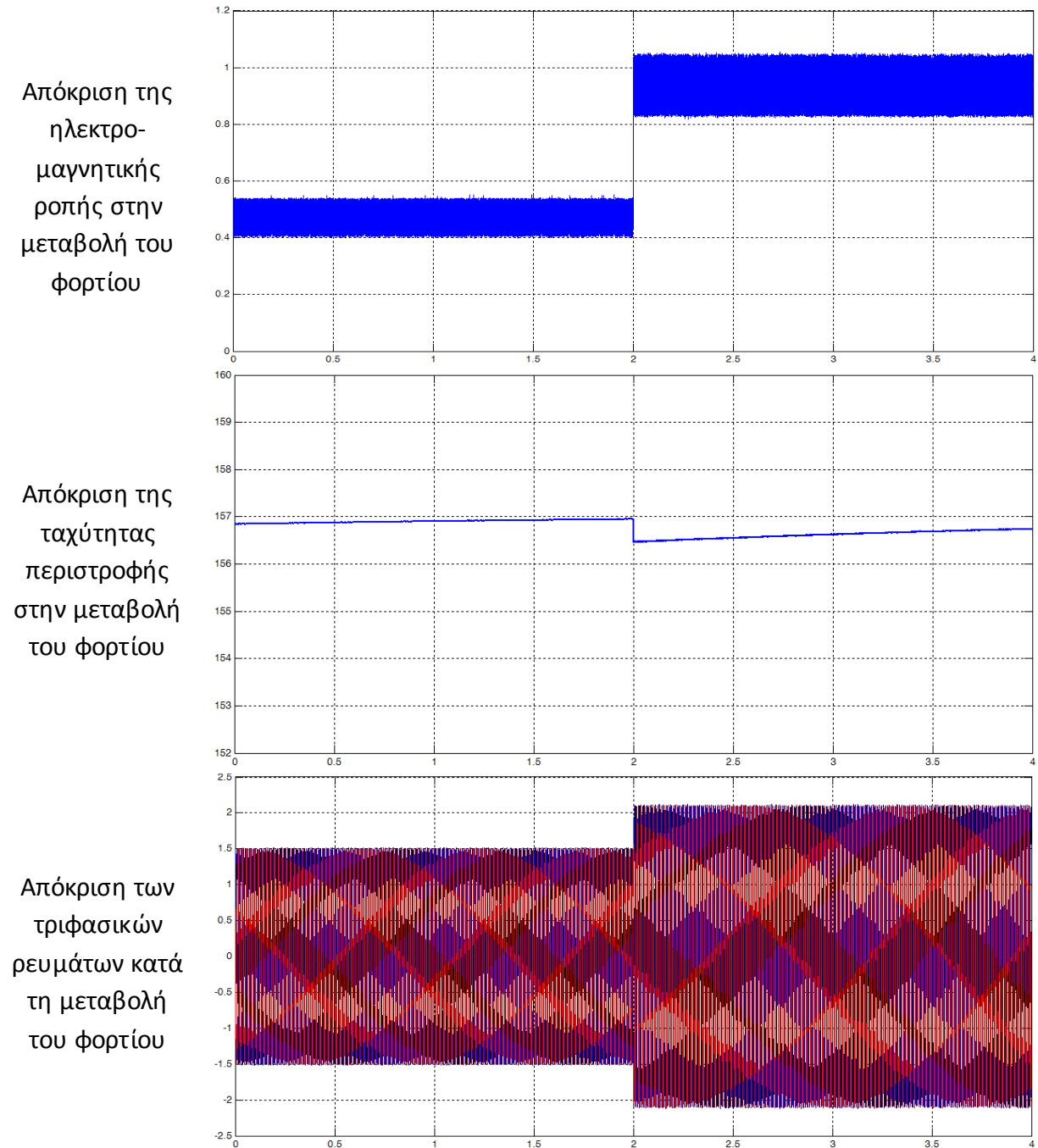


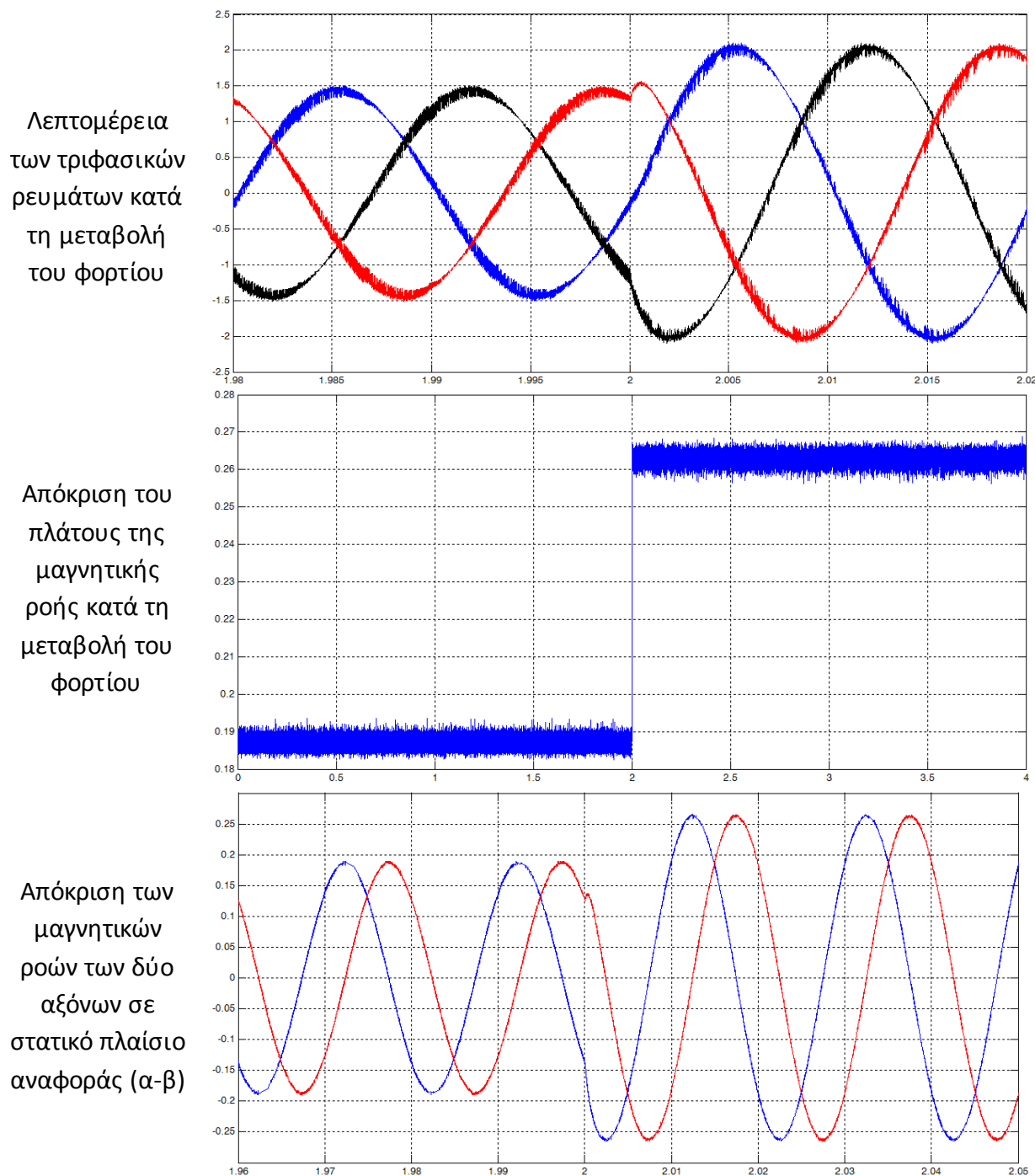
Σ.Ι. στη μόνιμη κατάσταση 0.67

**Σχήμα 5.19 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ στο Simulink.

Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας  
(κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.9 και I : 0.3)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.20, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της δεύτερης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

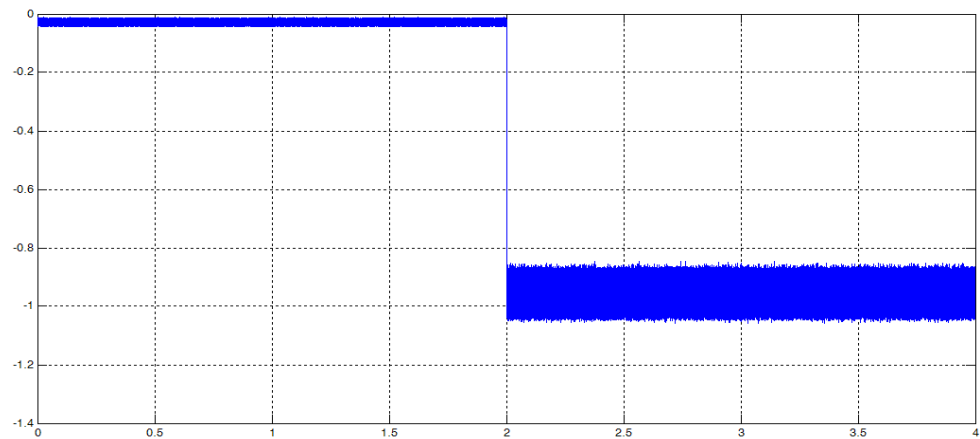




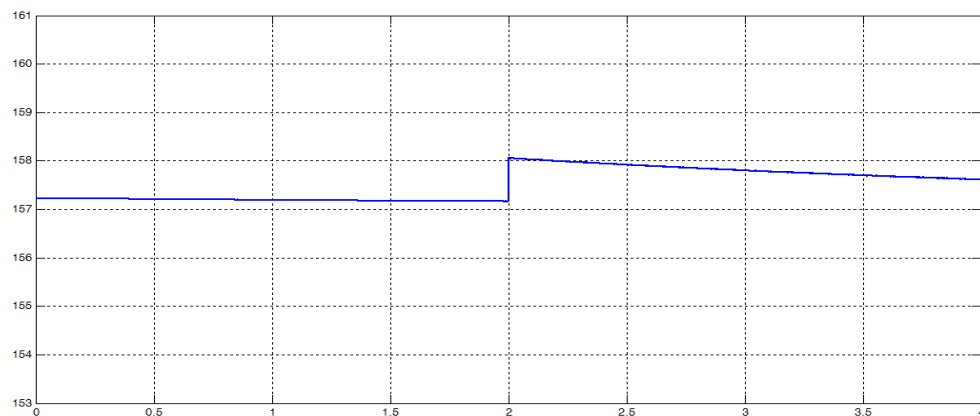
**Σχήμα 5.20 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ στο Simulink.  
 Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού  
 (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.9 και I : 0.3)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.21 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της τρίτης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

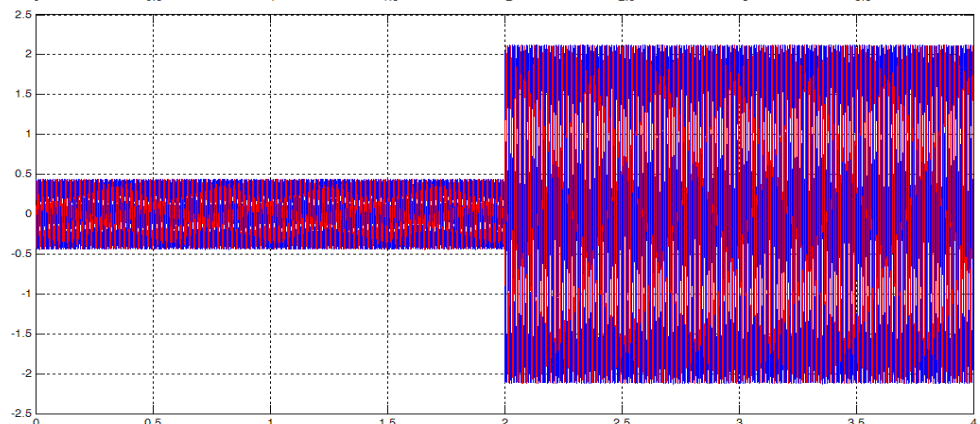
Απόκριση της  
ηλεκτρο-  
μαγνητικής  
ροπής στην  
μεταβολή του  
φορτίου



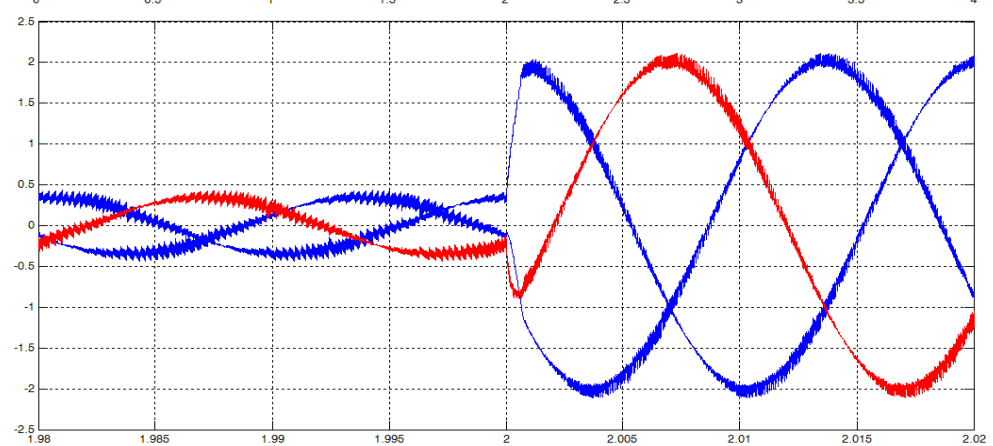
Απόκριση της  
ταχύτητας  
περιστροφής  
στην μεταβολή  
του φορτίου

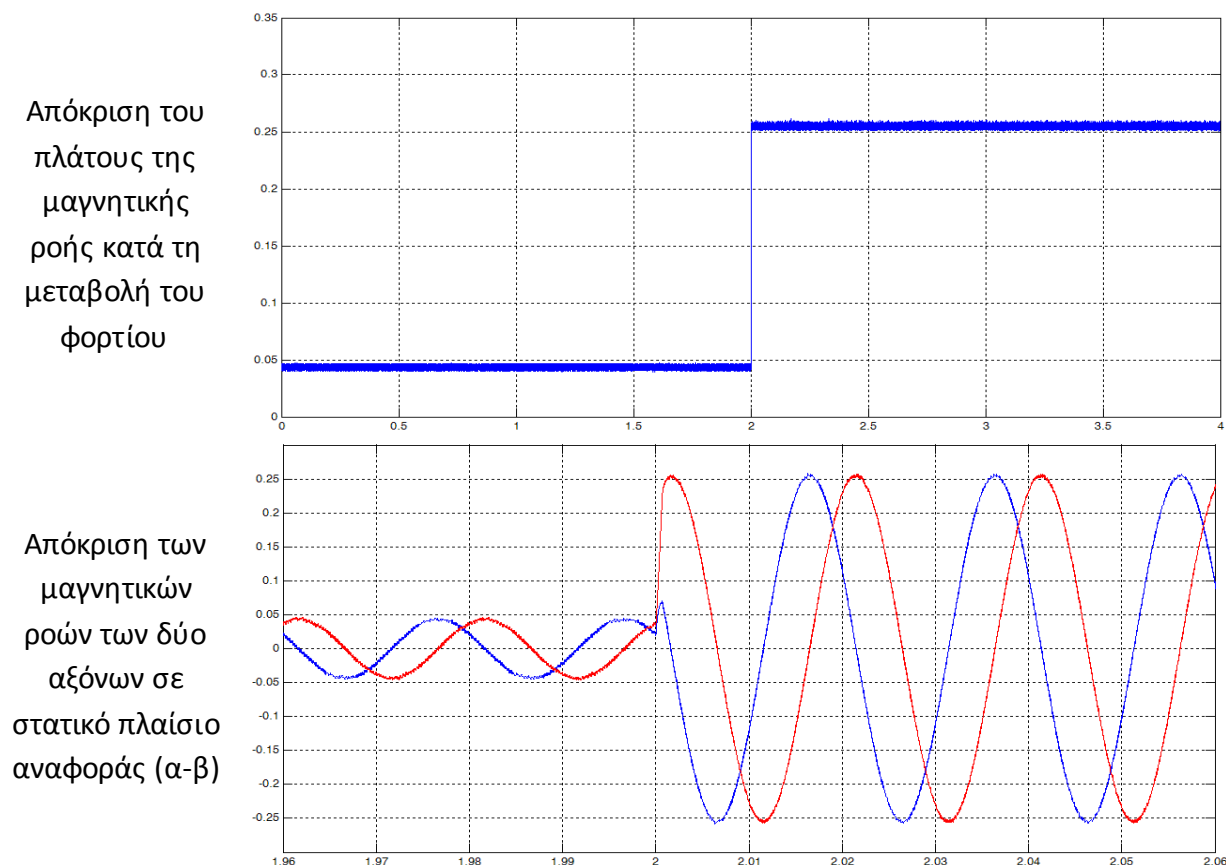


Απόκριση των  
τριφασικών  
ρευμάτων κατά  
τη μεταβολή  
του φορτίου



Λεπτομέρεια  
των τριφασικών  
ρευμάτων κατά  
τη μεταβολή  
του φορτίου



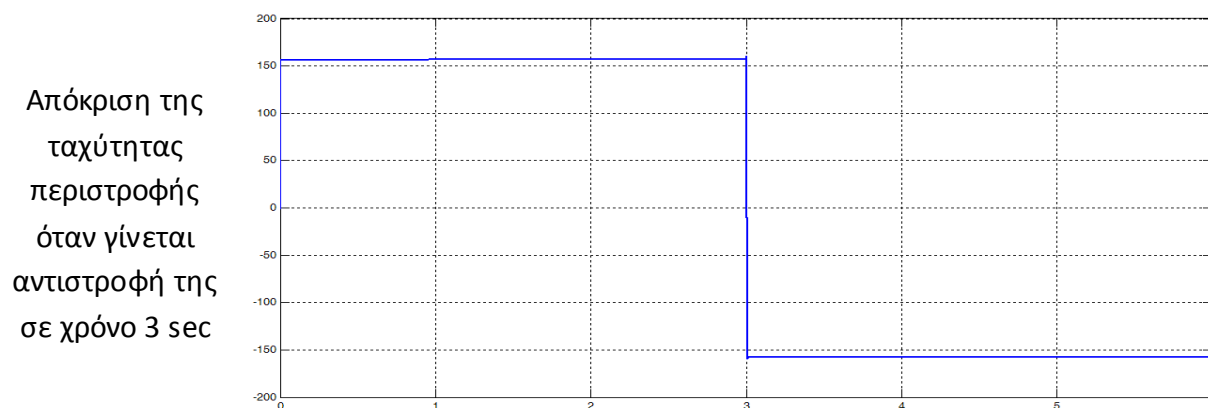


**Σχήμα 5.21 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ στο Simulink.

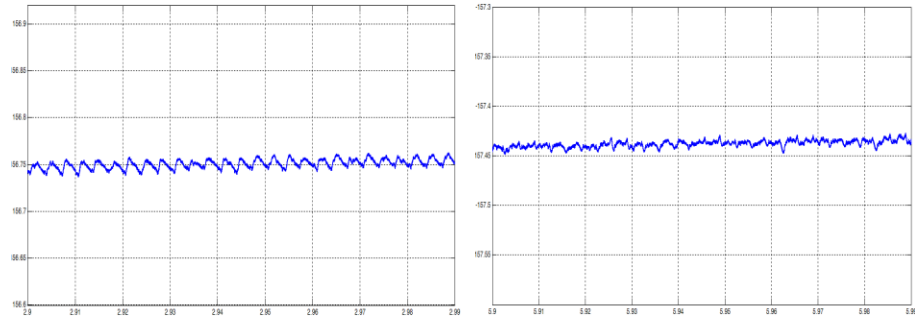
Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού  
(κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.9 και I : 0.3)

### 5.3.1.2 Τεχνική Μέγιστου Συντελεστή Ισχύος - Maximum Power Factor

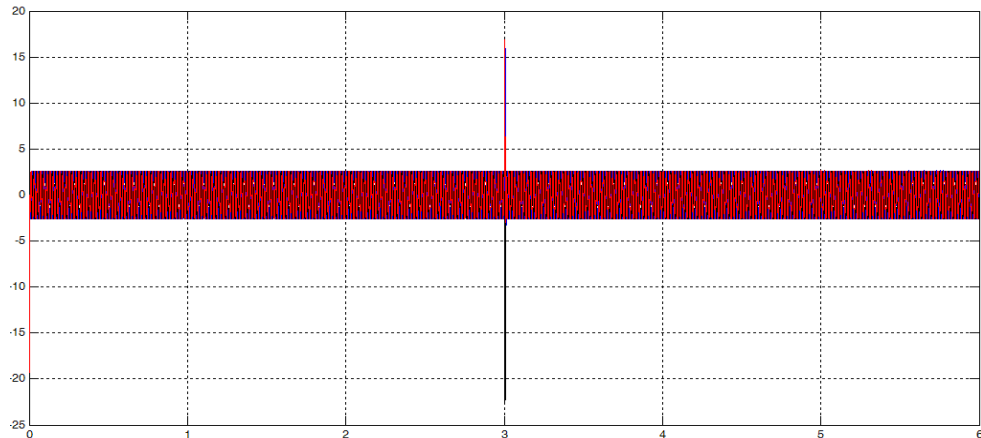
Παρακάτω, στο σχήμα 5.22, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της πρώτης δοκιμής : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας σε χρόνο 3 sec:



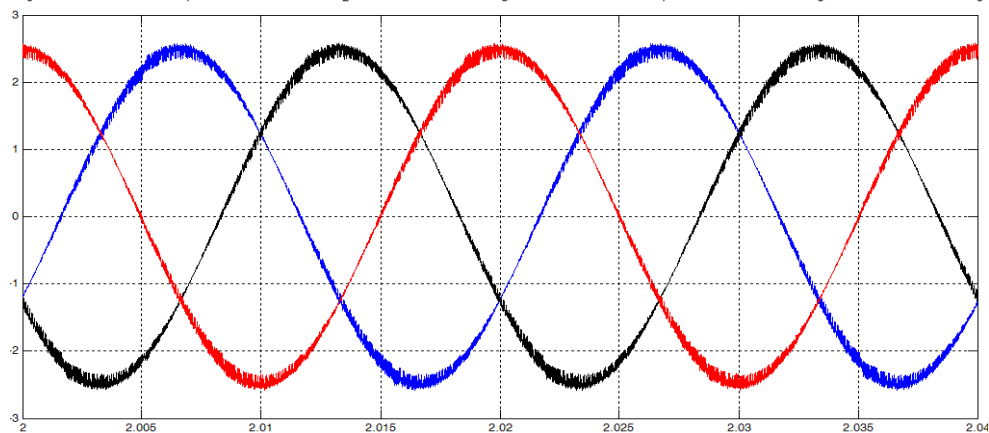
Λεπτομέρεια της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση πριν και μετά την αντιστροφή



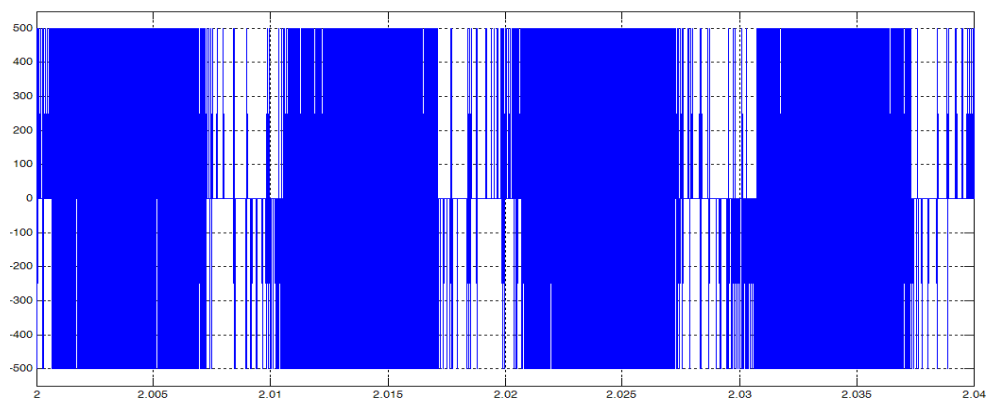
Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά την αντιστροφή της ταχύτητας



Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων στη μόνιμη κατάσταση

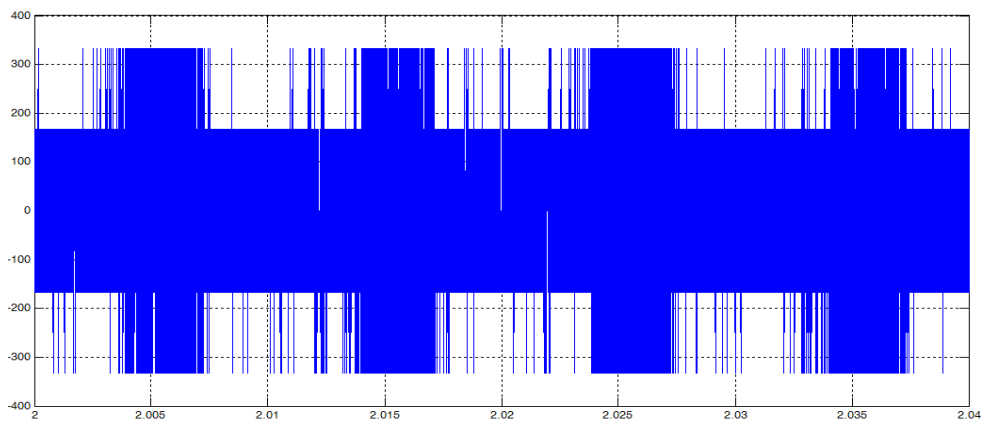


Πολική τάση εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα

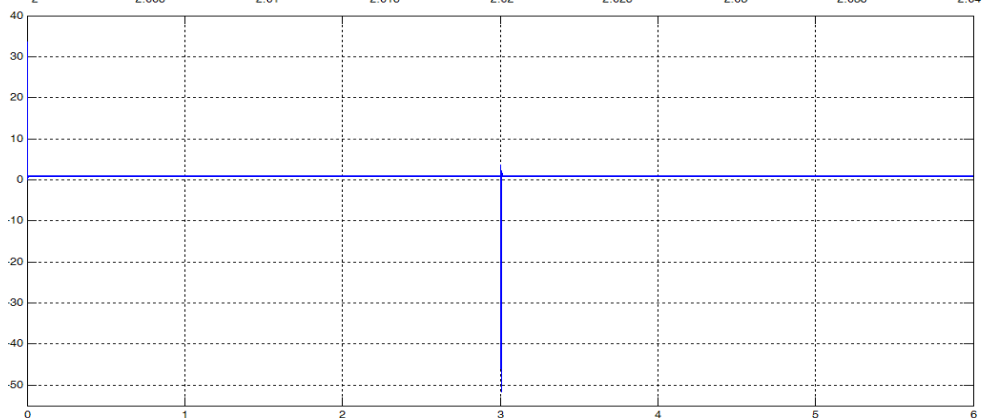




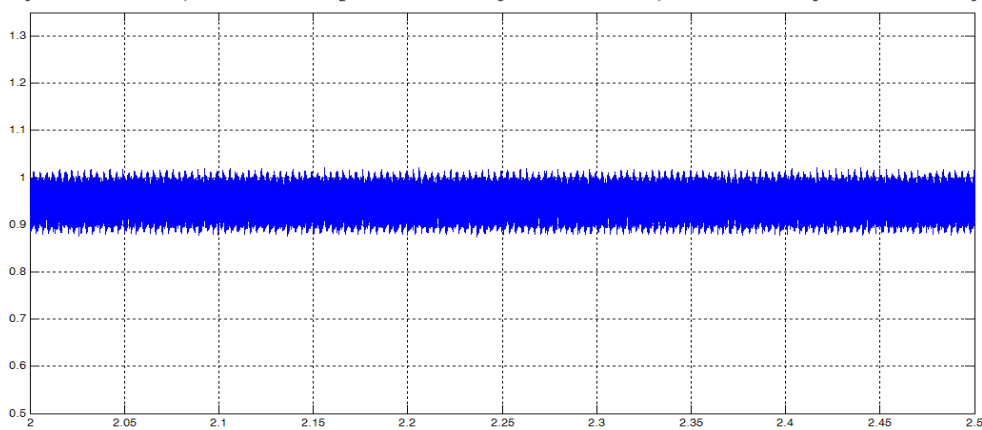
Φασική τάση  
εξόδου του  
τριφασικού  
αντιστροφέα



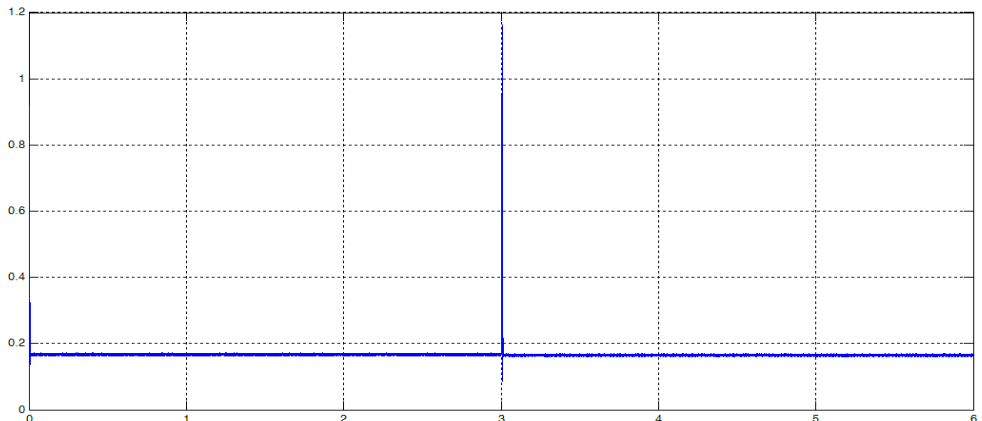
Απόκριση της  
ροπής κατά την  
αντιστροφή της  
ταχύτητας

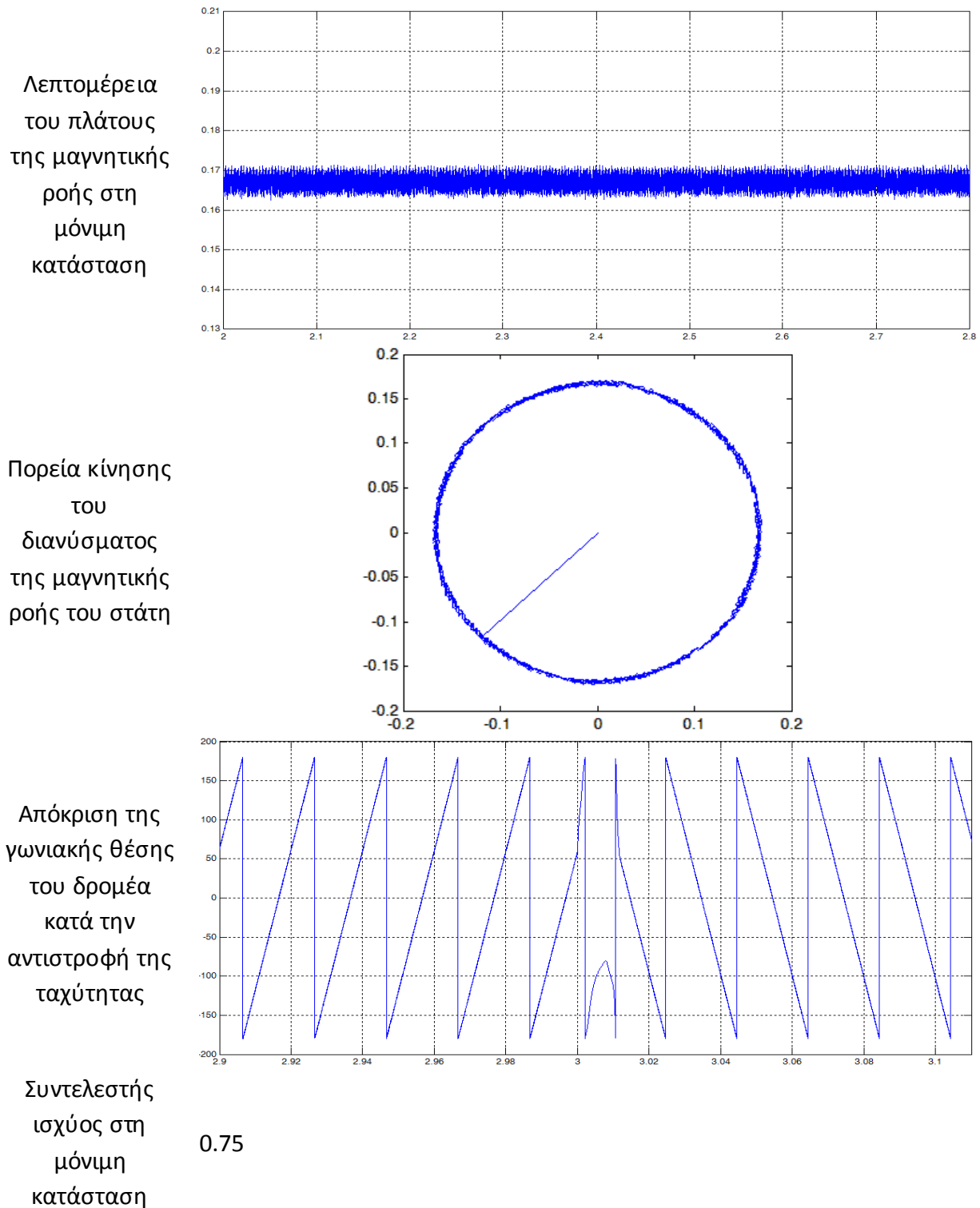


Λεπτομέρεια  
της ροπής στη  
μόνιμη  
κατάσταση  
(ονομαστικό  
φορτίο)



Απόκριση του  
πλάτους της  
μαγνητικής  
ροής κατά την  
αντιστροφή της  
ταχύτητας



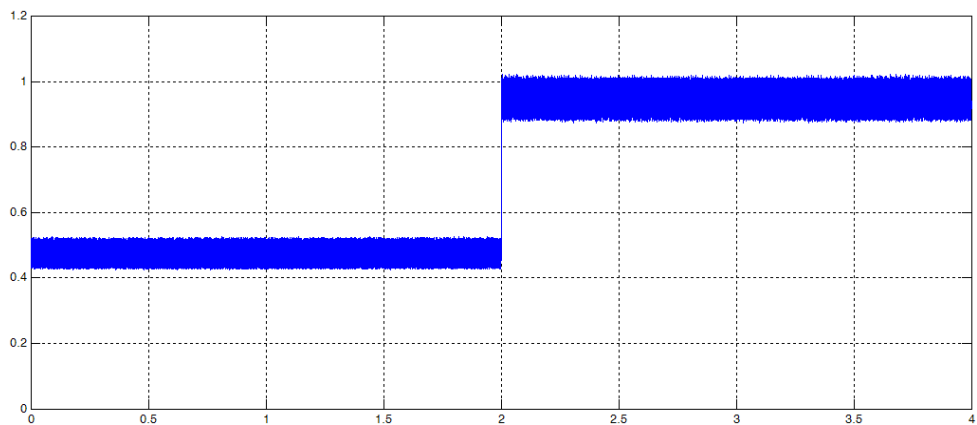


**Σχήμα 5.22 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου MPF στο Simulink.

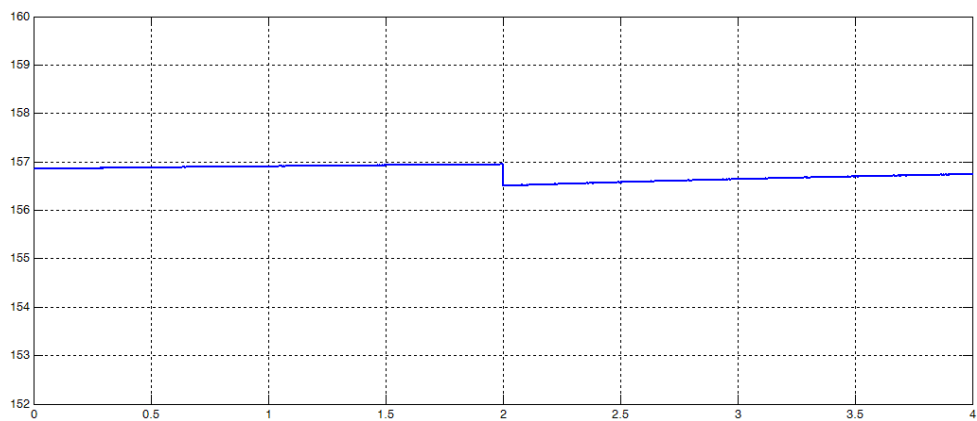
Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας  
(κέρδη PI ελεγκτή : P : 1 και I : 0.3)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.23, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της δεύτερης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

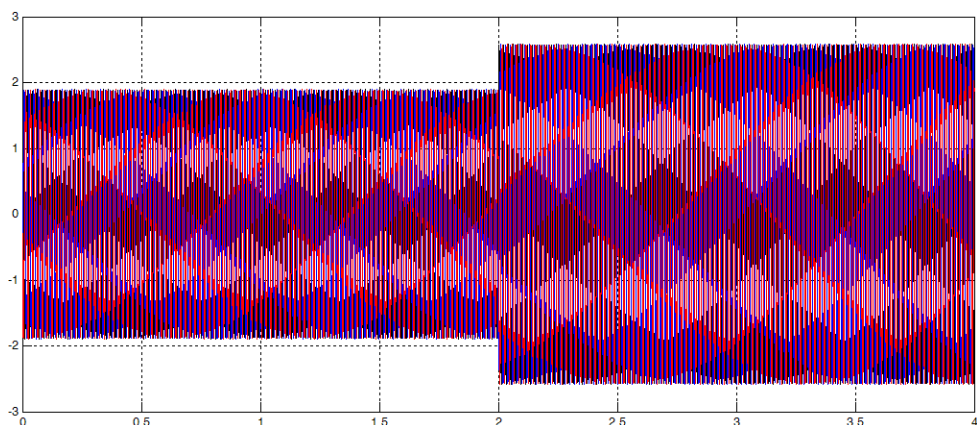
Απόκριση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην μεταβολή του φορτίου



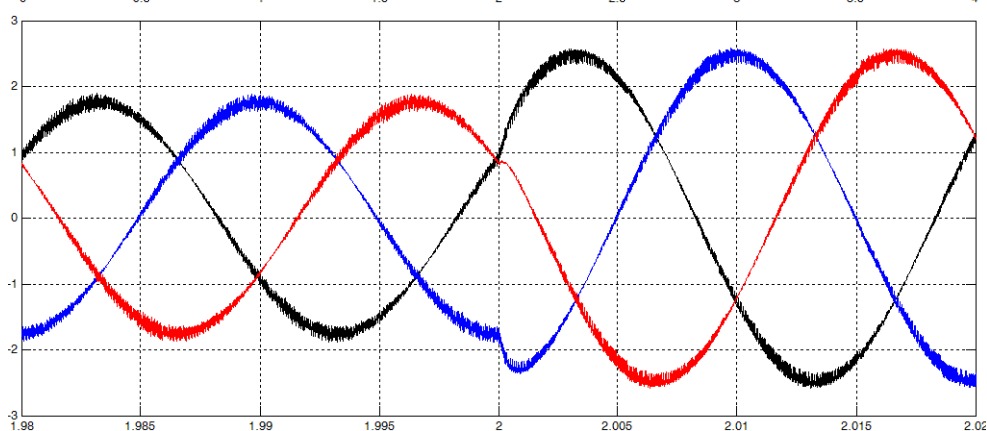
Απόκριση της ταχύτητας περιστροφής στην μεταβολή του φορτίου

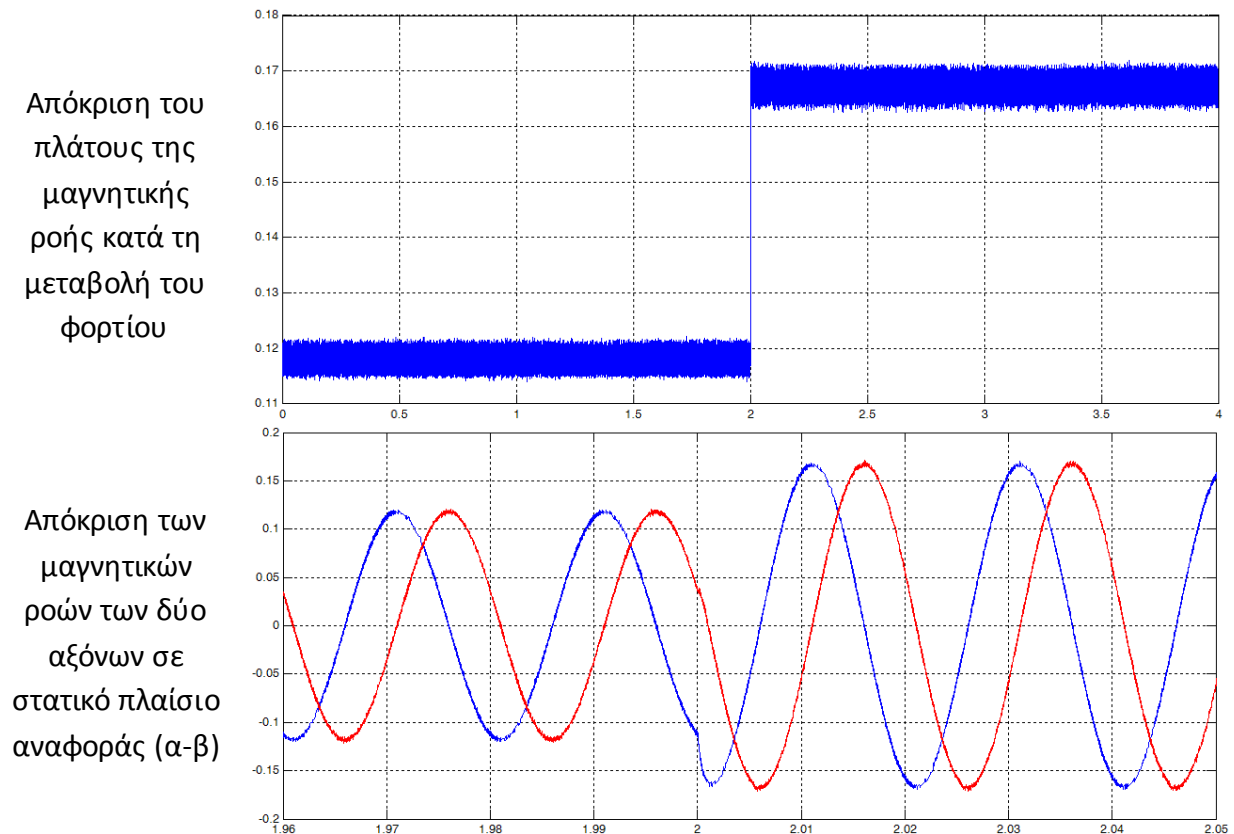


Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



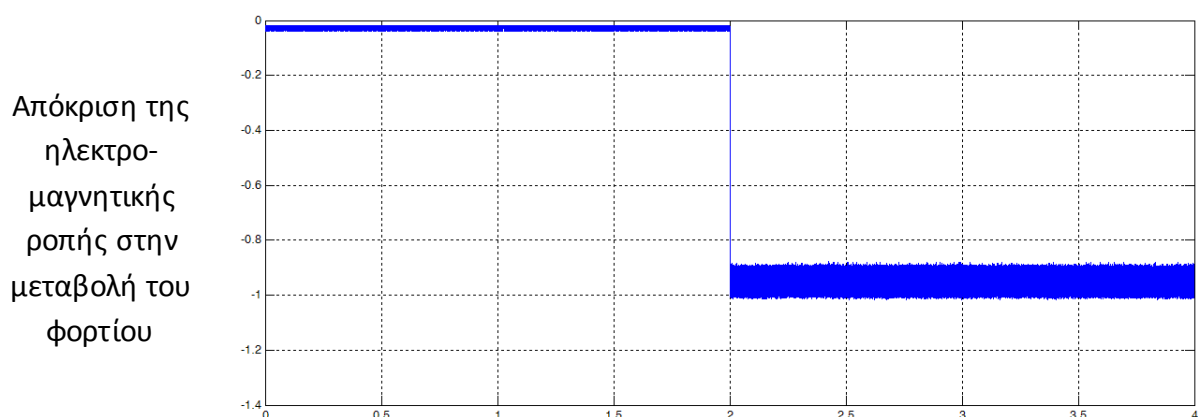
Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



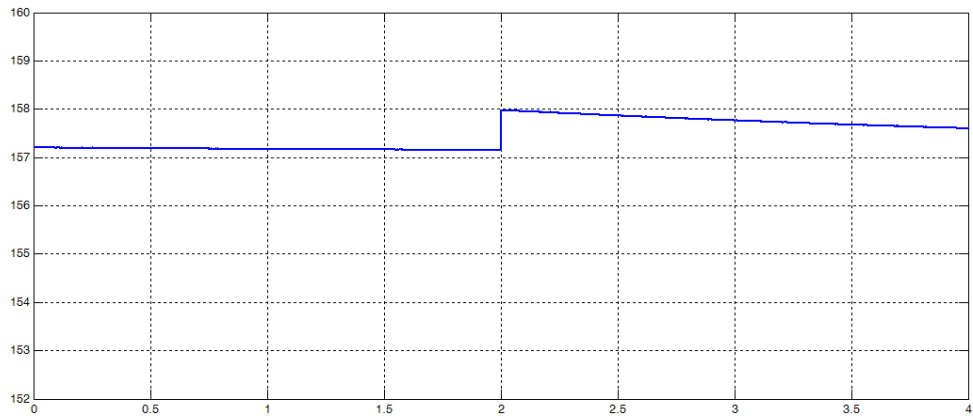


**Σχήμα 5.23 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου MPF στο Simulink.  
 Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού  
 (κέρδη PI ελεγκτή : P : 1 και I : 0.3)

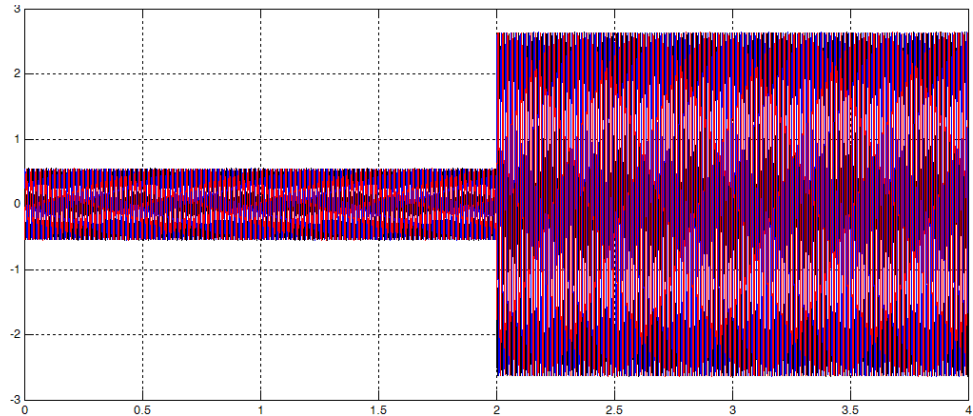
Παρακάτω, στο σχήμα 5.24 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της τρίτης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :



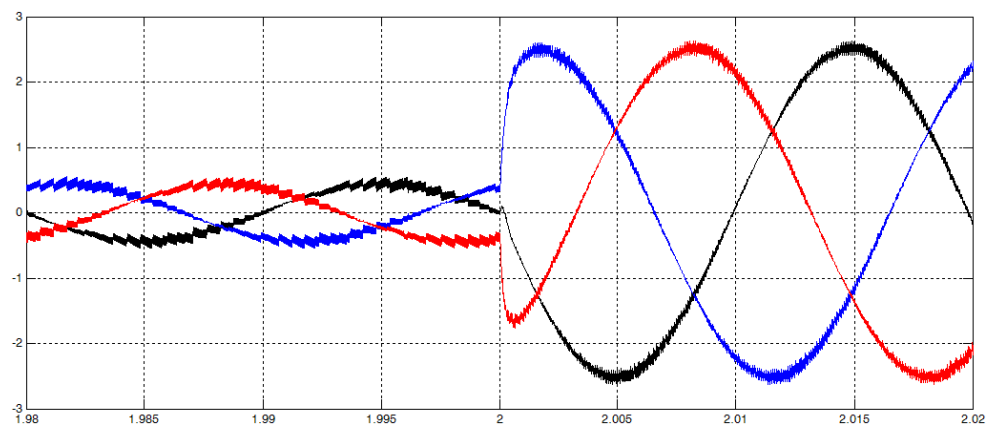
Απόκριση της ταχύτητας περιστροφής στην μεταβολή του φορτίου



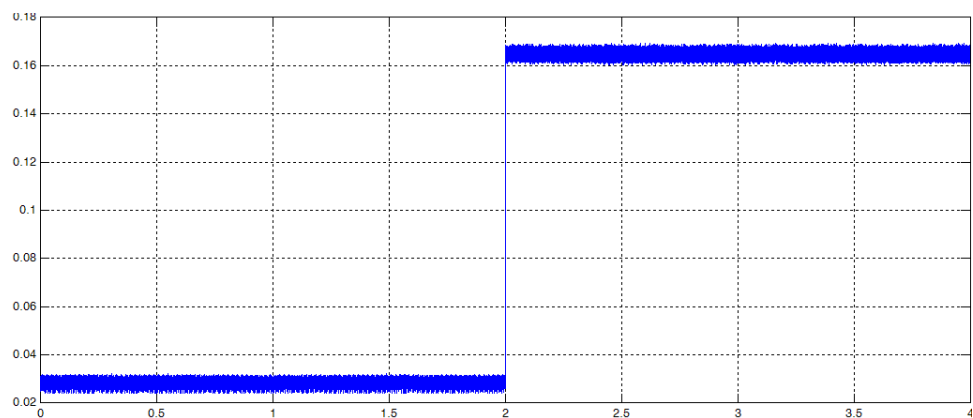
Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



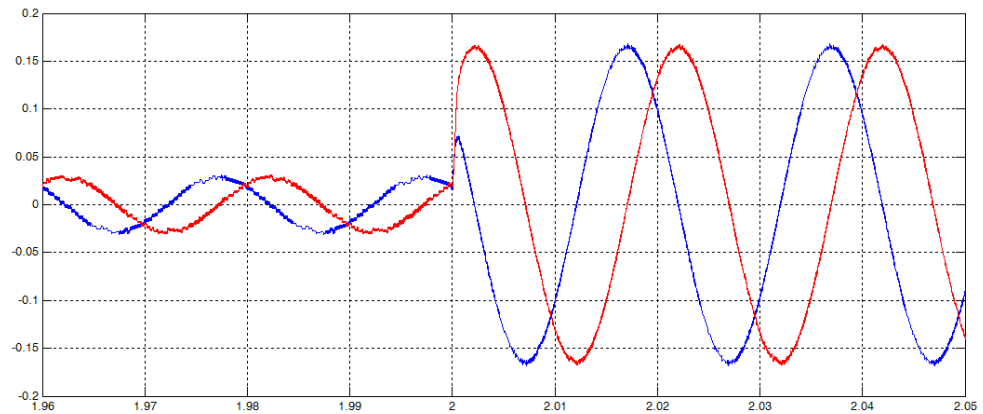
Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



Απόκριση του πλάτους της μαγνητικής ροής κατά τη μεταβολή του φορτίου



Απόκριση των  
μαγνητικών  
ροών των δύο  
αξόνων σε  
στατικό πλαίσιο  
αναφοράς ( $\alpha$ - $\beta$ )

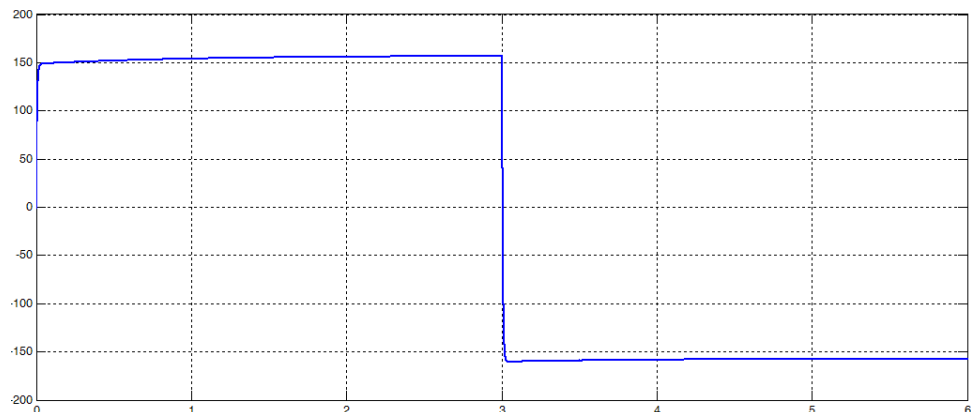


**Σχήμα 5.24 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου MPF στο Simulink.  
Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού  
(κέρδη PI ελεγκτή : P : 1 και I : 0.3)

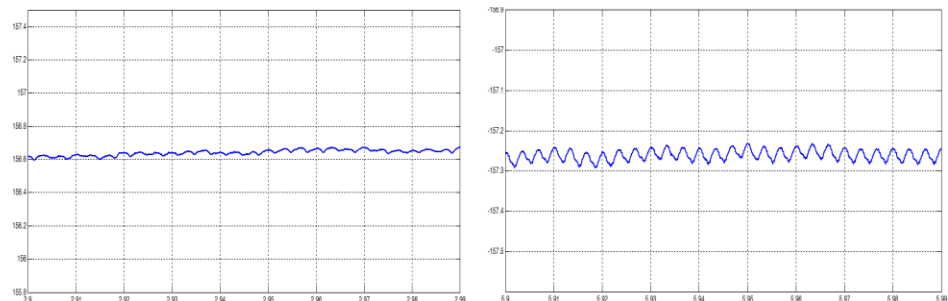
### 5.3.1.3 Τεχνική Μέγιστου Ρυθμού Μεταβολής της Ροπής - Maximum Rate of Change of Torque

Παρακάτω, στο σχήμα 5.25, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της πρώτης δοκιμής : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας σε χρόνο 3 sec:

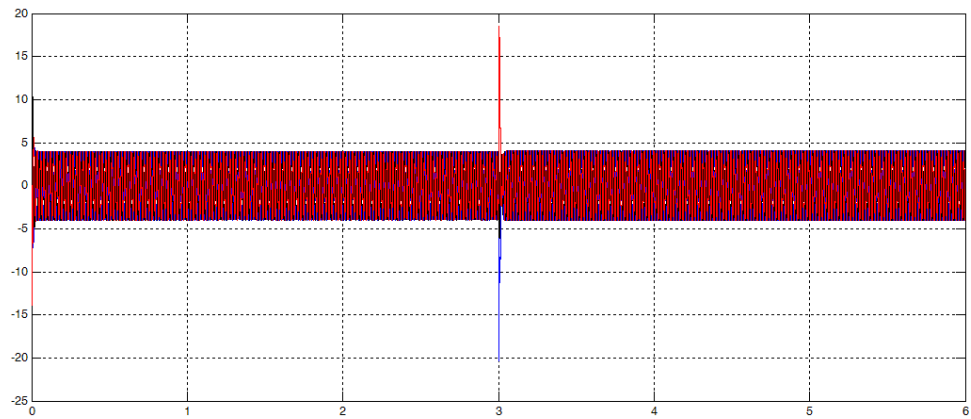
Απόκριση της  
ταχύτητας  
περιστροφής  
όταν γίνεται  
αντιστροφή της  
σε χρόνο 3 sec



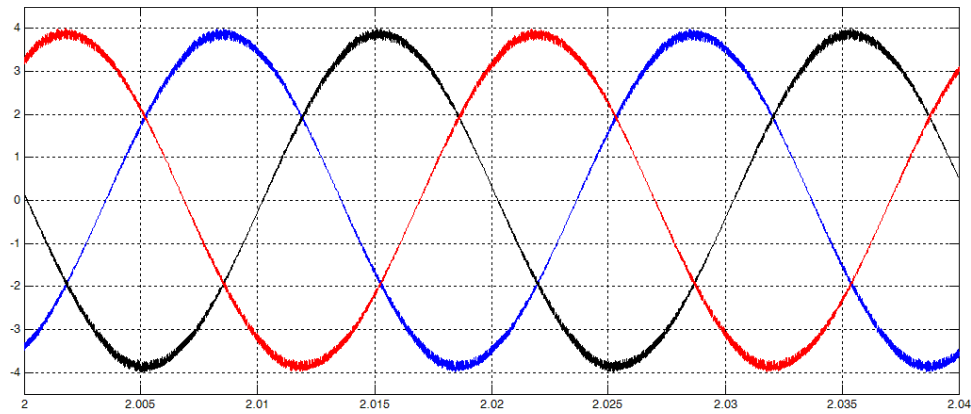
Λεπτομέρεια  
της ταχύτητας  
στη μόνιμη  
κατάσταση πριν  
και μετά την  
αντιστροφή



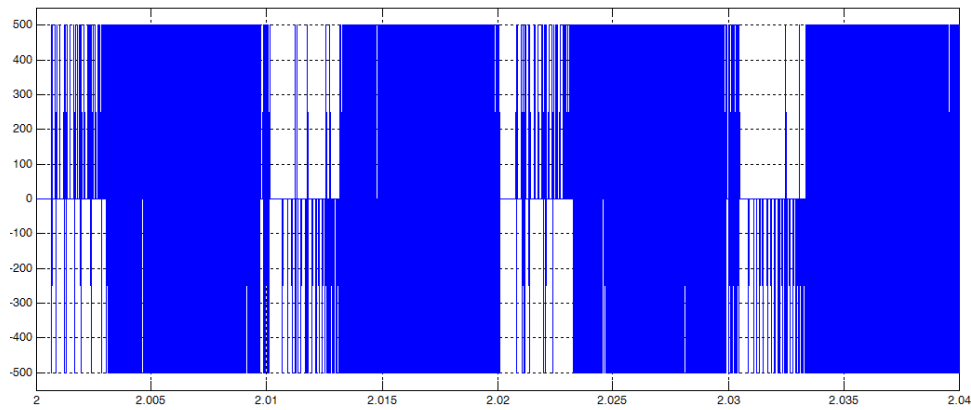
Απόκριση των  
τριφασικών  
ρευμάτων κατά  
την αντιστροφή  
της ταχύτητας



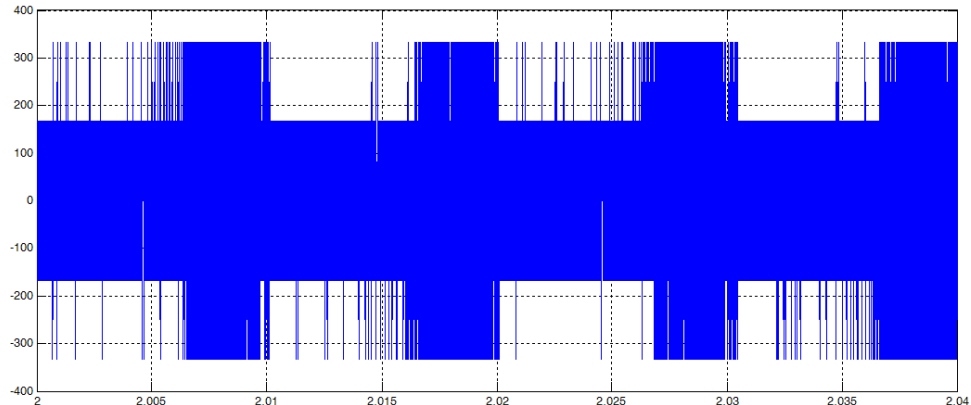
Λεπτομέρεια  
των τριφασικών  
ρευμάτων στη  
μόνιμη  
κατάσταση



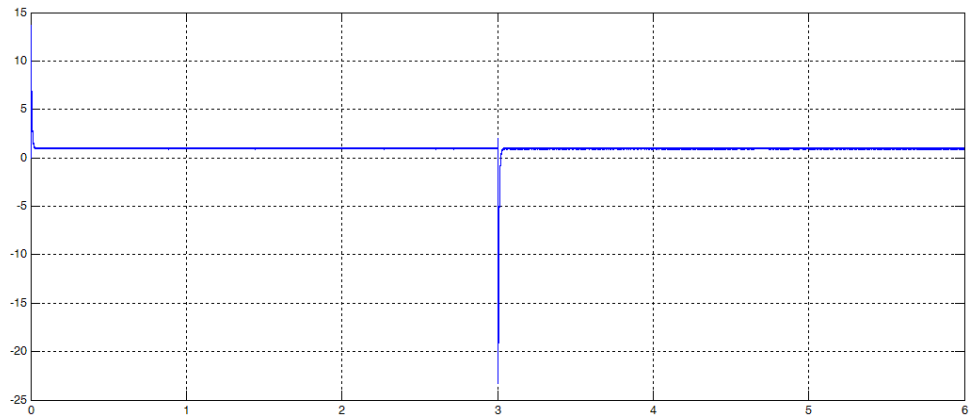
Πολική τάση  
εξόδου του  
τριφασικού  
αντιστροφέα



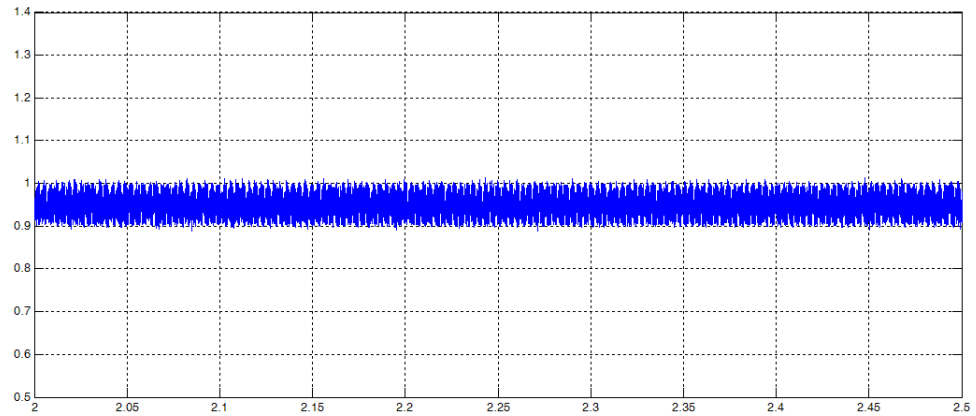
Φασική τάση  
εξόδου του  
τριφασικού  
αντιστροφέα



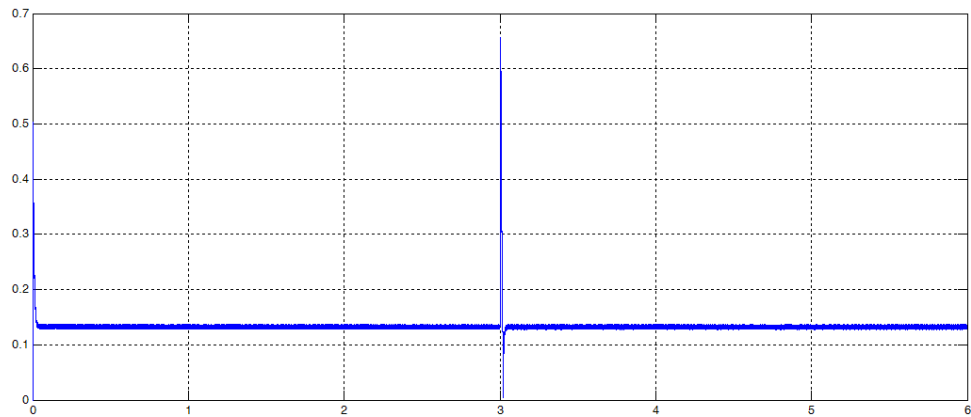
Απόκριση της ροπής κατά την αντιστροφή της ταχύτητας



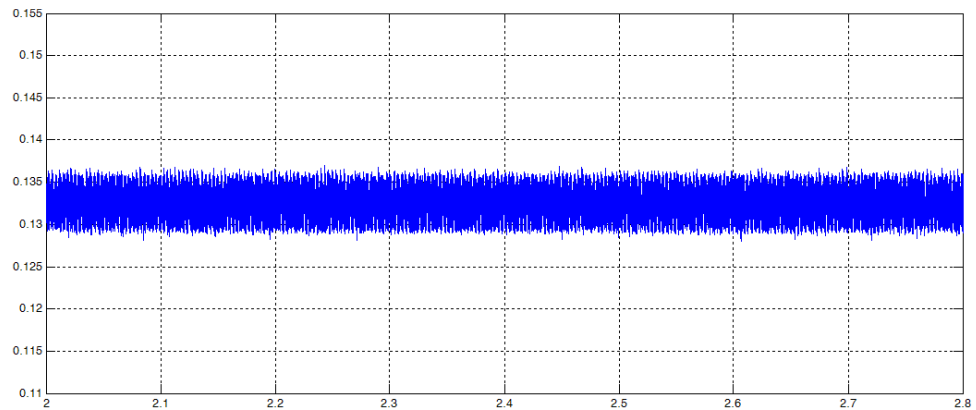
Λεπτομέρεια της ροπής στη μόνιμη κατάσταση (ονομαστικό φορτίο)



Απόκριση του πλάτους της μαγνητικής ροής κατά την αντιστροφή της ταχύτητας

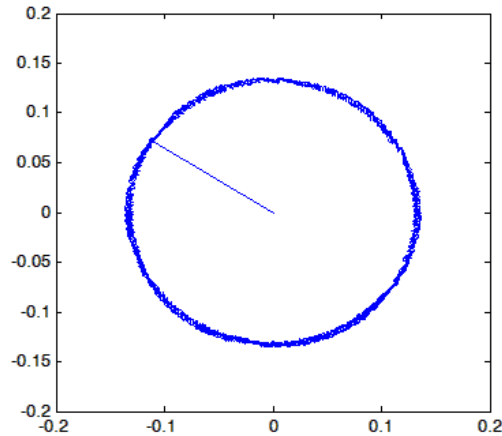


Λεπτομέρεια του πλάτους της μαγνητικής ροής στη μόνιμη κατάσταση

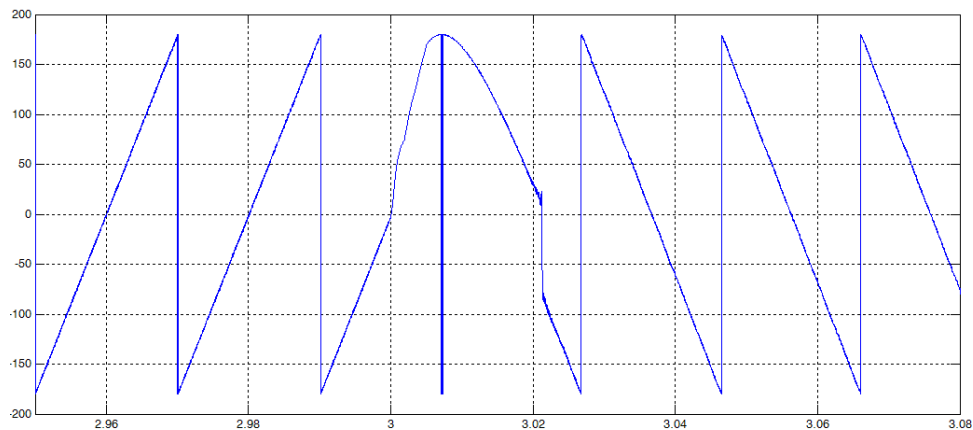




Πορεία κίνησης του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη



Απόκριση της γωνιακής θέσης του δρομέα κατά την αντιστροφή της ταχύτητας



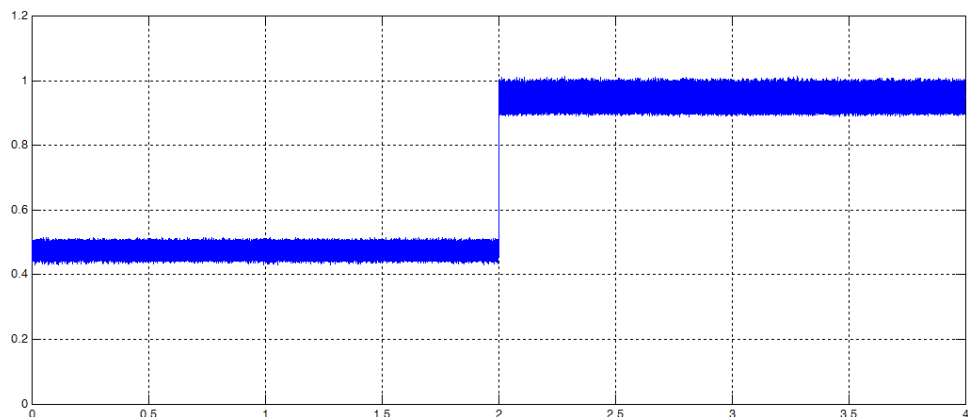
Συντελεστής ισχύος στη μόνιμη κατάσταση  
0.69

**Σχήμα 5.25 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου MRCT στο Simulink.

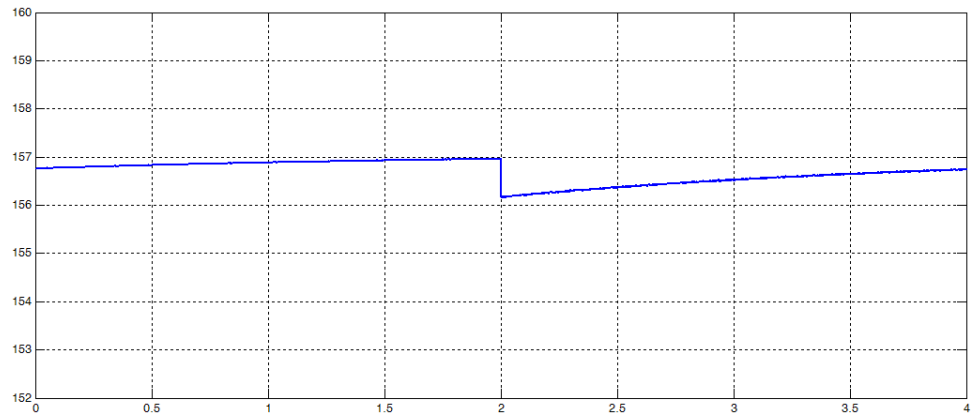
Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.1 και I : 0.1)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.26, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της δεύτερης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

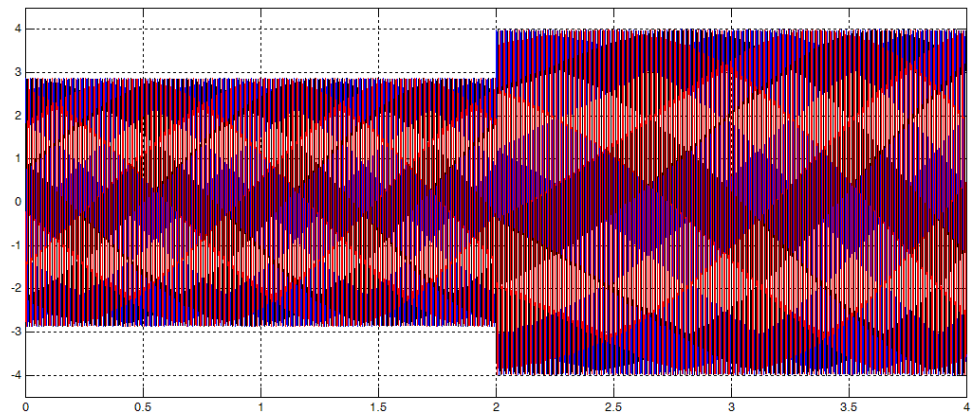
Απόκριση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην μεταβολή του φορτίου



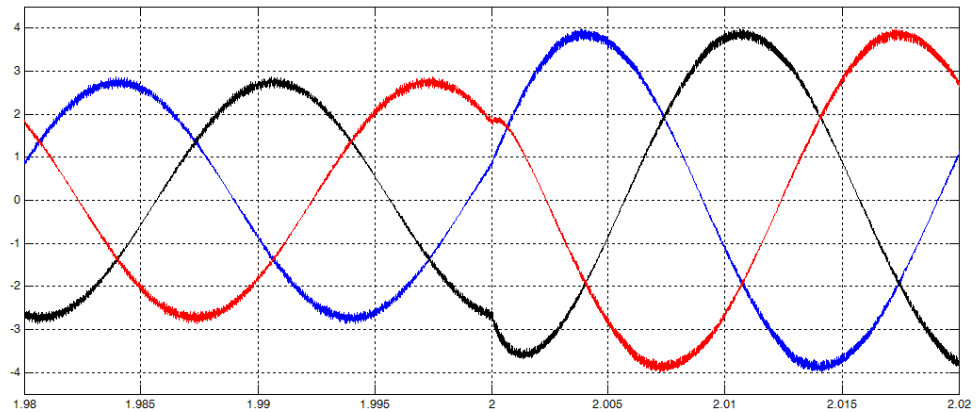
Απόκριση της ταχύτητας περιστροφής στην μεταβολή του φορτίου



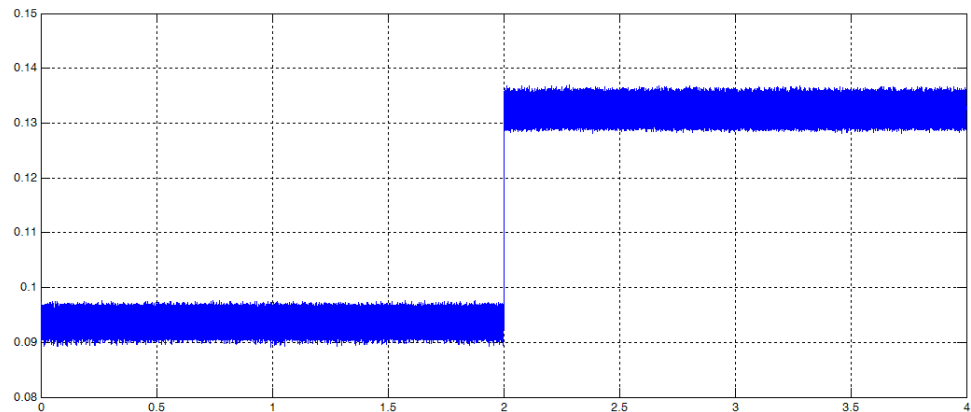
Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου

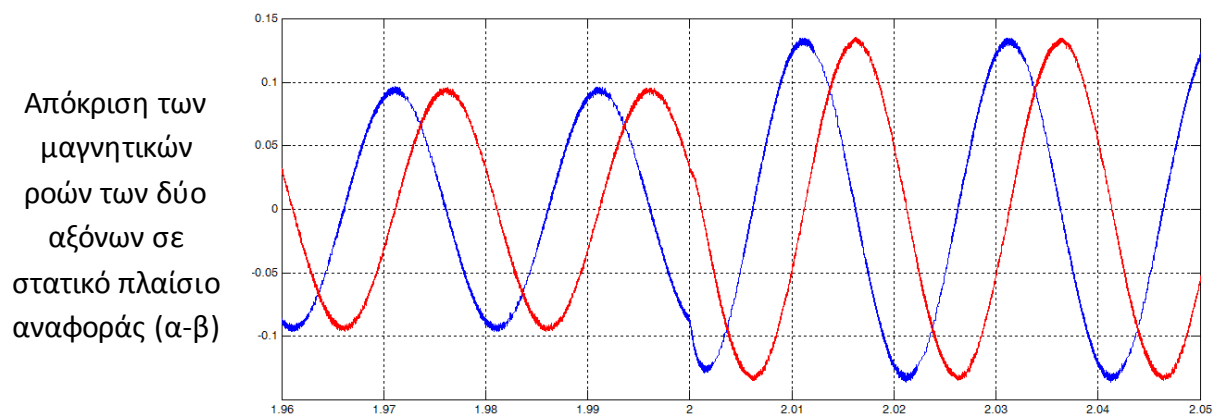


Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



Απόκριση του πλάτους της μαγνητικής ροής κατά τη μεταβολή του φορτίου

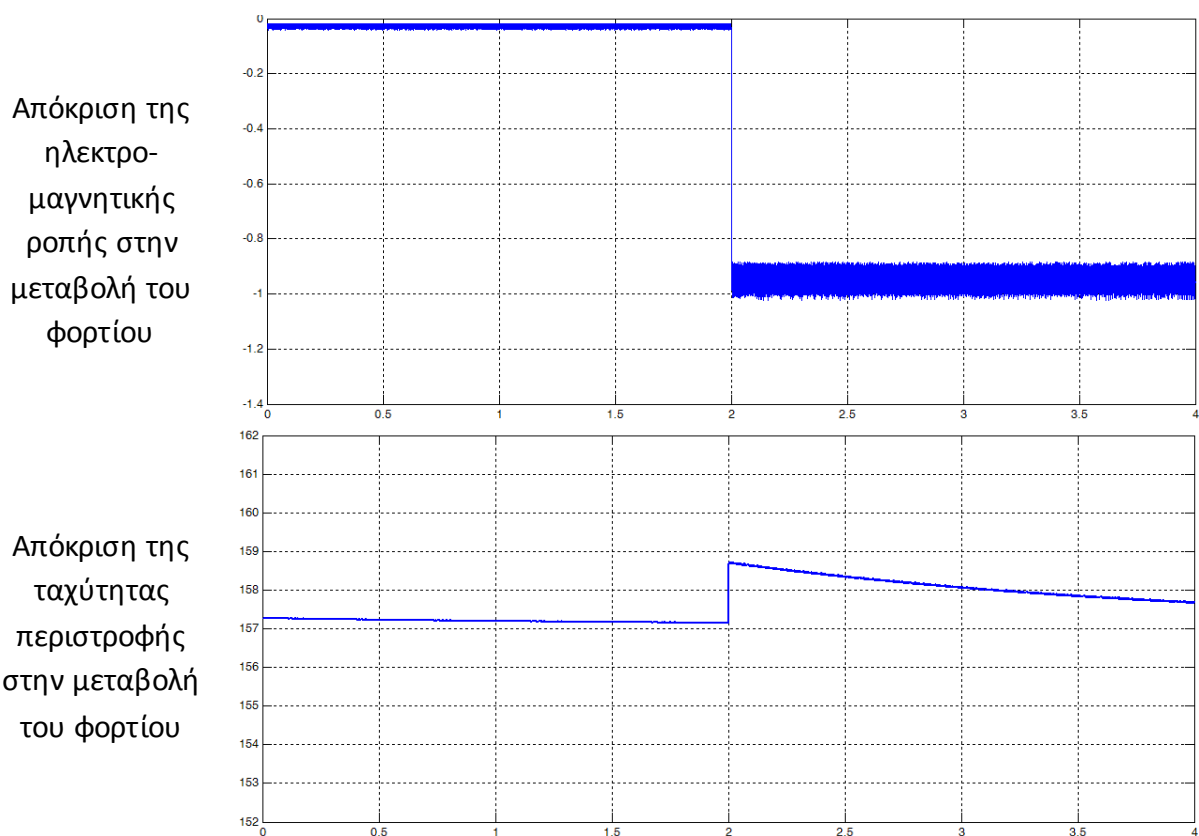


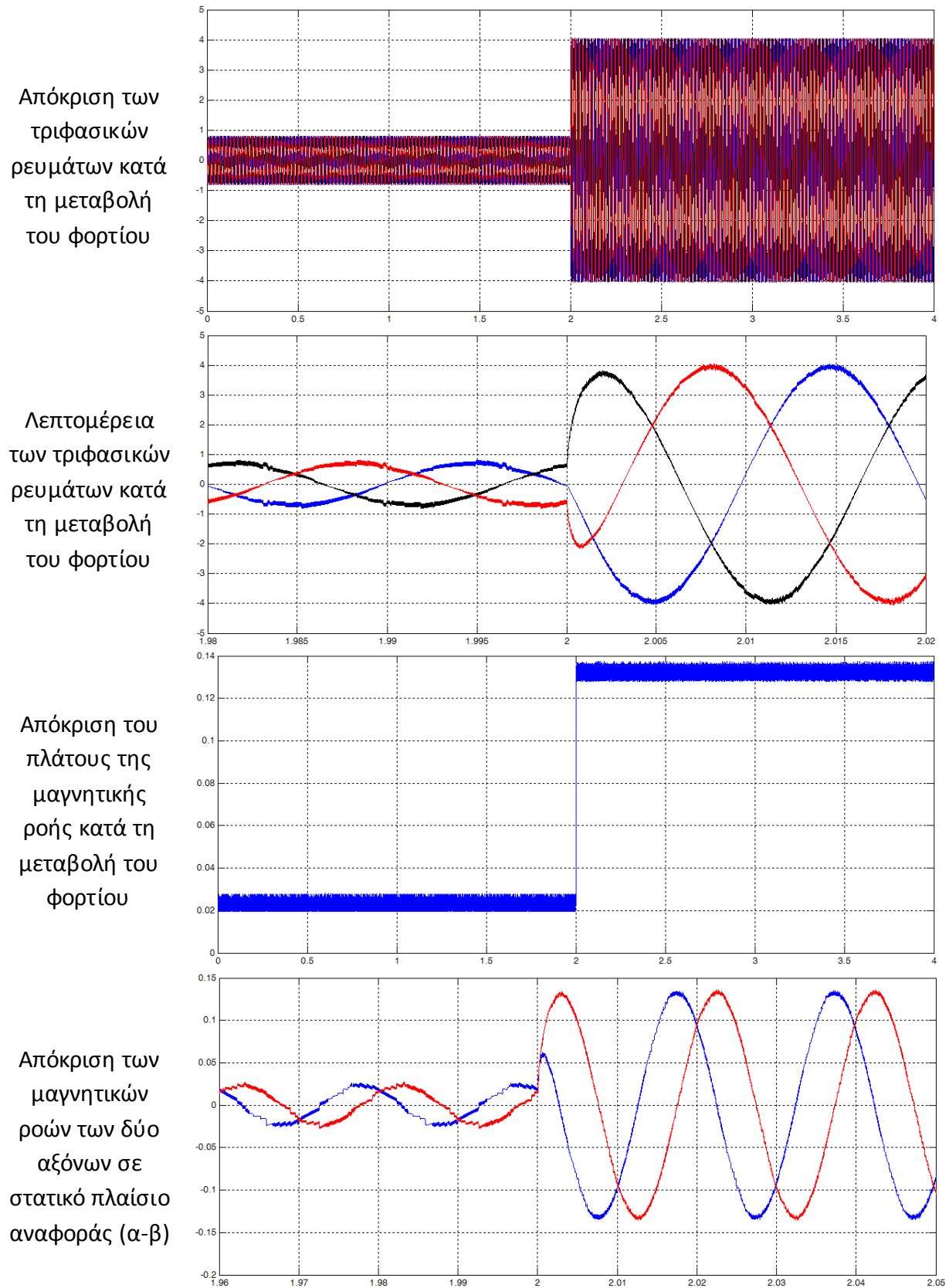


**Σχήμα 5.26 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου MRCT στο Simulink.

Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.1 και I : 0.1)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.27 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της τρίτης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :



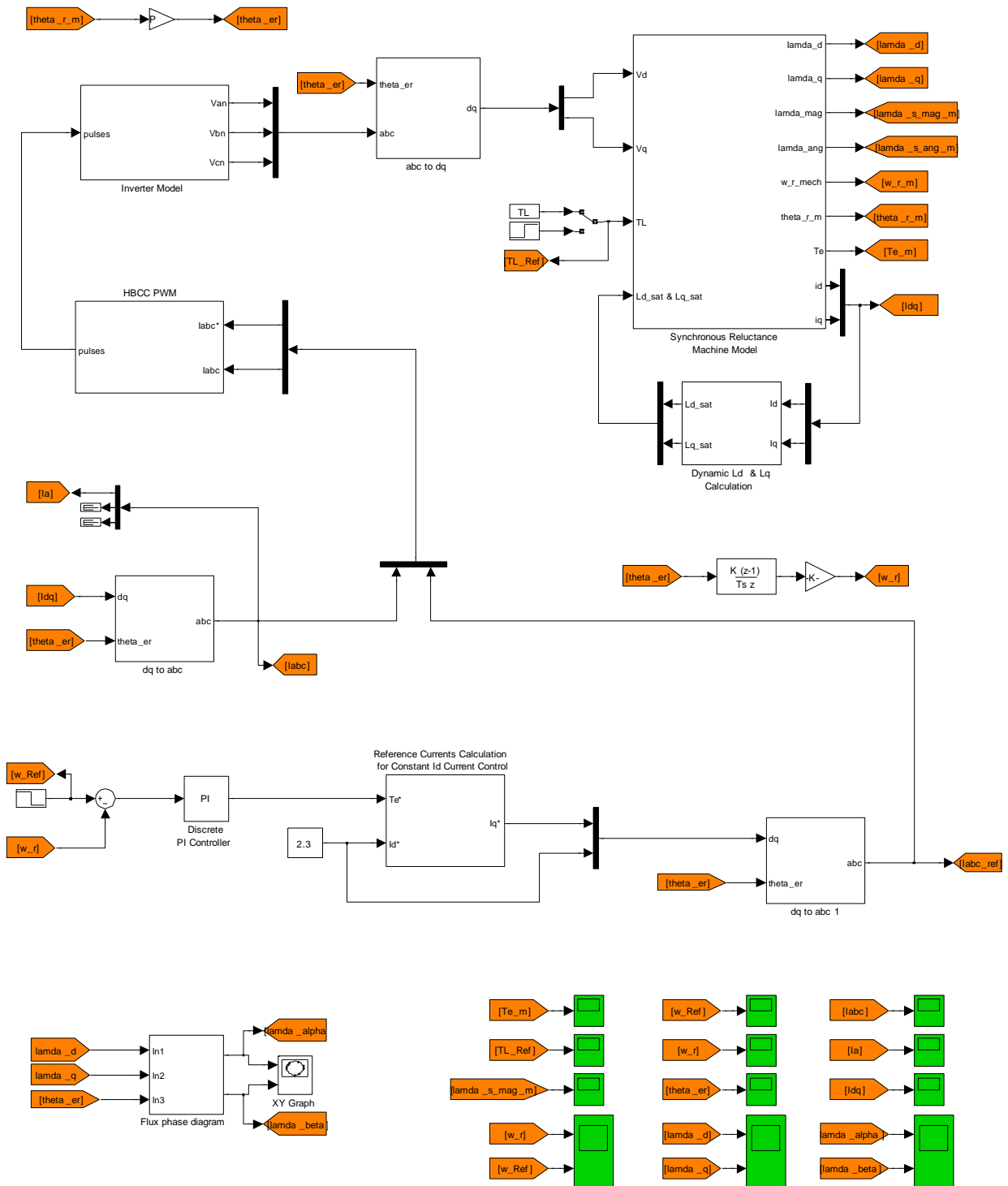


**Σχήμα 5.27 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου MRCT στο Simulink.

Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού  
(κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.1 και I : 0.1)

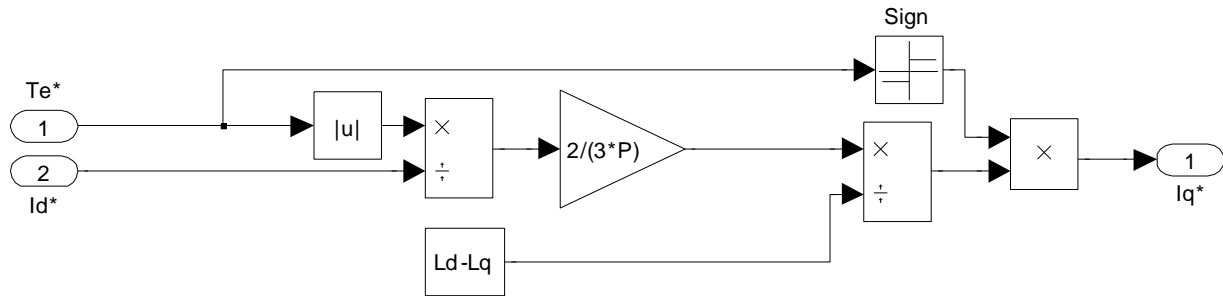
### 5.3.2 Έλεγχος με Σταθερό Ρεύμα Ευθύ Άξονα

Παρακάτω, στο σχήμα 5.28, φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα της τεχνικής ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα, όπως υλοποιήθηκε στο Simulink :



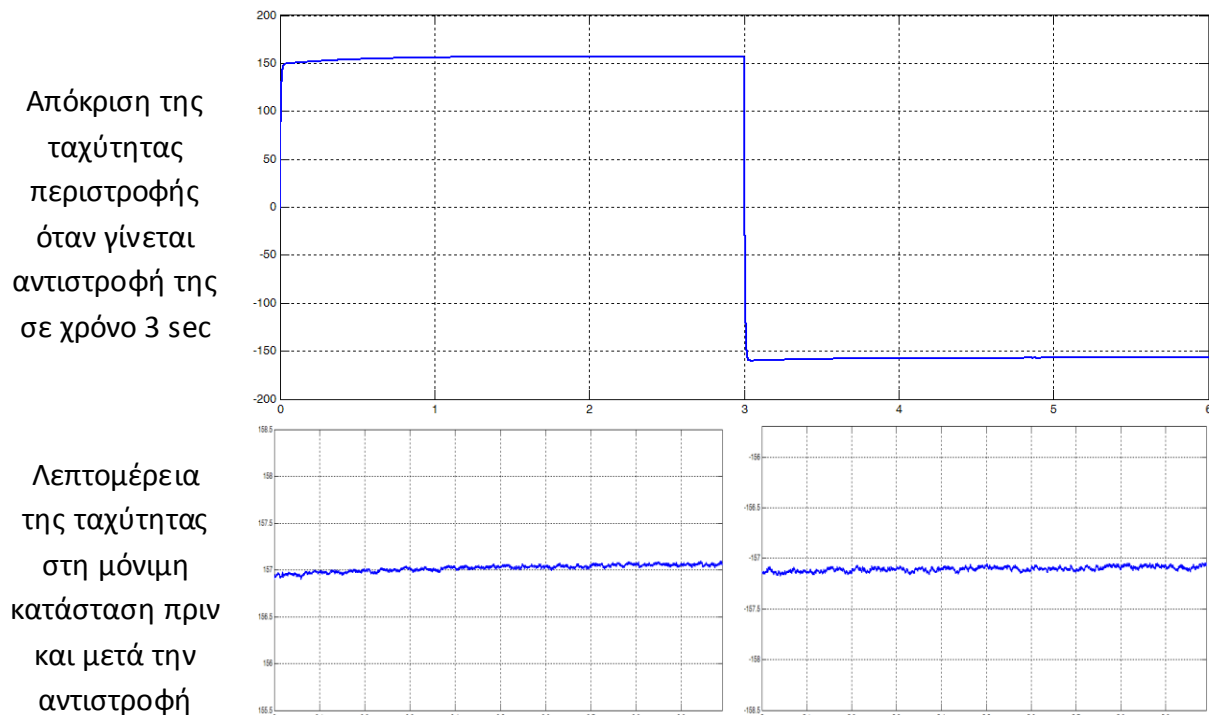
Σχήμα 22: Προσομοίωση στο Simulink του διανυσματικού ελέγχου με έλεγχο με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα (constant  $I_d$  current control)

Στο σχήμα 5.29 παρουσιάζεται με λεπτομέρεια η υλοποίηση του τρόπου της δημιουργίας των ρευμάτων αναφοράς για τον ευθύ και τον εγκάρσιο άξονα :

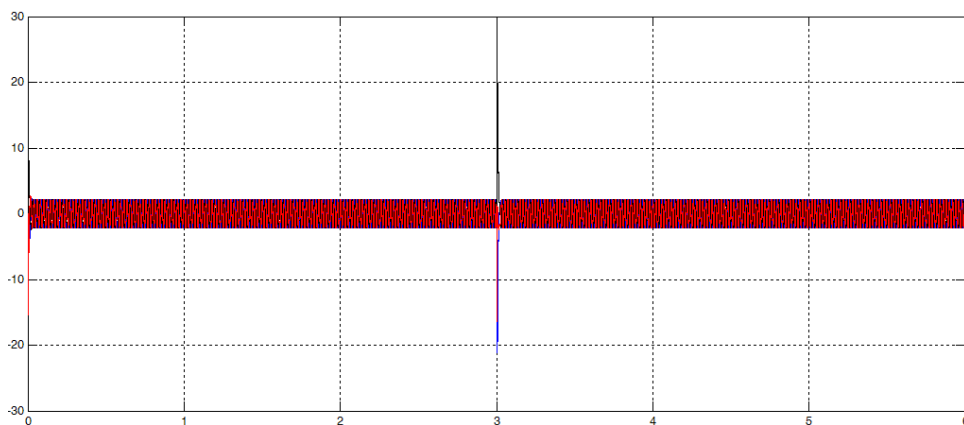


**Σχήμα 5.29 :** Δημιουργία του ρεύματος αναφοράς για τον εγκάρσιο άξονα (το ρεύμα αναφοράς για τον ευθύ άξονα είναι σταθερό) στο Simulink

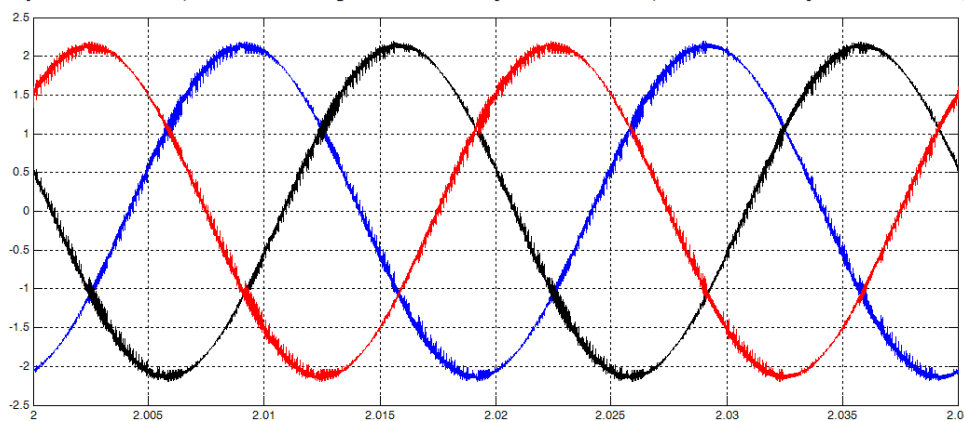
Θα πραγματοποιηθούν οι ίδιες δοκιμές με αυτές που πραγματοποιήθηκαν στην περίπτωση του ελέγχου με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος. Παρακάτω, στο σχήμα 5.30, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της πρώτης δοκιμής : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας σε χρόνο 3 sec:



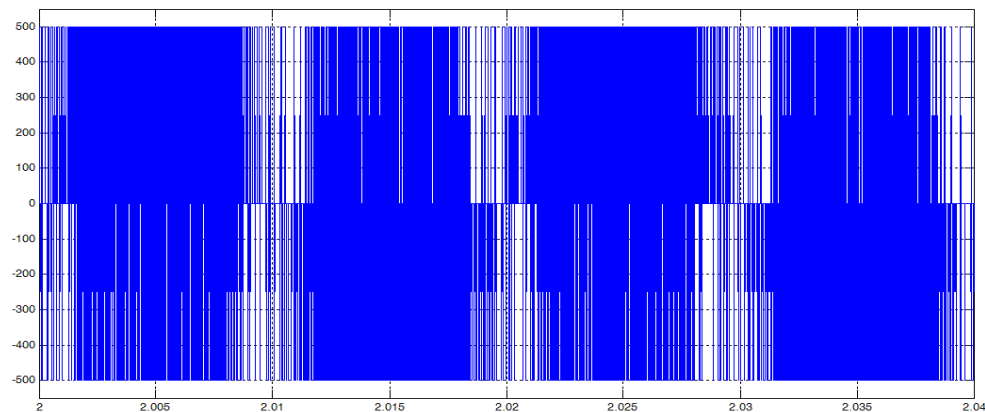
Απόκριση των  
τριφασικών  
ρευμάτων κατά  
την αντιστροφή  
της ταχύτητας



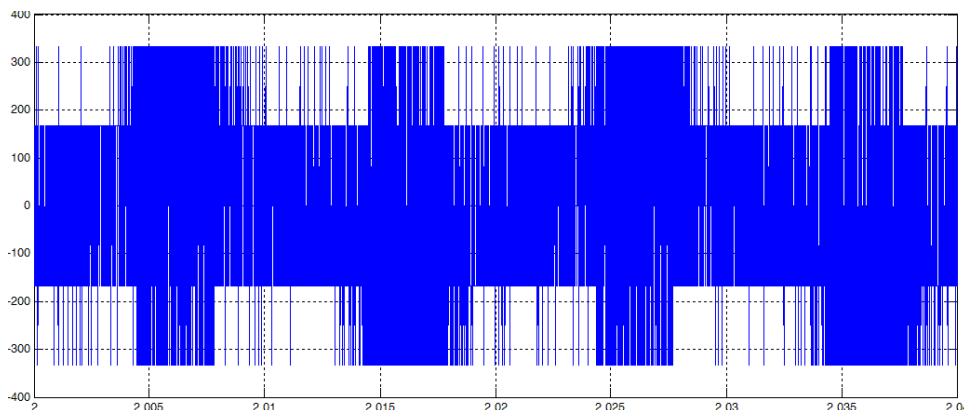
Λεπτομέρεια  
των τριφασικών  
ρευμάτων στη  
μόνιμη  
κατάσταση



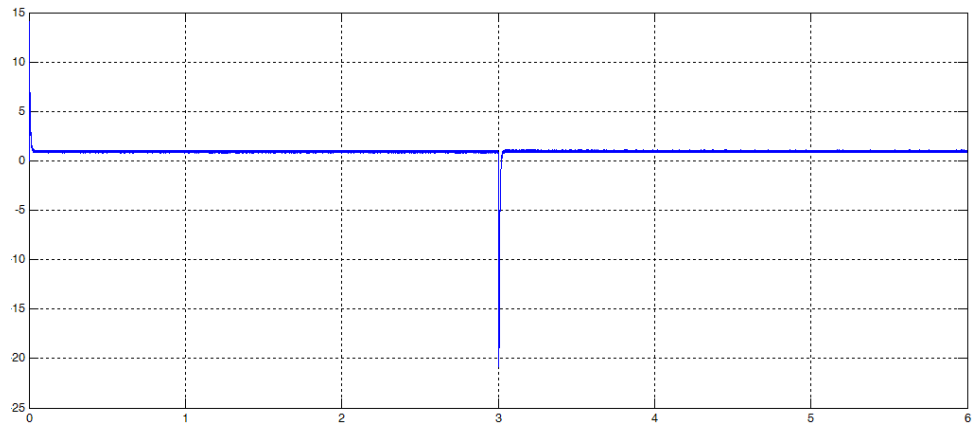
Πολική τάση  
εξόδου του  
τριφασικού  
αντιστροφέα



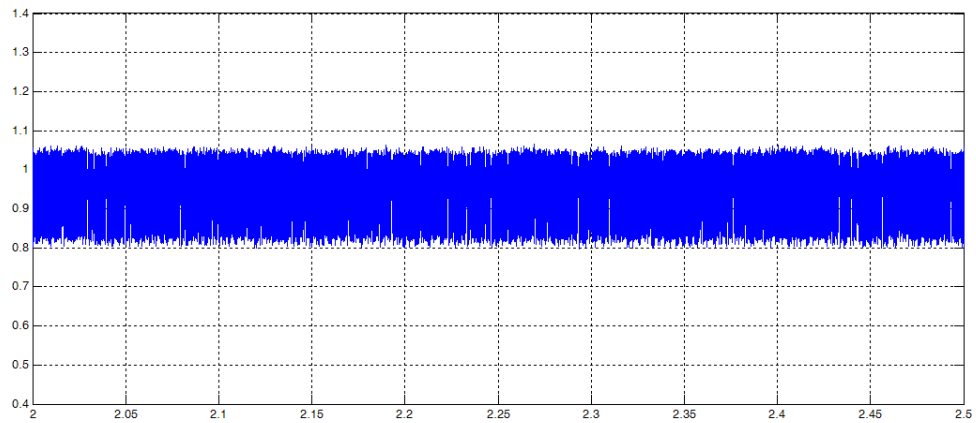
Φασική τάση  
εξόδου του  
τριφασικού  
αντιστροφέα



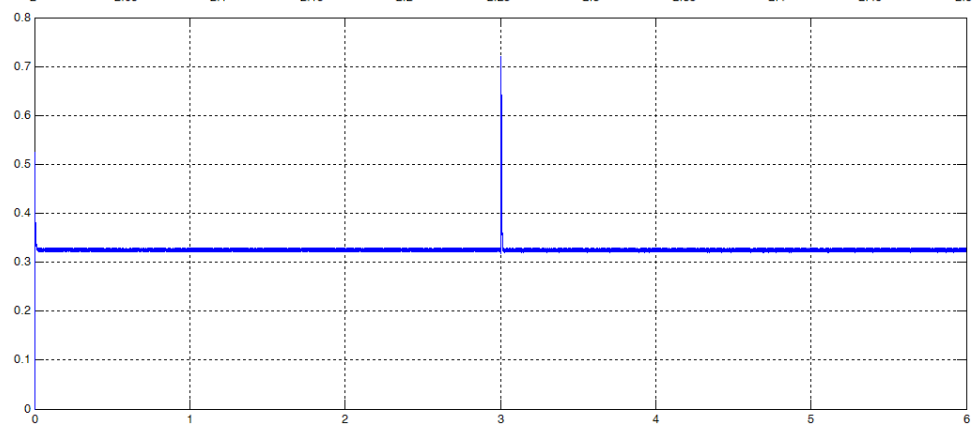
Απόκριση της  
ροπής κατά την  
αντιστροφή της  
ταχύτητας



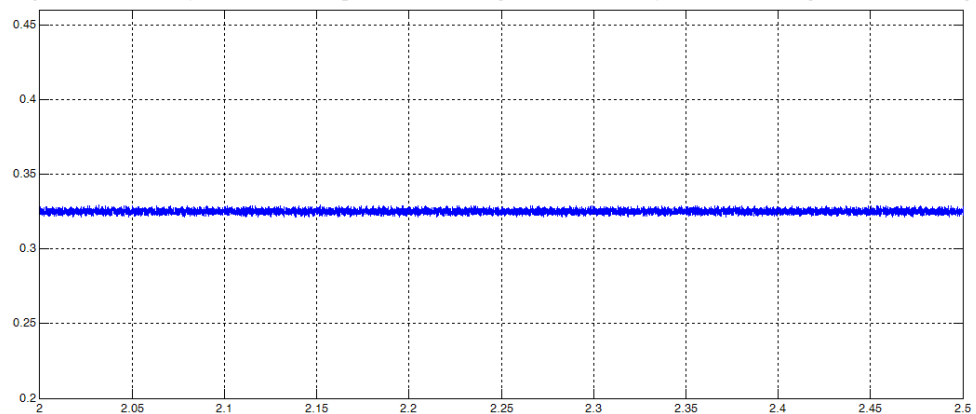
Λεπτομέρεια  
της ροπής στη  
μόνιμη  
κατάσταση  
(ονομαστικό  
φορτίο)



Απόκριση του  
πλάτους της  
μαγνητικής  
ροής κατά την  
αντιστροφή της  
ταχύτητας

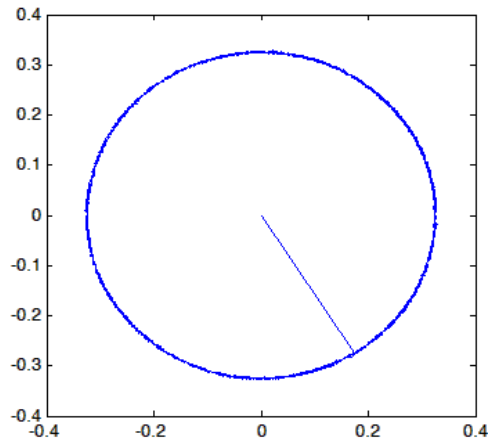


Λεπτομέρεια  
του πλάτους  
της μαγνητικής  
ροής στη  
μόνιμη  
κατάσταση

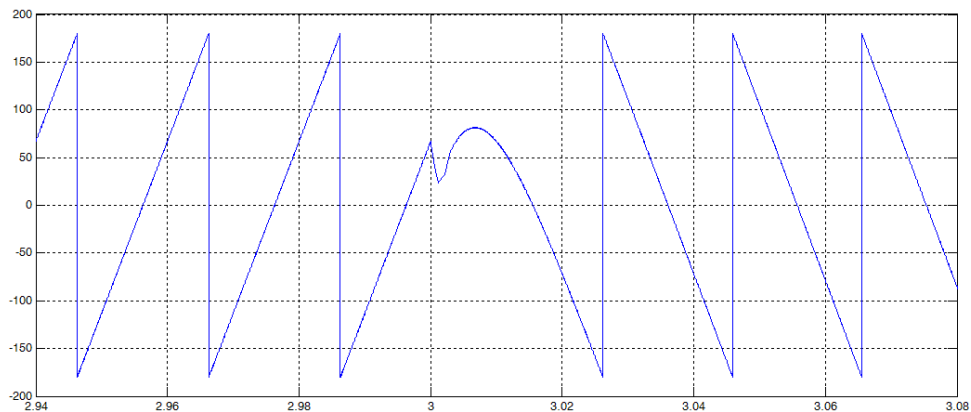




Πορεία κίνησης του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη



Απόκριση της γωνιακής θέσης του δρομέα κατά την αντιστροφή της ταχύτητας



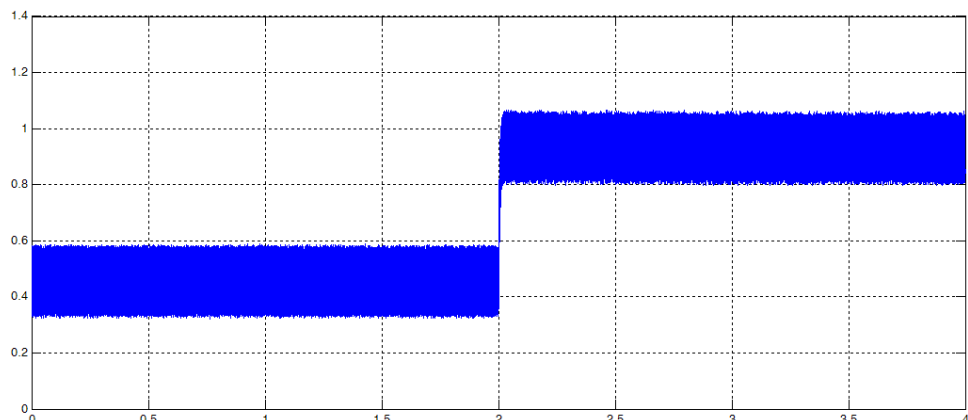
Συντελεστής ισχύος στη μόνιμη κατάσταση

0.68

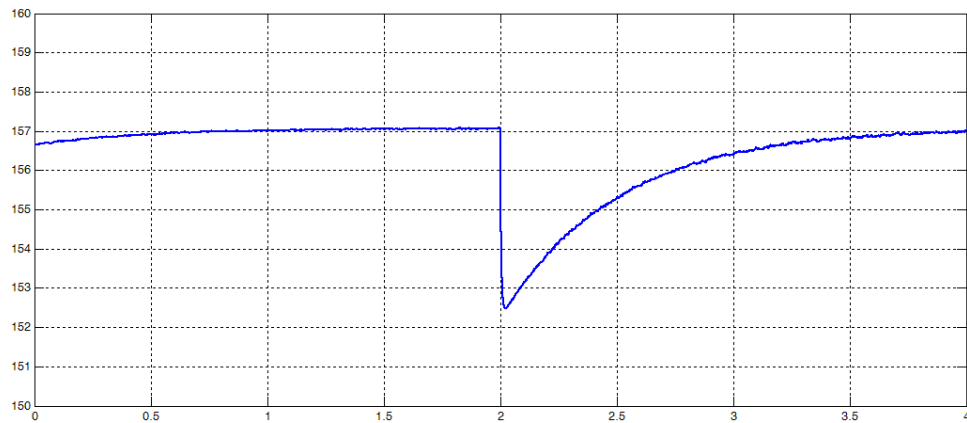
**Σχήμα 5.30 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα στο Simulink. Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.1 και I : 0.2)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.31, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της δεύτερης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

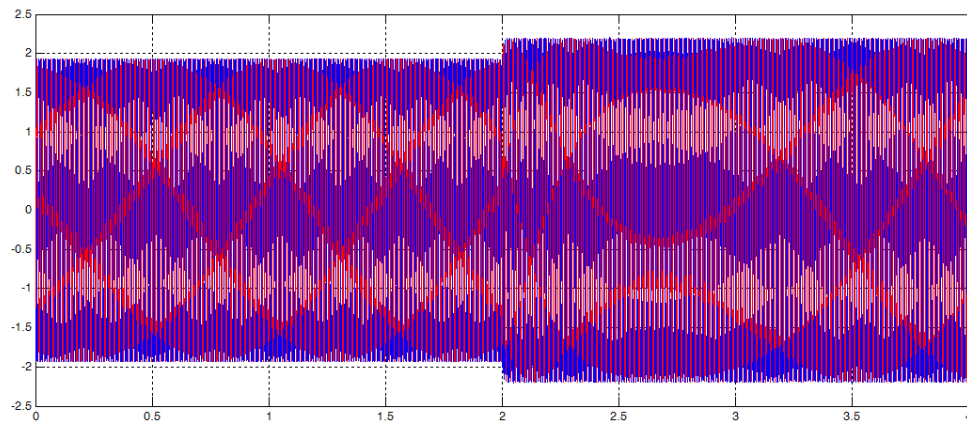
Απόκριση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην μεταβολή του φορτίου



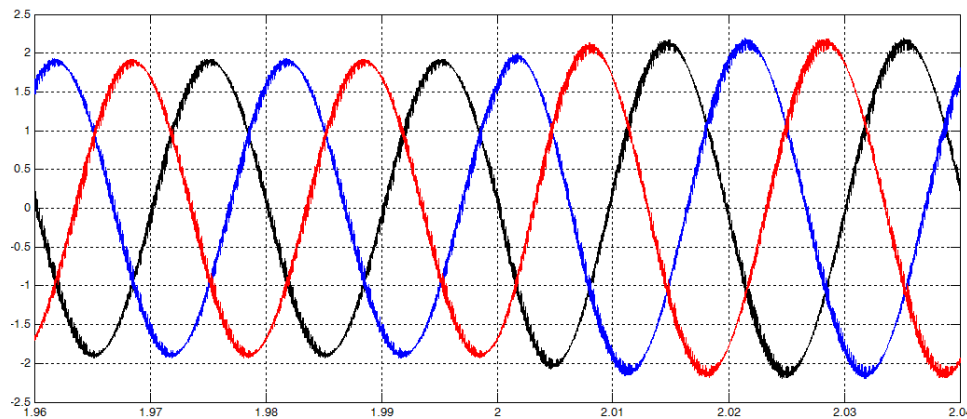
Απόκριση της ταχύτητας περιστροφής στην μεταβολή του φορτίου



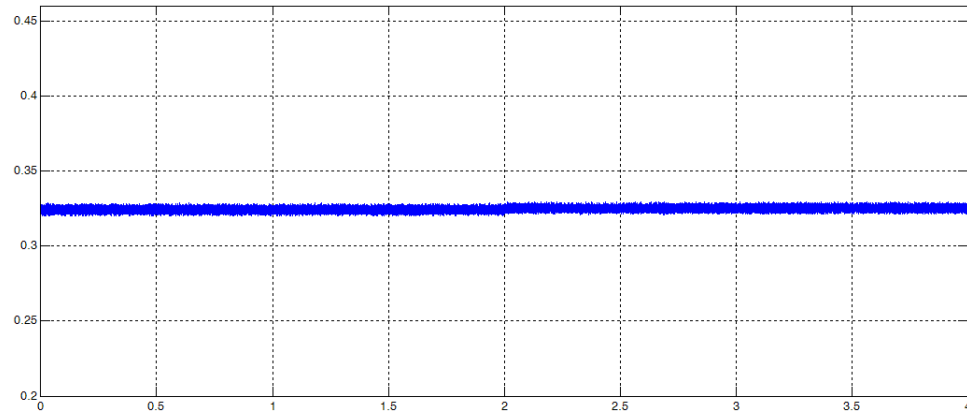
Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



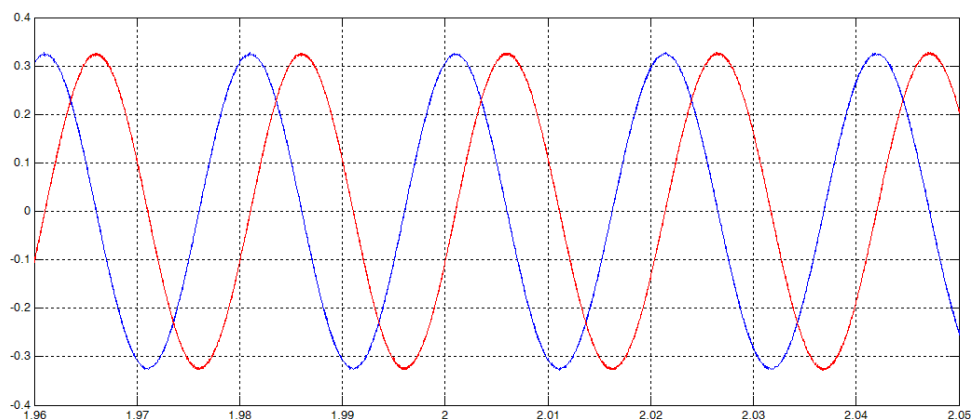
Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



Απόκριση του πλάτους της μαγνητικής ροής κατά τη μεταβολή του φορτίου



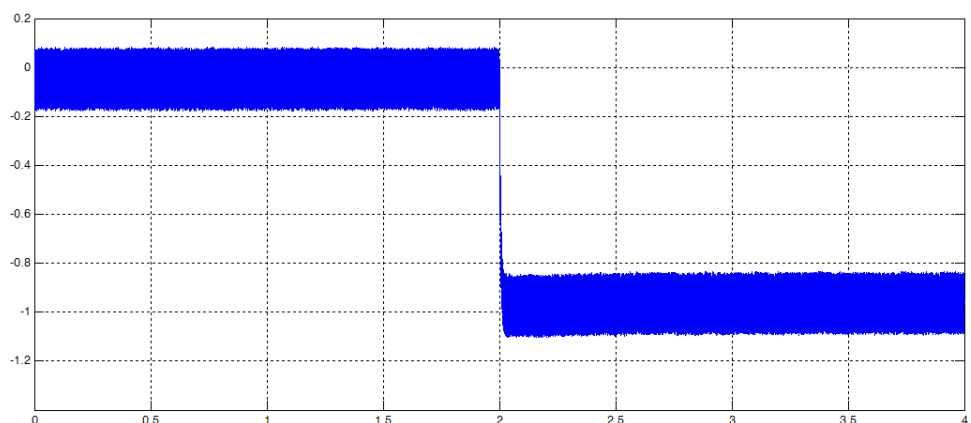
Απόκριση των  
μαγνητικών  
ροών των δύο  
αξόνων σε  
στατικό πλαίσιο  
αναφοράς ( $\alpha$ - $\beta$ )



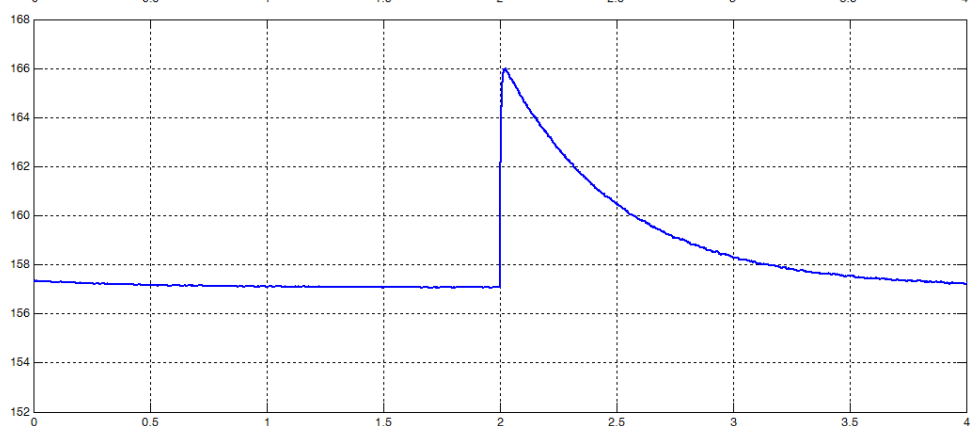
**Σχήμα 5.31 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα στο Simulink. Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού (κέρδη PI ελεγκτή :  $P : 0.1$  και  $I : 0.2$ )

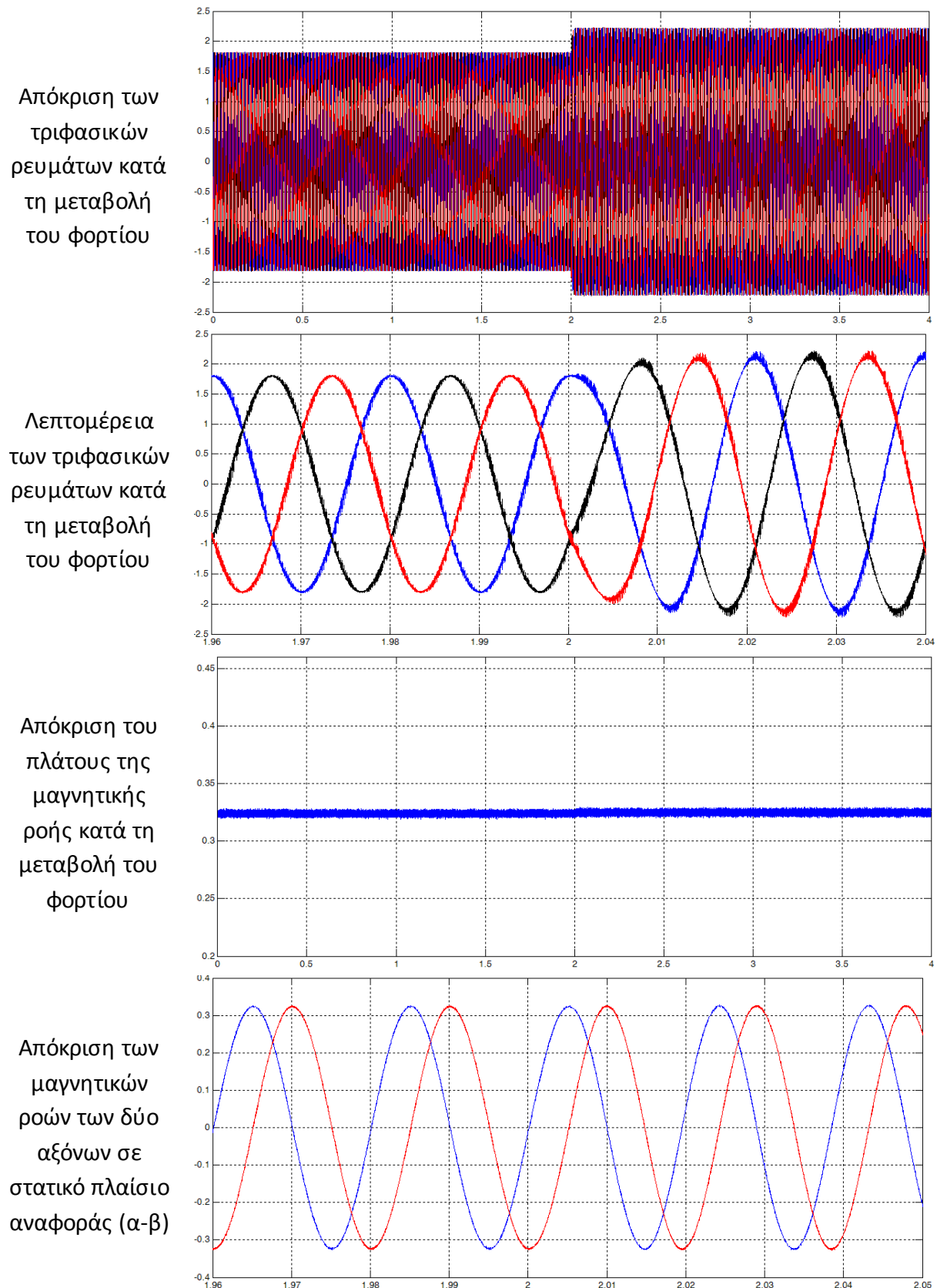
Παρακάτω, στο σχήμα 5.32 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της τρίτης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

Απόκριση της  
ηλεκτρο-  
μαγνητικής  
ροής στην  
μεταβολή του  
φορτίου



Απόκριση της  
ταχύτητας  
περιστροφής  
στην μεταβολή  
του φορτίου

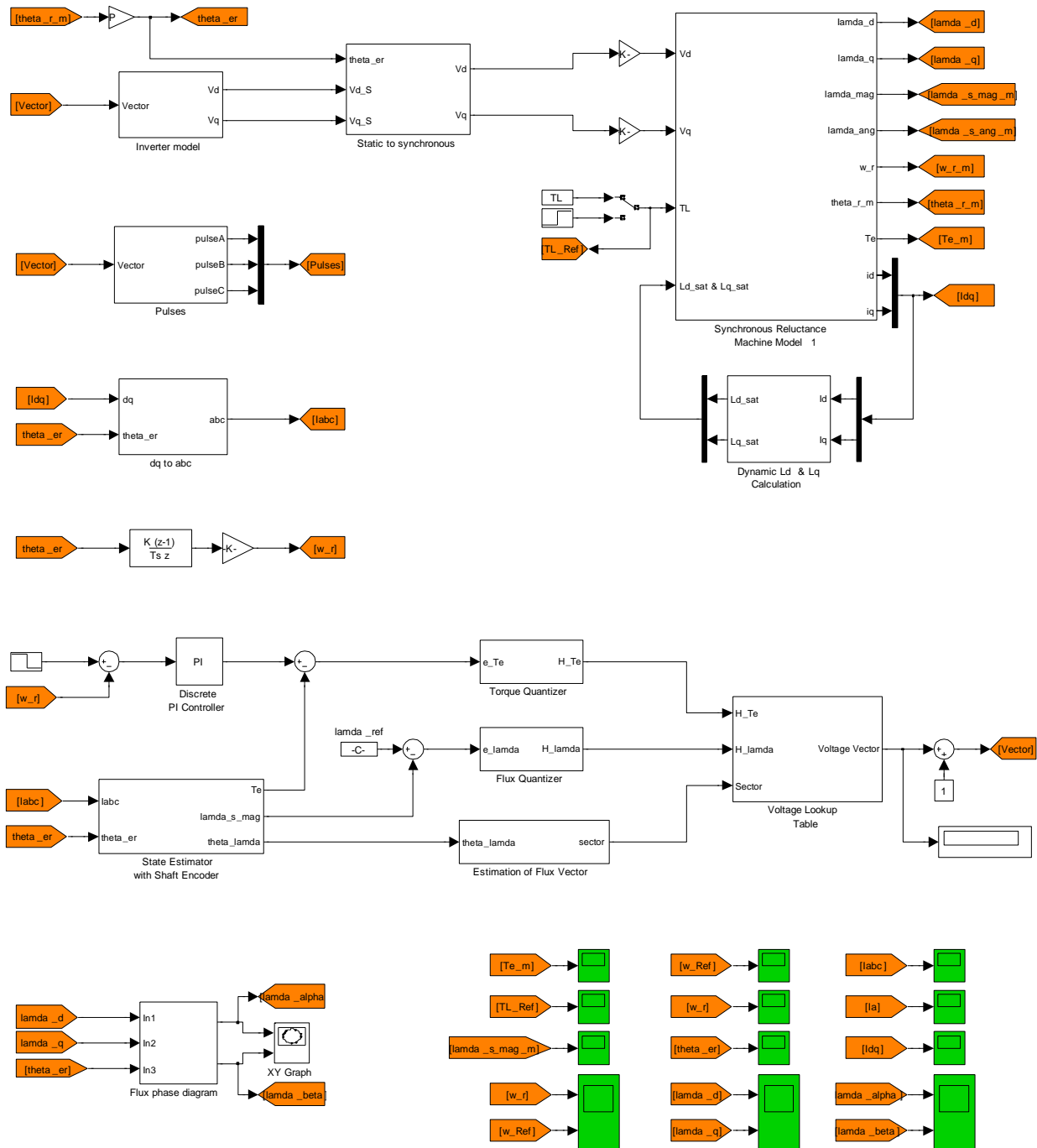




**Σχήμα 5.32 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής ελέγχου με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα στο Simulink. Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.1 και I : 0.2)

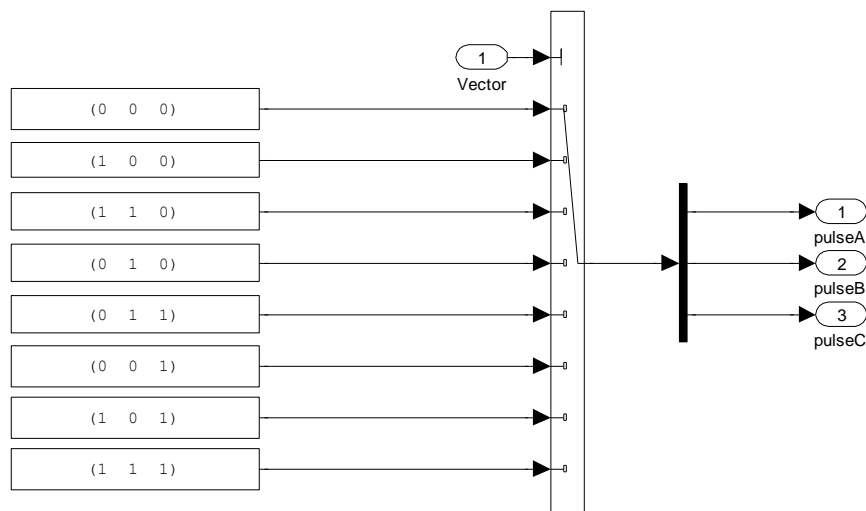
### 5.4 ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ ΤΟΥ ΑΜΕΣΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ

Παρακάτω, στο σχήμα 5.33, φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής, όπως υλοποιήθηκε στο Simulink :

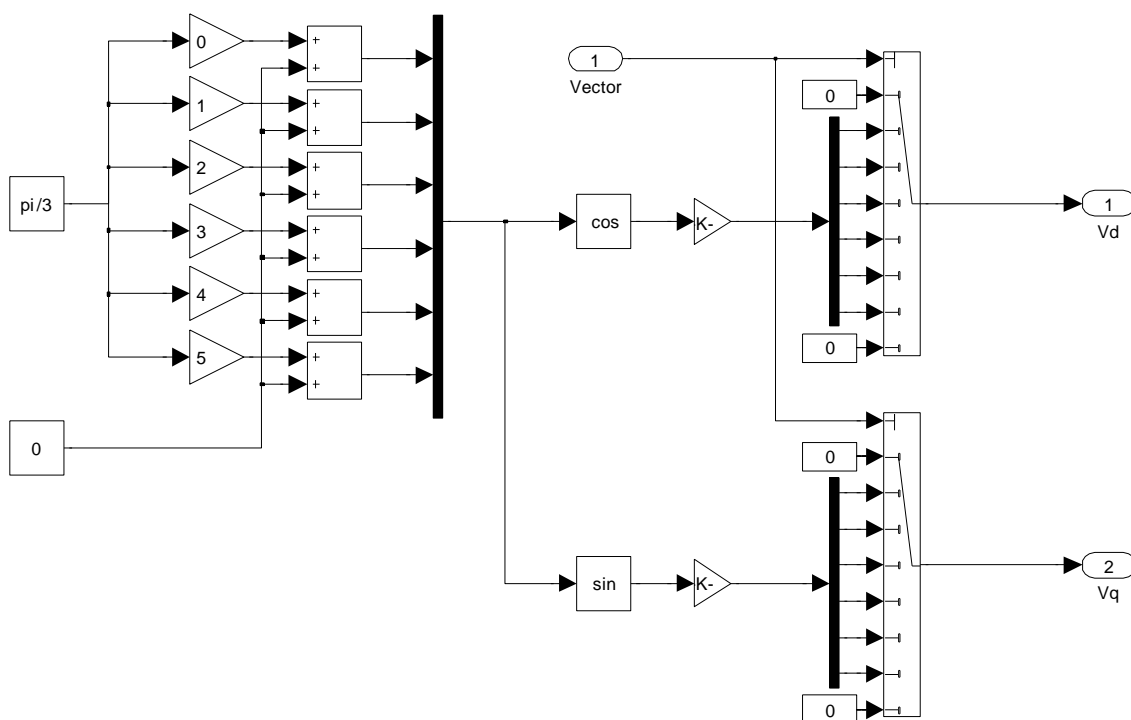


**Σχήμα 5.33 :** Προσομοίωση στο Simulink του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTC - Direct Torque Control)

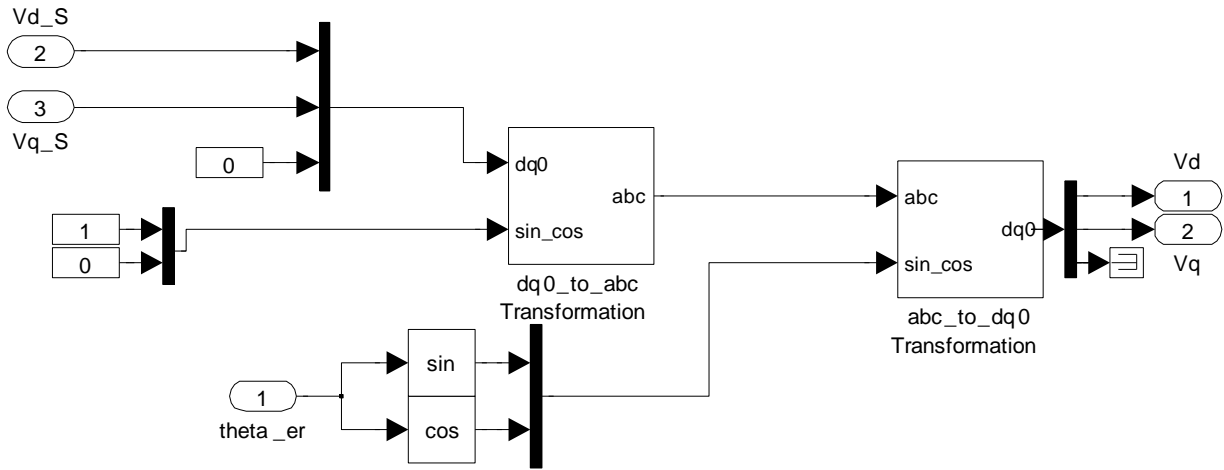
Στα σχήματα 5.34 – 5.44 που ακολουθούν παρουσιάζονται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια κάποια υποσυστήματα της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής. Συγκεκριμένα παρουσιάζονται : η διαδικασία παραγωγής των παλμών με βάση διάνυσμα τάσης που είναι ενεργό, το μοντέλο του ιδανικού αντιστροφέα για έλεγχο με διανύσματα κατάστασης, ο μετασχηματισμός από στατό πλαίσιο αναφοράς σε πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα, ο κβαντισμός του σφάλματος της ροπής, ο κβαντισμός του σφάλματος της ροής, η διαδικασία εύρεσης του τομέα της μαγνητικής ροής, το μοντέλο του εκτιμητή της ροής και της ροπής αλλά και ο επιλογέας του διανύσματος κατάστασης.



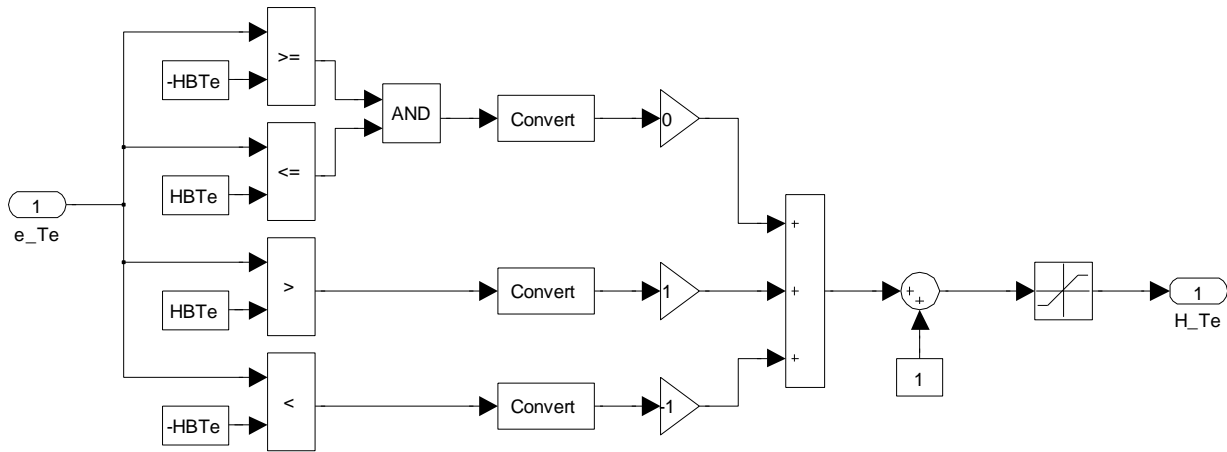
**Σχήμα 5.34 :** Μοντελοποίηση της διαδικασίας παραγωγής των παλμών στο Simulink



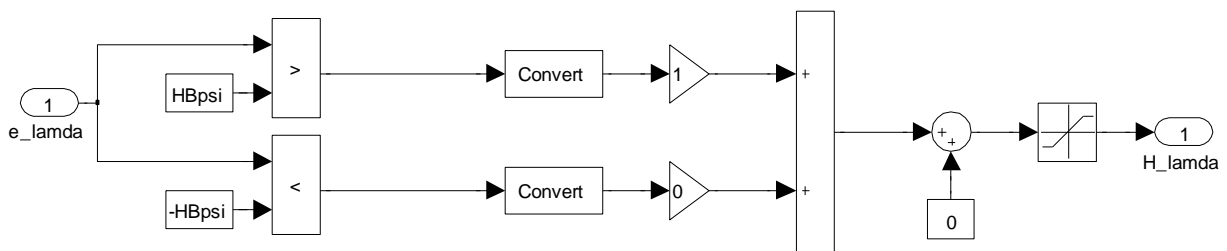
**Σχήμα 5.35 :** Μοντέλο αντιστροφέα για έλεγχο με διανύσματα κατάστασης στο Simulink



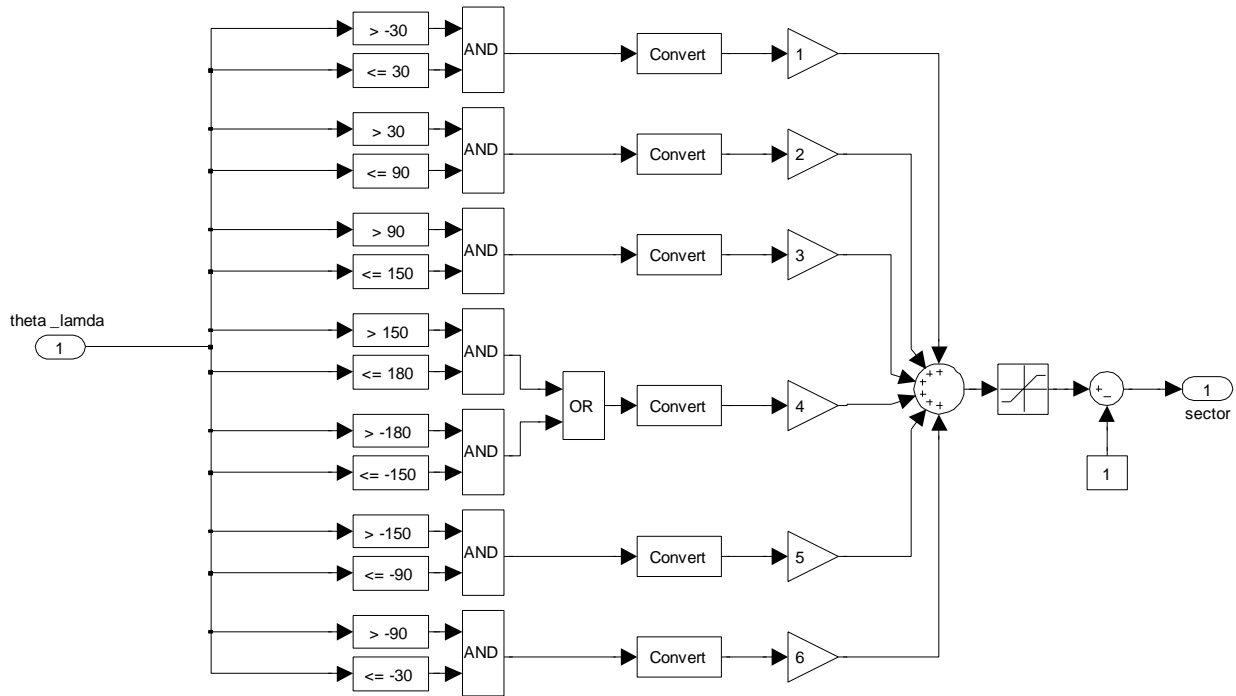
**Σχήμα 5.36 :** Μετασχηματισμός από στατό πλαίσιο σε πλαίσιο που στρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα στο Simulink



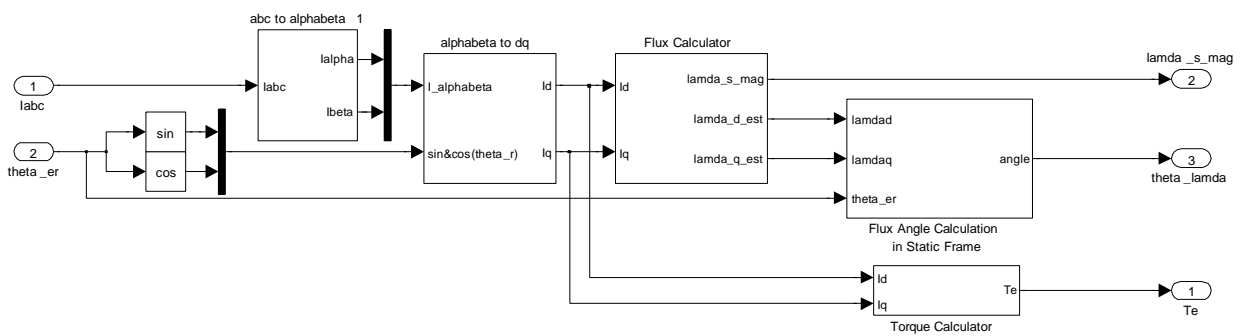
**Σχήμα 5.37 :** Κβαντισμός σφάλματος ροπής στο Simulink



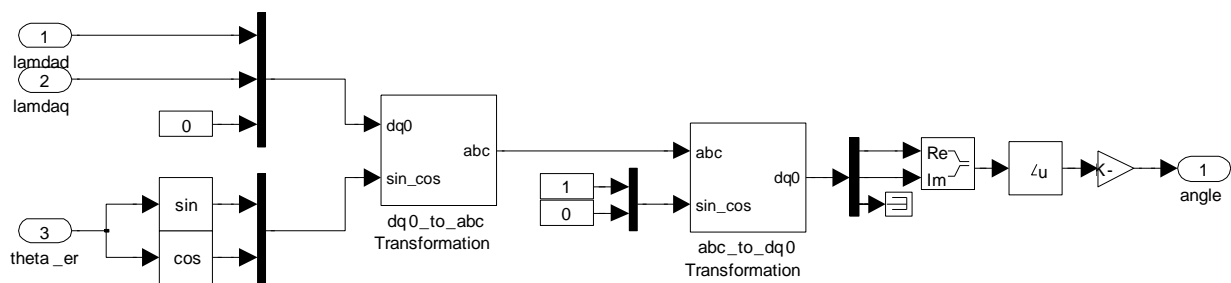
**Σχήμα 5.38 :** Κβαντισμός σφάλματος ροής στο Simulink



Σχήμα 5.39: Εύρεση τομέα μαγνητικής ροής στο Simulink

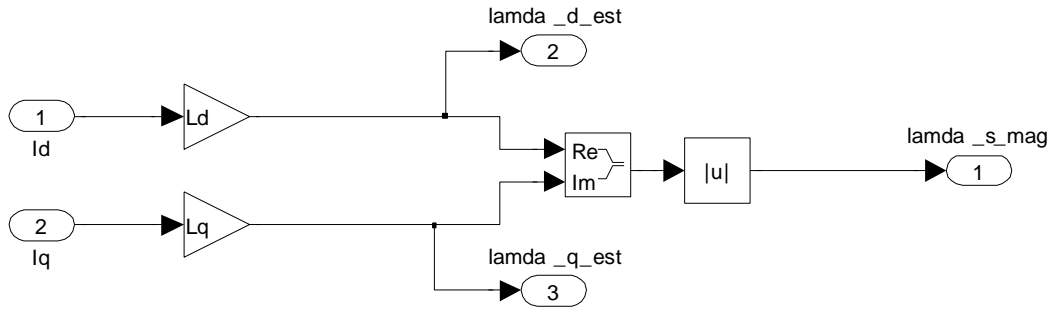


Σχήμα 5.40: Εκτίμηση της ροής και της ροπής στο Simulink

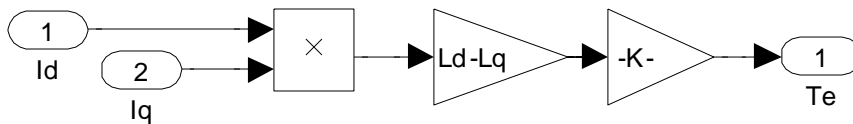


Σχήμα 5.41: Εκτίμηση της γωνίας του διανύσματος της ροής σε στατό πλαίσιο στο Simulink

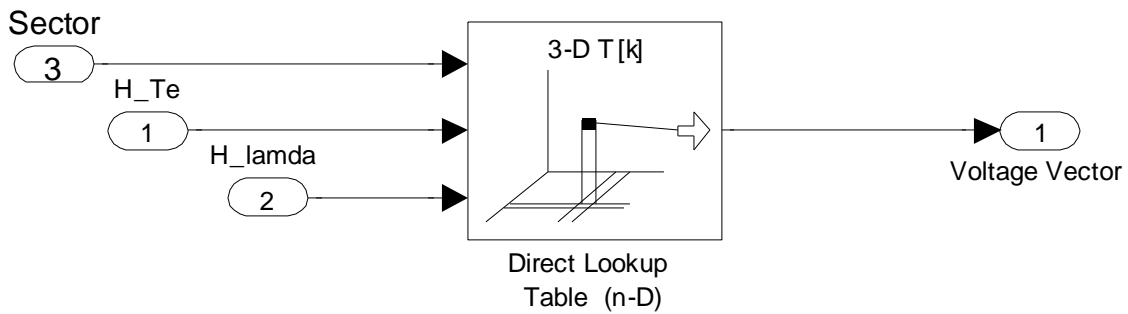




Σχήμα 5.42 : Εκτίμηση της ροής στο Simulink



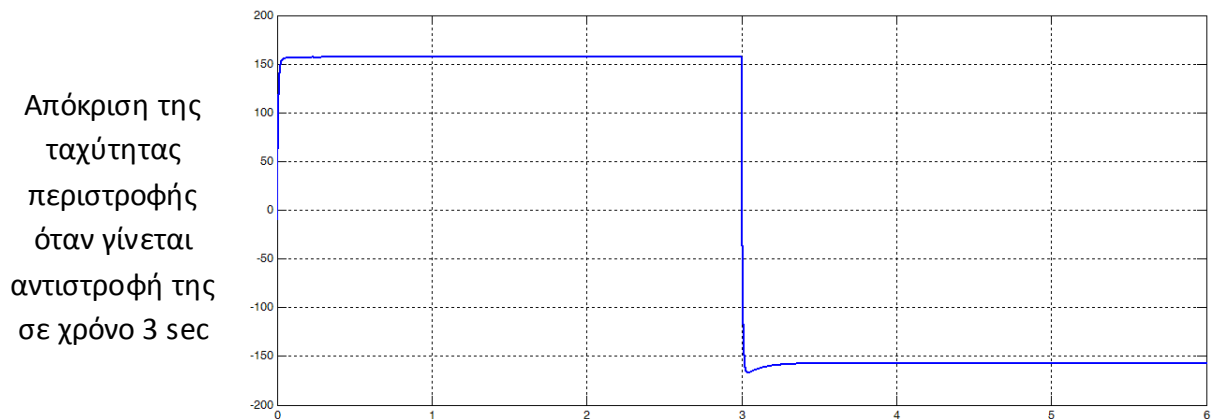
Σχήμα 5.43 : Εκτίμηση της ροπής στο Simulink



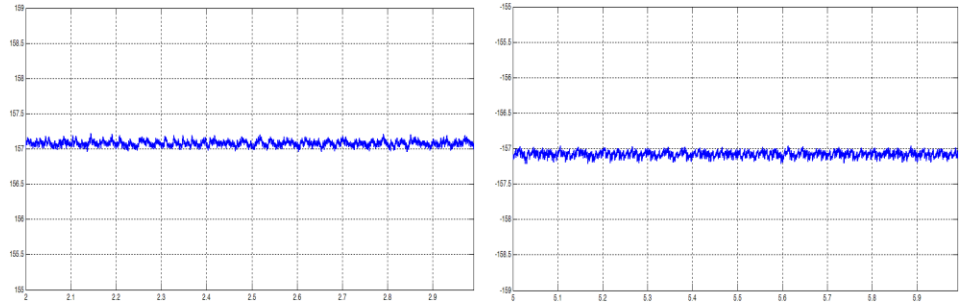
Σχήμα 5.44 : Επιλογή διανύσματος κατάστασης στο Simulink

Για να μελετήσουμε την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής θα πραγματοποιήσουμε τέσσερις διαφορετικές δοκιμές. Οι τρεις πρώτες είναι αυτές που εφαρμόστηκαν και σε όλες τις προηγούμενες τεχνικές, ενώ η τέταρτη είναι μια μεταβολή στην αναφορά της ροής.

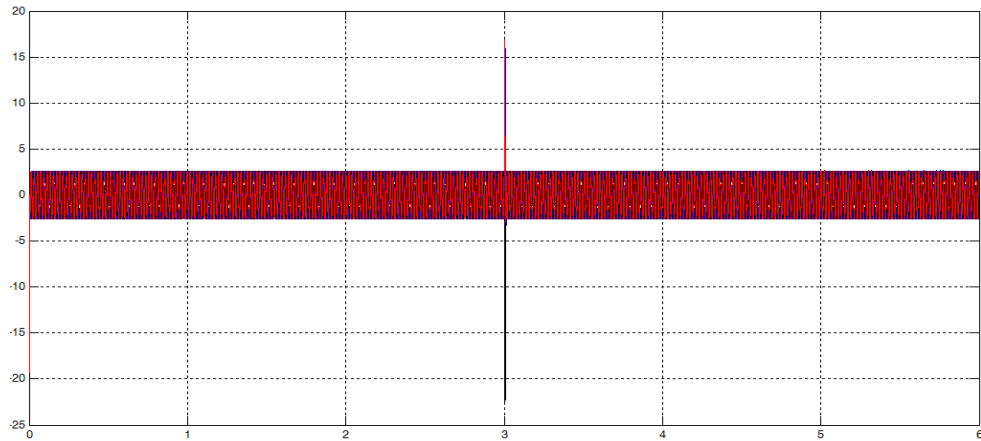
Παρακάτω, στο σχήμα 5.45, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της πρώτης δοκιμής : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας σε χρόνο 3 sec:



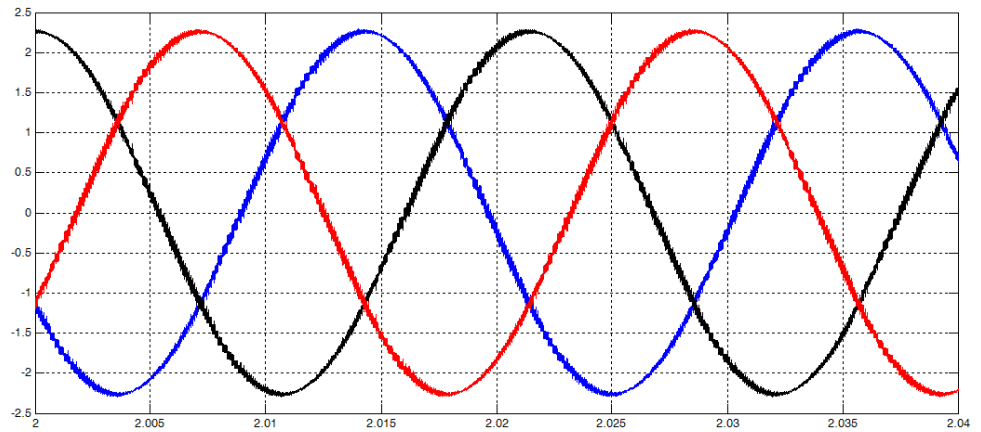
Λεπτομέρεια της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση πριν και μετά την αντιστροφή



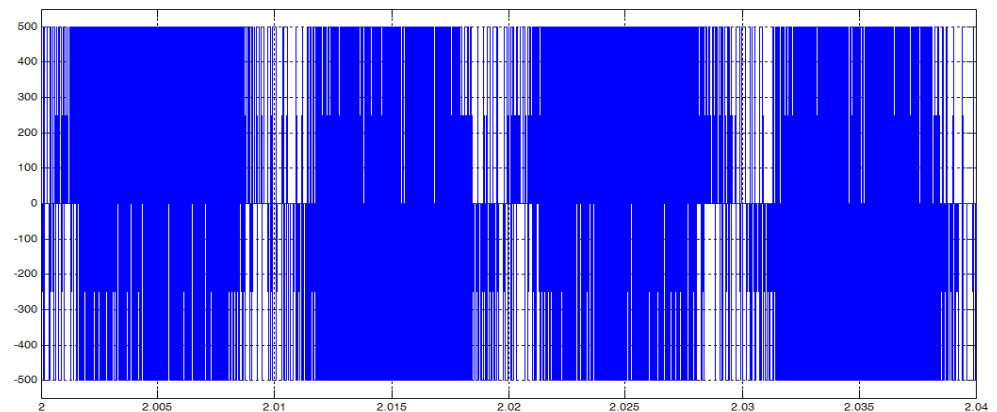
Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά την αντιστροφή της ταχύτητας



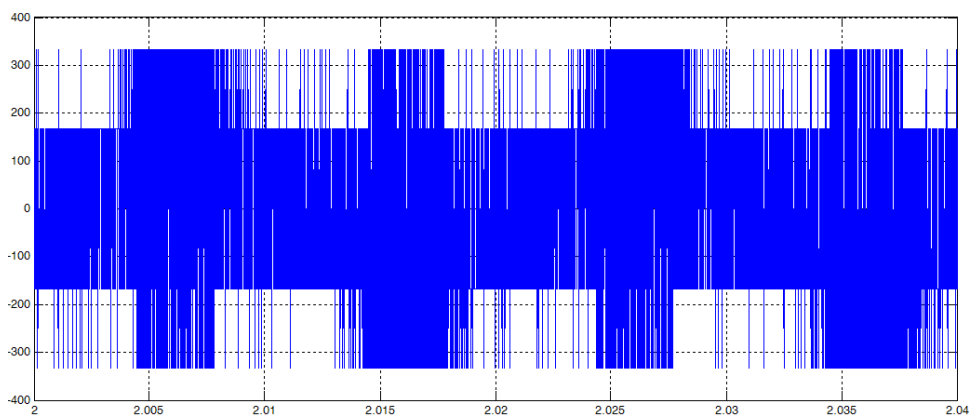
Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων στη μόνιμη κατάσταση



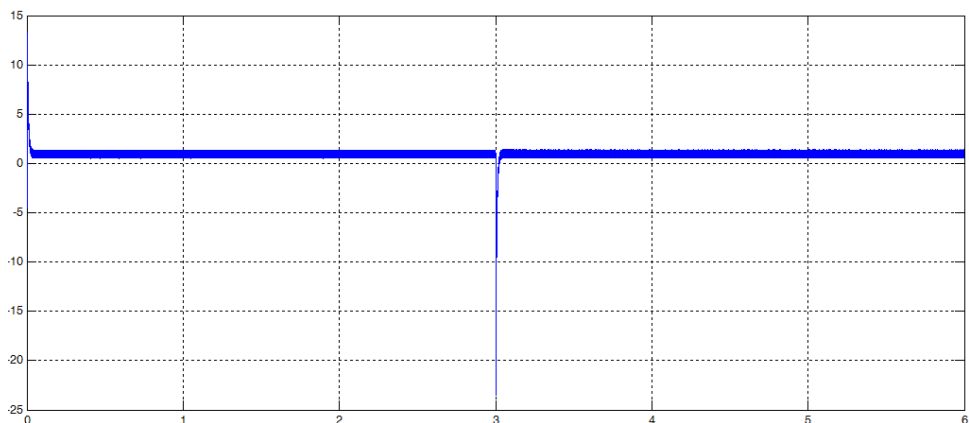
Πολική τάση εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα



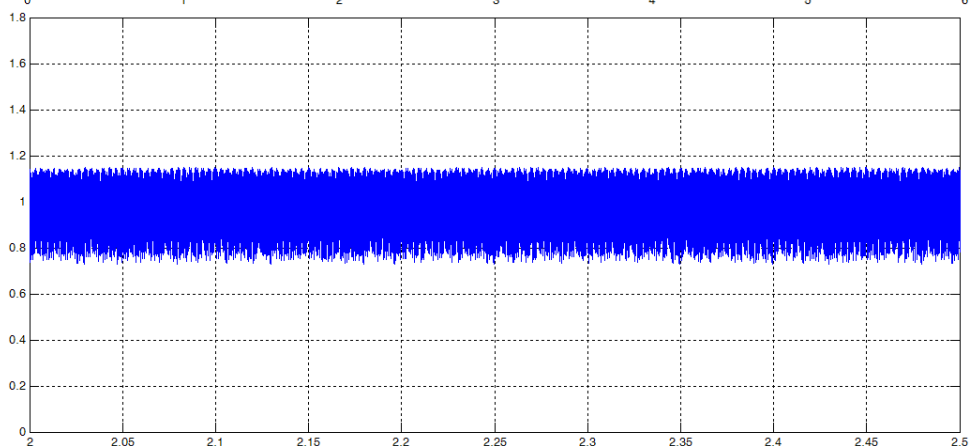
Φασική τάση  
εξόδου του  
τριφασικού  
αντιστροφέα



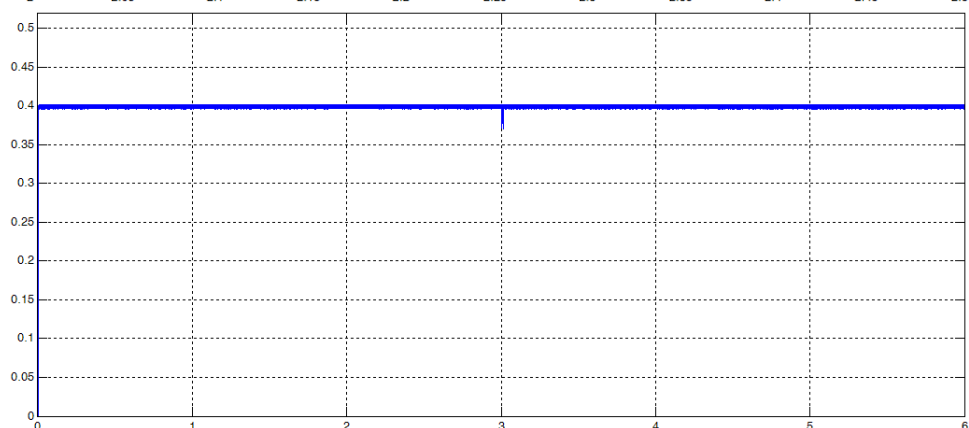
Απόκριση της  
ροπής κατά την  
αντιστροφή της  
ταχύτητας



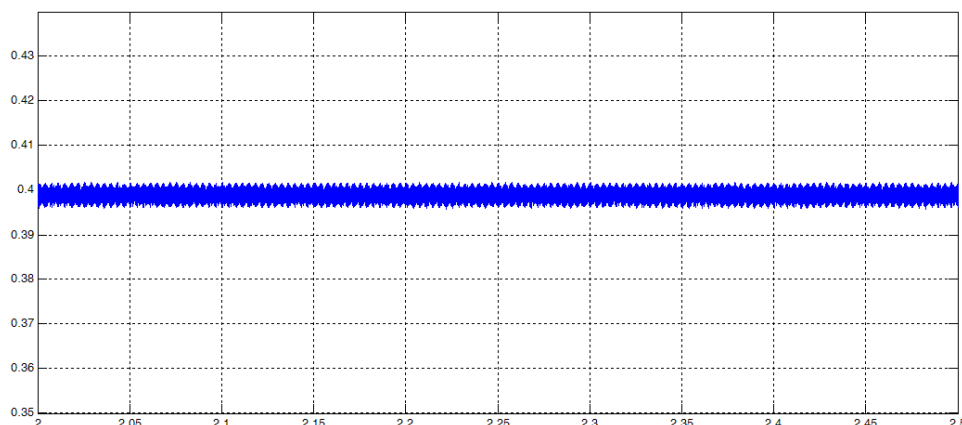
Λεπτομέρεια  
της ροπής στη  
μόνιμη  
κατάσταση  
(ονομαστικό  
φορτίο)



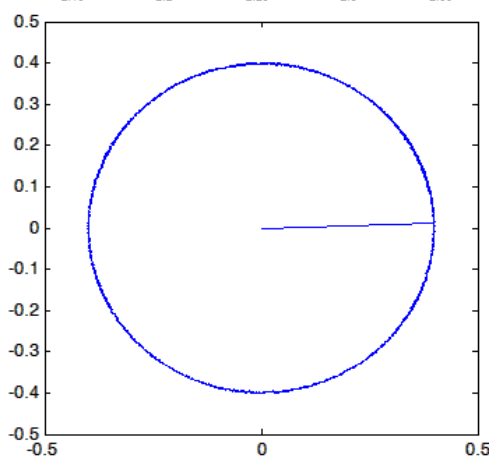
Απόκριση του  
πλάτους της  
μαγνητικής  
ροής κατά την  
αντιστροφή της  
ταχύτητας



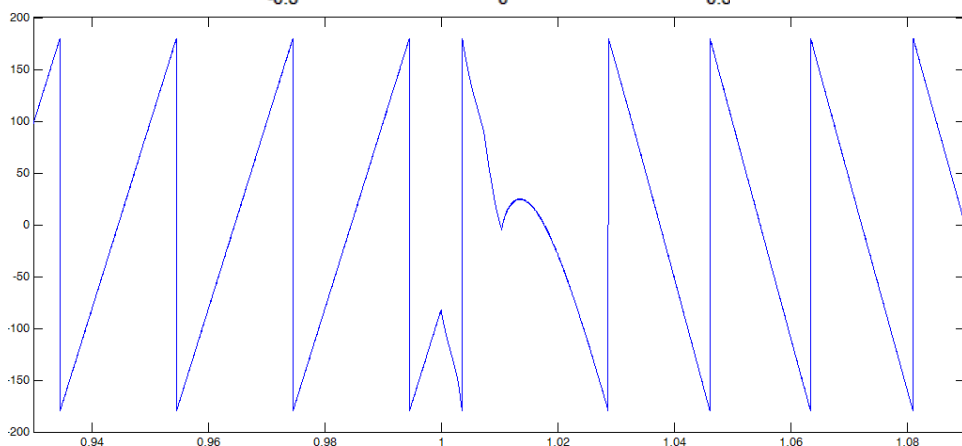
Λεπτομέρεια  
του πλάτους  
της μαγνητικής  
ροής στη  
μόνιμη  
κατάσταση



Πορεία κίνησης  
του  
διανύσματος  
της μαγνητικής  
ροής του στάτη



Απόκριση της  
γωνιακής θέσης  
του δρομέα  
κατά την  
αντιστροφή της  
ταχύτητας



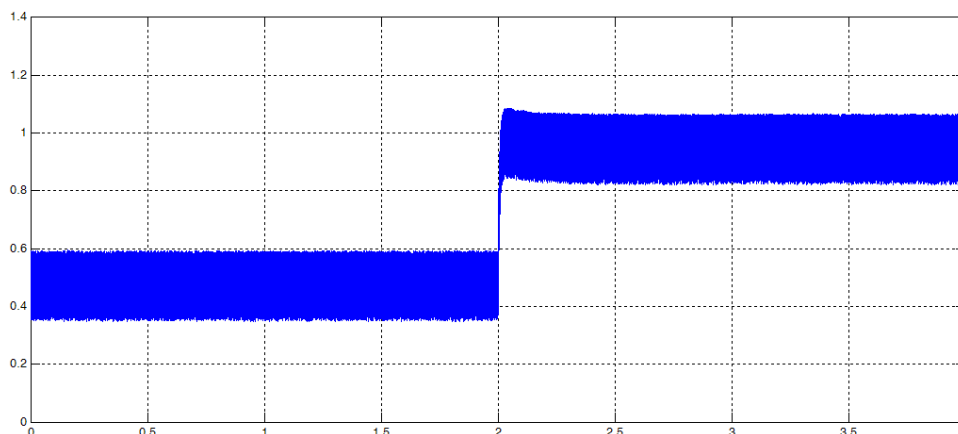
Συντελεστής  
ισχύος στη  
μόνιμη  
κατάσταση

0.70

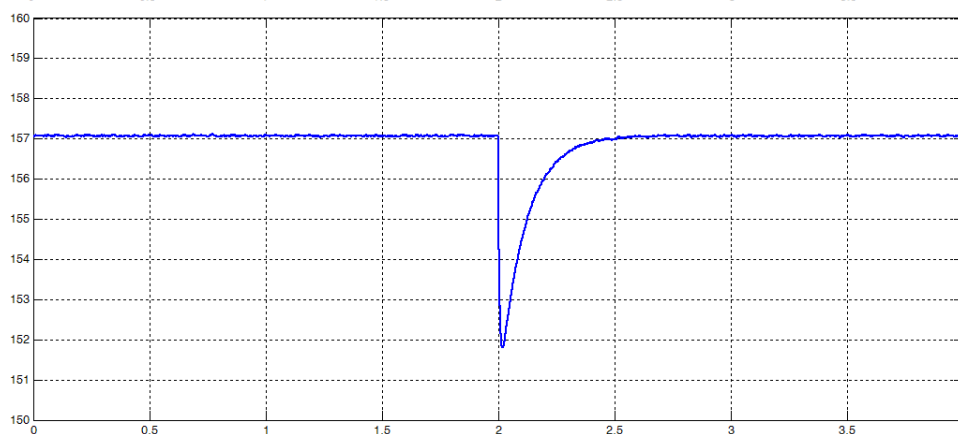
**Σχήμα 5.45:** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής στο Simulink. Δοκιμή πρώτη : Εκκίνηση με πλήρες φορτίο και αντιστροφή ταχύτητας (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.08 και I : 0.7, Ροή αναφοράς = 0.4)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.46, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της δεύτερης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

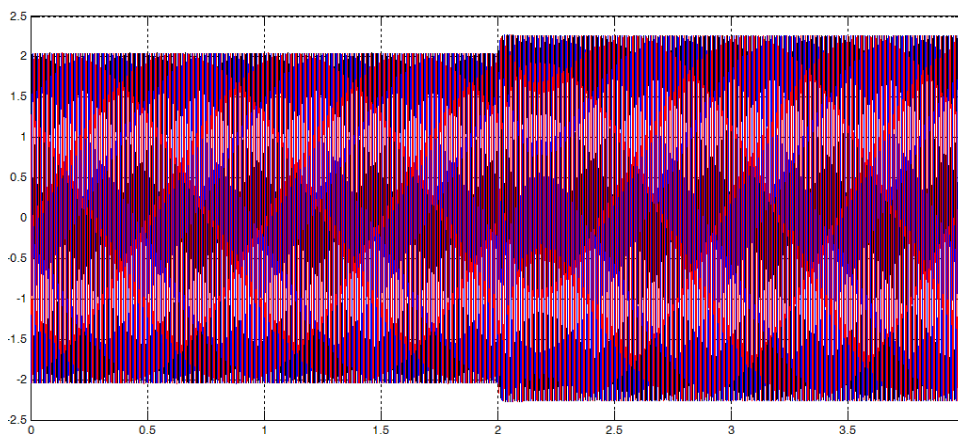
Απόκριση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην μεταβολή του φορτίου



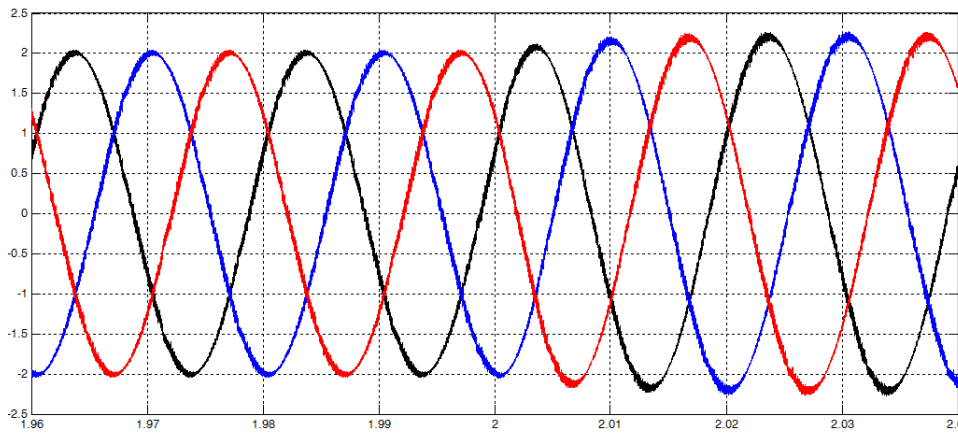
Απόκριση της ταχύτητας περιστροφής στην μεταβολή του φορτίου



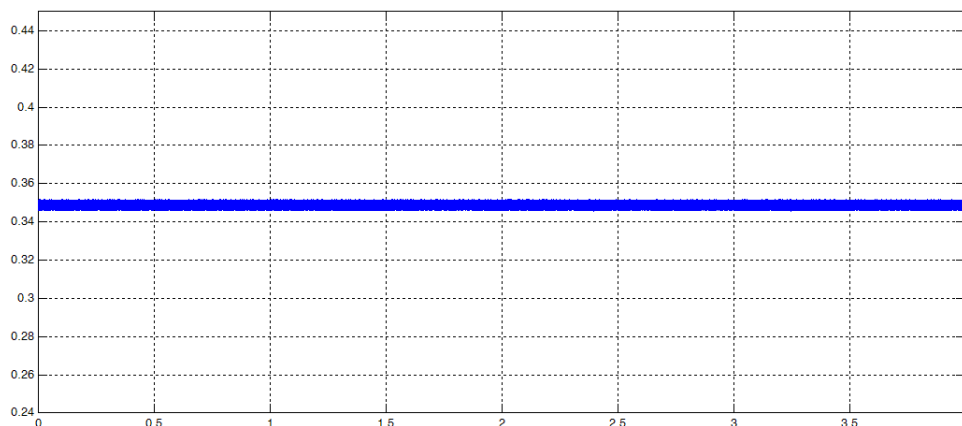
Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



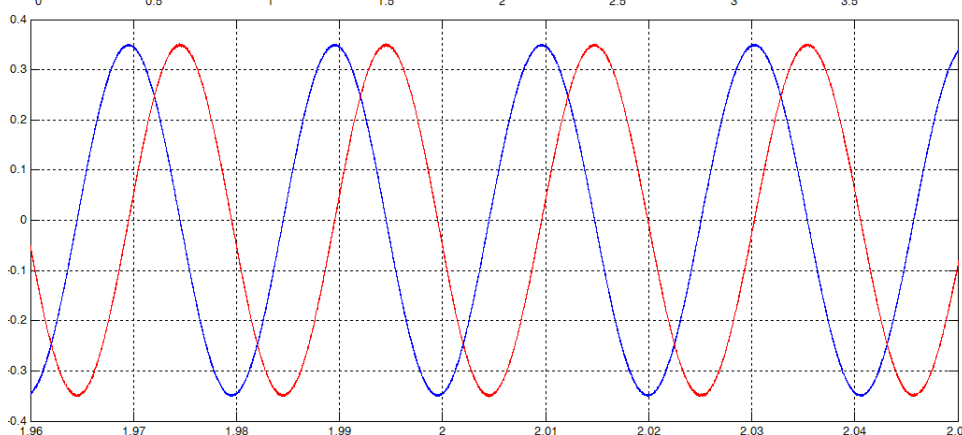
Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



Απόκριση του πλάτους της μαγνητικής ροής κατά τη μεταβολή του φορτίου



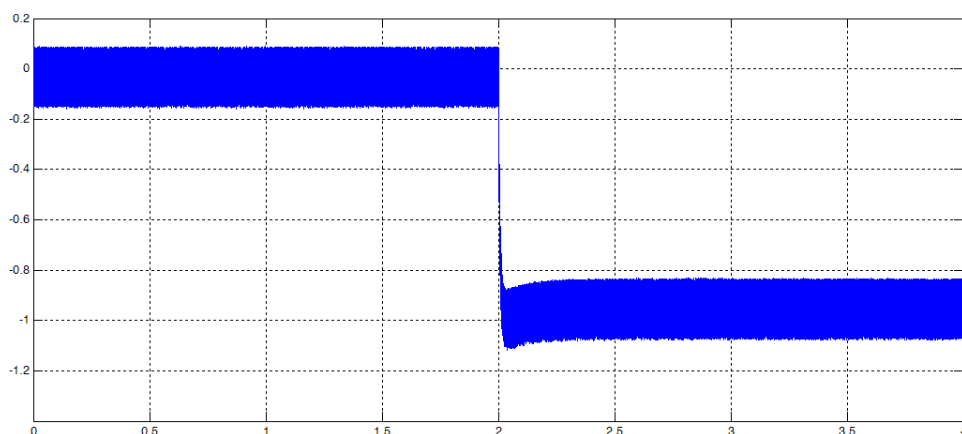
Απόκριση των μαγνητικών ροών των δύο αξόνων σε στατικό πλαίσιο αναφοράς (α-β)



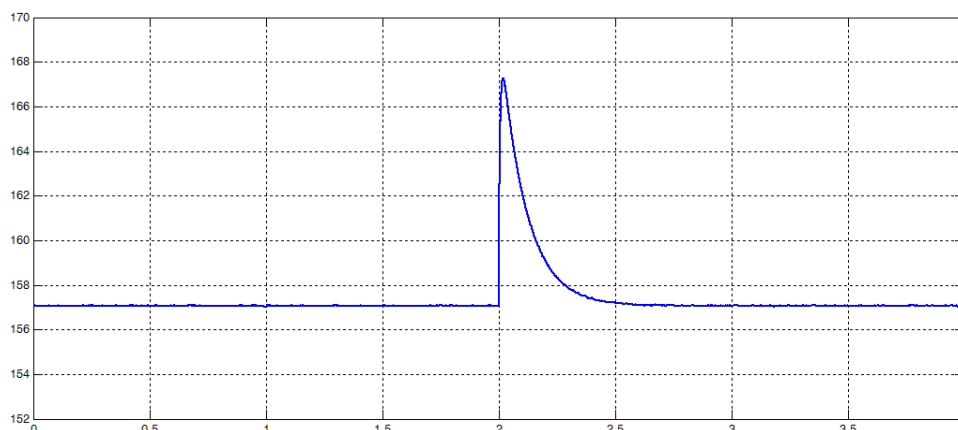
**Σχήμα 5.46 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής στο Simulink. Δοκιμή δεύτερη : Μεταβολή του φορτίου από το 50% στο 100% του ονομαστικού (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.08 και I : 0.7, Ροή αναφοράς = 0.35)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.47 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της τρίτης δοκιμής : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

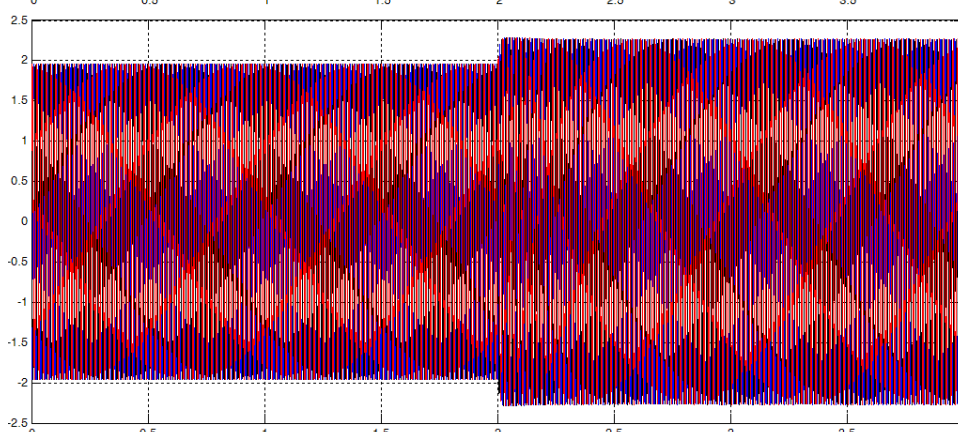
Απόκριση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην μεταβολή του φορτίου



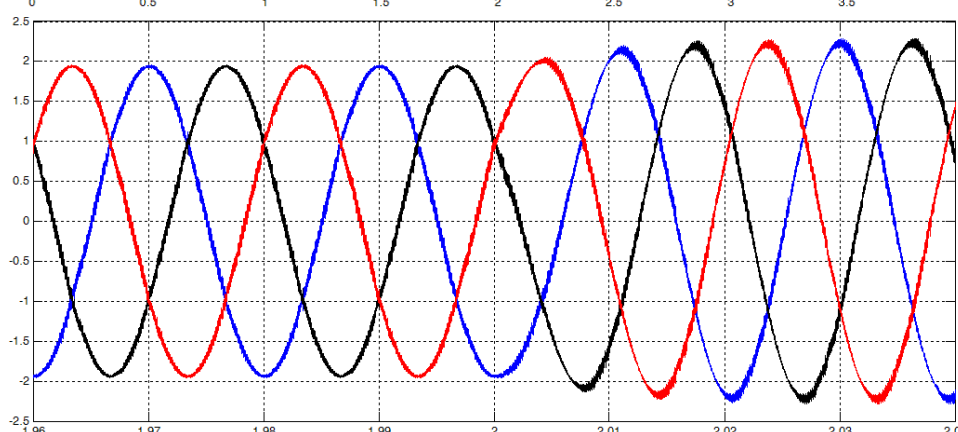
Απόκριση της ταχύτητας περιστροφής στην μεταβολή του φορτίου



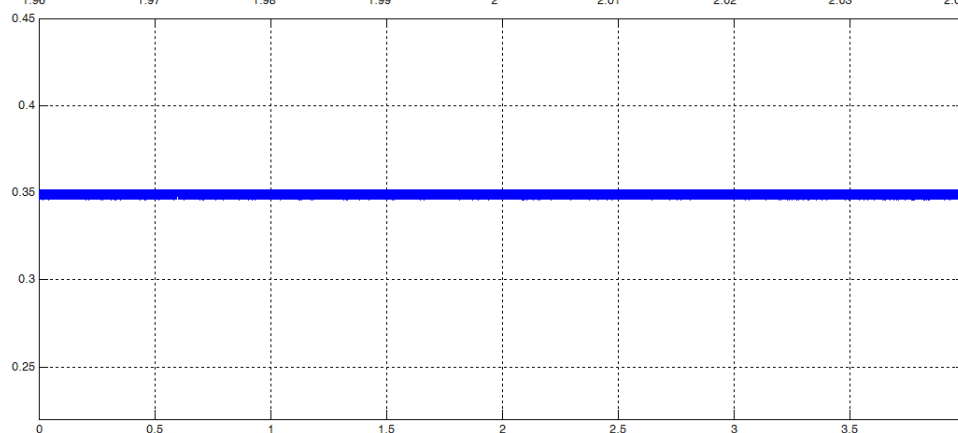
Απόκριση των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



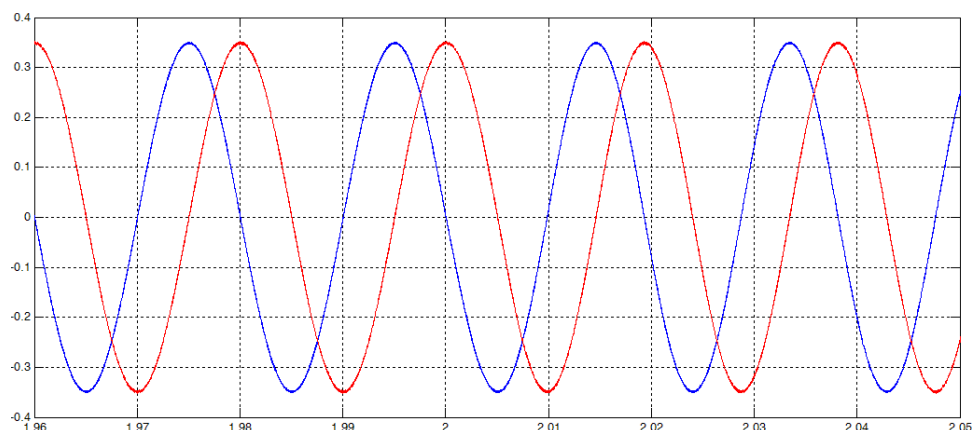
Λεπτομέρεια των τριφασικών ρευμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου



Απόκριση του πλάτους της μαγνητικής ροής κατά τη μεταβολή του φορτίου



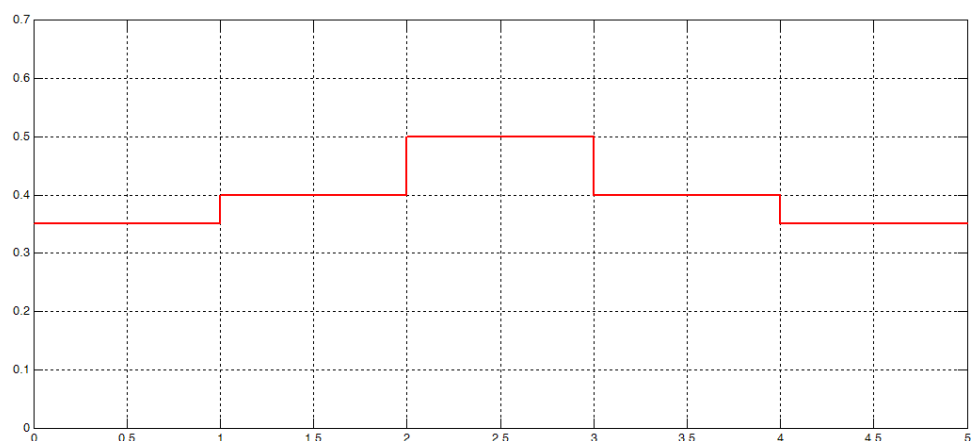
Απόκριση των  
μαγνητικών  
ροών των δύο  
αξόνων σε  
στατικό πλαίσιο  
αναφοράς (α-β)



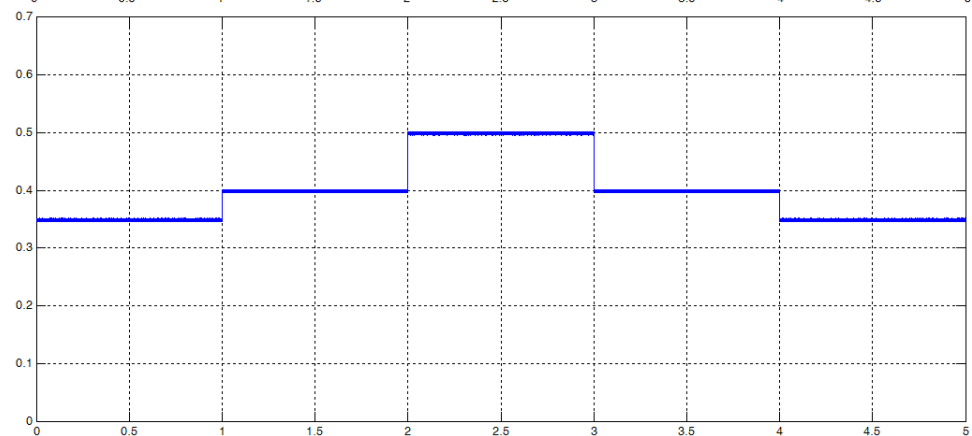
**Σχήμα 5.47 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής στο Simulink. Δοκιμή τρίτη : Μεταβολή του φορτίου από το -3% στο -100% του ονομαστικού (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.08 και I : 0.7, Ροή αναφοράς = 0.35)

Παρακάτω, στο σχήμα 5.48 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος κατά τη διεξαγωγή της τέταρτης δοκιμής : Μεταβολή της εντολής της ροής αναφοράς, ενώ ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας :

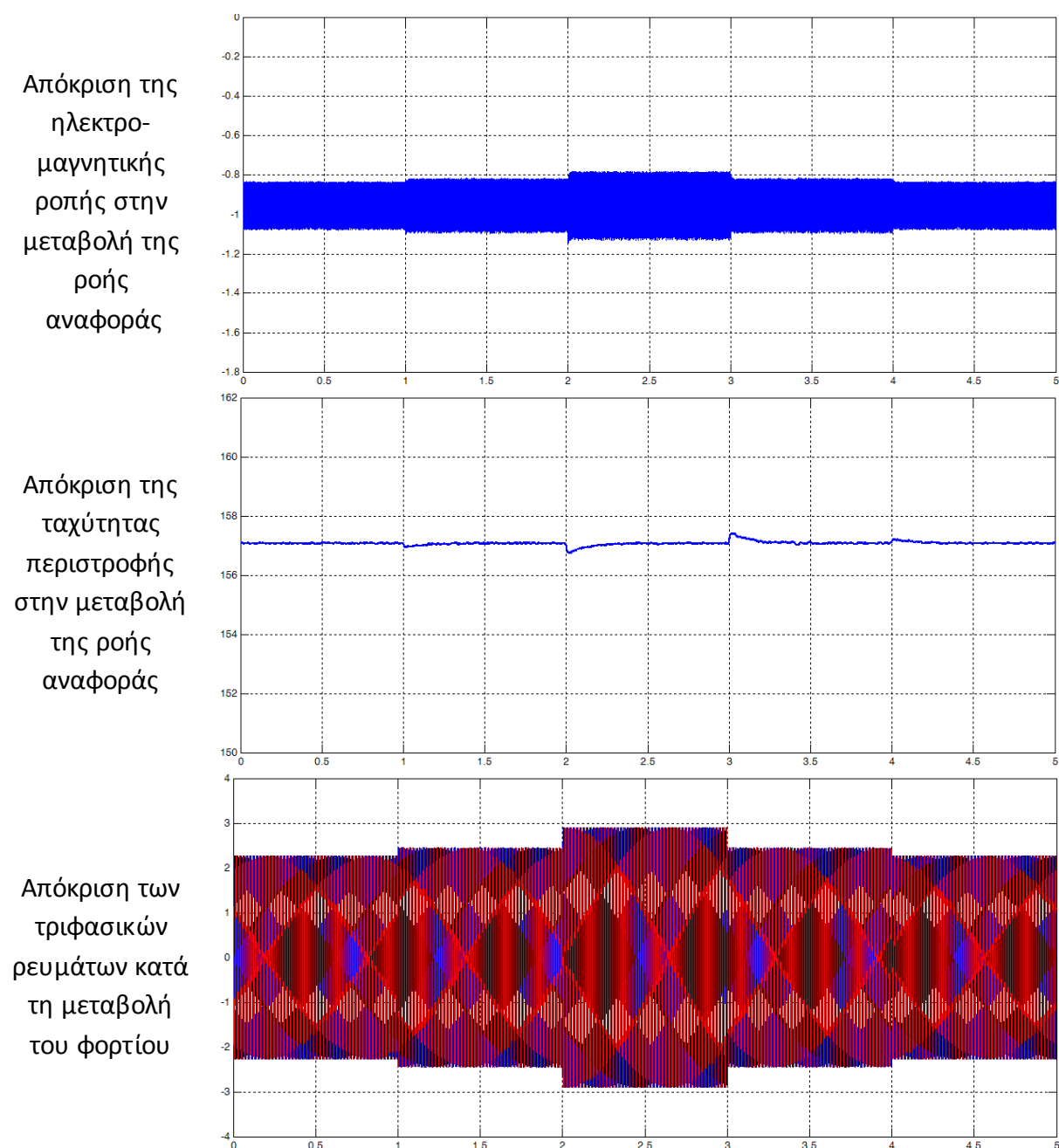
Κυματομορφή  
αναφοράς  
του πλάτους  
της μαγνητικής  
ροής του  
στάτη



Απόκριση του  
πλάτους της  
μαγνητικής  
ροής του  
στάτη







**Σχήμα 5.48 :** Αποτελέσματα προσομοίωσης της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής στο Simulink. Δοκιμή τέταρτη : Μεταβολή της αναφοράς του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη (κέρδη PI ελεγκτή : P : 0.08 και I : 0.7)

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

#### 6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ολοκληρώνοντας την παρούσα εργασία και συνοψίζοντας τη διενεργηθείσα μελέτη, θα διατυπώσουμε ορισμένα συμπεράσματα που προέκυψαν από τη συγκριτική μελέτη των δύο κύριων τεχνικών ελέγχου σύγχρονων μηχανών μαγνητικής αντίστασης που εξετάστηκαν: του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου (και τα τέσσερα είδη του) και του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής. Στα επόμενα θα συνοψίσουμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που παρουσιάζει κάθε τεχνική ελέγχου ξεχωριστά, με αναφορές στην θεωρητικώς αναμενόμενη επίδοση και στα αποτελέσματα προσομοίωσης. Τέλος, θα ακολουθήσει η σύγκριση μεταξύ των επιμέρους τεχνικών ελέγχου και η εξαγωγή συμπερασμάτων για τους τομείς στους οποίους η κάθε τεχνική υπερτερεί ή υστερεί σε σύγκριση με άλλη εξεταζόμενη τεχνική.

#### 6.2 ΣΥΝΟΨΗ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΩΝ ΕΠΙ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούμε στα δύο προηγούμενα κεφάλαια, από τα οποία και θα αντλήσουμε στοιχεία για τη διατύπωση συμπερασμάτων για τις εξεταζόμενες τεχνικές ελέγχου σύγχρονων μηχανών μαγνητικής αντίστασης. Τα συμπεράσματα αυτά θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια για τη σύγκριση μεταξύ των μελετώμενων τεχνικών ελέγχου.

##### 6.2.1 Διανυσματικός Έλεγχος

Ο διανυσματικός έλεγχος αποτελεί τη λύση στο μεγαλύτερο πρόβλημα που εμφανίζει ο έλεγχος των ηλεκτρικών μηχανών, το οποίο είναι η συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Αυτό το πρόβλημα επιλύεται μέσω του αλγεβρικού μετασχηματισμού των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής σε ένα πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων, το οποίο περιστρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα (σύγχρονη ταχύτητα).

Μέσω του διανυσματικού ελέγχου η αλληλεπίδραση μεταξύ της αναπτυσσόμενης ροπής (άρα και της ταχύτητας) και της μαγνητικής ροής της μηχανής παύει να υφίσταται. Έτσι τα δύο αυτά μεγέθη μετατρέπονται σε ανεξάρτητες μεταβλητές και το σύστημα αποκτά γρήγορη απόκριση και μεγαλύτερο περιθώριο ευαισθησίας. Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι ο διανυσματικός έλεγχος μας επιτρέπει να ελέγξουμε τη μηχανή σα να ήταν μηχανή συνεχούς ρεύματος, όπου τα πεδία στάτη και δρομέα είναι ούτως ή άλλως κάθετα και μας δίνουν τη δυνατότητα να ελέγξουμε ανεξάρτητα την αναπτυσσόμενη ροπή και τη

μαγνητική ροή της μηχανής. Ουσιαστικά μέσω του διανυσματικού ελέγχου η μηχανή μετατρέπεται σε μια ισοδύναμη μηχανή συνεχούς ρεύματος χωρίς να αλλοιώνεται η φύση της. Με το ρεύμα ευθύ άξονα ελέγχεται το πλάτος της μαγνητικής ροής και με το ρεύμα εγκάρσιου άξονα ελέγχεται η αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή.

Η λειτουργία ενός συστήματος που χρησιμοποιεί τον διανυσματικό έλεγχο χαρακτηρίζεται από υψηλή απόδοση και μεγάλη ακρίβεια ελέγχου, ακόμα και σε χαμηλές ταχύτητες και μπορεί χωρίς πρόβλημα να επεκταθεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια. Η απόκριση είναι ιδιαίτερος ταχεία, με ασήμαντη ταλαντωτική συμπεριφορά ή υπερύψωση.

Τα κύρια μειονεκτήματα της τεχνικής αυτής είναι η ανάγκη ύπαρξης ελέγχου με ανατροφοδότηση ρεύματος και η εφαρμογή κάποιας μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμών, αλλά και η ευαισθησία του ελέγχου στην μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής. Ο έλεγχος ρεύματος που απαιτείται επιτυγχάνεται συνήθως με τον στιγμιαίο έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης και ως αποτέλεσμα η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή ενώ η ύπαρξη της υστέρησης προκαλεί κάποια μικρή διακύμανση στο ρεύμα.

Αντίθετα με τον κλασικό διανυσματικό έλεγχο, όταν πρόκειται για έλεγχο σύγχρονων μηχανών μαγνητικής αντίστασης δεν υφίσταται διάνυσμα ροής του δρομέα και άρα δεν χρειάζεται να προσανατολιστεί το πλαίσιο αναφοράς με αυτό, και άρα η υπολογιστική πολυπλοκότητα του ελέγχου μειώνεται σημαντικά.

Παρακάτω θα εξετάσουμε τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των επιμέρους τεχνικών διανυσματικού ελέγχου που εφαρμόζονται σε σύγχρονους κινητήρες μαγνητικής αντίστασης. Όλες οι παρακάτω τεχνικές συγκεντρώνουν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του διανυσματικού ελέγχου, αλλά διαφέρουν σε κάποια επιμέρους, ξεχωριστά χαρακτηριστικά.

#### **6.2.1.1 Έλεγχος με Σταθερή Γωνία του Διανύσματος του Ρεύματος**

Σε αυτήν την κατηγορία διανυσματικού ελέγχου περιλαμβάνονται οι τρεις παρακάτω επιμέρους τεχνικές :

- Ο έλεγχος με μέγιστη ροπή ανά αμπέρ (MTPA – Maximum Torque per Ampere),
- Ο έλεγχος με μέγιστο συντελεστή ισχύος (MPF – Maximum Power Factor),
- Ο έλεγχος με μέγιστο ρυθμό μεταβολής της ροπής (MRCT – Maximum Rate of Change of Torque).

Το όνομα της κάθε τεχνικής φανερώνει και το κυρίαρχο χαρακτηριστικό του ελέγχου. Ο έλεγχος με μέγιστη ροπή ανά αμπέρ επιτρέπει στον κινητήρα να αναπτύσσει τη μέγιστη δυνατή ροπή ανά μονάδα ρεύματος. Ο έλεγχος με μέγιστο συντελεστή ισχύος επιτρέπει στον κινητήρα να λειτουργεί με το μέγιστο συντελεστή ισχύος στη μόνιμη κατάσταση. Ο έλεγχος με μέγιστο ρυθμό μεταβολής της ροπής, όπως φανερώνει και το όνομα του δίνει την καλύτερη και ταχύτερη μεταβατική απόκριση της ροπής, και άρα αυτή η τεχνική χρησιμοποιείται για εφαρμογές με αυτή την απαίτηση. Οι δύο τεχνικές που

εστιάζουν στην απόκριση της ροπής, δηλαδή η ΜΤΡΑ και η ΜRCT δεν μπορούν να οδηγήσουν τον κινητήρα με το μέγιστο δυνατό συντελεστή ισχύος. Ομοίως όταν χρησιμοποιείται ο έλεγχος με μέγιστο συντελεστή ισχύος, παρότι αυξάνεται ο συντελεστής ισχύος στη μόνιμη κατάσταση, η μεταβατική απόκριση της ροπής γίνεται αναγκαστικά πιο αργή.

Επίσης, και για τις τρεις προαναφερθείσες τεχνικές, στις υψηλές ταχύτητες, καθώς η ροή του στάτη μεταβάλλεται με τη ροπή, το φαινόμενο της αποδυνάμωσης του πεδίου γίνεται εμφανές.

Οι τεχνικές ελέγχου με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος σε dq πλαίσιο εξαρτώνται άμεσα από τις παραμέτρους του κινητήρα και είναι πολύ ευάλωτες σε μεταβολές αυτών των παραμέτρων. Το φαινόμενο του κορεσμού των αυτεπαγωγών των δύο αξόνων μεταβάλλει τις τιμές τους και ανάλογα με τις τιμές των ρευμάτων των δύο αξόνων. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος οι τιμές των αυτεπαγωγών συναρτήσει των ρευμάτων μπορούν να αποθηκευτούν σε πίνακες (LUTs – Look Up Tables) και να ληφθούν υπόψη στον έλεγχο. Επίσης οι παραπάνω τεχνικές ελέγχου είναι ευαίσθητες στις μεταβολές των τιμών των παραμέτρων του κινητήρα λόγω της θερμοκρασίας, χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η μεταβολή της τιμής της αντίστασης του στάτη  $R_s$  με τη μεταβολή της θερμοκρασίας.

### 6.2.1.2 Έλεγχος με Σταθερό Ρεύμα Ευθύ Άξονα

Ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα είναι πιο αποδοτικός για ταχύτητες μικρότερες της βασικής, δηλαδή όταν δεν υφίσταται η αποδυνάμωση του πεδίου. (Μπορεί παρόλα αυτά να επιτευχθεί αποδυνάμωση πεδίου τεχνητά μέσω της μείωσης του  $i_d$  με εξωτερική εντολή). Υπάρχουν πολλές εφαρμογές όπου απαιτείται η μέγιστη ροπή μέχρι την ονομαστική ταχύτητα περιστροφής. Για τέτοιες εφαρμογές ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα είναι η κατάλληλη επιλογή, όσον αφορά κυρίως στην μεταβατική απόκριση.

Όταν χρησιμοποιείται έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα καθώς το ρεύμα ευθύ άξονα μένει σταθερό, ακολουθώντας το ρεύμα αναφοράς  $i_d^*$ , η αυτεπαγωγή ευθύ άξονα, η οποία κανονικά υφίσταται έντονο κορεσμό με την αύξηση του  $i_d$ , παραμένει σταθερή.

Για επίπεδα ροπής της τάξεως του 10% της μέγιστης ροπής, η παράγωγος της ροπής (απόκριση) είναι υψηλότερη για έλεγχο με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος παρά με έλεγχο με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα. Αυτό είναι όμως αληθές μόνο για αυξανόμενη ροπή. Όταν η ροπή μειώνεται ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα είναι σημαντικά ανώτερος, τουλάχιστον σε ότι αφορά την ταχύτητα της απόκρισης της ροπής.

Για ταχύτητες περιστροφής μικρότερες από τη βασική ταχύτητα, η ανωτερότητα της τεχνικής ελέγχου με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος μειώνεται, τουλάχιστον σε ότι αφορά στην απόκριση της ροπής. Παρόλα αυτά όμως η αυτόματη μεταβολή της επιθυμητής ροής του στάτη  $\lambda_s^*$  με τη μεταβολή της επιθυμητής τιμής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e^*$ , προκαλεί και τη μεταβολή των απωλειών πυρήνα ανάλογα

με τη ροπή. Αντίθετα με τον έλεγχο με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα, η ροή του στάτη μένει σταθερή και άρα οι απώλειες πυρήνα μένουν (σχεδόν) σταθερές, ανεξάρτητα από τις μεταβολές της ροπής. Η μείωση των απωλειών πυρήνα στις υψηλές ταχύτητες (μειωμένη ροπή) είναι το κύριο πλεονέκτημα του ελέγχου με σταθερή γωνία ρευμάτων ευθύ και εγκάρσιου άξονα.

Επίσης, λόγω του ότι το ρεύμα ευθύ άξονα μένει σταθερό, ο έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα, δεν επιτρέπει τη μεταβολή των αυτεπαγωγών των δύο αξόνων (ουσιαστικά του ευθύ άξονα) του κινητήρα και άρα δεν εξαρτάται άμεσα από τις μεταβολές στις παραμέτρους του κινητήρα. Το φαινόμενο του κορεσμού των αυτεπαγωγών των δύο αξόνων περιορίζεται με αυτή την τεχνική. Παρόλα αυτά η παραπάνω τεχνική ελέγχου είναι ευαίσθητη στη μεταβολή της τιμής της αντίστασης του στάτη  $R_s$  με τη μεταβολή της θερμοκρασίας.

### 6.2.2 Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής

Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής, όπως και κάθε μονόμετρος έλεγχος, δεν λαμβάνει υπόψη της τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής και απότοκος αυτού του γεγονότος είναι η μη βέλτιστη απόκριση. Η μειωμένη όμως πολυπλοκότητα και ο μειωμένος χρόνος υπολογισμού επιτρέπει τη διενέργεια πολύ γρήγορων κύκλων ελέγχου. Επομένως, μπορεί η απόκριση του κάθε κύκλου να μην είναι βέλτιστη, όμως η ταχύτητα με την οποία αυτή διορθώνεται από τον κύκλο ελέγχου που ακολουθεί επιτρέπει τον ταχύτατο και με αρκετά μεγάλη ακρίβεια έλεγχο της ηλεκτρικής ροπής, και κατά συνέπεια της ταχύτητας, αλλά και της μαγνητικής ροής της μηχανής.

Η λειτουργία ενός συστήματος που χρησιμοποιεί την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής είναι αυτορυθμιζόμενη και μπορεί χωρίς πρόβλημα να επεκταθεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια και στην περιοχή εξασθένισης του πεδίου. Το κύριο μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι λόγω της χρήσης των ελεγκτών με υστέρηση, προκαλείται διακύμανση στη ροπή και τη ροή. Ένα άλλο μειονέκτημα σε σχέση με τις τεχνικές διανυσματικού ελέγχου είναι η ανάγκη της χρήσης εκτιμητή για τη ροή και τη ροπή, καθώς απαραίτητο στοιχείο του ελέγχου είναι η ανά πάσα στιγμή γνώση της στιγμιαίας τιμής της ροπής και του πλάτους και της γωνίας του διανύσματος της ροής του στάτη. Το κύριο πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι δεν περιλαμβάνει έλεγχο με ανατροφοδότηση ρεύματος, ότι δεν χρησιμοποιεί την κλασική τεχνική PWM και ότι δεν απαιτεί μετασχηματισμούς μεταξύ πλαισίων αναφοράς. Επίσης η τεχνική αυτή είναι αναισθητή στις μεταβολές των τιμών των αυτεπαγωγών της μηχανής αλλά και της αντίστασης του στάτη (επηρεάζεται ελάχιστα και μόνο στις χαμηλές ταχύτητες).

Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής παρέχει τη δυνατότητα εξοικονόμησης ενέργειας, μέσω κατάλληλου προγραμματισμού της εντολής του επιθυμητού πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη, ανάλογα με την ταχύτητα ή το φορτίο της μηχανής. Με τον κατάλληλο προγραμματισμό μειώνονται οι μαγνητικές απώλειες λόγω υστέρησης, με

αποτέλεσμα η μηχανή να εμφανίζει μικρότερη κατανάλωση με το ίδιο μηχανικό αποτέλεσμα, και να έχει πιο αποδοτική λειτουργία.

### **6.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ**

Τελειώνοντας την παρούσα διπλωματική εργασία θα διατυπώσουμε τα συμπεράσματα που προέκυψαν από τη συγκριτική μελέτη των τεχνικών ελέγχου που εξετάστηκαν. Ήδη αναφέραμε αναλυτικά τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε τεχνικής ξεχωριστά. Παρακάτω ακολουθεί η σύγκριση των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης μεταξύ τους. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να φανεί σε ποιο είδος εφαρμογής ταιριάζει καλύτερα η κάθε τεχνική.

Καταρχάς, πρέπει να τονίσουμε ότι όλες οι τεχνικές ελέγχου που εξετάστηκαν προσφέρουν μεγάλης ακρίβειας και εξαιρετικής επίδοσης έλεγχο ταχύτητας, τόσο στη μόνιμη όσο και στη μεταβατική κατάσταση. Επίσης όλες προσφέρουν πολύ καλό έλεγχο της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής. Οπότε μπορούμε να πούμε ότι όλες προσφέρονται για εφαρμογές όπου απαιτούνται πολύ καλής ποιότητας, από άποψη επίδοσης, συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Όλες οι τεχνικές παρουσιάζουν εφάμιλλα αποτελέσματα αλλά διαφέρουν σε κάποια επιμέρους χαρακτηριστικά.

Σε αντίθεση με τον κλασικό διανυσματικό έλεγχο των κινητήρων επαγωγής, δεν απαιτείται προσανατολισμός με το διάνυσμα της ροής του δρομέα στην περίπτωση του διανυσματικού ελέγχου σύγχρονων κινητήρων μαγνητικής αντίστασης. Άρα το κυριότερο πλεονέκτημα της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής έναντι του διανυσματικού ελέγχου, που είναι η πολύ μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα, παύει να υφίσταται.

Από την άλλη, ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής δεν χρησιμοποιεί κάποια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών και δεν περιλαμβάνει κάποιον εσωτερικό βρόγχο ελέγχου του ρεύματος. Επίσης παρουσιάζει αναισθησία στην μεταβολή των τιμών των παραμέτρων του κινητήρα. Παρόλα αυτά πρόκειται για μια τεχνική εντατικού υπολογισμού, και άρα απαιτείται μεγάλη συχνότητα κύκλων υπολογισμού για να εξαλειφθούν τα φαινόμενα που συνδέονται με τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Επίσης όσον αφορά στην απόκριση της ταχύτητας, παρουσιάζει κάποια μικρή υπερύψωση και μια πολύ μικρή ταλαντωτική συμπεριφορά. Παρέχει όμως τη δυνατότητα ρύθμισης του μέτρου της μαγνητικής ροής του στάτη.

Ο διανυσματικός έλεγχος παρουσιάζει πολύ μεγάλη ακρίβεια και ταχύτητα απόκρισης. Παρουσιάζει όμως μεγάλη ευαισθησία στην διακύμανση των τιμών των παραμέτρων της μηχανής, κυρίως στην τιμή της αντίστασης του στάτη και των αυτεπαγωγών μαγνήτισης των δύο κάθετων αξόνων (εκτός από την τεχνική σταθερού ρεύματος ευθύ άξονα).

Ανάλογα με το είδος διανυσματικού ελέγχου που χρησιμοποιείται μπορεί να δοθεί έμφαση στην απόκριση της ροπής, στον συντελεστή ισχύος στη μόνιμη κατάσταση, στην

ταχύτητα της μεταβατικής απόκρισης, αλλά χωρίς να αλλοιώνεται η κυρίως φύση του διανυσματικού ελέγχου.

Παρακάτω ακολουθεί ένας συγκεντρωτικό πίνακας με τα χαρακτηριστικά των υπό μελέτη τεχνικών ελέγχου. Τα στοιχεία που παρατίθενται είναι θεωρητικώς αναμενόμενα, και επαληθεύονται και από τις διενεργηθείσες προσομοιώσεις.

**Πίνακας 6.1 :** Συγκεντρωτική κατάσταση των κυριότερων χαρακτηριστικών των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου των σύγχρονων μηχανών μαγνητικής αντίστασης

Ιδιότητα	Διανυσματικός Έλεγχος				Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (DTC)
	Έλεγχος με σταθερή γωνία του διανύσματος του ρεύματος *			Έλεγχος με σταθερό ρεύμα ευθύ άξονα	
	ΜΤΡΑ	ΜΡΦ	ΜΡCT		
Ακρίβεια Ελέγχου Ταχύτητας	Εξαιρετική	Εξαιρετική	Εξαιρετική	Εξαιρετική	Εξαιρετική
Ταχύτητα Απόκρισης	Εξαιρετική	Εξαιρετική	Πολύ Καλή	Πολύ Καλή	Πολύ Καλή
Ταλαντωτική Συμπεριφορά	Όχι	Όχι	Όχι	Ασήμαντη	Πολύ Μικρή
Υπερύψωση στην Απόκριση Ταχύτητας	Όχι	Όχι	Ασήμαντη	Ασήμαντη	Μικρή
Ακρίβεια Ελέγχου Ροπής (για ονομαστική ταχύτητα)	Πάρα Πολύ Καλή	Πάρα Πολύ Καλή	Εξαιρετική	Πολύ Καλή	Πολύ Καλή
Μεταβατική Απόκριση Τριφασικών Ρευμάτων	Εξαιρετική	Πολύ Καλή	Πολύ Καλή	Πολύ Καλή	Πολύ Καλή
Υπολογιστική Πολυπλοκότητα	Μικρή	Μικρή	Μικρή	Μικρή	Μικρή

Ικανότητα Αντιστάθμισης Μεταβολών της Ταχύτητας	Ναι	Ναι	Ναι	Ναι	Ναι
Τεχνική Ελέγχου Αντιστροφέα	HBCC PWM	HBCC PWM	HBCC PWM	HBCC PWM	Καμία
Αρμονικές Φασικού Ρεύματος Τροφοδοσίας της Μηχανής	Ασήμαντο Αρμονικό Περιεχόμενο	Ασήμαντο Αρμονικό Περιεχόμενο	Ασήμαντο Αρμονικό Περιεχόμενο	Ασήμαντο Αρμονικό Περιεχόμενο	Ασήμαντο Αρμονικό Περιεχόμενο
Δυνατότητα Ρύθμισης της Μαγνητικής Ροής της Μηχανής	Όχι	Όχι	Όχι	Έμμεσα	Ναι
Συντελεστής Ισχύος Κινητήρα στη Μόνιμη Κατάσταση	Μέτριος (0.67)	Καλός (0.75)	Μέτριος (0.69)	Μέτριος (0.68)	Μέτριος (0.70)
Ανάγκη για Εκτίμηση της Ροής και της Ροπής	Όχι	Όχι	Όχι	Όχι	Ναι
Ευαισθησία στη Μεταβολή των Παραμέτρων της Μηχανής	Στις τιμές των αυτεπαγωγών Των δύο αξόνων και στην τιμή της αντίστασης του στάτη			Στην τιμή της αντίστασης του στάτη	Σχεδόν Αμελητέα
Συνολική Αξιολόγηση της κάθε Τεχνικής (1 – 10 με 10 άριστα)	8.5	8.5	8	7	8

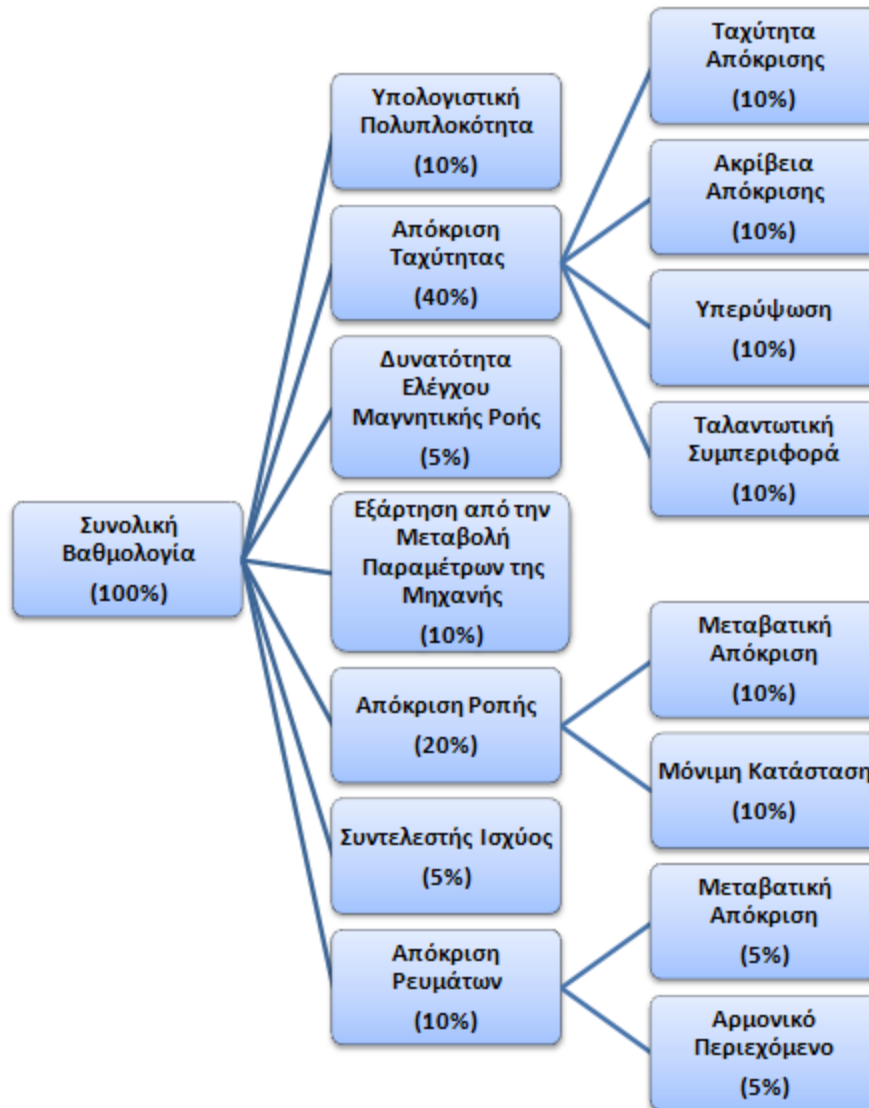
\*MTPA = Maximum Torque per Ampere – Τεχνική Μέγιστης Ροπής ανά Ρεύμα

MPF = Maximum Power Factor – Τεχνική Μέγιστου Συντελεστή Ισχύος

MRCT = Maximum Rate of Change of Torque – Τεχνική Μέγιστου Ρυθμού Μεταβολής Ροπής

Παρακάτω, στο σχήμα 6.1 παρατίθεται ο αλγόριθμος εξαγωγής της συνολικής αξιολόγησης (βαθμολογίας) για την κάθε τεχνική ελέγχου που μελετήθηκε.





**Σχήμα 6.1 :** Αναλυτική παρουσίαση του αλγορίθμου βαθμολόγησης των τεχνικών ελέγχου

**Σημείωση :** Η συνολική αξιολόγηση βασίζεται στα αποτελέσματα προσομοίωσης αλλά είναι υποκειμενική άποψη του συγγραφέα. Οι δύο πρώτες τεχνικές συγκεντρώνουν τη μεγαλύτερη βαθμολογία, με ελάχιστη διαφορά από την τρίτη και την πέμπτη. Η πρώτη τεχνική υστερεί σε σχέση με τη δεύτερη σε ότι αφορά στον Σ.Ι. αλλά παράγει την ίδια ροπή με μικρότερο ρεύμα και η μεταβατική απόκριση των ρευμάτων είναι καλύτερη όταν αυτή εφαρμόζεται. Την χαμηλότερη βαθμολογία συγκεντρώνει η τέταρτη τεχνική. Αυτό είναι αναμενόμενο καθώς οι διάφορες δοκιμές έγιναν για ονομαστική ταχύτητα, στην οποία η συγκεκριμένη τεχνική δεν έχει τη βέλτιστη απόδοση.

---

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Σ.Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*, Συμειών, Αθήνα 2000.
- [2] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, 2000.
- [3] I. Boldea, *Reluctance Synchronous Machines and Drives*, Oxford Science Publications, 1996.
- [4] Σ.Ν. Μανιάς, Αθ. Καλετσάνος, *Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά*, Συμειών, Αθήνα 2001.
- [5] Paul C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, Kingsport Press 1986.
- [6] John G. Kassakian, Martin F. Schlecht, George C. Verghese, *"Principles of Power Electronics"*, 1991
- [7] R.C. Dorf, R.H. Bishop, *Σύγχρονα Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου*.
- [8] I. Boldea and S. A. Nasar, *Vector Control of a.c. Drives*, CRC Press, 1992.
- [9] I. A. Τεγόπουλος, *Ηλεκτρικές Μηχανές Μέρος Β': Μόνιμη Κατάσταση*, Συμμετρία, Αθήνα 1991.
- [10] M. G Say, *Alternating Current Machines*, Longman Scientific and Technical, Fifth Edition, 1983.
- [11] Muhammad H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.
- [12] Peter Vas, *Vector Control of a.c. Machines*, Oxford Science Publications, 1990.
- [13] Σ. Τζαφέστας, *Αυτόματος Έλεγχος*.
- [14] J. Chiasson, *Modelling and High Performance Control of Electric Machines*, IEEE Press-Wiley, 2005.
- [15] R. E. Betz, *Theoretical Aspects of Control of Synchronous Reluctance Machines*, Proc IEE, vol. B-139, no. 4, 1992, pp. 355-364 Academic Press, 2001.

- [16] Φ. Ξέπαπας, **Νέα τεχνική ολίσησης επί επιφάνειας με ασαφή λογική για τον έλεγχο συστημάτων οδήγησης κινητήρων επαγωγής**, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2005.
- [17] Ι. Στ. Μανωλάς, **Συγκριτική Μελέτη Τεχνικών Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών Επαγωγής**, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2006.
- [18] Matthew B. Hortman, **Implementation and Evaluation of a Full-Order Observer for a Synchronous Reluctance Motor**, Georgia Tech, 2004.
- [19] Peyman Niazi, **Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor Design and Performance Improvement**, Texas, 2005.
- [20] Thierry Lubin, **Modelisation et Commande de la Machine Synchrone a Reluctance Variable. Prise en Compte de la Saturation Magnetique**, Nantes, 2003.
- [21] Dennis Wittich, **Practical Implementation of a Maximum Torque per Ampere Scheme in Direct Torque Control**, Diploma work, Vasteras, Sweden, 2008.
- [22] M. G. Jovanovic, R. E. Betz, D. Platt, **Sensorless Vector Controller for a Synchronous Reluctance Motor**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.34, No.2, March/April 1998.
- [23] R. E. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, T. J. E. Miller and R. H. Middleton, **Control of Synchronous Reluctance Machines**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.29, No.6, November/December 1993.
- [24] T. Matsuo, T. A. Lipo, **Rotor Position Detection Scheme for a Synchronous Reluctance Motor Based on Current Measurements**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.31, No.4, July/August 1995.
- [25] R. Lagerquist, I. Boldea, T. J. E. Miller, **Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Motor**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.30, No.3, May/June 1994.
- [26] V. Vittek, S. J. Dodds, J. Altus, R. Perryman, **Vector-Controlled Reluctance Synchronous Motor Drives with Prescribed Closed-Loop Dynamics**, ISSN 0005-1144 ATKAAF 42(1-2), 29-36, 2001.

- [27] V. Hrabovcova, P. Rafajdus, L. Janousek, P. Hudak, J. Mihok, ***Influence of Axially Laminated Rotor Arrangement on the Saliency Ratio of the 4-pole Reluctance Synchronous Motor***, Workshop on Electrical Machines' Parameters, May 2001.
- [28] R. E. Betz, M. Jovanovic, ***The Brushless Doubly Fed Reluctance Machine and the Synchronous Reluctance Machine - A Comparison***, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, No.4, July/August 1997.
- [29] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini, ***High-Performance Control of Synchronous Reluctance Motors***, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, No.4, July/August 1997.
- [30] D. A. Stanton, W. L. Soong, T. J. E. Miller, ***Unified Theory of Torque Production in Switched Reluctance and Synchronous Reluctance Motors***, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.31, No.2, March/April 1995.
- [31] H. Kiriya, S. Kawano, Y. Honda, T. Higaki, S. Morimoto, Y. Takeda, ***High Performance Synchronous Reluctance Motor with Multi-flux Barrier for the Appliance Industry***, IEEE 1998.
- [32] H. Hofmann, S. R. Sanders, ***High-Speed Synchronous Reluctance Machine with Minimized Rotor Losses***, IEEE 1998.