



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Προχωρημένες Τεχνικές Ελέγχου σε Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΑ Δ. ΚΑΡΑΪΝΔΡΟΥ

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

Αθήνα, Ιούνιος 2023



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Προχωρημένες Τεχνικές Ελέγχου σε Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΑ Δ. ΚΑΡΑΪΝΔΡΟΥ

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29^η Ιουνίου 2023.

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

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

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

Αθήνα, Ιούνιος 2023

.....
Κωνσταντίνα Δ. Καραϊνδρου

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

Copyright © Κωνσταντίνα Καραϊνδρου, 2023

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως σκοπό την ανάπτυξη μοντέλων ελέγχου για την οδήγηση της μηχανής συνεχούς ρεύματος και της ασύγχρονης μηχανής, αρχικά σε επίπεδο προσομοίωσης και έπειτα σε επίπεδο πειραμάτων, αξιοποιώντας τον μετατροπέα ο οποίος σχεδιάστηκε κατά την διπλωματική εργασία του Ευάγγελου Ψαραδέλλη.

Αρχικά γίνεται μια σύντομη παράθεση των μετατροπέων που χρησιμοποιούνται στα DC και AC κινητήρια συστήματα, των διαφορετικών διαμορφώσεων που ακολουθούμε σε κάθε είδος μετατροπέα, της αρμονικής τους ανάλυσης και της σύγκρισή τους. Ακολουθεί η ανάλυση του τρόπου λειτουργίας μιας Μηχανής Συνεχούς Ρεύματος, η ανάπτυξη του δυναμικού μοντέλου της και η μελέτη της απόκρισής της, τόσο σε συνθήκες ανοιχτού βρόχου, όσο και σε συνθήκες κλειστού βρόχου. Κύριος στόχος αποτελεί η δόμηση των ελεγκτών ρεύματος και ταχύτητας, μέσω PI ελεγκτών, για την λειτουργία της μηχανής συνεχούς ρεύματος σε συνθήκες κλειστού βρόχου.

Στη συνέχεια, αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας μιας Ασύγχρονης Μηχανής, αναπτύσσεται το δυναμικό της μοντέλο και εξετάζεται σε πρώτο στάδιο, η απόκρισή της σε εκκίνηση από το δίκτυο και εφαρμόζοντας βαθμωτό έλεγχο V/f . Κύριος στόχος αποτελεί ο διανυσματικός έλεγχος της ασύγχρονης μηχανής, επομένως ακολουθεί η δόμηση ελεγκτών ρεύματος, ταχύτητας και του εκτιμητή ροής, ο οποίος επιτυγχάνεται με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος και του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος, των οποίων εξετάζεται και η ευαισθησία στην ορθή εκτίμηση των παραμέτρων, αλλά και στην επιλογή των μεταβλητών ελέγχου. Τελικό βήμα για την δόμηση του διανυσματικού ελέγχου της μηχανής επαγωγής αποτελεί η δόμηση του ελεγκτή εξασθένισης πεδίου, του οποίου εξετάζεται η ευαισθησία στην ορθή εκτίμηση των παραμέτρων της μηχανής.

Στο σημείο αυτό, ολοκληρώνεται η επαλήθευση της ορθής λειτουργίας των ελεγκτών που δομήθηκαν, μέσω προσομοιώσεων και ακολουθεί η παράθεση των υπομονάδων του μετατροπέα ο οποίος κατασκευάστηκε για την διεξαγωγή των πειραμάτων. Να αναφερθεί πως ο μετατροπέας ο οποίος κατασκευάζεται και αναλύεται στην παρούσα διπλωματική εργασία, βασίζεται στην διπλωματική εργασία του Ευάγγελου Ψαραδέλλη “*Σχεδίαση και Κατασκευή Μετατροπέα για Διανυσματικό Έλεγχο Ασύγχρονης Μηχανής*”.

Κατά το πειραματικό μέρος, πραγματοποιήθηκε αρχικά η οδήγηση μιας Μηχανής Συνεχούς Ρεύματος τόσο σε συνθήκες ανοιχτού βρόχου, όσο και σε συνθήκες κλειστού βρόχου, με ή χωρίς την ύπαρξη φορτίου. Έπειτα, ακολούθησε η οδήγηση της ασύγχρονης μηχανής, με βαθμωτό έλεγχο V/f και με διανυσματικό έλεγχο, με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος και του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος, αλλά και με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου. Τέλος εξετάζεται η ευαισθησία των εκτιμητών ροής και του Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου, στην ορθή εκτίμηση των παραμέτρων της μηχανής, αλλά και των μεταβλητών ελέγχου.

Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν στο περιβάλλον PLECS, ενώ οι κυματομορφές που παρουσιάζονται πραγματοποιήθηκαν στο περιβάλλον Matlab.

Βασική αναφορά για τη δόμηση του ελέγχου αποτελεί το βιβλίο των L.Harnefors, M.Hinkkanen, O.Wallmark, “*Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives*”.

Λέξεις κλειδιά

Ασύγχρονη Μηχανή, Βαθμωτός Έλεγχος, Διανυσματικός έλεγχος, Έλεγχος Εξασθένισης Πεδίου, Μετατροπέας AC/DC, Μηχανή Συνεχούς Ρεύματος, Μοντέλο Ρεύματος, Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης, Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Abstract

The aim of this thesis is to develop control models for DC Motor Drives, and Induction Motor Drives, initially at simulation level and then at the level of experiments, utilizing the converter which was designed during the thesis of Evangelos Psaradellis.

First, the converters used in DC and AC Motor Drive Systems are briefly listed, the modulation techniques we apply in each type of converter, their harmonic analysis and their comparison. This is followed by the analysis of the operation of a DC Machine, the development of its dynamic model and the study of its response, both in open-loop and closed-loop conditions. The main objective is to build the current and speed controllers, through PI controllers, for the operation of the DC machine in closed-loop conditions.

Then, the operation of an Induction Motor is analyzed, its dynamic model is developed and its response to grid-connection start-up and to the application of scalar V/f control, are first considered. The main objective is to build closed-loop vector control to drive the induction motor, therefore the construction of current and speed controllers and flux estimators follows, which is achieved by using the Current Model and the Modified Current Model, whose sensitivity to the correct estimation of the motor parameters, but also in the correct selection of the control variables, is examined. The final step for the construction of the vector control of the induction machine is the construction of the Field-Weakening controller, whose sensitivity to the correct estimation of the motor parameters is examined.

At this point, the verification through simulations, of the correct operation of the controllers that were built is completed, and the sub-units of the converter that was built to carry out the experiments are developed. It should be mentioned that the converter built and analyzed in this thesis, is based on the thesis of Evangelos Psaradellis, "*Design and Construction of Converter for Vector Control of Induction Motor*".

During the experimental part, the driving of a DC Motor in both open-loop and closed-loop conditions, with or without load, was first carried out. Then, follows the driving of the induction motor, with scalar V/f control and with vector control, using the Current Model, and the Modified Current Model, but also with Field Weakening Control. Finally, the sensitivity of the flux estimators and of the Field-Weakening Controller, in the correct estimation of the motor parameters, but also of the control variables, is examined.

The simulations were performed in the PLECS environment, while the waveforms presented were performed in the Matlab environment.

The main reference for the control techniques is the book of L.Harnefors, M.Hinkkanen, O.Wallmark, "*Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives*".

Keywords

AC/DC Converter, Current Model, DC Motor, Drive System, Field-Weakening Control, Induction Motor, Modified Current Model, Scalar Control, Vector Control.

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Με την ολοκλήρωσή της λοιπόν, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όσους βοήθησαν κατά την εκπόνησή της.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω αρχικά τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο, για το ενδιαφέρον θέμα που μου ανέθεσε, την εμπιστοσύνη του και την καθοδήγησή του. Σημαντική πηγή έμπνευσης αποτέλεσε το μάθημα των “Συστημάτων Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών”, το οποίο με ώθησε να ασχοληθώ με το συγκεκριμένο τομέα, κατά την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας, αλλά και καθοριστικοί παράγοντες για την ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας ήταν το καλό και ευχάριστο κλίμα συνεργασίας εντός του εργαστηρίου, η συνεχής ενθάρρυνση και οι συμβουλές που δέχθηκα.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω επιπλέον τα μέλη του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, και συγκεκριμένα τον κ. Παναγιώτη Ζάννη για τις συμβουλές και την βοήθειά του κατά το στάδιο κατασκευής του μετατροπέα. Ένα μεγάλο ευχαριστώ θα ήθελα να πώ επίσης στους υποψήφιους διδάκτορες Θεόφιλο Παπαδόπουλο και Κωνσταντίνο Μάνο, για τις πολλές συζητήσεις και την καθοδήγηση που μου προσέφεραν κατά την διάρκεια της διπλωματικής μου εργασίας, ιδιαίτερα κατά το πειραματικό μέρος.

Επιπρόσθετα ευχαριστώ τα αξιότιμα μέλη της εξεταστικής επιτροπής, τον Καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά και τον Καθηγητή κ. Σταύρο Παπαθανασίου για τις γνώσεις που μου προσέφεραν στα μαθήματα του προπτυχιακού κύκλου σπουδών και για τον χρόνο που διέθεσαν για της εξέταση της διπλωματικής μου εργασίας.

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υπεύθυνό μου κατά την πρακτική μου άσκηση στην Tesla Greece, Κωνσταντίνο Μπούρχα, αλλά και τους Χάρη Βασιλόπουλο και Κωνσταντίνο Μουλάκη, η συνεργασία με τους οποίους με βοήθησε να διευρύνω την κατανόησή μου στο αντικείμενο των ηλεκτρικών μηχανών.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους γονείς μου Αντιγόνη και Δημήτρη, αλλά και τον αδερφό μου, Γιάννη, για την συμπαράσταση και τη στήριξη που μου προσέφεραν όλα τα χρόνια των προπτυχιακών μου σπουδών.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω επίσης, όλους του συμφοιτητές και φίλους μου, οι οποίοι ήταν πάντα πρόθυμοι να μοιραστούν τη γνώση τους μαζί μου και να με στηρίξουν καθημερινώς. Να ευχαριστήσω λοιπόν τους: Λουκά, Κωνσταντίνα, Ελένη, Παρή, Γιώργο, Αντώνη.

Περιεχόμενα

1	Μετατροπείς κινητήριων συστημάτων	14
1.1	DC-DC μετατροπέας με πλήρη γέφυρα	14
1.1.1	Διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου	15
1.1.2	Διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου	16
1.1.3	Αρμονική ανάλυση διαμορφώσεων	17
1.2	Τριφασικός αντιστροφέας	18
1.2.1	Βασικές Αρχές	18
1.2.2	Διαμόρφωση με τετραγωνική κυματομορφή	19
1.2.3	Λειτουργία Αντιστροφέα/Ανορθωτή	20
1.2.4	Αρμονική Ανάλυση Τετραγωνικής Διαμόρφωσης	20
1.2.5	Στρατηγική της Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM)	21
1.2.6	Αρμονική Ανάλυση Στρατηγικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών	22
2	Μηχανή Συνεχούς Ρεύματος	25
2.1	Αρχή Λειτουργίας	25
2.2	Δυναμικό Μοντέλο	27
2.3	Παράμετροι μηχανής	28
2.4	Λειτουργία Μηχανής σε συνθήκες ανοιχτού βρόχου	28
2.5	Ελεγκτής ρεύματος	29
2.6	Ελεγκτής ταχύτητας	33
3	Μηχανή Επαγωγής	36
3.1	Αρχή Λειτουργίας	36
3.2	Τριφασικά συστήματα ισχύος	37
3.3	Διανύσματα χώρου	38
3.3.1	Μετασχηματισμός Clarke	38
3.3.2	Μετασχηματισμός Park	38
3.4	Δυναμικό Μοντέλο Μηχανής Επαγωγής	40
3.4.1	T-Ισοδύναμο δυναμικό μοντέλο	40
3.4.2	Ανάστροφο-Γ ισοδύναμο δυναμικό μοντέλο	40
3.4.3	Τέλεια προσανατολισμός πεδίου	41
3.4.4	Ηλεκτρομαγνητική ροπή	41
3.4.5	Μηχανικό σύστημα	42
3.5	Παράμετροι μηχανής	42
3.6	Σύνδεση στο δίκτυο	44
3.7	V/f Στρατηγική Ελέγχου	45
3.8	Αρχιτεκτονική Συστήματος Διανυσματικού Ελέγχου Μηχανής Επαγωγής	48
3.9	Ελεγκτές Ρεύματος	49
3.10	Ελεγκτής Ταχύτητας	51
3.11	Εκτίμηση ροής με Μοντέλο Ρεύματος	52
3.11.1	Προσομοίωση Μηχανής Επαγωγής με Διανυσματικό Έλεγχο και Μοντέλο Ρεύματος	53
3.11.2	Ευαισθησία του Μοντέλου Ρεύματος	55
3.12	Εκτίμηση ροής με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος	57
3.12.1	Προσομοίωση Μηχανής Επαγωγής με Διανυσματικό Έλεγχο και Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος	58
3.12.2	Ευαισθησία του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος	61
3.13	Εξασθένιση πεδίου	64
3.13.1	Προσομοίωσης Μηχανής Επαγωγής με Διανυσματικό Έλεγχο και Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου	67
3.13.2	Ευαισθησία του Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου	69

4	Κατασκευή Αντιστροφέα	71
4.1	Τροφοδοσία Συστήματος	72
4.2	Μικροελεκτήρες	73
4.3	Κωδικοποιητής ταχύτητας (Encoder)	74
4.4	Πλακέτα Αισθητήρων Ρεύματος (Current Sensors Board)	77
4.5	Διακοπτικά στοιχεία - IGBTs & ψύκτρα	80
4.6	Πλακέτα πυκνωτών (DC-Link Capacitor Board)	83
4.7	Πλακέτα Κυκλώματος Οδήγησης (Gate Driver Board)	84
4.7.1	Βαθυπερατό Φίλτρο (Low Pass Filter)	85
4.7.2	Νεκρός Χρόνος (Dead Time)	86
4.7.3	Είσοδος Απενεργοποίησης (Disable Pin)	87
4.7.4	Οδήγηση IGBTs	88
4.7.5	C_{out} πυκνωτής	88
4.7.6	Αντιστάσεις πύλης	88
4.7.7	Στοιχεία Προστασίας Περιοχής Πύλης (Gate Area Protection Elements)	89
5	Μετρήσεις	91
5.1	Μηχανή Συνεχούς Ρεύματος	91
5.1.1	Πείραμα Ανοιχτού βρόχου, υπό Κενό φορτίο	91
5.1.2	Πείραμα Κλειστού βρόχου, υπό Κενό φορτίο	92
5.1.3	Πείραμα Ανοιχτού βρόχου, Υπό φορτίο	94
5.1.4	Πείραμα Κλειστού βρόχου, Υπό φορτίο	95
5.2	Μηχανή Επαγωγής	96
5.2.1	Δοκιμές προσδιορισμού παραμέτρων μηχανής	96
5.2.2	Έλεγχος V/f	97
5.2.3	Διανυσματικός έλεγχος - Μοντέλο Ρεύματος	100
5.2.4	Ευαισθησία του Μοντέλου Ρεύματος	105
5.2.5	Διανυσματικός Έλεγχος - Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος	105
5.2.6	Ευαισθησία του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος	110
5.2.7	Διανυσματικός έλεγχος - Έλεγχος Εξασθένισης Πεδίου	115
5.2.8	Ευαισθησία του Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου	119
6	Συμπεράσματα - Προτάσεις για περαιτέρω Μελέτη	122
6.1	Συμπεράσματα	122
6.2	Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη	123

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	DC-DC μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.	14
1.2	Κατασκευή παλμών για διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου.	15
1.3	Διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου.	15
1.4	Κατασκευή παλμών για διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου.	16
1.5	Διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου.	16
1.6	Αρμονικό περιεχόμενο μονοπολικής και διπολικής διαμόρφωσης.	18
1.7	Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα, με IGBTs ημιαγωγικούς διακόπτες.	18
1.8	Κυματομορφές τάσεων εξόδου τριφασικού αντιστροφέα, με διαμόρφωση τετραγωνικής κυματομορφής.	19
1.9	Λειτουργία αντιστροφέα/ανορθωτή.	20
1.10	Αρμονική ανάλυση της πολικής τάσης εξόδου, \hat{V}_{LLh} , για την περίπτωση της τετραγωνικής κυματομορφής.	21
1.11	Κυματομορφές των σημάτων ελέγχου, της τριγωνικής κυματομορφής και της κατάστασης των διακοπών S_A, S_B, S_C , με την στρατηγική της διαμόρφωσης εύρους παλμών.	22
1.12	Κυματομορφές εξόδου τριφασικού αντιστροφέα, με την στρατηγική διαμόρφωσης εύρους παλμών.	23
1.13	Αρμονική ανάλυση της πολικής τάσης εξόδου, \hat{V}_{LLh} , για την περίπτωση της SPWM.	24
2.1	Βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται μια μηχανή ΣΡ [30].	25
2.2	(a): Μαγνητική επαγωγή διακένου μηχανής ΣΡ, υπό κενό φορτίο [31], (b): Μονοπάτι μαγνητικής ροής μηχανής ΣΡ [1].	26
2.3	Τομείς συλλέκτη και ψήκτρα, μηχανής ΣΡ [1].	26
2.4	Ηλεκτρικό κύκλωμα μηχανής ΣΡ [1].	27
2.5	Δυναμικό Μοντέλο μηχανής ΣΡ.	27
2.6	Πινακίδα μηχανής ΣΡ.	28
2.7	Απόκριση ταχύτητας και ρεύματος μηχανής ΣΡ, σε συνθήκες εκκίνησης ανοιχτού βρόχου.	29
2.8	Σχηματικό διάγραμμα ηλεκτρικού συστήματος κλειστού βρόχου, με PI ελεγκτή ρεύματος.	29
2.9	Σχηματικό διάγραμμα ηλεκτρικού συστήματος κλειστού βρόχου, με PI ελεγκτή ρεύματος, (a) με την προσθήκη του όρου $\hat{E} = \hat{\psi}\omega_r$, (b) με την προσθήκη ενεργού αντίστασης, R_a	30
2.10	Ελεγκτής ρεύματος μηχανής ΣΡ.	31
2.11	Χρόνος ανόδου ελεγκτή ρεύματος μηχανής ΣΡ.	32
2.12	Επίδραση της ενεργούς αντίστασης, R_a και του σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος, στην απόκριση του ελεγκτή ρεύματος της μηχανής ΣΡ.	32
2.13	Ελεγκτής ταχύτητας μηχανής ΣΡ.	33
2.14	Χρόνος ανόδου ελεγκτή ταχύτητας μηχανής ΣΡ.	34
2.15	Επίδραση της ενεργού απόσβεσης b_a και του σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος στην απόκριση της ταχύτητας και του ρεύματος τυμπάνου της μηχανής ΣΡ.	35
2.16	Συνολικό κύκλωμα προσομοίωσης της μηχανής ΣΡ.	35
3.1	(a): Στάτης ασύγχρονης μηχανής, (b): δρομέας βραχυκυκλωμένου κλωβού (squirrel-cage rotor), (c): δακτυλιοφόρος δρομέας (wound rotor).	37
3.2	Διανυσματικό διάγραμμα τριφασικού συστήματος [1].	37
3.3	Διάνυσμα χώρου, τάσης, τριφασικού συστήματος [1].	38
3.4	dq πλαίσιο [1].	39
3.5	$(abc) \rightarrow (\alpha\beta) \rightarrow (dq)$	39
3.6	(a) T -σοδύναμο, (b) Ανάστροφο- Γ δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής.	40
3.7	Υλοποίηση Ανάστροφου- Γ δυναμικού μοντέλου μηχανής επαγωγής στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, στο περιβάλλον Plescs.	41
3.8	Υλοποίηση μηχανικού συστήματος μηχανής επαγωγής στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, στο περιβάλλον Plescs.	42
3.9	(a): Κατασκευή αυλακίων δρομέα μηχανής επαγωγής, διπλού κλωβού [4], (b): σε υψηλή συχνότητα δρομέα (υψηλή αντίσταση) [1], (c): σε χαμηλή συχνότητα δρομέα (χαμηλή αντίσταση) [1].	43
3.10	Δυναμική απόκριση μηχανής επαγωγής, σε σύνδεση στο δίκτυο.	45
3.11	Υλοποίηση V/f στρατηγικής ελέγχου, στο περιβάλλον Plescs.	47
3.12	Δυναμική απόκριση μηχανής επαγωγής, με V/f στρατηγική ελέγχου, πραγματοποιώντας μια βηματική μεταβολή στην αναφορά της ταχύτητας.	47
3.13	Φασική V_{an} και πολική V_{ab} τάση μηχανής, και ρεύμα φάσης i_a , με V/f στρατηγική ελέγχου, πραγματοποιώντας μια βηματική μεταβολή στην αναφορά της ταχύτητας.	48
3.14	Αρχιτεκτονική σχεδίασης συστήματος διανυσματικού ελέγχου μηχανής επαγωγής.	49
3.15	Υλοποίηση κορεσμού ελεγκτών ρεύματος i_d, i_q , στο περιβάλλον Plescs. (a): για ελεγκτή ρεύματος i_d , (b): για ελεγκτή ρεύματος i_q	50
3.16	Υλοποίηση ελεγκτών ρεύματος i_d, i_q , στο περιβάλλον Plescs.	51

3.17	Υλοποίηση ελεγκτή ταχύτητας μηχανής επαγωγής, στο περιβάλλον Plects.	51
3.18	Υλοποίηση Μοντέλου Ρεύματος, στο περιβάλλον Plects.	52
3.19	Χρόνος ανόδου ταχύτητας για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς: 100 ΣΑΛ → 1100 ΣΑΛ.	53
3.20	Απόκριση ταχύτητας και ηλεκτρομαγνητικής ροπής, για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος.	54
3.21	Απόκριση γωνίας θ_1 , εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$ και ρεύμα της φάσης a , για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος.	54
3.22	Απόκριση ρευμάτων στο dq πλαίσιο ($i_d i_q$), ροής δρομέα $\psi_d \psi_q$, και τάσεις αναφοράς, $v_d^{\text{ref}}, v_q^{\text{ref}}$ (έξοδος ελεγκτών ρεύματος), για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος.	55
3.23	Ευαισθησία Μοντέλου Ρεύματος σε λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα \hat{R}_R	56
3.24	PLL block diagram.	57
3.25	Υλοποίηση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος στο περιβάλλον Plects.	58
3.26	Απόκριση ταχύτητας και ηλεκτρομαγνητικής ροπής για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος και με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	59
3.27	Απόκριση γωνίας θ_1 , εκτίμησης ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$ και ρεύμα της φάσης a , για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος και με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	60
3.28	Απόκριση ρευμάτων στο dq πλαίσιο ($i_d i_q$), ροής δρομέα $\psi_d \psi_q$ και τάσεις αναφοράς $v_d^{\text{ref}}, v_q^{\text{ref}}$ (έξοδος ελεγκτών ρεύματος), για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος και με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	60
3.29	Ευαισθησία Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος σε λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα \hat{R}_R	61
3.30	Απόκριση ταχύτητας μηχανής επαγωγής για διαφορετικά εύρη ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου και χωρίς βαθυπερατό φίλτρο.	62
3.31	Απόκριση ταχύτητας μηχανής επαγωγής, κέρδους λ_s και q συνιστώσας ροής δρομέα ψ_q για διαφορετικές τιμές λ	63
3.32	Απόκριση ταχύτητας μηχανής επαγωγής, κέρδους λ_s και q συνιστώσα ροής δρομέα ψ_q για διαφορετικές τιμές ω_Δ	64
3.33	Υλοποίηση Ελεγκτή εξασθένισης πεδίου, για αναφορά ρεύματος i_d^{ref} στο περιβάλλον Plects.	65
3.34	Περιοχές λειτουργίας μηχανής επαγωγής [34].	66
3.35	Τροποποίηση ελεγκτή ταχύτητας για λειτουργία στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, στο περιβάλλον Plects.	67
3.36	Λειτουργία μηχανής επαγωγής στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, με $V_{DC} = V_{DC}^N$	68
3.37	Λειτουργία μηχανής επαγωγής στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, με $V_{DC} = 50 \text{ V}$	69
3.38	Ευαισθησία Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου, σε λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R	70
4.1	Βασική αρχιτεκτονική συστήματος, και υποκυκλώματα.	71
4.2	Ολοκληρωμένος μετατροπέας, σε λειτουργία.	72
4.3	Κουτί μετατροπέα.	72
4.4	Διάγραμμα τροφοδοσίας υποκυκλωμάτων.	73
4.5	Μικροελεγκτής “C2000 LAUNCHXL - F28379D” της Texas Instruments [12].	73
4.6	Διάγραμμα σημάτων εισόδου/εξόδου του “C2000 LAUNCHXL - F28379D” μικροελεγκτή.	74
4.7	Incremental Rotary Encoder “E50S880003N24 - Autonics” [7].	74
4.8	Επιφάνεια δίσκου κωδικοποιητή ταχύτητας, και εξαγόμενα σήματα [9].	75
4.9	Ωρολογιακή και αντί-ωρολογιακή φορά περιστροφής: παραγωγή παλμών A,B,Z [9].	75
4.10	Schmitt Trigger [11].	75
4.11	State Machine [9].	76
4.12	Παράδειγμα για τον μετρητή θέσης QPOSCNT [9].	76
4.13	Διάγραμμα λειτουργίας κωδικοποιητή ταχύτητας.	77
4.14	Αισθητήρες ρεύματος LEM LA 55-P.	77
4.15	Κύκλωμα αισθητήρα ρεύματος LEM LA 55-P [20].	77
4.16	Αρχή λειτουργίας αισθητήρα ρεύματος Hall, κλειστού βρόχου [22].	78
4.17	Πλακέτα αισθητήρων ρεύματος.	78
4.18	Δημιουργία του $1.65 \text{ V} - V_M$ σήματος [21].	79
4.19	Βαθυπερατό φίλτρο 2ης τάξης.	79
4.20	Κυκλώματα μετεπεξεργασίας σημάτων μέτρησης ρευμάτων, στην κύρια πλακέτα.	80
4.21	Διάγραμμα μέτρησης ρεύματος.	80
4.22	Χαρακτηριστικά διαφορετικών ημιαγωγών ισχύος [3].	81
4.23	Συμβολισμός και ισοδύναμο κύκλωμα IGBT [3].	81
4.24	IGBT στοιχείο “FF50R12RT4” [13].	82

4.25	Κύκλωμα “FF50R12RT4” IGBT στοιχείου [13].	82
4.26	IGBT στοιχεία με ψύκτρα.	83
4.27	Κύκλωμα πυκνωτών πλευράς ΣΡ.	84
4.28	Πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ.	84
4.29	Ακόλουθος τάσης στη κύρια πλακέτα.	85
4.30	Προτεινόμενο κύκλωμα οδήγησης πύλης, για διάταξη ημιγέφυρας [23].	85
4.31	Διάστημα Νεκρού Χρόνου.	86
4.32	Πιθανές καταστάσεις νεκρού χρόνου, για το υπάρχον κύκλωμα οδήγησης πύλης [23].	87
4.33	Μέτρηση νεκρού χρόνου για διαφορετικές τιμές νεκρού χρόνου (blanking time) που ορίζεται μέσω <i>Plecs</i>	87
4.34	Μονοπολικό τροφοδοτικό TBA 2-1213 [26].	88
4.35	Περιοχή Πύλης [5].	89
4.36	Πλακέτα κυκλώματος οδήγησης πύλης.	90
4.37	Αναγωγή σήματος αναφοράς στο διάστημα [0, 1].	90
5.1	Παλμοί TOP A, τάση τυμπάνου μηχανής $V_{out} = V_{ab}$, και ρεύμα εισόδου μηχανής, στην περίπτωση ανοιχτού βρόχου, κενού φορτίου.	92
5.2	Παλμοί TOP A, τάση τυμπάνου μηχανής $V_{out} = V_{ab}$ και ρεύμα εισόδου μηχανής, στην περίπτωση κλειστού βρόχου, κενού φορτίου	92
5.3	Χρόνος ανόδου ταχύτητας.	93
5.4	Επίδραση ενεργούς απόσβεσης b_a στην απόκριση της ταχύτητας.	94
5.5	Παλμοί TOP A, τάση τυμπάνου μηχανής $V_{out} = V_{ab}$ και ρεύμα εισόδου μηχανής, στην περίπτωση ανοιχτού βρόχου, υπό φορτίο.	94
5.6	Παλμοί TOP A, τάση τυμπάνου μηχανής $V_{out} = V_{ab}$ και ρεύμα εισόδου μηχανής, στην περίπτωση κλειστού βρόχου, υπό φορτίο.	95
5.7	Επίδραση ενεργούς απόσβεσης b_a στην απόκριση της ταχύτητας, με φορτίο.	96
5.8	Πειραματική διάταξη με ασύγχρονη μηχανή.	97
5.9	Ρεύματα i_a, i_b, i_c με V/f τεχνική ελέγχου.	98
5.10	Ρεύμα γραμμής, i_a πολική τάση V_{ab} και φασική τάση V_{an} με V/f Τεχνική ελέγχου.	99
5.11	Πειραματική διάταξη μετατροπέα για την μελέτη της επίδρασης των πυκνωτών αποσύζευξης και της πλακέτας πυκνωτών πλευράς ΣΡ: (a): χωρίς πυκνωτές αποσύζευξης, (b): χωρίς πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ, (c): με πυκνωτές αποσύζευξης και πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ.	99
5.12	Αποτελέσματα μετρήσεων μελέτης της επίδρασης των πυκνωτών αποσύζευξης και της πλακέτας πυκνωτών πλευράς ΣΡ.	100
5.13	Κυματομορφή ταχύτητας, για μετάβαση από V/f έλεγχο σε διανυσματικό έλεγχο, με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος.	101
5.14	Χρόνος καθόδου ταχύτητας.	101
5.15	Κυματομορφή ρεύματος φάσης A, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ.	102
5.16	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε -100 ΣΑΛ.	102
5.17	Κυματομορφή γωνίας θ_1 , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ και από 70 ΣΑΛ σε -70 ΣΑΛ.	103
5.18	Κυματομορφή εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ.	104
5.19	Κυματομορφές ρευμάτων $i_d, i_d^{ref}, i_q, i_q^{ref}$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ.	104
5.20	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε 250 ΣΑΛ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R), και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα.	105
5.21	Χρόνος καθόδου ταχύτητας, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	106
5.22	Κυματομορφή ρεύματος φάσης A, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	107
5.23	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε -100 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	107
5.24	Κυματομορφή γωνίας θ_1 , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 70 ΣΑΛ σε 30 ΣΑΛ και από 70 ΣΑΛ σε -70 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	108

5.25	Κυματομορφή εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 70 ΣΑΑ σε 30 ΣΑΑ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	109
5.26	Κυματομορφή κέρδους, λ_s , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 70 ΣΑΑ σε 30 ΣΑΑ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	109
5.27	Κυματομορφές ρευμάτων $i_d, i_d^{\text{ref}}, i_q, i_q^{\text{ref}}$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΑ σε 70 ΣΑΑ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	110
5.28	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΑ σε 250 ΣΑΑ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R), και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος.	111
5.29	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΑ σε 250 ΣΑΑ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R), και υποεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα, με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος και του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος.	112
5.30	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΑ σε 250 ΣΑΑ, για $a_l = 0.5 \cdot a_c$, $a_l = 0.1 \cdot a_c$, και χωρίς βαθυπερατό φίλτρο, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος	113
5.31	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΑ σε 250 ΣΑΑ, για $\lambda = 1$, και $\lambda = 2$, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος	114
5.32	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΑ σε 250 ΣΑΑ, για $\omega_\Delta = 0.05 \cdot \omega_{\text{base}}$, $\omega_\Delta = 0.1 \cdot \omega_{\text{base}}$, και $\omega_\Delta = 0.2 \cdot \omega_{\text{base}}$, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος	114
5.33	Κυματομορφή ρεύματος φάσης Α, σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.	115
5.34	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.	116
5.35	Κυματομορφή γωνίας θ_1 , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.	117
5.36	Κυματομορφή εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.	117
5.37	Κυματομορφή ρεύματος i_d , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.	118
5.38	Κυματομορφή ρεύματος i_q , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.	118
5.39	Κυματομορφή ρεύματος i_q , και μηχανικής ταχύτητας, κατά την μετάβαση από μηδενικό φορτίο, σε φορτίο $\simeq 0.5$ A, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.	119
5.40	Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 200 ΣΑΑ σε 600 ΣΑΑ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R) και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα.	120
5.41	Κυματομορφή εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 200 ΣΑΑ σε 600 ΣΑΑ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R) και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα.	120
5.42	Κυματομορφές εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R, d, \hat{\psi}_R, q$, για μεταβολή της εκτίμησης της αντίστασης δρομέα.	121

Κατάλογος Πινάκων

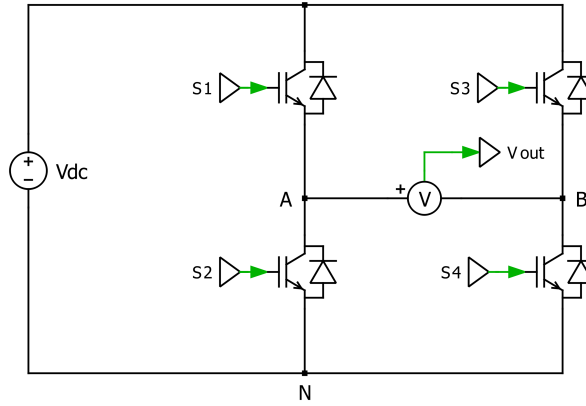
1.1	Πλάτη αρμονικών συνιστωσών της διακοπτικής συχνότητας της V_{out} , για την περίπτωση της διπολικής και της μονοπολικής διαμόρφωσης.	17
1.2	Πλάτη αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου, \hat{V}_{LLh} , για την περίπτωση της τετραγωνικής κυματομορφής.	21
1.3	Λόγος \hat{V}_{LLh}/V_{DC} , αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου για την περίπτωση της SPWM με $m_a = 0.8$	23
2.1	Παράμετροι μηχανής ΣΡ.	28
3.1	Παράμετροι μηχανής επαγωγής.	43
3.2	Υπολογισμός επιπλέον παραμέτρων μηχανής επαγωγής.	44
3.3	Παράμετροι διανυσματικού ελέγχου μηχανής επαγωγής με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.	58
5.1	Μετρούμενοι παράμετροι μηχανής επαγωγής.	97

1 Μετατροπείς κινητήριων συστημάτων

Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι η παράθεση των μετατροπέων που χρησιμοποιούνται στα DC και AC κινητήρια συστήματα. Ακολουθεί η παράθεση δύο ειδών διαμορφώσεων για κάθε είδος μετατροπέα, οι οποίες μπορούν να εφαρμοστούν στους μετατροπείς αυτούς, μία εκ των οποίων χρησιμοποιείται και στην παρούσα διπλωματική εργασία, η αρμονική ανάλυσή τους και η σύγκριση μεταξύ τους.

1.1 DC-DC μετατροπέας με πλήρη γέφυρα

Μια εφαρμογή του DC-DC μετατροπέα με πλήρη γέφυρα είναι τα DC κινητήρια συστήματα, η τοπολογία του οποίου παραμένει ίδια, ενώ αλλάζει η μέθοδος ελέγχου, και φαίνεται στο Σχήμα 1.1 [2]:



Σχήμα 1.1: DC-DC μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.

Η είσοδος του μετατροπέα αυτού, είναι DC τάση καθορισμένης τιμής, V_{DC} , και η έξοδός του είναι επίσης DC τάση, V_{out} , η οποία μπορεί να ελεγχθεί ως προς το πλάτος και την πολικότητα [2].

Όπως φαίνεται και από την τοπολογία, ο μετατροπέας αυτός αποτελείται από δύο σκέλη, όπου το καθένα αποτελεί μια ημιγέφυρα: η μια ημιγέφυρα αποτελείται από το ζεύγος διακοπών ($S_1 - S_2$) και η άλλη ημιγέφυρα αποτελείται από το ζεύγος διακοπών ($S_3 - S_4$). Τα ζεύγη αυτά αλλάζουν κατάσταση έτσι ώστε όταν ο ένας διακόπτης είναι “ON”, ο άλλος να είναι “OFF”. Ωστόσο θα υπάρχει ένας μικρό χρονικό διάστημα όπου και οι δύο διακόπτες θα είναι “OFF”, εισάγοντας το χρονικό διάστημα νεκρού χρόνου (dead time) για την αποφυγή της βραχυκύκλωσης της DC τάσης εισόδου [2] και είναι αντικείμενο ανάλυσης του Κεφ. 4.7.2. Στο σημείο αυτό ωστόσο, οι διακόπτες θεωρούνται ιδανικοί και αγνοούμε το χρονικό διάστημα νεκρού χρόνου.

Αν υποθέσουμε πως η ημιγέφυρα η οποία αποτελείται από τους διακόπτες ($S_1 - S_2$) είναι η A, και η B είναι αυτή που αποτελείται από τους διακόπτες ($S_3 - S_4$), ενώ ο αρνητικός DC ακροδέκτης αναφέρεται ως N, τότε για την ημιγέφυρα A θα ισχύει [2]:

- $V_{AN} = V_{DC}$ όταν ο S_1 διακόπτης είναι “ON”, ενώ ο S_2 είναι “OFF”.
- $V_{AN} = 0$ όταν ο S_1 διακόπτης είναι “OFF”, ενώ ο S_2 είναι “ON”.

Επομένως η τάση V_{AN} σε ένα διάστημα μιας περιόδου μετάβασης T_s , θα είναι [2]:

$$V_{AN} = \frac{V_{DC} \cdot t_{ON, S_1} + 0 \cdot t_{OFF, S_1}}{T_s} = D_A \cdot V_{DC} \quad (1.1)$$

Ομοίως, για την τάση V_{BN} [2]:

$$V_{BN} = \frac{V_{DC} \cdot t_{ON, S_3} + 0 \cdot t_{OFF, S_3}}{T_s} = D_B \cdot V_{DC} \quad (1.2)$$

Για την δημιουργία της τάσης εξόδου $V_{out} = V_{AN} - V_{BN}$, συγκρίνεται μια τριγωνική κυματομορφή, v_{trig} με την τάση ελέγχου, v_{ref} , για την διαμόρφωση εύρους παλμών [2]. Δύο από τις διαμορφώσεις, που διαχωρίζονται ως προς την τάση εξόδου, είναι οι εξής:

- **Διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου**, όπου $S_1 \equiv S_4$ και $S_2 \equiv S_3$.
- **Διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου**, όπου έχουμε ανεξάρτητο έλεγχο μεταξύ των δύο ημιγεφυρών.

1.1.1 Διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, στην περίπτωση αυτή $S_1 \equiv S_4$, και $S_2 \equiv S_3$, δηλαδή οι διακόπτες αυτοί κλείνουν και ανοίγουν ταυτόχρονα [2], και ο διακόπτης $S_1 = \text{“ON”}$ όταν $v_{\text{ref}} > v_{\text{control}}$, ενώ όταν $v_{\text{ref}} < v_{\text{control}}$, ο διακόπτης $S_3 = \text{“ON”}$.

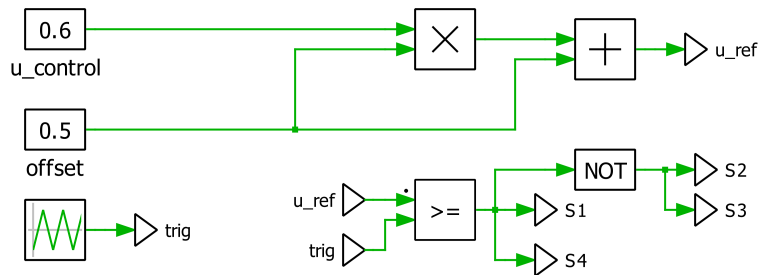
Αν $D_A = \frac{t_{\text{ON}, S_1}}{T_s}$, και $D_B = \frac{t_{\text{ON}, S_3}}{T_s}$, θα ισχύει $D_B = 1 - D_A$. Τότε, η τάση εξόδου θα είναι [2]:

$$V_{\text{out}} = V_{AN} - V_{BN} = D_A \cdot V_{DC} - D_B \cdot V_{DC} = (2D_A - 1)V_{DC} \quad (1.3)$$

Από [2] προκύπτει πως $D_A = \frac{t_{\text{ON}, S_1}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{\text{control}}}{\hat{v}_{\text{trig}}} \right)$, και τότε η τάση εξόδου συναρτήσει του σήματος ελέγχου θα είναι:

$$\bar{V}_{\text{out}} = \frac{v_{\text{control}}}{\hat{v}_{\text{trig}}} \cdot V_{DC} \quad (1.4)$$

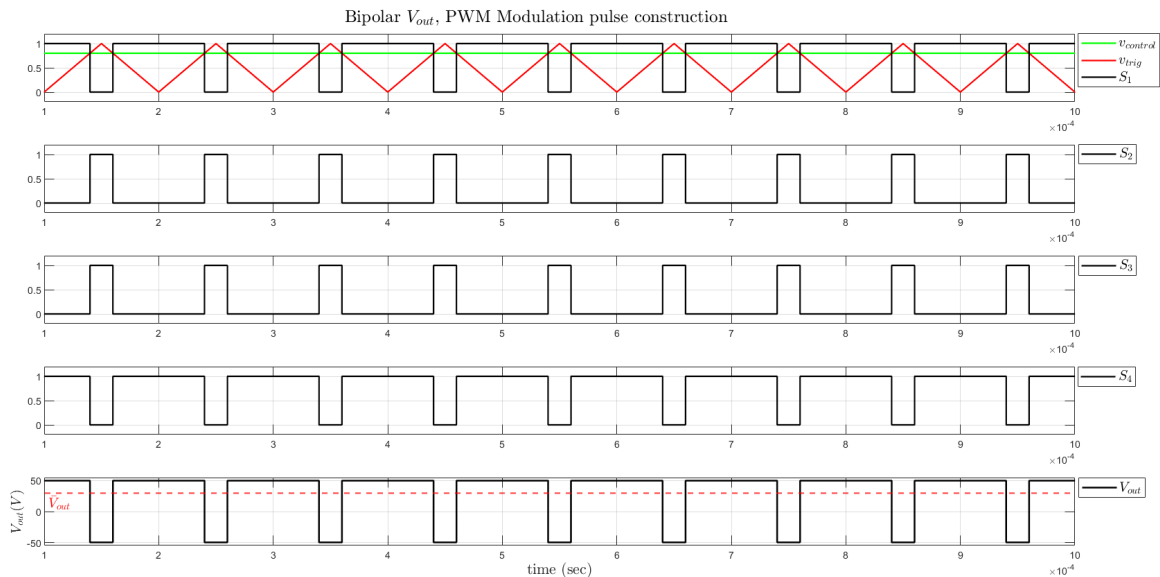
Στο Σχήμα 1.2 φαίνεται η κατασκευή των παλμών για τους διακόπτες, στο περιβάλλον Ples:



Σχήμα 1.2: Κατασκευή παλμών για διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου.

Να σημειωθεί πως το σήμα ελέγχου v_{control} γίνεται: $v'_{\text{control}} = v_{\text{control}} \cdot 0.5 + 0.5$, καθώς το φέρον σήμα (τρίγωνο) κυμαίνεται μεταξύ $[0, 1]$, αντί $[-1, 1]$, επομένως θέλουμε να γίνει αναγωγή και του σήματος ελέγχου στο διάστημα $[0, 1]$ επίσης.

Στο Σχήμα 1.3 φαίνεται ένα παράδειγμα διαμόρφωσης εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου, όπου ορίζουμε $f_{\text{trig}} = 10 \text{ kHz}$, $V_{DC} = 50 \text{ V}$, και $v_{\text{control}} = 0.6$.



Σχήμα 1.3: Διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου.

Φαίνεται αρχικά πως $S_1 \equiv S_4$ και $S_2 \equiv S_3$. Η τάση εξόδου V_{out} αποκτά τιμές $+V_{DC}$ και $-V_{DC}$, γι' αυτό και η στρατηγική μετάβασης χαρακτηρίζεται ως διπολική [2]. Επιπλέον, η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι ίση με $30 \text{ V} = \frac{0.6}{1} \cdot 50 \text{ V}$, όπως και ήταν επιθυμητό.

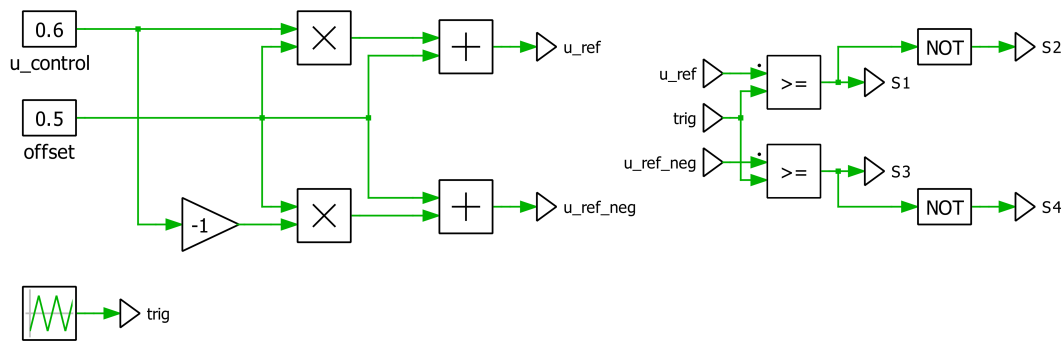
1.1.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου

Στην διπολική διαμόρφωση, οι παλμοί των διακοπών S_1 και S_3 (αντίστοιχα και οι S_2 και S_4) είναι πάντα συμπληρωματικοί, και όταν ο ένας διακόπτης είναι “ON”, ο άλλος θα είναι “OFF”. Στην παρούσα διαμόρφωση, θα εκμεταλλευτούμε το γεγονός πως όταν οι διακόπτες S_1 και S_3 (και αντίστοιχα οι S_2 και S_4) είναι κλειστοί ταυτόχρονα, τότε $V_{out} = 0$, και με τον τρόπο αυτό μπορούμε να βελτιώσουμε την κυματομορφή της τάσης εξόδου [2].

Αντί ενός σήματος ελέγχου, τώρα έχουμε 2 σήματα ελέγχου, $u_{control}$ και $-u_{control}$ τα οποία συγκρίνονται με το σήμα αναφοράς (τριγωνική κυματομορφή). Συγκεκριμένα:

- όταν $u_{control} > u_{trig}$, άγει ο S_1 διακόπτης, δηλαδή το σήμα ελέγχου $u_{control}$ ελέγχει την ημιγέφυρα A, ενώ
- όταν $-u_{control} > u_{trig}$, άγει ο S_3 διακόπτης, δηλαδή το σήμα ελέγχου $-u_{control}$ ελέγχει την ημιγέφυρα B.

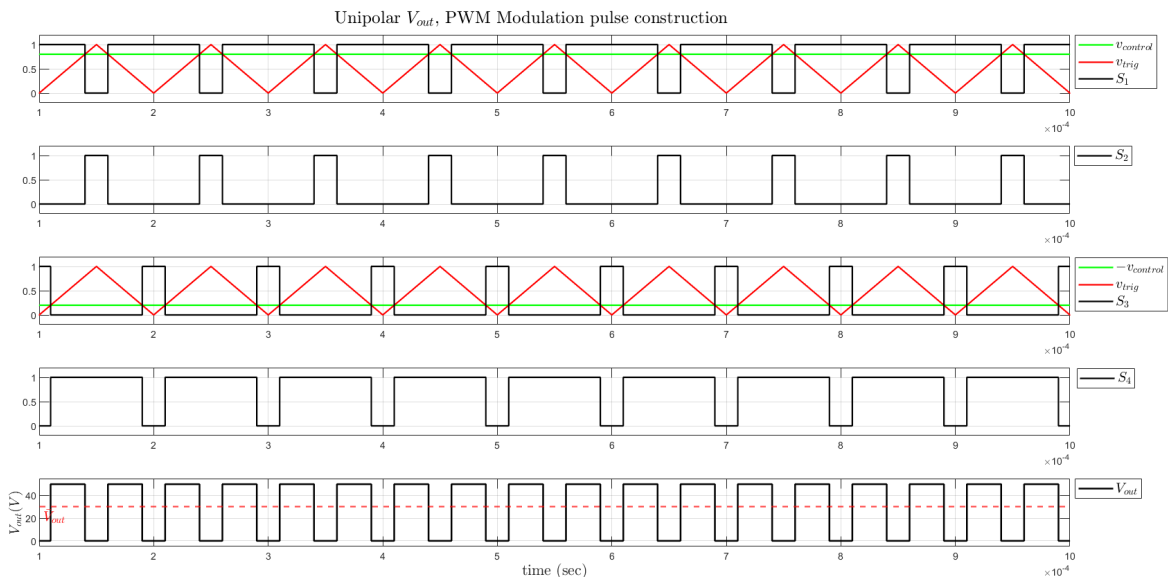
Στο Σχήμα 1.4 φαίνεται η κατασκευή των παλμών για τους διακόπτες, στο περιβάλλον Plescs.



Σχήμα 1.4: Κατασκευή παλμών για διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου.

Να σημειωθεί πως το σήμα ελέγχου $v_{control}$ γίνεται: $v'_{control} = v_{control} \cdot 0.5 + 0.5$, καθώς το φέρων σήμα (τρίγωνο) κυμαίνεται μεταξύ $[0, 1]$, αντί $[-1, 1]$, επομένως θέλουμε να γίνει αναγωγή και του σήματος ελέγχου στο διάστημα $[0, 1]$ επίσης. Το ίδιο εφαρμόζεται και για το σήμα αναφοράς $-v_{control}$ αντίστοιχα.

Στο Σχήμα 1.5 φαίνεται ένα παράδειγμα διαμόρφωσης εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου, όπου ορίζουμε $f_{trig} = 10 \text{ kHz}$, $V_{DC} = 50 \text{ V}$, και $v_{control} = 0.6$.



Σχήμα 1.5: Διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου.

Αρχικά, η τάση εξόδου V_{out} αποκτά τιμές $+V_{DC}$ και 0 , σε αντίθεση με την διπολική διαμόρφωση όπου η τάση εξόδου ήταν $\pm V_{DC}$. Επιπλέον, η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι ίση με $30\text{ V} = \frac{0.6}{1} \cdot 50\text{ V}$, όπως και στην περίπτωση της διπολικής διαμόρφωσης.

Στο σημείο αυτό να αναφερθεί πως ενώ η συχνότητα μετάβασης των διακοπών είναι ίση με την συχνότητα του τριγώνου, δηλαδή $f_{trig} = 10\text{ kHz}$, στην περίπτωση της μονοπολικής διαμόρφωσης η τάση εξόδου έχει διπλάσια συχνότητα μετάβασης. Επομένως, εδώ ο λόγος χρησιμοποίησης (duty cycle) της τάσης εξόδου είναι ίσο με το πλάτος του σήματος ελέγχου $v_{control}$, καθώς ισούται με:

$$D_A - D_B = \left(1 + \frac{\hat{v}_{control}}{\hat{v}_{trig}}\right) \frac{1}{2} - \left(1 - \frac{\hat{v}_{control}}{\hat{v}_{trig}}\right) \frac{1}{2} = \frac{\hat{v}_{control}}{\hat{v}_{trig}} \quad (1.5)$$

Η διπλάσια ενεργός συχνότητα μετάβασης της κυματομορφής της τάσης εξόδου, δίνει καλύτερη απόκριση συχνότητας, καθώς μειώνεται η κυμάτωση [2], επομένως θα μπορούσαμε να πούμε, πως η μονοπολική διαμόρφωση προτιμάται από την διπολική.

1.1.3 Αρμονική ανάλυση διαμορφώσεων

Παρακάτω, ακολουθεί αρμονική ανάλυση ώστε να υπολογιστούν τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της τάσης εξόδου V_{out} , στην περίπτωση της διπολικής και της μονοπολικής διαμόρφωσης.

Και στις 2 περιπτώσεις ισχύει πως:

$$V_{out} = V_{DC} \cdot \frac{v_{control}}{\hat{v}_{trig}} = (2 \cdot D_A - 1) \Rightarrow D_A = \left(1 + \frac{v_{control}}{\hat{v}_{trig}}\right) \frac{1}{2} = 0.8 \quad (1.6)$$

στην περίπτωση όπου $v_{control} = 0.6$.

Τότε, καθώς έχουμε άρτια συμμετρία, $b_n = 0 \forall n$, και $a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(t) \cos(n\omega t) d\omega t$.

Για την διπολική διαμόρφωση θα ισχύει:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{D_A \cdot \pi} V_{DC} \cdot \cos(n\omega t) d\omega t + \frac{2}{\pi} \int_{D_A \cdot \pi}^\pi (-V_{DC}) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t = \frac{4 \cdot V_{DC}}{n \cdot \pi} \cdot \sin(n \cdot D_A \cdot \pi) \quad (1.7)$$

Για την μονοπολική διαμόρφωση θα ισχύει:

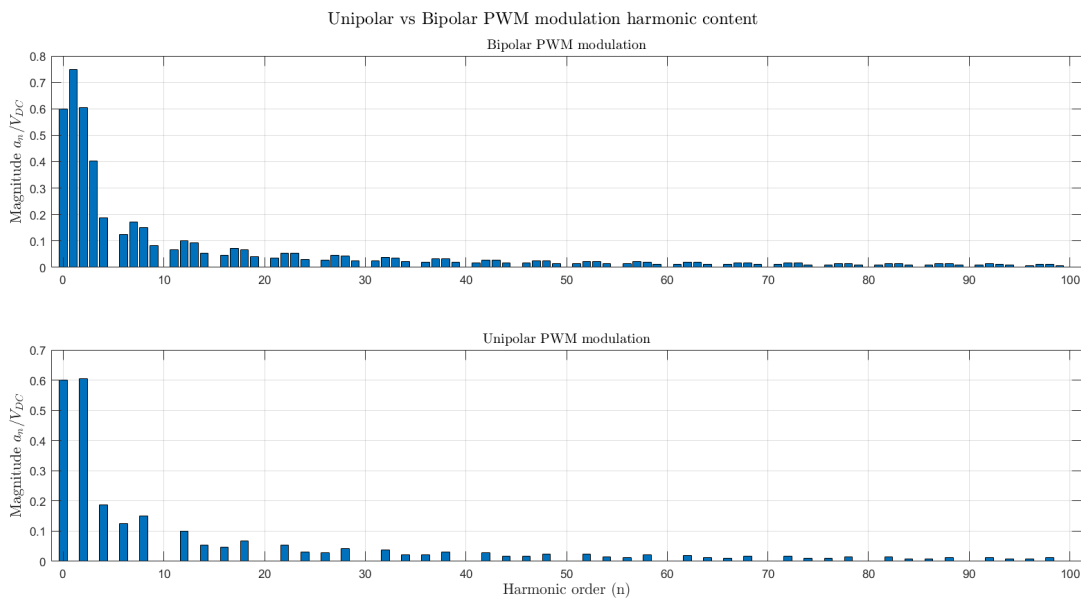
$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{D_B \cdot \pi}^{D_A \cdot \pi} V_{DC} \cdot \cos(n\omega t) d\omega t = \frac{2 \cdot V_{DC}}{n \cdot \pi} \cdot \left(\sin(n \cdot D_A \cdot \pi) - \sin(n \cdot (1 - D_A) \cdot \pi) \right) \quad (1.8)$$

Τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της διακοπτικής συχνότητας της τάσης εξόδου V_{out} φαίνονται ενδεικτικά στον Πίνακα 1.1, παρακάτω:

n	1	2	3	4	5	6
Διπολική: $ a_n/V_{DC} $	0.7484	0.6055	0.4036	0.1871	0	0.1247
Μονοπολική: $ a_n/V_{DC} $	0	0.6055	0	0.1871	0	0.1247

Πίνακας 1.1: Πλάτη αρμονικών συνιστωσών της διακοπτικής συχνότητας της V_{out} , για την περίπτωση της διπολικής και της μονοπολικής διαμόρφωσης.

Η παραπάνω ανάλυση επαληθεύεται και μέσω προσομοίωσης, στο Σχήμα 1.6. Επιβεβαιώνεται δηλαδή πως η μονοπολική διαμόρφωση έχει καλύτερο αρμονικό περιεχόμενο σε σύγκριση με την διπολική. Συνοψίζοντας, στην διπολική διαμόρφωση έχουμε αρμονικές συνιστώσες στις συχνότητες $n \cdot f_{sw}$, $n = 1, 2, 3, \dots$, ενώ στην μονοπολική διαμόρφωση έχουμε αρμονικές συνιστώσες στις συχνότητες $2 \cdot n \cdot f_{sw}$, $n = 1, 2, 3, \dots$, το πλάτος των οποίων μειώνεται κατά $1/n$ και στις δύο περιπτώσεις [1]. Επιπλέον, στην μονοπολική διαμόρφωση το βήμα τάσης εξόδου είναι V_{DC} , ενώ στην διπολική είναι $2V_{DC}$, το οποίο συμβάλλει στην δημιουργία μεγαλύτερης κυμάτωσης ρεύματος [1].

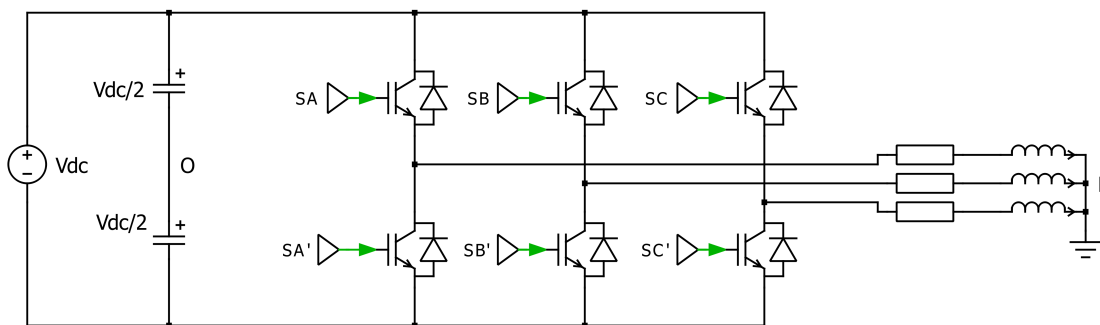


Σχήμα 1.6: Αρμονικό περιεχόμενο μονοπολικής και διπολικής διαμόρφωσης.

1.2 Τριφασικός αντιστροφέας

1.2.1 Βασικές Αρχές

Οι αντιστροφέες DC-AC διακοπτικού τύπου, έχουν ως στόχο την παραγωγή ημιτονοειδούς AC τάσης εξόδου, με ελεγχόμενο πλάτος και συχνότητα, και μια από τις εφαρμογές του είναι η χρήση του για την οδήγηση AC κινητήριων συστημάτων [2]. Η DC τάση εισόδου λαμβάνεται με ανόρθωση και εξομάλυνση της τάσης του δικτύου, συνήθως με κυκλώματα ανορθωτών με διόδους [2]. Στο Σχήμα 1.7, παρακάτω, φαίνεται το κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα:



Σχήμα 1.7: Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα, με IGBTs ημιαγωγικούς διακόπτες.

Το κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα αποτελείται από τρεις ημιγέφυρες, οι οποίες ελέγχονται ανεξάρτητα, με διαφορά φάσης 120° , καθώς θέλουμε στην έξοδο του αντιστροφέα να έχουμε τριφασικό σύστημα AC τάσεων. Οι τρεις αυτές ημιγέφυρες δηλαδή, είναι συνδεδεμένες παράλληλα και έχουν την ίδια κυματομορφή τάσης εξόδου σε σχέση με τον υποθετικό ουδέτερο κόμβο, O, με μια μετατόπιση 120° μεταξύ τους [3]. Επομένως, για τις τάσεις του αντιστροφέα, ισχύουν οι εξής σχέσεις [3]:

$$\begin{cases} V_{Ao}(\omega t) = V_{Bo}(\omega t - 120^\circ) = V_{Co}(\omega t - 240^\circ) \\ V_{AB}(\omega t) = V_{Ao}(\omega t) - V_{Bo}(\omega t) \\ V_{BC}(\omega t) = V_{Bo}(\omega t) - V_{Co}(\omega t) \\ V_{CA}(\omega t) = V_{Co}(\omega t) - V_{Ao}(\omega t) \end{cases} \quad (1.9)$$

Να σημειωθεί πως για να λειτουργεί ομαλά ο τριφασικός αντιστροφέας, δεν θα πρέπει να άγουν ταυτόχρονα τα ζεύγη

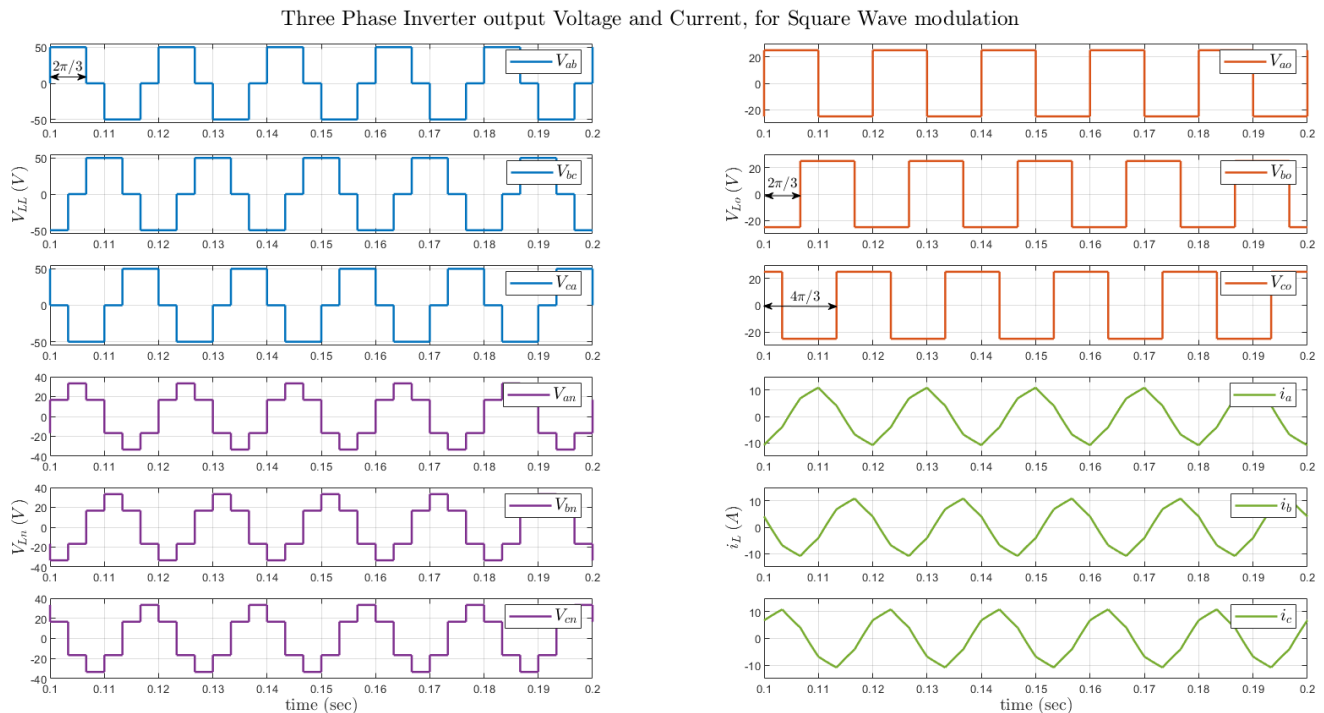
διακοπών της κάθε επιμέρους γέφυρας, δηλαδή τα ζεύγη (S_A, S'_A) , (S_B, S'_B) , (S_C, S'_C) , καθώς θα προέκυπτε βραχυκύκλωμα στα άκρα της DC τάσης εισόδου, με αποτέλεσμα την καταστροφή των διακοπών [3].

Καθώς η είσοδος του αντιστροφέα είναι μια πηγή DC τάσης, οι αντιστροφείς αυτοί αναφέρονται ως *αντιστροφείς πηγής τάσης* (voltage-source inverters, VSI) [2]. Οι αντιστροφείς πηγής τάσης, μπορούν να χωριστούν στις εξής κατηγορίες [2]:

- *Αντιστροφείς με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM).*
Σε αυτή την περίπτωση, η DC τάση εισόδου διατηρείται σταθερή, και ο αντιστροφέας ελέγχει το πλάτος και τη συχνότητα της τάσης εξόδου, γεγονός το οποίο επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση του εύρους παλμών των διακοπών [2].
- *Αντιστροφείς με τετραγωνική κυματομορφή.*
Σε αυτή την περίπτωση, για τον έλεγχο του πλάτους της AC τάσης εξόδου, ελέγχεται το πλάτος της DC τάσης εισόδου, και ο αντιστροφέας ελέγχει τη συχνότητα μόνο της τάσης εξόδου [2].

1.2.2 Διαμόρφωση με τετραγωνική κυματομορφή

Σε αυτή την περίπτωση μετάβασης, κάθε διακόπτης της κάθε ημιγέφυρας άγει για 180° , δηλαδή για μια ημιπερίοδο. Οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου, φαίνονται στο Σχήμα 1.8.



Σχήμα 1.8: Κυματομορφές τάσεων εξόδου τριφασικού αντιστροφέα, με διαμόρφωση τετραγωνικής κυματομορφής.

Στο παράδειγμα παραπάνω, έχουμε ορίσει $V_{DC} = 50 \text{ V}$, και συχνότητα των παλμών ίση με 50 Hz , άρα και η περίοδος των μεγεθών που παρουσιάζονται παραπάνω θα είναι 0.02 sec .

Φαίνεται πως οι τάσεις V_{ao} , V_{bo} , V_{co} οι οποίες μετρούνται ως προς τη μεσαία λήψη “O”, αποκτούν τιμές πλάτους $\pm \frac{V_{DC}}{2}$ όπου για μια ημιπερίοδο θα αποκτούν τιμή $+\frac{V_{DC}}{2}$ καθώς θα άγει ο πάνω διακόπτης, και για την υπόλοιπη ημιπερίοδο αποκτούν τιμή $-\frac{V_{DC}}{2}$, καθώς άγει ο κάτω διακόπτης της ημιγέφυρας. Σε κάθε χρονική στιγμή δηλαδή, άγουν τρεις διακόπτες - δύο άνω διακόπτες, και ένας κάτω, ή αντίστροφα. Επιβεβαιώνεται επίσης πως οι τάσεις έχουν μεταξύ τους διαφορά 120° ($2\pi/3$).

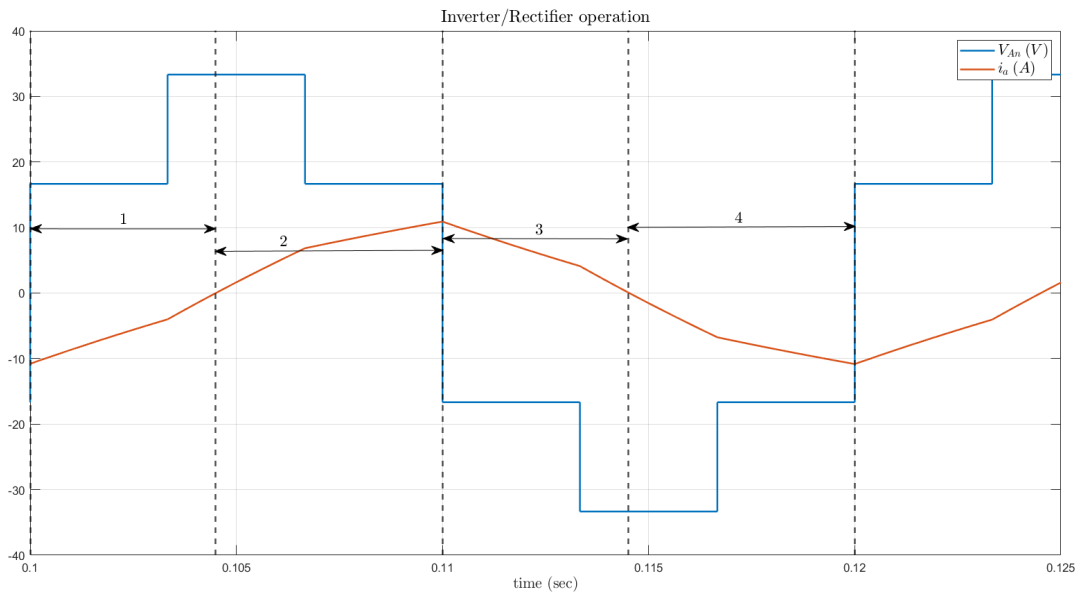
Όσον αφορά τις πολικές τάσεις, V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} , αυτές αποκτούν τιμές $\pm V_{DC}$, 0, και αποτελούνται από παλμούς διάρκειας 120° .

Οι φασικές τάσεις φορτίου αποκτούν τιμές $\pm \frac{1}{3}V_{DC}$, $\pm \frac{2}{3}V_{DC}$, καθώς για τις φασικές τάσεις φορτίου ισχύει:

$$\begin{cases} V_{no}(\omega t) = \frac{1}{3}(V_{Ao}(\omega t) + V_{Bo}(\omega t) + V_{Co}(\omega t)) \\ V_{An}(\omega t) = \frac{2}{3}V_{Ao}(\omega t) - \frac{1}{3}V_{Bo}(\omega t) - \frac{1}{3}V_{Co}(\omega t) \\ V_{Bn}(\omega t) = -\frac{1}{3}V_{Ao}(\omega t) + \frac{2}{3}V_{Bo}(\omega t) - \frac{1}{3}V_{Co}(\omega t) \\ V_{Cn}(\omega t) = -\frac{1}{3}V_{Ao}(\omega t) - \frac{1}{3}V_{Bo}(\omega t) + \frac{2}{3}V_{Co}(\omega t) \end{cases} \quad (1.10)$$

1.2.3 Λειτουργία Αντιστροφέα/Ανορθωτή

Στην περίπτωση που είχαμε καθαρά ωμικό φορτίο θα λειτουργούσαν μόνο τα IGBTs, όμως αν ο αντιστροφέας τροφοδοτεί επαγωγικό φορτίο, όπως έναν AC κινητήρα που θα είναι η εφαρμογή μας, τότε το ρεύμα i_a καθυστερεί ως προς τη φασική τάση V_{An} , και έχουμε τα εξής διαστήματα όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.9 παρακάτω:



Σχήμα 1.9: Λειτουργία αντιστροφέα/ανορθωτή.

Στο διάστημα 2, έχουμε θετική τιμή τάσης και ρεύματος ($i > 0$, $V > 0$), ενώ στο διάστημα 4, έχουμε αρνητική τιμή τάσης και ρεύματος ($i < 0$, $V < 0$), επομένως και στα δύο χρονικά διαστήματα η στιγμιαία ροή ισχύος ($P = V \cdot i$) είναι από την DC πλευρά, στην AC πλευρά, άρα έχουμε λειτουργία *αντιστροφέα* [2].

Αντίθετα, στο διάστημα 1, έχουμε θετική τιμή τάσης και αρνητική τιμή ρεύματος ($i < 0$, $V > 0$), ενώ στο διάστημα 3, έχουμε αρνητική τιμή τάσης και θετική τιμή ρεύματος ($i > 0$, $V < 0$), επομένως και στα δύο χρονικά διαστήματα οι τιμές (i , V) είναι ετερόσημες, και η στιγμιαία ροή ισχύος ($P = V \cdot i$) είναι από την AC πλευρά, στην DC πλευρά, άρα έχουμε λειτουργία *ανορθωτή* [2].

Αν η γωνία ϕ μεταξύ της φασικής τάσης V_{An} και του ρεύματος i_a ανήκει στο διάστημα $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ (δηλαδή και η χρονική διάρκεια των διαστημάτων 1, και 3), τότε η μέση ισχύς είναι από την DC πλευρά, στην AC πλευρά και άρα έχουμε λειτουργία *αντιστροφέα*, καθώς τα IGBTs άγουν για περισσότερο χρόνο από τις διόδους. Διαφορετικά, η μέση ισχύς είναι από την AC πλευρά, στην DC πλευρά και άρα έχουμε λειτουργία *ανορθωτή*, καθώς οι διόδοι άγουν για περισσότερο διάστημα από τα IGBTs [27].

1.2.4 Αρμονική Ανάλυση Τετραγωνικής Διαμόρφωσης

Όσον αφορά τη μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή, το πλάτος των αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης (RMS) στην έξοδο του αντιστροφέα, δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\tilde{V}_{LLh} = \frac{1}{h} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_{DC}}{2} \quad (1.11)$$

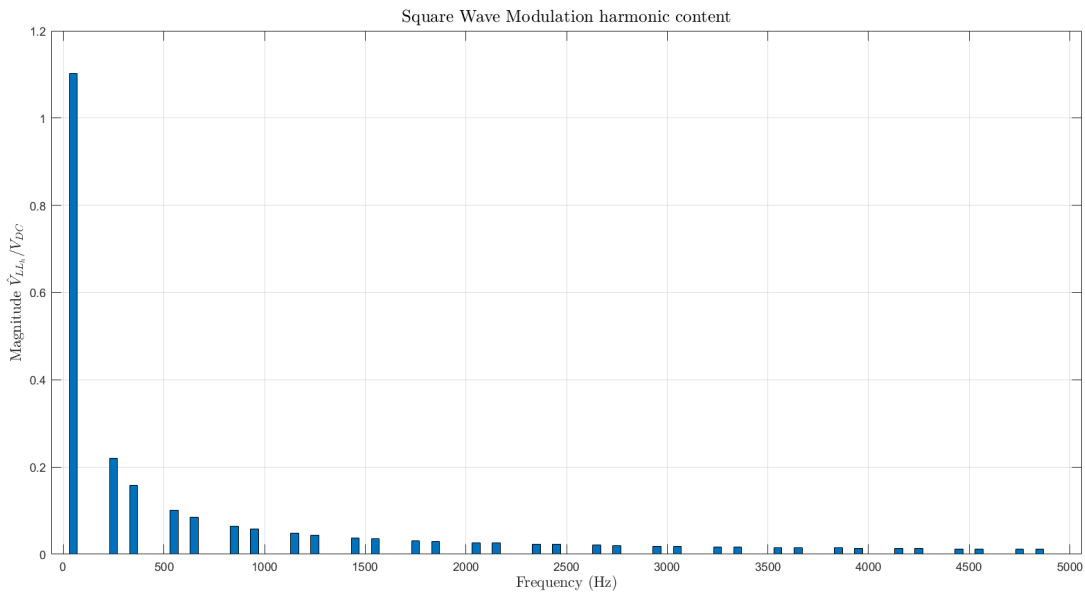
Φαίνεται δηλαδή πως για τον έλεγχο του πλάτους της AC πλευράς απαιτείται ο έλεγχος της DC τάσης εισόδου.

Η κυματομορφή της πολικής τάσης εξόδου περιέχει αρμονικές στις συχνότητες $h \cdot f$, $h = 6n \pm 1$, $n = 1, 2, 3, \dots$ [2]. Οι αρμονικές συνιστώσες δηλαδή, είναι περιττής τάξης, εκτός των τριπλών αρμονικών [27]. Τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών πολικής τάσης εξόδου για την περίπτωση της τετραγωνικής κυματομορφής φαίνονται ενδεικτικά παρακάτω:

h	1	5	7	11	13
$ \hat{V}_{LLh}/V_{DC} $	1.1027	0.2205	0.1575	0.1002	0.0848

Πίνακας 1.2: Πλάτη αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου, \hat{V}_{LLh} , για την περίπτωση της τετραγωνικής κυματομορφής.

Η παραπάνω ανάλυση επιβεβαιώνεται και μέσω προσομοίωσης, όπως φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 1.10: Αρμονική ανάλυση της πολικής τάσης εξόδου, \hat{V}_{LLh} , για την περίπτωση της τετραγωνικής κυματομορφής.

1.2.5 Στρατηγική της Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM)

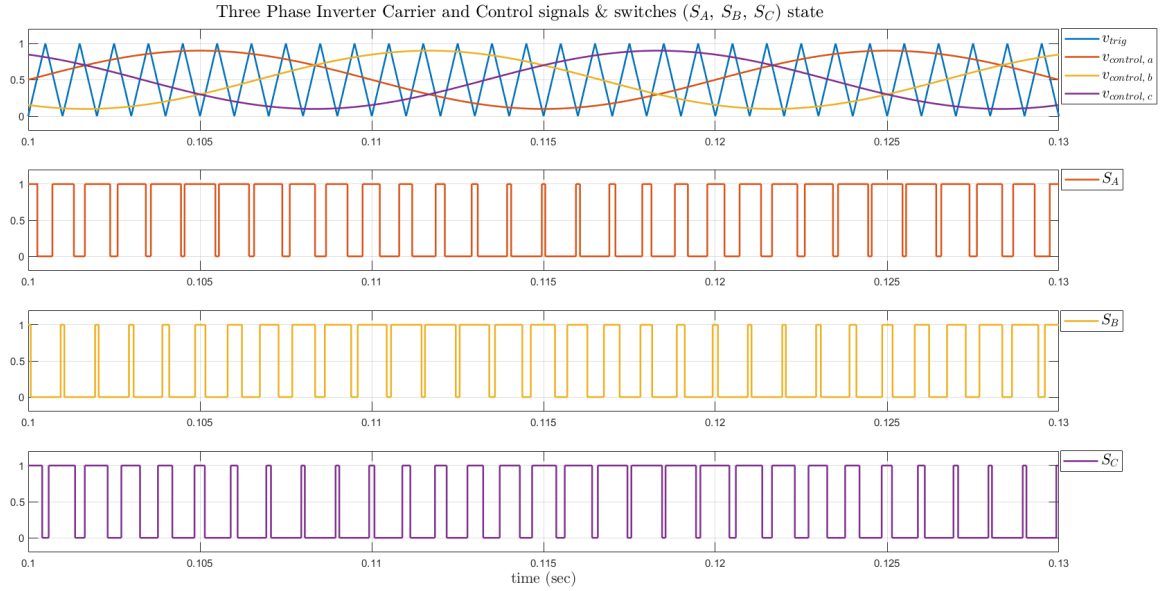
Καθώς θέλουμε η έξοδος του αντιστροφέα να είναι ημιτονοειδής, με ελέγξιμο πλάτος και συχνότητα, ενώ η DC τάση εισόδου διατηρείται σταθερή, μια από τις τεχνικές με την οποία μπορούμε να επιτύχουμε αυτό τον στόχο είναι η στρατηγική της διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Σε αυτή τη διαμόρφωση, συγκρίνονται τρία ημιτονοειδή σήματα ελέγχου, με διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους, με μια τριγωνική κυματομορφή αναφοράς [2].

Η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής, f_s , καθορίζει τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα και λέγεται *συχνότητα μετάβασης* (switching frequency) ή *συχνότητα φέροντος* (carrier frequency). Αντίστοιχα, η κυματομορφή ελέγχου έχει συχνότητα f_1 , η οποία είναι και η επιθυμητή θεμελιώδης συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, και ονομάζεται *συχνότητα διαμόρφωσης* (modulation frequency) [2]. Ορίζονται λοιπόν τα εξής μεγέθη [2]:

- **Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους:** $m_a = \frac{\hat{V}_{\text{control}}}{\hat{V}_{\text{trig}}}$, όπου \hat{V}_{trig} το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής, το οποίο διατηρείται σταθερό, και \hat{V}_{control} το πλάτος των σημάτων ελέγχου.
- **Συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας:** $m_f = \frac{f_s}{f_1}$.

Στο Σχήμα 1.11 φαίνονται οι κυματομορφές των σημάτων ελέγχου, της τριγωνικής κυματομορφής και της κατάστασης των διακοπών S_A , S_B , S_C , επιλέγοντας $f_1 = 50$ Hz, $f_s = 1$ kHz, $\hat{V}_{\text{trig}} = 1$ και $m_a = 0.8$:

Να σημειωθεί πως το σήμα ελέγχου v_{control} γίνεται: $v'_{\text{control}} = v_{\text{control}} \cdot 0.5 + 0.5$, καθώς το φέρον σήμα (τρίγωνο) κυμαίνεται μεταξύ $[0, 1]$, αντί $[-1, 1]$, επομένως θέλουμε να γίνει αναγωγή και του σήματος ελέγχου στο διάστημα $[0, 1]$ επίσης.



Σχήμα 1.11: Κυματομορφές των σημάτων ελέγχου, της τριγωνικής κυματομορφής και της κατάστασης των διακοπών S_A , S_B , S_C , με την στρατηγική της διαμόρφωσης εύρους παλμών.

Όσον αφορά το έλεγχο των διακοπών, αυτό επιτυγχάνεται συγκρίνοντας τις κυματομορφές του σήματος ελέγχου και του τριγωνικού σήματος ως εξής:

- Όταν $v_{control} > v_{trig}$ άγει ο άνω διακόπτης της ημιγέφυρας, και τότε $V_{Lo} = +\frac{V_{DC}}{2}$.
- Όταν $v_{control} < v_{trig}$ άγει ο κάτω διακόπτης της ημιγέφυρας, και τότε $V_{Lo} = -\frac{V_{DC}}{2}$.

Στο Σχήμα 1.12 φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου και του ρεύματος, επιλέγοντας $V_{DC} = 50$ V, $f_1 = 50$ Hz, $f_s = 1$ kHz, $\tilde{V}_{trig} = 1$ και $m_a = 0.8$.

Οι τάσεις V_{ao} , V_{bo} , V_{co} οι οποίες μετρούνται ως προς τη μεσαία λήψη “Ο”, αποκτούν τιμές πλάτους $\pm\frac{V_{DC}}{2}$ όπου θα αποκτούν τιμή $+\frac{V_{DC}}{2}$ όταν θα άγει ο πάνω διακόπτης και $-\frac{V_{DC}}{2}$, όταν θα άγει ο κάτω διακόπτης της ημιγέφυρας. Όσον αφορά τις πολικές τάσεις, V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} , αυτές αποκτούν τιμές $\pm V_{DC}$, 0. Τέλος, οι φασικές τάσεις φορτίου αποκτούν τιμές 0 , $\pm\frac{1}{3}V_{DC}$, $\pm\frac{2}{3}V_{DC}$.

1.2.6 Αρμονική Ανάλυση Στρατηγικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών

Όσον αφορά τη μετάβαση με διαμόρφωση εύρους παλμών, η τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της πολικής τάσης (RMS) στην έξοδο του αντιστροφέα, δίνεται από την παρακάτω σχέση:

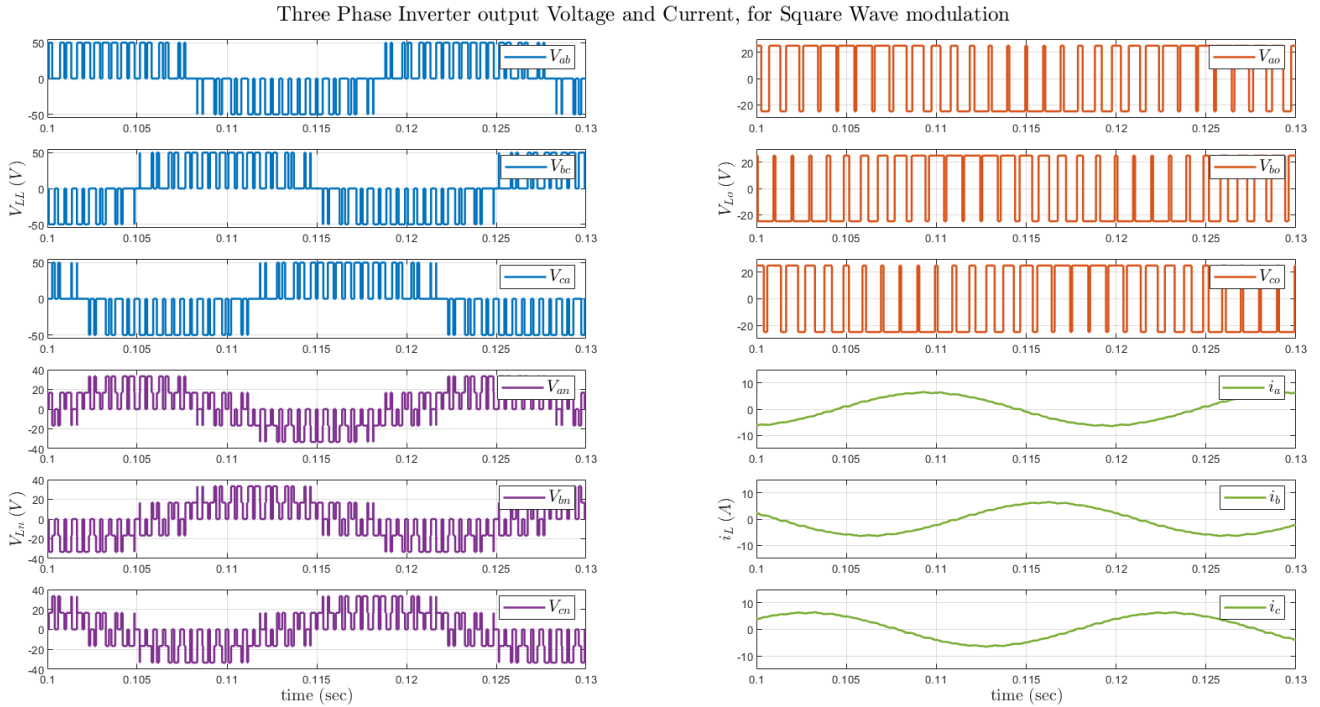
$$\tilde{V}_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_{DC} \quad (1.12)$$

Η σχέση αυτή ισχύει με την προϋπόθεση πως βρισκόμαστε στην γραμμική περιοχή, δηλαδή $m_a \leq 1$. Στην περίπτωση της υπερδιαμόρφωσης ($m_a > 1$), τότε το πλάτος της κυματομορφής ελέγχου μπορεί να υπερβεί το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής, και το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δεν αυξάνεται αναλογικά με την τιμή του m_a [2].

Οι αρμονικές της τάσης εξόδου εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες με κέντρο την συχνότητα f_s και τις πολλαπλάσιές της, στην γραμμική περιοχή διαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, μπορούν να εκφραστούν ως εξής [2]:

$$f_h = (j \cdot m_f \pm k) f_1 \quad (1.13)$$

Να σημειωθεί πως για περιττές τιμές του j εμφανίζονται αρμονικές μόνο για άρτιες τιμές του k , και αντίστροφα.



Σχήμα 1.12: Κυματομορφές εξόδου τριφασικού αντιστροφέα, με την στρατηγική διαμόρφωσης εύρους παλμών.

Οι RMS τιμές των αρμονικών συνιστωσών πολικής τάσης εξόδου για την περίπτωση της SPWM, με $m_a = 0.8$, και $f_1 = 50$ Hz, $f_s = 1$ kHz, φαίνονται ενδεικτικά στον Πίνακα 3.1, παρακάτω [2, 3]:

f_h (kHz)	f_1	$(m_f \pm 2)f_1$	$(2m_f \pm 1)f_1$	$(3m_f \pm 2)f_1$	$(3m_f \pm 4)f_1$
$ \tilde{V}_{LLh}/V_{DC} $	0.490	0.135	0.192	0.108	0.064

Πίνακας 1.3: Λόγος \tilde{V}_{LLh}/V_{DC} , αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου για την περίπτωση της SPWM με $m_a = 0.8$.

Η παραπάνω ανάλυση επιβεβαιώνεται και μέσω προσομοίωσης, στο Σχήμα 1.13.

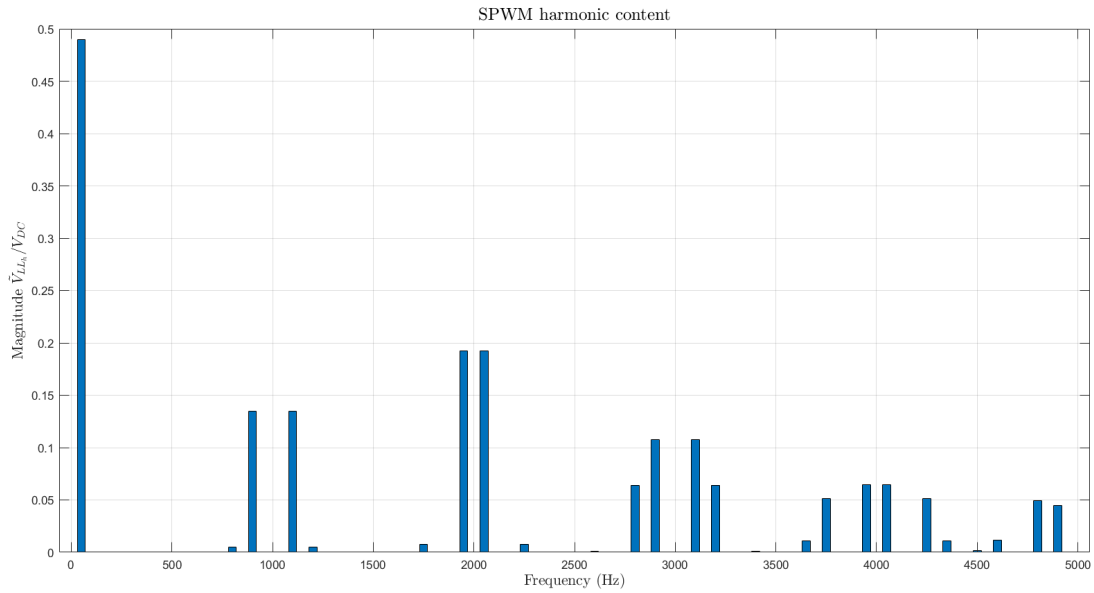
Όσον αφορά την επιλογή της συχνότητας μετάβασης, είναι επιθυμητό να επιλέγουμε μεγάλη τιμή m_f , και άρα υψηλή διακοπτική συχνότητα, καθώς τότε οι αρμονικές με υψηλή συχνότητα μπορούν να αποκοπούν εύκολα, με κόστος όμως τις διακοπτικές απώλειες.

Στην περίπτωση όπου έχουμε μικρό m_f ($m_f \leq 21$), τότε θέλουμε να έχουμε *συγχροισμένη* διαμόρφωση εύρους παλμών, δηλαδή ακέραιο m_f , καθώς με ασύγχρονη διαμόρφωση εύρους παλμών, δηλαδή μη-ακέραιο m_f , δημιουργούνται *υποαρμονικές* (subharmonics) της θεμελιώδους συχνότητας. Επιπλέον, στην περίπτωση μικρής τιμής m_f , θα πρέπει το m_f να είναι περιττό, ώστε να πετύχουμε περιττή συμμετρία, και την ύπαρξη μόνο περιττών αρμονικών [2].

Στην περίπτωση όπου έχουμε μεγάλη τιμή m_f ($m_f > 21$), τότε μπορεί να εφαρμοστεί ασύγχρονη διαμόρφωση εύρους παλμών, καθώς τα πλάτη των υποαρμονικών είναι μικρά πλέον. Επομένως, μπορεί να καθορισθεί σταθερή διακοπτική συχνότητα, ενώ η συχνότητα των σημάτων ελέγχου μεταβάλλεται [2].

Κατά την οδήγηση ενός κινητήρα, είναι επιθυμητό η κυμάτωση του ρεύματος να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη, για την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης της ροπής (torque ripple). Η κυμάτωση ρεύματος δίνεται από τον εξής τύπο:

$$i_{\text{ripple}}(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_{\text{ripple}}(\zeta) d\zeta + k \quad (1.14)$$



Σχήμα 1.13: Αρμονική ανάλυση της πολικής τάσης εξόδου, \tilde{V}_{LLh} , για την περίπτωση της SPWM.

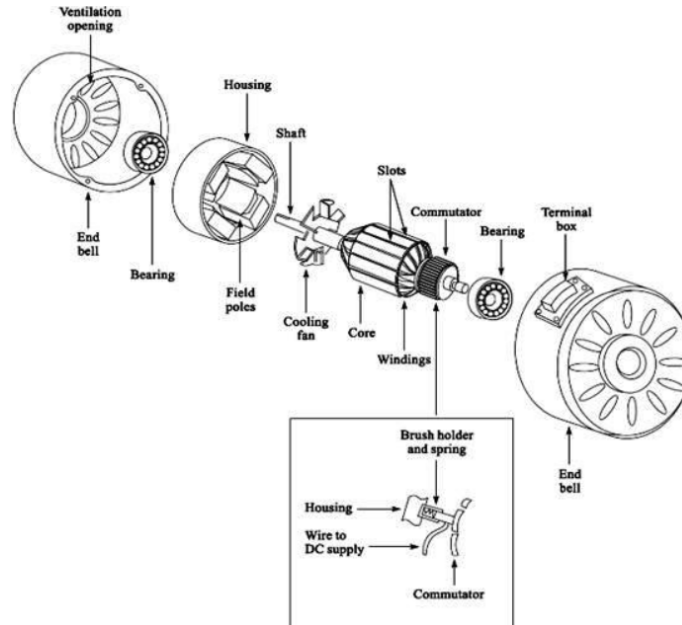
Συγκρίνοντας τις δύο διαμορφώσεις μεταξύ τους (PWM - Διαμόρφωση τετραγωνικού παλμού), με την διαμόρφωση εύρους παλμών πετυχαίνουμε μικρότερη κυμάτωση ρεύματος, καθώς οι αρμονικές της τάσης εξόδου του αντιστροφέα βρίσκονται σε υψηλές συχνότητες, οι οποίες μπορούν να αποκοπούν με τη χρήση ενός βαθυπερατού φίλτρου, ή λόγω της αυτεπαγωγής του κινητήρα τον οποίο οδηγεί ο αντιστροφέας. Η μείωση της κυμάτωσης ρεύματος μπορεί να επιτευχθεί με υψηλότερη συχνότητα μετάβασης διακοπών, ωστόσο στην περίπτωση αυτή αυξάνονται και οι διακοπτικές απώλειες, επομένως συμβιβάζομαστε μεταξύ της απόδοσης του συστήματος, και της κυμάτωσης ρεύματος [2].

2 Μηχανή Συνεχούς Ρεύματος

Στο κεφάλαιο αυτό, εξηγείται αρχικά ο τρόπος λειτουργίας μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος, αναλύεται το δυναμικό μοντέλο της, και τα χαρακτηριστικά της μηχανής υπό μελέτη. Μελετάται η απόκριση της ταχύτητας και του ρεύματος, σε συνθήκες ανοιχτού βρόχου, αλλά και με έλεγχο ρεύματος και ταχύτητας, μέσω PI ελεγκτών. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν στο περιβάλλον Plescs, και η δόμηση του ελέγχου, αλλά και του δυναμικού μοντέλου της μηχανής που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο, βασίζεται στο [1].

2.1 Αρχή Λειτουργίας

Η μηχανή ΣΡ, αποτελείται από τον *δρομέα*, όπου είναι το περιστρεφόμενο τμήμα, και από τον *στάτη* όπου είναι το ακίνητο μέρος της μηχανής [28]. Στον δρομέα (ή τύμπανο) υπάρχουν αυλάκια (slots), για την τοποθέτηση του τυλίγματος τυμπάνου [1]. Η μαγνήτιση πραγματοποιείται στο κύκλωμα του στάτη, ο οποίος μπορεί να αποτελείται από μόνιμους μαγνήτες, είτε από τυλίγμα διέγερσης, το οποίο παράγει το κύριο μαγνητικό πεδίο της μηχανής [28]. Επιπλέον, να αναφερθεί πως τόσο ο πυρήνας του στάτη, όσο και του δρομέα, αποτελείται από σιδηρομαγνητικό υλικό. Καθώς οι απώλειες δινορρευμάτων εξαρτώνται από το πάχος της μαγνητικής λαμαρίνας, ο πυρήνας κατασκευάζεται από λεπτά ελάσματα του σιδηρομαγνητικού υλικού, τα οποία είναι μονωμένα μεταξύ τους μέσω ρητίνης [29]. Τα βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται μια μηχανή ΣΡ φαίνονται στο Σχήμα 2.1, παρακάτω:



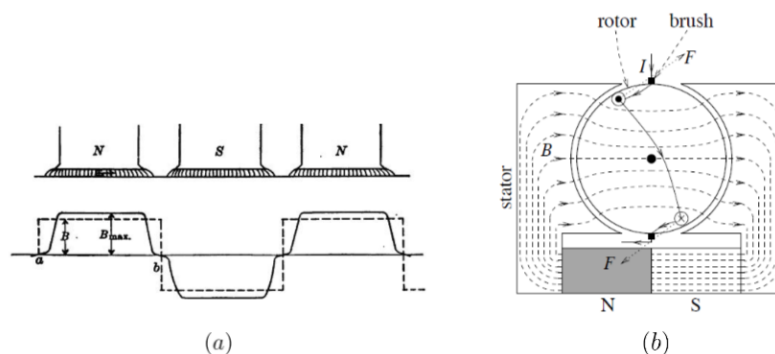
Σχήμα 2.1: Βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται μια μηχανή ΣΡ [30].

Τροφοδοτώντας το τυλίγμα διέγερσης του στάτη, δημιουργείται μαγνητική ροή, πυκνότητας B , σταθερού μέτρου σε όλη την έκταση του διακένου που βρίσκεται ανάμεσα στους πόλους, υποθέτοντας πως έχουμε σταθερό πλάτος διακένου, η οποία θα πρέπει να είναι κάθετη στην επιφάνεια του δρομέα, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η μαγνητική αντίσταση [28], όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.

Περιστρέφοντας την μηχανή υπό κενό φορτίο, στα άκρα του τυμπάνου εμφανίζεται μια τάση εξ επαγωγής, ως εξής [28]:

$$V_{ind} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} A_p B \omega, & \text{κάτω από τους πόλους} \\ 0, & \text{έξω από την επιφάνεια πόλων} \end{cases} \quad (2.1)$$

όπου $A_p = \pi r l$. Δηλαδή, η τάση που αναπτύσσεται στο εσωτερικό της μηχανής, δίνεται από το γινόμενο της ροής του πεδίου της μηχανής με την ταχύτητα περιστροφής και κάποιο παράγοντα που αφορά τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής [28]. Καθώς η τάση που αναφέρθηκε παραπάνω είναι εναλλασσόμενη, για να παραχθεί συνεχής τάση, προστίθενται ημικυκλικά αγωγία τμήματα (συλλέκτες - commutator segments) και οι σταθεροί ακροδέκτες (*ψήκτρες* - brushes) χωροθετούνται έτσι ώστε όταν η τάση του πλαισίου είναι μηδενική, να ανταλλάσσουν μεταξύ τους τα αγωγία τμήματα. Δηλαδή κάθε φορά που η τάση αλλάζει πρόσημο, μεταβάλλουν και οι ακροδέκτες τη σύνδεσή τους [28].



Σχήμα 2.2: (a): Μαγνητική επαγωγή διακένου μηχανής ΣΡ, υπό κενό φορτίο [31], (b): Μονοπάτι μαγνητικής ροής μηχανής ΣΡ [1].

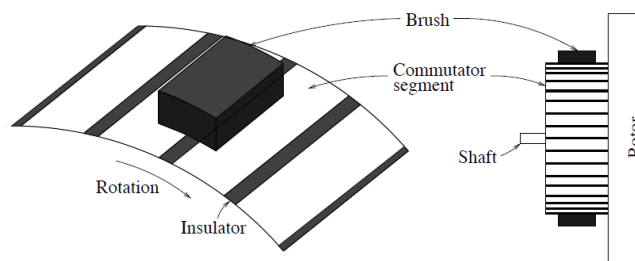
Συνδέοντας τώρα στα άκρα του τυμπάνου της μηχανής, μια πηγή σταθερής τάσης, επάγεται δύναμη στον αγωγό, που διαρρέεται με ρεύμα I , ίση με: $F = I(l \times B)$, όπου l το ενεργό μήκος του δρομέα, καθώς αν ένας ρευματοφόρος αγωγός βρίσκεται εντός ενός μαγνητικού πεδίου με επαγωγή B , τότε επάγεται δύναμη Laplace $F = I(l \times B)$ [28]. Η δύναμη αυτή, τείνει να στρέψει τον δρομέα με ωρολογιακή φορά, και καθώς έχουμε υποθέσει πως έχουμε σταθερή μαγνητική επαγωγή B όσο ο ρευματοφόρος αγωγός του δρομέα βρίσκεται κάτω από πόλο στάτη, αντίστοιχα και η δύναμη που ασκείται είναι σταθερή, και μηδενίζεται όταν βρισκόμαστε έξω από τα άκρα των πόλων [1, 28]. Συνδέοντας, λοιπόν στα άκρα του τυμπάνου μια πηγή σταθερής τάσης, στον άξονα του δρομέα επάγεται ροπή η οποία εξαρτάται από την ροή του μαγνητικού πεδίου, το ρεύμα δρομέα, και κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής [28]:

$$\tau_{ind} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \phi i & \text{κάτω από τους πόλους} \\ 0, & \text{έξω από την επιφάνεια πόλων} \end{cases} \quad (2.2)$$

όπου $\phi = A_p B = \pi r l B$.

Όταν ο ρευματοφόρος αγωγός πλησιάζει τον αντίθετο πόλο, αν κρατούσαμε σταθερή πολικότητα ρεύματος, η δύναμη που θα ασκόταν θα ήταν αντίθετη από την φορά περιστροφής. Η αλλαγή της πολικότητας του ρεύματος επιτυγχάνεται με την μεταγωγή [1].

Οι τομείς του συλλέκτη, και η ψήκτρα φαίνονται στο Σχήμα 2.3. Κάθε πηνίο του τυλίγματος δρομέα, συνδέεται μεταξύ δύο αντίθετων τομέων συλλέκτη, και οι ψήκτρες ολισθαίνουν πάνω στους τομείς του συλλέκτη [1].

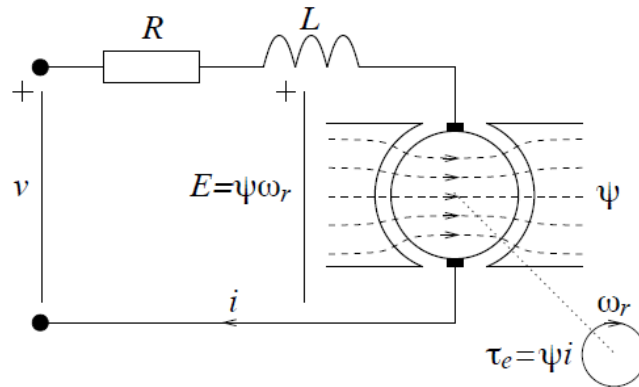


Σχήμα 2.3: Τομείς συλλέκτη και ψήκτρα, μηχανής ΣΡ [1].

Να αναφερθεί πως μειονέκτημα των μηχανών ΣΡ είναι η συντήρηση της ψήκτρας και του συλλέκτη [4]. Αυτό συμβαίνει καθώς για να μετατραπεί η εσωτερική εναλλασσόμενη τάση της μηχανής σε συνεχή τάση, οι ψήκτρες πρέπει να τρίβονται συνεχώς πάνω στον συλλέκτη. Υπάρχει ένας συμβιβασμός (trade-off) όσον αφορά την πίεση που πρέπει να εφαρμόζεται στις ψήκτρες, καθώς αν ασκείται μεγάλη πίεση υπάρχει μεγαλύτερη φθορά, αλλά και αν ασκείται μικρή πίεση προκαλούνται σπινθηρισμοί στην επιφάνεια μεταξύ τομέα συλλέκτη και ψήκτρας [28]. Επιπλέον αιτία για την φθορά των ψήκτρων αποτελεί το υλικό που επιλέγεται, καθώς αν είναι πολύ μαλακές θα πρέπει να πρέπει να αντικατασταθούν πολύ πιο γρήγορα, ενώ αν είναι πολύ σκληρές προκαλείται παραπάνω φθορά στην επιφάνεια του συλλέκτη [28].

2.2 Δυναμικό Μοντέλο

Το ηλεκτρικό κύκλωμα της μηχανής ΣΡ αποτελείται από μια αυτεπαγωγή και μια ωμική αντίσταση κατά μήκος των τυλιγμάτων τυμπάνου, και την αντί-HEΔ η οποία επάγεται στα τυλίγματα τυμπάνου, και φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 2.4: Ηλεκτρικό κύκλωμα μηχανής ΣΡ [1].

Η εξίσωση του ηλεκτρικού κυκλώματος της μηχανής ΣΡ είναι η εξής:

$$V = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + E \quad (2.3)$$

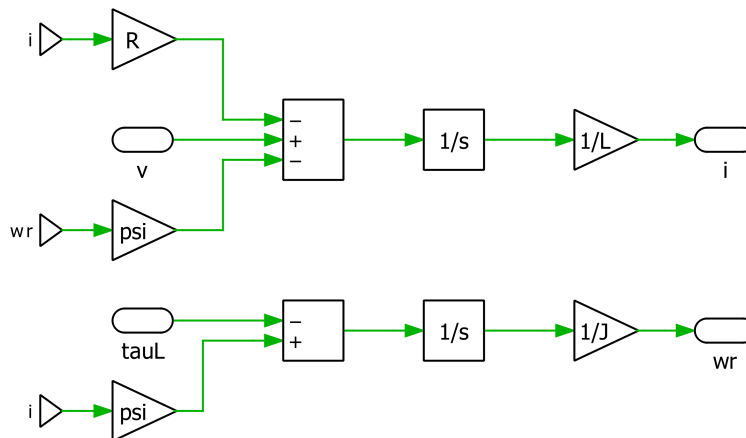
όπου V [V] η τάση τυμπάνου, i [A] το ρεύμα τυμπάνου, R [Ω], L [H] η αντίσταση και η αυτεπαγωγή τυλίγματος τυμπάνου, και E [V] $= \psi \cdot \omega_r$ η αντί-HEΔ (back-EMF).

Η εξίσωση του μηχανικού συστήματος αντίστοιχα, είναι η εξής:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \tau_e - \tau_l = \psi \cdot i - \tau_l \quad (2.4)$$

όπου J [kgm^2] η ροπή αδράνειας του δρομέα και του φορτίου που κινεί ο κινητήρας, ψ [Vs] η πεπλεγμένη μαγνητική ροή, ω_r [rad/s] η γωνιακή ταχύτητα δρομέα, τ_e [Nm] η ηλεκτρομαγνητική ροπή στον άξονα της μηχανής, και τ_l [Nm] η ροπή φορτίου, η οποία μπορεί να θεωρηθεί είτε σταθερή ($\tau_l = \tau_L$), είτε ανάλογη της ταχύτητας ($\tau_l = b \cdot \omega_r$).

Η υλοποίηση του δυναμικού μοντέλου της μηχανής ΣΡ στο περιβάλλον Plescs φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 2.5: Δυναμικό Μοντέλο μηχανής ΣΡ.

2.3 Παράμετροι μηχανής

Η μηχανή ΣΡ η οποία χρησιμοποιήθηκε για την διεξαγωγή των πειραμάτων ήταν η *Brusatori ML 80 S*, η οποία είναι ανεξάρτητης διέγερσης, και η πινακίδα της φαίνεται στο Σχήμα 2.6.



Σχήμα 2.6: Πινακίδα μηχανής ΣΡ.

Να σημειωθεί πως από πλευράς μετατροπέα, πρέπει να τηρείται το όριο της τάσης τυμπάνου, διαφορετικά έχουμε φθορά (degradation) ή ακόμη και καταστροφή της μόνωσης των τυλιγμάτων τυμπάνου. Δηλαδή, η μέγιστη τάση εισόδου του μετατροπέα, V_{DC} , θα πρέπει να είναι ίση με την τάση που αναγράφεται στην πινακίδα της μηχανής.

Οι παράμετροι της μηχανής συνολικά, παρουσιάζονται παρακάτω:

Παράμετρος	Τιμή
$P_{m, N}$	2.75 kW
n_N	2500 RPM
V_N	170 V
I_N	18.6 A
R	1.7 Ω
L	0.015 H
ψ	0.53 Vs
J	0.01 kg · m ²
$\tau_N = P_{m, N} / \omega_{r, N}$	10.5 Nm
$b = \tau_N / \omega_{r, N}$	0.04 kg · m ² /s

Πίνακας 2.1: Παράμετροι μηχανής ΣΡ.

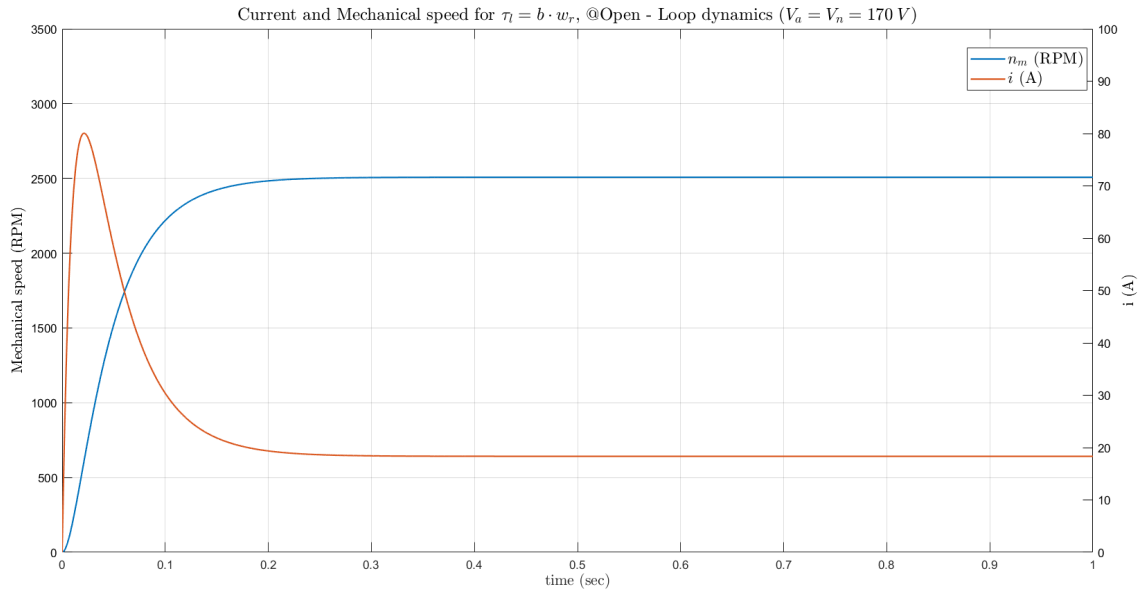
2.4 Λειτουργία Μηχανής σε συνθήκες ανοιχτού βρόχου

Οι σταθερές χρόνου του ηλεκτρικού και του μηχανικού συστήματος, δίνονται ως:

$$T_e = \frac{L}{R} = 8.8 \text{ msec}, \quad T_m = \frac{J}{b} = 0.25 \text{ sec} \quad (2.5)$$

Όπως φαίνεται, η ηλεκτρική χρονική σταθερά είναι αρκετά μικρότερη από την μηχανική χρονική σταθερά, με αποτέλεσμα την πολύ πιο γρήγορη απόκριση του ηλεκτρικού συστήματος, επομένως θα μπορούσαμε να πούμε πως δεν υπάρχει σύζευξη του ηλεκτρικού με το μηχανικό σύστημα, με το συνολικό σύστημα να έχει μεταβλητές κατάστασης το ρεύμα τυμπάνου i , και την γωνιακή ταχύτητα δρομέα, ω_r .

Εφαρμόζοντας την ονομαστική τιμή τάσης τυμπάνου, με φορτίο ανάλογο της ταχύτητας, $\tau_l = b \cdot \omega_r$, η απόκριση του ρεύματος τυμπάνου και της ταχύτητας παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.7.

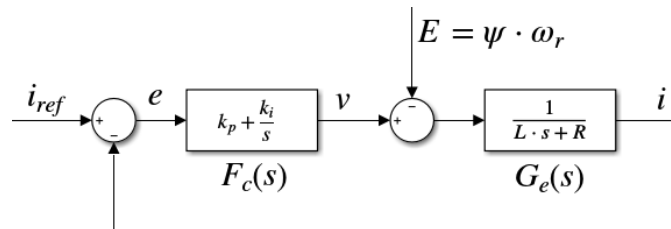


Σχήμα 2.7: Απόκριση ταχύτητας και ρεύματος μηχανής ΣΡ, σε συνθήκες εκκίνησης ανοιχτού βρόχου.

Όσον αφορά την απόκριση του ρεύματος τυμπάνου, φαίνεται πως έχουμε υψηλό ρεύμα εκκίνησης, καθώς κατά την εκκίνηση έχουμε μηδενική ταχύτητα, άρα και μηδενική αντί-ΗΕΔ ($E = \psi \cdot \omega_r$) για να περιορίσει το ρεύμα, και ο μόνος όρος που περιορίζει το ρεύμα είναι η αντίσταση τυμπάνου, όπως φαίνεται και από την εξίσωση του ηλεκτρικού συστήματος. Το υψηλό ρεύμα εκκίνησης, εκτός από την καταπόνηση των τυλιγμάτων της μηχανής, θα μπορούσε να προκαλεί πρόβλημα στο συνολικό σύστημα, όπως για παράδειγμα την ενεργοποίηση προστασιών υπερτάσης [1]. Για τον λόγο αυτό, η λειτουργία των DC κινητήριων συστημάτων μεταβλητής ταχύτητας, βελτιώνεται με τη χρήση ελεγκτών ρεύματος και ταχύτητας.

2.5 Ελεγκτής ρεύματος

Η συνάρτηση μεταφοράς του ηλεκτρικού συστήματος ($v \rightarrow i$) είναι $G_e(s) = \frac{1}{sL+R}$. Καθώς η δυναμική συμπεριφορά του μηχανικού συστήματος είναι πολύ πιο αργή από του ηλεκτρικού συστήματος, η αντί-ΗΕΔ μπορεί να αντιμετωπιστεί στην συνάρτηση μεταφοράς του ηλεκτρικού συστήματος σαν διαταραχή, και εφαρμόζεται έλεγχος κλειστού βρόχου στο ηλεκτρικό σύστημα μέσω PI ελεγκτή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.8:



Σχήμα 2.8: Σχηματικό διάγραμμα ηλεκτρικού συστήματος κλειστού βρόχου, με PI ελεγκτή ρεύματος.

Το ρεύμα τυμπάνου μετράται και συγκρίνεται με την επιθυμητή τιμή αναφοράς, i_{ref} . Το σφάλμα $e = i_{ref} - i$ δίνεται ως είσοδος στον ελεγκτή ρεύματος. Η έξοδος του ελεγκτή ρεύματος είναι η τάση αναφοράς η οποία υλοποιείται με τη βοήθεια ενός μετατροπέα.

Καθώς το ηλεκτρικό σύστημα είναι πρώτης τάξης, ο PI ελεγκτής που θα χρησιμοποιηθεί, μπορεί να είναι επίσης πρώτης τάξης:

$$F_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.6)$$

Για τον καθορισμό των κερδών του PI ελεγκτή, αρχικά είναι σκόπιμο να καθορίσουμε τον επιθυμητό χρόνο ανόδου του συστήματος υπό μελέτη, ως $t_{rc} = \frac{\ln(9)}{a_c}$, όπου a_c το εύρος ζώνης του ηλεκτρικού συστήματος, μαζί με τον ελεγκτή ρεύματος.

Τότε, για το σύστημα κλειστού βρόχου, καθώς στη μόνιμη κατάσταση $i = i_{ref} \rightarrow G_{cc}(0) = 1$, θα ισχύει:

$$G_{cc}(s) = \frac{a_c}{s + a_c} = \frac{F_c(s)G_e(s)}{1 + F_c(s)G_e(s)} \Rightarrow F_c(s)G_e(s) = \frac{a_c}{s} \Rightarrow k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{a_c}{s} (sL + R) \quad (2.7)$$

Τα κέρδη του ελεγκτή ρεύματος λοιπόν, επιλέγονται ως εξής:

$$\begin{cases} k_p = a_c \hat{L} \\ k_i = a_c \hat{R} \end{cases} \quad (2.8)$$

όπου \hat{R} , \hat{L} οι εκτιμήσεις των παραμέτρων, οι οποίες θα πρέπει να προσεγγίζουν όσο το δυνατόν καλύτερα τις πραγματικές παραμέτρους της μηχανής.

Στην ανάλυση που ακολουθήθηκε παραπάνω ωστόσο, δεν έχουμε συμπεριλάβει την δυναμική συμπεριφορά της αντί-ΗΕΔ.

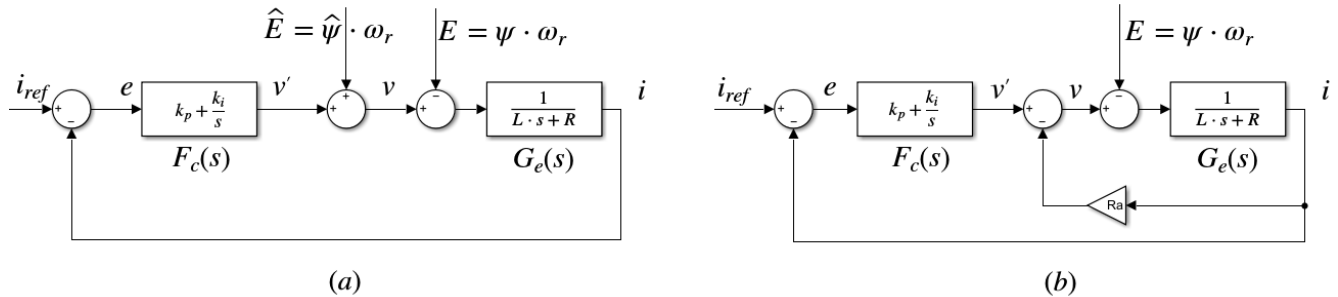
Μια μέθοδος για την βελτίωση της επίδοσης του ελεγκτή ρεύματος, είναι η προσθήκη του όρου $\hat{E} = \hat{\psi}\omega_r$, όπως φαίνεται και παρακάτω, με την προϋπόθεση πως έχουμε μέτρηση της ταχύτητας.

Μια άλλη μέθοδος είναι τροποποιώντας τα κέρδη του ελεγκτή, και συγκεκριμένα αυξάνοντας το ολοκληρωτικό κέρδος, k_i , με το μειονέκτημα ωστόσο πως δημιουργούνται υπερψώσεις στην απόκριση του ρεύματος με την αλλαγή της αναφοράς του. Αν αυξάναμε την τιμή της αντίστασης τυμπάνου, R , θα είχαμε μικρότερη υπερψωση. Ωστόσο, επειδή δεν είναι επιθυμητό να αυξηθεί η τιμή της αντίστασης στο φυσικό κύκλωμα, καθώς τότε θα είχαμε και αύξηση των ωμικών απωλειών, προστίθεται στον βρόχο ανατροφοδότησης ένας όρος ενεργού αντίστασης R_a .

Στην περίπτωση αυτή, η τιμή της R_a και η τροποποίηση των κερδών φαίνεται στην (2.9), ενώ ο ελεγκτής χαρακτηρίζεται ως δύο βαθμών ελευθερίας.

$$\begin{cases} R_a = a_c \hat{L} - \hat{R} \\ k_p = a_c \hat{L} \\ k_i = a_c (\hat{R} + R_a) = a_c^2 \hat{L} \end{cases} \quad (2.9)$$

Όσα περιγράφηκαν, φαίνονται και στα παρακάτω σχηματικά διαγράμματα, του Σχήματος 2.9.



Σχήμα 2.9: Σχηματικό διάγραμμα ηλεκτρικού συστήματος κλειστού βρόχου, με PI ελεγκτή ρεύματος, (a) με την προσθήκη του όρου $\hat{E} = \hat{\psi}\omega_r$, (b) με την προσθήκη ενεργού αντίστασης, R_a .

Στο σημείο αυτό, είναι σκόπιμο να αναφέρουμε πως η έξοδος του ελεγκτή ρεύματος, v_{ref} οφείλει να περιοριστεί. Συγκεκριμένα, η τάση τυμπάνου δεν θα πρέπει να ξεπεράσει την ονομαστική της μηχανής, καθώς τότε έχουμε φθορά (degradation) των τυλιγμάτων της μηχανής. Καθώς όμως τροφοδοτούμε την μηχανή με τη βοήθεια DC-DC μετατροπέα, η τάση περιορισμού καθορίζεται από την μέγιστη τάση εξόδου του μετατροπέα, στην περίπτωση μας δηλαδή, με την τάση εισόδου, V_{DC} , με την προϋπόθεση πως αυτή δεν ξεπερνά την ονομαστική τάση τυμπάνου. Στις προσομοιώσεις που θα ακολουθήσουν, η μηχανή τροφοδοτείται με την βοήθεια DC-DC μετατροπέα, με τάση εισόδου $V_{DC} = 50$ V, καθώς αυτή είναι και η τάση η οποία θα εφαρμοστεί και στο πειραματικό μέρος. Τότε, αν $\hat{V}_{control} = 1 \rightarrow V_{out, max} = V_{DC}$, και αφού $V_{out, max} < V_{a, N} = 170$ V, τα όρια της τάσης, $\pm V_{base}$, ορίζονται από την τιμή της $V_{out, max}$. Δηλαδή:

$$V_{base} = \begin{cases} V_{DC}, & \text{αν } V_{DC} \leq V_{a, N} \\ V_{a, N}, & \text{αν } V_{DC} > V_{a, N} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\bar{v}_{\text{ref}} = \text{sat}(v_{\text{ref}}, V_{\text{base}}) = \begin{cases} -V_{\text{base}}, & \text{αν } v_{\text{ref}} < -V_{\text{base}} \\ v_{\text{ref}}, & \text{αν } -V_{\text{base}} \leq v_{\text{ref}} \leq V_{\text{base}} \\ V_{\text{base}}, & \text{αν } v_{\text{ref}} > V_{\text{base}} \end{cases} \quad (2.11)$$

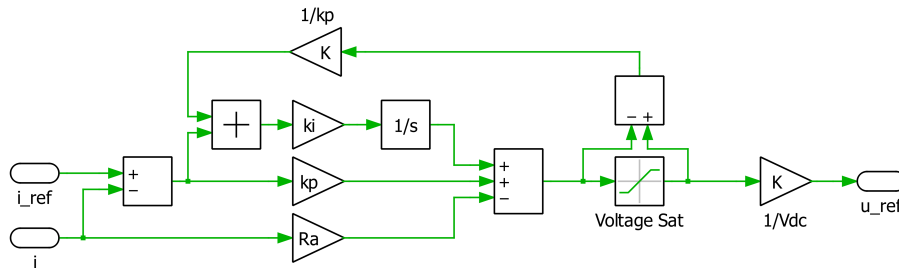
Η τάση \bar{v}_{ref} αφού διαιρεθεί με V_{DC} ώστε να ανήκει εντός του διαστήματος $[-1, 1]$, χρησιμοποιείται ως σήμα ελέγχου, v_{control} , για την διαμόρφωση εύρους παλμών.

Τέλος, να αναφερθεί πως κατά την διάρκεια όπου η έξοδος του ελεγκτή ρεύματος βρίσκεται σε κορεσμό, ο ολοκληρωτικός όρος του ελεγκτή συσσωρεύει σφάλμα. Σε μια βηματική μεταβολή της αναφοράς του ρεύματος, η συσσώρευση του ολοκληρωτικού όρου οδηγεί σε υπερακόντιση, και αργή απόκριση του συστήματος. Για τον λόγο αυτό, το σφάλμα το οποίο εισάγεται στον ολοκληρωτικό όρο του ελεγκτή, τροποποιείται ως εξής:

$$\bar{e} = e + \frac{1}{k_p} (\bar{v}_{\text{ref}} - v_{\text{ref}}) \quad (2.12)$$

Η τροποποίηση αυτή αναφέρεται ως *σχήμα έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος* (anti-windup).

Όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, φαίνονται στο Σχήμα 2.10, υλοποιημένα στο περιβάλλον Plescs:



Σχήμα 2.10: Ελεγκτής ρεύματος μηχανής ΣΡ.

Για τον ελεγκτή ρεύματος, ορίστηκε χρόνος ανόδου $t_{rc} = 2 \text{ msec}$, και παρακάτω φαίνεται μια βηματική μεταβολή στην αναφορά του ρεύματος τυμπάνου, από $1 \rightarrow 5 \text{ A}$, για να επιβεβαιώσουμε τον επιθυμητό χρόνο ανόδου. Επιπλέον θέλουμε να επιβεβαιώσουμε πως με την προσθήκη της ενεργού αντίστασης R_a , αλλά και του σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος (anti-windup) η απόκριση του ρεύματος δεν χαρακτηρίζεται από υπερψώσεις.

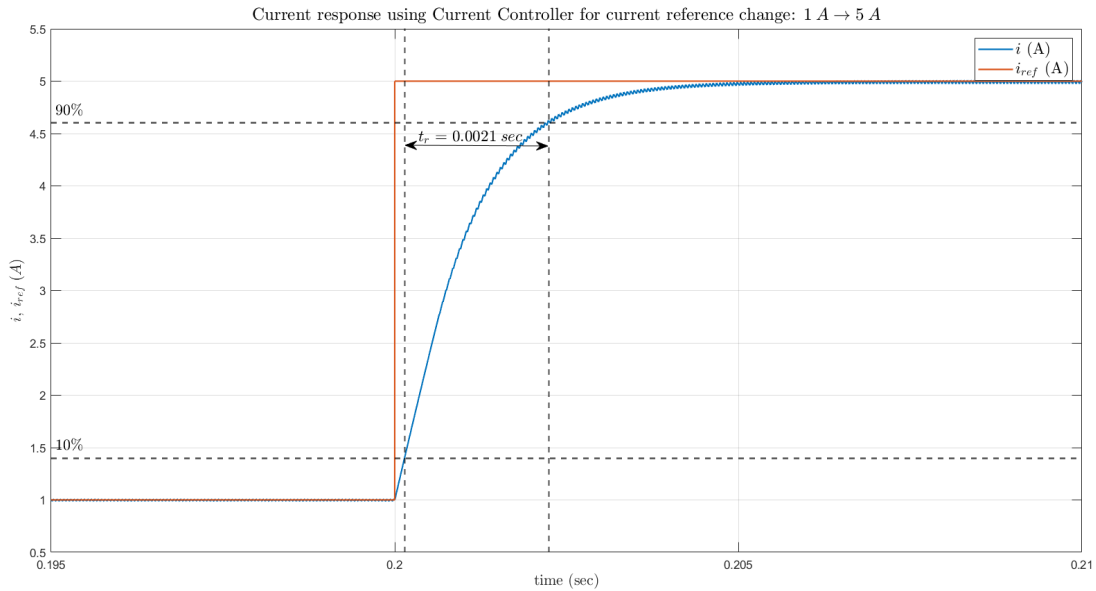
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.11, ο έλεγχος ο οποίος υλοποιήθηκε λειτουργεί ορθά, καθώς επιτυγχάνεται ο επιθυμητός χρόνος ανόδου, και το ρεύμα τυμπάνου αποκτά την επιθυμητή τιμή αναφοράς, i_{ref} . Να σημειωθεί πως για την προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε, η μηχανή ΣΡ τροφοδοτείται με την βοήθεια DC-DC μετατροπέα, με $V_{DC} = 50 \text{ V}$ και διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου με διακοπτική συχνότητα $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$.

Εξετάζεται επίσης σε επίπεδο προσομοίωσης, η επίδραση της ενεργού αντίστασης R_a , αλλά και του σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος. Όσον αφορά το ρεύμα τυμπάνου, πραγματοποιήθηκαν τρεις προσομοιώσεις:

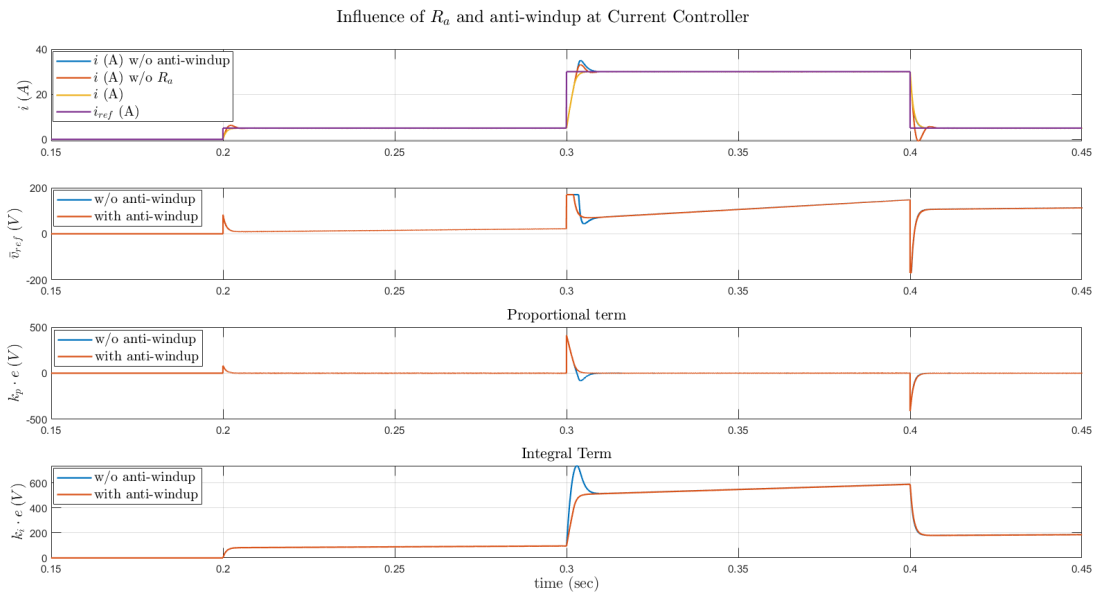
- με R_a και σχήμα έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος (ονομαστικές συνθήκες)
- μηδενίζοντας την R_a
- χωρίς σχήμα έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος.

Επιπλέον, στο Σχήμα 2.12 φαίνεται η τάση εξόδου του ελεγκτή ρεύματος, \bar{v}_{ref} , ο αναλογικός όρος $k_p \cdot e$, και ο ολοκληρωτικός όρος $k_i \cdot e$, στην περίπτωση εφαρμογής και μη σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος.

Για την προσομοίωση αυτή, ορίστηκε $V_{DC} = V_{a, N} = 170 \text{ V}$, και πραγματοποιήθηκαν βηματικές μεταβολές στην αναφορά του ρεύματος, ως εξής: $0 \rightarrow 5 \text{ A} \rightarrow 30 \text{ A} \rightarrow 5 \text{ A}$, καθώς δεν μπορούμε να ξεπεράσουμε την ονομαστική τιμή ρεύματος τυμπάνου για μεγάλο διάστημα.



Σχήμα 2.11: Χρόνος ανόδου ελεγκτή ρεύματος μηχανής ΣΡ.



Σχήμα 2.12: Επίδραση της ενεργούς αντίστασης, R_a και του σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος, στην απόκριση του ελεγκτή ρεύματος της μηχανής ΣΡ.

Στην απόκριση του ρεύματος είναι εμφανής η βελτίωση της απόκρισης με την χρήση σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος και ενεργού αντίστασης R_a , καθώς δεν υπάρχουν πλέον οι υπερψώσεις ρεύματος στις βηματικές μεταβολές της αναφοράς ρεύματος. Όσον αφορά την περίπτωση μηδενισμού της R_a , η υπερύψωση στην απόκριση του ρεύματος οφείλεται στο γεγονός πως το ολοκληρωτικό κέρδος δεν έχει τροποποιηθεί κατάλληλα ώστε να είναι πλέον ενός βαθμού ελευθερίας ο ελεγκτής, με αποτέλεσμα την δημιουργία ενός πιο “επιθετικού” ελεγκτή.

Αφαιρώντας το σχήμα έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος, φαίνεται στην απόκριση του ολοκληρωτικού όρου, πως αυτός συσσωρεύει ακόμα σφάλμα όσο η τάση εξόδου του ελεγκτή βρίσκεται σε κορεσμό. Το ρεύμα σταματά να βρίσκεται πάνω από το i_{ref} όταν πλέον δεν βρίσκεται σε κορεσμό η τάση εξόδου και έχουμε

αρνητικό αναλογικό όρο.

Τέλος, να αναφερθεί πως το εύρος ζώνης του ελεγκτή ρεύματος οφείλει να μην ξεπερνά την τιμή $a_c < 0.04\omega_s$ [1], όπου $\omega_s = \frac{3\pi}{1.5 \frac{1}{2f_{sw}}}$, καθώς αν είναι μεγαλύτερο, πλησιάζουμε τη συχνότητα δειγματοληψίας, με αποτέλεσμα την αστάθεια του ελεγκτή. Στην περίπτωση μας, ισχύει: $a_c \simeq 1100 < 0.04 \cdot \omega_s = 5.0265 \cdot 10^3$.

2.6 Ελεγκτής ταχύτητας

Χρησιμοποιώντας τη μέτρηση της ταχύτητας (ή ακόμα και την εκτίμησή της), μπορεί να κατασκευαστεί ελεγκτής ταχύτητας, η έξοδος του οποίου είναι το ρεύμα τυμπάνου, αναφοράς, i_{ref} . Καθώς σε αυτή τη διάταξη, ο ελεγκτής ρεύματος είναι φωλιασμένος μέσα στο βρόχο ελέγχου ταχύτητας (cascaded), πρέπει να είναι γρηγορότερος από τον ελεγκτή ταχύτητας, και συγκεκριμένα, κατά μια τάξη μεγέθους. Δηλαδή:

$$t_{rs} \geq 10 \cdot t_{rc} \rightarrow a_s \leq 0.1 \cdot a_c \quad (2.13)$$

Τα κέρδη του ελεγκτή ταχύτητας βρίσκονται όπως και στον ελεγκτή ρεύματος, αυτή τη φορά χρησιμοποιώντας την συνάρτηση μεταφοράς του μηχανικού συστήματος ($i \rightarrow \omega_r$): $G_s(s) = \frac{\psi/J}{s+a_s}$. Η ροπή φορτίου εισάγεται στο σύστημα σαν διαταραχή (όπως συνέβαινε και με την αντί-ΗΕΔ στην περίπτωση του ηλεκτρικού συστήματος).

Τα κέρδη του ελεγκτή ταχύτητας λοιπόν, επιλέγονται ως εξής:

$$\begin{cases} k_{ps} &= \frac{a_s \hat{J}}{\psi} \\ k_{is} &= \frac{a_s^2 \hat{J}}{\psi} \\ b_a &= \frac{a_s \hat{J} - \hat{b}}{\psi} \end{cases} \quad (2.14)$$

όπου \hat{J} , $\hat{\psi}$, \hat{b} οι εκτιμήσεις των παραμέτρων, οι οποίες θα πρέπει να προσεγγίζουν όσο το δυνατόν καλύτερα τις πραγματικές παραμέτρους της μηχανής, και b_a η ενεργός απόσβεση του ελεγκτή ταχύτητας.

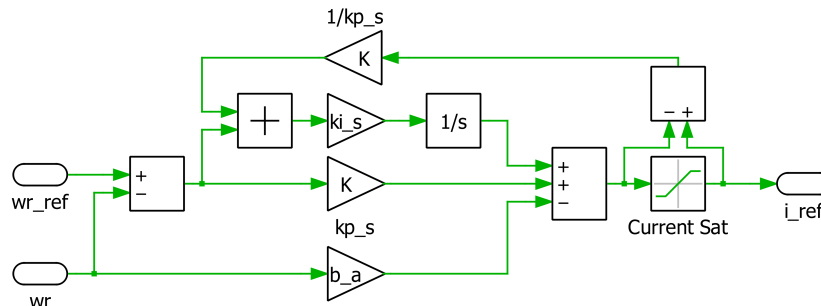
Όσον αφορά τον κορεσμό του ρεύματος τυμπάνου, θέλουμε να ισχύει: $i_{ref} \leq I_{max}$, όπου $I_{max} = I_{base}$ στην μόνιμη κατάσταση, ενώ μπορούμε να επιτρέψουμε $I_{max} > I_{base}$ με την προϋπόθεση πως η υπερένταση αυτή είναι μεταβατική και διαρκεί για μικρό χρονικό διάστημα, κάτι που εξαρτάται από τα θερμικά χαρακτηριστικά της μηχανής που ελέγχουμε.

Η τιμή του I_{base} καθορίζεται από τα όρια του μετατροπέα που χρησιμοποιείται για την οδήγηση της μηχανής, ή ακόμα και αν υπάρχει όριο στις απώλειες, καθώς ένας όρος απωλειών είναι οι ωμικές: $P_{loss, ohmic} = i^2 R$ [1].

Επιπλέον, προστίθεται σχήμα έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος (anti-windup), όπως και στον ελεγκτή ρεύματος, ως εξής:

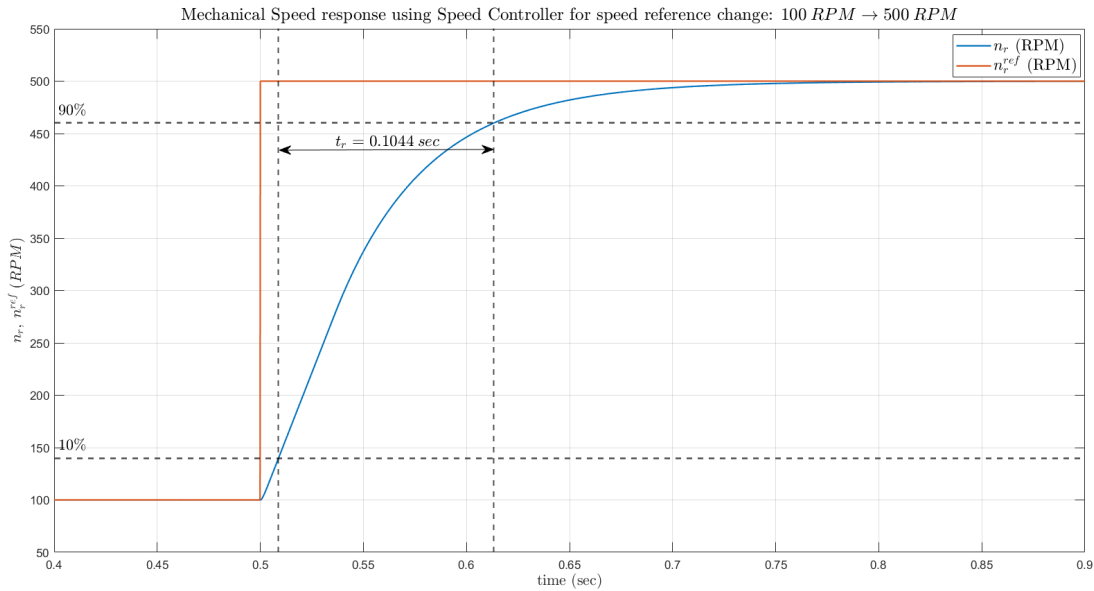
$$\bar{e} = e + \frac{1}{k_p} (\bar{i}_{ref} - i_{ref}) \quad (2.15)$$

Η υλοποίηση του ελεγκτή ταχύτητας στο περιβάλλον Ples φαίνεται στο Σχήμα 2.13:



Σχήμα 2.13: Ελεγκτής ταχύτητας μηχανής ΣΡ.

Για τον ελεγκτή ταχύτητας, ορίστηκε χρόνος ανόδου $t_{rs} = 0.1 \text{ sec} = 50 \cdot t_{rc}$, και στο Σχήμα 2.14 φαίνεται μια βηματική μεταβολή στην αναφορά της ταχύτητας, από 100 ΣΑΛ \rightarrow 500 ΣΑΛ, για να επιβεβαιώσουμε τον επιθυμητό χρόνο ανόδου, την ορθή λειτουργία του ελεγκτή ταχύτητας, αλλά και του συστήματος συνολικά:



Σχήμα 2.14: Χρόνος ανόδου ελεγκτή ταχύτητας μηχανής ΣΡ.

Φαίνεται πως ο έλεγχος ο οποίος υλοποιήθηκε λειτουργεί ορθά, καθώς επιτυγχάνεται ο επιθυμητός χρόνος ανόδου, και η ταχύτητα αποκτά την επιθυμητή τιμή αναφοράς, n_r^{ref} . Να σημειωθεί πως για την προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε, η μηχανή ΣΡ τροφοδοτείται με την βοήθεια DC-DC μετατροπέα, με $V_{DC} = 50\text{ V}$, και διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου, και για τον κορεσμό του ρεύματος στην έξοδο του ελεγκτή ταχύτητας ορίστηκε όριο ρεύματος $I_{max} = 11\text{ A}$, καθώς αυτό είναι το όριο του αντιστροφέα που θα χρησιμοποιηθεί στο πειραματικό μέρος, όπως εξηγείται στο Κεφ. 4.4.

Εξετάζεται σε επίπεδο προσομοίωσης, η επίδραση της ενεργού απόσβεσης b_a , αλλά και του σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος, στον ελεγκτή ταχύτητας.

Πραγματοποιήθηκαν τρεις προσομοιώσεις:

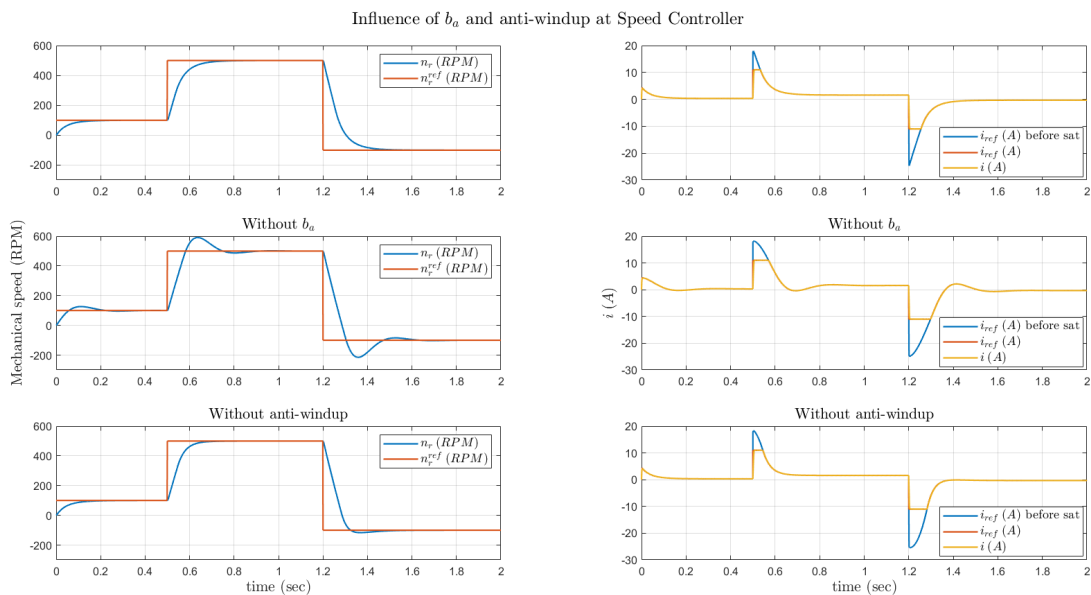
- με b_a και σχήμα έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος (ονομαστικές συνθήκες)
- μηδενίζοντας το b_a
- χωρίς σχήμα έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος στον ελεγκτή ταχύτητας.

Στο Σχήμα 2.15 φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας, του ρεύματος τυμπάνου και της αναφοράς του ρεύματος τυμπάνου που παράγεται στην έξοδο του ελεγκτή ταχύτητας, πριν και μετά τον κορεσμό.

Για την προσομοίωση αυτή, πραγματοποιήθηκαν βηματικές μεταβολές στην αναφορά της ταχύτητας, ως εξής: $0 \rightarrow 100\text{ ΣΑΛ} \rightarrow 500\text{ ΣΑΛ} \rightarrow -100\text{ ΣΑΛ}$, και η ροπή φορτίου είναι ανάλογη της ταχύτητας: $\tau_l = 0.4 \cdot b_N \cdot \omega_r$.

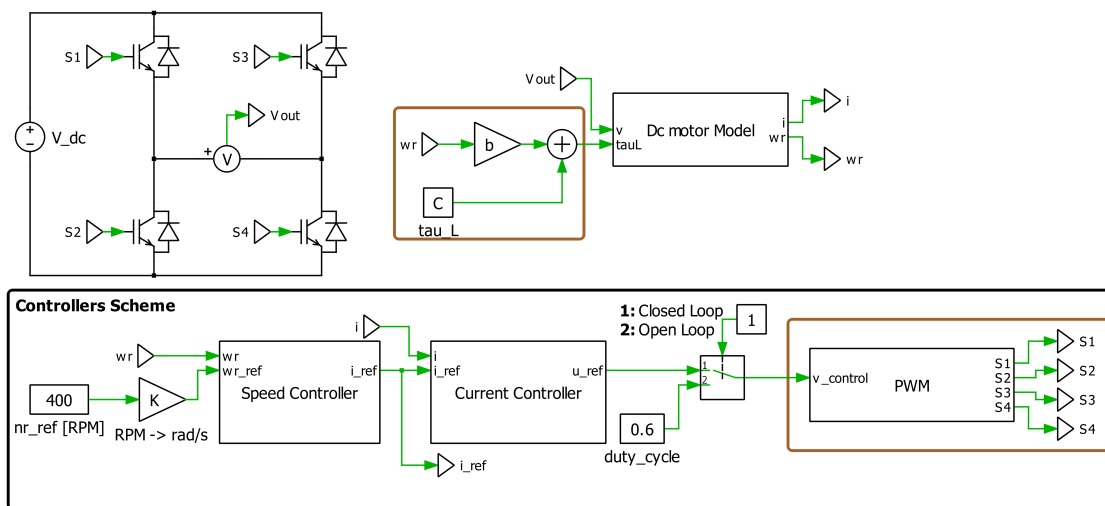
Όσον αφορά την απόκριση της ταχύτητας, φαίνεται πως έχουμε υπερέψωση με τον μηδενισμό της ενεργού απόσβεσης b_a , καθώς δεν έχει τροποποιηθεί το ολοκληρωτικό κέρδος, ώστε να είναι πλέον ο ελεγκτής ταχύτητας ενός βαθμού ελευθερίας, με αποτέλεσμα την δημιουργία ενός πιο “επιθετικού” ελεγκτή. Με την αφαίρεση του σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος δεν έχουμε μεγάλη επιδείνωση στην απόκριση της ταχύτητας, παρατηρείται ωστόσο υπερέψωση κατά τη μετάβαση $500\text{ ΣΑΛ} \rightarrow -100\text{ ΣΑΛ}$.

Σχετικά με την απόκριση του ρεύματος, φαίνεται η αναγκαιότητα ύπαρξης κορεσμού του ρεύματος τυμπάνου, καθώς κατά τις βηματικές μεταβολές στην αναφορά της ταχύτητας, αυξάνεται το ρεύμα πάνω από το όριο κορεσμού που έχει τεθεί, ώστε να έχουμε την απαιτούμενη ικανότητα παραγωγής ροπής. Η μεγάλη αύξηση του ρεύματος θα μπορούσε να αποβεί καταστροφική για τον μετατροπέα ή ακόμα και την μηχανή.



Σχήμα 2.15: Επίδραση της ενεργού απόσβεσης b_a και του σχήματος έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος στην απόκριση της ταχύτητας και του ρεύματος τυμπάνου της μηχανής ΣΡ.

Τέλος, το συνολικό κύκλωμα της προσομοίωσης, φαίνεται παρακάτω. Εντός του υποσυστήματος “DC motor Model” προσομοιώνεται το δυναμικό μοντέλο της μηχανής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5. Εντός των υποσυστημάτων “Current Controller” και “Speed Controller” προσομοιώνονται οι ελεγκτές ρεύματος και ταχύτητας, όπως φαίνονται στα Σχήματα 2.10 και 2.13 αντίστοιχα, και τέλος στο υποσύστημα “PWM” κατασκευάζονται οι παλμοί S_1, S_2, S_3, S_4 , όπως εξηγήθηκε στο Κεφ. 1.1.2, και συγκεκριμένα η υλοποίηση είναι όμοια με αυτή του Σχήματος 1.4.



Σχήμα 2.16: Συνολικό κύκλωμα προσομοίωσης της μηχανής ΣΡ.

3 Μηχανή Επαγωγής

Στο κεφάλαιο αυτό, αρχικά αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας μιας ασύγχρονης μηχανής, παρουσιάζονται έπειτα οι βασικές αρχές του διανυσματικού χώρου. Στη συνέχεια δίνεται το ισοδύναμο δυναμικό μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής.

Για την οδήγηση της μηχανής, αρχικά εξετάζεται η εκκίνησή της από το δίκτυο και ο απλός V/f (βαθμωτός) έλεγχος. Ακολουθεί η δόμηση του διανυσματικού ελέγχου της ασύγχρονης μηχανής και συγκεκριμένα η δόμηση ελεγκτών ρεύματος και ταχύτητας.

Επιπλέον είναι απαραίτητη η δημιουργία εκτιμητή ροής και για τον λόγο αυτό παρατίθενται το Μοντέλο Ρεύματος (Current Model) και το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος (Modified Current Model), ενώ εξετάζεται η ευαισθησία τους στην ορθή εκτίμηση των παραμέτρων της μηχανής που οδηγείται.

Τέλος, παρατίθεται η μεθοδολογία τροποποίησης του ελεγκτή, ώστε να λειτουργεί στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν στο περιβάλλον PLECS και η δόμηση των στρατηγικών ελέγχου, αλλά και του δυναμικού μοντέλου της μηχανής που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο βασίζονται στο [1].

3.1 Αρχή Λειτουργίας

Οι τριφασικές μηχανές επαγωγής είναι μηχανές οι οποίες λειτουργούν κάτω από τη σύγχρονη ταχύτητα όταν λειτουργούν ως κινητήρας, και πάνω από τη σύγχρονη ταχύτητα όταν λειτουργούν ως γεννήτρια και για τον λόγο αυτό ονομάζονται και ασύγχρονες μηχανές. Πλεονέκτημά τους είναι πως είναι φθηνότερες σε κόστος κατασκευής και λειτουργίας από τις σύγχρονες και τις μηχανές ΣΡ αντίστοιχα. Αναλυτικότερα, η σύγχρονη μηχανή έχει πολυπλοκότερη κατασκευή δρομέα, ο οποίος μπορεί και να αποτελείται από μόνιμους μαγνήτες. Αντίθετα η μηχανή ΣΡ απαιτεί συντήρηση των ψηκτρών και του συλλέκτη [32].

Ονομάζεται επαγωγική μηχανή καθώς η τάση στον δρομέα επάγεται στα τυλίγματά του, αντί να προσφέρεται με κάποια ηλεκτρική σύνδεση [28].

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.1(a), ο στάτης μιας ασύγχρονης μηχανής αποτελείται από τον πυρήνα ο οποίος έχει κατασκευαστεί από λεπτά φύλλα σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας, και τοποθετείται εντός ενός μεταλλικού πλαισίου και από το τριφασικό τυλίγμα το οποίο τοποθετείται στα αυλάκια (slots) του στάτη [32]. Σύμφωνα με το [32], για μηχανές επαγωγής που λειτουργούν στα 60 Hz, μια ενδεικτική τιμή πάχους λαμαρίνας είναι 0.5 mm.

Όσον αφορά τον δρομέα μιας επαγωγικής μηχανής, υπάρχουν δύο τύποι:

- βραχυκυκλωμένου κλωβού (squirrel-cage rotor)
- δακτυλιοφόρου δρομέα (wound rotor)

Ο δρομέας βραχυκυκλωμένου κλωβού αποτελείται από μια σειρά αγωγίων ράβδων, οι οποίες είναι τοποθετημένες σε αυλάκια στην επιφάνεια του δρομέα, και βραχυκυκλώνονται στα δύο άκρα τους μέσω δακτυλίων βραχυκύκλωσης (shorting-rings) [28], όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.1(b).

Στον δακτυλιοφόρο δρομέα (Σχήμα 3.1(c)), τα τυλίγματά του είναι όμοια με τα κατανεμημένα τυλίγματα του στάτη, και τυλίγονται γύρω από την κυλινδρική επιφάνεια του δρομέα, η οποία έχει ομοιόμορφα κατανεμημένα αυλάκια στην περιφέρειά της [32]. Τα άκρα των τυλιγμάτων συνδέονται σε δακτυλίους (slip rings), και βραχυκυκλώνονται μέσω ψηκτρών που εφάπτονται στους δακτυλίους [28]. Να σημειωθεί πως σε αυτού του είδους τον δρομέα είναι δυνατή η σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων ή άλλων κυκλωμάτων, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα επεξεργασίας της χαρακτηριστικής ροπής-ταχύτητας [28]. Στον δρομέα επιπλέον, τοποθετούνται ρουλεμάν (bearings) για τη στήριξη του άξονα (shaft) [32].

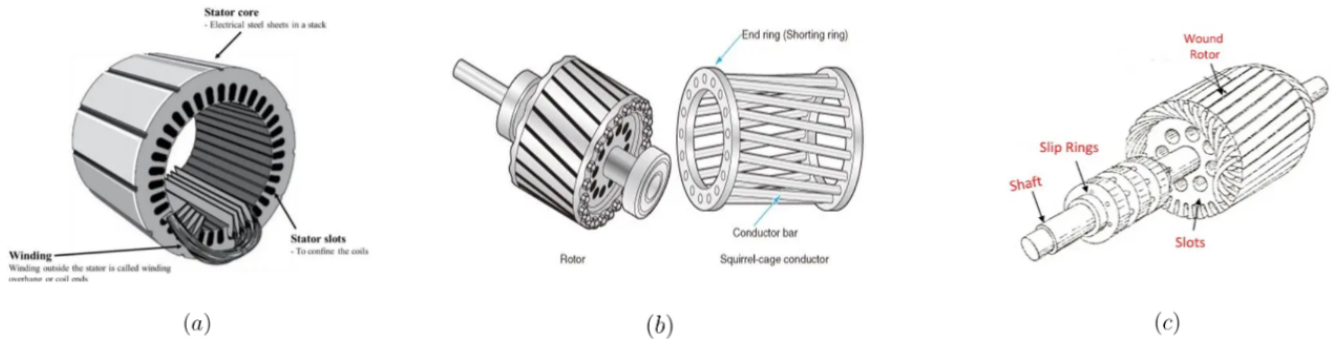
Καθώς στην ασύγχρονη μηχανή η μαγνήτιση επιτυγχάνεται από τον στάτη, είναι επιθυμητό να έχουμε μικρό διάκενο (l_g), καθώς με ευρύ διάκενο επιτυγχάνεται μικρότερη αλληλεπαγωγή, και χρειάζεται μεγαλύτερο ρεύμα μαγνήτισης στάτη για έχουμε στον δρομέα την επιθυμητή τιμή ροής και κατά συνέπεια περισσότερες ωμικές απώλειες, δηλαδή η απόδοση μειώνεται [1].

Εφαρμόζοντας στον στάτη του επαγωγικού κινητήρα τριφασικό σύστημα τάσεων, διαρρέονται οι αγωγοί του στάτη από τριφασικό σύστημα ρευμάτων, τα οποία παράγουν το πεδίο του στάτη B_s που στρέφεται με αντι-ωρολογιακή φορά, και με ταχύτητα [28]:

$$n_s = \frac{120f_e}{P} \quad (3.1)$$

όπου f_e η ηλεκτρική συχνότητα στάτη [Hz], και P ο αριθμός πόλων της μηχανής.

Η τάση εξ επαγωγής στους αγωγούς του δρομέα, λόγω μαγνητικού πεδίου στάτη είναι: $V_{ind} = (v \times B_s)l$, και προκαλεί τη ροή ρεύματος εντός των αγωγών. Τα επαγόμενα ρεύματα στον δρομέα, δημιουργούν το αντίστοιχο μαγνητικό



Σχήμα 3.1: (a): Στάτης ασύγχρονης μηχανής, (b): δρομέας βραχυκυκλωμένου κλωβού (squirrel-cage rotor), (c): δακτυλιοφόρος δρομέας (wound rotor).

πεδίο του δρομέα, B_r . Η επαγόμενη ροπή λοιπόν, είναι: $\tau_{\text{ind}} = k B_r \times B_s$, με αντι-ωρολογιακή φορά [28]. Στο σημείο αυτό να σημειωθεί πως ο επαγωγικός κινητήρας είναι δυνατόν να κινηθεί σε ταχύτητες πολύ κοντά στη σύγχρονη, δεν μπορεί όμως ποτέ να είναι ακριβώς ίση με τη σύγχρονη, καθώς τότε δεν θα υπήρχε σχετική κίνηση του δρομέα ως προς το μαγνητικό πεδίο του στάτη. Αυτό θα είχε ως αποτέλεσμα να μην αναπτυσσόταν επαγόμενη τάση, με συνέπεια να μην διαρρέονταν οι αγωγοί του δρομέα από ρεύμα, και άρα δεν θα αναπτυσσόταν μαγνητικό πεδίο στον δρομέα [28]. Για να χαρακτηρίσουμε την σχετική κίνηση του δρομέα ως προς τα μαγνητικά πεδία στάτη και δρομέα, ορίζουμε [28]:

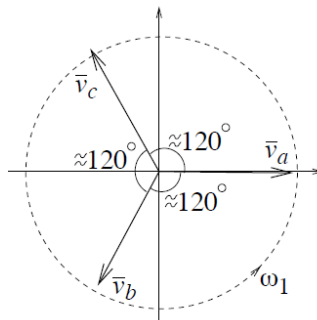
1. Ταχύτητα ολίσθησης: $n_{\text{slip}} = n_s - n_r$, η διαφορά δηλαδή της ταχύτητας δρομέα από τη σύγχρονη ταχύτητα.
2. Ολίσθηση: $s = \frac{n_{\text{slip}}}{n_s} \cdot 100\%$. Αν ο δρομέας περιστρέφεται με σύγχρονη ταχύτητα, τότε $s = 0$, ενώ αν είναι ακίνητος, $s = 1$. Στην κανονική λειτουργία, έχουμε μικρή τιμή ολίσθησης (έως περίπου 5%) [1].
3. Συχνότητα δρομέα: $f_r = s \cdot f_e$.

3.2 Τριφασικά συστήματα ισχύος

Το τριφασικό σύστημα αποτελείται από τρεις ποσότητες οι οποίες έχουν γωνιακή συχνότητα ω_1 , και έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 120° [1]. Προτιμάται από το μονοφασικό σύστημα, καθώς το άθροισμα των στιγμιαίων τιμών του ρεύματος και της τάσης είναι μηδενικό, αλλά και η στιγμιαία τριφασική ισχύς είναι σταθερή [1].

Παρακάτω φαίνονται οι συνιστώσες τάσης ενός τριφασικού συστήματος, θετικής ακολουθίας, και το αντίστοιχο διανυσματικό διάγραμμα:

$$\begin{cases} V_a(t) = \hat{V} \cdot \cos(\omega_1 t) \\ V_b(t) = \hat{V} \cdot \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = \hat{V} \cdot \cos(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$



Σχήμα 3.2: Διανυσματικό διάγραμμα τριφασικού συστήματος [1].

3.3 Διανύσματα χώρου

3.3.1 Μετασχηματισμός Clarke

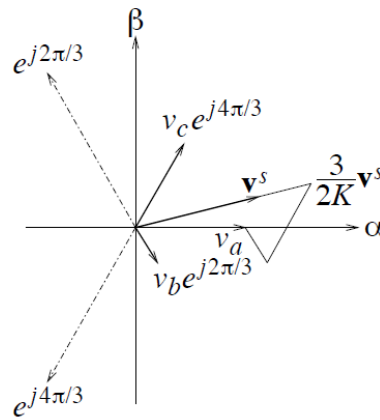
Καθώς το άθροισμα των στιγμιαίων τιμών των μεγεθών ενός τριφασικού συστήματος είναι μηδενικό, θα μπορούσαμε να αντικαταστήσουμε το ένα μέγεθος συναρτήσει των άλλων δύο. Δηλαδή αν:

$$V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0 \forall t \Rightarrow V_c(t) = -[V_a(t) + V_b(t)] \quad (3.2)$$

Θα μπορούσαμε να πούμε δηλαδή πως γίνεται αντικατάσταση του τριφασικού συστήματος σε διφασικό σύστημα που αποτελείται από δύο κάθετους άξονες, α , β , οι οποίοι μπορούν να θεωρηθούν ως ο πραγματικός άξονας και ο φανταστικός άξονας [1].

Η εξίσωση του διανύσματος χώρου το οποίο κινείται στο μιγαδικό επίπεδο, φαίνεται παρακάτω:

$$v^s(t) = V_\alpha(t) + j \cdot V_\beta(t) = \frac{2}{3}K [V_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} V_c(t)] \quad (3.3)$$



Σχήμα 3.3: Διάνυσμα χώρου, τάσης, τριφασικού συστήματος [1].

Το 's' χρησιμοποιείται καθώς το πλαίσιο $\alpha\beta$ μπορεί να χαρακτηριστεί ως στατικό (stationary), διότι οι άξονες $\alpha\beta$ είναι σταθεροί.

Τέλος, η μήτρα του μετασχηματισμού Clarke ($(abc) \rightarrow (\alpha\beta)$) φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{pmatrix} = K \cdot \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

3.3.2 Μετασχηματισμός Park

Καθώς κατά τον σχεδιασμό του ελέγχου χρησιμοποιούμε PI ελεγκτές, είναι πιο εύκολο να ελέγξουμε σταθερές ποσότητες αντί χρονικά μεταβαλλόμενες ποσότητες.

Ο μετασχηματισμός παρακάτω, αφαιρεί την περιστροφή του διανύσματος χώρου, και είναι ο Park (ή dq) μετασχηματισμός.

$$v = e^{-j\omega_1 t} v^s \quad (3.5)$$

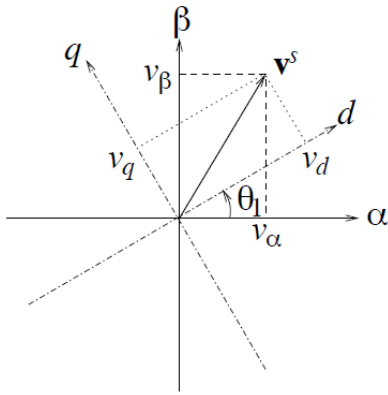
Με τον μετασχηματισμό αυτό, παρατηρούμε το διάνυσμα από ένα περιστρεφόμενο πλαίσιο, με γωνιακή συχνότητα ω_1 , γι' αυτό και το dq πλαίσιο ονομάζεται σύγχρονο (synchronous).

Το πλαίσιο dq σε σύγκριση με το $\alpha\beta$ φαίνεται στο Σχήμα 3.4.

Η μήτρα του μετασχηματισμού Park ($(\alpha\beta) \rightarrow (dq)$) φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{pmatrix} f_d \\ f_q \end{pmatrix} = K \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta_1) & \sin(\theta_1) \\ -\sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{pmatrix}, \quad (3.6)$$

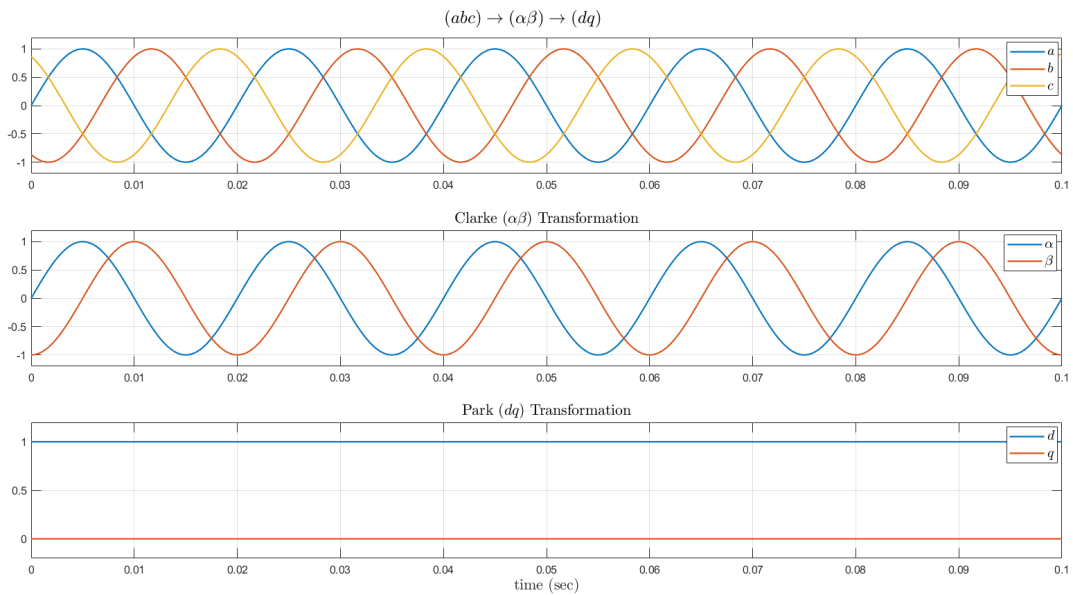
όπου $\theta_1 = \int \omega_1 dt$.



Σχήμα 3.4: dq πλαίσιο [1].

Οι μετασχηματισμοί Clarke & Park ενός τριφασικού μεγέθους, φαίνονται συνοπτικά στο Σχήμα 3.5. Να αναφερθεί πως το κέρδος K επιλέγεται έτσι ώστε να διατηρήσουμε κάθε φορά το επιθυμητό μέγεθος σταθερό, μεταβαίνοντας από ένα πλαίσιο σε ένα άλλο, ως εξής:

- $K = 1$: για διατήρηση του πλάτους,
- $K = 1/\sqrt{2}$: για διατήρηση της RMS τιμής,
- $K = \sqrt{3/2}$: για διατήρηση της ισχύος ($P_{abc} = P_{dq}$).



Σχήμα 3.5: $(abc) \rightarrow (\alpha\beta) \rightarrow (dq)$.

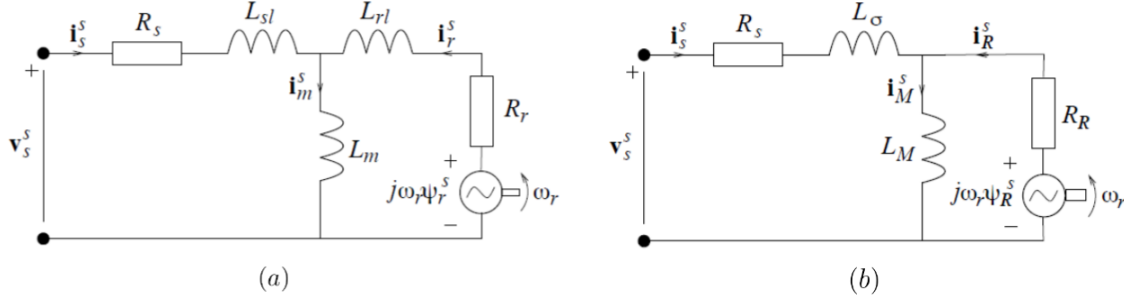
3.4 Δυναμικό Μοντέλο Μηχανής Επαγωγής

3.4.1 T-Ισοδύναμο δυναμικό μοντέλο

Οι εξισώσεις για το κύκλωμα στάτη και δρομέα, αναφερόμενοι στο *T*-ισοδύναμο κύκλωμα, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 3.6(a), είναι οι εξής:

$$\begin{cases} v_s^s - R_s i_s^s - L_{sl} \frac{di_s^s}{dt} - L_m \frac{di_m^s}{dt} = 0, \\ j\omega_r \psi_r^s - R_r i_r^s - L_{rl} \frac{di_r^s}{dt} - L_m \frac{di_m^s}{dt} = 0, \end{cases} \quad (3.7)$$

όπου R_s η αντίσταση τυλίγματος στάτη, R_r η αντίσταση τυλίγματος δρομέα, L_m η αλληλεπαγωγή στάτη-δρομέα ή διαφορετικά αυτεπαγωγή μαγνήτισης, και L_{sl} , L_{rl} οι αυτεπαγωγές σκέδασης στάτη και δρομέα αντίστοιχα.



Σχήμα 3.6: (a) *T*-ισοδύναμο, (b) Ανάστροφο-*G* δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής.

3.4.2 Ανάστροφο-*G* ισοδύναμο δυναμικό μοντέλο

Καθώς το *T*-ισοδύναμο δυναμικό μοντέλο είναι υπερ-παραμετροποιημένο, εισάγεται το Ανάστροφο-*G* δυναμικό μοντέλο με τους παρακάτω μετασχηματισμούς μεταβλητών:

$$\begin{cases} \psi_R^s = b \psi_r^s \\ i_R^s = \frac{i_r^s}{b} \end{cases} \quad \begin{cases} b = \frac{L_m}{L_m + L_{rl}} \\ L_M = b L_m \\ L_\sigma = L_{sl} + L_{rl} \\ R_R = b^2 R_r \end{cases} \quad (3.8)$$

Επομένως, οι εξισώσεις που διέπουν το Ανάστροφο-*G* δυναμικό μοντέλο είναι οι εξής:

$$\begin{cases} L_\sigma \frac{di_s^s}{dt} = v_s^s - (R_s + R_R) i_s^s - \left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M} \right) \psi_R^s, \\ \frac{d\psi_R^s}{dt} = R_R i_s^s - \left(\frac{R_R}{L_M} - j\omega_r \right) \psi_R^s, \\ E_b^s = \left(\frac{R_R}{L_M} - j\omega_r \right) \psi_R^s, \end{cases} \quad (3.9)$$

όπου E_b^s η αντί-ΗΕΔ (back-EMF), η οποία θα μπορούσαμε να πούμε πως είναι περίπου ίση με $j\omega_r \psi_R^s$, καθώς υπερισχύει του όρου $\frac{R_R}{L_M}$, εκτός από την περιοχή χαμηλών ταχυτήτων.

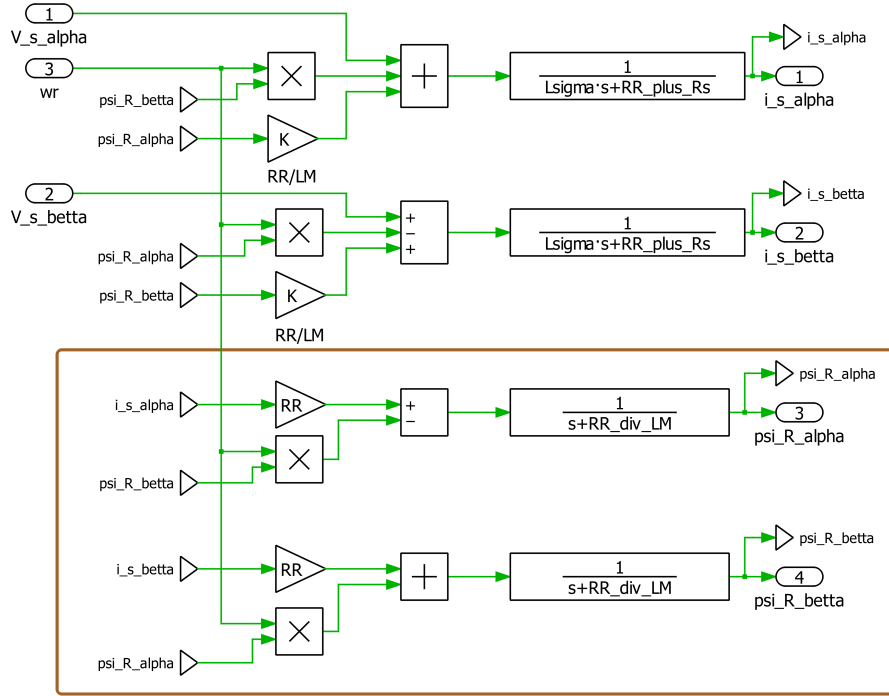
Όπως φαίνεται, οι μεταβλητές του συστήματος πλέον είναι το ρεύμα στάτη i_s^s και η ροή δρομέα ψ_R^s , ενώ έχει παραληφθεί το ρεύμα δρομέα, το οποίο δεν μπορεί να μετρηθεί.

Η υλοποίηση του ηλεκτρικού συστήματος της μηχανής επαγωγής, μέσω του Ανάστροφο-*G* δυναμικού μοντέλου στο $\alpha\beta$ πλαίσιο στο περιβάλλον Plescs φαίνεται στο Σχήμα 3.7.

Καθώς ο έλεγχος του συστήματος γίνεται στο dq πλαίσιο, παρατίθενται οι εξισώσεις του *Ανάστροφου-Γ* δυναμικού μοντέλου και στο dq πλαίσιο:

$$\begin{cases} L_{\sigma} \frac{di_s}{dt} = v_s - (R_s + R_R + j\omega_1 L_{\sigma})i_s - \left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M}\right)\psi_R, \\ \frac{d\psi_R}{dt} = R_R i_s - \left(\frac{R_R}{L_M} + j\omega_2\right)\psi_R, \end{cases} \quad (3.10)$$

όπου ω_1 η σύγχρονη ταχύτητα σε [rad/s], και $\omega_2 = \omega_1 - \omega_r$.



Σχήμα 3.7: Υλοποίηση *Ανάστροφου-Γ* δυναμικού μοντέλου μηχανής επαγωγής στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, στο περιβάλλον Plescs.

3.4.3 Τέλειος προσανατολισμός πεδίου

Όσον αφορά το περιστρεφόμενο πλαίσιο dq , το συγχρονίζουμε με το διάνυσμα ροής δρομέα, ώστε η ροή να αποτελείται από μία μόνο συνιστώσα στον d άξονα, την ψ_d , απαλείφοντας τον όρο ψ_q . Ισχύει δηλαδή ότι $\theta_1 = \arg(\psi_R^*)$, και τότε λέμε πως έχουμε **τέλειο προσανατολισμό πεδίου**. Στην περίπτωση αυτή, ισχύει:

$$\frac{d\psi_R}{dt} = R_R(i_d + j i_q) - \left(\frac{R_R}{L_M} + j\omega_2\right)\psi_R \Rightarrow \begin{cases} \frac{d\psi_R}{dt} = R_R i_d - \frac{R_R}{L_M}\psi_R, \\ 0 = R_R i_q - \omega_2 \psi_R. \end{cases} \quad (3.11)$$

Καθώς το ρεύμα στάτη αποτελείται από τις συνιστώσες $i_s = i_d + j i_q$, η συνιστώσα ρεύματος i_d καθορίζει το επίπεδο ροής (flux-producing current component) και ελέγχεται έτσι ώστε: $i_d = \frac{\psi_{ref}}{\hat{L}_M}$, όπου ψ_{ref} το επιθυμητό επίπεδο ροής δρομέα, και \hat{L}_M η εκτίμηση της αυτεπαγωγής μαγνήτισης, καθώς η (3.11) στη μόνιμη κατάσταση γίνεται: $\psi_R = i_d L_M$. Επιπλέον η σχέση (3.11) ονομάζεται σχέση ολίσθησης (**slip relation**) και συνδέει τη συνιστώσα ρεύματος i_q με την ταχύτητα ολίσθησης ω_2 .

3.4.4 Ηλεκτρομαγνητική ροπή

Όσον αφορά την ηλεκτρομαγνητική ροπή, ισχύει $\tau_e = \frac{P_e}{\omega_m}$, όπου ω_m η μηχανική ταχύτητα δρομέα, και P_e η ενεργός ισχύς της αντί-HEΔ. Άρα, για την ηλεκτρομαγνητική ροπή ισχύει:

$$\tau_e = \frac{n_p}{\omega_r} \frac{3}{2K^2} \text{Re}\{j\omega_r \psi_R (-i_s^*)\} = \frac{3n_p}{2K^2} \text{Im}\{\psi_R^* i_s\} = \frac{3n_p}{2K^2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.12)$$

Αν έχουμε τέλει προσανατολισμό πεδίου, τότε $\psi_q = 0$ και η ηλεκτρομαγνητική ροπή γίνεται: $\frac{3n_p}{2K^2} \psi_d i_q$. Έχοντας δηλαδή τέλει προσανατολισμό πεδίου, η συνιστώσα ρεύματος i_q καθορίζει την παραγωγή ροπής (torque-producing current component).

Τέλος, στην μόνιμη κατάσταση ισχύει:

$$v_s = (R_s + j\omega_1 L_\sigma) i_s + j\omega_1 \psi_R \Rightarrow \begin{cases} v_d = -\omega_1 L_\sigma i_q, \\ v_q = \omega_1 (L_\sigma + L_M) i_d, \end{cases} \quad (3.13)$$

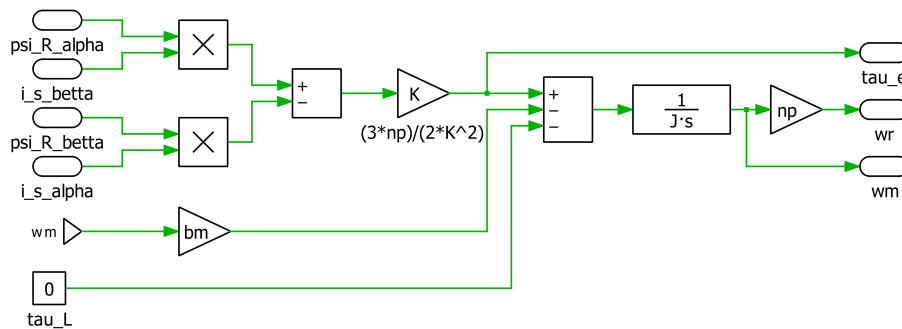
αμελώντας την πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση στάτη (δηλαδή τον όρο $R_s i_s$), και έχοντας τέλει προσανατολισμό πεδίου. Φαίνεται λοιπόν πως στην d συνιστώσα τάσης, υπάρχει q συνιστώσα ρεύματος, και αντίστροφα, τα συστήματα είναι δηλαδή συζευγμένα μεταξύ τους. Η αποσύζευξη αυτή, επιτυγχάνεται μέσω ελέγχου ρεύματος, που θα αναλυθεί αργότερα. Επιπλέον, σε μικρά φορτία, δηλαδή σε μικρό ρεύμα i_q , η κυρίαρχη συνιστώσα τάσης στην τάση στάτη, είναι η v_q . Επίσης, διατηρώντας σταθερό ρεύμα i_d , η τάση στάτη αυξάνεται με την συχνότητα στάτη, και κατά συνέπεια και με την ταχύτητα δρομέα.

3.4.5 Μηχανικό σύστημα

Η εξίσωση του μηχανικού συστήματος, έχοντας υπόψη και τον αριθμό πόλων, φαίνεται παρακάτω, και η υλοποίησή της στο περιβάλλον Plescs φαίνεται στο Σχήμα 3.8:

$$\frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3n_p}{2K^2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) - \tau_l, \quad (3.14)$$

όπου $\tau_l = b_m \omega_m + \tau_L$ η ροπή φορτίου.



Σχήμα 3.8: Υλοποίηση μηχανικού συστήματος μηχανής επαγωγής στο $\alpha\beta$ πλαίσιο, στο περιβάλλον Plescs.

3.5 Παράμετροι μηχανής

Η μηχανή επαγωγής η οποία χρησιμοποιήθηκε για την διεξαγωγή των πειραμάτων είναι μικρής ισχύος και σχεδιασμένη για σύνδεση στο δίκτυο.

Οι παράμετροι της μηχανής R_R , R_s , L_M , L_σ μετρήθηκαν και ο τρόπος μέτρησής τους (δοκιμή κενού φορτίου και ακινητοποιημένου δρομέα) παρουσιάζεται στο Κεφάλαιο 5.2.1.

Οι παράμετροι της μηχανής συνολικά παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1.

Παράμετρος	Τιμή
P_m^N	1.47 kW
V_N (RMS)	230 V
I_N (RMS)	3.6 A
f_N	50 Hz
n_p (ζεύγη πόλων)	2
n_N	1410 RPM
J	0.01 kg · m ²
R_s	6.5746 Ω
R_R	2.1060 Ω
L_M	0.3354 H
L_σ	0.0416 H

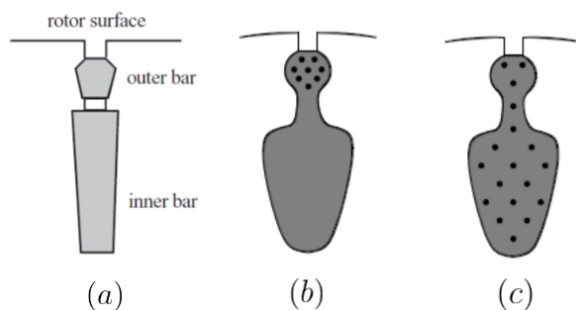
Πίνακας 3.1: Παράμετροι μηχανής επαγωγής.

Η ορθή εκτίμηση των παραμέτρων της μηχανής έχει καθοριστική σημασία στη δόμηση του ελέγχου. Η επίδραση μιας λάθους εκτίμησης στον διανυσματικό έλεγχο της μηχανής θα εξεταστεί στη συνέχεια.

Οι παράμετροι της μηχανής ακόμα και αν έχουν εκτιμηθεί με αρκετά καλή ακρίβεια, εξαρτώνται και από μεγέθη όπως η θερμοκρασία λειτουργίας, η συχνότητα, και ο κορεσμός ενός μαγνητικού υλικού [33].

Η **θερμοκρασία** επηρεάζει τις αντιστάσεις δρομέα και στάτη και συγκεκριμένα η αύξηση της θερμοκρασίας οδηγεί και σε αύξηση της αντίστασης, ωστόσο η εξάρτηση των αυτεπαγωγών από την θερμοκρασία δεν είναι εξίσου σημαντική [33].

Η **συχνότητα** επηρεάζει επιπλέον την τιμή των αντιστάσεων, λόγω επιδερμικού φαινομένου (skin effect). Για τον λόγο αυτό, το τύλιγμα του στάτη αποτελείται από πολλούς παράλληλους αγωγούς, ώστε να μειωθεί η επίδραση του επιδερμικού φαινομένου λόγω της συχνότητας στάτη [33]. Ο δρομέας επίσης, μπορεί να κατασκευαστεί έτσι ώστε να εκμεταλλεύεται το επιδερμικό φαινόμενο. Μια τέτοια τοπολογία είναι του διπλού κλωβού, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.9 (a). Στόχος της τοπολογίας αυτής είναι η υψηλή αντίσταση εκκίνησης και η χαμηλή αντίσταση στην μόνιμη κατάσταση, καθώς η ροπή εκκίνησης είναι ανάλογη της αντίστασης δρομέα ($\tau_e^{\text{start}} \approx \frac{3n_p}{2K^2} \frac{R_R}{\omega_1 X_\sigma^2} |v_s|^2$ σύμφωνα με το μοντέλο μόνιμης κατάστασης), ενώ η αντίσταση στη μόνιμη κατάσταση είναι αντιστρόφως ανάλογη της αντίστασης δρομέα ($\tau_e \approx \frac{3n_p}{2K^2} \frac{s}{\omega_1 R_R} |v_s|^2$ σύμφωνα με το μοντέλο μόνιμης κατάστασης). Στην εκκίνηση έχουμε τη μέγιστη συχνότητα δρομέα, και λόγω επιδερμικού φαινομένου έχουμε συγκέντρωση του ρεύματος στην εξωτερική μπάρα (outer bar), όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.9 (b). Λόγω μικρότερης επιφάνειας που διαρρέεται από ρεύμα, προκύπτει μεγαλύτερη τιμή αντίστασης. Το αντίθετο συμβαίνει στη μόνιμη κατάσταση, όπου έχουμε χαμηλές τιμές συχνότητας ρεύματος δρομέα, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.9 (c).



Σχήμα 3.9: (a): Κατασκευή αυλακίων δρομέα μηχανής επαγωγής, διπλού κλωβού [4], (b): σε υψηλή συχνότητα δρομέα (υψηλή αντίσταση) [1], (c): σε χαμηλή συχνότητα δρομέα (χαμηλή αντίσταση) [1].

Ο **κορεσμός** επηρεάζει την αυτεπαγωγή μαγνήτισης, L_m , η οποία μειώνεται με την αύξηση της ροής (ή αντίστοιχα με την αύξηση της συνιστώσας ρεύματος i_d). Οι αυτεπαγωγές σκέδασης δεν μεταβάλλονται με τον κορεσμό, εξαρτώνται όμως από τη σχεδίαση των αυλακίων του δρομέα [1, 33].

Τυπικά, οι αυτεπαγωγές σκέδασης L_{sl} , L_{rl} είναι περίπου το 10% της αυτεπαγωγής μαγνήτισης, L_m [1].

Καθώς οι βασικές παράμετροι και τα μεγέθη της μηχανής επαγωγής υπό μελέτη δίνονται στον Πίνακα 3.1, στον Πίνακα 3.2 υπολογίζονται οι υπόλοιπες παράμετροι που προκύπτουν.

Παράμετρος	Τύπος	Τιμή
Ονομαστική ισχύς εισόδου, S_N	$S_N = 3V_N I_N$	2.484 kVA
Ονομαστική (ηλεκτρική) ταχύτητα ρευμάτων στάτη, ω_1^N	$\omega_1^N = 2\pi f_N$	314.1593 rad/s
Ονομαστική μηχανική ταχύτητα δρομέα, ω_m^N	$\omega_m^N = \frac{2\pi n_N}{60}$	147.655 rad/s
Ονομαστική ηλεκτρική ταχύτητα δρομέα, ω_r^N	$\omega_r^N = n_p \cdot \omega_m^N$	295.31 rad/s
Ονομαστική ολίσθηση, s_N	$s_N = \frac{\omega_1^N - \omega_r^N}{\omega_1^N}$	6%
Ονομαστική ροπή, τ_e^N	$\tau_e^N = \frac{P_m^N}{\omega_m^N}$	10 Nm
Μέγιστη ροπή, τ_e^{\max}	$\tau_e^{\max} = \frac{3n_p}{2K^2} \frac{ v_s ^2}{2\omega_1^2 L_\sigma}$	38.65 Nm
Μέγιστη ολίσθηση (pull-out slip), s_p	$s_p = \frac{R_R}{X_\sigma}$	16.11%
Ροπή εκκίνησης, τ_e^{start}	$\tau_e^{\text{start}} = 2s_p \tau_e^{\max}$	12.5 Nm
Ονομαστική ροή δρομέα, ψ_R^N	$\psi_R^N = \frac{V_{\text{base}}}{\omega_{\text{base}}} \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{\omega_{\text{base}} L_\sigma I_{\text{base}}}{V_{\text{base}}}\right)^2}{1 + 2L_\sigma / L_M}}$	0.9072 Vs
Ονομαστικό ρεύμα d άξονα, i_d^N	$i_d^N = \frac{\psi_R^N}{L_M^N}$	2.71 A
Για φορτίο ανάλογο της ταχύτητας:	$b_m = \frac{\tau_e^N}{\omega_m^N}$	0.0674

Πίνακας 3.2: Υπολογισμός επιπλέον παραμέτρων μηχανής επαγωγής.

Να σημειωθεί πως έχει επιλεγεί $K = 1$, ώστε να έχουμε διατήρηση του πλάτους κατά τις μεταβάσεις στα πλαίσια $\alpha\beta$ και dq , καθώς έτσι είναι πιο εύκολη η παρατήρηση των μεγεθών κατά τις πειραματικές μετρήσεις, στο abc πλαίσιο, και η εξαγωγή συμπερασμάτων για το dq πλαίσιο.

Στην περίπτωση αυτή, $V_{\text{base}} = V_{\text{max}} = \sqrt{2}V_N$, και $I_{\text{base}} = I_{\text{max}} = \sqrt{2}I_N$.

Επιπλέον, $\omega_{\text{base}} = \omega_1^N$.

Οι σχέσεις της μέγιστης ροπής και ολίσθησης τ_e^{\max} , s_p αντίστοιχα, και της ροπής εκκίνησης, προκύπτουν από το μοντέλο μόνιμης κατάστασης μιας μηχανής επαγωγής συνδεδεμένης στο δίκτυο [1].

Η μέγιστη ροπή επιπλέον, ονομάζεται και *ροπή ανατροπής* (pull-out torque) και η μηχανή σταματά αν η ροπή φορτίου ξεπεράσει αυτή την τιμή. Η μέγιστη τιμή ολίσθησης s_p , ανήκει τυπικά στο εύρος [10%, 20%] [1], το οποίο επαληθεύεται και στην περίπτωσή μας.

Επιπλέον, αν ισχύει $s/s_p = 1/5$, η ονομαστική τιμή ροπής είναι περίπου ίση με το 40% της μέγιστης ροπής [1], το οποίο επίσης επαληθεύεται στην περίπτωσή μας. Η μηχανή επαγωγής δηλαδή, έχει την δυνατότητα παραγωγής ροπής πάνω από την ονομαστική.

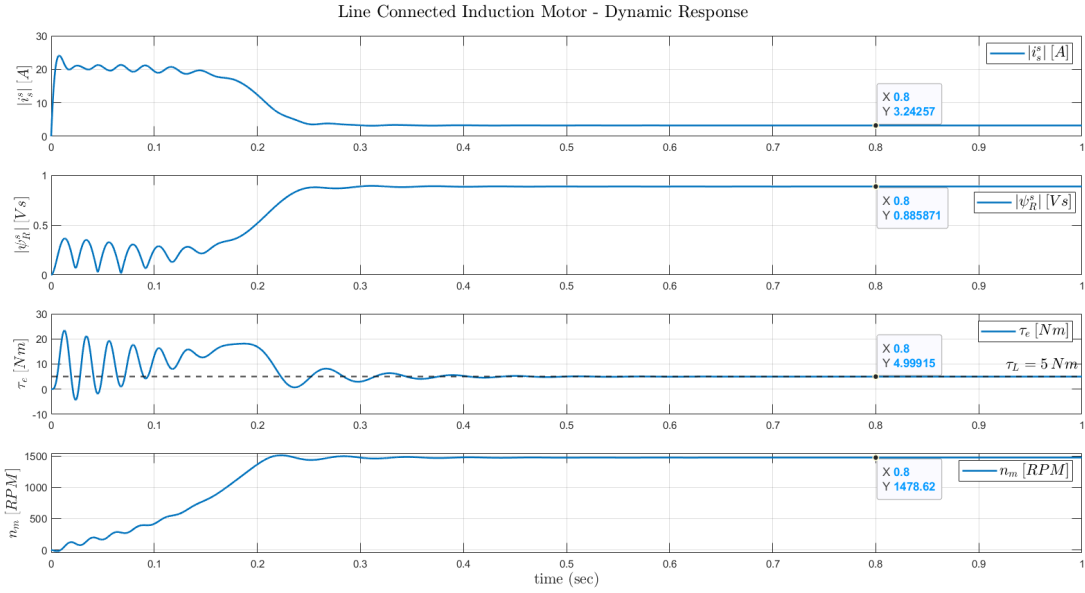
Η ροπή εκκίνησης επιπλέον, είναι περίπου το 30% της μέγιστης ροπής [1], το οποίο επαληθεύεται και στην περίπτωσή μας. Καθώς η ροπή εκκίνησης είναι ανάλογη της αντίστασης δρομέα, σε δακτυλιοφόρο δρομέα είναι δυνατή η αύξηση της αντίστασης δρομέα κατά την εκκίνηση, συνδέοντας εξωτερικές αντιστάσεις, οι οποίες αφαιρούνται στην συνέχεια. Στην περίπτωση δρομέα κλωβού, χρησιμοποιείται η τοπολογία διπλού κλωβού, η οποία αναλύθηκε παραπάνω.

3.6 Σύνδεση στο δίκτυο

Κατά την παρούσα διπλωματική, η μηχανή επαγωγής λειτουργεί σε ένα εύρος ταχυτήτων και με μικρότερη DC τάση εισόδου στον αντιστροφέα, από εκείνη με την οποία θα παρήγαγε θεμελιώδη τάση εξόδου, ίση με την ονομαστική της μηχανής. Ωστόσο, παρατίθεται σύντομα η απόκριση της μηχανής, συνδέοντάς την στο δίκτυο, σε επίπεδο προσομοίωσης.

Πραγματοποιήθηκε προσομοίωση όπου η μηχανή επαγωγής που μελετάται συνδέεται σε τριφασικό δίκτυο, και έχει σταθερό φορτίο στον άξονα $\tau_L = 5$ Nm.

Στην μόνιμη κατάσταση, η ηλεκτρομαγνητική ροπή αποκτά την επιθυμητή τιμή της ροπής φορτίου, $\tau_L = 5$ Nm. Η ταχύτητα δρομέα είναι μικρότερη από τη σύγχρονη ταχύτητα ($n_s = \frac{120f_e}{2n_p} = 1500$ ΣΑΛ), όπως και ήταν αναμενόμενο, καθώς δεν έχουμε μηδενικό φορτίο. Είναι ωστόσο μεγαλύτερη από την ονομαστική ταχύτητα, καθώς έχουμε ροπή φορτίου μικρότερη της ονομαστικής. Το ρεύμα, επιπλέον είναι μικρότερο από το ονομαστικό, καθώς δεν έχουμε ονομαστική ροπή φορτίου.



Σχήμα 3.10: Δυναμική απόκριση μηχανής επαγωγής, σε σύνδεση στο δίκτυο.

Κατά την εκκίνηση παρατηρούνται ταλαντώσεις σε όλα τα μεγέθη. Αυτό συμβαίνει καθώς η δυναμική απόκριση της ροής είναι αργή, και έχει παρόμοια χρονική σταθερά με το μηχανικό μέρος. Συγκεκριμένα:

$$\begin{cases} T_e = \frac{L_\sigma}{R_s + R_R} = 4.8 \text{ msec}, \\ T_r = \frac{L_M}{R_R} = 0.1593 \text{ sec}, \\ T_m = \frac{J}{b_m} = 0.1483 \text{ sec}, \end{cases} \quad (3.15)$$

όπου T_e η χρονική σταθερά του ρεύματος, T_r η χρονική σταθερά της ροής δρομέα (rotor time constant), και T_m η χρονική σταθερά του μηχανικού συστήματος. Η αργή δυναμική απόκριση της ροής οφείλεται στην μεγάλη τιμή αυτεπαγωγής μαγνητίσης, σε σύγκριση με την αυτεπαγωγή σκέδασης του στάτη και του δρομέα.

Επιπλέον, να σημειωθεί πως σε σύγχρονες συντεταγμένες (dq πλαίσιο), εφαρμόζοντας μια βηματική τάση στα άκρα του στάτη, η αντίδραση είναι $Z_\sigma(p) = (R_s + R_R) + (p + j\omega_1)L_\sigma$, και άρα έχουμε πόλο στο $p = -1/T_e - j\omega_1$. Επομένως, κατά το μεταβατικό στάδιο, η ταλάντωση των μεγεθών γίνεται με γωνιακή συχνότητα ω_1 [1].

Το ρεύμα στάτη αποτελείται από ταλαντώσεις στην εκκίνηση, και το ρεύμα εκκίνησης είναι αρκετά μεγαλύτερο του ονομαστικού. Συγκεκριμένα, από [1] υπολογίζεται πως το μέγιστο ρεύμα θεωρητικά, είναι: $\max |i_s^s| \approx \frac{V}{X_\sigma} (1 + e^{-\pi(R_s+R_R)/X_\sigma}) \approx 28 \text{ A}$. Το υψηλό αυτό ρεύμα εκκίνησης είναι ανεπιθύμητο ωστόσο, και περιορίζεται μέσω του ελέγχου ρεύματος που θα υλοποιηθεί αργότερα.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή, παρά τις ταλαντώσεις κατά την εκκίνηση, δεν ξεπερνά τη μέγιστη τιμή της. Οι μεγαλύτερες ταλαντώσεις της ροπής παρατηρούνται κατά τις χαμηλές ταχύτητες, καθώς κατά την εκκίνηση η μηχανή επιταχύνει και επιβραδύνει ελαφρώς, το οποία φαίνεται στις μικρές διακυμάνσεις της ταχύτητας κατά την εκκίνηση.

3.7 V/f Στρατηγική Ελέγχου

Μια από τις πιο απλές μεθόδους ελέγχου ταχύτητας μιας μηχανής επαγωγής, η οποία τροφοδοτείται από μετατροπέα, είναι ο έλεγχος V/f . Στη μέθοδο αυτή, μεταβάλλεται γραμμικά το πλάτος της τάσης του στάτη και η συχνότητα του στάτη με την ταχύτητα αναφοράς ως εξής [1]:

$$\omega_1 = \omega_{ref} + \dot{\omega}_2, \quad (3.16)$$

$$|v_s| = \begin{cases} \frac{|\omega_1|}{\omega_{base}} V_{base}, & |\omega_1| \leq \omega_{base} \\ V_{base}, & |\omega_1| > \omega_{base} \end{cases} \quad (3.17)$$

όπου $\hat{\omega}_2$ η εκτίμηση της γωνιακής συχνότητας ολίσθησης, η οποία μπορεί να αμεληθεί αν δεν απαιτείται ακριβής έλεγχος ταχύτητας.

Ο έλεγχος V/f αναφέρεται και ως έλεγχος ανοιχτού βρόχου, καθώς δεν δεχόμαστε κάποιο μέγεθος (ρεύμα στάτη, ή ταχύτητα δρομέα) σε ανατροφοδότηση. Λέγεται επίσης βαθμωτός έλεγχος (scalar) καθώς ελέγχεται μόνο το πλάτος της τάσης, και όχι η φάση της. Στον διανυσματικό έλεγχο, ελέγχεται το πλάτος, αλλά και η φάση του διανύσματος της τάσης.

Η θεμελιώδης συνιστώσα τάσης που προκύπτει με διαμόρφωση εύρους παλμών, σε σχέση με την DC τάση εισόδου του αντιστροφέα, είναι η

$$\hat{V}_{an,1} = \frac{V_{DC}}{2} m_a. \quad (3.18)$$

Επομένως, για να προκύπτει $\hat{V}_{an,1} = 230\sqrt{2} \text{ V} = V_{\text{base}}$ με $m_a = 1$, προκύπτει πως πρέπει να εφαρμόσουμε DC τάση εισόδου ίση με $V_{DC} = 650.54 \text{ V}$.

Δίνοντας ως είσοδο στον μετατροπέα $V_{DC} = 135 \text{ V}$, τότε προκύπτει πως με $m_a = 1$ η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι $\hat{V}_{an,1}^{\text{max}} = 67.5 \text{ V}$.

Ο λόγος V/f για τα ονομαστικά μεγέθη είναι

$$k_{V/f} = \frac{V_{\text{base}}}{f_{\text{base}}} = \frac{230\sqrt{2} \text{ V}}{50 \text{ Hz}} = 6.5054. \quad (3.19)$$

Για $V_{DC} = 135 \text{ V}$, η μέγιστη συχνότητα που μπορεί να εφαρμοστεί για να έχουμε σταθερό λόγο $k_{V/f}$ είναι η εξής:

$k_{V/f} = \frac{\hat{V}_{an,1}^{\text{max}}}{f_{\text{max}}} \rightarrow f_{\text{max}} = 10.376 \text{ Hz}$, το οποίο αντιστοιχεί σε ταχύτητα αναφοράς ίση με 311.3 ΣΑΛ (αμελώντας τον όρο της γωνιακής συχνότητας ολίσθησης $\hat{\omega}_2$).

Στο Σχήμα 3.11 φαίνεται η υλοποίηση του ελέγχου V/f στο περιβάλλον Plescs. Αρχικά ορίζεται ταχύτητα αναφοράς σε RPM, και αυτή ανάγεται σε επιθυμητή συχνότητα στάτη, f_1 ως εξής:

$$f_1^{\text{ref}} = n_m^{\text{ref}} [\text{RPM}] \cdot \frac{2\pi}{60} [\text{RPM} \rightarrow \text{rad/s}] \cdot n_p [\text{mech} \rightarrow \text{el}] \cdot \frac{1}{2\pi} [\text{rad/s} \rightarrow \text{Hz}]. \quad (3.20)$$

Αν τα σήματα αναφοράς V_{abc}^{control} ορίζονται ως

$$V_{abc}^{\text{control}} = \hat{V}_{abc}^{\text{control}} \cdot \sin(2\pi f_1^{\text{ref}} t + \phi_{abc}), \quad (3.21)$$

τότε, εκτός από τη συχνότητα αναφοράς στάτη, ελέγχεται το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης του στάτη, ελέγχοντας το πλάτος του σήματος αναφοράς $\hat{V}_{abc}^{\text{control}}$, ως εξής:

$$\hat{V}_{abc}^{\text{control}} = \left(\frac{f_1^{\text{ref}} V_{DC}^N}{f_N V_{DC}} \right) \frac{1}{2} + \frac{1}{2}, \quad (3.22)$$

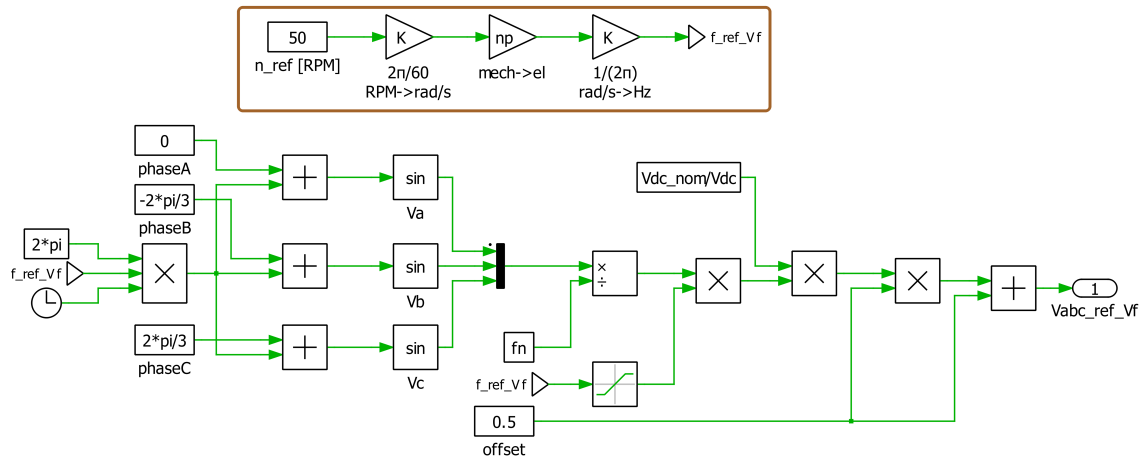
όπου $V_{DC}^N = 650.54 \text{ V}$ η DC τάση με την οποία προκύπτει $\hat{V}_{an,1} = 230\sqrt{2} \text{ V}$ και V_{DC} η εφαρμοζόμενη DC τάση στην είσοδο του μετατροπέα. Επιπλέον, κατά την δημιουργία του πλάτους $\hat{V}_{abc}^{\text{control}}$ προστίθεται κορεσμός στην συχνότητα αναφοράς f_1^{ref} , ώστε αυτή να μην υπερβαίνει τη μέγιστη συχνότητα με την οποία ικανοποιείται ο λόγος $k_{V/f}$, με δεδομένη DC τάση εισόδου του μετατροπέα, δηλαδή έχει κορεσμό στο $V_{DC}/2/k_{V/f}$.

Επιπλέον, η πράξη ($\times 0.5 + 0.5$) γίνεται ώστε το σήμα αναφοράς να αναχθεί στο διάστημα $[0, 1]$, αντί του διαστήματος $[-1, 1]$, καθώς και το φέρον σήμα (τριγωνική κυματομορφή) ανήκει σε αυτό το διάστημα.

Πραγματοποιήθηκε προσομοίωση με διακοπτική συχνότητα $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$, DC τάση εισόδου του αντιστροφέα ίση με 135 V και ορίζοντας ταχύτητες αναφοράς 200 ΣΑΛ και 300 ΣΑΛ. Συνδέεται φορτίο ανάλογο της ταχύτητας και συγκεκριμένα: $\tau_L = 0.5 \cdot b_m \cdot \omega_m$. Οι κυματομορφές των μεγεθών που παρουσιάστηκαν και στη σύνδεση στο δίκτυο, φαίνονται στο Σχήμα 3.12.

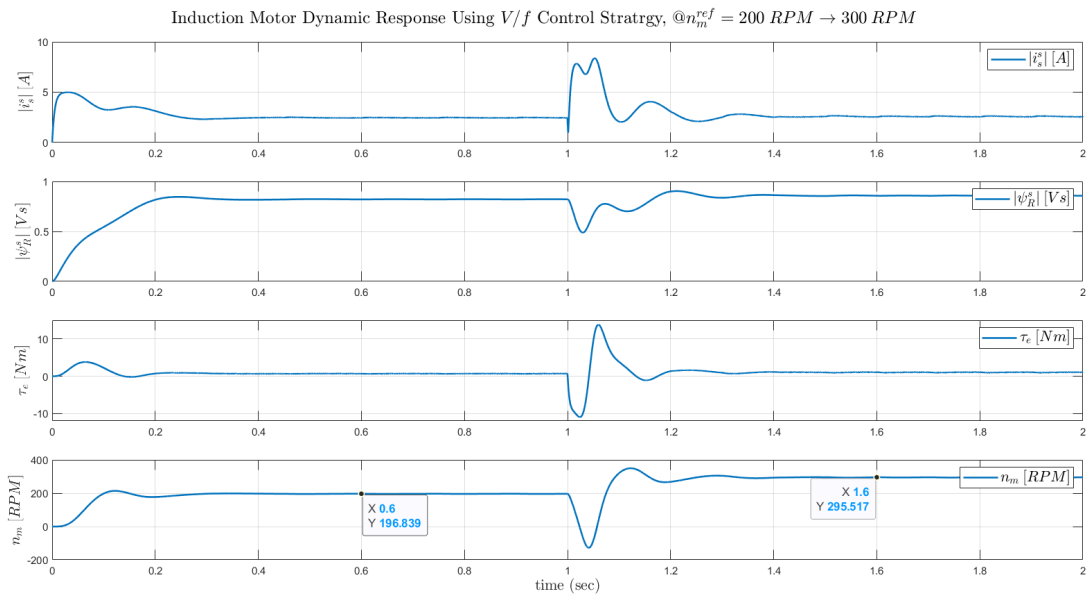
Αρχικά, φαίνεται στην κυματομορφή της ταχύτητας πως η ταχύτητα δρομέα δεν λαμβάνει την επιθυμητή τιμή ταχύτητας αναφοράς με ακρίβεια, καθώς δεν έχει συμπεριληφθεί η ολίσθηση στον καθορισμό της γωνιακής συχνότητας στάτη.

Μειονέκτημα του βαθμωτού ελέγχου V/f είναι πως κατά τις βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς, η μεταβατική απόκριση είναι παρόμοια με αυτή της σύνδεσης στο δίκτυο, καθώς δεν υπάρχει έλεγχος ρεύματος σε

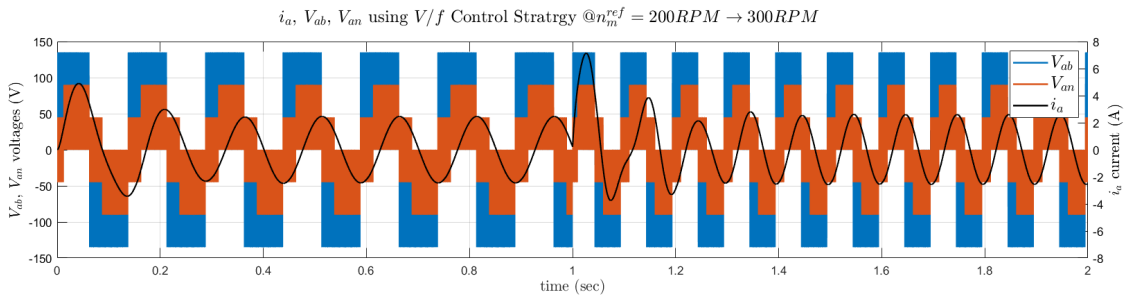


Σχήμα 3.11: Υλοποίηση V/f στρατηγικής ελέγχου, στο περιβάλλον Plecs.

σύστημα κλειστού βρόχου. Εφαρμόζοντας βηματικές μεταβολές στην ταχύτητα αναφοράς, η ροή δρομέα στο μεταβατικό στάδιο μειώνεται και το ρεύμα αυξάνεται. Η απόκριση αυτή θα μπορούσε να βελτιωθεί εφαρμόζοντας βαθυπερατό φίλτρο στην αναφορά της ταχύτητας [1].



Σχήμα 3.12: Δυναμική απόκριση μηχανής επαγωγής, με V/f στρατηγική ελέγχου, πραγματοποιώντας μια βηματική μεταβολή στην αναφορά της ταχύτητας.

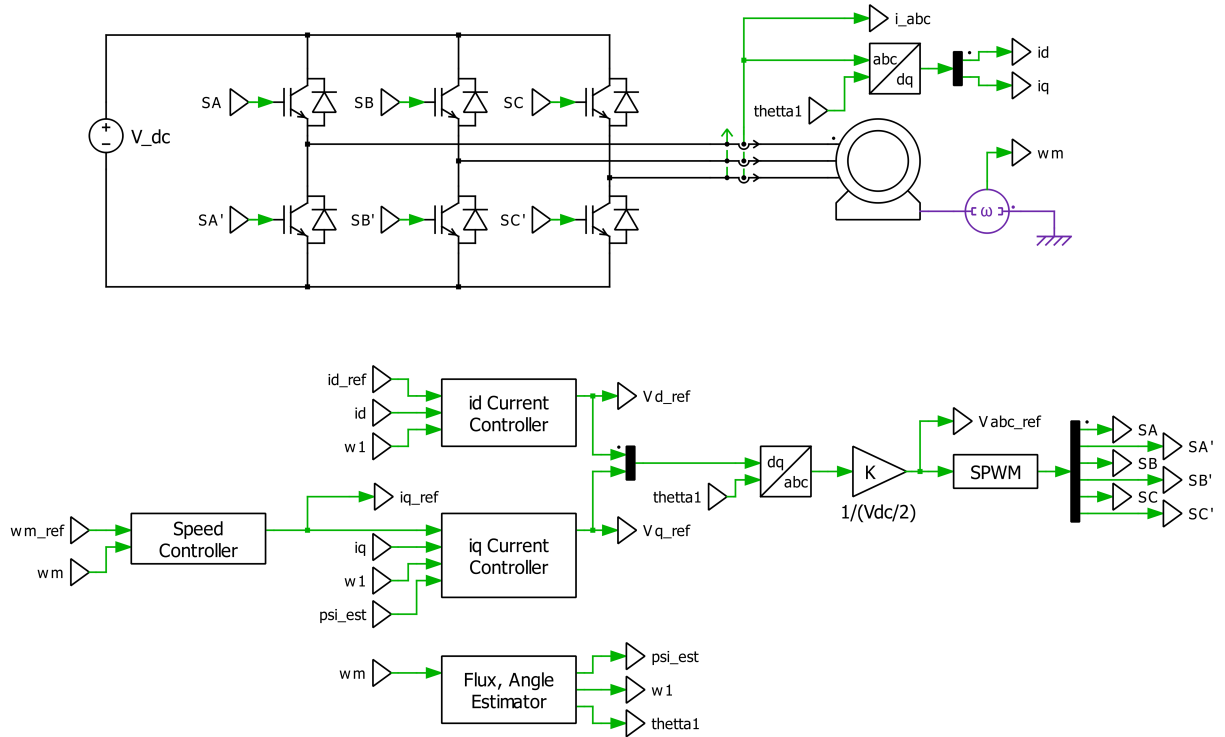


Σχήμα 3.13: Φασική V_{an} και πολική V_{ab} τάση μηχανής, και ρεύμα φάσης i_a , με V/f στρατηγική ελέγχου, πραγματοποιώντας μια βηματική μεταβολή στην αναφορά της ταχύτητας.

3.8 Αρχιτεκτονική Συστήματος Διανυσματικού Ελέγχου Μηχανής Επαγωγής

Η αρχιτεκτονική του συστήματος διανυσματικού ελέγχου μιας ασύγχρονης μηχανής περιλαμβάνει τα εξής, και φαίνεται στο Σχήμα 3.14:

- Μέτρηση ρευμάτων i_{abc} και ταχύτητας ω_m της μηχανής. Οι μεταβλητές αυτές, αποτελούν και τις μεταβλητές ανάδρασης του συστήματος.
- Εκτίμηση ροής δρομέα: εκτιμάται η τιμή, αλλά και η γωνία του διανύσματος της ροής δρομέα (flux, angle estimator).
- Μετασχηματισμός των τριφασικών ρευμάτων από το abc πλαίσιο στο dq , χρησιμοποιώντας την γωνία θ_1 που παράγεται στην έξοδο του εκτιμητή ροής δρομέα.
- Ελεγκτής ταχύτητας, ο οποίος δέχεται ως είσοδο την επιθυμητή ταχύτητα αναφοράς, ω_m^{ref} , και την μέτρηση της ταχύτητας, ω_m , και έχει ως έξοδο την αναφορά του ρεύματος, i_q^{ref} .
- Ελεγκτές ρεύματος d , q . Ο ελεγκτής ρεύματος i_d , δέχεται ως είσοδο την επιθυμητή τιμή αναφοράς, i_d^{ref} , το ρεύμα i_d , και την γωνιακή συχνότητα που παράγεται από τον εκτιμητή ροής δρομέα, και ο ελεγκτής ρεύματος i_q , δέχεται ως είσοδο την επιθυμητή τιμή αναφοράς, i_q^{ref} , το ρεύμα i_q , την γωνιακή συχνότητα και την εκτίμηση της ροής που παράγονται από τον εκτιμητή ροής δρομέα. Οι έξοδοι των ελεγκτών i_d , i_q είναι οι τάσεις αναφοράς v_d^{ref} , v_q^{ref} αντίστοιχα.
- Οι τάσεις αναφοράς v_d^{ref} , v_q^{ref} μετασχηματίζονται στο abc πλαίσιο, με την χρήση της γωνίας θ_1 που παράγεται από τον εκτιμητή ροής δρομέα, και διαιρούνται με $V_{DC}/2$, ώστε να είναι πλέον σήματα ελέγχου V_{abc}^{control} (δηλαδή να ανήκουν στο διάστημα $[-1, 1]$), και όχι τιμές τάσης.
- Πραγματοποιώντας διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM), εισάγονται τα τρία σήματα ελέγχου V_{abc}^{control} ώστε να συγκριθούν με την τριγωνική κυματομορφή αναφοράς, και παράγονται οι 6 παλμοί οι οποίοι οδηγούν τις πύλες των διακοπτικών στοιχείων του μετατροπέα.



Σχήμα 3.14: Αρχιτεκτονική σχεδίασης συστήματος διανυσματικού ελέγχου μηχανής επαγωγής.

3.9 Ελεγκτές Ρεύματος

Στον διανυσματικό έλεγχο (field-oriented control), κατασκευάζεται το πλαίσιο αναφοράς, το οποίο στρέφεται σύγχρονα με το διάνυσμα της ροής δρομέα. Ο έλεγχος ρεύματος πραγματοποιείται σε αυτό το πλαίσιο, καθώς τότε μπορούμε να κάνουμε έλεγχο ρεύματος μιας AC μηχανής παρόμοια με τον έλεγχο της μηχανής ΣΡ, καθώς ελέγχουμε DC ποσότητες.

Οι διαφορικές εξισώσεις για το σύστημα ρεύματος, στο στρεφόμενο (dq) πλαίσιο, φαίνονται παρακάτω:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = v_d - Ri_d + \omega_1 Li_q - E_d \\ L \frac{di_q}{dt} = v_q - Ri_q - \omega_1 Li_d - E_q \end{cases} \quad (3.23)$$

όπου $R = R_s + R_R$, και $L = L_\sigma$. Οι όροι $\omega_1 Li_d$, $\omega_1 Li_q$ αντιπροσωπεύουν την επίδραση κάθε συνιστώσας ρεύματος στον άλλο άξονα (cross-coupling), καθώς στην εξίσωση του i_d υπάρχει όρος με τη συνιστώσα ρεύματος i_q και αντίστροφα. Έχουμε δηλαδή δύο συστήματα πρώτης τάξης, τα οποία είναι συζευγμένα (cross-coupled), με συνάρτηση μεταφοράς $G(s) = \frac{1}{(s+j\omega_1)L+R}$. Ο προσανατολισμός γίνεται ώστε ο ορθός άξονας d να είναι κάθετος στην τάση E^s ($E^s = \frac{d\psi_R^*}{dt}$).

Για τον σχεδιασμό των ελεγκτών ρευμάτων, i_d , i_q , αρχικά ακυρώνονται οι όροι σύζευξης των εξισώσεων, και επιπλέον προστίθεται ενεργός αντίσταση R_a , για την βελτίωση της δυναμικής απόκρισης του ρεύματος. Μπορεί επιπλέον να προστεθεί ο feed-forward όρος $\hat{E} = j\omega_1 \hat{\psi}_R$.

Σχετικά τον PI ελεγκτή, καθώς το σύστημα υπό μελέτη είναι πρώτης τάξης, μπορεί να ελεγχθεί από ελεγκτή πρώτης τάξης της μορφής

$$F_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (3.24)$$

όπου τα κέρδη k_p , k_i ορίζονται με παρόμοιο τρόπο όπως και στη μηχανή ΣΡ ως εξής:

$$\begin{cases} R_a = a_c \hat{L} - \hat{R} = a_c \hat{L}_\sigma - (\hat{R}_s + \hat{R}_R) \\ k_p = a_c \hat{L} = a_c \hat{L}_\sigma \\ k_i = a_c (\hat{R} + R_a) = a_c^2 \hat{L}_\sigma \end{cases} \quad (3.25)$$

Οι τάσεις αναφοράς v_d^{ref} και v_q^{ref} που παράγονται πριν τον κορεσμό, με βάση όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, είναι οι εξής:

$$\begin{cases} v_d^{\text{ref}} = k_p e_d + k_i I_d - R_a i_d - \omega_1 \hat{L} i_q \\ v_q^{\text{ref}} = k_p e_q + k_i I_q - R_a i_q + \omega_1 \hat{L} i_d + \omega_1 \hat{\psi}_R, \end{cases} \quad (3.26)$$

όπου

$$\begin{cases} e_d = i_d^{\text{ref}} - i_d \\ e_q = i_q^{\text{ref}} - i_q \end{cases} \quad \text{και} \quad \begin{cases} I_d = \int \left(e_d + \frac{1}{k_p} (\bar{v}_d^{\text{ref}} - v_d^{\text{ref}}) \right) \\ I_q = \int \left(e_q + \frac{1}{k_p} (\bar{v}_q^{\text{ref}} - v_q^{\text{ref}}) \right). \end{cases} \quad (3.27)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις ενσωματώνουν και σχήμα έναντι της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος, με $\bar{v}_{dq}^{\text{ref}}$ την τάση αναφοράς στην έξοδο του ελεγκτή, μετά τον κορεσμό.

Τέλος, για τον κορεσμό της τάσης, οι συνιστώσες μπορούν να οριστούν ως εξής:

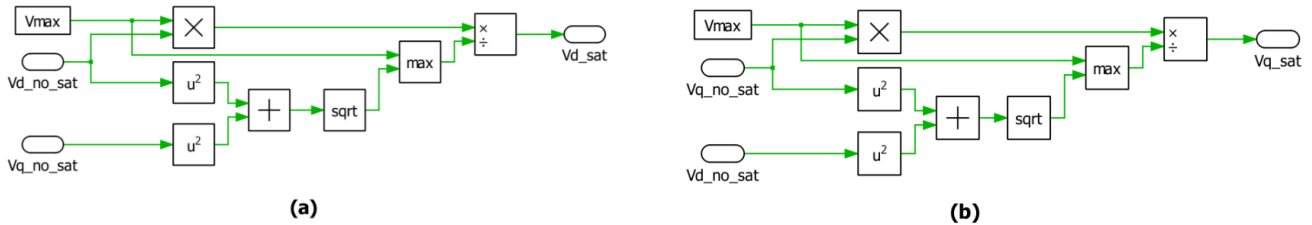
$$\begin{cases} \bar{v}_d^{\text{ref}} = \frac{v_d^{\text{ref}}}{\max(\sqrt{(v_d^{\text{ref}})^2 + (v_q^{\text{ref}})^2}, V_{\max})} V_{\max}, \\ \bar{v}_q^{\text{ref}} = \frac{v_q^{\text{ref}}}{\max(\sqrt{(v_d^{\text{ref}})^2 + (v_q^{\text{ref}})^2}, V_{\max})} V_{\max}. \end{cases} \quad (3.28)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις, $V_{\max} = \frac{V_{DC}}{2}$, είναι δηλαδή το μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας τάσης εξόδου του αντιστροφέα, με δεδομένη DC τάση εισόδου στον μετατροπέα V_{DC} .

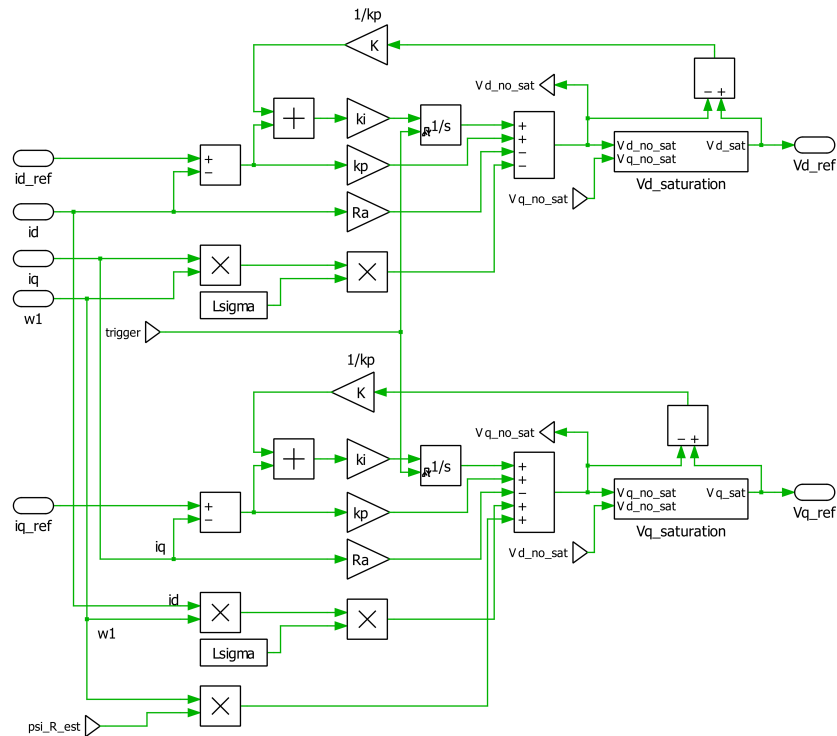
Η έξοδος των ελεγκτών ρεύματος μετασχηματίζεται στο abc πλαίσιο, από το dq , χρησιμοποιώντας την γωνία θ_1 , η οποία παράγεται με την χρήση του Μοντέλου Ρεύματος, ή του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος, τα οποία θα αναλυθούν στη συνέχεια.

Καθώς είναι σήματα τάσης ($\hat{V}_{abc, n, 1}$), διαιρούνται με $\frac{V_{DC}}{2}$ ώστε να είναι σήματα ελέγχου (V_{abc}^{control} , και να ανήκουν στο διάστημα $[-1, 1]$. Έπειτα, εκτελείται η πράξη $\times 0.5 + 0.5$, ώστε να προσαρμοστούν στο διάστημα $[0, 1]$ που ανήκει και η κυματομορφή του φέροντος σήματος.

Η υλοποίηση στο περιβάλλον Plescs όλων όσων περιγράφηκαν παραπάνω φαίνεται στα Σχήματα 3.15, 3.16:



Σχήμα 3.15: Υλοποίηση κορεσμού ελεγκτών ρεύματος i_d , i_q , στο περιβάλλον Plescs. (a): για ελεγκτή ρεύματος i_d , (b): για ελεγκτή ρεύματος i_q .



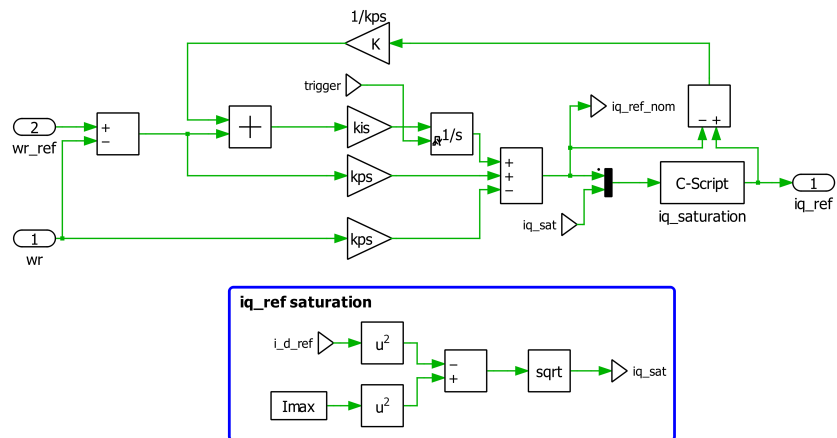
Σχήμα 3.16: Υλοποίηση ελεγκτών ρεύματος i_d , i_q , στο περιβάλλον Plecs.

3.10 Ελεγκτής Ταχύτητας

Ο ελεγκτής ταχύτητας κατασκευάζεται με τον ίδιο τρόπο που κατασκευάστηκε ο ελεγκτής ταχύτητας στη μηχανή ΣΡ, τροποποιώντας όμως τα κέρδη του ελεγκτή ως εξής:

$$\begin{cases} b_a &= \frac{2K^2(a_s \hat{J} - \hat{b})}{3n_p^2 \psi_{ref}} \\ k_{ps} &= \frac{2K^2 a_s \hat{J}}{3n_p^2 \psi_{ref}} \\ k_{is} &= \frac{2K^2 a_s^2 \hat{J}}{3n_p^2 \psi_{ref}} \end{cases} \quad (3.29)$$

Σχετικά με τον κορεσμό του ρεύματος i_q , αυτό περιορίζεται ώστε το μέτρο του ρεύματος να μην υπερβαίνει την προκαθορισμένη τιμή I_{max} , το οποίο είναι το μέγιστο ρεύμα στάτη το οποίο μπορεί να εφαρμοστεί για μικρό χρονικό διάστημα. Δηλαδή ορίστηκε: $i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2$. Στην προσομοίωση ορίστηκε $I_{max} = 1.7 \cdot I_N$. Η υλοποίηση φαίνεται στο Σχήμα 3.17.



Σχήμα 3.17: Υλοποίηση ελεγκτή ταχύτητας μηχανής επαγωγής, στο περιβάλλον Plecs.

3.11 Εκτίμηση ροής με Μοντέλο Ρεύματος

Στην σύγχρονη μηχανή, η θέση του δρομέα ταυτίζεται με τον προσανατολισμό του πεδίου, καθώς με γνωστό τον d άξονα, ισχύει $\theta = \theta_r$. Στην ασύγχρονη μηχανή ωστόσο, λόγω ολίσθησης, δεν ισχύει η προηγούμενη συσχέτιση. Για τον καθορισμό της γωνίας ροής θα μπορούσε να τοποθετηθεί αισθητήρας μέτρησης ροής στο διάκενο, ωστόσο η λύση αυτή είναι ακριβή και αποφεύγεται. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητος ο σχεδιασμός ενός εκτιμητή ροής δρομέα. Υπάρχουν δύο είδη εκτιμητών ροής δρομέα στη βιβλιογραφία, που πηγάζουν από τις δυναμικές εξισώσεις της μηχανής επαγωγής:

- Το Μοντέλο Ρεύματος (Current Model)
- Το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος (Modified Current Model)

Το Μοντέλο Ρεύματος βασίζεται στο κύκλωμα του δρομέα της μηχανής επαγωγής, ενώ το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος βασίζεται και στο κύκλωμα του στάτη.

Και στα δύο μοντέλα χρησιμοποιείται η μέτρηση της ταχύτητας δρομέα, το οποίο είναι βοηθητικό καθώς είναι πιο ακριβής η εκτίμηση της ροής.

Το κύκλωμα του δρομέα στο dq πλαίσιο, διαχωρίζοντας το πραγματικό και το φανταστικό μέρος και θεωρώντας τέλειο προσανατολισμό πεδίου, είναι το εξής:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}_R}{dt} = \hat{R}_R i_d - \frac{\hat{R}_R}{L_M} \hat{\psi}_R \\ \omega_2 = \omega_1 - \omega_r = \frac{\hat{R}_R i_q}{\hat{\psi}_R} \end{cases} \quad (3.30)$$

όπου η τελευταία σχέση ονομάζεται σχέση ολίσθησης (slip relation).

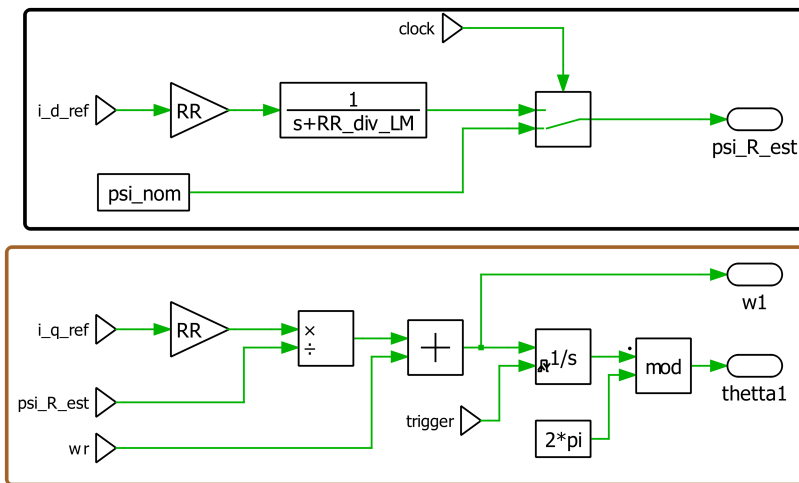
Η γωνία θ_1 του dq πλαισίου, προκύπτει ολοκληρώνοντας την εκτιμώμενη γωνιακή συχνότητα στάτη: $\theta_1 = \int \omega_1 dt$.

Τα ρεύματα i_d , i_q μπορούν να αντικατασταθούν στην (3.30) από τις αναφορές τους, i_d^{ref} , i_q^{ref} , για την μείωση του θορύβου μετρήσεων. Η αντικατάσταση αυτή δεν προκαλεί πρόβλημα, καθώς η απόκριση του ρεύματος είναι πολύ πιο γρήγορη από την απόκριση της ροής, όπως φάνηκε και από τις χρονικές σταθερές χρόνου που υπολογίστηκαν στην (3.15).

Η μέθοδος αυτή εκτίμησης της γωνίας ροής δρομέα ονομάζεται έμμεσος προσανατολισμός πεδίου, καθώς η γωνία του πλαισίου θ_1 προκύπτει με ολοκλήρωση.

Συνολικά, ο αλγόριθμος του Μοντέλου Ρεύματος φαίνεται στην (3.31) παρακάτω. Η υλοποίησή του στο περιβάλλον Plescs φαίνεται στο Σχήμα 3.18.

$$\begin{cases} \omega_1 = \omega_r + \frac{\hat{R}_R i_d^{\text{ref}}}{\hat{\psi}_R} \\ \theta_1 = \text{mod} \left(\int \omega_1 dt, 2\pi \right) \\ \hat{\psi}_R = \int \left(\hat{R}_R (i_d^{\text{ref}} - \frac{\hat{\psi}_R}{L_M}) \right) dt \end{cases} \quad (3.31)$$



Σχήμα 3.18: Υλοποίηση Μοντέλου Ρεύματος, στο περιβάλλον Plescs.

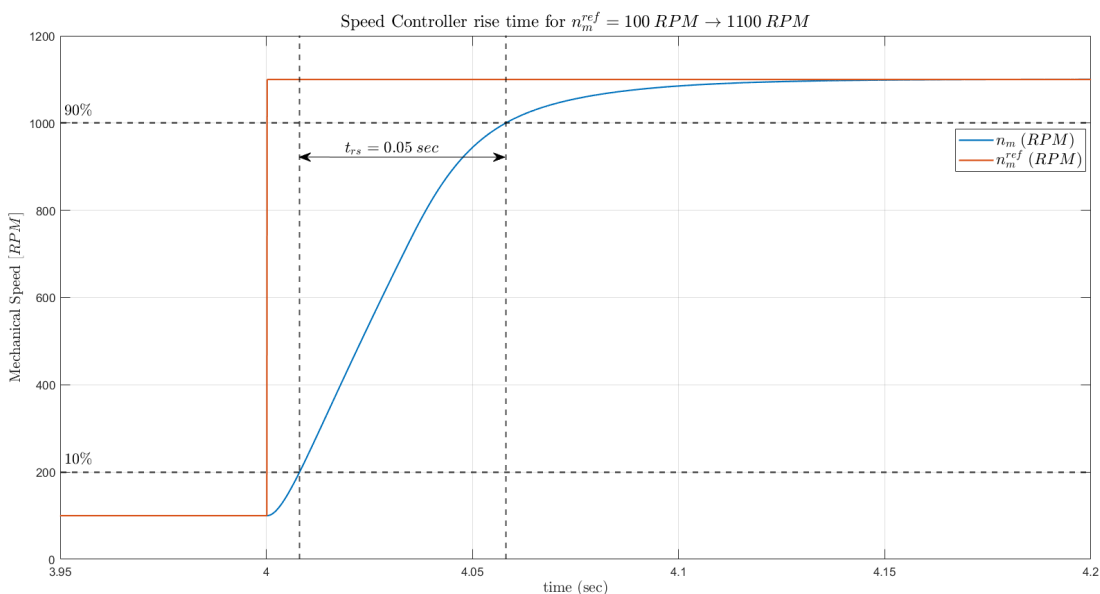
Όπως φαίνεται, το Μοντέλο Ρεύματος, είναι εκτιμητής ροής με μέτρηση της ταχύτητας δρομέα, ω_r . Μειονέκτημά του αποτελεί η εξάρτηση από τις εκτιμήσεις της αντίστασης δρομέα, και της αυτεπαγωγής μαγνήτισης, \hat{R}_R , \hat{L}_M , καθώς λάθος εκτιμήσεις των παραμέτρων αυτών επηρεάζουν την εκτίμηση της γωνίας της ροής δρομέα, με αποτέλεσμα να μην έχουμε πλέον τέλει προσανατολισμό πεδίου, και κατ' επέκταση την αναμενόμενη παραγωγή ροπής. Σημαντικό πλεονέκτημα ωστόσο αποτελεί η ευστάθειά του στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων.

3.11.1 Προσομοίωση Μηχανής Επαγωγής με Διανυσματικό Έλεγχο και Μοντέλο Ρεύματος

Αρχικά εξετάζεται σε επίπεδο προσομοίωσης, ο χρόνος ανόδου της ταχύτητας, για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς: 100 ΣΑΛ \rightarrow 1100 ΣΑΛ. Ο μετροπέας τροφοδοτείται με $V_{DC} = V_{DC}^N = 650.54 \text{ V}$.

Η απόκριση της ταχύτητας φαίνεται στο Σχήμα 3.19. Για τον ελεγκτή ρεύματος, έχει οριστεί επιθυμητός χρόνος ανόδου $t_{rc} = 10 \text{ msec}$ και καθώς θέλουμε διαχωρισμό του ελεγκτή ρεύματος περίπου κατά μια τάξη μεγέθους από τον ελεγκτή ταχύτητας, επιλέχθηκε $a_s = 0.2 \cdot a_c$. Με βάση τα παραπάνω, προκύπτει χρόνος ανόδου του ελεγκτή ταχύτητας $t_{rs} = 50 \text{ msec}$. Επιπλέον, η ροπή φορτίου είναι ίση με: $\tau_L = 0.5 \cdot b_m \cdot \omega_m$.

Στο Σχήμα 3.19 φαίνεται πως ικανοποιείται ο επιθυμητός χρόνος ανόδου της ταχύτητας για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας εύρους 1000 ΣΑΛ.



Σχήμα 3.19: Χρόνος ανόδου ταχύτητας για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς: 100 ΣΑΛ \rightarrow 1100 ΣΑΛ.

Στη συνέχεια πραγματοποιήθηκε προσομοίωση με τις συνθήκες των πειραμάτων που παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 5. Ο μετατροπέας σε αυτές τις συνθήκες, τροφοδοτείται με $V_{DC} = 50 \text{ V}$. Η μέγιστη ταχύτητα, η οποία αντιστοιχεί στην μέγιστη συχνότητα με το δεδομένο επίπεδο DC τάσης εισόδου, είναι $n_m^{\max} = 115.3 \text{ ΣΑΛ}$.

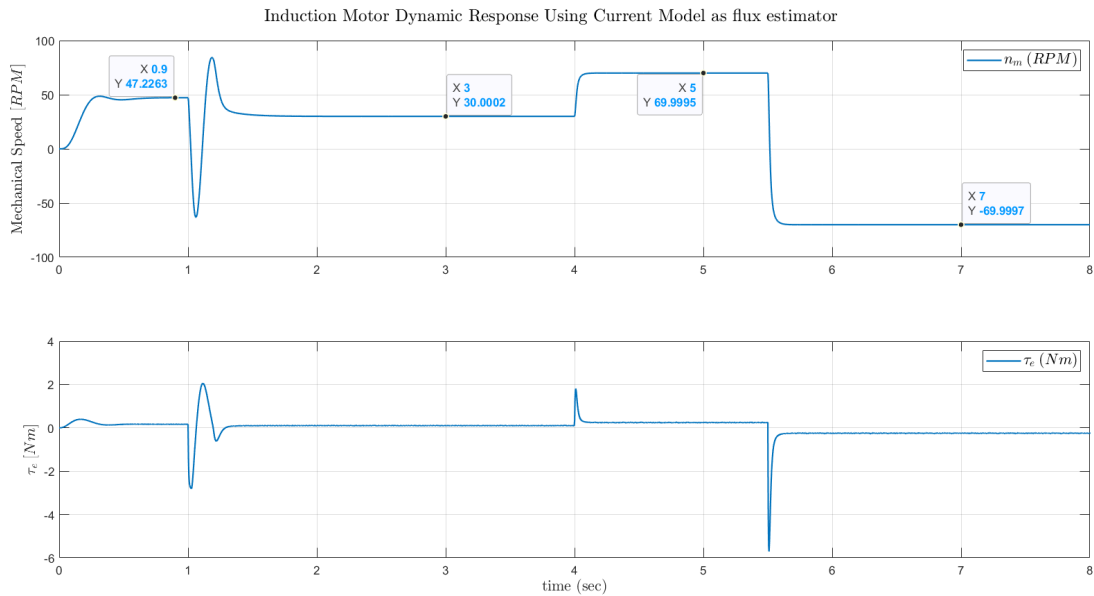
Στο διάστημα $[0, 1]$ πραγματοποιείται εκκίνηση με V/f στρατηγική ελέγχου, με ταχύτητα αναφοράς 50 ΣΑΛ, και μετά το πρώτο δευτερόλεπτο εφαρμόζεται διανυσματικός έλεγχος με Μοντέλο Ρεύματος. Στο διάστημα $[1, 4]$ η αναφορά ταχύτητας είναι 30 ΣΑΛ, στο διάστημα $[4, 5.5]$ 70 ΣΑΛ, και έπειτα αντιστρέφεται με αναφορά ταχύτητας -70 ΣΑΛ .

Τέλος, να αναφερθεί πως για την αναφορά του ρεύματος i_d^{ref} ορίζεται σταθερή τιμή, δηλαδή $i_d^{ref} = i_d^N = \frac{\psi_R^N}{L_M}$.

Αρχικά παρουσιάζονται οι κυματομορφές της ταχύτητας και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής για τις 4 μεταβολές που περιγράφηκαν παραπάνω, στο Σχήμα 3.20.

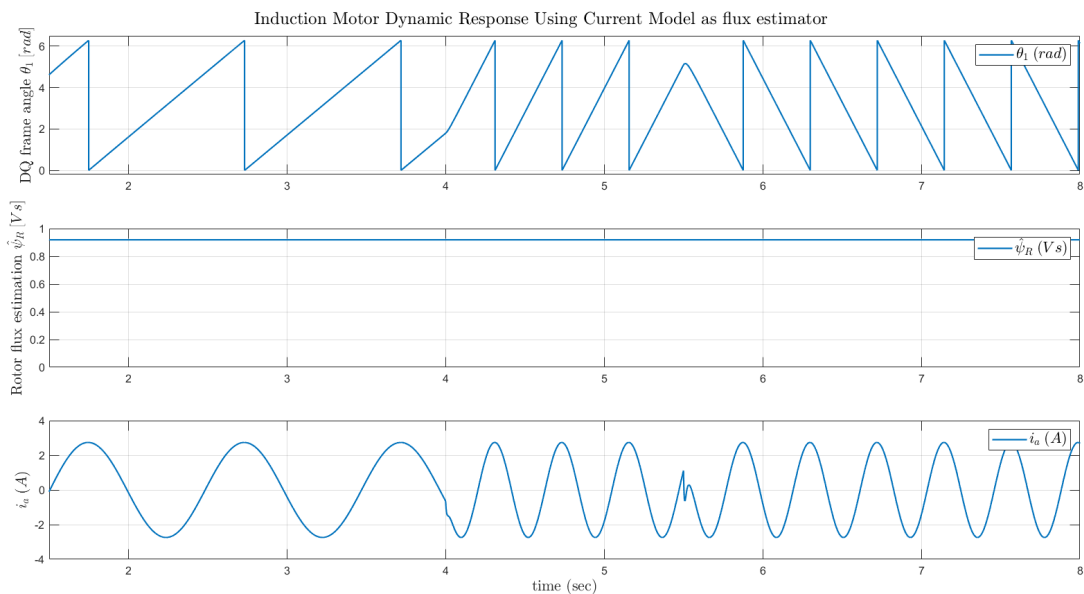
Σχετικά με την απόκριση της ταχύτητας, φαίνεται πως με V/f στρατηγική ελέγχου δεν έχουμε ακριβή έλεγχο της ταχύτητας, ενώ με την υλοποίηση των διανυσματικών ελεγκτών και τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος για την εκτίμηση της τιμής ροής δρομέα και της γωνίας του, έχουμε ακριβή έλεγχο ταχύτητας. Όσον αφορά την ηλεκτρομαγνητική ροπή, αυτή αυξάνεται όταν η μηχανή έχει απαίτηση σε επιτάχυνση, και μειώνεται όταν η μηχανή επιβραδύνει, κατά τις βηματικές μεταβολές της ταχύτητας.

Να σχολιαστεί πως η μεταβατική απόκριση που παρατηρείται κατά την μετάβαση από V/f σε διανυσματικό έλεγχο οφείλεται στο γεγονός πως δεν έχει πραγματοποιηθεί ακόμα τέλειος προσανατολισμός πεδίου κατά την μετάβαση αυτή.



Σχήμα 3.20: Απόκριση ταχύτητας και ηλεκτρομαγνητικής ροπής, για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος.

Στο Σχήμα 3.21, φαίνονται η εκτίμηση της γωνίας θ_1 που παράγεται από το Μοντέλο Ρεύματος, η εκτίμηση της ροής δρομέα και το ρεύμα της φάσης a , για τις ίδιες συνθήκες προσομοίωσης.



Σχήμα 3.21: Απόκριση γωνίας θ_1 , εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$ και ρεύμα της φάσης a , για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος.

Σχετικά με την γωνία θ_1 , φαίνεται πως αυξάνεται η συχνότητά της, κατά την μετάβαση 30 ΣΑΛ \rightarrow 70 ΣΑΛ. Επίσης φαίνεται και η αλλαγή της κλίσης της κατά την μετάβαση 70 ΣΑΛ \rightarrow -70 ΣΑΛ όπως ήταν επιθυμητό. Επιπλέον,

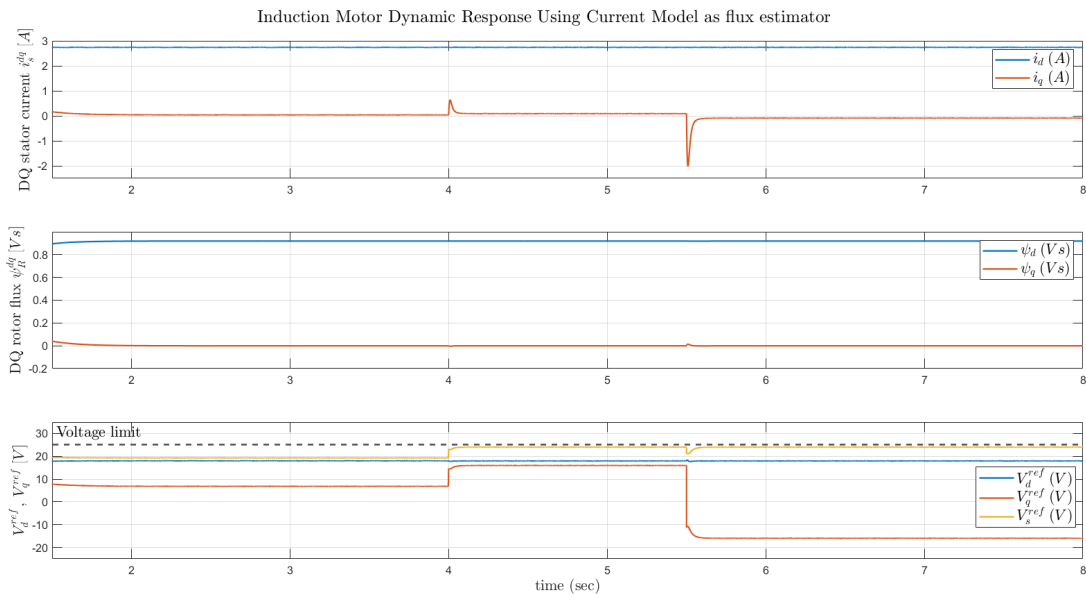
περιορίζεται εντός του εύρους $[0, 2\pi]$, όπως και ορίστηκε με τη βοήθεια του $\text{mod}(2\pi)$, κατά την ολοκλήρωση της γωνιακής συχνότητας ω_1 . Η εκτίμηση της ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$ παραμένει σταθερή, όπως ήταν επιθυμητό και προσεγγίζει την θεωρητική τιμή ψ_R^N που υπολογίστηκε στον Πίνακα 3.2. Το ρεύμα i_a , αυξάνει τη συχνότητά του κατά την μετάβαση 30 RPM \rightarrow 70 RPM και το πλάτος του διατηρείται περίπου σταθερό, καθώς όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.20, η ηλεκτρομαγνητική ροπή λαμβάνει πολύ μικρές τιμές και άρα η συνιστώσα i_q θα πρέπει να είναι αρκετά μικρή σε σχέση με την συνιστώσα ρεύματος i_d , η οποία διατηρείται στην ονομαστική της τιμή.

Τέλος, στο Σχήμα 3.22 φαίνονται οι κυματομορφές των ρευμάτων i_d , i_q , της ροής δρομέα ψ_d , ψ_q , και τις τάσεις αναφοράς v_d^{ref} , v_q^{ref} (έξοδοι ελεγκτών ρεύματος). Καθώς στο πειραματικό μέρος δεν πραγματοποιήθηκε μέτρηση της ροής δρομέα, στο σημείο αυτό, θεωρώντας πως έχουμε μέτρηση της ροής δρομέα, θα προσπαθήσουμε να επιβεβαιώσουμε την ορθότητα της εκτίμησης του προσανατολισμού.

Σχετικά με τις κυματομορφές της ροής δρομέα, στο dq πλαίσιο, φαίνεται πως η συνιστώσα ροής, ψ_q είναι μηδενική, όπως και ήταν αναμενόμενο, αν έχουμε τέλει προσανατολισμό πεδίου. Αντίστοιχα η συνιστώσα ροής δρομέα ψ_d είναι σταθερή, και ίση με την ονομαστική της τιμή. Επιπλέον, η εκτίμηση της ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$ με την μέτρηση της ροής δρομέα στον d άξονα ψ_d ταυτίζονται, καθώς έχουμε υποθέσει τέλεια εκτίμηση των παραμέτρων της μηχανής.

Σχετικά με τις κυματομορφές του ρεύματος στάτη, στο dq πλαίσιο, φαίνεται πως η συνιστώσα ρεύματος i_d διατηρείται σταθερή και ίση με την σταθερή τιμή i_d^{ref} που τέθηκε, ενώ η συνιστώσα ρεύματος i_q έχει την ίδια απόκριση με την ηλεκτρομαγνητική ροπή τ_e καθώς στον τέλει προσανατολισμό πεδίου, η ροπή τ_e είναι ανάλογη της συνιστώσας ρεύματος i_q . Επιπλέον, αποκτά μικρές τιμές, σε σύγκριση με το ρεύμα i_d , καθώς αναπτύσσεται μικρή τιμή ηλεκτρομαγνητικής ροπής στον άξονα. Κατά την επιτάχυνση της μηχανής, αυξάνεται, και κατά την επιβράδυνση μειώνεται, χωρίς να ξεπερνά τα όρια του κορεσμού που έχουν τεθεί στην έξοδο του ελεγκτή ταχύτητας.

Τέλος, σχετικά με τις κυματομορφές των τάσεων αναφοράς, v_d^{ref} , v_q^{ref} , φαίνεται πως η συνιστώσα τάσης v_d^{ref} διατηρεί σταθερή τιμή, καθώς δίνεται σταθερή τιμή ρεύματος αναφοράς i_d^{ref} . Η συνιστώσα τάσης v_q^{ref} ακολουθεί τις μεταβολές του ρεύματος i_q . Η συνιστάμενη τους (v_s^{ref}), δεν ξεπερνά το όριο τάσης που έχει οριστεί, όπως και ήταν επιθυμητό.

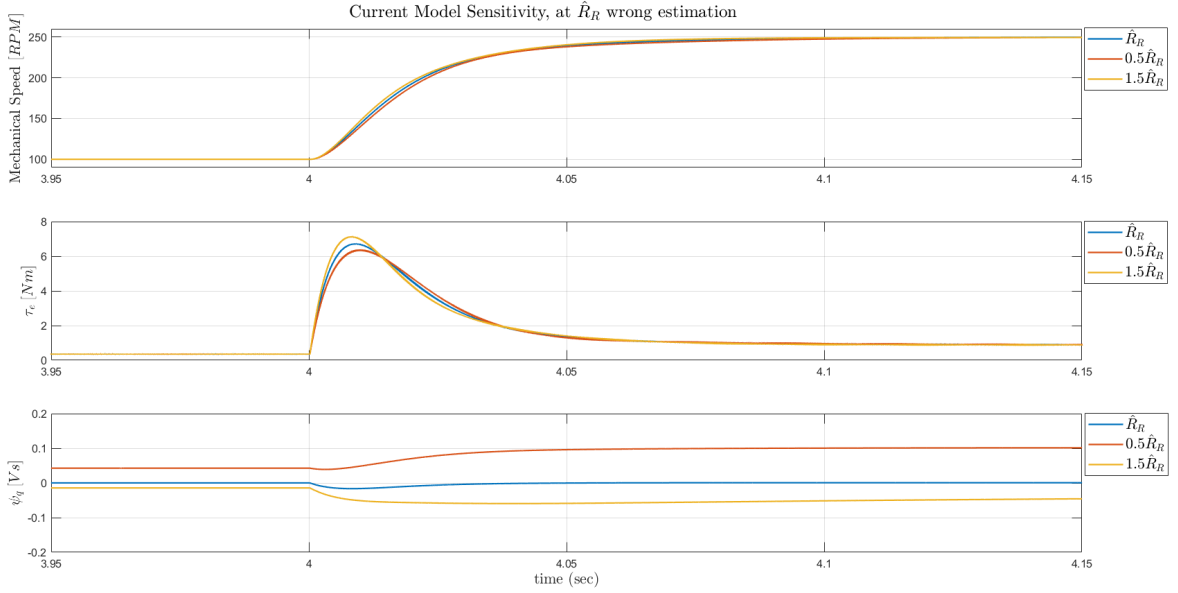


Σχήμα 3.22: Απόκριση ρευμάτων στο dq πλαίσιο (i_d , i_q), ροής δρομέα ψ_d , ψ_q , και τάσεις αναφοράς, v_d^{ref} , v_q^{ref} (έξοδοι ελεγκτών ρεύματος), για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος.

3.11.2 Ευαισθησία του Μοντέλου Ρεύματος

Όπως φάνηκε με το Μοντέλο Ρεύματος επιτυγχάνεται τέλει προσανατολισμός πεδίου, αρκεί να υπάρχει ορθή εκτίμηση των παραμέτρων της μηχανής, και συγκεκριμένα της αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R , και της αυτεπαγωγής μαγνήτισης, \hat{L}_M . Η αντίσταση δρομέα μεταβάλλεται πιο έντονα από την αυτεπαγωγή μαγνήτισης, επομένως η σωστή εκτίμησή της είναι κρίσιμη.

Για να φανεί η επίδρασή της, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις με $V_{DC} = 135 \text{ V}$ και μεταβολή στην αναφορά ταχύτητας με μικρό βήμα, ώστε να γίνουν εμφανείς διαφοροποιήσεις: $100 \text{ ΣΑΛ} \rightarrow 250 \text{ ΣΑΛ}$. Στο Σχήμα 3.23 φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας, της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της ροής δρομέα στον q άξονα ψ_q με τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R), υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$) και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα.



Σχήμα 3.23: Ευαισθησία Μοντέλου Ρεύματος σε λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα \hat{R}_R .

Φαίνεται πως έχουμε ελαφρώς πιο αργή απόκριση στην ταχύτητα με την υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), καθώς η χρονική σταθερά ροής δρομέα αυξάνεται με την μείωση της αντίστασης δρομέα (υπενθυμίζεται πως η χρονική σταθερά ροής δρομέα, είναι $T_r = \hat{L}_M / \hat{R}_R$).

Η εξίσωση που εκφράζει τη ροή δρομέα στον q άξονα, σε περίπτωση εσφαλμένης εκτίμησης των παραμέτρων L_M , R_R φαίνεται παρακάτω:

$$\hat{\psi}_{R,q} = L_M i_q \frac{1 - \frac{\hat{R}_R L_M}{R_R \hat{L}_M}}{1 + \left(\frac{\hat{R}_R L_M i_q}{R_R \psi_{ref}} \right)^2}. \quad (3.32)$$

Φαίνεται δηλαδή πως στην περίπτωση της υποεκτίμησης έχουμε αύξηση της συνιστώσας ψ_q πάνω από την μηδενική τιμή, καθώς ο αριθμητής στην περίπτωση του παραδείγματός μας γίνεται: $1 - \frac{\hat{R}_R L_M}{R_R \hat{L}_M} = 1 - 0.5$, ενώ στην περίπτωση της υπερεκτίμησης έχουμε μείωση της συνιστώσας ψ_q κάτω από την μηδενική, καθώς ο αριθμητής στην περίπτωση του παραδείγματός μας γίνεται: $1 - \frac{\hat{R}_R L_M}{R_R \hat{L}_M} = 1 - 2$. Χάνεται δηλαδή πλέον ο τέλειος προσανατολισμός πεδίου και το σφάλμα αυτό αυξάνεται όσο αυξάνεται και η συνιστώσα ρεύματος i_q , όσο δηλαδή αυξάνεται η ροπή φορτίου. Αυτές οι παρατηρήσεις επιβεβαιώνονται και στο Σχήμα 3.23.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή για εσφαλμένη εκτίμηση των παραμέτρων L_M , R_R (χάνοντας δηλαδή τον τέλειο προσανατολισμό πεδίου), υπολογίζεται ως εξής [1]:

$$\tau_e = \frac{3n_p}{2K^2} \text{Im}\{\psi_{\hat{R}}^* i_s\} = \frac{3n_p}{2K^2} \frac{\hat{R}_R L_M^2 \psi_{ref} i_q}{R_R \hat{L}_M^2} \frac{1 + \left(\frac{\hat{L}_M i_q}{\psi_{ref}} \right)^2}{1 + \left(\frac{\hat{R}_R L_M i_q}{R_R \psi_{ref}} \right)^2}. \quad (3.33)$$

Φαίνεται δηλαδή πως με την περίπτωση της υπερεκτίμησης, αυξάνεται η ικανότητα παραγωγής ροπής.

Στην περίπτωση που χρησιμοποιήσουμε μέτρηση της αντίστασης δρομέα λοιπόν χωρίς να έχει λειτουργήσει η μηχανή για κάποιο χρονικό διάστημα (cold measurements), το πιο πιθανό είναι να έχουμε υποεκτίμηση της αντίστασης δρομέα, το οποίο μειώνει την ικανότητα παραγωγής ροπής σε μεγάλα φορτία.

3.12 Εκτίμηση ροής με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος

Όπως φάνηκε προηγουμένως, το Μοντέλο Ρεύματος είναι ευαίσθητο στην ορθή εκτίμηση των παραμέτρων R_R , L_M . Είναι σκόπιμη λοιπόν η ανάπτυξη ενός εκτιμητή ροής λιγότερο ευαίσθητου, ο οποίος χρησιμοποιεί και το κύκλωμα στάτη, εκτιμώντας την αντί-ΗΕΔ ($E^s = \frac{d\psi_R^s}{dt}$) ως εξής [1]:

$$\hat{E}^s = v_s^s - \hat{R}_s i_s^s - \hat{L}_\sigma \frac{di_s^s}{dt}. \quad (3.34)$$

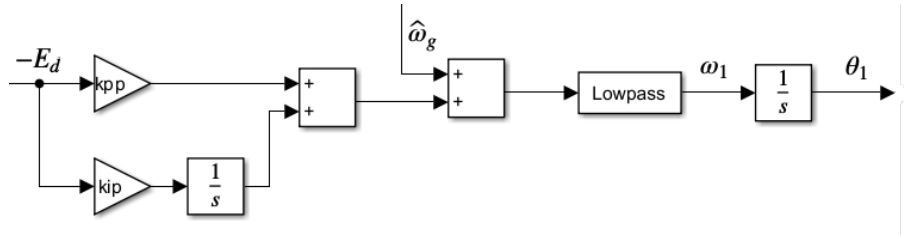
Έχοντας τέλειες εκτιμήσεις των παραμέτρων R_s , L_σ , τότε:

$$\hat{E} = E = j\omega_1 \psi_R + \frac{d\psi_R}{dt} \rightarrow \begin{cases} E_d = \dot{\psi}_d - \omega_1 \psi_q \approx -\omega_1 \psi_q, \\ E_q = \dot{\psi}_q + \omega_1 \psi_d \approx \omega_1 \psi_d. \end{cases} \quad (3.35)$$

Επομένως, για τέλειο προσανατολισμό, πρέπει $E_d \approx 0$.

Αυτό, επιτυγχάνεται με την χρήση **PLL** (Phase-Locked Loop), του οποίου το σχηματικό διάγραμμα, και η εξίσωση που υλοποιείται, φαίνεται παρακάτω:

$$\omega_1 = \frac{a_l}{s + a_l} \left(\hat{\omega}_g - k_{pp} E_d - k_{ip} \int E_d \right) \quad (3.36)$$



Σχήμα 3.24: PLL block diagram.

Στην περίπτωση μας, δεν έχουμε τον ολοκληρωτικό όρο k_{ip} , και $\hat{\omega}_g = \omega_r + \frac{\hat{R}_R i_q}{\hat{\psi}_R}$, χρησιμοποιήθηκε δηλαδή ο τύπος ολίσθησης (slip relation). Επιπλέον, ο όρος E_d αντικαθίσταται από την εκτίμηση \hat{E}_d , καθώς δεν έχουμε μέτρηση της ροής. Επιπλέον, γίνεται αντικατάσταση των i_d , i_q με τις αναφορές τους, i_d^{ref} , i_q^{ref} , για την μείωση του θορύβου μετρήσεων.

Ο αλγόριθμος επομένως του *Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος* (Modified Current Model) φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{cases} \hat{E}_d = \bar{v}_d^{ref} - \hat{R}_s i_d^{ref} + \omega_1 \hat{L}_\sigma i_q^{ref} \\ \omega_1 = \frac{a_l}{s + a_l} \left(\omega_r + \frac{\hat{R}_R i_q^{ref} - \lambda_s \hat{E}_d}{\hat{\psi}_R} \right) \\ \theta_1 = \text{mod}(\int \omega_1, 2\pi) \end{cases} \quad (3.37)$$

όπου $k_{pp} = \lambda_s / \hat{\psi}_R$, και για $\lambda_s = 0$, έχουμε την σχέση ολίσθησης. Επιπλέον, για την εκτίμηση \hat{E}_d έχει αμεληθεί ο όρος $\hat{L}_\sigma \frac{di_d}{dt}$, καθώς ο ελεγκτής ρεύματος αποκρίνεται πολύ πιο γρήγορα από την δυναμική απόκριση της ροής. Τέλος, το βαθυπερατό φίλτρο στην (3.36) προστίθεται για την μείωση του θορύβου, και το εύρος ζώνης του πρέπει να επιλεγεί ώστε να πετυχαίνει καλή αποθρομβοποίηση, αλλά να μην καθυστερεί την απόκριση του συστήματος. Συγκεκριμένα, ένα αποδεκτό εύρος είναι [1]:

$$\frac{R_R}{L_M} \ll a_l < a_c, \quad (3.38)$$

δηλαδή πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερο από το αντίστροφο της χρονικής σταθεράς δρομέα και μικρότερο από το εύρος ζώνης του ελεγκτή ρεύματος.

Στο σημείο αυτό, μένει να ορίσουμε το κέρδος λ_s . Στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, τα πρόσημα των ω_r , ω_1 μπορεί να διαφέρουν, κάτι που μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια τον ελεγκτή, επομένως το κέρδος λ_s ορίζεται ως ράμπα συναρτήσεως της ταχύτητας στην περιοχή αυτή. Στην περιοχή υψηλότερων ταχυτήτων αρκεί το λ_s να έχει το ίδιο πρόσημο με την ταχύτητα, δηλαδή

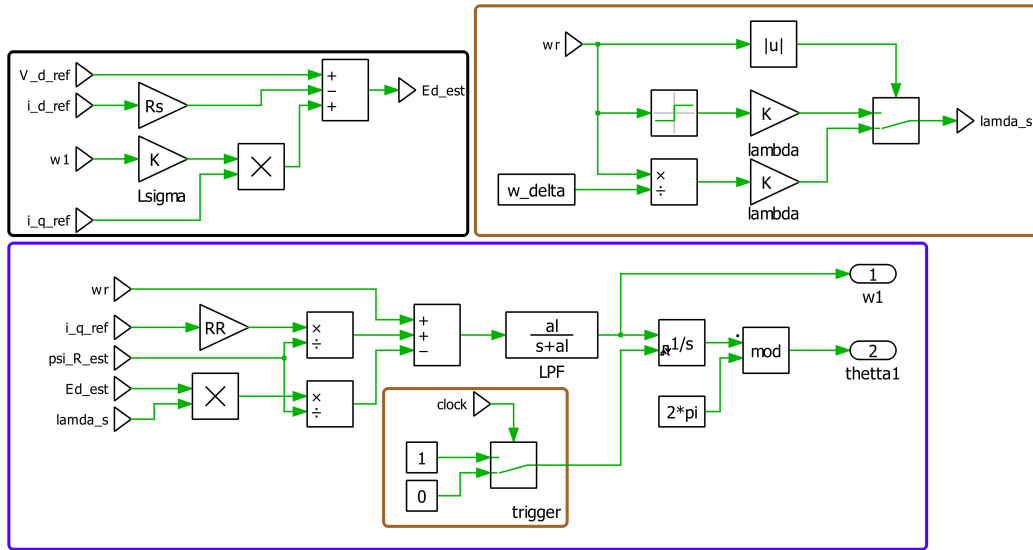
$$\lambda_s = \text{sat}(\lambda \omega_r / \omega_\Delta, \lambda) = \begin{cases} \frac{\lambda \omega_r}{\omega_\Delta}, & |\omega_r| \leq \omega_\Delta \\ \lambda \text{sgn}(\omega_r), & |\omega_r| > \omega_\Delta. \end{cases} \quad (3.39)$$

Αποδεκτές τιμές των λ , και ω_{Δ} είναι:

$$\begin{cases} 1 \leq \lambda \leq 2, \\ 0.05 \cdot \omega_{base} \leq \omega_{\Delta} \leq 0.2 \cdot \omega_{base}. \end{cases} \quad (3.40)$$

Στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων λοιπόν, διατηρούνται οι ιδιότητες του Μοντέλου Ρεύματος, καθώς το κέρδος λ_s λαμβάνει μικρές τιμές. Αυτό έχει ως συνέπεια να διατηρείται και η ευαισθησία στην ορθή εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R .

Η υλοποίηση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος στο περιβάλλον Plescs φαίνεται στο Σχήμα 3.25:



Σχήμα 3.25: Υλοποίηση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος στο περιβάλλον Plescs.

3.12.1 Προσομοίωση Μηχανής Επαγωγής με Διανυσματικό Έλεγχο και Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος

Για την προσομοίωση του συστήματος με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος παρατίθενται οι επιλεγμένες παράμετροι στον Πίνακα 3.3. Οι παράμετροι των ελεγκτών ρεύματος και ταχύτητας είναι ίδιες με αυτές που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση του συστήματος με Μοντέλο Ρεύματος.

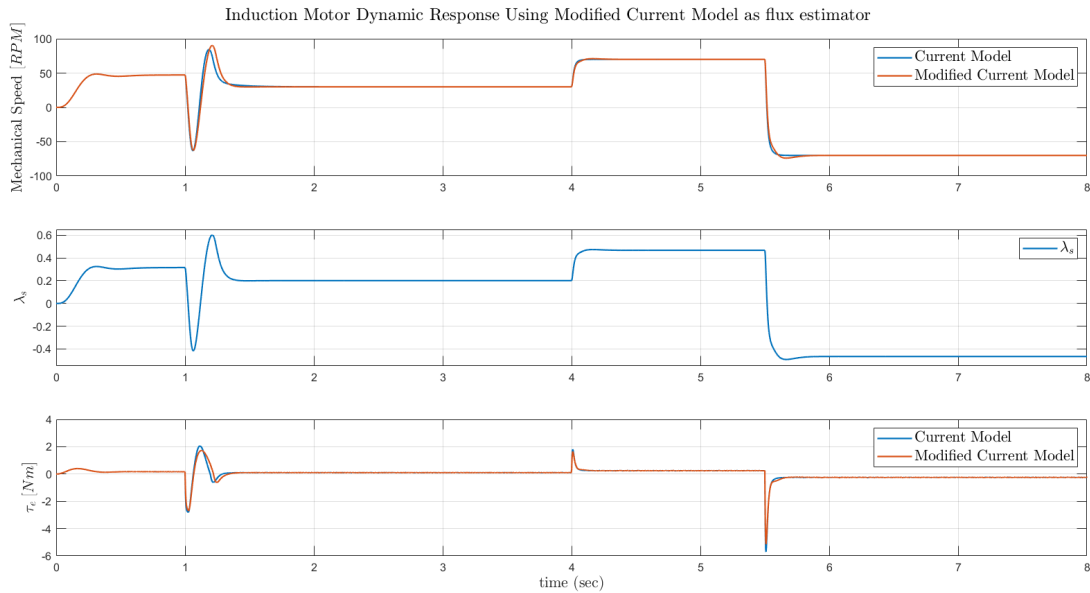
Παράμετρος	Τιμή
t_{rc}	10 msec
a_c	220 Hz
t_{rs}	50 msec
$a_s = 0.2 \cdot a_c$	44 Hz
$a_l = 0.5 \cdot a_c$	110 Hz
λ	1
$\omega_{\Delta} = 0.1 \cdot \omega_{base}$	31.4159 rad/s

Πίνακας 3.3: Παράμετροι διανυσματικού ελέγχου μηχανής επαγωγής με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Το αντίστροφο της χρονικής σταθεράς δρομέα, προκύπτει ίσο με: $T_r^{-1} = \frac{\hat{R}_R}{L_M} = 6.28 \text{ Hz} \ll a_l$, επομένως το εύρος ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου ικανοποιεί την σχέση (3.38).

Στη συνέχεια πραγματοποιήθηκε προσομοίωση με τις συνθήκες που πραγματοποιήθηκε και η προσομοίωση με το Μοντέλο Ρεύματος και συγκρίνονται σε κοινά γραφήματα οι αποκρίσεις των εξεταζόμενων μεγεθών. Καθώς στο σημείο αυτό θα εξεταστεί η λειτουργία του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, θέλουμε να επιβεβαιώσουμε την ευστάθεια του συστήματος και την επίτευξη τέλειου προσανατολισμού πεδίου.

Τροφοδοτούμε λοιπόν αρχικά τον μετατροπέα με $V_{DC} = 50 \text{ V}$. Στο διάστημα $[0, 1]$ πραγματοποιείται εκκίνηση με V/f στρατηγική ελέγχου με ταχύτητα αναφοράς 50 ΣΑΛ . Στο υπόλοιπο διάστημα προσομοίωσης εφαρμόζεται διανυσματικός έλεγχος με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος. Στο διάστημα $[1, 4]$ έχουμε θέσει αναφορά ταχύτητας 30 ΣΑΛ , στο διάστημα $[4, 5.5]$ τίθεται αναφορά ταχύτητας 70 ΣΑΛ , και έπειτα τίθεται αναφορά ταχύτητας -70 ΣΑΛ . Τέλος, να αναφερθεί πως για την αναφορά του ρεύματος i_d^{ref} ορίζεται σταθερή τιμή, δηλαδή $i_d^{\text{ref}} = i_d^N = \frac{\psi_R^N}{L_M}$. Αρχικά παρουσιάζονται οι κυματομορφές της ταχύτητας, του κέρδους λ_s και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στο Σχήμα 3.26, για τις 4 καταστάσεις που περιγράφηκαν παραπάνω.

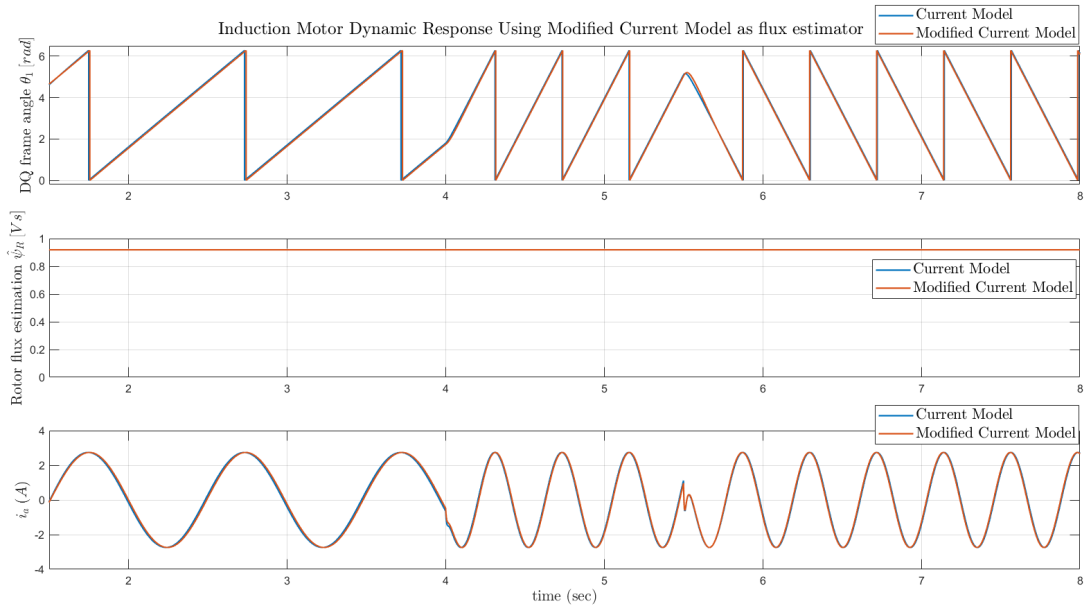


Σχήμα 3.26: Απόκριση ταχύτητας και ηλεκτρομαγνητικής ροπής για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος και με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Η απόκριση των μεγεθών με την χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος είναι ικανοποιητική, ωστόσο παρατηρείται ελαφρώς πιο αργή απόκριση, η οποία θα μπορούσε να οφείλεται στην χρήση του βαθυπερατού φίλτρου, και του εύρους ζώνης που επιλέχθηκε. Να σημειωθεί πως στα πλαίσια προσομοίωσης δεν παρατηρηθεί κάποια ουσιαστική διαφορά με τη χρήση του βαθυπερατού φίλτρου, λόγω απουσίας του θορύβου που θα υπήρχε σε ένα πραγματικό σύστημα. Επιπλέον, σχετικά με το κέρδος λ_s , φαίνεται πως ανήκει ακόμα στο εύρος όπου ακολουθεί τη κυματομορφή της ταχύτητας και δεν έχει κορεστεί, καθώς η τιμή κορεσμού του είναι $\lambda = 1$.

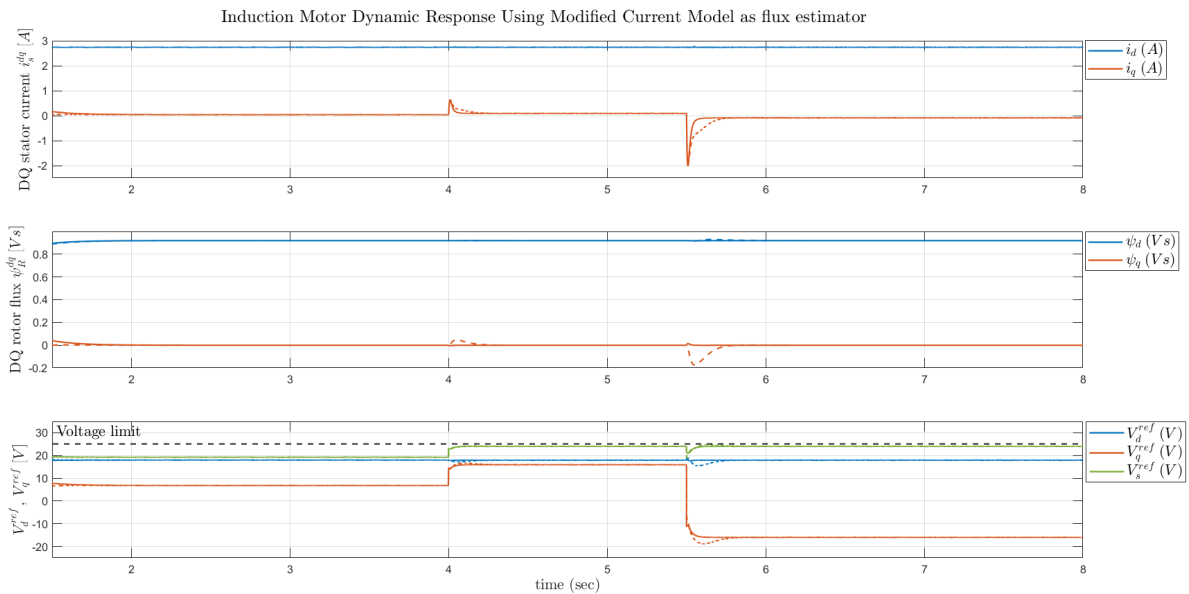
Στο Σχήμα 3.27, φαίνονται η εκτίμηση της γωνίας θ_1 που παράγεται από το Μοντέλο Ρεύματος και με το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος αντίστοιχα, η εκτίμηση της ροής δρομέα και το ρεύμα της φάσης a . Τα διαστήματα όπου οι αναφορές ταχύτητες μεταβάλλονται είναι αυτά που προαναφέρθηκαν και φαίνονται και στο Σχήμα 3.26.

Στο Σχήμα 3.27 φαίνεται πως η απόκριση της εκτίμησης ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$ είναι ταυτόσημη και στις δύο περιπτώσεις, καθώς για την εκτίμηση της τιμής της ροής δρομέα χρησιμοποιήθηκε ο αλγόριθμος του Μοντέλου Ρεύματος. Η απόκριση της γωνίας θ_1 και του ρεύματος i_a είναι ίδια και με τους δύο εκτιμητές, με μια μικρή χρονική διαφορά η οποία θα μπορούσε να οφείλεται στην καθυστέρηση που εισάγει το φίλτρο στο Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.



Σχήμα 3.27: Απόκριση γωνίας θ_1 , εκτίμησης ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$ και ρεύμα της φάσης a , για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος και με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Τέλος, στο Σχήμα 3.28 φαίνονται οι κυματομορφές των ρευμάτων i_d , i_q , της ροής δρομέα ψ_d , ψ_q και οι τάσεις αναφοράς v_d^{ref} , v_q^{ref} (έξοδοι ελεγκτών ρεύματος). Με συνεχή γραμμή αναφερόμαστε στο Μοντέλο Ρεύματος, ενώ διακεκομμένη γραμμή στο Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.



Σχήμα 3.28: Απόκριση ρευμάτων στο dq πλαίσιο (i_d , i_q), ροής δρομέα ψ_d , ψ_q και τάσεις αναφοράς v_d^{ref} , v_q^{ref} (έξοδοι ελεγκτών ρεύματος), για βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς με Μοντέλο Ρεύματος και με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Φαίνεται πως ο τέλειος προσανατολισμός πεδίου διατηρείται και με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος, καθώς η συνιστώσα ψ_q μηδενίζεται. Επιπλέον όλα τα μεγέθη που παρουσιάζονται, στην μόνιμη κατάσταση έχουν ίδια τιμή και με τους δύο εκτιμητές ροής. Αυτό που παρατηρείται ωστόσο, είναι πως έχει πιο αργή απόκριση το

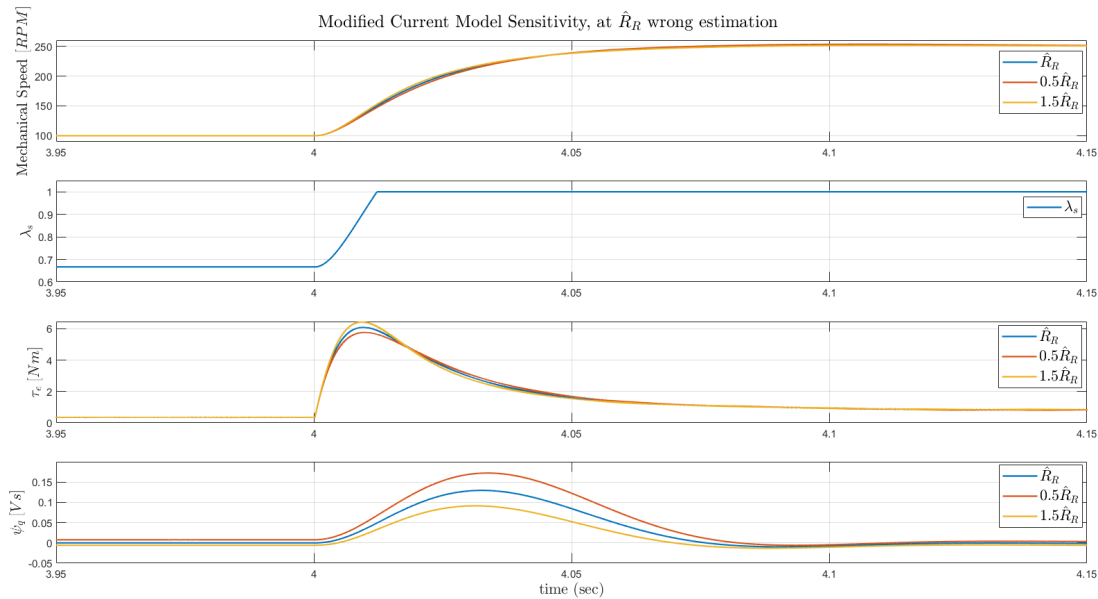
Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

3.12.2 Ευαισθησία του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος

Εκτίμηση αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R

Καθώς με το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος, επιτυγχάνεται απευαισθητοποίηση στην ορθή εκτίμηση της αντίστασης δρομέα \hat{R}_R στις υψηλότερες ταχύτητες, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις με $V_{DC} = 135 \text{ V}$ και μεταβολή στην ταχύτητα αναφοράς: $100 \text{ ΣΑΛ} \rightarrow 250 \text{ ΣΑΛ}$. Ο λόγος που επιλέχθηκαν πιο υψηλές ταχύτητες είναι ώστε το κέρδος λ_s να κορεστεί και να μην ισχύουν πλέον οι ιδιότητες του Μοντέλου Ρεύματος.

Στο Σχήμα 3.29 φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας, το κέρδος λ_s και η απόκριση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της ροής δρομέα στον q άξονα ψ_q με τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R), υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$) και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα.



Σχήμα 3.29: Ευαισθησία Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος σε λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα \hat{R}_R .

Σχετικά με το κέρδος λ_s , φαίνεται πως δεν έχει κορεστεί στην ταχύτητα των 100 ΣΑΛ , ενώ στην ταχύτητα των 250 ΣΑΛ έχει κορεστεί. Συγκεκριμένα, το κέρδος λ_s κοραίνεται όταν ξεπερνάμε την ταχύτητα $\omega_{\Delta} \frac{1}{n_p} \frac{60}{2\pi} = 150 \text{ ΣΑΛ}$, το οποίο επιβεβαιώνεται και στο Σχήμα 3.29.

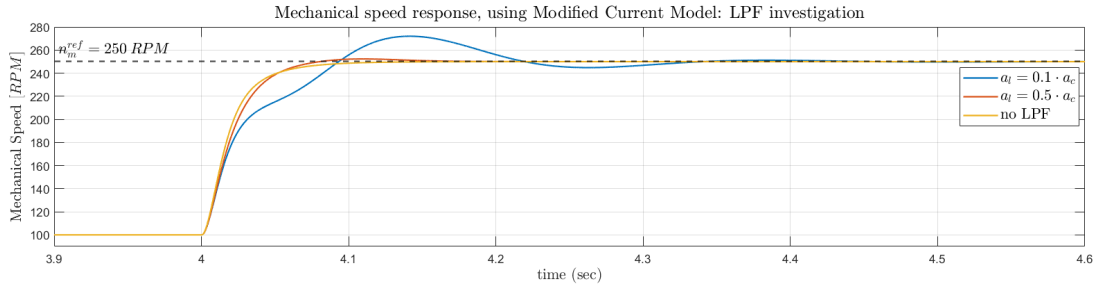
Για την ροή δρομέα στον q άξονα, ψ_q , φαίνεται πως όσο το κέρδος λ_s δεν έχει κορεστεί, η απώλεια του τέλειου προσανατολισμού είναι πιο έντονη, καθώς υπερισχύουν οι ιδιότητες του Μοντέλου Ρεύματος στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων. Αν το συγκρίνουμε ωστόσο με την κυματομορφή του Σχήματος 3.23, όπου η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε με το Μοντέλο Ρεύματος, έχουμε μικρότερο αποπροσανατολισμό του πεδίου. Στην ταχύτητα των 250 ΣΑΛ , όπου πλέον το λ_s έχει κορεστεί και άρα το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος δεν κληρονομεί τις ιδιότητες του Μοντέλου Ρεύματος, ο αποπροσανατολισμός του πεδίου είναι ακόμα μικρότερος από αυτόν που παρατηρούμε στην ταχύτητα των 100 ΣΑΛ .

Επομένως, επιβεβαιώθηκε και μέσω προσομοίωσης πως με το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος επιτυγχάνεται απευαισθητοποίηση στην ορθή εκτίμηση της αντίστασης δρομέα \hat{R}_R .

Βαθυπερατό φίλτρο

Στο σημείο αυτό, εξετάστηκε σε επίπεδο προσομοίωσης η επιρροή του βαθυπερατού φίλτρου στην απόκριση της ταχύτητας, καθώς δοκιμάστηκε και στο πειραματικό μέρος. Πραγματοποιήθηκε δοκιμή για τις συνθήκες όπου ελέγχθηκε η ευαισθησία στην εκτίμηση της αντίστασης δρομέα. Δίνοντας είσοδο στον μετατροπέα $V_{DC} = 135 \text{ V}$ και μεταβάλλοντας την ταχύτητα αναφοράς ως: $100 \text{ ΣΑΛ} \rightarrow 250 \text{ ΣΑΛ}$, πραγματοποιήθηκαν οι εξής δοκιμές:

- Με βαθυπερατό φίλτρο εύρους ζώνης $a_l = 0.5 \cdot a_c = 110 \text{ Hz}$ (Ονομαστικές συνθήκες)
- Με βαθυπερατό φίλτρο εύρους ζώνης $a_l = 0.1 \cdot a_c = 22 \text{ Hz}$
- Χωρίς βαθυπερατό φίλτρο



Σχήμα 3.30: Απόκριση ταχύτητας μηχανής επαγωγής για διαφορετικά εύρη ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου και χωρίς βαθυπερατό φίλτρο.

Με την μείωση του εύρους ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου, χειροτερεύει η απόκριση της ταχύτητας, καθώς για εύρος ζώνης $a_l = 0.1 \cdot a_c$, ικανοποιείται η συνθήκη $a_l < a_c$, όμως δεν ικανοποιείται η συνθήκη $T_r^{-1} = \frac{\hat{R}_R}{L_M} \ll a_l$, καθώς $a_l = 22 \text{ Hz}$, και το αντίστροφο της χρονικής σταθεράς δρομέα είναι $T_r^{-1} = 6.28 \text{ Hz}$.

Αφαιρώντας εντελώς το βαθυπερατό φίλτρο λαμβάνουμε την καλύτερη απόκριση ταχύτητας, καθώς το βαθυπερατό φίλτρο προσθέτει καθυστέρηση. Σε μια πειραματική διάταξη ωστόσο, η χρήση βαθυπερατού φίλτρου είναι χρήσιμη, σε αντίθεση με τις συνθήκες της προσομοίωσης όπου δεν εισάγεται θόρυβος μετρήσεων.

Κέρδος λ

Στο σημείο αυτό, εξετάστηκε σε επίπεδο προσομοίωσης η επίδραση της επιλεγμένης τιμής λ , στην απόκριση της ταχύτητας και στον προσανατολισμό του πεδίου. Πραγματοποιήθηκε δοκιμή για τις συνθήκες όπου ελέγχθηκε η ευαισθησία από την εκτίμηση της αντίστασης δρομέα. Ορίστηκε είσοδος στον μετατροπέα $V_{DC} = 135 \text{ V}$ και μεταβλήθηκε βηματικά η ταχύτητα αναφοράς ως: $100 \text{ ΣΑΛ} \rightarrow 250 \text{ ΣΑΛ}$.

Επιπλέον, η δοκιμή πραγματοποιήθηκε θεωρώντας πως έχουμε λάθος εκτίμηση αντίστασης δρομέα και συγκεκριμένα υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$), ώστε να αποφανθούμε τη βελτίωση ή τη χειροτέρευση του προσανατολισμού πεδίου στις δοκιμές που θα ακολουθήσουν.

Προσομοιώθηκαν οι εξής δοκιμές και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στο Σχήμα 3.31:

- $\lambda = 1$ (Ονομαστικές συνθήκες)
- $\lambda = 2$

Φαίνεται πως επιτυγχάνεται πιο γρήγορος, και καλύτερος προσανατολισμός πεδίου, αυξάνοντας την τιμή του λ , καθώς στην περίπτωση αυτή το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος αποκτά μεγαλύτερη τιμή κέρδους λ_s και άρα μεγαλύτερη απευαισθητοποίηση από την ορθή εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R . Ωστόσο, όπως φαίνεται, μεγάλες τιμές λ οδηγούν σε ταλαντώσεις στην εκτίμηση της ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$.

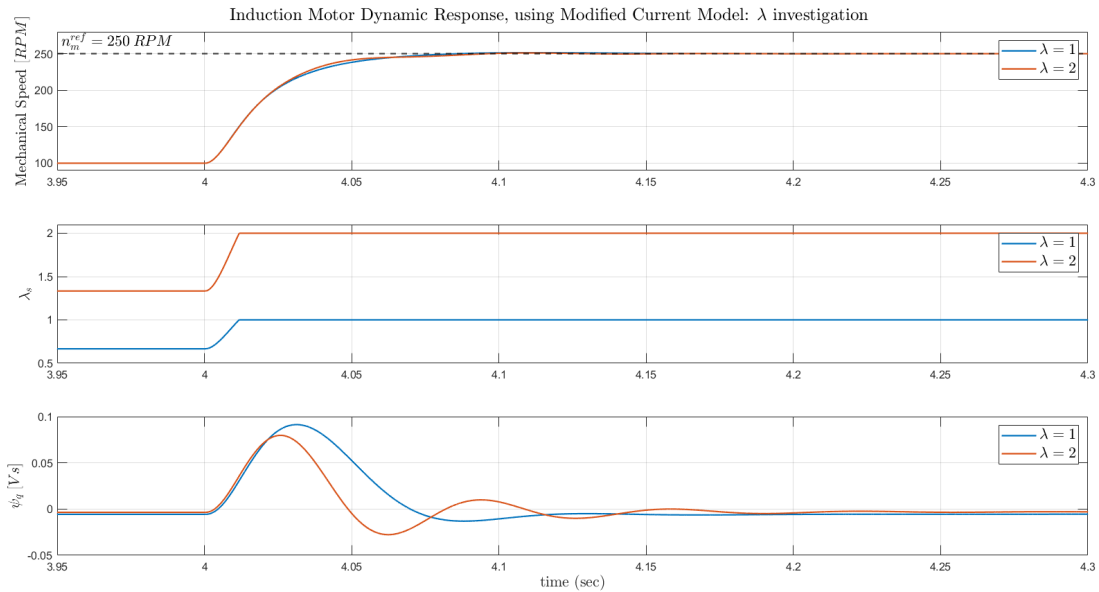
Ταχύτητα ω_Δ

Στο σημείο αυτό, εξετάστηκε σε επίπεδο προσομοίωσης η επίδραση της επιλεγμένης τιμής ω_Δ , στην απόκριση της ταχύτητας και στον προσανατολισμό του πεδίου. Πραγματοποιήθηκε δοκιμή για τις συνθήκες όπου ελέγχθηκε η ευαισθησία από την εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, δηλαδή δίνοντας είσοδο στον μετατροπέα $V_{DC} = 135 \text{ V}$, και για μεταβολή στην ταχύτητα αναφοράς $100 \text{ ΣΑΛ} \rightarrow 250 \text{ ΣΑΛ}$.

Επιπλέον, η δοκιμή πραγματοποιήθηκε θεωρώντας πως έχουμε λάθος εκτίμηση αντίστασης δρομέα και συγκεκριμένα υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$), ώστε να αποφανθούμε τη βελτίωση ή τη χειροτέρευση του προσανατολισμού πεδίου στις δοκιμές που θα ακολουθήσουν.

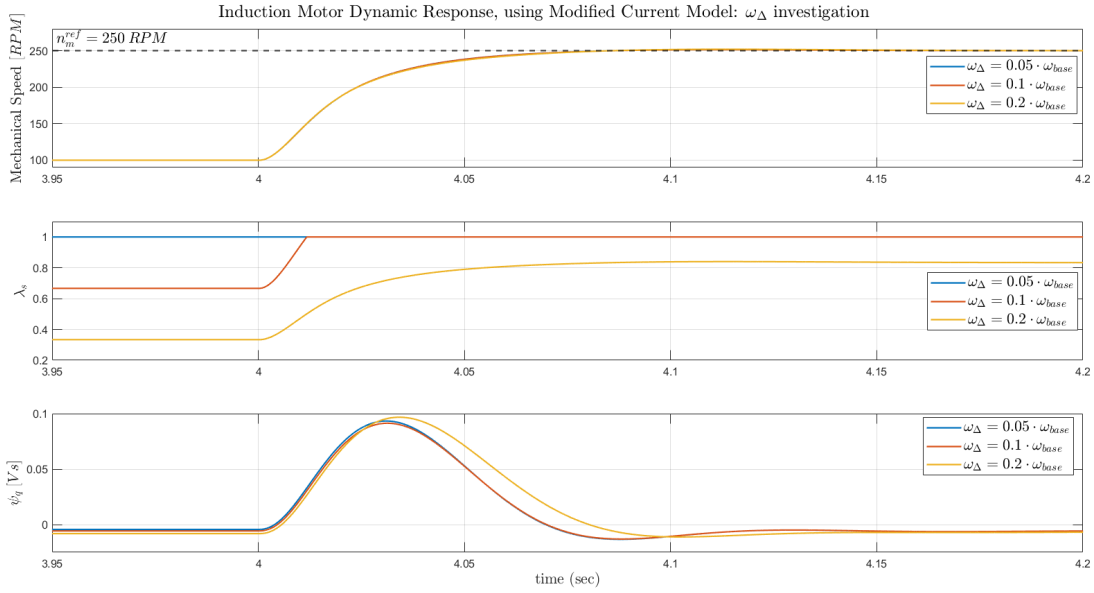
Προσομοιώθηκαν οι εξής δοκιμές και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στο Σχήμα 3.32:

- $\omega_{\Delta} = 0.05 \cdot \omega_{\text{base}}$
- $\omega_{\Delta} = 0.1 \cdot \omega_{\text{base}}$ (Ονομαστικές συνθήκες)
- $\omega_{\Delta} = 0.2 \cdot \omega_{\text{base}}$



Σχήμα 3.31: Απόκριση ταχύτητας μηχανής επαγωγής, κέρδους λ_s και q συνιστώσας ροής δρομέα ψ_q για διαφορετικές τιμές λ .

Στην περίπτωση όπου επιλέξουμε $\omega_{\Delta} = 0.05\omega_{\text{base}}$, τότε ο κορεσμός του κέρδους λ_s ξεκινά από την ταχύτητα των 75 ΣΑΛ (καθώς για $\omega_{\Delta} = 0.1\omega_{\text{base}}$ ο κορεσμός του λ_s ξεκινά από την ταχύτητα των 150 ΣΑΛ). Αντίθετα, στην περίπτωση όπου επιλέξουμε $\omega_{\Delta} = 0.2\omega_{\text{base}}$, τότε ο κορεσμός του κέρδους λ_s ξεκινά από την ταχύτητα των 300 ΣΑΛ. Αυτά επιβεβαιώνονται και από την προσομοίωση, καθώς στην περίπτωση όπου $\omega_{\Delta} = 0.05\omega_{\text{base}}$ το κέρδος λ_s έχει κορεστεί ήδη από τις 100 ΣΑΛ, ενώ στην περίπτωση όπου $\omega_{\Delta} = 0.2\omega_{\text{base}}$ το κέρδος λ_s δεν έχει κορεστεί ακόμα. Ενώ η απόκριση της ταχύτητας φαίνεται όμοια και στις τρεις περιπτώσεις, επιτυγχάνεται χειρότερος και πιο αργός προσανατολισμός πεδίου στην περίπτωση όπου $\omega_{\Delta} = 0.2\omega_{\text{base}}$, λόγω μικρότερης τιμής κέρδους λ_s στην περιοχή αυτών των ταχυτήτων που παρουσιάζονται. Αυτό έχει συνέπεια τη μεγαλύτερη ευαισθησία στην ορθή εκτίμηση αντίστασης δρομέα.



Σχήμα 3.32: Απόκριση ταχύτητας μηχανής επαγωγής, κέρδους λ_s και q συνιστώσα ροής δρομέα ψ_q για διαφορετικές τιμές ω_Δ .

3.13 Εξασθένιση πεδίου

Καθώς η τάση στάτη περιορίζεται στην τιμή V_{\max} , όπου $V_{\max} = \hat{V}_N \frac{V_{DC}}{V_N}$, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (3.13) της μόνιμης κατάστασης, προκύπτει [1]:

$$|v_s| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = |\omega_1| L_\sigma \sqrt{i_q^2 + \left(\frac{L_\sigma + L_M}{L_\sigma} \right)^2 i_d^2} = V_{\max} \quad (3.41)$$

Επομένως, για να αυξηθεί η ταχύτητα πέρα από την ονομαστική, θα πρέπει να μειωθεί μια εκ των συνιστωσών i_q , i_d . Καθώς όμως η συνιστώσα ρεύματος i_q σχετίζεται με την ανάπτυξη ηλεκτρομαγνητικής ροπής, δεν μπορεί να μειωθεί περαιτέρω, καθώς η μηχανή δεν θα μπορεί να επιταχύνει ώστε να φτάσει σε μεγαλύτερες ταχύτητες. Επομένως, μειώνεται η συνιστώσα ρεύματος i_d , η οποία είναι υπεύθυνη για την δημιουργία ροής (flux-producing current component). Μειώνοντας όμως την συνιστώσα ρεύματος i_d , μειώνεται και η ροή και για τον λόγο αυτό, λέμε πως κάνουμε Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου (Field-Weakening Control).

Ένας τρόπος ώστε να ελέγξουμε την συνιστώσα ρεύματος i_d^{ref} είναι εφαρμόζοντας έναν ολοκληρωτικό ελεγκτή εξασθένισης πεδίου, ως εξής [1]:

$$i_d^{\text{ref}} = k_{fw} \int \left[V_{\max}^2 - (v_d^{\text{ref}})^2 - (v_q^{\text{ref}})^2 \right] dt \Big|_{I_{\min}}^{I_{\text{nom}}} \quad (3.42)$$

όπου v_d^{ref} , v_q^{ref} οι τάσεις αναφοράς που παράγονται στην έξοδο των ελεγκτών ρεύματος, πριν τον κορεσμό.

Όταν $|v_s^{\text{ref}}| > V_{\max}$, τότε το ρεύμα i_d^{ref} μειώνεται από την ονομαστική τιμή του I_{nom} και όταν $|v_s^{\text{ref}}| < V_{\max}$, τότε το ρεύμα i_d^{ref} μπορεί να αυξηθεί, αλλά όχι παραπάνω από I_{nom} . Με τον τρόπο αυτό, η ροή μειώνεται ακριβώς όσο χρειάζεται, ώστε να επιτευχθεί $|v_s^{\text{ref}}| = V_{\max}$.

Η ονομαστική τιμή I_{nom} και η ελάχιστη τιμή ρεύματος συνιστώσας ροής I_{\min} ορίζονται ως [1]:

$$\begin{cases} I_{\text{nom}} &= \frac{\psi_{\text{ref}}}{L_M}, \\ I_{\min} &= 0.1 \cdot I_{\text{nom}}. \end{cases} \quad (3.43)$$

Η ελάχιστη τιμή ρεύματος I_{\min} δεν μπορεί να είναι μηδενική και επιλέγεται έτσι ώστε να αποφύγουμε την πλήρη απομαγνήτιση.

Επόμενο βήμα είναι η επιλογή του κέρδους k_{fw} και για τον σκοπό αυτό, με τη χρήση της (3.42) και αντικαθιστώντας τις τάσεις με τις εξισώσεις (3.13) της μόνιμης κατάστασης, ισχύει:

$$i_d^{\text{ref}} = k_{fw} \int V_{\text{max}}^2 - (\omega_1 L_{\sigma} i_q)^2 - [\omega_1 (L_{\sigma} i_d + \psi_R)]^2 \rightarrow \begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -2k_{fw} |\omega_1| V_{\text{max}} L_{\sigma} \left(i_d - i_d^* + \frac{\psi_R - \psi_R^*}{L_{\sigma}} \right), \\ \frac{d\psi_R}{dt} = R_R i_d - \frac{R_R}{L_M} \psi_R, \end{cases} \quad (3.44)$$

όπου το εύρος ζώνης είναι $a_{fw} = 2k_{fw} |\omega_1| V_{\text{base}} L_{\sigma}$. Τότε, το σύστημα με μεταβλητές $[i_d, \psi_R]$, έχει πίνακα κατάστασης

$$\begin{bmatrix} -a_{fw} & -a_{fw}/L_{\sigma} \\ R_R & -R_R/L_M \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

με χαρακτηριστικό πολυώνυμο, θεωρώντας πως $a_{fw} \gg R_R/L_M$

$$\det(sI - A) = s^2 + a_{fw} \cdot s + a_{fw} \frac{R_R}{L_{\sigma}}, \quad (3.46)$$

οι ρίζες του πολυωνύμου είναι

$$s = -\frac{a_{fw}}{2} \pm \sqrt{\frac{a_{fw}^2}{4} - a_{fw} \frac{R_R}{L_{\sigma}}}. \quad (3.47)$$

Επομένως, επιλέγεται εύρος ζώνης

$$a_{fw} = \frac{2\hat{R}_R}{\hat{L}_{\sigma}}. \quad (3.48)$$

Η χρονική σταθερά L_{σ}/R_R είναι περίπου υποδεκαπλάσια από τη χρονική σταθερά δρομέα L_M/R_R και άρα η δυναμική απόκριση του συστήματος εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου για μικρές μεταβολές στην αναφορά της ταχύτητας θα πρέπει να είναι ικανοποιητική.

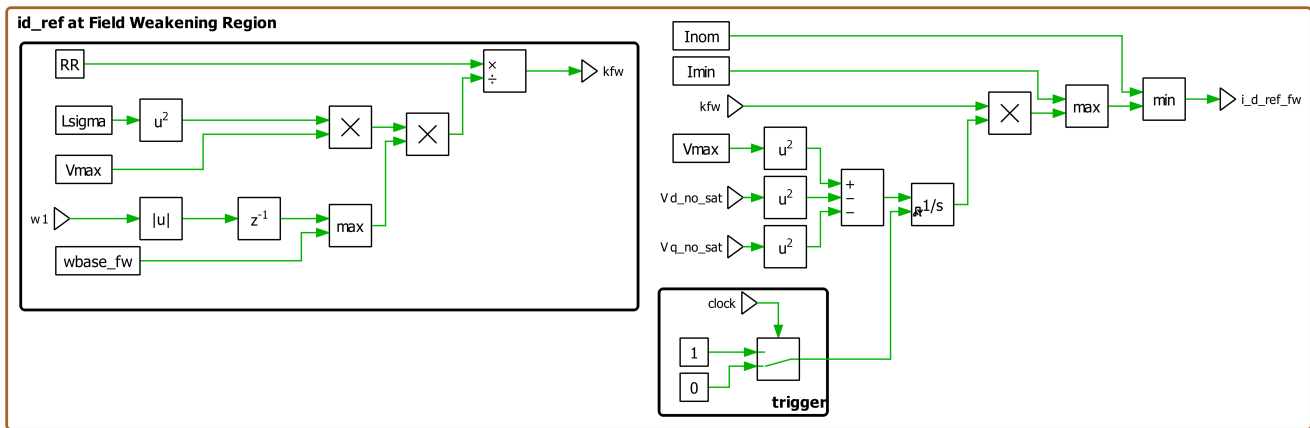
Τελικά, το κέρδος k_{fw} ορίζεται ως εξής:

$$k_{fw} = \frac{\hat{R}_R}{\hat{L}_{\sigma}^2 \cdot V_{\text{max}} \cdot \max(|\omega_1|, \omega_{\text{base}}^{fw})}, \quad (3.49)$$

όπου $\omega_{\text{base}}^{fw} = \omega_{\text{base}} \frac{V_{DC}}{V_{DC}^*}$.

Δηλαδή το κέρδος k_{fw} διατηρείται σταθερό κάτω από την ταχύτητα ω_{base} , όπου δεν χρειάζεται να εφαρμοστεί έλεγχος εξασθένισης πεδίου.

Η υλοποίηση του ελεγκτή εξασθένισης πεδίου για την αναφορά ρεύματος i_d^{ref} στο περιβάλλον Plecs φαίνεται παρακάτω:



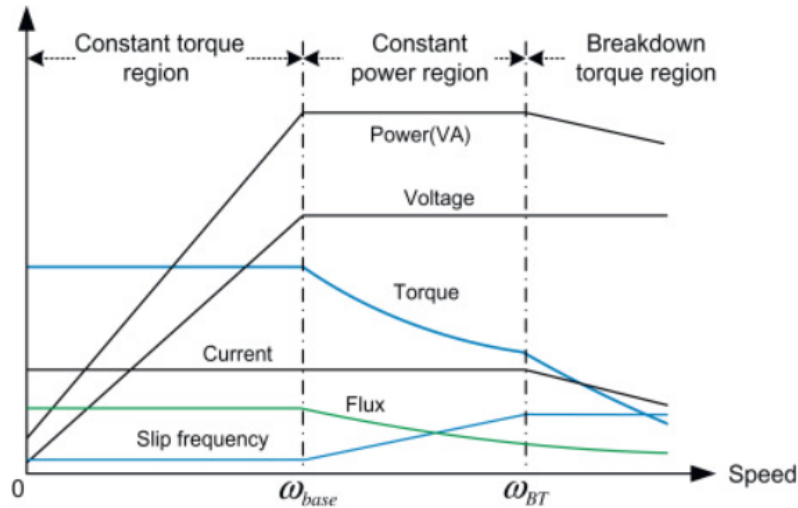
Σχήμα 3.33: Υλοποίηση Ελεγκτή εξασθένισης πεδίου, για αναφορά ρεύματος i_d^{ref} στο περιβάλλον Plecs.

Το εύρος λειτουργίας μιας μηχανής επαγωγής μπορεί να χωριστεί σε τρεις περιοχές, ανάλογα με την ικανότητα παραγωγής ροπής [34], όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.34:

- **Περιοχή σταθερής ροπής** (constant torque region): στην περιοχή αυτή, ισχύει: $\omega_1 < \omega_{base}$.
- **Περιοχή σταθερής ισχύος** (ή **περιοχή εξασθένισης I**) (constant power region): στην περιοχή αυτή, ισχύει: $\omega_1 > \omega_{base}$.
- **Περιοχή ροπής ανατροπής** (ή **περιοχή εξασθένισης II**) (breakdown torque region): στην περιοχή αυτή, ισχύει: $\omega_1 > \omega_{base}$.

Στην **περιοχή σταθερής ροπής**, ρυθμίζεται το ρεύμα στάτη, ώστε να λαμβάνουμε την μέγιστη ροπή [32]. Επιπλέον, ο λόγος της θεμελιώδους τιμής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, προς την συχνότητα στάτη, ρυθμίζεται έτσι ώστε να διατηρούμε σταθερή ροή διακένου. Να αναφερθεί επιπλέον, πως η μέγιστη τιμή ροπής περιορίζεται και από το όριο ρεύματος του αντιστροφέα [32].

Η μετάβαση στην **περιοχή εξασθένισης πεδίου** πραγματοποιείται όταν έχουμε φτάσει την μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα, επομένως στην περιοχή αυτή λειτουργούμε με την μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα [32]. Καθώς η συχνότητα στάτη συνεχίζει να αυξάνεται, η μηχανή λειτουργεί με μειωμένη ροή διακένου. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.34, αυξάνεται η συχνότητα ολίσθησης, ώστε να διατηρήσουμε το ρεύμα στάτη εντός του ορίου. Η μετάβαση στην τρίτη περιοχή (**περιοχή εξασθένισης πεδίου II**), πραγματοποιείται όταν η ολίσθηση αποκτά την μέγιστη τιμή της (pull-out slip), η οποία αντιστοιχεί στην ροπή ανατροπής [32]. Στην περιοχή αυτή, επομένως, η ολίσθηση παραμένει κάτω από το όριο της μέγιστης ολίσθησης, και η μέγιστη δυνατή ροπή σε αυτή την περιοχή επιτυγχάνεται με ρεύμα στάτη μικρότερο του ονομαστικού [1].



Σχήμα 3.34: Περιοχές λειτουργίας μηχανής επαγωγής [34].

Επομένως, είναι απαραίτητος ο επανακαθορισμός του ορίου κορεσμού ρεύματος, στον ελεγχτή ταχύτητας, ώστε να συμπεριλάβουμε και την περιοχή εξασθένισης πεδίου II.

Καθώς η ηλεκτρομαγνητική ροπή στην μόνιμη κατάσταση εξαρτάται από το γινόμενο $\psi_R i_q$, αφού $\psi_R = L_M i_d$, η ηλεκτρομαγνητική ροπή εξαρτάται από το γινόμενο $i_d i_q$.

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις μόνιμης κατάστασης (3.13), το γινόμενο $i_d i_q$ γίνεται:

$$\begin{cases} v_d = -\omega_1 L_\sigma i_q \\ v_q = \omega_1 (L_\sigma + L_M) i_d \end{cases} \Rightarrow i_d i_q = -\frac{v_d v_q}{\omega_1^2 (L_\sigma + L_M) L_\sigma} \quad (3.50)$$

Εφαρμόζοντας την μέγιστη δυνατή τάση V_{max} τότε λαμβάνουμε την μέγιστη τιμή ηλεκτρομαγνητικής ροπής όταν $|v_d| = |v_q| = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$. Επομένως, χρησιμοποιώντας την σχέση μεταξύ των τάσεων για την επίτευξη της μέγιστης ροπής, οι εξισώσεις μόνιμης κατάστασης γίνονται:

$$\begin{cases} |i_q| = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}\omega_1 L_\sigma} \\ |i_d| = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}\omega_1 (L_\sigma + L_M)} \end{cases} \Rightarrow \frac{|i_q|}{|i_d|} = \frac{(L_\sigma + L_M)}{L_\sigma} = \xi. \quad (3.51)$$

Πετυχαίνουμε δηλαδή μέγιστη ροπή, τροποποιώντας την αναφορά ρεύματος i_q^{ref} ως εξής:

$$|i_q^{\text{ref}}| = \hat{\xi} i_d^{\text{ref}}, \quad \hat{\xi} = \frac{\hat{L}_\sigma + \hat{L}_M}{\hat{L}_\sigma}. \quad (3.52)$$

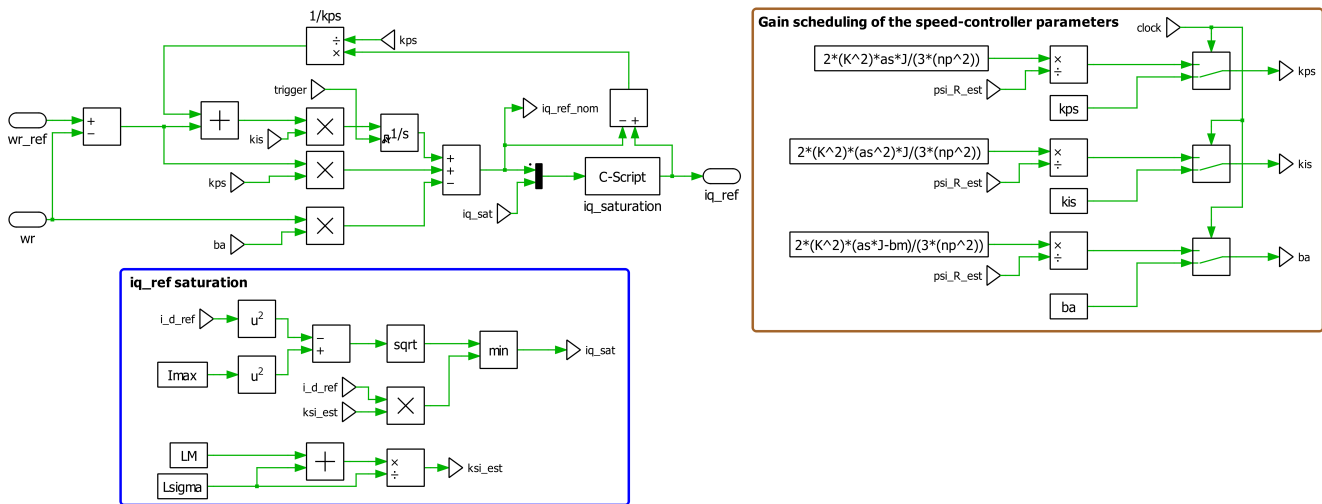
Ωστόσο, η τροποποίηση αυτή, θα οδηγούσε σε ρεύμα στάτη μεγαλύτερο του ονομαστικού στην περιοχή εξασθένισης πεδίου I, επομένως η αναφορά ρεύματος i_q^{ref} περιορίζεται ως εξής:

$$i_q^{\text{ref}} = \text{sat} \left[i_{q, \text{nom}}, \min \left(\sqrt{I_{\text{max}}^2 - (i_d^{\text{ref}})^2}, \hat{\xi} i_d^{\text{ref}} \right) \right]. \quad (3.53)$$

Τέλος, καθώς τα κέρδη του ελεγκτή ταχύτητας, περιέχουν στον παρονομαστή τους τον όρο $\hat{\psi}_R$, είναι απαραίτητο στην περιοχή εξασθένισης πεδίου να συμπεριλαμβάνεται η μείωση της ροής στα κέρδη, δηλαδή είναι απαραίτητη η αντικατάσταση του $\psi_{\text{ref}} = \psi_R^N$ στα κέρδη που παρουσιάζονται στην σχέση (3.30), με την εκτίμηση $\hat{\psi}_R$:

$$\begin{cases} b_a &= \frac{2K^2(a_s \hat{j} - \hat{b})}{3n_p^2 \hat{\psi}_R} \\ k_{ps} &= \frac{2K^2 a_s \hat{j}}{3n_p^2 \hat{\psi}_R} \\ k_{is} &= \frac{2K^2 a_s^2 \hat{j}}{3n_p^2 \hat{\psi}_R} \end{cases} \quad (3.54)$$

Η τροποποίηση του ελεγκτή ταχύτητας στο περιβάλλον Plecs φαίνεται παρακάτω:

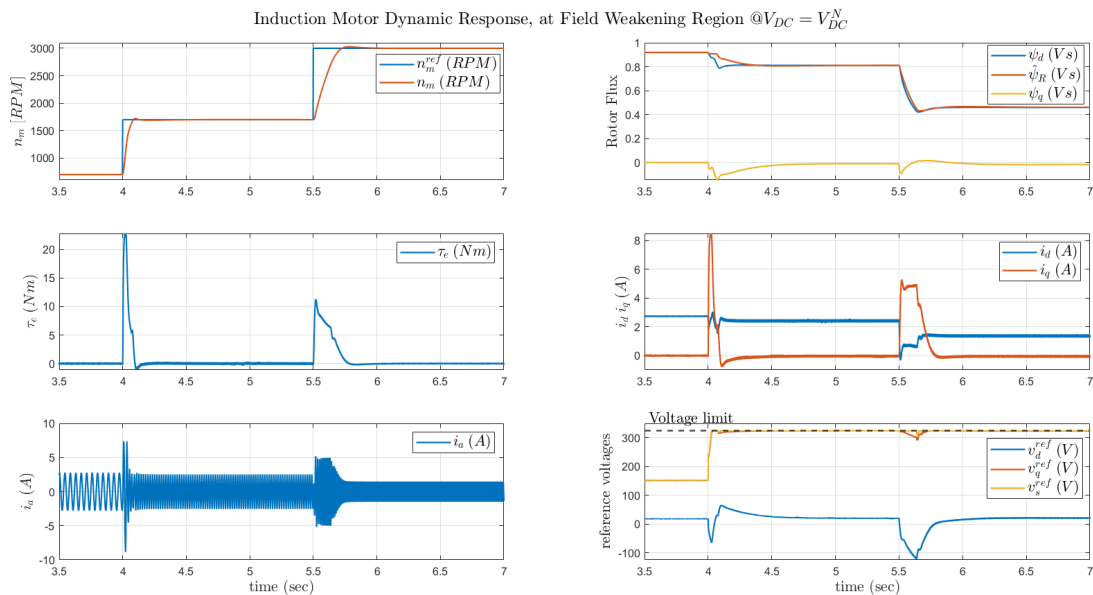


Σχήμα 3.35: Τροποποίηση ελεγκτή ταχύτητας για λειτουργία στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, στο περιβάλλον Plecs.

3.13.1 Προσομοίωσης Μηχανής Επαγωγής με Διανυσματικό Έλεγχο και Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου

Στο σημείο αυτό πραγματοποιήθηκε προσομοίωση, ώστε να ελεγχθεί η λειτουργικότητα του ελεγκτή εξασθένισης πεδίου. Να σημειωθεί πως για την εκτίμηση της ροής δρομέα και της γωνίας θ_1 του στρεφόμενου προσανατολισμένου πλαισίου, χρησιμοποιήθηκε το Μοντέλο Ρεύματος. Αρχικά πραγματοποιήθηκε προσομοίωση με $V_{DC} = V_{DC}^N$, με μηδενική ροπή φορτίου και τα αποτελέσματα φαίνονται στο Σχήμα 3.36. Πραγματοποιήθηκαν βηματικές μεταβολές στην ταχύτητα 700 ΣΑΛ \rightarrow 1700 ΣΑΛ \rightarrow 3000 ΣΑΛ.

Καθώς η ονομαστική ταχύτητα είναι ίση με 1410 ΣΑΛ και η σύγχρονη ταχύτητα είναι ίση με 1500 ΣΑΛ, με την αναφορά ταχύτητας 1700 ΣΑΛ, βρισκόμαστε στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Επομένως η πρώτη μεταβολή ταχύτητας πραγματοποιήθηκε, ώστε να παρουσιαστεί η απόκριση του συστήματος κατά την μετάβαση από την περιοχή σταθερής ροπής στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Η δεύτερη μεταβολή πραγματοποιήθηκε ώστε να παρουσιαστεί η απόκριση του συστήματος κατά μια βηματική μεταβολή ταχύτητας εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου.



Σχήμα 3.36: Λειτουργία μηχανής επαγωγής στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, με $V_{DC} = V_{DC}^N$.

Σχετικά με την απόκριση της ταχύτητας, φαίνεται πως έχουμε πιο αργή απόκριση στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, λόγω μεταβολής (μείωσης) της ροής του δρομέα. Ωστόσο η απόκρισή της είναι ικανοποιητική καθώς πραγματοποιήθηκε σχετικά μεγάλη μεταβολή στην περιοχή εξασθένισης πεδίου (1700 ΣΑΛ → 3000 ΣΑΛ), αλλά και ακολουθεί επίσης την αναφορά ταχύτητας.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή στην μόνιμη κατάσταση είναι μηδενική, όπως και ήταν επιθυμητό, και αυξάνεται όταν η μηχανή επιταχύνει ώστε να φτάσει την μεγαλύτερη ταχύτητα αναφοράς που δίνεται.

Σχετικά με το ρεύμα στάτη στη φάση a , i_a , φαίνεται πως το πλάτος του μειώνεται όσο αυξάνεται η ταχύτητα εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου, καθώς η συνιστώσα ρεύματος i_q είναι μηδενική στην μόνιμη κατάσταση, ενώ αυξάνεται όταν έχουμε απαίτηση σε ροπή, και η συνιστώσα ρεύματος i_d μειώνεται, όπως και ήταν επιθυμητό κατά την δόμηση του ελεγκτή εξασθένισης πεδίου.

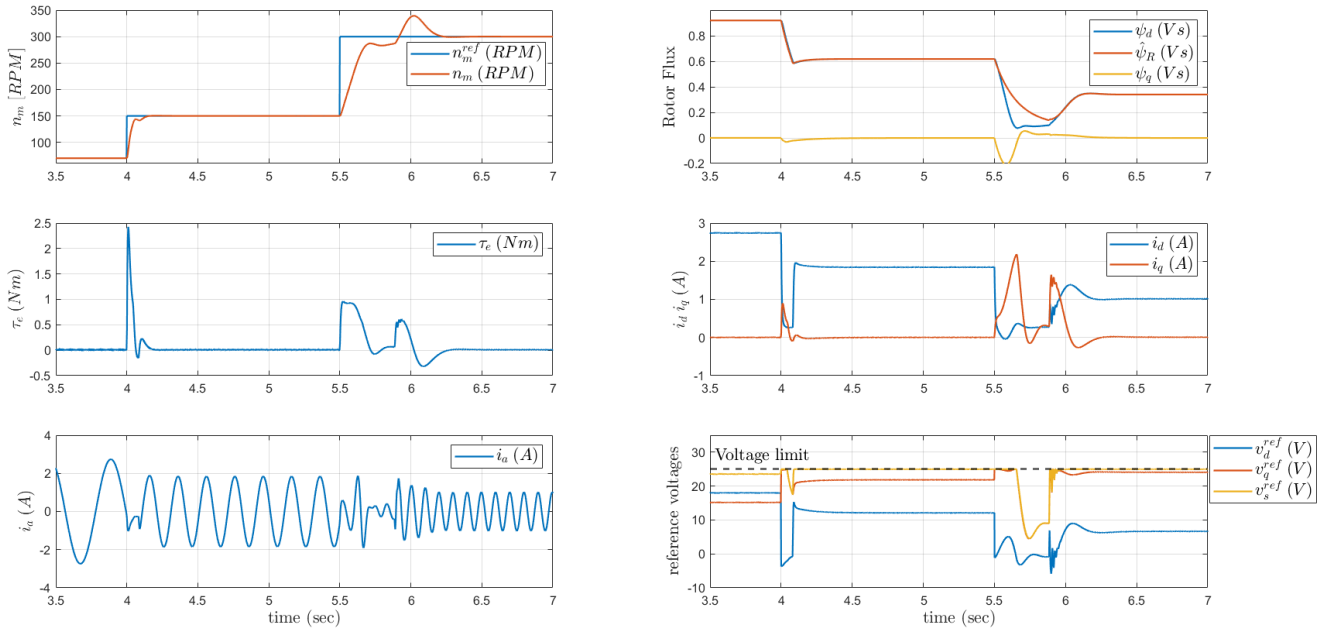
Φαίνεται επιπλέον πως η εκτίμηση της ροής $\hat{\psi}_R$ είναι μικρότερη από την ονομαστική της τιμή όσο αυξάνεται η ταχύτητα εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου, όπως και ήταν αναμενόμενο. Επιπλέον, ο προσανατολισμός πεδίου είναι ικανοποιητικός.

Τέλος, φαίνεται πως στην περιοχή εξασθένισης πεδίου η τάση \bar{v}_s^{ref} έχει κορεστεί στη μέγιστη επιτρεπτή τιμή, όπως και επαληθευόταν στο Σχήμα 3.34.

Στην συνέχεια πραγματοποιήθηκε προσομοίωση με $V_{DC} = 50 \text{ V}$ και με μηδενική ροπή φορτίου για βηματικές μεταβολές στην αναφορά ταχύτητας: 70 ΣΑΛ → 150 ΣΑΛ → 300 ΣΑΛ. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής, φαίνονται στο Σχήμα 3.37. Στην ταχύτητα των 70 ΣΑΛ βρισκόμαστε στην περιοχή σταθερής ροπής. Θεωρώντας γραμμική την αντιστοιχία της ταχύτητας όπου εισερχόμαστε στην περιοχή εξασθένισης πεδίου ως:

$\omega_{\text{base}}^{\text{@lower voltage}} = \omega_{\text{base}} V_{DC} / V_{DC}^N$, τότε στην περίπτωσή μας, $n_{\text{base}}^{\text{@50 V}} \approx 115 \text{ ΣΑΛ}$. Επομένως, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, με την αναφορά ταχύτητας 150 ΣΑΛ βρισκόμαστε στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Η πρώτη μεταβολή ταχύτητας πραγματοποιήθηκε ώστε να παρουσιαστεί η απόκριση του συστήματος κατά την μετάβαση από την περιοχή σταθερής ροπής στην περιοχή εξασθένισης πεδίου και η δεύτερη μεταβολή πραγματοποιήθηκε ώστε να παρουσιαστεί η απόκριση του συστήματος κατά μια βηματική μεταβολή ταχύτητας εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου.

Induction Motor Dynamic Response, at Field Weakening Region @ $V_{DC} = 50 V$



Σχήμα 3.37: Λειτουργία μηχανής επαγωγής στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, με $V_{DC} = 50 V$.

Σχετικά με την απόκριση της ταχύτητας, φαίνεται πως είναι αργή κατά τις βηματικές μεταβολές της ταχύτητας αναφοράς, καθώς εξαρτάται από την δυναμική απόκριση της ροής $\hat{\psi}_R$, ωστόσο είναι ικανοποιητική, καθώς ακολουθεί την αναφορά της ταχύτητας, όταν η εκτίμηση της ροής βρίσκεται πλέον σε μόνιμη κατάσταση.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι μηδενική στην μόνιμη κατάσταση, όπως και ήταν επιθυμητό καθώς έχουμε ορίσει μηδενική ροπή φορτίου και αυξάνεται όταν η μηχανή επιταχύνει ενώ αντίστοιχα μειώνεται όταν η μηχανή επιβραδύνει. Σχετικά με το ρεύμα στάτη i_a , φαίνεται πως το πλάτος του μειώνεται όσο αυξάνεται η ταχύτητα εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου, καθώς η συνιστώσα ρεύματος i_q είναι μηδενική στην μόνιμη κατάσταση. Η συνιστώσα i_q αυξάνεται όταν έχουμε απαίτηση σε ροπή, ενώ η συνιστώσα ρεύματος i_d μειώνεται, όπως και ήταν επιθυμητό κατά τη λειτουργία στην περιοχή εξασθένισης πεδίου.

Φαίνεται επιπλέον, πως η εκτίμηση της ροής $\hat{\psi}_R$ είναι μικρότερη από την ονομαστική της τιμή όσο αυξάνεται η ταχύτητα εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου, όπως και περιμέναμε. Επιπλέον, έχουμε τέλειο προσανατολισμό πεδίου, καθώς η συνιστώσα ροής ψ_q είναι μηδενική. Να σημειωθεί, πως σε αντίθεση με την πρώτη προσομοίωση όπου $V_{DC} = V_{DC}^N$, κατά τη βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου η ροή στον d άξονα, αλλά και η εκτίμηση της ροής $\hat{\psi}_R$ βυθίζονται περιστασιακά σε χαμηλότερες τιμές από το αναμενόμενο. Η βύθιση αυτή έχει ως αποτέλεσμα την υπερύψωση στην απόκριση της ταχύτητας.

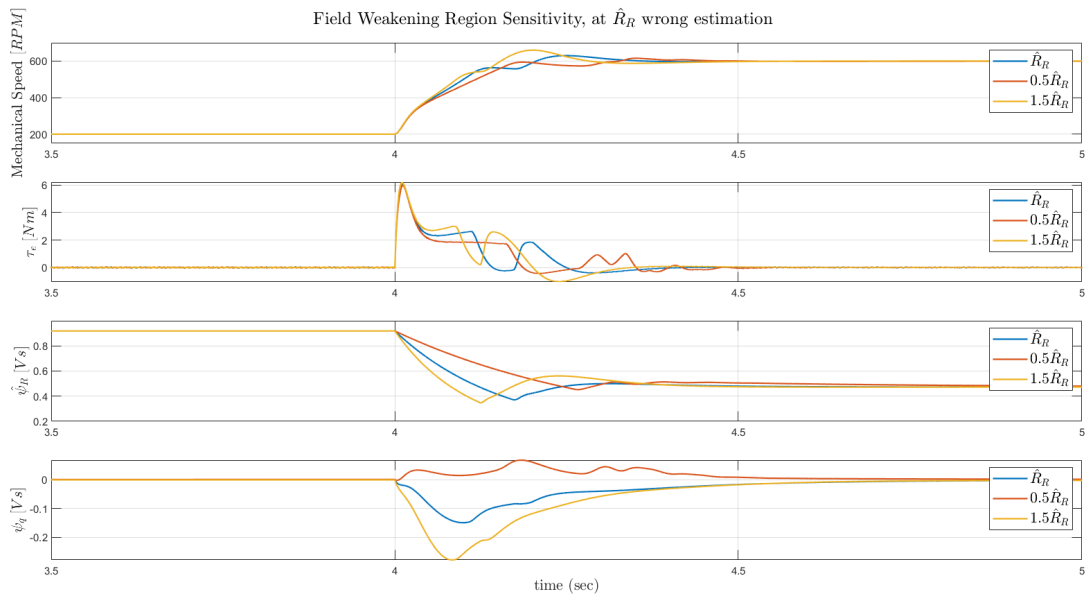
Τέλος, φαίνεται πως στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, η τάση \hat{v}_s^{ref} έχει κορεστεί στην μέγιστη επιτρεπτή τιμή, όπως και επαληθεύεται στο Σχήμα 3.34.

3.13.2 Ευαισθησία του Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου

Καθώς ο Ελεγκτής Εξασθένισης Πεδίου έχει υλοποιηθεί με την χρήση του Μοντέλου Ρεύματος, αναμένουμε και την ευαισθησία του στην ορθή εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R .

Για τον σκοπό αυτό, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις με $V_{DC} = 135 V$, μηδενική ροπή φορτίου και μεταβολή στην ταχύτητα αναφοράς 200 ΣΑΛ \rightarrow 600 ΣΑΛ. Με $V_{DC} = 135 V$, $n_{base}^{@135V} \approx 312$ ΣΑΛ, επομένως η ταχύτητα των 600 ΣΑΛ είναι εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου. Πραγματοποιήθηκαν τρεις προσομοιώσεις: με τέλεια εκτίμηση αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R , με υπερεκτίμηση της αντίστασης δρομέα $1.5\hat{R}_R$ και με υποεκτίμηση της αντίστασης δρομέα $0.5\hat{R}_R$.

Στο Σχήμα 3.38 φαίνονται η απόκριση της ταχύτητας, της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, της εκτίμησης ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$ και της ροής δρομέα στον άξονα q ψ_q , για τις τρεις περιπτώσεις των εκτιμήσεων αντίστασης δρομέα.



Σχήμα 3.38: Ευαισθησία Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου, σε λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R .

Σχετικά με την απόκριση της ταχύτητας, έχουμε πιο αργή απόκριση με την υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), καθώς η χρονική σταθερά δρομέα αυξάνεται. Στην περίπτωση της υπερεκτίμησης ($1.5\hat{R}_R$), εμφανίζεται υπερέψωση στην ταχύτητα, το οποίο θα μπορούσε να οφείλεται στο γεγονός πως το κέρδος k_{fw} εξαρτάται γραμμικά από την εκτίμηση της αντίστασης δρομέα και επομένως γίνεται πιο “επιθετικός” ο έλεγχος.

Η εκτίμηση της ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$ έχει πιο αργή απόκριση στην περίπτωση της υποεκτίμησης, καθώς μειώνοντας την αντίσταση δρομέα αυξάνεται η χρονική σταθερά δρομέα. Το αντίθετο συμβαίνει στην περίπτωση της υπερεκτίμησης. Οι μεταβολές στην εκτίμηση της ροής δρομέα μεταφράζονται και στην απόκριση της ταχύτητας, επομένως η μεταβατική απόκριση της εκτίμησης της ροής επηρεάζει και τη μεταβατική απόκριση της ταχύτητας.

Σχετικά με την απόκριση της ψ_q , αυτή στην μόνιμη κατάσταση είναι σχεδόν μηδενική, άρα επιτυγχάνουμε τέλει προσανατολισμό πεδίου. Αξίζει να αναφερθεί ωστόσο πως δεν έχουμε ροπή φορτίου στον άξονα, ώστε να κλιμακώνεται ο αποπροσανατολισμός του πεδίου με αυξημένο i_q . Κατά τη μεταβατική απόκριση της q συνιστώσας ροής, αυτή ακολουθεί την απόκριση που είδαμε και στο Μοντέλο Ρεύματος, δηλαδή στην περίπτωση της υπερεκτίμησης αποκτά αρνητικές τιμές, ενώ στην περίπτωση της υποεκτίμησης αποκτά θετικές τιμές.

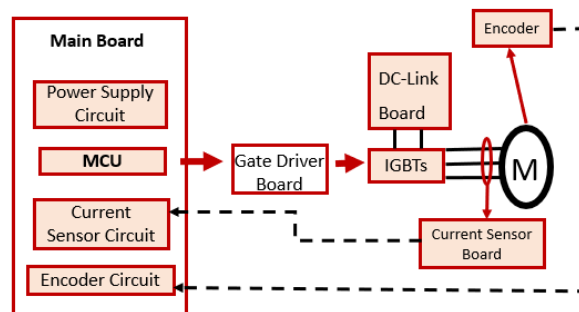
4 Κατασκευή Αντιστροφέα

Στο σημείο αυτό, παρατίθεται σύντομα η διαδικασία κατασκευής του αντιστροφέα. Η κατασκευή του αποτελείται από τα εξής μέρη:

- Μικροελεγκτής (Microcontroller)
- Κωδικοποιητής ταχύτητας (Encoder)
- Διακοπτικά στοιχεία - IGBTs & ψύκτρα
- Πλακέτα πυκνωτών (DC-Link Capacitor Board)
- Πλακέτα Αισθητήρων Ρεύματος (Current Sensors Board)
- Πλακέτα Κυκλώματος Οδήγησης (Gate Driver Board)
- Κύρια Πλακέτα (Main Board)
- Τροφοδοτικό 24 V DC
- 1Φ Ανορθωτή

Να σημειωθεί πως ο αντιστροφέας ο οποίος κατασκευάστηκε και παρουσιάζεται παρακάτω, στηρίχθηκε στη μελέτη και τη διπλωματική εργασία του Ευάγγελου Ψαραδέλλη [5].

Η βασική αρχιτεκτονική και τα μέρη από τα οποία αποτελείται, φαίνεται στο Σχήμα 4.1 παρακάτω:



Σχήμα 4.1: Βασική αρχιτεκτονική συστήματος, και υποκυκλώματα.

Στα Σχήματα 4.2 και 4.3 φαίνεται ο μετατροπέας ολοκληρωμένος.



Σχήμα 4.2: Ολοκληρωμένος μετατροπέας, σε λειτουργία.



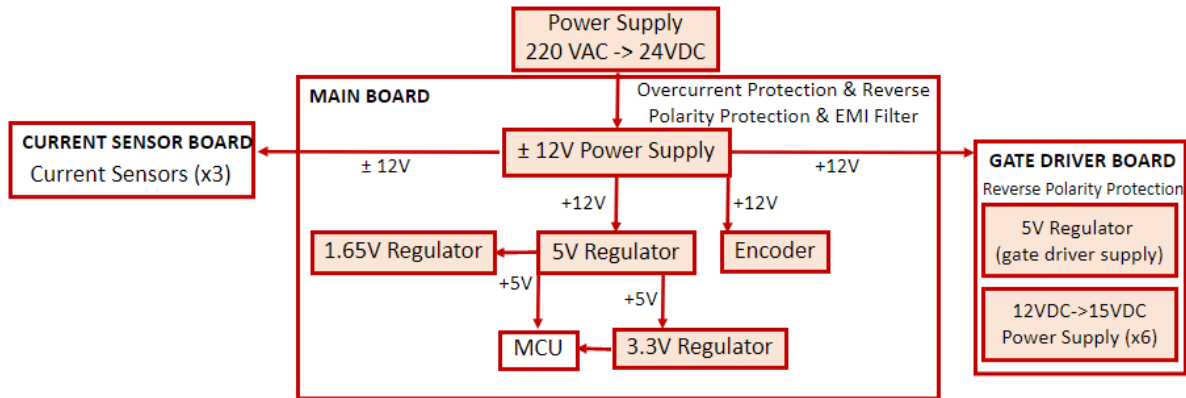
Σχήμα 4.3: Κουτί μετατροπέα.

Όσον αφορά τη συνολική διάταξη του μετατροπέα, υπάρχουν επιπλέον χειροκίνητοι διακόπτες (toggle switches) για την ενεργοποίηση του κυκλώματος οδήγησης πύλης και την τροφοδοσία της κύριας πλακέτας.

4.1 Τροφοδοσία Συστήματος

Για την τροφοδοσία του συστήματος αρχικά χρησιμοποιήθηκε το τροφοδοτικό LRS-75-24, το οποίο δέχεται μονοφασική τάση δικτύου, με τάση εξόδου 24 V DC. Η έξοδος του τροφοδοτικού ακολουθείται από προστασία από υπερτάσεις, προστασία από ανάστροφη πόλωση, και φίλτρο ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI filter). Στο σημείο αυτό, τα 24 V DC οδηγούνται ως είσοδος στο τροφοδοτικό TEN-8-2422, το οποίο παράγει ± 12 V DC. Η

γραμμή των ± 12 V DC τροφοδοτεί τους αισθητήρες ρεύματος, ενώ και η γραμμή των 12 V DC τροφοδοτεί τον κωδικοποιητή ταχύτητας, τον ρυθμιστή 5 V και το κύκλωμα οδήγησης πύλης. Ο 5 V ρυθμιστής τροφοδοτεί τα υποκυκλώματα της κύριας πλακέτας, τον μικροελεγκτή και τους 1.65 V & 3.3 V ρυθμιστές, οι οποίοι χρησιμεύουν στο κύκλωμα των αισθητήρων ρεύματος και στην τροφοδότηση των υποκυκλωμάτων και του μικροελεγκτή αντίστοιχα. Όσον αφορά το κύκλωμα οδήγησης πύλης, υπάρχει ένας ρυθμιστής 5 V για την τροφοδότηση των οδηγών πύλης (gate drivers), και τα 12 V DC χρησιμεύουν στην τροφοδότηση των 6 τροφοδοτικών TBA 2-1213.



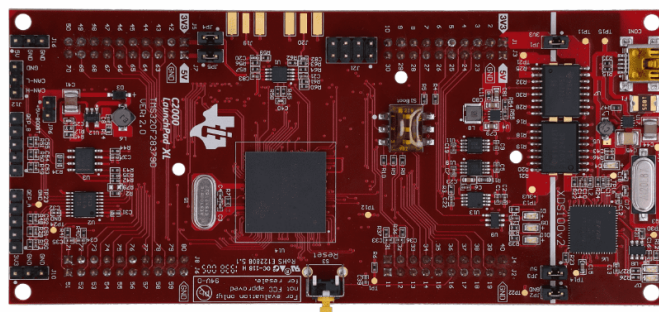
Σχήμα 4.4: Διάγραμμα τροφοδοσίας υποκυκλωμάτων.

4.2 Μικροελεγκτής

Ο μικροελεγκτής ο οποίος χρησιμοποιήθηκε είναι ο C2000 LAUNCHXL - F28379D της Texas Instruments, καθώς μπορεί να προγραμματιστεί απευθείας από το περιβάλλον του *Plecs*, και διαθέτει [12]:

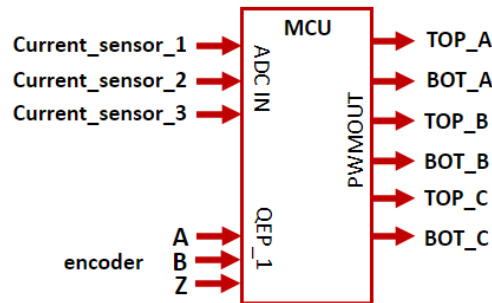
- Ρολόι (clock) 200 MHz
- 1 MB Flash
- ανιχνευτής εντοπισμού σφαλμάτων (debug probe) για εντοπισμό σφαλμάτων σε πραγματικό χρόνο (real-time debug) και προγραμματισμό flash (flash programming)
- 16-bit ή 12-bit μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADCs)
- 12-bit μετατροπείς ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DACs)
- HRPWMs
- CAN-BUS δυνατότητα επικοινωνίας
- 2 διεπαφές (interfaces) για 5 V κωδικοποιητή ταχύτητας (quadrature encoder - eQEPs)

Κατά την διεξαγωγή των πειραμάτων, ο μικροελεγκτής προγραμματίζεται μέσω βιβλιοθηκών που έχουν αναπτυχθεί στο περιβάλλον του PLEXIM. Μεγάλο πλεονέκτημα ήταν επίσης η λειτουργία σε external mode, όπου μπορούμε να αλλάζουμε παράλληλα παραμέτρους της προσομοίωσης.



Σχήμα 4.5: Μικροελεγκτής “C2000 LAUNCHXL - F28379D” της Texas Instruments [12].

Ως έξοδο από τον μικροελεγκτή έχουμε τους 6 παλμούς που παράγονται για τα 6 διακοπικά στοιχεία (PWMOUT), και ως είσοδο έχουμε 3 αναλογικά σήματα, που αντιστοιχούν στην μέτρηση ρεύματος (ADCIN-ANALOGIN), και 3 σήματα παλμών, τα A,B,Z που παράγονται από τον κωδικοποιητή ταχύτητας και εισάγονται στο eQEP module του μικροελεγκτή. Αυτά που περιγράφηκαν, φαίνονται και στο Σχήμα 4.6.



Σχήμα 4.6: Διάγραμμα σημάτων εισόδου/εξόδου του “C2000 LAUNCHXL - F28379D” μικροελεγκτή.

4.3 Κωδικοποιητής ταχύτητας (Encoder)

Για τη μέτρηση της ταχύτητας, χρησιμοποιήθηκε ο αυξητικός κωδικοποιητής ταχύτητας (Incremental Rotary Encoder) “E50S880003N24 - Autonics” που φαίνεται στο Σχήμα 4.7.



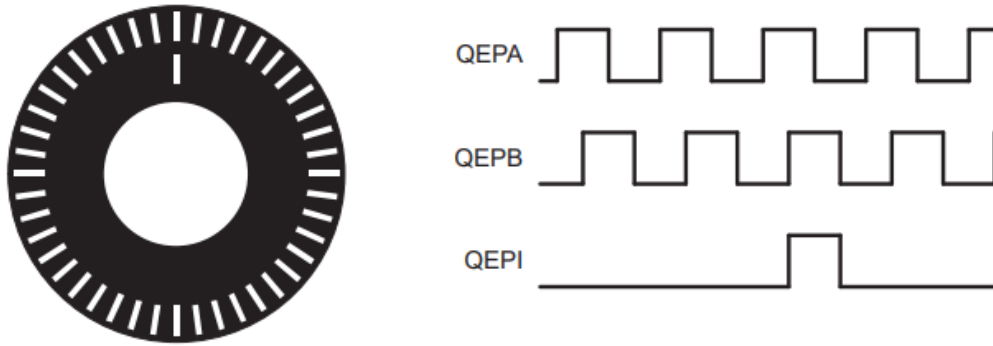
Σχήμα 4.7: Incremental Rotary Encoder “E50S880003N24 - Autonics” [7].

Στην περιφέρεια του δίσκου του κωδικοποιητή ταχύτητας υπάρχουν αυλάκια (slots) τα οποία συνεισφέρουν στην δημιουργία high και low παλμών όταν πραγματοποιείται περιστροφή, εξάγοντας με αυτό τον τρόπο την ταχύτητα και την φορά της περιστροφής [8]. Οι παλμοί αυτοί δημιουργούνται με την βοήθεια φωτο-στοιχείων (photo-elements), τα οποία παράγουν σήματα (παλμούς) όσο ο δίσκος στρέφεται, διαφοράς 90° μεταξύ τους [9].

Όπως φαίνεται και παρακάτω, παράγονται 3 σήματα παλμοσειράς εξόδου, A, B, Z. Τα σήματα A,B έχουν διαφορά φάσης 90° (με ακόμα μεγαλύτερη ακρίβεια, $\frac{T}{4} \pm \frac{T}{8}$ [10]), και είναι χρήσιμα στην εξαγωγή της φοράς περιστροφής, ανάλογα με την διαδοχή τους. Ο αριθμός των παλμών που παράγονται στα σήματα A, B σε μια πλήρη περιστροφή, στον κωδικοποιητή ταχύτητας που χρησιμοποιήθηκε, είναι 8000 [10].

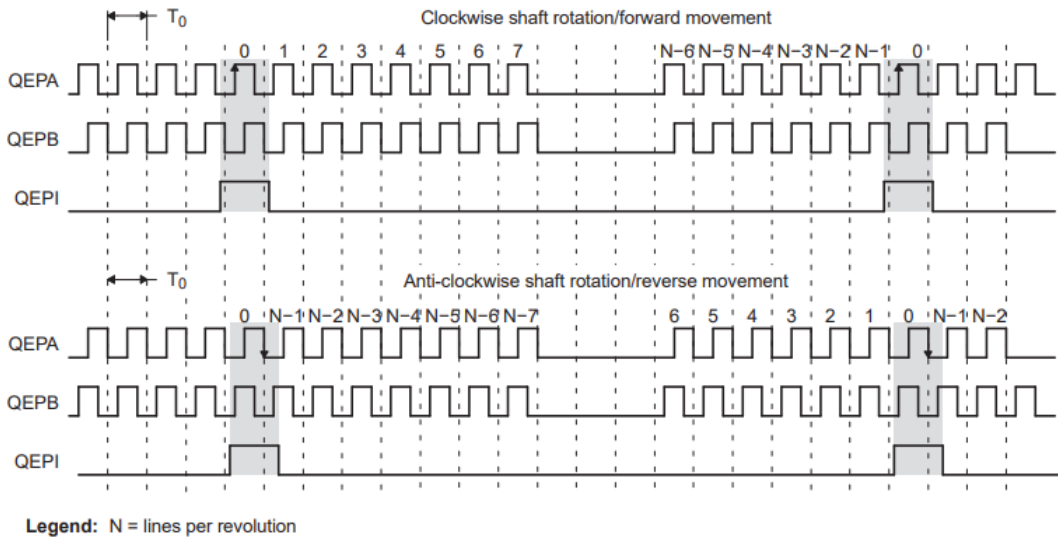
Το 3ο σήμα, Z, παράγει έναν παλμό κάθε φορά που ολοκληρώνεται μια πλήρης περιστροφή.

Στο Σχήμα 4.8 φαίνεται ο δίσκος ενός κωδικοποιητή ταχύτητας, και τα σήματα A, B, Z τα οποία παράγονται.



Σχήμα 4.8: Επιφάνεια δίσκου κωδικοποιητή ταχύτητας, και εξαγόμενα σήματα [9].

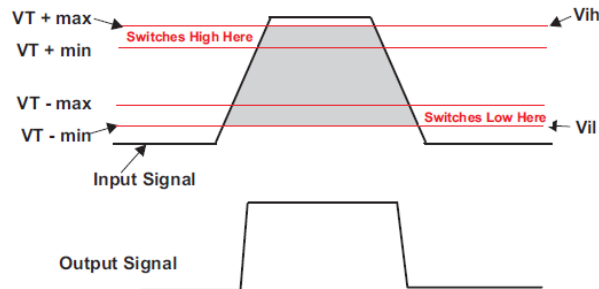
Στο Σχήμα 4.9 φαίνεται και ένα παράδειγμα ωρολογιακής (clockwise) & αντί-ωρολογιακής (anti-clockwise) φοράς περιστροφής. Συνήθως, η ωρολογιακή φορά περιστροφής ορίζεται όταν το σήμα A γίνεται θετικό πριν το σήμα B [9].



Σχήμα 4.9: Ωρολογιακή και αντί-ωρολογιακή φορά περιστροφής: παραγωγή παλμών A,B,Z [9].

Καθώς ο κωδικοποιητής ταχύτητας τροφοδοτείται με 12 V DC, οι παλμοί A,B,Z που παράγονται, είναι επίσης στο επίπεδο των 12 V. Ωστόσο, καθώς ο μικροελεγκτής διαθέτει διεπαφή για 5 V κωδικοποιητή ταχύτητας, πρέπει να γίνει υποβιβασμός των σημάτων στα 5 V. Αυτό επιτυγχάνεται με διαίρεση τάσης, με αντιστάσεις $R_1 = 6.65 \text{ k}\Omega$ και $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, ώστε $\frac{R_1}{R_1+R_2} V_{in} = 4.793 \text{ V}$.

Επιπλέον παρεμβάλλεται και Schmitt Trigger πριν τα σήματα οδηγηθούν στον μικροελεγκτή. Η χρησιμότητά του είναι να εξάγει ψηφιακά σήματα, τα οποία δεν έχουν θόρυβο και αποτελούνται από γρήγορες ακμές [11].

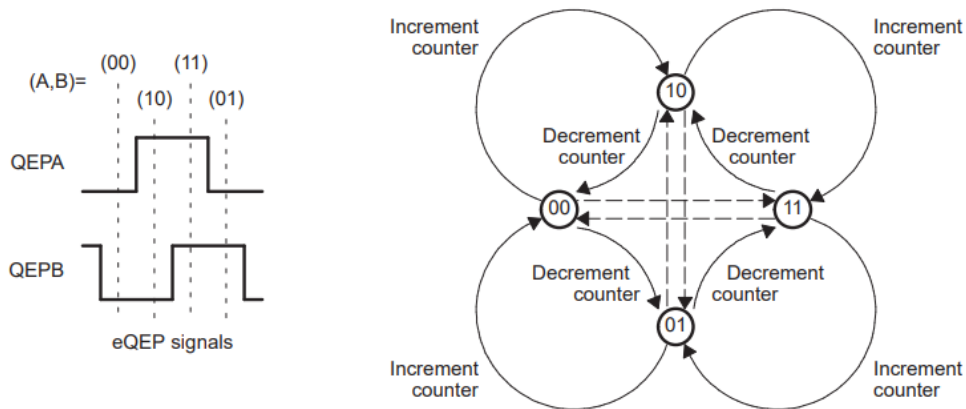


Σχήμα 4.10: Schmitt Trigger [11].

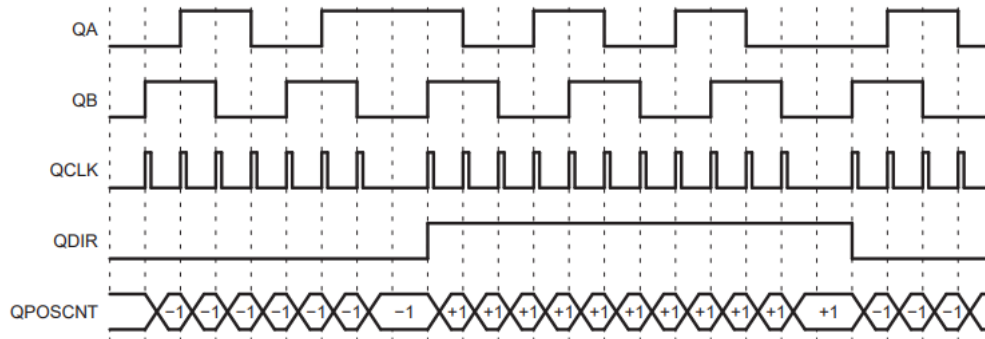
Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.10, ορίζονται όρια με τη βοήθεια των οποίων γίνεται η μετάβαση των θετικών και αρνητικών ακμών (rising & falling edges). Συγκεκριμένα η μετάβαση σε high γίνεται μεταξύ του διαστήματος (VT+min, VT+max), και η μετάβαση σε low γίνεται μεταξύ του διαστήματος (VT-min, VT-max), ενώ στο διάστημα (VT-max, VT+min) δεν έχουμε μετάβαση, σημαντικό για την απόρριψη του θορύβου [11].

Όσον αφορά την αποκωδικοποίηση των παλμών εξόδου του κωδικοποιητή ταχύτητας, εντός του eQEP κυκλώματος του μικροελεγκτή υπάρχει ρολόι (QCLK) το οποίο μετρά την κάθε μετάβαση των σημάτων A,B, επομένως, η συχνότητα του ρολογιού είναι η τετραπλάσια του κάθε σήματος [9], στην περίπτωση μας δηλαδή είναι 32000. Με τη βοήθεια του σήματος Z γίνεται επαναφορά (reset) του μετρητή θέσης σε κάθε περιστροφή, ο οποίος μετρητής ανανεώνει την τιμή του σε κάθε παλμό του ρολογιού QCLK.

Στο Σχήμα 4.11 φαίνονται οι 4 διαφορετικές καταστάσεις που θα έχουμε μεταξύ των παλμών A,B. Όπως φαίνεται στα Σχήματα 4.11 και 4.12, το ρολόι QCLK παράγει παλμούς, και ανάλογα με την φορά περιστροφής ο μετρητής θέσης QPOSCNT αυξάνεται είτε μειώνεται.



Σχήμα 4.11: State Machine [9].

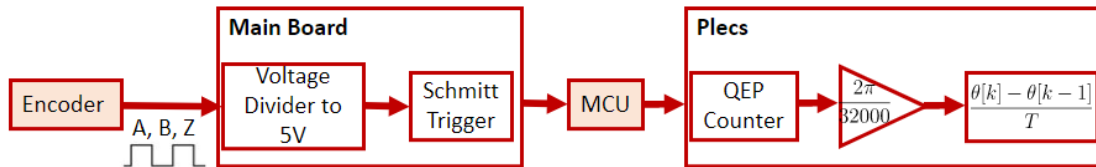


Σχήμα 4.12: Παράδειγμα για τον μετρητή θέσης QPOSCNT [9].

Στο σημείο αυτό, μέσω PLECS γίνεται η μετατροπή των μετρούμενων σημάτων σε ταχύτητα. Για τον σκοπό αυτό, γίνεται αρχικά αναγωγή του μετρητή θέσης σε τιμές γωνίας (ώστε να ανήκει δηλαδή στο διάστημα $[0, 2\pi]$ αντί στο $[0, 32000]$), και έπειτα μετατρέπεται σε ταχύτητα ως εξής:

$$\omega[k] = \frac{\theta[k] - \theta[k - 1]}{T} \text{ (rad/s)} \quad (4.1)$$

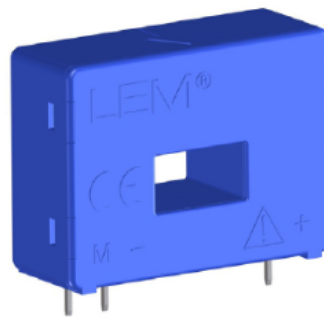
Στο Σχήμα 4.13 φαίνονται συνοπτικά τα βήματα τα οποία ακολουθήθηκαν για να μεταβούμε από τιμές παλμών του κωδικοποιητή ταχύτητας σε τιμές ταχύτητας:



Σχήμα 4.13: Διάγραμμα λειτουργίας κωδικοποιητή ταχύτητας.

4.4 Πλακέτα Αισθητήρων Ρεύματος (Current Sensors Board)

Για τη μέτρηση ρεύματος, χρησιμοποιήθηκαν οι αισθητήρες ρεύματος LEM LA 55-P του Σχήματος 4.14, οι οποίοι διαθέτουν γαλβανική απομόνωση μεταξύ κυκλώματος πρωτεύοντος-δευτερεύοντος, και λειτουργούν με το φαινόμενο Hall [20].

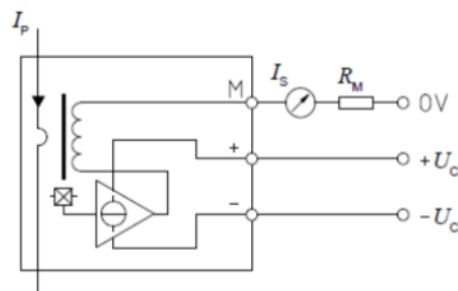


Σχήμα 4.14: Αισθητήρες ρεύματος LEM LA 55-P.

Τα χαρακτηριστικά του αισθητήρα που χρησιμοποιήθηκε φαίνονται παρακάτω:

- Ονομαστικό RMS ρεύμα πρωτεύοντος: 50 A
- Εύρος μέτρησης ρεύματος πρωτεύοντος: $0 \dots \pm 70$ A
- Τροφοδοσία: ± 12 V
- Αντίσταση μέτρησης: $R_M = 50 \Omega$
- Λόγος ελιγμάτων (turns ratio): $N_p/N_s = 1/1000$

Στο Σχήμα 4.15 φαίνεται και το κύκλωμα του αισθητήρα ρεύματος:

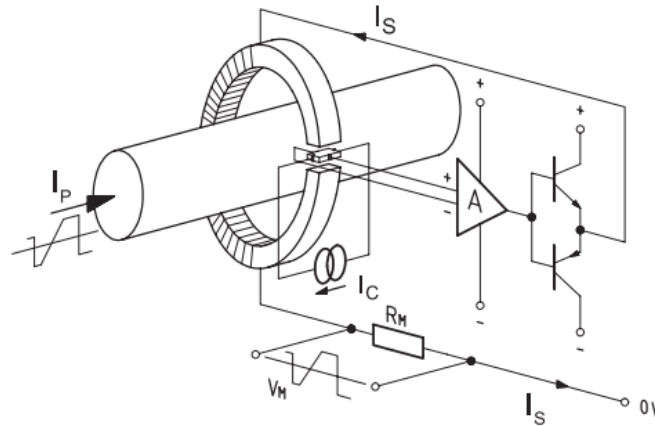


Σχήμα 4.15: Κύκλωμα αισθητήρα ρεύματος LEM LA 55-P [20].

Το ρεύμα δευτερεύοντος I_s είναι θετικό όταν η κατεύθυνση του ρεύματος πρωτεύοντος I_p είναι σύμφωνη με το βέλος στην κορυφή του αισθητήρα [20]. Να σημειωθεί πως εμείς πραγματοποιήσαμε 3 περιελίξεις στο κύκλωμα του

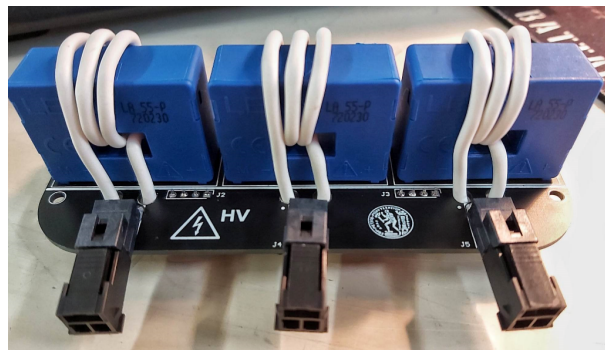
πρωτεύοντος (επειδή οι τιμές ρευμάτων των εφαρμογών μας είναι αρκετά χαμηλότερες από τις ονομαστικές του αισθητήρα), καθώς για την ένταση του μαγνητικού πεδίου ισχύει: $H = \frac{N_p \cdot I_p}{l}$, και άρα αλλάζει και ο λόγος μετασχηματισμού σε: $N_p/N_s = 3/1000$.

Όσον αφορά τον τρόπο λειτουργίας ενός αισθητήρα ρεύματος Hall κλειστού βρόχου, το ρεύμα πρωτεύοντος το οποίο θέλουμε να μετρήσουμε δημιουργεί ένα μαγνητικό πεδίο εντός του πυρήνα, το οποίο μετρείται με αισθητήρα Hall ο οποίος είναι τοποθετημένος στο διάκενο του πυρήνα. Η έξοδος του αισθητήρα Hall είναι μια τάση ανάλογη του μαγνητικού πεδίου του πυρήνα, η οποία μετατρέπεται σε σήμα ρεύματος, το οποίο διαρρέει το δευτερεύον τύλιγμα. Να σημειωθεί πως η τοπολογία έχει σχεδιαστεί ώστε το ρεύμα δευτερεύοντος να παράγει μαγνητικό πεδίο αντίθετο σε αυτό που παράγεται από το πρωτεύον, με αποτέλεσμα το συνολικό μαγνητικό πεδίο να είναι μηδενικό. Με τον τρόπο αυτό, περιορίζεται η ολίσθηση (drift) του κέρδους συναρτήσει της θερμοκρασίας και ισχύει: $N_p I_p = N_s I_s$ [22].



Σχήμα 4.16: Αρχή λειτουργίας αισθητήρα ρεύματος Hall, κλειστού βρόχου [22].

Καθώς ο μικροεπεξεργαστής δέχεται στην αναλογική είσοδό του (ADC) μετρήσεις τάσης στο εύρος [0, 3.3 V], έχει προστεθεί η αντίσταση R_M για την μεταφορά της μετρούμενης τάσης στα άκρα της στον μικροεπεξεργαστή, ώστε η τάση αυτή να μετατραπεί αργότερα μέσω *Plecs* σε τιμή ρεύματος. Η πλακέτα μέτρησης ρεύματος φαίνεται στο Σχήμα 4.17.



Σχήμα 4.17: Πλακέτα αισθητήρων ρεύματος.

Είναι σκόπιμο να καθορίσουμε τη μέγιστη τιμή ρεύματος, σύμφωνα με την οποία προκύπτει η μέγιστη τιμή τάσης στην είσοδο του μικροεπεξεργαστή. Η μέγιστη τιμή τάσης εισόδου του ADC του μικροεπεξεργαστή είναι 3.3 V, επομένως προκύπτει:

$$V_{ADCin} = I_s \cdot R_M = I_p \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot R_M \Rightarrow I_{p, \max} = V_{ADCin, \max} \cdot \frac{N_s}{N_p} \frac{1}{R_M} = (3.3 : V) \frac{1000}{3} \frac{1}{50 \Omega} = 22 \text{ A peak.} \quad (4.2)$$

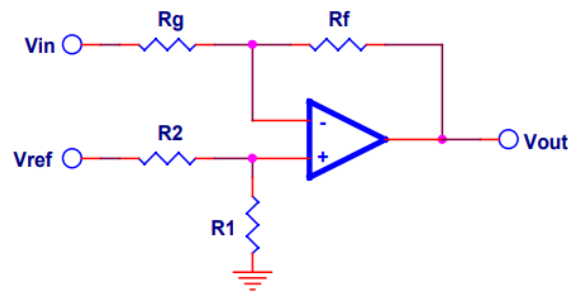
Να σημειωθεί πως για τον παραπάνω υπολογισμό έχει αμεληθεί προσωρινά το γεγονός πως μπορεί να έχουμε αρνητικές τιμές ρεύματος.

Στο σημείο αυτό, αφού υλοποιήθηκε η μέτρηση του ρεύματος και η αντιστοίχισή του σε τιμή τάσης, στόχος είναι η μεταφορά της με ασφάλεια στην είσοδο του μικροεπεξεργαστή, επομένως υλοποιούνται τα εξής 3 στάδια στην κύρια πλακέτα (main board):

- 1.65 V offset
- Βαθυπερατό φίλτρο 2ης τάξης
- Δίοδοι περιορισμού τάσης (voltage clamping diode)

Καθώς μετράμε και αρνητικές τιμές ρεύματος, προκύπτουν και αρνητικές τιμές τάσης. Ο μικροελεγκτής ωστόσο, δεν μπορεί να δεχθεί αρνητικές τιμές τάσης, γι' αυτό και προστίθεται ένα offset στην τιμή των 1.65 V, ώστε να έχουμε αυτή την τιμή τάσης ως αναφορά, ενώ πριν είχαμε ως αναφορά τα 0 V.

Με τη χρήση του “REF1933AIDDCT” παράγεται η τάση αναφοράς των 1.65 V. Με τη χρήση του τελεστικού ενισχυτή TL072CDR, δημιουργείται το σήμα “1.65 V – V_M ”, όπου V_M είναι η τάση στα άκρα της αντίστασης R_M . Ακολουθώντας το [21], αν m είναι το κέρδος του σταδίου, και b το offset, τότε $m = -1$, $b = 1.65$. Αυτό μας οδηγεί στην διάταξη του Σχήματος 4.18, που φαίνεται παρακάτω:

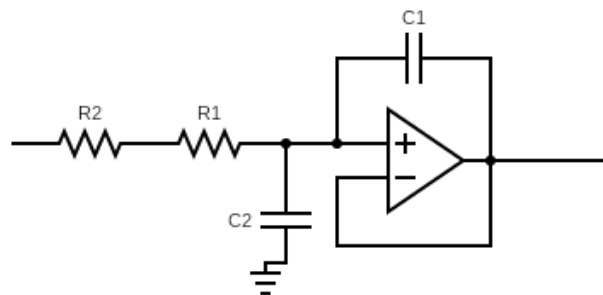


Σχήμα 4.18: Δημιουργία του 1.65 V – V_M σήματος [21].

Επιλέγοντας $R_f = 2 \text{ k}\Omega$, προκύπτουν και οι υπόλοιπες τιμές των αντιστάσεων: $R_2 = R_g = \frac{R_f}{|m|} = 2 \text{ k}\Omega$, και $R_1 = \frac{bR_2R_g}{V_{\text{ref}} \cdot (R_f + R_g) - bR_g} = 2 \text{ k}\Omega$ [21].

Επομένως, έχοντας πλέον υπόψη πως τα όρια τάσης εισόδου στον ADC είναι [0, 3.3 V], τα όρια μετρούμενης τάσης V_M είναι [-1.65, 1.65 V], και σύμφωνα με την σχέση (2), τα όρια μετρούμενου ρεύματος με την υπάρχουσα διαμόρφωση, είναι $\pm 11 \text{ A peak}$.

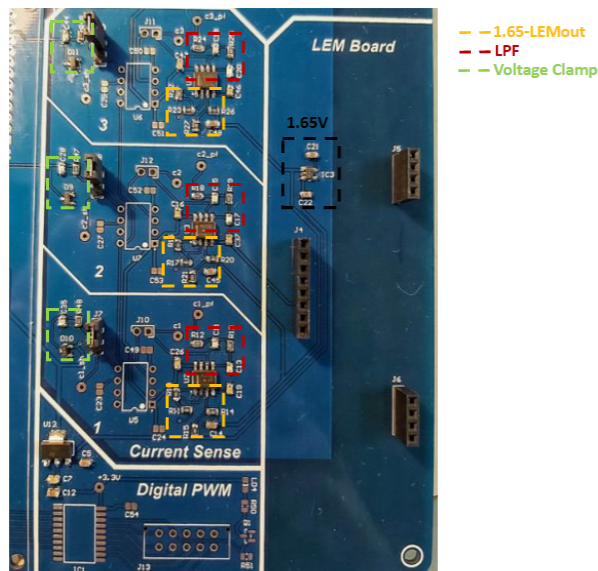
Στο Σχήμα 4.19 φαίνεται και η διάταξη του βαθυπερατού φίλτρου 2ης τάξης, για την αποκοπή του υψίσυχνου θορύβου. Ως συχνότητα αποκοπής είναι επιθυμητή $f_c = 3f_{sw} = 30 \text{ kHz}$, και αυτό επαληθεύεται καθώς $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = 31.831 \text{ kHz}$.



Σχήμα 4.19: Βαθυπερατό φίλτρο 2ης τάξης.

Τέλος, έχει προστεθεί στην έξοδο του βαθυπερατού φίλτρου, κύκλωμα προστασίας μέσω διόδων περιορισμού τάσης, ώστε η τάση η οποία είναι είσοδος στον ADC του μικροελεγκτή, να περιορίζεται στο εύρος [0, 3.3 V].

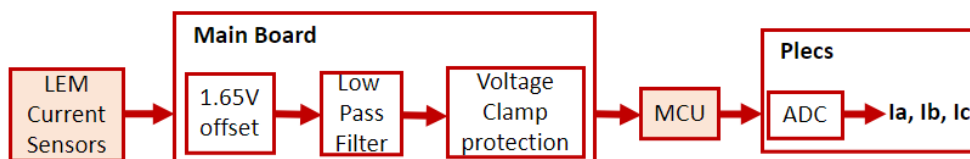
Τα 3 αυτά στάδια τα οποία περιγράφηκαν φαίνονται στο Σχήμα 4.20 στην κύρια πλακέτα (main board):



Σχήμα 4.20: Κυκλώματα μετεπεξεργασίας σημάτων μέτρησης ρευμάτων, στην κύρια πλακέτα.

Από πλευράς μετεπεξεργασίας μέσω Plecs, αρχικά στόχος είναι ο καθορισμός των καναλιών εισόδου, η αφαίρεση του offset των 1.65 V, και η μετατροπή των σημάτων τάσης σε τιμές ρεύματος.

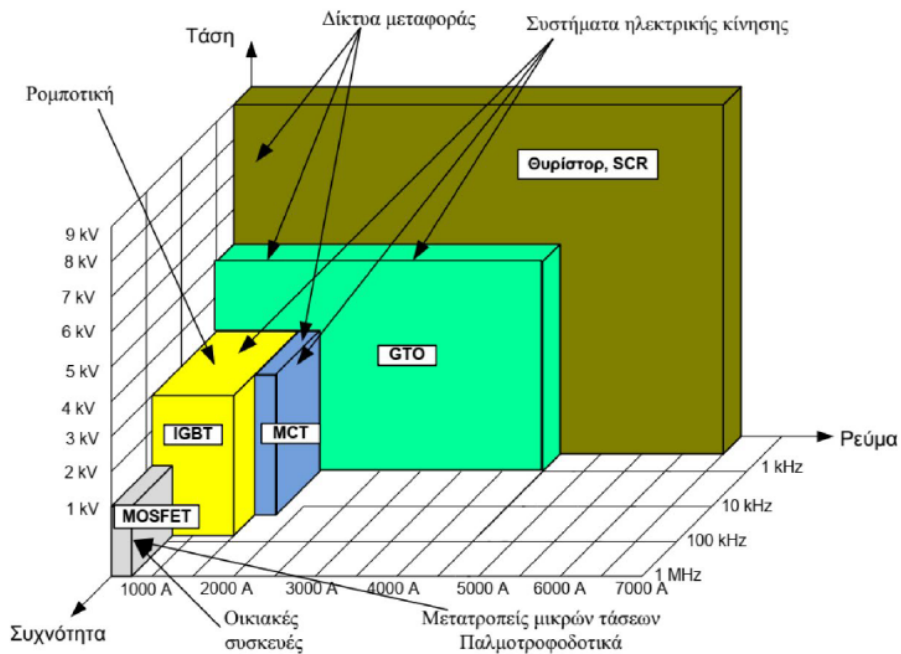
Στο Σχήμα 4.21 φαίνεται σχηματικά η διαδικασία μέτρησης ρεύματος, από τη μέτρηση των αισθητήρων μέχρι την αντιστοίχισή τους σε τιμή ρεύματος στο περιβάλλον Plecs:



Σχήμα 4.21: Διάγραμμα μέτρησης ρεύματος.

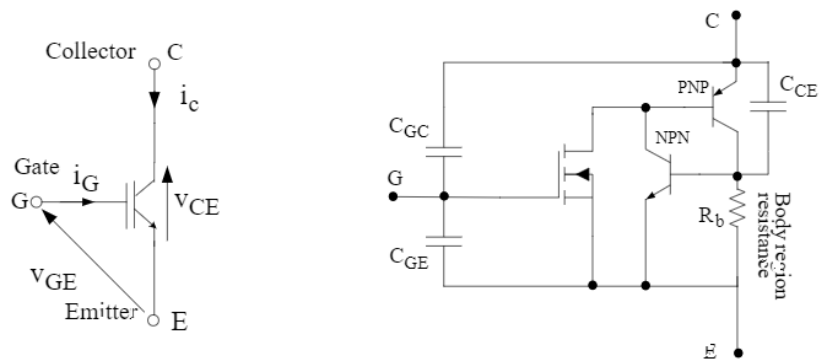
4.5 Διακοπτικά στοιχεία - IGBTs & ψύκτρα

Ως διακοπτικά στοιχεία χρησιμοποιήθηκαν IGBTs, τα οποία μπορούν να λειτουργήσουν σε υψηλότερες διακοπτικές συχνότητες από τα transistors και ταυτόχρονα σε υψηλότερες τάσεις και ρεύματα από ένα Mosfet [3]. Το IGBT αποτελεί συνδυασμό των χαρακτηριστικών του Mosfet ισχύος, και του transistor ισχύος, καθιστώντας το χρήσιμο σε εφαρμογές συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.22.



Σχήμα 4.22: Χαρακτηριστικά διαφορετικών ημιαγωγών ισχύος [3].

Επιπλέον, ο συμβολισμός και το ισοδύναμο κύκλωμα ενός IGBT φαίνεται στο Σχήμα 4.23, παρακάτω:



Σχήμα 4.23: Συμβολισμός και ισοδύναμο κύκλωμα IGBT [3].

Όσον αφορά την οδήγηση του διακοπτικού στοιχείου, για την έναυσή του εφαρμόζεται θετικός παλμός τάσης στο κύκλωμα οδήγησης και κατ'επέκταση εφαρμόζεται θετική τάση στην πύλη του, της τάξεως των 13 – 15 V. Για τη σβέση του, δίνοντας μηδενική (ή αρνητική) τάση στο κύκλωμα οδήγησης, ισχύει $V_{GE} = 0 \text{ V}$ και εκφορτίζεται η χωρητικότητα πύλης του IGBT [3].

Τέλος, συνδέοντας αντιπαράλληλα στον ημιαγωγικό διακόπτη μια διόδο (ελεύθερης διέλευσης) δίνεται η δυνατότητα αμφίπλευρης ροής ρεύματος [3].

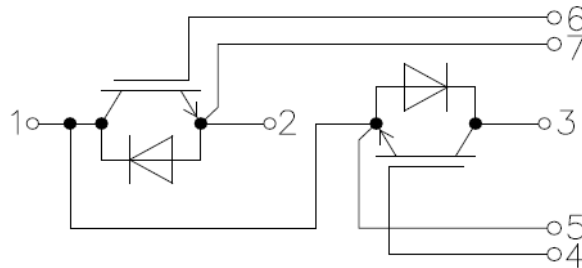
Τα διακοπτικά στοιχεία τα οποία χρησιμοποιήθηκαν είναι τα “FF50R12RT4” της Infineon τα οποία έχουν την εικόνα του Σχήματος 4.24.



Σχήμα 4.24: IGBT στοιχείο “FF50R12RT4” [13].

Καθώς κάθε στοιχείο αποτελείται από 2 διακοπτικά στοιχεία και συνθέτει μια ημιγέφυρα, χρησιμοποιήθηκαν 3 στοιχεία ώστε να συνθέσουμε τις 3 ημιγέφυρες.

Από το κύκλωμά του που φαίνεται στο Σχήμα 4.25, κάθε διακοπτικό στοιχείο διαθέτει την αντίστοιχη αντι-παράλληλη δίοδο, και ακροδέκτες για τα G, E ώστε να επιτευχθεί η έναυση και η σβέση.



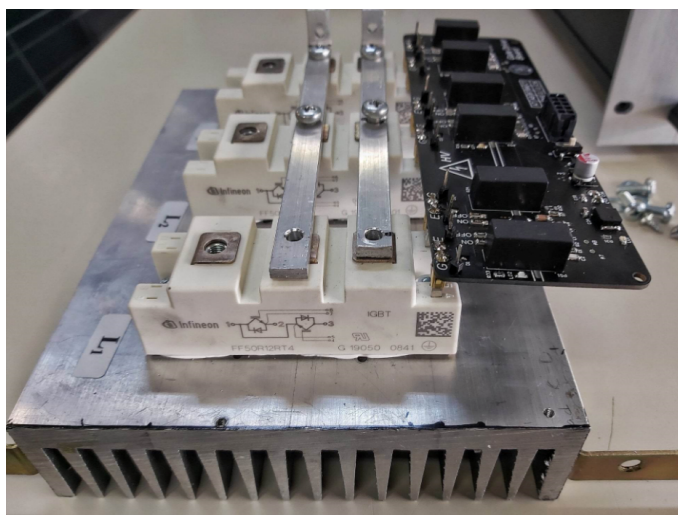
Σχήμα 4.25: Κύκλωμα “FF50R12RT4” IGBT στοιχείου [13].

Επιπλέον, το διακοπτικό στοιχείο διαθέτει:

- Απομονωμένη βάση συσκευασίας για την τοποθέτησή του σε ψύκτρα
- Μέγιστη τάση Συλλέκτη-Εκπομπού: $V_{CES} = 1200 \text{ V}$
- Συνεχές (continuous) DC Ρεύμα Συλλέκτη: $I_{C,nom} = 50 \text{ A}$
- Επαναλαμβανόμενο (repetitive) peak Ρεύμα Συλλέκτη: $I_{CRM} = 100 \text{ A}$
- Φορτίο Πύλης (gate charge): $Q_G = 0.38 \mu\text{C}$

Καθώς έχουμε επιλέξει ως διακοπτικά στοιχεία τα IGBTs, πρέπει να λάβουμε υπόψη πως θα πρέπει να ελαχιστοποιηθεί η υπερύψωση τάσης που προκαλείται λόγω παρασιτικών αυτεπαγωγών (stray inductances). Επιπλέον, κατά τη σβέση του διακοπτικού στοιχείου, προκαλούνται υψίσυχνες ταλαντώσεις (high frequency ringing). Με τη χρήση πυκνωτών αποσύζευξης (decoupling capacitors), γίνεται αντιστάθμιση της επίδρασης της παρασιτικής αυτεπαγωγής μεταξύ της DC τάσης και του διακοπτικού στοιχείου, μειώνοντας και τις υπερυψώσεις τάσης του διακοπτικού στοιχείου [18].

Ο πυκνωτής αποσύζευξης τύπου film ο οποίος χρησιμοποιήθηκε είναι ο C4BTJBX4500ZAJJ, και χρησιμοποιήθηκαν τρεις συνολικά, ένας για κάθε IGBT στοιχείο. Έχει χωρητικότητα ίση με $5 \mu\text{F}$, 700 V DC , $\text{ESR} = 2.6 \text{ m}\Omega @ 100 \text{ kHz}$.



Σχήμα 4.26: IGBT στοιχεία με ψύκτρα.

4.6 Πλακέτα πυκνωτών (DC-Link Capacitor Board)

Οι πυκνωτές οι οποίοι τοποθετούνται στην πλευρά ΣΡ, έχουν ως στόχο την σταθεροποίηση της τάσης, την ελαχιστοποίηση δηλαδή της κυμάτωσης της τάσης εισόδου. Ευρέως χρησιμοποιούμενοι είναι οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές, όπου όμως η μεγάλη χωρητικότητά τους και ο χαμηλός όγκος τους αντισταθμίζονται από τη διάρκεια ζωής τους [14].

Επιπλέον, οι πυκνωτές αυτοί θα πρέπει να έχουν μεγάλη αντοχή σε κυμάτωση του ρεύματος, η οποία προκαλείται από την διακοπτική συχνότητα [16], [17].

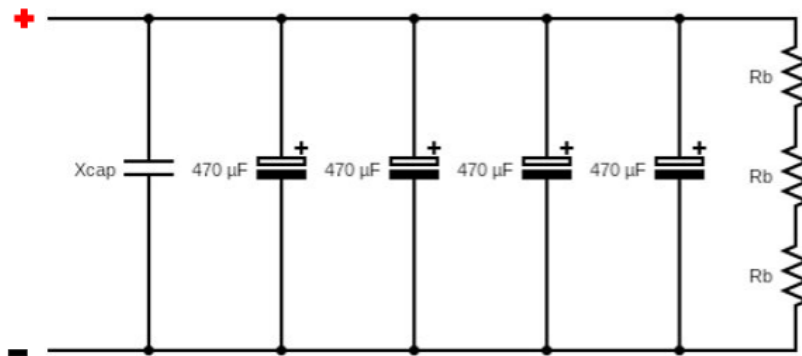
Άλλη μια παράμετρος που μας ενδιαφέρει είναι η ισοδύναμη αντίσταση σειράς ((ESR - Equivalent Series Resistance), που είναι η συνολική εσωτερική αντίσταση σε συγκεκριμένη συχνότητα και θερμοκρασία λειτουργίας [16]. Είναι αναμενόμενο πως μας ενδιαφέρει να έχουμε όσο το δυνατόν χαμηλότερη ισοδύναμη αντίσταση σειράς για την ελαχιστοποίηση των απωλειών.

Για τον αντιστροφέα που υλοποιήθηκε, χρησιμοποιήθηκαν 4 πυκνωτές “B43642A5477M” της εταιρείας EPCOS/TDK σε παράλληλη συνδεσμολογία, ώστε να έχουμε τελικά την τετραπλάσια χωρητικότητα. Η χωρητικότητα του πυκνωτή που επιλέχθηκε είναι 470 μF , με μέγιστη τάση 450 V DC και ESR = 180 mOhms. Αναμένεται να έχουν διάρκεια ζωής 3000 ώρες, μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας 105°C και τέλος υψηλή αντοχή στην κυμάτωση του ρεύματος [15].

Για την ασφαλή εκφόρτιση των πυκνωτών κατά την απενεργοποίηση του αντιστροφέα, χρησιμοποιήθηκαν 3 αντιστάσεις “TWM20J10KE” των 10 k Ω (bleed resistors). Η τιμή των αντιστάσεων προκύπτει θέτοντας ένα επιθυμητό χρόνο εκφόρτισης, και το επίπεδο της τάσης, μέχρι το οποίο θέλουμε να αποφορτιστούν οι πυκνωτές ως: $R = -\frac{t}{C} \ln\left(\frac{V_{\text{safe}}}{V_0}\right)$. Ορίζοντας επιθυμητό χρόνο εκφόρτισης $t = 15 \text{ sec}$, αρχικό επίπεδο τάσης ίσο με τη μέγιστη τάση πυκνωτών $V_0 = 450 \text{ V}$ και αποδεκτό επίπεδο τάσης μέχρι το οποίο θα αποφορτιστούν οι πυκνωτές $V_{\text{safe}} = 10 \text{ V}$, προκύπτει $R \approx 30 \text{ k}\Omega$.

Τέλος, χρησιμοποιείται και ένας κεραμικός πυκνωτής κλάσης-X, για φιλτράρισμα από γραμμή σε γραμμή (line-to-line), για την απόρριψη του διαφορικού θορύβου που προκαλείται από το δίκτυο. Να σημειωθεί πως ο πυκνωτής αυτός μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως κλάσης-Y, για φιλτράρισμα line-to-ground, για την απόρριψη του common mode θορύβου.

Όλα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, φαίνονται στο Σχήμα 4.27, ενώ στο Σχήμα 4.28 φαίνεται η πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ.



Σχήμα 4.27: Κύκλωμα πυκνωτών πλευράς ΣΡ.

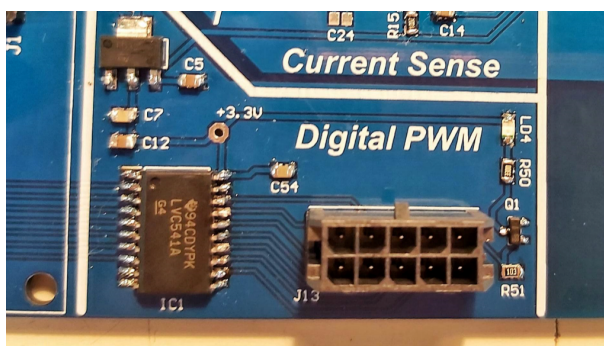


Σχήμα 4.28: Πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ.

4.7 Πλακέτα Κυκλώματος Οδήγησης (Gate Driver Board)

Η λειτουργία του κυκλώματος οδήγησης είναι να προκαλεί τη μετάβαση ενός διακοπτικού στοιχείου από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα. Ταυτόχρονα, είναι επιθυμητό το κύκλωμα οδήγησης να ελαχιστοποιεί τους χρόνους έναυσης και σβέσης, ώστε να ελαχιστοποιείται και η κατανάλωση στιγμιαίας ισχύος. Καθώς το κύκλωμα οδήγησης είναι το ενδιάμεσο στάδιο μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και του διακόπτη ισχύος, το κύκλωμα οδήγησης ενισχύει τα σήματα ελέγχου στα απαιτούμενα επίπεδα για την οδήγηση του διακόπτη ισχύος. Τέλος, να σημειωθεί πως δίνεται η δυνατότητα ηλεκτρικής απομόνωσης μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και του διακοπτικού στοιχείου [2].

Αρχικά, προστέθηκε ο ακόλουθος τάσης (buffer) “SN74LVC541ADW” ώστε να παρέχεται ένα στάδιο απομόνωσης μεταξύ των παλμών ελέγχου που παράγονται από τον μικροελεγκτή και του κυκλώματος οδήγησης πύλης. Η μεταφορά των παλμών ελέγχου, από την έξοδο του ακόλουθου τάσης στη πλακέτα οδήγησης πύλης γίνεται μέσω καλωδίων.

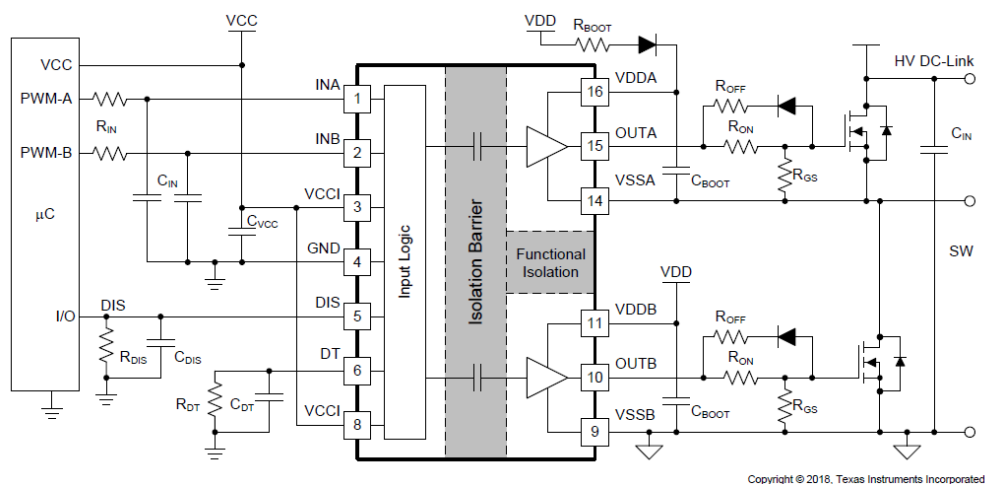


Σχήμα 4.29: Ακόλουθος τάσης στη κύρια πλακέτα.

Για το κύκλωμα οδήγησης πύλης χρησιμοποιήθηκε ο “UCC21222” της εταιρείας Texas Instruments, ο οποίος έχει τα εξής χαρακτηριστικά [23]:

- Δυνατότητα επιλογής διάταξης, ως οδήγηση ημιγέφυρας (half-bridge driver), οδήγηση υψηλής πλευράς (two high-side drivers) ή οδήγηση χαμηλής πλευράς (two low-side drivers).
- 4 A peak-source/6 A peak-sink.
- 3 kV RMS Απομόνωση (isolation barrier).
- 100 V/ns Common Mode Transient Immunity (CMTI).
- Δυνατότητα ρύθμισης νεκρού χρόνου μέσω αντίστασης (Resistor programmable dead time).
- Δυνατότητα απενεργοποίησης (disable feature).
- Undervoltage-lockout (UVLO) protection.

Στο Σχήμα 4.30 παρακάτω, φαίνεται ένας τυπικός σχεδιασμός κυκλώματος οδήγησης πύλης, με τη χρήση του UCC21222, για διάταξη ημιγέφυρας, που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για εφαρμογές οδήγησης 3Φ κινητήρα, όπως και είναι ζητούμενο:



Σχήμα 4.30: Προτεινόμενο κύκλωμα οδήγησης πύλης, για διάταξη ημιγέφυρας [23].

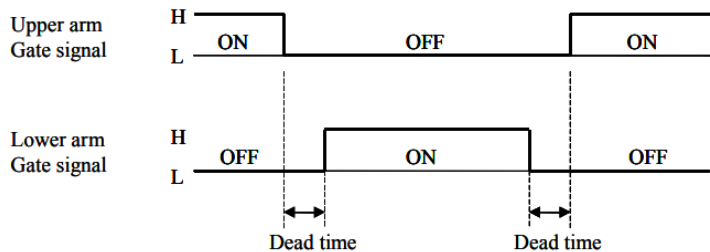
4.7.1 Βαθυπερατό Φίλτρο (Low Pass Filter)

Πριν την είσοδο των παλμών ελέγχου στο κύκλωμα οδήγησης πύλης παρεμβάλλεται βαθυπερατό φίλτρο 1ης τάξης, όπως προτείνεται και από το φύλλο αναφοράς του “UCC21222” [23], για το φιλτράρισμα των ταλαντώσεων (ringing) οι οποίες προκαλούνται λόγω ατελειών του layout ή λόγω μακριών μονοπατιών στην υπάρχουσα πλακέτα (long PCB traces). Για την υλοποίηση του φίλτρου συνίσταται η επιλογή πυκνωτή εντός του εύρους [10 pF, 100 pF] και αντίσταση εντός του εύρους [0, 100 Ω].

Επιλέχθηκε τελικά βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής 75 MHz, καθώς $f_c = \frac{1}{2\pi(33 \text{ pF})(64.9 \text{ } \Omega)} = 74.3 \text{ MHz}$.

4.7.2 Νεκρός Χρόνος (Dead Time)

Οι χρόνοι έναυσης και σβέσης των IGBTs μιας φάσης δεν ταυτίζονται πλήρως, καθώς το IGBT δεν είναι ιδανικός διακόπτης. Για την αποφυγή λοιπόν δημιουργίας βραχυκυκλώματος (bridge shoot-through current), προστίθεται ένα διάστημα νεκρού χρόνου (dead time), όπου ένα από τα δύο διακοπτικά στοιχεία μεταβαίνει σε κατάσταση αποκοπής πρώτο ενώ το άλλο διακοπτικό στοιχείο θα μεταβεί σε κατάσταση αγωγής μετά το διάστημα του νεκρού χρόνου [24].



Σχήμα 4.31: Διάστημα Νεκρού Χρόνου.

Ο ζητούμενος νεκρός χρόνος, αγνοώντας την καθυστέρηση που εισάγει ο gate driver (propagation delay), υπολογίζεται ως εξής [24]:

$$t_{\text{dead}} = t_{d, \text{off}, \text{max}} - t_{d, \text{on}, \text{min}} = 0.40 \mu\text{s} - 0.13 \mu\text{s} = 0.27 \mu\text{s} \quad (4.3)$$

Όπου $t_{d, \text{off}, \text{max}}$ η μέγιστη καθυστέρηση χρόνου σβέσης, και $t_{d, \text{on}, \text{min}}$ η ελάχιστη καθυστέρηση χρόνου έναυσης του IGBT, σύμφωνα με το [13].

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, δίνεται η δυνατότητα ενσωμάτωσης του νεκρού χρόνου, συνδέοντας μια αντίσταση κατάλληλης τιμής R_{DT} μεταξύ του DT pin και του GND [23].

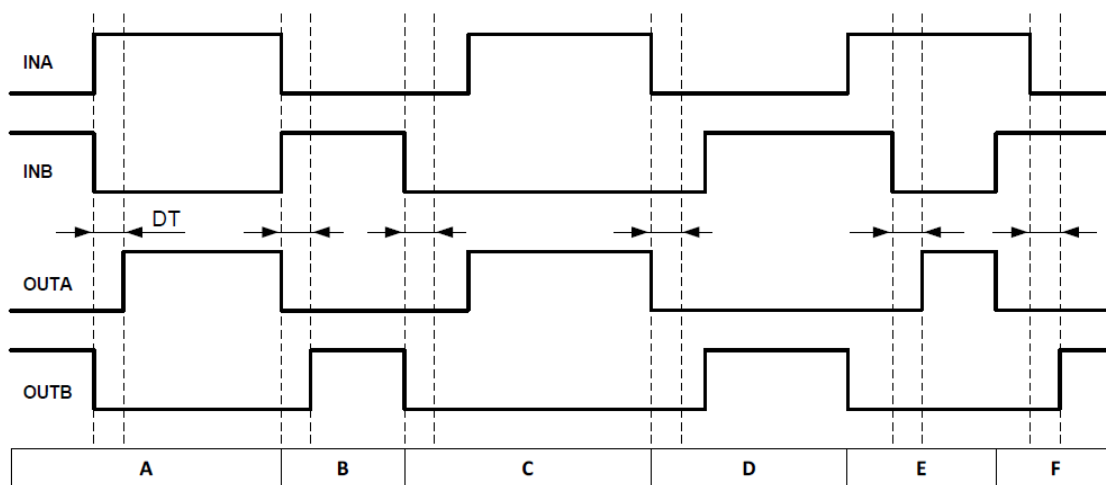
Η αντίσταση R_{DT} επιλέγεται έτσι ώστε να τηρείται ο ζητούμενος νεκρός χρόνος ως εξής:

$$DT(\text{ns}) = 10 \cdot R_{DT}(\text{k}\Omega) \quad (4.4)$$

Επιλέχθηκε $t_{\text{dead}} = 200 \text{ ns}$ καθώς όσο μεγαλύτερος είναι ο νεκρός χρόνος, τόσο μεγαλύτερο ποσοστό του επιθυμητού εύρους παλμού χάνεται [5], και γι' αυτό η αντίσταση είναι ίση με $R_{DT} = 20 \text{ k}\Omega$.

Προτείνεται και από το [23] η σύνδεση (bypass) κεραμικού πυκνωτή, τιμής 2.2 nF ή μεγαλύτερο, για περιορισμό του θορύβου. Ο πυκνωτής αυτός, και η αντίσταση R_{DT} είναι ζητούμενο να τοποθετηθούν κοντά στο DT pin [23]. Τοποθετήθηκε τελικά κεραμικός πυκνωτής των 10 nF .

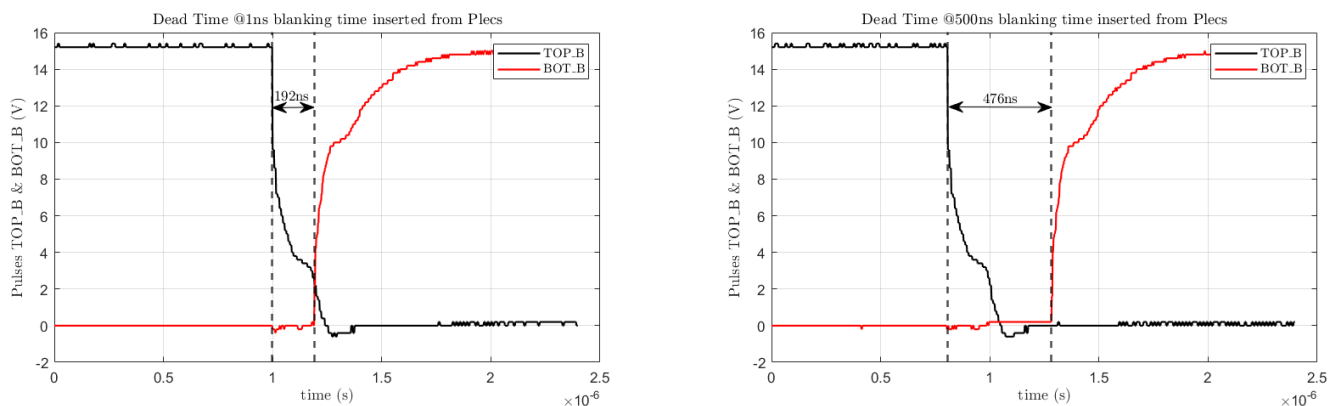
Επιπλέον, στο Σχήμα 4.32 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο ορίζεται ο νεκρός χρόνος που εισάγει το κύκλωμα οδήγησης πύλης. Σύμφωνα με το φύλλο αναφοράς (datasheet) του "UCC21222", ο νεκρός χρόνος που εισάγεται από το κύκλωμα οδήγησης πύλης, ενεργοποιείται όταν εντοπίζεται πτωτική ακμή (falling edge) ενός σήματος (παλμού) εισόδου, και ορίζεται ως το ελάχιστο διάστημα όπου και οι δύο παλμοί εξόδου του κυκλώματος οδήγησης πύλης γίνονται low [23]. Τα σήματα εξόδου του κυκλώματος οδήγησης πύλης μπορούν να είναι low για διάρκεια μεγαλύτερη του νεκρού χρόνου του "UCC21222" που ορίζεται μέσω της αντίστασης R_{DT} , και σε αυτή την περίπτωση υπερισχύει ο νεκρός χρόνος που έχει δωθεί στα σήματα εισόδου.



Σχήμα 4.32: Πιθανές καταστάσεις νεκρού χρόνου, για το υπάρχον κύκλωμα οδήγησης πύλης [23].

Για επιβεβαίωση, πραγματοποιήθηκε μέτρηση στους παλμούς που στέλνουμε στο B IGBT στοιχείο, στα σημεία GATE B TOP - GND B TOP και GATE B BOT - GND B BOT. Οι παλμοί οι οποίοι μετρήθηκαν, δημιουργήθηκαν δίνοντας ένα σταθερό σήμα αναφοράς στο PWM block του *Plecs*, επομένως δημιουργούνται συμπληρωματικοί παλμοί με συγκεκριμένο βαθμό χρησιμοποίησης (duty cycle).

Πραγματοποιήθηκαν 2 δοκιμές, όπου στην πρώτη ορίζουμε νεκρό χρόνο, blanking time = 1 ns μέσω του *Plecs*, και στην δεύτερη δοκιμή ορίζουμε blanking time = 500 ns. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 4.33: Μέτρηση νεκρού χρόνου για διαφορετικές τιμές νεκρού χρόνου (blanking time) που ορίζεται μέσω *Plecs*.

Επιβεβαιώνεται λοιπόν, πως στην περίπτωση που το σήμα εισόδου στον “UCC21222” δεν έχει blanking time μεγαλύτερο του νεκρού χρόνου του κυκλώματος οδήγησης πύλης, υπερισχύει ο νεκρός χρόνος του κυκλώματος οδήγησης πύλης, ο οποίος στην περίπτωσή μας είναι 200 ns. Στην περίπτωση που το σήμα εισόδου στο κύκλωμα οδήγησης πύλης έχει blanking time μεγαλύτερο του νεκρού χρόνου του κυκλώματος οδήγησης πύλης, υπερισχύει ο νεκρός χρόνος που έχει εισαχθεί στο σήμα εισόδου, δηλαδή το blanking time.

4.7.3 Είσοδος Απενεργοποίησης (Disable Pin)

Μέσω της εισόδου απενεργοποίησης (“Disable Pin”) απενεργοποιούνται οι έξοδοι του κυκλώματος οδήγησης πύλης αν τεθεί high, ενώ ενεργοποιούνται αν τεθεί low ή δεν συνδεθεί (μείνει open) [23]. Το σήμα του DIS το στέλνουμε εμείς μέσω του μικροελεγκτή, επομένως μπορούμε να ορίσουμε την ενεργοποίηση/απενεργοποίηση του κυκλώματος οδήγησης πύλης. Συνιστάται από το [23] η σύνδεση (bypass) πυκνωτή περίπου 1 nF, με χαμηλή ισοδύναμη αντίσταση και αυτεπαγωγή σειράς (ESR/ESL), κοντά στο Disable pin.

4.7.4 Οδήγηση IGBTs

Για την οδήγηση των IGBTs, χρειαζόμαστε την παραγωγή τροφοδοσιών με αναφορά σε διαφορετικά επίπεδα τάσης floating [5]. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με:

- Τη χρήση 2 διαφορετικών μονοπολικών τροφοδοτικών (αυτό εφαρμόστηκε).
- Τη χρήση κυκλώματος bootstrap, όπως φαίνεται στην εφαρμογή του [23].

Στο κύκλωμα της εφαρμογής [23], το οποίο φαίνεται και στο Σχήμα 4.30, ο bootstrap πυκνωτής C_{BOOT} φορτίζεται μέσω της διόδου bootstrap, σε κάθε κύκλο, όταν το low-side transistor είναι σε κατάσταση αγωγής [23]. Ωστόσο, κατά την φόρτιση του πυκνωτή, διέρχονται μεγάλες τιμές ρευμάτων και άρα η μεταβατική καταπόνηση της διόδου μπορεί να είναι αξιοσημείωτη. Για τον λόγο αυτό προστίθεται μια αντίσταση R_{BOOT} ώστε να περιορίζει το ρεύμα που καταπονεί την διόδο.

Στην περίπτωση μας ωστόσο χρησιμοποιήθηκαν τα μονοπολικά τροφοδοτικά “TBA 2-1213” τα οποία δέχονται ως είσοδο 12 V DC, και έχουν ως έξοδο 15 V DC. Επιπλέον χαρακτηριστικά του τροφοδοτικού αυτού είναι: απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου (I/O-isolation) 1500 V DC, θερμοκρασία λειτουργίας $[-40^{\circ}\text{C}, 80^{\circ}\text{C}]$, 2 W και κυμάτωση τάσης (τυπική) 120 mV_{p-p, typ} [26].

Τέλος, να αναφερθεί πως προτείνεται σύμφωνα με το φύλλο αναφοράς η προσθήκη φίλτρου εισόδου 22 μF .



Σχήμα 4.34: Μονοπολικό τροφοδοτικό TBA 2-1213 [26].

4.7.5 C_{out} πυκνωτής

Είναι επιθυμητό να ελαχιστοποιήσουμε την κυμάτωση της τάσης οδήγησης πύλης για το εκάστοτε διακοπτικό στοιχείο, δηλαδή την τάση εξόδου του τροφοδοτικού. Για τον σκοπό αυτό τοποθετείται πυκνωτής στην έξοδο του κάθε μονοπολικού τροφοδοτικού.

Η τιμή του πυκνωτή καθορίζεται κυρίως από το φορτίο πύλης του IGBT, δηλαδή την ποσότητα του φορτίου που χρειάζεται να δώσουμε στην πύλη, ώστε το IGBT να είναι σε κατάσταση αγωγής [23].

Οπότε, αν θέλουμε να περιορίσουμε την κυμάτωση τάσης στην τιμή των 100 mV, επιλέγουμε πυκνωτή ως εξής:

$$C_{out} = \frac{Q_G}{\Delta V} = 3.8 \mu\text{F} \quad (4.5)$$

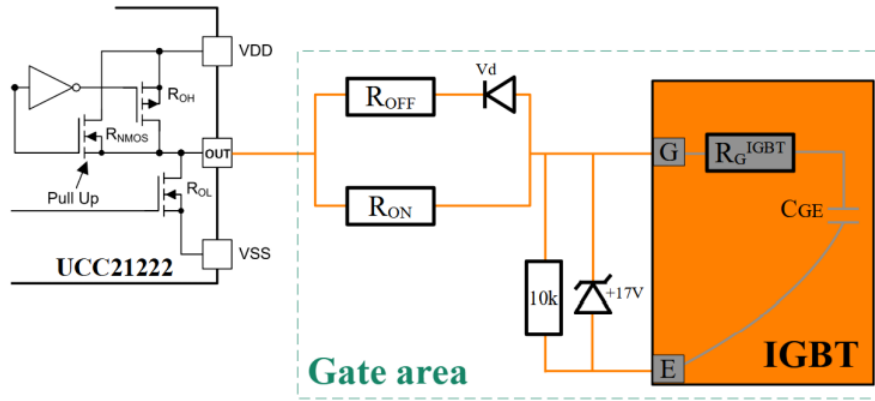
Τελικά, χρησιμοποιήθηκε κεραμικός πυκνωτής 22 μF .

4.7.6 Αντιστάσεις πύλης

Οι εξωτερικές αντιστάσεις πύλης, R_{ON} , R_{OFF} χρησιμοποιούνται [23]:

- Για τον περιορισμό των ταλαντώσεων (ringing) που προκαλούνται από παράσιτες αυτεπαγωγές/χωρητικότητες
- Για τον περιορισμό ταλαντώσεων (ringing) που προκαλούνται από υψηλές μεταβολές di/dt και dv/dt
- Για την μείωση της ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI)
- Για τον περιορισμό των ρευμάτων source, sink
- Για τον περιορισμό των διακοπτικών απωλειών

Καθώς θέλουμε να έχουμε πιο γρήγορη σβέση, αντί έναυση, ορίζονται: $R_{ON} = 5 \Omega$, $R_{OFF} = 10 \Omega$, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.35.



Σχήμα 4.35: Περιοχή Πύλης [5].

Το στάδιο εξόδου του gate driver έχει pull-up δομή και αποτελείται από ένα P-channel MOSFET συνδεδεμένο παράλληλα με ένα επιπλέον pull-up N-channel MOSFET, και το συνολικό source current δεν πρέπει να ξεπερνά τα 4 A και υπολογίζεται ως εξής [23]:

$$I_{ON} = \frac{V_{DD}}{R_{NMOS} || R_{OH} + R_{ON} + R_{G,IGBT,Int}} = \frac{15 \text{ V}}{1.47 \Omega || 5 \Omega + 5 \Omega + 4 \Omega} = 1.48 \text{ A}, \quad (4.6)$$

όπου $R_{G,IGBT,Int}$ η εσωτερική αντίσταση πύλης του IGBT, η οποία δίνεται από το [13].

Η pull-down δομή αποτελείται από ένα N-channel MOSFET, και το συνολικό sink current δεν πρέπει να ξεπερνά τα 6 A και υπολογίζεται ως εξής [23]:

$$I_{OFF} = \frac{V_{DD} - V_d}{R_{OL} + R_{ON} || R_{OFF} + R_{G,IGBT,Int}} = \frac{15 \text{ V} - 0.43 \text{ V}}{0.55 \Omega + 5 \Omega || 10 \Omega + 4 \Omega} = 1.85 \text{ A}, \quad (4.7)$$

όπου V_d η πτώση τάσης στα άκρα της διόδου, η οποία είναι συνδεδεμένη σε σειρά με την αντίσταση R_{OFF} .

Να σημειωθεί πως όταν αναφερόμαστε στον όρο “source current”, εννοούμε την ικανότητα παροχής ρεύματος του καναλιού OUT_x προς το κύκλωμα (στην περίπτωσή μας στην περιοχή πύλης, και κατ’ επέκταση στο IGBT).

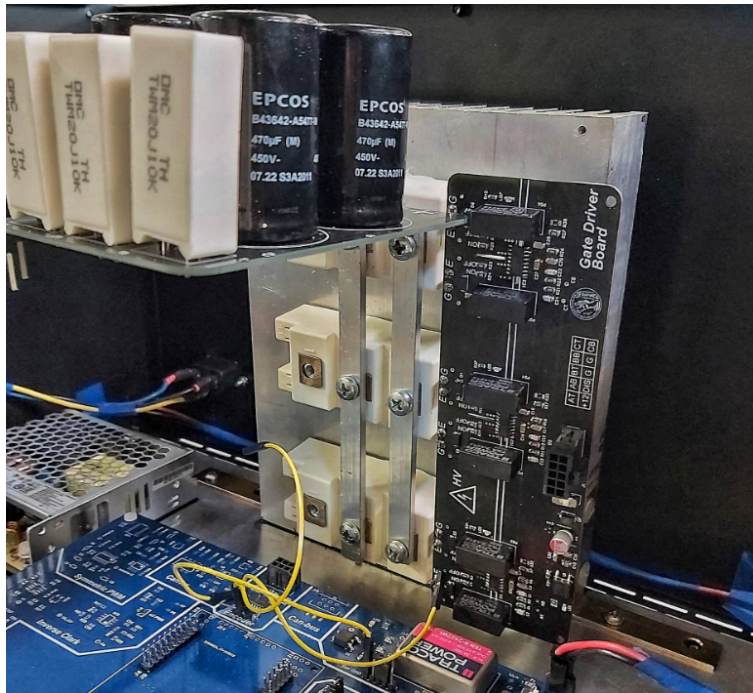
Αντίστοιχα, όταν αναφερόμαστε στον όρο “sink current”, εννοούμε την ικανότητα υποδοχής ρεύματος του καναλιού OUT_x από το κύκλωμα (στην περίπτωσή μας από την χωρητικότητα πύλης του IGBT, η οποία εκφορτίζεται κατά τη σβέση).

4.7.7 Στοιχεία Προστασίας Περιοχής Πύλης (Gate Area Protection Elements)

Προστίθεται μια αντίσταση 10 kΩ, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.35, μεταξύ των ακροδεχτών G-E του διακοπτικού στοιχείου, ώστε να εκφορτίζεται ο πυκνωτής C_{GE} σε περίπτωση αστοχίας του κυκλώματος οδήγησης πύλης, εξασφαλίζοντας τη σβέση του στοιχείου ισχύος.

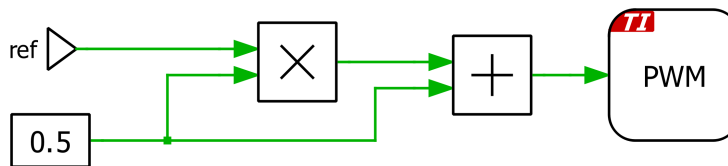
Τέλος, έχει προστεθεί η διόδος Zener “MMSZ5247BT1G” παράλληλα με την αντίσταση εκφόρτισης των 10 kΩ, με τάση zener $V_Z = 17 \text{ V}$, για προστασία σε περίπτωση υπέρτασης.

Στο σχήμα 4.36 φαίνεται η πλακέτα του κυκλώματος οδήγησης πύλης:



Σχήμα 4.36: Πλακέτα κυκλώματος οδήγησης πύλης.

Όσον αφορά το κύκλωμα ελέγχου στο περιβάλλον *Plecs*, πρέπει να φροντίζουμε το σήμα αναφοράς να κυμαίνεται μεταξύ $[0, 1]$, καθώς το φέρον σήμα κυμαίνεται μεταξύ $[0, 1]$ και όχι στο διάστημα $[-1, 1]$. Γι' αυτό και κάθε φορά γίνεται αναγωγή του σήματος αναφοράς στο διάστημα $[0, 1]$ ως εξής:



Σχήμα 4.37: Αναγωγή σήματος αναφοράς στο διάστημα $[0, 1]$.

5 Μετρήσεις

5.1 Μηχανή Συνεχούς Ρεύματος

Για τα πειράματα που διεξήχθησαν για την μηχανή ΣΡ, τροφοδοτούμε την διέγερση με τάση $V_f = 180\text{ V}$ με τη βοήθεια αυτομετασχηματιστή (ΑΜΣ) όπου δέχεται ως είσοδο 1Φ τάση δικτύου και έχει εύρος τάσης εξόδου $0 - 275\text{ V}$.

Για την τάση τυμπάνου, δίνουμε στην είσοδο του μετατροπέα $V_{in} = 50\text{ V DC}$, ξανά με τη χρήση αυτομετασχηματιστή ο οποίος δέχεται ως είσοδο 1Φ τάση δικτύου, αφού παρεμβληθεί πρώτα μια αντίσταση εισόδου και παράγει το επιθυμητό επίπεδο DC τάσης έπειτα από ανόρθωση. Επιπλέον, στην έξοδο του ΑΜΣ που παράγει τα 50 V DC συνδέεται και πυκνωτής των $10000\text{ }\mu\text{F}$, για εξομάλυνση της τάσης εξόδου του.

Τα διακριτά πειράματα τα οποία πραγματοποιήθηκαν είναι τα εξής:

- Ανοιχτού βρόχου, Κενού φορτίου (Open-Loop, No-Load)
- Κλειστού βρόχου, Κενού φορτίου (Closed-Loop, No-Load)
- Ανοιχτού βρόχου, με φορτίο (Open-Loop, Under Load)
- Κλειστού βρόχου, με φορτίο (Closed-Loop, Under Load)

Ως **ανοιχτού βρόχου (open-loop)** ορίζεται η κατάσταση όπου δίνουμε δεδομένο λόγο χρησιμοποίησης (duty cycle) και δεν υπάρχει ανάδραση, δηλαδή έλεγχος ταχύτητας και ρεύματος.

Ως **κλειστού βρόχου (closed-loop)** ορίζεται η κατάσταση όπου δίνουμε ταχύτητα αναφοράς, έχοντας υλοποιήσει ελεγκτή ρεύματος και ταχύτητας.

Ως **κενό φορτίο (no-load)** ορίζεται η κατάσταση όπου ελέγχουμε αποκλειστικά την μηχανή ΣΡ, και η δεύτερη μηχανή ΣΡ της οποίας ο άξονας είναι συζευγμένος με τον άξονα της μηχανής που ελέγχουμε δεν έχει διέγερση.

Επιπλέον, τα άκρα του τυμπάνου της είναι ανοικτοκυκλωμένα.

Τέλος, ως **υπό φορτίο (under-load)** ορίζεται η κατάσταση όπου πραγματοποιούμε έλεγχο ταχύτητας στην μηχανή ΣΡ, και η δεύτερη μηχανή ΣΡ (λειτουργία γεννήτριας) έχει διέγερση και στα άκρα του τυμπάνου προστίθεται αντίσταση, ώστε να υπάρχει πλέον ρεύμα φορτίου.

Για την δεύτερη μηχανή ΣΡ η οποία λειτουργεί ως φορτίο στην μηχανή που ελέγχουμε, η τάση διέγερσής της είναι ίση με $V_f = 180\text{ V}$ και στα άκρα του τυμπάνου της (V_t) συνδέεται αντίσταση ίση με $42.7\text{ }\Omega$.

Μετρήθηκαν τα παρακάτω μεγέθη:

- Παλμοί τους οποίους στέλνουμε στο TOP_A IGBT και τους μετράμε από τα pins εξόδου του μικροελεγκτή (EPWM1A pin), με τη βοήθεια probe παλμογράφου.
- Τάση εξόδου του μετατροπέα, με την οποία τροφοδοτούμε την μηχανή ($V_{out} = V_{ab}$), την οποία μετράμε με την βοήθεια διαφορικού probe.
- Μηχανική ταχύτητα, την οποία μετράμε με τη βοήθεια ταχογεννήτριας, τα αποτελέσματα της οποίας απεικονίζονται στον παλμογράφο (κλίμακα: $1000\text{ }\Sigma\text{A}\Delta$ αντιστοιχούν σε 60 V). Επιπλέον, η μηχανική ταχύτητα μετράται και μέσω οπτικού ταχυμέτρου, ώστε να γίνεται μια πιο γρήγορη μέτρηση της τιμής της ταχύτητας.
- Ρεύμα εισόδου μηχανής, το οποίο μετράμε με αμπεροτσιμπίδα στον παλμογράφο, με κλίμακα 100 mV/A .

5.1.1 Πείραμα Ανοιχτού βρόχου, υπό Κενό φορτίο

Επιλέχθηκε λόγος χρησιμοποίησης: duty cycle ($= v_{control}$) = 0.6 και το αποτέλεσμα φαίνεται στο Σχήμα 5.1.

Φαίνεται πως ο παλμός TOP_A έχει περίοδο 10^{-4} sec και άρα συχνότητα 10 kHz , όπως και ήταν αναμενόμενο.

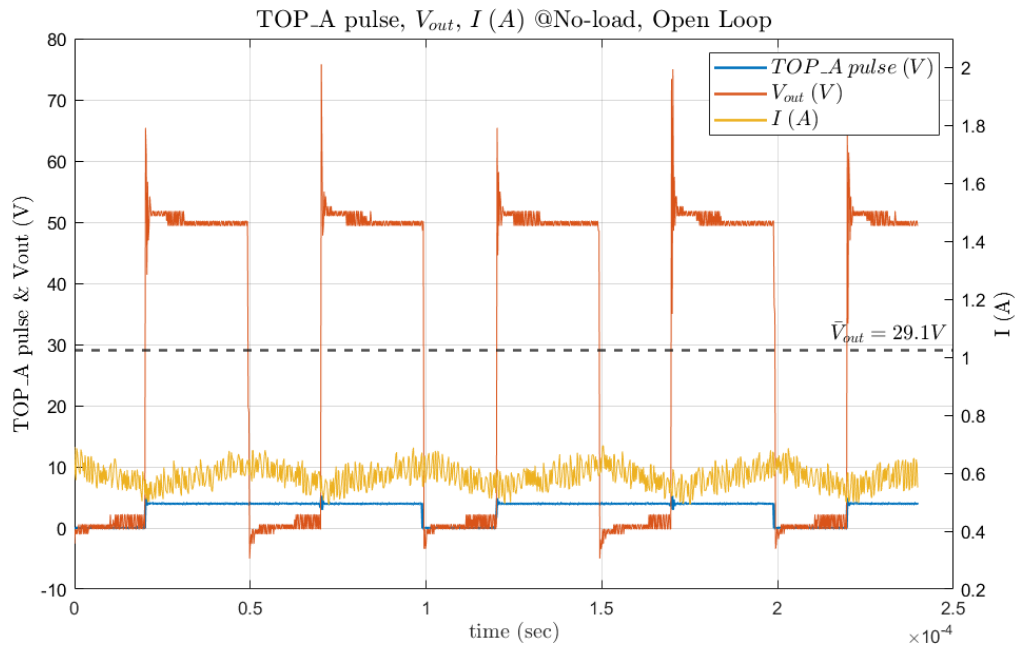
Η τάση τυμπάνου έχει διπλάσια συχνότητα από τους παλμούς εισόδου (20 kHz), όπως και ήταν επιθυμητό με την μονοπολική διαμόρφωση εύρους παλμών και οι τιμές που αποκτά είναι $+50\text{ V}$ ($= V_{DC}$) και 0 .

Επιπλέον, το ζητούμενο duty cycle της τάσης V_{out} επαληθεύεται πως είναι ίσο με 0.6, όπως και ορίστηκε, καθώς μετρήθηκε μέσω παλμογράφου πως το εύρος του θετικού παλμού είναι $29.19\text{ }\mu\text{s} \simeq 30\text{ }\mu\text{s} = 0.6 \cdot 50\text{ }\mu\text{s}$.

Όσον αφορά τη μέση τιμή της τάσης V_{out} , αυτή υπολογίστηκε ίση με $29.1\text{ V} \simeq 0.6 \cdot 50\text{ V DC}$.

Το ρεύμα εισόδου της μηχανής είναι σχεδόν μηδενικό, καθώς δεν λειτουργούμε την μηχανή υπό φορτίο.

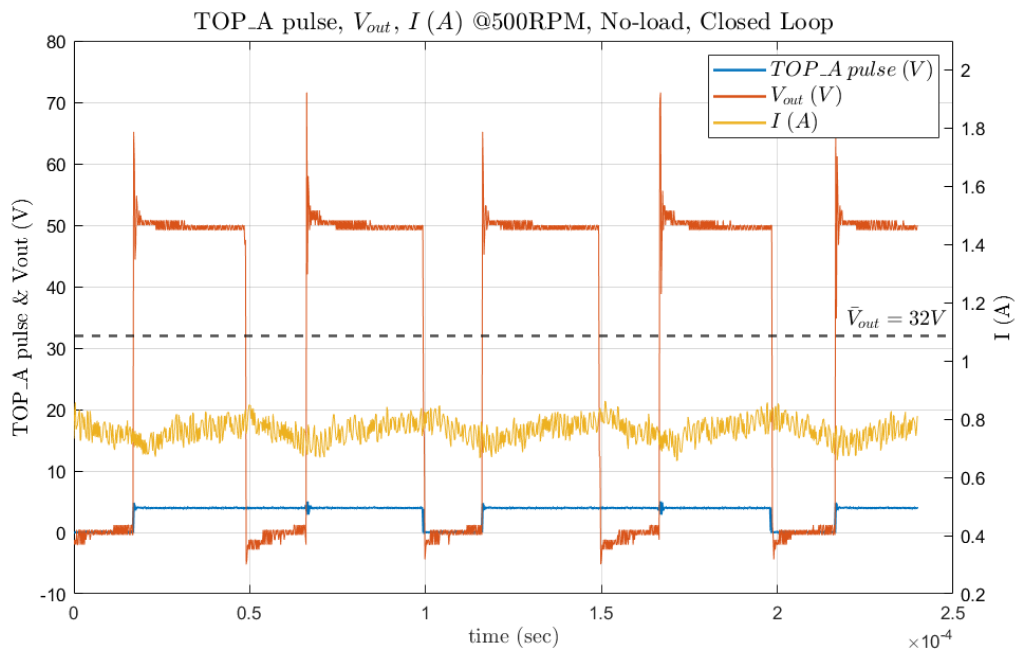
Τέλος μετρήθηκε η μηχανική ταχύτητα με τη βοήθεια οπτικού ταχυμέτρου ίση με $436\text{ }\Sigma\text{A}\Delta$.



Σχήμα 5.1: Παλμοί TOP A, τάση τυμπάνου μηχανής $V_{out} = V_{ab}$, και ρεύμα εισόδου μηχανής, στην περίπτωση ανοιχτού βρόχου, κενού φορτίου.

5.1.2 Πείραμα Κλειστού βρόχου, υπό Κενό φορτίο

Παρακάτω φαίνονται οι παλμοί TOP_A, η τάση εξόδου V_{out} και το ρεύμα εισόδου της μηχανής με έλεγχο ταχύτητας και ρεύματος, δίνοντας ταχύτητα αναφοράς ίση με 500 ΣΑΛ:



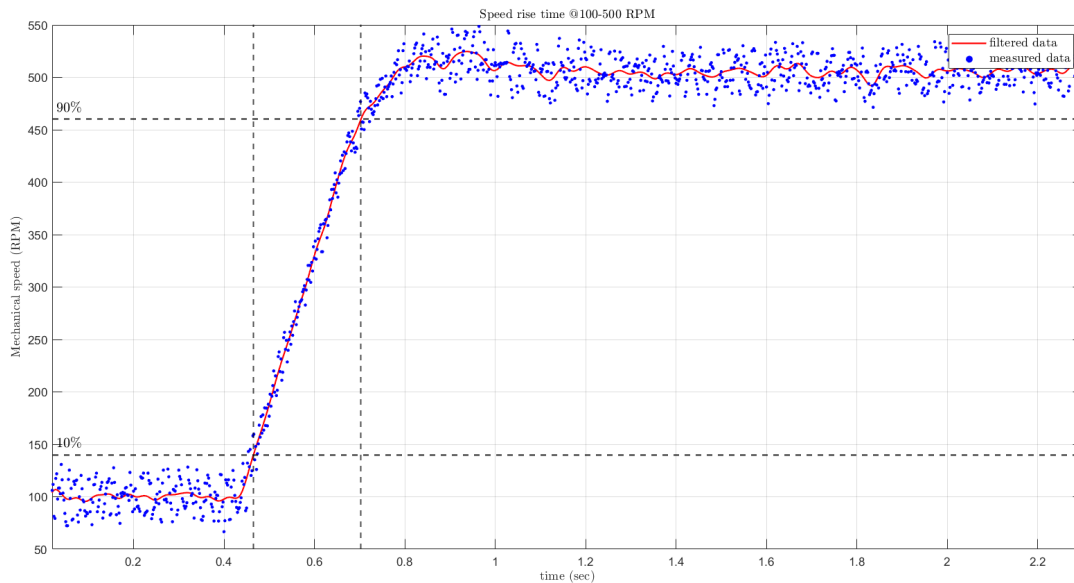
Σχήμα 5.2: Παλμοί TOP A, τάση τυμπάνου μηχανής $V_{out} = V_{ab}$ και ρεύμα εισόδου μηχανής, στην περίπτωση κλειστού βρόχου, κενού φορτίου

Καθώς στην προηγούμενη δοκιμή, η μηχανική ταχύτητα ήταν ίση με 436 ΣΑΛ < 500 ΣΑΛ, είναι λογική η αύξηση του

duty cycle ώστε να αυξηθεί η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_{out} , όπως και επαληθεύεται, για να επιτευχθεί μεγαλύτερη ταχύτητα.

Ταυτόχρονα, αυξάνεται κατά μικρή τιμή και το ρεύμα εισόδου της μηχανής, καθώς αυξάνονται και οι απώλειες τριβών του συστήματος.

Στο σημείο αυτό, θέλουμε να επιβεβαιώσουμε πως ικανοποιείται ο επιθυμητός χρόνος ανόδου σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας. Για τον σκοπό αυτό, πραγματοποιήθηκε μια βηματική μεταβολή της αναφοράς της ταχύτητας από 100 ΣΑΛ σε 500 ΣΑΛ και τα αποτελέσματα του πειράματος φαίνονται στο Σχήμα 5.3. Η μέτρηση της ταχύτητας περνά από βαθυπερατό φίλτρο, με την βοήθεια της συνάρτησης *lowpass()* της Matlab, ώστε να μειωθεί η επίδραση της διακύμανσης των μετρήσεων και του θορύβου μετρήσεων, ώστε να υπολογιστεί ο χρόνος ανόδου.

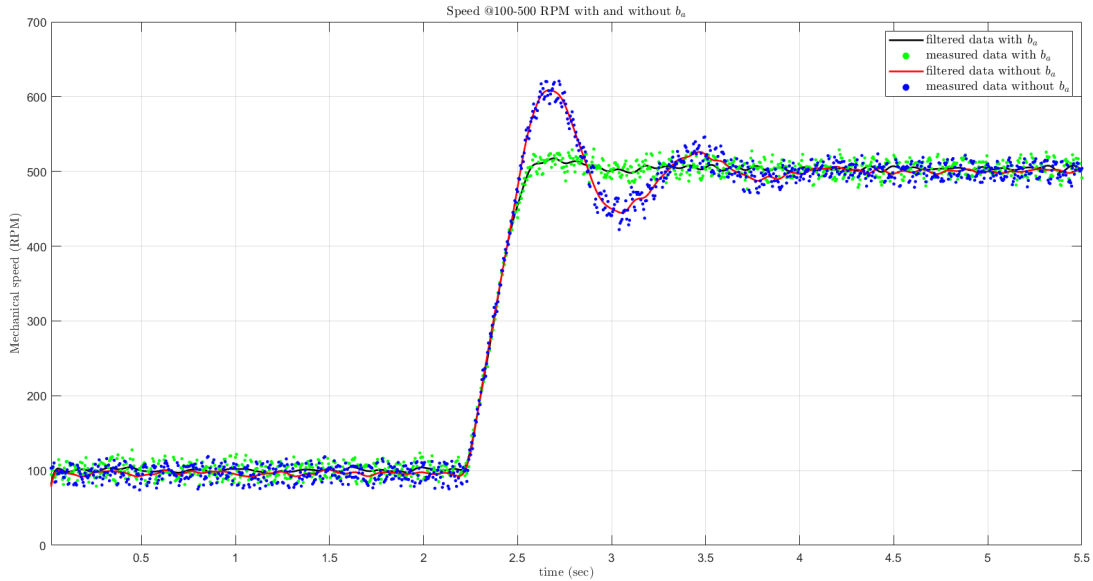


Σχήμα 5.3: Χρόνος ανόδου ταχύτητας.

Ο χρόνος ανόδου της ταχύτητας, σε αυτή τη βηματική μεταβολή της ταχύτητας, υπολογίζεται ίσως με 0.2374 sec, χρόνος ο οποίος είναι αποδεκτός, καθώς για τον ελεγκτή ρεύματος έχει οριστεί επιθυμητός χρόνος ανόδου 20 msec, ενώ στον ελεγκτή ταχύτητας έχει οριστεί επιθυμητός χρόνος ανόδου 200 msec.

Τέλος, εξετάστηκε και η επίδραση της ενεργού απόσβεσης b_a στον ελεγκτή ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς από 100 ΣΑΛ σε 500 ΣΑΛ και οι κυματομορφές της ταχύτητας οι οποίες μετρήθηκαν φαίνονται στο Σχήμα 5.4.

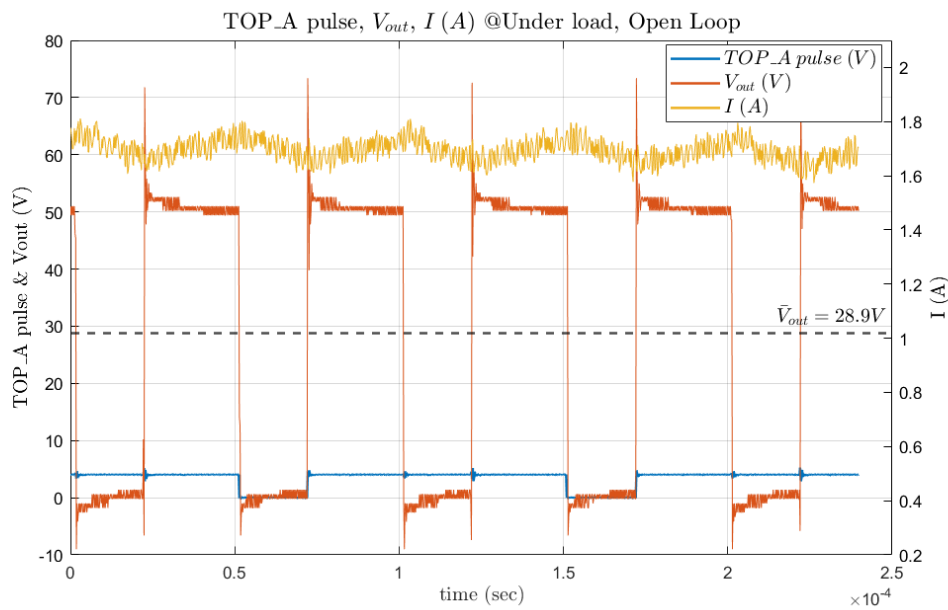
Φαίνεται πως με την προσθήκη της ενεργούς απόσβεσης b_a μειώνονται οι ταλαντώσεις και η υπερύψωση στην απόκριση της ταχύτητας, καθώς και αυτό ήταν το επιθυμητό. Αυτό είναι λογικό, καθώς στο πείραμα που πραγματοποιήθηκε αφαιρέθηκε η ενεργός απόσβεση b_a , όμως δεν τροποποιήθηκαν κατάλληλα τα κέρδη του ελεγκτή ταχύτητας ώστε να είναι πλέον ενός βαθμού ελευθερίας. Συγκεκριμένα, έπρεπε να τροποποιηθεί το ολοκληρωτικό κέρδος, από $k_{is} = a_s^2 \frac{J}{\psi}$ σε $k_{is} = a_s \frac{b}{\psi}$. Έχουμε θέσει δηλαδή μεγαλύτερο ολοκληρωτικό κέρδος, γεγονός στο οποίο οφείλονται οι παρατηρούμενες υπερυψώσεις στην απόκριση της ταχύτητας.



Σχήμα 5.4: Επίδραση ενεργούς απόσβεσης b_a στην απόκριση της ταχύτητας.

5.1.3 Πείραμα Ανοιχτού βρόχου, Υπό φορτίο

Επιλέχθηκε λόγος χρησιμοποίησης: $\text{duty cycle} (= v_{\text{control}}) = 0.6$, και το αποτέλεσμα φαίνεται στο Σχήμα 5.5.



Σχήμα 5.5: Παλμοί TOP A, τάση τυμπάνου μηχανής $V_{\text{out}} = V_{ab}$ και ρεύμα εισόδου μηχανής, στην περίπτωση ανοιχτού βρόχου, υπό φορτίο.

Καθώς τώρα προστέθηκε ως φορτίο η μηχανή ΣΡ η οποία λειτουργεί ως γεννήτρια, φαίνεται η αύξηση του ρεύματος της μηχανής την οποία ελέγχουμε.

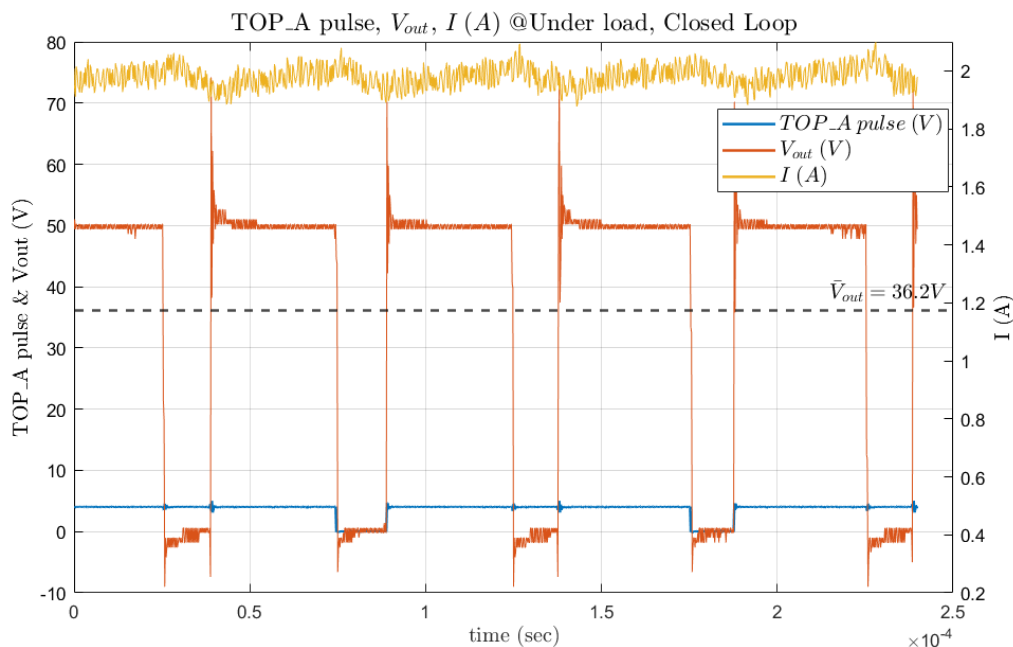
Μετρήθηκε $V_t^{\text{GEN}} = 25.5 \text{ V}$, επομένως αφού η αντίσταση η οποία προστέθηκε είναι ίση με 42.7Ω , έχουμε ρεύμα τυμπάνου γεννήτριας ίσο με 0.6 A .

Τέλος μετρήθηκε η μηχανική ταχύτητα με τη βοήθεια οπτικού ταχυμέτρου ίση με 405 ΣΑΛ . Αναπτύσσεται δηλαδή μικρότερη ταχύτητα λόγω φορτίου σε σύγκριση με το πείραμα του ανοιχτού βρόχου και κενού φορτίου, καθώς δίνουμε

την ίδια τάση τυμπάνου στον κινητήρα λόγω σταθερού λόγου χρησιμοποίησης.

5.1.4 Πείραμα Κλειστού βρόχου, Υπό φορτίο

Στο Σχήμα 5.6 φαίνονται οι παλμοί TOP_A, η τάση εξόδου V_{out} και το ρεύμα εισόδου της μηχανής, με έλεγχο ρεύματος και ταχύτητας, δίνοντας ταχύτητα αναφοράς ίση με 500 ΣΑΛ:



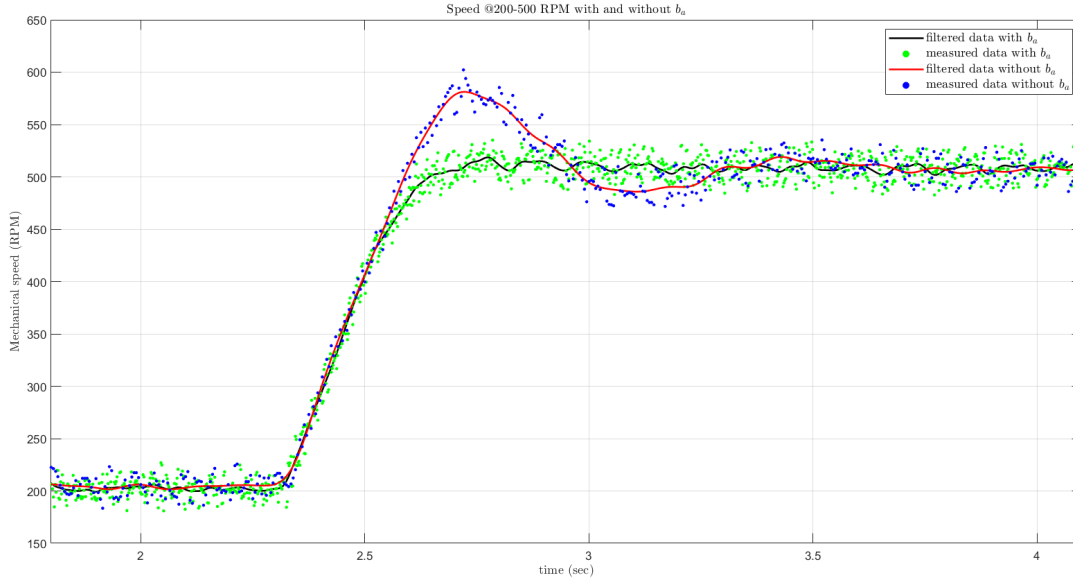
Σχήμα 5.6: Παλμοί TOP A, τάση τυμπάνου μηχανής $V_{out} = V_{ab}$ και ρεύμα εισόδου μηχανής, στην περίπτωση κλειστού βρόχου, υπό φορτίο.

Καθώς στην προηγούμενη δοκιμή, η μηχανική ταχύτητα ήταν ίση με 405 ΣΑΛ < 500 ΣΑΛ, είναι λογική η αύξηση του duty cycle ώστε να αυξηθεί η μέση τιμή της τάσης V_{out} για να επιτευχθεί μεγαλύτερη ταχύτητα.

Ταυτόχρονα, αυξάνεται κατά μικρή τιμή και το ρεύμα εισόδου της μηχανής, καθώς αυξάνονται και οι απώλειες τριβών του συστήματος, ενώ το ρεύμα τυμπάνου γεννήτριας παραμένει σταθερό.

Τέλος, εξετάστηκε και η επίδραση της ενεργούς απόσβεσης b_a στον ελεγκτή ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς από 100 ΣΑΛ σε 500 ΣΑΛ, αυτή τη φορά με την ύπαρξη φορτίου. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων φαίνονται στο Σχήμα 5.7.

Φαίνεται πως με την προσθήκη της ενεργούς απόσβεσης b_a μειώνονται οι ταλαντώσεις και η υπερύψωση στην απόκριση της ταχύτητας, καθώς και αυτό ήταν το αναμενόμενο, όπως και στην περίπτωση όπου λειτουργούσαμε χωρίς φορτίο. Αυτό είναι λογικό, καθώς στο πείραμα που πραγματοποιήθηκε αφαιρέθηκε η ενεργός απόσβεση b_a , όμως δεν τροποποιήθηκαν κατάλληλα τα κέρδη του ελεγκτή ταχύτητας ώστε να είναι πλέον ενός βαθμού ελευθερίας, όπως εξηγήθηκε και παραπάνω, στην περίπτωση απουσίας φορτίου. Να σημειωθεί πως με την προσθήκη του φορτίου μειώνεται το πλάτος των ταλαντώσεων, στην περίπτωση αφαίρεσης του b_a .



Σχήμα 5.7: Επίδραση ενεργούς απόσβεσης b_a στην απόκριση της ταχύτητας, με φορτίο.

5.2 Μηχανή Επαγωγής

5.2.1 Δοκιμές προσδιορισμού παραμέτρων μηχανής

Για να προσδιορίσουμε τις παραμέτρους της μηχανής, \hat{R}_s , \hat{R}_R , \hat{L}_σ , \hat{L}_M , πραγματοποιούμε δύο δοκιμές [1]:

- Ακίνητοποιημένου δρομέα (locked-rotor test)
- Κενού φορτίου (no-load test)

Χρησιμοποιούμε βαττόμετρο για τη μέτρηση της ισχύος εισόδου στην μηχανή, αμπερόμετρο για τη μέτρηση του ρεύματος γραμμής και βολτόμετρο για την μέτρηση της πολικής τάσης.

Όσον αφορά την **δοκιμή ακίνητοποιημένου δρομέα**, συγκρατείται ο άξονας του δρομέα και άρα η ταχύτητα είναι μηδενική. Η ολίσθηση στην περίπτωση αυτή ισούται με 1 ($\omega_r = 0 \leftrightarrow s = 1$).

Με τη δοκιμή αυτή προσδιορίζονται οι παράμετροι $\hat{R}_s + \hat{R}_R$, \hat{L}_σ , καθώς ο κλάδος μαγνήτισης παρακάμπτεται, άρα η σύνθετη αντίσταση είναι ίση με:

$$Z_\sigma(j\omega_N) = \hat{R}_s + \hat{R}_R + j\omega_N \hat{L}_\sigma \quad (5.1)$$

Χρησιμοποιούμε ονομαστική συχνότητα τροφοδοσίας και αυξάνουμε την τάση στάτη μέχρι να αποκτήσουμε ονομαστικό ρεύμα, δηλαδή $\omega_s = \omega_{sN}$, $I = I_N$, $V = V_{lr}$.

Μετρήθηκαν: $I = 3.6 \text{ A}$ ($= I_N$), $V_{LL} = 97.8 \text{ V RMS}$, άρα $V_{lr} = \frac{V_{LL}}{\sqrt{(3)}} = 56.465 \text{ V RMS}$ και $P_{lr} = 4.5 \cdot 25 \cdot 3 = 337.5 \text{ W}$,

όπου 4.5 είναι το αποτέλεσμα της μέτρησης στο βαττόμετρο, 25 είναι η κλίμακα του οργάνου για το συγκεκριμένο εύρος τάσης-ρεύματος που επιλέχθηκε και πολλαπλασιάζεται $\times 3$ ώστε να έχουμε τριφασική ισχύ.

Καθώς έχουμε ακίνητοποιημένο δρομέα, η ενεργός ισχύς καταναλώνεται στις αντιστάσεις στάτη και δρομέα.

$$\hat{R}_s + \hat{R}_R = \frac{P_{lr}}{3I_N^2} = 8.6806 \Omega \quad (5.2)$$

Η ισχύς η οποία καταναλώνεται στις αυτεπαγωγές είναι άεργος, και ισούται με $Q_{lr} = \sqrt{S_{lr}^2 - P_{lr}^2}$, όπου $S_{lr} = 3V_{lr}I_N$, άρα:

$$Q_{lr} = 3\omega_{sN}\hat{L}_\sigma I_N \rightarrow \hat{L}_\sigma = \frac{V_{lr}}{\omega_{sN}I_N} \sqrt{1 - \left(\frac{P_{lr}}{3V_{lr}I_N}\right)^2} = 0.0416 \text{ H}. \quad (5.3)$$

Όσον αφορά τη **δοκιμή κενού φορτίου**, εφαρμόζουμε ονομαστική συχνότητα τροφοδοσίας, ονομαστική τάση και δεν συνδέουμε κάποιο μηχανικό φορτίο στην μηχανή, δηλαδή $\omega_s = \omega_{sN}$, $I = I_{nl}$, $V = V_N$.

Επομένως, η ολίσθηση είναι τότε σχεδόν μηδενική.

Μετρήθηκαν τα εξής: $I_{nl} = 1.95 \text{ A}$, $V_{LL} = 400 \text{ V RMS} = V_{LL,N}$, $P_{nl} = 0.5 \cdot 50 \cdot 3 = 75 \text{ W}$.

Η αυτεπαγωγή μαγνήτισης υπολογίζεται ως εξής:

$$\hat{L}_M = \frac{V_N}{\omega_s N I_{nl}} - \hat{L}_\sigma = 0.3354 \text{ H} \quad (5.4)$$

Μετρώντας και τη ισχύ εισόδου, εξάγουμε την τιμή της αντίστασης στάτη ως:

$$\hat{R}_s = \frac{P_{nl}}{3I_{nl}^2} = 6.5746 \Omega, \quad (5.5)$$

και τότε προκύπτει: $\hat{R}_R = 8.6806 - \hat{R}_s = 2.1060 \Omega$.

Οι παράμετροι δηλαδή της μηχανής, είναι οι εξής:

Παράμετροι Μηχανής	Τιμή
\hat{R}_s	6.5746 Ω
\hat{R}_R	2.1060 Ω
\hat{L}_M	0.3354 H
\hat{L}_σ	0.0416 H

Πίνακας 5.1: Μετρούμενοι παράμετροι μηχανής επαγωγής.

5.2.2 Έλεγχος V/f

Για τον σκοπό της δοκιμής αυτής, δίνουμε ως είσοδο στον μετατροπέα 135 V DC μέσω του αυτομετασχηματιστή, ο οποίος δέχεται 1Φ τάση δικτύου και έχει τη δυνατότητα να δώσει DC τάση εξόδου μέσω ανόρθωσης. Επιπλέον, στην έξοδο του ΑΜΣ συνδέεται παράλληλα πυκνωτής 10000 μF για την εξομάλυνση της τάσης εισόδου στον μετατροπέα.

Η πειραματική διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 5.8, παρακάτω.



Σχήμα 5.8: Πειραματική διάταξη με ασύγχρονη μηχανή.

Να σημειωθεί πως η συνδεσμολογία της μηχανής είναι σε αστέρα.

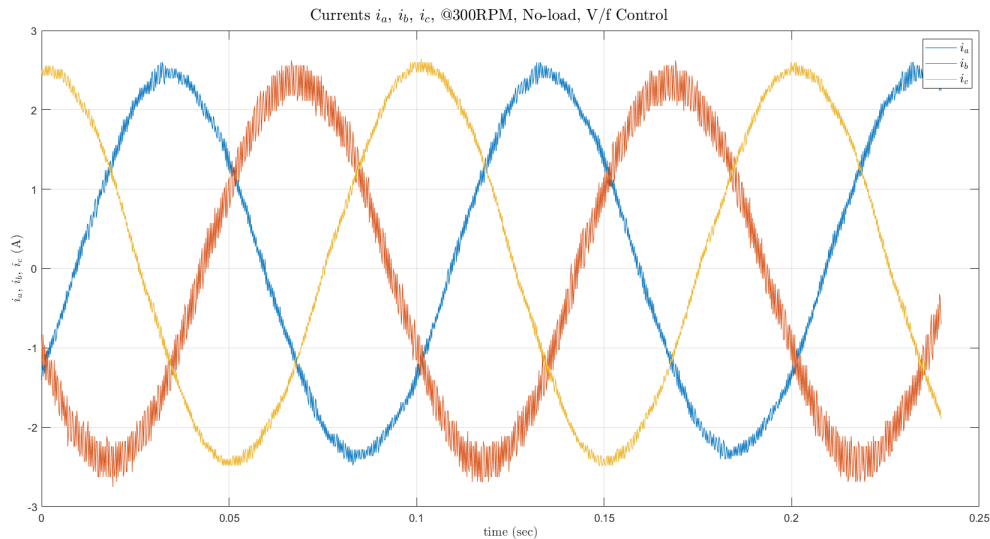
Η παραγωγή των σημάτων αναφοράς επιτυγχάνεται έχοντας ως είσοδο την επιθυμητή τιμή ταχύτητας, η οποία ανάγεται σε επιθυμητή τιμή συχνότητας στάτη.

Επιλέχθηκε ταχύτητα αναφοράς 300 ΣΑΛ, και άρα η συχνότητα στάτη που αντιστοιχεί σε αυτή την ταχύτητα, θεωρώντας μηδενική ολίσθηση, καθώς η δοκιμή αυτή έγινε σε κενό φορτίο, είναι:

$$f_1^{\text{ref}} = n_m^{\text{ref}} [\text{RPM}] \cdot \frac{2\pi}{60} [\text{RPM} \rightarrow \text{rad/s}] \cdot n_p [\text{mech} \rightarrow \text{el}] \cdot \frac{1}{2\pi} [\text{rad/s} \rightarrow \text{Hz}], \quad (5.6)$$

όπου για ταχύτητα αναφοράς 300 ΣΑΛ, προκύπτει $f_1^{\text{ref}} = 10 \text{ Hz}$ και άρα περίοδο $T = 0.1 \text{ sec}$.

Στο Σχήμα 5.9 φαίνονται τα τρία μετρούμενα ρεύματα, i_a , i_b , i_c .

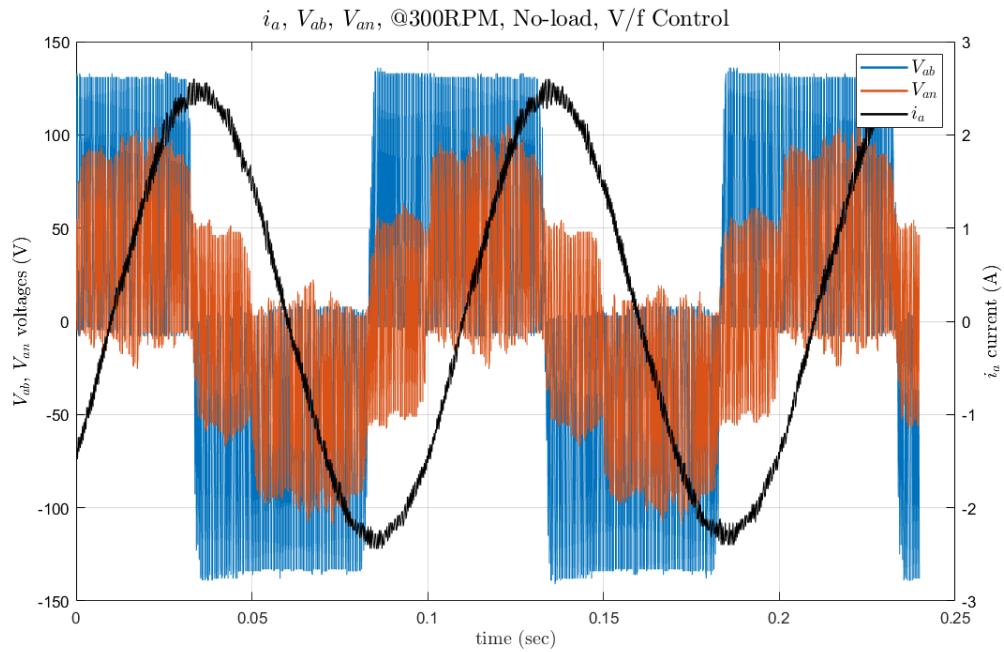


Σχήμα 5.9: Ρεύματα i_a , i_b , i_c με V/f τεχνική ελέγχου.

Φαίνεται πως έχουμε διαφορά φάσης 120° μεταξύ των ρευμάτων και πως η περίοδος είναι ίση με 0.1 sec , όπως και ήταν επιθυμητό.

Να σημειωθεί πως τα 3 ρεύματα μετρήθηκαν με διαφορετικούς αισθητήρες. Συγκεκριμένα, το ρεύμα i_a μετρήθηκε με αμπεροτσιμπίδα, ενώ τα ρεύματα i_b , i_c μετρήθηκαν με αισθητήρες οι οποίοι συνδέονταν σε σειρά με το υπόλοιπο κύκλωμα, ένας εκ των οποίων είχε μεγαλύτερο εύρος μέτρησης ρευμάτων, γεγονός στο οποίο θα μπορούσε να οφείλεται ο θόρυβος στο ρεύμα i_b .

Τέλος, στο Σχήμα 5.10 φαίνεται το ρεύμα της φάσης A , η πολική τάση V_{ab} η οποία μετρήθηκε στην έξοδο του μετατροπέα και η φασική τάση V_{an} , η οποία μετρήθηκε μεταξύ φάσης και ουδετέρου της μηχανής (σε αστέρα).

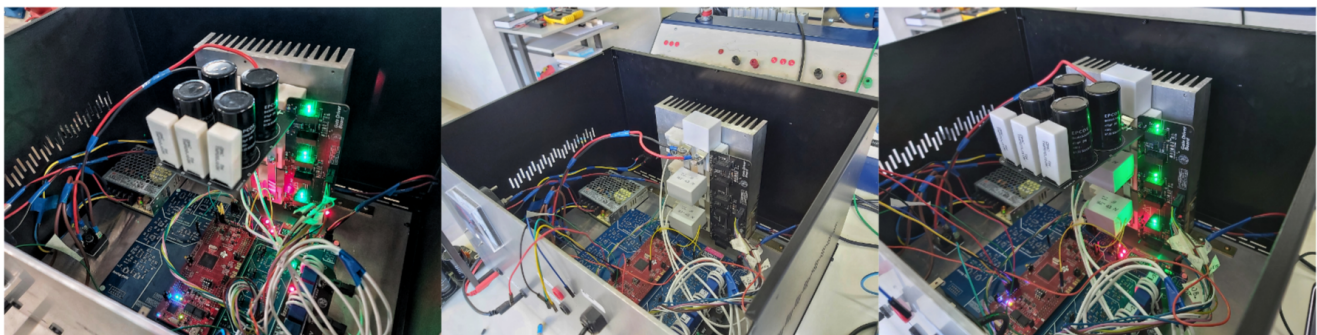


Σχήμα 5.10: Ρεύμα γραμμής, i_a πολική τάση V_{ab} και φασική τάση V_{an} με V/f Τεχνική ελέγχου.

Φαίνεται πως η πολική τάση εξόδου παίρνει τιμές $0, \pm V_{DC}$, δηλαδή $0, \pm 135 \text{ V}$ και η φασική τάση εξόδου παίρνει τιμές $0, \pm \frac{1}{3}V_{DC}, \pm \frac{2}{3}V_{DC}$, δηλαδή $0, \pm 45 \text{ V}, \pm 90 \text{ V}$.

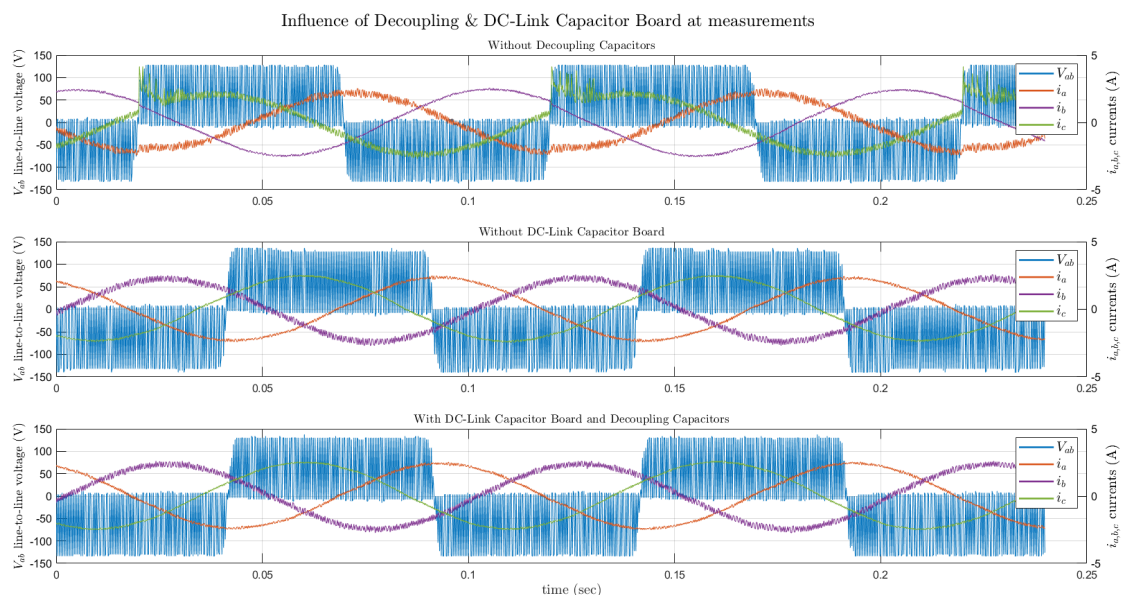
Στο σημείο αυτό να αναφερθεί πως μελετήθηκε η επίδραση της πλακέτας πυκνωτών πλευράς ΣΡ και των πυκνωτών αποσύζευξης. Στη πρώτη δοκιμή αφαιρέθηκαν οι πυκνωτές αποσύζευξης, στη δεύτερη δοκιμή αφαιρέθηκε η πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ και στην τρίτη δοκιμή φαίνεται η ολοκληρωμένη διάταξη που περιέχει και τους πυκνωτές αποσύζευξης και τη πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ.

Ο μετατροπέας σε αυτά τα τρία πειράματα, φαίνεται στο Σχήμα 5.11.



Σχήμα 5.11: Πειραματική διάταξη μετατροπέα για την μελέτη της επίδρασης των πυκνωτών αποσύζευξης και της πλακέτας πυκνωτών πλευράς ΣΡ: (a): χωρίς πυκνωτές αποσύζευξης, (b): χωρίς πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ, (c): με πυκνωτές αποσύζευξης και πλακέτα πυκνωτών πλευράς ΣΡ.

Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στις συνθήκες του προηγούμενου ερωτήματος, δηλαδή DC τάση εισόδου 135 V και ταχύτητα αναφοράς 300 ΣΑΛ . Τα αποτελέσματα φαίνονται στο Σχήμα 5.12.



Σχήμα 5.12: Αποτελέσματα μετρήσεων μελέτης της επίδρασης των πυκνωτών αποσύζευξης και της πλακέτας πυκνωτών πλευράς ΣΡ.

Η αφαίρεση της πλακέτας πυκνωτών πλευράς ΣΡ φαίνεται να μην έχει επίδραση στην δοκιμή που πραγματοποιήθηκε, καθώς έχει ήδη τοποθετηθεί πυκνωτής πολύ μεγαλύτερης χωρητικότητας (10000 μF) στην έξοδο του αυτομετασχηματιστή για την εξομάλυνση της τάσης εξόδου του.

Σημαντική συνεισφορά έχει ωστόσο η προσθήκη των πυκνωτών αποσύζευξης, καθώς ελαχιστοποιείται η επίδραση των παρασιτικών αυτεπαγωγών και οι υπερψώσεις τάσης του διακοπτικού στοιχείου.

5.2.3 Διανυσματικός έλεγχος - Μοντέλο Ρεύματος

Στη συνέχεια, ακολούθησε διανυσματικός έλεγχος της μηχανής επαγωγής, σε πείραμα. Στις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν με Μοντέλο Ρεύματος, η εκκίνηση πραγματοποιείται πάντα με V/f έλεγχο τα πρώτα 30 δευτερόλεπτα. Στη συνέχεια, μέσω διακοπών στο περιβάλλον Plects, μεταβαίνουμε σε διανυσματικό έλεγχο κλειστού βρόχου, όπου για την εκτίμηση της ροής δρομέα και την παραγωγή της γωνίας του πλαισίου θ_1 και της γωνιακής συχνότητας του στάτη ω_1 χρησιμοποιείται το Μοντέλο Ρεύματος.

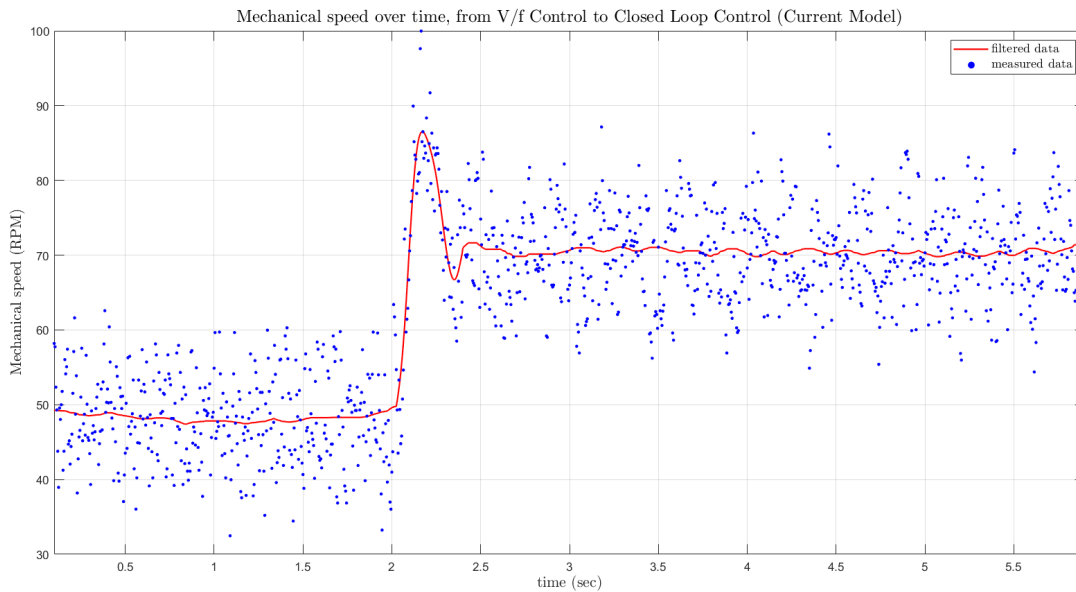
Αρχικά οι δοκιμές πραγματοποιήθηκαν με $V_{DC} = 50 \text{ V}$, ώστε να δοκιμαστεί η λειτουργία του ελέγχου κλειστού βρόχου στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων.

Τα μετρούμενα σήματα ήταν τα εξής:

- Μηχανική ταχύτητα, η οποία μετρήθηκε με την βοήθεια ταχογεννήτριας (κλίμακα: 1000 ΣΑΑ αντιστοιχούν σε 60 V).
- i_a ρεύμα εισόδου μηχανής, το οποίο μετρήθηκε με αμπεροτσιμπίδα στον παλμογράφο, με κλίμακα 100 mV/A.
- γωνία θ_1 του dq πλαισίου, η οποία δίνεται σε έξοδο μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC block) εντός του περιβάλλοντος Plects, το οποίο αντιστοιχίζεται σε σήμα τάσης στο pin J7-70 του μικροελεγκτή και μετράται με τη βοήθεια probe παλμογράφου.
- εκτίμηση της ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$, η οποία δίνεται σε DAC block εντός του περιβάλλοντος Plects, το οποίο αντιστοιχίζεται σε σήμα τάσης στο pin J7-70 του μικροελεγκτή και μετράται με τη βοήθεια probe παλμογράφου.
- ρεύματα i_d , i_q και οι αναφορές τους, i_d^{ref} , i_q^{ref} , τα οποία δίνονται σε DAC blocks εντός του περιβάλλοντος Plects, τα οποία αντιστοιχίζονται σε σήματα τάσης στα pin J7-70 και pin J3-30 αντίστοιχα του μικροελεγκτή και μετρούνται με τη βοήθεια probe παλμογράφου.

Να σημειωθεί, πως στο σημείο αυτό οι εκτιμήσεις των παραμέτρων της μηχανής, \hat{R}_R , \hat{R}_s , \hat{L}_M , \hat{L}_σ ορίστηκαν ως οι τιμές που μετρήθηκαν, θεωρούμε δηλαδή τέλεια εκτίμηση των παραμέτρων.

Αρχικά, στο Σχήμα 5.13 φαίνεται η κυματομορφή της ταχύτητας όταν πραγματοποιείται μετάβαση από τον V/f έλεγχο, σε διανυσματικό έλεγχο, με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος:

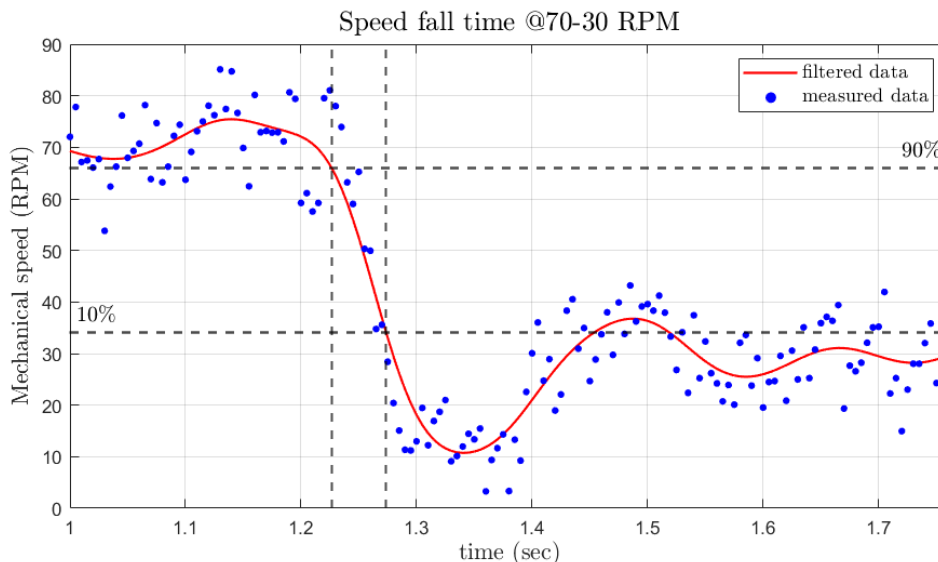


Σχήμα 5.13: Κυματομορφή ταχύτητας, για μετάβαση από V/f έλεγχο σε διανυσματικό έλεγχο, με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος.

Η ταχύτητα αναφοράς η οποία δίνεται στον V/f έλεγχο είναι 50 ΣΑΛ, ενώ η ταχύτητα αναφοράς στον έλεγχο κλειστού βρόχου είναι 70 ΣΑΛ.

Φαίνεται πως στον V/f έλεγχο έχουμε ελαφρώς χαμηλότερη τιμή ταχύτητας από αυτήν που θέλαμε ως αναφορά, σε σύγκριση με τον έλεγχο κλειστού βρόχου, γεγονός το οποίο είναι λογικό, καθώς δεν έχουμε συμπεριλάβει την ολίσθηση, ακόμα και αν στο κενό φορτίο είναι σχεδόν μηδενική. Επιπλέον, παρατηρείται υπερύψωση στην ταχύτητα, κατά την μετάβαση από βαθμωτό έλεγχο σε διανυσματικό, καθώς δεν έχει επιτευχθεί ακόμα τέλειος προσανατολισμός πεδίου.

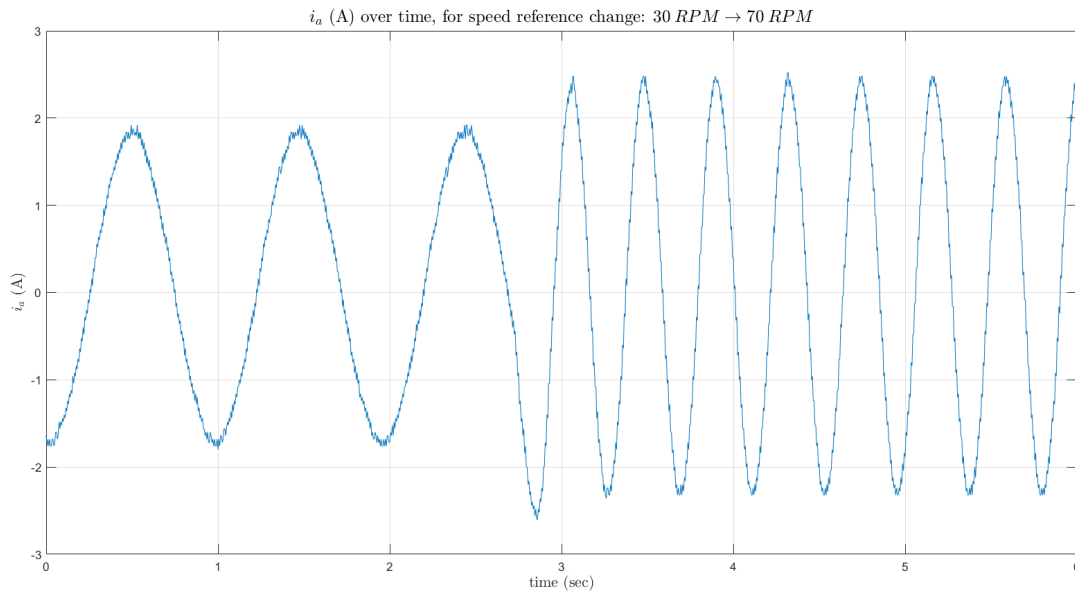
Επιπλέον, εξετάστηκε ο χρόνος καθόδου (θεωρώντας πως θα συμπίπτει με τον χρόνο ανόδου), σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς από 70 ΣΑΛ σε 30 ΣΑΛ, και το αποτέλεσμα φαίνεται στο Σχήμα 5.14.



Σχήμα 5.14: Χρόνος καθόδου ταχύτητας.

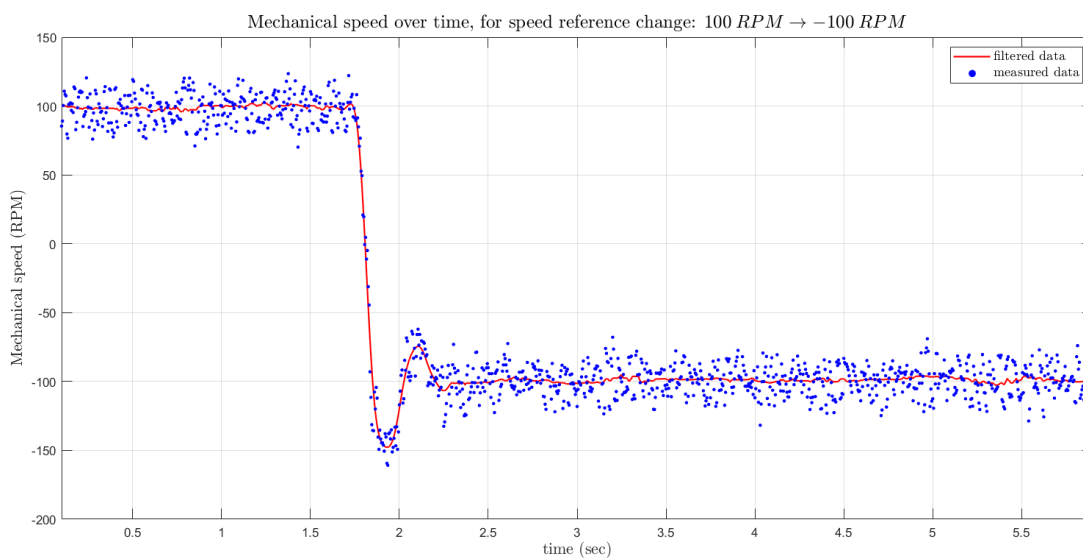
Ο χρόνος καθόδου μετρήθηκε ίσος με 47.29 msec, και είναι αποδεκτός, καθώς ο χρόνος ανόδου του ελεγκτή ταχύτητας ορίστηκε ίσος με 50 msec.

Στα Σχήματα 5.15 και 5.16 φαίνονται το ρεύμα της φάσης A σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ, και η μηχανική ταχύτητα σε [ΣΑΛ] σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς από 100 ΣΑΛ σε -100 ΣΑΛ αντίστοιχα.



Σχήμα 5.15: Κυματομορφή ρεύματος φάσης A , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ.

Φαίνεται πως αλλάζει η συχνότητα του ρεύματος με την αλλαγή της αναφοράς της ταχύτητας, όπως και ήταν επιθυμητό.

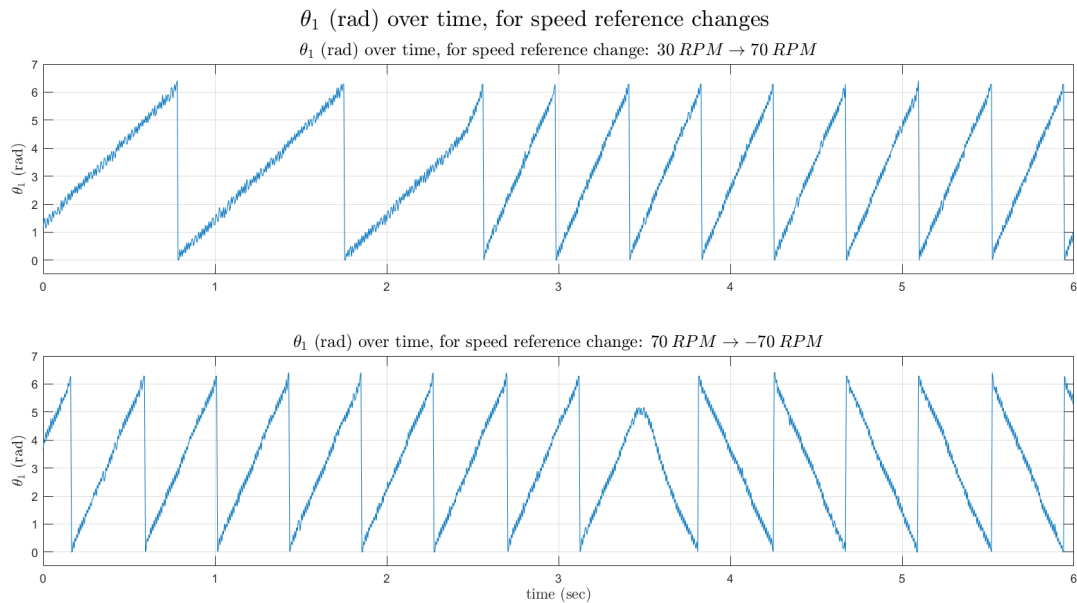


Σχήμα 5.16: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε -100 ΣΑΛ.

Η ταχύτητα αποκτά την επιθυμητή τιμή της αναφοράς της, ωστόσο κατά τη μετάβαση παρατηρείται υπερύψωση, η

οποία θα μπορούσε να οφείλεται στην ευαισθησία του Μοντέλου Ρεύματος από την ορθή εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R , η επίδραση της οποίας θα εξεταστεί στη συνέχεια.

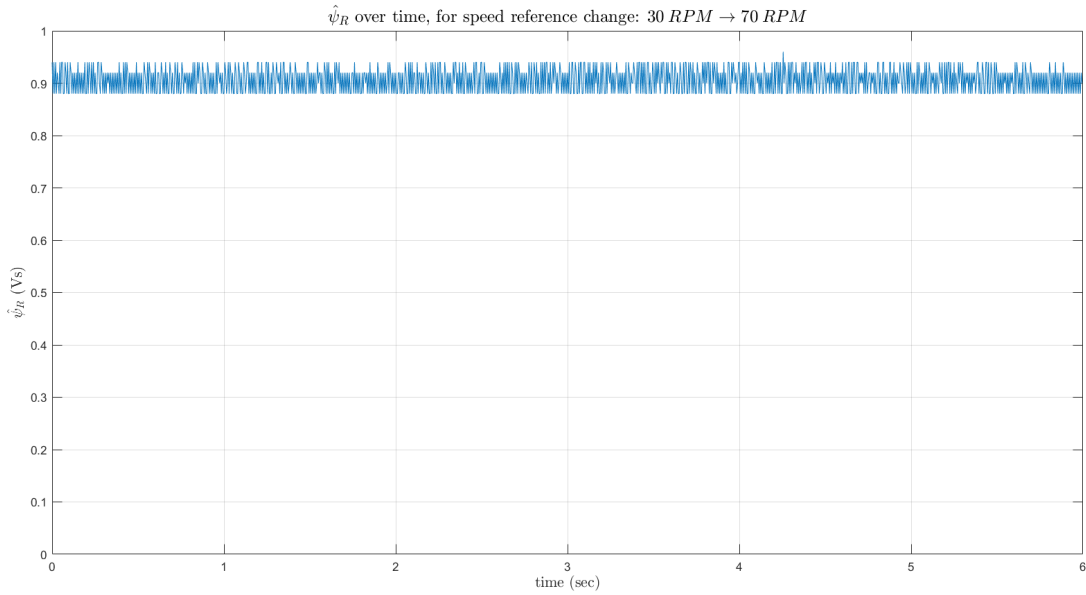
Στο Σχήμα 5.17 φαίνεται η γωνία θ_1 σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας και σε αλλαγή της φοράς περιστροφής:



Σχήμα 5.17: Κυματομορφή γωνίας θ_1 , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ και από 70 ΣΑΛ σε -70 ΣΑΛ.

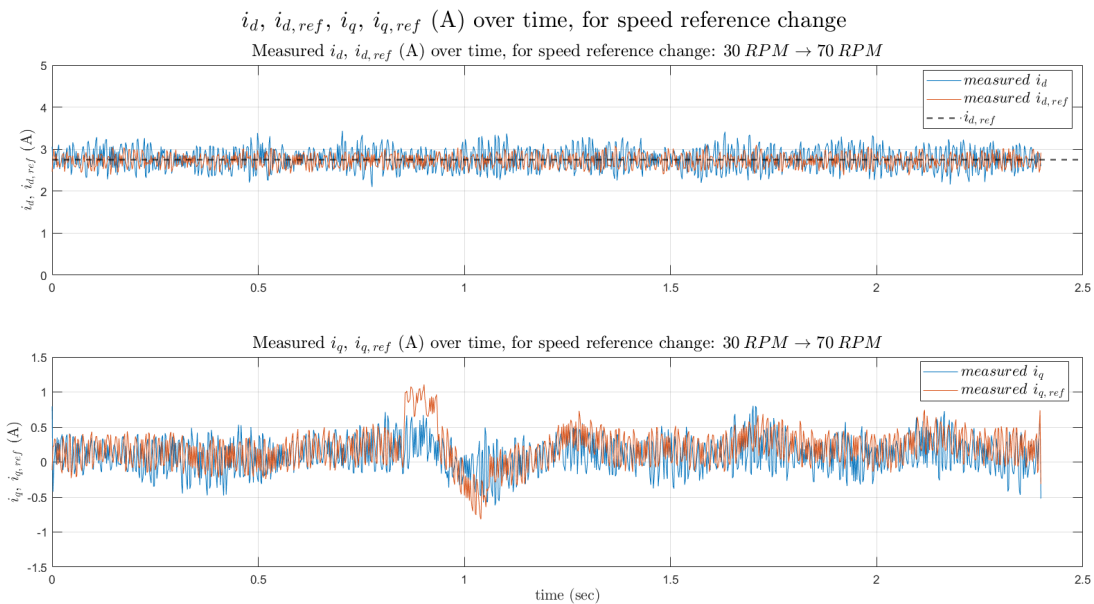
Φαίνεται πως η κυματομορφή της γωνίας θ_1 η οποία μετρείται στην αναλογική έξοδο του μικροελεγκτή, είναι ικανοποιητική όσον αφορά τον θόρυβο. Για την βηματική μεταβολή ταχύτητας από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ, φαίνεται η αύξηση της συχνότητας του σήματος, καθώς και κατά την μεταβολή από 70 ΣΑΛ σε -70 ΣΑΛ φαίνεται η αλλαγή της φοράς περιστροφής και η διατήρηση της συχνότητας, όπως και ήταν επιθυμητό, καθώς και η διατήρηση της τιμής της γωνίας στο εύρος $[0, 2\pi]$.

Η εκτίμηση της ροής δρομέα, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.18 είναι σταθερή για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, καθώς το ρεύμα αναφοράς i_d^{ref} διατηρείται σταθερό και ίσο με: $i_d^{\text{ref}} = \frac{\psi_{\text{ref}}}{L_M}$.



Σχήμα 5.18: Κυματομορφή εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ.

Τέλος, στο Σχήμα 5.19 φαίνονται τα ρεύματα στάτη στο dq πλαίσιο και οι αναφορές τους, για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας:



Σχήμα 5.19: Κυματομορφές ρευμάτων i_d , i_d^{ref} , i_q , i_q^{ref} , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ.

Φαίνεται πως η συνιστώσα ρεύματος i_d είναι σταθερή, όπως και ήταν επιθυμητό, καθώς ορίζεται $i_d^{\text{ref}} = \frac{\psi_L^{\text{ref}}}{L_M}$ και ακολουθεί την τιμή ρεύματος αναφοράς.

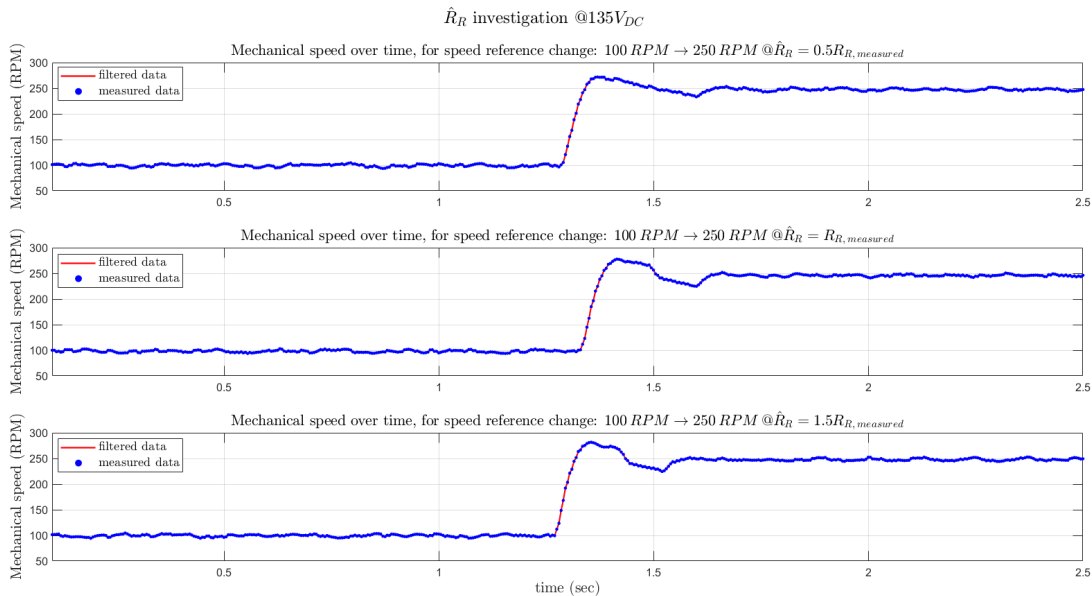
Όσον αφορά τη συνιστώσα ρεύματος i_q , φαίνεται πως αυτή είναι σχεδόν μηδενική, καθώς λειτουργούμε τη μηχανή σε κενό φορτίο, και επιπλέον ακολουθεί την τιμή ρεύματος αναφοράς, i_q^{ref} . Όσο η μηχανή επιταχύνει ώστε να αποκτήσει μεγαλύτερη τιμή ταχύτητας, βλέπουμε πως αυξάνεται η συνιστώσα i_q^{ref} , το οποίο είναι αναμενόμενο καθώς απαιτείται η

ανάπτυξη ηλεκτρομαγνητικής ροπής για την επιτάχυνση της μηχανής.

5.2.4 Ευαισθησία του Μοντέλου Ρεύματος

Στο σημείο αυτό θα εξεταστεί η ευαισθησία του μοντέλου ελέγχου σε λάθος εκτιμήσεις των παραμέτρων της μηχανής. Συγκεκριμένα, γνωρίζουμε πως το Μοντέλο Ρεύματος είναι ευαίσθητο στις εκτιμήσεις των παραμέτρων \hat{R}_R , \hat{L}_M , και κυρίως στην αντίσταση δρομέα, \hat{R}_R , καθώς κατά την λειτουργία της μηχανής αυξάνεται η θερμοκρασία και κατά συνέπεια αυξάνεται και η αντίσταση δρομέα κατά 50 – 100% [1]. Για τον λόγο αυτό, συνιστάται και η υπερεκτίμηση της αντίστασης δρομέα.

Οι δοκιμές οι οποίες παρουσιάζονται παρακάτω, πραγματοποιήθηκαν με $V_{DC} = 135\text{ V}$, και φαίνεται μια βηματική μεταβολή της μηχανικής ταχύτητας δρομέα, η οποία μετρήθηκε με τη βοήθεια ταχογεννήτριας, δίνοντας αναφορά ταχύτητας 100 ΣΑΛ → 250 ΣΑΛ:



Σχήμα 5.20: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε 250 ΣΑΛ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R), και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα.

Φαίνεται πως αυξάνοντας την τιμή της εκτίμησης της αντίστασης δρομέα, έχουμε πιο γρήγορη απόκριση, καθώς η χρονική σταθερά δρομέα, $\frac{L_M}{R_R}$ μειώνεται.

Επιπλέον, οι αποκρίσεις με την τέλεια εκτίμηση αντίστασης δρομέα και με την υπερεκτίμηση έχουν παρόμοια συμπεριφορά. Αυτό θα μπορούσαμε να οφείλεται στο γεγονός πως όσο περισσότερο λειτουργούμε την μηχανή, αυξάνεται η θερμοκρασία λειτουργίας της, και κατά συνέπεια αυξάνεται και η τιμή της αντίστασης δρομέα, επομένως η υπερεκτίμηση θα μπορούσε να προσεγγίζει πιο καλά την πραγματική τιμή της αντίστασης δρομέα.

5.2.5 Διανυσματικός Έλεγχος - Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος

Στις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος, η εκκίνηση πραγματοποιείται πάντα με V/f έλεγχο τα πρώτα 30 δευτερόλεπτα. Στη συνέχεια, μέσω διακοπών στο περιβάλλον PLeCS, μεταβαίνουμε σε διανυσματικό έλεγχο κλειστού βρόχου, όπου για την εκτίμηση της ροπής δρομέα $\hat{\psi}_R$, την παραγωγή της γωνίας του πλαισίου θ_1 και της γωνιακής συχνότητας του στάτη ω_1 χρησιμοποιείται το Μοντέλο Ρεύματος μέχρι τα 50 sec. Έπειτα για την παραγωγή της γωνίας του πλαισίου και της γωνιακής συχνότητας του στάτη χρησιμοποιείται το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Αρχικά οι δοκιμές πραγματοποιήθηκαν με $V_{DC} = 50\text{ V}$, ώστε να εξεταστεί η λειτουργία του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων.

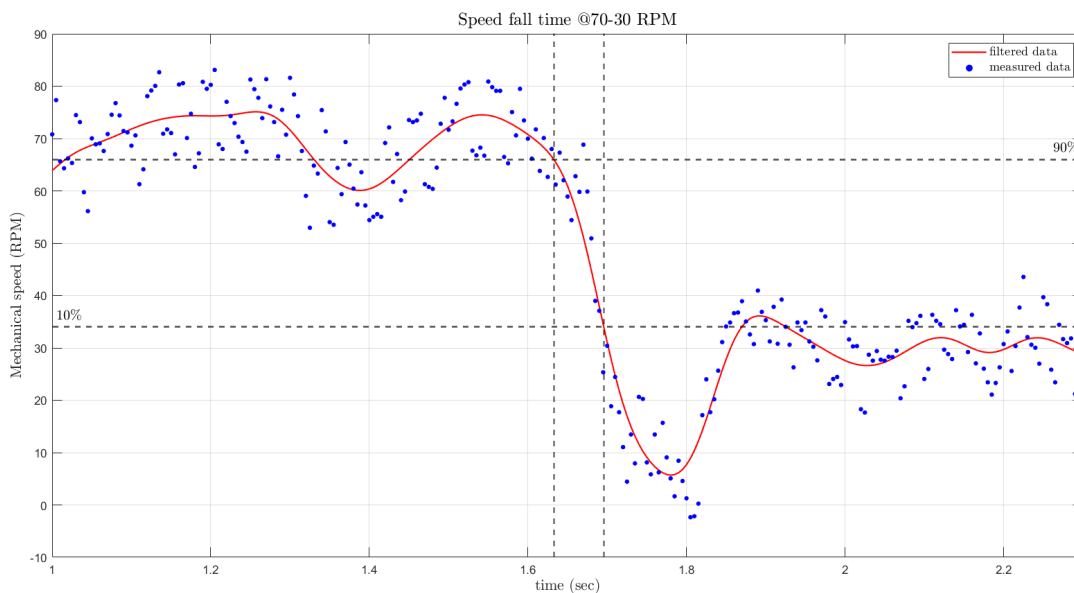
Τα μετρούμενα σήματα ήταν αυτά τα οποία αναφέρθηκαν και κατά τις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν με το Μοντέλο Ρεύματος, ενώ επιπλέον μετρήθηκε η τιμή του κέρδους λ_s , το οποίο δίνεται σε αναλογική έξοδο (DAC block) εντός του περιβάλλοντος Plocs. Το κέρδος λ_s αντιστοιχίζεται σε σήμα τάσης στο pin J7-70 του μικροελεγκτή και μετράται με τη βοήθεια probe παλμογράφου.

Να σημειωθεί επιπλέον πως στο σημείο αυτό οι εκτιμήσεις των παραμέτρων της μηχανής \hat{R}_R , \hat{R}_s , \hat{L}_M , \hat{L}_σ ορίστηκαν ως οι τιμές που μετρήθηκαν, θεωρούμε δηλαδή τέλεια εκτίμηση των παραμέτρων.

Όσον αφορά τα κέρδη για τον αλγόριθμο του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος, επιλέχθηκαν:

- $\lambda = 1$
- $\omega_\Delta = 0.1 \cdot \omega_{\text{base}}$, όπου $\omega_{\text{base}} = \omega_{1N} = 2\pi f_N$

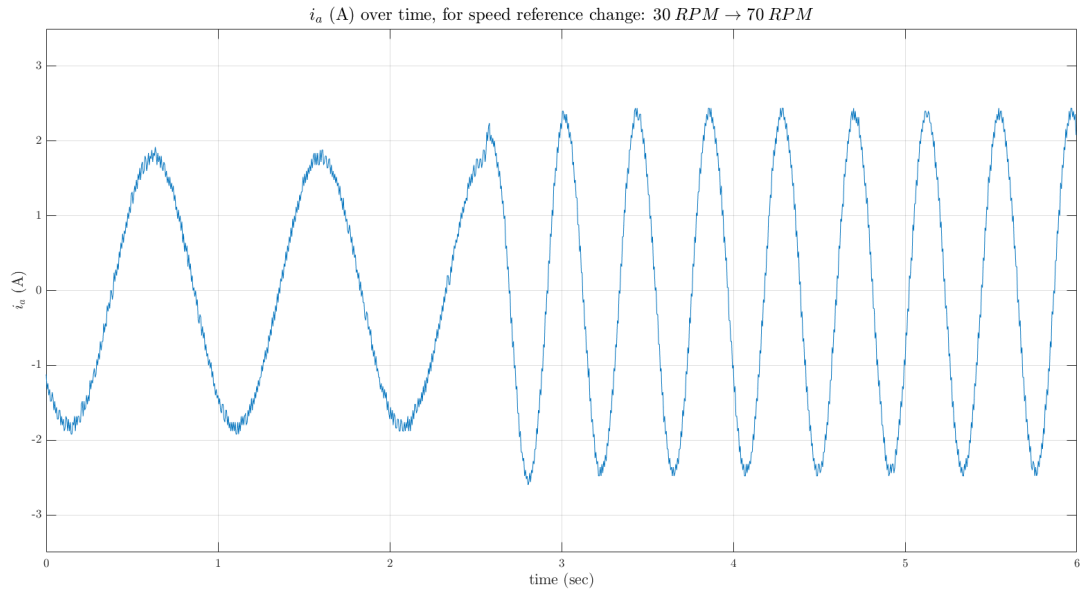
Αρχικά, εξετάστηκε ο χρόνος καθόδου (θεωρώντας πως θα συμπίπτει με τον χρόνο ανόδου), σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς από 70 ΣΑΛ σε 30 ΣΑΛ, και το αποτέλεσμα φαίνεται στο Σχήμα 5.21, παρακάτω:



Σχήμα 5.21: Χρόνος καθόδου ταχύτητας, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Ο χρόνος καθόδου μετρήθηκε ίσως με 63.14 msec και είναι ικανοποιητικός, καθώς ο χρόνος ανόδου του ελεγκτή ταχύτητας ορίστηκε ίσως με 50 msec, ωστόσο είναι μεγαλύτερος από τον αντίστοιχο με το Μοντέλο Ρεύματος.

Στα Σχήματα 5.22 και 5.23 φαίνονται το ρεύμα της φάσης A σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ και η μηχανική ταχύτητα σε [ΣΑΛ] σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς από 100 ΣΑΛ σε -100 ΣΑΛ αντίστοιχα.



Σχήμα 5.22: Κυματομορφή ρεύματος φάσης Α, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

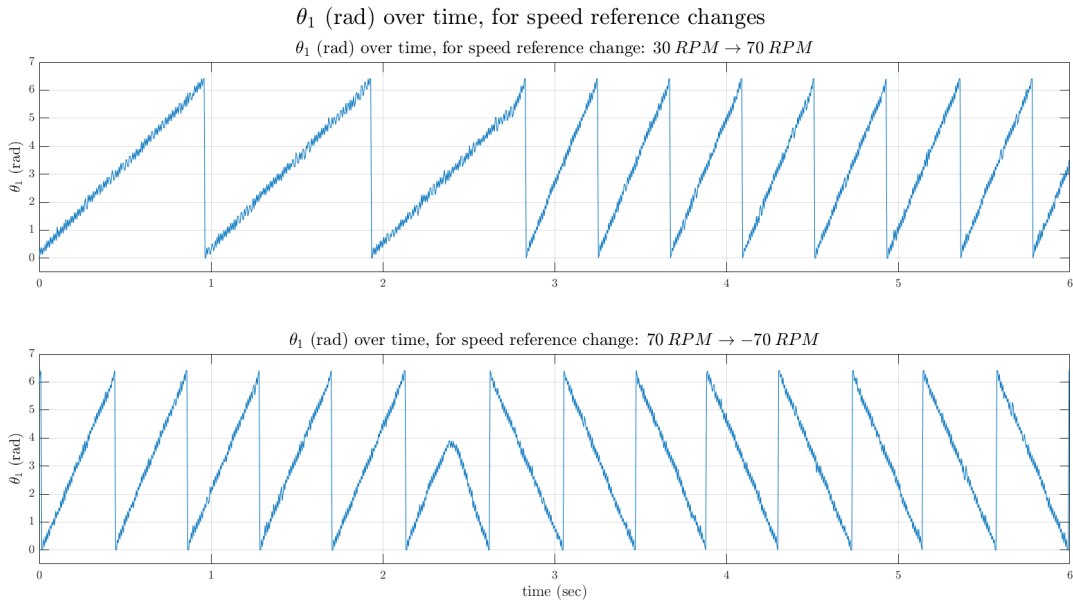
Φαίνεται πως αλλάζει η συχνότητα του ρεύματος με την αλλαγή της αναφοράς της ταχύτητας, όπως και ήταν επιθυμητό.



Σχήμα 5.23: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε -100 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Η ταχύτητα αποκτά την επιθυμητή τιμή της αναφοράς της. Να σχολιαστεί πως η υπερύψωση που παρατηρείται κατά τη μετάβαση είναι πολύ μικρότερη από αυτή που παρατηρείται με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος, επομένως φαίνεται ήδη η επίδραση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος στην απευαισθητοποίηση από την ορθή εκτίμησης αντίστασης δρομέα \hat{R}_R .

Στο Σχήμα 5.24 φαίνεται η γωνία θ_1 σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας και σε αλλαγή της φοράς περιστροφής.

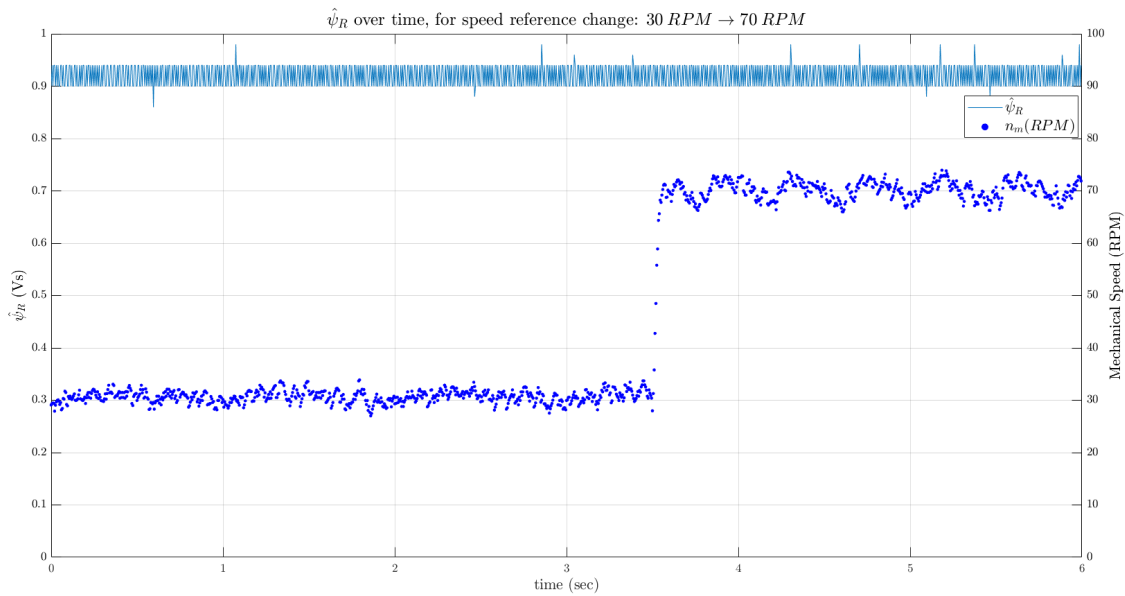


Σχήμα 5.24: Κυματομορφή γωνίας θ_1 , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 70 ΣΑΛ σε 30 ΣΑΛ και από 70 ΣΑΛ σε -70 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Φαίνεται πως η κυματομορφή της γωνίας θ_1 η οποία μετράται στην αναλογική έξοδο του μικροελεγκτή, είναι ικανοποιητική όσον αφορά τον θόρυβο. Για τη βηματική μεταβολή ταχύτητας από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ, φαίνεται η αύξηση της συχνότητας του σήματος, καθώς και κατά την μεταβολή από 70 ΣΑΛ σε -70 ΣΑΛ φαίνεται η αλλαγή της φοράς περιστροφής και η διατήρηση της συχνότητας, όπως και ήταν επιθυμητό. Επίσης είναι εμφανής η διατήρηση της τιμής της γωνίας στο εύρος $[0, 2\pi]$.

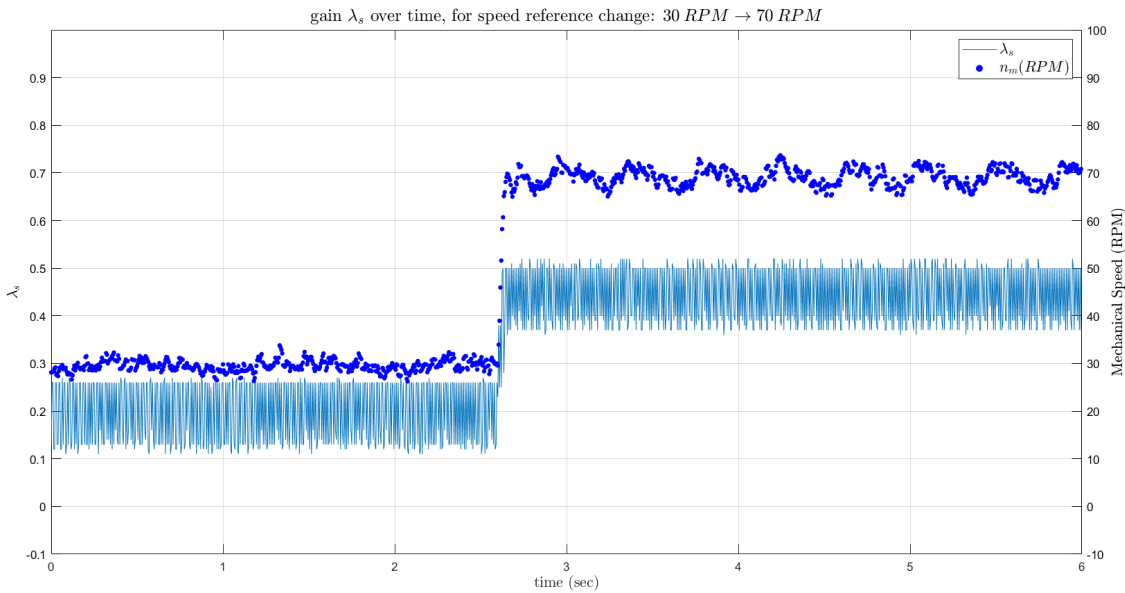
Να σημειωθεί πως παρατηρείται καλή συμπεριφορά και στις χαμηλές ταχύτητες (30 ΣΑΛ), γεγονός το οποίο εξασφαλίζεται με την ορθή επιλογή του κέρδους λ_s . Στις χαμηλές ταχύτητες το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος θα πρέπει να έχει παρόμοιες ιδιότητες με το Μοντέλο Ρεύματος λόγω χαμηλού λ_s . Έχουμε δηλαδή ευαισθησία στην ορθή εκτίμηση των παραμέτρων \hat{R}_R , \hat{L}_M , αλλά επιπλέον και στη ορθή επιλογή των παραμέτρων/κερδών ω_Δ , λ . Η επίδραση της επιλογής των παραπάνω παραμέτρων θα εξεταστεί στη συνέχεια.

Η εκτίμηση της ροής δρομέα, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.25, είναι σταθερή για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, καθώς το ρεύμα αναφοράς i_d^{ref} διατηρείται σταθερό, και ίσο με: $i_d^{\text{ref}} = \frac{\psi_{\text{ref}}}{L_M}$.



Σχήμα 5.25: Κυματομορφή εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 70 ΣΑΛ σε 30 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Το κέρδος λ_s για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς φαίνεται στο Σχήμα 5.26, παρακάτω:

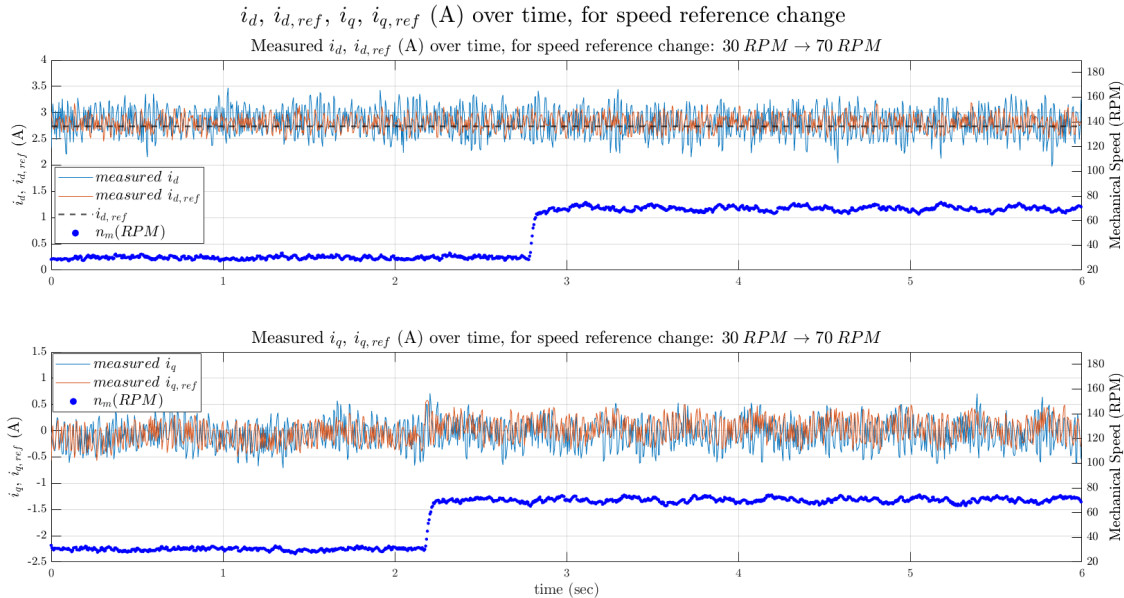


Σχήμα 5.26: Κυματομορφή κέρδους, λ_s , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 70 ΣΑΛ σε 30 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Φαίνεται πως αυξάνεται το κέρδος λ_s με την αύξηση της ταχύτητας, το οποίο και αναμέναμε, καθώς είμαστε στην περιοχή όπου ορίζεται ως: $\lambda_s = \frac{\omega_r}{\omega_{\Delta}} \lambda$, καθώς βρισκόμαστε σε αρκετά χαμηλές ταχύτητες. Στο σημείο αυτό, να σχολιαστεί πως παρά τον θόρυβο μέτρησης του κέρδους λ_s από την αναλογική έξοδο του μικροελεγκτή, φαίνεται πως έχει σταθερή τιμή στη μόνιμη κατάσταση. Καθώς $\lambda_s \propto \omega_r$, η χυμάτωση η οποία παρατηρείται στην μέτρηση της ταχύτητας μέσω της ταχογεννήτριας, θα μπορούσε να οφείλεται στο γεγονός πως η μέτρηση της ταχύτητας για την λειτουργία του ελέγχου γίνεται με τη βοήθεια κωδικοποιητή ταχύτητας ο οποίος

βρίσκεται στην πλευρά του άξονα όπου έχουμε την ασύγχρονη μηχανή την οποία ελέγχουμε. Ωστόσο, η ταχογεννήτρια είναι τοποθετημένη στην άλλη πλευρά του άξονα. Εκεί η μηχανή ΣΡ βρίσκεται σε κατάσταση κενού φορτίου (καθώς τα άκρα της μηχανής είναι ανοικτοκυκλωμένα) και χωρίς μαγνήτιση.

Τέλος, στο Σχήμα 5.27 φαίνονται τα ρεύματα στάτη στο dq πλαίσιο και οι αναφορές τους, για μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας.



Σχήμα 5.27: Κυματομορφές ρευμάτων $i_d, i_{d,ref}^{ref}, i_q, i_{q,ref}^{ref}$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 30 ΣΑΛ σε 70 ΣΑΛ, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.

Φαίνεται πως η συνιστώσα ρεύματος i_d είναι σταθερή, όπως και ήταν επιθυμητό, καθώς ορίζεται $i_d^{ref} = \frac{\psi_{ref}}{L_M}$, και ακολουθεί την τιμή ρεύματος αναφοράς.

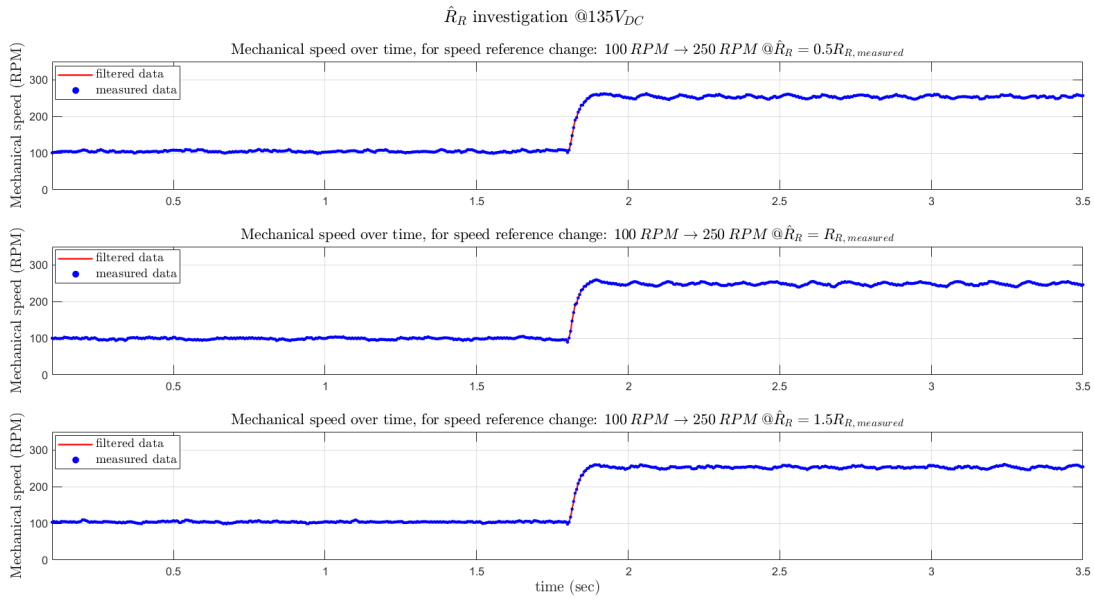
Όσον αφορά τη συνιστώσα ρεύματος i_q , αυτή ακολουθεί την τιμή ρεύματος αναφοράς, i_q^{ref} , και είναι σχεδόν μηδενική, καθώς λειτουργούμε τη μηχανή χωρίς φορτίο. Κατά την επιτάχυνση της μηχανής ώστε να αποκτήσει μεγαλύτερη τιμή ταχύτητας, αυξάνεται μεταβατικά η συνιστώσα i_q .

5.2.6 Ευαισθησία του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος

Εκτίμηση αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R

Στο σημείο αυτό θα εξεταστεί η ευαισθησία του μοντέλου ελέγχου σε λάθος εκτιμήσεις των παραμέτρων της μηχανής. Συγκεκριμένα, γνωρίζουμε πως το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος στις χαμηλές ταχύτητες συμπεριφέρεται όμοια με το Μοντέλο Ρεύματος ως προς την ευαισθησία του στις εκτιμήσεις των παραμέτρων \hat{R}_R, \hat{L}_M και κυρίως στην αντίσταση δρομέα, \hat{R}_R . Για τον λόγο αυτό, δοκιμάστηκε σε υψηλότερες τιμές ταχυτήτων, ώστε να αποφανθεί αν ελαττώθηκε η ευαισθησία του από το σφάλμα της εκτίμησης της αντίστασης δρομέα \hat{R}_R .

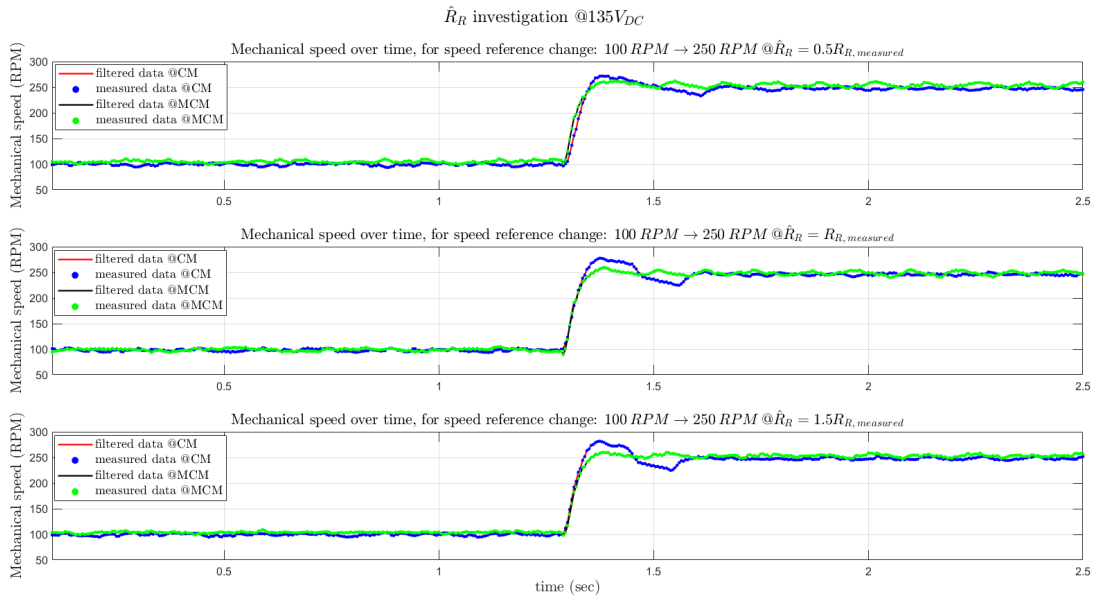
Οι δοκιμές οι οποίες παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.28, πραγματοποιήθηκαν με $V_{DC} = 135 \text{ V}$ και φαίνεται μια βηματική μεταβολή της μηχανικής ταχύτητας δρομέα, η οποία μετρήθηκε με τη βοήθεια ταχογεννήτριας, δίνοντας αναφορά ταχύτητας 100 ΣΑΛ \rightarrow 250 ΣΑΛ:



Σχήμα 5.28: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε 250 ΣΑΛ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R), και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος.

Φαίνεται πως με μια λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα (με υποεκτίμηση δηλαδή και υπερεκτίμηση) λαμβάνουμε σχεδόν την ίδια απόκριση στην ταχύτητα, επιβεβαιώνεται δηλαδή η απευαισθητοποίηση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος από την εσφαλμένη εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, όπως και ήταν επιθυμητό.

Για λόγους σύγκρισης, στο Σχήμα 5.29 φαίνονται και σε κοινό γράφημα η απόκριση της ταχύτητας για την περίπτωση της τέλει εκτίμησης, της υποεκτίμησης και της υπερεκτίμησης της αντίστασης δρομέα, χρησιμοποιώντας το Μοντέλο Ρεύματος και το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος.



Σχήμα 5.29: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε 250 ΣΑΛ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R), και υποεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα, με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος και του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος.

Φαίνεται η ευαισθησία του Μοντέλου Ρεύματος στο σφάλμα εκτίμησης της αντίστασης δρομέα, ενώ στο Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος δεν αλλάζει η απόκριση της ταχύτητας δρομέα με την μεταβολή της εκτίμησης της αντίστασης δρομέα.

Να σχολιαστεί επιπλέον, πως ο χρόνος ανόδου στην περίπτωση της τέλει εκτίμησης και της υπερεκτίμησης είναι σχεδόν ταυτόσημος, ενώ στην περίπτωση της υποεκτίμησης, πιο αργή απόκριση φαίνεται να έχει το Μοντέλο Ρεύματος, λόγω της χρονικής σταθεράς του δρομέα, $T_r = \frac{\hat{L}_M}{\hat{R}_R}$.

Βαθυπερατό φίλτρο

Το βαθυπερατό φίλτρο προστίθεται για την μείωση του θορύβου και υπάρχει ο περιορισμός σχετικά με το εύρος ζώνης του, να είναι αρκετά μεγαλύτερο από το αντίστροφο της σταθεράς χρόνου του δρομέα, αλλά και μικρότερο από το εύρος ζώνης του ελεγκτή ρεύματος.

Αποδεκτές τιμές δηλαδή, του εύρους ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου είναι:

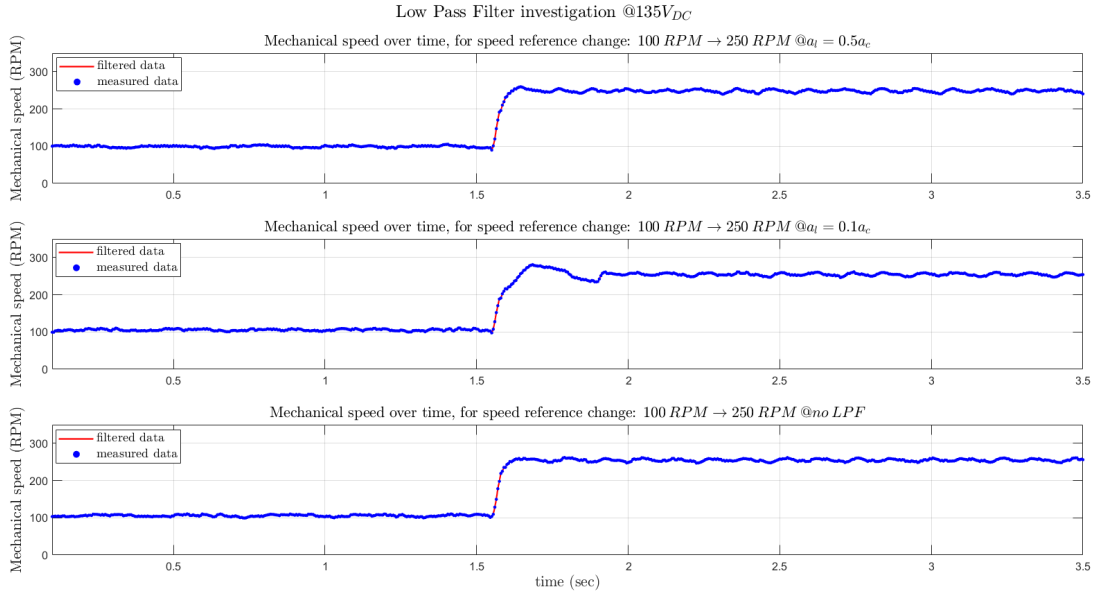
$$\frac{R_R}{L_M} \ll a_l < a_c \quad (5.7)$$

Επιλέχθηκε $a_l = 0.5 \cdot a_c \simeq 110$ Hz, καθώς $\frac{\hat{R}_R}{\hat{L}_M} \simeq 6.28$ Hz.

Πραγματοποιήθηκαν 2 πειράματα, τα αποτελέσματα των οποίων φαίνονται στο Σχήμα 5.30.

- Βαθυπερατό φίλτρο με $a_l = 0.1 \cdot a_c \simeq 22$ Hz.
- Χωρίς βαθυπερατό φίλτρο.

Η επιλογή του εύρους ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου ως $a_l = 0.1 \cdot a_c$ πραγματοποιήθηκε ώστε να εξεταστεί η απόκριση του συστήματος σε μια εσφαλμένη τιμή του, καθώς πλησιάζει το αντίστροφο της σταθεράς χρόνου του δρομέα.



Σχήμα 5.30: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε 250 ΣΑΛ, για $a_l = 0.5 \cdot a_c$, $a_l = 0.1 \cdot a_c$, και χωρίς βαθυπερατό φίλτρο, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος

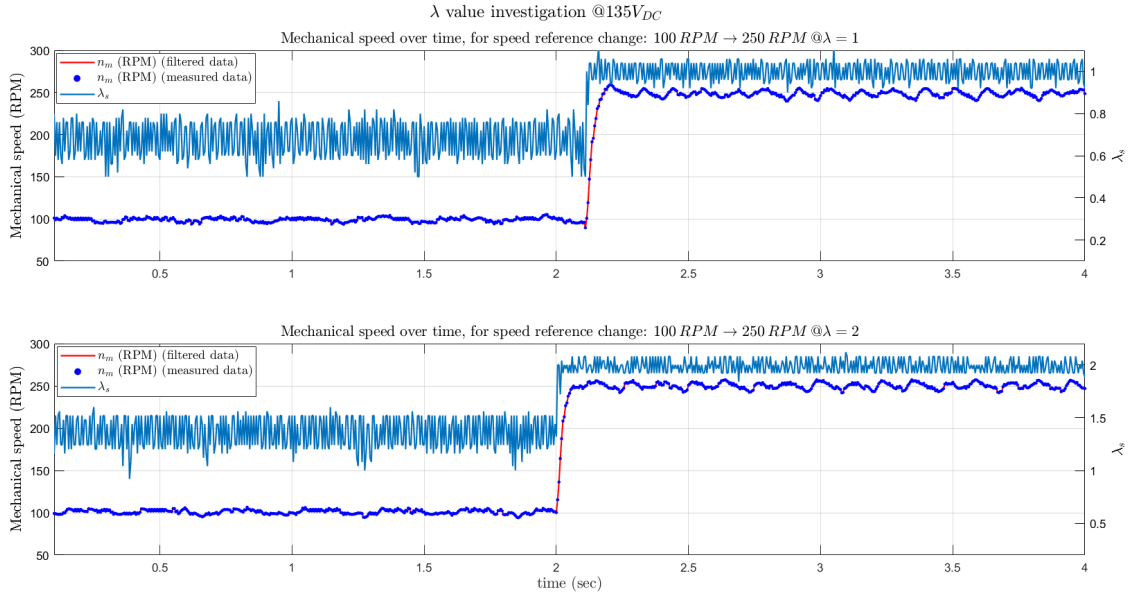
Φαίνεται πως έχουμε χειρότερη απόκριση στην περίπτωση όπου $a_l = 0.1 \cdot a_c$, καθώς τότε το εύρος ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου πλησιάζει το αντίστροφο της σταθεράς χρόνου του δρομέα, ενώ θα έπρεπε να ισχύει $\frac{R_R}{L_M} \ll a_l$. Πολύ καλή απόκριση έχουμε στην περίπτωση όπου αφαιρέθηκε εντελώς το βαθυπερατό φίλτρο. Να σημειωθεί πως χωρίς το φίλτρο δημιουργείται αλγεβρικός βρόχος (algebraic loop) και για τον λόγο αυτό προστέθηκε καθυστέρηση ίση με το διακριτό βήμα (discretization step size) της προσομοίωσης, δηλαδή 10^{-4} . Θα μπορούσαμε να πούμε επομένως πως δεν έχουμε θόρυβο μετρήσεων, καθώς τα ρεύματα i_d , i_q έχουν αντικατασταθεί από τις τιμές αναφοράς τους, i_d^{ref} , i_q^{ref} αντίστοιχα, και η πηγή θορύβου ήταν η μέτρηση της ταχύτητας.

Κέρδος λ

Το κέρδος λ επιδρά στην δυναμική συμπεριφορά του ψ_q και μάλιστα επιταχύνει τον προσανατολισμό του πεδίου, προσαρμόζοντας την γωνία θ_1 του πλαισίου [1]. Επομένως θα μπορούσαμε να υποθέσουμε πως αυξάνοντας την τιμή του λ , εντός των επιθυμητών ορίων, πετυχαίνουμε πιο γρήγορο προσανατολισμό πεδίου. Η υπόθεση αυτή εξετάζεται, ορίζοντας $\lambda = 2$, και πραγματοποιώντας πείραμα με $V_{DC} = 135 \text{ V}$, και με βηματική μεταβολή της αναφοράς της μηχανικής ταχύτητας δρομέα, από 100 ΣΑΛ \rightarrow 250 ΣΑΛ και τα αποτελέσματα των μετρήσεων φαίνονται στο Σχήμα 5.31.

Με την αύξηση του λ και κατ'επέκταση την αύξηση του κέρδους λ_s , δεν φαίνεται κάποια ουσιαστική επίδραση στην απόκριση της ταχύτητας, το οποίο επιβεβαιώθηκε και στην προσομοίωση του Σχήματος 3.31. Στην προσομοίωση ήταν εμφανής η επίδραση του κέρδους λ στην συνιστώσα ψ_q , για την οποία δεν υπάρχει δυνατότητα μέτρησης στο πειραματικό μέρος.

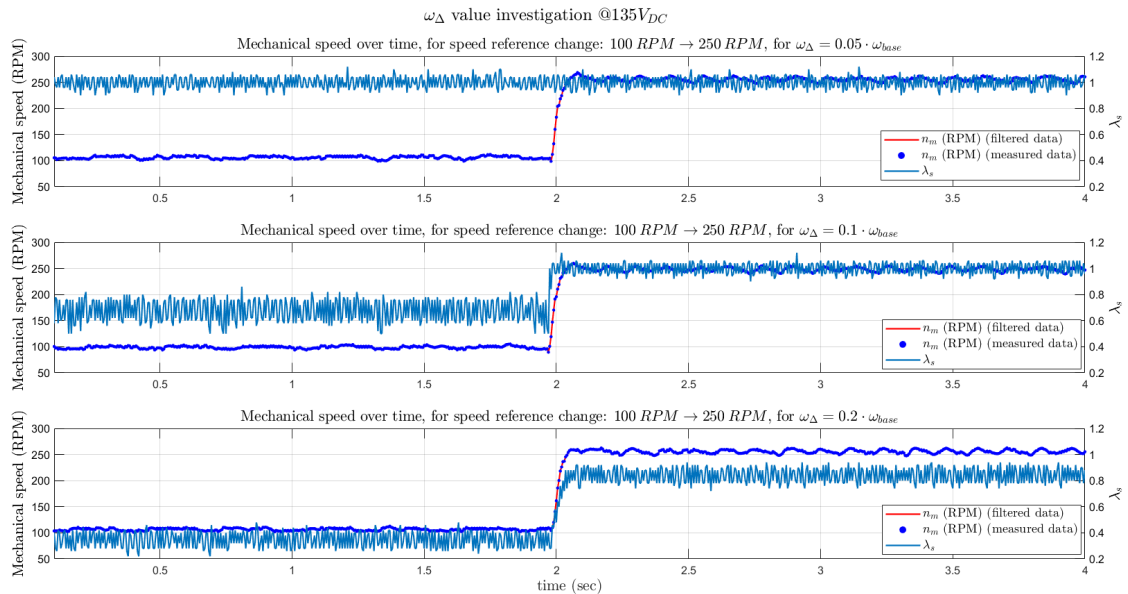
Στην επόμενη δοκιμή, θα εξεταστεί και η απόκριση της ταχύτητας σε διάφορες τιμές ω_Δ , που επηρεάζουν επίσης το κέρδος λ_s .



Σχήμα 5.31: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε 250 ΣΑΛ, για $\lambda = 1$, και $\lambda = 2$, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος

Ταχύτητα ω_{Δ}

Στις δοκιμές που παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.32, φαίνεται η επίδραση της επιλογή της ω_{Δ} στον διανυσματικό έλεγχο της μηχανής, με Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος. Για την δοκιμή ορίστηκε $V_{DC} = 135 \text{ V}$ και πραγματοποιήθηκαν δοκιμές με $\omega_{\Delta} = 0.05 \cdot \omega_{base}$ και $\omega_{\Delta} = 0.2 \cdot \omega_{base}$, με βηματική μεταβολή στην ταχύτητα αναφοράς από 100 ΣΑΛ \rightarrow 250 ΣΑΛ.



Σχήμα 5.32: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 100 ΣΑΛ σε 250 ΣΑΛ, για $\omega_{\Delta} = 0.05 \cdot \omega_{base}$, $\omega_{\Delta} = 0.1 \cdot \omega_{base}$, και $\omega_{\Delta} = 0.2 \cdot \omega_{base}$, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος

Στην περίπτωση όπου $\omega_{\Delta} = 0.05 \cdot \omega_{base}$, το κέρδος λ_s γίνεται ίσο με $\lambda \cdot \text{sgn}(\omega_r)$, καθώς για αυτή την επιλογή ω_{Δ} , το

κέρδος λ_s κοραίνεται στην ταχύτητα των 75 ΣΑΛ. Για τον λόγο αυτό, φαίνεται μοναδιαία η τιμή του κέρδους λ_s στη δοκιμή αυτή. Περιορίζεται λοιπόν το εύρος χαμηλών ταχυτήτων όπου το κέρδος λ_s μεταβάλλεται. Αντίθετα, στην περίπτωση όπου $\omega_{\Delta} = 0.2 \cdot \omega_{\text{base}}$ το κέρδος λ_s δεν έχει αποκτήσει μοναδιαία τιμή ούτε στην ταχύτητα των 250 ΣΑΛ, καθώς στην περίπτωση αυτή κοραίνεται στην ταχύτητα των 300 ΣΑΛ. Επομένως, έχουμε αρκετά πιο μεγάλο εύρος ταχυτήτων όπου μεταβάλλεται το κέρδος λ_s . Στην περίπτωση αυτή, στις πολύ χαμηλές ταχύτητες το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος θα πρέπει να προσεγγίζει το Μοντέλο Ρεύματος στην απόκρισή του.

5.2.7 Διανυσματικός έλεγχος - Έλεγχος Εξασθένισης Πεδίου

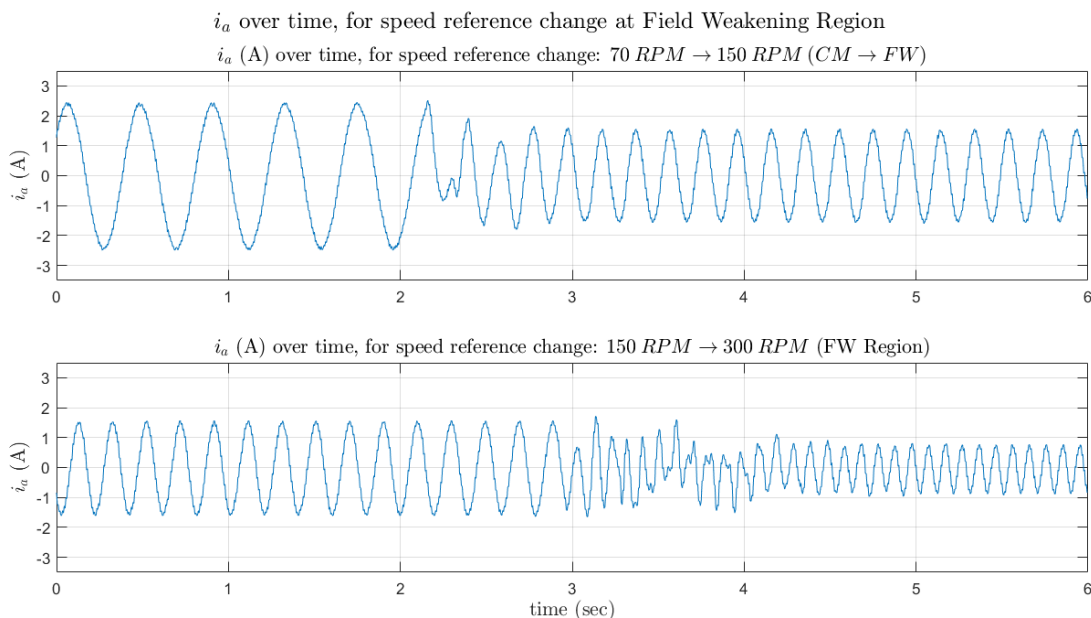
Στις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου, η εκκίνηση πραγματοποιείται πάντα με V/f έλεγχο, τα πρώτα 30 δευτερόλεπτα. Στη συνέχεια, μέσω διακοπών στο περιβάλλον PLeCS μεταβαίνουμε σε διανυσματικό έλεγχο κλειστού βρόχου. Για την εκτίμηση της ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$, την παραγωγή της γωνίας θ_1 του πλαισίου και της γωνιακής συχνότητας του στάτη ω_1 χρησιμοποιείται το Μοντέλο Ρεύματος. Έπειτα μεταβαίνουμε στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, ρυθμίζοντας κατάλληλα την αναφορά του ρεύματος, i_d^{ref} , τα κέρδη του ελεγκτή ταχύτητας και τις αναφορές της ταχύτητας. Η επιθυμητή ταχύτητα στα 50 sec δίνεται ίση με 150 ΣΑΛ, και στα 70 sec δίνεται ίση με 300 ΣΑΛ. Να σημειωθεί πως και στην περιοχή εξασθένισης πεδίου χρησιμοποιείται το Μοντέλο Ρεύματος ως εκτιμητή ροής.

Αρχικά οι δοκιμές πραγματοποιήθηκαν με $V_{DC} = 50 \text{ V}$. Για αυτό το επίπεδο τάσης η ταχύτητα πέρα από την οποία μεταβαίνουμε στην περιοχή εξασθένισης πεδίου είναι περίπου 115 ΣΑΛ, όπως είχε αναλυθεί και στο Κεφάλαιο 3.13.1. Τα μετρούμενα σήματα ήταν αυτά τα οποία αναφέρθηκαν και κατά τις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν με το Μοντέλο Ρεύματος και παρατίθενται για:

- Μετάβαση από την περιοχή σταθερής ροπής, με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος με ταχύτητα αναφοράς ίση με 70 ΣΑΛ, στην περιοχή εξασθένισης πεδίου με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου, με ταχύτητα αναφοράς ίση με 150 ΣΑΛ.
- Βηματική μεταβολή στην ταχύτητα αναφοράς, από 150 ΣΑΛ, σε 300 ΣΑΛ, εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου.

Να σημειωθεί επιπλέον, πως στο σημείο αυτό οι εκτιμήσεις των παραμέτρων της μηχανής \hat{R}_R , \hat{R}_s , \hat{L}_M , \hat{L}_σ ορίστηκαν ως οι τιμές που μετρήθηκαν και φαίνονται στον Πίνακα 5.1.

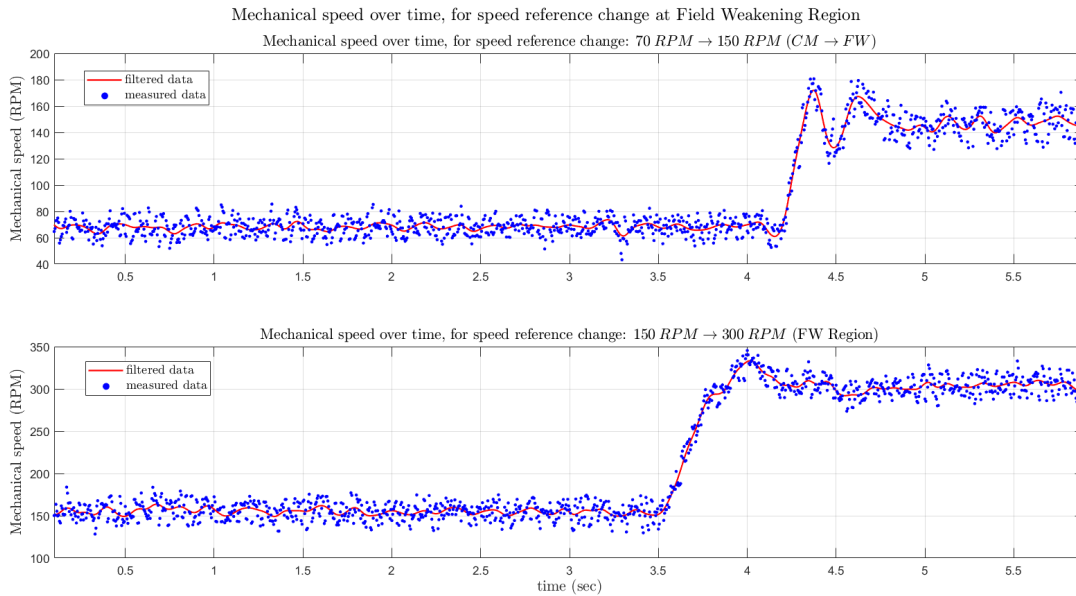
Αρχικά, στο Σχήμα 5.33 φαίνεται το ρεύμα της φάσης A για τις μεταβολές που πραγματοποιήθηκαν:



Σχήμα 5.33: Κυματομορφή ρεύματος φάσης A , σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.

Φαίνεται πως αλλάζει η συχνότητα του ρεύματος με την αλλαγή της αναφοράς της ταχύτητας, όπως και ήταν επιθυμητό, αλλά και το πλάτος του ρεύματος μειώνεται, καθώς μειώνεται η συνιστώσα d του ρεύματος, για να λειτουργήσει η μηχανή στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Η q συνιστώσα του ρεύματος είναι σχεδόν μηδενική, καθώς λειτουργούμε την μηχανή σε κενό φορτίο.

Στο Σχήμα 5.34 φαίνεται η μετρούμενη μηχανική ταχύτητα του δρομέα για τις μεταβολές που πραγματοποιήθηκαν:

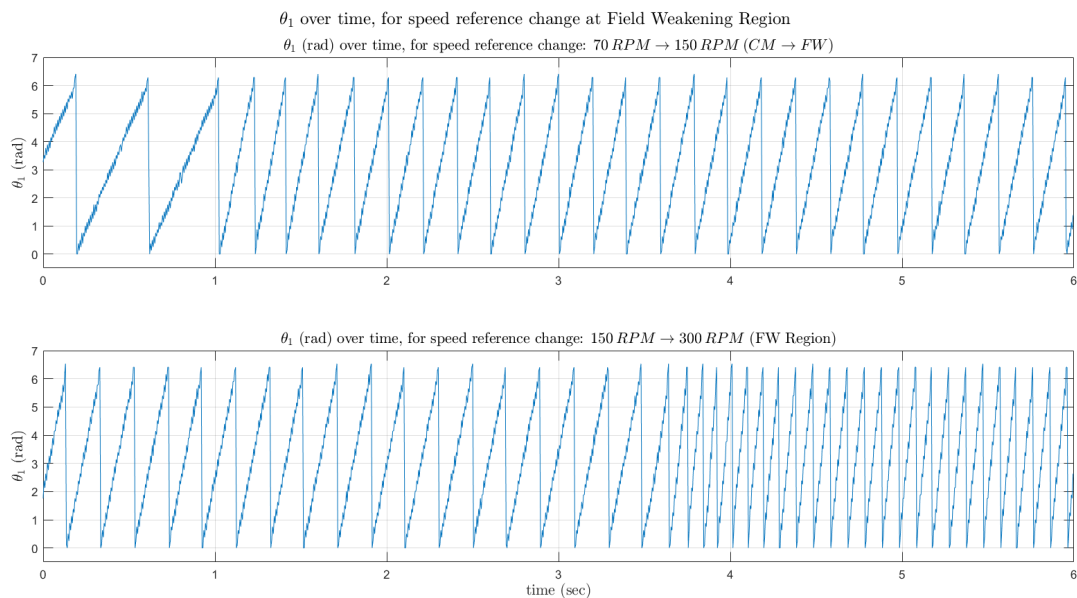


Σχήμα 5.34: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.

Η ταχύτητα αποκτά την επιθυμητή τιμή της αναφοράς της. Να αναφερθεί πως κατά τη μετάβαση σε υψηλότερες ταχύτητες εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου (300 ΣΑΛ), παρατηρείται μικρότερη υπερύψωση από αυτή που παρατηρείται στις χαμηλότερες ταχύτητες, με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος, το οποίο οφείλεται στην δυναμική απόκριση της εκτίμησης του μέτρου της ροής δρομέα ψ_R .

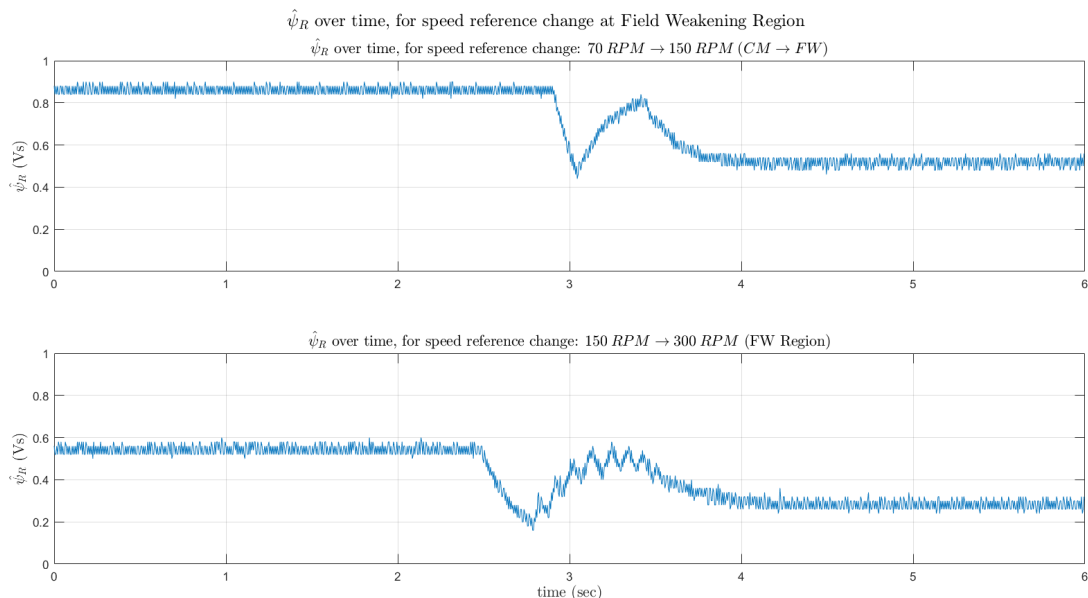
Στο Σχήμα 5.35 φαίνεται η γωνία θ_1 για τις μεταβολές που πραγματοποιήθηκαν.

Φαίνεται πως η κυματομορφή της γωνίας θ_1 η οποία μετριέται στην αναλογική έξοδο του μικροελεγκτή, είναι ικανοποιητική όσον αφορά τον θόρυβο. Για τη βηματική μεταβολή ταχύτητας από 70 ΣΑΛ σε 150 ΣΑΛ, φαίνεται η αύξηση της συχνότητας του σήματος, όπως και για την βηματική μεταβολή από 150 ΣΑΛ σε 300 ΣΑΛ. Επιπλέον, είναι εμφανής η διατήρηση της τιμής της γωνίας στο εύρος $[0, 2\pi]$.



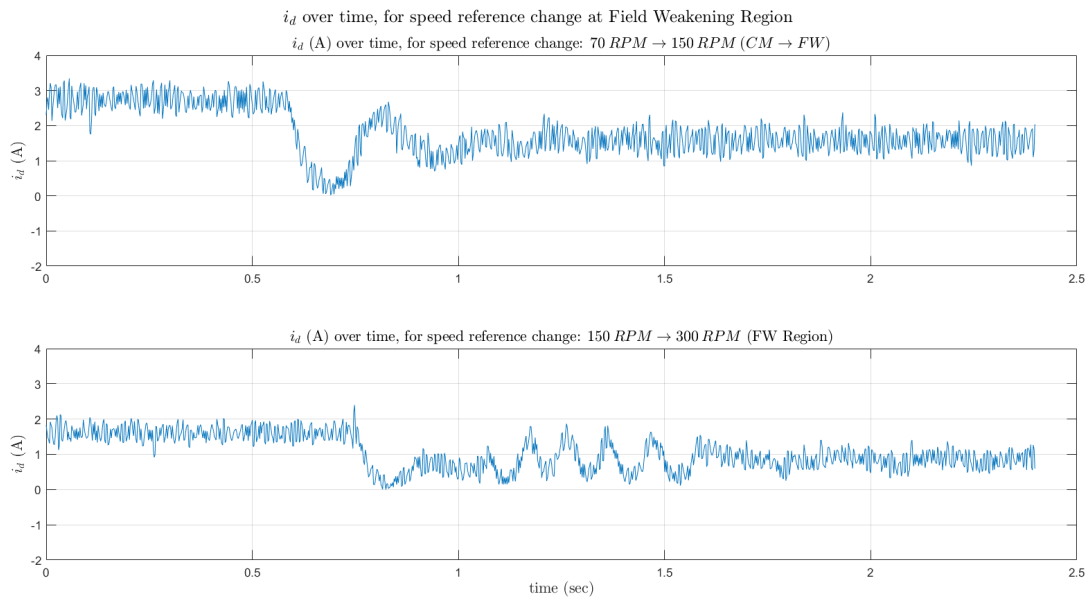
Σχήμα 5.35: Κυματομορφή γωνίας θ_1 , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.

Η εκτίμηση της ροής δρομέα, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.36, μειώνεται όταν η μηχανή λειτουργεί στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Συγκεκριμένα, μειώνεται κάτω από την ονομαστική της τιμή, καθώς το ρεύμα αναφοράς i_d^{ref} μειώνεται ώστε να αυξηθεί η ταχύτητα. Η ανύψωση η οποία πραγματοποιείται στην εκτίμηση της ροής, πριν αυτή αποκτήσει την τιμή μόνιμης κατάστασης, θα μπορούσε να οφείλεται σε λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, κάτι το οποίο θα εξεταστεί στη συνέχεια.



Σχήμα 5.36: Κυματομορφή εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.

Τέλος, στα Σχήματα 5.37 και 5.38 φαίνονται τα ρεύματα στάτη στο dq πλαίσιο και οι αναφορές τους, για τις μεταβολές που πραγματοποιήθηκαν.



Σχήμα 5.37: Κυματομορφή ρεύματος i_d , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.



Σχήμα 5.38: Κυματομορφή ρεύματος i_q , σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.

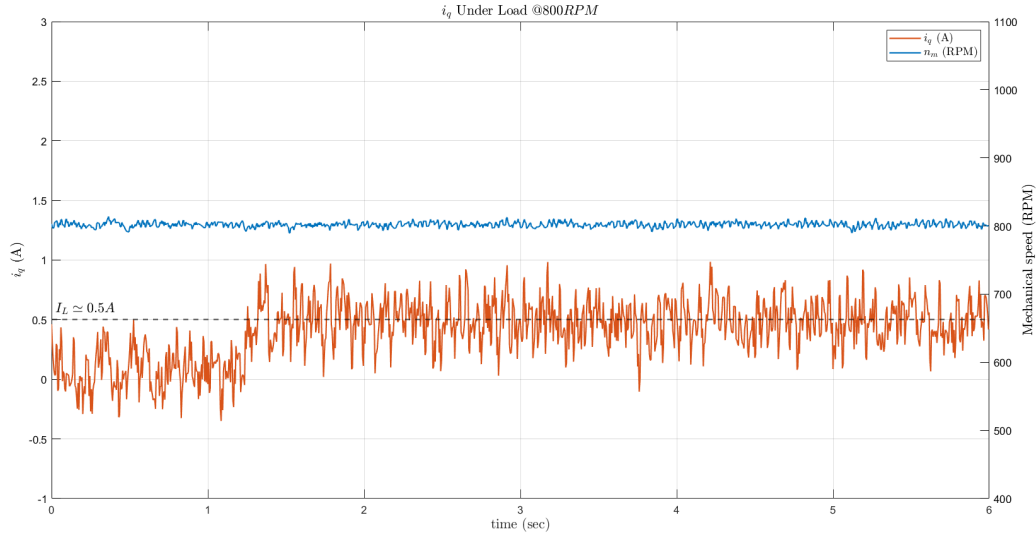
Φαίνεται πως η συνιστώσα ρεύματος i_d μειώνεται όσο αυξάνεται η ταχύτητα εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου, όπως και ήταν επιθυμητό.

Όσον αφορά τη συνιστώσα ρεύματος i_q , είναι σχεδόν μηδενική, καθώς λειτουργούμε την μηχανή σε κενό φορτίο. Επιπλέον, αυξάνεται όταν έχουμε απαίτηση ροπής, όταν θέλουμε να επιταχύνει η μηχανή δηλαδή.

Στο σημείο αυτό, θέλαμε να λειτουργήσουμε την μηχανή υπό φορτίο, για να επιβεβαιωθεί η αύξηση της συνιστώσας ρεύματος i_q . Για να επιτευχθεί αυτό, ορίστηκε $V_{DC} = 135$ V και δίνοντας ως ταχύτητα αναφοράς 800 ΣΑΛ, εντός της περιοχής εξασθένισης πεδίου δηλαδή, λειτουργήσαμε αρχικά τη μηχανή σε κενό φορτίο. Η γεννήτρια ΣΡ διεγείρεται

με $V_f^{\text{GEN}} = 150 \text{ V DC}$ και μετρήθηκε τάση τυμπάνου ίση με $V_t^{\text{GEN}} = 42 \text{ V}$ (ανοικτοκυκλωμένο τύμπανο). Καθώς θέλουμε να προσθέσουμε φορτίο $I_L \simeq 0.5 \text{ A}$, προστέθηκε αντίσταση στα άκρα του τυμπάνου της μηχανής ΣΡ, $R_L = 72.7 \Omega$.

Παρακάτω φαίνεται η μηχανική ταχύτητα και η συνιστώσα ρεύματος i_q για την μετάβαση από κενό φορτίο, σε φορτίο $\simeq 0.5 \text{ A}$:



Σχήμα 5.39: Κυματομορφή ρεύματος i_q , και μηχανικής ταχύτητας, κατά την μετάβαση από μηδενικό φορτίο, σε φορτίο $\simeq 0.5 \text{ A}$, με Έλεγχο Εξασθένισης Πεδίου.

Φαίνεται η διατήρηση της ταχύτητας στην τιμή των 800 ΣΑΛ, όπως και ήταν επιθυμητό, αλλά και η αύξηση της συνιστώσας από σχεδόν μηδενική τιμή, σε $\simeq 0.5 \text{ A}$, όπως και αναμέναμε.

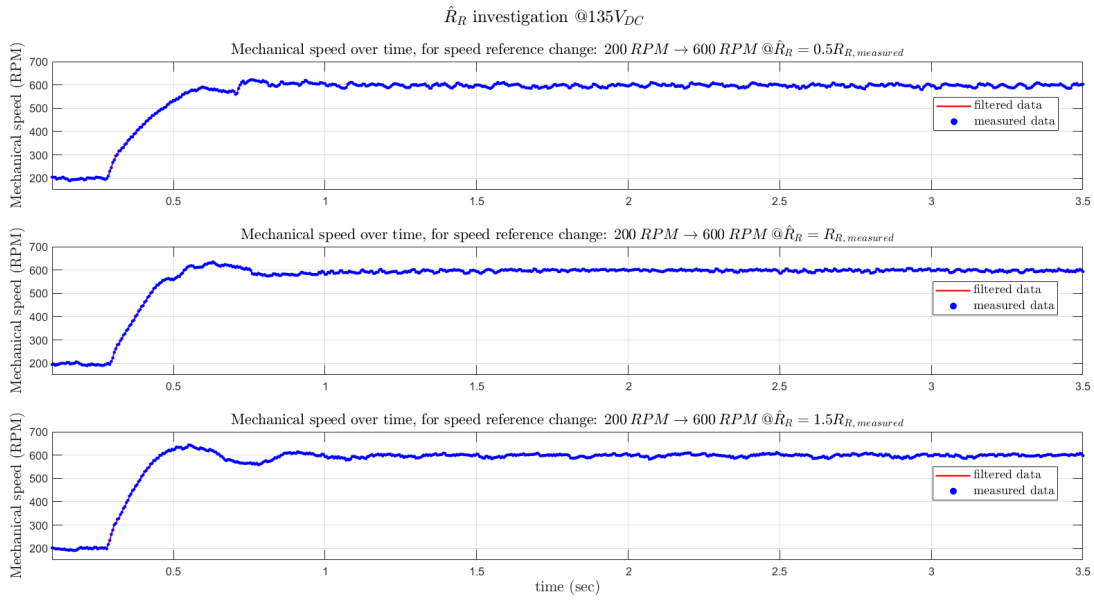
5.2.8 Ευαισθησία του Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου

Στο σημείο αυτό θα εξεταστεί η ευαισθησία του μοντέλου ελέγχου σε λάθος εκτιμήσεις των παραμέτρων της μηχανής. Ουσιαστικά θα εξεταστεί δηλαδή η ευαισθησία του Μοντέλου Ρεύματος, σε λάθος εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, σε υψηλότερες ταχύτητες, οι οποίες επιτυγχάνονται με τη βοήθεια του Ελέγχου Εξασθένισης Πεδίου.

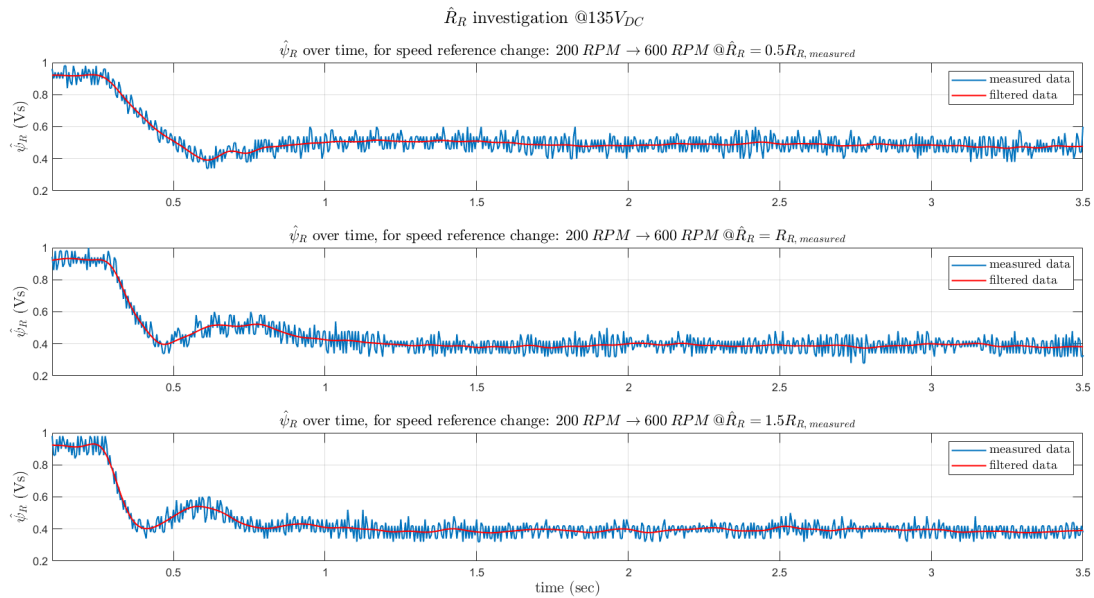
Οι δοκιμές οι οποίες παρουσιάζονται στα Σχήματα 5.40 και 5.41, πραγματοποιήθηκαν με $V_{DC} = 135 \text{ V}$.

Στο Σχήμα 5.40 φαίνεται η μέτρηση της μηχανικής ταχύτητας σε μια βηματική μεταβολή της από 200 ΣΑΛ \rightarrow 600 ΣΑΛ, για την περίπτωση της τέλει εκτίμησης, της υπερεκτίμησης και της υποεκτίμησης της αντίστασης δρομέα. Να σημειωθεί πως στα 600 ΣΑΛ βρισκόμαστε στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, καθώς η ταχύτητα στην οποία σταματάμε να βρισκόμαστε στην περιοχή σταθερής ροπής είναι περίπου 311 ΣΑΛ.

Αντίστοιχα, στο Σχήμα 5.41 φαίνεται η απόκριση της εκτίμησης της ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$, η οποία μετράται από την αναλογική έξοδο του μικροελεγκτή, για τις παραπάνω συνθήκες δοκιμών.



Σχήμα 5.40: Κυματομορφή μηχανικής ταχύτητας, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 200 ΣΑΛ σε 600 ΣΑΛ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R) και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα.



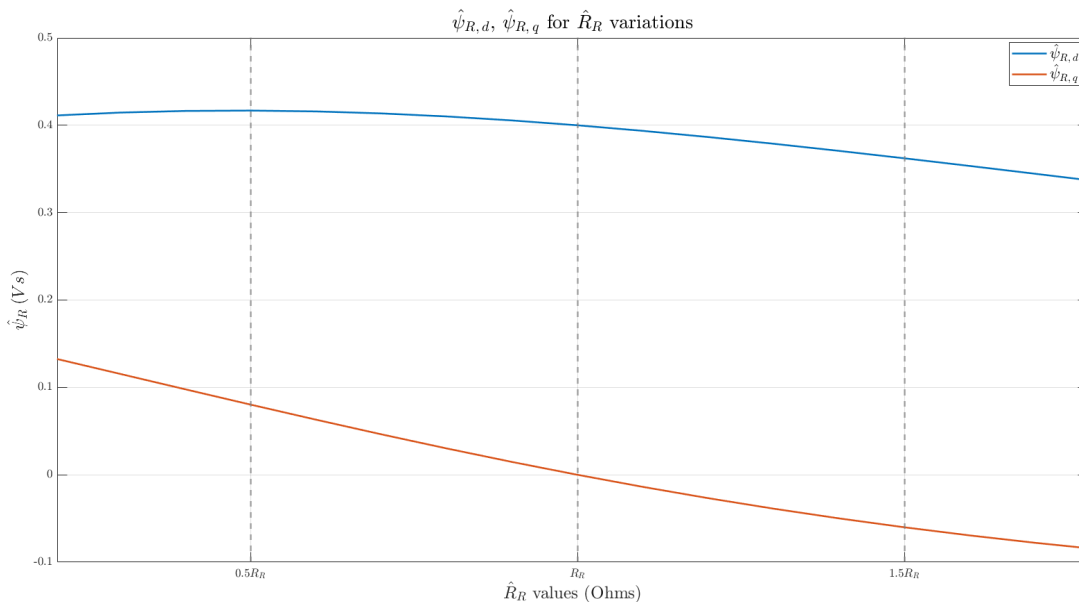
Σχήμα 5.41: Κυματομορφή εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_R$, σε μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας αναφοράς, από 200 ΣΑΛ σε 600 ΣΑΛ, για υποεκτίμηση ($0.5\hat{R}_R$), τέλεια εκτίμηση (\hat{R}_R) και υπερεκτίμηση ($1.5\hat{R}_R$) της αντίστασης δρομέα.

Φαίνεται πως αυξάνοντας την τιμή της εκτίμησης της αντίστασης δρομέα, έχουμε πιο γρήγορη απόκριση τόσο στην μηχανική ταχύτητα, όσο και στην εκτίμηση της ροής δρομέα $\hat{\psi}_R$, καθώς η χρονική σταθερά δρομέα, $\frac{\hat{L}_M}{\hat{R}_R}$ μειώνεται. Επιπλέον, οι αποκρίσεις με την τέλεια εκτίμηση αντίστασης δρομέα και με την υπερεκτίμηση έχουν παρόμοια συμπεριφορά. Αυτό θα μπορούσε να οφείλεται στο γεγονός πως όσο περισσότερο λειτουργούμε την μηχανή, αυξάνεται η θερμοκρασία λειτουργίας της, και κατά συνέπεια αυξάνεται και η τιμή της αντίστασης δρομέα, επομένως η υπερεκτίμηση θα μπορούσε να προσεγγίζει πιο καλά την πραγματική τιμή της αντίστασης δρομέα.

Επιπρόσθετα, να σημειωθεί πως κατά την υποεκτίμηση προκύπτει μεγαλύτερη τιμή $\hat{\psi}_R$ σε σύγκριση με την τέλεια εκτίμηση και την υπερεκτίμηση. Αυτό θα μπορούσε να αποδοθεί στο γεγονός πως, χρησιμοποιώντας λάθος εκτιμήσεις \hat{R}_R , \hat{L}_M , προκύπτει από [1]:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{R,d} = \frac{L_M \psi_{\text{ref}}}{\hat{L}_M} \frac{1 + \frac{\hat{R}_R \hat{L}_M}{\hat{R}_R L_M} \left(\frac{\hat{R}_R L_M i_q}{\hat{R}_R \psi_{\text{ref}}} \right)^2}{1 + \left(\frac{\hat{R}_R L_M i_q}{\hat{R}_R \psi_{\text{ref}}} \right)^2}, \\ \hat{\psi}_{R,q} = L_M i_q \frac{1 - \frac{\hat{R}_R L_M}{\hat{R}_R L_M}}{1 + \left(\frac{\hat{R}_R L_M i_q}{\hat{R}_R \psi_{\text{ref}}} \right)^2}. \end{cases} \quad (5.8)$$

Στο Σχήμα 5.42 φαίνονται και τα γραφήματα των $\hat{\psi}_{R,d}$, $\hat{\psi}_{R,q}$ που προκύπτουν από τις παραπάνω σχέσεις, για σταθερή τιμή i_q , μεταβάλλοντας την εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, σε περιπτώσεις υποεκτίμησης και υπερεκτίμησης:



Σχήμα 5.42: Κυματομορφές εκτίμησης ροής δρομέα, $\hat{\psi}_{R,d}$, $\hat{\psi}_{R,q}$, για μεταβολή της εκτίμησης της αντίστασης δρομέα.

Επιβεβαιώνεται δηλαδή και θεωρητικά, πως στην περίπτωση της υποεκτίμησης προκύπτει μεγαλύτερη τιμή εκτίμησης ροής δρομέα, καθώς δεν έχουμε πλέον τέλειο προσανατολισμό πεδίου και η συνιστώσα ψ_q δεν είναι μηδενική. Σύμφωνα με τους θεωρητικούς υπολογισμούς ωστόσο, θα έπρεπε να παρατηρούμε μικρότερη τιμή εκτίμησης ροής δρομέα στην περίπτωση της υπερεκτίμησης και να έχουμε ανάλογο σφάλμα προσανατολισμού. Το γεγονός πως κάτι τέτοιο δεν παρατηρείται, θα μπορούσε να οφείλεται στην αύξηση της θερμοκρασίας λειτουργίας της μηχανής, επομένως και στην προσέγγιση της αντίστασης δρομέα στην υπερεκτίμηση της μετρούμενης τιμής της.

6 Συμπεράσματα - Προτάσεις για περαιτέρω Μελέτη

6.1 Συμπεράσματα

Ανακεφαλαιώνοντας, τα κύρια σημεία της παρούσας διπλωματικής εργασίας, στα οποία δόθηκε μεγαλύτερη έμφαση, και τα συμπεράσματα που προέκυψαν σχετικά με το θεωρητικό και το πειραματικό μέρος, είναι τα εξής:

1. Με τη χρήση του βαθμωτού ελέγχου V/f στην μηχανή επαγωγής, δεν πετυχαίνουμε ακριβή έλεγχο της ταχύτητας, καθώς αγνοείται ο όρος της ολίσθησης, και αυτό επιβεβαιώνεται τόσο στο θεωρητικό, όσο και στο πειραματικό μέρος. Αποτελεί πολύ απλή μέθοδο ελέγχου ταχύτητας της μηχανής επαγωγής, ωστόσο μειονεκτεί λόγω της ανακρίβειας στην επιθυμητή ταχύτητα, αλλά και λόγω της απόκρισης των μεγεθών της μηχανής σε μια απότομη βηματική μεταβολή στην ταχύτητα αναφοράς.
2. Η υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου με τη χρήση του Μοντέλου Ρεύματος, έχει ως σημαντικό πλεονέκτημα την ευστάθεια του συστήματος στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, το οποίο επιβεβαιώθηκε τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης, όσο και σε πειραματικό επίπεδο. Μειονεκτήματά του ωστόσο, αποτελεί η ευαισθησία του στις ορθές εκτιμήσεις των παραμέτρων \hat{R}_R , \hat{L}_M , και κυρίως στην εκτίμηση της αντίστασης δρομέα, \hat{R}_R , η οποία επηρεάζει την ορθή εκτίμηση της γωνίας της ροής δρομέα, με συνέπεια να χάνουμε τον τέλειο προσανατολισμό του πεδίου. Εξετάζοντας την επίδραση της ορθής εκτίμησης αντίστασης δρομέα, συμπεραίνεται πως η απόκριση της ταχύτητας γίνεται πιο αργή στην περίπτωση της υποεκτίμησης, λόγω χρονικής σταθεράς δρομέα, και χειρότερη αποτελεί η περίπτωση της υποεκτίμησης, καθώς τότε μειώνεται η ικανότητα παραγωγής ροπής, και λαμβάνουμε χειρότερο αποπροσανατολισμό πεδίου, όπως αποδείχθηκε και στο θεωρητικό μέρος. Στο πειραματικό μέρος, όπου φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας για διαφορετικές τιμές εκτίμησης αντίστασης δρομέα, φαίνεται η πιο αργή απόκριση στην περίπτωση της υποεκτίμησης, και λαμβάνουμε παρόμοια απόκριση στην περίπτωση της τέλειας εκτίμησης, και της υπερεκτίμησης.
3. Η υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου της μηχανής επαγωγής, με τη χρήση του Τροποποιημένου Μοντέλου Ρεύματος, πραγματοποιήθηκε ώστε η εκτίμηση της γωνίας ροής δρομέα να μην επηρεάζεται τόσο έντονα από μια εσφαλμένη εκτίμηση αντίστασης δρομέα, R_R . Αυτό επιβεβαιώνεται στην απόκριση της ταχύτητας τόσο στο θεωρητικό μέρος, όσο και στο πειραματικό μέρος. Σημαντική παράμετρος στο Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος, αποτελεί το εύρος ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου, καθώς επιβεβαιώθηκε τόσο στο θεωρητικό, όσο και στο πειραματικό μέρος, πως η απόκριση της ταχύτητας είναι η καλύτερη στην περίπτωση αφαίρεσης του βαθυπερατού φίλτρου, καθώς αυτό εισάγει καθυστέρηση, αλλά και η απόκριση της ταχύτητας είναι χειρότερη όταν το εύρος ζώνης του φίλτρου πλησιάζει το αντίστροφο της χρονικής σταθεράς δρομέα.
4. Η υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου της μηχανής επαγωγής, με την χρήση του Μοντέλου Ρεύματος, και Ελεγκτή Εξασθένισης Πεδίου, σε DC τάση εισόδου μικρότερη από αυτή που θα προέκυπτε θεμελιώδης τάση εξόδου του μετατροπέα ίση με την ονομαστική της μηχανής, λειτουργεί ικανοποιητικά, τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης, όσο και σε επίπεδο πειραμάτων. Επιτυγχάνεται μείωση της εκτίμησης ροής $\hat{\psi}_R$, καθώς μειώνεται η συνιστώσα αναφοράς ρεύματος i_d^{ref} , όπως και ήταν το επιθυμητό. Στην περίπτωση εξέτασης της απόκρισης της ταχύτητας αλλά και της εκτίμησης $\hat{\psi}_R$, σε διαφορετικές τιμές εκτίμησης αντίστασης δρομέα \hat{R}_R , παρατηρείται τόσο στο πειραματικό μέρος, όσο και στην προσομοίωση, πως έχουμε πιο αργή απόκριση και στα δύο μεγέθη, και το αντίστροφο συμβαίνει στην περίπτωση της υπερεκτίμησης.

6.2 Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

Με αφορμή τις δοκιμές, και τη δόμηση του ελέγχου που πραγματοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία, θα μπορούσαν να πραγματοποιηθούν οι εξής μελλοντικές δοκιμές:

1. Έλεγχος μηχανής επαγωγής χωρίς μέτρηση της ταχύτητας (sensorless). Ο έλεγχος μιας ασύγχρονης μηχανής, χωρίς μέτρηση ταχύτητας έχει το πλεονέκτημα πως δεν χρειαζόμαστε αισθητήρα ταχύτητας, ωστόσο μειονεκτεί στο γεγονός πως το Μοντέλο Ρεύματος, αλλά και το Τροποποιημένο Μοντέλο Ρεύματος, βασίζονται στην ακριβή μέτρηση της ταχύτητας, επομένως είναι απαραίτητη και η εύρεση νέων εκτιμητών ροής δρομέα, όπου δεν χρειάζεται η μέτρηση της ταχύτητας δρομέα.
2. Διανυσματικός έλεγχος σύγχρονης μηχανής (μονίμων μαγνητών). Στην περίπτωση αυτή ωστόσο, δεν επαρκεί η μέτρηση της ταχύτητας, μέσω αυξητικού κωδικοποιητή ταχύτητας (incremental encoder) αλλά η μέτρηση της απόλυτης θέσης, επομένως η χρήση ενός απόλυτου κωδικοποιητή ταχύτητας (absolute encoder) ή ενός resolver είναι απαραίτητη, για την ταύτιση της γωνίας δρομέα, με την γωνία ροής.
3. Προσαρμογή των παραμέτρων της μηχανής, καθώς όπως αναφέρθηκε και στο 3.5, εξαρτώνται από την θερμοκρασία των τυλιγμάτων, την συχνότητα, και τον κορεσμό, μεγέθη τα οποία μεταβάλλονται κατά την λειτουργία της μηχανής, και επομένως, η ανακρίβεια στην εκτίμηση των παραμέτρων υποβαθμίζει τη λειτουργία του διανυσματικού ελέγχου, όπως και δείχθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία.

Αναφορές

- [1] L.Harnefors, M.Hinkkanen, O.Wallmark, “*Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives*”.
- [2] N. Mohan, T. Undeland, W.Robbins “*Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd Edition*”.
- [3] Stefanos N. Manias, “*Power Electronics and Motor Drive Systems*”, 2017
- [4] Juha Pyrhönen, Tapani Jokinen and Valéria Hrabovcová, “*Design of Rotating Electrical Machines*”, 2008 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-69516-6.
- [5] Ευάγγελος Ψαραδέλλης, “*Σχεδίαση και Κατασκευή Μετατροπέα για Διανυσματικό Έλεγχο Ασύγχρονης Μηχανής*”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2022.
- [6] Κωνσταντίνος Μάνος, “*Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Αρθρωτού Μετατροπέα Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας (MHFC) για την Οδήγηση Ηλεκτρικού Κινητήρα*”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2022.
- [7] Encoder “E50S8-2500-3-T-24-C” photo: <https://www.autonics.com/model/A2500000583>
- [8] Texas Instruments “*Incremental Rotary Encoders*” <https://www.ti.com/lit/an/sboa200b/sboa200b.pdf?ts=1672847270097>
- [9] Texas Instruments “*TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Module, Reference Guide*”.
- [10] Incremental Rotary Encoder datasheet: <https://www.autoniconline.com/image/pdf/E50S.pdf>
- [11] Texas Instruments “*Understanding Schmitt Triggers*”.
- [12] Texas Instruments Microcontroller “*LAUNCHXL-F28379D*” Datasheet: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>.
- [13] Infineon IGBT “*FF50R12RT4*” Datasheet: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/ff50r12rt4/>.
- [14] Wook-Jin Lee, Seung-Ki Sul “*DC-link Voltage Stabilization for Reduced DC-link Capacitor Inverter*”, 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.
- [15] DC-Link Electrolytic Capacitors “*B43642A5477M*” Datasheet: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec/B43642.pdf>
- [16] KEMET: “*DC-Link Design Tips*” <https://www.kemet.com/en/us/technical-resources/dc-link-design-tips.html>
- [17] Π. Σύρπας, Ε. Τατάκης, “*Μελέτη και κατασκευή τριφασικού αντιστροφέα για ηλεκτρικό αγωγιμικό μονοθέσιο όχημα*”, Πανεπιστήμιο Πατρών, THMMY, 2019.
- [18] Andressa Nakahata Medrado, Jean-Michel Guichon, Pierre-Olivier O Jeannin, Jean-Luc Schanen, Emmanuel Batista, et al.. “*Determining the minimal decoupling capacitor in a railway traction inverter using optimization*”. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57 (6), pp.6318-6326. [ff10.1109/TIA.2021.3114128f](https://doi.org/10.1109/TIA.2021.3114128f). [ffhal-03564746f](https://doi.org/10.1109/TIA.2021.3114128f)
- [19] Decoupling Film Capacitor Datasheet: https://gr.mouser.com/datasheet/2/212/1/KEM_F3047_C4BT-2064362.pdf
- [20] LEM LA 55-P Current Sensor Datasheet: <https://www.lem.com/en/product-list/la-55p>
- [21] Texas Instruments: “*Designing Gain and Offset in Thirty Seconds*”.
- [22] Texas Instruments: “*Reference Design for Interfacing Current Output Hall Sensors and CTs With Differential ADCs/MCUs*”.
- [23] Texas Instruments “*UCC21222*” Gate driver Datasheet: <https://www.ti.com/product/UCC21222>
- [24] Infineon: “*Calculate and minimize the dead time for IGBTs*”.

- [25] Fuji Electric Co.,Ltd: “*Ch.7: Gate Drive circuit Design*”.
- [26] Traco “*TBA 2-1213*” Datasheet: <https://www.tracopower.com/int/model/tba-2-1213>
- [27] Σταύρος Αθ. Παπαθανασίου, ‘*3Φ Αντιστροφείς: Διαφάνειες Μαθήματος Ηλεκτρονικών Ισχύος Ι*’.
- [28] Stephen J. Chapman, “*Electric Machinery Fundamentals*”.
- [29] Χ. Βασιλόπουλος, “*Σχεδίαση και βελτιστοποίηση μηχανών μονίμων μαγνητών με βάση τα χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας*”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2020.
- [30] *Electrical Motors Basic Components*.
- [31] Electrical M/C’s and Power Utilization 3: *EMF and torque equations of DC machines*.
- [32] Chee-Mun Ong, “*Dynamic Simulation of Electric Machinery*”.
- [33] Kostal, T.; Koblre, P., “*Induction Machine On-Line Parameter Identification for Resource-Constrained Microcontrollers Based on Steady-State Voltage Model*”, *Electronics* 2021, 10, 1981. <https://doi.org/10.3390/electronics10161981>.
- [34] Kim, Sang-Hoon, “*Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC motors*”, Elsevier 2017.