



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας ηλεκτρικής ισχύος

*Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου
Ασύγχρονων Κινητήρων μέσω
Αντιστροφή*

Διπλωματική Εργασία

Ευάγγελος Κατωπόδης

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Δεκέμβριος 2020

Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου
Ασύγχρονων Κινητήρων
Μέσω Αντιστροφή



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας ηλεκτρικής ισχύος

Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου Ασύγχρονων Κινητήρων μέσω Αντιστροφεία

Διπλωματική Εργασία

Ευάγγελος Κατωπόδης

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή στις 22 Δεκεμβρίου 2020.

.....

Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επ. Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Δεκέμβριος 2020

.....

Ευάγγελος Κατωπόδης

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

Copyright © Ευάγγελος Κατωπόδης, 2020

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται ανάλυση των συστημάτων ελέγχου των ηλεκτρικών μηχανών και ειδικότερα στην εφαρμογή τους στους ασύγχρονους (επαγωγικούς) κινητήρες.

Σε πρώτο στάδιο, εξετάζεται η δομή της επαγωγικής μηχανής και μελετάται σε βάθος το μαθηματικό της μοντέλο, ώστε να χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια για τον έλεγχο της.

Έπειτα, παρουσιάζεται μία από τις σημαντικότερες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, ο τριφασικός αντιστροφέας. Ο τριφασικός αντιστροφέας χρησιμοποιείται κατά κόρον σε διατάξεις ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών, εφόσον παρέχει τη δυνατότητα χειρισμού της τάσης που θα έχει ως είσοδο η μηχανή.

Στη συνέχεια, γίνεται η ανάλυση των βασικότερων στρατηγικών ελέγχου, αυτή του ελέγχου με προσανατολισμένο δρομέα (Field Oriented Control – FOC) και αυτή του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (Direct Torque Control – DTC). Εξετάζεται η φιλοσοφία πίσω από αυτές τις δύο στρατηγικές ελέγχου και παράλληλα γίνεται η μαθηματική τους ανάλυση σε σχέση με τη μηχανή επαγωγής. Επίσης, γίνεται η δημιουργία με τη χρήση του Matlab – Simulink των δύο προσομοιώσεων ελέγχου με στόχο τον έλεγχο της ασύγχρονης μηχανής του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Τέλος, γίνεται η σύγκριση των δύο ελέγχων σε τέσσερα στάδια, το θεωρητικό, το μεταβατικό, της μόνιμης κατάστασης και σε αυτό της ευαισθησίας των παραμέτρων που μετρούνται.

Λέξεις κλειδιά: Ασύγχρονη – Επαγωγική Μηχανή, Επαγωγικός Κινητήρας, Έλεγχος Μηχανών, FOC, DTC, Τριφασικός Αντιστροφέας, Διανυσματικός Έλεγχος

Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου
Ασύγχρονων Κινητήρων
Μέσω Αντιστροφεία

Abstract

The present diploma thesis concerns the control systems of electric motors, and in particular their application in asynchronous induction motors, which are thoroughly analyzed.

Firstly, we examine the structure and the underlying mathematical model of the induction machine in depth in order to efficiently control it.

Afterwards, one of the most important electronic power devices, the three-phase inverter, is introduced. The three-phase inverter is widely used in control devices of electric motors since it offers the ability to control the voltage that the motor will have as input.

Subsequently, the analysis of the most basic control strategies is presented, i.e. Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque and Flux Control (Direct Torque Control - DTC). The underlying logic behind these two control strategies is examined and mathematical analysis is performed in relation to the induction machine. Also, the simulations are conducted using Matlab - Simulink in order to control the asynchronous machine of the laboratory of Electric Machines and Power Electronics of the National Technical University of Athens.

Finally, the two simulations are compared in four stages, the theoretical, the dynamic stage, the steady state and the sensitivity of the parameters being measured.

Keywords: Asynchronous - Induction Machine, Induction Motor, Motor Control, FOC, DTC, Three Phase Inverter, Vector Control

Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου
Ασύγχρονων Κινητήρων
Μέσω Αντιστροφεία

Ευχαριστίες

Θα ήθελα, πρώτα από όλα, να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή αυτής της διπλωματικής εργασίας, κ. Α. Αντωνόπουλο, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου τη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία, τις συμβουλές και την καθοδήγησή του, που υπήρξαν καθοριστικοί παράγοντες προς την επιτυχή ολοκλήρωσή της.

Με αυτή την εργασία κλείνει ο κύκλος των σπουδών μου στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του ΕΜΠ. Η σχολή, πέρα από ευκαιρία να μάθω την επιστήμη των ηλεκτρολόγων μηχανικών, ήταν και ευκαιρία να γνωρίσω νέους ανθρώπους. Θέλω να τους ευχαριστήσω που ήταν δίπλα μου αυτά τα χρόνια, κάνοντάς τα πιο ευχάριστα ή αν μη τι άλλο πιο ενδιαφέροντα.

Κλείνοντας τη λίστα ευχαριστιών, θέλω να ευχαριστήσω την οικογένεια μου που είναι δίπλα μου όλα αυτά τα χρόνια ανιδιοτελώς. Ξέρω πως όλα θα ήταν πολύ πιο δύσκολα χωρίς εκείνους. Πιο συγκεκριμένα, ευχαριστώ τα αδέρφια μου που μαζί μαθαίνουμε τη ζωή. Ευχαριστώ τη μητέρα μου, που όσες φορές και αν πέσουμε θα είναι εκεί να μας σηκώσει. Και τέλος, ευχαριστώ τον πατέρα μου, που συνεχώς μας συμβουλεύει να φτάσουμε ψηλά. Η διπλωματική αυτή, λοιπόν, αφιερώνεται σε εκείνους.

Κατωπόδης Ευάγγελος,

Αθήνα, Δεκέμβριος 2020

Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου
Ασύγχρονων Κινητήρων
Μέσω Αντιστροφεία

Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή στον τριφασικό κινητήρα επαγωγής.....	13
1.1 Εισαγωγή.....	13
1.2 Κατασκευαστικά χαρακτηριστικά ασύγχρονης μηχανής.....	14
i. Ασύγχρονη μηχανή βραχυκυκλωμένου δρομέα / κλωβού.....	15
ii. Ασύγχρονη μηχανή με δακτυλιοφόρο δρομέα / κλωβό.....	15
1.3 Αρχή λειτουργίας ασύγχρονης μηχανής.....	17
1.4 Ισοδύναμο κύκλωμα του επαγωγικού κινητήρα.....	19
1.5 Ισχύς και ροπή στους επαγωγικούς κινητήρες.....	20
i. Ισχύς επαγωγικών κινητήρων.....	20
ii. Ροπή επαγωγικών κινητήρων.....	21
iii. Χαρακτηριστική καμπύλης ροπής - ταχύτητας.....	21
1.6 Δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε στατό και περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.....	25
i. Μετασχηματισμοί Park και Clarke.....	25
ii. Ισοδύναμο κύκλωμα σε πλαίσιο αναφοράς α-β.....	27
iii. Ισοδύναμο κύκλωμα σε πλαίσιο αναφοράς d-q.....	28
2. Ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος για συστήματα οδήγησης ασύγχρονων κινητήρων.....	32
2.1 Τριφασικός Αντιστροφέας.....	32
i. Διαμόρφωση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης.....	33
2.2 Λειτουργία Αντιστροφέα.....	34
i. Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM).....	34
ii. Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM).....	35
iii. Διαμόρφωση διανυσματικού χώρου (Space Vector Modulation - SVM)	39
3. Τεχνικές Ελέγχου κινητήρων επαγωγής.....	41
3.1 Εισαγωγή.....	41
3.2 Έλεγχος Προσανατολισμού πεδίου (FOC).....	43
i. Γενικά.....	43
ii. Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με προσανατολισμό στο μαγνητικό πεδίο του δρομέα.....	44

3.3	Χαρακτηριστικά μηχανής εργαστηρίου ΕΜΠ	50
3.4	Προσομοίωση με τεχνική ελέγχου FOC	52
3.5	Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής (DTC).....	59
3.6	Προσομοίωση με τεχνική ελέγχου DTC	66
4.	Σύγκριση των δύο μεθόδων	71
4.1	Κριτήρια δίκαιης σύγκρισης.....	71
4.2	Πεδία σύγκρισης.....	72
	i. Θεωρητικό στάδιο.....	72
	ii. Σύγκριση στη μεταβατική κατάσταση.....	75
	iii. Σύγκριση στη μόνιμη κατάσταση (steady state).....	97
	iv. Σύγκριση στην ευαισθησία των αντιστάσεων	101
5.	Συμπεράσματα - Προτάσεις	109
5.1	Κύρια Συμπεράσματα.....	110
5.2	Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.....	112
6.	Βιβλιογραφία	113
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α	115

1. Εισαγωγή στον τριφασικό κινητήρα επαγωγής

1.1 Εισαγωγή

Η λειτουργία των ηλεκτρικών κινητήρων είναι να μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική. Οι ηλεκτρικοί κινητήρες χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες, αυτή των κινητήρων συνεχούς ρεύματος DC και αυτή των κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος AC (σύγχρονοι και επαγωγικοί ή ασύγχρονοι κινητήρες). Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα ασχοληθούμε με τους ασύγχρονους τριφασικούς κινητήρες.

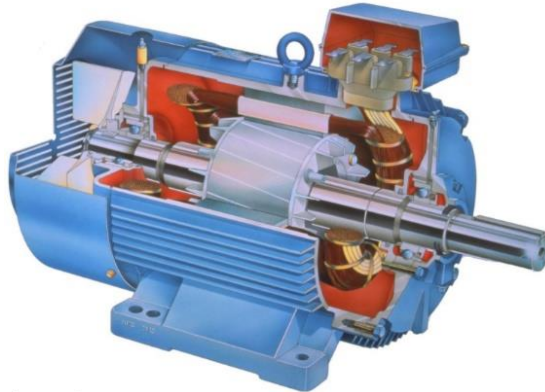
Οι ασύγχρονοι κινητήρες επικράτησαν στη βιομηχανία κυρίως για την απλή τους κατασκευή, για την ανθεκτικότητά τους και επειδή είναι αρκετά οικονομικοί. Το φάσμα ισχύος που καλύπτουν είναι από έναν ίππο (746 Watt) έως και 10 MW. Επίσης έχουν καλό βαθμό απόδοσης (80%-90%), είναι εύκολοι και γρήγοροι στη συντήρηση και έχουν ασφαλή λειτουργία.

Το όνομα των επαγωγικών κινητήρων βασίζεται στην αρχή της λειτουργίας τους, και πιο συγκεκριμένα, στο φαινόμενο της επαγωγής. Η ανάπτυξη ηλεκτρεγερτικής δύναμης (ΗΕΔ) στους αγωγούς του τυλίγματος του δρομέα, από το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο που δημιουργεί ο στάτης, έχει ως αποτέλεσμα την κίνηση του δρομέα, εξαιτίας των δυνάμεων Laplace στους ρευματοφόρους (πλέον) αγωγούς λόγω της επαγόμενης τάσης.

Οι τριφασικοί κινητήρες, ως προς τον τύπο του δρομέα που χρησιμοποιείται, υποδιαιρούνται σε δύο κύριες κατηγορίες, αυτή του δακτυλιοφόρου δρομέα και αυτή του βραχυκυκλωμένου δρομέα που θα αναλυθούν παρακάτω.

1.2 Κατασκευαστικά χαρακτηριστικά ασύγχρονης μηχανής

Τα κύρια μέρη της μηχανής είναι δύο, το ακίνητο της μέρος που ονομάζεται στάτης, και το κινητό της μέρος το οποίο ονομάζεται δρομέας και βρίσκεται στο εσωτερικό της μηχανής. Στην εικόνα 1.1, παρουσιάζεται η τομή ενός ασύγχρονου κινητήρα.



Εικόνα 1.1 Ασύγχρονος Κινητήρας [1]

Στο εσωτερικό του στάτη βρίσκονται αυλακώσεις μέσα στις οποίες τοποθετείται το τριφασικό τύλιγμα. Τα έξι άκρα των τριών φάσεων καταλήγουν στους έξι ακροδέκτες της μηχανής, οι οποίοι βρίσκονται στο πάνω μέρος της. Το τριφασικό αυτό τύλιγμα τροφοδοτείται μέσω του δικτύου με ρεύμα και δημιουργεί μαγνητικό πεδίο, το οποίο δημιουργεί με τη σειρά του ρεύματα εξ'επαγωγής στον δρομέα. Έτσι λοιπόν, μέσω των δυνάμεων που προκαλούνται από τα ρεύματα και το πεδίο, δημιουργείται η ηλεκτρομαγνητική ροπή, η οποία είναι υπεύθυνη για την περιστροφή του δρομέα.

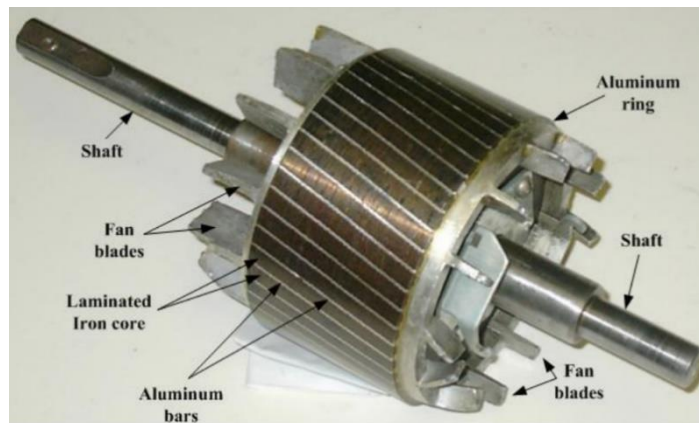
Οι αυλακώσεις στον στάτη έχουν το κατάλληλο σχήμα, ώστε το ρεύμα που δημιουργεί το μαγνητικό πεδίο να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο. Αυτό είναι θεμιτό επειδή, όσο μικρότερο είναι το άνοιγμα μίας αυλάκωσης τόσο μικρότερη γίνεται η σκέδαση, και επομένως έχουμε μεγαλύτερη ασφάλεια έναντι των φυγοκεντρικών δυνάμεων. [1]

Όπως ειπώθηκε παραπάνω, οι ασύγχρονοι κινητήρες χωρίζονται σε δύο κατηγορίες βάσει της κατασκευαστικής δομής του δρομέα τους:

- Σε κινητήρες με βραχυκυκλωμένο δρομέα ή κλωβό (squirrel cage rotor)
- Σε κινητήρες με δακτυλιοφόρο δρομέα (wound rotor)

i. Ασύγχρονη μηχανή βραχυκυκλωμένου δρομέα / κλωβού

Πλέον, οι περισσότεροι διαδεδομένοι κινητήρες είναι αυτοί με βραχυκυκλωμένο κλωβό. Με τέτοιον κινητήρα θα ασχοληθούμε στην παρούσα διπλωματική. Ο δρομέας τους απαρτίζεται από ελάσματα, που είναι μονωμένα μεταξύ τους και προσαρμόζονται στον άξονα. Τα ελάσματα αυτά έχουν οδοντώσεις, οι οποίες σχηματίζουν αυλάκια κατά μήκος του δρομέα. Η χαρακτηριστική «ταχύτητας-ροπή» ή αλλιώς η ηλεκτρική συμπεριφορά του κινητήρα, καθορίζεται από τη γεωμετρική μορφή των αυλακώσεων. Στα αυλάκια του δρομέα μπαίνουν ράβδοι είτε από χαλκό είτε από ορείχαλκο, των οποίων τα άκρα συνδέονται μεταξύ τους με δακτυλίους βραχυκύκλωσης (shorting rings). Έτσι λοιπόν, δημιουργείται το τύλιγμα κλωβού του δρομέα. Η κυκλοφορία των ρευμάτων γίνεται περισσότερο από τον κλωβό, αφού η αγωγιμότητα του αλουμινίου είναι αρκετά μεγαλύτερη από αυτή του σιδήρου. Ο δρομέας του ασύγχρονου κινητήρα με βραχυκυκλωμένο κλωβό δε συνδέεται ηλεκτρικά με καμία πηγή, και λόγω αυτού η κατασκευή είναι απλή και η χρήση του επαγωγικού κινητήρα με βραχυκυκλωμένο κλωβό είναι ευρεία. [2] Στην εικόνα 1.2 παρουσιάζεται ο δρομέας κλωβού.

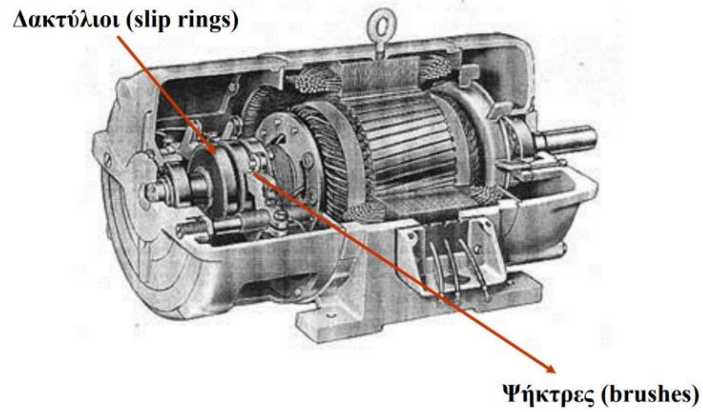


Εικόνα 1.2 Δρομέας Κλωβού [3]

ii. Ασύγχρονη μηχανή με δακτυλιοφόρο δρομέα / κλωβό

Ο δρομέας των συγκεκριμένων ασύγχρονων κινητήρων, δηλαδή με δακτυλιοφόρο δρομέα, αποτελείται από αυλακώσεις, που μέσα τους τοποθετείται ένα τριφασικό τύλιγμα, αντίστοιχο με αυτό του στάτη. Οι τρεις φάσεις του τυλίγματος στον δρομέα, βρίσκονται σχεδόν πάντα, σε συνδεσμολογία αστέρα. Τα τρία άκρα του τυλίγματος αστέρα καταλήγουν σε δακτυλίους, που φέρει ο δρομέας. [2] Οι αγωγοί του δρομέα βραχυκυκλώνονται μέσω ψηκτρών που εφάπτονται σε δακτυλίους. Έτσι, τα ρεύματα στον δακτυλιοφόρο, ενός ασύγχρονου κινητήρα, μπορούν να

μετρηθούν στις ψήκτρες και επίσης είναι εφικτή η σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων στο κύκλωμα της διέγερσης. Λόγω αυτού υπάρχει το πλεονέκτημα της επεξεργασίας της χαρακτηριστικής ροπής-ταχύτητας. Στην εικόνα 1.3 παρουσιάζεται ο δρομέας με δακτυλίους.[22]



Εικόνα 1.3 Δρομέας με δακτυλίους [3]

1.3 Αρχή λειτουργίας ασύγχρονης μηχανής

Στον στάτη της μηχανής γίνεται η εφαρμογή του τριφασικού συστήματος τάσεων που έχει ως αποτέλεσμα τη διαρροή από τριφασικά ρεύματα. Αυτά τα ρεύματα είναι υπεύθυνα για το πεδίο του στάτη B_s , το οποίο περιστρέφεται με αντιωρολογιακή φορά. [1][22]. Η ταχύτητα περιστροφής του μαγνητικού πεδίου του στάτη είναι εξαρτώμενη από τη συχνότητα των ρευμάτων τροφοδοσίας, η οποία είναι: $\omega_e = 2 \cdot \pi \cdot f_e$ και τον αριθμό των πόλων P . Η ταχύτητα του στρεφόμενου πεδίου ονομάζεται σύγχρονη ταχύτητα n_s και ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$n_s = \frac{60 \cdot f_e}{P/2} \quad (1.1)$$

Η ανάπτυξη της ροπής δημιουργείται από την αλληλεπίδραση των μαγνητικών πεδίων του στάτη και του δρομέα. Όμως, οι τάσεις εξ' επαγωγής είναι υπεύθυνες για το πεδίο του δρομέα B_r , οι οποίες αναπτύσσονται μόνο όταν υπάρχει σχετική κίνηση μεταξύ του δρομέα και του στρεφόμενου πεδίου. Το γεγονός αυτό έχει ως συνέπεια η ταχύτητα του δρομέα και η σύγχρονη ταχύτητα να είναι άνισες μεταξύ τους, καθώς άμα ήτανε ίσες, δε θα επάγονταν τάσεις στον δρομέα και έτσι το ρεύμα και η ροή, του δρομέα, θα ήταν μηδενικά. Έτσι, η ροπή θα μηδενιζόταν και η ταχύτητα του κινητήρα θα ήταν μικρότερη από τη σύγχρονη. Οδηγούμαστε, λοιπόν, σε ένα νέο μέγεθος που ονομάζεται ταχύτητα ολίσθησης και ορίζεται ως η διαφορά της σύγχρονης ταχύτητας από την ταχύτητα του δρομέα.

$$n_{slip} = n_s - n_r \quad (1.2)$$

Η ολίσθηση ορίζεται ως η ποσοστιαία διαφορά της ταχύτητας του κινητήρα από τη σύγχρονη ταχύτητα και υπολογίζεται ως:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100\% \quad (1.3)$$

Όταν ο κινητήρας είναι ακίνητος, τότε $s = 1$. Η ταχύτητα του δρομέα μπορεί να προκύψει από τον παρακάτω τύπο:

$$n_r = (1 - s) \cdot n_s \quad (1.4)$$

Όπως είναι λογικό, η ονομασία του ασύγχρονου κινητήρα οφείλεται στη διαφορά της ταχύτητας του δρομέα από τη σύγχρονη ταχύτητα, η οποία είναι μέγεθος ανάλογο της ροπής του φορτίου. [2]

Ο παρακάτω τύπος δίνει τη συχνότητα των ρευμάτων που επάγονται στον δρομέα από τον στάτη:

$$f_r = s \cdot f_e \quad (1.5)$$

Όπου f_e , η ηλεκτρική συχνότητα.

Ο παρακάτω τύπος δείχνει τη συσχέτιση της ηλεκτρικής με τη μηχανική γωνία:

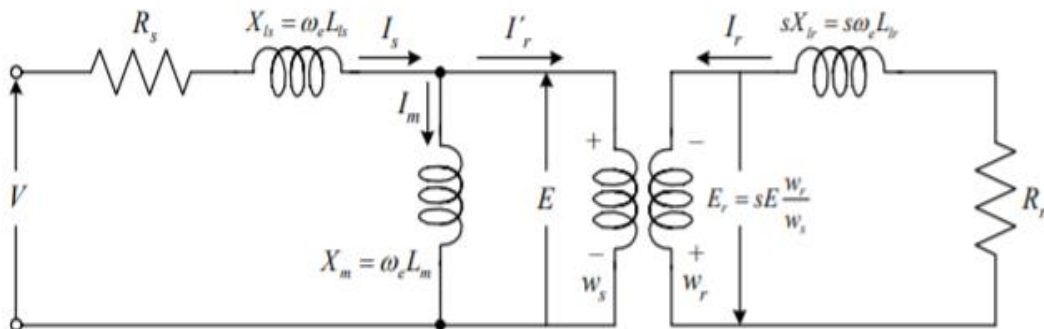
$$\theta_e = \frac{P}{2} \cdot \theta_{mech} \quad (1.6)$$

Αντίστοιχα, για τις ταχύτητες ισχύει:

$$\omega_e = \frac{P}{2} \cdot \omega_{mech} \quad (1.7)$$

1.4 Ισοδύναμο κύκλωμα του επαγωγικού κινητήρα

Όπως είπαμε παραπάνω, η λειτουργία του ασύγχρονου κινητήρα βασίζεται στην ανάπτυξη τάσεων εξ' επαγωγής στο τριφασικό τύλιγμα του δρομέα. Αυτό έχει ως συνέπεια, η αρχή λειτουργίας του επαγωγικού κινητήρα να είναι ίδια με αυτή του μετασχηματιστή. Το ανά φάση ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής φαίνεται στην εικόνα 1.4:



Εικόνα 1.4 Ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα του επαγωγικού κινητήρα [2]

Από το κύκλωμα προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις:

$$V = R_s I_s + L_s \frac{dI_s}{dt} - M \frac{dI_r}{dt} \quad (1.8)$$

$$0 = R_r I_r + L_r \frac{dI_r}{dt} - M \frac{dI_s}{dt} \quad (1.9)$$

Όπου M ορίζεται ο συντελεστής αμοιβαίας επαγωγής μεταξύ των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα.

Στην εικόνα 1.4 παρουσιάζεται το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα του επαγωγικού κινητήρα, τροποποιημένο ως προς τον δρομέα. Αν γίνει θεώρηση ημιτονοειδών μεγεθών και μόνιμης κατάστασης ισορροπίας, τότε οι παραπάνω εξισώσεις παίρνουν τη μορφή: [2]

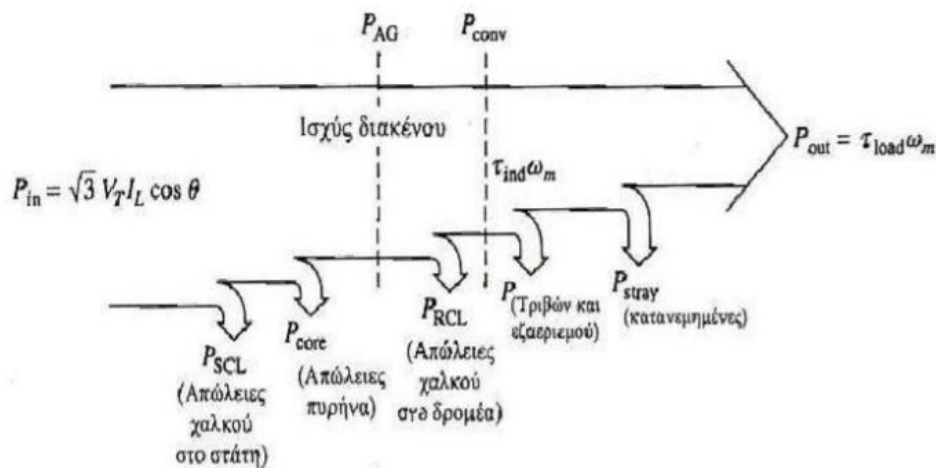
$$V = R_s I_s + j\omega_e L_s I_s - j\omega_e M I_r \quad (1.10)$$

$$0 = R_r I_r + js\omega_e L_r I_r - js\omega_e M I_s \quad (1.11)$$

1.5 Ισχύς και ροπή στους επαγωγικούς κινητήρες

ι. Ισχύς επαγωγικών κινητήρων

Στον μετασχηματιστή ισχύει ότι η ηλεκτρική ισχύς εξόδου είναι η ισχύς στο δευτερεύον τύλιγμα. Αυτό δε συμβαίνει στον επαγωγικό κινητήρα, αντιθέτως ο δρομέας (το δευτερεύον τύλιγμα) είναι βραχυκυκλωμένος κι έτσι δεν εμφανίζεται ηλεκτρική ισχύς στην έξοδο της μηχανής. Η ισχύς εξόδου είναι μηχανική. Το διάγραμμα ροής ισχύος φαίνεται στην εικόνα 1.5:



Εικόνα 1.5 Διάγραμμα ροής ισχύος επαγωγικού κινητήρα [4]

Όπου, αναλυτικότερα έχουμε:

- P_{in} : Ηλεκτρική ισχύς εισόδου στον κινητήρα (στο σχήμα παρουσιάζεται η τριφασική)
- P_{scl} : Ωμικές απώλειες στο τύλιγμα του στάτη ή απώλειες χαλκού
- P_{core} : Απώλειες πυρήνα του στάτη λόγω υστέρησης και δινορρευμάτων
- P_{AG} : Ισχύς διακένου, εναπομένουσα ισχύς που μεταφέρεται στον δρομέα
- P_{RCL} : Ωμικές απώλειες στο τύλιγμα του δρομέα ή απώλειες χαλκού
- P_{conv} : Μετατρεπόμενη εναπομένουσα ηλεκτρική ισχύς σε μηχανική $= \tau_{ind} \omega_m$ όπου τ_{ind} είναι η επαγόμενη ροπή του ή αναπτυσσόμενη ροπή της μηχανής
- $P_{F\&W}$: Απώλειες εξαερισμού και τριβών
- P_{stray} : Κατανεμημένες απώλειες

- P_{out} : Μηχανική ισχύς εξόδου του κινητήρα = $\tau_{load}\omega_m$, όπου τ_{load} είναι η ροπή που ασκείται στον άξονα του δρομέα

Επειδή συνήθως η ταχύτητα με την οποία περιστρέφεται ο κινητήρας είναι αρκετά κοντά στη σύγχρονη ταχύτητα n_s , η σχετική ταχύτητα των μαγνητικών πεδίων είναι και αυτή πολύ μικρή και λόγω αυτού οι απώλειες πυρήνα στον δρομέα είναι πολύ λιγότερες συγκριτικά με τις απώλειες στον στάτη. Επίσης, οι απώλειες τριβών, εξαερισμού και οι κατανεμημένες απώλειες εξαρτώνται αναλογικά από την ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα, όσο μεγαλύτερη ταχύτητα τόσο μεγαλύτερες απώλειες. Αντιθέτως, όσο πιο κοντά λειτουργεί ο κινητήρας στη σύγχρονη ταχύτητα, τόσο λιγότερες είναι οι απώλειες πυρήνα.

Προκύπτει, λοιπόν, ένα νέο μέγεθος, που καλείται βαθμός απόδοσης του κινητήρα, και υπολογίζεται από τον τύπο: [4]

$$n = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (1.12)$$

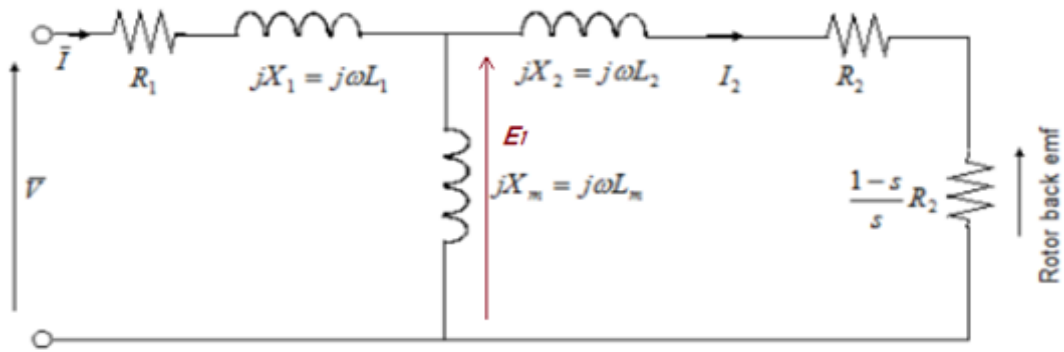
ii. Ροπή επαγωγικών κινητήρων

Η εσωτερική ροπή είναι μεγαλύτερη από την πραγματική ροπή στον άξονα του κινητήρα. Αυτό, όπως φαίνεται και στην εικόνα 1.5, οφείλεται στις απώλειες των τριβών και των κατανεμημένων. Η εσωτερική ροπή ονομάζεται αλλιώς, ηλεκτρομαγνητική ή αναπτυσσόμενη ροπή (developed torque). Η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι ο λόγος της αναπτυσσόμενης μηχανικής ισχύος προς την κυκλική ταχύτητα του κινητήρα, ή αλλιώς ο λόγος της ισχύος διακένου προς τη σύγχρονη ταχύτητα. Υπολογίζεται από τον τύπο: [2]

$$T_e = \frac{P_{conv}}{\omega_r} = \frac{(1-s)P_{ag}}{(1-s)\omega_s} = \frac{P_{AG}}{\omega_s} \quad (1.13)$$

iii. Χαρακτηριστική καμπύλης ροπής – ταχύτητας

Η ροπή ενός επαγωγικού κινητήρα μεταβάλλεται συναρτήσει της ταχύτητας, με τον τρόπο που εικονίζεται στην εικόνα 1.7. Για την ερμηνεία αυτής της χαρακτηριστικής θεωρούμε ότι ο κινητήρας λειτουργεί αρχικά χωρίς φορτίο (εικόνα 1.8α). Επίσης, για την καλύτερη κατανόηση παρουσιάζεται το ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα του κινητήρα όπου έχουν χωριστεί μεταξύ τους οι απώλειες δρομέα και η μετατρεπόμενη εναπομένουσα ηλεκτρική ισχύς σε μηχανική (εικόνα 1.6).



Εικόνα 1.6 ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα του κινητήρα όπου έχουν χωριστεί μεταξύ τους οι απώλειες δρομέα και η P_{conv} [22]

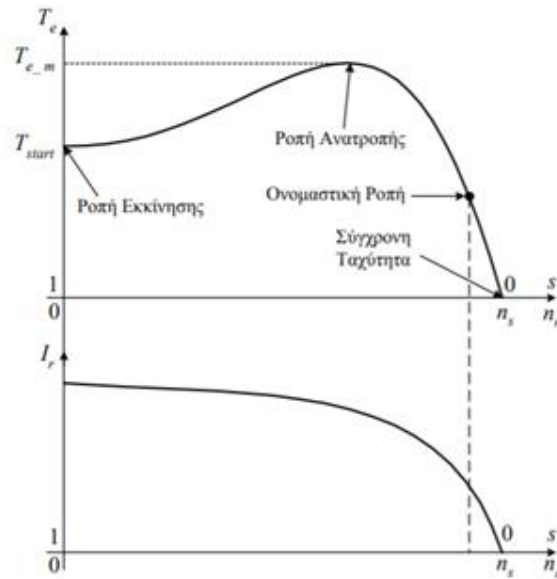
Αυτό σημαίνει πως η ταχύτητα του κινητήρα είναι πολύ κοντά στη σύγχρονη ταχύτητα. Το ρεύμα I_s είναι υπεύθυνο για την παραγωγή του μαγνητικού πεδίου στον στάτη B_s . Το ολικό μαγνητικό πεδίο B_m στη μηχανή παράγεται από το ρεύμα μαγνήτισης I_m που διαρρέει το ισοδύναμο κύκλωμα. Όταν ο κινητήρας είναι ακόρεστος, το πλάτος του ρεύματος μαγνήτισης και του B_m εξαρτάται από την τάση E_1 . Η τάση E_1 είναι σταθερή και σχεδόν ίση με την τάση τροφοδοσίας E , αφού η πώση τάσης στη σύνθετη αντίσταση $R_s + jX_{ls}$ (του στάτη) είναι αμελητέα. Επομένως, το ολικό μαγνητικό πεδίο B_m στο διάκενο του κινητήρα είναι σταθερό και ανεξάρτητο από τη ροπή του φορτίου.

Λόγω της μικρής ολίσθησης (αφού η λειτουργία είναι χωρίς φορτίο), η τάση που επαγεται στο τύλιγμα του δρομέα E_r είναι πολύ μικρή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το πεδίο του δρομέα B_r και το ρεύμα του δρομέα I_r , να είναι μικρά. Λόγω του ότι η συχνότητα των επαγόμενων τάσεων είναι μικρή, αυτό έχει ως συνέπεια η αντίδραση του δρομέα να είναι πολύ μικρή σε σχέση με την ωμική του αντίσταση ($R_r \gg X_{lr}$) και η διαφορά φάσης μεταξύ I_r και E_r είναι ελάχιστη. Παρόλο που στη λειτουργία χωρίς φορτίο το ρεύμα του δρομέα είναι πολύ μικρό, το ρεύμα τροφοδοσίας του στάτη είναι αρκετά μεγάλο, αφού είναι αυτό που πρέπει να παράγει το μεγαλύτερο μέρος του B_m . Το μέτρο της επαγόμενης ή αναπτυσσόμενης ροπής είναι:

$$T_e = k B_m B_r \sin \delta \quad (1.14)$$

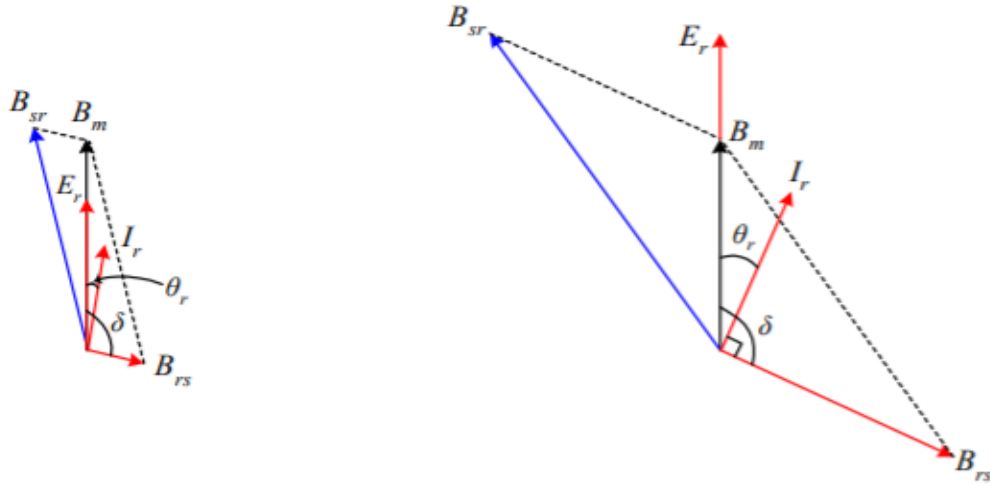
όπου δ , η γωνία μεταξύ B_r και B_m και k παράγοντας ο οποίος εξαρτάται από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής.

Επειδή το μαγνητικό πεδίο B_r είναι πολύ μικρό, η ροπή που αναπτύσσεται στον κινητήρα είναι τόσο ώστε να υπερνικήσει τις απώλειες περιστροφής του. [2][22]



Εικόνα 1.7 Τυπική χαρακτηριστική ροπής ταχύτητας (α) και μεταβολή του ρεύματος του δρομέα με την ταχύτητα (β) [2]

Ας υποθεθεί τώρα πως η ροπή του φορτίου λαμβάνει την ονομαστική της τιμή. Με την αύξηση του φορτίου η ολίσθηση θα αυξηθεί και η ταχύτητα του κινητήρα θα μειωθεί. Έτσι, η τάση που επάγεται στον δρομέα θα αυξηθεί. Η αυξημένη τάση E_r είναι υπεύθυνη για την αύξηση του ρεύματος και κατά συνέπεια του μαγνητικού πεδίου στον δρομέα. Παράλληλα, η αύξηση της συχνότητας στον δρομέα μεγαλώνει τη διαφορά φάσης μεταξύ των E_r και I_r (Εικόνα 1.8β). Η αντίδραση του δρομέα ωL_r αυξάνεται επίσης λόγω της αύξησης της συχνότητας του. Η αύξηση του πεδίου B_r τείνει να αυξήσει την αναπτυσσόμενη ροπή. Αντίθετα, η αύξηση της γωνίας δ , η οποία είναι μεγαλύτερη από 90° , τείνει να μειώσει τη ροπή. Επειδή όμως το πεδίο έχει μεγαλύτερη επίδραση από τη γωνία, η ροπή αυξάνεται ώστε να τροφοδοτήσει το αυξημένο φορτίο του κινητήρα. Η ισχυρότερη επίδραση του μαγνητικού πεδίου του δρομέα B_r από αυτή της γωνίας δ , ισχύει μέχρι μία συγκεκριμένη τιμή του φορτίου, η οποία αντιστοιχεί στη μέγιστη ροπή (Εικόνα 1.7α). Η μέγιστη ροπή ονομάζεται αλλιώς ροπή ανατροπής (breakdown torque) και είναι 2 έως 2.5 φορές μεγαλύτερη από την ονομαστική. Όταν η ροπή του φορτίου λάβει μεγαλύτερη τιμή από τη ροπή ανατροπής, τότε η επίδραση του $\sin\delta$ είναι πιο έντονη από εκείνη του μαγνητικού πεδίου και μειώνεται η ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας. Το αποτέλεσμα αυτής της περίπτωσης είναι να σταματήσει ο κινητήρας (παθητικό φορτίο). Η μεταβολή του ρεύματος του δρομέα συναρτήσει της ταχύτητας απεικονίζεται στην εικόνα 1.7β. Η ροπή η οποία αναπτύσσεται στη μηδενική ταχύτητα από τον κινητήρα ονομάζεται ροπή εκκίνησης (T_{start}). Η ροπή εκκίνησης είναι πιο μεγάλη από την ονομαστική ροπή, συνήθως της τάξης του 150% της ονομαστικής. [2] [22]



Εικόνα 1.8 Μεταβολή των μαγνητικών πεδίων όταν ο επαγωγικός κινητήρας λειτουργεί χωρίς φορτίο (α) και με υψηλό φορτίο (β) [2]

1.6 Δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε στατό και περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

i. Μετασχηματισμοί Park και Clarke

Μετασχηματισμός Park

Ο μετασχηματισμός Park μετασχηματίζει ένα τριφασικό σύστημα σε ένα σύστημα δύο κάθετων αξόνων που περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω . Ο μετασχηματισμός αυτός εξαρτάται από την ευθυγράμμιση πλαισίου $d-q$ στο $t = 0$. Όταν το περιστρεφόμενο πλαίσιο ευθυγραμμίζεται με τον άξονα A , λαμβάνονται οι ακόλουθες σχέσεις:

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

Ενώ αντίστροφα:

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

Εάν, $f_a + f_b + f_c = 0$.

Μετασχηματισμός Clarke

Ο μετασχηματισμός Clarke μετασχηματίζει ένα τριφασικό σύστημα σε ένα στατό σύστημα δύο κάθετων αξόνων. Ο μετασχηματισμός αυτός εκφράζεται με την παρακάτω μαθηματική μορφή:

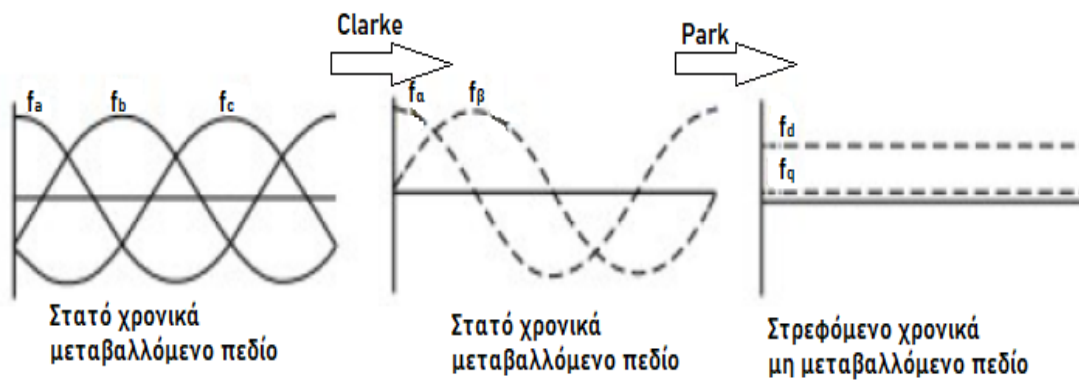
$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

Ενώ αντίστροφα:

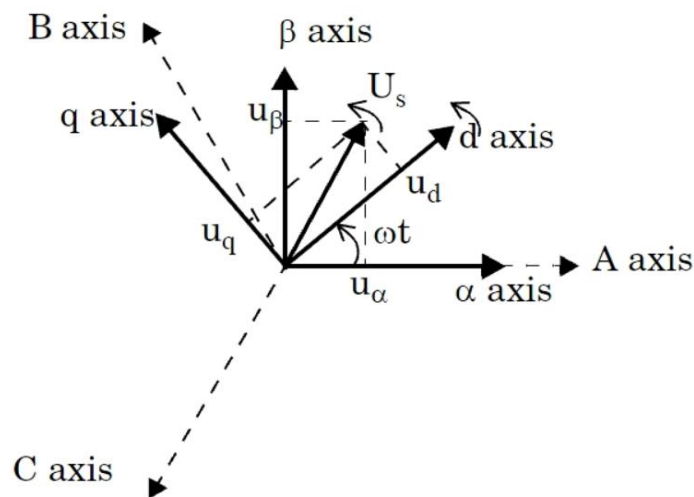
$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix}$$

Εάν, $f_a + f_b + f_c = 0$.

Στην εικόνα 1.9 φαίνονται οι μετασχηματισμοί Clarke και Park στο πεδίο του χρόνου και σε διανυσματική μορφή στην εικόνα 1.10.



Εικόνα 1.9 Μετασχηματισμοί Clarke και Park στο πεδίο του χρόνου [9]



Εικόνα 1.10 Μετασχηματισμοί Clarke και Park σε διανυσματική μορφή [13]

Προκύπτει ότι $f_0 = 0$ και στους δύο μετασχηματισμούς, αφού $f_a + f_b + f_c = 0$.

ii. Ισοδύναμο κύκλωμα σε πλαίσιο αναφοράς α-β

Η μέθοδος διανυσματικού χώρου χρησιμοποιείται ως μαθηματικό εργαλείο για την ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών. Το πλήρες σύνολο εξισώσεων της μηχανής μπορεί να εκφραστεί στο σταθερό σύστημα συντεταγμένων α-β. Οι τάσεις του στάτη και του δρομέα στο σύστημα συντεταγμένων α-β είναι:

$$\bar{V}_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\bar{\psi}_{sa}}{dt} \quad (1.15)$$

$$\bar{V}_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\bar{\psi}_{s\beta}}{dt} \quad (1.16)$$

$$0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\bar{\psi}_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \bar{\psi}_{r\beta} \quad (1.17)$$

$$0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\bar{\psi}_{r\beta}}{dt} - \omega_r \bar{\psi}_{r\alpha} \quad (1.18)$$

Σημειώνεται πως επειδή τα τυλίγματα του δρομέα είναι βραχυκυκλωμένα (squirrel cage) ισχύει ότι: $V_{r\alpha} = V_{r\beta} = 0$.

Οι εξισώσεις που περιγράφουν τη μαγνητική ροή στα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα φαίνονται παρακάτω:

$$\psi_{sa} = L_s i_{sa} + L_m i_{ra} \quad (1.19)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (1.20)$$

$$\psi_{ra} = L_r i_{ra} + L_m i_{sa} \quad (1.21)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (1.22)$$

Όπου, L_m η αυτεπαγωγή τυλιγμάτων στάτη-δρομέα, $L_r = L_{lr} + L_m$ η αυτεπαγωγή του δρομέα, και $L_s = L_{ls} + L_m$ η αυτεπαγωγή του στάτη.

Προφανώς ισχύει ότι:

$$\vec{i}_s = i_{sa} + j i_{s\beta} \quad (1.23)$$

$$\vec{i}_r = i_{ra} + j i_{r\beta} \quad (1.24)$$

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (1.25)$$

$$\vec{\psi}_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \quad (1.26)$$

$$\vec{\psi}_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \quad (1.27)$$

Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι:

$$T_e = \frac{3PL_m}{4L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.28)$$

Σημειώνεται ότι όπου P είναι ο αριθμός των πόλων.

Τέλος, η ταχύτητα περιστροφής προκύπτει από τη σχέση:

$$T_e = T_L + \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J} (T_e - T_L) \Rightarrow$$

$$\omega_r = \int \frac{P}{2J} (T_e - T_L) dt \quad (1.29)$$

Όπου, J η ροπή αδρανείας της μηχανής.

iii. Ισοδύναμο κύκλωμα σε πλαίσιο αναφοράς d-q

Ο ανεξάρτητος έλεγχος της ροής και της ροπής του κινητήρα επιτυγχάνεται με αυτή τη μέθοδο και συνδέοντας το σύστημα συντεταγμένων με το διάνυσμα της ροής του δρομέα. Στην εικόνα 1.10 φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα του κινητήρα επαγωγής σε σταθερές συντεταγμένες α - β και περιστρεφόμενες d - q . Η σύγχρονη ταχύτητα του δρομέα είναι ίση με τη γωνιακή ταχύτητα του διανύσματος της ροής του δρομέα. Το πλαίσιο αναφοράς d - q περιστρέφεται με τη γωνιακή ταχύτητα που είναι ίση με τη γωνιακή ταχύτητα του διανύσματος της ροής του δρομέα ω_e , η οποία ορίζεται ως εξής:

$$\omega_e = \frac{d\theta}{dt}$$

Οι τάσεις του στάτη και του δρομέα στο σύστημα συντεταγμένων d - q είναι:

$$\bar{V}_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\bar{\psi}_{sd}}{dt} - \omega_e \bar{\psi}_{sq} \quad (1.30)$$

$$\bar{V}_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\bar{\psi}_{sq}}{dt} + \omega_e \bar{\psi}_{sd} \quad (1.31)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\bar{\psi}_{rd}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \bar{\psi}_{rq} \quad (1.32)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\bar{\psi}_{rq}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \bar{\psi}_{rd} \quad (1.33)$$

Σημειώνεται πως επειδή τα τυλίγματα του δρομέα είναι βραχυκυκλωμένα (squirrel cage) ισχύει ότι: $V_{rd} = V_{rq} = 0$.

Οι εξισώσεις που περιγράφουν τη μαγνητική ροή στα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα φαίνονται παρακάτω:

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (1.34)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (1.35)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (1.36)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (1.37)$$

Όπου, L_m η αυτεπαγωγή τυλιγμάτων στάτη-δρομέα, $L_r = L_{lr} + L_m$ η αυτεπαγωγή του δρομέα, και $L_s = L_{ls} + L_m$ η αυτεπαγωγή του στάτη.

Προφανώς ισχύει ότι:

$$\vec{i}_s = i_{sd} + j i_{sq} \quad (1.38)$$

$$\vec{i}_r = i_{rd} + j i_{rq} \quad (1.39)$$

$$\vec{V}_s = V_{sd} + j V_{sq} \quad (1.40)$$

$$\vec{\psi}_s = \psi_{sd} + j \psi_{sq} \quad (1.41)$$

$$\vec{\psi}_r = \psi_{rd} + j \psi_{rq} \quad (1.42)$$

Οι ολοκληρωμένες τάσεις του δρομέα και του στάτη προκύπτουν όταν διαχωρίσουμε το φανταστικό από το πραγματικό μέρος και είναι:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} i_{rd} - L_s \omega_e i_{sq} - L_m \omega_e i_{rq} \quad (1.43)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} i_{rq} + L_s \omega_e i_{sd} + L_m \omega_e i_{rd} \quad (1.44)$$

$$0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} i_{sd} - L_r (\omega_e - \omega_r) i_{rq} + L_m (\omega_e - \omega_r) i_{sq} \quad (1.45)$$

$$0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} i_{sq} + L_r (\omega_e - \omega_r) i_{rd} + L_m (\omega_e - \omega_r) i_{sd} \quad (1.46)$$

Όπου,

$$i_{rq} = \frac{\psi_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (1.47)$$

$$i_{rd} = \frac{\psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (1.48)$$

Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι:

$$T_e = \frac{3PL_m}{4L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (1.49)$$

Τέλος, η ταχύτητα περιστροφής προκύπτει από τη σχέση:

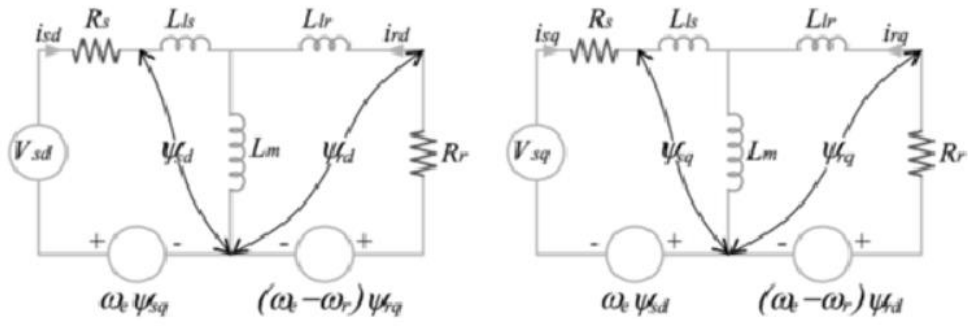
$$T_e = T_L + \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J} (T_e - T_L) \Rightarrow$$

$$\omega_r = \int \frac{P}{2J} (T_e - T_L) dt \quad (1.50)$$

Όπου, J η ροπή αδρανείας της μηχανής.

Στην εικόνα 1.11, στην επόμενη σελίδα, παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

Σύγχρονες Τεχνικές Ελέγχου
 Ασύγχρονων Κινητήρων
 Μέσω Αντιστροφέα



Εικόνα 1.11 Ισοδύναμο κύκλωμα επαγωγικής μηχανής στο d-q πλαίσιο αναφοράς[16]

2. Ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος για συστήματα οδήγησης ασύγχρονων κινητήρων

2.1 Τριφασικός Αντιστροφέας

Οι ηλεκτρικές μηχανές στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης οδηγούνται από τριφασικούς αντιστροφείς καθώς είναι πολύ πιο εύκολος ο έλεγχός τους. Αυτό το γεγονός αυξάνει κατά πολύ το κόστος της συνολικής διάταξης, όμως είναι κάτι αναγκαίο και συγχρόνως έχει και πολλά οφέλη. Το κυριότερο όφελος είναι ότι ο αντιστροφέας παρέχει τη δυνατότητα εύκολου και αποτελεσματικού ελέγχου της μηχανής.

Ο αντιστροφέας είναι μια διάταξη μετατροπέα ισχύος. Ο αντικειμενικός σκοπός είναι η παραγωγή μιας ημιτονοειδούς ac τάσης εξόδου από μια πηγή συνεχούς τάσης, με ελεγχόμενα τόσο το πλάτος όσο και τη συχνότητα της εξαγόμενης κυματομορφής. Αυτό είναι που καθιστά τον αντιστροφέα μια διάταξη υψηλής ακριβείας ελέγχου.

Οι αντιστροφείς υποδιαιρούνται σε δύο είδη:

- *Αντιστροφείς τροφοδοτούμενοι από τάση (Voltage-Fed-Inverters)*

Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται σε αυτή την κατηγορία παραμένουν πάντα ορθά πολωμένα, λόγω της πηγής συνεχούς τάσης, και πάντα συνοδεύονται από μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης που επιτρέπει την αντίθετη ροή ισχύος. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται σε μια τέτοια διάταξη μπορεί να είναι GTO_s , BJT_s , $IGBT_s$, $MOSFET_s$ και $IGCT_s$.

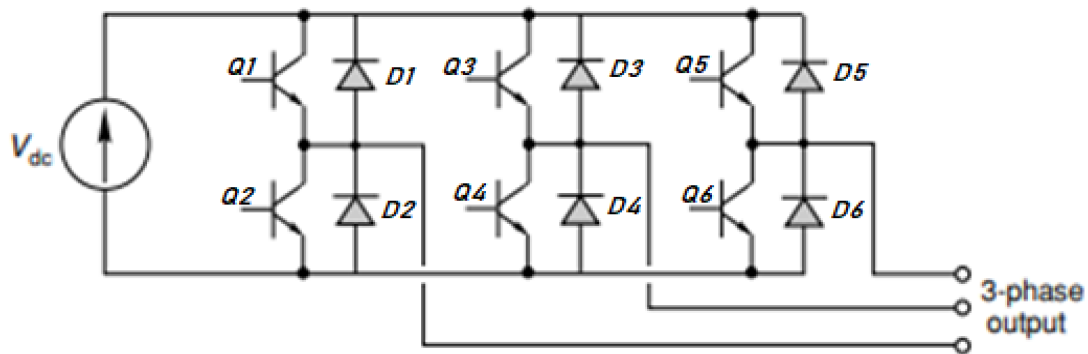
- *Αντιστροφείς τροφοδοτούμενοι από ρεύμα (Current-Fed-Inverters)*

Τα ημιαγωγικά στοιχεία σε αυτούς τους αντιστροφείς είναι απαραίτητα να μπορούν να αντέχουν σε ανάστροφη πόλωση και για αυτό τον λόγο χρησιμοποιούνται μόνο *Thyristors*, GTO_s ή άλλα ημιαγωγικά στοιχεία σε σειρά με δίοδο ελεύθερης διέλευσης.

Στην πράξη χρησιμοποιούνται κυρίως οι αντιστροφείς τροφοδοτούμενοι από τάση. Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει παρουσίαση και ανάλυση της τοπολογίας και των βασικότερων τεχνικών ελέγχου αυτής της κατηγορίας των αντιστροφέων. [5]

ι. Διαμόρφωση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης

Η πιο απλή τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα είναι ο αντιστροφέας πηγής τάσεως δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας, ο οποίος είναι υπεύθυνος για την παραγωγή έξι επιπέδων (πέντε διακριτών) τάσεως εξόδου στα άκρα του φορτίου.



Εικόνα 2.1 Αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας [24]

Ο παραπάνω αντιστροφέας, όπως φαίνεται στην εικόνα 2.1, αποτελείται από έξι ημιαγωγικούς διακόπτες (Q_1, Q_2, \dots, Q_6) και από έξι διόδους που βρίσκονται αντιπαράλληλα ώστε να επιτυγχάνεται η ελεύθερη διέλευση (D_1, D_2, \dots, D_6). Οι διακόπτες αυτοί είναι τοποθετημένοι σε ζεύγη, που ονομάζονται ημιγέφυρες. Η τάση εισόδου V_{dc} είναι συνεχής και μπορεί να προέρχεται από φωτοβολταϊκά, από συσσωρευτές, από ανορθωμένη εναλλασσόμενη τάση (τριφασικό εναλλασσόμενο δίκτυο μαζί με τριφασικό ανορθωτή) κ.α. Από την έξοδο του αντιστροφέα, όπως φαίνεται και στην εικόνα, λαμβάνουμε τριφασική εναλλασσόμενη τάση (μία φάση από κάθε ημιγέφυρα) η οποία εξαρτάται από το πώς άγουν οι διακόπτες. Η αγωγή τους επιτυγχάνεται με παλμούς τροφοδότησης που προέρχονται από κάποιον επεξεργαστή. Είναι σημαντικό να επισημανθεί πως δε γίνεται να άγουν δύο στοιχεία μίας ημιγέφυρας (π.χ. Q_1, Q_2), καθώς αυτό οδηγεί σε βραχυκύκλωμα της πηγής V_{dc} . Επίσης, είναι σημαντικό να ειπωθεί πως υπάρχει ένα κενό διάστημα (blanking time), στο οποίο κανείς διακόπτης από μία ημιγέφυρα δεν άγει, και αυτό συμβαίνει για την προστασία της διάταξης και κατ' επέκταση του συνολικού συστήματος. [5] [18]

Υπάρχουν οκτώ συνδυασμοί στη λειτουργία των διακοπτικών στοιχείων ($2^3 = 8$). Η φιλοσοφία πίσω από τη λειτουργία του αντιστροφέα είναι η εξής: βάση της τάσης αναφοράς ή αλλιώς της επιθυμητής τάσης θα επιλέγεται ο περισσότερο κατάλληλος συνδυασμός από τους οχτώ συνδυασμούς που θα προσεγγίζει περισσότερο την επιθυμητή τάση (τάση αναφοράς). [6]

2.2 Λειτουργία Αντιστροφέα

ι. Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM)

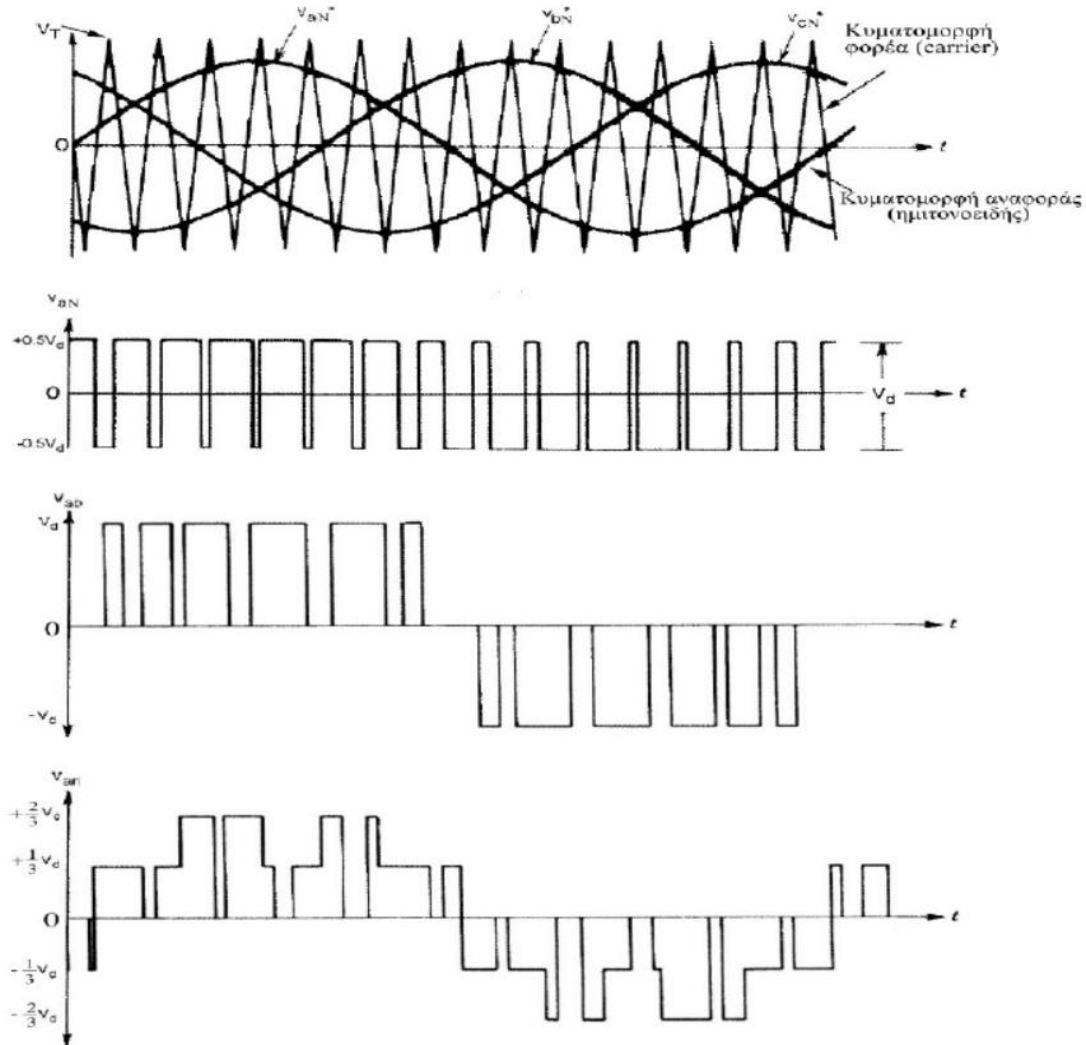
Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών είναι μία από τις σημαντικότερες και πιο διαδεδομένες τεχνικές για την οδήγηση ενός αντιστροφέα. Είναι μία τεχνική που παρέχει υψηλή επίδοση, ευκολία στην υλοποίηση, δυνατότητα σταθερής διακοπτικής συχνότητας και όλα αυτά γίνονται με χαμηλή πολυπλοκότητα. Η λειτουργία της βασίζεται στη σύγκριση ενός σήματος αναφοράς με ένα φέρον σήμα από την οποία προκύπτουν οι παλμοί που οδηγούν τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η τάση εξόδου που πλησιάζει την επιθυμητή ημιτονοειδή τάση (τάση αναφοράς). Στη βιβλιογραφία γίνονται προτάσεις μεταξύ πολλών τεχνικών βάσει των οποίων μπορούν να επιτευχθούν οι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων, οι πιο σημαντικές είναι:

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

Εδώ θα αναλύσουμε την SPWM τεχνική με την οποία και ασχοληθήκαμε στο πλαίσιο της διπλωματικής εργασίας. [5]

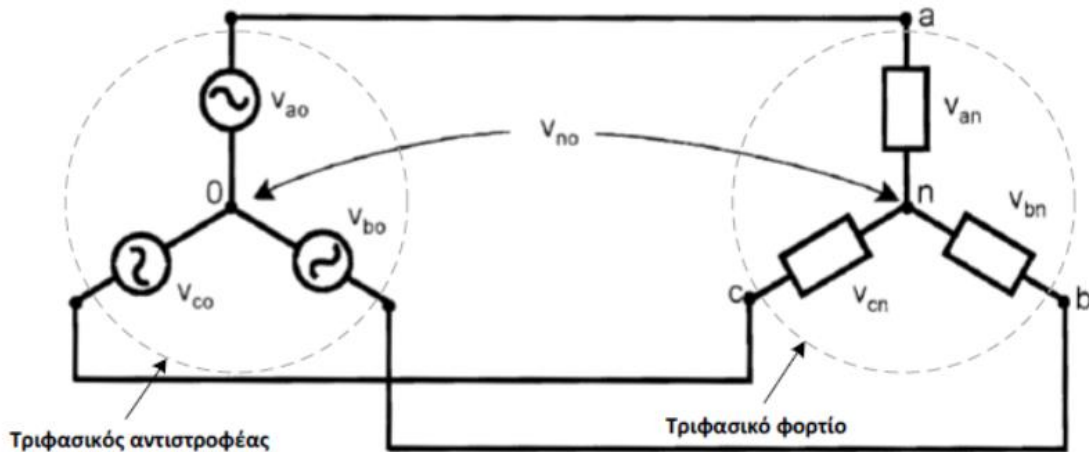
ii. Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM)

Η τεχνική αυτή είναι ιδιαίτερα δημοφιλής και χρησιμοποιείται κατά κόρον στη βιομηχανία. Η λειτουργία της περιγράφεται στην εικόνα 2.2 που παρουσιάζεται παρακάτω.



Εικόνα 2.2 Κυματομορφές δημιουργίας των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα για λειτουργία με SPWM [5]

Επίσης, επειδή ένα ζητούμενο της διπλωματικής εργασίας είναι η σύνδεση του τριφασικού αντιστροφέα με τον επαγωγικό κινητήρα είναι χρήσιμο να αναφερθεί ότι ο ουδέτερος κόμβος στις εφαρμογές συστημάτων κίνησης είναι απομονωμένος. Σε αυτή την περίπτωση, μεταξύ των σημείων n και 0 (εικόνα 2.3), γίνεται η εμφάνιση περιττών αρμονικών πολλαπλασίων του 3 (3,9,15,...), που απαρτίζουν τις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας της τροφοδοσίας.



Εικόνα 2.3 Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα και τριφασικού φορτίου συνδεσμολογίας αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο [18]

Στην εικόνα 2.2 φαίνονται διαδοχικά η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα V_{aN} , η πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα V_{ab} και η φασική τάση στα άκρα του φορτίου V_{an} .

Επίσης, στην εικόνα 2.2 φαίνονται: μία τριγωνική κυματομορφή V_T , η οποία λέγεται φέρον σήμα, συχνότητας f_c και τρεις ημιτονοειδείς συναρτήσεις που λέγονται σήματα αναφοράς (V_{aN}^* , V_{bN}^* , V_{cN}^*) και συνιστούν ένα τριφασικό σύστημα, συχνότητας ίσης με της επιθυμητής θεμελιώδους τάσης εξόδου f_r .

Τα σημεία τομής των κυματομορφών V_T και V_{aN}^* θα είναι και τα σημεία μεταγωγής των διακοπών της πρώτης ημιγέφυρας. Πιο συγκεκριμένα, όταν ισχύει $V_{aN}^* > V_T$, τότε το ημιαγωγικό στοιχείο Q1 δέχεται θετικό παλμό στην είσοδο και άγει, ενώ το Q2 δε δέχεται παλμό και δεν άγει. Η τάση εξόδου της φάσης a του αντιστροφέα θα είναι $V_{aN} = +\frac{V_d}{2}$. Αντίθετα, όταν $V_{aN}^* < V_T$ το Q2 δέχεται θετικό παλμό και άγει ενώ το Q1 δέχεται μηδενικό παλμό και δεν άγει, οπότε $V_{aN} = -\frac{V_d}{2}$. Με αντίστοιχη λογική εξάγονται και οι κυματομορφές V_{bN} και V_{cN} . Στην πράξη, κατά τον προγραμματισμό του αντιστροφέα, το άνοιγμα του συμπληρωματικού ημιαγωγικού στοιχείου (για το Q1 είναι το Q2) πρέπει να καθυστερεί ελάχιστα του άλλου ώστε να αποφεύγονται στιγμιαία βραχυκυκλώματα της πηγής V_{dc} (dead-band time). Οι πολικές τάσεις προκύπτουν από τους παρακάτω τύπους:

$$V_{ab} = V_{aN} - V_{bN} \quad (2.1)$$

$$V_{bc} = V_{bN} - V_{cN} \quad (2.2)$$

$$V_{ca} = V_{cN} - V_{aN} \quad (2.3)$$

Τέλος, στην εικόνα 2.2 φαίνεται η φασική τάση στο φορτίο, η οποία είναι έξι επιπέδων (πέντε διακριτών).

Σε αυτήν την τεχνική διαμόρφωσης ορίζουμε δύο νέους συντελεστές: τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a και τον συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας m_f .

$$m_a = \frac{\hat{V}_{aN}^*}{\hat{V}_T} \quad (2.4)$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (2.5)$$

Όπου, \hat{V}_{aN}^* και \hat{V}_T , οι μέγιστες τιμές των συναρτήσεων V_{aN}^* και V_T αντίστοιχα.

Αναλύοντας τη φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα V_{aN} κατά Fourier προκύπτει η ακόλουθη μορφή:

$$V_{aN} = 0.5m_a V_d \sin(2\pi f_r + \varphi) + \text{όροι υψηλής συχνότητας}(M \cdot 2\pi f_c \pm N \cdot 2\pi f_r) \quad (2.6)$$

Ο όρος $M \cdot 2\pi f_c \pm N \cdot 2\pi f_r$ αντιπροσωπεύει τις ανώτερες αρμονικές σε αυτές τις συχνότητες. Οι M, N είναι ακέραιοι αριθμοί και φ είναι η φασική μετατόπιση της εξόδου που προκύπτει από τη σχετική θέση του φορέα και της κυματομορφής αναφοράς της εκάστοτε φάσης. Αυτή η τεχνική ελέγχου παρουσιάζει αρμονικό περιεχόμενο, αλλά το πλεονέκτημά της είναι πως ξέρουμε τις συχνότητες στις οποίες εμφανίζεται ($M \cdot 2\pi f_c \pm N \cdot 2\pi f_r$), ή χρησιμοποιώντας τον ορισμό του συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας (διαιρώντας με το f_r), στις συχνότητες ($M \cdot m_f \pm N$). Η σημασία αυτού του γεγονότος είναι ότι οι συχνότητες στις οποίες βρίσκονται οι αρμονικές συνιστώσες καθορίζονται από τη συχνότητα του φέροντος σήματος f_c , γεγονός που τις κάνει ελεγχόμενες.

Στους τριφασικούς αντιστροφείς μας ενδιαφέρουν μόνο οι αρμονικές των πολικών τάσεων, που είναι μόνο περιττές αρμονικές. Αν ο m_f είναι περιττός και πολλαπλάσιος του τρία, τότε οι αρμονικές συνιστώσες των πολικών τάσεων εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα που έχουν μηδενική τιμή είναι οι τριπλές περιττές αρμονικές συνιστώσες, δηλαδή για $M = 3, 9, 15, 21, 27 \dots$ κλπ. Επομένως, στο φάσμα συχνοτήτων θα εμφανίζονται μόνο οι αρμονικές για $M = 1, 5, 7, 11$, κλπ.

Το πλάτος της πολικής και της φασικής τάσης εξόδου της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας του αντιστροφέα εξαρτάται άμεσα και γραμμικά από τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους, όπως φαίνεται και στις παρακάτω εξισώσεις:

$$\hat{V}_{aN,1} = \hat{V}_{bN,1} = \hat{V}_{cN,1} = \frac{V_a m_a}{2} \quad (2.7)$$

$$\hat{V}_{ab,1} = \hat{V}_{aN,1} - \hat{V}_{bN,1} = \hat{V}_{aN,1} - (-\hat{V}_{aN,1}) = 2\hat{V}_{aN,1} = V_a m_a \quad (2.8)$$

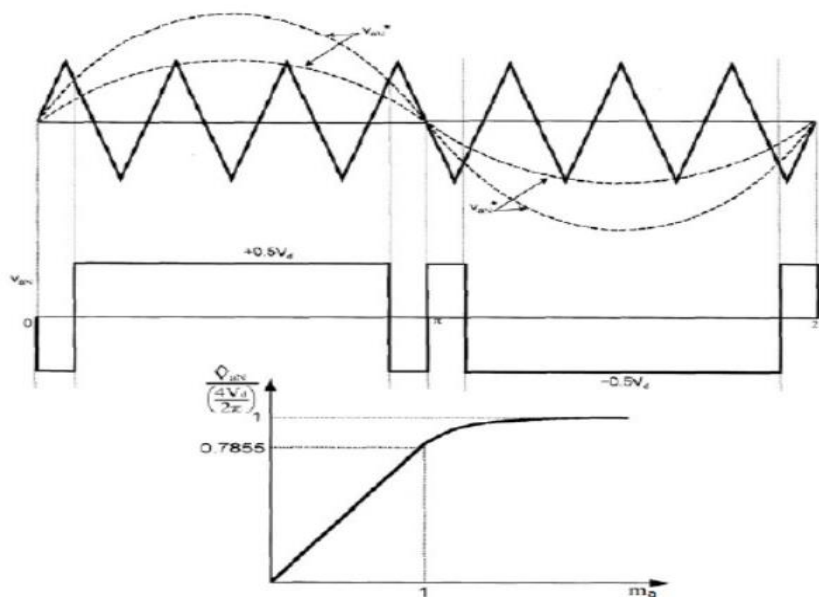
Άρα μεταβάλλοντας το m_a έχουμε τη δυνατότητα ελέγχου του πλάτους της τάσεως εξόδου. Προφανώς, για $m_a = 1$ προκύπτει η μεγαλύτερη τιμή για το πλάτος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, η οποία είναι ίση με V_{dc} . Στην περίπτωση που $m_a > 1$ τότε περνάμε στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης που φαίνεται στην εικόνα 2.4. Σε αυτή την περιοχή, οι αρνητικοί παλμοί στο κεντρικό τμήμα έχουν εξαλειφθεί, έχει χαθεί η γραμμικότητα λειτουργίας και η τάση εξόδου παρουσιάζει εντονότερο αρμονικό περιεχόμενο σε συχνότητες κοντά στη θεμελιώδη. Σε αυτή τη λειτουργία η τάξη και το πλάτος της κυριάρχουσας ή δεσπόζουσας αρμονικής d της πολικής τάσης εξόδου θα είναι:

$$d = 2m_f - 3 \quad (2.9)$$

$$\hat{V}_{ab,d} = 0.212V_d \quad (2.10)$$

Με την περαιτέρω αύξηση του m_a η τάση εξόδου γίνεται τετραγωνικός παλμός. [5]

Σημειώνεται πως ο λόγος συχνοτήτων m_f πρέπει να έχει αρκετά ψηλή τιμή (συνήθως μεγαλύτερη του 10) ώστε να μην εμφανίζονται αρμονικές χαμηλής τάξεως, οι οποίες είναι αρκετά δύσκολο να εξαλειφθούν μέσω φίλτρου, και επίσης είναι υπεύθυνες για ακουστικό θόρυβο. Ωστόσο, πρέπει να υπάρχει κάποιο ανώτατο όριο γιατί αν ο λόγος m_f είναι πολύ υψηλός, τότε και οι διακοπτικές απώλειες θα αυξηθούν.



Εικόνα 2.4 Κυματομορφές λειτουργίας στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης (α) και διάγραμμα διαμόρφωσης πλάτους ως προς την τάση εξόδου [5]

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί, πως συγκεκριμένα σε εφαρμογές όπου το φορτίο είναι κινητήρας, όπως στην παρούσα διπλωματική, συνήθως δε χρειάζεται φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα, καθώς η μεγάλη του επαγωγικότητα δρα ως φίλτρο, και το ρεύμα τείνει να γίνει ημιτονοειδές. Επίσης, η συχνότητα του φέροντος σήματος f_c διατηρείται συνήθως σταθερή για να μη δημιουργούνται προβλήματα αποσυγχρονισμού όταν γίνεται η σύγκριση των κυματομορφών και να μη δημιουργούνται ανεπιθύμητα άλματα στην τάση. Είναι ακέρατος αριθμός (έτσι εξασφαλίζεται ο συγχρονισμός στη σύγκριση των κυματομορφών), περιττός (για να αποφεύγονται οι άρτιες αρμονικές συνιστώσες στο φάσμα) και πολλαπλάσιο του τρία καθώς ο κινητήρας έχει απομονωμένο ουδέτερο κόμβο και δεν επιτρέπει την κυκλοφορία ομοπολικών ρευμάτων (ή ρευμάτων μηδενικής ακολουθίας, τρίτης και πολλαπλάσιου του τρία αρμονικής) όπως ειπώθηκε παραπάνω. [6]

iii. Διαμόρφωση διανυσματικού χώρου (Space Vector Modulation - SVM)

Η τεχνική διαμόρφωσης διανυσματικού χώρου αποτελεί μία διαφορετική τεχνική για να καθορίζει τα διακοπτικά σήματα στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Η τεχνική *SVM* σε αντίθεση με την τεχνική *PWM*, αντί για τη χρήση τριγωνικών φερόντων σημάτων και συγκριτών, αναπαριστά όλες τις πιθανές φασικές τάσεις ως διανύσματα. Επίσης, η μέθοδος *SVM* λαμβάνει υπόψη την αλληλεπίδραση μεταξύ των φάσεων του κινητήρα λόγω του απομονωμένου ουδέτερου κόμβου τους και ελαχιστοποιεί έτσι την αρμονική παραμόρφωση της φασικής τάσεως του φορτίου.

Όπως ειπώθηκε και παραπάνω, υπάρχουν οκτώ συνδυασμοί στη λειτουργία των διακοπτικών στοιχείων ($2^3 = 8$). Αυτό οφείλεται στη συμπληρωματική λειτουργία των ημιαγωγικών στοιχείων τα οποία βρίσκονται στον ίδιο κλάδο της τριφασικής γέφυρας. Η κατάσταση του αντιστροφέα είναι δυνατό να αναλυθεί με τον εκάστοτε συνδυασμό αγωγής ή μη αγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Έτσι λοιπόν, γίνεται ο ορισμός των οχτώ διακριτών καταστάσεων του αντιστροφέα οι οποίες αντιστοιχούν σε οχτώ διαφορετικές εξόδους του. Στην επόμενη σελίδα, στον πίνακα 2.1, παρουσιάζονται οι οχτώ διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του αντιστροφέα και οι αντίστοιχες φασικές τάσεις εξόδου στα άκρα του φορτίου.

Στον πίνακα 2.1 διακρίνονται δύο μηδενικές καταστάσεις (μηδενική τάση εξόδου) και έξι καταστάσεις αγωγής. Στην κατάσταση 0 άγουν ταυτόχρονα οι διακόπτες Q2, Q4, Q6 με αποτέλεσμα τη βραχυκύκλωση των ακροδεκτών του κινητήρα. Επίσης στην κατάσταση 7 άγουν ταυτόχρονα οι διακόπτες Q1, Q3, Q5 με αποτέλεσμα τη βραχυκύκλωση των ακροδεκτών του κινητήρα. Αντιθέτως, για παράδειγμα στην κατάσταση 1 (αντιστοιχώς στις υπόλοιπες καταστάσεις αγωγής) άγουν οι διακόπτες Q1, Q4 και Q6 κι έτσι η φάση b και η

φάση c συνδέονται στον αρνητικό πόλο ενώ η φάση a στον θετικό πόλο της πηγής συνεχούς ρεύματος. Άρα, οι φασικές τάσεις του αντιστροφέα ως προς το φανταστικό σημείο αναφοράς στη μεσαία λήψη της dc τροφοδοσίας είναι $V_{bn} = V_{cn} = -\frac{V_{dc}}{2}$ και $V_{an} = +\frac{V_{dc}}{2}$ ενώ οι αντίστοιχες φασικές τάσεις του φορτίου ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο κόμβο του αστέρα προκύπτουν $V_{an} = \frac{2V_{dc}}{3}$ και $V_{bn} = V_{cn} = -\frac{V_{dc}}{3}$.

		$Q1$	$Q3$	$Q5$	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
0	$V_0(000)$	0	0	0	0	0	0
1	$V_1(100)$	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
2	$V_2(110)$	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
3	$V_3(010)$	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
4	$V_4(011)$	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
5	$V_5(001)$	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
6	$V_6(101)$	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
7	$V_7(111)$	1	1	1	0	0	0

Πίνακας 2.1 Επιτρεπτές καταστάσεις αντιστροφέα και αντίστοιχες τάσεις ως προς τον ουδέτερο

Η φιλοσοφία της τεχνικής αυτής είναι η επιλογή του κατάλληλου συνδυασμού καταστάσεων του αντιστροφέα και η εναλλαγή τους με τέτοιο τρόπο ώστε να οδηγηθούμε στη βέλτιστη προσέγγιση του επιθυμητού διανύσματος ή διανύσματος αναφοράς.

3. Τεχνικές Ελέγχου κινητήρων επαγωγής

3.1 Εισαγωγή

Ο έλεγχος των συστημάτων οδήγησης μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος είναι πολυπλοκότερος από αυτόν των συστημάτων οδήγησης μηχανών συνεχούς ρεύματος. Οι λόγοι που κάνουν τον έλεγχο των ασύγχρονων μηχανών δυσκολότερο είναι: η απαίτηση για μεταβλητή συχνότητα, τα πολύπλοκα δυναμικά χαρακτηριστικά τους και η δυσκολία επεξεργασίας σημάτων ανάδρασης. Εκτός από τις δύο κλασικές μεθόδους ελέγχου που θα παρουσιαστούν παρακάτω, τα τελευταία χρόνια αναπτύσσονται τεχνικές που βασίζονται στον προβλεπτικό έλεγχο, στην ασαφή λογική, αλλά και στα νευρωνικά δίκτυα. Παρακάτω παρουσιάζονται οι δύο κλασικές τεχνικές ελέγχου: [5]

- *Βαθμωτός Έλεγχος (Scalar Control)*

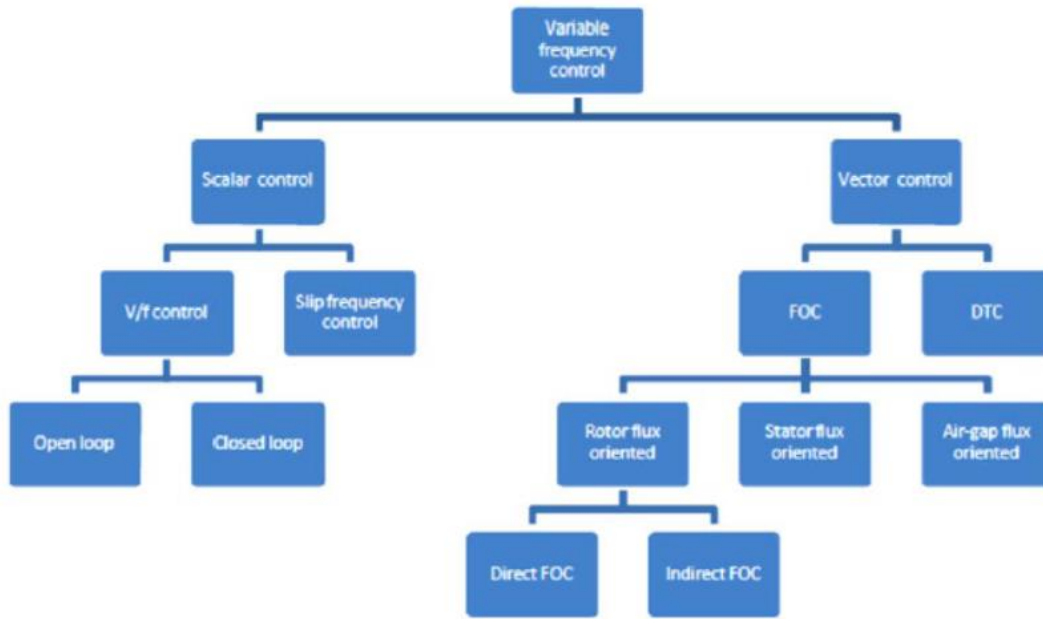
Αυτή η τεχνική είναι από τις πλέον παραδοσιακές και λαμβάνει υπόψη μόνο τις σχέσεις της μηχανής στη μόνιμη κατάσταση. Δεν επιτυγχάνει υψηλές επιδόσεις αλλά βρίσκει εφαρμογή σε συστήματα όπου η ισχύς είναι χαμηλή και η απλότητά τους είναι πιο σημαντική από την επίδοσή τους. Στην εικόνα 3.1 που φαίνεται παρακάτω παρουσιάζονται κάποια είδη βαθμωτού ελέγχου. [5]

- *Διανυσματικός Έλεγχος (Vector Control)*

Η εφαρμογή των τεχνικών του διανυσματικού ελέγχου σε συστήματα οδήγησης με κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος οφείλεται στην εξέλιξη της ηλεκτρονικής και στην κατασκευή μικροεπεξεργαστών και ψηφιακών επεξεργαστών σημάτων (DPS) υψηλής ταχύτητας και ανάλυσης.

Ο διανυσματικός έλεγχος επιτρέπει τον διαχωρισμό του ρεύματος του στάτη σε δύο συνιστώσες, τη συνιστώσα η οποία είναι υπεύθυνη για τη δημιουργία της ροής διακένου και τη συνιστώσα η οποία είναι υπεύθυνη για τη δημιουργία της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Ο ανεξάρτητος έλεγχος των κυκλωμάτων ελέγχου των δύο επιμέρους συνιστωσών γίνεται με διάφορες τεχνικές αποσύζευξης. [7]

Παρακάτω, στην εικόνα 3.1, φαίνονται σε διάγραμμα οι βασικότερες τεχνικές ελέγχου της ταχύτητας και της ροπής των ασύγχρονων κινητήρων:



Εικόνα 3.1 Ταξινόμηση των μεθόδων ελέγχου των συστημάτων ηλεκτροκίνησης [7]

3.2 Έλεγχος Προσανατολισμού πεδίου (FOC)

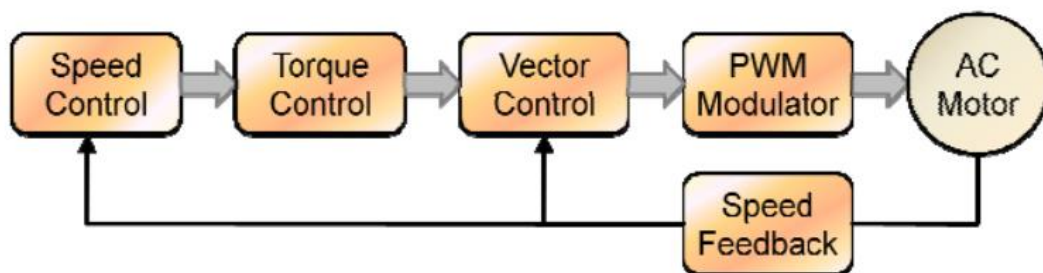
i. Γενικά

Η τεχνική ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου κατέστησε δυνατή τη χρήση κινητήρων επαγωγής σε εφαρμογές υψηλής επίδοσης. Η βασική ιδέα είναι η προσπάθεια αποσύζευξης του ελέγχου σε δύο κομμάτια: τον έλεγχο της συνιστώσας ρεύματος ηλεκτρομαγνητικής ροπής i_{qs} και τον έλεγχο της συνιστώσας ρεύματος ροής i_{ds} , οι οποίες συνιστώσες επιδρούν ανεξάρτητα σε κάθε ελεγκτή. Ο τρόπος αποσύζευξης γίνεται με τρεις τρόπους οι οποίοι παρουσιάζονται παρακάτω: [9]

Βάση του πλαισίου αναφοράς, που γίνεται η ανάλυση του ρεύματος, διακρίνουμε τρεις μεθόδους ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC):

- Έλεγχος με προσανατολισμό στο διάνυσμα της πεπλεγμένης ροής του στάτη.
- Έλεγχος με προσανατολισμό στο διάνυσμα της πεπλεγμένης ροής του δρομέα.
- Έλεγχος με προσανατολισμό στο διάνυσμα της πεπλεγμένης ροής μαγνήτισης.

Παρακάτω, στην εικόνα 3.2, παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου.



Εικόνα 3.2 Δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμένου πεδίου [9]

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης τα οποία κάνουν χρήση αυτής της τεχνικής έχουν υψηλή απόδοση και μεγάλη ακρίβεια στη ρύθμιση της ταχύτητας και της μαγνητικής ροής.

Η τεχνική αυτή έχει και διάφορες αδυναμίες καθώς επηρεάζεται σε μεταβολές των παραμέτρων της μηχανής και ιδιαίτερα στη μεταβολή της αντίστασης του δρομέα. Η μεταβολή αυτή είναι πιθανό να οφείλεται στις θερμικές απώλειες εσωτερικά της μηχανής (θερμότητα Joule, θερμικές

απώλειες λόγω δινορρευμάτων, μαγνητικές απώλειες πυρήνα), ή στο επιδερμικό φαινόμενο, που είναι εξαρτώμενο από τη συχνότητα των κυκλοφορούντων ρευμάτων δρομέα. Το αποτέλεσμα αυτής της μεταβολής είναι να μην είναι πάντα ορθός και ακριβής ο προσανατολισμός του πεδίου με τον δρομέα, γεγονός που είναι αρνητικό για τον διανυσματικό έλεγχο.

Ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα του ελέγχου αυτού είναι πως παρέχει εξοικονόμηση ενέργειας. Αυτό επιτυγχάνεται με τη ρύθμιση του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα, βάση της ταχύτητας ή του φορτίου της μηχανής. Μειώνοντας τη μαγνητική ροή σε τιμή μικρότερη από την ονομαστική, όταν για παράδειγμα δε χρειάζεται να αναπτύξει μέγιστη ροπή, οι μαγνητικές απώλειες λόγω υστέρησης μειώνονται σημαντικά, και αυτό έχει ως αποτέλεσμα η μηχανή να καταναλώνει λιγότερη ενέργεια με το ίδιο μηχανικό αποτέλεσμα. [9]

Η ακριβής γνώση του μέτρου και της θέσης του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα είναι πολύ σημαντική για να επιτευχθεί σωστά ο έλεγχος. Επομένως, ο τρόπος υπολογισμού του μέτρου και της γωνίας της ροής του δρομέα, δημιουργεί δύο παραλλαγές της μεθόδου. Οι παραλλαγές αυτές είναι ο άμεσος (Direct-FOC) και ο έμμεσος (Indirect-FOC) διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου. Στον άμεσο έλεγχο, η ροή μετριέται άμεσα από ειδικούς αισθητήρες ή υπολογίζεται από το μοντέλο της ροής. Στον έμμεσο έλεγχο, η ροή υπολογίζεται συνήθως από τα ρεύματα του στάτη και από τη γωνιακή περιστροφή του δρομέα. Η γωνίας της ροής βρίσκεται από το άθροισμα της γωνίας ολίσθησης και της γωνίας του δρομέα.

Στη συνέχεια, θα γίνει η ανάλυση του έμμεσου ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (IFOC), αφού αυτός είναι που χρησιμοποιείται στην προσομοίωση. Ακόμα, η χρήση του είναι συχνότερη στη βιομηχανία διότι έχει καλύτερη λειτουργία στην περιοχή εξασθένησης πεδίου. Επίσης, ο IFOC προτιμάται από τον DFOC επειδή η ευαισθησία των αισθητήρων Hall (συσκευή που χρησιμοποιείται για τη μέτρηση του πλάτους του μαγνητικού πεδίου) μειώνει την εγγενή ευρωστία μιας επαγωγικής μηχανής. [7] [16]

ii. Έμμεσος Διανυσματικός Έλεγχος με προσανατολισμό στο μαγνητικό πεδίο του δρομέα

Το σύγχρονα περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς $d-q$ θα μας βοηθήσει για να κάνουμε την ανάλυση των εξισώσεων του επαγωγικού κινητήρα στην περίπτωση του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό στο πεδίο του δρομέα. Στην εικόνα 3.3 παρουσιάζεται το διάγραμμα των διανυσμάτων. Το σύστημα αναφοράς $a-\beta$ είναι σταθερό στον στάτη. Το σύγχρονα περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω_e ως προς το σταθερό σύστημα αναφοράς $a-\beta$. Η σύγχρονη

ταχύτητα ω_e , η ταχύτητα του δρομέα ω_r και η ταχύτητα ολίσθησης ω_{sl} , συνδέονται με τη σχέση:

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad (3.1)$$

$$\theta_e = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \quad (3.2)$$

Η τάση και η μαγνητική ροή του δρομέα στο d - q σύστημα δίνονται από τις παρακάτω εξισώσεις όπως αναλύθηκε στο πρώτο κεφάλαιο:

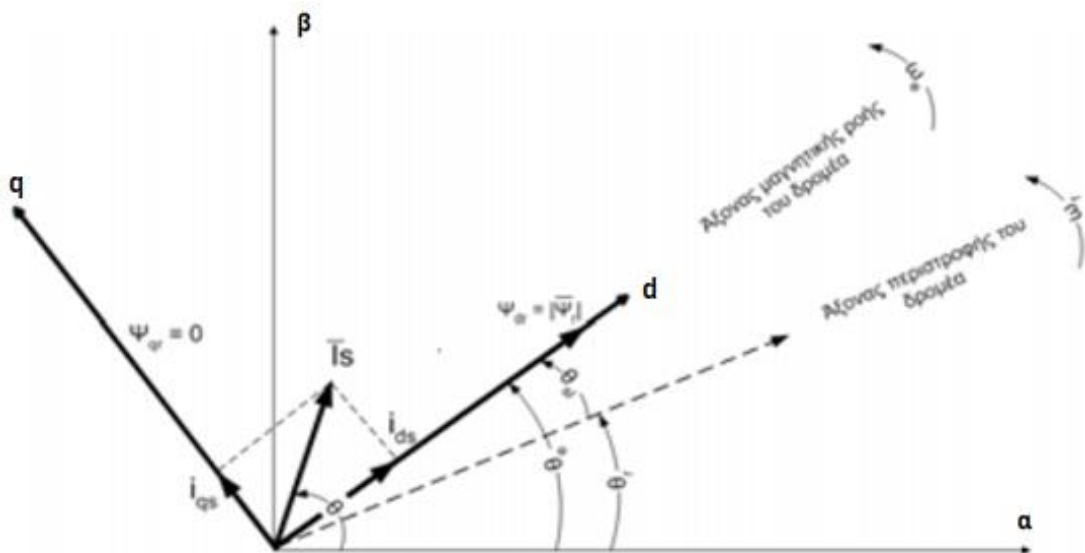
$$\bar{V}_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\bar{\psi}_{sd}}{dt} - \omega_e \bar{\psi}_{sq} \quad (3.3)$$

$$\bar{V}_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\bar{\psi}_{sq}}{dt} + \omega_e \bar{\psi}_{sd} \quad (3.4)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\bar{\psi}_{rd}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \bar{\psi}_{rq} \quad (3.5)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\bar{\psi}_{rq}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \bar{\psi}_{rd} \quad (3.6)$$

Επειδή διερευνούμε ασύγχρονο κινητήρα με βραχυκυκλωμένο δρομέα (squirrel cage), οι εξισώσεις μοντέλου της μηχανής στο σύγχρονα περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς d - q , θα είναι $V_{rd} = V_{rq} = 0$. [8]



Εικόνα 3.3 Διανυσματικό διάγραμμα μαγνητικής ροής δρομέα και ρεύματος στάτη [8]

Επίσης, οι συνιστώσες της μαγνητικής ροής του δρομέα δίνονται από τις εξισώσεις:

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (3.7)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (3.8)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3.9)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (3.10)$$

Από τις δύο τελευταίες εξισώσεις, λύνοντας ως προς τα ρεύματα i_{dr} και i_{qr} , προκύπτουν αντίστοιχα:

$$i_{rq} = \frac{\psi_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (3.11)$$

$$i_{rd} = \frac{\psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (3.12)$$

Τα ρεύματα του δρομέα i_{rd} και i_{rq} δεν μπορούν να μετρηθούν στην πράξη. Μπορούν όμως να αντικατασταθούν από τις σχέσεις που βρήκαμε παραπάνω. Έτσι, προκύπτουν οι κάτωθι σχέσεις:

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{sd} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (3.13)$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (3.14)$$

Η συνιστώσα ψ_{rq} του διανύσματος $\vec{\psi}_r$ στο σύστημα αναφοράς $d-q$, σύμφωνα με το διανυσματικό διάγραμμα της εικόνας 3.3 θα είναι:

$$\psi_{rq} = 0 \quad (3.15)$$

Αυτό συμβαίνει διότι το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα $\vec{\psi}_r$ συμπίπτει στον άξονα d . Ακόμα, ισχύει ότι:

$$\frac{d}{dt} \psi_{rq} = 0 \quad (3.16)$$

Επομένως, το μέτρο της ροής του δρομέα $\vec{\psi}_r$, θα βρίσκεται εξ' ολοκλήρου στη διεύθυνση d , δηλαδή $\psi_{rd} = \psi_r$. Με τη βοήθεια των παραπάνω σχέσεων, μπορούμε να υπολογίσουμε τη ροή του δρομέα ψ_r και την ταχύτητα ολίσθησης:

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \psi_r + \psi_r = L_m i_{sd} \Rightarrow$$

$$\psi_r = \frac{L_m i_{sd}}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} \quad (3.17)$$

Όπου με s αναφερόμαστε στο πεδίο Laplace.

Επίσης η ταχύτητα ολίσθησης, είναι:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\psi_r L_r} i_{sq} \quad (3.18)$$

Η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη i_{sd} είναι υπεύθυνη για τον έλεγχο της ροής του δρομέα ψ_r (όπως είναι φανερό και από τη σχέση 3.17). Επειδή το μέτρο της ροής του δρομέα θέλουμε να είναι σταθερό, υπολογίζουμε το επιθυμητό ρεύμα ή το ρεύμα αναφοράς του στάτη i_{sd}^* από τον τύπο 3.19.

$$i_{sd}^* = \frac{\psi_r^*}{L_m} \quad (3.19)$$

Επίσης, η ροπή δίνεται από τη γνωστή σχέση:

$$T_e = \frac{3P}{2} (\psi_{rq} i_{rd} - \psi_{rd} i_{rq}) \quad (3.20)$$

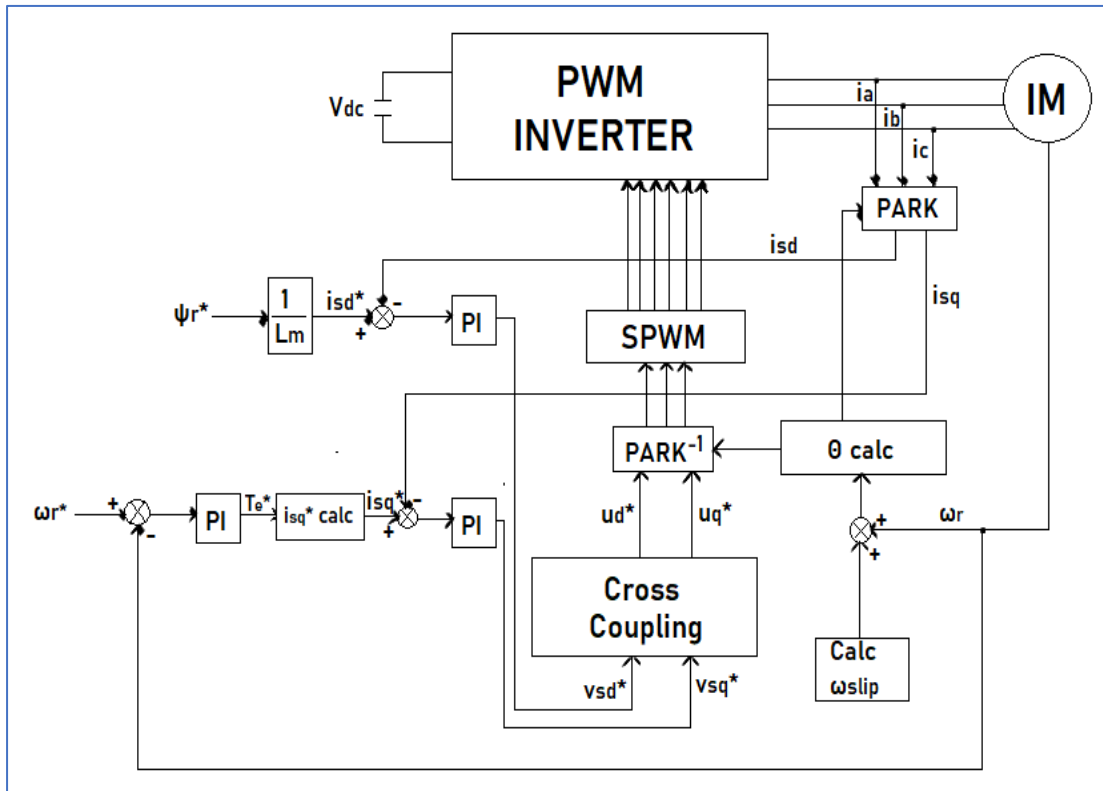
Λαμβάνοντας υπόψη ότι $\psi_{qr} = 0$ και αντικαθιστώντας το i_{rq} :

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (3.21)$$

Επομένως, έχοντας την εντολή για την επίτευξη της επιθυμητής ροπής T_e^* , μπορούμε να υπολογίσουμε το επιθυμητό ρεύμα για αυτή τη ροπή, το οποίο προκύπτει από τον παρακάτω τύπο: [8]

$$i_{sq}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{P L_m} \frac{T_e^*}{\psi_r} \quad (3.22)$$

Το διάγραμμα ελέγχου φαίνεται στην επόμενη σελίδα (εικόνα 3.4) και στη συνέχεια γίνεται η επεξήγησή του.



Εικόνα 3.4 Διάγραμμα ελέγχου IFOC

Στο διάγραμμα ελέγχου φαίνεται ότι αρχικά παίρνουμε το i_s και το μετατρέπουμε μέσω του μετασχηματισμού Park σε i_{sq} και i_{sd} . Ύστερα υπολογίζουμε τη γωνία θ_e μέσω του τύπου (3.2), αφού πρώτα υπολογίσουμε τη μαγνητική ροή του δρομέα ψ_r από τον τύπο (3.17) ώστε να υπολογίσουμε τη γωνιακή ταχύτητα ολίσθησης ω_{sl} μέσω του τύπου (3.18), για να πετύχουμε τον προσανατολισμό στο μαγνητικό πεδίο του δρομέα. Στη συνέχεια ορίζουμε τη μαγνητική ροή αναφοράς του δρομέα και από τον τύπο (3.19) προκύπτει το ρεύμα αναφοράς i_{sd}^* , ενώ το ρεύμα αναφοράς i_{sq}^* προκύπτει από τον τύπο (3.22), δηλαδή το σφάλμα της ταχύτητας πηγαίνει σε έναν PI-ελεγκτή (πάρτημα Α) και η έξοδος του PI-ελεγκτή είναι η ροπή αναφοράς που μέσω αυτής γίνεται ο υπολογισμός της συνιστώσας q του ρεύματος i_{sq}^* . Έπειτα γίνεται η σύγκριση των ρευμάτων αναφοράς με τα πραγματικά ρεύματα και μέσω των PI-ελεγκτών προκύπτουν οι τάσεις αναφοράς. Στη συνέχεια, οι τάσεις αυτές περνάνε από ένα block που λέγεται cross-coupling. Στην πραγματικότητα για τις τάσεις του στάτη ισχύουν οι τύποι:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} i_{rd} - L_s \omega_e i_{sq} - L_m \omega_e i_{rq} \quad (3.23)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} i_{rq} + L_s \omega_e i_{sd} + L_m \omega_e i_{rd} \quad (3.24)$$

Όμως, οι PI -ελεγκτές χρησιμοποιούνται για να ελέγχουν γραμμικά συστήματα, οπότε πρέπει να γραμμικοποιήσουμε τις εξισώσεις (3.23) και (3.24). Για να είναι η αποσύζευξη των ρευμάτων πλήρως επιτυχής, πρέπει να προσθέσουμε στις τάσεις αναφοράς που προκύπτουν από τους PI -ελεγκτές τους παρακάτω όρους:

$$v_{cd} = -\omega_e L_s \sigma i_{sq} \quad (3.25)$$

$$v_{cq} = \omega_e L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_e \psi_{rd} \quad (3.26)$$

Όπου σ ο όρος:

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r} \quad (3.27)$$

Οι όροι αυτοί προκύπτουν άμα αντικαταστήσουμε στις εξισώσεις 3.23 και 3.24 τις εξισώσεις 3.11 και 3.12 και αφαιρέσουμε τους όρους q από την 3.23 και τους όρους d από την 3.24. Έτσι πετυχαίνουμε την πλήρη αποσύζευξη των ρευμάτων. [17]

Στο τέλος, οι τάσεις μέσω του αντιστροφου μετασχηματισμού Park γίνονται τριφασικές και συγκρίνονται με ένα τριγωνικό φέρον σήμα για να παραχθούν οι παλμοί μέσω της τεχνικής SPWM και να οδηγηθούν στον αντιστροφέα.

3.3 Χαρακτηριστικά μηχανής εργαστηρίου ΕΜΠ

Ο κινητήρας που χρησιμοποιείται στην παρούσα εργασία είναι ένας από τους κινητήρες του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρικών ισχύος (εικόνα 3.5), του οποίου οι παράμετροι έχουν υπολογιστεί στο πλαίσιο άλλης διπλωματικής εργασίας.



Εικόνα 3.5 Κινητήρας 2HP εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος

Ονομαστική Ισχύς	2HP
Ονομαστική rms Πολική Τάση	400V
Ονομαστική Συχνότητα	50HZ
Ζεύγη πόλων	2
Ωμική Αντίσταση φασικού τολίγματος στάτη	5Ω
Ωμική Αντίσταση φασικού τολίγματος δρομέα ανηγμένη στον στάτη	3.61Ω
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως φασικού τολίγματος στάτη	0.0091H
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως φασικού τολίγματος δρομέα ανηγμένη στον στάτη	0.0091H
Αυτεπαγωγή μαγνήτισης ανηγμένη στον στάτη	0.2091H
Ροπή Αδρανείας δρομέα	0.001 Kg·m ²
Συντελεστής Τριβής	0 N·m·s (αμελητέος)

Τώρα θα γίνει ο υπολογισμός της ονομαστικής ταχύτητας και της ονομαστικής ισχύς του κινητήρα:

$$n_s = \frac{60 \cdot f_e}{P/2} = \frac{60 \cdot 50}{2} = 1500 \text{ Σ.Α.Λ.} \quad (3.28)$$

Το οποίο σε rad/s είναι:

$$\omega_m = 157,0796 \text{ rad/sec} \quad (3.29)$$

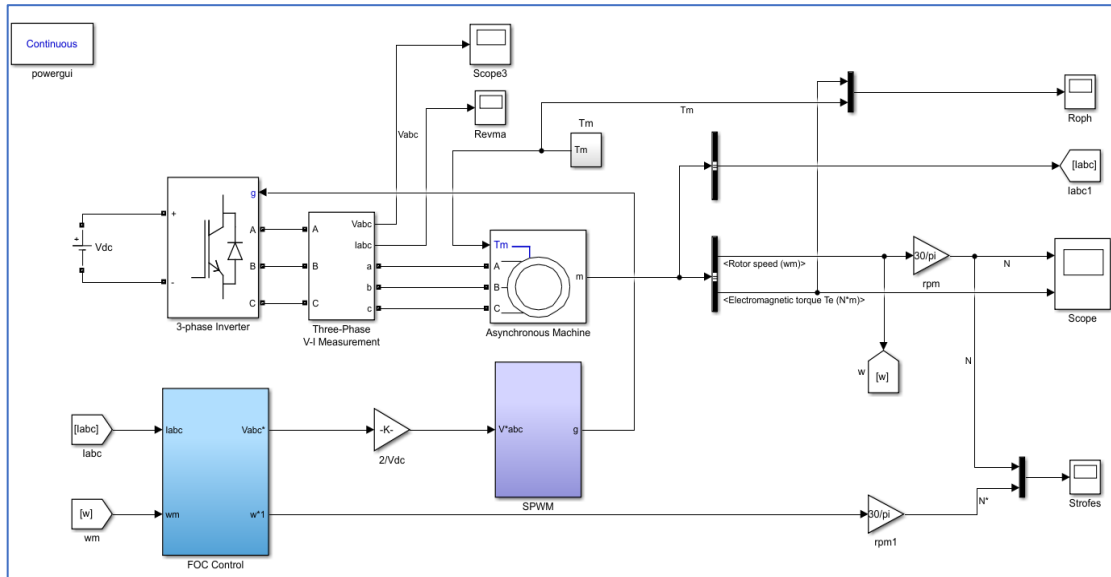
Και στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αντιστοιχεί σε ισχύ:

$$P_{out} = T_e \cdot \omega_m \Rightarrow T_e = \frac{P_{out} \xrightarrow{1 \text{ HP} = 746,6999 \text{ W}}}{\omega_m}$$
$$T_e = \frac{1491,3997}{157,0796} = 9,4945 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (3.30)$$

Το ονομαστικό ρεύμα του κινητήρα (rms) είναι ίσο με $I_N = 3,3 \text{ A}$.

3.4 Προσομοίωση με τεχνική ελέγχου FOC

Η προσομοίωση έγινε στο περιβάλλον *Matlab-Simulink*. Στην εικόνα 3.6, παρουσιάζεται το κύκλωμα που δημιουργήθηκε. Στη συνέχεια θα γίνει η λεπτομερής ανάλυσή του.



Εικόνα 3.6 Κύκλωμα Ελέγχου Οδήγησης Επαγωγικού Κινητήρα με έλεγχο FOC

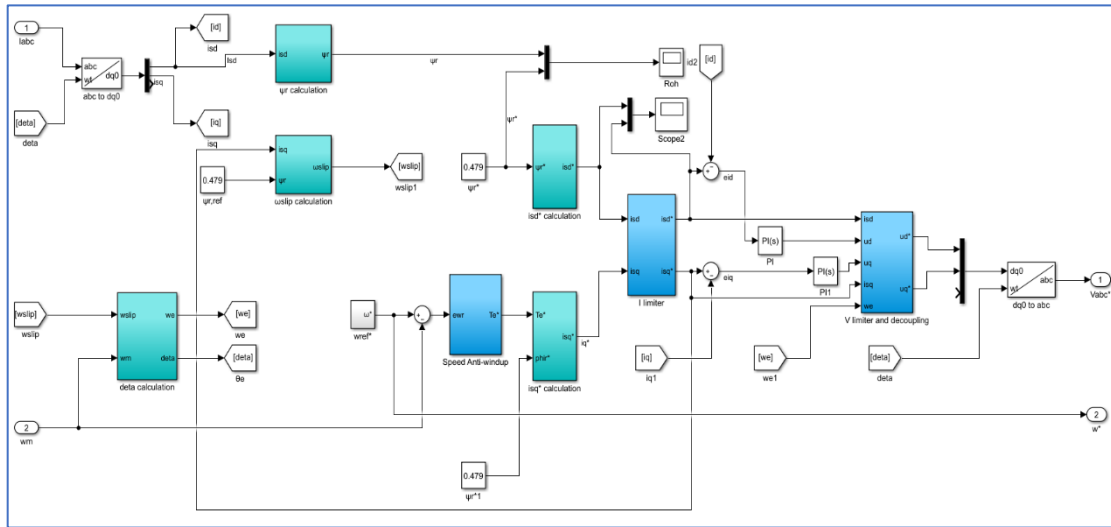
Η τάση V_{dc} τροφοδοτεί τον τριφασικό αντιστροφέα, ο οποίος με τη σειρά του είναι υπεύθυνος (σε συνεργασία με τη μέθοδο SPWM) για τις τάσεις και τα ρεύματα που τροφοδοτούν τη μηχανή. Η τάση V_{dc} έχει τιμή ίση με 800 Volt. Αυτό γίνεται για να δημιουργηθεί συντελεστής $m_a \cong 0.8$.

Η μηχανή, όπως ειπώθηκε παραπάνω, είναι ασύγχρονη μηχανή βραχυκυκλωμένου δρομέα που οι παράμετροί της ορίζονται από τον κώδικα στο *Matlab* (εικόνα 3.7), και είναι ίσες με αυτές στην προηγούμενη ενότητα 3.3.

```
foc.m
1 - P = 2*746;
2 - V = 400; %POLIKH RMS
3 - f = 50;
4 - Rs = 5;
5 - Rr = 3.61;
6 - Lm = 0.2091;
7 - Lls = 0.0091;
8 - Llr = Lls;
9 - Lr = Lm + Llr;
10 - Ls = Lm + Lls;
11 - Tr = Lr/Rr;
12 - J = 0.001;
13 - p = 2; %Zevgh polwn
14 - sigma = (Ls*Lr-Lm*Lm) / (Ls*Lr);
15
16 - fc = 3850;
17 - kp2 = 2;
18 - ki2 = 20;
19 - kp3 = 100;
20 - ki3 = 5000;
```

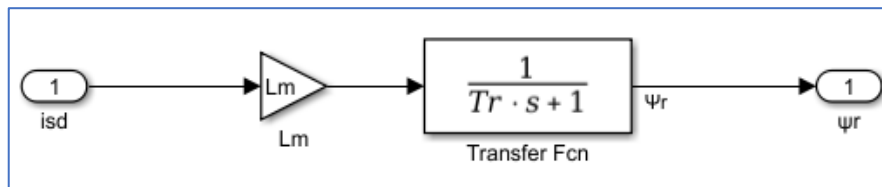
Εικόνα 3.7 Παράμετροι ασύγχρονης μηχανής

Βλέπουμε πως στο block ελέγχου “FOC control” έχουμε ως εισόδους τα ρεύματα της μηχανής I_{abc} όπως επίσης και την ταχύτητα της μηχανής ω_{mech} . Το block ελέγχου “FOC control” παρουσιάζεται στην εικόνα 3.8.



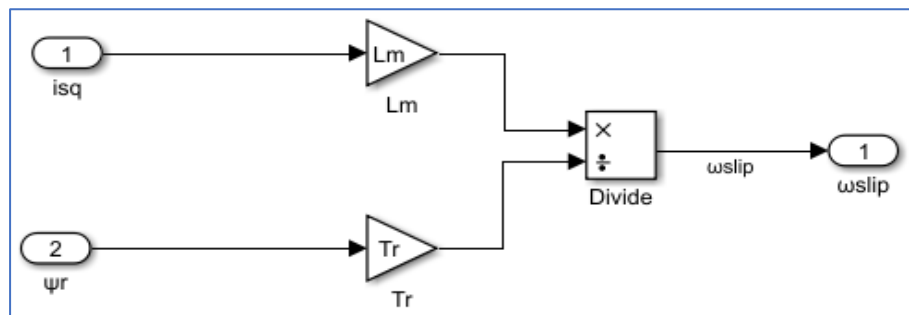
Εικόνα 3.8 FOC Control

Τα τριφασικά ρεύματα περνάνε από τον μετασχηματισμό Park και από τριφασικά εναλλασσόμενα γίνονται κάθετα περιστρεφόμενα. Αρχικά υπολογίζεται η ροή του δρομέα από τον τύπο (3.17) στο block “ ψ_r calculation” όπως φαίνεται στην εικόνα 3.9.



Εικόνα 3.9 ψ_r calculation

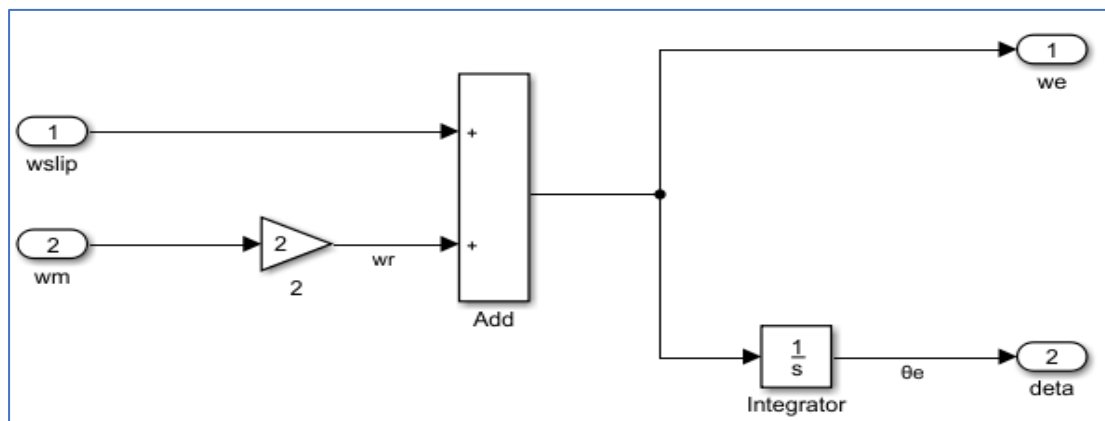
Έπειτα, μέσω της ροής του δρομέα που υπολογίστηκε και μέσω του ρεύματος i_{sq} , υπολογίζεται η γωνιακή ταχύτητα ολίσθησης από τον τύπο (3.18) στο block “ ω_{slip} calculation” όπως φαίνεται στην εικόνα 3.10.



Εικόνα 3.10 ω_{slip} calculation

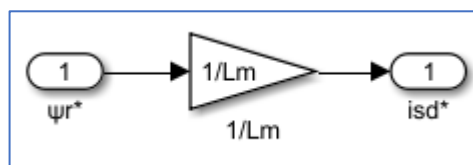
Στην εικόνα 3.8 βλέπουμε πως ως εισοδοι στο block “*ωslip calculation*” είναι το ρεύμα αναφοράς i_{sq}^* και η ροή αναφοράς ψ_r^* . Η αντικατάσταση του i_{sq} με το i_{sq}^* γίνεται για να μειωθεί ο θόρυβος. Η αντικατάσταση του ψ_r με το ψ_r^* γίνεται διότι δεν εξετάζουμε την εξασθένιση πεδίου στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας και ισχύει ότι η ροή αναφοράς του δρομέα ψ_r^* έχει σταθερή τιμή και ίση με την ονομαστική τιμή της. [12]

Στη συνέχεια, μέσω της γωνιακής ταχύτητας ολισθησης και της ταχύτητας του δρομέα, υπολογίζεται η σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα από τη σχέση (3.1) και μέσω αυτής υπολογίζεται η ηλεκτρική γωνία (εικόνα 3.11) ώστε να επιτευχθεί ο προσανατολισμός στο μαγνητικό πεδίο του δρομέα κι έτσι να είναι εφικτή η αποσύζευξη των συνιστωσών του ρεύματος.



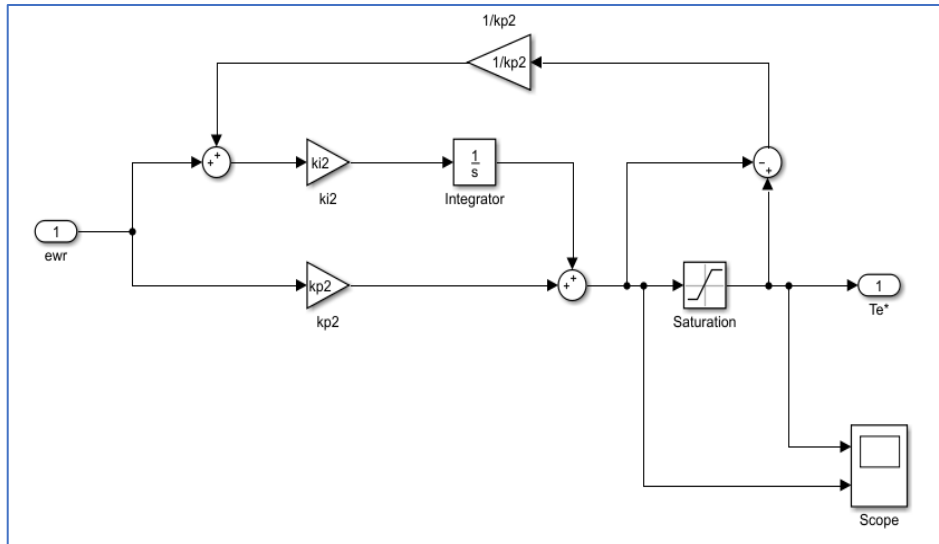
Εικόνα 3.11 *deta calculation*

Ακολούθως, ορίζουμε τη μαγνητική ροή αναφοράς του δρομέα και από τον τύπο (3.19) προκύπτει το ρεύμα αναφοράς i_{sd}^* στο block “*i_{sd}^{*} calculation*” όπως φαίνεται στην εικόνα 3.12.



Εικόνα 3.12 Υπολογισμός i_{sd}^*

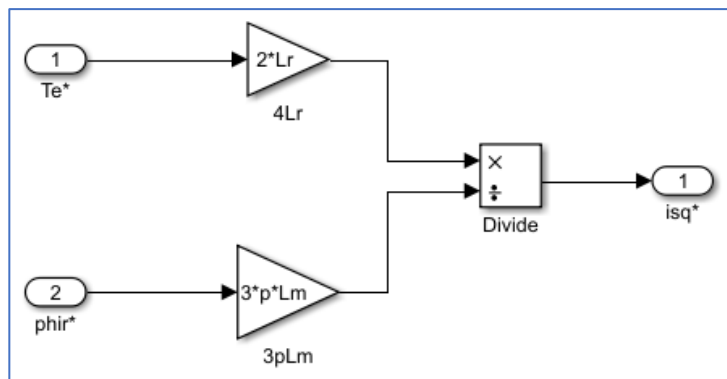
Για το ρεύμα αναφοράς i_{sq}^* είναι λίγο περισσότερο πολύπλοκα τα πράγματα, αφού για να υπολογιστεί χρειάζεται η ροπή αναφοράς. Το σφάλμα της ταχύτητας αναφοράς με τη μηχανική ταχύτητα περνά σε έναν *PI*-ελεγκτή που η έξοδος του είναι η ροπή αναφοράς. Η ροπή αναφοράς, λοιπόν, υπολογίζεται στο block “*Speed Anti-windup*” (εικόνα 3.13).



Εικόνα 3.13 Speed Anti-Windup

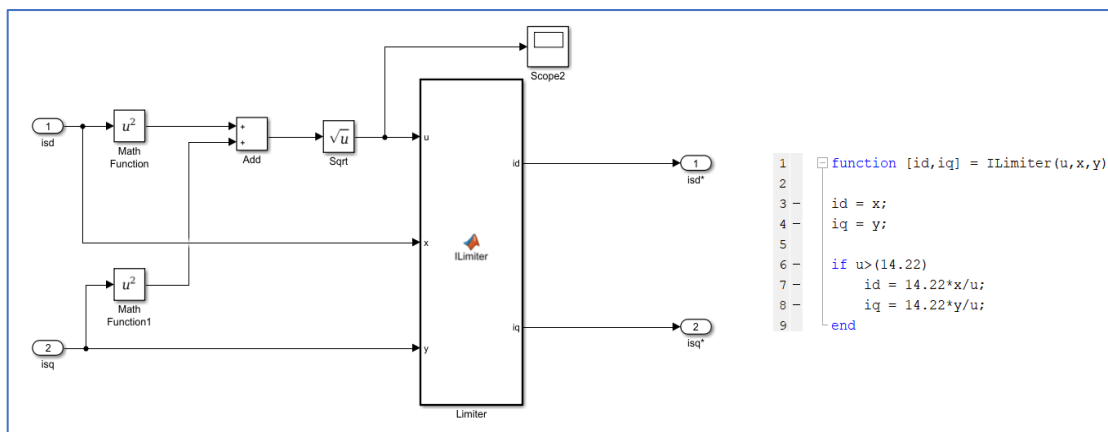
Εδώ βλέπουμε πως αντί για τη χρήση ενός απλού PI -ελεγκτή προτιμάται ένας PI -ελεγκτής με χρήση Anti-windup. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 3.13 ένα όριο (saturation) υπάρχει μετά τον PI -ελεγκτή ώστε να περιορίζεται η έξοδος του. Το όριο αυτό το επιβάλλουμε διότι ο PI -ελεγκτής είναι υπεύθυνος για την παραγωγή της εξόδου της επιθυμητής αναπτυσσόμενης ηλεκτρομαγνητική ροπής από τον κινητήρα. Επομένως, αν δεν περιορίσουμε την έξοδο του ελεγκτή, είναι πιθανό να οδηγηθούμε σε μη ασφαλή λειτουργία του κινητήρα με κίνδυνο την καταπόνησή του, τόσο ηλεκτρικά όσο και μηχανικά. Ο περιοριστής λοιπόν, είναι υπεύθυνος για τον ψαλιδισμό της εξόδου του PI -ελεγκτή επιβάλλοντας ένα ανώτατο κι ένα κατώτατο όριο στην ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής. Εδώ τα όρια που έχουν τεθεί στην ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι 1.5 φορά η ονομαστική της τιμή, δηλαδή $15Nm$ και $-15Nm$.

Αφού λοιπόν υπολογίστηκε η ροπή αναφοράς, μπορούμε από τον τύπο (3.22), αντικαθιστώντας τους πόλους με τα ζεύγη πόλων, να υπολογίσουμε το ρεύμα i_{sq}^* στο block " i_{sq}^* calculation" όπως φαίνεται και στην εικόνα 3.14 στην επόμενη σελίδα.



Εικόνα 3.14 i_{sq}^* calculation

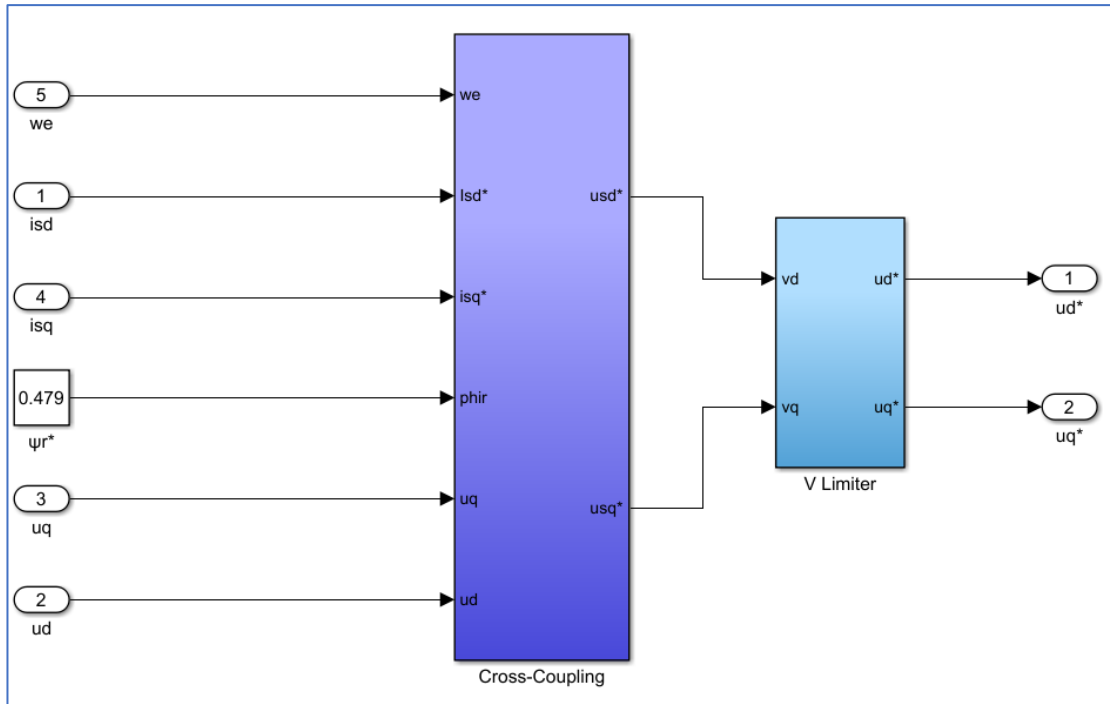
Έπειτα, τα δύο ρεύματα αναφοράς περνάνε από το block “*I limiter*” του οποίου η λειτουργία είναι να περιορίζει το πλάτος του ρεύματος του στάτη στην τιμή των 14.22A, η οποία προκύπτει από: $I_{lim} = 3 \cdot I_{nom} = 3 \cdot 3,3 \cdot \sqrt{2} = 14.22A$. Στην εικόνα 3.15 παρουσιάζεται το block και ο κώδικας του *Matlab*. Ο περιορισμός του ρεύματος έχει το πλεονέκτημα ότι η μηχανή δε διαρρέεται από μεγάλα ρεύματα με αποτέλεσμα να μην υπερθερμαίνεται. Στον κώδικα βλέπουμε πως οι νέες τιμές του ρεύματος καθορίζονται από έναν καταμεριστή, δηλαδή το νέο i_{sd}^* θα έχει την τιμή $i_{sd,new}^* = 14,22 \cdot \frac{i_{sd,old}^*}{i_s}$, ενώ το νέο i_{sq}^* θα έχει την τιμή $i_{sq,new}^* = 14,22 \cdot \frac{i_{sq,old}^*}{i_s}$.



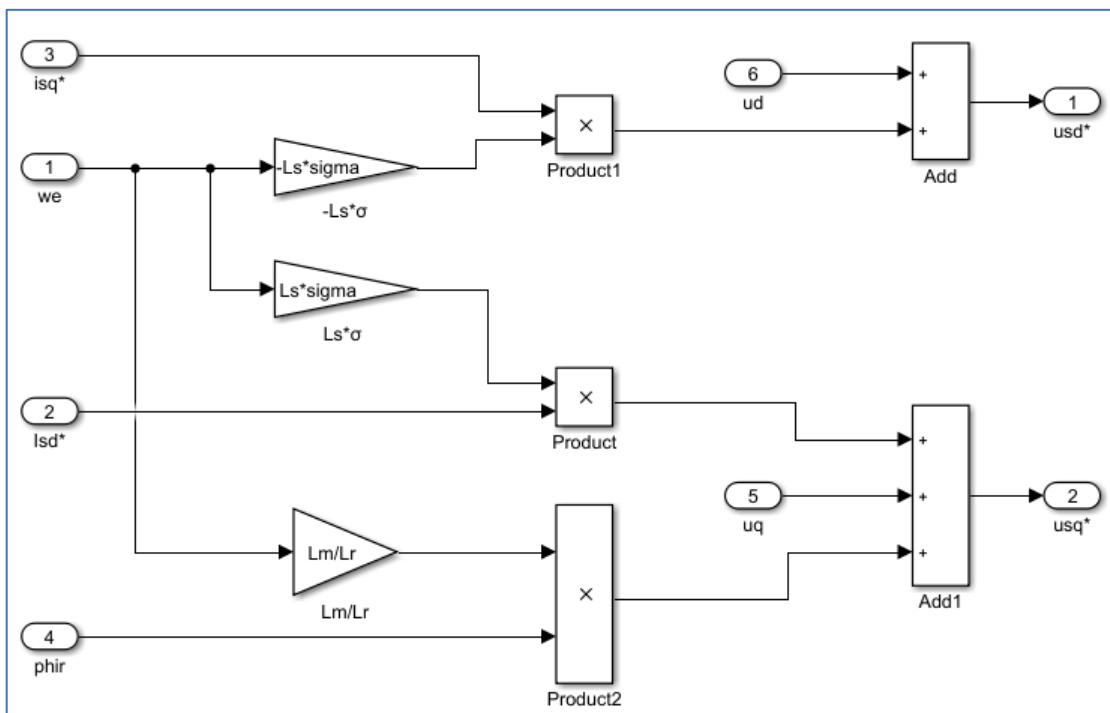
Εικόνα 3.15 *I limiter*

Στη συνέχεια, γίνεται η σύγκριση των ρευμάτων αναφοράς με τα πραγματικά και τα σφάλματά τους πηγαίνουν σε *PI*-ελεγκτές που ως έξοδο έχουν τις τάσεις αναφοράς στους δύο άξονες.

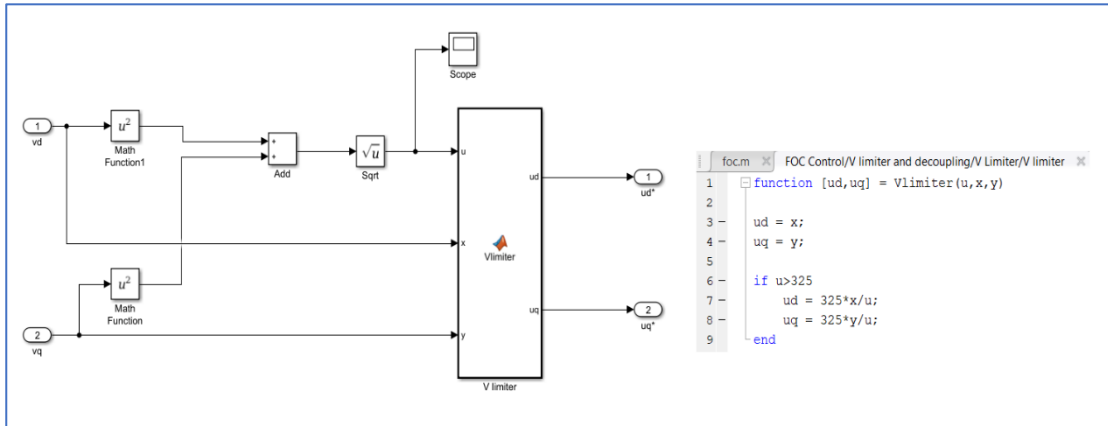
Οι τάσεις που δημιουργούνται περνάνε στο block “*V limiter and decoupling*” (εικόνα 3.16-3.17) που εκεί πετυχαίνουμε την πλήρη αποσύζευξη των ρευμάτων χρησιμοποιώντας τους τύπους (3.25) και (3.26), όπου και τους προσθέτουμε στις τάσεις αναφοράς που προκύπτουν από τους *PI*-ελεγκτές (*decoupling*). Οι νέες τάσεις αναφοράς περνάνε από το block “*V limiter*” (εικόνα 3.18) το οποίο είναι υπεύθυνο για να περιορίζει το πλάτος της φασικής τάσης στην ονομαστική της τιμή των $230 \cdot \sqrt{2} = 325V$. Σε περίπτωση που είχαμε μεγαλύτερη τάση από 230V (την ονομαστική φασική ενεργό τιμή της μηχανής) τότε αυτό θα ήταν καταστροφικό για τη μηχανή. Παρακάτω παρουσιάζονται τα blocks.



Εικόνα 3.16 V limiter and decoupling



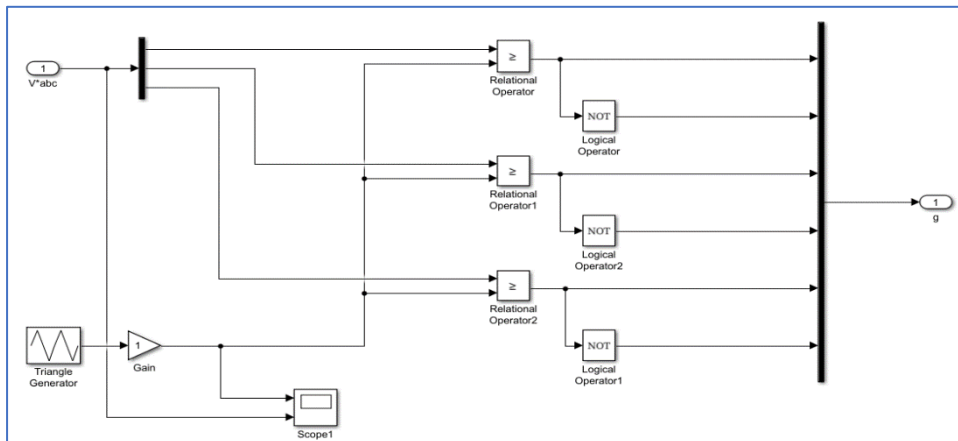
Εικόνα 3.17 Cross Coupling



Εικόνα 3.18 V limiter

Όπως στον περιορισμό ρεύματος, έτσι και στον περιορισμό τάσης βλέπουμε πως οι νέες τιμές της τάσης καθορίζονται από έναν καταμεριστή, δηλαδή το νέο u_d^* θα έχει την τιμή $u_{d,new}^* = 325 \cdot \frac{u_{d,old}^*}{u_s}$, ενώ το νέο u_q^* θα έχει την τιμή $u_{q,new}^* = 325 \cdot \frac{u_{q,old}^*}{u_s}$.

Στο τέλος του block "FOC Control" οι τάσεις u_d^* και u_q^* περνάνε από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park και μετασχηματίζονται σε τριφασικές εναλλασσόμενες τάσεις. Βγαίνοντας από το block, οι τρεις τάσεις αναφοράς κανονικοποιούνται ως προς τη μονάδα για να μεταβούν στο block "SPWM" που μέσω αυτού θα παραχθούν οι κατάλληλοι συνδυασμοί διακοπών για να δημιουργήσουν τις τάσεις αναφοράς. Η κανονικοποίηση ως προς τη μονάδα γίνεται με τον όρο $\frac{2}{V_{dc}}$, ουσιαστικά διαιρούνται οι τάσεις με το $\frac{V_{dc}}{2}$ [26]. Στο block "SPWM" (εικόνα 3.19) οι τρεις τάσεις συγκρίνονται με το τριγωνικό φέρον σήμα με πλάτος 1 και συχνότητα f_c (διακοπτική συχνότητα) και μέσω αυτής της σύγκρισης παράγονται τα σήματα διακοπών που θα σταλούν στον αντιστροφέα. Στο επόμενο κεφάλαιο (κεφάλαιο 4) θα εξηγηθεί η επιλογή της τιμής της διακοπτικής συχνότητας.



Εικόνα 3.19 SPWM

3.5 Άμεσος Έλεγχος Ροπής και Ροής (DTC)

Οι περισσότερες τεχνικές διανυσματικού ελέγχου έχουν ως βασική ιδέα τον μετασχηματισμό των συντεταγμένων των εξισώσεων του κινητήρα. Στον έλεγχο DTC προτείνεται ο απευθείας έλεγχος, καθώς είναι πολύ ταιριαστός με τη λειτουργία αγωγής και σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων του τριφασικού αντιστροφέα. Η κατανόηση για το πως λειτουργεί ο αντιστροφέας τάσης και ο τρόπος με τον οποίο ελέγχεται αποτελεί σημαντικό παράγοντα για την κατανόηση της λογικής του άμεσου ελέγχου.

Κάποια μειονεκτήματα της τεχνικής αυτής είναι οι μεγάλες διακυμάνσεις της ροής του στάτη και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Επίσης, η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα δεν είναι σταθερή. Αντιθέτως, ο έλεγχος DTC δε χρειάζεται την τεχνική PWM για να διαμορφώνει το εύρος παλμών των τάσεων καθώς δεν περιλαμβάνει έλεγχο με ανατροφοδότηση ρεύματος. Αυτό έχει ως συνέπεια να μην υπάρχουν πολύπλοκοι μετασχηματισμοί μεταξύ διαφορετικών συστημάτων αναφοράς, το οποίο είναι συγκριτικό πλεονέκτημα του ελέγχου DTC. [21]

Η τεχνική αυτή είναι γνωστή ως άμεσος έλεγχος ροπής και ροής ή αλλιώς άμεσος αυτοέλεγχος. Η βασική ιδέα είναι να ελέγχονται άμεσα και ταυτόχρονα η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής και η μαγνητική ροή του στάτη. Αυτό γίνεται με την επιλογή των βέλτιστων διακοπτικών καταστάσεων του αντιστροφέα. Το κύριο πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι η απλότητα στην εφαρμογή και η ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά.

Το δομικό διάγραμμα της τεχνικής DTC φαίνεται στην εικόνα 3.20. Αρχικά, μετρούνται τα διανύσματα i_s και v_s , που βρίσκονται στην είσοδο του κινητήρα (δηλαδή στον στάτη), και γνωρίζοντας την αντίσταση του στάτη R_s , υπολογίζονται οι τιμές της ροής του στάτη και της ροπής, οι οποίες συγκρίνονται με τις επιθυμητές τιμές ή τιμές αναφοράς. Αυτές οι εκτιμήσεις υπολογίζονται από τους παρακάτω τύπους, αφού γίνει η μετατροπή των τάσεων και των ρευμάτων στο α - β πλαίσιο αναφοράς.

$$\psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (3.31)$$

$$\psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (3.32)$$

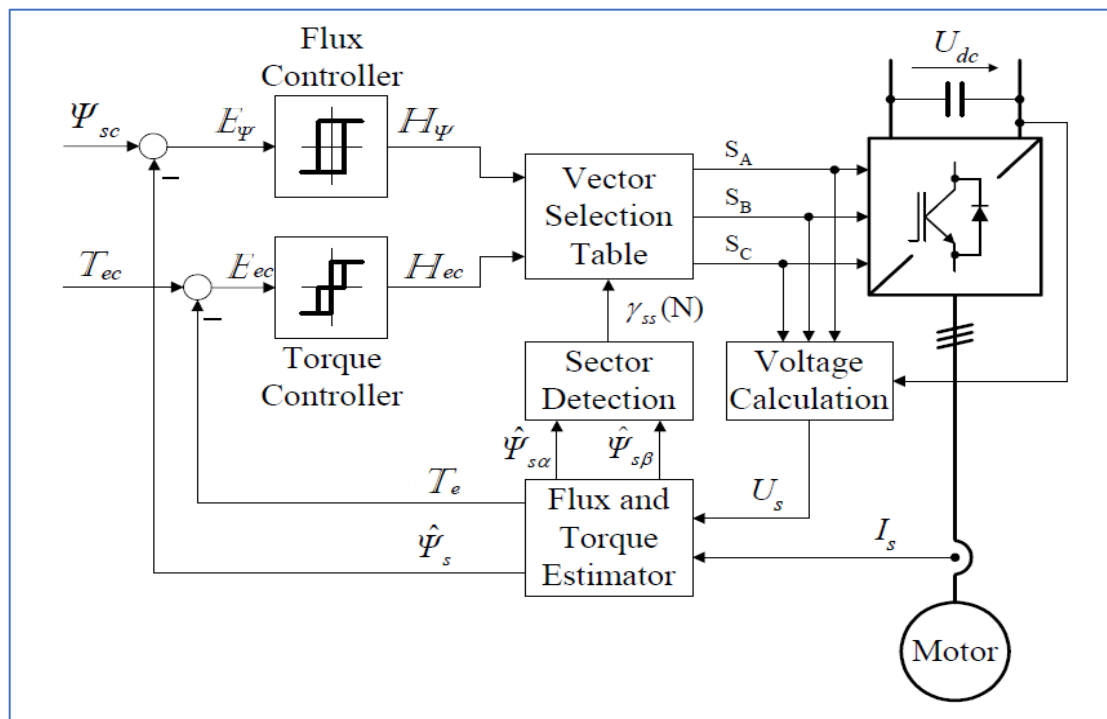
$$T_e = \frac{3P}{2} (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (3.33)$$

Το μέτρο και η θέση της μαγνητικής ροής στο στατό πλαίσιο αναφοράς δίνονται από τους παρακάτω τύπους.

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{\alpha s}^2 + \psi_{\beta s}^2} \quad (3.34)$$

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}\right) \quad (3.35)$$

Στη συνέχεια υπολογίζονται οι τιμές αναφοράς. Την τιμή της ροής την ορίζουμε εμείς ίση με την ονομαστική ή σε μία τιμή πολύ κοντά στην ονομαστική. Όσον αφορά την τιμή της επιθυμητής ηλεκτρομαγνητικής ροπής, στην εικόνα 3.20 βλέπουμε έναν ελεγκτή ταχύτητας, ο οποίος δέχεται το σφάλμα της πραγματικής από την επιθυμητή ταχύτητα και η έξοδός του είναι η ροπή αναφοράς. Ο *PI*-ελεγκτής, είναι κατάλληλος για τη ρύθμιση της επιθυμητής ροπής έχοντας υπόψιν του το σφάλμα των στροφών του κινητήρα. Αν γίνει κατάλληλος ορισμός των κερδών *kp* και *ki* του *PI*-ελεγκτή, τότε ο ελεγκτής είναι ικανός να δώσει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Ύστερα, τα δύο σφάλματα περνούν από ελεγκτές με υστέρηση, αυτό της ροής από έναν με δύο επίπεδα, ενώ αυτό της ροπής από έναν με τρία επίπεδα. [9][21]



Εικόνα 3.20 Δομικό διάγραμμα της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTC) [12]

Όπως δείχνει και η εικόνα 3.20, ο έλεγχος DTC χρησιμοποιεί ελεγκτές δύο και τριών σημείων. Αποτελείται από δύο ανεξάρτητους ελεγκτές υστέρησης: τον ελεγκτή της μαγνητικής ροής (Flux hysteresis) και τον ελεγκτή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (Torque hysteresis). Με αυτόν τον τρόπο γίνεται ο άμεσος έλεγχος της ροής και της ροπής, αφού για τα μεγέθη αυτά αρκεί να είναι γνωστό άμα οι πραγματικές τους τιμές είναι μικρότερες ή μεγαλύτερες από τις τιμές αναφοράς. Το μοναδικό που πρέπει να γίνει είναι ο καθορισμός

των επιθυμητών ορίων ανοχής που μέσα σε αυτά θα γίνεται η ταλάντωση των τιμών της ροής και της ροπής.

Ο ελεγκτής της ροής παράγει τα ακόλουθα δύο επίπεδα εξόδου:

- $H_\psi = 1$ όταν $E_\psi > HB_\psi$
- $H_\psi = -1$ όταν $E_\psi < -HB_\psi$

Όπου HB : Hysteresis Bandwith

Άρα το συνολικό εύρος ζώνης υστέρησης του ελεγκτή της ροής είναι $2HB_\psi$. Η περιστροφική κίνηση του διανύσματος της ροής του στάτη με ελεγκτή, ο οποίος περιέχει ζώνη υστέρησης, παρουσιάζεται στην εικόνα 3.21. Η μέγιστη τιμή της ροής του στάτη περιορίζεται από τη ζώνη υστέρησης. Το διάνυσμα κινείται σε ένα κυκλικό μονοπάτι που δημιουργείται από τα όρια της ζώνης υστέρησης.

Ο ελεγκτής της ροπής παράγει τα ακόλουθα τρία επίπεδα εξόδου:

- $H_{Te} = 1$ όταν $E_{Te} > HB_{Te}$
- $H_{Te} = -1$ όταν $E_{Te} < -HB_{Te}$
- $H_{Te} = 0$ όταν $-HB_{Te} < E_{Te} < HB_{Te}$

Ο έλεγχος υστέρησης απαιτεί υψηλή συχνότητα δειγματοληψίας και υψηλή ταχύτητα υπολογισμού του συστήματος ελέγχου, προκειμένου να ανιχνευθεί πότε η ροή ή η ροπή φτάνει έξω από τη ζώνη υστέρησης. Συνήθως, οι εκτιμήσεις αυτές υπολογίζονται σε συχνότητα δειγματοληψίας 40kHz ή υψηλότερη (που αντιστοιχεί σε διαστήματα δειγματοληψίας 25μs ή λιγότερο). [12]

Στον έλεγχο DTC γίνεται η χρήση του μετασχηματισμού Clarke που μετασχηματίζει το σύστημα abc σε $\alpha\beta$. Η μονάδα *Sector Detection* (εικόνα 3.20) είναι υπεύθυνη για τον εντοπισμό του τομέα πάνω στο επίπεδο $\alpha\beta$, στον οποίο ανήκει η ροή. Το επίπεδο $\alpha\beta$ έχει ισομοιρασθεί σε έξι διαφορετικούς τομείς ανά 60 μοίρες. [21]

Η γωνία της ροής του στάτη, εκτός των άλλων, χρησιμοποιείται και για τον προσδιορισμό του κατάλληλου τομέα ροής του στάτη προκειμένου να εφαρμοστεί το σωστό διάνυσμα τάσης στον επαγωγικό κινητήρα που λειτουργεί υπό τον έλεγχο DTC.

SECTOR 1	$-30^\circ < \theta_s < 30^\circ$
SECTOR 2	$30^\circ < \theta_s < 90^\circ$
SECTOR 3	$90^\circ < \theta_s < 150^\circ$
SECTOR 4	$150^\circ < \theta_s < 210^\circ$
SECTOR 5	$210^\circ < \theta_s < 270^\circ$
SECTOR 6	$270^\circ < \theta_s < 330^\circ$

Πίνακας 3.1 Διαχωρισμός τομέων βάση των μοιρών

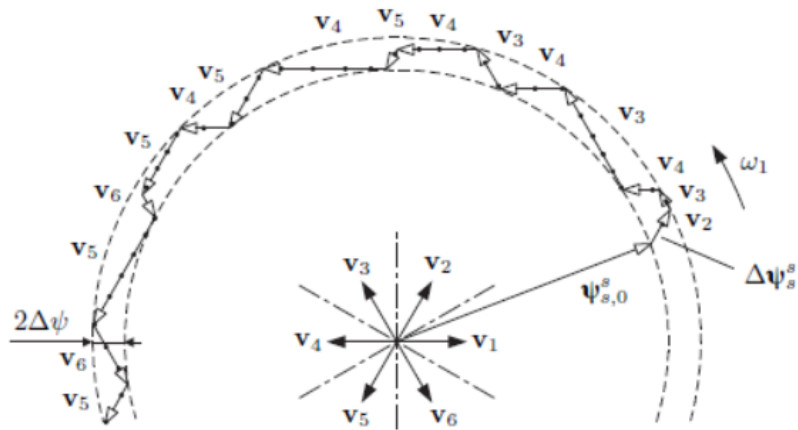
Ανάλογα, λοιπόν, με το πόσο οι τιμές της ροής και της ροπής απέχουν από τις επιθυμητές τιμές αλλά και βάση του κυκλικό τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη, γίνεται η επιλογή ενός διανύσματος τάσης από έναν πίνακα διακοπτικών καταστάσεων (πίνακας 3.2). Η διακοπτική κατάσταση η οποία επιλέγεται, είναι αυτή που θα οδηγήσει το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης στην επιθυμητή απόκριση.

Επομένως, αφού ξέρουμε και τον τομέα ροής και τα H_{Te} , H_ψ μεταβαίνουμε στον πίνακα επιλογής διανύσματος τάσης που από αυτόν προκύπτουν τα σήματα που θα δώσουμε στον αντιστροφέα για να δημιουργηθεί η επιθυμητή τάση.

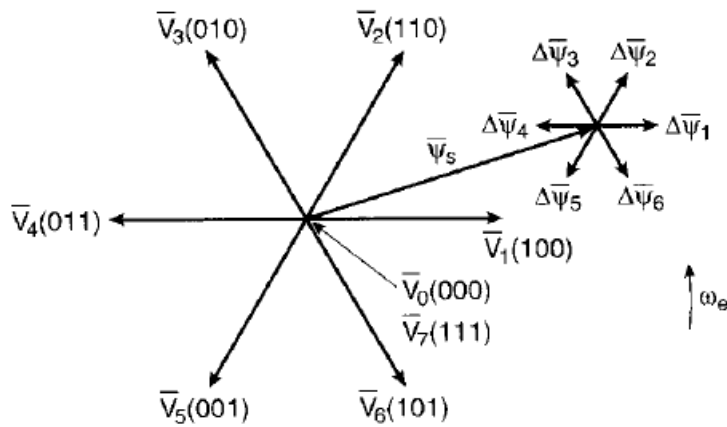
H_ψ	H_{Te}	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Πίνακας 3.2 Πίνακας επιλογής διανυσμάτων

Γνωρίζοντας τη γωνία θ_s είναι επίσης γνωστός ο τομέας που βρίσκεται η τάση του στάτη. Τα επίπεδα των τιμών H_ψ και H_{Te} υπολογίζονται από τις εκτιμήσεις της ροής και της ροπής αντίστοιχα σε κάθε χρονική στιγμή. Γνωρίζοντας λοιπόν τις τιμές των θ_s , H_ψ και H_{Te} , και με βάση τον δεδομένο πίνακα παλμοδότησης γίνεται η επιλογή του κατάλληλου διανύσματος τάσης το οποίο πρέπει να εξάγει ο αντιστροφέας. Στην εικόνα 3.21 παρουσιάζονται τυχαίες μεταβολές της ροής του στάτη.



Εικόνα 3.21 Περιστροφική κίνηση του διανύσματος της ροής [12]



Εικόνα 3.22 Διανύσματα τάσης εξόδου [21]

Για παράδειγμα, άμα βρισκόμαστε στον τομέα 4 (S4) και οι τιμές των H_ψ και H_{Te} είναι 1 και -1 αντίστοιχα, τότε έχουμε το διάνυσμα τάσης V_3 (010), το οποίο ισοδυναμεί με το σήμα [011001] (εικόνα 3.22). Δηλαδή το Q1 θα είναι ανοιχτό και δε θα άγει, ενώ το Q2 θα είναι κλειστό και θα άγει. Θα άγουν επομένως τα Q2, Q3 και Q6, ενώ δε θα άγουν τα συμπληρωματικά τους, Q1, Q4 και Q5.

Στον έλεγχο DTC οι παλμοί δίνονται χρησιμοποιώντας τον πίνακα παλμοδότησης 3.2. Αυτό έχει ως συνέπεια η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα να μην είναι σταθερή, αλλά μεταβλητή αφού οι μεταβάσεις θα γίνονται μόνο όταν πρέπει να αυξηθεί ή να μειωθεί η τιμή της ροής ή της ροπής. Άρα, ο αντιστροφέας θα δίνει ένα συγκεκριμένο διάνυσμα τάσης στην έξοδό του, το οποίο θα αλλάζει μόνο όταν ένα από τα μεγέθη της ροής ή της ροπής ξεπεράσει τα όρια ανοχής του. Είναι λογικό λοιπόν η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα να ελέγχεται ρυθμίζοντας τα όρια ανοχής των ελεγκτών της ροής και της ροπής. Αυτό σημαίνει ότι, αν τα όρια είναι πολύ

μικρά, η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα θα είναι πολύ μεγάλη, ενώ αν τα όρια είναι πολύ μεγάλα, η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα θα είναι πολύ μικρή.

Για το διάνυσμα της ροής του στάτη ισχύει η σχέση:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s) dt \quad (3.36)$$

Οπότε,

$$\vec{V}_s = \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s + R_s \vec{i}_s \quad (3.37)$$

Η σχέση 3.37 μπορεί να γραφεί με τον παρακάτω τρόπο αφού η πτώση τάσης του στάτη $R_s \vec{i}_s$ είναι πολύ μικρή.

$$\Delta \vec{\psi}_s = \vec{V}_s \Delta t \quad (3.38)$$

Βέβαια, κάτι τέτοιο δε θα ίσχυε σε χαμηλές στροφές καθώς η πτώση τάσεως πάνω στα τυλίγματα του στάτη είναι συγκρίσιμη με το μέγεθος της τάσης που δημιουργεί το μαγνητικό πεδίο στον στάτη. Αντιθέτως, σε υψηλό αριθμό στροφών η πτώση τάσης πάνω στα τυλίγματα θεωρείται αμελητέα σε σύγκριση με τη συνολική τάση τροφοδοσίας.

Από την εξίσωση 3.38 είναι φανερό πως εφαρμόζοντας σταδιακά κατάλληλο διάνυσμα τάσης από τον αντιστροφέα ισχύος τότε το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη μπορεί να μεταβάλλεται και αυτό σταδιακά. Όταν $\vec{V}_s = 0$, τότε από την 3.38 προκύπτει πως και η μεταβολή της μαγνητικής ροής θα είναι μηδενική. Άρα στο συγκεκριμένο χρονικό διάστημα, το διάνυσμα της μαγνητικής ροής παραμένει αμετάβλητο (ίδιο μέτρο και γωνία). Η μαγνητική ροή του στάτη είναι άμεσα συνδεδεμένη με την ηλεκτρομαγνητική του ροπή.

Από την εξίσωση 3.33 η ηλεκτρομαγνητική ροπή διατυπώνεται ως εξής:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} (\vec{\psi}_s \times \vec{i}_s) \quad (3.39)$$

Αναλογίζοντας τις σχέσεις των διανυσματικών εκφράσεων των μαγνητικών ροών του στάτη και του δρομέα από τις σχέσεις:

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (3.40)$$

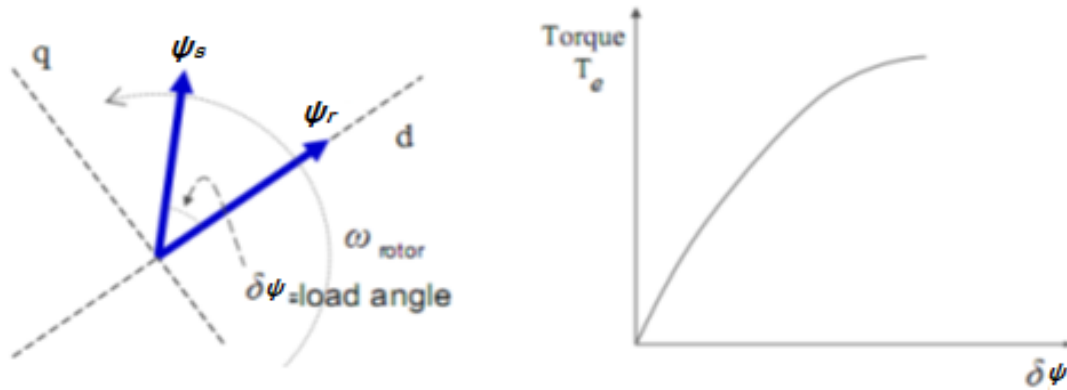
$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (3.41)$$

Η σχέση 3.39 παίρνει τη μορφή:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r L_s} \psi_s \psi_r \sin \delta_\psi \quad (3.42)$$

Όπου $L_s = L_s L_r - L_m^2$ και δ_ψ η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων των μαγνητικών ροών.

Η εξίσωση (3.42) φανερώνει πως η ροπή του κινητήρα είναι εξαρτώμενη από την αλληλεπίδραση της ροής του στάτη και της ροής του δρομέα, όπως φαίνεται και στην εικόνα 3.23.

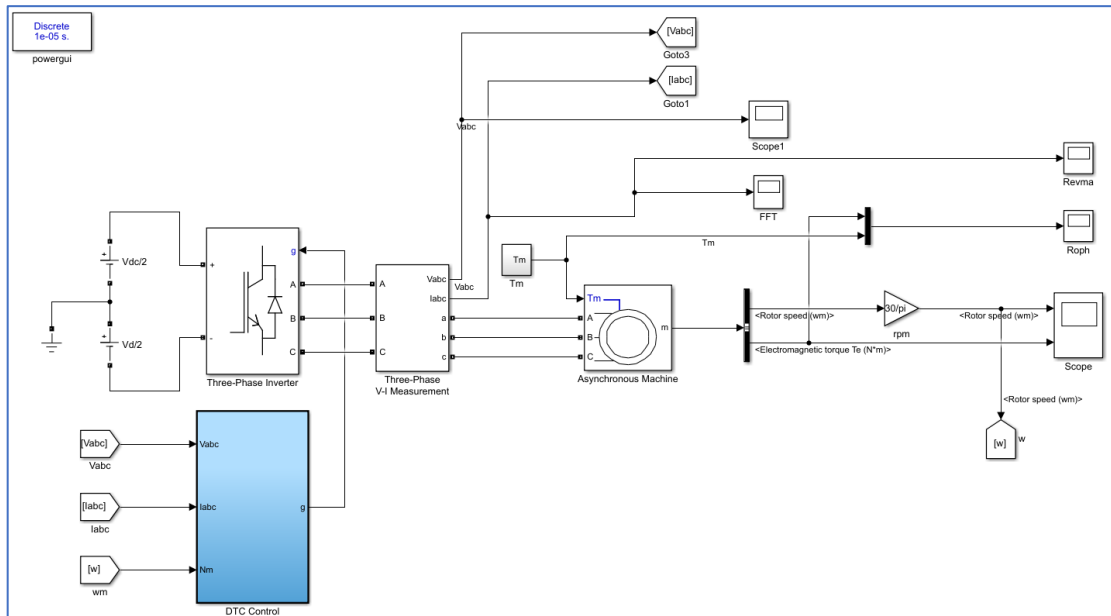


Εικόνα 3.23 Αλληλεπίδραση της ροής δρομέας και στάτη παράγει ροπή στον κινητήρα

Από τη σχέση (3.42) προκύπτει πως σε θεωρητικό στάδιο αλλάζοντας μόνο τη γωνία δ_ψ γίνεται αλλαγή και στη ροπή του κινητήρα. Στην πραγματικότητα όμως η αλλαγή της γωνίας δ_ψ δεν είναι δυνατό να γίνει άμεσα, αλλά μεταβάλλεται μόνο έμμεσα. Αυτό συμβαίνει όταν εφαρμόζουμε ένα κατάλληλο διάνυσμα τάσης στον στάτη κι έτσι αλλάζουμε απότομα τη γωνία του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη. Αυτό είναι εφικτό επειδή η σταθερά χρόνου του διανύσματος της ροής του δρομέα είναι πολύ πιο αργή από τη σταθερά χρόνου του διανύσματος της ροής του στάτη. Επομένως, το διάνυσμα της ροής του στάτη $\vec{\psi}_s$ αλλάζει πολύ γρήγορα με την εφαρμογή ενός διανύσματος τάσης \vec{V}_s ενώ το $\vec{\psi}_r$ είναι σχεδόν σταθερό (σε μέτρο και σε γωνία) λόγω της μεγάλης σταθεράς χρόνου T_r . Με αυτόν τον τρόπο, αν η αλλαγή της γωνίας του διανύσματος της μαγνητικής ροής είναι γρήγορη, τότε η γωνία του διανύσματος της ροής του δρομέα θα αργήσει να αλλάξει κι έτσι το αποτέλεσμα θα είναι να αλλάξει τιμή η μεταξύ τους γωνία δ_ψ , άρα και η ροπή T_e . [21]

3.6 Προσομοίωση με τεχνική ελέγχου DTC

Η προσομοίωση έγινε στο περιβάλλον *Matlab-Simulink*. Στην εικόνα 3.24 παρουσιάζεται αναλυτικά το κύκλωμα που δημιουργήθηκε.



Εικόνα 3.24 Κύκλωμα Ελέγχου Οδήγησης Επαγωγικού Κινητήρα με έλεγχο DTC

Η τάση V_{dc} τροφοδοτεί τον τριφασικό αντιστροφέα ο οποίος με τη σειρά του είναι υπεύθυνος (σε συνεργασία με τους παλμούς που παράγονται από τον έλεγχο DTC) για τις τάσεις και τα ρεύματα που πηγαίνουν στη μηχανή. Η τάση V_{dc} επιλέχθηκε ίση με 800 Volt ώστε η σύγκριση που θα γίνει μεταξύ των ελέγχων να είναι δίκαια.

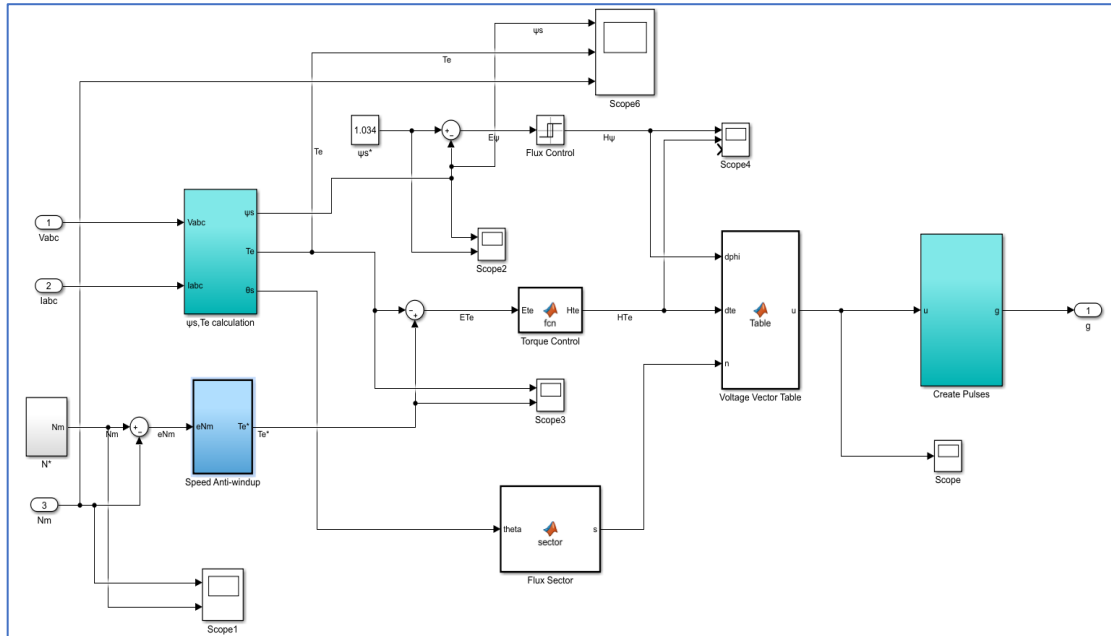
Η μηχανή, όπως έχει ειπωθεί, είναι ασύγχρονη μηχανή βραχυκυκλωμένου δρομέα, που οι παράμετροί της ορίζονται από τον κώδικα στο *Matlab* (εικόνα 3.25), και είναι ίσες με αυτές στην προηγούμενη ενότητα 3.3.

```

dtc.m
1 - P = 2*746;
2 - V = 400; %POLIKH RMS
3 - f = 50;
4 - Rs = 5;
5 - Rr = 3.61;
6 - Lm = 0.2091;
7 - Lls = 0.0091;
8 - Llr = Lls;
9 - Lr = Lm + Llr;
10 - Ls = Lm + Lls;
11 - J = 0.001;
12 - p = 2; %Zevgh polwn
13 - kp = 0.5;
14 - ki = 10;
    
```

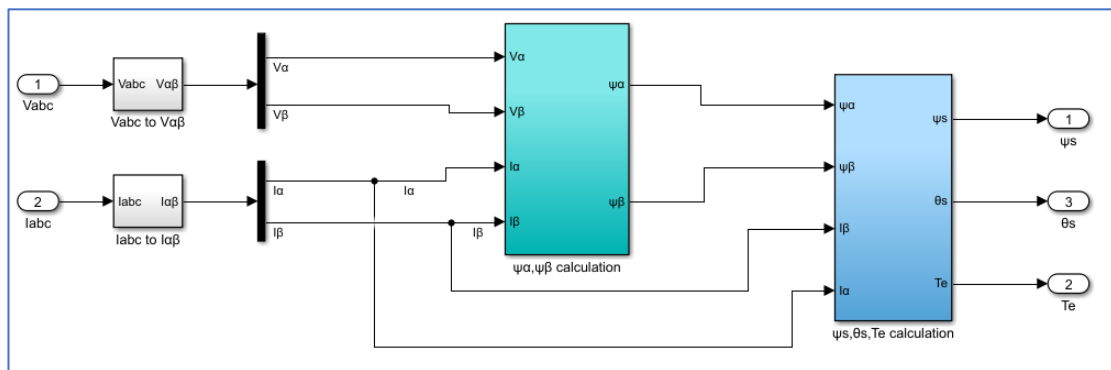
Εικόνα 3.25 Παράμετροι ασύγχρονης μηχανής

Βλέπουμε πως στο block ελέγχου “DTC Control” έχουμε ως εισόδους τα τριφασικά ρεύματα του στάτη I_{abc} , όπως επίσης και τις τριφασικές τάσεις της μηχανής V_{abc} . Το block ελέγχου “DTC Control” παρουσιάζεται στην εικόνα 3.26.



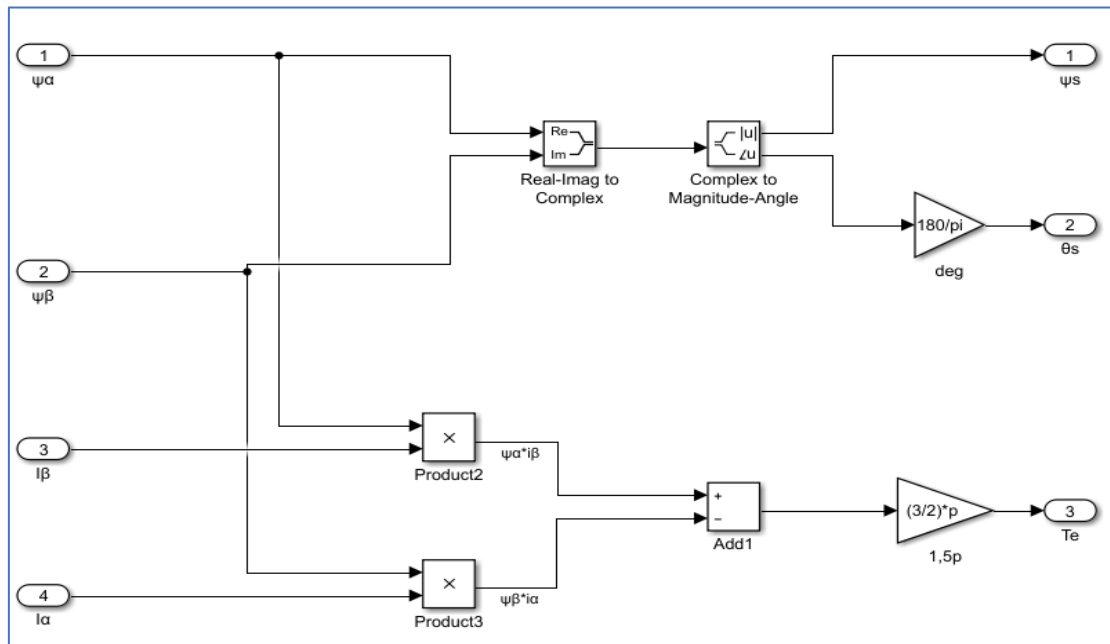
Εικόνα 3.26 DTC Control

Αρχικά, έχουμε το block “ ψ_s, T_e calculation”, στο οποίο πρώτα υπολογίζονται οι εκτιμώμενες τιμές της ροής του στάτη στο πλαίσιο α - β (αφού πρώτα γίνει η μετατροπή των ρευμάτων και των τάσεων στο πλαίσιο α - β) και έπειτα το μέτρο και η θέση της μαγνητικής ροής του στάτη καθώς και η τιμή της ροπής. Οι εκτιμήσεις υπολογίζονται από τους τύπους (3.31)-(3.35). Το block “ ψ_s, T_e calculation” φαίνεται στην εικόνα 3.27.

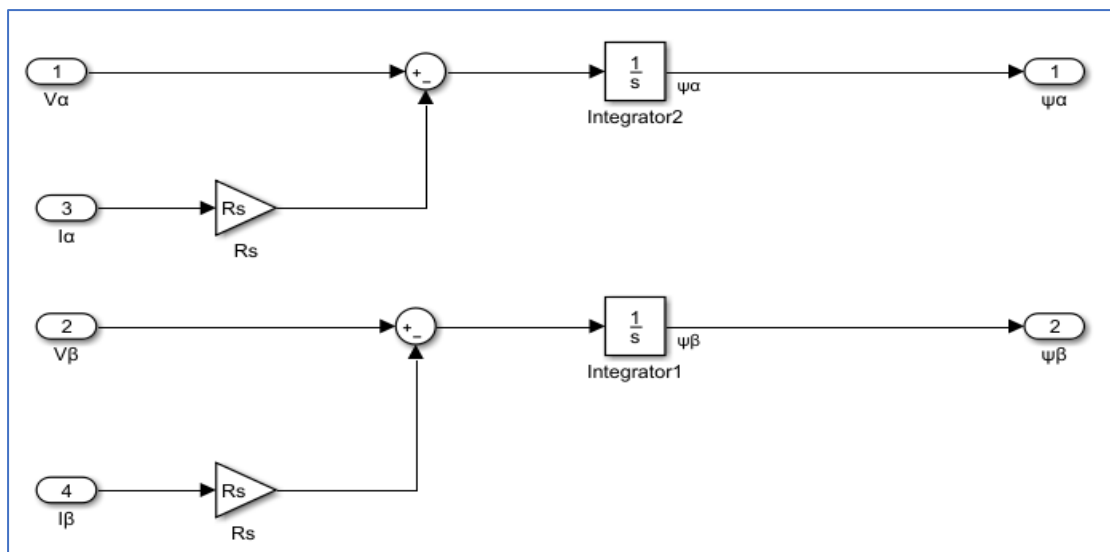


Εικόνα 3.27 Block ψ_s, T_e calculation

Στις εικόνες 3.28 και 3.29 φαίνονται τα 2 blocks “ ψ_s, θ_s, T_e Calculation” και “ φ_a, φ_b Calculation” αντίστοιχα.



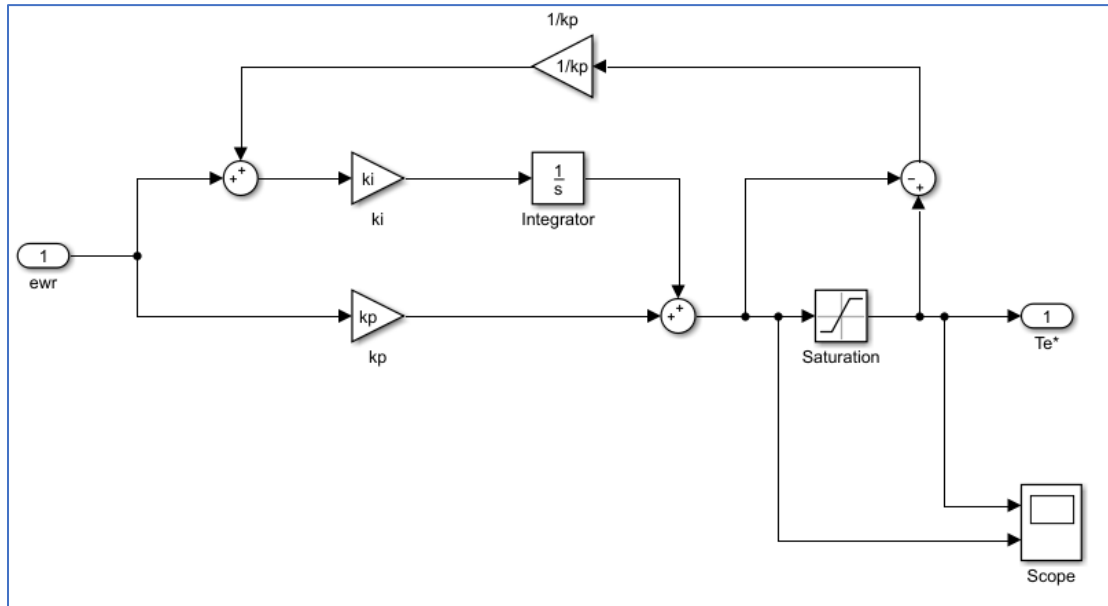
Εικόνα 3.28 Block φ_a, φ_b Calculation



Εικόνα 3.29 Block ψ_s, T_e Calculation

Αφού γίνει ο υπολογισμός της ροής και της ροπής, συνέχεια έχει ο υπολογισμός των τιμών αναφοράς. Την τιμή αναφοράς της ροής του στάτη την ορίζουμε ίση με την ονομαστική, ενώ η τιμή αναφοράς της ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι η έξοδος ενός *PI*-ελεγκτή που ως είσοδο έχει το σφάλμα της ταχύτητας (ταχύτητα αναφοράς - μηχανική ταχύτητα). Στην εικόνα 3.30 φαίνεται το block “*Speed Anti-windup*” που είναι ένας *PI*-ελεγκτής

που κάνει χρήση της τεχνικής anti-windup ακριβώς με την ίδια λογική που παρουσιάστηκε προηγουμένως στον έλεγχο FOC.



Εικόνα 3.30 Speed Anti-Windup

Ύστερα, τα δύο σφάλματα περνούν από ελεγκτές με υστέρηση. Το σφάλμα της ροής περνά από έναν ελεγκτή με δύο επίπεδα, ενώ αυτό της ροπής από έναν με τρία επίπεδα. Το συνολικό εύρος ζώνης υστέρησης του ελεγκτή της ροής είναι ίσο με 0.02, συνεπώς: $HB_{\psi} = 0.01$, ενώ το συνολικό εύρος ζώνης υστέρησης του ελεγκτή της ροπής είναι ίσο με 0.2, συνεπώς: $HB_{T_e} = 0.1$. Επίσης, ο χρόνος δειγματοληψίας τέθηκε ίσος με $10\mu s$.

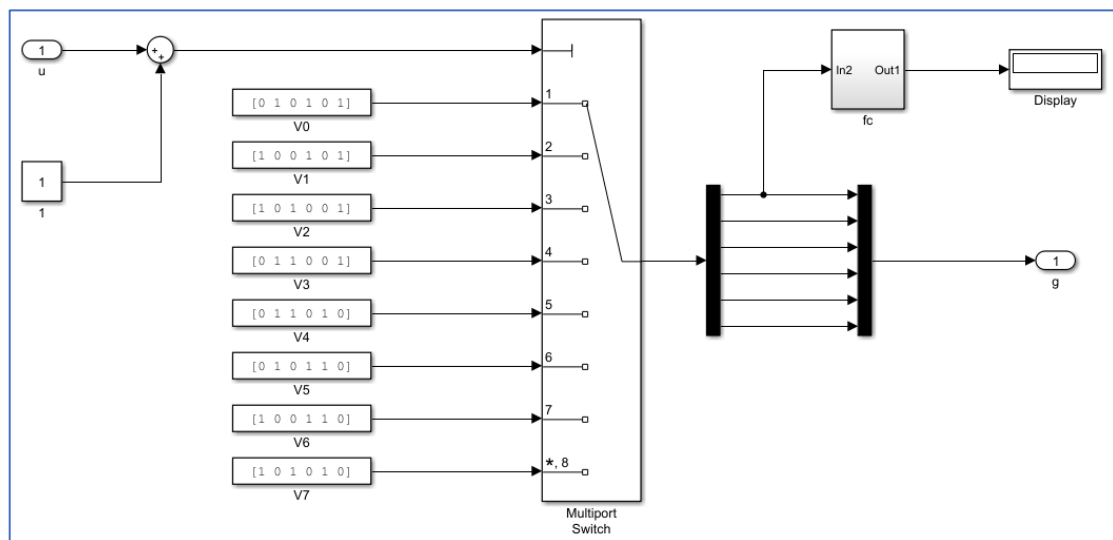
Στη συνέχεια, γίνεται ο υπολογισμός του τομέα ροής του στάτη ώστε μετέπειτα να είναι δυνατό να γίνει ο προσδιορισμός του διανόσματος τάσης που θα παράξει ο αντιστροφέας. Στο block "Flux Sector" γίνεται ο υπολογισμός του τομέα της ροής όπως παρουσιάζεται στη σελίδα 61. Ο αντίστοιχος κώδικας *Matlab* φαίνεται στην εικόνα 3.31.

```

dtc.m x DTC Control/Flux Sector x +
1  function s = sector(theta)
2
3  s = 0;
4
5  if (theta<0)
6      theta = 360 + theta;
7  end
8
9  if (theta>=30)&&(theta<90)
10     s = 2;
11 elseif (theta>=90)&&(theta<150)
12     s = 3;
13 elseif (theta>=150)&&(theta<210)
14     s = 4;
15 elseif (theta>=210)&&(theta<270)
16     s = 5;
17 elseif (theta>=270)&&(theta<330)
18     s = 6;
19 else
20     s = 1;
21 end
    
```

Εικόνα 3.31 Flux Sector

Αφού λοιπόν είναι γνωστά τα H_{Te} , H_{ψ} και ο τομέας ροής, στο block "Voltage Vector Table" υπολογίζεται το διάνυσμα τάσης με βάση τον πίνακα 3.2 που βρίσκεται στη σελίδα 61. Στο block "Create Pulses" δημιουργούνται τα σήματα διακοπών που θα σταλούν στον αντιστροφέα. Επίσης υπολογίζεται η μέση διακοπτική συχνότητα του ελέγχου για να εφαρμοστεί η αντιστοιχία στον έλεγχο FOC όπως θα αναλυθεί στο επόμενο κεφάλαιο για τη δίκαιη σύγκριση μεταξύ των δύο ελέγχων. Το block "Create Pulses" παρουσιάζεται στην εικόνα 3.32.



Εικόνα 3.32 Create Pulses

4. Σύγκριση των δύο μεθόδων

4.1 Κριτήρια δίκαιης σύγκρισης

Για να είναι η σύγκριση όσο πιο δίκαιη γίνεται πρέπει να τεθούν κάποια συγκεκριμένα κριτήρια κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων. Αρχικά το μοντέλο της μηχανής θα είναι ακριβώς το ίδιο, αυτό του εργαστηρίου που παρουσιάζεται στο κεφάλαιο 3.3. Επίσης, οι περιοριστές της ροπής θα είναι ίδιοι και στις δύο περιπτώσεις, ώστε να διασφαλίζεται η ονομαστική και η μέγιστη ροπή του κινητήρα σε κάθε στρατηγική ελέγχου.

Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (FOC), όπως έχει αναφερθεί μπορεί να λειτουργήσει με σταθερή διακοπτική συχνότητα αν γίνει χρήση της τεχνικής SPWM. Όμως ο έλεγχος της άμεσης ροπής και ροής (DTC) γνωρίζουμε πως έχει μεταβλητή διακοπτική συχνότητα. Επομένως υπάρχουν δύο τρόποι για να γίνει δίκαιη σύγκριση, είτε να αλλάξουμε τη φύση αυτού του ελέγχου κάνοντας κάποιες μετατροπές ώστε ο έλεγχος DTC να έχει σταθερή διακοπτική συχνότητα, είτε η μέση διακοπτική συχνότητα στον αντιστροφέα να είναι η ίδια. Εδώ θα προτιμήσουμε τη δεύτερη λύση, καθώς θέλουμε να διατηρήσουμε τις ιδιότητες του άμεσου ελέγχου. Σε αντίθετη περίπτωση θα αλλοιώναμε τη στρατηγική και επίσης η μέθοδος θα γινόταν περισσότερο πολύπλοκη. Συνεπώς, στις διάφορες περιπτώσεις που θα εξετάζουμε πρώτα θα γίνεται ο υπολογισμός της μέσης διακοπτικής συχνότητας του ελέγχου DTC και στη συνέχεια θα επιβάλλουμε την ίδια διακοπτική συχνότητα στον έλεγχο FOC.

Επίσης, θα γίνει χρήση της ίδιας πηγής ισχύος και του ίδιου αντιστροφέα. Όπως ειπώθηκε παραπάνω, η πηγή ισχύος θα έχει τιμή 800 Volt και στις δύο περιπτώσεις.

Ακόμα, επειδή οι μαγνητικές ροές που εξετάζουμε είναι διαφορετικές στους δύο ελέγχους, στον έλεγχο DTC είναι η ροή του στάτη, ενώ στον έλεγχο FOC είναι η ροή του δρομέα, επιβάλλαμε ισοδύναμες ροές ως ροές αναφοράς.

Τέλος, στο τμήμα ελέγχου θα γίνει χρήση διαφορετικής συχνότητας δειγματοληψίας ώστε να γίνουν εμφανή τα πλεονεκτήματα του ελέγχου DTC όσον αφορά την απλότητα και τη μειωμένη υπολογιστική ισχύ που απαιτεί σχετικά με τον έλεγχο FOC. [18]

4.2 Πεδία σύγκρισης

Η σύγκριση θα γίνει σε τέσσερα διαφορετικά στάδια:

- Θεωρητικό στάδιο
- Σύγκριση στη μεταβατική κατάσταση (dynamic state)
- Σύγκριση στη μόνιμη κατάσταση (steady state)
- Σύγκριση στην ευαισθησία των αντιστάσεων

ι. Θεωρητικό στάδιο

Και οι δύο έλεγχοι, FOC και DTC, στοχεύουν στον ξεχωριστό έλεγχο της ροπής και της ροής του κινητήρα σε μεγάλο εύρος στροφών. Στον πίνακα 4.1 παρουσιάζονται συνοπτικά οι διαφορές τους.

	<i>FOC</i>	<i>DTC</i>
<i>ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΡΟΠΗΣ</i>	<i>PI</i>	<i>PI</i>
<i>ΕΛΕΓΚΤΕΣ</i>	<i>2 PI</i>	<i>2 HYSTERESIS</i>
<i>ΓΩΝΙΑ ΡΟΗΣ</i>	<i>NAI</i>	<i>NAI</i>
<i>ΑΛΛΑΓΗ ΣΥΝΤΕΤΑΓΜΕΝΩΝ</i>	<i>D-Q</i>	<i>A-B</i>
<i>ΧΡΗΣΗ SPWM</i>	<i>NAI</i>	<i>OXI</i>

Πίνακας 4.1 Θεωρητική σύγκριση

Εδώ θα μελετηθούν και θα συγκριθούν τα βασικά χαρακτηριστικά ελέγχου των ελέγχων FOC και DTC, με σκοπό τον προσδιορισμό της φύσης αυτών των στρατηγικών ελέγχου και θα εξεταστεί η επιρροή τους στην απόδοση του κινητήρα και στην πολυπλοκότητα της υλοποίησης.

1) Μηχανισμός ελέγχου ροπής και ροής

Ο έλεγχος FOC χρησιμοποιεί το πλαίσιο αναφοράς $d-q$ που έχει τον άξονα d ευθυγραμμισμένο με το διάνυσμα ροής του δρομέα, το οποίο περιστρέφεται με την ίδια συχνότητα. Αυτή η συγκεκριμένη κατάσταση επιτρέπει στη ροή και στη ροπή να ελέγχονται ξεχωριστά από τις συνιστώσες ρεύματος του στάτη στο $d-q$ πλαίσιο αναφοράς. Η αποσύζευξη αυτή, μεταξύ ροής και ροπής, προϋποθέτει να γνωρίζουμε με ακρίβεια τη θέση του διανύσματος της ροής του δρομέα.

Από την άλλη πλευρά, ο έλεγχος DTC χρησιμοποιεί ένα στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha-\beta$ που έχει ευθυγραμμισμένο τον άξονα α με τον A -άξονα του στάτη. Η ροπή και η ροή ελέγχονται από τα διανύσματα τάσης εξόδου (πίνακας επιλογής διανυσμάτων 3.2).

2) Ελεγκτές

Ο έλεγχος FOC χρησιμοποιεί γραμμικούς PI -ελεγκτές για τον έλεγχο της ροής και της ταχύτητας, ενώ η ροπή ελέγχεται έμμεσα. Η απόκριση εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τη σωστή ρύθμιση των κερδών k_p και k_i αυτών των ελεγκτών και το εύρος γραμμικής λειτουργίας.

Αντιθέτως, ο DTC χρησιμοποιεί δύο ανεξάρτητους ελεγκτές υστέρησης για να επιλέξει τα κατάλληλα διανύσματα τάσης του στάτη προκειμένου να διατηρήσει τη ροπή και τη ροή εντός των άνω και κάτω ορίων. Αυτό επιτρέπει τον άμεσο έλεγχο της ροής και της ροπής. Ο χρόνος απόκρισης των ελεγκτών υστέρησης είναι ο βέλτιστος αλλά η διακοπτική συχνότητα είναι μεταβλητή.

3) Εκτιμώμενες μεταβλητές

Η λειτουργία τόσο του FOC όσο και του DTC εξαρτάται από τις μεταβλητές του συστήματος που υπολογίζονται ή εκτιμώνται από τις μετρούμενες ποσότητες. Η ακρίβεια αυτών των εκτιμώμενων μεταβλητών έχει άμεση επιρροή στην απόδοση του ελέγχου.

Στη μέθοδο ελέγχου FOC, η εκτιμώμενη μεταβλητή είναι η γωνία ροής του δρομέα, η οποία είναι απαραίτητη για τον μετασχηματισμό συντεταγμένων στο πλαίσιο αναφοράς $d-q$. Ένα μικρό σφάλμα στον υπολογισμό της γωνίας μπορεί να οδηγήσει σε ανεπιθύμητη σύζευξη μεταξύ των αξόνων, με αποτέλεσμα την αλλοίωση της συγκεκριμένης μεθόδου. Κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων, η θέση της ροής του δρομέα μπορεί να αλλάξει, γεγονός που θα οδηγήσει σε

λανθάνουσα αποσύζευξη. Επίσης με την αλλαγή της τιμής της αντίστασης του δρομέα, λόγω θερμοκρασίας, η συμπεριφορά του ελέγχου ενδεχομένως θα γίνει προβληματική.

Στη μέθοδο ελέγχου DTC, οι εκτιμώμενες ποσότητες είναι η ροή του στάτη και η ροπή του κινητήρα, που απαιτούνται για τον έλεγχο ανατροφοδότησης. Η ακρίβεια της ροής του στάτη εξαρτάται κυρίως από την τιμή της αντίστασης του στάτη, επομένως μία αλλαγή στην αντίσταση του στάτη λόγω θερμοκρασίας, μπορεί να επηρεάσει τη συμπεριφορά και των δύο βρόχων ελέγχου (ροής και ροπής).

ii. Σύγκριση στη μεταβατική κατάσταση

Θα παρουσιαστούν τέσσερα διαφορετικά πειράματα ώστε να διακρίνουμε τη συμπεριφορά των δύο ελέγχων στη μεταβατική κατάσταση. Οι πληροφορίες που παίρνουμε από τις δοκιμές αποκρίσεων σε μεταβατικές καταστάσεις είναι πολύ χρήσιμες για την αξιοπιστία και τις επιδόσεις του συστήματος σε πραγματικές συνθήκες. Οι δοκιμές που θα γίνουν είναι δύο ειδών, αυτή της δοκιμής του βήματος ροπής και αυτή της δοκιμής του βήματος ταχύτητας.

Η δοκιμή βήματος ροπής αναφέρεται στην περίπτωση κατά την οποία η ταχύτητα της μηχανής είναι σταθερή και αντιμετωπίζει μία ξαφνική αύξηση της ροπής του φορτίου του. Σε ένα τέτοιο ενδεχόμενο, ο έλεγχος του κινητήρα θα πρέπει να είναι ικανός ώστε να δώσει τις κατάλληλες εντολές για να παραμείνει σταθερή η ταχύτητα. Κατά τη διάρκεια της επιβολής του ονομαστικού φορτίου του κινητήρα αναμένεται μια στιγμιαία μείωση της ταχύτητας την οποία ο έλεγχος θα εξαλείψει μέσα σε μικρό χρονικό διάστημα. Αντίστοιχα, κατά τη σβέση του βήματος ροπής, αναμένεται μια στιγμιαία αύξηση της ταχύτητας την οποία ο έλεγχος θα πρέπει να μπορεί να επαναφέρει σε μικρό χρονικό διάστημα.

Η δοκιμή βήματος ταχύτητας αναφέρεται σε μία στιγμιαία επιτάχυνση ή επιβράδυνση της ταχύτητας. Σε ένα τέτοιο ενδεχόμενο, ο έλεγχος του κινητήρα θα πρέπει να δώσει εντολή μέγιστης ροπής (κατά απόλυτη τιμή), έτσι ώστε το σύστημα να προσεγγίσει τη ζητούμενη ταχύτητα και στη συνέχεια να επανέλθει σε ισορροπία.

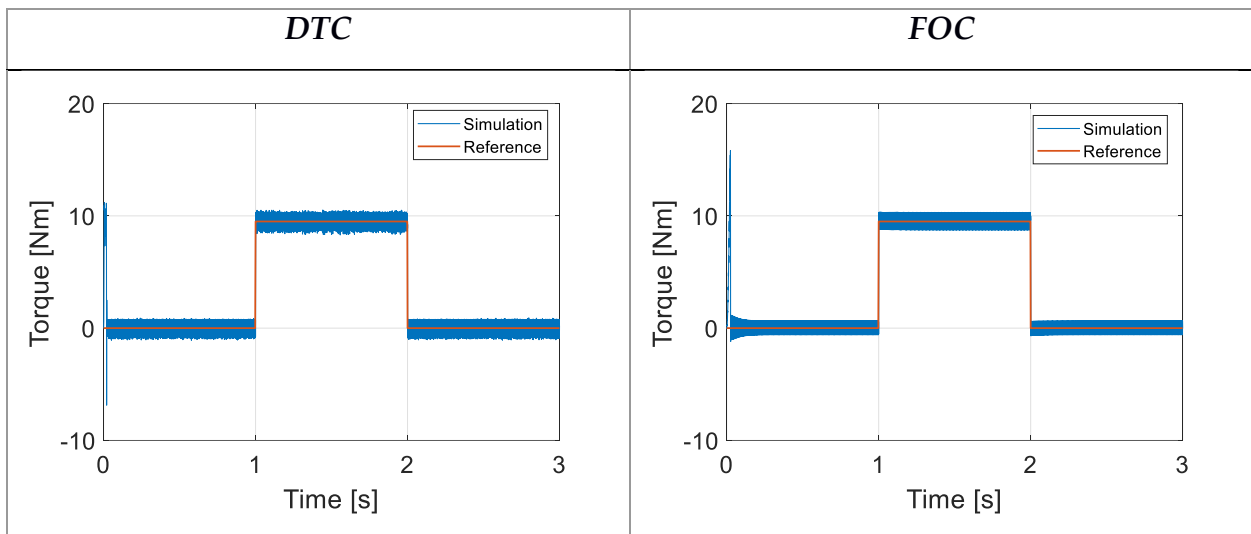
Δοκιμή βήματος ονομαστικής ροπής

Για τη δοκιμή βήματος ροπής επιλέχθηκε η επιβολή φορτίου ονομαστικής ροπής (9.5 Nm) στον κινητήρα σε τρεις διαφορετικές ταχύτητες λειτουργίας, στις 1500 στροφές/λεπτό (ονομαστικές στροφές), στις 750 στροφές/λεπτό, και στις 150 στροφές/λεπτό, έτσι ώστε να παρατηρηθούν οι αποκρίσεις των διαφόρων μεγεθών του κινητήρα σε διαφορετικές συνθήκες βηματικής μεταβολής φορτίου. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των αποκρίσεων του συστήματος με χρήση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC) και του άμεσου ελέγχου ροπής (DTC). Επίσης, σημειώνεται πως κατά την προσομοίωση του συστήματος τα αποτελέσματα των δοκιμών στις 1500 στροφές παρουσίασαν ελάχιστες διαφορές από αυτά στις 750, και συνεπώς δεν υπάρχει λόγος να παρουσιαστούν στη συνέχεια μιας και δεν προσφέρουν επιπλέον πληροφορία. Τέλος, όπως είπαμε και προηγουμένως, για να είναι η σύγκριση δίκαια μεταξύ των δύο ελέγχων, μετρήθηκε η μέση διακοπτική συχνότητα του ελέγχου DTC και επιβλήθηκε στον έλεγχο FOC.

Βήμα ονομαστικής ροπής στις 1500 στροφές/λεπτό

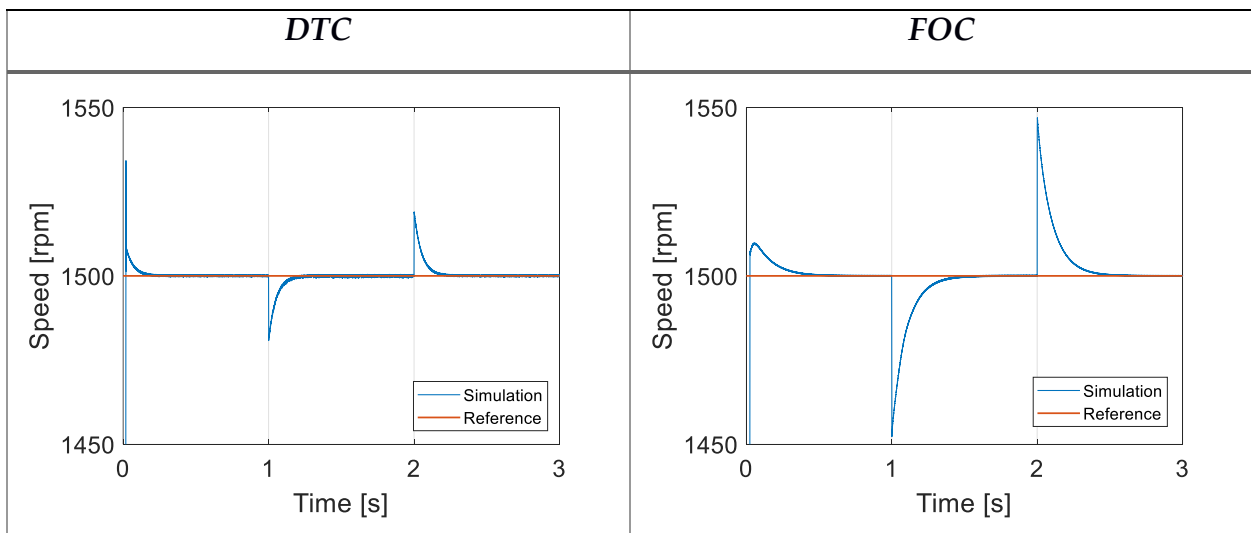
Θα παρουσιαστούν και για τους δύο ελέγχους οι αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας, της ροής του στάτη για τον έλεγχο DTC και της ροής του δρομέα για τον έλεγχο FOC, και τέλος, το πλάτος του ρεύματος του στάτη.

Απόκριση της ροπής



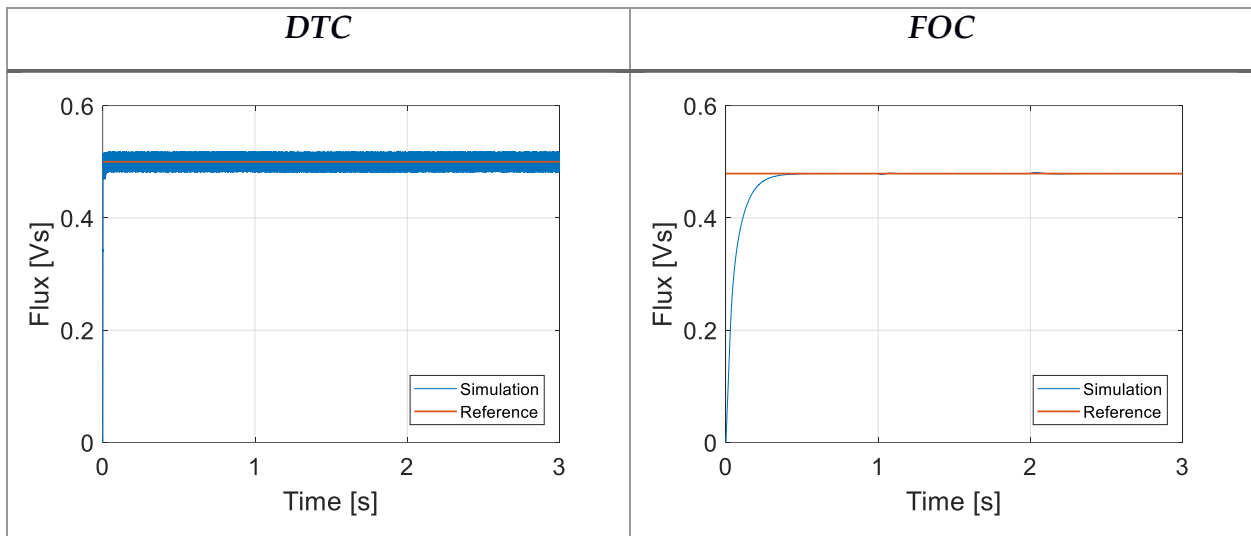
Εικόνα 4.1

Απόκριση της ταχύτητας



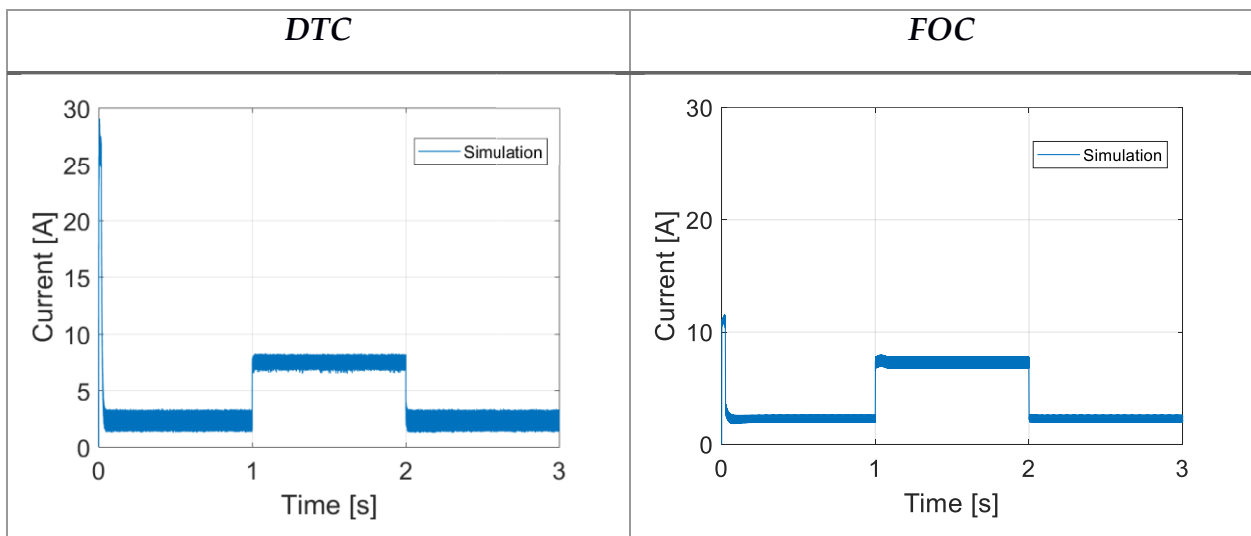
Εικόνα 4.2

Απόκριση της ροής



Εικόνα 4.3

Απόκριση του πλάτους του ρεύματος του στάτη

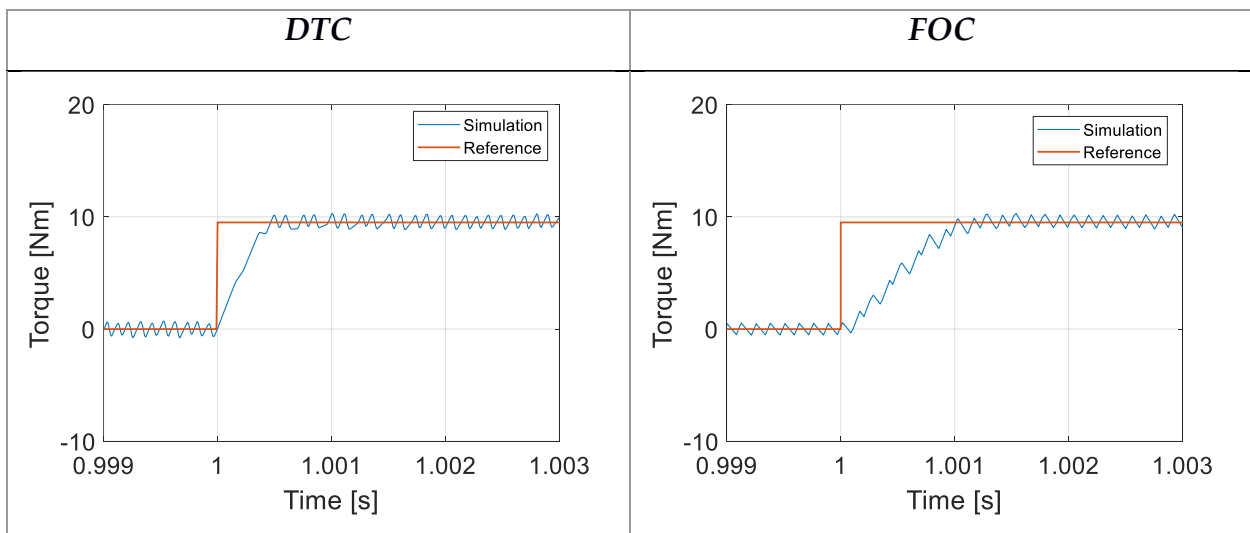


Εικόνα 4.4

Σχόλια: Θα γίνει ανάλυση των γραφικών παραστάσεων και επίσης για το μεταβατικό στάδιο θα εξεταστούν ο χρόνος απόκρισης και η υπερύψωση για τη ροπή, την ταχύτητα και τη ροή, ενώ για το ρεύμα θα εξεταστεί το πλάτος του. Σημειώνεται ότι η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι $f_c = 3.95kHz$.

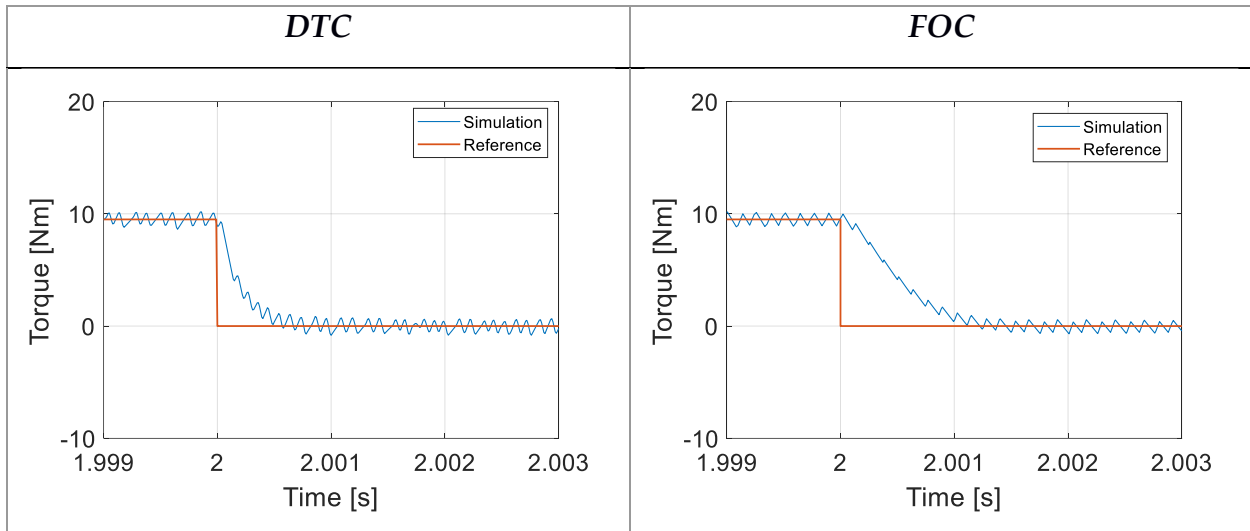
- Για την απόκριση της ροπής:

Στην εικόνα 4.1 παρουσιάζεται η μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα (μπλε χρώμα) σε σύγκριση με το βήμα ροπής φορτίου (κόκκινο χρώμα) που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι και οι δύο ελεγκτές ανταποκρίνονται ταχύτατα στη μεταβολή της ροπής του φορτίου (η οποία συμβαίνει τη χρονική στιγμή $t = 1s$). Επίσης, όπως είναι αναμενόμενο, στην εκκίνηση του κινητήρα η ροπή λαμβάνει υψηλή τιμή ώστε η ταχύτητα να φθάσει την ονομαστική της τιμή. Και για τους δύο ελέγχους η τιμή αυτή είναι πολύ κοντά στα 15 Nm καθώς οι PI-ελεγκτές που είναι υπεύθυνοι για τη δημιουργία της ροπής λειτουργούν με κορεσμό τα 15Nm κατά απόλυτη τιμή. Παρακάτω θα παρουσιαστούν οι εικόνες κατά την επιβολή του φορτίου και όταν αυτό σταματά να υφίσταται, ώστε ο χρόνος απόκρισης και η υπερύψωση να είναι περισσότερο εμφανή.



Εικόνα 4.5 Επιβολή ονομαστικού φορτίου

Στην εικόνα 4.5 φαίνεται ότι ο έλεγχος FOC αποκρίνεται πιο αργά από τον έλεγχο DTC, περίπου στον διπλάσιο χρόνο. Αυτό είναι λογικό, αφού η ροπή στον έλεγχο DTC ελέγχεται άμεσα, ενώ στον έλεγχο FOC, ελέγχεται έμμεσα, μέσω του ρεύματος i_{sq} . Βλέπουμε επίσης, πως δεν υπάρχουν υπερυψώσεις στην τιμή της ροπής, πράγμα που σημαίνει, πως η ρύθμιση των κερδών στους PI-ελεγκτές, είναι σωστή.



Εικόνα 4.6 Τέλος επιβολής ονομαστικού φορτίου

Στην περίπτωση της σβέσης του φορτίου (εικόνα 4.6), φαίνεται πως και τα δύο συστήματα ανταποκρίνονται πολύ γρήγορα επίσης. Ο έλεγχος DTC αποκρίνεται ακόμα γρηγορότερα ενώ ο έλεγχος FOC κυμαίνεται στον ίδιο χρόνο. Αναμένεται ο χρόνος απόκρισης στην αύξηση της ροπής να είναι ελαφρώς μεγαλύτερος από αυτόν κατά τη μείωση της ροπής, μιας και στη δεύτερη περίπτωση η διατήρηση σταθερής ταχύτητας είναι αρκετά ευκολότερη λόγω της μειωμένης απαίτησης ροπής φορτίου. Παρακάτω δίνονται οι χρόνοι απόκρισης για τις τέσσερις περιπτώσεις που αναλύθηκαν.

Άνοδος	DTC	FOC
Χρόνος απόκρισης	777 μ s	691 μ s

Κάθοδος	DTC	FOC
Χρόνος απόκρισης	395 μ s	191 μ s

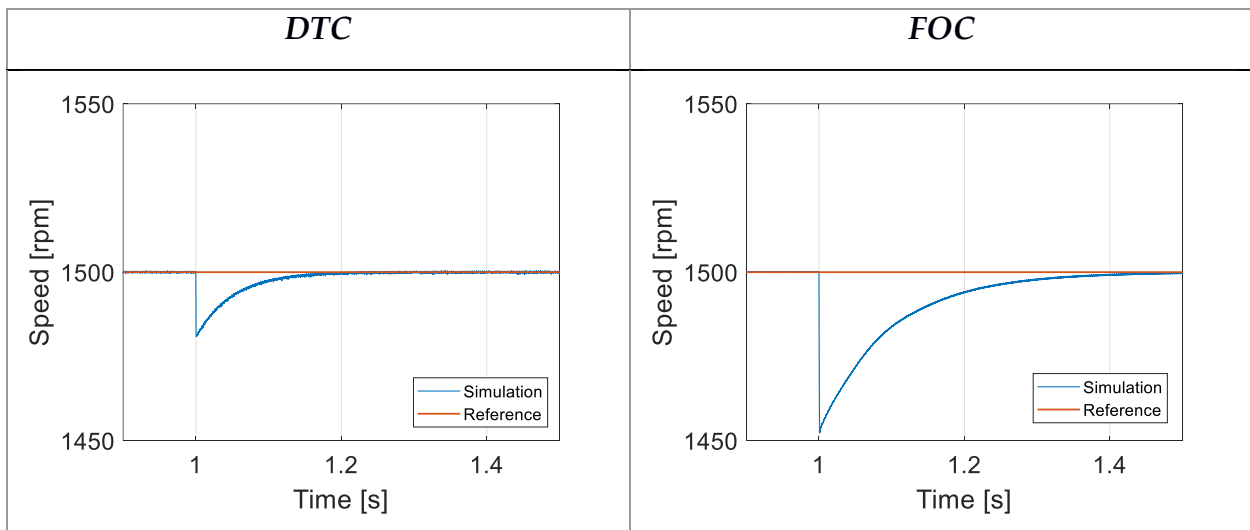
Τέλος, αξίζει να σημειωθεί πως ο έλεγχος DTC περνάει από λιγότερες διακοπτικές καταστάσεις ώστε να φτάσει την τιμή αναφοράς της ροπής, πράγμα λογικό, αφού έχουμε άμεσο έλεγχο ροπής, σε αντίθεση με τον έλεγχο FOC που ο έλεγχος της ροπής είναι έμμεσος μέσω της συνιστώσας του ρεύματος i_{sq} .

- Για την απόκριση της ταχύτητας:

Στην εικόνα 4.2 παρουσιάζεται η μεταβολή της ταχύτητας του κινητήρα κατά τη διάρκεια του βήματος ροπής. Με κόκκινο χρώμα απεικονίζεται η ταχύτητα αναφοράς, την οποία ο ελεγκτής προσπαθεί να κρατήσει σταθερή και ίση με 1500 στροφές/λεπτό, ενώ με μπλε χρώμα απεικονίζεται η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα.

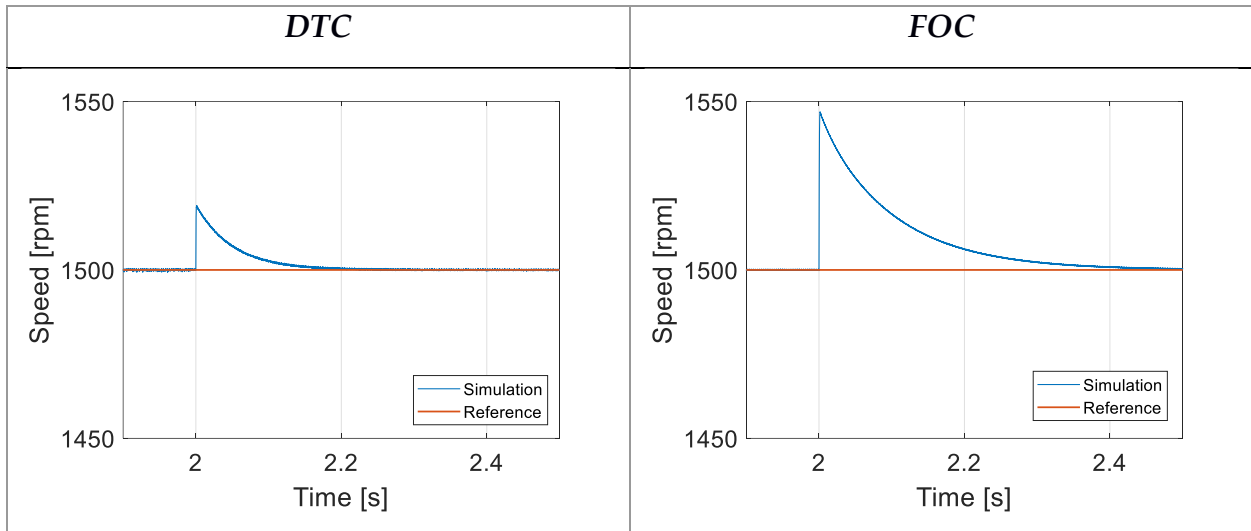
Παρατηρείται ότι η ταχύτητα μειώνεται στιγμιαία κατά την άνοδο της ροπής φορτίου, καθώς ο κινητήρας ισορροπεί σε ένα νέο σημείο της καμπύλης ροπής-στροφών, το οποίο βρίσκεται πιο κοντά στη μέγιστη ροπή (ή ροπή ανατροπής) με αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη ολίσθηση. Αυτός είναι ο λόγος της στιγμιαίας μείωσης της ταχύτητας κατά την επιβολή του φορτίου.

Επίσης, η ταχύτητα αυξάνεται στιγμιαία κατά τη μείωση της ροπής φορτίου, κάτι που είναι λογικό καθώς η ολίσθηση θα μειωθεί. Ο ελεγκτής, όπως βλέπουμε και στην εικόνα, επαναφέρει το σύστημα στις στροφές αναφοράς. Τέλος, είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι χάρη στη ροπή αδράνειας του κινητήρα η μεγάλη κυμάτωση που παρουσιάζεται στη ροπή δεν εμφανίζεται στην ταχύτητα.



Εικόνα 4.7 Απόκριση ταχύτητας κατά την επιβολή ονομαστικού φορτίου

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.5, η τιμή της ροπής κατά την επιβολή του φορτίου είναι υψηλότερη καθώς και η απόκριση είναι γρηγορότερη, για τον λόγο που εξηγήθηκε. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η ταχύτητα στον έλεγχο DTC να αποκρίνεται πολύ γρηγορότερα απ' ότι στον έλεγχο FOC (Εικόνα 4.7). Παρατηρείται, επίσης, μία απόκλιση στην τιμή της ταχύτητας κατά την επιβολή του φορτίου που στον έλεγχο FOC είναι πολύ μεγαλύτερη. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο έλεγχος είναι πιο αργός, άρα και αυτή η απόκλιση θα είναι μεγαλύτερη.



Εικόνα 4.8 Απόκριση ταχύτητας κατά το τέλος της επιβολής του ονομαστικού φορτίου

Και σε αυτή την περίπτωση (εικόνα 4.8), ο έλεγχος DTC αποκρίνεται πολύ γρηγορότερα από τον έλεγχο FOC, όπως και η απόκλιση του ελέγχου FOC είναι αρκετά μεγαλύτερη από αυτή του ελέγχου DTC. Παρακάτω δίνονται οι χρόνοι απόκρισης για τις τέσσερις περιπτώσεις που αναλύθηκαν καθώς και οι τιμές των αποκλίσεων.

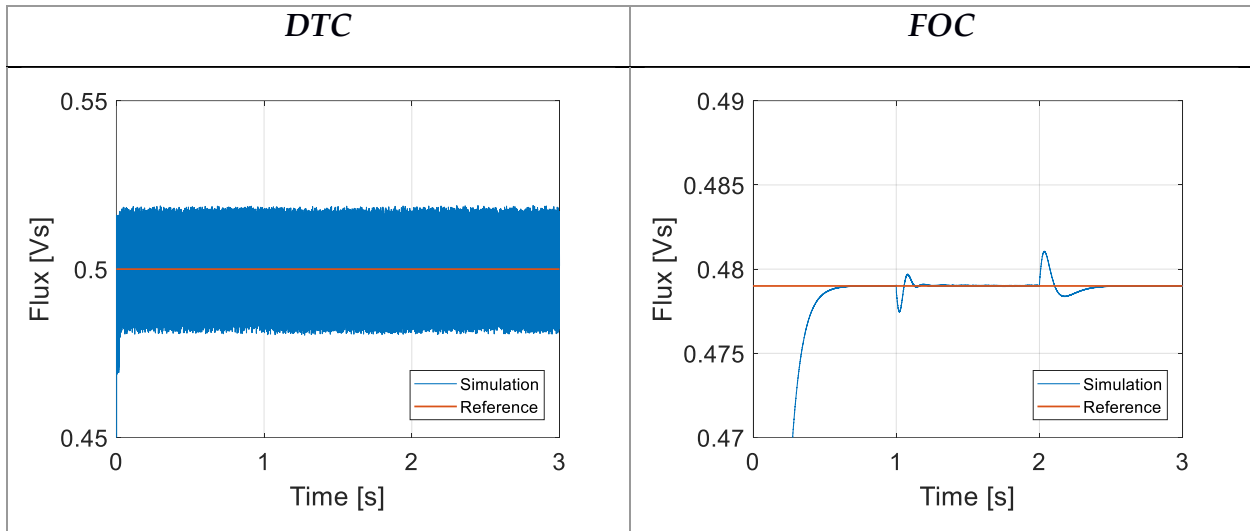
Άνοδος	DTC	FOC
Χρόνος απόκρισης	144ms	268ms
Απόκλιση	1477rpm	1452rpm

Κάθοδος	DTC	FOC
Χρόνος απόκρισης	146ms	295ms
Απόκλιση	1512rpm	1539rpm

- Για την απόκριση της ροής:

Στην εικόνα 4.3 παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά τη μεταβολή του φορτίου. Αναμένουμε η επιβολή του φορτίου να μην επηρεάσει καθόλου τον έλεγχο DTC, καθώς ο έλεγχος της ροής είναι άμεσος. Αντιθέτως, στον έλεγχο FOC περιμένουμε μια μικρή επίδραση στην τιμή της ροής του δρομέα καθώς ο έλεγχος της ροής είναι έμμεσος μέσω της συνιστώσας i_{sd}^* . Με την επιβολή του φορτίου περιμένουμε αυξημένα ρεύματα στη μηχανή, τα οποία οδηγούν σε αυξημένη πτώση τάσεως στον στάτη και στον δρομέα, με αποτέλεσμα τη μικρή πτώση στις τιμές της ροής του στάτη και του δρομέα αντίστοιχα. Στην περίπτωση που το φορτίο σταματά να υφίσταται περιμένουμε αύξηση και στις δύο ροές. Βέβαια ο έλεγχος FOC θα επαναφέρει

πολύ γρήγορα τη ροή του δρομέα στην τιμή αναφοράς. Στην εικόνα 4.9 εμφανίζεται η μεγέθυνση της εικόνας 4.3.



Εικόνα 4.9 Ροή στάτη (αριστερά) και ροή δρομέα (δεξιά)

Όπως φαίνεται στην εικόνα 4.9, ο έλεγχος DTC δεν επηρεάζεται κατά την επιβολή ή τη σβέση του φορτίου και είναι πολύ γρηγορότερος από τον έλεγχο FOC αφού κάνει άμεσο έλεγχο της ροής. Ο έλεγχος FOC κάνει έμμεσο έλεγχο της ροής του δρομέα και γι' αυτό παρουσιάζει τη συμπεριφορά που είπαμε παραπάνω.

	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
Χρόνος απόκρισης	1.77ms	136ms

- Για την απόκριση του ρεύματος:

Τέλος, στην εικόνα 4.4 παρουσιάζεται η απόκριση του ρεύματος του στάτη στη βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι τα ρεύματα του στάτη αυξάνουν μετά την αύξηση του φορτίου καθώς πλέον πρέπει να τροφοδοτηθεί η ισχύς του φορτίου. Επίσης, αξίζει να σημειωθεί πως το αρχικό ρεύμα εκκίνησης στην περίπτωση του ελέγχου DTC είναι πολύ μεγαλύτερο από αυτό του ελέγχου FOC. Στον έλεγχο FOC επεμβαίνουμε εμείς επιβάλλοντάς του μία μέγιστη τιμή όπως αναφέρθηκε προηγουμένως στο κεφάλαιο 3. Στον συμβατικό έλεγχο DTC δε μας δίνεται αυτή η δυνατότητα, οπότε είναι αναμενόμενο στην εκκίνηση να υπάρχουν υψηλές τιμές ρευμάτων. Τέλος, η υπερύψωση κατά την επιβολή του φορτίου στον έλεγχο DTC στην τιμή του ρεύματος οφείλεται στη ροπή που και αυτή λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της.

Βήμα ονομαστικής ροπής στις 150 στροφές/λεπτό

Επιλέξαμε να εξετάσουμε αυτό το σενάριο που είναι σε χαμηλές στροφές (στο 10% των ονομαστικών στροφών) γιατί στον έλεγχο DTC όπως έχουμε πει προηγουμένως ισχύει ότι:

Το διάνυσμα της ροής του στάτη προκύπτει από τη σχέση:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s) dt \Rightarrow$$

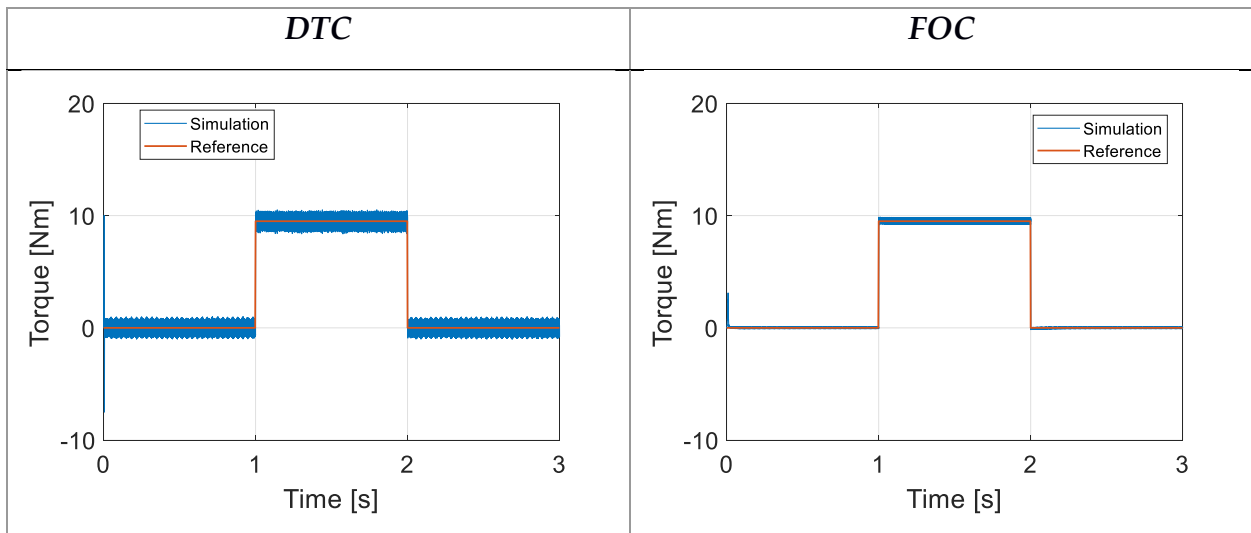
$$\vec{V}_s = \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s + R_s \vec{i}_s \xrightarrow{R_s \vec{i}_s \text{ αμελητέο}}$$

$$\Delta \vec{\psi}_s = \vec{V}_s \Delta t$$

Όμως κάτι τέτοιο δεν ισχύει σε χαμηλές στροφές καθώς η πτώση τάσεως πάνω στα τυλίγματα του στάτη είναι συγκρίσιμη με το μέγεθος της τάσης που δημιουργεί το μαγνητικό πεδίο στον στάτη.

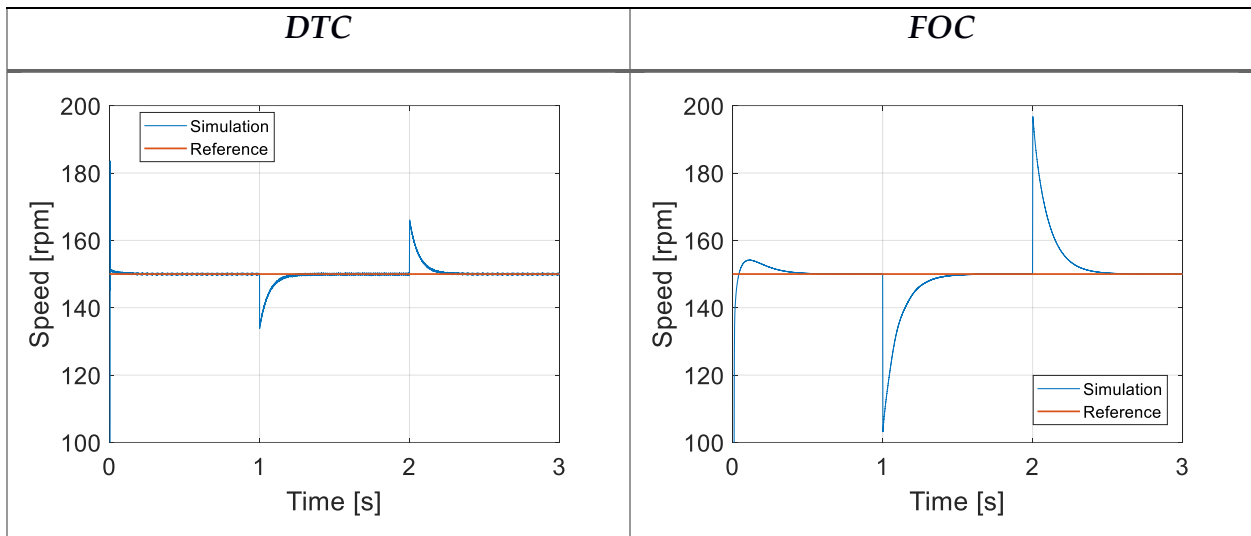
Θα παρουσιαστούν και για τους δύο ελέγχους οι αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας, της ροής του στάτη για τον έλεγχο DTC και της ροής του δρομέα για τον έλεγχο FOC, και τέλος το πλάτος του ρεύματος του στάτη.

Απόκριση της ροπής



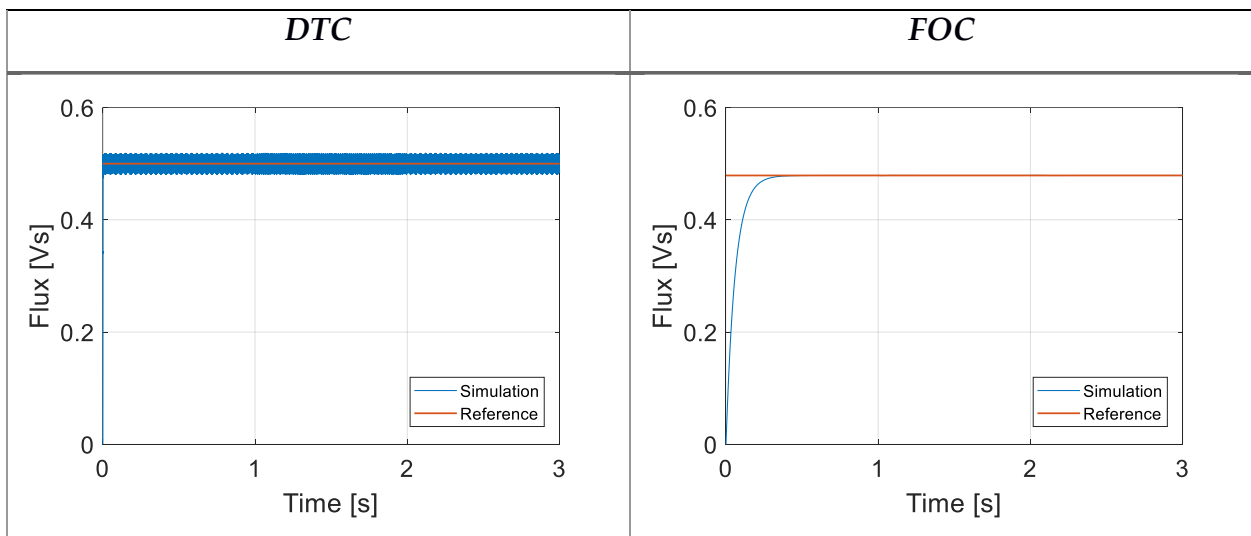
Εικόνα 4.10

Απόκριση της ταχύτητας



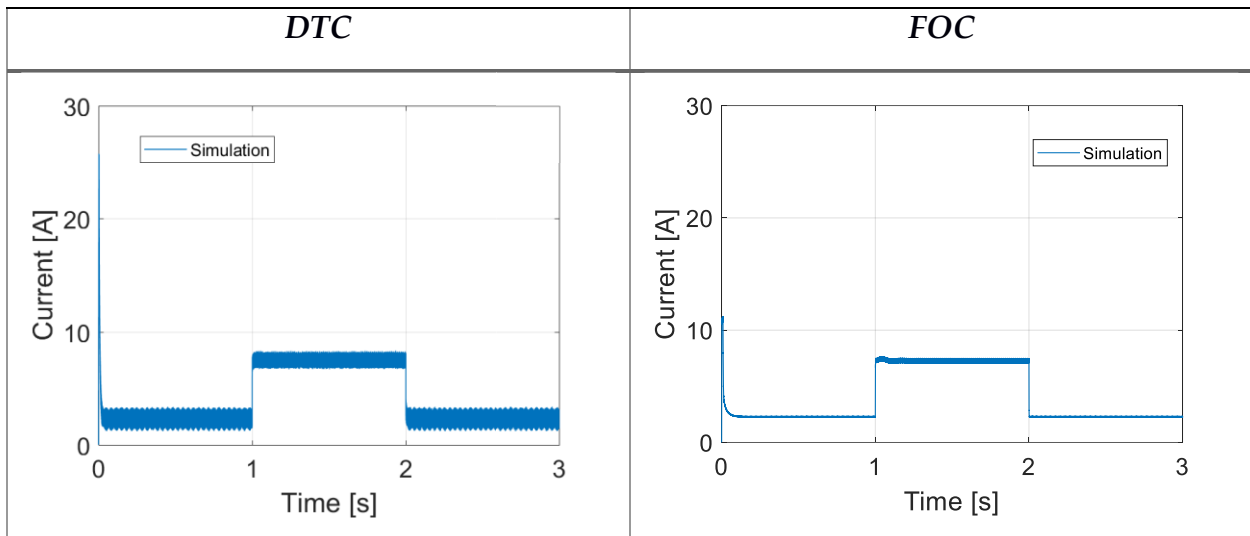
Εικόνα 4.11

Απόκριση της ροής



Εικόνα 4.12

Απόκριση του πλάτους του ρεύματος του στάτη

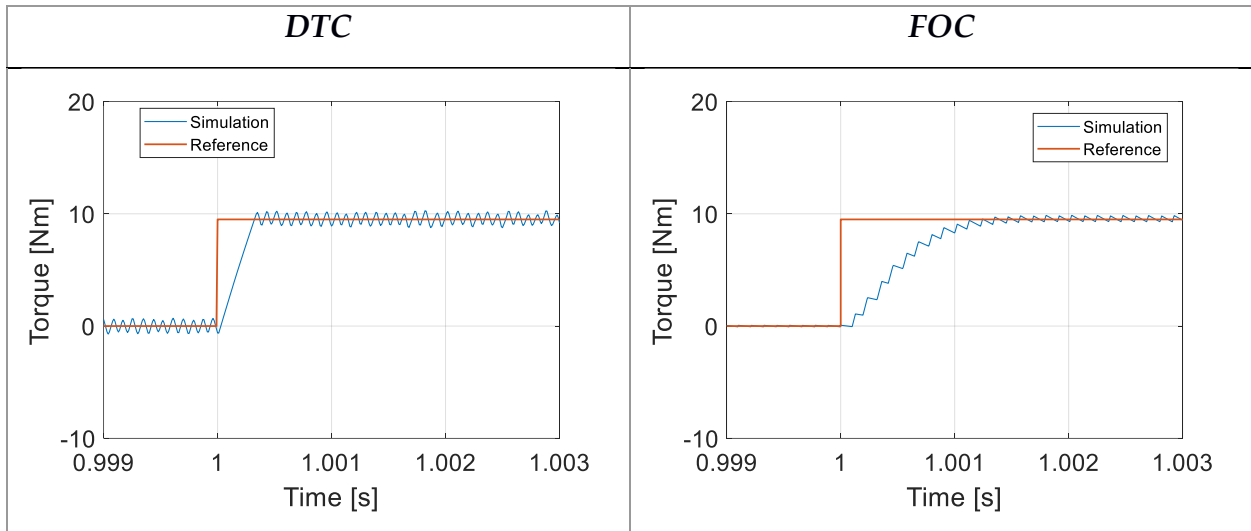


Εικόνα 4.13

Σχόλια: Θα γίνει ανάλυση των γραφικών παραστάσεων, και επίσης για το μεταβατικό στάδιο θα εξεταστούν ο χρόνος απόκρισης και η υπερύψωση για τη ροπή, την ταχύτητα και τη ροή, ενώ για το ρεύμα θα εξεταστεί το πλάτος του. Σημειώνεται ότι η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι $f_c = 4.45kHz$.

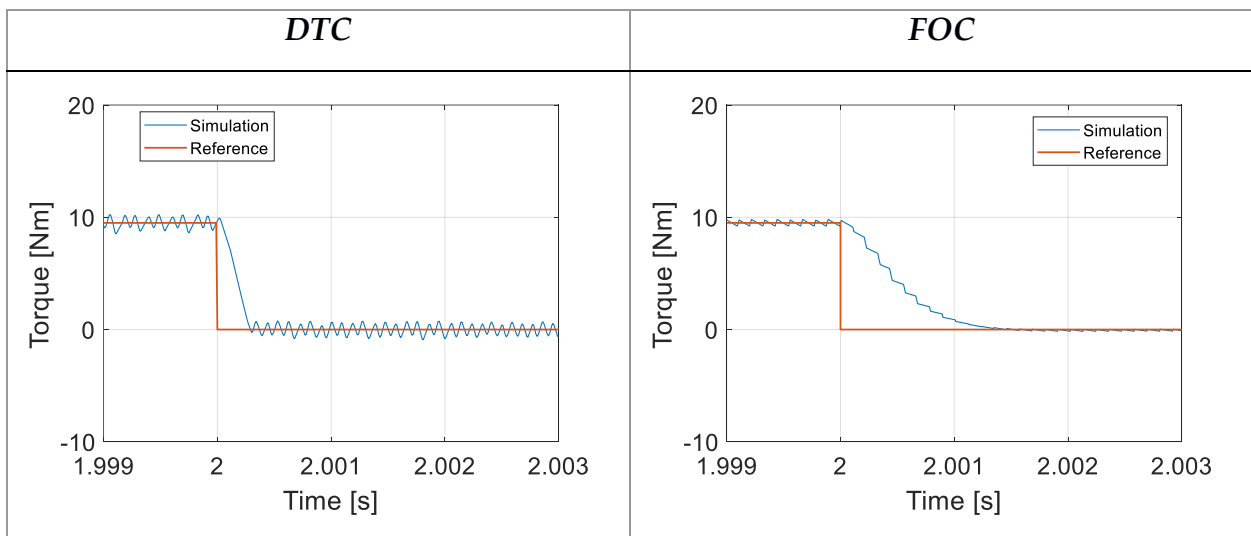
- Για την απόκριση της ροπής:

Στην εικόνα 4.10 παρουσιάζεται η μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα (μπλε χρώμα) σε σύγκριση με το βήμα ροπής φορτίου (κόκκινο χρώμα) που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι, και εδώ, οι δύο ελεγκτές ανταποκρίνονται ταχύτατα στη μεταβολή της ροπής του φορτίου (η οποία συμβαίνει τη χρονική στιγμή $t = 1s$). Επίσης, στην εκκίνηση του κινητήρα παρατηρούνται κι εδώ υψηλές τιμές στη ροπή, αλλά όχι όσο προηγουμένως καθώς οι στροφές που επιβάλλουμε στον κινητήρα είναι 150 στροφές/λεπτό (10% των ονομαστικών στροφών). Παρακάτω θα παρουσιαστούν οι εικόνες κατά την επιβολή του φορτίου και όταν αυτό σταματά να υφίσταται, ώστε ο χρόνος απόκρισης και η υπερύψωση να είναι περισσότερο εμφανή.



Εικόνα 4.14 Επιβολή ονομαστικού φορτίου

Στην εικόνα 4.14 φαίνεται ότι ο έλεγχος FOC αποκρίνεται πιο αργά από τον έλεγχο DTC για τον ίδιο λόγο με προηγουμένως. Αξίζει να σημειωθεί, πως ο έλεγχος DTC φτάνει στην τιμή αναφοράς με μία διακοπτική κατάσταση, ενώ ο έλεγχος FOC χρειάζεται αρκετές περισσότερες.



Εικόνα 4.15 Τέλος επιβολής ονομαστικού φορτίου

Στην περίπτωση της σβέσης του φορτίου (εικόνα 4.15), φαίνεται πως και τα δύο συστήματα ανταποκρίνονται πολύ γρήγορα επίσης. Κι εδώ είναι φανερό ότι το πλήθος των διακοπτικών καταστάσεων στο συγκεκριμένο σημείο του ελέγχου FOC είναι αρκετά μεγαλύτερο από αυτό του ελέγχου DTC, γεγονός που κάνει την απόκριση πιο αργή. Παρακάτω δίνονται οι χρόνοι απόκρισης για τις τέσσερις περιπτώσεις που αναλύθηκαν.

Άνοδος	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
Χρόνος απόκρισης	246μs	799ms

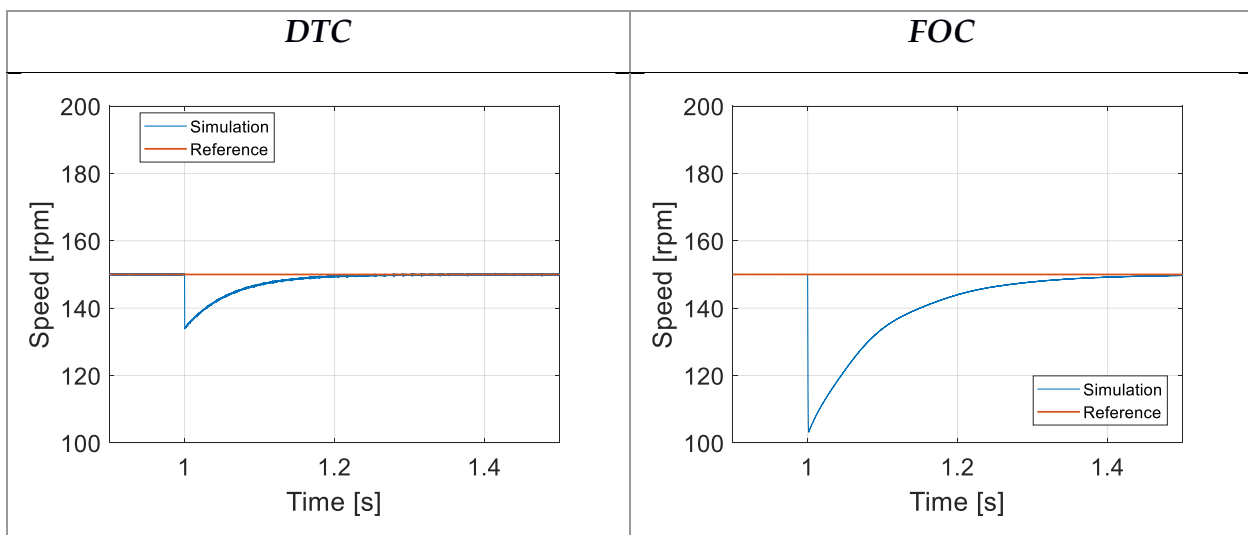
Κάθοδος	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
Χρόνος απόκρισης	241μs	677ms

- Για την απόκριση της ταχύτητας:

Στην εικόνα 4.11 παρουσιάζεται η μεταβολή της ταχύτητας του κινητήρα κατά τη διάρκεια του βήματος ροπής. Με κόκκινο χρώμα απεικονίζεται η ταχύτητα αναφοράς, την οποία ο ελεγκτής προσπαθεί να κρατήσει σταθερή και ίση με 150 στροφές/λεπτό, ενώ με μπλε χρώμα απεικονίζεται η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα.

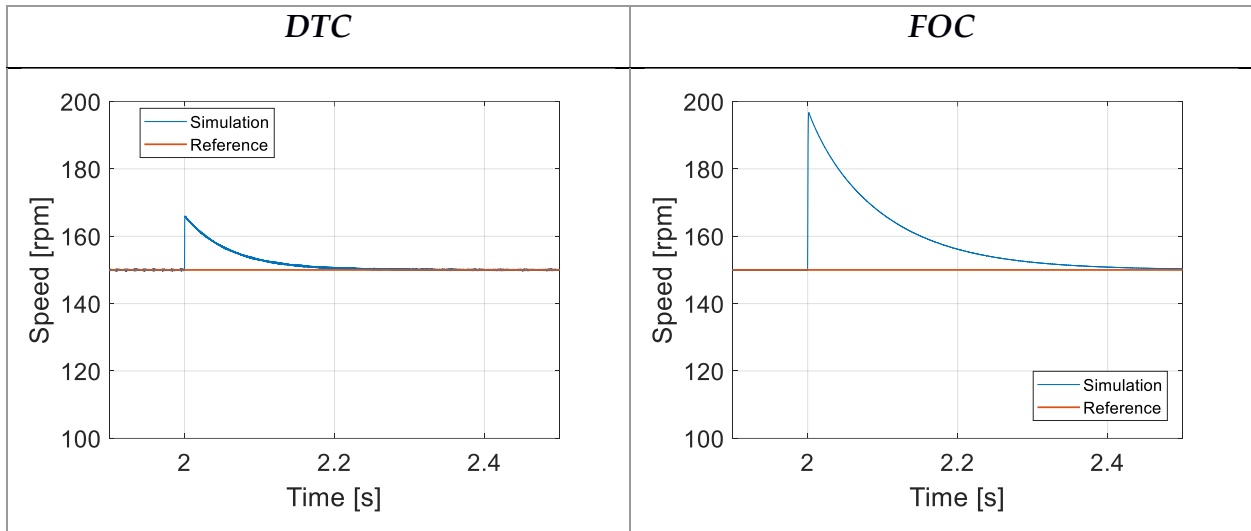
Κι εδώ έχουμε την ίδια συμπεριφορά κατά την άνοδο και κατά την κάθοδο της ροπής φορτίου όπως είναι λογικό. Κατά την άνοδο σημειώνεται η στιγμιαία μείωση της ταχύτητας ενώ κατά την κάθοδο σημειώνεται η στιγμιαία αύξηση της ταχύτητας.

Ο ελεγκτής, όπως βλέπουμε και στην εικόνα, επαναφέρει το σύστημα στις στροφές αναφοράς. Τέλος, είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι χάρη στη ροπή αδράνειας του κινητήρα η μεγάλη κυμάτωση που παρουσιάζεται στη ροπή δεν εμφανίζεται στην ταχύτητα.



Εικόνα 4.16 Απόκριση ταχύτητας κατά την επιβολή ονομαστικού φορτίου

Είναι φανερό ότι ο έλεγχος DTC αποκρίνεται πολύ γρηγορότερα από τον έλεγχο FOC για τον ίδιο λόγο με προηγουμένως. Επίσης, η απόκλιση του ελέγχου FOC κι εδώ είναι αρκετά μεγάλη σε αντίθεση με αυτή του DTC.



Εικόνα 4.17 Απόκριση ταχύτητας κατά τη σβέση του ονομαστικού φορτίου

Και σε αυτή την περίπτωση, ο έλεγχος DTC αποκρίνεται πολύ γρηγορότερα από τον έλεγχο FOC, όπως και η απόκλιση της ταχύτητας του ελέγχου FOC είναι αρκετά μεγαλύτερη από αυτή του ελέγχου DTC. Παρακάτω δίνονται οι χρόνοι απόκρισης για τις τέσσερις περιπτώσεις που αναλύθηκαν καθώς και οι τιμές των αποκλίσεων.

Άνοδος	DTC	FOC
Χρόνος απόκρισης	145ms	284ms
Απόκλιση	136rpm	103rpm

Κάθοδος	DTC	FOC
Χρόνος απόκρισης	146ms	299ms
Απόκλιση	164rpm	189rpm

- Για την απόκριση της ροής:

Στην εικόνα 4.12 παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά τη μεταβολή του φορτίου. Όπως προηγουμένως, έτσι κι εδώ αναμένουμε η επιβολή του φορτίου να μην επηρεάσει καθόλου τον έλεγχο DTC, καθώς ο έλεγχος της ροής είναι άμεσος. Όμως, καθ' όλη τη διάρκεια του ελέγχου περιμένουμε μία μορφή κυματομορφής διαφορετική από την προηγούμενη, όπως και φαίνεται (flux-droop). Αντιθέτως, στον έλεγχο FOC περιμένουμε ίδια επίδραση με προηγουμένως. Οι χρόνοι απόκρισης δεν παρουσιάζονται καθώς δε θα φέρουν διαφορά από τους προηγούμενους μιας και οι ροές αναφοράς παραμένουν οι ίδιες.

- *Για την απόκριση του ρεύματος:*

Τέλος, στην εικόνα 4.13 παρουσιάζεται η απόκριση του ρεύματος του στάτη στη βηματική αλλαγή της ροπής φορτίου που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι τα ρεύματα του στάτη αυξάνουν μετά την αύξηση του φορτίου καθώς πλέον πρέπει να τροφοδοτηθεί η ισχύς του φορτίου. Επίσης, αξίζει να σημειωθεί πως το αρχικό ρεύμα εκκίνησης στην περίπτωση του ελέγχου DTC είναι πολύ μεγαλύτερο από αυτό του ελέγχου FOC. Στον έλεγχο FOC επεμβαίνουμε εμείς επιβάλλοντάς του μία μέγιστη τιμή όπως αναφέρθηκε προηγουμένως στο κεφάλαιο 3. Στον συμβατικό έλεγχο DTC δε μας δίνεται αυτή η δυνατότητα, οπότε είναι αναμενόμενο στην εκκίνηση να υπάρχουν υψηλές τιμές ρευμάτων

Δοκιμή βήματος ονομαστικής ταχύτητας υπό φορτίο

Για τη δοκιμή βήματος ταχύτητας επιλέχθηκε ένα σενάριο κατά το οποίο ο κινητήρας χρειάζεται να επιταχύνει από τις 750 στροφές/λεπτό (50% των ονομαστικών στροφών του) στις 1500 στροφές/λεπτό (ονομαστικές του στροφές) με φορτίο το 50% του ονομαστικού του (4.75 Nm).

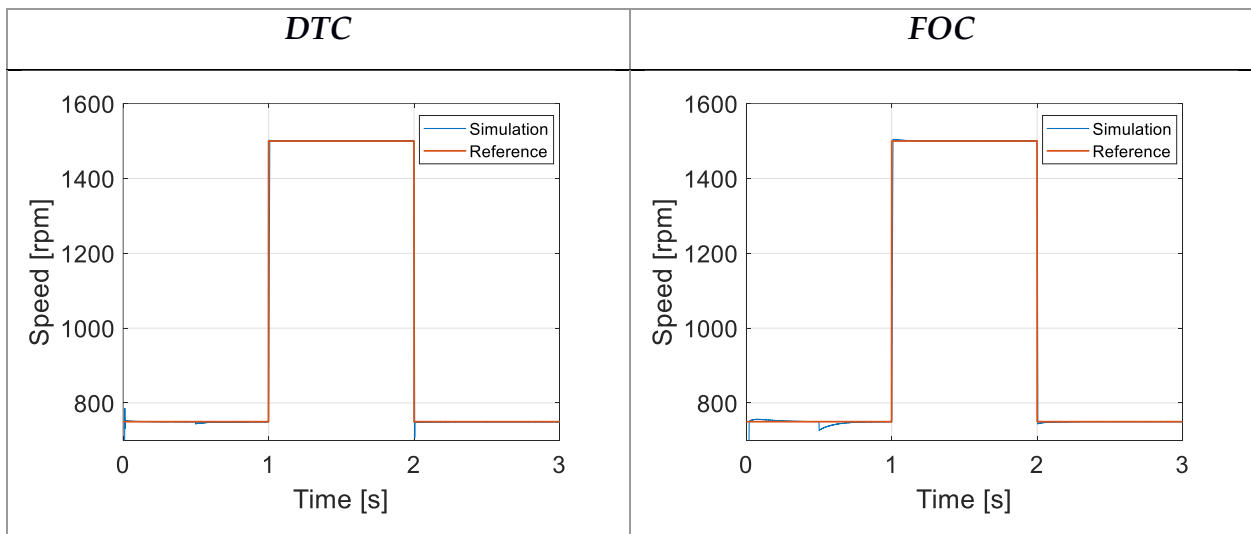
Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των αποκρίσεων του συστήματος με χρήση του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC) και του άμεσου ελέγχου ροπής (DTC).

Σημειώνεται πως για να είναι η σύγκριση δίκαια μεταξύ των δύο ελέγχων, μετρήθηκε η μέση διακοπτική συχνότητα του ελέγχου DTC και επιβλήθηκε στον έλεγχο FOC.

Βήμα ονομαστικής ταχύτητας υπό φορτίο

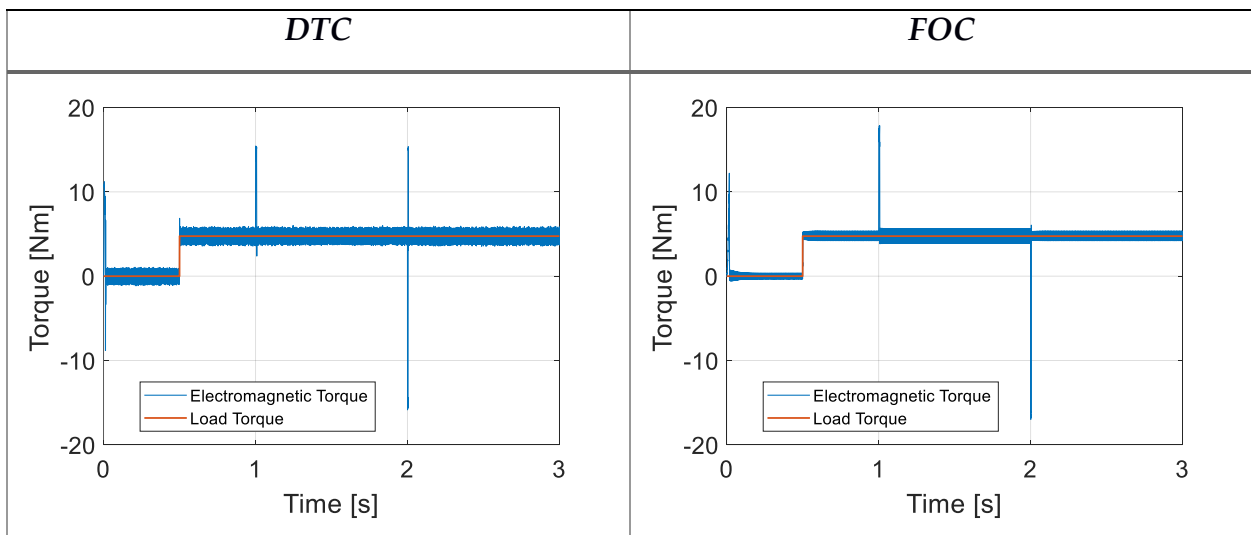
Θα παρουσιαστούν και για τους δύο ελέγχους οι αποκρίσεις της ταχύτητας, της ροπής, της ροής του στάτη για τον έλεγχο DTC και της ροής του δρομέα για τον έλεγχο FOC, και τέλος το πλάτος του φασικού ρεύματος του στάτη.

Απόκριση της ταχύτητας



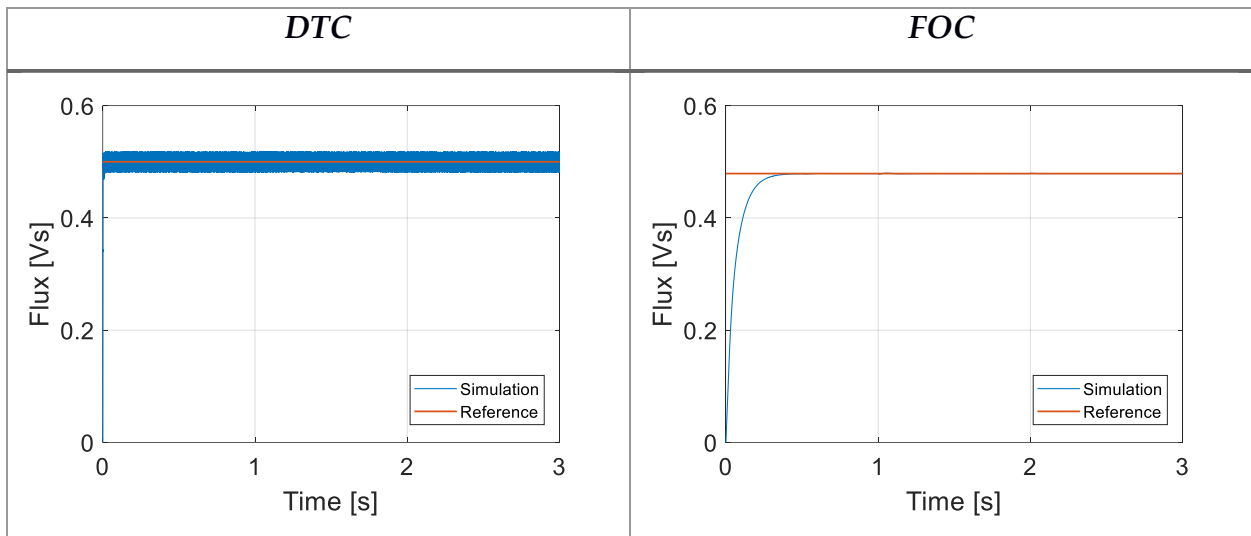
Εικόνα 4.18

Απόκριση της ροπής



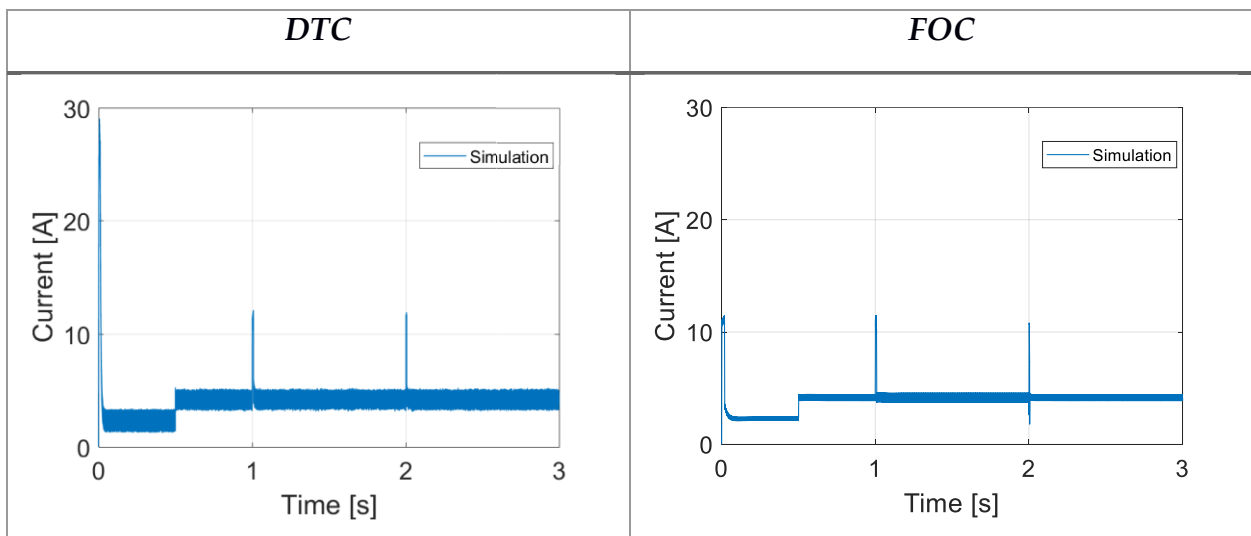
Εικόνα 4.19

Απόκριση της ροής



Εικόνα 4.20

Απόκριση του πλάτους του ρεύματος του στάτη

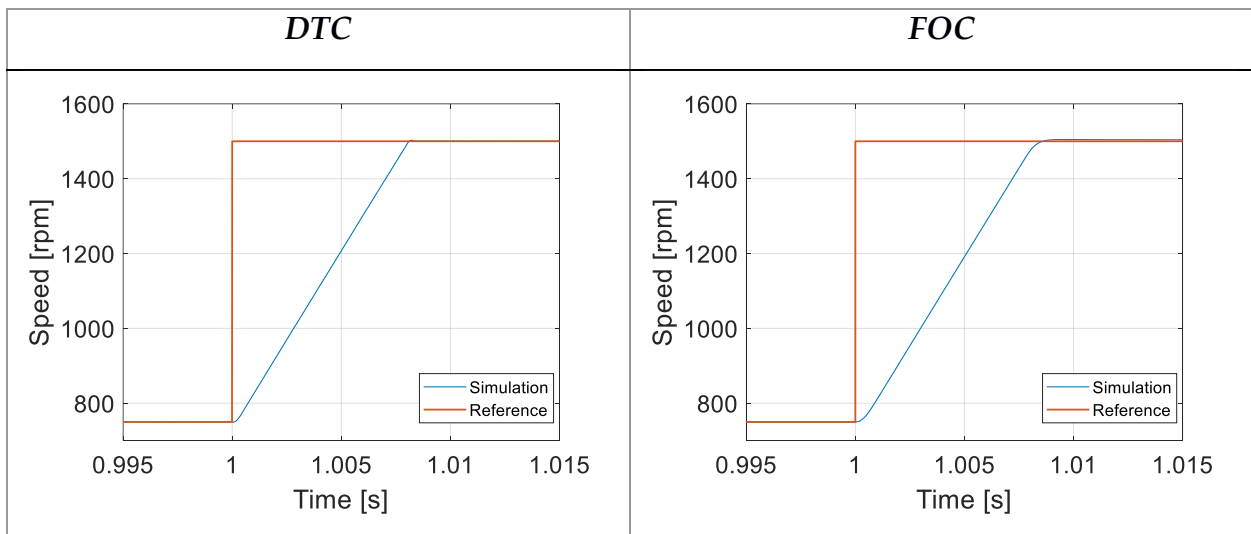


Εικόνα 4.21

Σχόλια: Θα γίνει ανάλυση των γραφικών παραστάσεων, και επίσης για το μεταβατικό στάδιο θα εξεταστούν ο χρόνος απόκρισης και η υπερύψωση για τη ροπή, την ταχύτητα και τη ροή, ενώ για το ρεύμα θα εξεταστεί το πλάτος του. Σημειώνεται ότι η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι $f_c = 4.15kHz$.

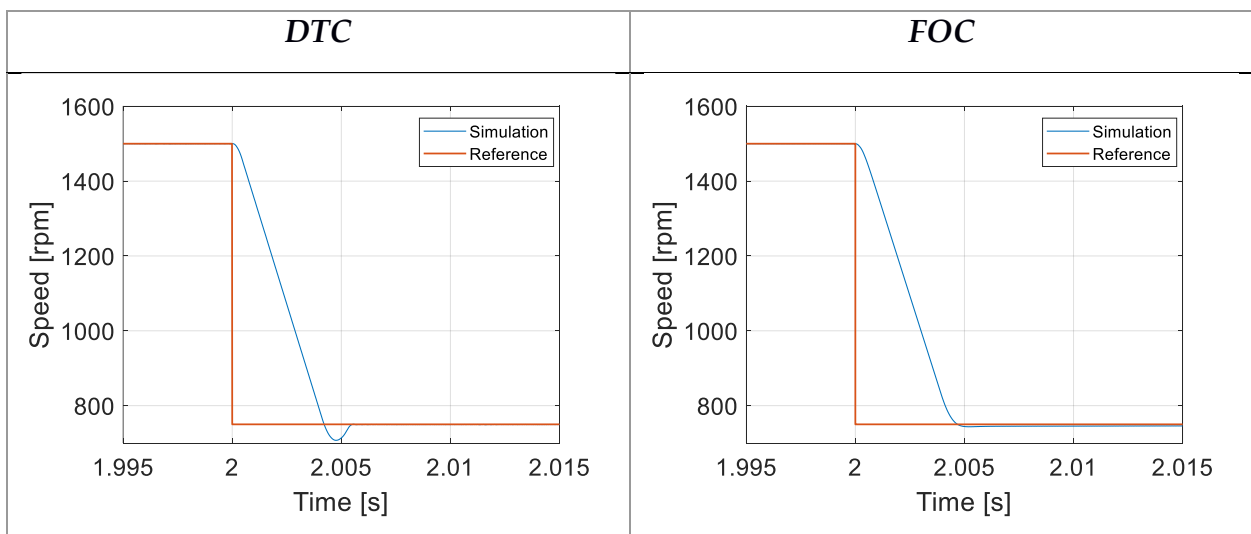
- Για την απόκριση της ταχύτητας:

Στην εικόνα 4.18 παρουσιάζεται η μεταβολή της ταχύτητας του κινητήρα κατά τη διάρκεια του βήματος ταχύτητας. Με κόκκινο χρώμα απεικονίζεται το σήμα βηματικής αλλαγής της ταχύτητας (ταχύτητα αναφοράς), ενώ με μπλε χρώμα η πραγματική μεταβολή των στροφών του κινητήρα όπως την πετυχαίνει ο ελεγκτής. Παρατηρείται ότι ο ελεγκτής ανταποκρίνεται ταχύτατα και στις δύο περιπτώσεις. Παρακάτω θα παρουσιαστούν οι εικόνες κατά την επιτάχυνση και την επιβράδυνση του κινητήρα, ώστε ο χρόνος απόκρισης και η υπερύψωση να είναι περισσότερο εμφανή.



Εικόνα 4.22 Επιβολή βήματος ταχύτητας

Όπως βλέπουμε και στην εικόνα 4.22 είναι πολύ δύσκολο να αποφανθούμε ποιος έλεγχος είναι γρηγορότερος. Είναι λογικό και οι δύο έλεγχοι να είναι πολύ κοντά στους χρόνους απόκρισης αφού πρώτα ικανοποιείται η ροπή και ύστερα η ταχύτητα. Επίσης, η υπερύψωση είναι μηδενική και στις δύο περιπτώσεις.



Εικόνα 4.23 Σβέση της επιβολής του βήματος ταχύτητας

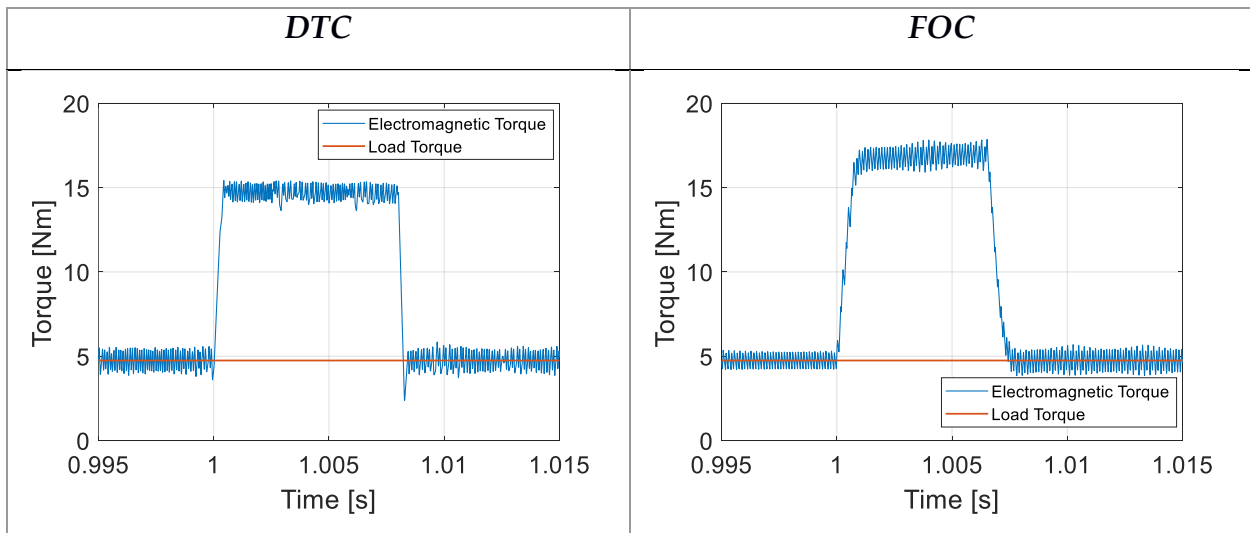
Και σε αυτή την περίπτωση είναι πολύ δύσκολο να αποφανθούμε ποιος έλεγχος είναι γρηγορότερος. Όμως, ο έλεγχος DTC έχει μία μικρή υπερύψωση σε αντίθεση με τον έλεγχο FOC που δεν παρουσιάζει υπερύψωση. Παρακάτω δίνονται οι χρόνοι απόκρισης για τις τέσσερις περιπτώσεις που αναλύθηκαν καθώς και οι τιμές των υπερυψώσεων.

Άνοδος	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
Χρόνος απόκρισης	<i>81ms</i>	<i>71ms</i>
Υπερύψωση	<i>1503rpm</i>	<i>1505rpm</i>

Κάθοδος	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
Χρόνος απόκρισης	<i>42ms</i>	<i>42ms</i>
Υπερύψωση	<i>707rpm</i>	<i>741rpm</i>

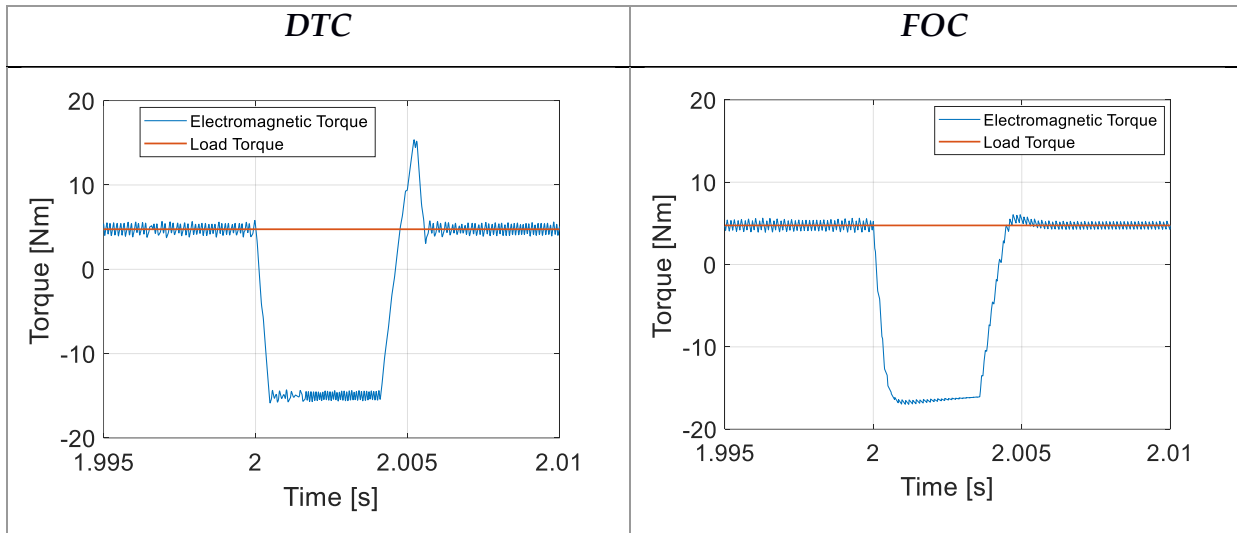
- Για την απόκριση της ροπής:

Στην εικόνα 4.19 παρουσιάζεται η μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα (μπλε χρώμα) σε σύγκριση με τη ροπή του φορτίου του κινητήρα (κόκκινο χρώμα). Όταν γίνεται η επιτάχυνση των στροφών της μηχανής (τη χρονική στιγμή $t = 1s$) αναμένεται η αύξηση της ροπής στη μέγιστη τιμή που έχουμε επιτρέψει εμείς στον έλεγχο, ενώ όταν γίνεται η επιβράδυνση των στροφών της μηχανής (τη χρονική στιγμή $t = 2s$) αναμένεται η μείωση της ροπής στην ελάχιστη τιμή που έχουμε επιτρέψει. Παρακάτω θα παρουσιαστούν οι εικόνες της ροπής κατά την επιτάχυνση και την επιβράδυνση του κινητήρα, ώστε ο χρόνος απόκρισης να είναι περισσότερο εμφανής.



Εικόνα 4.24 Συμπεριφορά ροπής κατά την επιτάχυνση του κινητήρα

Στην εικόνα 4.24 βλέπουμε πως κατά την επιτάχυνση έχουμε τη μέγιστη τιμή της ροπής που είναι $\cong 15Nm$. Επίσης, ο χρόνος απόκρισης είναι πολύ κοντά και στις δύο περιπτώσεις, πράγμα λογικό αφού ο ελεγκτής ταχύτητας είναι ένα επίπεδο πάνω από τον έλεγχο της ροπής ρεύματος.



Εικόνα 4.25 Συμπεριφορά ροπής κατά την επιβράδυνση του κινητήρα

Στην περίπτωση της επιβράδυνσης (εικόνα 4.25) έχουμε την ελάχιστη τιμή της ροπής που είναι $\cong -15Nm$. Το αρνητικό πρόσημο, ουσιαστικά, σημαίνει πως ασκείται δύναμη αντίθετη της φοράς της μηχανής ώστε να επιβραδυνθεί. Επίσης, και εδώ ο χρόνος απόκρισης είναι πολύ κοντά και στις δύο περιπτώσεις. Παρακάτω δίνονται οι χρόνοι απόκρισης για τις τέσσερις περιπτώσεις που αναλύθηκαν.

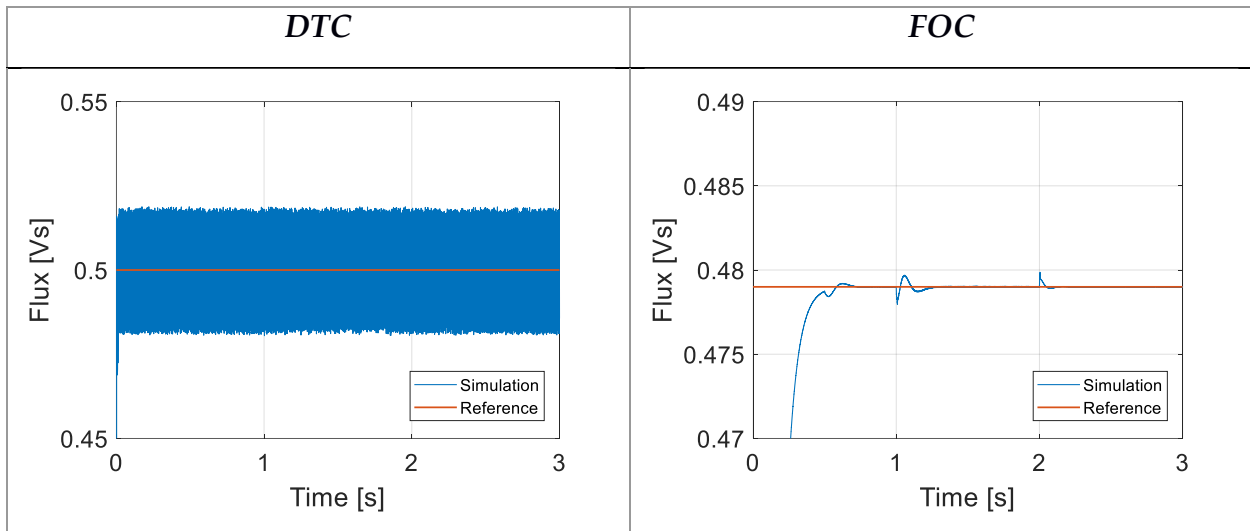
Άνοδος	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
Χρόνος απόκρισης	<i>8.2ms</i>	<i>7.3ms</i>

Κάθοδος	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
Χρόνος απόκρισης	<i>4.7ms</i>	<i>4.4ms</i>

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί πως ο έλεγχος DTC περνάει από λιγότερες διακοπτικές καταστάσεις ώστε να φτάσει την τιμή αναφοράς της ροπής.

- Για την απόκριση της ροής:

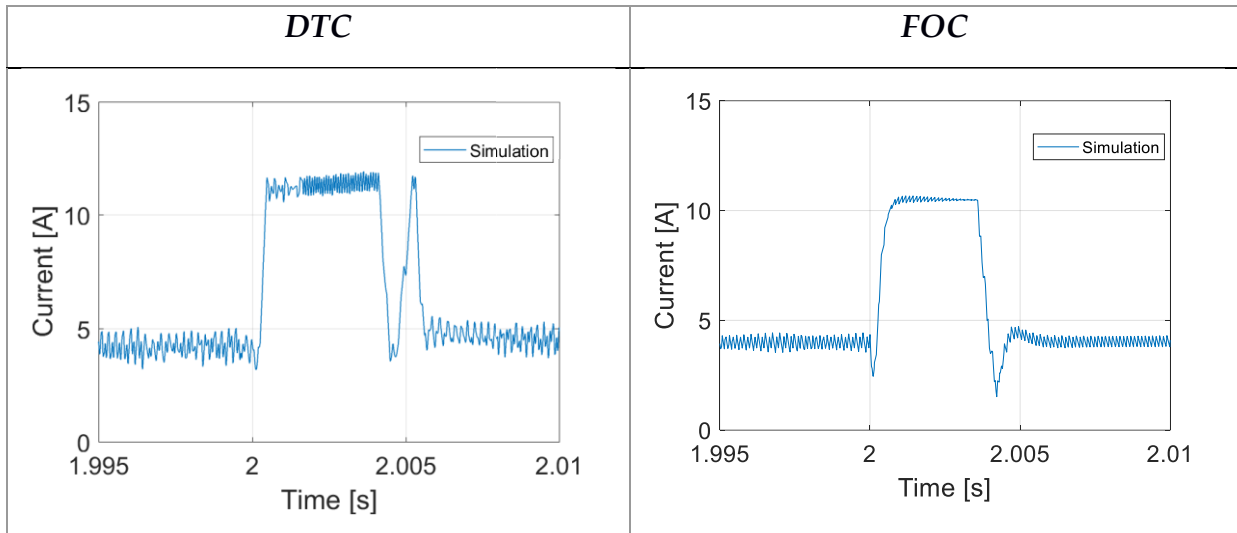
Στην εικόνα 4.20 παρουσιάζεται η απόκριση της ροής του κινητήρα κατά τη μεταβολή του φορτίου. Όπως προηγουμένως, έτσι κι εδώ αναμένουμε η επιβολή του φορτίου να μην επηρεάσει καθόλου τον έλεγχο DTC, καθώς ο έλεγχος της ροής είναι άμεσος. Αντιθέτως, στον έλεγχο FOC περιμένουμε ίδια επίδραση με προηγουμένως (εικόνα 4.26). Οι χρόνοι απόκρισης δεν παρουσιάζονται, καθώς δε θα φέρουν διαφορά από τους προηγούμενους, μιας και οι ροές αναφοράς παραμένουν οι ίδιες.



Εικόνα 4.26 Απόκριση της ροής

- Για την απόκριση του ρεύματος:

Τέλος, στην εικόνα 4.21 παρουσιάζεται η απόκριση του ρεύματος του στάτη στη βηματική αλλαγή της ροής φορτίου που του επιβάλλεται. Παρατηρείται ότι τα ρεύματα του στάτη αυξάνουν μετά την αύξηση του φορτίου καθώς πλέον πρέπει να τροφοδοτηθεί η ισχύς του φορτίου. Επίσης, αξίζει να σημειωθεί πως το αρχικό ρεύμα εκκίνησης στην περίπτωση του ελέγχου DTC είναι πολύ μεγαλύτερο από αυτό του ελέγχου FOC. Στον έλεγχο FOC επεμβαίνουμε εμείς επιβάλλοντάς του μια μέγιστη τιμή όπως αναφέρθηκε προηγουμένως στο κεφάλαιο 3. Στον συμβατικό έλεγχο DTC δε μας δίνεται αυτή η δυνατότητα, οπότε είναι αναμενόμενο στην εκκίνηση να υπάρχουν υψηλές τιμές ρευμάτων. Τέλος, στις χρονικές στιγμές $t = 1s$ και $t = 2s$ βλέπουμε πως το ρεύμα πάνει υψηλές τιμές λόγω της επιτάχυνσης και της επιβράδυνσης. Οι χρόνοι απόκρισης αυτών των ρευμάτων είναι ίδιοι με αυτούς στον πίνακα στη σελίδα 93. Στην εικόνα 4.27 παρουσιάζεται το ρεύμα του στάτη κατά τη επιβράδυνση του κινητήρα και είναι φανερό ότι οι χρόνοι απόκρισης είναι οι ίδιοι.



Εικόνα 4.27 Ρεύμα του στάτη κατά την επιβράδυνση του κινητήρα

iii. Σύγκριση στη μόνιμη κατάσταση (steady state)

Η μελέτη των αποτελεσμάτων των δοκιμών απόκρισης στις μεταβατικές καταστάσεις οδηγεί στο γενικό συμπέρασμα ότι ο άμεσος έλεγχος ροπής (DTC) σε σχέση με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (FOC) παρουσιάζει ταχύτερες αποκρίσεις ροπής με τίμημα την υψηλή κυμάτωση στη μόνιμη κατάσταση. Θα υπολογιστούν οι κυματώσεις του ρεύματος και της ροπής από τους τύπους:

$$\tilde{I}_{o,ripple} = \sqrt{\tilde{I}_o^2 - \bar{I}_o^2}$$

$$\tilde{T}_{o,ripple} = \sqrt{\tilde{T}_o^2 - \bar{T}_o^2}$$

Όπου $\tilde{I}_{o,ripple}$ είναι η κυμάτωση του rms ρεύματος εξόδου, \bar{I}_o η μέση τιμή του εναλλασσόμενου ρεύματος εξόδου και \tilde{I}_o η rms τιμή του ρεύματος. Αντίστοιχα για την κυμάτωση της ροπής. Σημειώνεται πως πρώτα τρέξαμε τις προσομοιώσεις του ελέγχου DTC ώστε να επιβάλλουμε την ίδια διακοπτική συχνότητα στον έλεγχο FOC. Θα εξετάσουμε εννέα διαφορετικές περιπτώσεις οι οποίες φαίνονται στον πίνακα 4.2. [9][19]

- Σύγκριση κυμάτωσης ροπής και ρεύματος:

		FOC			DTC		
		9.5	4.75	0	9.5	4.75	0
Κυμάτωση Ροπής (Nm)	Ροπή						
	Ταχύτητα						
Κυμάτωση Ροπής (Nm)	1500	0.5487	0.4568	0.2873	0.4735	0.4616	0.4598
	750	0.3923	0.2465	0.1533	0.4708	0.4734	0.4656
	150	0.1330	0.0721	0.0354	0.4624	0.4704	0.4629
Κυμάτωση Ρεύματος (A)	1500	0.2901	0.2222	0.0327	0.3479	0.3765	0.4976
	750	0.1932	0.0924	0.0470	0.3338	0.3627	0.4822
	150	0.0550	0.0612	0.0125	0.3323	0.3771	0.5026

Πίνακας 4.2 Πίνακας κυματώσεων ροπής και ρεύματος

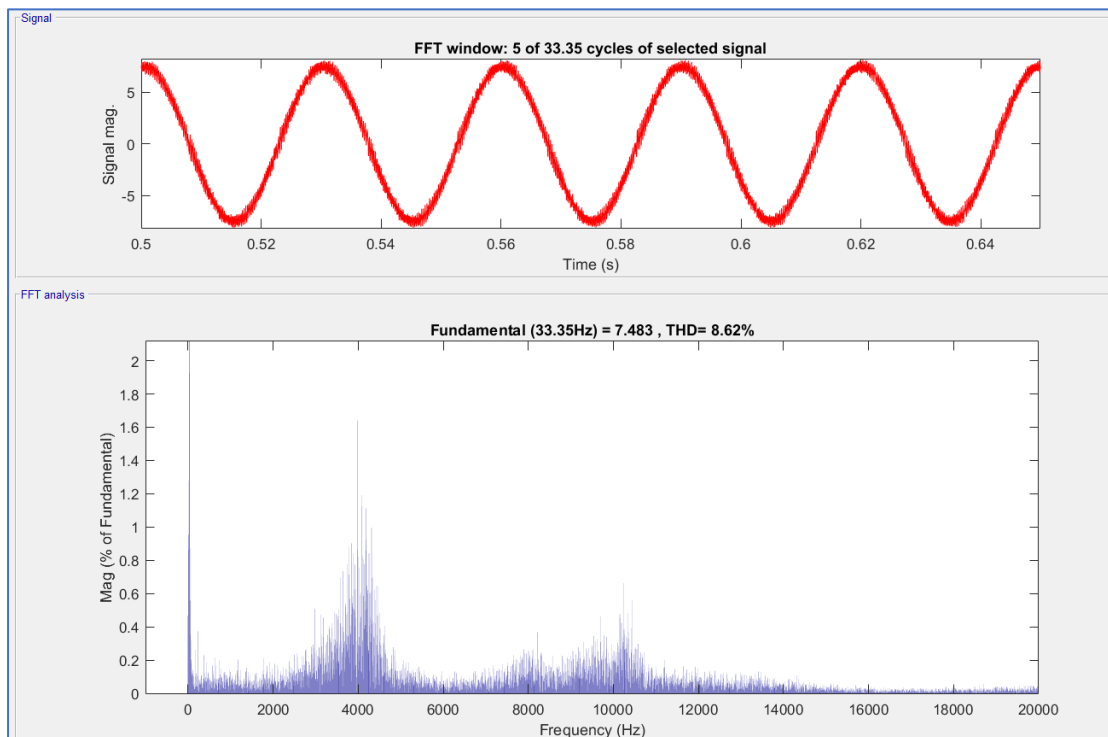
Όπως φαινόταν και από τις εικόνες στο προηγούμενο κεφάλαιο, η κυμάτωση στον έλεγχο DTC είναι αισθητά μεγαλύτερη από αυτή του FOC. Αυτό είναι λογικό, αφού στον έλεγχο FOC, η ροπή προσεγγίζεται με έναν PI-ελεγκτή, ενώ στον έλεγχο DTC προσεγγίζεται με ελεγκτές υστέρησης με συγκεκριμένο εύρος. Επίσης, όπως είδαμε προηγουμένως, η ροπή στον έλεγχο

DTC, ελέγχεται μέσω της γωνίας $\delta\psi$. Όμως, αυτό προϋποθέτει οι τιμές των μέτρων των ροών του στάτη και του δρομέα να είναι σταθερές, κάτι που δε συμβαίνει, αφού και η ροή του στάτη, ελέγχεται με ελεγκτές υστέρησης. Αυτά, έχουν ως αποτέλεσμα, τη μεγαλύτερη κυμάτωση στη ροπή. Το ρεύμα στον έλεγχο FOC ελέγχεται άμεσα, ενώ στον έλεγχο DTC ελέγχεται έμμεσα, γεγονός που επηρεάζει την κυμάτωση του ρεύματος.

- **Ανάλυση αρμονικών συνιστωσών ρεύματος και υπολογισμός παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion, THD):**

Για την αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο *FFT Analysis*, του λογισμικού *Matlab-Simulink*. Εξετάζεται το ρεύμα της φάσης *a* σε 5 κύκλους (περιόδους). Το σενάριο που εξετάζεται είναι όταν η μηχανή κινείται με 750 στροφές/λεπτό και είναι υπό ονομαστικό φορτίο 9.5Nm. Η διακοπτική συχνότητα στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι ίση με $f_c = 4.05kHz$.

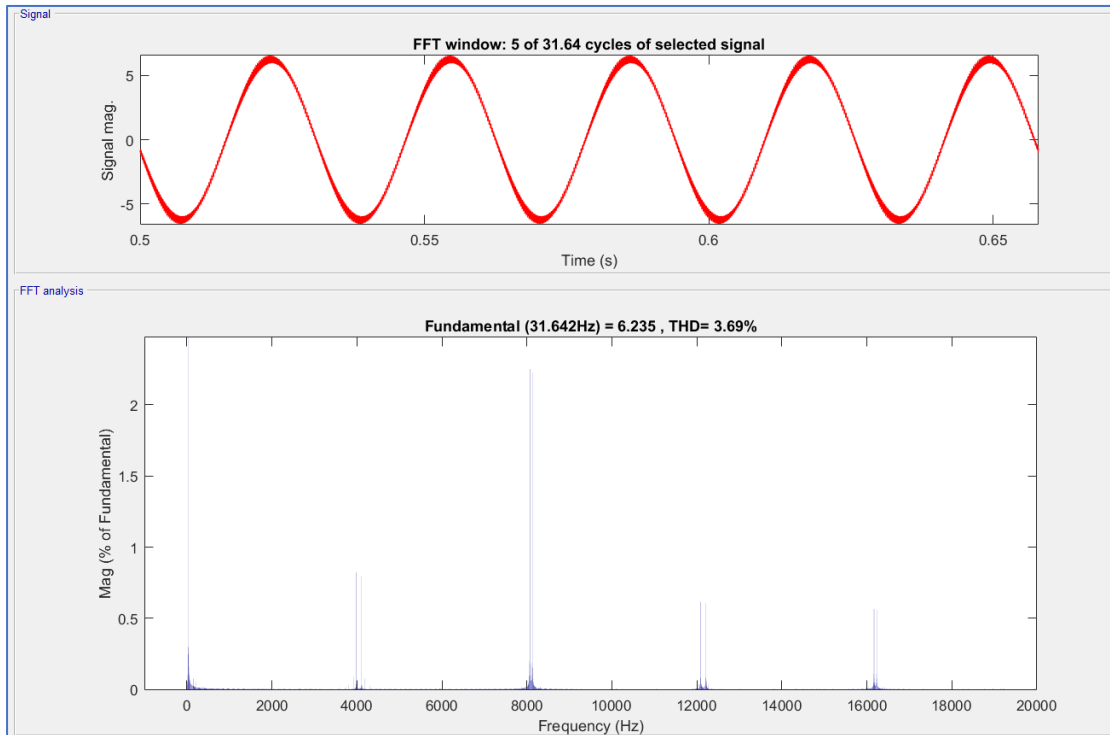
Στις εικόνες φαίνονται τα αποτελέσματα της αρμονικής ανάλυσης για το φασικό ρεύμα των ελεγκτών άμεσου ελέγχου ροής (DTC) και ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC) αντίστοιχα.



Εικόνα 4.28 Αρμονική ανάλυση DTC

Παρατηρούμε στην εικόνα 4.28 πως το φάσμα του ελέγχου DTC είναι διασκορπισμένο αφού η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι μεταβλητή. Επίσης, ο δείκτης αρμονικής παραμόρφωσης είναι ίσος με

$THD_i = 8.62\%$. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η αρμονική ανάλυση για τον έλεγχο FOC.



Εικόνα 4.29 Αρμονική ανάλυση FOC

Στην εικόνα 4.29 βλέπουμε ότι το φάσμα του ελέγχου FOC είναι συγκεντρωμένο σε ζώνες. Αυτές οι ζώνες είναι γνωστές από πριν και βρίσκονται στις θέσεις που φαίνονται στον πίνακα 4.3. Ο δείκτης αρμονικής παραμόρφωσης για τον έλεγχο FOC είναι ίσος με $THD_i = 3.69\%$.

<i>h – Τάξη Αρμονικής</i>	<i>Ποσοστό πλάτος (της θεμελιώδους)</i>
$m_f \pm 2 = 130$ και 126	0.80% και 0.82%
$m_f \pm 4 = 132$ και 124	0.08% και 0.09%
$2m_f \pm 1 = 257$ και 255	2.23% και 2.25%
$2m_f \pm 5 = 261$ και 251	0.01% και 0.01%
$3m_f \pm 2 = 386$ και 382	0.61% και 0.61%
$3m_f \pm 4 = 388$ και 380	0.04% και 0.04%
$4m_f \pm 1 = 513$ και 511	0.56% και 0.57%
$4m_f \pm 5 = 507$ και 517	0.02% και 0.02%
$4m_f \pm 7 = 505$ και 519	0.01% και 0.01%

Πίνακας 4.3 Φάσμα αρμονικών στον έλεγχο FOC

Τα αποτελέσματα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας δείχνουν πως ο έλεγχος FOC είναι ανώτερος του ελέγχου DTC, καθώς οι συντελεστές κυμάτωσης είναι πολύ μικρότεροι, και όσον αφορά το ρεύμα, ο δείκτης αρμονικής παραμόρφωσης είναι περίπου δυόμιση φορές μικρότερος καθώς και το αρμονικό περιεχόμενο είναι λιγότερο.

iv. Σύγκριση στην ευαισθησία των αντιστάσεων

Όπως ειπώθηκε και στο κεφάλαιο 3.2, η τεχνική ελέγχου FOC παρουσιάζει μεγάλη ευαισθησία σε μεταβολές των παραμέτρων της μηχανής και ιδιαιτέρως στη μεταβολή της τιμής της αντίστασης του δρομέα. Αυτή η μεταβολή μπορεί να οφείλεται στις θερμικές απώλειες εντός της μηχανής (θερμότητα Joule, μαγνητικές απώλειες πυρήνα, θερμικές απώλειες λόγω διανορημάτων), είτε στο επιδερμικό φαινόμενο, το οποίο εξαρτάται από τη συχνότητα των κυκλοφορούντων ρευμάτων δρομέα. Αυτή η μεταβολή έχει ως αποτέλεσμα να μην είναι πάντα ορθός και ακριβής ο προσανατολισμός του πεδίου με τον δρομέα, γεγονός που είναι αρνητικό για τον διανυσματικό έλεγχο. Αυτό συμβαίνει γιατί ο υπολογισμός της ροής του δρομέα στον έλεγχο FOC εξαρτάται κυρίως από το ρεύμα i_{sd} και τη σταθερά χρόνου του δρομέα που είναι ίση με $T_r = L_r/R_r$. Επομένως, ένα σφάλμα στην εκτίμηση του T_r , θα επιδεινώσει την απόδοση του ελέγχου. [9][19]

Η λειτουργία του ελέγχου DTC βασίζεται ουσιαστικά στην εκτιμώμενη τιμή της ροής του στάτη, η οποία εξαρτάται από την αντίσταση του στάτη R_s . Κυρίως σε χαμηλές ταχύτητες, η τιμή του $(v_s - R_s \cdot i_s)$ είναι πολύ μικρή και μια μικρή διακύμανση στην τιμή του R_s μπορεί να παράγει ανακριβή αποτελέσματα, που αυτό έχει ως συνέπεια την επιδείνωση της απόδοσης του ελέγχου. Αυτός είναι και ο λόγος που το ενδεχόμενο που θα εξετάσουμε θα είναι σε χαμηλές ταχύτητες.[19]

Επομένως, θα εξεταστεί το ενδεχόμενο της αύξησης για την κρίσιμη αντίσταση κάθε ελέγχου. Πιο συγκεκριμένα, θα αυξήσουμε την τιμή της αντίστασης του στάτη κατά 30% για τον DTC έλεγχο, ενώ για τον έλεγχο FOC θα αυξήσουμε την τιμή της αντίστασης του δρομέα κατά 30%. Το ενδεχόμενο που εξετάζεται είναι σύνθετο και παρουσιάζεται παρακάτω:

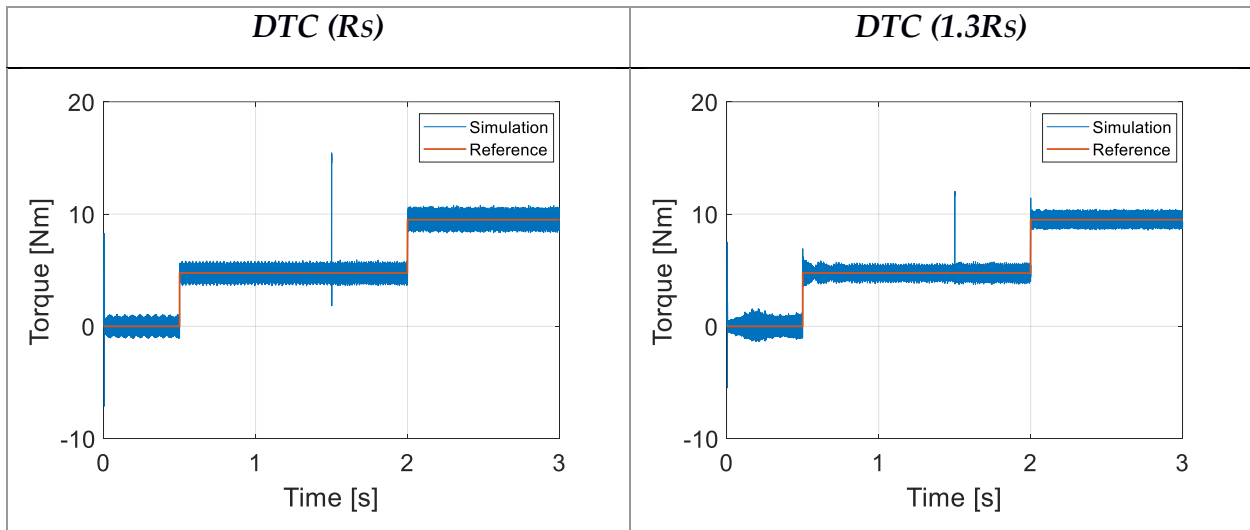
- Την χρονική στιγμή $t = 0s$ επιβάλλεται ταχύτητα ίση με $\rightarrow 100rpm$
- Την χρονική στιγμή $t = 0.5s$ επιβάλλεται φορτίο ίσο με $\rightarrow 4.75Nm$
- Την χρονική στιγμή $t = 1.5s$ επιβάλλεται ταχύτητα ίση με $\rightarrow 200rpm$
- Την χρονική στιγμή $t = 2s$ επιβάλλεται φορτίο ίσο με $\rightarrow 9.5Nm$

Παρακάτω θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των ελέγχων χωρίς την αύξηση των αντιστάσεων και με την αύξηση των αντιστάσεων ώστε να είναι εμφανείς οι διαφορές. Πρώτα θα παρουσιαστεί ο έλεγχος DTC και μετά ο έλεγχος FOC.

Έλεγχος DTC

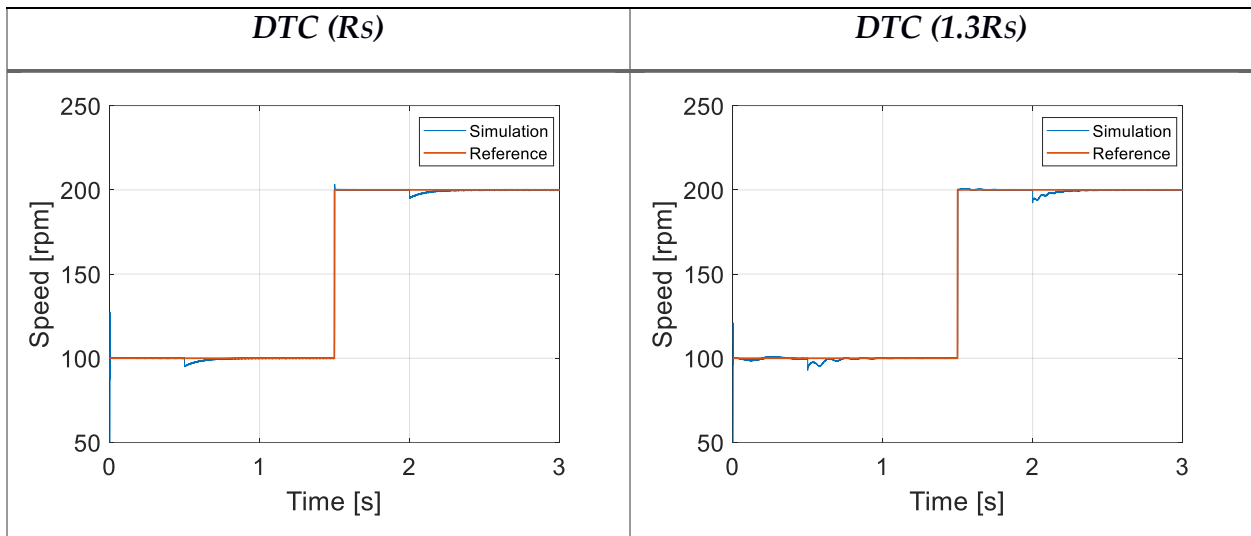
Αυξάνοντας την αντίσταση του στάτη R_s , οι εκτιμήσεις της ροής και της ροπής θα χάσουν την ακρίβειά τους. Επίσης, επειδή οι στροφές είναι χαμηλές, αυτό θα έχει ακόμη μεγαλύτερο αντίκτυπο στις αποκρίσεις για τον λόγο που ειπώθηκε προηγουμένως (σελ. 83). Πιο συγκεκριμένα, η αλλαγή στην αντίσταση του στάτη επιδρά στις συνιστώσες της ροής του στάτη ψ_α και ψ_β με αποτέλεσμα την επιρροή της εκτίμησης της ροής, της ροπής και της γωνία του στάτη θ_s . Εφ' όσον οι εκτιμήσεις στις οποίες βασίζεται ο έλεγχος DTC είναι επηρεασμένες, αναμένουμε διαφορετικές αποκρίσεις στα μεγέθη, τα οποία παρουσιάζονται στη συνέχεια.

Απόκριση της ροπής



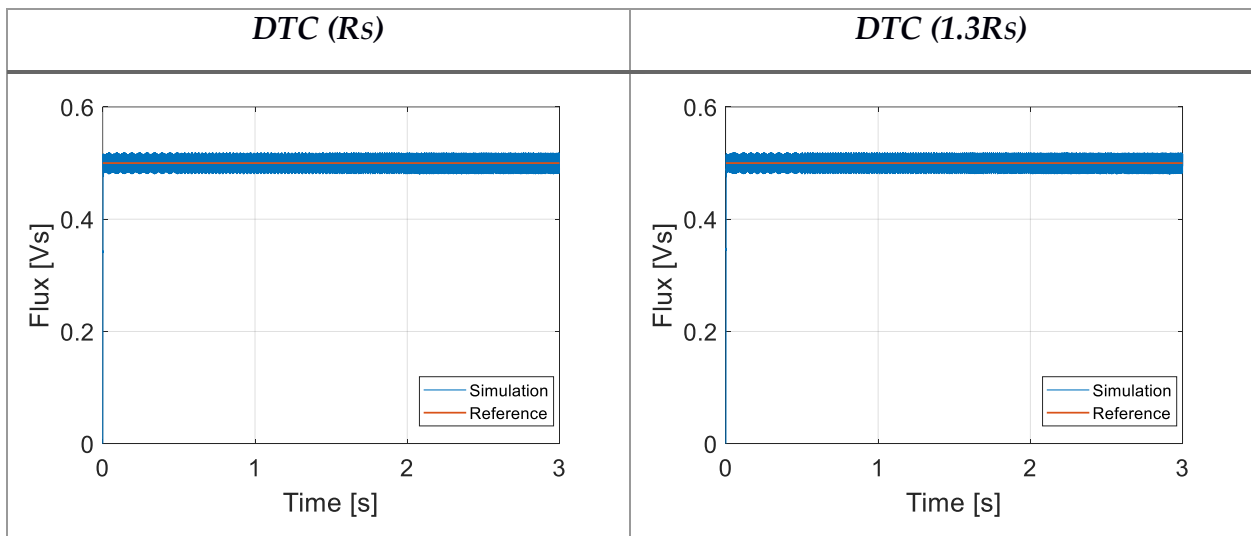
Εικόνα 4.30

Απόκριση της ταχύτητας



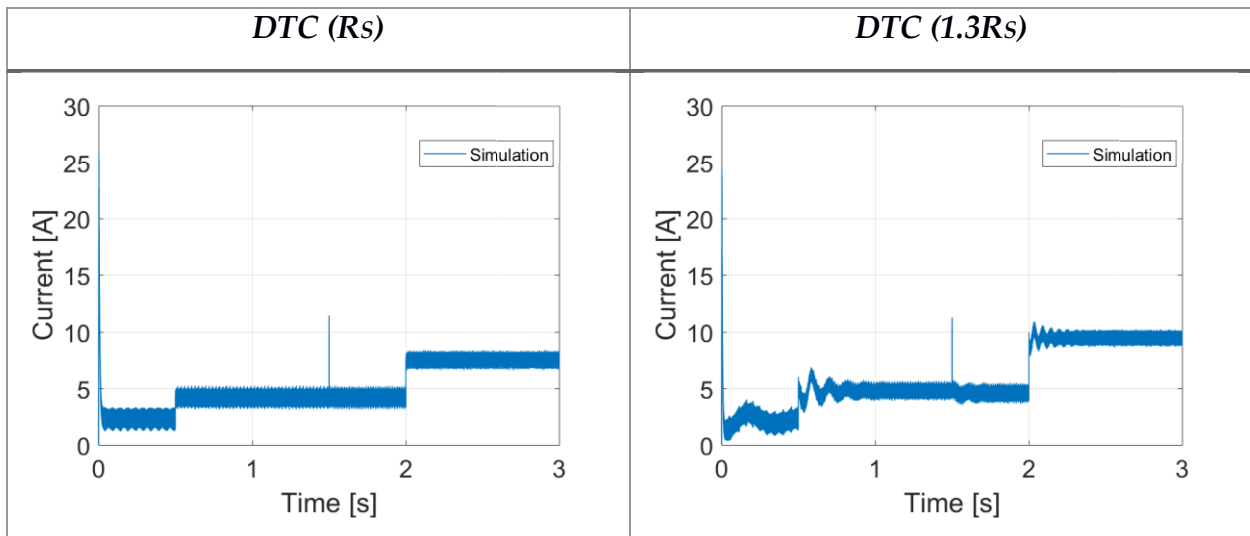
Εικόνα 4.31

Απόκριση της ροής



Εικόνα 4.32

Απόκριση του πλάτους του ρεύματος του στάτη



Εικόνα 4.33

Σημειώνεται πως η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι ίση με $f_c = 4.15\text{kHz}$ και η ίδια θα εφαρμοστεί στον έλεγχο FOC.

- Για τις αποκρίσεις της ροπής, της ταχύτητας και του ρεύματος:

Όπως είπαμε προηγουμένως, η εκτίμηση της ροπής θα επηρεαστεί. Το αποτέλεσμα της λανθασμένης εκτίμησης της ροπής θα είναι η λανθασμένη τιμή στην πραγματική ταχύτητα του κινητήρα. Αυτό έχει ως συνέπεια η ροπή αναφοράς που δημιουργείται να αποκλίνει και αυτή από την πραγματική της τιμή. Επομένως, περιμένουμε να δούμε στα μεταβατικά φαινόμενα μία λανθασμένη παραγόμενη ροπή ή οποία επηρεάζει άμεσα και ανάλογα την απόκριση του ρεύματος, με αποτέλεσμα το σφάλμα τους να είναι ανάλογο (ίδια διαφορά στις κυματομορφές), με τη διαφορά ότι η ροπή θα συγκλίνει γρηγορότερα στην τιμή αναφοράς διότι είναι πιο πάνω σε επίπεδο ελέγχου. Προφανώς αυτό θα έχει αντίκτυπο και στην ταχύτητα, η οποία θα αποκλίνει από την ταχύτητα αναφοράς λόγω του σφάλματος της ροπής. Αυτά φαίνονται στις εικόνες 4.30, 4.31 και 4.33.

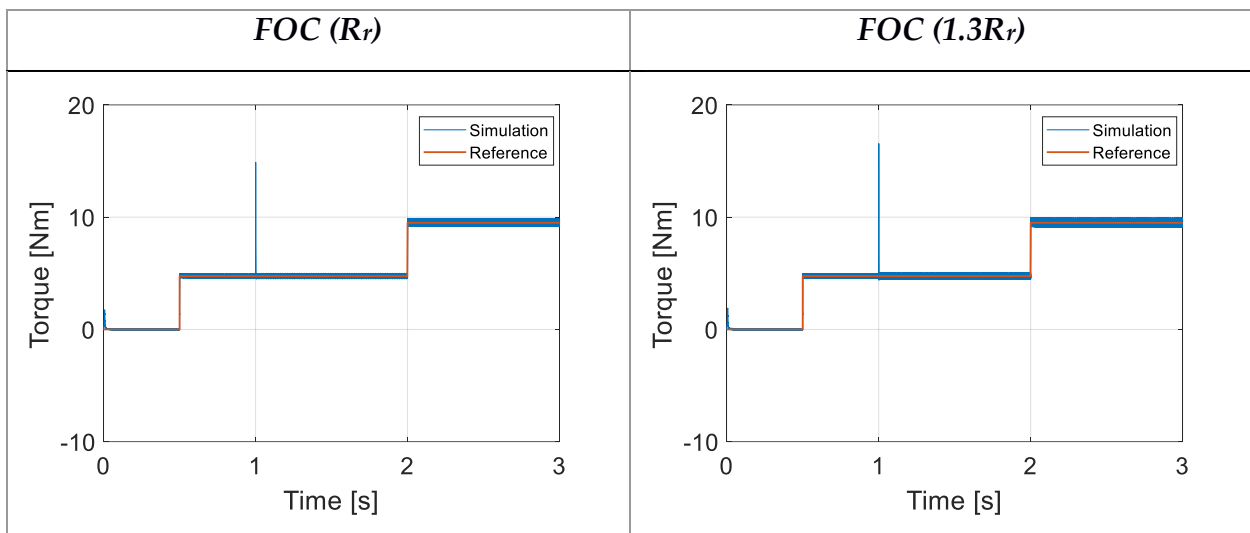
- Για την απόκριση της ροής:

Η αναφορά της ροής ορίζεται άμεσα από εμάς και η αλλαγή στην αντίσταση του στάτη δεν την επηρεάζει. Επηρεάζεται μόνο η εκτίμηση της ροής. Επειδή η ροή αναφοράς προσεγγίζεται με ελεγκτή υστέρησης, δεν περιμένουμε να δούμε κάποια σημαντική διαφορά. Αυτό φαίνεται και στην εικόνα 4.32, πως η αλλαγή στην αντίσταση δεν επηρεάζει τη ροή.

Έλεγχος FOC

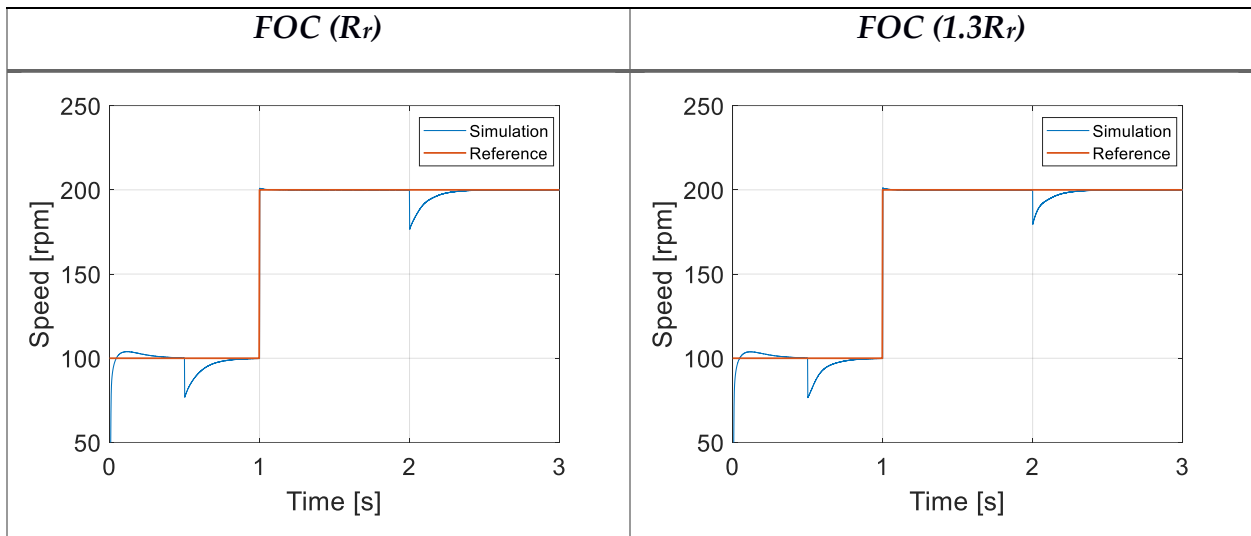
Αυξάνοντας την αντίσταση του δρομέα R_r , επηρεάζεται άμεσα η σταθερά χρόνου T_r η οποία και μικραίνει. Η σταθερά χρόνου T_r επηρεάζει άμεσα τις τιμές ψ_r και ω_{slip} . Η τιμή της ολίσθησης της ταχύτητας έχει αντίκτυπο στη σύγχρονη ταχύτητα και στη γωνία που χρησιμοποιείται για τον προσανατολισμό στο πεδίο του δρομέα. Πρώτα, λοιπόν, περιμένουμε να δούμε διαφορά στις αποκρίσεις της ροής και της ταχύτητας. Όμως, η λανθασμένη ταχύτητα θα επηρεάσει την παραγόμενη ροπή, άρα και τη συνιστώσα i_{sd}^* . Εφ' όσον οι εκτιμήσεις στις οποίες βασίζεται ο έλεγχος FOC είναι επηρεασμένες αναμένουμε διαφορετικές αποκρίσεις οι οποίες και παρουσιάζονται στη συνέχεια.

Απόκριση της ροπής



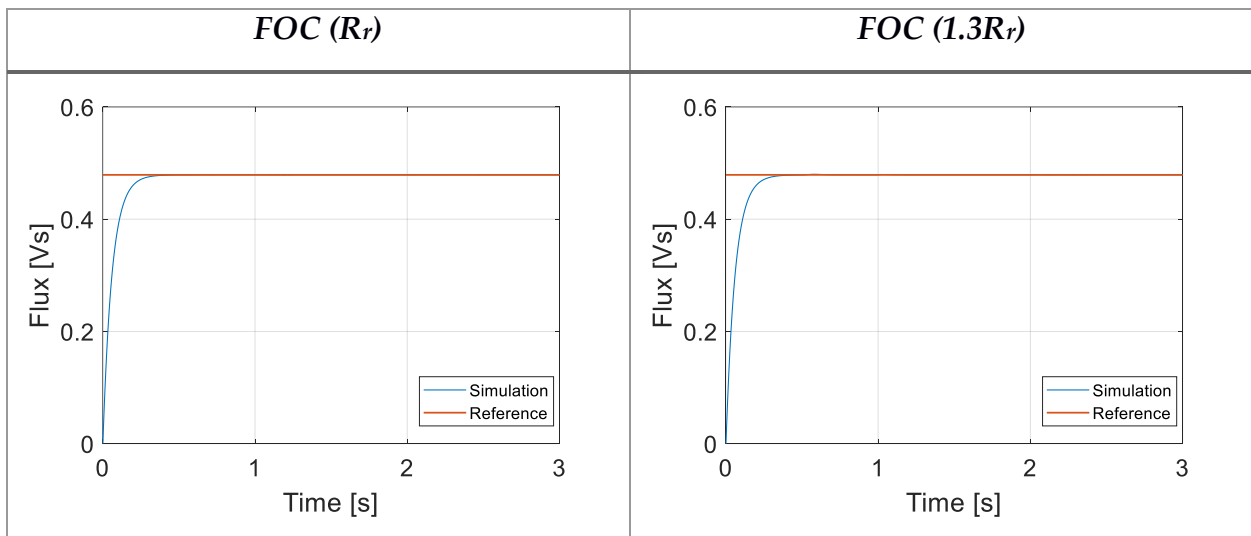
Εικόνα 4.34

Απόκριση της ταχύτητας



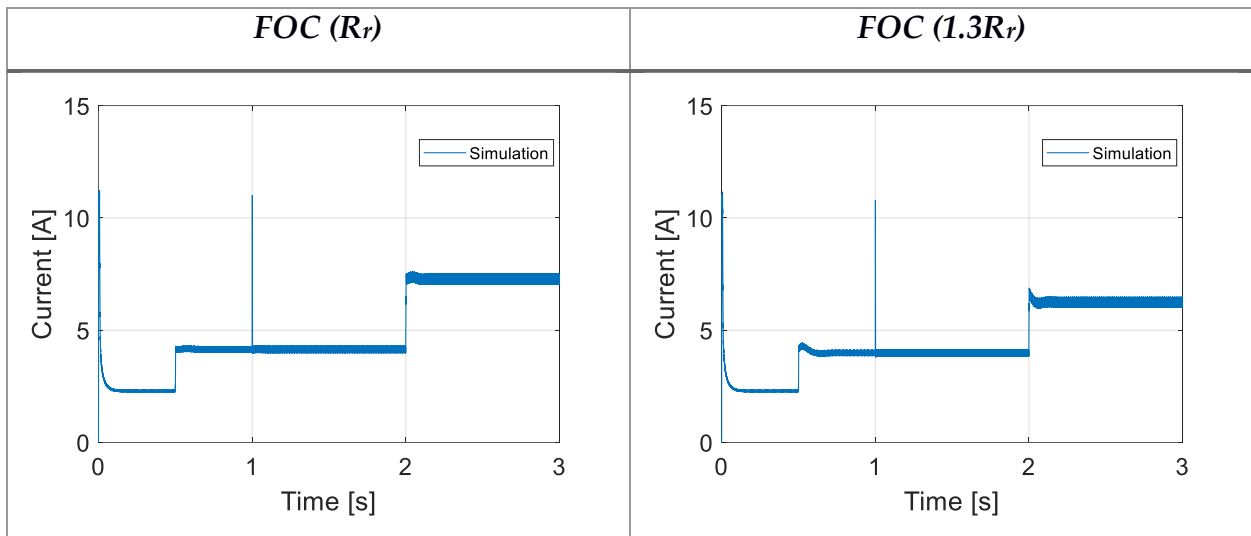
Εικόνα 4.35

Απόκριση της ροής



Εικόνα 4.36

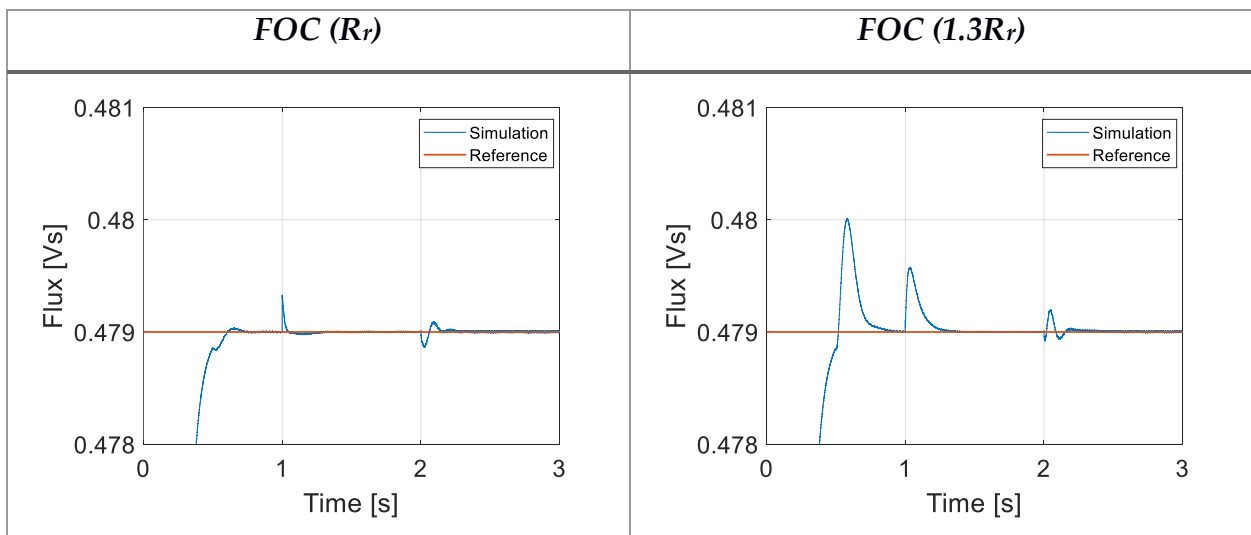
Απόκριση του πλάτους του ρεύματος του στάτη



Εικόνα 4.37

- Για την απόκριση της ροής:

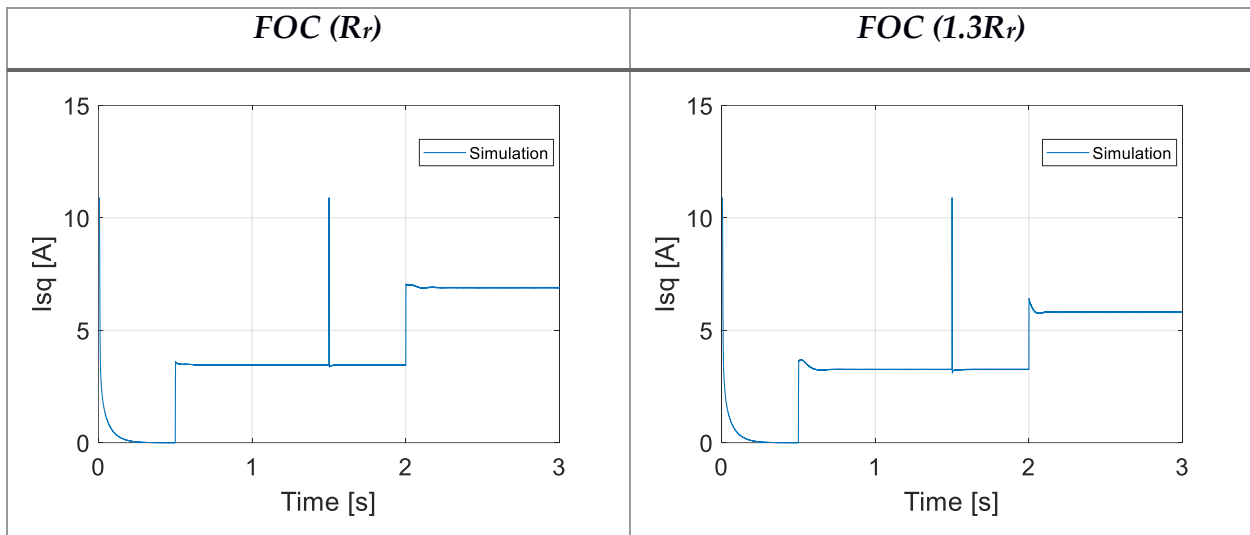
Η αναφορά της ροής ορίζεται άμεσα από εμάς και η αλλαγή στην αντίσταση του δρομέα δεν την επηρεάζει. Επηρεάζεται όμως η εκτίμηση της ροής. Επειδή η ροή αναφοράς προσεγγίζεται με *PI*-ελεγκτή περιμένουμε να δούμε στα μεταβατικά φαινόμενα πιο αργή απόκριση καθώς και μεγαλύτερες υπερψώσεις όταν αυτά συμβαίνουν. Η εικόνα 4.35 είναι μία μεγέθυνση της εικόνας 4.33 η οποία παρουσιάζει την απόκριση της ροής.



Εικόνα 4.38 Απόκριση της ροής στις δύο διαφορετικές περιπτώσεις

- Για την απόκριση του ρεύματος:

Η απόκριση του ρεύματος (εικόνα 4.34) είναι αναμενόμενο να επηρεαστεί. Η συνιστώσα i_{sd}^* μένει ανεπηρέαστη καθώς καθορίζεται από τη ροπή αναφοράς. Όμως, η συνιστώσα i_{sq}^* καθορίζεται από τη ροπή αναφοράς που προκύπτει από τον PI -ελεγκτή που ως είσοδο έχει το σφάλμα της ταχύτητας. Όπως είπαμε προηγουμένως, η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα επηρεάζεται, αφού επηρεάζεται η ταχύτητα ολίσθησής του με αποτέλεσμα την επιρροή στη ροπή αναφοράς. Άρα αναμένουμε διαφορετική απόκριση στο ρεύμα i_{sq} στις δύο περιπτώσεις. Στην εικόνα 4.36 φαίνονται οι αποκρίσεις της συνιστώσας του ρεύματος q . Στις επιβολές του φορτίου $t = 0.5s$ και $t = 2s$ το ρεύμα παρουσιάζει, στιγμιαία, μεγαλύτερη τιμή και επίσης καθυστερεί να μεταβεί στην πραγματική του τιμή. Η καθυστέρηση οφείλεται στο σφάλμα της γωνίας του δρομέα, ενώ το μεγαλύτερο σφάλμα στο πλάτος του ρεύματος, οφείλεται στο μεγαλύτερο σφάλμα της ταχύτητας του δρομέα από την ταχύτητα αναφοράς.



Εικόνα 4.39 Απόκριση του ρεύματος i_{sq} στις δύο διαφορετικές περιπτώσεις

- Για τις αποκρίσεις της ροπής και της ταχύτητας:

Εφ' όσον το ρεύμα δεν έχει μεγάλες αποκλίσεις, περιμένουμε η ταχύτητα και η ροπή να έχουν σχεδόν μηδενικές αποκλίσεις επειδή ο έλεγχος του ρεύματος σε βαθμό ελέγχου είναι πιο πάνω από τη ροπή και την ταχύτητα, όποτε είναι λογικό να μην επηρεάζονται όσο το ρεύμα. Αυτό το βλέπουμε και στις εικόνες 4.31 και 4.32 που δεν υπάρχει ουσιαστική διαφορά στην ταχύτητα και στη ροπή της μηχανής στις δύο διαφορετικές περιπτώσεις.

5. Συμπεράσματα – Προτάσεις

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναλύθηκαν τα συστήματα ελέγχου των ηλεκτρικών μηχανών, και ειδικότερα η εφαρμογή τους στους επαγωγικούς κινητήρες.

Σε πρώτο στάδιο, εξετάστηκε η δομή της μηχανής επαγωγής και μελετήθηκε σε βάθος το μαθηματικό της μοντέλο, ώστε να χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια για τον έλεγχο της.

Έπειτα, παρουσιάστηκε η διάταξη του τριφασικού αντιστροφέα. Ο τριφασικός αντιστροφέας χρησιμοποιείται κατά κόρον σε διατάξεις ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών, εφόσον παρέχει τη δυνατότητα του χειρισμού της τάσης που έχει ως είσοδο η μηχανή.

Στη συνέχεια, έγινε η ανάλυση των βασικότερων στρατηγικών ελέγχου, αυτή του ελέγχου με προσανατολισμένο δρομέα (Field Oriented Control – FOC) και αυτή του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (Direct Torque Control – DTC). Εξετάστηκε η φιλοσοφία πίσω από αυτές τις δύο στρατηγικές ελέγχου και παράλληλα έγινε η μαθηματική τους ανάλυση σε σχέση με τη μηχανή επαγωγής. Επίσης, έγινε η δημιουργία δύο προσομοιώσεων, με τη χρήση του Matlab-Simulink, που έχουν ως στόχο τον έλεγχο της μηχανής του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ.

Τέλος, έγινε σύγκριση μεταξύ των δύο ελέγχων σε τέσσερα διαφορετικά στάδια, το θεωρητικό, το μεταβατικό στάδιο, το στάδιο της μόνιμης κατάστασης και στην ευαισθησία των παραμέτρων που μετρούνται.

Παρακάτω θα παρουσιαστούν τα κύρια συμπεράσματα αυτής της διπλωματικής και θα ακολουθήσουν προτάσεις για νέες διπλωματικές εργασίες.

5.1 Κύρια Συμπεράσματα

Τα συμπεράσματα που βγάλαμε θα τα χωρίσουμε σε τέσσερις ενότητες.

1. Θεωρητικό στάδιο

Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου είναι αρκετά πιο πολύπλοκος από τον άμεσο έλεγχο ροπής και ροής. Η πολυπλοκότητα των στρατηγικών ελέγχου εξαρτάται άμεσα από την επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης του αντιστροφέα. Η χρήση της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM) είναι περισσότερο πολύπλοκη από αυτή της διαμόρφωσης διανυσματικού χώρου (SVM). Βέβαια, αυτό έχει το πλεονέκτημα της σταθερής διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα. Επίσης, στον έλεγχο FOC έχουμε τη δυνατότητα να περιορίζουμε το ρεύμα της μηχανής, αφού το ελέγχουμε άμεσα, σε αντίθεση με τον DTC που δε μας δίνει αυτή τη δυνατότητα. Το αποτέλεσμα, στην εκκίνηση του κινητήρα, ήταν να έχουμε πολύ υψηλότερα ρεύματα. Τέλος, στον έλεγχο DTC είδαμε ο έλεγχος να πραγματοποιείται με ελεγκτές υστέρησης, ενώ στον έλεγχο FOC με *PI*-ελεγκτές.

2. Μεταβατικό στάδιο

Τα αποτελέσματα στο μεταβατικό στάδιο έδειξαν να έχει καλύτερη συμπεριφορά ο έλεγχος DTC, καθώς οι χρόνοι απόκρισης ήταν μικρότεροι συγκριτικά με αυτόν του ελέγχου FOC, τόσο στην εκκίνηση του κινητήρα όσο και στα βήματα ροπής και ταχύτητας. Επίσης, οι υπερυψώσεις στην ταχύτητα ήταν αρκετά μικρότερες. Τέλος, η σημαντικότερη διαφορά ήταν στη μαγνητική ροή την οποία ελέγχαμε κάθε φορά. Στον έλεγχο DTC η ροή του στάτη δεν επηρεαζόταν, καθώς ο έλεγχος ήταν άμεσος, κάτι που δε συνέβαινε με τη ροή του δρομέα στον έλεγχο FOC αφού η ροή ελέγχεται έμμεσα μέσω του ρεύματος, το οποίο σε μεταβατικά στάδια επηρεάζεται με συνέπεια η τιμή της ροής να επηρεάζεται και αυτή.

3. Μόνιμη κατάσταση

Στη μόνιμη κατάσταση είδαμε την καλύτερη συμπεριφορά του ελέγχου FOC σε σχέση με τον έλεγχο DTC. Η κυμάτωση στα μεγέθη της ροπής και του ρεύματος, ήταν μικρότερη για τον έλεγχο FOC (πίνακας 4.2). Επιλέξαμε να μην εξετάσουμε τη ροή καθώς το αποτέλεσμα ήταν φανερό, πως ο έλεγχος FOC είχε πολύ μικρότερη κυμάτωση. Παράλληλα, η παραμόρφωση του φασικού ρεύματος του στάτη εξαιτίας του αρμονικού του περιεχομένου ήταν πολύ μικρότερη για τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου συγκριτικά με τον άμεσο έλεγχο ροπής (FOC: $THD_i = 3.12\%$, DTC: $THD_i = 9.44\%$)

4. Ευαισθησία των αντιστάσεων

Στην ευαισθησία των παραμέτρων της μηχανής, και ειδικότερα σε αυτή των αντιστάσεων, φάνηκε η αδυναμία και των δύο ελέγχων. Σε αυτό το στάδιο δεν μπορούμε να αποφανθούμε για την ανωτερότητα κάποιου ελέγχου, καθώς εξετάζουμε κάτι διαφορετικό, αλλά μπορούμε να πούμε πως και οι δύο έλεγχοι παρουσιάζουν αδυναμία.

Συμπερασματικά, μπορούμε να πούμε ότι η κάθε τεχνική ελέγχου παρουσιάζει εγγενή πλεονεκτήματα αλλά και μειονεκτήματα, τα οποία θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη κατά τον σχεδιασμό και την επιλογή του συστήματος οδήγησης της ηλεκτρικής μηχανής. Οι απαιτήσεις και οι προδιαγραφές του εκάστοτε συστήματος ποικίλουν ανάλογα με την εφαρμογή, και αυτές είναι ο καθοριστικός παράγοντας για την επιλογή της βέλτιστης μεθόδου ελέγχου.

5.2 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας επισημαίνονται τα παρακάτω στοιχεία συνεισφοράς στην επιστημονική έρευνα:

- Υλοποίηση των προτεινόμενων προσομοιώσεων διανυσματικού ελέγχου στην πειραματική διάταξη του εργαστηρίου, και κατά πόσο ανταποκρίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με τα πραγματικά.
- Επέκταση των συγκεκριμένων προσομοιώσεων ώστε να εξετάζεται και η εξασθένηση πεδίου και υλοποίηση τους στο εργαστήριο.
- Χρήση fuzzy *PI*-ελεγκτών, αντί για απλούς *PI*-ελεγκτές, ώστε η απόκριση στα μεταβατικά φαινόμενα να είναι καλύτερη για τον έλεγχο FOC.
- Χρήση μοντέλων με σταθερή διακοπτική συχνότητα, για τον έλεγχο DTC, και σύγκρισή του με το απλό μοντέλο που παρουσιάστηκε σε αυτή τη διπλωματική εργασία.

6. Βιβλιογραφία

- [1] Γκαζέλη Χρηστάκη «Σχεδίαση Ασύγχρονης Τριφασικής Μηχανής Βραχυκυκλωμένου Δρομέα Ονομαστικής Ισχύος 4kW», Διπλωματική Εργασία Πανεπιστημίου Πατρών, Πάτρα 2011
- [2] Elearning.teicm.gr. 2020. Σύστημα Ηλεκτρονικής Εκπαίδευσης. [online] Available at: <https://elearning.teicm.gr/file.php/318/trifasikos_asynxronos_kinitiras.pdf>.
- [3] Κυριακίδης, Η., 2020. Μηχανική Ηλεκτρικής Ισχύος Ασύγχρονοι Κινητήρες. [online] Eng.ucy.ac.cy. Available at: <http://www.eng.ucy.ac.cy/elias/courses/ece340/presentations/ECE340_LectureInductionMachines.pdf>.
- [4] Γεώργιος Καραμανίδης, «Θεωρητική και Πειραματική Μελέτη Τριφασικού Κινητήρα», Διπλωματική εργασία Πανεπιστήμιο Δυτικής Μακεδονίας, Κοζάνη 2013
- [5] Ευάγγελος Δ.Ντούρος, «Κατασκευή Τριφασικού Αντιστροφέα για Έλεγχο Κινητήρα Επαγωγής», Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2018.
- [6] Ευάγγελος Μ. Τσαμπούρης, «Έλεγχος Κινητήρων επαγωγής με Κριτήρια Ελαχιστοποίησης Απωλειών», Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2008.
- [7] Χρήστος Μπάνος, «Ανάλυση, Διαστασιολόγηση και Προσομοίωση στο PSIM συστημάτων ηλεκτροκίνησης με επαγωγικούς κινητήρες», Διπλωματική εργασία ΑΠΘ, Θεσσαλονίκη 2019.
- [8] Παρασκευάς Βαγδάτης, «Συμπεριφορά Ασύγχρονου Κινητήρα Τροφοδοτούμενος Από 3Φασικό Αντιστροφέα Οδηγούμενος Με Οδήγηση Διανυσματικής Διαμόρφωσης Μαγνητικής Ροής» ΔΠΘ 2020
- [9] Σ.Ν. Μανίας, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007.
- [10] Hazzab, A., Bousserhane, I., Zerbo, M. and Sicard, P., 2006. Real Time Implementation of Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller for Induction Motor Machine Control. Neural Processing Letters, 24(3), pp.203-215.
- [11] Cherifi Djamila and Miloud Yahia (January 24th 2020). Direct Torque Control Strategies of Induction Machine: Comparative Studies [Online First], IntechOpen, DOI: 10.5772/intechopen.90199. Available from: <https://www.intechopen.com/online-first/direct-torque-control-strategies-of-induction-machine-comparative-studies>
- [12] L. Harnefors, M. Hinkkanen, and J. Loumi, Control of Voltage-Source Converters and VariableSpeed Drives and handouts.
- [13] The Mathworks Inc., Matlab, R2017a [computer program], 2017
- [14] Gun.teipir.gr. 2020. [online] Available at: <<http://gun.teipir.gr/DSAELAB/Ergastiriakes/pidtutorial.pdf>>
- [15] Alam, S.M., 2016. Direct Torque Control of AC Machine Drives. Master Thesis,

Southern Illinois University at Edwardsville.

[16] Nguyen Phung Quang Jörg-Andreas Dittrich, Vector Control of three-phase ac machines, 2014

[17] Deng, Y., Liang, Z., Xia, P. et al. Improved Speed Sensorless Vector Control Algorithm of Induction Motor Based on Long Cable. J. Electr. Eng. Technol. 14, 219–229 (2019). <https://doi.org/10.1007/s42835-018-00023-7>

[18] Νικόλαος Δ. Αποστολόπουλος, «Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων», Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2012.

[19] Begh, M. and Hans-Georg Herzog (2018) "Comparison of Field Oriented Control and Direct Torque Control," Technische Universität München. Technische Universität München.

[20] Bimal K. Bose, Modern Power Electronics and A.C. Drives, Prentice Hall PTR, 2002.

[21] Ελευθερία Σ. Σεργάκη, «Βέλτιστος έλεγχος λειτουργίας με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών Ηλεκτρικών Κινητήριων Συστημάτων, με χρήση Δυναμικού Προγραμματισμού, Ασαφούς Λογικής και υλοποίηση - πειραματική επαλήθευση του βέλτιστου ελεγκτή σε Ψηφιακό Επεξεργαστή Σήματος DSP», Διδακτορική Διατριβή, Πολυτεχνείο Κρήτης 2010.

[22] Stephen J. Charman, Ηλεκτρικές μηχανές, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010.

[23] Κοσέογλου Μάρκος, «Σχεδιασμός και υλοποίηση μεθόδου εκτίμησης της ταχύτητας σε σύστημα άμεσου ελέγχου ροπής (DTC) επαγωγικού κινητήρα», Διπλωματική εργασία ΑΠΘ, Θεσσαλονίκη 2018.

[24] Austin Hughes, Electric Motors and Drives, 2006

[25] Ζαδιάς Δ. Γεώργιος, Πέτσιος Α. Γεώργιος, «Σχεδιασμός και υλοποίηση ψηφιακού ελεγκτή για άμεσο έλεγχο ροπής επαγωγικού κινητήρα», Διπλωματική εργασία ΑΠΘ, Θεσσαλονίκη 2008.

[26] Yusivar, F. and Wakao, S., n.d. Minimum requirements of motor vector control modeling and simulation utilizing C MEX S-function in MATLAB/SIMULINK. 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594).

[27] Casadei, D., Profumo, F., Serra, G. and Tani, A., 2002. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control. IEEE Transactions on Power Electronics, 17(5), pp.779-787.

[28] Abdesselam Chikhi, Mohamed Djarallah and Khaled Chikhi, 2010. A Comparative study of field-oriented control and direct-torque control of induction motors using and adaptive flux observer. Serbian journal of electrical engineering, pp.41-55.

[29] Vas, P., 1998. Sensorless vector and direct torque control. Oxford Univ.Press.

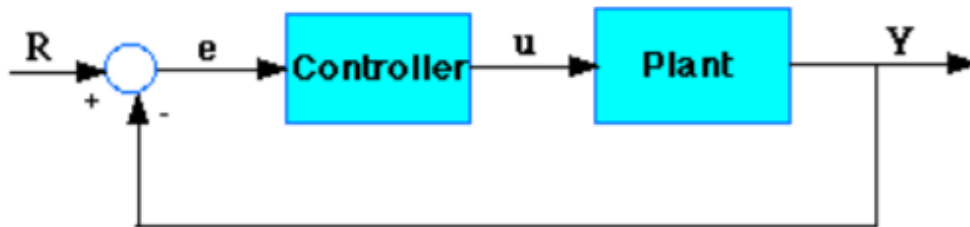
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

PID-ΕΛΕΓΚΤΕΣ

Η συνάρτηση μεταφοράς του *PID*-ελεγκτή ορίζεται ως:

$$G(s) = \frac{k_D s^2 + k_p s + k_i}{s}$$

Οι όροι k_p , k_i και k_D αναφέρονται στο αναλογικό κέρδος, στο ολοκληρωτικό κέρδος και στο διαφορικό κέρδος αντίστοιχα.



Εικόνα 1. Κλειστό σύστημα με *PID* ελεγκτή [14]

Το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής εισόδου R και της πραγματικής εξόδου Y συμβολίζεται με το γράμμα e . Το σφάλμα e στέλνεται στον *PID*-ελεγκτή και ο αυτός με τη σειρά του υπολογίζει την παράγωγο και το ολοκλήρωμα αυτού του σήματος. Το σήμα u αμέσως αφού περάσει από τον ελεγκτή είναι ίσο με:

$$u = k_p e + k_i \int e dt + k_D \frac{de}{dt}$$

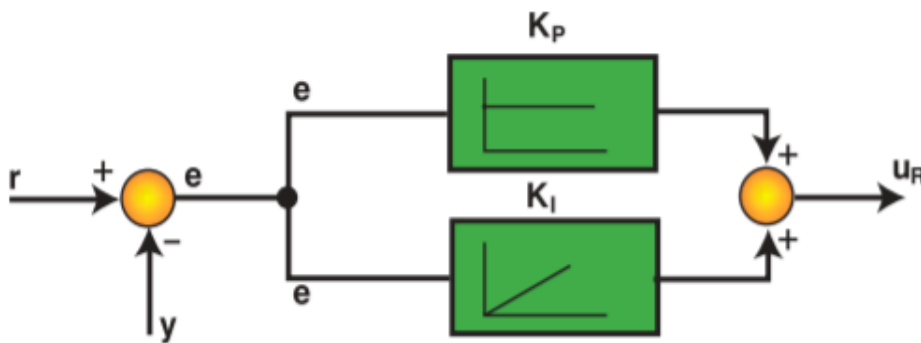
Το σήμα u στέλνεται στο σύστημα για να ελεγχθεί και στη συνέχεια λαμβάνουμε ένα νέο σήμα εξόδου Y . Αυτή η νέα έξοδος Y στέλνεται πίσω στο αισθητήριο για να υπολογισθεί από την αρχή το νέο σήμα σφάλματος e . Ο ελεγκτής θα λάβει το νέο σήμα σφάλματος και θα υπολογίσει πάλι την παράγωγο και το ολοκλήρωμα. Η διαδικασία που περιεγράφηκε θα επαναλαμβάνεται συνεχώς.

Τα χαρακτηριστικά των P , I και D παρουσιάζονται στη συνέχεια. Το αποτέλεσμα της χρήσης ενός αναλογικού ελεγκτή με κέρδος k_p , είναι η ελάττωση του χρόνου ανύψωσης και η μείωση, αλλά ποτέ η εξάλειψη, του σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση. Το αποτέλεσμα της χρήσης ενός ολοκληρωτικού ελεγκτή με κέρδος k_i , είναι η εξάλειψη του μόνιμου

σφάλματος, όμως με την επιβάρυνση στη μεταβατική απόκριση (περισσότερες ταλαντώσεις). Το αποτέλεσμα της χρήσης ενός διαφορικού ελεγκτή με κέρδος k_D , είναι η αύξηση της σταθερότητας του συστήματος, καθώς μειώνει την υπερύψωση και βελτιώνει τη μεταβατική απόκριση. Στην πραγματικότητα υπάρχει αλληλεξάρτηση μεταξύ των ελεγκτών, οπότε η αλλαγή μιας μεταβλητής, μπορεί να αλλάξει την επίδραση των άλλων δύο μεταβλητών. [14]

PI-Ελεγκτής

Προφανώς, ο *PI*-ελεγκτής αποτελείται από του ελεγκτές *P* και *I*. Ο ελεγκτής *P*, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, μειονεκτεί επειδή δεν είναι ικανός να μηδενίσει το σφάλμα της μόνιμης κατάστασης. Όμως, αυτό το μειονέκτημα το αντιμετωπίζει ο ελεγκτής *I* καθώς αυτός μπορεί να το εξουδετερώσει. Το πρόβλημα που έχει ο ελεγκτής *I* στην απόκριση (ότι είναι αργός) το αντισταθμίζει ο ελεγκτής *P*. Επομένως, ο συνδυασμός αυτών των δύο ελεγκτών δίνει έναν ελεγκτή με τα πλεονεκτήματά τους και κανένα από τα μειονεκτήματά τους.



Εικόνα 2. Ελεγκτής PI [14]

Η εξίσωση του ελεγκτή διαμορφώνεται ως εξής:

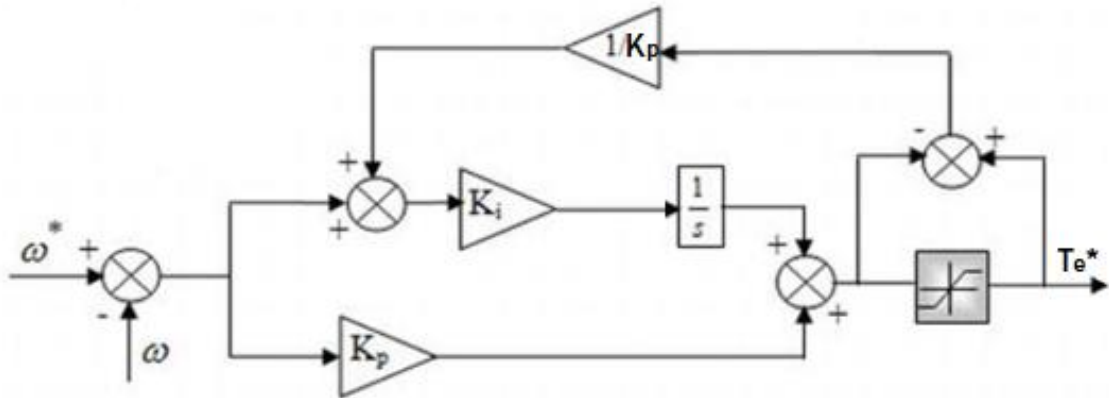
$$u_R = k_p e + k_i e \Delta t$$

$$u_R = k_p e \left(1 + \frac{k_i}{k_p} \Delta t \right)$$

Ο λόγος $\frac{k_i}{k_p}$ έχει μονάδες χρόνου και συμβολίζεται με το γράμμα T_n . Ο χρόνος αυτός καλείται χρόνος επαναρύθμισης και είναι ο χρόνος που χρειάζεται η έξοδος του ελεγκτή *I* για να φτάσει την ίδια τιμή με την έξοδο

του ελεγκτή P . Όσο πιο μικρός είναι ο χρόνος T_n , τόσο πιο γρήγορος είναι ο PI -ελεγκτής.

Anti-Windup



Εικόνα 3. Speed Anti-Windup PI Controller [11]

Αυτή η στρατηγική συνίσταται στη διόρθωση της ολοκληρωτικής δράσης του PI -ελεγκτή η οποία βασίζεται στη διαφορά μεταξύ του σήματος ελέγχου και του ορίου κορεσμού. Η τιμή διαφοράς περνά από ένα μπλοκ κέρδους $\frac{1}{k_p}$ πριν φτάσει ως ανατροφοδότηση στον ολοκληρωτή. [11]