



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

# Ανάπτυξη εκτιμητή συστήματος διανυσματικού ελέγχου ασύγχρονου κινητήρα

Μάρκος Θ. Γκοζντάρης

Επιβλέπων: Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2020





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

# Ανάπτυξη εκτιμητή συστήματος διανυσματικού ελέγχου ασύγχρονου κινητήρα

Μάρκος Θ. Γκοζντάρης

Επιβλέπων: Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15<sup>η</sup> Ιουλίου 2020.

.....  
Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Σταύρος Παπαθανασίου  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Αντώνιος Αντωνόπουλος  
Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2020





---

Μάρκος Θ. Γκοζντάρης

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

*Copyright* ©Μάρκος Θ. Γκοζντάρης, 2020

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 Μετσοβίου Πολυτεχνείου.



## Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία επιχειρεί την ανάπτυξη κατάλληλου εκτιμητή για διανυσματικό έλεγχο κινητήρα επαγωγής χωρίς αισθητήρα θέσης/ταχύτητας. Για τον σκοπό αυτόν αναφέρεται στις κυριότερες μεθοδολογίες που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο μιας ασύγχρονης μηχανής επαγωγής που οδηγείται με τη βοήθεια αντιστροφέα πηγής τάσης. Ειδικότερα, εξετάζονται οι τεχνικές του βαθμωτού ελέγχου και του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου με και χωρίς αισθητήρα θέσης και προτείνονται τρόποι βελτίωσης στους αλγόριθμους αυτούς. Αρχικά παρουσιάζεται με λεπτομέρειες το μαθηματικό μοντέλο της μηχανής και οι κυριότερες τεχνικές PWM διαμόρφωσης. Ύστερα γίνεται μία σύντομη αναφορά στο σύστημα ελέγχου με PI ελεγκτές και παρουσιάζονται οι πρώτοι αλγόριθμοι ελέγχου της μηχανής. Παρουσιάζεται αναλυτικά ο σχεδιασμός των PI ελεγκτών και ο υπολογισμός των συντελεστών τους για τους βρόχους ταχύτητας, ροής και ρεύματος. Στην συνέχεια παρουσιάζονται μεθοδολογίες για την βελτίωση της ακρίβειας και/ή μείωσης του κόστους του συστήματος ελέγχου. Τέλος, εφαρμόζονται η τεχνικές αυτές σε πρόγραμμα γραφικού περιβάλλοντος και καταγράφονται τα αποτελέσματα του κάθε αλγόριθμου, αναφέροντας παράλληλα την βελτίωση που προσφέρει. Όλα τα προγράμματα έχουν κατασκευαστεί σε συνεχή και διακριτό χρόνο για την δυνατότητα υλοποίησής τους σε πραγματικό σύστημα μέσω φόρτωσης των αλγορίθμων σε μικροεπεξεργαστή της TI.

**Λέξεις κλειδιά** — Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, μηχανή επαγωγής, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, διαμόρφωση εύρους παλμών μέσω διανυσμάτων χώρου, βαθμωτός έλεγχος, πρόσωτροφοδότηση, έλεγχος χωρίς αισθητήρα, ΕΨΣ



## Abstract

This diploma thesis undertakes the development of an adequate estimation technique for sensor-less vector control of an induction motor. To that respect it refers to the main control techniques used nowadays to control an induction motor, driven by a modern voltage-fed inverter. Particularly, control techniques such as scalar control and sensed and sensor-less field oriented control are examined, while optimization methods are suggested. Initially the full mathematical model of the induction machine and different PWM modulation techniques are presented. Later on, a brief reference in the PI control system is made and the first control methods are developed, followed by the design and calculation in detail of the PI controllers and their coefficients for the speed, flux and current loops.

After that, we present several methods to improve accuracy and robustness and/or reduce the system's overall cost, introducing sensor-less control techniques. Finally, a simulation model of the drive is developed using a graphical environment software tool such as Matlab/Simulink and data of the transient and steady state performance are reported, with comments on the benefits each algorithm offers, before summarizing briefly in a comparison table. It is worth noting that every simulation model is developed in continuous and discrete time, with a potential of implementing every control technique on a TI DSP using a plug and play method.

**Keywords** — Electrical machine drive system, induction machine, sinusoidal pulse width modulation, space vector pulse width modulation, scalar control, feed-forward control, sensor-less control, DSP



# Περιεχόμενα

Κατάλογος Σχημάτων	4
<b>1 Εισαγωγή</b>	<b>10</b>
1.1 Επιστημονικό υπόβαθρο και στόχοι εργασίας	10
1.2 Δομή εργασίας	11
<b>2 Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης</b>	<b>13</b>
2.1 Εισαγωγή	13
2.2 Τεχνολογικές τάσεις συστημάτων οδήγησης	14
2.2.1 Ηλεκτρικές μηχανές	15
2.2.2 Μετατροπείς ισχύος	18
2.2.3 Ενσωματωμένος έλεγχος και σύνδεσμοι επικοινωνίας	21
2.3 Μεθοδολογία σχεδιασμού συστήματος οδήγησης	23
<b>3 Συνιστώσες συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης εναλλασσόμενου ρεύματος</b>	<b>25</b>
3.1 Τριφασική μηχανή επαγωγής	25
3.1.1 Μοντελοποίηση κινητήρα επαγωγής	26
3.1.1.1 Τυλίγματα στάτη	28
3.1.1.2 Τυλίγματα δρομέα	30
3.1.1.3 Αυτεπαγωγή μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και δρομέα	31
3.1.2 Μετασχηματισμός αξόνων σε διάφορα πλαίσια αναφοράς	35
3.1.3 Ήδη $d - q$ αξόνων αναφοράς	36
3.1.4 Μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς χρήση εξισώσεων πίνακα	38
3.1.4.1 Μετασχηματισμός των μεταβλητών $abc$ σε $dqn$ στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς	40
3.1.4.2 Μετασχηματισμός μεταξύ πλαισίων αναφοράς	41
3.1.5 Επιβεβαίωση εξισώσεων αλλαγής πλαισίου αναφοράς	43
3.1.6 Μοντέλο $d - q$ αξόνων μηχανής επαγωγής	44
3.1.6.1 Εξισώσεις τάσης στο σύστημα αξόνων $d - q$	44
3.1.6.2 Εξισώσεις ροής στο σύστημα αξόνων $d - q$	46
3.1.6.3 Εξίσωση ροπής στο σύστημα αξόνων $d - q$	49
3.2 Τριφασικός αντιστροφέας	50
3.2.1 Λειτουργία αντιστροφέα	50
3.2.1.1 Βασική συστοιχία αντιστροφέα πηγής τάσης	51
3.2.1.1.1 Τάση εξόδου βασικού κυκλώματος	53
3.2.2 Αντιστροφέας διαμόρφωσης εύρους παλμών	55

3.2.2.1	Ημιτονοειδής Διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM) . . . . .	56
3.2.2.2	Τεχνική PWM έγχυσης τρίτης αρμονικής (Third harmonic injection PWM technique (THIPWM)) . . . . .	61
3.2.2.3	Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης (space vector PWM (SVPWM)) . . . . .	63
3.2.2.3.1	Αρχή τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης . . . . .	65
3.2.2.3.2	Αρχή τεχνικής διμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης . . . . .	68
3.2.3	Τεχνική ελέγχου <i>PWM</i> βασισμένη στην αντιστάθμιση τάσης . . . . .	74
3.2.3.1	Υλοποίηση τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης βασισμένη στην τάση αντιστάθμισης . . . . .	76
<b>4</b>	<b>Διαμόρφωση του συστήματος ελέγχου</b>	<b>81</b>
4.1	Είδη ελέγχου . . . . .	81
4.1.1	Έλεγχος ανοιχτού βρόχου ( <i>open – loopcontrol</i> ) . . . . .	82
4.1.2	Έλεγχος κλειστού βρόχου ( <i>closed – loopcontrol</i> ) . . . . .	82
4.1.2.1	Έλεγχος ανάδρασης . . . . .	83
4.1.2.2	Έλεγχος προσοτροφοδότησης . . . . .	85
4.2	Έλεγχος ταχύτητας μηχανής επαγωγής . . . . .	86
4.2.1	Έλεγχος ολίσθησης . . . . .	86
4.2.2	Σύγχρονος έλεγχος ταχύτητας . . . . .	88
4.2.3	Έλεγχος ταχύτητας κλειστού βρόχου ρυθμίζοντας την συχνότητα ολίσθησης υπό σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα $V/f$ . . . . .	91
4.3	Διανυσματικός έλεγχος μηχανής επαγωγής . . . . .	93
4.3.1	Στιγμιαίος έλεγχος ροπής μηχανής επαγωγής . . . . .	95
4.3.1.1	Σημαντική παράμετρος διανυσματικού ελέγχου: γωνία ροής $\theta$ . . . . .	97
4.3.2	Άμεσος διανυσματικός έλεγχος βασισμένος στην ροή δρομέα . . . . .	98
4.3.2.1	Σχέση μεταξύ ρεύματος στάτη $d$ -άξονα και πεπλεγμένης ροής δρομέα . . . . .	100
4.3.2.2	Σχέση μεταξύ ρεύματος στάτη $q$ -άξονα και ροπής εξόδου . . . . .	101
4.3.2.3	Σύστημα οδήγησης μηχανής επαγωγής μέσω του άμεσου διανυσματικού ελέγχου . . . . .	101
4.3.3	Εκτιμητής ροής της μηχανής επαγωγής . . . . .	104
4.3.3.1	Εκτιμητής πεπλεγμένης ροής δρομέα βασισμένος στις εξισώσεις τάσης στάτη: μοντέλο τάσης . . . . .	105
4.3.3.2	Εκτιμητής πεπλεγμένης ροής δρομέα βασισμένος στις εξισώσεις τάσης δρομέα: μοντέλο ρεύματος . . . . .	106
4.3.3.3	Μέθοδος συνδυασμένης εκτίμησης ροής . . . . .	108
4.3.4	Ρυθμιστής ροής μηχανής επαγωγής . . . . .	109
4.4	Ρυθμιστής ρεύματος . . . . .	110
4.4.1	$d – q$ ρυθμιστής ρεύματος . . . . .	110
4.4.1.1	$d – q$ ρυθμιστής ρεύματος στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς . . . . .	112
4.4.1.2	$d – q$ ρυθμιστής ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς . . . . .	114



4.4.1.3	Επιλογή συντελεστών κέρδους για τον ελεγκτή ρεύματος <i>PI</i> στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς . . . . .	116
4.4.1.3.1	Υπολογισμός <i>PI</i> συντελεστών μηχανής συνεχούς ρεύματος . . . . .	116
4.4.1.3.2	Αναλογικός-ολοκληρωτικός συντελεστής μηχανής συνεχούς ρεύματος . . . . .	118
4.4.1.3.3	Αναλογικός-ολοκληρωτικός συντελεστής μηχανής επαγωγής . . . . .	121
4.4.2	Έλεγχος προστροφοδότησης . . . . .	123
4.4.2.1	Έλεγχος προστροφοδότησης μηχανής επαγωγής . . . . .	125
4.4.2.2	Ελεγκτής <i>anti – windup</i> . . . . .	125
4.5	Εκτιμητής ταχύτητας και έλεγχος χωρίς αισθητήρες της μηχανής επαγωγής . . . . .	127
4.5.1	Αισθητήρες θέσης . . . . .	127
4.5.1.1	<i>Encoder</i> . . . . .	127
4.5.1.1.1	Αρχή λειτουργίας οπτικού αυξητικού κωδικοποιητή . . . . .	128
4.5.2	Εκτιμητής ταχύτητας χρησιμοποιώντας έναν <i>incremental encoder</i> . . . . .	130
4.5.2.1	Μέθοδος <i>M</i> . . . . .	130
4.5.2.2	Μέθοδος <i>T</i> . . . . .	131
4.5.2.3	Μέθοδος <i>M/T</i> . . . . .	132
4.5.3	Έλεγχος ταχύτητας μηχανής επαγωγής χωρίς αισθητήρες . . . . .	133
4.5.3.1	Είδη ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης . . . . .	133
4.5.3.1.1	Τεχνική ελέγχου χωρίς αισθητήρες θέσης χρησιμοποιώντας το μοντέλο μηχανής . . . . .	134
<b>5</b>	<b>Αποτελέσματα προσομοίωσης και πειραματική επιβεβαίωση</b>	<b>136</b>
5.1	Διάταξη προσομοίωσης μηχανής επαγωγής στο πρόγραμμα Matlab/Simulink . . . . .	136
5.2	Διάταξη προσομοίωσης αντιστροφέα στο πρόγραμμα Matlab/Simulink . . . . .	138
5.3	Βαθμωτός έλεγχος . . . . .	144
5.3.0.1	Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο . . . . .	144
5.3.1	Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητας σε κλειστό βρόχο . . . . .	147
5.4	Προσομοίωση διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο . . . . .	150
5.4.1	Άμεσος διανυσματικός έλεγχος χρήση μοντέλου ρευμάτων . . . . .	151
5.4.2	Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προστροφοδότησης . . . . .	153
5.4.2.1	Επιλογή εύρους ζώνης ελεγκτή ρεύματος . . . . .	154
5.4.2.2	Κυματομορφές προσομοίωσης και συμπεράσματα . . . . .	154
5.4.3	Διανυσματικός έλεγχος χωρίς αισθητήρες θέσης . . . . .	162
5.5	Σύγκριση και σύνοψη αλγορίθμων ελέγχου . . . . .	164
<b>6</b>	<b>Συμπεράσματα</b>	<b>167</b>
6.1	Κυριότερα συμπεράσματα . . . . .	167
6.2	Σημεία προαγωγής της επιστήμης . . . . .	168
6.3	Εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση . . . . .	169
	<b>Α' Μοντέλο μηχανής επαγωγής και τριφασικού αντιστροφέα</b>	<b>170</b>

<b>Β' Βαθμοτός έλεγχος</b>	<b>174</b>
Β'.1 Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο . . . . .	174
Β'.2 Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητας σε κλειστό βρόχο . . . . .	175
<b>Γ' Προσομοίωση διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο</b>	<b>176</b>
Γ'.1 Άμεσος διανυσματικός έλεγχος χρήση μοντέλου ρευμάτων . . . . .	176
Γ'.2 Διανυσματικός έλεγχος χρήση συνδυασμένου εκτιμητή και τάσεων προστρο- φοδότησης . . . . .	178
Γ'.2.1 Διανυσματικός έλεγχος χωρίς αισθητήρες θέσης . . . . .	182
<b>Βιβλιογραφία</b>	<b>184</b>

# Κατάλογος Σχημάτων

2.1	Τυπικό σύστημα οδήγησης. . . . .	13
2.2	Σύστημα οδήγησης μικρού και μεγάλου μεγέθους. [20] . . . . .	14
2.3	Porsche Taycan [21] . . . . .	15
2.4	(α) Μηχανή επαγωγής [22] . . . . .	16
2.5	(β) Μηχανή μονίμων μαγνητών [22] . . . . .	16
2.6	Switched reluctance machine [22] . . . . .	16
2.7	Διάρκεια ζωής μονωτικών υλικών βάση θερμοκρασίας. [22] . . . . .	17
2.8	Παραδείγματα μονάδων μετατροπών και των ημιαγωγίμων στοιχείων. [23] . . . . .	19
2.9	Σύγχρονοι αντιστροφείς ισχύος. [24] . . . . .	19
2.10	Παράδειγμα μετατροπέα DC-AC με υγρή ψύξη και switched reluctance machine. . . . .	20
2.11	DSP [28] . . . . .	22
2.12	Μεθοδολογία σχεδίασης συστήματος οδήγησης. . . . .	24
3.1	Γωνιακή θέση μεταξύ περιελίξεων στάτη και δρομέα [29] . . . . .	26
3.2	Τυλίγματα στάτη και δρομέα μηχανής επαγωγής [29] . . . . .	27
3.3	Φασική μαγνητική ροή [29] . . . . .	28
3.7	Αυτεπαγωγές στάτη [29] . . . . .	30
3.13	Αλληλεπαγωγή μεταξύ των τυλιγμάτων στάτη as και τυλιγμάτων δρομέα ar. [29] . . . . .	32
3.19	Απο abc σε dq σύστημα αξόνων. [29] . . . . .	35
3.20	dq ακίνητο και περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς [29] . . . . .	37
3.21	Μετατροπή στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς. [29] . . . . .	38
3.23	Μετατροπή στο ανιθέρετα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. [29] . . . . .	39
3.25	Μετασχηματισμός πλαισίων αναφοράς.(A) Ακίνητο σε περιστρεφόμενο και (B) περιστρεφόμενο σε ακίνητο πλαίσιο. [29] . . . . .	41
3.27	Μετασχηματισμός πλαισίων αναφοράς. . . . .	42
3.28	Μεγέθη στο τριφασικό σύστημα. . . . .	43
3.29	Μεγέθη στο διφασικό ακίνητο πλαίσιο. . . . .	43
3.30	Μεγέθη στο διφασικό σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο. . . . .	44
3.31	Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής επαγωγής στο πλαίσιο d-q. . . . .	47
3.32	Δυο είδη αντιστροφέα. (A)VSI και (B)CSI. [31] . . . . .	51
3.33	Αντιστροφέας μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος. [31] . . . . .	51
3.34	Βασικό κύκλωμα αντιστροφέα. [31] . . . . .	52
3.35	Διακοπτικά στοιχεία. [31] . . . . .	53
3.36	Βασικό κύκλωμα αντιστροφέα τριών επιπέδων. [31] . . . . .	53
3.37	Βραχυκύκλωση πηγής. [31] . . . . .	54
3.38	Κύκλωμα κατάστασης ημιαγωγίμων στοιχείων (A) $S+On, S-Off$ και (B) $S+Off, S-On$ . [31] . . . . .	54

3.39	Κύκλωμα όταν και οι δύο διακόπτες είναι κλειστή (A) $i_0 > 0$ και (B) $i_0 < 0$ . [31]	54
3.40	Τάση εξόδου αντιστροφέα. [31]	55
3.41	Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα έξι βημάτων. [31]	56
3.42	Ημιτονοειδής Διαμόρφωση εύρους παλμών - SPWM. [31]	56
3.43	Διάστημα διαμόρφωσης τάσης SPWM. [31]	57
3.44	Τεχνική SPWM για 3-φασικό αντιστροφέα. [31]	58
3.45	Φάσμα συχνότητας πολικής τάσης για SPWM. [31]	59
3.46	Φάσμα συχνότητας τάσης γραμμή προς γραμμή για SPWM(MI=0.8, $m_f = 21$ ). [31]	60
3.47	PWM κανονικής δειγματοληψίας (A) συμμετρική δειγματοληψία (B) Ασύμμετρη δειγματοληψία	61
3.48	Overmodulation της τεχνικής SPWM. [31]	62
3.49	Αρχή THIPWM. [31]	62
3.50	Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με έγχυση τρίτης αρμονικής. [31]	63
3.52	Διανύσματα τάσης εξόδου στο σύνθετο πλαίσιο αναφοράς (ή σταθερό άξονα d-q).	65
3.53	Περιστροφή διανύσματος κατάστασης	66
3.54	Διαδικασία διαμόρφωσης παραγωγής τάσης.	67
3.55	Πιθανό εύρος του διανύσματος αναφοράς τάσης στην τεχνική SVPWM.	68
3.56	Χαρακτηριστική ρεύματος σύμφωνα με την τοποθέτηση των ενεργών παλμών τάσης. (A) Καλύτερη περίπτωση (B) Χειρότερη περίπτωση. [31]	69
3.57	Σειρά μεταγωγής.	69
3.58	Εναλλαγή σειράς μεταγωγής. [31]	70
3.59	Σειρές μεταγωγής σε έξι τομείς. [31]	71
3.61	Σύγκριση μεταξύ των τεχνικών SPWM και SVPWM. (A) Τετράγωνο αρμονικής ρεύματος rms (B) αρμονική ροπής. [31]	72
3.62	Φάσμα συχνότητας φασικών τάσεων των τεχνικών SPWM και SVPWM. [31]	73
3.63	Σειρές μεταγωγής σε διφασική διαμόρφωση. [31]	74
3.64	Τεχνική SPWM. [31]	75
3.65	Τάση αντιστάθμισης για τις τεχνικές (A) SPWM και (B) THIPWM	76
3.66	Συμμετρική τεχνική SVPWM.	77
3.67	Ισοδύναμο SVPWM χρήση τάσης αντιστάθμισης.	78
3.68	Τάσεις για ισοδύναμο SVPWM χρήση τάσης αντιστάθμισης (MI = 0.9).	78
3.69	Αλλαγή θέσης της αποτελεσματικής τάσης βάση της τάσης αντιστάθμισης	79
3.70	Στιγμή μεταγωγής του παλμού πύλης για κάθε διακόπτη.	80
4.1	Σύστημα ελέγχου.	81
4.2	Έλεγχος ανοιχτού βρόχου.	82
4.3	Έλεγχος κλειστού βρόχου.	83
4.4	Αναλογικός ελεγκτής.	83
4.5	Ολοκληρωτικός ελεγκτής.	84
4.6	Αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής.	85
4.7	Είσοδοι ελέγχου για ένα σφάλμα.	85
4.8	Έλεγχος προστροφοδότησης.	86
4.9	Χαρακτηριστικές ροπής σύμφωνα με την εναλλαγή της τάσης στάτη. (A) Σχεδιασμός μηχανής τύπου A και B (B) Σχεδιασμός μηχανής τύπου C και D.	87
4.10	Έλεγχος ταχύτητας εναλλάσσοντας την αντίσταση δρομέα.	88
4.11	Χαρακτηριστικές ταχύτητας-ροπής σε διάφορες συχνότητες (5-hp, 4-πολική μηχανή).	89

4.12	Βαθμωτός έλεγχος $V/f$ .	90
4.13	Χαρακτηριστικές ταχύτητας-ροπής με έλεγχο σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα.	91
4.14	Έλεγχος ταχύτητας ρυθμίζοντας την συχνότητα ολίσθησης με έλεγχο σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα $V/f$ .	92
4.15	Λειτουργίες στο σύστημα ελέγχου ταχύτητας κλειστού βρόχου (Α)Αύξηση ταχύτητας και (Β)Μείωση ταχύτητας.	94
4.16	Ρεύματα μηχανής επαγωγής. [32]	94
4.17	Πλαίσιο αναφοράς μετατροπής ρευμάτων.	95
4.18	Αντιστοίχιση $d - q$ αξόνων βάση του διανύσματος ροής $\lambda$ .	95
4.19	Μέθοδος ακαριαίου ελέγχου ροπής μηχανής επαγωγής. [32]	97
4.20	Περιστρεφόμενο διάνυσμα ροής στους άξονες $d-q$ . [32]	98
4.21	Γωνία ροής δρομέα [32]	99
4.22	Σχέση μεταξύ ρεύματος στάτη $d$ -άξονα και πεπλεγμένης ροής δρομέα	100
4.23	Σύστημα οδήγησης μηχανής επαγωγής μέσω του άμεσου διανυσματικού ελέγχου. [32]	102
4.24	Σύστημα άμεσου διανυσματικού ελέγχου με ρυθμιστή ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. [32]	103
4.25	Εντολή $d-q$ ρευμάτων στάτη.	104
4.26	Διάγραμμα συνδυασμένης μεθόδου.	108
4.27	Διάγραμμα απλοποιημένης συνδυασμένης μεθόδου.	108
4.28	Σύστημα ελέγχου ροής.	110
4.29	Σύστημα διανυσματικού ελέγχου συμπεριλαμβανόμενου του ελεγκτή ταχύτητας και του ελεγκτή ροής.	111
4.30	Τρι-φασικό φορτίο [33]	112
4.31	Ρυθμιστής $d-q$ ρεύματος στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς. [33]	113
4.32	Διάγραμμα μίας φάσης του ρυθμιστή ρεύματος στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς. [33]	113
4.33	Διάγραμμα ρυθμιστή ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.	115
4.34	Σύγκριση μεταξύ ακίνητου και σύγχρονα ρυθμιζόμενου ρυθμιστή.	115
4.35	Απόκριση συχνότητας ελεγκτή PI.	117
4.36	Διάγραμμα ελέγχου μηχανής $\Sigma P$ με ελεγκτή ρεύματος.	117
4.38	Διάγραμμα ελεγκτή ρεύματος	118
4.39	PI ελεγκτής ρεύματος	119
4.40	Απόκριση συχνότητας ανοιχτού βρόχου	120
4.41	Απόκριση συχνότητας κλειστού βρόχου	121
4.42	Εξισώσεις τάσης στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.	124
4.43	Ρυθμιστή ρεύματος με προσοτροφοδότηση.	124
4.44	Ρυθμιστής ρεύματος PI στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με προσοτροφοδότηση.	126
4.45	Σύστημα ελέγχου.	127
4.46	Incremental encoders. [34]	128
4.47	Απλή διάταξη οπτικού incremental encoder [34]	128
4.48	Παλμοί A, B και Z του incremental encoder	129
4.49	Πολλαπλασιαστής παλμών	129
4.50	Μέθοδος M	130
4.51	Σφάλμα παλμών στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων.	131
4.52	Μέθοδος T	131
4.53	Μέθοδος T/M	132

4.54	Αισθητήρας θέσης για συστήματα οδήγησης μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος.	133
4.55	Είδη ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης.	134
4.56	Διάγραμμα ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης.	135
5.1	Κυματομορφές στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς.	140
5.2	Κυματομορφές στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.	142
5.3	Κυματομορφές αντιστροφέα.	143
5.4	Κυματομορφές βαθμοτού ελέγχου ανοικτού βρόχου.	147
5.5	Κυματομορφές βαθμοτού ελέγχου κλειστού βρόχου.	150
5.6	Κυματομορφές διανυσματικού ελέγχου χρήση εκτιμητή ρεύματος.	152
5.7	Επιλογή διάφορων τιμών εύρους ζώνης.	155
5.8	Κυματομορφές διανυσματικού ελέγχου χρήση προσοτροφοδότησης και συνδυασμένου εκτιμητή.	160
5.10	Κυματομορφές διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρες θέσης.	163
A'.2	Μετασχηματισμός πλαισίων αναφοράς.	170
A'.3	Μπλοκ τριφασικού σε διφασικό πλαίσιο αναφοράς.	170
A'.1	Μαθηματικό μοντέλο μηχανής επαγωγής	171
A'.5	Μοντέλο αντιστροφέα	172
A'.4	Μπλοκ διφασικού ακίνητου σε περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.	172
A'.6	Μοντέλο αντιστροφέα	173
A'.7	Μοντέλο αντιστροφέα	173
B'.2	Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου ανοικτού βρόχου.	174
B'.3	Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου κλειστού βρόχου.	175
Γ'.2	Μοντέλο προσομοίωσης διανυσματικού ελέγχου χρήση μοντέλου ρευμάτων.	176
Γ'.3	Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου	178
Γ'.4	Μπλοκ ελέγχου	179
Γ'.7	Μέθοδος συνδυασμένης εκτίμησης ροής.	181
Γ'.8	Μέθοδος εκτίμησης ροής χρήση μοντέλου ρεύματος.	181
Γ'.9	Μέθοδος εκτίμησης ροής χρήση μοντέλου τάσεων.	182
Γ'.11	Μοντέλο προσομοίωσης διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης.	183

# Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους με βοήθησαν κατά τη διάρκειά της, συντελώντας καθοριστικά στην εκπόνησή της. Ευχαριστώ θερμά τον καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου το θέμα αυτό, για την πολυεπίπεδη στήριξη και καθοδήγηση καθώς και για την άψογη συνεργασία για την περάτωση της εργασίας. Ιδιαίτέρως ευχαριστώ τον υποψήφιο Διδάκτορα κ. Δημήτριο Ράπτη που με βοήθησε με μεγάλη προθυμία στην πειραματική εφαρμογή των αλγορίθμων ελέγχου στο σύστημα που έχει δημιουργηθεί στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω των συμφοιτητή μου Ευάγγελο Ντούρο για την κατασκευή του συστήματος του αντιστροφέα. Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, ο οποίος με την εμπειρία και τις γνώσεις του συνετέλεσε ουσιαστικά στην ολοκλήρωση της πειραματικής διάταξης. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ την οικογένειά μου και τους φίλους μου των οποίων η στήριξη έπαιξε καταλυτικό ρόλο στην ολοκλήρωση της εργασίας αυτής.

# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

### 1.1 Επιστημονικό υπόβαθρο και στόχοι εργασίας

Λόγο της ευκολίας στην συντήρηση και του χαμηλού τους κόστους, έχει παρατηρηθεί μία αύξηση στην χρήση των μηχανών επαγωγής σε διάφορες εφαρμογές. Η μηχανή επαγωγής είναι ένα μη γραμμικό δυναμικό σύστημα με χρονικά εξαρτώμενες παραμέτρους. Αυτό κάνει τον σχεδιασμό ενός συστήματος ελέγχου μία δύσκολη διαδικασία. [1] Τα τελευταία χρόνια, η τεχνική ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου είναι η πιο ευρέως διαδεδομένη στις μηχανές αυτές, καθώς επιτρέπει την απλοποίηση του σχεδιασμού του ελεγκτή και προσφέρει μια συμπεριφορά παρόμοια με εκείνη της μηχανής ΣΡ. [2]

Για την υλοποίηση των αλγορίθμων ελέγχου χρησιμοποιούνται ψηφιακές συσκευές όπως οι ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (digital signal processors (DSP)) ή οι προγραμματιζόμενες διατάξεις θυρών πεδίου (Field programmable gate arrays (FPGA)). [3] [4] [5] Αυτό κάνει αναγκαία την μοντελοποίηση του αλγορίθμου σε διακριτό χρόνο. Ένα μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι η μείωση της απόδοσης του συστήματος κλειστού βρόχου. Επιπρόσθετα χρειάζεται μία λεπτομερής ρύθμιση των κερδών του ελεγκτή. Για την επίλυση του προβλήματος αυτού, συχνά χρησιμοποιείτε η ρητή μέθοδος Euler για την προσέγγιση σε διακριτό χρόνο του ελέγχου συνεχούς χρόνου. Κατ' επέκταση για την υλοποίηση των αλγορίθμων αυτών απαιτούνται υψηλές συχνότητες δειγματοληψίας και άρα ταχύτερες ψηφιακές συσκευές. Αυτό αυξάνει την συνολική κατανάλωση ισχύος και το κόστος της ψηφιακής αυτής εφαρμογής. Για να έχουμε κάποια μείωση στο κόστος της εφαρμογής μπορούμε να εφαρμόσουμε τον διανυσματικό έλεγχο χωρίς αισθητήρες θέσης. [6] Μία εναλλακτική λύση είναι να υλοποιηθεί το μοντέλο της μηχανής επαγωγής σε διακριτό χρόνο και να χρησιμοποιηθεί κατάλληλα για την δημιουργία ενός ελεγκτή διακριτού χρόνου. [7] Η ποιότητα της λύσης εξαρτάται από την ακρίβεια του μοντέλου διακριτού χρόνου.

Στοχεύοντας την υλοποίηση ενός ελεγκτή διακριτού χρόνου με προσανατολισμένο πεδίο, οι Ortega και Taoutaou (1996) [8] [9] σχεδίασαν ένα μοντέλο διακριτού χρόνου μηχανής επαγωγής (μειωμένης τάξης). Βάση του μοντέλου διακριτού χρόνου που προκύπτει χρησιμοποιώντας την μέθοδο Euler, κατασκευάστηκαν διάφοροι ελεγκτές διακριτού χρόνου [10] [11], όπου οι υψηλές συχνότητες δειγματοληψίας ήταν απαραίτητες. Επιπρόσθετα, στην περίπτωση του [11] χρησιμοποιήθηκε ο κανόνας διακριτού χρόνου του Gao [12], η συνάρτηση προσήμου του οποίου ωστόσο προκαλεί κάποια προβλήματα. Από την άλλη, στην περίπτωση των Proca et al. [13] τα ρεύματα αναφοράς στάτη σχεδιάστηκαν σε συνεχές χρόνο, ενώ τα δυναμικά ρεύματα του στάτη προσεγγίστηκαν σε διακριτό χρόνο για την τελική μοντελοποίηση του διανυσματικού ελέγχου. Οι Viera et al [14] υλοποίησαν τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου σε διακριτό χρόνο, όπου η αποκλιστική μέθοδος του Euler χρησιμοποιήθηκε θεωρώντας σταθερή ταχύτητα δρομέα και μία συνάρτηση προσήμου για τον ελεγκτή ρεύματος.



Εκ τότε έχουν γίνει αρκετές μελέτες για την υλοποίηση μοντέλων ελέγχου διακριτού χρόνου αξιοποιώντας κατάλληλα τους σύγχρονους μικροεπεξεργαστές, οι οποίοι είδαν μία σημαντική αύξηση στην απόδοσή τους. Έτσι χρησιμοποιώντας τους μετασχηματισμούς από τριφασικό σε διφασικό ακίνητο και διφασικό σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μπορούμε να υλοποιήσουμε διάφορες σύγχρονες τεχνικές ελέγχου.

[15] [16] [17] Στην παρούσα εργασία θα αναλυθεί αρχικά το μοντέλο διακριτού χρόνου της μηχανής επαγωγής και στην συνέχεια θα παρουσιαστούν διάφορες μεθοδολογίες ελέγχου. Για τις μεθοδολογίες αυτές έχει παρουσιαστεί μια λεπτομερής μαθηματική ανάλυση και ο υπολογισμός των κερδών των ελεγκτών PI που χρησιμοποιούν. [18] [19] Ένας αρκετά ακριβής υπολογισμός είναι αναγκαίος στα μοντέλα διακριτού χρόνου. Το πρώτο μοντέλο ελέγχου που παρουσιάζεται είναι το μοντέλο βαθμωτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου όπου δεν υπάρχουν σήματα ανάδρασης, ενώ ύστερα προστίθεται ένας βρόχος ανάδρασης, καταφέροντας να έχουμε κάποια πληροφορία για την κατάσταση της μηχανής. Ο έλεγχος αυτός ωστόσο δεν είναι κατάλληλος για εφαρμογές υψηλής απόδοσης, οι οποίες πρέπει να έχουν ομαλή λειτουργία σε όλο το εύρος ταχυτήτων. Για τον λόγο αυτό, στην συνέχεια, παρουσιάζεται ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, ο οποίος πέρα από τα προαναφερόμενα προσφέρει και μειωμένη κατανάλωση ισχύος. Για την βελτίωση της απόδοσης και της ακρίβειας αυτού πέρα από τους βρόχους ανάδρασης, προστίθενται και βρόχοι πρόσω-τροφοδότησης, όπως και η τεχνική anti wind-up. Τέλος, για την μείωση του κόστους του συστήματος ελέγχου παρουσιάζεται ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου χωρίς αισθητήρα θέσης, όπου η ταχύτητα υπολογίζεται μέσω του εκτιμητή θέσης.

## 1.2 Δομή εργασίας

Η δομή της παρούσας εργασίας παρουσιάζει αρχικά το θεωρητικό υπόβαθρο που χρειάζεται να γνωρίζει ο αναγνώστης για την καλύτερη κατανόηση του συστήματος που μελετάται. Κατόπιν, παρουσιάζει την μοντελοποίηση του συστήματος αυτού σε συγκεκριμένο λογισμικό και τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την συγκεκριμένη προσομοίωση. Παρακάτω περιγράφεται κάθε κεφάλαιο συνοπτικά:

- **κεφάλαιο 2** Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται μια γενική αναφορά στα υποσυστήματα από τα οποία αποτελείται το συνολικό σύστημα οδήγησης και στις σημαντικότερες εφαρμογές της ηλεκτρικής κίνησης σήμερα στην βιομηχανία.
- **κεφάλαιο 3** Εδώ γίνεται μια ανάλυση των μηχανών επαγωγής. Βάσει της τοπολογίας τους, κατηγοριοποιούνται σε διάφορες ομάδες. Αναπτύσσεται το μαθηματικό και το δυναμικό μοντέλο της μηχανής με την χρήση των μετασχηματισμών Clarke και Park. Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο αντιστροφέα που χρησιμοποιείτε. Γίνεται ανάλυση της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, της διαμόρφωσης εύρους παλμών με χωρικά διανύσματα και της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών με την έγχυση της τρίτης αρμονικής.
- **κεφάλαιο 4** Εδώ παρουσιάζονται οι βασικές τεχνικές βαθμωτού και διανυσματικού ελέγχου για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος και αναλύεται λεπτομερώς ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, παρουσιάζονται τόσο μεθοδολογίες βελτίωσης της ακρίβειας της μεθόδου αυτής όσο και μείωσης του κόστους. Στην ενότητα αυτή γίνεται αναλυτικός υπολογισμός των κερδών των ελεγκτών PI κάθε βρόχου, όσο και άλλων συντελεστών, όπως ο συντελεστής του ελεγκτή anti wind-up. Τέλος παρουσιάζονται

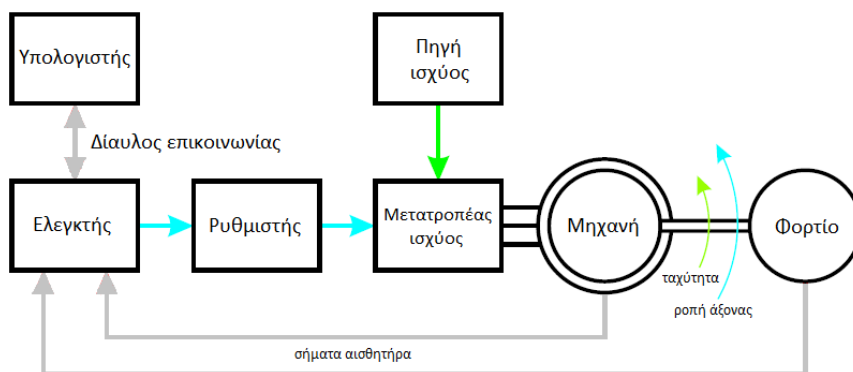
- **κεφάλαιο 5** Παρουσιάζεται η προσομοίωση του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης για διάφορες λειτουργικές καταστάσεις στη μόνιμη και στη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας. Γίνεται η αξιολόγηση των αποτελεσμάτων και καταγράφονται διάφορα μεγέθη όσον αφορά την απόκριση του συστήματος. Σχολιάζονται αναλυτικά όλες οι μεθοδολογίες ελέγχου και οι βελτιώσεις που κάθε μία εξ' αυτών προσφέρει, καταλήγοντας στις καταλληλότερη για την παρούσα εφαρμογή.
- **κεφάλαιο 6** Εδώ γίνεται μια σύνοψη των συμπερασμάτων που προέκυψαν από την εργασία.

## Κεφάλαιο 2

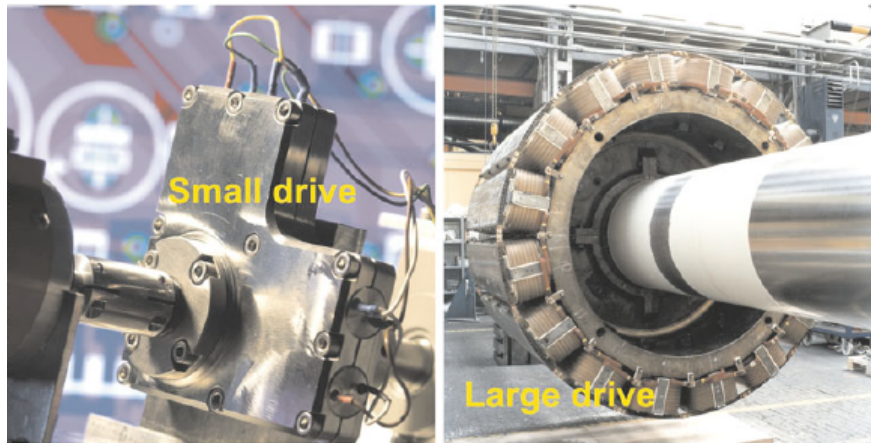
# Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης

### 2.1 Εισαγωγή

Ένα σύστημα οδήγησης, όπως φαίνεται στο [Σχήμα 2.1](#), μπορεί να οριστεί από την ικανότητά του να μετατρέψει αποδοτικά την ενέργεια από μία ηλεκτρική πηγή ισχύος σε ένα μηχανικό φορτίο. Ο κύριος στόχος του συστήματος οδήγησης είναι να ελέγξει το μηχανικό φορτίο ή μία διαδικασία. Η ροή της ενέργειας είναι συνήθως από ηλεκτρική σε μηχανική, δηλαδή έχουμε λειτουργία κινητήρα με ροή ισχύος από την πηγή ισχύος προς το μηχανικό φορτίο μέσω του μετατροπέα και της μηχανής, όπως φαίνεται στο [Σχήμα 2.1](#). Παρόλα αυτά σε μερικές περιπτώσεις η ροή ενέργειας μπορεί να αντιστραφεί. Σε τέτοια περίπτωση το σύστημα οδήγησης έχει δύο κατευθύνσεις, ώστε να επιτραπεί η ροή της ενέργειας και από το μηχανικό φορτίο στην πηγή ισχύος. Τα σύγχρονα συστήματα οδήγησης, χρησιμοποιούν συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος για τον ψηφιακό έλεγχο της ηλεκτρικής αυτής μετατροπής, πράγμα που φαίνεται και στο [Σχήμα 2.1](#) από την παρουσία του ελεγκτή και του ρυθμιστή. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο ρυθμιστής μπορεί να αφαιρεθεί. Όταν αυτός αφαιρείται οι εντολές των ηλεκτρονικών ισχύος ελέγχονται απευθείας από τον ελεγκτή. Ο ελεγκτής σε κάθε περίπτωση θα πρέπει με κάποιο τρόπο να επικοινωνεί με ένα υπολογιστή. Η επικοινωνία αυτή επιτρέπει την διεξαγωγή ενός εύρους λειτουργιών, όπως την αρχικοποίηση, διάφορες διαγνώσεις και τον έλεγχο υψηλής ακρίβειας. Ο ενσωματωμένος ψηφιακός ελεγκτής του σχήματος [2.1](#) περιέχει ψηφιακά ολοκληρωμένα υψηλής ταχύτητας, επεξεργαστές και ηλεκτρονικά κυκλώματα που χρειάζονται για την λήψη και την επεξεργασία των σημάτων που λαμβάνει από τους αισθητήρες. Επιπρόσθετα, απαιτείται η υλοποίηση κατάλληλων αλγορίθμων ελέγχου για την



Σχήμα 2.1: Τυπικό σύστημα οδήγησης.



Σχήμα 2.2: Σύστημα οδήγησης μικρού και μεγάλου μεγέθους. [20]

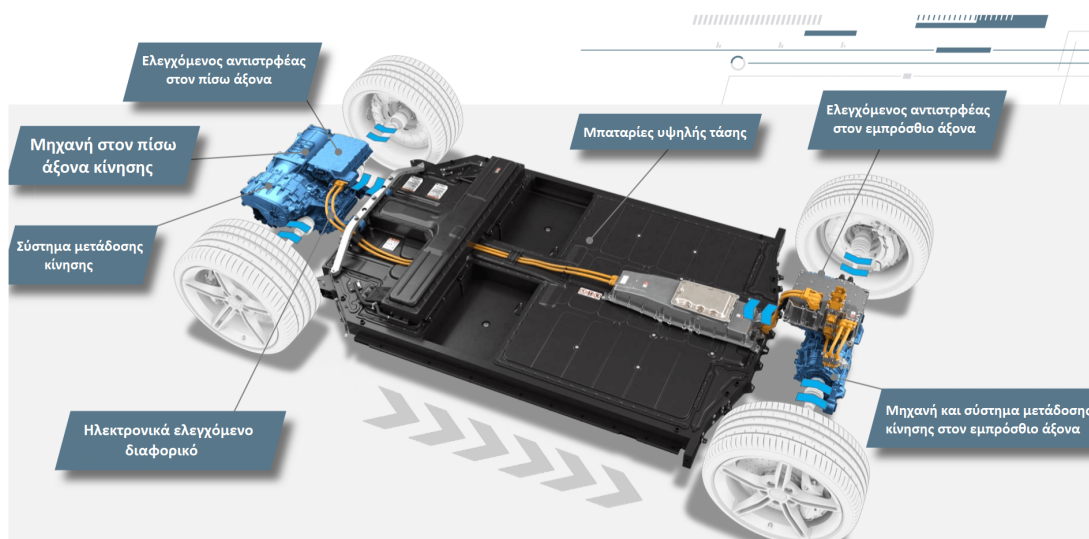
διευκόλυνση της μετατροπής ισχύος στο σύστημα οδήγησης. Από αυτή την οπτική, η τεχνολογία των συστημάτων οδήγησης θεωρείται 'νεοεισακτέα', αν θεωρήσουμε ότι η βιομηχανία ανάπτυξης ηλεκτρικών μηχανών αναπτύσσεται εδώ και περίπου εκατόν πενήντα χρόνια.

Ωστόσο, με την έλευση νέων υλικών και νέων εργαλείων σχεδίασης, καινοτόμες μηχανές, όπως γραμμικές μηχανές, μηχανές μονίμων μαγνητών και εγκάρσια μηχανήματα ροής, για να αναφέρουμε μόνο λίγα, έχουν αναπτυχθεί τα τελευταία είκοσι χρόνια. Από την άλλη πλευρά, οι συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος υπήρχαν περίπου σαράντα πέντε χρόνια, ενώ οι ψηφιακές συσκευές υψηλής ταχύτητας είναι διαθέσιμες μόνο τα τελευταία είκοσι πέντε χρόνια. Επιπλέον, κατάλληλοι αλγόριθμοι ελέγχου όπως ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου έχουν αναπτυχθεί τα τελευταία τριάντα χρόνια. Η συνεχή ανάπτυξη των συστημάτων κίνησης τροφοδοτείται από τη συνεχή εμφάνιση νέων σχετικών με τα συστήματα κίνηση προϊόντα όπως νέους επεξεργαστές, αισθητήρες και κυρίως νέους αλγόριθμους ελέγχου που στοχεύουν, για παράδειγμα, στην εξάλειψη των ακριβών αισθητήρων θέσης. Τέτοιες εξελίξεις ενισχύουν την ευρωστία, βελτιώνουν την αξιοπιστία και επεκτείνουν τη χρήση των ηλεκτρικών μηχανών σε βιομηχανικές εφαρμογές, που μέχρι σήμερα θεωρούντουσαν ανέφικτες. Το εύρος ισχύος σε αυτές τις βιομηχανικές εφαρμογές είναι εντυπωσιακό και συνήθως κυμαίνεται από μερικά milliwatts σε εκατοντάδες megawatt. Αυτό φανερώνει την ευελιξία και το ευρύ φάσμα εφαρμογών των σύγχρονων συστημάτων οδήγησης. Στο [Σχήμα 2.2](#) παρουσιάζονται δύο παραδείγματα συστημάτων διαφορετικού μεγέθους.

Αξίζει να αναφερθεί ότι τα τελευταία χρόνια υπάρχει μεγάλη ανάπτυξη στις εφαρμογές που αφορούν τα ηλεκτρικά οχήματα, με νέες εταιρίες να επενδύουν μεγάλα οικονομικά ποσά και τις κλασσικές αυτοκινητοβιομηχανίες που τροφοδοτούσαν διαχρονικά τα οχήματα με καύσιμο να παρουσιάζουν τις πρώτες τους προσπάθειες στον χώρο της ηλεκτροκίνησης. Ένα απλοποιημένο σύστημα παρουσιάζεται στο [Σχήμα 2.3](#). Τέλος, τα τελευταία χρόνια παρατηρείτε μια προσπάθεια ανάπτυξης τέτοιων τεχνολογιών και σε αεροπορικές εφαρμογές, ωστόσο οι τελευταίες βρίσκονται σε αρκετά πρώιμο στάδιο.

## 2.2 Τεχνολογικές τάσεις συστημάτων οδήγησης

Στην παρούσα ενότητα θα παρουσιαστούν οι κύριες τεχνολογικές τάσεις συνδυασμένες με σημαντικά στοιχεία που αποτελούν το σύστημα οδήγησης, όπως παρουσιάζονται και στο [Σχήμα 2.1](#). Θα αναλυθούν οι κύριες τεχνολογίες που έχουν αναπτυχθεί σχετικά με τις



Σχήμα 2.3: Porsche Taycan [21]

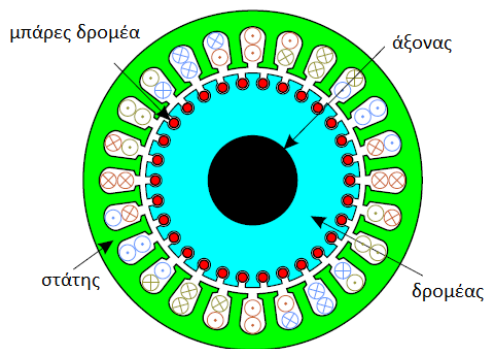
ηλεκτρικές μηχανές, διάφορους μετατροπείς και τους σύγχρονους ελεγκτές.

### 2.2.1 Ηλεκτρικές μηχανές

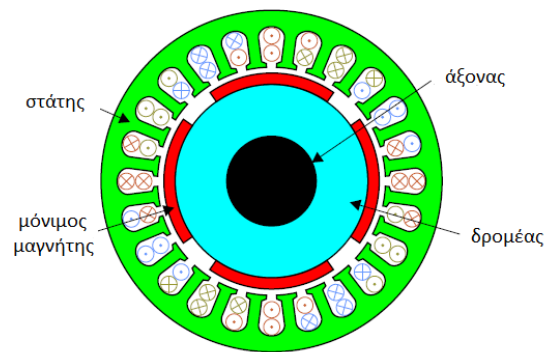
Ο κύριος ηλεκτρομηχανικός μετατροπέας ενέργειας του συστήματος είναι η ηλεκτρική μηχανή, η οποία πρέπει να ελέγχεται σύμφωνα με τις βιομηχανικές διαδικασίες στις οποίες χρησιμοποιείτε. Στα σύγχρονα συστήματα χρησιμοποιείτε συνήθως ένα εκ των τριών ειδών που παρουσιάζονται στο [Σχήμα 2.6](#). Οι μηχανές αυτές είναι η μηχανή επαγωγής (induction (asynchronous)), η σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών (PM synchronous), και η switched reluctance machine και παρουσιάζονται στο [Σχήμα 2.6](#) με την σειρά που αναφέραμε ( πάνω αριστερά, πάνω δεξιά και κάτω). Στο σχήμα που παρουσιάζεται, τόσο στη σύγχρονη όσο και στην ασύγχρονη μηχανή έχουμε τριφασική συνδεσμολογία περιελίξεων. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι πέρα από αυτές τις μηχανές εξακολουθούν να χρησιμοποιούνται και άλλες μηχανές, όπως η μηχανή συνεχούς ρεύματος (brushed DC). Από τα τρία ήδη μηχανών που παρουσιάζονται στο [Σχήμα 2.6](#), η μηχανή επαγωγής είναι η πιο διαδεδομένη στα συστήματα οδήγησης της βιομηχανίας. Αυτό μπορεί να αποδοθεί στην εγγενή ανθεκτικότητα της αλλά και την παρουσία περιφερειακών συστημάτων που έχουν δοκιμαστεί επιτυχώς κατά καιρούς. Ωστόσο, πάνω απ' όλα, ο παράγοντας με τον σημαντικότερο ρόλο στην εδραίωση των μηχανών αυτών είναι η ανάπτυξη και το χαμηλό κόστος των σύγχρονων επεξεργαστών υψηλής ταχύτητας και ακρίβειας. Μέσω αυτών μπορούν να υλοποιηθούν διάφοροι αλγόριθμοι όπως ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, μέσω των οποίων καταφέρνουμε καλύτερη απόδοση της μηχανής από μια μηχανή συνεχούς ρεύματος και πολλές φορές χαμηλότερου κόστους, κυρίως σε συστήματα που δεν χρησιμοποιούν αισθητήρες.

Μία σημαντική παράμετρος για την απόδοση της μηχανής είναι η πυκνότητα ισχύος, ο λόγος της ισχύς εξόδου ως προς το βάρος της μηχανής και μετριέται σε (kW/kg). Η πυκνότητα ισχύος έχει αυξηθεί κατά την διάρκεια των τελευταίων πενήντα ετών από 0.02kW/kg στις αρχές του 20<sup>ου</sup> αιώνα σε 0.15kW/kg το 1970, σύμφωνα με μια προβλεπόμενη καμπύλη 'S' που ακολουθούν συνήθως τεχνολογίες που ωριμάζουν.

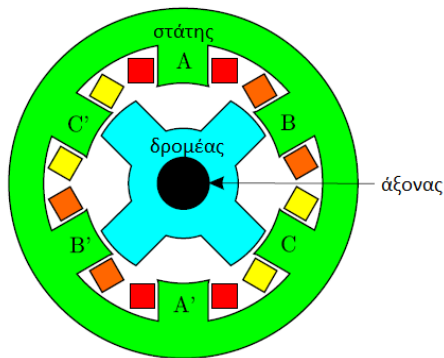
Την εποχή αυτή δεν περίμεναν να συνεχίσει να αυξάνεται η τιμή της πυκνότητας ισχύος. Συνεπώς, αναμενόταν αύξηση έως την τιμή των 0.16kW/kg, υπολογίζοντας την ανάγκη να



Σχήμα 2.4: (α) Μηχανή επαγωγής [22]



Σχήμα 2.5: (β) Μηχανή μόνιμων μαγνητών [22]



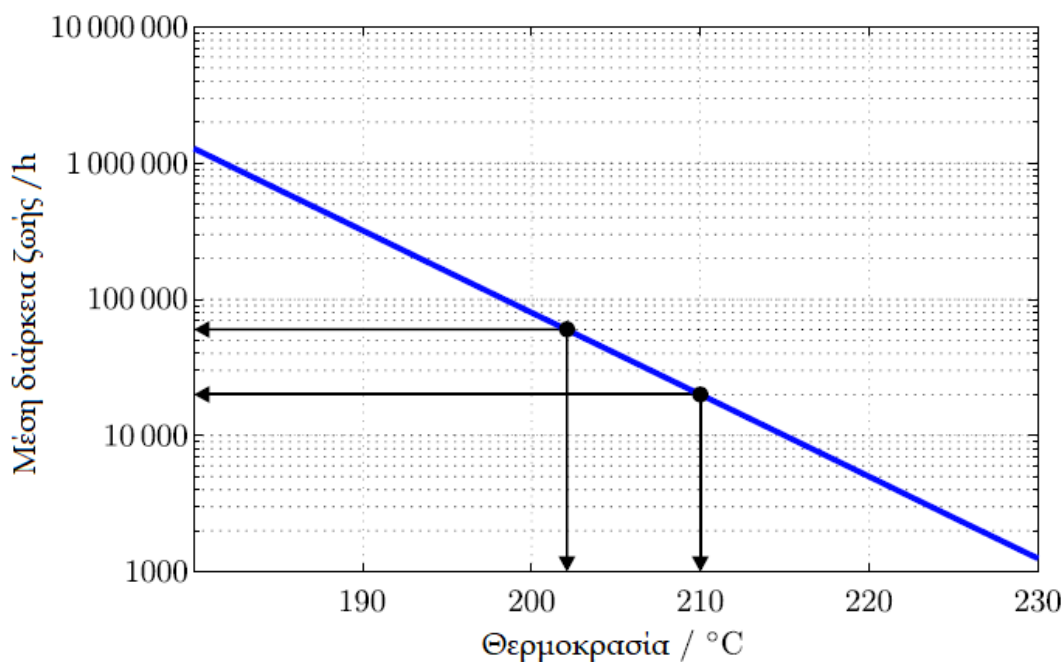
Σχήμα 2.6: Switched reluctance machine [22]

παραμείνουν οι θερμοκρασίες εντός των επιθυμητών τιμών. Στο [Σχήμα 2.7](#) παρουσιάζεται η σημασία της αναλογίας θερμοκρασία- διάρκεια ζωής. Βάση του γραφήματος, μπορούμε να έχουμε ένα χρόνος ζωής, για παράδειγμα, 80000h αν οι θερμοκρασίες διατηρηθούν σε τιμές μικρότερες των 200°C. Οι θερμοκρασίες αυτές εξαρτώνται από την πυκνότητα ισχύος.

Βελτιώσεις στην πυκνότητα ισχύος, σύμφωνα με τις απόψεις του περασμένου αιώνα, θα μπορούσαν να γίνουν μόνο από την ανάπτυξη αποδοτικότερων μαγνητικών υλικών, δηλ. με χαμηλότερα δινορεύματα και απώλειες υστέρησης, ή/και βελτιώσεις στα μονωτικά υλικά ώστε να επιτρέπεται η εκτεταμένη λειτουργία σε υψηλότερες θερμοκρασίες, χωρίς να διακυβεύεται ο χρόνος ζωής της μηχανής. Δεδομένων αυτών των επιχειρημάτων, μπορεί κάποιος να εκπλαγεί αν αναφέρουμε ότι σήμερα αναπτύσσονται μηχανές με πυκνότητα ισχύος μεταξύ 1, 2kW/kg και 3, 5kW/kg παρά το γεγονός ότι τα μαγνητικά και μονωτικά υλικά που χρησιμοποιούν έχουν παραμείνει ουσιαστικά αμετάβλητα. Ένα σύνολο παραγόντων συνέβαλαν σε αυτήν την ουσιαστική αύξηση της πυκνότητας ισχύος, συγκεκριμένα:

- Οι βελτιώσεις στις τεχνολογίες των ρουλεμάν και των κιβωτίων ταχυτήτων ήταν πρωταρχικά καθοριστικές στην επίτευξη υψηλής πυκνότητας ισχύος. Σε αυτό το πλαίσιο σημειώνεται ότι η ισχύς εξόδου είναι προϊόν της ροπής στον άξονα και της ταχύτητας του άξονα. Η ονομαστική ροπή του άξονα καθορίζεται κυρίως από τον όγκο του δρομέα και τη μέγιστη πυκνότητα ροής των 2T, (το οποίο δεν έχει αλλάξει σημαντικά τον περασμένο αιώνα). Αυτό υπονοεί ότι οι βελτιώσεις στην πυκνότητα ισχύος έχουν επι-





Σχήμα 2.7: Διάρκεια ζωής μονωτικών υλικών βάση θερμοκρασίας. [22]

τευχθεί λόγω της σημαντικής αύξησης της ταχύτητας λειτουργίας από συνήθως 3000 ΣΑΛ (όσες περίπου χρησιμοποιούσαν στις αρχές του περασμένου αιώνα) σε 6000 ΣΑΛ σε τυπικές εφαρμογές και 16000 ΣΑΛ σε υβριδικά και ηλεκτρικά οχήματα. Σήμερα κατασκευάζονται μηχανές των οποίων οι ταχύτητες φτάνουν τις 100000 ΣΑΛ με εγγενείς εξαιρετικές δυνατότητες ψύξης και τιμές πυκνότητας ισχύος έως  $3,5 \text{ kW/kg}$ . Τέτοιες μηχανές λειτουργούν υπό συνθήκες χαμηλής ροπής, το οποίο επιτρέπει έναν ελαφρύ και συμπαγές σχεδιασμό.

- Οι βελτιώσεις στον έλεγχο ποιότητας και την αυτοματοποιημένη παραγωγή μειώνουν τις απώλειες και επιτρέπουν έναν σχεδιασμό μεγαλύτερης ακρίβειας. Ένα πρωταρχικό παράδειγμα είναι η χρήση του τεχνικής έγχυσης χαλκού για την κατασκευή κλωβών μηχανών επαγωγής.
- Η διαθεσιμότητα βελτιωμένων εργαλείων σχεδιασμού (θα συζητηθούν στην ενότητα 2.3) για μηχανήματα που επιτρέπουν στο χρήστη να εξετάσει και να συντονίσει μαγνητικές, θερμικές και ακουστικές συμπεριφορές. Επιπλέον, υπάρχουν διαθέσιμα εργαλεία προσομοίωσης που επιτρέπουν να εξετάσει η δυναμική λειτουργία κίνησης υπό διαφορετικά σενάρια φορτίου και ελέγχου.
- Βελτιωμένες τεχνικές ψύξης για την αποφυγή καυτών σημείων, κάτι που οδηγεί σε καλύτερη αξιοποίηση των διαθέσιμων μονωτικών υλικών. Κατά συνέπεια, παρατηρείται βελτιωμένη θερμική αγωγιμότητα είναι στις μηχανές.
- Έχει μειωθεί ο συντελεστής μειωμένης απόδοσης. Παραδοσιακά ένα ποσοστό της τάξης του 15% εφαρμοζόταν ώστε να αποφευχθεί η αύξηση της θερμοκρασίας λόγω των αρμονικών που παράγει ο αντιστροφάς. Οι σύγχρονοι μετατροπείς μπορούν να

λειτουργήσουν σε συχνότητες μεγαλύτερες συγκριτικά με το παρελθόν χωρίς κάποια αύξηση του κόστους και η μείωση της απόδοσης του μετατροπέα, όπως θα γίνει εμφανές στην επόμενη υποενότητα.

## 2.2.2 Μετατροπείς ισχύος

Η ανάπτυξη των μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος τα τελευταία είκοσι πέντε χρόνια ήταν σημαντική όπως μπορεί να εκτιμηθεί από την παράμετρο πυκνότητας ογκομετρικής ισχύος, δηλαδή, η αναλογία της ισχύος προς τον όγκο του μετατροπέα  $kVA/m^3$ . Για παράδειγμα, οι μετατροπείς AC σε AC με αερόψυξη είδαν την πυκνότητα ογκομετρικής ισχύος να αυξάνεται από  $30kVA/m^3$  (στο τέλος του περασμένου αιώνα) σε  $500kVA/m^3$  σήμερα. Αυτές οι σημαντικές βελτιώσεις στην πυκνότητα ογκομετρικής ισχύος μπορούν να αποδοθούν στους εξής διάφορους παράγοντες:

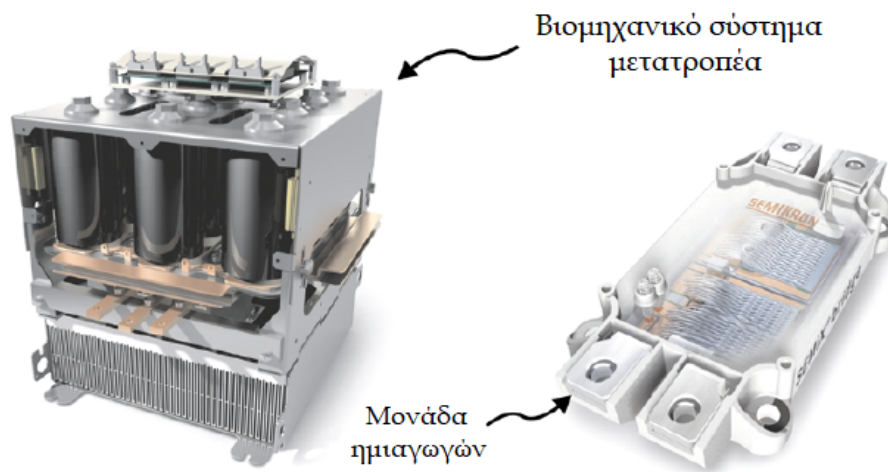
- Διαθεσιμότητα ημιαγωγών ισχύος που μπορούν να αλλάζουν πιο αποτελεσματικά, δηλαδή, με χαμηλότερη απόκριση ισχύος σε σύγκριση με τις τιμές που βρέθηκαν σε συσκευές του προηγούμενου αιώνα.
- Βελτιώσεις στην τεχνολογία ψυκτών με αποτέλεσμα να έχουμε την δυνατότητα κατασκευής μικρότερων μονάδων.
- Χρήση τοπολογιών και τεχνικών ελέγχου για την ελαχιστοποίηση των απωλειών της συσκευής ισχύος.
- Χρήση καλύτερων εργαλείων σχεδίασης.
- Διαθεσιμότητα συμπαγών ψηφιακών επεξεργαστών υψηλής απόδοσης με εκτεταμένους δυνατοότητες E/E που μπορούν εύκολα να συνδεθούν με το εξίσου συμπαγή απαιτούμενα κυκλώματα ηλεκτρονικής μετάδοσης ισχύος για τον έλεγχο των συσκευών μεταγωγής.
- Βελτιώσεις σχεδιασμού και κατασκευής σε παθητικές συσκευές, και κυρίως σε πυκνωτές, οι οποίοι παίζουν καθοριστικό ρόλο στο μέγεθος και το κόστος των συστημάτων ισχύος.

Το αποκορύφωμα των βελτιώσεων που αναφέρονται παραπάνω δίδεται ως παράδειγμα από το διαθέσιμότητα συμπαγών δομικών στοιχείων, όπως φαίνεται στο [Σχήμα 2.8](#), για την κατασκευή ενός πλήρους αντιστροφέα και εμπορικών μετατροπέων « έτυμων προς χρήση », όπως φαίνεται [Σχήμα 2.9](#), οι οποίοι μπορούν να συνδεθούν εύκολα με τις ηλεκτρικές μηχανές.

Σε αυτήν την ενότητα, η έμφαση έχει δοθεί κυρίως στις βελτιώσεις της ογκομετρικής πυκνότητας ισχύος. Ωστόσο, οι βελτιώσεις στην τεχνολογία των μετατροπέων που οδηγεί στην ικανότητα λειτουργίας σε πολύ υψηλότερες συχνότητες έπαιξαν καθοριστικό ρόλο στην δημιουργία συστημάτων οδήγησης υψηλής ταχύτητας.

Ο κύριος περιορισμός σχεδιασμού στην πυκνότητα ογκομετρικής ισχύος του μετατροπέα είναι η θερμική συμπεριφορά, δηλαδή η ανάγκη περιορισμού των θερμοκρασιών λειτουργίας και εγγύησης επαρκών θερμικών κύκλων των συσκευών ημιαγωγών και των αντίστοιχων πακέτων. Αυτό σημαίνει ότι η πυκνότητα της ογκομετρικής ισχύος εξαρτάτε σε μεγάλο βαθμό από τις ειδικές απώλειες των συσκευών που χρησιμοποιούνται, τη μέθοδο ψύξης και τις συνθήκες λειτουργίας. Στα ηλεκτρικά και υβριδικά οχήματα είναι απαραίτητο να έχουμε μηχανές και μετατροπείς υψηλής πυκνότητας ισχύος. Ένα παράδειγμα ενός μετατροπέα DC-AC με υγρή ψύξη και ογκομετρική πυκνότητα ισχύος  $6000kVA/m^3$  και switched reluctance machine των  $55kW$  με πυκνότητα ισχύος περίπου  $1,2kW/kg$  παρουσιάζεται στο [Σχήμα 2.10](#).

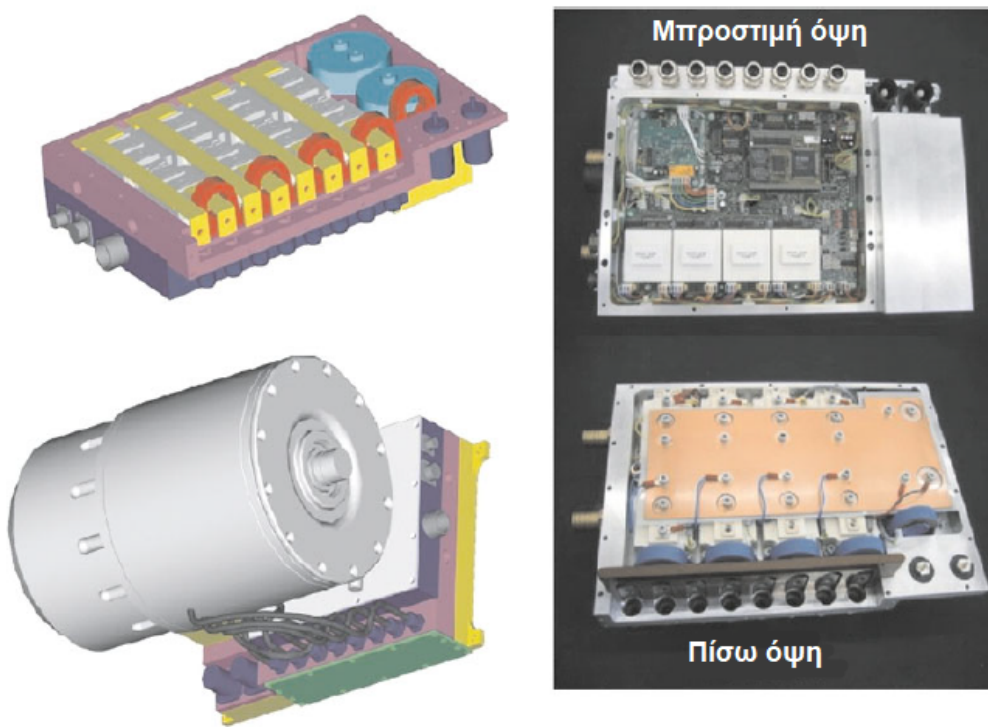




Σχήμα 2.8: Παραδείγματα μονάδων μετατροπέων και των ημιαγωγίμων στοιχείων. [23]



Σχήμα 2.9: Σύγχρονοι αντιστροφείς ισχύος. [24]



Σχήμα 2.10: Παράδειγμα μετατροπέα DC-AC με υγρή ψύξη και switched reluctance machine.

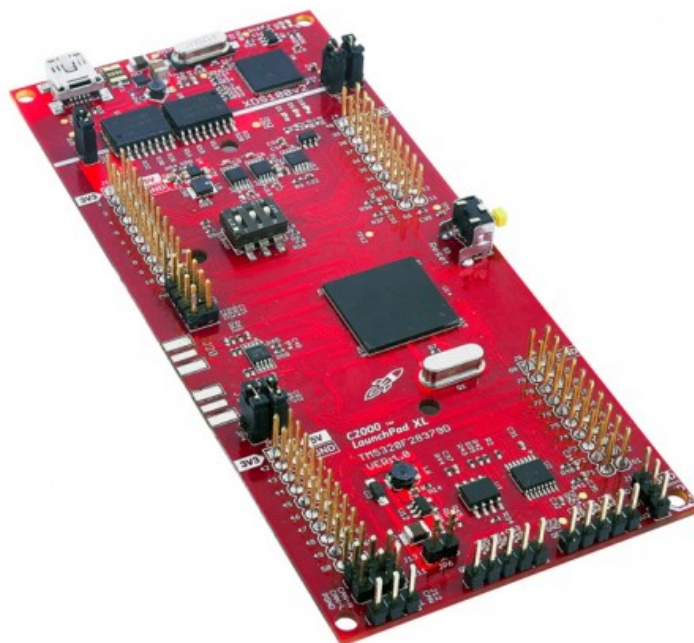
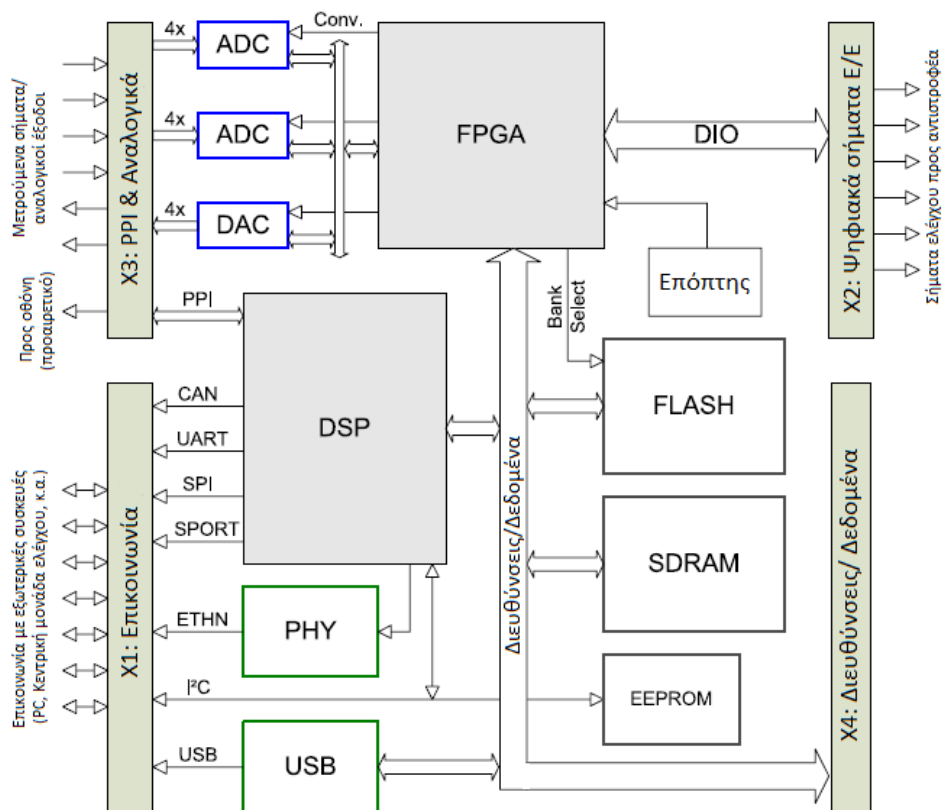
### 2.2.3 Ενσωματωμένος έλεγχος και σύνδεσμοι επικοινωνίας

Ο ελεγκτής και ο ρυθμιστής (εάν χρησιμοποιείται), όπως φαίνεται στο [Σχήμα 2.1](#), αποτελούν μέρος του ενσωματωμένου συστήματος που είναι διασυνδεδεμένο με τα ημιαγωγικά στοιχεία και τους αισθητήρες (για μέτρηση τάσης/ρεύματος και/ή θέσης/ταχύτητας). Επιπλέον, αυτά τα εξειδικευμένα συστήματα υπολογιστών με τη μορφή επεξεργαστών ψηφιακού σήματος (digital signal processors (DSP)) ή μικροελεγκτών (mikro-controllers) είναι ειδικά προσαρμοσμένα για εφαρμογές ηλεκτρικών συστημάτων οδήγησης. Ως εκ τούτου, διαθέτουν εκτεταμένο σύστημα διεπαφών (ψηφιακές / αναλογικές εισόδους και εξόδους), συμπεριλαμβανομένων δυνατοτήτων δικτύωσης για επικοινωνία με άλλα συστήματα υπολογιστών υψηλότερου επιπέδου. Τόσο οι σταθεροί όσο και οι κυμαινόμενοι σημείου επεξεργαστές μπορούν να επεξεργαστούν πληροφορίες σε πραγματικό χρόνο. Ένα παράδειγμα ενός επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (DSP), όπως παρουσιάζεται στο [Σχήμα 2.11](#) δείχνει ξεκάθαρα τα πολλαπλά σήματα εντολών εισόδου / εξόδου και άλλων δυνατοτήτων διεπαφών, που απαιτούνται για μια μονάδα ηλεκτρικής κίνησης.

Οι εξελίξεις στην ανάπτυξη των τεχνολογιών των συστημάτων οδήγησης δεν θα μπορούσαν να πραγματοποιηθούν χωρίς καινοτομίες τα τελευταία τριάντα χρόνια στον τομέα των αλγορίθμων ελέγχου, του λογισμικού και του hardware που σχετίζονται με τον ελεγκτή. Ακολουθεί μια σύντομη επισκόπηση των σημαντικότερων καινοτομιών που σχετίζονται με τον ελεγκτή:

- Ανάπτυξη αλγορίθμων ελέγχου όπως ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (*Field Oriented Control (FOC)*) για μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος. Μέσω των αλγορίθμων αυτών έχουμε καταφέρει την πλήρη αποσύζευξη των εξισώσεων ροής και ρεύματος της μηχανής και θα την αναλύσουμε στο [κεφάλαιο 4](#). Έχουμε καταφέρει να έχουμε σε μία μηχανή EP ίδια δυναμική απόδοση με την μηχανή ΣΡ. [2]
- Ο συγχρονισμός τεχνικών διανυσμάτων χώρου και διαμόρφωσης εύρους παλμών ήταν καθοριστικός για την βελτιστοποίηση των DC τάσεων ζυγών και του εύρους της συχνότητας εξόδου των τριφασικών μετατροπέων. [25]
- Η ανάπτυξη αλγορίθμων άμεσου ελέγχου ροπής *Direct Torque control (DTC)* απλοποίησε την βιομηχανία των συστημάτων κίνησης, καθώς ο ελεγκτής βρίσκεται σε άμεση επικοινωνία με το κύκλωμα, δηλ. μπορούμε να μην έχουμε ρυθμιστή. [26]
- Ανάπτυξη αλγορίθμων ελέγχου που κάνουν την χρήση αισθητήρων θέσης και ταχύτητας περιττή. [27] Επιπρόσθετα, η αλγόριθμοι ελέγχου έχουν μειώσει και την χρήση αισθητήρων για την μέτρηση των τάσεων και των ρευμάτων. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι σημερινές συσκευές ισχύος έρχονται με ενσωματωμένα αισθητήρια συστήματα πράγμα που μειώνει το γενικό κόστος του συστήματος.
- Όπως προαναφέρθηκε οι επεξεργαστές ψηφιακών σημάτων (DP) και οι μικρο-ελεγκτές (μC) υψηλής απόδοσης και ταχύτητας επιτρέπουν την υλοποίηση σύνθετων αλγορίθμων σε πραγματικό χρόνο.
- Η ύπαρξη προγραμματιστικών εργαλείων για τους επεξεργαστές μC και DSP, όπως οι προγραμματιστικές γλώσσες C και C++ και εργαλεία προγραμματισμού γραφικού περιβάλλοντος, όπως Matlab/Simulink και Caspoc, χρησιμεύουν στην μείωση του χρόνου ανάπτυξης του συστήματος οδήγησης και αυξάνουν την ευελιξία των εφαρμογών.

Αυτές οι καινοτομίες που σχετίζονται με τον ενσωματωμένο έλεγχο είχαν σημαντική επίδραση στην ανάπτυξη των συστημάτων κίνησης. Συγκεκριμένα, η διάκριση μεταξύ μονάδων



Σχήμα 2.11: DSP [28]



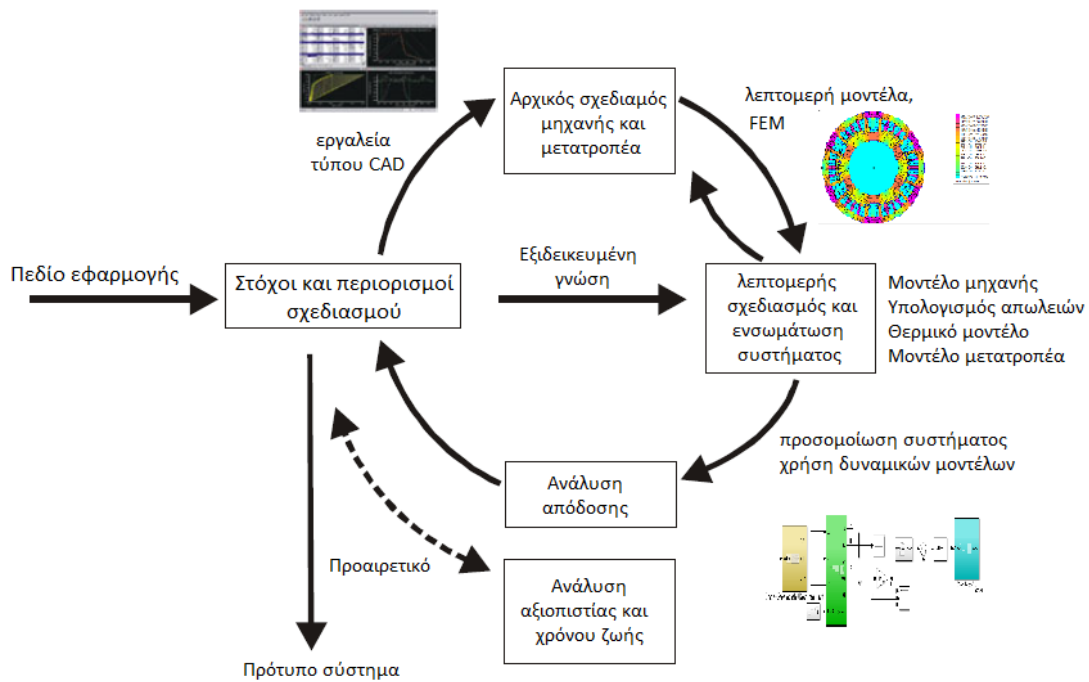
χαμηλής και υψηλής απόδοσης έχει γίνει λιγότερο έντονη, καθώς και στις δύο περιπτώσεις μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ίδια πλατφόρμα ελέγχου. Οι αλλαγές μεταξύ των δύο πλέον είναι θέμα εισαγωγής διαφορετικών αλγορίθμων ελέγχου και εισαγωγής ή παράλειψης ηλεκτρικών αισθητήρων ή / και αισθητήρων θέσης. Αυτό σημαίνει ότι τα συστήματα οδήγησης μπορούν εύκολα να προσαρμοστούν σε διάφορες βιομηχανικές διεργασίες. Επιπλέον, οι αλλαγές στο επίπεδο ισχύος μιας μονάδας οδήγησης μπορεί να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας διαφορετικά πακέτα μετατροπέα. Εν κατακλείδι, η έννοια του plug-and play χρησιμοποιείται όλο και περισσότερο από τους κατασκευαστές, όπου τα διάφορα στοιχεία που παρουσιάζονται στο [Σχήμα 2.1](#) μπορούν να ενσωματωθούν και να εναλλάσσονται για να ταιριάζουν κατάλληλα σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών. Σε όλες τις περιπτώσεις παρέχεται μία ποικιλία συνδέσεων επικοινωνίας στον χρήστη έτσι ώστε να μπορεί να συνδέσει ένα σύστημα οδήγησης με ευκολία σε μεγαλύτερα αυτοματοποιημένα συστήματα.

## 2.3 Μεθοδολογία σχεδιασμού συστήματος οδήγησης

Στην ενότητα αυτή, θα περιγραφεί η μεθοδολογία σχεδιασμού συστημάτων οδήγησης, δηλ. οι διαδικασίες που χρησιμοποιούνται για την ανάπτυξη και την αξιολόγηση των συστημάτων ηλεκτρική κίνησης. Μια διεξοδική εκτίμηση αυτών των διαδικασιών είναι σημαντική καθώς επιδεικνύουν την ανάγκη εξειδικευμένων εργαλείων λογισμικού και πάνω απ' όλα την ανάγκη για σαφή κατανόηση όλων των βασικών στοιχείων της μονάδας οδήγησης καθώς και τη φύση της βιομηχανικής διαδικασίας που πρέπει να ελεγχθεί.

Συνήθως, χρησιμοποιείται μια διαδικασία επαναληπτικού σχεδιασμού κλειστού βρόχου που περιλαμβάνει όλο το σύστημα. Η γνώση του πεδίου εφαρμογής αποτελεί μία από τις σημαντικές πληροφορίες. Για παράδειγμα, η ανάπτυξη ενός συστήματος οδήγησης για χρήση σε έναν συμπίεστη ή έναν ανεμιστήρα θεωρείτε αρκετά απλοϊκή συγκριτικά με ένα υπεράκτιο σύστημα γεώτρησης, όπου πρέπει να ελέγχονται οι δυναμικές διακυμάνσεις του φορτίου. Μόλις οριστεί το πεδίο εφαρμογής, μπορούν να καθοριστούν οι στόχοι και οι περιορισμοί σχεδιασμού που αποτελούν τη βάση για τον αρχικό σχεδιασμό της μηχανής και του μετατροπέα. Σε αυτό το στάδιο διατυπώνεται ο τύπος της μηχανής και ο αλγόριθμος ελέγχου κίνησης που θα χρησιμοποιηθούν, τα οποία μπορεί να έχουν μεγάλη επίδραση στο χρόνο που απαιτείται για την ολοκλήρωση της διαδικασίας σχεδιασμού. Μόλις καθοριστεί ο αρχικός σχεδιασμός της μηχανής και του μετατροπέα ισχύος (βλ. [Σχήμα 2.12](#)), προχωράμε στην φάση της λεπτομερούς φάση σχεδιασμού και της ολοκλήρωσης του συστήματος. Αυτό μπορεί να γίνει σε πολλά επίπεδα. Το πρώτο είναι η ανάπτυξη ενός μοντέλου προσομοίωσης του συστήματος οδήγησης με ιδανικά στοιχεία. Εργαλεία λογισμικού όπως, για παράδειγμα, το Matlab / Simulink και Caspoc μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη δημιουργία δυναμικών μοντέλων προσομοίωσης της πλήρους μονάδας οδήγησης. Τέτοια μοντέλα χρησιμοποιούν προγραμματισμένους αλγορίθμους ελέγχου οι οποίοι, για παράδειγμα, παρέχουν ακριβή έλεγχο ροπής. Συνήθως, επιπρόσθετες δομές ελέγχου προστίθενται σε αυτό το στάδιο για την ενίσχυση του συστήματος οδήγησης για τη δυνατότητα ελέγχου της προβλεπόμενης βιομηχανικής διαδικασίας. Έπειτα, μέσω της προσομοίωσης του μοντέλου, λαμβάνουμε τα δεδομένα για την συμπεριφορά σε μεταβατική και μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Με βάση αυτές τις πληροφορίες, γίνονται περαιτέρω βελτιώσεις στο μοντέλο που ενδέχεται να περιλαμβάνουν τον αρχικό σχεδιασμό της μηχανής και του μετατροπέα και έπειτα τον λεπτομερή σχεδιασμό και την ενσωμάτωση του συστήματος.

Το επίπεδο βελτίωσης του σχεδιασμού εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τη φύση της εφαρμογής. Για παράδειγμα, σε περίπτωση εφαρμογών σε αεροσκάφη και ηλεκτρικά οχήματα, χρειάζονται πολύ υψηλά επίπεδα πυκνότητας ισχύος, τα οποία μπορούν να επιτευχθούν μέσω εκτενέστερων προσομοιώσεων του συστήματος μηχανής -μετατροπέα. Τέτοιες μελέτες α-



Σχήμα 2.12: Μεθοδολογία σχεδίασης συστήματος οδήγησης.

παιτούν τη χρήση εξελιγμένων διδιάστατων ή τρισδιάστατων προγραμμάτων προσομοίωσης πεπερασμένων στοιχείο (*FEM*) που μπορούν να αξιολογήσουν τη μαγνητική συμπεριφορά της μηχανής. Επιπλέον υπάρχουν εργαλεία λογισμικού για την εξέταση της θερμικής συμπεριφοράς της μηχανής και του μετατροπέα. Επίσης, πριν δημιουργηθεί το πρωτότυπο σύστημα μπορούν να μελετηθούν οι ακουστικοί συμπεριφορά, οι θόρυβοι και οι δόνησης της μηχανής. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο μηχανικός που πρόκειται να σχεδιάσει ένα σύστημα οδήγησης πρέπει να διαθέτει ένα φάσμα γνώσεων. Πιο συγκεκριμένα θα πρέπει να γνωρίζει σε βάθος πεδία όπως τις ηλεκτρικές μηχανές, τα ηλεκτρονικά ισχύος, τα παθητικά και ενεργά ηλεκτρονικά κυκλώματα, το hardware ελέγχου, εργαλεία σχεδίασης λογισμικού, όπως και αλγόριθμους ελέγχου και επικοινωνίας. Η εξέλιξη των πεδίων αυτών θα αποτελέσει σημαντικό παράγοντα στην εξέλιξη των συστημάτων οδήγησης.

## Κεφάλαιο 3

# Συνιστώσες συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης εναλλασσόμενου ρεύματος

### 3.1 Τριφασική μηχανή επαγωγής

Για τον σωστό έλεγχο ενός κινητήρα, πρέπει να αναλύσουμε τη δυναμική του απόδοση καθώς και την επίδοση σταθερής κατάστασης. Αυτό απαιτεί ένα μαθηματικό μοντέλο, το οποίο περιγράφει τη συμπεριφορά ενός κινητήρα. Το μοντέλο κινητήρα μπορεί να εκφράζεται κυρίως από τις εξισώσεις τάσης και ροπής. Η εξίσωση τάσης για ένα κινητήρα αποτελείται από τα ακόλουθα στοιχεία: την πτώση τάσης της αντίστασης περιέλιξης  $R$  και την επαγόμενη τάση ανάλογη του χρονικού ρυθμού μεταβολής της ροής  $\lambda$  ως εξής:

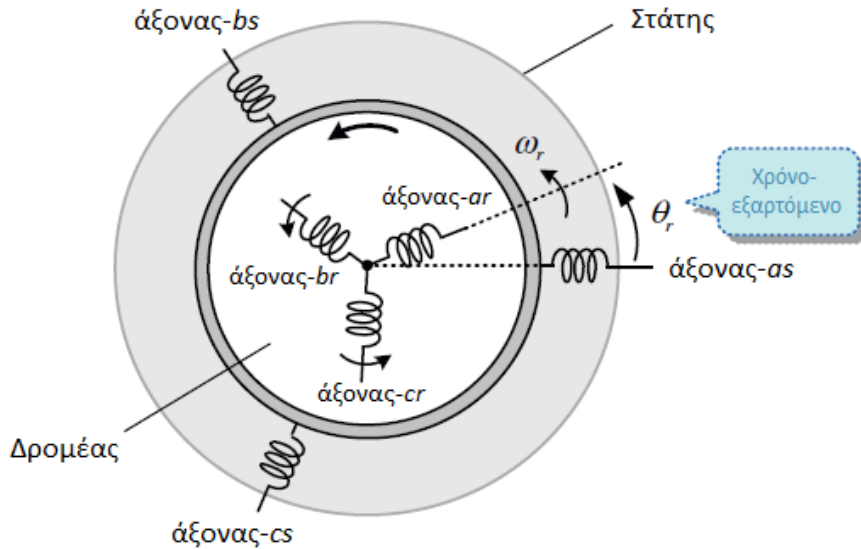
$$v(t) = Ri(t) + \frac{d\lambda(t)}{dt} \quad (3.1)$$

$$= Ri(t) + \frac{d[L(\theta_r)i(t)]}{dt} \quad (\theta_r = \omega_r t) \quad (3.2)$$

Όπως αναφέρθηκε στο εισαγωγικό κεφάλαιο, η πεπλεγμένη ροή μπορεί να εκφραστεί ως προϊόν της αυτεπαγωγής και του ρεύματος. Για κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) με περιελίξεις στον στάτη και τον δρομέα, η αλληλεπαγωγή που υποδηλώνει την ποσότητα της σύνδεσης της ροής μεταξύ των δύο περιελίξεων, είναι μια χρονικά μεταβαλλόμενη παράμετρος. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η αλληλεπαγωγή είναι μια συνάρτηση της θέσης του δρομέα λόγω της διακύμανσης της ποσότητας της ροής βάση της θέσης του δρομέα. Επιπλέον, σε σύγχρονη μηχανή έκτυπων πόλων, ακόμα και η αυτεπαγωγή είναι μια συνάρτηση της θέσης του δρομέα που οφείλεται στην μεταβολή του διακένου αέρα σύμφωνα με τη θέση του.

Για παράδειγμα, ας θεωρήσουμε τον κινητήρα επαγωγής του σχήματος 3.1, στο οποίο οι περιελίξεις του στάτη είναι ακίνητες ενώ οι περιελίξεις του δρομέα περιστρέφονται με τον δρομέα. Λόγω της κίνησής του δρομέα, η γωνιακή θέση  $\theta_r$  μεταξύ των περιελίξεων του στάτη και του δρομέα μεταβάλλεται χρονικά κατά την διάρκεια της κίνησης. Ως αποτέλεσμα, ακόμη και αν τα ρεύματα (συνεπώς και η ροή) που ρέουν σε αυτές τις δύο περιελίξεις παραμένουν σταθερές, η ποσότητα ροής που τις συνδέει θα μεταβάλλεται με την πάροδο του χρόνου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την χρονική μεταβλητότητα των αλληλεπαγωγών. Λόγω της χρονικά μεταβαλλόμενης αυτεπαγωγής, οι εξισώσεις τάσης, οι οποίες περιγράφουν τη συμπεριφορά των AC κινητήρων, θα εκφραστούν μέσω διαφορικών εξισώσεων με χρονικά μεταβαλλόμενους συντελεστές.

Η ανάλυση αυτών των χρονικά μεταβαλλόμενων διαφορικών εξισώσεων θα είναι αρκετά περίπλοκη. Ωστόσο, χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό πλαισίου αναφοράς, ο οποίος θα εισαχθεί σε αυτό το κεφάλαιο, η πολυπλοκότητά τους μπορεί να μειωθεί σημαντικά. Αυτό συμβαίνει στο ότι τα χρονικά μεταβαλλόμενα



Σχήμα 3.1: Γωνιακή θέση μεταξύ περιελίξεων στάτη και δρομέα [29]

τυλίγματα μπορούν να εξαλειφθούν στις εξισώσεις τάσης με τη χρήση του μετασχηματισμού πλαισίου αναφοράς. Βάση αυτού έχουμε μετασχηματισμό από ένα τριφασικό σύστημα abc σε διφασικό σύστημα dq ορθοκανονικών αξόνων. Ο μετασχηματισμός αυτός είναι απαραίτητος για την υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου, ο οποίος επιτρέπει τον δυναμικό έλεγχο ροπής μίας AC μηχανής. Η μεθοδολογία αυτή ελέγχου θα περιγραφεί αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.

Στο παρόν κεφάλαιο, θα μελετήσουμε τον μετασχηματισμό πλαισίων αναφοράς και θα εισάγουμε το μοντέλο της μηχανής επαγωγής στο dq πλαίσιο αναφοράς. Ωστόσο, αρχικά, θα πρέπει να μελετηθούν και παρουσιαστούν οι εξισώσεις στο τριφασικό πλαίσιο abc .

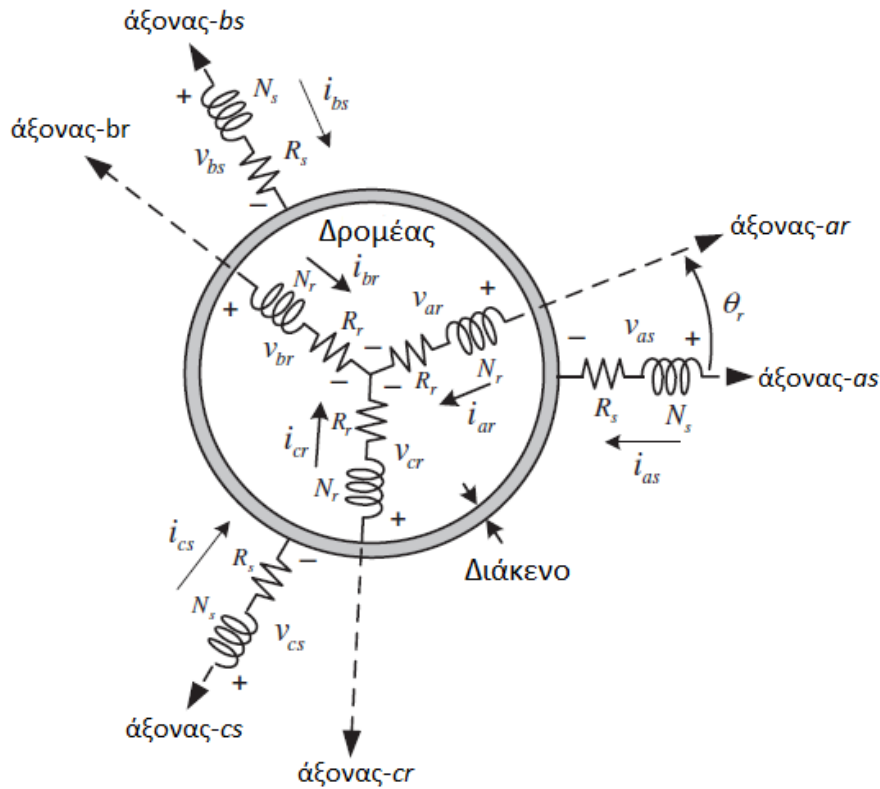
### 3.1.1 Μοντελοποίηση κινητήρα επαγωγής

Όπως αναφέρθηκε, στην συνέχεια του κεφαλαίου θα εισάγουμε το δυναμικό μοντέλο της μηχανής, το οποίο είναι κατάλληλο τόσο για την λειτουργία μόνιμης κατάστασης όσο και για την μεταβατική συμπεριφορά της μηχανής.

Θεωρούμε μια τριφασική, διπολική μηχανή επαγωγής όπως φέρεται στο Σχήμα 3.2, με τυλίγματα στάτη  $N_s$ , ωμική αντίσταση στάτη  $R_s$ , αυτεπαγωγή σκέδασης  $L_{ls}$  και αυτεπαγωγή στάτη  $L_s$ . Παρομοίως για τον δρομέα συμβολίζονται ως  $N_r$  τα τυλίγματα δρομέα,  $R_r$  η ωμική αντίσταση δρομέα,  $L_{lr}$  η αυτεπαγωγή σκέδασης και  $L_r$  η αυτεπαγωγή στάτη. Με  $\theta_r$  συμβολίζεται η γωνία θέσης μεταξύ στάτη και δρομέα. Στην ανάλυση μας θα αγνοηθούν τα μη ιδανικά χαρακτηριστικά όπως ο κορεσμός του μεταλλικού πυρήνα, η επίδραση των αυλάκων και της ροπής στρέψης.

Στο σημείο αυτό θα εξάγουμε τις εξισώσεις τάσης της μηχανής επαγωγής. Αφού μια μηχανή επαγωγής έχει έξι τυλίγματα, μπορεί να παρουσιαστεί μέσω έξι εξισώσεων.





Σχήμα 3.2: Τυλίγματα στάτη και δρομέα μηχανής επαγωγής [29]

Η επιθυμητή τάση αποτελείται από την πτώση τάσης της αντίστασης και την επαγόμενη τάση της ροής από τα τυλίγματα. Έτσι οι έξι εξισώσεις τάσης τυλιγμάτων στάτη και δρομέα αναγράφονται ως εξής:

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (3.3a)$$

$$v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (3.3b)$$

$$v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (3.3c)$$

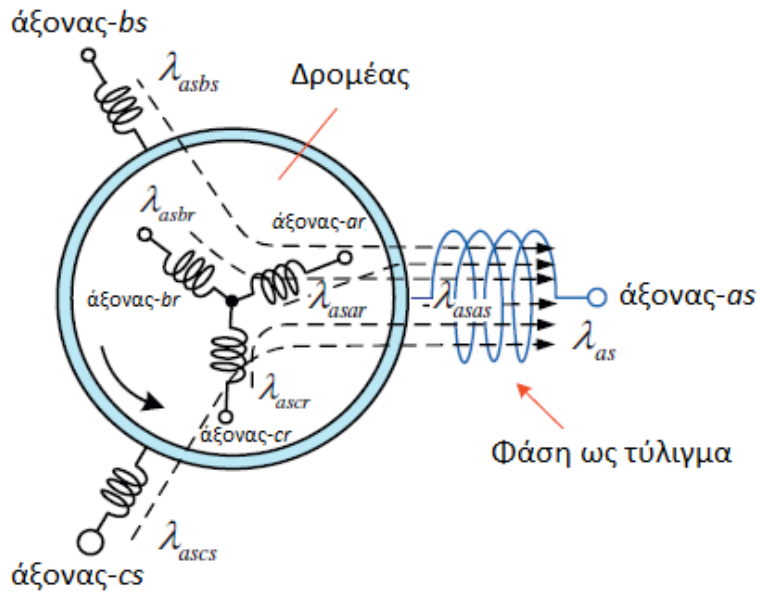
$$v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad (3.3d)$$

$$v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \quad (3.3e)$$

$$v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \quad (3.3f)$$

όπου  $v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$  είναι οι τάσεις στάτη,  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  είναι τα ρεύματα στάτη,  $v_{ar}, v_{br}, v_{cr}$  είναι οι τάσεις δρομέα,  $i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$  είναι τα ρεύματα δρομέα,  $\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$  είναι η μαγνητική ροή του στάτη και  $\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}$  είναι η μαγνητική ροή του δρομέα. Παρατηρούμε ότι χρησιμοποιείται η (') στα μεγέθη που εκπροσωπούν τις μετρήσεις στον δρομέα, ώστε να φανεί ότι έχουν ληφθεί ως προς τον στάτη, βάση του λόγου ελιγμάτων δρομέα και στάτη. Η απόστροφος αυτή θα υπονοείται στην συνέχεια και δεν θα αναγράφεται κάθε φορά.

Για την επίλυση των εξισώσεων τάσης, θα πρέπει να γνωρίζουμε την μαγνητική ροή κάθε τυλίγματος. Αφού υπάρχουν έξι τυλίγματα, η ροή κάθε τυλίγματος δεν θα συνδέεται μόνο με



Σχήμα 3.3: Φασική μαγνητική ροή [29]

το ρεύμα του, αλλά και τα ρεύματα που παράγουν τα υπόλοιπα τυλίγματα. Για παράδειγμα η ροή  $\lambda_{as}$  που παρουσιάζεται στο σχήμα [Σχήμα 3.3](#), περιέχει τις εξής έξι συνιστώσες:

$$\begin{aligned} \lambda_{as} &= \lambda_{asas} + \lambda_{asbs} + \lambda_{ascs} + \lambda_{asar} + \lambda_{asbr} + \lambda_{ascr} \\ &= L_{asas}i_{as} + L_{asbs}i_{bs} + L_{ascs}i_{cs} + L_{asar}i_{ar} + L_{asbr}i_{br} + L_{ascr}i_{cr} \end{aligned} \quad (3.4)$$

όπου  $\lambda_{xsys}$  είναι η ροή, η οποία παράγεται από το ρεύμα  $i_{ys}$  που ρέει στο τύλιγμα  $ys$  και συνδέει τα τυλίγματα  $xs$ . Η ροή  $\lambda_{xsys}$  μπορεί να εκφραστεί ως το γινόμενο του ρεύματος και των αυτεπαγωγών. Στην περίπτωση αυτή η αυτεπαγωγή  $L_{xsys}$  ορίζεται ως ο λόγος της ροής του τυλίγματος  $xs$  με το ρεύμα  $i_{ys}$ , π.χ.  $L_{xsys} = \frac{\lambda_{xsys}}{i_{ys}}$ .

Οι έξι ροές στάτη και δρομέα μπορούν να γραφτούν ως:

Οι αυτεπαγωγές αυτές χωρίζονται σε τέσσερις μεγάλες ομάδες:

όπου  $L_s$  και  $L_r$  είναι οι πίνακες αυτεπαγωγών του στάτη και του δρομέα αντίστοιχα, ενώ με  $L_{sr}$  ο πίνακας αλληλεπαγωγής ανάμεσα στον στάτη και τον δρομέα.

Στην συνέχεια θα προσδιορήσουμε τις επαγωγές αυτές.

### 3.1.1.1 Τυλίγματα στάτη

Ο πίνακας αυτεπαγωγών  $L_s$  όπως φαίνεται στο [Σχήμα 3.7](#) αποτελείται από της αυτεπαγωγές του κάθε τυλίγματος του στάτη και τις αλληλεπαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων.

Ακολούθως θα φανεί ο τρόπος που λαμβάνουμε τις εξισώσεις αυτεπαγωγών και αλληλεπαγωγών.

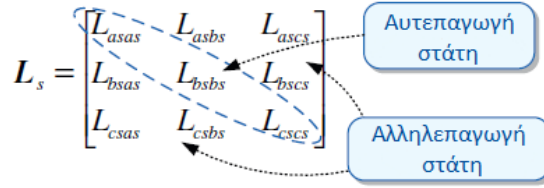
Η ροή που παράγεται από κάθε τύλιγμα μπορεί να χωριστεί σε δυο μέρη: την ροή σχεδίασης που συνδέεται μόνο με ένα τύλιγμα και την ροή μαγνήτωσης, η οποία συνδέει τα τυλίγματα. Αυτά μπορούν να εκφραστούν ως προς την αυτεπαγωγή σχεδίασης και την αυτεπαγωγή μαγνήτωσης. Οπότε η αυτεπαγωγές

του στάτη  $L_{asas}, L_{bsbs}, L_{cscs}$  αποτελούνται από την αυτεπαγωγή σχεδίασης  $L_{ls}$  και την αυτεπαγωγή μαγνήτωσης  $L_{ms}$ :

$$L_{asas} = L_{bsbs} = L_{cscs} = L_{ls} + L_{ms} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \\ \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{asas} & \lambda_{asbs} & \lambda_{ascs} & \lambda_{asar} & \lambda_{asr} & \lambda_{ascr} \\ \lambda_{bsas} & \lambda_{bsbs} & \lambda_{bscs} & \lambda_{bsar} & \lambda_{bsr} & \lambda_{bscr} \\ \lambda_{csas} & \lambda_{csbs} & \lambda_{cscs} & \lambda_{csar} & \lambda_{csr} & \lambda_{cscr} \\ \lambda_{aras} & \lambda_{arbs} & \lambda_{arcs} & \lambda_{arbr} & \lambda_{ar} & \lambda_{arcr} \\ \lambda_{bras} & \lambda_{brbs} & \lambda_{brcs} & \lambda_{brar} & \lambda_{br} & \lambda_{brcr} \\ \lambda_{cras} & \lambda_{crbs} & \lambda_{crscs} & \lambda_{crar} & \lambda_{cr} & \lambda_{crbr} \end{bmatrix} \\
= \begin{bmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascs} & L_{asar} & L_{asr} & L_{ascr} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{bscs} & L_{bsar} & L_{bsr} & L_{bscr} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} & L_{csar} & L_{csr} & L_{cscr} \\ L_{aras} & L_{arbs} & L_{arcs} & L_{arbr} & L_{ar} & L_{arcr} \\ L_{bras} & L_{brbs} & L_{brcs} & L_{brar} & L_{br} & L_{brcr} \\ L_{cras} & L_{crbs} & L_{crscs} & L_{crar} & L_{cr} & L_{crbr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix}$$



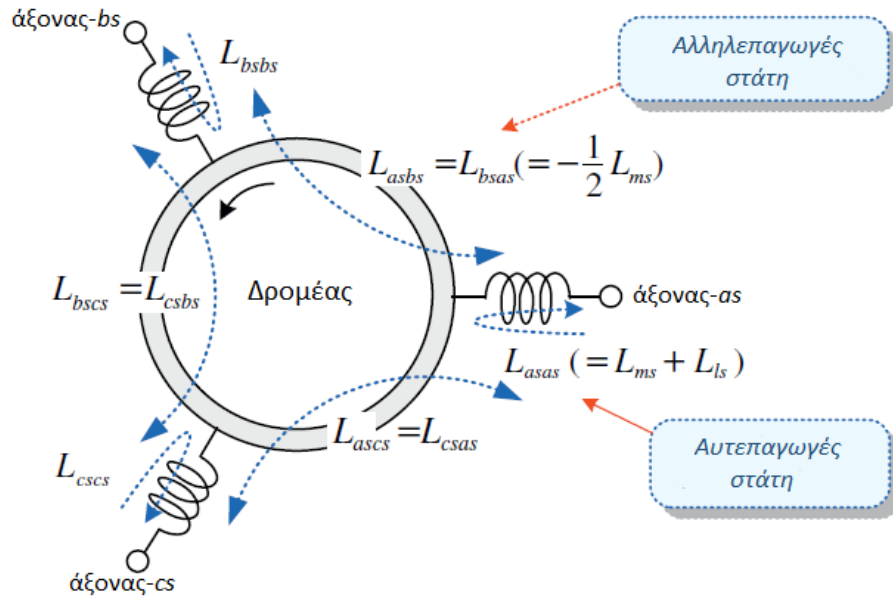
όπου  $L_{ms} = \mu_0 N_s^2 (rl/g)(\pi/4)$ ,  $\mu_0$  είναι η μαγνητική διαπερατότητα του αέρα,  $l$  είναι το αξονικό μήκος του διακένου και  $r$  η ακτίνα ως το μέσος του διακένου.

Οι αλληλεπαγωγές  $L_{asbs}, L_{ascs}, L_{bsas}, L_{bscs}, L_{csas}, L_{csbs}$  μεταξύ των τυλιγμάτων του στάτη, οι οποίες απέχουν  $120^\circ$ , είναι ίσες μεταξύ τους και συνδέονται με τις μαγνητικές αυτεπαγωγές :

$$\begin{aligned}
L_{asas} &= L_{bsbs} = L_{cscs} = L_{ls} + L_{ms} \\
&= L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\
&= -\frac{1}{2} L_{ms}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Εδώ το αρνητικό πρόσημο της αλληλεπαγωγής αντιπροσωπεύει την αντίθετη παραγωγή ροής από κάθε τύλιγμα. Βάση των δύο τελευταίων εξισώσεων, οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων του στάτη μπορεί να προκύψουν ως εξής:

Αφού το μήκος του διακένου είναι σταθερό, οι αυτεπαγωγές είναι σταθερές τιμές, ανεξάρτητες από την θέση του δρομέα.

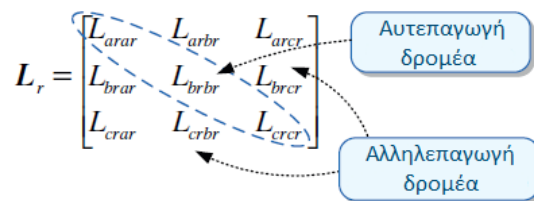


Σχήμα 3.7: Αυτεπαγωγές στάτη [29]

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascs} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{bscs} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

### 3.1.1.2 Τυλίγματα δρομέα

Ο πίνακας αυτεπαγωγών δρομέα  $L_r$  όπως φαίνεται στο Σχήμα ;; αποτελείται από της αυτεπαγωγές του κάθε τυλίγματος του δρομέα και τις αλληλεπαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων.

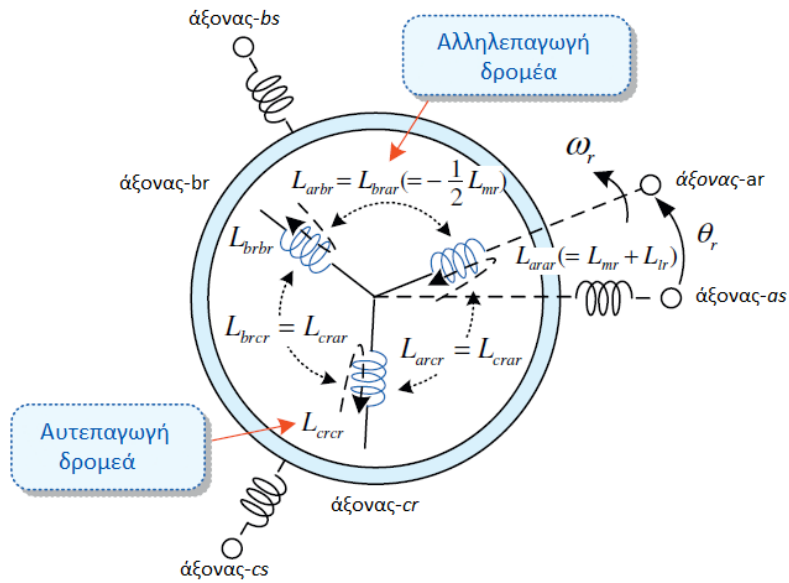


Όπως και στην περίπτωση των αυτεπαγωγών του στάτη, οι αυτεπαγωγές του δρομέα  $L_{arar}, L_{brbr}, L_{crcr}$  αποτελούνται από την αυτεπαγωγή σχεδίασης  $L_{lr}$  και την αυτεπαγωγή μαγνήτισης  $L_{mr}$  :

$$L_{arar} = L_{brbr} = L_{crcr} = L_{lr} + L_{mr} \quad (3.7)$$

όπου  $L_{mr} = \mu_0 N_r^2 (rl/g)(\pi/4) = (N_r/N_s)^2 L_{ms}$ .

Οι αλληλεπαγωγές  $L_{arbr}, L_{arcr}, L_{brar}, L_{brcr}, L_{crar}, L_{crbr}$  μεταξύ των τυλιγμάτων του στάτη, οι οποίες απέχουν  $120^\circ$ , είναι ίσες μεταξύ τους και συνδέονται με τις μαγνητικές αυτεπαγωγές :



$$\begin{aligned}
 L_{arar} = L_{brbr} = L_{cr cr} = L_{lr} + L_{mr} &= L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} L_{mr} \\
 &= -\frac{1}{2} \frac{N_r^2}{N_s^2} L_{mr}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

οπου  $\frac{N_r}{N_s}$  είναι ο λόγος ελειγμάτων.

Βάση των δύο τελευταίων εξισώσεων, οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων του δρομέα μπορεί να προκύψουν ως εξής:

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{arar} & L_{arbr} & L_{arcr} \\ L_{brar} & L_{brbr} & L_{brcr} \\ L_{crar} & L_{crbr} & L_{cr cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + n^2 L_{ms} & -n^2 \frac{L_{ms}}{2} & -n^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + n^2 L_{ms} & -n^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -n^2 \frac{L_{ms}}{2} & -n^2 \frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + n^2 L_{ms} \end{bmatrix}, \quad n = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)$$

Οι αυτεπαγωγές είναι σταθερές τιμές, ανεξάρτητες από την θέση του δρομέα.

### 3.1.1.3 Αυτεπαγωγή μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και δρομέα

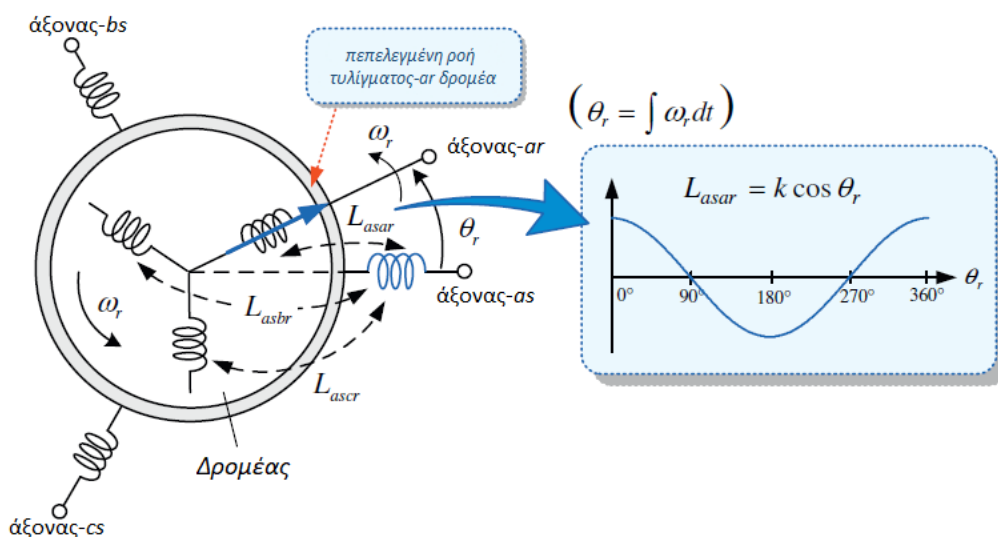
Στην συνέχεια θα εξετάσουμε τις αλληλεπαγωγές μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και δρομέα. Αρχικά θα αναλύσουμε τον πίνακα αλληλεπαγωγών  $L_{sr}$ . Ο πίνακας αυτός σχετίζεται με την ποσότητα ροής, η οποία παράγεται από τα τυλίγματα δρομέα και συνδέει τα τυλίγματα στάτη. Η αλληλεπαγωγή αποτελείται από εννέα μέρη:

Ως παράδειγμα, μπορούμε να εξετάσουμε την αλληλεπαγωγή  $L_{asar}$ , η οποία αντιπροσωπεύει τον λόγο της ροής τυλιγμάτων στάτη as με τα ρεύματα τυλιγμάτων δρομέα ar. Αν τα τυλίγματα του δρομέα περιστρέφονται με ταχύτητα  $\omega_r$ , η θέση  $\theta_r$  μεταξύ των δύο τυλιγμάτων

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \end{bmatrix}$$

θα είναι χρονικά εξαρτώμενη. Άρα η αλληλεπαγωγή εξαρτάται ημιτονικά από την θέση του δρομέα  $\theta_r$ , όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.13.

$$L_{asar} = L_{mr} \left( \frac{N_s}{N_r} \right) \cos \theta_r = L_{ms} \left( \frac{N_r}{N_s} \right) \cos \theta_r \quad (\theta_r = \int \omega_r dt) \quad (3.9)$$



Σχήμα 3.13: Αλληλεπαγωγή μεταξύ των τυλιγμάτων στάτη as και τυλιγμάτων δρομέα ar. [29]

Παρομοίως, οι υπόλοιπες αλληλεπαγωγές δίνονται ως εξής:

$$L_{asar} = L_{bsbr} = L_{cscr} = \left( \frac{N_r}{N_s} \right) L_{ms} \cos \theta_r \quad (3.10)$$

$$L_{asbr} = L_{bscr} = L_{csar} = \left( \frac{N_r}{N_s} \right) L_{ms} \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.11)$$

$$L_{ascr} = L_{bsar} = L_{csbr} = \left( \frac{N_r}{N_s} \right) L_{ms} \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.12)$$

Βάση των παραπάνω αυτεπαγωγών, ο πίνακας αλληλεπαγωγών  $L_{sr}$  προκύπτει ως εξής:

Βάση των παραπάνω εξισώσεων, που έχουν παρουσιαστεί σε μορφή πίνακα, παρατηρούμε ότι η αλληλεπαγωγές εξαρτώνται από την θέση του δρομέα και κατέπεχταση από τον χρόνο. Για τον λόγο αυτό οι χρονικοί συντελεστές εμφανίζονται και στις εξισώσεις του στάτη. Η μαγνητική ροή των τυλιγμάτων του στάτη προκύπτουν ως εξής:

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \end{bmatrix} = nL_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix}$$

$$\lambda_{abcs} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs} + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_{abcr}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + nL_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

Στην συνέχεια εξετάζουμε τον συντελεστή αυτεπαγωγής  $L_{rs}$ , ο οποίος συνδέεται με την ποσότητα ροής, η οποία παράγεται από τα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα. Η αλληλεπαγωγή  $L_{rs}$ , είναι ίση με το αντίστροφο της  $L_{sr}$ .

$$\begin{aligned}
\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^T &= \begin{bmatrix} L_{aras} & L_{arbs} & L_{arcs} \\ L_{bras} & L_{brbs} & L_{brcs} \\ L_{cras} & L_{crbs} & L_{crCs} \end{bmatrix} \\
&= nL_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Οπώς και ο συντελεστής αλληλεπαγωγής  $L_{sr}$ , ο  $L_{rs}$  είναι χρονικά εξαρτημένος. Για τον λόγο αυτό οι συντελεστές αυτοί εμφανίζονται στις εξισώσεις τάσης των τυλιγμάτων του δρομέα.

Η ροή των τυλιγμάτων του δρομέα, δίνεται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\lambda_{abcr} = L_r \mathbf{i}_{abcr} + L_{rs} \mathbf{i}_{abcs}$$

$$\begin{aligned}
&= \begin{bmatrix} L_{ls} + n^2 L_{ms} & -n^2 \frac{L_{ms}}{2} & -n^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + n^2 L_{ms} & -n^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -n^2 \frac{L_{ms}}{2} & -n^2 \frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + n^2 L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \\
&+ nL_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$



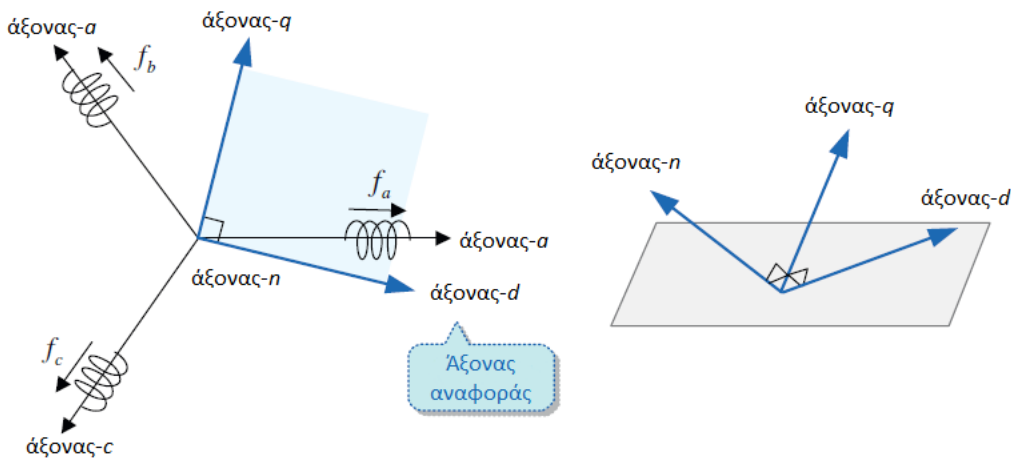
Τέλος οι εξισώσεις ροής τις μηχανής επαγωγής δίνονται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \\ \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & nL_{ms} \cos \theta_r & nL_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & nL_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & nL_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & nL_{ms} \cos \theta_r & nL_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & nL_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & nL_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & nL_{ms} \cos \theta_r \\ \hline nL_{ms} \cos \theta_r & nL_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & nL_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_b + n^2 L_{ms} & -\frac{1}{2} n^2 L_{ms} & -\frac{1}{2} n^2 L_{ms} \\ nL_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & nL_{ms} \cos \theta_r & nL_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2} n^2 L_{ms} & L_b + n^2 L_{ms} & -\frac{1}{2} n^2 L_{ms} \\ nL_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & nL_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & nL_{ms} \cos \theta_r & -\frac{1}{2} n^2 L_{ms} & -\frac{1}{2} n^2 L_{ms} & L_b + n^2 L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \hline i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

Αφαιρώντας τις εξισώσεις αυτές από τις εξισώσεις (3.3), προκύπτουν οι τελικές εξισώσεις τάσης τις μηχανής επαγωγής.

### 3.1.2 Μετασχηματισμός αξόνων σε διάφορα πλαίσια αναφοράς

Το d-q πλαίσιο αναφοράς αποτελείται από τους άξονες d,q και n, οι οποίοι μπορούν να περιστραφούν με κάποια ταχύτητα ( συνήθως σύγχρονη) είτε να παραμείνουν σταθεροί. [30] Σε κάθε περίπτωση, το d-q δυναμικό μοντέλο ενός κινητήρα μπορεί να εκφραστεί σε ένα ακίνητο ή σε ένα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Μία αρχική γραφική αναπαράσταση φαίνεται στο Σχήμα 3.19 Στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς, οι αναφορές είναι προσαρμοσμένες στο στάτη ενώ στο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς αυτές είναι περιστρεφόμενες. Το περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μπορεί να είναι σταθερό στον δρομέα ή να κινείται με σύγχρονη ταχύτητα. Το πλεονέκτημα με ένα μοντέλο κινητήρα σε ένα σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι ότι με ημιτονοειδή τροφοδοσία οι μεταβλητό του κινητήρα παρουσιάζονται ως DC ποσότητες στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Επομένως στην περίπτωση αυτή οι τεχνικές ελέγχου που χρησιμοποιούνται στις DC μηχανές μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για τον έλεγχο επαγωγικού κινητήρα. Οι d,q και n άξονες θα οριστούν ως εξής στο ορθοκανονικό σύστημα αξόνων: [30]



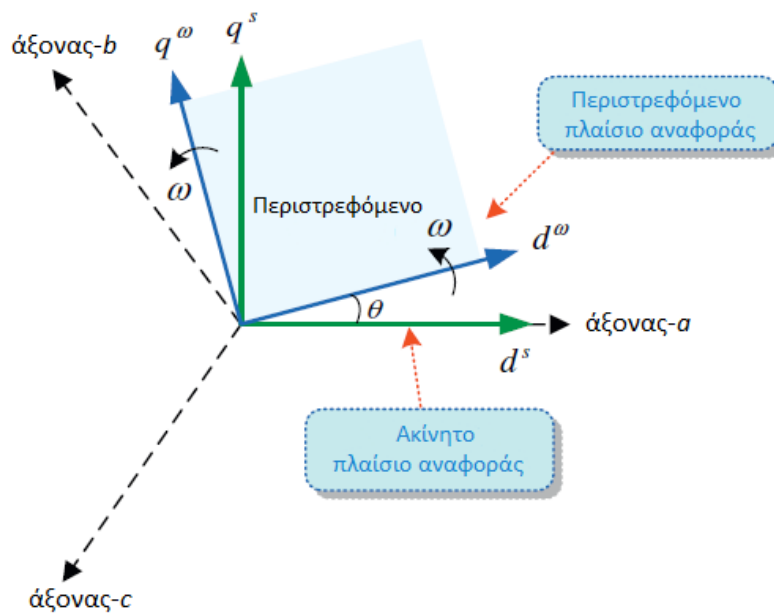
Σχήμα 3.19: Άπο abc σε dq σύστημα αξόνων. [29]

- $d$  άξονας ( ορθός άξονας)  
Η κατεύθυνση του ορθού άξονα, συνήθως επιλέγεται σύμφωνα με την μαγνητική ροή της μηχανής επαγωγής. Στις μεθοδολογίες ελέγχου, ο ορθός άξονας θεωρείται ως άξονας αναφοράς, και η παραγόμενη μαγνητική ροή της μηχανής ευθυγραμμίζεται με τον άξονα αυτό.
- $q$  άξονας ( κάθετου άξονας)  
Ο κάθετος άξονας προπορεύεται  $90^\circ$  του ορθού άξονα. Κατά τον έλεγχο της μηχανής επαγωγής η παραγόμενη ροπή ή η αντί-ΗΕΔ ευθυγραμμίζεται με τον κάθετο άξονα.
- $n$  άξονας ( ουδέτερος ή μηδενικός άξονας)  
Ο άξονας αυτός επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι κάθετος με τον ορθό και το κάθετο άξονα. Θα πρέπει να επισημανθεί ότι ο άξονας αυτός δεν συσχετίζεται με την παραγόμενη μηχανική ισχύ, αλλά μόνο με τις απώλειες

### 3.1.3 Ήδη $d - q$ αξόνων αναφοράς

Το σύστημα αναφοράς, που αποτελείται από τους άξονες  $d, q$  και  $n$ , μπορεί να κινείται με οποιαδήποτε ταχύτητα ή να παραμείνει ακίνητο. Όποτε όπως και προαναφέρθηκε μπορούμε να έχουμε κατηγοριοποίηση σε ακίνητο και περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.20. [30]

- Ακίνητο πλαίσιο αναφοράς  
Το πλαίσιο αναφοράς παραμένει σταθερό. Με άλλα λόγια, στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς, το  $d-q$  σύστημα συντεταγμένων δεν κινείται. Στο κείμενο αυτό θα δηλωθεί ως  $d^s - q^s$ . Συνήθως, στις μηχανές επαγωγής, ο άξονας  $d^s$  επιλέγεται ως ο άξονας της φάσης  $a_s$ . Συχνά το πλαίσιο αυτό ονομάζεται πλαίσιο αναφοράς του στάτη.
- Περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς  
Το πλαίσιο αυτό αναφοράς περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ . Με άλλα λόγια, στο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, το σύστημα αξόνων  $d-q$  περιστρέφεται με ταχύτητα  $\omega$ . Η ταχύτητα περιστροφής μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετα. Στο παρόν κείμενο το πλαίσιο αυτό αναφοράς θα αναγράφεται ως  $d^\omega - q^\omega$ .



Σχήμα 3.20: dq ακίνητο και περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς [29]

Αν και η περιστροφή του συστήματος συντεταγμένων d-q μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετη σε οποιαδήποτε ταχύτητα, υπάρχουν δύο ευρέως χρησιμοποιούμενες ταχύτητες ή πλαίσια αναφοράς. Το πρώτο είναι ένα σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ή σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς, το οποίο περιστρέφεται με την ταχύτητα του περιστρεφόμενου μαγνητικού πεδίου και στην συνέχεια θα σημειωθεί ως  $d^e$ - $q^e$ . Το δεύτερο είναι πλαίσιο αναφοράς δρομέα, το οποίο περιστρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα και θα υποδεικνύεται ως  $d^r$ - $q^r$ .

Η γωνία μεταξύ του περιστρεφόμενου και του ακίνητου πλαισίου αναφοράς είναι χρονικά εξαρτώμενη. Αυτή η γωνία  $\theta$  δίνεται από ένα ολοκλήρωμα της γωνιακής ταχύτητας  $\omega$  του περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς ως

$$\theta = \int \omega(\tau) d\tau + \theta(0) \quad (3.13)$$

όπου  $\theta(0)$  είναι η αρχική γωνία σε χρόνο  $t=0$  και συνήθως  $\theta(0) = 0$ .

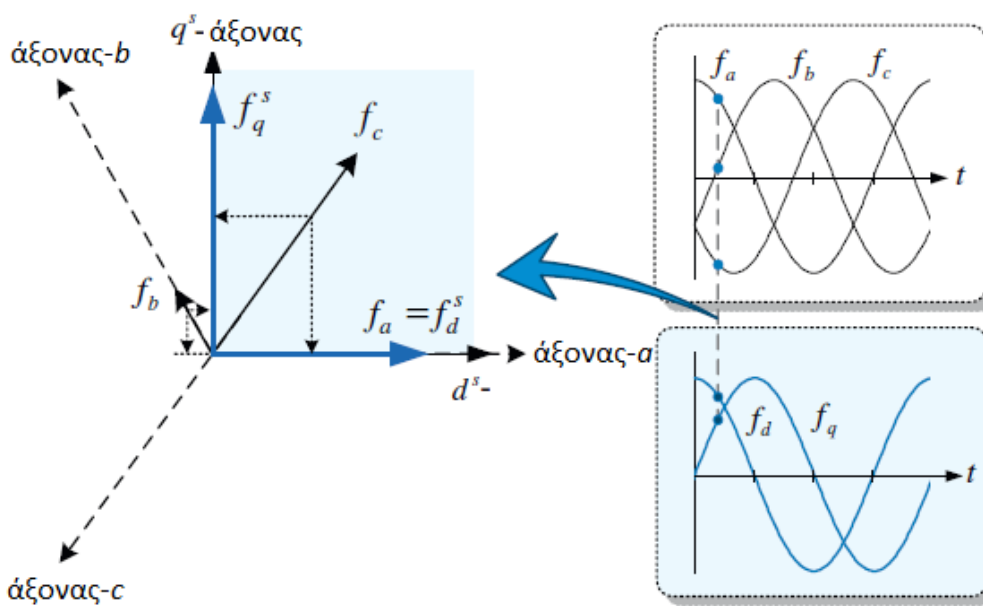
Στο κείμενο αυτό θα χρησιμοποιηθεί η σημείωση " $f_{AB}^\omega$ " για να αντιπροσωπεύσει τις μεταβλητές που χρησιμοποιούνται σε διάφορα πλαίσια αναφοράς. Εδώ, το " $f$ " αντιπροσωπεύει μεταβλητές όπως τάση, ρεύμα και ροή. Ο δείκτης " $\omega$ " υποδηλώνει τη γωνιακή ταχύτητα του πλαισίου αναφοράς. Πρώτον, ο δείκτης " $A$ " υποδηλώνει τον τύπο του άξονα.  $A = d, q, n$  για τις μεταβλητές  $dqn$  και  $A = a, b, c$  για τις μεταβλητές  $abc$ . Δεύτερον, ο δείκτης " $B$ " υποδηλώνει πού είναι η μεταβλητή.  $B = s$  για τον στάτη και  $B = r$  για τον δρομέα. Για παράδειγμα, το " $i_{ds}^e$ " αντιπροσωπεύει το ρεύμα στάτη του άξονα d στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

Ο μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς προτάθηκε αρχικά από την P.H. Παρκ στα τέλη της δεκαετίας του 1920. Ο μετασχηματισμός αυτός χρησιμοποιείται μόνο για σύγχρονα μηχανές στο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα, το οποίο είναι κοινώς γνωστό ως μετασχηματισμός του Παρκ. Από τότε, έχουν αναπτυχθεί διάφοροι μετασχηματισμοί πλαισίων αναφοράς για επαγωγές και σύγχρονες μηχανές. Αργότερα, διαπιστώθηκε ότι όλοι οι γνωστοί τύποι πλαισίων αναφοράς μπορούν να ληφθούν από αυθαίρετα πλαίσια αναφοράς αλλάζοντας απλά την ταχύτητα περιστροφής. Αυτός ο αυθαίρετος μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς αναφέρεται ως ο γενικευμένος περιστρεφόμενος μετασχηματισμός.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ο μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς για την εξάλειψη των χρονικά εξαρτώμενων συντελεστών αναφέρεται στον μετασχηματισμό του τριφασικού abc μεταβλητές σε μεταβλητές dqn. Ο μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς μπορεί εύκολα να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας τις μορφές πίνακα ή τα σύνθετα διανύσματα. Αρχικά, ας ριζώσουμε μια ματιά στο μετασχηματισμό πλαισίου αναφοράς από τις εξισώσεις πίνακα.

### 3.1.4 Μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς χρήση εξισώσεων πίνακα

Το Σχήμα 3.21 δείχνει τη μετατροπή των τριφασικών μεταβλητών abc σε dqn μεταβλητές στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς. Ο μετασχηματισμός πλαισίου αναφοράς μπορεί απλά να θεωρηθεί ως ορθογώνια προβολή των τριφασικών μεταβλητών  $f_a, f_b, f_c$  στις άξονες d-q



Σχήμα 3.21: Μετατροπή στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς. [29]

στο σταθερό πλαίσιο μεταφοράς ( $d_s - q_s$  αξόνων). Για παράδειγμα στο Σχήμα 3.21, χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές εξισώσεις, οι μεταβλητές d και q αξόνων γίνονται

$$f_d^s = k[f_a \cos(0) + f_b \cos(-\frac{2}{3}\pi) + f_c \cos(\frac{2}{3}\pi)] \quad (3.14)$$

$$f_q^s = k[f_a \sin(0) + f_b \sin(-\frac{2}{3}\pi) + f_c \sin(\frac{2}{3}\pi)] \quad (3.15)$$

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο συντελεστής k επιλέγεται αυθαίρετα.

Το πλαίσιο αναφοράς μπορεί να περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ . Άρα, ο μετασχηματισμός του τρι-φασικού πλαισίου αναφοράς abc στις dqn μεταβλητές του αυθαίρετα περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς σε ταχύτητα  $\omega$  μπορεί να εκφραστεί ως:

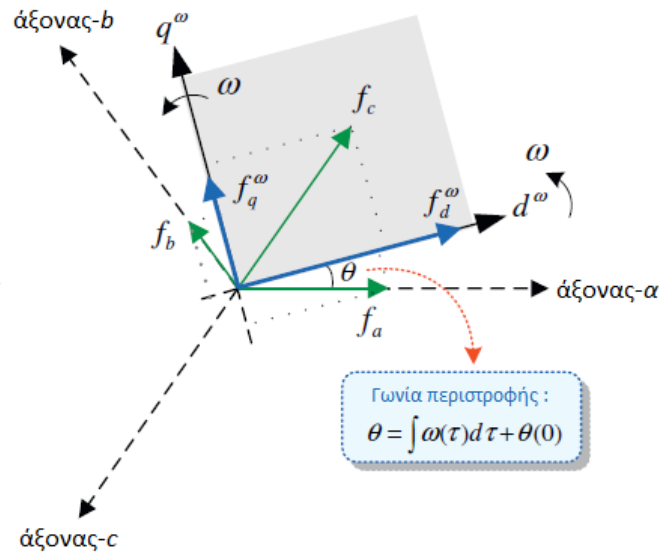
$$\mathbf{f}_{dq}^\omega = \mathbf{T}(\theta) \mathbf{f}_{abc} \quad (3.16)$$

όπου  $f_{dq\omega} = [f_d f_q f_n]^T$ ,  $f_{dq\omega} = [f_d f_q f_n]^T$ , και το  $[ ]^T$  δηλώνει ότι ο πίνακας είναι αντιστρέψιμος. Η μεταβλητή εκπροσωπεί τα διάφορα μεγέθη της μηχανής επαγωγής, όπως τάση, ρεύμα και ροή.

Ο πίνακας μετασχηματισμού  $T(\theta)$  ορίζεται ως ακολούθως:

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

όπου η γωνία  $\theta = \int \omega(\tau) d\tau + \theta(0)$ .



Σχήμα 3.23: Μετατροπή στο αυθέρετα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. [29]

Από τον παραπάνω πίνακα εξισώσεων μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η μεταβλητή  $f_n$  είναι ανεξάρτητη πλαισίου αναφοράς, αλλά εξαρτάται αριθμητικά από τις μεταβλητές abc. Ο μετασχηματισμός των μεταβλητών  $f_a, f_b, f_c$  από το τριφασικό πλαίσιο abc στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς με άξονες  $d^s - q^s$  φαίνεται στο Σχήμα 3.23.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, κατά το μετασχηματισμό, ο συντελεστής  $k$  μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετως. Στον πίνακα μετασχηματισμού  $T(\theta)$ , ο συντελεστής  $k$  λαμβάνει την τιμή  $2/3$ . Σε αυτή την περίπτωση, το μέγεθος των μεταβλητών dq είναι ακριβώς ίδιο με εκείνο των μεταβλητών abc, και έτσι, αυτός ο μετασχηματισμός ονομάζεται μετασχηματισμός αμετάβλητου πλάτους. Ωστόσο, η ισχύς και η ροπή που υπολογίζονται στις μεταβλητές dq είναι κατά  $2/3$  λιγότερες από αυτές που υπολογίζονται στο πλαίσιο των μεταβλητών abc, το οποίο θα αποδειχθεί στην συνέχεια. Από την άλλη όταν χρησιμοποιείτε ο συντελεστής  $\sqrt{2/3}$ , η ισχύς παραμένει ίση και στα δύο πλαίσια αναφοράς, δηλ.  $P_{dq\omega} = P_{abc}$ . Στην περίπτωση αυτή, αυτός ο μετασχηματισμός ονομάζεται μετασχηματισμός μεταβλητής δύναμης. Ωστόσο, το πλάτος των μεταβλητών dq δεν είναι ίσο με το πλάτος των μεταβλητών abc. Γενικά ο συντελεστής  $2/3$  είναι ο πιο ευρέως χρησιμοποιημένος όταν πρόκειται για εφαρμογές σε

μεγέθη που χαρακτηρίζουν μηχανές. Για τον λόγο αυτό, στο παρόν κείμενο, χρησιμοποιούμε πάντα το συντελεστής  $2/3$  για μετασχηματισμό αμετάβλητων μεγεθών.

### 3.1.4.1 Μετασχηματισμός των μεταβλητών $abc$ σε $dqn$ στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς

Αν στο πίνακα  $T(\theta)$  θέσουμε  $\theta=0$ , ο μετασχηματισμός των τριφασικών μεταβλητών  $abc$  στις μεταβλητές  $dqn$  στο ακίνητο πλαίσιο μεταφοράς δίνεται ως ακολούθως:

$$\mathbf{f}_{dqn}^s = \mathbf{T}(0)\mathbf{f}_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

Ο μετασχηματισμός αυτός είναι γνωστός ως **ο μετασχηματισμός του Clarke**. Ο παραπάνω πίνακας μπορεί να απλοποιηθεί και να εμφανιστεί μέσω των παρακάτω αριθμητικών εξισώσεων:

Μετασχηματισμός των μεταβλητών  $abc$  σε  $dqn$  στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς

$$f_d^s = \frac{2f_a - f_b - f_c}{3}$$

$$f_q^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c)$$

$$f_n^s = \frac{2(f_a + f_b + f_c)}{3}$$

Στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς, οι μεταβλητές  $dqn$  είναι αριθμητικά συνδεδεμένα με τις μεταβλητές  $abc$ . Συγκεκριμένα, αν το άθροισμα των μεταβλητών  $abc$  σε ένα ισορροπημένο τριφασικό σύστημα χωρίς ουδέτερη σύνδεση, δηλαδή υπάρχει συμμετρία μεταξύ των μεταβλητών,  $f_a + f_b + f_c = 0$ , τότε η μεταβλητή του άξονα  $n$  είναι μηδέν,  $f_n^s = 0$ . Άρα, η μεταβλητή του  $d^s$  άξονα είναι πάντα ίση με την μεταβλητή του  $a$  άξονα,  $f_d^s = f_a$ . Στη περίπτωση αυτή η μεταβλητές  $dq$  απλοποιούνται ως ακολούθως:

$$f_d^s = f_a \quad (f_n^s = 0) \quad (3.17)$$

$$f_q^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \quad (3.18)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός, δηλ από το  $dqn$  στο  $abc$  φαίνεται ως ακολούθως:

Αντίστροφος μετασχηματισμός ( $f_n^s = 0$ )

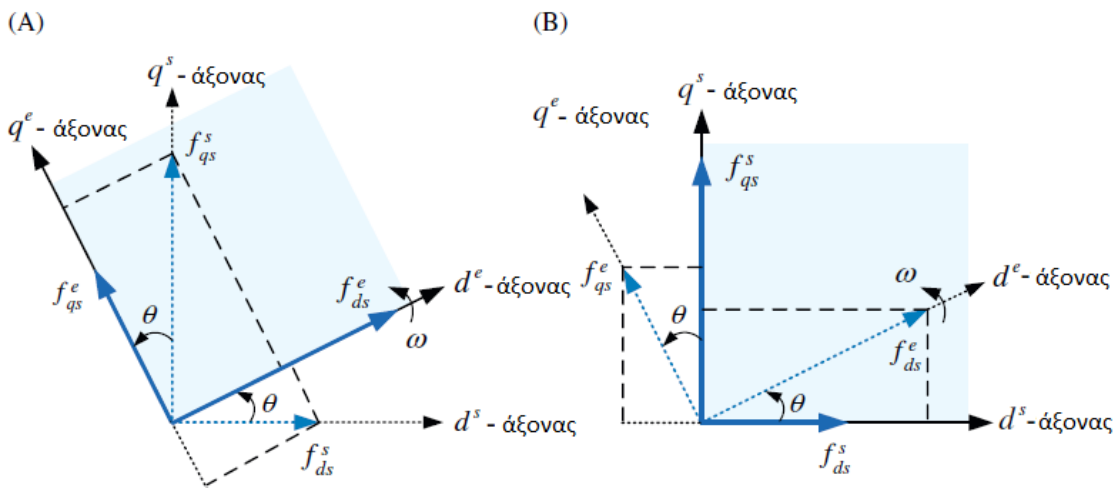
$$f_a = f_d^s$$

$$f_b = -\frac{1}{2}f_d^s + \frac{\sqrt{3}}{2}f_q^s$$

$$f_c = \frac{1}{2}f_d^s - \frac{\sqrt{3}}{2}f_q^s$$

### 3.1.4.2 Μετασχηματισμός μεταξύ πλαισίων αναφοράς

Ας θεωρήσουμε μετασχηματισμό ανάμεσα στα πλαίσια αναφοράς. Για την ανάλυση των μηχανικών επαγωγής, είναι συχνά αναγκαίος ο μετασχηματισμός των μεταβλητών από το ένα πλαίσιο μεταφοράς σε ένα άλλο όπως φαίνεται και στο σχήμα Σχήμα 3.25



Σχήμα 3.25: Μετασχηματισμός πλαισίων αναφοράς. (Α) Ακίνητο σε περιστρεφόμενο και (Β) περιστρεφόμενο σε ακίνητο πλαίσιο. [29]

Ως ευρέως χρησιμοποιημένος, ο μετασχηματισμός του ακίνητου πλαισίου αναφοράς σε περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$\mathbf{f}_{dqm}^e = \mathbf{R}(\theta)\mathbf{f}_{dqm}^s = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \\ f_n^s \end{bmatrix}$$

όπου η γωνία  $\theta = \int \omega(\tau)d\tau + \theta(0)$ . Ο μετασχηματισμός αυτός είναι γνωστός ως **ο μετασχηματισμός του Park**.

Στην περίπτωση αυτή όπου η μεταβλητή  $n$  είναι μηδέν,  $f_n^s = 0$ , οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να διατυπωθούν ως :

Μετασχηματισμός από σταθερό σε περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

$$f_d^e = f_d^s \cos \theta + f_q^s \sin \theta$$

$$f_q^e = -f_d^s \sin \theta + f_q^s \cos \theta$$

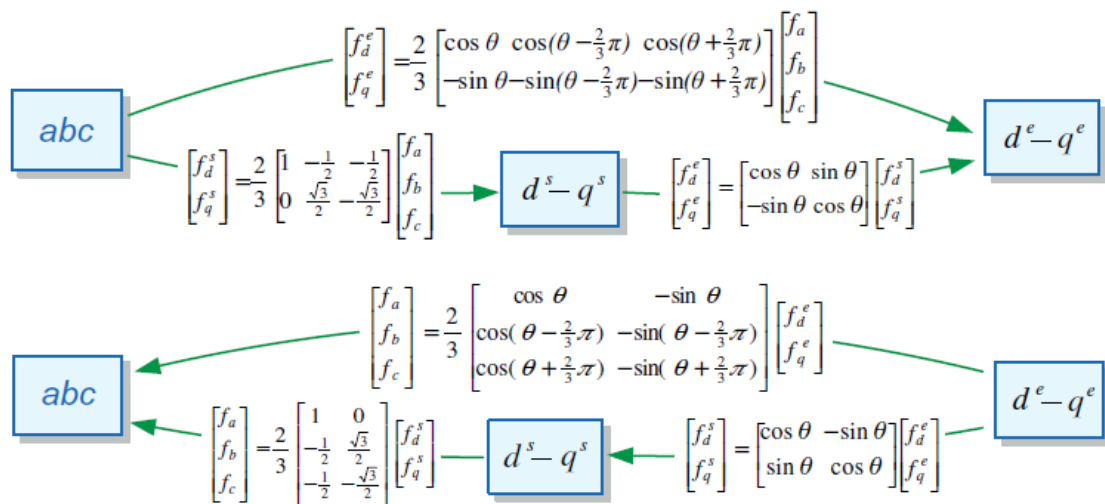
Παρομοίως, για τον αντίστροφο μετασχηματισμό:

Αντίστροφος μετασχηματισμός

$$f_d^s = f_d^e \cos \theta - f_q^e \sin \theta$$

$$f_q^s = f_d^e \sin \theta + f_q^e \cos \theta$$

Όλοι οι έως τώρα μετασχηματισμοί θα παρουσιαστούν συγκεντρωτικά στο [Σχήμα 3.27](#), σε μορφή πινάκων, όπου θα φαίνονται ξεκάθαρα οι μαθηματικοί υπολογισμοί για τις μετατροπές από το τριφασικό σε διφασικό σύστημα ή από το σταθερό στο περιστρεφόμενο πλαίσιο και αντίστροφα.



Σχήμα 3.27: Μετασχηματισμός πλαισίων αναφοράς.

Στην συνέχεια θα υπολογίσουμε την στιγμιαία ισχύ ως προς τις dqm μεταβλητές. Ας γράψουμε αρχικά την εξίσωση που εκφράζει την στιγμιαία ισχύ ως προς τις μεταβλητές abc

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \mathbf{V}_{abc}^T \mathbf{I}_{abc} \quad (3.19)$$

όπου  $\mathbf{V}_{abc}^T = [v_a v_b v_c]^T$ ,  $\mathbf{I}_{abc} = [i_a i_b i_c]$ .

Μετασχηματίζοντας τις παραπάνω εξισώσεις στο αυθαίρετα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ , η στιγμιαία δύναμη δίνεται ως ακολούθως

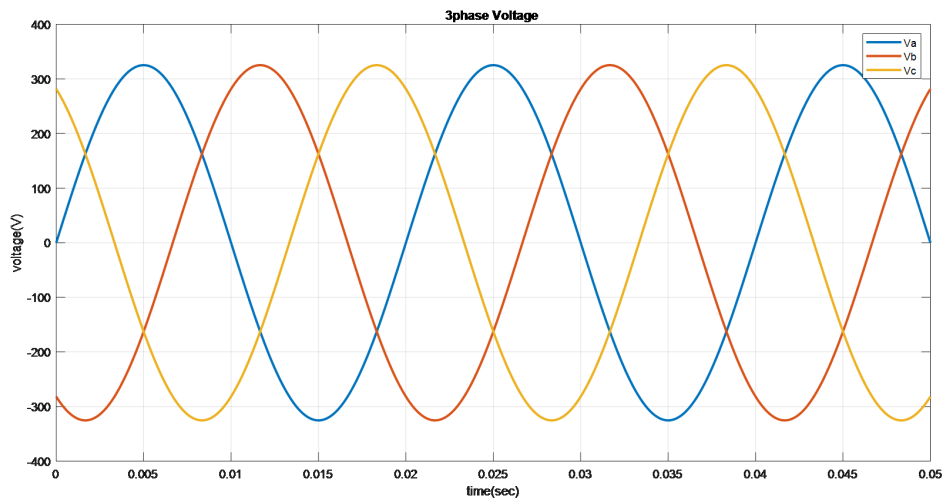


$$P = \mathbf{V}_{abc}^T \mathbf{I}_{abc} = [\mathbf{T}^{-1}(\theta) \mathbf{V}_{dqn}^\omega]^T [\mathbf{T}^{-1}(\theta) \mathbf{I}_{dqn}^\omega]^T = \frac{3}{2} (\mathbf{V}_{dqn}^\omega)^T \mathbf{I}_{dqn}^\omega = \frac{3}{2} (v_d^\omega i_d^\omega + v_q^\omega i_q^\omega + v_n^\omega i_n^\omega) \quad (3.20)$$

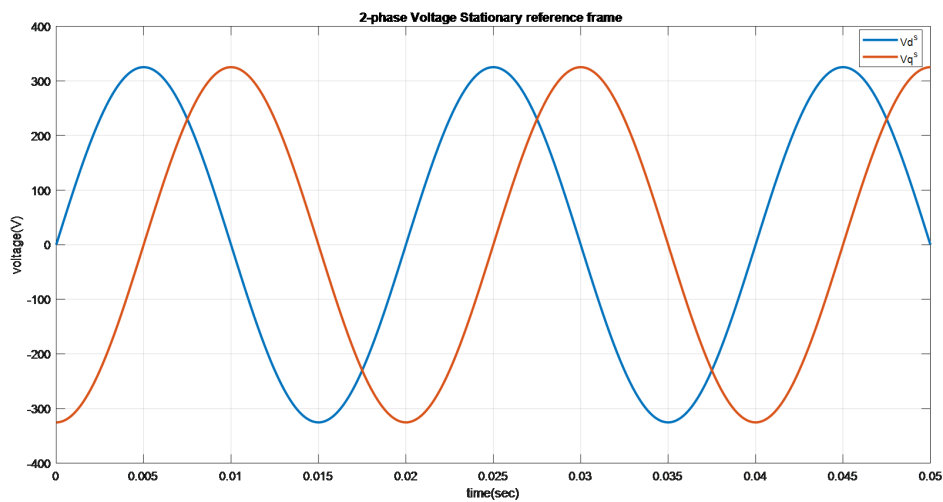
όπου  $\mathbf{V}_{dqn}^\omega = [v_d^\omega v_q^\omega v_n^\omega]^T$ ,  $\mathbf{I}_{dqn}^\omega = [i_d^\omega i_q^\omega i_n^\omega]^T$ ,  $\mathbf{T}^{-1}(\theta) = \frac{3}{2} \mathbf{T}^T(\theta)$ .

### 3.1.5 Επιβεβαίωση εξισώσεων αλλαγής πλαισίου αναφοράς

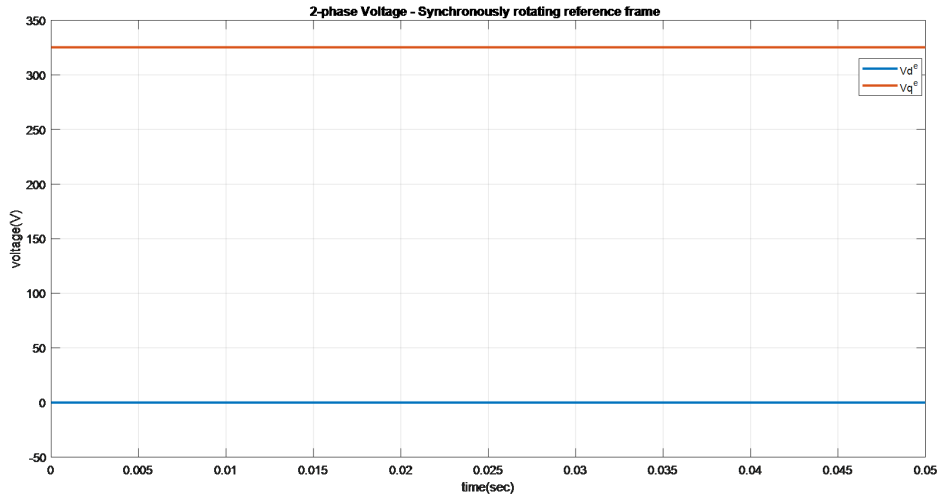
Χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα Matlab/Simulink θα προσομοιωθεί ο μετασχηματισμός μεγθών από τριφασικό σε διφασικό ακίνητο και ύστερα σε διφασικό σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, όπως φαίνεται και στο [Σχήμα Α.2](#).



Σχήμα 3.28: Μεγέθη στο τριφασικό σύστημα.



Σχήμα 3.29: Μεγέθη στο διφασικό ακίνητο πλαίσιο.



Σχήμα 3.30: Μεγέθη στο διφασικό σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο.

### 3.1.6 Μοντέλο $d - q$ αξόνων μηχανής επαγωγής

Βάση της έως τώρα ανάλυσης, οι εξισώσεις τάσης και ροής τυλιγμάτων στάτη και δρομέα της μηχανής επαγωγής προκύπτουν ως εξής:

$$v_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \quad (3.21)$$

$$v_{abcr} = R_r i_{abcr} + \frac{d\lambda_{abcr}}{dt} \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix}$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 3.21 και 4.15 στο παραπάνω σύστημα εξισώσεων, παίρνουμε τις εξισώσεις ρεύματος εξαρτημένες από ρεύματα και ροές:

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d(L_s)}{dt} & L_{sr} \\ \frac{d(L_{sr})}{dt} & R_r + \frac{d(L_r)}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix}$$

Στην συνέχεια θα μετασχηματίσουμε τις εξισώσεις από το abc στο d-q σύστημα αξόνων.

#### 3.1.6.1 Εξισώσεις τάσης στο σύστημα αξόνων $d - q$

Ο μετασχηματισμός των εξισώσεων τάσης στάτη στο περιστρεφόμενο με ταχύτητα  $\omega$  d-q πλαίσιο της εξίσωσης 3.21 :

$$v_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \quad (3.23)$$

$$\rightarrow T(\theta)v_{abcs} = T(\theta)R_s i_{abcs} + T(\theta)\frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \quad (\text{όπου } T(\theta)R_s T(\theta)^{-1} = R_s) \quad (3.24)$$

$$\rightarrow v_{dqns}^\omega = R_s i_{dqns}^\omega + T(\theta)\frac{dT(\theta)^{-1}}{dt}\lambda_{dqns}^\omega + T(\theta)T(\theta)^{-1} \quad (3.25)$$

$$v_{dqns}^{\omega} = R_s i_{dqns}^{\omega} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{dqns}^{\omega} + T(\theta)T(\theta)^{-1} \quad (3.26)$$

Άρα:

$$v_{ds}^{\omega} = R_s i_{ds}^{\omega} + \frac{d\lambda_{ds}^{\omega}}{dt} - \omega \lambda_{qs}^{\omega} \quad (3.27)$$

$$v_{qs}^{\omega} = R_s i_{qs}^{\omega} + \frac{d\lambda_{qs}^{\omega}}{dt} + \omega \lambda_{ds}^{\omega} \quad (3.28)$$

$$v_{ns}^{\omega} = R_s i_{ns}^{\omega} + \frac{d\lambda_{ns}^{\omega}}{dt} \quad (3.29)$$

Συγκρίνοντας της εξισώσεις τάσης στο σύστημα abc με τις τελευταίες παρατηρούμε ότι στο d-q υπάρχουν οι όροι ταχύτητας  $\omega \lambda_{ds}^{\omega}$  και  $\omega \lambda_{qs}^{\omega}$ , οι οποίοι οφείλονται στη περιστροφή των αξόνων. Στην συνέχεια θα μετασχηματίσουμε τις εξισώσεις τάσης δρομέα 4.15 στο σύστημα αξόνων d-q που περιστρέφεται με ταχύτητα  $\omega$ . Στην περίπτωση αυτή θα πρέπει αν είμαστε προσεκτική στην επιλογή γωνίας. Από την πλευρά του δρομέα, ο οποίος περιστρέφεται με ταχύτητα  $\omega_r$ , ο άξονας d-q θα περιστρέφεται με ταχύτητα  $\omega - \omega_r$ . Άρα η γωνία που θα χρησιμοποιηθεί στον μετασχηματισμό αυτό θα πρέπει να είναι η  $\theta - \theta_r (= \beta)$ . Η γωνία  $\theta (= \int \omega_e(t) dt)$  αντιπροσωπεύει την μετατόπιση της γωνίας των αξόνων d-q και η  $\theta_r (= \int \omega_r(t) dt)$  την μετατόπιση της γωνίας του δρομέα.

Χρήση της γωνίας  $\beta$ , μπορούμε να μετατρέψουμε τις εξισώσεις τάσης του δρομέα στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο d-q.

$$v_{abcr} = R_r i_{abcr} + \frac{d\lambda_{abcr}}{dt} \quad (3.30)$$

$$\rightarrow T(\theta)v_{abcr} = T(\beta)R_r i_{abc} + T(\beta)\frac{d\lambda_{abcr}}{dt} \quad (3.31)$$

$$\rightarrow v_{dqnr}^{\omega} = T(\beta)R_r(T(\beta)^{-1}i_{dqnr}^{\omega}) + T(\beta)\frac{d[T(\beta)^{-1}\lambda_{dqnr}^{\omega}]}{dt} \quad (3.32)$$

$$(\text{όπου } T(\beta)R_s T(\beta)^{-1} = R_r)$$

$$\rightarrow v_{dqnr}^{\omega} = R_r i_{dqnr}^{\omega} + T(\beta)\frac{dT(\beta)^{-1}}{dt}\lambda_{dqnr}^{\omega} + T(\beta)T(\theta)^{-1}\frac{d\lambda_{dqnr}^{\omega}}{dt} \quad (3.33)$$

$$v_{dqnr}^{\omega} = R_r i_{dqnr}^{\omega} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega - \omega_r) & 0 \\ (\omega - \omega_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{dqnr}^{\omega} + \frac{d\lambda_{dqnr}^{\omega}}{dt} \quad (3.34)$$

Άρα

$$v_{dr}^{\omega} = R_r i_{ds}^{\omega} + \frac{d\lambda_{rs}^{\omega}}{dt} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr}^{\omega} \quad (3.35)$$

$$v_{qr}^{\omega} = R_r i_{qs}^{\omega} + \frac{d\lambda_{qr}^{\omega}}{dt} + (\omega - \omega_r)\lambda_{dr}^{\omega} \quad (3.36)$$

$$v_{nr}^{\omega} = R_r i_{ns}^{\omega} + \frac{d\lambda_{nr}^{\omega}}{dt} \quad (3.37)$$

Για μηχανή τύπου κλωβού όπου το τύλιγμα του δρομέα είναι βραχυκυκλωμένο, οι τάσεις δρομέα είναι μηδενικές,  $v_{dr}^{\omega} = 0$ ,  $v_{qr}^{\omega} = 0$ ,  $v_{nr}^{\omega} = 0$ . Για την ολοκλήρωση των εξισώσεων, θα χρειαστούν και οι εξισώσεις ροής εκφρασμένες στο πλαίσιο d-q.

### 3.1.6.2 Εξισώσεις ροής στο σύστημα αξόνων $d-q$

Ο μετασχηματισμός των εξισώσεων ροής στάτη στο περιστρεφόμενο με ταχύτητα  $\omega$  d-q πλαίσιο προκύπτει ως εξής :

$$\lambda_{abcs} = L_s i_{abcs} + L_{sr} i_{abcr} \quad (3.38)$$

$$\rightarrow T(\theta) \lambda_{abcs} = T(\theta) L_s i_{abcs} + T(\theta) L_{sr} i_{abcr} \quad (3.39)$$

$$\rightarrow \lambda_{dqns}^\omega = T(\theta) L_s (T^{-1}(\theta) i_{dqns}^\omega) + T(\theta) L_{sr} (T^{-1}(\beta) i_{dqnr}^\omega) \quad (3.40)$$

$$\rightarrow \lambda_{dqns}^\omega = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} i_{dqns}^\omega + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_{dqnr}^\omega \quad (3.41)$$

$$\text{όπου } T(\theta) L_s T^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix},$$

$$T(\theta) L_{sr} T^{-1}(\beta) = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Θέτοντας  $L_m = \frac{3}{2} L_{ms}$ ,  $L_s = L_{ls} + L_m$  στις παραπάνω εξισώσεις, παίρνουμε τις εξισώσεις ροής στάτη της μηχανής στο πλαίσιο d-q:

$$\lambda_{ds}^\omega = L_{ls} i_{ds}^\omega + L_m (i_{ds}^\omega + i_{dr}^\omega) = L_s i_{ds}^\omega + L_m i_{dr}^\omega \quad (3.42)$$

$$\lambda_{qs}^\omega = L_{ls} i_{qs}^\omega + L_m (i_{qs}^\omega + i_{qr}^\omega) = L_s i_{qs}^\omega + L_m i_{qr}^\omega \quad (3.43)$$

$$\lambda_{ns}^\omega = L_{ls} i_{ns}^\omega \quad (3.44)$$

Στην συνέχεια μετασχηματίζουμε τις εξισώσεις ροής δρομέα στο περιστρεφόμενο με ταχύτητα  $\omega$  d-q πλαίσιο :

$$\lambda_{abcr} = L_r i_{abcr} + L_{rs} i_{abcs} \quad (3.45)$$

$$\rightarrow T(\beta) \lambda_{abcr} = T(\beta) L_r i_{abcr} + T(\beta) L_{sr}^T i_{abcs} \quad (3.46)$$

$$\rightarrow \lambda_{dqnr}^\omega = T(\beta) L_r (T^{-1}(\beta) i_{dqnr}^\omega) + T(\beta) L_{sr} (T^{-1}(\theta) i_{dqns}^\omega) \quad (3.47)$$

$$\rightarrow \lambda_{dqnr}^\omega = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} i_{dqnr}^\omega + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_{dqns}^\omega \quad (3.48)$$

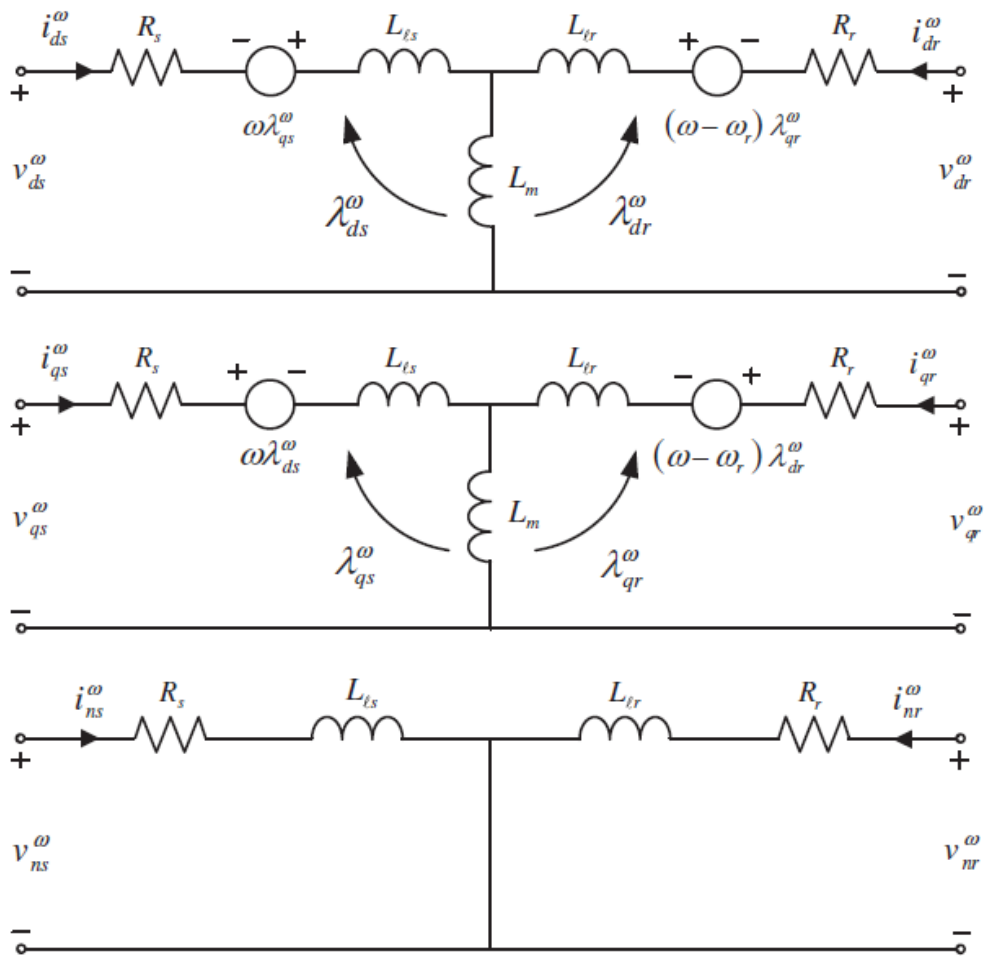
Θεωρώντας λόγο ελειγμάτων  $N_s/N_r = 1$  και  $L_m = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} L_{ms}$ ,  $L_r = L_{lr} + L_m$  στις παραπάνω εξισώσεις, παίρνουμε τις εξισώσεις ροής δρομέα της μηχανής στο πλαίσιο d-q:

$$\lambda_{dr}^{\omega} = L_{lr}i_{dr}^{\omega} + L_m(i_{dr}^{\omega} + i_{ds}^{\omega}) = L_r i_{dr}^{\omega} + L_m i_{ds}^{\omega} \quad (3.49)$$

$$\lambda_{qr}^{\omega} = L_{lr}i_{qr}^{\omega} + L_m(i_{qr}^{\omega} + i_{qs}^{\omega}) = L_r i_{qr}^{\omega} + L_m i_{qs}^{\omega} \quad (3.50)$$

$$\lambda_{nr}^{\omega} = L_{lr}i_{nr}^{\omega} \quad (3.51)$$

Παρατηρώντας τις εξισώσεις ροής στάτη και δρομέα στο d-q πλαίσιο αναφοράς της μηχανής επαγωγής, συμπεραίνουμε ότι ο σκοπός μας έχει επιτευχθεί. Αυτό σημαίνει ότι τα χρονικά μεταβαλλόμενα μεγέθη αλληλεπαγωγών προκύπτουν σταθερά στο d-q πλαίσιο. Το συμπέρασμα αυτό είναι ανεξάρτητο της ταχύτητας περιστροφής του πλαισίου αυτού. Επιπρόσθετα, οι εξισώσεις ροής προκύπτουν μαγνητικά ανεξάρτητες μεταξύ d και q άξονα. Στο ;; παρατηρείτε το ισοδύναμο κύκλωμα στο πλαίσιο d-q.



Σχήμα 3.31: Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής επαγωγής στο πλαίσιο d-q.

Μπορούμε να λάβουμε εξισώσεις τάσης και ροής σε διάφορα πλαίσια θέτοντας  $\omega=0$  για το ακίνητο πλαίσιο αναφοράς,  $\omega = \omega_e$  για το σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και  $\omega = \omega_r$  για πλαίσιο αναφοράς δρομέα.

- Ακίνητο πλαίσιο αναφοράς ( $\omega = 0$ )

$$\begin{aligned}
 v_{ds}^s &= R_s i_{ds}^s + \frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} & \lambda_{ds}^s &= L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \\
 v_{qs}^s &= R_s i_{qs}^s + \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} & \lambda_{qs}^s &= L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \\
 0 &= R_r i_{dr}^s + \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{qr}^s & \lambda_{dr}^s &= L_r i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s \\
 0 &= R_r i_{qr}^s + \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} - \omega_r \lambda_{dr}^s & \lambda_{qr}^s &= L_r i_{qr}^s + L_m i_{qs}^s
 \end{aligned}$$

- Σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ( $\omega = \omega_e$ )

$$\begin{aligned}
 v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e & \lambda_{ds}^e &= L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \\
 v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \omega_e \lambda_{ds}^e & \lambda_{qs}^e &= L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \\
 0 &= R_r i_{dr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e & \lambda_{dr}^e &= L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \\
 0 &= R_r i_{qr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e & \lambda_{qr}^e &= L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e
 \end{aligned}$$

- Εξισώσεις τάσης μηχανής επαγωγής στο d-q πλαίσιο αναφοράς

$$\begin{aligned}
 v_{ds}^\omega &= R_s i_{ds}^\omega + \frac{d\lambda_{ds}^\omega}{dt} - \omega \lambda_{qs}^\omega \\
 v_{qs}^\omega &= R_s i_{qs}^\omega + \frac{d\lambda_{qs}^\omega}{dt} + \omega \lambda_{ds}^\omega \\
 v_{ns}^\omega &= R_s i_{ns}^\omega + \frac{d\lambda_{ns}^\omega}{dt} \\
 v_{dr}^\omega &= R_r i_{dr}^\omega + \frac{d\lambda_{dr}^\omega}{dt} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}^\omega \\
 v_{qr}^\omega &= R_r i_{qr}^\omega + \frac{d\lambda_{qr}^\omega}{dt} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}^\omega \\
 v_{nr}^\omega &= R_r i_{nr}^\omega + \frac{d\lambda_{nr}^\omega}{dt}
 \end{aligned}$$

- Εξισώσεις ροής μηχανής επαγωγής στο d-q πλαίσιο αναφοράς

$$\begin{aligned}
 \lambda_{ds}^\omega &= L_{ls} i_{ds}^\omega + L_m (i_{ds}^\omega + i_{dr}^\omega) = L_s i_{ds}^\omega + L_m i_{dr}^\omega \\
 \lambda_{qs}^\omega &= L_{ls} i_{qs}^\omega + L_m (i_{qs}^\omega + i_{qr}^\omega) = L_s i_{qs}^\omega + L_m i_{qr}^\omega \\
 \lambda_{ns}^\omega &= L_{ls} i_{ns}^\omega \\
 \lambda_{dr}^\omega &= L_{lr} i_{dr}^\omega + L_m (i_{dr}^\omega + i_{ds}^\omega) = L_r i_{dr}^\omega + L_m i_{ds}^\omega \\
 \lambda_{qr}^\omega &= L_{lr} i_{qr}^\omega + L_m (i_{qr}^\omega + i_{qs}^\omega) = L_r i_{qr}^\omega + L_m i_{qs}^\omega \\
 \lambda_{nr}^\omega &= L_{lr} i_{nr}^\omega
 \end{aligned}$$

### 3.1.6.3 Εξίσωση ροπής στο σύστημα αξόνων $d - q$

Γενικά ο τύπος ροπής μηχανών όπως η εξεταζόμενη είναι ο παρακάτω:

$$T_e = \frac{P}{2} (i_{abcs})^T \frac{\delta L_{sr}}{\delta \theta_r} i_{abcr} \quad (3.52)$$

Ο μετασχηματισμός των εξισώσεων ροπής στο περιστρεφόμενο με ταχύτητα  $\omega$  d-q πλαίσιο προκύπτει ως εξής :

$$T_e = \frac{P}{2} (i_{abcs})^T \frac{\delta L_{sr}}{\delta \theta_r} i_{abcr} \quad (3.53)$$

$$= \frac{P}{2} (T(\theta)^{-1} i_{dqns}^\omega)^T \frac{\delta L_{sr}}{\delta \theta_r} (T(\beta)^{-1} i_{dqnr}^\omega) \quad (3.54)$$

$$= \frac{P}{2} (i_{dqnr}^\omega)^T \left( \frac{3}{2} T(\theta) \frac{\delta L_{sr}}{\delta \theta_r} T(\beta)^{-1} \right) i_{dqnr}^\omega \quad (3.55)$$

$$= \frac{P}{2} (i_{dqns}^\omega)^T \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 0 & \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ -\frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_{dqnr}^\omega \quad (3.56)$$

$$\text{όπου } T^{-1}(\theta) = \frac{3}{2} T(\theta)^T \quad (3.57)$$

Η ροπή προκύπτει:

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m (i_{qs}^\omega i_{dr}^\omega - i_{ds}^\omega i_{qr}^\omega) \quad (3.58)$$

Η ροπή μπορεί να εκφραστεί και συνάρτηση άλλων μεταβλητών της μηχανής αλλά ανεξάρτητη της ταχύτητας του πλαισίου αναφοράς. Οι εξισώσεις αυτές θα παρουσιαστούν στην συνέχεια:

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m \text{Im}[i_{dqr}^* i_{dqs}] = \frac{3P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (3.59)$$

$$= \frac{3P}{2} \text{Im}[\lambda_{dqm}^* i_{dqs}] = \frac{3P}{2} (\lambda_{dm} i_{qs} - \lambda_{qm} i_{ds}) \quad (3.60)$$

$$= \frac{3P}{2} \text{Im}[\lambda_{dqm}^* i_{dqs}] = \frac{3P}{2} (\lambda_{dm} i_{qs} - \lambda_{qm} i_{ds}) \quad (3.61)$$

$$= \frac{3P}{2} \text{Im}[i_{dqr}^* \lambda_{dqm}^*] = \frac{3P}{2} (i_{dr} \lambda_{qm} - i_{qr} \lambda_{dm}) \quad (3.62)$$

$$= \frac{3P}{2} \text{Im}[i_{dqr}^* \lambda_{dqs}^*] = \frac{3P}{2} (i_{dr} \lambda_{qr} - i_{qr} \lambda_{dr}) \quad (3.63)$$

$$= \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} \text{Im}[i_{dqr}^* \lambda_{dqs}] = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{dr} \lambda_{qs} - i_{qr} \lambda_{ds}) \quad (3.64)$$

$$= \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_\sigma L_r} \text{Im}[\lambda_{dqr}^* \lambda_{dqs}] = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_\sigma L_r} (\lambda_{dr} \lambda_{qs} - \lambda_{qr} \lambda_{ds}) \quad (3.65)$$

$$= \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} \text{Im}[\lambda_{dqr}^* i_{dqs}] = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (3.66)$$

Ανάμεσα σε αυτές οι τελευταία είναι και η πιο ευρέως διαδεδομένη όταν πρόκειται για διανυσματικό έλεγχο, ειδικά όταν στον έλεγχο προσανατολισμένης ροής δρομέα.

## 3.2 Τριφασικός αντιστροφέας

Όπως θα περιγραφεί και στην συνέχεια ο ρυθμιστής ρεύματος παράγει εντολές τάσης για την ρύθμιση ρευμάτων στο d-q πλαίσιο, οι οποίες είναι απαραίτητες για την λειτουργία του διανυσματικού ελέγχου στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος. Οι τάσεις αυτές υλοποιούνται συνήθως χρησιμοποιώντας την τεχνική διαμόρφωσης πλάτους παλμών - pulse width modulation (PWM). Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή για εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας η χρήση αντιστροφέα είναι απαραίτητη. Οι αντιστροφείς χρησιμοποιούν την τεχνική διαμόρφωσης παλμών για την παραγωγή των τάσεων που εφαρμόζονται στην μηχανή επαγωγής βάση των παλμών ελέγχου. Αυτό καθιστά την εφαρμογή της τεχνικής απαραίτητη στα συστήματα οδήγησης.

Στην συνέχεια θα παρουσιαστεί η λειτουργία του αντιστροφέα καθώς και η τεχνική διαμόρφωσης παλμών.

### 3.2.1 Λειτουργία αντιστροφέα

Ο αντιστροφέας είναι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που μετατρέπει την συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη. Αφού μπορεί να ελέγχει την τάση και την συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης σε κάθε τιμή της, είναι αναγκαίο σε συστήματα οδήγησης μεταβαλλόμενης τάσης και συχνότητας.

Οι αντιστροφείς μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε δύο κύριες ομάδες βάση της συνεχής πηγής τάσης εισόδου τους : αντιστροφέας πηγής τάσης (voltage source inverter (VSI)) και αντιστροφέας πηγής ρεύματος (current source inverter (CSI)) , όπως θα φανεί και στο [Σχήμα 3.32](#).

Οι VSI τροφοδοτούνται από πηγή τάσης DC. Στην DC-link πλευρά ενός VSI είναι συνήθως ένας πυκνωτής μεγάλης χωρητικότητας για την εξομάλυνση της DC τάσης εισόδου. Δεδομένου ότι ένα VSI χρησιμοποιεί ως είσοδο μια πηγή τάσης, η βραχυκύκλωση της εξόδου του, μπορεί να αποβεί πολύ επικίνδυνη, καθώς μπορεί να ρέει ένα μεγάλο ρεύμα. Μια τυπική έξοδος του VSI είναι μια τάση AC τετραγωνικής κυματομορφής, όπως φαίνεται στο [Σχήμα 3.32](#). Το πλάτος και η κυματομορφή του εναλλασσόμενου ρεύματος εξόδου εξαρτάται από το συνδεδεμένο φορτίο.

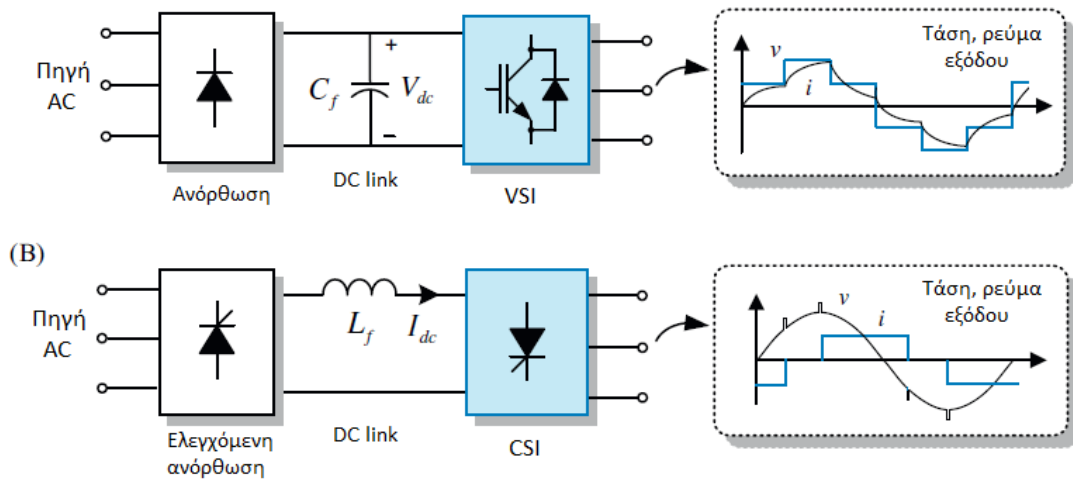
Αντίθετα, τα CSI τροφοδοτούνται από μια DC πηγή ρεύματος. Δεδομένου ότι στις περισσότερες περιπτώσεις η DC πηγή ρεύματος δεν είναι διαθέσιμη, συνήθως επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας μια μεγάλη επαγωγική αντίστατη σε σειρά με την DC πηγής τάσης. Για τα CSI, μπορεί να είναι επικίνδυνο το ανοίχτο κύκλωμα επειδή μπορεί να παραχθεί υψηλή τάση βάση του  $Ldi/dt$ . Μια τυπική έξοδος του CSI είναι ένα AC ρεύμα τετραγωνικής κυματομορφής, όπως φαίνεται στο [Σχήμα 3.32](#). Το πλάτος και η κυματομορφή του εναλλασσόμενου ρεύματος εξόδου εξαρτάται από το συνδεδεμένο φορτίο.

Οι αντιστροφείς έχουν δύο κύριες εφαρμογές: οδήγηση κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος και εφαρμογές τροφοδοσίας εναλλασσόμενου ρεύματος. Στις εφαρμογές οδήγησης κινητήρα όπως φαίνεται στο [Σχήμα 3.33](#) ελέγχεται το πλάτος και η συχνότητα εξόδου. Για τον λόγο αυτό συχνά αναφέρεται και ως αντιστροφέας μεταβλητού πλάτους και συχνότητας (Variable Voltage Variable Frequency (VVVF)). Στις εφαρμογές τροφοδοσίας εναλλασσόμενου ρεύματος οι τιμές αυτές είναι σταθερές και εξαρτώνται από το πρωτόκολλο ηλεκτρικής διανομής. Για τον λόγο αυτό ονομάζεται αντιστροφέας σταθερής τάσης σταθερής συχνότητας (constant voltage constant frequency (CVCF)).

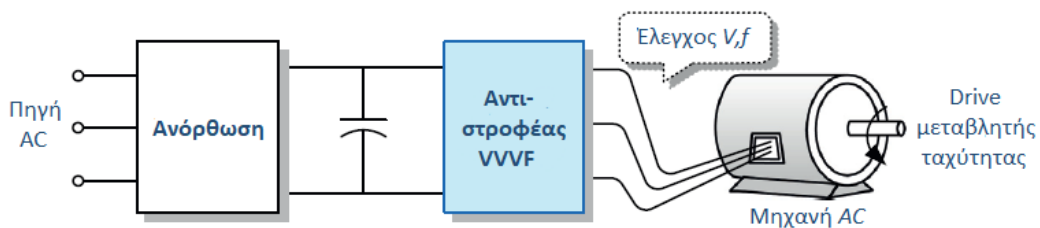
Στο παρόν θα ασχοληθούμε με τον αντιστροφέα πηγής τάσης, ο οποίος μπορεί να κατηγοριοποιηθεί βάση της δυνατότητας ελέγχου του πλάτους της τάσης εξόδου. Το ένα είδος είναι ο αντιστροφέας τετραγωνικής κυματομορφής, του οποίου μόνο η συχνότητα εξόδου είναι



ελεγχόμενη ενώ το πλάτος είναι σταθερό. Το άλλο, το οποίο αποτελεί την κύρια χρησιμοποιημένη τεχνική στην παρούσα εργασία είναι η τεχνική PWM, στην οποία και το πλάτος και η συχνότητα ελέγχου είναι ελεγχόμενα.



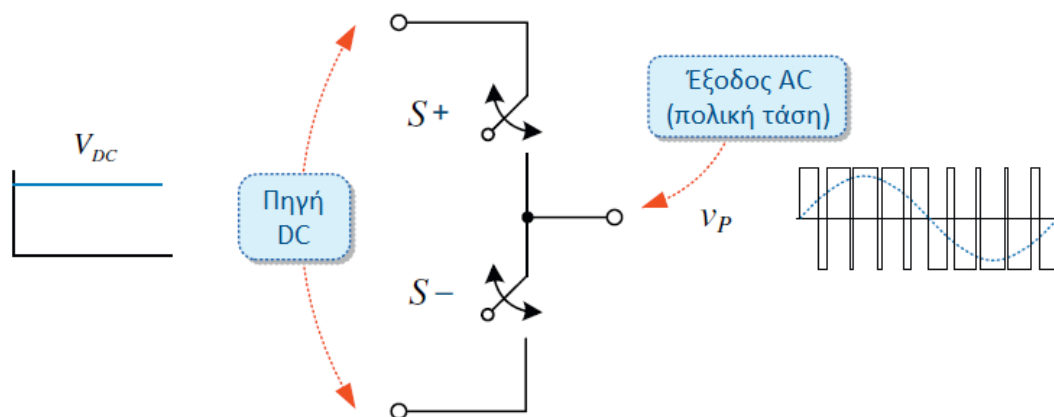
Σχήμα 3.32: Δυο είδη αντιστροφέα. (A) VSI και (B) CSI. [31]



Σχήμα 3.33: Αντιστροφέας μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος. [31]

### 3.2.1.1 Βασική συστοιχία αντιστροφέα πηγής τάσης

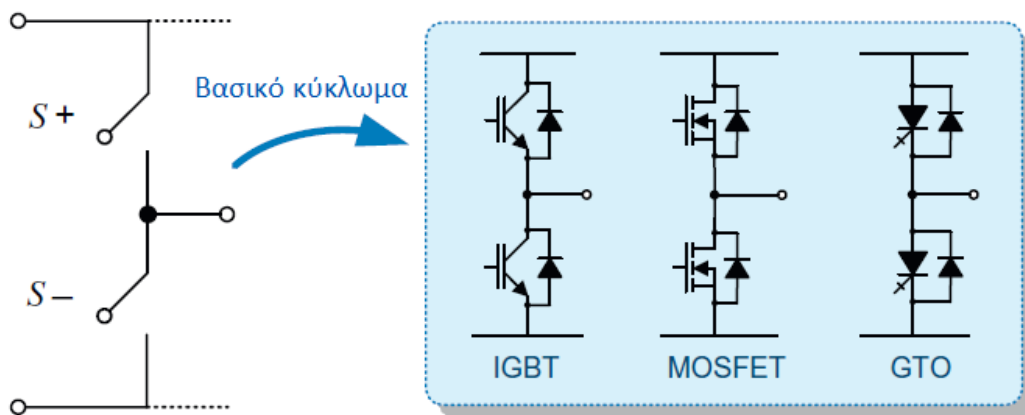
Το βασικό κύκλωμα του αντιστροφέα πηγής τάσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.34. Το βασικό κύκλωμα αποτελείται από ζεύγη διακοπών τα οποία λειτουργούν συμπληρωματικά μεταξύ τους και συμπεριφέρονται με τέτοιο τρόπο ώστε να εναλλάσσονται ραγδαία και να κάνουν τα DC μεγέθη σε AC.



Σχήμα 3.34: Βασικό κύκλωμα αντιστροφέα. [31]

Μια DC πηγή εφαρμόζεται στα δύο άκρα του κυκλώματος και η AC τάση εξόδου βρίσκεται ανάμεσα στους διακόπτες. Όπως φαίνεται και στο [Σχήμα 3.34](#) η τάση εξόδου συμβολίζεται με  $v_p$  και είναι πολική τάση. Ως διακοπτικά στοιχεία χρησιμοποιούνται διάφορα ημιαγωγικά στοιχεία τα οποία μπορούν να βρεθούν σήμερα στην αγορά όπως GTO thyristors, IFCT, insulated gate bipolar transistors (IGBT) ή MOSFET. Μερικά από τα προαναφερθέντα παρουσιάζονται στο [Σχήμα 3.35](#). Τα στοιχεία αυτά επιλέγονται σε κάθε εφαρμογή βάση της απαιτούμενης ισχύος και της συχνότητας αλλαγής. Τα thyristor GTO και IGCT έχουν δυνατότητες χρήσης σε εφαρμογές υψηλής ισχύος, ωστόσο έχουν χαμηλή συχνότητα αλλαγής, μικρότερη του 1 kHz. Το IGBT είναι το πιο ευρέως χρησιμοποιημένο στοιχείο σε εφαρμογές μέσης και υψηλής ισχύος, με μερικά να φτάνουν ακόμα και 100 kHz. Συνήθως η τιμή αυτή είναι μικρότερη των 20 kHz στην περίπτωση των IGBTs. Για εφαρμογές χαμηλής ισχύος τα MOSFET είναι τα πιο ευρέως διαδεδομένα με συχνότητες αλλαγής μεγαλύτερες των 100 kHz.

Την στιγμή αυτή θα πρέπει να αναφερθεί ότι η τοπολογία ενός κλασικού αντιστροφέα όπως στο [Σχήμα 3.35](#) παράγει τάση εξόδου σε δύο επίπεδα-τιμές ( εδώ 0 και  $+V_{dc}$  ) και ονομάζεται *αντιστροφέας δύο επιπέδων*. Μία τοπολογία όπως είναι τοπολογία τριών επιπέδων και παράγει τάσεις εξόδου 0,  $-V_{dc}$  και  $+V_{dc}$ . Υπάρχουν αρκετές συστοιχίες πολλαπλών επιπέδων οι οποίες δεν είναι αντικείμενο του παρόντος και δεν θα αναλυθούν περαιτέρω.

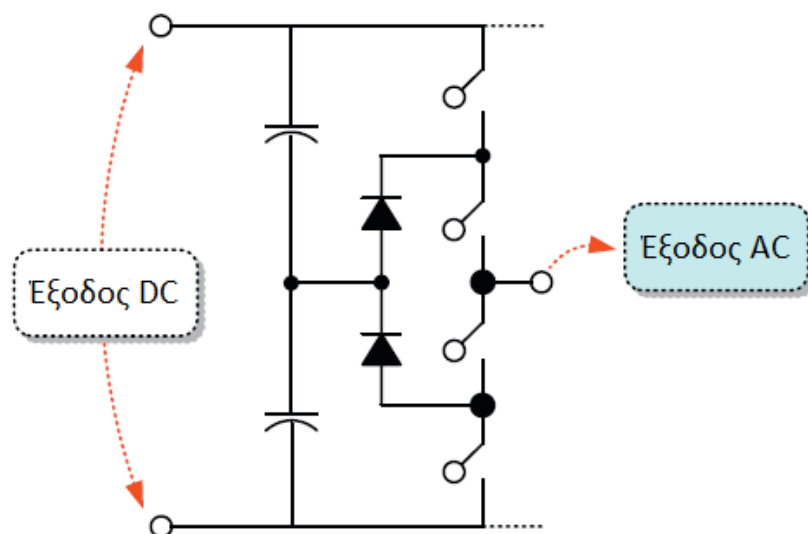


Σχήμα 3.35: Διακοπτικά στοιχεία. [31]

### 3.2.1.1.1 Τάση εξόδου βασικού κυκλώματος

Η πολική τάση εξόδου του βασικού κυκλώματος  $v_p$ , ορίζεται από τις εναλλαγές των στοιχείων  $S+$  και  $S-$ , αλλά είναι ανεξάρτητη του φορτίου. Υπάρχουν τέσσερις θέσεις του βασικού κυκλώματος βάσει τις θέσεις των διακοπών. Αν οι δύο διακόπτες είναι κλειστή, η πηγή τάσης είναι βραχυκυκλωμένη όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.37, το οποίο προκαλεί την καταστροφή τους λόγω της μεγάλης τιμής ρεύματος που τα διαπερνά.

Είναι προφανές ότι η κατάσταση αυτή πρέπει να αποφευχθεί. Όταν ο ένας διακόπτης είναι κλειστός ο άλλος πρέπει να είναι απαραίτητα ανοιχτός. Ωστόσο πάντα υπάρχει η πιθανότητα ενός shoot-through condition, καθώς πάντα ο χρόνος σβέσης είναι μεγαλύτερος από τον χρόνο έναυσης των στοιχείων. Για την αποφυγή αυτού, ένα σήμα πύλης εφαρμόζεται πριν την έναυση. Υπάρχει κάποιος χρόνος καθυστέρησης από την στιγμή που ανοίγει ο ένας διακόπτης μέχρι να κλείσει ο άλλος. Ο χρόνος αυτός ονομάζεται dead time και εξαρτάται από το είδος εφαρμογής.

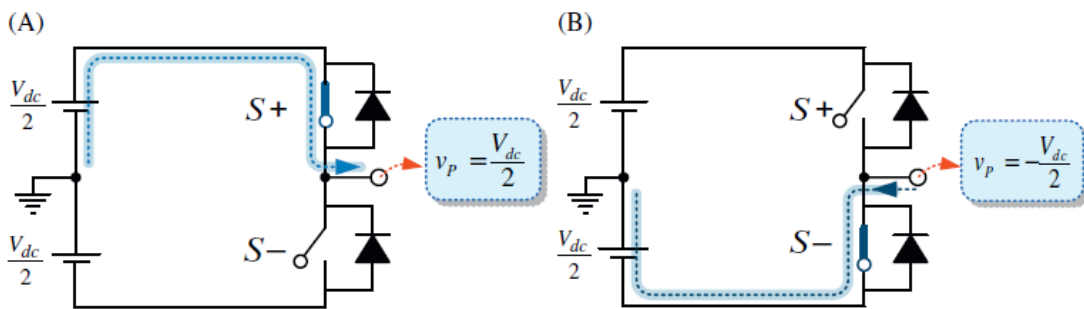


Σχήμα 3.36: Βασικό κύκλωμα αντιστροφέα τριών επιπέδων. [31]

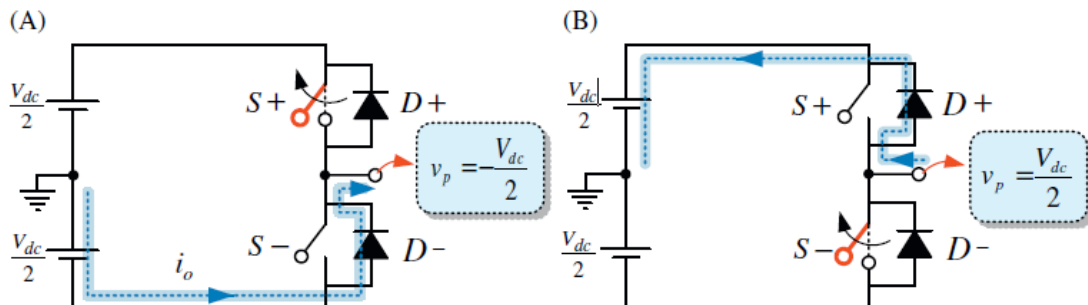


Σχήμα 3.37: Βραχυκύκλωση πηγής. [31]

Στις παρακάτω εικόνες περιγράφονται οι τάσεις εξόδου και αναγράφονται οι τιμές τους βάση της κατάστασης των διακοπών. Παρατηρούμε ότι υπάρχει περίπτωση ύπαρξης τάσης εξόδου και όταν οι δύο διακόπτες είναι ανοιχτή και στο κύκλωμα περνάει ρεύμα στο φορτίο, Σχήμα 3.39.



Σχήμα 3.38: Κύκλωμα κατάστασης ημιαγωγικών στοιχείων (A)  $S+ On, S- Off$  και (B)  $S+ Off, S- On$ . [31]



Σχήμα 3.39: Κύκλωμα όταν και οι δύο διακόπτες είναι κλειστή (A)  $i_o > 0$  και (B)  $i_o < 0$ . [31]

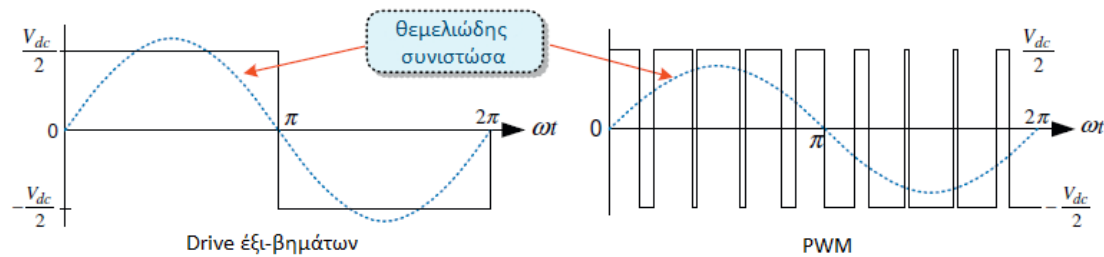
Γενικά η πολική τάση εξόδου  $v_p$  μπορεί να εκφραστεί βάση του παρακάτω τύπου:

$$v_p = V_{dc}(S - \frac{1}{2}) \quad (3.67)$$

όπου το  $S$  παίρνει τιμή '1' όταν ο επάνω διακόπτης  $S+$  είναι ανοιχτός και '0' όταν είναι κλειστός.

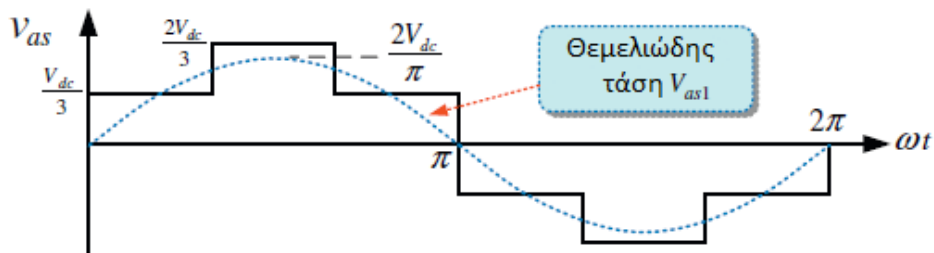
### 3.2.2 Αντιστροφέας διαμόρφωσης εύρους παλμών

Ο τριφασικός αντιστροφέας τετραγωνικής κυματομορφής είναι μια τεχνική στην οποία μόνο η συχνότητα εξόδου μπορεί να ελεγχθεί. Ωστόσο όταν χρειάζεται έλεγχος και του πλάτους χρησιμοποιείται η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation (PWM)), Figure 3.40. Κατά την χρήση της μεθόδου PWM μπορεί να γίνει έλεγχος της τάσης εξόδου, της συχνότητας, όπως και της αρμονικής παραμόρφωσης στην έξοδο. Ο κύριος στόχος της τεχνικής PWM είναι η παραγωγή επιθυμητής τάσης και συχνότητας εξόδου. Παρόλα αυτά το μοτίβο εναλλαγής μπορεί να είναι τέτοιο ώστε να εξαλειφθούν ανεπιθύμητες αρμονικές και να μειωθούν οι απώλειες. Για την βελτίωση της απόδοσης αυτής, κατά καιρούς έχουν παρουσιαστεί πολλές τεχνικές, όπως η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (sinusoidal pulse width modulation - SPWM) το 1964.



Σχήμα 3.40: Τάση εξόδου αντιστροφέα. [31]

Υπάρχουν διάφορα κριτήρια απόδοσης για την αξιολόγηση της τεχνικής PWM. Πρώτον, το φάσμα της γραμμικά ελεγχόμενης τάσης εξόδου με δεδομένη της τάσης DC. Είναι προφανές ότι μια μεγαλύτερη γραμμική περιοχή είναι καλύτερη. Στη συνέχεια, αξιολογούνται οι αρμονικές που περιλαμβάνονται στην τάση εξόδου. Εάν η τάση εξόδου περιέχει λιγότερες αρμονικές, προσεγγίζει καθαρό ημίτονο. Έτσι, αυτό το στοιχείο είναι σημαντικό για την αξιολόγηση της ποιότητας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Συνήθως μια υψηλότερη συχνότητα εναλλαγής οδηγεί σε λιγότερες αρμονικές και επομένως αυτό το στοιχείο θα πρέπει να αξιολογείται με την ίδια συχνότητα εναλλαγής. Για τον αντιστροφέα που χρησιμοποιείται σε ηλεκτροκινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος, από τη στιγμή που η αναπτυγμένη ροπή του κινητήρα εξαρτάται από το ρεύμα του, συχνά εξετάζονται οι αρμονικές που περιλαμβάνονται στο ρεύμα αντί της τάσης εξόδου. Τέλος, ελέγχονται οι απώλειες τις διατάξεις.

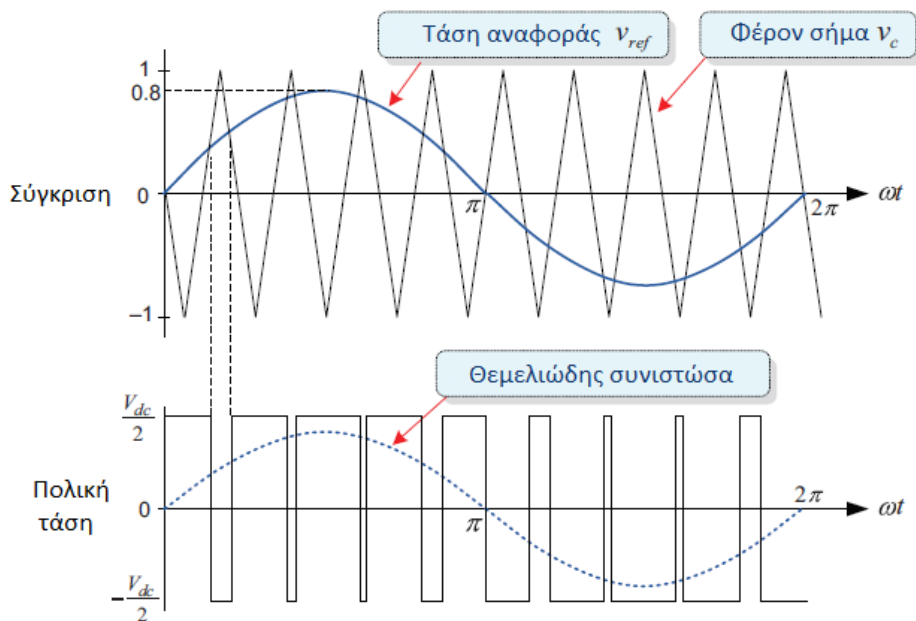


Σχήμα 3.41: Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα έξι βημάτων. [31]

Εκ των μεθόδων που έχουν δημιουργηθεί η διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάσταση (Space Vector PWM (SVPWM)) είναι η καλύτερη ως προς το φάσμα της γραμμικής συμπεριφοράς και της αρμονικής παραμόρφωσης.

### 3.2.2.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)

Στην τεχνική SPWM η ημιτονοειδής τάση αναφοράς  $v_{ref}$  συγκρίνεται με την υψηλής συχνότητας τριγωνική κυματομορφή φορέα - carrier  $v_c$  σε πραγματικό χρόνο ώστε να καθοριστούν τα σημεία μεταγωγής των ημιαγωγίμων διακοπών.



Σχήμα 3.42: Ημιτονοειδής Διαμόρφωση εύρους παλμών - SPWM. [31]

Μετά την σύγκριση, καθορίζεται η κατάσταση κάθε ημιαγωγίμου διακόπτη βάση του εξής κανόνα:

- Τάση αναφοράς  $v_{ref}$  > κυματομορφή φορέα  $v_c$  : επάνω διακόπτης κλειστός ( $V_{dc}/2$ ).
- Τάση αναφοράς  $v_{ref}$  < κυματομορφή φορέα  $v_c$  : κάτω διακόπτης κλειστός ( $-V_{dc}/2$ ).

Η peak-to-peak τάση της τριγωνικής κυματομορφής δίνεται από το DC-link. Στην τεχνική αυτή PWM είναι αναγκαία η τάση αναφοράς  $v_{ref}$  να είναι πάντα μικρότερη του πλάτους της κυματομορφής φορέα  $v_c$ , ( $v_{ref} \leq V_{dc}/2$ ).

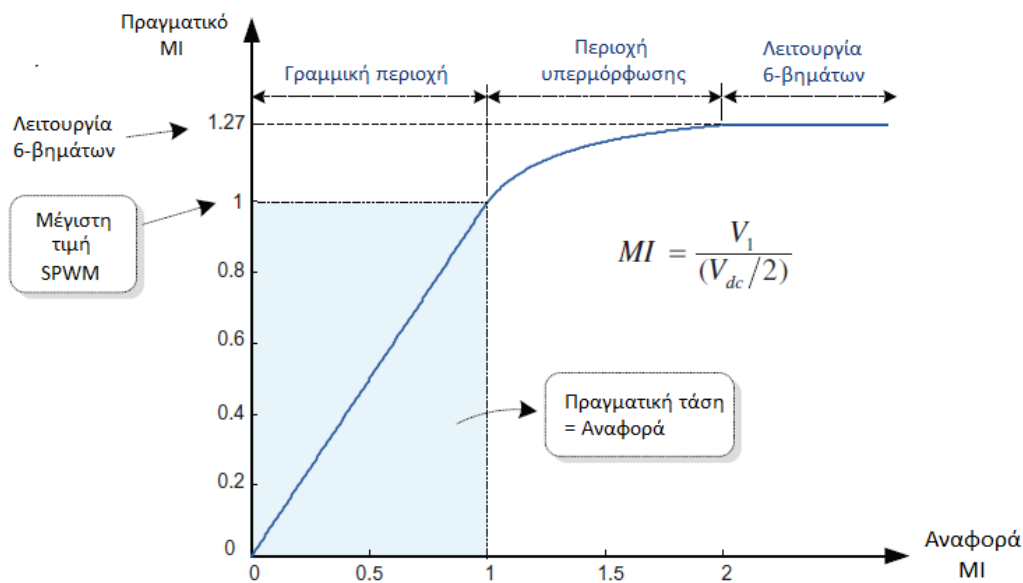
Στην τεχνική αυτή PWM η οποία βασίζεται στην σύγκριση με ένα τριγωνικό παλμό, αν ο λόγος της συχνότητας φορέα με την κύρια συχνότητα είναι αρκετά μεγάλος (μεγαλύτερος από 21), τότε η κύρια συνιστώσα της τάσης εξόδου εξαρτάται γραμμικά από την τάση αναφοράς  $v_{ref}$  για σταθερή τάση DC-link

$$v_{o1} = v_{ref} \sin \omega t \quad (3.68)$$

Επιπρόσθετα, η κύρια συχνότητα τάσης εξόδου είναι ίδια με αυτή της τάσης αναφοράς. Η τάση εξόδου της 3.68 μπορεί να γραφτεί μέσω τους συντελεστή διαμόρφωσης ως MI ως

$$v_{o1} = \frac{V_{dc}}{2} MI \sin \omega t \quad (3.69)$$

Αφού  $v_{ref} \leq \frac{V_{dc}}{2}$ ,  $0 \leq MI \leq 1$ . Το διάστημα  $0 \leq MI \leq 1$  ονομάζεται γραμμικό διάστημα διαμόρφωσης (linear modulation range) αφού, στο διάστημα αυτό, ο αντιστροφέας μπορεί να παράξει στην έξοδό του τάση ανάλογη της τάσης αναφοράς όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.43. Στην περίπτωση αυτή ο αντιστροφέας θεωρείται ένας ενισχυτής τάσης με μοναδιαίο κέρδος.



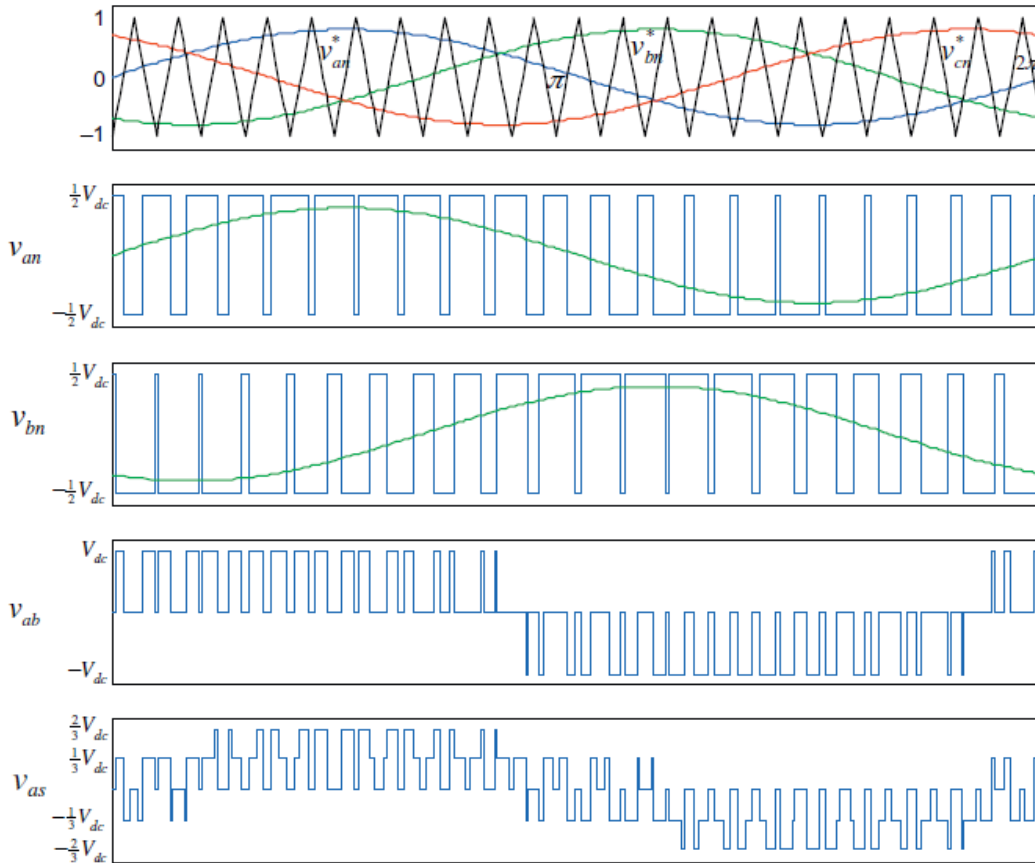
Σχήμα 3.43: Διάστημα διαμόρφωσης τάσης SPWM. [31]

Ωστόσο, όταν η αναφορά υπερβαίνει την κορυφή του τριγωνικού φορέα (δηλ.  $MI \leq 1$ ), ο αντιστροφέας δεν μπορεί να παράγει τάση εξόδου γραμμικά ανάλογη με την τιμή της τάσης αναφοράς. Το εύρος του  $MI \leq 1$  ονομάζεται περιοχή υπερμόρφωσης (overmodulation region), όπου η γραμμικότητα της διαμόρφωσης χάνεται.

Η μέγιστη γραμμική τάση εξόδου,  $V_{dc}/2$ , που επιτυγχάνεται με την τεχνική SPWM αντιστοιχεί στο 78,5% της μέγιστης τάσης εξόδου,  $2V_{dc}/\pi$ , του εξά-βάθμιου αντιστροφέα. Επομένως, όταν χρησιμοποιείτε η τεχνική PWM, το μέγιστο όριο της περιοχής γραμμικής διαμόρφωσης είναι αναπόφευκτα μικρότερο από τη μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα.

Στην τεχνική SPWM, η συχνότητα μεταγωγής ενός αντιστροφέα είναι ίση με εκείνη του φέροντος κύματος. Από τα σχήματα 3.42 και 3.44, μπορούμε να δούμε ότι ο διακόπτης

είναι ενεργοποιημένος / απενεργοποιημένος μία φορά κάθε περίοδο του τριγωνικού φέροντος σήματος. Έτσι, η τεχνική SPWM έχει το πλεονέκτημα ότι έχει σταθερή συχνότητα μεταγωγής (constant switching frequency). Μια σταθερή συχνότητα μεταγωγής καθιστά δυνατό τον υπολογισμό των απωλειών των συσκευών μεταγωγής, έτσι ο θερμικός σχεδιασμός τους γίνεται ευκολότερος. Επιπλέον, δεδομένου ότι οι χαρακτηριστικές των αρμονικών θα είναι καλά καθορισμένες, ο σχεδιασμός ενός χαμηλοπερατού φίλτρου για την εξάλειψη των αρμονικών θα γίνει ευκολότερος.



Σχήμα 3.44: Τεχνική SPWM για 3-φασικό αντιστροφέα. [31]

Στην συνέχεια θα αξιολογήσουμε ποιες αρμονικές περιέχονται στην παραγόμενη τάση εξόδου με την τεχνική SPWM. Πρώτον, θα διερευνήσουμε τις αρμονικές της πολικής τάσης  $v_p$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.42. Είναι ευρέως γνωστό ότι η πολική τάση περιέχει αρμονικές στη συχνότητα φέρρα  $f_c$  και συχνότητες του ακέραιου πολλαπλάσιου αυτού ( $M$ ) και τις πλευρικές ζώνες ( $N$ ) όλων αυτών των συχνοτήτων. Έτσι, αυτές οι αρμονικές, οι οποίες είναι γνωστές ως αρμονικές συχνότητας μεταγωγής, μπορούν να εκφραστούν ως

$$v_{o-h} = V_h \sin[2\pi(Mf_c \pm Nf_o)t + \phi_h] \quad (3.70)$$

$$= V_h \sin[2\pi f_o(Mm_f \pm N)t + \phi_h] \quad (3.71)$$

Εδώ,  $f_o$  είναι η βασική συχνότητα της τάσης εξόδου και  $m_f$  είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας, ο οποίος υποδηλώνει την αναλογία φέρουσας συχνότητας προς την

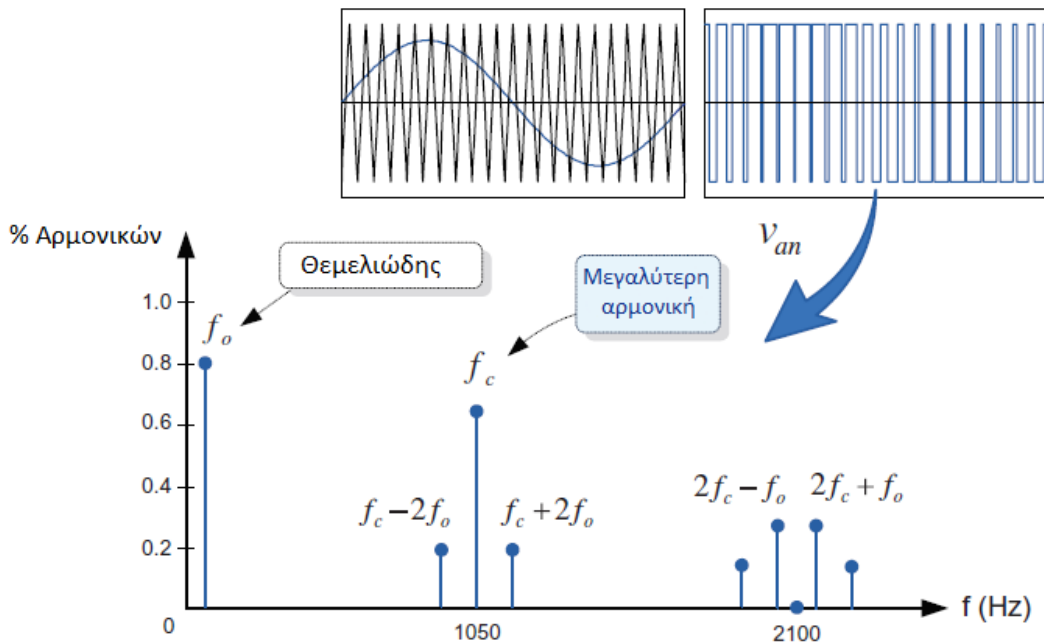


βασική συχνότητα, δηλ.  $m_f = f_c/f_o$ . Μ και Ν είναι ακέραιοι, και το Μ+Ν είναι περιττός. Το  $\phi_h$  δηλώνει τη φάση της αρμονικής συνιστώσας. Από την [Εξίσωση 3.71](#), οι τάξεις των αρμονικών δίδονται ως

$$\begin{aligned} & m_f, m_f \pm 2, m_f \pm 4, m_f \pm 6, \dots \\ & 2m_f \pm 1, 2m_f \pm 3, 2m_f \pm 5, 2m_f \pm 7, \dots \\ & 3m_f, 3m_f \pm 2, 3m_f \pm 4, 3m_f \pm 6, \dots \\ & 4m_f \pm 1, 4m_f \pm 3, 4m_f \pm 5, 4m_f \pm 7, \dots \end{aligned}$$

Μεταξύ των αρμονικών, το στοιχείο της τάξης  $m_f$  έχει το μεγαλύτερο πλάτος. Αυτό σημαίνει ότι η αρμονική με συχνότητα ίση με τη συχνότητα μεταγωγής (switching frequency)  $f_c$  είναι η μεγαλύτερη.

Για παράδειγμα, το [Σχήμα 3.45](#) δείχνει το φάσμα συχνοτήτων της πολικής τάσης των  $f_o = 50Hz$  και  $m_f = 21$ . Στην περίπτωση αυτή, η αρμονική των  $1050Hz (= 21 \cdot 50Hz)$ , δηλαδή η συχνότητα μεταγωγής είναι το μεγαλύτερο στοιχείο.



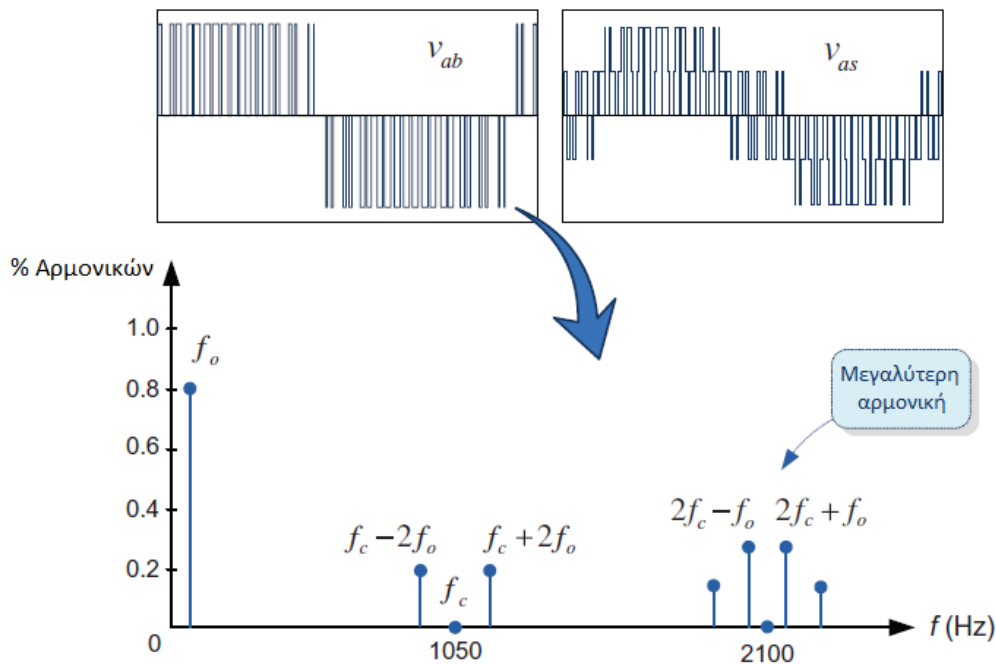
Σχήμα 3.45: Φάσμα συχνοτήτων πολικής τάσης για SPWM. [31]

Όσο υψηλότερη είναι η συχνότητα μεταγωγής, τόσο μεγαλύτερη είναι η τάξη της κύριας αρμονικής. Έτσι, όταν χρησιμοποιείται υψηλότερη συχνότητα μεταγωγής, η ποιότητα της κυματομορφής τάσης μπορεί να βελτιωθεί και το φιλτράρισμα μπορεί να διευκολυνθεί. Ωστόσο, αυτό οδηγεί σε μεγαλύτερες απώλειες μεταγωγής. Ως εκ τούτου, είναι σημαντικό να εξεταστεί η συνολική απόδοση του συστήματος κατά την επιλογή της συχνότητας μεταγωγής.

Στη συνέχεια θα εξετάσουμε τις αρμονικές συνιστώσες για τη γραμμή-γραμμή και φασική τάση. Δεδομένου ότι η τάση γραμμής προς γραμμή είναι η διαφορά μεταξύ των δύο πολικών τάσεων, δεν έχουν καμία αρμονική στα πολλαπλάσια του τρία, που υπάρχουν στις πολικές τάσεις. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, αυτό συμβαίνει επειδή οι αρμονικές τάξεις  $3m$  που περιλαμβάνονται στις πολικές τάσεις δεν θα έχουν διαφορά φάσης μεταξύ τους. Επομένως, αν επιλέξουμε την τιμή της  $m_f$  ως πολλαπλάσια του τρία, τότε οι συνολικές αρμονικές θα μειωθούν στην τάση γραμμής προς γραμμή λόγω της εξάλειψης των αρμονικών τάξης πολλαπλάσιων

του τρία.

Για το λόγο αυτό, η τιμή της  $m_f$  επιλέγεται συνήθως ως πολλαπλάσια του τρία. Επιπλέον, μεταξύ αυτών των τιμών, μόνο οι περιττοί αριθμοί μπορούν να εξαλειφθούν τις άρτιες αρμονικές για τη συμμετρία των τριφασικών μοτίβων PWM. Σε αυτή την περίπτωση, η αρμονική της τάξης  $2m_f \pm 1$  γίνεται η μεγαλύτερη συνιστώσα για την περιοχή των  $MI < 0,9$ , ενώ  $m_f \pm 2$  γύρω από  $MI = 1$ . Για παράδειγμα, στο Σχήμα 3.46 απεικονίζει το αρμονικό φάσμα για την τάση γραμμής-γραμμής στην περίπτωση του  $m_f = 21$  και  $MI = 0.8$ . Σε αυτή την περίπτωση, σε αντίθεση με αυτή της πολικής τάσης, το μεγαλύτερο αρμονικό στοιχείο γίνεται η τάξη των  $2m_f \pm 1$ . Οι φασικές τάσεις έχουν αρμονικά συστατικά που ταυτίζονται με εκείνες της τάσης γραμμής προς γραμμή, αλλά τα πλάτη τους είναι διαφορετικά.



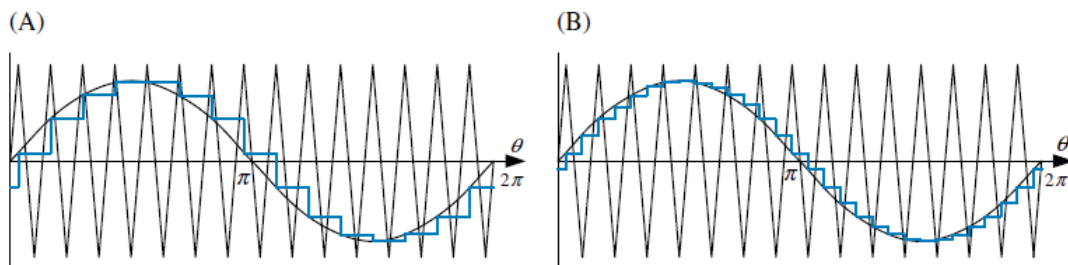
Σχήμα 3.46: Φάσμα συχνότητας τάσης γραμμή προς γραμμή για SPWM( $MI=0.8$ ,  $m_f = 21$ ). [31]

Η τεχνική SPWM ήταν ευρέως δημοφιλής λόγω της απλότητας αρχής της και της αναλογικής εφαρμογής της. Στην αναλογική εφαρμογή του το SPWM (αναφερόμενη ως φυσικό δειγματοληπτόμενο PWM), ένας αναλογικός ολοκληρωτής χρησιμοποιείται για την παραγωγή ενός τριγωνικού φέροντος σήματος και ένας αναλογικός συγκριτής χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του διαμορφωμένου σήματος εξόδου.

Αντίθετα, η εφαρμογές που βασίζονται σε λογισμικό χρησιμοποιώντας μια ψηφιακή τεχνική ή ο μικροεπεξεργαστές δεν είναι εύκολες καθώς αυτό απαιτεί επίλυση της υπερβατικής εξίσωσης, το οποίο καθορίζει σημεία διασταύρωσης που χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό των στιγμών μεταγωγής. Αντάυτου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.47, χρησιμοποιείται το λεγόμενο PWM κανονικής δειγματοληψίας στο οποίο η ημιτονοειδής αναφορά διατηρείται σε μια σταθερή τιμή δειγματοληψίας για τον φορέα και η τιμή της δειγματοληψίας συγκρίνεται με το κύμα φορέα για τον προσδιορισμό τις στιγμής μεταγωγής. Στο PWM, κανονικής δειγματοληψίας υπάρχουν δύο τύποι δειγματοληψίας, συμμετρική και ασύμμετρη. Στη συμμετρική δειγματοληψία του Σχήματος 3.47, η ημιτονοειδής αναφορά λαμβάνεται δειγματοληπτικά μία

φορά στην κορυφή του τριγωνικού φορέα, ενώ στην ασύμμετρη δειγματοληψία του Σχήματος 3.47, γίνεται δειγματοληψία δύο φορές, τόσο τις θετικές, όσο και τις αρνητικές κορυφές του τριγωνικού φέροντος κύματος. Σήμερα, η ψηφιακή υλοποίηση είναι εύκολη χρήση μικροεπεξεργαστών με κατάλληλες ρουτίνες PWM.

Δεδομένου ότι η τεχνική SPWM μπορεί να πραγματοποιήσει διαμόρφωση τάσης κάθε διάστημα δειγματοληψία με σταθερή συχνότητα μεταγωγής, παρουσιάζει καλύτερη δυναμική απόδοση από το προγραμματισμένο PWM. Ωστόσο, αυτή η τεχνική έχει περιορισμένο διάστημα γραμμικής συμπεριφοράς (μόνο το 78,5% της λειτουργίας έξι βημάτων) και μια κακή ποιοτικά κυματομορφή στην περιοχή υψηλής διαμόρφωσης. Για να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα, έχουν πραγματοποιηθεί πολλές βελτιωμένες της τεχνικής PWM. Βελτιώσεις για την επέκταση της γραμμική περιοχής τάσης έχουν γίνει κυρίως μέσω της τροποποίησης του διαμορφωμένου σήματος, με αποτέλεσμα μη ημιτονοειδή σήματα διαμόρφωσης. Ως τυπικό παράδειγμα της βελτίωσης, η *έγχυση τρίτης αρμονικής PWM (third harmonic injection PWM)* καθιστά δυνατή την αύξηση του βασικού στοιχείου τάσεως εξόδου κατά 15,5% περισσότερο από τη συμβατική τεχνική SPWM. Στην συνέχεια θα συζητηθεί η μέθοδος αυτή.



Σχήμα 3.47: PWM κανονικής δειγματοληψίας (A) συμμετρική δειγματοληψία (B) Ασύμμετρη δειγματοληψία

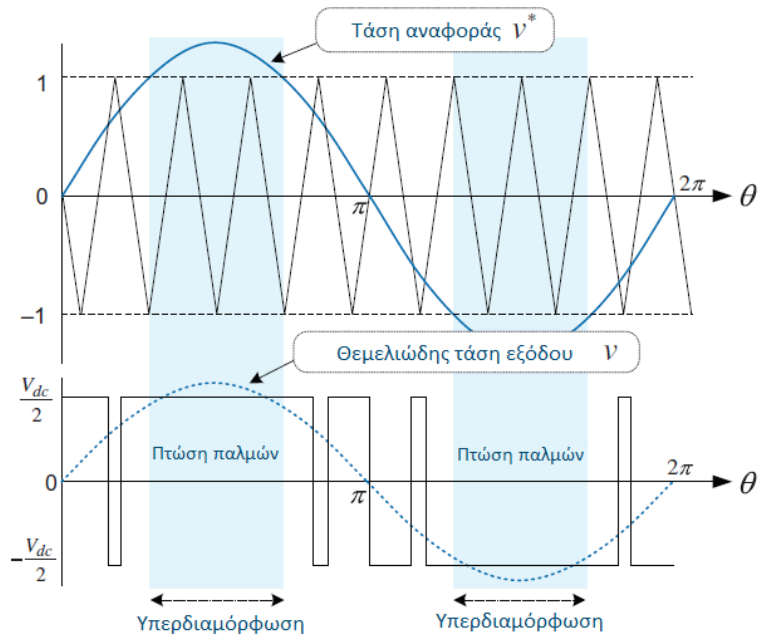
### 3.2.2.2 Τεχνική PWM έγχυσης τρίτης αρμονικής (Third harmonic injection PWM technique (THIPWM))

Η τεχνική SPWM λειτουργεί σωστά όταν η ημιτονοειδής τάση αναφοράς  $v^*$  παραμένει κάτω από την κορυφή του τριγωνικού φορέα. Αυτό περιορίζει το εύρος της γραμμικής διαμόρφωσης της τεχνικής SPWM. Όταν η κορυφή της τάσης αναφοράς  $v^*$  υπερβαίνει την κορυφή του τριγωνικού φορέα (δηλ.  $MI > 1$ ) όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.48, συμβαίνει μια πτώση παλμών, η οποία δείχνει ότι η τάση αναφοράς και ο τριγωνικός φορέας δεν διασταυρώνονται. Ως αποτέλεσμα, η γραμμική σχέση μεταξύ της τάση αναφοράς και της τάση εξόδου δεν μπορεί να διατηρηθεί.

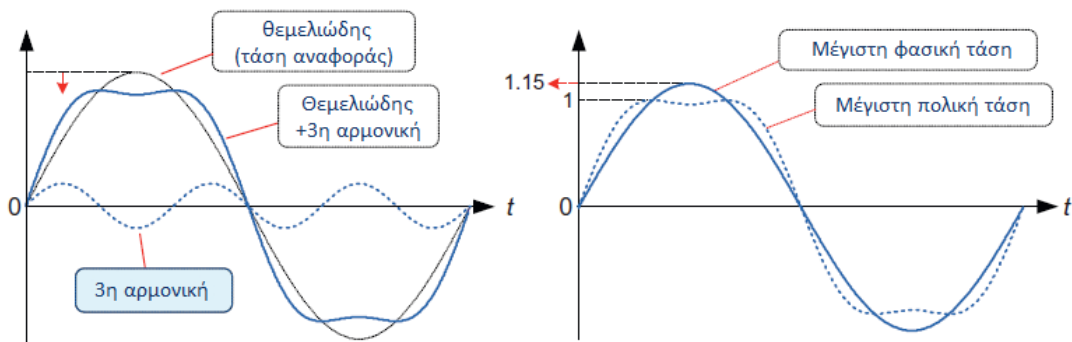
Κάπου εδώ θα πρέπει να επαναληφθεί ότι η μόνη αποτελεσματική τάση σε ένα φορτίο είναι η θεμελιώδης συνιστώσα που περιέχει η τάση εξόδου. Έτσι, αν επιλέξουμε την τάση αναφοράς της οποίας η θεμελιώδης συνιστώσα υπερβαίνει την κορυφή του τριγωνικού φορέα, αλλά όχι την δική της, τότε αναμένουμε επέκταση του εύρους γραμμικής διαμόρφωσης. Με την προσθήκη μιας τρίτης αρμονικής στην κυματομορφή αναφοράς τάσης, η επέκταση αυτή είναι εφικτή. Αυτό συμβαίνει διότι η προσθήκη μια τρίτης αρμονικής στην τάση αναφοράς, κάνει την τελική κυματομορφή να έχει μικρότερο πλάτος όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.49. Η τεχνική που υιοθετεί αυτή την αρχή είναι η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με έγχυση τρίτης αρμονικής (textitthird harmonic injection pulse width modulation (THIPWM)). Με τη χρήση της THIPWM, η θεμελιώδης της τάσης εξόδου μπορεί να αυξηθεί κατά 15,5%

περισσότερο από τη συμβατική τεχνική SPWM.

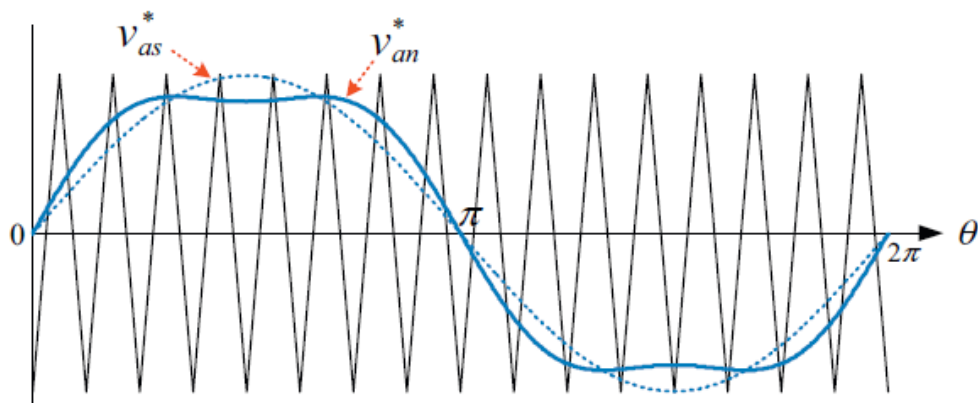
Αυτή η τρίτη αρμονική δεν εμφανίζεται στην τάση γραμμή προς γραμμή ή την φασική τάση ενός τριφασικού φορτίου με ουδέτερο κόμβο όπως ένας κινητήρας εναλλασσόμενου ρεύματος. Άρα η αρμονική αυτή δεν προκαλεί παραμόρφωση στην φασική τάση και την τάση γραμμή προς γραμμή.



Σχήμα 3.48: Overmodulation της τεχνικής SPWM. [31]



Σχήμα 3.49: Αρχή THIPWM. [31]



Σχήμα 3.50: Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με έγχυση τρίτης αρμονικής. [31]

Ας υπολογίσουμε στην συνέχεια την τρίτη αρμονική τάσης η οποία δεν προκαλεί παραμόρφωση στην φασική τάση ή την τάση γραμμής προς γραμμή στην τεχνική THIPWM. Υποθέτουμε ότι η τάση αναφοράς της φάσης *as* είναι  $v_{as}^* = V_1 \sin \omega t$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.50.

Προσθέτοντας την τρίτη αρμονική στην τάση αναφοράς, προκύπτει η τελική τάση αναφοράς ως εξής

$$v_{an}^* = V_1 \sin \omega t + V_3 \sin 3\omega t \quad (3.72)$$

Στην παραπάνω εξίσωση η βέλτιστη τιμή για την  $V_3$  ώστε να μεγιστοποιηθεί η θεμελιώδη συνιστώσα της φασικής τάσης είναι  $V_1/6$ . Η προσθήκη της αρμονικής πλάτους  $1/6$  της τάσης αναφοράς μπορεί να μειώσει την μέγιστη τιμή της τελευταίας κατά έναν συντελεστή 0.866 χωρίς ωστόσο να αλλάξει το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας. Αντίστοιχα, η τελευταία συνιστώσα μπορεί να αυξηθεί κατά 15.5% ( $=1/0.866$ ). Η τάση αυτή αντιστοιχεί στο 90.7% της τάσης εξόδου του αντιστροφέα έξι βημάτων.

Αντί του συντελεστή  $1/6$ , είναι γνωστό ότι μια τρίτη αρμονική πλάτους  $1/4$  της τάσης αναφοράς μπορεί να οδηγήσει σε ελαχιστοποίηση της αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης εξόδου. Ωστόσο, η τιμή αυτή οδηγεί σε μία μικρή μείωση της μέγιστης τιμής γραμμικής περιοχής,  $MI=1.12$ . Η THIPWM έχει το μειονέκτημα της ποιο δύσκολης υλοποίησης της τρίτης αρμονικής και αρμονικές ρεύματος μόνιμης κατάστασης χειρότερες από την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διάνυσμα κατάστασης (space vector pwm (SVPWM)), η οποία θα αναλυθεί στην συνέχεια. Θα πρέπει να επισημανθεί ότι υπάρχουν αρκετοί μέθοδοι έγχυσης αρμονικών τρίτης τάξης, όπως η μέθοδος έγχυσης ένατης αρμονικής.

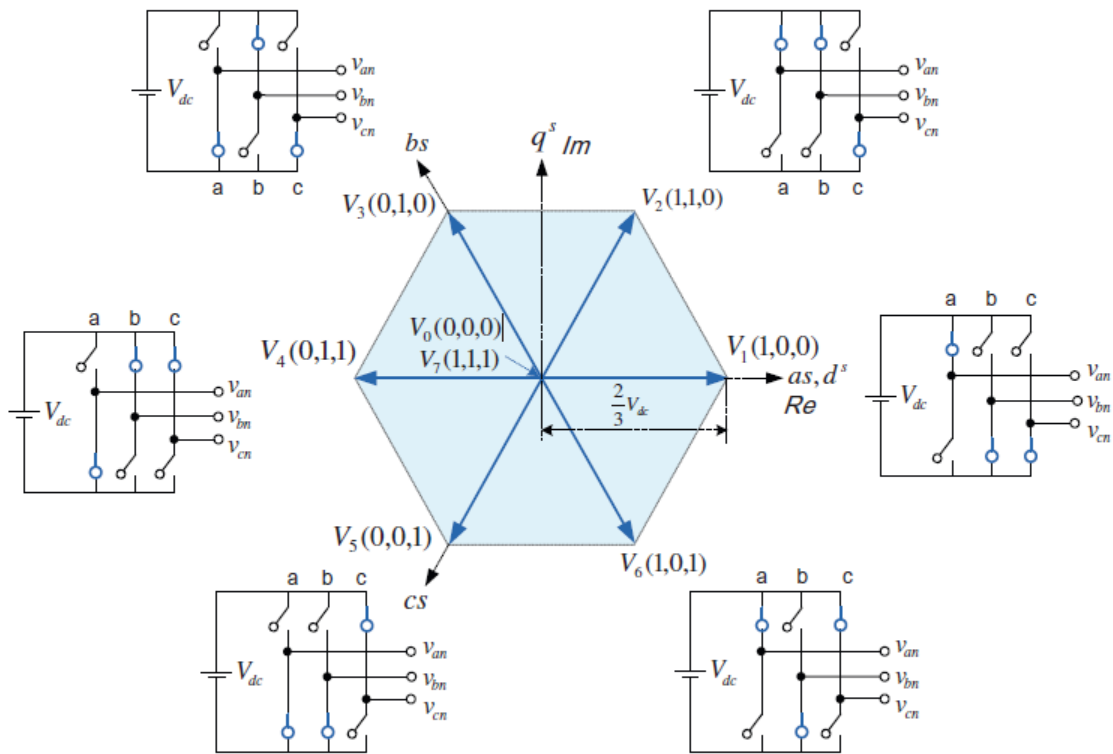
### 3.2.2.3 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης (space vector PWM (SVPWM))

Στις τεχνικές PWM που αναφέρθηκαν προηγουμένως, οι αναφορές τάσης των τριών φάσεων διαμορφώνονται μεμονωμένα. Σε αντίθεση με αυτές, υπάρχει μια τεχνική PWM που χρησιμοποιεί μία διαφορετική προσέγγιση που βασίζεται στην έννοια ενός διαστήματος κατάστασης, που ονομάζεται τεχνική διαμόρφωσης με διανύσματα κατάστασης (space vector PWM (SVPWM)). Στο SVPWM, οι αναφορές τριφασικών τάσεων αντιπροσωπεύονται ως διάνυσμα κατάστασης  $v_{abc}$  στο σύνθετο επίπεδο και αυτό το διάνυσμα αναφοράς τάσης διαμορφώνεται από τα διανύσματα τάσεις εξόδου που προκύπτουν από τον αντιστροφέα. Η τεχνική SVPWM

είναι πλέον ευρέως διαδεδομένη κυρίως σε εφαρμογές τριφασικού αντιστροφέα καθώς παράγει βασική τάση εξόδου 15,5% περισσότερο από αυτή που παράγεται από της τεχνική SPWM και δίνει λιγότερη αρμονική παραμόρφωση στο ρεύμα φορτίου, λιγότερες ταλαντώσεις ροπής σε μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος και χαμηλότερες απώλειες μεταγωγής.

Για αυτή την τεχνική PWM, δεδομένου ότι οι αναφορές της τριφασικής τάσης δίνονται ως διάνυσμα κατάστασης, οι πιθανές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα χρειάζονται επίσης να εκφραστούν ως διανύσματα κατάστασης. Γνωρίζουμε ότι υπάρχουν οκτώ πιθανές καταστάσεις μεταγωγής σε έναν τριφασικό αντιστροφέα. Τα διανύσματα τάσης εξόδου,  $V_0 - V_7$ , που αντιστοιχούν στις οκτώ πιθανές καταστάσεις μεταγωγής, εμφανίζονται στον παρακάτω πίνακα. Το Σχήμα 3.52 απεικονίζει αυτά τα διανύσματα τάσης εξόδου ενός τριφασικού αντιστροφέα στο σύνθετο πλαίσιο αναφοράς.

Κατάσταση διακοπών			Φασικές τάσεις			Διάνυσμα τάσης
$S_a$	$S_b$	$S_c$	$v_{as}$	$v_{bs}$	$v_{cs}$	$V_n (n = 1 - 7)$
0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0 \angle 0^\circ$
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 0^\circ$
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$V_2 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 60^\circ$
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$V_3 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 120^\circ$
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$V_4 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 180^\circ$
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$V_5 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 240^\circ$
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$V_6 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 300^\circ$
1	1	1	0	0	0	$V_7 = 0 \angle 0^\circ$



Σχήμα 3.52: Διανύσματα τάσης εξόδου στο σύνθετο πλαίσιο αναφοράς (ή σταθερό άξονα d-q).

Έξι εκ των διανυσμάτων, δηλ. τα  $V_1 - V_6$ , τα οποία ονομάζονται *ενεργά* διανύσματα τάσης, προσφέρουν αποτελεσματική τάση στο φορτίο. Το πλάτος όλων των ενεργών διανυσμάτων είναι ίσο με  $2 \cdot V_{dc}/3$ . Ωστόσο, έχουν  $60^\circ$  διαφορά φάσης μεταξύ τους. Αντίθετα, τα δύο διανύσματα,  $V_0$  και  $V_7$ , που ονομάζονται *διανύσματα μηδενικής τάσης*, δεν μπορούν να αποδώσουν αποτελεσματική τάση στο φορτίο.

### 3.2.2.3.1 Αρχή τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης

Καθώς η τριφασική αναφορά τάσης τριών αλλάζει ανάλογα με το χρόνο, το διάνυσμα αναφοράς τάσης  $V^*$  περιστρέφεται αντί-ωρολογιακά στο σύνθετο επίπεδο όπως απεικονίζεται στο [Σχήμα 3.53](#). Αυτό το διάνυσμα ολοκληρώνει μία περιστροφή ανά ηλεκτρική περίοδο της τάσης αναφοράς.

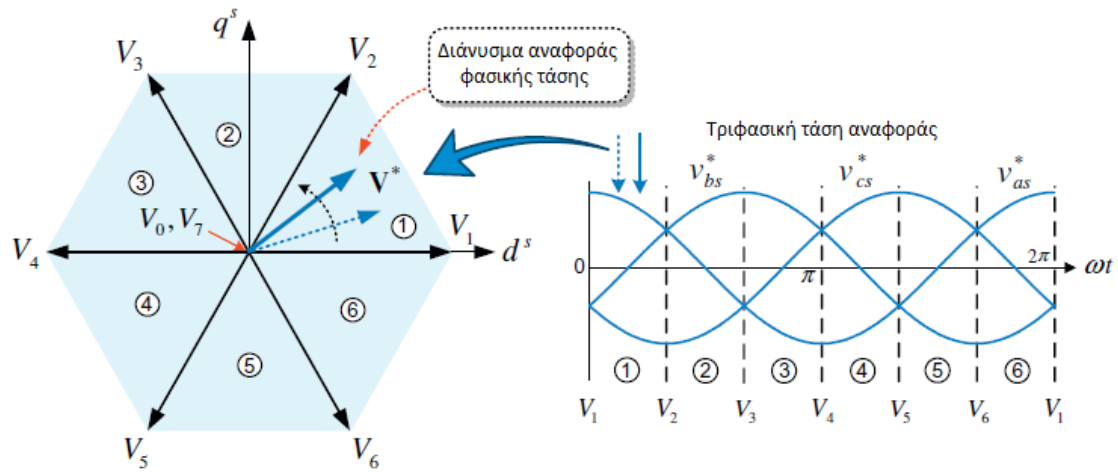
Στην τεχνική SVPWM, δίνεται μια τάση αναφοράς ως διάνυσμα κατάστασης του  $V^*$  και αυτό το διάνυσμα αναφοράς τάσης  $V^*$  παράγεται με τη χρήση των διανυσμάτων τάσης εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα. Χρησιμοποιώντας τα δύο ενεργά διανύσματα τάσης προσκείμενα στο  $V^*$  και τα μηδενικά διανύσματα μεταξύ των διαθέσιμων οκτώ διανυσμάτων τάσης, η τεχνική SVPWM παράγει μια τάση με ίδιο μέσο όρο θεμελιώδους τάσης όσο το δοσμένο διάνυσμα αναφοράς τάσης  $V^*$  υπό μια περίοδο διαμόρφωσης  $T_s$ .

Τώρα θα περιγράψουμε τον τρόπο δημιουργίας ενός διανύσματος αναφοράς τάσης. Το διάνυσμα τάσης αναφοράς  $V^*$  υποτίθεται ότι βρίσκεται μέσα σε ένα εξάγωνο, το οποίο σχηματίζεται από έξι διανύσματα τάσης εξόδου ενός τριφασικού αντιστροφέα. Μόνο όταν πληρείται αυτή η προϋπόθεση, το διάνυσμα αναφοράς τάσης μπορεί να διαμορφωθεί σωστά.



Για παράδειγμα, ας εξετάσουμε ένα διάνυσμα αναφοράς τάσης  $V^*$  που δίνεται στον τομέα ① από τους έξι τομείς στο εξάγωνο που φαίνεται στο Σχήμα 3.53. Σε αυτή την περίπτωση, ο αντιστροφέας δεν μπορεί να παράξει το απαιτούμενο διάνυσμα αναφοράς τάσης απευθείας επειδή δεν υπάρχει διάνυσμα εξόδου του αντιστροφέα που να έχει πλάτος και φάση ίσες με εκείνες της τάσης του διανύσματος αναφοράς. Έτσι, ως εναλλακτική λύση των έξι ενεργών διανυσμάτων, τα δύο προσπίπτοντα διανύσματα τάσεις στο διάνυσμα αναφοράς τάσης και τα μηδενικά διανύσματα χρησιμοποιούνται για την δημιουργία μια τάσης που έχει το ίδιο μέσο όρο θεμελιώδους με το δεδομένου διάνυσμα κατάστασης τάσης  $V^*$ . Αυτή η διαμόρφωση επαναλαμβάνει κάθε περίοδο διαμόρφωσης  $T_s$  ανάλογα με τη συχνότητα μεταγωγής.

Ας εξετάσουμε τώρα αυτή τη διαδικασία διαμόρφωσης με περισσότερες λεπτομέρειες. Το διάνυσμα της τάσης αναφοράς  $V^*$  θεωρείται ότι παραμένει σταθερό κατά την περίοδο διαμόρφωσης  $T_s$ . Η διαδικασία σύνθεσης του διανύσματος τάσης για τη δημιουργία του διανύσματος αναφοράς  $V^*$  αποτελείται από τρία βήματα όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.54.



Σχήμα 3.53: Περιστροφή διανύσματος κατάστασης

Στο πρώτο βήμα, ένα από τα δύο γειτονικά ενεργά διανύσματα τάσης,  $V_1$ , εφαρμόζεται πρώτα κατά τη διάρκεια του χρόνου  $T_1$ . Ως αποτέλεσμα, δημιουργείται μια τάση εξόδου με πλάτος  $V_1 \cdot (T_1/T_s)$  στην κατεύθυνση του διανύσματος  $V_1$ . Στη συνέχεια, ένα άλλο διάνυσμα  $V_2$  εφαρμόζεται κατά τη διάρκεια του χρόνου  $T_2$  ώστε να καλυφθεί το πλάτος και η φάση του διανύσματος αναφοράς τάσης  $V^*$ . Μέσα από αυτά τα δύο βήματα, είναι δυνατό να παραχθεί τάση εξόδου ίδια με το διάνυσμα αναφοράς τάσης κατά την περίοδο διαμόρφωσης  $T_s$ . Εν τέλει, εάν  $T_1 + T_2 < T_s$ , τότε ένα από τα μηδενικά διανύσματα,  $V_0$  ή  $V_7$ , εφαρμόζεται κατά τη διάρκεια του υπόλοιπο χρόνου  $T_0 (= T_s - T_1 - T_2)$ .

Ο χρόνος διάρκειας ( $T_1$ ,  $T_2$ , και  $T_0$ ) κάθε διανύσματος τάσης για τη δημιουργία ενός δεδομένου διανύσματος αναφοράς  $V^*$  μπορεί να υπολογιστεί ως ακολούθως. Η παραπάνω διαμόρφωση διαδικασία μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_s} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_{0,7} dt \quad (3.73)$$

Υποθέτοντας σταθερή DC-link τάση κατά την περίοδο  $T_s$ , η παραπάνω εξίσωση μπορεί να γραφτεί ως



$$T_s \cdot V^* = V_n \cdot T_1 + V_{n+1} \cdot T_2 \quad (3.74)$$

Για παράδειγμα, αν το διάνυσμα αναφοράς τάσης  $V^*$  δίνεται στον τομέα ①  $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ , η Εξίσωση 3.74 μπορεί να σπάσει σε δύο εξισώσεις:

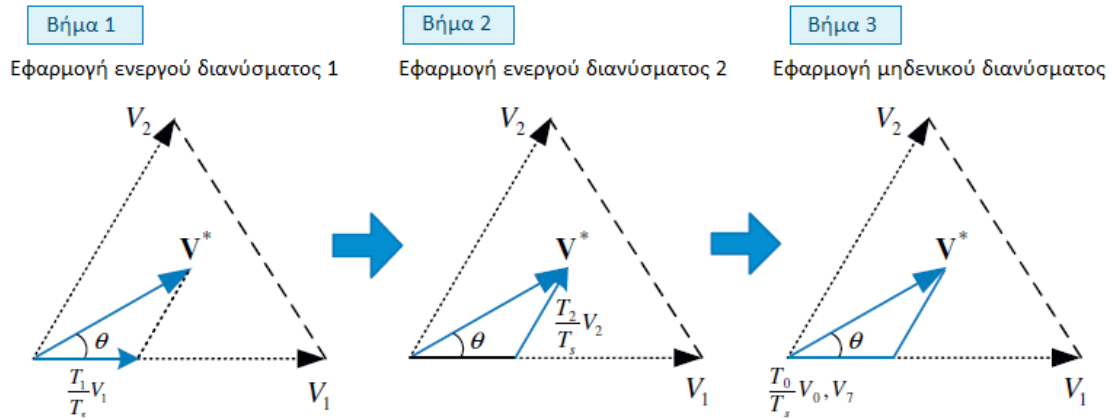
$$\begin{cases} T_s \cdot |V^*| \cos\theta = T_1 \cdot (\frac{2}{3}V_{dc}) + T_2 \cdot (\frac{2}{3}V_{dc})\cos 60^\circ \\ T_s \cdot |V^*| \sin\theta = T_2 \cdot (\frac{2}{3}V_{dc})\sin 60^\circ \end{cases} \quad (3.75)$$

Λύνοντας την παραπάνω βρίσκουμε τους χρόνους διάρκειας

$$T_1 = T_s \alpha \frac{\sin(60^\circ - \theta)}{\sin 60^\circ} \quad (3.76)$$

$$T_2 = T_s \alpha \frac{\sin(\theta)}{\sin 60^\circ} \quad (3.77)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (3.78)$$



Σχήμα 3.54: Διαδικασία διαμόρφωσης παραγωγής τάσης.

Εδώ,  $\alpha = |V^*| / \frac{2}{3}V_{dc}$ . Οι χρόνοι διάρκειας για το διάνυσμα αναφοράς τάσης στους τομείς ② - ⑥ μπορούν να υπολογιστούν με παρόμοιο τρόπο.

Ας εξετάσουμε το εφικτό εύρος της τάσης εξόδου χρησιμοποιώντας την τεχνική SVPWM. Στην τεχνική SVPWM, το άθροισμα των χρόνων διάρκειας των δύο ενεργών διανυσμάτων τάσης δεν πρέπει να ξεπερνούν την περίοδο διαμόρφωσης, δηλ.  $T_1 + T_2 \leq T_s$ . Χρησιμοποιώντας τις εξουσίες 3.77 και 3.78, το πλάτος της τάσης αναφοράς για να ικανοποιηθεί αυτή η απαίτηση μπορεί να ληφθεί ως

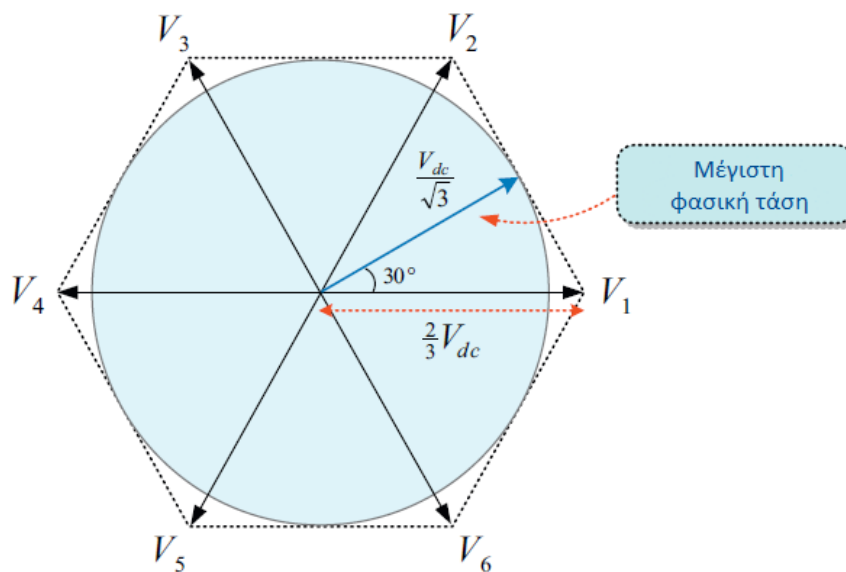
$$T_1 + T_2 \leq T_s \leftarrow V^* \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sin(60^\circ + \theta)} \quad (3.79)$$

Αυτή η εξίσωση δείχνει ότι το πιθανό εύρος του διανύσματος αναφοράς τάσης  $V^*$  είναι μέσα στο εξάγωνο που σχηματίζεται συνδέοντας τα άκρα των έξι ενεργών διανυσμάτων όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.55. Ωστόσο, για ένα διάνυσμα αναφοράς τάσης πάνω από μία ηλεκτρική περίοδο, το εύρος του διανύσματος αναφοράς τάσης θα πρέπει να είναι εντός του εγγεγραμμένου κύκλου του εξαγώνου για να έχει το ίδιο πλάτος. Επομένως, η ακτίνα του εγγεγραμμένου κύκλου,  $V_{dc} = \sqrt{3}$ , είναι η μέγιστη θεμελιώδης φασική τάση στην τεχνική SVPWM. Αυτή

η τιμή είναι περίπου 15,5% μεγαλύτερη από αυτή της τεχνικής SPWM και είναι ίση με αυτή της τεχνικής THIPWM. Η τιμή αντιστοιχεί στο 90,7% της τάσης εξόδου στη λειτουργία έξι βημάτων.

### 3.2.2.3.2 Αρχή τεχνικής διμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατ'άστασης

Στο τμήμα 3.2.2.3.1, περιγράψαμε τον τρόπο λήψης των χρόνων διάρκειας των ενεργών και μηδενικών τάσεων για την παραγωγή ενός δεδομένου διανύσματος αναφοράς τάσης. Για δεδομένα επιλεγμένα διανύσματα και τους χρόνους διάρκειας τους, υπάρχουν πολλοί τρόποι τοποθέτησής τους εντός του διαστήματος διαμόρφωσης  $T_s$ .



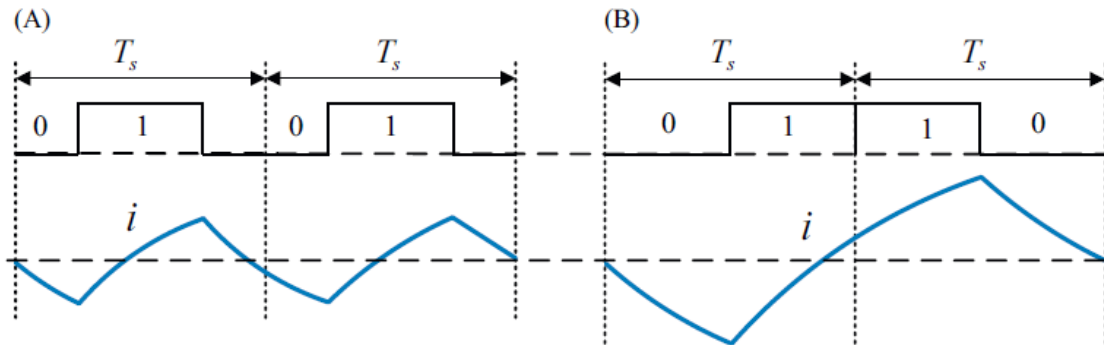
Σχήμα 3.55: Πιθανό εύρος του διανύσματος αναφοράς τάσης στην τεχνική SVPWM.

Η τοποθέτηση αυτών των διανυσμάτων δεν επηρεάζει τη μέση τιμή της τάσης εξόδου κατά το διάστημα  $T_s$ , αλλά επηρεάζει σημαντικά το εύρος γραμμικής διαμόρφωσης και τις αρμονικές χαρακτηριστικές της τάσης εξόδου. Συγκεκριμένα, η τοποθέτηση των αποτελεσματικών διανυσμάτων τάσης είναι σημαντική. Το Σχήμα 3.56 συγκρίνει τον τρόπο με τον οποίο το πλάτος και η συχνότητα της κυμάτωσης ρεύματος του φορτίου μπορεί να αλλάξει ανάλογα με την τοποθέτηση των αποτελεσματικών διανυσμάτων τάσης. Η περίπτωση A του σχήματος Σχήμα 7.42A δείχνει μια περίπτωση όπου το αποτελεσματικό διάνυσμα τάσης τοποθετείται στη μέση του διαστήματος διαμόρφωσης. Σε σύγκριση με την περίπτωση B του σχήματος αυτού, η τοποθέτηση αυτή έχει ως αποτέλεσμα μικρότερη κυμάτωση ρεύματος και υψηλότερη κυμάτωση συχνότητας. Έτσι, η τοποθέτηση της περίπτωσης A του σχήματος 3.56 μπορεί να δώσει καλύτερη αρμονική απόδοση από εκείνη της περίπτωσης B του ίδιου σχήματος.

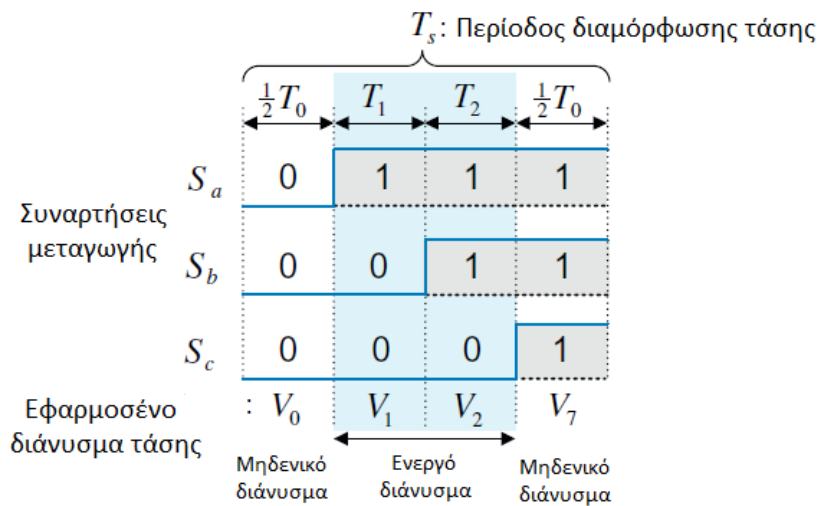
Ήταν γνωστό ότι η τοποθέτηση των ενεργών διανυσμάτων τάσης στο κέντρο του διαστήματος διαμόρφωσης παρουσιάζει ανώτερες χαρακτηριστικές αρμονικών όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.56A. Η τεχνική SVPWM αυτού του σχεδίου τοποθέτησης ονομάζεται *συμμετρική τεχνική SVPWM*. Επιπλέον, αυτό το κεντράρισμα μπορεί να αυξήσει το πλάτος των παλμών περαιτέρω ώστε να ρυθμιστεί η ενεργή τάση, με αποτέλεσμα ένα βελτιωμένο εύρος διαμόρφωσης τάσης. Η τοποθέτηση των μηδενικών διανυσμάτων τάσης καθορίζει τη θέση των αποτελεσματικών διανυσμάτων τάσης εντός του διαστήματος διαμόρφωσης  $T_s$ . Έτσι, στην *συμμετρική τεχνική SVPWM*, τα δύο μηδενικά διανύσματα,  $V_0$  και  $V_7$ , κατά τη διάρκεια

ενός ίσου χρόνου  $T_0/2$  κατανέμονται στην αρχή και στο τέλος του διαστήματος διαμόρφωσης  $T_s$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.57. Επιπλέον, σε αυτή την περίπτωση, για να αποκτηθεί η ελάχιστη συχνότητα μεταγωγής, είναι απαραίτητο να ρυθμιστεί την ακολουθία μεταγωγής με τη σειρά του  $V_0(000) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_7(111)$ .

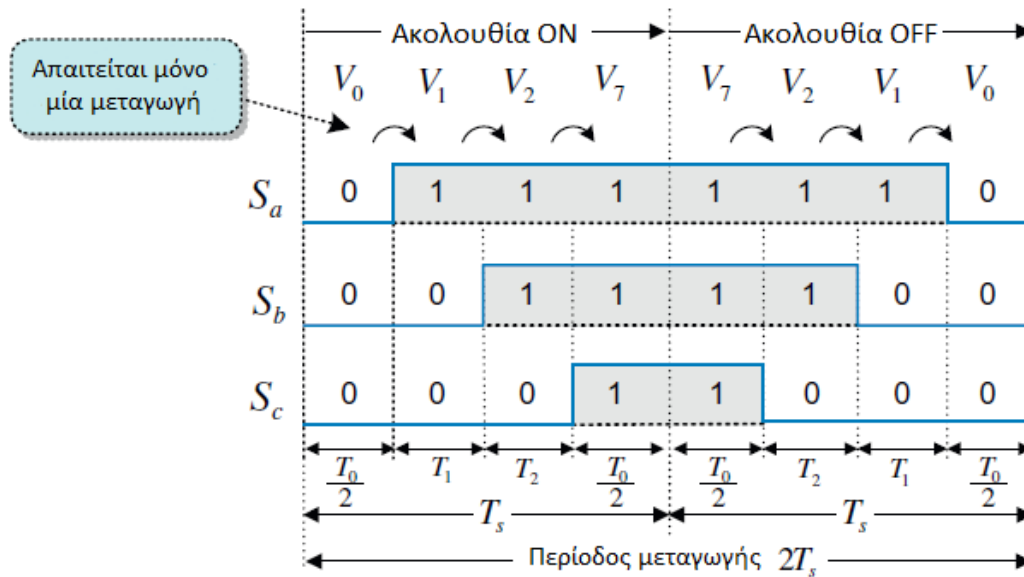
Για το σκοπό αυτό, τα δυο μηδενικά διάνυσματα  $V_0$  και  $V_7$  χρησιμοποιούνται εκ περιτροπής στο διάστημα  $T_s$ . Σε μια τέτοια ακολουθία μεταγωγής, η μετάβαση από ένα διάνυσμα σε ένα άλλο μπορεί να εκτελεστεί εναλλάσσοντας μόνο ένα διακόπτη. Στο επόμενο διάστημα, η ακολουθία μεταγωγής αναστρέφεται, δηλ.  $V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.58. Αυτό το διάστημα απαιτεί μόνο μία αλλαγή για τη μετάβαση.



Σχήμα 3.56: Χαρακτηριστική ρεύματος σύμφωνα με την τοποθέτηση των ενεργών παλμών τάσης. (A) Καλύτερη περίπτωση (B) Χειρότερη περίπτωση. [31]



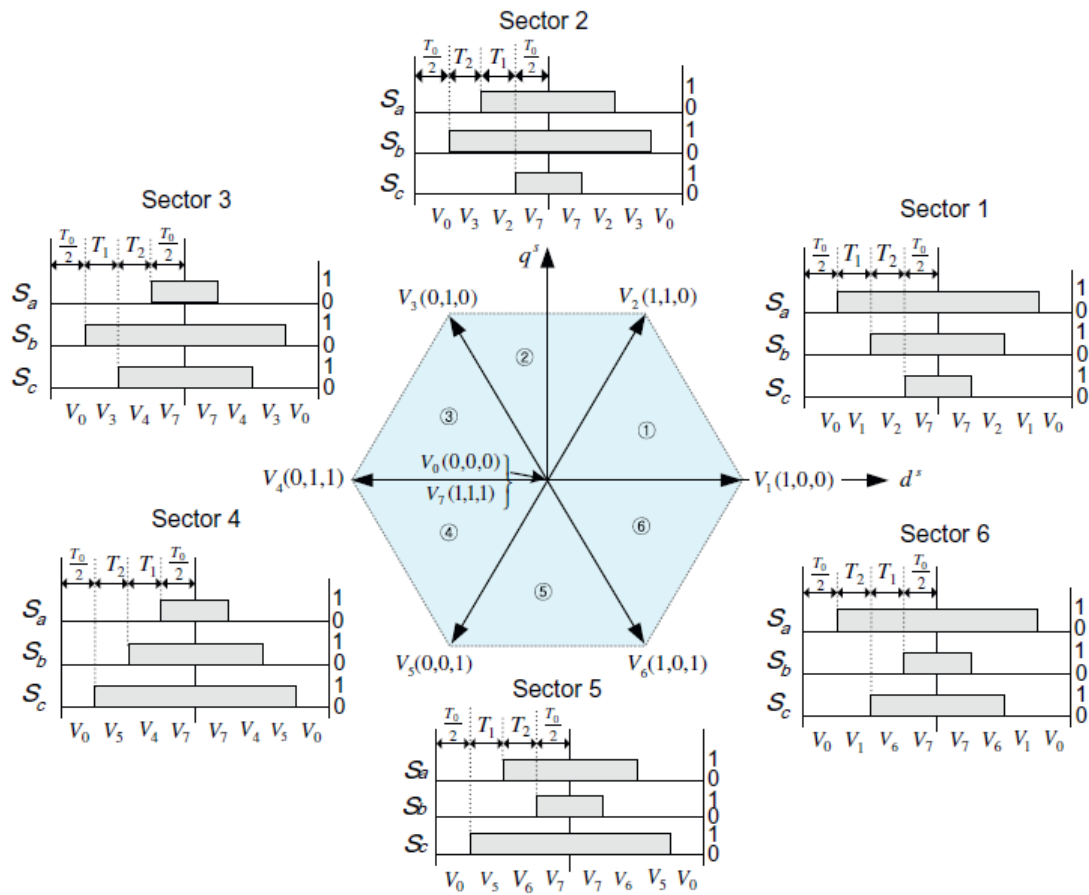
Σχήμα 3.57: Σειρά μεταγωγής.



Σχήμα 3.58: Εναλλαγή σειράς μεταγωγής. [31]

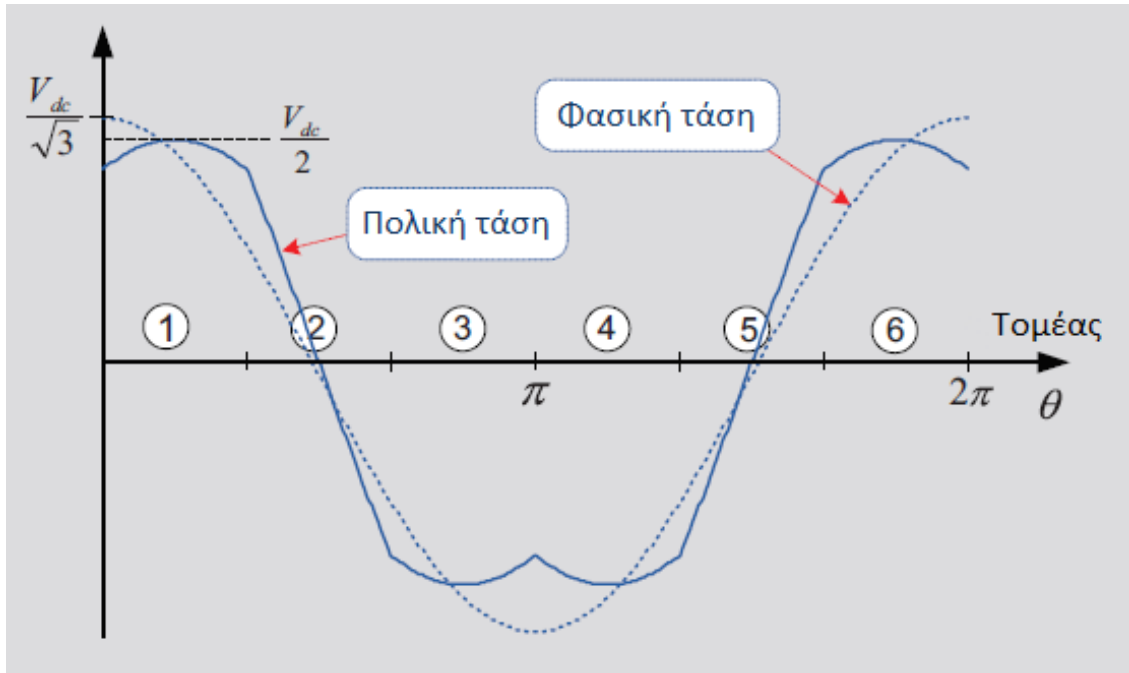
Αυτές οι εναλλασσόμενες αλληλουχίες μεταγωγής σε κάθε διάστημα διαμόρφωσης επιτρέπουν την μείωση της συχνότητας μεταγωγής.

Το Σχήμα 3.59 δείχνει την αλληλουχία μεταγωγής στους έξι τομείς για την συμμετρική τεχνική SVPWM. Για αυτή την εναλλασσόμενη ακολουθία μεταγωγής, τα δύο διαστήματα διαμόρφωσης  $2T_s$  γίνονται μια περίοδος μεταγωγής. Για παράδειγμα, το διάστημα διαμόρφωσης  $T_s$  των  $100\mu s$  δείχνει μια συχνότητα μεταγωγής  $5kHz$ . Συνήθως, το διάστημα διαμόρφωσης  $T_s$  αναφέρεται στην τρέχουσα περίοδο ελέγχου. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι μια νέα αναφορά τάσης παρέχεται σε κάθε περίοδο ελέγχου ρεύματος.

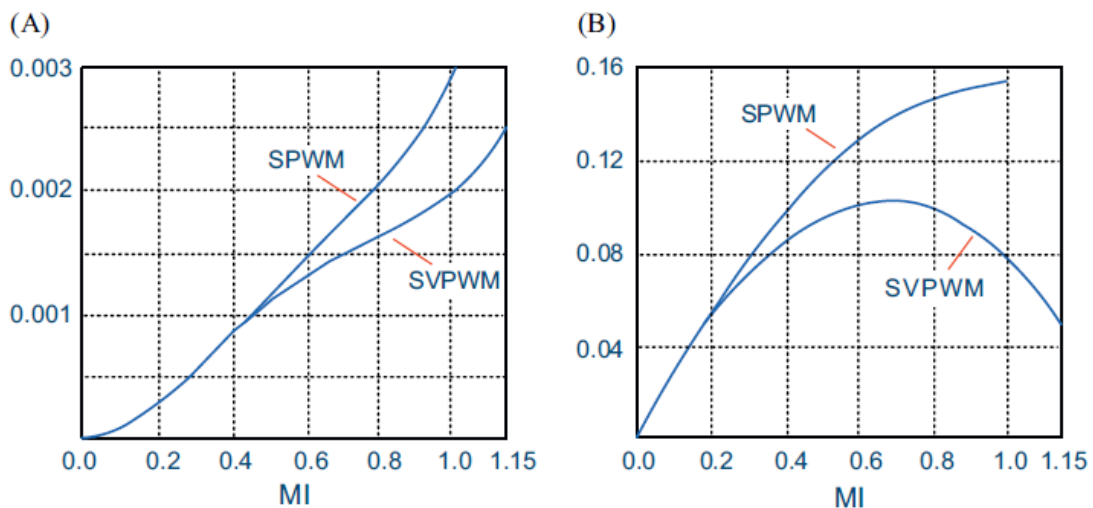


Σχήμα 3.59: Σειρές μεταγωγής σε έξι τομείς. [31]

Όπως μπορεί να φανεί στο Σχήμα ; ; , θα πρέπει να σημειωθεί ότι η πολική τάση δεν είναι ένα καθαρό ημίτονο αλλά μια κυματομορφή που περιέχει μια τρίτη αρμονική συνιστώσα παρόμοια με την κυματομορφή διαμόρφωσης της τεχνικής THIPWM. Στην τεχνική THIPWM , μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η προσθήκη μιας τρίτης αρμονικής στην τάση αναφοράς μπορεί να αυξήσει τη θεμελιώδη της φασικής τάσης. Δεδομένου ότι το η τεχνική SVPWM εκμεταλλεύεται επίσης την τρίτη αρμονική συνιστώσα, μπορεί επίσης να θεωρηθεί ότι επεκτείνει το εύρος γραμμικής διαμόρφωσης σε σχέση με την τεχνική SPWM.

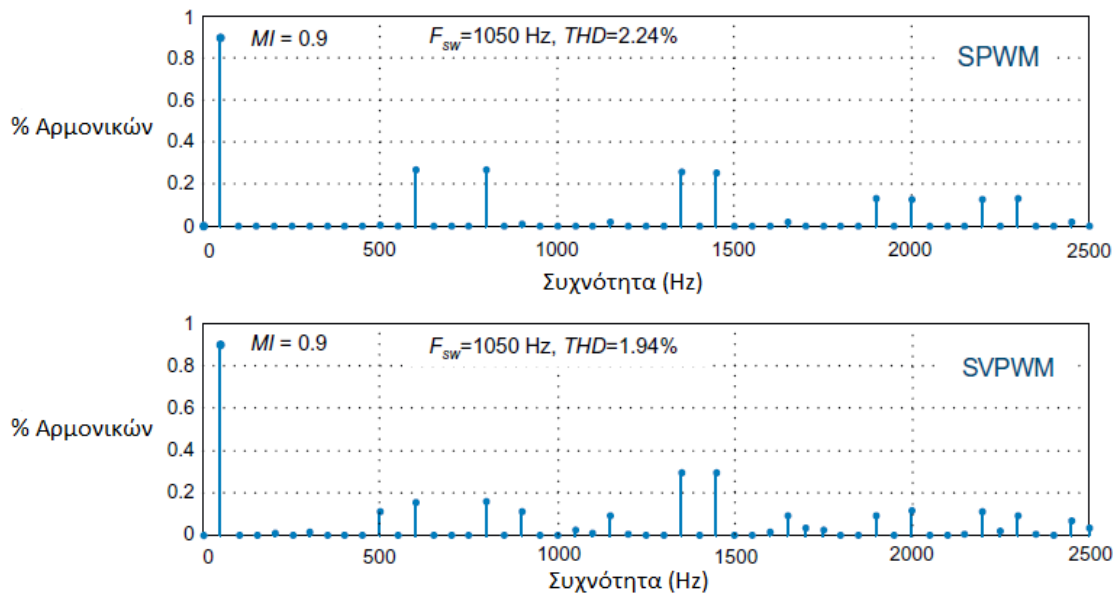


Το Σχήμα 3.61 συγκρίνει τη ροπή εξόδου και την αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος φορτίο για τις τεχνικές SPWM και SVPWM. Φαίνεται εύκολα ότι η τεχνική SVPWM επιτρέπει μια τιμή MI έως 1.15 και μπορεί να παράξει αρμονική παραμόρφωση χαμηλότερη από αυτή της τεχνικής SPWM στο εύρος υψηλής διαμόρφωσης.



Σχήμα 3.61: Σύγκριση μεταξύ των τεχνικών SPWM και SVPWM. (A) Τετράγωνο αρμονικής ρεύματος rms (B) αρμονική ροπή. [31]

Αντίθετα με την τεχνική συμμετρικής SVPWM, οι αποτελεσματικές τάσεις στην τεχνική PWM δεν τοποθετούνται στο κέντρο, με αποτέλεσμα χειρότερα χαρακτηριστικά αρμονικών από την τεχνική συμμετρικής SVPWM.



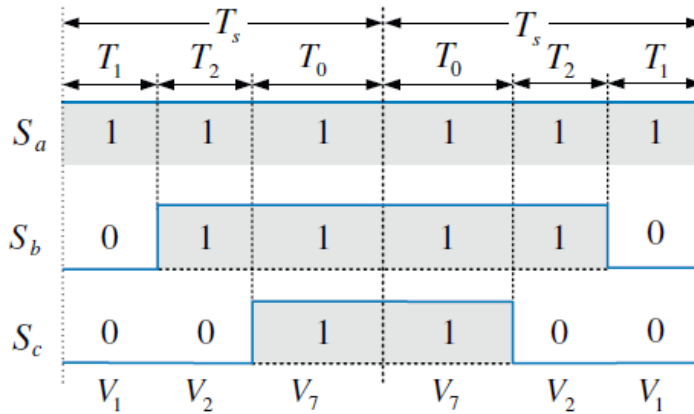
Σχήμα 3.62: Φάσμα συχνότητας φασικών τάσεων των τεχνικών SPWM και SVPWM. [31]

Οι τάξεις αρμονικών στην τεχνική SVPWM είναι παρόμοιες με αυτές της τεχνικής SPWM όπως εκφράζεται στην [Εξίσωση 3.71](#). Παρόλ'αυτά, από το [Σχήμα 3.62](#), φαίνεται ότι το πλάτος των αρμονικών των συχνοτήτων μεταγωγής της τεχνικής SVPWM είναι μικρότερο από αυτό της τεχνικής SPWM, και η τεχνική SVPWM απλώνει αποτελεσματικά την αρμονική ενέργεια μεταγωγής στις πλευρικές ζώνες. Συνεπώς, το THD της τεχνικής SVPWM είναι μικρότερο από αυτό της τεχνικής SPWM, παρ'όλο που οι αρμονικές των διπλών συχνοτήτων μεταγωγής για την τεχνική SVPWM αυξάνονται.

Το *μειονέκτημα* της τεχνικής SVPWM είναι ότι απαιτεί τριγωνομετρικούς υπολογισμούς και μεγαλύτερη υπολογιστική πολυπλοκότητα για τον υπολογισμό των χρόνων μεταγωγής των ενεργών διανυσμάτων τάσης. Ωστόσο, σήμερα, αυτή η μέθοδος μπορεί απλά να εφαρμοστεί από την τεχνική ΠΩΜ με βάση τον φορέα (carrier based PWM) χρησιμοποιώντας μια τάση αντιστάθμισης.

Η τεχνική SVPWM που περιγράφεται παραπάνω χρησιμοποιεί την μέθοδο συμμετρικής διαμόρφωσης στην οποία τα δυο μηδενικά διανύσματα διανέμονται κατά τη διάρκεια μιας ίσης χρονικής διάρκειας. Στην περίπτωση αυτή, όλοι οι διακόπτες στους τρεις πόλους λειτουργούν σε κάθε περίοδο διαμόρφωσης. Έτσι ονομάζεται *τριφασική διαμόρφωση (three phase modulation)* ή *συνεχής διαμόρφωση (continuous modulation)*. Σε αντίθεση, μπορούμε να επιλέξουμε διαφορετικούς χρόνους διάρκειας τα δύο μηδενικά διανύσματα. Βάση της επιλογής, μπορούμε να λάβουμε διάφορες μεθόδους διαμόρφωσης, οι οποίες διαφέρουν στην επίδοση διαμόρφωσης όπως τα αρμονικά χαρακτηριστικά, η γραμμικότητα τάσης και οι απώλειες εναλλαγών. Έτσι, η τοποθέτηση των μηδενικών διανυσμάτων είναι ένας βαθμός ελευθερίας διαμόρφωσης στην τεχνική SVPWM. Ένα τυπικό παράδειγμα της άνισης κατανομής των μηδενικών διανυσμάτων είναι μια τεχνική διαμόρφωσης στην οποία εναλλαγές γίνονται μόνο σε δύο από τους τρεις πόλους ώστε να μειωθεί η συχνότητα μεταγωγής. Αυτή ονομάζεται *διφασική διαμόρφωση (two-phase modulation)* ή *ασυνεχής διαμόρφωση (discontinuous modulation)* στην οποία οι διακόπτες ενός ποδιού παραμένουν ανενεργοί στο διάστημα διαμόρφωσης όπως φαίνεται στο [Σχήμα 3.63](#). Σε αυτό την ασυνεχή τεχνική διαμόρφωσης, χρησιμοποιείται μόνο ένα μηδενικό

διάνυσμα, είτε το  $T_0$  είτε το  $T_7$ . Αναλόγως, αυτό προκαλεί απώλεια συμμετρίας στην τοποθέτηση αποτελεσματικών διανυσμάτων τάσης. Ωστόσο, λόγω της ενεργοποίησης μόνο δύο εκ των τριών πόλων, η συνολική συχνότητα μεταγωγής μπορεί να μειωθεί κατά 1/3 σε σύγκριση με την τριφασική διαμόρφωση. Στην υψηλότερου εύρους διαμόρφωση, η ασυνεχής διαμόρφωση παράγει χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση λόγω της υψηλότερης καθαρής συχνότητας μεταγωγής. Ωστόσο, στην περιοχή χαμηλής διαμόρφωσης, λόγω απώλειας συμμετρίας, η ασυνεχής διαμόρφωση έχει αρμονική παραμόρφωση υψηλότερη από τη συνεχή.



Σχήμα 3.63: Σειρές μεταγωγής σε διφασική διαμόρφωση. [31]

### 3.2.3 Τεχνική ελέγχου PWM βασισμένη στην αντιστάθμιση τάσης

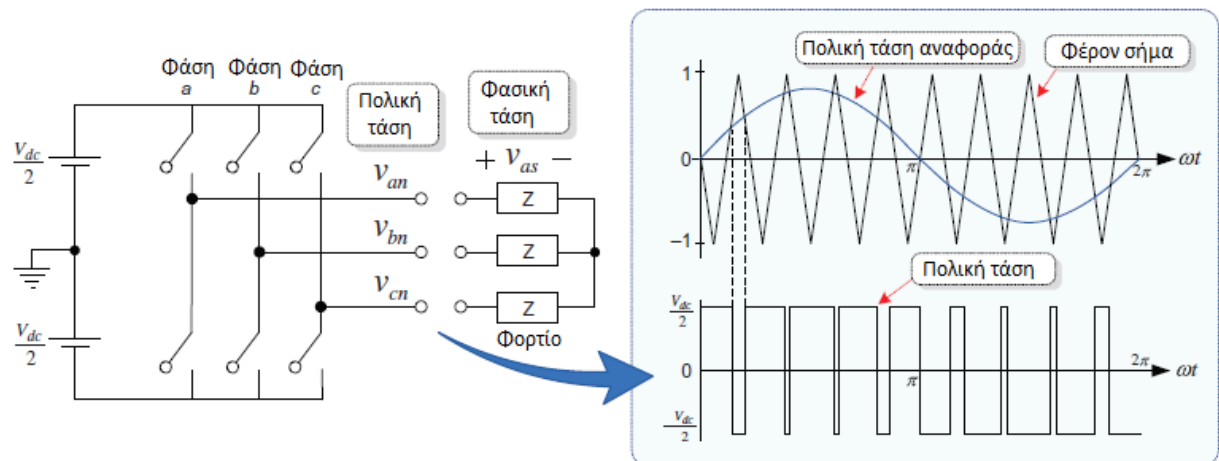
Έως τώρα παρατηρήσαμε ότι υπάρχει συσχέτιση μεταξύ της SVPWM και του τις τεχνικές PWM με σύγκρισης τριγώνου. Σε αυτή την ενότητα, θα συζητήσουμε μία νέα τεχνική ΠΩΜ, η οποία επιτρέπει την εύκολη υλοποίηση της τεχνικής SVPWM με βάση την τεχνική PWM σύγκρισης τριγώνων.

Εκτός από την τεχνική SVPWM, σχεδόν όλες οι υπόλοιπες τεχνικές μπορούν να υλοποιηθούν μέσω της απλής τεχνικής PWM σύγκρισης τριγώνων. Αυτή η τεχνική μπορεί να αναπαράγει το υπάρχουσες τεχνικές PWM με τροποποίηση της πολικής τάσης με μια την τάση αντιστάθμισης (*offset voltage*) (ή την τάση μηδενικής ακολουθίας).

Πριν από την επεξήγηση αυτής της τεχνικής, θα πρέπει να σημειωθεί ότι η τάση εξόδου ενός αντιστροφέα είναι η πολική τάση. Έτσι, στην τεχνική PWM σύγκρισης τριγώνων, το σήμα διαμόρφωσης, το οποίο συγκρίνεται με το τριγωνικό φέρον σήμα, είναι η πολική τάση αναφοράς. Η τεχνική SPWM χρησιμοποιεί την φασική τάση αναφοράς ως σήμα διαμόρφωσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.64. Έτσι, στην τεχνική SPWM, η πολική τάση αναφοράς είναι ίση με την φασική τάση αναφοράς.

Από την άλλη, στην τεχνική THIPWM, η τάση αναφοράς, η οποία παράγεται με την προσθήκη μιας τρίτης αρμονικής στην φασική τάση αναφοράς, συγκρίνεται με το τριγωνικό φέρον σήμα όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.50. Έτσι, η πολική τάση αναφοράς δεν είναι ίση με την φασική τάση αναφοράς. Επιπλέον, μπορούμε να επισημάνουμε ότι οι τεχνικές ασυνεχής διαμόρφωσης εύρους παλμών (Discontinuous Sinusoidal Pulse Width Modulation (DPWM)) χρησιμοποιούν πολική τάση αναφοράς που είναι διαφορετική από την φασική τάση αναφοράς.





Σχήμα 3.64: Τεχνική SPWM. [31]

Βάση των έως τώρα περιγραφών μπορούμε να καταλήξουμε στο ότι η πολική τάση αναφοράς στην τεχνική PWM μπορεί να προκύψει προσθέτοντας μια τάση αντιστάθμισης  $v_{sn}$  στη φασική τάση αναφοράς ως εξής

$$\begin{aligned} v_{an}^* &= v_{as}^* + v_{sn} \\ v_{bn}^* &= v_{bs}^* + v_{sn} \\ v_{cn}^* &= v_{cs}^* + v_{sn} \end{aligned}$$

Αυτό βασίζεται στο γεγονός ότι η τάση αντιστάθμισης που έχει προστεθεί δεν εμφανίζεται στις τάσεις γραμμής προς γραμμή και τις φασικές τάσεις του τριφασικού αντιστροφέα. Αφού η τάση γραμμής προς γραμμή προκύπτει από την διαφορά δύο πολικών τάσεων, η τάση αντιστάθμισης ακυρώνεται και στην περίπτωση της τάσης γραμμής προς γραμμή και στην περίπτωση της φασικής τάσης ως εξής

$$\begin{aligned} v_{ab}^* &= v_{an}^* - v_{bn}^* \\ v_{as}^* &= \frac{1}{3}(v_{ab}^* - v_{ca}^*) \end{aligned}$$

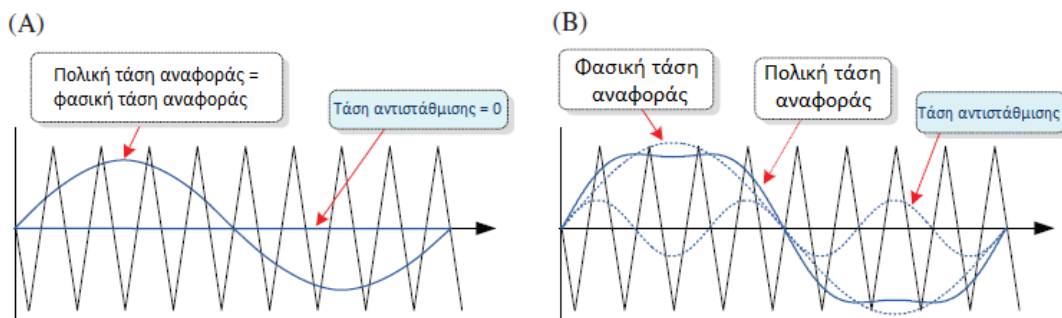
Συνεπώς, παρόλο που η φασική τάση αναφοράς ενός αντιστροφέα δίνεται πάντοτε ως μια καθαρή ημιτονοειδής κυματομορφή, η πολική τάση αναφοράς μπορεί να τροποποιηθεί μέσω της εφαρμοζόμενης τάση αντιστάθμισης. Σύμφωνα με την εφαρμοζόμενη τάση αντιστάθμισης, η αποδόσεις της διαμόρφωσης όπως η γραμμικότητα τάσης, οι αρμονικές και οι απώλειες μεταγωγής μπορούν να τροποποιηθούν.

Η επιλογή αυτής της τάσης αντιστάθμισης  $v_{sn}$  είναι εντελώς αυθαίρετη, πέρα ενός περιορισμό στην τιμή αυτή. Για τη γραμμική διαφοροποίηση, δεδομένου ότι η τάση αναφοράς δεν πρέπει να υπερβαίνει την κορυφή του τριγωνικού φέροντος κύματος, η τιμή της τάσης αντιστάθμισης θα πρέπει να επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε η προκύπτουσες πολικές τάσεις αναφοράς  $v_{an}^*$ ,  $v_{bn}^*$ ,  $v_{cn}^*$  να ικανοποιούν την ακόλουθη συνθήκη:

$$-\frac{V_{dc}}{2} \leq v_{an}^*, v_{bn}^*, v_{cn}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.80)$$

Με την προσθήκη της αυθαίρετης τάσης αντιστάθμισης εντός της επιτρεπόμενης περιοχής, μπορούν να ληφθούν διάφορες πολικές τάσεις αναφοράς. Συνεπώς, η τάση αντιστάθμισης θεωρείται ως ο βαθμός ελευθερίας στην επιλογή διαφόρων τεχνικών διαμόρφωσης.

Στην τεχνική SPWM που παρουσιάζεται στο μέρος Α του σχήματος 3.65, η τάση εξόδου προσδιορίζεται συγκρίνοντας την φασική τάση αναφοράς με το τριγωνικό κύμα φορέα. Άρα η φασική τάση αναφοράς είναι ίση με την πολική τάση αναφοράς (δηλ.  $v_{an}^* = v_{as}^*$ ). Στην περίπτωση αυτή, η τάση αντιστάθμισης είναι  $v_{sn} = 0$ .



Σχήμα 3.65: Τάση αντιστάθμισης για τις τεχνικές (Α) SPWM και (Β) THIPWM

Από την άλλη, στην τεχνική THIPWM που φαίνεται στο μέρος Β του σχήματος 3.65, δεδομένου ότι η πολική τάση αναφοράς, που παράγεται προσθέτοντας μια τρίτη αρμονική στην φασική τάση αναφοράς, συγκρίνεται με το τριγωνικό φέρον σήμα, η τάση αντιστάθμισης  $v_{sn}$  είναι η τρίτη αρμονική τάσης.

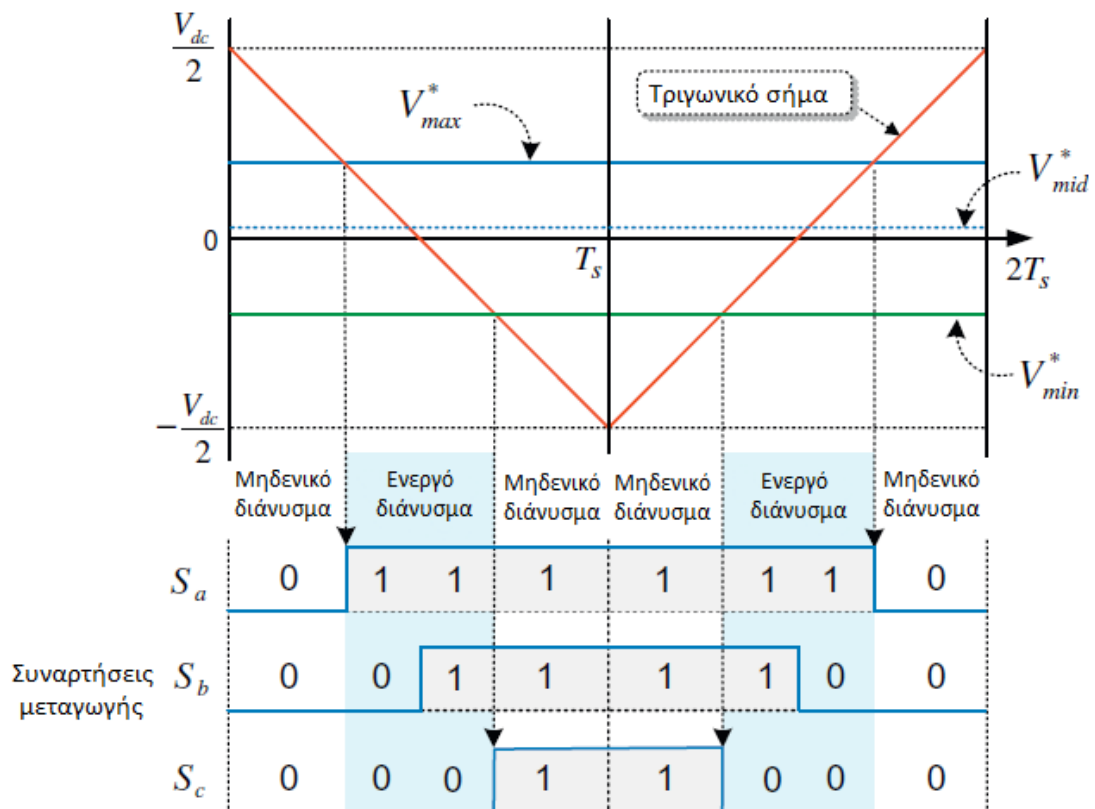
Στην συνέχεια θα συζητήσουμε πώς η συμμετρική τεχνική SVPWM μπορεί να υλοποιηθεί ισοδύναμα ως η τεχνική PWM με σύγκριση τριγώνων που χρησιμοποιεί την τάσης αντιστάθμισης.

### 3.2.3.1 Υλοποίηση τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάσταση βασισμένη στην τάση αντιστάθμισης

Στην συμμετρική τεχνική SVPWM, τα αποτελεσματικά διανύσματα τάσης είναι πάντοτε τοποθετημένα στο κέντρο του διαστήματος διαμόρφωσης  $T_s$ . Στην τεχνική PWM σύγκριση τριγώνων, εάν οι απόλυτες τιμές της μέγιστης  $V_{max}$  και του ελάχιστου  $V_{min}$  στην τριφασική τάση αναφοράς είναι ίσες μεταξύ τους, τότε το αποτέλεσμα της αποτελεσματικής τάσης που παράγεται από τη σύγκριση με ένα τριγωνικό φορέα τοποθετείται επίσης στο κέντρο του διαστήματος διαμόρφωσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.66.

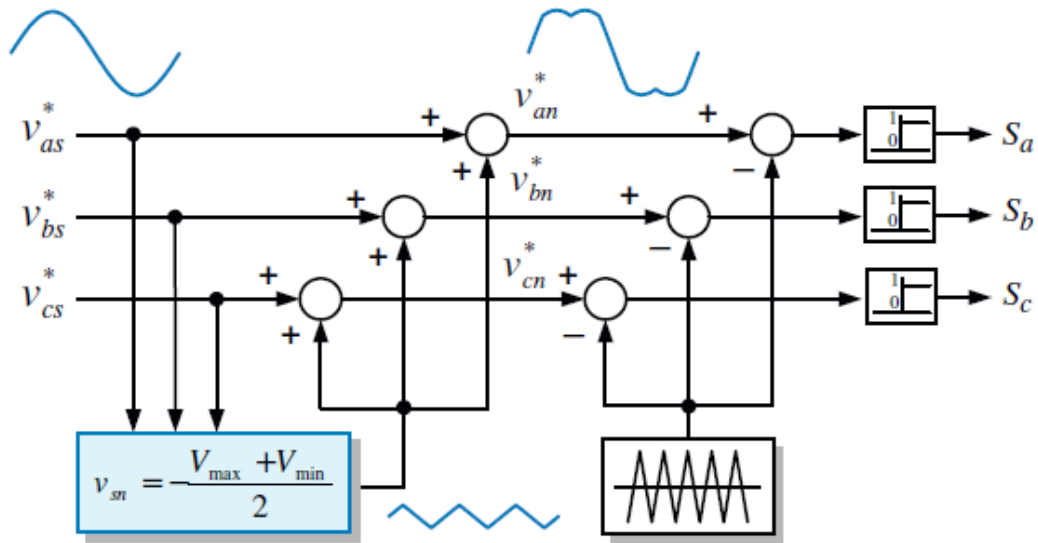
Εάν η συνθήκη αυτή τηρείται προσθέτοντας την τάση αντιστάθμισης, τότε το αρχικό SVPWM μπορεί να υλοποιηθεί ισοδύναμα μέσω της τεχνικής PWM σύγκρισης τριγώνων. Για τον λόγο αυτό η τάση αντιστάθμισης είναι

$$V_{max} + v_{sn} = -(V_{min} + v_{sn}) \rightarrow v_{sn} = -\frac{V_{max} + V_{max}}{2} \quad (3.81)$$

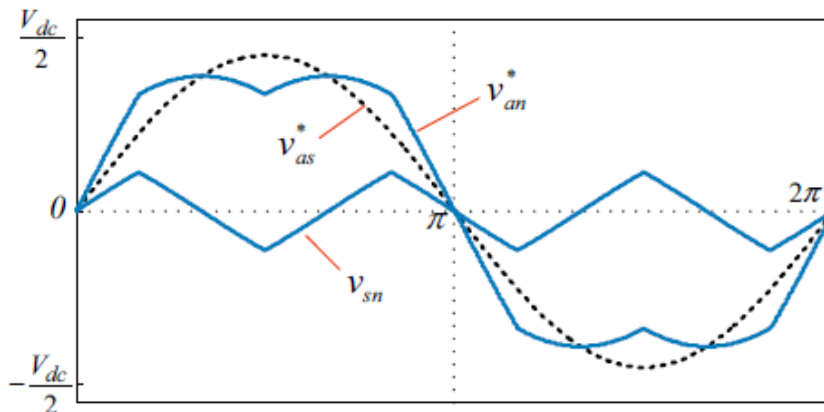


Σχήμα 3.66: Συμμετρική τεχνική SVPWM.

Χρησιμοποιώντας τις πολικές τάσης αναφοράς που προκύπτουν με την προσθήκη της τάσης αντιστάθμισης της εξίσωσης 3.81 στις φασικές τάσεις αναφοράς, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μια ισόδυναμη τεχνική SVPWM εφαρμόσιμη εύκολα και χωρίς περίπλοκο υπολογισμό, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.67.



Σχήμα 3.67: Ισοδύναμο SVPWM χρήση τάσης αντιστάθμισης.

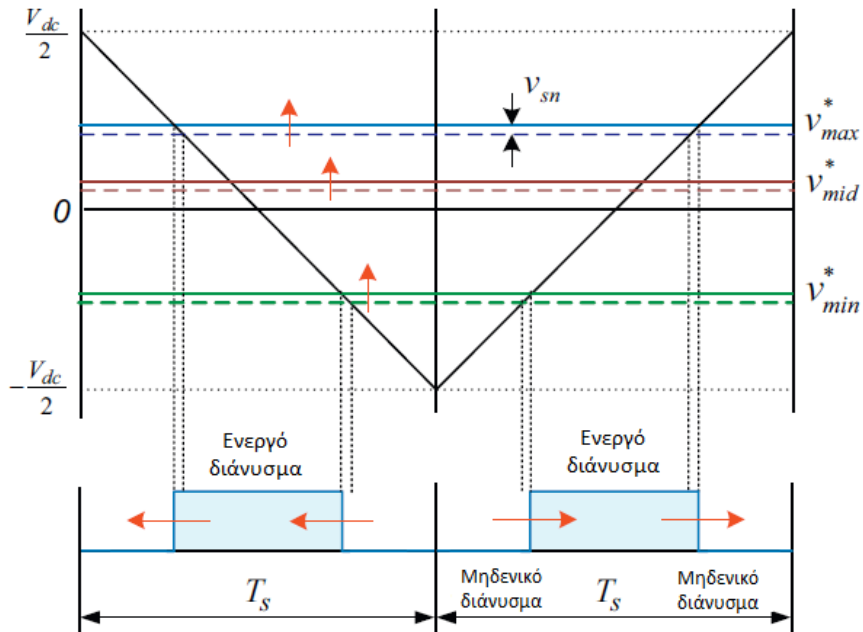


Σχήμα 3.68: Τάσεις για ισοδύναμο SVPWM χρήση τάσης αντιστάθμισης ( $MI = 0.9$ ).

Το Σχήμα 3.68 δείχνει την πολική τάση αναφοράς, την φασική τάση αναφοράς και την τάση αντιστάθμισης στην ισοδύναμη τεχνική SVPWM για  $MI = 0.9$ . Παρατηρούμε ότι η τεχνική SVPWM χρησιμοποιεί την πολική τάση που προκύπτει από την προσθήκη της τάσης αντιστάθμισης, η οποία είναι μια τρίτη αρμονική στο σχήμα ενός τριγωνικού κύματος. Αυτή η τροποποιημένη πολική τάση είναι ίση με την πολική τάση που αναφέραμε προηγουμένως. Εδώ θα πρέπει να επισημανθεί ότι μπορούμε με παρόμοιο τρόπο να παράγουμε την τεχνική THIPWM χρήση της τάσης αντιστάθμισης. Γενικά, διάφορες τεχνικές PWM μπορούν να υλοποιηθούν αποτελεσματικά τροποποιώντας την πολική τάση αναφοράς με την πρόσθεση σε αυτή μίας τάσης αντιστάθμισης.

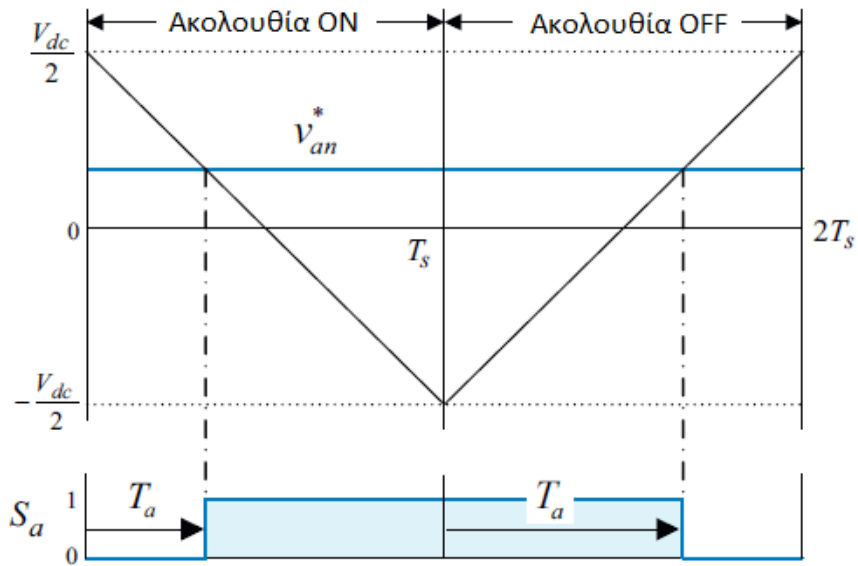
Αυτή η τροποποίηση έχει ως αποτέλεσμα την αλλαγή του χρόνου διανομής των μηδενικών διανυσμάτων. Όπως και απεικονίζεται στο Σχήμα 3.69, όταν οι τιμές των τριών πολικών τάσεων αναφοράς αλλάζουν από την τάση αντιστάθμισης, η θέση των αποτελεσματικών τάσεων

αλλάζει χωρίς καμία αλλαγή του χρόνου διάρκειας. Έτσι, η τεχνική SVPWM και η τεχνική PWM σύγκρισης τριγώνων έχουν διαφορετικές προσεγγίσεις για τη διαμόρφωση, αλλά υπάρχει μια στενή συσχέτιση μεταξύ των δύο τεχνικών.



Σχήμα 3.69: Αλλαγή θέσης της αποτελεσματικής τάσης βάση της τάσης αντιστάθμισης

Οι πολικές τάσεις αναφοράς που χρησιμοποιούνται σε κάθε τεχνική PWM ορίζουν αποκλειστικά τις στιγμές μεταγωγής βάση της σύγκρισης τους με το σήμα τριγωνικού φορέα. Ωστόσο, χωρίς μια τέτοια σύγκριση, η στιγμή μεταγωγής του παλμού πύλης για κάθε διακόπτη μπορεί εύκολα να υπολογιστεί ως εξής.



Σχήμα 3.70: Στιγμή μεταγωγής του παλμού πύλης για κάθε διακόπτη.

Για παράδειγμα, η στιγμή μεταγωγής του παλμού πύλης για κάθε διακόπτη των άνω διακοπτικών στοιχείων της φάσης  $as$  στο [Σχήμα 3.70](#) μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$\bullet \text{Off: } \frac{T_a}{T_s} = \frac{\frac{V_{dc}}{2} + v_{an}^*}{V_{dc}} = \frac{1}{2} + \frac{v_{an}^*}{V_{dc}} \rightarrow T_a = \frac{T_s}{2} + \frac{v_{an}^*}{V_{dc}} T_s \quad (3.82)$$

$$\bullet \text{On: } T_a = \frac{T_s}{2} - \frac{v_{an}^*}{V_{dc}} T_s \quad (3.83)$$

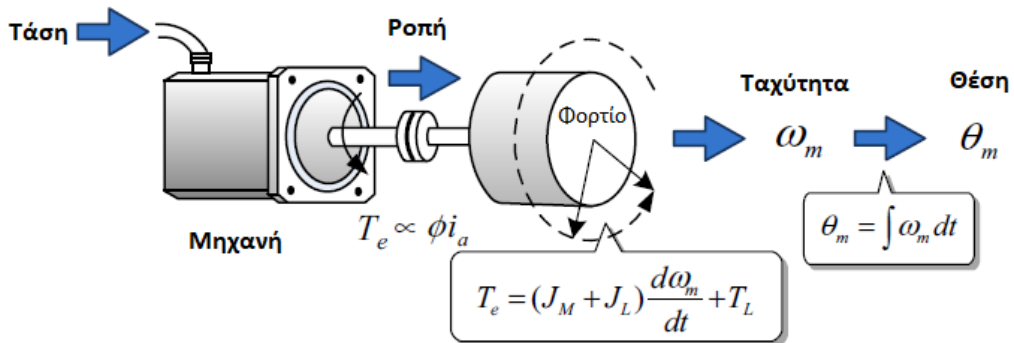
## Κεφάλαιο 4

# Διαμόρφωση του συστήματος ελέγχου

Το Σχήμα 4.1 απεικονίζει την τυπική διαμόρφωση των ελεγκτών στη μονάδα κινητήριου συστήματος, στα οποία συνήθως απαιτείται η σύνδεση σε αλληλουχία των ελεγκτών θέσης, ταχύτητας και ρεύματος. Μεταξύ αυτών, ο ελεγκτής ρεύματος πρέπει να τοποθετηθεί στον πιο εσωτερικό βρόχο και έχει το ευρύτερο εύρος ζώνης. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, δεδομένου ότι η ταχύτητα και η θέση μπορούν να ελέγχονται μέσω του ελέγχου ρεύματος, ο χρόνος απόκρισης του ελέγχου ρεύματος πρέπει να είναι ο ταχύτερος μεταξύ των τριών. Ομοίως, η απόκριση του εσωτερικού βρόχου ελέγχου πρέπει να είναι αρκετά ταχύτερη από αυτήν του εξωτερικού βρόχου ώστε να βελτιωθεί η απόδοση απόκρισης και η ευστάθεια του εξωτερικού βρόχου ελέγχου. Για παράδειγμα, το εύρος ζώνης του βρόχου ρεύματος πρέπει να είναι τουλάχιστον πέντε φορές μεγαλύτερο από αυτό του βρόχου ταχύτητας για να διασφαλιστεί ότι ο πρώτος δεν θα έχει καμία επίδραση στην απόδοση του ελέγχου ταχύτητας.

### 4.1 Είδη ελέγχου

Ο σκοπός του ελέγχου είναι να ρυθμίσει την είσοδο ελέγχου έτσι ώστε η κατάσταση ή η έξοδος του συστήματος να φτάσει τον επιθυμητό στόχο. Στα συστήματα κίνησης, η κατάσταση ή η έξοδος μπορεί να είναι το ρεύμα, η ροή, η ταχύτητα, η θέση ή η ροπή, ενώ η είσοδος ελέγχου είναι η τάση εισόδου. Για επιδόσεις ελέγχου, η δυνατότητα παρακολούθησης αναφοράς,

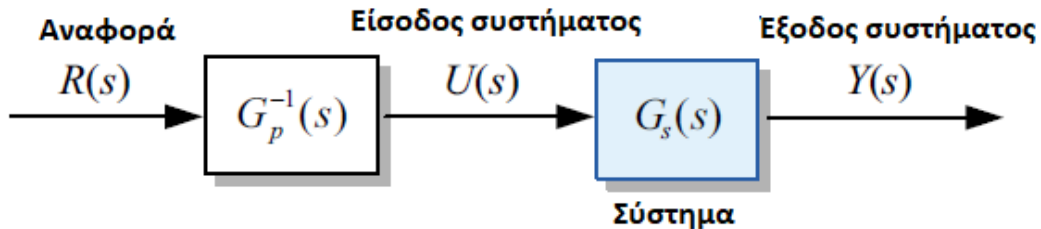


Σχήμα 4.1: Σύστημα ελέγχου.

δηλ. η έξοδος του συστήματος ακολουθεί την είσοδο αναφοράς όσο το δυνατόν ακριβέστερα, είναι ο πιο σημαντικός παράγοντας. Το σύστημα ελέγχου είναι επίσης απαραίτητο για να έχει την ικανότητα απόρριψης κατά την παρακολούθηση της εισόδου αναφοράς. Αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει διαταραχή που να μπορεί να επηρεάσει πολύ το σύστημα που παρακολουθεί την είσοδο αναφοράς. Υπάρχουν δύο βασικοί τύποι ελέγχου: έλεγχος ανοιχτού βρόχου (*open-loop control*) και έλεγχος κλειστού βρόχου (*closed-loop control*), επίσης γνωστοί ως μη-ανατροφοδοτούμενος και ανατροφοδοτούμενος, αντίστοιχα.

#### 4.1.1 Έλεγχος ανοιχτού βρόχου (*open – loopcontrol*)

Ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου είναι ένας τύπος ελέγχου που καθορίζει την είσοδο ελέγχου  $U(s)$  του συστήματος χρησιμοποιώντας το μοντέλο συστήματος  $G_s(s)$  όπως φαίνεται στο [Σχήμα 4.2](#). Ένα μειονέκτημα του ελέγχου ανοιχτού βρόχου είναι ότι απαιτεί τέλεια γνώση του συστήματος. Δεδομένου ότι ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου δεν χρησιμοποιεί την ανατροφοδότηση της εξόδου του συστήματος  $Y(s)$ , το σφάλμα μεταξύ του σήματος αναφοράς  $R(s)$  και της εξόδου  $Y(s)$  δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί στον προσδιορισμό της εισόδου ελέγχου  $U(s)$ . Συνεπώς, η έξοδος μπορεί να διαφέρει από την επιθυμητή λόγω αλλαγής των παραμέτρων του συστήματος ή εξωτερικών διαταραχών. Λόγω της απλότητας και του χαμηλού κόστους, ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου χρησιμοποιείται συχνά σε συστήματα με καλώς καθορισμένη σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου που δεν επηρεάζονται από διαταραχές. Ωστόσο, αυτός ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου είναι ανεπαρκής για τα υψηλής απόδοσης συστήματα κίνησης, τα οποία επηρεάζονται εύκολα από αλλαγές παραμέτρων και διαταραχές όπως η αντί-ΗΕΔ και η ροπή φορτίου.

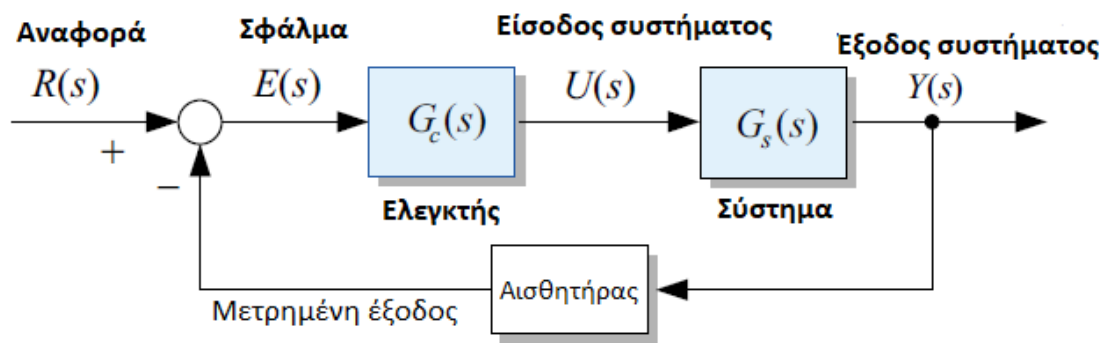


Σχήμα 4.2: Έλεγχος ανοιχτού βρόχου.

#### 4.1.2 Έλεγχος κλειστού βρόχου (*closed – loopcontrol*)

Ο έλεγχος κλειστού βρόχου είναι ένας τύπος ελέγχου που ρυθμίζει την είσοδο ελέγχου  $U(s)$  από την ανατροφοδότηση της εξόδου  $Y(s)$ , όπως φαίνεται στο [Σχήμα 4.3](#). Ο έλεγχος κλειστού βρόχου χρησιμοποιείται συνήθως για τον έλεγχο της θέσης, της ταχύτητας, του ρεύματος ή της ροής σε μονάδες συστημάτων κίνησης. Ο ελεγκτής  $G_s(s)$  ρυθμίζει την είσοδο ελέγχου  $U(s)$  για να μειώσει το σφάλμα μεταξύ της έξοδος και τον επιθυμητό στόχο. Έτσι ο ρόλος του ελεγκτή  $G_s(s)$  στον έλεγχο κλειστού βρόχου είναι πολύ σημαντικός για την απόδοση του συστήματος. Υπάρχουν διάφοροι ευρέως χρησιμοποιημένοι τύποι του ελεγκτή ανάδρασης στα συστήματα κίνησης κινητήρα οι οποίοι θα αναφερθούν στην συνέχεια.





Σχήμα 4.3: Έλεγχος κλειστού βρόχου.

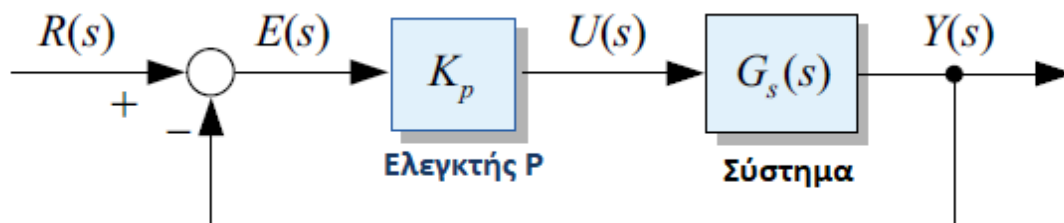
#### 4.1.2.1 Έλεγχος ανάδρασης

##### Αναλογικός ελεγκτής (P controller)

Σε αυτό το είδος ελέγχου, που παρουσιάζεται στο [Σχήμα 4.4](#), η έξοδος ελέγχου είναι ανάλογη του παρόντος σφάλματος  $e(t) (= r(t) - y(t))$  ως

$$U(t) = K_p e(t) \quad (4.1)$$

όπου  $K_p$  είναι το αναλογικό κέρδος.



Σχήμα 4.4: Αναλογικός ελεγκτής.

Ένα πλεονέκτημα του αναλογικού ελέγχου είναι η άμεση αντίδραση σε σφάλματα. Όσο μεγαλύτερο είναι το αναλογικό κέρδος, τόσο πιο γρήγορη είναι η απόκριση. Έτσι πρέπει να σημειωθεί ότι το αναλογικό κέρδος καθορίζει το εύρος ζώνης ελέγχου. Ωστόσο, υπάρχει ένα όριο για την αύξηση του αναλογικού κέρδους καθώς μπορεί να οδηγήσει αν ο συντελεστής βγει από τα όρια υπάρχει κίνδυνος αστάθειας του συστήματος. Ένα μειονέκτημα του αναλογικού ελέγχου είναι ότι το σφάλμα δεν μπορεί ποτέ να είναι μηδέν. Με άλλα λόγια, πάντα υπάρχει ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης στον P έλεγχο. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι όταν έρθει το σφάλμα στο μηδέν, η έξοδος του ελεγκτή P γίνεται μηδενική. Έτσι το σύστημα θα ξανά έχει σφάλμα. Μπορούμε να αξιολογήσουμε το σφάλμα μόνιμης κατάστασης του ελεγκτή P από τη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου στο [Σχήμα 4.4](#) ως,

$$\frac{R(s)}{Y(s)} = \frac{G^o(s)}{1 + G^o(s)} = \frac{K_p G_p(s)}{1 + K_p G_p(s)} \quad (4.2)$$

όπου  $G^o(s)(= K_p G_p(s))$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου του συστήματος συμπεριλαμβανόμενου του αναλογικού ελεγκτή.

Από την εξίσωση [Εξίσωση 4.2](#), εάν ο αναλογικός όρος  $K_p$  είναι πολύ μεγάλος, τότε το  $R(s)/Y(s)$  θα έχει τιμή κοντά στην μονάδα και το σφάλμα ναί μεν θα είναι πολύ μικρό, αλλά δεν θα γίνει ποτέ μηδέν.

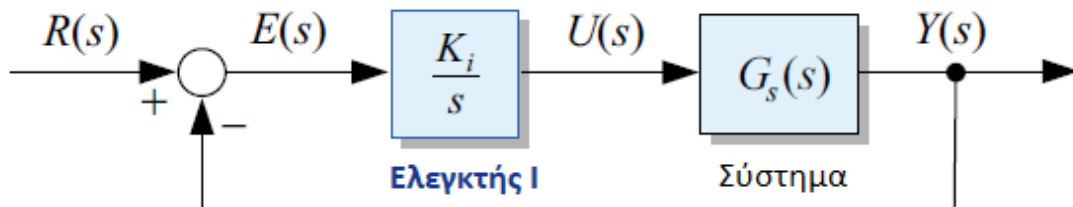
### Ολοκληρωτικός ελεγκτής (I controller)

Σε αυτό το είδος ελέγχου, η έξοδος ελέγχου είναι η ολοκλήρωση του σφάλματος, όπως φαίνεται στο [Σχήμα 4.5](#). Παρατηρούμε ότι, τόσο τα προηγούμενα, όσο και τα παρόντα σφάλματα επηρεάζουν την είσοδο ελέγχου ως εξής:

$$U(t) = K_i \int e(t)dt = \frac{K_p}{T_{pi}} \int e(t)dt \quad (4.3)$$

όπου  $K_i$  είναι το ολοκληρωτικό κέρδος και  $T_{pi}(= K_p/K_i)$  είναι η σταθερά χρόνου ολοκλήρωσης.

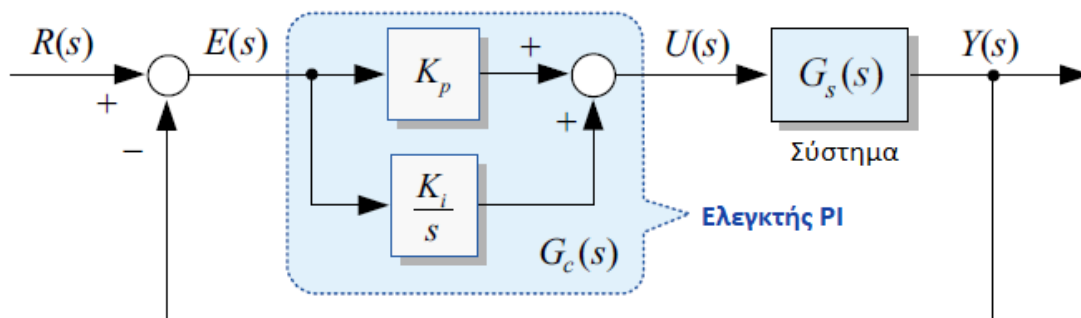
Ο ολοκληρωτικός ελεγκτής μπορεί να αφαιρέσει πλήρως το σφάλμα σταθερής κατάστασης για το μη χρονικά μεταβαλλόμενο σημείο αναφοράς  $R(s)$ . Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι παράγει συνεχώς μη μηδενική είσοδο ελέγχου από τα συσσωρευμένα παρελθόντα σφάλματα, παρόλο που το τρέχον σφάλμα είναι μηδέν. Ωστόσο, λόγω των συσσωρευμένων σφαλμάτων στον ολοκληρωτικό όρο, ανταποκρίνεται αργά στις αλλαγές του σφάλματος. Για το λόγο αυτό, ο ολοκληρωτικός ελεγκτής συνήθως δεν χρησιμοποιείται μόνος, αλλά συνδυάζεται με τον ελεγκτή P.



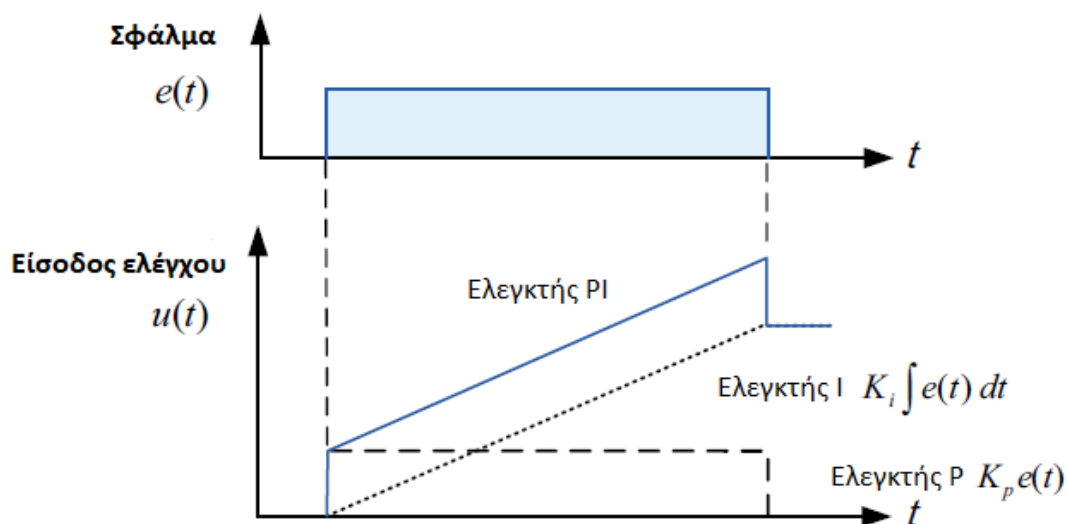
Σχήμα 4.5: Ολοκληρωτικός ελεγκτής.

### Αναλογικός-Ολοκληρωτικός ελεγκτής (PI controller)

Ένας ευρέως διαδεδομένος ελεγκτής στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι ο αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής, ο οποίος είναι ένας συνδυασμός του αναλογικού και του ολοκληρωτικού ελεγκτή. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται μια γρήγορη απόκριση και ένα μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης.



Σχήμα 4.6: Αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής.



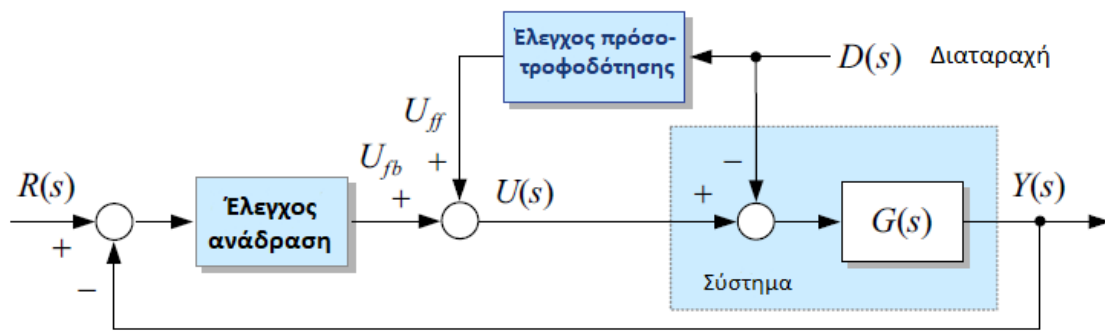
Σχήμα 4.7: Είσοδοι ελέγχου για ένα σφάλμα.

Το [Σχήμα 4.7](#) συγκρίνει τις εισόδους ελέγχου για ένα δοθέν σφάλμα στις τρεις περιπτώσεις που περιγράφηκαν σύντομα προηγουμένως.

#### 4.1.2.2 Έλεγχος προστροφοδότησης

Διαταραχές υπάρχουν πάντα στη διαδικασία ελέγχου. Στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης π.χ., η αντί-ΗΕΔ λειτουργεί ως διαταραχή στον έλεγχο ρεύματος και η ροπή φορτίου δρα ως διαταραχή του ελέγχου ταχύτητας και θέσης. Μπορούμε να δούμε από το [υπο-υποενότητα 4.1.2.1](#) ότι ο έλεγχος ανάδρασης λειτουργεί ώστε να μειώσει το σφάλμα μεταξύ της εξόδου και του επιθυμητού στόχου. Έτσι ο έλεγχος ανάδρασης μπορεί να αντιδράσει στη διατάραξη μόνο αφού η διαταραχή επηρεάσει την έξοδο. Συνεπώς, ο έλεγχος ανάδρασης δεν μπορεί να επιτύχει ταχεία απόκριση σε μια διαταραχή.

Ο έλεγχος προστροφοδότησης είναι ένας αποτελεσματικός τρόπος για την ταχεία εξάλειψη της επίδρασης της διαταραχής στην έξοδο. Ο έλεγχος προστροφοδότησης προβλέπει και αντισταθμίζει την διαταραχή, προσθέτοντάς την στην είσοδο ελέγχου εκ των προτέρων.



Σχήμα 4.8: Έλεγχος προσοτροφοδότησης.

Ο έλεγχος προσοτροφοδότησης χρησιμοποιείται πάντα μαζί με τον έλεγχο ανάδρασης. Το Σχήμα 4.8 δείχνει το διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος με έλεγχο ανάδρασης και έλεγχο προσοτροφοδότησης. Αυτό το σύστημα ελέγχου μπορεί να μειώσει την επίδραση του διαταραχής  $D(s)$  στην έξοδο  $Y(s)$  περισσότερο από το σύστημα με την ανάδραση μόνο του. Για την σωστή πρόβλεψη της διαταραχής απαιτείτε ακριβείς γνώση των παραμέτρων του συστήματος.

Στα συστήματα ελέγχου ρεύματος κινητήρα, η απόδοση του ελέγχου ρεύματος θα μπορούσε να βελτιωθεί σημαντικά μέσω του ελέγχου προσοτροφοδότησης, ο οποίος αντισταθμίζει την αντί-ΗΕΔ που λειτουργεί ως διαταραχή του ελέγχου ρεύματος. Ο έλεγχος αυτός ρεύματος για εφαρμογή σε κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος θα περιγραφεί με λεπτομέρειες αργότερα. Για τον έλεγχο ταχύτητας του κινητήρα, η απόδοση του ρυθμιστή ταχύτητας θα μπορούσε επίσης να βελτιωθεί σημαντικά με τον έλεγχο προσοτροφοδότησης της ροπής φορτίου.

## 4.2 Έλεγχος ταχύτητας μηχανής επαγωγής

Παραδοσιακά, οι κινητήρες επαγωγής έχουν χρησιμοποιηθεί ως σχεδόν σταθεροί κινητήρες ταχύτητας, οι οποίοι λειτουργούν με την άμεση σύνδεσή τους με το ηλεκτρικό δίκτυο. Ωστόσο, λόγω του χαμηλού κόστους και της αντοχής τους, οι κινητήρες επαγωγής χρησιμοποιούνται και σε αρκετές εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας.

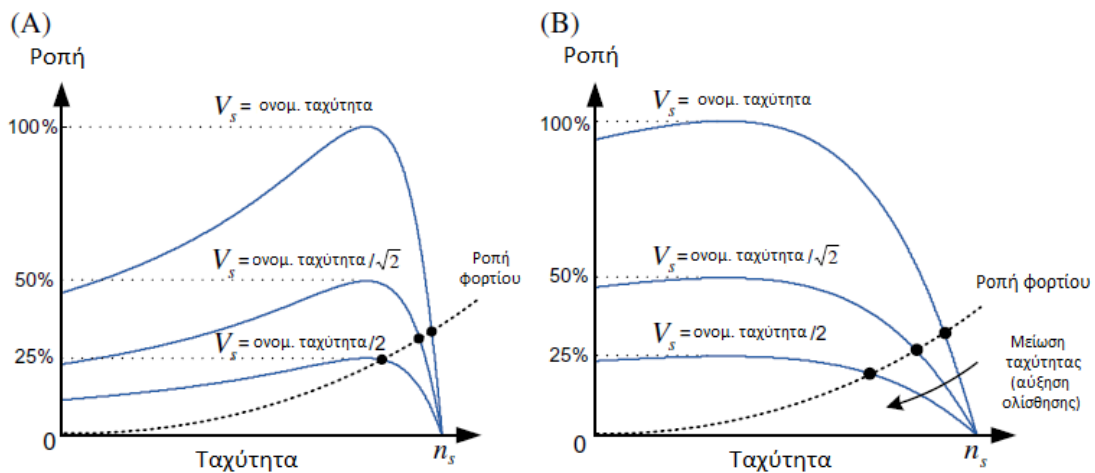
Η ταχύτητα λειτουργίας ενός επαγωγικού κινητήρα εξαρτάται από την ολίσθηση ή την σύγχρονη ταχύτητα ενός δεδομένου φορτίου. Επομένως, ο έλεγχος ταχύτητας μιας επαγωγής μηχανής μπορεί να ταξινομηθεί σε δύο μεθόδους ως εξής:

- έλεγχος ολίσθησης: μη αποδοτικός, περιορισμένο εύρος ελέγχου ταχύτητας
- σύγχρονος έλεγχος ταχύτητας: αποδοτικός, μεγάλο εύρος ελέγχου ταχύτητας

### 4.2.1 Έλεγχος ολίσθησης

Σε σταθερή συχνότητα στάτη, η ταχύτητα της μηχανής επαγωγής μπορεί να αλλάξει βάση της ολίσθησης. Η ολίσθηση μπορεί να αλλάξει εναλλάσσοντας της τάση στάτη ή την αντίσταση δρομέα.

Αρχικά, θα αναλύσουμε το έλεγχο ταχύτητας αλλάζοντας την τάση στάτη. Η ροπή που παράγεται σε μία μηχανή επαγωγής είναι ανάλογη με το τετράγωνο της τάσης στάτη ως:



Σχήμα 4.9: Χαρακτηριστικές ροπής σύμφωνα με την εναλλαγή της τάσης στάτη. (Α) Σχεδιασμός μηχανής τύπου Α και Β (Β) Σχεδιασμός μηχανής τύπου C και D.

$$T_{mech} = \frac{1}{\omega_s} \frac{V_s^2}{(R_s + \frac{R_r}{s})^2 + j(X_{ls} + X_{lr})^2} \frac{R_r}{s} \propto V_s^2 \quad (4.4)$$

Στο Σχήμα 4.9 φαίνεται η καμπύλη ταχύτητας-ροπής βάση της τάσης στάτη. Παρατηρούμε ότι ο έλεγχος ταχύτητας αλλάζοντας την τάση στάτη μπορεί να υλοποιηθεί για ένα περιορισμένο εύρος. Το ελεγχόμενο εύρος ταχύτητας εξαρτάται από την τιμή ολίσθησης (π.χ. την μέγιστη ολίσθηση) κατά την οποία παρουσιάζεται η μέγιστη ροπή. Παρατηρώντας τις περιπτώσεις (Α) και (Β) του σχήματος 4.9, παρατηρούμε ότι το εύρος του ελέγχου ταχύτητας είναι μεγαλύτερο στις μηχανές C και D είδους, συγκριτικά με τις A και B.

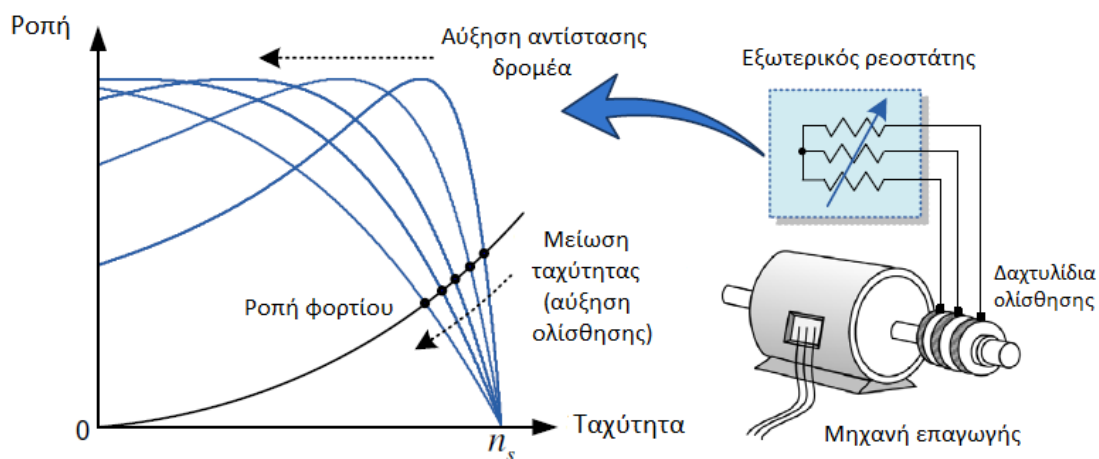
Στην συνέχεια, ας εξετάσουμε τον έλεγχο ταχύτητας βάση της αλλαγής στην αντίσταση δρομέα. Παρατηρούμε ότι η ολίσθηση στην μέγιστη ροπή είναι ανάλογη της αντίστασης δρομέα  $R_r$

$$s_{max} = \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2}} \propto R_r \quad (4.5)$$

Έτσι, αλλάζοντας την αντίσταση δρομέα αλλάζει η καμπύλη ταχύτητας-ροπής, και κατά συνέπεια προσαρμόζεται η ταχύτητα λειτουργίας της μηχανής. Το Σχήμα 4.10 παρουσιάζει την καμπύλη ταχύτητας-ροπής για διάφορες τιμές της αντίστασης δρομέα.

Για να προσαρμόσουμε τον έλεγχο ταχύτητας αλλάζοντας την αντίσταση του δρομέα, πρέπει να χρησιμοποιήσουμε τους κινητήρες επαγωγής τυλιγμένου δρομέα. Η αντίσταση του δρομέα στην μηχανή τυλιγμένου δρομέα μπορεί να μεταβληθεί προσθέτοντας έναν εξωτερικό ρεοστάτη ή μία αντίσταση στις περιελίξεις του δρομέα μέσω των δακτυλίων ολίσθησης. Η αλλαγή της τιμής του ρεοστάτη θα αλλάξει την ταχύτητα λειτουργίας του κινητήρα. Παρόμοια με την μέθοδο εφαρμοζόμενης μεταβολής τάσης, η μέθοδος μεταβολής της αντίστασης του δρομέα δίνει ένα περιορισμένο εύρος ελέγχου ταχύτητας. Επιπλέον, η εισαγωγή επιπρόσθετης αντίστασης στο κύκλωμα του δρομέα μειώνει την απόδοση του συστήματος οδήγησης.

Στις μέθοδο ελέγχου ταχύτητας με μεταβολή της τάσης του στάτη ή της αντίστασης του δρομέα, η ταχύτητα θεωρείται ότι αλλάζει μεταβάλλοντας την ολίσθηση υπό μια σταθερά συχνότητα στάτη. Δεδομένου ότι η αποτελεσματικότητα της μηχανής επαγωγής εξαρτάται από την λειτουργία ολίσθησης, η μείωση της ταχύτητας με αυτές τις μεθόδους οδηγεί σε



Σχήμα 4.10: Έλεγχος ταχύτητας εναλλάσσοντας την αντίσταση δρομέα.

μείωση της απόδοσης. Παρ'όλα αυτά, αυτές οι μέθοδοι ελέγχου ταχύτητας ισχύουν για μικρού μεγέθους κινητήρες που κινούν φορτία που απαιτούν ροπή ανάλογη στο τετράγωνο της ταχύτητας λειτουργίας όπως ανεμιστήρες ή φυσητήρες. Για τέτοια φορτία, καθώς η κατανάλωση ενέργειας μειώνεται σημαντικά ανάλογα με τη μείωση στην ταχύτητα, η μείωση της απόδοσης είναι σχετικά μικρή.

Αντί να σπαταλάμε ενέργεια στην αντίσταση του δρομέα (που αναφέρεται ως ενέργεια ολίσθησης), υπάρχει μια καλύτερη προσέγγιση για τη βελτίωση της απόδοσης, η οποία είναι γνωστή ως σύστημα ανάκτησης ενεργειακής ολίσθησης. Στο σύστημα ανάκτησης ενεργειακής ολίσθησης, η ενέργεια ολίσθησης μπορεί να επιστραφεί πίσω στην πηγή ηλεκτρικής ενέργειας. Υπάρχουν δύο τύποι ανάκτησης ενέργειας ολίσθησης: το σύστημα κίνησης *Kramer* και το σύστημα κίνησης *Scherbius*. Αυτά τα συστήματα εκμεταλλεύονται έναν ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος συνδεδεμένο στο κύκλωμα του δρομέα αντί για εξωτερικές αντιστάσεις. Ένα τέτοιο σύστημα μπορεί να ανακτήσει την ενέργεια που λαμβάνεται από τον δρομέα μέσω των δαχτυλίων ολίσθησης για να μειώσει την ταχύτητα και να την τροφοδοτήσει πάλι στην πηγή τροφοδοσίας.

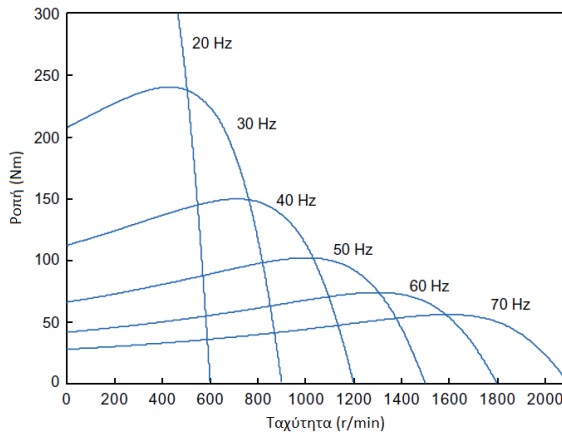
#### 4.2.2 Σύγχρονος έλεγχος ταχύτητας

Ο δρομέα της μηχανής επαγωγής ακολουθεί το μαγνητικό πεδίο του στάτη, το οποίο περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα ανάλογη της εφαρμοσμένης συχνότητας στάτη. Άρα, η αλλαγή της συχνότητας στάτη είναι πολύ σημαντική στον έλεγχο ταχύτητας. Η σχέση μεταξύ της σύγχρονης ταχύτητας  $\eta_s$  και της συχνότητας στάτη  $f_s$  είναι:

$$\eta_s = \frac{120 \cdot f_s}{P} \quad (4.6)$$

Αν και η σύγχρονη ταχύτητα μπορεί να αλλάξει με την αλλαγή του αριθμού των πόλων, αυτό απαιτεί πολύπλοκη κατασκευή κινητήρα. Επιπλέον, δεν είναι δυνατό να παρέχουμε μια συνεχή αλλαγή στην σύγχρονη ταχύτητα. Έτσι, είναι πιο αποτελεσματικό να αλλάξουμε τη συχνότητα στάτη. Τα χαρακτηριστικά ταχύτητας-ροπής για διάφορες συχνότητες στάτη στην ονομαστική τάση στάτη παρουσιάζονται στο σχήμα [Σχήμα 4.11](#).

Όταν αλλάζουμε τη συχνότητα στάτη για να ρυθμίσουμε την ταχύτητα, και η τάση του στάτη παραμένει σταθερή, τότε οι μεταβολές της συχνότητας του στάτη οδηγούν στην αλλαγή



Σχήμα 4.11: Χαρακτηριστικές ταχύτητας-ροπής σε διάφορες συχνότητες (5-hp, 4-πολική μηχανή).

της αναπτυγμένης ροπής καθώς και της ταχύτητας λειτουργίας όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.11. Στην συνέχεια θα επεξηγηθούν οι λόγοι του φαινομένου αυτού.

Σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας, όπου αμελείται η πτώση τάσης στην αντίσταση στάτη συγκριτικά με την τάση τροφοδοσίας, η ροπή είναι:

$$T_{mech} \cong \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (\omega_s L_{lr})^2} \cdot \frac{R_r}{\omega_s s} = \left(\frac{V_s}{\omega_s s}\right)^2 \frac{R_r \omega_{sl}}{R_r^2 + (\omega_{sl} L_{lr})^2} \quad (4.7)$$

Παρατηρούμε ότι υπό μια σταθερή τάση στάτη και συχνότητα ολίσθησης, η αναπτυγμένη ροπή είναι αντιστρόφως ανάλογη ως προς το τετράγωνο της συχνότητας στάτη. Μπορούμε να δούμε ότι η ροπή διακένου εξαρτάται από την αναλογία της τάσης στάτη  $V_s$  με τη συχνότητα στάτη  $f_s$  ως

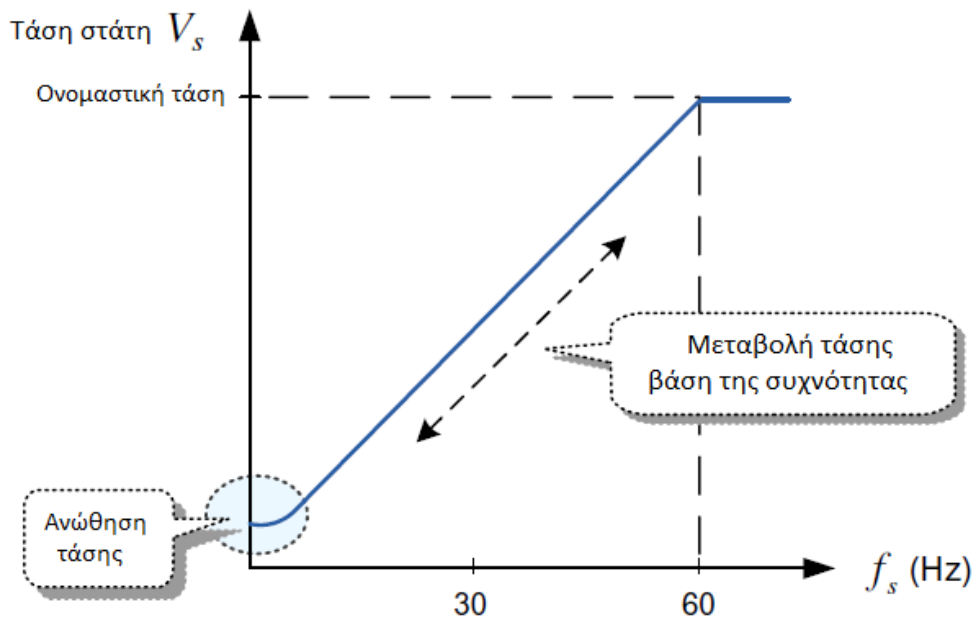
$$\phi \propto \frac{E_s}{f_s} \approx \frac{V_s}{f_s} \quad (\leftarrow E_s = 4.44 f_s N_s \phi K_{\omega s}) \quad (4.8)$$

Έτσι, υπό μια σταθερή τάση στάτη, η ροή διακένου μεταβάλλεται αντίστροφα με το συχνότητα στάτη. Η ανεπτυγμένη ροπή είναι ανάλογη του τετραγώνου της ροής διακένου και επομένως, είναι αντιστρόφως ανάλογη προς το τετράγωνο της συχνότητας στάτη.

Το ρεύμα του δρομέα επηρεάζεται επίσης από τη μεταβολή της συχνότητας στάτη. Υποθέτοντας ότι υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας, η αντίσταση του στάτη και η αντίδραση διαρροής είναι αμελητέες, το ρεύμα του δρομέα μεταβάλλεται αντίστροφα με τη συχνότητα στάτη ως

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_{lr})^2}} = \left(\frac{V_s}{\omega_r}\right) \frac{\omega_{sl}}{\sqrt{R_r^2 + (\omega_{sl} L_{lr})^2}} \propto \frac{1}{f_s} \quad (4.9)$$

Όταν ρυθμίζετε την ταχύτητα λειτουργίας αλλάζοντας τη συχνότητα στάτη, αν η τάση του στάτη μεταβάλλεται γραμμικά με τη συχνότητα όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12, τότε η ροή διακένου  $\phi \approx V_s/f_s$  θα παραμείνει σταθερή και έτσι, η ροπή και το ρεύμα δρομέα θα παραμείνουν αμετάβλητα. Αυτή η τεχνική ονομάζεται έλεγχος σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα ( $V/f$ ), και είναι αρκετά διαδεδομένη σε εφαρμογές γενικού σκοπού ελέγχου ταχύτητας. Ο λόγος  $V/f$  μπορεί να οριστεί βάση του φορτίου που πρόκειται να οδηγηθεί. Σε



Σχήμα 4.12: Βαθμωτός έλεγχος V/f.

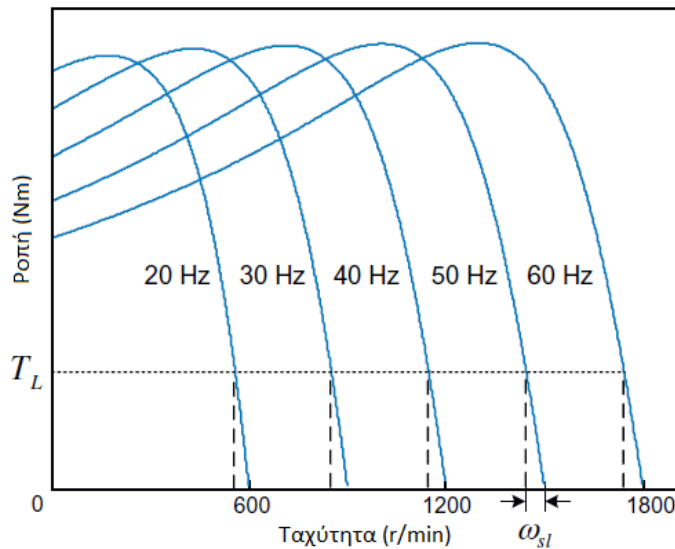
πολύ χαμηλές συχνότητες, μικρότερες των μερικών Hertz, λόγω της επιρροής της πτώσης τάσης στην αντίσταση στάτη και την αντίδραση σχεδιάσεως, το πλάτος της τάσης στάτη που προσδιορίζεται από την γραμμική σχέση V/f δεν θα είναι αρκετό για να κρατήσει σταθερό το πλάτος της ροής διακένου. Αυτό οφείλεται στο ότι η ροή διακένου  $\phi$  δεν είναι ανάλογη του λόγου  $V_s/f_s$ , αλλά του  $E_s/f_s$ . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την μείωση της ροής διακένου και κατά επέκταση, την μείωση της ροπής εξόδου. Για τον λόγο αυτό, στον σταθερό έλεγχο τάσης προς συχνότητα, σε χαμηλές συχνότητες λειτουργίας, πρέπει να ανυψώσουμε την τάση στάτη ώστε να αντισταθμίσουμε την πτώση τάσης στην αντίσταση στάτη και την αντίδραση σχεδιάσεως όπως φαίνεται στο [Σχήμα 4.12](#).

Στο [Σχήμα 4.13](#) φαίνεται η χαρακτηριστική ταχύτητας ροπής για διάφορες συχνότητες στον έλεγχο σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα. Εν κατακλείδι, σε μηχανή επαγωγής με έλεγχο σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα:

- Η ροπή είναι ανεξάρτητη της συχνότητας στάτη
- Το ρεύμα δρομέα είναι ανεξάρτητο της συχνότητας στάτη
- Η σύγχρονη ταχύτητα είναι ανάλογη της συχνότητας στάτη

Ο έλεγχος σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο της ταχύτητας κάτω από την ονομαστική της τιμή. Εάν η συχνότητα στάτη αυξηθεί περισσότερο από την ονομαστική συχνότητα, ο σταθερός λόγος V/f δεν μπορεί να διατηρηθεί λόγω του περιορισμού της εφαρμοζόμενης τάσης. Έτσι, για ταχύτητες υψηλότερες από την ονομαστική ταχύτητα, η μέγιστη ροπή θα μειωθεί λόγω της μείωσης της ροής διακένου. Η μέθοδος ελέγχου για τις υψηλές ταχύτητες, πάνω από την ονομαστική ταχύτητα, θα συζητηθεί λεπτομερέστερα στην [ενότητα 4.5](#).





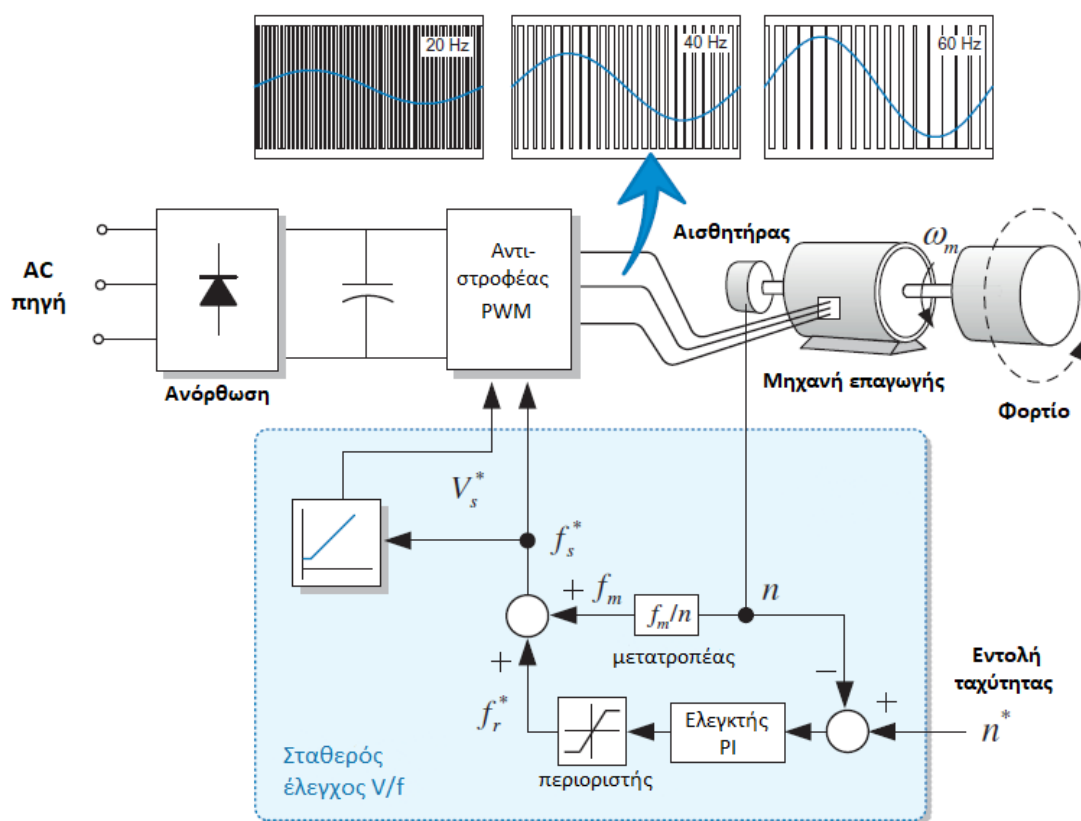
Σχήμα 4.13: Χαρακτηριστικές ταχύτητας-ροπής με έλεγχο σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα.

Στα συστήματα οδήγησης μηχανών επαγωγής με σταθερό έλεγχο τάσης προς συχνότητα, θα πρέπει να σημειωθεί ότι η ροπή και τα ρεύματα δρομέα καθορίζονται μόνο από την συχνότητα γωνιακής ολίσθησης  $\omega_{sl} (= s\omega_s)$ . Μπορούμε να παρατηρήσουμε από το [Σχήμα 4.13](#) ότι η ροπή εξόδου μπορεί να παραχθεί ισοδύναμα σε κάθε ταχύτητα για την ίδια συχνότητα ολίσθησης. Έτσι, παρόλο που η ταχύτητα μειώνεται από τη συχνότητα στάτη, η ολίσθηση λειτουργίας μπορεί να διατηρηθεί χαμηλή έτσι ώστε η απόδοση να μην μπορεί να υποβαθμιστεί σε αντίθεση με τον έλεγχο ολίσθησης. Επιπλέον, στην εκκίνηση, μπορεί να επιτευχθεί υψηλή ροπή εκκίνησης εφαρμόζοντας χαμηλής συχνότητας στάτη χωρίς να απαιτείται υψηλή αντίσταση δρομέα. Μετά την εκκίνηση, η συχνότητα στάτη αυξάνεται μαζί με την τάση του στάτη σύμφωνα με την γραμμική σχέση  $V/f$ .

Μέχρι στιγμής, έχουμε συζητήσει των έλεγχο ταχύτητας ανοικτού βρόχου βάση της συχνότητας στάτη. Ωστόσο στον έλεγχο ταχύτητας ανοικτού βρόχου, η ταχύτητα μόνιμης κατάστασης μπορεί να επηρεαστεί από την διακύμανση φορτίου, επειδή η συχνότητα ολίσθησης λειτουργίας εξαρτάται από το φορτίο. Συγκεκριμένα, στην περιοχή χαμηλής ταχύτητας, η διακύμανση της συχνότητας ολίσθησης λειτουργίας μπορεί να προκαλέσει μεγάλο σφάλμα στην ταχύτητα μόνιμης κατάστασης. Έτσι, αυτός ο έλεγχος ταχύτητας ανοικτού βρόχου χρειάζεται μια κατάλληλη αντιστάθμιση για να αντισταθμίσει το σφάλμα ταχύτητας ανάλογα με την μεταβολή του φορτίου. Ο ακριβέστερος έλεγχος ταχύτητας μπορεί να επιτευχθεί με τον έλεγχο ταχύτητας κλειστού βρόχου, ο οποίος ρυθμίζει τη συχνότητα ολίσθησης υπό σταθερό λόγο  $V/f$  ως ακολούθως.

#### 4.2.3 Έλεγχος ταχύτητας κλειστού βρόχου ρυθμίζοντας την συχνότητα ολίσθησης υπό σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα $V/f$

Υπό τον έλεγχο σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα  $V/f$ , η ροπή της μηχανής επαγωγής μπορεί να ελέγχεται ρυθμίζοντας την συχνότητα ολίσθησης  $f_r$ . Η ροπή της [Εξίσωση 4.7](#) μπορεί να παρουσιαστεί ως προς την συχνότητα ολίσθησης  $f_r$  ως



Σχήμα 4.14: Έλεγχος ταχύτητας ρυθμίζοντας την συχνότητα ολίσθησης με έλεγχο σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα  $V/f$ .

$$T_{mech} = \left(\frac{V_s}{\omega_s s}\right)^2 \frac{2\pi f_r R_r}{R_r^2 + (2\pi f_r L_{lr})^2} \quad (4.10)$$

Αφού στην κλασική ηλεκτρική μηχανή έχει  $R_r \gg 2\pi f_r L_{lr}$  και η ροή διακένου είναι σταθερή, τότε η ροπή είναι ανάλογη της συχνότητας ολίσθησης  $f_r$

$$T_{mech} = \left(\frac{V_s}{\omega_s s}\right)^2 \frac{2\pi}{R_r} f_r \quad (4.11)$$

Το Σχήμα 4.14 παρουσιάζει τον διάγραμμα ελέγχου του συστήματος κλειστού βρόχου ελέγχου ταχύτητας βάση της Εξίσωση 4.11.

Σε αυτό το σύστημα ελέγχου ταχύτητας, με σταθερή λειτουργία  $V/f$ , η συχνότητα ολίσθησης  $f_r$  ρυθμίζεται έτσι ώστε η πραγματική ταχύτητα  $n$  να ακολουθεί την εντολή ταχύτητας  $n^*$ . Δεδομένου ότι η ανεπτυγμένη ροπή ενός επαγωγικού κινητήρα μπορεί να ρυθμιστεί από την συχνότητα ολίσθησης, αν η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα είναι μικρότερη από την εντολή του, τότε ο ελεγκτής αυξάνει τη συχνότητα ολίσθησης για να παράγει μεγαλύτερη ροπή. Από την άλλη, εάν η πραγματική ταχύτητα είναι υψηλότερη από την εντολή του, τότε ο ελεγκτής μειώνει τη συχνότητα ολίσθησης για να μειωθεί η αναπτυσσόμενη ροπή. Σε αυτή την περίπτωση, το εύρος διακύμανσης της συχνότητας ολίσθησης πρέπει να περιορίζεται στη μέγιστη συχνότητα ολίσθησης, στην οποία συμβαίνει η ροπή διάσχισης.

Όταν κατά αυτό τον τρόπο, ρυθμίσουμε την συχνότητα ολίσθησης  $f_r^*$ , η εντολή συχνότητας στάτη μπορεί να προσδιοριστεί από το άθροισμα της συχνότητας ολίσθησης και της

ταχύτητας δρομέα  $f_m$

$$f_s^* = f_m \pm f_r^* \quad (4.12)$$

Από την εντολή συχνότητας στάτη  $f_s^*$ , η εντολή τάσης που εφαρμόζεται στον κινητήρα πρέπει να προσδιορίζεται σύμφωνα με τη γραμμική σχέση  $V/f$  που φαίνεται στο [Σχήμα 4.12](#). Αυτή η τάση αναφοράς  $V^*$  με τη συχνότητα στάτη θα δημιουργείται γενικά χρήση του αντιστροφέα PWM, ο οποίος έχει περιγραφεί στην [ενότητα 3.2](#). Ο αντιστροφέας που χρησιμοποιείται για το σκοπό αυτό ονομάζεται *αντιστροφέας μεταβλητής συχνότητας μεταβλητής τάσης Variable Voltage Variable Frequency (VVVF)*. Στο [Σχήμα 4.15](#) παρουσιάζεται ο έλεγχος ταχύτητας κλειστού βρόχου το διάγραμμα του οποίου έχει παρουσιαστεί στο [Σχήμα 4.14](#). Στο (Α) του σχήματος [4.15](#) φαίνεται η λειτουργία όταν αυξάνεται η ταχύτητα.

Αν η συχνότητα στάτη αυξηθεί από την αυξημένη συχνότητα ολίσθησης, τότε η αναπτυγμένη ροπή γίνεται μεγαλύτερη από τη ροπή φορτίου και έτσι αυξάνεται η ταχύτητα. Από την άλλη πλευρά, στην περίπτωση Β του σχήματος [4.15](#) φαίνεται η λειτουργία για τη μείωση της ταχύτητας. Αν η συχνότητα του στάτη μειωθεί από τη μειωμένη συχνότητα ολίσθησης, τότε η αναπτυσσόμενη ροπή γίνεται μικρότερη από τη ροπή φορτίου και συνεπώς η ταχύτητα μειώνεται.

Αυτό το σχήμα ελέγχου ταχύτητας για τους κινητήρες επαγωγής χρησιμοποιείται ευρέως σε κινητήρια συστήματα γενικού σκοπού, όπως σε ανεμιστήρες, αντλίες και μεταφορείς επειδή μπορεί να βελτιώσει την επίδοση του συστήματος και να παρέχει τόσο μια ικανοποιητική ροπή εκκίνησης, όσο και μια ικανοποιητική απόδοση μόνιμης κατάστασης. Αυτός ο έλεγχος μπορεί να δώσει ρύθμιση ταχύτητας 1-2%. Ωστόσο, αυτό το σχήμα ελέγχου είναι ανεπαρκές για να επιτύχει υψηλή δυναμική απόδοση. Επομένως, χρειαζόμαστε μια προηγμένη τεχνική ελέγχου, όπως ο *διανυσματικός έλεγχος*, που θα περιγραφεί στην [ενότητα 4.3](#).

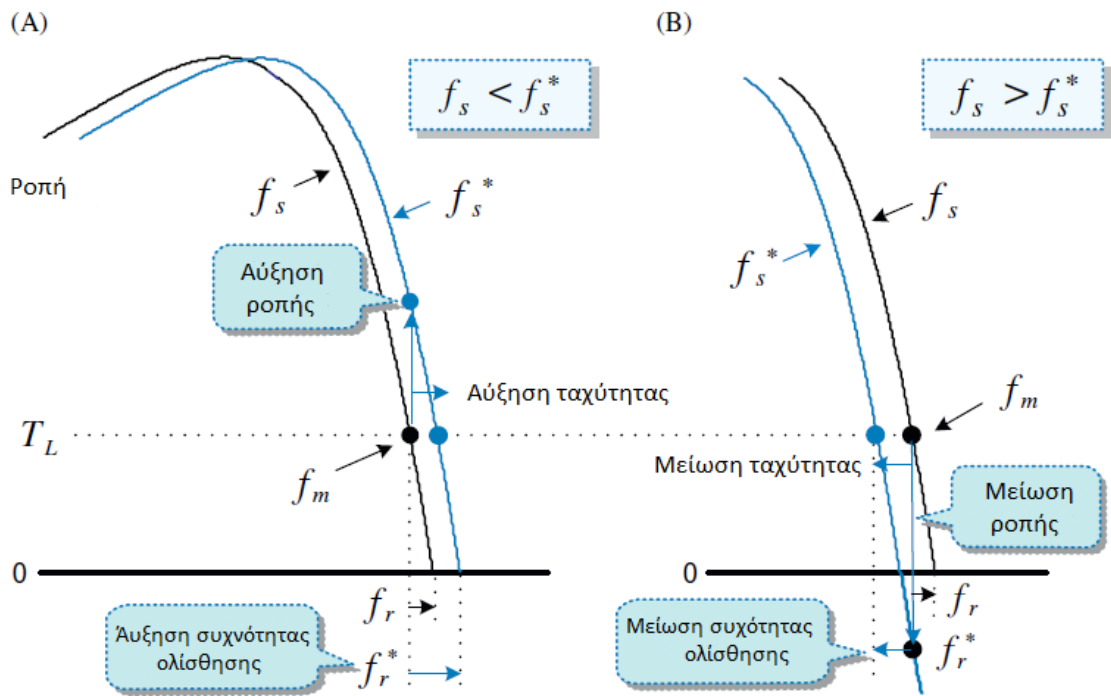
### 4.3 Διανυσματικός έλεγχος μηχανής επαγωγής

Παρόλο που η ροπή εξόδου των κινητήρων επαγωγής δεν είναι εύκολο να ελεγχθεί, οι μηχανές αυτές μπορεί να ελέγχονται ακαριαία σαν κινητήρες συνεχούς ρεύματος. Στις μηχανές επαγωγής, αντίθετα από της μηχανές συνεχούς ρεύματος, τα ρεύματα παραγωγής ροής και ροπής προκύπτουν μαζί μέσω των τριφασικών τυλιγμάτων του στάτη, όπως απεικονίζεται στο [Σχήμα 4.16](#).

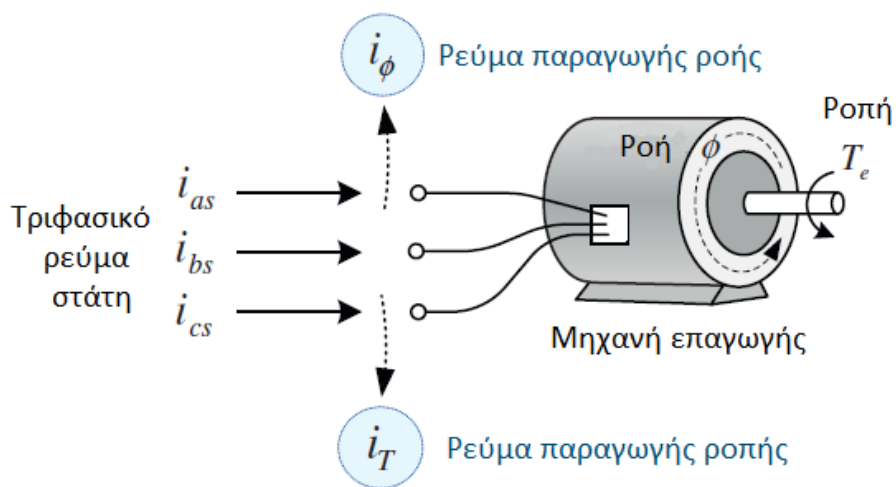
Επομένως, φαίνεται ότι ο στιγμιαίος έλεγχος ροπής μιας μηχανής επαγωγής δεν είναι τόσο απλός όσο αυτός της μηχανής συνεχούς ρεύματος. Οι τρεις απαιτήσεις για τον έλεγχο της στιγμιαίας ροπή ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος μπορούν να εφαρμοστούν σε έναν επαγωγικό κινητήρα ως εξής:

1. Η γωνία μεταξύ του ρεύματος παραγωγής ροής ( $i_{ds}$ ) και του ρεύματος παραγωγής ροπής ( $i_{qs}$ ) πρέπει πάντα να είναι  $90^\circ$ .
2. Το ρεύμα παραγωγής ροής ( $i_{ds}$ ) και το ρεύμα παραγωγής ροπής ( $i_{qs}$ ) πρέπει να ελέγχονται ανεξάρτητα το ένα από το άλλο.
3. Το ρεύμα παραγωγής ροπής ( $i_{qs}$ ) μπορεί να ελέγχεται ακαριαία.

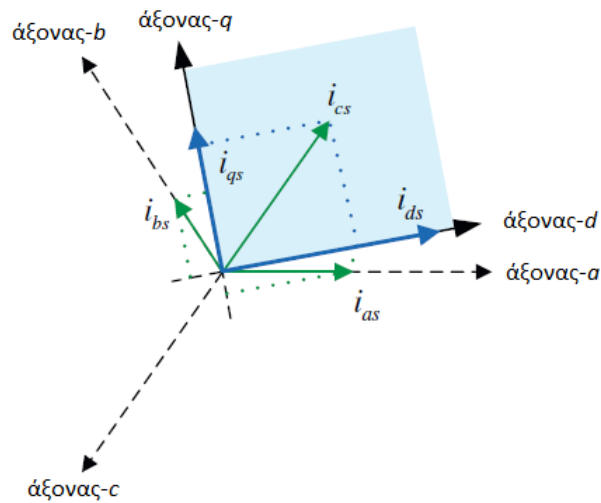
Στην συνέχεια θα αναλύσουμε τις μεθοδολογίες μέσω των οποίων αυτές οι τρεις συνθήκες μπορούν να τηρηθούν για ένα στιγμιαίο έλεγχο ροπής της μηχανής επαγωγής.



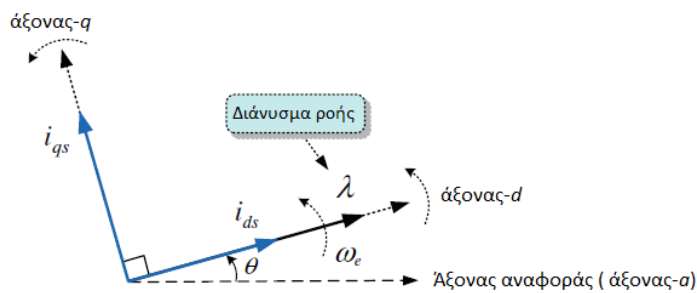
Σχήμα 4.15: Λειτουργίες στο σύστημα ελέγχου ταχύτητας κλειστού βρόχου (Α)Αύξηση ταχύτητας και (Β)Μείωση ταχύτητας.



Σχήμα 4.16: Ρεύματα μηχανής επαγωγής. [32]



Σχήμα 4.17: Πλαίσιο αναφοράς μετατροπής ρευμάτων.



Σχήμα 4.18: Αντιστοίχιση  $d - q$  αξόνων βάση του διανύσματος ροής  $\lambda$ .

### 4.3.1 Στιγμιαίος έλεγχος ροπής μηχανής επαγωγής

Στις μηχανές επαγωγής τα ρεύματα παραγωγής ροής και ροπής προκύπτουν μαζί μέσω των τριφασικών τυλιγμάτων του στάτη. Λόγω αυτού προτού εφαρμοστούν οι προαναφερόμενες συνθήκες θα πρέπει να γνωρίζουμε το μέγεθος των δύο αυτών μεταβλητών που υπάρχουν στο τριφασικό ρεύμα του στάτη  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$ .

Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μετασχηματίζοντας το τριφασικό ρεύμα σε διφασικό ορθοκανονικό σύστημα όπως έχει αναφερθεί στην [υποενότητα 3.1.4](#). Όταν εφαρμόζουμε τον μετασχηματισμό αυτό, δηλ. από  $abc$  σε  $dq$  όπως παρουσιάζεται στο [Σχήμα 4.17](#), πρέπει να αποφασίσουμε ποιος από τους δύο άξονες θα είναι ο άξονας ροής ρεύματος και ποιος ο άξονας ροπής ρεύματος. Συνήθως ο άξονας  $d$  επιλέγεται ως ο *άξονας ρεύματος ροής* και ο άξονας  $q$  επιλέγεται ως ο *άξονας ρεύματος ροπής*. Με αυτό τον τρόπο έχουμε εκπληρώσει το κριτήριο 1.

Στην περίπτωση της παραπάνω επιλογής, για να μπορεί ο  $d$  άξονας να αποτελεί πραγματικά τον άξονα ρεύματος παραγωγής ροής θα πρέπει η τοποθέτηση του  $d$  άξονα να είναι πάνω στο πραγματικό άξονα ροής όπως υποδεικνύεται στο [Σχήμα 4.18](#).

Εδώ το διάνυσμα ροής  $\lambda$  της μηχανής επαγωγής είναι το περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο παραγόμενο από το τριφασικό ρεύμα. Αντίθετα με τη σταθερή ροή πεδίου την μηχανής

συνεχούς ρεύματος, η ροή πεδίου στην μηχανή επαγωγής περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα  $\omega_e$  η οποία ταυτίζεται με την συχνότητα τροφοδοσίας. Για τον λόγο αυτό θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε τον μετασχηματισμό στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που αναπτύχθηκε στην [υποενότητα 3.1.6](#). Μετά τον μετασχηματισμό αυτό ο άξονας  $d$  θα βρίσκεται πάνω στο πραγματικό διάνυσμα ροής. Μέσω της παραπάνω διαδικασίας έχουμε καταφέρει να μετατρέψουμε τον  $d$ -άξονα ρεύματος στάτη  $i_{ds}^e$  που περιστρέφεται με σύγχρονη ταχύτητα, στο πραγματικό ρεύμα παραγωγής ροής, και μπορούμε να τον χρησιμοποιήσουμε για τον έλεγχο του πλάτους ροής. Το  $i_{ds}^e$  της μηχανής επαγωγής αντιστοιχεί στο ρεύμα πεδίου της μηχανής συνεχούς ρεύματος.

Στην περίπτωση αυτή αφού η ροή πεδίου υπάρχει μόνο στον  $d$ -άξονα, η εξίσωση ροής για την μηχανή επαγωγής προκύπτει ως εξής:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \\ &= k|\lambda| i_{qs}^e \quad (\lambda_{dr}^e = |\lambda|, \lambda_{qr}^e = 0, k = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r}) \end{aligned}$$

Η ροή που χρησιμοποιείται στην ;; υποθέτουμε ότι είναι η ροή του δρομέα. Υπό αυτές τις συνθήκες εάν το πλάτος του διανύσματος ροής παραμείνει σταθερό ελέγχοντας το  $i_{ds}^e$ , η ;; μετατρέπεται σε:

$$T_e = k' i_{qs}^e \quad (k' = k|\lambda|) \quad (4.13)$$

Αυτή η εξίσωση ροπής είναι παρόμοια με αυτή ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος. Μπορούμε εύκολα να δούμε το το ρεύμα του άξονα  $q$  ενεργεί όπως το ρεύμα οπλισμού ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος. Στην περίπτωση αυτή, η ροπή μπορεί να ελέγχεται άμεσα από το ρεύμα του  $q$ -άξονα  $i_{qs}^e$ , έτσι ώστε το ρεύμα του άξονα  $q$  να θεωρείται ως το ρεύμα παραγωγής ροπής.

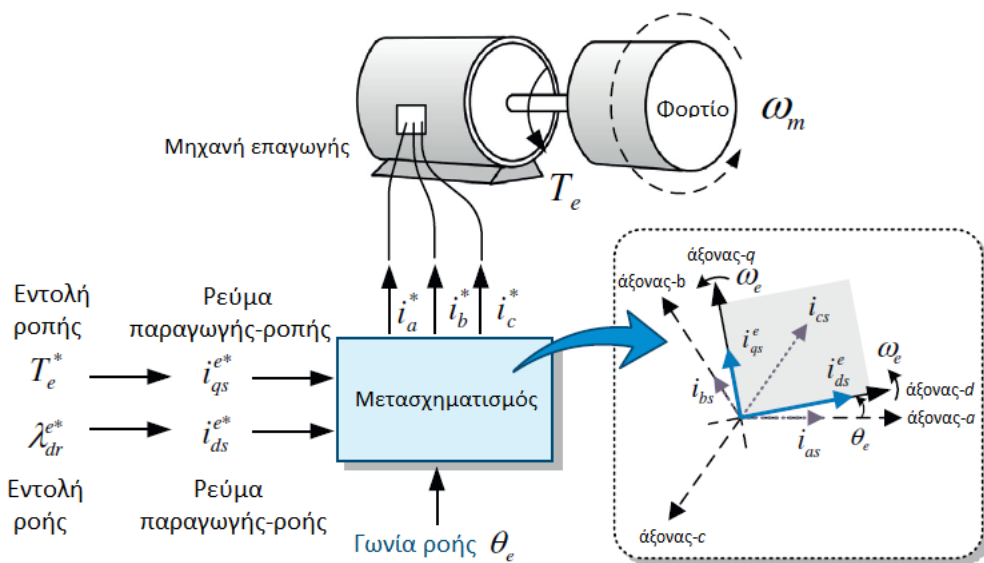
Δεν υπάρχει διασταυρούμενη σύνδεση μεταξύ του ρεύματος στάτη του άξονα  $d$  (δηλαδή του διανύσματος ροής) και του ρεύματος στάτη του άξονα  $q$ , επειδή είναι κάθετα μεταξύ τους. Με άλλα λόγια, το  $i_{qs}^e$  δεν επηρεάζεται από το  $i_{ds}^e$  και αντίστροφα. Έτσι το ρεύμα παραγωγής ροής και το ρεύμα που παραγωγής ροπής μπορούν να ελέγχονται ανεξάρτητα. Σε αυτή την περίπτωση, το διάνυσμα ροής μπορεί να ελέγχεται ανεξάρτητα μέσω του ρεύματος στάτη του άξονα  $d, i_{ds}^e$ , ενώ η ροπή μπορεί να ελεγχθεί ανεξάρτητα μέσω του ρεύματος στάτη του  $q$ -άξονα,  $i_{qs}^e$ . Αυτό δείχνει ότι η απαίτηση 2 μπορεί έχει εκπληρωθεί.

Τέλος, το ρεύμα παραγωγής ροπής μπορεί να ελεγχθεί ακαριαία μέσω του ρυθμιστή ρεύματος όπως θα περιγραφεί στην συνέχεια του παρόντος, και συνεπώς η απαίτηση 3 μπορεί να εκπληρωθεί.

Εν κατακλείδι, για τον έλεγχο της στιγμιαίας ροπής ενός επαγωγικού κινητήρα, αρχικά, διαχωρίζονται τα τριφασικά ρεύματα σε ρεύματα στάτη  $d$  και  $q$  άξονα χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, στον οποίο ο άξονας  $d$  τοποθετείται στην αντιστοιχεί θέση του διανύσματος ροής. Στη συνέχεια, η ροή μπορεί να ελεγχθεί από το ρεύμα στάτη του άξονα  $d, i_{ds}^e$ , ενώ η στιγμιαία ροπή μπορεί να ελεγχθεί, ανεξάρτητα, από το ρεύμα στάτη του  $q$ -άξονα,  $i_{qs}^e$ . Τέλος, ο στιγμιαίος έλεγχος ροπής μπορεί να επιτευχθεί με τον έλεγχο αυτών των ρευμάτων ακαριαία. Αυτή η ακαριαία μέθοδος ελέγχου ροπής μίας μηχανής επαγωγικό ονομάζεται έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (*field-oriented control*).

Η πραγματική διαδικασία εφαρμογής του διανυσματικού ελέγχου παρουσιάζεται στο [Σχήμα 4.19](#).

Στο διανυσματικό έλεγχο ενός επαγωγικού κινητήρα, το μέγεθος της ροής παραμένει συνήθως σε σταθερό επίπεδο της ονομαστικής τιμής εκτός από τις περιπτώσεις μεγάλης ταχύτητας, πάνω από την ονομαστική. Με βάση την ονομαστική εντολή ροής  $\lambda_{ds}^e$ , υπολογίζεται



Σχήμα 4.19: Μέθοδος ακαριαίου ελέγχου ροπής μηχανής επαγωγής. [32]

η απαιτούμενη εντολή ρεύματος παραγωγή ροής,  $i_{ds}^e$ . Από την άλλη, η εντολή ρεύματος παραγωγής ροπής,  $i_{qs}^e$ , υπολογίζεται βάσει της εντολής ροπής εξόδου  $T_e$  που απαιτείται για την οδήγηση ενός δεδομένου φορτίου. Τα ρεύματα εντολής  $i_{ds}^e$  και  $i_{qs}^e$  δίνονται στο σύγχρονο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Επομένως, πρέπει να λάβουμε τις τριφασικές εντολές ρεύματος στάτη μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού των εντολών ρεύματος  $d-q$ . Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι αυτή η μεταμόρφωση απαιτεί τη γνώση της γωνιακής θέσης του διανύσματος ροής, η οποία ονομάζεται γωνία ροής (*flux angle*). Τέλος, κάνοντας τα τριφασικά ρεύματα στάτη του κινητήρα επαγωγής να ακολουθήσουν αυτές τις εντολές ρεύματος αρκετά γρήγορα, η ροπή εξόδου της επαγωγής μηχανής μπορεί να ελεγχθεί με την απαιτούμενη εντολή ροπής  $T_e$  ακαριαία.

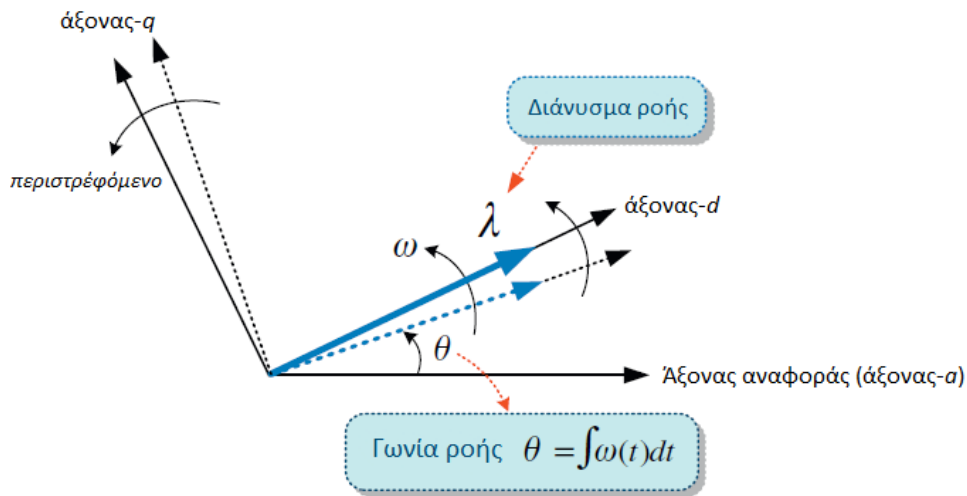
#### 4.3.1.1 Σημαντική παράμετρος διανυσματικού ελέγχου: γωνία ροής $\theta$

Όπως αναφέραμε και προηγουμένως για τον διανυσματικό έλεγχο, ο άξονας  $d$  πρέπει να τοποθετηθεί στην θέση του διανύσματος ροής  $\lambda$ . Στις μηχανές επαγωγής, το διάνυσμα ροής  $\lambda$  είναι η περιστρεφόμενη μαγνητική ροή που προκύπτει από τα τριφασικά ρεύματα του στάτη. Έτσι η θέση του διανύσματος ροής  $\lambda$  είναι εξαρτώμενη από τον χρόνο όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.20.

Ας υποθέσουμε ότι το διάνυσμα ροής  $\lambda$  περιστρέφεται με ταχύτητα  $\omega$ . Για να έχουμε τοποθέτηση του άξονα  $d$  στην ίδια θέση με το διάνυσμα ροής  $\lambda$ , θα πρέπει ο πρώτος να περιστρέφεται μαζί με το διάνυσμα ροής, δηλαδή θα πρέπει ο  $d$ -άξονας να μετακινηθεί κατά το μέγεθος της γωνίας ροής  $\theta (= \int \omega(t) dt)$ , η οποία αντιπροσωπεύει το μέγεθος μετακίνησης του διανύσματος ροής. Για τον λόγο αυτό είναι αναγκαία η χρήση του σύγχρονα περιστρεφόμενου πλαισίου  $d-q$ , ο οποίος έχει την ίδια ταχύτητα περιστροφής με το διάνυσμα ροής, δηλαδή την σύγχρονη ταχύτητα. Άρα για να μπορούμε να έχουμε διανυσματικό έλεγχο, η γνώση της γωνίας  $\theta$  είναι απαραίτητη.

Ο διανυσματικός έλεγχος της μηχανής επαγωγής μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σε άμεσο διανυσματικό έλεγχο (*direct vector control*) και έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (*indirect vector control*), βάση του τρόπου που προκύπτει η γωνία ροής. Στον άμεσο διανυσματικό έλεγχο η γωνία ροής προκύπτει απευθείας από την ροή, μετρώντας την ή προβλέποντάς την. Από





Σχήμα 4.20: Περιστρεφόμενο διάνυσμα ροής στους άξονες d-q. [32]

την άλλη, στον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο, η ροή δεν χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της γωνίας ροής. Αντίθετα, χρησιμοποιείται η γωνιακή ταχύτητα ολίσθησης, η οποία είναι απαραίτητη για τον διαχωρισμό των ρευμάτων στάτη σε ρεύματα παραγωγής ροής και ροπής. Η γωνία ροής στην μεθοδολογία αυτή ελέγχου μπορεί να υπολογιστεί εν τέλη γνωρίζοντας την γωνιακή ταχύτητα ολίσθησης και την γωνιακή ταχύτητα δρομέα.

Μια μηχανή επαγωγής έχει τρεις ροές διαθέσιμες ως αναφορά: ροή στάτη, ροή δρομέα και ροή διακένου. Για τον λόγο αυτό ο διανυσματικός έλεγχος μπορεί να κατηγοριοποιηθεί μέσω της αναφοράς ροής που λαμβάνουμε ως εξής:

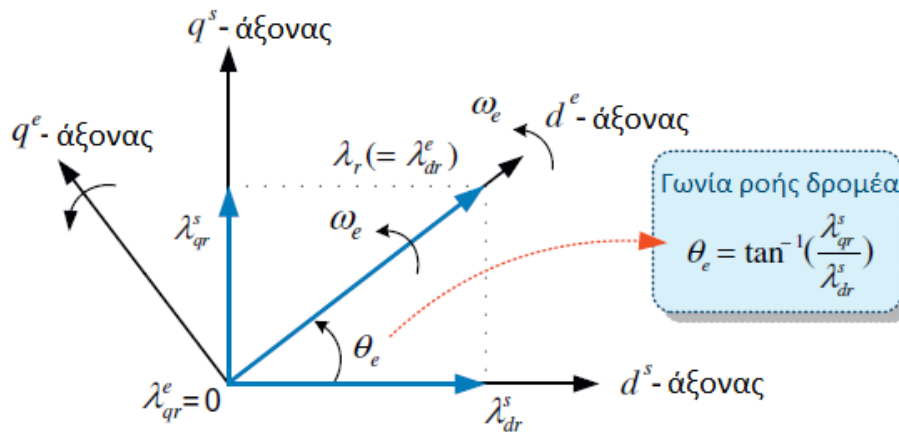
- Έλεγχος με προσανατολισμένη τη ροή του δρομέα (Rotor flux-oriented (RFO) control)
- Έλεγχος με προσανατολισμένη τη ροή του στάτη (Stator flux-oriented (SFO) control)
- Έλεγχος με προσανατολισμένη τη ροή διακένου (Air-gap flux-oriented (AFO) control)

Ανάμεσα στην μεθοδολογίες αυτές η πιο ευρέως διαδεδομένη μεθοδολογία είναι αυτή του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου δρομέα (RFOC). Αυτό οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι στις δύο άλλες περιπτώσεις ελέγχου υπάρχει σύζευξη (coupling) μεταξύ των μεγεθών ελέγχου, πράγμα που καθιστά τον έλεγχο δυσκολότερο. Στον AFO έλεγχο υπάρχει σύζευξη μεταξύ γωνιακής ταχύτητας ολίσθησης και της ροής διακένου, ενώ στον SFO έλεγχο, μεταξύ του ρεύματος του άξονα q και της ροής στάτη.

#### 4.3.2 Άμεσος διανυσματικός έλεγχος βασισμένος στην ροή δρομέα

Στον διανυσματικό έλεγχο που βασίζεται στη ροή του δρομέα, η πεπλεγμένη ροή χρησιμοποιείται ως ροή αναφοράς. Η πεπλεγμένη ροή δρομέα που παράγεται από τα ρεύματα τριών φάσεων του δρομέα μπορεί να εκφραστεί ως ένα σύνθετο διάνυσμα  $\lambda_r$  ως





Σχήμα 4.21: Γωνία ροής δρομέα [32]

$$\lambda_r = \frac{2}{3}(\lambda_{ar} + \alpha\lambda_{br} + a^2\lambda_{cr})$$

$$= |\lambda_r|e^{j\omega_e t} = |\lambda_r|e^{j\theta_e} \quad (\theta_e = \int \omega_e(t)dt + \theta(0))$$

Το διάνυσμα πεπλεγμένης ροής δρομέα  $\lambda_r$  περιστρέφεται με ταχύτητα  $\omega_e$  που αντιστοιχεί στην συχνότητα λειτουργίας των ρευμάτων του στάτη (δηλ., την σύγχρονη ταχύτητα) και, συνεπώς, η θέση αυτού του διανύσματος πεπλεγμένης ροής αλλάζει με την πάροδο του χρόνου.

Για τον διανυσματικό έλεγχο βασισμένο στη ροή του δρομέα, η θέση της πεπλεγμένης ροής δρομέα πρέπει να αντιστοιχιστεί στον άξονα  $d$ . Έτσι πρέπει να χρησιμοποιήσουμε το περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς  $d-q$ , το οποίο θα στρέφεται με την ταχύτητα που στρέφεται το διάνυσμα πεπλεγμένης ροής δρομέα. Με αυτόν τον τρόπο, ο άξονας  $d$  είναι πάντα τοποθετημένος πάνω στον άξονα του διανύσματος της πεπλεγμένης ροής δρομέα. Ως αποτέλεσμα, η πεπλεγμένη ροή του δρομέα στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς έχει συνιστώσα μόνο στο  $d$  άξονα, ενώ η συνιστώσα της στον  $q$  άξονα είναι μηδενική, δηλ.  $|\lambda_r| = \lambda_{dr}^e$  και  $\lambda_{qr}^e = 0$ .

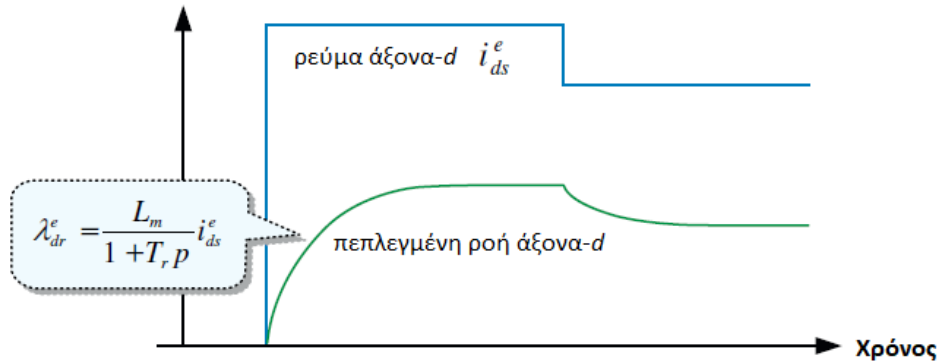
Σε μία τέτοια περίπτωση άμεσου διανυσματικού ελέγχου, η θέση του διανύσματος πεπλεγμένης ροής δρομέα μπορεί να βρεθεί ως ακολούθως.

Το διάνυσμα πεπλεγμένης ροής δρομέα στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.21 έχει και τις δύο συνιστώσες αξόνων,  $\lambda_{dr}^s, \lambda_{qr}^s$ , των οποίων τα μεγέθη μεταβάλλονται ανάλογα με τη θέση του διανύσματος πεπλεγμένης ροής δρομέα.

Εάν οι πεπλεγμένες ροές δρομέα στους ακίνητους άξονες  $d$  και  $q$  είναι γνωστές, τότε μπορούμε να υπολογίσουμε την γωνία ροής δρομέα βάση της εξίσωσης 4.14.

$$\theta_e = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s}\right) \quad (4.14)$$

Έτσι, ο άμεσος διανυσματικός έλεγχος χρησιμοποιεί την γωνία ροής δρομέα που υπολογίστηκε στην Εξίσωση 4.14 από τις πεπλεγμένες ροές δρομέα στο  $d-q$  ακίνητο πλαίσιο αναφοράς, οι οποίες είτε μετρώνται είτε εκτιμώνται.



Σχήμα 4.22: Σχέση μεταξύ ρεύματος στάτη  $d$ -άξονα και πεπλεγμένης ροής δρομέα

#### 4.3.2.1 Σχέση μεταξύ ρεύματος στάτη $d$ -άξονα και πεπλεγμένης ροής δρομέα

Στον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμένο το πεδίο του δρομέα, υπάρχει μια στενή σχέση μεταξύ του ρεύματος στάτη στον άξονα  $d$ ,  $i_{ds}^e$  και της πεπλεγμένης ροής δρομέα. Η εξίσωση της τάσης του δρομέα του άξονα  $d$  στο σύγχρονο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι

$$0 = R_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (4.15)$$

Η αναγκαία και επαρκής συνθήκη για την υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο το πεδίο του δρομέα είναι  $\lambda_{dr}^e = \lambda_r$  και άρα  $\lambda_{qr}^e = 0$ .

Αντικαθιστώντας την  $\lambda_{qr}^e = 0$  στην [Εξίσωση 4.15](#), λαμβάνουμε το ρεύμα δρομέα του άξονα  $d$  ως εξής

$$i_{dr}^e = -\frac{p \lambda_{dr}^e}{R_r} \quad (4.16)$$

Εάν το ρεύμα δρομέα αντικατασταθεί στην εξίσωση πεπλεγμένης ροής δρομέα του άξονα  $d$ ,

$$\lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (4.17)$$

μπορεί να βρεθεί η σχέση μεταξύ του ρεύματος στάτη  $d$ -άξονα,  $i_{ds}^e$ , και της πεπλεγμένης ροής δρομέα  $\lambda_{dr}^e$ .

$$\lambda_{dr}^e = \frac{R_r L_m}{R_r + L_r p} i_{ds}^e = \frac{L_m}{1 + T_r p} i_{ds}^e \quad (T_r = \frac{L_r}{R_r}) \quad (4.18)$$

Από αυτό, μπορεί να φανεί ότι η πεπλεγμένη ροή δρομέα  $\lambda_r (= \lambda_{dr}^e)$  είναι ανάλογη του ρεύματος στάτη του άξονα  $d$  κατά μια χρονοκαθυστέρηση πρώτου βαθμού με σταθερά χρόνου δρομέα  $T_r$ . Άρα κατά μία απότομη μεταβολή του ρεύματος στον άξονα  $d$ , η πεπλεγμένη ροή δρομέα θα μεταβληθεί εκθετικά με σταθερά χρόνου  $T_r$ , όπως φαίνεται στο [Σχήμα 4.22](#). Αυτό το φαινόμενο συμβαίνει, όπως παρατηρείται από την [Εξίσωση 4.16](#), καθώς η αλλαγή της πεπλεγμένης ροής δρομέα, βάση της αλλαγής στο ρεύμα στάτη του  $d$ -άξονα, επάγει ρεύμα δρομέα  $i_{dr}^e$  που εξασθενεί με τον ρυθμό της σταθεράς χρόνου δρομέα  $T_r$ .

Αν και υπάρχει κάποια χρονοκαθυστέρηση, το πλάτος της πεπλεγμένης ροής δρομέα μπορεί να ρυθμιστεί μέσω του ρεύματος στάτη του άξονα  $d$ . Άρα το ρεύμα στάτη του άξονα  $d$ ,  $i_{ds}^e$  μπορεί να ονομαστεί ρεύμα παραγωγής ροής (flux-producing current).

Κρατώντας το ρεύμα του άξονα  $d$ ,  $i_{ds}^e$ , σταθερό, το πλάτος της πεπλεγμένης ροής δρομέα,  $\lambda_{dr}^e$ , συνδέεται άμεσα με το  $i_{ds}^e$  ως εξής

$$|\lambda_r| = \lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (4.19)$$

Συνήθως, το πλάτος της πεπλεγμένης ροής δρομέα διατηρείται σταθερό για λειτουργία κάτω από την ονομαστική ταχύτητα, άρα η εντολή ρεύματος του  $d$ -άξονα δίνεται ως σταθερή τιμή της  $i_{ds}^e (= \lambda_{dr}^{e*}/L_m)$ .

Στην συνέχεια θα εξετάσουμε την σχέση μεταξύ του ρεύματος στάτη  $q$ -άξονα και της ροπής εξόδου.

#### 4.3.2.2 Σχέση μεταξύ ρεύματος στάτη $q$ -άξονα και ροπής εξόδου

Αντικαθιστώντας το  $\lambda_{qr}^e = 0$  στην [Εξίσωση 4.20](#), η εξίσωση ροής γίνεται

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \rightarrow T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (4.20)$$

Διατηρώντας σταθερή της ροή δρομέα, η εξίσωση ροπής απλοποιείται περαιτέρω

$$T_e = K_T i_{qs}^e \quad (K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e) \quad (4.21)$$

Η ροπή συνδέεται άμεσα με το ρεύμα στάτη του άξονα  $q$ ,  $i_{qs}^e$ , άρα το ρεύμα αυτό μπορεί να ονομαστεί *ρεύμα παραγωγής ροπής (torque producing current)*. Ελέγχοντας στιγμιαία το ρεύμα στάτη του άξονα  $q$ , η ροπή της μηχανής επαγωγής μπορεί να ελεγχθεί στιγμιαία όπως μία DC μηχανή.

Αντικαθιστώντας την [Εξίσωση 4.18](#) στην [Εξίσωση 4.20](#), η ροπή μπορεί να εκφραστεί ως προς τα ρεύματα στάτη

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1}{(1 + \frac{L_r}{R_r} p)} i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (4.22)$$

Διατηρώντας το ρεύμα στάτη του  $d$ -άξονα,  $i_{ds}^e$ , σταθερό, η ροπή προκύπτει ως

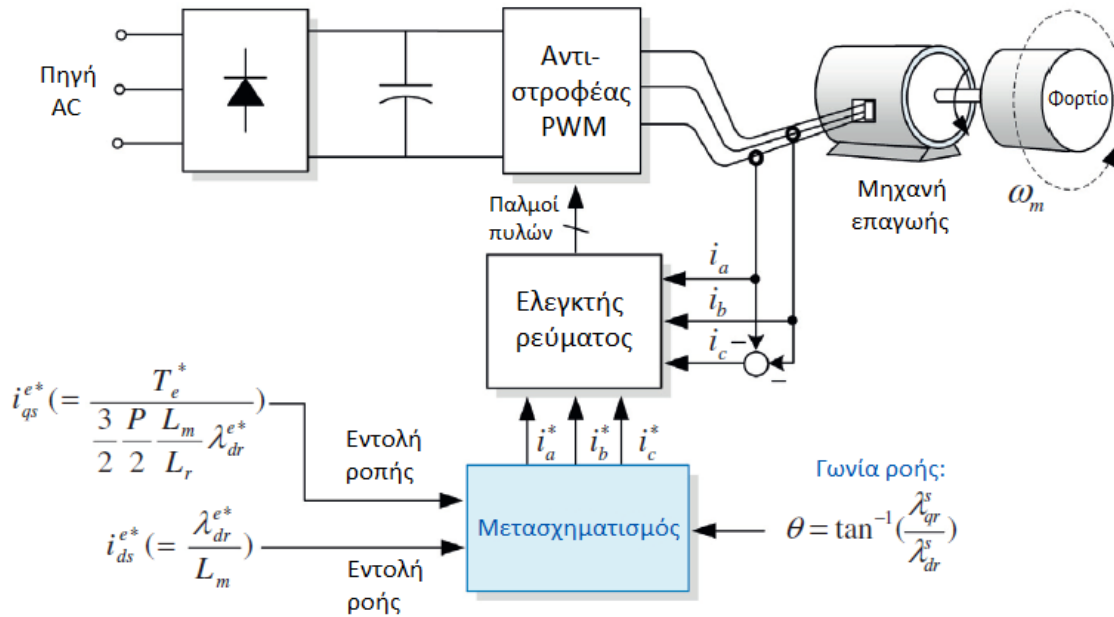
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (4.23)$$

#### 4.3.2.3 Σύστημα οδήγησης μηχανής επαγωγής μέσω του άμεσου διανυσματικού ελέγχου

Ένα σύστημα οδήγησης μηχανής επαγωγής που προσαρμόζει τον άμεσου διανυσματικού ελέγχου μέσω του πεδίου του στάτη παρουσιάζεται στο [Σχήμα 4.23](#).

Στον άμεσου διανυσματικού ελέγχου της μηχανής επαγωγής, η πεπλεγμένη ροή του δρομέα διατηρείται σταθερή και η ροπή ρυθμίζεται ελέγχοντας το  $i_{ds}^e$ . Η εντολή ρεύματος του άξονα  $d$ ,  $i_{ds}^{e*}$  δίνεται από την εντολή ροής δρομέα  $\lambda_{dr}^{e*}$  μέσω της [Εξίσωση 4.19](#) ως

$$i_{ds}^{e*} = \frac{\lambda_{dr}^{e*}}{L_m} \quad (4.24)$$



Σχήμα 4.23: Σύστημα οδήγησης μηχανής επαγωγής μέσω του άμεσου διανυσματικού ελέγχου. [32]

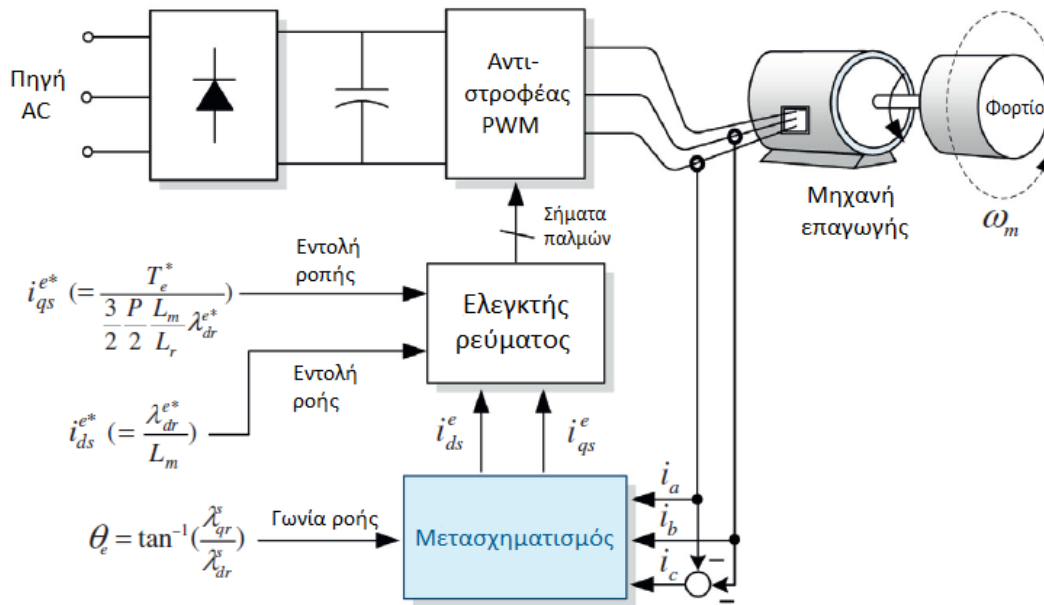
Η ονομαστική τιμή της εντολής πεπλεγμένης ροής δρομέα  $\lambda_{dr}^{e*}$  εξαρτάται από την ονομαστική τάση και συχνότητα της μηχανής που εξετάζουμε. Ο τρόπος υπολογισμού της ονομαστικής τιμής της ροής αυτής θα παρουσιαστεί αργότερα στο παρόν κείμενο.

Μετά την εφαρμογή της εντολής ρεύματος,  $i_{ds}^{e*}$  της [Εξίσωση 4.24](#), όπως φαίνεται στο [Σχήμα 4.22](#), χρειάζεται κάποιος χρόνος ώστε να φτάσει η πεπλεγμένη ροή δρομέα στην επιθυμητή της τιμή. Αυτός ο χρόνος εξαρτάται από την χρονική σταθερά της μηχανής  $T_r$  και συνήθως θα είναι  $5T_r$ .

Αφού η πεπλεγμένη ροή δρομέα έχει φτάσει την επιθυμητή τιμή, μπορεί να εφαρμοστεί το ρεύμα του άξονα  $q$ , ώστε να παραχθεί η επιθυμητή ροπή. Χρησιμοποιώντας την [Εξίσωση 4.21](#), μπορεί να υπολογιστεί η εντολή ρεύματος του άξονα  $q$ ,  $i_{qs}^{e*}$  από την εντολή ροπής εξόδου  $T_e^*$ , η οποία μπορεί να προκύψει από τον ρυθμιστή ταχύτητας ή ροπής, ως

$$i_{qs}^{e*} = \frac{T_e^*}{K_T} \quad (K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} L_m \lambda_{dr}^{e*}) \quad (4.25)$$

Τα ρεύματα στάτη της μηχανής επαγωγής πρέπει να ρυθμιστούν για να ακολουθήσουμε τις εντολές ρεύματος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι αυτές οι  $d-q$  εντολές ρεύματος,  $i_{ds}^{e*}$  και  $i_{qs}^{e*}$  είναι μεταβλητές στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Πρέπει να γνωρίζουμε τις τριφασικές εντολές ρεύματος  $i_{as}^*$ ,  $i_{bs}^*$ ,  $i_{cs}^*$  της μηχανής επαγωγής. Για να αποκτήσουμε αυτές τις τριφασικές εντολές ρεύματος, πρέπει να μετασχηματίσουμε τις  $i_{ds}^{e*}$  και  $i_{qs}^{e*}$  σε  $i_{as}^*$ ,  $i_{bs}^*$ ,  $i_{cs}^*$  χρησιμοποιώντας τη γωνία ροής δρομέα  $\theta_e$ . Εναλλακτικά, μπορούμε να μετασχηματίσουμε τις εντολές ρεύματος από το σύγχρονο στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς και ύστερα από το διφασικό ακίνητο να λάβουμε τις τριφασικές εντολές ρεύματος.



Σχήμα 4.24: Σύστημα άμεσου διανυσματικού ελέγχου με ρυθμιστή ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. [32]

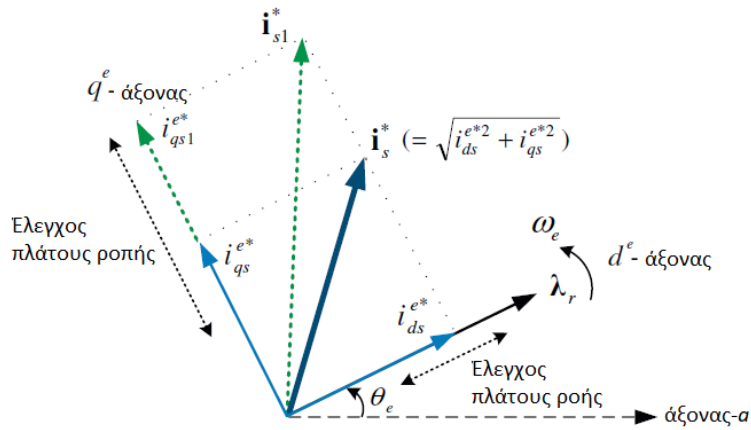
$$\begin{cases} i_{ds}^{s*} = i_{ds}^{e*} \cos \theta_e - i_{qs}^{e*} \sin \theta_e \\ i_{qs}^{s*} = i_{ds}^{e*} \sin \theta_e + i_{qs}^{e*} \cos \theta_e \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{as}^* = i_{ds}^{s*} \\ i_{bs}^* = -\frac{1}{2} i_{ds}^{s*} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{qs}^{s*} \\ i_{cs}^* = -\frac{1}{2} i_{ds}^{s*} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{qs}^{s*} \end{cases} \quad (4.26)$$

Τέλος, εάν τα ρεύματα στάτη της μηχανής επαγωγής ρυθμιστούν ώστε να ακολουθούν ακαριαία τις εντολές ρεύματος χρησιμοποιώντας έναν ρυθμιστή ρεύματος, τότε μπορούμε να πετύχουμε έναν ακαριαίο έλεγχο ροπής της μηχανής.

Από την άλλη, υπάρχει ένας πιο αποδοτικός τρόπος ρύθμισης του ρεύματος στάτη. Στην μέθοδο αυτή, όπου ο ρυθμιστής ρεύματος βρίσκεται στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, οι σύγχρονες εντολές ρεύματος,  $i_{ds}^{e*}$  και  $i_{qs}^{e*}$ , χρησιμοποιούνται απευθείας χωρίς την μετατροπή τους σε τριφασικό πλαίσιο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.24. Στην περίπτωση αυτή, το τριφασικό ρεύμα στάτη,  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$ , μετασχηματίζεται σε διφασικό σύγχρονα περιστρεφόμενο ρεύμα,  $i_{ds}^e$  και  $i_{qs}^e$ . Αυτή η μεθοδολογία παρουσιάζει μια εξαιρετική συμπεριφορά και απόδοση του ρυθμιστή ρεύματος, και για τον λόγο αυτό είναι και πιο διαδεδομένη.

Στον έλεγχο αυτό, ο οποίος συνήθως αναφέρετε απλά ως « Διανυσματικός έλεγχος », μπορούμε να δούμε ότι τόσο το πλάτος, όσο και η συχνότητα των ρευμάτων του στάτη εξαρτώνται από την εντολή ροπής εξόδου. Ως παράδειγμα, το Σχήμα 4.25 παρουσιάζει πως το διάνυσμα εντολής ρεύματος στάτη αλλάζει με την αλλαγή της εντολής ροπής. Το διάνυσμα ρεύματος στάτη τη μηχανής θεωρείται αρχικά  $i_s^*$ . Εάν κάποια μεγαλύτερη τιμή ροπής χρειάζεται να παραχθεί, η εντολή ρεύματος του άξονα  $q$  θα αυξηθεί από την τιμή  $i_{qs1}^{e*}$ , αλλά η τιμή του ρεύματος στον άξονα  $d, i_{ds}^{e*}$ , θα παραμείνει αμετάβλητη. Αυτό απαιτεί ένα νέο διάνυσμα εντολής ρεύματος στάτη,  $i_{s1}^*$ , και έτσι αλλάζει το πλάτος και η φάση του διανύσματος ρεύματος στάτη. Παρόμοια, εάν αλλάξει η εντολή ροής, θα αλλάξει το πλάτος και η φάση του διανύσματος ρεύματος στάτη.

Το πιο δύσκολο εμπόδιο στην υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου είναι η εύρεση της



Σχήμα 4.25: Εντολή d-q ρευμάτων στάτη.

θέσης της πεπλεγμένης ροής δρομέα, δηλ, της γωνίας ροής δρομέα, με ακρίβεια. Δεν θα ήταν υπερβολή να πούμε ότι η όλη επίδοση του ελέγχου αυτού εξαρτάτε από τον ακριβή υπολογισμό της γωνίας ροής δρομέα. Ένας τρόπος υπολογισμού της γωνίας αυτής είναι ο υπολογισμός της πεπλεγμένης ροής δρομέα στο διάκενο μέσω αισθητήρα Hall ο οποίος τοποθετείται στην μηχανή. Ωστόσο ο τρόπος αυτός είναι αρκετά ποιο ακριβώς. Η κύρια μεθοδολογία εκτίμησης μέσω των τάσεων και ρευμάτων της μηχανής θα επεξηγηθεί στην συνέχεια.

### 4.3.3 Εκτιμητής ροής της μηχανής επαγωγής

Όπως περιγράφεται στην [υπο-υποενότητα 4.3.2.3](#), η πιο σημαντική πληροφορία για την πραγματοποίηση του διανυσματικού ελέγχου είναι η θέση της πεπλεγμένης ροής δρομέα, δηλ. η γωνία ροής δρομέα για τον μετασχηματισμό των αξόνων  $d-q$ . Η θέση της πεπλεγμένης ροής δρομέα προσδιορίζεται άμεσα στις σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών (*PMSM*) από τη θέση του δρομέα. Ωστόσο, στις μηχανές επαγωγής, δεν είναι δυνατόν να προσδιοριστεί η θέση της πεπλεγμένης ροής δρομέα απευθείας από τη θέση του δρομέα, καθώς λειτουργούν με μια ολίσθηση ως προς τη σύγχρονη ταχύτητα.

Στην συνέχεια θα εξετάσουμε τις μεθόδους υπολογισμού της πεπλεγμένης μαγνητικής ροής για τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο. Για την εύρεση της γωνίας ροής του δρομέα, χρειάζονται οι πεπλεγμένες ροές δρομέα στο διφασικό ακίνητο πλαίσιο αναφοράς  $d-q$ , όπως προκύπτει από την [Εξίσωση 4.14](#)

$$\theta_e = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s}\right) \quad (4.27)$$

Υπάρχουν δύο μεθοδολογίες υπολογισμού της πεπλεγμένης ροής δρομέα στο ακίνητο διφασικό πλαίσιο : η μία, που αποτελεί και την πιο ακριβή μέθοδο, είναι η μέτρηση της πεπλεγμένης ροής ή του φυσικού μεγέθους που είναι ανάλογη αυτής στην μηχανή επαγωγής, και η άλλη είναι να εκτιμηθεί έμμεσα από το μαθηματικό μοντέλο της μηχανής. Στην πρώτη μέθοδο προφανώς θα χρησιμοποιηθεί κάποιο αισθητήριο σύστημα. Αυτό θα είναι είτε ένας αισθητήρας φαινομένου Hall με τον οποίο θα μετρηθεί η ροή διακένου, είτε με κάποια σπείρα τοποθετημένη στον στάτη. Ωστόσο, υπάρχουν αρκετές πρακτικές δυσκολίες στην άμεση αυτή μεθοδολογία, οπότε η συνηθέστερα χρησιμοποιημένη είναι η έμμεση εκτίμηση της πεπλεγμένης ροής δρομέα από το μαθηματικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής, χρησιμοποιώντας είτε τα ρεύματα, είτε τις τάσεις, είτε την ταχύτητα της μηχανής.

Υπάρχουν δύο αρκετά διαδεδομένη παρατηρητές ανοιχτού βρόχου για την εκτίμηση της πεπλεγμένης ροής δρομέα. Ο ένας βασίζεται στις εξισώσεις τάσης του στάτη και είναι γνωστός ως *εκτιμητής τάσης*, ενώ ο άλλος βασίζεται στις εξισώσεις τάσης δρομέα και είναι γνωστός ως *εκτιμητής ρεύματος*. Οι δύο αυτοί παρατηρητές θα παρουσιαστούν στην συνέχεια.

#### 4.3.3.1 Εκτιμητής πεπλεγμένης ροής δρομέα βασισμένος στις εξισώσεις τάσης στάτη: μοντέλο τάσης

Στην μέθοδο αυτή η πεπλεγμένη ροή του στάτη προκύπτει από τις εξισώσεις τάσης του στάτη και συνεπώς, η πεπλεγμένη ροή δρομέα εκτιμάται από την πεπλεγμένη ροή του στάτη. Η μέθοδος αυτή απαιτεί γνώση των ρευμάτων και τάσεων του στάτη.

Αρχικά, οι πεπλεγμένες ροές του στάτη μπορούν να υπολογιστούν από το ολοκλήρωμα των τάσεων του στάτη:

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} \quad (4.28)$$

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} \quad (4.29)$$

$$\lambda_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt = \int e_{ds}^s dt \quad (4.30)$$

$$\lambda_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt = \int e_{qs}^s dt \quad (4.31)$$

όπου  $e_{ds}^s = v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s$  και  $v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s$ .

Η πεπλεγμένη ροή δρομέα μπορεί να προκύψει από τις πεπλεγμένες ροές στάτη.

Η πεπλεγμένη ροή δρομέα στον άξονα  $d$  στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς δίνεται από την εξίσωση

$$\lambda_{dr}^s = L_r i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s \quad (4.32)$$

Εδώ η τιμή του ρεύματος δρομέα,  $i_{dr}^s$  μπορεί να υπολογιστεί από την πεπλεγμένη ροή στάτη στον άξονα  $d$  και τα ρεύματα στάτη

$$i_{dr}^s = \frac{\lambda_{ds}^s - L_s i_{ds}^s}{L_m} \quad \leftarrow \quad \lambda_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \quad (4.33)$$

Αντικαθιστώντας το ρεύμα δρομέα στην [Εξίσωση 4.32](#), μπορούμε να λάβουμε την εξίσωση της πεπλεγμένης ροής δρομέα στον ακίνητο άξονα  $d$

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad (4.34)$$

όπου  $\sigma = (1 - L_m^2 / L_s L_r)$ .

Παρομοίως, μπορούμε να λάβουμε την πεπλεγμένη ροή δρομέα στον ακίνητου άξονα  $q$  ως

$$\hat{\lambda}_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s) \quad (4.35)$$

Αφού έχουμε υπολογίσει τις πεπλεγμένες ροές δρομέα στους άξονες  $d - q$  μέσω του τόξο εφαπτομένης υπολογίζουμε την γωνία ροής :

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{\lambda}_{qr}^s}{\hat{\lambda}_{dr}^s} \right) \quad (4.36)$$



Το πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι η απλότητα και η απάθεια της ως προς τις παραμέτρους της μηχανής, εκτός της αντίστασης στάτη. Παρόλα αυτά, αφού οι μέθοδος αυτή βασίζεται στην εκτίμηση της αντί-HEΔ,  $e_{qds}^s$ , η απόδοσή της εξαρτάται από την ταχύτητα του δρομέα. Για τον λόγο αυτό η μέθοδος αυτή λειτουργεί καλά στις μέτριες και υψηλές ταχύτητες στις οποίες η αντί-HEΔ είναι αρκετά μεγάλη. Παρόλα αυτά, στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων με τάση χαμηλής λειτουργίας, μπορεί να επηρεαστεί εύκολα από την οποιαδήποτε μη ακριβή μέτρηση της αντίστασης στάτη, τον θόρυβο του αισθητήρα, και την μη γραμμική συμπεριφορά του αντιστροφέα. Για τον λόγο αυτό το μοντέλο τάσης χρησιμοποιείται συνήθως σε υψηλές ταχύτητες.

Για τον ακριβή υπολογισμό της πεπλεγμένης ροής δρομέα με την μέθοδο αυτή, θα πρέπει να έχουμε αρκετά ακριβείς μετρήσεις των τάσεων και ρευμάτων στάτη. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας αισθητήρας για την μέτρηση των τάσεων στάτη, αλλά είναι αρκετά δύσκολο να μετρήσουμε την πραγματική τάση στάτη με ακρίβεια καθώς οι τάσεις της μηχανής δίνονται από τον αντιστροφέα ως ένας παλμός PWM υψηλής συχνότητας. Για τον λόγο αυτό, αντί να μετρήσουμε τις πραγματικές τάσεις του στάτη, χρησιμοποιούνται συνήθως οι εντολές τάσης ή οι τάσεις που δημιουργήθηκαν από την τεχνική PWM. Οι τάσεις αυτές ωστόσο μπορεί να διαφέρουν από την πραγματική τάση εξόδου της μηχανής καθώς επηρεάζονται από φαινόμενα όπως η μη γραμμικότητα του αντιστροφέα, η δράση νεκρού χρόνου (dead-time effect), η χρονοκαθυστερήση κατά το ανοίγω-κλείσιμο των διακοπτικών στοιχείων, και η πτώση τάσης στα ημιαγωγία στοιχεία. Τέτοια σφάλματα τάσης μπορούν να αντισταθμιστούν με κατάλληλες τεχνικές αντιστάθμισης τάσης. Παρόλα αυτά δεν είναι εύκολο να λάβουμε ακριβή τιμή τάσης σε ταχύτητες χαμηλότερες του 10% της ονομαστικής ταχύτητας.

Αντίθετα με τις τάσεις, τα ρεύματα του στάτη μετρούνται απευθείας από αισθητήρες ρεύματος. Όταν τα μετρημένα ρεύματα περιλαμβάνουν DC offset ή θόρυβο, μπορεί να κορεστεί το ολοκλήρωμα της αντί-HEΔ. Για τον λόγο αυτό, αντί για ένα μόνο ολοκληρωτή, χρησιμοποιείτε ένα βαθυπερατό φίλτρο. Το βαθυπερατό φίλτρο μπορεί να θεωρηθεί ως ένας συνδυασμός ενός καθαρού ολοκληρωτή και ενός υψηπερατού φίλτρου ως

$$\lambda_{dqs}^s(s) = [e_{dqs}^s(s) \cdot \frac{s}{s + \alpha}] \cdot \frac{1}{s} = e_{dqs}^s(s) \cdot \frac{1}{s + \alpha} \quad (4.37)$$

Ωστόσο, η χρήση ενός τέτοιου βαθυπερατού φίλτρου μπορεί να επιφέρει σφάλμα στο πλάτος και την φάση της εκτιμημένης πεπλεγμένης ροής, ειδικά στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου της εξίσωσης 4.37 επηρεάζει σημαντικά τα σφάλματα του εκτιμητή ροής και συνήθως επιλέγεται ως ανάλογο της σταθεράς χρόνου του δρομέα  $T_r$ .

#### 4.3.3.2 Εκτιμητής πεπλεγμένης ροής δρομέα βασισμένος στις εξισώσεις τάσης δρομέα: μοντέλο ρεύματος

Στην μέθοδο αυτή, η πεπλεγμένη ροή του δρομέα προκύπτει από τις εξισώσεις τάσης δρομέα χρησιμοποιώντας το γνωστό ρεύμα στάτη και την ταχύτητα δρομέα.

Η πεπλεγμένη ροή του δρομέα μπορεί να υπολογιστεί άμεσα από τις εξισώσεις τάσης δρομέα:

$$v_{dr}^{\omega} = R_r i_{dr}^{\omega} + \frac{d\lambda_{dr}^{\omega}}{dt} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}^{\omega} = 0 \quad (4.38)$$

$$v_{qr}^{\omega} = R_r i_{qr}^{\omega} + \frac{d\lambda_{qr}^{\omega}}{dt} - (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}^{\omega} = 0 \quad (4.39)$$

Εδώ, το ρεύμα δρομέα που δεν μπορεί να μετρηθεί, μπορεί να αντικατασταθεί από την πεπλεγμένη ροή δρομέα και τα ρεύματα στάτη:



$$i_{dr}^{\omega} = \frac{\lambda_{dr}^{\omega} - L_m i_{ds}^{\omega}}{L_r} \quad \leftarrow \quad \lambda_{dr}^{\omega} = L_r i_{dr}^{\omega} + L_m i_{ds}^{\omega} \quad (4.40)$$

$$i_{qr}^{\omega} = \frac{\lambda_{qr}^{\omega} - L_m i_{qs}^{\omega}}{L_r} \quad \leftarrow \quad \lambda_{qr}^{\omega} = L_r i_{qr}^{\omega} + L_m i_{qs}^{\omega} \quad (4.41)$$

Αντικαθιστώντας τα ρεύματα δρομέα στο σύστημα εξισώσεων της 4.39, οι εξισώσεις της πεπλεγμένης ροής δρομέα υπολογίζονται ως:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{dr}^{\omega}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^{\omega} + R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^{\omega} + (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}^{\omega} \\ \frac{d\lambda_{qr}^{\omega}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^{\omega} + R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^{\omega} - (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}^{\omega} \end{aligned}$$

Υπάρχει κάποια δυσκολία στην επίλυση αυτών των εξισώσεων λόγω της αλληλεξαρτησίας των αξόνων. Τα αλληλεξαρτώμενα μεγέθη μπορούν να εξαλειφθούν όταν οι πεπλεγμένες ροές του δρομέα εκτιμώνται από το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα ( $\omega = \omega_r$ ) χρησιμοποιώντας την μετρούμενη ταχύτητα δρομέα  $\omega_r$  ως εξής:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{dr}^r}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^r + \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds}^r \\ \frac{d\lambda_{qr}^r}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^r + \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs}^r \end{aligned}$$

Η πεπλεγμένη ροή του δρομέα μπορεί να προκύψει από το ολοκλήρωμα των δύο αυτών διαφορικών εξισώσεων 4.42. Εδώ η γνώση των ρευμάτων στάτη στο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα είναι απαραίτητη για την επίλυση των εξισώσεων αυτών. Τα ρεύματα αυτά μπορούν να υπολογιστούν χρησιμοποιώντας την ταχύτητα δρομέα  $\omega_r$  :

$$i_{ds}^r = i_{ds}^s \cos\theta_r + i_{qs}^s \sin\theta_r \quad (4.42)$$

$$i_{qs}^r = -i_{ds}^s \sin\theta_r + i_{qs}^s \cos\theta_r \quad (4.43)$$

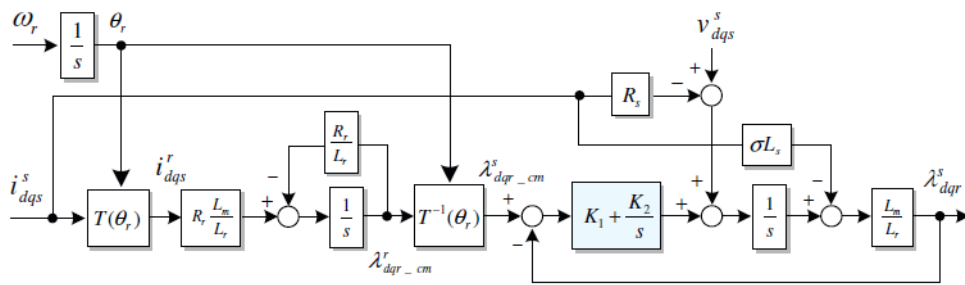
όπου  $\theta_r (= \int \omega_r dt)$ .

Τέλος, η απαιτούμενη πεπλεγμένη ροή δρομέα μπορεί να ληφθεί μετασχηματίζοντας τις Εξίσωση 4.42 πίσω στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς:

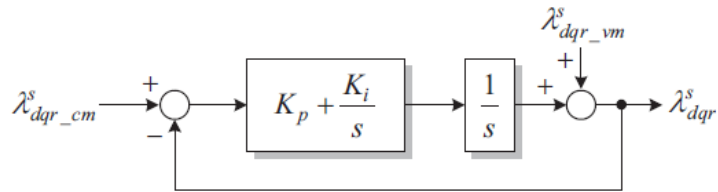
$$\lambda_{dr}^s = \lambda_{dr}^r \cos\theta_r - \lambda_{qr}^r \sin\theta_r \quad (4.44)$$

$$\lambda_{qr}^s = \lambda_{qr}^r \sin\theta_r + \lambda_{dr}^r \cos\theta_r \quad (4.45)$$

Πέρα της γνώσης της ταχύτητας του δρομέα, η μέθοδος αυτή χρειάζεται και την γνώση της αντίστασης δρομέα. Για τον λόγο αυτό, η εκτίμηση εξαρτάται σημαντικά από την τιμή αυτής, και η διόρθωση της αντίστασης αποτελεί σημαντικό παράγοντα της επίδοσης. Σε αντίθεση με τον εκτιμητή τάσης που έχει πλεονεκτήματα στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων, η εκτίμηση μέσω του εκτιμητή ρεύματος είναι χρήσιμη στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, καθώς μπορεί να δώσει μια ταλαντευτική απόκριση στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων.



Σχήμα 4.26: Διάγραμμα συνδυασμένης μεθόδου.



Σχήμα 4.27: Διάγραμμα απλοποιημένης συνδυασμένης μεθόδου.

#### 4.3.3.3 Μέθοδος συνδυασμένης εκτίμησης ροής

Στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων όπου η αντί-ΗΕΔ είναι αρκετά μεγάλη, η μέθοδος εκτίμησης ροής βασισμένη στο μοντέλο τάσεων χρησιμοποιώντας μία ολοκλήρωση της αντί-ΗΕΔ έχει το πλεονέκτημα της ακρίβειας και της ευρωστίας στην αλλαγή των παραμέτρων. Παρόλα αυτά, στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, όπου είναι αρκετά δύσκολο να λάβουμε μια ακριβές τιμή της αντί-ΗΕΔ, ο εκτιμητής ρεύματος χρησιμοποιώντας την ταχύτητα του δρομέα έχει πλεονέκτημα απέναντι στον εκτιμητή τάσης. Για τον λόγο αυτό, είναι επιθυμητό να εκτιμηθεί η πεπλεγμένη ροή δρομέα χρησιμοποιώντας των εκτιμητή ρεύματος στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων και τον εκτιμητή τάσης στις υψηλές ταχύτητες. Εφαρμόζουμε λοιπόν έναν συνδυασμένο έλεγχο των δυο εκτιμητών ο οποίος παρουσιάζεται στο [Σχήμα 4.26](#). Όταν συνδυάζουμε δύο μοντέλα, σημαντική είναι η επιλογή της μεθόδου εναλλαγής τους. Ο εκτιμητής που θα παρουσιάσουμε χρησιμοποιεί ένα φίλτρο σύμφωνα με την συχνότητα λειτουργίας τους. Το [Σχήμα 4.25](#) μπορεί να απλοποιηθεί στο [Σχήμα 4.27](#). Εδώ με  $\lambda_{dqr\_cm}^s$  συμβολίζεται η πεπλεγμένη ροή δρομέα που έχει εκτιμηθεί από τον εκτιμητή ρεύματος, ενώ με  $\lambda_{dqr\_vm}^s$  συμβολίζεται η πεπλεγμένη ροή δρομέα που έχει εκτιμηθεί από τον εκτιμητή τάσης. Τα κέρδη δίνονται ως  $K_p = K_1 L_r / L_m$ ,  $K_i = K_2 L_r / L_m$ .

Η έξοδος του απλοποιημένου συνδυασμένου εκτιμητή μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\lambda_{dqr}^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{dqr\_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{dqr\_cm}^s \quad (4.46)$$

Η εξίσωση αποτελείται από το άθροισμα μίας δευτερόβάθμιας, υψηλερατής φιλτραρισμένης πεπλεγμένης ροής δρομέα  $\lambda_{dqr\_vm}^s$  βάση του εκτιμητή τάσης και μίας δευτεροβάθμιας, βαθυπερατής φιλτραρισμένης πεπλεγμένης ροής δρομέα  $\lambda_{dqr\_cm}^s$  βάση του εκτιμητή ρεύματος.

Αυτό σημαίνει ότι η τελική εκτιμώμενη πεπλεγμένη ροή, λαμβάνεται αυτόματα από τον εκτιμητή ρεύματος στην περιοχή χαμηλών συχνοτήτων (χαμηλών ταχυτήτων) και από τον εκτιμητή τάσης στην περιοχή υψηλών συχνοτήτων (υψηλών ταχυτήτων).

Στον εκτιμητή αυτό η μεταβατική συχνότητα  $\omega_c$  μεταξύ των δύο μοντέλων επιλέγεται συνήθως στα 10Hz. Η μεταβατική συχνότητα  $\omega_c$  μπορεί να δημιουργηθεί μέσω του ελεγκτή

PI που παρουσιάστηκε στο [Σχήμα 4.27](#). Συγκρίνοντας την συνάρτηση μεταφοράς ενός υψηπερατού, δευτερό -βάθμιου φίλτρου Butterworth με τον πρώτο όρο της συνάρτησης [4.46](#), παρατηρούμε μια σχέση μεταξύ των κερδών και των παραμέτρων του φίλτρου

$$G(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \leftrightarrow \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (4.47)$$

$$K_p = 2\zeta\omega_n, K_i = \omega_n^2 \quad (4.48)$$

Στα φίλτρα Butterworth, εάν  $\zeta = 0.707$ , τότε το  $\omega_n$  γίνεται το εύρος ζώνης. Για να έχουμε τιμή του εύρους ζώνης  $\omega_n$  ίση με την μεταβατική συχνότητα  $\omega_c$ , τα κέρδη PI δίνονται ως:

$$K_p = \sqrt{2}\omega_c, K_i = \omega_c^2 \quad (4.49)$$

και τα  $K_1$  και  $K_2$  προκύπτουν ως:

$$K_1 = K_p \frac{L_m}{L_r} = \sqrt{2}\omega_c \frac{L_m}{L_r} \quad (4.50)$$

$$K_2 = K_i \frac{L_m}{L_r} = \omega_c^2 \frac{L_m}{L_r} \quad (4.51)$$

#### 4.3.4 Ρυθμιστής ροής μηχανής επαγωγής

Γενικά η υπολογιζόμενη ροή δρομέα χρησιμοποιείται κυρίως για τον υπολογισμό της γωνίας ροής. Ωστόσο, η υπολογιζόμενη αυτή ποσότητα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο ροής ώστε να βελτιωθεί η ευστάθεια του ελέγχου ροπής ή να η εφαρμογή έλεγχος απόσβεσης πεδίου στις υψηλές ταχύτητες.

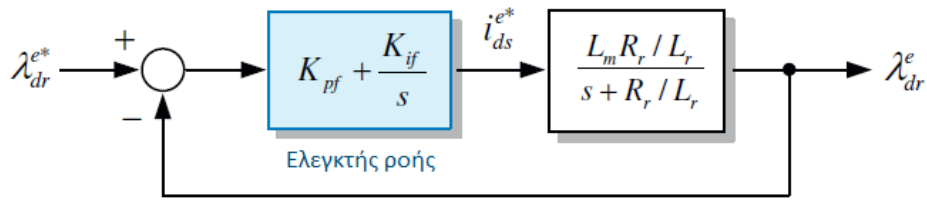
Η σχέση μεταξύ του ρεύματος στάτη του άξονα d  $i_{ds}^e$  και της ροής δρομέα  $\lambda_{dr}^e$  για την εφαρμογή διανυσματικού ελέγχου στην μηχανής επαγωγής είναι

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m}{1 + T_r p} i_{ds}^e \quad (4.52)$$

Το πλάτος της ροής μπορεί να ελεγχθεί βάση του ρεύματος του d άξονα. Ωστόσο, η στιγμιαία τιμή της δεν είναι ανάλογη του ρεύματος του άξονα d, όταν το ρεύμα του άξονα d αλλάζει. Έτσι, όταν το πλάτος της ροής του δρομέα πρέπει να αλλάξει γρήγορα για τον έλεγχο απόσβεσης πεδίου, η ροή δρομέα πρέπει να ελέγχεται άμεσα. Επιπλέον, ακόμη και όταν ένας επαγωγικός κινητήρας οδηγείται με σταθερό επίπεδο ροής, ο έλεγχος ροής μπορεί να ενισχύσει τη σταθερότητα του συστήματος κίνησης. Ο ελεγκτής PI είναι ο πιο ευρέως χρησιμοποιημένος για τον έλεγχο της ροής. Στην συνέχεια θα παρουσιαστεί η σχεδίαση ενός τέτοιου ελεγκτή καθώς και η επιλογή των συντελεστών P I για την επίτευξη κατάλληλου εύρους ζώνης.

Σε διανυσματικό έλεγχο βασισμένο στην ροή δρομέα, το πλάτος της ροής αυτής μπορεί να ελεγχθεί από το ρεύμα του d- άξονα  $i_{ds}^e$ , έτσι ώστε η έξοδος του PI ρυθμιστή ροής να είναι το ρεύμα του άξονα d.

Αρχικά υποθέτουμε ότι η δυναμική του ρυθμιστή ρεύματος του άξονα d είναι αρκετά γρήγορη συγκριτικά με την αλλαγή ροής. Η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου του συστήματος ελέγχου ροής που φαίνεται στο [Σχήμα 4.28](#) είναι



Σχήμα 4.28: Σύστημα ελέγχου ροής.

$$G_f^o(s) = \left(K_{pf} + \frac{K_{if}}{s}\right) \cdot \frac{L_m \frac{R_r}{L_r}}{s + \frac{R_r}{L_r}} = \frac{K_{pf}(s + \frac{K_{if}}{K_{pf}})}{s} \cdot \frac{L_m \frac{R_r}{L_r}}{s + \frac{R_r}{L_r}} \quad (4.53)$$

Όπως και στον σχεδιασμό ρυθμιστή ρεύματος, αν το μηδενικό του ρυθμιστή PI είναι σχεδιασμένο με τέτοιο τρόπο ώστε να ακυρώσει τον πόλο του συστήματος, δηλ  $K_{if}/K_{pf} = R_r/L_r$ , τότε η συνάρτηση μεταφοράς της 4.53 μπορεί να απλοποιηθεί ως

$$G_f^o(s) = \frac{K_{pf} L_m \frac{R_r}{L_r}}{s} \quad (4.54)$$

Το κέρδος συχνότητας διασταύρωσης της απόκρισης συχνότητας ανοιχτού βρόχου ισούται με το εύρος ζώνης του συστήματος ελέγχου ροής. Άρα το αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος για την απόκτηση του απαιτούμενου εύρους ζώνης ελέγχου είναι:

$$\text{Αναλογικός όρος : } K_{pf} = \frac{L_r}{R_r L_m} \cdot \omega_f \quad (4.55\alpha')$$

$$\text{Ολοκληρωτικός όρος : } K_{if} = \frac{R_r}{L_r} K_{pf} = \frac{\omega_f}{L_m} \quad (4.55\beta')$$

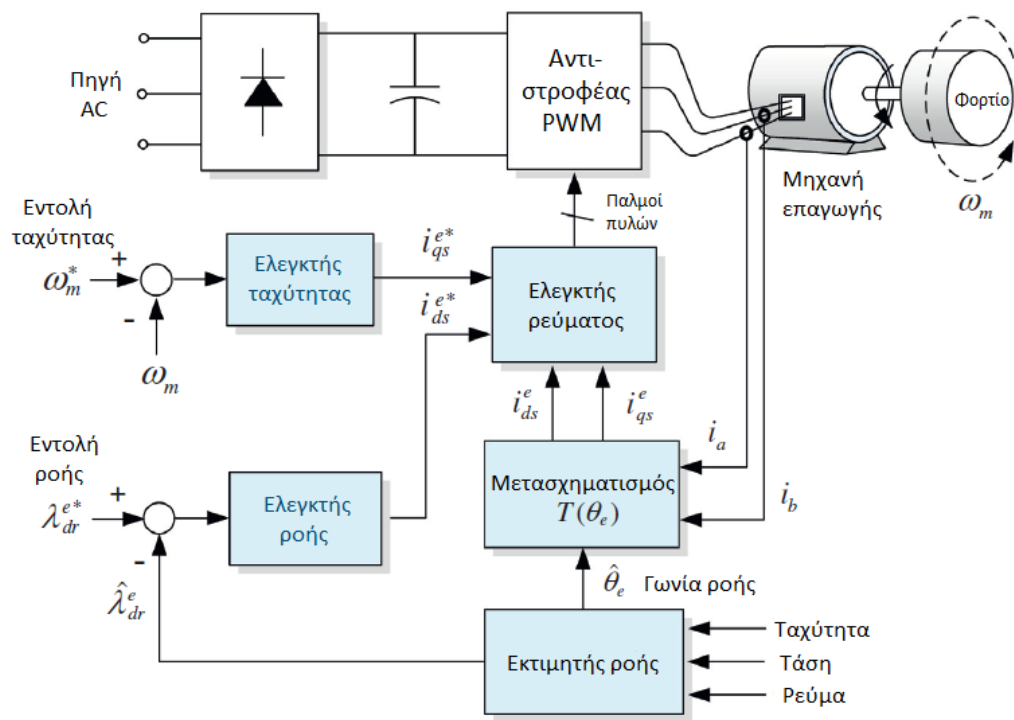
Όταν το εύρος ζώνης του ρυθμιστή ρεύματος είναι μερικά χιλιάδες radians ανά δευτερόλεπτο, το εύρος ζώνης του ρυθμιστή ροής είναι σχεδιασμένο να βρίσκεται ανάμεσα σε δέκα με μερικά εκατοντάδες radians ανά δευτερόλεπτο. Η απόδοση του ελεγκτή ροής μπορεί να βελτιωθεί χρησιμοποιώντας μπροσοτροφοδότηση στην εντολή ροής.

Το διάγραμμα του συστήματος διανυσματικού ελέγχου στο οποίο συμπεριλαμβάνεται ο ελεγκτής ταχύτητας, ο ελεγκτής ρεύματος, ο ελεγκτής ροής και ο εκτιμητής ροής φαίνεται στο Σχήμα 4.29.

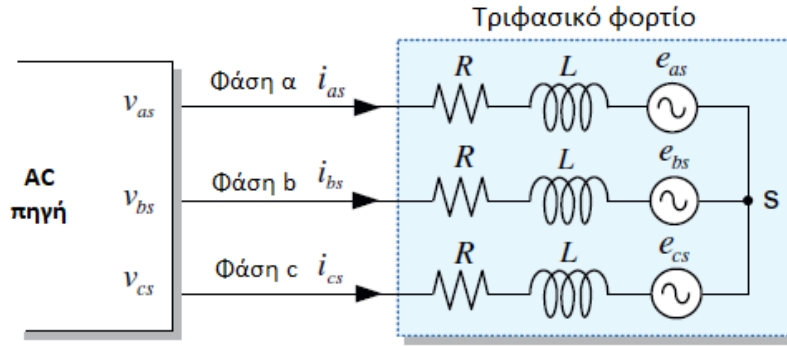
## 4.4 Ρυθμιστής ρεύματος

### 4.4.1 $d - q$ ρυθμιστής ρεύματος

Εφόσον ένας τριφασικός κινητήρας εναλλασσόμενου ρεύματος έχει τρία ρεύματα στάτη, θα μπορούσε αρχικά να θεωρηθεί ότι χρειάζονται τρεις ρυθμιστές ρεύματος για τη μεμονωμένη ρύθμιση των ρευμάτων. Ωστόσο, δεδομένου ότι οι περιελίξεις τους είναι συνήθως συνδεδεμένες σε αστέρα με ένα ουδέτερο κόμβο, το άθροισμα των ρευμάτων τους είναι ίσο με μηδέν και επομένως μόνο δύο από τα ρεύματα ελέγχονται ανεξάρτητα. Επιπλέον, ο διανυσματικός έλεγχος χρησιμοποιεί τα δύο ρεύματα των  $d$  και  $q$ -άξωνων, στα οποία έχει μετατραπεί το τριφασικό ρεύμα. Επομένως, είναι φυσικό να χρησιμοποιείτε μόνο δύο ανεξάρτητους ελεγκτές ρεύματος για το έλεγχο των τριφασικών ρευμάτων ενός κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος. Στην συνέχεια θα εισαγάγουμε τον ρυθμιστή για τον έλεγχο των δύο ρευμάτων των  $d$  και  $q$ -άξωνων.



Σχήμα 4.29: Σύστημα διανυσματικού ελέγχου συμπεριλαμβανόμενου του ελεγκτή ταχύτητας και του ελεγκτή ροής.



Σχήμα 4.30: Τρι-φασικό φορτίο [33]

#### 4.4.1.1 $d - q$ ρυθμιστής ρεύματος στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς

Ας θεωρήσουμε αρχικά τον ρυθμιστή ρεύματος ενός τυπικού τριφασικού φορτίου όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.30. Ένα τριφασικό φορτίο μπορεί να αντιμετωπιστεί ως ένα κύκλωμα R-L με αντί-ΗΕΔ και να εκφραστεί μέσω των παρακάτω εξισώσεων:

$$\begin{aligned} v_{as} &= Ri_{as} + L \frac{di_{as}}{dt} + e_{as} \\ v_{bs} &= Ri_{bs} + L \frac{di_{bs}}{dt} + e_{bs} \\ v_{cs} &= Ri_{cs} + L \frac{di_{cs}}{dt} + e_{cs} \end{aligned} \quad (4.56)$$

όπου  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$ ,  $v_{cs}$ ,  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$  και  $e_{as}$ ,  $e_{bs}$ ,  $e_{cs}$  είναι οι τριφασικές τάσεις, ρεύματα και αντι-ΗΕΔ αντίστοιχα.

Εφαρμόζοντας την τεχνική μετατροπής αξόνων που εξηγήσαμε στα προηγούμενα κεφάλαια, μπορούμε να μετατρέψουμε την ;; στο d-q πλαίσιο αναφοράς ως ακολούθως:

$$v_{ds}^s = Ri_{ds}^s + L \frac{di_{ds}^s}{dt} + e_{ds}^s \quad (4.57\alpha')$$

$$v_{qs}^s = Ri_{qs}^s + L \frac{di_{qs}^s}{dt} + e_{qs}^s \quad (4.57\beta')$$

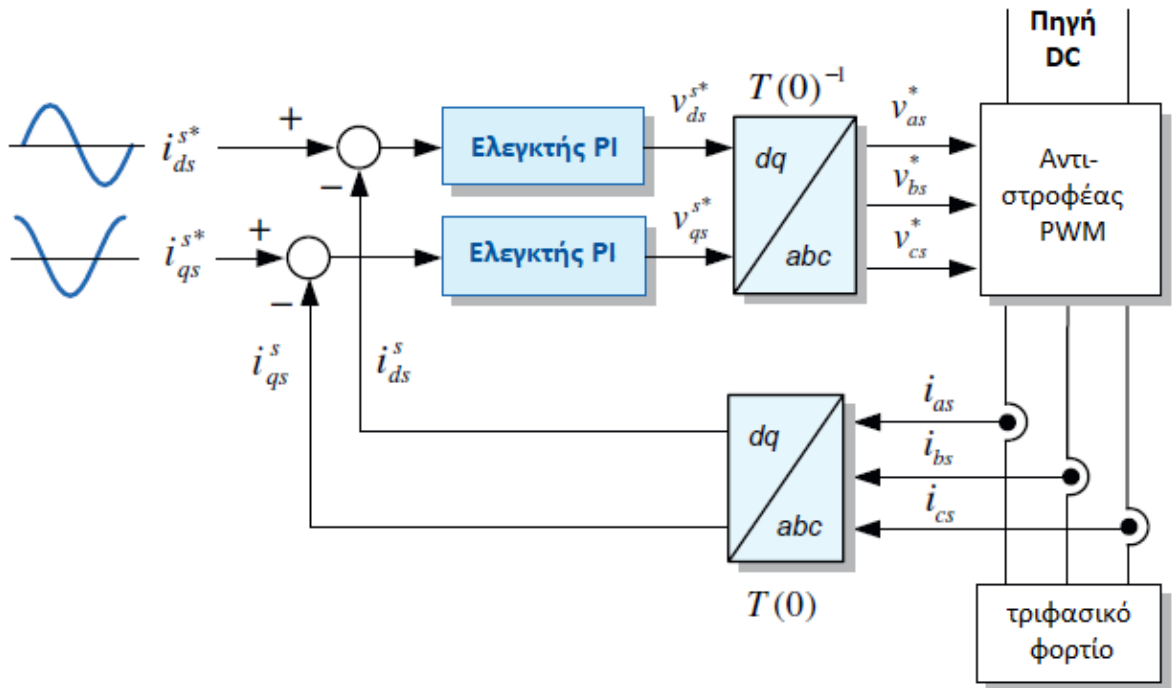
Ο ρυθμιστής των d-q ρευμάτων στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς από την Εξίσωση 4.57α' και την Εξίσωση 4.57β' φαίνεται στο Σχήμα 4.31.

Στον ρυθμιστή ρεύματος του ακίνητου πλαισίου αναφοράς d-q, τα τριφασικά ρεύματα φορτίου θα πρέπει να μετασχηματιστούν στο d-q ακίνητο πλαίσιο ώστε να χρησιμοποιηθούν ως ανατροφοδότηση. Ο ελεγκτής PI χρησιμοποιείται συνήθως για την ρύθμιση των ρευμάτων αυτών στις επιθυμητές τιμές. Οι ρυθμιστές PI παράγουν τις τάσεις  $v_{ds}^*$ ,  $v_{qs}^*$  για να μηδενίσουν το σφάλμα ρεύματος, και οι τάσεις αυτές μετατρέπονται σε τριφασικές τάσεις  $v_{as}^*$ ,  $v_{bs}^*$ ,  $v_{cs}^*$ . Το διάγραμμα του ρυθμιστή ρεύματος φαίνεται στο Σχήμα 4.32.

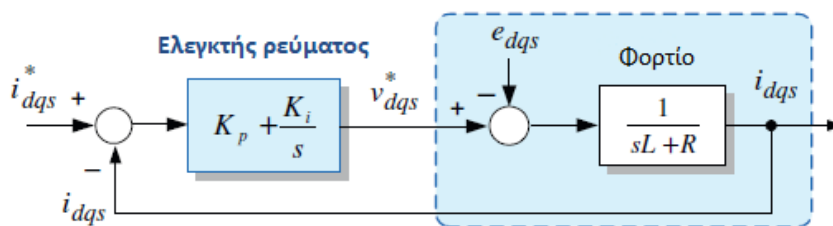
Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος είναι η ακόλουθη:

$$I_{dqs}(s) = \frac{K_p s + K_i}{Ls^2 + (R + K_p)s + K_i} I_{dqs}^*(s) - \frac{s}{Ls^2 + (R + K_p)s + K_i} E_{dqs}(s)$$

Από την Εξίσωση 4.58 φαίνεται ότι σε περίπτωση που το ρεύμα αναφοράς  $I_{dqs}^*(s)$  είναι εναλλασσόμενο μέγεθος ( δηλ.  $s \neq 0$  ), το πραγματικό ρεύμα  $I_{dqs}(s)$  δεν ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς  $I_{dqs}^*(s)$  εκτός αν ο ρυθμιστής φορτίου έχει άπειρο κέρδος. Οπότε όταν το εναλλασσόμενο ρεύμα ρυθμίζεται από τον ακίνητο ρυθμιστή, τα σφάλματα πλάτους και φάσης θα υπάρχουν πάντα στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.



Σχήμα 4.31: Ρυθμιστής d-q ρεύματος στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς. [33]



Σχήμα 4.32: Διάγραμμα μίας φάσης του ρυθμιστή ρεύματος στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς. [33]

Από την άλλη, όταν το ρεύμα αναφοράς  $I_{dqs}^*(s)$  είναι συνεχές (DC) μέγεθος ( δηλ.  $s=0$  ), τότε η Εξίσωση 4.58 γίνεται:

$$\frac{I_{dqs}(s)}{I_{dqs}^*(s)} = 1$$

Αυτό δείχνει ότι το πραγματικό ρεύμα  $I_{dqs}(s)$  μπορεί να ακολουθήσει την τιμή αναφοράς του  $I_{dqs}^*(s)$  με ακρίβεια, δηλ. το σφάλμα μόνιμης κατάστασης γίνεται μηδέν. Το γεγονός

αυτό σημαίνει ότι ο έλεγχος συνεχών μεγεθών ρεύματος είναι προτιμότερος σε σχέση με των εναλλασσόμενων, και για τον λόγο αυτό συνήθως επιλέγουμε τα συνεχή αυτά μεγέθη. Για το σκοπό αυτό, ο έλεγχος ρεύματος θα πρέπει να πραγματοποιηθεί στο σύγχρονο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, όπου τα ρεύματα του φορτίου AC μπορούν να δοθούν ως ποσότητες DC. Αυτός ο ρυθμιστής ονομάζεται *d-q ρυθμιστής ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς*, ο οποίος χρησιμοποιείται ευρέως για το έλεγχο των AC συστημάτων.

#### 4.4.1.2 *d-q ρυθμιστής ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς*

Ο μετασχηματισμός της [Εξίσωση 4.57α'](#) και της [Εξίσωση 4.57β'](#) από το ακίνητο στο σύγχρονα περιστρεφόμενο με γωνιακή ταχύτητα  $\omega_e$  πλαίσιο αναφοράς δίνει το ακόλουθο σύστημα εξισώσεων:

$$v_{ds}^e = Ri_{ds}^e + L \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e Li_{qs}^e + e_{ds}^s \quad (4.58\alpha')$$

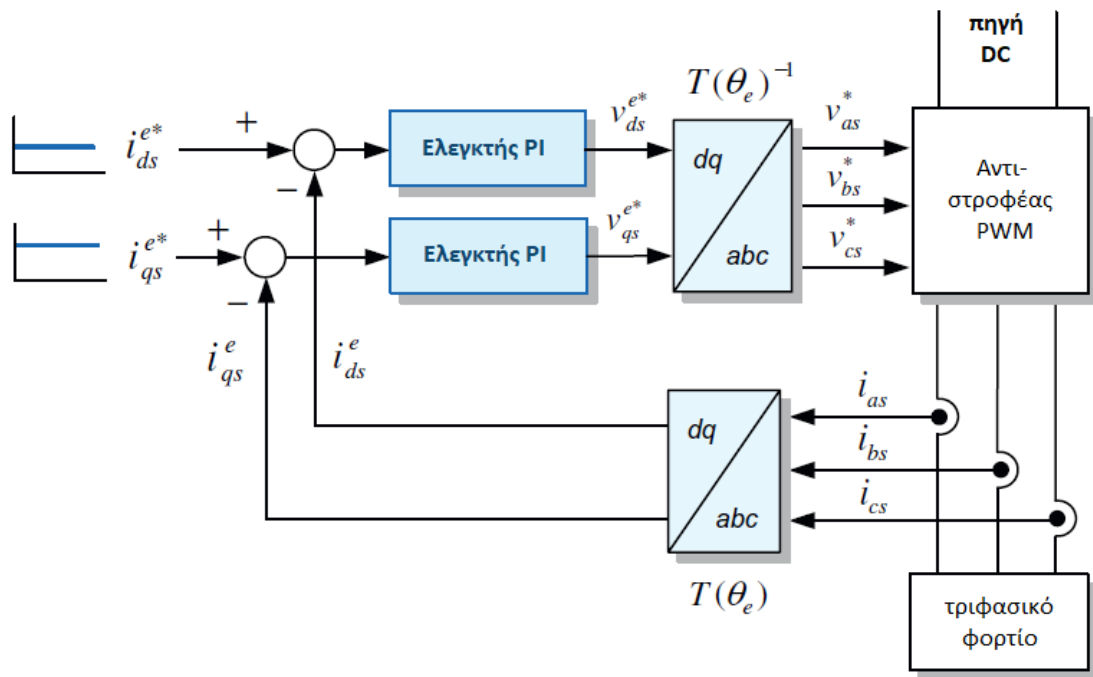
$$v_{qs}^e = Ri_{qs}^e + L \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e Li_{ds}^e + e_{qs}^s \quad (4.58\beta')$$

Σε αντίθεση με το ακίνητο πλαίσιο, όλα τα μεγέθη στις εισώσεις αυτές είναι συνεχή (DC) στην μόνιμη κατάσταση. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι, εκτός από τις αντί-ΗΕΔ  $e_{ds}^e$  και  $e_{qs}^e$ , υπάρχουν και τα μεγέθη  $-\omega_e Li_{qs}^e$  και  $+\omega_e Li_{ds}^e$  (αναφέρονται συχνά και ως *ταχύτητες τάσης*) στην [Εξίσωση 4.57α'](#) και της [Εξίσωση 4.57β'](#) του σύγχρονα περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς. Οι ταχύτητες τάσης είναι συνδεδεμένες στο πλαίσιο των αξόνων d-q. Οπότε, κάποια αλλαγή στο ρεύμα του d άξονα μπορεί να επηρεάσει τον έλεγχο του ρεύματος του q άξονα, και αντίστροφα. Αυτές είναι οι κυριότερες διαταραχές του συστήματος ελέγχου αυτού.

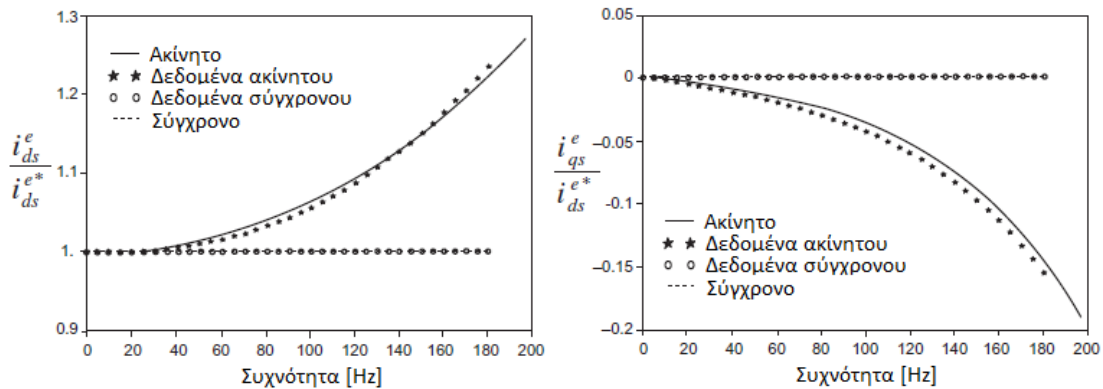
Το διάγραμμα ενός ρυθμιστή ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς φαίνεται στο [Σχήμα 4.33](#).

Η δομή αυτού του ρυθμιστή φαίνεται να είναι παρόμοια με αυτή του ρυθμιστή ρεύματος ακίνητου πλαισίου στο [Σχήμα 4.31](#), αλλά τα ελεγχόμενα ρεύματα είναι DC ποσότητες και έτσι χρησιμοποιείται διαφορετικός μετασχηματισμός. Δεδομένου ότι το σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς χρησιμοποιεί ποσότητες DC, τα ρεύματα μπορούν να ρυθμιστούν καλά χρησιμοποιώντας ένα PI ελεγκτή.





Σχήμα 4.33: Διάγραμμα ρυθμιστή ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.



Σχήμα 4.34: Σύγκριση μεταξύ ακίνητου και σύγχρονα ρυθμιζόμενου ρυθμιστή.

Το Σχήμα 4.34 απεικονίζει τη σύγκριση επιδόσεων μεταξύ του ρυθμιστή ρεύματος στο ακίνητο και το σύγχρονα περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς στην μόνιμη κατάσταση για ένα RL φορτίο. Από το αριστερό σχήμα που δείχνει την απόδοση του ελέγχου ρεύματος του άξονα d, μπορούμε να δούμε ότι το σφάλμα μόνιμης κατάστασης για τον ρυθμιστή ρεύματος του σταθερού πλαισίου αυξάνεται με τη αύξηση της συχνότητας λειτουργίας του ρεύματος. Από την άλλη, ο ρυθμιστής ρεύματος του σύγχρονα περιστρεφόμενου πλαισίου δεν έχει κανένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης, ανεξάρτητα της συχνότητας λειτουργίας. Επιπλέον, μπορούμε να δούμε ότι υπάρχει μια σταυροειδής σύζευξη μεταξύ των αξόνων για τον ρυθμιστή ρεύματος σταθερού πλαισίου στο δεξί σχήμα. Το σφάλμα ελέγχου για το ρεύμα του άξονα q αυξάνεται καθώς αυξάνει η συχνότητα λειτουργίας του ρεύματος αναφοράς του d άξονα στο ακίνητο

πλαίσιο αναφοράς.

#### 4.4.1.3 Επιλογή συντελεστών κέρδους για τον ελεγκτή ρεύματος PI στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

Στο σημείο αυτό θα πρέπει να επαναλάβουμε ότι ένας ρυθμιστής στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ελέγχει DC ποσότητες. Η επιλογή των συντελεστών κέρδους είναι παρόμοια με αυτή της DC μηχανής και για τον λόγο αυτό μπορούν να χρησιμοποιηθούν εξισώσεις που προκύπτουν από την ανάλυση του αρκετά ποιο απλοϊκού μοντέλου της τελευταίας.

##### 4.4.1.3.1 Υπολογισμός PI συντελεστών μηχανής συνεχούς ρεύματος

Ο PI ελεγκτής είναι ο ποιό ευρέως διαδεδομένος για τον έλεγχο ρεύματος της μηχανής συνεχούς ρεύματος. Στην συνέχεια θα περιγράψουμε την σχεδίαση αυτού και την επιλογή των συντελεστών P και I. Ο ελεγκτής PI αποτελείται από τον αναλογικό όρο, ο οποίος εξαρτάται από το παρών σφάλμα, και τον ολοκληρωτικό όρο, ο οποίος εξαρτάται από τα συσσωρευμένα σφάλματα:

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.59)$$

όπου  $K_p$  και  $K_i$  είναι ο αναλογικός και ο ολοκληρωτικός όρος αντίστοιχα.

Το [Σχήμα 4.35](#) δίνει την απόκριση συχνότητας του ελεγκτή PI. Ο ελεγκτής αυτός έχει άπειρο DC κέρδος (δηλ. κέρδος όταν  $\omega=0$ ) λόγω του ολοκληρωτή. Η συνάρτηση μεταφοράς της εξίσωσης [4.59](#) μπορεί να παρουσιαστεί ως εξής

$$G_{pi}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_{pi}s}\right) = K_p \frac{\left(s + \frac{1}{T_{pi}}\right)}{s} \quad (4.60)$$

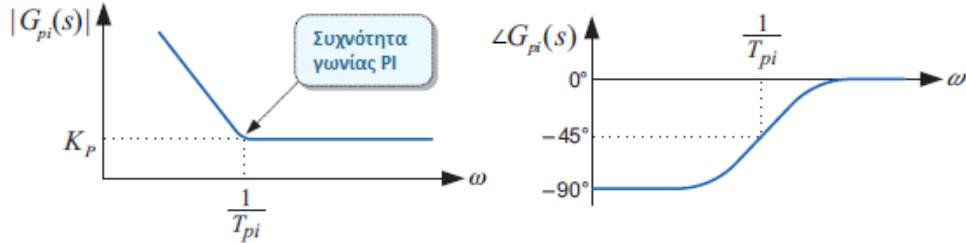
όπου  $T_{pi} = \frac{K_p}{K_i}$  είναι η σταθερά χρόνου ολοκλήρωσης του ελεγκτή PI και  $\frac{1}{T_{pi}}$  είναι η γωνιακή συχνότητα του PI. Από την [Εξίσωση 4.60](#), μπορούμε να δούμε ότι ο ελεγκτής PI μπορεί να προσθέσει έναν πόλο στο  $s = 1$  και ένα μηδενικό στο  $s = -\frac{K_i}{K_p}$  της συνάρτησης μεταφοράς.

Η τοποθέτηση μηδενικού έχει μια ισχυρή επίδραση στην απόδοση του συστήματος, η οποία θα περιγραφεί λεπτομερώς αργότερα. Αν το μηδενικό τοποθετηθεί σωστά, τότε η απόσβεση του συστήματος μπορεί να βελτιωθεί. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ο πόλος στο  $s = 0$  του ελεγκτή PI προκαλεί την αύξηση του τύπου συστήματος με την προσθήκη ενός ολοκληρωτή  $1/s$  στην συνάρτηση μεταφοράς, βελτιώνοντας το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Ωστόσο, ο αυξημένος τύπος συστήματος μπορεί να κάνει το σύστημα ασταθές όταν τα κέρδη είναι αρκετά μεγάλα. Σε γενικές γραμμές, ο PI ελεγκτής μπορεί να βελτιώσει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης αλλά σε βάρος της ευστάθειας. Επιπλέον, ο ελεγκτής PI μπορεί να μειώσει την υπέρπήδηση (overshoot) και να βελτιώσει το κέρδος και το περιθώριο φάσης καθώς και την κορυφή συντονισμού, αλλά μειώνει το εύρος ζώνης και επεκτείνει τον χρόνο αύξησης. Ο ελεγκτής PI έχει την ιδιότητα του χαμηλοπερατού φίλτρου μειώνοντας τον θόρυβο.

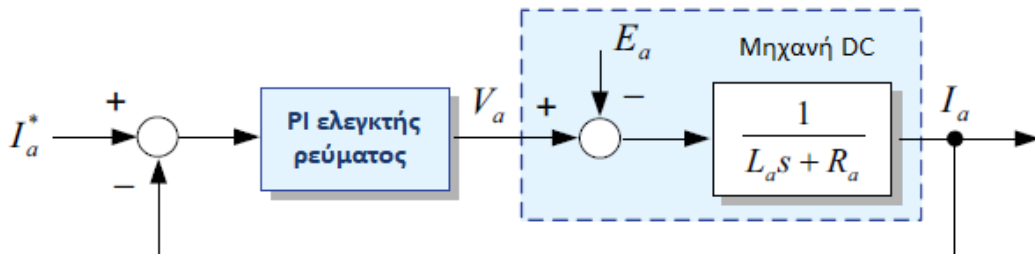
Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος της μηχανής συνεχούς ρεύματος περιλαμβάνει τον PI ελεγκτή ρεύματος όπως φαίνεται στο [Σχήμα 4.36](#)

$$I(s) = \frac{K_{pc}s + K_{ic}}{L_a s^2 + (R_a + K_{pc})s + K_{ic}} I^*(s) - \frac{s}{L_a s^2 + (R_a + K_{pc})s + K_{ic}} E(s) \quad (4.61)$$

όπου  $K_{pc}$  και  $K_{ic}$  είναι τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη του ρυθμιστή ρεύματος.



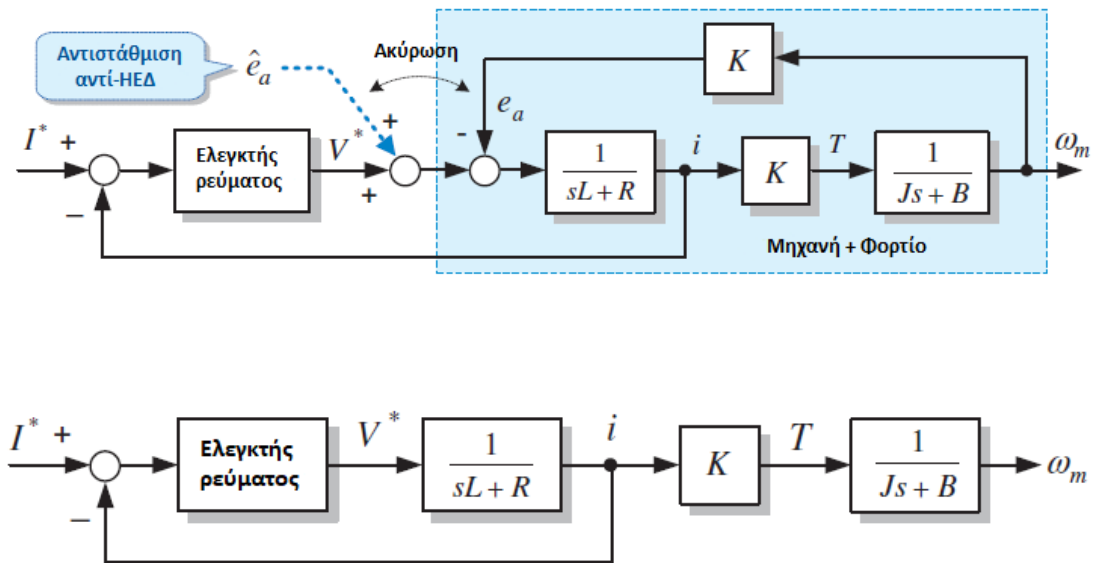
Σχήμα 4.35: Απόκριση συχνότητας ελεγκτή PI.



Σχήμα 4.36: Διάγραμμα ελέγχου μηχανής ΣΡ με ελεγκτή ρεύματος.

Από την [Εξίσωση 4.61](#) φαίνεται ότι η αντί-ΗΕΔ  $E(s)$  της μηχανής ΣΡ θα συμπεριφέρεται ως διαταραχή στον ρυθμιστή ρεύματος. Αν η αναφορά ρεύματος της μηχανής είναι μία σταθερή τιμή (δηλ.  $s=0$ ), η τιμή  $E(S)$  δεν θα έχει καμία επίδραση στον ρυθμιστή. Ωστόσο, όταν το ρεύμα αναφοράς  $I^*(s)$  αλλάζει, το  $E(S)$  μπορεί να έχει επιρροή στην δυναμική συμπεριφορά του πραγματικού ρεύματος  $I(s)$  να ακολουθήσει την αναφορά.

Για έναν μεγάλο συντελεστή αδράνειας του συστήματος, η επίδραση του  $E(S)$  στον τρέχοντα έλεγχο μπορεί να αμεληθεί αφού η διακύμανση του  $E(S)$  λόγω της διακύμανσης της ταχύτητας είναι πολύ μικρή. Ωστόσο, για σερβοκινητήρες σχεδιασμένους με μικρή αδράνεια για γρήγορη απόκριση ταχύτητας, η επίδραση του  $E(S)$  δεν μπορεί να αγνοηθεί. Για να επιτευχθεί καλή απόδοση του ελεγκτή ρεύματος εξαλείφοντας αυτή την ανεπιθύμητη επίδραση της αντί-ΗΕΔ, μπορούμε να υιοθετήσουμε τον έλεγχο πρόσω τροφοδότησης. Δεδομένου ότι η αντί-ΗΕΔ ενός κινητήρα ΣΡ είναι  $e_a = k_e \phi \omega_m$ , μπορούμε εύκολα να εκτιμήσουμε από τις πληροφορίες ταχύτητας. Όταν η διαταραχή  $E(S)$  αντισταθμίζεται από την πρόσω-τροφοδότηση όπως στο [Σχήμα ;;](#), ο κινητήρας ΣΡ θα απλουστευθεί ως κύκλωμα R-L που φαίνεται στο [Σχήμα 4.38](#).



Σχήμα 4.38: Διάγραμμα ελεγκτή ρεύματος

Για την περίπτωση του σχήματος 4.38, ο έλεγχος ρεύματος θα είναι ευκολότερος και η αποδοσή του θα βελτιωθεί. Η Εξίσωση 4.61 γίνεται:

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{K_{pc}s + K_{ic}}{L_a s^2 + (R_a + K_{pc})s + K_{ic}} \quad (4.62)$$

Από την Εξίσωση 4.62, φέρεται ότι τα χαρακτηριστικά του ρυθμιστή ρεύματος εξαρτώνται από την απόδοση του ρυθμιστή ρεύματος, ο οποίος θα χαρακτηριστεί στην συνέχεια υπολογίζοντας τους συντελεστές P και I.

Στην συνέχεια, θα δούμε πώς επιλέγονται τα κέρδη για να επιτευχθεί τις επιθυμητές επιδόσεις του ελεγκτή ρεύματος. Εδώ θα παρουσιάσουμε μια επιλογή κέρδους με βάση την απόκριση συχνότητας του συστήματος.

#### 4.4.1.3.2 Αναλογικός-ολοκληρωτικός συντελεστής μηχανής συνεχούς ρεύματος

Στο Σχήμα 4.39 φέρεται ένας ελεγκτής ρεύματος ο οποίος περιλαμβάνει έναν ελεγκτή PI. Υποθέτουμε ότι ο έλεγχος πρόσω-τροφοδότησης αντισταθμίζει την αντί-ΗΕΔ του κινητήρα συνεχούς ρεύματος.

Σε αυτόν τον ελεγκτή ρεύματος PI, η σχέση μεταξύ του σφάλματος ρεύματος και της τάση εξόδου δίνεται ως

$$V_a = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{T_{pi}} s\right) (I_a^* - I_a) \quad (4.63)$$

όπου  $T_{pi} (= K_{pc}/K_{ic})$  είναι η ολοκληρωτική χρονική σταθερά του ελεγκτή ρεύματος PI και  $K_{ic}$  είναι το ολοκληρωτικό κέρδος.

Υπάρχουν αρκετοί κανόνες ρύθμισης κέρδους PI όπως η διάσημη μέθοδος Ziegler-Nichols. Εδώ, θα υιοθετήσουμε την τεχνική ακύρωσης πόλων-μηδενικών. Χρησιμοποιώντας την ακύρωση πόλων-μηδενικών, μπορούμε να αφαιρέσουμε τα χαρακτηριστικά του ελεγκτή ρεύματος της μηχανής ΣΡ, έτσι ώστε ο ελεγκτής PI να μπορεί να καθορίσει την επίδοση του ελεγκτή ρεύματος. Η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου του συστήματος  $G_c^o(s)$  είναι:

$$G_c^o(s) = K_{pc} \frac{s + \frac{1}{T_{pi}}}{s} \frac{1}{L_a s + R_a} = K_{pc} \frac{(s + \frac{K_{ic}}{K_{pc}})}{s} \frac{\frac{1}{L_a}}{(s + \frac{R_a}{L_a})} \quad (4.64)$$

Αν το μηδενικό  $(-K_{ic}/K_{pc})$  του ελεγκτή PI είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να ακυρώσει τον πόλο  $(-R_a/L_a)$  της μηχανής ΣΡ βάσει της μεθόδου ακύρωσης πόλων-μηδενικών, δηλ

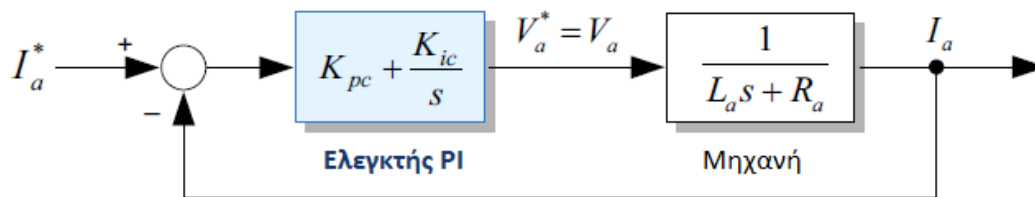
$$\frac{1}{T_{pi}} = \frac{K_{ic}}{K_{pc}} = \frac{R_a}{L_a} \quad (4.65)$$

τότε η Εξίσωση 4.64 γίνεται

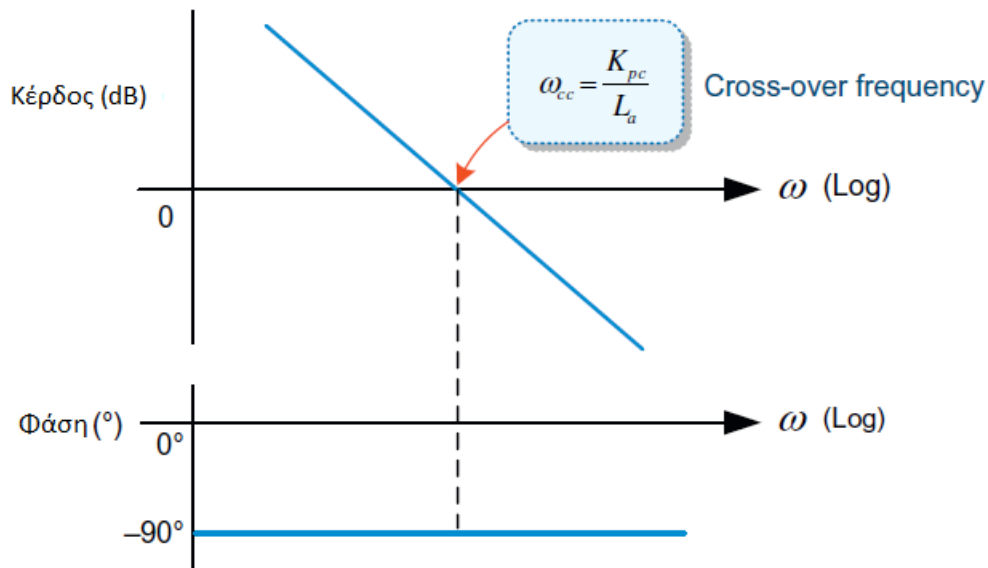
$$G_c^o(s) = \frac{1}{\frac{L_a}{K_{pc}} s} \quad (4.66)$$

Το Σχήμα 4.40 παρουσιάζει το διάγραμμα Bode απόκρισης συχνότητας ανοιχτού βρόχου βάσει του  $G_c^o(s)$ . Η φάση είναι  $-90^\circ$  στην συχνότητα κέρδους  $\omega_{cc}$  όπου το πλάτος  $|G_c^o(j\omega)| = 0dB$ . Άρα το περιθώριο κέρδους είναι θετικό και το σύστημα θα είναι ευσταθές. Στην περίπτωση αυτή η συνάρτηση μεταφοράς της εξίσωσης 4.66 γίνεται σύστημα τύπου = 1 και έτσι, μπορούμε να περιμένουμε μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης

$$\epsilon_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G_c^o(s)} = \frac{1}{1 + \infty} \quad (4.67)$$



Σχήμα 4.39: PI ελεγκτής ρεύματος



Σχήμα 4.40: Απόκριση συχνότητας ανοιχτού βρόχου

Από την [Εξίσωση 4.66](#), το  $\omega_{cc}$  προκύπτει ως εξής

$$|G_c^o(j\omega_{cc})| = \frac{1}{|\frac{L_a}{K_{pc}}j\omega_{cc}|} = 1 \rightarrow \omega_{cc} = \frac{K_{pc}}{L_a} \quad (4.68)$$

Η συχνότητα κέρδους  $\omega_{cc}$  της απόκρισης συχνότητας ανοιχτού βρόχου είναι ίση με τη συχνότητα αποκοπής κέρδους της απόκρισης συχνότητας κλειστού βρόχου, η οποία υποδεικνύει το εύρος ζώνης του συστήματος ελέγχου ρεύματος. Ας ελέγξουμε το εύρος ζώνης του συστήματος αυτού.

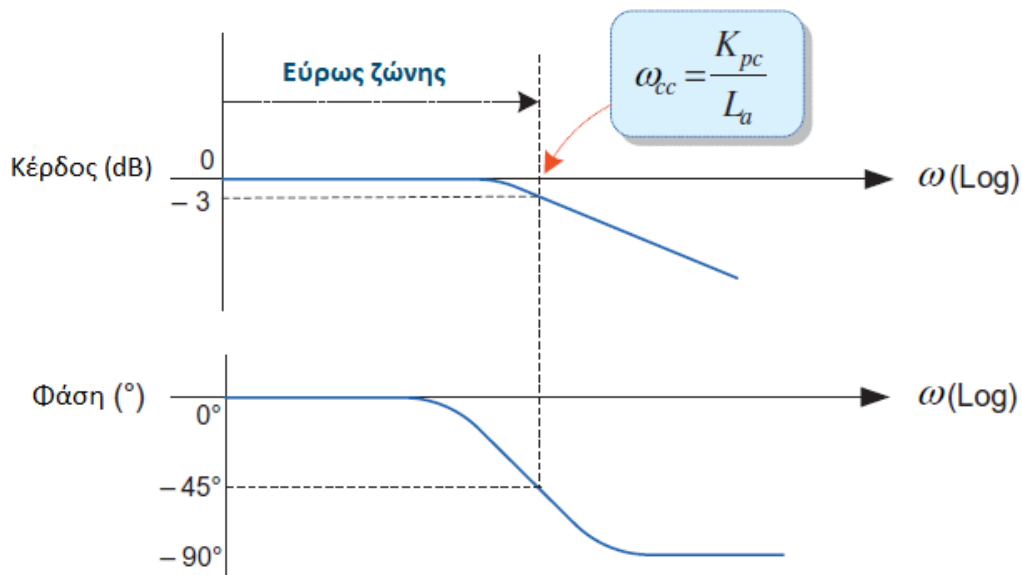
Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος είναι

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = G_c^c(s) = \frac{G_c^o(s)}{1 + G_c^o(s)} = \frac{1}{(\frac{L_a}{K_{pc}})s + 1} = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \quad (4.69)$$

Η απόκριση συχνότητας φέρεται στο [Σχήμα 4.41](#). Παρατηρούμε ότι το εύρος ζώνης του συστήματος δίνεται ως  $\omega_{cc}$  θέωρώντας  $|G_c^c(j\omega)|$  ίσο με  $1/\sqrt{2}$  ( $= 3dB$ ) ως

$$|G_c^c(j\omega)| = \left| \frac{\omega_{cc}}{j\omega + \omega_{cc}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.70)$$

Άρα, το εύρος ζώνης είναι ίσο με τη συχνότητα κέρδους της απόκρισης συχνότητας ανοιχτού βρόχου.



Σχήμα 4.41: Απόκριση συχνότητας κλειστού βρόχου

Έτσι, αν το μηδενικό του ελεγκτή PI έχει σχεδιαστεί για να ακυρώσει τον πόλο του συστήματος, ο ελεγκτής ρεύματος εκφράζεται απλώς ως σύστημα πρώτης τάξης με συχνότητα αποκοπής  $\omega_{cc}$ , η οποία είναι σταθερή. Σε αυτήν την περίπτωση, δεν θα υπάρχει υπερπήδηση στην απόκριση και ο χρόνος που θα απαιτηθεί για να φτάσει την τελική τιμή θα είναι περίπου τετραπλάσιος της χρονικής σταθεράς του συστήματος.

Με βάση την εξήγηση που δόθηκε παραπάνω, τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη του ελεγκτή ρεύματος που χρειάζονται για την επίτευξη του επιθυμητού εύρους ζώνης μπορούν να καθοριστούν ως εξής.

Εάν το απαιτούμενο εύρος ζώνης είναι  $\omega_{cc}$  τότε το αναλογικό κέρδος  $K_{pc}$  μπορεί να προκύψει από την [Εξίσωση 4.68](#) και το ολοκληρωτικό κέρδος  $K_{ic}$  από την [Εξίσωση 4.65](#) ως

$$\text{Αναλογικός όρος : } K_{pc} = L_a \cdot \omega_{cc} \quad (4.71\alpha')$$

$$\text{Ολοκληρωτικός όρος : } K_{ic} = \frac{R_a}{L_a} K_{pc} = R_a \cdot \omega_{cc} \quad (4.71\beta')$$

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι τα κέρδη του ελεγκτή εξαρτώνται από τις παραμέτρους  $L_a$  και  $R_a$  της μηχανής. Επομένως, οι τιμές κέρδους για να επιτευχθεί η ίδια απόδοση ελέγχου μπορεί να διαφέρει από μηχανή σε μηχανή. Για παράδειγμα, ένας κινητήρας με μεγάλη τιμή αυτεπαγωγής τυλίγματος, του οποίου το ρεύμα είναι δύσκολο να αλλάξει, χρειάζεται ένα μεγαλύτερο αναλογικό κέρδος για να αποκτήσει ίσο εύρος ζώνης ελεγκτή ρεύματος από το ότι μια μηχανή με μικρή την τιμή αυτή, και εύκολα μεταβαλλόμενο ρεύμα. Συνεπώς, είναι απαραίτητες οι ακριβείς πληροφορίες σχετικά με τις παραμέτρους του κινητήρα για την επίτευξη αποδοτικού ελέγχου.

#### 4.4.1.3.3 Αναλογικός-ολοκληρωτικός συντελεστής μηχανής επαγωγής

Βάση της ανάλυσης της DC μηχανής μπορούμε να αποφανθούμε ότι ο αναλογικός και ο

ολοκληρωτικός συντελεστής της μηχανής επαγωγής στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μπορούν να επιλεγούν ως εξής:

$$\text{Αναλογικός όρος : } K_p = L \cdot \omega_c \quad (4.72\alpha')$$

$$\text{Ολοκληρωτικός όρος : } K_i = R \cdot \omega_c \quad (4.72\beta')$$

όπου R και L είναι οι αντίσταση και η αυτεπαγωγή του φορτίου, ενώ  $\omega_c$  είναι το εύρος ζώνης ελέγχου του ρυθμιστή ρεύματος. Εδώ, ο αναλογικός όρος προσδιορίζεται βάση του απαιτούμενου εύρους ζώνης  $\omega_c$  του ελεγκτή ρεύματος, ενώ ο ολοκληρωτικός όρος προσδιορίζεται από την σχέση  $K_p/K_i = L/R$ . Στο σημείο αυτό θα πρέπει να επισημάνουμε ότι οι τιμές R-L διαφέρουν σε κάθε σύστημα. Για τον λόγω αυτό στην συνέχεια θα υπολογιστούν για το συγκεκριμένο σύστημα μηχανής επαγωγής.

Οι d-q εξισώσεις τάσης της μηχανής επαγωγής στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δίνονται ως εξής:

$$v_{ds}^e = R i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (4.73\alpha')$$

$$v_{qs}^e = R i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (4.73\beta')$$

Η ροή στάτη των εξισώσεων αυτών μπορεί να εκφραστεί ως άθροισμα της ροής δρομέα και του ρεύματος στάτη

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e = L_s i_{ds}^e + L_m \left( \frac{\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e}{L_r} \right) = \sigma L_s i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (4.74\alpha')$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e = L_s i_{qs}^e + L_m \left( \frac{\lambda_{qr}^e - L_m i_{qs}^e}{L_r} \right) = \sigma L_s i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \quad (4.74\beta')$$

όπου  $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$  και τα ρεύματα δρομέα μπορούν να υπολογιστούν από την ροή δρομέα

$$i_{dr}^e = \frac{\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e}{L_r} \leftarrow \lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (4.75\alpha')$$

$$i_{qr}^e = \frac{\lambda_{qr}^e - L_m i_{qs}^e}{L_r} \leftarrow \lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (4.75\beta')$$

Αντικαθιστώντας την Εξίσωση 4.75α' και Εξίσωση 4.75β' στην Εξίσωση 4.74α' και Εξίσωση 4.74β' λαμβάνουμε

$$\begin{aligned} v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e + \omega_e \lambda_{qs}^e \\ &= R_s i_{ds}^e + p \left( \sigma L_s i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \right) - \omega_e \left( \sigma L_s i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \right) \\ &= \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e - \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \end{aligned} \quad (4.76)$$

$$\begin{aligned} v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \\ &= R_s i_{qs}^e + p \left( \sigma L_s i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \right) - \omega_e \left( \sigma L_s i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \right) \\ &= \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{qr}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \end{aligned} \quad (4.77)$$



Κατά την χρήση διανυσματικού ελέγχου, όπου  $\lambda_{qr}^e = 0$ , οι παραπάνω εξισώσεις γίνονται:

$$v_{ds}^e = (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \quad (4.78)$$

$$v_{qs}^e = (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \quad (4.79)$$

Βάση των παραπάνω εξισώσεων, οι ισοδύναμες τιμές των R και L για την μηχανή επαγωγής είναι:

$$R = R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \quad (4.80)$$

$$L = \sigma L_s \quad (4.81)$$

Άρα τα κέρδη PI του σύγχρονα περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς του ρυθμιστή ρεύματος της μηχανής επαγωγής είναι :

$$\text{Αναλαογικός όρος : } K_p = \sigma L_s \cdot \omega_c \quad (4.82\alpha')$$

$$\text{Ολοκληρωτικός όρος : } K_i = [R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2] \cdot \omega_c \quad (4.82\beta')$$

#### 4.4.2 Έλεγχος προστροφοδότησης

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ο ρυθμιστής ρεύματος PI στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως για τον έλεγχο ρεύματος μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος καθώς μπορεί να επιτευχθεί μέσω αυτού μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης και μια καλή μεταβατική συμπεριφορά παρά την απλότητά του. Επίσης αναφέραμε ότι οι εξισώσεις τάσης στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο έχουν αλληλο-συνδεδεμένα τα στοιχεία,  $-\omega_e L i_{qs}^e$  και  $\omega_e L i_{ds}^e$ , πέρα από την αντί-ΗΕΔ

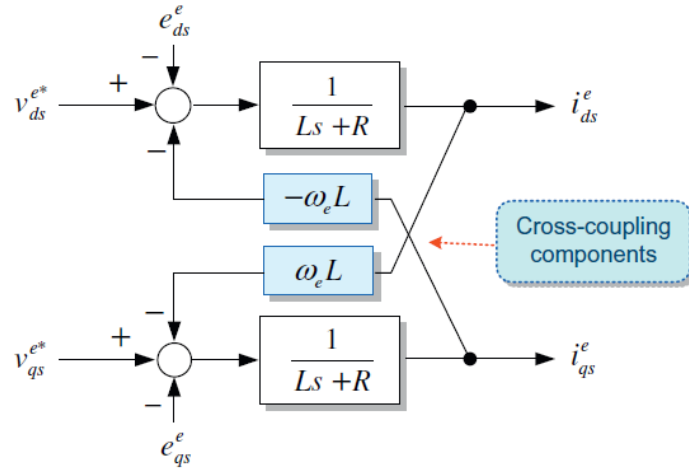
$$v_{ds}^e = R i_{ds}^e + L \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega L i_{qs}^e + e_{ds}^e \quad (4.83)$$

$$v_{qs}^e = R i_{qs}^e + L \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega L i_{ds}^e + e_{qs}^e \quad (4.84)$$

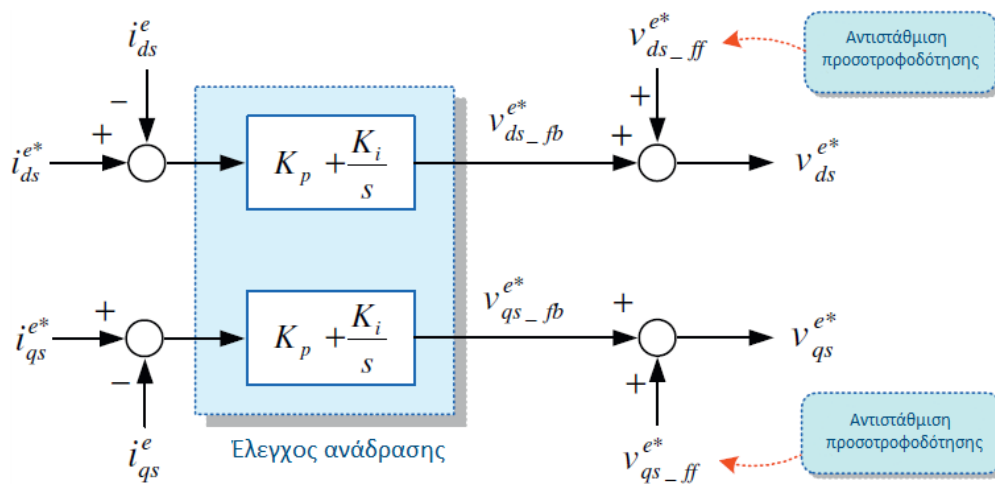
Το ζεύγος αυτό εξισώσεων παρουσιάζεται ως μπλοκ διάγραμμα στο [Σχήμα 4.42](#).

Οι συνιστώσες αυτές της τάσης μπορούν να έχουν μία αρνητική επίδραση στην ανατροφοδότηση του ελεγκτή ρεύματος παρόλο που χρησιμοποιείται ρυθμιστής ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Συγκεκριμένα, στις υψηλές συχνότητες, όπου οι τάσεις είναι μεγάλες, μπορούμε να έχουμε ταλαντώσεις του ρεύματος. Εάν το εύρος ζώνης του ελεγκτή ρεύματος είναι αρκετά μεγάλο, τότε η επιρροή των ρευμάτων αυτών μπορεί να μειωθεί. Παρόλα αυτά όπως έχει αναφερθεί, η τιμή των κερδών εξαρτάτε από την διακοπτική συχνότητα και τον ρυθμό δειγματοληψίας. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι τα μεγάλα κέρδη κάνουν το σύστημα πιο ευαίσθητο σε θόρυβο. Για την βελτίωση αυτών των διαταραχών, εισάγεται ο έλεγχος προστροφοδότησης (γνωστός και ως *decoupling control*) εκτός από τον έλεγχο ανάδρασης.

Όταν χρησιμοποιούμε τον έλεγχο προστροφοδότησης, η τάση εξόδου του ρυθμιστή ρεύματος στο σύγχρονο πλαίσιο αποτελείται από δύο στοιχεία:



Σχήμα 4.42: Εξισώσεις τάσης στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.



Σχήμα 4.43: Ρυθμιστή ρεύματος με προστροφοδότηση.

$$v_{ds}^{e*} = v_{ds\_fb}^{e*} + v_{ds\_ff}^{e*} \quad (4.85)$$

$$v_{qs}^{e*} = v_{qs\_fb}^{e*} + v_{qs\_ff}^{e*} \quad (4.86)$$

όπου  $v_{ds\_fb}^{e*}$ ,  $v_{qs\_fb}^{e*}$  είναι οι τάσεις ανάδρασης του PI ελεγκτή ρεύματος και  $v_{ds\_ff}^{e*}$ ,  $v_{qs\_ff}^{e*}$  είναι οι τάσεις μοροσοτροφοδότησης. Από τις εξισώσεις 4.84, οι μοροσοτροφοδοτούμενες τάσεις για ένα τριφασικό φορτίο είναι οι εξής:

$$v_{ds\_ff}^{e*} = -\omega_e L i_{qs}^e + e_{ds}^e \quad (4.87)$$

$$v_{qs\_ff}^{e*} = -\omega_e L i_{ds}^e + e_{qs}^e \quad (4.88)$$

Στην περίπτωση ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος, οι τάσεις μοροσοτροφοδότησης εξαρτώνται από το είδος και τα χαρακτηριστικά της μηχανής. Συγκεκριμένα για την επαγωγική μηχανή θα παρουσιαστούν στην συνέχεια.

#### 4.4.2.1 Έλεγχος μοροσοτροφοδότησης μηχανής επαγωγής

Για να μοροσεγγίσουμε της εξισώσεις τάσης μοροσοτροφοδότησης γράφουμε τις εξισώσεις 4.79 τις μηχανής επαγωγής ως:

$$v_{ds}^e = (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \quad (4.89)$$

$$v_{qs}^e = (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (4.90)$$

Εδώ οι δύο τελευταίοι όροι κάθε εξίσωσης αποτελούν την τάση μοροσοτροφοδότησης:

$$v_{ds}^e = -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \quad (4.91)$$

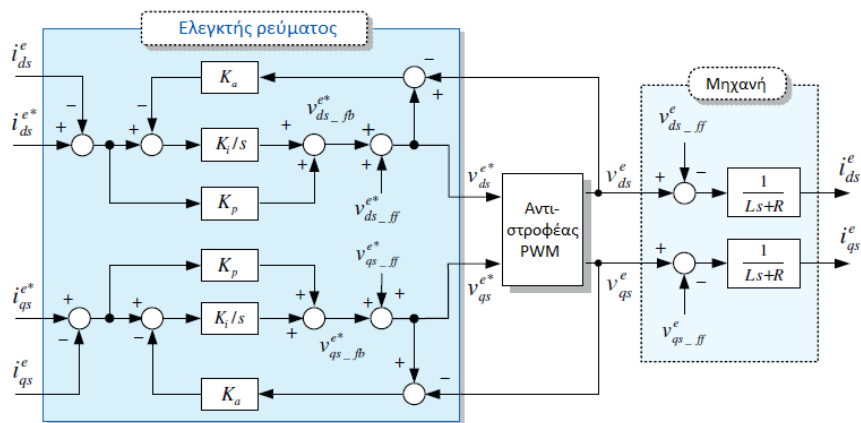
$$v_{qs}^e = \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (4.92)$$

Χρησιμοποιώντας την εν λόγω μέθοδο μοροσοτροφοδότησης η μηχανή μετατρέπεται σε ένα R-L παθητικό κύκλωμα, βελτιώνοντας παράλληλα την επίδοση του ρυθμιστή ρεύματος. Για να έχουμε μια ακριβή αντιστάθμιση μοροσοτροφοδότησης χρειάζεται μια ακριβής γνώση των επαγωγών, την πεπλεγμένης ροής και της ταχύτητας. Ακόμα και όταν στα μεγέθη αυτά υπάρχουν σφάλματα, ο έλεγχος μοροσοτροφοδότησης μορορεί να μειώσει σημαντικά την επίδραση των διαταραχών από την αντί-ΗΕΔ και την αλληλεπίδραση των στοιχείων στον ρυθμιστή ρεύματος, συγκριτικά με τον έλεγχο ανάδρασης μόνο του.

Γενικά στον έλεγχο μοροσοτροφοδότησης, είναι επιθυμητό να εκτιμηθεί η τάση μοροσοτροφοδότησης χρησιμοποιώντας τα μετρημένα ρεύματα. Στο Σχήμα 4.44 φαίνεται ο ρυθμιστής ρεύματος PI στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με μοροσοτροφοδότηση.

#### 4.4.2.2 Ελεγκτής *anti-windup*

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, παρατηρούμε ότι ο ολοκληρωτικός ελεγκτής μορορεί να εξαλείψει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης με αποτελεσματικότητα. Αυτό οφείλεται στη φύση του ελεγκτή, αφού παράγει την έξοδό του από τα συσσωρευμένα σφάλματα παρελθόντα. Ωστόσο,



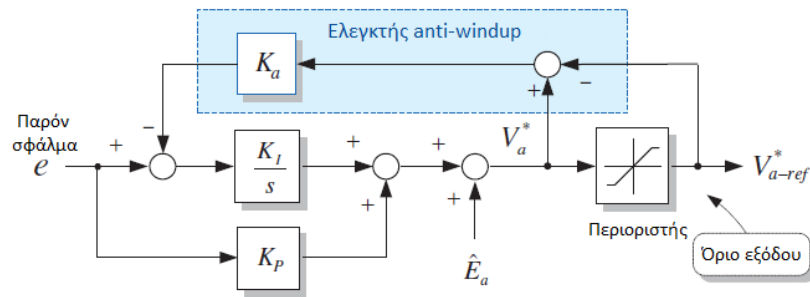
Σχήμα 4.44: Ρυθμιστής ρεύματος PI στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με μπροστοτροφοδότηση.

η φύση αυτή είναι συχνά η αιτία της υποβάθμισης της απόδοσης ελέγχου σε περιπτώσεις όπου η έξοδος του ελεγκτή είναι περιορισμένη.

Η έξοδος του ελεγκτή ρεύματος *PI*, που δείχνει την τάση αναφοράς που εφαρμόζεται σε έναν κινητήρα, πρέπει να περιορίζεται σε ένα εφικτό εύρος τιμών βάσει των ακόλουθων αιτιών. Κατ' αρχάς, στην μηχανή δεν πρέπει να εφαρμόζεται τάση που υπερβαίνει την ονομαστική τιμή. Επιπλέον, μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος, οι οποίοι παράγουν την τάση που εφαρμόζεται στον κινητήρα, έχουν συνήθως περιορισμένη τάση εξόδου λόγω της περιορισμένης διαθεσιμότητας της τάσης εισόδου και της ονομαστικής τάσης των συσκευών μεταγωγής.

Μόλις η έξοδος του ελεγκτή *PI* υπερβεί το όριο της λόγω παρατεταμένων σημάτων σφάλματος για σημαντικό χρονικό διάστημα, η έξοδος θα κορεστεί, αλλά ο ολοκληρωτής του ελεγκτή μπορεί να έχει μεγάλη τιμή από τη συνεχή ολοκλήρωσή που κάνει. Αυτό το φαινόμενο είναι γνωστό ως εκκαθάριση ολοκληρωτή (integral windup). Όταν τελειώσει το windup ο ελεγκτής δεν μπορεί να ανταποκριθεί άμεσα στις αλλαγές του σφάλματος λόγω της μεγάλης τιμής που έχει συσσωρευτεί εντός του ολοκληρωτή. Είναι απαραίτητο το σφάλμα να έχει αντίθετο πρόσημο για κάποιο μεγάλο χρονικό διάστημα, έως ότου ο ολοκληρωτής επιστρέψει στην κανονική του κατάσταση. Αυτό μετατρέπει το σύστημα σε ένα σύστημα ανοιχτού βρόχου, αφού η έξοδος βρίσκεται μονίμως στις οριακές της τιμές ανεξαρτήτως της τιμής του σφάλματος. Κατ' επέκταση, το σύστημα παρουσιάζει μια μεγάλη υπερύψωση και ένα αρκετά αυξημένο χρόνο απόκρισης. Για την αποφυγή αυτού του φαινομένου, θα πρέπει το πλάτος του όρου ολοκλήρωσης να είναι εντός των τιμών που θα θέσουμε την στιγμή που οδηγούμαστε σε κορεσμό, ώστε να μπορεί να συνεχίσει την κανονική λειτουργία μόλις αλλάξει η τιμή του σφάλματος. Υπάρχουν αρκετές μεθοδολογίες ώστε να αποφύγουμε το φαινόμενο του integrator windup, με μία εξ αυτών (back calculation) να παρουσιάζεται στο [Σχήμα 4.45](#).

Στην μεθοδολογία αυτή, όταν έχουμε κορεσμό της εξόδου, η διαφορά μεταξύ της εξόδου του ελεγκτή και της πραγματικής εξόδου, ανατροφοδοτείται στη είσοδο του ολοκληρωτή πολλαπλασιασμένη με έναν συντελεστή  $K_a$ , έτσι ώστε η συσσωρευμένη ποσότητα του ολοκληρωτή να παραμένει κάποια επιθυμητή τιμή. Ο όρος αυτός  $K_a$  συνήθως επιλέγεται ως αντίστροφος του παραγωγικού κέρδους  $K_a = 1/K_p$  ώστε να εξαλειφθεί η δυναμική του περιοριστή τάσης.



Σχήμα 4.45: Σύστημα ελέγχου.

## 4.5 Εκτιμητής ταχύτητας και έλεγχος χωρίς αισθητήρες της μηχανής επαγωγής

Για τον έλεγχο θέσης/ταχύτητας ενός κινητήρα, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί ως πληροφορία ανάδρασης η ταχύτητα/θέση του για τον βρόχο ελέγχου ταχύτητας / θέσης. Όπως φαίνεται στην ενότητα 4.3, για τον διανυσματικό έλεγχο μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος, οι πληροφορίες σχετικά με τη θέση του δρομέα είναι επίσης απαραίτητες. Για την μέτρηση της θέσης/ταχύτητας της μηχανής, χρησιμοποιείται ένας αναλογικός ή ψηφιακός αισθητήρας θέσης. Ο αναλυτής και οι ταχογεννήτριες αποτελούν δύο γνωστούς τέτοιους αναλογικούς αισθητήρες. Από την άλλη, ο encoder αποτελεί τον πιο διαδεδομένο ψηφιακό αισθητήρα θέσης.

Στην συνέχεια θα εξηγήσουμε συνοπτικά την λειτουργία ενός αισθητήρα θέσης και θα εισάγουμε τον έλεγχο χωρίς αισθητήρες τον μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος.

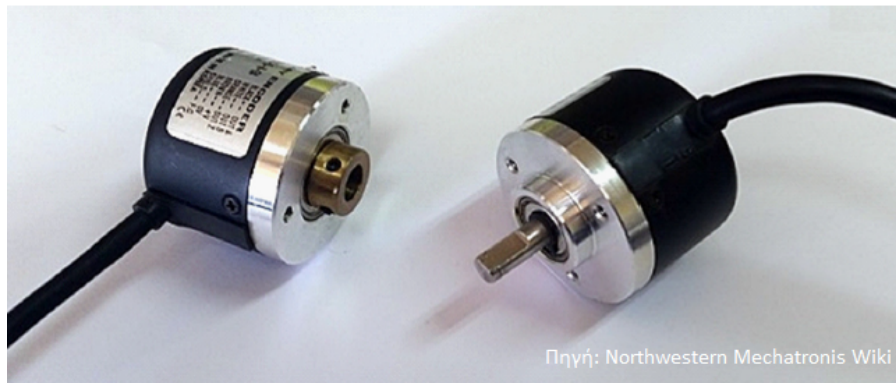
### 4.5.1 Αισθητήρες θέσης

Πέρα του συστήματος ελέγχου θέσης/ταχύτητας μίας μηχανής, για την σωστή λειτουργία του διανυσματικού ελέγχου χρειάζεται και ένας αισθητήρας θέσης. Βάση της μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος επιλέγουμε και τον αισθητήρα. Στις σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών όπου απαιτείται η απόλυτη θέση του δρομέα μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας αναλογικός αισθητήρας τάσης. Αντίθετα, στις μηχανές επαγωγής όπου δεν απαιτείται η γνώση της απόλυτης θέσης του δρομέα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας ψηφιακός αισθητήρας όπως ο encoder, ο οποίος θα αναλυθεί στην συνέχεια.

#### 4.5.1.1 Encoder

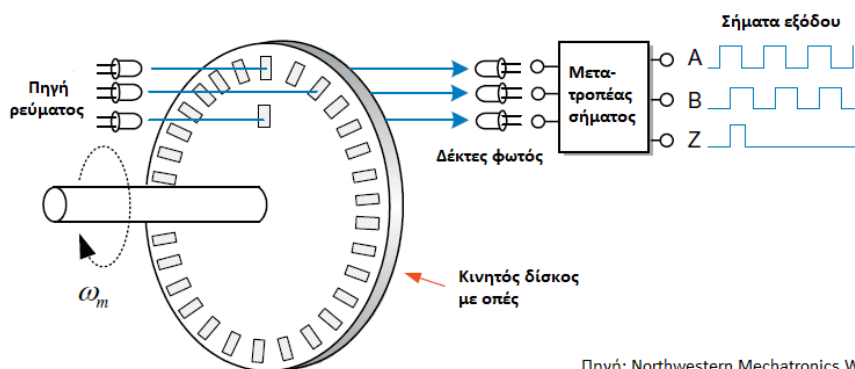
Ο encoder είναι ένας αισθητήρας μηχανικής κίνησης που παράγει ψηφιακά σήματα ως απόκριση στην περιστροφική κίνηση του άξονα. Υπάρχουν δύο κύριοι τύποι encoder σύμφωνα με τα είδη εξόδου που παράγουν: ο απόλυτος κωδικοποιητής (*absolute encoder*), ο οποίος μπορεί να παρέχει την απόλυτη τιμή της γωνίας περιστροφής και ο αυξητικός κωδικοποιητής (*incremental encoder*), ο οποίος παρέχει μόνο την επαυξητική τιμή της περιστροφής. Οι incremental encoders είναι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενοι σε εύκολα ρυθμιζόμενα συστήματα κίνησης, επειδή οι absolute encoders είναι αρκετά περίπλοκη και ακριβόι. Υπάρχουν δύο τύποι αισθητήρων που χρησιμοποιούνται στους encoder για τη δημιουργία του ψηφιακού σήματα εξόδου: οι μαγνητικοί και οι οπτικοί. Ο τελευταίος είναι και ο πιο διαδεδομένος.

Ο incremental encoder δημιουργεί μια σειρά παλμών καθώς κινείται ο άξονάς του. Αυτοί οι παλμοί μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μέτρηση της θέσης, της ταχύτητας και της



Πηγή: Northwestern Mechatronics Wiki

Σχήμα 4.46: Incremental encoders. [34]



Πηγή: Northwestern Mechatronics Wiki

Σχήμα 4.47: Απλή διάταξη οπτικού incremental encoder [34]

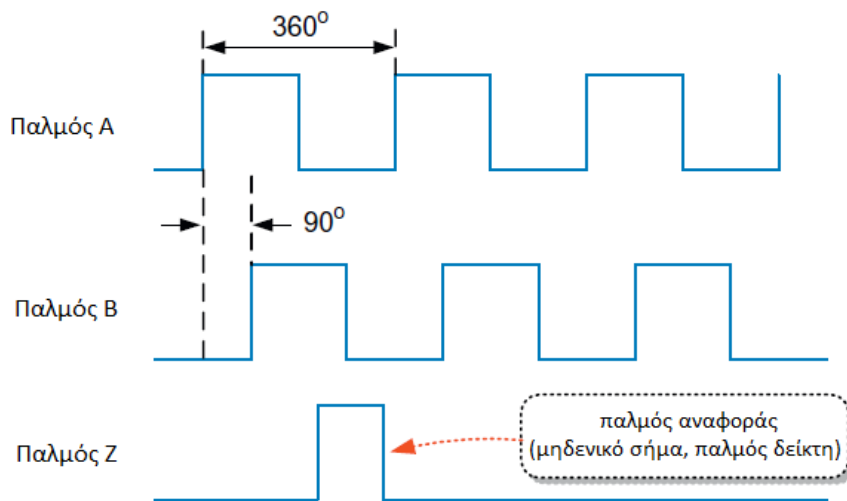
κατεύθυνσης. Η ανάλυση ενός encoder περιγράφεται συχνά σε όρους παλμού ανά περιστροφή (*pulses per period (PPR)*), που είναι ο συνολικός αριθμός παλμών εξόδου ανά πλήρη περιστροφή του άξονα του encoder. Οι encoder με 512 ή 1024 PPR είναι δημοφιλείς στα κινητήρια συστήματα. Υπάρχουν δυο κατηγορίες incremental encoders όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.46 [34] ένας τύπου άξονα (*shaft type*) που συνδέει τον άξονα ενός δρομέα και ένας κοίλου τύπου (*hollow type*) στο οποίο εισάγεται ο άξονας του δρομέα.

Οι κωδικοποιητές είναι μια ευαίσθητη συσκευή σε αλλαγές του περιβάλλοντος όπως η θερμοκρασία, οι κραδασμοί και η μόλυνση. Για να αποφύγουμε την επιρροή του θορύβου στα σήματα εξόδου, είναι προτιμότερο να χρησιμοποιήσουμε ένα θωρακισμένο ζεύγους καλωδίων για τις γραμμές εξόδου του κωδικοποιητή.

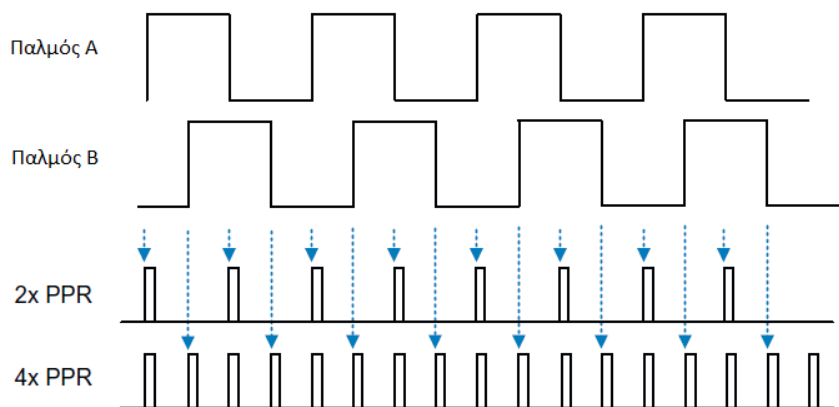
#### 4.5.1.1.1 Αρχή λειτουργίας οπτικού αυξητικού κωδικοποιητή

Το Σχήμα 4.47 παρουσιάζει την απλή διάταξη του οπτικού incremental encoder, ο οποίος αποτελείται από έναν κινητό δίσκο τοποθετημένο στον κινούμενο άξονα, πηγές φωτός (LEDs) και δέκτες φωτός (phototransistors). Οι κινητοί δίσκοι έχουν ίδιο αριθμό σχισμών με τα PPR. Το φως των LEDs που περνά μέσα από τις σχισμές του δίσκου μεταδίδεται στα phototransistors και έτσι μετατρέπεται σε ηλεκτρικούς τετραγωνικούς παλμούς.

Συνήθως ο encoder έχει τρεις εξόδους, τις A, B και Z. Ο συνολικός αριθμός των A και B παλμών ανά περιστροφή είναι ίσως με το αριθμό PPR, μέσω τον οποίον μπορεί να υπολογιστεί η θέση και η ταχύτητα. Οι παλμοί A και B βρίσκονται σε διαφορά φάσης  $90^\circ$ , έτσι ώστε να μπορεί να προσδιοριστεί η κατεύθυνση περιστροφής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.48. Για



Σχήμα 4.48: Παλμοί A, B και Z του incremental encoder



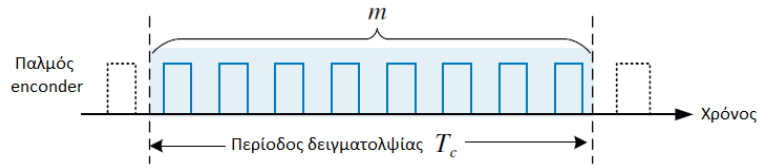
Σχήμα 4.49: Πολλαπλασιαστής παλμών

παράδειγμα, όταν στην ωρολογιακή φορά η φάση A προπορεύεται της φάσης B. Από την άλλη ο παλμός Z, γνωστός και ως *παλμός αναφοράς (reference pulse)*, δημιουργείται μία φορά κάθε περιστροφή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως θέση αναφοράς.

Ο absolute encoder χρησιμοποιείται όταν είναι απαραίτητη η γνώση της απόλυτης θέσης (βλέπε μηχανή μόνιμων μαγνητών). Αφού ο encoder αυτός παράγει έναν ειδικό κώδικα για κάθε γωνιακή θέση του δρομέα (συνήθως μία ακολουθία από ψηφιακά bits), μπορούμε να βρούμε την απόλυτη θέση του δρομέα απευθείας από το σήμα εξόδου. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο absolute encoder απαιτεί ένα σύνθετο δίσκο με αρκετές σκισμές ώστε να παράγει τον κώδικα εξόδου, πράγμα που τον κάνει αρκετά ακριβό.

Οι incremental encoders είναι οι πιο διαδεδομένοι στις εφαρμογές οδήγησης μηχανών. Αφού ο encoder αυτός παράγει μία σειρά παλμών καθώς ο δρομέας περιστρέφεται, δεν μπορούμε να μετρήσουμε την ταχύτητα του δρομέα απευθείας από εκείνον. Για τον λόγο αυτό θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε κάποια μέθοδο για την εκτίμηση της ταχύτητας από τους παλμούς εξόδου του encoder.





Σχήμα 4.50: Μέθοδος M

#### 4.5.2 Εκτιμητής ταχύτητας χρησιμοποιώντας έναν *incremental encoder*

Συνήθως χρησιμοποιούμε απευθείας του παλμούς A και B για τον υπολογισμό της ταχύτητας. Ωστόσο, όταν χρειάζεται περισσότερη ανάλυση αυξάνουμε τον αριθμό των παλμών χρησιμοποιώντας ένα πολλαπλασιαστή παλμών. Για encoders χαμηλού κόστους με χαμηλό PPR, τέτοιοι πολλαπλασιαστές μπορούν να παράγουν περισσότερους παλμούς από όσους υπάρχουν αρχικά, με αποτέλεσμα υψηλότερη ανάλυση. Στο Σχήμα 4.49 φαίνεται ότι τα PPR ενός encoder μπορούν να διπλασιαστούν ή να τετραπλασιαστούν μετρώντας τις ακμές ανόδου και καθόδου ενός η και των δύο παλμών. Με αυτό τον τρόπο ένας encoder των 100 PPR μπορεί να λειτουργήσει ως encoder των 400 PPR έχοντας έναν συντελεστή πολλαπλασιασμού 4.

Στην συνέχεια θα συζητήσουμε πως υπολογίζουμε την ταχύτητα του δρομέα μέσω των παλμών του encoder τοποθετημένου στον δρομέα.

Η γωνιακή ταχύτητα μπορεί να οριστεί ως ο ρυθμός αλλαγής της γωνιακής μετατόπισης  $X$  σε rad κατά μια χρονική περίοδο  $T$  δευτερολέπτων:

$$\omega_m = \frac{X}{T} \quad (rad/s) \quad (4.93)$$

Εδώ η γωνιακή μετατόπιση  $\Xi$  υπολογίζεται μετρώντας τους παλμούς που παράγονται από τον encoder. Η γωνιακή ταχύτητα μπορεί να εκφραστεί βάση των περιστροφών ανά λεπτό:

$$N = \left(\frac{60}{2\pi}\right) \frac{X}{T} \quad (r/min) \quad (4.94)$$

Υπάρχουν τρεις κύριοι μέθοδοι υπολογισμού της γωνιακής ταχύτητας μέσω των παλμών του encoder: μέθοδος M, μέθοδος T και μέθοδος M/T.

##### 4.5.2.1 Μέθοδος M

Στην μέθοδο M, η γωνιακή ταχύτητα υπολογίζεται μετρώντας τους παλμούς που παράγει ο encoder σε σταθερή περίοδο δειγματοληψίας  $T_c$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.50. Αν υποθέσουμε ότι ο αριθμός των παλμών του encoder σε μία περίοδο δειγματοληψίας  $T_c$  είναι  $m$ , τότε η γωνιακή μετατόπιση  $X$  στην περίοδο  $T_c$  είναι:

$$X = \frac{m}{PPR} \cdot 2\pi \quad (rad) \quad (4.95)$$

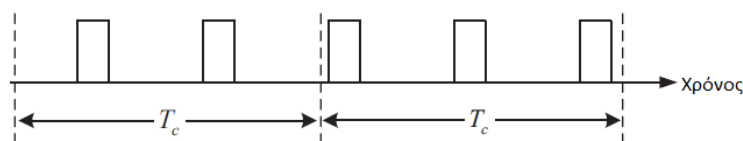
Η γωνιακή ταχύτητα δίνεται από τις εξισώσεις 4.93 και 4.94:

$$\omega_m = \frac{X}{T_c} = \frac{2\pi}{T_c} \frac{m}{PPR} \quad (rad/s) \quad (4.96)$$

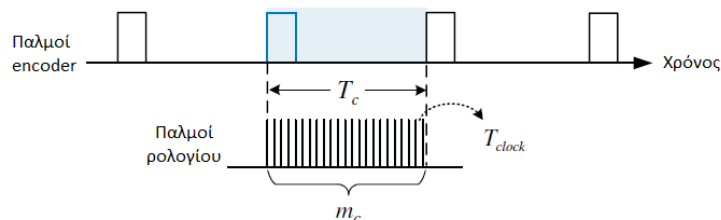
$$N_f = \frac{60}{2\pi} \cdot \omega_m = \frac{60}{T_c} \cdot \frac{m}{PPR} \quad (r/min) \quad (4.97)$$

Για παράδειγμα αν ένας encoder με 1024 PPR παράγει 2048 παλμούς κάθε 0.1 δευτερόλεπτα, τότε η γωνιακή ταχύτητα είναι :





Σχήμα 4.51: Σφάλμα παλμών στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων.



Σχήμα 4.52: Μέθοδος T

$$N = \frac{60 \cdot 2048}{0.1 \cdot 1024} = 1200r/min \quad (4.98)$$

Αυτή η μέθοδος είναι αρκετά απλή και φτηνή στην υλοποίηση, και βρίσκει αρκετές εφαρμογές σε συστήματα όπου δεν απαιτείται μεγάλη ακρίβεια. Επίσης, καθιστά αρκετά απλή την υλοποίηση ελεγκτών ταχύτητας με σταθερή συχνότητα δειγματοληψίας η οποία συνήθως επιλέγεται ανάμεσα σε 1-3 ms βάση του εύρους ζώνης ελέγχου. Παρόλα αυτά, καθώς συχνά υπάρχει κάποιο σφάλμα ταχύτητας, λόγω του ασυγχρονισμού μεταξύ της συχνότητας δειγματοληψίας και των παλμών, η ακρίβεια στις χαμηλές ταχύτητες μειώνεται. Αυτό οφείλεται στο ότι ο αριθμός των παλμών είναι μικρός στις χαμηλές ταχύτητες, όπως φαίνεται και στο [Σχήμα 4.51](#). Για την μείωση του σφάλματος ταχύτητας, είναι απαραίτητη η χρήση ενός encoder με υψηλό PPR η μίας μεγαλύτερης συχνότητας δειγματοληψίας. Η τελευταία προκαλεί την μείωση του εύρους ζώνης, πράγμα που την καθιστά ανεπιθύμητη λύση. Βάση αυτών οι μέθοδος αυτή είναι πιο κατάλληλη στις υψηλές ταχύτητες, αφού η επιλογή encoder με μεγάλο PPR είναι αρκετά ακριβή.

#### 4.5.2.2 Μέθοδος T

Στην μέθοδο αυτή, η γωνιακή ταχύτητα υπολογίζεται μετρώντας την χρονική περίοδο  $T_c$  ανάμεσα στους δύο παλμούς για να μειώσουμε το όποιο σφάλμα, όπως φαίνεται στο [Σχήμα 4.52](#).

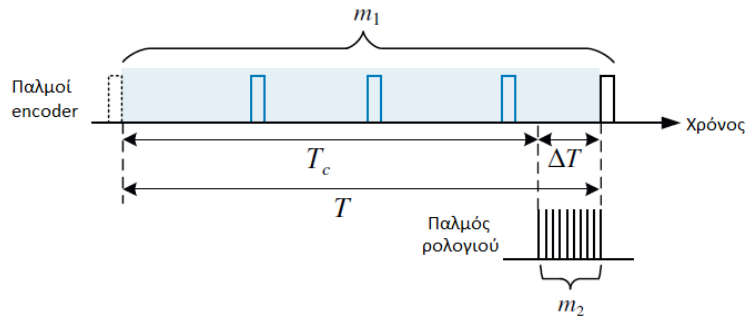
Στην μέθοδο T, η γωνιακή μετατόπιση  $X$  είναι πάντα σταθερή:

$$X = \frac{2\pi}{PPR} \quad (rad) \quad (4.99)$$

Η χρονικός περίοδος  $T_c$  μεταξύ των δύο παλμών εκτιμάται μετρώντας ένα ρολόι αναφοράς, η συχνότητα του οποίου είναι αρκετά μεγαλύτερη από εκείνη των παλμών του encoder. Αν υποθέσουμε ότι η περίοδος του ρολογιού αναφοράς είναι  $T_{clock}$  και ο αριθμός παλμών αναφοράς ρολογιού μεταξύ των δύο παλμών του encoder είναι  $m_c$ , τότε ο χρόνος  $T_c$  είναι

$$T_c = m_c \cdot T_{clock} \quad (s) \quad (4.100)$$

Η γωνιακή ταχύτητα προκύπτει:



Σχήμα 4.53: Μέθοδος T/M

$$\omega_m = \frac{X}{T} = \frac{2\pi}{PPR} \cdot \frac{1}{m_c T_{clock}} \quad (rad/s) \quad (4.101)$$

$$N = \frac{60}{2\pi} \cdot \omega_m = \frac{60}{PPR} \cdot \frac{60}{m_c \cdot T_{clock}} \quad (r/min) \quad (4.102)$$

Η μέθοδος T είναι καλύτερη στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, αφού δεν υπάρχει απώλεια παλμών. Στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων, η συχνότητα του ρολογιού αναφοράς πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη ώστε να υπολογιστεί η περίοδος των παλμών με ακρίβεια. Αυτό προϋποθέτει την χρήση ενός μετρητή ρολογιού μεγάλων bits. Πέρα από αυτό, ο υπολογισμός της εξίσωσης 4.102 απαιτεί τον υπολογισμό μιας διαίρεσης, η οποία είναι αρκετά χρονοβόρα πράξη για τον ψηφιακό ελεγκτή. Τέλος, ο χρόνος υπολογισμού ταχύτητας  $T_c$  εξαρτάται από την ταχύτητα, πράγμα που κάνει την μέθοδο δύσχρηστη σε εφαρμογές ελέγχου ταχύτητας.

#### 4.5.2.3 Μέθοδος M/T

Όπως περιγράψαμε και στους εκτιμητές ροής, μια συνδυασμένη μέθοδος που αξιοποιεί τις δύο πιο απλές μεθόδους είναι και η προτιμότερη. Στην περίπτωση αυτή, η μέθοδος υπολογισμού της γωνιακής ταχύτητας ονομάζεται μέθοδος M/T και είναι ευρέως διαδεδομένη σε συστήματα οδήγησης μεγάλης ακρίβειας.

Με την μέθοδο αυτή, όπως και στην μέθοδο M, οι παλμοί του encoder μετρώνται αρχικά στην σταθερή χρονική περίοδο δειγματοληψίας  $T_c$ . Όταν ο χρόνος δειγματοληψίας δεν συγχρονίζεται με τον τελευταίο παλμό, ο extra χρόνος  $\Delta T$  έως τον τελευταίο παλμό μετρείται ξανά χρήση της μεθόδου T, ώστε να αποφευχθεί οποιοδήποτε σφάλμα, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.53. Στην μέθοδο αυτή η γωνιακή ταχύτητα μπορεί να υπολογιστεί με ακρίβεια μετρώντας τον συνολικό χρόνο  $T (= T_c + \Delta T)$  για  $m_1$  παλμούς.

Για τον αριθμό των παλμών του encoder  $m_1$ , η γωνιακή μετατόπιση X είναι:

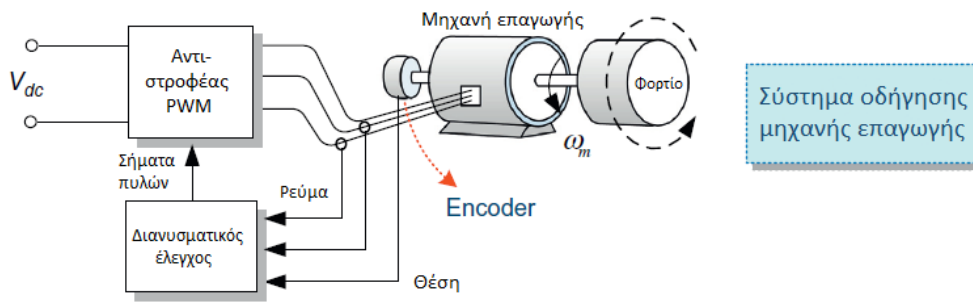
$$X = \frac{2\pi}{PPR} m_1 \quad (rad) \quad (4.103)$$

Αν η περίοδος του ρολογιού αναφοράς είναι  $T_2$  και ο αριθμός των παλμών του ρολογιού είναι  $m_2$ , η συνολική χρονική διάρκεια των παλμών είναι  $m_1$

$$T = T_c + \Delta T = T_c + T_2 m_2 \quad (s) \quad (4.104)$$

και η γωνιακή ταχύτητα των παλμών είναι:

$$\omega_m = \frac{X}{T} = \frac{2\pi}{PPR} \cdot \frac{m_1}{T_c + m_2 T_2} \quad (rad/s) \quad (4.105)$$



Σχήμα 4.54: Αισθητήρας θέσης για συστήματα οδήγησης μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος.

$$N = \frac{60}{2\pi} \cdot \omega_m = \frac{60}{PPR} \cdot \frac{m_1}{T_c + m_2 T_2} \quad (4.106)$$

Η εκτίμηση ταχύτητας βάση της μεθόδου M/T είναι αρκετά πιο ακριβής από τις δύο άλλες μεθόδους, αλλά η υλοποίηση της είναι αρκετά πιο σύνθετη. Ακόμα και η μέθοδος αυτή αντιμετωπίζει προβλήματα στις περιοχές πολύ χαμηλής ταχύτητας. Στις περιοχές αυτές, ο αριθμός των παλμών του encoder είναι αρκετά χαμηλός, πράγμα που μπορεί να κάνει τον extra χρόνο  $\Delta T$  μεγαλύτερο από τον χρόνο δειγματοληψίας  $T_c$ . Για τον λόγο αυτό η εκτίμηση ταχύτητας μπορεί να αλλάζει με την αλλαγή της ταχύτητας.

### 4.5.3 Έλεγχος ταχύτητας μηχανής επαγωγής χωρίς αισθητήρες

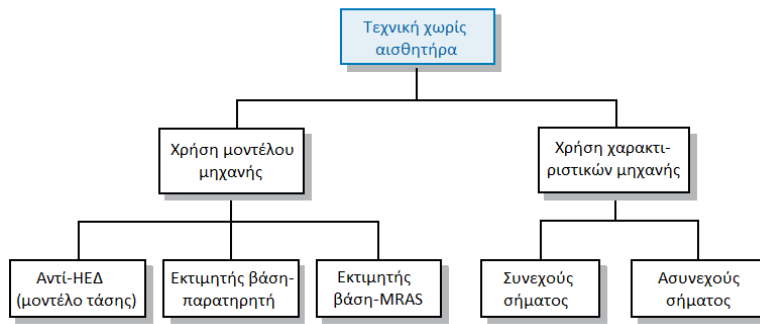
Η υλοποίηση του διανυσματικού ελέγχου της μηχανής επαγωγής απαιτεί την γνώση της θέσης ροής του δρομέα. Η γνώση της θέσης του δρομέα είναι απαραίτητη για τον προσδιορισμό της θέσης της ροής δρομέα. Για τον λόγο αυτό, ένας αισθητήρας, ο encoder στην περίπτωση μηχανών επαγωγής, τοποθετείται στον δρομέα, όπως βλέπουμε στο [Σχήμα 4.54](#).

Η τοποθέτηση των αισθητήρων αυτών συστημάτων προκαλεί αρκετά προβλήματα. Εκτός από τα διάφορα τεχνικά θέματα που προκύπτουν, οι αισθητήρες αυτή κάνουν και το όλο σύστημα οδήγησης αρκετά πιο ακριβό. Επιπλέον, είναι αρκετά ευαίσθητη σε σχέση με τις συνθήκες του περιβάλλοντα χώρου. Οι γραμμές DC επίσης αυξάνουν τον θόρυβο για τέτοιους αισθητήρες. Τέλος, οι αισθητήρες που τοποθετούνται στον δρομέα της μηχανής αυξάνουν το μέγεθος αυτής και κάνουν την μηχανή να απαιτεί πιο συχνή συντήρηση.

Για την επίλυση των προβλημάτων αυτών, μια τεχνολογία η οποία δεν απαιτεί αισθητήρια συστήματα θέσης, γνωστή ως έλεγχος χωρίς αισθητήρες (*sensorless control*) έχει δημιουργηθεί και χρησιμοποιείται σε αρκετές εφαρμογές ελέγχου μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος. Ο διανυσματικός έλεγχος χρήση αισθητήρων θέσης μπορεί να παράγει έλεγχο με ακρίβεια στην ταχύτητα  $\pm 0.01\%$  και να έχει εύρος ελέγχου ταχύτητας 1 : 1000. Αντίθετα, ο έλεγχος χωρίς αισθητήρες μπορεί να παράγει έλεγχο με ακρίβεια στην ταχύτητα  $\pm 0.5\%$  και να έχει εύρος ελέγχου ταχύτητας 1 : 150. Παρόλα αυτά ο έλεγχος αυτός ξεπερνά την απόδοση του βαθμοτού ελέγχου ο οποίος έχει ακρίβεια  $\pm 1 - 2\%$ . Τα τελευταία χρόνια γίνονται εντατικές προσπάθειες ώστε η απόδοση του ελέγχου χωρίς αισθητήρες ταχύτητας να είναι ίδια με εκείνη του διανυσματικού ελέγχου με αισθητήρα ταχύτητας.

#### 4.5.3.1 Είδη ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης

Όπως παρουσιάζεται και στο σχεδιάγραμμα του σχήματος [4.55](#) τα είδη ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης χωρίζονται σε δύο κύριες κατηγορίες, βάση της μεθόδου που υπολογίζεται η



Σχήμα 4.55: Είδη ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης.

θέση του δρομέα. Η μία κατηγορία βασίζεται στην γνώση της αντί-ΗΕΔ για τον υπολογισμό της ταχύτητας δρομέα. Στην περίπτωση αυτή η θέση του δρομέα μπορεί να υπολογιστεί μέσω ενός εκτιμητή χρησιμοποιώντας τις μαθηματικές εξισώσεις της μηχανής. Η άλλη κατηγορία χρησιμοποιεί τα χαρακτηριστικά της μηχανής για τον υπολογισμό της θέσης του δρομέα.

#### 4.5.3.1.1 Τεχνική ελέγχου χωρίς αισθητήρες θέσης χρησιμοποιώντας το μοντέλο μηχανής

Η βασική αρχή της μεθόδου αυτής είναι να χρησιμοποιήσουμε την πληροφορία της αντί-ΗΕΔ στην ταχύτητα δρομέα ώστε να υπολογίσουμε την θέση της ροής του δρομέα. Αυτή η τεχνική συνήθως χρησιμοποιεί έναν εκτιμητή ή παρατηρητή για τον υπολογισμό της θέσης ροής δρομέα μέσω των μαθηματικών εξισώσεων της μηχανής, της οποίας είναι γνωστά η τάση και το ρεύμα, όπως φαίνεται και στο [Σχήμα 4.56](#).

Ένα παράδειγμα ελέγχου χωρίς αισθητήρες είδαμε στην [ενότητα 4.3](#). Στον εκτιμητή τάσης της [υπο-υποενότητα 4.3.3.1](#), είχε παρατηρηθεί ότι η γωνία ροής δρομέα θα μπορούσε να υπολογιστεί μέσω της πεπλεγμένης ροής δρομέα χρησιμοποιώντας της εξισώσεις τάσης στάτη.

Η πεπλεγμένη ροή στάτη υπολογίζεται από το ολοκλήρωμα της αντί-ΗΕΔ, και η πεπλεγμένη ροή δρομέα εκτιμάται από την πεπλεγμένη ροή στάτη ως ακολούθως:

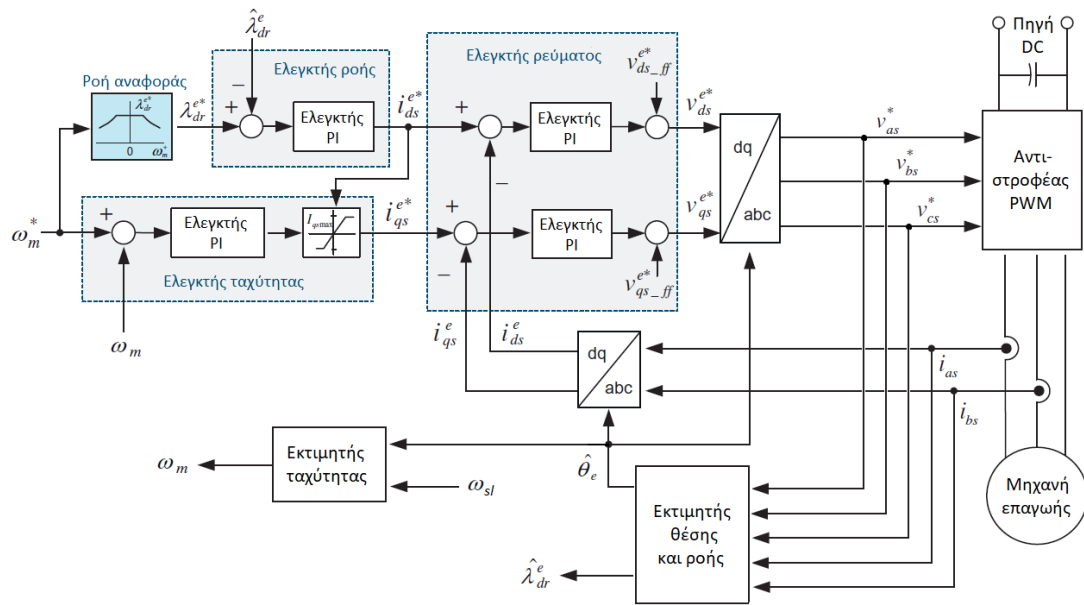
$$\lambda_{dqs}^{\hat{s}} = \int (v_{dqs}^s - R_s i_{dqs}^s) dt = \int e_{dqs}^s dt \rightarrow \lambda_{dqr}^{\hat{s}} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{dqs}^{\hat{s}} - \sigma L_s i_{dqs}^s) \quad (4.107)$$

Από την πεπλεγμένη ροή δρομέα, η γωνία ροής δρομέα  $\hat{\theta}_e$  και η ταχύτητα δρομέα  $\hat{\omega}_r$  μπορούν να υπολογιστούν ως εξής:

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{qr}^{\hat{s}}}{\lambda_{dr}^{\hat{s}}} \right) \quad (4.108)$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}_e}{dt} = \frac{d}{dt} \left[ \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{qr}^{\hat{s}}}{\lambda_{dr}^{\hat{s}}} \right) \right] \quad (4.109)$$

Όπως μπορούμε να δούμε, η τεχνική ελέγχου χωρίς αισθητήρες που βασίζεται στο μοντέλο μηχανής είναι απλή σε σύγκριση με τις άλλες μεθόδους που χρησιμοποιούν τα χαρακτηριστικά ενός κινητήρα και είναι ικανή να παρέχει ικανοποιητική εκτίμηση στην περιοχή μέσης και υψηλής ταχύτητας. Ωστόσο, δεδομένου ότι βασίζεται στην αναλογία της αντί-ΗΕΔ με την ταχύτητα του δρομέα, η απόδοση της είναι αναπόφευκτα περιορισμένη στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων. Έτσι δεν έχουμε ικανοποιητική απόδοση κάτω του 10% της ονομαστικής



Σχήμα 4.56: Διάγραμμα ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης.

ταχύτητας. Ειδικά, στην μηδενική ταχύτητα, όπου η αντί-ΗΕΔ είναι μηδέν (ή σε μηδενική συχνότητα στάτη στον επαγωγικό κινητήρα), δεν μπορεί να αποκτηθεί πληροφορία σχετικά με τη ροή του δρομέα, γι αυτό και η τεχνική θα αποτύχει να ελέγξει τον κινητήρα. Επομένως, σε αυτή την τεχνική ελέγχου χωρίς αισθητήρες δεν είναι εύκολο να βελτιωθεί η απόδοση στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων και σε μηδενική ταχύτητα.

## Κεφάλαιο 5

# Αποτελέσματα προσομοίωσης και πειραματική επιβεβαίωση

### 5.1 Διάταξη προσομοίωσης μηχανής επαγωγής στο πρόγραμμα Matlab/Simulink

Για την προσομοίωση της τριφασικής ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής επαγωγής θα χρειαστεί ένα δυναμικό μοντέλο το οποίο θα προσομοιώνει ικανοποιητικά τη συμπεριφορά της. Ένα τέτοιο κατάλληλο μοντέλο είναι το δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής στο ακίνητο ( $\omega = 0$ ) ή στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ( $\omega = \omega_e$ ) σε σύστημα δύο κάθετων αξόνων d-q όπως παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3.1.6. Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν σύντομα οι εξισώσεις αυτές:

- Ακίνητο πλαίσιο αναφοράς ( $\omega = 0$ )

$$\begin{aligned} v_{ds}^s &= R_s i_{ds}^s + \frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} & \lambda_{ds}^s &= L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \\ v_{qs}^s &= R_s i_{qs}^s + \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} & \lambda_{qs}^s &= L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \\ 0 &= R_r i_{dr}^s + \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{qr}^s & \lambda_{dr}^s &= L_r i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s \\ 0 &= R_r i_{qr}^s + \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{dr}^s & \lambda_{qr}^s &= L_r i_{qr}^s + L_m i_{qs}^s \end{aligned}$$

- Σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ( $\omega = \omega_e$ )

$$\begin{aligned} v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e & \lambda_{ds}^e &= L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \\ v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{ds}^e & \lambda_{qs}^e &= L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \\ 0 &= R_r i_{dr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e & \lambda_{dr}^e &= L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \\ 0 &= R_r i_{qr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e & \lambda_{qr}^e &= L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\
\lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\
\lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\
\lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}
\end{aligned}
\rightarrow
\begin{aligned}
i_{ds} &= \frac{1}{L_s} \lambda_{ds} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \\
i_{qs} &= \frac{1}{L_s} \lambda_{qs} - \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \\
i_{dr} &= \frac{1}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\
i_{qr} &= \frac{1}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}
\end{aligned}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (5.1)$$

$$\omega_r = \int \frac{P}{2J} (T_e - T_L) dt \quad (5.2)$$

Βάση της επιλογής του πλαισίου αναφοράς θα πρέπει να μετασχηματιστούν κατάλληλα και οι είσοδοι του μοντέλου. Για τον λόγο αυτό, η γωνιακή μετατόπιση  $\theta = \int \omega_e(t) dt$  και  $\omega_e = 0$  στην περίπτωση του ακίνητου και  $\omega_e = 2\pi f$  στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Κάπου εδώ θα πρέπει να επαναλάβουμε το γεγονός ότι για μηχανή τύπου κλωβού όπου το τυλίγμα του δρομέα είναι βραχυκυκλωμένο, οι τάσεις δρομέα είναι μηδενικές,  $v_{dr}^{\omega} = 0$ ,  $v_{qr}^{\omega} = 0$ ,  $v_{nr}^{\omega} = 0$ .

Το συνολικό μαθηματικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής παρουσιάζεται στο [Παράρτημα Α'](#). Καθώς το σύστημα που έχει δημιουργηθεί είναι γενικού σκοπού θα πρέπει να οριστούν οι παράμετροι της μηχανής επαγωγής στην οποία θα εφαρμοστεί ο έλεγχος. Οι παράμετροι της μηχανής όπως έχουν μετρηθεί ή υπολογιστεί στο συγκεκριμένο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που θα πρέπει να οριστούν πριν τρέξει η προσομοίωση παρουσιάζονται στο παρακάτω πίνακα:

Ονομαστική Ενεργός Ισχύς ( $P_n$ )	1500W
Ονομαστική <i>rms</i> φασική τάση $V_r$ <i>rms</i>	230V
Ονομαστική συχνότητα $f_n$	50Hz
Ζεύγη πόλων $P$	2
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος στάτη $R_s$	5Ω
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη $R_r$	3.61Ω
Αυτεπαγωγή σχεδίασεως φασικού τυλίγματος στάτη $L_{ls}$	0.0091H
Αυτεπαγωγή σχεδίασεως φασικού τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη $L_{lr}$	0.02H
Αυτεπαγωγή μαγνητίσεως ανηγμένη στο στάτη $L_m$	0.2091H
Ροπή αδράνειας δρομέα ( $J$ )	0.001kg · m <sup>2</sup>
Συντελεστής τριβής ( $F$ )	0N · m · s

Για την επιβεβαίωση του μοντέλου της μηχανής θα παρουσιαστούν στην συνέχεια τα κατάλληλα μεγέθη τόσο όταν επιλέγεται το στατικό ( $\omega = 0$ ), όσο και όταν επιλέγεται το σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ( $\omega = \omega_e$ ). Η τάση εισόδου που εφαρμόζεται και στις δύο περιπτώσεις είναι ίδια και ονομαστική. Στην μεν πρώτη περίπτωση περιμένουμε ημιτονοειδής κυματομορφές, ενώ στην δεύτερη, λόγω του ότι το όλο σύστημα κινείται με την σύγχρονη ταχύτητα μετά τον μετασχηματισμό, τα μεγέθη θα προκύψουν σταθερές τιμές στην μόνιμη κατάσταση. Για την απόδειξή της σωστής λειτουργίας, αρχικά, εφαρμόζεται μηδενική

ροπή φορτίου, ενώ στο μισό δευτερόλεπτο η ροπή αυτή γίνεται ονομαστική. Σε δοκιμή εκκίνησης υπό ονομαστικό και μηδενικό φορτίο, το μεταβατικό φαινόμενο της εκκίνησης διαρκεί περισσότερο όταν ο κινητήρας εκκινεί υπό φορτίο. Σε αυτή την περίπτωση τα ρεύματα εκκίνησης προκύπτουν μεγαλύτερα, ωστόσο το ηλεκτρικό μεταβατικό φαινόμενο εκτυλίσσεται ομαλότερα λόγω της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών μεταβατικών ταλαντώσεων την ισχύ των οποίων απορροφάει το φορτίο. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι κατά την εκκίνηση τα ρεύματα μπορεί να φτάσουν έως και 8 φορές την ονομαστική τους τιμή.

Χαρακτηριστική είναι η διαφορά στα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα του δρομέα στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Στη περίπτωση που η ροπή του φορτίου είναι 0, ρεύματα επάγονται στο δρομέα αποκλειστικά για να υπερνικήσουν τη τριβή του άξονα. Η αδράνεια δε παίζει πλέον κανένα ρόλο καθώς έχει αποκατασταθεί σταθερή ταχύτητα περιστροφής. Ένα μέρος της ισχύος που αναπτύσσεται στο διάκενο καταναλώνεται ως απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του δρομέα. Στην περίπτωση του πλήρους φορτίου τα ρεύματα αυτά γίνονται αρκετά μεγαλύτερα καθώς είναι και η ροπή του φορτίου που πρέπει πλέον να υπερνικηθεί.

Κατά την εφαρμογή του μεταβατικού φαινομένου που αναφέρθηκε προηγουμένως (από μηδενικό σε ονομαστικό φορτίο), παρατηρείτε ότι τα ρεύματα του στάτη αυξάνουν μετά την αύξηση του φορτίου καθώς πλέον πρέπει να τροφοδοτηθεί η ισχύος του φορτίου. Επίσης αυξάνουν και τα επαγόμενα ρεύματα στο δρομέα ώστε ο κινητήρας να αναπτύξει μεγαλύτερη ηλεκτρομαγνητική ροπή αντίστοιχη με αυτή του φορτίου. Πλέον ο κινητήρας θα ισορροπήσει σε ένα νέο σημείο της καμπύλης ροπής - στροφών του το οποίο θα βρίσκεται πιο κοντά στη μέγιστη ροπή (ή ροπή ανατροπής) και συνεπώς θα αντιστοιχεί σε μεγαλύτερη ολίσθηση. Έτσι εξηγείται η μικρή πτώση της ταχύτητας κατά την επιβολή του φορτίου. Τέλος και οι ροές στάτη και δρομέα εμφανίζουν μικρή πτώση η οποία οφείλεται στην αύξηση των ρευμάτων της μηχανής άρα και στην αυξημένη πτώση τάσεως στις αντιστάσεις στάτη και δρομέα. Μάλιστα η μεγαλύτερη μείωση της ροής του δρομέα συγκριτικά με αυτή του στάτη, έρχεται σε συμφωνία με τη μεγαλύτερη αύξηση στα ρεύματα του δρομέα που λόγω της παραπλήσιας τιμής των  $R_r$  και  $R_s$  οδηγεί τελικά σε μεγαλύτερη πτώση τάσεως σε αυτόν.

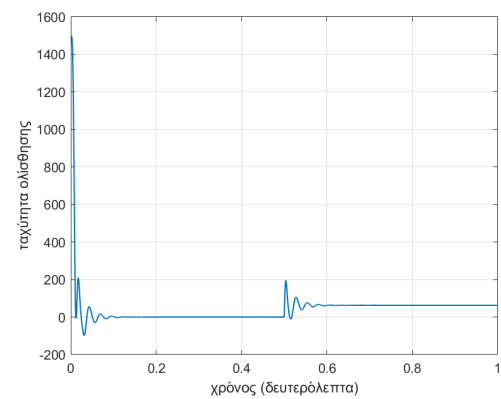
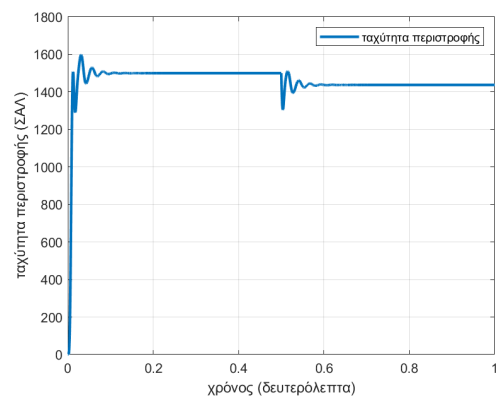
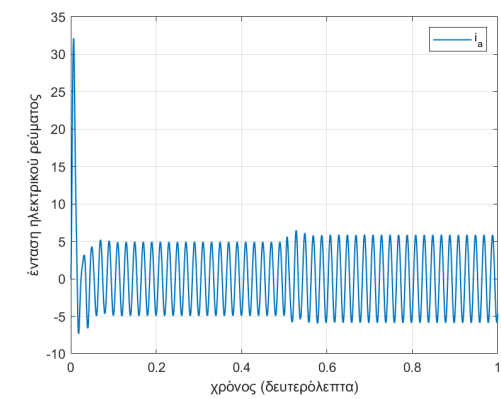
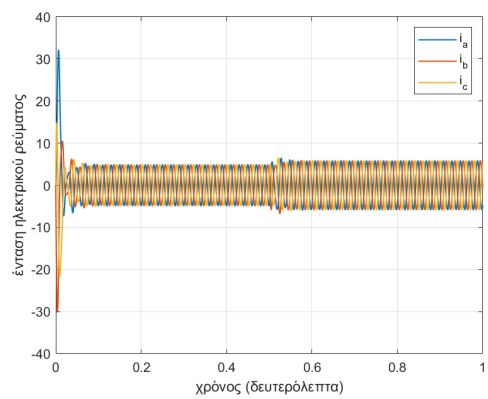
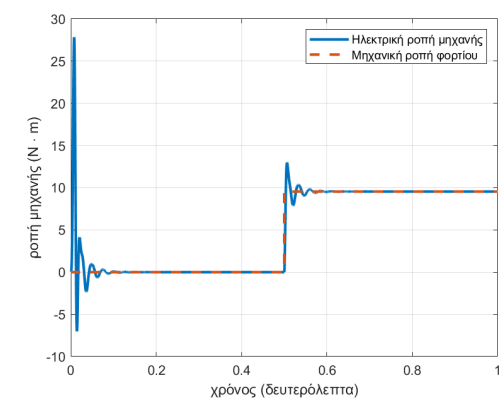
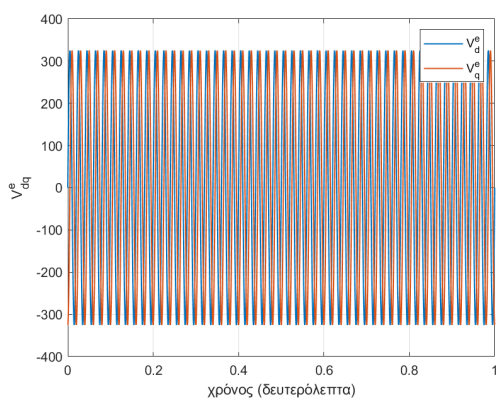
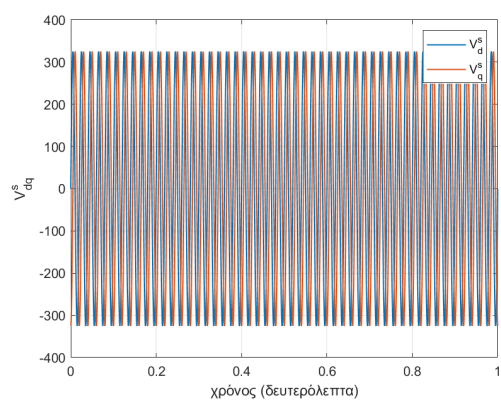
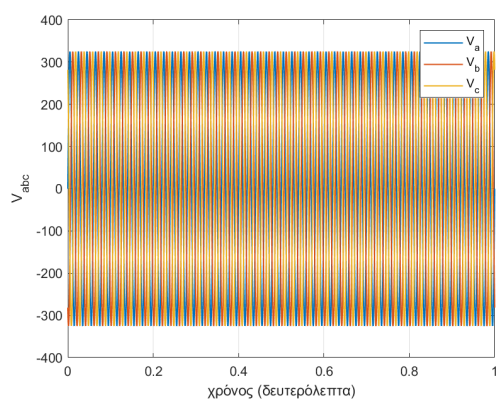
Στο [Σχήμα 5.1](#) παρουσιάζονται τα μεγέθη όταν επιλέγεται το ακίνητο πλαίσιο αναφοράς, με  $\omega = 0$ .

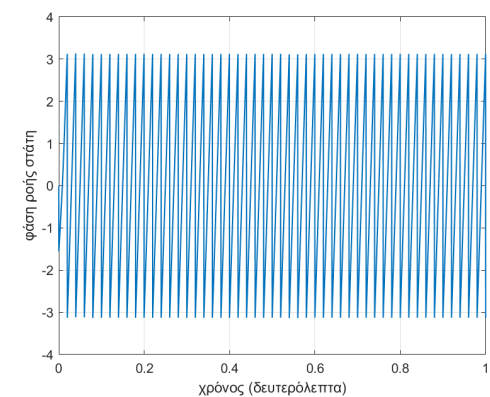
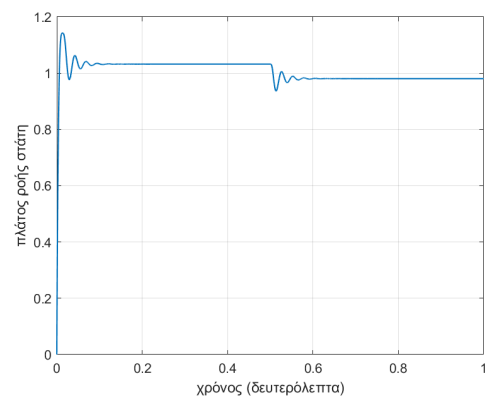
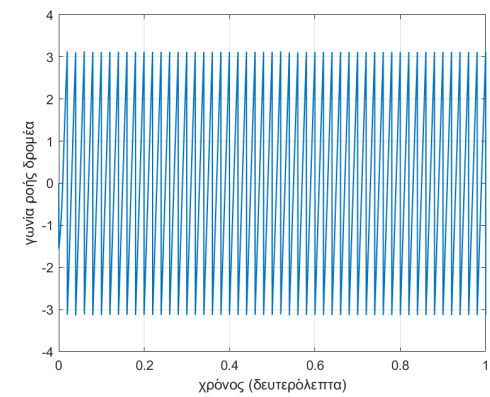
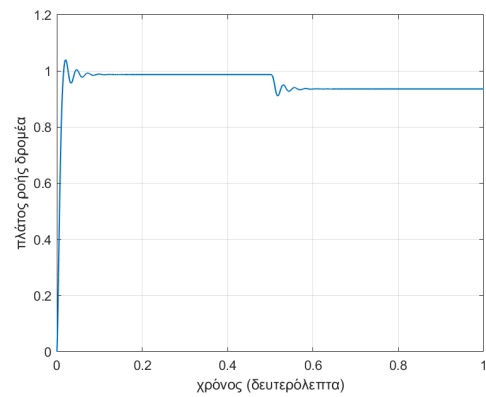
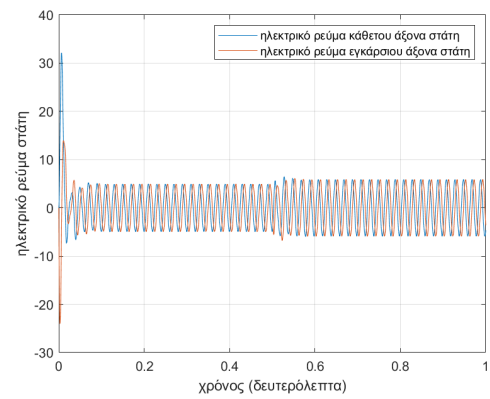
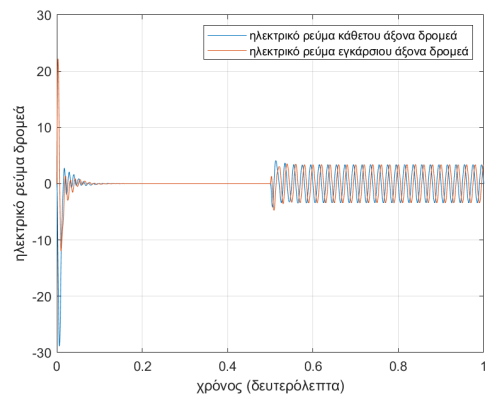
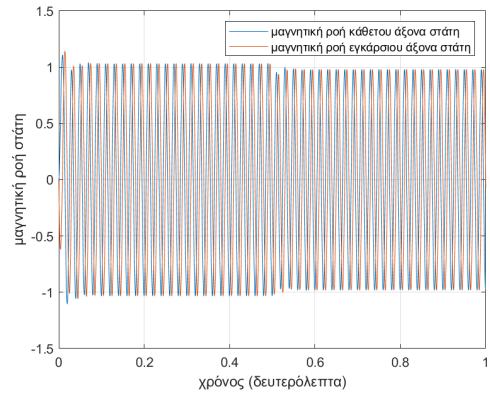
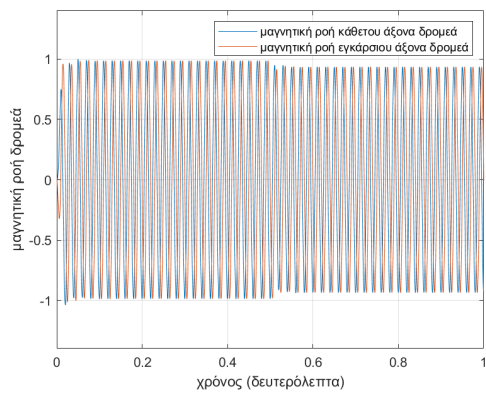
Στο [Σχήμα 5.2](#) παρουσιάζονται τα μεγέθη όταν επιλέγεται το σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, με  $\omega = \omega_e$ .

## 5.2 Διάταξη προσομοίωσης αντιστροφέα στο πρόγραμμα Matlab/Simulink

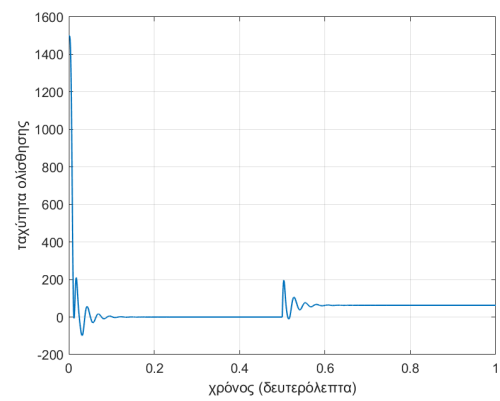
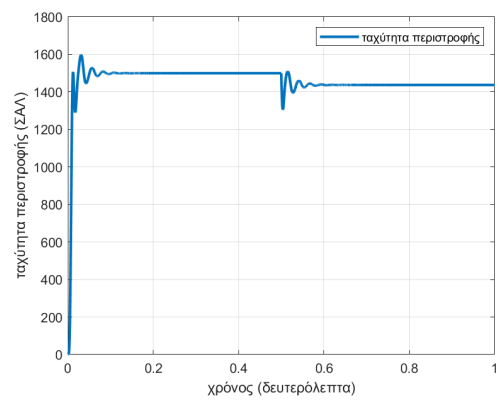
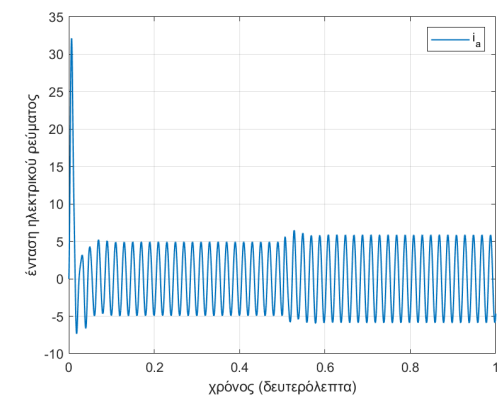
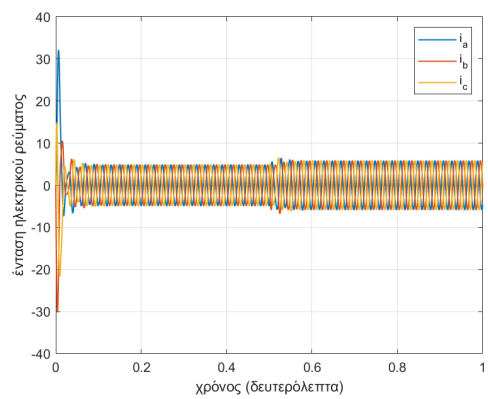
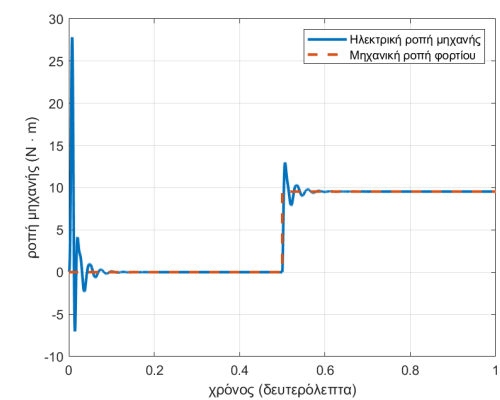
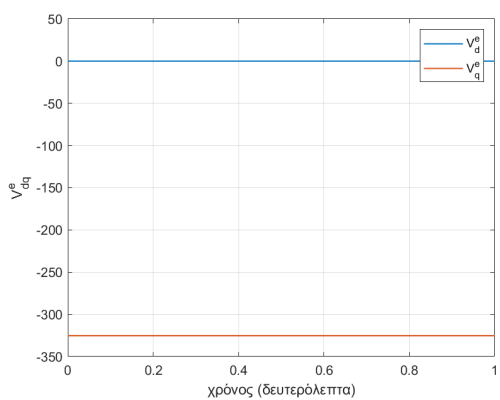
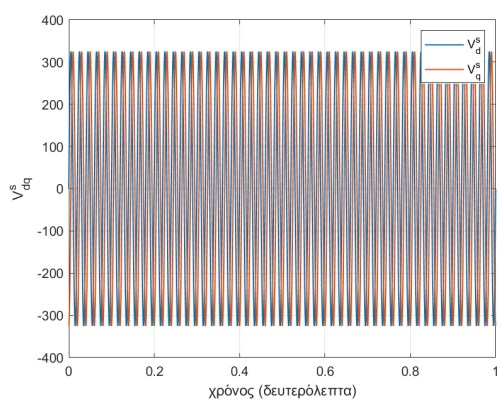
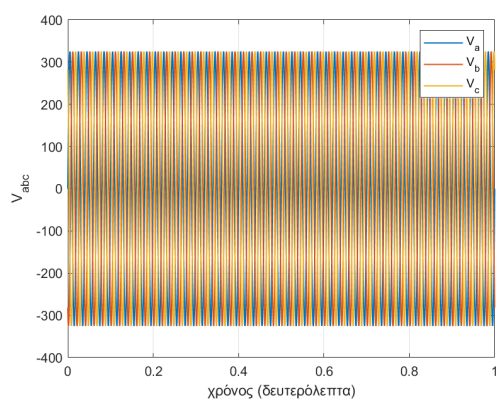
Στο [Σχήμα Α'5](#), [Σχήμα Α'6](#) και στο [Σχήμα Α'7](#) στο [Παράρτημα Α'](#) παρουσιάζεται και το μοντέλο του συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος, του οποίου το θεωρητικό υπόβαθρο παρουσιάστηκε στην [υπο-υποενότητα 3.2.3.1](#). Συγκεκριμένα η προσομοίωση έχει γίνει για ένα μοντέλο διανυσματικού ελέγχου το οποίο υλοποιήθηκε χρήση τάσης αντιστάθμισης. Το μοντέλο αυτό παρουσιάζεται διαγραμματικά στο [Σχήμα 3.67](#). Κάπου εδώ θα πρέπει να επισημάνουμε ότι στην προσομοίωση βρίσκεται και το dead band block το οποίο εξασφαλίζει την ορθή λειτουργία του αντιστροφέα, ποιο συγκεκριμένα δεν επιτρέπει τους δύο ημιαγωγίσιμους διακόπτες του ίδιου κλάδου να ανάψουν ταυτόχρονα. Στο [Σχήμα 5.3](#) θα παρουσιαστούν οι διάφορες κυματομορφές εξόδου, εισόδου, τα σήματα που στέλνουμε στους διακόπτες για να ανοίγω-κλείσουν, όπως και η σύγκριση της τάσης εισόδου στην οποία έχει προστεθεί η τάση αντιστάθμισης με το φέρον σήμα.

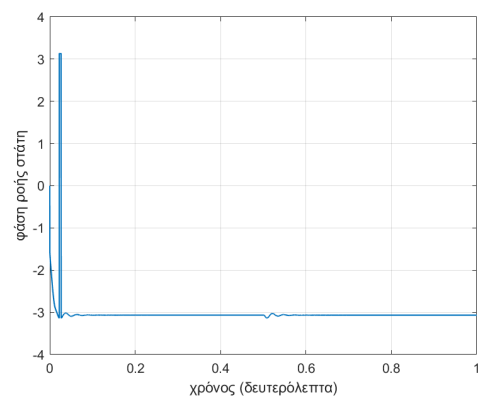
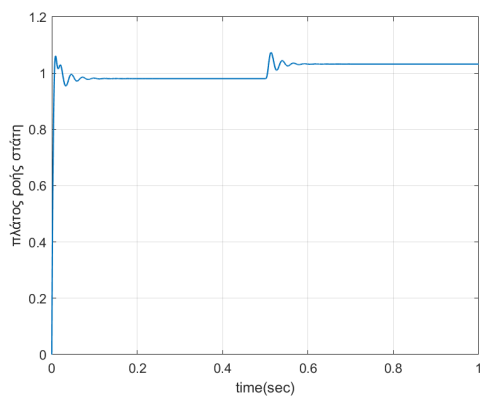
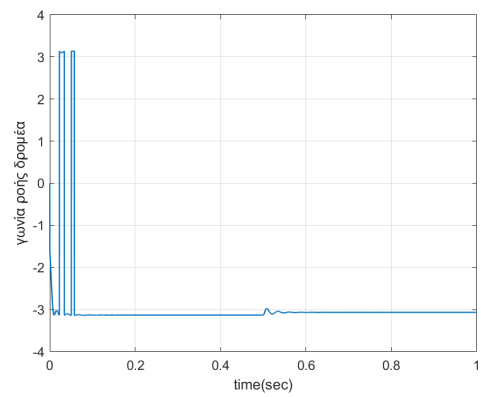
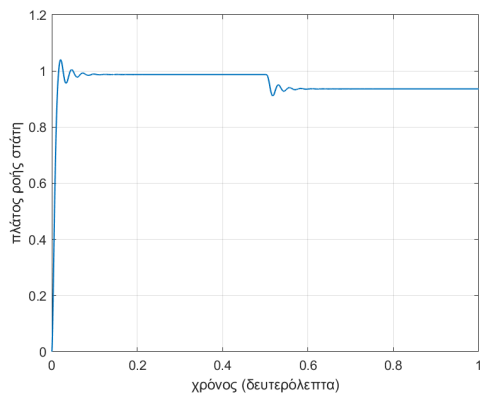
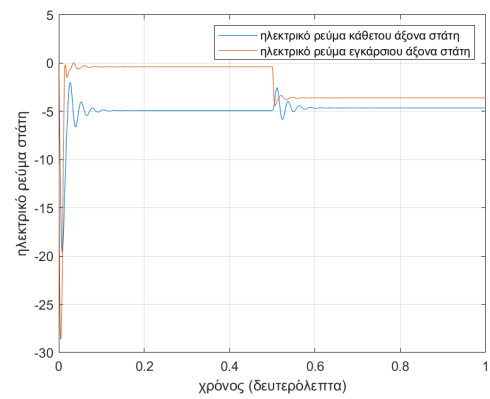
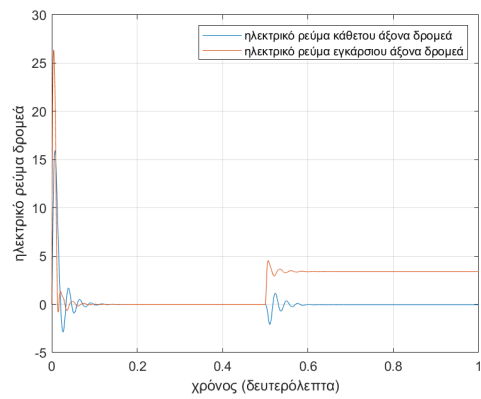
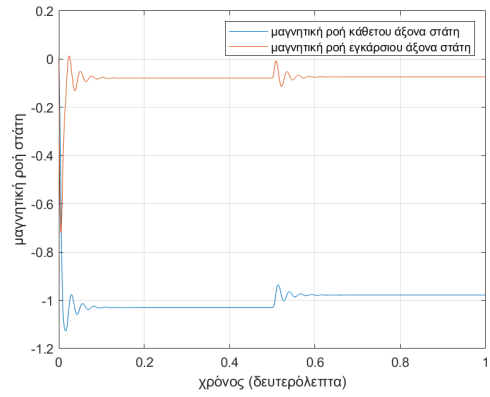
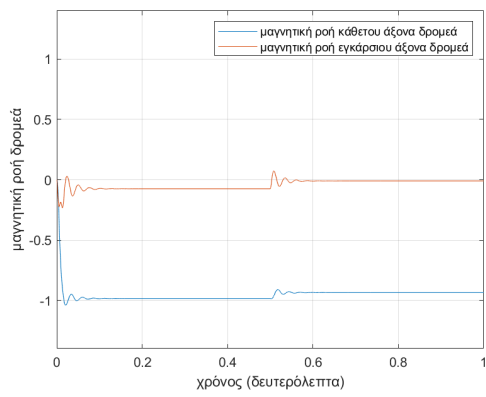




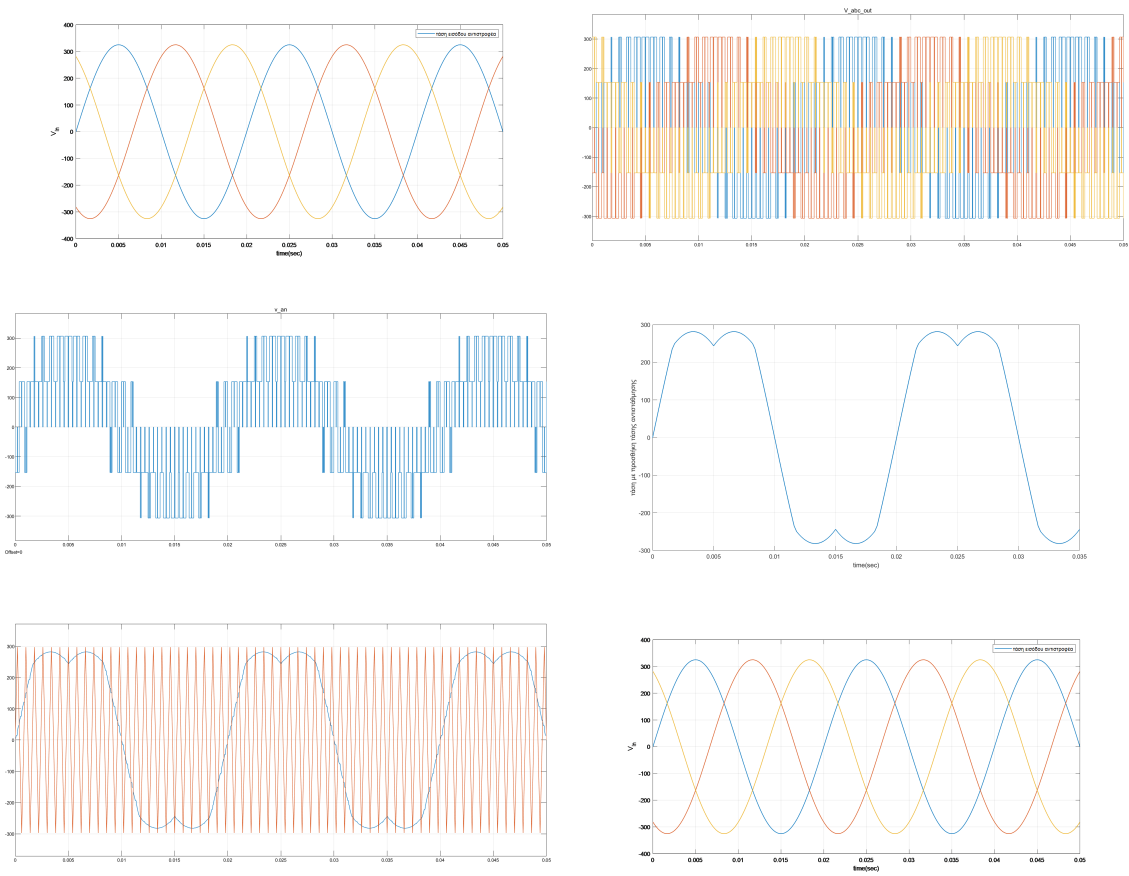


Σχήμα 5.1: Κυματομορφές  $\rho_{\theta}$  ακίνητο πλαίσιο αναφοράς.





Σχήμα 5.2: Κυματομορφές στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.



Σχήμα 5.3: Κυματομορφές αντιστροφεία.

## 5.3 Βαθμωτός έλεγχος

Ο βαθμωτός έλεγχος 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, και η μεταβολή της συχνότητας μεταβάλλει και τις επαγωγικές αντιδράσεις του στάτη και συνεπακόλουθα τα ρεύματα στη, 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 ανταπεξέλθει 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 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:

### 5.3.0.1 Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο

Ο έλεγχος αυτός αποτελεί την απλούστερη μεθοδολογία ελέγχου μίας μηχανής και για τον λόγο αυτό είναι και ευρέως διαδεδομένος. Συνήθως οι μηχανές επαγωγής χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές σταθερής ταχύτητας. Για τις εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας χρειάζεται έλεγχος της συχνότητας. Η συχνότητα ωστόσο πρέπει να παραμένει ανάλογη της τάσης έτσι ώστε η ροή να παραμένει σταθερή, αμελώντας την πτώση στην αντίσταση στάτη. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε και στο **Σχήμα ;** στο **Παράρτημα Β'** η συχνότητα  $\omega_e^*$  είναι η κύρια μεταβλητή ελέγχου αφού είναι περίπου ίση με την ταχύτητα  $\omega_r$  αν αμελήσουμε την μικρή συχνότητα ολίσθησης  $\omega_{sl}$  της μηχανής. Η φασική εντολή τάσης προκύπτει από την εντολή συχνότητας, αφού η τελευταία έχει πολλαπλασιαστεί με έναν συντελεστή ( $V/\omega$ ), έτσι ώστε να έχουμε μια σταθερή τιμή ροής. Στις πολύ χαμηλές συχνότητες, η αντίσταση στάτη απορροφά το μεγαλύτερο μέρος της τάσης στάτη και έτσι αποδυναμώνεται η ροή. Αυτός είναι και ο κύριος λόγος της χρήσης μίας τάσης αντιστάθμισης  $V_0$  όπως φαίνεται και στο μοντέλο του προγράμματος Matlab. Έτσι καταφέρνουμε να έχουμε τιμές κοντά στην ονομαστική ροή και την αντίστοιχη ονομαστική ροπή ακόμη και σε ταχύτητες κοντά στην μηδενική. Γενικά η τεχνική αυτή ελέγχου είναι αρκετά απλή, με ελάχιστη υπολογιστική πολυπλοκότητα και χρησιμοποιεί-

ίται σε πλήθος βιομηχανικών εφαρμογών που δεν απαιτούν μεγάλη ακρίβεια στην ρύθμιση της ταχύτητας και καλή μεταβατική συμπεριφορά, όπως ανεμιστήρες και αντλίες. Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν οι κυματομορφές που προκύπτουν από το σύστημα προσομοίωσης για το εξής σενάριο:

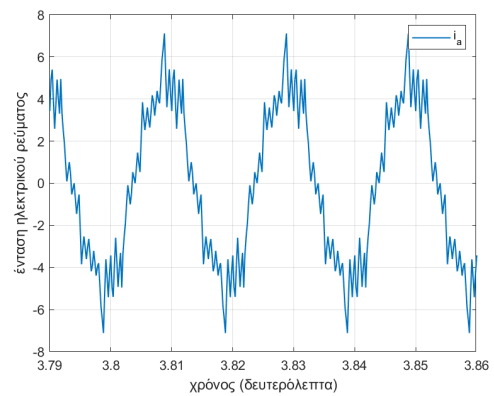
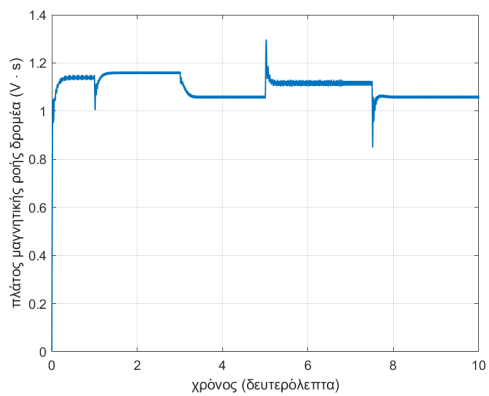
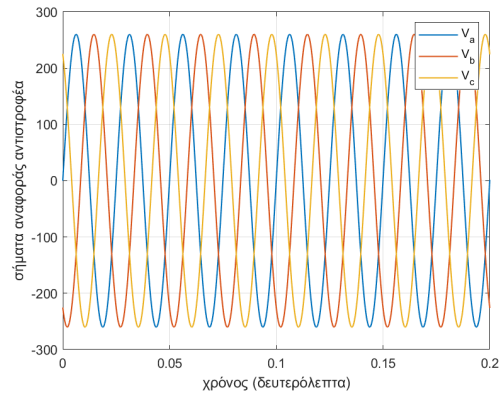
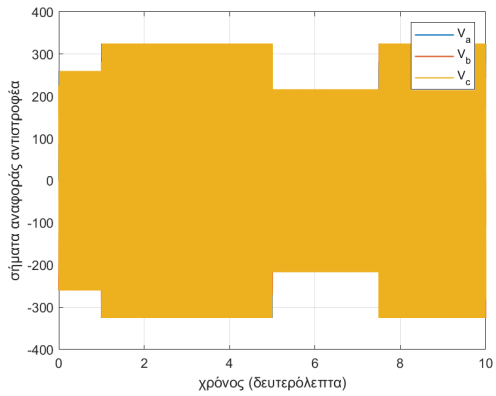
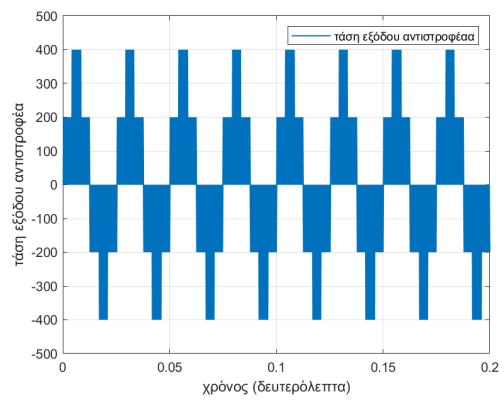
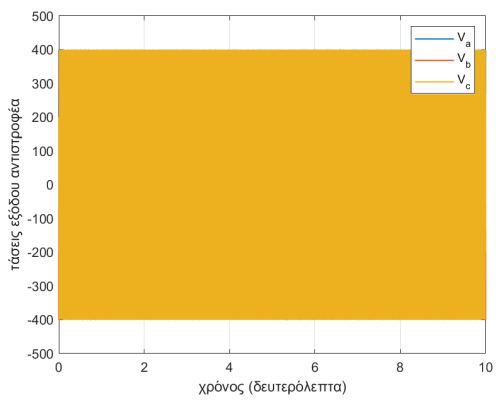
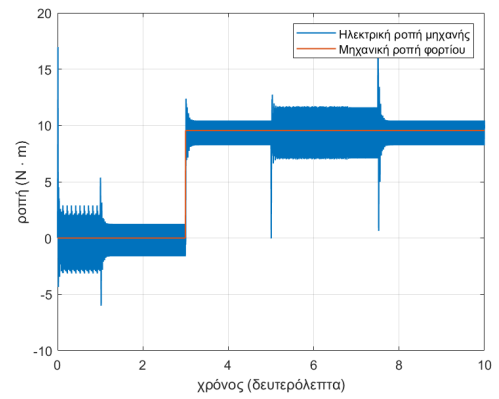
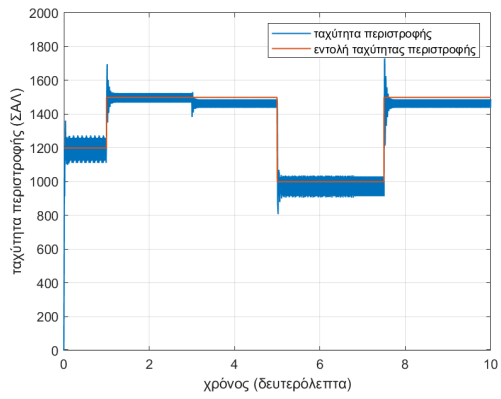
- Εκκίνηση της μηχανής τη χρονική στιγμή  $t = 0$  με ροπή σταθερή και ίση με 0. Η εντολή ταχύτητας είναι 1200 ΣΑΛ.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 1200 ΣΑΛ σε 1500 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 1$  δευτερόλεπτο.
- Βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου από μηδενική σε ονομαστική την χρονική στιγμή  $t = 3$  δευτερόλεπτα.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 1500 ΣΑΛ σε 1000 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 5$  δευτερόλεπτα.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 1000 ΣΑΛ σε 1500 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 7.5$  δευτερόλεπτο.

Όπως αναφέραμε στην μεθοδολογία αυτή ελέγχου η επιθυμητή εντολή ελέγχου καθορίζει αποκλειστικά την συμπεριφορά του ελεγκτή, καθώς δεν υπάρχουν σήματα ανάδρασης τα οποία θα ένημερώνουν για την παρούσα κατάσταση του συστήματος και αυτή θεωρείται πάντα γνωστή και δεδομένη. Αν για οποιοδήποτε λόγο η μηχανή βρίσκεται σε διαφορετική κατάσταση λειτουργίας από την προδιαγεγραμμένη για την οποία έχει σχεδιαστεί ο αλγόριθμος ελέγχου το αποτέλεσμα της εξόδου δεν θα είναι ικανοποιητικό. 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.

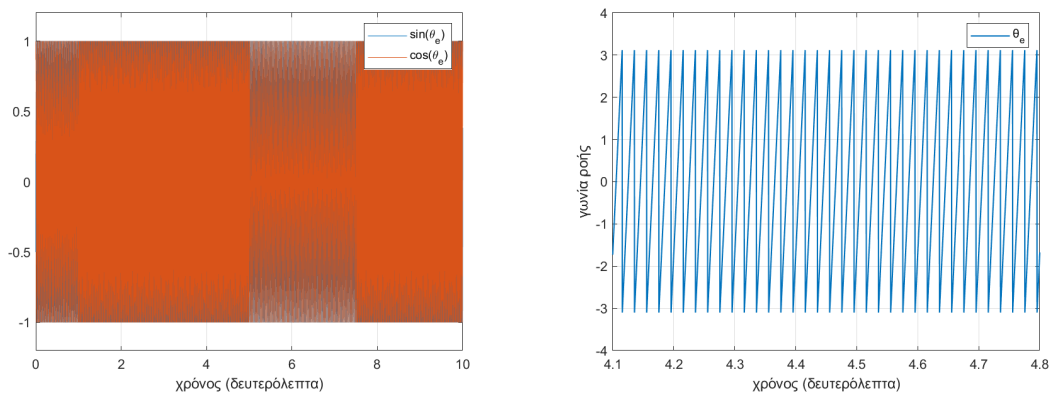
Από τα αποτελέσματα προσομοίωσης στο [Σχήμα 5.4](#) παρατηρούμε τα παρακάτω:

Βάση της ανάλυσης που προηγήθηκε, για την υλοποίηση του αλγορίθμου υποθέσαμε ότι η μαγνητική ροή παραμένει σταθερή, πράγμα το οποίο δεν είναι απολύτως ακριβές, αφού δεν λαμβάνουμε υπόψη την επίδρασή της αντίστασης του στάτη, η οποία είναι υπαρκτή σε μια πραγματική μηχανή. Η τιμή της μαγνητικής ροής αλλάζει κάθε φορά που η μηχανή περνάει σε διαφορετικό σημείο λειτουργίας, ενώ είναι σταθερή στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Στις κυματομορφές προσομοίωσης της εν λόγω τεχνικής φαίνεται το διάγραμμα του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής. Μέσω του διαγράμματος αυτού παρατηρούμε ότι η τιμή της ροής αλλάζει με την αλλαγή της εντολής ταχύτητας ή την αλλαγή του φορτίου της μηχανής, ενώ στην μόνιμη κατάσταση υπάρχει μία διακύμανση της τάξης του 1%. Παρατηρώντας την κυματομορφή της τάσης τροφοδοσίας καταλήγουμε στο ότι υπάρχει κάποια συσχέτιση μεταξύ της συχνότητας τροφοδοσίας και της μαγνητικής ροής. Ποιο συγκεκριμένα με την μείωση της συχνότητας τροφοδοσίας παρατηρείται μια αύξηση της μαγνητικής ροής, λόγω μείωσης της επαγωγικής αντίδρασης του τυλίγματος του στάτη. Η μεγάλη αύξηση της τιμής αυτή έχει περιοριστεί μέσω του αλγορίθμου ελέγχου.

Το παραπάνω φαινόμενο πηγάζει από τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής. Έτσι, η απόκριση του συστήματος στις εντολές μεταβολής της ταχύτητας δεν είναι βέλτιστη και συνοδεύεται από ταλαντωτική συμπεριφορά με υπερύψωση κατά την μεταβατική κατάσταση, μέχρι η μαγνητική ροή και η ταχύτητα να ισορροπήσουν στις τιμές που επιβάλλει το νέο σημείο λειτουργίας. Αυτό οδηγεί σε μη ικανοποιητική ταχύτητα της μηχανής, τόσο ως προς τον χρόνο απόκρισης, όσο και προς την ποιότητα της κυματομορφής,







Σχήμα 5.4: Κυματομορφές βαθμοτού ελέγχου ανοιχτού βρόχου.

πράγμα που καθιστά την τεχνική ελέγχου αυτή ακατάλληλη για εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο ακρίβειας υψηλής επίδοσης.

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή της παρούσας ενότητας οι μεταβολές στην ταχύτητα που οφείλονται σε μεταβολή της τιμής του φορτίου ή της συνεχούς τάσης τροφοδοσίας δεν διορθώνονται καθώς δεν γίνονται αντιληπτές από τον αλγόριθμο ελέγχου, όπως φαίνεται και στην κυματομορφή της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα που προκύπτει από την προσομοίωση. Το γεγονός αυτό, που οφείλεται στη φύση του ελέγχου σε ανοικτό βρόχο, δεν υπάρχουν σήματα ανάδρασης ‘με τον έξω κόσμο’, οδηγεί σε μόνιμα σφάλματα ταχύτητας.

Θα πρέπει να επισημανθεί ότι στην τεχνική αυτή παρατηρούνται ταλαντώσεις στην ταχύτητα για ένα πολύ μικρό χρονικό διάστημα κάθε φορά που η μηχανή περνάει σε ένα διαφορετικό σημείο λειτουργίας. Αυτό δεν αποτελεί σημαντικό μειονέκτημα κυρίως σε μηχανές με υψηλό συντελεστή αδράνειας, ωστόσο το φαινόμενο αυτό θα εξαφανιστεί όταν χρησιμοποιηθεί ο κατάλληλος αλγόριθμος διανυσματικού ελέγχου στην συνέχεια.

Εδώ ο έλεγχος του αντιστροφέα γίνεται μέσω της τεχνικής SPWM. Η τεχνική αυτή προσφέρει μειωμένη αρμονική παραμόρφωση στα ρεύματα της μηχανής, αφού οι αρμονικές συνιστώσες περιορίζονται σε συχνότητες γύρω της συχνότητας της τριγωνικής κυματομορφής φορέα και άνω. Οι αρμονικές αυτές βρίσκονται σε υψηλές συχνότητες, και δεν τη χρήση φίλτρου στις περισσότερες εφαρμογές, αφού ως φίλτρο χρησιμεύει η αντίσταση στάτη.

### 5.3.1 Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο

Μία αρχική βελτίωση του ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο είναι ο έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε κλειστό βρόχο όπου ρυθμίζεται η ταχύτητα μέσω της ταχύτητας ολίσθησης. Αυτή η τεχνική είναι και η απλούστερη τεχνική ελέγχου με σήματα ανάδρασης. Το σφάλμα ταχύτητας δημιουργεί την εντολή ολίσθησης  $\omega_{sl}$  μέσω ενός ελεγκτή PI και ενός περιοριστή. Η ολίσθηση προστίθεται στο σήμα ανάδρασης ταχύτητας για να παράγει την εντολή συχνότητας. Όπως περιγράφηκε και στην προηγούμενη μεθοδολογία, η εντολή συχνότητας  $\omega_e^*$  παράγει και την εντολή τάσης μέσω του συντελεστή  $V/f$ , ενσωματώνοντας την πτώση στάτη στις χαμηλές συχνότητες. Αφού θεωρείτε ότι η ολίσθηση είναι ανάλογη της αναπτυσσόμενης ροπής σε σταθερή ροή, η όλη τεχνική μπορεί να παρομοιαστεί με την τεχνική ελέγχου ανοιχτού βρόχου αν προσθέσουμε έναν βρόχο ελέγχου ταχύτητας. Όπως παρατηρούμε και στο [Σχήμα Β'3](#) τα σήματα ρεύματος δεν ανατροφοδοτούνται κάπου στον έλεγχο. Σε μία θετική βηματική μεταβολή της ταχύτητας, η μηχανή

επιταχύνει με έναν περιορισμό στη ολίσθηση που συνδέεται με τα ρεύματα στάτη ή τα όρια της ροής, προτού καταλήξει στην τιμή ολίσθησης της μόνιμης κατάστασης λειτουργίας, που καθορίζεται από την ροπή του φορτίου. Εάν η εντολή ταχύτητας είναι μία βηματική μείωση, η μηχανή φρενάρει με μια σταθερή αρνητική ολίσθηση  $-\omega_{sl}^*$ .

Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν οι κυματομορφές που προκύπτουν από το σύστημα προσομοίωσης για το εξής σενάριο:

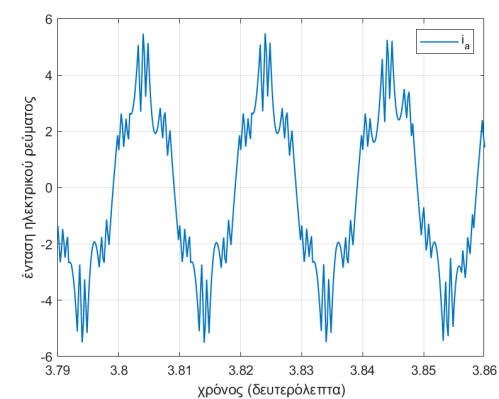
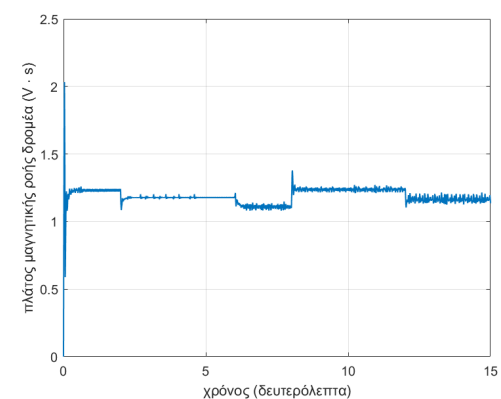
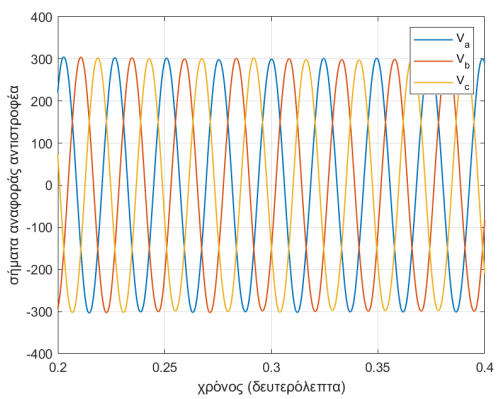
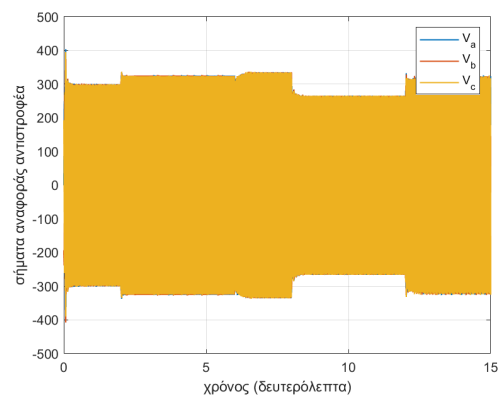
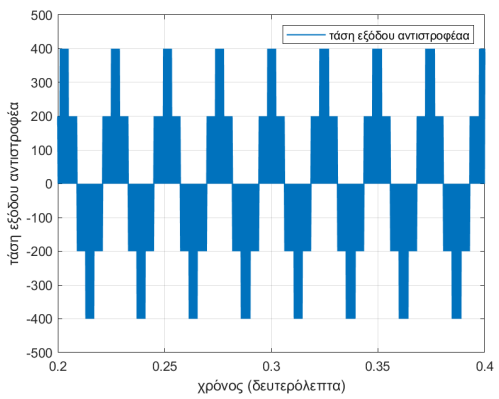
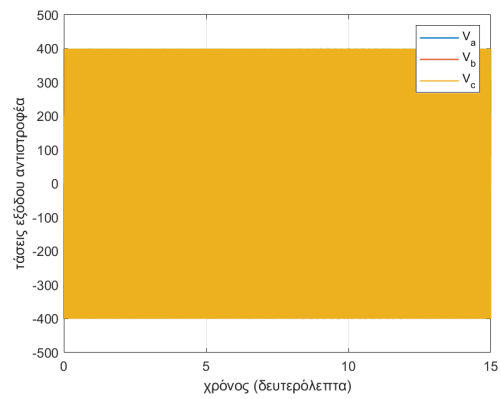
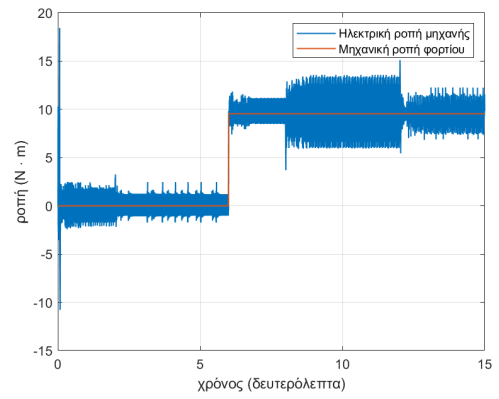
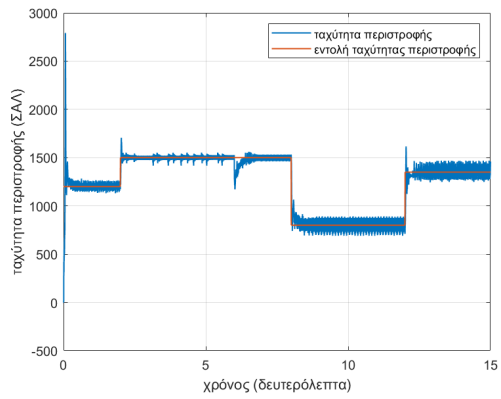
- Εκκίνηση της μηχανής τη χρονική στιγμή  $t = 0$  με ροπή σταθερή και ίση με 0. Η εντολή ταχύτητας είναι 1200 ΣΑΛ.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 1200 ΣΑΛ σε 1500 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 2$  δευτερόλεπτο.
- Βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου από μηδενική σε ονομαστική την χρονική στιγμή  $t = 6$  δευτερόλεπτα.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 1500 ΣΑΛ σε 800 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 8$  δευτερόλεπτα.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 800 ΣΑΛ σε 1300 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 12$  δευτερόλεπτο.

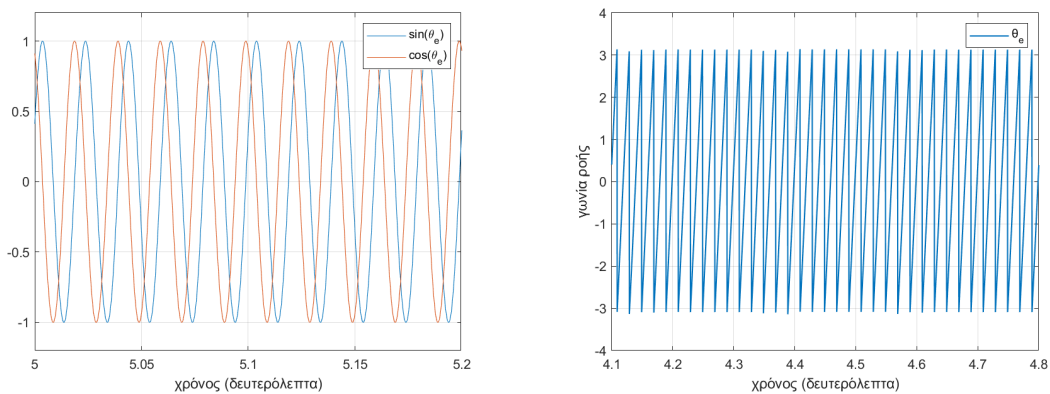
Όπως παρατηρείται και στις παραπάνω κυματομορφές, εξακολουθεί να υφίσταται το πρόβλημα της συζευγμένης μορφής των εξισώσεων. Και πάλι η μαγνητική ροή παραμένει σταθερή στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αλλά αλλάζει κάθε φορά που η μηχανή περνάει σε διαφορετικό σημείο λειτουργίας. Όπως αναφέραμε και προηγουμένως στην ανάλυση μας έχει αμεληθεί η επίδραση της αντίστασης του στάτη, η οποία είναι υπαρκτή σε μία πραγματική μηχανή. Η κυματομορφή πλάτους της μαγνητικής ροής δρομέα που διακρίνεται στο [Σχήμα 5.5](#), παρουσιάζει μια ταλάντωση στις μεταβολές του φορτίου και της ταχύτητας με τις πρώτες να είναι πιο εμφανείς. Ωστόσο, η ταλάντωση αυτή είναι μικρότερη συγκριτικά με το μοντέλο ανοιχτού βρόχου. Γενικά οι μείωση της συχνότητας τροφοδοσίας προκαλεί αύξηση της μαγνητικής ροής λόγω της μείωσης της επαγωγικής αντίδρασης του τυλίγματος του στάτη. Αυτό παρατηρείται και στις κυματομορφές που παρουσιάστηκαν, καθώς σε χαμηλές ταχύτητες όπου η συχνότητα τροφοδοσίας είναι μικρότερη η τιμή της μαγνητικής ροής είναι μεγαλύτερη.

Λόγω του φαινομένου που έως τώρα αναλύθηκε, παραμένει το πρόβλημα των ταλαντώσεων και της μη βέλτιστης απόκρισης σε μεταβολές του φορτίου και της ταχύτητας. Κάθε φορά που η μηχανή πρέπει να βρεθεί σε μία νέα λειτουργική κατάσταση παρατηρείται μία υπερύψωση τη τάξης του 15% της ονομαστικής και ταλαντώσεις για ένα πολύ μικρό χρονικό διάστημα μέχρι το σύστημα να φτάσει σε μόνιμη κατάσταση στο νέο σημείο λειτουργίας. Βελτιωμένη συμπεριφορά ως προς τις ταλαντώσεις παρατηρείτε στην αλλαγή της ροπής φορτίου. Ωστόσο θα πρέπει να σημειωθεί ότι, η ποιότητα της απόκρισης δεν είναι ικανοποιητική για εφαρμογές που απαιτούν υψηλής επίδοσης έλεγχο ακρίβειας, ούτε στην τεχνική αυτή, παρόλο που παρατηρείτε κάποια βελτίωση συγκριτικά με την μέθοδο ανοιχτού βρόχου.

Όπως παρατηρούμε από τις κυματομορφές, μεταβολές στην ταχύτητα που οφείλονται σε μεταβολές της ταχύτητας τροφοδοσίας ή μεταβολές στην τιμή του φορτίου γίνονται αντιληπτές και διορθώνονται εφόσον αυτό είναι εφικτό. Για την κατάλληλη λειτουργία του αλγορίθμου ωστόσο είναι εξαιρετικής σημασίας η κατάλληλη ρύθμιση του βρόχου ολίσθησης, καθώς ολόκληρη η ενέργεια ολίσθησης καταναλώνεται μέσα στην μηχανή αυξάνοντας την θερμοκρασία της. Εξακολουθεί ωστόσο να μην υπάρχει ανάδραση ρευμάτων.

Εδώ ο έλεγχος του αντιστροφέα γίνεται μέσω της τεχνικής SPWM. Η τεχνική αυτή προσφέρει μειωμένη αρμονική παραμόρφωση στα ρεύματα της μηχανής, αφού οι αρμονικές





Σχήμα 5.5: Κυματομορφές βαθμοτού ελέγχου κλειστού βρόχου.

συνιστώσες περιορίζονται σε συχνότητες γύρω της συχνότητας της τριγωνικής κυματομορφής φορέα και άνω. Οι αρμονικές αυτές βρίσκονται σε υψηλές συχνότητες, και δεν τη χρήση φίλτρου στις περισσότερες εφαρμογές, αφού ως φίλτρο χρησιμεύει η αντίσταση στάτη.

#### 5.4 Προσομοίωση διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο

Με το διανυσματικό έλεγχο μπορεί υπό κατάλληλες προϋποθέσεις να επιτευχθεί η αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής, κάτι που αίρει όλα τα προβλήματα του μονόμετρου (βαθμοτού) ελέγχου και κάνει πράγματι τη μηχανή επαγωγής να συμπεριφέρεται ως μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως. Στην περίπτωση του αλγορίθμου αυτού η εξουδετέρωση του μεταβατικού στις ροές του δρομέα και της συζευγμένης μορφής των εξισώσεων των δύο αξόνων συμβαίνει όταν όλη η ροή δρομέα βρίσκεται στον  $d$ -άξονα του δρομέα, δηλ  $\lambda_{qr} = 0$  και  $|\vec{\lambda}_r| = \lambda_{dr}$ . Η άρση της σύζευξης μεταξύ διεγέρσης και απόκρισης, μεταξύ δηλαδή της μαγνητικής ροής και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, είναι που κάνει το διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου τόσο ξεχωριστό από θεωρητική όσο και πρακτική σκοπιά. Ο διανυσματικός έλεγχος έρχεται σε πλήρη συμφωνία με τις αρχές της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών, καθώς άνοιξε το δρόμο όχι μόνο για τη θεώρηση αλλά και τον έλεγχο όλων των μηχανών μέσω ενός πρότυπου, γενικευμένου μοντέλου μηχανής. Επίσης από πρακτική άποψη η τεχνική του διανυσματικού ελέγχου αύξησε την απόδοση και την επίδοση των συστημάτων κίνησης μεταβλητής ταχύτητας φέρνοντας μια νέα επανάσταση στο χώρο των βιομηχανικών συστημάτων κίνησης που απαιτούν ακριβή έλεγχο της ταχύτητας.

Με την παρουσίασή του ο διανυσματικός έλεγχος σήμανε την απαρχή του τέλους των μηχανών συνεχούς ρεύματος που μέχρι τότε κατείχαν πλειοψηφικό μερίδιο στις εφαρμογές, ενώ σταδιακά εκτοπίζει και το βαθμωτό έλεγχο από τις εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο στροφών υψηλής ακρίβειας. Σήμερα πλέον ο διανυσματικός έλεγχος αποτελεί μια βασική έννοια αναφοράς με πάμπολλες εξειδικευμένες τεχνικές να έχουν τις ρίζες πίσω σε αυτή τη θεμελιώδους σημασίας σύλληψη.

Στη συνέχεια δίνεται μια πιο κοντινή ματιά στις βασικότερες υλοποιήσεις του.

### 5.4.1 Άμεσος διανυσματικός έλεγχος χρήση μοντέλου ρευμάτων

Η συχνότητα  $\omega_e$  του συστήματος δεν είναι απευθείας ελεγχόμενη όπως στην περίπτωση του βαθμοτού ελέγχου. Στην πραγματικότητα η μηχανή "αυτό-ρυθμίζεται", και η συχνότητα όσο και η φάση ελέγχονται έμμεσα μέσω του μοναδιαίου διανύσματος.

Στην μέθοδο αυτή δεν υπάρχει πρόβλημα αστάθειας όταν ξεπεραστεί το σημείο λειτουργίας στην ονομαστική τιμή ροπής, όπως υπάρχει στην μέθοδο βαθμωτού ελέγχου. Θέτοντας όρια στα  $I_s \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}$  εξασφαλίζουμε την λειτουργία στην "ασφαλή" περιοχή.

Η μεταβατική συμπεριφορά θα είναι γρήγορη και παρόμοια με εκείνη της dc - μηχανής , καθώς ο έλεγχος της ροπής μέσω του  $i_{qs}$  δεν επηρεάζει την ροή. Παρόλα αυτά θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο τέλειος διανυσματικός έλεγχος είναι αρκετά δύσκολος στην πράξη καθώς περιορίζεται σημαντικά από την συχνότητα μεταγωγής των ημιαγωγών στοιχείων, την επεξεργασία των σημάτων ( η οποία έχει βελτιωθεί σημαντικά μέσω των μοντέρνων μικροεπεξεργαστών ).

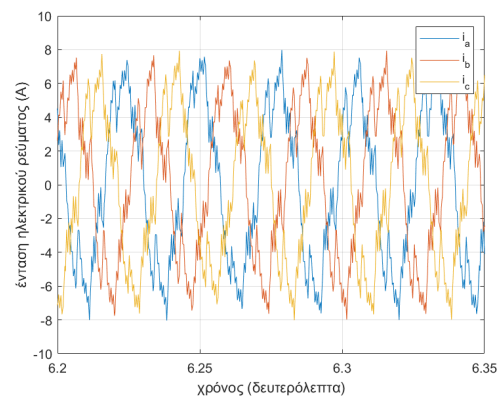
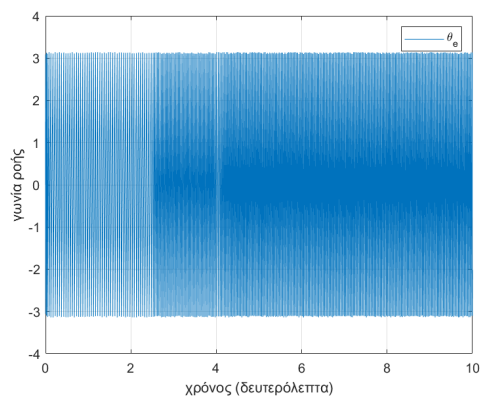
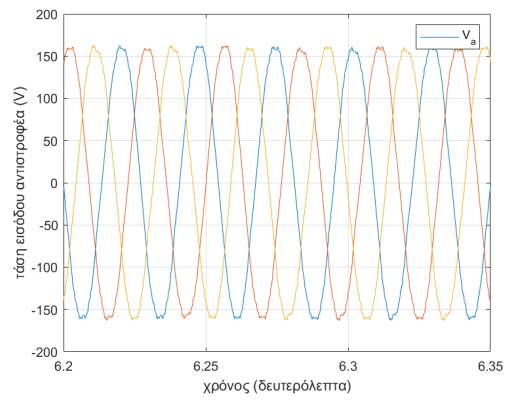
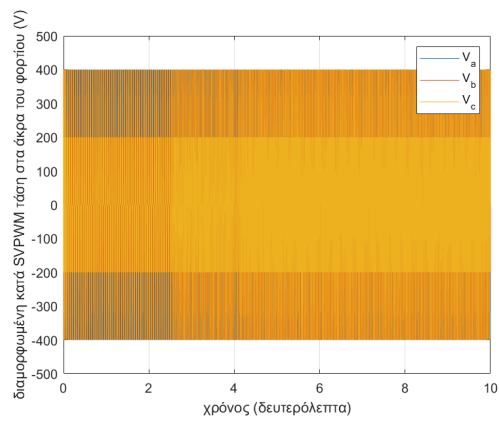
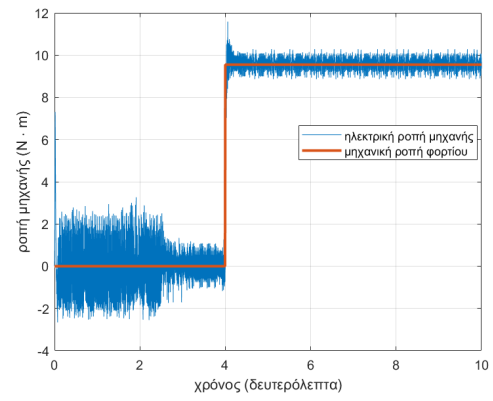
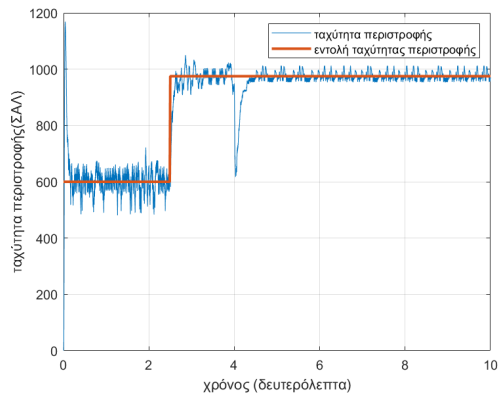
Όπως παρουσιάζεται και παραπάνω καταφέραμε να ελέγχονται ανεξάρτητα το ρεύμα παραγωγής ροπής ( $i_{qs}$ ) και ροής ( $i_{ds}$ ), με την γωνία μεταξύ τους να είναι  $90^\circ$ . Με τον προσανατολισμό του ευθέως άξονα του πλαισίου αναφοράς με την μαγνητική ροή του δρομέα έχουμε την αποσύζευξη των εξισώσεων και μπορούμε να έχουμε ανεξάρτητο έλεγχο της ροής και της ροπής. 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.

Ωστόσο εξακολουθεί να υπάρχει μία αρνητική ανατροφοδότηση του ελεγκτή ρεύματος παρόλο που χρησιμοποιείτε ρυθμιστής ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Συγκεκριμένα στις υψηλές συχνότητες , όπου οι τάσεις είναι μεγάλες, μπορούμε να έχουμε ταλαντώσεις του ρεύματος. Για τον λόγο αυτό θα εισάγουμε τον έλεγχο πρώσοτροφοδότησης, ο οποίος θα εφαρμοστεί στους επόμενους αλγόριθμους ελέγχου. Σε συνδυασμό με τον συνδυασμένο εκτιμητή θέσης τα αποτελέσματα του ελεγκτή θα βελτιωθούν σημαντικά σε όλο το εύρος ταχυτήτων.

Επίσης θα πρέπει να αναφερθεί ότι με την αύξηση της μαγνητικής ροής, η αναπτυσσόμενη ροπή παρουσιάζει μεγαλύτερη ευαισθησία, και έτσι μπορεί να παρατηρείτε μία αυξημένη ταλάντωση της ταχύτητας.

Αυτό που είναι αρκετά σημαντικό στην περίπτωση της μεθόδου αυτής είναι ότι οι 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 την διόρθωσή τους, εφόσον αυτό είναι εφικτό. Το ρεύμα που τροφοδοτεί την ηλεκτρική μηχανή είναι ελέγχεται ικανοποιητικά εξασφαλίζοντας υψηλή τιμή ροής ανά μονάδα ρεύματος.

Κάπου εδώ θα πρέπει να αναφερθεί η ευαισθησία που παρουσιάζει η τεχνική αυτή σε μεταβολές των παραμέτρων της μηχανής και ειδικά στις μεταβολές 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 την 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.



Σχήμα 5.6: Κυματομορφές διανυσματικού ελέγχου χρήση εκτιμητή ρεύματος.

Επιπρόσθετα η χρήση του εκτιμητή του μοντέλου ρευμάτων επιβάλλει την γνώση της ταχύτητας του δρομέα όπως και της αντίστασης του δρομέα. Η εκτίμηση εξαρτάται σημαντικά από την τιμή αυτής, και η διόρθωση της αντίστασης αποτελεί σημαντικό παράγοντα της επίδοσης, με τα προβλήματα που προκύπτουν από την τιμή της αντίστασης αυτής να αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Η χρήση του εκτιμητή ρεύματος είναι χρήσιμη στην περιοχή χαμηλών συχνοτήτων, καθώς μπορεί να δώσει μια ταλαντωτική απόκριση στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων. Για να αποφευχθεί κάτι τέτοιο στην συνέχεια θα γίνει χρήση του συνδυασμένου εκτιμητή των μοντέλων ρευμάτων και τάσεων.

Μέσω της τεχνικής αυτής καταφέραμε να ελέγξουμε το πλάτος της μαγνητικής ροής δρομέα. Έτσι μπορούμε να θέσουμε την επιθυμητή τιμή αυτής για κατάλληλες τιμές ταχύτητας και ροπής. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας. Μειώνοντας την τιμή της μαγνητικής ροής όποτε είναι εφικτό, έχουμε μείωση των μαγνητικών απωλειών λόγω υστέρησης, με αποτέλεσμα η μηχανή να εμφανίζει μικρότερη κατανάλωση με το ίδιο μηχανικό φορτίο. Επομένως η λειτουργία της γίνεται αποδοτικότερη.

Τέλος, για την μείωση της αρμονικής παραμόρφωσης των ρευμάτων, τα οποία οδηγούν στην ανάπτυξη υψίσυχνων ροπών, γίνεται εφαρμογή της τεχνικής SVPWM με κυματομορφές αναφοράς τις επιθυμητές τάσεις που προβλέπονται από τα επιθυμητά ρεύματα, με χρήση των εξισώσεων του μοντέλου της μηχανής.

#### 5.4.2 Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προστροφοδότησης

Όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, ο PI ρυθμιστής ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος καθώς μπορεί να επιτευχθεί μέσω αυτού μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης και μια καλή μεταβατική συμπεριφορά παρά την απλότητά του. Επίσης αναφέραμε ότι οι εξισώσεις τάσης στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο έχουν αλληλο-συνδεδεμένα τα στοιχεία,  $-\omega_e L i_{qs}^e$  και  $\omega_e L i_{ds}^e$ , πέρα από την αντί-ΗΕΔ.

Οι συνιστώσες αυτές της τάσης μπορούν να έχουν μία αρνητική επίδραση στην ανατροφοδότηση του ελεγκτή ρεύματος παρόλο που χρησιμοποιείται ρυθμιστής ρεύματος στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Συγκεκριμένα, στις υψηλές συχνότητες, όπου οι τάσεις είναι μεγάλες, μπορούμε να έχουμε ταλαντώσεις του ρεύματος. Ωστόσο η επιρροή των ρευμάτων μπορεί να μειωθεί εάν το εύρος ζώνης του ελεγκτή ρεύματος είναι αρκετά μεγάλο. Η ανάλυση για την κατάλληλη επιλογή εύρους ζώνης θα γίνει στην συνέχεια και θα φανεί ότι η τιμή του εξαρτάτε από την διακοπτική συχνότητα και τον ρυθμό δειγματοληψίας. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι τα μεγάλα κέρδη κάνουν το σύστημα πιο ευαίσθητο σε θόρυβο. Για την βελτίωση αυτών των διαταραχών, εισάγεται ο έλεγχος προστροφοδότησης (γνωστός και ως *decoupling control*) εκτός από τον έλεγχο ανάδρασης.

Στην περίπτωση ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος, οι τάσεις προστροφοδότησης εξαρτώνται από το είδος και τα χαρακτηριστικά της μηχανής. Συγκεκριμένα έχουμε:

$$v_{ds}^e = (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \quad (5.3)$$

$$v_{qs}^e = (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (5.4)$$



Χρησιμοποιώντας την εν λόγω μέθοδο προσοτροφοδότησης η μηχανή μετατρέπεται σε ένα R-L παθητικό κύκλωμα, βελτιώνοντας παράλληλα την επίδοση του ρυθμιστή ρεύματος. Για να έχουμε μια ακριβή αντιστάθμιση προσοτροφοδότησης χρειάζεται μια ακριβής γνώση των επαγωγών, την πεπλεγμένης ροής και της ταχύτητας. Ακόμα και όταν στα μεγέθη αυτά υπάρχουν σφάλματα, ο έλεγχος προσοτροφοδότησης μπορεί να μειώσει σημαντικά την επίδραση των διαταραχών από την αντί-ΗΕΔ και την αλληλεπίδραση των στοιχείων στον ρυθμιστή ρεύματος, συγκριτικά με τον έλεγχο ανάδρασης μόνο του.

Γενικά στον έλεγχο προσοτροφοδότησης, είναι επιθυμητό να εκτιμηθεί η τάση προσοτροφοδότησης χρησιμοποιώντας τα μετρημένα ρεύματα.

#### 5.4.2.1 Επιλογή εύρους ζώνης ελεγκτή ρεύματος

Η τιμή του αναλογικού όρου  $K_{pe}$  καθορίζει την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος, ενώ ο ολοκληρωτικός όρος  $K_{ie}$  καθορίζει την ταχύτητα που εξαλείφεται το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Όταν οι τιμές αυτές είναι μεγάλες, η απόδοση του ελέγχου είναι καλύτερη. Παρόλα αυτά, μεγάλα κέρδη μπορεί να οδηγήσουν σε διακυμάνσεις και σε αστάθεια της εξόδου. Όπως αναφέραμε στην [κεφάλαιο 4](#) τα κέρδη του ελεγκτή ρεύματος εξαρτώνται από το εύρος ζώνης  $\omega_{cc}$ . Για τον λόγο αυτό πριν προχωρήσουμε στην προσομοίωση, πρέπει, για το πείραμά μας, να καθορίσουμε το κατάλληλο εύρος ζώνης. Η επιλογή αυτού θα πρέπει να γίνεται βάση του κάθε συστήματος που θα οδηγηθεί καθώς εξαρτάται από διάφορους παράγοντες της προσομοίωσης. Ένα μεγαλύτερο εύρος ζώνης θα οδηγήσει σε πιο γρήγορη απόκριση του συστήματος αλλά ταυτόχρονα μπορεί να επιφέρει και την αστάθεια του όλου συστήματος.

Το εύρος ζώνης  $\omega_{cc}$  εξαρτάται από δύο παράγοντες: την συχνότητα μεταγωγής του αντιστροφέα και την συχνότητα δειγματοληψίας του συστήματος. Αφού το ρεύμα μίας μηχανής δεν μπορεί να αλλάξει ταχύτερα από την συχνότητα μεταγωγής του συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος, η συχνότητα αυτή περιορίζει το εύρος ζώνης. Εάν το ρεύμα δειγματοληπτείται δύο φορές ανά περίοδο μεταγωγής, ως κανόνας, το εύρος ζώνης μπορεί να φτάσει μέχρι το 1/10 της περιόδου δειγματοληψίας. Εάν το ρεύμα δειγματοληπτείται μια φορά ανά περίοδο μεταγωγής, το εύρος ζώνης μπορεί να φτάσει μέχρι το 1/20 της συχνότητας δειγματοληψίας. Στην περίπτωση αυτή, είναι επιθυμητό να περιορίσουμε το εύρος ζώνης στο 1/20 της συχνότητας δειγματοληψίας.

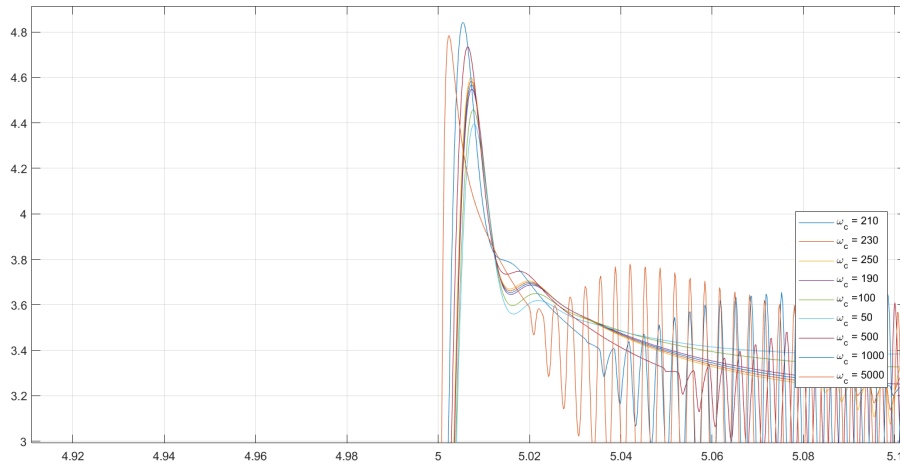
Στην περίπτωση μας η συχνότητα αυτή είναι 10 kHz. Έτσι το μέγιστο εύρος ζώνης προκύπτει ως  $10kHz/10 = 1kHz (\approx 6283.1853rad/s)$ . Παρόλα αυτά για να έχουμε σταθερό έλεγχο ρεύματος με βεβαιότητα, συχνά επιλέγουμε να περιορίσουμε την συχνότητα στα  $10kHz/20 = 500Hz (\approx 3141.59265rad/s)$ . Στο [Σχήμα 5.7](#) θα παρουσιάσουμε κυματομορφές επιλέγοντας διαφορετικό εύρος ζώνης.

#### 5.4.2.2 Κυματομορφές προσομοίωσης και συμπεράσματα

Αφού αναλύσαμε τα πλεονεκτήματα της μεθόδου αυτής και επιλέξαμε τα κατάλληλα εύρη ζώνης θα προχωρήσουμε στην παρουσίαση των αποτελεσμάτων για το εξής σενάριο:

- Εκκίνηση της μηχανής τη χρονική στιγμή  $t = 0$  με ροπή σταθερή και ίση με 0. Η εντολή ταχύτητας είναι 600 ΣΑΛ, ενώ η εντολή ροής είναι 0.76 Wb.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 600 ΣΑΛ σε 1500 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 2.5$  δευτερόλεπτο.
- Βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου από μηδενική σε ονομαστική την χρονική στιγμή  $t = 5$  δευτερόλεπτα.

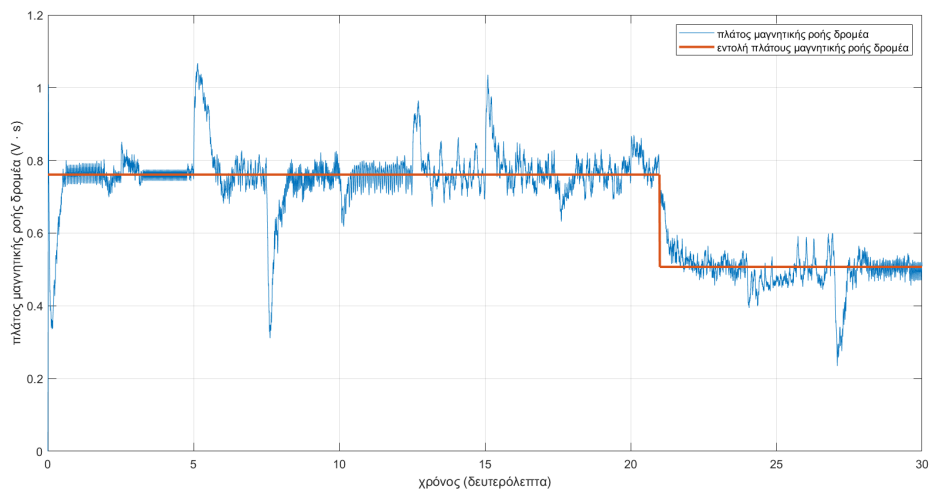
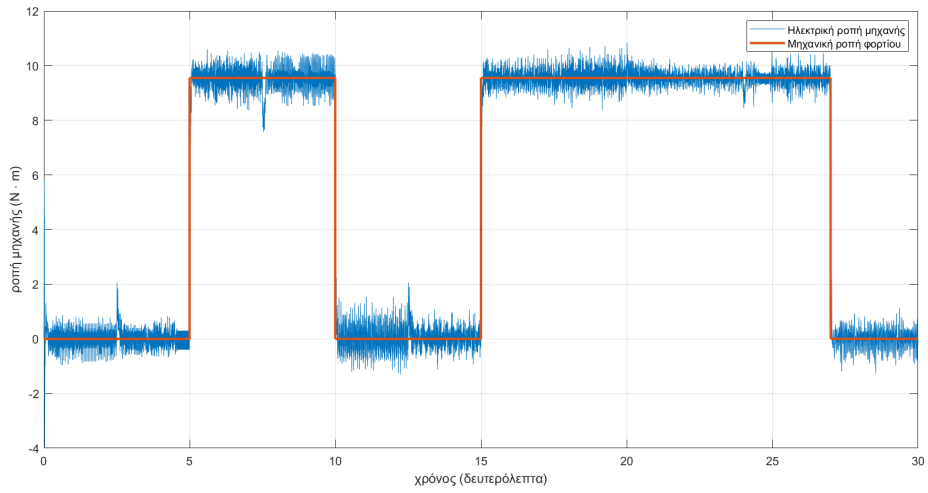
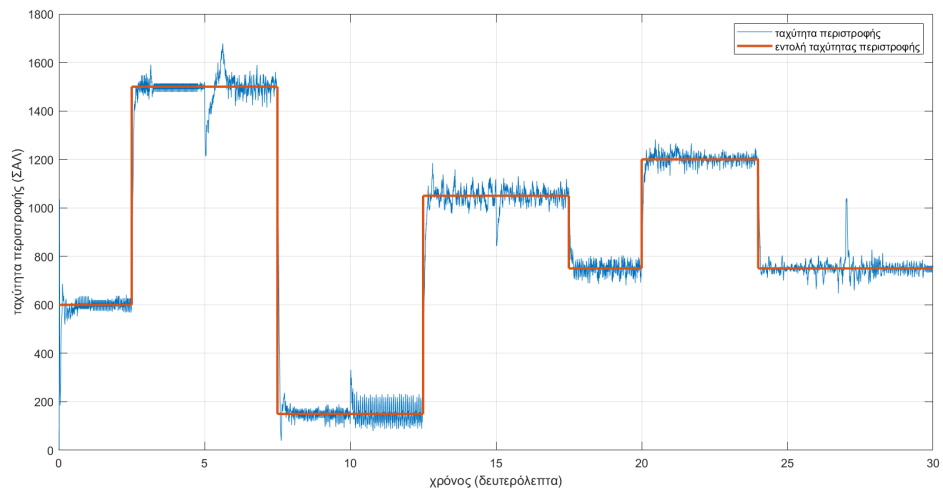


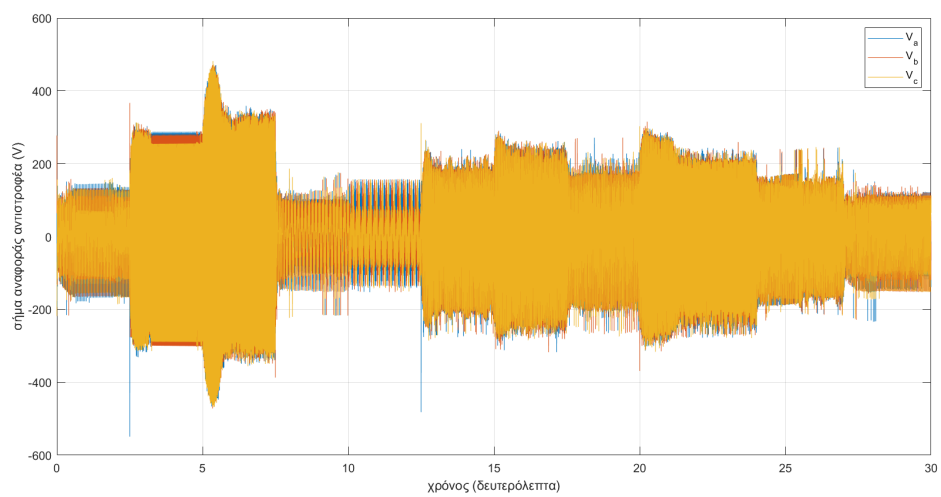
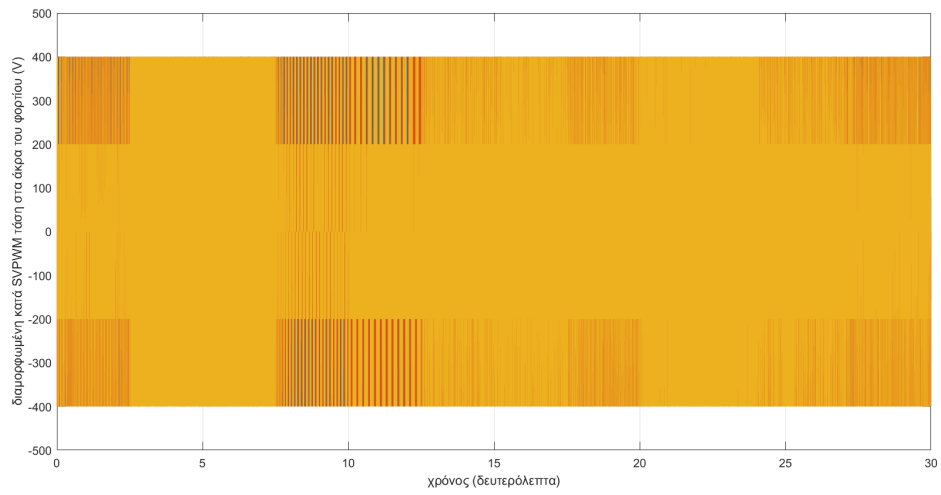
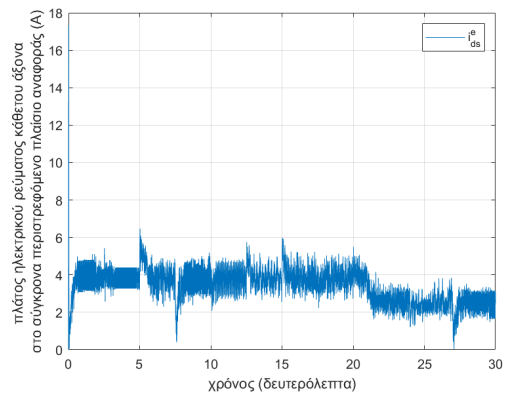
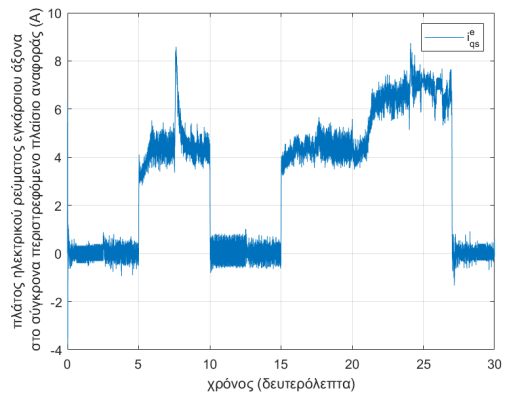


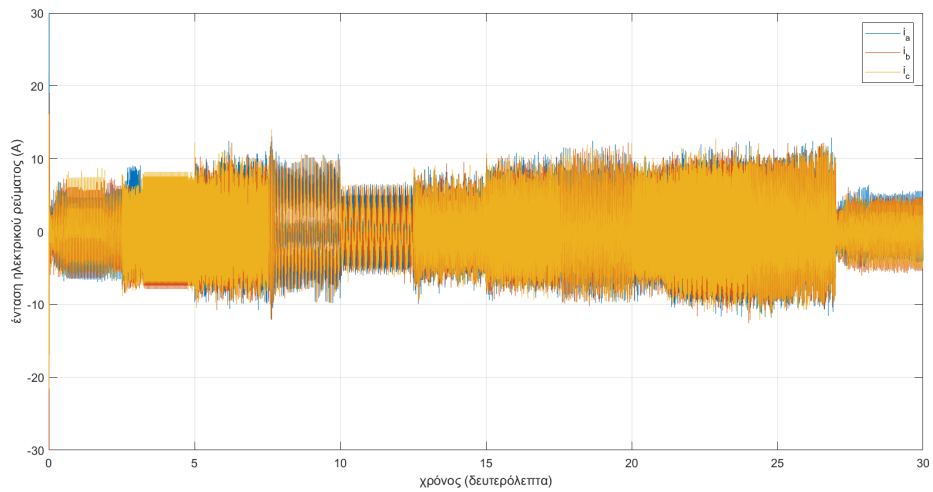
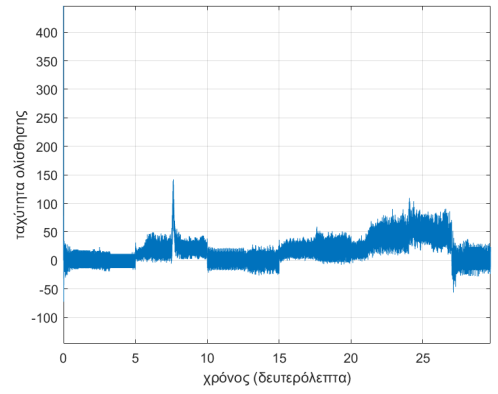
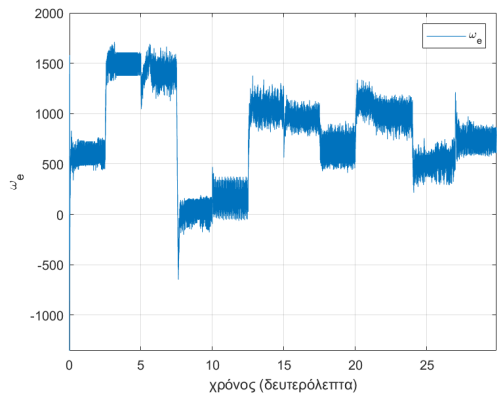
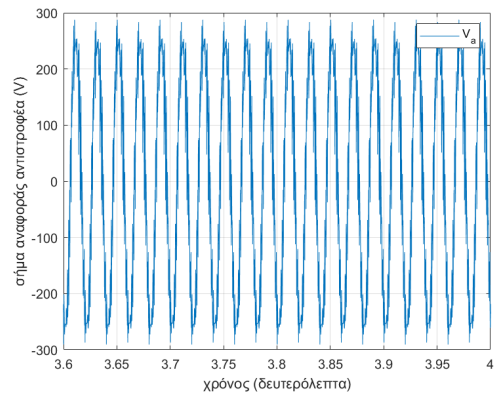
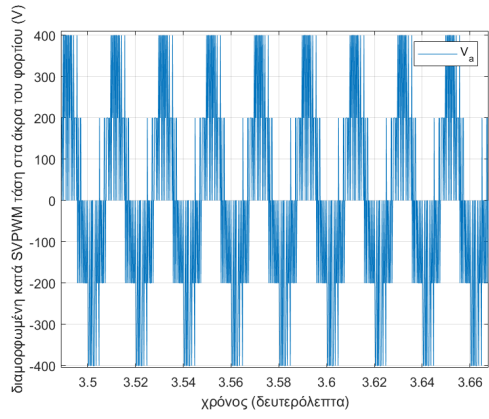
Σχήμα 5.7: Επιλογή διάφορων τιμών εύρους ζώνης.

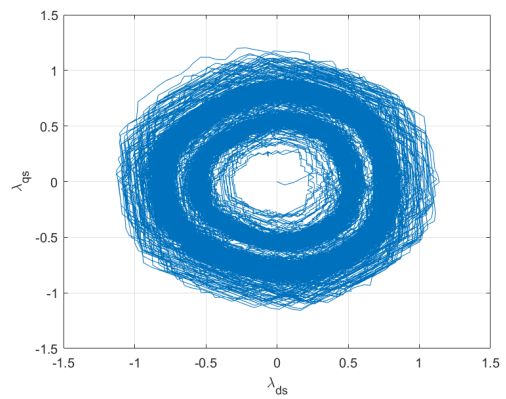
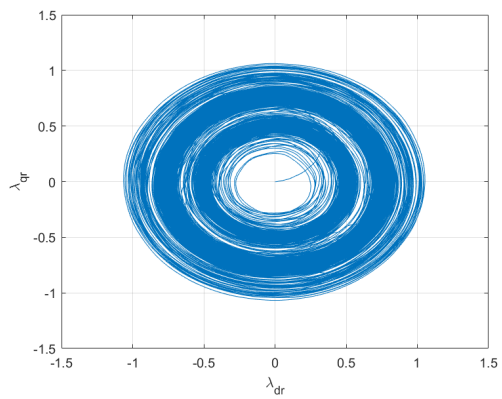
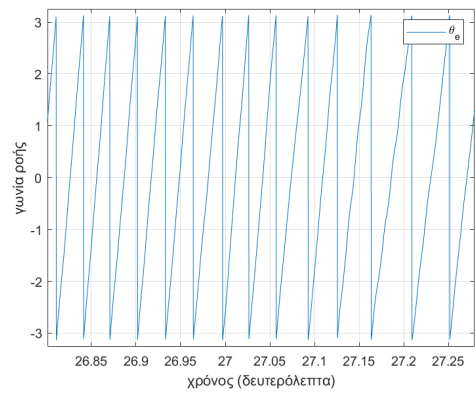
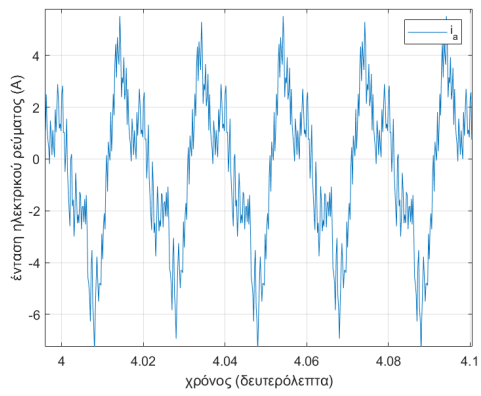
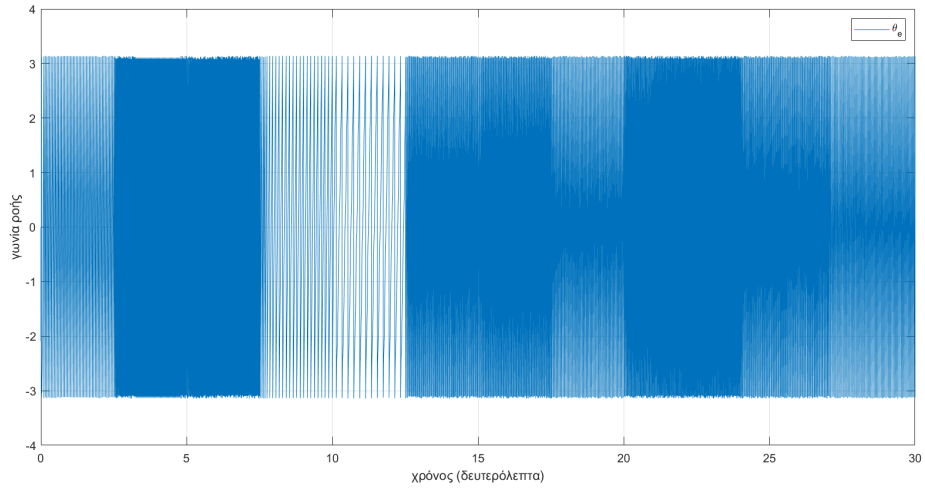
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 1500 ΣΑΛ σε 150 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 7.5$  δευτερόλεπτα.
- Βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου από ονομαστική σε μηδενική την χρονική στιγμή  $t = 10$  δευτερόλεπτα.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 150 ΣΑΛ σε 1050 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 12.5$  δευτερόλεπτο.
- Βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου από μηδενική σε ονομαστική την χρονική στιγμή  $t = 15$  δευτερόλεπτα.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 1050 ΣΑΛ σε 750 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 17.5$  δευτερόλεπτο.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 750 ΣΑΛ σε 1200 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 17.5$  δευτερόλεπτο.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ροής από  $0.76 \text{ Wb}$  σε  $0.507 \text{ Wb}$  την χρονική στιγμή  $t = 21$  δευτερόλεπτο.
- Βηματική αλλαγή της εντολής ταχύτητας από 1200 ΣΑΛ σε 750 ΣΑΛ την χρονική στιγμή  $t = 24$  δευτερόλεπτο.
- Βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου από ονομαστική σε μηδενική την χρονική στιγμή  $t = 27$  δευτερόλεπτα.

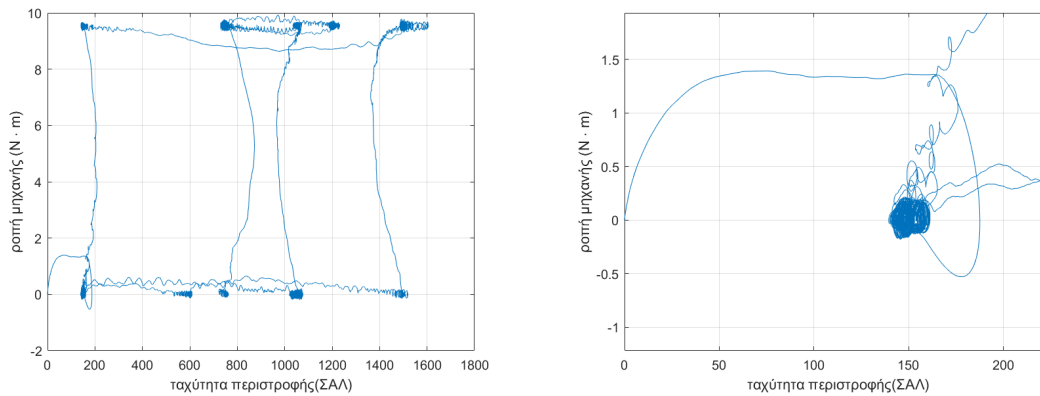
Όπως αναλύσαμε και προηγουμένως, για τον έλεγχο της στιγμιαίας ροπής του επαγωγικού κινητήρα, αρχικά, διαχωρίσαμε τα τριφασικά ρεύματα σε ρεύματα στάτη  $d$  και  $q$  άξονα χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, στον οποίο ο άξονας  $d$  τοποθετείται στην αντιστοιχεί θέση του διανύσματος ροής. Στη συνέχεια, η ροή ελέγχεται από το ρεύμα στάτη του άξονα  $d$ ,  $i_{ds}^e$ , ενώ η στιγμιαία ροπή ελέγχεται, ανεξάρτητα, από το ρεύμα στάτη του  $q$ -άξονα,  $i_{qs}^e$ . Καταφέραμε να ελέγχονται ανεξάρτητα το











Σχήμα 5.8: Κυματομορφές διανυσματικού ελέγχου χρήση προστροφοδότησης και συνδυασμένου εκτιμητή.

ρεύμα παραγωγής ροπής ( $i_{qs}$ ) και ροής ( $i_{ds}$ ), με την γωνία μεταξύ τους να είναι  $90^\circ$ . Με τον προσανατολισμό του ευθέως άξονα του πλαισίου αναφοράς με την μαγνητική ροή του δρομέα έχουμε την αποσύζευξη των εξισώσεων και μπορούμε να έχουμε ανεξάρτητο έλεγχο της ροής και της ροπής.

Και στις κυματομορφές που παρουσιάζονται παρατηρούμε ότι η ροή δρομέα καθορίζεται από το ρεύμα του κάθετου άξονα στάτη. Η μεταξύ τους σχέση είναι γραμμική και πιο συγκεκριμένα  $\vec{\lambda}_r = L_m \cdot i_{ds}$ . Η επαλήθευση αυτής μπορεί να γίνει εύκολα από τις κυματομορφές. Με την αλλαγή της εντολής ροής, αλλάζει και η τιμή του ρεύματος του κάθετου άξονα, για να φτάσουμε στην επιθυμητή τιμή ροής. Εδώ η εντολή ροής άλλαξε από 0.76 σε 0.507. Το ρεύμα  $i_{ds}^e$  άλλαξε από 3.8 ( $\vec{\lambda}_r/L_m$ ) σε 2.5 ( $\vec{\lambda}_r/L_m$ ). Μετά την εφαρμογή της εντολής ρεύματος  $i_{ds}^e$  χρειάζεται κάποιος χρόνος ώστε να φτάσει στην επιθυμητή τιμή της ροής δρομέα. Αυτός ο χρόνος εξαρτάται από την χρονική σταθερά της μηχανής  $T_r$  και εδώ είναι περίπου  $3T_r$ . Σε πολλούς αλγόριθμους ελέγχου η τιμή αυτή είναι  $5T_r$ .

Μια παρόμοια ανάλυση, όπως αυτή που έγινε για την ροή της μηχανής επαγωγής, μπορεί να γίνει και για την ροπή. Η αναλογία μεταξύ αυτής και του ρεύματος εγκάρσιου άξονα στάτη φαίνεται και στις κυματομορφές. Αντίθετα με την περίπτωση ροής, η απόκριση της ροπής στην αλλαγή του ρεύματος είναι στιγμιαία και άμεση. Το ρεύμα αυτό είναι μηδενικό για μηδενική εντολή ροπής, πράγμα που είναι και μία από τις βασικές αρχές του διανυσματικού ελέγχου. Αξίζει να σημειωθεί ωστόσο ότι η τιμή του ρεύματος εγκάρσιου άξονα εξαρτάται αντιστρόφως ανάλογα κατά απόλυτη τιμή και από την ροή όπως παρατηρείτε και στις κυματομορφές. Με την μείωση της εντολής ροής παρατηρείτε μία αύξηση στην απόλυτη τιμή του ρεύματος εγκάρσιου άξονα στάτη βάση. Έτσι λοιπόν λαμβάνουμε το αποτέλεσμα που αναμέναμε και από τις μαθηματικές σχέσεις που παρουσιάσαμε,  $i_{qs}^{e*} = \frac{T_e^*}{K_T} \rightarrow i_{qs}^{e*} = \frac{T_e^*}{\frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \lambda_{dr}^{e*}}$ .

Στην περίπτωση του μοντέλου αυτού έχει γίνει χρήση του συνδυασμένου εκτιμητή ροής. Όπως έχει αναφερθεί και στο κεφάλαιο 4 στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων όπου η αντί-ΗΕΔ είναι αρκετά μεγάλη, η μέθοδος εκτίμησης ροής βασισμένη στο μοντέλο τάσεων, χρησιμοποιώντας μία ολοκλήρωση της αντί-ΗΕΔ, έχει το πλεονέκτημα της ακρίβειας και της ευρωστίας στην αλλαγή των παραμέτρων. Παρόλα αυτά, στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, όπου είναι αρκετά δύσκολο να λάβουμε μια ακριβές τιμή της αντί-ΗΕΔ, ο εκτιμητής ρεύματος, χρη-

σιμοποιώντας την ταχύτητα του δρομέα, έχει πλεονέκτημα έναντι του εκτιμητή τάσης. Για τον λόγο αυτό, είναι επιθυμητό να εκτιμηθεί η πεπλεγμένη ροή δρομέα χρησιμοποιώντας των εκτιμητή ρεύματος στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων και τον εκτιμητή τάσης στις υψηλές ταχύτητες. Εφαρμόζουμε λοιπόν έναν συνδυασμένο έλεγχο των δυο εκτιμητών με την κατάλληλη επιλογή της μεθόδου εναλλαγής τους να παρουσιάζεται στο [κεφάλαιο 4](#). Με αυτόν τον τρόπο καταφέρνουμε να έχουμε λειτουργία της μηχανής σε όλο το εύρος ταχυτήτων.

Στην μεθοδολογία ελέγχου αυτή τα ρεύματα δρομέα εγκάρσιου και κάθετου άξονα δεν αποτελούν παραμέτρους ελέγχου και έχουν εξαλειφθεί στις εξισώσεις τάσης δρομέα.

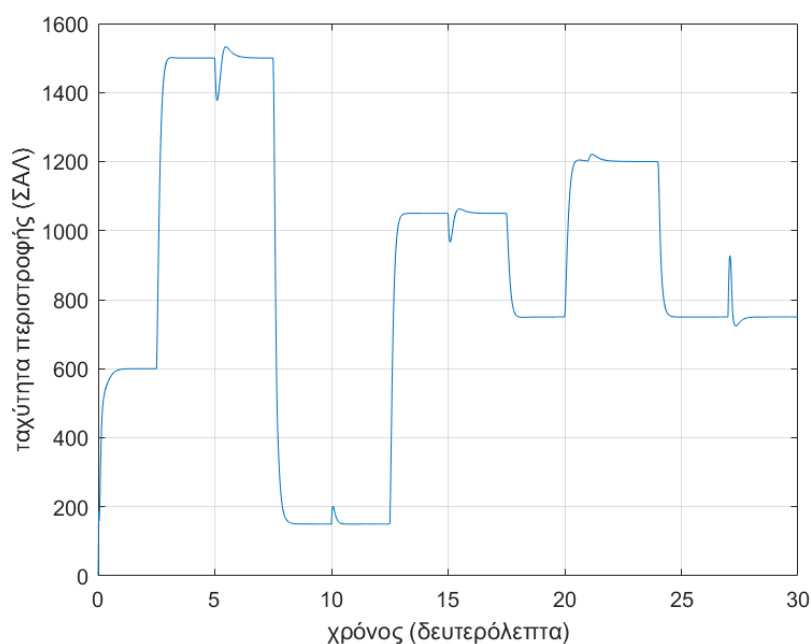
Επίσης παρατηρείτε μεγάλη ακρίβεια στην ταχύτητα ακόμα και σε εντολές μηδενικής ταχύτητας πράγμα που δεν είχαμε στις προηγούμενες περιπτώσεις. Στην κυματομορφή ταχύτητας δεν παρατηρείτε η υπερύψωση στην εκκίνηση, ούτε σε οποιοδήποτε χρονικό διάστημα όπου υπάρχει αλλαγή εντολής ταχύτητας, η οποία είναι εμφανής στις προηγούμενες τεχνικές. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι ταλαντώσεις της ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι τις τάξης του 0.6%.

Μέσω της τεχνικής αυτής καταφέραμε να ελέγξουμε το πλάτος της μαγνητικής ροής δρομέα. Έτσι μπορούμε να θέσουμε την επιθυμητή τιμή αυτής για κατάλληλες τιμές ταχύτητας και ροπής. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας. Μειώνοντας την τιμή της μαγνητικής ροής, όποτε είναι εφικτό, έχουμε μείωση των μαγνητικών απωλειών λόγω υστέρησης, με αποτέλεσμα η μηχανή να εμφανίζει μικρότερη κατανάλωση με το ίδιο μηχανικό φορτίο. Επομένως η λειτουργία της γίνεται αποδοτικότερη.

Επίσης θα πρέπει να αναφερθεί ότι με την αύξηση της μαγνητικής ροής, η αναπτυσσόμενη ροπή παρουσιάζει μεγαλύτερη ευαισθησία, και έτσι μπορεί να παρατηρείτε μία αυξημένη ταλάντωση της ταχύτητας.

Επιπρόσθετα, στον αλγόριθμο αυτό έχει εφαρμοστεί και η κατάλληλη μέθοδος anti-windup μέσω της οποίας έχουμε καταφέρει να αποφύγουμε τυχόν υπερπήδηση και αργή απόκριση σε μεγέθη όπως τα ρεύματα και η ταχύτητα. Η ανάλυση και η επιλογή του συντελεστή κέρδους αυτού παρουσιάζεται στην [υπο-υποενότητα 4.4.2.2](#). Στο [Σχήμα ;](#) παρουσιάζεται η ταχύτητα της μηχανής στην περίπτωση χρήσης του αλγορίθμου αυτού, όπου υπάρχει και η τεχνική anti-windup και παρατηρούμε μια γρήγορη απόκριση χωρίς υπερύψωση πράγμα που αποδεικνύει την σωστή λειτουργία του αλγορίθμου.

Η τεχνική αυτή 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 εξαιρετική. Ωστόσο, η εφαρμογή της παρουσιάζει αυξημένη υπολογιστική πολυπλοκότητα, ιδιαίτερα όταν επιβάλλεται η διενέργεια πολλών κύκλων υπολογισμού στην μονάδα χρόνου. Για τον λόγο αυτό συνήθως επιτάσσει την χρήση υπολογιστικών μονάδων αυξημένου κόστους. 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. Θα πρέπει να σημειωθεί ωστόσο, ότι τα τελευταία χρόνια υπάρχει μια πτώση στην τιμή των μικροεπεξεργαστών. Η τιμή αυτή μπορεί να μειωθεί ακόμη περισσότερο εάν υπάρξει βελτιστοποίηση των αλγορίθμων ως προς τις μονάδες επεξεργασίας που χρησιμοποιούν.



### 5.4.3 Διανυσματικός έλεγχος χωρίς αισθητήρες θέσης

Στην μεθοδολογία αυτή δεν χρησιμοποιείται αισθητήρας θέσης ώστε να γνωρίζουμε την ταχύτητα της μηχανής μέσω αυτού, αλλά η ταχύτητα υπολογίζεται βάση της θέσης που έχει εκτιμηθεί χρησιμοποιώντας τον κατάλληλο εκτιμητή. Η απουσία του αισθητήρα ταχύτητας κάνει το σύστημα οικονομικότερο, θυσιάζοντας ωστόσο την ακρίβεια σε μερικές περιοχές ταχυτήτων. Συγκεκριμένα, ο εκτιμητής ροής που χρησιμοποιείται είναι ο εκτιμητής μοντέλου τάσεων. Όπως αναφέραμε, ο συγκεκριμένος είναι κατάλληλος για την περιοχή υψηλών ταχυτήτων, με πτώση ακρίβειας στις χαμηλότερες. Η επίδοσή του καθορίζει και την γενική επίδοση του μοντέλου για της συνθήκες εκκίνησης λειτουργίας του μικροεπεξεργαστή.

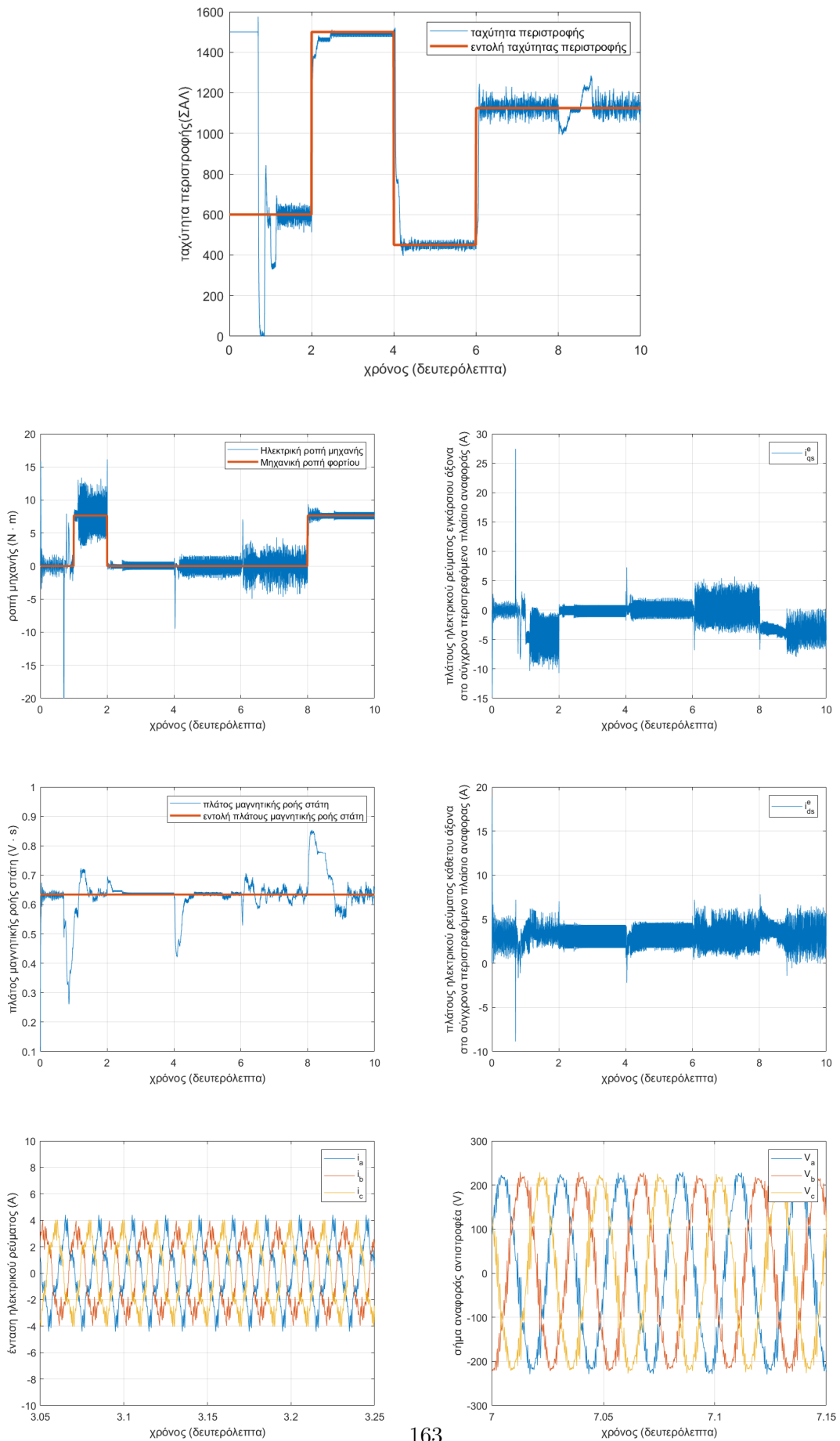
Θα πρέπει επίσης να επισημανθεί ότι στην περίπτωση του αλγόριθμου χωρίς αισθητήρα η υπολογιστική πολυπλοκότητα αυξάνεται και υπάρχει η ανάγκη αρχικοποίησης του μοντέλου. Μπορούμε με κατάλληλες ρυθμίσεις, οι οποίες εξαρτώνται από την εφαρμογή και το αποτέλεσμα που περιμένουμε, να έχουμε και την επιθυμητή συμπεριφορά στην εκκίνηση της μηχανής. Μετά το πέρας των λίγων *msec* η συμπεριφορά του αλγόριθμου είναι ίδια με την προηγούμενη περίπτωση.

Επιπρόσθετα, στον αλγόριθμο αυτό έχει εφαρμοστεί και η κατάλληλη μέθοδος anti-windup μέσω της οποίας έχουμε καταφέρει να αποφύγουμε τυχόν υπερπήδηση και αργή απόκριση σε μεγέθη όπως τα ρεύματα και η ταχύτητα. Η ανάλυση και η επιλογή του συντελεστή κέρδους αυτού παρουσιάζεται στην [υπο-υποενότητα 4.4.2.2](#).

Προηγούμενως αναφέρθηκε η ευαισθησία που παρουσιάζουν οι τεχνικές αυτές σε μεταβολές των παραμέτρων της μηχανής και ειδικά στις μεταβολές της αντίστασης του δρομέα. Λόγω ύπαρξης ενός παραπάνω μεγέθους προς εκτίμηση, στην παρούσα τεχνική η εξάρτηση πολλαπλασιάζεται. Αυτό θα έχει αντίκτυπο στην συνολική απόδοση του συστήματος.

Η εφαρμογή της παρούσας τεχνικής παρουσιάζει αυξημένη υπολογιστική πολυπλοκότητα,





Σχήμα 5.10: Κυματομορφές διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρες θέσης.

ιδιαίτερα όταν επιβάλλεται η διενέργεια πολλών κύκλων υπολογισμού στην μονάδα χρόνου. Για τον λόγο αυτό συνήθως επιτάσσει την χρήση υπολογιστικών μονάδων αυξημένου κόστους. Συνεπώς λόγω του οικονομικού της κόστους, πεδίο χρήσης αυτής της τεχνικής ελέγχου είναι εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης που απαιτούν υψηλής ακρίβειας και βέλτιστης επίδοσης ελέγχου ταχύτητας. Θα πρέπει να σημειωθεί ωστόσο, ότι τα τελευταία χρόνια υπάρχει μια πτώση στην τιμή των μικροεπεξεργαστών. Η τιμή αυτή μπορεί να μειωθεί ακόμη περισσότερο εάν υπάρξει βελτιστοποίηση των αλγορίθμων ως προς τις μονάδες επεξεργασίας που χρησιμοποιούν.

## 5.5 Σύγκριση και σύνοψη αλγορίθμων ελέγχου

Αλφριθμιο	$V/f$ σε ανοικτό βρόχο	$V/f$ σε κλειστό βρόχο	Άμεσο FOC	Έμμεσο FOC
Σήματα ανάδρασης	$F\{\}$	$F = \{\text{ταχύτητα}\}$	$F = \{\text{ροή, τάση, ρεύματα, ταχύτητα}\}$	$F = \{\text{ταχύτητα}\}$
Συνάρτηση ελέγχου	$u =  V_s^s , \omega$	$u =  V_s^s , \omega$	$u = \{i_{qs}, i_{ds}\}$	$u = \{i_{qs}, i_{ds}\}$
Στρατηγικές ελέγχου	Σταθερός έλεγχος $V/Hz$ Έλεγχος ανοικτού βρόχου	Έλεγχος ολίσθησης βασισμένος στην χαμπύλη ροπής-ταχύτητας Σταθερός έλεγχος $V/Hz$ Έλεγχος κλειστού βρόχου	Μετασχηματισμός συντεταγμένων Έλεγχος $PI$ Εκτιμητής ροής και ροπής Εκτιμητής ταχύτητας Προσδιορισμός παραμέτρων	Μετασχηματισμός συντεταγμένων Έλεγχος $PI$ Εκτιμητής ροής και ροπής Εκτιμητής ταχύτητας Προσδιορισμός παραμέτρων
Χαρακτηριστικά	Αργή απόκριση Ευρωστία	Μέτρια- αργή απόκριση Ευρωστία	Γρήγορη απόκριση Ευαισθησία στις αλλαγές των παραμέτρων της μηχανής	Γρήγορη απόκριση Ευαισθησία στις αλλαγές των παραμέτρων της μηχανής
Hardware	Ηλεκτρονικά στοιχεία Αντιστροφείας $PWM$	Ηλεκτρονικά στοιχεία Αντιστροφείας $PWM$	$DSP$ Αντιστροφείας $PWM$	$DSP$ Αντιστροφείας $PWM$

Αλγόριθμος	<i>FOC με προστροφοδότηση</i>	<i>FOC χωρίς αισθητήρα θέσης</i>	<i>FOC με νευρωνικό δίκτυο</i>
Σήματα ανίχνευσης	$F = \{ \text{ροή, τάση, ρεύματα, ταχύτητα} \}$	$F = \{ \text{ροή, τάση, ρεύματα, ταχύτητα} \}$	$F = \{ \text{ταχύτητα} \}$
Συνάρτηση ελέγχου	$u = \{i_{qs}, i_{ds}\}$	$u = \{i_{qs}, i_{ds}\}$	$u = \{i_{qs}, i_{ds}\}$
Στρατηγικές ελέγχου	Μετασχηματισμός συντεταγμένων Έλεγχος <i>PI</i> Εκτιμητής ροής και ροπής Εκτιμητής θέσης Έλεγχος προστροφοδότησης Προσδιορισμός παραμέτρων	Μετασχηματισμός συντεταγμένων Έλεγχος <i>PI</i> Εκτιμητής ροής και ροπής Εκτιμητής θέσης Έλεγχος προστροφοδότησης Προσδιορισμός παραμέτρων	Υλοποίηση νευρωνικού δικτύου Μέρος του ελεγκτή υλοποιείτε από έλεγχο ασαφής λογικής
Χαρακτηριστικά	Πολύ γρήγορη απόκριση Ευαισθησία στις αλλαγές των παραμέτρων της μηχανής	Πολύ γρήγορη απόκριση Ευαισθησία στις αλλαγές των παραμέτρων της μηχανής	Πολύ γρήγορη απόκριση
Hardware	<i>DSP</i> Αντιστροφές <i>PWM</i>	<i>DSP</i> Αντιστροφές <i>PWM</i>	Συσκευές νευρωνικών δικτύων και ασαφής λογικής Αντιστροφές <i>PWM</i>

## Κεφάλαιο 6

# Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης μηχανής επαγωγής της πειραματικής διάταξης του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του ΕΜΠ. Ο κύριος στόχος ήταν η ανάπτυξη κατάλληλου εκτιμητή για την υλοποίηση αποδοτικού διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης/ταχύτητας. Για τον σκοπό αυτόν πραγματοποιήθηκε μοντελοποίηση και υλοποίηση διάφορων τεχνικών ελέγχου για την μηχανή επαγωγής, οι οποίες προσφέρουν διάφορα πλεονεκτήματα όπως μεγαλύτερη ακρίβεια ή μειωμένο κόστος.

Σε ένα πρώτο βήμα, στην διπλωματική εργασία αναλύεται το θεωρητικό υπόβαθρο για την ανάπτυξη του μοντέλου προσομοίωσης. Ξεκινώντας, αναλύονται ο σκοπός και η δομή της εργασίας αυτής. Στη συνέχεια, επιχειρείται ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης καθώς και ορισμένων κύριων εφαρμογών τους στη βιομηχανία. Αναπτύσσεται το δυναμικό μοντέλο της μηχανής διακριτού χρόνου σε δύο άξονες το οποίο θα χρησιμοποιηθεί στην υλοποίηση του μοντέλου ελέγχου. Περιγράφονται οι μετατροπές ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης εστιάζοντας στο υποσύστημα του αντιστροφέα. Αναλύονται οι σημαντικότερες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών όπως η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM) και η ημιτονοειδής διαμόρφωση με χωρικά διανύσματα και τάση αντιστάθμισης (SVPWM, THIPWM).

Στην συνέχεια, παρουσιάζονται οι μεθοδολογίες ελέγχου που θα χρησιμοποιηθούν ξεκινώντας από τον βαθμωτό έλεγχο και συνεχίζοντας με τον διανυσματικό έλεγχο, προτείνοντας παράλληλα τρόπους βελτίωσης αυτού, όπως ο έλεγχος πρόσω-τροφοδότησης. Έπειτα, παρουσιάζονται οι αισθητήρες θέσης που χρησιμοποιούνται στην πειραματική διάταξη και η μεθοδολογία ελέγχου μέσω της οποίας αυτοί μπορούν να μην χρησιμοποιηθούν, υπολογίζοντας με μαθηματικό τρόπο την ταχύτητα και μειώνοντας παράλληλα το κόστος. Υπάρχει μαθηματική ανάλυση και υπολογισμός όλων των συντελεστών που παρατηρούνται στα μοντέλα προσομοίωσης. Τέλος, παρουσιάζονται όλα τα μοντέλα προσομοίωσης, όπως και οι κυματομορφές διάφορων μεγεθών, με παράλληλο σχολιασμό των αποτελεσμάτων, προτού γίνει μία σύνοψη-σύγκριση όλων μέσω ενός τελικού πίνακα.

### 6.1 Κυριότερα συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας έχουν ως εξής:

- Προτάθηκε και χρησιμοποιήθηκε συνδυασμένος εκτιμητής ροής διακριτού χρόνου για ακριβέστερη εκτίμηση σε όλο το εύρος ταχυτήτων της μηχανής χωρίς να παρουσιάζονται προβλήματα είτε μόνο στις χαμηλές, είτε μόνο στις υψηλές ταχύτητες.

- Από το αποτέλεσμα της προσομοίωσης σε κατάλληλο δυναμικό μοντέλο, προκύπτει ότι ο διανυσματικός έλεγχος με σήματα πρόσω-τροφοδότησης επέδειξε ανώτερες μεταβατικές αποκρίσεις ροπής και ταχύτητας σε σχέση με τις υπόλοιπες μεθοδολογίες ελέγχου, οδηγώντας γρηγορότερα και με μηδενική υπερύψωση, στην νέα μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
- Στον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου μέσω του οποίου καταφέραμε την αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής επαγωγής, η ροή δρομέα καθορίζεται από το ρεύμα του ορθού άξονα στάτη, ενώ η ροπή δρομέα καθορίζεται από το ρεύμα του εγκάρσιου άξονα στάτη. Μέσω του μοντέλου που προτάθηκε καταφέραμε να έχουμε μείωση του χρόνου που χρειάζονται τα μεγέθη να φτάσουν στις εντολές ρεύματος. Ο χρόνος εξαρτάται από την χρονική σταθερά της μηχανής  $T_r$  και εδώ είναι περίπου  $3T_r$ , ενώ στα περισσότερα μοντέλα είναι  $5T_r$ . [υπο-υποενότητα 5.4.2.2](#)
- Στο μοντέλο αυτό παρατηρείται μεγάλη ακρίβεια στην ταχύτητα ακόμα και σε εντολές μηδενικής ταχύτητας πράγμα που δεν είχαμε στις προηγούμενες περιπτώσεις. Στην κυματομορφή ταχύτητας έχει μειωθεί σημαντικά η υπερύψωση στην εκκίνηση (από 15% της ονομαστικής σε μηδενική τιμή), και σε οποιοδήποτε χρονικό διάστημα όπου υπάρχει αλλαγή εντολής ταχύτητας, η οποία είναι εμφανής στις προηγούμενες τεχνικές. Πιο συγκεκριμένα παρατηρούμε υπερύψωση μόνο κατά την διάρκεια της μεταβολής του φορτίου από μηδενικό σε ονομαστικό σε αρκετά υψηλές ταχύτητες λειτουργίας. Η τιμές αυτές της υπερύψωσης ωστόσο δεν ξεπερνούν το +25 ΣΑΛ. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι ταλαντώσεις της ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι τις τάξης του 0.6%. [Σχήμα ;;](#)
- Μέσω της τεχνικής αυτής καταφέραμε να ελέγξουμε το πλάτος της μαγνητικής ροής δρομέα. Έτσι μπορούμε να θέσουμε την επιθυμητή τιμή αυτής για κατάλληλες τιμές ταχύτητας και ροπής. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας. Μειώνοντας την τιμή της μαγνητικής ροής, όποτε είναι εφικτό, έχουμε μείωση των μαγνητικών απωλειών λόγω υστέρησης, με αποτέλεσμα η μηχανή να εμφανίζει μικρότερη κατανάλωση με το ίδιο μηχανικό φορτίο. Επομένως η λειτουργία της γίνεται αποδοτικότερη. Επίσης θα πρέπει να αναφερθεί ότι με την αύξηση της μαγνητικής ροής, η αναπτυσσόμενη ροπή παρουσιάζει μεγαλύτερη ευαισθησία, και έτσι μπορεί να παρατηρηθεί μία αυξημένη ταλάντωση της ταχύτητας. Βάση των αποτελεσμάτων που προέκυψαν για μείωση της εντολής ροής 0.1 α.μ. παρατηρείτε μείωση στην ταλάντωση της ταχύτητας από 0.7% σε 0.5%.
- Τέλος κατασκευάστηκε μοντέλο χωρίς την χρήση αισθητήρων θέσης, μειώνοντας το κόστος του συστήματος. Το μοντέλο αυτό απαιτεί υπολογισμούς μεγάλης ακρίβειας και σωστή χρήση της μνήμης του μικροεπεξεργαστή καθώς μέσω αυτού υλοποιούνται η περισσότεροι υπολογισμοί σε υψηλές συχνότητες δειγματοληψίας. Βάση της υλοποίησης του εκτιμητή παρατηρείτε καλύτερη συμπεριφορά της τεχνικής αυτής στις υψηλές ταχύτητες, ενώ ο χρόνος και η υπερύψωση της ροής κατά την αλλαγή των εντολών είναι μεγαλύτερη. ( ο μέσος χρόνος για να φτάσει στην επιθυμητή τιμή είναι 0.3 sec ενώ η μέση υπερύψωση σε αυτή την περίπτωση είναι 22% )

## 6.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Δημιουργία λεπτομερούς μοντέλου διακριτού χρόνου της μηχανής επαγωγής, του συστήματος αντιστροφέα όσο και της τεχνικής διαμόρφωσης του και λεπτομερής υπολογισμός και

μοντελοποίηση διαφόρων τεχνικών ελέγχου.

Αύξησης της ακρίβειας απόκρισης του μοντέλου ελέγχου χρησιμοποιώντας μεθόδους πρόσω-τροφοδότησης και anti wind-up για μείωση των χρόνων υπερύψωσης κατά την μεταβατική συμπεριφορά.

Πέρα από τον θεωρητικό υπολογισμό των κερδών των βρόχων ελέγχου αναπτύσσεται με λεπτομέρεια η επιλογή συντελεστών που σχετίζονται με τους περιορισμούς του hardware όπως, η συχνότητα δειγματοληψίας, η διακοπτική συχνότητα και η αντοχή της μηχανής σε απότομες μεταβολές.

Συγκριτική μελέτη και διερεύνηση της λειτουργίας της μηχανής επαγωγής που βρίσκεται στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του ΕΜΠ, υπό διαφορετικές τεχνικές ελέγχου σε παρόμοιες απαιτήσεις μεταβατικών καταστάσεων, συντελώντας με αυτό τον τρόπο, στην ανάδειξη της βέλτιστης μεθοδολογίας ελέγχου για την παρούσα εφαρμογή.

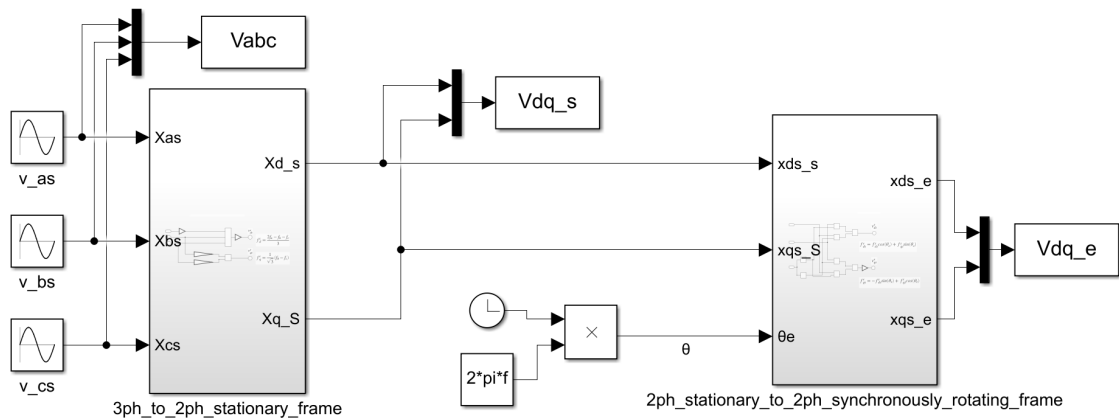
### 6.3 Εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση

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

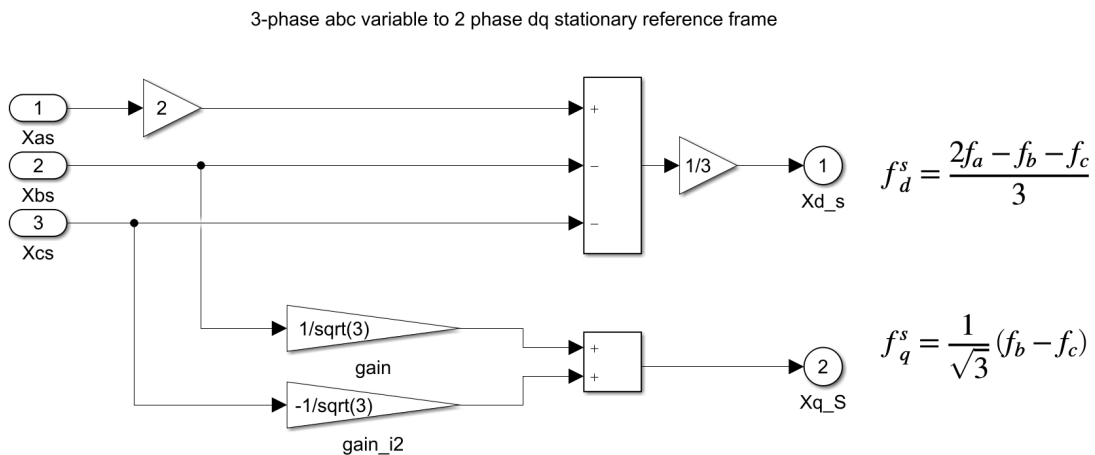
- Φόρτωση των προτεινόμενων μοντέλων στον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος LAUNCHXL-F28379D της TI, μέρος του συστήματος οδήγησης που έχει δημιουργηθεί στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος και σύγκριση των πειραματικών αποτελεσμάτων με τα μοντέλα προσομοίωσης.

# Παράρτημα Α'

## Μοντέλο μηχανής επαγωγής και τριφασικού αντιστροφέα

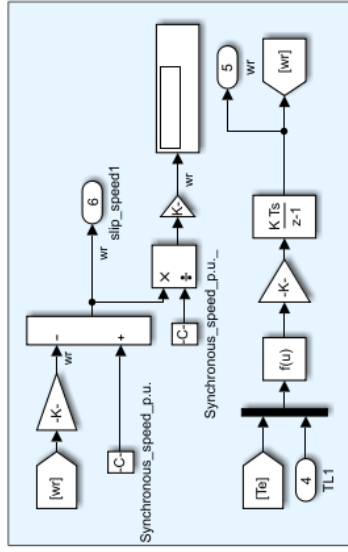
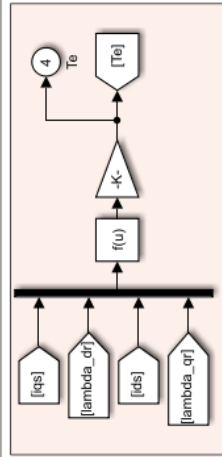
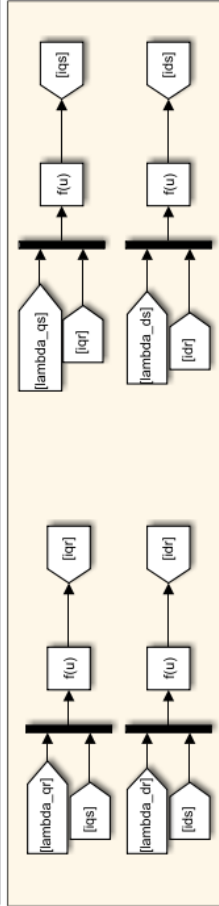
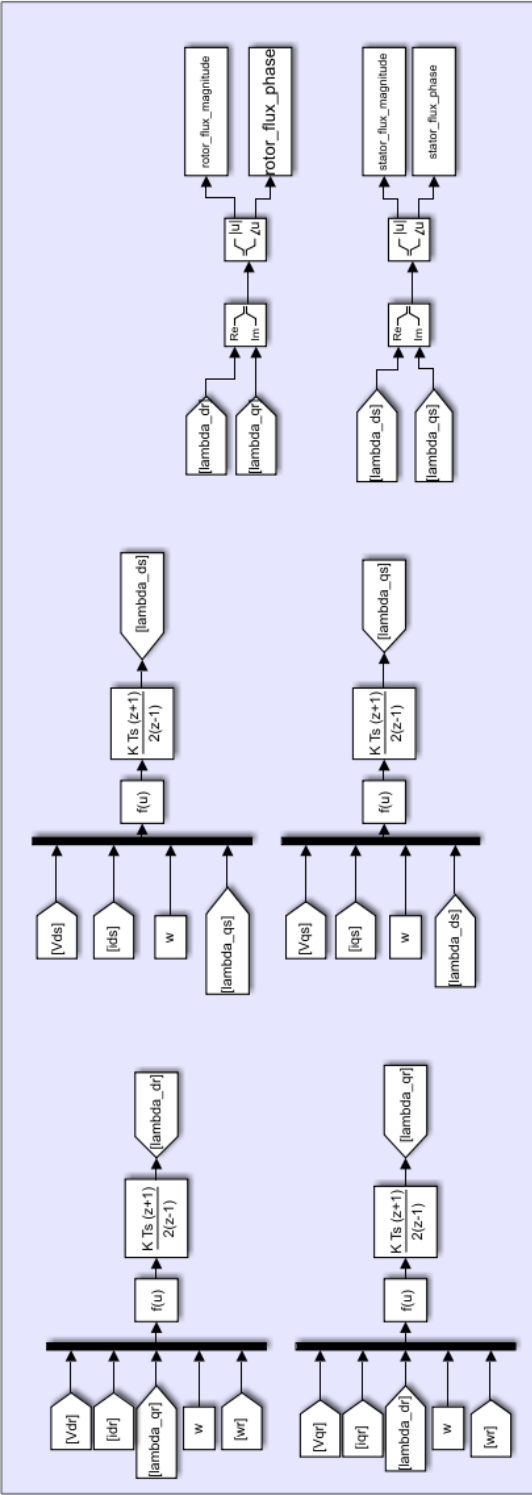
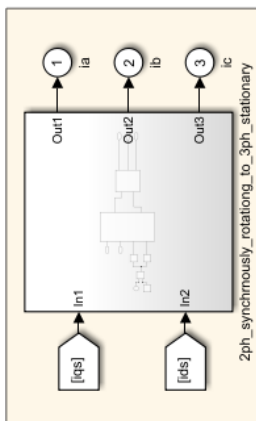
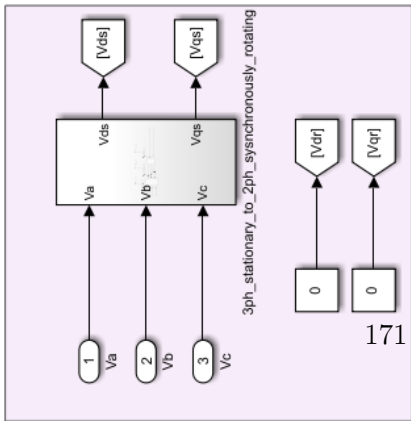


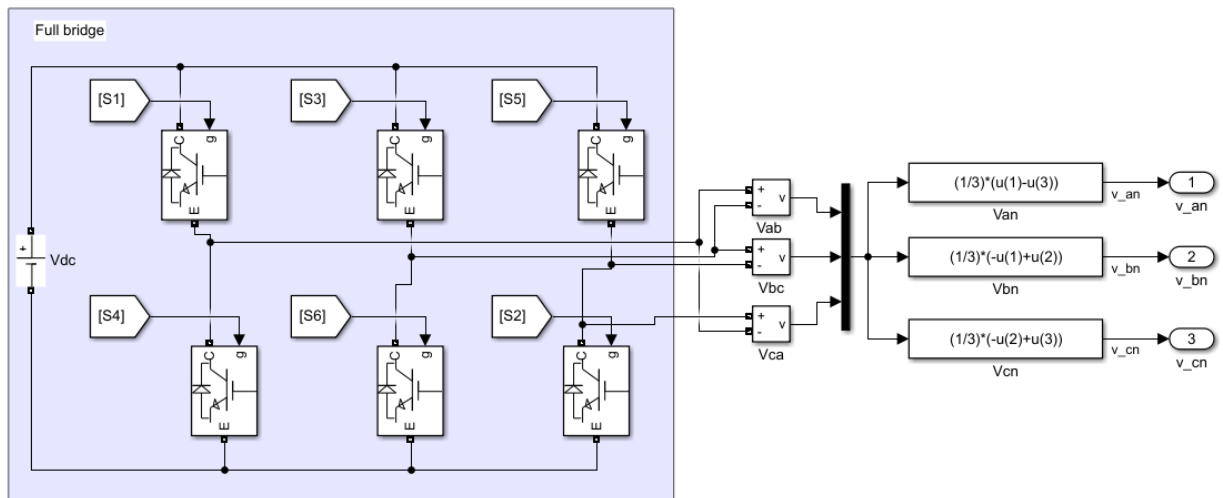
Σχήμα Α'.2: Μετασχηματισμός πλαισίων αναφοράς.



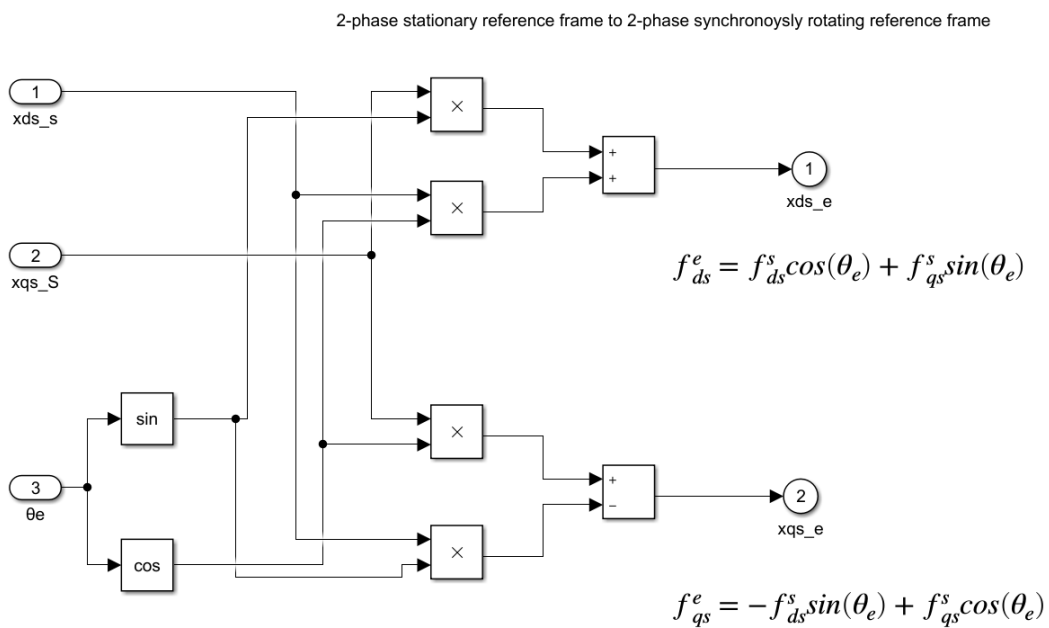
Σχήμα Α'.3: Μπλοκ τριφασικού σε διφασικό πλαίσιο αναφοράς.



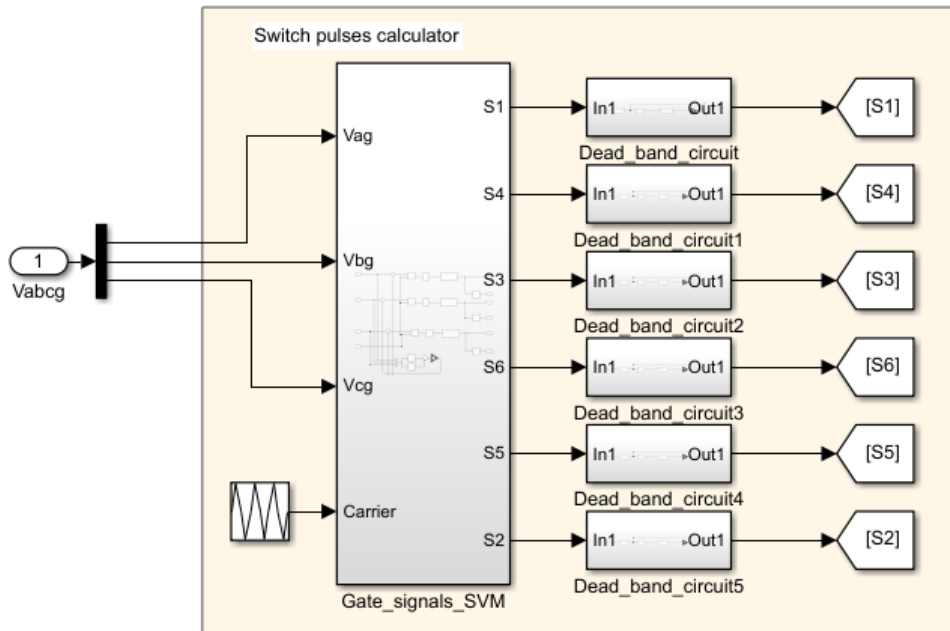




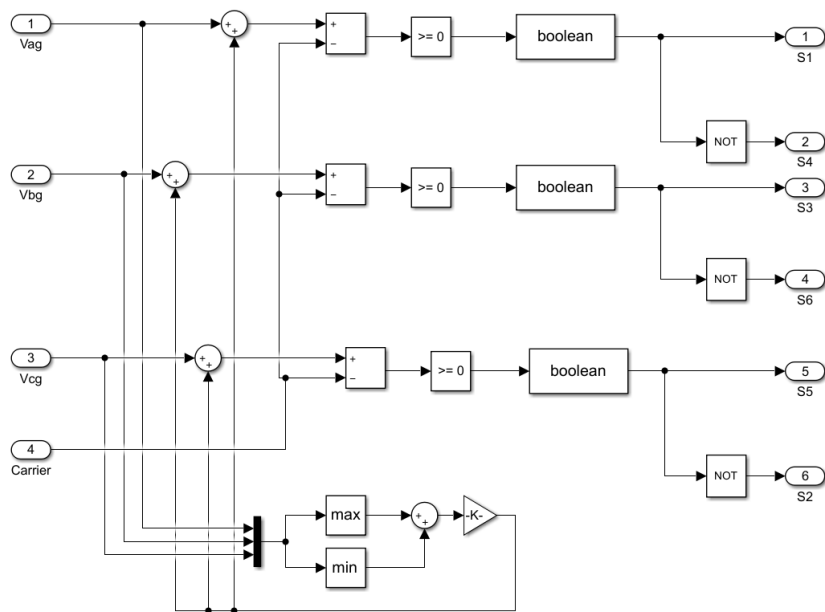
Σχήμα Α'5: Μοντέλο αντιστροφέα



Σχήμα Α'4: Μπλοκ δυφασικού ακίνητου σε περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.



Σχήμα Α'.6: Μοντέλο αντιστροφέα

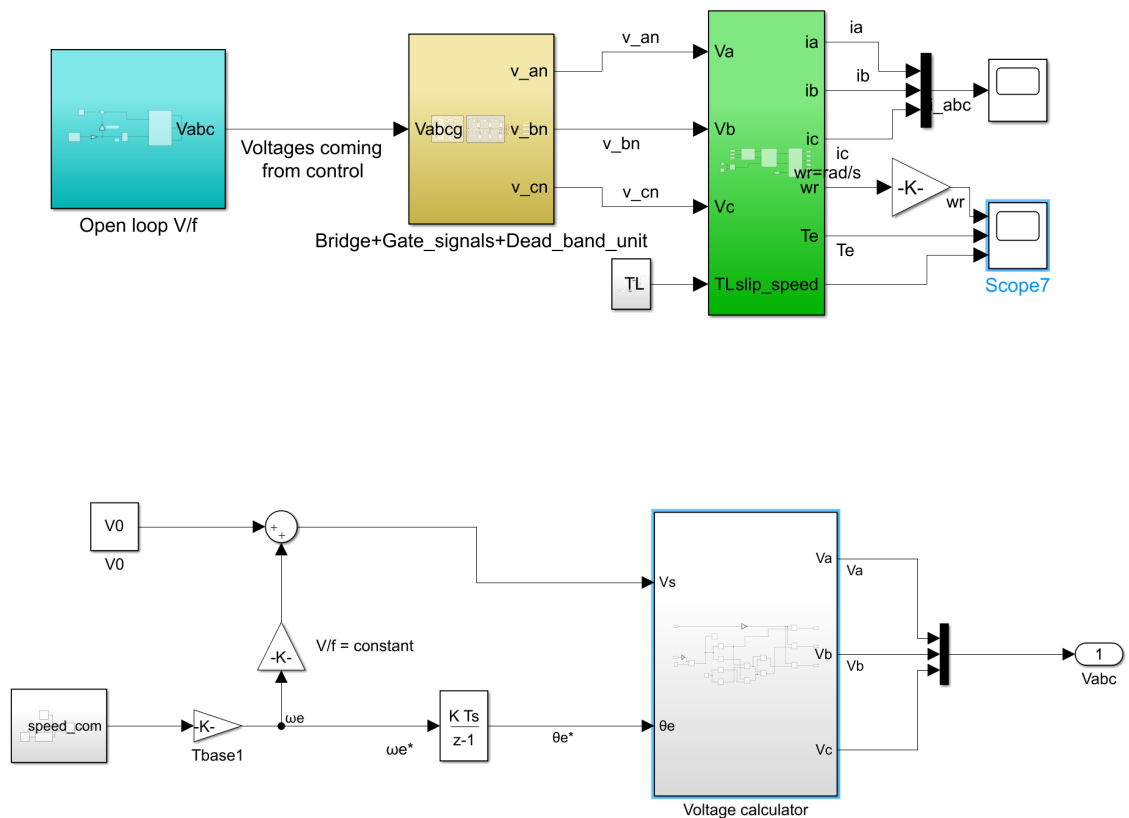


Σχήμα Α'.7: Μοντέλο αντιστροφέα

# Παράρτημα Β'

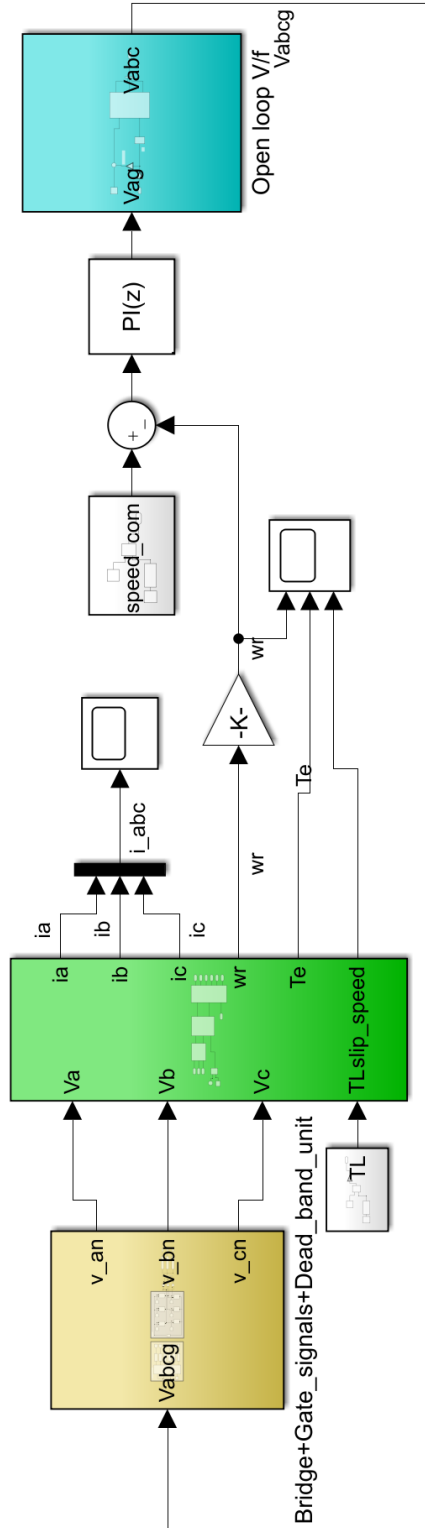
## Βαθμοτός έλεγχος

Β'.1 Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα σε ανοικτό βρόχο



Σχήμα Β'.2: Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου ανοικτού βρόχου.

B'.2 Έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητας σε κλειστό βρόχο

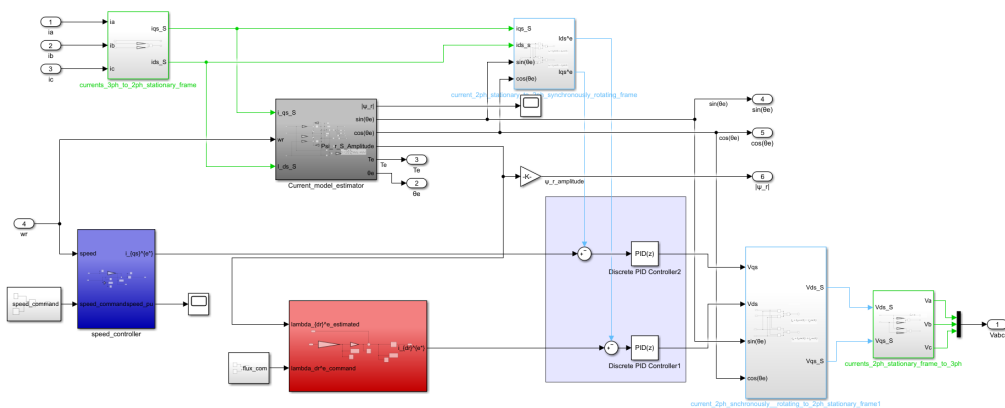
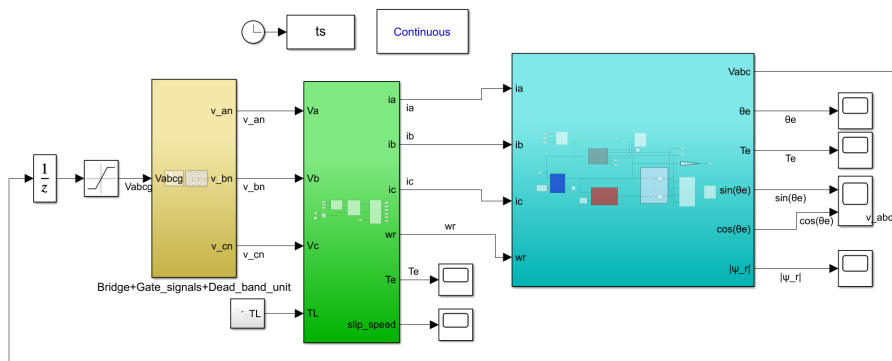


Σχήμα Β'.3: Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου κλειστού βρόχου.

## Παράρτημα Γ'

# Προσομοίωση διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένο πεδίο

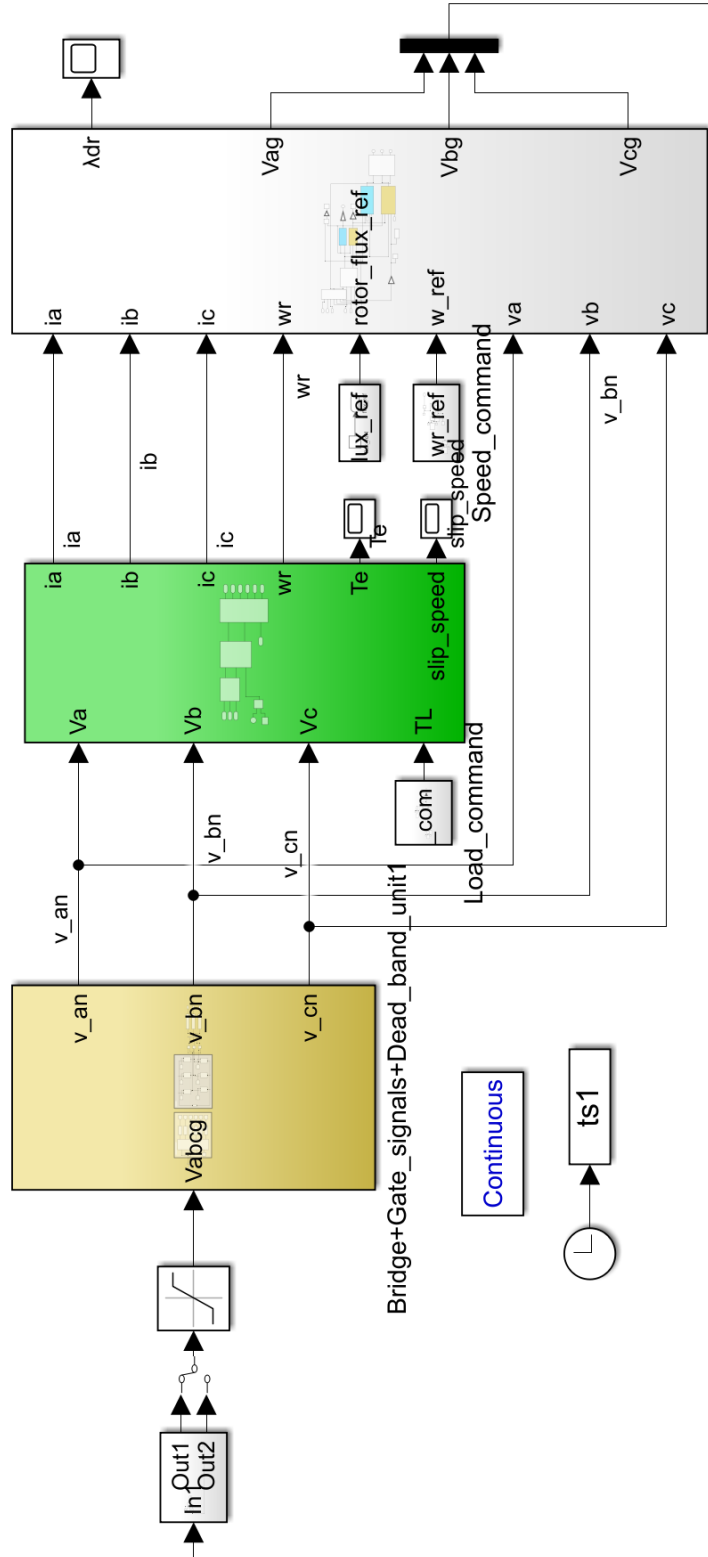
### Γ'.1 Άμεσος διανυσματικός έλεγχος χρήση μοντέλου ρευμάτων



Σχήμα Γ'.2: Μοντέλο προσομοίωσης διανυσματικού ελέγχου χρήση μοντέλου ρευμάτων.



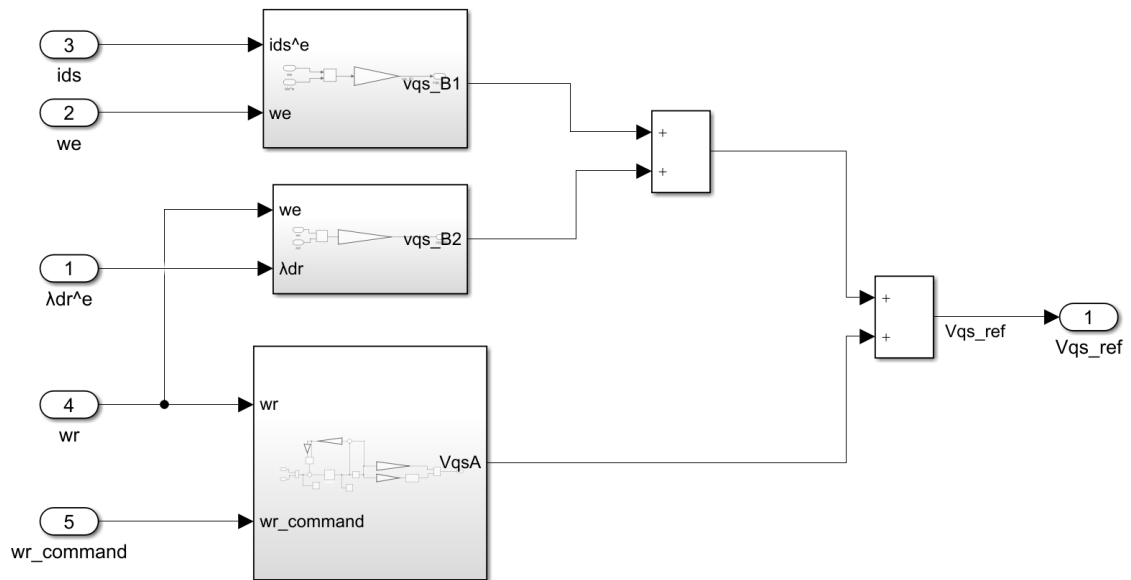
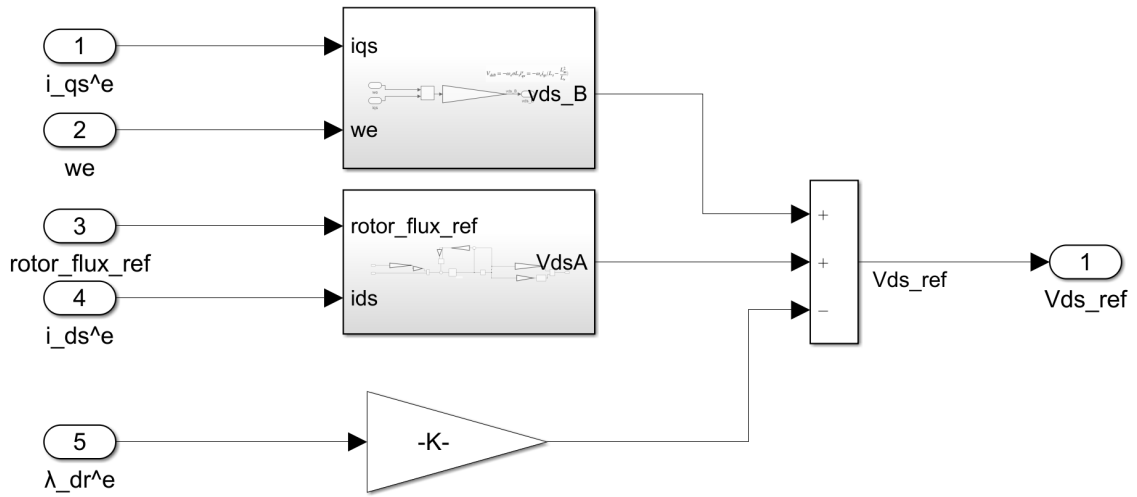
Γ'.2 Διανυσματικός έλεγχος χρήση συνδυασμένου εκτιμητή και τάσεων προστροφοδότησης

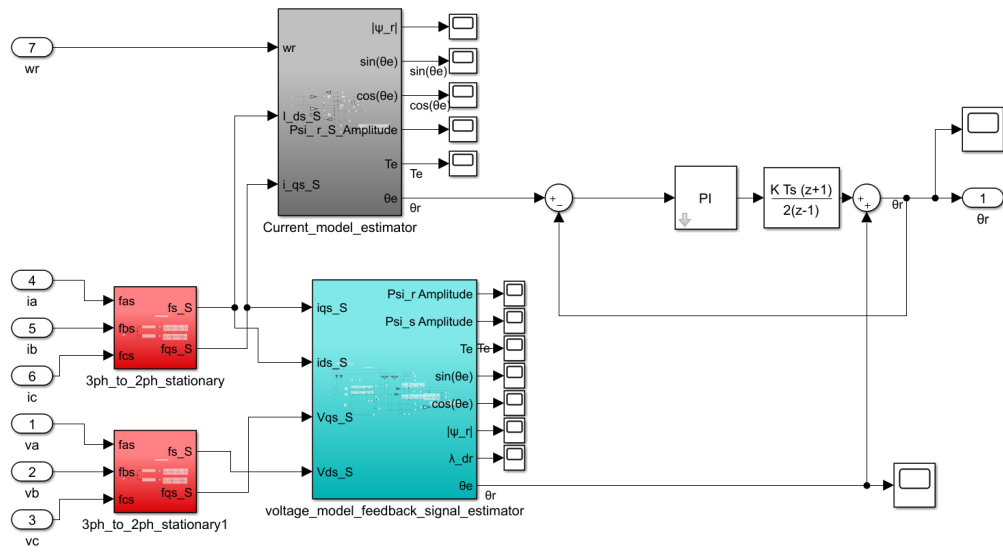


Σχήμα Γ'.3: Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου

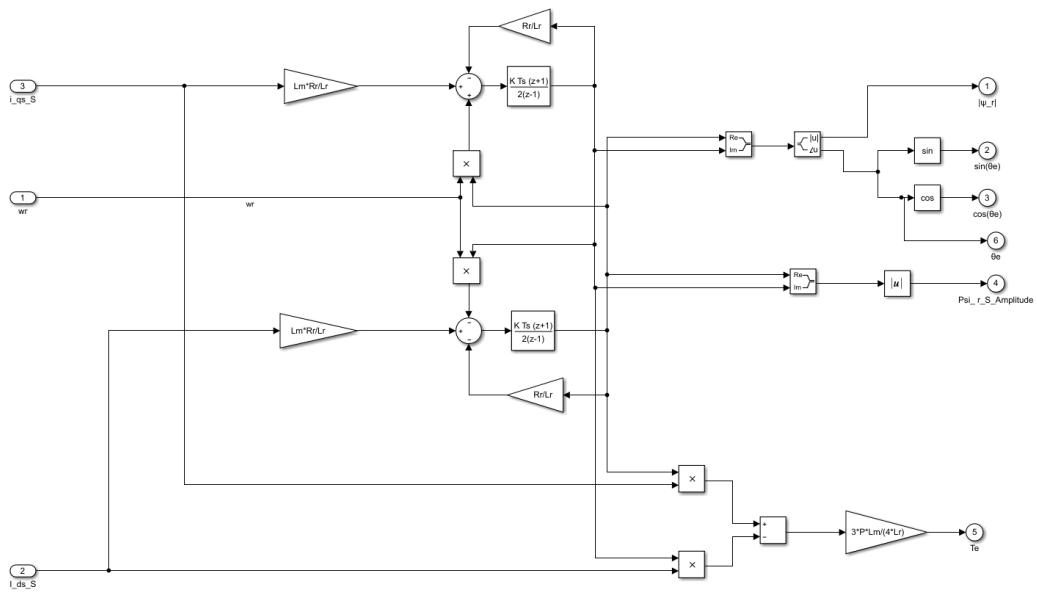




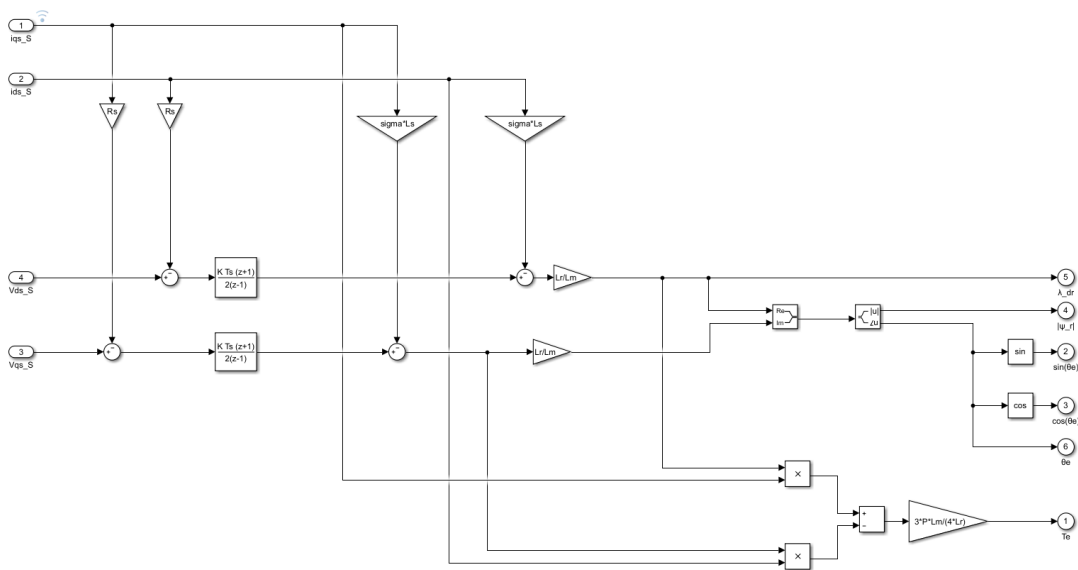




Σχήμα Γ'.7: Μέθοδος συνδυασμένης εκτίμησης ροής.

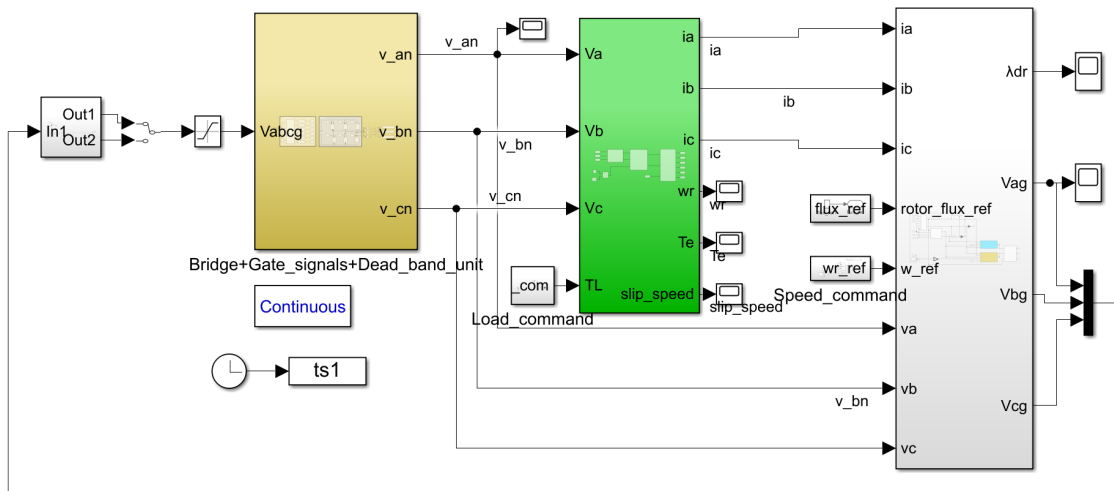


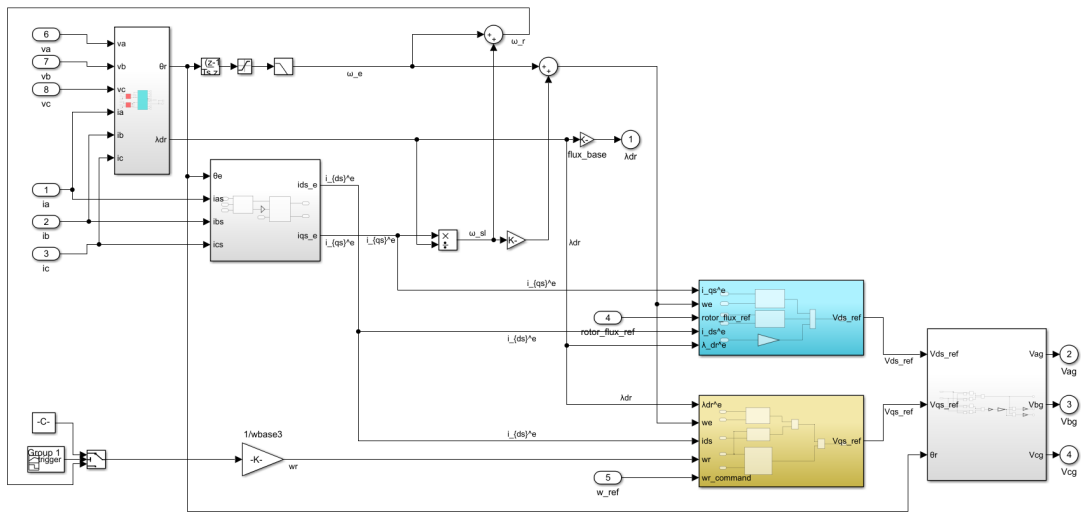
Σχήμα Γ'.8: Μέθοδος εκτίμησης ροής χρήση μοντέλου ρεύματος.



Σχήμα Γ'.9: Μέθοδος εκτίμησης ροής χρήση μοντέλου τάσεων.

### Γ'.2.1 Διανυσματικός έλεγχος χωρίς αισθητήρες θέσης





Σχήμα Γ.11: Μοντέλο προσομοίωσης διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρα θέσης.

# Βιβλιογραφία

- [1] Sudhoff S. Krause P. Wasynczuk O. and Pekarek S. «Induction Motor Drives». In: *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley and Sons, Ltd, 2013. Chap. 13, pp. 503–540. ISBN: 9781118524336. DOI: [10.1002/9781118524336.ch13](https://doi.org/10.1002/9781118524336.ch13). URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781118524336.ch13>.
- [2] F. Blaschke. «The Principle of Field Orientation Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rot». In: 1972, pp. 217–219.
- [3] Manish Bhardwaj. «The use of field programmable gate array (FPGA) in direct torque control of induction motor». In: *Journal of Control Theory and Applications* 11 (2013), pp. 642–650. ISSN: 1993-0623. URL: <https://doi.org/10.1007/s11768-013-2146-3>.
- [4] E. Monmasson and M. N. Cirstea. «FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems—A Review». In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.4 (2007), pp. 1824–1842.
- [5] M. A. Zare, R. G. Kavasseri, and C. Ababei. «FPGA-based design and implementation of direct torque control for induction machines». In: *2014 International Conference on ReConFigurable Computing and FPGAs (ReConFig14)*. 2014, pp. 1–6.
- [6] Manish Bhardwaj. «Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Induction Motor Using F2833x». In: *Texas Instruments* (2013). ISSN: SPRABQ0.
- [7] A. G. Loukianov B. Castillo-Toledo S. Di Gennaro and J. Rivera. «Discrete time sliding mode control with application to induction motors». In: *Automatica* 44.12 (2008), pp. 3036–3045.
- [8] Romeo Ortega and Damia Taoutaou. «A globally stable discrete-time controller for current-fed induction motors». In: *Systems and Control Letters* 28.3 (1996), pp. 123–128.
- [9] Romeo Ortega and Damia Taoutaou. «Indirect Field Oriented Speed Regulation for Induction Motors is Globally Stable». In: *IEEE Trans. Ind. Elect* 43 (), pp. 340–341.
- [10] F. S. Neves et al. «Induction motor DTC strategy using discrete-time sliding mode control». In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*. Vol. 1. 1999, 79–85 vol.1.
- [11] B. Veselic, B. Perunicic-Drazenovic, and Č. Milosavljevic. «Improved Discrete-Time Sliding-Mode Position Control Using Euler Velocity Estimation». In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.11 (2010), pp. 3840–3847.
- [12] A. Bartoszewicz and P. Latosiński. «Generalization of Gao’s Reaching Law for Higher Relative Degree Sliding Variables». In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 63.9 (2018), pp. 3173–3179.

- [13] Amuliu Proca et al. «Discrete time sliding mode, continuous time sliding mode and vector control of induction motors». In: *International Journal of Control* 75.12 (2002), pp. 901–909. DOI: [10.1080/00207170210141879](https://doi.org/10.1080/00207170210141879). eprint: <https://doi.org/10.1080/00207170210141879>. URL: <https://doi.org/10.1080/00207170210141879>.
- [14] R. P. Vieira et al. «Discrete-time sliding mode speed observer for sensorless control of induction motor drives». In: *IET Electric Power Applications* 6.9 (2012), pp. 681–688.
- [15] Seung-Ki Sul. «Basic Structure and Modeling of Electric Machines and Power Converters». In: *Control of Electric Machine Drive Systems*. John Wiley and Sons, Ltd, 2010. Chap. 2, pp. 36–115. ISBN: 9780470876541. DOI: [10.1002/9780470876541.ch2](https://doi.org/10.1002/9780470876541.ch2). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9780470876541.ch2>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470876541.ch2>.
- [16] Seung-Ki Sul. «Reference Frame Transformation and Transient State Analysis of Three-Phase AC Machines». In: *Control of Electric Machine Drive Systems*. John Wiley and Sons, Ltd, 2010. Chap. 3, pp. 116–153. ISBN: 9780470876541. DOI: [10.1002/9780470876541.ch3](https://doi.org/10.1002/9780470876541.ch3). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9780470876541.ch3>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470876541.ch3>.
- [17] Seung-Ki Sul. «Design of Regulators for Electric Machines and Power Converters». In: *Control of Electric Machine Drive Systems*. John Wiley and Sons, Ltd, 2010. Chap. 4, pp. 154–229. ISBN: 9780470876541. DOI: [10.1002/9780470876541.ch4](https://doi.org/10.1002/9780470876541.ch4). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9780470876541.ch4>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470876541.ch4>.
- [18] Seung-Ki Sul. «Vector Control [1 and 2]». In: *Control of Electric Machine Drive Systems*. John Wiley and Sons, Ltd, 2010. Chap. 5, pp. 230–282. ISBN: 9780470876541. DOI: [10.1002/9780470876541.ch5](https://doi.org/10.1002/9780470876541.ch5). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9780470876541.ch5>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470876541.ch5>.
- [19] Seung-Ki Sul. «Position/Speed Sensorless Control of AC Machines». In: *Control of Electric Machine Drive Systems*. John Wiley and Sons, Ltd, 2010. Chap. 6, pp. 283–323. ISBN: 9780470876541. DOI: [10.1002/9780470876541.ch6](https://doi.org/10.1002/9780470876541.ch6). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9780470876541.ch6>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470876541.ch6>.
- [20] Siemens AG. URL: <https://support.industry.siemens.com/cs/start?lc=en-GB>.
- [21] Porsche Taycan. URL: <https://www.porsche.com/international/models/taycan/taycan-models/taycan-4s/>.
- [22] Veltman A. De Doncker R. Pulle D.W.J. «Modern Electrical Drives: An Overview». In: *Advanced Electrical Drives. Power Systems*. Springer, Dordrecht, 2011. Chap. 1, pp. 1–15. ISBN: 978-94-007-0181-6. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-94-007-0181-6\\_1](https://doi.org/10.1007/978-94-007-0181-6_1).
- [23] Semikron. URL: [semikron.com](http://semikron.com).
- [24] Siemens AG. URL: <https://new.siemens.com/global/en/products/drives/sinamics/low-voltage-converters.html>.

- [25] H. W. van der Broeck, H. . Skudelny, and G. V. Stanke. «Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 24.1 (1988), pp. 142–150.
- [26] M. Depenbrock. «Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine». In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 3.4 (1988), pp. 420–429.
- [27] J. Holtz. «Speed estimation and sensorless control of AC drives». In: *Proceedings of IECON '93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. 1993, 649–654 vol.2.
- [28] Texas Instruments Inc. *C2000 Delfino MCU F28379D LaunchPad development kit*. URL: [https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D?utm\\_source=google&utm\\_medium=cpc&utm\\_campaign=epd-c2x-null-prodfolderdynamic-cpc-pf-google-ww&utm\\_content=prodfolddynamic&ds\\_k=DYNAMIC+SEARCH+ADS&DCM=yes&gclid=CjwKCAjw8J32BRBCEiwApQEKgbqMShGIC4p5M5aXCJjuG9xdaMxaA6mdtJS0gPpl9pf0rZrNXeQi-RoCCfyQAvD\\_BwE&gclsrc=aw.ds](https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D?utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=epd-c2x-null-prodfolderdynamic-cpc-pf-google-ww&utm_content=prodfolddynamic&ds_k=DYNAMIC+SEARCH+ADS&DCM=yes&gclid=CjwKCAjw8J32BRBCEiwApQEKgbqMShGIC4p5M5aXCJjuG9xdaMxaA6mdtJS0gPpl9pf0rZrNXeQi-RoCCfyQAvD_BwE&gclsrc=aw.ds).
- [29] Sang-Hoon Kim. «Chapter 4 - Modeling of alternating current motors and reference frame theory». In: *Electric Motor Control*. Ed. by Sang-Hoon Kim. Elsevier, 2017, pp. 153 –202. ISBN: 978-0-12-812138-2. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00004-0>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128121382000040>.
- [30] Sudhoff S. Krause P. Wasynczuk O. and Pekarek S. «Reference-Frame Theory». In: *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley and Sons, Ltd, 2013. Chap. 3, pp. 86–120. ISBN: 9781118524336. DOI: [10.1002/9781118524336.ch3](https://doi.org/10.1002/9781118524336.ch3). URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781118524336.ch3>.
- [31] Sang-Hoon Kim. «Chapter 7 - Pulse width modulation inverters». In: *Electric Motor Control*. Ed. by Sang-Hoon Kim. Elsevier, 2017, pp. 265 –340. ISBN: 978-0-12-812138-2. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00007-6>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128121382000076>.
- [32] Sang-Hoon Kim. «Chapter 5 - Vector control of alternating current motors». In: *Electric Motor Control*. Ed. by Sang-Hoon Kim. Elsevier, 2017, pp. 203 –246. ISBN: 978-0-12-812138-2. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00005-2>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128121382000052>.
- [33] Sang-Hoon Kim. «Chapter 6 - Current regulators of alternating current motors». In: *Electric Motor Control*. Ed. by Sang-Hoon Kim. Elsevier, 2017, pp. 247 –264. ISBN: 978-0-12-812138-2. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00006-4>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128121382000064>.
- [34] Northwestern Mechatronics Wiki. *Rotary Encoder*. URL: [http://hades.mech.northwestern.edu/index.php/Rotary\\_Encoder](http://hades.mech.northwestern.edu/index.php/Rotary_Encoder).
- [35] Ntouros Evaggelos. «Design and construction of a three-phase inverter, appropriate for driving a three phase asynchronous electrical machine.» MA thesis. Athens, GR: National Technical Univeristy of Athens, Oct. 2018, pp. 49–63.
- [36] Liuping Wang et al. *PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB®/Simulink®*. 2014. DOI: [10.1002/9781118339459](https://doi.org/10.1002/9781118339459).



- [37] T. F. Chan and K. Shi. «Philosophy of Induction Motor Control». In: *Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives*. John Wiley and Sons, Ltd, 2011. Chap. 2, pp. 9–30. ISBN: 9780470825587. DOI: [10.1002/9780470825587.ch2](https://doi.org/10.1002/9780470825587.ch2). URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470825587.ch2>.
- [38] T. F. Chan and K. Shi. «Modeling and Simulation of Induction Motor». In: *Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives*. John Wiley and Sons, Ltd, 2011. Chap. 3, pp. 31–74. ISBN: 9780470825587. DOI: [10.1002/9780470825587.ch3](https://doi.org/10.1002/9780470825587.ch3). URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470825587.ch3>.
- [39] R. W. De Doncker. «Modern Electrical Drives: Design and Future Trends». In: *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*. Vol. 1. 2006, pp. 1–8.
- [40] Hisao Kubota, Kouki Matsuse, and Takayoshi Nakano. «DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 29.2 (1993), pp. 344–348. ISSN: 0093-9994. DOI: [10.1109/28.216542](https://doi.org/10.1109/28.216542).
- [41] Iván E. Dueñas et al. «Discrete-time Field Oriented Control for Induction Motors». In: *IFAC-PapersOnLine* 50.1 (2017), pp. 15760–15765. ISSN: 24058963. DOI: [10.1016/j.ifacol.2017.08.2310](https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2310). URL: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2310>.
- [42] Sang-Hoon Kim. «Chapter 9 - Speed estimation and sensorless control of alternating current motors». In: *Electric Motor Control*. Ed. by Sang-Hoon Kim. Elsevier, 2017, pp. 373 –388. ISBN: 978-0-12-812138-2. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00009-X>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B978012812138200009X>.
- [43] Ntouros Evaggelos. «A comparative study on control techniques of an induction motor.» MA thesis. Athens, GR: National Technical University of Athens, Oct. 2006, pp. 167–170.
- [44] Dimitris Tsiakos. «Vector control of a high speed two pole permanent magnet synchronous motor.» MA thesis. Athens, GR: National Technical University of Athens, Mar. 2018, pp. 129–131.
- [45] Austin Hughes and Bill Drury. «Chapter 8 - Field oriented control of induction motors». In: *Electric Motors and Drives (Fifth Edition)*. Ed. by Austin Hughes and Bill Drury. Fifth Edition. Newnes, 2019, pp. 261 –305. ISBN: 978-0-08-102615-1. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-102615-1.00008-8>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780081026151000088>.
- [46] Tze-Fun Chan and Keli Shi. In: *Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives*. John Wiley and Sons, Ltd, 2011. ISBN: 9780470825587. DOI: [10.1002/9780470825587](https://doi.org/10.1002/9780470825587). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9780470825587>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470825587>.
- [47] Dae Yo Liuping Wang Shan Chai, Lu Gan, and Ki Ng. «PID Control System Design for Electrical Drives and Power Converters». In: *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters using Matlab®/Simulink®*. John Wiley and Sons, Ltd, 2015. Chap. 3, pp. 41–85. ISBN: 9781118339459. DOI: [10.1002/9781118339459.ch3](https://doi.org/10.1002/9781118339459.ch3). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781118339459.ch3>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781118339459.ch3>.

- [48] Shaahin Filizadeh. In: *Electrical Machines and Drives: Principles, Control, Modeling and Simulation*. Taylor and Francis Group, 2013. ISBN: 9781138077096.
- [49] Che-Mun Ong. «Dynamic Simulation of Electrical Machinery using Matlab/Simulink.» In: Prentice Hall Ptr, 1998.
- [50] S. J. Chapman. «Electrical Machinery Fundamentals». In: McGraw-Hill, 2005.
- [51] Rui Esteves Araújo. «Induction Motors - Modeling and Control.» In: InTech Prepress, Novi Sad, 2012. ISBN: 9789535108436. DOI: [10.5772/2498](https://doi.org/10.5772/2498).
- [52] J. Guzinski. H. Abu-Rub A. Iqbal. «Field Oriented Control of AC Machines». In: *High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models*. John Wiley and Sons, Ltd, 2012. Chap. 4, pp. 139–170. ISBN: 9781119969242. DOI: [10.1002/9781119969242.ch4](https://doi.org/10.1002/9781119969242.ch4). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119969242.ch4>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119969242.ch4>.
- [53] J. Guzinski. H. Abu-Rub A. Iqbal. «Non-Linear Control of Electrical Machines Using Non-Linear Feedback». In: *High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models*. John Wiley and Sons, Ltd, 2012. Chap. 6, pp. 255–291. ISBN: 9781119969242. DOI: [10.1002/9781119969242.ch6](https://doi.org/10.1002/9781119969242.ch6). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119969242.ch6>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119969242.ch6>.
- [54] J. Guzinski. H. Abu-Rub A. Iqbal. «Sensorless Speed Control of AC Machines». In: *High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models*. John Wiley and Sons, Ltd, 2012. Chap. 8, pp. 365–399. ISBN: 9781119969242. DOI: [10.1002/9781119969242.ch8](https://doi.org/10.1002/9781119969242.ch8). eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119969242.ch8>. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119969242.ch8>.
- [55] N. P. Quang and J.-A. Dittrich. «Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice». In: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2015.
- [56] N. Mohan. «Advanced Electric Drives: Analysis, Control and Modeling using Matlab/Simulink». In: A John Wiley and Sons, Inc., Publication, 2014.
- [57] N. Mohan. «Power Electronics: Converters, Applications and Design». In: A John Wiley and Sons, Inc., Publication, 2003.
- [58] F. Giri. «AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications». In: A John Wiley and Sons, Inc., Publication, 2013.
- [59] M. F. Rahman and S. K. Dwivedi. «Modeling, Simulation and Control of Electrical Drives». In: Institution of Engineering and Technology, 2019.
- [60] J. Kabziński. «Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronics Converters». In: Springer International Publishing Switzerland, 2017.
- [61] R. C. Dorf and R. H. Bishop. «Modern Control Systems». In: Prentice Hall, Pearson, 2010.
- [62] C. L. Phillips and H. T. Nagle. «Digital Control Systems Analysis and Design». In: Prentice Hall, Pearson, 2007.
- [63] A. Veloni and N. Miridakis. «Digital Control Systems: Theoretical Problems and Simulation Tools». In: CRC Press, 2007.
- [64] P. A. Laplante. «Real-Time Systems Design and Analysis.» In: IEEE Press-Wiley, 2004.

- [65] N. David and D. Aliprantis. *Electrical Machines and Power Electronic Drives*. Tech. rep. Iowa State University, 2012.
- [66] M. a. Martinez-Hernandez et al. «A speed performance comparative of field oriented control and scalar control for induction motors». In: *2016 IEEE Conference on Mechatronics, Adaptive and Intelligent Systems (MAIS)*. 2016, pp. 1–7.
- [67] A. K. Rathore and S. N. Mahendra. «Modelling and Simulation of Linear Induction Motor Transients Using Matlab/Simulink.» In: *International Conference on Electrical Engineering (ICEE)* ().
- [68] M. Nemeč, D. Nedeljković, and V. Ambrožić. «Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control». In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.4 (2007), pp. 2009–2017.
- [69] S. Masoudi, M. R. Feyzi, and M. B. B. Sharifian. «Speed control in vector controlled induction motors». In: *2009 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. 2009, pp. 1–5.
- [70] X. Jia et al. «Research on speed-sensorless induction motor control system based on AMESim-Simulink simulation». In: *Proceedings of 2012 UKACC International Conference on Control*. 2012, pp. 375–380.
- [71] H. Benderradji et al. «Experimental evaluation of induction motor robust control using sliding mode linearization technique». In: *2015 3rd International Conference on Control, Engineering Information Technology (CEIT)*. 2015, pp. 1–6.
- [72] M. Habibullah and D. D. Lu. «A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters». In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.11 (2015), pp. 6765–6778.
- [73] D. Karthik and T. R. Chelliah. «Analysis of scalar and vector control based efficiency-optimized induction motors subjected to inverter and sensor faults». In: *2016 International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT)*. 2016, pp. 462–466.
- [74] M. P. Kazmierkowski et al. «High-Performance Motor Drives». In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 5.3 (2011), pp. 6–26.
- [75] V. Blasko and V. Kaura. «A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter». In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 12.1 (1997), pp. 116–123.
- [76] Viliam Fedák, Tibor Balogh, and Pavel Záskalický. *Dynamic Simulation of Electrical Machines and Drive Systems Using MATLAB GUI*. 2012. URL: <https://www.intechopen.com/books/matlab-a-fundamental-tool-for-scientific-computing-and-engineering-applications-volume-1/dynamic-simulation-of-electrical-machines-and-drive-systems-using-matlab-gui>.
- [77] T. Balogh V. Fedák and P. Záskalický. «Comparison of Scalar and Vector Control Strategies of Induction Motors». In: *IntechOpen* (2011). DOI: [10.5772/48519](https://doi.org/10.5772/48519).
- [78] D. Fodor G. Kohlrusz. «Comparison of Scalar and Vector Control Strategies of Induction Motors». In: *Hungarian Journal of Industrial Chemistry Veszprém* 38.2 (2011), pp. 265–270.

- [79] Marcin Wolkiewicz et al. In: *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*. Ed. by Jacek Kabziński. Cham: Springer International Publishing, 2017, pp. 169–191. ISBN: 978-3-319-45735-2. DOI: [10.1007/978-3-319-45735-2\\_8](https://doi.org/10.1007/978-3-319-45735-2_8). URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-319-45735-2\\_8](https://doi.org/10.1007/978-3-319-45735-2_8).
- [80] M. Vilaragut A. Costa and J . Travieso-Torres. «Matlab based simulation toolbox for the study and design of induction motor FOC speed drives». In: *Computer Applications in Engineering Education* 20.2 (2012), pp. 295–312.
- [81] C. Uyulan. «A robust-adaptive linearizing control method for sensorless high precision control of induction motor». In: *Measurement and Control* 11.2 (2019), pp. 1–23.
- [82] P. Xia Y. Deng Z. Liang and X. Zuo. «Improved Speed Sensorless Vector Control Algorithm of Induction Motor Based on Long Cable». In: *Journal of Electrical Engineering and Technology* 14.1 (2019), 219–229. URL: <https://doi.org/10.1007/s42835-018-00023-7>.
- [83] D. Casadei et al. «FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control». In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 17.5 (2002), pp. 779–787.