



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος

Διπλωματική Εργασία

**«Έλεγχος κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών
με τεχνική προσανατολισμένου πεδίου»**

Κρέτσης Κωνσταντίνος

Επιβλέπων Καθηγητής: Κλαδάς Αντώνιος

Αθήνα, Μάρτιος 2021



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος

Διπλωματική Εργασία

**«Έλεγχος κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών
με τεχνική προσανατολισμένου πεδίου»**

Κρέτσης Κωνσταντίνος

Επιβλέπων Καθηγητής: Κλαδάς Αντώνιος

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 10^η Μαρτίου 2021.

(Υπογραφή)

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2021

.....
Κωνσταντίνος Κρέτσης

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

Copyright © Κωνσταντίνος Κρέτσης, 2021

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Ευχαριστίες

Η διπλωματική αυτή ξεκίνησε αισίως το 2016 και τελείωσε το 2021 από έναν άλλον άνθρωπο. Το παιδί που την ξεκίνησε πριν 5 χρόνια δεν υπάρχει πια. Η ολοκλήρωση της διπλωματικής αυτής κλείνει έναν μεγάλο κύκλο, πολύ μεγαλύτερο απ'όσο θα έπρεπε. Το ότι ο κύκλος αυτός κλείνει όμως το οφείλω σε πολύ κόσμο και θα ήθελα να δώσω τα εύσημα όπου μπορώ.

Για αρχή, στον καθηγητή υπό του οποίου την επίβλεψη έγινε αυτό το έργο. Κύριε Κλαδά, σας ευχαριστώ πολύ για την ευκαιρία που μου δώσατε να εκπονήσω την εργασία αυτή και σας ευχαριστώ για την βοήθεια που μου προσφέρατε.

Ευχαριστώ τους γονείς μου και τον αδερφό μου . Μαμά. Μπαμπά, Νάσο , περάσαμε πολλά, μας φέραν πιο κοντά και μας κάναν πιο δυνατούς . Τα καταφέραμε, πάμε τώρα για άλλα!

Ευχαριστώ την θεότρελη παρέα μου που με στήριξε στα δύσκολα χρόνια και μου έδωσε την δύναμη να φτάσω μέχρι εδώ. Συνεχίζουμε μαζί δυνατά παιδιά!

Θοδωρή, ήσουν εκεί πάντα να μου δίνεις την ώθηση που χρειαζόμουν, από τα πρώτα χρόνια της γνωριμίας μας έως και τώρα. Αισθάνομαι πολύ τυχερός που σε γνώρισα και σε ευχαριστώ για όλα, η διπλωματική αυτή ανήκει εν μέρη και σε σένα.

Σταυριάννα, από τις πρώτες νύχτες στο νοσοκομείο έως και τώρα ήσουν δίπλα μου όταν έπρεπε. Δεν θα μπορούσα να μην σε αναφέρω στις ευχαριστίες. Σε ευχαριστώ λοιπόν και ελπίζω να συνεχίσουμε να περνάμε καλά στην ζωή.

Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω τον Αλέξανδρο Ταξιλδάρη και τον Μάκη Καλαρά. Δύο ανθρώπους που ήρθαν σε μια σκοτεινή περίοδο της ζωής μου να μου δείξουν τον δρόμο. Δεν θα ήμουν εδώ που είμαι χωρίς εσάς. Σας ευχαριστώ για την πολύτιμη καθοδήγηση στις πρώτες ροδιές της καινούργιας μου ζωής.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική επιχειρεί την ανάπτυξη ενός συστήματος οδήγησης για σύγχρονο κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών. Σε ένα πρώτο βήμα παρουσιάζεται το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο για την ανάλυση της λειτουργίας του κινητήρα καθώς και της μονάδας ελέγχου που εξασφαλίζει την ευέλικτη διαχείριση της λειτουργίας του. Στη συνέχεια αναπτύσσεται κατάλληλο δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης του κινητήρα καθώς και του συστήματος ελέγχου του. Σε ένα επόμενο βήμα αναπτύσσεται ένα σύστημα ελέγχου βασισμένο στην τεχνική προσανατολισμένου πεδίου και υλοποιείται μέσω ολοκληρωτικών ελεγκτών. Παρουσιάζεται αναλυτικά η αρχή σχεδίασης των ελεγκτών και εισάγεται τεχνική ελέγχου χωρίς αισθητήρες βασισμένη στην υλοποίηση ενός παρατηρητή θέσης για τον άξονα της μηχανής ώστε να μπορεί να εφαρμοσθεί στην εξεταζόμενη διάταξη. Έμφαση δίνεται στην σχεδίαση του βρόχου κλειδώματος φάσης και στο υποσύστημα του παρατηρητή θέσης, ώστε να μπορεί να παρακολουθεί επαρκώς τα δυναμικά φαινόμενα κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης σε όλες τις περιπτώσεις που εξετάστηκαν. Τέλος, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και συγκρίνονται με εκείνα υφιστάμενης κλασσικής μεθοδολογίας στη βιβλιογραφία για τον εμπειρικό σχεδιασμό των ελεγκτών.

Λέξεις Κλειδιά: Συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών, σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών, έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, σχεδίαση ολοκληρωτικών ελεγκτών, έλεγχος χωρίς αισθητήρες, βρόχος κλειδώματος φάσης, εκτιμητής αντί-ΗΕΔ.

Abstract

This diploma thesis undertakes the development of a particular drive system for a synchronous surface mounted permanent magnet motor (PMSM). Thus, in a first step, the background regarding the operation of a synchronous motor as well as the respective control system is presented. A dynamic model of a PMSM has been created incorporating the proposed controllers driving its operation. In addition, the principle of Field-Oriented Control (FOC) is presented along with a method of implementing it with the use of PI controllers. The design principles of PI controllers are described and a brief introduction to sensorless motor control and the way to design the angle observer for its implementation is reported. The main focus during the presentation of the angle observer is the design of a respective Phase Locked Loop (PLL) capable of tracking the dynamics of the simulation cases considered. The control methodology relevant to the PLL construction is described in detail. Finally, the simulation results are presented and compared to those obtained by a classical technique for empirical tuning of PI controllers available in the literature.

Keywords: Electric drive systems, permanent magnet synchronous motor, Field Oriented Control (FOC), controller tuning method, sensorless control, Phase Locked Loop (PLL), back EMF estimator.

Πίνακας Περιεχομένων

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	
Abstract	
Πίνακας Περιεχομένων.....	i
1 Εισαγωγή.....	1
1.1 Σκοπός της εργασίας.....	1
1.2 Επισκόπηση επιστημονικού πεδίου.....	2
1.3 Δομή της εργασίας.....	3
2 Συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων.....	5
2.1 Εισαγωγή.....	5
2.2 Προσομοίωση ηλεκτρικού κινητήρα.....	5
2.2.1 Βασικές αρχές ηλεκτρικών κινητήρων.....	5
2.2.2 Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών.....	6
2.2.3 Μετασχηματισμοί αξόνων σε διαφορετικό πλαίσιο αναφοράς.....	9
2.2.4 Σχέσεις λειτουργίας σε στρεφόμενο πλαίσιο.....	15
2.2.5 Υλοποίηση σε διάγραμμα βαθμίδων.....	25
2.2.6 Έλεγχος κινητήρα συνεχούς ρεύματος.....	31
2.2.7 Έλεγχος σύγχρονου κινητήρα.....	34
2.2.8 Έλεγχος κινητήρα επαγωγής.....	36

2.3	Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field-Oriented Control)	41
2.3.1	Εισαγωγή στο έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου.....	41
2.3.2	Αρχές λειτουργίας του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου	41
2.3.3	Βασικό διάγραμμα ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου	45
2.4	Βασική δομή ενός ολοκληρωτικού (PI) ελεγκτή	46
2.4.1	Βασική λειτουργία	47
2.4.2	Μέθοδος εναπόθεσης πόλων	48
2.4.3	Επιλογή απόκρισης κλειστού βρόχου	52
2.5	Εμπειρικός προσδιορισμός για τους συντελεστές των ελεγκτών κατά Hinmarsh 55	
2.6	Έλεγχος χωρίς αισθητήρες (Sensorless Control)	56
2.6.1	Παρατηρητής θέσης/ταχύτητας (Rotorposition/speed observer).....	57
2.6.2	Βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase-Locked Loop).....	61
3	Προτεινόμενο σύστημα ελέγχου.....	63
3.1	Μοντέλο κινητήρα	63
3.1.1	Βαθμίδα κινητήρα.....	64
3.1.2	Βαθμίδα ρευμάτων.....	66
3.1.3	Βαθμίδα μαγνητικών ροών	69
3.1.4	Βαθμίδα μηχανικού συστήματος	70
3.2	Σύστημα ελέγχου	72

3.2.1	Βαθμίδα ελέγχου.....	75
3.2.2	Σχεδιασμός ελεγκτών ρεύματος.....	78
3.2.3	Επιλογή κερδών ελεγκτών ρεύματος.....	81
3.2.4	Σχεδιασμός ελεγκτή ταχύτητας.....	84
3.2.5	Επιλογή κερδών ελεγκτή ταχύτητας.....	88
3.3	Εκτιμητής αντί-ΗΕΔ.....	90
3.3.1	Εκτιμητής ανοικτού βρόχου.....	91
3.3.2	Εκτιμητής κλειστού βρόχου.....	92
3.4	Βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL).....	96
3.4.1	Βασική δομή PLL.....	96
3.4.2	Φίλτρο Chebysev τύπου III.....	97
4	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	107
4.1	Εκκίνηση κινητήρα σε κενό φορτίο.....	108
4.1.1	Μέθοδος διπλωματικής.....	108
4.1.2	Μέθοδος Hindmarsh.....	111
4.2	Εκκίνηση κινητήρα υπό φορτίο.....	113
4.2.1	Μέθοδος διπλωματικής.....	113
4.2.2	Μέθοδος Hindmarsh.....	116
4.3	Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα.....	118
4.3.1	Μέθοδος διπλωματικής.....	118

4.3.2	Μέθοδος Hindmarsh	121
4.4	Αλλαγές ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο	123
4.4.1	Μέθοδος διπλωματικής.....	123
4.4.2	Μέθοδος Hindmarsh	126
4.5	Σύγκριση των δύο μεθόδων σχεδιασμού ελεγκτών	127
5	Συμπεράσματα	129
5.1	Κύρια συμπεράσματα	130
5.2	Σημεία προαγωγής της επιστήμης	132
5.3	Σημεία για περαιτέρω διερεύνηση	133
	Βιβλιογραφία	135
	Κατάλογος Σχημάτων	143

1 Εισαγωγή

1.1 Σκοπός της εργασίας

Με την εξέλιξη της τεχνολογίας των ηλεκτρονικών ισχύος, δίνεται η δυνατότητα για αποδοτικότερες μορφές ελέγχου στους υπάρχοντες ηλεκτρικούς κινητήρες. Έτσι αυξάνεται το φάσμα εφαρμογών για κινητήρες τόσο συνεχούς όσο και εναλλασσόμενου ρεύματος. Η παρούσα εργασία εστιάζει στον σχεδιασμό διάταξης ελέγχου για σύγχρονο κινητήρα μονίμων μαγνητών. Συγκεκριμένα θα γίνει εφαρμογή του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, μια μορφή ελέγχου που τα τελευταία χρόνια έχει επικρατήσει στην πλειοψηφία των εφαρμογών που απαιτούν την χρήση ηλεκτρικού κινητήρα. Σκοπός για την παρούσα εργασία είναι να παρουσιάσει μια αναλυτική διαδικασία για τον σχεδιασμό της διάταξης ελέγχου ενός σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών. Θα γίνει παρουσίαση της τεχνικής ελέγχου καθώς και υλοποίηση της τεχνικής αυτής μέσω ψηφιακών ελεγκτών. Τέλος, παρουσιάζεται μια αναλυτική μέθοδος υπολογισμού των παραμέτρων των ελεγκτών υπό την σκοπιά της θεωρίας ελέγχου. Για την εφαρμογή του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου απαιτείται η χρήση αισθητήρα θέσης στον κινητήρα καθώς βασικό μέγεθος είναι η θέση του άξονα του κινητήρα. Μια πρώτη διερεύνηση γίνεται στην εφαρμογή της μεθοδολογίας ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου χωρίς την χρήση αισθητήρων στην διάταξη (Sensorless Control). Παρουσιάζεται μια προτεινόμενη δομή παρατηρητή θέσης, ένα σύστημα που θα συνθέτει την θέση του κινητήρα από υπάρχοντα μετρήσιμα σήματα όπως τάσεις και ρεύματα. Η επιτυχία στην υλοποίηση μια διάταξης ελέγχου χωρίς αισθητήρες θα οδηγήσει σε ένα σύστημα οδήγησης με μικρότερο κόστος καθώς οι αισθητήρες που χρησιμοποιούνται στους κινητήρες είναι κοστοβόροι και για συγκεκριμένες εφαρμογές, όπως παραδείγματος χάρι στην βιομηχανία, κρίνονται απαγορευτικοί. Έτσι για το έλεγχο βιομηχανικών διατάξεων πολλές φορές επιστρατεύονται απλούστερες μορφές ελέγχου με μικρότερη απόδοση, κάτι το οποίο μπορεί να αλλάξει με την εισαγωγή διατάξεων ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου χωρίς αισθητήρες.

1.2 Επισκόπηση επιστημονικού πεδίου

Οι ηλεκτρικές μηχανές έχουν κύριο ρόλο στην ηλεκτρομηχανική μετατροπή ενέργειας, το οποίο οδήγησε στην ραγδαία διάδοση τους στην βιομηχανία. Τα τελευταία χρόνια, ο στόχος είναι για την εφαρμογή ηλεκτρικών μηχανών σε ακόμα περισσότερους τομείς, όπως για παράδειγμα, τα ηλεκτρικά οχήματα, ηλεκτρικά πλοία ακόμη και αεροσκάφη κάτι το οποίο θα οδηγήσει σε μια αποδοτική χρήση ενέργειας. Έτσι λοιπόν, οι ηλεκτρικές μηχανές και μαζί οι τεχνικές για τον έλεγχο τους οδηγούν την ανθρωπότητα ακόμη παραπέρα.

Οι τεχνικές ελέγχου έχουν ενεργό ρόλο στην λειτουργία των μηχανών, με στόχο να επιτύχουν απόδοση και επίδοση ανάλογα με την εφαρμογή. Οι πρώτες εφαρμογές ελέγχου ήταν απλές σε λογική και υλοποίηση, κάνοντας χρήση αναλογικών ηλεκτρονικών. Όμως με την πάροδο του χρόνου και την ανάγκη για ακρίβεια, προτάθηκαν νέες μέθοδοι ελέγχου και πλέον κάνουν χρήση ψηφιακών μικροεπεξεργαστών για την εφαρμογή τους.

Η φιλοσοφία ελέγχου που μελετάται στην παρούσα διπλωματική είναι ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου. Προτάθηκε πρώτα από τον F. Blashke το 1971 [1], και έχει ευρεία εφαρμογή στον έλεγχο μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος. Η βασική αρχή του ελέγχου αυτού είναι η αποσύμπλεξη μεταξύ των συνιστωσών ρεύματος, μαγνητικής ροής και ροπής του στάτη της μηχανής έτσι ώστε να ελέγχονται αυτόνομα. Πρώτα, το τριφασικό σύστημα που εξαρτάται από τον χρόνο και την συχνότητα τροφοδοσίας μετατρέπεται σε ένα σύγχρονα περιστρεφόμενο χρονοανεξάρτητο σύστημα[2]. Έτσι η μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος μπορεί να ελεγχθεί σαν μια μηχανή συνεχούς ρεύματος. Έχουν μελετηθεί επίσης κάποιες ανεπτυγμένες τεχνικές ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, ώστε να προσφέρουν μέγιστη ροπή ανά Ampere (MTPA), εξασθένιση του πεδίου του δρομέα κάνοντας χρήση των μικροεπεξεργαστών σύγχρονης γενιάς[3].

Όπως η τεχνολογία ελέγχου των ηλεκτρικών μηχανών ωριμάζε, προέκυψαν νέες εφαρμογές με την μορφή του ελέγχου χωρίς αισθητήρες θέσης στον δρομέα. Κύριο πλεονέκτημα αυτών των μεθόδων είναι

το μειωμένο κόστος του συστήματος οδήγησης το οποίο είναι λιγότερο σύνθετο και ως εκ τούτου χρίζει μικρότερης συντήρησης.

Στην παρούσα διπλωματική θα γίνει μια μελέτη για την εφαρμογή ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου που θα προσφέρει μέγιστη ροπή ανά Ampere ρεύματος στον στάτη της μηχανής, ενώ ο κινητήρας που θα προσομοιωθεί είναι ένας σύγχρονος κινητήρας επιφανειακών μονίμων μαγνητών. Τέλος, γίνεται και μια πρώτη απόπειρα για τον σχεδιασμό ενός βρόχου κλειδώματος φάσης, ένα σύστημα που επιτρέπει την εφαρμογή του ελέγχου χωρίς αισθητήρες πάνω στον άξονα του κινητήρα.

1. 3 Δομή της εργασίας

Στην παρούσα εργασία παρατίθεται αρχικά το απαιτούμενο θεωρητικό υπόβαθρο για την κατανόηση του συστήματος που αναπτύσσεται στην συνέχεια. Έπειτα γίνεται επισκόπηση της διάταξης ελέγχου που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία και τέλος παρουσιάζονται να αποτελέσματα της προσομοίωσης το οποία συγκρίνονται με υπάρχουσες μεθόδους υλοποίησης ελέγχου. Τέλος, παρουσιάζονται τα συμπεράσματα που προκύπτουν από την σύγκριση αυτή και επισημαίνονται τα σημεία που χρίζουν περαιτέρω διερεύνησης. Συνοπτικά, τα κεφάλαια της διπλωματικής ακολουθούν την παραπάνω οδηγία ως εξής:

Κεφάλαιο 2: Εισαγωγή στην μοντελοποίηση ενός σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών, στην θεωρία του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου καθώς και στην εφαρμογή της μέσω ελεγκτών. Τέλος, παρουσιάζεται μια δομή παρατηρητή θέσης.

Κεφάλαιο 3: Εφαρμογή των σχέσεων που αναπτύχθηκαν στο κεφάλαιο 2 για την δημιουργία μοντέλου σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών. Σχεδιασμός ελεγκτών ώστε να γίνει εφαρμογή ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου. Τέλος, εφαρμογή θεωρίας ελέγχου για τον σχεδιασμό ενός παρατηρητή θέσης.

Κεφάλαιο 4 : Παρουσίαση των αποτελεσμάτων από την προσομοίωση της διάταξης ελέγχου που υλοποιήθηκε στο κεφάλαιο 3. Σύγκριση με υπάρχουσα μέθοδο σχεδιασμού ελεγκτών και επισήμανση των διαφορών.

Κεφάλαιο 5: Ολοκληρωμένη παρουσίαση των συμπερασμάτων που προκύπτουν από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και των συγκρίσεων που έγιναν στο κεφάλαιο 4. Ύστερα γίνεται μια ανασκόπηση στα σημεία προαγωγής της επιστήμης που προέκυψαν από την παρούσα εργασία και τέλος τονίζονται τα σημεία που αξίζουν περαιτέρω διερεύνηση.

2 Συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων

2.1 Εισαγωγή

Για την λειτουργία ενός ηλεκτρικού κινητήρα σε μια επιθυμητή κατάσταση είναι αναγκαίο να υπάρχει ένα σύστημα ελέγχου. Το σύστημα ελέγχου δέχεται ως είσοδο τα σήματα του κινητήρα και την επιθυμητή κατάσταση και τροφοδοτεί τον κινητήρα με κατάλληλο τρόπο ώστε να επιτύχει την λειτουργία για την οποία έχει προγραμματιστεί. Ανάλογα το είδος του κινητήρα υπό έλεγχο και την μεθοδολογία ελέγχου κατηγοριοποιούνται οι ελεγκτές. Ο βασικός διαχωρισμός είναι μεταξύ ελεγκτών κινητήρων Συνεχούς Ρεύματος και ελεγκτών κινητήρων Εναλλασσόμενου Ρεύματος. Για τους κινητήρες Εναλλασσόμενου Ρεύματος οι οποίοι εξετάζονται στην παρούσα διπλωματική χρειάζεται αν αναπτυχθεί ένα μοντέλο ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά τους πριν αναπτυχθεί η λογική ελέγχου. Ύστερα παρουσιάζονται οι διάφορες μέθοδοι ελέγχου για τα βασικά είδη ηλεκτρικού κινητήρα. Το υποκεφάλαιο 2.4 εστιάζει στην μεθοδολογία ελέγχου που υλοποιείται στην παρούσα διπλωματική ενώ τα επόμενα δύο παρουσιάζουν τις αρχές λειτουργίας βασικών εργαλείων που χρειάζονται για την κατανόηση της διαδικασίας ελέγχου που εφαρμόστηκε.

2.2 Προσομοίωση ηλεκτρικού κινητήρα

2.2.1 Βασικές αρχές ηλεκτρικών κινητήρων

Ένας ηλεκτρικός κινητήρας αποτελείται από 2 βασικά μέρη. Το στάτη, το σταθερό μέρος το οποίο περιέχει τα τυλίγματα που διαρρέονται από ρεύμα και παράγουν το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο και τον δρομέα, το στρεφόμενο μέρος τοποθετημένο πάνω στον άξονα της μηχανής ο οποίος παράγει ένα δεύτερο στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Το μαγνητικό πεδίο του δρομέα μπορεί να παράγεται από μόνιμους μαγνήτες ή τυλίγματα συνεχούς ή εναλλασσόμενου ρεύματος. Τα 2 βασικά είδη κινητήρα

εναλλασσόμενου ρεύματος είναι ο κινητήρας επαγωγής ή ασύγχρονος κινητήρας και ο σύγχρονος κινητήρας. Ο πρώτος βασίζεται στην διαφορά των 2 στρεφόμενων μαγνητικών πεδίων για την παραγωγή ροπής Ω εκ τούτου, στην σύγχρονη ταχύτητα, δηλαδή στην ταχύτητας περιστροφής του μαγνητικού πεδίου ο κινητήρας επαγωγής δεν παράγει ροπή. Αντίθετα, ο σύγχρονος κινητήρας παράγει την ονομαστική του ροπή στην σύγχρονη ταχύτητα[4]. Στην παρούσα διπλωματική μελετάμε την λειτουργία ενός σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών.

2.2.2 Σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών

Ο σύγχρονος κινητήρας μονίμων μαγνητών χρησιμοποιεί μόνιμους μαγνήτες πάνω στον δρομέα ώστε να δημιουργείται σταθερό μαγνητικό πεδίο. Ο στάτης περιέχει τα τυλίγματα εναλλασσόμενου ρεύματος τα οποία δημιουργούν το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Στην σύγχρονη ταχύτητα οι πόλοι του δρομέα κλειδώνουν στο στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο του στάτη. Οι πιο διαδεδομένοι μαγνήτες για χρήση σε σύγχρονο κινητήρα είναι οι μαγνήτες Νεοδυμίου .

Υπάρχουν 2 είδη κινητήρα μονίμων μαγνητών, οι κινητήρες με εσωτερικούς μαγνήτες που παρουσιάζουν εκτυπότητα και οι κινητήρες με επιφανειακούς μαγνήτες οι οποίοι δεν παρουσιάζουν εκτυπότητα. Η διαφορά έγκειται στο γεγονός ότι η επαγωγή σε έναν κινητήρα εσωτερικών μαγνητών είναι συνάρτηση της γωνίας του δρομέα ενώ στους κινητήρες επιφανειακών μαγνητών η επαγωγή είναι ανεξάρτητη της γωνίας του δρομέα.

Οι περισσότεροι κινητήρες μονίμων μαγνητών χρειάζονται ένα σύστημα οδήγησης μεταβλητής συχνότητας για την εκκίνηση και τον έλεγχο ταχύτητας. Για τον έλεγχο του κινητήρα χρησιμοποιείται η μέθοδος ελέγχου άμεσης ροπής και ο έλεγχος προσανατολισμού στο πεδίο[5]. Τα τελευταία χρόνια αναπτύσσονται νέες μέθοδοι όπως ο έλεγχος με νευρωνικά δίκτυα και ο προβλεπτικός έλεγχος[6].

2.2.2.1 Εξισώσεις λειτουργίας

Η τάση στα τυλίγματα του στάτη υπολογίζεται ως:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\varphi}{dt} \\ \frac{d\varphi_b}{dt} \\ \frac{d\varphi_c}{dt} \end{bmatrix} \quad 2-1$$

Όπου :

- V_a, V_b, V_c οι τάσεις κάθε φάσης στα τυλίγματα του στάτη.
- R_s η ισοδύναμη αντίσταση τυλίγματος στάτη.
- I_a, I_b, I_c τα ρεύματα κάθε που ρέουν σε κάθε φάση του στάτη.
- $\frac{d\varphi_a}{dt}, \frac{d\varphi_b}{dt}, \frac{d\varphi_c}{dt}$ οι ρυθμοί μεταβολής της μαγνητικής ροής σε κάθε τύλιγμα του στάτη.

Ο μόνιμος μαγνήτης και τα τυλίγματα του στάτη συμβάλουν στην συνολική ροή ως εξής:

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{am} \\ \varphi_{bm} \\ \varphi_{cm} \end{bmatrix} \quad 2-2$$

Όπου:

- $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ η συνολική ροή στα τυλίγματα του στάτη.
- L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων του στάτη.
- L_{ab}, L_{ac} κ.ο.κ. οι αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων του στάτη.
- $\varphi_{am}, \varphi_{bm}, \varphi_{cm}$ η ροή του μόνιμου μαγνήτη στα τυλίγματα του στάτη.

Οι επαγωγές στα τυλίγματα του στάτη είναι συναρτήσεις της ηλεκτρικής γωνίας και ορίζονται ως εξής:

$$\bullet \theta_e = N\theta_r \quad 2-3$$

$$\bullet L_{aa} = L_s + L_m \cos(2\theta_e) \quad 2-4$$

$$\bullet L_{bb} = L_s + L_m \cos\left(2\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad 2-5$$

$$\bullet L_{cc} = L_s + L_m \cos\left(2\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad 2-6$$

$$\bullet L_{ab} = L_{ba} = -M_s - L_m \cos\left(2\left(\theta_e + \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad 2-7$$

$$\bullet L_{bc} = L_{cb} = -M_s - L_m \cos\left(2\left(\theta_e + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad 2-8$$

$$\bullet L_{ac} = L_{ca} = -M_s - L_m \cos\left(2\left(\theta_e + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad 2-9$$

Όπου:

- θ_r η μηχανική γωνία του δρομέα.
- θ_e η ηλεκτρική γωνία του δρομέα.
- L_s η αυτεπαγωγή του στάτη ανά φάση.
- L_m η διακύμανση της επαγωγής του στάτη.
- M_s η αμοιβαία επαγωγή του στάτη.

Η ροή του μόνιμου μαγνήτη που ρέει στο τύλιγμα α είναι μέγιστη όταν $\theta_e=0^\circ$ και μηδενική όταν $\theta_e=0^\circ$.

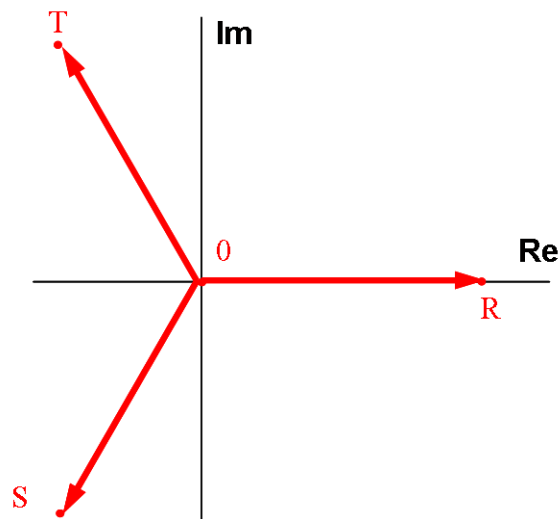
Όπότε η ροή σε κάθε τύλιγμα ορίζεται ως :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{am} \\ \varphi_{bm} \\ \varphi_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_m \cos(\theta_e) \\ \varphi_m \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_m \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad 2-10$$

Όπου φ_m η ροή του μόνιμου μαγνήτη.

2.2.3 Μετασχηματισμοί αξόνων σε διαφορετικό πλαίσιο αναφοράς

Σημαντικό εργαλείο στην ανάλυση και μοντελοποίηση κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος είναι οι μετασχηματισμοί των σημάτων σε διαφορετικό πλαίσιο αναφοράς. Ένα ημιτονοειδές σήμα μπορεί να παρασταθεί σαν ένα στρεφόμενο διάνυσμα στον χώρο με σταθερή ταχύτητα ίση με την γωνιακή ταχύτητα του σήματος. Ως εκ τούτου το τριφασικό σύστημα τάσεων και ρευμάτων που διαρρέουν ένα ηλεκτρικό κινητήρα μπορεί να παρασταθεί στον χώρο ως 3 διανύσματα που περιστρέφονται με σταθερή ταχύτητα και απέχουν μεταξύ τους 120° , όπως βλέπουμε στο σχήμα 2.1[7].



2.1 Παράσταση Τριφασικού συστήματος τάσεων με στρεφόμενα διανύσματα

Τα σήματα αυτά μπορούν να αναλυθούν σε διαφορετικά πλαίσια αναφοράς ώστε να προκύψουν 2 εναλλασσόμενα ή 2 σταθερά σήματα.

2.2.3.1 Μετασχηματισμός Clarke

Ο μετασχηματισμός Clarke ως εφαρμόζεται σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα :

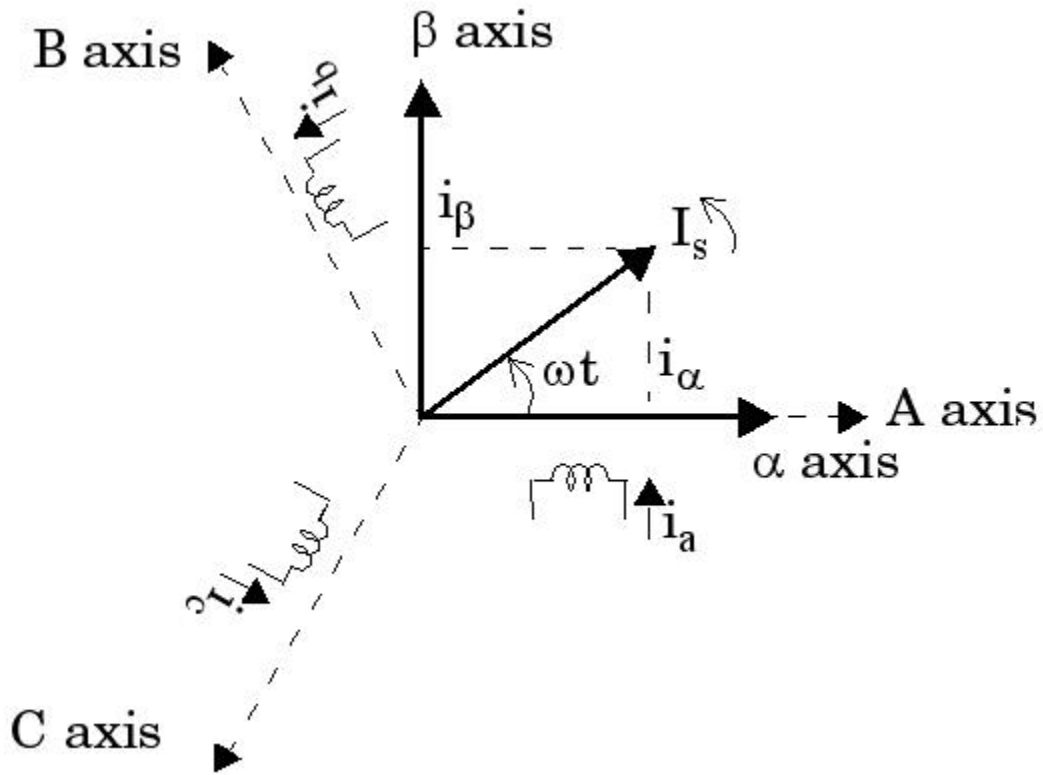
$$i_{\alpha\beta 0}(t) = T i_{abc}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad 2-11$$

Όπου i_{abc} είναι η γενική τριφασική αλληλουχία ρευμάτων και $i_{\alpha\beta 0}$ τα αντίστοιχα ρεύματα εκφρασμένα στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς α - β -0.

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός προκύπτει ως εξής:

$$i_{abc}(t) = T' i_{\alpha\beta 0}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \quad 2-12$$

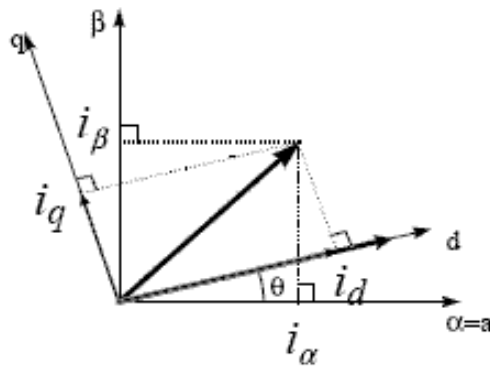
Με την χρήση του μετασχηματισμού Parkε προβάλλονται τα αρχικά 3 σήματα σε ακίνητο πλαίσιο αναφοράς α-β-0 όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2.



2.2 Αναγωγή τριφασικού συστήματος σε στατό πλαίσιο αναφοράς μέσω μετασχηματισμού Clarke

2.2.3.2 Μετασχηματισμός Park

Ο μετασχηματισμός Park ή μετασχηματισμός ορθού και κάθετου άξονα αποτελεί επέκταση του μετασχηματισμού Clarke. Ενώ στον μετασχηματισμό Clarke τα στρεφόμενα διανύσματα αναλύονται σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς, στον μετασχηματισμό Park αναλύονται σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (το οποίο συνήθως στρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα). Ως εκ τούτου προκύπτουν 2 σταθερά σήματα καθώς όταν αναλύονται τα 2 στρεφόμενα σήματα πάνω σε ένα σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο, προκύπτουν 2 χρονοσταθερά σήματα όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3.



2.3 Αναγωγή των διανυσμάτων του στατού πλαισίου αναφοράς σε στρεφόμενο σύστημα αναφοράς μέσω μετασχηματισμού Park

Ο μετασχηματισμός του Park που μετασχηματίζει το ακίνητο πλαίσιο αναφοράς σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς εφαρμόζεται ως εξής:

$$i_{dq0}(t) = T_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \quad 2-13$$

Όπου θ είναι η στιγμιαία θέση που προκύπτει από την γωνιακή ταχύτητα ως εξής:

$$\theta = \int \omega(t) dt + \theta(0)$$

Ο μετασχηματισμός μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω καθώς από τον αρχικό μετασχηματισμό του Clarke η ποσότητα i_0 προκύπτει μηδενική, μετασχηματίζονται έτσι 2 ποσότητες αντί για 3. Παρακάτω παρουσιάζεται η απλοποιημένη μορφή του μετασχηματισμού μεταξύ των 2 πλαισίων.

Ευθύς μετασχηματισμός:

$$i_d = i_a \cos(\theta) + i_b \sin(\theta) \quad 2-14$$

$$i_q = -i_a \sin(\theta) + i_b \cos(\theta) \quad 2-15$$

Αντίστροφος μετασχηματισμός:

$$i_a = i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta) \quad 2-16$$

$$i_b = i_d \sin(\theta) + i_q \cos(\theta) \quad 2-17$$

2.2.3.3 Μετασχηματισμός dq0

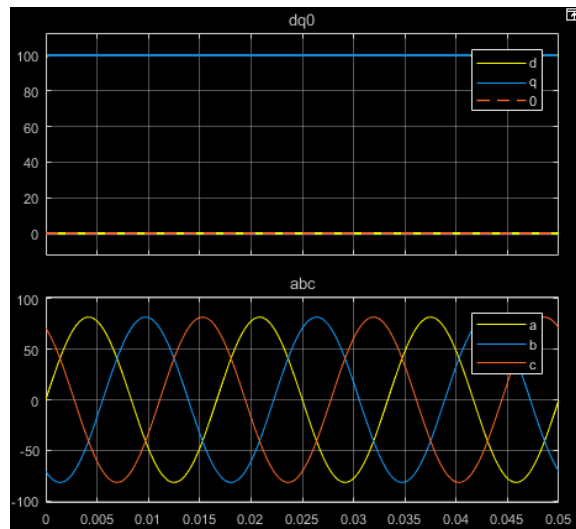
Ο μετασχηματισμός dq0 αποτελείται από διαδοχική χρήση του μετασχηματισμού Clarke και Park. Ο μετασχηματισμός Clarke μετατρέπει τα αρχικά διανύσματα από το abc πλαίσιο αναφοράς στο $\alpha\beta 0$ σταθερό πλαίσιο αναφοράς. Ο μετασχηματισμός Park μετατρέπει τα διανύσματα από το $\alpha\beta 0$ σταθερό πλαίσιο αναφοράς στο dq0 στρεφόμενο πλαίσιο.

Η μήτρα μετασχηματισμού T_{dq} ορίζεται ως εξής:

$$T_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad 2-18$$

Ο συντελεστής που πολλαπλασιάζει τον πίνακα εδώ επιλέγεται $2/3$. Σε αυτή την περίπτωση τα αρχικά σήματα στο πλαίσιο abc και τα τελικά στο πλαίσιο dq0 έχουν το ίδιο μέγεθος. Ο μετασχηματισμός ονομάζεται έτσι μετασχηματισμός αμετάβλητου πλάτους. Η ισχύς και η ροπή που προκύπτουν από αυτό τον μετασχηματισμό στο στρεφόμενο πλαίσιο είναι μικρότερες κατά $2/3$. Επίσης, ο άξονας d του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς ταυτίζεται με τον άξονα a του αρχικού πλαισίου, στην πράξη η γωνία θ ταυτίζεται με την ηλεκτρική γωνία του δρομέα της μηχανής[8].

Αποτέλεσμα της διαδοχικής εφαρμογής του dq0 μετασχηματισμού φαίνεται στο σχήμα 2.4.



2.4 Πάνω: Τάσεις σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς
Κάτω: Τάσεις στο τριφασικό σύστημα αναφοράς

2.2.4 Σχέσεις λειτουργίας σε στρεφόμενο πλαίσιο

2.2.4.1 Διανυσματική σχέση τάσης

Η χρήση στρεφόμενων διανυσμάτων βοηθάει στο να προκύψουν οι εξισώσεις τάσης του κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών σε συμπαγή μορφή κατάλληλη για την μαθηματική μοντελοποίηση του.

Το διάνυσμα ρεύματος για έναν τριφασικό στάτη μπορεί να γραφεί ως:

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} \left(i_a(t) + i_b(t)e^{-\frac{j2\pi}{3}} + i_c(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} \right) = I_s e^{j(\omega t + \phi_0)} \quad 2-19$$

Και το διάνυσμα τάσης για έναν τριφασικό στάτη ως:

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} \left(u_a(t) + u_b(t)e^{-\frac{j2\pi}{3}} + u_c(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} \right) = V_s e^{j(\omega t + \phi_0)} \quad 2-20$$

Στην περίπτωση του του σύγχρονου κινητήρα με επιφανειακούς μαγνήτες, το διάνυσμα της μαγνητικής ροής απαρτίζεται από 2 συνιστώσες. Μία συνιστώσα εξαρτάται από το ρεύμα στάτη και η άλλη από τους μαγνήτες του δρομέα:

$$\vec{\varphi}_s = L_s \vec{i}_s + \varphi_m e^{j\theta_e} \quad 2-21$$

Όπου :

- φ_m το πλάτος της ροής που επάγεται από τους μαγνήτες του δρομέα στο στάτη, η τιμή αυτή θεωρείται σταθερή
- θ_e η ηλεκτρική γωνία του δρομέα
- L_s το άθροισμα των επαγωγών του στάτη

Η σχέση που συνδέει την τάση με το ρεύμα και την ροή του κινητήρα είναι η ακόλουθη:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \quad 2-22$$

Όπου:

- u_s το διάνυσμα τάσης του στάτη
- $R_s i_s$ η πτώση τάσης στις αντιστάσεις του στάτη
- $\frac{d\varphi_s}{dt}$ η αναπτυσσόμενη τάση λόγω της αλλαγής της μαγνητικής ροής

Παραγωγίζοντας τον 2^ο όρο της ροής από την 2-22 προκύπτει:

$$\frac{d(\varphi_m e^{j\theta_e})}{dt} = j\omega_e \varphi_m e^{j\theta_e} \quad 2-23$$

Όπου $\theta_e(t) = \omega_e t$

Τέλος, η εξίσωση τάσης του κινητήρα προκύπτει αντικαθιστώντας την παράγωγο της ροής από την 2-23 στην 2-22.

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + j\omega_e \varphi_m e^{j\theta_e} \quad 2-24$$

Αυτή είναι η θεμελιώδης εξίσωση που ορίζει την σχέση μεταξύ τάσης και ρεύματος σε έναν κινητήρα μονίμων μαγνητών σε διανυσματική μορφή από την οποία προκύπτουν τα δυναμικά μοντέλα[9].

2.2.4.2 Αναπαράσταση σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς (αβ0)

Μεταφέροντας τα διανύσματα τάσης και ρεύματος στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς έτσι ώστε ο άξονας α να ταυτίζεται με τον άξονα μέγιστης ΜΕΔ προκύπτουν οι εξισώσεις :

$$u_s = u_\alpha + ju_\beta \quad 2-25$$

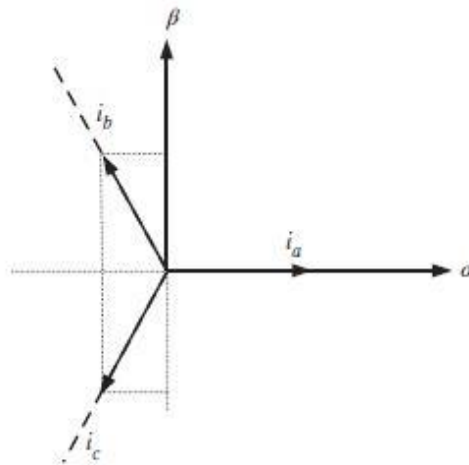
$$i_s = i_\alpha + i_\beta \quad 2-26$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις 2-25, 2-26 στην διανυσματική εξίσωση 2-24 και εξισώνοντας τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη, αντίστοιχα, προκύπτει η εξίσωση τάσης του κινητήρα στο αβ0 πλαίσιο αναφοράς:

$$u_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{L_s di_\alpha}{dt} - \omega_e(t) \varphi_m \sin \theta_e \quad 2-27$$

$$u_\beta = R_s i_\beta + \frac{L_s di_\beta}{dt} - \omega_e(t) \varphi_m \cos \theta_e \quad 2-28$$

Η εξισώσεις 2-27 και 2-28 αναλύουν τα διανύσματα τάσης και ρεύματος στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς αβ0 όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5.



2.5 Ανάλυση διανυσμάτων από το τριφασικό σύστημα abc στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ0

Εύκολα φαίνεται ότι τα ρεύματα και οι τάσεις στο αβ0 πλαίσιο αναφοράς προκύπτουν από τον μετασχηματισμό Clarke μέσω της σχέσης:

$$i_{\alpha\beta 0}(t) = T i_{abc}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad 2-29$$

Όπου ο άξονας α συμπίπτει με τον άξονα της φάσης a του ρεύματος που είναι επίσης η διεύθυνση της μέγιστης ΜΕΔ. Ο συντελεστής 2/3 δείχνει ότι χρησιμοποιήθηκε ο μετασχηματισμός αμετάβλητου πλάτους. Επίσης το ρεύμα i_o αναπαριστά το ρεύμα μηδενικής ακολουθίας το οποίο έχει μηδενική τιμή για συμμετρικά τριφασικά συστήματα.

Οι τιμές των ρευμάτων και των τάσεων στο σταθερό πλαίσιο αβ0 είναι ημιτονοειδή διότι είναι άμεσα συσχετισμένα με τα αρχικά μας σήματα στο abc πλαίσιο μέσω του μετασχηματισμού Clarke (2.2.3.1).

2.2.4.3 Αναπαράσταση σε σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς (dq0)

Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στο (2.2.3.3) τα σήματα του κινητήρα αναλύονται σε ένα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του οποίου ο ευθύς άξονας (d) ταυτίζεται με τον άξονα της ροής που παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες του δρομέα. Επειδή ο δρομέας περιστρέφεται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα του σήματος τροφοδοσίας, το επιλεγμένο πλαίσιο αναφοράς λέγεται σύγχρονο πλαίσιο.

Αλλάζοντας το πλαίσιο αναφοράς στο dq0 περιστρέφονται τα διανύσματα από το αβθ πλαίσιο με ωρολογιακή φορά κατά θ_e . Μαθηματικά, αυτή η περιστροφή μεταφράζεται σε πολλαπλασιασμό με έναν παράγοντα $e^{-j\theta_e}$, από τον οποίο προκύπτουν τα νέα διανύσματα \vec{u}'_s και \vec{i}'_s . Αναλύοντας αυτά τα διανύσματα στους νέους άξονες d και q προκύπτουν οι εξισώσεις:

$$\vec{u}'_s = \vec{u}_s e^{-j\theta_e} = u_d + ju_q \quad 2-30$$

$$\vec{i}'_s = \vec{i}_s e^{-j\theta_e} = i_d + ji_q \quad 2-31$$

Όπου \vec{u}'_s και \vec{i}'_s είναι τα διανύσματα που αναφέρονται στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς dq.

Πολλαπλασιάζοντας την αρχική διανυσματική εξίσωση τάσης (2-24) με $e^{-j\theta_e}$ προκύπτει η εξίσωση:

$$\vec{u}'_s e^{-j\theta_e} = R_s \vec{i}'_s e^{-j\theta_e} + L_s \frac{d\vec{i}'_s}{dt} e^{-j\theta_e} + j\omega_e \varphi_m \quad 2-32$$

Τονίζεται ότι

$$\vec{i}'_s = \vec{i}_s e^{-j\theta_e}$$

Και παραγωγίζοντας και τις 2 πλευρές της σχέσης προκύπτει ότι:

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} e^{-j\theta_e} = \frac{d\vec{i}'_s}{dt} + j\omega_e \vec{i}'_s \quad 2-33$$

Ως εκ τούτου από τις σχέσεις 2-32 και 2-33, η εξίσωση τάσης ως προς τα διανύσματα \vec{u}'_s και \vec{i}'_s παίρνει την ακόλουθη μορφή:

$$\vec{u}'_s = R_s \vec{i}'_s + L_s \frac{d\vec{i}'_s}{dt} + j\omega_e L_s \vec{i}'_s + j\omega_e \phi_m \quad 2-34$$

Αυτή είναι η θεμελιώδης εξίσωση που ορίζει τις σχέσεις μεταξύ τάσεων και ρευμάτων σε διανυσματική μορφή η οποία οδηγεί στο δυναμικό μοντέλο του κινητήρα σε σύγχρονο πλαίσιο dq0.

Τέλος, αντικαθιστώντας τις 2-30 και 2-31 στην 2-34 και επειδή το πραγματικό και φανταστικό μέρος από την αριστερή πλευρά είναι ίσο με το αντίστοιχος μέρος της δεξιάς πλευράς, προκύπτουν οι βαθμωτές εξισώσεις:

$$u_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_s i_q \quad 2-35$$

$$u_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_s i_d + \omega_e \phi_m \quad 2-36$$

Η εξίσωση 2-35 αποτελεί το πραγματικό μέρος ενώ η 2-36 το φανταστικό.

Η σχέση μεταξύ των σημάτων στο αβ0 πλαίσιο και των σημάτων στο dq0 πλαίσιο προκύπτει από τον μετασχηματισμό Park με την εξής σχέση:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad 2-37$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad 2-38$$

Όπου θ_e είναι η γωνία μεταξύ των 2 πλαισίων καθώς επίσης και η ηλεκτρική γωνία του δρομέα.

Τονίζεται ότι από τη μαθηματική μοντελοποίηση στο σύγχρονο πλαίσιο dq0 οι τάσεις και τα ρεύματα δεν είναι πλέον ημιτονοειδή σήματα αλλά σταθερές ποσότητες. Η σημαντικότητα αυτού το αποτελέσματος θα φανεί στο κομμάτι του ελέγχου όπου πλέον εφαρμόζεται σε σταθερά σήματα απλουστεύοντας δραστικά την πολυπλοκότητα του συστήματος. Απόρροια αυτού είναι και η χρήση απλών ολοκληρωτικών ελεγκτών για τον έλεγχο ηλεκτρικών κινητήρων[10].

2.2.4.4 Ηλεκτρομαγνητική ροπή

Για τον σύγχρονο κινητήρα επιφανειακών μαγνητών οι επαγωγές στους άξονες d και q είναι ίσες λόγω του ομοιόμορφου διακένου. Οπότε προκύπτει ότι:

$$L_d = L_q = L_s \quad 2-39$$

Για αυτό τον λόγο η μαγνητική ροή του στάτη στο αβ0 πλαίσιο αναφοράς προκύπτει από την εξίσωση (2-21). Ανάλυση της ροής στο σύγχρονο πλαίσιο dq0 προκύπτει περιστρέφοντας την ροή ωρολογιακά κατά θ_e :

$$\vec{\varphi}'_s = \varphi_s e^{-j\theta_e} = L_s \vec{i}'_s + \varphi_m \quad 2-40$$

Το πραγματικό και φανταστικό μέρος της παραπάνω σχέσης είναι αντίστοιχα:

$$\varphi_d = L_s i_d + \varphi_m \quad 2-41$$

$$\varphi_q = L_s i_q \quad 2-42$$

Όπου η ροή Ψ_m που επάγεται από τους μόνιμους μαγνήτες του δρομέα συμπίπτει με την θέση του δρομέα και η ροσυνιστώσα της είναι μηδέν.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή προκύπτει από το εξωτερικό γινόμενο του διανύσματος της ροής στάτη με το διάνυσμα του ρεύματος στάτη ως εξής:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \vec{\varphi}_s \times \vec{i}_s \quad 2-43$$

Ενώ ισοδύναμα στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς dq0:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \vec{\varphi}_s' \times \vec{i}_s' \quad 2-44$$

Όπου Z_p ο αριθμός των ζευγών πόλων του κινητήρα.

Για τον υπολογισμό του εξωτερικού γινομένου έχουμε δύο διανύσματα σε κοινό σύστημα αξόνων:

$$\vec{\varphi}_s' = \varphi_d \hat{d} + \varphi_q \hat{q} \quad 2-45$$

$$\vec{i}_s' = i_d \hat{d} + i_q \hat{q}$$

Προκύπτει το διάνυσμα της ροπής με διεύθυνση κάθετη στο $dq0$ επίπεδο και με μέτρο ίσο με:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad 2-46$$

Ενώ αντικαθιστώντας τις εκφράσεις για τις ροές φ_d και φ_q από τις 2-41 και 2-42 προκύπτει η σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \varphi_m i_q \quad 2-47$$

Θεωρώντας την ροή του μόνιμου μαγνήτη σταθερή, η ηλεκτρομαγνητική ροπή που παράγεται από τον κινητήρα εξαρτάται μόνο από την κάθετη συνιστώσα του ρεύματος στάτη. Ως εκ τούτου ο έλεγχος ενός σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών μαγνητών είναι ανάλογος με τον έλεγχο κινητήρων συνεχούς ρεύματος.

2.2.4.5 Σχέσεις μηχανικού συστήματος

Για έναν σύγχρονο κινητήρα με πολλαπλά ζεύγη πόλων η ηλεκτρική και μηχανική ταχύτητα συσχετίζονται μέσω της:

$$\omega_e = Z_p \omega_m \quad 2-48$$

Όπου υπενθυμίζεται ότι Z_p είναι το πλήθος των ζευγών πόλων του κινητήρα.

Η περιστροφή του άξονα μπορεί να περιγραφεί από την ακόλουθη δυναμική σχέση:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - B_v \omega_m - T_L - T_D \quad 2-49$$

Όπου:

- J_m η συνολική αδράνεια του άξονα.
- B_v ο συντελεστής τριβής κύλισης .
- T_L η ροπή φορτίου.
- T_D η στατική τριβή.

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση ηλεκτρομαγνητικής ροπής 2-47 και αντικαθιστώντας προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} \left(\frac{3}{2} Z_p \varphi_m i_q - B_v \omega_m - T_L - T_D \right) \quad 2-50$$

Στο παρόν μοντέλο η στατική τριβή αγνοείται και ως εκ τούτου ο συντελεστής T_D λαμβάνεται μηδέν.

Μαζί με το ηλεκτρικό σύστημα που προέκυψε στο προηγούμενο υποκεφάλαιο, το πλήρες δυναμικό μοντέλο ενός σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών προκύπτει :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \quad 2-51$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \phi_m) \quad 2-52$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} \left(\frac{3}{2} Z_p \phi_m i_q - B_v \omega_m - T_L - T_D \right) \quad 2-53$$

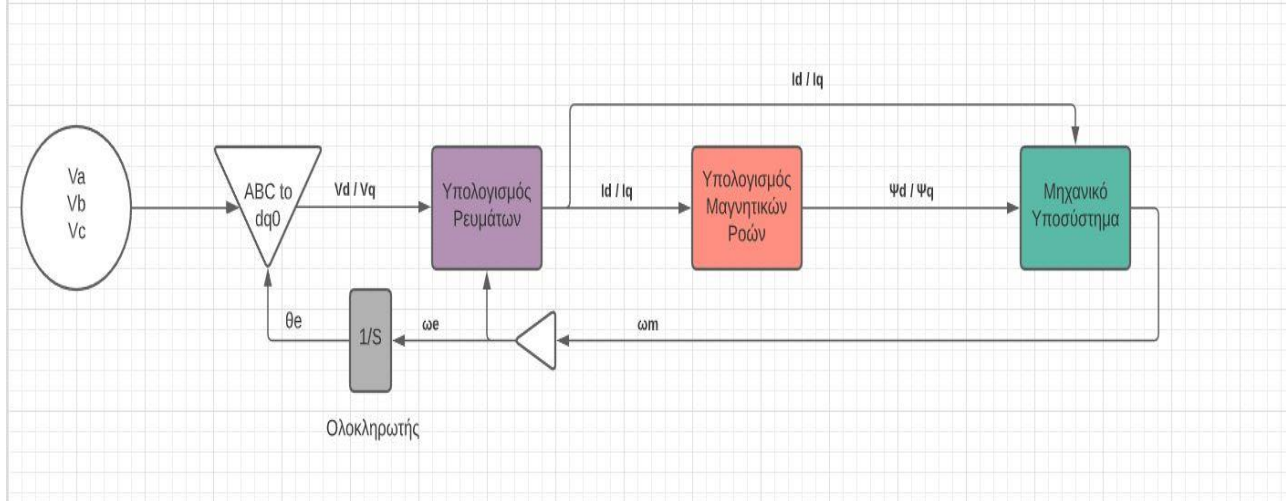
2.2.5 Υλοποίηση σε διάγραμμα βαθμίδων

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται χρήση των σχέσεων που αποδείχθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο ώστε να δημιουργηθεί το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα σε διάγραμμα βαθμίδων. Σε αυτό το μοντέλο θα εφαρμοστεί στη συνέχεια ο έλεγχος. Για τους λόγους που αναλύθηκαν προηγουμένως το δυναμικό μοντέλο θα βασιστεί στις εξισώσεις του κινητήρα εκφρασμένες στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς dq0[11].

Παρατηρώντας τις εξισώσεις 2-51, 2-52 και 2-53 είναι ξεκάθαρο ότι το μοντέλο έχει ένα ηλεκτρικό υποσύστημα στο οποίο συσχετίζονται τα ρεύματα και οι τάσεις του κινητήρα και ένα μηχανικό από το οποίο προκύπτει η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα.

Η είσοδος του μοντέλου είναι οι συνιστώσες σύγχρονου πλαισίου της τάσης u_d και u_q καθώς επίσης και ο ροπή φορτίου T_L . Έξοδο αποτελούν τα αντίστοιχα ρεύματα i_d και i_q καθώς και η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα ω_r . Σταθερές του μοντέλου είναι ο αριθμός των πόλων P, η ωμική αντίσταση

τυλίγματος στάτη R_s , οι κάθετες συνιστώσες της επαγωγής του στάτη $L_d = L_q = L_s$ λόγω του ομοιόμορφου διακένου, η ροή του μόνιμου μαγνήτη φ_m καθώς και η ροπή αδράνειας του άξονα J_m για το μηχανικό μέρος του κινητήρα. Οι τριβές αμελούνται θέτοντας το συντελεστή B_V ίσο με μηδέν. Το ολοκληρωμένο μοντέλο φαίνεται στο σχήμα 2.6 ενώ στα επόμενα κεφάλαια παρατίθεται η ανάλυση για κάθε υποσύστημα ξεχωριστά.



2.6 Μοντέλο σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών

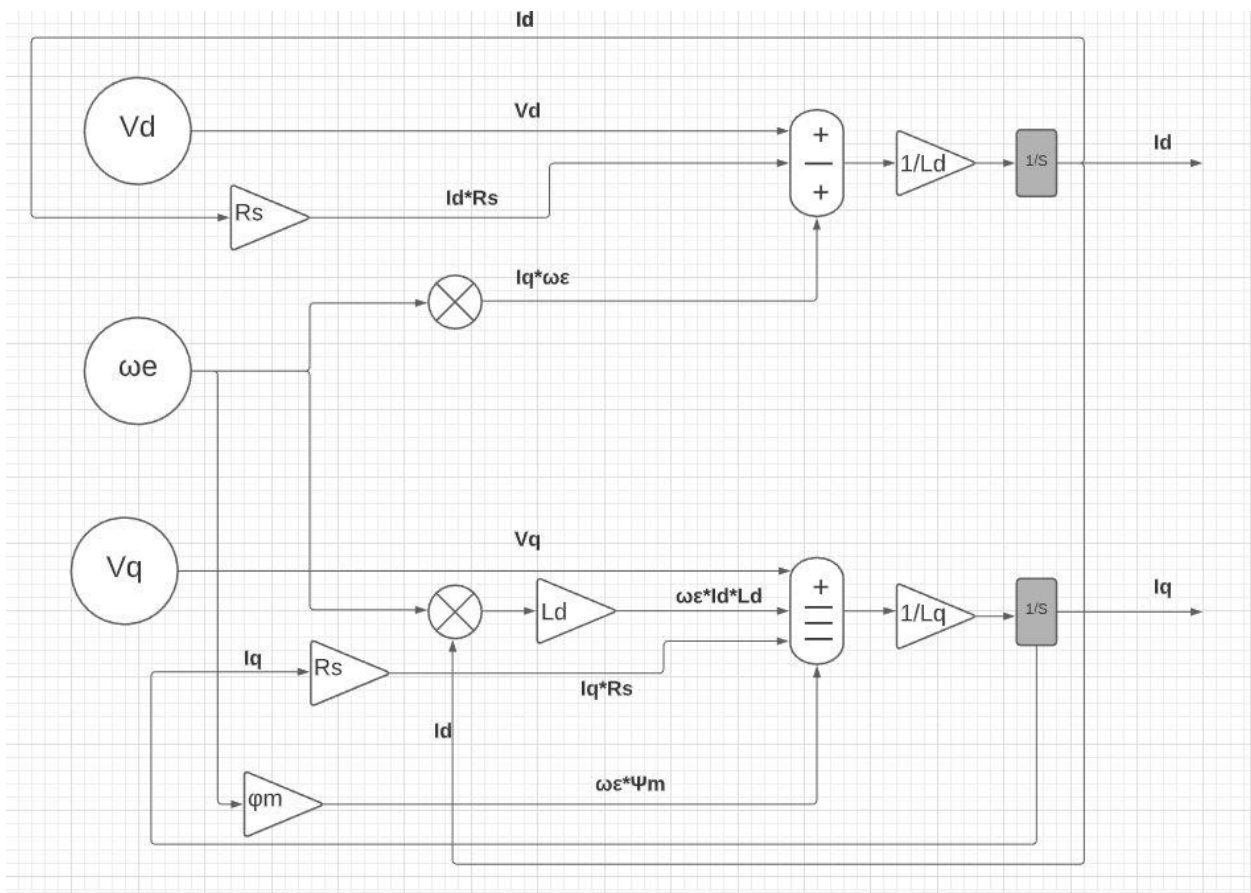
2.2.5.1 Υποσύστημα ρευμάτων

Με ολοκλήρωση των σχέσεων 2-52 και 2-53 προκύπτουν οι εξής εξισώσεις:

$$\begin{aligned}
 i_d &= \int \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\
 &= \frac{1}{L_d} \left(\int u_d - R_s \int i_d + L_q \int \omega_e i_q \right)
 \end{aligned}
 \tag{2-54}$$

$$\begin{aligned}
 i_q &= \int \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \varphi_m) \\
 &= \frac{1}{L_q} \left(\int u_q - R_s \int i_q - L_d \int \omega_e i_d - \varphi_m \int \omega_e \right)
 \end{aligned}
 \tag{2-55}$$

Με δεδομένες εισόδους τις συνιστώσες σύγχρονου πλαισίου της τάσης u_d και u_q για να μοντελοποιηθούν οι παραπάνω εξισώσεις απαιτούνται 2 αθροιστές οι οποίοι έχουν στην έξοδό τους έναν ολοκληρωτή ώστε να υπολογισθούν τα ρεύματα. Σημαντικό είναι το γεγονός ότι χρειάζεται ανατροφοδότηση της κάθε συνιστώσας του ρεύματος στον αθροιστή όπως προκύπτει από τις παραπάνω σχέσεις. Τέλος, παρατηρείται μια πεπλεγμένη συμπεριφορά μεταξύ των ρευμάτων καθώς για να υπολογισθεί η συνιστώσα i_d χρειάζεται η συνιστώσα i_q και το αντίστροφο. Έχει ενδιαφέρον να ειπωθεί ότι σε περιπτώσεις μοντέλων εκτιμητή, η συμπεριφορά αυτή μπορεί να απαλειφθεί επιταχύνοντας τους υπολογισμούς του μικροεπεξεργαστή[12]. Το υποσύστημα των ρευμάτων του κινητήρα όπως αναλύθηκε φαίνεται στο σχήμα 2.7.



2.6 Υποσύστημα Υπολογισμού Ρευμάτων

2.2.5.2 Υποσύστημα ροών

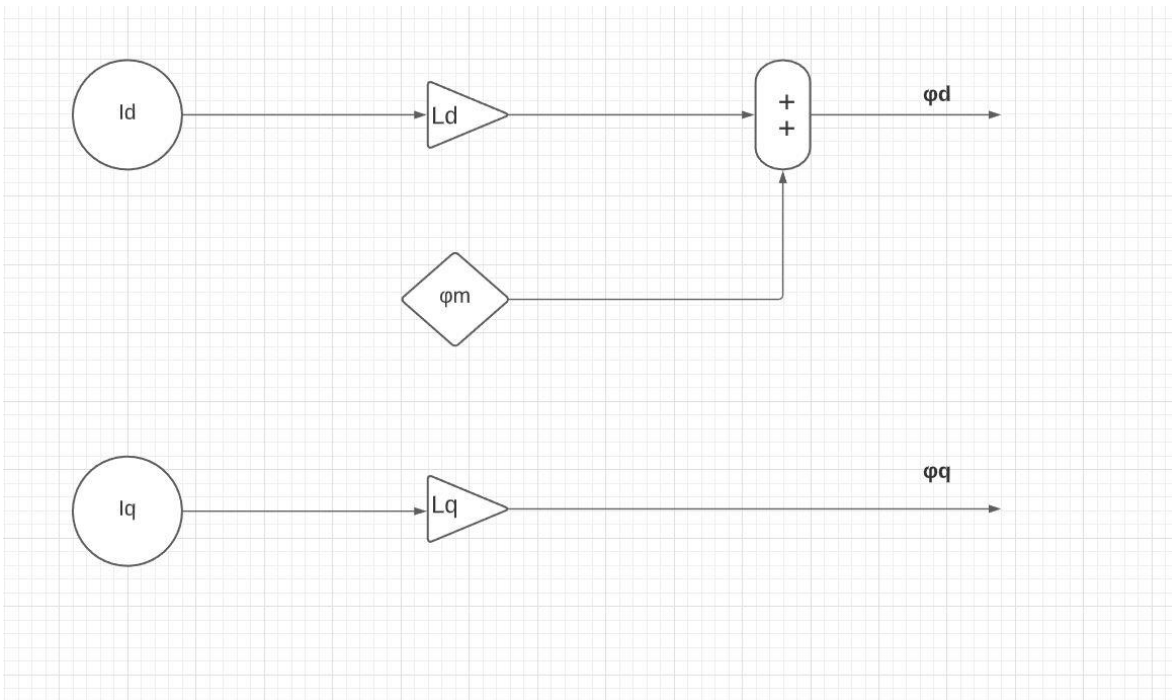
Οι εξισώσεις που περιγράφουν τις κάθετες συνιστώσες της μαγνητικής ροής στάτη αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 2.2.4 και επαναλαμβάνονται παρακάτω:

$$\varphi_d = L_s i_d + \varphi_m \quad 2-55$$

$$\varphi_q = L_s i_q \quad 2-56$$

Όπου η ροή Ψ_m που επάγεται από τους μόνιμους μαγνήτες του δρομέα συμπίπτει με την θέση του δρομέα και η ρσυνιστώσα της είναι μηδέν.

Το ηλεκτρικό υποσύστημα των μαγνητικών ροών είναι απλό και φαίνεται στο σχήμα 2.8.



2.8 Υποσύστημα υπολογισμού μαγνητικών ροών

Τέλος, το μηχανικό υποσύστημα του κινητήρα προκύπτει από την εξίσωση 2.49 η οποία επαναλαμβάνεται παρακάτω:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - B_v \omega_m - T_L - T_D \quad 2-57$$

Επαναλαμβάνεται ότι στο παρόν μοντέλο αμελείται η στατική τριβή οπότε ο συντελεστής T_D είναι μηδέν.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή υπολογίζεται από την σχέση :

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad 2-58$$

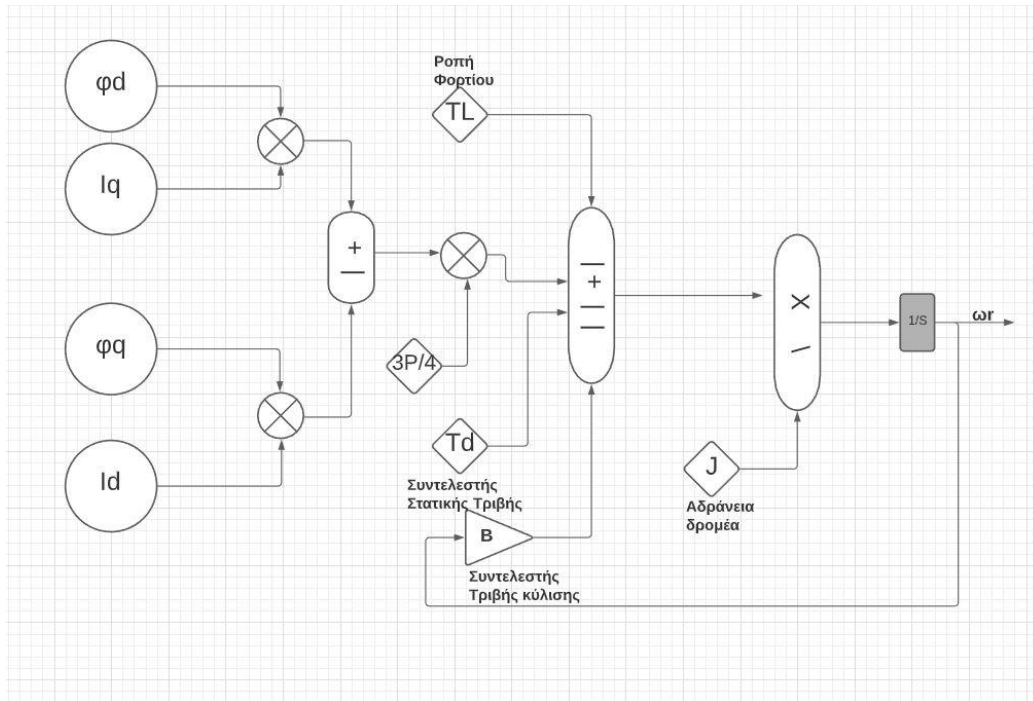
Αντικαθιστώντας την 2-58 στην 2-57 προκύπτει η εξίσωση:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} Z_p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) - B_v \omega_m - T_L - T_D \quad 2-59$$

Ολοκληρώνοντας και τα 2 μέρη και λύνοντας ως προς ω_m προκύπτει η σχέση:

$$\omega_m = \int \frac{1}{J_M} \left(\frac{3}{2} Z_p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) - B_v \omega_m - T_L - T_D \right) \quad 2-60$$

Για την υλοποίηση της παραπάνω σχέσης σε διάγραμμα βαθμίδων απαιτείται ένας αθροιστής ο οποίος θα υπολογίζει το εσωτερικό του ολοκληρώματος με έναν ολοκληρωτή σε σειρά. Επίσης το σήμα της μηχανικής ταχύτητας επανατροφοδοτείται από την έξοδο του ολοκληρωτή στην είσοδο του αθροιστή πολλαπλασιαζόμενο με το συντελεστή τριβής κύλισης. Η μοντελοποίηση φαίνεται στο σχήμα 2.9.



2.9 Μηχανικό υποσύστημα

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες έχουν πληθώρα εφαρμογών στις οποίες απαιτείται έλεγχος της ταχύτητας και της ροπής. Για το μεγαλύτερο μέρος του 20^{ου} αιώνα οι μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος χρησιμοποιούνται κυρίως στη ονομαστική τους και μόνο ταχύτητα. Τυπικά, τροφοδοτούνται από πηγές σταθερής συχνότητας (50 και 60 Hz συχνότητα δικτύου για την Ευρώπη και Αμερική αντίστοιχα) ενώ για έλεγχο ταχύτητας χρειάζεται πηγή μεταβλητής συχνότητας. Ως εκ τούτου στις εφαρμογές που απαιτείται μεταβλητή ταχύτητα και έλεγχος ροπής επιστρατεύονται μηχανές συνεχούς ρεύματος, οι οποίες παρέχουν εύκολο έλεγχο ταχύτητας, ωστόσο έχουν περίπλοκη κατασκευή, είναι ακριβότερες και απαιτούν τακτική συντήρηση σε αντίθεση με της μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος.

Η εξέλιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών ισχύος καθώς και τον μικροεπεξεργαστών όμως άλλαξε αυτή την εικόνα. Πλέον είναι δυνατό να κατασκευαστούν μονάδες οδήγησης που παρέχουν μεταβλητές τιμές τάσης, ρεύματος και συχνότητας ώστε να επιτευχθεί έλεγχος ταχύτητας και ροπής στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος.

2.2.6 Έλεγχος κινητήρα συνεχούς ρεύματος

2.2.6.1 Έλεγχος Ταχύτητας

Οι τρεις πιο διαδεδομένοι τρόποι ελέγχου ταχύτητας για κινητήρες συνεχούς ρεύματος είναι οι εξής :

- Έλεγχος ρεύματος πεδίου
- Μεταβολή αντίστασης τυμπάνου
- Έλεγχος τάσης τυμπάνου

Έλεγχος ρεύματος πεδίου:

Δεδομένου ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος ο οποίος οδηγεί ένα φορτίο σταθερής ροπής T_L , η ΗΕΔ υπολογίζεται από την σχέση:

$$E_a = K_f i_f \omega_m \quad 2-61$$

Όπου :

- i_f το ρεύμα πεδίου
- ω_m η μηχανική γωνιακή ταχύτητα
- K_f η σταθερά της μηχανής η οποία εξαρτάται από τα κατασκευαστικά της χαρακτηριστικά

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από την σχέση:

$$T_e = \frac{E_a I_a}{\omega_m} = K_f i_f I_a \quad 2-62$$

Όπου I_a το ρεύμα τυμπάνου της μηχανής το οποίο δίνεται από την σχέση:

$$I_a = \frac{V_a - E_a}{R_a} \quad 2-63$$

Θέτοντας την παραγόμενη ροπή ίση με την ροπή του φορτίου και λύνοντας ως προς την ταχύτητα προκύπτει η σχέση:

$$\omega_m = \frac{V_a - I_a R_a}{K_f i_f} = \frac{\left(V_a - \frac{T_L R_a}{K_f i_f} \right)}{K_f i_f} \quad 2-64$$

Από την εξίσωση 2-64 αναγνωρίζοντας πως η πτώση τάσης στην αντίσταση τυμπάνου είναι σημαντικά μικρότερη της τάσης τυμπάνου, παρατηρείται ότι για δοσμένη τάση τυμπάνου V_a και ροπή φορτίου T_L η ταχύτητα του κινητήρα αυξάνεται καθώς μειώνεται το ρεύμα πεδίου ενώ μειώνεται καθώς αυξάνεται το ρεύμα πεδίου.

Αποτέλεσμα αυτής της παρατήρησης είναι το γεγονός ότι υπό σταθερή τάση ακροδεκτών, ενώ κυμαίνεται το ρεύμα πεδίου, η μέγιστη τιμή ισχύος εξόδου του κινητήρα $E_a I_a$ παραμένει σταθερή ενώ η ταχύτητα αλλάζει. Η ροπή ωστόσο εξαρτάται από τη μαγνητική ροή του πεδίου και είναι μέγιστη όταν το ρεύμα πεδίου είναι μέγιστο, δηλαδή σε χαμηλές ταχύτητες. Για τον λόγο αυτό, αυτού του είδους ο έλεγχος εφαρμόζεται όταν απαιτείται μεγάλη ροπή σε χαμηλή ταχύτητα.

Μεταβολή αντίστασης τυμπάνου:

Παρεμβολή αντίστασης στο κύκλωμα τυμπάνου του κινητήρα δίνει την δυνατότητα περιορισμού ταχύτητας. Ανάλογα την τιμή της αντίστασης, η ταχύτητα μπορεί να κυμαίνεται αρκετά όταν ο κινητήρας οδηγεί ένα φορτίο. Βασικό μειονέκτημα αυτής της μορφής ελέγχου είναι οι απώλειες ισχύος στην εξωτερική αντίσταση. Επίσης, αντίθετα με τον έλεγχο ρεύματος πεδίου, η ροπή παραμένει σταθερή

καθώς η μαγνητική ροή και σε πρώτη προσέγγιση το ρεύμα τυμπάνου παραμένουν σταθερά ενώ η ταχύτητα μεταβάλλεται[13].

Έλεγχος τάσης τυμπάνου:

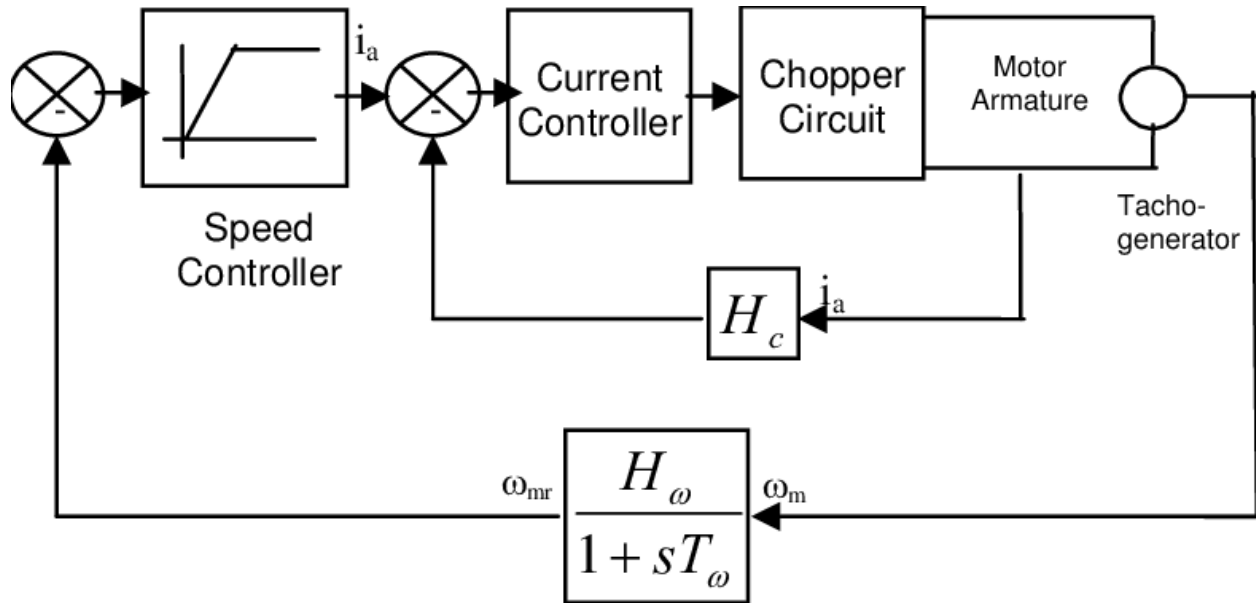
Ο έλεγχος τάσης τυμπάνου επωφελείται από το γεγονός ότι, επειδή η πτώση τάσης στην αντίσταση τυμπάνου είναι μικρή, η αλλαγή τάσης τυμπάνου σε μόνιμη κατάσταση οδηγεί σε ισοδύναμη αλλαγή στην ΗΕΔ. Υπό σταθερό ρεύμα πεδίου, άρα και σταθερή μαγνητική ροή, η αλλαγή στην ΗΕΔ συνοδεύεται από αντίστοιχη αλλαγή στην ταχύτητα του κινητήρα.

2.2.6.2 Έλεγχος Ροπής

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή σε έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος δίνεται από την σχέση:

$$T_e = K_f I_f I_a \quad 2-65$$

Παρατηρείται ότι η ροπή μπορεί να ελεγχθεί μέσω του ρεύματος τυμπάνου I_a . Ο έλεγχος ρεύματος επιτυγχάνεται με την χρήση ηλεκτρονικών ισχύος [14]. Ένα τυπικό διάγραμμα ελέγχου ταχύτητας μέσω ροπής κινητήρα συνεχούς ρεύματος παρουσιάζεται στο σχήμα 2.10.



2.10 Διάταξη ελέγχου κινητήρα συνεχούς ρεύματος

2.2.7 Έλεγχος σύγχρονου κινητήρα

2.2.7.1 Έλεγχος Ταχύτητας

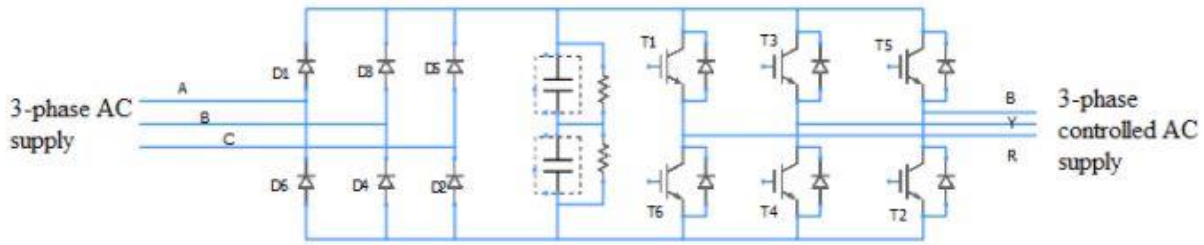
Η σύγχρονη ταχύτητα ενός κινητήρα δίνεται από την σχέση:

$$\omega_s = \frac{1}{Z_p} 2\pi f_e \quad 2-66$$

Όπου :

- Z_p τα ζεύγη πόλων
- f_e η ηλεκτρική συχνότητα τροφοδοσίας

Ο πιο απλός τρόπος να ελεγχθεί η ταχύτητα περιστροφής είναι μέσω της συχνότητας της τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα. Αυτό είναι δυνατό μέσω ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης σαν αυτού στο σχήμα 2.11.



2.11 Διάταξη τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης [15]

Η συχνότητα εξόδου του αντιστροφέα ελέγχεται μέσω της διακοπτικής συχνότητας των ημιαγωγικών διακοπών. Ωστόσο ταυτόχρονα με τον έλεγχο συχνότητας, πρέπει να γίνει και έλεγχος του πλάτους της τάσης τροφοδοσίας. Για δοσμένη τάση ακροδεκτών η μαγνητική επαγωγή της μηχανής είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας και ως εκ τούτου όταν μειώνεται η ταχύτητα, αυξάνεται η μαγνητική επαγωγή. Για τον λόγο αυτό, για να κρατηθεί η μαγνητική επαγωγή της μηχανής σταθερή πρέπει ο λόγος $\frac{V}{f}$ της τάσης τροφοδοσίας να παραμένει σταθερός. Αυτή η μορφή ελέγχου αποτελεί τον βαθμωτό έλεγχο σταθερών Volt ανά Hertz [16].

2.2.7.2 Έλεγχος Ροπής

Ο έλεγχος ροπής σε μια μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος κάνει χρήση των μετασχηματισμών σταθερού και σύγχρονου πλαισίου οι οποίοι παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 2.2. Αυτού του είδους ο έλεγχος ονομάζεται διανυσματικός έλεγχος, καθώς ελέγχονται οι συνιστώσες του ισοδυνάμου διανύσματος ρεύματος στάτη μια μηχανής οι οποίες παράγουν την ροπή και την μαγνητική ροή στον στάτη. Η σχέση που εκφράζει την παραγόμενη ροπή του κινητήρα εκφρασμένη στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς επαναλαμβάνεται εδώ:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \varphi_m i_q \quad 2-67$$

Όπου:

- Z_p τα ζεύγη πόλων
- φ_m η ροή του μόνιμου μαγνήτη για την περίπτωση σύγχρονου κινητήρα μόνιμων μαγνητών
- i_q η κάθετη συνιστώσα ρεύματος στάτη

Παρατηρείται ότι όπως και στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος έτσι και εδώ, η ροπή μπορεί να ελεγχθεί μέσω της κάθετης συνιστώσας ρεύματος στάτη. Περαιτέρω διερεύνηση σε αυτή την μορφή ελέγχου γίνεται στο κεφάλαιο 2.4 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου [17].

2.2.8 Έλεγχος κινητήρα επαγωγής

2.2.8.1 Έλεγχος Ταχύτητας

Οι κινητήρες επαγωγής δεν περιστρέφονται στην σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής που ορίζεται από την συχνότητα τροφοδοσίας, ως εκ τούτου παρουσιάζουν μια τιμή ολίσθησης η οποία

καθορίζει την μηχανική ταχύτητα περιστροφής. Ο έλεγχος ταχύτητας πρέπει να ελέγχει τόσο την σύγχρονη ταχύτητα όσο και την ολίσθηση. Ο έλεγχος της σύγχρονης ταχύτητας επιτυγχάνεται είτε αλλάζοντας τους πόλους της μηχανής είτε αλλάζοντας την συχνότητα τροφοδοσίας. Ο έλεγχος της ολίσθησης ελέγχεται με τους εξής τρεις τρόπους [8]:

- Αλλάζοντας την τάση τροφοδοσίας
- Αλλάζοντας την αντίσταση δρομέα
- Εφαρμόζοντας τάσης κατάλληλης συχνότητας στον δρομέα

Αλλαγή πόλων:

Στις μηχανές που εφαρμόζεται η αλλαγή πόλων τα τυλίγματα στάτη είναι σχεδιασμένα έτσι ώστε με απλή αλλαγή στην σύνδεση των ακροδεκτών ο αριθμός των πόλων να μειώνεται στο μισό. Έτσι επιλέγονται δύο τιμές σύγχρονης ταχύτητας.

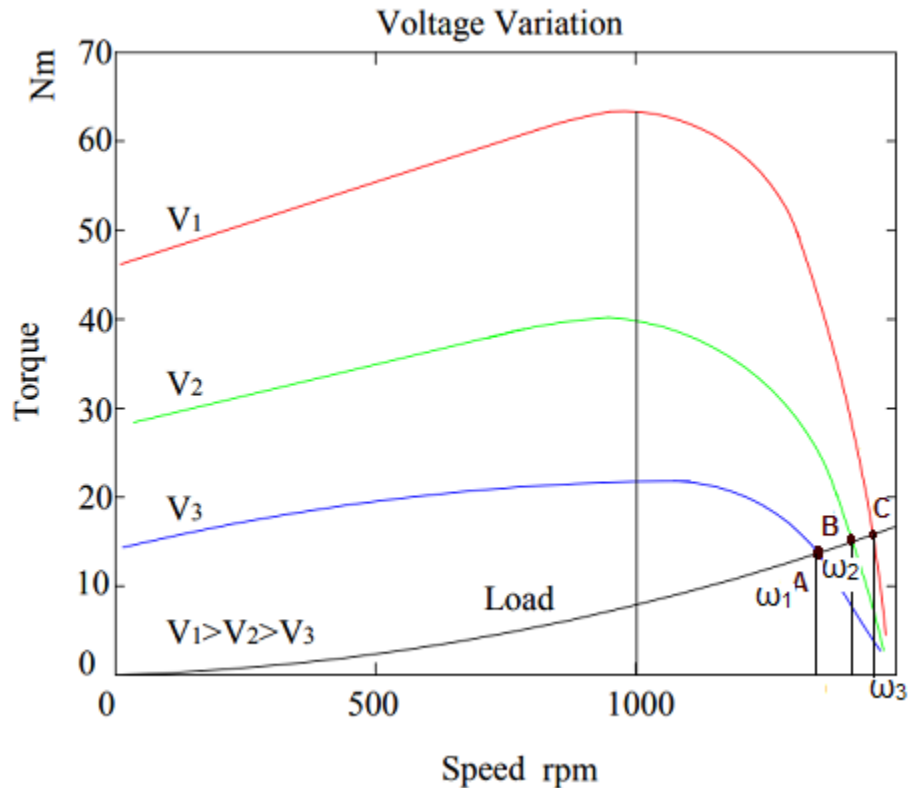
Έλεγχος συχνότητας τυμπάνου:

Η σύγχρονη ταχύτητα μιας μηχανής επαγωγής ελέγχεται μέσω της συχνότητας τροφοδοσίας στο τύμπανο. Αυτή η μέθοδος είναι ίδια με αυτή που παρουσιάστηκε για τις σύγχρονες μηχανές. Ως εκ τούτου εκτός από τον έλεγχο της συχνότητας, απαιτείται και έλεγχος της τάσης ώστε ο λόγος τους να παραμένει σταθερός.

Έλεγχος τάσης τροφοδοσίας:

Η παραγόμενη ροπή ενός επαγωγικού κινητήρα είναι ανάλογη του τετραγώνου της τάσης που εφαρμόζεται στους ακροδέκτες του όπως φαίνεται στο σχήμα 2.12. Με την μέθοδο αυτή, μεταβάλλοντας την τάσης ακροδεκτών μεταβάλλεται η ταχύτητα του κινητήρα ώστε να παράξει την απαιτούμενη ροπή από το φορτίο. Ως εκ τούτου παρουσιάζεται μεγάλη ολίσθηση που οδηγεί

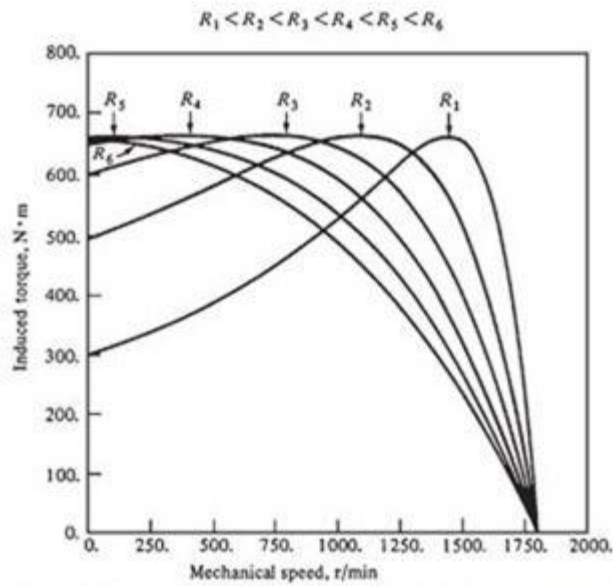
σε απώλειες μόνιμης κατάστασης. Η μέθοδος αυτή προτείνεται για έλεγχο ταχύτητας σε στενό φάσμα και μικρή ισχύ, όπου οι απώλειες δεν είναι σημαντικές.



2.12 Καμπύλες ταχύτητας-ροπής επαγωγικού κινητήρα για διαφορετικές τιμές τάσης ακροδεκτών

Έλεγχος αντίστασης δρομέα:

Για κινητήρες επαγωγής με δακτυλιοφόρο δρομέα είναι δυνατόν να ελεγχθεί η ταχύτητα μέσω της αντίστασης δρομέα. Στο σχήμα 2.13 φαίνεται η επίδραση της αντίστασης κυκλώματος δρομέα στην ταχύτητα του κινητήρα. Όπως και με τον έλεγχο τάσης ακροδεκτών, έτσι και αυτή η μέθοδος παρουσιάζει υψηλές απώλειες και μειωμένη απόκριση ταχύτητας υπό αλλαγής φορτίου. Επίσης, ένας κινητήρας δακτυλιοφόρου δρομέα έχει υψηλότερο κόστος συντήρησης από έναν με βραχυκυκλωμένο κλωβό κάτι το οποίο καθιστά την μέθοδο αυτή παρωχημένη.



2.13 Καμπύλες ταχύτητα-ροπής επαγωγικού κινητήρα για διαφορετικές τιμές αντίστασης δρομέα

2.2.8.2 Έλεγχος Ροπής

Οι αρχές του διανυσματικού ελέγχου που παρουσιάστηκαν για τους σύγχρονους κινητήρες μπορούν να εφαρμοστούν και στους κινητήρες επαγωγής. Ωστόσο στους κινητήρες επαγωγής το ρεύμα δρομέα επάγεται από τον στάτη όσο ο δρομέας ολισθαίνει σε σχέση με την μαγνητική ροή που παράγεται από το ρεύμα στάτη. Ως εκ τούτου ενώ οι μαγνητικές ροές δρομέα και στάτη περιστρέφονται με σύγχρονη ταχύτητα, ο δρομέα έχει διαφορετική ταχύτητα. Υπενθυμίζεται σε αυτό το σημείο ότι για να γίνει εφαρμογή διανυσματικού ελέγχου πρέπει τα ρεύματα του κινητήρα να εκφραστούν στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς, το οποίο περιστρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα των σημάτων τροφοδοσίας. Προκύπτει λοιπόν μια παραπάνω δυσκολία καθώς για την εύρεση της θέσης του πλαισίου δεν αρκεί η γνώση της θέσης του δρομέα. Είναι όμως δυνατόν να υπολογισθεί από την σχέση:

$$\theta_e = \int_0^t \left[\omega_m + \frac{1}{\tau_r} \frac{i_q}{i_d} \right] dt' + \theta_0 \quad 2-68$$

Όπου:

- θ_e η γωνία του στρεφόμενου πλαισίου
- ω_m η μηχανική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα
- $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ η σταθερά χρόνου του δρομέα
- i_q, i_d η κάθετη και οριζόντια συνιστώσα ρεύματος στάτη
- θ_0 η αρχική γωνία δρομέα

Γνωρίζοντας την θέση του σύγχρονου πλαισίου, η ροπή του κινητήρα υπολογίζεται από την σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} i_q \quad 2-69$$

Όπου :

- $L_m = \frac{X_m}{\omega_e}, X_m$ η αντίδραση ισοδυνάμου κυκλώματος πυρήνα
- $L_r = L_m + \frac{X_r}{\omega_e}, X_r$ η αντίδραση ισοδυνάμου κυκλώματος δρομέα
- $\varphi_{dr} = L_m i_d$

Αντίστοιχα με την περίπτωση σύγχρονου κινητήρα, ο έλεγχος ροπής σε επαγωγικό κινητήρα ανάγεται σε έλεγχο του ρεύματος κάθετης συνιστώσας i_q . Μάλιστα, η διαδικασία ελέγχου είναι υπολογιστικά πιο απαιτητική καθώς χρειάζεται να υπολογίζεται η ηλεκτρική γωνία του σύγχρονου πλαισίου από την μηχανική ταχύτητα του δρομέα ενώ η σταθερά χρόνου του κινητήρα αλλάζει με την θερμοκρασία κάτι το οποίο εισάγει περαιτέρω διαταραχές στο σύστημα [18].

2.3 Έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field-Oriented Control)

2.3.1 Εισαγωγή στο έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου

Ο βαθμωτός έλεγχος, όπως η τεχνική “V/Hz” έχει τους περιορισμούς του, όσων αφορά την απόδοση. Οι μέθοδοι βαθμωτού ελέγχου για τους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος παράγουν ταλαντώσεις στην παραγόμενη ροπή. Για τον λόγο αυτό, ώστε να επιτευχθεί αρτιότερη δυναμική συμπεριφορά, απαιτείται μια ανώτερη μορφή διανυσματικού ελέγχου. Με τις υπολογιστικές ικανότητες που προσφέρουν οι μικροελεγκτές, οι επεξεργαστές ψηφιακών σημάτων (digital signal processors) και οι συστοιχίες επιτόπια προγραμματιζόμενων πυλών (field-programmable gate arrays), δίνεται η δυνατότητα να εφαρμοστούν πιο ανεπτυγμένες στρατηγικές ελέγχου ώστε να γίνει αποσύμπλεξη της ηλεκτρομαγνητικής ροπή και την μαγνητικής ροής του στάτη σε έναν κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος. Η μέθοδος αυτή συχνά αναφέρεται ως έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field-Oriented Control).

Η τεχνική αυτή περιγράφει τον τρόπο κατά τον οποίο ο έλεγχος της παραγόμενης ροπής και της ταχύτητας είναι άμεσα βασισμένος στην ηλεκτρομαγνητική κατάσταση του κινητήρα, παρόμοια με τις τεχνικές ελέγχου των κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Αποσυμπλέκοντας τις συνιστώσες ρεύματος στάτη στην συνιστώσα παραγωγής ροπής και στην συνιστώσα παραγωγής μαγνητικής ροής, η ροπή που παράγει ο κινητήρας μπορεί να ελεγχθεί ανεξάρτητα. Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου εφαρμόζεται σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων, παράγει ονομαστική ροπή κατά την εκκίνηση και μπορεί να αποδώσει ταχύτερη επιτάχυνση και επιβράδυνση του κινητήρα [19].

2.3.2 Αρχές λειτουργίας του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου

Κατά τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου ελέγχονται τα ρεύματα του στάτη τα οποία αναπαρίστανται από ένα διάνυσμα. Το διάνυσμα του ρεύματος αναλύεται πάνω στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο $dq0$. Οι συνιστώσες του όταν εκφραστούν στο σύγχρονο πλαίσιο αποτελούν χρονοσταθερά σήματα [20]. Η

συνιστώσα ρεύματος στον κάθετο άξονα (q-axis) ελέγχει αποκλειστικά την παραγόμενη ροπή του κινητήρα ενώ η παράλληλη συνιστώσα (d-axis) ελέγχει την μαγνητική ροή που παράγεται από τον στάτη. Το διάνυσμα ρεύματος στάτη εκφρασμένο σε διανυσματική μορφή μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$i_s = i_a + i_b e^{-j2\pi/3} + i_c e^{j2\pi/3} \quad 2-70$$

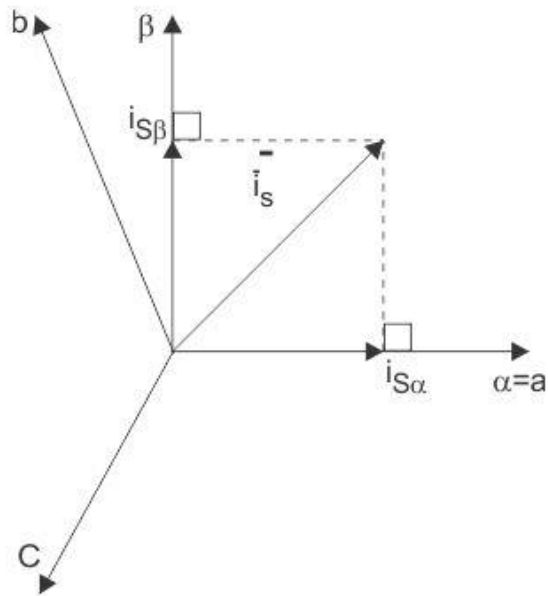
Όπου i_a, i_b, i_c είναι τα ρεύματα κάθε φάσης του κινητήρα.

Για να εκφραστούν τα ρεύματα αυτά στο σύγχρονο πλαίσιο dq0 απαιτούνται οι μετασχηματισμοί Clarke και Park.

Αρχικά εφαρμόζεται ο μετασχηματισμός Clarke:

$$i_{\alpha\beta 0}(t) = T i_{abc}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad 2-71$$

Όταν ο άξονας α του σταθερού πλαισίου αναφοράς αβ0 ταυτίζεται με τον άξονα της φάσης α του τριφασικού συστήματος, χρειάζεται να γίνει μόνο ανάλυση της β συνιστώσας. Η μετατροπή από το πλαίσιο αναφοράς abc στο πλαίσιο αβ0 φαίνεται στο σχήμα 2.14.



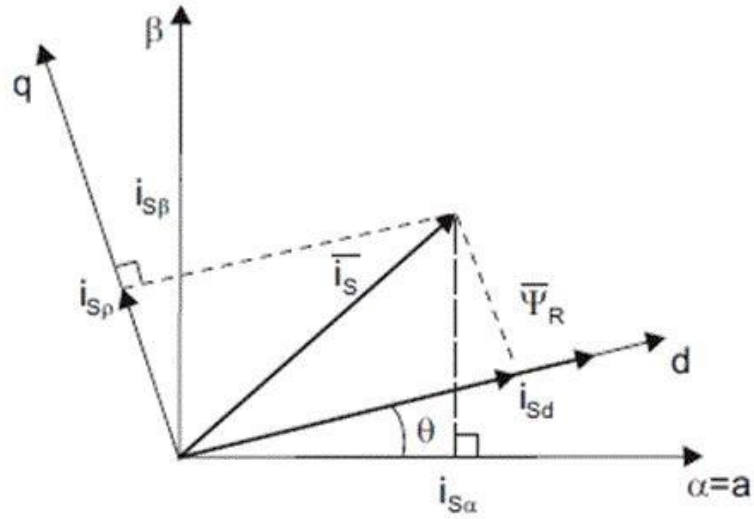
2.14 Αναγωγή διανυσμάτων σε στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta 0$

Ύστερα εφαρμόζεται ο μετασχηματισμός Park και προκύπτει η κάθετη και οριζόντια συνιστώσα του ρεύματος στάτη:

$$i_{dq0}(t) = T i_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \quad 2-72$$

Όπου θ είναι η γωνία της μαγνητικής ροής του δρομέα.

Οι 2 συνιστώσες του ρεύματος στάτη στο σύγχρονο πλαίσιο φαίνονται στο σχήμα 2.15.



2.15 Αναγωγή διανυσμάτων σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς $dq0$ με γωνία θ

Η συνιστώσα ρεύματος στον q άξονα ελέγχεται ανεξάρτητα και μέσω αυτής ελέγχεται η παραγόμενη ροπή ενώ η συνιστώσα στον άξονα d ορίζει την μαγνητική ροή του στάτη. Επαναλαμβάνεται ότι αποτελούν χρονοσταθερά σήματα, το οποίο διευκολύνει σημαντικά τον έλεγχό τους [1].

2.3.3 Βασικό διάγραμμα ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου

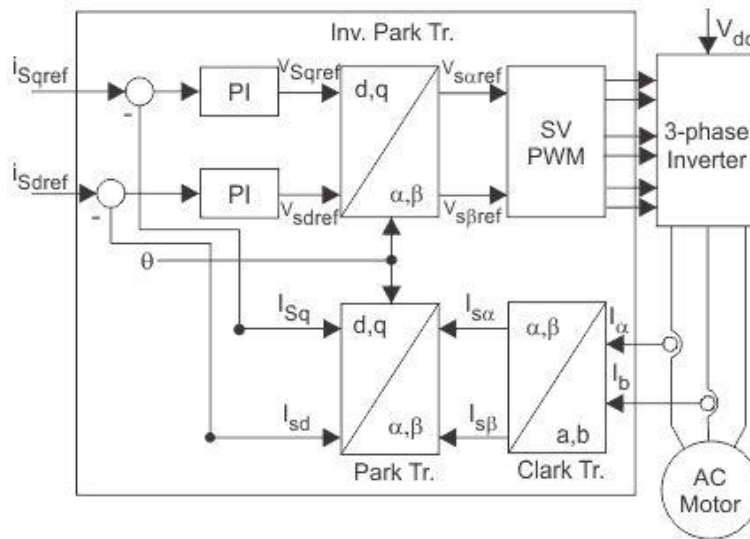
Ο έλεγχος αναλύεται σε 5 διακριτά στάδια:

- Στάδιο 1: Μέτρηση τριφασικών συνιστωσών ρεύματος στάτη.
- Στάδιο 2: Ανάλυση των μετρήσεων στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς.
- Στάδιο 3: Έλεγχος της οριζόντιας και κάθετης συνιστώσας μέσω ολοκληρωτικού ελεγκτή (PI Controller) ώστε να παραχθεί το διάνυσμα τάσης στο σύγχρονο πλαίσιο.
- Στάδιο 4: Εφαρμογή αντιστρόφων μετασχηματισμών Clarke και Park ώστε να παραχθεί το διάνυσμα τάσης εκφρασμένο στο τριφασικό πλαίσιο αναφοράς.
- Στάδιο 5: Προώθηση του διανύσματος τάσης στον αντιστροφέα που τροφοδοτεί τον κινητήρα.

Επισημαίνεται ότι για να ολοκληρωθεί η διαδικασία ελέγχου είναι απαραίτητη η γνώση της γωνίας μαγνητικής ροής δρομέα καθώς απαιτείται για την εφαρμογή του ορθού και αντίστροφου μετασχηματισμού Park. Για τον εντοπισμό της γωνίας εφαρμόζονται 2 εναλλακτικές μέθοδοι ή και συνδυασμός τους:

- Μέθοδος 1: Χρήση αισθητήρα θέσης για τον προσδιορισμό της γωνίας του δρομέα.
- Μέθοδος 2: Υπολογισμός της γωνίας δρομέα χωρίς αισθητήρες από το ρεύμα και την τάση του κινητήρα.

Μία τυπική διάταξη ενός κινητήρα στο οποίο εφαρμόζεται έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου φαίνεται στο σχήμα 2.16.



2.16 Διάταξη ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου για κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος[22]

Πλεονεκτήματα του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου είναι τα εξής:

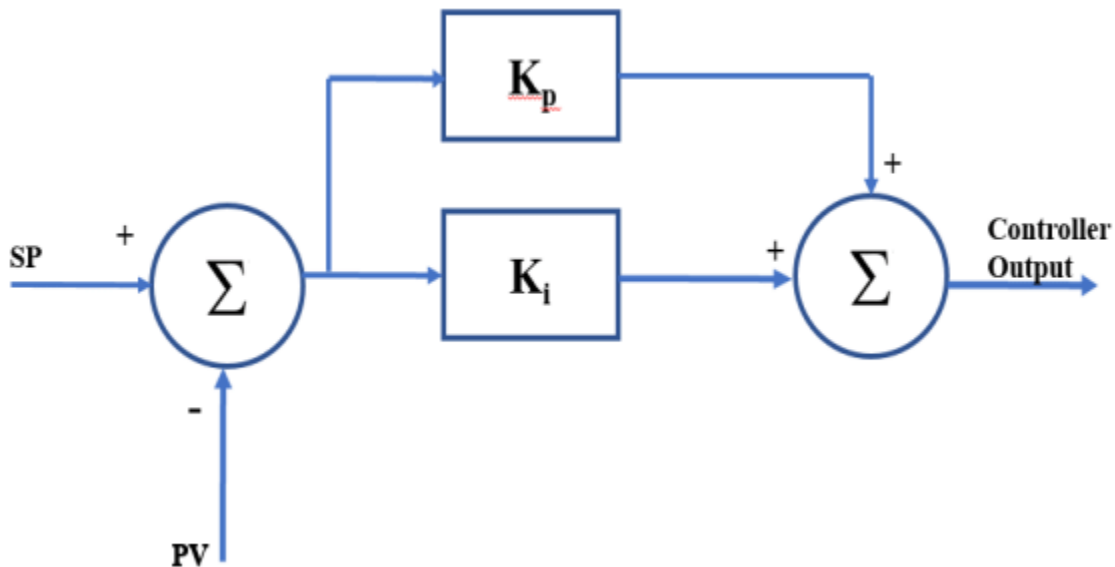
- Βελτιωμένη απόκριση ροπής.
- Έλεγχος ροπής σε χαμηλές ταχύτητες.
- Δυναμική απόκριση ταχύτητας.
- Μεγαλύτερη απόδοση με μειωμένες απώλειες.
- Οδήγηση κινητήρα σε 4 τεταρτημόρια.

2.4 Βασική δομή ενός ολοκληρωτικού (PI) ελεγκτή

Ένας ολοκληρωτικό ελεγκτής αποτελεί έναν βρόχο ελέγχου ο οποίος χρησιμοποιεί ανάδραση ώστε το σύστημα υπό έλεγχο να έχει την επιθυμητή απόκριση και λειτουργία. Ο ελεγκτής υπολογίζει μια παράμετρο σφάλματος μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής απόκρισης και εφαρμόζει διόρθωση βασισμένη στην τιμή αυτή καθώς επίσης και στην ολοκλήρωσή της.

2.4.1 Βασική λειτουργία

Ο ολοκληρωτικός ελεγκτής χρησιμοποιεί 2 όρους, τον αναλογικό και τον ολοκληρωτικό ώστε να οδηγήσει το σύστημα με ακρίβεια στην επιθυμητή απόκριση. Το διάγραμμα βαθμίδων ενός τυπικού ολοκληρωτικού ελεγκτή φαίνεται στο σχήμα 2.17. Ο ελεγκτής υπολογίζει συνεχώς της παράμετρο σφάλματος SP-PV και την διορθώνει βασισμένος στο αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος. Απώτερος στόχος του ελέγχου είναι να μηδενίσει το σήμα σφάλματος, δηλαδή να οδηγήσει την απόκριση του ελεγχόμενου συστήματος στην επιθυμητή απόκριση που έχει οριστεί.



2.17 Τυπική διάταξη ολοκληρωτικού ελεγκτή

Οι 2 όροι του ελεγκτή συμβάλλουν διαφορετικά στην διαδικασία ελέγχου.

Ο όρος K_p είναι ανάλογος του σφάλματος. Για παράδειγμα αν το σφάλμα είναι μεγάλο και θετικό η έξοδος θα είναι μεγάλη και θετική επίσης, πολλαπλασιασμένη επί το αναλογικό κέρδος K_p . Η χρήση μόνο αναλογικού όρου οδηγεί σε σφάλμα μόνιμης κατάστασης, καθώς όσο μικραίνει η απόκλιση της εξόδου από την επιθυμητή τιμή μικραίνει και η διόρθωση που επιβάλλει ο ελεγκτής.

Ο όρος K_i έχει σαν είσοδο τις παρελθοντικές τιμές σφάλματος τις οποίες ολοκληρώνει ώστε να παράξει την έξοδο ελέγχου. Για παράδειγμα, αν υπάρχει ένα σφάλμα που ο αναλογικός όρος δεν διόρθωσε, τότε ο ολοκληρωτικός όρος θα το μηδενίσει.

Το πρόβλημα σχεδίασης του ελεγκτή ανάγεται στην επιλογή των παραμέτρων K_p και K_i . Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής παρουσιάζεται η μέθοδος εναπόθεσης πόλων.

2.4.2 Μέθοδος εναπόθεσης πόλων

Για την χρήση της συγκεκριμένης μεθόδου σχεδιασμού, πρώτη παραδοχή είναι ότι το η συνάρτηση μεταφοράς του προς έλεγχο συστήματος είναι γνωστή. Ύστερα επιλέγεται το είδος του ελεγκτή με βάση την τάξη του συστήματος. Οι ολοκληρωτικοί ελεγκτές χρησιμοποιούνται για συστήματα πρώτης τάξης. Τέλος, το πολυώνυμο κλειστού βρόχου παραμετροποιείται χρησιμοποιώντας τα κέρδη του ελεγκτή και εξισώνεται με το επιθυμητό πολυώνυμο. Αφού επιλεγεί η επιθυμητή συνάρτηση μεταφοράς, επιλέγονται και τα κέρδη του ελεγκτή.

2.4.2.1 Σχεδιασμός του ελεγκτή

Έστω ότι η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος έχει την εξής μορφή:

$$G(s) = \frac{b}{s + a} \quad 2-73$$

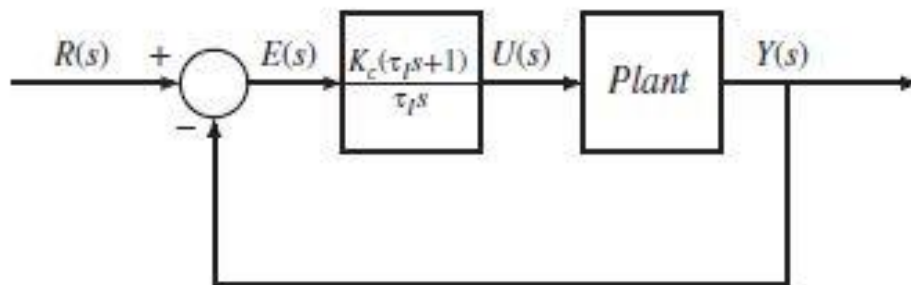
Και ο ελεγκτής αναπαρίσταται από την σχέση:

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_I s} \right) \quad 2-74$$

Όπου $K_c = K_p$ είναι το αναλογικό κέρδος και τ_I η σταθερά χρόνου η οποία εξαρτάται από το ολοκληρωτικό και αναλογικό κέρδος ως εξής:

$$\tau_I = \frac{K_p}{K_i} \quad 2-75$$

Ο βρόχος ανάδρασης παρουσιάζεται στο σχήμα 2.18. Τα σήματα $R(s)$, $E(s)$, $U(s)$ και $Y(s)$ αποτελούν τον μετασχηματισμό Laplace των σημάτων αναφοράς, σφάλματος ελέγχου και εξόδου αντίστοιχα.



2.18 Βρόχος ελέγχου

Προς απλοποίηση της διαδικασίας προσδιορισμού των κερδών, ο ελεγκτής μπορεί να γραφεί ως :

$$C(s) = \frac{K_p s + K_I}{s} \quad 2-76$$

Αναζητούνται οι παράμετροι του ελεγκτή K_p και K_I .

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου από την είσοδο μέχρι την έξοδο μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{R(s)} &= \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)C(s)} \\ &= \frac{\frac{b}{s+a} \frac{K_p s + K_I}{s}}{1 + \frac{b}{s+a} \frac{K_p s + K_I}{s}} \\ &= \frac{b(K_p s + K_I)}{s(s+a) + b(K_p s + K_I)} \end{aligned} \quad 2-77$$

Η πόλοι του συστήματος ανάδρασης κλειστού βρόχου είναι οι ρίζες του παρονομαστή της συνάρτησης μεταφοράς και υπολογίζονται από την εξίσωση:

$$s(s+a) + b(K_p s + K_I) = 0 \quad 2-78$$

Η εξίσωση 2-78 ονομάζεται χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος. Οι ρίζες της εξίσωσης αυτή προσδιορίζουν τόσο την ευστάθεια όσο και την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος κλειστού βρόχου στο σήμα αναφοράς καθώς επίσης και την απόσβεση διαταραχών.

Αφού λοιπόν οι παράμετροι του συστήματος a και b είναι γνωστοί, τα κέρδη του ελεγκτή υπολογίζονται από την εξής πολυωνυμική εξίσωση:

$$s(s+a) + b(K_p s + K_I) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad 2-79$$

Όπου αριστερά βρίσκεται η χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος κλειστού βρόχου και αριστερά το επιθυμητό πολυώνυμο που καθορίζει του πόλους κλειστού βρόχου. Η ανάλυση του δεξιού μέλους της εξίσωσης παρουσιάζεται στο επόμενο υποκεφάλαιο. Εξισώνοντας του συντελεστές των πολυωνύμων της εξίσωσης 2-79 επιλέγονται οι πόλοι του πραγματικού συστήματος έτσι ώστε να συμπίσουν με τους επιθυμητούς πόλους.

Ο τετραγωνικός όρος και στα δύο μέρη της εξίσωσης έχει συντελεστή 1. Εξισώνοντας τον όρο πρώτης τάξης και τον σταθερό όρο προκύπτουν οι εξισώσεις:

$$a + bK_p = 2\xi\omega_n \quad 2-80$$

$$bK_I = \omega_n^2 \quad 2-81$$

Τέλος, τα κέρδη του ελεγκτή προκύπτουν από τις παραπάνω εξισώσεις :

$$K_p = \frac{2\xi\omega_n - a}{b} \quad 2-82$$

$$K_I = \frac{\omega_n^2}{b} \quad 2-83$$

Εναλλακτικά το αναλογικό κέρδος και η σταθερά χρόνου του συστήματος κλειστού βρόχου είναι:

$$K_c = K_p = \frac{2\xi\omega_n - a}{b} \quad 2-84$$

$$\tau_I = \frac{K_p}{K_I} = \frac{2\xi\omega_n - a}{\omega_n^2} \quad 2-85$$

2.4.3 Επιλογή απόκρισης κλειστού βρόχου

Η φυσική συχνότητα (bandwidth) ω_n και συντελεστής απόσβεσης ξ είναι οι ελεύθερες παράμετροι σχεδιασμού του συστήματος ελέγχου. Η επιλογή τους ανέρχεται στο σχεδιαστή και καθορίζει την απόκριση κλειστού βρόχου του συστήματος.

Η παράμετρος ξ συχνά επιλέγεται να είναι 1 ή 0.707. Όταν $\xi=1$, οι πόλοι του συστήματος είναι οι λύσεις της εξίσωσης :

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad 2-86$$

Δηλαδή $s_1 = s_2 = -\omega_n$ οπότε το σύστημα έχει έναν διπλό πόλο. Η δεύτερη επιλογή για $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$ οδηγεί σε ένα ζεύγος μιγαδικών πόλων. Από την στιγμή που το σύστημα έχει πραγματικές παραμέτρους οι λύσεις του είναι συζυγείς μιγαδικοί και δίνονται από την λύση της εξίσωσης 2-86. Συγκεκριμένα:

$$s_{1,2} = \frac{-2\xi\omega_n \pm \sqrt{4\xi^2\omega_n^2 - 4\omega_n^2}}{2} = -0.707\omega_n \pm j0.707\omega_n \quad 2-87$$

Οι λύσεις της εξίσωσης έχουν ίδιο πραγματικό και φανταστικό μέλος. Όταν επιλέγεται $\xi=0.707$ η φυσική συχνότητα ω_n ταυτίζεται με το bandwidth του επιθυμητού συστήματος κλειστού βρόχου με συνάρτηση μεταφοράς:

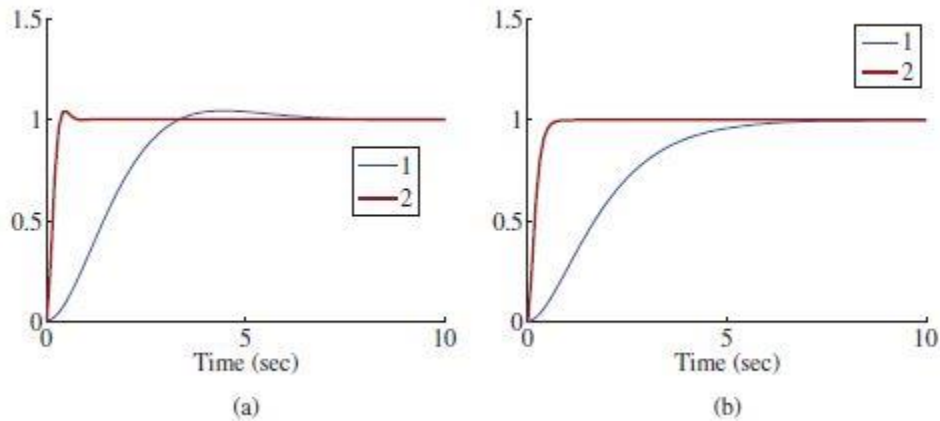
$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad 2-88$$

Όπου η φυσική συχνότητα ω_n ορίζεται με βάση την συχνότητα αποκοπής ω_c η οποία επιλέγεται έτσι ώστε $|T(j\omega)| = \frac{T(0)}{\sqrt{2}}$. Εύκολα δείχνεται ότι όταν $s = j\omega_n$ το πλάτος $|T(j\omega)|$ στην 2-88 είναι ίσο με $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Ως εκ τούτου όσο μεγαλύτερη η παράμετρος ω_n τόσο μεγαλύτερη και η φυσική συχνότητα (bandwidth) κλειστού βρόχου του συστήματος.

Αφού επιλεγεί ο συντελεστής απόσβεσης ξ , η συχνότητα ω_n αποτελεί παράμετρο σχεδιασμού της απόκρισης του συστήματος κλειστού βρόχου. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.19, για βηματική διέγερση ο χρόνος ηρεμίας T_s του συστήματος ως προς την παράμετρο ω_n υπολογίζεται ως:

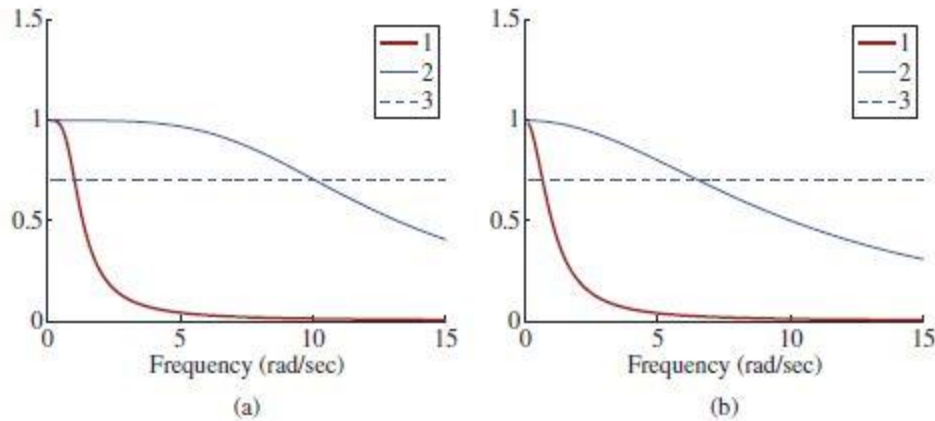
$$T_s \approx \frac{5\xi}{\omega_n} \quad 2-89$$

Με αυτή την σχέση συσχετίζεται ο χρόνος ηρεμίας του συστήματος κλειστού βρόχου με την παράμετρο ω_n που επιλέγεται για τον ολοκληρωτικό ελεγκτή. Για παράδειγμα, για να έχει το σύστημα χρόνο ηρεμίας 4 με 5 δευτερόλεπτα, τότε επιλέγεται $\omega_n = 1$. Στο σχήμα 2.19 απεικονίζεται η παραπάνω σχέση.



2.19 Βηματική απόκριση κλειστού βρόχου: Γραμμή 1: $\omega_n=1$ Γραμμή 2: $\omega_n=10$. (a) $\zeta=0.707$. (b) $\zeta=1$.

Στο σχήμα 2.20 φαίνεται η βηματική απόκριση συχνότητας της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου 2-88 για $\omega_n = 1$ και $\omega_n = 10$. Για $\zeta=0.707$ επαναλαμβάνεται ότι η φυσική συχνότητα του συστήματος ταυτίζεται με την παράμετρο ω_n . Ωστόσο για $\zeta=1$ όταν $s = j\omega_n$ με απλούς υπολογισμούς φαίνεται ότι $|T(j\omega)| = 0.5$ το οποίο είναι μικρότερο του 0.707, το οποίο υπονοεί ότι με αυτή την τιμή του συντελεστή απόσβεσης η φυσική συχνότητα του συστήματος έχει μικρότερο εύρος. Όντως προκύπτει $\omega_c \approx 0.645\omega_n$ όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.20.



2.20 Πλάτος απόκρισης συχνότητας για την συνάρτηση μεταφοράς 2-88. Γραμμή 1: $\omega_n=1$, Γραμμή 2: $\omega_n=10$. Γραμμή 3: σχετική θέση $\frac{1}{\sqrt{2}}$ για την φυσική συχνότητα. (a) $\zeta=0.707$ και (b) $\zeta=1$.

2.5 Εμπειρικός προσδιορισμός για τους συντελεστές των ελεγκτών κατά Hinmarsh

Μια εναλλακτική μεθοδολογία για τον σχεδιασμό ολοκληρωτικών ελεγκτών παρουσιάζεται στο βιβλίο του John Hindmarsh, *Electrical Machines and Drive systems* [23]. Η μεθοδολογία αυτή προέρχεται από τις πρώτες εφαρμογές ελέγχου σε ηλεκτρικές μηχανές όπου οι ελεγκτές υλοποιούνταν με αναλογικά ηλεκτρονικά και ως εκ τούτου είναι εμπειρικής φύσεως. Η μεθοδολογία αναλύεται σε δύο στάδια:

- 1) Θέτοντας το ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή ίσο με μηδέν, αυξάνεται το αναλογικό κέρδος ωσότου η μηχανή επέλθει σε αστάθεια. Ύστερα, γίνεται μέτρηση της ταλάντωσης του σήματος το οποίο είναι ασταθές και σημειώνεται η συχνότητά της.
- 2) Έστω K_0 το οριακό αναλογικό κέρδος που οδηγεί το σύστημα σε αστάθεια και f_0 η συχνότητα της ταλάντωσης που προκύπτει. Οι συντελεστές του ελεγκτή προκύπτουν από αυτά τα μεγέθη ως εξής:

$$K_c = 0.45K_0$$

$$\tau_I = \frac{1}{1.2} f_0 \quad 2-90$$

2.6 Έλεγχος χωρίς αισθητήρες (Sensorless Control)

Είναι φανερό μέχρι τώρα ότι για να εφαρμοστεί ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου σε μια σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη (αλλά και οποιαδήποτε μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος) είναι απαραίτητη η γνώση της γωνίας της μαγνητικής ροής δρομέα. Για να γίνει η ανάλυση του ρεύματος στάτη στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς ώστε να βρεθούν οι συνιστώσες οριζόντιου (d-axis) και κάθετου (q-axis) μέσω του μετασχηματισμού Park απαιτείται η γωνία θ_e . Με τον τρόπο που εφαρμόζονται οι μετασχηματισμοί, έτσι ώστε ο οριζόντιος άξονας του σύγχρονου πλαισίου dq0 να συμπίπτει με τον άξονα της φάσης a του ρεύματος στάτη, η γνώση της ακριβούς θέσης του δρομέα δίνει και την ακριβή τιμή της γωνίας θ_e .

Υπάρχουν δύο τρόποι εύρεσης αυτής της γωνίας. Ο πρώτος είναι με χρήση αισθητήρα όπως ο αισθητήρας φαινομένου Hall τοποθετημένου πάνω στον άξονα του κινητήρα. Ο δεύτερος τρόπος δεν απαιτεί αισθητήρα καθώς η θέση της γωνίας πεδίου δρομέα εξάγεται από τις τιμές ρεύματος και τάσης του κινητήρα [24]. Η χρήση αυτής της τεχνικής έχει αρκετά πλεονεκτήματα με το βασικό να είναι ότι το κόστος ενός αισθητήρα είναι μεγάλο, οπότε μειώνεται το κόστος του συστήματος οδήγησης. Επίσης απουσία του αισθητήρα, ο άξονας του κινητήρα είναι λιγότερο επιβαρυνμένος.

Για να γίνει κατανοητό το πως εξάγεται η γωνία θ_e παρατίθενται οι εξισώσεις τάσεων του κινητήρα εκφρασμένες στο στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta 0$:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad 2-91$$

Και η αντί-ΗΕΔ υπολογίζεται από την σχέση:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = k_E \omega_s \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad 2-92$$

Όπου v , i η τάση και το ρεύμα του κινητήρα στο στατό πλαίσιο αναφοράς, R_s η αντίσταση του στάτη, L_s η τιμή επαγωγής του στάτη, k_E η κατασκευαστική σταθερά της μηχανής, ω_s η σύγχρονη ταχύτητα και θ_e η γωνία πεδίου δρομέα.

Η εξίσωση 2-91 αποτελεί την αντί-HEΔ που αναπτύσσεται όσο ο κινητήρας περιστρέφεται. Γνωρίζοντας λοιπόν την τιμή που παίρνει η αντί-HEΔ κάθε στιγμή, είναι δυνατό να εξαχθεί η γωνία του δρομέα θ_e . Δυστυχώς το σήμα E της αντί-HEΔ δεν είναι μετρήσιμο οπότε για να βρεθεί η τιμή του, πρέπει να προκύψει μέσω της εξίσωσης 2-92. Θεωρώντας τις R_s, L_s γνωστές σταθερές της μηχανής και λύνοντας ως προς την E προκύπτει η εξίσωση:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad 2-93$$

Οπότε γνωρίζοντας το ρεύμα και την τάση του κινητήρα εκφρασμένα στο στατό πλαίσιο αναφοράς, υπολογίζεται η αντί-HEΔ. Τελευταίο βήμα είναι η εξαγωγή της γωνίας θ_e από το σήμα της αντί-HEΔ.

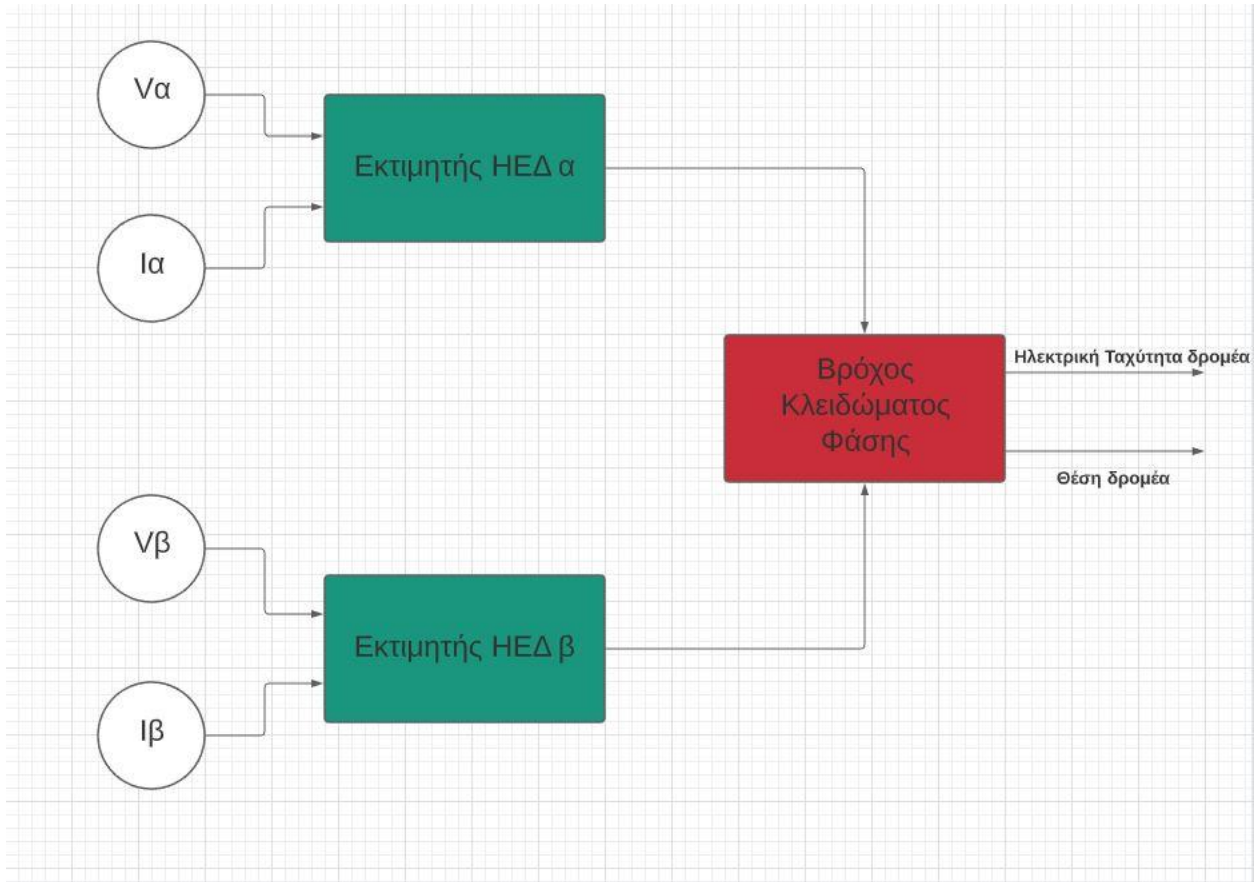
2.6.1 Παρατηρητής θέσης/ταχύτητας (Rotorposition/speed observer)

Ο παρατηρητής θέσης/ταχύτητας της μηχανής είναι το ενιαίο σύνολο που λαμβάνει σαν είσοδο τις στιγμιαίες τιμές ρεύματος και τάσης και υπολογίζει την θέση του δρομέα. Η λειτουργία του μπορεί να αναλυθεί σε 2 βήματα:

- Βήμα 1: Υπολογισμός της αντί-HEΔ $E_{\alpha,\beta}$ του κινητήρα στο στατό πλαίσιο αναφοράς.
- Βήμα 2: Εξαγωγή της γωνίας δρομέα από το σήμα της αντί-HEΔ

Ως εκ τούτου ο παρατηρητής θέσης του κινητήρα αποτελείται από δύο ανεξάρτητα υποσυστήματα, τον εκτιμητή αντί-HEΔ ο οποίος συνθέτει το σήμα $E_{\alpha,\beta}$ και έναν βρόχο κλειδώματος φάσης ο οποίος

απομονώνει από το σήμα την γωνία θ_e . Η βασική δομή του παρατηρητή φαίνεται στο σχήμα 2.21 [25]. Με πράσινο σχεδιάζονται οι εκτιμητές αντί-HEΔ για τους άξονες α και β του στατού πλαισίου αναφοράς και με κόκκινο ο βρόχος κλειδώματος φάσης που δέχεται σαν είσοδο τις 2 συνιστώσες της αντί-HEΔ και εξάγει την γωνιακή της ταχύτητα (ω_e) καθώς και την φάση της (θ_e).



2.21 Δομή παρατηρητή θέσης

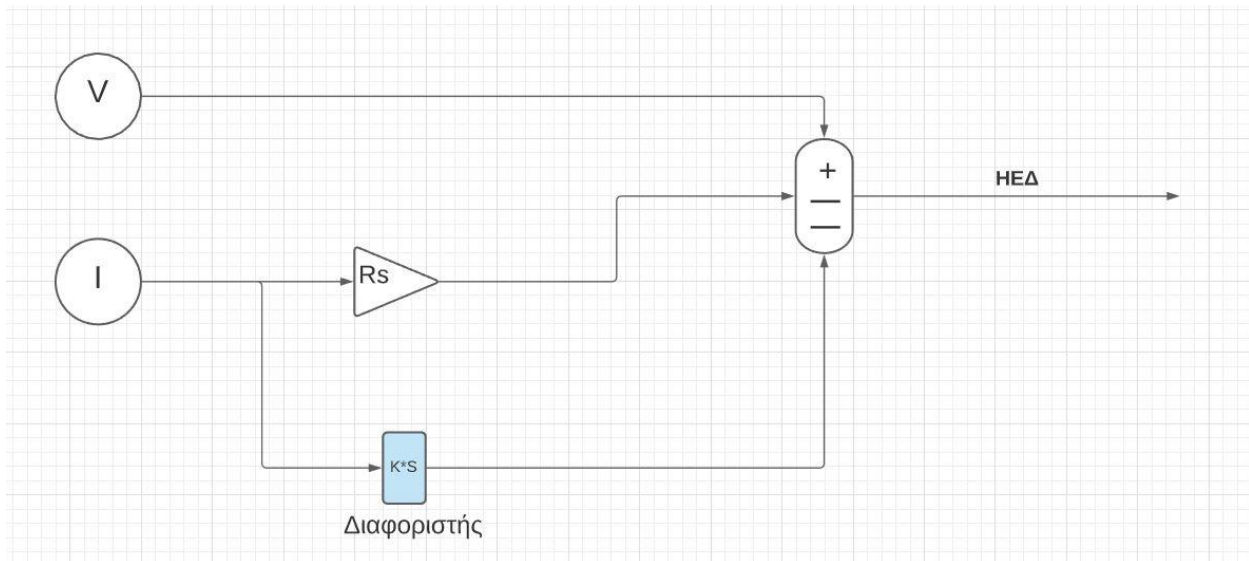
Ο εκτιμητής αντί-HEΔ συνθέτει την τιμή του μη μετρήσιμου σήματος $E_{\alpha,\beta}$ του κινητήρα από τις τιμές του ρεύματος και τάσης που μπορούν να μετρηθούν εύκολα. Υπάρχουν 2 τεχνικές

ανάπτυξης ενός εκτιμητή, η τεχνική υπολογισμού ανοιχτού και κλειστού βρόχου. Επαναλαμβάνονται σε αυτό το σημείο οι εξισώσεις τάσης του κινητήρα στο στατό πλαίσιο αναφοράς αβ0:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad 2-94$$

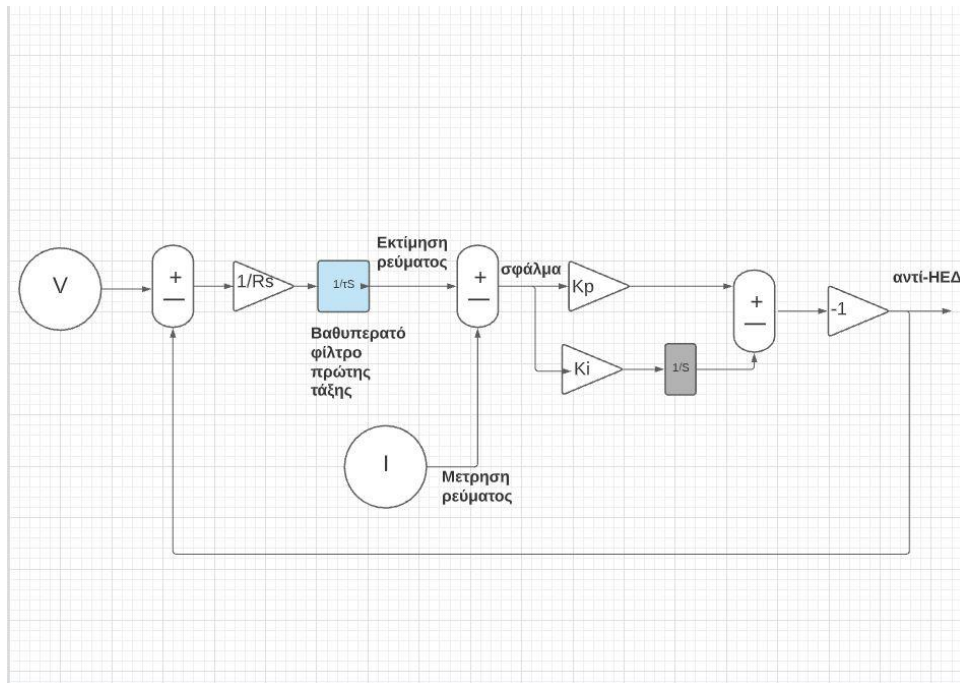
Η εύρεση της αντί-HEΔ είναι απλό θέμα υπολογισμού καθώς όλο το δεξιό μέλος της εξίσωσης είναι γνωστό. Χρειάζεται μόνο ένας ψηφιακός διαφοριστής ώστε να βρεθεί η τιμή της παραγώγου του ρεύματος στάτη, το 3^ο μέλος δηλαδή της εξίσωσης 2-93.

Ως εκ τούτου ο πρώτος τρόπος υπολογισμού της αντί-HEΔ είναι ο ανοιχτού βρόχου υπολογισμός της από την εξίσωση 2-93 ο οποίος φαίνεται στο σχήμα 2.22. Θέτοντας το κέρδος του διαφοριστή ίσο με την επαγωγή του στάτη προκύπτει με απλή αφαίρεση η τιμή της αντί-HEΔ.



2.7 Δομή Εκτιμητή αντί-HEΔ με υπολογισμό ανοιχτού βρόχου

Ένας εναλλακτικός τρόπος σύνθεσης του σήματος $E_{\alpha,\beta}$ είναι μέσω βρόχου ανάδρασης ο οποίος φαίνεται στο σχήμα 2.23. Στην είσοδο της βαθμίδας αφαιρείται από την Τάση V_a η έξοδος του εκτιμητή. Θα φανεί ότι η έξοδος αυτή είναι η τιμή E_a . Στην συνέχεια μέσω ενός κέρδους με τιμή $1/R_S$ και ενός βαθυπερατού φίλτρου με σταθερά ίση με την σταθερά χρόνου του συστήματος του στάτη, $\tau = L_S/R_S$, προκύπτει το ρεύμα του στάτη. Όμως η τιμή αυτή του ρεύματος μπορεί εύκολα να μετρηθεί σε πραγματικό χρόνο από την μηχανή. Οπότε η έξοδος του 2^{ου} αθροιστή παράγει έναν όρο σφάλματος $I_S - \hat{I}_S$. Στην συνέχεια τοποθετείται ένας ολοκληρωτικός ελεγκτής σαν αυτόν που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2.5. Επιλέγοντας τα κέρδη του με την μέθοδο εναπόθεσης πόλων το σήμα σφάλματος μπορεί να οδηγηθεί σε μηδενική τιμή. Τέλος, το σήμα αναστρέφεται και ανατροφοδοτείται στην είσοδο. Η αναστροφή είναι απαραίτητη ώστε να προκύψει αρνητική ανατροφοδότηση, καθώς θετική ανατροφοδότηση θα οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια. Αφού λοιπόν μέσω του ελεγκτή το σήμα σφάλματος οδηγείται στο μηδέν, αυτό σημαίνει ότι στην είσοδο του 2^{ου} αθροιστή βρίσκεται το ρεύμα στάτη. Αυτό ακολούθως οδηγεί το σήμα εξόδου να πάρει την τιμή της αντί-ΗΕΔ η οποία ανατροφοδοτείται στην είσοδο διαμορφώνοντας έναν εκτιμητή κλειστού βρόχου [26]. Τα πλεονεκτήματα αυτής την τεχνικής είναι η ευρωστία του συστήματος σε διαταραχές καθώς επίσης και σε απόκλιση των σταθερών κυκλώματος στάτη κατά την λειτουργία.



2.23 Δομή Εκτιμητή αντί-HEΔ με υπολογισμού κλειστού βρόχου

2.6.2 Βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase-Locked Loop)

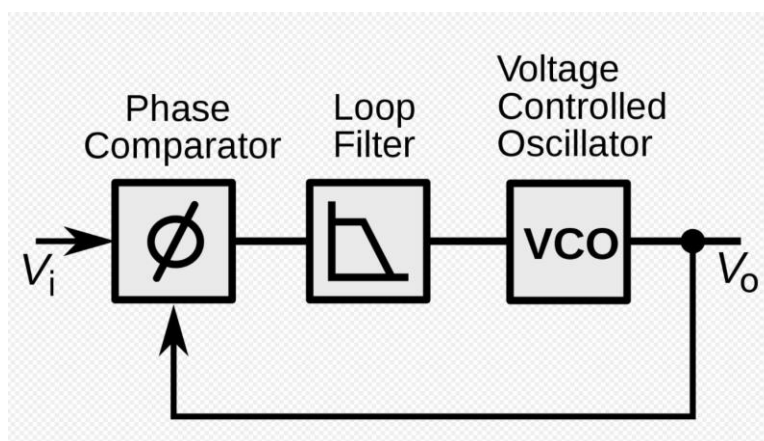
Ο βρόχος κλειδώματος φάσης είναι ένα σύστημα ελέγχου το οποίο παράγει ένα σήμα εξόδου το οποίο βρίσκεται εν φάση με την με το σήμα εισόδου. Υπάρχουν πολλοί τρόποι υλοποίησης ενός τέτοιου συστήματος, από αναλογικά ηλεκτρονικά μέχρι πλήρως ψηφιακούς βρόχους.

Αφού το σύστημα του βρόχου κρατάει το σήμα εξόδου στην ίδια φάση με το σήμα εισόδου, αυτό σημαίνει ότι εκτός από την φάση του σήματος εισόδου ο βρόχος ακολουθεί και την συχνότητα του. Ο βρόχος κλειδώματος φάσης αποτελείται από τρία διακριτικά υποσυστήματα όπως φαίνεται στο σχήμα 2.24 [27].

Πρώτο υποσύστημα είναι ο συγκριτής φάσης. Σε αυτό το στάδιο παράγεται το σήμα σφάλματος το οποίο προκύπτει ως απόκλιση της φάσης του σήματος εισόδου από το σήμα εξόδου. Αν η τιμή σφάλματος μηδενιστεί αυτό συνεπάγεται ότι η έξοδος του βρόχου βρίσκεται εν φάση με την είσοδό του.

Δεύτερο υποσύστημα είναι το φίλτρο του βρόχου. Η βασική λειτουργία του φίλτρου είναι ότι προσδιορίζει την δυναμική συμπεριφορά καθώς και την ευστάθεια του βρόχου. Το πώς ο βρόχος αντιδρά σε διαταραχές και αλλαγές στην συχνότητα εισόδου καθορίζεται από το φίλτρο. Κατά τον σχεδιασμό του φίλτρου οι βασικές παράμετροι είναι το εύρος συχνοτήτων στο οποίο ο βρόχος κλειδώνει στην φάση, η ταχύτητα σύγκλισης στην φάση αυτή καθώς και η αποσβεστική συμπεριφορά του. Ανάλογα με την εφαρμογή, το φίλτρο του βρόχου απαιτεί αναλογικό κέρδος, ολοκληρωτικό κέρδος είτε ακόμα και διαφορικό κέρδος .

Τρίτο υποσύστημα είναι ο ταλαντωτής. Η δουλειά του ταλαντωτή είναι να συνθέσει το σήμα εξόδου το οποίο αν ο βρόχος λειτουργεί σωστά θα έχει ίδια συχνότητα και φάση με το σήμα εισόδου.



2.8 Δομή Βρόχου κλειδώματος φάσης

3 Προτεινόμενο σύστημα ελέγχου

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκε στην προσομοίωση. Αυτό γίνεται με την μέθοδο που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 2.2. Επίσης γίνεται η ανάλυση για τον σχεδιασμό του συστήματος ελέγχου, δηλαδή η επιλογή του ελεγκτή καθώς και των κερδών του ώστε να επιτευχθεί ομαλή λειτουργία του κινητήρα. Τέλος, παρουσιάζεται η υλοποίηση του παρατηρητή θέσης του κινητήρα μαζί με όλα τα υποσυστήματα. Παρατίθεται η διαδικασία επιλογής εκτιμητή αντί-ΗΕΔ και βρόχου κλειδώματος φάσης και τα αντίστοιχα κέρδη ώστε το σύστημα να παρακολουθεί επιτυχώς την θέση καθώς και την ταχύτητα του κινητήρα.

Η προσομοίωση γίνεται μέσω διαγράμματος βαθμίδων στο περιβάλλον Simulink της Matlab. Οι εξισώσεις που περιγράφουν την λειτουργία του κινητήρα καθώς και των ελεγκτών μοντελοποιούνται σε διακριτά υποσυστήματα τα οποία αλληλοεπιδρούν μεταξύ τους.

3.1 Μοντέλο κινητήρα

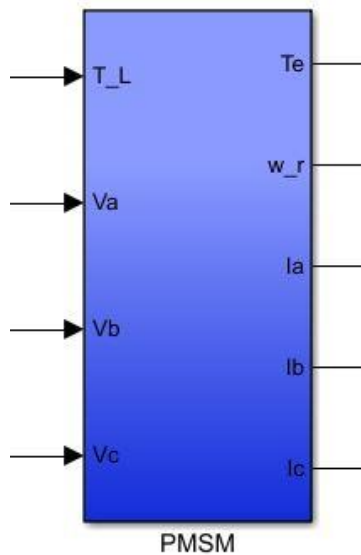
Ο κινητήρας που μελετάται είναι ένας σύγχρονος κινητήρας επιφανειακών μονίμων μαγνητών με τα εξής χαρακτηριστικά :

- Αριθμός πόλων: $P=16$, ζεύγη πόλων $Z_p = 8$
- Αντίσταση στάτη $R_s = 0.23 \Omega$
- Επαγωγή οριζόντιου και καθέτου άξονα $L_d = L_q = 4.4 mH$
- Ροή μόνιμου μαγνήτη $\varphi_m = 62 mWb$
- Σταθερά αδράνειας δρομέα $J=0.5$
- Συντελεστής τριβής κύλισης $B=0.05$

3.1.1 Βαθμίδα κινητήρα

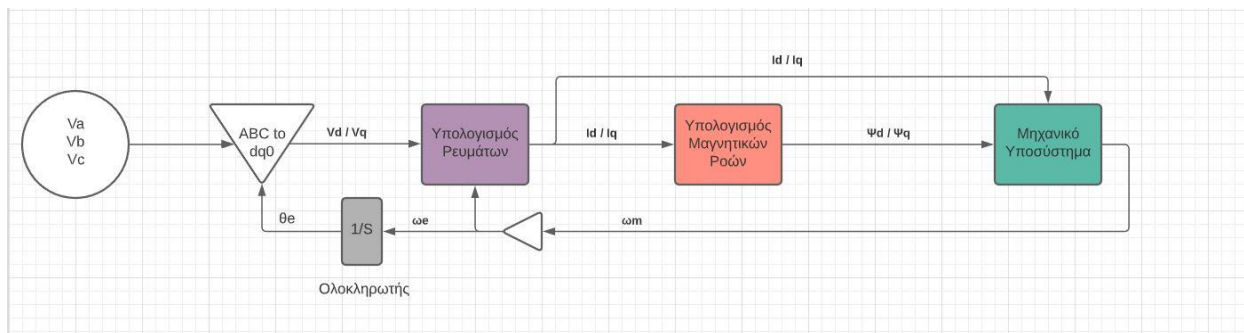
Για τις ανάγκες της προσομοίωσης κατασκευάζεται μια βαθμίδα η οποία δέχεται σαν είσοδο 3 τιμές τάσης, V_a , V_b και V_c μια για κάθε φάση του τριφασικού συστήματος καθώς επίσης την τιμή T_L της ροπής φορτίου που οδηγεί ο κινητήρας. Στην έξοδο λαμβάνονται 3 τιμές ρεύματος, I_a , I_b και I_c , δηλαδή οι 3 φάσεις του ρεύματος στάτη του κινητήρα καθώς επίσης η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής ω_r και η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή από τον κινητήρα.

Σε αυτό το σημείο επισημαίνεται ότι σε μια πρακτική εφαρμογή η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα δεν είναι γνωστή και πρέπει να χρησιμοποιηθεί μία από τις μεθόδους που παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 2.6 για την ανάκτησή της. Ωστόσο στην προσομοίωση η ταχύτητα του κινητήρα προκύπτει κατά την επίλυση των εξισώσεων που διέπουν την λειτουργία του επιτρέποντας την χρήση της για το σύστημα οδήγησης. Το παραπάνω ταυτίζεται με την παραδοχή ότι πάνω στο κινητήρα υπάρχει ένας ιδανικός αισθητήρας θέσης που ανά πάσα στιγμή συνθέτει την θέση του άξονα του κινητήρα χωρίς καθυστέρηση και με άπειρη ακρίβεια [28]. Η βαθμίδα του κινητήρα παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1 .



3.1 Βαθμίδα κινητήρα όπως υλοποιήθηκε στην διπλωματική

Από το κεφάλαιο 2.2.5 επαναλαμβάνεται ότι συνολική βαθμίδα του κινητήρα αποτελείται από τρία υποσυστήματα. Στο σχήμα 3.2 γίνεται παρουσίαση της ανοιγμένης βαθμίδας κινητήρα ενώ στην συνέχεια παρουσιάζεται το κάθε υποσύστημα ξεχωριστά.



3.2 Μοντέλο κινητήρα όπως υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική

Το μοντέλο του κινητήρα αναπτύχθηκε στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς dq0. Κατά την είσοδο των τιμών τάσης V_a , V_b και V_c γίνεται ανάλυσή του στον οριζόντιο (d-axis) και κάθετο (q-axis) άξονα του πλαισίου. Αυτό γίνεται μέσω του έτοιμου πακέτου που συμπεριλαμβάνει το Simulink και φαίνεται στο σχήμα 3.2. Οι εξισώσεις του κινητήρα επιλύονται από την Matlab στο σύγχρονο πλαίσιο και ύστερα τα ρεύματα πριν δοθούν στις θύρες εξόδου του κινητήρα αναλύονται με την χρήση των αντίστροφων μετασχηματισμών Clarke και Park στο αρχικό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς abc. Αυτό γίνεται επίσης μέσω έτοιμου πακέτου του Simulink και φαίνεται στο σήμα 3.2, τα ρεύματα I_d και I_q υπολογίζονται στην πρώτη βαθμίδα, ύστερα τροφοδοτούνται αυτούσια στην δεύτερη βαθμίδα για τον υπολογισμό των μαγνητικών ροών ενώ επίσης στέλνονται και στην έξοδο του μοντέλου του κινητήρα πάνω δεξιά.

Τονίζεται σε αυτό το σημείο ότι για να γίνει χρήση του ευθύ και αντίστροφου μετασχηματισμού Park είναι απαραίτητη η γνώση της γωνίας του σύγχρονου πλαισίου θ_e . Η γωνία αυτή υπολογίζεται στην τρίτη βαθμίδα και προωθείται όπου χρειάζεται στο διάγραμμα.

Μάλιστα όπως θα γίνει ξεκάθαρο στην συνέχεια, η τρίτη βαθμίδα υπολογίζει την μηχανική ταχύτητα περιστροφής του άξονα του κινητήρα. Από εκεί προκύπτει η θέση του πλαισίου μέσω των εξισώσεων:

$$\omega_e = \omega_r Z_p \quad 3-1$$

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt' \quad 3-2$$

Επαναλαμβάνεται σε αυτό το σημείο ότι η θέση του σύγχρονου πλαισίου αναφοράς είναι η ηλεκτρική γωνία της μαγνητικής ροής δρομέα. Με την 3-1 ανάγεται η μηχανική ταχύτητα του άξονα στην ηλεκτρική ταχύτητα της μαγνητικής ροής και ύστερα με την χρήση ενός ολοκληρωτή προκύπτει η γωνία θ_e .

3.1.2 Βαθμίδα ρευμάτων

Στην πρώτη βαθμίδα του σχήματος 3.2 γίνεται υπολογισμός των ρευμάτων σύγχρονου πλαισίου του κινητήρα. Μοντελοποιούνται οι εξισώσεις που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 2.2 και επαναλαμβάνονται ακολούθως:

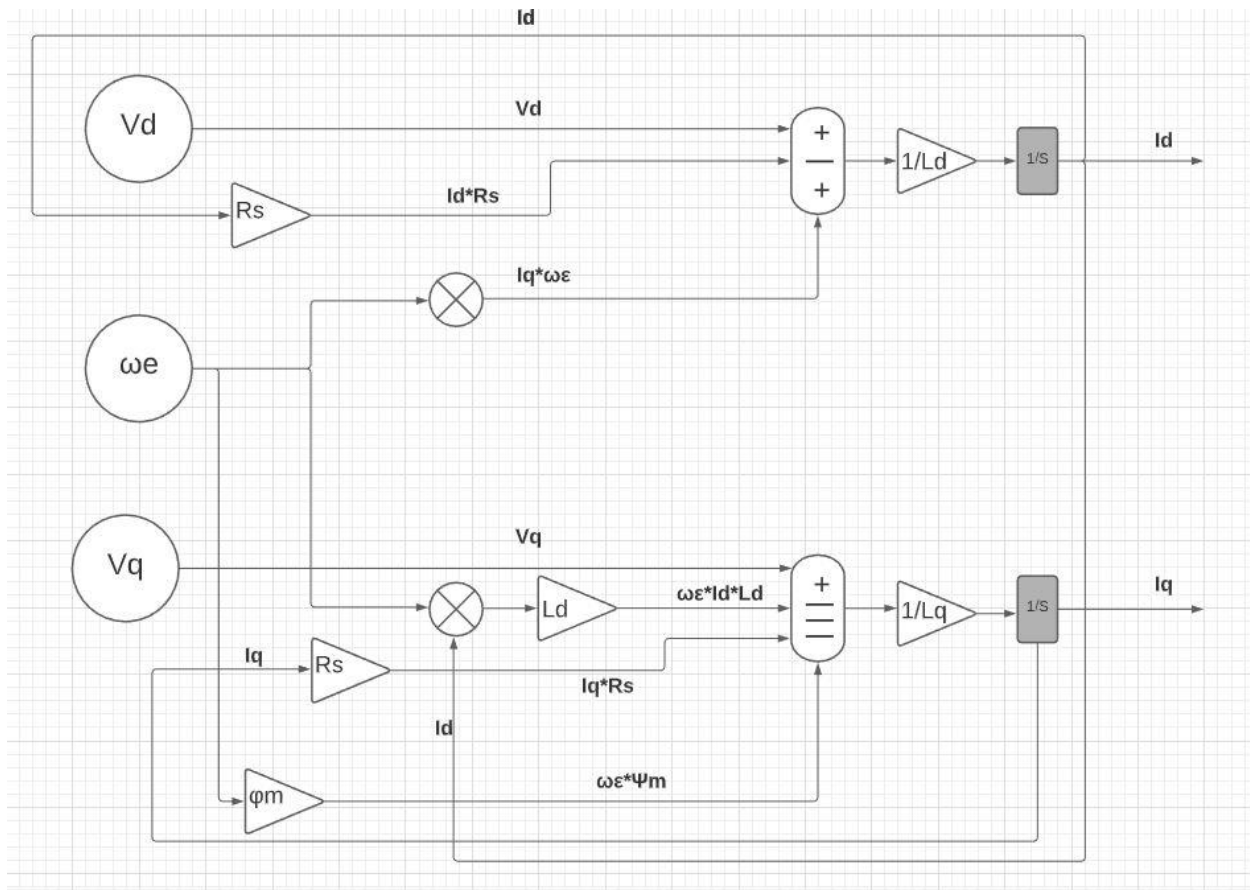
$$i_d = \frac{1}{L_d} \left(\int u_d - R_s \int i_d + L_q \int \omega_e i_q \right) \quad 3-3$$

$$i_q = \frac{1}{L_q} \left(\int u_q - R_s \int i_q - L_d \int \omega_e i_d - \varphi_m \int \omega_e \right) \quad 3-4$$

Η βαθμίδα ως είσοδο δέχεται τις τιμές τάσης σύγχρονου πλαισίου καθώς και την ηλεκτρική ταχύτητα της μαγνητικής ροής δρομέα και στην έξοδο υπολογίζει τις τιμές ρευμάτων σύγχρονου πλαισίου του κινητήρα. Σταθερές στις συγκεκριμένες εξισώσεις είναι οι :

- Αντίσταση στάτη $R_s = 0.23 \Omega$
- Επαγωγή οριζόντιου και καθέτου άξονα $L_d = L_q = 4.4 \text{ mH}$
- Ροή μόνιμου μαγνήτη $\varphi_m = 62 \text{ mWb}$

Η υλοποίηση φαίνεται στο σχήμα 3.3.



3.3 Βαθμίδα υπολογισμού ρευμάτων όπως υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική

Για το υπολογισμό της κάθε συνιστώσας ρεύματος στάτη χρησιμοποιούνται δύο αθροιστές. Στον εκάστοτε αθροιστή προστίθεται το όρισμα κάθε ολοκληρώματος όπως παρουσιάστηκαν στις 3-3 και 3-4. Ύστερα το αποτέλεσμα διαιρείται με την αντίστοιχη επαγωγή και ολοκληρώνεται μέσω ενός διακριτού ολοκληρωτή. Η τιμή που προκύπτει δίνεται στην έξοδο της βαθμίδας καθώς επίσης ανατροφοδοτείται στον εκάστοτε αθροιστή για τον υπολογισμό της επόμενης τιμής.

3.1.3 Βαθμίδα μαγνητικών ροών

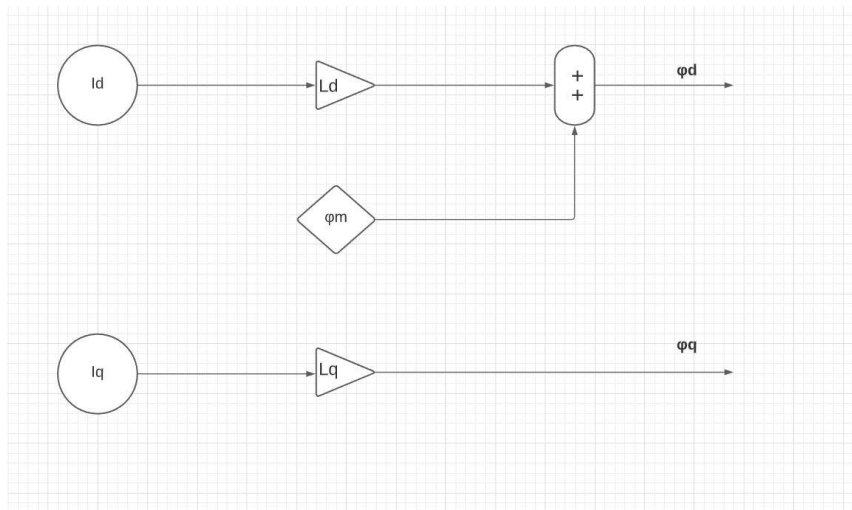
Ύστερα στο μοντέλο του κινητήρα, στην δεύτερη βαθμίδα του σχήματος 3.2 υπολογίζονται οι συνιστώσες της μαγνητικής ροής στάτη στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς. Οι εξισώσεις υπολογισμού των ροών παρουσιάζονται παρακάτω:

$$\varphi_d = L_d i_d + \varphi_m \quad 3-5$$

$$\varphi_q = L_q i_q \quad 3-6$$

Η μαγνητική ροή καθέτου άξονα (q-axis) είναι ευθέως ανάλογη με το ρεύμα i_q ενώ η μαγνητική ροή ευθύ άξονα (d-axis) περιέχει και την ροή του μόνιμου μαγνήτη καθώς όπως έχει αναφερθεί, έτσι επιλέχθηκε η σύμβαση θέσης του σύγχρονου πλαισίου.

Η υλοποίηση των παραπάνω εξισώσεων είναι απλή και παρουσιάζεται στο σχήμα 3.4.



3.4 Βαθμίδα υπολογισμού μαγνητικών ροών όπως υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική

3.1.4 Βαθμίδα μηχανικού συστήματος

Τέλος, για την ολοκλήρωση του μοντέλου, απαιτείται η βαθμίδα που περιέχει το μηχανικό μέρος του κινητήρα. Στην βαθμίδα αυτή μοντελοποιούνται οι εξισώσεις που υπολογίζουν τα μηχανικά μεγέθη του κινητήρα, δηλαδή την ταχύτητα και την ροπή. Η διαφορική εξίσωση ισορροπίας του άξονα της μηχανής είναι η ακόλουθη:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - B_v \omega_m - T_L - T_D \quad 3-7$$

Όπου ω_m η ταχύτητα περιστροφής του άξονα της μηχανής, J_m , B_v , T_D μηχανικές σταθερές και T_L η ροπή φορτίου του κινητήρα. Υπενθυμίζεται ότι στο συγκεκριμένο μοντέλο αμελούνται οι στατικές τριβές του κινητήρα και η σταθερά T_D λαμβάνεται ίση με μηδέν. Ενώ οι υπόλοιπες σταθερές επαναλαμβάνονται παρακάτω:

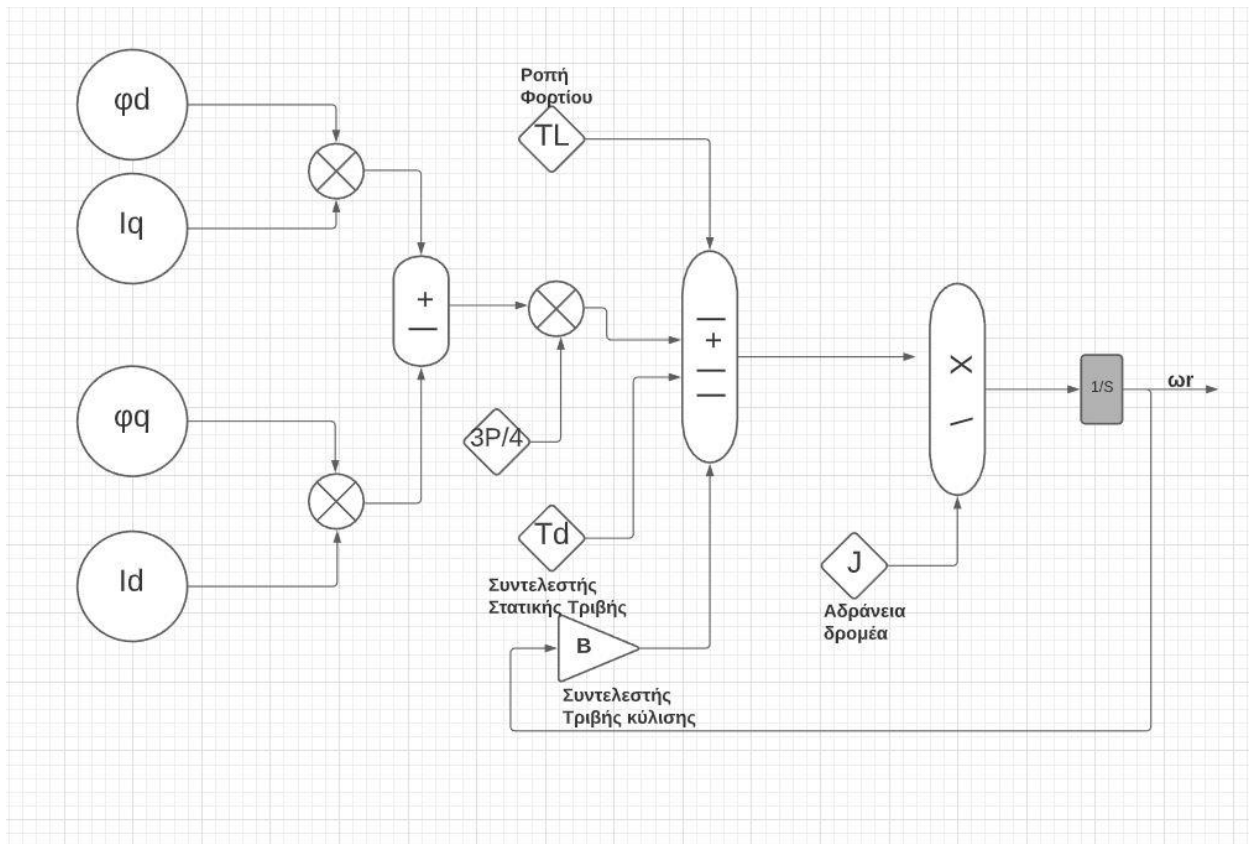
- Σταθερά αδράνειας δρομέα $J=0.5$
- Συντελεστής τριβής κύλισης $B=0.05$

και η ροπή φορτίου αποτελεί παράμετρο της προσομοίωσης.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή που παράγει ο κινητήρας υπολογίζεται από την εξίσωση :

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p (\varphi_a i_q - \varphi_q i_d) \quad 3-8$$

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι στην τρίτη βαθμίδα του μοντέλου πρέπει να υπολογίζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή από την 3-8 και ύστερα από την 3-7 η ταχύτητα του κινητήρα. Ως εκ τούτου η μηχανική βαθμίδα του σχήματος 3.2 δέχεται ως είσοδο τις συνιστώσες ροής και ρεύματος του σύγχρονου πλαισίου και στην έξοδο υπολογίζει την ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα καθώς και την ταχύτητα περιστροφής του. Η υλοποίηση φαίνεται στο σχήμα 3.5.



3.5 Βαθμίδα μηχανικού υποσυστήματος όπως υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική

Για την εύρεση της ταχύτητας χρησιμοποιείται η ίδια τεχνική με την βαθμίδα ρευμάτων. Η εξίσωση 3-7 επαναλαμβάνεται παρακάτω σε μορφή κατάλληλη για την υλοποίηση της βαθμίδας:

$$\omega_m = \frac{1}{J_M} \int \left(\frac{3}{2} Z_p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) - B_v \omega_m - T_L - T_D \right) \quad 3-9$$

Ο πρώτος όρος αποτελεί την ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα. Στην έξοδο του αθροιστή υπολογίζεται το όρισμα του ολοκληρώματος, ύστερα διαιρείται με J_M και ολοκληρώνεται μέσω ενός διακριτού ολοκληρωτή. Η έξοδος αποτελεί την γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του άξονα της μηχανής και την έξοδο της βαθμίδας μηχανικού συστήματος. Η ταχύτητα επανατροφοδοτείται στον αθροιστή για τον υπολογισμό της επόμενης τιμής της.

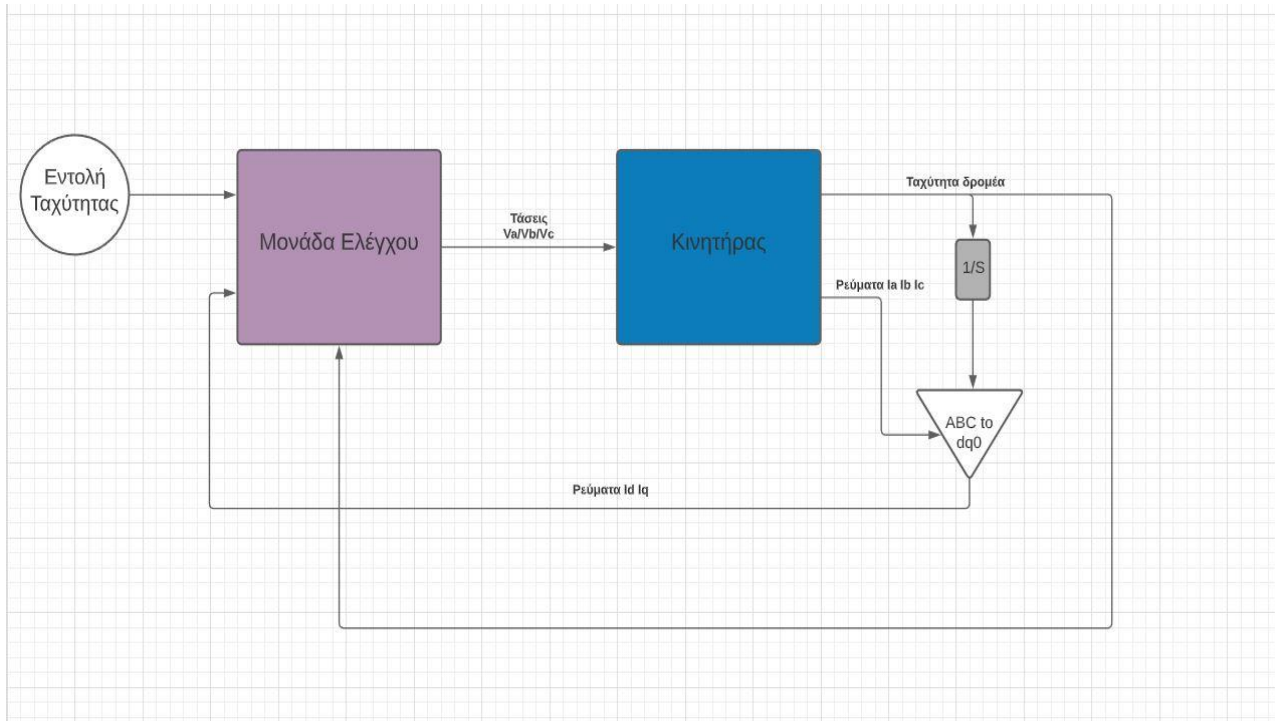
3.2 Σύστημα ελέγχου

Στο πλαίσιο της παρούσης διπλωματικής αναπτύχθηκε ένα σύστημα ελέγχου που εφαρμόζει έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου ώστε να οδηγήσει τον κινητήρα σε επιθυμητή κατάσταση. Ο έλεγχος αυτός εφαρμόζεται στις συνιστώσες ρεύματος σύγχρονου πλαισίου. Επαναλαμβάνεται σε αυτό το σημείο η εξίσωση ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \varphi_m i_q \quad 3-10$$

Από την εξίσωση 3-10 είναι φανερό ότι η ροπή που παράγει ο κινητήρας εξαρτάται μόνο από την κάθετη συνιστώσα ρεύματος στάτη. Η οριζόντια συνιστώσα είναι αυτή που παράγει μαγνητική ροή στον στάτη. Ως εκ τούτου ο έλεγχος ροπής ανάγεται σε έλεγχο του ρεύματος i_q ενώ για την οριζόντια συνιστώσα, οι ελεγκτές σχεδιάζονται έτσι ώστε να έχει μηδενική τιμή. Στην πράξη αυτό αποτελεί βελτιστοποίηση στην απόδοση του συστήματος, καθώς όλο το ρεύμα στάτη του κινητήρα παράγει ροπή.

Σκοπός του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου είναι να υπολογίσει την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα έτσι ώστε η οριζόντια συνιστώσα ρεύματος στάτη να είναι μηδέν και η κάθετη συνιστώσα να παράγει ροπή ώστε η ταχύτητα του κινητήρα να είναι ίση με την επιθυμητή. Αυτό υλοποιείται με την χρήση 2 βρόχων ελέγχου, ενός για το ρεύμα i_d και ενός εμφωλευμένου βρόχου που ελέγχει την ταχύτητα ω_r και το ρεύμα i_q του κινητήρα. Κατόπιν παρουσιάζεται η διάταξη ελέγχου που υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική.

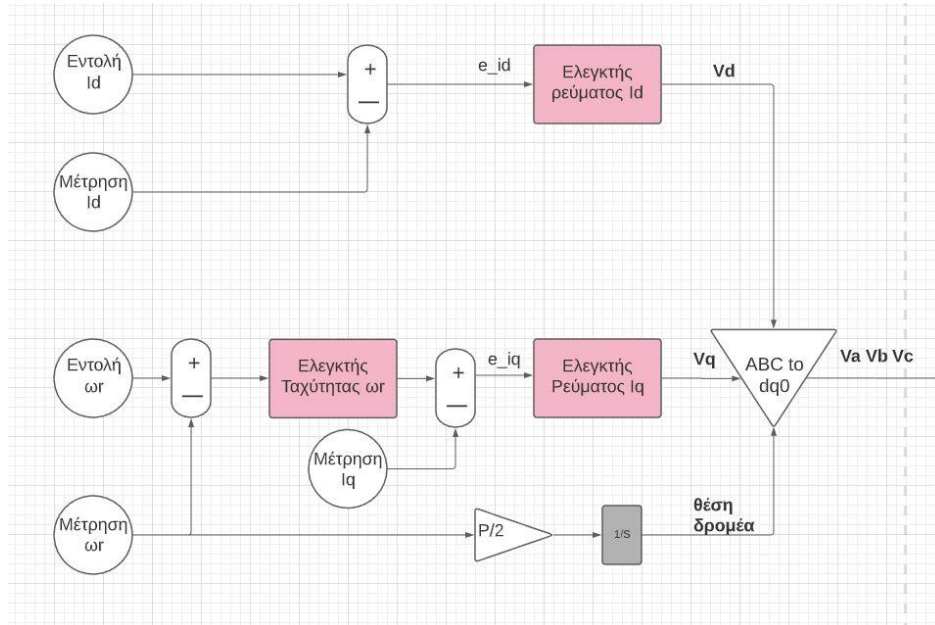


3.6 Διάταξη ελέγχου κινητήρα

Με μπλε φαίνεται η βαθμίδα του κινητήρα ενώ με μωβ η βαθμίδα ελέγχου. Στην έξοδο του κινητήρα λαμβάνονται τα ρεύματα στάτη στο abc πλαίσιο αναφοράς και αναλύονται στο σύγχρονο πλαίσιο dq0. Για να γίνει αυτό εξάγεται η ηλεκτρική γωνία θ_e της μαγνητικής ροής δρομέα από την μηχανική ταχύτητα περιστροφής ω_r του άξονα. Ύστερα οι τρέχουσες τιμές ρεύματος σύγχρονου πλαισίου καθώς και οι τιμές αναφοράς μαζί με την ταχύτητα περιστροφής του άξονα προωθούνται στην βαθμίδα ελέγχου. Στην βαθμίδα ελέγχου γίνεται ο υπολογισμός της τάσης τροφοδοσίας στο πλαίσιο abc με βάση τις επιθυμητές τιμές αναφοράς για την ταχύτητα και το ρεύμα ορθού άξονα του κινητήρα. Επισημαίνεται σε αυτό το σημείο ότι η τάση που υπολογίζει η βαθμίδα ελέγχου στην πράξη προωθείται σε έναν αντιστροφέα που ύστερα παράγει την τάση τροφοδοσίας για τον κινητήρα. Στην παρούσα διπλωματική η βαθμίδα του αντιστροφέα παραλείπεται κάτι το οποίο συνάδει με την υπόθεση ότι ο κινητήρας τροφοδοτείται από έναν ιδανικό αντιστροφέα πηγής τάσης.

3.2.1 Βαθμίδα ελέγχου

Κατόπιν παρουσιάζεται η μονάδα ελέγχου από το σχήμα 3.7.



3.7 Μονάδα Ελέγχου

Η βαθμίδα ελέγχου αποτελείται από 2 βρόχους ελέγχου, έναν απλό βρόχο που ελέγχει την συνιστώσα ρεύματος ορθού άξονα i_d και έναν σύνθετο βρόχο που οδηγεί την ταχύτητα του κινητήρα ω_r ελέγχοντας το ρεύμα καθέτου άξονα i_q . Με ροζ εμφανίζονται οι ολοκληρωτικοί ελεγκτές που αναλαμβάνουν τον έλεγχο των σημάτων. Για να γίνει κατανοητή η επιλογή των ολοκληρωτικών ελεγκτών παρατίθενται οι εξισώσεις ρευμάτων του κινητήρα στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς, η εξίσωση ηλεκτρομαγνητικής ροπής καθώς επίσης και η διαφορική εξίσωση ισοροπίας του άξονα:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \quad 3-11$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \varphi_m) \quad 3-12$$

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad 3-13$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} (T_e - B_v \omega_m - T_L - T_D) \quad 3-14$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις γίνεται φανερό ότι κατά την λειτουργία του κινητήρα εμφανίζονται μόνο πρώτης τάξης μεταβατικές αποκρίσεις οι οποίες δεν χρειάζονται και τους τρεις όρους για έναν PID ελεγκτή για να οδηγηθούν, παρά μόνο τους δύο όρους, τον ολοκληρωτικό (I term) και τον αναλογικό (P term).

Επαναλαμβάνεται σε αυτό το σημείο ότι το σημείο λειτουργίας για το ρεύμα οριζόντιο άξονα i_d επιλέγεται να είναι μηδέν ώστε να παράγεται μέγιστη ροπή ανά Ampere ρεύματος τροφοδοσίας στο τριφασικό πλαίσιο abc. Έτσι στην εξίσωση 3-13, λαμβάνονται μηδενική τιμή για το ρεύμα i_d προκύπτει γραμμική εξάρτηση μεταξύ της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e και του ρεύματος οριζόντιου άξονα i_q . Έτσι η εξίσωση ηλεκτρομαγνητικής ροπής γίνεται:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \varphi_d i_q \quad 3-15$$

Και η ροή οριζόντιου άξονα δίνεται από την σχέση:

$$\varphi_d = L_s i_d + \varphi_m \quad 3-16$$

Αντικαθιστώντας την 3-16 στην 3-15 προκύπτει η σχέση 3-17. Είναι φανερό ότι για τον έλεγχο της ροπής του κινητήρα αρκεί να γίνει έλεγχος στην κάθετη συνιστώσα ρεύματος στάτη.

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \varphi_m i_q \quad 3-17$$

Το σημείο λειτουργίας για το ρεύμα i_q^* υπολογίζεται μέσω της σχέσης:

$$i_q^* = \frac{2}{3} \frac{T_e^*}{Z_p \varphi_m} \quad 3-18$$

Όπου T_e^* είναι το σήμα αναφοράς για την ηλεκτρομαγνητική ροπή.

3.2.2 Σχεδιασμός ελεγκτών ρεύματος

Ο έλεγχος των δύο συνιστωσών ρεύματος στάτη βασίζεται στις εξισώσεις 3-11 και 3-12. Οι εξισώσεις αυτές είναι πεπλεγμένες μέσω των όρων $\omega_e i_q$ και $\omega_e i_d$. Η αποσύμπλεξη των εξισώσεων αυτών γίνεται με την τεχνική γραμμικοποίησης εισόδου/εξόδου μαζί με την χρήση εμπρόσθιας τροφοδοσίας (feedforward). Η κεντρική ιδέα πίσω από την τεχνική αυτή είναι η χρήση βοηθητικών μεταβλητών \widehat{u}_d και \widehat{u}_q έτσι ώστε:

$$\frac{1}{L_d} \widehat{u}_d = \frac{1}{L_d} (u_d + \omega_e L_q i_q) \quad 3-19$$

$$\frac{1}{L_q} \widehat{u}_q = \frac{1}{L_q} (u_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \varphi_m) \quad 3-20$$

Αντικαθιστώντας τις 3-19 και 3-20 στις 3-11 και 3-12 αντίστοιχα λαμβάνεται το μοντέλο πρώτης τάξης για τα ηλεκτρικά δυναμικά φαινόμενα του κινητήρα:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} \widehat{u}_d \quad 3-21$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} \widehat{u}_q \quad 3-22$$

Με βάση τις εξισώσεις 3-21 και 3-22, δύο ελεγκτές ανάδρασης μπορούν να σχεδιαστούν για τον έλεγχο ρεύματος στάτη, μεταβάλλοντας τις συνιστώσες τάσης σύγχρονου πλαισίου.

Επειδή το σημείο λειτουργίας για του ελεγκτές των δύο συνιστωσών ρεύματος στάτη είναι σταθερό, για να επιτευχθεί μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης για κάθε σήμα αναφοράς, αφού η δυναμική απόκριση του κινητήρα είναι πρώτης τάξης όπως φάνηκε, δύο ολοκληρωτικοί ελεγκτές αρκούν για την οδήγηση.

Χρησιμοποιώντας ένα αναλογικό κέρδος K_c^d και μία σταθερά χρόνου τ_I^d ο ολοκληρωτικός ελεγκτής για το ρεύμα οριζόντιου άξονα έχει την μορφή:

$$\widehat{u}_d = K_c^d (i_d^*(t) - i_d(t)) + \frac{K_c^d}{\tau_I^d} \int_0^t (i_d^*(\tau) - i_d(\tau)) d\tau \quad 3-23$$

Ενώ για το ρεύμα καθέτου άξονα ο ελεγκτής έχει την μορφή:

$$\widehat{u}_q = K_c^q (i_q^*(t) - i_q(t)) + \frac{K_c^q}{\tau_I^q} \int_0^t (i_q^*(\tau) - i_q(\tau)) d\tau \quad 3-24$$

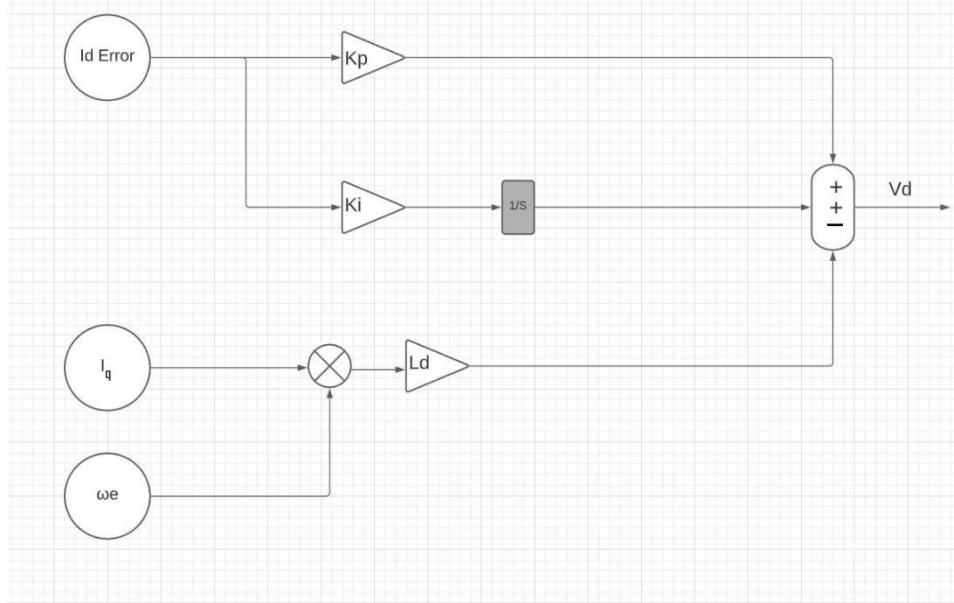
Αντικαθιστώντας την \widehat{u}_d από την εξίσωση 3-19 προκύπτει η σχέση που περιγράφει την λειτουργία του ελεγκτή με βάση την οριζόντια συνιστώσα της τάσης στάτη u_d :

$$u_d = K_c^d (i_d^*(t) - i_d(t)) + \frac{K_c^d}{\tau_I^d} \int_0^t (i_d^*(\tau) - i_d(\tau)) d\tau - \omega_e(t) L_q i_q(t) \quad 3-25$$

Με τον ίδιο τρόπο αντικαθιστώντας την 3-12 στην 3-23 προκύπτει η σχέση που περιγράφει την λειτουργία του ελεγκτή για την κάθετη συνιστώσα ρεύματος στάτη:

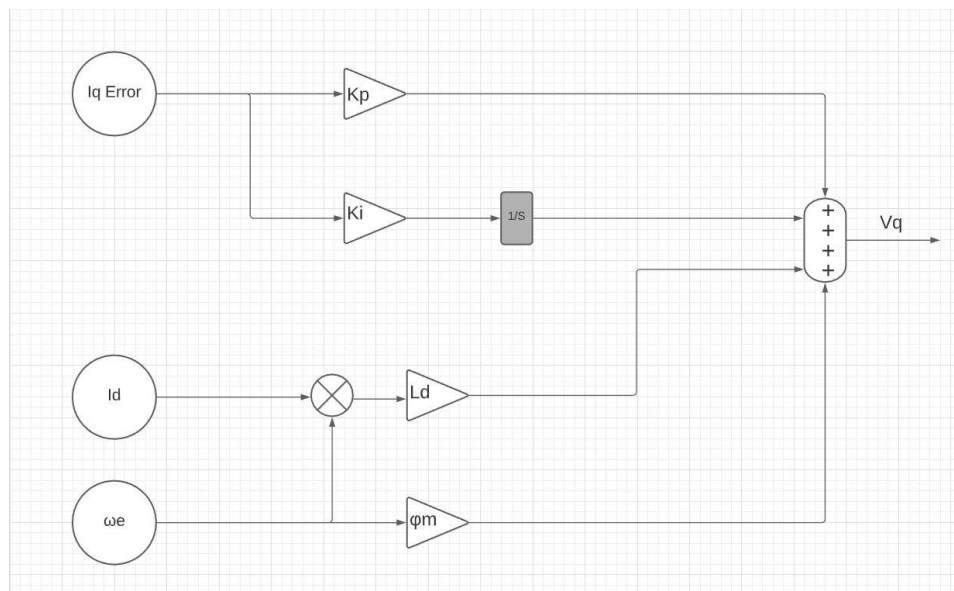
$$u_q = K_c^q (i_q^*(t) - i_q(t)) + \frac{K_c^q}{\tau_I^q} \int_0^t (i_q^*(\tau) - i_q(\tau)) d\tau + \omega_e(t) L_d i_d(t) + \omega_e(t) \varphi_m \quad 3-26$$

Η υλοποίηση των παραπάνω εξισώσεων σε διάγραμμα βαθμίδων όπως έγινε για την προσομοίωση παρουσιάζεται στα σχήματα 3.8 και 3.9. Ο ολοκληρωτικός όρος K_I προκύπτει διαιρώντας τον αναλογικό όρο με την σταθερά χρόνου.



3.8 Ελεγκτής οριζόντιας συνιστώσας ρεύματος

Ο 3^{ος} όρος αθροίσματος χρησιμοποιείται για την αποσύμπλεξη των ρευμάτων στρεφόμενου πλαισίου



3.9 Ελεγκτής κάθετης συνιστώσας ρεύματος

Ο 3^{ος} και 4^{ος} όρος αθροίσματος χρησιμοποιείται για την αποσύμπλεξη των ρευμάτων στρεφόμενου πλαισίου

3.2.3 Επιλογή κερδών ελεγκτών ρεύματος

Η συνάρτηση μεταφοράς του ηλεκτρικού συστήματος του κινητήρα στο πεδίο Laplace προκύπτει από τις εξισώσεις 3-21 και 3-22 :

$$\frac{I_d(s)}{\widehat{V}_d(s)} = \frac{\frac{1}{L_d}}{s + \frac{R_s}{L_d}} \quad 3-27$$

$$\frac{I_q(s)}{\widehat{V}_q(s)} = \frac{\frac{1}{L_q}}{s + \frac{R_s}{L_q}} \quad 3-28$$

Όπου:

- $I_d(s), I_q(s)$ ο μετασχηματισμός Laplace των συνιστωσών ρεύματος στάτη σύγχρονου πλαισίου.
- $\widehat{V}_d(s), \widehat{V}_q(s)$ ο μετασχηματισμός Laplace των βοηθητικών σημάτων τάσεων σύγχρονου πλαισίου.

Η συνάρτηση μεταφοράς του ολοκληρωτικού ελεγκτή για τον βρόχο ελέγχου της οριζόντιας συνιστώσας ρεύματος I_d έχει την ακόλουθη μορφή:

$$C(s) = K_c^d \left(1 + \frac{1}{\tau_I^d s} \right) \quad 3-29$$

Η επιλογή του αναλογικού κέρδους και της σταθεράς χρόνου του ελεγκτή θα γίνει με βάση την τεχνική εναπόθεσης πόλων που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2.5.2.

Οι σταθερές του πολυωνύμου της συνάρτησης μεταφοράς για το ηλεκτρικό μέρος του κινητήρα προκύπτουν από τις εξισώσεις 3-25 και 3-26 και είναι:

$$a = \frac{R_s}{L_d} \quad 3-30$$

$$b = \frac{1}{L_d} \quad 3-31$$

Με βάση αυτή την παρατήρηση τα κέρδη του ελεγκτή προκύπτουν ως εξής:

$$K_c^d = L_d \left(2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_d} \right) = 2\xi\omega_n L_d - R_s \quad 3-32$$

$$\tau_I^d = \frac{2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_d}}{\omega_n^2} = \frac{2\xi\omega_n L_d - R_s}{L_d \omega_n^2} \quad 3-33$$

Και με την ίδια ανάλυση για τον ελεγκτή κάθετης συνιστώσας ρεύματος I_q :

$$K_c^q = L_q \left(2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_q} \right) = 2\xi\omega_n L_q - R_s \quad 3-34$$

$$\tau_I^q = \frac{2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_q}}{\omega_n^2} = \frac{2\xi\omega_n L_q - R_s}{L_q \omega_n^2} \quad 3-35$$

Επαναλαμβάνεται σε αυτό το σημείο ότι ο συντελεστής απόσβεσης ξ και η φυσική συχνότητα ω_n ορίζουν την συμπεριφορά κλειστού βρόχου του συστήματος. Ο συντελεστής απόσβεσης ξ επιλέγεται να είναι 0.707 ώστε η φυσική συχνότητα να ταυτίζεται με το εύρος ζώνης κλειστού βρόχου του συστήματος.

Έτσι η επιλογή της φυσικής συχνότητας ω_n ορίζει τόσο τον χρόνο ηρεμίας για το σύστημα κλειστού βρόχου όσο και άμεσα το εύρος ζώνης. Όσο μεγαλύτερη η ω_n τόσο μικρότερος ο χρόνος ηρεμίας κλειστού βρόχου. Είναι επίσης χρήσιμο να γίνει επιλογή της παραμέτρου αυτής σε σχέση με το εύρος ζώνης ανοιχτού βρόχου του συστήματος το οποίο για τον κάθε άξονα του σύγχρονου πλαισίου είναι $\frac{R_s}{L_d}$ και $\frac{R_s}{L_q}$ αντίστοιχα. Προτείνεται λοιπόν μια παράμετρος κανονικοποίησης $0 < \gamma < 1$ έτσι ώστε:

$$\omega_n = \frac{1}{1 - \gamma} \frac{R_s}{L_d} \quad 3-36$$

$$\omega_n = \frac{1}{1 - \gamma} \frac{R_s}{L_q} \quad 3-37$$

Για τον κάθε βρόχο ελέγχου αντίστοιχα. Με αυτού του είδους την τεχνική η παράμετρος γ συνήθως επιλέγεται να είναι $\gamma=0.9$ ώστε η επίδοση των βρόχων να είναι ικανοποιητική. Επίσης χρησιμοποιώντας διαφορετική παράμετρο γ διαφοροποιείται η απόκριση κλειστού βρόχου για τους ελεγκτές των δύο συνιστωσών ρεύματος. Στην παρούσα διπλωματική η παράμετρος γ επιλέγεται κοινή για τους 2 βρόχους και ίση με 0. Η φυσική συχνότητα για τους βρόχους ελέγχου του ηλεκτρικού συστήματος επιλέγεται να είναι 5000 r/s. Έτσι, με αντικατάσταση των τιμών R_s και L_d, L_q τα κέρδη των ελεγκτών προκύπτουν ως εξής:

$$\begin{aligned}
K_c^q &= L_q \left(2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_q} \right) = 2\xi\omega_n L_q - R_s \\
&= 2 * 0.707 * 5.000 * 0.0044 - 0.23 = \mathbf{30.878}
\end{aligned}
\tag{3-38}$$

$$\begin{aligned}
\tau_I^q &= \frac{2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_q}}{\omega_n^2} = \frac{2\xi\omega_n L_q - R_s}{L_q \omega_n^2} \\
&= \frac{2 * 0.707 * 0.0044 - 0.23}{0.0044 * 5000^2} = \mathbf{0.000281}
\end{aligned}
\tag{3-39}$$

$$\begin{aligned}
K_c^d &= K_c^q \\
\tau_I^d &= \tau_I^q
\end{aligned}
\tag{3-40}$$

3.2.4 Σχεδιασμός ελεγκτή ταχύτητας

Για τον έλεγχο ταχύτητας γίνεται σχεδιασμός του βρόχου ελέγχου ταχύτητας ο οποίος περιέχει τον βρόχο ελέγχου ρεύματος i_q καθώς όπως έχει γίνει ξεκάθαρο, η ροπή που παράγεται από τον κινητήρα εξαρτάται από την κάθετη συνιστώσα ρεύματος στάτη i_q .

Το δυναμικό σύστημα για το ρεύμα καθέτου άξονα δίνεται από την διαφορική εξίσωση πρώτης τάξης:

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} \widehat{u}_q
\tag{3-41}$$

Όπου η βοηθητική μεταβλητή \widehat{u}_q συνδέεται με την κάθετη συνιστώσα τάσης μέσω της σχέσης:

$$u_q = \widehat{u}_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \varphi_m
\tag{3-42}$$

Για τον σχεδιασμό του ολοκληρωτικού ελεγκτή εξωτερικού βρόχου γίνεται ανάλυση της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου μεταξύ του σήμα αναφοράς $I_q^*(s)$ και του σήματος ανατροφοδότησης $I_q(s)$. Ύστερα από την αποσύμπλεξη των ελεγκτών για το σύστημα των ρευμάτων γίνεται αντικατάσταση της σχέσης 3-26 στο αρχικό δυναμικό μοντέλο για το ρεύμα καθέτου άξονα που δίνει η 3-41. Έτσι προκύπτει η διαφορική εξίσωση κλειστού βρόχου για το ρεύμα καθέτου άξονα i_q :

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q(t) + \frac{1}{L_q} K_c^q (i_q^*(t) - i_q(t)) + \frac{K_c^q}{\tau_l^q L_q} \int_0^t (i_q^*(\tau) - i_q(\tau)) d\tau \quad 3-43$$

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Laplace και στα δύο μέρη της παραπάνω εξίσωσης προκύπτει:

$$sI_q(s) = -\frac{R_s}{L_q} I_q(s) + \frac{1}{L_q} K_c^q (I_q^*(s) - I_q(s)) + \frac{K_c^q}{\tau_l^q L_q} (I_q^*(s) - I_q(s)) \quad 3-44$$

Επαναλαμβάνεται σε αυτό το σημείο ότι από τον σχεδιασμό για τον ελεγκτή ρεύματος i_q προκύπτουν οι κάτωθι σχέσεις:

$$\frac{K_c^q}{\tau_l^q} = L_q \omega_n^2 \quad 3-45$$

$$\frac{K_c^q}{L_q} = 2\xi \omega_n - \frac{R_s}{L_q} \quad 3-46$$

Οι οποίες σε συνδυασμό με την 3-44 δίνουν τη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου για το ρεύμα καθέτου άξονα :

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{\left(2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_q}\right)s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad 3-47$$

Οι πόλοι του εσωτερικού βρόχου βρίσκονται στις θέσεις $s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n j\sqrt{1 - \xi^2}$ όπου ο συντελεστής απόσβεσης ξ και η φυσική συχνότητα ω_n είναι σχεδιαστικοί παράμετροι που καθορίζουν την επίδοση κλειστού βρόχου. Το κέρδος μόνιμης κατάστασης της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου είναι μοναδιαίο όπως φαίνεται θέτοντας $s=0$ στην 3-47.

Για να σχεδιαστεί ο εξωτερικός βρόχος του ελεγκτή ταχύτητας χρειάζεται η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ της ταχύτητας κινητήρα ω_m και του ρεύματος καθέτου άξονα i_q . Για την εύρεση της συνάρτησης αυτής γίνεται χρήση της διαφορικής εξίσωσης ισορροπίας του άξονα του κινητήρα καθώς και η εξίσωση παραγωγής ηλεκτρομαγνητικής ροπής:

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - B_v\omega_m(t) - T_L) \quad 3-48$$

$$T_e = \frac{3}{2}Z_p\phi_m i_q(t) \quad 3-49$$

Αντικαθιστώντας την 3-49 στην 3-48 προκύπτει:

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = -\frac{B_v}{J}\omega_m(t) + \frac{1}{J}\frac{3}{2}Z_p\phi_m i_q(t) - \frac{1}{J}T_L \quad 3-50$$

Ο μετασχηματισμός Laplace της 3-50 δίνει την συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ Ω_m και I_q :

$$\left(s + \frac{B_v}{J}\right)\Omega_m(s) = \frac{3}{2}\frac{Z_p\phi_m}{J}I_q(s) \quad 3-51$$

Από την σκοπιά σχεδιασμού του συστήματος ελέγχου η μεταβλητή εξόδου είναι η ταχύτητα $\Omega_m(s)$ και η μεταβλητή εισόδου το ρεύμα $I_q(s)$. Ωστόσο επειδή το ρεύμα $I_q(s)$ είναι η μεταβλητή εξόδου του εσωτερικού βρόχου ελέγχου δεν είναι άμεσα διαθέσιμη για χρήση στον εξωτερικό βρόχο. Αυτό που είναι άμεσα διαθέσιμο είναι το σήμα αναφοράς $I_q^*(s)$ στον εσωτερικό βρόχο ελέγχου για τον ρεύμα καθέτου άξονα. Η σχέση μεταξύ I_q και I_q^* εκφράζεται μέσω του εσωτερικού βρόχου ελέγχου για το ρεύμα καθέτου άξονα:

$$I_q(s) = \frac{\left(2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_q}\right)s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} I_q^*(s) \quad 3-52$$

Αντικαθιστώντας την 3-52 στην 3-51 προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ Ω_m και I_q^* :

$$\frac{\Omega_m(s)}{I_q^*(s)} = \left(\frac{\frac{3}{2} \frac{Z_p \phi_m}{J}}{s + \frac{B_v}{J}}\right) \left(\frac{\left(2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_q}\right)s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}\right) \quad 3-53$$

Είναι κατανοητό ότι για να σχεδιαστεί ένας ολοκληρωτικός ελεγκτής με την μέθοδο εναπόθεσης πόλων απαιτείται το σύστημα να περιγράφεται από πρώτης τάξης μοντέλο. Το μοντέλο που περιγράφει η 3-53 είναι τρίτης τάξης και πρέπει να γίνει προσέγγισή του από μοντέλο πρώτης τάξης. Η παράμετρος ω_n αποτελεί την φυσική συχνότητα του εσωτερικού βρόχου ελέγχου για την κάθετη συνιστώσα ρεύματος i_q και είναι παράμετρος σχεδιασμού. Επιλέγοντας λοιπόν την ω_n να είναι πολύ μεγαλύτερη από τον όρο $\frac{B_v}{J}$ που είναι η σταθερά χρόνου του μηχανικού συστήματος του κινητήρα είναι δυνατόν να αγνοηθεί η δυναμική συμπεριφορά του εσωτερικού βρόχου. Έτσι προκύπτει η προσέγγιση πρώτης τάξης ως εξής:

$$\frac{\Omega_m(s)}{I_q^*(s)} \approx \frac{\frac{3}{2} \frac{Z_p \phi_m}{J}}{s + \frac{B_v}{J}} \quad 3-54$$

Στην ουσία η προσέγγιση πρώτης τάξης είναι δυνατή καθώς ο εσωτερικός βρόχος ελέγχου για το ρεύμα καθέτου άξονα i_q δρα πολύ πιο γρήγορα από τον εξωτερικό βρόχο ελέγχου για την ταχύτητα. Έτσι ο εξωτερικός βρόχος που ελέγχει την ταχύτητα βλέπει το ρεύμα i_q ως μια σταθερή ποσότητα η οποία μάλιστα είναι ίση με το σήμα αναφοράς i_q^* . Με αυτόν τον τρόπο αγνοούνται τα δυναμικά φαινόμενα του εσωτερικού βρόχο και είναι δυνατή η προσέγγιση που χρησιμοποιείται για τον σχεδιασμό του εξωτερικού βρόχου ελέγχου.

3.2.5 Επιλογή κερδών ελεγκτή ταχύτητας

Με χρήση της τεχνικής εναπόθεσης πόλων προκύπτουν οι συντελεστές της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου από την συνάρτηση μεταφορά ανοιχτού βρόχο της 3-54:

$$a = \frac{B_v}{J} \quad 3-55$$

$$b = \frac{3 Z_p \varphi_m}{2 J} \quad 3-56$$

$$K_c = \frac{2\xi\omega_n - a}{b} \quad 3-57$$

$$\tau_I = \frac{2\xi\omega_n - a}{\omega_n^2} \quad 3-58$$

Παράμετροι σχεδιασμού του εξωτερικού ελεγκτή είναι ο συντελεστής απόσβεσης ξ και η φυσική συχνότητα ω_n . Η συντελεστής απόσβεσης διαλέγεται να είναι ίσος με 0.707 ώστε η φυσική συχνότητα να συμπίπτει με το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου. Τέλος, η φυσική συχνότητα ω_n του εξωτερικού βρόχου ελέγχου ταχύτητας πρέπει να είναι αρκετά μικρότερη από αυτή του εσωτερικού βρόχου ελέγχου για τον ρεύμα i_q . Ως εκ τούτου επιλέγεται $\omega_n = 1000\text{r/s}$.

Οι σταθερές a και b του βρόχου προκύπτουν:

$$a = \frac{0.05}{0.5} = 0.1 \quad 3-59$$

$$b = \frac{38 * 0.062}{2 * 0.5} = 1.488 \quad 3-60$$

Ως εκ τούτου κέρδη του ελεγκτή βρόχου ταχύτητας υπολογίζονται ως εξής:

$$K_c = \frac{2 * 0.707 * 1000 - 0.1}{1.488} = \mathbf{950.2016} \quad 3-61$$

$$\tau_I = \frac{2 * 0.707 * 1000 - 0.1}{1000^2} = \mathbf{0.0014139} \quad 3-62$$

3.3 Εκτιμητής αντί-HEΔ

Στο κεφάλαιο 3.2 ολοκληρώνεται η σχεδίαση του συστήματος ελέγχου του κινητήρα. Μπορεί να γίνει πλήρης προσομοίωση του ελέγχου καθώς έχουν σχεδιαστεί οι ελεγκτές ρευμάτων και ταχύτητας του κινητήρα. Ωστόσο για να γίνει έμπρακτη υλοποίηση του μοντέλου ελέγχου που παρουσιάστηκε είναι αναγκαία η γνώση της γωνίας μαγνητικής ροής δρομέα θ_e ή ισοδύναμα της θέσης του άξονα της μηχανής. Στο κεφάλαιο αυτό θα σχεδιαστούν δύο είδη εκτιμητή αντί-HEΔ. Με γνωστό το σήμα της αντί-HEΔ της μηχανής είναι δυνατή και η εξαγωγή της γωνίας θ_e .

Επαναλαμβάνονται σε αυτό το σημείο οι σχέσεις υπολογισμού της αντί-HEΔ $E_{\alpha,\beta}$:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad 3-63$$

Όπως και τα υπόλοιπα σήματα του κινητήρα έτσι και η αντί-HEΔ αναλύεται σε δύο συνιστώσες στο στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta 0$. Για την κάθε συνιστώσα έχουμε την εξάρτηση από την γωνία θ_e της μαγνητικής ροής ως εξής:

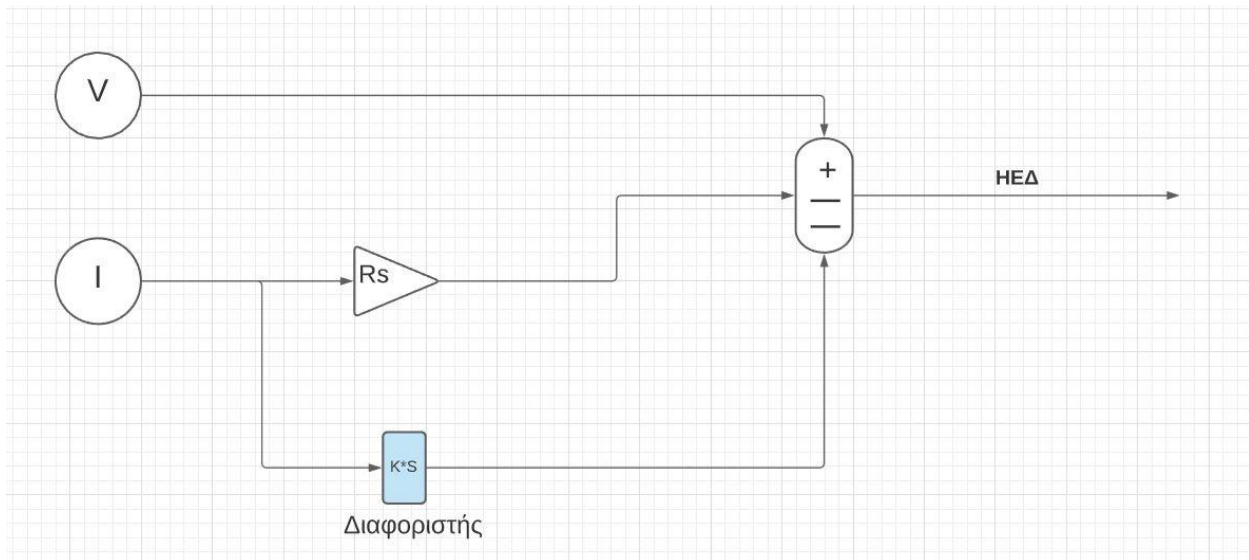
$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e \varphi_m \sin(\theta_e) \\ \omega_e \varphi_m \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad 3-64$$

Είναι φανερό ότι με γνωστές τις δύο συνιστώσες αντί-HEΔ, είναι δυνατόν να γίνει σύνθεση της γωνίας μαγνητικής ροής δρομέα θ_e .

Για την εκτίμηση του σήματος της αντί-HEΔ προτείνονται δύο διαφορετικές βαθμίδες. Μια βαθμίδα ανοικτού βρόχου που εξάγει την $E_{\alpha,\beta}$ από το ρεύμα και την τάση στάτη στο στατό πλαίσιο αναφοράς και μια βαθμίδα κλειστού βρόχου που ενσωματώνει έναν ολοκληρωτικό ελεγκτή ώστε να συνθέσει το σήμα της αντί-HEΔ στην έξοδό της.

3.3.1 Εκτιμητής ανοικτού βρόχου

Η υλοποίηση ανοικτού βρόχου βασίζεται εξ ολοκλήρου στην εξίσωση 3-63. Για τον υπολογισμό της αντί-HEΔ χρειάζεται η τάση και το ρεύμα του κινητήρα εκφρασμένα στο στατό πλαίσιο αναφοράς. Όμως τα σήματα αυτά είναι μετρήσιμα και η ανάλυσή του στο στατό πλαίσιο αναφοράς γίνεται μέσω ενός γραμμικού μετασχηματισμού. Αρκεί λοιπόν να κατασκευαστεί μια βαθμίδα που να δέχεται ως είσοδο την τάση και το ρεύμα του κινητήρα και μπορεί να υπολογίσει την αντί-HEΔ. Η υλοποίηση αυτή φαίνεται στο σχήμα 3.11.



3.10 Διάταξη Εκτιμητή αντί-HEΔ ανοικτού βρόχου

Στην είσοδο της βαθμίδας προωθείται η α συνιστώσα του ρεύματος και της τάσης στάτη. Ύστερα το ρεύμα στάτη πολλαπλασιάζεται με την τιμή της αντίστασης στάτη R_s , εδώ 0.23Ω . Για τον τρίτο όρο απαιτείται η χρήση ενός ψηφιακού διαφοριστή με κέρδος ίσο με την επαγωγή στάτη του κινητήρα, εδώ 0.0044 H .

Οι βαθμίδες για της δύο συνιστώσες E_a και E_b της αντί-HEΔ είναι πανομοιότυπες με την διαφορά ότι στην είσοδο της μίας προωθούνται οι α συνιστώσες ρεύματος και τάσης ενώ στην άλλη οι β συνιστώσες.

Στον κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών που μελετάται στην παρούσα διπλωματική δεν παρουσιάζεται εκτυπότητα και ως εκ τούτου $L_\alpha = L_\beta = 0.0044 H$.

3.3.2 Εκτιμητής κλειστού βρόχου

Όπως και στην ανοιχτού βρόχου υλοποίηση, οι δύο συνιστώσες της αντί-HEΔ υπολογίζονται με τον ίδιο τρόπο. Για τον λόγο αυτό θα γίνει ανάλυση μόνο για την βαθμίδα υπολογισμού της E_α .

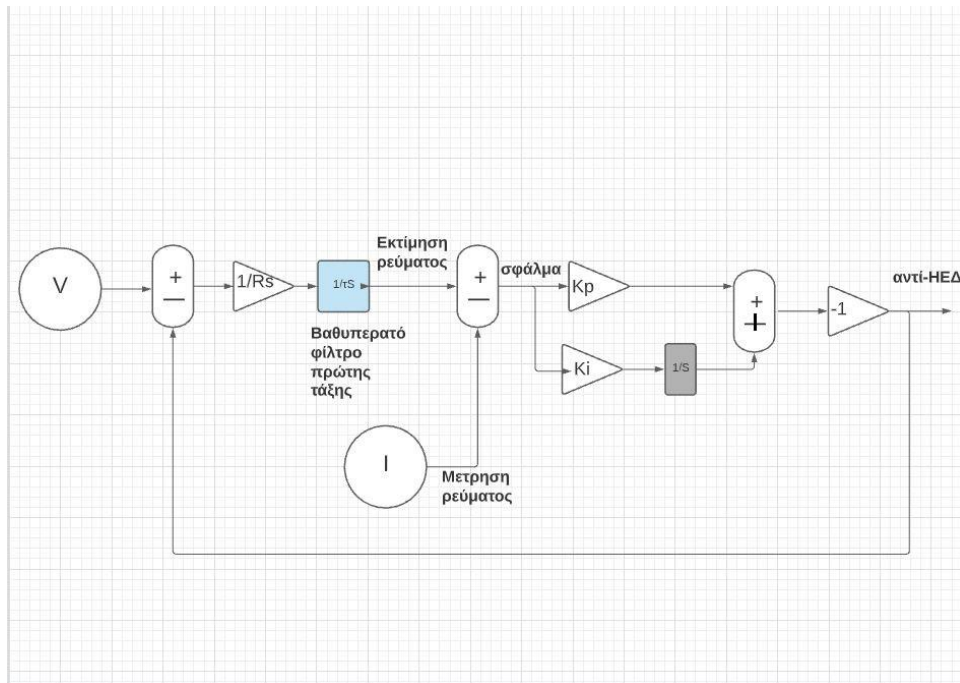
Η κλειστού βρόχου υλοποίηση βασίζεται στην εξίσωση:

$$i_\alpha(t) = \frac{v_\alpha(t) - e_\alpha(t)}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad 3-65$$

Όπου $\tau = \frac{L_s}{R_s}$ η σταθερά χρόνου του ηλεκτρικού κυκλώματος του κινητήρα. Για την υλοποίηση αυτής της εξίσωσης σε διάγραμμα βαθμίδας αρκεί να υπολογιστεί η διαφορά των δύο σημάτων, ύστερα να διαιρεθεί με την αντίσταση στάτη και τέλος να περάσει μέσα από ένα βαθυπερατό φίλτρο ενός πόλου που προσομοιώνει την μεταβατική συμπεριφορά από το δεύτερο μέρος της εξίσωσης. Για το φίλτρο στην παρούσα υλοποίηση χρησιμοποιείται ένας ψηφιακός ολοκληρωτής με σταθερά ολοκλήρωσης τ ίση με την σταθερά χρόνου του κυκλώματος. Στο σημείο αυτό επισημαίνεται ότι το σήμα της e_α δεν είναι γνωστό αλλά θα γίνει ξεκάθαρο γιατί δεν χρειάζεται ακόμα η γνώση του.

Στην έξοδο του βαθυπερατού φίλτρου εμφανίζεται λοιπόν το ρεύμα στάτη i_α . Μάλιστα αφού δεν είναι γνωστή η αντί-HEΔ e_α στην έξοδο του φίλτρου είναι μια προσέγγιση του i_α . Όμως το σήμα του ρεύματος είναι μετρήσιμο. Είναι δυνατόν να συγκριθεί η εκτίμηση με την πραγματική τιμή και να παραχθεί ένα σήμα σφάλματος e_{i_α} . Το ηλεκτρικό κύκλωμα της μηχανής είναι πρώτης τάξης οπότε με την χρήση ενός ολοκληρωτικού ελεγκτή είναι δυνατόν το σήμα σφάλματος να οδηγηθεί σε μηδενική τιμή. Με ανατροφοδότηση της εξόδου του ολοκληρωτικού ελεγκτή στην είσοδο της βαθμίδας, με την προϋπόθεση ότι το σφάλμα ρεύματος είναι μηδενικό, κλείνει ο βρόχος και η έξοδος αναγκαστικά είναι η τιμή της αντί-HEΔ e_α . Η αναστροφή στο τέλος επιτυγχάνει αρνητική ανάδραση. Η υλοποίηση παρουσιάζεται στο

σχήμα 3.11



3.11 Διάταξη εκτιμητή αντί-HEΔ κλειστού βρόχου

Στην είσοδο προωθείται η τάση v_a . Από αυτή αφαιρείται η αντί-HEΔ καθώς αποδείχθηκε ότι στην έξοδο της βαθμίδας το σήμα που συντίθεται είναι ακριβώς αυτό. Ύστερα η διαφορά περνάει από ένα κέρδος $\frac{1}{R_s}$ και από έναν ολοκληρωτή με σταθερά χρόνου $\tau = \frac{L_s}{R_s}$. Έτσι στην είσοδο του δεύτερου αφαιρέτη εμφανίζεται η διαφορά μεταξύ της εκτίμησης ρεύματος \hat{i}_a και του πραγματικού ρεύματος στάτη i_a . Ύστερα ακολουθεί ο ολοκληρωτικός ελεγκτής. Στην έξοδο του ελεγκτή αντιστρέφεται το σήμα πριν οδηγηθεί στην είσοδο της βαθμίδας ώστε να γίνει αρνητική ανατροφοδότηση. Υπό την υπόθεση ότι το σφάλμα ρεύματος είναι μηδενικό, δεν γίνεται το σήμα εξόδου να είναι κάτι άλλο παρά η αντί-HEΔ e_a . Για την ολοκλήρωση της υλοποίησης μένει η σωστή επιλογή των κερδών του ολοκληρωτικού ελεγκτή.

3.3.2.1 Σχεδίαση ολοκληρωτικού ελεγκτή

Για την σύνθεση της εκτίμησης ρεύματος στάτη \hat{I}_a γίνεται χρήση της εξίσωσης 3-65. Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Laplace και στα δύο μέρη της εξίσωσης προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ εισόδου και εξόδου:

$$dV(S) = \frac{1}{R_s + sL_s} I(s) \quad 3-66$$

Όπου $dV(s)$ η διαφορά $V_a(s) - E_a(s)$. Διαιρώντας με L_s η συνάρτηση μεταφοράς έρχεται σε μορφή κατάλληλη για την εφαρμογή της τεχνικής εναπόθεσης πόλων:

$$\frac{dV}{I} = \frac{\frac{1}{L_s}}{s + \frac{R_s}{L_s}} \quad 3-67$$

Από την παραπάνω εξίσωση προκύπτουν οι συντελεστές :

$$a = \frac{R_s}{L_s} \quad 3-68$$

$$b = \frac{1}{L_s} \quad 3-69$$

Και τα κέρδη του εκλεκτή επιλέγονται με σχεδιαστικές παραμέτρους τον συντελεστή απόσβεσης ξ και την φυσική συχνότητα ω_n . Ο συντελεστής απόσβεσης επιλέγεται να είναι $\xi=0.707$ ώστε όπως και στους προηγούμενους ελεγκτές να συμπέσει η φυσική συχνότητα με το εύρος ζώνης κλειστού βρόχου του συστήματος. Για την φυσική συχνότητα επιλέγεται να είναι 9000 r/s καθώς ο ελεγκτής του βρόχου της αντί-ΗΕΔ παρακολουθεί χρονομεταβλητά ημιτονοειδή σήματα σε σχέση με του ελεγκτές ρευμάτων κινητήρα που παρακολουθούν τις χρονοσταθερές συνιστώσες ρεύματος σύγχρονου πλαισίου. Έτσι τα κέρδη του ελεγκτή προκύπτουν:

$$K_c = \frac{(2\xi\omega_n - a)}{b} = 2\xi\omega_n L_s - R_s \quad 3-70$$

$$\tau_I = \frac{2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_s}}{\omega_n^2} = \frac{2\xi\omega_n L_s - R_s}{L_s \omega_n^2} \quad 3-71$$

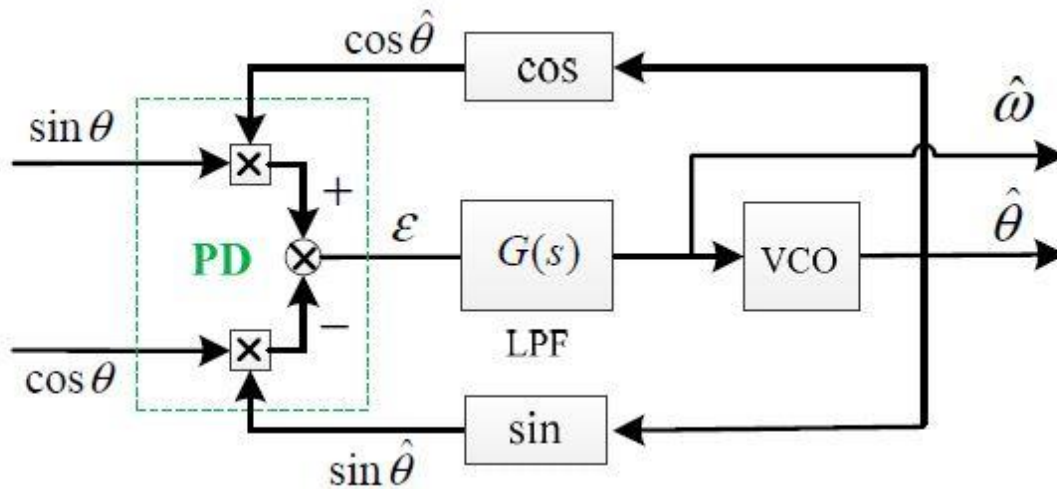
$$K_c = 2 * 0.707 * 9000 * 0.0044 - 0.23 = \mathbf{55.7644} \quad 3-72$$

$$\tau_I = \frac{2 * 0.707 * 9000 * 0.0044 - 0.23}{0.0044 * 9000} = \mathbf{1.4082} \quad 3-73$$

3.4 Βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL)

3.4.1 Βασική δομή PLL

Οι αρχές λειτουργίας για την αποδιαμόρφωση γωνίας σήματος μέσω ενός βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL) φαίνονται στο σχήμα 3.12.

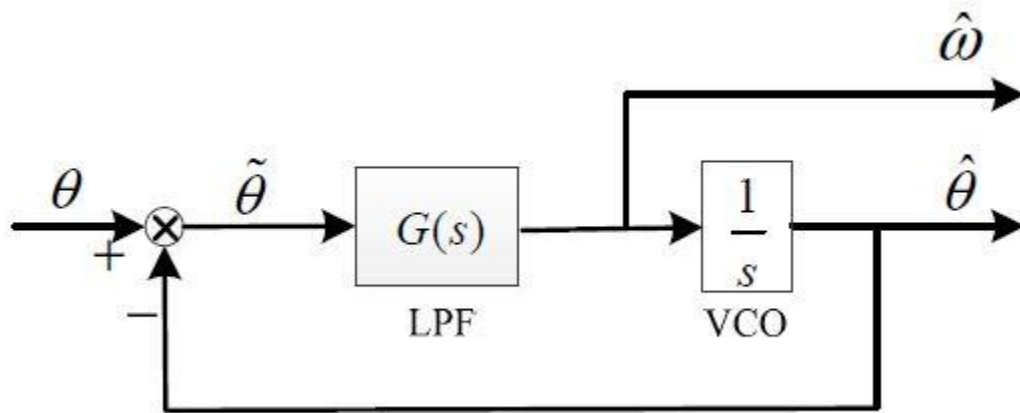


3.1 Διάταξη ψηφιακού βρόχου κλειδώματος φάσης

Ο PLL αποτελείται από τρία υποσυστήματα, τον ανιχνευτή φάσης (Phase Detector), το φίλτρο του βρόχου (Loop Filter) και έναν ταλαντωτή (Voltage Controlled Oscillator). Στον ψηφιακό PLL που υλοποιήθηκε στα πλαίσια της διπλωματικής, ο ταλαντωτής αποτελείται από έναν ολοκληρωτή. Ορίζονται ως $\hat{\theta}$ και $\hat{\omega}$ οι εκτιμήσεις της γωνίας και γωνιακής ταχύτητας αντίστοιχα όπως επίσης $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ το σφάλμα εκτίμησης της γωνίας. Τότε η έξοδος του ανιχνευτή φάσης δίνεται από την εξίσωση:

$$\varepsilon = \sin\theta\cos\hat{\theta} - \cos\theta\sin\hat{\theta} = \sin(\theta - \hat{\theta}) = \sin\tilde{\theta} \quad 3-74$$

Όταν η γωνία $\tilde{\theta}$ είναι αρκετά μικρή το σφάλμα προσεγγίζεται ως εξής: $\varepsilon = \sin\tilde{\theta} \approx \tilde{\theta}$. Με βάση αυτή την προσέγγιση το σχήμα 3.12 μπορεί να απλουστευθεί στο σχήμα 3.13.

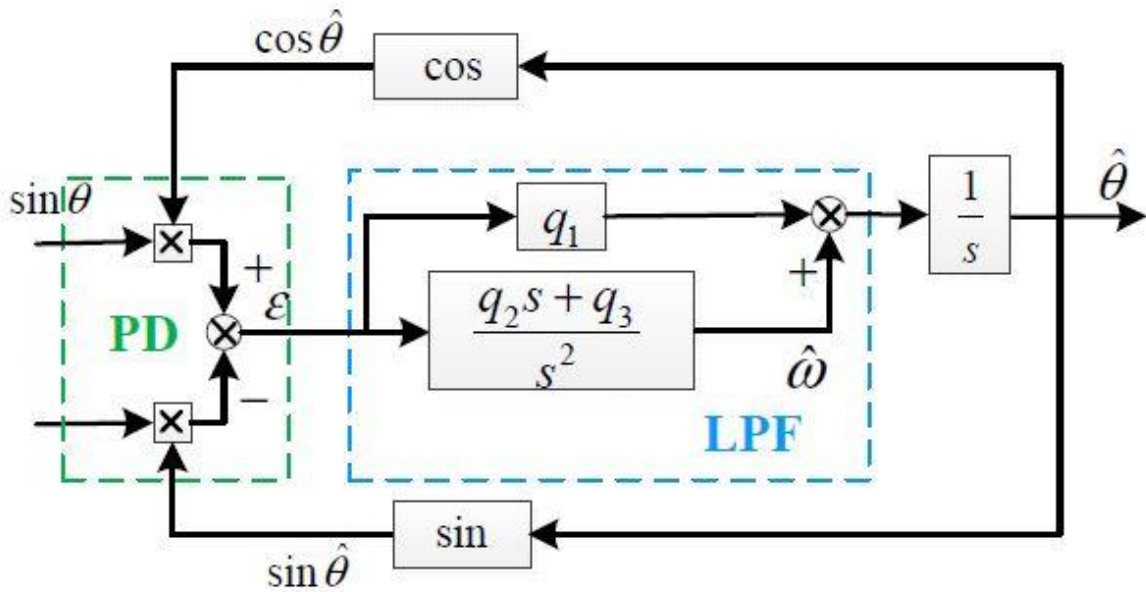


3.13 Απλοποιημένη διάταξη βρόχου κλειδώματος φάσης

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου του βρόχου $G(s)$ έχει σημαντικό ρόλο στην δομή του PLL και επηρεάζει την απόδοση του βρόχου στην παρακολούθηση της γωνίας και της γωνιακής ταχύτητας.

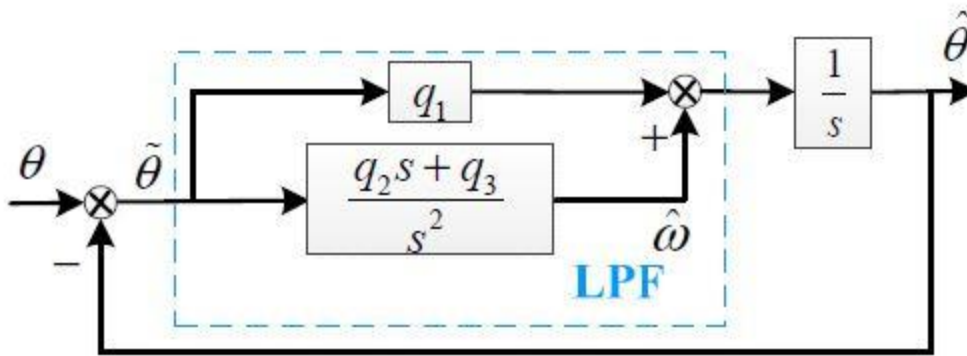
3.4.2 Φίλτρο Chebysev τύπου III

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής το φίλτρο βρόχου του PLL σχεδιάστηκε ώστε να είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο Chebysev τύπου III [29]. Στο σχήμα 3.14 φαίνεται το διάγραμμα βαθμίδων ενός τύπου III PLL για την αποδιαμόρφωση της γωνίας και γωνιακής ταχύτητας. q_1, q_2 και q_3 είναι οι συντελεστές του φίλτρου βρόχου. Η επιλογή των παραπάνω συντελεστών αναλύεται στην συνέχεια.



3.14 Βρόχος κλειδώματος φάσης:
 Με πράσινο ο ανιχνευτής φάσης.
 Με μπλε το φίλτρο του βρόχου.
 Ο ολοκληρωτής αποτελεί τον ψηφιακό ταλαντωτή.

Το παραπάνω σχήμα μπορεί να απλοποιηθεί χρησιμοποιώντας την ίδια προσέγγιση που έγινε και στην εισαγωγή. Έτσι το απλουστευμένο διάγραμμα βαθμίδων για έναν βρόχο κλειδώματος φάσης με φίλτρο βρόχου τύπου III φαίνεται στο σχήμα 3.15.



3.15 Βρόχος κλειδώματος φάσης
Εμφαση στην σχεδίαση του φίλτρου βρόχου

Από το σχήμα 3.15 υπολογίζονται οι συναρτήσεις μεταφοράς από $\theta(s)$ σε $\hat{\theta}(s)$ και από $\omega(s)$ σε $\hat{\omega}(s)$:

$$G_{\theta}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{q_1 s^2 + q_2 s + q_3}{s^3 + q_1 s^2 + q_2 s + q_3} \quad 3-75$$

$$G_{\omega}(s) = \frac{\hat{\omega}(s)}{\omega(s)} = \frac{q_2 s + q_3}{s^3 + q_1 s^2 + q_2 s + q_3} \quad 3-76$$

Τέλος, η συνάρτηση μεταφοράς για τα σφάλματα εκτίμησης γωνίας και γωνιακής ταχύτητας προκύπτει:

$$E_{\theta}(s) = \frac{\tilde{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{s^3}{s^3 + q_1 s^2 + q_2 s + q_3} \quad 3-77$$

$$E_{\omega}(s) = \frac{\tilde{\omega}(s)}{\omega(s)} = \frac{s^3 + q_1 s^2}{s^3 + q_1 s^2 + q_2 s + q_3} \quad 3-78$$

Στις παραπάνω εξισώσεις εφαρμόζοντας το θεώρημα τελικής τιμής είναι δυνατή η εκτίμηση της απόδοσης του βρόχου υπό σταθερή ταχύτητα και επιτάχυνση.

Για σταθερή ταχύτητα A , $\omega(s) = A$, $\theta(s) = \frac{A}{s}$:

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega}(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s\tilde{\omega}(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} sE_{\omega}(s)A \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^4 + q_1s^3}{s^3 + q_1s^2 + q_2s + q_3} A = 0\end{aligned}\tag{3-79}$$

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta}(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s\tilde{\theta}(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} sE_{\theta}(s)\frac{A}{s} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^3}{s^3 + q_1s^2 + q_2s + q_3} A = 0\end{aligned}\tag{3-80}$$

Για σταθερή επιτάχυνση A , $\omega(s) = \frac{A}{s}$, $\theta(s) = \frac{A}{s^2}$:

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega}(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s\tilde{\omega}(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} sE_{\omega}(s)\frac{A}{s} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^3 + q_1s^2}{s^3 + q_1s^2 + q_2s + q_3} A = 0\end{aligned}\tag{3-81}$$

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta}(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s\tilde{\theta}(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} sE_{\theta}(s)\frac{A}{s^2} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2}{s^3 + q_1s^2 + q_2s + q_3} A = 0\end{aligned}\tag{3-82}$$

Σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις, όταν ο δρομέας κινείται με σταθερή ταχύτητα, το φίλτρο Chebysev επιτυγχάνει ακριβή εκτίμηση της θέσης και της γωνιακής ταχύτητάς του. Όταν ο δρομέας στρέφεται με σταθερή επιτάχυνση, το σφάλμα μόνιμης κατάστασης για το φίλτρο είναι επίσης μηδενικό τόσο για την θέση όσο και για την ταχύτητα του δρομέα.

3.4.2.1 Επιλογή παραμέτρων του βρόχου

Αφού παρουσιάστηκε η δομή του βρόχου κλειδώματος φάση τύπου III, η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης βασίζεται στην επιλογή των παραμέτρων του. Από την εξίσωση 3-78 φαίνεται ότι ο τύπου III PLL δρα ως ένα βαθυπερατό φίλτρο το οποίο φιλτράρει τον υψίσυχνο θόρυβο από τα σήματα που δίνονται στην είσοδό του. Ως εκ τούτου ο σχεδιασμός του βρόχου ανάγεται σε πρόβλημα σχεδίασης φίλτρου. Για να συμπεριφέρεται το φίλτρο όπως χρειάζεται πρέπει να ακολουθεί δύο βασικούς κανόνες:

- 1) Στις χαμηλές συχνότητες, η ενίσχυση βρόχου πρέπει να βρίσκεται όσο πιο κοντά γίνεται στην μονάδα.
- 2) Στις υψηλές συχνότητες, η ενίσχυση βρόχου πρέπει να βρίσκεται όσο πιο κοντά γίνεται στο μηδέν.

Έτσι το φίλτρο του συστήματος θα προσεγγίζει όσο καλύτερα γίνεται ένα ιδεατό βαθυπερατό φίλτρο δίνοντας έτσι όχι μόνο ακριβή μέτρηση της γωνίας αλλά και ικανοποιητική σίγαση υψίσυχνου θορύβου.

3.4.2.2 Εισαγωγή στο φίλτρο Chebysev

Επαναλαμβάνεται ότι στόχος είναι η σχεδίαση παραμέτρων ενός τύπου III PLL με φίλτρο Chebysev έτσι ώστε να προσεγγίζει ένα ιδεατό βαθυπερατό φίλτρο. Η συνάρτηση μεταφοράς πλάτους ενός φίλτρου Chebysev τύπου πδίνεται από την σχέση:

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}} \quad 3-83$$

Όπου :

- ω_0 η συχνότητα αποκοπής
- $T_n(\omega)$ το πολυώνυμο Chebysev
- ε ο συντελεστής κυματισμού για την ζώνη πέρασης

Αν ο συντελεστής κυματισμού εκφραστεί σε dB, ορίζεται ως ξ :

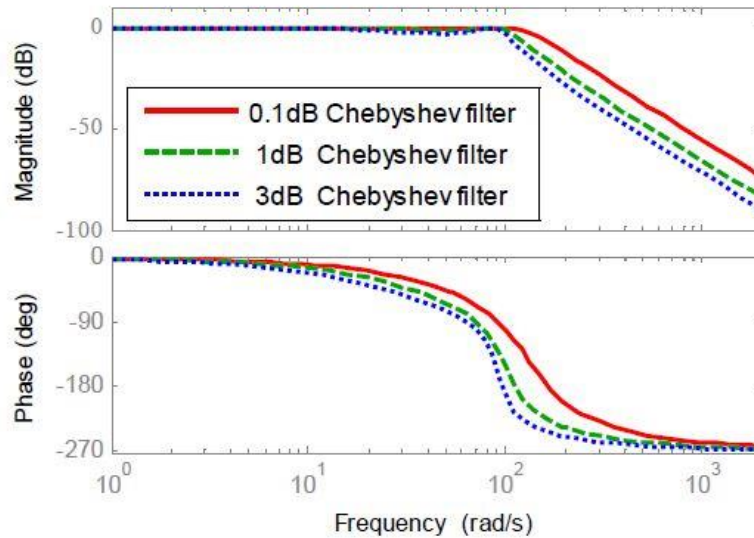
$$\xi = -20 \log\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}\right) = 10 \log(1 + \varepsilon^2) \quad 3-84$$

Τότε το φίλτρο μπορεί να χαρακτηριστεί ως φίλτρο Chebysev ξ (dB). Για παράδειγμα ένα το φίλτρο Chebysev 1 dB σημαίνει ότι $\xi=1$ άρα $\varepsilon=0.50885$.

Η συνάρτηση πλάτους του φίλτρου καθορίζεται από τις παραμέτρους ω_0 και ξ . Η συχνότητα ω_0 επιλέγεται ανάλογα με τις δυναμικές απαιτήσεις του συστήματος και το εύρος συχνοτήτων του θορύβου.

Για τον συντελεστή κυματισμού ξ , η τιμή του επηρεάζει την διακύμανση του κέρδους και την μορφή της συνάρτησης πλάτους στις υψηλές συχνότητες της ζώνης πέρασης. Για $\omega_0=100$ r/s τα διαγράμματα Bode για το φίλτρο Chebysev 3^{ης} τάξης για διαφορετικά ξ φαίνονται στο σχήμα 3.16. Παρατηρείται ότι μετά τα 100 rad/s, όσο μεγαλύτερο το ξ , τόσο μικρότερο το πλάτος υψηλών συχνοτήτων, καλύτερη η σίγαση θορύβου αλλά με κόστος την διακύμανση κέρδους στις χαμηλές συχνότητες. Με μικρότερο ξ

επιτυγχάνεται μικρότερη διακύμανση στις χαμηλές συχνότητες καθώς και μικρότερη καθυστέρηση φάσης. Όπως σε όλα τα πρακτικά συστήματα, ανάλογα με την εφαρμογή επιλέγονται τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του φίλτρου.



3.16 Διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης για 3^{ης} τάξης φίλτρο Chebyshev με συχνότητα αποκοπής $\omega_0=100$ r/s και αυξανόμενο ξ .

Όσο μεγαλώνει το ξ , επιτυγχάνεται πιο άμεση αποκοπή εις βάρος των ιδεατών χαρακτηριστικών στην ζώνη πέρασης.

Ύστερα από την επιλογή του συντελεστή κυματισμού ξ , η συνάρτηση μεταφοράς για ένα φίλτρο Chebyshev τάξης n γράφεται ως εξής:

$$H(s) = \frac{a_n \omega_0^n}{s^n + a_1 \omega_0 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} \omega_0^{n-1} s + a_n \omega_0^n} \quad 3-85$$

Για το τρίτης τάξης φίλτρο προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς :

$$H(s) = \frac{a_3 \omega_0^3}{s^3 + a_1 \omega_0 s^2 + a_2 \omega_0^2 s + a_3 \omega_0^3} \quad 3-86$$

3.4.2.3 Σχεδιασμός παραμέτρων τύπου III PLL

Στο σημείο αυτό επαναλαμβάνονται οι συναρτήσεις μεταφοράς που υπολογίστηκαν στο κεφάλαιο 3.4.2.

$$G_{\theta}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{q_1 s^2 + q_2 s + q_3}{s^3 + q_1 s^2 + q_2 s + q_3} \quad 3-87$$

$$G_{\omega}(s) = \frac{\hat{\omega}(s)}{\omega(s)} = \frac{q_2 s + q_3}{s^3 + q_1 s^2 + q_2 s + q_3} \quad 3-88$$

$$H(s) = \frac{a_3 \omega_0^3}{s^3 + a_1 \omega_0 s^2 + a_2 \omega_0^2 s + a_3 \omega_0^3} \quad 3-89$$

Συγκρίνοντας τους παρονομαστές από την συνάρτηση μεταφοράς που υπολογίστηκε με αυτήν του θεωρητικού φίλτρου προκύπτει η σχέση μεταξύ των παραμέτρων σχεδίασης q και των θεωρητικών παραμέτρων a .

$$\begin{aligned} q_1 &= a_1 \omega_0 \\ q_2 &= a_2 \omega_0^2 \\ q_3 &= a_3 \omega_0^3 \end{aligned} \quad 3-90$$

Με τον τρόπο αυτό, οι ιδιοτιμές του τύπου III PLL τοποθετούνται έτσι ώστε να ταυτίζονται με αυτές ενός βαθυπερατού φίλτρου Chebyshev. Έτσι, είναι δυνατή η επιλογή παραμέτρων που να αποδίδουν βέλτιστα δυναμικά χαρακτηριστικά. Για τον σχεδιασμό ολόκληρου του PLL αρκεί να γίνει επιλογή της συχνότητας αποκοπής ω_0 και του συντελεστή κυματισμού ξ (dB). Ύστερα, αφού γίνει η επιλογή αυτών με βάση την επιθυμητή συμπεριφορά του φίλτρου, οι συντελεστές στις συναρτήσεις μεταφοράς προκύπτουν άμεσα και παρουσιάζονται για ευκολία στον παρακάτω πίνακα:

$\xi(\text{dB})$	α_1	α_2	α_3
0.1	1.93881	2.62949	1.63805
0.5	1.25291	1.53490	0.71569
1	0.98834	1.23841	0.49131
2	0.73782	1.02219	0.23689
3	0.59724	0.92835	0.25059

3.2 Πίνακας προσδιορισμού κερδών βρόχου κλειδώματος φάσης

Με βάση όσα παρουσιάστηκαν παραπάνω, στην παρούσα διπλωματική επιλέχθηκε φίλτρο Chebysev 3^{ης} τάξης 0.5 dB με συχνότητα αποκοπής $\omega_0 = 290\text{r/s}$.

Με γνωστές αυτές τις δύο παραμέτρους, οι συντελεστές στις συναρτήσεις μεταφοράς φίλτρου προκύπτουν από το παραπάνω πινακάκι ως εξής:

- $q_1 = 1.25291 * 290 = 363.3439$
- $q_2 = 1.53490 * 290^2 = 129085.09$
- $q_3 = 0.71569 * 290^3 = 17454475.63$

4 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του μοντέλου που δημιουργήθηκε στην παρούσα διπλωματική όπως αυτό υλοποιήθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια. Γίνεται προσομοίωση σε τέσσερα διαφορετικά σενάρια για τον κινητήρα και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα με σύντομη επεξήγηση. Τέλος, γίνεται σύγκριση με την μέθοδο σχεδιασμού των ελεγκτών κατά Hinmarsh και εν τέλει παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της σύγκρισης. Ακολουθώντας όσα παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 2.5.4 οι συντελεστές των ελεγκτών κατά Hinmarsh βρέθηκαν:

Για του ελεγκτές των ρευμάτων:

$$\begin{aligned} K_c^d &= K_c^q = 39.6 \\ \tau_l^d &= \tau_l^q = 4166.67 \end{aligned} \quad 4-1$$

Και για του ελεγκτές της ταχύτητας:

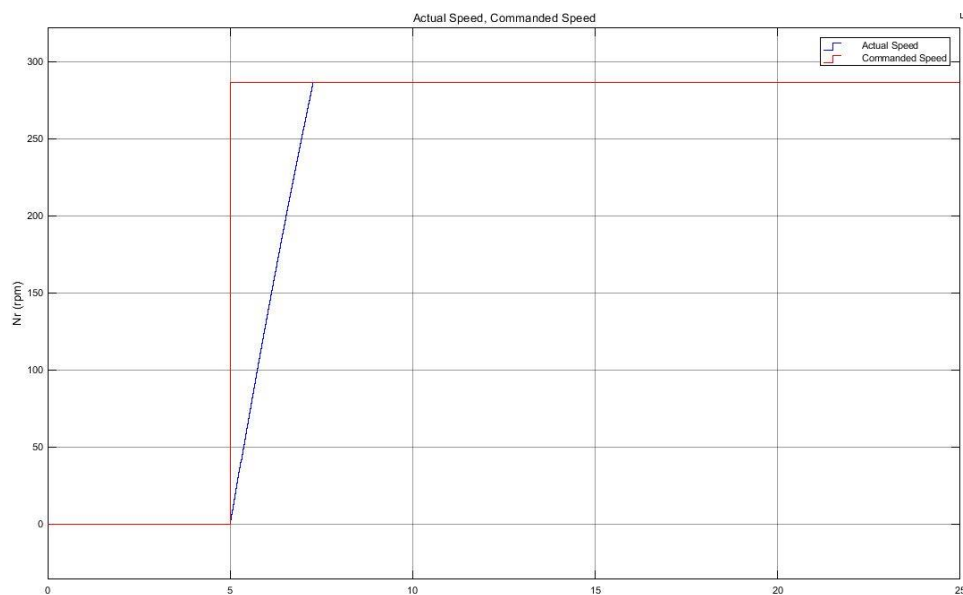
$$\begin{aligned} K_c &= 562.95 \\ \tau_l &= 2.688 \end{aligned} \quad 4-2$$

Ωστόσο αξίζει να σημειωθεί ότι ενώ για τους ελεγκτές ρευμάτων η μέθοδος ακολουθήθηκε κατά γράμμα, στον ελεγκτή της ταχύτητας χρειάστηκαν κάποιες τροποποιήσεις. Συγκεκριμένα, όταν βρέθηκε το αναλογικό κέρδος που οδηγεί την απόκριση ταχύτητας σε αστάθεια, το σήμα της ταχύτητας δεν έκανε καθαρή ταλάντωση και ως εκ τούτου δεν είχε ξεκάθαρη συχνότητα. Υπενθυμίζεται σε αυτό το σημείο ότι κατά Hinmarsh, η σταθερά χρόνου του ολοκληρωτικού ελεγκτή επιλέγεται ίση με $\frac{1}{1.2}$ επί την συχνότητα της ταλάντωσης κατά την αστάθεια του σήματος. Στην παρούσα διπλωματική το σήμα της ταχύτητας κατά την αστάθεια αναλύθηκε από φασματογράφο για να βρεθεί η θεμελιώδης συνιστώσα της ταλάντωσης η οποία βρέθηκε 3.2258 Hz και ως εκ τούτου η σταθερά χρόνου του ελεγκτή επιλέχθηκε ίση με 2.688.

4.1 Εκκίνηση κινητήρα σε κενό φορτίο

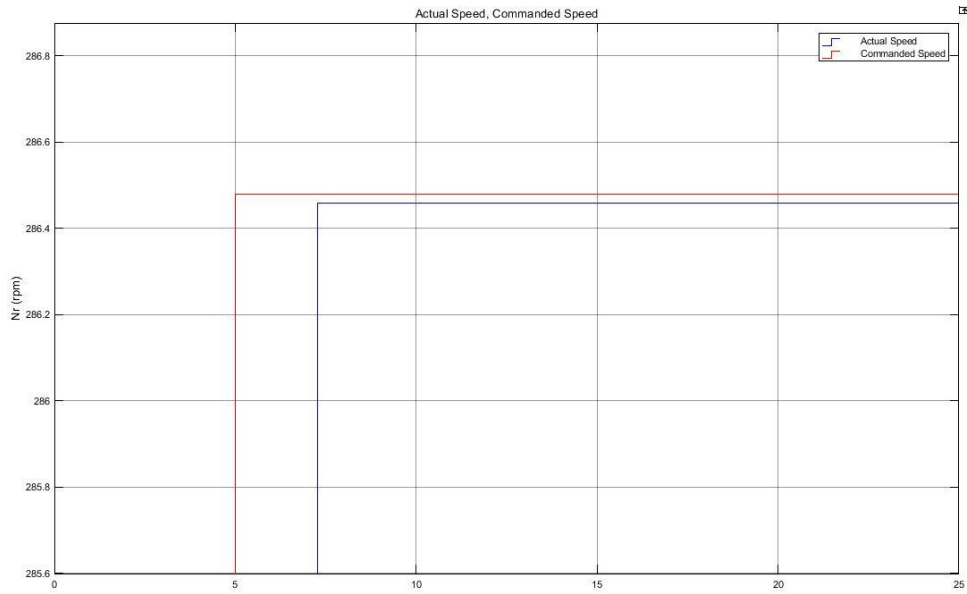
4.1.1 Μέθοδος διπλωματικής

Η πρώτη προσομοίωση που γίνεται είναι η εκκίνηση κινητήρα υπό κενό φορτίο. Ο κινητήρας ξεκινά εν στάση και στο 5^ο δευτερόλεπτο της προσομοίωσης του δίνεται μια βηματική διέγερση ταχύτητας ίση με 30 rad/s ή 286.48 rpm. Η προσομοίωση αφήνεται να τρέξει για 25 δευτερόλεπτα. Στα γραφήματα που ακολουθούν παρουσιάζεται η ταχύτητα του κινητήρα καθώς επίσης και οι συνιστώσες ρεύματος στρεφόμενου πλαισίου dq0. Τέλος παρουσιάζεται και η απόκλιση του παρατηρητή θέσης από την πραγματική γωνία του κινητήρα.



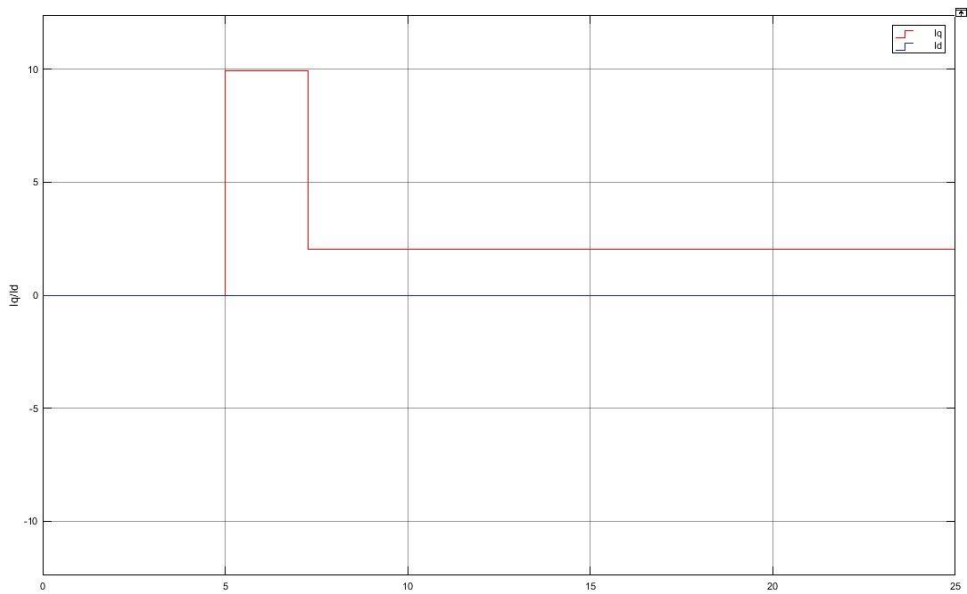
4.1 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.

Με κόκκινο φαίνεται η εντολή ταχύτητας, με μπλε η πραγματική ταχύτητα.



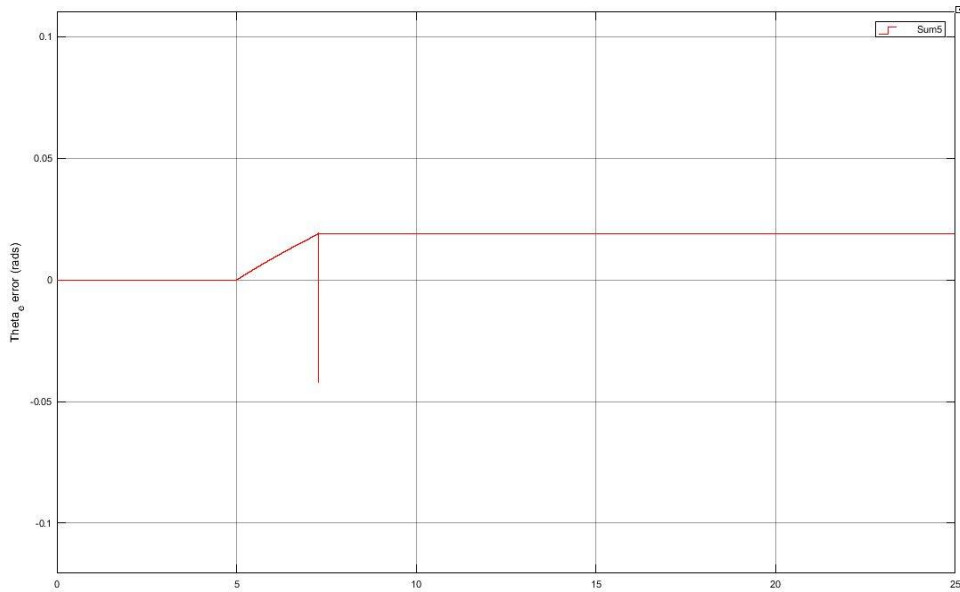
4.2 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.

Η απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας από την εντολή της είναι μικρότερη από 0.2 rpm



4.3 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.

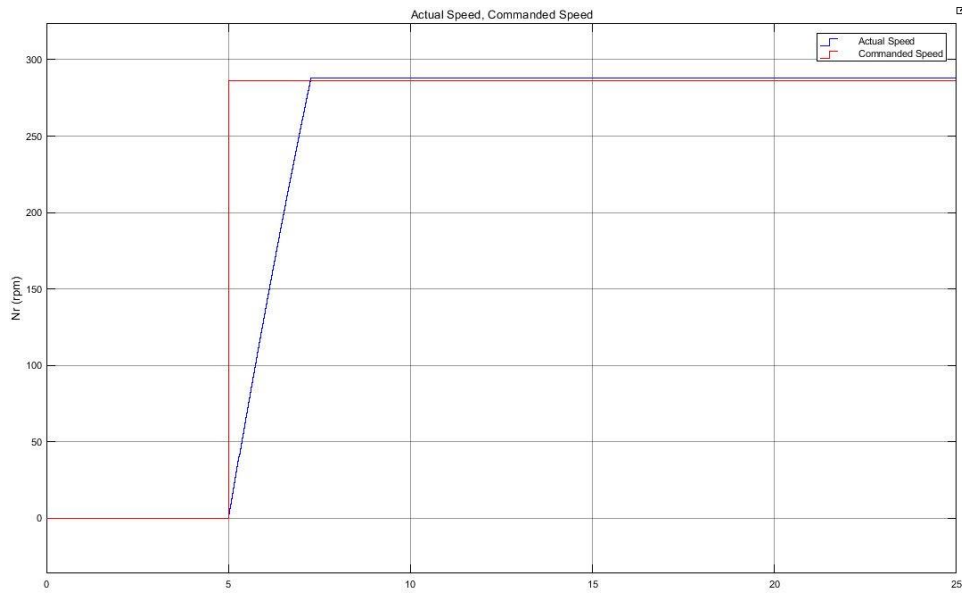
Με κόκκινο φαίνεται το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και με μπλε το ρεύμα οριζοντίου άξονα I_d



4.4 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.
Σήμα σφάλματος εξόδου του παρατηρητή θέσης.

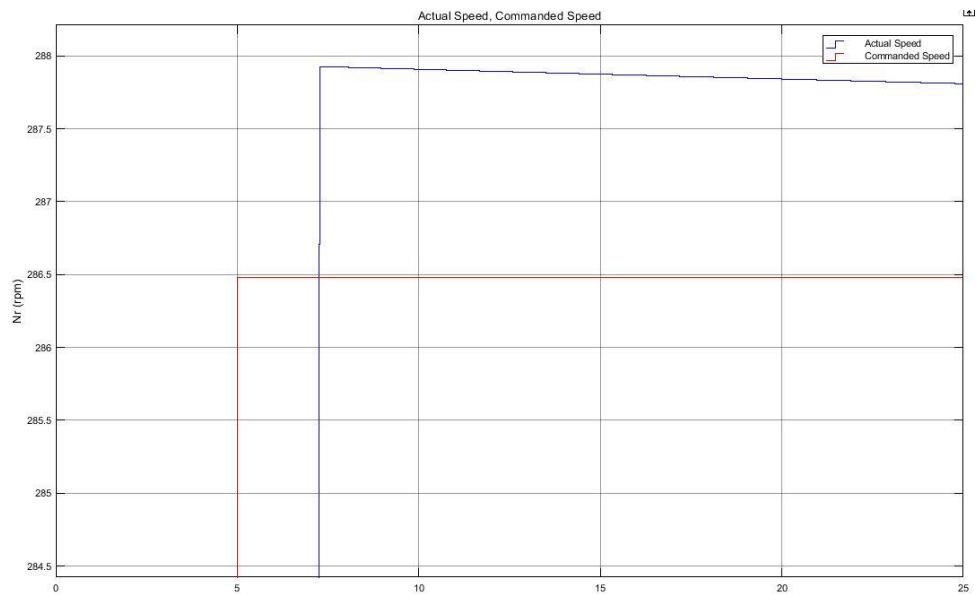
Παρατηρείται ότι οι ελεγκτές επιτυγχάνουν σχεδόν μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης στην απόκριση ταχύτητας. Μάλιστα μια τόσο μικρή απόκλιση πιθανόν να οφείλεται την αριθμητική ακρίβεια των συντελεστών των ελεγκτών. Σημαντική είναι και η παρατήρηση ότι στο σχήμα 4.2 φαίνεται ότι τα ρεύματα στρεφόμενου πλαισίου είναι όντως DC. Το ρεύμα οριζόντιου άξονα είναι μηδενικό καθ' όλη την διάρκεια της προσομοίωσης κάτι το οποίο συνεπάγεται με αποδοτική λειτουργία του κινητήρα. Το ρεύμα I_d υπενθυμίζεται ότι δεν παράγει ροπή και ως στόχος του ελέγχου είναι να είναι μηδενικό. Αντιθέτως το I_q που παράγει ροπή δείχνει και αυτό να είναι DC. Μάλιστα κατά την επιτάχυνση του κινητήρα πηγαίνει στην μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή του, στα 10 A παράγοντας έτσι μέγιστη ροπή άρα και μέγιστη επιτάχυνση. Τέλος, ο παρατηρητής θέσης καταφέρνει να κλειδώσει στην γωνία του δρομέα του κινητήρα με μόνιμο σφάλμα 0.025 rad.

4.1.2 Μέθοδος Hindmarsh



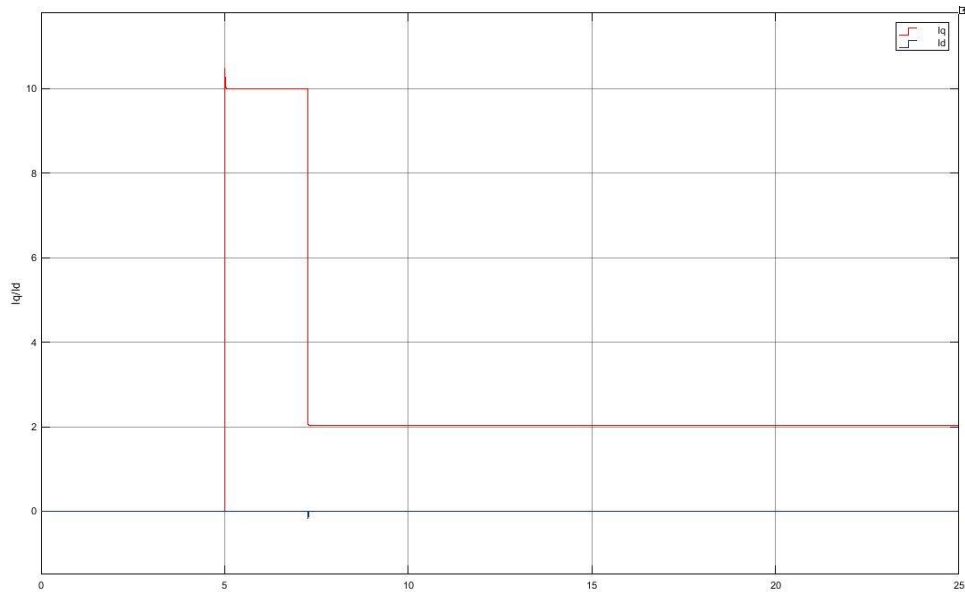
4.5 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.

Με κόκκινο φαίνεται η εντολή ταχύτητας, με μπλε η πραγματική ταχύτητα.



4.6 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.

Η απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας από την εντολή της είναι περίπου 1.5 rpm.



4.7 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.

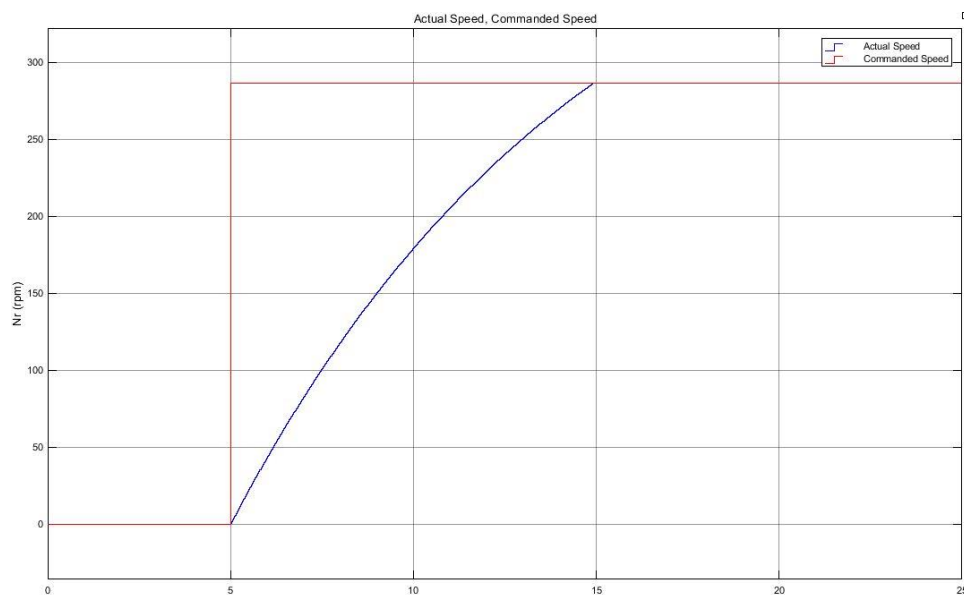
Με κόκκινο φαίνεται το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και με μπλε το ρεύμα οριζοντίου άξονα I_d

Βασική διαφορά αυτής της υλοποίησης των ελεγκτών είναι η μικρή απόκλιση που προκύπτει στην απόκριση ταχύτητας του κινητήρα. Ενώ στην αρχική υλοποίηση η απόκλιση ήταν περίπου 0.2 rpm εδώ είναι 1.5. Προφανώς και στις δύο περιπτώσεις το σφάλμα είναι αμελητέο και στα όρια του σφάλματος μέτρησης για πρακτικές εφαρμογές. Τέλος, στην απόκριση των ρευμάτων στρεφόμενου πλαισίου, στην δεύτερη υλοποίηση παρατηρούνται κάποιες ανεπαίσθητες κορυφές κατά την αλλαγή κατάστασης, κάτι το οποίο επίσης κρίνεται αμελητέο.

4.2 Εκκίνηση κινητήρα υπό φορτίο

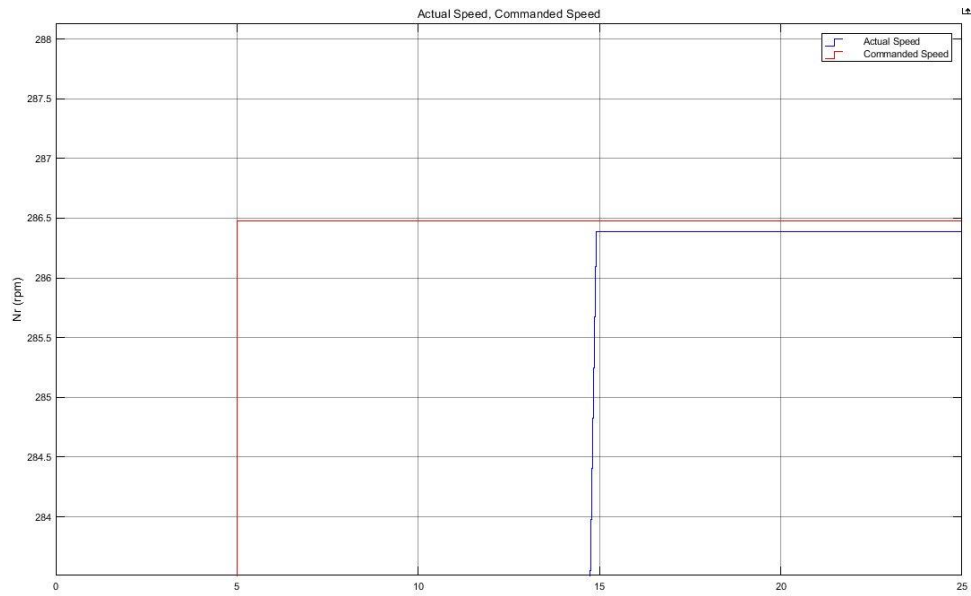
4.2.1 Μέθοδος διπλωματικής

Η δεύτερη προσομοίωση που γίνεται είναι η εκκίνηση κινητήρα υπό ονομαστικό φορτίο ίσο με 5 Nm. Ο κινητήρας ξεκινά εν στάση και στο 5^ο δευτερόλεπτο της προσομοίωσης του δίνεται μια βηματική διέγερση ταχύτητας ίση με 30 rad/s ή 286.48 rpm. Η προσομοίωση αφήνεται να τρέξει για 25 δευτερόλεπτα. Στα γραφήματα που ακολουθούν παρουσιάζεται η ταχύτητα του κινητήρα καθώς επίσης και οι συνιστώσες ρεύματος στρεφόμενου πλαισίου dq0. Τέλος παρουσιάζεται και η απόκλιση του παρατηρητή θέσης από την πραγματική γωνία του κινητήρα.



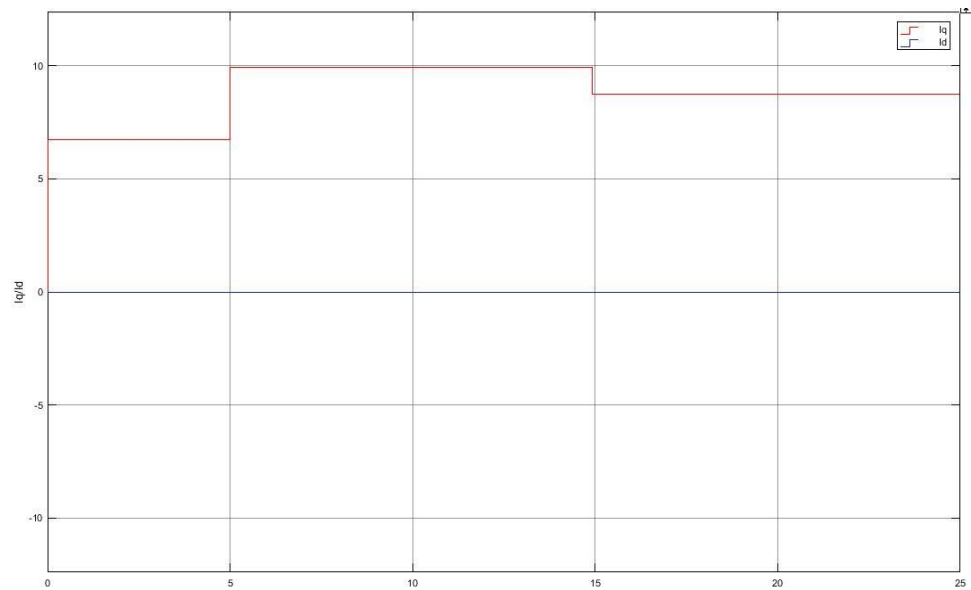
4.8 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο.

Με κόκκινο φαίνεται η εντολή ταχύτητας, με μπλε η πραγματική ταχύτητα.



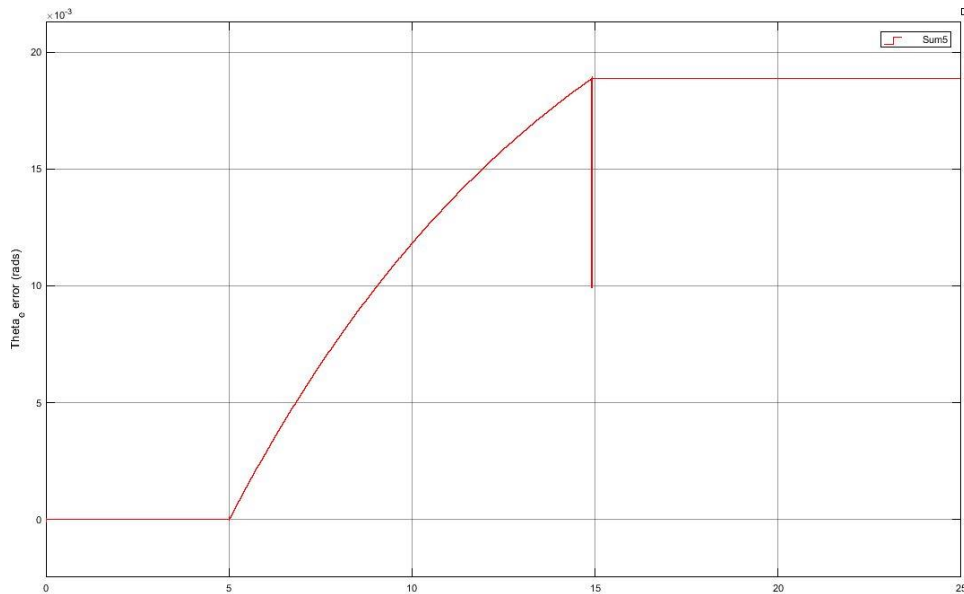
4.9 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο.

Η απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας από την εντολή της είναι μικρότερη από 0.2 rpm.



4.10 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο.

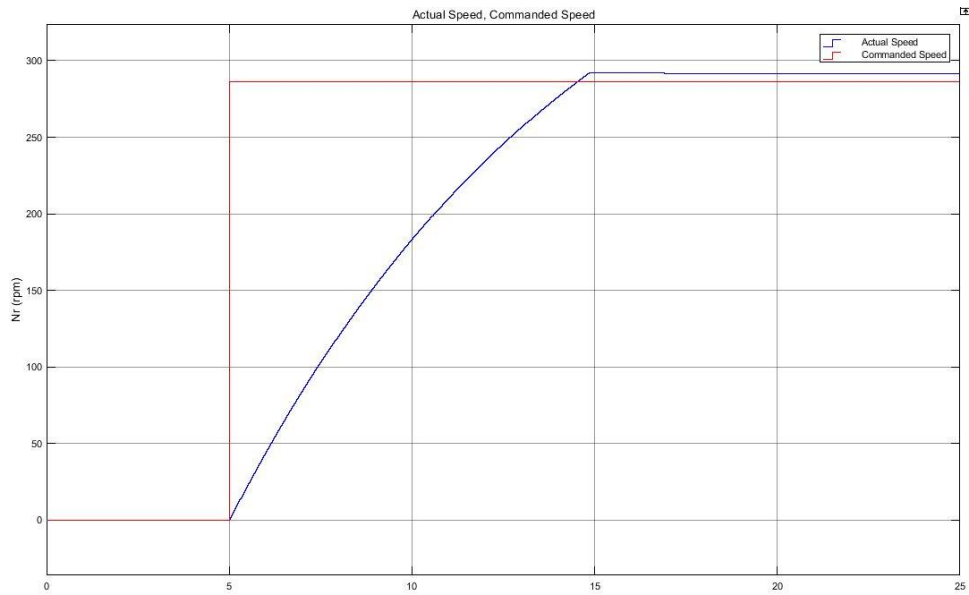
Με κόκκινο φαίνεται το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και με μπλε το ρεύμα οριζοντίου άξονα I_d



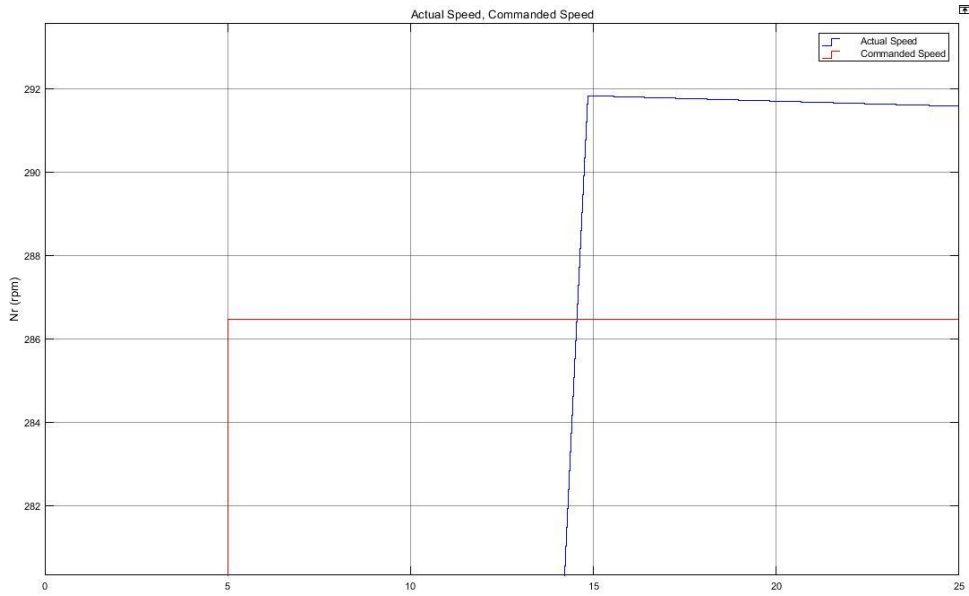
*4.11 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο.
Σήμα σφάλματος εξόδου του παρατηρητή θέσης.*

Εμφανής είναι η επίδραση του φορτίου στην επιτάχυνση του κινητήρα, καθώς χρειάζεται σχεδόν τετραπλάσιο χρόνο για να φτάσει η ταχύτητα στην εντολή της. Ωστόσο, το σφάλμα μόνιμης κατάστασης ταχύτητας είναι πρακτικά μηδενικό και πάλι. Επίσης τα ρεύματα στρεφόμενου πλαισίου παραμένουν ξεκάθαρα DC. Ως εκ τούτου οι ελεγκτές λειτουργούν σωστά και επιτυγχάνουν τον στόχο του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου. Επίσης, τονίζεται για άλλη μια φορά σε αυτό το σημείο ότι το ρεύμα καθέτου άξονα I_q το οποίο ευθύνεται για την ροπή του κινητήρα είναι περιορισμένο στα 10A. Αυτό γίνεται για την προστασία του κινητήρα, οι ελεγκτές δεν πρόκειται να δώσουν εντολή ρεύματος πάνω από 10 A, ένα είδος soft περιορισμού στο σύστημα. Αν το ρεύμα καθέτου άξονα έπαιρνε μεγαλύτερες τιμές, ο κινητήρας θα είχε μεγαλύτερη επιτάχυνση υπό φορτίο. Τέλος και σε αυτό το σενάριο ο παρατηρητής θέσης κλειδώνει στην γωνία του κινητήρα με μόνιμο σφάλμα περίπου ίσο με 0.02 rad όπως και στην προηγούμενη προσομοίωση.

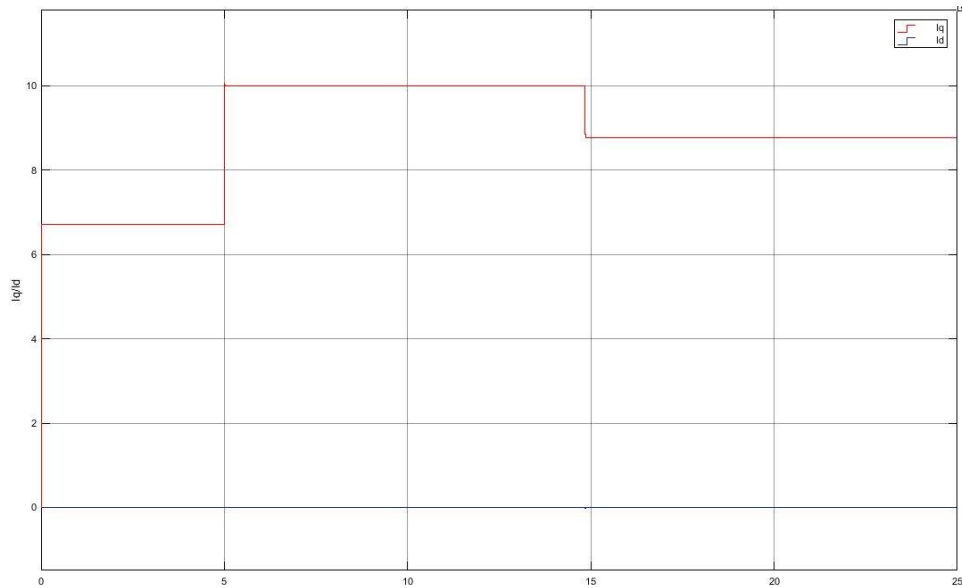
4.2.2 Μέθοδος Hindmarsh



4.12 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο.
Με κόκκινο φαίνεται η εντολή ταχύτητας, με μπλε η πραγματική ταχύτητα.



4.13 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο.
Η απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας από την εντολή της είναι περίπου 5.5rpm.



4.14 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο.

Με κόκκινο φαίνεται το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και με μπλε το ρεύμα οριζοντίου άξονα I_d

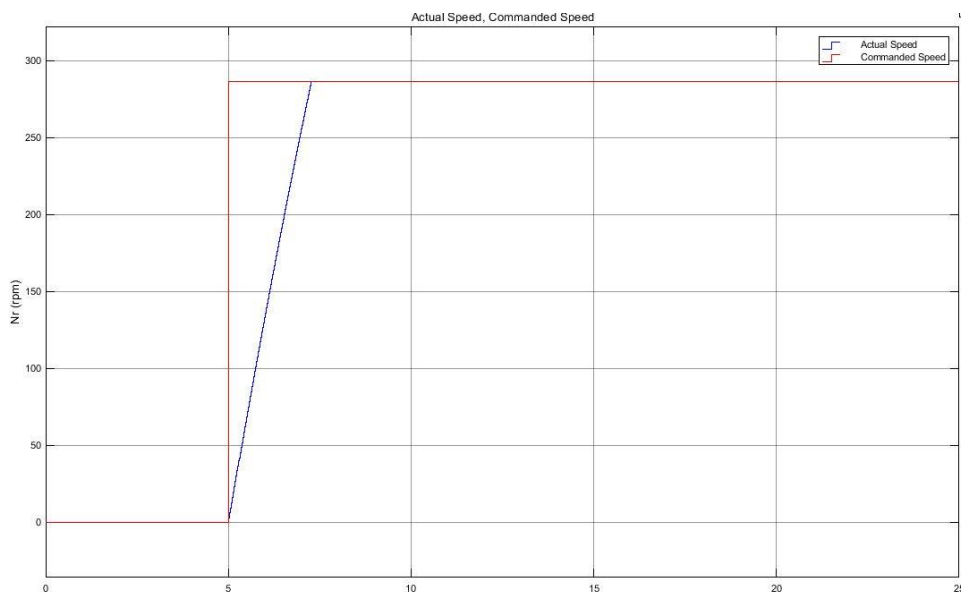
Στην περίπτωση που ο κινητήρας λειτουργεί υπό φορτίο υπάρχει μεγαλύτερο σφάλμα μόνιμης κατάστασης στην απόκριση της ταχύτητας, περίπου 5.5 rpm στην υλοποίηση κατά Hinmarsh ενώ στην αρχική υλοποίηση το σφάλμα υπό φορτίο παραμένει ίδιο με το σφάλμα κενού φορτίου.

Οι ελεγκτές για τα ρεύματα και στις δύο περιπτώσεις συμπεριφέρονται πανομοιότυπα.

4.3 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα

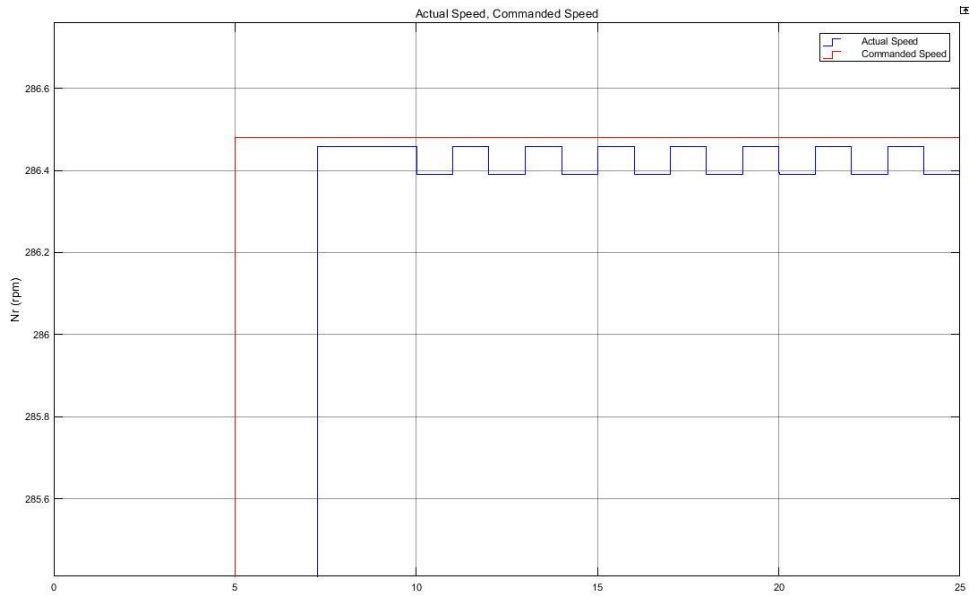
4.3.1 Μέθοδος διπλωματικής

Η τρίτη προσομοίωση που γίνεται είναι η εκκίνηση κινητήρα υπό κενό φορτίο, ύστερα εφαρμογή και αυξομείωση του φορτίου του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα. Ο κινητήρας ξεκινά εν στάση και στο 5^ο δευτερόλεπτο της προσομοίωσης του δίνεται μια βηματική διέγερση ταχύτητας ίση με 30 rad/s ή 286.48 rpm. Στο 10^ο δευτερόλεπτο της προσομοίωσης και αφού ο κινητήρας στρέφεται με ταχύτητα 30 r/s εφαρμόζεται ονομαστικό φορτίο 5 Nm στον κινητήρα. Ύστερα κάθε ένα δευτερόλεπτο γίνεται εναλλαγή του φορτίου του κινητήρα βηματικά μεταξύ κενού φορτίου και ονομαστικού φορτίου. Η προσομοίωση αφήνεται να τρέξει για 25 δευτερόλεπτα. Στα γραφήματα που ακολουθούν παρουσιάζεται η ταχύτητα του κινητήρα καθώς επίσης και οι συνιστώσες ρεύματος στρεφόμενου πλαισίου dq0. Τέλος παρουσιάζεται και η απόκλιση του παρατηρητή θέσης από την πραγματική γωνία του κινητήρα.



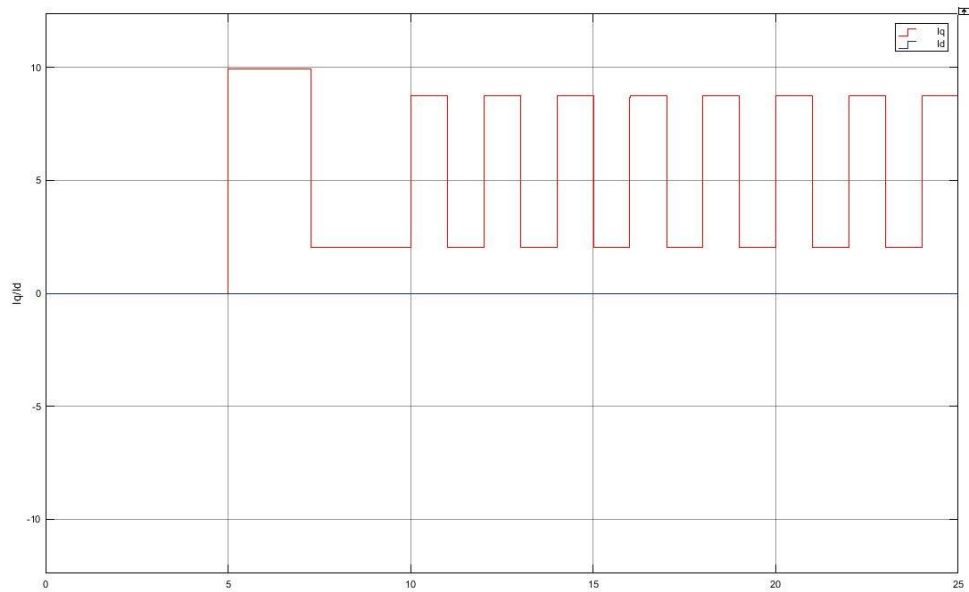
4.15 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα.

Με κόκκινο φαίνεται η εντολή ταχύτητας, με μπλε η πραγματική ταχύτητα.



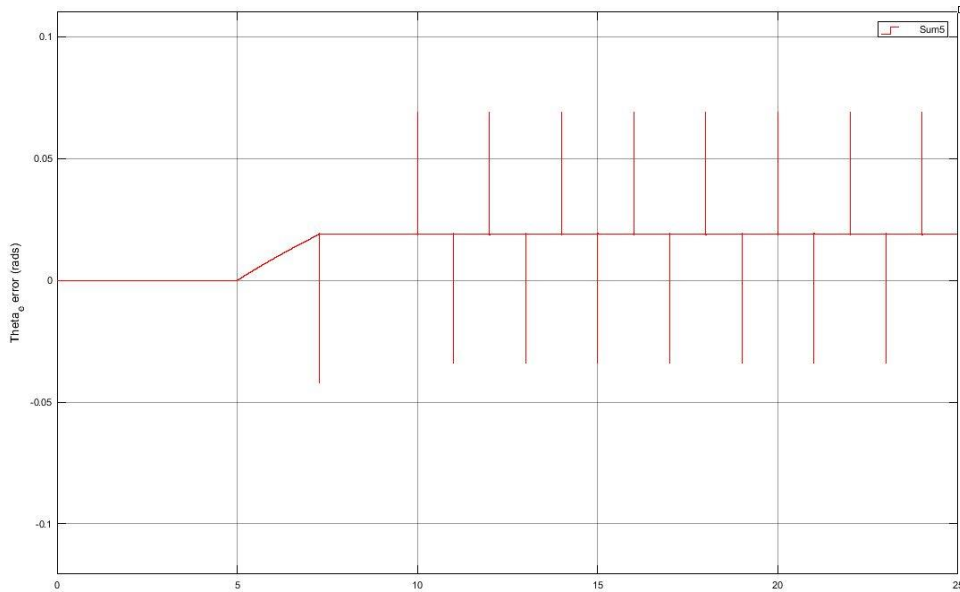
4.16 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα

Η απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας από την εντολή της είναι μικρότερη από 0.2 rpm.



4.17 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα

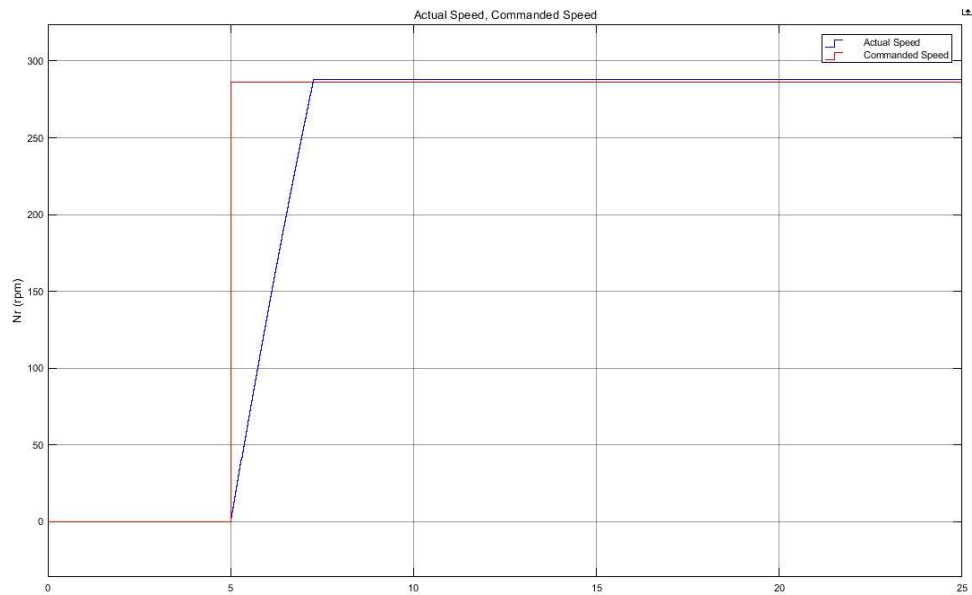
Με κόκκινο φαίνεται το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και με μπλε το ρεύμα οριζοντίου άξονα I_d



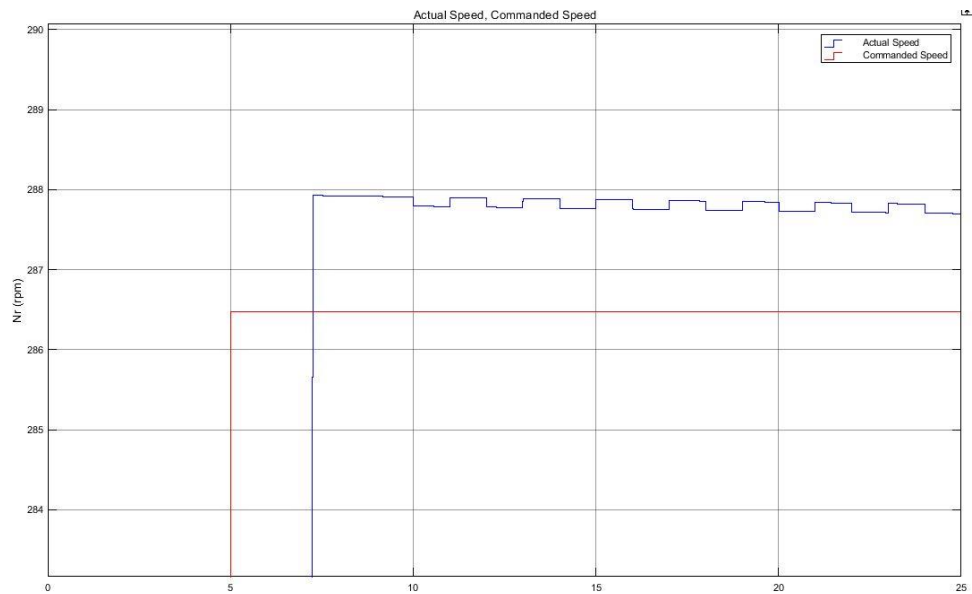
*4.18 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα
Σήμα σφάλματος εξόδου του παρατηρητή θέσης.*

Το πρώτο πράγμα που παρατηρεί κανείς είναι ότι στην απόκριση ταχύτητας δεν φαίνεται η εφαρμογή φορτίου στον κινητήρα παρά μόνο κατά την εστίαση στο διάγραμμα. Αυτό συνεπάγεται ότι οι ελεγκτές λειτουργούν αρκετά γρήγορα και αποτελεσματικά ώστε η αλλαγή φορτίου να μην έχει φαινομενικά επίδραση στην ταχύτητα του κινητήρα. Στο διάγραμμα 4.10 φαίνεται ότι με την εναλλαγή του φορτίου οι ταχύτητα του κινητήρα αλλάζει κατά 0.1 rpm περίπου, νούμερο που είναι αμελητέο για την λειτουργία του κινητήρα. Επίσης ξεκάθαρη είναι η εναλλαγή φορτίου στα ρεύμα στρεφόμενου πλαισίου dq0. Το ρεύμα I_d παραμένει μηδενικό και το ρεύμα I_q αυξομειώνεται μαζί με το φορτίο κάτι που δείχνει και την ευθεία συσχέτιση που έχει το ρεύμα καθέτου άξονα με την ροπή του κινητήρα. Κατά την επιτάχυνση το ρεύμα I_q πηγαίνει στην μέγιστη τιμή του για μέγιστη επιτάχυνση και ύστερα εναλλάσσεται μεταξύ δύο τιμών οι οποίες αντιστοιχούν στην ροπή που χρειάζεται ο κινητήρας για να διατηρήσει σταθερή ταχύτητα. Τέλος, σε αυτό το σενάριο ο παρατηρητής θέσης κλειδώνει στην γωνία του κινητήρα με σφάλμα αντίστοιχο με τις προηγούμενες προσομοιώσεις της τάξης του 0.02 rad, όμως παρατηρείται ότι οι απότομες εναλλαγές φορτίου παρουσιάζουν αιφνίδιες αποκλίσεις στην πρόβλεψη της γωνίας του δρομέα κατά την αλλαγή κατάστασης. Ωστόσο ακόμα και σε βηματικές αλλαγές φορτίου, ο παρατηρητής θέσης δείχνει να αντιδρά γρήγορα και να μην χάνει τον συγχρονισμό του.

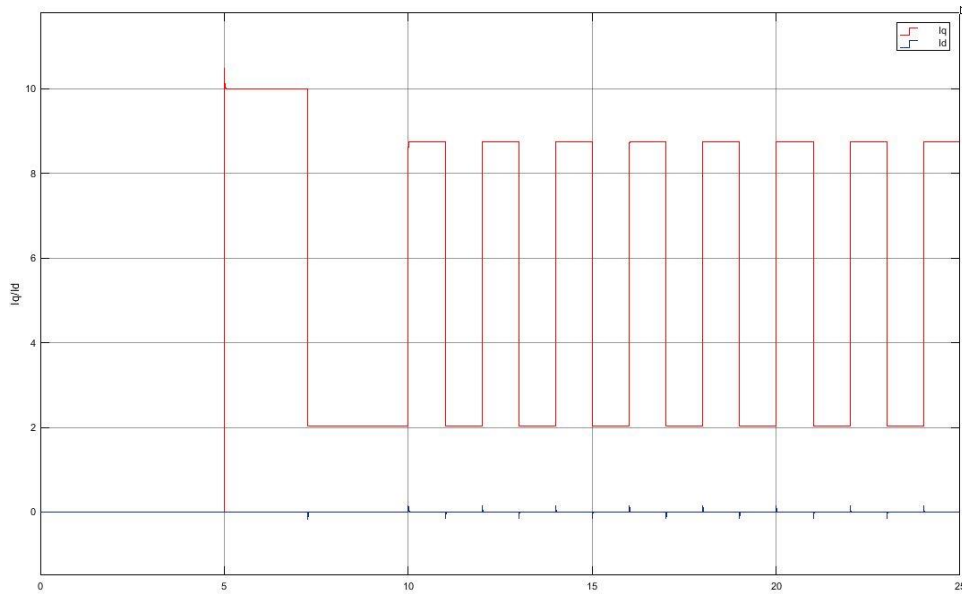
4.3.2 Μέθοδος Hindmarsh



4.19 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα.
Με κόκκινο φαίνεται η εντολή ταχύτητας, με μπλε η πραγματική ταχύτητα.



4.20 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα
Η απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας από την εντολή της είναι περίπου 1.5rpm.



4.21 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα

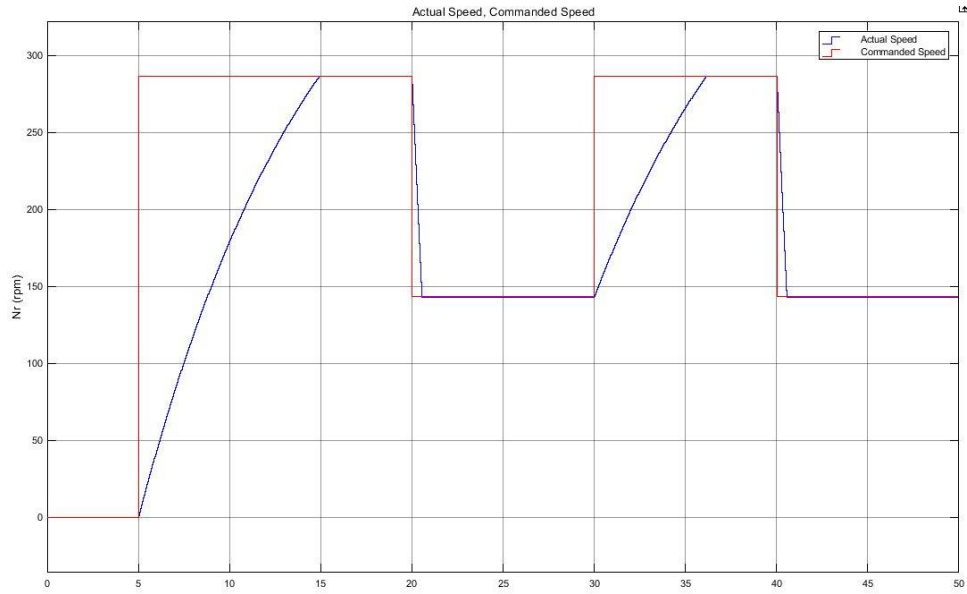
Με κόκκινο φαίνεται το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και με μπλε το ρεύμα οριζοντίου άξονα I_d

Και πάλι παρατηρείται μια μικρή απόκλιση στην ταχύτητα του κινητήρα από την εντολή του περίπου 1.5 rpm σε αντίθεση με τα 0.2 rpm της αρχικής υλοποίησης. Επίσης παρατηρούνται μικρές κορυφές στο ρεύμα οριζοντίου άξονα κατά την αλλαγή κατάστασης.

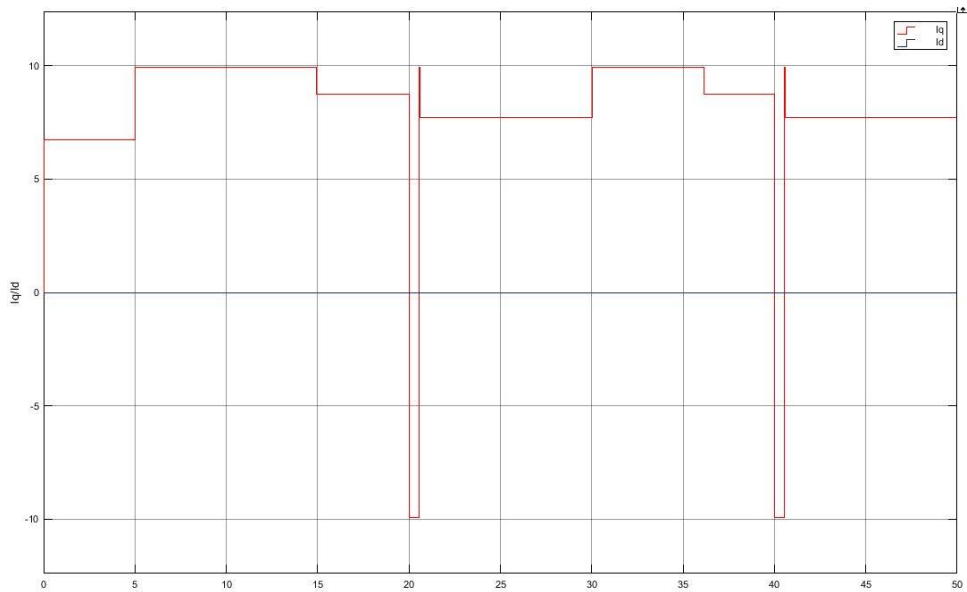
4.4 Αλλαγές ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο

4.4.1 Μέθοδος διπλωματικής

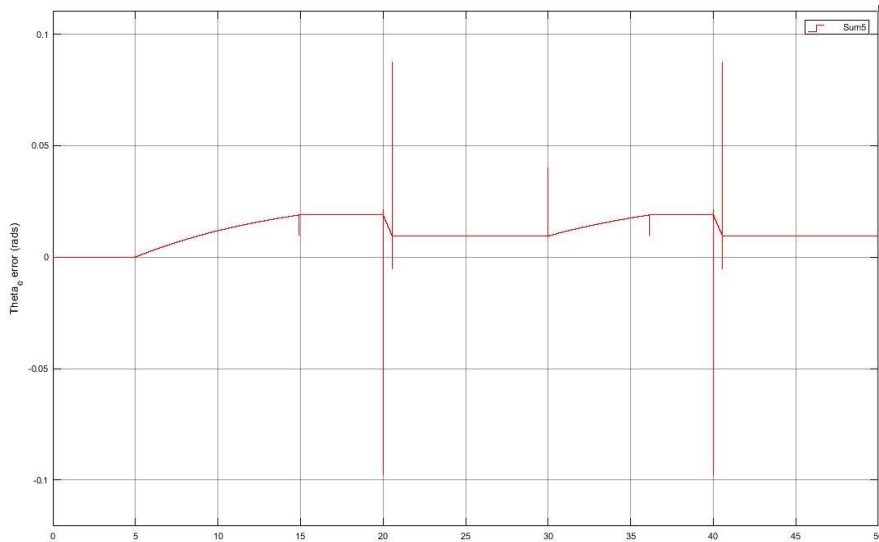
Η τελευταία προσομοίωση που γίνεται είναι η εκκίνηση κινητήρα υπό ονομαστικό φορτίο 5 Nm, ύστερα αυξομείωση της ταχύτητας του κινητήρα μέσω των ελεγκτών. Ο κινητήρας ξεκινά εν στάση και υπό φορτίο και στο 5^ο δευτερόλεπτο της προσομοίωσης του δίνεται μια βηματική διέγερση ταχύτητας ίση με 30 rad/s ή 286.48 rpm. Στο 20^ο δευτερόλεπτο της προσομοίωσης και αφού ο κινητήρας στρέφεται με ταχύτητα 30 r/s υπό ονομαστικό φορτίο 5 Nm, δίνεται βηματική εντολή ταχύτητας ίση με 15 r/s ή 143.24 rpm. Ύστερα κάθε δέκα δευτερόλεπτα γίνεται εναλλαγή της εντολής ταχύτητας του κινητήρα βηματικά μεταξύ 15 και 30 r/s. Η προσομοίωση αφήνεται να τρέξει για 50 δευτερόλεπτα. Στα γραφήματα που ακολουθούν παρουσιάζεται η ταχύτητα του κινητήρα καθώς επίσης και οι συνιστώσες ρεύματος στρεφόμενου πλαισίου dq0. Τέλος παρουσιάζεται και η απόκλιση του παρατηρητή θέσης από την πραγματική γωνία του κινητήρα.



4.22 Αλλαγές ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο.
 Με κόκκινο φαίνεται η εντολή ταχύτητας, με μπλε η πραγματική ταχύτητα.



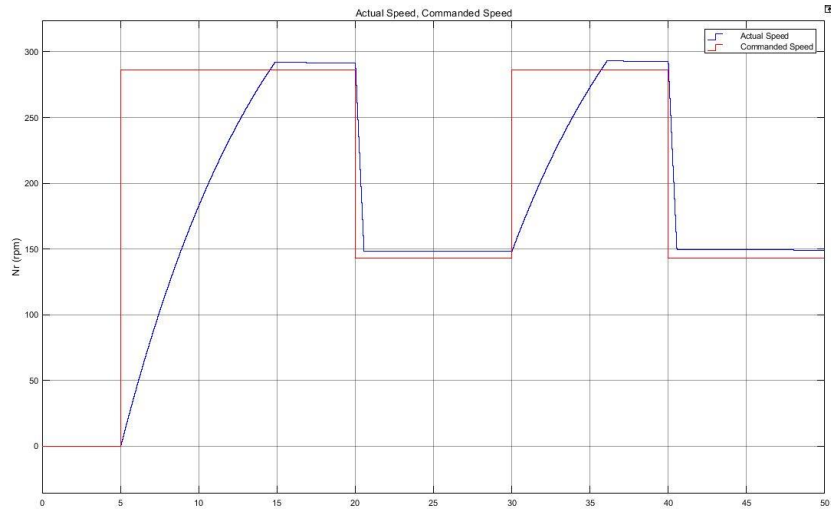
4.23 Αλλαγές ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο.
 Με κόκκινο φαίνεται το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και με μπλε το ρεύμα οριζοντίου άξονα I_d



4.24 Αλλαγές ταχύτητας ύπο σταθερό φορτίο.
Σήμα σφάλματος εξόδου του παρατηρητή θέσης.

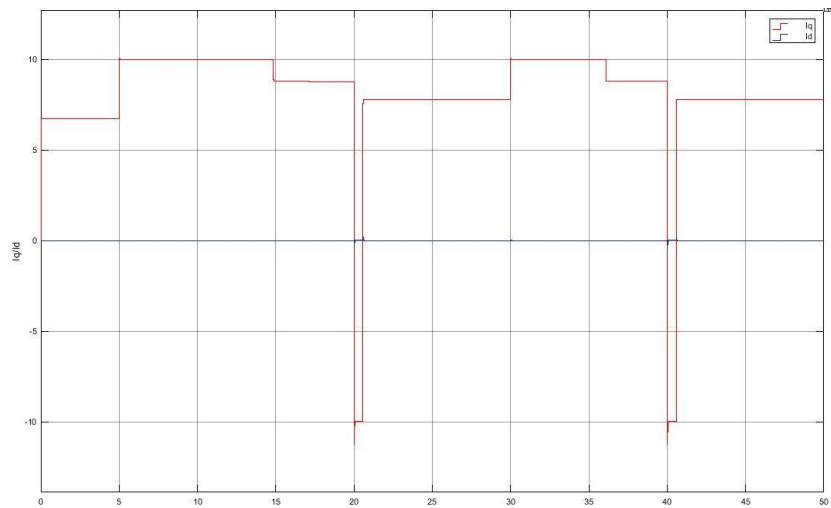
Κατά την τελευταία προσομοίωση γίνεται ξεκάθαρο ότι οι ελεγκτές λειτουργούν σωστά και εφαρμόζουν έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου. Στο διάγραμμα 4.13 της ταχύτητας του κινητήρα, παρατηρείται ότι ακόμα και σε αυτό το σύνθετο σενάριο το σφάλμα μόνιμης κατάστασης ταχύτητας του κινητήρα είναι πρακτικά μηδέν. Επίσης, κάτι το οποίο ήταν αναμενόμενο και φαίνεται στο διάγραμμα είναι ότι ο κινητήρας φρενάρει αρκετά γρηγορότερα από ότι επιταχύνει. Δηλαδή η εντολή αύξησης ταχύτητας χρειάζεται περισσότερο χρόνο από την εντολή μείωσής της. Επίσης σημαντικό είναι το γεγονός ότι ακόμα και σε αυτό το σενάριο δεν εμφανίζονται ταλαντώσεις ταχύτητας κατά την άφιξη στην νέα θέση ισορροπίας. Η απόκριση του κινητήρα έχει μορφή πρώτου βαθμού κάτι το οποίο δείχνει την ορθότητα σχεδιασμού των ελεγκτών. Για άλλη μια φορά τα ρεύματα στρεφόμενου πλαισίου είναι καθαρά DC ποσότητες με το ρεύμα ορθού άξονα να είναι μηδέν και ενδιαφέρον έχει το γεγονός ότι το ρεύμα I_q παίρνει και αρνητικές τιμές. Συγκεκριμένα κατά την επιβράδυνση του κινητήρα το ρεύμα καθέτου άξονα παίρνει την μέγιστη αρνητική τιμή του στα -10 A. Αυτό δείχνει ότι εφαρμόζεται μέγιστη ροπή προς την αντίθετη κατεύθυνση ώστε ο κινητήρας να ισορροπήσει στα 15 r/s καθώς επιβραδύνεται από τα 30 r/s. Τέλος, ο παρατηρητής θέσης παρουσιάζει αρκετές παρασιτικές κρουστικές κατά την μετάβαση κατάστασης, ωστόσο ακόμα και τώρα κλειδώνει στην θέση του κινητήρα με ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης 0.02 rad.

4.4.2 Μέθοδος Hindmarsh



4.25 Αλλαγές ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο.

Με κόκκινο φαίνεται η εντολή ταχύτητας, με μπλε η πραγματική ταχύτητα



4.26 Αλλαγές ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο.

Με κόκκινο φαίνεται το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και με μπλε το ρεύμα οριζοντίου άξονα I_d

Όπως και στις προηγούμενες προσομοιώσεις, έτσι και εδώ, υπάρχει ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης στην απόκριση της ταχύτητας 5.5 rpm. Οι ελεγκτές ρευμάτων συμπεριφέρονται πανομοιότυπα.

4.5 Σύγκριση των δύο μεθόδων σχεδιασμού ελεγκτών

Έχοντας πλέον τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τα τέσσερα διαφορετικά σενάρια λειτουργίας του κινητήρα, γίνεται σε αυτό το σημείο σύγκριση μεταξύ των δύο διαφορετικών μεθόδων σχεδιασμού των ελεγκτών. Για την μέθοδο που προτάθηκε στην παρούσα διπλωματική, τόσο στην απόκριση ταχύτητας όσο και στον έλεγχο των συνιστωσών ρεύματος στρεφόμενου πλαισίου φαίνεται να επιτυγχάνεται ο στόχος του ελέγχου. Ο κινητήρας σε κάθε σενάριο ακολουθεί την εντολή ταχύτητας με μηδαμινό σφάλμα μόνιμης κατάστασης έχοντας βηματική απόκριση με μορφή πρώτης τάξης μεταβατικού, καθώς κατά την άφιξη στην τελική κατάσταση απουσιάζουν οι ταλαντώσεις της απόκρισης. Σε κάθε περίπτωση, είτε με μεταβαλλόμενο φορτίο είτε με μεταβαλλόμενη εντολή ταχύτητας ο κινητήρας ακολουθεί την εντολή ταχύτητας. Επίσης, οι συνιστώσες ρεύματος στρεφόμενου πλαισίου ακολουθούν την αρχή σχεδιασμού των ελεγκτών. Το ρεύμα οριζόντιου άξονα I_d παραμένει μηδενικό σε όλη την διάρκεια της προσομοίωσης, συμπεραίνεται λοιπόν ότι ο ελεγκτής λειτουργεί σωστά επιτυγχάνοντας μέγιστη απόδοση κατά την λειτουργία του κινητήρα. Το ρεύμα καθέτου άξονα I_q το οποίο παράγει την ροπή του κινητήρα έχει άμεση απόκριση χωρίς ταλαντώσεις και ακολουθεί τις ανάγκες φορτίου του κινητήρα. Με τα άνωθεν κατά νου, είναι φανερό ότι ο σχεδιασμός των ελεγκτών του κινητήρα επιτυγχάνει έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου για την οδήγηση του κινητήρα της προσομοίωσης.

Για την μεθοδολογία σχεδιασμού ελεγκτών κατά Hindmarsh τα αποτελέσματα για του ελεγκτές ρευμάτων στρεφόμενου πλαισίου είναι ίδια με την μεθοδολογία που προτάθηκε στην διπλωματική, με μόνη διαφορά, κάποιες μικρές ανομοιομορφίες στο ρεύμα οριζόντιου άξονα κατά την αλλαγή κατάστασης του κινητήρα. Ωστόσο στην απόκριση ταχύτητας υπάρχει ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης το οποίο αν και μικρό είναι μεγαλύτερο από αυτό που εμφανίζεται με την μεθοδολογία σχεδίασης που προτάθηκε στην παρούσα διπλωματική. Μάλιστα, αυτό πιθανώς οφείλεται στο γεγονός ότι για τον σχεδιασμό του ελεγκτή κατά Hinmarsh έπρεπε να γίνουν κάποια παραπάνω βήματα για τον

προσδιορισμό των κερδών του. Όπως προαναφέρθηκε, η για το ολοκληρωτικό κέρδος είναι απαραίτητο η απόκριση του ελεγκτή κατά την αστάθεια να ταλαντώνεται με ξεκάθαρη συχνότητα. Για τον κινητήρα της προσομοίωσης, όταν το σήμα της ταχύτητας ερχόταν στην αστάθεια, παρουσίαζε θόρυβο με ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων και όχι ταλάντωση με μία συχνότητα. Ως εκ τούτου χρειάστηκε να γίνει ανάλυση του φάσματος αυτό ώστε να βρεθεί η θεμελιώδης συνιστώσα του θορύβου βάση της οποίας λήφθηκε το ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή.

	<i>Εκκίνηση υπό κενό φορτίο</i>		<i>Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο</i>		<i>Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα</i>		<i>Αλλαγές ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο</i>	
	<i>Διπλωματική</i>	<i>Hindmarsh</i>	<i>Διπλωματική</i>	<i>Hindmarsh</i>	<i>Διπλωματική</i>	<i>Hindmarsh</i>	<i>Διπλωματική</i>	<i>Hindmarsh</i>
<i>Χρόνος απόκρισης ταχύτητας</i>	<i>2.3 seconds</i>	<i>2.3 seconds</i>	<i>9.9 seconds</i>	<i>9.9 seconds</i>	<i>0 seconds</i>	<i>0 seconds</i>	<i>6.1 seconds</i>	<i>6.1 seconds</i>
<i>Σφάλμα μόνιμης κατάστασης ταχύτητας</i>	<i>0.1 rpm</i>	<i>2 rpm</i>	<i>0.1 rpm</i>	<i>5.5 rpm</i>	<i>0.1 rpm</i>	<i>5.5 rpm</i>	<i>0.1 rpm</i>	<i>5.5 rpm</i>
<i>Χρόνος απόκρισης ρευμάτων</i>	<i>0 seconds</i>	<i>0 seconds</i>	<i>0 seconds</i>	<i>0 seconds</i>	<i>0 seconds</i>	<i>0 seconds</i>	<i>0 seconds</i>	<i>0 seconds</i>
<i>Μορφή ρευμάτων</i>	<i>DC</i>	<i>DC με μικρές κορυφές</i>	<i>DC</i>	<i>DC με μικρές κορυφές</i>	<i>DC</i>	<i>DC με μικρές κορυφές</i>	<i>DC</i>	<i>DC με μικρές κορυφές</i>

4.1 Πίνακας σύγκρισης μεθόδων προσδιορισμού κερδών ελεγκτών

5 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική επιχειρήθηκε ο σχεδιασμός ενός συστήματος οδήγησης για σύγχρονο κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών βασισμένου στην τεχνική προσανατολισμένου πεδίου. Σκοπός της διπλωματικής ήταν να εφαρμοσθεί η τεχνική ελέγχου του κινητήρα μέσω χρήσης κατάλληλων ολοκληρωτικών ελεγκτών. Σε ένα πρώτο βήμα ο κινητήρας προσομοιώθηκε σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK και σχεδιάστηκε η τοπολογία των ελεγκτών. Στη συνέχεια πραγματοποιήθηκε αναλυτικός υπολογισμός των κερδών των ελεγκτών ώστε να υλοποιείται έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου εξασφαλίζοντας ικανοποιητική απόκριση για την ταχύτητα του κινητήρα. Τέλος, εξετάστηκε η μεθοδολογία συστήματος ελέγχου κινητήρα χωρίς αισθητήρες (Sensorless Control). Παρουσιάστηκε μια διάταξη παρατηρητή θέσης καθώς και η αντίστοιχη σχεδίαση και ο υπολογισμός των παραμέτρων για το σύστημα του παρατηρητή.

Για την επιβεβαίωση του σχεδιασμού της μονάδας ελέγχου του κινητήρα προσομοιώθηκε η λειτουργία του σε τέσσερις διαφορετικές περιπτώσεις μεταβατικής συμπεριφοράς. Στη συνέχεια συγκρίθηκε η προτεινόμενη μεθοδολογία σχεδιασμού των ελεγκτών με υπάρχουσα μεθοδολογία εμπειρικού προσδιορισμού των κερδών στη βιβλιογραφία. Για την ακρίβεια λειτουργίας του παρατηρητή θέσης, συγκρίθηκε η απόκρισή του με την πραγματική γωνία του κινητήρα και παρουσιάστηκε το σήμα σφάλματος στις εξετασθείσες περιπτώσεις.

5.1 Κύρια συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που προκύπτουν από την παρούσα εργασία είναι τα εξής:

- Η μοντελοποίηση του κινητήρα μονίμων μαγνητών που εξετάσαμε μέσω κατάλληλου διαγράμματος βαθμίδων σε περιβάλλον MATLAB αποδίδει ικανοποιητικά την μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος. Βασικό σημείο για τον σχεδιασμό του δυναμικού μοντέλου που αναπτύχθηκε είναι η χρήση των εξισώσεων που περιγράφουν την λειτουργία του κινητήρα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων $dq0$ που επέτρεψε την ευχερή ενσωμάτωση της τεχνικής ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου.
- Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου αποτελεί μια ολοκληρωμένη μεθοδολογία για τον αποδοτικό σχεδιασμό εναλλακτικών συστημάτων οδήγησης για σύγχρονους κινητήρες μονίμων μαγνητών. Η υλοποίηση της μεθοδολογίας αυτής πραγματοποιήθηκε μέσω απλών ολοκληρωτικών ελεγκτών αποδίδοντας ικανοποιητικά αποτελέσματα.
- Μέσω του σχεδιασμού των ελεγκτών που υιοθετήθηκε επιτυγχάνεται αποσύμπλεξη της εξάρτησης της τάσης οριζόντιου άξονα V_d από το ρεύμα καθέτου άξονα I_q και της τάσης καθέτου άξονα V_q από το ρεύμα οριζόντιου άξονα I_d . Με τον τρόπο αυτό, τουλάχιστον για τον κινητήρα επιφανειακών μαγνητών που εξετάσαμε ο οποίος δεν εμφανίζει σημαντικό μαγνητικό κορεσμό, οι ελεγκτές που προσδιορίζουν την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα δρουν γραμμικά και επετεύχθη απλός υπολογισμός των κερδών τους.

- Ο σχεδιασμός του προτεινόμενου παρατηρητή θέσης του άξονα του δρομέα ανάγεται στον σχεδιασμό δύο επιμέρους συστημάτων, ενός εκτιμητή αντί-HEΔ (Back-EMF Estimator) και ενός βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL). Το πρώτο σύστημα υλοποιήθηκε απλά μέσω εφαρμογής ανοιχτού βρόχου των εξισώσεων του κινητήρα σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς αβθ. Ο βρόχος κλειδώματος φάσης είναι ένα πιο σύνθετο σύστημα ωστόσο ο σχεδιασμός του μπορεί να αναχθεί σε σχεδίαση ενός ψηφιακού φίλτρου που υλοποιείται εύκολα με μικροεπεξεργαστές που υπάρχουν στην αγορά. Ως εκ τούτου ο προτεινόμενος έλεγχος του κινητήρα χωρίς αισθητήρες μπορεί να επιτευχθεί με περιορισμένη πολυπλοκότητα προκειμένου να μειωθεί το συνολικό κόστος του συστήματος οδήγησης.
- Η μέθοδος προσδιορισμού των κερδών για τους ολοκληρωτικούς ελεγκτές που προτάθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία επιτυγχάνει άμεσα ικανοποιητική οδήγηση για τον κινητήρα που εξετάστηκε ενώ η κλασική μέθοδος που αναφέρεται στη βιβλιογραφία [23] χρειάστηκε τροποποίηση για να εφαρμοστεί και τα αποτελέσματα εμφάνισαν μικρές αποκλίσεις. Ανάλογα με την εφαρμογή στην οποία καλείται να λειτουργήσει ο κινητήρας οι αποκλίσεις αυτές μπορεί να είναι σημαντικές. Επιπλέον, στην πράξη, δεν είναι εύκολο να μετρηθεί το φάσμα του θορύβου στις ταλαντώσεις ταχύτητας του κινητήρα ώστε να προσδιορισθεί το ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή ταχύτητας. Ως εκ τούτου, για τον κινητήρα της προσομοίωσης τουλάχιστον, η μέθοδος που προτάθηκε φαίνεται να έχει πιο εύκολη εφαρμογή χωρίς να γίνουν πειράματα στην λειτουργία του κινητήρα, καθώς για τον προσδιορισμό των κερδών των ελεγκτών χρειάζονται μόνο τα στοιχεία ηλεκτρικού και μηχανικού μοντέλου του κινητήρα. Επίσης ο σχεδιασμός έγινε με κατάλληλες παραμέτρους που δίνουν την δυνατότητα προσαρμογής της λειτουργίας του ελεγκτή σε μια πραγματική εφαρμογή όπου τα σήματα που θα επεξεργάζεται δεν θα είναι συνεχή αλλά θα προκύπτουν από ψηφιακούς αισθητήρες με συγκεκριμένη συχνότητα δειγματοληψίας.

5.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύχθηκε λεπτομερές δυναμικό μοντέλο διακριτού χρόνου για ελεγχόμενο κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών.

Επίσης, παρουσιάστηκε αναλυτική μεθοδολογία σχεδιασμού ολοκληρωτικών ελεγκτών για την υλοποίηση ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου. Η μεθοδολογία επιλογής των κερδών των ελεγκτών έγινε με τρόπο που δίνει δυνατότητα στον χρήστη να αλλάζει το εύρος ζώνης και την συμπεριφορά των ελεγκτών μέσω των κερδών τους. Επομένως, δίνεται η δυνατότητα προσαρμογής των κερδών σε πρακτικές εφαρμογές όπου η δειγματοληψία των αισθητήρων δημιουργεί θόρυβο στα σήματα που επεξεργάζεται η μονάδα ελέγχου.

Τέλος, παρουσιάστηκε αναλυτική σχεδίαση ενός παρατηρητή θέσης για τον άξονα του δρομέα του κινητήρα ώστε να είναι δυνατή η εφαρμογή ελέγχου χωρίς αισθητήρες (Sensorless Control). Όπως και στην περίπτωση των ελεγκτών, ο παρατηρητής θέσης σχεδιάστηκε με τρόπο που δίνει στον χρήστη την δυνατότητα να ελέγχει την συμπεριφορά του υπό διαφορετικές συχνότητες δειγματοληψίας των αισθητήρων του κινητήρα.

5.3 Σημεία για περαιτέρω διερεύνηση

Η μελέτη της παρούσας διπλωματικής μπορεί να επεκταθεί κατά δύο τρόπους σε βαθμό προσομοίωσης:

- Αντί για θεώρηση μοντέλου ιδανικής πηγής τάσης, μπορεί να εισαχθεί μοντέλο αντιστροφέα πηγής τάσης ώστε να επιτευχθεί ολική μελέτη του συστήματος οδήγησης
- Ο παρατηρητής θέσης που προτάθηκε στην παρούσα διπλωματική λειτουργεί ικανοποιητικά, ωστόσο απαιτείται επιβεβαίωση των χαρακτηριστικών του στο συνολικό σύστημα ελέγχου.

Βιβλιογραφία

- [1] Sang-Hoon Kim, "Chapter 5 - Vector control of alternating current motors," in *Electric Motor Control*, Elsevier, 2017, pp. 203-246.
- [2] Seung-Ki Sul, «Reference Frame Transformation and Transient State Analysis of Three-Phase AC Machines,» σε *Control of Electric Machine Drive Systems*, John Wiley and Sons, 2010, pp. 116-153.
- [3] B Veselic, B Perunicic-Drazenovic, C Milosavljevic, "Improved Discrete-Time Sliding-Mode Position Control Using Euler Velocity Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 11, no. 57, pp. 3840-3847, 2010.
- [4] Liuping Wang et al, PID and predictive control of electrical drives and power con-, 2014.
- [5] Hisao Kubota, Kouki Matsuse, and Takayoshi Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 2, no. 29, pp. 344-348, 1993.
- [6] Sang-Hoon Kim, "Chapter 9 - Speed estimation and sensorless control of alternating current motors," in *Electric Motor Control*, Elsevier, 2017, pp. 373-388.
- [7] Che-Mun Ong, Dynamic Simulation of Electrical Machinery using Matlab/Simulink., Prentice Hall Ptr, 1998.
- [8] 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, pp. 139-170.
- [9] 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, pp. 255-291.
- [10] N. Mohan, *Advanced Electric Drives: Analysis, Control and Modeling using Matlab/Simulink*, A John Wiley and Sons, Ltd, 2014.
- [11] F. Giri, *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*, John Wiley and Sons, Ltd, 2013.
- [12] M. F. Rahman and S. K. Dwivedi, *Modeling, Simulation and Control of Electrical Drives*, Institution of Engineering and Technology, 2019.
- [13] N. David and D. Aliprantis, *Electrical Machines and Power Electronic Drives*, Iowa State University, 2012.
- [14] M. Nemeč, D. Nedeljković, and V. Ambrožič, "Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control," *IEEE Transactions on Industrial*, vol. 54, no. 4, pp. 2009-2017, 2007.
- [15] M. P. Kazmierkowski et al, "High-Performance Motor Drives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 5, pp. 6-26, 2011.
- [16] Viliam Fedák, Tibor Balogh, and Pavel Záskalický, "Dynamic Simulation of Electrical Machines and Drive Systems Using MATLAB GUI," 2012.
- [17] T. Balogh V. Fedak and P. Zaskalicky, "Comparison of Scalar and Vector Control Strategies of Induction Motors," 2011.
- [18] Fengxiang Wang , Zhenbin Zhang , Xuezhu Mei , José Rodríguez and Ralph Kennel, "Advanced Control Strategies of Induction Machine: Field Oriented Control, Direct Torque Control and Model Predictive Control," [Online]. Available:

<https://www.mdpi.com/journal/energies> .

- [19] "Fundamentals of Motor Control," [Online]. Available: <https://www.st.com/motor-control>.
- [20] Chunhua Liu, and Yixiao Luo, "Overview of Advanced Control Strategies for Electric Machines," *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 2, 2017.
- [21] Mrs. S S Kulkarni , A G Thosar, "Mathematical Modeling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Machine," *International Journal of Electronics and Electrical Engineering*, vol. 1, no. 2, 2013.
- [22] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 1, no. 12, pp. 116-123, 1997.
- [23] 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, pp. 36-116.
- [24] Chafik Eddahmani, Marouane El Azzaoui, Hassane Mahmoudi, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motors in MATLAB/SIMULINK," [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/305644570>.
- [25] John Hinmarsh, "Electrical Machines and Drives Systems," Newnes, 2002, pp. 190-198.
- [26] Shaahin Filizadeh, *Electrical Machines and Drives: Principles, Control, Modeling and Simulation*, Taylor and Francis Group, 2013.
- [27] Stephen D. Umans, *Fitzgerald & Kingsley's Electric Machinery*, City Name: McGraw-Hill, 2014.
- [28] Veltman A. De Doncker R. Pulle D.W.J, "Modern Electrical Drives: An Overview," in

Advanced Electrical Drives. Power Systems, Dordrecht, Springer, 2011, pp. 1-15.

- [29] 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, pp. 41-85.
- [30] Seung-Ki Sul, "Position/Speed Sensorless Control of AC Machines," in *Control of Electric Machine Drive Systems*, John Wiley and Sons, Ltd, 2010, pp. 283-323.
- [31] Seung-Ki Sul, Reference Frame Transformation and Transient State Analysis of Three-Phase AC Machines, John, 2010, pp. 116-153.
- [32] Sudho 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, pp. 86-120.
- [33] Cheku Dorji, "Review of electric Motor Drives," [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/282291981>.
- [34] "Sensorless BLDC Motor Control and BEMF Sampling Methods with ST7MC," [Online]. Available: www.st.com.
- [35] Manish Bhardwaj, "Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Induction Motor".
- [36] J. Holtz, "Speed estimation and sensorless control of AC drives," *Proceedings of IECON* '93, vol. 2, pp. 649-654, 1993.
- [37] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rot," pp. 217-219, 1972.
- [38] Seung-Ki Sul, "Vector Control [1 and 2]," in *Control of Electric Machine Drive Systems*,

John Wiley and Sons, Ltd, 2010, pp. 230-282.

- [39] Dimitris Tsiakos, Vector control of a high speed two pole permanent magnet synchronous motor, Athens, GR: National Technical University of Athens, 2018.
- [40] N. P. Quang and J. A. Ditttrich, Vector Control of Three-Phase AC Machines: Vector Control of Three-Phase AC Machines:, Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2015.
- [41] S. J. Chapman, "Electrical Machinery Fundamentals," McGraw-Hil, 2005.
- [42] Dae Yo Liuping Wang Shan Chai, Lu Gan, and Ki Ng, «PID Control System Design for Electrical Drives and Power Converters,» σε *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters using Matlab®/Simulink®*, John Wiley and Sons, Ltd, 2015, pp. 41-85.
- [43] R. C. Dorf and R. H. Bishop, "Modern Control Systems, Pearson: Prentice Hall, 2010.
- [44] C. L. Phillips and H. T. Nagle, Digital Control Systems Analysis and Design, Pearson: Prentice Hall, 2007.
- [45] Model based Design toolbox enabling fast prototyping and design, [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://community.nxp.com/community/mbdtto> share ideas.
- [46] K. URBANSKI, «Determining the observer parameters for back EMF estimation for selected types of electrical motors,» *BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES*, τόμ. 4, αρ. 65, 2017.
- [47] Jung-Ik Ha, «Evaluation of Back-EMF Estimators for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/264149875>.
- [48] KONRAD URBANSKI, «Estimation for Back EMF in PMSM at low speed range,» *Science*

Journal, 2015.

- [49] Simon Zossaka, Pavel Sovickaa, Martin Sumegaa, Pavol Rafajdusa, «Evaluating Low Speed Limit of Back-EMF Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor,» σε *13th International Scientific Conference on Sustainable, Modern and Safe Transport (TRANSCOM 2019)*.
- [50] Jung-Ik Ha, «Evaluation of Back-EMF Estimators for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/264149875>.
- [51] Tae-Uk Jung, Jung-Hoon Jang and Chang-Seok Park, «“A Back-EMF Estimation Error Compensation Method for Accurate Rotor Position Estimation of Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors,» <https://www.mdpi.com/journal/energies>.
- [52] Nicola Bedetti, Roberto Petrella, Sandro Calligaro, "A novel approach to the design of back-EMF observer based sensorless control of non-salient PMSM: Theoretical analysis and experimental investigations," [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/261501349>.
- [53] Junlei Chen , Shuo Chen , Xiang Wu, Guojun Tan and Jianqi Hao, "A Super-Twisting Sliding-Mode Stator Flux Observer for Sensorless Direct Torque and Flux Control of IPMSM," <https://www.mdpi.com/journal/energies>.
- [54] Huan Liu and Zhong Wu, "Demodulation of Angular Position and Velocity from Resolver Signals via Chebyshev Filter-Based Type III Phase Locked Loop," <https://www.mdpi.com/journal/electronics>.
- [55] C. Olivieri, "Development of a Novel PLL Algorithm for Model-based Sensorless Drives

overcoming Speed-Reversal Issues and comparison with Usual Solutions by Real-Time Simulation," *Electrical and Electronic Engineering*, 2013.

[56] Ricardo Bressan Pinheiro and José Roberto C. Piqueira, "Designing All-Pole Filters for High-Frequency Phase-Locked Loops," *Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering*, 2014.

[57] Guan-Ren Chen , Shih-Chin Yang , Yu-Liang Hsu and Kang Li, "Position and Speed Estimation of Permanent Magnet Machine Sensorless Drive at High Speed Using an Improved Phase-Locked Loop," <https://www.mdpi.com/journal/energies>.

[58] Georges el Murr, J.W. Finch, Damian Giaouris, "Universal PLL Strategy for Sensorless Speed and Position Estimation of PMSM Permanent-Magnet Synchronous Motor Sensorless Control Using Proportional-Integral Linear Observer with Virtual Variables: A Comparative Study with a Sliding Mode Observer," [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/224393446>.

Κατάλογος Σχημάτων

2.1 Παράσταση Τριφασικού συστήματος τάσεων με στρεφόμενα διανύσματα.....	9
2.2 Αναγωγή τριφασικού συστήματος σε στατό πλαίσιο αναφοράς μέσω μετασχηματισμού Clarke.....	11
2.3 Αναγωγή των διανυσμάτων του στατού πλαισίου αναφοράς σε στρεφόμενο σύστημα αναφοράς μέσω μετασχηματισμού Park.....	12
2.4 Πάνω: Τάσεις σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς / Τάσεις στο τριφασικό σύστημα αναφοράς	14
2.5 Ανάλυση διανυσμάτων από το τριφασικό σύστημα abc στο στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta 0$..	18
2.6 Μοντέλο σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών	26
2.7 Υποσύστημα Υπολογισμού Ρευμάτων.....	27
2.8 Υποσύστημα υπολογισμού μαγνητικών ροών	28
2.9 Μηχανικό υποσύστημα	30
2.10 Διάταξη ελέγχου κινητήρα συνεχούς ρεύματος.....	34
2.11 Διάταξη τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης.....	35
2.12 Καμπύλες ταχύτητας-ροπής επαγωγικού κινητήρα για διαφορετικές τιμές τάσης ακροδεκτών.....	38
2.13 Καμπύλες ταχύτητας-ροπής επαγωγικού κινητήρα για διαφορετικές τιμές αντίστασης δρομέα.....	39
2.14 Αναγωγή διανυσμάτων σε στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta 0$	43
2.15 Αναγωγή διανυσμάτων σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς $dq 0$ με γωνία θ	44
2.16 Διάταξη ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου για κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος	46
2.17 Τυπική διάταξη ολοκληρωτικού ελεγκτή	47

2.18 Βρόχος ελέγχου.....	49
2.19 Βηματική απόκριση κλειστού βρόχου	54
2.20 Πλάτος απόκρισης συχνότητας για την συνάρτηση μεταφοράς 2-88	55
2.21 Δομή παρατηρητή θέσης.....	58
2.22 Δομή Εκτιμητή αντί-ΗΕΔ με υπολογισμό ανοιχτού βρόχου	59
2.23 Δομή Εκτιμητή αντί-Ηεδ με υπολογισμού κλειστού βρόχου	61
2.24 Δομή Βρόχου κλειδώματος φάσης.....	62
3.1 Βαθμίδα κινητήρα όπως υλοποιήθηκε στην διπλωματική.....	64
3.2 Μοντέλο κινητήρα όπως υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική.....	65
3.3 Βαθμίδα υπολογισμού ρευμάτων όπως υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική.....	68
3.4 Βαθμίδα υπολογισμού μαγνητικών ροών όπως υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική ..	69
3.5 Βαθμίδα μηχανικού υποσυστήματος όπως υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική.....	71
3.6 Διάταξη ελέγχου κινητήρα.....	73
3.7 Μονάδα Ελέγχου.....	75
3.8 Ελεγχτής οριζόντιας συνιστώσας ρεύματος.....	80
3.9 Ελεγχτής κάθετης συνιστώσας ρεύματος	80
3.10 Διάταξη Εκτιμητή αντι-ΗΕΔ ανοιχτού βρόχου.....	91
3.11 Διάταξη εκτιμητή αντι-ΗΕΔ κλειστού βρόχου	93
3.12 Διάταξη ψηφιακού βρόχου κλειδώματος φάσης.....	96
3.13 Απλοποιημένη διάταξη βρόχου κλειδώματος φάσης.....	97
3.14 Βρόχος κλειδώματος φάσης: Με πράσινο ο ανιχνευτής φάσης. Με μπλε το φίλτρο του βρόχου. Ο ολοκληρωτής αποτελεί τον ψηφιακό ταλαντωτή.	98
3.15 Βρόχος κλειδώματος φάσης Έμφαση στην σχεδίαση του φίλτρου βρόχου	99

3.16 Διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης για 3 ^{ης} τάξης φίλτρο Chebysev με συχνότητα αποκοπής $\omega_0=100$ r/s και αυξανόμενο ξ .	103
3.17 Πίνακας προσδιορισμού κερδών βρόχου κλειδώματος φάσης.....	105
4.1 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος διπλωματικής.....	108
4.2 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο.Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος διπλωματικής.....	109
4.3 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο. Απόκριση ρευμάτων / μέθοδος διπλωματικής.....	109
4.4 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο. Σήμα σφάλματος εξόδου του παρατηρητή θέσης.....	110
4.5 Εκκίνηση υπό κενό φορτίο. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος Hinmarsh.....	111
4.6 Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος Hinmarsh.....	111
4.7 Απόκριση ρευμάτων / μέθοδος Hinmarsh.....	112
4.8 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος διπλωματικής.....	113
4.9 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος διπλωματικής.....	114
4.10 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο. Απόκριση ρευμάτων / μέθοδος διπλωματικής.....	114
4.11 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο. Σήμα σφάλματος εξόδου του παρατηρητή θέσης.....	115
4.12 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος Hinmarsh.....	116
4.13 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος Hinmarsh.....	116
4.14 Εκκίνηση υπό ονομαστικό φορτίο. Απόκριση ρευμάτων / μέθοδος Hinmarsh.....	117
4.15 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος διπλωματικής..	118
4.16 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος διπλωματικής...	119
4.17 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα Απόκριση ρευμάτων / μέθοδος διπλωματικής...	119
4.18 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα Σήμα σφάλματος εξόδου του παρατηρητή θέσης.	120
4.19 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος Hinmarsh.....	121

4.20 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος Hinmarsh.	121
4.21 Αλλαγές φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα Απόκριση ρευμάτων / μέθοδος Hinmarsh	122
4.22 Αλλαγές ταχύτητας ύπο σταθερό φορτίο. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος διπλωματικής. 124	
4.23 Αλλαγές ταχύτητας ύπο σταθερό φορτίο. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος διπλωματικής. 124	
4.24 Αλλαγές ταχύτητας ύπο σταθερό φορτίο. Σήμα σφάλματος εξόδου του παρατηρητή θέσης.	125
4.25 Αλλαγές ταχύτητας ύπο σταθερό φορτίο. Απόκριση ταχύτητας / μέθοδος Hinmarsh	126
4.264.27 Αλλαγές ταχύτητας ύπο σταθερό φορτίο. Απόκριση ρευμάτων / μέθοδος Hinmarsh. 126	
4.28 Πίνακας σύγκρισης μεθόδων προσδιορισμού κερδών ελεγκτών	128

