



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Συγκριτική Μελέτη Τεχνικών Ελέγχου Ηλεκτρικών
Μηχανών Επαγωγής**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ιάκωβος Στ. Μανωλάς

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2006



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Συγκριτική Μελέτη Τεχνικών Ελέγχου Ηλεκτρικών
Μηχανών Επαγωγής**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ιάκωβος Στ. Μανωλάς

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 19^η Οκτωβρίου 2006.

.....
Στ. Ν. Μανιάς
Καθηγητής

.....
Α. Κλαδάς
Αναπληρωτής Καθηγητής

.....
Στ. Παπαθανασίου
Λέκτορας

Αθήνα, Οκτώβριος 2006

.....
Ιάκωβος Στ. Μανωλάς

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

Copyright © Ιάκωβος Στ. Μανωλάς, 2006

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.

Π Ε Ρ Ι Λ Η Ψ Η

Η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελεί μια συγκριτική μελέτη επί των κυριότερων τεχνικών ελέγχου που εφαρμόζονται σήμερα, για τον έλεγχο ασύγχρονων ηλεκτρικών κινητήρων επαγωγής που οδηγούνται με τη βοήθεια αντιστροφών πηγής τάσης. Ειδικότερα εξετάζονται οι τεχνικές του μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου, του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου και η πρωτοποριακή τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής. Η σύγκριση των παραπάνω τεχνικών ελέγχου γίνεται σε θεωρητικό επίπεδο, σε επίπεδο αποτελεσμάτων προσομοίωσης των εν λόγω τεχνικών με χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή αλλά και σε επίπεδο αποτελεσμάτων από την πειραματική εφαρμογή των τεχνικών αυτών ελέγχου σε πραγματικό χρόνο στην πρότυπη διάταξη αντιστροφέα και ηλεκτρικού κινητήρα επαγωγής που υπάρχει στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ. Εντός της προκείμενης εργασίας ο αναγνώστης μπορεί να βρει επίσης μια σύντομη αλλά και περιεκτική γενική ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, τη μαθηματική θεμελίωση της θεωρίας των μετασχηματισμών σε πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα, μια ενδελεχή ανάλυση της λειτουργίας και της μοντελοποίησης των ασύγχρονων ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής και τέλος την ανάλυση της λειτουργίας και των σημαντικότερων τεχνικών ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης. Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής παρουσιάζουν ένα τεράστιο εύρος εφαρμογών, οι οποίες συχνά απαιτούν τον ιδιαίτερα ακριβή και ταχύ έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής της ηλεκτρικής μηχανής. Για το λόγο αυτό το επιστημονικό ενδιαφέρον πάνω στη μελέτη και στην εξέλιξη συστημάτων ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής που θα έχουν καλύτερη επίδοση και συμπεριφορά είναι ιδιαίτερα αυξημένο και αναμένεται στο άμεσο μέλλον να διευρύνει σημαντικά τις πρακτικές εφαρμογές των αντίστοιχων συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης.

Λέξεις Κλειδιά:

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, τεχνικές ελέγχου ασύγχρονων ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής, μονόμετρος (βαθμωτός) έλεγχος, διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου, άμεσος έλεγχος ροής και ροπής.

ABSTRACT

This diploma thesis forms a comparative study on the most important control techniques used nowadays for controlling asynchronous electrical machines (induction machines), driven by modern voltage-fed inverters. Particularly, the following three control techniques are considered: Scalar Control, Vector Control with Field Orientation (FOC) and the avant-garde technique of Direct Torque and Flux Control (DTFC or DTC). At first the comparison between the three control techniques mentioned in the above is carried out at theoretical level. Thereafter the control techniques in question are simulated with the use of a digital computer and the comparison is carried out on these simulation results. Finally the control techniques in question are applied in real-time on the experimental device of the Electrical Machines & Power Electronics Laboratory of NTUA consisting of an induction machine and an inverter and the comparison is carried out on these experimental results. In this thesis the reader can also attain a short but comprehensive analysis of the electrical machine drive systems, the mathematical theory of transformation to a frame of reference which rotates at an arbitrary angular velocity, an in depth analysis of the operation and the modeling of the induction electrical machines and finally a detailed analysis of the operation and the most important control techniques of a three phase voltage-fed inverter. Nowadays the induction machine drive systems have a widespread area of applications, which often demand an extremely fast and accurate variable-speed control. Therefore the scientific interest on the research and development of induction machine drive systems that will have a better performance and response is stupendous and as a result it is expected that in the near future the field of applications of the induction machine drive systems will be substantially larger.

Keywords:

Electrical machine drive systems, control techniques of asynchronous electrical machines (induction machines), induction machine drives, scalar control, vector control with field orientation (FOC), direct torque and flux control (DTFC or DTC).

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα εργασία εκπονείται στα πλαίσια της πενταετούς υποχρεωτικής φοίτησης στην Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π., και αποτελεί το επιστέγασμα αυτής. Πρόκειται για μια συγκριτική μελέτη επί των κυριοτέρων τεχνικών που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο της αναπτυσσόμενης ροπής και της μαγνητικής ροής μιας ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής σε πρακτικές εφαρμογές, οι οποίες απαιτούν μεταβλητή ταχύτητα λειτουργίας. Οι τεχνικές που αναλύονται και συγκρίνονται είναι ο μονόμετρος (βαθμωτός) έλεγχος, ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου και ο άμεσος έλεγχος μαγνητικής ροής και ροπής. Σε πρώτη φάση η αντιπαραβολή μεταξύ των τριών ανωτέρω τεχνικών γίνεται σε θεωρητικό επίπεδο. Στη συνέχεια προσομοιώνεται η εφαρμογή τους σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μέσω κατάλληλου λογισμικού με τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή και αντιπαραβάλλονται τα αποτελέσματα που προκύπτουν. Τέλος εφαρμόζονται οι τρεις αυτές τεχνικές ελέγχου σε πραγματικό χρόνο στην πρότυπη διάταξη αντιστροφέα και ηλεκτρικού κινητήρα επαγωγής που υπάρχει στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ και ακολουθεί σύγκριση βάσει των πειραματικών αυτών αποτελεσμάτων.

Στο πρώτο κεφάλαιο του παρόντος γίνεται μια γενική εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιούν ηλεκτρικές μηχανές. Στη συνέχεια η μελέτη επικεντρώνεται στις ασύγχρονες ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής, στις οποίες είναι αφιερωμένο το δεύτερο κεφάλαιο. Στο εν λόγω κεφάλαιο ο αναγνώστης μπορεί να βρει μια σύντομη αλλά περιεκτική ανάλυση της λειτουργίας της ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής, ένα μοντέλο που προσομοιώνει τη λειτουργία της στη μόνιμη κατάσταση, τη μαθηματική θεμελίωση του γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού σε πλαίσιο που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα και με τη χρήση αυτού την παρουσίαση μοντέλων της μηχανής που προσομοιώνουν τη δυναμική της συμπεριφορά. Στο τρίτο κεφάλαιο ακολουθεί η ανάλυση της λειτουργίας και των κυριότερων τεχνικών ελέγχου των τριφασικών αντιστροφέων πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας. Στη συνέχεια, στο τέταρτο κεφάλαιο, παρουσιάζονται θεωρητικά οι σημαντικότερες τεχνικές ελέγχου που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης με ασύγχρονες ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής, στα οποία απαιτείται μεταβλητή ταχύτητα λειτουργίας. Στο πέμπτο κεφάλαιο, που ακολουθεί, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από την προσομοίωση αλλά και την πειραματική εφαρμογή των εν λόγω τεχνικών ελέγχου. Τέλος στο έκτο κεφάλαιο διατυπώνονται τα συμπεράσματα που εξάγονται από τη σύγκριση των τεχνικών αυτών αλλά και οι προτάσεις για μελλοντική έρευνα πάνω στο αντικείμενο.

Το επιστημονικό και ερευνητικό ενδιαφέρον για τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με ασύγχρονες ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής είναι ιδιαίτερα σημαντικό, λόγω των πολυποίκιλων πρακτικών εφαρμογών τους και των πολυεπίπεδων πλεονεκτημάτων τους. Η ασύγχρονη ηλεκτρική μηχανή επαγωγής λόγω της απλότητάς της, του μειωμένου βάρους και όγκου, της μεγάλης αξιοπιστίας και απόδοσης και των μειωμένων αναγκών συντήρησης αποτελεί την πρώτη επιλογή στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Επιπλέον με την έλευση των σύγχρονων διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος και συγκεκριμένα των μετατροπέων ισχύος, με τους οποίους δόθηκε η δυνατότητα τροφοδότησης της μηχανής με τάσεις μεταβλητού πλάτους και συχνότητας, κατέστη δυνατός ο ακριβής έλεγχος της συμπεριφοράς της. Η δυνατότητα αυτή αξιοποιήθηκε ώστε να αναπτυχθούν αλγόριθμοι ελέγχου των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης με ασύγχρονες ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής, οι οποίοι εξασφαλίζουν τον (κατά το δυνατόν) βέλτιστο έλεγχο της ροπής και της ταχύτητας της ηλεκτρικής μηχανής. Κατά τις σύγχρονες επιταγές, κάθε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης υψηλών προδιαγραφών χρησιμοποιεί ανάλογα συστήματα ελέγχου, τα οποία έχουν ως στόχο τον ακριβή και αυτοματοποιημένο έλεγχο της ταχύτητας της μηχανής, τη βέλτιστη απόκριση του συστήματος, τη λειτουργία με υψηλό βαθμό απόδοσης και τη βέλτιστη συνεργασία και αλληλεπίδραση με τα υπόλοιπα υπερκείμενα και υποκείμενα συστήματα.

Η συνεχής μελέτη και η αδιάκοπη εξέλιξη των συστημάτων και των αλγορίθμων (τεχνικών) ελέγχου για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με ασύγχρονες ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής αναμένεται στο άμεσο μέλλον να οδηγήσει σε συστήματα που θα έχουν καλύτερη επίδοση και συμπεριφορά. Το γεγονός αυτό πρόκειται να διευρύνει περαιτέρω τις ήδη σημαντικές πρακτικές εφαρμογές των αντίστοιχων συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης.

Ιάκωβος Στ. Μανωλάς

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο:

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

1.1 ΠΡΟΛΟΓΟΣ	25
1.2 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ	25
1.3 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ	26
1.3.1. Πηγή Ισχύος	27
1.3.2. Μετατροπέας Ισχύος	28
1.3.2.1. <i>Ελεγχόμενος μετατροπέας συνεχούς σε συνεχές</i>	28
1.3.2.2. <i>Αντιστροφέας</i>	30
1.3.2.3. <i>Ανορθωτής</i>	32
1.3.3. Ηλεκτρική Μηχανή	35
1.3.3.1. <i>Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος</i>	36
1.3.3.1. <i>Κινητήρες Εναλλασσομένου Ρεύματος</i>	37
1.3.4. Φορτίο	38
1.3.5. Σύστημα Παρακολούθησης και Ελέγχου	40
1.4 ΣΥΝΟΨΗ	40

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο:

ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	43
2.2 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ	43
2.2.1. <i>Περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο</i>	45
2.2.2. <i>Ανάπτυξη Ροπής</i>	48
2.2.3. <i>Ισοδύναμα Κυκλώματα</i>	50
2.2.4. <i>Καμπύλη Ροπής-Ταχύτητας</i>	54
2.3 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΙ ΣΕ ΠΕΡΙΣΤΡΕΦΟΜΕΝΑ ΠΛΑΙΣΙΑ ΑΝΑΦΟΡΑΣ	57
2.3.1. <i>Γενικός αλγεβρικός μετασχηματισμός των στατικών μεταβλητών του στάτη μιας συμμετρικής τριφασικής μηχανής επαγωγής σε πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα</i>	58
2.3.2. <i>Γενικός αλγεβρικός μετασχηματισμός των μεταβλητών του δρομέα μιας συμμετρικής τριφασικής μηχανής επαγωγής σε πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα</i>	64
2.4 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΜΗΧΑΝΗΣ ΣΕ ΠΛΑΙΣΙΟ dq	64
2.4.1. <i>Δυναμικό μοντέλο σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Kron)</i>	64
2.4.2. <i>Δυναμικό μοντέλο σε στατό πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Stanley)</i>	68
2.4.3. <i>Δυναμικό μοντέλο εκφρασμένο με εξισώσεις κατάστασης (State-Space Equations)</i>	69

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο:

ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	71
3.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ	72
3.2.1. Λειτουργία Αντιστροφή με Τετραγωνικό Παλμό Τάσης.....	73
3.2.2. Λειτουργία με την τεχνική Διαμόρφωσης του Εύρους των Παλμών (<i>Pulse Width Modulation–PWM</i>)	78
3.2.2.1. Ημιτονοειδής PWM (<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation–SPWM</i>)	79
3.2.2.2. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (<i>Space Vector PWM–SVM</i>).....	82
3.2.2.3. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών για τον έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (<i>Hysteresis Band Current Control PWM</i>)	89

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο:

ΕΛΕΓΧΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΗΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	91
4.2 ΜΟΝΟΜΕΤΡΟΣ (ΒΑΘΜΩΤΟΣ) ΕΛΕΓΧΟΣ	93
4.2.1. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο.....	94
4.2.2. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο.....	98
4.2.3. Έλεγχος ταχύτητας μέσω ελέγχου της ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής σε κλειστό βρόχο.....	101
4.3 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ	102
4.3.1. Αρχές διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.....	103
4.3.2. Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (<i>Direct or Feedback Vector Control</i>)	105
4.3.3. Εκτιμητές (<i>estimators</i>) ή παρατηρητές (<i>observers</i>) ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής.....	108
4.3.3.1. Χρήση του μοντέλου τάσεων της μηχανής.....	108
4.3.3.2. Χρήση του μοντέλου ρευμάτων της μηχανής.....	110
4.3.4. Έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (<i>Indirect or Feedforward Vector Control</i>).....	112
4.3.5. Διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό σύμφωνα με το πεδίο του στάτη...117	
4.4 ΑΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ (Direct Torque Control–DTC)	120
4.4.1. Αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή συναρτήσει των ροών στάτη και δρομέα.....	121
4.4.2. Ανάλυση της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (<i>DTC</i>)	122

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο:

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	127
5.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ	128
5.2.1. Προσομοίωση του Μονόμετρου (Βαθμωτού) Ελέγχου	139
5.2.1.1. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο.....	139
5.2.1.2. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο.....	141
5.2.2. Προσομοίωση του Διανυσματικού Ελέγχου με Προσανατολισμό Πεδίου	143
5.2.2.1. Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα.....	143
5.2.2.2. Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα.....	149
5.2.3. Προσομοίωση του Άμεσου Ελέγχου Ροής και Ροπής (DTC)	151
5.3 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΑΠΟ ΤΗΝ ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ	154
5.3.1. Πειραματική Εφαρμογή του Μονόμετρου (Βαθμωτού) Ελέγχου	156
5.3.1.1. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο.....	156
5.3.1.2. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο.....	158
5.3.2. Πειραματική Εφαρμογή του Διανυσματικού Ελέγχου με Προσανατολισμό Πεδίου	160
5.3.2.1. Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα.....	160
5.3.2.2. Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα.....	162
5.3.3. Εφαρμογή του Άμεσου Ελέγχου Ροής και Ροπής (DTC)	164

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο:

ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	167
6.2 ΣΥΝΟΨΗ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΩΝ ΕΠΙ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ	167
6.2.1. Μονόμετρος (Βαθμωτός) Έλεγχος	167
6.2.1.1. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο.....	168
6.2.1.2. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο.....	169
6.2.2. Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό Πεδίου	170
6.2.2.1. Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα.....	171
6.2.2.2. Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα.....	172
6.2.3. Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής (DTFC ή DTC)	173
6.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΛΕΤΩΜΕΝΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ	174
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	179

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ & ΠΙΝΑΚΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο:

Σχήμα 1.1: Απλοποιημένο διάγραμμα τυπικού συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

Πίνακας 1-1: Είδη μετατροπέων που απαιτούνται ανάλογα με την εφαρμογή.

Σχήμα 1.2: Τυπική τοπολογία διβάθμιου τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Σχήμα 1.3: Διανύσματα τάσης εξόδου τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Σχήμα 1.4: Τοπολογία τριφασικού μη ελεγχόμενου ανορθωτή σε συνδεσμολογία γέφυρας με ωμικό φορτίο και οι σχετικές κυματομορφές λειτουργίας του (με τη σειρά από πάνω προς τα κάτω: τάση εισόδου, τάση εξόδου και ρεύμα μέσω της διόδου D_1)

Σχήμα 1.5: Τοπολογίες των τριφασικών ελεγχόμενων ανορθωτών σε συνδεσμολογία γέφυρας

(α) Με θυρίστορς και δίοδο ελεύθερης διέλευσης.

(β) Με ημιαγωγικούς διακόπτες (λ.χ. IGBTs) και αντιπαράλληλες διόδους. Στο σχήμα φαίνεται και το μπλοκ του συστήματος ελέγχου με ανατροφοδότηση.

Σχήμα 1.6: Εφαρμογές ελέγχου με ελεγχόμενους ανορθωτές σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Σχήμα 1.7: Χαρακτηριστικές ροπής-ταχύτητας και ισχύος-ταχύτητας τυπικών φορτίων:

α) Φορτίο Σταθερής Ισχύος.

β) Φορτίο Σταθερής Ροπής.

γ) Φορτίο Γραμμικής Ροπής.

δ) Φορτίο Παραβολικής Ροπής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο:

Σχήμα 2.1: Τυπικός ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας επαγωγής με δύο πόλους (διπολικός).

Σχήμα 2.2: Δρομέας της ασύγχρονης μηχανής επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού).

Σχήμα 2.3: Τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών ρευμάτων που διέρχονται από τα τριφασικά τυλίγματα του στάτη και χρονικές στιγμές (γωνίες) για τις οποίες δίνουμε την ανάλυση του κύματος ΜΕΔ της μηχανής στο σχήμα 2.4.

Σχήμα 2.4: Εξήγηση της δημιουργίας του κύματος ΜΕΔ της μηχανής για τις τρεις χρονικές στιγμές που φαίνονται στο σχήμα 2.3. Αριστερά βλέπουμε την κατάσταση στον στάτη της μηχανής, ενώ δεξιά το ανάπτυγμα των τυλιγμάτων του στάτη και τη δημιουργία των κυμάτων ΜΕΔ.

Σχήμα 2.5: Ανάπτυξη ροπής από την αλληλεπίδραση των κυμάτων ΜΕΔ στάτη και δρομέα κατά την εκκίνηση του κινητήρα.

Σχήμα 2.6: Ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα της ασύγχρονης τριφασικής μηχανής επαγωγής στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Σχήμα 2.7: Διανυσματικό διάγραμμα για το ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα της ασύγχρονης τριφασικής μηχανής επαγωγής στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Σχήμα 2.8: Τυπική καμπύλη ροπής-ταχύτητας (ολίσθησης) ασύγχρονης μηχανής επαγωγής.

Σχήμα 2.9: Καμπύλες ροπής-ταχύτητας (ολίσθησης) ασύγχρονης μηχανής επαγωγής για μεταβλητό πλάτος και συχνότητα τάσης τροφοδοσίας και όρια ανάπτυξης ροπής.

Σχήμα 2.10: Χαρακτηριστικές ασύγχρονης μηχανής επαγωγής για μεταβλητό πλάτος και συχνότητα τάσης τροφοδοσίας.

Σχήμα 2.11: Οπτικοποίηση του μετασχηματισμού μεταβλητών για στατικά κυκλώματα (στάτης ασύγχρονης μηχανής επαγωγής) χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές σχέσεις.

Σχήμα 2.12: Υλοποίηση του γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα στο Simulink.

Σχήμα 2.13: Μετασχηματισμός του τριφασικού συμμετρικού συστήματος τάσεων του στάτη σε στατό και με σύγχρονη ταχύτητα περιστρεφόμενο πλαίσιο με το Simulink.

Σχήμα 2.14: Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο της μηχανής σε περιστρεφόμενο πλαίσιο με τη σύγχρονη ταχύτητα. Στο σχήμα φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα: (α) εγκάρσιου άξονα q και (β) ευθέως άξονα d.

Σχήμα 2.15: Διανυσματικό διάγραμμα για το δυναμικό μοντέλο της μηχανής σε περιστρεφόμενο πλαίσιο με τη σύγχρονη ταχύτητα.

Σχήμα 2.16: Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο της μηχανής σε στατό (περιστρεφόμενο με μηδενική ταχύτητα) πλαίσιο. Στο σχήμα φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα: (α) εγκάρσιου άξονα q και (β) ευθέως άξονα d.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο:

- Σχήμα 3.1:** Τυπική τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας.
- Σχήμα 3.2:** Διανύσματα τάσης εξόδου τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας.
- Σχήμα 3.3:** Κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως σε συνδεσμολογία γέφυρας του σχήματος 3.1 για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης.
- Σχήμα 3.4:** Ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα και φορτίο σε αστέρα στο οποίο φαίνονται οι μελετώμενες τάσεις.
- Σχήμα 3.5:** Κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στο φορτίο της φάσης α του αντιστροφέα για λειτουργία της μηχανής (α) κινητήρα και (β) γεννήτριας.
- Σχήμα 3.6:** Κυματομορφές δημιουργίας των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα για λειτουργία με την τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης παλμών (SPWM). Διαδοχικά φαίνονται (α) οι συγκρινόμενες κυματομορφές, (β) η τάση εξόδου του αντιστροφέα ως προς τον κόμβο αναφοράς N, (γ) η πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα μεταξύ των φάσεων α και β και (δ) η τάση στα άκρα του φορτίου
- Σχήμα 3.7:** Κυματομορφές λειτουργίας στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης και διάγραμμα συντελεστή διαμόρφωσης–αηγημένου πλάτους της τάσης εξόδου ως προς το πλάτος της κατά τη λειτουργία διαμόρφωσης του εύρους παλμών, όπου είναι έντονη η μη γραμμικότητα κατά την υπερδιαμόρφωση.
- Πίνακας 3-1:** Οι οκτώ επιτρεπτές καταστάσεις του αντιστροφέα καθώς και οι αντίστοιχες τάσεις εξόδου του αντιστροφέα στα άκρα του φορτίου.
- Σχήμα 3.8:** Δημιουργία του διανύσματος κατάστασης \bar{V}_1 από τις τάσεις των τριών φάσεων στο φορτίο. [3]
- Σχήμα 3.9:** Επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας και ανάλυση του επιθυμητού διανύσματος κατάστασης σε αυτά.
- Σχήμα 3.10:** Κατασκευή των παλμών των τριών φάσεων για τη λήψη της επιθυμητής εξόδου από τον συνδυασμό των επιτρεπτών διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα για κατάλληλους χρόνους.
- Σχήμα 3.11:** Λειτουργία του αντιστροφέα στις δύο φάσεις της υπερδιαμόρφωσης. Αριστερά φαίνεται η πρώτη φάση και δεξιά η δεύτερη.
- Σχήμα 3.12:** Διαμόρφωση εύρους παλμών με την τεχνική του ελέγχου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.
- Σχήμα 3.13:** Ελεγκτής για τη διαμόρφωση εύρους παλμών με την τεχνική του ελέγχου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο:

- Σχήμα 4.1:** Γενικό μπλοκ διάγραμμα ελέγχου ταχύτητας μέσω μεταβολής της συχνότητας τροφοδοσίας για ηλεκτρική μηχανή επαγωγής.
- Σχήμα 4.2:** Έλεγχος τριφασικής μηχανής επαγωγής με την τεχνική ελέγχου σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας και με χρήση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης σε ανοικτό βρόχο.
- Σχήμα 4.3:** Χαρακτηριστικές ροπής–μηχανικής ταχύτητας περιστροφής δρομέα και πλάτους τάσης τροφοδοσίας–μηχανικής ταχύτητας περιστροφής δρομέα για κινητήρα επαγωγής στις οποίες φαίνεται η συμπεριφορά της για διάφορες μεταβολές στα μεγέθη τροφοδοσίας και στο φορτίο της.
- Σχήμα 4.4:** Έλεγχος τριφασικής μηχανής επαγωγής με την τεχνική ελέγχου σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας και με χρήση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης σε κλειστό βρόχο.
- Σχήμα 4.5:** Έλεγχος ταχύτητας τριφασικής μηχανής επαγωγής με έλεγχο σε κλειστό βρόχο της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής της μηχανής.
- Σχήμα 4.6:** (α) Μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης και διανυσματικό διάγραμμα και (β) Μηχανή επαγωγής με διανυσματικό έλεγχο προσανατολισμού πεδίου και διανυσματικό διάγραμμα.
- Σχήμα 4.7:** Διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου, ο οποίος περιλαμβάνει έλεγχο της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής σε κλειστό βρόχο.
- Σχήμα 4.8:** (α) Διανυσματικό διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το μαγνητικό πεδίο του δρομέα
(β) Διάγραμμα των σημάτων $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ του μετασχηματισμού με τη σωστή φασική τους θέση με τα διανύσματα της μαγνητικής ροής του δρομέα ευθέως και εγκάρσιου άξονα σε στατό πλαίσιο αναφοράς.
- Σχήμα 4.9:** Διάγραμμα εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσης της μηχανής επαγωγής.
- Σχήμα 4.10:** Διάγραμμα εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρεύματος της μηχανής επαγωγής.
- Σχήμα 4.11:** Διανυσματικό διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου.

Σχήμα 4.12: Διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και έλεγχο του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα σε κλειστό βρόχο.

Σχήμα 4.13: Διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη.

Σχήμα 4.14: Διάγραμμα πρωσοτροφοδότησης του σήματος αποσύζευξης i_{dq} στον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη.

Σχήμα 4.15: Διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος που χρησιμοποιεί τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη.

Σχήμα 4.16: Διανυσματικό διάγραμμα μαγνητικής ροής στάτη, μαγνητικής δρομέα και ρευμάτων στάτη για θετική αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή (αμελώντας την αντίσταση του στάτη) στο στατό επίπεδο αναφοράς.

Σχήμα 4.17: Διάγραμμα τυπικού ελεγκτή που χρησιμοποιεί την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής.

Σχήμα 4.18: Τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC):

(α) Τροχιά του πραγματικού διανύσματος της ροής σε πολικές συντεταγμένες.

(β) Διανύσματα κατάστασης (τάσεις) αντιστροφεία και προκύπτοντα διανύσματα ροής.

Πίνακας 4-1: Πίνακας επιλογής των διανυσμάτων κατάστασης και άρα των τάσεων του αντιστροφεία κατά την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC).

Πίνακας 4-2: Πίνακας της επίδρασης των διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφεία κατά την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC) στην ροπή και στη ροή της μηχανής για το στιγμιότυπο της μαγνητικής ροής στάτη του σχήματος 4.18 (β).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο:

Σχήμα 5.1: Γενικό μπλοκ διάγραμμα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης που προσομοιώνεται.

Σχήμα 5.2: Μοντέλο για την προσομοίωση της πηγής ισχύος σταθερής συνεχούς τάσης.

Σχήμα 5.3: Μοντέλο για τον τριφασικό αντιστροφεία πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας με έλεγχο PWM.

Σχήμα 5.4: Μαθηματικό μοντέλο για τον τριφασικό αντιστροφεία πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας υλοποιημένο στο SIMULINK.

Σχήμα 5.5: Τροφοδότηση του δυναμικού μοντέλου που χρησιμοποιείται για την προσομοίωση της τριφασικής ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής. Ο μετασχηματισμός των τάσεων εισόδου σε πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα (πράσινο μπλοκ) φαίνεται με λεπτομέρεια στο σχήμα 2.12. Το δυναμικό μοντέλο της μηχανής (κίτρινο μπλοκ) παρουσιάζεται με λεπτομέρεια στο σχήμα 5.6 που έπεται.

Σχήμα 5.6: Προσομοίωση τριφασικής ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής με το δυναμικό της μοντέλο σε πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων (dq) που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα.

Σχήμα 5.7: Κυματομορφές από την προσομοίωση ελεύθερης επιτάχυνσης για τριφασική ασύγχρονη ηλεκτρική μηχανή επαγωγής, η οποία περιγράφεται από το δυναμικό της μοντέλο σε πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων (dq) που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Η μηχανή λαμβάνει συμμετρική τριφασική τροφοδοσία ημιτονοειδών τάσεων ενεργού τιμής 230V .

Πίνακας 5-1: Παράμετροι που είναι απαραίτητες για την προσομοίωση τριφασικής ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής και οι τιμές τους για το συγκεκριμένο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης.

Σχήμα 5.8: Υλοποίηση στο SIMULINK του εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσεων της μηχανής.

Σχήμα 5.9: Υλοποίηση στο SIMULINK του εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής.

Σχήμα 5.10: Προσομοίωση στο SIMULINK του μονόμετρου ελέγχου σε ανοικτό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας.

Σχήμα 5.11: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του μονόμετρου ελέγχου σε ανοικτό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας (ίσο προς 6,5).

Σχήμα 5.12: Προσομοίωση στο SIMULINK του μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας.

Σχήμα 5.13: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας (ίσο προς 6,5) και τιμές κερδών ελεγκτή PID (P:5, I:30,5, D:0,001).

Σχήμα 5.14: Προσομοίωση στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).

Σχήμα 5.15: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (μοντέλο ρευμάτων).

Σχήμα 5.16: Προσομοίωση στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και SPWM με κυματομορφή διαμόρφωσης ή αναφοράς την προβλεπόμενη επιθυμητή τάση της μηχανής (ο εκτιμητής χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).

- Σχήμα 5.17:** Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και SPWM με αναφορά τις προβλεπόμενες επιθυμητές τάσεις της μηχανής.
- Σχήμα 5.18:** Προσομοίωση στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσεων της μηχανής).
- Σχήμα 5.19:** Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (μοντέλο τάσεων).
- Σχήμα 5.20:** Προσομοίωση στο SIMULINK του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης με σύγκριση στο πλαίσιο dq (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).
- Σχήμα 5.21:** Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.
- Σχήμα 5.22:** Προσομοίωση στο SIMULINK του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTC).
- Σχήμα 5.23:** Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTC) (με κέρδη για τον ελεγκτή PI→P:1 και I:100).
- Σχήμα 5.24:** Πειραματική διάταξη εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος στην οποία θα εφαρμοστούν οι μελετώμενες τεχνικές ελέγχου. [32]
- Σχήμα 5.25:** Αλγόριθμος του μονόμετρου ελέγχου σε ανοικτό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας στο SIMULINK για πειραματική εφαρμογή του ελέγχου σε πραγματικό χρόνο.
- Σχήμα 5.26:** Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του μονόμετρου ελέγχου σε ανοικτό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας (ίσο προς 6,5).
- Σχήμα 5.27:** Αλγόριθμος του μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας στο SIMULINK για πειραματική εφαρμογή του ελέγχου σε πραγματικό χρόνο.
- Σχήμα 5.28:** Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας (ίσο προς 6,5).
- Σχήμα 5.29:** Αλγόριθμος στο SIMULINK για την εφαρμογή του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).
- Σχήμα 5.30:** Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (μοντέλο ρευμάτων).
- Σχήμα 5.31:** Αλγόριθμος στο SIMULINK του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης με σύγκριση στο πλαίσιο dq (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).
- Σχήμα 5.32:** Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.
- Σχήμα 5.33:** Αλγόριθμος στο SIMULINK για την πειραματική εφαρμογή του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC) (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).
- Σχήμα 5.34:** Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο:

Πίνακας 6-1: Συγκεντρωτική κατάσταση των κυριότερων χαρακτηριστικών των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

1.1 ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Τα Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης αποτελούν ένα από τα σημαντικότερα αλλά και πλέον ενδιαφέροντα πεδία στην επιστήμη του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού & Μηχανικού Υπολογιστών. Ο παραπάνω χαρακτηρισμός γίνεται σαφής αν αναλογιστεί κανείς τον κεφαλαιώδη ρόλο που διαδραματίζουν τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης στην καθημερινή ζωή όλων μας αλλά και τα πολυεπίπεδα κοινωνικά οφέλη που αυτά συνεπάγονται.

Παρότι μπορεί να μην το συνειδητοποιούμε πάντοτε, τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης βρίσκονται εκεί, σχεδόν σε κάθε έκφανση της καθημερινότητάς μας. Το φάσμα των εφαρμογών είναι ευρύτατο και περιλαμβάνει ηλεκτρικά τρένα, λεωφορεία (τρόλεϊ), πλοία, εσχάτως δε και αυτοκίνητα από σχεδόν όλες τις μεγάλες αυτοκινητοβιομηχανίες, εφαρμογές ανύψωσης (γερανοί, ανελκυστήρες κ.α.), μεταφοράς (ταινιόδρομοι, αντλίες κ.α.), περιστροφής (φτερωτές, εργαλειομηχανές, οικιακές συσκευές κ.α.) και ποικίλες άλλες εφαρμογές. Οι απαιτήσεις ισχύος που καλύπτονται από τα συστήματα αυτά είναι από κάποια κλάσματα του Watt μέχρι χιλιάδες ή και εκατομμύρια Watts. Επομένως, όπως γίνεται άμεσα αντιληπτό από τα παραπάνω, το αντικείμενο της μελέτης των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης έχει αναρίθμητες πρακτικές εφαρμογές, οι οποίες συνεπάγονται ουσιαστικότητα οικονομικά και σημαντικότητα κοινωνικά οφέλη. Σε αδρές γραμμές ορισμένα από αυτά είναι η βελτίωση των μέσων μεταφοράς ανθρώπων και αντικειμένων, η βελτίωση τόσο της ποσότητας όσο και της ποιότητας της βιομηχανικής παραγωγής, η μείωση της επιβάρυνσης του περιβάλλοντος και γενικότερα η άνοδος του τεχνολογικού και βιοτικού επιπέδου των ανθρώπινων κοινωνιών.

Οι επιστημονικές και τεχνολογικές εξελίξεις των τελευταίων δεκαετιών έχουν δώσει νέα ώθηση και νέες δυνατότητες στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, καθιστώντας τα ακόμα πιο αποδοτικά και αποτελεσματικά στην λειτουργία τους. Ήδη σήμερα θεωρούνται αναντικατάστατα, ενώ η περαιτέρω βελτίωσή τους αναμένεται να επιτρέψει τη χρήση τους σε εφαρμογές που μέχρι σήμερα δεν ήταν δυνατόν να χρησιμοποιηθούν. Ως εκ τούτου το ενδιαφέρον γι' αυτά βαίνει αυξανόμενο, ενώ η διαρκώς διογκούμενη πολυπλοκότητά τους απαιτεί από το μελετητή βαθιά γνώση όλου σχεδόν του φάσματος της επιστήμης του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού & Μηχανικού Υπολογιστών.

1.2 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ

Η γέννηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης ήρθε με την σχεδόν ταυτόχρονη θεμελίωση από τους Michael Faraday και Joseph Henry (εργάζονταν ανεξάρτητα) των αρχών του ηλεκτρομαγνητισμού το 1831. Στη συνέχεια στα 1888 κατασκευάζονται βάσει των αρχών αυτών οι πρώτοι ηλεκτρικοί κινητήρες, με τους Thomas Edison και Nikola Tesla να έχουν μια επιστημονική διαμάχη υποστηρίζοντας τον Κινητήρα Συνεχούς Ρεύματος και τον Κινητήρα Εναλλασσόμενου Ρεύματος αντίστοιχα. Ο κινητήρας εναλλασσόμενου ρεύματος επικράτησε τελικά, όμως και τα δύο είδη κινητήρων εξελίχθηκαν και βελτιώθηκαν, βρίσκοντας πάμπολλες εφαρμογές, κυρίως μετά τον δεύτερο Παγκόσμιο Πόλεμο.

Η πραγματική επανάσταση όμως, στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ήρθε όταν αποκτήθηκε η δυνατότητα για ακριβή έλεγχο των ηλεκτρικών αυτών κινητήρων, ώστε να επιτυγχάνουν το επιθυμητό αποτέλεσμα και μάλιστα αυτόματα. Αρχικά επιχειρήθηκε ο

έλεγχος με απλά μηχανικά ή ηλεκτρικά συστήματα (όπως λ.χ. οι λυχνίες κενού) τα οποία δεν είχαν αρκούντως ικανοποιητικά αποτελέσματα, ενώ η απόδοσή τους ήταν εξαιρετικά χαμηλή. Η εφεύρεση που άλλαξε εντελώς το τοπίο δίνοντας πρωτόγνωρες μέχρι τότε δυνατότητες ελέγχου ήταν το τρανζίστορ, που παρουσιάστηκε από τους William Shockley, John Bardeen και Walter Brattain στις 22/01/1947. Η εξέλιξη του τρανζίστορ και η εμφάνιση τα αμέσως επόμενα χρόνια των «απογόνων» του όπως το θυρίστορ (Thyristor) (1957), το MOSFET (1969) και οι αμέσως επόμενες εξελίξεις τους για εφαρμογές ισχύος όπως το SCR, το GTO και το IGBT έδωσαν τη δυνατότητα διαχείρισης μεγάλων ηλεκτρικών ισχύων με εξαιρετικά μεγάλες διακοπτικές συχνότητες, αλλάζοντας άρδην το τοπίο και δημιουργώντας ένα νέο και ραγδαία εξελισσόμενο αντικείμενο στην επιστήμη του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού & Μηχανικού Υπολογιστών που γρήγορα συγκέντρωσε τεράστιο ενδιαφέρον. Το πεδίο αυτό δεν είναι άλλο από τα Ηλεκτρονικά Ισχύος (Power Electronics).

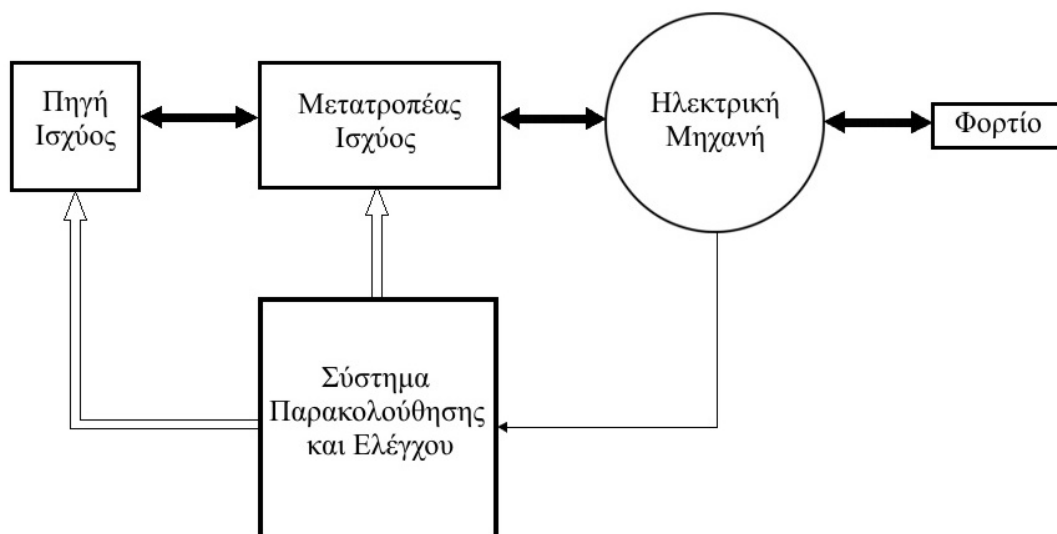
Με την έλευση των ηλεκτρονικών ισχύος δόθηκε στους μηχανικούς η δυνατότητα να κατασκευάσουν προηγμένες διατάξεις ελέγχου και να αναπτύξουν τους απαραίτητους γι' αυτές αλγορίθμους. Ιδιαίτερα με τους μετατροπείς ισχύος δόθηκε η δυνατότητα τροφοδοσίας των κινητήρων με τάσεις μεταβλητού πλάτους και συχνότητας, γεγονός που επέτρεψε τον πλήρη έλεγχό τους με ιδιαίτερα αποδοτικό τρόπο. Σημαντικό ρόλο βεβαίως διαδραμάτισε και η εισαγωγή νέων και διαρκώς εξελισσόμενων τεχνικών ελέγχου, οι οποίες σήμερα επιτρέπουν τον έλεγχο με ηλεκτρονικό τρόπο λ.χ. μέσω ενός ψηφιακού ή ενός αναλογικού υπολογιστή. Κάθε σύγχρονο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης υψηλών προδιαγραφών συνοδεύεται απαραίτητως από τον κατάλληλο μετατροπέα ισχύος, για τον οποίο έχει αναπτυχθεί και εγκατασταθεί το κατάλληλο υλικό και λογισμικό ελέγχου.

1.3 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Στην γενική τους μορφή τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης συνιστούν ολοκληρωμένα ηλεκτρομηχανικά σύστημα που αποτελούνται από τις παρακάτω κύριες βαθμίδες:

- Πηγή Ισχύος
- Μετατροπέας Ισχύος
- Ηλεκτρική Μηχανή
- Φορτίο
- Σύστημα Παρακολούθησης και Ελέγχου

Η διασύνδεση των παραπάνω αναφερόμενων βαθμίδων εικονίζεται διαγραμματικά στο αμέσως παρακάτω σχήμα (Σχήμα 1.1):



Σχήμα 1.1: Απλοποιημένο διάγραμμα τυπικού συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

Οι παραπάνω βαθμίδες μπορούν να διαιρεθούν σε δύο επιμέρους υποσύνολα:

- *Το Κύκλωμα Ισχύος*, που περιλαμβάνει τις βαθμίδες της Πηγής Ισχύος, του Μετατροπέα Ισχύος, της Ηλεκτρικής Μηχανής και του Φορτίου.
- *Το Κύκλωμα Ελέγχου*, που περιλαμβάνει τη βαθμίδα του Συστήματος Παρακολούθησης και Ελέγχου.

Στο σχήμα 1.1 παρατηρούμε ότι οι βαθμίδες του κυκλώματος ισχύος διασυνδέονται με αμφίδρομο μαύρα βέλη. Αυτός ο συμβολισμός αντιπροσωπεύει αφ' ενός ότι μέσω του κυκλώματος ισχύος έχουμε ροή μεγάλης ποσότητας ενέργειας (συγκριτικά με αυτή στο κύκλωμα ελέγχου) και αφ' ετέρου ότι η ροή της ενέργειας αυτής είναι δυνατόν να είναι αμφίδρομη. Είναι δηλαδή δυνατόν είτε ηλεκτρική ενέργεια να μετατρέπεται και να μεταφέρεται προς την ηλεκτρική μηχανή, η οποία τώρα λειτουργεί ως ηλεκτρικός κινητήρας, και να αποδίδεται ως μηχανική στο φορτίο είτε περίσσεια μηχανικής ενέργειας που διαθέτει το φορτίο να μετατρέπεται σε ηλεκτρική μέσω της ηλεκτρικής μηχανής, η οποία τώρα λειτουργεί ως ηλεκτρική γεννήτρια, και να επιστρέφει μέσω του μετατροπέα προς την πηγή ηλεκτρικής ισχύος.

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 (λ.χ. για τα ρεύματα ή τις τάσεις των φάσεων, την ταχύτητα του δρομέα, την μαγνητική ροή εντός της μηχανής κ.α.), παρατηρεί, συγκρίνει και εκτιμά χαρακτηριστικά και κρίσιμα μεγέθη του συστήματος και μέσω ενός αλγόριθμου ελέγχου τροποποιεί, μέσω κατάλληλης παλμοδότησης των ηλεκτρονικών ισχύος, το πλάτος και τη συχνότητα της τάσης εισόδου της ηλεκτρικής μηχανής ώστε το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης να έχει την επιθυμητή απόκριση.

Η κάθε μια από τις παραπάνω βαθμίδες απαιτείται να λειτουργεί με τη μέγιστη δυνατή απόδοση και την καλύτερη δυνατή συνεργασία με τις υπόλοιπες βαθμίδες έτσι ώστε το συνολικό σύστημα να λειτουργεί βέλτιστα. Η σύγχρονη τάση μάλιστα για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης υψηλών απαιτήσεων προστάζει το συνολικό σχεδιασμό και βελτιστοποίηση του συστήματος μετατροπέα-μηχανής-συστήματος ελέγχου, έτσι ώστε η αλληλεπίδρασή τους κατά τη λειτουργία να δίνει τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα.

Στη συνέχεια ακολουθεί μια σύντομη αλλά περιεκτική ανάλυση όλων των επιμέρους βαθμίδων ενός τυπικού συστήματος ηλεκτρικής κίνησης όπως αυτό που περιγράφηκε παραπάνω.

1.3.1. Πηγή Ισχύος

Η πηγή ηλεκτρικής ισχύος παρέχει ηλεκτρική ισχύ υπό συνεχή ή εναλλασσόμενη τάση. Ως πηγή ισχύος τις περισσότερες φορές έχουμε την τριφασική συμμετρική παροχή εναλλασσόμενης τάσης από το δίκτυο (ΔΕΗ), η οποία παράγεται κατά μείζονα λόγο από σύγχρονες γεννήτριες στους μεγάλους θερμικούς σταθμούς παραγωγής και κατά ελάσσονα, ιδιαίτερα τα τελευταία χρόνια, από ανανεώσιμες πηγές όπως η αιολική, η ηλιακή ενέργεια κ.α. Από την άλλη πλευρά, ενδέχεται η τάση που παρέχει η πηγή ισχύος να είναι συνεχής και να προέρχεται είτε από ανόρθωση της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου, είτε από συσσωρευτές (μπαταρίες), είτε από φωτοβολταϊκές συστοιχίες, είτε εσχάτως ακόμα και από κυψέλες καυσίμου. Ανάλογα με το είδος της ηλεκτρικής μηχανής (βλέπε αναλυτικά παρακάτω παράγραφο 1.3.3) και της πηγής ισχύος που διαθέτουμε θα πρέπει να επιλέξουμε τον κατάλληλο μετατροπέα που θα τροφοδοτήσει την μηχανή μας με την τάση που απαιτείται ώστε να λειτουργήσει σωστά. Σε πολλές περιπτώσεις στις οποίες η πηγή ισχύος που διαθέτουμε δεν είναι κατάλληλη για την τροφοδοσία της ηλεκτρικής μηχανής (π.χ. εναλλασσόμενη τροφοδοσία σε μηχανή συνεχούς και αντιστρόφως) ο μετατροπέας που ακολουθεί, εκτός από τον έλεγχο της, έχει και ως σκοπό τη μετατροπή της ισχύος σε μορφή

που μπορεί να αξιοποιήσει η μηχανή και υπό αυτή την έννοια είναι απαραίτητος για τη λειτουργία της.

1.3.2. Μετατροπείας Ισχύος

Ο μετατροπείας ισχύος είναι η διάταξη που παρεμβάλλεται ανάμεσα στην πηγή ισχύος και στην ηλεκτρική μηχανή. Σκοπός του είναι είτε απλά να καταστήσει δυνατή τη λειτουργία της ηλεκτρικής μηχανής είτε επιπλέον να ελέγξει τη λειτουργία αυτή. Για το λόγο αυτό υπάρχουν ελεγχόμενοι και μη ελεγχόμενοι μετατροπείς ισχύος. Ο τύπος του μετατροπείας που θα χρησιμοποιηθεί εξαρτάται από την εφαρμογή. Στον παρακάτω πίνακα 1-1 καταχωρούνται οι διάφοροι τύποι μετατροπέων ισχύος. Ακολούθως παρουσιάζονται περιληπτικά η δομή και τα γενικά χαρακτηριστικά αυτών των μετατροπέων.

Διακρίνουμε τις παρακάτω περιπτώσεις για το είδος του μετατροπείας που απαιτείται ανάλογα με το είδος της πηγής ισχύος και της ηλεκτρικής μηχανής που διαθέτουμε:

Πίνακας 1-1: Είδη μετατροπέων που απαιτούνται ανάλογα με την εφαρμογή.

Τάση Πηγής Ισχύος	Τάση Τροφοδοσίας Ηλεκτρικής Μηχανής	Μετατροπείας που απλώς θα καταστήσει δυνατή τη λειτουργία της μηχανής	Μετατροπείας που θα ελέγξει τη λειτουργία της μηχανής
Συνεχής	Συνεχής	(Γενικά δεν απαιτείται *) * Πιθανώς όμως να απαιτείται ελεγχόμενος μετατροπείας συνεχούς σε συνεχές	Ελεγχόμενος μετατροπείας συνεχούς σε συνεχές
	Εναλλασσόμενη	Αντιστροφείας ^[1]	Ελεγχόμενος Αντιστροφείας ^[1]
Εναλλασσόμενη	Συνεχής	Ανορθωτής	Ελεγχόμενος Ανορθωτής
	Εναλλασσόμενη	(Γενικά δεν απαιτείται *) * Πιθανώς όμως να απαιτείται Μ/Σ ή Αντιστροφείας	Ελεγχόμενος ή μη Ανορθωτής και ελεγχόμενος Αντιστροφείας ^[1]

^[1] Ο Αντιστροφείας σε κάθε περίπτωση είναι ελεγχόμενος. Η διάκριση με το επίθετο ελεγχόμενος ή μη, εξυπηρετεί το σκοπό που διευκρινίζεται αμέσως παρακάτω στην παράγραφο για τους Αντιστροφείς (1.3.2.2).

1.3.2.1. Ελεγχόμενος μετατροπείας συνεχούς σε συνεχές

Ο ελεγχόμενος μετατροπείας συνεχούς σε συνεχές (DC to DC Converter) απαιτείται μόνο στην περίπτωση που θέλουμε έλεγχο του πλάτους της συνεχούς τάσης με την οποία τροφοδοτούμε μια ηλεκτρική μηχανή συνεχούς ρεύματος. Αποτελεί ουσιαστικά έναν μετατροπείας του επιπέδου της συνεχούς τάσης.

Κατά την ιστορική του εξέλιξη έχουν παρουσιαστεί πολλές διαφορετικές μέθοδοι μετατροπής από συνεχές σε συνεχές ρεύμα (DC to DC Conversion). Αρχικά προτάθηκε η χρήση γραμμικών παθητικών στοιχείων (αντιστάτων) σε συνδεσμολογία διαιρέτη τάσεως. Η απλή αυτή τεχνική παρέχει στο φορτίο τάση μικρότερη ή ίση με την τάση της πηγής, η οποία είναι δυνατόν να μεταβάλλεται με τη μεταβολή της τιμής της αντίστασης ενός από τους αντιστάτες του διαιρέτη. Παρά τη απλότητά της η μέθοδος αυτή γρήγορα εγκαταλείφθηκε καθώς παρουσιάζει σοβαρότατα μειονεκτήματα όπως ότι η λειτουργία του διαιρέτη επηρεάζεται από την τιμή της αντίστασης του φορτίου, η αποδοτικότητά του είναι απαράδεκτα χαμηλή αφού ένα μεγάλο μέρος της ενέργειας που διέρχεται από αυτόν μετατρέπεται σε θερμότητα στους αντιστάτες (φαινόμενο Joule) και χάνεται στο περιβάλλον και δεν είναι δυνατόν να δώσει στην έξοδο τάση μεγαλύτερη από την τάση της πηγής.

Όμως κάτι νέο μπόρεσε να χρησιμοποιηθεί μόνο μετά την πρόοδο που συντελέστηκε στα Ηλεκτρονικά Ισχύος. Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς συνεχούς σε συνεχές χρησιμοποιούνται σήμερα σχεδόν σε όλες τις εφαρμογές που απαιτούν μια τέτοια μετατροπή κυρίως λόγω της αποδοτικότητάς τους και της ευκολίας με την οποία μπορούμε να τους ελέγξουμε ώστε στην έξοδό τους να έχουμε το επιθυμητό επίπεδο συνεχούς τάσης. Η λειτουργία τους στηρίζεται στην εξής αρχή: Ένας ημιαγωγικός διακόπτης κατάλληλος για την εφαρμογή (ανάλογα με την ισχύ και τη συχνότητα) ανοίγει και κλείνει με μεγάλη συχνότητα τεμαχίζοντας μια συνεχή τάση της πηγής σε παλμούς πολύ μικρής χρονικής διάρκειας (η συχνότητα λειτουργίας του έχει εύρος από 100kHz έως και 5MHz) – διαμορφώνει δηλαδή το εύρος των παλμών (Pulse Width Modulation - PWM) για να ελέγξει τη μέση τιμή της συνεχούς τάσης που θα προκύψει. Οι παλμοί αυτοί εφαρμόζονται σε ένα επαγωγικό στοιχείο (πηνίο), το οποίο λόγω της μεταβολής της τάσης στα άκρα του και σύμφωνα με τους νόμους του Faraday και του Lenz διαρρέεται από ηλεκτρικό ρεύμα και αναπτύσσει μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό του. Για όσο χρόνο ο διακόπτης είναι κλειστός η τάση της πηγής εφαρμόζεται στο πηνίο το οποίο λόγω του παραπάνω φαινομένου αποθηκεύει μαγνητική ενέργεια και αυξάνεται το ρεύμα που τροφοδοτεί το φορτίο. Στη συνέχεια, όταν ο διακόπτης ανοίξει, η τάση της πηγής δεν εφαρμόζεται πια στα άκρα του πηνίου και η μαγνητική ενέργεια του πηνίου με τον αντίστροφο μηχανισμό μετατρέπεται σε ηλεκτρική (τάση), ενώ το ρεύμα του μειώνεται. Στη φάση αυτή το φορτίο τροφοδοτείται μέσω κατάλληλου αγωγίμου δρόμου (λ.χ. μιας διόδου ελεύθερης διέλευσης) από την αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια του πηνίου που μετατρέπεται σε ηλεκτρική. Με τον τρόπο αυτό ελέγχοντας τον χρόνο αγωγής του ημιαγωγικού διακόπτη μπορούμε να ελέγχουμε άμεσα τη μέση τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα, ακόμα και ενώ το ρεύμα που απαιτεί το φορτίο μας μεταβάλλεται. Διακρίνουμε δύο τρόπους λειτουργίας των μετατροπέων αυτών: τη συνεχή και τη διακοπτόμενη λειτουργία ανάλογα με το εάν η μαγνητική ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο επαρκεί για την τροφοδοσία του φορτίου καθ' όλη τη διάρκεια που ο ημιαγωγικός διακόπτης παραμένει ανοικτός ή όχι. Για δεδομένη διακοπτική συχνότητα μπορούμε να περάσουμε από τον ένα τρόπο λειτουργίας στον άλλο αλλάζοντας κατάλληλα την τιμή της επαγωγής του πηνίου. Συνήθως επιλέγεται η συνεχής λειτουργία λόγω των καλύτερων χαρακτηριστικών που παρουσιάζει (μειωμένη αρμονική παραμόρφωση τάσης εξόδου κλπ.).

Σήμερα οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς συνεχούς σε συνεχές αποτελούν την πιο αποδοτική επιλογή (απόδοση συχνά από 80% έως και 95%) για μετατροπή από συνεχές σε συνεχές. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται ευρύτατα, ενώ για τις συνήθεις εφαρμογές κυκλοφορούν στο εμπόριο έτοιμα ολοκληρωμένα κυκλώματα τέτοιων μετατροπέων. Τα πλεονεκτήματα των μετατροπέων αυτών είναι: η απλότητα, η υψηλή αξιοπιστία, η λειτουργία υπό σταθερή συχνότητα, ο σχετικά απλός έλεγχος, η διαθεσιμότητα στο εμπόριο ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ελέγχου και η ικανότητα επίτευξης μεγάλων λόγων μετατροπής τόσο για τους μετατροπείς ανύψωσης όσο και υποβιβασμού τάσης. Τα μειονεκτήματα που συνεπάγεται η χρήση τους είναι ότι η τετραγωνική μορφή της τάσης και η μορφή του ρεύματος προκαλούν απώλειες έναυσης και σβέσης στα ημιαγωγικά στοιχεία, που περιορίζουν την πρακτική συχνότητα λειτουργίας τους σε μερικές εκατοντάδες kHz. Επίσης η μορφή αυτή του ρεύματος προκαλεί ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές σε άλλες συσκευές (Electromagnetic Interference - EMI), κυρίως λόγω των υψίσυχνων αρμονικών συνιστωσών που εισάγονται εξαιτίας της υψηλής διακοπτικής συχνότητας. Για το λόγο αυτό οι υψίσυχνες αυτές αρμονικές είναι αναγκαίο συχνά να φιλτράρονται με χρήση ενεργών ή παθητικών φίλτρων.

Πολλές διαφορετικές τοπολογίες ελεγχόμενων μετατροπέων συνεχούς σε συνεχές έχουν προταθεί οι κυριότερες από τις οποίες είναι:

- DC Chopper (Τεμαχιστής).
- Μετατροπέας Υποβιβασμού (Step-down DC to DC Converter ή Buck Converter).
- Μετατροπέας Ανύψωσης (Step-up DC to DC Converter ή Boost Converter).
- Μετατροπέας Υποβιβασμού-Ανύψωσης (Buck-Boost Converter).
- Μετατροπέας Αντιστροφής (Inverting Converter).

- Μετατροπέας Forward.
- Μετατροπέας Flyback.
- Μετατροπέας Push-Pull.
- Μετατροπέας ημίσειας γέφυρας (Half Bridge Converter).
- Μετατροπέας πλήρους γέφυρας (Full Bridge Converter).
- Μετατροπέας Cuk.
- Μετατροπέας SEPIC.

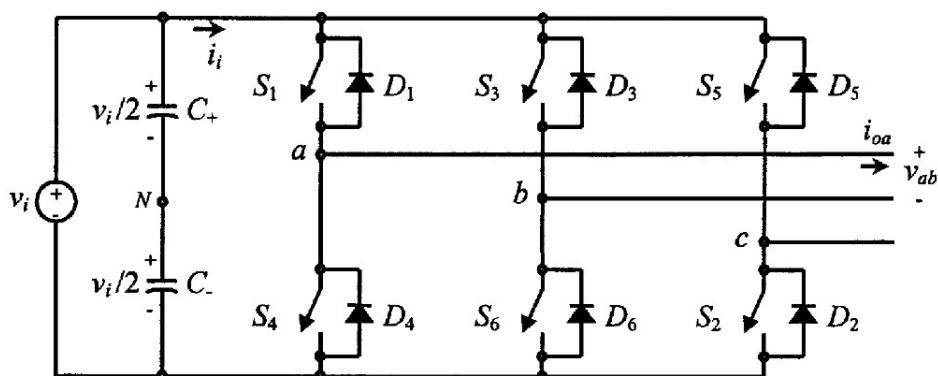
Ο αναγνώστης που θα ήθελε περισσότερες πληροφορίες πάνω στους μετατροπείς συνεχούς σε συνεχές μπορεί να ανατρέξει στην οικεία βιβλιογραφία. Ορισμένες χρήσιμες παραπομπές πάνω σε αυτό το αντικείμενο είναι οι [1], [2], [3], [4], [7], [8].

1.3.2.2. Αντιστροφέας

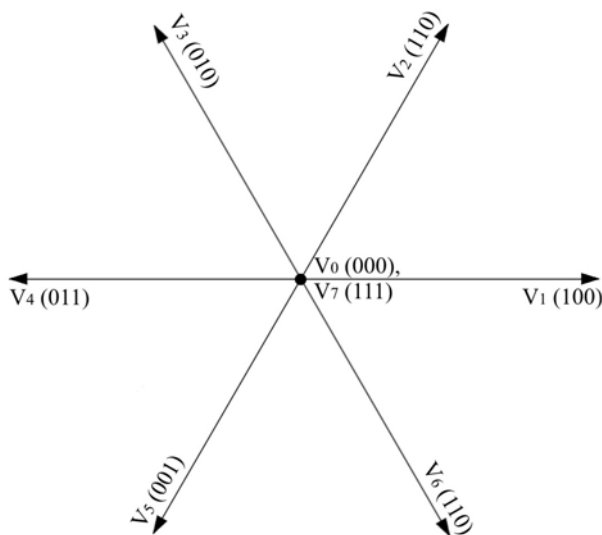
Ο αντιστροφέας ισχύος είναι μια ηλεκτρονική διάταξη ισχύος που επιτρέπει τη μετατροπή της συνεχούς τάσης ή του συνεχούς ρεύματος εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση και ρεύμα, αντιστοίχως, με το επιθυμητό πλάτος και την επιθυμητή συχνότητα. Επομένως διακρίνουμε τους αντιστροφεείς σε αντιστροφεείς τροφοδοτούμενους από πηγή τάσης (Voltage-Fed Inverters) και σε αντιστροφεείς τροφοδοτούμενους από πηγή ρεύματος (Current-Fed Inverters). Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην πρώτη κατηγορία αντιστροφέων (Voltage-Fed Inverters) παραμένουν πάντοτε ορθά πολωμένα, λόγω της τάσης της πηγής συνεχούς, και μπορεί να είναι Gate Turn-off Thyristors (GTOs), Bipolar Junction Transistors (BJTs), Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs), Power Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Power MOSFETs) ή και Integrated Gate Commutated Thyristors (IGCTs), ενώ πάντοτε συνοδεύονται από μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης που συνδέεται αντιπαράλληλα με αυτά για να επιτρέπει ελεύθερα την ενδεχόμενη ροή ρεύματος προς την πηγή. Στην δεύτερη κατηγορία αντιστροφέων (Current-Fed Inverters) τα ημιαγωγικά στοιχεία αναγκαία πρέπει να αντέχουν σε ανάστροφη πόλωση και γι' αυτό μόνο GTOs και Thyristors μπορούν να χρησιμοποιηθούν (υπάρχει η δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν και τα παραπάνω στοιχεία που απαιτούν ορθή πόλωση, όμως θα πρέπει να συνδεθούν κατάλληλα σε σειρά με αυτά δίοδοι ελεύθερης διέλευσης). Παρατηρούμε λοιπόν ότι οι αντιστροφεείς που τροφοδοτούνται από πηγή ρεύματος αποτελούν το δυϊκό ανάλογο των αντιστροφέων που τροφοδοτούνται από πηγή τάσης. Επειδή στην πράξη χρησιμοποιούνται κατά κόρον οι αντιστροφεείς που τροφοδοτούνται από πηγή τάσης και παρουσιάζουν μεγαλύτερο ενδιαφέρον, στη συνέχεια θα αναλύσουμε τη λειτουργία των αντιστροφέων πηγής τάσης, ενώ το δυϊκό ανάλογο θα ισχύει για τους αντιστροφεείς πηγής ρεύματος. Ο αναγνώστης που θα ήθελε περισσότερες πληροφορίες μπορεί να ανατρέξει στο κεφάλαιο 3 του παρόντος αλλά και στην οικεία βιβλιογραφία [1], [2], [3], [7], [8].

Οι τοπολογίες αντιστροφέων πηγής τάσης που έχουν προταθεί είναι πολλές και διαφορετικές και σε κάθε εφαρμογή θα πρέπει να επιλέγεται η κατάλληλη. Η απλούστερη και τυπική τοπολογία αντιστροφέα που αφορά τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι ο διβάθμιος τριφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία γέφυρας που παράγει έξι επίπεδα (πέντε διακριτά) τάσης εξόδου. Αμέσως παρακάτω φαίνεται η συνδεσμολογία ενός τέτοιου αντιστροφέα (σχήμα 1.2). Με S_i , $i=1,2,\dots,6$ συμβολίζονται οι ημιαγωγικοί διακόπτες, ενώ αντιπαράλληλα με αυτούς φαίνονται οι αντίστοιχες δίοδοι ελεύθερης διέλευσης. Παρατηρούμε ότι στην είσοδο παράλληλα με την πηγή συνεχούς τάσης υπάρχει ένας χωρητικός καταμεριστής τάσης που αποτελείται από δύο όμοιους πυκνωτές. Στα άκρα του κάθε πυκνωτή υπάρχει τάση ίση με το μισό της τάσης της πηγής. Σκοπός του καταμεριστή είναι να δημιουργηθεί ένας κόμβος αναφοράς ανάμεσα στους δύο πυκνωτές (συμβολίζεται με το N). Στην έξοδο του αντιστροφέα λαμβάνουμε τριφασική εναλλασσόμενη τάση, η μορφή της οποίας εξαρτάται από τον τρόπο με τον οποίο χειριζόμαστε (ανοίγουμε και κλείνουμε) τους ημιαγωγικούς διακόπτες. Ο χειρισμός των ημιαγωγικών διακοπών γίνεται μέσω

κατάλληλης παλμοδότησης στην πύλη τους (για τους περισσότερους τύπους των χρησιμοποιούμενων διακοπών όπως λ.χ. IGBTs). Ο αντιστροφέας του παραπάνω σχήματος διαθέτει οκτώ διαφορετικούς επιτρεπούς συνδυασμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του (πρέπει να έχουμε υπόψη μας κατά τη μέτρηση των επιτρεπών συνδυασμών ότι δεν είναι δυνατόν να είναι κλειστοί ταυτόχρονα οι διακόπτες ενός κλάδου της γέφυρας (λ.χ. ο S_1 και ο S_4) καθώς τότε θα έχουμε βραχυκύκλωμα στα άκρα της πηγής συνεχούς τάσης). Επομένως υπάρχουν οκτώ διαφορετικά επιτρεπτά διανύσματα τάσης εξόδου τα οποία φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 1.3). Η αρχή λειτουργίας του αντιστροφέα στηρίζεται στην ιδέα ότι επιλέγουμε κάθε φορά και για κατάλληλο χρόνο εκείνο το διάνυσμα τάσης (μέσω του χειρισμού των κατάλληλων διακοπών) που θα επιτρέψει στην τάση εξόδου του αντιστροφέα να προσεγγίζει όσο το δυνατόν περισσότερο την επιθυμητή. Ο χειρισμός αυτός των διακοπών για την επιλογή του κατάλληλου διανύσματος τάσης γίνεται με κατάλληλο αλγόριθμο ελέγχου.



Σχήμα 1.2: Τυπική τοπολογία διβάθμιου τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας.



Σχήμα 1.3: Διανύσματα τάσης εξόδου τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Στο παραπάνω σχήμα φαίνονται τα διανύσματα της τάσης εξόδου ενός τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας και εντός παρενθέσεως φαίνονται οι χειρισμοί που πρέπει να γίνουν στους τρεις άνω διακόπτες των τριών κλάδων του, ώστε να πάρουμε το εκάστοτε διάνυσμα τάσης (η κωδικοποίηση έχει ως εξής: 1→Διακόπτης κλειστός και 0→Διακόπτης ανοιχτός, ενώ οι εντολές προς τους τρεις κάτω διακόπτες είναι οι συζυγείς των εντολών για τους άνω, διότι όπως προαναφέρθηκε δεν επιτρέπεται δύο διακόπτες του ίδιου κλάδου να είναι ταυτόχρονα κλειστοί).

- **Διευκρίνιση:** Σύμφωνα λοιπόν με τα ανωτέρω πάντοτε ελέγχουμε τους διακόπτες του αντιστροφέα για να πάρουμε την επιθυμητή τάση (πλάτος και συχνότητα)

στην έξοδο. Επομένως υπό αυτήν την έννοια ένας αντιστροφείας είναι πάντοτε ελεγχόμενος. Η διάκριση που έγινε στον Πίνακα 1-1 μεταξύ ελεγχόμενου και μη αντιστροφείας έχει την εξής έννοια: Στις εφαρμογές όπου δεν απαιτείται ο έλεγχος ενός εναλλασσόμενου κινητήρα αλλά ο αντιστροφείας χρησιμοποιείται αποκλειστικά και μόνο για να επιτρέψει την τροφοδότησή του από μια πηγή συνεχούς τάσης, ο αλγόριθμος ελέγχου του αντιστροφείας είναι στατικός, δηλαδή ο αντιστροφείας ελέγχεται με έναν συγκεκριμένο και περιοδικά επαναλαμβανόμενο τρόπο ώστε στην έξοδό του να έχουμε εναλλασσόμενη τάση σταθερού πλάτους και συχνότητας, η οποία να ταιριάζει στις προδιαγραφές λειτουργίας του κινητήρα. Σε αντιδιαστολή με αυτό το στατικό τρόπο ελέγχου, έχουμε το δυναμικό έλεγχο, ο οποίος και υπονοείται με τον χαρακτηρισμό του αντιστροφείας ως ελεγχόμενου. Ο δυναμικός έλεγχος αλλάζει συνεχώς με κατάλληλο αλγόριθμο το πλάτος και τη συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ώστε να ελέγξει τη λειτουργία και τη συμπεριφορά του.

Ενδελεχέστερη ανάλυση της λειτουργίας του αντιστροφείας θα ακολουθήσει σε επόμενο κεφάλαιο του παρόντος (κεφάλαιο 3), όπου αναφέρονται και οι δυνατότητες για περαιτέρω μελέτη επί του αντικειμένου.

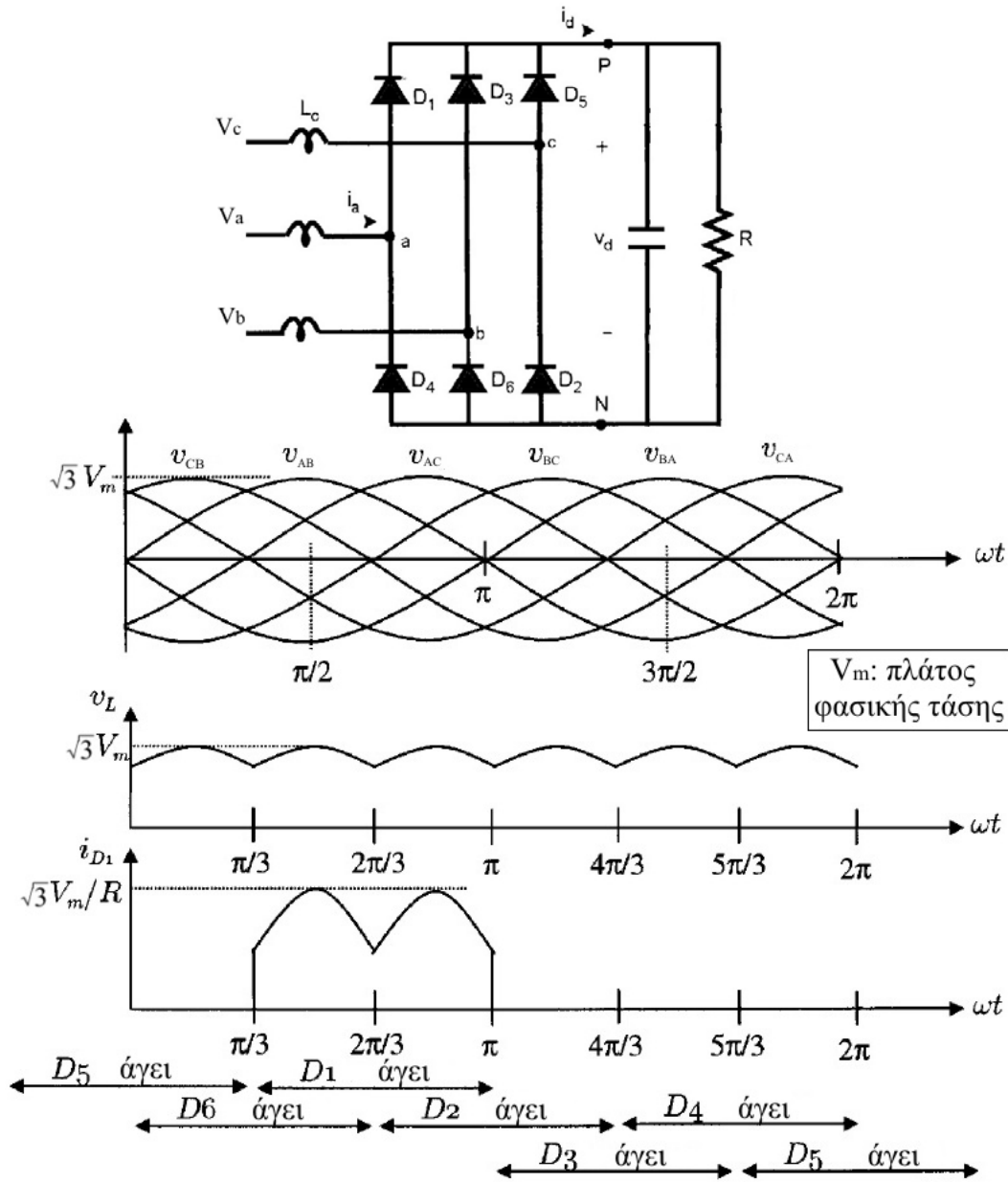
1.3.2.3. Ανορθωτής

Ο ανορθωτής είναι μια ηλεκτρονική διάταξη ισχύος που επιτρέπει τη μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης ή του εναλλασσόμενου ρεύματος εισόδου σε συνεχή τάση και ρεύμα, αντιστοίχως. Από την αντιπαραβολή των ορισμών ανορθωτή και αντιστροφείας παρατηρούμε ότι ο ανορθωτής αποτελεί το δυϊκό ανάλογο του αντιστροφείας. Μάλιστα στην πραγματικότητα η ίδια διάταξη που δόθηκε παραπάνω ως αντιστροφείας μπορεί να λειτουργήσει και αντίστροφα ως ανορθωτής.

Ο ανορθωτής μπορεί να είναι ελεγχόμενος ή μη. Αυτό σημαίνει ότι το πλάτος της συνεχούς τάσης εξόδου μπορεί να μην ελέγχεται και να παραμένει σταθερό (για σταθερού πλάτους εναλλασσόμενη τάση εισόδου) ή να ελέγχεται και να μεταβάλλεται ανάλογα με τις απαιτήσεις οδήγησης ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος. Ένας μη ελεγχόμενος ανορθωτής χρησιμοποιείται συνήθως για να επιτρέψει απλά την τροφοδοσία ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος από μια πηγή εναλλασσόμενου ρεύματος, ενώ ένας ελεγχόμενος ανορθωτής χρησιμοποιείται όταν είναι επιπλέον αναγκαίος και ο έλεγχος του κινητήρα συνεχούς που τροφοδοτεί. Υπάρχει και η τελευταία περίπτωση όπου ο ανορθωτής (ελεγχόμενος ή όχι) χρησιμοποιείται για να τροφοδοτήσει έναν ελεγχόμενο αντιστροφεία όταν έχουμε εναλλασσόμενη τροφοδοσία και έναν κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, τον οποίο επιθυμούμε να ελέγξουμε με τον αντιστροφεία.

Ο τριφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής σε συνδεσμολογία γέφυρας που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 1.4) είναι μια τυπική περίπτωση μη ελεγχόμενου ανορθωτή. Όπως φαίνεται και στο σχήμα τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιεί είναι έξι διόδοι σε συνδεσμολογία γέφυρας. Η αρχή λειτουργίας του στηρίζεται στο ότι η τριφασική εναλλασσόμενη τάση εισόδου πολώνει διαδοχικά ορθά ζεύγη διόδων που δεν βρίσκονται στον ίδιο κλάδο, οι οποίες άγουν αυθόρμητα (χωρίς έλεγχο) μεταφέροντας την τάση στην έξοδο. Από μια ανάλυση του κυκλώματος σε διάστημα μιας περιόδου βλέπουμε ότι τελικά η τάση εξόδου είναι πάντοτε θετική και η μορφή της εξαπαλμική, αφού αποτελεί κομμάτια (από τη λειτουργία των διόδων) της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου. Αυτό μπορεί κανείς να το παρατηρήσει και από τις κυματομορφές λειτουργίας που συνοδεύουν το σχήμα 1.4. Επειδή η τάση εξόδου δεν είναι σταθερή αλλά έχει έξι παλμούς, συνήθως συνδέουμε έναν πυκνωτή εξομάλυνσης κατάλληλης χωρητικότητας παράλληλα με το φορτίο, ο οποίος εξομαλύνει

(σταθεροποιεί) την τάση εξόδου. Επειδή οι διόδοι είναι αυτοελεγχόμενες (άγουν αυθόρμητα μόλις πολωθούν ορθά) δεν υπάρχει κανένας έλεγχος ούτε της τάσης εξόδου ούτε του ρεύματος εισόδου. Η μέση τιμή της συνεχούς τάσης που λαμβάνουμε στην έξοδο ενός μη ελεγχόμενου ανορθωτή είναι:



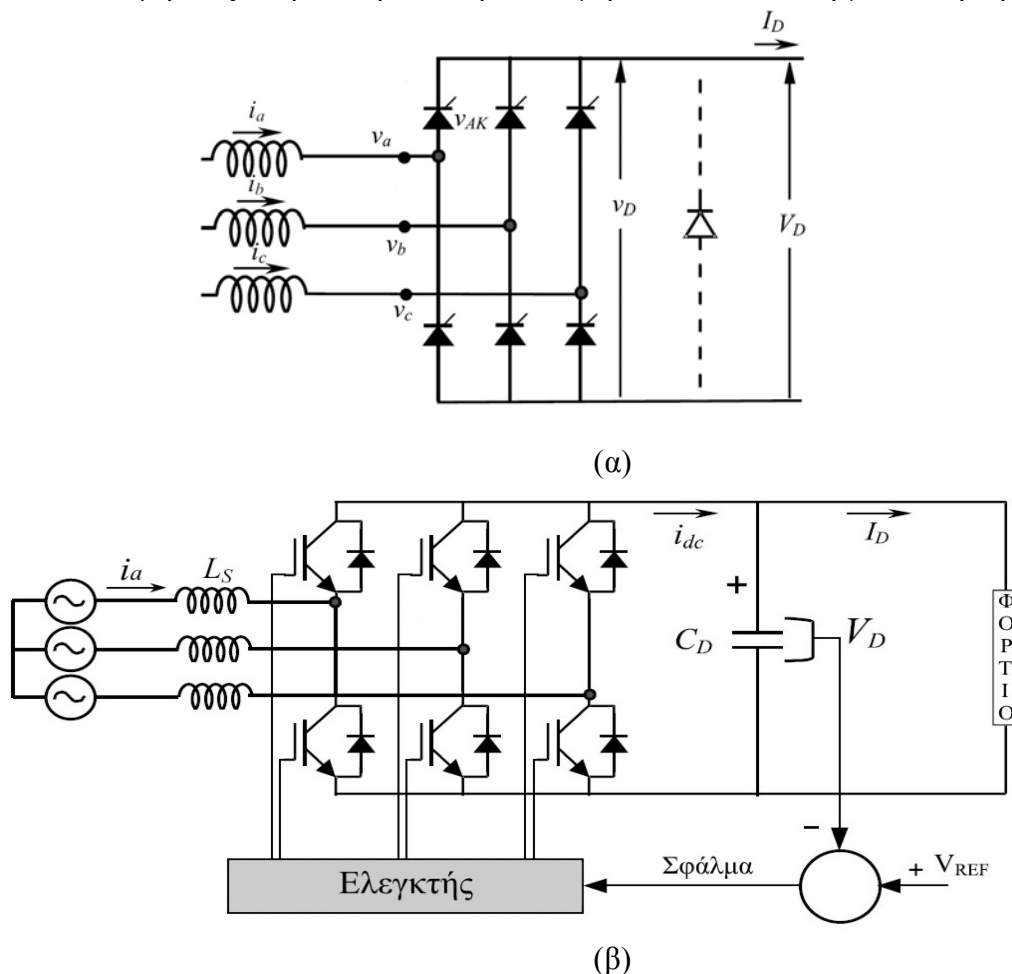
Σχήμα 1.4: Τοπολογία τριφασικού μη ελεγχόμενου ανορθωτή σε συνδεσμολογία γέφυρας με ωμικό φορτίο και οι σχετικές κυματομορφές λειτουργίας του (με τη σειρά από πάνω προς τα κάτω: τάση εισόδου, τάση εξόδου και ρεύμα μέσω της διόδου D₁)

$$V_{DC} = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3} \cdot V_m \sin \theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1,654V_m \quad (1.1)$$

όπου V_m το πλάτος της φασικής εναλλασσόμενης τάσης εισόδου.

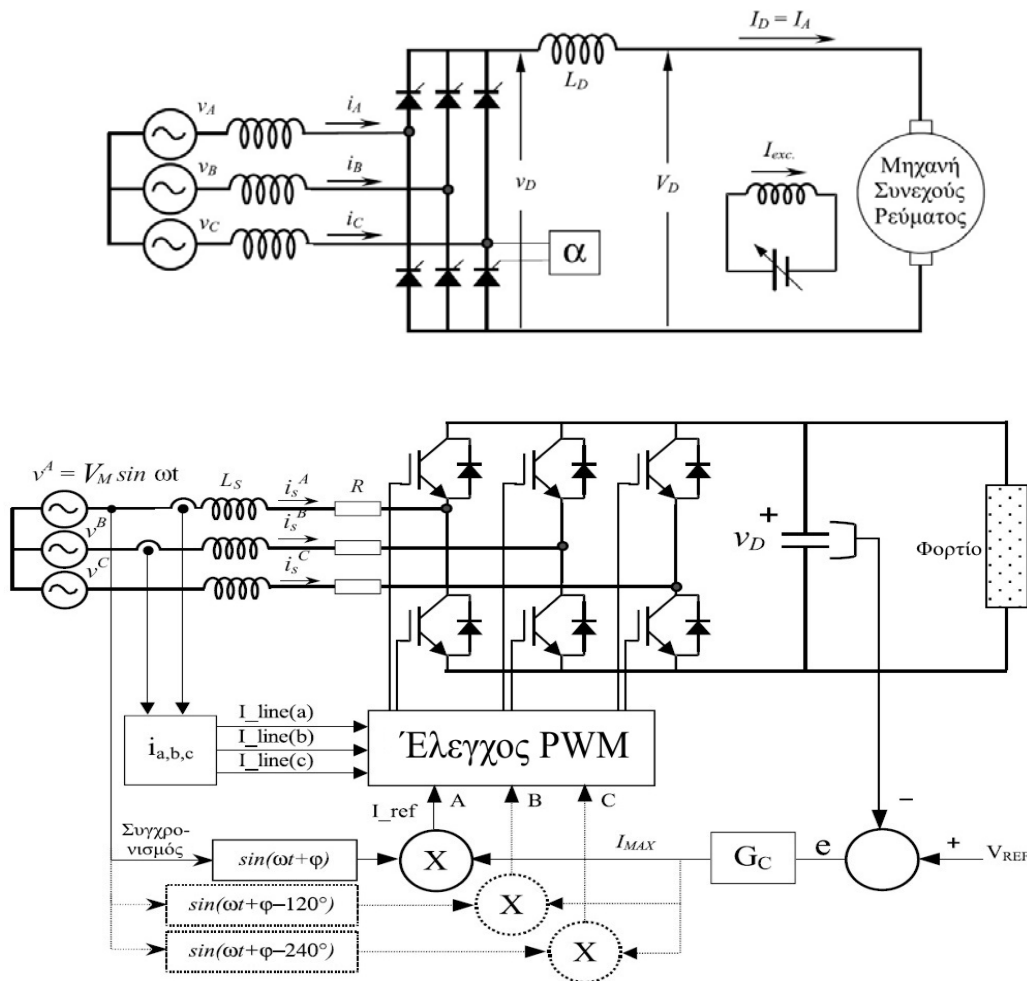
Εάν επιπλέον επιθυμούμε και τον έλεγχο της τιμής της συνεχούς τάσης εξόδου αλλά και του ρεύματος εισόδου θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε κάποιον ελεγχόμενο ανορθωτή. Υπάρχει η δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε ελεγχόμενο ανορθωτή με θυρίστορς στη θέση των διόδων, οπότε έχουμε τη δυνατότητα να ελέγχουμε την μέση τιμή της τάσης εξόδου μέσω

της έναυσης των θυρίστωρς χωρίς όμως να μπορούμε να ελέγξουμε και πάλι το ρεύμα εισόδου της διάταξης. Άλλη δυνατότητα που έχουμε είναι η χρήση ελεγχόμενου ανορθωτή που είναι ίδιος με τον αντιστροφέα που περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο (σχήμα 1.2) με είσοδο όμως τώρα την εναλλασσόμενη τάση και έξοδο τη συνεχή. Η δεύτερη συνδεσμολογία επιτρέπει εκτός από τον έλεγχο της μέσης τιμής της τάσης εξόδου και τον έλεγχο του ρεύματος εισόδου, παρουσιάζοντας πολύ καλύτερα χαρακτηριστικά λειτουργίας απ' ότι η πρώτη (με τα θυρίστωρς). Ο έλεγχος της τάσης εξόδου σε αμφότερες τις περιπτώσεις γίνεται μέσω κατάλληλου ελέγχου (παλμοδότησης) των ημιαγωγικών στοιχείων. Έτσι ένας ελεγχόμενος ανορθωτής μπορεί να παρέχει τάση εξόδου οποιασδήποτε μέσης τιμής από 0V έως και $1,654V_m$ (που δίνει ο μη ελεγχόμενος). Στη συνέχεια ακολουθεί το σχήμα 1.5, όπου φαίνεται η τοπολογία των δύο ειδών ελεγχόμενων ανορθωτών. Όπως συμβαίνει και με τους μη ελεγχόμενους ανορθωτές, έτσι και οι ελεγχόμενοι παρουσιάζουν μια εξαπαλμική κυμάτωση στην τάση εξόδου τους, λόγω του ότι η τάση αυτή αποτελεί ένα κομμένο από τους διακόπτες τμήμα της τάσης εισόδου. Μάλιστα στην περίπτωση των ελεγχόμενων ανορθωτών, που οι διακόπτες ανοίγουν και κλείνουν με ελεγχόμενο από εμάς τρόπο, η κυμάτωση αυτή μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερη, ενώ είναι δυνατόν η τάση εξόδου να λαμβάνει και αρνητικές τιμές. Το φαινόμενο αυτό δεν είναι επιθυμητό. Έτσι επιπροσθέτως με τον πυκνωτή εξομάλυνσης, που συνδέουμε στην έξοδο για να μειώσουμε την κυμάτωση, είναι πολλές φορές χρήσιμο να χρησιμοποιήσουμε και μια διόδο ελεύθερης διέλευσης, η οποία συνδεσμολογείται όπως φαίνεται στο σχήμα 1.5. Ο ρόλος της διόδου αυτής είναι να αποκόπτει το αρνητικό τμήμα της τάσης εξόδου βραχυκυκλώνοντας τα άκρα του φορτίου και κατά συνέπεια να μηδενίζει την τάση στα άκρα του φορτίου, όποτε αυτή γίνεται αρνητική.



Σχήμα 1.5: Τοπολογίες των τριφασικών ελεγχόμενων ανορθωτών σε συνδεσμολογία γέφυρας
 (α) Με θυρίστωρς και διόδο ελεύθερης διέλευσης.
 (β) Με ημιαγωγικούς διακόπτες (λ.χ. IGBTs) και αντιπαράλληλες διόδους. Στο σχήμα φαίνεται και το μπλοκ του συστήματος ελέγχου με ανατροφοδότηση.

Στη συνέχεια στο σχήμα 1.6 ακολουθούν δύο παραδείγματα χρήσης των ελεγχόμενων ανορθωτών σε εφαρμογές ελέγχου. Στο πρώτο κύκλωμα του σχήματος 1.6 παρατηρούμε ότι φαίνεται η χρήση του ελεγχόμενου ανορθωτή με θυρίστορς για τον έλεγχο ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης (περισσότερες πληροφορίες για τον κινητήρα αυτό θα βρείτε παρακάτω στην παράγραφο 1.3.3 των ηλεκτρικών μηχανών). Μεταβάλλοντας την συνεχή τάση που εφαρμόζεται στον κινητήρα ελέγχουμε λ.χ. την ταχύτητά του. Στο δεύτερο κύκλωμα φαίνεται ένας ελεγχόμενος ανορθωτής με ημιαγωγικούς διακόπτες (λ.χ. IGBTs) και αντιπαράλληλες διόδους. Στο σχήμα φαίνεται και το σύστημα ελέγχου των διακοπών που περιλαμβάνει ανατροφοδότηση της τάσης εξόδου στην είσοδο και χρησιμοποιεί την τεχνική PWM.



Σχήμα 1.6: Εφαρμογές ελέγχου με ελεγχόμενους ανορθωτές σε συνδεσμολογία γέφυρας.

1.3.3. Ηλεκτρική Μηχανή

Ως ηλεκτρική μηχανή ορίζεται κάθε συσκευή που πραγματοποιεί ηλεκτρομηχανική μετατροπή, δηλαδή μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική και αντιστρόφως. Η ηλεκτρική μηχανή είναι η καρδιά ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Οι μετατροπείς και ο έλεγχος που εφαρμόζεται σε αυτούς έχουν ένα και μοναδικό σκοπό: Την επίτευξη της επιθυμητής λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής ώστε να λάβουμε το ζητούμενο αποτέλεσμα στο φορτίο.

Ανάλογα με το είδος του φορτίου, την πηγή ισχύος, την ύπαρξη ή μη μετατροπέα και διάφορα άλλα οικονομικοτεχνικά κριτήρια που άπτονται της εκάστοτε εφαρμογής επιλέγουμε το είδος του κινητήρα που θα χρησιμοποιηθεί στο συγκεκριμένο σύστημα ηλεκτρικής

κίνησης. Οι κινητήρες που απαντώνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης διακρίνονται ανάλογα με την τροφοδοσία τους σε δύο μεγάλες κατηγορίες: τους Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος και τους Κινητήρες Εναλλασσομένου Ρεύματος. Η κάθε μια από τις παραπάνω κατηγορίες περικλείει όμως πολλές υποκατηγορίες με σημαντικές διαφοροποιήσεις στα χαρακτηριστικά και στη λειτουργία τους. Στη συνέχεια θα ακολουθήσει μια σύντομη αλλά κατά το δυνατόν περιεκτική ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών που χρησιμοποιούνται συνηθέστερα στις πρακτικές εφαρμογές και για το λόγο αυτό παρουσιάζουν μεγαλύτερο ενδιαφέρον.

1.3.3.1. Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος

Οι ηλεκτρικές μηχανές συνεχούς ρεύματος ιστορικά προηγούνται των μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος. Η δυνατότητα που παρέχουν για εύκολο έλεγχο ταχύτητας και ροπής τις είχε καταστήσει για δεκαετίες τη μοναδική επιλογή για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης που απαιτούσαν μεταβλητή ταχύτητα λειτουργίας. Η ευκολία του ελέγχου έγκειται στο ότι γενικά σε μια μηχανή συνεχούς ρεύματος η ταχύτητα περιστροφής είναι ανάλογη της εφαρμοζόμενης τάσης στο τυμπάνο και η αναπτυσσόμενη ροπή είναι ανάλογη του ρεύματος τυμπάνου (αυτό ισχύει επακριβώς μόνο για τους κινητήρες συνεχούς ξένης διέγερσης). Συνεπώς, όπως ήδη θα είναι φανερό, είναι αρκετά απλός ο έλεγχος ενός τέτοιου κινητήρα (λ.χ. μέσω ενός μετατροπέα συνεχούς σε συνεχές – DC to DC Converter). Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος έχουν χρησιμοποιηθεί για πάρα πολλά χρόνια σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης και θεωρούνταν αναντικατάστατοι σε εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας περιστροφής. Μόνο τα τελευταία είκοσι χρόνια δόθηκε η δυνατότητα αντικατάστασής τους από τους ασύγχρονους κινητήρες εναλλασσομένου ρεύματος (κινητήρες επαγωγής) που οδηγούνται με προηγμένες τεχνικές ελέγχου.

Η λειτουργία του κλασσικού ηλεκτρικού κινητήρα συνεχούς ρεύματος βασίζεται στην αλληλεπίδραση δύο μαγνητικών πεδίων. Το πρώτο πεδίο δημιουργείται από μόνιμους μαγνήτες (διέγερση) που βρίσκονται συνήθως σταθερά προσαρμοσμένοι στον στάτη της μηχανής. Το δεύτερο πεδίο δημιουργείται στον δρομέα της μηχανής από το περιστρεφόμενο τύλιγμα τυμπάνου, που συνιστά έναν ηλεκτρομαγνήτη. Βασικό ρόλο στη λειτουργία της μηχανής συνεχούς ρεύματος παίζει ο συλλέκτης. Ο ρόλος του συλλέκτη είναι να αντιστρέφει τη φορά του ηλεκτρικού ρεύματος τυμπάνου δύο φορές σε κάθε κύκλο, έτσι ώστε να αντιστρέφεται η πολικότητα του ηλεκτρομαγνήτη τυμπάνου την κατάλληλη χρονική στιγμή (όταν οι δύο αντίθετοι μαγνητικοί πόλοι βρίσκονται απέναντι) και τελικά να αλληλεπιδρούν εις το διηνεκές μαγνητικά τα δύο πεδία. Αυτό είναι αναγκαίο αφού το τύλιγμα τυμπάνου είναι περιστρεφόμενο και χωρίς το συλλέκτη η μηχανή θα σταματούσε άμεσα την πρώτη φορά που δύο αντίθετοι πόλοι θα βρίσκονταν απέναντι.

Υπάρχει επίσης η δυνατότητα η μηχανή συνεχούς ρεύματος να μην διαθέτει μόνιμους μαγνήτες στον στάτη αλλά τύλιγμα ηλεκτρομαγνήτη (ως διέγερση), που αποτελεί και τη συνηθέστερη πρακτική. Η μηχανή αυτή ονομάζεται μηχανή συνεχούς ρεύματος με τύλιγμα πεδίου. Έτσι μεταβάλλοντας το ρεύμα που διέρχεται από τον ηλεκτρομαγνήτη (που ονομάζεται εναλλακτικά τύλιγμα πεδίου ή τύλιγμα διεγέρσεως) μπορούμε να μεταβάλλουμε την χαρακτηριστική ταχύτητας-ροπής του κινητήρα. Υπάρχουν οι εξής κατηγορίες μηχανών συνεχούς ρεύματος με τύλιγμα πεδίου ανάλογα με τον τρόπο τροφοδοσίας του τυλίγματος διέγερσης:

- **Ξένης Διέγερσης:** Το τύλιγμα πεδίου τροφοδοτείται από ανεξάρτητη πηγή τάσης/ρεύματος δίνοντας τη δυνατότητα για πολύ εύκολο έλεγχο του πεδίου διέγερσης.
- **Διέγερσης σε Σειρά:** Το τύλιγμα πεδίου τροφοδοτείται σε σειρά με το τύλιγμα τυμπάνου δίνοντας τη δυνατότητα για κατασκευή κινητήρων υψηλής ροπής σε μικρές ταχύτητες.
- **Παράλληλης Διέγερσης:** Το τύλιγμα πεδίου τροφοδοτείται παράλληλα με το τύλιγμα τυμπάνου δίνοντας τη δυνατότητα για κατασκευή κινητήρων υψηλών ταχυτήτων.

- **Σύνθετης Διέγερσης:** Το τύλιγμα πεδίου τροφοδοτείται εν μέρει σε σειρά και εν μέρει παράλληλα με το τύλιγμα τυμπάνου δίνοντας τη δυνατότητα για κατασκευή κινητήρων περίπου σταθερής ταχύτητας παρά τις μεταβολές της ροπής.

Τέλος υπάρχει η δυνατότητα να μειώσουμε το ρεύμα του τυλίγματος πεδίου, άρα και την ένταση του μαγνητικού πεδίου που αυτό προκαλεί, έτσι ώστε να περάσουμε σε λειτουργία «εξασθένισης πεδίου». Η κατάσταση αυτή επιτρέπει την επίτευξη υψηλότερων ταχυτήτων από την ονομαστική με ανάλογη μείωση της ικανότητας ανάπτυξης ροπής, φυσικά.

Οι μηχανές συνεχούς ρεύματος παρουσιάζουν και αρκετά σημαντικά μειονεκτήματα όπως ανάγκη τακτικής συντήρησης του συλλέκτη, σχετικά μεγάλο βάρος του δρομέα, σχετικά χαμηλή μέγιστη ταχύτητα λόγω μηχανικής καταπόνησης του συλλέκτη και υψηλό κόστος κατασκευής. Γι' αυτούς τους λόγους είναι επιθυμητή η αντικατάστασή τους, όπου αυτό είναι φυσικά δυνατόν, με τους πιο αξιόπιστους και εύρωστους ασύγχρονους κινητήρες εναλλασσομένου ρεύματος.

1.3.3.1. Κινητήρες Εναλλασσομένου Ρεύματος

Οι ηλεκτρικές μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος είναι οι συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες στην πράξη καλύπτοντας ένα ευρύτατο φάσμα εφαρμογών. Υπάρχουν πολλά είδη μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος με διαφορετικά χαρακτηριστικά και τρόπους λειτουργίας. Διακρίνονται σε μονοφασικές, διφασικές, τριφασικές και πολυφασικές, ανάλογα με τον αριθμό των εναλλασσόμενων ημιτονοειδών τάσεων τροφοδοσίας. Επίσης διακρίνονται σε σύγχρονες και ασύγχρονες αναλόγως με την ταχύτητα περιστροφής τους κατά την κανονική λειτουργία. Στην πλειοψηφία των πρακτικών εφαρμογών μεγάλης ισχύος χρησιμοποιούνται τριφασικές μηχανές που δέχονται συμμετρική τριφασική ημιτονοειδή τροφοδοσία. Όπως είναι ευνόητο η διαφορά φάσεως των τάσεων τροφοδοσίας στην περίπτωση αυτή είναι 120° ηλεκτρικές μοίρες. Στη συνέχεια θα αναλύσουμε σύντομα τους πιο σημαντικούς τύπους σύγχρονων και ασύγχρονων μηχανών (θα περιοριστούμε σε τριφασικές μηχανές):

- **Σύγχρονες Μηχανές:** Οι σύγχρονες μηχανές, όπως φανερώνει και το όνομά τους περιστρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα στην ονομαστική τους λειτουργία. Η λειτουργία τους στηρίζεται στην αλληλεπίδραση δύο πεδίων: του πεδίου διεγέρσεως και του πεδίου τυμπάνου. Το πεδίο τυμπάνου δημιουργείται συνήθως από τριφασικά σταθερά τυλίγματα που βρίσκονται στον στάτη και δημιουργούν ένα ομοιόμορφο στρεφόμενο και ημιτονοειδώς κατανεμημένο στο στάτη μαγνητικό πεδίο. Το πεδίο διεγέρσεως βρίσκεται συνήθως στον δρομέα, χωρίς όμως αυτό να είναι απαραίτητο. Συνήθως είναι ένας ηλεκτρομαγνήτης (τύλιγμα διεγέρσεως ή τύλιγμα πεδίου) ο οποίος τροφοδοτείται με συνεχή τάση μέσω ψηκτρών. Όμως με την μεγάλη έρευνα και τις τελευταίες προόδους που έχουν συντελεστεί στην τεχνολογία των υλικών έχουν προκύψει μόνιμοι μαγνήτες με μεγάλη παραμένουσα μαγνήτιση (μέχρι 1,2T) και υψηλή συνέχουσα δύναμη (μέχρι 1000kA/m), όπως λ.χ. τα κράματα Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου που τοποθετούνται επιφανειακά στον δρομέα. Τα υλικά αυτά έδωσαν τη δυνατότητα αντικατάστασης του ηλεκτρομαγνήτη που συνήθως απαιτούσε τροφοδοσία με ψήκτρες από κάποιον μόνιμο μαγνήτη, ο οποίος δεν έχει ανάγκη ηλεκτρικής τροφοδοσίας. Οι κινητήρες αυτοί ονομάζονται σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών και έχουν συγκεντρώσει μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον, ενώ ήδη χρησιμοποιούνται σε πρακτικές εφαρμογές με πολύ καλά αποτελέσματα. Είναι πιο απλοί και αξιόπιστοι και εμφανίζουν μικρότερες απώλειες (άρα και καλύτερη απόδοση) από τους αντίστοιχους σύγχρονους κινητήρες τυλιγμένου δρομέα.

Ένα άλλο είδος σύγχρονων κινητήρων που παρουσιάζει ενδιαφέρον, για ειδικές όμως εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης είναι οι σύγχρονοι κινητήρες μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης. Στον στάτη τους υπάρχουν και πάλι τα τριφασικά τυλίγματα των σύγχρονων κινητήρων που περιγράψαμε παραπάνω. Ο δρομέας τους όμως που αποτελείται είτε από μόνιμους μαγνήτες είτε από ηλεκτρομαγνήτες κατασκευάζεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να

παρουσιάζει μικρό διάκενο κατά τον ευθύ άξονα (d) και μεγάλο κατά τον εγκάρσιο άξονα (q) (δηλαδή μικρή και μεγάλη μαγνητική αντίσταση αντίστοιχα). Η ύπαρξη του μεταβλητού διακένου και συνακόλουθα μεταβλητής μαγνητικής επαγωγής οδηγεί στην ανάπτυξη δυνάμεων που στρέφουν το δρομέα προς τη θέση ελάχιστης μαγνητικής ενέργειας. Αυτή είναι η αρχή λειτουργίας των κινητήρων αυτών. Όπως προαναφέρθηκε προορίζονται για ειδικές εφαρμογές.

- **Ασύγχρονες Μηχανές:** Οι ασύγχρονες μηχανές ή μηχανές επαγωγής, όπως φανερώνει και το όνομά τους στρέφονται γενικά με ταχύτητα διαφορετική από τη σύγχρονη στην ονομαστική τους λειτουργία. Ο στάτης των μηχανών αυτών είναι ίδιος με τον στάτη των σύγχρονων μηχανών και διαθέτει τριφασικά σταθερά τυλίγματα που δημιουργούν ένα ομοιόμορφα στρεφόμενο και ημιτονοειδώς καταναμημένο στο στάτη μαγνητικό πεδίο. Το πεδίο αυτό στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα.

Για τη διαμόρφωση του δρομέα των ασύγχρονων μηχανών υπάρχουν δύο δυνατότητες. Είτε ο τυλιγμένος δρομέας, ο οποίος διαθέτει τριφασικό τύλιγμα όμοιο με του στάτη και δίνει τη δυνατότητα σύνδεσης με κάποιο εξωτερικό ηλεκτρικό κύκλωμα μέσω ψηκτρών είτε ο δρομέας τύπου κλωβού που είναι και η συνηθέστερη επιλογή. Ο δρομέας τύπου κλωβού αποτελείται από έναν κλωβό από αγωγίμο υλικό ο οποίος συνίσταται από διαμήκεις ράβδους που ενώνονται με δύο μεταλλικούς δακτυλίους στα άκρα τους. Δεν απαιτεί καμία εξωτερική τροφοδοσία ενώ στις ράβδους του αναπτύσσονται ρεύματα εξ επαγωγής με πολύ μικρή συχνότητα (εξ' ου και η ονομασία κινητήρας επαγωγής). Και τα δύο παραπάνω είδη κινητήρων, όπως αναφέραμε, εμφανίζουν γενικά ασύγχρονη λειτουργία. Αν παρατηρήσουμε το δρομέα μιας ασύγχρονης μηχανής σε σχέση με το σύγχρονα στρεφόμενο πεδίο θα δούμε ότι ο δρομέας ολισθαίνει ελαφρώς ως προς αυτό, λόγω της διαφοράς στην ταχύτητα περιστροφής. Ορίζεται λοιπόν ένα νέο μέγεθος, η ανά μονάδα ολίσθηση που συμβολίζεται με s και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (1.2)$$

όπου ω_s η σύγχρονη κυκλική συχνότητα και ω η πραγματική κυκλική συχνότητα περιστροφής της μηχανής. Όπως είναι φανερό η ολίσθηση μπορεί να πάρει και αρνητικές τιμές (για λειτουργία γεννήτριας) ενώ τυπικές τιμές της είναι 0,01-0,05αμ.

Οι ασύγχρονοι κινητήρες εναλλασσομένου ρεύματος ή κινητήρες επαγωγής παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα όπως υψηλή αξιοπιστία και απόδοση, μεγάλη διάρκεια ζωής χωρίς ιδιαίτερες ανάγκες συντήρησης και μικρό βάρος και όγκο. Όλα αυτά τα χαρακτηριστικά σε συνδυασμό με τους μοντέρνους αντιστροφείς και τις προηγμένες τεχνικές ελέγχου τους καθιστούν την ιδανική επιλογή για τα περισσότερα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Ήδη υπάρχει η τάση αντικατάστασης των κινητήρων συνεχούς ρεύματος σε βιομηχανικό επίπεδο από τους πιο οικονομικούς και αξιόπιστους κινητήρες επαγωγής ενώ το ενδιαφέρον και για νέες εφαρμογές είναι αυξημένο.

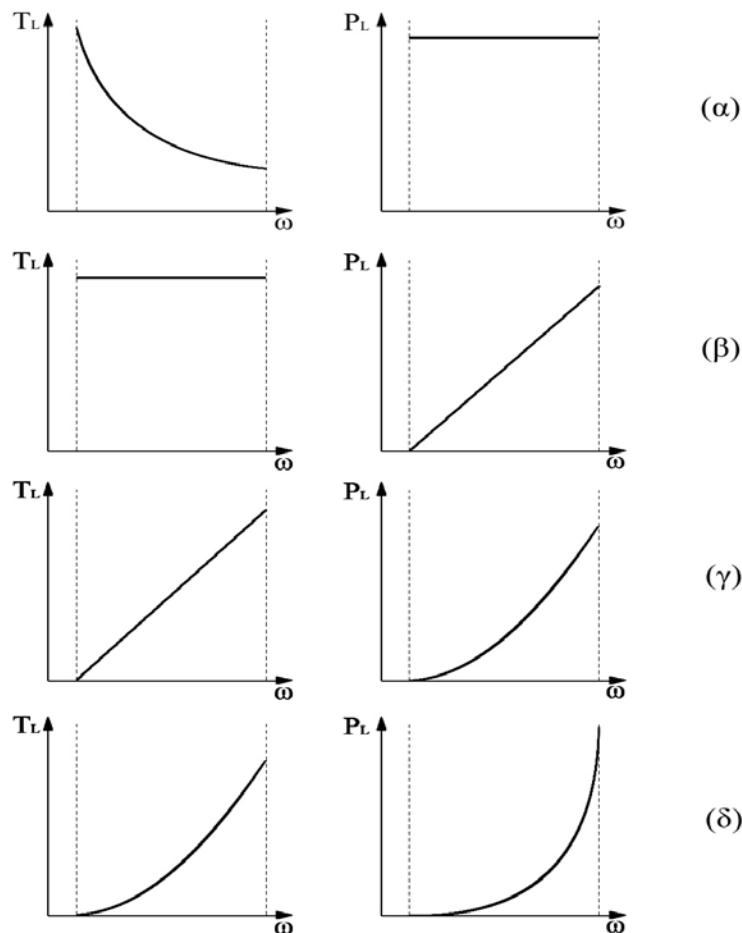
Στο κεφάλαιο 2 του παρόντος ακολουθεί μια εις βάθος ανάλυση της λειτουργίας και των χαρακτηριστικών των κινητήρων επαγωγής, όπου δίνεται και μια διευρυμένη βιβλιογραφία πάνω σ' αυτό το είδος κινητήρων.

1.3.4. Φορτίο

Φορτίο σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης ονομάζεται το μηχανικό, συνήθως, σύστημα που είναι συνδεδεμένο στον άξονα της ηλεκτρικής μηχανής και ανταλλάσσει με αυτήν μηχανική ενέργεια (είτε λαμβάνει οπότε έχουμε λειτουργία κινητήρα είτε προσφέρει οπότε έχουμε λειτουργία γεννήτριας). Το φορτίο είναι το πρωταρχικό στοιχείο ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και ο όλος σχεδιασμός του συστήματος γίνεται πάνω σε αυτό. Έτσι σκοπός κάθε συστήματος ηλεκτρικής κίνησης είναι να δώσει την κατάλληλη ενέργεια και με τον κατάλληλο τρόπο στο φορτίο του, ώστε αυτό να αποκτήσει την επιθυμητή συμπεριφορά.

Συνεπώς ο σχεδιασμός ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης ξεκινάει με την εξέταση του φορτίου που διαθέτουμε. Για το λόγο αυτό πριν να προχωρήσουμε σε οποιοδήποτε άλλο βήμα στον σχεδιασμό θα πρέπει απαραίτητως να γνωρίζουμε τις χαρακτηριστικές ροπής–ταχύτητας και ισχύος–ταχύτητας του φορτίου. Ακολουθούν τυπικές περιπτώσεις φορτίων που συναντώνται σε βιομηχανικές εφαρμογές μαζί με τις αντίστοιχες χαρακτηριστικές τους:

- **Φορτίο Σταθερής Ισχύος:** Η ροπή του φορτίου $T_L(\omega)$ είναι αντιστρόφως ανάλογη με την ταχύτητα ω . Η μηχανική ισχύς του φορτίου $P_L(\omega)$ παραμένει σταθερή. Οι χαρακτηριστικές γι' αυτήν την περίπτωση φαίνονται στο σχήμα 1.7(α). Τέτοιου τύπου φορτία είναι οι περισσότερες εργαλειομηχανές.
- **Φορτίο Σταθερής Ροπής:** Η ροπή του φορτίου $T_L(\omega)$ είναι σταθερή, ενώ η μηχανική ισχύς $P_L(\omega)$ είναι γραμμική συνάρτηση με την ταχύτητα ω . Οι χαρακτηριστικές γι' αυτήν την περίπτωση φαίνονται στο σχήμα 1.7(β). Τέτοιου τύπου φορτία είναι οι ταινιόδρομοι.
- **Φορτίο Γραμμικής Ροπής:** Η ροπή του φορτίου $T_L(\omega)$ είναι γραμμική, ενώ η μηχανική ισχύς $P_L(\omega)$ είναι παραβολική συνάρτηση με την ταχύτητα ω . Οι χαρακτηριστικές γι' αυτήν την περίπτωση φαίνονται στο σχήμα 1.7(γ). Τέτοιου τύπου φορτία είναι ορισμένοι ανεμιστήρες και φυγόκεντρες αντλίες ανάλογα με το είδος της φτερωτής τους.
- **Φορτίο Παραβολικής Ροπής:** Η ροπή του φορτίου $T_L(\omega)$ είναι παραβολική, ενώ η μηχανική ισχύς $P_L(\omega)$ είναι τρίτου βαθμού συνάρτηση με την ταχύτητα ω . Οι χαρακτηριστικές γι' αυτήν την περίπτωση φαίνονται στο σχήμα 1.7(δ). Τέτοιου τύπου φορτία είναι ορισμένοι ανεμιστήρες και φυγόκεντρες αντλίες ανάλογα με το είδος της φτερωτής τους.



Σχήμα 1.7: Χαρακτηριστικές ροπής-ταχύτητας και ισχύος-ταχύτητας τυπικών φορτίων:

- Φορτίο Σταθερής Ισχύος.
- Φορτίο Σταθερής Ροπής.
- Φορτίο Γραμμικής Ροπής.
- Φορτίο Παραβολικής Ροπής.

Ο σχεδιασμός του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, εφόσον πλέον γνωρίζουμε το είδος του φορτίου μπορεί να ξεκινήσει. Με την διαδικασία αυτή αποφεύγουμε δυσάρεστα φαινόμενα όπως υπερφόρτιση του κινητήρα, αστάθεια του συστήματος, αργή απόκριση, υπερθέρμανση και υπερβολική κατανάλωση ενέργειας που μπορεί να προκληθούν από την λανθασμένη εκτίμηση του τύπου φορτίου.

1.3.5. Σύστημα Παρακολούθησης και Ελέγχου

Όπως φανερώνει και ο τίτλος το σύστημα παρακολούθησης και ελέγχου έχει ως κύριο ρόλο την παρακολούθηση της λειτουργίας ολόκληρου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και την ανάληψη εκείνων των δράσεων ελέγχου που θα δώσουν στην έξοδο την επιθυμητή απόκριση.

Το σύστημα παρακολούθησης όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.1 λαμβάνει κάποια δεδομένα από τον κινητήρα. Τα δεδομένα αυτά μπορεί να προέρχονται από αισθητήρες και μετρητικές διατάξεις. Σε ένα βιομηχανικό περιβάλλον, όμως, όπου τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης λειτουργούν υπό αντίξοες συνθήκες (σκόνη, υγρασία κλπ.) η λειτουργία των αισθητήρων επηρεάζεται αρνητικά. Επίσης η ανάγκη για ύπαρξη αισθητήρων αυξάνει σημαντικά τόσο το κόστος προμήθειας και συντήρησης όσο και την πολυπλοκότητα της εγκατάστασης, μειώνοντας έτσι την αξιοπιστία της. Για το λόγο αυτό στα σύγχρονα συστήματα ελέγχου για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης υπάρχει συνήθως μια διάταξη που καλείται παρατηρητής (observer) ή εκτιμητής (estimator) και σκοπός του είναι να υποκαταστήσει τους περισσότερους αισθητήρες. Η λειτουργία του συνίσταται στην μαθηματική εκτίμηση των κρίσιμων μεγεθών του κινητήρα με χρήση των εξισώσεων που περιγράφουν τη λειτουργία του και ως μοναδικές εισόδους τις τάσεις τροφοδοσίας και τα ρεύματα γραμμής ή τα ρεύματα γραμμής και την ταχύτητα του δρομέα. Ένα τέτοιο σύστημα ελέγχου με παρατηρητή / εκτιμητή ονομάζεται σύστημα χωρίς αισθητήρες ανάδρασης (sensorless). Ο παρατηρητής / εκτιμητής είναι ένα πολύ σημαντικό υποσύστημα του συστήματος ελέγχου καθώς παρέχει στο σύστημα ελέγχου όλα εκείνα τα δεδομένα για την παρούσα κατάσταση του κινητήρα, όπως ταχύτητα περιστροφής, μαγνητική ροή, αναπτυσσόμενη ροπή, ισχύς κ.α., που είναι απαραίτητα για τη σωστή εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου.

Το σύστημα ελέγχου είναι το σύστημα εκείνο που ως είσοδο λαμβάνει την παρούσα και την επιθυμητή κατάσταση της ηλεκτρικής μηχανής και βάσει ενός αλγορίθμου ελέγχου δίνει τις κατάλληλες εντολές στον μετατροπέα ισχύος, ώστε η μηχανή να μεταβεί στην επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας. Οι εντολές αυτές για τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος είναι η κατάλληλη παλμοδότηση συγκεκριμένων κάθε φορά διακοπτικών στοιχείων που προκύπτουν από τον αλγόριθμο ελέγχου, για τον έλεγχο της έναυσης ή της σβέσης τους. Η μονάδα ελέγχου απαιτεί μια μονάδα επεξεργασίας που ανάλογα με την εφαρμογή μπορεί να είναι είτε ένας μικροεπεξεργαστής, είτε ένας αναλογικός υπολογιστής είτε ένας ψηφιακός επεξεργαστής σήματος (DSP) μαζί με τα απαραίτητα περιφερειακά του, είτε ακόμη και ένας προσωπικός υπολογιστής (PC), εφοδιασμένος με κατάλληλη κάρτα εισόδου-εξόδου. Το σύστημα ελέγχου εφαρμόζει με τη βοήθεια της μονάδας επεξεργασίας που διαθέτει τον εκάστοτε επιλεγμένο αλγόριθμο ελέγχου. Κατά καιρούς έχουν προταθεί διάφορες τεχνικές και αλγόριθμοι ελέγχου.

1.4 ΣΥΝΟΨΗ

Στο κεφάλαιο αυτό δόθηκε μια συνοπτική αλλά περιεκτική περιγραφή των πιο συχνά απαντούμενων στην πράξη Συστημάτων Ηλεκτρικής Κίνησης. Όπως έγινε φανερό υπάρχουν πολλές και διαφορετικές δυνατότητες σχεδιασμού και ελέγχου ενός συστήματος ηλεκτρικής

κίνησης τις οποίες ο Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Υπολογιστών πρέπει να γνωρίζει ενδελεχώς, ώστε να επιλέγει πάντοτε εκείνη που είναι καταλληλότερη για την εκάστοτε εφαρμογή.

Ο σχεδιασμός ενός ολοκληρωμένου συστήματος ηλεκτρικής κίνησης ξεκινάει με την εξέταση του τύπου του φορτίου. Ακολούθως επιλέγεται ο κατάλληλος ισχύος και ροπής κινητήρας ανάλογα με το είδος της εφαρμογής και άλλους οικονομοτεχνικούς παράγοντες. Με βάση το είδος του κινητήρα και την ισχύ του επιλέγεται ο σωστός μετατροπέας και το κατάλληλο σύστημα παρακολούθησης και ελέγχου για τον μετατροπέα αυτόν. Με τον όρο σύστημα ελέγχου αναφερόμαστε πλέον και στο υλικό και στο λογισμικό (αλγορίθμους) που αυτό περιέχει. Τέλος μετά τον σχεδιασμό έρχεται η υλοποίηση του συστήματος το οποίο θα πρέπει τελικά να λειτουργεί σύμφωνα με τις προδιαγραφές με τις οποίες σχεδιάστηκε.

Το θέμα της παρούσης εργασίας είναι η σύγκριση των πιο σημαντικών τεχνικών ελέγχου επαγωγικών κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος (ασύγχρονοι) που χρησιμοποιούνται σήμερα στην πράξη. Τα όσα αναφέρθηκαν μέχρι στιγμής για τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι ιδιαίτερα συνοπτικά και δόθηκαν για λόγους πληρότητας και για να αποκτήσει ο αναγνώστης μια γενική αίσθηση πάνω στο αντικείμενο. Τα επόμενα κεφάλαια περιλαμβάνουν την εις βάθος ανάλυση του επαγωγικού κινητήρα εναλλασσομένου ρεύματος, την ανάλυση της λειτουργίας του αντιστροφέα και την παρουσίαση των αλγορίθμων ελέγχου του. Η σύγκριση γίνεται μεταξύ των τριών σημαντικότερων τεχνικών ελέγχου εναλλασσόμενων κινητήρων επαγωγής που εφαρμόζονται σήμερα, οι οποίες με χρονολογική σειρά εμφάνισης είναι:

- ο Μονόμετρος (βαθμωτός) έλεγχος που περιλαμβάνει τη γνωστή τεχνική σταθερού λόγου της τάσης τροφοδοσίας προς τη συχνότητα τροφοδοσίας του ηλεκτρικού κινητήρα (Scalar Control with Constant V/f – Frequency Control).
- ο Διανυσματικός έλεγχος με την τεχνική προσανατολισμού πεδίου (Vector Control – Field Orientation Control).
- ο Άμεσος έλεγχος ροής και ροπής (Direct Torque and Flux Control – DTFC ή DTC).

Η σύγκριση γίνεται σε θεωρητικό επίπεδο, σε επίπεδο αποτελεσμάτων προσομοίωσης και σε επίπεδο πειραματικών αποτελεσμάτων που έχουν προκύψει από την εφαρμογή του ελέγχου σε πραγματικό χρόνο στην πρότυπη διάταξη αντιστροφέα και ηλεκτρικού κινητήρα επαγωγής που υπάρχει στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ.

2 ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης οι ασύγχρονοι τριφασικοί κινητήρες επαγωγής είναι οι συνηθέστερα χρησιμοποιούμενοι καλύπτοντας ένα ευρύτατο φάσμα εφαρμογών με απαιτήσεις ισχύος που ξεκινούν από μερικά κλάσματα του Watt και φτάνουν μέχρι χιλιάδες ή εκατομμύρια Watts. Αυτό συμβαίνει διότι παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα όπως μικρό βάρος και όγκο, υψηλή αξιοπιστία και απόδοση και μεγάλη διάρκεια ζωής χωρίς ιδιαίτερες ανάγκες συντήρησης. Όλα τα ανωτέρω χαρακτηριστικά σε συνδυασμό με τους μοντέρνους αντιστροφείς και τις προηγμένες τεχνικές ελέγχου τους καθιστούν την ιδανική επιλογή για τα περισσότερα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Το ενδιαφέρον για νέες εφαρμογές αυξάνεται συνεχώς και ήδη υπάρχει η τάση αντικατάστασης των κινητήρων συνεχούς ρεύματος σε βιομηχανικό επίπεδο από τους πιο οικονομικούς και αξιόπιστους κινητήρες επαγωγής. Συνεπώς το ερευνητικό ενδιαφέρον πάνω σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με ασύγχρονους τριφασικούς κινητήρες επαγωγής είναι διαρκώς διογκούμενο καθώς τα αποτελέσματα έχουν μεγάλη πρακτική αξία.

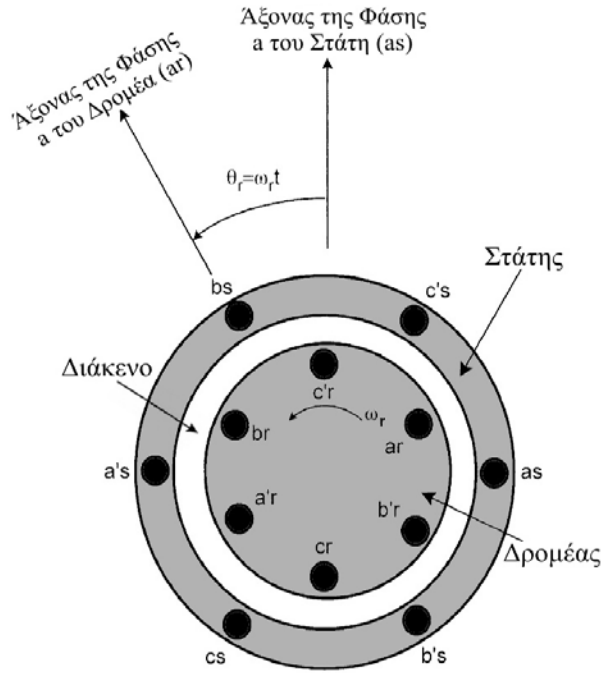
Στο κεφάλαιο αυτό θα προχωρήσουμε σε μια εις βάθος ανάλυση του ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα επαγωγής και της λειτουργίας του, θα προσεγγίσουμε τη λειτουργία του με μαθηματικά μοντέλα και θα δώσουμε τα αντίστοιχα ισοδύναμα κυκλώματα. Επίσης θα δοθεί το μαθηματικό υπόβαθρο για τον μετασχηματισμό συντεταγμένων σε πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων (ευθύς-d και εγκάρσιος-q) που στρέφονται με αυθαίρετη ταχύτητα. Τέλος θα μετασχηματιστεί το μοντέλο του κινητήρα σε ένα τέτοιο πλαίσιο και θα δοθούν οι σχετικές εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία του.

Η προσέγγιση αυτή είναι αναγκαία πριν προχωρήσουμε στις τεχνικές ελέγχου ενός τέτοιου κινητήρα, καθώς κάθε έλεγχος προϋποθέτει την πλήρη και ακριβή πρότερη γνώση του ελεγχόμενου συστήματος, που στην περίπτωσή μας είναι ο ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας επαγωγής.

2.2 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

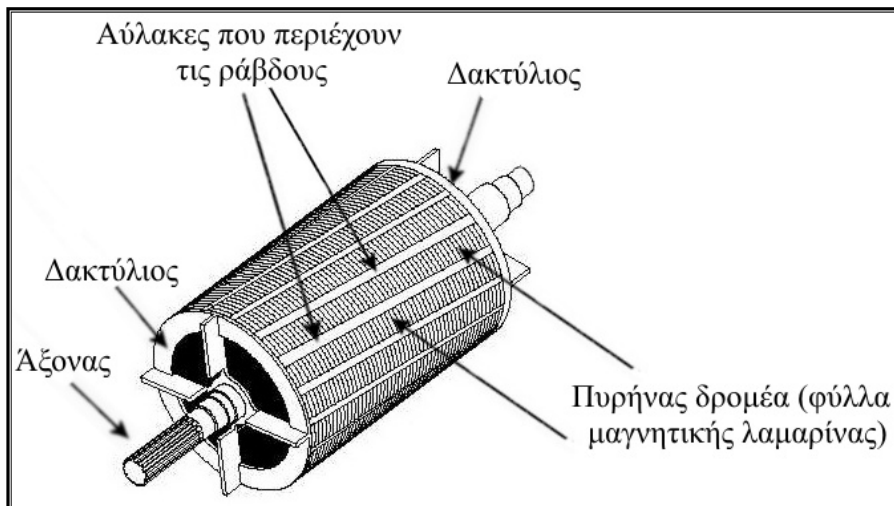
Ο ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας επαγωγής, όπως και κάθε κινητήρας, αποτελεί μια συσκευή ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας. Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 1.3.3 διακρίνουμε δύο είδη ασύγχρονων κινητήρων επαγωγής ανάλογα με τη διαμόρφωση του δρομέα τους: τους κινητήρες τυλιγμένου δρομέα και τους κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού), με τους τελευταίους να είναι συνηθέστερα χρησιμοποιούμενοι σε βιομηχανικές εφαρμογές. Η διάκριση αυτή θα φωτιστεί περισσότερο στις ακόλουθες παραγράφους. Αυτό που θα πρέπει να τονιστεί σε αυτό το σημείο είναι ότι η αρχή λειτουργίας και των δύο παραπάνω τύπων ασύγχρονων κινητήρων επαγωγής είναι ακριβώς η ίδια. Επίσης επειδή η συντριπτική πλειοψηφία των πρακτικών εφαρμογών μεγάλης ισχύος αφορούν τριφασικούς κινητήρες θα περιορίσουμε την ανάλυσή μας μόνο σε αυτούς.

Ο απλούστερος ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας επαγωγής είναι ο διπολικός (το μαγνητικό πεδίο που δημιουργεί εμφανίζει δύο αντίθετους μαγνητικούς πόλους – δηλαδή ένα ζεύγος μαγνητικών πόλων – και ομοιάζει πολύ με το πεδίο ενός ραβδόμορφου μαγνήτη που στρέφεται). Ένας τυπικός διπολικός τριφασικός ασύγχρονος κινητήρας επαγωγής απεικονίζεται σχηματικά στο σχήμα 2.1. Όπως παρατηρούμε αποτελείται από δύο διακριτά τμήματα: τον στάτη ο οποίος είναι ένας κοίλος κύλινδρος και τον δρομέα ο οποίος είναι ένας



Σχήμα 2.1: Τυπικός ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας επαγωγής με δύο πόλους (διπολικός).

συμπαγής κύλινδρος, ο οποίος περιστρέφεται εντός του στάτη. Στον στάτη φαίνονται ως συγκεντρωμένα πηνία τα τυλίγματα των τριών φάσεων, τα οποία μπορεί να συνδέονται είτε σε συνδεσμολογία αστέρα είτε σε συνδεσμολογία τριγώνου. Τα τυλίγματα αυτά είναι κατανομημένα ημιτονοειδώς στην επιφάνεια του δρομέα και βρίσκονται μέσα σε ειδικές διαμορφώσεις της επιφάνειάς του, τις αύλακες. Αν ο κινητήρας είναι τυλιγμένου δρομέα, ο δρομέας του αποτελείται από τριφασικά τυλίγματα που είναι παρόμοια με τα τυλίγματα του στάτη. Στην περίπτωση του κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού), ο δρομέας αποτελείται από έναν κλωβό από αγωγίμο υλικό ο οποίος συνίσταται από διαμήκειες ράβδους που ενώνονται με δύο μεταλλικούς δακτύλιους στα άκρα τους (Σχήμα 2.2). Δεν απαιτεί καμία εξωτερική τροφοδοσία ενώ στις ράβδους του αναπτύσσονται ρεύματα εξ επαγωγής με μικρή συχνότητα (εξ' ου και η ονομασία κινητήρας επαγωγής). Αξίζει στο σημείο αυτό να τονίσουμε ότι υπάρχουν διάφορες κατασκευαστικές διαφοροποιήσεις του κλωβού (λ.χ. κινητήρες βαθέων αυλακών, κινητήρες διπλού κλωβού κ.α.), ενώ τα υλικά από τα οποία κατασκευάζεται είναι ο χαλκός ή το αλουμίνιο, ανάλογα με την εφαρμογή.



Σχήμα 2.2: Δρομέας της ασύγχρονης μηχανής επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού).

Επίσης οι ράβδοι του κλωβού δεν είναι κάθετες στους δακτυλίους αλλά παρουσιάζουν κλίση κατά μία αύλακα (βλέπε σχήμα 2.2). Με τη διαμόρφωση αυτή πετυχαίνουμε να μην συμπίπτουν οι αρμονικές χώρου στάτη και δρομέα και έτσι δεν ενισχύονται. Ο πυρήνας τόσο του στάτη όσο και του δρομέα κατασκευάζεται από φύλλα μικρού πάχους από γαλβανισμένη μαγνητική λαμαρίνα για την αποφυγή ανάπτυξης δινορρευσμάτων, ενώ τα τυλίγματα συνήθως κατασκευάζονται από χαλκό. Το διάκενο της μηχανής είναι πρακτικά ομοιόμορφο.

2.2.1. Περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο

Η βασικότερη αρχή λειτουργίας των ασύγχρονων τριφασικών μηχανών επαγωγής είναι η δημιουργία ενός περιστρεφόμενου στον χώρο και ημιτονοειδώς κατανομημένου στο διάκενο μαγνητικού πεδίου (αμελώντας την επίδραση των αρμονικών οδόντων και χώρου και θεωρώντας ιδανική ημιτονοειδή τροφοδοσία). Το περιστρεφόμενο αυτό πεδίο δημιουργείται από τα τριφασικά τυλίγματα που βρίσκονται στον στάτη, όταν αυτά τροφοδοτούνται από μια τριφασική πηγή συμμετρικών ημιτονοειδών τάσεων. Η ταχύτητα περιστροφής του πεδίου που δημιουργείται είναι η σύγχρονη ταχύτητα.

Στο σημείο αυτό είναι αναγκαίο να γίνει μια παρένθεση ώστε να διευκρινιστεί και να γίνει σαφής η διαφορά μεταξύ ηλεκτρικής ταχύτητας περιστροφής και μηχανικής ταχύτητας περιστροφής. Οι μηχανικές μοίρες (μηχανική γωνία στάτη) με τις ηλεκτρικές μοίρες (ένα ζεύγος πόλων καταλαμβάνει 360° ηλεκτρικές μοίρες) συνδέονται με τη σχέση:

$$\text{deg}_{(\eta\lambda\epsilon\kappa\tau\rho.)} = \frac{P}{2} \cdot \text{deg}_{(\mu\eta\chi.)} \quad (2.1)$$

όπου P ο αριθμός των πόλων της μηχανής. Εδώ εφόσον έχουμε διπολική μηχανή οι ηλεκτρικές με τις μηχανικές μοίρες ταυτίζονται και άρα δεν είναι απαραίτητη περαιτέρω διάκριση. Για τετραπολικές και γενικά πολύ-πολικές μηχανές όμως η διασάφηση σχετικά με το ποια ταχύτητα εννοείται κάθε φορά είναι αναγκαία.

Η δημιουργία του περιστρεφόμενου μαγνητικού πεδίου μπορεί να παρουσιαστεί είτε γραφικά είτε αναλυτικά. Θεωρούμε το τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών ρευμάτων που διέρχονται από τα τριφασικά τυλίγματα του στάτη (φαίνεται στο σχήμα 2.3):

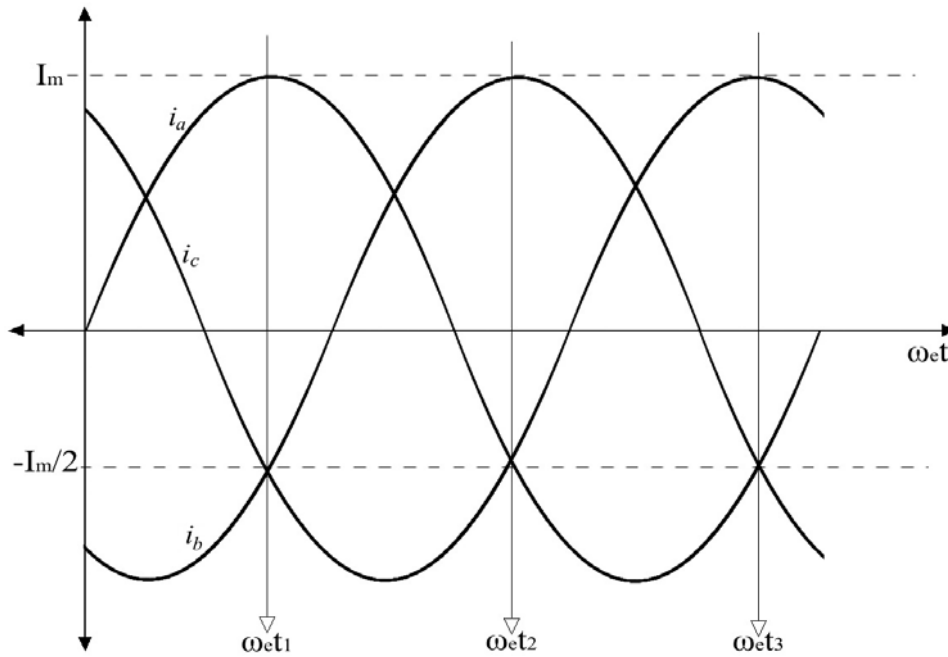
$$i_a = I_m \cos(\omega_e t) \quad (2.2)$$

$$i_b = I_m \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

$$i_c = I_m \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad \eta \quad i_c = I_m \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

Το συνολικό κύμα ΜΕΔ του στάτη, το οποίο έχει ημιτονοειδή χωρική κατανομή και στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα προκύπτει από την επαλληλία των ΜαγνητΕγερτικών Δυνάμεων (ΜΕΔ) που προκαλεί το κάθε ένα από τα τυλίγματα των τριών φάσεων ξεχωριστά. Στο σχήμα 2.3 φαίνεται το τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών ρευμάτων που διέρχονται από τα τριφασικά τυλίγματα του στάτη και οι χρονικές στιγμές (γωνίες) για τις οποίες δίνουμε την ανάλυση του κύματος ΜΕΔ της μηχανής στο σχήμα 2.4.

Στο σχήμα 2.4 αναλύεται διαδοχικά η κατάσταση του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής κατά τις τρεις διαδοχικές χρονικές στιγμές (γωνίες) που φαίνονται στο σχήμα 2.3. Όπως έχουμε ήδη προαναφέρει το συνολικό κύμα ΜΕΔ της μηχανής έχει ημιτονοειδή χωρική κατανομή, περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα και προκύπτει από την επαλληλία των ΜαγνητΕγερτικών Δυνάμεων (ΜΕΔ) που προκαλεί το κάθε ένα από τα τριφασικά τυλίγματα ξεχωριστά. Έτσι την πρώτη χρονική στιγμή (που αντιστοιχεί στο πρώτο από τα σχήματα του 2.4) βλέπουμε ότι το ρεύμα της φάσης Α είναι μέγιστο θετικό, ενώ τα ρεύματα των φάσεων Β και C είναι αρνητικά και ίσα με το μισό του ρεύματος της Α. Η κατάσταση αυτή απεικονίζεται στον στάτη της μηχανής (σχήμα 2.4). Κάθε τύλιγμα σε αυτό το στιγμιότυπο



Σχήμα 2.3: Τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών ρευμάτων που διέρχονται από τα τριφασικά τυλίγματα του στάτη και χρονικές στιγμές (γωνίες) για τις οποίες δίνουμε την ανάλυση του κύματος ΜΕΔ της μηχανής στο σχήμα 2.4.

προκαλεί μια μαγνητική ροή Φ , το μέτρο της οποίας είναι ανάλογο του μέτρου του ρεύματος που διαρρέει το τυλίγμα και η φορά της προκύπτει με τον κανόνα του δεξιού χεριού. Εντός της μηχανής παριστάνονται τα διανύσματα των επιμέρους ροών καθώς και το αποτέλεσμα της επαλληλίας (πρόσθεσης) αυτών. Δεξιά από τη μηχανή φαίνεται το ανάπτυγμα των τυλιγμάτων της. Όπως είπαμε η χωρική κατανομή της ροής είναι ημιτονοειδής. Αυτό εξηγείται από το ότι η ροή είναι μέγιστη στο κέντρο του τυλιγματος, ενώ μηδενίζεται στα σημεία των αγωγών (αυτό είναι φανερό αν λ.χ. εξετάσουμε τη ροή της φάσης Α). Επίσης, εφόσον από το τυλίγμα της φάσης Α διέρχεται διπλάσιο ρεύμα, αυτό θα προκαλεί και διπλάσια μαγνητική ροή. Πάνω στο ανάπτυγμα των τυλιγμάτων του στάτη φαίνονται οι κυματομορφές των επιμέρους ροών αλλά και το αποτέλεσμα της επαλληλίας τους, δηλαδή η συνολική μαγνητική ροή της μηχανής. Τα δύο άλλα διαγράμματα για τις δύο άλλες χρονικές στιγμές εξηγούνται με ακριβώς τον ίδιο τρόπο.

Η θεώρηση των τριών αυτών στιγμιότυπων του κύματος ΜΕΔ που δημιουργεί στη μηχανή ο στάτης μας δίνει μια αίσθηση για το πώς δημιουργείται το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στη μηχανή. Αν παρατηρήσουμε τον στάτη της μηχανής στα τρία διαδοχικά σχήματα βλέπουμε ότι το διάνυσμα της ολικής μαγνητικής ροής ($\Phi_{ολ}$) της μηχανής περιστρέφεται (όπως σημειώνεται και με το αντίστοιχο βέλος). Η ταχύτητα περιστροφής του πεδίου αυτού (δηλαδή του κύματος της ΜΕΔ) είναι η σύγχρονη ενώ αν λάβουμε στιγμιότυπα του κύματος αυτού θα δούμε ότι εμφανίζει ημιτονοειδή χωρική κατανομή. Επομένως τα στιγμιότυπα των μαγνητικών ροών που φαίνονται για τις τρεις χρονικές στιγμές στο σχήμα 2.4 μπορούν και αυτά να δώσουν την εικόνα περιστροφής του κύματος ΜΕΔ, αν φανταστούμε ότι οι κυματομορφές που φαίνονται σε αυτά κινούνται κατά τον οριζόντιο άξονα με σύγχρονη ταχύτητα και ότι τα τρία αυτά διαγράμματα αποτελούν στιγμιότυπα (δηλαδή φωτογραφίες) της νοητής κίνησης αυτής.

Η αναλυτική έκφραση για την στιγμιαία τιμή των επιμέρους κυμάτων ΜΕΔ των τριών φάσεων σε τυχαία γωνία περιστροφής θ έχει ως εξής:

$$\Phi_a(\theta) = N \cdot i_a \cdot \cos(\theta) \tag{2.5}$$

$$\Phi_b(\theta) = N \cdot i_b \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.6}$$

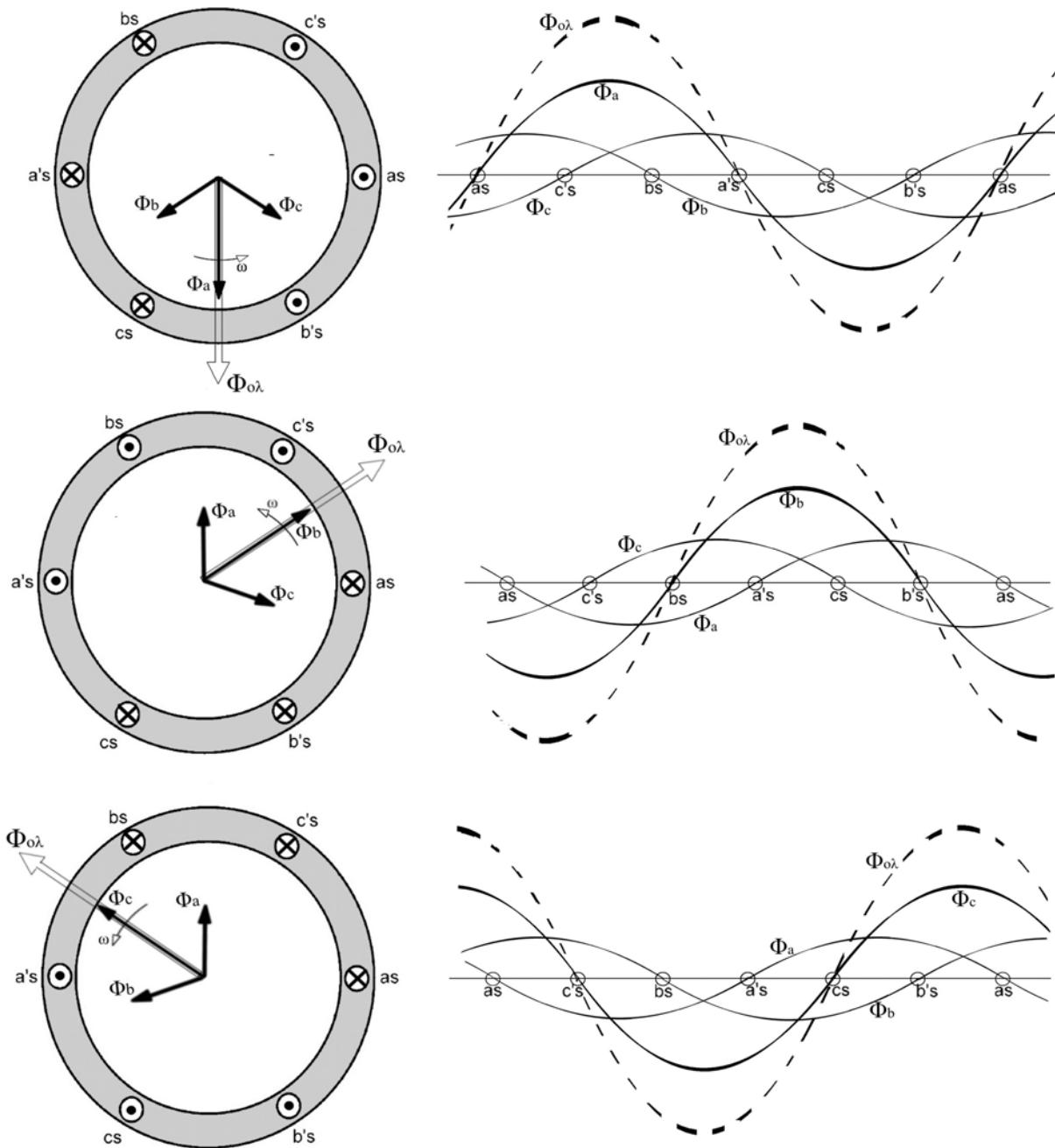
$$\Phi_c(\theta) = N \cdot i_c \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad \text{ή} \quad \Phi_c(\theta) = N \cdot i_c \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.7)$$

όπου N ο αριθμός ελιγμάτων στο τυλίγμα της κάθε φάσης. Παρατηρούμε ότι, όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4, τα κύματα ΜΕΔ των τριών φάσεων του στάτη εμφανίζουν μεταξύ τους χωρική μετατόπιση 120°. Η συνολική ΜΕΔ που προκύπτει από την επαλληλία των παραπάνω κυμάτων ΜΕΔ θα είναι:

$$\Phi_{ολ}(\theta) = \Phi_a(\theta) + \Phi_b(\theta) + \Phi_c(\theta) \quad (2.8)$$

και αντικαθιστώντας από τις 2.5-2.7 με εφαρμογή ιδιοτήτων τριγωνομετρικών αριθμών λαμβάνουμε την παρακάτω μαθηματική έκφραση για το αναπτυσσόμενο κύμα ΜΕΔ:

$$\Phi_{ολ}(\theta, t) = \frac{3}{2} \cdot N \cdot I_m \cdot \cos(\omega_e t - \theta) \quad (2.9)$$



Σχήμα 2.4: Εξήγηση της δημιουργίας του κύματος ΜΕΔ της μηχανής για τις τρεις χρονικές στιγμές που φαίνονται στο σχήμα 2.3. Αριστερά βλέπουμε την κατάσταση στον στάτη της μηχανής, ενώ δεξιά το ανάπτυγμα των τυλιγμάτων του στάτη και τη δημιουργία των κυμάτων ΜΕΔ.

Η παραπάνω μαθηματική εξίσωση (2.9) περιγράφει αναλυτικά το κύμα της ΜΕΔ του στάτη. Το πλάτος του κύματος είναι $\frac{3}{2} \cdot N \cdot I_m$ και περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα ω_e . Όπως εξηγήσαμε και παραπάνω σε μία διπολική μηχανή το κύμα ΜΕΔ εκτελεί μια πλήρη περιστροφή ανά περίοδο. Σε μια πολύ-πολική μηχανή όμως αυτό δεν ισχύει και η σύγχρονη μηχανική ταχύτητα περιστροφής του κύματος ΜΕΔ n_e σε Στροφές Ανά Λεπτό (ΣΑΛ) δίνεται από τη σχέση:

$$n_e = \frac{120 \cdot f_e}{P} \quad (\text{σε ΣΑΛ}) \quad (2.10)$$

όπου $f_e = \frac{\omega_e}{2\pi}$ σε Hz είναι η συχνότητα τροφοδοσίας του στάτη.

2.2.2. Ανάπτυξη Ροπής

Θεωρούμε μια ασύγχρονη τριφασική μηχανή επαγωγής, ο δρομέας της οποίας είναι αρχικά ακίνητος. Εάν τροφοδοτήσουμε κατάλληλα τα τριφασικά τυλίγματα του στάτη θα αναπτυχθεί στη μηχανή ένα περιστρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα μαγνητικό πεδίο (κύμα ΜΕΔ) με ημιτονοειδή χωρική κατανομή, όπως εξηγήσαμε αναλυτικά παραπάνω στην παράγραφο 2.2.1. Το περιστρεφόμενο αυτό μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται στην μηχανή εμπλέκει μεταξύ άλλων και τα τυλίγματα του ακίνητου δρομέα (ο όρος τυλίγματα είναι γενικός και δεν αναφέρεται σε κινητήρα τυλιγμένου δρομέα – και ο κινητήρας βραχυκυκλωμένου δρομέα διαθέτει «ισοδύναμα» τυλίγματα που δεν είναι άλλα από τους αγωγίσιμους βρόχους που σχηματίζονται από τις ράβδους και τους δακτυλίους του κλωβού). Η μεταβολή της μαγνητικής ροής μέσα στα τυλίγματα του δρομέα επάγει σε αυτά ρεύματα τα οποία, εφόσον ο δρομέας είναι ακόμα ακίνητος, έχουν ίδια συχνότητα με αυτά του στάτη. Επομένως και ο δρομέας στην φάση αυτή δημιουργεί ένα περιστρεφόμενο κύμα ΜΕΔ, όμοιο με αυτό του στάτη, εντός της μηχανής. Η αλληλεπίδραση των δύο αυτών κυμάτων ΜΕΔ, δηλαδή του κύματος ΜΕΔ του στάτη και του εξ' επαγωγής κύματος ΜΕΔ του δρομέα, οδηγούν στην ανάπτυξη ροπής από τη μηχανή (βλέπε σχήμα 2.5).

Οι εξισώσεις τάσης για την μηχανή επαγωγής του σχήματος 2.1 είναι χρονομεταβλητές λόγω της μεταβολής των αλληλεπαγωγών στάτη-δρομέα κατά την περιστροφή της μηχανής και δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$\begin{aligned} v_{as} &= R_s \cdot i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \\ v_{bs} &= R_s \cdot i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \\ v_{cs} &= R_s \cdot i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \end{aligned} \quad (2.11)$	$\begin{aligned} v_{ar} &= R_r \cdot i_{ar} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \\ v_{br} &= R_r \cdot i_{br} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \\ v_{cr} &= R_r \cdot i_{cr} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (2.12)$
--	--

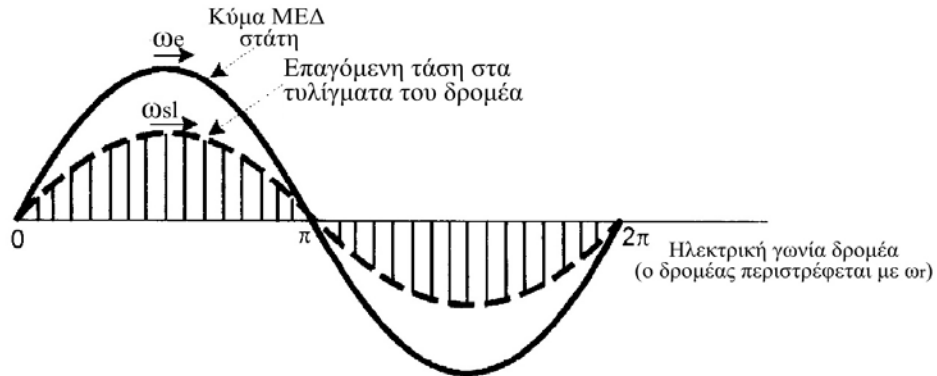
όπου R_s και R_r οι ωμικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα αντιστοίχως και λ_{ij} η πεπλεγμένη ροή που διέρχεται από το τυίγμα της φάσης i του στάτη αν $j \rightarrow s$ ή του δρομέα αν $j \rightarrow r$.

Στη σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής, επειδή ο δρομέας και το πεδίο στρέφονται με την ίδια ταχύτητα, δεν παρατηρείται μεταβολή της μαγνητικής ροής μέσα από τα τυλίγματα του δρομέα και ανάπτυξη ρευμάτων εξ' επαγωγής στον δρομέα. Συνεπώς στην σύγχρονη ταχύτητα ο δρομέας δεν δημιουργεί κύμα ΜΕΔ εξ' επαγωγής που να αλληλεπιδρά με το κύμα ΜΕΔ του στάτη και ως εκ τούτου η μηχανή δεν αναπτύσσει ροπή. Σε κάθε άλλη ταχύτητα διαφορετική από τη σύγχρονη έχουμε μεταβολή της εμπλεκόμενης ροής και συνεπώς ανάπτυξη επαγωγικών ρευμάτων, δημιουργία κύματος ΜΕΔ από το δρομέα και άρα τελικά ανάπτυξη ροπής από τον κινητήρα. Η διαφορά της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα από την σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής μας οδηγεί στον ορισμό ενός νέου μεγέθους, της ανά

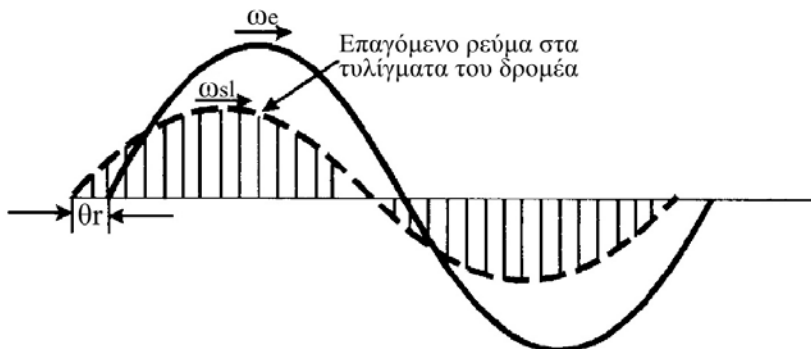
μονάδα ολίσθησης (s). Η ανά μονάδα ολίσθηση ή απλά ολίσθηση δίνεται από την εξής σχέση:

$$s = \frac{n_e - n_r}{n_e} = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e} \quad (2.13)$$

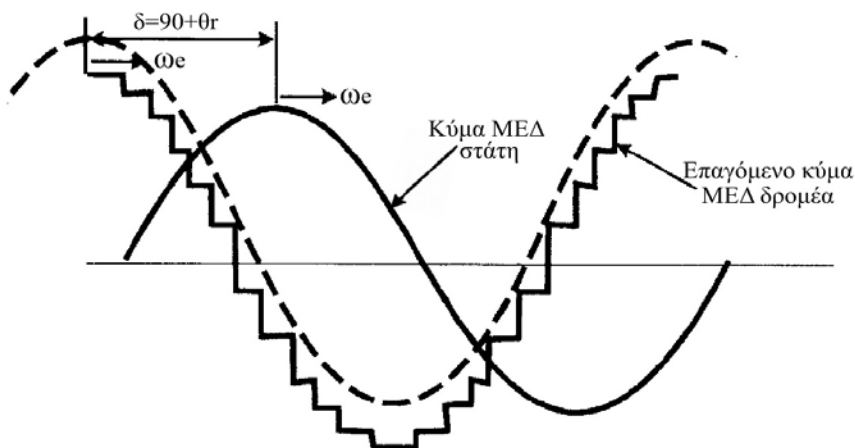
όπου ω_e η σύγχρονη κυκλική συχνότητα, ω_r η πραγματική κυκλική συχνότητα περιστροφής της μηχανής και ω_{sl} η κυκλική συχνότητα ολίσθησης (σε rad/s). Όπως είναι φανερό η ολίσθηση μπορεί να πάρει και αρνητικές τιμές (για λειτουργία γεννήτριας) ενώ τυπικές τιμές της είναι 0,01-0,05αμ.



(α) Επαγόμενη τάση στον δρομέα



(β) Επαγόμενο ρεύμα στον δρομέα



(γ) Επαγόμενο κύμα ΜΕΔ δρομέα

Σχήμα 2.5: Ανάπτυξη ροπής από την αλληλεπίδραση των κυμάτων ΜΕΔ στάτη και δρομέα κατά την εκκίνηση του κινητήρα.

Οι μαγνητικοί πόλοι που έχουν δημιουργηθεί εξ' επαγωγής στον δρομέα, εφόσον και αυτοί περιστρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα, ολισθαίνουν σε σχέση με τον δρομέα με την

ίδια ολίσθηση (s), παρακολουθώντας τους αντίστοιχους πόλους του στάτη. Στο σχήμα 2.5(α) φαίνεται η επαγόμενη τάση στον δρομέα η οποία έχει τη συχνότητα ολίσθησης, αφού προκαλείται λόγω της ολίσθησης και της επακόλουθης μεταβολή της εμπλεκόμενης μαγνητικής ροής (το στιγμιότυπο του σχήματος 2.5 αναφέρεται στην εκκίνηση του κινητήρα). Στο σχήμα 2.5(β) βλέπουμε το επαγόμενο ρεύμα στον δρομέα, το οποίο εμφανίζει μια διαφορά φάσης (θ_r) σε σχέση με την τάση, λόγω του μη μοναδιαίου συντελεστή ισχύος του δρομέα. Τέλος στο σχήμα 2.5(γ) φαίνονται τα δύο κύματα ΜΕΔ εντός της μηχανής. Το επαγόμενο κύμα ΜΕΔ του δρομέα είναι συμφασικό με το επαγόμενο στον δρομέα ρεύμα και παρουσιάζει την κλιμακωτή μορφή του σχήματος, λαμβάνοντας υπόψη και τις αρμονικές χώρου που προκαλούνται από την μη συνεχή ύπαρξη αυλακών με τυλίγματα στον δρομέα, η οποία είναι φυσική από την κατασκευή της μηχανής. Το επαγόμενο κύμα ΜΕΔ προσεγγίζεται όμως από τη θεμελιώδη ημιτονοειδή κυματομορφή του, η οποία όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.5(γ) –με τη διακεκομμένη γραμμή– παρουσιάζει διαφορά φάσης $\delta=90^\circ+\theta_r$ από το κύμα ΜΕΔ του στάτη. Στο σημείο αυτό είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι, εφόσον ο δρομέας περιστρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα δρομέα και οι μαγνητικοί του πόλοι εξ επαγωγής ολισθαίνουν πάνω του παρακολουθώντας τους αντίστοιχους μαγνητικούς πόλους του στάτη, και τα δύο κύματα ΜΕΔ, στη μόνιμη κατάσταση, θα κινούνται με την ίδια ταχύτητα εντός της μηχανής που δεν είναι άλλη από τη σύγχρονη.

Η αιτία ανάπτυξης της ροπής είναι η τάση του δρομέα να ελαττώσει την μαγνητική δυναμική του ενέργεια. Η μαγνητική ενέργεια του δρομέα θα γίνει ελάχιστη, ιδανικά, όταν οι μαγνητικοί πόλοι που έχουν δημιουργηθεί εξ' επαγωγής στον δρομέα περιστρέφονται παρακολουθώντας ακριβώς απέναντί τους τους αντίθετους μαγνητικούς πόλους του στάτη ($\delta=180^\circ$). Τότε δεν υπάρχει αλληλεπίδραση μεταξύ των δύο κυμάτων ΜΕΔ δρομέα και στάτη και η μηχανή ισορροπεί, περιστρεφόμενη με τη σύγχρονη ταχύτητα. Εάν κάποια ηλεκτρομηχανική διαταραχή εκτρέψει τη μηχανή από αυτήν την κατάσταση λειτουργίας, αυτή θα αναπτύξει την κατάλληλη ροπή ώστε να επανέλθει στην κατάσταση αυτή. Μία έκφραση για την αναπτυσσόμενη από τη μηχανή ροπή είναι η εξής:

$$T_e = \pi \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot L \cdot R \cdot B_p \cdot \Phi_p \cdot \sin \delta \quad (2.14)$$

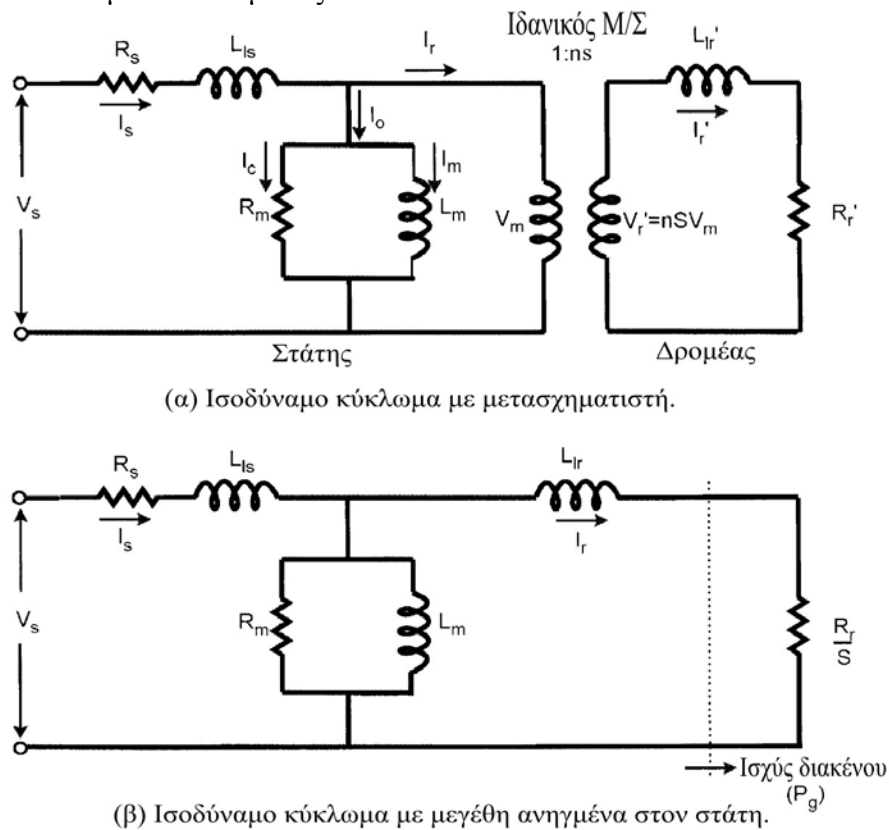
όπου P ο αριθμός πόλων της μηχανής, L το αξονικό μήκος της μηχανής, R η ακτίνα της μηχανής, B_p το πλάτος του κύματος ΜΕΔ δρομέα (ή πυκνότητας μαγνητικής ροής διακένου), Φ_p το πλάτος της ΜΕΔ εξ' επαγωγής δρομέα και $\delta=90^\circ+\theta_r$ η γωνία ροπής του κινητήρα. Άλλες εκφράσεις για την αναπτυσσόμενη ροπή θα δοθούν στα επόμενα.

2.2.3. Ισοδύναμα Κυκλώματα

Για την ακριβή μελέτη της λειτουργίας της ασύγχρονης τριφασικής ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής θα πρέπει να βασιστούμε στα περίπλοκα και συχνά δυσνόητα ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα που συνδέονται με τη λειτουργία της και περιγράψαμε αναλυτικά στις παραγράφους 2.2.1 και 2.2.2. Επειδή κάτι τέτοιο είναι ιδιαίτερα δύσκολο και καθόλου πρακτικό έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα της μηχανής για να προσομοιώσουν και να προσεγγίσουν τη λειτουργία της στην εκάστοτε λειτουργική κατάσταση. Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε το συνηθέστερα χρησιμοποιούμενο μοντέλο της ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής, το οποίο αφορά την ανάλυση και την πρόβλεψη της συμπεριφοράς της μηχανής στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, καθώς και τα σχετικά ισοδύναμα ηλεκτρικά κυκλώματα.

Για τη μοντελοποίηση της μηχανής χρήσιμο είναι να την θεωρήσουμε ως έναν περιστρεφόμενο μετασχηματιστή. Αν το δούμε λίγο φιλοσοφικά και ο μετασχηματιστής είναι μια, στατική βέβαια, ηλεκτρική μηχανή που διαθέτει δύο τυλίγματα, τα οποία εμπλέκονται μαγνητικά και αυτεπάγουν και αλληλεπάγουν ρεύματα, δηλαδή η λειτουργία του στηρίζεται επίσης στο φαινόμενο της ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής. Επομένως το μοντέλο της

ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής θα ομοιάζει του μοντέλου ενός μετασχηματιστή. Στο σχήμα 2.6 φαίνεται το ανά φάση ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα της ασύγχρονης τριφασικής ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής που προκύπτει από το μοντέλο λειτουργίας της κατά τη μόνιμη κατάσταση μόνο. Στην συνέχεια θα αναλύσουμε το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα και θα αναφερθούμε σύντομα στο πραγματικό φυσικό φαινόμενο που μοντελοποιεί το κάθε στοιχείο του ισοδύναμου κυκλώματος.



Σχήμα 2.6: Ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα της ασύγχρονης τριφασικής μηχανής επαγωγής στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Στον στάτη της μηχανής εφαρμόζεται η τάση V_s της πηγής (δίκτυο). Ανάλογα με το αν τα τριφασικά τυλίγματα της μηχανής είναι συνδεδεμένα κατ' αστέρα ή σε τρίγωνο η τάση αυτή είναι η φασική ή η πολική τάση του δικτύου αντίστοιχα. Το ανά φάση τύλιγμα του στάτη παρίσταται από μια ωμική αντίσταση R_s και μια επαγωγή L_{ls} (πηνίο). Η αντίσταση προσομοιώνει τις απώλειες Joule (θερμότητα) στο τύλιγμα λόγω της κυκλοφορίας ρεύματος σε αυτό, ενώ η επαγωγή προσομοιώνει τη σκέδαση (ροή που δημιουργείται από το τύλιγμα και εμπλέκει το ίδιο το τύλιγμα χωρίς να εμπλέκει άλλα τυλίγματα της μηχανής) του μαγνητικού πεδίου του τυλίγματος. Η επαγωγή L_{ls} ονομάζεται και αυτεπαγωγή του τυλίγματος του στάτη (stator leakage inductance). Ο εγκάρσιος κλάδος που ακολουθεί και αποτελείται από μια ωμική αντίσταση παράλληλα με μια επαγωγή καλείται κλάδος μαγνήτισης. Ο κλάδος μαγνήτισης διαρρέεται από το ρεύμα πυρήνα (I_o) το οποίο αποτελείται από δύο συνιστώσες: το ρεύμα απωλειών πυρήνα (I_c) και από το ρεύμα μαγνήτισης (I_m). Το ρεύμα απωλειών πυρήνα (I_c) διαρρέει την αντίσταση R_m , η οποία συμβολίζει τις θερμικές απώλειες του σιδηρομαγνητικού πυρήνα από τον συνεχή επαναπροσανατολισμό των στοιχειωδών μαγνητικών δίπολων του μαγνητικού υλικού (υστέρηση) και από τα δινορρεύματα. Το ρεύμα μαγνήτισης (I_m) διαρρέει την επαγωγή L_m , η οποία μοντελοποιεί το μαγνητικό πεδίο εντός της μηχανής που εμπλέκει τα τυλίγματα στάτη και δρομέα. Η επαγωγή L_m ονομάζεται και αλληλεπαγωγή τυλιγμάτων στάτη-δρομέα ή επαγωγή μαγνήτισης (magnetizing inductance). Στη συνέχεια, μέσω του πεδίου που έχει δημιουργηθεί εντός της μηχανής, ενέργεια περνά από το διάκενο προς τον δρομέα, στον οποίο επάγονται ηλεκτρικές

τάσεις και ακολούθως ηλεκτρικά ρεύματα. Το πέρασμα αυτό συμβολίζεται στο ισοδύναμο κύκλωμα με έναν ιδανικό μετασχηματιστή τάσης με λόγο μετασχηματισμού $1/(n \cdot s)$, όπου n ο λόγος του αριθμού των ελιγμάτων του τυλίγματος του δρομέα προς τον αριθμό των ελιγμάτων του τυλίγματος του στάτη και s η ανά μονάδα ολίσθηση. Η μετασχηματισμένη τάση εφαρμόζεται στους βρόχους του κλωβού (τα «ισοδύναμα» τυλίγματα του δρομέα) και ακολούθως επάγονται ρεύματα, τα οποία όπως έχει προαναφερθεί έχουν συχνότητα ίδια με τη συχνότητα ολίσθησης. Το ρεύμα του δρομέα περνάει από μία ωμική αντίσταση R_r' και μια επαγωγή L_{lr}' (πηνίο). Η αντίσταση προσομοιώνει τις απώλειες Joule (θερμότητα) στο τύλιγμα λόγω της κυκλοφορίας ρεύματος σε αυτό, ενώ η επαγωγή προσομοιώνει τη σκέδαση (ροή που δημιουργείται από το τύλιγμα και εμπλέκει το ίδιο το τύλιγμα χωρίς να εμπλέκει άλλα τυλίγματα της μηχανής) του μαγνητικού πεδίου του τυλίγματος. Η επαγωγή L_{lr} ονομάζεται και αυτεπαγωγή του τυλίγματος του δρομέα (rotor leakage inductance).

Αν θελήσουμε να αφαιρέσουμε τον ιδανικό μετασχηματιστή και να ανάγουμε όλα τα μεγέθη στον στάτη, θα πρέπει να αντικαταστήσουμε την ωμική αντίσταση R_r' και την επαγωγή L_{lr}' του δρομέα με τις ανηγμένες στον στάτη τιμές τους, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6(β) όπου:

$$R_r = \frac{R_r'}{n^2} \quad \text{και} \quad L_{lr} = \frac{L_{lr}'}{n^2} \quad (2.15)$$

Όταν η μηχανή στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα εμφανίζει μηδενική ολίσθηση ($s=0$). Τότε η αντίσταση του δρομέα R_r (ιδανικά) απειρίζεται και το ρεύμα του μηδενίζεται. Με μηδενικό ρεύμα δρομέα το μοναδικό ρεύμα που διαρρέει τη μηχανή είναι το ρεύμα πυρήνα. Επομένως από μετρήσεις που θα λάβουμε γι' αυτήν την κατάσταση λειτουργίας μπορούμε να υπολογίσουμε τα στοιχεία του κλάδου μαγνήτισης. Πολλές φορές μάλιστα, επειδή οι θερμικές απώλειες του πυρήνα είναι αρκετά μικρές, τις αμελούμε οπότε η ωμική αντίσταση R_m του κλάδου μαγνήτισης μπορεί σε αυτή την περίπτωση να απαλειφθεί. Όταν η μηχανή είναι ακίνητη εμφανίζει μοναδιαία ολίσθηση ($s=1$), επομένως η αντίσταση του δρομέα είναι η μικρότερη δυνατή και το ρεύμα του δρομέα το μεγαλύτερο δυνατό. Οι μετρήσεις που θα λάβουμε γι' αυτήν την κατάσταση λειτουργίας, με γνωστά τα στοιχεία του κλάδου μαγνήτισης, θα μας προσδιορίσουν τα στοιχεία σειράς (R_s, L_{ls}, R_r, L_{lr}). Παρατηρούμε ότι το ρεύμα του δρομέα εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το λόγο R_r/s , αφού για μικρές τιμές της ολίσθησης ισχύει $R_r/s \gg \omega_e \cdot L_{lr}$.

Αμέσως παρακάτω, στο σχήμα 2.7, φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα του μοντέλου της μηχανής που συμπληρώνει το παραπάνω ισοδύναμο κύκλωμα. Από το διάγραμμα αυτό προκύπτουν διάφορες εκφράσεις για τα χαρακτηριστικά μεγέθη λειτουργίας μιας ασύγχρονης τριφασικής μηχανής επαγωγής. Εφεξής αμελούμε τις θερμικές απώλειες πυρήνα. Η αναπτυσσόμενη από τη μηχανή ηλεκτρική ροπή δίνεται από τη σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \hat{\psi}_m \cdot \hat{I}_r \cdot \sin \delta \quad (2.16)$$

όπου $\hat{\psi}_m$ το πλάτος της πεπλεγμένης μαγνητικής ροής διακένου ανά πόλο που προκαλείται από το στάτη και \hat{I}_r το πλάτος του ρεύματος δρομέα. Η ισχύς εισόδου της μηχανής είναι:

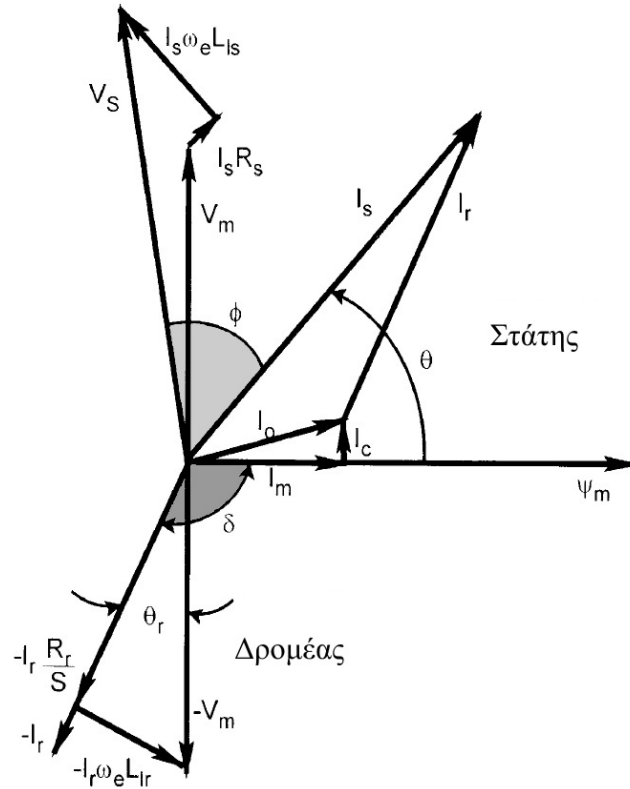
$$P_{in} = 3 \cdot \tilde{V}_s \cdot \tilde{I}_s \quad (2.17)$$

η ισχύς που περνάει στο διάκενο της μηχανής είναι:

$$P_g = 3 \cdot \tilde{I}_r^2 \cdot \frac{R_r}{s} \quad (2.18)$$

και η ηλεκτρική ισχύς εξόδου της μηχανής θα είναι:

$$P_o = 3 \cdot \tilde{I}_r^2 \cdot R_r \cdot \frac{1-s}{s} \quad (2.19)$$



Σχήμα 2.7: Διανυσματικό διάγραμμα για το ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα της ασύγχρονης τριφασικής μηχανής επαγωγής στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Η μηχανική ισχύς στον άξονα δίνεται από την σχέση:

$$P_{αξ.} = P_o - P_{τρ.} - P_{ανεμ.} \quad (2.20)$$

και είναι ίση με την ηλεκτρική ισχύ εξόδου μείον την ισχύ απωλειών λόγω τριβών και ανεμισμού. Εφόσον μάλιστα η ηλεκτρική ισχύς εξόδου είναι το γινόμενο της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής με την μηχανική ταχύτητα περιστροφής της μηχανής θα ισχύει ότι:

$$T_e = \frac{P_o}{\omega_m} = \frac{3 \cdot \tilde{I}_r^2 \cdot R_r \cdot \frac{1-s}{s}}{\omega_m} = 3 \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \tilde{I}_r^2 \cdot \frac{R_r}{s \cdot \omega_e} = \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \frac{P_g}{\omega_e} \quad (2.21)$$

Επίσης επειδή:

$$P_g = 3 \cdot \tilde{V}_m \cdot \tilde{I}_s \cdot \sin \theta \quad (2.22)$$

με $\tilde{V}_m = \omega_e \cdot \tilde{\psi}_m$, όπου $\tilde{\psi}_m = L_m \cdot \tilde{I}_m$ και $\tilde{I}_s \cdot \sin \theta = \tilde{I}_r \cdot \sin \delta$ μπορούμε να δώσουμε μια πιο περιεκτική έκφραση για την αναπτυσσόμενη ροπή της μηχανής:

$$\begin{aligned} T_e &= 3 \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \tilde{\psi}_m \cdot \tilde{I}_r \cdot \sin \delta = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \hat{\psi}_m \cdot \hat{I}_r \cdot \sin \delta = \\ &= \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot L_m \cdot \tilde{I}_m \cdot I_a \end{aligned} \quad (2.23)$$

όπου $\hat{\psi}_m$ και \hat{I}_r είναι τα πλάτη των αντίστοιχων μεγεθών που δίνονται από τις σχέσεις $\sqrt{2} \cdot \tilde{\psi}_m$ και $\sqrt{2} \cdot \tilde{I}_r$ αντίστοιχα, ενώ $I_a = \hat{I}_r \cdot \sin \delta$. Η εξίσωση 2.23 είναι όμοια με την εξίσωση 2.16 και έχει ανάλογη μορφή με τη ροπή μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος, δηλαδή η ροπή είναι ανάλογη του γινομένου των δύο συνιστωσών του ρεύματος στάτη: της συνιστώσας μαγνήτισης I_m και της συνιστώσας τυμπάνου I_a του ρεύματος στάτη. Ιδιαίτερη σημασία έχει

ότι οι δύο αυτές συνιστώσες είναι ορθογώνιες, δηλαδή αμοιβαία αποσυζευγμένες (η αλλαγή της μιας δεν επηρεάζει την άλλη), γεγονός που αξίζει να σημειωθεί.

Τέλος να τονιστεί για άλλη μια φορά ότι το κλασικό μοντέλο της ασύγχρονης τριφασικής ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής που παρουσιάσαμε καθώς και τα ισοδύναμα κυκλώματα και τα διανυσματικά διαγράμματα είναι αξιόπιστα και μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την προσομοίωση της λειτουργίας της μηχανής δίνοντας ικανοποιητικά αποτελέσματα μόνο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (τυπικά η απόκλιση των αποτελεσμάτων από τα αντίστοιχα της πραγματικής μηχανής μπορεί να φτάνει μέχρι το 5%). Το μοντέλο αυτό αμελεί φαινόμενα δεύτερης τάξης και δεν μπορεί να δώσει αξιόπιστα αποτελέσματα για μεταβατικές ή ιδιαίτερες καταστάσεις λειτουργίας της μηχανής, για την προσομοίωση των οποίων θα πρέπει να αναζητηθούν πιο κατάλληλα μοντέλα. Επίσης όλα τα παραπάνω ισχύουν για ιδανικές συνθήκες λειτουργίας χωρίς μαγνητικό κορεσμό, αρμονικές χώρου, οδόντων και τάσεως εισόδου, χωρίς θερμικές απώλειες στα μαγνητικά υλικά λόγω δινορρευμάτων και υστέρησης και χωρίς απώλειες από τριβή και ανεμισμό. Παρότι όπως φαίνεται η πραγματική κατάσταση είναι πολύ πιο πολύπλοκη, το μοντέλο αυτό και τα ισοδύναμα κυκλώματα που δόθηκαν δίνουν μια καλή αίσθηση και μια αρκετά ικανοποιητική τις περισσότερες φορές προσέγγιση για τη λειτουργία της μηχανής στη μόνιμη κατάσταση και για το λόγο αυτό συναντώνται συχνότατα στη διεθνή βιβλιογραφία. Στη συνέχεια θα δοθεί επιπροσθέτως και ένα δυναμικό μοντέλο της μηχανής το οποίο μπορεί να προσομοιώσει ικανοποιητικά τη μεταβατική της συμπεριφορά και το οποίο χρησιμοποιείται στις περισσότερες επιστημονικές εργασίες πάνω στον έλεγχο των ηλεκτρικών μηχανών.

2.2.4. Καμπύλη Ροπής-Ταχύτητας

Η καμπύλη ροπής–ταχύτητας είναι ένα από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά της μηχανής που απαιτείται να γνωρίζουμε πριν προχωρήσουμε σε οποιονδήποτε έλεγχο της μηχανής. Όπως έχει γίνει σαφές από την μέχρι τώρα ανάλυση η αναπτυσσόμενη από τη μηχανή ροπή είναι άμεση συνάρτηση της ολίσθησης με την οποία αυτή λειτουργεί τη συγκεκριμένη στιγμή. Αυτό φαίνεται και από τη σχέση 2.21 η οποία τώρα δίνεται με μια διαφορετική μορφή με τη βοήθεια του διανυσματικού διαγράμματος 2.7:

$$T_e(s) = 3 \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \frac{R_r}{s \cdot \omega_e} \cdot \frac{V_s}{\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_e^2 \cdot (L_s + L_{lr})^2} \quad (2.24)$$

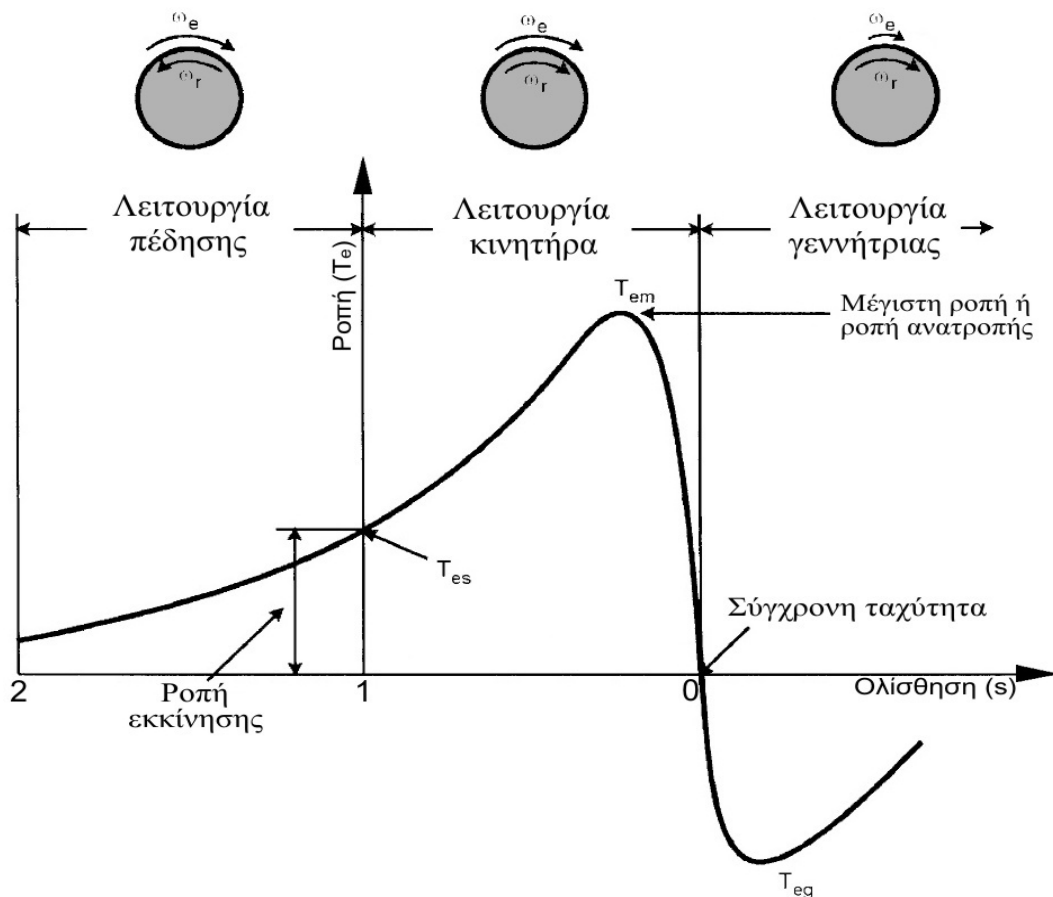
Στο σχήμα 2.8 φαίνεται η καμπύλη ροπής σε συνάρτηση με την ολίσθηση της μηχανής, η οποία δίνεται και για τιμές ολίσθησης πέραν του συνήθους διαστήματος από 0 έως 1. Στο διάγραμμα επίσης διακρίνονται τρεις περιοχές λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής ανάλογα με την ολίσθηση που εμφανίζει. Οι περιοχές αυτές λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής είναι η περιοχή πέδησης, για τιμές ολίσθησης από 1 έως 2, η περιοχή λειτουργίας κινητήρα, για ολίσθηση από 1 έως 0, και η περιοχή λειτουργίας γεννήτριας, για ολίσθηση από 0 έως -1. Στην λειτουργία στην περιοχή πέδησης ο δρομέας της μηχανής περιστρέφεται με αντίθετη φορά από τη μαγνητικό πεδίο (κύμα ΜΕΔ) στο διάκενο, γι' αυτό προκύπτει και η τιμή της ανά μονάδα ολίσθησης μεγαλύτερη από τη μονάδα. Αυτή η κατάσταση λειτουργίας μπορεί να προκύψει αν αντιστραφεί ξαφνικά η φορά περιστροφής της μηχανής (είτε από αντιμετάθεση δύο φάσεων τροφοδοσίας είτε από κάποιο πολύ μεγάλο αντίθετα περιστρεφόμενο μηχανικό φορτίο) και είναι μια κατάσταση λειτουργίας που πρέπει να χρησιμοποιείται με μεγάλη προσοχή και σύνεση, διότι όλη η ενέργεια που απορροφά η μηχανή μετατρέπεται σε θερμότητα εντός αυτής, οδηγώντας την σε υπερθέρμανση που μπορεί να την καταστρέψει (λ.χ. μειώνοντας τη διάρκεια ζωής της ή και αχρηστεύοντας τη μόνωση των τυλιγμάτων της). Η λειτουργία κινητήρα είναι μια τυπική κατάσταση λειτουργίας της μηχανής για τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Ο κινητήρας αναπτύσσει ροπή εκκίνησης (υπολογίζεται από

την 2.24 για $s=1$ αφού ο δρομέας αρχικά είναι ακίνητος) και εφόσον η ροπή αυτή είναι μεγαλύτερη από τη ροπή φορτίου, ο κινητήρας ξεκινά και επιταχύνει μειώνοντας την ολίσθησή του. Η ροπή του κινητήρα αρχικά αυξάνεται μέχρι που φτάνει στην μέγιστη θετική τιμή της. Η μέγιστη αυτή ροπή που μπορεί να αναπτύξει ο κινητήρας αναπτύσσεται σε ολίσθηση:

$$s_m^{(max)} = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 \cdot (L_s + L_{lr})^2}} \quad (2.25)$$

ονομάζεται ροπή ανατροπής και δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$T_{em}^{(max)} = \frac{3}{4} \cdot \left(\frac{P}{\omega_e} \right) \cdot \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 \cdot (L_s + L_{lr})^2} + R_s} \quad (2.26)$$



Σχήμα 2.8: Τυπική καμπύλη ροπής-ταχύτητας(ολίσθησης) ασύγχρονης μηχανής επαγωγής.

Τέλος η λειτουργία γεννήτριας προκύπτει όταν ο δρομέας ξεπεράσει τη σύγχρονη ταχύτητα και άρα η ολίσθηση που εμφανίζει γίνει αρνητική. Στην σύγχρονη ταχύτητα έχουμε δείξει ότι η αναπτυσσόμενη ροπή είναι μηδενική. Στη λειτουργία γεννήτριας το μηχανικό φορτίο κινείται με μεγαλύτερη ταχύτητα από τη σύγχρονη οπότε μηχανική ενέργεια μεταφέρεται από το φορτίο στην μηχανή, μετατρέπεται σε ηλεκτρική και διοχετεύεται στη συνέχεια πίσω στην πηγή τροφοδοσίας. Επομένως η μηχανή στην φάση αυτή λειτουργεί σαν ηλεκτρική γεννήτρια. Καθώς η μηχανή επιταχύνει στη φάση αυτή μειώνεται περαιτέρω η ολίσθησή της και συνεπακόλουθα μειώνεται περαιτέρω και η ροπή της μέχρι που αποκτά την ελάχιστη τιμή της:

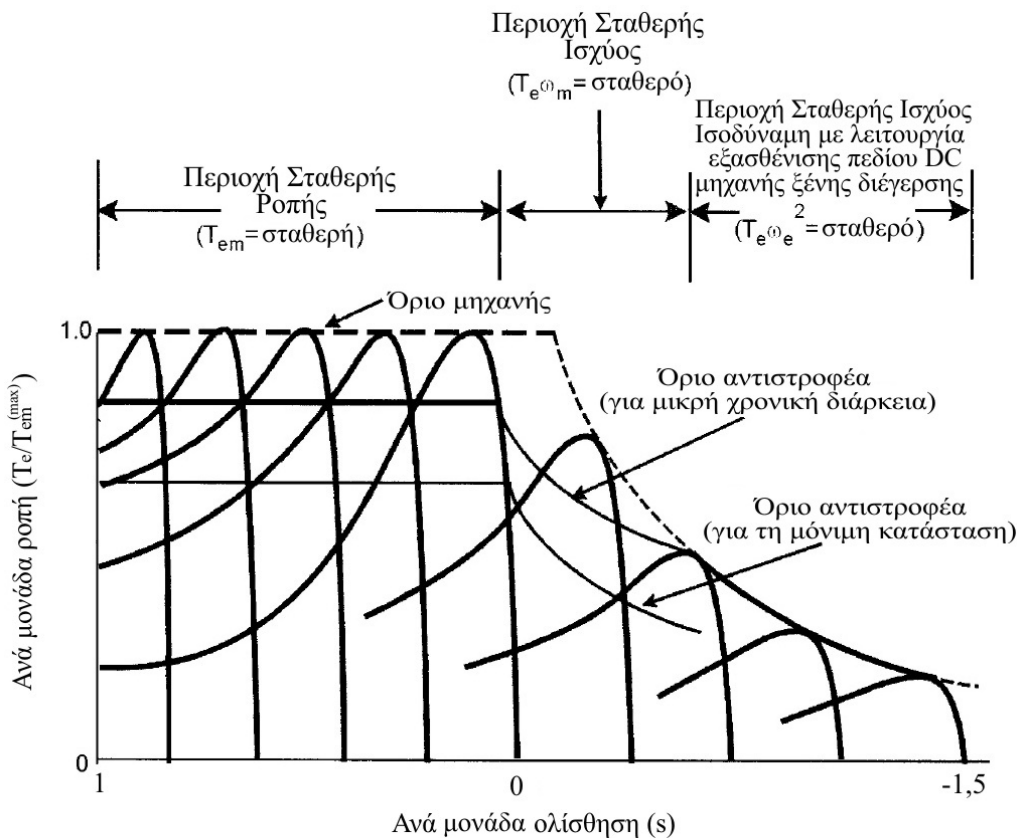
$$T_{eg}^{(min)} = -\frac{3}{4} \cdot \left(\frac{P}{\omega_e} \right) \cdot \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 \cdot (L_s + L_{lr})^2} - R_s} \quad (2.27)$$

για ολίσθηση:

$$s_m^{(min)} = -\frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 \cdot (L_s + L_{lr})^2}} \quad (2.28)$$

Το φυσικό νόημα της αρνητικής ροπής είναι ότι έχει αντίθετη φορά από αυτή για λειτουργία κινητήρα, δηλαδή χρησιμοποιείται για την μεταφορά ενέργειας από το φορτίο προς τη μηχανή. Στη συνέχεια η ροπή αυξάνεται και πάλι (από ελάχιστη που ήταν) κινούμενη προς το μηδέν. Η περιοχή ευσταθούς λειτουργίας του κινητήρα επαγωγής είναι η περιοχή από $s_m^{(max)}$ έως $s_m^{(min)}$.

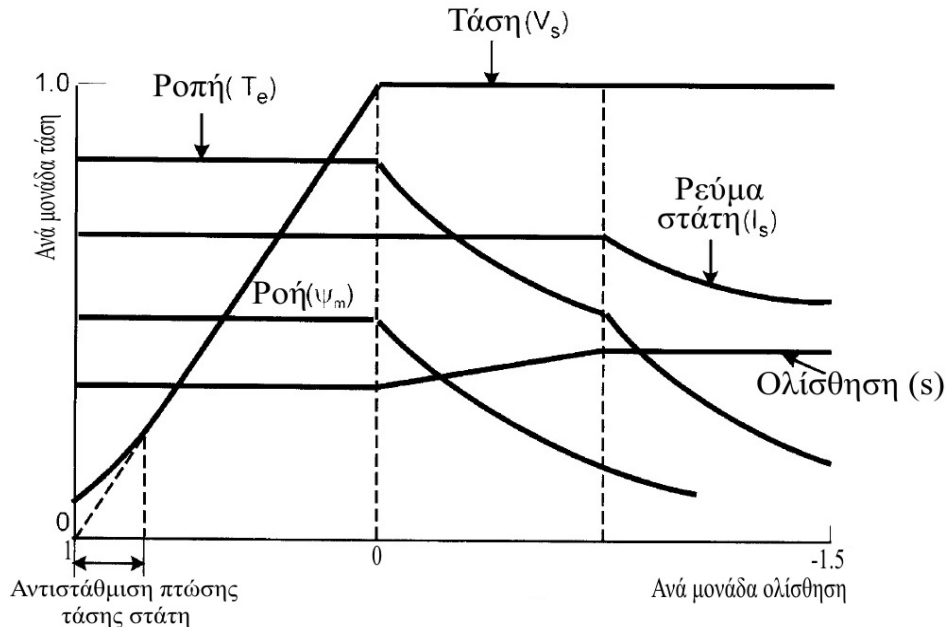
Για την οδήγηση του κινητήρα επαγωγής μέσω αντιστροφέα που παρέχει τάση μεταβλητού πλάτους και συχνότητας, η προσέγγιση ελέγχου θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε να παρέχεται στον κινητήρα τάση με το κατάλληλο πλάτος και την κατάλληλη συχνότητα (ώστε αυτός να λειτουργεί με την κατάλληλη ολίσθηση) για να αναπτύσσεται, σύμφωνα με την καμπύλη του σχήματος 2.8, η ζητούμενη ροπή στο φορτίο. Συνεπώς για ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης με κινητήρα επαγωγής και αντιστροφέα που τροφοδοτείται από τάση μεταβλητού πλάτους και συχνότητας έχουμε τις παρακάτω καμπύλες ροπής ταχύτητας. Μπορούμε να επιλέξουμε οποιαδήποτε επιλέγοντας κατάλληλα το πλάτος και τη συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας, σεβόμενοι όμως πάντοτε τα όρια που θέτει η μηχανή και ο αντιστροφέας που διαθέτουμε (βλέπε σχήμα 2.9).



Σχήμα 2.9: Καμπύλες ροπής-ταχύτητας(ολίσθησης) ασύγχρονης μηχανής επαγωγής για μεταβλητό πλάτος και συχνότητα τάσης τροφοδοσίας και όρια ανάπτυξης ροπής.

Όπως βλέπουμε στα σχήματα 2.9 και 2.10 μόλις η μηχανή περνάει από την περιοχή σταθερής ροπής στην περιοχή σταθερής ισχύος, το πλάτος της τάσης τροφοδοσίας φτάνει την ονομαστική του τιμή. Μόλις εισέλθουμε στην περιοχή σταθερής ισχύος η μαγνητική ροή διακένου ελαττώνεται λόγω κορεσμού, αλλά το ρεύμα στάτη διατηρείται σταθερό με την αύξηση της ολίσθησης. Αυτό συνεχίζεται μέχρι κάποια τιμή της ολίσθησης, πέρα από την οποία περνάμε σε μια περιοχή λειτουργίας, στην οποία έχουμε μείωση τόσο της τιμής του ρεύματος στάτη όσο και της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής της μηχανής. Η λειτουργία

στην περιοχή αυτή είναι ισοδύναμη με τη λειτουργία «εξασθένισης πεδίου» ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης, όπου μειώνουμε το πεδίο διεγέρσεως για να επιτύχουμε ταχύτητες πέραν της ονομαστικής. Τονίζεται λοιπόν συμπερασματικά ότι με τον δέοντα έλεγχο του αντιστροφέα, ώστε να λαμβάνουμε τάση τροφοδοσίας της μηχανής με το κατάλληλο πλάτος και την κατάλληλη συχνότητα, μπορούμε να επιτύχουμε κάθε επιθυμητό σημείο λειτουργίας εντός των ορίων ανάπτυξης ροπής της μηχανής (torque envelope).



Σχήμα 2.10: Χαρακτηριστικές ασύγχρονης μηχανής επαγωγής για μεταβλητό πλάτος και συχνότητα τάσης τροφοδοσίας.

2.3 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΙ ΣΕ ΠΕΡΙΣΤΡΕΦΟΜΕΝΑ ΠΛΑΙΣΙΑ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

Όπως έχουμε ήδη τονίσει, οι εξισώσεις τάσεως που περιγράφουν τη λειτουργία των ασύγχρονων τριφασικών μηχανών επαγωγής και έχουν δοθεί αναλυτικά στα προηγούμενα (εξισώσεις 2.11 και 2.12) είναι διαφορικές εξισώσεις με συντελεστές που μεταβάλλονται στον χρόνο, καθώς ο δρομέας της μηχανής περιστρέφεται. Επειδή η αναλυτική τους επίλυση είναι δυσκολότατη συνήθως επιχειρείται μια απλοποίηση της επίλυσής τους, μέσω κατάλληλων αλγεβρικών μετασχηματισμών (αλλαγή μεταβλητών), 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 που αρχικά θεωρούνταν ανεξάρτητοι. Στη συνέχεια όμως, αποδείχθηκε ότι όλοι αυτοί οι μετασχηματισμοί αποτελούσαν ειδικές περιπτώσεις ενός γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού που συνίσταται στην αναγωγή όλων των μεταβλητών της μηχανής σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα (arbitrary reference frame). Όλες οι υπόλοιπες περιπτώσεις αλγεβρικών μετασχηματισμών που έχουν παρουσιαστεί εμπίπτουν στον γενικό αυτό μετασχηματισμό και έχουν ως μοναδική παράμετρο που τις διαφοροποιεί την «αυθαίρετη» αυτή ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς (άλλοι λ.χ. χρησιμοποιούν τη σύγχρονη ταχύτητα, άλλοι τη μηδενική ταχύτητα—δηλαδή στατό πλαίσιο κ.ο.κ.).

Από τα τέλη της δεκαετίας του 1920 κιάλας ο R. H. Park εισήγαγε μια νέα προσέγγιση στην ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών, προτείνοντας την αναγωγή των μεταβλητών του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής σε μεταβλητές φανταστικών τυλιγμάτων που περιστρέφονταν μαζί με τον δρομέα με τη σύγχρονη ταχύτητα. Πλέον, με την αναγωγή των μεγεθών της

μηχανής σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρεφόταν μαζί με τον δρομέα, οι επαγωγές δεν ήταν πλέον χρονομεταβλητές και η ανάλυση της μηχανής έγινε πολύ ευκολότερη. Στα τέλη της δεκαετίας του 1930 ο H. C. Stanley πρότεινε μια αλλαγή μεταβλητών για την ανάλυση των μηχανών επαγωγής, σύμφωνα με την οποία οι μεταβλητές των τυλιγμάτων του δρομέα ανάγονταν σε μεταβλητές φανταστικών σταθερών (κινούμενων με μηδενική ταχύτητα) τυλιγμάτων, δηλαδή ανάγονταν σε ένα πλαίσιο αναφοράς που «περιστρεφόταν» (με μηδενική ταχύτητα) μαζί με το στάτη. Και πάλι επιτυγχανόταν το ζητούμενο, δηλαδή η απαλοιφή των χρονομεταβλητών επαγωγών λόγω της περιστροφής της μηχανής. Στη συνέχεια ο G. Kron πρότεινε μια αλλαγή μεταβλητών για τις συμμετρικές ασύγχρονες μηχανές επαγωγής, όπου όλες οι μεταβλητές ανάγονται σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, ενώ ο D. S. Brereton πρότεινε και πάλι για τις συμμετρικές ασύγχρονες μηχανές επαγωγής την αναγωγή όλων των μεταβλητών σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα.

Όλοι οι παραπάνω μετασχηματισμοί, αν και εκ πρώτης όψεως ίσως φαίνονται εντελώς διαφορετικοί μεταξύ τους, αποτελούν ειδικές περιπτώσεις ενός γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού μεταβλητών, ο οποίος απαλείφει όλες τις χρονομεταβλητές επαγωγές με την ανάγωγη όλων των μεταβλητών στάτη και δρομέα σε ένα κοινό πλαίσιο αναφοράς το οποίο μπορεί να περιστρέφεται με οποιαδήποτε αυθαίρετη ταχύτητα ή να παραμένει ακίνητο. Όλοι οι γνωστοί μετασχηματισμοί μπορούν να ληφθούν απλά επιλέγοντας την κατάλληλη ταχύτητα περιστροφής για αυτό το πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα (arbitrary reference frame).

Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε αυτόν τον γενικό μετασχηματισμό καθώς και τον αντίστροφό του, ώστε να περνάμε και πάλι πίσω στα πραγματικά μεγέθη στάτη και δρομέα, ενώ θα δώσουμε και το μετασχηματισμό από ένα πλαίσιο αναφοράς σε ένα άλλο που κινείται με διαφορετική ταχύτητα, ο οποίος χρειάζεται σε αρκετές περιπτώσεις για αλλαγή του συστήματος αναφοράς. Αρχικά θα δώσουμε τον μετασχηματισμό των στατικών μεταβλητών του στάτη ενός συμμετρικού συστήματος σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα και στη συνέχεια θα προχωρήσουμε στον πιο πολύπλοκο μετασχηματισμό των στρεφόμενων μεταβλητών του δρομέα. Με την γνώση των μετασχηματισμών αυτών θα μπορέσουμε στην επόμενη παράγραφο (2.4) να δώσουμε τις εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής μετασχηματισμένες στα διάφορα πλαίσια αναφοράς. Ο αναγνώστης που θα ήθελε περισσότερες πληροφορίες πάνω στους μετασχηματισμούς αυτούς μπορεί να ανατρέξει στην οικεία βιβλιογραφία [3],[4].

2.3.1. Γενικός αλγεβρικός μετασχηματισμός των στατικών μεταβλητών του στάτη μιας συμμετρικής τριφασικής μηχανής επαγωγής σε πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη 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 ασύγχρονης τριφασικής μηχανής επαγωγής. Έχει επικρατήσει οι άξονες του πλαισίου αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα να ονομάζονται ευθύς άξονας (direct axis – d), εγκάρσιος άξονας (quadrature axis – q) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (zero axis – 0), παρότι ορισμένες φορές χρησιμοποιείται για ιστορικούς λόγους ο συμβολισμός του μετασχηματισμού του Clarke αβθ αντί του qd0. Ο μετασχηματισμός εκφράζεται με τη μορφή πινάκων ως εξής:

$$f_{qd0s} = K_s \cdot f_{abcs} \quad (2.29)$$

$$\text{όπου: } f_{qd0s} = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{0s}]^T \quad (2.30)$$

$$\text{και } f_{abcs} = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}]^T \quad (2.31)$$

Η μήτρα του ευθέως γενικού μετασχηματισμού έχει ως εξής:

$$K_s = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

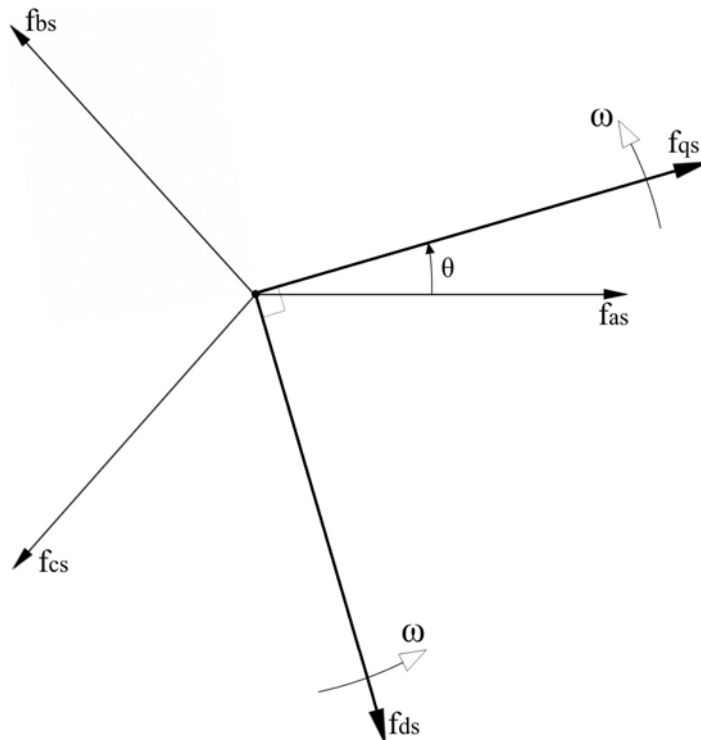
όπου η γωνία θ δίνεται από τη σχέση:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (2.33)$$

με ξ τη σιωπηλή μεταβλητή ολοκλήρωσης (dummy variable of integration).

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 αυτές τις μεταβλητές). Ο εκθέτης T συμβολίζει τον ανάστροφο πίνακα και ο δείκτης s είναι ένδειξη ότι οι αναφερόμενες μεταβλητές αναφέρονται στα ακίνητα τυλίγματα του στάτη. Η γωνία θ θα πρέπει να είναι συνεχής· παρόλα αυτά η ταχύτητα ω περιστροφής του πλαισίου αναφοράς επιλέγεται αυθαίρετα και μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβαλλόμενη ανάλογα με το τι μας εξυπηρετεί κάθε φορά, ώστε να επιτύχουμε είτε για την απλοποίηση της επίλυσης του συστήματος των εξισώσεων της μηχανής είτε για την ικανοποίηση των περιορισμών του συστήματος. Η αρχική γωνία $\theta(0)$ στις περισσότερες περιπτώσεις λαμβάνεται ίση με το μηδέν για λόγους απλότητας και χωρίς βλάβη της γενικότητας.

Η αλλαγή αυτή μεταβλητών μπορεί να εφαρμοστεί σε κυματομορφές τάσης κάθε είδους και φασικής μετατόπισης, όμως τα αποτελέσματά της είναι ιδιαίτερα χρήσιμα κυρίως σε συμμετρικά συστήματα τριών φάσεων. Παρόλο που 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 οπτικοποίηση αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.11: Οπτικοποίηση του μετασχηματισμού μεταβλητών για στατικά κυκλώματα (στάτης ασύγχρονης μηχανής επαγωγής) χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές σχέσεις.

Όπως βλέπουμε στο σχήμα οι άξονες d και q είναι κάθετοι μεταξύ τους και περιστρέφονται με την αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα ω , ενώ οι μεταβλητές των τριών φάσεων είναι σταθερές και δεν περιστρέφονται. Είναι σημαντικό στο σημείο αυτό να τονίσουμε ότι οι μεταβλητές της μηδενικής ακολουθίας δεν συνδέονται με το με αυθαίρετη ταχύτητα περιστρεφόμενο σύστημα. Συνδέονται όμως αλγεβρικά με τις μεταβλητές των τριών φάσεων και είναι ανεξάρτητες της γωνίας θ . Θα πρέπει επίσης να τονίσουμε ότι δεν πρέπει να συγχέουμε τις μεταβλητές f_{as} , f_{bs} , f_{cs} με φασιθέτες (phasors). Οι μεταβλητές αυτές δεν είναι φασιθέτες αλλά στιγμιαίες τιμές, οι οποίες μπορεί να είναι οποιαδήποτε συνάρτηση του χρόνου. Τέλος αξίζει να τονίσουμε κάτι που από τη φυσική μας αντίληψη δείχνει αυτονόητο, ότι δηλαδή 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 διφασικό στατό σύστημα dq (δεν υπάρχει μηδενική συνιστώσα αφού πρόκειται για συμμετρικό σύστημα) και ενός δεύτερου που μετατρέπει το διφασικό στατό σύστημα dq σε ένα περιστρεφόμενο με αυθαίρετη ταχύτητα διφασικό σύστημα dq , οπότε το αποτέλεσμα της επαλληλίας των δύο αυτών μετασχηματισμών είναι το ίδιο με αυτό του γενικού μετασχηματισμού.

Στην πράξη λοιπόν τώρα ας εφαρμόσουμε τον μετασχηματισμό αυτό για τις τάσεις του στάτη μιας ασύγχρονης συμμετρικής τριφασικής μηχανής επαγωγής τις οποίες θα ανάγουμε διαδοχικά σε δύο πλαίσια αναφοράς: σε ένα που είναι στατό (ακίνητο) και σε ένα που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Ανακαλούμε τις εξισώσεις 2.29-2.33 που έχουμε δώσει παραπάνω για τον μετασχηματισμό με f τώρα τη συμμετρική τριφασική φασική τάση του στάτη v , όπου:

$$v_{abc} = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T \quad (2.34)$$

Σημειώνεται ότι με το σύμβολο στον εκθέτη προσδιορίζεται η ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς. Ακολουθούμε τον εξής συμβολισμό: $s \rightarrow$ stationary (στατό), $e \rightarrow$ synchronous (σύγχρονη ταχύτητα), $r \rightarrow$ rotor (ταχύτητα του δρομέα).

• Μετασχηματισμός σε στατό (ακίνητο) πλαίσιο αναφοράς:

Από την σχέση 2.29 και εξάγοντας με τη βοήθεια του πίνακα 2.32 από τη σχέση πινάκων τις αντίστοιχες εξισώσεις έχουμε:

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3} \cdot \left[v_{as} \cdot \cos \theta + v_{bs} \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{cs} \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.35)$$

$$v_{ds}^s = \frac{2}{3} \cdot \left[v_{as} \cdot \sin \theta + v_{bs} \cdot \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{cs} \cdot \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.36)$$

$$v_{0s}^s = \frac{2}{3} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot v_{as} + \frac{1}{2} \cdot v_{bs} + \frac{1}{2} \cdot v_{cs} \right] = \frac{2}{3} \cdot (v_{as} + v_{bs} + v_{cs}) = 0 \quad (2.37)$$

όπου:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) = \int_0^t 0 d\xi + 0 = 0 \text{ rad} \quad (2.38)$$

για στατό (ακίνητο) πλαίσιο αναφοράς. Επομένως αντικαθιστώντας την τιμή αυτή του θ που προκύπτει από τη σχέση 2.38 στις σχέσεις 2.35 και 2.36 λαμβάνουμε:

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3} \cdot \left(v_{as} - \frac{1}{2} \cdot v_{bs} - \frac{1}{2} \cdot v_{cs} \right) = \frac{2}{3} \cdot v_{as} - \frac{1}{3} \cdot v_{bs} - \frac{1}{3} \cdot v_{cs} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ab_s} + v_{ac_s}) \quad (2.39)$$

$$\text{εφόσον } v_{ab_s} = (v_{as} - v_{bs}), \quad v_{ac_s} = (v_{as} - v_{cs}) \quad \text{και} \quad (2.40)$$

$$v_{ds}^s = \frac{2}{3} \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{bs} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{cs} \right) = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_{cs} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_{bc_s} \quad (2.41)$$

Επομένως βλέπουμε ότι ο μετασχηματισμός σε στατό (ακίνητο) πλαίσιο αναφοράς είναι μια απλή αλγεβρική πράξη μεταξύ των τάσεων εισόδου.

• Μετασχηματισμός σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς:

Και πάλι από την σχέση 2.29 και εξάγοντας με τη βοήθεια του πίνακα 2.32 από τη σχέση πινάκων τις αντίστοιχες εξισώσεις έχουμε:

$$v_{qs}^e = \frac{2}{3} \cdot \left[v_{as} \cdot \cos \theta + v_{bs} \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{cs} \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.42)$$

$$v_{ds}^e = \frac{2}{3} \cdot \left[v_{as} \cdot \sin \theta + v_{bs} \cdot \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{cs} \cdot \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.43)$$

$$v_{0s}^e = \frac{2}{3} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot v_{as} + \frac{1}{2} \cdot v_{bs} + \frac{1}{2} \cdot v_{cs} \right] = \frac{2}{3} \cdot (v_{as} + v_{bs} + v_{cs}) = 0 \quad (2.44)$$

όπου:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) = \int_0^t \omega_e d\xi + 0 = \omega_e t \quad (\text{rad}) \quad (2.45)$$

για το πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται συνεχώς με τη σύγχρονη ταχύτητα. Επομένως αντικαθιστώντας την τιμή αυτή του θ που προκύπτει από τη σχέση 2.45 στις σχέσεις 2.42 και 2.43 λαμβάνουμε τον μετασχηματισμό:

$$v_{qs}^e = \frac{2}{3} \cdot \left[v_{as} \cdot \cos \omega_e t + v_{bs} \cdot \cos \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{cs} \cdot \cos \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.46)$$

$$v_{ds}^e = \frac{2}{3} \cdot \left[v_{as} \cdot \sin \omega_e t + v_{bs} \cdot \sin \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{cs} \cdot \sin \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.47)$$

ο οποίος μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω με τη βοήθεια των γνωστών τριγωνομετρικών σχέσεων (π.χ. για την υλοποίηση σε ηλεκτρονικό υπολογιστή):

$$\sin \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) = -\frac{1}{2} \cdot \sin \omega_e t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos \omega_e t \quad (2.48)$$

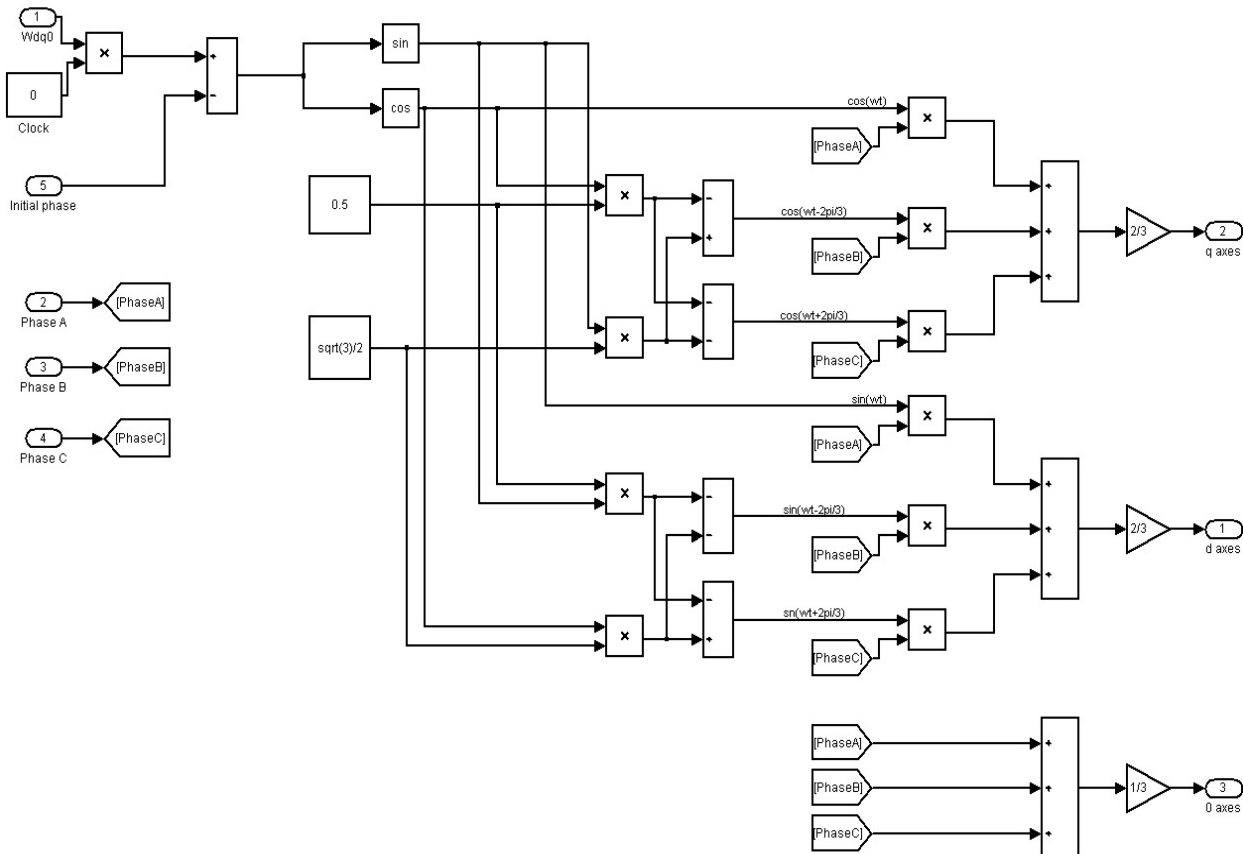
$$\sin \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} \right) = -\frac{1}{2} \cdot \sin \omega_e t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos \omega_e t \quad (2.49)$$

$$\cos \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) = -\frac{1}{2} \cdot \cos \omega_e t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin \omega_e t \quad (2.50)$$

$$\cos \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} \right) = -\frac{1}{2} \cdot \cos \omega_e t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin \omega_e t \quad (2.51)$$

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

Στη συνέχεια δίνεται η υλοποίηση του γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα στο Simulink και οι κυματομορφές εξόδου για τις δύο παραπάνω περιπτώσεις. Σημειώνεται ότι το πλεονέκτημα που παρουσιάζει ο μετασχηματισμός σε σύγχρονο πλαίσιο είναι ότι μετατρέπει τις ημιτονοειδείς εναλλασσόμενες ποσότητες σε σταθερές. Επίσης όπως πιθανώς έχει ήδη διαφανεί είναι δυνατόν να αλλάζουμε συνέχεια την στιγμιαία αυθαίρετη ταχύτητα του πλαισίου αναφοράς, εάν αυτό είναι επιθυμητό.



Σχήμα 2.12: Υλοποίηση του γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα στο Simulink.

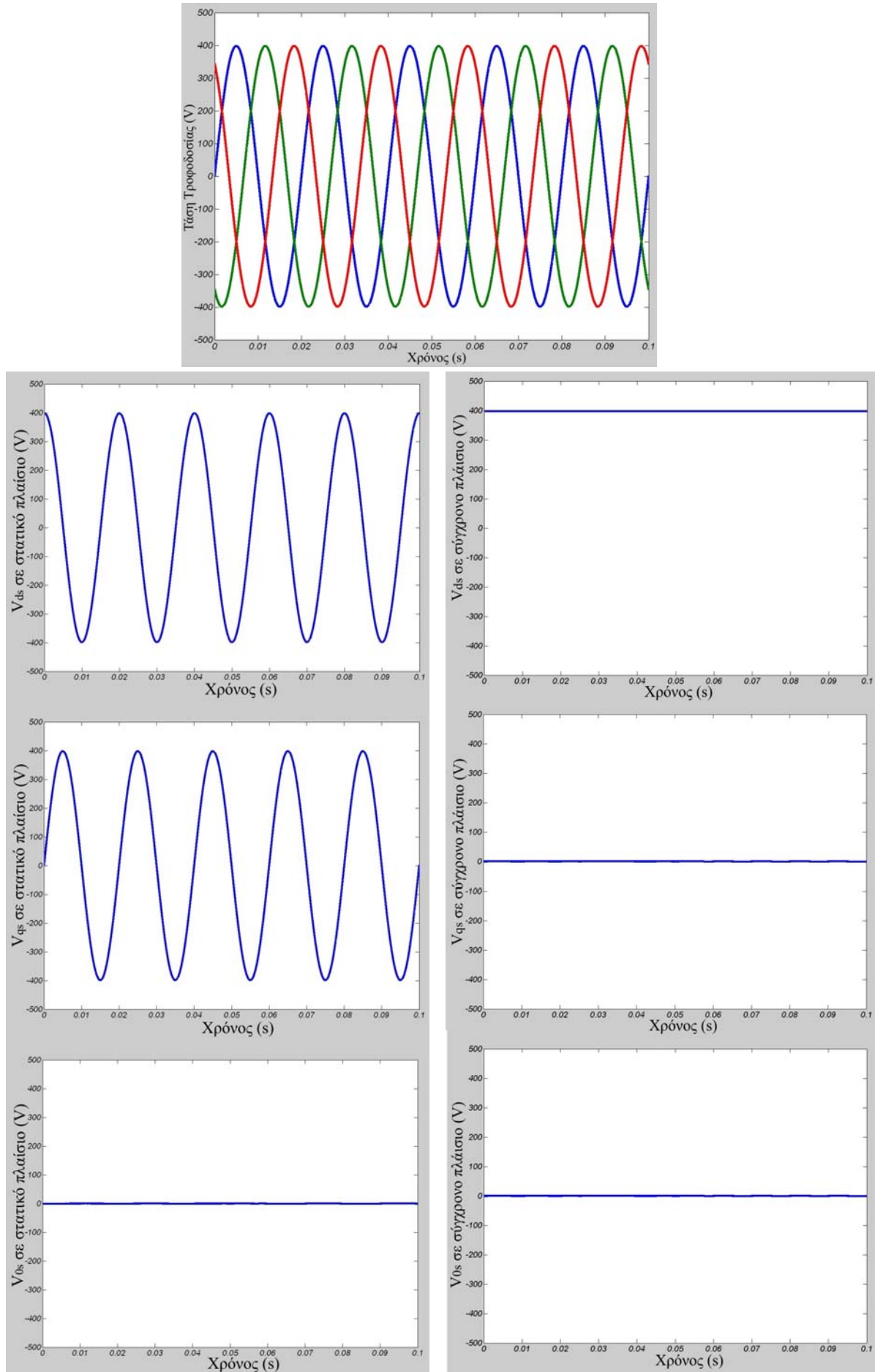
Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι ο ακόλουθος:

$$f_{abc} = K_s^{-1} \cdot f_{qd0s} \tag{2.52}$$

και η μήτρα του αντίστροφου γενικού μετασχηματισμού έχει ως εξής:

$$K_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \tag{2.53}$$

με τις σχέσεις 2.30, 2.31, 2.33 να ισχύουν και εδώ. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός οδηγεί από το με αυθαίρετη ταχύτητα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq0 στο ακίνητο συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων του στάτη. Δηλαδή περνάμε από τις μεταβλητές των φανταστικών τυλιγμάτων του πλαισίου dq0 στις πραγματικές μεταβλητές των υπαρκτών τυλιγμάτων της μηχανής.



Σχήμα 2.13: Μετασηματισμός του τριφασικού συμμετρικού συστήματος τάσεων του στάτη σε στατό και με σύγχρονη ταχύτητα περιστρεφόμενο πλαίσιο με το Simulink.

2.3.2. Γενικός αλγεβρικός μετασχηματισμός των μεταβλητών του δρομέα μιας συμμετρικής τριφασικής μηχανής επαγωγής σε πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα

Για να προχωρήσουμε στον μετασχηματισμό των μεταβλητών του δρομέα μιας συμμετρικής τριφασικής μηχανής επαγωγής σε πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα, θα πρέπει να γνωρίζουμε ότι πρέπει να μετασχηματίσουμε τις μεταβλητές των περιστρεφόμενων με τη μηχανική ταχύτητα της μηχανής τυλιγμάτων του δρομέα σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα. Για το σκοπό αυτό χρειαζόμαστε έναν αλγεβρικό μετασχηματισμό μεταβλητών, ο οποίος θα μας ανάγει τις μεταβλητές του δρομέα από ένα πλαίσιο (πάνω στον δρομέα) που περιστρέφεται με κάποια ταχύτητα σε ένα άλλο πλαίσιο που θα περιστρέφεται με κάποια άλλη αυθαίρετη ταχύτητα.

Ο μετασχηματισμός αυτός έχει ως ακολούθως:

$$f^y_{qd0s} = {}^xK^y \cdot f^x_{qd0s} \tag{2.54}$$

με τη μήτρα μετασχηματισμού να είναι η εξής:

$${}^xK^y = \begin{bmatrix} \cos(\theta_y - \theta_x) & -\sin(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ \sin(\theta_y - \theta_x) & \cos(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

όπου θ_x η γωνία του πλαισίου στο οποίο βρισκόμαστε και θ_y η γωνία του πλαισίου που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα. Αμφότερες οι γωνίες αυτές δίνονται από τη σχέση 2.33 για κατάλληλη επιλογή της ταχύτητας περιστροφής (ω) κάθε φορά.

Ο μετασχηματισμός αυτός μπορεί να φανταστούμε ότι προκύπτει από την επαλληλία δύο μετασχηματισμών: ενός που μετασχηματίζει τις μεταβλητές του δρομέα σε ένα στατό πλαίσιο και ενός δεύτερου που είναι ίδιος με τον μετασχηματισμό που παρουσιάσαμε προηγουμένως στην παράγραφο 2.3.1, δηλαδή ενός μετασχηματισμού από ένα στατό πλαίσιο σε ένα πλαίσιο που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα.

Με τη βοήθεια λοιπόν του μετασχηματισμού αυτού ανάγουμε, όταν αυτό είναι απαραίτητο, τις μεταβλητές των τυλιγμάτων του δρομέα σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με την αυθαίρετη ταχύτητα που εξυπηρετεί την κάθε εφαρμογή.

2.4 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΜΗΧΑΝΗΣ ΣΕ ΠΛΑΙΣΙΟ dq

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

2.4.1. Δυναμικό μοντέλο σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Kron)

Για την διπολική τριφασική μηχανή επαγωγής του σχήματος 2.1 θα πρέπει να ανάγουμε τόσο τις μεταβλητές του δρομέα όσο και του στάτη σε ένα πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Μπορούμε να γράψουμε τις παρακάτω εξισώσεις για τις τάσεις του στάτη:

$$v_{qs}^s = R_s \cdot i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (2.56)$$

$$v_{ds}^s = R_s \cdot i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (2.57)$$

όπου όλα τα μεγέθη με εκθέτη s σύμφωνα με τον συμβολισμό που ακολουθούμε αναφέρονται σε στατό πλαίσιο αναφοράς και ψ_{qs}^s και ψ_{ds}^s οι πεπλεγμένες μαγνητικές ροές του στάτη στον q και στον d άξονα αντίστοιχα. Με τη βοήθεια του μετασχηματισμού που δόθηκε στην παράγραφο 2.3.1 θα μετασχηματίσουμε στις 2.56 και 2.57 τις μεταβλητές που αναφέρονται στο στατό πλαίσιο αναφοράς σε ισοδύναμες μεταβλητές που αναφέρονται σε ένα περιστρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς. Μετά την εκτέλεση του εν λόγω μετασχηματισμού λαμβάνουμε τις εξής σχέσεις:

$$v_{qs}^e = R_s \cdot i_{qs}^e + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^e + \omega_e \cdot \psi_{ds}^e \quad (2.58)$$

$$v_{ds}^e = R_s \cdot i_{ds}^e + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^e - \omega_e \cdot \psi_{qs}^e \quad (2.59)$$

όπου και πάλι σύμφωνα με τον ακολουθούμενο συμβολισμό ο εκθέτης e συνεπάγεται ότι το πλαίσιο αναφοράς περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Εφεξής εάν στα παρουσιαζόμενα μεγέθη δεν αναφέρεται ρητά ο εκθέτης, πάντοτε θα εννοείται ο εκθέτης e, δηλαδή πλαίσιο που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Παρατηρούμε ότι από το μετασχηματισμό έχει προκύψει και ένας τρίτος όρος στις εξισώσεις 2.58 και 2.59, ο οποίος μπορεί να οριστεί φυσικά ως ένα κύμα ΜΕΔ λόγω της περιστροφής με τη σύγχρονη ταχύτητα. Το κύμα αυτό ΜΕΔ προκαλεί την ανάπτυξη μιας τάσης λόγω ταχύτητας, ενώ αξίζει να σημειωθεί ότι όπως παρατηρούμε από τις 2.58 και 2.59 οι πεπλεγμένες ροές στον d και στον q άξονα επάγουν κύματα ΜΕΔ στον q και στον d άξονα αντίστοιχως, δηλαδή με 90° προπορεία φάσης.

Αν τώρα θεωρήσουμε ότι ο δρομέας της μηχανής κινείται με ταχύτητα ω_r , οι εξισώσεις των τάσεων του δρομέα της μηχανής τυλιγμένου δρομέα που τροφοδοτείται και αυτός με τάση (μηχανή διπλής τροφοδοσίας – doubly-fed wound-rotor machine) στο σύστημα αναφοράς που περιστρέφεται μαζί με τον δρομέα (με την ταχύτητά του δρομέα) θα έχουν ως εξής:

$$v_{qr}^r = R_r \cdot i_{qr}^r + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^r \quad (2.60)$$

$$v_{dr}^r = R_r \cdot i_{dr}^r + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^r \quad (2.61)$$

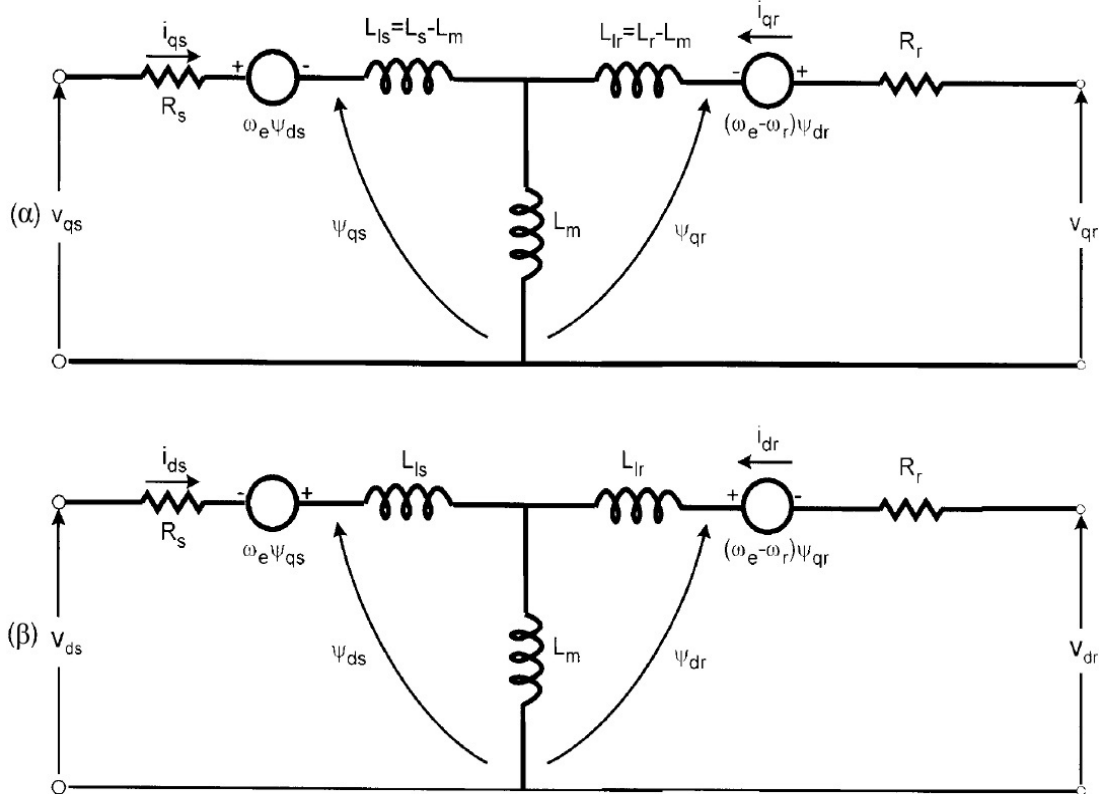
στις οποίες όλες οι μεταβλητές είναι ανηγμένες στον δρομέα. Με τη βοήθεια του μετασχηματισμού που δόθηκε στην παράγραφο 2.3.2 θα μετασχηματίσουμε στις 2.60 και 2.61 τις μεταβλητές που αναφέρονται στο πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα σε ισοδύναμες μεταβλητές που αναφέρονται σε ένα περιστρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς. Από τον μετασχηματισμό προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$v_{qr}^e = R_r \cdot i_{qr}^e + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \cdot \psi_{dr}^e \quad (2.62)$$

$$v_{dr}^e = R_r \cdot i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \cdot \psi_{qr}^e \quad (2.63)$$

Στο σχήμα 2.14 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα του δυναμικού μοντέλου της μηχανής σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο, το οποίο μέχρι στιγμής έχει περιγραφεί με τα ζεύγη εξισώσεων 2.58, 2.62 για τον εγκάρσιο άξονα q και 2.59, 2.63 για τον ευθύ άξονα d. Το πλεονέκτημα που δίνει αυτό το μοντέλο, όπως έχουμε αναφέρει και κατά την παρουσίαση των μετασχηματισμών, είναι ότι οι ημιτονοειδείς μεταβλητές στο στατό πλαίσιο μετασχηματίζονται σε σταθερές ποσότητες στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο. Επίσης

στην περίπτωση που έχουμε κινητήρα επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα (λ.χ. τύπου κλωβού) οι τάσεις v_{ar}^e και v_{dr}^e όπως είναι ευνόητο είναι μηδενικές.



Σχήμα 2.14: Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο της μηχανής σε περιστρεφόμενο πλαίσιο με τη σύγχρονη ταχύτητα. Στο σχήμα φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα: (α) εγκάρσιου άξονα q και (β) ευθέως άξονα d.

Οι πεπλεγμένες ροές με ανεξάρτητες μεταβλητές τα ρεύματα μπορούν να γραφούν με βάση τα ισοδύναμα κυκλώματα του σχήματος 2.14 ως εξής:

$$\psi_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + L_m \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.64)$$

$$\psi_{qr} = L_{lr} \cdot i_{qr} + L_m \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.65)$$

$$\psi_{qm} = L_m \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.66)$$

$$\psi_{ds} = L_{ls} \cdot i_{ds} + L_m \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.67)$$

$$\psi_{dr} = L_{lr} \cdot i_{dr} + L_m \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.68)$$

$$\psi_{dm} = L_m \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.69)$$

και συνδυάζοντας τις εξισώσεις 2.64-2.69 με τις 2.58, 2.59, 2.62 και 2.63 λαμβάνουμε το ηλεκτρικό μεταβατικό (δυναμικό) μοντέλο της μηχανής σε μορφή πίνακα:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & \omega_e \cdot L_s & SL_m & \omega_e \cdot L_m \\ -\omega_e \cdot L_s & R_s + SL_s & -\omega_e \cdot L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r) \cdot L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r) \cdot L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) \cdot L_m & SL_m & -(\omega_e - \omega_r) \cdot L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

όπου S εννοείται ο μετασχηματισμός Laplace. Όπως φαίνεται από την εξίσωση 2.70, εάν θεωρήσουμε την ταχύτητα του δρομέα ω_r σταθερή (για φορτίο άπειρης ροπής αδρανείας), το ηλεκτρικό δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής είναι ένα γραμμικό αλγεβρικό σύστημα τέταρτης τάξης. Γνωρίζοντας τις τάσεις του στάτη (εφόσον του δρομέα είναι μηδενικές για μηχανή επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα) και την σύγχρονη ταχύτητα μπορούμε εύκολα

να υπολογίσουμε τα ρεύματα και του δρομέα και του στάτη της μηχανής. Αντιστρόφως πάλι, γνωρίζοντας τα ρεύματα του στάτη και τη σύγχρονη ταχύτητα μπορούμε να υπολογίσουμε τις τάσεις του στάτη και τα ρεύματα του δρομέα.

Όμως δεν είναι ορθό να θεωρήσουμε την ταχύτητα του δρομέα ω_r σταθερή, αφού κάτι τέτοιο δεν ισχύει στην πράξη. Συνεπώς η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα (εννοείται η ηλεκτρική πάντοτε) είναι ένα ηλεκτρομηχανικό μηχανικό μέγεθος που προκύπτει από τη σχέση:

$$T_e = T_L + J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = T_L + \frac{2}{P} \cdot J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.71)$$

όπου T_L η ροπή του φορτίου, J η ροπή αδρανείας του συστήματος δρομέα–φορτίου και ω_m η μηχανική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα που μετατρέπεται σε ηλεκτρική με τη βοήθεια της σχέσης 2.1. Ο μηχανισμός ανάπτυξης ροπής από τη μηχανή αναλύθηκε διεξοδικά νωρίτερα στην παράγραφο 2.2.2. Από την γενική έκφραση για την ροπή που έχει δοθεί στην εξίσωση 2.23 έχουμε ότι η ροπή μπορεί να εκφραστεί γενικά με την ακόλουθη διανυσματική σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \vec{\psi}_m \times \vec{I}_r \quad (2.72)$$

Από το διανυσματικό διάγραμμα που συνοδεύει το ισοδύναμο κύκλωμα και φαίνεται στο σχήμα 2.15 αναλύουμε τα διανύσματα που εμπλέκονται στην παραπάνω σχέση στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο dq^e , οπότε λαμβάνουμε:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{dm} \cdot i_{qr} - \psi_{qm} \cdot i_{dr}) \quad (2.73)$$

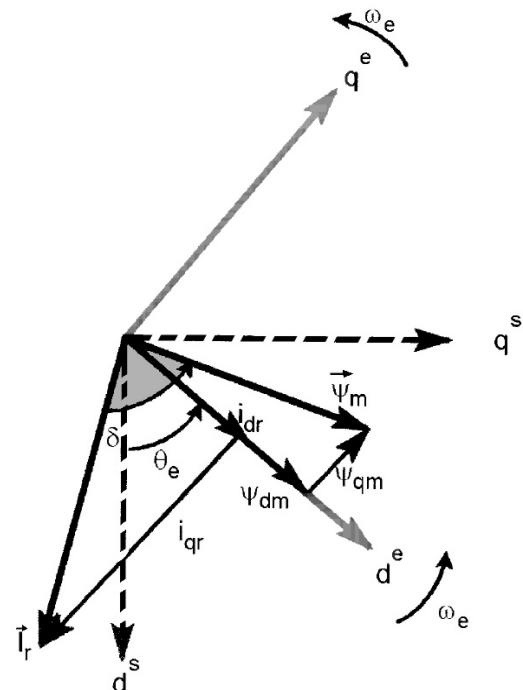
καθώς και άλλες διαφορετικές αλλά ισοδύναμες εκφράσεις για τη ροπή όπως:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{dm} \cdot i_{qs} - \psi_{qm} \cdot i_{ds}) \quad (2.74)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (2.75)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot L_m \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (2.76)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{dr} \cdot i_{qr} - \psi_{qr} \cdot i_{dr}) \quad (2.77)$$



Σχήμα 2.15: Διανυσματικό διάγραμμα για το δυναμικό μοντέλο της μηχανής σε περιστρεφόμενο πλαίσιο με τη σύγχρονη ταχύτητα.

Οι εξισώσεις 2.70, 2.71 και 2.76 αποτελούν το πλήρες ηλεκτρομηχανικό δυναμικό μοντέλο της ασύγχρονης συμμετρικής τριφασικής μηχανής επαγωγής σε πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Το σύστημα που έχει προκύψει είναι πέμπτης τάξης και πλέον φανερά μη γραμμικό, επομένως η αναλυτική επίλυσή του δεν είναι καθόλου απλή υπόθεση.

2.4.2. Δυναμικό μοντέλο σε στατό πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Stanley)

Το δυναμικό μοντέλο της μηχανής σε στατό πλαίσιο αναφοράς προκύπτει από το μετασχηματισμό των εξισώσεων 2.56, 2.57 και 2.60, 2.61 που έχουν δοθεί παραπάνω σε στατό πλαίσιο αναφοράς. Οι δύο πρώτες (2.56, 2.57) αφορούν τον στάτη και αναφέρονται ήδη σε στατό πλαίσιο αναφοράς ενώ για τις δύο άλλες που αφορούν τον περιστρεφόμενο με ταχύτητα ω_r δρομέα (2.60, 2.61) θα πρέπει να εφαρμόσουμε τον μετασχηματισμό που αναφέρεται στην παράγραφο 2.3.2, ώστε να ανάγουμε τις μεταβλητές του δρομέα σε στατό πλαίσιο (μηδενική ταχύτητα περιστροφής). Οι εξισώσεις που προκύπτουν για το ηλεκτρικό μοντέλο είναι οι εξής:

$$v_{qs}^s = R_s \cdot i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (2.78)$$

$$v_{ds}^s = R_s \cdot i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (2.79)$$

$$v_{qr}^s = R_r \cdot i_{qr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^s - \omega_r \cdot \psi_{dr}^s \quad (2.80)$$

$$v_{dr}^s = R_r \cdot i_{dr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^s + \omega_r \cdot \psi_{qr}^s \quad (2.81)$$

Τα ισοδύναμα ηλεκτρικά κυκλώματα του παραπάνω μοντέλου στον εγκάρσιο (q) και στον ευθύ (d) άξονα που είναι ακίνητοι φαίνονται στο σχήμα 2.16. Όπως έχουμε αναφέρει και αναλυτικά στα προηγούμενα (παράγραφος 2.3.1) οι ημιτονοειδείς ποσότητες μετά τον μετασχηματισμό τους σε στατό πλαίσιο παριστάνονται και πάλι με ημιτονοειδείς κυματομορφές. Τέλος στην περίπτωση που έχουμε κινητήρα επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα (λ.χ. τύπου κλωβού) οι τάσεις v_{qr}^s και v_{dr}^s όπως είναι ευνόητο είναι μηδενικές.

Οι εξισώσεις ροπής είναι όμοιες και στο στατό πλαίσιο αναφοράς και έχουν διάφορες ισοδύναμες εκφράσεις:

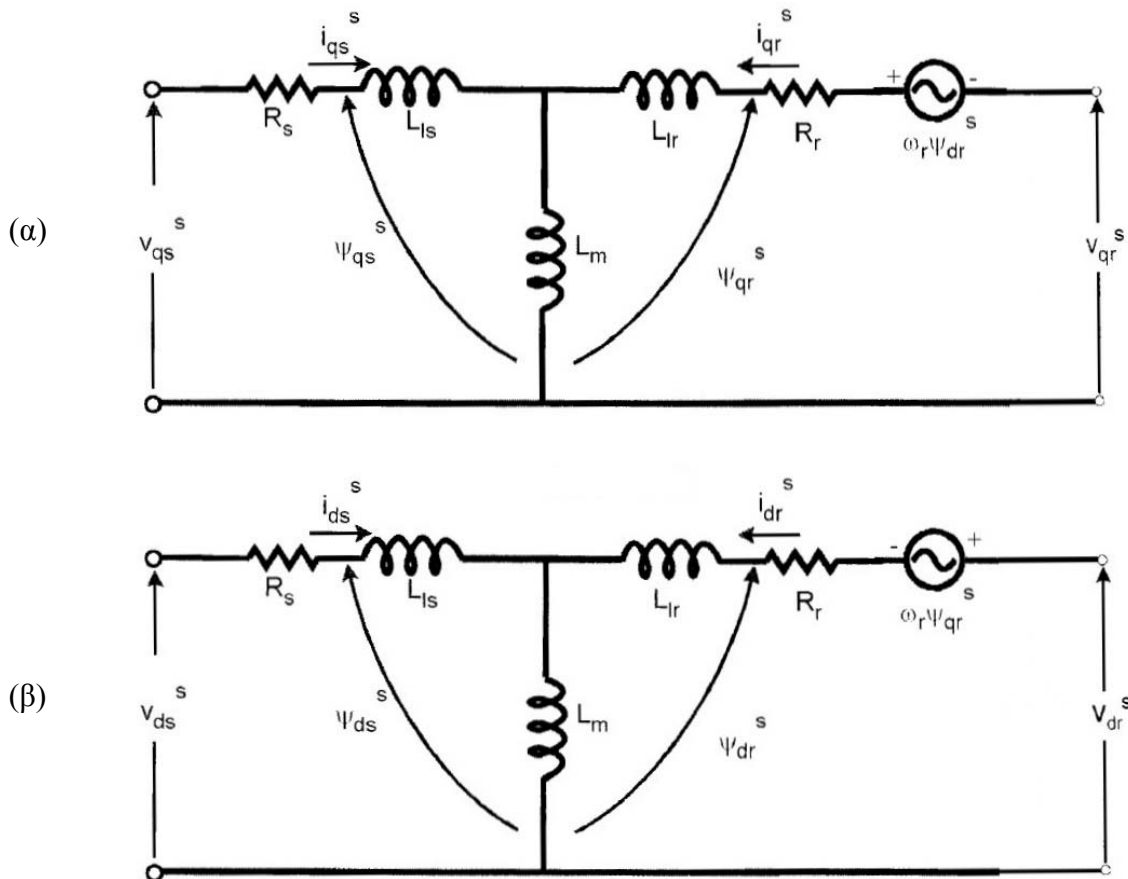
$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{dm}^s \cdot i_{qr}^s - \psi_{qm}^s \cdot i_{dr}^s) \quad (2.82)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{dm}^s \cdot i_{qs}^s - \psi_{qm}^s \cdot i_{ds}^s) \quad (2.83)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{ds}^s \cdot i_{qs}^s - \psi_{qs}^s \cdot i_{ds}^s) \quad (2.84)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot L_m \cdot (i_{qs}^s \cdot i_{dr}^s - i_{ds}^s \cdot i_{qr}^s) \quad (2.85)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{dr}^s \cdot i_{qr}^s - \psi_{qr}^s \cdot i_{dr}^s) \quad (2.86)$$



Σχήμα 2.16: Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο της μηχανής σε στατό (περιστρεφόμενο με μηδενική ταχύτητα) πλαίσιο. Στο σχήμα φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα: (α) εγκάρσιου άξονα q και (β) ευθέως άξονα d.

2.4.3. Δυναμικό μοντέλο εκφρασμένο με εξισώσεις κατάστασης (State-Space Equations)

Το δυναμικό μοντέλο της μηχανής στον χώρο κατάστασης είναι σημαντικό και χρήσιμο για τη μεταβατική ανάλυση της μηχανής, ιδιαίτερα στην περίπτωση που η μηχανή προσομοιώνεται με αυτό το μοντέλο με τη βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή. Παρόλο που συνήθως προτιμάται το μοντέλο της μηχανής σε πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, το μοντέλο στο στατό σύστημα αναφοράς μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί. Ως ανεξάρτητες ηλεκτρικές μεταβλητές του μοντέλου μπορούν να επιλεγούν οι μαγνητικές ροές, τα ρεύματα ή ένας συνδυασμός αυτών. Στη συνέχεια θα δώσουμε τις εξισώσεις στο χώρο κατάστασης του μοντέλου της μηχανής σε πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα με ανεξάρτητες μεταβλητές τις πεπλεγμένες ροές.

Ορίζουμε τις μεταβλητές πεπλεγμένων ροών ως εξής:

$$F_{qs} = \omega_b \cdot \psi_{qs} \quad (2.87)$$

$$F_{qr} = \omega_b \cdot \psi_{qr} \quad (2.88)$$

$$F_{ds} = \omega_b \cdot \psi_{ds} \quad (2.89)$$

$$F_{dr} = \omega_b \cdot \psi_{dr} \quad (2.90)$$

όπου ω_b η βασική συχνότητα της μηχανής που επιλέγεται συνήθως ίση με τη σύγχρονη ηλεκτρική συχνότητα. Αντικαθιστώντας από τις παραπάνω εξισώσεις τις πεπλεγμένες ροές στο μοντέλο της μηχανής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις 2.58, 2.59, 2.62, 2.63) λαμβάνουμε:

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{dF_{qs}}{dt} + \frac{\omega_e}{\omega_b} \cdot F_{ds} \quad (2.91)$$

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{dF_{ds}}{dt} - \frac{\omega_e}{\omega_b} \cdot F_{qs} \quad (2.92)$$

$$v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{dF_{qr}}{dt} + \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} \cdot F_{dr} \quad (2.93)$$

$$v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \cdot \frac{dF_{dr}}{dt} - \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} \cdot F_{qr} \quad (2.94)$$

Πολλαπλασιάζοντας με ω_b τις σχέσεις 2.64–2.69 για τις πεπλεγμένες ροές λαμβάνουμε:

$$F_{qs} = X_{ls} \cdot i_{qs} + X_m \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.95)$$

$$F_{qr} = X_{lr} \cdot i_{qr} + X_m \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.96)$$

$$F_{qm} = X_m \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.97)$$

$$F_{ds} = X_{ls} \cdot i_{ds} + X_m \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.98)$$

$$F_{dr} = X_{lr} \cdot i_{dr} + X_m \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.99)$$

$$F_{qm} = X_m \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.100)$$

όπου $X_{ls} = \omega_b L_{ls}$, $X_{lr} = \omega_b L_{lr}$ και $X_m = \omega_b L_m$. Οι εξισώσεις των ρευμάτων προκύπτουν:

$$i_{qs} = \frac{F_{qs} - F_{qm}}{X_{ls}} \quad (2.101)$$

$$i_{qr} = \frac{F_{qr} - F_{qm}}{X_{lr}} \quad (2.102)$$

$$i_{ds} = \frac{F_{ds} - F_{dm}}{X_{ls}} \quad (2.103)$$

$$i_{dr} = \frac{F_{dr} - F_{dm}}{X_{lr}} \quad (2.104)$$

Τέλος αντικαθιστώντας τις 2.101–2.104 στις 2.91–2.94 και οργανώνοντας κατάλληλα τους προκύπτοντες όρους λαμβάνουμε τις εξισώσεις κατάστασης του μοντέλου της μηχανής σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με ανεξάρτητες μεταβλητές τις πεπλεγμένες ροές της μηχανής:

$$\frac{dF_{qs}}{dt} = \omega_b \cdot \left[v_{qs} - \frac{\omega_e}{\omega_b} \cdot F_{ds} - \frac{R_s}{X_{ls}} \cdot (F_{qs} - F_{qm}) \right] \quad (2.105)$$

$$\frac{dF_{ds}}{dt} = \omega_b \cdot \left[v_{ds} + \frac{\omega_e}{\omega_b} \cdot F_{qs} - \frac{R_s}{X_{ls}} \cdot (F_{ds} - F_{dm}) \right] \quad (2.106)$$

$$\frac{dF_{qr}}{dt} = \omega_b \cdot \left[v_{qr} - \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} \cdot F_{dr} - \frac{R_r}{X_{lr}} \cdot (F_{qr} - F_{qm}) \right] \quad (2.107)$$

$$\frac{dF_{dr}}{dt} = \omega_b \cdot \left[v_{dr} + \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} \cdot F_{qr} - \frac{R_r}{X_{lr}} \cdot (F_{dr} - F_{dm}) \right] \quad (2.108)$$

και τέλος από την 2.75 θα έχουμε για την αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή ότι:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \frac{1}{\omega_b} \cdot (F_{ds} i_{qs} - F_{qs} i_{ds}) \quad (2.109)$$

Οι εξισώσεις 2.105–2.108 μαζί με την 2.109 αποτελούν τις πλήρεις εξισώσεις κατάστασης του δυναμικού μοντέλου της μηχανής με μεταβλητές κατάστασης τις πεπλεγμένες ροές της.

3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η σύγχρονη τάση στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με ασύγχρονους τριφασικούς κινητήρες επαγωγής επιτάσσει οι κινητήρες να οδηγούνται από τριφασικούς αντιστροφείς. Αυτό στην πράξη εφαρμόζεται σχεδόν καθολικά. Ο αντιστροφέας συνεπάγεται βέβαια ένα επιπλέον κόστος το οποίο είναι ίσο ή και πολλές φορές μεγαλύτερο από το κόστος του κινητήρα. Τα πλεονεκτήματα όμως που αποκτά το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης και η δυνατότητα που παρέχει για έλεγχο της λειτουργίας της μηχανής επαγωγής είναι μοναδικά χαρακτηριστικά, που δικαιολογούν το κόστος του και τον καθιστούν μια αναγκαία και αναντικατάστατη μονάδα σε κάθε σύγχρονο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης με κινητήρα επαγωγής.

Ο ορισμός και μια σύντομη περιγραφή της λειτουργίας του αντιστροφέα δόθηκε στο κεφάλαιο 1, στην παράγραφο 1.3.2.2. Ο αντιστροφέας εμπίπτει στην γενικότερη κατηγορία των μετατροπών ισχύος και χρησιμοποιείται στις περιπτώσεις που προβλέπει ο πίνακας 1-1. Πρόκειται για μια ηλεκτρονική διάταξη ισχύος που επιτρέπει τη μετατροπή της συνεχούς τάσης ή του συνεχούς ρεύματος εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση και ρεύμα, αντιστοίχως, με το επιθυμητό πλάτος και την επιθυμητή συχνότητα. Η δυνατότητα αυτή που μας παρέχει για ρύθμιση του πλάτους αλλά και της συχνότητας της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου είναι ακριβώς αυτό που χρειαζόμαστε για τον έλεγχο της λειτουργίας μιας ασύγχρονης μηχανής επαγωγής. Για το λόγο αυτό δεν νοείται μοντέρνα εφαρμογή ελέγχου κινητήρα επαγωγής χωρίς την χρήση αντιστροφέα.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται σε αντιστροφείς τροφοδοτούμενους από πηγή τάσης (Voltage-Fed Inverters) και σε αντιστροφείς τροφοδοτούμενους από πηγή ρεύματος (Current-Fed Inverters). Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην πρώτη κατηγορία αντιστροφέων (Voltage-Fed Inverters) παραμένουν πάντοτε ορθά πολωμένα, λόγω της τάσης της πηγής συνεχούς, και μπορεί να είναι Gate Turn-off Thyristors (GTOs), Bipolar Junction Transistors (BJTs), Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs), Power Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Power MOSFETs) και Integrated Gate Commutated Thyristors (IGCTs), ενώ πάντοτε συνοδεύονται από μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης που συνδέεται αντιπαράλληλα με αυτά για να επιτρέπει ελεύθερα την ενδεχόμενη ροή ρεύματος προς την πηγή. Στην δεύτερη κατηγορία αντιστροφέων (Current-Fed Inverters) τα ημιαγωγικά στοιχεία αναγκαία θα πρέπει να αντέχουν σε ανάστροφη πόλωση και γι' αυτό μόνο GTOs και Thyristors μπορούν να χρησιμοποιηθούν (υπάρχει βέβαια η δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν και τα παραπάνω στοιχεία που απαιτούν ορθή πόλωση, όμως θα πρέπει να συνδεθούν σε σειρά με αυτά δίοδοι ελεύθερης διέλευσης). Παρατηρούμε λοιπόν ότι οι αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή ρεύματος αποτελούν το δυϊκό ανάλογο των αντιστροφέων που τροφοδοτούνται από πηγή τάσης. Επειδή στην πράξη χρησιμοποιούνται κατά κόρον οι αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή τάσης και παρουσιάζουν μεγαλύτερο ενδιαφέρον, στη συνέχεια θα αναλύσουμε τη λειτουργία των αντιστροφέων πηγής τάσης, ενώ τα δυϊκό ανάλογο θα ισχύει για τους αντιστροφείς πηγής ρεύματος.

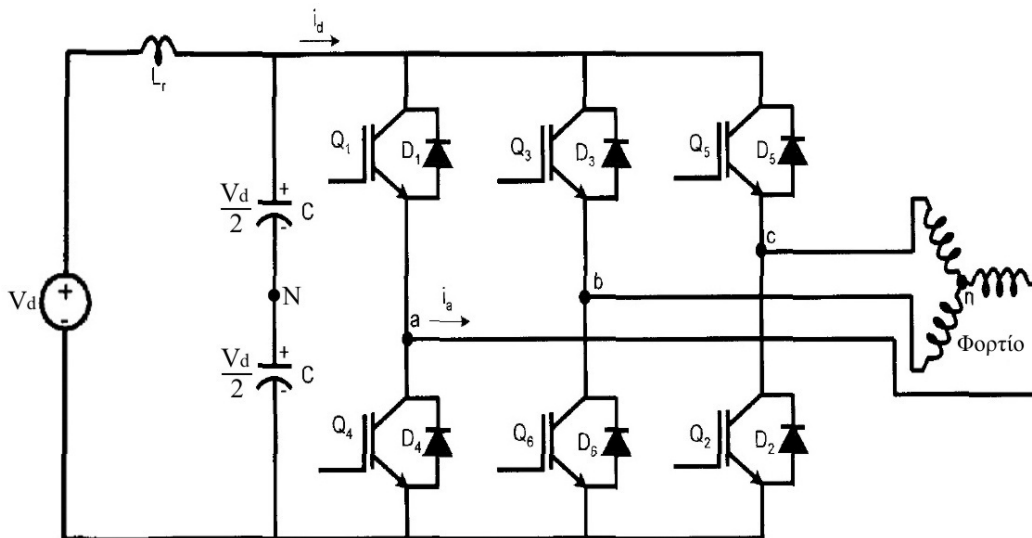
Ειδικότερα στο κεφάλαιο αυτό θα αναλύσουμε την τοπολογία των τριφασικών αντιστροφέων πηγής τάσης, θα μελετήσουμε τις διάφορες λειτουργικές τους καταστάσεις και θα παρουσιάσουμε τις σημαντικότερες και συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες τεχνικές ελέγχου των τριφασικών αντιστροφέων πηγής τάσης. Ο αναγνώστης που θα ήθελε επιπλέον

πληροφορίες πάνω στους αντιστροφείς μπορεί να ανατρέξει στη σχετική βιβλιογραφία [1], [2], [3], [7], [8], [11], [13].

3.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

Οι τοπολογίες αντιστροφέων πηγής τάσης που έχουν προταθεί είναι πολλές και διαφορετικές και σε κάθε εφαρμογή θα πρέπει να επιλέγεται η κατάλληλη. Η τυπική και απλούστερη τοπολογία αντιστροφέα που αφορά τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας που παράγει έξι επίπεδα (πέντε διακριτά) τάσης εξόδου στα άκρα του φορτίου. Αμέσως παρακάτω φαίνεται η συνδεσμολογία ενός τέτοιου αντιστροφέα (σχήμα 3.1).

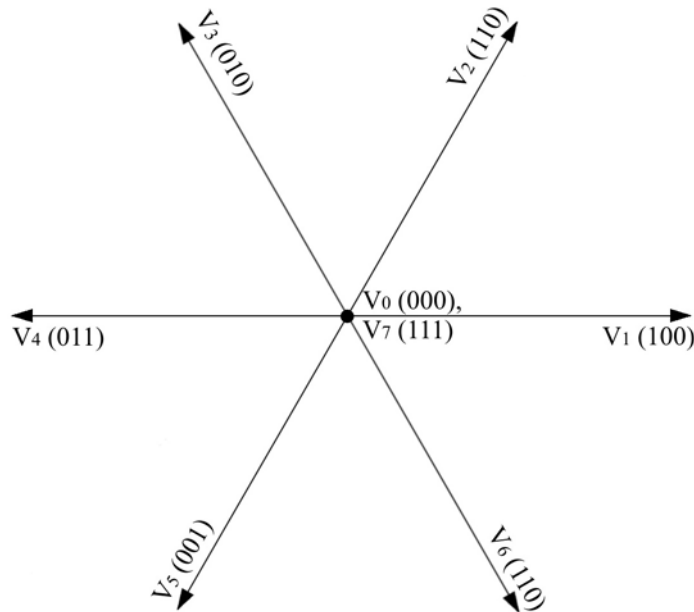
Όπως βλέπουμε και στο σχήμα ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από έξι ημιαγωγικούς διακόπτες (που συμβολίζονται με Q_i , $i=1,2,\dots,6$) αντιπαράλληλα με τους οποίους συνδέονται οι αντίστοιχες διόδους ελεύθερης διέλευσης (που συμβολίζονται με D_i , $i=1,2,\dots,6$). Παρατηρούμε ότι στην είσοδο παράλληλα με την πηγή συνεχούς τάσης υπάρχει ένας χωρητικός καταμεριστής τάσης που αποτελείται από δύο όμοιους πυκνωτές και στα άκρα του καθενός υπάρχει τάση ίση με το μισό της τάσης της πηγής. Σκοπός του καταμεριστή είναι να δημιουργηθεί ένας κόμβος αναφοράς ανάμεσα στους δύο πυκνωτές (συμβολίζεται με το N) για τη μέτρηση των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα πάνω στο φορτίο που συνδέεται σε τρίγωνο (ο κόμβος αυτός θα μπορούσε να είναι και νοητός χωρίς να απαιτείται η φυσική ύπαρξη του καταμεριστή). Η συνεχής τάση εισόδου μπορεί να προέλθει, όπως έχουμε εξηγήσει στο πρώτο κεφάλαιο, είτε από μια πηγή συνεχούς τάσης (λ.χ. συσσωρευτές (μπαταρίες), φωτοβολταϊκές συστοιχίες, κυψέλες καυσίμου κλπ.) είτε από ανόρθωση της μονοφασικής ή της τριφασικής εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου. Το κύκλωμα του αντιστροφέα αποτελείται από τρεις κλάδους (ημιγέφυρες) με δύο ημιαγωγικά στοιχεία η κάθε μια. Οι ημιγέφυρες παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120° , ώστε να δημιουργηθούν οι τριφασικές κυματομορφές τάσης. Στην έξοδο του αντιστροφέα λαμβάνουμε τριφασική εναλλασσόμενη τάση, η μορφή της οποίας εξαρτάται από τον τρόπο με τον οποίο χειριζόμαστε (ανοίγουμε και κλείνουμε) τους ημιαγωγικούς διακόπτες.



Σχήμα 3.1: Τυπική τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Ο χειρισμός των ημιαγωγικών διακοπών γίνεται μέσω κατάλληλης παλμοδότησης στην πύλη τους. Για τους περισσότερους τύπους των χρησιμοποιούμενων διακοπών (όπως λ.χ. IGBTs) το ημιαγωγικό στοιχείο χρειάζεται να λαμβάνει έναν παλμό τάσης στην πύλη του καθ' όλη τη χρονική διάρκεια που άγει, με εξαίρεση τα θυρίστορς, τα οποία αρκεί να λάβουν έναν παλμό πυροδότησης μικρής χρονικής διάρκειας. Ο αντιστροφέας του παραπάνω

σχήματος διαθέτει οκτώ διαφορετικούς συνδυασμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του. Θα πρέπει να έχουμε υπόψη μας κατά τη μέτρηση των δυνατών συνδυασμών ότι δεν είναι δυνατόν να είναι κλειστοί ταυτόχρονα αμφότεροι οι διακόπτες ενός κλάδου της γέφυρας (λ.χ. ο Q_1 και ο Q_4) καθώς τότε θα έχουμε βραχυκύκλωμα στα άκρα της πηγής συνεχούς τάσης). Επομένως υπάρχουν οκτώ διαφορετικά διανύσματα τάσης εξόδου τα οποία φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.2). Η αρχή λειτουργίας του αντιστροφέα στηρίζεται στην ιδέα ότι επιλέγουμε κάθε φορά και για κατάλληλο χρόνο εκείνο το διάνυσμα τάσης (μέσω του χειρισμού των κατάλληλων διακοπών) που θα επιτρέψει στην τάση εξόδου του αντιστροφέα να προσεγγίζει όσο το δυνατόν περισσότερο την επιθυμητή. Ο χειρισμός αυτός των διακοπών για την επιλογή του κατάλληλου διανύσματος τάσης γίνεται με κατάλληλο αλγόριθμο ελέγχου.



Σχήμα 3.2: Διανύσματα τάσης εξόδου τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Στο παραπάνω σχήμα (σχήμα 3.2) φαίνονται τα διανύσματα της τάσης εξόδου ενός τυπικού τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας και εντός παρενθέσεως φαίνονται οι χειρισμοί που πρέπει να γίνουν στους τρεις άνω διακόπτες των τριών κλάδων του, ώστε να πάρουμε το εκάστοτε διάνυσμα (η κωδικοποίηση έχει ως εξής: 1→Διακόπτης κλειστός και 0→Διακόπτης ανοιχτός, ενώ οι εντολές προς τους τρεις κάτω διακόπτες είναι οι συζυγείς των εντολών για τους άνω, διότι όπως προαναφέρθηκε δεν επιτρέπεται δύο διακόπτες του ίδιου κλάδου να είναι ταυτόχρονα κλειστοί).

Διακρίνουμε δύο κύριες μεθόδους ελέγχου των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα που καθορίζουν τις δύο καταστάσεις λειτουργίας του:

- Τη λειτουργία με Τετραγωνικό Παλμό Τάσης και
- Τη λειτουργία Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation–PWM).

Στη συνέχεια θα αναλύσουμε τις δύο αυτές καταστάσεις λειτουργίας.

3.2.1. Λειτουργία Αντιστροφέα με Τετραγωνικό Παλμό Τάσης

Στη λειτουργία με τετραγωνικό παλμό, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα έχει τη μορφή τετραγωνικού παλμού (εξ' ου και η ονομασία). Ο τετραγωνικός αυτός παλμός απέχει παρασάγγας από την ιδανική ημιτονοειδή κυματομορφή τάσεως. Από την ανάλυση της κυματομορφής του τετραγωνικού παλμού κατά Fourier βλέπουμε ότι έχει πλούσιο αρμονικό περιεχόμενο. Η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα του τετραγωνικού παλμού που είναι ημιτονοειδής προσεγγίζει απλώς την επιθυμητή ημιτονοειδή τάση εξόδου. Η πραγματική

τάση εξόδου όμως, που είναι τετραγωνικός παλμός, φέρει πέραν της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας και όλο εκείνο το ανώτερο αρμονικό περιεχόμενο που συνεπάγεται κάθε τετραγωνικός παλμός.

Οι κυματομορφές εξόδου του αντιστροφέα του σχήματος 3.1 για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης φαίνονται στο σχήμα 3.3. Από την ανάλυση κατά Fourier των κυματομορφών αυτών τόσο για τις φασικές όσο και για τις πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα έχουμε τις παρακάτω αναλυτικές εκφράσεις:

$$V_{aN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right] \quad (3.1)$$

$$V_{bN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right] \quad (3.2)$$

$$V_{cN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right] \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{aN} - V_{bN} = \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + \dots \right] \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} V_{bc} &= V_{bN} - V_{cN} = \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \dots \right] \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} V_{ca} &= V_{cN} - V_{aN} = \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) + \dots \right] \end{aligned} \quad (3.6)$$

όπου V_d η συνεχής τάση εισόδου. Σημειώνεται ότι στις πολικές τάσεις, όπως ήταν αναμενόμενο, το πλάτος είναι $\sqrt{3}$ φορές το πλάτος της φασικής τάσης, ενώ η πολική τάση προηγείται κατά 30° της αντίστοιχης φασικής. Οι τάσεις στα άκρα του συνδεδεμένου σε αστέρα φορτίου θα είναι ίσες με τη διαφορά δυναμικού μεταξύ της εκάστοτε φάσης εξόδου του αντιστροφέα (a,b,c) και του κοινού μη γειωμένου κόμβου του αστέρα του φορτίου (n). Αξίζει στο σημείο αυτό να σημειωθεί ότι η τιμή της τάσης σε κάθε μια από τις φάσεις εξόδου του αντιστροφέα (a,b,c) αναφέρεται στον κόμβο αναφοράς (N), ο οποίος δεν έχει το ίδιο δυναμικό με τον κοινό κόμβο του αστέρα του φορτίου (n) (σχήμα 3.4). Έτσι από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 3.4 βλέπουμε ότι η τάση στα άκρα του φορτίου προκύπτει από έναν νόμο τάσεων Kirchhoff (για την κάθε φάση) και δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

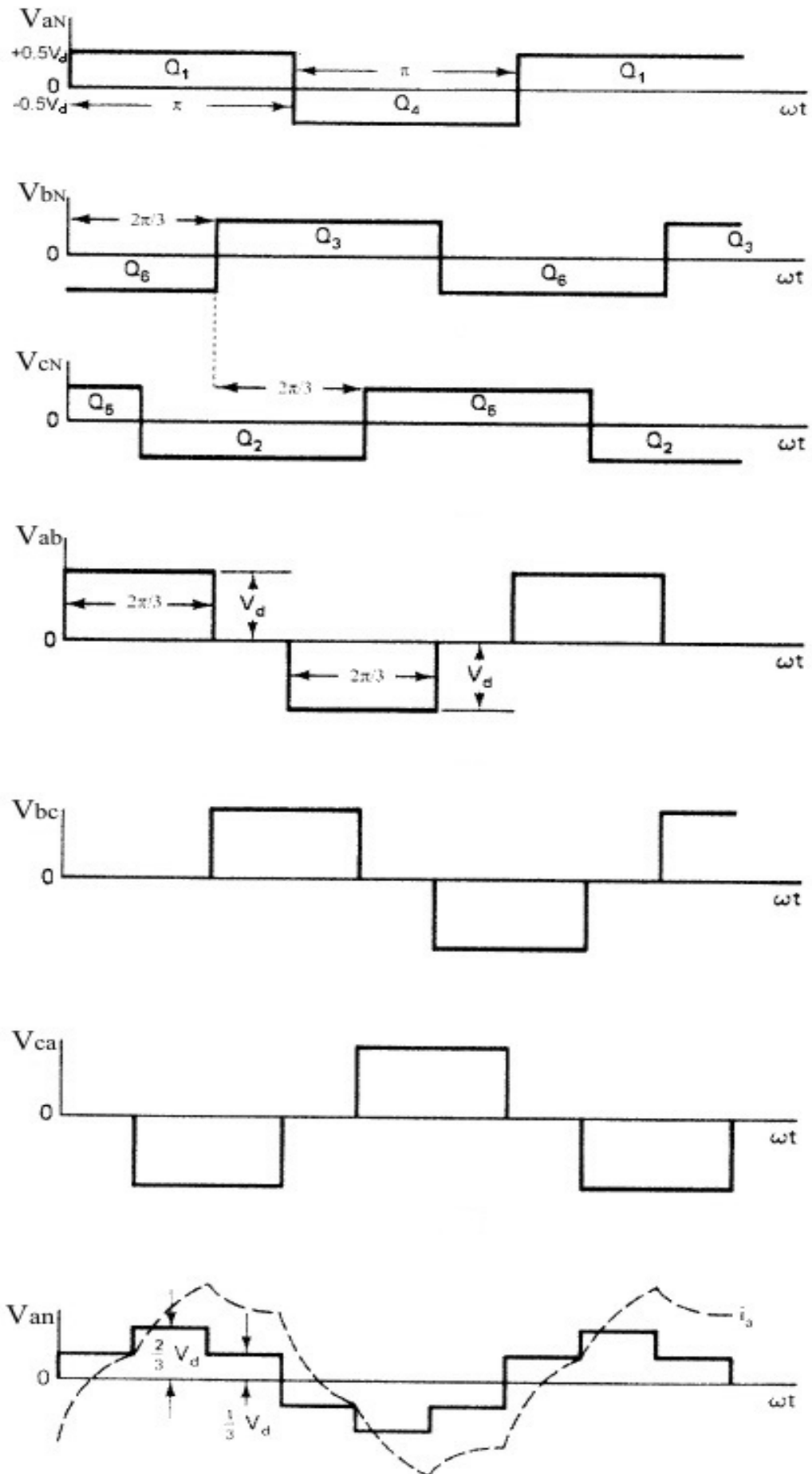
$$V_{aN} = V_{an} + V_{nN} \quad (3.7)$$

$$V_{bN} = V_{bn} + V_{nN} \quad (3.8)$$

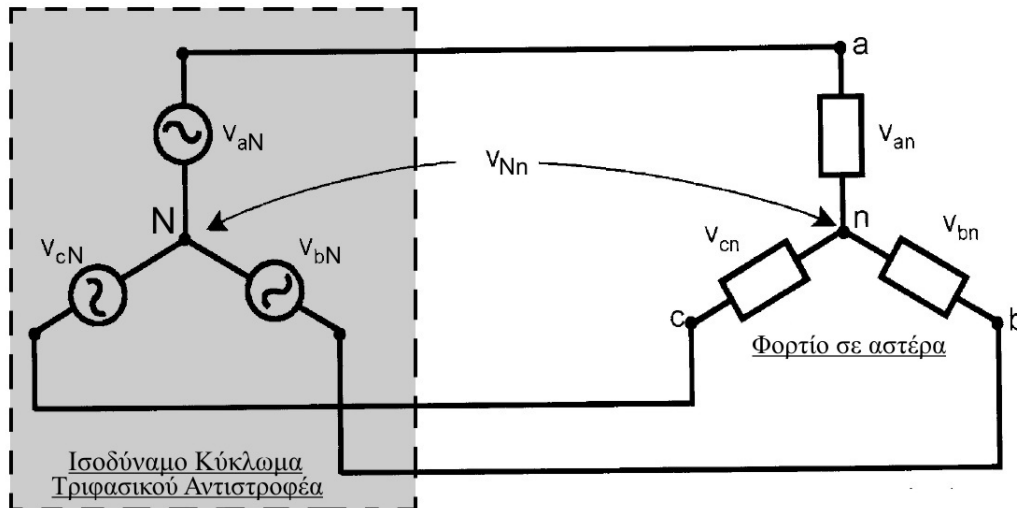
$$V_{cN} = V_{cn} + V_{nN} \quad (3.9)$$

Από την πρόσθεση των παραπάνω εξισώσεων (3.7–3.9) κατά μέλη και γνωρίζοντας ότι για το συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων του φορτίου ισχύει $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ λαμβάνουμε ότι:

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 3 \cdot V_{nN} \rightarrow V_{nN} = \frac{1}{3} (V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}) \quad (3.10)$$



Σχήμα 3.3: Κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως σε συνδεσμολογία γέφυρας του σχήματος 3.1 για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης.



Σχήμα 3.4: Ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα και φορτίο σε αστέρα στο οποίο φαίνονται οι μελετώμενες τάσεις.

Επομένως αντικαθιστώντας την εξίσωση 3.10 στις εξισώσεις 3.7–3.9 και γνωρίζοντας τις τάσεις εξόδου του αντιστροφέα ως προς τον κόμβο αναφοράς N από τις σχέσεις 3.1–3.3 (οι οποίες παριστάνονται και γραφικά στα τρία πρώτα διαγράμματα του σχήματος 3.3) μπορούμε να υπολογίσουμε τόσο αναλυτικά όσο και γραφικά την τάση στα άκρα του φορτίου. Έχουμε:

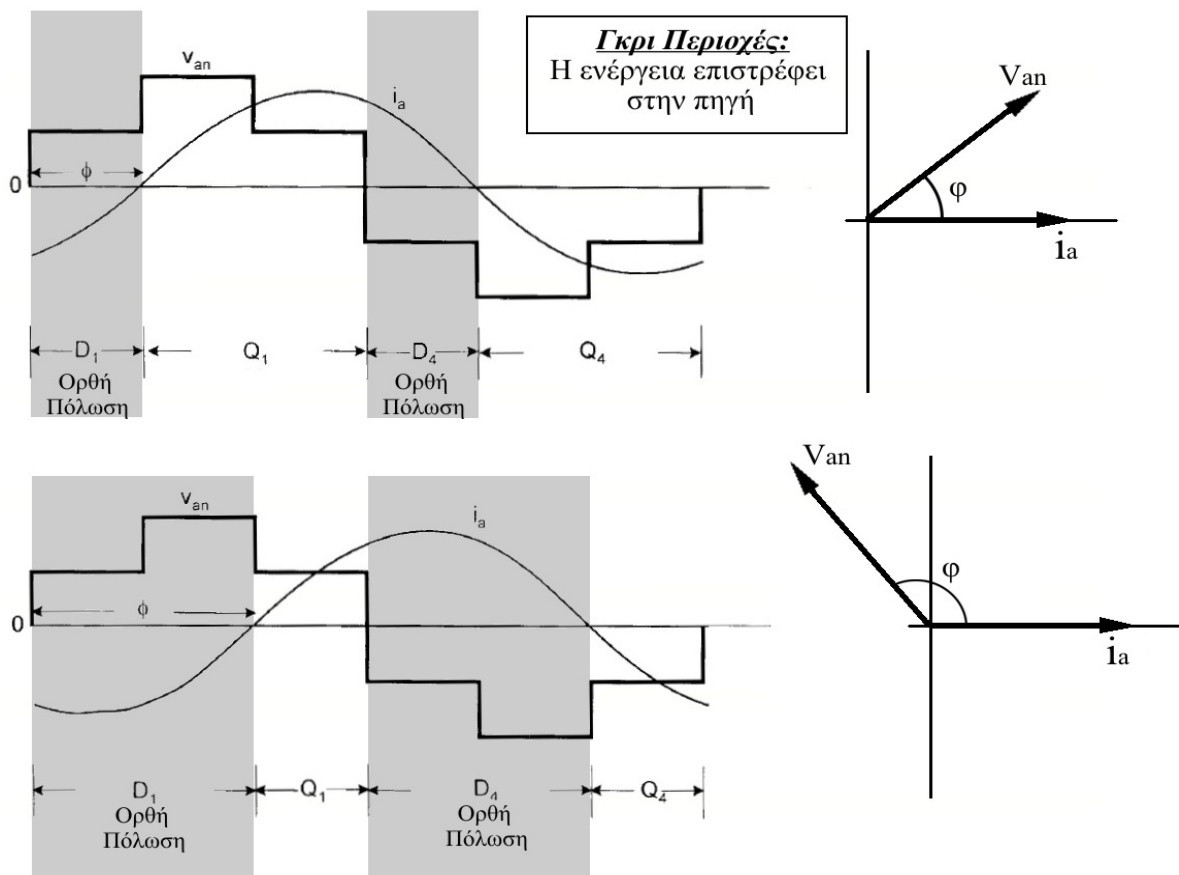
$$V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{aN} - \frac{1}{3} \cdot V_{bN} - \frac{1}{3} \cdot V_{cN} \quad (3.11)$$

και από το τελευταίο διάγραμμα του σχήματος 3.3 βλέπουμε την μορφή της V_{an} . Αν παρατηρήσουμε πιο προσεκτικά τη μορφή της παρατηρούμε ότι προκύπτει από την υπέρθεση τριών τάσεων με τους κατάλληλους συντελεστές, όπως φαίνεται από τη σχέση 3.11. Ομοίως προκύπτουν και οι δύο άλλες τάσεις στα άκρα του φορτίου. Η θεμελιώδης της τάσης στα άκρα του φορτίου εμφανίζει διαφορά φάσης 30° από την αντίστοιχη θεμελιώδη της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Επειδή οι φασικές και οι πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα είναι τετραγωνικοί παλμοί και η τάση στα άκρα του φορτίου παρουσιάζει έξι (πέντε διακριτές) στάθμες, ο αντιστροφέας αυτός, σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας, ονομάζεται αντιστροφέας με τετραγωνικό παλμό τάσης ή αντιστροφέας έξι επιπέδων τάσης. Σημειώνεται επίσης ότι μαζί με την κυματομορφή της τάσης στα άκρα του φορτίου φαίνεται στο σχήμα 3.3 μια τυπική κυματομορφή του ρεύματος της φάσης αυτής, η οποία προκύπτει από την υπέρθεση όλων των αρμονικών ρεύματος που προκαλούν οι αρμονικές της τάσης. Για γραμμικό και συμμετρικό τριφασικό φορτίο, οι κυματομορφές του ρεύματος είναι επίσης συμμετρικές.

Ο αντιστροφέας, όπως έχουμε αναφέρει και παραπάνω, χρησιμοποιείται για την τροφοδότηση μιας μηχανής εναλλασσομένου ρεύματος. Όπως είδαμε στο δεύτερο κεφάλαιο (παράγραφος 2.24 και σχήμα 2.8) μια μηχανή αυτού του είδους έχει τρεις περιοχές λειτουργίας: τη λειτουργία κινητήρα, τη λειτουργία γεννήτριας και την λειτουργία πέδησης. Αμελώντας την τελευταία ως μια ειδική και χωρίς μεγάλο ενδιαφέρον περίπτωση, θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά του αντιστροφέα στις δύο αυτές καταστάσεις λειτουργίας της μηχανής. Επειδή το φορτίο του αντιστροφέα (στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρική μηχανή) δεν είναι καθαρά ωμικό, δηλαδή δεν παρουσιάζει μοναδιαίο συντελεστή μετατόπισης, είναι ευνόητο ότι η τάση και το ρεύμα του φορτίου δεν θα είναι σε φάση. Επομένως θα υπάρχουν περιοχές στις οποίες παρότι η τάση εξόδου του αντιστροφέα θα είναι θετική το ρεύμα του θα είναι αρνητικό και αντιστρόφως. Στις περιπτώσεις αυτές παρότι ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι ορθά πολωμένος δεν επιτρέπει την κυκλοφορία αντίθετου ρεύματος, το οποίο αναγκαστικά περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης διέλευσης, οι οποίες είναι πολωμένες θετικά, και επιτρέπουν την επιστροφή του ρεύματος προς την πηγή. Έτσι αφενός

μεν οι ημιαγωγικοί διακόπτες προστατεύονται από ανάστροφη πόλωση και αφετέρου η κυματομορφή του ρεύματος πλησιάζει περισσότερο την ημιτονοειδή.

Για να γίνουμε πιο συγκεκριμένοι ας εξετάσουμε την τάση και το ρεύμα στην φάση a του φορτίου, η οποία φαίνεται όπως έχουμε προαναφέρει στο σχήμα 3.3. Στη λειτουργία κινητήρα ο αντιστροφέας παρέχει ηλεκτρική ενεργό ισχύ στον κινητήρα, ο οποίος την μετατρέπει σε μηχανική και την αποδίδει στο φορτίο. Για ωμικό-επαγωγικό φορτίο που είναι ο κανόνας για τις ηλεκτρικές μηχανές το ρεύμα έπεται της τάσης κατά μια γωνία φ που προκύπτει από το συντελεστή μετατόπισης για το εκάστοτε φορτίο. Έστω λοιπόν ότι έχουμε ημιτονοειδές ρεύμα (χωρίς καθόλου αρμονική παραμόρφωση) με διαφορά φάσης 60° (καθυστέρηση) σε σχέση με την τάση. Στο πρώτο διάγραμμα του σχήματος 3.5 φαίνονται οι δύο αυτές κυματομορφές της φάσης a του φορτίου, τα διαστήματα μεταφοράς ενεργού ισχύος από και προς την ηλεκτρική μηχανή μέσω της φάσης a, καθώς και τα ημιαγωγικά στοιχεία που άγουν κάθε φορά. Είναι προφανές ότι στη λειτουργία κινητήρα τα διαστήματα κατά τα οποία έχουμε επιστροφή ενέργειας προς την πηγή είναι μικρότερα από τα αντίστοιχα διαστήματα στα οποία έχουμε ροή ενέργειας από την πηγή προς τη μηχανή. Επομένως η μέση τιμή της μεταφερόμενης ενέργειας είναι θετική γεγονός που σημαίνει ότι συνολικά ενέργεια προσφέρεται από την πηγή στον κινητήρα. Βλέπουμε επίσης ότι οι κυματομορφές εμφανίζουν συμμετρία ημίσεως κύματος και εάν η γωνία φ γίνει μηδενική (δηλαδή για μοναδιαίο συντελεστή μετατόπισης) άγουν μόνο οι ημιαγωγικοί διακόπτες, για γωνία 180° έκαστος. Στη λειτουργία γεννήτριας, η οποία φαίνεται στο δεύτερο διάγραμμα του σχήματος 3.5, τα διαστήματα επιστροφής ενέργειας προς την πηγή είναι σαφώς μεγαλύτερα, με αποτέλεσμα συνολικά ενέργεια να μεταφέρεται από τη μηχανή (γεννήτρια) προς την πηγή. Στην ακραία περίπτωση που η γωνία φ γίνει 180° , άγουν μόνο οι διόδοι και ο αντιστροφέας λειτουργεί ως μη ελεγχόμενος ανορθωτής με διόδους, ενώ η μετάβαση από λειτουργία κινητήρα σε λειτουργία γεννήτριας γίνεται για $\varphi=90^\circ$.



Σχήμα 3.5: Κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στο φορτίο της φάσης a του αντιστροφέα για λειτουργία της μηχανής (α) κινητήρα και (β) γεννήτριας.

Η λειτουργία του αντιστροφέα με τετραγωνικό παλμό τάσης είναι ιδιαίτερα απλή, επιτρέπει τον εύκολο έλεγχο του και παρουσιάζει πολύ μικρές διακοπτικές απώλειες, καθώς γίνονται μόνο έξι μεταγωγές των ημιαγωγικών διακοπών ανά περίοδο. Ταυτόχρονα αποτελεί μια ουσιαστική και συνάμα απλή προσέγγιση για την κατανόηση της λειτουργίας του αντιστροφέα. Η λειτουργία αυτή, όμως, στην πράξη συνήθως δεν χρησιμοποιείται καθώς παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά μειονεκτήματα και κυρίως μεγάλες αρμονικές συνιστώσες στο ρεύμα και στην τάση, χαμηλών γενικά συχνοτήτων (μικρής τάξης). Συνεπώς προκαλεί μεγάλη αρμονική παραμόρφωση στην τάση και στο ρεύμα, η οποία για να μειωθεί απαιτεί τη χρήση ογκωδέστατων και ακριβών βαθυπερατών φίλτρων. Στην πράξη έχει επικρατήσει η λειτουργία του αντιστροφέα με την τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation–PWM), που αναλύεται στην επόμενη παράγραφο.

3.2.2. Λειτουργία με την τεχνική Διαμόρφωσης του Εύρους των Παλμών (Pulse Width Modulation–PWM)

Η γενική ιδέα της τεχνικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation–PWM), η οποία εφεξής θα καλείται PWM κατά την κοινή πρακτική, στηρίζεται στη δυνατότητα που μας παρέχει ο αντιστροφέας για έλεγχο της τάσης εξόδου και ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση της αρμονικής παραμόρφωσης μέσω του πολύ γρήγορου χειρισμού (ανοίγματα και κλεισίματα) των ημιαγωγικών του διακοπών. Από τον χειρισμό αυτό δημιουργούνται θετικοί και αρνητικοί παλμοί μεταβλητής διάρκειας (εύρους) και στόχος είναι να παράγουμε παλμούς τέτοιου εύρους κάθε φορά, ώστε η τάση εξόδου κάθε στιγμή να προσεγγίζει την επιθυμητή ή ισοδύναμα η προκύπτουσα κυματομορφή της τάσης εξόδου να προσεγγίζει την επιθυμητή κυματομορφή της τάσης εξόδου. Άρα η βασική ιδέα αυτής της τεχνικής, όπως φανερώνει και το όνομά της, είναι η κατάλληλη διαμόρφωση του εύρους των θετικών και αρνητικών παλμών ώστε η τάση εξόδου να πλησιάζει κατά το δυνατόν την επιθυμητή. Τελικός σκοπός της διαμόρφωσης αυτής είναι ο έλεγχος της μέσης τιμής της τάσης εξόδου, αφού αυτή εξαρτάται άμεσα από τον συντελεστή χρησιμοποίησης (Duty Cycle–D) του τετραγωνικού παλμού που προκύπτει. Η μέση τιμή δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) dt \quad (3.14)$$

και για τετραγωνικό παλμό μέγιστης τιμής y_{\max} και ελάχιστης τιμής y_{\min} με συντελεστή χρησιμοποίησης D η παραπάνω σχέση εξειδικεύεται:

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} y_{\max} dt + \int_{DT}^T y_{\min} dt \right) = D \cdot y_{\max} + (1-D) \cdot y_{\min} \quad (3.15)$$

δηλαδή παρατηρούμε ότι η μέση τιμή του τετραγωνικού παλμού που προκύπτει πράγματι εξαρτάται από τον συντελεστή χρησιμοποίησης του, οπότε είναι δυνατός ο έλεγχος της μέσω αυτού, ή ισοδύναμα μέσω της διαμόρφωσης του εύρους του. Στη βιβλιογραφία προτείνονται πολλές και διάφορες τεχνικές (αλγόριθμοι) σύμφωνα με τις οποίες μπορεί να επιτευχθεί η ορθή διαμόρφωση του εύρους των παλμών, οι σημαντικότερες από τις οποίες είναι οι ακόλουθες:

- Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation–SPWM)
- PWM για απαλοιφή επιλεγμένων αρμονικών (Selected Harmonic Elimination PWM–SHE PWM)
- PWM για ελάχιστη κυμάτωση του ρεύματος (Minimum Ripple Current PWM)
- PWM με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM–SVM)
- PWM για τον έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)
- Ημιτονοειδής PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος (SPWM Instantaneous Current Control)
- Sigma–Delta Modulation

Από τις παραπάνω αναφερόμενες τεχνικές στη συνέχεια θα αναλύσουμε ως πιο αντιπροσωπευτικές και πιο συχνά χρησιμοποιούμενες τις εξής: Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation–SPWM), PWM με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM–SVM) και PWM για τον έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM). Ο αναγνώστης που θα ήθελε περισσότερες πληροφορίες για τις τεχνικές PWM μπορεί να ανατρέξει στην οικεία βιβλιογραφία [1], [2], [3], [7], [8], [11], [13].

3.2.2.1. Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation–SPWM)

Η τεχνική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM) είναι ιδιαίτερα δημοφιλής και κατά κόρον χρησιμοποιούμενη σε βιομηχανική κλίμακα, ενώ συναντάται σε ολόκληρη τη σχετική με το αντικείμενο βιβλιογραφία.

Η βασική αρχή της τεχνικής αυτής φαίνεται στο σχήμα 3.6. Όπως βλέπουμε το εύρος των παλμών των τάσεων για τις τρεις φάσεις διαμορφώνεται μέσα από τη σύγκριση μιας τριγωνικής κυματομορφής (φορέας–carrier) με τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές, μιας για την κάθε φάση. Η τριγωνική κυματομορφή που ονομάζεται φορέας έχει συχνότητα f_c την οποία επιλέγουμε κατάλληλα, ενώ οι τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς συνιστούν ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα με συχνότητα f ίση με τη θεμελιώδη. Τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών καθορίζουν τα σημεία μεταγωγής των ημιαγωγικών διακοπών. Συγκεκριμένα στο δεύτερο διάγραμμα του σχήματος 3.6 φαίνεται η τάση εξόδου στη φάση a του αντιστροφέα V_{aN} (βλέπε σχήμα 3.4), η οποία όπως βλέπουμε εμφανίζει παλμούς το εύρος των οποίων μεταβάλλεται σύμφωνα με το ημίτονο αναφοράς (αρχικά μικρό εύρος θετικών παλμών που σταδιακά μεγαλώνει, γίνεται μέγιστο, στη συνέχεια μικραίνει συνεχώς και αρχίζει να αυξάνεται το εύρος των αρνητικών παλμών που εν συνεχεία γίνεται μέγιστο και τέλος το εύρος των αρνητικών παλμών μικραίνει και πάλι). Η τάση αυτή προκύπτει στην έξοδο από τον κατάλληλο χειρισμό των ημιαγωγικών διακοπών Q_1 και Q_4 της ημιγέφυρας της φάσης a. Συγκεκριμένα στην πύλη του ημιαγωγικού διακόπτη Q_1 εφαρμόζεται μια κυματομορφή ίδια με την δεύτερη κυματομορφή του σχήματος 3.6 χωρίς όμως τους αρνητικούς παλμούς και με το οριζόμενο από τον κατασκευαστή του ημιαγωγικού στοιχείου πλάτος. Στον Q_4 εφαρμόζεται η συμπληρωματική κυματομορφή αυτής του Q_1 , επειδή οι δύο αυτοί διακόπτες βρίσκονται στον ίδιο κλάδο και δεν πρέπει να άγουν ταυτόχρονα διότι σε αυτή την περίπτωση βραχυκυκλώνουν την πηγή συνεχούς τάσης. Με αντίστοιχο τρόπο δημιουργούνται οι τάσεις εξόδου και για τις δύο άλλες φάσεις, ενώ σημειώνεται ότι ο ίδιος φορέας μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τις τρεις φάσεις εξόδου.

Η παρουσίαση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα V_{aN} ως σειρά Fourier έχει την ακόλουθη μορφή:

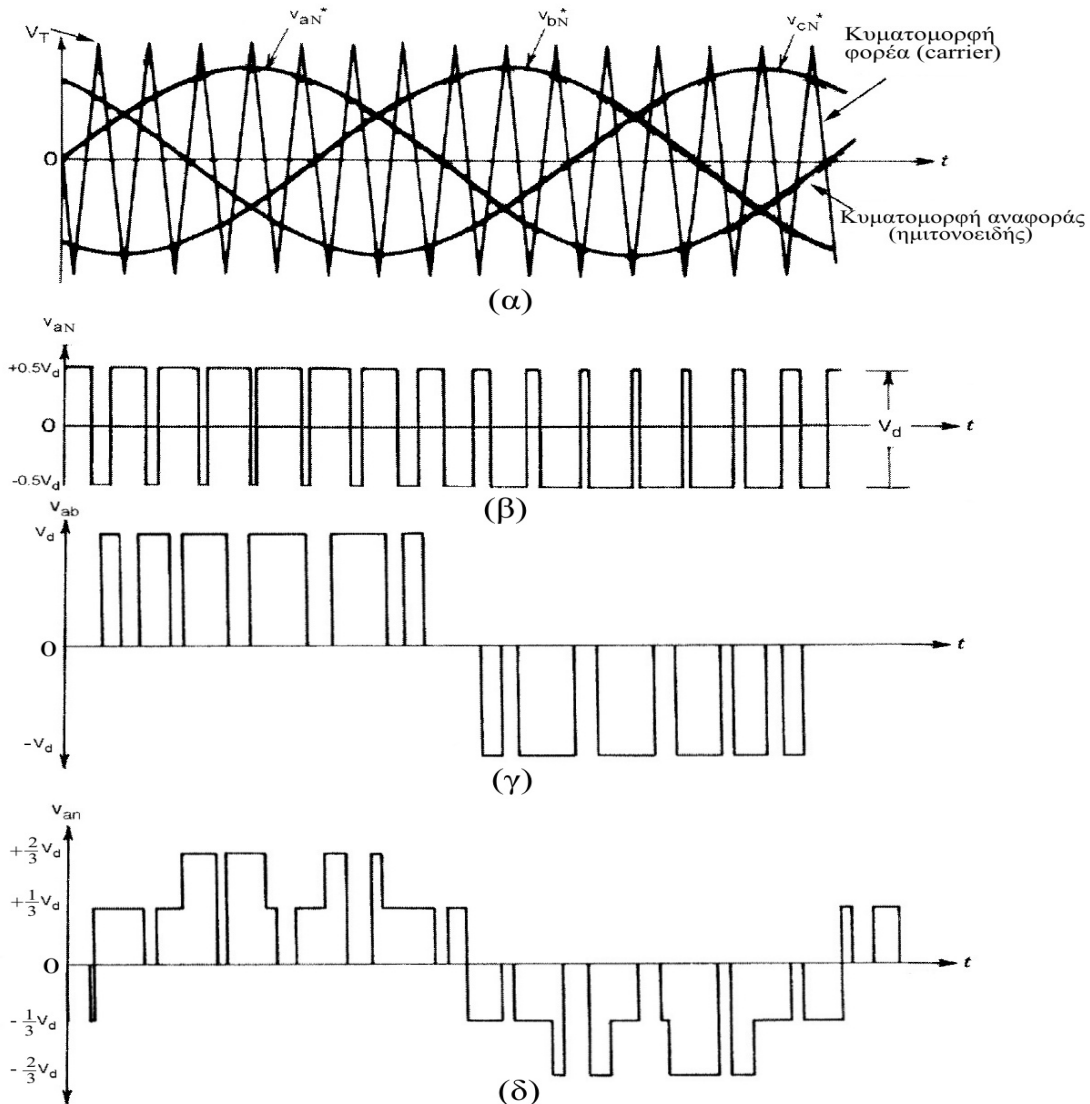
$$V_{aN} = 0,5 \cdot m_f \cdot V_d \cdot \sin(\omega t + \phi) + \{ \text{Ανώτερες Αρμονικές σε Συχνότητα } (M \cdot \omega_c \pm N \cdot \omega) \} \quad (3.16)$$

όπου m_f είναι ο δείκτης διαμόρφωσης, ω η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα σε rad/s και ϕ η φασική μετατόπιση της εξόδου που προκύπτει από τη σχετική θέση του φορέα και της κυματομορφής αναφοράς για την εκάστοτε φάση. Ο δείκτης διαμόρφωσης είναι ένα σημαντικό μέγεθος που ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης τιμής της κυματομορφής αναφοράς (πλάτος) προς τη μέγιστη τιμή V_T (πλάτος) της τριγωνικής κυματομορφής του φορέα και δίνεται από τη σχέση:

$$m_f = \frac{\hat{V}_{aN}^*}{V_T} \quad (3.17)$$

ενώ η ίδια σχέση ισχύει και για όλες τις φάσεις. Γενικά ο δείκτης διαμόρφωσης μπορεί να πάρει τιμές από 0 έως 1 δίνοντας μια γραμμική σχέση μεταξύ της κυματομορφής αναφοράς και της κυματομορφής της τάσης εξόδου. Στην περιοχή αυτή γραμμικής λειτουργίας ο αντιστροφέας μπορεί να θεωρηθεί ως γραμμικός ενισχυτής τάσης. Για $m_f=1$ η μέγιστη τιμή

(πλάτος) της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα μεταξύ μιας φάσεως και του κόμβου αναφοράς N είναι $0,5 \cdot V_d$ που είναι ίση με το 78,55% του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της αντίστοιχης τάσης για λειτουργία τετραγωνικού παλμού ($4V_d/2\pi$). Στην πράξη η μέγιστη τάση εξόδου στη γραμμική περιοχή μπορεί να ανέλθει στο 90,7% της μέγιστης τάσης για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης, αν στις κυματομορφές αναφοράς υπερθέσουμε κατάλληλες κυματομορφές τρίτων αρμονικών. Για $m_f=0$ η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι ένας τετραγωνικός παλμός με συντελεστή χρησιμοποίησης 0,5 και συχνότητα ίση με τη συχνότητα του τριγωνικού φορέα.



Σχήμα 3.6: Κυματομορφές δημιουργίας των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα για λειτουργία με την τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης παλμών (SPWM). Διαδοχικά φαίνονται (α) οι συγκρινόμενες κυματομορφές, (β) η τάση εξόδου του αντιστροφέα ως προς τον κόμβο αναφοράς N, (γ) η πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα μεταξύ των φάσεων a και b και (δ) η τάση στα άκρα του φορτίου

Όπως και στην λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης, βλέπουμε (σχήμα 3.6 αλλά και σχέση 3.16) ότι και στην τεχνική της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης του εύρους των παλμών (SPWM) εμφανίζεται αρμονική παραμόρφωση στην τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η αρμονική αυτή παραμόρφωση είναι αναπόφευκτη και οφείλεται στη μη γραμμικότητα των ημιαγωγικών στοιχείων. Από μια ανάλυση όμως κατά Fourier της τάσης εξόδου του αντιστροφέα που έχει προκύψει με εφαρμογή της τεχνικής SPWM διακρίνουμε ότι η τεχνική αυτή παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα. Οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες βρίσκονται

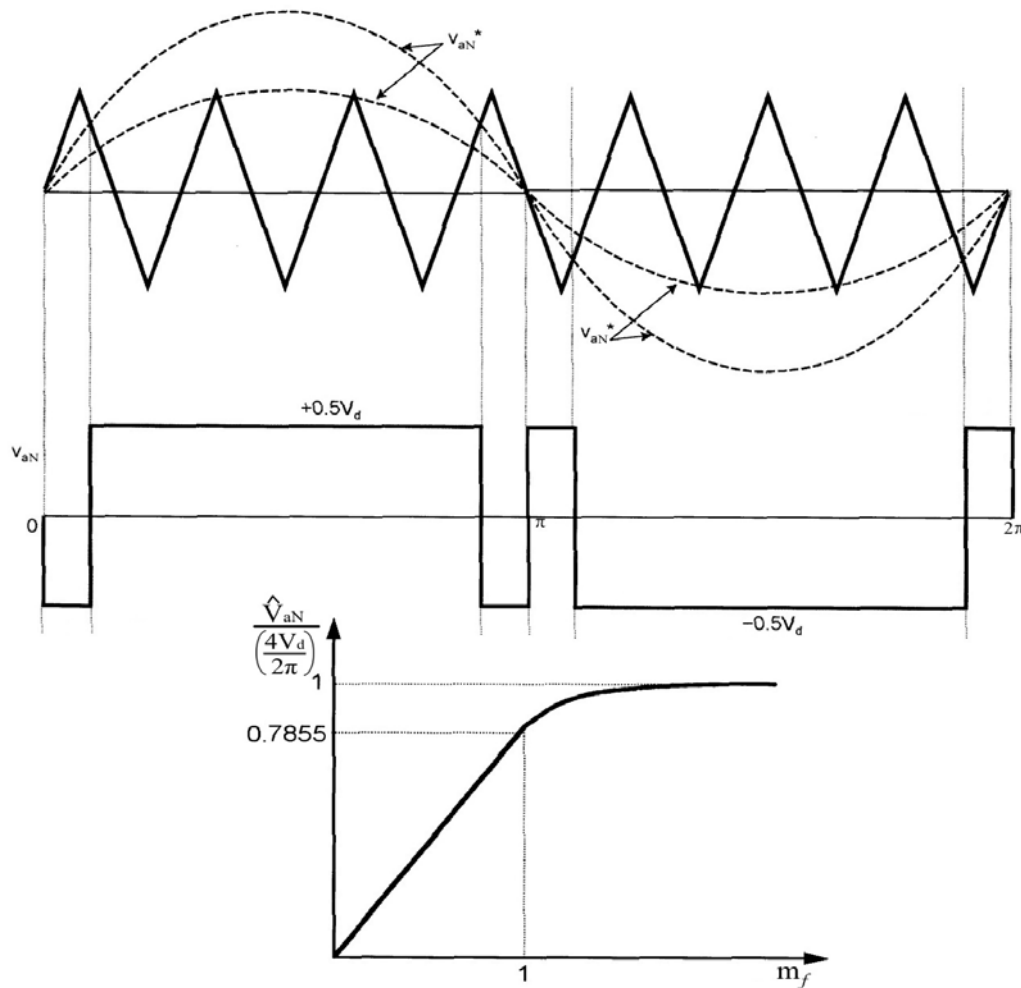
στις κυκλικές συχνότητες $(M \cdot \omega_c \pm N \cdot \omega)$, όπου M και N ακέραιοι και $M+N$ =άρτιος ακέραιος αριθμός. Αυτό σημαίνει ότι οι συχνότητες στις οποίες βρίσκονται οι αρμονικές αυτές καθορίζονται από την συχνότητα του φορέα (ω_c) και ως εκ τούτου είναι ελέγξιμες. Επιλέγοντας λοιπόν μια υψηλή συχνότητα φορέα, εφόσον το επιτρέπει και η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων, μπορούμε να μετατοπίσουμε τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες σε υψηλές συχνότητες, μειώνοντας το μέγεθος και το κόστος των φίλτρων που απαιτούνται για την καταστολή τους. Πολλές φορές μάλιστα δεν απαιτείται η χρήση φίλτρων αφού η ίδια η επαγωγή της μηχανής δρα ικανοποιητικά ως φίλτρο, με την κυματομορφή του ρεύματος να προσεγγίζει πρακτικά ένα ημίτονο. Η επιλογή της συχνότητας του φορέα δεν μπορεί να γίνει αυθαίρετα αλλά σε κάθε περίπτωση αποτελεί τον βέλτιστο συμβιβασμό μεταξύ των αυξημένων απωλειών αντιστροφέα και των μειωμένων απωλειών στη μηχανή, που συνεπάγεται η αύξησή της, ενώ πάντοτε λαμβάνεται μέριμνα η συχνότητα αυτή, αν είναι δυνατόν, να μην εμπίπτει στην ακουστική περιοχή. Στο σημείο αυτό θα ορίσουμε ένα νέο μέγεθος που ονομάζεται ανηγμένη συχνότητα φορέα και δίνεται από τη σχέση:

$$F_{nc} = \frac{f_c}{f} = \frac{\omega_c}{\omega} \quad (3.18)$$

όπου ο δείκτης c αναφέρεται στον φορέα και στον παρονομαστή βρίσκεται η θεμελιώδης συχνότητα. Με χρήση του ορισμού αυτού βλέπουμε ότι οι ανώτερες αρμονικές βρίσκονται σε συχνότητες $\omega(M \cdot F_{nc} \pm N)$. Τέλος μπορεί να δειχτεί ότι το πλάτος των ανώτερων αρμονικών είναι ανεξάρτητο της ανηγμένης συχνότητας φορέα και μειώνεται για μεγαλύτερες τιμές των M και N .

Στην περίπτωση που ο δείκτης διαμόρφωσης m_f υπερβεί τη μονάδα η τεχνική SPWM περνάει στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Στην περιοχή αυτή έχουμε λειτουργία οιονεί (εν μέρει) SPWM (quasi-SPWM), η οποία φαίνεται στο σχήμα 3.7. Οι αρνητικοί παλμοί στα κεντρικά τμήματα έχουν εξαλειφθεί δίνοντας στην τάση εξόδου εν μέρει τη μορφή τετραγωνικού παλμού, με υψηλότερη θεμελιώδη συνιστώσα. Η λειτουργία στην περιοχή αυτή είναι έντονα μη γραμμική, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.7 και οι αρμονικές ($5^{th}, 7^{th}$ κοκ) επανεμφανίζονται. Αυξάνοντας περαιτέρω την τιμή του m_f θα περάσουμε τελικά σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού, με δύο μεταγωγές των ημιαγωγικών στοιχείων της κάθε φάσης ανά περίοδο. Τότε η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας του προκύπτοντος τετραγωνικού παλμού θα είναι $(4V_d/2\pi)$, δηλαδή ίση με εκείνη για λειτουργία τετραγωνικού παλμού που παρουσιάσαμε στην 3.2.1.

Επομένως όταν ένας αντιστροφέας που λειτουργεί με την τεχνική SPWM τροφοδοτεί έναν ηλεκτρικό κινητήρα, ο οποίος παρουσιάζει μια περιοχή λειτουργίας σταθερής ροπής έως την ονομαστική ταχύτητα και στην συνέχεια ακολουθεί η περιοχή σταθερής ισχύος (παράγραφος 2.2.4 και σχήμα 2.9), θα πρέπει η λειτουργία του να διαφοροποιείται κατάλληλα ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας στην οποία εμπίπτει κάθε φορά ο κινητήρας. Στην περιοχή σταθερής ροπής ο αντιστροφέας λειτουργεί βάσει της τεχνικής SPWM με σταθερή συνήθως ανηγμένη συχνότητα του φορέα F_{nc} , ενώ στην περιοχή σταθερής ισχύος περνάμε σε υπερδιαμόρφωση (quasi-SPWM) και λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης, όπου η συχνότητα φορέα μπορεί να γίνει ίση με τη θεμελιώδη. Για εφαρμογές οδήγησης κινητήρων μεταβλητής ταχύτητας θα πρέπει να επιλέγουμε πολύ προσεκτικά την συχνότητα του φορέα (ιδιαίτερα όταν αυτή είναι μεταβλητή), ώστε να μην έχουμε προβλήματα αποσυγχρονισμού κατά τη σύγκριση των κυματομορφών και ανεπιθύμητα άλματα στην τάση. Για το λόγο αυτό συνήθως επιλέγουμε λειτουργία υπό σταθερή ανηγμένη συχνότητα φορέα η οποία είναι ακέραιος αριθμός, ώστε να εξασφαλίζεται ο συγχρονισμός, περιττός ώστε να μην υπάρχουν στο φάσμα άρτιες αρμονικές και πολλαπλάσιο του τρία, αφού το φορτίο διαθέτει απομονωμένο κοινό κόμβο που δεν επιτρέπει την κυκλοφορία ομοπολικών αρμονικών ρευμάτων (τρίτων και ακεραίων πολλαπλάσιων του τρία).



Σχήμα 3.7: Κυματομορφές λειτουργίας στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης και διάγραμμα συντελεστή διαμόρφωσης-ανηγμένου πλάτους της τάσης εξόδου ως προς το πλάτος της κατά τη λειτουργία διαμόρφωσης του εύρους παλμών, όπου είναι έντονη η μη γραμμικότητα κατά την υπερδιαμόρφωση.

3.2.2.2. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM-SVM)

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών μέσω των διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα (SVM) είναι μια προηγμένη, εντατικού υπολογισμού τεχνική PWM και είναι πιθανότατα η καταλληλότερη μεταξύ όλων των τεχνικών PWM για εφαρμογές οδήγησης κινητήρων με μεταβλητή συχνότητα. Τα τελευταία χρόνια μάλιστα η τεχνική αυτή βρίσκει ένα συνεχώς διευρυνόμενο φάσμα εφαρμογών σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής συχνότητας (ταχύτητας), εξαιτίας των ανώτερων χαρακτηριστικών λειτουργίας της.

Η μέθοδος SVM λαμβάνει υπόψη την αλληλεπίδραση μεταξύ των φάσεων του φορτίου λόγω του απομονωμένου κοινού κόμβου τους και ελαχιστοποιεί έτσι την αρμονική παραμόρφωση της τάσης στα άκρα του φορτίου κάθε φάσης. Στη συνέχεια θα αναλύσουμε τις καταστάσεις του αντιστροφέα και θα εξάγουμε το διάνυσμα κατάστασής του αναλύοντας τη φυσική σημασία του και τη χρησιμότητά του κατά τον έλεγχο. Όπως έχουμε προαναφέρει στην παράγραφο 3.2, ο τριφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία γέφυρας του σχήματος 3.1 εμφανίζει $2^3=8$ επιτρεπούς συνδυασμούς χειρισμού των διακοπών του. Υπενθυμίζεται εδώ ότι οι επιτρεπτοί συνδυασμοί περιορίζονται αρκετά σε σχέση με τους δυνατούς καθώς δεν επιτρέπεται αμφότεροι οι διακόπτες ενός κλάδου (ημιγέφυρας) να είναι κλειστοί, διότι τότε βραχυκυκλώνεται η πηγή συνεχούς τάσης. Ο κάθε ένας από αυτούς τους οκτώ διακριτούς επιτρεπούς συνδυασμούς χειρισμού των διακοπών του αντιστροφέα αποτελεί

μια διαφορετική (διακριτή) κατάσταση του αντιστροφέα, η οποία δίνει και μια διαφορετική απόκριση στην έξοδό του (διαφορετική τριφασική τάση εξόδου). Στον πίνακα 3-1 που ακολουθεί περιγράφονται οι οκτώ επιτρεπτές καταστάσεις του αντιστροφέα καθώς και οι αντίστοιχες τάσεις εξόδου του αντιστροφέα στα άκρα του φορτίου.

Πίνακας 3-1: Οι οκτώ επιτρεπτές καταστάσεις του αντιστροφέα καθώς και οι αντίστοιχες τάσεις εξόδου του αντιστροφέα στα άκρα του φορτίου.

Αύξων Αριθμός Κατάστασης	Ημιαγωγικοί διακόπτες σε κατάσταση αγωγής			Άνω Ημιαγωγικοί διακόπτες σε κατάσταση αγωγής			Πλάτη Τάσεων στα άκρα του φορτίου κάθε φάσεως			Διάνυσμα κατάστασης αντιστροφέα \vec{V}
				Q ₁	Q ₃	Q ₅	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	
0	Q ₄	Q ₆	Q ₂	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0(000)$
1	Q ₁	Q ₆	Q ₂	1	0	0	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$\vec{V}_1(100)$
2	Q ₁	Q ₃	Q ₂	1	1	0	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$\vec{V}_2(110)$
3	Q ₄	Q ₃	Q ₂	0	1	0	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$\vec{V}_3(010)$
4	Q ₄	Q ₃	Q ₅	0	1	1	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$\vec{V}_4(011)$
5	Q ₄	Q ₆	Q ₅	0	0	1	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$\vec{V}_5(001)$
6	Q ₁	Q ₆	Q ₅	1	0	1	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$\vec{V}_6(101)$
7	Q ₁	Q ₃	Q ₅	1	1	1	0	0	0	$\vec{V}_7(111)$

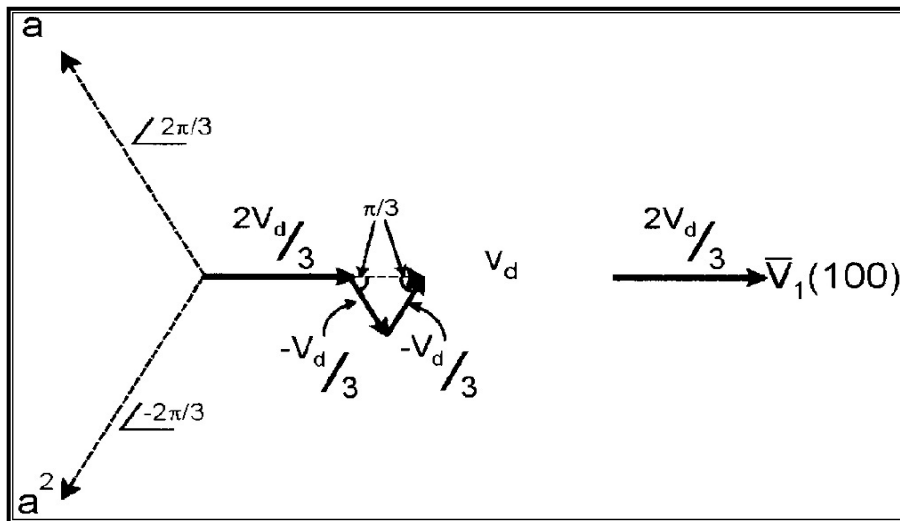
Αν αναλύσουμε για παράδειγμα την κατάσταση 1, κατά την οποία άγουν οι ημιαγωγικοί διακόπτες Q₁, Q₆, Q₂. Στην κατάσταση αυτή η φάση a συνδέεται στον θετικό πόλο της πηγής συνεχούς, ενώ οι τάσεις των φάσεων b και c στον αρνητικό. Από τις σχέσεις 3.11–3.13 βλέπουμε ότι στην περίπτωση αυτή η τάση στο φορτίο μεταξύ φάσης a και κοινού κόμβου του τριγώνου (n), ο οποίος είναι απομονωμένος, είναι $2V_d/3$ (αφού στην περίπτωση αυτή όπως μόλις είπαμε $V_{aN}=V_d/2$, $V_{bN}=-V_d/2$ και $V_{cN}=-V_d/2$), ενώ οι αντίστοιχες τάσεις για τις φάσεις b και c προκύπτουν ίσες με $-V_d/3$. Με αντίστοιχο τρόπο υπολογίζουμε τις τάσεις στο φορτίο και για τις υπόλοιπες καταστάσεις. Από μια σύντομη ανασκόπηση του πίνακα 3-1 προκύπτει λοιπόν ότι κατά τα γνωστά ο αντιστροφάας έχει έξι ενεργές καταστάσεις (τις 1-6), από τις οποίες προκύπτουν τα έξι επίπεδα τάσης εξόδου, και δύο μηδενικές καταστάσεις (τις 0 και 7), οι οποίες προκύπτουν όταν είτε η άνω (7) είτε η κάτω (0) ομάδα των ημιαγωγικών στοιχείων βραχυκυκλώνει τους ακροδέκτες της μηχανής. Οι φασικές τάσεις στα άκρα του φορτίου μπορούν στη συνέχεια να χρησιμοποιηθούν για την εξαγωγή του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα. Το διάνυσμα κατάστασης προκύπτει από την ακόλουθη σχέση, αφού πρώτα όλες οι τάσεις μετασηματιστούν σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (dq):

$$\begin{aligned} \vec{V} &= v_{qs}^s + j \cdot v_{ds}^s = \left(\frac{2}{3} v_{as} - \frac{1}{3} v_{bs} - \frac{1}{3} v_{cs} \right) + j \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} v_{bs} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{cs} \right) = \\ &= \frac{2}{3} \left[v_{as} + \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_{bs} + \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_{cs} \right] = \frac{2}{3} \left[v_{as} + a \cdot v_{bs} + a^2 \cdot v_{cs} \right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

με τα $a = \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ και $a^2 = \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ να μπορούν να ερμηνευθούν ως μοναδιαία διανύσματα που βρίσκονται επί των αξόνων των φάσεων b_s και c_s της μηχανής

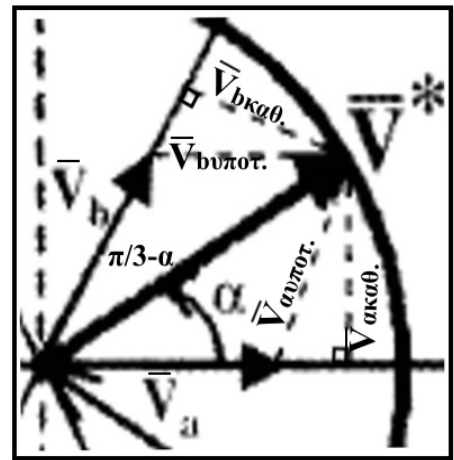
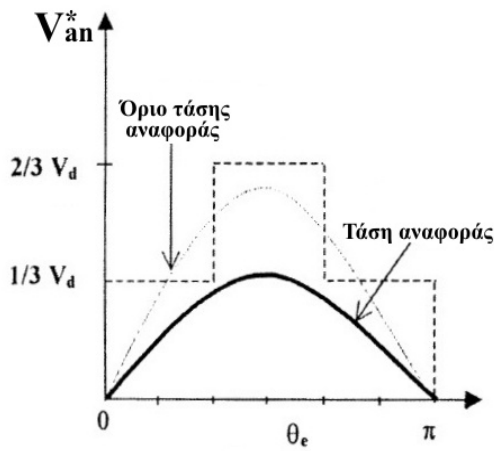
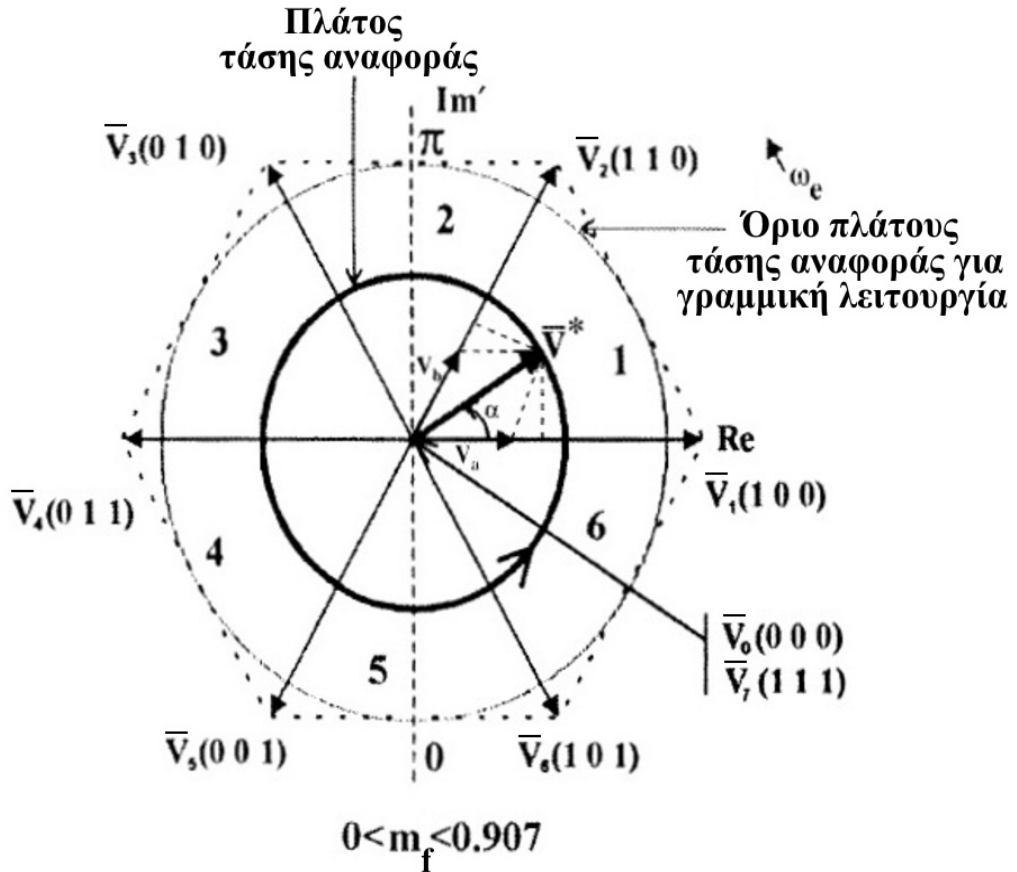
αντίστοιχα, ενώ ο άξονας αναφοράς (d) αντιστοιχεί στον άξονα της φάσης a_s . Η γραφική ερμηνεία της σχέσης αυτής φαίνεται στο σχήμα 3.8 για την περίπτωση της κατάστασης 1 που εξηγήθηκε παραπάνω. Με όμοιο τρόπο προκύπτουν και τα υπόλοιπα διανύσματα κατάστασης που φαίνονται συνολικά στο σχήμα 3.2. Τα ενεργά διανύσματα εμφανίζουν διαφορά φάσης 60° και όπως είναι ευνόητο βρίσκονται στις κορυφές ενός κανονικού εξαγώνου. Τα διανύσματα 0 και 7, ως μηδενικά, βρίσκονται στην αρχή των αξόνων. Η ακολουθία των χρησιμοποιούμενων διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα για λειτουργία τετραγωνικού παλμού είναι $\bar{V}_1 \rightarrow \bar{V}_2 \rightarrow \bar{V}_3 \rightarrow \bar{V}_4 \rightarrow \bar{V}_5 \rightarrow \bar{V}_6$ και λαμβάνεται για γωνία 60° το καθένα, ενώ δεν χρησιμοποιούνται μηδενικά διανύσματα.

Αφού πλέον έχουμε ορίσει τα διανύσματα κατάστασης στη συνέχεια θα δείξουμε πως τα χρησιμοποιούμε ώστε να δημιουργήσουμε κυματομορφές τάσης με την τεχνική PWM με βέλτιστο αρμονικό περιεχόμενο. Θα εξετάσουμε δύο καταστάσεις λειτουργίας: τη γραμμική περιοχή λειτουργίας και την περιοχή της υπερδιαμόρφωσης.



Σχήμα 3.8: Δημιουργία του διανύσματος κατάστασης \bar{V}_1 από τις τάσεις των τριών φάσεων στο φορτίο. [3]

- **Γραμμική Περιοχή λειτουργίας:** Οι ημιτονοειδείς τάσεις αναφοράς συνιστούν ένα συμμετρικό και ημιτονοειδές σύστημα τάσεων, επομένως μπορούν να μετασχηματιστούν σε ένα επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα, το οποίο θα φέρει ισοδύναμη με αυτές πληροφορία. Έστω λοιπόν το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης \bar{V}^* που φαίνεται στο σχήμα 3.9. Στο σχήμα 3.9 εκτός από το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης βλέπουμε και τα οκτώ επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (τα 6 ενεργά που βρίσκονται στις κορυφές ενός κανονικού εξαγώνου και τα 2 μηδενικά που βρίσκονται στην αρχή των αξόνων). Επίσης παρατηρούμε ότι τα έξι ενεργά διανύσματα διαιρούν το επίπεδο σε έξι όμοιους κυκλικούς τομείς, με το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης να βρίσκεται εντός του πρώτου τομέα. Τέλος στο ίδιο σχήμα παρατηρούμε και δύο ομόκεντρους κύκλους. Ο εσωτερικός, που είναι και εντονότερος, έχει ακτίνα ίση με το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης και συμβολίζει το μέτρο της τάσης αναφοράς (επιθυμητή τάση), ενώ ο εξωτερικός είναι ο εγγεγραμμένος κύκλος του κανονικού εξαγώνου και συμβολίζει το άνω όριο τάσης αναφοράς για το οποίο έχουμε γραμμική λειτουργία. Τα ίδια όρια φαίνονται και στο δεύτερο σχήμα που συνοδεύει το σχήμα 3.9 που εικονίζει τη μορφή της πραγματικής κυματομορφής της τάσης αναφοράς σε διάστημα μισής περιόδου. Για να λάβουμε λοιπόν το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης \bar{V}^* στην έξοδο του αντιστροφέα θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε κάποιες από τις επιτρεπτές καταστάσεις του για κατάλληλους χρόνους, ώστε να το κατασκευάσουμε. Αναλύουμε λοιπόν το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης στα επιτρεπτά διανύσματα \bar{V}_1 και \bar{V}_2 (βλέπε



Σχήμα 3.9: Επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας και ανάλυση του επιθυμητού διανύσματος κατάστασης σε αυτά.

και σχήμα 3.9). Από ομοιότητα τριγώνων προκύπτουν οι εξής σχέσεις τις οποίες στη συνέχεια διαιρούμε κατά μέλη:

$$\left. \begin{aligned} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) &= \frac{\bar{V}_{bκαθ.}}{\bar{V}_{bυποτ.}} \\ \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) &= \frac{\bar{V}_{bκαθ.}}{\bar{V}^*} \end{aligned} \right\} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)} = \frac{\bar{V}_{bκαθ.}}{\bar{V}_{bυποτ.}} = \frac{\bar{V}^*}{\bar{V}_\alpha} \rightarrow \bar{V}^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = \bar{V}_\alpha \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \rightarrow \bar{V}_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \bar{V}^* \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (3.20)$$

όπου $\bar{V}_{\text{αυποστ.}} = \bar{V}_\alpha$ ως πλευρές του πλάγιου παραλληλόγραμμου που σχηματίζεται. Ομοίως από την ομοιότητα των άλλων δύο ορθογωνίων τριγώνων λαμβάνουμε τις εξής σχέσεις τις οποίες στη συνέχεια διαιρούμε κατά μέλη:

$$\left. \begin{aligned} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) &= \frac{\bar{V}_{\text{ακαθ.}}}{\bar{V}_{\text{αυποστ.}}} \\ \sin(\alpha) &= \frac{\bar{V}_{\text{ακαθ.}}}{\bar{V}^*} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}{\sin(\alpha)} &= \frac{\frac{\bar{V}_{\text{ακαθ.}}}{\bar{V}_{\text{αυποστ.}}}}{\frac{\bar{V}_{\text{ακαθ.}}}{\bar{V}^*}} = \frac{\bar{V}^*}{\bar{V}_{\text{αυποστ.}}} = \frac{\bar{V}^*}{\bar{V}_b} \rightarrow \bar{V}^* \sin(\alpha) = \bar{V}_b \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \rightarrow \\ &\rightarrow \bar{V}_b = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \bar{V}^* \cdot \sin(\alpha) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Έχοντας αναλύσει το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης στα επιτρεπτά πρέπει τώρα να προσδιορίσουμε τους χρόνους κατά τους οποίους θα πρέπει να λειτουργεί ο αντιστροφέας στην κάθε επιτρεπτή κατάσταση ώστε να λάβουμε την επιθυμητή έξοδο. Θεωρώντας την χρονική περίοδο T_c στην οποία η μέση τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα πρέπει να είναι ίση με την επιθυμητή τάση μπορούμε να γράψουμε την ακόλουθη σχέση που παρουσιάζει μια διανυσματική πρόσθεση:

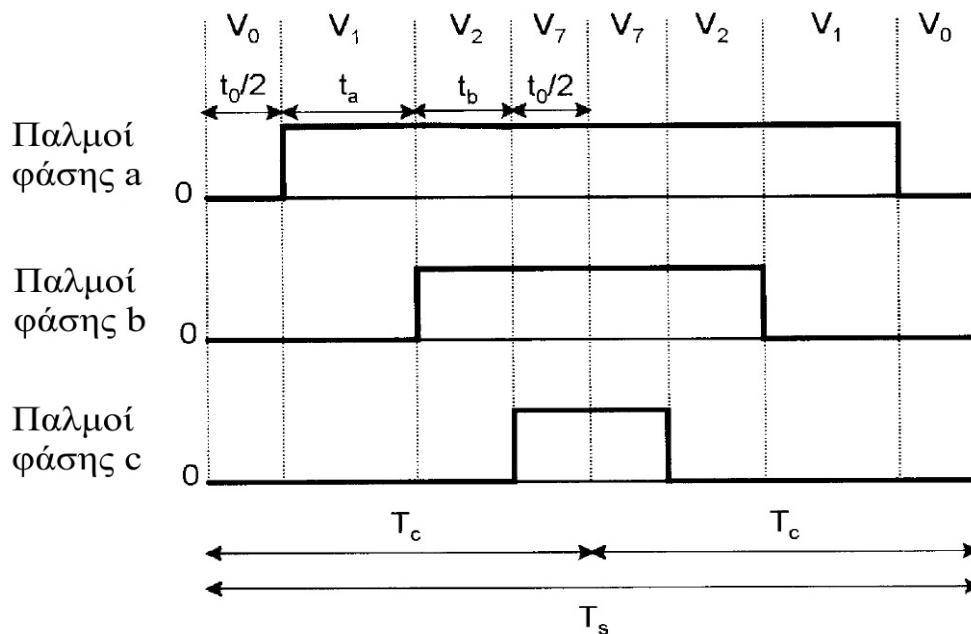
$$\bar{V}^* = \bar{V}_a + \bar{V}_b = \frac{t_a}{T_c} \bar{V}_1 + \frac{t_b}{T_c} \bar{V}_2 + \frac{t_0}{T_c} (\bar{V}_0 \text{ ή } \bar{V}_7) \quad (3.22)$$

ή αλλιώς:

$$\bar{V}^* \cdot T_c = t_a \cdot \bar{V}_1 + t_b \cdot \bar{V}_2 + t_0 \cdot (\bar{V}_0 \text{ ή } \bar{V}_7) \quad (3.23)$$

όπου $t_a = \frac{\bar{V}_a}{\bar{V}_1} \cdot T_c$, $t_b = \frac{\bar{V}_b}{\bar{V}_2} \cdot T_c$ και $t_0 = T_c - (t_a + t_b)$. Σημειώνεται ότι τα δύο πρώτα χρονικά

διαστήματα (t_a και t_b) χρησιμοποιούνται για να ρυθμίσουν τη μέση τιμή της τάσης εξόδου στην επιθυμητή, ενώ το χρονικό διάστημα t_0 συμπληρώνει το υπόλοιπο χρονικό διάστημα έως το χρόνο T_c με μηδενικά διανύσματα κατάστασης (\bar{V}_0, \bar{V}_7). Στο σχήμα 3.10 φαίνεται η κατασκευή των παλμών των τριών φάσεων για δύο διαδοχικά χρονικά διαστήματα T_c .



Σχήμα 3.10: Κατασκευή των παλμών των τριών φάσεων για τη λήψη της επιθυμητής εξόδου από τον συνδυασμό των επιτρεπτών διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα για κατάλληλους χρόνους.

Η περίοδος δειγματοληψίας στην περίπτωση αυτή είναι $T_s=2T_c=1/f_s$ (f_s : συχνότητα δειγματοληψίας). Παρατηρούμε ότι οι παλμοί είναι συμμετρικοί ως προς το μέσον της περιόδου δειγματοληψίας, ώστε η τάση εξόδου να έχει την ελάχιστη δυνατή αρμονική παραμόρφωση. Τα διαστήματα μηδενισμού κατανέμονται κατάλληλα μεταξύ των δύο μηδενικών επιτρεπών διανυσμάτων κατάστασης, έτσι ώστε να έχουμε τις ελάχιστες δυνατές μεταγωγές διακοπών και συνεπώς τις ελάχιστες δυνατές απώλειες.

Στη γραμμική περιοχή λειτουργίας το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης πάντοτε παραμένει εντός του κανονικού εξαγώνου. Στην περίπτωση αυτή ο δείκτης διαμόρφωσης δίνεται από τη σχέση:

$$m_f = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_{1sw}} \quad (3.24)$$

όπου \hat{V}^* το επιθυμητό πλάτος τάσης φορτίου και \hat{V}_{1sw} το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας ($2V_d/\pi$) για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης. Ο δείκτης διαμόρφωσης λαμβάνει τιμές από 0 έως 1, όπου για μονάδα έχουμε λειτουργία με τετραγωνικό παλμό. Το μέγιστο πλάτος της τάσης αναφοράς στην γραμμική περιοχή λειτουργίας θα είναι:

$$\hat{V}_{(max)}^* = \frac{2}{3} \cdot V_d \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = 0,577 \cdot V_d \quad (3.25)$$

Συνεπώς η μέγιστη τιμή του δείκτη διαμόρφωσης για γραμμική λειτουργία θα είναι:

$$m_f^{(max)} = \frac{\hat{V}_{(max)}^*}{\hat{V}_{1sw}} = \frac{0,577 \cdot V_d}{\left(2 \cdot V_d / \pi\right)} = 0,907 \quad (3.26)$$

Αξίζει να σημειωθεί στο σημείο αυτό, ότι η δυνατότητα για τάση εξόδου, στη γραμμική λειτουργία, ίση με το 90,7% του πλάτους της θεμελιώδους της τάσης εξόδου για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης αποτελεί μια σαφώς βελτιωμένη επίδοση σε σχέση με το 78,55% της τεχνικής SPWM.

- **Υπερδιαμόρφωση:** Η λειτουργία στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης ξεκινά όταν το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης \bar{V}^* ξεπεράσει τα όρια που θέτει το κανονικό εξαγώνο που σχηματίζεται από τα ενεργά επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης και εντός του οποίου έχουμε γραμμική λειτουργία. Διακρίνουμε δύο φάσεις στην υπερδιαμόρφωση τις οποίες μπορούμε να αντιπαραβάλλουμε στο σχήμα 3.11. Η πρώτη φάση ξεκινάει όταν η τάση αναφοράς αυξηθεί πέραν του ορίου του εγγεγραμμένου κύκλου του εξαγώνου μόνο κοντά στα επιτρεπτά διανύσματα ενεργών καταστάσεων του αντιστροφέα, δηλαδή όταν η τάση αναφοράς τέμνει τον εγγεγραμμένο κύκλο σε δύο σημεία σε κάθε τομέα. Η πρώτη φάση φαίνεται στα αριστερά διαγράμματα του σχήματος 3.11. Για το τμήμα κατά το οποίο η τάση αναφοράς είναι εντός του εγγεγραμμένου κύκλου εξακολουθούν να ισχύουν οι σχέσεις 3.22 και 3.23 για τα χρονικά διαστήματα. Για τις περιοχές όπου η τάση αναφοράς βγαίνει εκτός του εγγεγραμμένου κύκλου τα διαστήματα μηδενικής τάσης δεν υπάρχουν πια και οι αντίστοιχες χρονικές σχέσεις γίνονται:

$$t_a = \left[\frac{\sqrt{3} \cos a - \sin a}{\sqrt{3} \cos a + \sin a} \right] \cdot T_c \quad (3.27)$$

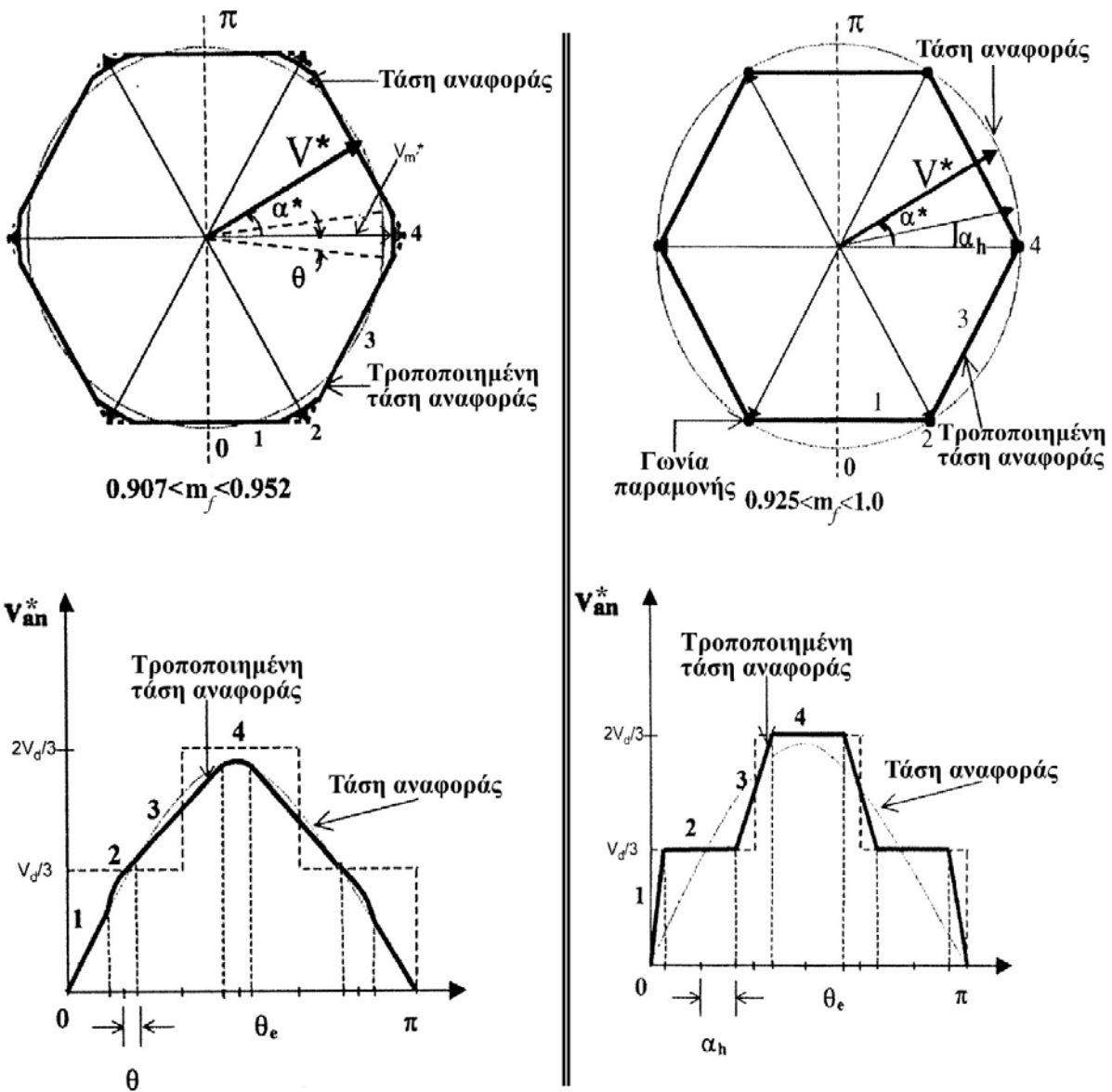
$$t_b = T_c - t_a \quad (3.28)$$

και η τροποποιημένη τάση αναφοράς δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{V}_m^* = \frac{2 \cdot V_d \cdot \left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)}{\pi \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} \quad (3.29)$$

Η φάση 1 της υπερδιαμόρφωσης εκτείνεται για τιμές του δείκτη διαμόρφωσης από 0,907 έως 0,952 και δίνει τάση εξόδου που είναι ημιτονοειδής όταν το διάνυσμα της επιθυμητής τάσης κινείται στην τροχιά του εξαγώνου και τμηματικά γραμμική όταν περνάει εκτός του εγγεγραμμένου κύκλου. Το πλάτος της τάσης μεταβάλλεται πάντως με μη γραμμικό τρόπο, συνεπώς πρόκειται για μη γραμμική περιοχή λειτουργίας.

Η φάση 2 αποτελεί τη συνέχεια της φάσης 1 καθώς το πλάτος της επιθυμητής τάσης αυξάνεται περαιτέρω τείνοντας προς τη λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης. Η φάση 2 συνίσταται στην παραμονή του διανύσματος τάσης στις γωνίες του εξαγώνου, κατά την οποία η τάση εξόδου παραμένει σταθερή, και στην σάρωση των ακμών του εξαγώνου, κατά την οποία η τάση εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά. Όταν η παραμονή στις κορυφές διαρκεί για γωνία $\pi/3$ rad έχουμε λειτουργία με τετραγωνικό παλμό, με τάση εξόδου έξι επιπέδων στα άκρα του φορτίου. Η φάση 2 της υπερδιαμόρφωσης εκτείνεται για τιμές του δείκτη διαμόρφωσης από 0,952 έως 1.



Σχήμα 3.11: Λειτουργία του αντιστροφέα στις δύο φάσεις της υπερδιαμόρφωσης. Αριστερά φαίνεται η πρώτη φάση και δεξιά η δεύτερη.

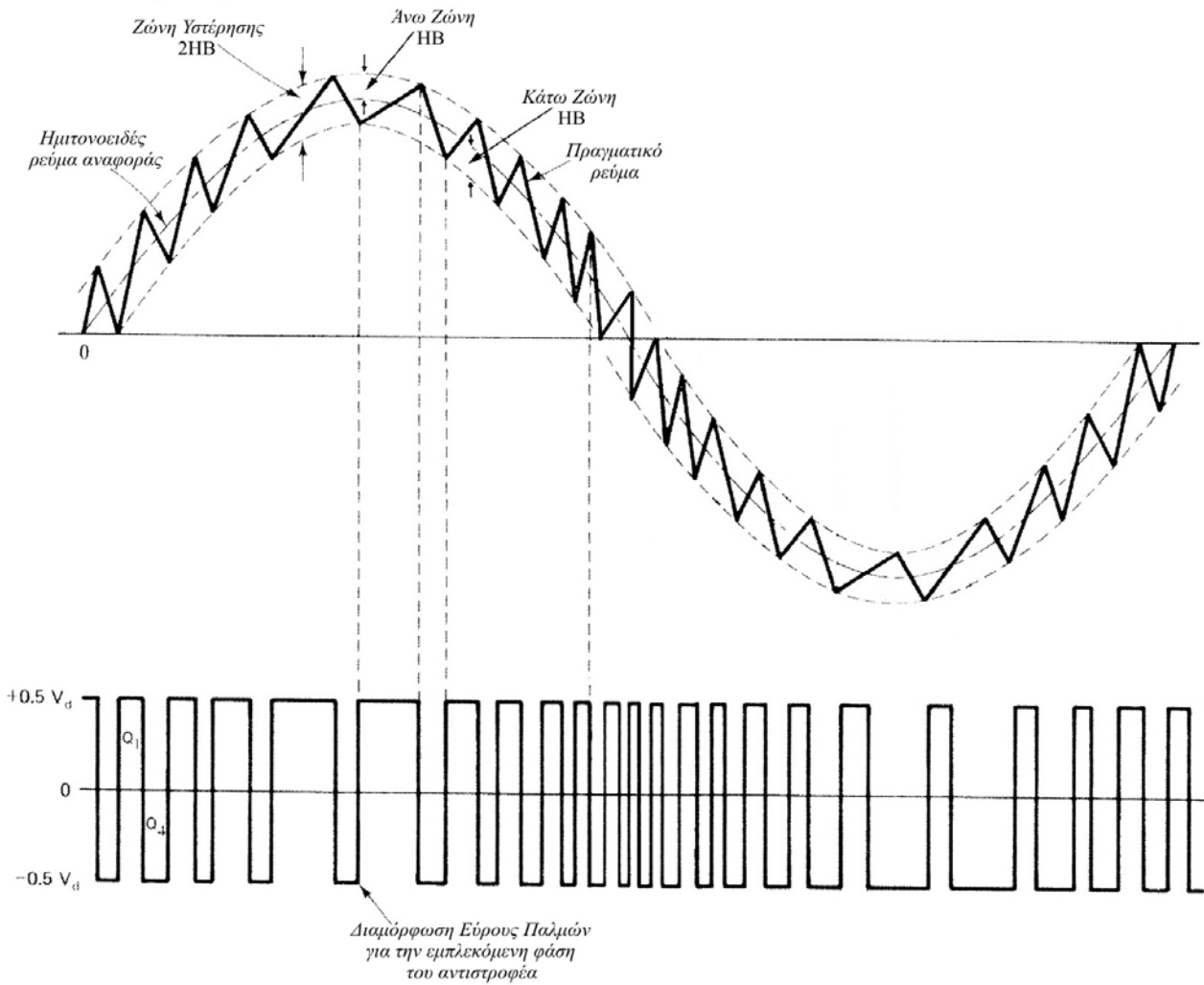
3.2.2.3. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών για τον έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών για τον έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM) συνίσταται στον κατάλληλο έλεγχο των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα, έτσι ώστε το στιγμιαίο ρεύμα του φορτίου να παραμένει εντός μιας προκαθορισμένης ζώνης υστέρησης (όριο σφάλματος) γύρω από την επιθυμητή του στιγμιαία τιμή.

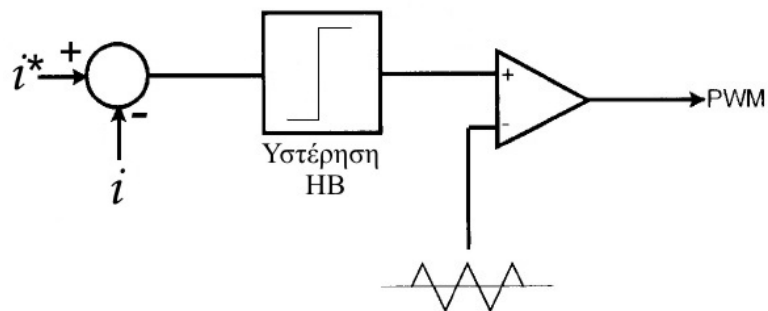
Ο αλγόριθμος διαμόρφωσης του εύρους των παλμών του αντιστροφέα ώστε το στιγμιαίο ρεύμα μιας φάσης εξόδου του να ακολουθεί την επιθυμητή κυματομορφή εντός μιας ζώνης υστέρησης φαίνεται στο σχήμα 3.12. Αρχικά εισάγουμε την επιθυμητή κυματομορφή του ρεύματος (με το ζητούμενο πλάτος και συχνότητα) στο σύστημα έλεγχου και θέτουμε το εύρος της ζώνης υστέρησης. Το στιγμιαίο ρεύμα της φάσης του φορτίου που παρακολουθούμε θα πρέπει πάντοτε να παραμένει εντός της ζώνης υστέρησης. Εάν το ρεύμα αυξηθεί και τείνει να βγει από τη ζώνη υστέρησης, υπερβαίνοντάς την, θα πρέπει να το μειώσουμε. Αυτό επιτυγχάνεται με το άνοιγμα (σβέση) του άνω διακόπτη και το κλείσιμο (έναυση) του κάτω διακόπτη της ημιγέφυρας που ελέγχει την εμπλεκόμενη φάση. Η ενέργεια αυτή έχει ως αποτέλεσμα η τάση εξόδου του αντιστροφέα στην φάση αυτή να γίνει αρνητική ($-V_d/2$) και το ρεύμα να αρχίσει να μειώνεται. Μόλις συμβεί το αντίθετο, δηλαδή το ρεύμα μειωθεί και τείνει να βγει από τη ζώνη υστέρησης, περνώντας κάτω από αυτήν, θα πρέπει να ενεργήσουμε ώστε να αυξηθεί. Αυτό επιτυγχάνεται με το κλείσιμο (έναυση) του άνω διακόπτη και το άνοιγμα (σβέση) του κάτω διακόπτη της ημιγέφυρας που ελέγχει την εμπλεκόμενη φάση. Η ενέργεια αυτή έχει ως αποτέλεσμα η τάση εξόδου του αντιστροφέα στην φάση αυτή να γίνει θετική ($+V_d/2$) και το ρεύμα να αρχίσει να αυξάνεται πάλι. Με τον τρόπο αυτό το πραγματικό στιγμιαίο ρεύμα αναγκάζεται να ακολουθεί το επιθυμητό εντός της προκαθορισμένης ζώνης υστέρησης. Ο ίδιος έλεγχος θα πρέπει να εφαρμοστεί σε όλες τις φάσεις ενός τριφασικού αντιστροφέα.

Πρακτικά ο ελεγκτής στην εν λόγω μέθοδο υπολογίζει το σφάλμα του ρεύματος και στη συνέχεια το περνά από έναν ελεγκτή υστέρησης, ο οποίος το περιορίζει εντός της προκαθορισμένης ζώνης. Το σήμα που προκύπτει αποτελεί την κυματομορφή διαμόρφωσης ή αναφοράς, η οποία συγκρίνεται με μια τριγωνική κυματομορφή φορέα και η σύγκριση αυτή αποδίδει τους παλμούς έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών σύμφωνα με την τεχνική PWM. Σχηματική αναπαράσταση της διάταξης φαίνεται στο σχήμα 3.13 που ακολουθεί.

Η τεχνική αυτή ελέγχου είναι ιδιαίτερα απλή, παρουσιάζει ταχύτατη απόκριση και άμεσο περιορισμό του ρεύματος φορτίου και για τους λόγους αυτούς χρησιμοποιείται ευρέως. Θα πρέπει όμως να έχουμε υπόψη μας ότι δεν είναι η βέλτιστη καθώς παρουσιάζει σημαντικά μειονεκτήματα. Η κυμάτωση του ρεύματος και η διακοπτική συχνότητα εξαρτώνται και καθορίζονται από το εύρος της ζώνης υστέρησης, επομένως η συχνότητα PWM δεν είναι σταθερή και το αρμονικό περιεχόμενο και η κυμάτωση του ρεύματος στο φορτίο δεν είναι βέλτιστα. Αυτό οφείλεται στον τρόπο έλεγχου (bang-bang) που εξασφαλίζει ταχεία αλλά όχι βέλτιστη απόκριση, αφού συνίσταται σε «αναίσθητες» διαδοχικές ωθήσεις του ρεύματος προς την επιθυμητή κατεύθυνση μόλις περάσει κάποιο όριο σφάλματος. Ένας τρόπος αντιμετώπισης των προβλημάτων αυτών είναι η επιλογή κατάλληλου εύρους για τη ζώνη υστέρησης, ενώ μια πιο πολύπλοκη αλλά με καλύτερα αποτελέσματα επιλογή θα ήταν η υιοθέτηση ενός δυναμικού εύρους για τη ζώνη υστέρησης.



Σχήμα 3.12: Διαμόρφωση εύρους παλμών με την τεχνική του ελέγχου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.



Σχήμα 3.13: Ελεγκτής για τη διαμόρφωση εύρους παλμών με την τεχνική του ελέγχου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.

4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

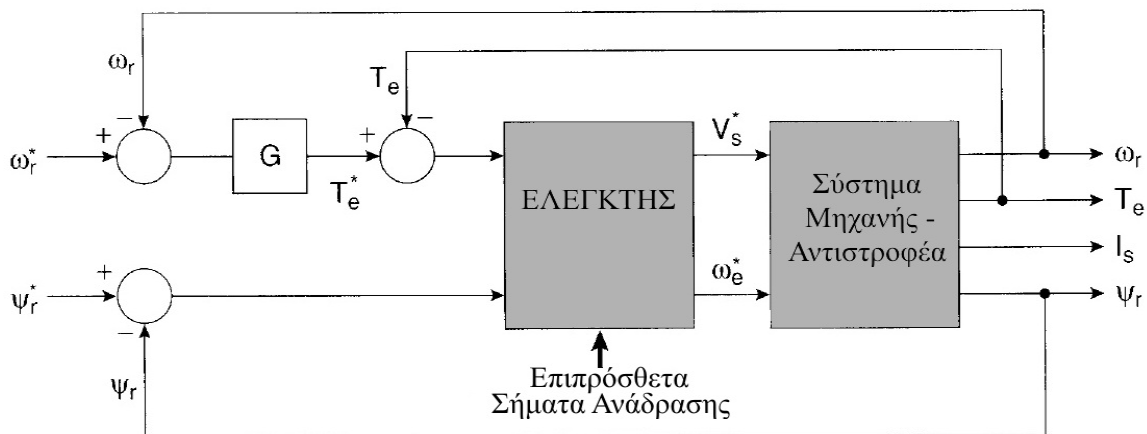
Ο έλεγχος των ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής αποτελεί ένα ευρύτατο και διαρκώς εξελισσόμενο αντικείμενο της επιστήμης του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και Μηχανικού Υπολογιστών. Οι ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής αποτελούν την κινητήρια δύναμη στην πλειονότητα των σύγχρονων βιομηχανικών εφαρμογών και συνιστούν την ιδανική επιλογή για εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας σε ένα μεγάλο φάσμα ισχύων που ξεκινούν από μερικά κλάσματα του Watt και εκτείνονται μέχρι χιλιάδες ή και εκατομμύρια Watts. Οι εφαρμογές τους λοιπόν είναι πάμπολλες και περιλαμβάνουν μεταξύ άλλων ηλεκτρικά τρένα, λεωφορεία (τρόλεϊ), πλοία, εσχάτως δε και αυτοκίνητα από σχεδόν όλες τις μεγάλες αυτοκινητοβιομηχανίες, εφαρμογές ανύψωσης (γερανοί, ανελκυστήρες κ.α.), μεταφοράς (ταινιόδρομοι κ.α.), περιστροφής (αντλίες, φτερωτές, εργαλειομηχανές, οικιακές συσκευές κ.α.), ρομποτικές διατάξεις, συστήματα ανεμογεννητριών και ποικίλες άλλες εφαρμογές. Επομένως, όπως ίσως θα έχει ήδη διαφανεί, το ενδιαφέρον για τον έλεγχο τέτοιων συστημάτων είναι τεράστιο όχι μόνο λόγω του πλήθους και του μεγέθους των εφαρμογών τους αλλά κυρίως λόγω του ρόλου και της σημασίας των εφαρμογών αυτών στην καθημερινή ζωή όλων μας. Επιπροσθέτως το γεγονός ότι τα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας παρουσιάζουν κατά το δυνατόν οικονομική λειτουργία με βελτιωμένα χαρακτηριστικά κερδίζει όλο και περισσότερη προσοχή τα τελευταία χρόνια, λόγω των οικονομικών και περιβαλλοντικών ωφελειών που αυτό συνεπάγεται.

Ο έλεγχος των ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος είναι μια σαφώς πολυπλοκότερη διαδικασία συγκρινόμενη με τον έλεγχο των κινητήρων συνεχούς ρεύματος, ιδιαίτερα μάλιστα όταν απαιτείται υψηλή απόδοση. Οι κυριότεροι λόγοι που αυξάνουν την δυσκολία του ελέγχου είναι: η ανάγκη για έλεγχο της συχνότητας και του πλάτους της τάσης του αντιστροφέα με την ελάχιστη δυνατή αρμονική παραμόρφωση και τη βέλτιστη δυνατή απόδοση, η πρόβλεψη της πολύπλοκης δυναμικής συμπεριφοράς των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος, η μεταβολή κάποιων κρίσιμων παραμέτρων της μηχανής κατά τη λειτουργία, η δυσκολία επεξεργασίας των σημάτων ανάδρασης στα οποία ενυπάρχουν αρμονικές συνιστώσες, θόρυβος κ.α. Συνεπώς ο μηχανικός που επιθυμεί να προχωρήσει στον έλεγχο ενός ηλεκτρικού κινητήρα επαγωγής θα πρέπει να κατέχει εις βάθος ένα ευρύ φάσμα γνώσεων, που απαραίτητα θα πρέπει να περιλαμβάνουν άρτια γνώση των χαρακτηριστικών και της λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, του αντιστροφέα πηγής τάσης ή ρεύματος και της θεωρίας γραμμικών και μη-γραμμικών συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Συστήνεται λοιπόν στον αναγνώστη προτού προχωρήσει στην μελέτη του παρόντος κεφαλαίου να επαναβεβαιώσει ορισμένες βασικές γνώσεις πάνω στις ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής και στους αντιστροφείς, που παρουσιάζονται στα κεφάλαια 2 και 3 αντιστοίχως, και να ανατρέξει, εφόσον αυτό απαιτείται, στην προτεινόμενη βιβλιογραφία πάνω στο εκάστοτε αντικείμενο για περισσότερες πληροφορίες.

Το παρόν κεφάλαιο περιλαμβάνει τη θεωρητική παρουσίαση και θεμελίωση των τριών βασικότερων τεχνικών ελέγχου γενικού σκοπού για ηλεκτρικούς κινητήρες επαγωγής που χρησιμοποιούνται σήμερα. Οι τεχνικές αυτές με την ιστορική σειρά παρουσίασής τους είναι η τεχνική μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου (Scalar Control), η τεχνική διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου (Vector Control – Field Orientation Control) και η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control – DTFC). Οι παραπάνω

τεχνικές είναι εξαιρετικά σημαντικές καθώς αποτελούν τον πυρήνα και τη βάση πάνω στην οποία εξελίχθηκαν και στηρίζονται σχεδόν όλες οι σύγχρονες ευφυείς τεχνικές ελέγχου όπως για παράδειγμα ο προσαρμοστικός έλεγχος (Adaptive Control), ο έλεγχος με ασαφή λογική (Fuzzy Logic Control) και ο έλεγχος με τη βοήθεια νευρωνικών δικτύων (Neural Networks), οι οποίοι διενεργούνται στις περισσότερες μοντέρνες εφαρμογές με την ελάχιστη δυνατή χρήση αισθητήρων (Sensorless). Στη συνέχεια του κεφαλαίου αυτού θα ασχοληθούμε με ασύγχρονους τριφασικούς κινητήρες επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα που οδηγούνται με τη βοήθεια τριφασικών αντιστροφών πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας και για τον έλεγχό τους χρησιμοποιείται μια από τις παραπάνω αναφερθείσες τεχνικές ελέγχου.

Το γενικό μπλοκ διάγραμμα για τον έλεγχο μέσω της μεταβολής της συχνότητας τροφοδοσίας έλεγχου ταχύτητας (variable-frequency speed control) ενός τέτοιου συστήματος φαίνεται αμέσως παρακάτω στο σχήμα 4.1.



Σχήμα 4.1: Γενικό μπλοκ διάγραμμα ελέγχου ταχύτητας μέσω μεταβολής της συχνότητας τροφοδοσίας για ηλεκτρική μηχανή επαγωγής.

Ο έλεγχος της ταχύτητας, όπως βλέπουμε στο σχήμα 4.1, δηλαδή η σύγκριση της πραγματικής ταχύτητας με την επιθυμητή και η παραγωγή των κατάλληλων σημάτων προς τον ελεγκτή, περιέχει και έναν δεύτερο εσωτερικό βρόχο ροπής, ο οποίος είναι προαιρετικός. Ο εσωτερικός αυτός βρόχος μεγάλου κέρδους προσφέρει όμως σημαντικότερα πλεονεκτήματα, όπως γραμμικοποίηση του μοντέλου, βελτιωμένο εύρος ζώνης (και άρα ταχύτερη απόκριση) και τη δυνατότητα ελέγχου των σημάτων εντός ασφαλών ορίων. Όπως και στους κινητήρες συνεχούς, η μαγνητική ροή στη μηχανή εναλλασσομένου ρεύματος διατηρείται συνήθως σταθερή και ίση με την ονομαστική της τιμή, καθώς αυτό προσφέρει στη μηχανή γρήγορη απόκριση και ανάπτυξη υψηλής ροπής ανά μονάδα ρεύματος. Η ελεγχόμενη ροή μπορεί να είναι η ροή του στάτη (ψ_s), του δρομέα (ψ_r) ή του διακένου (ψ_g ή ψ_m) (στο σχήμα 4.1 έχει επιλεγεί η ροή του δρομέα).

Όπως παρατηρούμε η βασική μονάδα του συστήματος ελέγχου, ο ελεγκτής, λαμβάνει ως εισόδους κάποιες ανατροφοδοτήσεις της εξόδου (αναδράσεις) σύμφωνα με τις οποίες ελέγχει τον αντιστροφέα και κατ' επέκταση την ηλεκτρική μηχανή. Ο έλεγχος αυτός γίνεται με τη βοήθεια κατάλληλου αλγορίθμου, δηλαδή διαδικασίας σύμφωνα με την οποία παράγονται οι κατάλληλοι παλμοί προς τους ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα. Ο αλγόριθμος αυτός λαμβάνει υπόψη του την παρούσα και την επιθυμητή έξοδο του συστήματος και αναλαμβάνει τις κατάλληλες δράσεις ώστε η έξοδος να γίνει ίδια με την επιθυμητή. Οι δράσεις αυτές ισοδυναμούν με κατάλληλη διαμόρφωση των παλμών του αντιστροφέα, ώστε ο οδηγούμενος από αυτόν επαγωγικός κινητήρας να συμπεριφερθεί με τον επιθυμητό τρόπο.

Επομένως ο ελεγκτής αποτελεί μια διάταξη που εφαρμόζει μια από τις τρεις τεχνικές ελέγχου που αναφέραμε νωρίτερα. Ο κινητήρας παρίσταται με το δυναμικό του μοντέλο σε σύστημα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων (dq) που δόθηκε αναλυτικά στην παράγραφο 2.4. Ο αντιστροφέας που τον συνοδεύει παρίσταται (στην γραμμική περιοχή λειτουργίας του) ως ένα

κέρδος με μια μικρή χρονική καθυστέρηση (που προσομοιώνει την καθυστέρηση στην έναυση και σβέση των διακοπών). Το σύστημα αντιστροφέα-μηχανής προκύπτει λοιπόν μη γραμμικό και πολυμεταβλητό, οι εξισώσεις που το περιγράφουν είναι συζευγμένες (όχι γραμμικά ανεξάρτητες), ενώ υπάρχουν και παράγοντες που προσθέτουν επιπλέον μη γραμμικότητα στο μοντέλο όπως ο κορεσμός των μαγνητικών υλικών ή το επιδερμικό φαινόμενο. Ο έλεγχος που εφαρμόζεται για το μοντέλο αυτό είναι διακριτού χρόνου (discrete time). Όλοι οι παραπάνω παράγοντες καθιστούν την αναλυτική μελέτη της ευστάθειας και της απόκρισης ενός τέτοιου συστήματος ιδιαίτερα πολύπλοκη και κοπιαστική και για το λόγο αυτό η προσομοίωση της συμπεριφοράς του συστήματος με τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή προβάλλει ως μια ιδιαίτερα χρήσιμη και βοηθητική προσέγγιση πριν την εφαρμογή μιας τεχνικής ελέγχου στην πράξη.

4.2 ΜΟΝΟΜΕΤΡΟΣ (ΒΑΘΜΩΤΟΣ) ΕΛΕΓΧΟΣ

Παραδοσιακά οι ηλεκτρικοί κινητήρες επαγωγής χρησιμοποιούνταν ευρύτατα σε βιομηχανικές εφαρμογές που απαιτούσαν σταθερή ταχύτητα περιστροφής. Η λειτουργία τους ήταν ιδιαίτερα απλή και απαιτούσε τροφοδοσία από μια πηγή εναλλασσόμενης τάσεως σταθερού πλάτους και συχνότητας. Στις εφαρμογές που απαιτούσαν μεταβλητή ταχύτητα περιστροφής ο κανόνας ήταν η χρήση κινητήρων συνεχούς ρεύματος, οι οποίοι όμως παρά την απλότητα του ελέγχου τους παρουσιάζουν αρκετά μειονεκτήματα. Με την εισαγωγή προηγμένων τεχνικών ελέγχου με τη βοήθεια αντιστροφέων, οι κινητήρες επαγωγής επικράτησαν ολοκληρωτικά, τόσο σε εφαρμογές σταθερής όσο και σε εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας, καθώς πλέον τροφοδοτούνταν με τάση ελεγχόμενου πλάτους και συχνότητας.

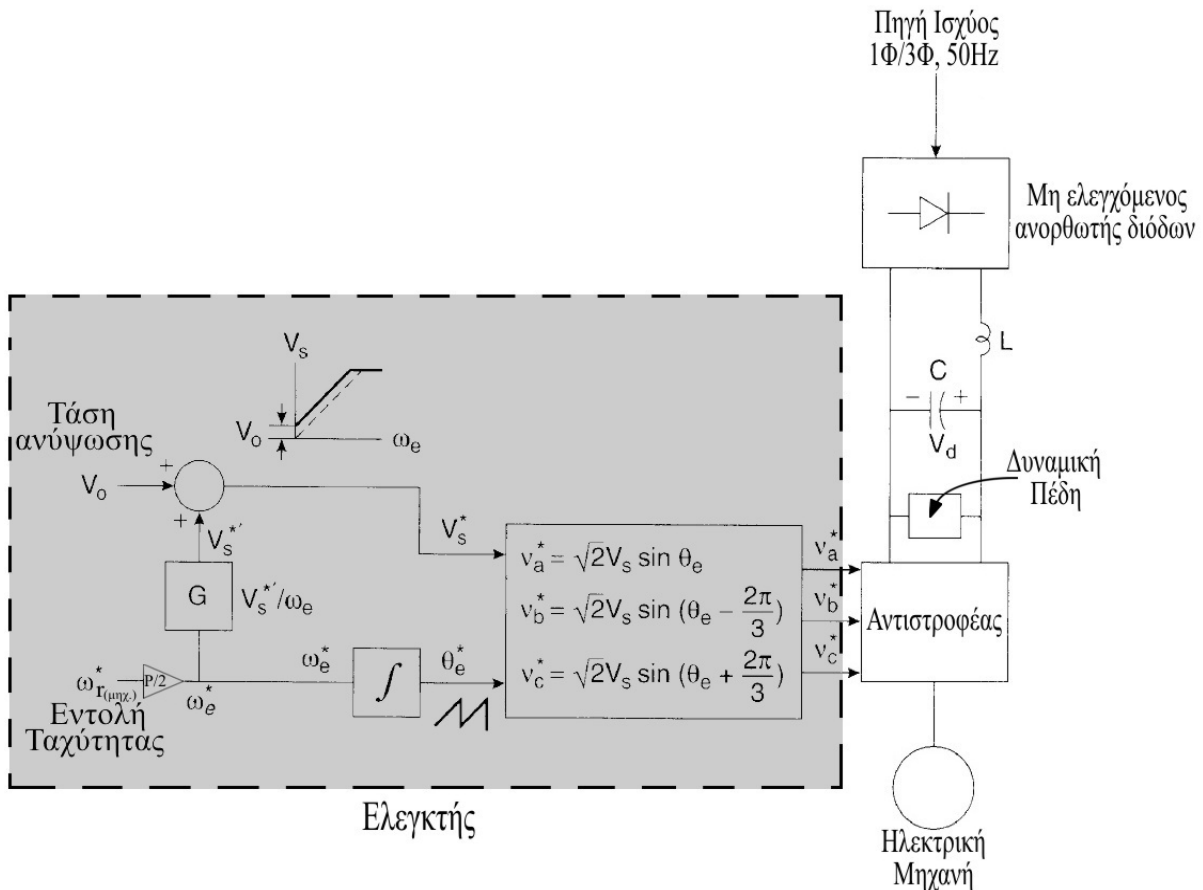
Η τεχνική ελέγχου ενός κινητήρα επαγωγής, σε ανοιχτό βρόχο, με διατήρηση σταθερού του λόγου τάση τροφοδοσίας προς συχνότητα τροφοδοσίας εμπίπτει στη γενικότερη κατηγορία των μονόμετρων (βαθμωτών) τεχνικών ελέγχου. Οι μονόμετρες (βαθμωτές) τεχνικές ελέγχου έχουν ως βασική ιδέα τη μεταβολή μόνο του μέτρου (πλάτους) των ελεγχόμενων μεταβλητών, αγνοώντας τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του συστήματος. Παραδείγματος χάριν το μέτρο της τάσης τροφοδοσίας της μηχανής χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της ροής της μηχανής και η συχνότητα τροφοδοσίας ή ισοδύναμα η ολίσθηση χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της ροπής και συνεπώς και της ταχύτητας. Αυτό, όπως πιθανότατα θα έχει γίνει ήδη αντιληπτό, δεν είναι απόλυτα σωστό και ακριβές αφού τόσο η ροή όσο και η ροπή είναι αμφότερες συναρτήσεις και της συχνότητας και του πλάτους της τάσης τροφοδοσίας. Ο διανυσματικός έλεγχος από την άλλη πλευρά έχει ως βασική ιδέα τον έλεγχο του διανύσματος (δηλαδή και του πλάτους αλλά και της φάσης) των ελεγχόμενων μεταβλητών. Ο μονόμετρος έλεγχος είναι ιδιαίτερα απλός και προσφέρει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείτο μέχρι και πρόσφατα ευρύτατα σε βιομηχανική κλίμακα. Όμως η απόδοσή του και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του είναι σαφώς κατώτερα από τα αντίστοιχα του διανυσματικού ελέγχου. Έτσι παρά τη μεγαλύτερη πολυπλοκότητα του αλγορίθμου ελέγχου, ο διανυσματικός έλεγχος χρησιμοποιείται σε όλο και περισσότερες σύγχρονες βιομηχανικές εφαρμογές στις οποίες απαιτείται αυξημένη απόδοση και ακρίβεια. Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε επιλεκτικά ορισμένες χαρακτηριστικές τεχνικές ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας με χρήση αντιστροφέα πηγής τάσης.

Στις εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας απαιτείται μεταβλητή συχνότητα τροφοδοσίας. Μεταβάλλοντας όμως τη συχνότητα τροφοδοσίας πέρα από μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής παρατηρείται και μεταβολή στη μαγνητική ροή της μηχανής, αφού όπως είπαμε οι εξισώσεις ροής και ροπής είναι συζευγμένες, γεγονός που δεν είναι επιθυμητό. Ένας τρόπος να διατηρούμε σταθερή τη μαγνητική ροή της μηχανής ενώ μεταβάλλεται η συχνότητα τροφοδοσίας της, είναι να μεταβάλλουμε με ανάλογο τρόπο και την τάση τροφοδοσίας της (αμελώντας την πτώση τάσης στην αντίσταση του στάτη). Δηλαδή θα

πρέπει να μεταβάλλουμε τη συχνότητα και την τάση τροφοδοσίας της μηχανής με τέτοιο τρόπο ώστε ο λόγος τάση προς συχνότητα τροφοδοσίας να παραμένει σταθερός. Από την μέθοδο αυτή λαμβάνει το όνομά της και η τεχνική έλεγχου.

4.2.1. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο

Το διάγραμμα του ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης τροφοδοσίας προς συχνότητα τροφοδοσίας σε ανοικτό βρόχο φαίνεται στο σχήμα 4.2, το οποίο αποτελεί μια ειδική περίπτωση του σχήματος 4.1. Στο εν λόγω σχήμα παρατηρούμε ένα τυπικό σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που απαρτίζεται από την πηγή ισχύος, η οποία είναι εναλλασσόμενη, μονοφασική ή τριφασική σταθερής συχνότητας, από έναν μη ελεγχόμενο ανορθωτή με διόδους και με τα κατάλληλα LC φίλτρα εξόδου, από μια δυναμική πέδη (Dynamic Brake) για τον κινητήρα, από έναν τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας και τέλος από μια ασύγχρονη τριφασική μηχανή επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα. Ο μη ελεγχόμενος ανορθωτής απαιτείται για την τροφοδοσία του αντιστροφέα με συνεχή τάση ενώ η δυναμική πέδη απαιτείται για να καταναλώνεται με τη μορφή θερμότητας η ενέργεια που παρέχει προς την πηγή ισχύος η μηχανή όταν περνάει σε λειτουργία πέδησης ή γεννήτριας, καθώς ο ανορθωτής με διόδους δεν επιτρέπει την αμφίδρομη ροή ισχύος από και προς την πηγή. Το σύστημα έλεγχου (ελεγκτής) που υλοποιεί τον εν λόγω έλεγχο φαίνεται στα αριστερά.



Σχήμα 4.2: Έλεγχος τριφασικής μηχανής επαγωγής με την τεχνική έλεγχου σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας και με χρήση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης σε ανοικτό βρόχο.

Η μεταβλητή έλεγχου είναι η ηλεκτρική κυκλική συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας της ηλεκτρικής μηχανής (ω_e). Η συχνότητα αυτή συνδέεται με τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα ($\omega_{r(\mu Hz)}$), δηλαδή την κύρια έξοδο του συστήματος, με τη σχέση 2.1, η οποία επαναδιατυπώνεται εδώ:

$$\omega_{r(\mu\eta\chi)} = \frac{2}{P} \cdot \omega_{r(\eta\lambda\epsilon\kappa\tau\rho)} = \frac{2}{P} \cdot (1-s) \cdot \omega_e \quad (4.1)$$

όπου P ο αριθμός των πόλων της μηχανής και s η ολίσθησή της. Επειδή το σύστημα είναι ανοιχτού βρόχου, δηλαδή χωρίς ανατροφοδότηση της εξόδου στην είσοδο, δεν είναι δυνατόν να εκτιμήσουμε την ολίσθηση της μηχανής, αφού δεν έχουμε καμία πληροφορία για την πραγματική ταχύτητά της. Επομένως αμελούμε την ολίσθηση της μηχανής έχοντας υπόψη μας όμως, ότι η πραγματική ταχύτητα θα διαφέρει πάντοτε από την επιθυμητή κατά την εκάστοτε ολίσθηση (η οποία συνήθως είναι μικρή). Η επιθυμητή συχνότητα τροφοδοσίας (ω_e^*), η οποία κάθε φορά προκύπτει από την επίλυση της 4.1 για την επιθυμητή μηχανική ταχύτητα δρομέα, εν συνεχεία αφενός μεν ολοκληρώνεται, οπότε προκύπτει η στιγμιαία φάση (γωνία) της τάσης αναφοράς για τη φάση a (θ_e^*), αφετέρου χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση των πλατών των τάσεων αναφοράς ($\sqrt{2} \cdot V_s^*$). Η ενεργός τιμή της τάσης αναφοράς V_s^* προκύπτει από την αρχή που προαναφέρθηκε σχετικά με τον σταθερό λόγο τάσης τροφοδοσίας προς συχνότητα τροφοδοσίας της μηχανής, δηλαδή ο λόγος αυτός είναι επιθυμητό να έχει πάντοτε μια σταθερή τιμή, έστω n. Επομένως θα ισχύει:

$$\frac{V_s^{**}}{\omega_e^*} = n \rightarrow V_s^{**} = n \cdot \omega_e^* \quad (4.2)$$

όπου n οποιοσδήποτε πραγματικός αριθμός και V_s^{**} μια ενδιάμεση μεταβλητή κατά τον υπολογισμό του πλάτους της τάσης αναφοράς. Το τελικό επιθυμητό πλάτος της τάσης αναφοράς V_s^* δίνεται από τη σχέση

$$V_s^* = V_s^{**} + V_o \quad (4.3)$$

όπου V_s^{**} η εν λόγω ενδιάμεση μεταβλητή και η V_o καλείται τάση ανύψωσης (Boost Voltage). Η τάση ανύψωσης προστίθεται για να αντισταθμίσει τη μεγάλη πτώση τάσης που παρουσιάζει ο στάτης για μικρές τιμές της συχνότητας τροφοδοσίας, με αποτέλεσμα να μειώνεται η μαγνητική ροή εντός της μηχανής. Η τιμή της επιλέγεται έτσι ώστε η ονομαστική μαγνητική ροή και η αντίστοιχη μέγιστη ροπή να είναι διαθέσιμες από την εκκίνηση, ενώ σημειώνεται ότι η επίδρασή της γίνεται αμελητέα για μεγαλύτερες συχνότητες (βλέπε και κατάλληλο διάγραμμα σχήματος 4.2). Οι τάσεις αναφοράς που δημιουργούνται σύμφωνα με τις ακόλουθες σχέσεις (φαίνονται και στο σχήμα 4.2):

$$V_a^* = \sqrt{2} \cdot V_s^* \cdot \sin(\theta_e) \quad (4.4)$$

$$V_b^* = \sqrt{2} \cdot V_s^* \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.5)$$

$$V_c^* = \sqrt{2} \cdot V_s^* \cdot \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.6)$$

εφαρμόζονται στη συνέχεια στον ελεγκτή PWM του αντιστροφέα (δεν φαίνεται ως ξεχωριστό μπλοκ στο σχήμα αλλά θεωρείται ότι βρίσκεται εντός του μπλοκ του αντιστροφέα), ο οποίος με την τεχνική της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης του εύρους των παλμών (SPWM – βλέπε παράγραφο 3.2.2.1) παράγει τους κατάλληλους παλμούς ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα, οι οποίοι με τη σειρά τους δημιουργούν τις κατάλληλες τάσεις τροφοδοσίας για την ηλεκτρική μηχανή, ώστε τελικά αυτή να ακολουθήσει την εντολή ταχύτητας που ζητήθηκε. Με τον τρόπο αυτό η μαγνητική ροή εντός της μηχανής διατηρείται περίπου σταθερή και ίση με την ονομαστική, ενώ η ταχύτητα της μηχανής ελέγχεται συνήθως σε έναν ικανοποιητικό βαθμό.

Εάν δοθεί μια νέα εντολή επιθυμητής μηχανικής ταχύτητας περιστροφής ($\omega_{r(\mu\eta\chi)}^*$), αγνοώντας τις τυχόν καθυστερήσεις που εισάγουν ο ελεγκτής και ο αντιστροφέας, ο

κινητήρας θα εμφανίσει ένα ηλεκτρικό και ένα μηχανικό μεταβατικό φαινόμενο, με διαφορετικές σταθερές χρόνου το καθένα. Το ηλεκτρικό μεταβατικό φαινόμενο συνίσταται στην μεταβολή των ηλεκτρικών μεγεθών του κινητήρα, όπως η ολίσθηση και συνεπακόλουθα τα ρεύματα τροφοδοσίας και η ηλεκτρική ροπή, και ολοκληρώνεται πολύ γρήγορα, σχεδόν ακαριαία. Το μηχανικό μεταβατικό φαινόμενο οφείλεται στις ιδιαιτερότητες του μηχανικού συστήματος και διαρκεί σημαντικά περισσότερο χρόνο από το ηλεκτρικό. Η ηλεκτρική ροπή που αναπτύσσει σχεδόν ακαριαία ο κινητήρας δεν μεταφράζεται άμεσα στην επιθυμητή μηχανική ταχύτητα περιστροφής κυρίως λόγω τριών παραγόντων: της αδράνειας του συστήματος δρομέα–φορτίου, των τριβών και της ελαστικότητας (παραμόρφωση) που εμφανίζουν τα μηχανικά μέρη. Η αδράνεια είναι θεμελιώδης ιδιότητα της ύλης σύμφωνα με την οποία κάθε σώμα που διαθέτει μάζα εμφανίζει την τάση να παραμένει σε σταθερή κινητική κατάσταση. Οι τριβές οφείλονται στην επαφή των υλικών των μηχανικών μερών και γενικά είναι ανάλογες της ταχύτητας, ενώ η ελαστικότητα οφείλεται στην παραμορφωσιμότητα των στερεών σωμάτων που απαρτίζουν το σύστημα μετάδοσης της κίνησης. Συνήθως οι δύο τελευταίοι παράγοντες έχουν μικρή συμβολή στο μεταβατικό φαινόμενο σε σχέση με την αδράνεια και για το λόγο αυτό αμελούνται, επομένως η μηχανική ταχύτητα του κινητήρα ($\omega_{r(\mu\eta\chi.)}$) δίνεται από τη σχέση:

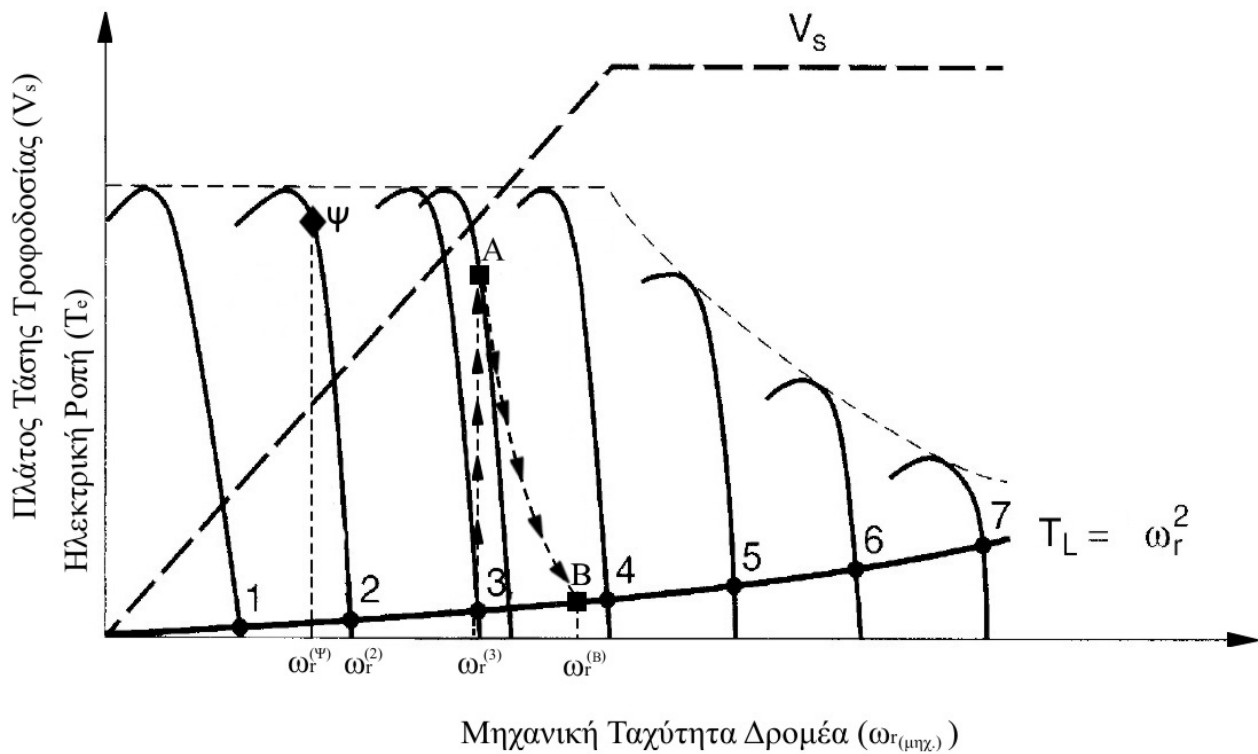
$$\omega_{r(\mu\eta\chi.)} = \int \frac{T_e - T_L}{J} dt \quad (4.7)$$

όπου T_e η ηλεκτρική ροπή του κινητήρα, T_L η ροπή του φορτίου και J η ροπή αδρανείας του συστήματος δρομέα–φορτίου. Μια πολύ μικρή βηματική μεταβολή της επιθυμητής συχνότητας ενδέχεται να μην εμφανιστεί ως μεταβολή της μηχανικής ταχύτητας λόγω της αδράνειας της μηχανής, ενώ μια πολύ μεγάλη βηματική μεταβολή μπορεί να οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια, γι' αυτό απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή κατά την εισαγωγή των επιθυμητών μεταβολών.

Παρά την απλότητα του αλγορίθμου ελέγχου και την ταχύτητα απόκρισης που χαρίζει ο έλεγχος σε ανοιχτό βρόχο, η χρήση αυτής της τεχνικής ελέγχου δεν παρέχει τη δυνατότητα για ιδιαίτερα ακριβή έλεγχο ταχύτητας. Για το λόγο αυτό δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ιδιαίτερα απαιτητικές εφαρμογές, στις οποίες είναι αναγκαίος ο ακριβέστατος έλεγχος της ταχύτητας περιστροφής. Τυπικές βιομηχανικές εφαρμογές στις οποίες δεν απαιτείται μεγάλη ακρίβεια στον έλεγχο της ταχύτητας και η τεχνική αυτή δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα είναι μηχανές για φορτία τύπου αντλίας ή φτερωτής, με τις οποίες ελέγχεται η ροή ενός ρευστού. Στη συνέχεια θα αναλύσουμε ενδεικτικά τη λειτουργία της μηχανής κατά την οδήγησή της με την τεχνική του σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα για φορτίο παραβολικής ροπής με συνάρτηση $T_L = k \cdot \omega_r^2$ (τύπου αντλίας ή φτερωτής) τόσο στην περιοχή σταθερής ροπής όσο και στην περιοχή σταθερής ισχύος.

Στο σχήμα 4.3 βλέπουμε τις καμπύλες ροπής–μηχανικής ταχύτητας περιστροφής δρομέα και πλάτους τάσης τροφοδοσίας–μηχανικής ταχύτητας περιστροφής δρομέα για έναν κινητήρα επαγωγής που ελέγχεται με την τεχνική του σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα. Στο σχήμα φαίνεται επίσης η συμπεριφορά της μηχανής σε τρεις διαφορετικές περιπτώσεις. Στην πρώτη περίπτωση έστω ότι η μηχανή λειτουργεί στο σημείο ισορροπίας 2 και εμφανίζεται μια απότομη μεταβολή στη ροπή του φορτίου, χωρίς αλλαγή της εντολής ταχύτητας. Η μηχανή θα πρέπει να ανταποκριθεί άμεσα στην αυξημένη ροπή του φορτίου και στην αυξημένη μηχανική ενέργεια που αυτό απαιτεί. Αυτό θα συμβεί με την άμεση απόδοση ενός μέρους της κινητικής ενέργειας του δρομέα στο φορτίο. Σαν αποτέλεσμα θα έχουμε μείωση της μηχανικής ταχύτητας του δρομέα και συνεπώς αύξηση της ολίσθησης λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής, φαινόμενο που φαίνεται στην διαδρομή 2→Ψ του σχήματος 4.3. Όπως βλέπουμε και στο σχήμα η αύξηση της ολίσθησης συνεπάγεται και αύξηση της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής από τη μηχανή, η οποία συνεχίζεται έως ότου γίνει ίση με τη νέα ροπή του φορτίου. Έστω ότι αυτό συμβαίνει στο νέο σημείο ισορροπίας Ψ. Παρατηρούμε λοιπόν μια μείωση της μηχανικής ταχύτητας περιστροφής του δρομέα σε

$\omega_r^{(\psi)}$ (μηχ.), η οποία σημειωτέον επειδή ο έλεγχος εκτελείται σε ανοικτό βρόχο δεν γίνεται αντιληπτή από τον ελεγκτή. Το τελικό αποτέλεσμα στην περίπτωση αυτή θα είναι ότι, παρότι η ταχύτητα του δρομέα διαφέρει από την επιθυμητή, καμία δράση ελέγχου δεν αναλαμβάνεται ώστε το σύστημα να αποκτήσει την επιθυμητή έξοδο. Επομένως το σύστημα στην περίπτωση αυτή θα εμφανίζει ένα σταθερό σφάλμα μόνιμης κατάστασης στην ταχύτητα.



Σχήμα 4.3: Χαρακτηριστικές ροπής-μηχανικής ταχύτητας περιστροφής δρομέα και πλάτους τάσης τροφοδοσίας-μηχανικής ταχύτητας περιστροφής δρομέα για κινητήρα επαγωγής στις οποίες φαίνεται η συμπεριφορά της για διάφορες μεταβολές στα μεγέθη τροφοδοσίας και στο φορτίο της.

Στη δεύτερη περίπτωση έστω ότι η μηχανή λειτουργεί στο σημείο ισορροπίας 1 και μεταβάλλεται μόνο το πλάτος της τάσης τροφοδοσίας της (V_s) χωρίς να δίνεται νέα εντολή ταχύτητας. Παρατηρούμε τη μεταβολή στην ηλεκτρική ροπή αλλά και στη μηχανική ταχύτητα στα διαδοχικά σημεία ισορροπίας 1→7, τα οποία εκτείνονται από την περιοχή σταθερής ροπής ως και βαθιά στην περιοχή σταθερής ισχύος. Εφόσον όμως το πλάτος της τάσης τροφοδοσίας ελέγχεται από τον ελεγκτή βάσει της εντολής ταχύτητας, η μόνη δυνατότητα να συμβεί αυτό είναι λόγω μεταβολής του πλάτους της τάσης του δικτύου. Η Τρίτη περίπτωση είναι η περίπτωση κατά την οποία η μηχανή βρίσκεται στο σημείο ισορροπίας 3 και εμείς δίνουμε μια νέα εντολή αύξησης της μηχανικής της ταχύτητας. Η νέα εντολή ταχύτητας αλλάζει τη συχνότητα και το πλάτος της τάσης τροφοδοσίας της μηχανής και συνεπακόλουθα τη ολίσθηση και την αναπτυσσόμενη ηλεκτρική της ροπή. Το φαινόμενο που περιγράφηκε συνιστά το ηλεκτρικό μεταβατικό φαινόμενο της μηχανής (3→A) και ολοκληρώνεται πολύ γρήγορα, ενώ η μηχανική ταχύτητα της μηχανής έχει μεταβληθεί ελάχιστα. Στη συνέχεια ακολουθεί το πιο αργό μηχανικό μεταβατικό φαινόμενο (A→B) που οδηγεί σε αύξηση της μηχανικής ταχύτητας της μηχανής. Καθώς όμως η μηχανική ταχύτητα αυξάνεται και πλησιάζει τη συχνότητα τροφοδοσίας η ολίσθηση της μηχανής μειώνεται με αποτέλεσμα τη σταδιακή μείωση της ηλεκτρικής ροπής. Τελικά η μηχανή θα ισορροπήσει σε μια ταχύτητα $\omega_r^{(B)}$ (μηχ.) στην οποία η ηλεκτρική της ροπή θα είναι ίση με τη ροπή του φορτίου και η οποία θα διαφέρει από την επιθυμητή κατά ένα μικρό ποσοστό, αυτό της απαιτούμενης ολίσθησης.

Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι ο έλεγχος της μηχανής μέσω του λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας σε ανοικτό βρόχο παρουσιάζει σημαντικά μειονεκτήματα, με το κυριότερο να είναι η μειωμένη του ακρίβεια και η «αναισθησία» ως προς τις μεταβολές της ροπής του φορτίου και του πλάτους της τάσης του δικτύου, λόγω της απουσίας πληροφόρησης για την πραγματική έξοδο του συστήματος (ανάδρασης). Αμελώντας επίσης την συζευγμένη μορφή των εξισώσεων της μηχανής έχουμε απώλεια τόσο σε ακρίβεια όσο και σε ταχύτητα απόκρισης της ηλεκτρικής ροπής, ενώ παρατηρούμε ότι οι αποκρίσεις τόσο της ηλεκτρικής ροπής όσο και της μαγνητικής ροής είναι υποκρίσιμες (εμφανίζουν ταλαντώσεις), φαινόμενο που γίνεται ιδιαίτερα έντονο σε χαμηλές συχνότητες. Επίσης εμφανίζονται παρεκκλίσεις της μαγνητικής ροής για μεταβολές της ηλεκτρικής ροπής (δηλαδή μεταβαλλόμενο ρεύμα στο στάτη) από την ονομαστική της τιμή, και πάλι λόγω της συζευγμένης μορφής των εξισώσεων της μηχανής. Υπάρχουν τέλος ορισμένες περιοχές λειτουργίας στις οποίες το σύστημα περνά σε αστάθεια. Τα πλεονεκτήματα της τεχνικής αυτής είναι η μεγάλη απλότητα, η ικανοποιητική για τις περισσότερες εφαρμογές ακρίβεια και η εξοικονόμηση ενέργειας, που προκύπτει από όλες τις τεχνικές ελέγχου μεταβλητής συχνότητας τροφοδοσίας.

4.2.2. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο

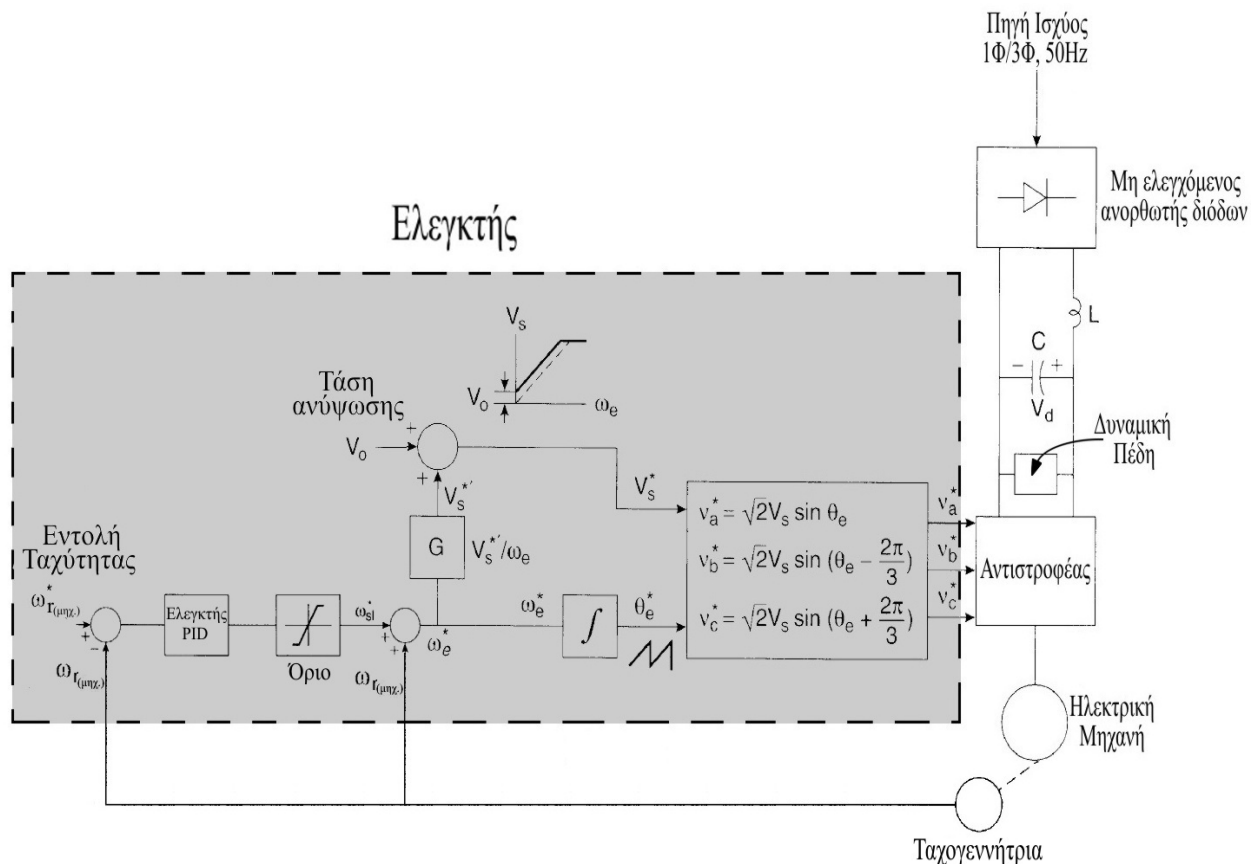
Μια βελτιωμένη, σε σχέση με τον έλεγχο σε ανοικτό βρόχο, τεχνική ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας είναι ο έλεγχος σε κλειστό βρόχο (Closed-Loop Control). Η βασική αρχή του ελέγχου σε κλειστό βρόχο είναι η ανατροφοδότηση της εξόδου στην είσοδο, έτσι ώστε να είναι γνωστό το σφάλμα μεταξύ τους και να αναλαμβάνονται οι κατάλληλες δράσεις ελέγχου ώστε το σφάλμα αυτό να μηδενιστεί.

Στο σχήμα 4.4 φαίνεται το διάγραμμα του ελέγχου της ταχύτητας ενός κινητήρα επαγωγής με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας σε κλειστό βρόχο. Παρατηρούμε ότι η μηχανική ταχύτητα περιστροφής της ηλεκτρικής μηχανής μετατρέπεται σε σήμα ελέγχου, συνήθως μέσω μιας ταχογεννήτριας ή ενός κωδικοποιητή θέσης ή ταχύτητας, και ανατροφοδοτείται στον ελεγκτή.

Στη συνέχεια η ανατροφοδοτούμενη μηχανική ταχύτητα ($\omega_{r(\muηχ.)}$) αφαιρείται από την επιθυμητή μηχανική ταχύτητα και έτσι προκύπτει το σφάλμα ταχύτητας της μηχανής. Επιθυμητό είναι ο έλεγχος να δράσει με τέτοιο τρόπο ώστε να μηδενίσει το σφάλμα αυτό. Για να επιτευχθεί καλή μεταβατική απόκριση και εξάλειψη του σφάλματος μόνιμης κατάστασης χρησιμοποιούμε έναν ελεγκτή Αναλόγου – Ολοκληρώματος – Παραγώγου (Proportional – Integral – Differential (PID) Controller) και έναν περιοριστή της εξόδου του (όριο).

Ο ελεγκτής Αναλόγου – Ολοκληρώματος – Παραγώγου (PID) είναι ο πιο γνωστός, απλός και ευρέως διαδεδομένος ελεγκτής για γραμμικά χρονικά αμετάβλητα συστήματα (Linear Time Invariant – LTI). Ο ελεγκτής αναλόγου (P) πολλαπλασιάζει το σφάλμα με κατάλληλη σταθερά (κέρδος), ώστε να δώσει γρήγορη απόκριση και μικρή υπερύψωση. Ο ελεγκτής ολοκληρώματος (I) ολοκληρώνει το σφάλμα και πολλαπλασιάζει το ολοκλήρωμα αυτό επίσης με κατάλληλη σταθερά (κέρδος), έτσι ώστε να μηδενίσει το σφάλμα που τυχόν απομένει στη μόνιμη κατάσταση και να αποσβεστούν ταλαντώσεις χαμηλής συχνότητας. Ο ελεγκτής παραγώγου (D) υπολογίζει την παράγωγο του σφάλματος και την πολλαπλασιάζει με κατάλληλη σταθερά (κέρδος), με αποτέλεσμα να εκτελεί μια πρόβλεψη του σφάλματος και να παράγει μια σημαντική διόρθωση πριν αυτό γίνει πολύ μεγάλο. Η έξοδος του συνολικού PID ελεγκτή προκύπτει από την υπέρθεση (πρόσθεση) των εξόδων των τριών επιμέρους ελεγκτών που αναφέραμε. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να κάνουμε δύο σημειώσεις. Αφ' ενός σε ορισμένες εφαρμογές ελέγχου είναι δυνατόν να μην υπάρχουν και οι τρεις όροι του ελεγκτή. Οι δυνατοί συνδυασμοί, που δίνουν καλά αποτελέσματα ελέγχου, είναι οι εξής: P, PI, PD, PID. Αφ' ετέρου η επιλογή των τιμών των πολλαπλασιαστικών σταθερών (κέρδη) είναι εξαιρετικά σημαντική και θα πρέπει να γίνεται με μεγάλη προσοχή. Μεγάλες τιμές

κερδών μπορούν να οδηγήσουν σε ανεπιθύμητη συμπεριφορά ή ακόμη και αστάθεια. Μεγάλη τιμή του κέρδους αναλογικού όρου (P) οδηγεί σε μεγάλη υπερύψωση και πιθανώς αστάθεια, μεγάλη τιμή του κέρδους του ολοκληρωτικού όρου (I) οδηγεί πολλές φορές σε ταλαντώσεις, φθίνουσες ή μη, ενώ υπέρβαση στο κέρδος του διαφορικού όρου (D), ο οποίος δρα μόνο κατά τη μεταβατική περίοδο, οδηγεί σε ενίσχυση των υψίσυχων ταλαντώσεων (θόρυβος) και μπορεί να οδηγήσει σε κορεσμό τους ενισχυτές του συστήματος ελέγχου. Τονίζεται επίσης ότι το αποτέλεσμα της επιθυμητής δράσης ενός σωστά ρυθμισμένου PID είναι το σφάλμα μεταξύ πραγματικής (έξοδος) και επιθυμητής (είσοδος) τιμής να είναι μηδενικό, δηλαδή η έξοδος να ακολουθεί την είσοδο, όσο το δυνατόν πιο στενά. Αυτό δεν σημαίνει όμως ότι και η έξοδος του ελεγκτή PID θα είναι τότε μηδενική. Τουναντίον, γενικά είναι μη μηδενική, τροφοδοτώντας με το κατάλληλο σήμα ελέγχου το ελεγχόμενο σύστημα. Συνήθως επίσης η έξοδος του περιορίζεται με έναν περιοριστή (όριο) εντός ενός επιθυμητού εύρους τιμών, ώστε λ.χ. να μην προκαλέσει κάποια ζημιά στην ελεγχόμενη διεργασία.



Σχήμα 4.4: Έλεγχος τριφασικής μηχανής επαγωγής με την τεχνική ελέγχου σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας και με χρήση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης σε κλειστό βρόχο.

Όπως αναφέραμε και παραπάνω ο ελεγκτής PID χρησιμοποιείται γενικά για τον έλεγχο γραμμικών χρονικά αμετάβλητων συστημάτων. Γνωρίζουμε ότι το μοντέλο της μηχανής είναι μη γραμμικό και συνεπώς γενικά δεν είναι δυνατόν να ελεγχθεί με τη χρήση ενός ελεγκτή PID. Με την τεχνική του σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας όμως, ιδανικά, διατηρούμε σταθερή τη μαγνητική ροή εντός της μηχανής. Αγνοώντας επιπροσθέτως τη χρονική μεταβολή των παραμέτρων και την επίδραση της αντίστασης και της επαγωγής του στάτη, βλέπουμε ότι ισχύει η σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \frac{1}{R_r} \cdot \psi_m^2 \cdot \omega_{sl} \quad (4.8)$$

όπου P ο αριθμός των πόλων της μηχανής, R_f η αντίσταση του δρομέα, ψ_m η μαγνητική ροή διακένου και ω_{sl} η κυκλική συχνότητα ολίσθησης. Η σχέση αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική καθώς από αυτήν επάγεται ότι η ηλεκτρική ροπή είναι ανάλογη της συχνότητας ολίσθησης για σταθερή μαγνητική ροή διακένου ή ανάλογη της μαγνητικής ροής διακένου για σταθερή ολίσθηση. Επομένως μπορούμε ελέγχοντας την ολίσθηση (για σταθερή μαγνητική ροή) να ελέγχουμε άμεσα και με γραμμικό τρόπο την ηλεκτρική ροπή της μηχανής, άρα και τη μηχανική της ταχύτητα. Συνεπώς είναι δυνατή η χρήση ελεγκτή PID για τη συγκεκριμένη εφαρμογή.

Επομένως επιστρέφοντας στο σχήμα 4.4, στην έξοδο του συγκροτήματος ελεγκτή PID και περιοριστή λαμβάνουμε ένα σήμα, που αποτελεί μια κατάλληλη έκφραση του σφάλματος που θα οδηγήσει την έξοδο του συστήματος στην επιθυμητή τιμή. Το σφάλμα αποτελεί ένα μέτρο της κυκλικής συχνότητας ολίσθησης της μηχανής, αφού προκύπτει ως η διαφορά της επιθυμητής από την πραγματική ταχύτητα περιστροφής. Επομένως στην έξοδο του συγκροτήματος ελεγκτή PID και περιοριστή έχουμε μια κατάλληλη έκφραση ανάλογη της επιθυμητής ολίσθησης της μηχανής (ω_{sl}^*). Στο σήμα αυτό προστίθεται η πραγματική ταχύτητα περιστροφής της μηχανής που ανατροφοδοτείται στον ελεγκτή οπότε προκύπτει η επιθυμητή ηλεκτρική συχνότητα τροφοδοσίας της μηχανής. Στη συνέχεια ο ελεγκτής είναι όμοιος με τον αντίστοιχο ελεγκτή ανοικτού βρόχου του σχήματος 4.2.

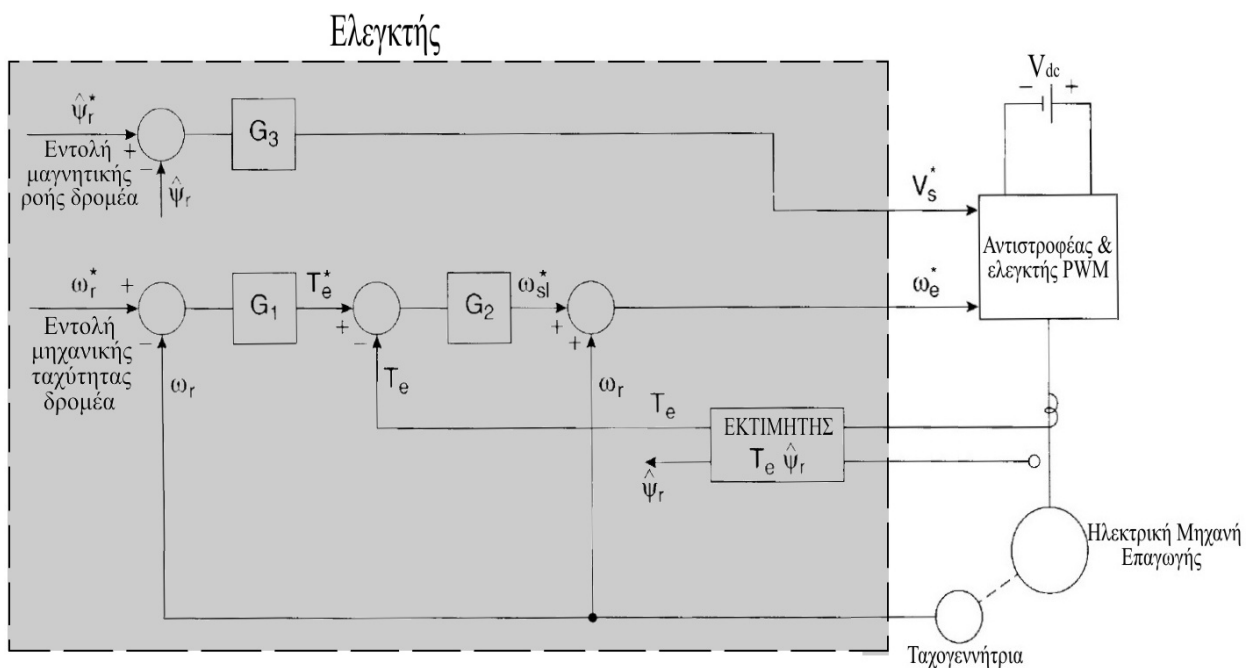
Όταν λοιπόν δοθεί μια εντολή για αύξηση της ταχύτητας, η μηχανή επιταχύνει με έναν μέγιστο ρυθμό που ορίζεται από τον περιοριστή (όριο) της ολίσθησης (που αντιστοιχεί σε κάποιο όριο της μηχανής σχετικά με τα ρεύματα του στάτη ή με την αναπτυσσόμενη ροπή). Στη συνέχεια καθώς η ταχύτητά της πλησιάζει την επιθυμητή, το σήμα εισόδου του ελεγκτή τείνει στο μηδέν και η επιθυμητή ολίσθηση σταθεροποιείται σε κάποια τιμή. Η τιμή αυτή υπαγορεύεται από το σημείο ισορροπίας του κινητήρα, στο οποίο η ηλεκτρική του ροπή γίνεται ίση με τη ροπή του φορτίου. Συνεπώς η τελική τιμή της ολίσθησης είναι εκείνη για την οποία η μηχανή παράγει ηλεκτρική ροπή ίση με τη ροπή του φορτίου, ενώ η πραγματική της ταχύτητα περιστροφής θα διαφέρει από την επιθυμητή κατά αυτή την τιμή ολίσθησης. Στην περίπτωση εντολής επιβράδυνσης της μηχανής η ολίσθησή της, όπως είναι ευνόητο, λαμβάνει αρνητικές τιμές.

Εφόσον λοιπόν, για σταθερή μαγνητική ροή, η ολίσθηση είναι ανάλογη της αναπτυσσόμενης ροπής, ο έλεγχος αυτός μπορεί να χαρακτηριστεί ως έλεγχος ροπής σε ανοικτό βρόχο, ο οποίος λαμβάνει χώρα εντός ενός κλειστού βρόχου ελέγχου της ταχύτητας. Σήματα ανάδρασης των ρευμάτων της μηχανής δεν χρησιμοποιούνται. Και στην τεχνική αυτή οι μεταβολές στην τάση τροφοδοσίας προκαλούν κάποια παρέκκλιση της μαγνητικής ροής από την ονομαστική της τιμή, αφού δεν εφαρμόζεται έλεγχος της μαγνητικής ροής της μηχανής σε κλειστό βρόχο, με αποτέλεσμα η ευαισθησία της ροπής ως προς την ολίσθηση να μεταβάλλεται. Η συμπεριφορά του συστήματος και τα αποτελέσματα του ελέγχου στον έλεγχο κλειστού βρόχου είναι σαφώς ανώτερα από τα αντίστοιχα του ελέγχου ανοικτού βρόχου. Χρειάζεται όμως ιδιαίτερη προσοχή κατά το σχεδιασμό του ελεγκτή και τον καθορισμό των κερδών του ελεγκτή PID, ώστε να μην έχουμε ταλαντωτική συμπεριφορά ή αστάθεια. Ο έλεγχος σε κλειστό βρόχο υπερτερεί του ελέγχου σε ανοικτό βρόχο καθώς ανταποκρίνεται και τελικά ρυθμίζει την ταχύτητα στην επιθυμητή τιμή (με το σφάλμα ολίσθησης βέβαια) τόσο στην περίπτωση απότομων μεταβολών του φορτίου όσο και στην περίπτωση μεταβολής του πλάτους της τάσης του δικτύου. Αντίθετα, όπως έχουμε αναφέρει, ο έλεγχος ανοικτού βρόχου είναι «αναισθητος» σε τέτοιες διαταραχές. Ανώτερη συμπεριφορά και καλύτερα αποτελέσματα ελέγχου εμφανίζει ο έλεγχος σε κλειστό βρόχο τόσο της αναπτυσσόμενης ροπής όσο και της μαγνητικής ροής της μηχανής.

4.2.3. Έλεγχος ταχύτητας μέσω ελέγχου της ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής σε κλειστό βρόχο

Η τεχνική ελέγχου με διατήρηση σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας θεωρεί ότι η μαγνητική ροή της μηχανής παραμένει σταθερή και ίση με την ονομαστική της τιμή. Στην πράξη όμως, η ροή μπορεί να παρεκκλίνει από αυτήν την τιμή με αποτέλεσμα να παρατηρείται μεταβολή της ευαισθησίας της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής ως προς την ολίσθηση, γεγονός που έχει ως συνέπεια είτε μικρότερη μαγνητική ροή είτε κορεσμό του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής. Η μικρότερη μαγνητική ροή συνεπάγεται και μικρότερη αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή και άρα μείωση της δυνατότητας μέγιστης επιτάχυνσης/επιβράδυνσης της μηχανής. Πιθανά αίτια για το φαινόμενο αυτό μπορεί να είναι η διακύμανση του πλάτους της τάσης του δικτύου, η λανθασμένη επιλογή της σταθερής τιμής του λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας, η μεγαλύτερη πτώση τάσης στον στάτη λόγω μεγαλύτερου ρεύματος τυμπάνου ή η μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής κατά τη λειτουργία.

Για το λόγο αυτό συμπεραίνουμε ότι ένα σύστημα ελέγχου της ταχύτητας ενός κινητήρα επαγωγής θα έχει καλύτερη απόδοση αν περιλαμβάνει έλεγχο σε κλειστό βρόχο τόσο της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής όσο και της μαγνητικής ροής εντός της μηχανής. Ένα τέτοιο σύστημα ελέγχου φαίνεται στο σχήμα 4.5. Βλέπουμε ότι περιλαμβάνει επιπλέον βρόχους ανατροφοδότησης τόσο της ηλεκτρικής ροπής όσο και της μαγνητικής ροής. Οι επιπρόσθετοι βρόχοι ανάδρασης αυξάνουν την πολυπλοκότητα και θα πρέπει να σχεδιάζονται με μεγάλη προσοχή καθώς μπορεί να οδηγήσουν το σύστημα σε κατάσταση αστάθειας. Ο εσωτερικός βρόχος ελέγχου της ροπής αυξάνει την ταχύτητα απόκρισης του ελέγχου ταχύτητας και καθορίζει την επιθυμητή ολίσθηση της μηχανής (ω_{sl}^*), ενώ ο βρόχος ελέγχου της ροής ελέγχει το επιθυμητό πλάτος της τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα (V_s^*).



Σχήμα 4.5: Έλεγχος ταχύτητας τριφασικής μηχανής επαγωγής με έλεγχο σε κλειστό βρόχο της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής της μηχανής.

Υπάρχουν δύο τρόποι να λάβουμε τα σήματα ροπής και ροής από τη μηχανή. Ο πρώτος τρόπος είναι με τη χρήση αισθητήρων ροής και ροπής, οι οποίοι είναι προσαρμοσμένοι στη μηχανή, όμως αποφεύγεται καθώς είναι μη πρακτικός, μεγάλου κόστους και απαιτεί ειδικές παρεμβάσεις στη μηχανή. Ο δεύτερος τρόπος, που αποτελεί και την κοινή πρακτική, βασίζεται στην εκτίμηση (υπολογισμό) των μεγεθών της ροπής και της ροής της μηχανής με

την χρησιμοποίηση του μοντέλου της. Η διάταξη υπολογισμού που καλείται παρατηρητής (observer) ή εκτιμητής (estimator) χρησιμοποιεί μετρητικές διατάξεις για τη μέτρηση των ρευμάτων και των τάσεων του στάτη, ενώ πιθανώς χρησιμοποιείται και το σήμα της μηχανικής ταχύτητας από την ταχογεννήτρια. Από τις μετρήσεις αυτές, μέσω των εξισώσεων του εκάστοτε χρησιμοποιούμενου μοντέλου για τη μηχανή, προκύπτουν τα ζητούμενα για τη διενέργεια του ελέγχου μεγέθη. Περισσότερα για τους εκτιμητές και αναλυτική παρουσίαση των αλγορίθμων υπολογισμού των εν λόγω μεγεθών μπορεί κανείς να βρει στην παράγραφο 4.3.3 που ακολουθεί.

Η μαγνητική ροή της μηχανής μπορεί τώρα να διατηρείται σταθερή ή να μεταβάλλεται λ.χ. με κάποιο προγραμματισμό ανάλογα με την ταχύτητα περιστροφής. Επομένως τα G_1 , G_2 και G_3 δεν είναι ελεγκτές PID στη γενική περίπτωση, παρά μόνον αν η μαγνητική ροή διατηρείται σταθερή. Επίσης, όπως και στο σχήμα 4.4, θεωρείται ότι στο μπλοκ του αντιστροφέα περιέχεται το κύκλωμα ελέγχου που δημιουργεί τις επιθυμητές τάσεις αναφοράς και τις συγκρίνει με την τριγωνική κυματομορφή του φορέα, ώστε να επιτύχει διαμόρφωση των παλμών του αντιστροφέα με την τεχνική PWM (εδώ SPWM).

Στη συνέχεια θα περιγράψουμε τη λειτουργία του ελέγχου αυτού για επιθυμητή μαγνητική ροή δρομέα σταθερού πλάτους ($\hat{\psi}_r^*$), ίσο με το ονομαστικό. Καθώς η ταχύτητα αυξάνεται, αυξάνεται αναλογικά και η τάση τροφοδοσίας (V_s) μέχρι την ονομαστική ταχύτητα, οπότε περνάμε σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού του αντιστροφέα, και η τάση τροφοδοσίας περνάει σε κορεσμό. Αυτό οδηγεί το σύστημα στην περιοχή σταθερής ισχύος σε λειτουργία «εξασθένισης πεδίου» (βλέπε 2.2.4 και σχήμα 2.9) με αποτέλεσμα να έχουμε μείωση της μαγνητικής ροής του δρομέα με τα αρνητικά παρελκόμενα που προαναφέρθηκαν. Μια λύση στο πρόβλημα αυτό, που θα επιτρέψει την τροφοδοσία του κινητήρα με τάση διαμορφωμένη με την τεχνική PWM ακόμα και σε υπερσύγχρονες ταχύτητες, είναι η κατάλληλη ηθελημένη μείωση της μαγνητικής ροής, η οποία θα πρέπει για ταχύτητες πέραν της σύγχρονης να μειώνεται αντιστρόφως ανάλογα με την ταχύτητα, ώστε να μην περνάμε στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Σημειώνεται επίσης ότι η απόκριση του βρόχου ελέγχου της μαγνητικής ροής είναι πολύ πιο αργή από αυτή του βρόχου ελέγχου της ταχύτητας, ιδιαίτερα μάλιστα όταν ο τελευταίος εμπεριέχει έναν κλειστό βρόχο ελέγχου της ροπής. Καθώς λοιπόν ο βρόχος ελέγχου ταχύτητας-ροπής παράγει μια εντολή για αύξηση της ταχύτητας, η ροή εμφανίζει μια προσωρινή μείωση, μέχρις ότου ο βρόχος ελέγχου της την επαναφέρει στην επιθυμητή τιμή. Λόγω όμως της εγγενούς συζευγμένης μορφής του συστήματος αυτό έχει ως αποτέλεσμα και μια καθυστέρηση στην απόκριση της ροπής, η οποία βέβαια είναι αναμενόμενη σε ένα σύστημα μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου.

4.3 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ

Ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (Vector Control – Field Orientation Control) προτάθηκε στις αρχές της δεκαετίας του 1970 και αποτέλεσε μια επανάσταση στον τομέα του ελέγχου των ηλεκτρικών κινητήρων επαγωγής. Στον διανυσματικό έλεγχο τα ελεγχόμενα μεγέθη θεωρούνται ως διανύσματα, οπότε κατά τον έλεγχο προσδιορίζεται εκτός από το μέτρο και η φάση τους. Η μεγάλη σπουδαιότητα του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου όμως, έγκειται στο ότι υπό κατάλληλες προϋποθέσεις μπορεί να επιτευχθεί αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής με άμεσο επακόλουθο ο έλεγχός της να είναι εύκολος, ταχύς και ιδιαίτερα ακριβής.

Με τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου λύνονται όλα τα προβλήματα του μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου που πηγάζουν από τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων της μηχανής. Πλέον δεν υφίσταται αλληλεπίδραση μεταξύ της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής της μηχανής με αποτέλεσμα να μην παρουσιάζεται μεταβολή της ευαισθησίας της ηλεκτρικής ροπής ως προς την ολίσθηση και

αργή (νωθρή) απόκριση του συστήματος στις μεταβολές ταχύτητας, ενώ το σύστημα αποκτά μεγαλύτερο περιθώριο ευστάθειας. Συνεπώς η συμπεριφορά της μηχανής γίνεται ανάλογη της συμπεριφοράς μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος, στην οποία μπορούμε να ελέγχουμε ανεξάρτητα τη μαγνητική ροή εντός της μηχανής και την αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή.

Με την παρουσίασή του ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου 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 μια ευρύτατα χρησιμοποιούμενη τεχνική έλεγχου εκτοπίζοντας σταδιακά τον μονόμετρο (βαθμωτό) έλεγχο από τις βιομηχανικής κλίμακας εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο ακριβείας. Ταυτόχρονα η ασύγχρονη μηχανή επαγωγής, που με τον τρόπο αυτό απέκτησε συμπεριφορά όμοια με τη μηχανή συνεχούς ρεύματος, κέρδισε, λόγω των καλύτερων χαρακτηριστικών λειτουργίας της, πολύ έδαφος στις εφαρμογές ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας, τερματίζοντας την μέχρι τότε πρωτοκαθεδρία των μηχανών συνεχούς ρεύματος.

Υπάρχουν δύο βασικές μέθοδοι διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου, οι οποίες θα αναλυθούν ενδελεχώς στα παρακάτω. Η πρώτη καλείται άμεσος διανυσματικός έλεγχος ή διανυσματικός έλεγχος με ανατροφοδότηση (Direct or Feedback Vector Control) και προτάθηκε από τον F. Blaschke. Η δεύτερη καλείται έμμεσος διανυσματικός έλεγχος ή διανυσματικός έλεγχος με πρώσο-τροφοδότηση (Indirect or Feedforward Vector Control) και προτάθηκε από τον H. Hasse. Σημειώνεται ότι και στις δύο μεθόδους ο προσανατολισμός μπορεί να γίνει είτε σύμφωνα με τη μαγνητική ροή του δρομέα (ψ_r) είτε με τη μαγνητική ροή του διακένου (ψ_m) είτε ακόμα και με τη μαγνητική ροή του στάτη (ψ_s). Όμως μόνο ο προσανατολισμός με τη μαγνητική ροή του δρομέα (ψ_r) εξασφαλίζει εκ φύσεως ανεξάρτητο έλεγχο, ενώ ο προσανατολισμός με τις δύο άλλες ροές διατηρεί μια μορφή σύζευξης, η οποία θα πρέπει στη συνέχεια να εξαλειφθεί με αλγεβρική πρόσθεση των κατάλληλων όρων αποσύζευξης στις προκύπτουσες εξισώσεις του μοντέλου.

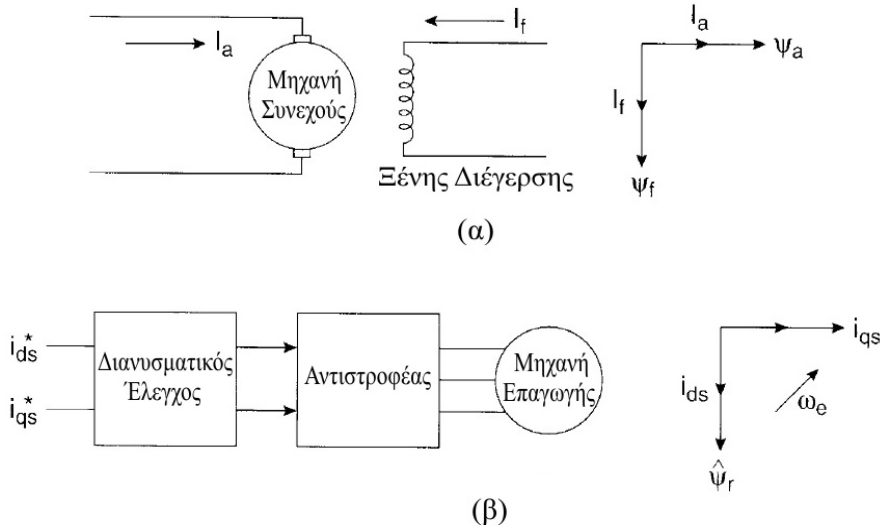
4.3.1. Αργές διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου

Στην ιδανική περίπτωση αποσύζευξης των εξισώσεων της μηχανής με τη βοήθεια του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου, όπως προαναφέραμε, μια ασύγχρονη ηλεκτρική μηχανή επαγωγής έχει συμπεριφορά όμοια με τη συμπεριφορά που εμφανίζει ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Η αναπτυσσόμενη ροπή ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος αμελώντας την επαγωγική αντίδραση του τυμπάνου και τον μαγνητικό κορεσμό είναι:

$$T_e = k \cdot I_a \cdot I_f \quad (4.9)$$

όπου k μια σταθερά της μηχανής, I_a το ρεύμα τυμπάνου και I_f το ρεύμα πεδίου διέγερσης, το οποίο δημιουργεί το μαγνητικό πεδίο στη μηχανή. Στη μηχανή ξένης διέγερσης το ρεύμα του πεδίου διέγερσης δημιουργείται από ξεχωριστό ηλεκτρικό κύκλωμα και συνεπώς μπορεί να ελέγχεται ανεξάρτητα από το ρεύμα τυμπάνου. Η ανεξαρτησία μεταφράζεται διανυσματικά σε καθετότητα. Συνεπώς τα διανύσματα των ρευμάτων I_a και I_f καθώς και οι προκαλούμενες από αυτά μαγνητικές ροές ψ_a και ψ_f αντίστοιχα θα είναι στατικά και κάθετα μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.6(α). Αυτό σημαίνει ότι η μεταβολή του ενός δεν επηρεάζει το άλλο (και επομένως ούτε την μαγνητική ροή του άλλου) και συνεπώς ο έλεγχός τους μπορεί να γίνει ανεξάρτητα, προσφέροντας ταχύτατη μεταβατική απόκριση και υψηλή τιμή ροπής ανά μονάδα ρεύματος.

Σε έναν κινητήρα επαγωγής κάτι τέτοιο δεν είναι δυνατόν λόγω του εγγενούς φαινομένου σύζευξης που παρουσιάζει. Όμως μια τέτοια συμπεριφορά μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας την ιδιότητα της πλήρους αποσύζευξης που προσφέρει ο προσανατολισμός με τη μαγνητική ροή(πεδίο) του δρομέα. Το πεδίο του δρομέα περιστρέφεται με τη σύγχρονη



Σχήμα 4.6: (α) Μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης και διανυσματικό διάγραμμα και (β) Μηχανή επαγωγής με διανυσματικό έλεγχο προσανατολισμού πεδίου και διανυσματικό διάγραμμα.

ταχύτητα, επομένως θα επιλέξουμε το μοντέλο της μηχανής σε σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Kron) που έχουμε παρουσιάσει στην παράγραφο 2.4.1. Δεν θα δώσουμε τις εξισώσεις της μηχανής ακόμα, απλά θα παρουσιάσουμε με διανύσματα το αποτέλεσμα του προσανατολισμού. Όπως βλέπουμε και στο σχήμα βασική αρχή του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου είναι ο προσανατολισμός του ευθέως άξονα (d) του σύγχρονα περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς σύμφωνα με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Εφόσον ο προσανατολισμός αυτός διατηρείται οι εξισώσεις της μηχανής αποσυζευγνύονται και γίνονται γραμμικώς ανεξάρτητες. Υπενθυμίζεται επίσης ότι στη μόνιμη κατάσταση οι ημιτονοειδείς μεταβλητές μετασχηματίζονται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο σε σταθερές ποσότητες. Στο σχήμα 4.6(β) βλέπουμε έναν κινητήρα που οδηγείται μέσω αντιστροφέα με την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου. Παρατηρούμε ότι τα ρεύματα τροφοδοσίας του στάτη έχουν μετασχηματιστεί για το σκοπό αυτό σε πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων (dq) που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, τα οποία λόγω της καθετότητας είναι μεταξύ τους ανεξάρτητα. Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή της μηχανής δίνεται στην περίπτωση αυτή από τη σχέση:

$$T_e = A \cdot i_{ds}^e \cdot i_{qs}^e \tag{4.10}$$

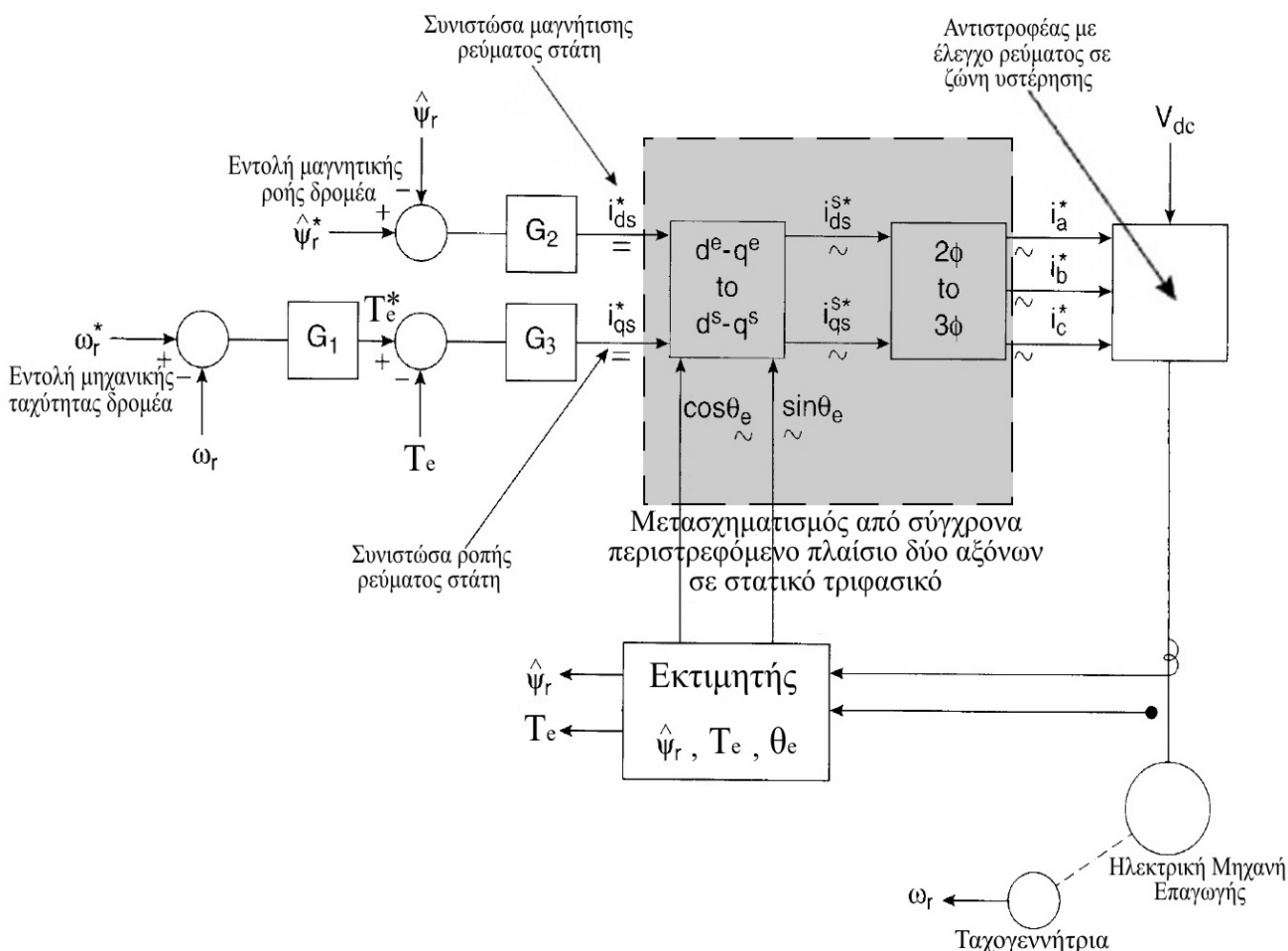
ή εναλλακτικά από τη σχέση:

$$T_e = A' \cdot \hat{\psi}_r \cdot i_{qs}^e \tag{4.11}$$

όπου A και A' σταθερές της μηχανής, i_{ds}^e, i_{qs}^e τα ρεύματα στάτη ευθέως (d) και εγκάρσιου (q) άξονα σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και $\hat{\psi}_r$ το πλάτος του χωρικά ημιτονοειδούς κύματος της μαγνητικής ροής (ΜΕΔ) του δρομέα. Είναι εμφανής η αναλογία μεταξύ των σχέσεων 4.10 και 4.11. Συνεπώς η συνιστώσα του ευθέως άξονα i_{ds}^e είναι ανάλογη του ρεύματος πεδίου I_f και χρησιμοποιείται μόνο για τον έλεγχο της μαγνητικής ροής της μηχανής (συνιστώσα μαγνήτισης), ενώ η συνιστώσα του εγκάρσιου άξονα i_{qs}^e είναι ανάλογη του ρεύματος τυμπάνου I_a και χρησιμοποιείται αποκλειστικά για τον έλεγχο της ροπής και της ταχύτητας του κινητήρα (συνιστώσα ροπής). Τονίζεται για άλλη μια φορά ότι όλα τα ανωτέρω ισχύουν μόνο εφόσον διατηρείται ο προσανατολισμός του ευθέως άξονα (d) του σύγχρονα περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς με την μαγνητική ροή του δρομέα. Τότε το πλάτος των ρευμάτων των δύο κάθετων αξόνων μπορεί να ελέγχεται ανεξάρτητα. Τέλος αξίζει να προσέξουμε ότι ενώ τα διανύσματα του διανυσματικού διαγράμματος της μηχανής συνεχούς ρεύματος είναι στατικά, στον διανυσματικό έλεγχο περιστρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα, ώστε να ακολουθούν πάντοτε τη μαγνητική ροή του δρομέα που περιστρέφεται επίσης με τη σύγχρονη ταχύτητα.

4.3.2. Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (Direct or Feedback Vector Control)

Το γενικό διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου ή αλλιώς του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου μέσω ανατροφοδότησης (Direct or Feedback Vector Control–Field Orientation Control) φαίνεται στο σχήμα 4.7. Ο έλεγχος ξεκινάει με την ανατροφοδότηση στον ελεγκτή των σημάτων για την μηχανική ταχύτητα του δρομέα της μηχανής, καθώς και για τις τάσεις και τα ρεύματα του στάτη. Από τα σήματα αυτά (όποια χρειάζονται κάθε φορά) ένας εκτιμητής υπολογίζει με βάση το χρησιμοποιούμενο μοντέλο για τη μηχανή τις στιγμιαίες τιμές του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα ($\hat{\psi}_r$), της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής του κινητήρα (T_e) και της ηλεκτρικής γωνίας (θ_e) μεταξύ του ευθέως άξονα του στατικού πλαισίου αναφοράς (d^s) και του ευθέως άξονα του περιστρεφόμενου με σύγχρονη ταχύτητα πλαισίου αναφοράς (d^e) (βλέπε και σχήμα 4.8), η οποία απαιτείται για το μετασχηματισμό. Στη συνέχεια οι τιμές του πλάτους της μαγνητικής ροής και του μέτρου της μηχανικής ταχύτητας του δρομέα συγκρίνονται (αφαιρούνται) με τις αντίστοιχες επιθυμητές και τα προκύπτοντα σφάλματα οδηγούνται στους ελεγκτές G_1 και G_2 . Οι ελεγκτές αυτοί γενικά είναι μη γραμμικοί, επειδή το σύστημα είναι μη γραμμικό στη γενική του μορφή. Όμως με την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό σύμφωνα με το πεδίο του δρομέα, οι εξισώσεις του μοντέλου γίνονται γραμμικά ανεξάρτητες και οι ελεγκτές αυτοί μπορεί να είναι ελεγκτές PID.



Σχήμα 4.7: Διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου, ο οποίος περιλαμβάνει έλεγχο της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής σε κλειστό βρόχο.

Στην έξοδο των δύο ελεγκτών προκύπτουν αντίστοιχα τα επιθυμητά ρεύματα στάτη, ευθέως και εγκάρσιου άξονα, τα οποία όμως αναφέρονται στο με σύγχρονη ταχύτητα

περιστρεφόμενο πλαίσιο. Στον βρόχο ελέγχου της ταχύτητας μπορεί να εμπεριέχεται προαιρετικά (φαίνεται στο σχήμα 4.7) και ένας κλειστός βρόχος ελέγχου της ηλεκτρικής ροπής, ο οποίος προσφέρει μεγάλη ταχύτητα απόκρισης του συστήματος στις εντολές ταχύτητας. Στη συνέχεια τα επιθυμητά ρεύματα θα πρέπει να μετασχηματιστούν σε στατό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς, ώστε να ανταποκρίνονται στα ρεύματα των τριών φάσεων του στάτη του πραγματικού συστήματος. Για το σκοπό αυτό θα χρησιμοποιήσουμε τον αντίστροφο του μετασχηματισμού των στατικών μεταβλητών του στάτη σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που έχει δοθεί αναλυτικά στην παράγραφο 2.3.1. Ο μετασχηματισμός αυτός μπορεί να θεωρηθεί ότι γίνεται σε δύο στάδια: το πρώτο είναι ο μετασχηματισμός από το με σύγχρονη ταχύτητα στρεφόμενο πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων σε ένα στατό πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων και το δεύτερο από το στατό πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων στο πραγματικό στατό τριφασικό σύστημα.

Από το μετασχηματισμό αυτό προκύπτουν τα επιθυμητά ρεύματα των τριών φάσεων. Στη συνέχεια θα πρέπει να παράγουμε τους κατάλληλους παλμούς προς τους διακόπτες του αντιστροφέα ώστε να τροφοδοτήσουμε τον κινητήρα με τα κατάλληλα ρεύματα. Ο αντιστροφέας θα πρέπει να παραμένει πάντοτε στην γραμμική περιοχή λειτουργίας PWM, ειδικά εάν περάσει σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού ο έλεγχος παύει να είναι ντετερμινιστικός. Η τεχνική ελέγχου του αντιστροφέα που χρησιμοποιείται και για τις τρεις φάσεις είναι ο έλεγχος του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης, ενώ εάν επιθυμούμε τη λειτουργία της μηχανής σε ταχύτητες πέραν της σύγχρονης θα πρέπει να προγραμματίσουμε την κατάλληλη μείωση της μαγνητικής ροής της μηχανής στις περιοχές αυτές, ώστε να μην περνάμε σε μη γραμμική λειτουργία (υπερδιαμόρφωση). Άλλη δυνατότητα που διαθέτουμε είναι ο έλεγχος του αντιστροφέα με την τεχνική SPWM. Από τα επιθυμητά ρεύματα και την επιθυμητή ταχύτητα υπολογίζουμε με χρήση του μοντέλου της μηχανής τις επιθυμητές τάσεις του στάτη της μηχανής. Οι τάσεις αυτές κανονικοποιούνται και αποτελούν τα σήματα διαμόρφωσης ή αναφοράς για την τεχνική SPWM.

Στη συνέχεια (σχήμα 4.8) δίνεται το διανυσματικό διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό κατά το μαγνητικό πεδίο του δρομέα, που προκύπτει από το μοντέλο της μηχανής σε πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων που στρέφεται με σύγχρονη ταχύτητα, το οποίο έχουμε παρουσιάσει αναλυτικά στην παράγραφο 2.4.1. Στο σχήμα 4.8 φαίνεται και το διάγραμμα των σημάτων $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$, που χρησιμοποιούνται κατά τον μετασχηματισμό των ρευμάτων, και τα οποία δίνονται στη σωστή φασική τους θέση σε σχέση με τις κυματομορφές των μαγνητικών ροών ευθέως (ψ_{dr}^s) και εγκάρσιου άξονα (ψ_{qr}^s) του δρομέα, οι οποίες όμως αναφέρονται σε στατό πλαίσιο. Παρατηρούμε ότι τα σήματα $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ βρίσκονται σε φάση με τις κυματομορφές (ψ_{dr}^s) και (ψ_{qr}^s) αντίστοιχα. Συνεπώς αποτελούν ένα είδος «οδηγού» κατά το μετασχηματισμό των ρευμάτων, ώστε ο ευθύς άξονας του με σύγχρονη ταχύτητα περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς των ρευμάτων του στάτη (d^e) να συμπίπτει πάντοτε με το επίσης με σύγχρονη ταχύτητα περιστρεφόμενο διάνυσμα του μαγνητικού πεδίου του δρομέα, τόσο στη μόνιμη όσο και στη μεταβατική κατάσταση.

Από το διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 4.8 προκύπτουν οι εξής σχέσεις:

$$\psi_{dr}^s = \hat{\psi}_r \cdot \cos(\theta_e) \quad (4.12)$$

$$\psi_{qr}^s = \hat{\psi}_r \cdot \sin(\theta_e) \quad (4.13)$$

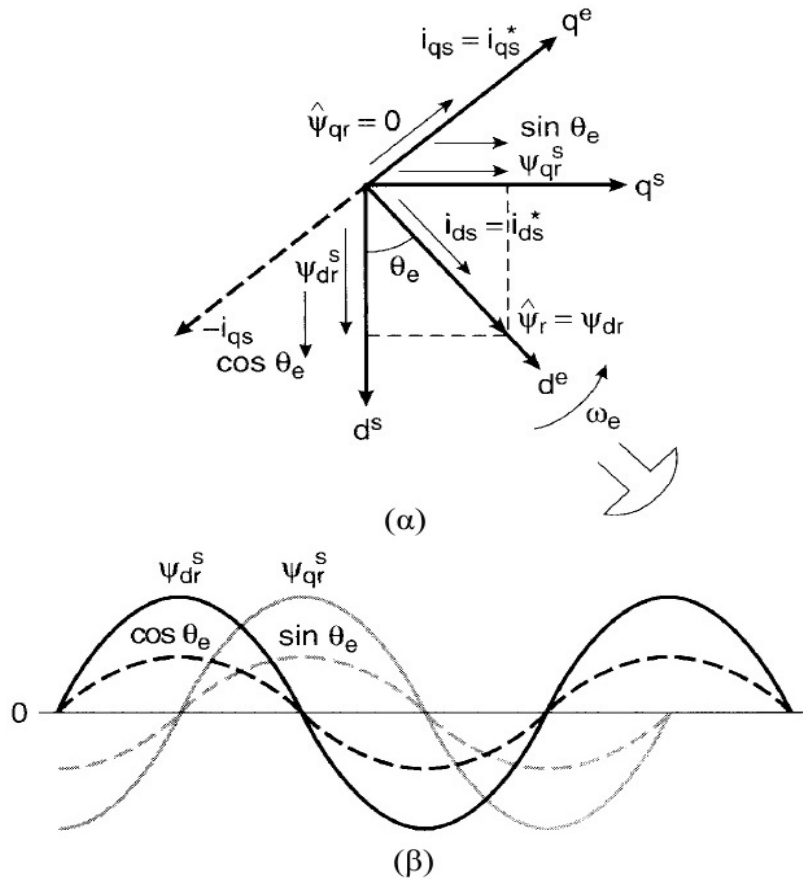
από τις οποίες προκύπτει ότι:

$$\cos(\theta_e) = \frac{\psi_{dr}^s}{\hat{\psi}_r} \quad (4.14)$$

$$\sin(\theta_e) = \frac{\psi_{qr}^s}{\hat{\psi}_r} \quad (4.15)$$

και

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{(\psi_{dr}^s)^2 + (\psi_{qr}^s)^2} \quad (4.16)$$



Σχήμα 4.8: (α) Διανυσματικό διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το μαγνητικό πεδίο του δρομέα

(β) Διάγραμμα των σημάτων $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ του μετασχηματισμού με τη σωστή φασική τους θέση με τα διανύσματα της μαγνητικής ροής του δρομέα ευθέως και εγκάρσιου άξονα σε στατό πλαίσιο αναφοράς.

Από τις σχέσεις αυτές χαρακτηρίζεται και ο έλεγχος άμεσος ή έλεγχος με ανατροφοδότηση, αφού τα σήματα $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ υπολογίζονται άμεσα βάσει των σχέσεων 4.14 και 4.15 από ανατροφοδότηση των διανυσμάτων της πραγματικής μαγνητικής ροής της μηχανής.

Συνοψίζοντας, οι σημαντικότερες ιδιότητες του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου είναι οι ακόλουθες:

- Η συχνότητα ηλεκτρικής τροφοδοσίας (ω_e) δεν ελέγχεται άμεσα, όπως στον μονόμετρο (βαθμωτό) έλεγχο. Η μηχανή είναι κατά βάση «αυτοελεγχόμενη», με τη συχνότητα της ηλεκτρικής τροφοδοσίας και τη φασική μετατόπιση της τάσης σε κάθε φάση να ελέγχονται με τη βοήθεια των σημάτων $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$.
- Δεν υπάρχει ο κίνδυνος να περάσει η μηχανή σε αστάθεια, επειδή απαιτήθηκε ηλεκτρική ροπή μεγαλύτερη από τη ροπή ανατροπής της. Ο κατάλληλος περιορισμός του συνολικού ρεύματος του στάτη εξασφαλίζει τη λειτουργία εντός της ευσταθούς περιοχής λειτουργίας.
- Η μεταβατική απόκριση θα είναι γρήγορη και όμοια με την αντίστοιχη μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης, αφού ο έλεγχος της ροπής μέσω της συνιστώσας ροπής του ρεύματος του στάτη (i_{qs}^e) δεν επηρεάζει την τιμή της μαγνητικής ροής στην μηχανή. Αξίζει στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι στην πράξη γενικά δεν πρέπει να αναμένεται τέλειος διανυσματικός έλεγχος με απόλυτη αποσύζευξη των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής, εξαιτίας της καθυστέρησης στην απόκριση του αντιστροφέα, της καθυστέρησης στην επεξεργασία και στους υπολογισμούς επί των σημάτων αναδρασης, λόγω της μεταβολής της τιμής των παραμέτρων της μηχανής κατά τη λειτουργία της και τέλος λόγω των σφαλμάτων στους υπολογισμούς και της μείωσης της ακρίβειας, λόγω του θορύβου και της αρμονικής παραμόρφωσης στα σήματα ανατροφοδότησης.

- Ο έλεγχος της ταχύτητας είναι δυνατός και στα τέσσερα τεταρτημόρια του πεδίου ηλεκτρικής ροπής–ταχύτητας, χωρίς επιπρόσθετες διαδικασίες και στοιχεία ελέγχου. Επίσης είναι δυνατός ο έλεγχος της μηχανής ακόμα και στην περιοχή σταθερής ισχύος, μόνο που θα πρέπει να προβλεφθεί κατάλληλος προγραμματισμός στον έλεγχο της μαγνητικής ροής, η οποία θα πρέπει να μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με την ταχύτητα (μειώνεται) για ταχύτητες μεγαλύτερες της σύγχρονης.

4.3.3. Εκτιμητές (estimators) ή παρατηρητές (observers) ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής

Οι εκτιμητές (estimators) ή παρατηρητές (observers) των ηλεκτρικών μηχανών είναι διατάξεις που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό διαφόρων κρίσιμων μεγεθών της μηχανής από άλλα μεγέθη της που είναι διαθέσιμα, βασιζόμενοι για την εργασία αυτή στις εξισώσεις κάποιου μοντέλου που περιγράφει τη συμπεριφορά της μηχανής. Με τον τρόπο αυτό υποκαθίσταται η χρήση των ακριβών και συνήθως μη πρακτικών αισθητήρων, ενώ είναι δυνατός και ο υπολογισμός μεγεθών που δεν είναι δυνατόν να μετρηθούν με αισθητήρες.

Οι εκτιμητές συνήθως λαμβάνουν μετρήσεις για τις τάσεις και τα ρεύματα του στάτη της μηχανής και πιθανώς ένα σήμα για τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα από την ταχογεννήτρια. Σημειώνεται ότι δεν απαιτούνται πάντοτε όλα τα παραπάνω μεγέθη αλλά το ποια από τα παραπάνω μεγέθη θα χρειαστούν εξαρτάται από το χρησιμοποιούμενο από τον εκτιμητή μοντέλο για την ηλεκτρική μηχανή. Όπως είναι αυτονόητο, εφόσον ο έλεγχος διενεργείται σε πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων που στη γενική περίπτωση στρέφονται με αυθαίρετη ταχύτητα, θα πρέπει και οι είσοδοι του εκτιμητή να αναφέρονται σε ένα τέτοιο πλαίσιο αναφοράς. Επίσης θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί το κατάλληλο μοντέλο της μηχανής με τις εξισώσεις του εκφρασμένες στο ίδιο πλαίσιο αναφοράς στο οποίο αναφέρονται και οι είσοδοι του εκτιμητή. Δύο είναι τα συνηθέστερα χρησιμοποιούμενα μοντέλα, τα οποία και θα αναλύσουμε στη συνέχεια: Το μοντέλο τάσεων της μηχανής και το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής.

4.3.3.1. Χρήση του μοντέλου τάσεων της μηχανής

Το μοντέλο της μηχανής, που χρησιμοποιεί ο εκτιμητής στην περίπτωση αυτή είναι το μοντέλο της μηχανής σε στατό πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Stanley) που έχει δοθεί αναλυτικά στην παράγραφο 2.4.2. Από τις εξισώσεις του μοντέλου (2.78–2.81) παρατηρούμε ότι οι εξισώσεις αυτές δίνουν τις τάσεις ευθέως και εγκάρσιου άξονα του στάτη και του δρομέα σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων. Για το λόγο αυτό το μοντέλο ονομάζεται και μοντέλο τάσεων της μηχανής.

Όπως συμπεραίνουμε από τις εξισώσεις (2.78–2.81), για τον υπολογισμό των μαγνητικών ροών της μηχανής θα πρέπει να γνωρίζουμε τις τάσεις και τα ρεύματα της μηχανής, τα οποία όμως θα πρέπει να έχουμε μετασχηματίσει σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων. Για την περίπτωση του άμεσου έλεγχου ροπής, όπου τα σήματα $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ υπολογίζονται από τις σχέσεις 4.14 και 4.15 αντίστοιχα, θα πρέπει να υπολογίσουμε τις τιμές της μαγνητικής ροής του δρομέα, ευθέως και εγκάρσιου άξονα, σε στατό πλαίσιο αναφοράς καθώς και την αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή.

Η διαδικασία ξεκινάει με τη μέτρηση των ρευμάτων και των τάσεων των τριών φάσεων. Εάν το φορτίο μας είναι συνδεδεμένο σε αστέρα με ελεύθερο (αγείωτο) ελεύθερο κόμβο θα χρειαστεί η μέτρηση των ρευμάτων δύο φάσεων μόνο, ενώ η τιμή του ρεύματος της τρίτης φάσης θα προκύψει από τον κανόνα ρευμάτων Kirchhoff για τον κοινό κόμβο:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.17)$$

Έτσι αφού τώρα διαθέτουμε τις τιμές για τα ρεύματα και τις τάσεις των τριών φάσεων θα πρέπει να τα μετασχηματίσουμε σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων. Ο μετασχηματισμός αυτός έχει παρουσιαστεί αναλυτικότερα στην παράγραφο 2.3.1 και μάλιστα

έχει ήδη δοθεί με τις σχέσεις 2.39 και 2.41 της εν λόγω παραγράφου ο μετασχηματισμός των τριφασικών τάσεων του στάτη σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων. Στη συνέχεια ξαναδίνονται όλες οι σχέσεις για το μετασχηματισμό τάσεων και ρευμάτων σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων για λόγους πληρότητας:

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3} \cdot v_{as} - \frac{1}{3} \cdot v_{bs} - \frac{1}{3} \cdot v_{cs} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ab_s} + v_{ac_s}) \quad (4.18)$$

$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_{cs} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_{bc_s} \quad (4.19)$$

και για τα ρεύματα:

$$i_{qs}^s = \frac{2}{3} \cdot i_{as} - \frac{1}{3} \cdot i_{bs} - \frac{1}{3} \cdot i_{cs} = i_{as} \quad (4.20)$$

$$i_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot i_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot i_{cs} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_{as} + 2 \cdot i_{bs}) \quad (4.21)$$

Παρατηρούμε ότι ο μετασχηματισμός είναι όμοιος, μόνο που οι εκφράσεις για τα ρεύματα απλοποιούνται περαιτέρω λόγω της 4.17. Από το ισοδύναμο κύκλωμα του μοντέλου της μηχανής που φαίνεται στο σχήμα 2.16 προκύπτουν οι σχέσεις:

$$\psi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s \cdot i_{ds}^s) dt \quad (4.22)$$

$$\psi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s \cdot i_{qs}^s) dt \quad (4.23)$$

$$\psi_{dm}^s = \psi_{ds}^s - L_{ls} \cdot i_{ds}^s = L_m \cdot (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (4.24)$$

$$\psi_{qm}^s = \psi_{qs}^s - L_{ls} \cdot i_{qs}^s = L_m \cdot (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (4.25)$$

$$\psi_{dr}^s = L_m \cdot i_{ds}^s + L_r \cdot i_{dr}^s \quad (4.26)$$

$$\psi_{qr}^s = L_m \cdot i_{qs}^s + L_r \cdot i_{qr}^s \quad (4.27)$$

όπου $L_r = L_m + L_{lr}$. Αντικαθιστώντας τα ρεύματα από τις 4.24 και 4.25 στις 4.26 και 4.27 έχουμε τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot \psi_{dm}^s - L_{lr} \cdot i_{ds}^s \quad (4.28)$$

$$\psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot \psi_{qm}^s - L_{lr} \cdot i_{qs}^s$$

(4.29)

οι οποίες μπορούν να γραφούν και στην ακόλουθη μορφή με χρήση και πάλι των εξισώσεων 4.24 και 4.25:

$$\psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot (\psi_{ds}^s - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}^s) \quad (4.30)$$

$$\psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot (\psi_{qs}^s - \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}^s) \quad (4.31)$$

όπου $L_s = L_m + L_{ls}$ και $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}$. Τέλος αντικαθιστώντας τις 4.28 και 4.29 στην έκφραση

της ηλεκτρικής ροπής σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων που έχει δοθεί με την εξίσωση 2.83 λαμβάνουμε μια σχέση για τον υπολογισμό της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr}^s \cdot i_{qs}^s - \psi_{qr}^s \cdot i_{ds}^s) \quad (4.32)$$

Στο σχήμα 4.9 που ακολουθεί φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα ενός εκτιμητή που υπολογίζει τα σήματα ανάδρασης για έναν ελεγκτή άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα. Ο υπολογισμός αυτός, που περιλαμβάνει όλα τα αναγκαία μεγέθη που έχουμε αναφέρει για τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο, μπορεί να υλοποιηθεί με έναν μικροεπεξεργαστή, με έναν ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP) ή ακόμα και με τη χρήση ενός γενικού σκοπού ηλεκτρονικού υπολογιστή, ο οποίος θα πρέπει να διαθέτει κατάλληλη κάρτα εισόδων-εξόδων. Στην είσοδο του εκτιμητή υπάρχουν επίσης βαθυπερατά φίλτρα και μονάδες εκτέλεσης των αναγκαίων μετασχηματισμών, τα οποία δεν φαίνονται με λεπτομέρεια στο σχήμα 4.9. Επειδή οι υπολογισμοί θα πρέπει να γίνουν από ψηφιακό υπολογιστή σε διακριτό χρόνο, στην είσοδο του εκτιμητή υπάρχει επίσης ένας μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter), ο οποίος επίσης δεν εικονίζεται λεπτομερώς.

Θα πρέπει να έχουμε υπόψη μας ότι κάθε σφάλμα στον εκτιμητή επηρεάζει αρνητικά την επίδοση και την ακρίβεια του διενεργούμενου ελέγχου. Τα σφάλματα μπορεί να προέλθουν είτε από σφάλμα κατά τον υπολογισμό (σπανιότερα) είτε από σφάλμα κατά τη μετατροπή του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, λόγω του θορύβου ή των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών που αυτό περιέχει. Επίσης οι εκτιμητές που χρησιμοποιούν το μοντέλο τάσεως της μηχανής δεν εμφανίζουν καλή λειτουργία στις χαμηλές συχνότητες τροφοδοσίας (άρα και στις χαμηλές ταχύτητες λειτουργίας) λόγω των παρακάτω λόγων:

- Στις χαμηλές συχνότητες τα σήματα τάσεως v_{ds}^s και v_{qs}^s είναι ιδιαίτερα ασθενή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η ολοκλήρωσή τους να δίνει εσφαλμένα αποτελέσματα, αφού η συνεχής συνιστώσα τους (dc offset) ολοκληρώνεται συνεχώς οδηγώντας σε κορεσμό τους ολοκληρωτές.
- Στις χαμηλές συχνότητες η μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής όπως της αντίστασης του στάτη R_s και των επαγωγών L_{ls} , L_{lr} και L_m επιδρά σημαντικά στην ακρίβεια των υπολογισμών. Ιδιαίτερα η μεταβολή της αντίστασης του δρομέα λόγω της αύξησης της θερμοκρασίας της επιδρά καθοριστικά στην ακρίβεια στις χαμηλές συχνότητες, ενώ σε υψηλότερες συχνότητες η επίδρασή της αυτή μπορεί να αμεληθεί.

Επομένως η χρήση εκτιμητών που χρησιμοποιούν το μοντέλο τάσης δεν είναι δυνατή σε εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο από μηδενική ταχύτητα (εκκίνηση).

4.3.3.2. Χρήση του μοντέλου ρευμάτων της μηχανής

Στις χαμηλές ταχύτητες λειτουργίας είναι προτιμότερη η χρήση εκτιμητών που χρησιμοποιούν το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής. Το μοντέλο ρευμάτων έχει και πάλι το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.16 από το οποίο για μηχανή επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα προκύπτουν οι σχέσεις:

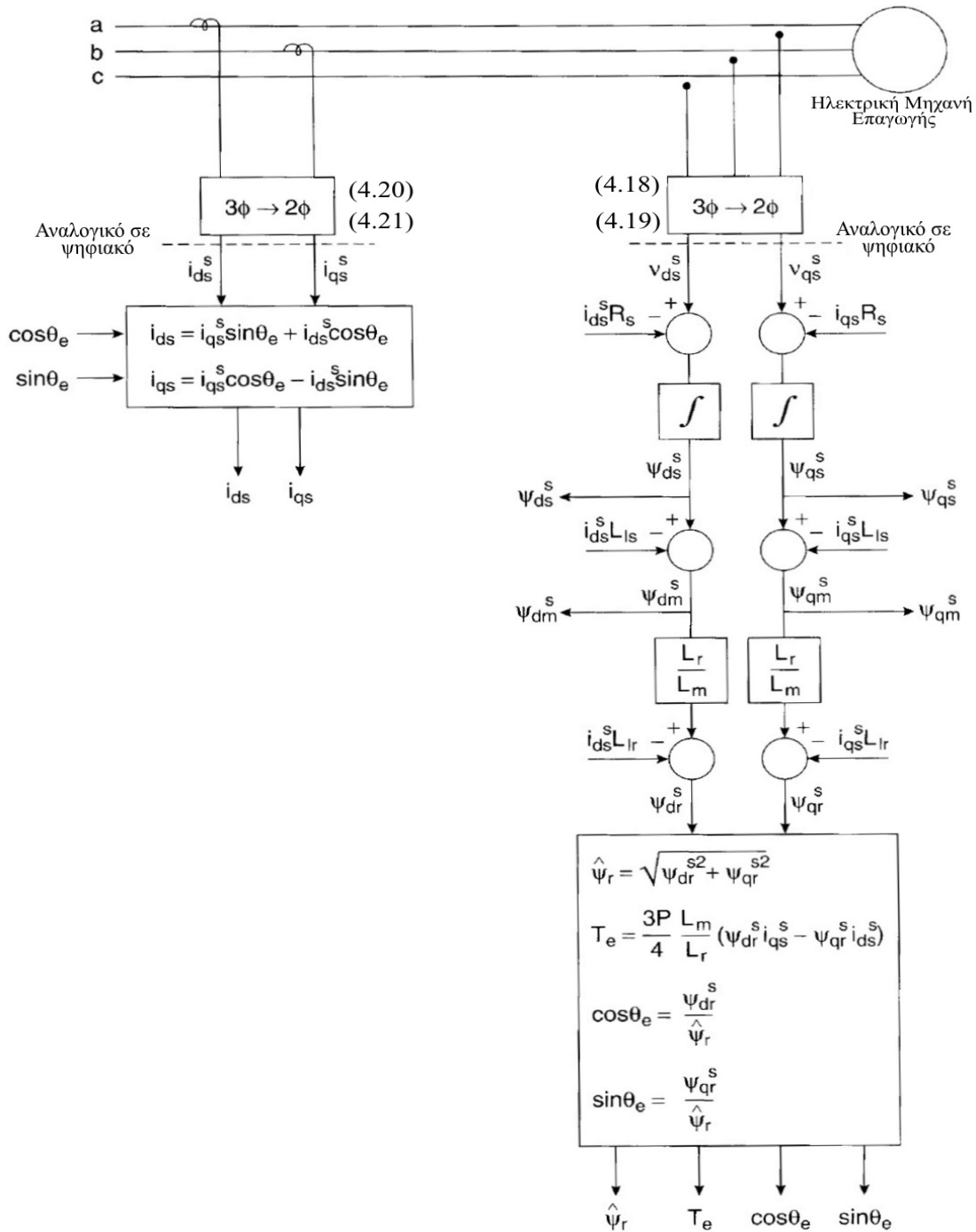
$$\frac{d}{dt}\psi_{qr}^s + R_r \cdot i_{qr}^s - \omega_r \cdot \psi_{dr}^s = 0 \quad (4.33)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{dr}^s + R_r \cdot i_{dr}^s + \omega_r \cdot \psi_{qr}^s = 0 \quad (4.34)$$

Στη συνέχεια προσθέτουμε τους όρους $(L_m \cdot R_r / L_r) \cdot i_{qs}^s$ και $(L_m \cdot R_r / L_r) \cdot i_{ds}^s$ αντίστοιχα και στα δύο μέλη των παραπάνω εξισώσεων οπότε λαμβάνουμε:

$$\frac{d}{dt}\psi_{qr}^s + \frac{R_r}{L_r} \cdot (L_m \cdot i_{qs}^s + L_r \cdot i_{qr}^s) - \omega_r \cdot \psi_{dr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} \cdot i_{qs}^s \quad (4.35)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{dr}^s + \frac{R_r}{L_r} \cdot (L_m \cdot i_{ds}^s + L_r \cdot i_{dr}^s) - \omega_r \cdot \psi_{qr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} \cdot i_{ds}^s \quad (4.36)$$



Σχήμα 4.9: Διάγραμμα εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσης της μηχανής επαγωγής.

Αντικαθιστώντας από τις εξισώσεις 4.27 και 4.26 αντίστοιχα λαμβάνουμε:

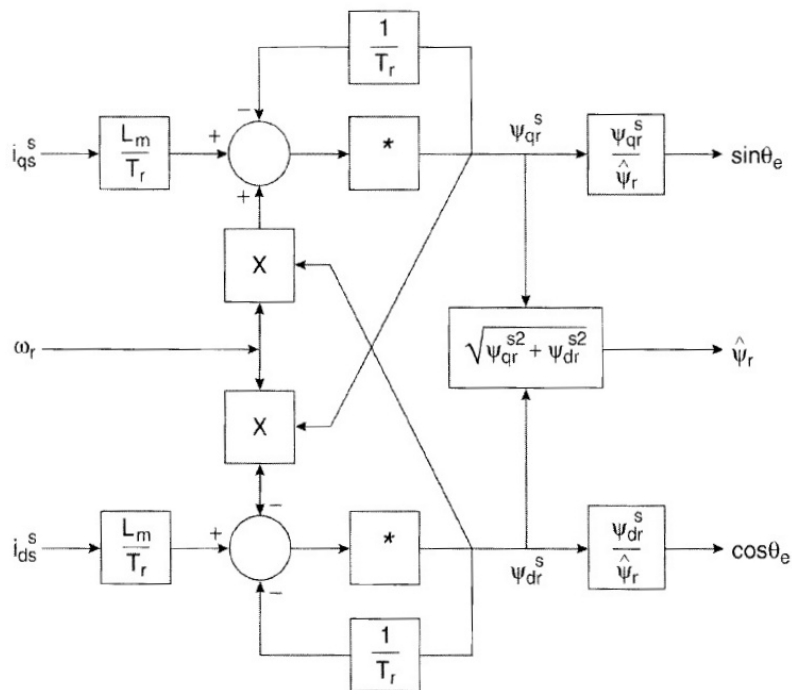
$$\frac{d}{dt} \psi_{qr}^s = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{qs}^s + \omega_r \cdot \psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{qr}^s \tag{4.37}$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr}^s = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{ds}^s + \omega_r \cdot \psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{dr}^s \tag{4.38}$$

όπου $T_r=L_r/R_r$ η σταθερά χρόνου του δρομέα. Παρατηρούμε ότι οι εξισώσεις 4.37 και 4.38, που καλούνται και εξισώσεις Blaschke, δίνουν τις μαγνητικές ροές του δρομέα, ευθέως και εγκάρσιου άξονα, συναρτήσεσι των ρευμάτων του στάτη και της μηχανικής ταχύτητας του δρομέα. Επομένως αυτά είναι και τα δεδομένα που απαιτούνται για τη λειτουργία του εκτιμητή με το μοντέλο ρευμάτων. Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή προκύπτει από το μοντέλο της μηχανής σε στατό πλαίσιο αναφοράς. Στο σχήμα 4.10 φαίνεται το διάγραμμα του

εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρεύματος. Σημειώνεται ότι ο εκτιμητής δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα από την εκκίνηση (μηδενική ταχύτητα), όμως και σε αυτή την περίπτωση η ακρίβειά του επηρεάζεται από τη μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής. Ιδιαίτερα σημαντική για τους εκτιμητές αυτού του είδους είναι η διακύμανση της αντίστασης του δρομέα λόγω τόσο της μεταβολής της θερμοκρασίας της όσο και λόγω του επιδερμικού φαινομένου, η οποία μπορεί να δημιουργήσει σημαντικότερα σφάλματα μεταξύ εκτιμώμενων και πραγματικών τιμών για τα διάφορα μεγέθη. Το επιδερμικό φαινόμενο οφείλεται στην ιδιότητα του εναλλασσόμενου ρεύματος να κατανέμεται με τέτοιο τρόπο σε έναν αγωγό, ώστε η πυκνότητά του στην επιφάνεια του αγωγού να είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη πυκνότητα στο κέντρο του. Το επιδερμικό φαινόμενο (skin effect) γίνεται εντονότερο με την αύξηση της συχνότητας του ρεύματος.

Επιπλέον επειδή οι εκτιμητές που χρησιμοποιούν το μοντέλο τάσεων συμπεριφέρονται καλύτερα στις υψηλές ταχύτητες, ενώ εκείνοι που χρησιμοποιούν το μοντέλο ρευμάτων μπορούν να λειτουργούν σε όλες τις περιοχές ταχυτήτων, είναι δυνατόν να έχουμε εκτιμητές που χρησιμοποιούν υβριδικά μοντέλα της μηχανής. Μπορεί σε χαμηλές ταχύτητες να υιοθετούν το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής και καθώς η ταχύτητα της μηχανής αυξάνεται να έχουμε μια ομαλή μετάβαση στην υιοθέτηση του μοντέλου τάσεων της μηχανής.



Σχήμα 4.10: Διάγραμμα εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρεύματος της μηχανής επαγωγής.

4.3.4. Έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (Indirect or Feedforward Vector Control)

Ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου ή αλλιώς ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου μέσω πρωσοτροφοδότησης (Indirect or Feedforward Vector Control–Field Orientation Control) είναι κατ’ ουσία ο ίδιος με τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Η μόνη τους διαφορά έγκειται στον τρόπο υπολογισμού των σημάτων $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ που είναι αναγκαία για τον μετασχηματισμό. Ενώ στον άμεσο έλεγχο τα σήματα αυτά υπολογίζονται με ανατροφοδότηση της εξόδου, στον έμμεσο έλεγχο υπολογίζονται κατευθείαν από την είσοδο (εντολή ταχύτητας), δηλαδή με πρωσοτροφοδότηση της εισόδου.

Στο σχήμα 4.11 φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου. Οι άξονες (d^s - q^s) βρίσκονται προσαρμοσμένοι στο στάτη και είναι ακίνητοι, ενώ οι άξονες (d^r - q^r) είναι προσαρμοσμένοι στον δρομέα και περιστρέφονται με την μηχανική ταχύτητα του δρομέα. Τέλος φαίνονται και οι άξονες (d^e - q^e) που περιστρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Λόγω της ολίσθησης που παρουσιάζει ο δρομέας κατά τη λειτουργία της μηχανής, η ταχύτητα του δρομέα (ω_r) θα είναι γενικά διαφορετική από τη σύγχρονη (ω_e) κατά την ταχύτητα ολίσθησης (ω_{sl}). Επομένως η γωνία μεταξύ του πλαισίου που στρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα και του πλαισίου που στρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα δίνεται από τη σχέση:

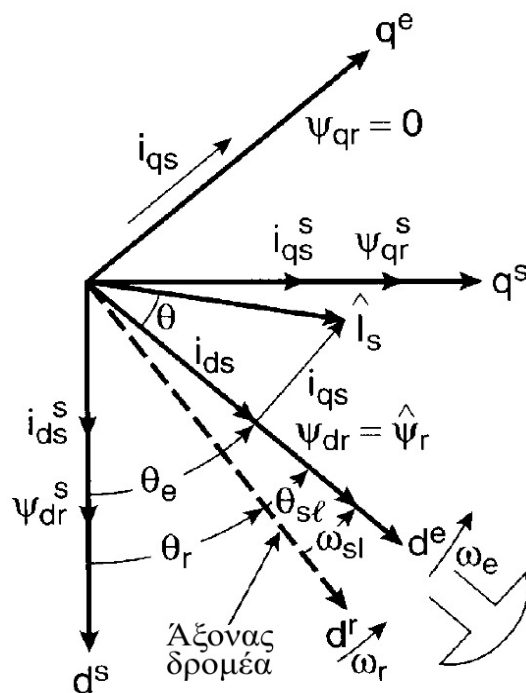
$$\theta_{sl} = \int \omega_{sl} dt \quad (4.39)$$

και είναι θετική για θετική τιμή της ολίσθησης, δηλαδή για θετική τιμή της ολίσθησης το με σύγχρονη ταχύτητα περιστρεφόμενο πλαίσιο προπορεύεται του πλαισίου που βρίσκεται προσαρμοσμένο στον δρομέα, ενώ για αρνητική τιμή της ολίσθησης έπεται αυτού. Από το διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 4.11 προκύπτει τελικά ότι η γωνία μεταξύ του στατικού πλαισίου και του με σύγχρονη ταχύτητα περιστρεφόμενου πλαισίου δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl} = \int \omega_r dt + \int \omega_{sl} dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int \omega_e dt \quad (4.40)$$

Αξίζει στο σημείο αυτό να σημειωθεί ότι ο μαγνητικός πόλος του δρομέα, το σημείο δηλαδή από το οποίο εισέρχεται ή εξέρχεται η μαγνητική ροή, περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα (με την ταχύτητα περιστροφής του πεδίου του δρομέα δηλαδή), με αποτέλεσμα να ολισθαίνει ως προς τον άξονα του δρομέα κατά την ολίσθηση της μηχανής.

Όπως επιτάσσει η θεμελιώδης αρχή του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου, για να πετύχουμε πλήρη αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής θα πρέπει η συνιστώσα μαγνήτισης του ρεύματος (i_{ds}^e) να παραμένει προσανατολισμένη με τον άξονα της μαγνητικής ροής (πεδίου) του δρομέα, δηλαδή τον (d^e). Ισοδύναμα η συνιστώσα ροπής του ρεύματος (i_{qs}^e) θα πρέπει να παραμένει προσανατολισμένη με τον άξονα (q^e), όπως φαίνεται στο σχήμα 4.11.



Σχήμα 4.11: Διανυσματικό διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου.

Από το ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής σε πλαίσιο που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα (βλέπε παράγραφο 2.4.1 και σχήμα 2.14) που συνοδεύει το παραπάνω

διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 4.11 προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις (για ηλεκτρική μηχανή επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα):

$$\frac{d}{dt}\psi_{dr}^e + R_r \cdot i_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \cdot \psi_{qr}^e = 0 \quad (4.41)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{qr}^e + R_r \cdot i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \cdot \psi_{dr}^e = 0 \quad (4.42)$$

όπου ο εκθέτης e συμβολίζει ότι οι μεταβλητές αναφέρονται σε πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα και κατά τη σύμβαση που έχουμε κάνει στο κεφάλαιο 2 μπορεί και να παραληφθεί αλλά να εννοείται. Οι πεπλεγμένες μαγνητικές ροές του δρομέα δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις, τις οποίες λύνουμε ως προς τα ρεύματα του δρομέα:

$$\psi_{dr}^e = L_r \cdot i_{dr}^e + L_m \cdot i_{ds}^e \rightarrow i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} \cdot \psi_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{ds}^e \quad (4.43)$$

$$\psi_{qr}^e = L_r \cdot i_{qr}^e + L_m \cdot i_{qs}^e \rightarrow i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} \cdot \psi_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{qs}^e \quad (4.44)$$

Αντικαθιστώντας τις 4.43 και 4.44 στις 4.41 και 4.42 απαλείφονται τα ρεύματα του δρομέα, τα οποία δεν είναι δυνατόν να μετρηθούν, οπότε λαμβάνουμε τις ακόλουθες εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική συμπεριφορά μιας ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα και αναφέρονται σε ένα περιστρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων:

$$\frac{d}{dt}\psi_{dr}^e + \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{dr}^e - \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{ds}^e - \omega_{sl} \cdot \psi_{qr}^e = 0 \quad (4.45)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{qr}^e + \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{qr}^e - \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{qs}^e - \omega_{sl} \cdot \psi_{dr}^e = 0 \quad (4.46)$$

Βλέπουμε ότι οι δύο παραπάνω εξισώσεις είναι συζευγμένες και το σύστημα μη γραμμικό. Επομένως ο έλεγχός του είναι ιδιαίτερα δύσκολος. Με την τεχνική όμως του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα επιτυγχάνεται φυσική αποσύζευξη των εξισώσεων 4.45 και 4.46, με αποτέλεσμα το σύστημα που προκύπτει να είναι γραμμικό. Έτσι για προσανατολισμό του άξονα (d^e) με τη μαγνητική ροή του δρομέα προκύπτει ότι (βλέπε και σχήμα 4.11):

$$\psi_{qr}^e = 0 \quad (4.47)$$

$$\text{και } \frac{d}{dt}\psi_{qr}^e = 0 \quad (4.48)$$

Επομένως τότε οι εξισώσεις 4.45 και 4.46 με αντικατάσταση των 4.47 και 4.48 υποπίπτουν στο παρακάτω σύστημα, γραμμικών πλέον, εξισώσεων:

$$\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt}\hat{\psi}_r^e + \hat{\psi}_r^e = L_m \cdot i_{ds}^e \quad (4.49)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \hat{\psi}_r^e} \cdot i_{qs}^e \quad (4.50)$$

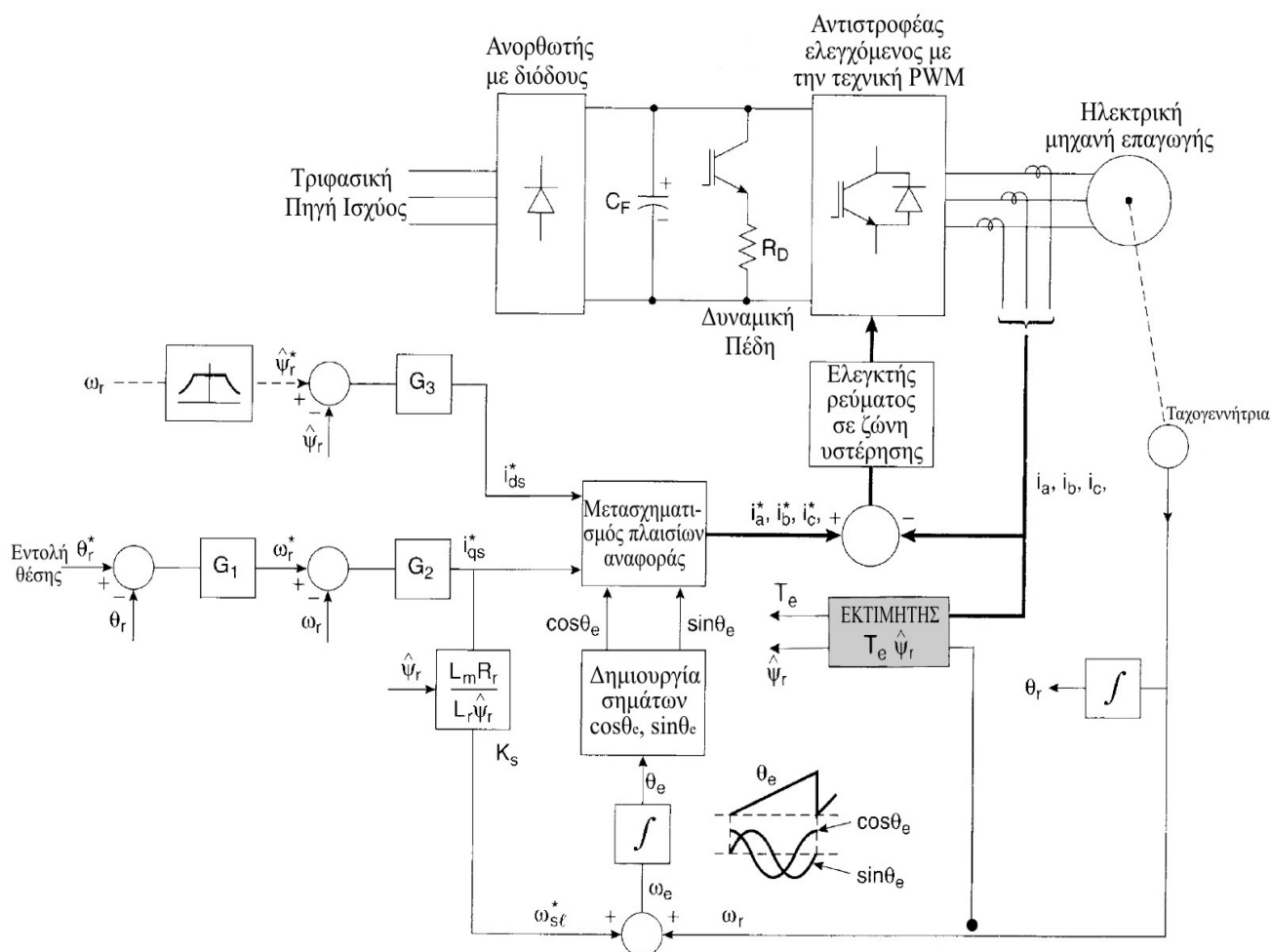
στις οποίες έχουμε θεωρήσει $\hat{\psi}_r^e = \psi_{dr}^e$ αφού μετά τον προσανατολισμό αυτή είναι η μοναδική μη μηδενική συνιστώσα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Στη συνήθη περίπτωση μάλιστα, κατά την οποία η μαγνητική ροή του δρομέα είναι σταθερή το ζεύγος των γραμμικών εξισώσεων 4.49 και 4.50 απλοποιείται περαιτέρω ως εξής:

$$\hat{\psi}_r^e = L_m \cdot i_{ds}^e \quad (\text{Σταθερή}) \quad (4.51)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \hat{\psi}_r^e} \cdot i_{qs}^e \quad (4.52)$$

από τις οποίες προκύπτει ότι η τιμή του πλάτους της μαγνητικής ροής δρομέα είναι ανάλογη του ρεύματος ευθέως άξονα του στάτη (i_{ds}^e) και ότι για σταθερό πλάτος της μαγνητικής ροής του δρομέα η ταχύτητα ολίσθησης της μηχανής (άρα και η ολίσθηση) είναι ανάλογη του ρεύματος εγκάρσιου άξονα (i_{qs}^e). Μεταβάλλοντας όμως την ολίσθηση της μηχανής ανάλογα μεταβάλλεται και η αναπτυσσόμενη ροπή. Συνεπώς τελικά προκύπτει ότι για σταθερή μαγνητική ροή δρομέα η αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή μπορεί να ελέγχεται από το ρεύμα εγκάρσιου άξονα (i_{qs}^e), μέσω ελέγχου της ολίσθησης της μηχανής.

Το διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα φαίνεται στο σχήμα 4.12. Ο έλεγχος που εφαρμόζεται επιτρέπει λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων για τη μηχανή, χωρίς την προσθήκη επιπλέον εντολών στον αλγόριθμο ελέγχου. Το κύκλωμα ισχύος περιλαμβάνει τριφασικό μη ελεγχόμενο ανορθωτή με διόδους και δυναμική πέδη, για την κατανάλωση της ηλεκτρικής ενέργειας κατά τη λειτουργία γεννήτριας ή πέδησης της μηχανής, εφόσον ο μη ελεγχόμενος ανορθωτής με διόδους δεν επιτρέπει την αμφίδρομη ροή ισχύος. Στη συνέχεια υπάρχει ένας τριφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία γέφυρας που ελέγχεται με την τεχνική PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης. Εναλλακτικά μπορεί να εφαρμοστεί έλεγχος με την τεχνική SPWM με κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς τις επιθυμητές τάσεις των τριών φάσεων που υπολογίζουμε με τη βοήθεια του μοντέλου της μηχανής από τα επιθυμητά ρεύματα και την επιθυμητή ταχύτητα περιστροφής. Ο αντιστροφέας αυτός τροφοδοτεί με την κατάλληλη τάση που προκύπτει από τον αλγόριθμο ελέγχου έναν τριφασικό ηλεκτρικό κινητήρα επαγωγής. Το κύκλωμα ελέγχου περιλαμβάνει εκτιμητή της τιμής της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής και του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα, ο οποίος χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής.



Σχήμα 4.12: Διάγραμμα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και έλεγχο του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα σε κλειστό βρόχο.

Τα επιθυμητά ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα του στάτη σε πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα προκύπτουν με όμοιο τρόπο όπως και στον άμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Συγκεκριμένα το επιθυμητό ρεύμα ευθέως άξονα προκύπτει από τη διέλευση του σφάλματος του πλάτους της ροής δρομέα μέσα από τον ελεγκτή G_3 . Η επιθυμητή μηχανική ταχύτητα δρομέα μπορεί να προκύπτει εναλλακτικά (αν αυτό είναι επιθυμητό) από έναν έλεγχο θέσης σε κλειστό βρόχο. Το σφάλμα θέσης διέρχεται από τον ελεγκτή G_1 δίνοντας ένα σήμα που αντιπροσωπεύει την επιθυμητή ταχύτητα. Η επιθυμητή ταχύτητα συγκρίνεται με την πραγματική και το σφάλμα διέρχεται από τον ελεγκτή G_2 , δίνοντας το επιθυμητό ρεύμα εγκάρσιου άξονα. Είναι δυνατόν να υπάρχει και τρίτος εν σειρά βρόχος ελέγχου της ηλεκτρικής ροπής, ο οποίος όμως δεν φαίνεται στο σχήμα. Έχουμε επομένως έναν εξωτερικό κλειστό βρόχο για τον έλεγχο της θέσης, μέσα στον οποίο φωλιάζει ένας κλειστός βρόχος ελέγχου της ταχύτητας. Αν ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου έχει επιτύχει το σκοπό του, δηλαδή την αποσύζευξη και τη γραμμικοποίηση των εξισώσεων της μηχανής, οι ελεγκτές G_1 , G_2 , G_3 μπορεί να είναι ελεγκτές PID, ειδικά όμως θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν κατάλληλοι μη γραμμικοί ελεγκτές.

Η κυριότερη διαφορά του άμεσου από τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου έγκειται, όπως προαναφέραμε, στον τρόπο υπολογισμού των σημάτων $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$. Στον έμμεσο έλεγχο όπως βλέπουμε στο σχήμα 4.12 τα σήματα αυτά προκύπτουν ως εξής: Υπολογίζουμε την τιμή της επιθυμητής κυκλικής συχνότητας ολίσθησης (ω_{sl}^*), η οποία για σταθερή μαγνητική ροή δρομέα δίνεται από τη σχέση 4.52, αθροίζουμε την τιμή αυτή της κυκλικής συχνότητας ολίσθησης με την πραγματική μηχανική ταχύτητα του δρομέα (ω_r) και ολοκληρώνουμε το άθροισμα αυτό, ώστε να λάβουμε τη γωνία θ_e , επί της οποίας εφαρμόζουμε τελικά τις δύο τριγωνομετρικές συναρτήσεις, ημίτονου και συνημίτονου. Τονίζεται ότι ο παραπάνω υπολογισμός δίνει ρεαλιστικά αποτελέσματα μόνο όταν έχει προηγηθεί η αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής. Τέλος τα σήματα $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ χρησιμοποιούνται κατά τον μετασχηματισμό σε τριφασικό στατό πλαίσιο των ρευμάτων του στάτη, τα οποία συγκρίνονται στη συνέχεια με τα αντίστοιχα πραγματικά και το σφάλμα μεταξύ τους οδηγείται στον ελεγκτή με υστέρηση για τον έλεγχο PWM του αντιστροφέα.

Ο παραπάνω αλγόριθμος για τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου μπορεί να εφαρμοστεί από τη μηδενική ταχύτητα (εκκίνηση), σε όλη την περιοχή σταθερής ροπής και στην περιοχή σταθερής ισχύος, μέχρι και την περιοχή εξασθένισης πεδίου. Η μόνη πρόνοια που χρειάζεται να ληφθεί κατά τον έλεγχο είναι στις ταχύτητες πέραν της σύγχρονης, δηλαδή στην περιοχή σταθερής ισχύος, όπου θα πρέπει να μειώνουμε το πλάτος της μαγνητικής ροής του δρομέα αντιστρόφως ανάλογα με την ταχύτητα, έτσι ώστε ο αντιστροφέας να παραμένει σε γραμμική λειτουργία PWM. Θα πρέπει να σημειωθεί επίσης ότι ο αντιστροφέας στον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου είναι αναγκαίο να επιτελεί στιγμιαίο έλεγχο ρεύματος. Όμως η διαμόρφωση του εύρους των παλμών (PWM) με τον έλεγχο ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης δεν διαθέτει το βέλτιστο αρμονικό περιεχόμενο καθώς, όπως έχουμε αναφέρει και στην παράγραφο 3.2.2.3, η μέθοδος ελέγχου που χρησιμοποιεί (bang-bang) δεν λαμβάνει καθόλου υπόψη της την αρμονική παραμόρφωση που προκαλείται στο ρεύμα της μηχανής. Για το λόγο αυτό τις περισσότερες φορές χρησιμοποιείται η τεχνική SPWM με κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς τις επιθυμητές κανονικοποιημένες τάσεις του στάτη της μηχανής, οι οποίες έχουν προκύψει από τα επιθυμητά ρεύματα και την επιθυμητή ταχύτητα με χρήση των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Επίσης σε ταχύτητες μεγαλύτερης της σύγχρονης η μέθοδος αυτή PWM εάν δεν ληφθεί κάποιο μέτρο (μείωση του πλάτους της ροής του δρομέα) περνάει στην μη γραμμική περιοχή της υπερδιαμόρφωσης με λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Μια διαφορετική τεχνική, η οποία μπορεί να βελτιώσει μερικώς τη συμπεριφορά του συστήματος, είναι ο σύγχρονος έλεγχος ρεύματος (Synchronous Current Control ή DC Current Control) [3], ο οποίος δεν αναλύεται εδώ.

4.3.5. Διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό σύμφωνα με το πεδίο του στάτη

Μέχρις στιγμής εφαρμόσαμε σε όλες τις περιπτώσεις τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με τη μαγνητική ροή (πεδίο) του δρομέα, λόγω των σημαντικότερων πλεονεκτημάτων που παρουσιάζει. Όπως πιθανώς θα έχει ήδη γίνει σαφές, ο προσανατολισμός με τη μαγνητική ροή του δρομέα προτιμάται στις περισσότερες περιπτώσεις λόγω της φυσικής αποσύζευξης που επιφέρει στις εξισώσεις της μηχανής, καθιστώντας τις γραμμικά ανεξάρτητες και επιτρέποντας τον απλό γραμμικό έλεγχο της συμπεριφοράς της μηχανής.

Παρ' όλα αυτά όμως, όπως έχουμε αναφέρει και στα προηγούμενα, είναι επίσης δυνατός ο προσανατολισμός με τη μαγνητική ροή (πεδίο) είτε του διακένου είτε του στάτη. Στις περιπτώσεις αυτές, όμως, δεν έχουμε πλήρη και φυσική αποσύζευξη του μοντέλου, ενώ για να πετύχουμε την πλήρη αποσύζευξη θα πρέπει να αντισταθμίσουμε κατάλληλα στις εξισώσεις της μηχανής την επίδραση της σύζευξης. Και τα τρία παραπάνω μαγνητικά πεδία σύμφωνα με τα οποία είναι γενικά δυνατός ο προσανατολισμός του ευθέως άξονα του πλαισίου αναφοράς περιστρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Επομένως συνήθως χρησιμοποιούμε το μοντέλο της μηχανής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων, που περιγράφεται στην παράγραφο 2.4.1 από τις εξισώσεις 2.70 και 2.71, ενώ το ισοδύναμο κύκλωμα δίνεται στο σχήμα 2.14. Το πλεονέκτημα που μπορεί να διακρίνει κανείς στον προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη είναι ότι η ροή του στάτη επηρεάζεται μόνο από μεταβολή της αντίστασής του στάτη (R_s), η οποία μπορεί εύκολα να μετρηθεί και να μεταβληθεί με τη χρήση εξωτερικής ρυθμιζόμενης αντίστασης.

Από τη σχέση 2.70 για τον δρομέα μιας μηχανής επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα ισχύει (πολλαπλασιάζοντας ταυτόχρονα κατά μέλη με τη σταθερά του δρομέα $T_r=L_r/R_r$):

$$(1-s \cdot T_r) \cdot \psi_{dr}^e - L_m \cdot i_{ds}^e - T_r \cdot \omega_{sl} \cdot \psi_{qr}^e = 0 \quad (4.53)$$

$$(1-s \cdot T_r) \cdot \psi_{qr}^e - L_m \cdot i_{qs}^e - T_r \cdot \omega_{sl} \cdot \psi_{dr}^e = 0 \quad (4.54)$$

Στόχος μας στη συνέχεια είναι η απαλοιφή των ροών ευθέως και εγκάρσιου άξονα του δρομέα και η αντικατάστασή τους από τις αντίστοιχες ροές του στάτη που δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις σύμφωνα με το ισοδύναμο κύκλωμα:

$$\psi_{ds}^e = L_s \cdot i_{ds}^e + L_m \cdot i_{dr}^e \quad (4.55)$$

$$\psi_{qs}^e = L_s \cdot i_{qs}^e + L_m \cdot i_{qr}^e \quad (4.56)$$

και λύνοντας ως προς τα ρεύματα του δρομέα:

$$i_{dr}^e = \frac{\psi_{ds}^e}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} \cdot i_{ds}^e \quad (4.57)$$

$$i_{qr}^e = \frac{\psi_{qs}^e}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} \cdot i_{qs}^e \quad (4.58)$$

Αντικαθιστώντας τις 4.57 και 4.58 στις εξισώσεις 4.43 και 4.44 λαμβάνουμε ότι οι μαγνητικές ροές του δρομέα δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\psi_{dr}^e = \frac{L_r}{L_m} \cdot \psi_{ds}^e + \left(L_m - \frac{L_s \cdot L_r}{L_m} \right) \cdot i_{ds}^e \quad (4.59)$$

$$\psi_{qr}^e = \frac{L_r}{L_m} \cdot \psi_{qs}^e + \left(L_m - \frac{L_s \cdot L_r}{L_m} \right) \cdot i_{qs}^e \quad (4.60)$$

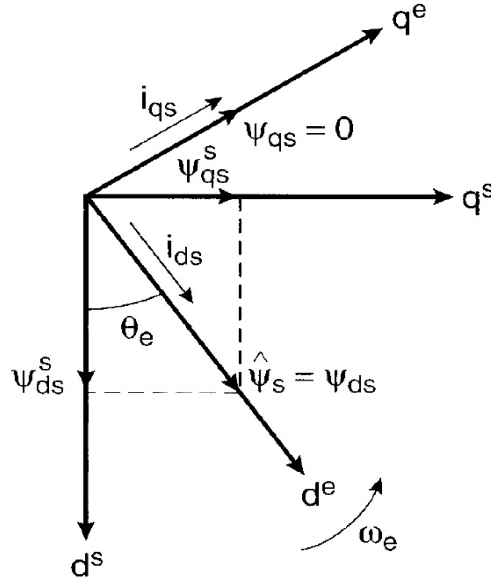
Οι παραπάνω εξισώσεις συνδέουν τις μαγνητικές ροές του δρομέα και του στάτη με τα ρεύματα του στάτη. Αντικαθιστώντας τις 4.59 και 4.60 στις αρχικές σχέσεις 4.53 και 4.54 και πολλαπλασιάζοντας και τα δύο μέλη με (L_m/L_r) έχουμε:

$$(1 + s \cdot T_r) \cdot \psi_{ds}^e = (1 + \sigma \cdot s \cdot T_r) \cdot L_s \cdot i_{ds}^e + \omega_{sl} \cdot T_r \cdot [\psi_{qs}^e - \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}^e] \quad (4.61)$$

$$(1 + s \cdot T_r) \cdot \psi_{qs}^e = (1 + \sigma \cdot s \cdot T_r) \cdot L_s \cdot i_{qs}^e + \omega_{sl} \cdot T_r \cdot [\psi_{ds}^e - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}^e] \quad (4.62)$$

όπου $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}$. Με την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με τη μαγνητική ροή (πεδίο) του στάτη αυτή τη φορά, η οποία φαίνεται στο σχήμα 4.13, πετυχαίνουμε:

$$\psi_{qs}^e = 0 \rightarrow \psi_{ds}^e = \hat{\psi}_s^e \quad (4.63)$$



Σχήμα 4.13: Διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη.

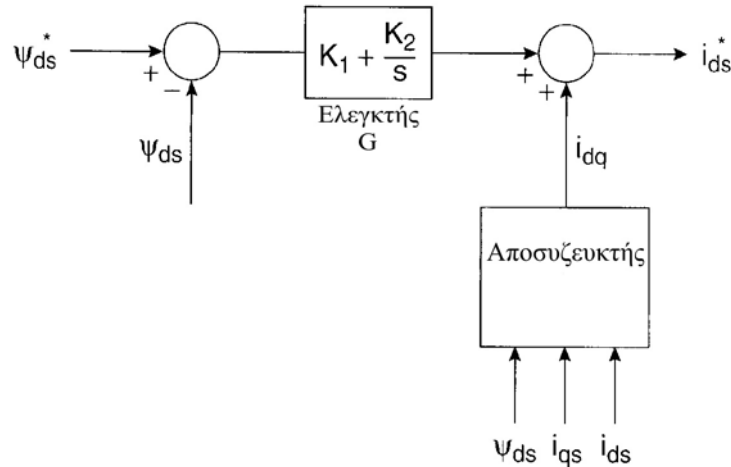
Βάσει της 4.63 οι 4.61 και 4.62 γράφονται ως εξής:

$$(1 + s \cdot T_r) \cdot \psi_{ds}^e = (1 + \sigma \cdot s \cdot T_r) \cdot L_s \cdot i_{ds}^e - \omega_{sl} \cdot T_r \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}^e \quad (4.64)$$

$$(1 + \sigma \cdot s \cdot T_r) \cdot L_s \cdot i_{qs}^e = \omega_{sl} \cdot T_r \cdot [\psi_{ds}^e - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}^e] \quad (4.65)$$

Οι εξισώσεις αυτές αποτελούν τις εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής μετά την εφαρμογή του προσανατολισμού με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής (πεδίο) του στάτη. Παρατηρούμε ότι σύμφωνα με τα όσα είχαμε αναφέρει εισαγωγικά οι εξισώσεις αυτές δεν είναι πλήρως αποσυνδεδεμένες. Ειδικότερα από την σχέση 4.64 βλέπουμε ότι η μαγνητική ροή του δρομέα (ευθέως άξονα) εξαρτάται από αμφότερα τα ρεύματα του στάτη, τόσο ευθέως όσο και εγκάρσιου άξονα και από τη σχέση 4.65 παρατηρούμε ότι για να ελέγξουμε την κυκλική συχνότητα ολίσθησης και συνεπώς την ηλεκτρική ροπή της μηχανής θα πρέπει επίσης να ελέγξουμε αμφότερα τα ρεύματα του στάτη, τόσο ευθέως όσο και εγκάρσιου άξονα. Επομένως τα δύο αυτά μεγέθη: μαγνητική ροή στάτη και ηλεκτρική ροπή μηχανής παραμένουν συζευγμένα, παρά τον προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη, και κάθε μεταβολή του ενός επηρεάζει άμεσα και το άλλο. Επομένως δεν είναι εφικτός ένας ανεξάρτητος έλεγχος των δύο αυτών πολύ σημαντικών ποσοτήτων για τη λειτουργία της μηχανής.

Για να επιτύχουμε την επιθυμητή αποσύνδεση θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε έλεγχο με πρωσοτροφοδότηση ενός σήματος i_{dq} το οποίο θα προστεθεί στον βρόχο ελέγχου της μαγνητικής ροής, έτσι ώστε να αντισταθμίσει το φαινόμενο σύζευξης και να δώσει τη σωστή τιμή για το επιθυμητό ρεύμα ευθέως άξονα του στάτη. Στο παρακάτω σχήμα 4.14 φαίνεται ο τρόπος δημιουργίας του σήματος i_{dq} :



Σχήμα 4.14: Διάγραμμα πρωτοτροφοδότησης του σήματος αποσύζευξης i_{dq} στον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη.

Από το σχήμα 4.14 ισχύει:

$$i_{ds}^{e*} = G \cdot (\psi_{ds}^{e*} - \psi_{ds}^e) + i_{dq} \quad (4.66)$$

όπου G η συνάρτηση μεταφοράς ενός γενικά μη γραμμικού ελεγκτή. Χρησιμοποιώντας ένα PI ελεγκτή με $G=K_1+K_2/s$, όπου $s=j\cdot\omega$ και αντικαθιστώντας στην 4.64 λαμβάνουμε:

$$(1+s\cdot T_r)\cdot\psi_{ds}^e = L_s \cdot \left[(1+\sigma\cdot s\cdot T_r)\cdot G\cdot(\psi_{ds}^{e*} - \psi_{ds}^e) + (1+\sigma\cdot s\cdot T_r)\cdot i_{dq} - \omega_{sl}\cdot T_r\cdot\sigma\cdot i_{qs}^e \right] \quad (4.67)$$

Για να επιτευχθεί η πλήρης αποσύζευξη θα πρέπει η παραπάνω σχέση να μην είναι συνάρτηση του ρεύματος εγκάρσιου άξονα του στάτη ή αλλιώς να ισχύει:

$$(1+\sigma\cdot s\cdot T_r)\cdot i_{dq} - \omega_{sl}\cdot T_r\cdot\sigma\cdot i_{qs}^e = 0 \rightarrow i_{dq} = \frac{\omega_{sl}\cdot T_r\cdot\sigma\cdot i_{qs}^e}{(1+\sigma\cdot s\cdot T_r)} \quad (4.68)$$

Λύνοντας τη σχέση 4.65 ως προς την κυκλική συχνότητα ολίσθησης έχουμε:

$$\omega_{sl} = \frac{(1+\sigma\cdot s\cdot T_r)\cdot L_s\cdot i_{qs}^e}{T_r\cdot[\psi_{ds}^e - \sigma\cdot L_s\cdot i_{ds}^e]} \quad (4.69)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 4.68 και 4.69 λαμβάνουμε:

$$i_{dq} = \frac{\sigma\cdot L_s\cdot (i_{qs}^e)^2}{(\psi_{ds}^e - \sigma\cdot L_s\cdot i_{ds}^e)} \quad (4.70)$$

από την οποία προκύπτει ότι το σήμα αποσύζευξης είναι συνάρτηση τόσο των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα όσο και της μαγνητικής ροής ευθέως άξονα του στάτη. Η γενική έκφραση για την αναπτυσσόμενη από τη μηχανή ηλεκτρική ροπή είναι:

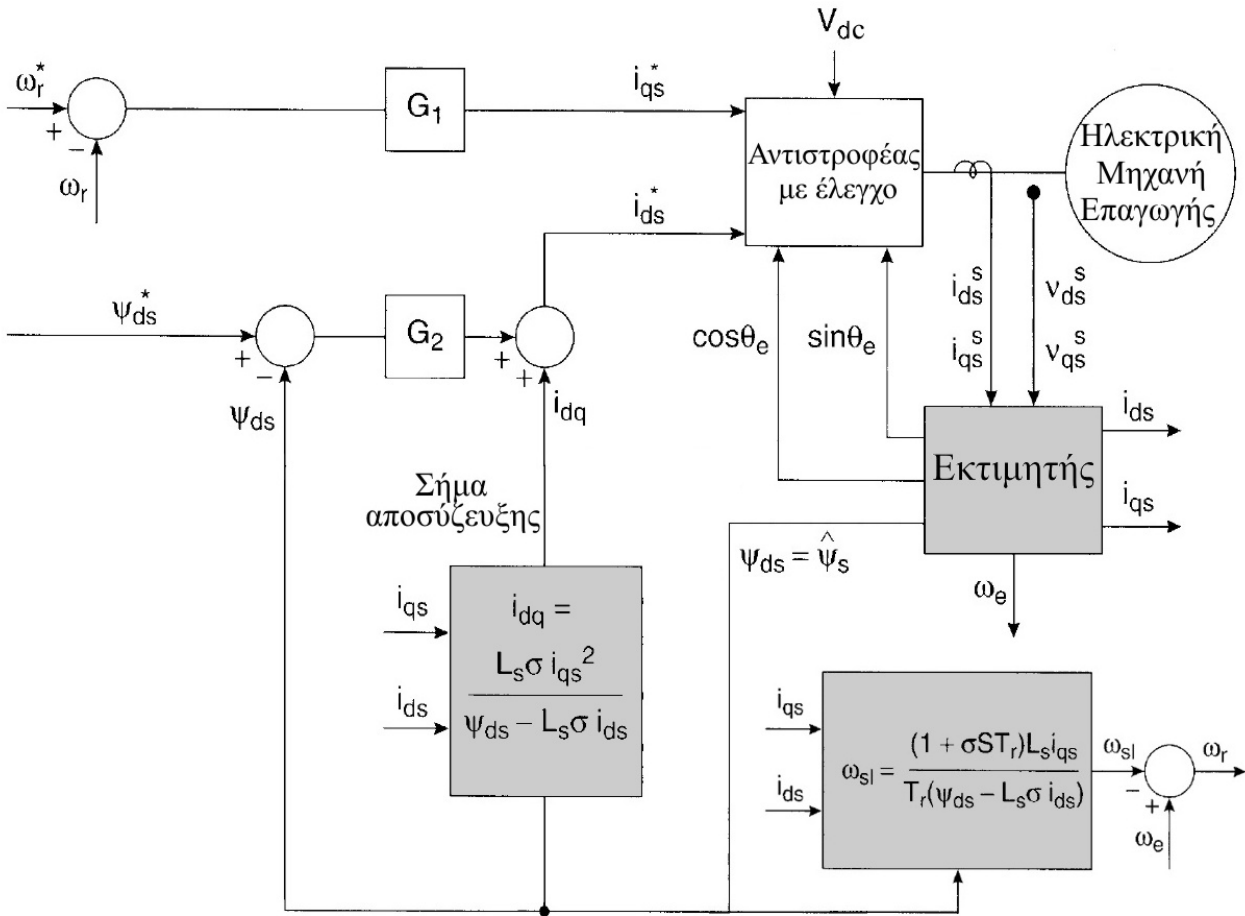
$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot (\psi_{ds}^e \cdot i_{qs}^e - \psi_{qs}^e \cdot i_{ds}^e) \quad (4.71)$$

η οποία μετά τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου γίνεται ($\psi_{qs}^e = 0$):

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \psi_{ds}^e \cdot i_{qs}^e \quad (4.72)$$

Τέλος στο σχήμα 4.15 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη. Ο εκτιμητής που χρησιμοποιείται υπολογίζει τα απαιτούμενα μεγέθη, ενώ βλέπουμε και το μπλοκ δημιουργίας του σήματος αποσύζευξης των εξισώσεων, όπως έχουμε αναλύσει λεπτομερώς. Σημειώνεται ότι η ακρίβεια του σήματος αποσύζευξης επηρεάζεται γενικά από τη διακύμανση των παραμέτρων της μηχανής. Όμως το ότι βρίσκεται εντός βρόχου ελέγχου με ανατροφοδότηση καθιστά την αλλοίωση της συμπεριφοράς του συστήματος εξ' αυτού του λόγου ασήμαντη. Τονίζεται τέλος ότι σε αυτή

τη μέθοδο ελέγχου δεν απαιτείται ταχογεννήτρια για τη μέτρηση της μηχανικής ταχύτητας του δρομέα. Η ταχύτητα είναι δυνατόν να εκτιμάται αλγεβρικά μέσω της συχνότητας ολίσθησης που δίνεται από το μοντέλο της μηχανής (σχέση 4.69). Η επίδραση της μεταβολής της αντίστασης του στάτη (R_s), που είναι συνάρτηση μόνο της θερμοκρασίας των τυλιγμάτων του, μπορεί εύκολα να αντισταθμιστεί στην περίπτωση αυτή.



Σχήμα 4.15: Διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος που χρησιμοποιεί τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη.

4.4 ΑΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ (Direct Torque Control–DTC)

Ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control–DTFC ή συνηθέστερα DTC), ο οποίος εναλλακτικά καλείται και άμεσος αυτοέλεγχος (Direct Self–Control - DSC), αποτελεί μια ιδιαίτερα προηγμένη τεχνική μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου. Η τεχνική αυτή προτάθηκε για πρώτη φορά στα μέσα της δεκαετίας του 1980 και αποτέλεσε τη χαραυγή μιας νέας γενιάς τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων μέσω αντιστροφών πηγής τάσης. Μάλιστα προσφάτως, με την εισαγωγή στην αγορά εμπορικών συστημάτων ελεγκτών που χρησιμοποιούν τη συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου από ηγέτιδα εταιρεία του κλάδου, το ενδιαφέρον για τον άμεσο έλεγχο ροπής έγινε εντονότερο και διευρύνθηκε περαιτέρω.

Επομένως, σύμφωνα με τα προηγούμενα, θα ήταν αναμενόμενο να εξετάζουμε τον άμεσο έλεγχο ροπής και ροής στην παράγραφο του μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου. Στη διεθνή βιβλιογραφία, όμως, η τεχνική αυτή ελέγχου εξετάζεται ως επί το πλείστον ξεχωριστά, λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών που παρουσιάζει. Όπως φανερώνει και η ονομασία της η τεχνική αυτή συνίσταται στον άμεσο έλεγχο της ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής

της μηχανής, μέσω της επιλογής των κατάλληλων κάθε φορά διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα. Η τεχνική αυτή λοιπόν χρησιμοποιεί έλεγχο PWM με τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα. Ο αναγνώστης ενθαρρύνεται στο σημείο αυτό να ανατρέξει στην παράγραφο 3.2.2.2 του παρόντος για μια ενδελεχή ανάλυση της τεχνικής αυτής, η οποία κρίνεται ως εκ των ουκ άνευ για τη συνέχεια.

Το τεράστιο ενδιαφέρον που έχει πυροδοτήσει αυτή η τεχνική ελέγχου οφείλεται στο ότι επιτυγχάνει παρόμοια επίδοση ελέγχου με τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου, χωρίς όμως να συνεπάγεται ανάλογη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Συγκεκριμένα η τεχνική αυτή, όπως και κάθε μονόμετρος έλεγχος, δεν λαμβάνει υπόψη της τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής και όπως είναι αναμενόμενο αυτό οδηγεί σε μη βέλτιστη απόκριση. Η μείωση όμως της πολυπλοκότητας και η επακόλουθη μείωση του απαιτούμενου χρόνου υπολογισμού επιτρέπει τη διενέργεια πολύ γρήγορων κύκλων ελέγχου. Επομένως μπορεί η απόκριση του κάθε κύκλου να μην είναι η βέλτιστη, όμως η ταχύτητα με την οποία αυτή διορθώνεται από τον κύκλο ελέγχου που ακολουθεί επιτρέπει τον ταχύτερο και με αρκετά μεγάλη ακρίβεια έλεγχο της ηλεκτρικής ροπής (άρα και της ταχύτητας) αλλά και της μαγνητικής ροής της μηχανής.

Στη συνέχεια θα παράγουμε μια έκφραση της ηλεκτρικής ροπής της μηχανής συναρτήσει των μαγνητικών ροών στάτη και δρομέα και θα δείξουμε με ποιο τρόπο είναι δυνατόν να την ελέγξουμε. Βάσει των σχέσεων αυτών θα παρουσιάσουμε αναλυτικά τη στρατηγική ελέγχου του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής και θα δώσουμε το μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος που χρησιμοποιεί την εν λόγω τεχνική ελέγχου.

4.4.1. Αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή συναρτήσει των ροών στάτη και δρομέα

Από την εξίσωση 2.72 που περιγράφει την αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή της μηχανής σε μορφή γινομένου διανυσμάτων έχουμε την εξής εναλλακτική μορφή:

$$\vec{T}_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \vec{\psi}_s \times \vec{I}_s \quad (4.73)$$

όπου $\vec{\psi}_s = \psi_{qs}^s - j \cdot \psi_{ds}^s$ και $\vec{I}_s = i_{qs}^s - j \cdot i_{ds}^s$. Στην εξίσωση αυτή επιθυμούμε την αντικατάσταση του ρεύματος του στάτη \vec{I}_s με τη μαγνητική ροή δρομέα $\vec{\psi}_r$. Σε διανυσματική μορφή ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις για τις μαγνητικές ροές δρομέα και στάτη συναρτήσει των ρευμάτων (βλέπε και ισοδύναμο κύκλωμα 2.14):

$$\vec{\psi}_s = L_s \cdot \vec{I}_s + L_m \cdot \vec{I}_r \quad (4.74)$$

$$\vec{\psi}_r = L_r \cdot \vec{I}_r + L_m \cdot \vec{I}_s \quad (4.75)$$

Λύνουμε την 4.75 ως προς \vec{I}_r και αντικαθιστούμε στην 4.74:

$$\vec{\psi}_s = \frac{L_m}{L_r} \cdot \vec{\psi}_r + L'_s \cdot \vec{I}_s \quad (4.76)$$

όπου $L'_s = L_s \cdot L_r - L_m^2$. Λύνοντας στη συνέχεια την 4.76 ως προς \vec{I}_s λαμβάνουμε:

$$\vec{I}_s = \frac{1}{L'_s} \cdot \vec{\psi}_s - \frac{L_m}{L_r \cdot L'_s} \cdot \vec{\psi}_r \quad (4.77)$$

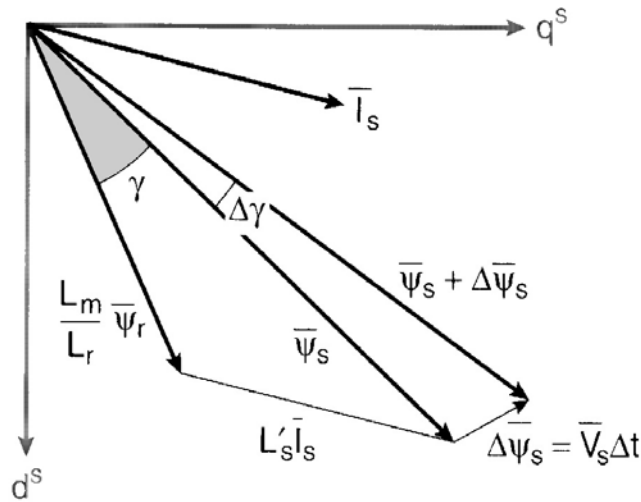
Αντικαθιστώντας την έκφραση αυτή στην αρχική σχέση για την ηλεκτρική ροπή (4.73) και κάνοντας τις απαιτούμενες απλοποιήσεις έχουμε:

$$\vec{T}_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \frac{L_m}{L_r \cdot L'_s} \cdot \vec{\psi}_r \times \vec{\psi}_s \quad (4.78)$$

Η παραπάνω σχέση όπως βλέπουμε είναι διανυσματική. Το μέτρο της ηλεκτρικής ροπής προκύπτει:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \frac{L_m}{L_r \cdot L'_s} |\vec{\psi}_r| \cdot |\vec{\psi}_s| \cdot \sin \gamma \quad (4.79)$$

όπου γ είναι η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων των μαγνητικών ροών δρομέα και στάτη, όπως φαίνεται καθαρά στο διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 4.16.



Σχήμα 4.16: Διανυσματικό διάγραμμα μαγνητικής ροής στάτη, μαγνητικής δρομέα και ρευμάτων στάτη για θετική αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή (αμελώντας την αντίσταση του στάτη) στο στατό επίπεδο αναφοράς.

Εάν η μαγνητική ροή του δρομέα παραμένει αμετάβλητη και η μαγνητική ροή του στάτη αυξηθεί λόγω μιας αύξησης της τάσης του στάτη κατά \vec{V}_s , όπως φαίνεται στο σχήμα 4.16, και η αντίστοιχη εξ αυτού του λόγου αύξηση της γωνίας γ είναι $\Delta\gamma$, τότε η μεταβολή στο μέτρο της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \frac{L_m}{L_r \cdot L'_s} |\vec{\psi}_r| \cdot |\vec{\psi}_s + \Delta\vec{\psi}_s| \cdot \sin \Delta\gamma \quad (4.80)$$

Επομένως από την παραπάνω σχέση (4.80) συμπεραίνουμε ότι είναι δυνατόν να ελέγχουμε μέσω της μεταβολής της τάσης του στάτη τόσο τη μαγνητική ροή του στάτη όσο και την αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή της μηχανής. Είναι συνεπώς δυνατός ένας άμεσος έλεγχος της ροής και της ροπής της μηχανής μέσω ελέγχου της τάσης τροφοδοσίας του στάτη, ή ισοδύναμα μέσω ενός κατάλληλου χειρισμού των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα πηγής τάσης.

4.4.2. Ανάλυση της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTC)

Το διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος ελέγχου μιας ηλεκτρικής μηχανής, το οποίο εφαρμόζει την τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής φαίνεται στο σχήμα 4.17. Η στρατηγική ελέγχου σε αδρές γραμμές συνίσταται στην κβάντιση των τιμών της ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής. Η ενέργεια αυτή ορίζει διάφορες περιοχές λειτουργίας για τη μηχανή και γνωρίζοντας σε ποια περιοχή λειτουργίας βρισκόμαστε και σε ποια είναι επιθυμητό να περάσουμε, επιλέγουμε από έναν προκαθορισμένο πίνακα τα κατάλληλα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα που θα οδηγήσουν τη μηχανή στην επιθυμητή απόκριση.

Όπως βλέπουμε στο σχήμα 4.17, τα επιθυμητά σήματα για το πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη και την αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή συγκρίνονται με τα εκτιμώμενα πραγματικά και τα αντίστοιχα σφάλματα οδηγούνται σε δύο ελεγκτές, έναν για το σφάλμα της ροής και έναν για το σφάλμα της ροπής. Οι ελεγκτές αυτοί είναι κβαντιστές, δηλαδή

διατάξεις που μετατρέπουν ένα συνεχές σήμα σε διακριτές στάθμες, σύμφωνα με μια συνάρτηση μετατροπής. Ο κβαντιστής του σφάλματος της ροής διαθέτει δύο στάθμες εξόδου και η έξοδός του συναρτήσει της εισόδου του δίνεται από την εξής συνάρτηση:

$$H_{\psi} = 1, \text{ για } E_{\psi} > +HB_{\psi} \quad (4.81)$$

και

$$H_{\psi} = -1, \text{ για } E_{\psi} < -HB_{\psi} \quad (4.82)$$

όπου $2 \cdot HB_{\psi}$ το συνολικό εύρος της ζώνης υστέρησης του ελεγκτή μαγνητικής ροής.

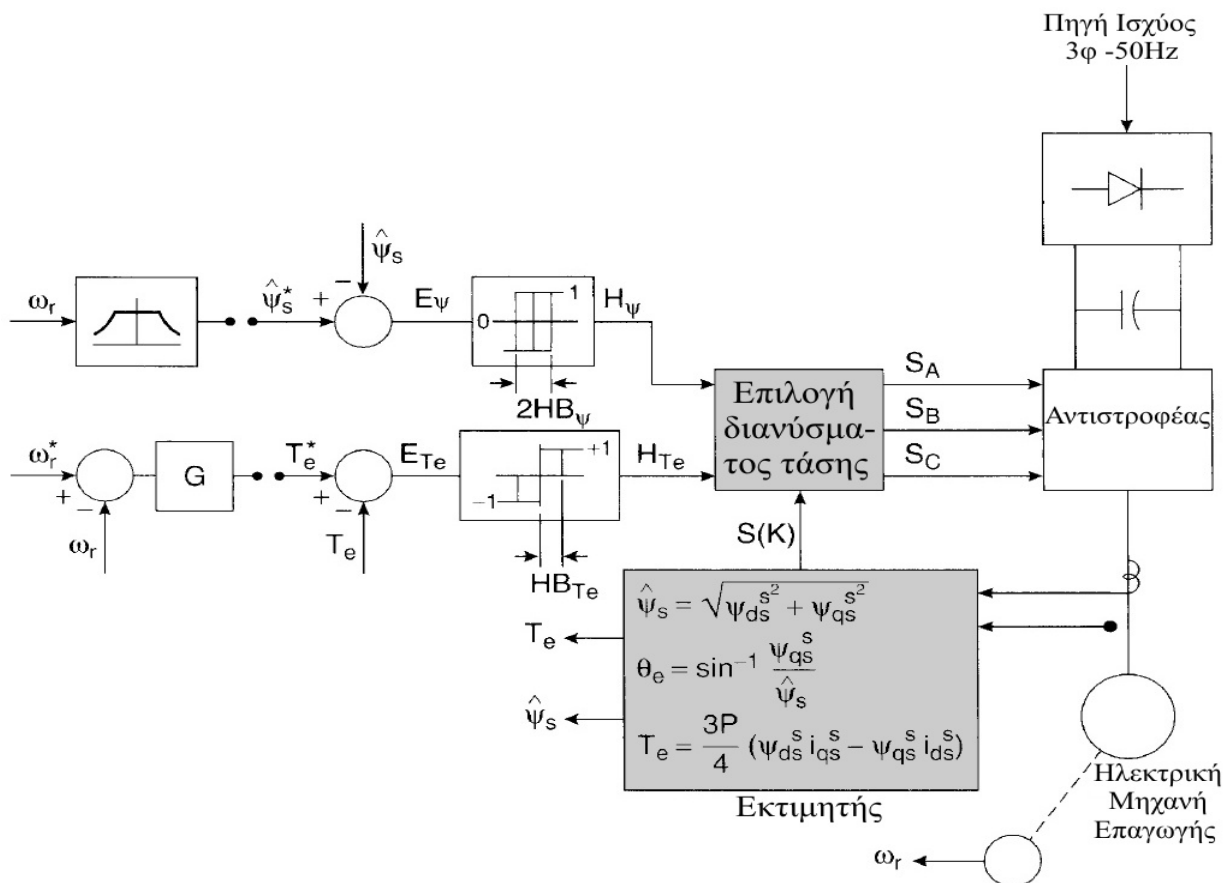
Συνεπώς αν η υπολογιζόμενη ροή εμφανίζει σφάλμα μεγαλύτερο από τη ζώνη υστέρησης, η έξοδος του κβαντιστή θα είναι 1 αν το σφάλμα αυτό είναι θετικό, δηλαδή η επιθυμητή τιμή ροής είναι μεγαλύτερη της πραγματικής, και -1 αν το σφάλμα αυτό είναι αρνητικό, δηλαδή η επιθυμητή τιμή ροής είναι μικρότερη της πραγματικής. Ομοίως ο κβαντιστής του σφάλματος της ροπής διαθέτει τρεις στάθμες εξόδου και η έξοδός του συναρτήσει της εισόδου του δίνεται από την εξής συνάρτηση:

$$H_{T_e} = 1, \text{ για } E_{T_e} > +HB_{T_e} \quad (4.83)$$

$$H_{T_e} = -1, \text{ για } E_{T_e} < -HB_{T_e} \quad (4.84)$$

και

$$H_{T_e} = 0, \text{ για } -HB_{T_e} < E_{T_e} < +HB_{T_e} \quad (4.85)$$

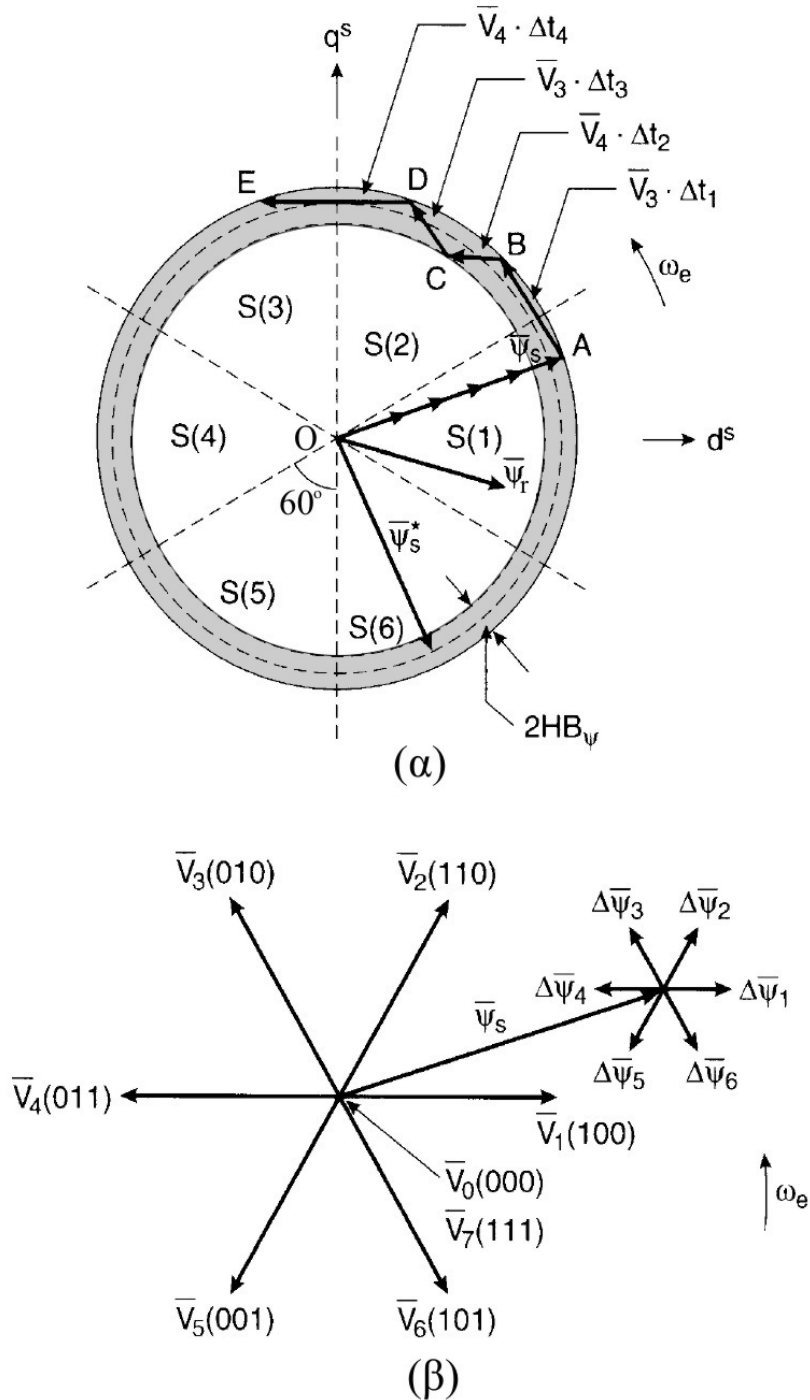


Σχήμα 4.17: Διάγραμμα τυπικού ελεγκτή που χρησιμοποιεί την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής.

Το επιθυμητό πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη (διάνυσμα) παριστάνεται σε πολικές συντεταγμένες ως μια κυκλική τροχιά, στο εσωτερικό και στο εξωτερικό της οποίας μπορούμε να φανταστούμε τις ζώνες υστέρησης (βλέπε και σχήμα 4.18(α)). Το επιθυμητό διάνυσμα της μαγνητικής ροής έχει μέτρο ίσο με το επιθυμητό πλάτος της και περιστρέφεται στο πεδίο των πολικών συντεταγμένων με αντιωρολογιακή φορά. Η πραγματική ροή που ελέγχεται με την τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής ακολουθεί την επιθυμητή ροή εντός της

ζώνης υστέρησης, ακολουθώντας όμως μια τεθλασμένη πορεία, η οποία οφείλεται στα διαφορετικά διανύσματα τάσης που εφαρμόζονται διαδοχικά.

Τα πραγματικά μεγέθη της ροής και της ροπής υπολογίζονται από έναν εκτιμητή με τη βοήθεια των μετρούμενων ρευμάτων, τάσεων και ταχύτητας (όποια από αυτά απαιτούνται) και ανατροφοδοτούνται στην είσοδο. Ο εκτιμητής αυτός επιπλέον υπολογίζει και τον αριθμό του τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα της πραγματικής ροής του στάτη. Όπως βλέπουμε και στο σχήμα 4.18 το επίπεδο των πολικών συντεταγμένων διαιρείται σε έξι τομείς, ο καθένας από τους οποίους αντιστοιχεί σε επίκεντρη γωνία 60° .



Σχήμα 4.18: Τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC):

- (α) Τροχιά του πραγματικού διανύσματος της ροής σε πολικές συντεταγμένες.
- (β) Διανύσματα κατάστασης (τάσεις) αντιστροφέα και προκύπτοντα διανύσματα ροής.

Ανάλογα τώρα με τις εξόδους των δύο κβαντιστών και τον τομέα στον οποίο βρισκόμαστε επιλέγουμε το κατάλληλο διάνυσμα κατάστασης για τον αντιστροφέα από τον πίνακα 4-1, έτσι ώστε το σύστημα να παρουσιάσει τις επιθυμητές εξόδους. Τα διανύσματα κατάστασης (τάσεων εξόδου) του αντιστροφέα καθώς και τα διανύσματα ροής που αντιστοιχούν σε αυτά φαίνονται στο σχήμα 4.18(β).

Πίνακας 4-1: Πίνακας επιλογής των διανυσμάτων κατάστασης και άρα των τάσεων του αντιστροφέα κατά την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC).

H_{ψ}	H_{Te}	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα αντιπροσωπεύουν την κατάσταση των ημιαγωγικών του στοιχείων και σχετίζονται άμεσα με την τάση εξόδου του. Υπάρχουν οκτώ διαφορετικά επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης για τον αντιστροφέα, έξι ενεργά που δίνουν τα έξι διαφορετικά διανύσματα τάσης και βρίσκονται στις κορυφές ενός κανονικού εξαγώνου και δύο μηδενικά επιτρεπτά διανύσματα κατάστασης που δίνουν μηδενική τάση εξόδου του αντιστροφέα και βρίσκονται στην αρχή των αξόνων (βλέπε σχήμα 4.18(β)). Αμελώντας την αντίσταση του στάτη (R_s) της μηχανής μπορούμε να γράψουμε:

$$\bar{V}_s = \frac{d}{dt}(\bar{\psi}_s) \quad (4.86)$$

ή αλλιώς για σταθερό \bar{V}_s :

$$\Delta \bar{\psi}_s = \bar{V}_s \cdot \Delta t \quad (4.87)$$

που σημαίνει ότι μπορούμε να μεταβάλλουμε στοιχειωδώς το πλάτος της μαγνητικής ροής του δρομέα αν εφαρμόσουμε ένα διάνυσμα τάσης \bar{V}_s για ένα στοιχειώδες χρονικό διάστημα Δt . Η στοιχειώδης αυτή μεταβολή της ροής για καθένα από τα διανύσματα τάσης φαίνεται στο σχήμα 4.18 (β).

Στα επόμενα θα αναλύσουμε τη μεταβολή της ροής της μηχανής που φαίνεται στο σχήμα 4.18 (α) έτσι ώστε να αποκτήσουμε μια πλήρη εικόνα για τον τρόπο με τον οποίο διενεργείται ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής. Η μηχανή είναι αρχικά ακίνητη και λαμβάνει μια εντολή ροής και ροπής οπότε εκκινεί. Η εκκίνηση γίνεται ως εξής: Η ροή της μηχανής αυξάνεται αρχικά επί της τροχιάς (OA) μέχρις ότου φτάσει στην επιθυμητή της τιμή. Με εγκατεστημένη την επιθυμητή ροή εντός της μηχανής, η εντολή ροπής εφαρμόζεται και ο δρομέας ξεκινάει να περιστρέφεται. Ομοίως συμβαίνει και με τις μαγνητικές ροές του δρομέα και του στάτη, οι οποίες περιστρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα, με τη ροή του δρομέα να περιστρέφεται με πιο ομαλό τρόπο σε σχέση με εκείνη του στάτη. Ανάλογα με τις κβαντισμένες τιμές των σφαλμάτων ροής και ροπής και τον τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα την μαγνητικής ροής του στάτη επιλέγεται κάθε φορά σύμφωνα με τον πίνακα 4-1 το κατάλληλο διάνυσμα

κατάστασης του αντιστροφέα, το οποίο μεταφράζεται άμεσα σε ένα διάνυσμα τάσης που τροφοδοτεί τον κινητήρα. Το κάθε εφαρμοζόμενο διάνυσμα τάσης, όπως είναι αναμενόμενο, επηρεάζει ταυτόχρονα την τιμή τόσο την ηλεκτρικής ροπής όσο και του πλάτους της μαγνητικής ροής, λόγω της συζευγμένης μορφής των εξισώσεων της μηχανής. Η μαγνητική ροή του στάτη αλλάζει ταχύτατα με τη μεταβολή της τάσης, ενώ η μαγνητική ροή του δρομέα εμφανίζει μια νωθρή απόκριση λόγω της σταθεράς χρόνου το δρομέα (T_r). Οι τροχιές του διανύσματος της ροής (AB), (BC), (CD), (DE) δημιουργούνται με επιλογή των αντιστοίχων διανυσμάτων κατάστασης για κατάλληλους χρόνους. Παραδείγματος χάριν έστω ότι βρισκόμαστε στο σημείο B, που βρίσκεται στον τομέα S(2). Έστω επίσης ότι στο εν λόγω σημείο έχουμε πολύ υψηλή ροή ($H_\psi=-1$) και πολύ χαμηλή ροπή ($H_{Te}=1$). Από τον πίνακα 4-1 συμπεραίνουμε ότι το διάνυσμα κατάστασης που ενδείκνυται να επιλέξουμε στην περίπτωση αυτή είναι το V_4 . Ομοίως συμβαίνει και στα υπόλοιπα σημεία.

Στο σχήμα 4.18 (β) βλέπουμε ένα στιγμιότυπο της ροής του δρομέα και τις μεταβολές που θα της προκαλέσει η εφαρμογή του κάθε διανύσματος κατάστασης. Στον πίνακα 4-2 φαίνονται με βέλη αυτές οι μεταβολές λόγω της εφαρμογής του εκάστοτε διανύσματος κατάστασης, τόσο στην ηλεκτρική ροπή της μηχανής όσο και στην μαγνητική ροή του στάτη.

Πίνακας 4-2: Πίνακας της επίδρασης των διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα κατά την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC) στην ροπή και στη ροή της μηχανής για το στιγμιότυπο της μαγνητικής ροής στάτη του σχήματος 4.18 (β).

Διάνυσμα Κατάστασης	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_0 ή V_7
Μαγνητική ροή στάτη (ψ_s)	▲ ▲ ▲	▲ ▲	▼	▼ ▼ ▼	▼ ▼	▲	—
Ηλεκτρική Ροπή (T_e)	▼ ▼	▲ ▲	▲ ▲ ▲	▲	▼ ▼	▼ ▼ ▼	—

(Το άνω βέλος δείχνει αύξηση, το κάτω μείωση και αριθμός των βελών αποτυπώνει το μέτρο της μεταβολής)

Παρατηρούμε ότι στη συγκεκριμένη περίπτωση η μαγνητική ροή αυξάνεται με τα διανύσματα κατάστασης \vec{V}_1 , \vec{V}_2 και \vec{V}_6 , ενώ μειώνεται με τα διανύσματα \vec{V}_3 , \vec{V}_4 και \vec{V}_5 . Αντίστοιχα η ηλεκτρική ροπή αυξάνεται με τα διανύσματα κατάστασης που προηγούνται της ροής, ήτοι τα \vec{V}_2 , \vec{V}_3 και \vec{V}_4 ενώ μειώνεται με αυτά που έπονται αυτής, ήτοι τα \vec{V}_1 , \vec{V}_5 και \vec{V}_6 . Τα μηδενικά διανύσματα βραχυκυκλώνουν τα τυλίγματα της μηχανής και αφήνουν τη ροή και τη ροπή αμετάβλητες. Λόγω όμως της πτώσης τάσης στην αντίσταση του στάτη τόσο η ροπή όσο και η ροή θα εμφανίζουν μια μικρή μείωση στην περίπτωση αυτή.

Η λειτουργία ενός συστήματος που χρησιμοποιεί τον άμεσο έλεγχο ροπής και ροής είναι αυτορρυθμιζόμενη και μπορεί χωρίς πρόβλημα να επεκταθεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια και στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Ένα μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι ο έλεγχος εντός ζώνης υστέρησης προκαλεί διακύμανση της ροής και της ροπής, ενώ η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή. Η εν λόγω τεχνική δεν περιλαμβάνει έλεγχο με ανατροφοδότηση ρεύματος, δεν χρησιμοποιεί την κλασική τεχνική PWM και δεν απαιτεί τους πολύπλοκους μετασχηματισμούς μεταξύ πλαισίων αναφοράς. Οι εκτιμητές που χρησιμοποιούνται σε τέτοια συστήματα είναι όμοιοι με τους εκτιμητές που περιγράψαμε για τα συστήματα διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με τη μαγνητική ροή του στάτη. Τέλος η απόκριση ροπής στην τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής θεωρείται ότι είναι εφάμιλλη εκείνης ενός συστήματος που χρησιμοποιεί την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.

5 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο προηγούμενο κεφάλαιο (κεφάλαιο 4) παρουσιάσαμε αναλυτικότερα τις κυριότερες τεχνικές ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων επαγωγής που χρησιμοποιούνται σήμερα σε πρακτικές εφαρμογές και εξετάσαμε θεωρητικά την λειτουργία και την αναμενόμενη απόκριση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιούν τις τεχνικές αυτές. Στο παρόν κεφάλαιο είναι πλέον ώριμες οι συνθήκες ώστε να περάσουμε στην πρακτική εφαρμογή και αξιολόγηση αυτών των τεχνικών ελέγχου σε ένα πραγματικό σύστημα ηλεκτρικής κίνησης.

Το πέρασμα από τη θεωρητική ανάλυση στην πρακτική εφαρμογή των εν λόγω τεχνικών ελέγχου διαθέτει και ένα ενδιάμεσο στάδιο, την προσομοίωση, η οποία συνήθως εκτελείται με τη βοήθεια ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή. Η προσομοίωση χρησιμοποιεί μαθηματικά μοντέλα του εξεταζόμενου συστήματος βάσει των οποίων υπολογίζει την απόκριση και τη συμπεριφορά του πραγματικού συστήματος. Όπως είναι ευνόητο, η προσομοίωση αποτελεί απλώς μια προσπάθεια εκτίμησης και προσέγγισης της απόκρισης και της συμπεριφοράς του πραγματικού συστήματος. Η ακρίβειά της όμως, εξαρτάται από τη δυνατότητα του χρησιμοποιούμενου μοντέλου να προβλέψει σωστά και επακριβώς την συμπεριφορά του εξεταζόμενου πραγματικού συστήματος. Για το λόγο αυτό λέμε ότι η προσομοίωση βρίσκεται στο μεταίχμιο μεταξύ θεωρίας και πειράματος, αφού χρησιμοποιεί θεωρητικά μοντέλα για να προβλέψει την συμπεριφορά της πραγματικής μηχανής. Επειδή δεν είναι εφικτό τα θεωρητικά μοντέλα να συμπεριλάβουν όλες τις παραμέτρους ενός πραγματικού συστήματος, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης θα αποκλίνουν γενικά από τα αντίστοιχα του πραγματικού συστήματος. Θα βρίσκονται όμως πλησίον αυτών, αν έχει επιλεγεί ένα αρκετά αντιπροσωπευτικό μοντέλο του πραγματικού συστήματος. Επομένως τα αποτελέσματα της προσομοίωσης τις περισσότερες φορές αποτελούν ένα ιδιαίτερα χρήσιμο εργαλείο για την εκτίμηση της συμπεριφοράς της πραγματικής μηχανής πριν τη χρήση μιας νέας θεωρητικής τεχνικής ελέγχου στο πραγματικό σύστημα, το οποίο μπορεί να βοηθήσει τον μελετητή να βγάλει χρήσιμα συμπεράσματα γλιτώνοντας πολύτιμο χρόνο και αποφεύγοντας πιθανά ατυχήματα και καταστροφές. Δεν μπορούν όμως σε καμιά περίπτωση να υποκαταστήσουν τα πειραματικά αποτελέσματα, υπό την έννοια ότι μόνο τα πειραματικά αποτελέσματα δίνουν μια σαφή εικόνα, χωρίς καμία αίρεση, για την επίδοση και τη συμπεριφορά ενός πραγματικού συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Στα επόμενα προσομοιώνονται οι τεχνικές ελέγχου που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 4 και δίνονται τα σχετικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

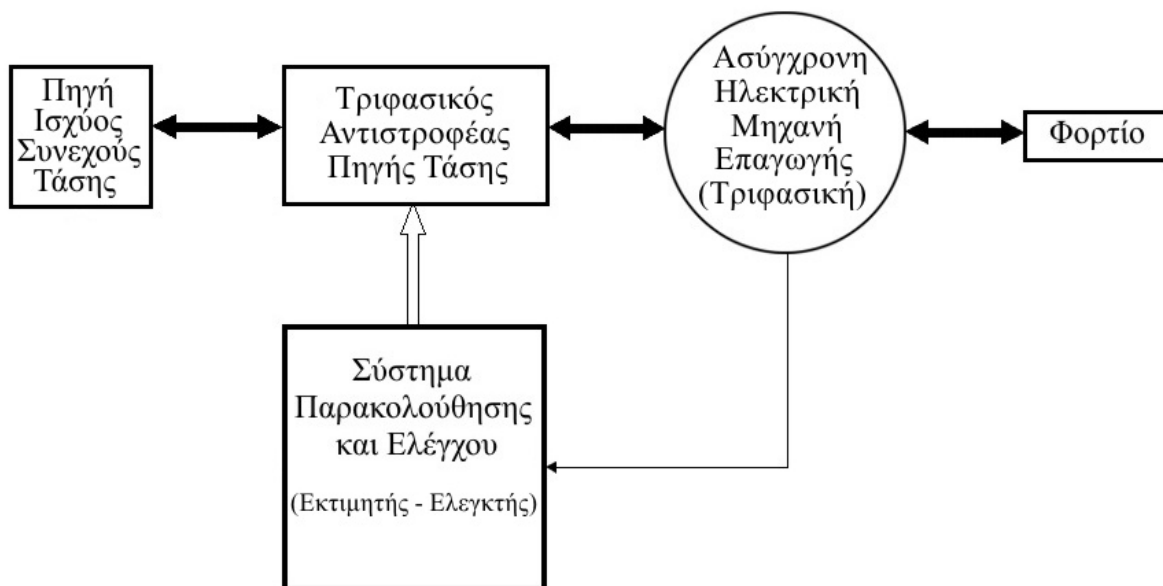
Μετά την προσομοίωση των τεχνικών ελέγχου που εξετάζουμε, θα προχωρήσουμε στην εφαρμογή του ελέγχου σε πραγματικό χρόνο στην πρότυπη διάταξη αντιστροφέα και ηλεκτρικού κινητήρα επαγωγής που υπάρχει στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ. Στα επόμενα θα περιγραφεί η ανωτέρω διάταξη και θα δοθούν τα ληφθέντα πειραματικά αποτελέσματα του ελέγχου πάνω στον ηλεκτρικό κινητήρα επαγωγής.

Τέλος στο επόμενο κεφάλαιο τα θεωρητικά αναμενόμενα αποτελέσματα θα συγκριθούν με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και τα πειραματικά δεδομένα (του παρόντος κεφαλαίου) και από τη σύγκριση αυτή θα εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα για την επίδοση και την απόδοση της εκάστοτε χρησιμοποιούμενης τεχνικής ελέγχου.

5.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Για την προσομοίωση της συμπεριφοράς και της απόκρισης ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης κατά την εφαρμογή των τεχνικών ελέγχου του θα χρειαστεί αφενός μεν να βρούμε τα κατάλληλα μοντέλα που θα προσεγγίζουν όσο το δυνατόν πλησιέστερα το πραγματικό σύστημα και αφετέρου να εισάγουμε τα μοντέλα αυτά σε ένα πρόγραμμα αριθμητικής ανάλυσης το οποίο θα εκτελείται σε ηλεκτρονικό υπολογιστή και από το οποίο θα υπολογίζονται, βάσει των μαθηματικών μοντέλων, όλα τα μεγέθη του συστήματος που μας ενδιαφέρουν. Για την εκτέλεση της προσομοίωσης θα χρησιμοποιήσουμε έναν ψηφιακό προσωπικό ηλεκτρονικό υπολογιστή (PC) γενικού σκοπού και ένα ιδιαίτερα γνωστό και διαδεδομένο πακέτο προγραμμάτων αριθμητικής ανάλυσης γενικής χρήσης, το MATLAB, και ειδικότερα το λογισμικό προσομοίωσης που το συνοδεύει, το SIMULINK. Στη συνέχεια θα πρέπει να εισάγουμε τα κατάλληλα μοντέλα στο παραπάνω λογισμικό.

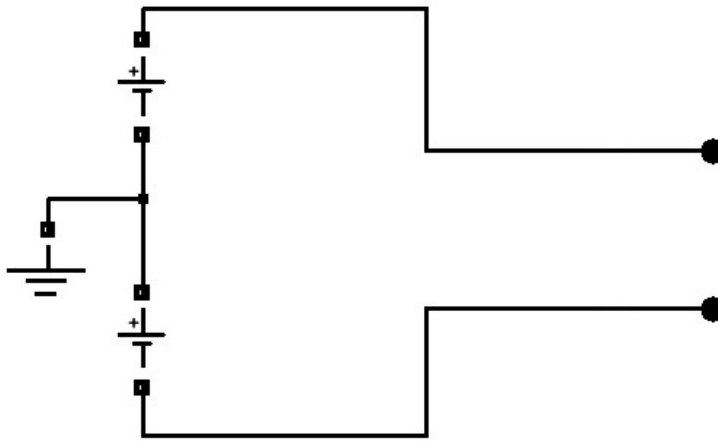
Αμέσως παρακάτω, στο σχήμα 5.1, βλέπουμε το γενικό μπλοκ διάγραμμα του μελετώμενου συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, στο οποίο φαίνονται και τα υποσυστήματα προς μοντελοποίηση. Τα υποσυστήματα αυτά είναι: Η πηγή ισχύος συνεχούς τάσης, ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης, η τριφασική ασύγχρονη ηλεκτρική μηχανή επαγωγής, το φορτίο και το σύστημα παρακολούθησης και ελέγχου, που περιλαμβάνει τον εκτιμητή και τον ελεγκτή. Όλες οι μελετώμενες τεχνικές ελέγχου χρησιμοποιούν το ίδιο μοντέλο για το κύκλωμα ισχύος του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και οι μόνες διαφοροποιήσεις γίνονται στο κύκλωμα ελέγχου, δηλαδή στο περιεχόμενο του μπλοκ του συστήματος παρακολούθησης και ελέγχου.



Σχήμα 5.1: Γενικό μπλοκ διάγραμμα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης που προσομοιώνεται.

Η πηγή ισχύος του πραγματικού συστήματος είναι το τριφασικό σύστημα τάσεων του δικτύου, το οποίο στη συνέχεια ανορθώνεται με τη βοήθεια ενός ελεγχόμενου ανορθωτή και τροφοδοτεί τον αντιστροφέα. Επειδή θεωρούμε ιδανικό ανορθωτή και πάντοτε επιλέγουμε σταθερή συνεχή τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα, μοντελοποιούμε το σύστημα αυτό με μια πηγή ισχύος συνεχούς τάσης (DC) που έχει σταθερή τιμή. Μάλιστα χωρίζουμε την τάση αυτή σε δύο ίσα τμήματα με δύο όμοιες πηγές, ώστε να λάβουμε έναν κόμβο αναφοράς για τις μετρήσεις (σχήμα 5.2).

Ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας μοντελοποιείται όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3 και περιλαμβάνει το κύκλωμα ελέγχου του με την τεχνική PWM.



Σχήμα 5.2: Μοντέλο για την προσομοίωση της πηγής ισχύος σταθερής συνεχούς τάσης.

Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται είναι IGBTs και η συχνότητα φορέα επιλέγεται 1350Hz, το οποίο μεταφράζεται σε $F_{nc}=27$ (περιττός ακέραιος, πολλαπλάσιο του τρία). Η τριγωνική κυματομορφή φορέα δημιουργείται από την ολοκλήρωση ενός τετραγωνικού παλμού με περίοδο $4 \cdot T_c$, την οποία ορίζουμε εμείς ανάλογα με την επιθυμητή περίοδο του φορέα, με επιλογή της τιμής της σταθεράς T_c . Σημειώνεται ότι η περίοδος του φορέα θα είναι επίσης $4 \cdot T_c$, ενώ το πλάτος του λόγω της κατάλληλης μέριμνας που έχει ληφθεί κατά το σχεδιασμό θα είναι μοναδιαίο και ανεξάρτητο από την εκάστοτε τιμή του T_c που επιλέγεται (βλέπε και σχήμα 5.3).

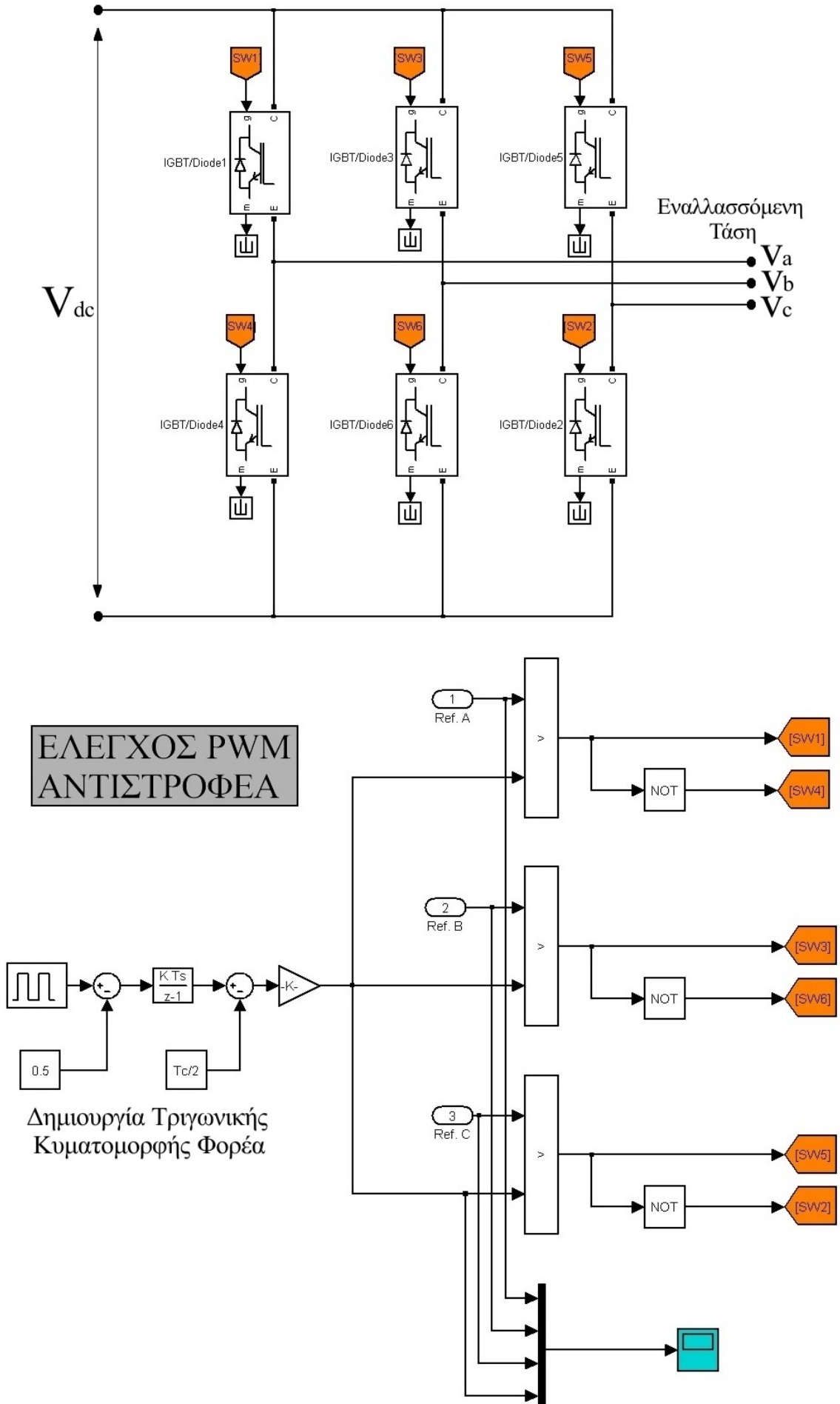
Στο σχήμα 5.4 φαίνεται και το μαθηματικό μοντέλο του ιδανικού τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας υλοποιημένο στο SIMULINK. Το μοντέλο αυτό βασίζεται στις ακόλουθες εξισώσεις, οι οποίες έχουν ήδη αποδειχτεί για τη φάση a στο κεφάλαιο 3 (σχέση 3.11), και δίνονται και εδώ για λόγους πληρότητας:

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

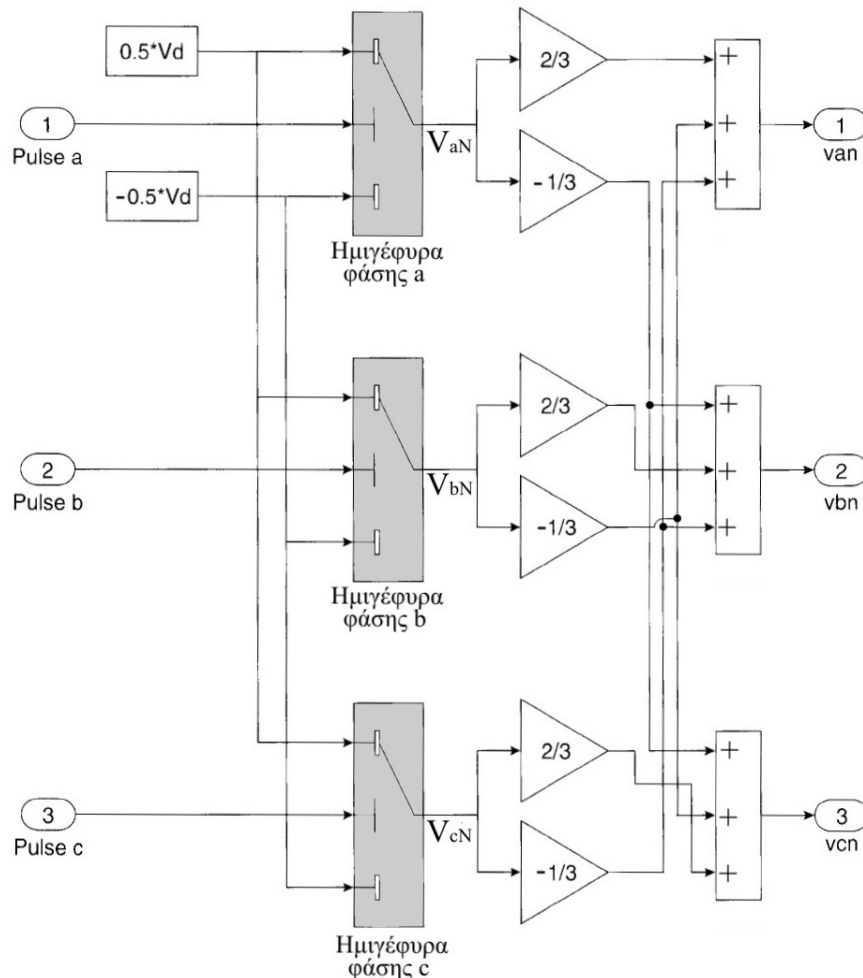
$$V_{bn} = -\frac{1}{3} \cdot V_{aN} + \frac{2}{3} \cdot V_{bN} - \frac{1}{3} \cdot V_{cN} \quad (5.2)$$

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

Οι εισοδοί του μοντέλου είναι οι παλμοί (τα σφάλματα) που έχουν προκύψει από τη σύγκριση της τριγωνικής κυματομορφής φορέα με τις κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς των τριών φάσεων. Αν το σφάλμα σε μια φάση είναι θετικό, τότε άγει ο άνω διακόπτης της αντίστοιχης ημιγέφυρας περνώντας θετική τάση στην έξοδο. Σύμφωνα με τη σύμβαση που έχει γίνει για τον κόμβο αναφοράς N, ο κλάδος της εν λόγω φάσης δίνει στην φασική έξοδο του $+V_d/2$ (μεταξύ φάσης και κόμβου αναφοράς N). Αντίστοιχα αν το σφάλμα είναι αρνητικό, τότε άγει ο κάτω διακόπτης της αντίστοιχης ημιγέφυρας περνώντας αρνητική τάση στην έξοδο. Στην περίπτωση αυτή ο κλάδος της εν λόγω φάσης δίνει στην φασική έξοδο του $-V_d/2$ (μεταξύ φάσης και κόμβου αναφοράς N). Η διάκριση αυτή υλοποιείται στο SIMULINK με τρεις διακόπτες επιλογής εισόδων, έναν για την ημιγέφυρα κάθε φάσης, οι οποίοι ελέγχονται από μια είσοδο ελέγχου, στην οποία συνδέουμε τα σφάλματα. Αν η είσοδος ελέγχου είναι θετική λαμβάνουμε $+V_d/2$, ενώ αν είναι αρνητική $-V_d/2$. Στη συνέχεια, γνωρίζοντας τις στιγμιαίες τάσεις εξόδου του αντιστροφέα για κάθε φάση ως προς τον κόμβο αναφοράς N, υλοποιούμε τις σχέσεις 5.1-5.3 ώστε να λάβουμε τις στιγμιαίες τάσεις στα άκρα του φορτίου που συνδέεται σε αστέρα για τις τρεις φάσεις.



Σχήμα 5.3: Μοντέλο για τον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας με έλεγχο PWM.

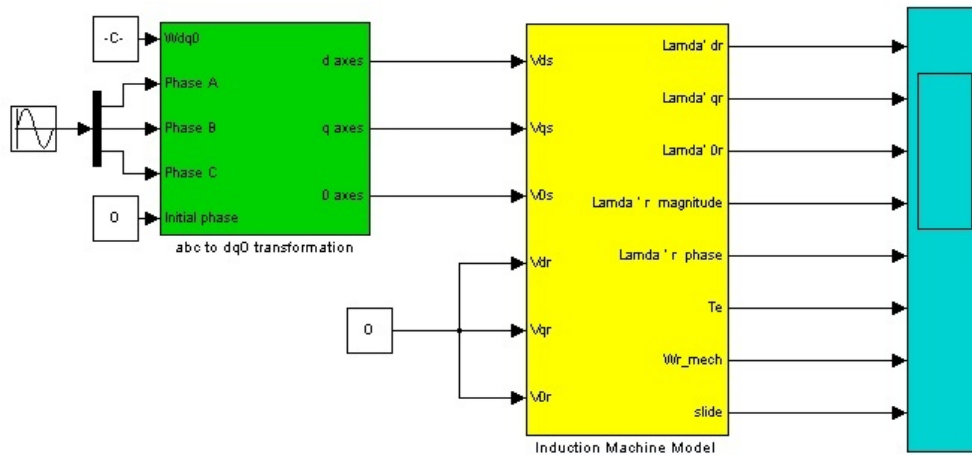


Σχήμα 5.4: Μαθηματικό μοντέλο για τον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας υλοποιημένο στο SIMULINK.

Για την προσομοίωση της τριφασικής ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής θα χρειαστούμε ένα δυναμικό μοντέλο το οποίο θα προσομοιώνει ικανοποιητικά τη συμπεριφορά της. Ένα κατάλληλο μοντέλο έχει παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 2 και ειδικότερα στην παράγραφο 2.4.1 και δεν είναι άλλο από το δυναμικό μοντέλο της μηχανής σε πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (dq) το οποίο περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα (εξισώσεις Kron). Το μοντέλο αυτό περιγράφεται πλήρως από τις εξισώσεις 2.64–2.71 και 2.77 τις οποίες και θα πρέπει να εισάγουμε στο SIMULINK ώστε να δημιουργήσουμε το μοντέλο της μηχανής. Παρατηρούμε ότι, εφόσον το μοντέλο αυτό αναφέρεται σε ένα πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (dq) το οποίο περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, θα πρέπει και οι είσοδοί του να μετασχηματιστούν στο ίδιο πλαίσιο αναφοράς. Αυτό θα γίνει με την υλοποίηση στο SIMULINK του γενικού αλγεβρικού μετασχηματισμού που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 2.3.1. Συγκεκριμένα θα υλοποιηθεί ο μετασχηματισμός σε πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (dq) το οποίο περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, ο οποίος περιγράφεται αναλυτικά στην ίδια παράγραφο και δίνεται από τις σχέσεις 2.42–2.45. Η υλοποίηση του εν λόγω μετασχηματισμού φαίνεται στο σχήμα 2.12 για τη γενική περίπτωση της αυθαίρετης ταχύτητας, ενώ για να λάβουμε τον μετασχηματισμό σε πλαίσιο που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα θα πρέπει να θέσουμε στο σχήμα 2.12 $W_{dq0} = 2 \cdot \pi \cdot f_e = 100 \cdot \pi$ (rad).

Η τροφοδότηση του μοντέλου της μηχανής με τις μετασχηματισμένες τάσεις εικονίζεται στο σχήμα 5.5 ενώ το δυναμικό μοντέλο της μηχανής που θα χρησιμοποιηθεί κατά την προσομοίωση φαίνεται σε λεπτομέρεια στο σχήμα 5.6 που ακολουθεί. Στο σχήμα 5.7 που

συνοδεύει τα δύο παραπάνω σχήματα βλέπουμε τις μεταβλητές εξόδου της μηχανής για τροφοδότησή της με συμμετρικό τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων ενεργού τιμής 230V. Σημειώνεται ότι εφόσον πρόκειται για μηχανή βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού) θα ισχύει ότι $v_{dr} = v_{qr} = v_{0r} = 0$ V.



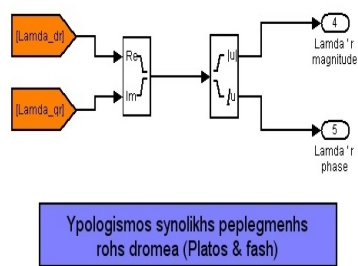
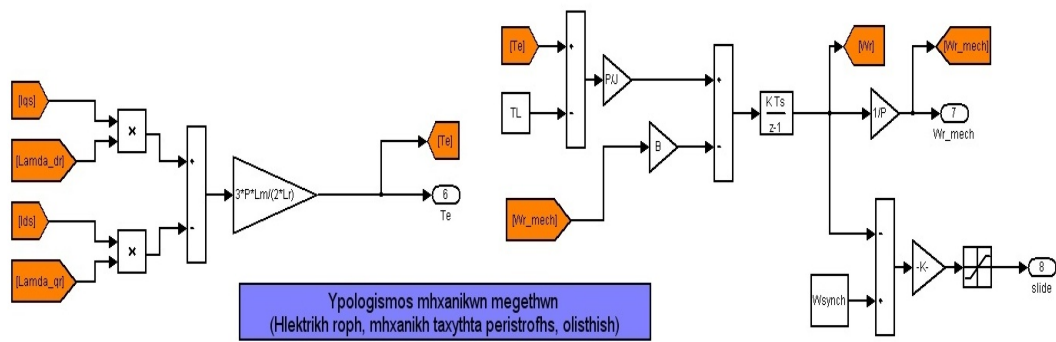
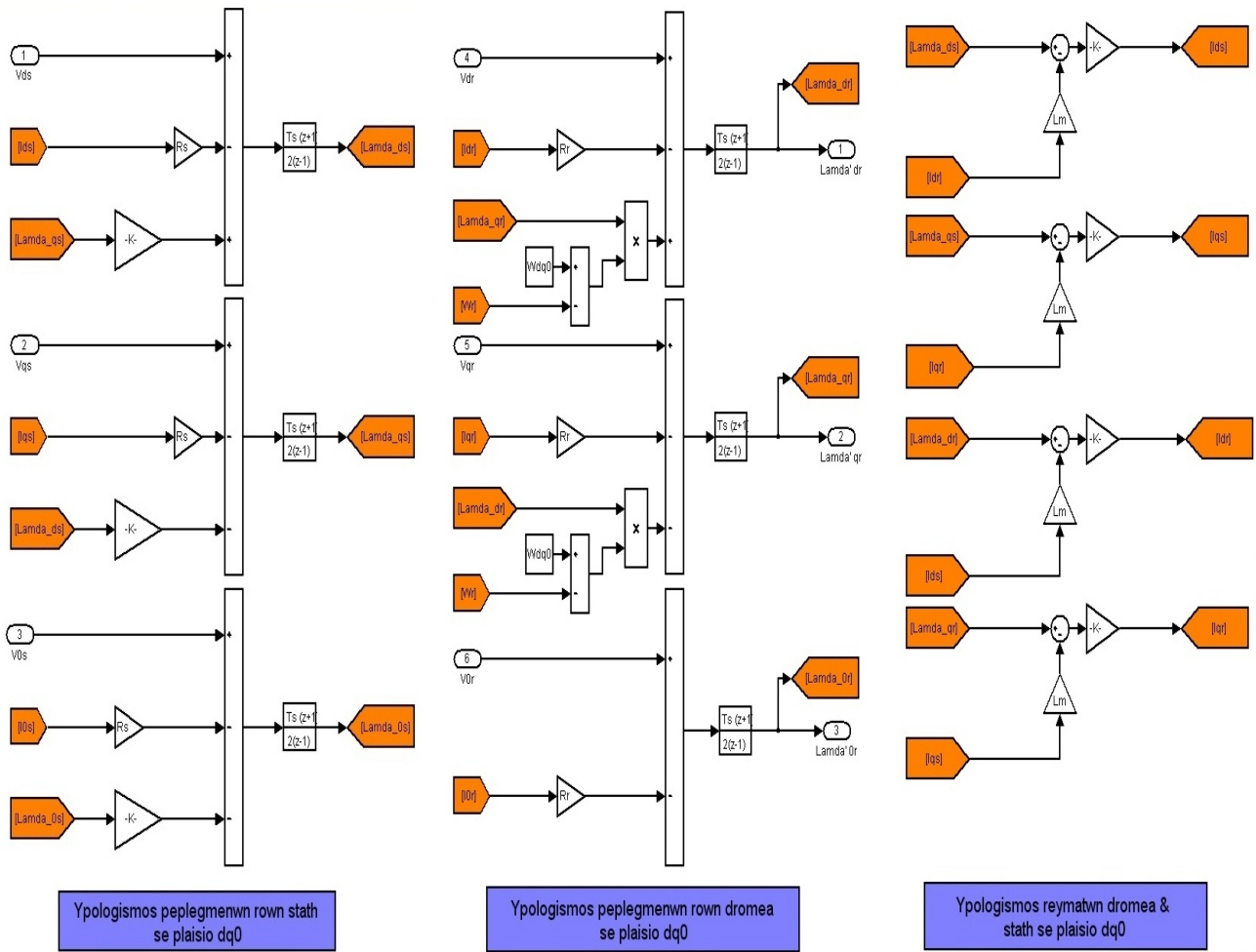
Σχήμα 5.5: Τροφοδότηση του δυναμικού μοντέλου που χρησιμοποιείται για την προσομοίωση της τριφασικής ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής. Ο μετασχηματισμός των τάσεων εισόδου σε πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα (πράσινο μπλοκ) φαίνεται με λεπτομέρεια στο σχήμα 2.12. Το δυναμικό μοντέλο της μηχανής (κίτρινο μπλοκ) παρουσιάζεται με λεπτομέρεια στο σχήμα 5.6 που έπεται.

Το φορτίο που έχουμε θεωρείται φορτίο σταθερής ροπής (βλέπε παράγραφο 1.3.4 και σχήμα 1.7), που σημαίνει ότι στη μηχανική εξίσωση του μοντέλου η ροπή του φορτίου T_L θεωρείται ως μια σταθερά. Η προσέγγιση αυτή είναι λογική αφού το φορτίο που θα χρησιμοποιήσουμε το επιλέγουμε εμείς, έτσι ώστε να έχει τα ανωτέρω χαρακτηριστικά.

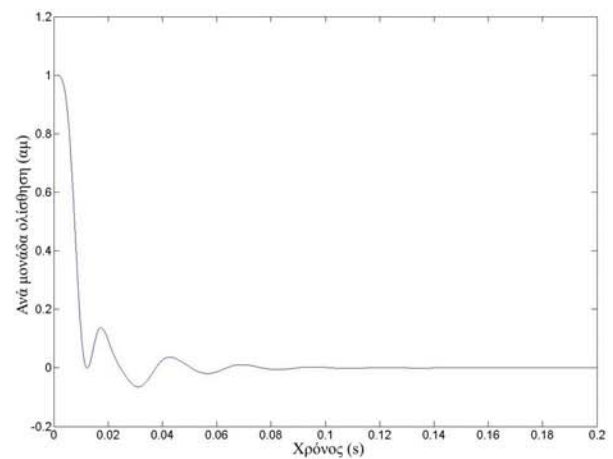
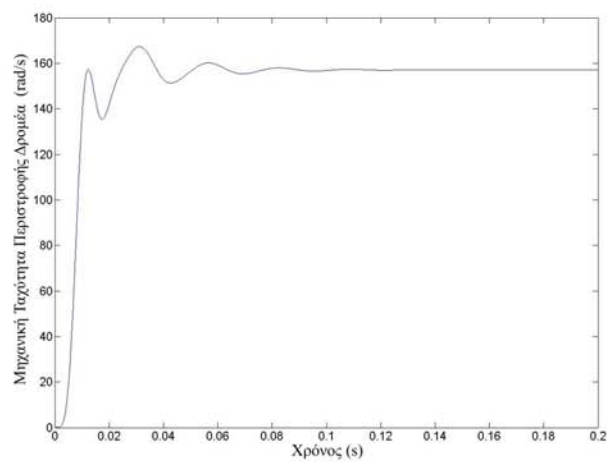
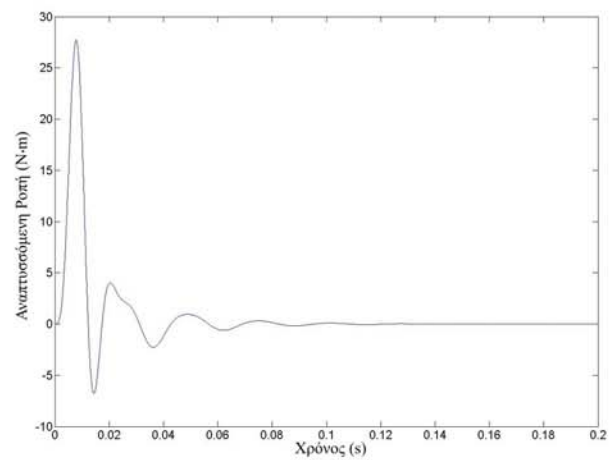
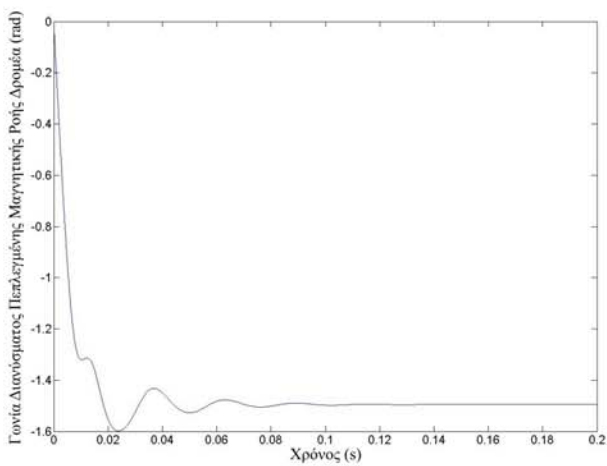
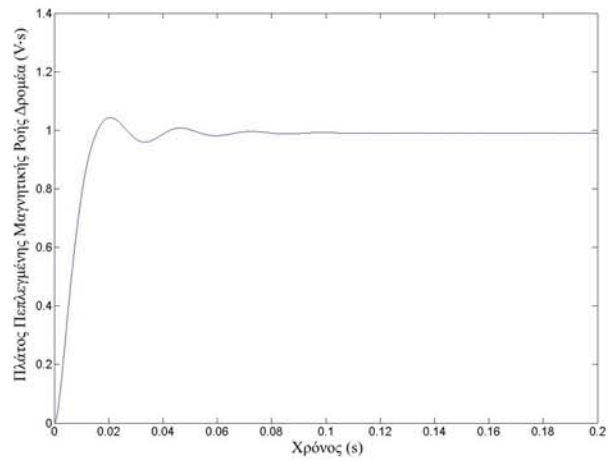
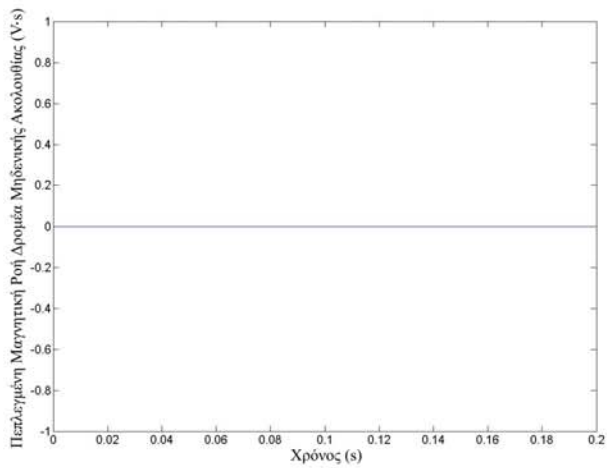
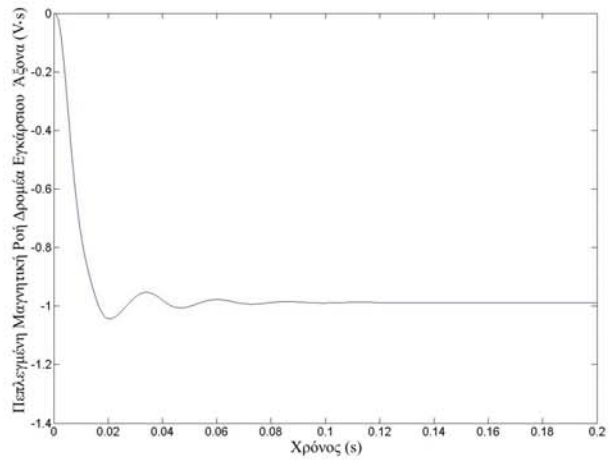
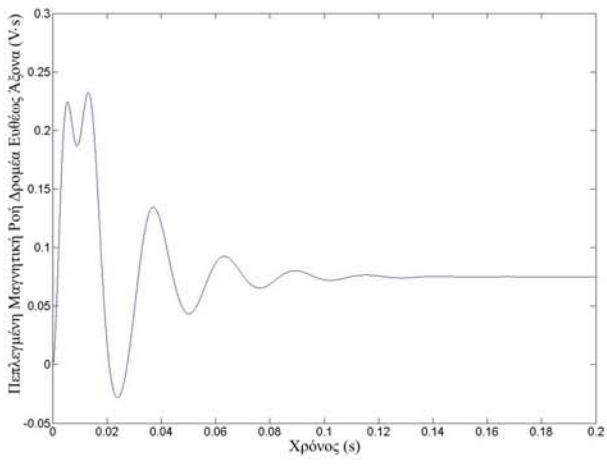
Στο σημείο αυτό έχουμε παρουσιάσει όλα τα επιμέρους μοντέλα που συνιστούν το κύκλωμα ισχύος του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Το συνολικό μοντέλο του κυκλώματος ισχύος προκύπτει από την διασύνδεση των παραπάνω παρατιθέμενων μοντέλων. Παρατηρούμε ότι τα μοντέλα αυτά είναι γενικά, δηλαδή μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να προσομοιώσουν το κύκλωμα ισχύος ενός γενικού συστήματος ηλεκτρικής κίνησης με ασύγχρονη τριφασική ηλεκτρική μηχανή επαγωγής, που οδηγείται από τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας. Εξαιτίας του γεγονότος ότι δεν αναφέρονται σε κάποιο συγκεκριμένο σύστημα, τα μοντέλα αυτά περιέχουν διάφορες παραμέτρους τις οποίες θα πρέπει να ορίσουμε εμείς και οι οποίες συνδέονται με το εκάστοτε ελεγχόμενο σύστημα. Οι παράμετροι που θα πρέπει να μετρήσουμε ή να υπολογίσουμε φαίνονται παρακάτω στον πίνακα 5-1, στον οποίο δίνονται και οι τιμές τους για την πειραματική διάταξη αντιστροφέα και ηλεκτρικού κινητήρα επαγωγής που υπάρχει στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ, δηλαδή το σύστημα στο οποίο πρόκειται να εφαρμοστεί στην πράξη ο έλεγχος. Τέλος θα πρέπει να τονιστεί ότι επειδή το πραγματικό κύκλωμα ισχύος παραμένει αμετάβλητο σε όλες τις τεχνικές ελέγχου, ομοίως αμετάβλητο θα παραμένει και το μοντέλο που χρησιμοποιείται για την προσομοίωσή του.

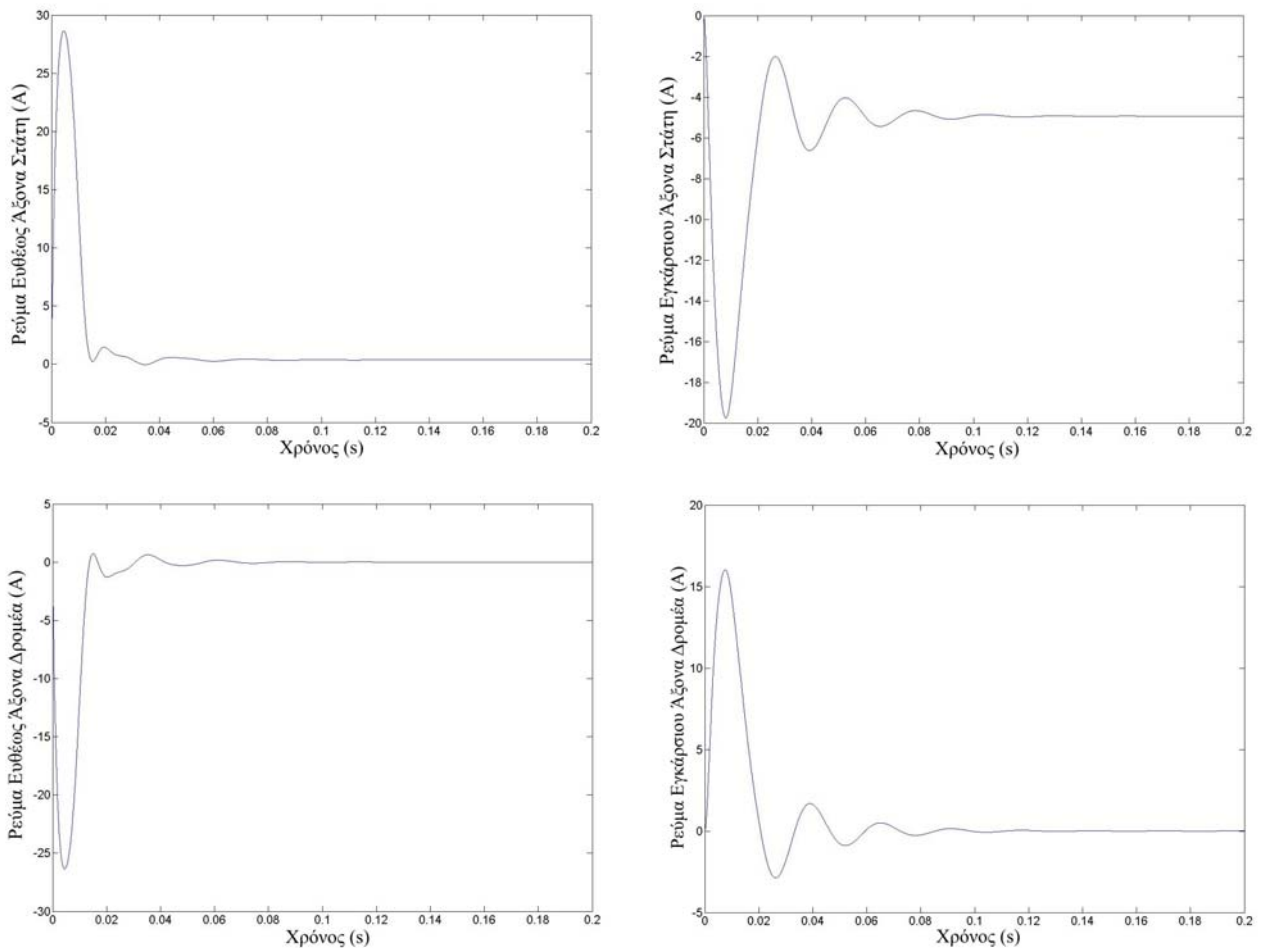
Μέχρι στιγμής όμως δεν έχουμε αναφερθεί καθόλου στο σύστημα παρακολούθησης και ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Αυτό δεν συνέβη τυχαία. Όπως είναι γνωστό, το κύκλωμα αυτό περιλαμβάνει τον εκτιμητή των μεγεθών του συστήματος που απαιτούνται για τον έλεγχο και τον ελεγκτή ο οποίος υλοποιεί τις τεχνικές ελέγχου. Επειδή οι αλγόριθμοι ελέγχου διαφέρουν άρδην στις τρεις εξεταζόμενες τεχνικές, ομοίως θα διαφέρουν μεταξύ τους και τα συστήματα παρακολούθησης και ελέγχου που χρησιμοποιούνται σε κάθε τεχνική. Για το λόγο αυτό θα παρουσιάσουμε στα επόμενα ξεχωριστά το κύκλωμα παρακολούθησης και ελέγχου που χρησιμοποιείται για κάθε επιμέρους τεχνική ελέγχου, θα εξετάσουμε τη

διασύνδεσή του με το κύκλωμα ισχύος, που όπως αναφέραμε παραμένει αμετάβλητο, και θα παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα από την προσομοίωση της κάθε τεχνικής ελέγχου.



Σχήμα 5.6: Προσομοίωση τριφασικής ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής με το δυναμικό της μοντέλο σε πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (dq) που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα.





Σχήμα 5.7: Κυματομορφές από την προσομοίωση ελεύθερης επιτάχυνσης για τριφασική ασύγχρονη ηλεκτρική μηχανή επαγωγής, η οποία περιγράφεται από το δυναμικό της μοντέλο σε πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (dq) που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Η μηχανή λαμβάνει συμμετρική τριφασική τροφοδοσία ημιτονοειδών τάσεων ενεργού τιμής 230V .

*** Σημειώνεται ότι το μοντέλο δεν λαμβάνει υπόψη φαινόμενα ανώτερης τάξης που εμπλέκονται στη λειτουργία της πραγματικής ηλεκτρικής μηχανής, όπως λ.χ. τον κορεσμό του μαγνητικού κυκλώματος. Οι παραπάνω κυματομορφές προκύπτουν για τις ακόλουθες τιμές παραμέτρων που έχουμε μετρήσει ή υπολογίσει για το συγκεκριμένο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης και τις οποίες πρέπει απαραίτητως να ορίσουμε πριν την προσομοίωση.

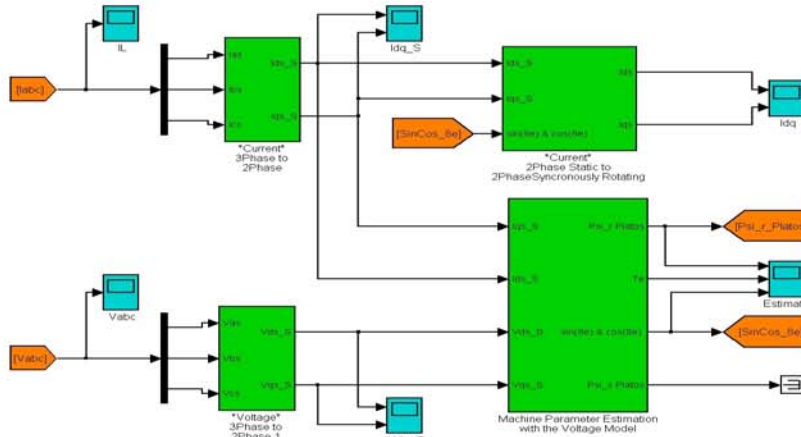
Πίνακας 5-1: Παράμετροι που είναι απαραίτητες για την προσομοίωση τριφασικής ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής και οι τιμές τους για το συγκεκριμένο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης.

Παράμετρος Ηλεκτρικής Μηχανής Επαγωγής	Τιμή για τη συγκεκριμένη ηλεκτρική μηχανή επαγωγής
Ονομαστική Ενεργός Ισχύς (P_n)	1500 W
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος στάτη (R_s)	5 Ω
Αυτεπαγωγή σκέδασης φασικού τυλίγματος στάτη (L_{ls})	0,0091 H
Αλληλεπαγωγή τυλιγμάτων στάτη-δρομέα (μαγνήτισης) ανηγμένη στον στάτη (L_m)	0,20 H
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στον στάτη (R_r')	3,61 Ω
Αυτεπαγωγή σκέδασης φασικού τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στον στάτη (L_{lr}')	0,0091 H

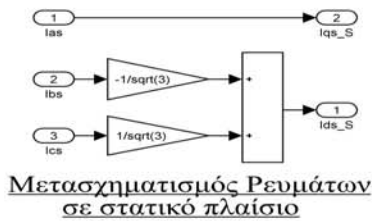
$L_r=L_m+L_{lr}$ (Παραπομπή στις σχέσεις 4.26 και 4.27)	0,2091 H
Ζεύγη μαγνητικών πόλων (P)	2
Ροπή αδρανείας δρομέα (ιδιότητα της μάζας του) (J)	0,001 kg·m ²
Συντελεστής τριβής (σχετίζεται με τις απώλειες ανεμισμού και τριβών της μηχανής) (B)	0 N·m·s
Αυθαίρετη* ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς (W_{dq0}) *Εδώ είναι ίση με τη σύγχρονη	100·π rad/s
Σύγχρονη ηλεκτρική ταχύτητα περιστροφής (W_{synch})	100·π rad/s
Ροπή φορτίου (T_L)	Ορίζεται από εμάς
Συνεχής τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα (V_d)	653,197V (σταθερή)

Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε αναλυτικά τους εκτιμητές που έχουμε σχεδιάσει, ώστε να εκτιμώνται κατά την προσομοίωση του μοντέλου όλες εκείνες οι παράμετροι που απαιτείται να παρακολουθούνται και δεν είναι εύκολο, δυνατό ή επιθυμητό να μετρώνται με μετρητικές διατάξεις ή αισθητήρες από το πραγματικό σύστημα. Όπως έχουμε αναφέρει και στην παράγραφο 4.3.3 οι εκτιμητές λαμβάνουν ως εισόδους ορισμένα μεγέθη του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης που μελετάται και στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας κάποιο μοντέλο για την ηλεκτρική μηχανή, εκτελούν αριθμητικούς υπολογισμούς από τους οποίους προκύπτει μια εκτίμηση για τα ζητούμενα μεγέθη. Ανάλογα με το μοντέλο της μηχανής που χρησιμοποιούν για το σκοπό αυτό υπάρχουν δύο είδη εκτιμητών: Οι εκτιμητές που χρησιμοποιούν το μοντέλο τάσεων της μηχανής και οι εκτιμητές που χρησιμοποιούν το μοντέλο ρευμάτων (βλέπε αναλυτικά παράγραφο 4.3.3.1 και 4.3.3.2). Στα σχήματα 5.8 και 5.9 φαίνονται αντίστοιχα τα δύο παραπάνω είδη εκτιμητών υλοποιημένα στο SIMULINK. Στις προσομοιώσεις μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αδιακρίτως αμφοτέρους τους εκτιμητές, αφού το επιτρέπει η μεγάλη ακρίβεια των υπολογισμών. Στην πράξη όμως, και ιδιαίτερα σε εφαρμογές που απαιτούν εκκίνηση ή λειτουργία σε μικρές ταχύτητες, είναι δυνατή η χρήση μόνο του εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής, λόγω των εγγενών μειονεκτημάτων του εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσεων, τα οποία αναφέρονται αναλυτικά στην σχετική παράγραφο (4.3.3.1). Λόγω των μειονεκτημάτων αυτών, που οφείλονται κατά κύριο λόγο στην ολοκλήρωση του ασθενούς σήματος της τάσης σε χαμηλές ταχύτητες, στην πειραματική εφαρμογή των τεχνικών ελέγχου χρησιμοποιείται αποκλειστικά ο εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής.

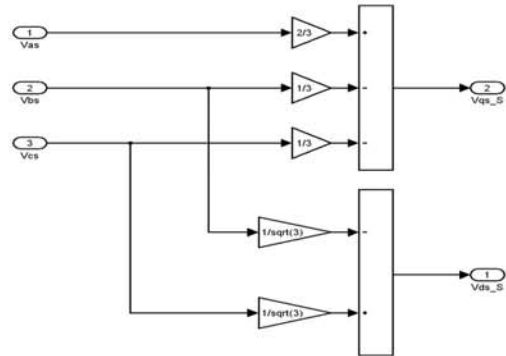
Στα επόμενα δεν θα παρουσιάζονται με λεπτομέρεια οι εκτιμητές, αλλά θα αναφέρεται στο μπλοκ διάγραμμα του εκτιμητή μόνο το είδος του. Στη συνέχεια ο αναγνώστης που θα ήθελε περισσότερες λεπτομέρειες για την υλοποίηση του κάθε είδους στο SIMULINK μπορεί να ανατρέξει στα σχήματα 5.8 και 5.9 αντίστοιχως, όπου μπορεί να δει τη λεπτομερή τους υλοποίηση. Στα εν λόγω σχήματα παρουσιάζεται αρχικά το γενικό διάγραμμα του κάθε εκτιμητή και στη συνέχεια παρατίθενται αναλυτικά όλα τα υποσυστήματά του σε πλήρη ανάπτυξη.



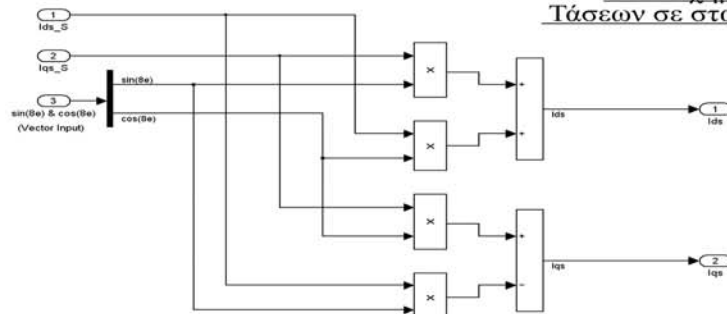
Εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσεων



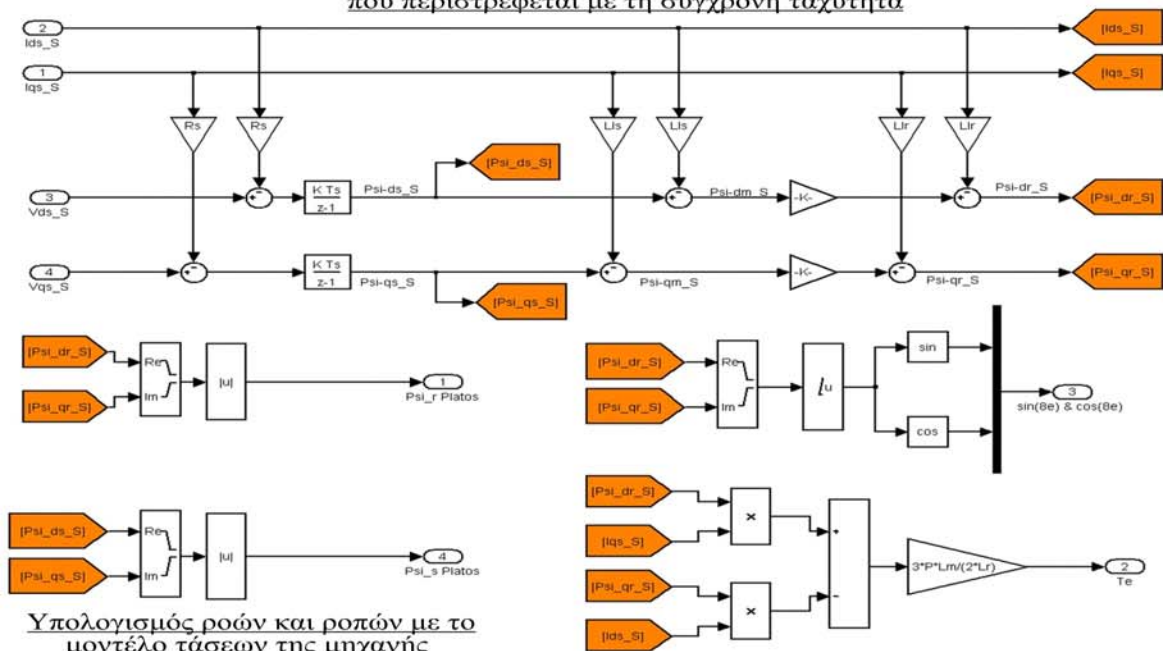
Μετασχηματισμός Ρευμάτων σε στατικό πλαίσιο



Μετασχηματισμός Τάσεων σε στατικό πλαίσιο

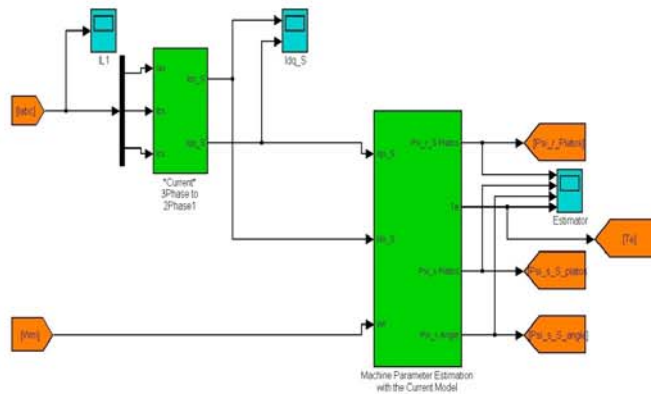


Μετασχηματισμός Ρευμάτων σε πλαίσιο που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα

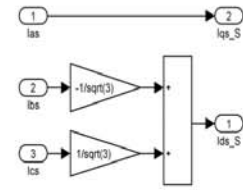


Υπολογισμός ροών και ροπών με το μοντέλο τάσεων της μηχανής

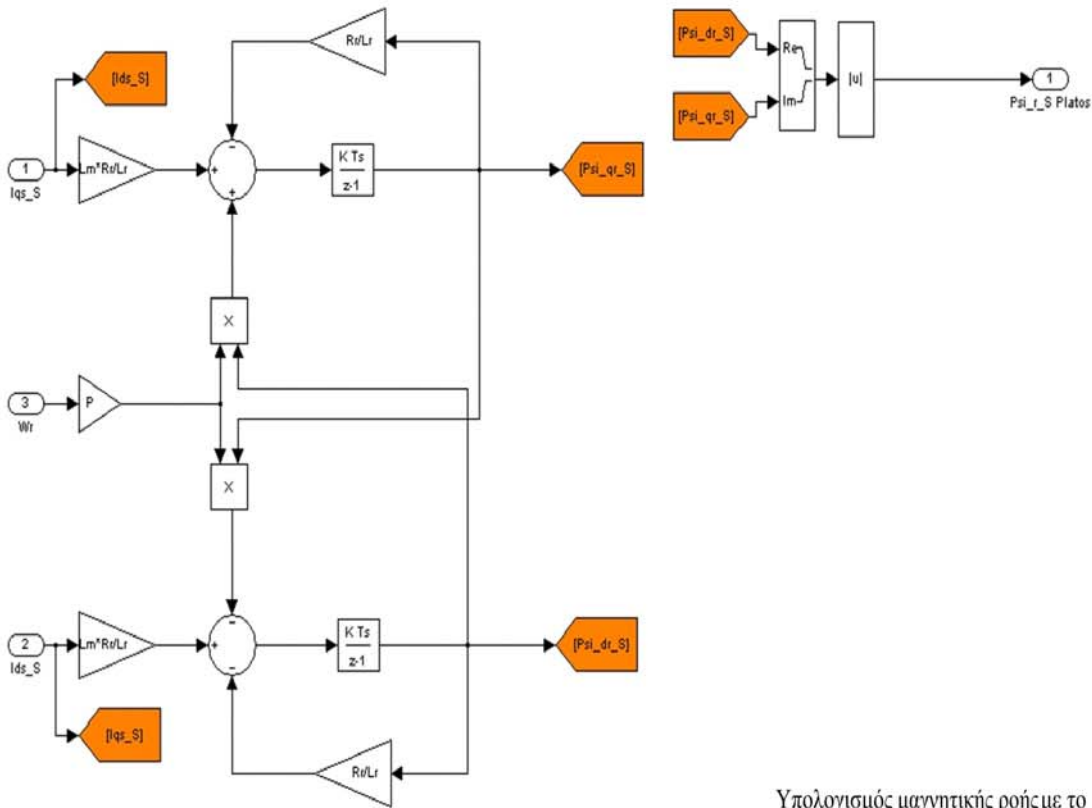
Σχήμα 5.8: Υλοποίηση στο SIMULINK του εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσεων της μηχανής.



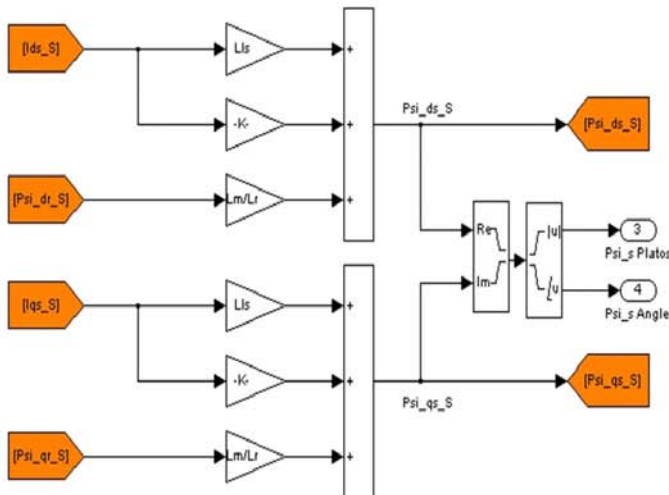
Εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής



Μετασχηματισμός Ρευμάτων σε στατικό πλαίσιο



Υπολογισμός μαγνητικής ροής με το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής



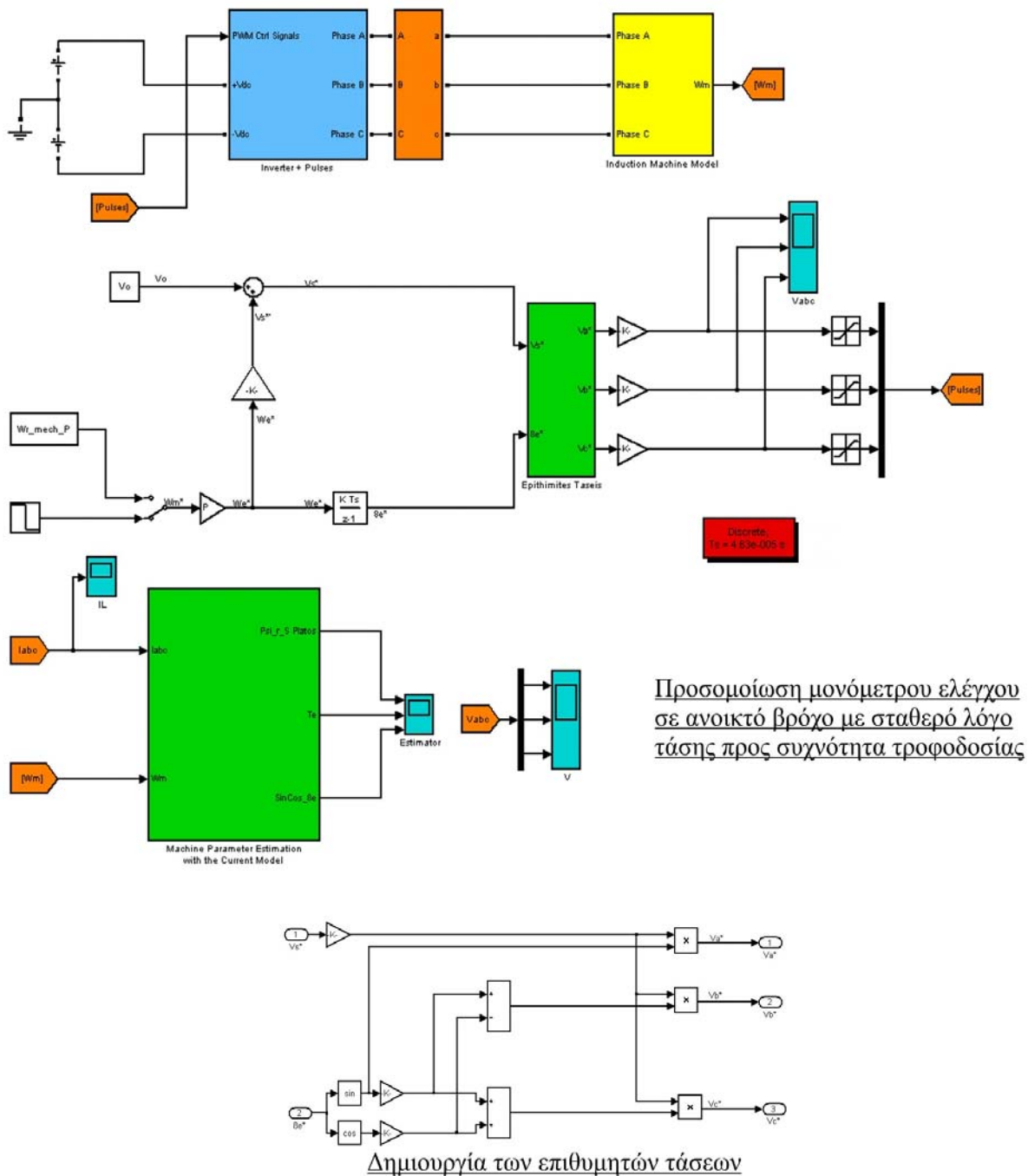
Σχήμα 5.9: Υλοποίηση στο SIMULINK του εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής.

5.2.1. Προσομοίωση του Μονόμετρου (Βαθωτού) Ελέγχου

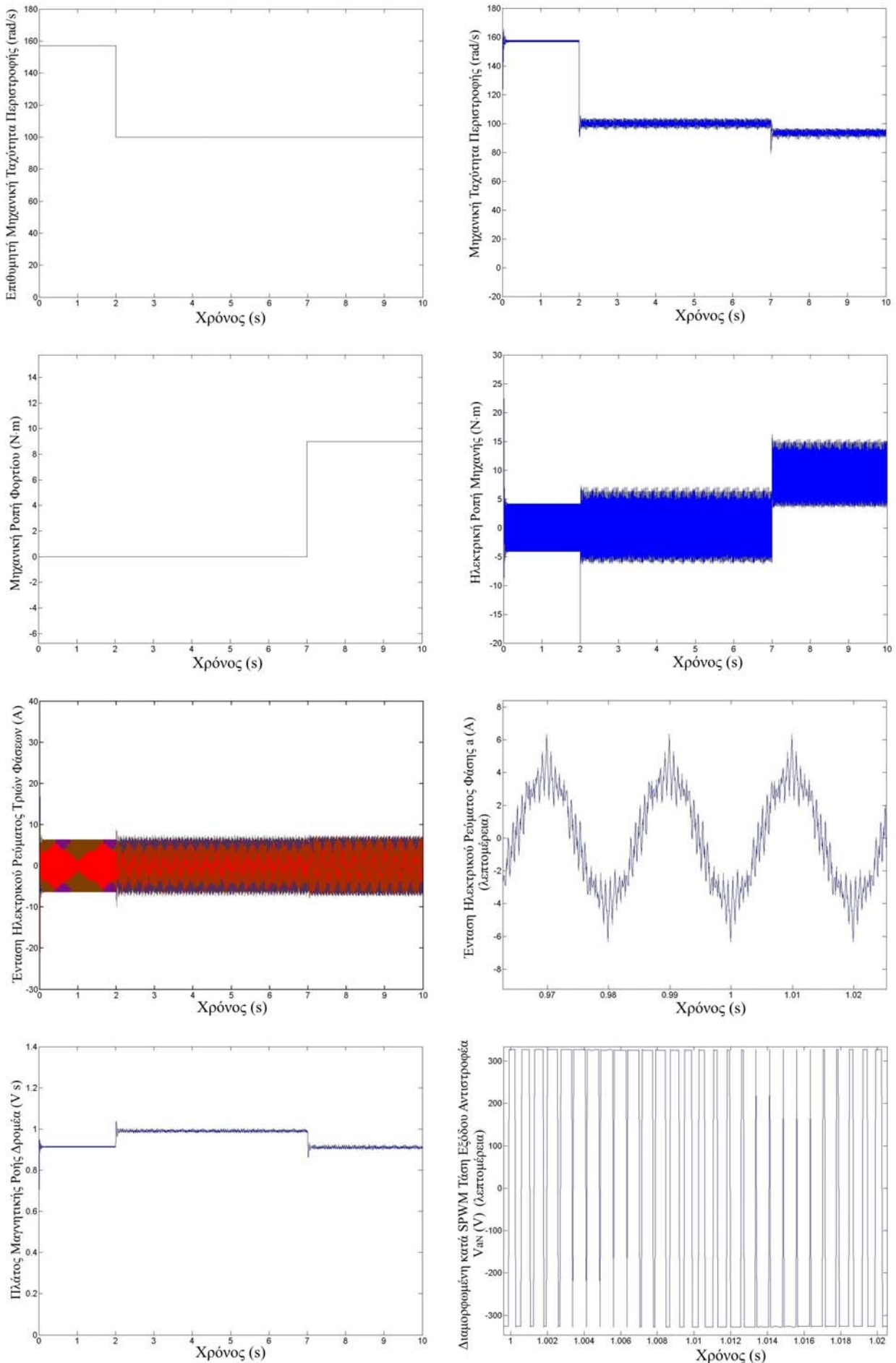
Στο σημείο αυτό είμαστε έτοιμοι να προχωρήσουμε στην προσομοίωση των επιμέρους τεχνικών ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Θα ξεκινήσουμε με την τεχνική του μονόμετρου (βαθωτού) ελέγχου που παρουσιάσαμε θεωρητικά στην παράγραφο 4.2. Όπως τονίσαμε και παραπάνω το μοντέλο του κυκλώματος ισχύος παραμένει αμετάβλητο σε όλες τις τεχνικές ελέγχου, ενώ το μόνο που διαφοροποιείται είναι το κύκλωμα παρακολούθησης και ελέγχου. Θα εξετάσουμε τις ακόλουθες περιπτώσεις:

5.2.1.1. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο

Το μοντέλο που θα χρησιμοποιήσουμε για την προσομοίωση του ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης τροφοδοσίας προς συχνότητα τροφοδοσίας σε ανοικτό βρόχο φαίνεται αμέσως παρακάτω στο σχήμα 5.10 και τα σχετικά αποτελέσματα στο σχήμα 5.11.



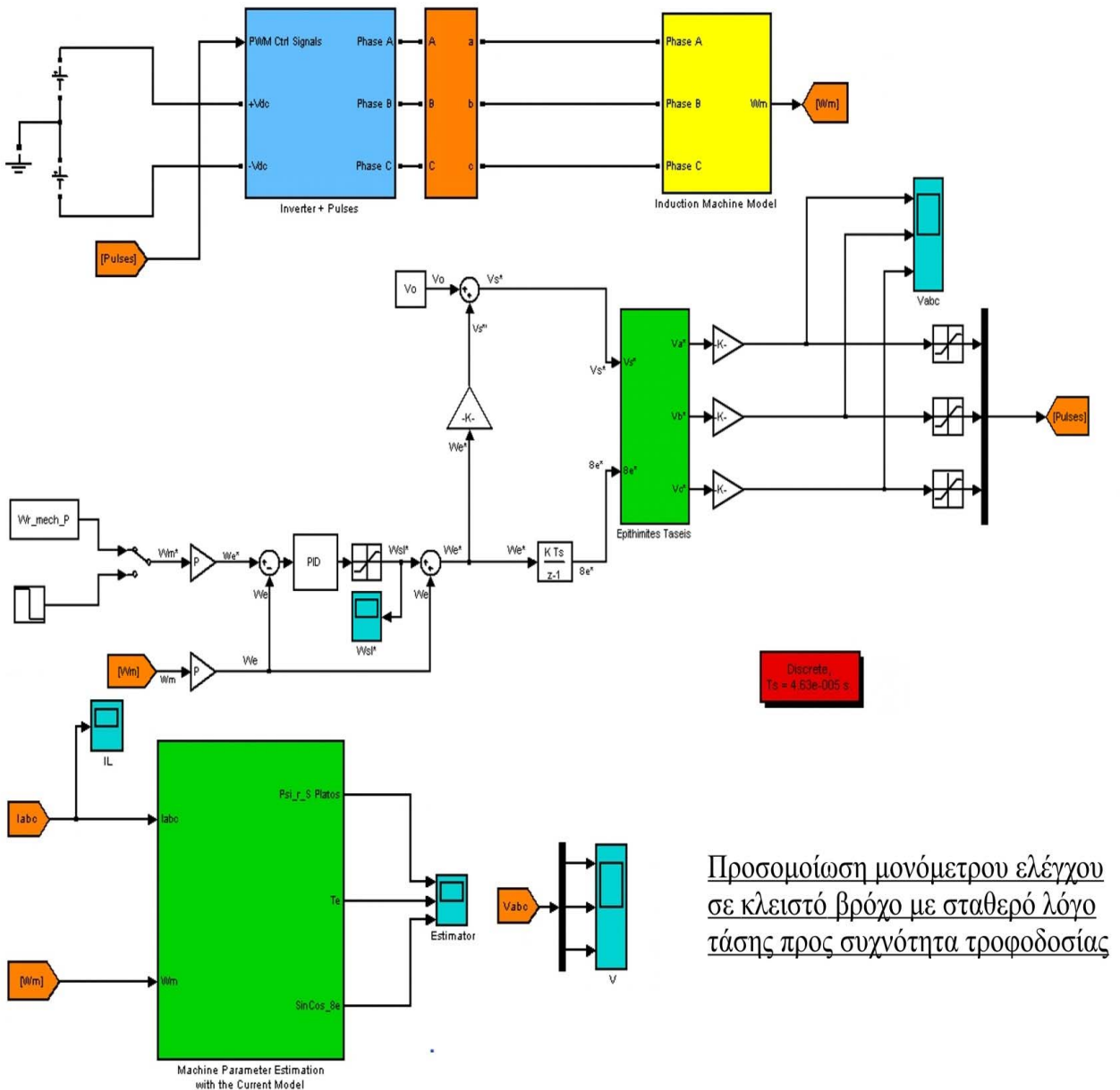
Σχήμα 5.10: Προσομοίωση στο SIMULINK του μονόμετρου ελέγχου σε ανοικτό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας.



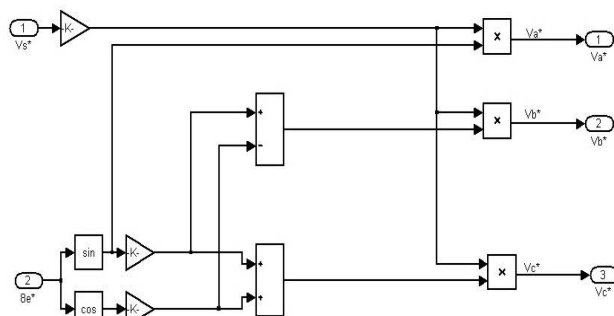
Σχήμα 5.11: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του μονόμετρου ελέγχου σε ανοικτό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας (ίσο προς 6,5).

5.2.1.2. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο

Το μοντέλο που θα χρησιμοποιήσουμε για την προσομοίωση του ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης τροφοδοσίας προς συχνότητα τροφοδοσίας σε κλειστό βρόχο φαίνεται αμέσως παρακάτω στο σχήμα 5.12 και τα σχετικά αποτελέσματα στο σχήμα 5.13.

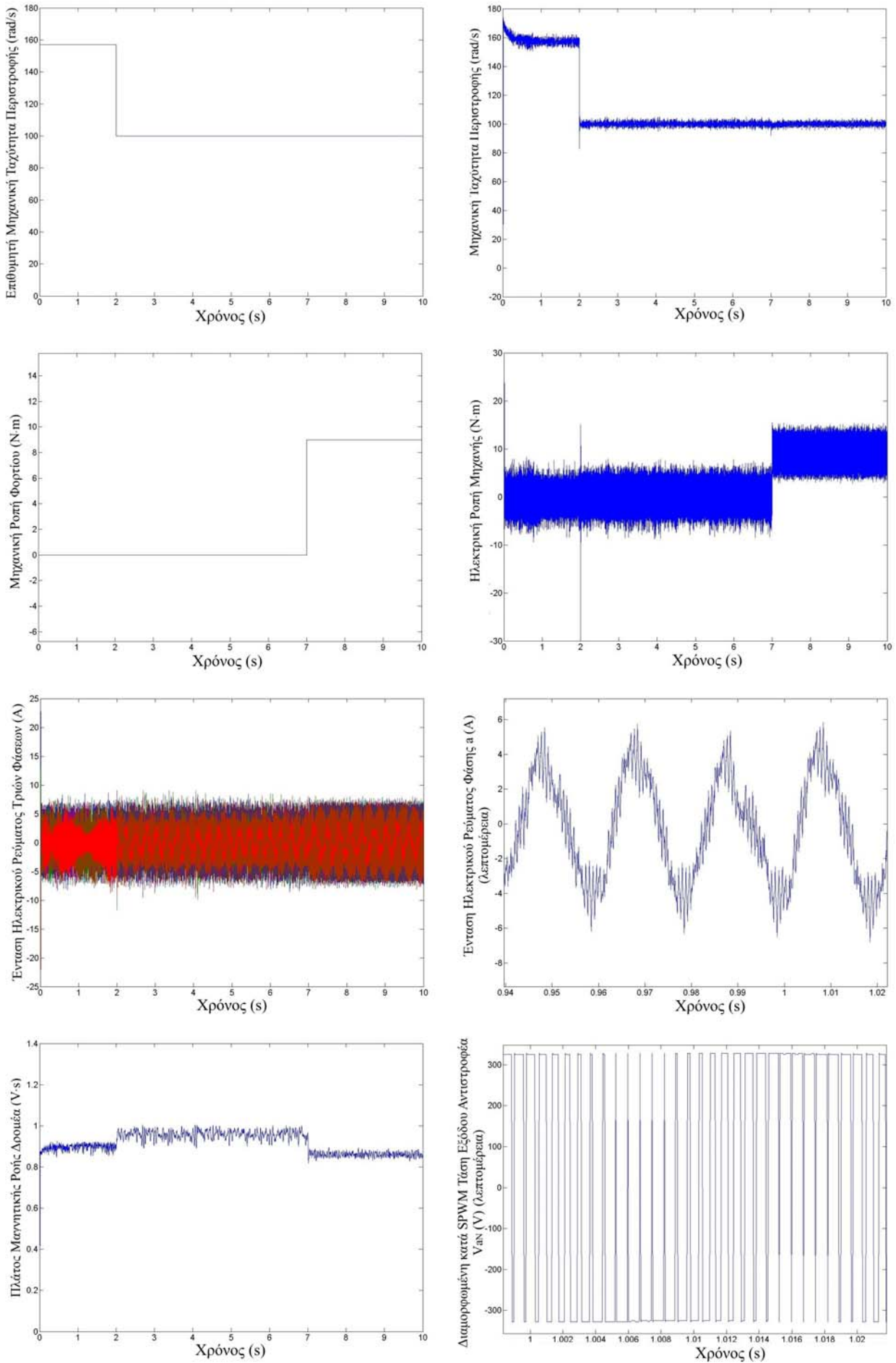


Προσομοίωση μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας



Δημιουργία των επιθυμητών τάσεων

Σχήμα 5.12: Προσομοίωση στο SIMULINK του μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας.



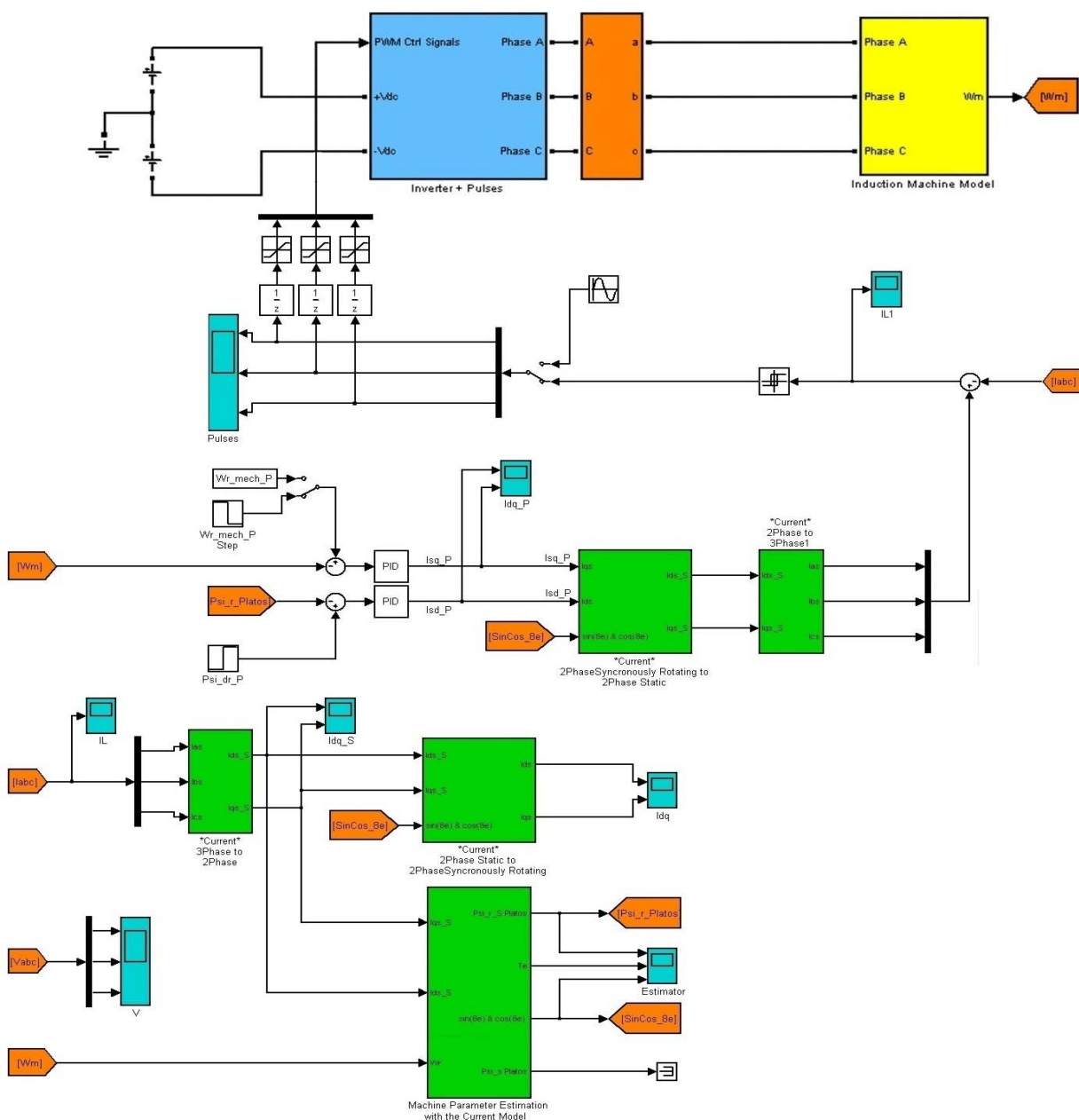
Σχήμα 5.13: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας (ίσο προς 6,5) και τιμές κερδών ελεγκτή PID (P:5, I:30,5, D:0,001).

5.2.2. Προσομοίωση του Διανυσματικού Έλεγχου με Προσανατολισμό Πεδίου

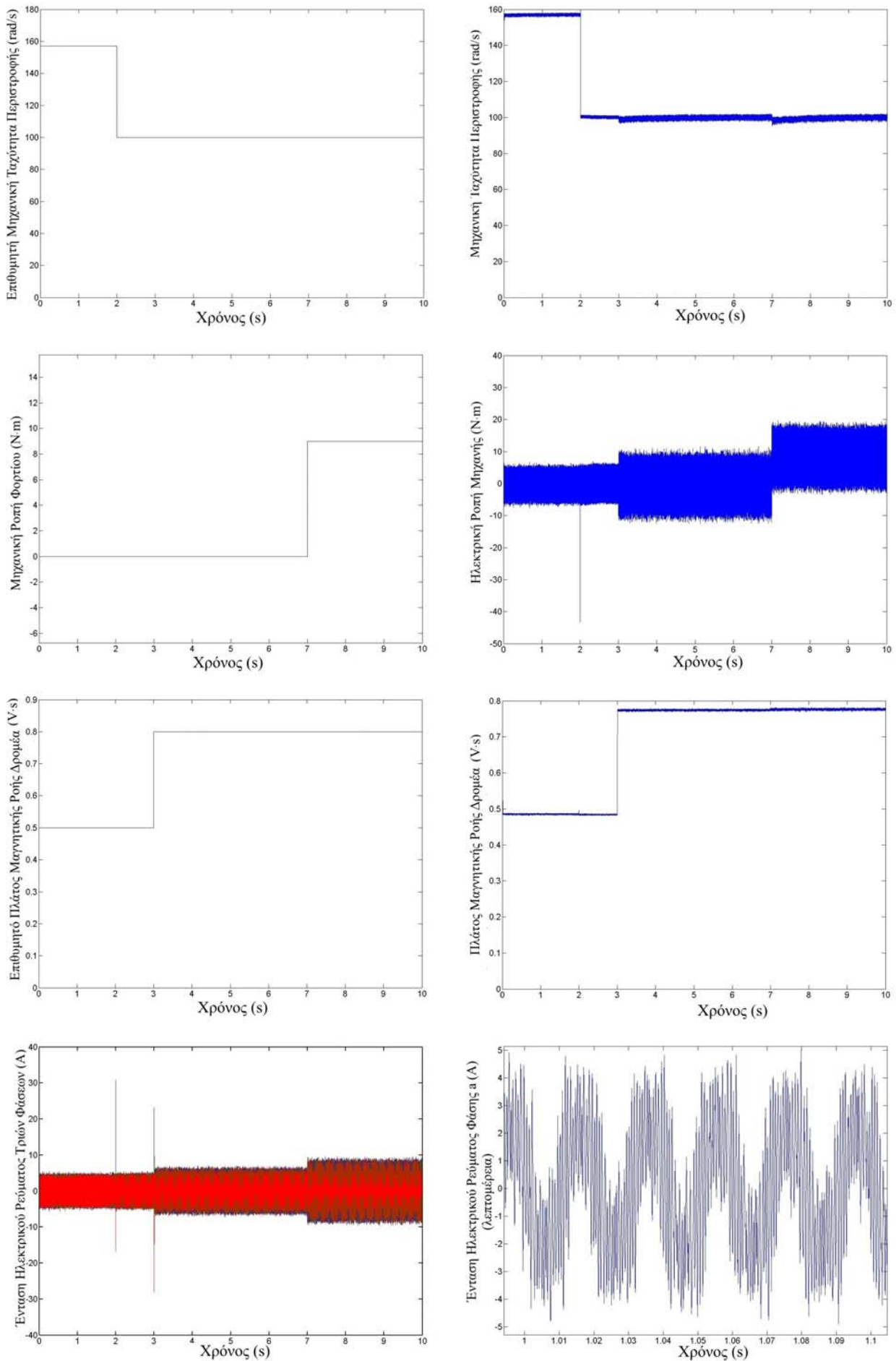
Στα επόμενα θα παρουσιάσουμε τα μοντέλα προσομοίωσης και τα προκύπτοντα αποτελέσματα για το διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Όπως γνωρίζουμε υπάρχουν διάφορα είδη διανυσματικού έλεγχου με προσανατολισμό πεδίου, τα οποία έχουμε περιγράψει θεωρητικά επαρκώς στην παράγραφο 4.3. Στην παρούσα εργασία μελετάται μόνο ο προσανατολισμός σύμφωνα με τη ροή του δρομέα, ο οποίος προσφέρει φυσική αποσύζευξη των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής, ενώ θα προσομοιωθεί τόσο ο άμεσος όσο και ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος.

5.2.2.1. Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα

Ο άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα έχει περιγραφεί θεωρητικά στην παράγραφο 4.3.2. Αμέσως παρακάτω, στο σχήμα 5.14, παρουσιάζεται το μοντέλο προσομοίωσής του και εν συνεχεία στο σχήμα 5.15 δίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής.



Σχήμα 5.14: Προσομοίωση στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού έλεγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).



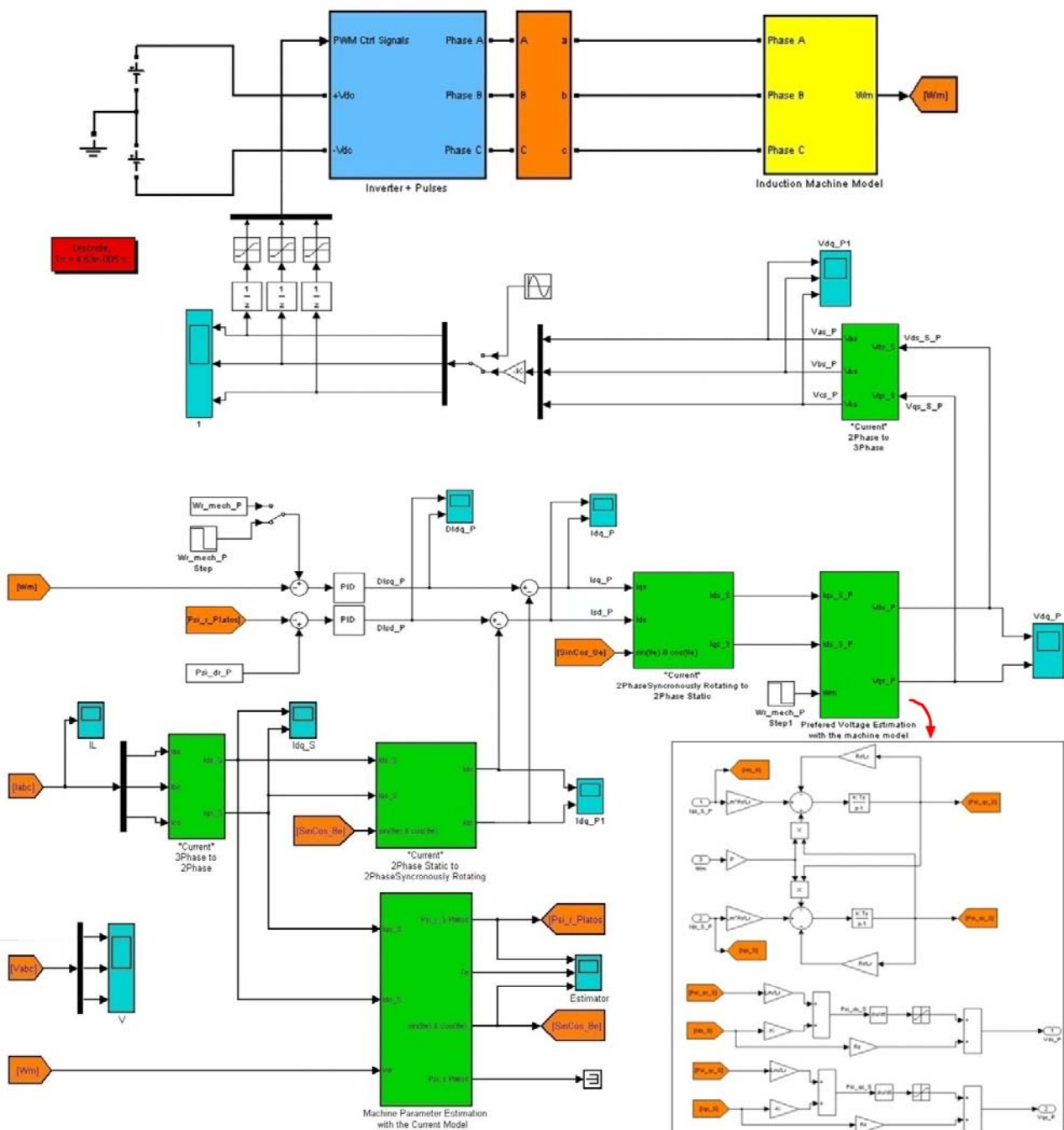
Σχήμα 5.15: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (μοντέλο ρευμάτων).

Τα διαγράμματα του σχήματος 5.15 προκύπτουν με τιμές για τα εξής κέρδη των ελεγκτών PID που έχουν προκύψει από δοκιμές (trial and error):

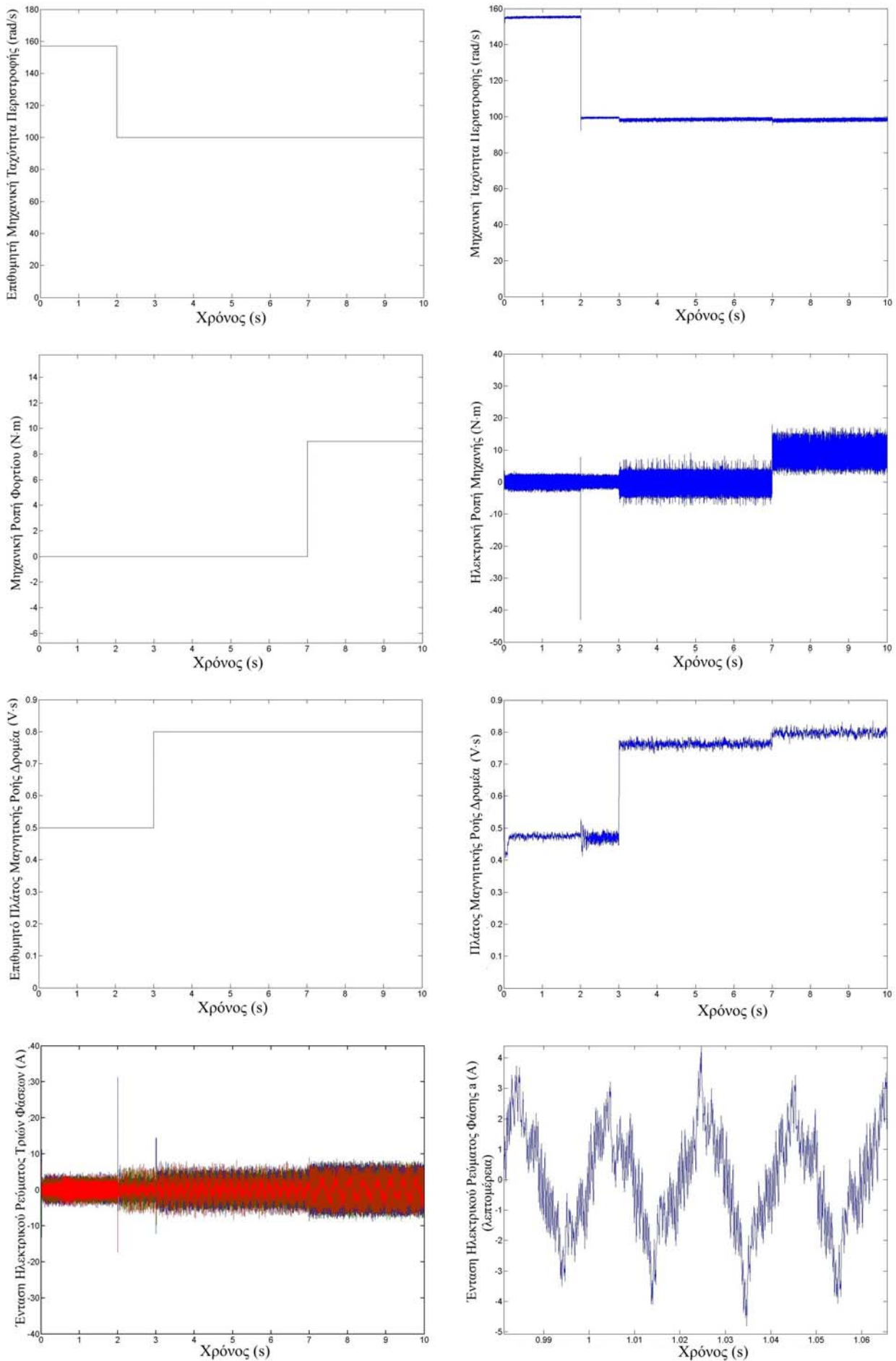
- Για τον ελεγκτή PID της ταχύτητας: P:3, I:3, D:0,0015.
- Για τον ελεγκτή PID του πλάτους της μαγνητικής ροής: P:150, I:1, D:0.

Επειδή η παραπάνω τεχνική με τον έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης δεν δίνει βέλτιστο αρμονικό περιεχόμενο στο ρεύμα, θα πρέπει για καλύτερα αποτελέσματα να εφαρμόσουμε μια διαφορετική μέθοδο ελέγχου. Η μέθοδος αυτή έχει περιγραφεί στην παράγραφο 4.3.2 και συνίσταται στην πρόβλεψη των επιθυμητών τάσεων από τα επιθυμητά ρεύματα με χρήση του μοντέλου της μηχανής και εν συνεχεία στην εφαρμογή της τεχνικής SPWM με κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς τις τάσεις αυτές.

Το μοντέλο του παραπάνω περιγραφόμενου ελέγχου φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (5.16), ενώ οι σχετικές προκύπτουσες κυματομορφές από την προσομοίωση φαίνονται στο σχήμα 5.17 που το συνοδεύει.



Σχήμα 5.16: Προσομοίωση στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και SPWM με κυματομορφή διαμόρφωσης ή αναφοράς την προβλεπόμενη επιθυμητή τάση της μηχανής (ο εκτιμητής χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).

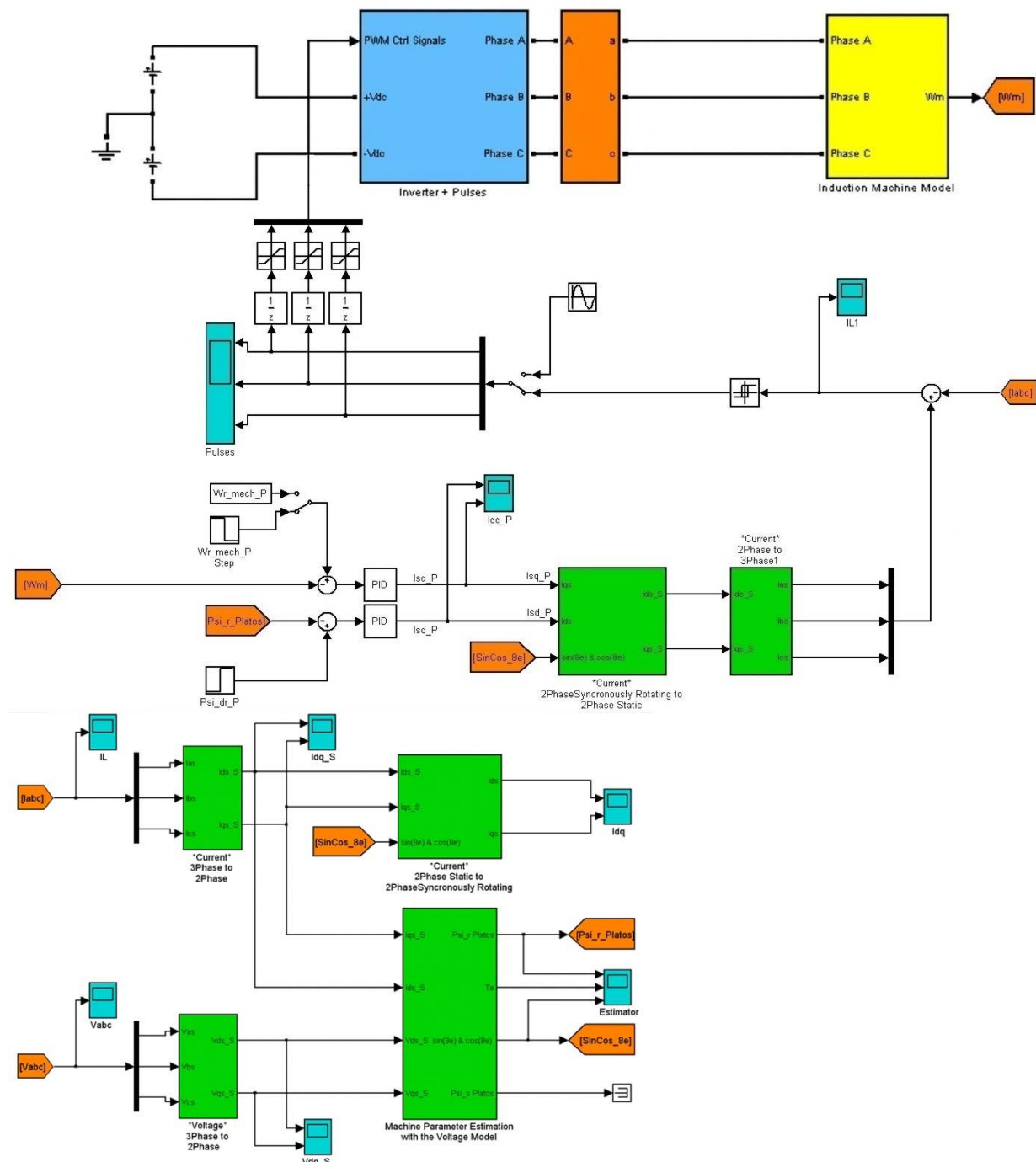


Σχήμα 5.17: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομεία και SPWM με αναφορά τις προβλεπόμενες επιθυμητές τάσεις της μηχανής.

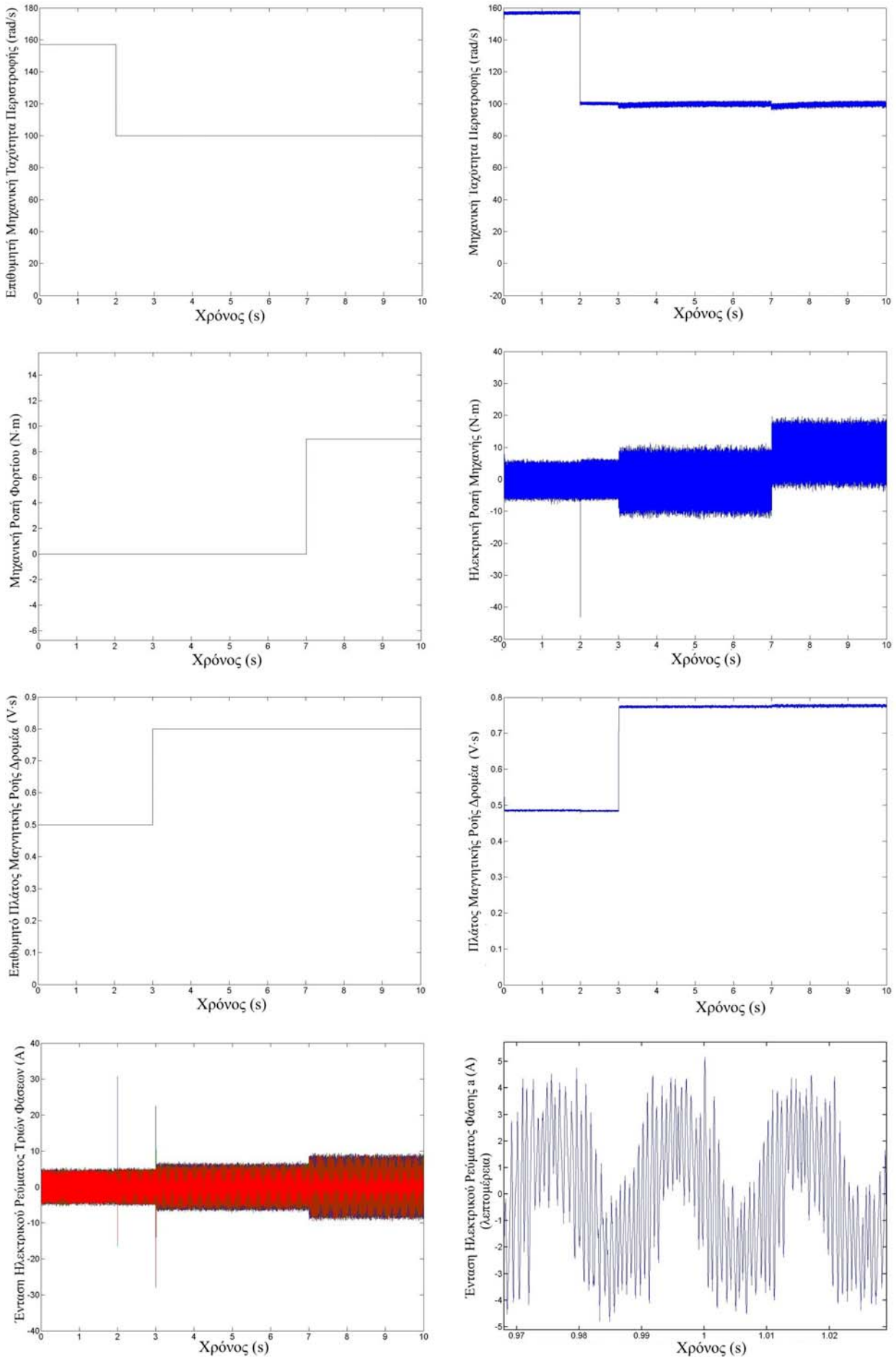
Τα διαγράμματα του σχήματος 5.17 προκύπτουν με τιμές για τα εξής κέρδη των ελεγκτών PID που έχουν προκύψει από δοκιμές (trial and error):

- Για τον ελεγκτή PID της ταχύτητας: P:180, I:20, D:0,1.
- Για τον ελεγκτή PID του πλάτους της μαγνητικής ροής: P:1500, I:5, D:0.

Στη συνέχεια θα δώσουμε ενδεικτικά και για λόγους πληρότητας τα αποτελέσματα προσομοίωσης του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα με εκτιμητή που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσεων της μηχανής. Ο έλεγχος του αντιστροφέα θα είναι και πάλι έλεγχος του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης. Το μοντέλο του εν λόγω ελέγχου φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (5.18), ενώ οι σχετικές προκύπτουσες κυματομορφές από την προσομοίωση φαίνονται στο σχήμα 5.19 που το συνοδεύει. Στο σημείο αυτό αξίζει να τονιστεί ότι η συμπεριφορά αυτή είναι ιδανική και δεν αναμένεται να επαληθευτεί στην πράξη.



Σχήμα 5.18: Προσομοίωση στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο τάσεων της μηχανής).



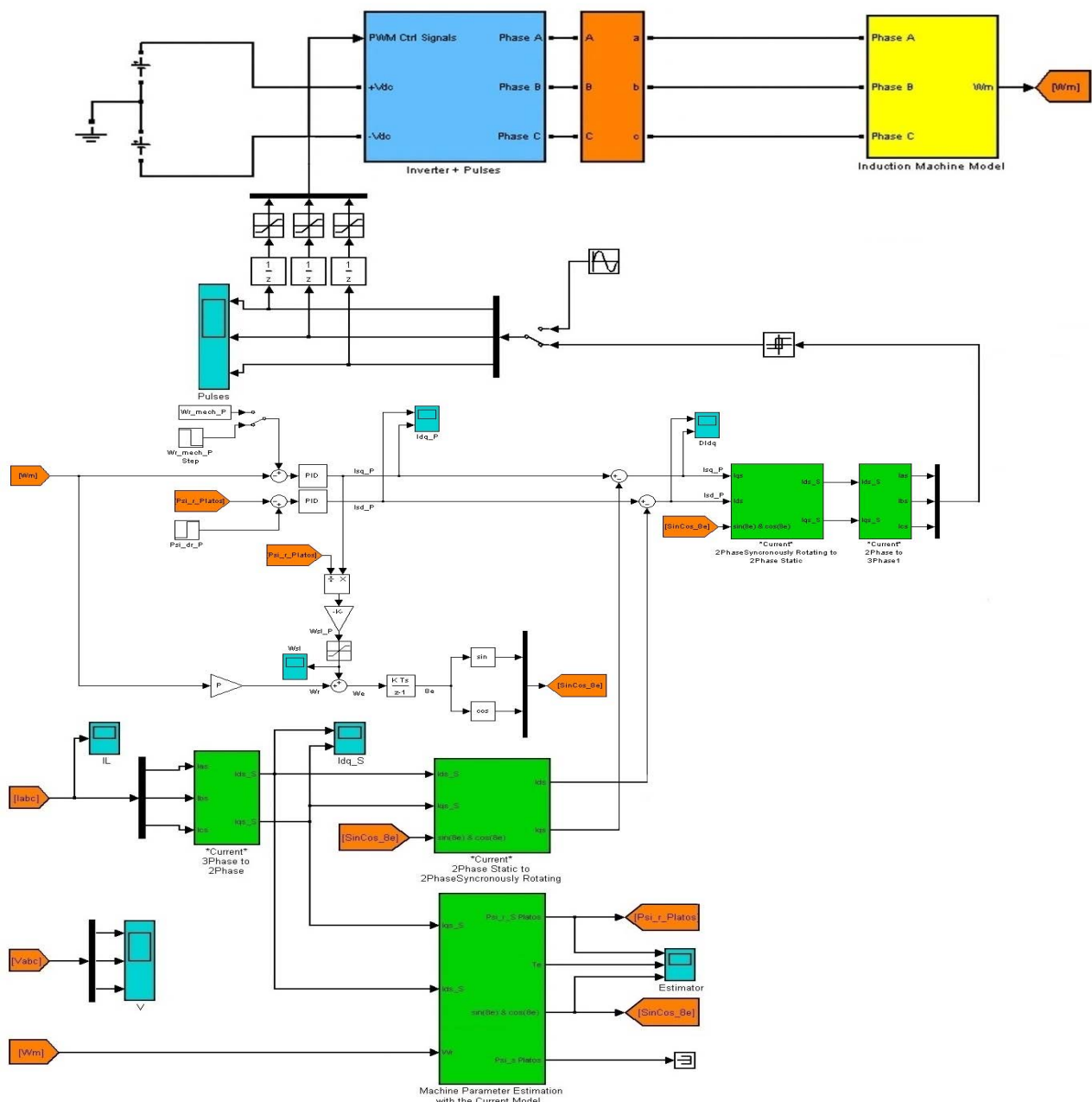
Σχήμα 5.19: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (μοντέλο τάσεων).

Τα διαγράμματα του σχήματος 5.19 προκύπτουν με τιμές για τα εξής κέρδη των ελεγκτών PID που έχουν προκύψει από δοκιμές (trial and error):

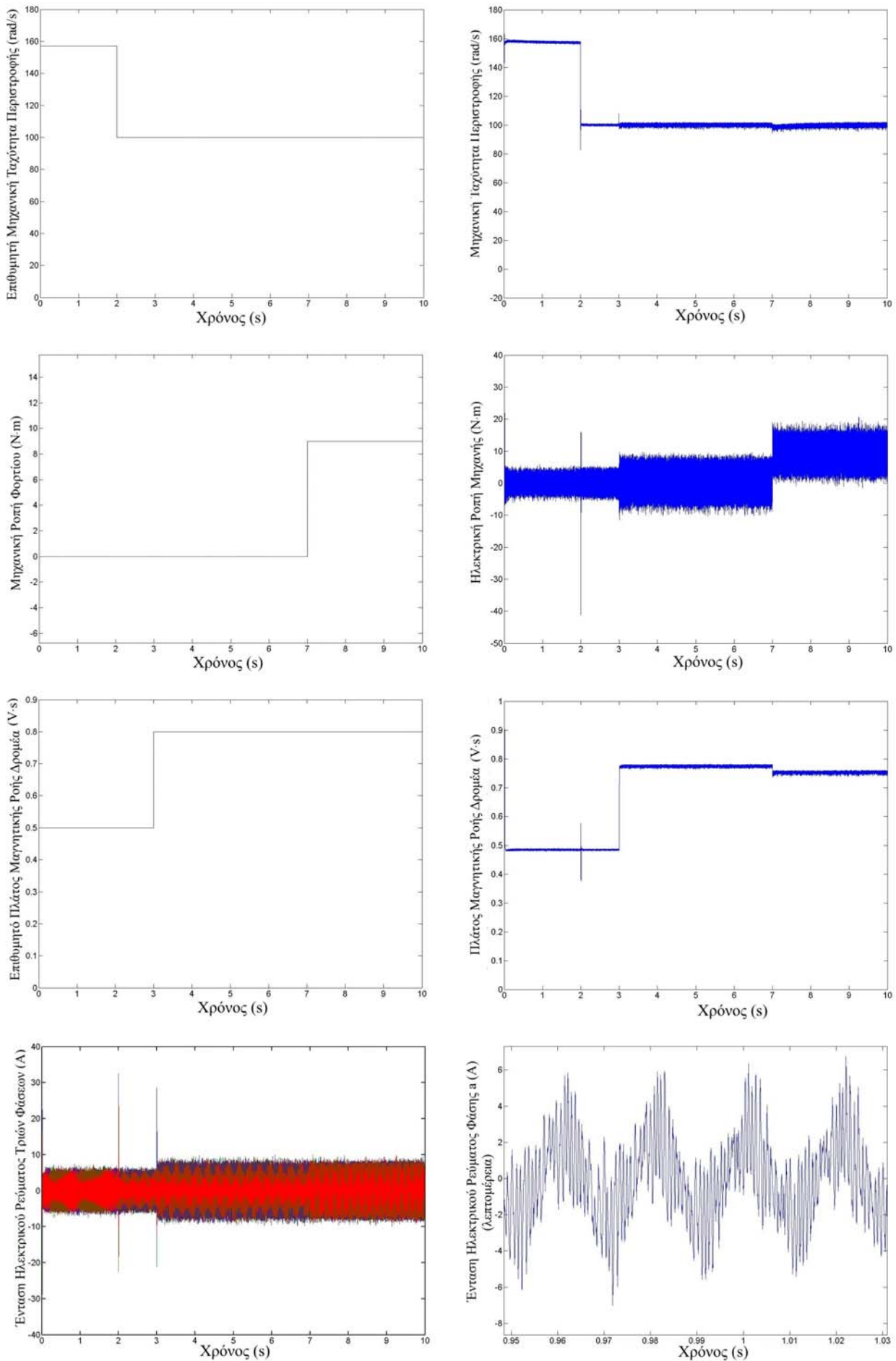
- Για τον ελεγκτή PID της ταχύτητας: P:3, I:3, D:0,0015.
- Για τον ελεγκτή PID του πλάτους της μαγνητικής ροής: P:150, I:1, D:0.

5.2.2.2. Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα

Ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα έχει περιγραφεί θεωρητικά στην παράγραφο 4.3.4. Η μοναδική του διαφορά με τον άμεσο έλεγχο έγκειται στον τρόπο προσδιορισμού των κυματομορφών $\sin\theta_e$ και $\cos\theta_e$, ο οποίος τώρα είναι έμμεσος και επιτυγχάνεται μέσω της επιθυμητής ολίσθησης. Αμέσως παρακάτω, στο σχήμα 5.20, παρουσιάζεται το μοντέλο προσομοίωσής του και εν συνεχεία στο σχήμα 5.21 δίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής.



Σχήμα 5.20: Προσομοίωση στο SIMULINK του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης με σύγκριση στο πλαίσιο dq (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).



Σχήμα 5.21: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.

Τα διαγράμματα του σχήματος 5.21 προκύπτουν με τιμές για τα εξής κέρδη των ελεγκτών PID που έχουν προκύψει από δοκιμές (trial and error):

- Για τον ελεγκτή PID της ταχύτητας: P:2,5, I:3, D:0,001.
- Για τον ελεγκτή PID του πλάτους της μαγνητικής ροής: P:150, I:1, D:0.

5.2.3. Προσομοίωση του Άμεσου Ελέγχου Ροής και Ροπής (DTC)

Ο άμεσος έλεγχος ροής και ροπής έχει περιγραφεί θεωρητικά λεπτομερώς στην παράγραφο 4.4. Αμέσως παρακάτω στο σχήμα 5.22, παρουσιάζεται το μοντέλο προσομοίωσής του, με όλα τα αναγκαία περιεχόμενα υποσυστήματα, και εν συνεχεία στο σχήμα 5.23 δίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής.

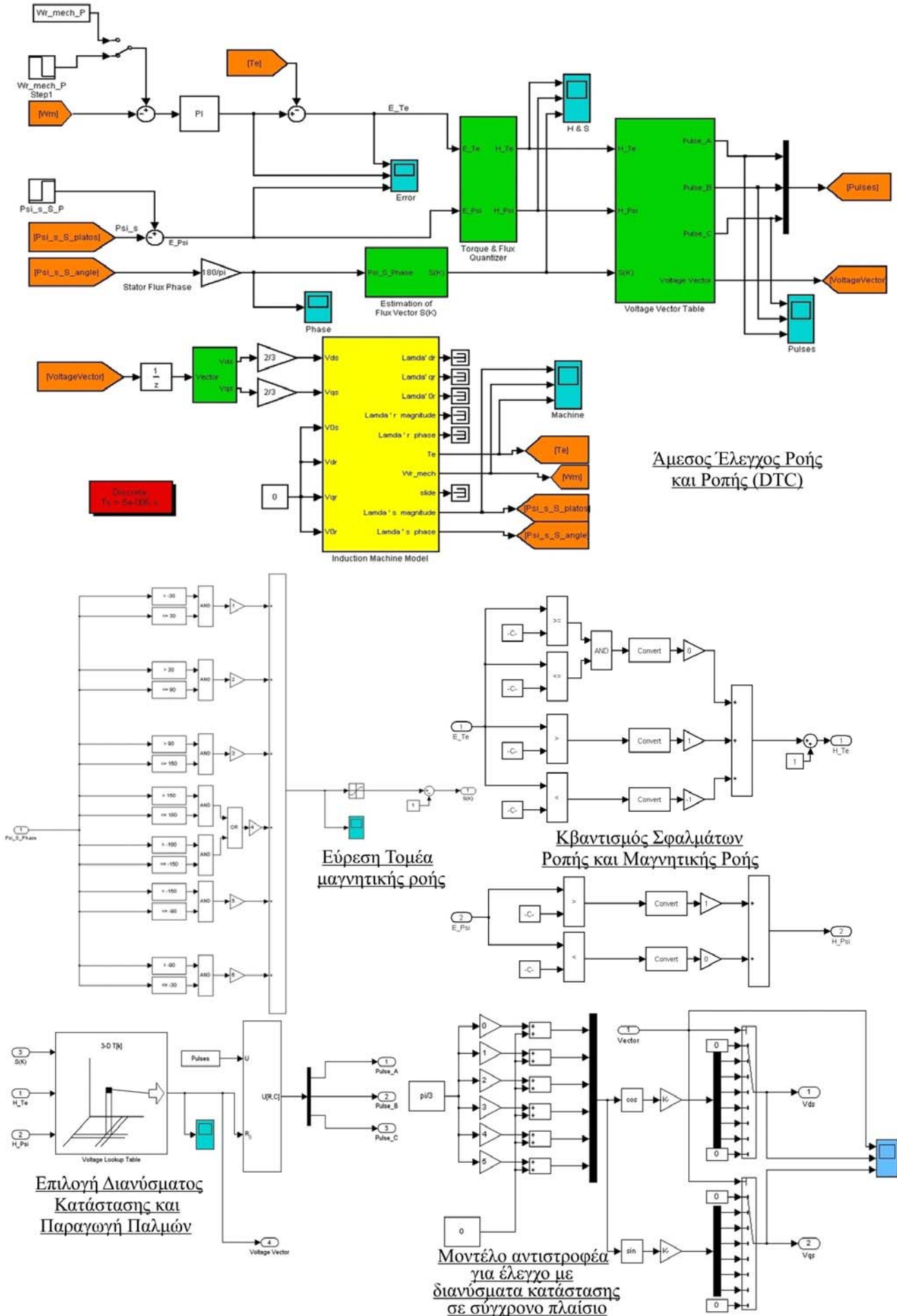
Στο σημείο αυτό είναι ίσως αναγκαία μια επεξήγηση του μοντέλου που φαίνεται στο σχήμα 5.22, έτσι ώστε να γίνει απόλυτα σαφές. Ιδιαίτερη διασάφηση χρειάζεται ίσως ο τρόπος επιλογής του επιθυμητού διάνυσματος κατάστασης και εν συνεχεία η δημιουργία των επιθυμητών παλμών προς τους άνω διακόπτες του αντιστροφέα. Εισάγουμε στο SIMULINK ένα τρισδιάστατο πίνακα, με διαστάσεις $6 \times 3 \times 2$, ο οποίος περιέχει τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα που θα πρέπει να επιλέξουμε, καταναμημένα ανάλογα με τις κβαντισμένες τιμές των σφαλμάτων και τον τομέα στον οποίο βρίσκεται η μαγνητική ροή. Τα στοιχεία του πίνακα αυτού προκύπτουν από τον πίνακα 4-1 και δίνονται αμέσως παρακάτω (ακολουθείται αριθμηση με βάση το μηδέν):

<u>Μηδενικό Επίπεδο</u>			<u>Πρώτο Επίπεδο</u>		
V5	V7	V3	V6	V0	V2
V6	V0	V4	V1	V7	V3
V1	V7	V5	V2	V0	V4
V2	V0	V6	V3	V7	V5
V3	V7	V1	V4	V0	V6
V4	V0	V2	V5	V7	V1

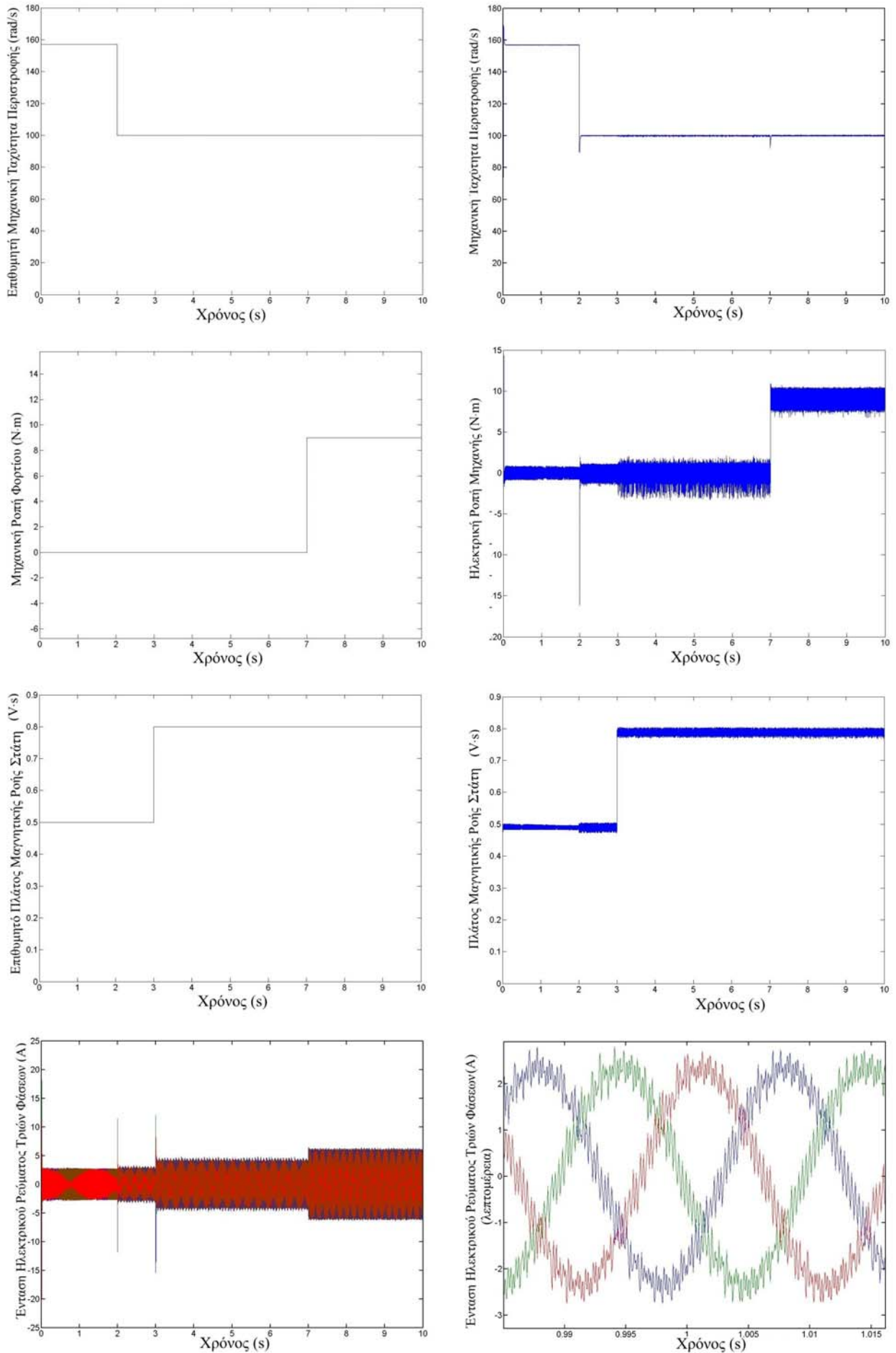
Ανάλογα με τις τιμές του κβαντισμένου σφάλματος της ροπής (0 ή 1) επιλέγεται αντιστοίχως το μηδενικό ή το πρώτο επίπεδο του τρισδιάστατου πίνακα. Στη συνέχεια, αφού έχει ξεκαθαριστεί το ποιο επίπεδο του πίνακα έχει επιλεγεί, επιλέγουμε το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης που βρίσκεται στο επίπεδο αυτό. Από τον τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη (0 έως 5) επιλέγεται η κατάλληλη γραμμή από το επίπεδο στο οποίο βρισκόμαστε και από την κβαντισμένη τιμή του σφάλματος της ροπής (0, 1, 2) επιλέγεται αντιστοίχως η κατάλληλη στήλη του επιπέδου. Με τον τρόπο αυτό έχουμε καταλήξει στο επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης που θα πρέπει στη συνέχεια να ενεργοποιήσουμε στον αντιστροφέα. Από το επιθυμητό αυτό διάνυσμα κατάστασης προκύπτουν οι παλμοί προς τους άνω διακόπτες του αντιστροφέα. Η αντιστοιχία αυτή δίνεται από τον ακόλουθο πίνακα, μέσω του οποίου παράγονται οι επιθυμητοί παλμοί προς τους άνω διακόπτες, ανάλογα με το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα.

V0 ⇒	0	0	0	} <u>Πίνακας Παλμών Άνω Διακοπών Αντιστροφέα</u>
V1 ⇒	1	0	0	
V2 ⇒	1	1	0	
V3 ⇒	0	1	0	
V4 ⇒	0	1	1	
V5 ⇒	0	0	1	
V6 ⇒	1	0	1	
V7 ⇒	1	1	1	

*Επιλέγεται μια γραμμή ανάλογα με το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα.



Σχήμα 5.22: Προσομοίωση στο SIMULINK του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTC).

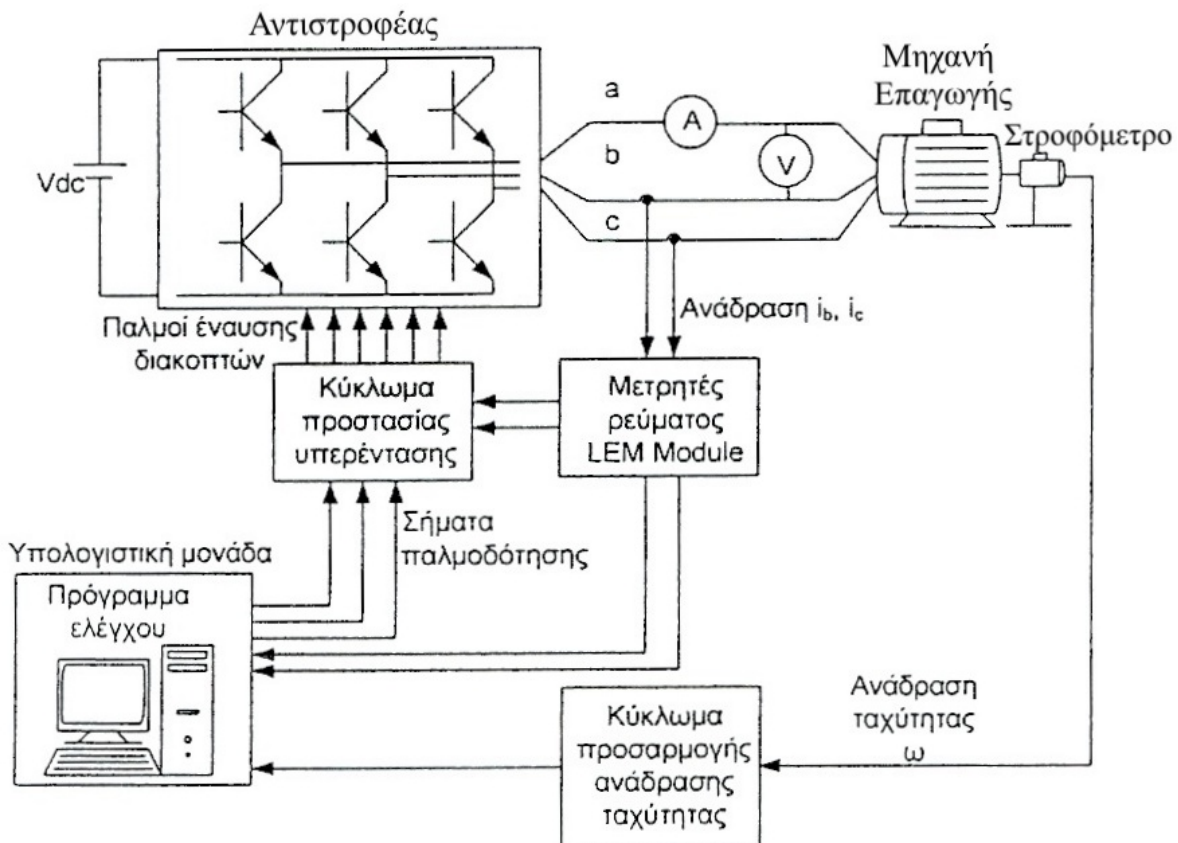


Σχήμα 5.23: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο SIMULINK του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTC) (με κέρδη για τον ελεγκτή PI→P:1 και I:100).

5.3 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΑΠΟ ΤΗΝ ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Στο σημείο αυτό είναι πλέον ώριμες οι συνθήκες για την εφαρμογή των μελετώμενων τεχνικών ελέγχου στο πραγματικό σύστημα ηλεκτρικής κίνησης. Όπως έχει προαναφερθεί οι εν λόγω τεχνικές ελέγχου θα εφαρμοστούν στην πρότυπη διάταξη αντιστροφέα και ηλεκτρικού κινητήρα επαγωγής (βραχυκυκλωμένου δρομέα) που υπάρχει στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του Ε.Μ.Π.

Το σχηματικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης που θα χρησιμοποιηθεί φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα. Αποτελείται από έναν τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας με ημιαγωγικά στοιχεία IGBTs και αντιπαράλληλες διόδους. Ο αντιστροφέας αυτός οδηγεί μια ασύγχρονη τριφασική μηχανή επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού) με στοιχεία που παρατίθενται αναλυτικά στον πίνακα 5-1. Η πηγή συνεχούς τάσης είναι ένας ρυθμιζόμενος αυτομετασχηματιστής (VARIAC), ο οποίος παρέχει συνεχή τάση μέχρι 400V. Παρατηρούμε ότι η τάση αυτή, εάν ο αντιστροφέας ελεγχθεί με την τεχνική SPWM και η μηχανή συνδεθεί σε αστέρα, δεν επαρκεί ώστε να δώσει θεμελιώδη συνιστώσα τάσης με την ονομαστική τιμή. Για το λόγο αυτό αναγκαζόμαστε να συνδέσουμε την μηχανή σε τρίγωνο. Στον άξονα της μηχανής είναι προσαρμοσμένο στροφόμετρο (ταχογεννήτρια), το οποίο μέσω κατάλληλου κυκλώματος προσαρμογής παρέχει μια κατάλληλη ανάδραση για την ταχύτητα της μηχανής. Ομοίως παρέχεται μέτρηση του ρεύματος δύο φάσεων, το οποίο μετατρέπεται σε κατάλληλο σήμα ανάδρασης μέσω δύο μετρητών ρεύματος (LEM Module). Υπό κανονικές συνθήκες και εφόσον η μηχανή συνδέεται σε τρίγωνο, θα έπρεπε να μετράμε τα ρεύματα και των τριών φάσεων. Όμως δεχόμαστε ότι το σύστημα είναι συμμετρικό και αγνοώντας τις αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος που πιθανόν να υπάρχουν υπολογίζουμε το τρίτο ρεύμα από τα ρεύματα των άλλων δύο φάσεων, εφαρμόζοντας τον νόμο ρευμάτων Kirchhoff για τον φανταστικό ουδέτερο κόμβο του ισοδύναμου αστέρα.



Σχήμα 5.24: Πειραματική διάταξη εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος στην οποία θα εφαρμοστούν οι μελετώμενες τεχνικές ελέγχου. [32]

Τα σήματα ανάδρασης οδηγούνται στη συνέχεια στην υπολογιστική μονάδα, η οποία διαθέτει κατάλληλη κάρτα εισόδου-εξόδου. Η κάρτα που χρησιμοποιείται στην συγκεκριμένη διάταξη είναι της εταιρείας National Instruments, μοντέλο NI-PCI-6025E, και η υπολογιστική μονάδα ένας ψηφιακός προσωπικός υπολογιστής γενικού σκοπού. Οι εισοδοί της κάρτας είναι η ανάδραση της ταχύτητας και των ρευμάτων των δύο φάσεων, που είναι αναλογικά σήματα. Στη συνέχεια, με γνωστές τις αναδράσεις, οι οποίες ουσιαστικά παρέχουν πληροφορία για την παρούσα κατάσταση του συστήματος, εφαρμόζεται και εκτελείται από την υπολογιστική μονάδα ο αλγόριθμος της εκάστοτε εφαρμοζόμενης τεχνικής ελέγχου. Βάσει του αλγορίθμου αυτού προκύπτουν οι κατάλληλοι παλμοί προς τον αντιστροφέα, οι οποίοι έχουν δημιουργηθεί με σκοπό να οδηγήσουν τη μηχανή στην νέα επιθυμητή κατάσταση. Για τους παλμούς χρησιμοποιείται η ψηφιακή έξοδος της κάρτας. Συγκεκριμένα από τον αλγόριθμο ελέγχου παράγονται τρεις παλμοί προς τους άνω ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα. Οι παλμοί των κάτω διακοπών παράγονται εξωτερικά από κατάλληλο υλικό (λογικά κυκλώματα), έτσι ώστε να είναι συμπληρωματικοί των παραγόμενων παλμών προς τους άνω διακόπτες. Αυτό γίνεται για δύο λόγους. Ο πρώτος λόγος είναι ότι με αυτό τον τρόπο δεν επιβαρύνεται πολύ η κάρτα, η οποία έχει μια δεδομένη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας την οποία μοιράζονται όλες οι έξοδοι. Ο δεύτερος και σημαντικότερος λόγος είναι ότι με τον τρόπο αυτό διασφαλίζεται ότι οι παλμοί των άνω και κάτω διακοπών θα παραμένουν σε κάθε περίπτωση συμπληρωματικοί, με αποτέλεσμα να αποφεύγονται βραχυκυκλώματα της πηγής συνεχούς που οφείλονται σε λανθασμένους χειρισμούς διακοπών από τον αλγόριθμο ελέγχου (ταυτόχρονο κλείσιμο αμφοτέρων των διακοπών μιας ημιγέφυρας του αντιστροφέα). Οι ασθενείς αυτοί παλμοί στη συνέχεια οδηγούνται σε κατάλληλα κυκλώματα οδήγησης, που τους ενισχύουν, έτσι ώστε να μπορέσουν να οδηγήσουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες. Τα κυκλώματα οδήγησης βρίσκονται απομονωμένα από το κύκλωμα δημιουργίας παλμών, αφού η σύνδεση με αυτά δεν είναι γαλβανική αλλά οπτική (μέσω opto-coupler δηλαδή ζεύγους φωτοδιόδου LED-φωτοτρανζίστορ). Το κύκλωμα δημιουργίας παλμών εφοδιάζεται επιπροσθέτως και με κατάλληλη διάταξη προστασίας, η οποία διακόπτει την παλμοδότηση όταν το ρεύμα του φορτίου, που μετράται από τα LEM Modules, ξεπεράσει κάποιο προκαθορισμένο όριο ασφαλείας.

Αφού έχουμε περιγράψει λεπτομερώς τη διάταξη, στη συνέχεια θα επικεντρωθούμε στον αλγόριθμο ελέγχου, ο οποίος εκτελείται στην υπολογιστική μονάδα. Το περιβάλλον εργασίας που θα χρησιμοποιήσουμε είναι το MATLAB και συγκεκριμένα το ειδικό πρόγραμμα προσομοίωσης που περιλαμβάνει, το SIMULINK. Θα εισάγουμε τους αλγορίθμους ελέγχου στο εν λόγω πρόγραμμα και θα χρησιμοποιήσουμε τον Real Time Windows Target, ώστε να εφαρμόσουμε τον έλεγχο σε πραγματικό χρόνο. Οι εισοδοί της κάρτας μεταφέρονται στο SIMULINK μέσω κατάλληλου λογισμικού διεπαφής, εφαρμόζεται ο αλγόριθμος ελέγχου και στη συνέχεια παράγονται στην έξοδο οι κατάλληλοι παλμοί προς τον αντιστροφέα. Η συχνότητα δειγματοληψίας των αναλογικών εισόδων της κάρτας αλλά και η συχνότητα εκτέλεσης των υπολογισμών από τον επεξεργαστή του υπολογιστή είναι δεδομένες και περιορίζουν την συχνότητα υπολογισμού (ή ισοδύναμα το χρόνο ενός κύκλου) στα 10kHz περίπου (ή 0,0001s).

Στα επόμενα θα παρουσιάσουμε τον αλγόριθμο ελέγχου που έχουμε εισάγει στο SIMULINK και ακολούθως τα πειραματικά αποτελέσματα για την κάθε τεχνική ελέγχου ξεχωριστά. Η συχνότητα υπολογισμού που επιλέγουμε είναι 10800Hz (ή $0,925925 \cdot 10^{-4}$ s) ώστε να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας του τριγωνικού φορέα της τεχνικής SPWM, που είναι 1350Hz. Η συχνότητα αυτή κρίνεται ότι δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα με ανεκτό υπολογιστικό φόρτο, τον οποίο μπορεί να αναλάβει η υπολογιστική μας μονάδα. Σε περίπτωση που είχαμε τη δυνατότητα να περάσουμε σε μεγαλύτερη συχνότητα υπολογισμού, θα μπορούσαμε να έχουμε ελαφρώς καλύτερα αποτελέσματα. Ο υπολογιστικός φόρτος που απαιτείται όμως είναι δυσανάλογα μεγάλος συγκρινόμενος με το μέγεθος της βελτίωσης που επιτυγχάνουμε. Τέλος θα πρέπει να αναφέρουμε ότι τα πειραματικά αποτελέσματα συλλέγονται από τις εισόδους και τις εξόδους της κάρτας, μέσω ειδικού

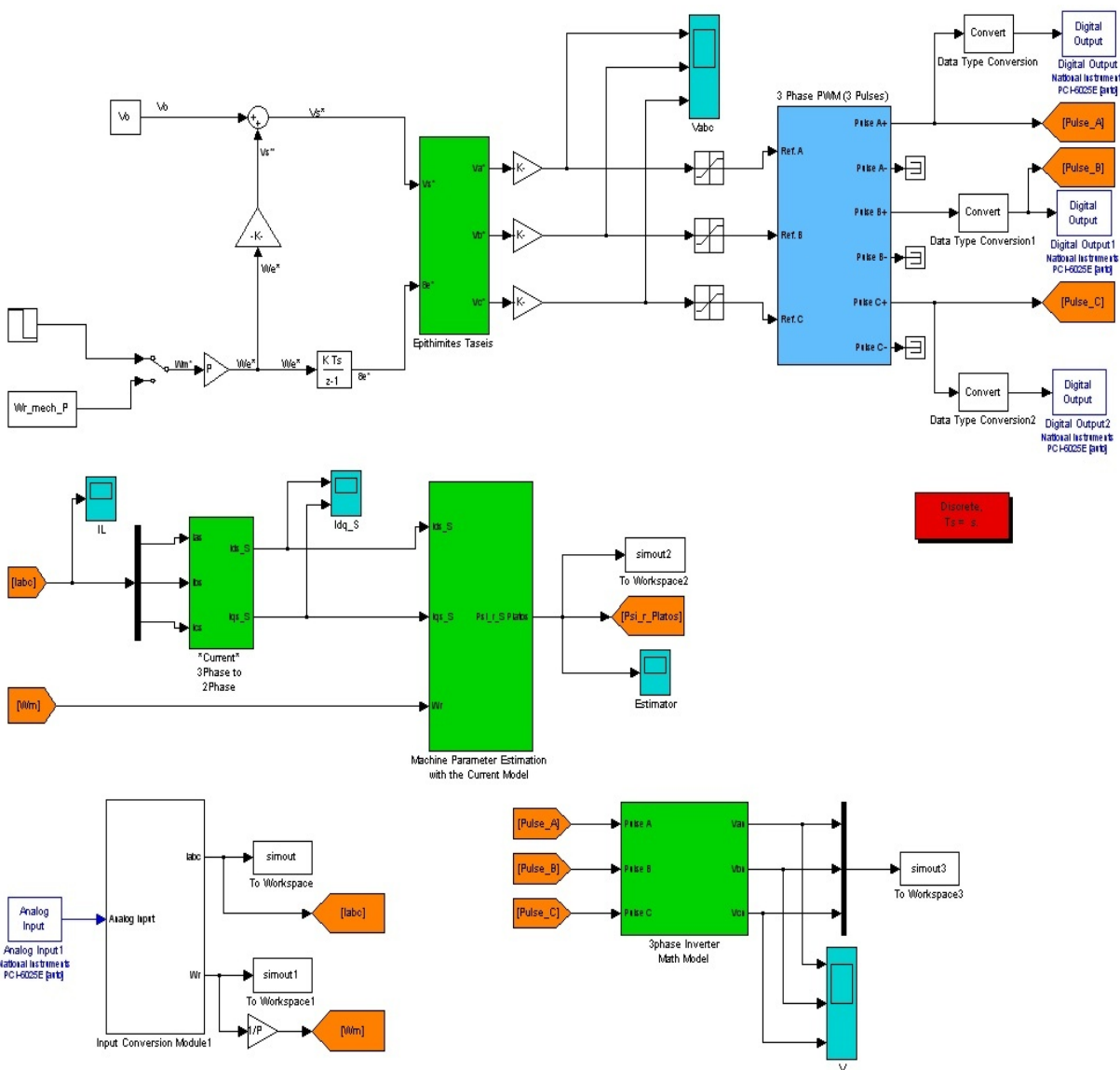
προγράμματος που κατασκευάστηκε για αυτή την εργασία. Δηλαδή ταυτόχρονα με την εφαρμογή του ελέγχου χρησιμοποιούμε την κάρτα και ως Data Acquisition Board (DAQ) για την καταγραφή των αποτελεσμάτων, απλοποιώντας σημαντικά την εργασία λήψης των αποτελεσμάτων, καθώς δεν απαιτείται η χρήση παλμογράφου.

5.3.1. Πειραματική Εφαρμογή του Μονόμετρου (Βαθμωτού) Ελέγχου

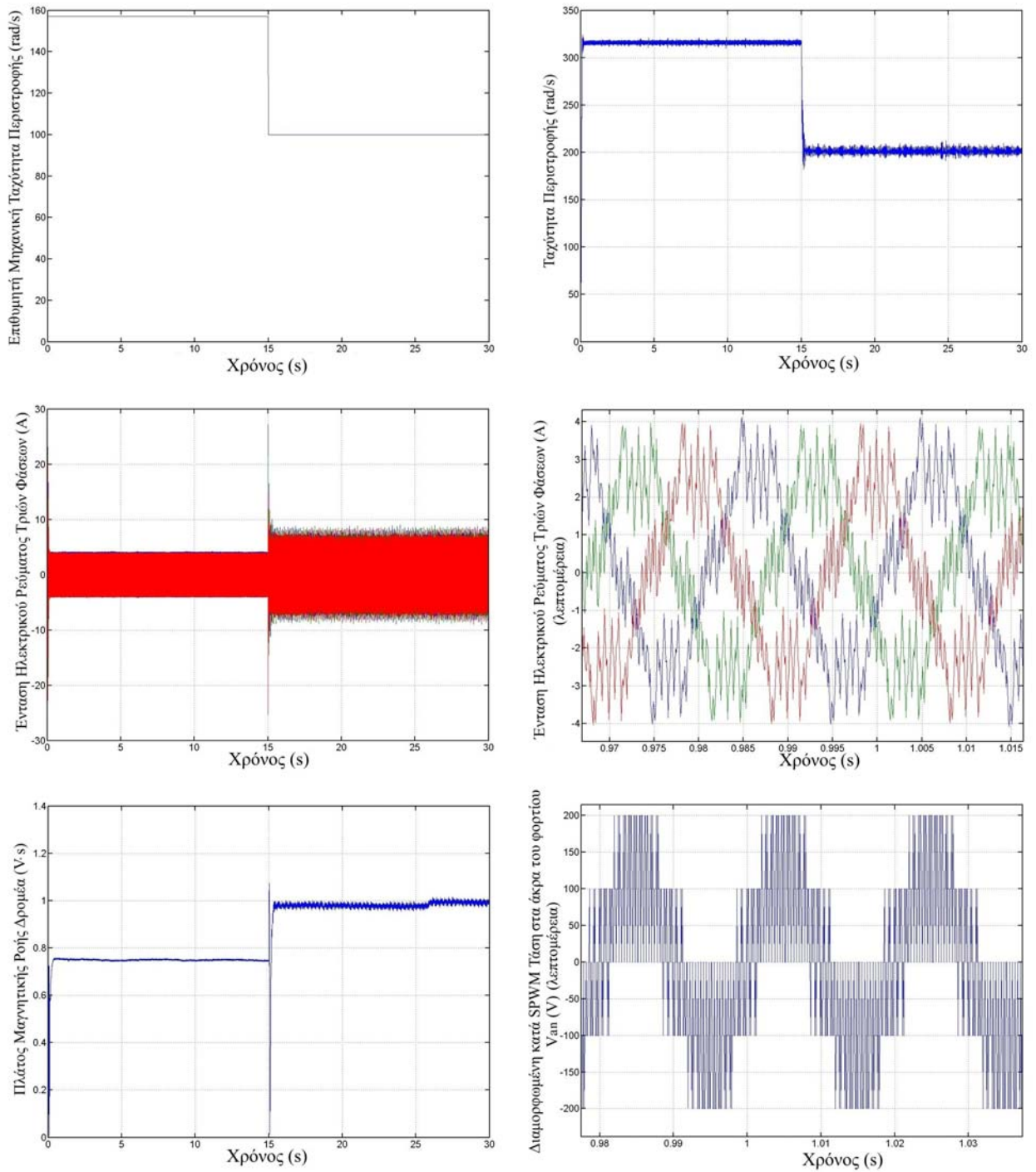
Θα ξεκινήσουμε με την πειραματική εφαρμογή της απλούστερης τεχνικής ελέγχου, του μονόμετρου ή βαθμωτού ελέγχου. Θα εξετάσουμε δύο διακριτές περιπτώσεις ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας: τον έλεγχο της ταχύτητας σε ανοικτό και τον έλεγχο της ταχύτητας σε κλειστό βρόχο.

5.3.1.1. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο

Στα επόμενα σχήματα φαίνεται ο χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος ελέγχου της ταχύτητας με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας σε ανοικτό βρόχο και τα πειραματικά αποτελέσματα που προκύπτουν.



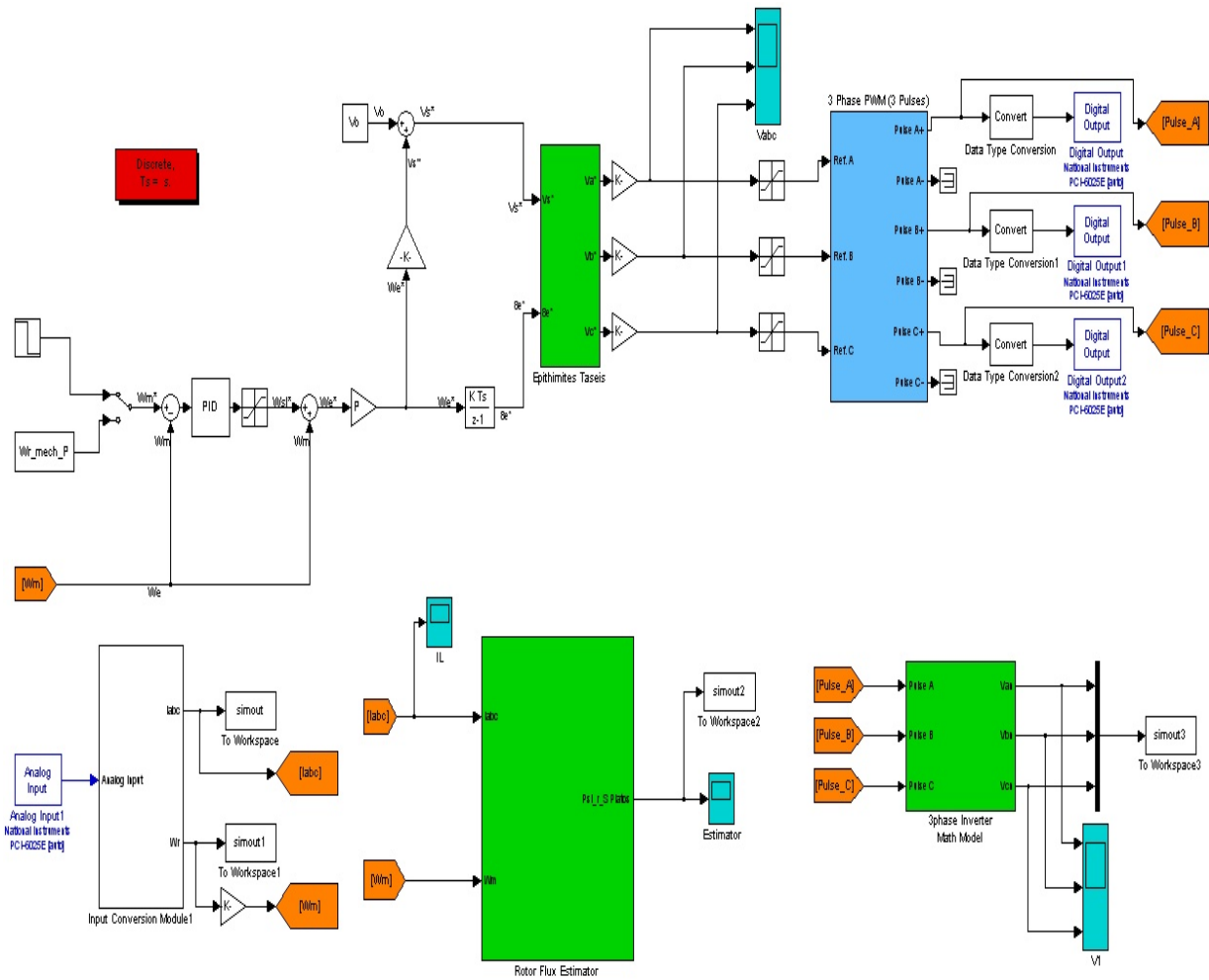
Σχήμα 5.25: Αλγόριθμος του μονόμετρου ελέγχου σε ανοικτό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας στο SIMULINK για πειραματική εφαρμογή του ελέγχου σε πραγματικό χρόνο.



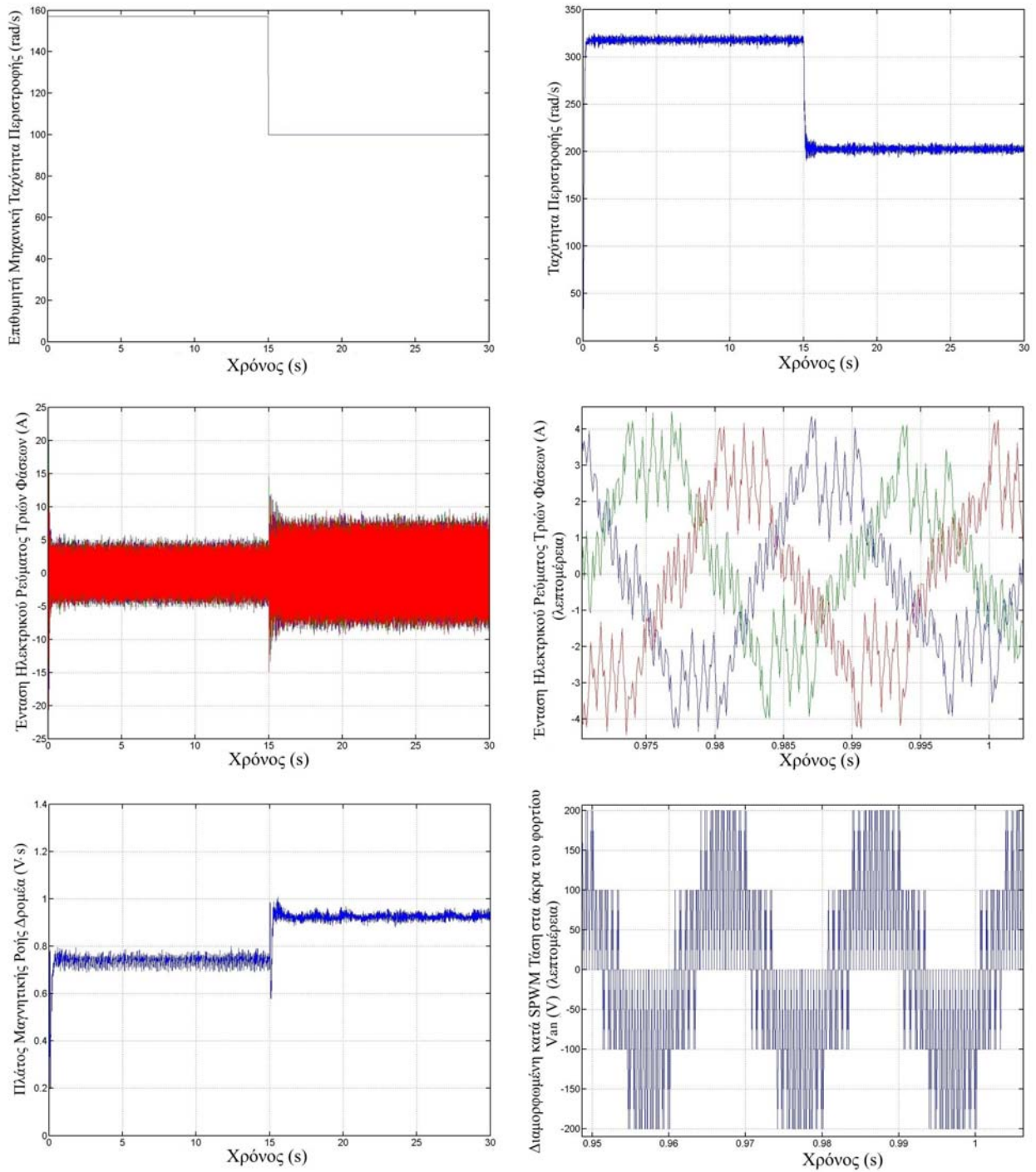
Σχήμα 5.26: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του μονόμετρου ελέγχου σε ανοικτό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας (ίσο προς 6,5).

5.3.1.2. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο

Στα επόμενα σχήματα φαίνεται ο χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος ελέγχου της ταχύτητας με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας σε κλειστό βρόχο και τα πειραματικά αποτελέσματα που προκύπτουν. Τα αποτελέσματα αυτά προκύπτουν για τις ακόλουθες τιμές κερδών του ελεγκτή PID της επιθυμητής ολίσθησης: P:0,5, I:0, D:0,0001, οι οποίες έχουν προκύψει από δοκιμές (trial and error).



Σχήμα 5.27: Αλγόριθμος του μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας στο SIMULINK για πειραματική εφαρμογή του ελέγχου σε πραγματικό χρόνο.



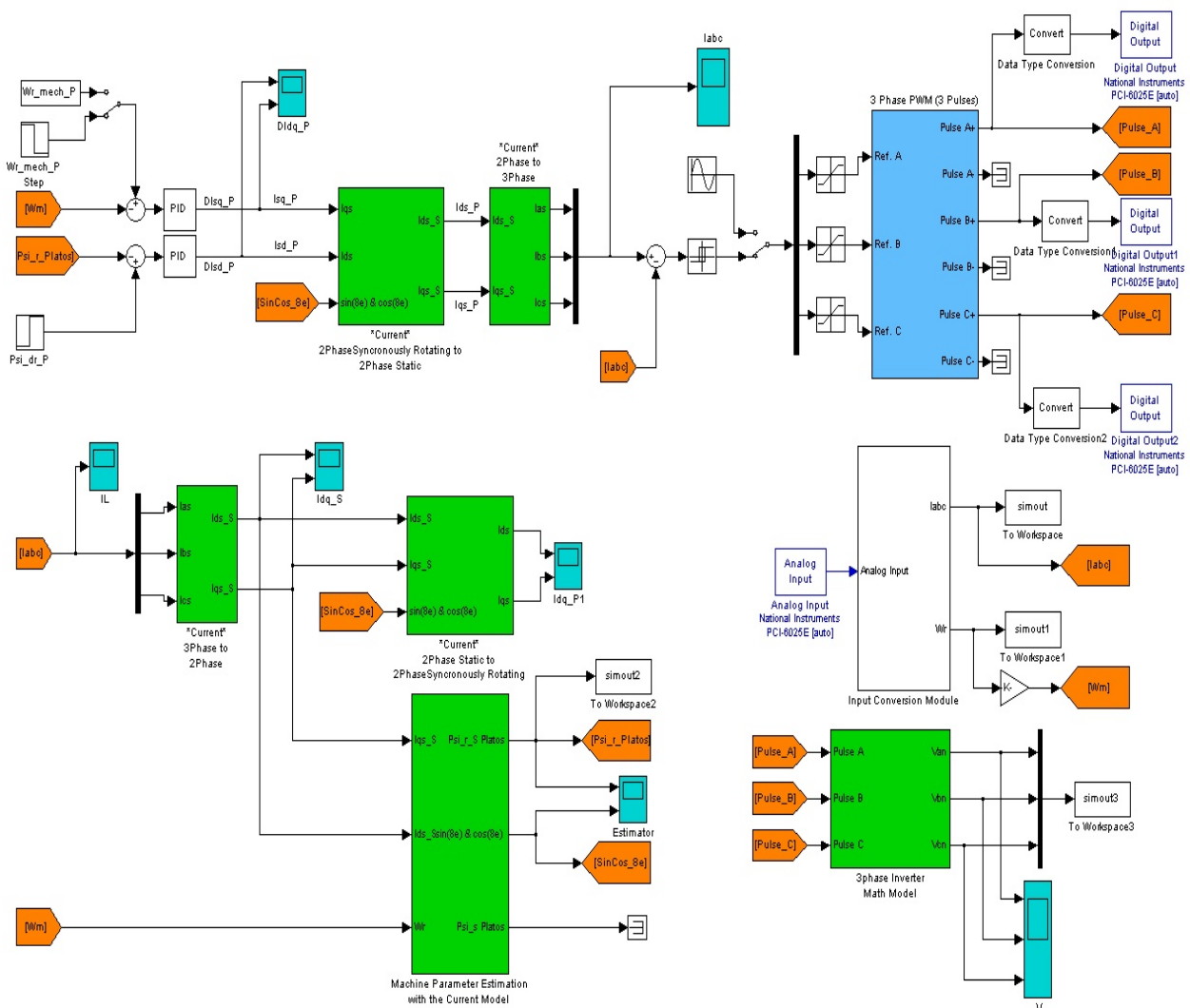
Σχήμα 5.28: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του μονόμετρου ελέγχου σε κλειστό βρόχο με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας (ίσο προς 6,5).

5.3.2. Πειραματική Εφαρμογή του Διανυσματικού Ελέγχου με Προσανατολισμό Πεδίου

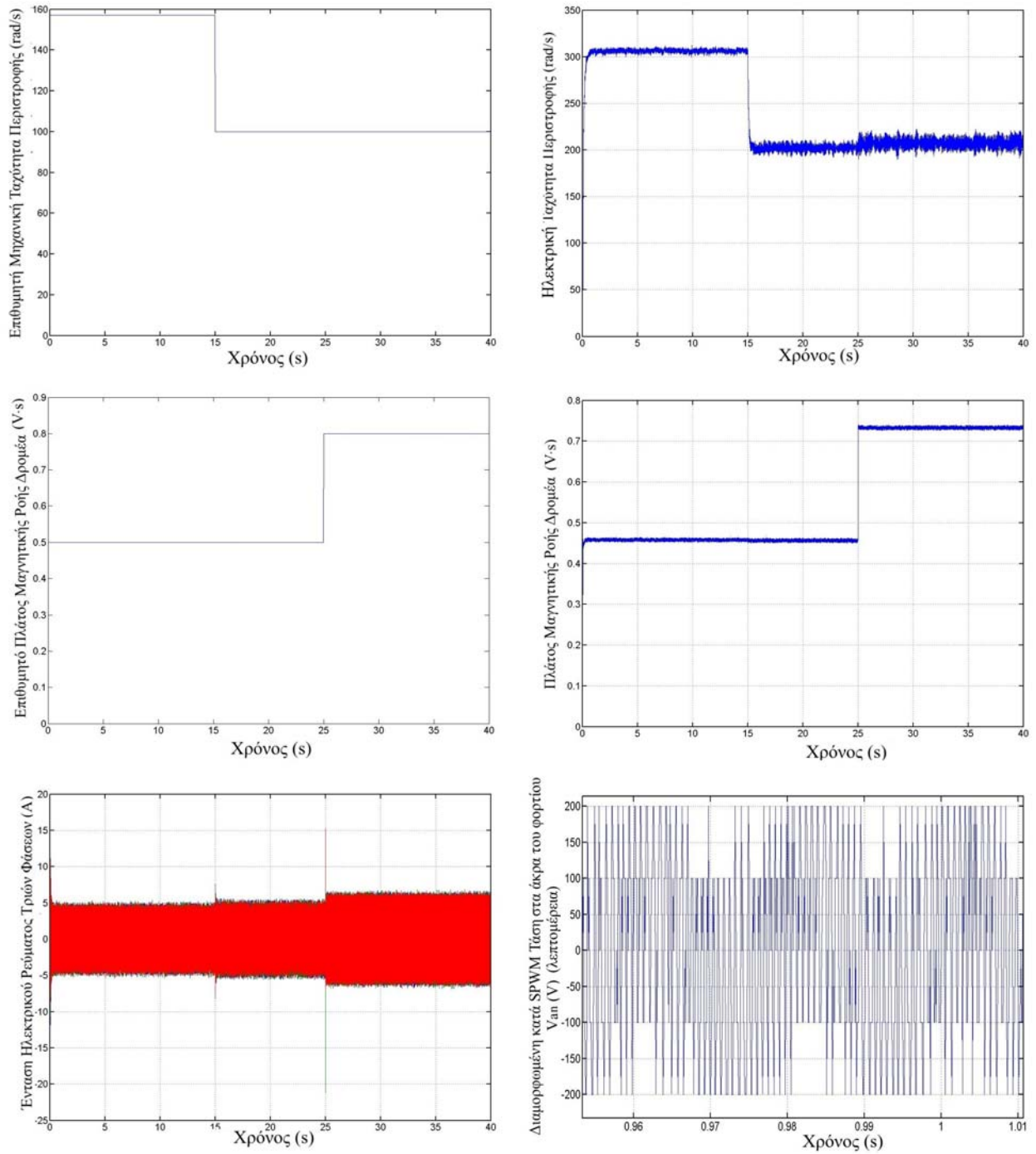
Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε τους αλγορίθμους ελέγχου για την πειραματική εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα. Θα εφαρμοστεί και ο άμεσος και ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος και θα παρουσιαστούν τα σχετικά πειραματικά αποτελέσματα. Τονίζεται ότι σε όλες τις περιπτώσεις χρησιμοποιούνται εκτιμητές που χρησιμοποιούν το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής.

5.3.2.1. Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα

Στα επόμενα σχήματα φαίνεται ο χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος ελέγχου της ταχύτητας και της μαγνητικής ροής της μηχανής με τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και τα σχετικά πειραματικά αποτελέσματα που προκύπτουν. Τα αποτελέσματα αυτά εξάγονται για τις ακόλουθες τιμές κερδών του ελεγκτή PID της ταχύτητας: P:0,08, I:0, D:0, και του πλάτους της μαγνητικής ροής δρομέα: P:50, I:0, D:0. Οι τιμές αυτές έχουν προκύψει από δοκιμές (trial and error).



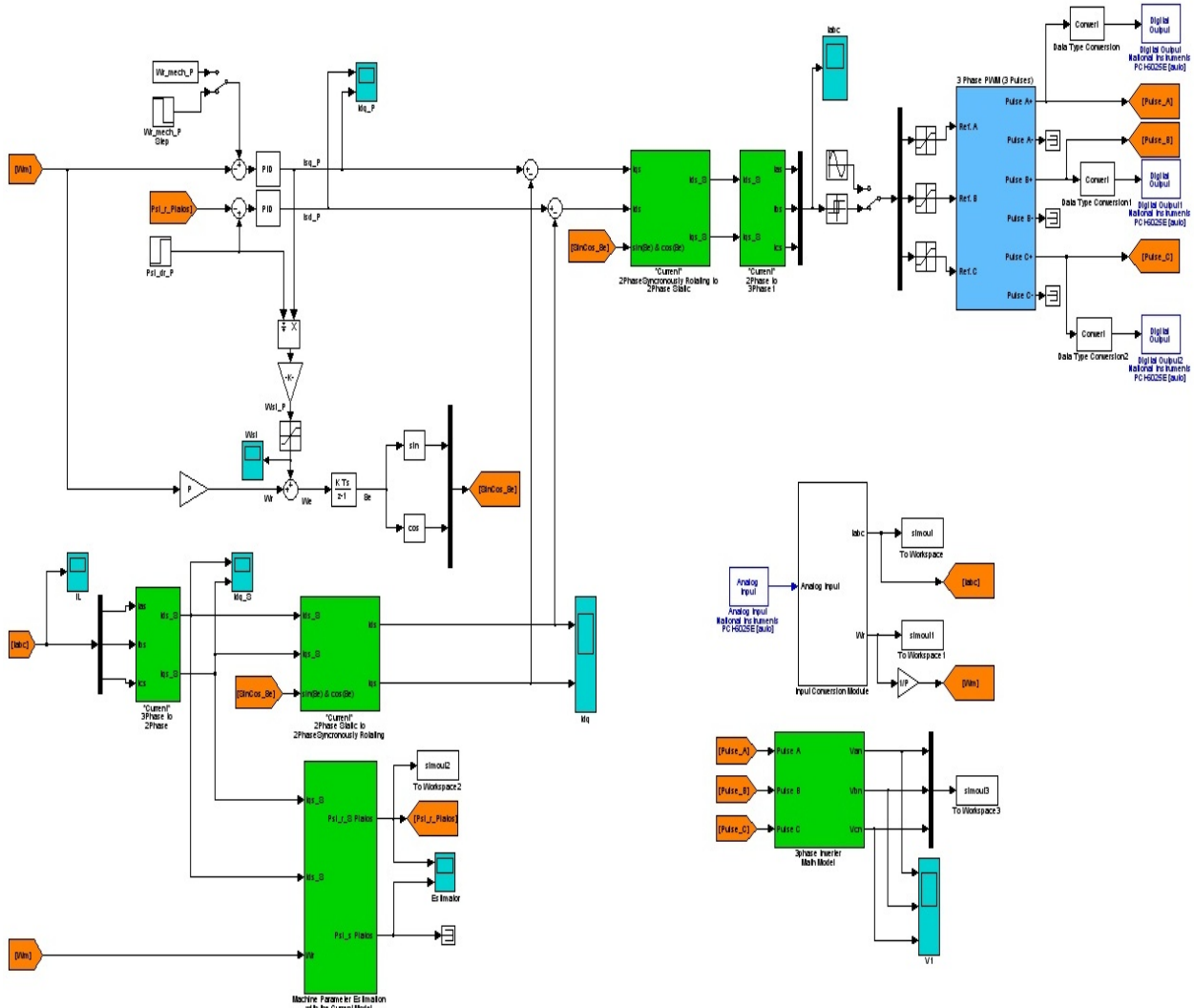
Σχήμα 5.29: Αλγόριθμος στο SIMULINK για την εφαρμογή του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).



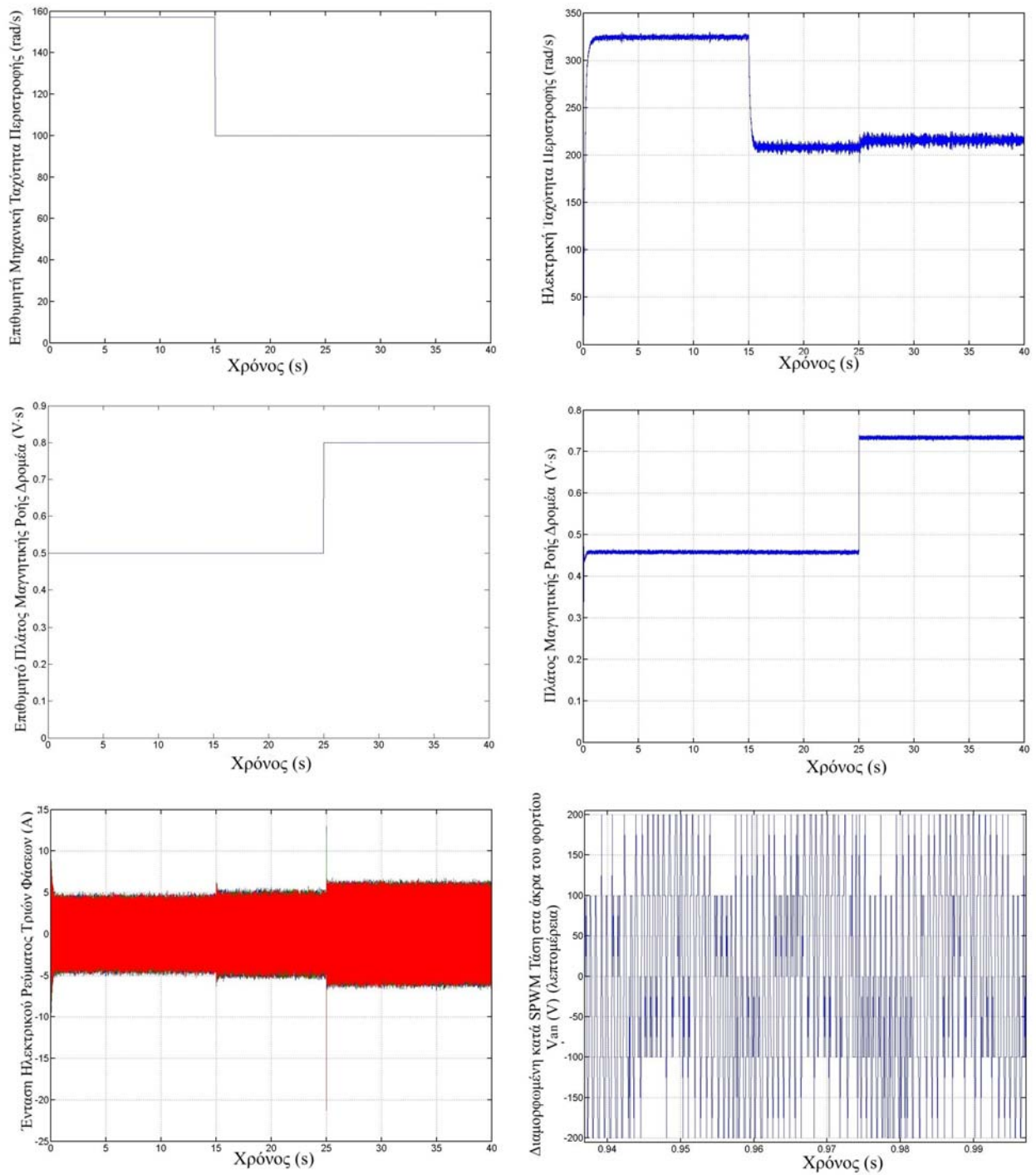
Σχήμα 5.30: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης (μοντέλο ρευμάτων).

5.3.2.2. Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα

Στα επόμενα σχήματα φαίνεται ο χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος ελέγχου της ταχύτητας και της μαγνητικής ροής της μηχανής με τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και τα σχετικά πειραματικά αποτελέσματα που προκύπτουν. Τα αποτελέσματα αυτά εξάγονται για τις ακόλουθες τιμές κερδών του ελεγκτή PID της ταχύτητας: P:0,05, I:0, D:0, και του πλάτους της μαγνητικής ροής δρομέα: P:70, I:0, D:0. Οι τιμές αυτές έχουν προκύψει από δοκιμές (trial and error).



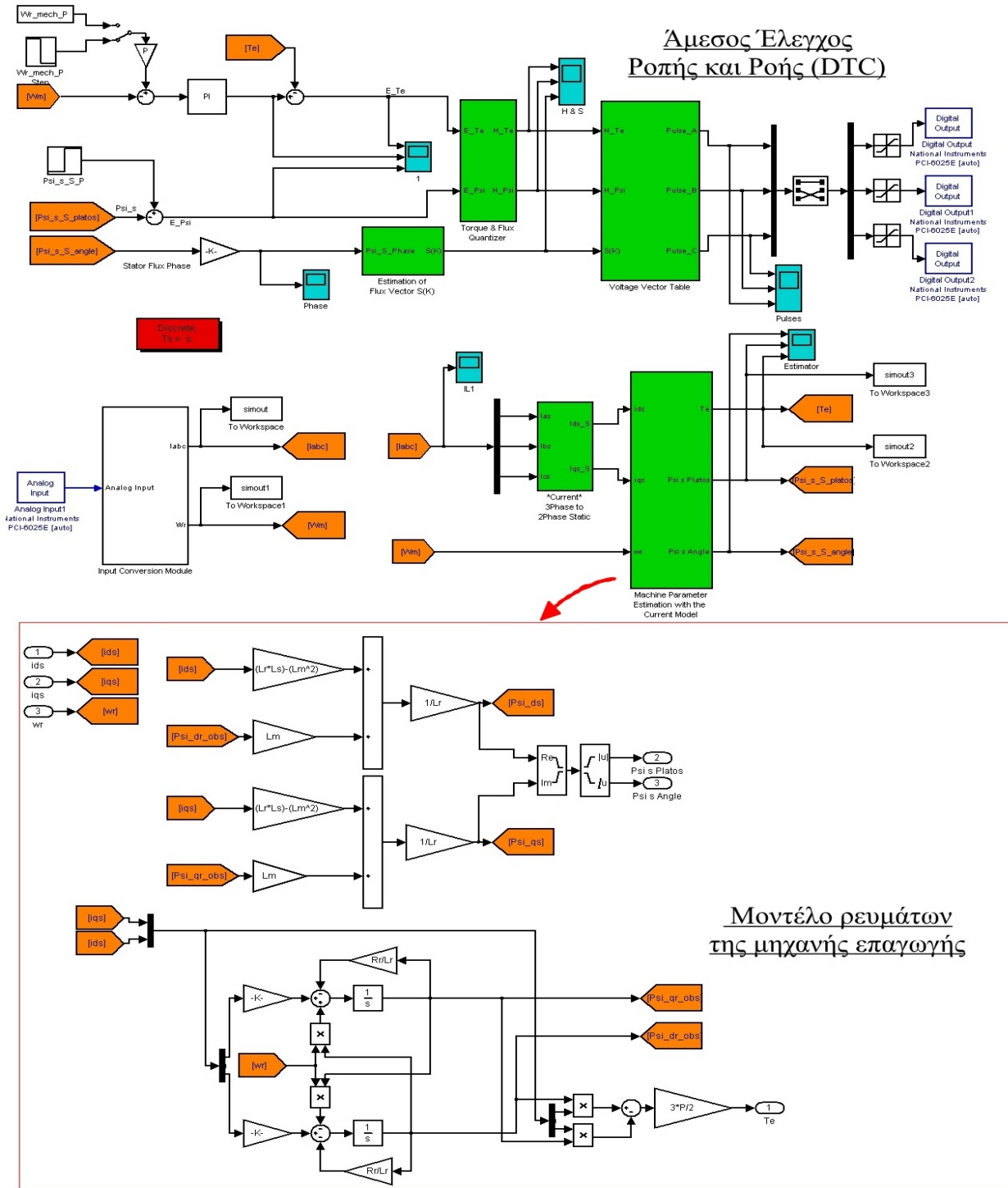
Σχήμα 5.31: Αλγόριθμος στο SIMULINK του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης με σύγκριση στο πλαίσιο dq (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).



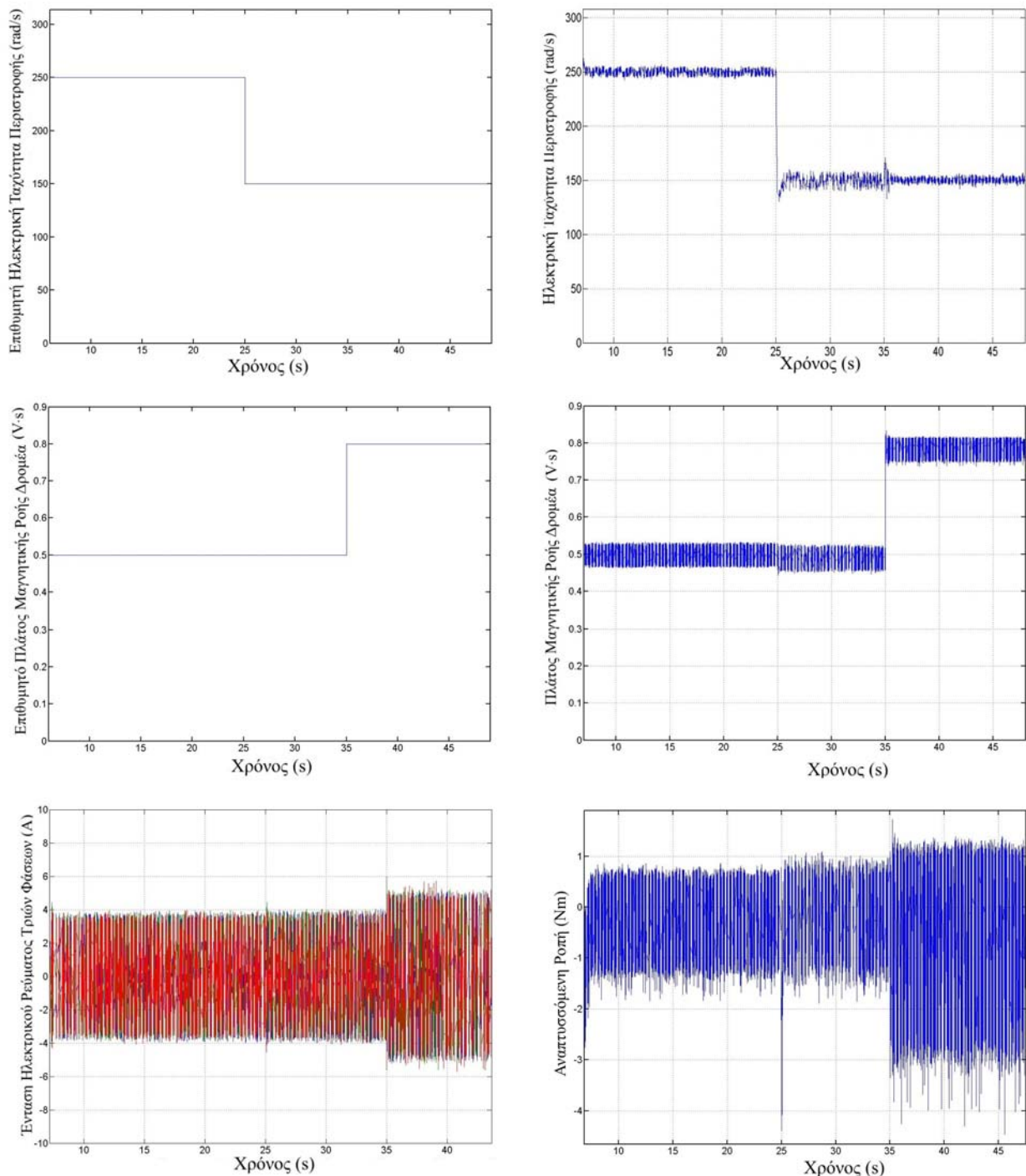
Σχήμα 5.32: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα και PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.

5.3.3. Εφαρμογή του Άμεσου Ελέγχου Ροής και Ροπής (DTC)

Τέλος θα παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα από την πειραματική εφαρμογή του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTC). Η τεχνική αυτή ελέγχου εφαρμόζεται πειραματικά με τη βοήθεια του αλγορίθμου ελέγχου που φαίνεται στο σχήμα 5.33 που ακολουθεί. Ο αλγόριθμος αυτός είναι όμοιος με εκείνον που χρησιμοποιείται και στην προσομοίωση της τεχνικής αυτής στην παράγραφο 5.3.2. Στο σχήμα 5.33 επεξηγούνται μονάχα τα νέα μπλοκ ελέγχου, ενώ για την λεπτομερή παρουσίαση των υπολοίπων, ο αναγνώστης παραπέμπεται στο σχήμα 5.22. Τα αποτελέσματα της πειραματικής εφαρμογής της τεχνικής αυτής ελέγχου σε πραγματικό χρόνο παρατίθενται στο σχήμα 5.34.



Σχήμα 5.33: Αλγόριθμος στο SIMULINK για την πειραματική εφαρμογή του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC) (εκτιμητής που χρησιμοποιεί το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής).



Σχήμα 5.34: Πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC).

Η μεγάλη διακύμανση στην τιμή του πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη είναι αναμενόμενη, καθώς αυτή μεταβάλλεται πολύ γρήγορα, αναλόγως προς την εφαρμοζόμενη τάση. Επειδή ο αλγόριθμος ελέγχου δεν είναι βέλτιστος και οι δράσεις ελέγχου (μεταβολές της τάσεως) αναλαμβάνονται μετά από έλεγχο με ζώνη υστέρησης, οι μεταβολές στην εφαρμοζόμενη τάση του στάτη γίνονται με μεγάλη συχνότητα και είναι σημαντικές. Η μαγνητική ροή του στάτη ακολουθεί άμεσα τις μεταβολές αυτές με αποτέλεσμα να παρουσιάζει μεγάλη διακύμανση. Αντίθετα η μαγνητική ροή του δρομέα παρουσιάζει σαφώς μικρότερη διακύμανση, αφού οι μεταβολές αυτές «φιλτράρονται» από το ωμικό-επαγωγικό κύκλωμα του δρομέα, το οποίο παρουσιάζει κατά τα γνωστά απόκριση που εξαρτάται από την σταθερά χρόνου του δρομέα.

Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση και την πειραματική εφαρμογή των μελετώμενων τεχνικών ελέγχου θα αναλυθούν λεπτομερώς και διεξοδικά στο κεφάλαιο 6, που ακολουθεί και θα αντιπαραβληθούν με τα θεωρητικώς αναμενόμενα. Τέλος θα γίνει μια σύγκριση των τριών τεχνικών ελέγχου στην οποία θα παρατεθούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους και θα ακολουθήσει αξιολόγησή τους.

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 τριών τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής που εξετάστηκαν: του μονόμετρου ελέγχου, του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου και του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής. Στα επόμενα θα συνοψίσουμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που παρουσιάζει η κάθε τεχνική ελέγχου ξεχωριστά, με αναφορές στη θεωρητικώς αναμενόμενη επίδοση, στα αποτελέσματα προσομοίωσης αλλά και στα πειραματικά αποτελέσματα. 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 τις υπόλοιπες εξεταζόμενες τεχνικές.

6.2 ΣΥΝΟΨΗ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΩΝ ΕΠΙ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

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

6.2.1. Μονόμετρος (Βαθμωτός) Έλεγχος

Ο μονόμετρος ή βαθμωτός έλεγχος, όπως φανερώνει και η ονομασία του, συνίσταται στον έλεγχο μόνο του μέτρου (πλάτους) των ελεγχόμενων μεταβλητών, αγνοώντας τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου του ελεγχόμενου συστήματος ηλεκτρικής κίνησης. Έτσι το μέτρο της τάσης τροφοδοσίας της μηχανής χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της μαγνητικής ροής εντός της μηχανής και η συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας ή ισοδύναμα η ολίσθηση χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της ροπής της μηχανής και συνεπώς της ταχύτητάς της. Αυτό όμως δεν είναι απόλυτα ορθό και ακριβές, αφού τόσο η ροπή όσο και η μαγνητική ροή είναι αμφότερες συναρτήσεις τόσο της συχνότητας όσο και του πλάτους της τάσης τροφοδοσίας. Συγκεκριμένα αυξάνοντας τη συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας μεταβάλλουμε τη σύγχρονη ταχύτητα για τη μηχανή, δηλαδή την ταχύτητα περιστροφής του κύματος μαγνητικής ροής εντός της. Αυτό θεωρητικώς θα είχε ως αποτέλεσμα μια ανάλογη μεταβολή στην ταχύτητα του δρομέα της μηχανής. Στην πραγματικότητα όμως, η μεταβολή αυτή δεν είναι η θεωρητικά αναμενόμενη, καθώς η μεταβολή της συχνότητας μεταβάλλει και τις επαγωγικές αντιδράσεις του στάτη και συνεπακόλουθα τα ρεύματα στάτη, μεταβάλλοντας τελικά και το πλάτος του κύματος της μαγνητικής ροής της μηχανής. Το αποτέλεσμα είναι ο έλεγχος να μην έχει τα αναμενόμενα αποτελέσματα και τα επιθυμητά χαρακτηριστικά, ενώ συχνά το σύστημα οδηγείται σε αστάθεια.

Συνεπώς η συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου δεν επιτρέπει τον ταυτόχρονο έλεγχο της μαγνητικής ροής και της ροπής της ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής. Για να αντιπαραέλθει τη δυσκολία αυτή ο μονόμετρος έλεγχος επιστρατεύει διάφορες

μεθόδους, η σημαντικότερη και συνηθέστερα χρησιμοποιούμενη από τις οποίες είναι η διατήρηση ενός σταθερού λόγου πλάτους τάσης τροφοδοσίας προς συχνότητα τάσης τροφοδοσίας κατά τον έλεγχο. Με τον τρόπο αυτό το ρεύμα του στάτη διατηρείται περίπου σταθερό (αγνοώντας την επίδραση της αντίστασης του στάτη) και επομένως επιτυγχάνεται, θεωρητικά, σταθερό πλάτος για το κύμα της μαγνητικής ροής εντός της μηχανής. Το γεγονός αυτό αφαιρεί ένα βαθμό ελευθερίας από το σύστημα ελέγχου, αφού ιδανικά το πλάτος της μαγνητικής ροής διατηρείται σταθερό και ίσο με το ονομαστικό. Επομένως είναι πλέον δυνατός ο ανεξάρτητος έλεγχος της ροπής και άρα της ταχύτητας της ηλεκτρικής μηχανής. Τονίζεται ότι τα ανωτέρω αποτελούν μια θεωρητική προσέγγιση του μονόμετρου ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας, η οποία θα αξιολογηθεί στις παρακάτω δύο περιπτώσεις:

6.2.1.1. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο

Ο έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο έχει αναλυθεί ενδελεχώς θεωρητικά στην παράγραφο 4.2.1, τα αποτελέσματα προσομοίωσής του δίνονται στην παράγραφο 5.2.1.1 και τα αποτελέσματα από την πειραματική του εφαρμογή παρατίθενται στην παράγραφο 5.3.1.1.

Πρόκειται για έναν «προδιαγεγραμμένο» έλεγχο, ο οποίος εκτελείται σε ανοικτό βρόχο. Αυτό σημαίνει ότι ανάλογα με την εντολή επιθυμητής ταχύτητας παράγεται από τον αλγόριθμο ελέγχου μια παλμοδότηση, η οποία έχει υπολογιστεί ότι θα οδηγήσει τη μηχανή στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας για μια συγκεκριμένη κατάσταση λειτουργίας της. Αν η κατάσταση λειτουργίας της μηχανής για οποιονδήποτε λόγο είναι διαφορετική από την προδιαγεγραμμένη, για την οποία έχει σχεδιαστεί ο έλεγχος, τα αποτελέσματά του δεν θα είναι ικανοποιητικά. Αυτό είναι ένα γενικό χαρακτηριστικό των συστημάτων που εφαρμόζουν έλεγχο σε ανοικτό βρόχο, αφού δεν διαθέτουν πληροφόρηση (ανάδραση) για την παρούσα κατάσταση του συστήματος αλλά τη θεωρούν γνωστή και δεδομένη. Επομένως εφαρμόζουν απλώς τις προσχεδιασμένες δράσεις ελέγχου χωρίς να έχουν μια ανατροφοδότηση του αποτελέσματός τους στην συμπεριφορά του κινητήρα.

Από τα αποτελέσματα προσομοίωσης αλλά και από τα πειραματικά αποτελέσματα παρατηρούμε τα παρακάτω:

- Η υπόθεσή μας ότι η μαγνητική ροή παραμένει σταθερή δεν είναι απολύτως ακριβής, αφού για την εξαγωγή της υπόθεσης αυτής έχει αμεληθεί η επίδρασή της αντίστασης του στάτη, η οποία είναι υπαρκτή σε μια πραγματική μηχανή. Έτσι η μαγνητική ροή παραμένει σταθερή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αλλά όταν η μηχανή περάσει σε διαφορετικό σημείο λειτουργίας, μεταβάλλεται και η τιμή της μαγνητικής της ροής. Στα διαγράμματα της προσομοίωσης και της πειραματικής εφαρμογής της εν λόγω τεχνικής φαίνεται η κυματομορφή του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής. Παρατηρούμε μια μικρή διακύμανσή της τόσο στις μεταβολές της ταχύτητας όσο και στις μεταβολές του φορτίου της μηχανής, ενώ μείωση της συχνότητας τροφοδοσίας προκαλεί γενικά αύξηση της μαγνητικής ροής, λόγω μείωσης της επαγωγικής αντίδρασης του τυλίγματος του στάτη.
- Λόγω του παραπάνω φαινομένου, που πηγάζει από τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής, η απόκριση του συστήματος στις εντολές μεταβολής της ταχύτητας δεν είναι βέλτιστη και συνοδεύεται από ταλαντωτική συμπεριφορά με υπερύψωση κατά τη μεταβατική κατάσταση, μέχρι η μαγνητική ροή και η ταχύτητα να ισορροπήσουν στις τιμές που επιβάλλει το νέο σημείο λειτουργίας. Επομένως η ταχύτητα και η ποιότητα της απόκρισης δεν είναι γενικά ικανοποιητικές για εφαρμογές που απαιτούν υψηλής επίδοσης έλεγχο ακριβείας, όπως φαίνεται και από τα αντίστοιχα διαγράμματα.
- Μεταβολές στην ταχύτητα που οφείλονται σε μεταβολή της συνεχούς τάσης τροφοδοσίας ή μεταβολές στην τιμή του φορτίου δεν γίνονται αντιληπτές από τον αλγόριθμο ελέγχου και δεν διορθώνονται. Το γεγονός αυτό, που οφείλεται στη φύση του ελέγχου σε ανοικτό βρόχο,

οδηγεί σε μόνιμα σφάλματα ταχύτητας. Το φαινόμενο αυτό φαίνεται στο διάγραμμα της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της μηχανής που προκύπτει από την προσομοίωση.

- Στην εν λόγω τεχνική ελέγχου εφαρμόζεται η τεχνική SPWM για τον έλεγχο του αντιστροφέα. Η τεχνική αυτή προσφέρει μειωμένη αρμονική παραμόρφωση στα ρεύματα της μηχανής, αφού οι αρμονικές συνιστώσες περιορίζονται σε συχνότητες πέριξ της συχνότητας της τριγωνικής κυματομορφής φορέα και άνω. Οι αρμονικές αυτές συνιστώσες, οι οποίες βρίσκονται σε υψηλές συχνότητες, δεν απαιτούν στις συνήθεις εφαρμογές την χρήση φίλτρων για την καταστολή τους, αφού τις περισσότερες φορές φιλτράρονται σε ικανοποιητικό βαθμό από την επαγωγική αντίδραση των τυλιγμάτων του στάτη.
- Τέλος η τεχνική ελέγχου αυτή είναι ιδιαίτερα απλή και παρουσιάζει ελάχιστη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε πλήθος βιομηχανικών εφαρμογών που δεν απαιτούν μεγάλη ακρίβεια στην ρύθμιση της ταχύτητας και καλή μεταβατική συμπεριφορά, όπως ανεμιστήρες και αντλίες.

6.2.1.2. Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο

Ο έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο έχει αναλυθεί ενδελεχώς θεωρητικά στην παράγραφο 4.2.2, τα αποτελέσματα προσομοίωσής του δίνονται στην παράγραφο 5.2.1.2 και τα αποτελέσματα από την πειραματική του εφαρμογή παρατίθενται στην παράγραφο 5.3.1.2.

Η τεχνική αυτή εφαρμόζει έλεγχο της ταχύτητας της μηχανής σε κλειστό βρόχο, μέσω ελέγχου της ολίσθησής της. Όπως συμβαίνει με κάθε σύστημα κλειστού βρόχου, ο ελεγκτής λαμβάνει πληροφόρηση για την παρούσα κατάσταση του συστήματος μέσω ανατροφοδότησης της εξόδου του. Στη συνέχεια, βάσει του σφάλματος μεταξύ παρούσας και επιθυμητής εξόδου, αναλαμβάνει τις κατάλληλες δράσεις ελέγχου, ώστε η νέα έξοδος του συστήματος να γίνει ίση με την επιθυμητή. Εξακολουθεί πάντως να υφίσταται το πρόβλημα της συζευγμένης μορφής των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής, το οποίο είναι ένα εγγενές μειονέκτημα του μονόμετρου ελέγχου.

Από τα αποτελέσματα προσομοίωσης αλλά και από τα πειραματικά αποτελέσματα παρατηρούμε τα παρακάτω:

- Και πάλι για όμοιους λόγους η υπόθεσή μας ότι η μαγνητική ροή παραμένει σταθερή δεν επαληθεύεται έπ' ακριβώς, αφού για την εξαγωγή της υπόθεσης αυτής έχει αμεληθεί η επίδρασή της αντίστασης του στάτη, η οποία είναι υπαρκτή σε μια πραγματική μηχανή. Έτσι η μαγνητική ροή παραμένει σταθερή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αλλά όταν η μηχανή περάσει σε διαφορετικό σημείο λειτουργίας, μεταβάλλεται και η τιμή της μαγνητικής ροής. Στα διαγράμματα της προσομοίωσης και της πειραματικής εφαρμογής της εν λόγω τεχνικής φαίνεται η κυματομορφή του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής. Και πάλι παρατηρούμε μια μικρή διακύμανσή της τόσο στις μεταβολές της ταχύτητας όσο και στις μεταβολές του φορτίου της μηχανής, η οποία όμως στην περίπτωση αυτή είναι ελαφρώς μικρότερη. Μείωση της συχνότητας τροφοδοσίας προκαλεί γενικά αύξηση της μαγνητικής ροής, λόγω μείωσης της επαγωγικής αντίδρασης του τυλίγματος του στάτη.
- Λόγω του παραπάνω φαινομένου, που πηγάζει από τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής, η απόκριση του συστήματος στις εντολές μεταβολής της ταχύτητας δεν είναι βέλτιστη και συνοδεύεται και πάλι από ταλαντωτική συμπεριφορά με υπερύψωση κατά τη μεταβατική κατάσταση, μέχρι η μαγνητική ροή και η ταχύτητα να ισορροπήσουν στις τιμές που επιβάλλει το νέο σημείο λειτουργίας. Επομένως η ταχύτητα και η ποιότητα της απόκρισης δεν είναι γενικά ικανοποιητικές για εφαρμογές που απαιτούν υψηλής επίδοσης έλεγχο ακριβείας, όπως φαίνεται και από τα αντίστοιχα διαγράμματα,

εμφανίζονται όμως βελτιωμένες σε σχέση με την μέθοδο με έλεγχο σε ανοικτό βρόχο που εξετάσαμε προηγουμένως.

- Στην περίπτωση αυτή μεταβολές στην ταχύτητα που οφείλονται σε μεταβολή της συνεχούς τάσης τροφοδοσίας ή μεταβολές στην τιμή του φορτίου γίνονται αντιληπτές από τον αλγόριθμο ελέγχου και αναλαμβάνονται οι κατάλληλες δράσεις ελέγχου για τη διόρθωσή τους, εφόσον αυτό είναι εφικτό. Η συμπεριφορά αυτή φαίνεται στο διάγραμμα της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της μηχανής που προκύπτει από την προσομοίωση. Ένα σημαντικό μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι ο έλεγχος της ολίσθησης θα πρέπει να σχεδιαστεί με ιδιαίτερη προσοχή, καθώς ολόκληρη η ενέργεια ολίσθησης καταναλώνεται μέσα στην μηχανή επαγωγής, αυξάνοντας τη θερμοκρασία της.
- Στην εν λόγω τεχνική ελέγχου εφαρμόζεται η τεχνική SPWM για τον έλεγχο του αντιστροφέα. Η τεχνική αυτή προσφέρει μειωμένη αρμονική παραμόρφωση στα ρεύματα της μηχανής, αφού οι αρμονικές συνιστώσες περιορίζονται σε συχνότητες περίξ της συχνότητας της τριγωνικής κυματομορφής φορέα και άνω. Οι αρμονικές αυτές συνιστώσες, οι οποίες βρίσκονται σε υψηλές συχνότητες, δεν απαιτούν στις συνήθεις εφαρμογές την χρήση φίλτρων για την καταστολή τους, αφού τις περισσότερες φορές φιλτράρονται σε ικανοποιητικό βαθμό από την επαγωγική αντίδραση των τυλιγμάτων του στάτη.
- Τέλος η τεχνική ελέγχου αυτή είναι ιδιαίτερα απλή και παρουσιάζει ελάχιστη υπολογιστική πολυπλοκότητα, ελάχιστα αυξημένη σε σχέση με την προηγούμενη. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε πλήθος βιομηχανικών εφαρμογών που δεν απαιτούν μεγάλη ακρίβεια στην ρύθμιση της ταχύτητας και καλή μεταβατική συμπεριφορά, όπως ανεμιστήρες και αντλίες. Γενικά προτιμάται σε σχέση με τον έλεγχο σε ανοικτό βρόχο για όλα τα ανωτέρω αναφερόμενα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει.

6.2.2. Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό Πεδίου

Ο διανυσματικός έλεγχος, όπως φανερώνει και η ονομασία του, έχει ως κεντρική ιδέα τον έλεγχο του διανύσματος των ελεγχόμενων μεταβλητών. Συνεπώς πέρα από το μέτρο τους ελέγχει και τη γωνία τους (φάση), ώστε να προσδιορίσει επακριβώς το διάνυσμά τους.

Ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου, και συγκεκριμένα με το πεδίο του δρομέα που εξετάζεται εδώ, αποτελεί την λύση στο εγγενές πρόβλημα που εμφανίζει ο έλεγχος των ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής, το οποίο δεν είναι άλλο από την συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Για να επιλύσουμε το πρόβλημα αυτό θα πρέπει αρχικά να μετασχηματίσουμε αλγεβρικά τις εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής σε ένα πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (dq), το οποίο περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Όπως θα είναι ευνόητο, ο έλεγχος θα πρέπει διενεργηθεί στο ίδιο πλαίσιο αναφοράς. Ο αλγόριθμος ελέγχου θα πρέπει να εξασφαλίζει πάντοτε ότι το πλαίσιο αναφοράς διατηρεί τον επιθυμητό προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα.

Όταν επιτευχθεί σωστός προσανατολισμός του ευθέως άξονα του περιστρεφόμενου με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαισίου αναφοράς δύο αξόνων με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα, το οποίο επίσης περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, έχουμε πλήρη αποσύζευξη των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Η αποσύζευξη αυτή απορρέει από τις εξισώσεις του μοντέλου για τις συνθήκες του προσανατολισμού και παραμένει πλήρης για όσο χρόνο διατηρείται ο προσανατολισμός αυτός. Για το λόγο αυτό η διαρκής διατήρηση του σωστού προσανατολισμού από τον αλγόριθμο ελέγχου είναι μείζονος σημασίας και βασική προϋπόθεση για την επιτυχία του εφαρμοζόμενου ελέγχου.

Εφόσον με τη διατήρηση του προσανατολισμού αυτού οι εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής αποζευγνύονται, η μαγνητική ροή της μηχανής και η ροπή της (άρα και η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της) είναι ανεξάρτητες μεταβλητές. Το γεγονός αυτό είναι μια

σημαντικότερη παρατήρηση, η οποία αποτελεί και τη βάση του διανυσματικού ελέγχου, αφού πλέον είμαστε σε θέση να ελέγχουμε ανεξάρτητα και κατά το δοκούν τόσο τη μαγνητική ροή όσο και την ταχύτητα του δρομέα, χωρίς η μεταβολή του ενός μεγέθους να επιδρά στην τιμή του άλλου. Αυτή η ιδιότητα αποτελεί το κυριότερο πλεονέκτημα του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου, αφού επιτρέπει τον έλεγχο μιας μηχανής επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα σαν να ήταν μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Με το ρεύμα ευθέως άξονα ελέγχεται το πλάτος της μαγνητικής ροής του δρομέα (πεδίο) της μηχανής, ενώ με το ρεύμα εγκάρσιου άξονα ελέγχεται η αναπτυσσόμενη ηλεκτρική ροπή και συνεπώς η ταχύτητα του δρομέα της μηχανής.

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιούν την εν λόγω τεχνική ελέγχου χαρακτηρίζονται από την υψηλή τους απόδοση και την μεγάλη ακρίβεια στη ρύθμιση της ταχύτητας και της μαγνητικής ροής τόσο σε στατές όσο και σε δυναμικές συνθήκες, και στα τέσσερα τεταρτημόρια του πεδίου ταχύτητας-ροπής, ακόμα και σε χαμηλές ταχύτητες. Η απόκριση, απουσία σύζευξης, είναι ιδιαίτερα ταχεία και χωρίς ιδιαίτερη ταλαντωτική συμπεριφορά, γεγονός που χαρακτηρίζει την επίδοση και την ακρίβεια συστημάτων που χρησιμοποιούν αυτή την τεχνική ελέγχου ως ιδιαίτερα καλή.

Δύο είναι τα κυριότερα μειονεκτήματα της μεθόδου αυτής: η ιδιαίτερα μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα που απαιτείται για τον σωστό προσανατολισμό του πλαισίου αναφοράς και η ανάγκη για έλεγχο του ρεύματος του αντιστροφέα. Η μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα συνεπάγεται μεγάλο υπολογιστικό φόρτο, όταν ο έλεγχος διενεργείται με μεγάλη συχνότητα, και στην περίπτωση αυτή συνήθως απαιτείται η χρήση ιδιαίτερα γρήγορων και υψηλού κόστους υπολογιστικών μονάδων. Ο έλεγχος ρεύματος που απαιτείται μπορεί να επιτευχθεί είτε με τον έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης είτε με πρόβλεψη των επιθυμητών τάσεων από τα επιθυμητά ρεύματα μέσω του μοντέλου της μηχανής και εφαρμογή της τεχνικής SPWM με κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς τις τάσεις αυτές. Η πρώτη μέθοδος με τον έλεγχο με ζώνη υστέρησης δεν δίνει βέλτιστα αποτελέσματα καθώς η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή, ενώ το αρμονικό περιεχόμενο είναι σημαντικό, οδηγώντας στην ανάπτυξη παρασιτικών ροπών. Η δεύτερη τεχνική με την πρόβλεψη των επιθυμητών τάσεων δίνει σταθερή διακοπτική συχνότητα, ενώ η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος είναι σαφώς μικρότερη.

Στη συνέχεια θα εξετάσουμε δύο περιπτώσεις διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα: τον άμεσο και τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο.

6.2.2.1. Άμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα

Ο άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα έχει αναλυθεί ενδελεχώς θεωρητικά στην παράγραφο 4.3.2, τα αποτελέσματα προσομοίωσής του δίνονται στην παράγραφο 5.2.2.1 και τα αποτελέσματα από την πειραματική του εφαρμογή παρατίθενται στην παράγραφο 5.3.2.1.

Ο άμεσος διανυσματικός έλεγχος υπολογίζει τη γωνία που απαιτείται για τον σωστό προσανατολισμό του πλαισίου αναφοράς με το πεδίο του δρομέα άμεσα, με ανατροφοδότηση της εξόδου της μηχανής. Η μαγνητική ροή του δρομέα της μηχανής είτε μετράται με ειδικούς αισθητήρες που βρίσκονται εντός της μηχανής είτε, τις περισσότερες φορές, υπολογίζεται από έναν εκτιμητή βάσει του μοντέλου της. Από τη γωνία μεταξύ των δύο συνιστωσών, ευθέως και εγκάρσιου άξονα, της μαγνητικής ροής του δρομέα προκύπτει η γωνία του προσανατολισμού. Για το λόγο αυτό ο έλεγχος αυτός χαρακτηρίζεται άμεσος έλεγχος ή έλεγχος με ανατροφοδότηση (Direct or Feedback Vector Control with Field Orientation). Τα συμπεράσματα για τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο ταυτίζονται με τα αντίστοιχα του έμμεσου και ακολουθούν αμέσως μετά τον ορισμό του.

6.2.2.2. Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα

Ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα έχει αναλυθεί λεπτομερώς θεωρητικά στην παράγραφο 4.3.4, τα αποτελέσματα προσομοίωσής του δίνονται στην παράγραφο 5.2.2.2 και τα αποτελέσματα από την πειραματική του εφαρμογή παρατίθενται στην παράγραφο 5.3.2.2.

Ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος υπολογίζει τη γωνία που απαιτείται για τον σωστό προσανατολισμό του πλαισίου αναφοράς με το πεδίο του δρομέα έμμεσα, με προσωτροφοδότηση της εισόδου. Η γωνία του προσανατολισμού προκύπτει από ολοκλήρωση της επιθυμητής ταχύτητας, η οποία δίνεται από το άθροισμα της παρούσας κυκλικής συχνότητας περιστροφής του δρομέα με την επιθυμητή κυκλική συχνότητα ολίσθησης. Η επιθυμητή κυκλική συχνότητα ολίσθησης προκύπτει από το σφάλμα ταχύτητας με χρήση των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Για το λόγο αυτό ο έλεγχος στην περίπτωση αυτή χαρακτηρίζεται έμμεσος έλεγχος ή έλεγχος με προσωτροφοδότηση (Indirect or Feedforward Vector Control with Field Orientation). Τα συμπεράσματα για τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο ταυτίζονται με τα αντίστοιχα του έμμεσου και ακολουθούν αμέσως παρακάτω.

Από τα αποτελέσματα προσομοίωσης αλλά και από τα πειραματικά αποτελέσματα παρατηρούμε τα παρακάτω τόσο για τον άμεσο όσο και για τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα:

- Επαληθεύεται η υπόθεσή μας ότι με προσανατολισμό του ευθέως άξονα του πλαισίου αναφοράς με τη μαγνητική ροή του δρομέα θα έχουμε πλήρη αποσύζευξη των εξισώσεων του μοντέλου. Τα μεγέθη: πλάτος μαγνητικής ροής δρομέα και ταχύτητα περιστροφής δρομέα μπορούν να ελέγχονται ανεξάρτητα, χωρίς να επηρεάζει το ένα την τιμή του άλλου. Αυτό φαίνεται από τα διαγράμματα της ταχύτητας και του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα, όπου παρατηρούμε ότι η μεταβολή του ενός μεγέθους δεν επηρεάζει την τιμή του άλλου. Στο σημείο αυτό θα πρέπει όμως να γίνουν δύο παρατηρήσεις, οι οποίες συνίστανται στην διαπίστωση ότι στην πράξη δεν θα πρέπει να περιμένουμε ιδανικό διανυσματικό έλεγχο. Στη μεταβατική κατάσταση ο σωστός προσανατολισμός στιγμιαία μπορεί να χάνεται με αποτέλεσμα να έχουμε μεν ιδιαίτερα καλή και ταχεία απόκριση, όμως πολλές φορές δεν παρατηρούμε την ιδανική βηματική μεταβολή που θα αναμέναμε. Επίσης από τα πειραματικά αποτελέσματα παρατηρούμε ότι όταν μεταβάλλεται η μαγνητική ροή του δρομέα η ταχύτητα δεν παραμένει απόλυτα αμετάβλητη, όπως θα αναμέναμε. Αντίθετα βλέπουμε ότι μεταβάλλεται, ελαφρώς βέβαια, και εν συνεχεία παρουσιάζει μεγαλύτερη κυμάτωση. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι με την αύξηση της μαγνητικής ροής η μηχανή περνάει σε διαφορετικό σημείο λειτουργίας, στο οποίο λόγω της μεγαλύτερης μαγνητικής ροής, η αναπτυσσόμενη ροπή παρουσιάζει μεγαλύτερη ευαισθησία.
- Στην περίπτωση αυτή μεταβολές στην ταχύτητα που οφείλονται σε μεταβολή της συνεχούς τάσης τροφοδοσίας ή μεταβολές στην τιμή του φορτίου γίνονται αντιληπτές από τον αλγόριθμο ελέγχου και αναλαμβάνονται οι κατάλληλες δράσεις ελέγχου για τη διόρθωσή τους, εφόσον αυτό είναι εφικτό. Το ρεύμα που τροφοδοτεί την ηλεκτρική μηχανή ελέγχεται ικανοποιητικά εξασφαλίζοντας υψηλή τιμή ροπής ανά μονάδα ρεύματος. Είναι σημαντικό στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι η τεχνική αυτή παρουσιάζει μεγάλη ευαισθησία σε μεταβολές των παραμέτρων της μηχανής και ιδιαιτέρως στην μεταβολή της τιμής της αντίστασης του δρομέα. Η μεταβολή αυτή μπορεί να οφείλεται είτε σε θέρμανση, λόγω των θερμικών απωλειών εντός της μηχανής (θερμότητα Joule, μαγνητικές απώλειες πυρήνα, θερμικές απώλειες λόγω δινορρευμάτων), είτε στο επιδερμικό φαινόμενο, το οποίο εξαρτάται από τη συχνότητα των κυκλοφορούντων ρευμάτων δρομέα. Η μεταβολή των παραμέτρων έχει ως αποτέλεσμα ο προσανατολισμός με το πεδίο του δρομέα να μην είναι πάντοτε ορθός και ακριβής, γεγονός που υποβαθμίζει την ποιότητα του ελέγχου και επιδεινώνει την επίδοσή του.

- Ο έλεγχος του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης παρότι έχει ικανοποιητικό αποτέλεσμα στην ταχύτητα και στη ροή (ελεγχόμενες μεταβλητές) παράγει ρεύματα με απαράδεκτα μεγάλη αρμονική παραμόρφωση, ενώ και η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή. Οι αρμονικές αυτές οδηγούν στην ανάπτυξη υψίσυχων αρμονικών ροπών, οι οποίες εμπίπτουν στην ακουστική συχνότητα. Μια λύση στο πρόβλημα αυτό, με εξίσου καλά αποτελέσματα και αποδεκτή αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος είναι η εφαρμογή της τεχνικής SPWM με κυματομορφές διαμόρφωσης ή αναφοράς τις επιθυμητές τάσεις που προβλέπονται από τα επιθυμητά ρεύματα, με χρήση των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής.
- Τέλος η εν λόγω τεχνική ελέγχου χαρακτηρίζεται από την υψηλή της απόδοση και την μεγάλη ακρίβεια στη ρύθμιση της ταχύτητας και της μαγνητικής ροής τόσο σε στατές όσο και σε δυναμικές συνθήκες, και στα τέσσερα τεταρτημόρια του πεδίου ταχύτητας–ροπής, ακόμα και σε χαμηλές ταχύτητες. Η απόκριση, απουσία σύζευξης, είναι ιδιαίτερα ταχεία και χωρίς ιδιαίτερη ταλαντωτική συμπεριφορά, γεγονός που χαρακτηρίζει την επίδοση και την ακρίβεια συστημάτων που χρησιμοποιούν αυτή την τεχνική ελέγχου ως εξαιρετική. Βεβαίως η εφαρμογή της παρουσιάζει αυξημένη υπολογιστική πολυπλοκότητα, ιδιαίτερα όταν επιβάλλεται η διενέργεια πολλών κύκλων υπολογισμού στη μονάδα του χρόνου. Για το λόγο αυτό συνήθως επιτάσσει τη χρήση ισχυρών υπολογιστικών μονάδων με μεγάλο κόστος. Συνεπώς λόγω του οικονομικού της κόστους, πεδίο χρήσης αυτής της τεχνικής ελέγχου είναι εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης που απαιτούν υψηλής ακρίβειας και βέλτιστης επίδοσης έλεγχο ταχύτητας.
- Ένα σημαντικό πλεονέκτημα της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η δυνατότητα που παρέχει για εξοικονόμηση ενέργειας. Η εξοικονόμηση αυτή μπορεί να επιτευχθεί με κατάλληλο προγραμματισμό της εντολής του επιθυμητού πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής ανάλογα με την ταχύτητα ή το φορτίο της. Ο προγραμματισμός αυτός έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της μαγνητικής ροής σε τιμές μικρότερες της ονομαστικής, σε περιπτώσεις που η μηχανή δεν απαιτείται να αναπτύξει την μέγιστή της ροπή. Το όφελος από την ενέργεια αυτή είναι ότι μειώνονται σημαντικά οι μαγνητικές απώλειες λόγω υστέρησης, με αποτέλεσμα η μηχανή να εμφανίζει μικρότερη κατανάλωση με το ίδιο μηχανικό αποτέλεσμα. Επομένως η λειτουργία της γίνεται αποδοτικότερη.

6.2.3. Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής (DTFC ή DTC)

Ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής έχει αναλυθεί θεωρητικά στην παράγραφο 4.4, τα αποτελέσματα προσομοίωσής του δίνονται στην παράγραφο 5.2.3 και τα αποτελέσματα από την πειραματική του εφαρμογή παρατίθενται στην παράγραφο 5.3.3.

Ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control–DTFC ή συνηθέστερα DTC), ο οποίος εναλλακτικά καλείται και άμεσος αυτοέλεγχος (Direct Self–Control - DSC), αποτελεί μια ιδιαίτερα προηγμένη τεχνική μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου. Η τεχνική αυτή προτάθηκε για πρώτη φορά στα μέσα της δεκαετίας του 1980 και αποτέλεσε τη χαρναγή μιας νέας γενιάς τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων μέσω αντιστροφών πηγής τάσης.

Το τεράστιο ενδιαφέρον που έχει πυροδοτήσει αυτή η τεχνική ελέγχου οφείλεται στο ότι επιτυγχάνει παρόμοια επίδοση ελέγχου με τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου, χωρίς όμως να συνεπάγεται ανάλογη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Συγκεκριμένα η τεχνική αυτή, όπως και κάθε μονόμετρος έλεγχος, δεν λαμβάνει υπόψη της τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής και όπως είναι αναμενόμενο αυτό οδηγεί σε μη βέλτιστη απόκριση. Η μείωση όμως της πολυπλοκότητας και η επακόλουθη μείωση του απαιτούμενου χρόνου υπολογισμού επιτρέπει τη διενέργεια πολύ γρήγορων κύκλων ελέγχου. Επομένως μπορεί η απόκριση του κάθε κύκλου να μην είναι η βέλτιστη, όμως η ταχύτητα με την οποία αυτή διορθώνεται από τον κύκλο ελέγχου που ακολουθεί επιτρέπει τον ταχύτερο και με αρκετά μεγάλη ακρίβεια έλεγχο της ηλεκτρικής ροπής (άρα και της

ταχύτητας) αλλά και της μαγνητικής ροής της μηχανής. Η απόκριση ροπής στην τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής θεωρείται ότι είναι εφάμιλλη εκείνης ενός συστήματος που χρησιμοποιεί την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.

Η φιλοσοφία του ελέγχου με την τεχνική αυτή βασίζεται στην βαθύτερη κατανόηση της λειτουργίας του αντιστροφέα και την πλήρη εκμετάλλευση των δυνατοτήτων ελέγχου που προσφέρει (βαθμοί ελευθερίας). Η παρούσα κατάσταση της ηλεκτρικής μηχανής εκτιμάται και ελέγχεται η αναπτυσσόμενη ροπή και η μαγνητική της ροή. Ανάλογα με το πόσο οι τιμές αυτές αποκλίνουν από τις επιθυμητές αλλά και ανάλογα με τον κυκλικό τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη επιλέγεται από έναν πίνακα διακοπτικών καταστάσεων εκείνη η διακοπτική κατάσταση, η οποία θα οδηγήσει το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης στην επιθυμητή απόκριση. Ο πίνακας διακοπτικών καταστάσεων είναι δεδομένος και έχει προκύψει από την ανάλυση της επίδρασης του κάθε επιτρεπτού διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα (της προκύπτουσας τάσης από την εφαρμογή του) επί της ροπής και της μαγνητικής ροής της μηχανής. Ανάλογα με το είδος του χρησιμοποιούμενου αντιστροφέα και το πλήθος των σταθμών κβάντισης των σφαλμάτων ροής και ροπής προκύπτει και το πλήθος των στοιχείων του πίνακα διακοπτικών καταστάσεων.

Η λειτουργία ενός συστήματος που χρησιμοποιεί τον άμεσο έλεγχο ροπής και ροής είναι αυτορρυθμιζόμενη και μπορεί χωρίς πρόβλημα να επεκταθεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια και στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Ένα μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι ο έλεγχος εντός ζώνης υστέρησης προκαλεί διακύμανση της ροής και της ροπής, ενώ η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή. Παρόλα αυτά το γεγονός ότι η εν λόγω τεχνική δεν περιλαμβάνει έλεγχο με ανατροφοδότηση ρεύματος, δεν χρησιμοποιεί την κλασική τεχνική PWM και δεν απαιτεί τους πολύπλοκους μετασχηματισμούς μεταξύ πλαισίων αναφοράς, αποτελεί συγκριτικό πλεονέκτημα της τεχνικής του άμεσου ελέγχου ροπής.

Και αυτή η τεχνική παρέχει δυνατότητα για εξοικονόμηση ενέργειας, μέσω κατάλληλου προγραμματισμού της εντολής του επιθυμητού πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής ανάλογα με την ταχύτητα ή το φορτίο της. Ο προγραμματισμός αυτός έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της μαγνητικής ροής σε τιμές μικρότερες της ονομαστικής, σε περιπτώσεις που η μηχανή δεν απαιτείται να αναπτύξει την μέγιστή της ροπή. Το όφελος από την ενέργεια αυτή είναι ότι μειώνονται σημαντικά οι μαγνητικές απώλειες λόγω υστέρησης, με αποτέλεσμα η μηχανή να εμφανίζει μικρότερη κατανάλωση με το ίδιο μηχανικό αποτέλεσμα. Επομένως η λειτουργία της γίνεται αποδοτικότερη.

Η μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα σε συνδυασμό με την ιδιαίτερα καλή επίδοση της τεχνικής αυτής δίνει ένα ευρύ πεδίο πρακτικών εφαρμογών για συστήματα που απαιτούν ακριβή έλεγχο ταχύτητας, με ικανοποιητική μεταβατική συμπεριφορά. Η εξέλιξη αυτή έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη μεγάλου ερευνητικού ενδιαφέροντος για την εν λόγω τεχνική.

6.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΛΕΤΩΜΕΝΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ

Ολοκληρώνοντας την παρούσα διπλωματική εργασία θα διατυπώσουμε τα συμπεράσματα που προέκυψαν από τη συγκριτική μελέτη και την αντιπαραβολή των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου. Επιπροσθέτως θα γίνει προβολή των συμπερασμάτων αυτών στην ενδεικνυόμενη επιλογή μεταξύ των εξεταζόμενων μεθόδων σε πρακτικές εφαρμογές οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών.

Στα προηγούμενα αναφέραμε αναλυτικά τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε τεχνικής ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής ξεχωριστά. Όμως, αυτό που θα είχε ίσως περισσότερη αξία, θα ήταν η σύγκριση των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου μεταξύ τους, ώστε να είμαστε σε κάθε περίπτωση εις θέσιν να επιλέγουμε εκείνη που ταιριάζει καλύτερα στην συγκεκριμένη εφαρμογή ηλεκτρικής κίνησης.

Εάν διαθέτουμε μια εφαρμογή χωρίς ιδιαίτερες απαιτήσεις σε ακρίβεια και ταχύτητα απόκρισης δεν είναι αναγκαίο να χρησιμοποιήσουμε μια τεχνική ελέγχου με ιδιαίτερα καλά χαρακτηριστικά και πολύ καλή επίδοση. Για λόγους απλότητας, οικονομίας και αξιοπιστίας είναι πιο σκόπιμο να επιλέξουμε την τεχνική του μονόμετρου ελέγχου. Δίνεται η δυνατότητα επιλογής μεταξύ του ελέγχου ταχύτητας σε ανοικτό ή σε κλειστό βρόχο, ανάλογα με το είδος της εφαρμογής. Αν πρόκειται για ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που θα εκτελεί σταθερά την ίδια επαναλαμβανόμενη εργασία, πάντοτε με το προβλεπόμενο φορτίο μπορούμε να επιλέξουμε ελεύθερα μεταξύ των δύο, καθώς εμφανίζουν παρόμοια επίδοση. Αν όμως θέλουμε να ελέγξουμε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, το οποίο θα πρέπει να προσφέρει καλό έλεγχο ταχύτητας ακόμα και μεταβολές του φορτίου, τότε ο μονόμετρος έλεγχος ταχύτητας σε κλειστό βρόχο, με ρύθμιση της συχνότητας ολίσθησης, είναι απαραίτητος. Η δυναμική συμπεριφορά και στις δύο περιπτώσεις θα είναι αρκούντως καλή και η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος ιδιαίτερα ικανοποιητική (εντός ορίων). Τέτοιες εφαρμογές είναι αντλίες, ανεμιστήρες, ταινιόδρομοι που δεν απαιτούν ακριβή συντονισμό, ανυψωτικές διατάξεις, αναδευτήρες κ.α.

Από την άλλη πλευρά, ένα κεφαλαιώδες δίλημμα τίθεται στην περίπτωση που διαθέτουμε κάποιο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που απαιτεί μεγάλης ακρίβειας και εξαιρετικής επίδοσης έλεγχο ταχύτητας, τόσο στη μεταβατική όσο και στη μόνιμη κατάσταση. Το πρωταρχικό ερώτημα είναι ποια από τις δύο τεχνικές υψηλής ακρίβειας που έχουμε μελετήσει, τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα ή τον άμεσο έλεγχο ροπής και μαγνητικής ροής, θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε. Η απάντηση στο ερώτημα αυτό δεν μπορεί να είναι ρητή, αφού εξαρτάται σημαντικά και από το είδος της εφαρμογής. Ως μια γενική θεώρηση, εν πρώτοις θα εξετάζαμε την επιλογή εφαρμογής του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής, καθώς παρουσιάζει εφάμιλλα αποτελέσματα με τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα, ενώ συνεπάγεται μικρότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Επιπροσθέτως υπερέχει σε αρκετά σημεία, καθώς δεν απαιτεί τους πολύπλοκους μετασχηματισμούς μεταξύ πλαισίων, δεν απαιτεί έλεγχο ρεύματος, δεν χρησιμοποιεί κάποια τεχνική PWM και εμφανίζει μεγάλη ευαισθησία ως προς την τιμή της ωμικής αντίστασης του στάτη, η οποία αφενός είναι άμεσα μετρήσιμη, και αφετέρου μπορεί να μεταβληθεί με τη σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων. Από όλες αυτές τις απόψεις ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής προτιμάται σε σχέση με τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα. Το μοναδικό του μειονέκτημα είναι ότι πρόκειται για μια τεχνική εντατικού υπολογισμού, γεγονός το οποίο συνεπάγεται ότι απαιτεί μεγάλη συχνότητα κύκλων υπολογισμού, ώστε να απαλειφθούν τα φαινόμενα που συνδέονται με τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου. Ως εναλλακτική λύση προβάλλει η εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα. Η μέθοδος αυτή παρουσιάζει πάρα πολύ μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα αλλά και μεγάλη ακρίβεια και ταχύτητα απόκρισης. Ανάμεσα στον άμεσο και στον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου προτιμάται ο έμμεσος καθώς βασίζεται λιγότερο στις παραμέτρους του μοντέλου της μηχανής, δίνοντας έτσι καλύτερα αποτελέσματα κατά την εφαρμογή του. Και οι δύο όμως παρουσιάζουν μεγάλη ευαισθησία σε διακυμάνσεις τις τιμές της ωμικής αντίστασης του δρομέα, και συνήθως απαιτείται ένα μοντέλο πρόβλεψης της διακύμανσης αυτής. Η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος με έλεγχο σε ζώνη υστέρησης είναι απαράδεκτα υψηλή, για το λόγο αυτό αποφεύγεται σε πρακτικές εφαρμογές, όπου συνήθως εφαρμόζεται SPWM με πρόβλεψη των επιθυμητών τάσεων. Η επίδοση των δύο τεχνικών ελέγχου υψηλής ακρίβειας κρίνεται εφάμιλλη, ενώ το ποια θα επιλεγεί σε κάθε περίπτωση καθορίζεται από το είδος της εφαρμογής. Τυπικές πρακτικές εφαρμογές των τεχνικών αυτών είναι τα ηλεκτρικά οχήματα, ρομποτικές βιομηχανικές διατάξεις, ταινιόδρομοι που απαιτούν υψηλό συντονισμό κ.α.

Στη συνέχεια ακολουθεί ένας συγκεντρωτικός πίνακας με τα χαρακτηριστικά των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής, ο οποίος επιτρέπει στον αναγνώστη να αποκομίσει μια συγκεντρωτική εικόνα για τα πλεονεκτήματα και τα

μειονεκτήματα της κάθε τεχνικής. Τα στοιχεία αυτά είναι τα θεωρητικώς αναμενόμενα, τα οποία επαληθεύονται από τις σχετικές προσομοιώσεις και από τα πειραματικά αποτελέσματα της εφαρμογής τους.

Πίνακας 6-1: Συγκεντρωτική κατάσταση των κυριότερων χαρακτηριστικών των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής

Ιδιότητα	Μονόμετρος (Βαθμωτός) Έλεγχος		Διανυσματικός Έλεγχος με Προσανατολισμό με το Πεδίο του Δρομέα		Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (DTC)
	Ανοικτού Βρόχου	Κλειστού Βρόχου	Άμεσος	Έμμεσος	
Ακρίβεια Ελέγχου Ταχύτητας	Κακή	Ικανοποιητική	Εξαιρετική	Εξαιρετική	Εξαιρετική
Ταχύτητα Απόκρισης	Μικρή	Αρκετά Καλή	Εξαιρετική	Εξαιρετική	Πολύ καλή
Ταλαντωτική συμπεριφορά	Ναι	Ναι	Ασήμαντη	Ασήμαντη	Μικρή
Υπερύψωση	Ναι	Σημαντική	Ασήμαντη	Ασήμαντη	Πολύ Μικρή
Υπολογιστική Πολυπλοκότητα	Ελάχιστη	Ελάχιστη	Σημαντική	Σημαντική	Όχι ιδιαίτερα μεγάλη
Αντιστάθμιση μεταβολών ταχύτητας που οφείλονται σε μεταβολή του φορτίου ή της συνεχούς τάσης τροφοδοσίας	Όχι	Ναι	Ναι	Ναι	Ναι
Τρόπος ελέγχου αντιστροφέα	SPWM		1)Έλεγχος Ρεύματος σε Ζώνη Υστέρησης 2)SPWM με πρόβλεψη των επιθυμητών τάσεων της μηχανής		Κανένας
Αρμονικές φασικού ρεύματος τροφοδοσίας της μηχανής	Αρμονικό περιεχόμενο περίξ της συχνότητας φορέα και άνω και σταθερή διακοπτική συχνότητα		1)Σημαντικότερη αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος και μη σταθερή διακοπτική συχνότητα 2)Ομοίως με αριστερά		Αρμονικό περιεχόμενο που πλησιάζει εκείνο του τετραγωνικού παλμού
Δυνατότητα εξοικονόμησης ενέργειας μέσω ρύθμισης της μαγνητικής ροής της μηχανής	Όχι	Όχι	Ναι	Ναι	Ναι
Ευαισθησία σε μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής	Ναι	Μικρή	Στην τιμή της ωμικής αντίστασης του δρομέα		Στην τιμή της ωμικής αντίστασης του στάτη
Συνολική αξιολόγηση της κάθε τεχνικής ανάλογα με το αποτέλεσμα του ελέγχου (επίδοση) (από 1-5 με 5 άριστα)	1	3	4	5	5

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Σ. Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*, Συμμεών, 2000.
- [2] Σ. Ν. Μανιάς, Αθ. Καλετσάνος, *Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά*, Συμμεών 2001.
- [3] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2002.
- [4] Paul C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1987.
- [5] Ι. Α. Τεγόπουλος, *Ηλεκτρικές Μηχανές Μέρος Β': Μόνιμη Κατάσταση, Συμμετρία*, Αθήνα, 1991.
- [6] M. G Say, *Alternating Current Machines*, Longman Scientific and Technical, Fifth Edition, 1983.
- [7] Muhammad H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.
- [8] Ned Mohan, *First Course on Power Electronics and Drives*, Ned Mohan, 2003.
- [9] P. A. Laplante, *Real-Time Systems Design and Analysis*, IEEE Press-Wiley, 2004.
- [10] J. H Mathews, K.D. Fink, *Numerical Methods Using Matlab*, Third Edition, Prentice Hall, 1999.
- [11] J. Chiasson, *Modeling and High Performance Control of Electric Machines*, IEEE Press-Wiley, 2005.
- [12] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Σύγχρονα Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου*, Εκδόσεις Τζιόλα, 9^η έκδοση, 2003.
- [13] Π. Β. Μαλατέστας, Σ. Ν. Μανιάς, *Συστήματα Οδήγησης Ηλεκτρικών Κινητήρων*, Συμμεών.
- [14] J. A. Santisteban, R. M. Stephan, *Vector Control Methods for Induction Machines: An Overview*, IEEE Transactions on Education, Vol. 44, No 2, May 2001.
- [15] A. Makouf, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, N. E. Bouguechal, *Induction Motor Robust Control: An H_∞ Control Approach with Field Orientation and Input-Output Linearizing*, IECON'01.
- [16] Z. Béres, P. Vranka, *Sensorless IFOC with Current Regulators in Current Reference Frame*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No 4, July/August 2001.
- [17] Faye F. M. El-Sousy, *Design and Implementation of 2DOF I-PD Controller for Indirect Field Orientation Control of Induction Machine Drive System*, IEEE 2001, Pusan, Korea.

- [18] J. Soltani, M. Hajian, Y. Abdolmaleki, ***Robust Speed Sensorless Control of Universal Field Orientated Induction Motor Drive with On-Line Stator Resistance Tuning***, IEEE 0-7803-7885-7/03, 2003.
- [19] R. Beguenane, M. A. Ouhrouche, A. M. Trzynadlowski, ***Stator Resistance Tuning in an adaptive Direct Field-Orientation Induction Motor Drive at Low Speeds***, 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Busan, Korea, November 2004.
- [20] Yen-Shin Lai, ***Machine Modeling and Universal Controller for Vector-Controlled Induction Motor Drives***, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 1, March 2003.
- [21] M. Jayne, I. Ludtke, L. Yiqiang, T. Arias, ***Evaluation of Vector and Direct Torque Controlled Strategies for Cage Rotor Induction Motor Drives***, Power Electronics and Motion Control Conference PIEMC 2000, Vol.1, σελ. 452-457.
- [22] K. Ohyama, G. M. Asher, M. Summer, ***Comparative Experimental Assessment for High-Performance Sensorless Induction Motor Drives***, ISIE'99, Bled, Slovenia.
- [23] Yen-Shin Lai, ***Modeling and Vector Control of Induction Machines – A New Unified Approach***, IEEE 0-7803-4403-0/98, 1998.
- [24] P. Marino, M. D’Incecco, N Visciano, ***A Comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor***, IEEE Porto Power Tech Conference, Portugal, 2001.
- [25] D. Rachid, H. Othman, B. Faouzi, ***A Completely Vectored Direct Torque Control Scheme for Induction Motor***, IEEE SMC, 2002.
- [26] M. Rodič, K. Jezernik, ***Continuous Approach to the Direct Torque and Flux Control of Induction Motor***, AMC 2002, Maribor, Slovenia.
- [27] N. Rumzi, N. Idris, A. H. M. Yatim, ***Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No 4, August 2004.
- [28] L. Dalessandro, U. Drogenik, S. D. Round, J. W. Kolar, ***A Novel Hysteresis Current Control for Three-phase Three-level PWM Rectifiers***, IEEE 0-7803-8975-1/05, 2005.
- [29] Chih-Yi Huang, Chao-Peng Wei, Jung-Tai Yu, Yeu-Jent Hu, ***Torque and Current Control of Induction Motor Drives for Inverter Switching Frequency Reduction***, ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, Vol. 52, No 5, October 2005.
- [30] K. Ohyama, G. M. Asher, M. Sumner, ***Comparative Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No 1, February 2006.
- [31] X. Del Toro, M. G. Jayne, P. A. Witting, J. Pou, A. Arias, J.L Romeral, ***New Direct Torque Control Scheme for Induction Motors***, EPE 2005, Dresden, ISBN 90-75815-08-5.

- [32] Ξέπαπας Φώτης, *Νέα Τεχνική Ολίσθησης επί Επιφάνειας με Ασαφή Λογική για τον Έλεγχο Συστημάτων Οδήγησης Κινητήρων Επαγωγής*, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ 2005.
- [33] Αναστάσιος Θ. Καντιάνης, *Μοντελοποίηση Επαγωγικού Κινητήρα και Νέες Τεχνικές Ελέγχου για Εφαρμογές Ηλεκτρικού Αυτοκινήτου*, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ 1998.