



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

Σχεδίαση και κατασκευή μετατροπέα για διανυσματικό έλεγχο ασύγχρονης μηχανής

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΨΑΡΑΔΕΛΛΗ ΕΥΑΓΓΕΛΟΥ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Οκτώβριος 2024



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

Σχεδίαση και κατασκευή μετατροπέα για διανυσματικό έλεγχο ασύγχρονης μηχανής

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΨΑΡΑΔΕΛΛΗ ΕΥΑΓΓΕΛΟΥ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 7η Οκτωβρίου 2024.

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

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2024

.....

ΨΑΡΑΔΕΛΛΗΣ ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © – All rights reserved Psaradellis Evangelos, 2024

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

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

Μια από τις μεγαλύτερες προκλήσεις των επόμενων δεκαετιών είναι η μετάβαση σε φιλικότερες μορφές ενέργειας και η απεξάρτηση από τα ορυκτά καύσιμα. Η ανάπτυξη των ηλεκτρικών αυτοκινήτων, οι ανεμογεννήτριες ως ανανεώσιμη πηγή ενέργειας και οι σύγχρονες βιομηχανικές διατάξεις είναι μερικά από τα πεδία που θα απασχολήσουν το αντικείμενο του ηλεκτρολόγου μηχανικού έντονα. Κοινός τόπος των παραπάνω, είναι τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Με την πάροδο του χρόνου, οι απαιτήσεις σε αυτά τα συστήματα όλο και αυξάνονται. Μεγαλύτερη απόδοση, επίδοση και πυκνότητα ισχύος, ακρίβεια ελέγχου, αλληλεπίδραση με τον ανθρώπινο παράγοντα και προστασία είναι κάποιες από τις προκλήσεις του συγκεκριμένου πεδίου. Με την εξέλιξη της επιστήμης των ηλεκτρονικών ισχύος, της μικροηλεκτρονικής, των ημιαγωγών ισχύος και των συστημάτων ελέγχου, ο ηλεκτρολόγος μηχανικός πλέον διαθέτει ισχυρά εργαλεία και εφόδια ώστε να ανταποκριθεί επιτυχώς σε όλα τα παραπάνω.

Η παρούσα διπλωματική λοιπόν, έρχεται να αξιοποιήσει όλα εκείνα τα διαθέσιμα εργαλεία με σκοπό τη σχεδίαση και κατασκευή ενός μετατροπέα που θα έχει τη δυνατότητα να οδηγήσει πολλούς τύπους μηχανών. Έναυσμα για την συγκεκριμένη εργασία αποτέλεσε το μάθημα 'Συστήματα Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών', όπου κύριο αντικείμενο μελέτης του είναι ο έλεγχος της μηχανής συνεχούς ρεύματος και της ασύγχρονη μηχανής. Βασική αναφορά επίσης για την εργασία, αποτελεί το βιβλίο *Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives* με συγγραφείς τους L. Harnefors, M. Hinkkanen, O. Wallmark. Ειδικότερα, στο πρώτο στάδιο πραγματοποιήθηκε η προσομοίωση του συστήματος και στη συνέχεια αναπτύχθηκαν όλα τα απαραίτητα κυκλώματα και το λογισμικό ώστε να υλοποιηθεί ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου. Τέλος, μέσω μετρήσεων και πειραμάτων εξακριβώθηκε η ορθή λειτουργία του μετατροπέα.

Ο βασικός προσανατολισμός κατά τη διάρκεια της σχεδίασης ήταν η μελλοντική αξιοποίηση του συστήματος για εργαστηριακή επίδειξη του μαθήματος όπως και η επιπλέον χρήση του από φοιτητές με παρεμφερή θέματα διπλωματικών εργασιών. Φυσικά, για να είναι εφικτό αυτό, η κατεύθυνση μας ήταν η απλότητα, η ευκολία χειρισμού από τρίτους, η αξιοπιστία και τέλος η υποστήριξη περαιτέρω δοκιμών.

Λέξεις κλειδιά:

Μετατροπέας AC/DC, Ηλεκτρονικά ισχύος, Ασύγχρονη μηχανή, Μηχανή συνεχούς ρεύματος, Ημιαγωγοί, Συστήματα ελέγχου, Διανυσματικός έλεγχος

Abstract

One of the major challenges of the coming decades is the transition to sustainable forms of energy and the independence from fossil fuels. The development of electric cars, wind turbines and state of the art industrial components are some of the fields that will dominate in the area of electrical engineering. The electric drive systems are the common ground of all the above. Over time, the demands on these systems are increasing. The most important design goals are efficiency, performance and power density, control accuracy, friendlier human interaction, safety and protection. Fortunately, the development of power electronics, microelectronics, power semiconductors and control systems are considered great tools for a modern electrical engineer in order to face all the aforementioned challenges.

The current diploma thesis aims to utilize all those available tools in order to design and build a power converter that will be able to drive many types of electric machines. The triggering event for this work was the course “Control Systems of Electric Machines”, where the main object of study was the control theory of the DC and the asynchronous motor. Moreover, the main reference is the book “Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives” written by L. Harnefors, M. Hinkkanen, O. Wallmark. In particular, the necessary hardware and software design was developed for field oriented motor control implementation. The main orientation during the design was its future usage for laboratory demonstration purposes as well as its additional usage by students with similar thesis topic. To make this possible, our focus was on simplicity, ease of handling, reliability and adaptability to further testing.

Keywords:

AC/DC converter, Inverter, Power electronics, Induction motor, DC motor, Power semiconductors, Control systems, Field oriented control, Hardware design, Microcontroller, PCB

Περιεχόμενα

1 Γενικές Αρχές Λειτουργίας Συστήματος	10
1.1 Μηχανή Συνεχούς Ρεύματος	10
1.1.1 Δομή και λειτουργία μηχανής	10
1.1.2 Μοντελοποίηση μηχανής	11
1.1.3 Εξασθένιση πεδίου	12
1.1.4 Παρατηρήσεις	13
1.2 Τριφασικά Συστήματα Ισχύος	14
1.2.1 Εισαγωγή	14
1.2.2 Διανυσματικός χώρος	14
1.2.3 Μετασχηματισμός πλαισίων $\alpha\beta$ και dq	15
1.2.4 Παρατηρήσεις	16
1.3 Ασύγχρονη Μηχανή	17
1.3.1 Δομή	17
1.3.2 Αρχή λειτουργίας	18
1.3.3 Ανάστροφο Γ μοντέλο	19
1.3.4 Παράμετροι ισοδύναμου κυκλώματος	20
1.3.5 Ηλεκτρομαγνητική ροπή	21
1.3.6 Τέλειος προσανατολισμός πεδίου	21
1.3.7 Περιγραφή στο πλαίσιο dq	22
1.3.8 Παρατηρήσεις	22
1.4 Τριφασικός Αντιστροφέας	24
1.4.1 Δομή κυκλώματος	24
1.4.2 Τάσεις εξόδου	24
1.4.3 Τεχνική παλμοδότησης SPWM	25
1.4.4 Παρατηρήσεις	27
2 Έλεγχος Συστήματος	28
2.1 Έλεγχος μηχανής ΣΡ	28
2.1.1 Έλεγχος ανοιχτού βρόχου	30
2.1.2 Έλεγχος ρεύματος τυμπάνου	30
2.1.3 Μείωση επίδρασης αντί-ΗΕΔ	31
2.1.4 Κορεσμός τάσης & αποφυγή συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος	32
2.1.5 Επιλογή εύρους ζώνης	33
2.1.6 Προσομοίωση ελεκτή ρεύματος	35
2.1.7 Έλεγχος ταχύτητας	38
2.1.8 Προσομοίωση ελεκτή ταχύτητας	39
2.2 Έλεγχος AM	42

2.2.1	Εκτιμητής ροής δρομέα	43
2.2.2	Έλεγχος ρευμάτων dq	45
2.2.3	Προσομοίωση ελεκτή ρεύματος	47
2.2.4	Κυμάτωση ροπής	51
2.2.5	Ελεκτή ταχύτητας	55
3	Σχεδίαση και Υλοποίηση Μετατροπέα	57
3.1	Αρχιτεκτονική	57
3.2	Ημιαγωγοί ισχύος	58
3.3	Μικροελεκτή	60
3.4	Αισθητήρας ταχύτητας	60
3.5	Αισθητήρες ρεύματος	62
3.6	Πυκνωτής εισόδου	64
3.7	Κύκλωμα οδήγησης πύλης	65
3.8	Παροχή τροφοδοσίας	70
3.9	Γενικές οδηγίες σχεδίασης	70
3.10	Τελική κατασκευή	72
4	Αποτελέσματα Μετρήσεων	75
4.1	Μετρήσεις μηχανής ΣΡ	77
4.1.1	Διπολική διαμόρφωση	77
4.1.2	Έλεγχος ταχύτητας	78
4.2	Μετρήσεις ΑΜ	81
4.2.1	Συνθήκες ανοικτού βρόχου	81
4.2.2	Ρεύμα I_d	82
4.2.3	Έλεγχος ταχύτητας	82
5	Συμπεράσματα	85
6	Προτάσεις για περαιτέρω ανάπτυξη και μελέτη	86
Α'	Ακρωνύμια και συντομογραφίες	91
Β'	Λογισμικό PLECS στο μικροελεκτή & Σχέδια κυκλωμάτων Altium	92

Κεφάλαιο 1

Γενικές Αρχές Λειτουργίας Συστήματος

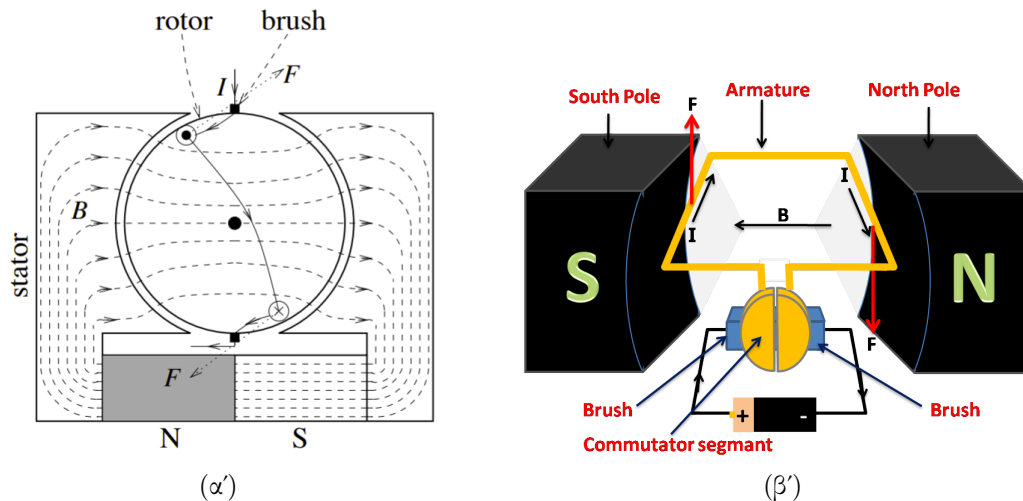
Το κεφάλαιο αυτό περιλαμβάνει την παρουσίαση της ηλεκτρικής μηχανής συνεχούς ρεύματος (ΣΡ) και της ασύγχρονης μηχανής (ΑΜ) που χρησιμοποιήθηκαν στα πλαίσια της διπλωματικής. Επίσης, ακολουθεί η εξήγηση της βασικής λειτουργίας του μετατροπέα που χρησιμοποιήθηκε για την οδήγηση τους.

1.1 Μηχανή Συνεχούς Ρεύματος

Για την ολοκληρωμένη κατανόηση των αρχών λειτουργίας μιας οποιαδήποτε ηλεκτρικής μηχανής, κρίνεται αναγκαίο να ξεκινήσουμε την ανάλυση μας από τη μηχανή ΣΡ. Θεωρείται μια τις απλούστερες μηχανές καθώς οι ποσότητες που μελετάμε είναι χρονοσταθερές και το ισοδύναμο κύκλωμα της είναι εύκολα κατανοητό. Αξίζει να σημειωθεί, ότι αυτό το πλεονέκτημα που προσφέρει ο συγκεκριμένος τύπος μηχανής, είναι και ο λόγος που θα επιδειώξουμε στη συνέχεια να αντιμετωπίσουμε τις ΑΜ ως μηχανές ΣΡ μέσω κατάλληλων μετασχηματισμών σε όλο το εύρος λειτουργίας τους.

1.1.1 Δομή και λειτουργία μηχανής

Μια μηχανή ΣΡ αποτελείται από το στάτη και το δρομέα [1]. Ο στάτης αφορά το στατικό μέρος της μηχανής και είναι υπεύθυνος για τη διέγερση της, ενώ ο δρομέας (τύμπανο) είναι το περιστρεφόμενο μέρος της. Ο πυρήνας του στάτη όπως και του δρομέα περιλαμβάνουν αυλάκια για την υποδοχή των τυλιγμάτων τους ενώ συγχροτούνται από ειδικά σιδηρομαγνητικά ελάσματα μονωμένα μεταξύ τους. Όταν το τύλιγμα του στάτη διαρρέεται από συνεχές ρεύμα, δημιουργείται μαγνητική ροή πυκνότητας $\vec{B}$, σχηματίζοντας έναν μαγνητικό βρόχο (Σχήμα 1.1α) με το διάκενο και το δρομέα της μηχανής. Όταν και το τύμπανο (armature) με τη σειρά του διαρρέεται από ρεύμα $\vec{I}$, προκύπτει το φαινόμενο του ρευματοφόρου αγωγού μήκους L μέσα σε μαγνητικό πεδίο και κατ' επέκταση την εμφάνιση της δύναμης laplace $\vec{F} = \vec{I}L \times \vec{B}$ (Σχήμα 1.1β). Αυτή η δύναμη είναι υπεύθυνη για την εμφάνιση της ροπής στον άξονα της μηχανής και κατ' επέκταση για την ηλεκτρομηχανική μετατροπή ενέργειας. Ωστόσο, αν διατηρούσαμε τη φορά του ρεύματος I σταθερή, τότε θα είχαμε και το σχηματισμό μιας αντίθετης δύναμης στον άξονα με αποτέλεσμα η μηχανή να ήταν αδύνατο να καλύψει μια πλήρης περιστροφή. Έτσι, είναι αναγκαίο η φορά του ρεύματος να αλλάζει κάθε

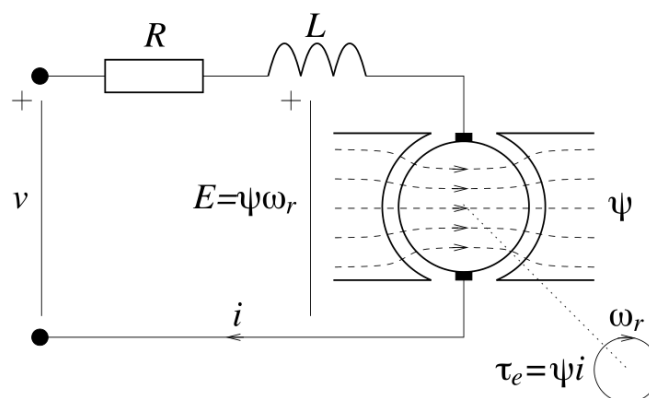


Σχήμα 1.1: Απλοποιημένο σχήμα μηχανής ΣΡ [1]

μια περιστροφή και αυτό πετυχαίνεται με μηχανικό τρόπο μέσω του συλλέκτη (commutator) και των ψυκτρών (brushes).

1.1.2 Μοντελοποίηση μηχανής

Λαμβάνοντας υπόψιν τα δομικά μέρη της μηχανής, και θεωρώντας ότι τα τυλίγματα του τυμπάνου εμφανίζουν στα άκρα τους μια ωμική αντίσταση καθώς και μια αυτεπαγωγή λόγω των περιελίξεων γύρω από τον πυρήνα, καταλήγουμε στο απλοποιημένο ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής (Σχήμα 1.2). Σημαντικό είναι επίσης και ότι η κίνηση του αγωγού μέσα σε μαγνητικό πεδίο δημιουργεί μια τάση από επαγωγή στα άκρα του, που ονομάζεται αντί-ΗΕΔ (νόμος Faraday).



Σχήμα 1.2: Απλοποιημένο ηλεκτρικό ισοδύναμο μηχανής ΣΡ

Στον παρακάτω πίνακα (Πίνακας 1.1), συνοψίζονται οι βασικές εξισώσεις που περιγράφουν μια μηχανή ΣΡ, οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν για το μοντέλο της προσωμοίωσης καθώς και για τον έλεγχο του πραγματικού συστήματος.

Περιγραφή	Μέγεθος
Τάση εισόδου (τύμπανο)	u
Ρεύμα τυμπάνου	i
Ωμική αντίσταση τυλιγμάτων (τύμπανο)	R
Αυτεπαγωγή τυλιγμάτων (τύμπανο)	L
Γωνιακή ταχύτητα δρομέα	w_r
Πεπλεγμένη μαγνητική ροή	ψ
Ροπή αδράνειας	J
Μηχανική απόσβεση λόγω τριβών	B
Ροπή φορτίου	τ_{load}
Αντί-ΗΕΔ (Back EMF)	E
Ηλεκτρομαγνητική ροπή (άξονας)	τ_e

Πίνακας 1.1: Εξισώσεις μηχανής ΣΡ

Ηλεκτρικό και μηχανικό σύστημα μηχανής ΣΡ

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (1.1)$$

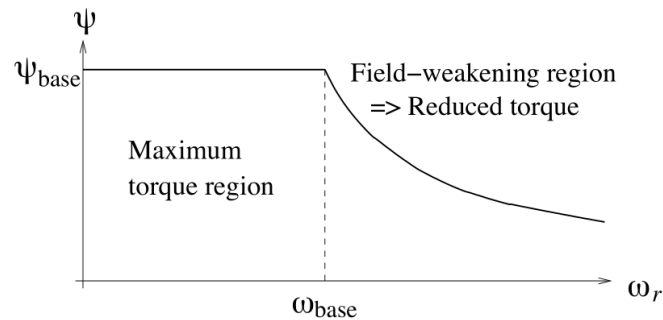
$$J \frac{dw_r}{dt} = \tau_e - Bw_r - \tau_{load} \quad (1.2)$$

$$E = \psi w_r \quad (1.3)$$

$$\tau_e = \psi i \quad (1.4)$$

1.1.3 Εξασθένιση πεδίου

Προκειμένου να αυξήσουμε τις στροφές της μηχανής, είναι απαραίτητο να αυξηθεί η ροπή στον άξονα της (για δεδομένο φορτίο), που σημαίνει ότι πρέπει να αυξηθεί το ρεύμα τυμπάνου, δηλαδή η διαφορά δυναμικού ανάμεσα στην τάση εισόδου (DC link) και στην τρέχουσα αντί-ΗΕΔ. [4] Ωστόσο, η τάση στο τύμπανο της μηχανής περιορίζεται από την τάση εισόδου του μετατροπέα, με αποτέλεσμα η διαφορά δυναμικού που αναφέραμε προηγουμένως να μην είναι δυνατόν να αυξηθεί περαιτέρω από την ονομαστική. Σε αυτό το σημείο λοιπόν, συναντάμε την ταχύτητα βάσης (w_{base}). Αν θέλουμε να φτάσουμε σε στροφές περισσότερες από όσο προσφέρει η ταχύτητα βάσης, ένας τρόπος είναι να επεμβούμε στη διέγερση της μηχανής ($\psi < \psi_{base}$), με στόχο να μειώσουμε την αντί-ΗΕΔ και κατ' επέκταση να αυξήσουμε τη αναφερθείσα διαφορά δυναμικού αλλά αυτή τη φορά από την πλευρά της μηχανής και όχι του μετατροπέα. Τότε, βρισκόμαστε στην περιοχή εξασθένισης πεδίου (Field weakening). Φυσικά, το μειονέκτημα σε αυτή τη περιοχή όπως φαίνεται και από το (Σχήμα 1.3) είναι ότι μειώνεται η παραγωγής ροπής της μηχανής ($\tau_e = \psi i$), ενώ αν μειώσουμε σε μεγάλο βαθμό τη ροή της είναι πιθανόν το σύστημα μας να αποσυγχρονιστεί.



Σχήμα 1.3: Διάγραμμα ροής - ταχύτητας σε εξασθένιση πεδίου

1.1.4 Παρατηρήσεις

Από όσα αναφέραμε, μπορούμε να προχωρήσουμε στα ακόλουθα συμπεράσματα τα οποία είναι χρήσιμα για τη λειτουργία του πραγματικού συστήματος μας και απαιτούν ιδιαίτερη προσοχή. Ακόμη, πολλές από τις παρατηρήσεις ισχύουν και για τις AM, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

1. Το ηλεκτρικό και το μηχανικό σύστημα της μηχανής περιγράφονται μέσω συζευγμένων εξισώσεων (Εξ. 1.1 - 1.4), με κοινές μεταβλητές το ρεύμα τυμπάνου i και την γωνιακή ταχύτητα του δρομέα ω_r . Ωστόσο τα δύο αυτά συστήματα έχουν διαφορετικές σταθερές χρόνου (L/R , B/J αντίστοιχα), με το ηλεκτρικό να αποκρίνεται αρκετά πιο γρήγορα από το μηχανικό. Συνεπώς, η συγκεκριμένη σύζευξη δεν αποτελεί ιδιαίτερο πρόβλημα στον έλεγχο της μηχανής.
2. Το ρεύμα τυμπάνου i , εξαρτάται από την αντί-ΗΕΔ σε κάθε σημείο λειτουργίας της μηχανής. Κατά την εκκίνηση της μηχανής λόγω μηδενικής ταχύτητας, έχουμε και μηδενική αντί-ΗΕΔ. Συνεπώς, ο μετατροπέας μας στην εκκίνηση πρέπει να εφαρμόσει την τάση σταδιακά, διαφορετικά θα προκύψει πολύ μεγάλη τιμή έντασης, περιοριζόμενη μόνο από την αντίσταση των τυλιγμάτων και την αυτεπαγωγή τους. Η κατάσταση αυτή δεν απαιτεί προσοχή μόνο στην εκκίνηση αλλά και κατά την εφαρμογή μεγάλων βηματικών αλλαγών στις τιμές αναφοράς (setpoints) του συστήματος ελέγχου.
3. Θεωρούμε ότι η μηχανή έχει συνδεσμολογία ανεξάρτητης διέγερσης, δηλαδή η μαγνητική ροή ψ είναι ανεξάρτητη της περιοχής λειτουργίας και εξαρτάται μόνο από το ρεύμα διέγερσης I_f . Επίσης ο πυρήνας του στάτη και του δρομέα συμπεριφέρονται γραμμικά, δηλαδή η αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων L παραμένει σταθερή.
4. Η τιμή της αντίστασης R θεωρείται σταθερή και είναι ίση με την αντίσταση σε θερμοκρασία περιβάλλοντος. Επιπλέον, η συγκεκριμένη αντίσταση είναι υπεύθυνη για τις απώλειες χαλκού στο τύμπανο ($I^2 R$).
5. Η τάση τυμπάνου πρέπει να μην υπερβεί την ονομαστική τιμή της τάσης της μηχανής. Επομένως και η DC τάση στην είσοδο του μετατροπέα μας, πρέπει να σέβεται αυτό τον κανόνα. Διαφορετικά υπάρχει περίπτωση καταστροφής της μόνωσης των τυλιγμάτων της μηχανής.
6. Η ροπή αδράνειας J , που περιλαμβάνεται στην εξίσωση του μηχανικού συστήματος αφορά τη συνολική ροπή αδράνειας του άξονα της μηχανής και του φορτίου που οδηγεί η μηχανή.

1.2 Τριφασικά Συστήματα Ισχύος

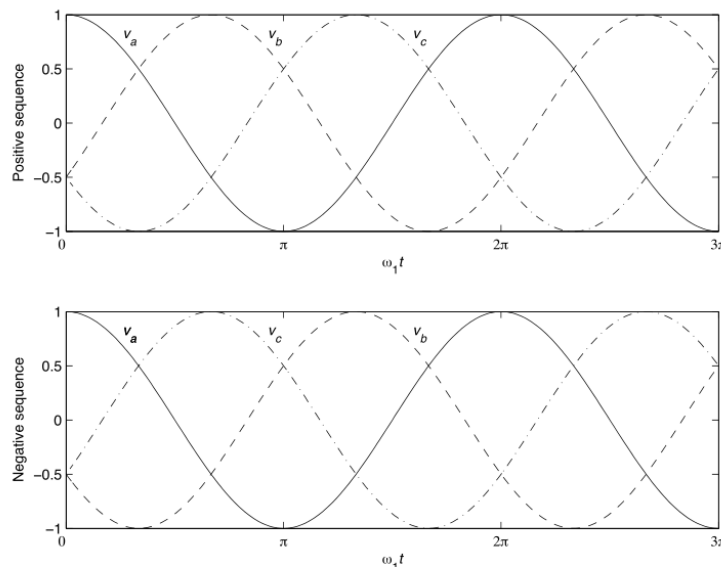
1.2.1 Εισαγωγή

Στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, όταν απαιτείται μεγάλη ισχύς, αυξημένη ενεργειακή απόδοση και μικρή κυμάτωση στη ροπή εξόδου χρησιμοποιούνται τριφασικές μηχανές. Μια τέτοια μηχανή σε κανονικές συνθήκες θεωρείται ένα συμμετρικό τριφασικό φορτίο, δηλαδή σε κάθε φάση της εμφανίζεται η ίδια εμπέδηση, ενώ τροφοδοτείται από συμμετρική τριφασική πηγή. Πιο συγκεκριμένα, ο μετατροπέας μας πρέπει να έχει ως έξοδο κυματομορφές τάσεων ίδιου πλάτους $\hat{V}$, ίδιας συχνότητας ω και διαφορά φάσης $2\pi/3$ ανα δύο μεταξύ τους.

Το βασικό πλεονέκτημα ενός συμμετρικού τριφασικού συστήματος είναι το μηδενικό άθροισμα των στιγμιαίων τριών τιμών του (V, I) (μηδενική ακολουθία), και ακόμα η στιγμιαία τριφασική ισχύς είναι ανεξάρτητη του χρόνου. Παρακάτω φαίνονται οι τυπικές εξισώσεις και κυματομορφές (Σχήμα 1.4) των τάσεων ενός τριφασικού συστήματος για την θετική (Εξ. 1.5) και αρνητική (Εξ. 1.6) ακολουθία. Εμείς για τους υπολογισμούς μας θα βασιστούμε στην θετική ακολουθία.

$$\begin{cases} V_a = \hat{V} \cos(\omega t) \\ V_b = \hat{V} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ V_c = \hat{V} \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (1.5)$$

$$\begin{cases} V_a = \hat{V} \cos(\omega t) \\ V_b = \hat{V} \cos(\omega t - 4\pi/3) \\ V_c = \hat{V} \cos(\omega t - 2\pi/3) \end{cases} \quad (1.6)$$



Σχήμα 1.4: Κυματομορφές θετικής (πάνω) και αρνητικής (κάτω) ακολουθίας

1.2.2 Διανυσματικός χώρος

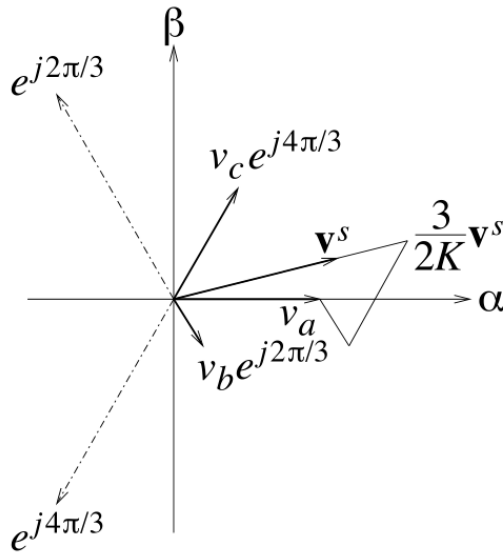
Όταν χειριζόμαστε ένα τριφασικό σύστημα, μια τεχνική που απλοποιεί ιδιαίτερα την ανάλυση μας, είναι να αναφερόμαστε σε αυτό με ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα, που το πλάτος του καθορίζεται από τη στιγμιαία τιμή κάθε φάσης και αποτελεί γραμμικό συνδυασμό τριών διανυσμάτων με διαφορά φάσης $2\pi/3$ ανα δύο μεταξύ τους στο μιγαδικό επίπεδο. Η παραπάνω τεχνική, αποτυπώνεται στη Εξ. 1.7 και στο Σχ. 1.5 (Space Vector).

$$\mathbf{v}_s(t) = \frac{2}{3}K \left[u_a(t) + u_b(t)e^{j2\pi/3} + u_c(t)e^{j4\pi/3} \right] \quad (1.7)$$

1.2.3 Μετασχηματισμός πλαισίων $\alpha\beta$ και dq

Σε αυτό το σημείο αν λάβουμε υπόψιν ότι σε ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα ισχύει πάντα $u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0$, τότε μπορούμε να απαλείψουμε τη μια από τις τρεις μεταβλητές και να οδηγηθούμε σε ένα πιο απλοποιημένο σύστημα αναφοράς με δύο άξονες πλέον, τους α και β (Σχήμα 1.5). Η τεχνική αυτή ονομάζεται μετασχηματισμός **Clark** και η μήτρα μετασχηματισμού φαίνεται στη Εξ. 1.8.

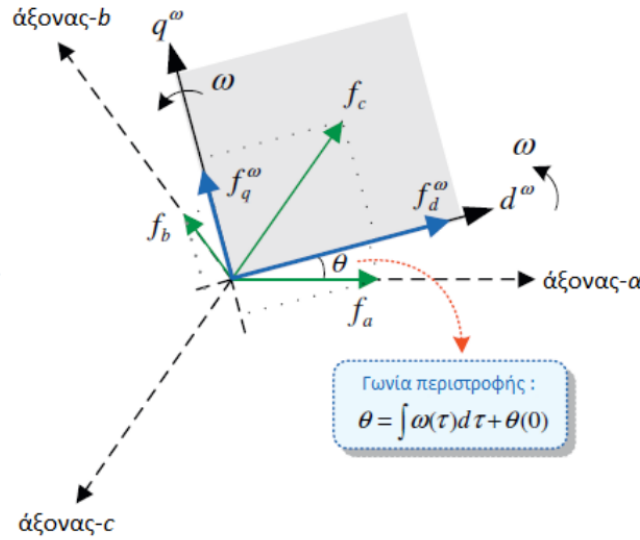
$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$



Σχήμα 1.5: Κατασκευή διανύσματος τάσης στο πλαίσιο abc και $\alpha\beta$

Τα πλαίσια τα οποία έχουμε ορίσει έως τώρα, χαρακτηρίζονται στατικά (stationary), δηλαδή οι άξονες παραμένουν σε σταθερή θέση. Ωστόσο, για να μπορέσουμε να ελέγξουμε τις μεταβλητές κατάστασης του κινητήρα μας, μέσω κλασικών ελεγκτών PI είναι απαραίτητο να τις μετατρέψουμε από ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενα μεγέθη σε χρονοσταθερές ποσότητες ώστε να μπορούν να συγκριθούν και με τα αντίστοιχα σταθερά σήματα αναφοράς. Για να το πετύχουμε αυτό, πρέπει να ορίσουμε ένα νέο πλαίσιο στο μιγαδικό επίπεδο του οποίου οι κάθετοι μεταξύ τους άξονες d (direct), q (quadrature) να περιστρέφονται με την ίδια ταχύτητα που περιστρέφεται το διάνυσμα μας (Σχήμα 1.6). Ο μετασχηματισμός αυτός ονομάζεται **Park** και η μήτρα μετασχηματισμού φαίνεται στη Εξ. 1.9.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

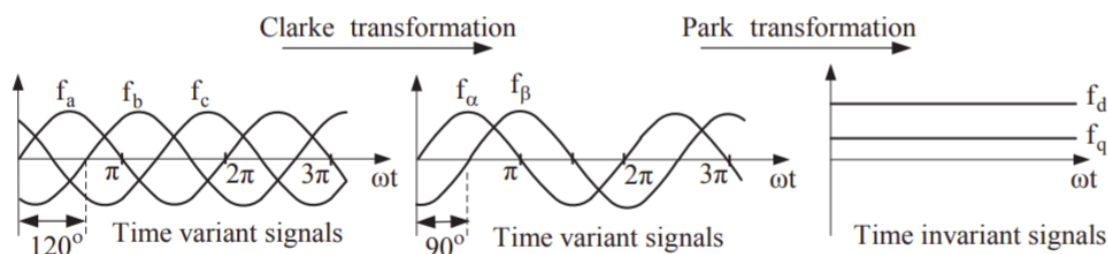


Σχήμα 1.6: Περιστρεφόμενο (rotational) πλαίσιο dq (μπλέ) [24]

1.2.4 Παρατηρήσεις

1. Οι παραπάνω μήτρες M/Σ που ορίστηκαν, αποτελούν γενική μορφή αφού η μεταβλητή f μπορεί να αναφέρεται στο μέγεθος της τάσης, του ρεύματος ή της μαγνητικής ροής της μηχανής.
2. Για το M/Σ **Clark** το γενικό διάνυσμα θα αποτελείται από τις συνιστώσες α και β , δηλαδή $f_s(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t)$ με γωνία $\text{Arg}[f_s(t)] = \text{atan2}[f_\beta(t), f_\alpha(t)]$ και μέτρο $\sqrt{f_\alpha^2 + f_\beta^2}$. Η συνάτρηση atan2 χρησιμοποιείται ώστε στα σημεία μηδενισμού του παρανομαστή να μην οδηγηθούμε σε απροσδιοριστία.
3. Για το M/Σ **Park** το γενικό διάνυσμα θα αποτελείται από τις συνιστώσες d και q , δηλαδή $f = f_d + jf_q$ και μέτρο $\sqrt{f_d^2 + f_q^2}$. Ο δείκτης s πλέον δεν απαιτείται αφού το πλαίσιο μας δεν είναι στατικό.
4. Η σχέση που συνδέει τους M/Σ **Clark**, **Park** είναι η $f = e^{-j\theta} f_s = e^{-j\omega t} f_s$. Δηλαδή για να υπολογίσουμε το διάνυσμα στο M/Σ **Park**, πολλαπλασιάζουμε το διάνυσμα f_s με τη μήτρα περιστροφής και γωνία περιστροφής (προσανατολισμό) θ .
5. Μεταβαίνοντας στο πλαίσιο dq , πρέπει να γνωρίζουμε και το μέγεθος του συστήματος μας, ως προς το οποίο θα προσανατολιστούμε. Για την εφαρμογή σε AM, θα δούμε ότι μας διευκολύνει ιδιαίτερα να προσανατολιστούμε ως προς τη μαγνητική ροή του δρομέα της μηχανής. Είναι λοιπόν αντιληπτό ότι για την ομαλή λειτουργία του συστήματος μας, η ορθή εκτίμηση αυτής της θέσης σε κάθε σημείο λειτουργίας είναι εξαιρετικά σημαντική αλλά ταυτόχρονα περιέχει και πολλές προκλήσεις.

6. Για κάθε μήτρα M/Σ που ορίσαμε, ισχύει και η αντίστροφη της. Συνεπώς, μπορούμε να μεταφερθούμε από το ένα πλαίσιο στο άλλο χωρίς περιορισμούς.
7. Η επιλογή του κέρδους K στην Εξ. 1.7 εξαρτάται από το μέγεθος που θέλουμε να διατηρήσουμε σταθερό κατά τη μετάβαση από το ένα πλαίσιο στο άλλο. Για παράδειγμα για $K = \sqrt{2/3}$ διατηρούμε σταθερή την ισχύ (power invariant scaling, $P_{abc} = P_{dq}$). Όπως ορίστηκαν οι μήτρες M/Σ παραπάνω και για τη συνέχεια θα έχουμε $K = 1$, δηλαδή κατά το M/Σ θα διατηρούμε σταθερό το πλάτος (amplitude invariant scaling). Η επιλογή αυτή μας βοηθάει κατά τη διάρκεια των πειραμάτων αφού παρατηρώντας το πλάτος του ρεύματος γραμμής της μηχανής (π.χ στον παλμογράφο), μπορούμε να βγάλουμε γρήγορα συμπεράσματα για τις μεταβολές στους άξονες dq , χωρίς επιπλέον υπολογισμούς [23].
8. Από το Σχήμα 1.7, μπορούμε να καταλάβουμε την αξία του πλαισίου dq , καθώς μας προσφέρει σταθερές τιμές στο χρόνο, απλότητα στο σύστημα ελέγχου μας και τη δυνατότητα να αντιμετωπίσουμε τις ΑΜ ως μηχανές ΣΡ.



Σχήμα 1.7: Απεικόνιση πλαισίων abc , $\alpha\beta$, dq στο χρόνο

1.3 Ασύγχρονη Μηχανή

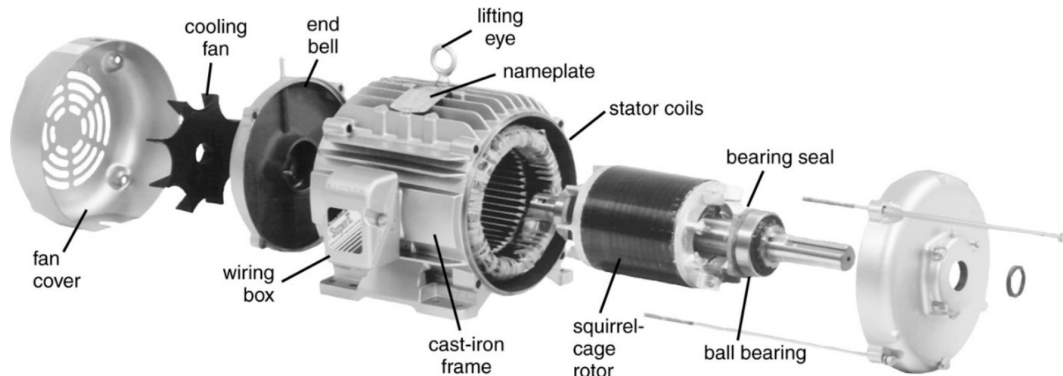
Οι τριφασικές ασύγχρονες μηχανές (induction motor) στις μέρες μας, έχουν ευρεία χρήση στα βιομηχανικά συστήματα καθώς και σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης μεγάλης ισχύος, ιδίως σε εφαρμογές σταθερής τροχιάς (railway) [11]. Τα πλεονεκτήματά τους είναι η απλότητα και το μικρό κόστος κατασκευής, η μικρή απαίτηση για συντήρηση, η υψηλή απόδοση και η ευρωστία τους. Επίσης, μπορούν να οδηγηθούν και από το δίκτυο όπως και από έναν μετατροπέα, γεγονός που τις καθιστά περισσότερο εύελικτες σε σύγκριση με της σύγχρονες μηχανές που απαιτούν συγχρονισμό.

1.3.1 Δομή

Η ΑΜ, όπως και η μηχανή ΣΡ αποτελείται και αυτή από τα δύο δομικά μέρη, το στάτη και το δρομέα, όπως φαίνονται στο σχήμα 1.8. Ο πυρήνας του στάτη περιλαμβάνει αυλάκια για την υποδοχή των τυλιγμάτων των τριών φάσεων, ενώ συγκροτείται από ειδικά σιδηρομαγνητικά ελάσματα μονωμένα μεταξύ τους για την αποφυγή δινορευμάτων [9]. Τα τυλίγματα είναι ομοιόμορφα κατανομημένα στα αυλάκια του στάτη, τεχνική που μας προσφέρει μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο στην αντί-ΗΕΔ του στάτη καθώς και αποδοτικότερη ψύξη.

Ο δρομέας της μηχανής τύπου κλωβού διακρίνεται σε δύο κατηγορίες, αυτή του δακτυλιοφόρου (slip rings) και του βραχυκυκλωμένου (squirrel cage). Ο βραχυκυκλωμένος δρομέας συνίσταται από αγωγίμες διαμήκεις ράβδους που ενώνονται με δύο μεταλικούς δακτυλίους στα άκρα τους. Επίσης, οι ράβδοι δεν είναι κάθετοι στους δακτυλίους, αλλά παρουσιάζουν κλίση με αποτέλεσμα

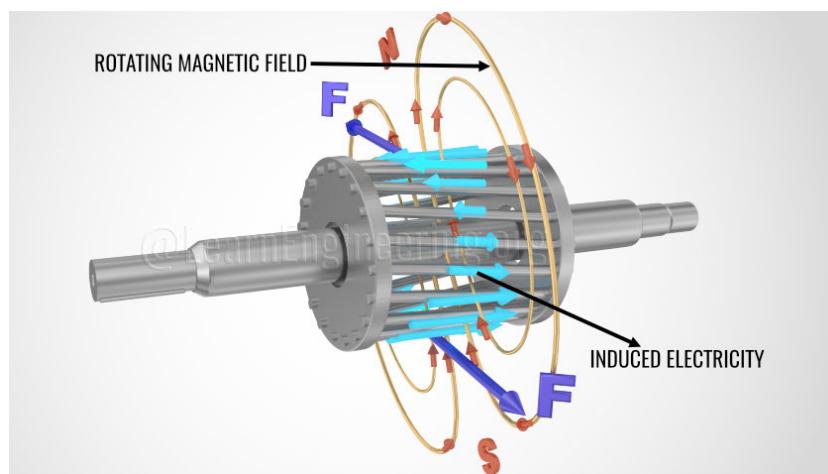
οι αρμονικές του στάτη και του δρομέα να μην συμπίπτουν αποφεύγοντας την κυμάτωση της ροπή (skewed rotor). Ο δακτυλιοφόρος δρομέας συναντάται σε εφαρμογές που η μηχανή είναι συνδεδεμένη στο δίκτυο και απαιτείται υψηλή ροπή εκκίνησης.



Σχήμα 1.8: Βασικά μέρη ΑΜ

1.3.2 Αρχή λειτουργίας

Συνδέοντας τα τυλίγματα του στάτη σε ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα, δημιουργείται ένα περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στο διάκενο. Το σύγχρονο κύμα ΜΕΔ, περιστρέφεται με τη γωνιακή συχνότητα του τριφασικού συστήματος. Καθώς ο δρομέας, είναι αγωγίμος θα προκύψει μια τάση από αυτεπαγωγή στα άκρα του, η οποία με τη σειρά της θα προκαλέσει τη ροή ρεύματος εντός αυτού (Σχ. 1.9). Το μαγνητικό πεδίο που εμφανίζεται από τα επαγόμενα ρεύματα, με βάση τον κανόνα του Lenz, θα προσπαθήσει να ακυρώσει την αιτία που το προκάλεσε, δηλαδή θα προσπαθήσει να συγχρονιστεί με το περιστρεφόμενο του στάτη. Έτσι το πεδίο του δρομέα θα προσπαθεί να φτάσει πάντα το πεδίο του στάτη και κατ' επέκταση ο άξονας της μηχανής θα περιστρέφεται. Αυτή η ποσοστιαία διαφορά στις δύο ταχύτητες των πεδίων ονομάζεται ολίσθηση (slip) και στην ουσία είναι το μέγεθος που δημιουργεί την ροπή στη μηχανή.



Σχήμα 1.9: Περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο (RMF) και επαγωγή ρευμάτων στο δρομέα

Περιγραφή	Μέγεθος
Συχνότητα ρεύματος στάτη	w_1, f_1
Ζεύγη πόλων μηχανής	n_p
Μηχανική ταχύτητα δρομέα	w_m
Ηλεκτρική συχνότητα δρομέα	$w_r = n_p w_m$
Ταχύτητα RMF [RPM]	$n = \frac{60f_1}{n_p}$
Ηλεκτρική συχνότητα δρομέα	$f_r = s f_1$
Ολίσθηση	$s = \frac{w_1 - w_r}{w_s}$
Γωνιακή συχνότητα ολίσθησης	$w_2 = s w_1$

Πίνακας 1.2: Βασικά μεγέθη AM

1.3.3 Ανάστροφο Γ μοντέλο

Για να έχουμε τη δυνατότητα ελέγχου της απόκρισης της μηχανής σε όλα τα στάδια λειτουργίας, το μοντέλο μόνιμης κατάστασης δεν μπορεί να μας καλύψει. Για την μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς της μηχανής, θα βασιστούμε λοιπόν στο ανάστροφο Γ μοντέλο (Σχήμα 1.10), το οποίο διατυπώνεται στο πλαίσιο $\alpha\beta$, ενώ στη συνέχεια θα μεταφερθούμε στο πλαίσιο dq το οποίο θα αποτελέσει και την αναφορά μας για την ανάπτυξη του συστήματος ελέγχου.

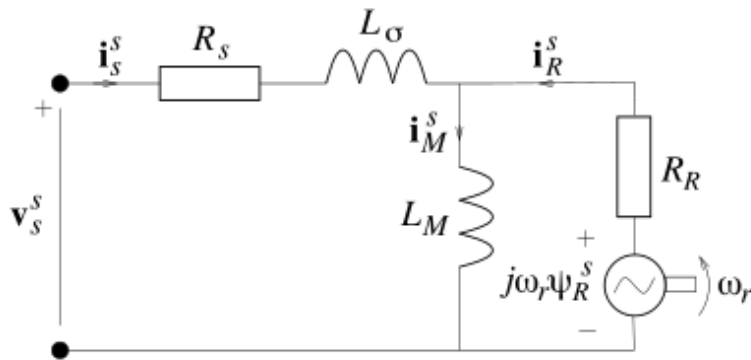
Εξισώσεις Ανάστροφου Γ μοντέλου στο πλαίσιο $\alpha\beta$

$$L_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = \mathbf{v}_s^s - (R_s + R_R)\mathbf{i}_s^s - \underbrace{\left(jw_r - \frac{R_R}{L_M}\right)}_{\mathbf{E}_s^s = \text{back emf}} \boldsymbol{\psi}_R \quad (1.10)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_R^s}{dt} = R_R \mathbf{i}_s^s - \left(\frac{R_R}{L_M} + jw_2\right) \boldsymbol{\psi}_R^s \quad (1.11)$$

$$\mathbf{E}_s^s = \left(jw_r - \frac{R_R}{L_M}\right) \boldsymbol{\psi}_R \approx jw_r \boldsymbol{\psi}_R \quad (1.12)$$

$$\begin{cases} b = \frac{L_m}{L_m + L_{rl}} \\ L_M = bL_m \\ R_R = b^2 R_r \\ L_\sigma = L_{sl} + L_{rl} \end{cases} \quad (1.13)$$



Σχήμα 1.10: Κύκλωμα ανάστροφου Γ μοντέλου

Η επιλογή του ανάστροφου Γ μοντέλου, έχει το πλεονέκτημα ότι τα χαρακτηριστικά μεγέθη $\mathbf{i}_s^s$, $\mathbf{v}_s^s$, περιγράφονται από την πλευρά του στάτη η οποία μας ενδιαφέρει άμεσα, καθώς σε αυτή είναι συνδεδεμένος ο μετατροπέας. Επίσης, ο τύπος της αντί-ΗΕΔ E_s^s , μπορεί να απλοποιηθεί (Εξ. 1.12), αφού ο όρος R_R/L_M είναι αμελητέος σχετικά με την ταχύτητα, με εξαίρεση την περιοχή των ιδιαίτερα χαμηλών στροφών. Τέλος, το σύστημα εξισώσεων 1.13, συσχετίζει τις πραγματικές παραμέτρους της μηχανής με τα μεγέθη του ανάστροφου Γ μοντέλου.

1.3.4 Παράμετροι ισοδύναμου κυκλώματος

Στη συνέχεια δίνεται μια σύντομη περιγραφή για τις παραμέτρους της μηχανής, όπου η όριση μέτρηση τους κατέχει σημαντικό ρόλο στην ευστάθεια του συστήματος ελέγχου [16].

1. R_s : Αφορά την αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη για κάθε φάση. Καθορίζεται από το μήκος και την διατομή των τυλιγμάτων του. Η μέτρηση της πραγματοποιείται σε θερμοκρασία περιβάλλοντος (ψυχρή μέτρηση) με δοκιμή DC τάσης. Ανήκει στα μεγέθη που μεταβάλλονται εύκολα, ιδίως όταν η μηχανή λειτουργεί σε συνθήκες πλήρης φορτίου ή υπερφόρτισης. Είναι της τάξης των 10 Ohm, ενώ σε μηχανές μεγάλης ισχύος ($> 100kW$), είναι ακόμη μικρότερη.
2. R_r : Το υλικό που αποτελείται ο δρομέας μπορεί να είναι χαλκός ή αλουμίνιο. Η επιλογή του εξαρτάται από το κόστος αλλά και από την απαίτηση για υψηλή ροπή εκκίνησης από το δίκτυο (αλουμίνιο). Η τιμή της είναι συνήθως πολύ κοντά σε αυτή του στάτη.
3. L_{sl} : Ένα ποσοστό της μαγνητικής ροής του στάτη, δεν ολοκληρώνει την κλειστή διαδρομή της μέσα από το δρομέα, αλλά διέρχεται μέσω του διακένου. Όπως και στο μετασχηματιστή το φαινόμενο αυτό, μοντελοποιείται με την αυτεπαγωγή σκέδασης (flux leakage) και είναι ένα μέγεθος που θέλουμε να είναι όσο κατα το δυνατόν μικρότερο, ώστε να εκμεταλλευόμαστε όλη τη μαγνητική ροή του στάτη. Είναι στην τάξη των μερικών mH.
4. L_{rl} : Έχει τα ίδια χαρακτηριστικά με την αυτεπαγωγή σκέδασης του στάτη. Οι αυτεπαγωγές σκέδασης μετριοούνται με τη δοκιμή ακινητοποιημένου δρομέα.
5. L_m : Αφορά την αντίδραση μαγνήτισης. Σε αντίθεση με έναν μετασχηματιστή, δεν μπορούμε να την αγνοήσουμε. Ο λόγος είναι ότι απαιτείται ένα σημαντικό ρεύμα μαγνήτισης, ώστε το κύμα ΜΕΔ (MMF) να υπερνικήσει την αντίσταση του διακένου που υπάρχει στη μηχανή. Συνήθως είναι μια τάξη μεγαλύτερη από την αντίδραση σκέδασης και μετρείται με τη δοκιμή μηδενικού φορτίου. Από την αντίδραση μαγνήτισης και σκέδασης, φαίνεται πόσο σημαντικό

είναι κατά τη σχεδίαση της μηχανής να κρατήσουμε το πλάτος του διακένου όσο γίνεται μικρότερο, δηλαδή στην τάξη του $1mm$.

1.3.5 Ηλεκτρομαγνητική ροπή

Από το Σχήμα 1.10, μπορούμε να υπολογίσουμε την ενεργό ισχύ της αντί-HEΔ που αποτελεί το άθροισμα της μηχανικής ισχύος και των απωλειών στον άξονα της μηχανής $P_e = P_m + P_m^{loss}$.

$$P_e = \frac{3}{2} Re\{jw_r \psi_R^s (-i_R^s)^*\} \quad (1.14)$$

Αντικαθιστώντας από τον πίνακα 1.2 την ηλεκτρική συχνότητα του δρομέα με τη μηχανική ταχύτητα και αναπτύσσοντας τα παραπάνω διανύσματα στο πλαίσιο dq με τη γενικευμένη μορφή $f = f_d + jf_q$, καταλήγουμε στην Εξ. 1.15.

$$T_e = \frac{P_e}{w_m} = \frac{3n_p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1.15)$$

1.3.6 Τέλειος προσανατολισμός πεδίου

Στον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου, ο στόχος μας είναι να ελέγξουμε την ηλεκτρομαγνητική ροπή. Ωστόσο, από την Εξ. 1.15 φαίνεται ότι ως μέγεθος έχει πολλούς βαθμούς ελευθερίας (4), με αποτέλεσμα αν προσπαθήσουμε να τους ελέγξουμε όλους, τότε το σύστημα μας καθίσταται ιδιαίτερα σύνθετο. Η στρατηγική λοιπόν που θα ακολουθήσουμε είναι να μηδενίσουμε τον όρο $\psi_q i_d$ και πιο συγκεκριμένα τον παράγοντα ψ_q , που θα οδηγήσει στον έλεγχο της ροπής από δύο πλέον μεγέθη [2].

Για να το πετύχουμε αυτό, πρέπει η γωνία της μαγνητικής ροής του δρομέα να ταυτίζεται με τον άξονα d , κατά τον μετασχηματισμό στο πλαίσιο dq . Τότε λέμε ότι έχουμε **τέλειο προσανατολισμό πεδίου** και σαν αποτέλεσμα το ρεύμα του στάτη στον άξονα q είναι υπεύθυνο για την παραγωγή ροπής, ενώ στον άξονα d για τη ροή της μηχανής. Παρακάτω, περιγράφονται με μαθηματικές σχέσεις όσα αναφέραμε.

Χαρακτηριστικά τέλειου προσανατολισμένου πεδίου

$$\theta_1 = \arg(\psi_R^s) \quad (1.16)$$

$$T_e = \frac{3n_p}{2} \psi_d i_q \quad (1.17)$$

$$\psi_R^{dq} = \psi_d + j\psi_q = \psi_d \quad (1.18)$$

Λαμβάνοντας υπόψιν τα παραπάνω, καταφέραμε ένα σύνθετο σύστημα εξισώσεων στο πλαίσιο abc , να το απλοποιήσουμε σε πολύ μεγάλο βαθμό και να αντιμετωπίσουμε την ΑΜ ως μηχανή ΣΡ έχοντας τη ροπή και την μαγνητική ροή ως ανεξάρτητα μεγέθη. Το τελευταίο, αντικατοπτρίζει και την σπουδαιότητα του έλεγχου προσανατολισμένου πεδίου.

1.3.7 Περιγραφή στο πλαίσιο dq

Βασιζόμενοι στο σύστημα εξισώσεων 1.6-9 και στο τέλειο προσανατολισμό πεδίου, μπορούμε πλέον να περιγράψουμε τις εξισώσεις της AM, στους άξονες d και q ξεχωριστά.

Εξισώσεις ανάστροφου Γ μοντέλου στο πλαίσιο dq

$$L_\sigma \frac{d\mathbf{i}^{dq}}{dt} = \mathbf{v}^{dq} - (R_s + R_R + jw_1 L_\sigma) \mathbf{i}^{dq} - \underbrace{\left(jw_r - \frac{R_R}{L_M} \right) \psi_R^{dq}}_{E = \text{back emf}} \quad (1.19)$$

$$\frac{d\psi_R^{dq}}{dt} = R_R \mathbf{i}^{dq} - \left(\frac{R_R}{L_M} + jw_2 \right) \psi_R^{dq} \quad (1.20)$$

$$L_\sigma \frac{di_d}{dt} = u_d - (R_s + R_R)i_d + w_1 L_\sigma i_q + \frac{R_R}{L_M} \psi_d \quad (1.21)$$

$$L_\sigma \frac{di_q}{dt} = u_q - (R_s + R_R)i_q - w_1 L_\sigma i_d + w_1 \psi_d \quad (1.22)$$

Επίσης, μελετώντας τη μόνιμη κατάσταση, θεωρούμε ότι η AM έχει ονομαστική ταχύτητα δηλαδή $(R_R + R_s) \ll |jw_1 L_\sigma|$, και σύμφωνα με την Εξ. 1.12 θα έχουμε:

Μόνιμη κατάσταση στο πλαίσιο dq

$$u_d = -w_1 L_\sigma i_q \quad (1.23)$$

$$u_q = w_1 (L_\sigma + L_M) i_q \quad (1.24)$$

$$\psi_d = L_M i_d \quad (1.25)$$

1.3.8 Παρατηρήσεις

1. Από τις Εξ. 1.21, 1.22 συμπεραίνουμε ότι μεταξύ τους είναι συζευγμένες, λόγω των όρων $w_1 L_\sigma i_q, -w_1 L_\sigma i_d$. Ωστόσο, θα καταφέρουμε να αποσυμπλέξουμε τους άξονες d, q και να αντιμετωπίσουμε κάθε όρο φαινομενικά ανεξάρτητα στο σύστημα ελέγχου.
2. Αποδεικνύεται ότι η μέγιστη ροπή (pull-out torque) που μπορεί να εμφανίσει η μηχανή στον άξονα της είναι ίση με:

$$T_e^{max} = \frac{3n_p |V_s|^2}{4w_1^2 L_\sigma} \quad (1.26)$$

ενώ την ίδια στιγμή η ολίσθηση θα έχει τιμή:

$$s_p = \frac{R_R}{w_1 L_\sigma} \quad (1.27)$$

Αν το φορτίο μας υπερβαίνει την μέγιστη ροπή, τότε η ΑΜ δεν θα μπορεί να εκκινήσει ή θα αποσυγχρονιστεί. Επίσης, κατά προσέγγιση η ονομαστική ροπή της μηχανής T_e^{nom} θα είναι το 40% της μέγιστης.

3. Το μέγεθος της ροής της μηχανής πολλές φορές δεν το γνωρίζουμε και εξαρτάται από την τάση που εφαρμόζουμε στα άκρα της. Ωστόσο, μπορούμε να βρούμε την ροή που έχει για ονομαστική τάση και συχνότητα. Αποδεικνύεται λοιπόν ότι η ονομαστική ροή για τέλειο προσανατολισμό πεδίου θα είναι:

$$\psi_d^n = L_M i_d^n = \frac{U_b}{w_1^n} \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{w_1^n L_\sigma I_b}{U_b}\right)^2}{1 + 2L_\sigma/L_M}} \quad (1.28)$$

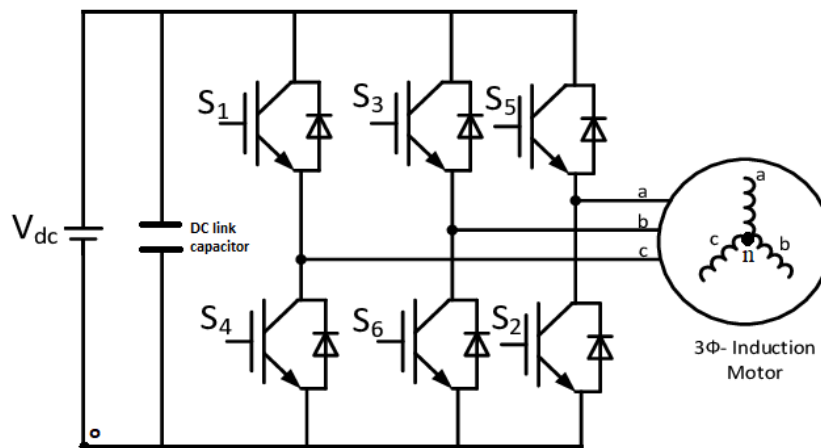
όπου U_b, I_b για επιλογή $K = 1$ θα είναι αντίστοιχα V_{max}, I_{max} .

4. Σε συνέχεια των παρατηρήσεων 1.1.4.2 και 1.1.4.5, τα μέτρα των διανυσμάτων $\mathbf{u}^{dq}, \mathbf{i}^{dq}$ πρέπει να σέβονται και τα αντίστοιχα όρια τους, δηλαδή το μέγιστο πλάτος της τάσης V_{max} και έντασης της μηχανής I_{nom} . Φυσικά, η ένταση του ρεύματος, μπορεί να υπερβεί την ονομαστική της τιμή, όπου υπάρχουν υψηλές απαιτήσεις σε ροπή (I_{max}), για όσο χρόνο το επιτρέπει η ψύξη της μηχανής και τα χαρακτηριστικά του μετατροπέα.
5. Από την Εξ. 1.20, η σταθερά χρόνου της ροής του δρομέα είναι $T_r = L_M/R_R$ ενώ η σταθερά χρόνου της ροπής είναι αρκετά μικρότερη. Έτσι, μπορούμε να ισχυριστούμε ότι η ροπή εγκαθίσταται άμεσα στον άξονα της μηχανής σε σύγκριση με τη ροή, η οποία σε συστήματα με μεγάλη ροπή αδράνειας μπορεί να πλησιάζει και την σταθερά χρόνου του μηχανικού συστήματος. Επίσης, θεωρείται σταθερή σε όλο το εύρος λειτουργίας της μηχανής εκτός από ειδικές περιπτώσεις (ελαχιστοποίηση απωλειών, εξασθένιση πεδίου). Επομένως, παρόλο που η ροπή εξαρτάται και από τον όρο ψ_d , τελικά ελέγχεται μόνο από το όρο i_q .

1.4 Τριφασικός Αντιστροφέας

1.4.1 Δομή κυκλώματος

Στο σχήμα 1.11 απεικονίζεται το κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέα για την τροφοδότηση μιας ΑΜ [2]. Αποτελείται από τρεις πανομοιότυπες ημιγέφυρες (legs) συνδεδεμένες παράλληλα στην DC τάση εισόδου για την παραγωγή της κάθε φάσης. Οι ημιαγωγοί ισχύος που το χαρακτηρίζουν είναι τα 6 διακοπτικά στοιχεία τύπου καθώς και 6 αντιπαράλληλες σε αυτά διόδους (free wheeling diodes). Τέλος, σπουδαίο ρόλο στο κύκλωμα ισχύος κατέχει και ο πυκνωτής (DC link capacitor) που βρίσκεται μεταξύ της τάσης εισόδου και των ημιαγωγών, πλεονέκτημα του οποίου αναλύονται στην ενότητα των παρατηρήσεων.



Σχήμα 1.11: Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα

1.4.2 Τάσεις εξόδου

Για την κατανόηση του κυκλώματος αρκεί να μελετήσουμε τη μια ημιγέφυρα. Αρχικά, οι διακόπτες της κάθε ημιγέφυρας δεν πρέπει ποτέ να άγουν ταυτόχρονα, διαφορετικά θα προκύψει ένα ισχυρό βραχυκύκλωμα στην είσοδο. Θεωρούμε ως σημείο αναφοράς το μικρότερο δυναμικό της εισόδου (κόμβος o). Στην περίπτωση όπου ο διακόπτης S_1 άγει και ο S_4 βρίσκεται σε αποκοπή, η τάση στον κόμβο a , θα είναι $+V_{dc}$. Στην αντίθετη περίπτωση, όπου ο διακόπτης S_4 άγει και ο S_1 βρίσκεται σε αποκοπή η τάση στον κόμβο a θα είναι μηδέν. Προεκτείνοντας αυτή την αρχή και για τους υπόλοιπους κόμβους b, c , οι πολικές τάσεις υπολογίζονται από τις παρακάτω σχέσεις.

Πολικές τάσεις αντιστροφέα

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \quad (1.29)$$

$$V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \quad (1.30)$$

$$V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \quad (1.31)$$

Για την εφαρμογή μας, όπου το φορτίο του αντιστροφέα είναι η ΑΜ με συνδεσμολογία αστέρα

(Υ), δεν είναι θεμιτό να έχουμε πρόσβαση στον κοινό κόμβο n των τυλιγμάτων. Ωστόσο, οι συγκεκριμένες τάσεις υπολογίζονται θεωρητικά, το οποίο θα μας βοηθήσει και στην εξαγωγή των χαρακτηριστικών κυματομορφών του συστήματος.

Φασικές τάσεις μηχανής

$$V_{an} = (V_{ab} - V_{ca})/3 \quad (1.32)$$

$$V_{bn} = (V_{bc} - V_{ab})/3 \quad (1.33)$$

$$V_{cn} = (V_{ca} - V_{bc})/3 \quad (1.34)$$

$$V_{no} = (V_{ao} + V_{bo} + V_{co})/3 \quad (1.35)$$

1.4.3 Τεχνική παλμοδότησης SPWM

Ρυθμίζοντας την έναυση και τη σβέση των έξι διακοπών, μπορούμε να μεταβάλλουμε την τάση εξόδου, που είναι και ο στόχος μας σε ένα σύστημα ηλεκτροκίνησης. Υπάρχουν πολλές τεχνικές διαμόρφωσης παλμών και παραλλαγές αυτών, που ανταποκρίνονται σε κάθε εφαρμογή. Για την εφαρμογή μας επιλέξαμε την ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM), που αποτελεί μια κλασσική επιλογή σε τριφασικό αντιστροφέα.

Η βασική αρχή λειτουργίας της **SPWM** είναι η δημιουργία τριών ημιτονοειδών σημάτων αναφοράς u_{ref} , ίδιου πλάτους και διαφοράς φάσης 120° , που συγκρίνονται με ένα τριγωνικό σήμα (carrier). Εάν το πλάτος του ημιτόνου είναι μεγαλύτερο από το τριγωνικό σήμα, δίνεται παλμός έναυσης στο αντίστοιχο διακοπτικό στοιχείο. Η συχνότητα του τριγώνου f_{car} ισούται με τη διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών f_{sw} . Ως διακοπτική συχνότητα ορίζουμε το πλήθος των ενάυσεων (αντίστοιχα σβέσεων) που παρατηρείται στη διάρκεια ενός δευτερολέπτου για ένα διακόπτη.

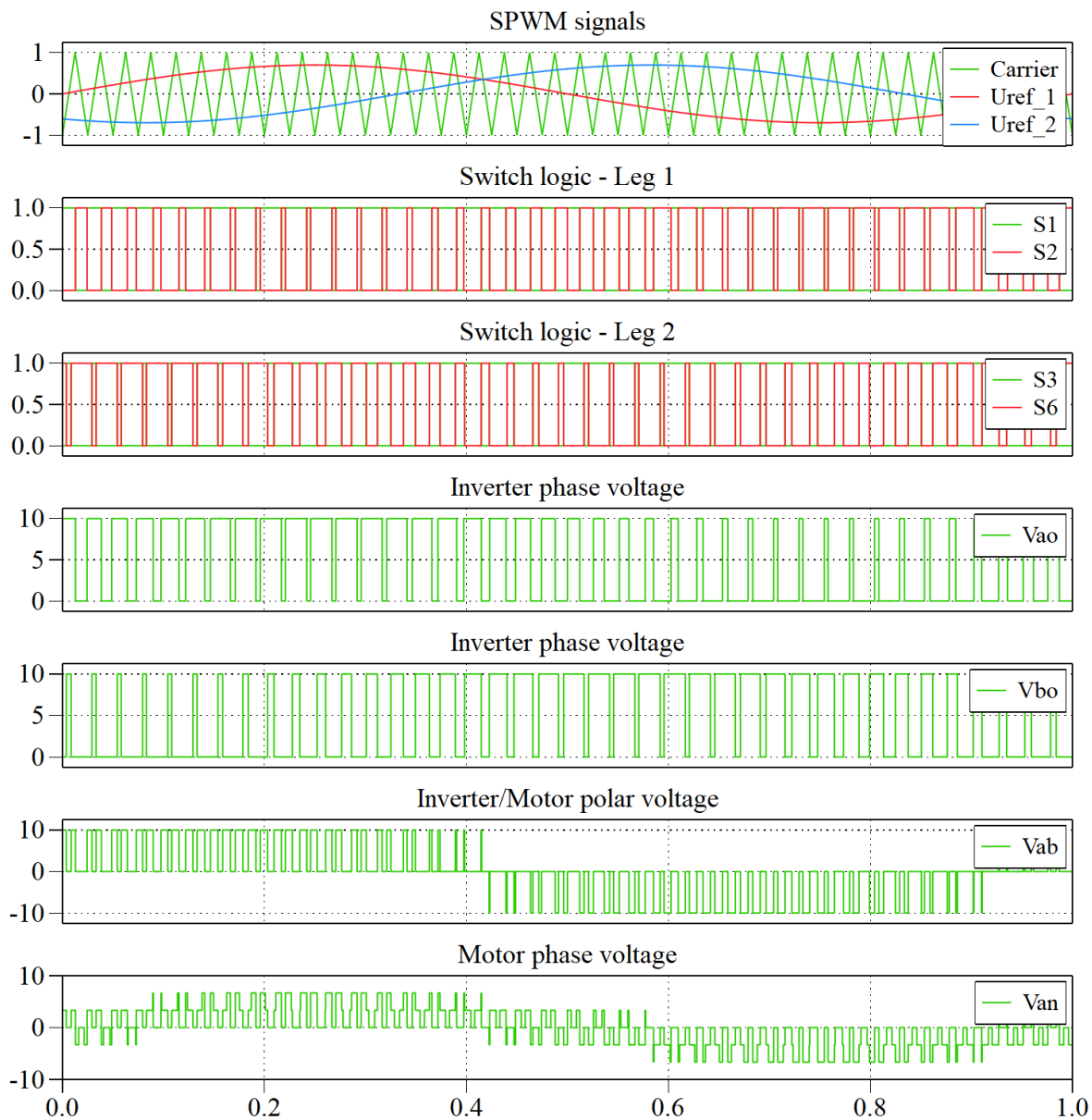
Στη συνέχεια, ορίζουμε τα βασικά μεγέθη που διακρίνουν την SPWM. Είναι χρήσιμο επίσης να εξεταστούν και τα χαρακτηριστικά της θεμελιώδους τάσης, που θα προκαλέσει και το θεμελιώδες ρεύμα, δηλαδή τον βασικό όρο της μηχανής για τη μελέτη της ροής και της ροπής. Άλλωστε, όσα αναφέραμε στην ενότητα 1.3, ανταποκρίνονται στις θεμελιώδεις συνιστώσες.

Περιγραφή	Μέγεθος
Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους	$m_a = u_{ref}/u_{carrier}$
Συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας	$m_f = f_{carrier}/f_{ref}$
Πλάτος πολικής τάσης 1ης αρμονικής	$\hat{V}_{LL,1} = \sqrt{3}m_a V_{dc}/2$
RMS τιμή πολικής τάσης 1ης αρμονικής	$\tilde{V}_{LL,1} = \sqrt{3}m_a V_{dc}/(2\sqrt{2})$

Πίνακας 1.3: Βασικά μεγέθη διαμόρφωσης SPWM

Βλέπουμε ότι το πλάτος της 1ης αρμονικής είναι μικρότερο από το πλάτος της συνεχούς τάση. Δυστυχώς είναι κάτι που δεν μπορούμε να αποφύγουμε στην τεχνική SPWM. Βέβαια, υπάρχει η περιοχή της **υπερδιαμόρφωσης** ($m_a > 1$), που δίνει τη δυνατότητα αύξησης του πλάτος με κόστος όμως την επιδείνωση του αρμονικού περιεχομένου, για αυτό και η συγκεκριμένη κατάσταση συνήθως αποφεύγεται.

Στο Σχήμα 1.12, φαίνονται οι τυπικές κυματομορφές κατά την παλμοδότηση SPWM με τάση εισόδου 10 V για διάρκεια 1 sec Η διακοπτική συχνότητα $f_{carrier}$ είναι 40 Hz και η συχνότητα του σήματος αναφοράς f_{ref} είναι 1 Hz. Τέλος, βλέπουμε ότι η φασική τάση της μηχανής V_{an} έχει ημιτονοειδή συμπεριφορά, όπως επιθυμούμε και παίρνει διακριτές τιμές $\pm V_{dc}/3, \pm 2V_{dc}/3$. Για αυτό και ο συγκεκριμένος τύπος αντιστροφέα έχει το χαρακτηρισμό των **2 επιπέδων**.



Σχήμα 1.12: Χαρακτηριστικές κυματομορφές SPWM

1.4.4 Παρατηρήσεις

1. Κύρια προσφορά της τοποθέτησης του πυκνωτή DC link είναι η σταθεροποίηση της τάσης εισόδου. Στην περίπτωση που η είσοδος μας προέρχεται από ανόρθωση της τάσης δικτύου, ο πυκνωτής εξομάλυνσης έχει και το ρόλο του DC link. Κύριος ρόλος, είναι ο περιορισμός της διακύμανσης της τάσης λόγω της ανόρθωσης, αλλά και κατά την απότομη αύξηση του φορτίου. Κατά τη σχεδίαση λοιπόν, πρέπει να τοποθετείται όσο γίνεται πλησιέστερα στους διακόπτες, καθώς λειτουργεί ως μια δεύτερη μικρότερη πηγή ενέργειας με ταχύτερο χρόνο απόκρισης από την κύρια. Επίσης, η ύπαρξη του βοηθάει στον περιορισμό των υπερτάσεων που συμβαίνουν λόγω των διακοπτικών φαινομένων πάνω στις παρασιτικές αυτεπαγωγές του κυκλώματος. Στην περίπτωση τροφοδοσίας από πηγή συνεχούς τάσης, ισχύουν τα ίδια πλεονεκτήματα, με τη διαφορά ότι απαιτείται μικρότερη χωρητικότητα [12], [13].
2. Μέσω του αντιστροφέα, έχουμε τη δυνατότητα να αλλάξουμε την πόλωση των φάσεων της μηχανής και να μεταφερθούμε και στα 4 τεταρτημόρια ροπής - ταχύτητας. Δίνοντας λοιπόν μια αρνητική αναφορά στην ροπή ενώ έχουμε θετική ταχύτητα, βρισκόμαστε σε λειτουργία πέδης. Σε αυτό το σημείο η αντί-ΗΕΔ της μηχανής προπορεύεται της (πολικής) τάσης του αντιστροφέα. Επομένως, υπάρχει ροή ρεύματος για περισσότερη ώρα από τη μηχανή στην είσοδο του αντιστροφέα και αυτό πραγματοποιείται μέσω των αντιπάλληλων διόδων (άγουν περισσότερο από τα IGBTs). Τότε λέμε, ότι ο αντιστροφέας λειτουργεί ως ανορθωτής. Η ενέργεια κατά την πέδη, αποθηκεύεται στον πυκνωτή εισόδου. Στην περίπτωση εισόδου από μπαταρία αυτή ανακτάται και έχουμε αναγεννητικής πέδησης (Regenerative braking) [14]. Υπάρχουν, όμως και περιπτώσεις που η ενέργεια κατά τη πέδηση χρειάζεται να καταναλωθεί επάνω σε αντιστάσεις για την αποφυγή υπερτάσεων του πυκνωτή, όπως συμβαίνει σε συστήματα σταθερής τροχιάς. Σε κάθε περίπτωση, η τάση στον πυκνωτή χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή ώστε να μην υπερβεί την μέγιστη τιμή του.
3. Η επιλογή της διακοπτικής συχνότητας, στην σχεδίαση ενός αντιστροφέα επηρεάζει πολλά μεγέθη. Αρχικά, η αύξηση της μετατοπίζει της αρμονικές της τάσης σε υψηλότερες συχνότητες όπως και του ρεύματος [15]. Έτσι, η αυτεπαγωγή σκέδασης των τυλιγμάτων της μηχανής ακόμη και αν είναι μικρή λειτουργεί αποτελεσματικά ως φίλτρο για τις ανώτερες αρμονικές του ρεύματος. Το γεγονός αυτό οδηγεί, σε μικρότερες απώλειες πυρήνα, μείωση της κυμάτωσης της ροπής, αύξηση της απόδοσης της μηχανής, λιγότερες ανάγκες για ψύξη και μικρότερα επίπεδα ακουστικού ήχου στη μηχανή. Εντούτοις, από την πλευρά του αντιστροφέα, αυξάνονται οι διακοπτικές απώλειες άρα και η απαίτηση σε ψύξη, ενώ η σχεδίαση του συστήματος γίνεται συνολικά πιο απαιτητική καθώς αυξάνεται η επίδραση των παρασιτικών στοιχείων.
4. Η τεχνική SPWM θεωρείται πλέον παρωχημένη για πολλές εφαρμογές των ηλεκτρονικών ισχύος. Φυσικά, είναι μια μέθοδος παλμοδότησης εύκολα κατανοητή, απλή στην υλοποίηση της και απαιτεί μικρό υπολογιστικό κόστος. Αυτοί είναι και οι λόγοι άλλωστε που επιλέχθηκε στην παρούσα εργασία. Αξίζει όμως να σημειωθεί, ότι στα σύγχρονα συστήματα οδήγησης η τεχνική που χρησιμοποιείται ευρέως είναι η **SVPWM** (Space vector PWM), που ενώ έχει αυξημένο υπολογιστικό κόστος, υπερσχύει της SPWM αφού εχμεταλλεύεται 15% περισσότερο την τάση εισόδου και εμφανίζει ακόμη καλύτερο αρμονικό περιεχόμενο [2]. Βέβαια, η ανάλυση της υπερβαίνει το αντικείμενο της συγκεκριμένης εργασίας.

Κεφάλαιο 2

Έλεγχος Συστήματος

Το κεφάλαιο αυτό καλύπτει τις τεχνικές ελέγχου που χρησιμοποιήθηκαν κατά την ανάπτυξη του μετατροπέα. Αναφορά στη δόμηση των σχημάτων ελέγχου αποτελεί η μηχανή ΣΡ, ενώ γίνεται προέκταση αυτών για την ΑΜ αντισταθμίζοντας όλες τις ιδιαιτερότητες της. Τέλος, η επαλήθευση της ορθής λειτουργίας των νόμων ελέγχου γίνεται μέσω προσομοιώσεων στο πρόγραμμα **Plecs**.

2.1 Έλεγχος μηχανής ΣΡ

Όπως και στο πρώτο κεφάλαιο που μελετάται η μηχανή ΣΡ, για τη δόμηση των σχημάτων ελέγχου θα ξεκινήσουμε ομοίως από τη μηχανή ΣΡ. Ο κύριος λόγος είναι η γραμμικότητα που παρουσιάζουν οι χαρακτηριστικές εξισώσεις της μηχανής και τα χρονοσταθερά μεγέθη που χρησιμοποιούνται για την ανάδραση (feedback). Έτσι, κατά την υλοποίηση της εργασίας αποφασίστηκε να γίνουν οι αρχικές δοκιμές του μετατροπέα σε μια μηχανή ΣΡ και στη συνέχεια οι δοκιμές στην ΑΜ. Το μοντέλο της μηχανής είναι BRUSATORI ML 80 S και οι παράμετροι του φαίνονται στον Πίνακα [2.1](#).

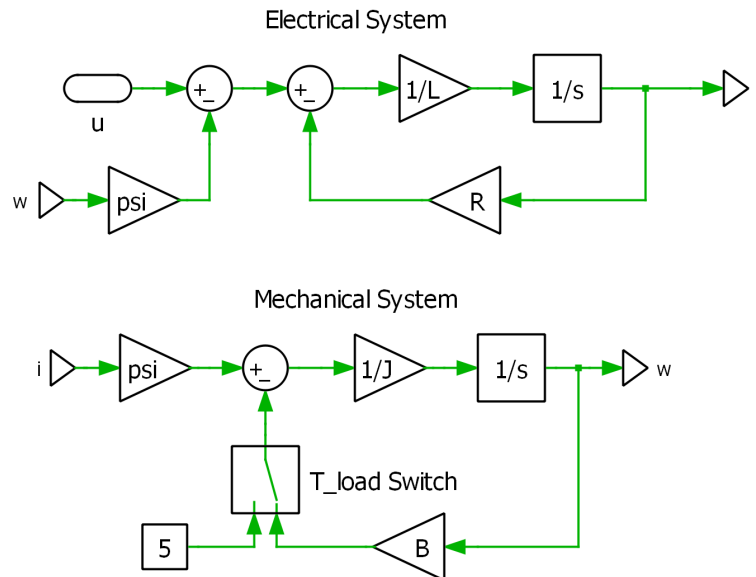
Παράμετρος	Τιμή
P_n	2.75 kW
U_n	170 V
I_{max}	18.6 A
R	3 Ohm
L	0.0122 H
n_n	2500 RPM
ψ	0.35 Vs
J	0.0099 kgm ²
T_n	10.5 Nm
$B_n = T_n/w_{rn}$	0.04 Nms/rad

Πίνακας 2.1: Παράμετροι μοντέλου BRUSATORI ML 80 S

Η αντίσταση και αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων, μετρήθηκαν με όργανο LCR, ενώ για την τιμή της μαγνητικής ροής βρέθηκε η αντίστοιχη τιμή μηχανής ανάλογων χαρακτηριστικών. Φυσικά, για

την ακριβή εκτίμηση της μαγνητικής ροής θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί δοκιμή με τη μηχανή σε λειτουργία γεννήτριας και με δεδομένο ρεύμα μαγνήτισης I_f . Τέλος, έχουμε θεωρήσει φορτίο ανάλογο του όρου της ταχύτητας το οποίο συγχωνεύτηκε με τον όρο απόσβεσης τριβής B .

Στο Σχήμα 2.1 φαίνεται το μοντέλο της μηχανής που αναπτύχθηκε για την προσομοίωση, το οποίο αποτελείται από το ηλεκτρικό και μηχανικό μέρος. Το φορτίο μπορεί να είναι σταθερό ή ανάλογο της ταχύτητας.



Σχήμα 2.1: Μοντέλο Μηχανής ΣΡ

Από τις Εξ. 1.1, 1.2, μπορούμε να περιγράψουμε το σύστημα μας στο χώρο κατάστασης, με διάνυσμα κατάστασης το $x = [i, w_r]^T$.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.1)$$

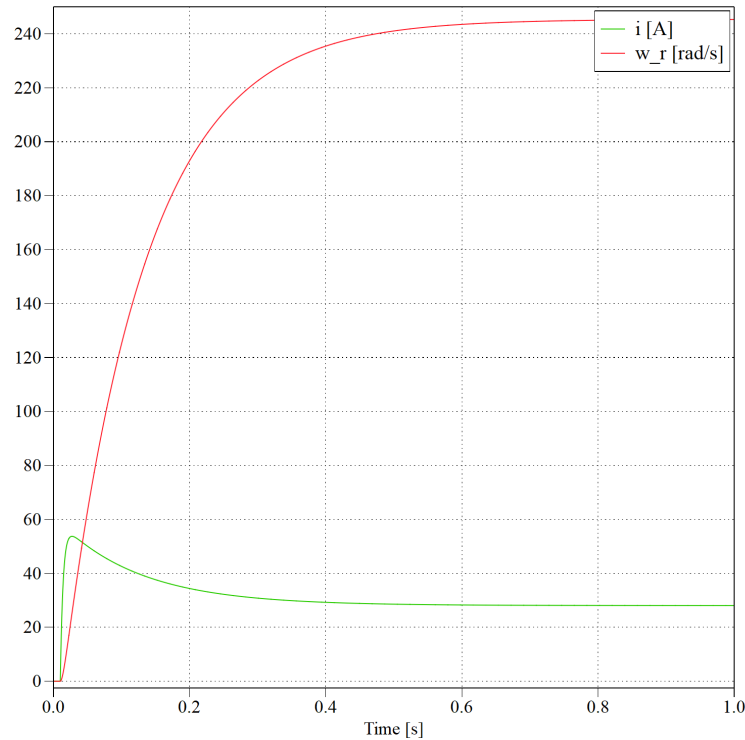
$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -R/L & -\psi/L \\ \psi/J & -b/J \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.2)$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -245.9 & -28.6 \\ 35.3 & 4 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 81.9 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.3)$$

Παρατηρούμε ότι το σύστημα μας είναι **πλήρως ελέγξιμο**, αφού $\text{rank}[B \ AB] = 2$, δηλαδή μπορούμε να προχωρήσουμε στη σχεδίαση ελεγκτών κλειστού βρόχου για το ρεύμα τυμπάνου i και την ταχύτητα της μηχανής w_r [17].

2.1.1 Έλεγχος ανοιχτού βρόχου

Στο Σχήμα 2.2 φαίνεται η απόκριση των μεταβλητών κατάστασης, σε έλεγχο ανοιχτού βρόχου (open loop) όταν συνδέσουμε απευθείας στο τύμπανο την ονομαστική τάση. Όπως είχαμε αναφέρει και στην Παρατήρηση 1.1.4.2 το ρεύμα παρουσιάζει υπερακόντιση (overshoot) πολλαπλάσια του μέγιστου ρεύματος. Επίσης η ταχύτητα αυξάνεται με τη σειρά της, αφού η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι μεγαλύτερη του φορτίου, μέχρι να φτάσουν και τα δύο μεγέθη στη μόνιμη κατάσταση.



Σχήμα 2.2: Μηχανής ΣΡ κατά την εκκίνηση

2.1.2 Έλεγχος ρεύματος τυμπάνου

Ο στόχος μας είναι να ελέγξουμε την δυναμική του ηλεκτρικού συστήματος (Σχήμα 3.4). Από την Εξ. 1.1, η συνάρτηση μεταφοράς (ΣΜ) $G_e(s)$ (Εξ. 2.4) μεταξύ u, i είναι:

$$G_e(s) = \frac{1}{sL + R} \quad (2.4)$$

Καθώς το σύστημα μας είναι πρώτης τάξης, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και αντίστοιχα ελεκτή ίδιας τάξης (PI) που έχει τη μορφή:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.5)$$

Για τον προσδιορισμό των κερδών k_p, k_i του ελεκτή, είναι σύνηθες να ακολουθούμε εμπειρικές-πειραματικές μεθόδους, ιδίως αν το σύστημα μας είναι σύνθετο, αλλά παραμένει γραμμικό. Στην προκειμένη περίπτωση, έχουμε το πλεονέκτημα ότι γνωρίζουμε πλήρως το σύστημα μας, συνεπώς μπορούμε να υπολογίσουμε και τα κέρδη, ανάλογα με την επιθυμητή απόκριση [18]. Θα θέλαμε

λοιπόν ιδανικά η ΣΜ κλειστού βρόχου G_{cc} , να διατηρεί και αυτή την ίδια τάξη. Τότε, αν ορίσουμε a_c το εύρος ζώνης (bandwidth) του ελεκτή θα έχουμε:

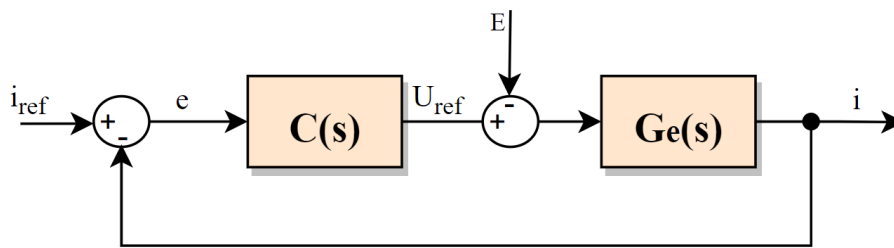
$$G_{cc}(s) = \frac{C(s)G_e(s)}{1 + C(s)G_e(s)} = \frac{a_c}{s + a_c} = \frac{1}{1 + a_c/s} \quad (2.6)$$

Ταυτίζοντας τα μέλη της Εξ. 2.6, καταλήγουμε ότι τα κέρδη δίνονται από το Πίνακα 2.6

Κέρδος	Τιμή
k_p	$a_c \hat{L}$
k_i	$a_c \hat{R}$

Πίνακας 2.2: Κέρδη απλοποιημένου ελεκτή ρεύματος

Οι τιμές $\hat{L}, \hat{R}$, αποτελούν εκτιμήσεις των L, R . Αν έχουμε ταύτιση των αντίστοιχων παραμέτρων ($\hat{L} = L, \hat{R} = R$), ο πόλος $-R/L$ απαλείφεται και στην ουσία μεταφερόμαστε στην ΣΜ που επιθυμούμε. Συνεπώς, οι εκτιμήσεις μας να συγκλίνουν όσο γίνεται πιο κοντά στις πραγματικές τιμές.



Σχήμα 2.3: Σχηματικό διάγραμμα για έλεγχο ρεύματος τυμπάνου

2.1.3 Μείωση επίδρασης αντί-ΗΕΔ

Όλα τα παραπάνω, βασίστηκαν στην υπόθεση ότι η αντί-ΗΕΔ E , η οποία αντιμετωπίζεται ως διαταραχή (disturbance) δεν συμμετέχει στη δυναμική του συστήματος μας. Για να έχουμε ευρωστία, πρέπει να τροποποιήσουμε τον έλεγχο ώστε η διαταραχή αυτή να έχει μικρή επίδραση. Μια προτεινόμενη λύση είναι η μέτρηση της ταχύτητας της μηχανής, που θα μας επιτρέψει να γνωρίζουμε πάντα το μέγεθος της διαταραχής. Παρόλο, που στην εφαρμογή μας γνωρίζουμε την ταχύτητα θα αναπτύξουμε μια δεύτερη τεχνική που είναι ανεξάρτητη από αυτή.

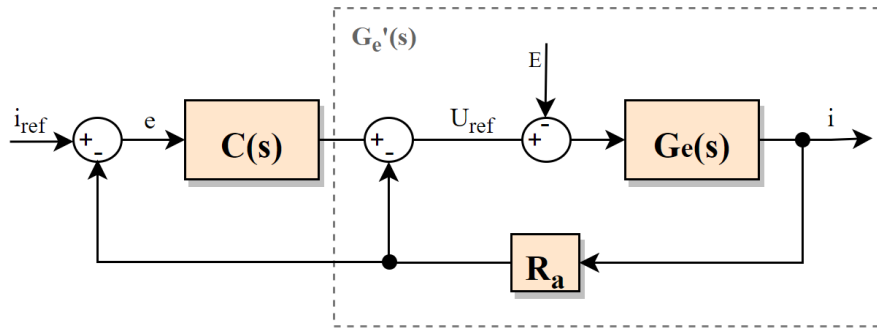
Η ιδέα είναι μετατοπίσουμε το πόλο του ηλεκτρικού συστήματος αριστερότερα στο μιγαδικό επίπεδο, αυξάνοντας επιπλέον την αντίσταση τυμπάνου σε ψηφιακό επίπεδο. Η νέα $G'_e(s)$ (Σχ. 3.4) φαίνεται στην Εξ. 2.7. Ο προστιθέμενος όρος, ονομάζεται ενεργός αντίσταση R_a .

$$G'_e(s) = \frac{1}{sL + R + Ra} \quad (2.7)$$

Στη συνέχεια, τα νέα κέρδη των ελεγκτών (Πίνακας 2.6) προσδιορίζονται όπως και στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Κέρδος	Τιμή
k_p	$a_c \hat{L}$
k_i	$a_c(R_a + \hat{R})$
R_a	$a_c \hat{L} - \hat{R}$

Πίνακας 2.3: Κέρδη ελεγκτή ρεύματος



Σχήμα 2.4: Σχηματικό διάγραμμα για έλεγχο ρεύματος με ενεργό αντίσταση

2.1.4 Κορεσμός τάσης & αποφυγή συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος

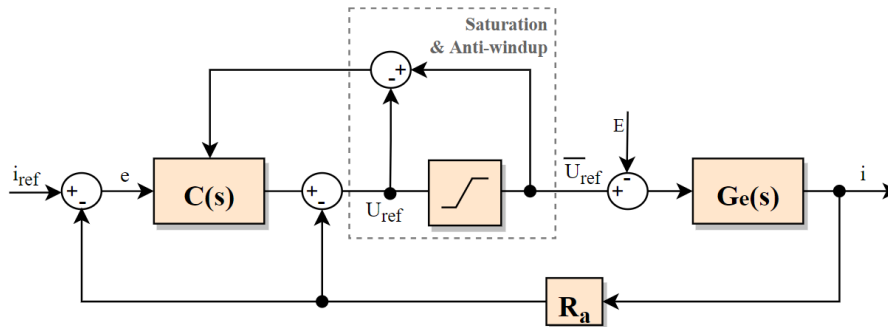
Σε συνέχεια της παρατήρησης 1.1.4.5, είναι απαραίτητο να παρεμβάλλουμε ένα σχήμα κορεσμού στην τάση αναφοράς U_{ref} . Τα όρια που επιβάλλει ο κορεσμός είναι ίσα με την ονομαστική τάση της μηχανής. Η νέα τάση αναφοράς για το σύστημα μας θα είναι η $\bar{U}_{ref}$ και η συνάρτηση του κορεσμού φαίνεται στην Εξ. 2.8

$$\bar{U}_{ref} = \text{sat}(U_{ref}, U_n) = \begin{cases} -U_n, & U_{ref} < -U_n \\ U_{ref}, & -U_n \leq U_{ref} \leq U_n \\ U_n, & U_{ref} > U_n \end{cases} \quad (2.8)$$

Όσο διαρκεί το φαινόμενο του κορεσμού, ο όρος του ολοκληρώματος I στον ελεγκτή PI θα συσσωρεύει την τιμή του σφάλματος. Επομένως, όταν έχουμε μια αλλαγή στην τιμή αναφοράς του ρεύματος που επιβάλλει τάση U_{ref} μικρότερη από την τιμή κορεσμού, λόγω του συσσωρευμένου σφάλματος ο ελεγκτής θα προσφέρει στο σύστημα καθυστέρηση απόκρισης και υπερακόντιση. Επομένως, υπάρχει η ανάγκη για την **αποφυγή συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος (anti-windup)**. Τροποποιώντας λοιπόν το ολοκληρωτέο σφάλμα ώστε να αποφευχθεί η αύξηση του όρου I όπως φαίνεται στην Εξ. 2.9 ο έλεγχος ‘συνεχίζει’ με ομαλότητα σε κάθε περίπτωση.

$$I = k_i \int_0^t [(i_{ref} - i) + \frac{1}{k_p}(\bar{U}_{ref} - U_{ref})] d\tau \quad (2.9)$$

Το σχήμα ελέγχου με την τεχνική αποφυγής συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος φαίνεται στο Σχ. 2.5.



Σχήμα 2.5: Σχηματικό διάγραμμα για πλήρη ελεκτή ρεύματος

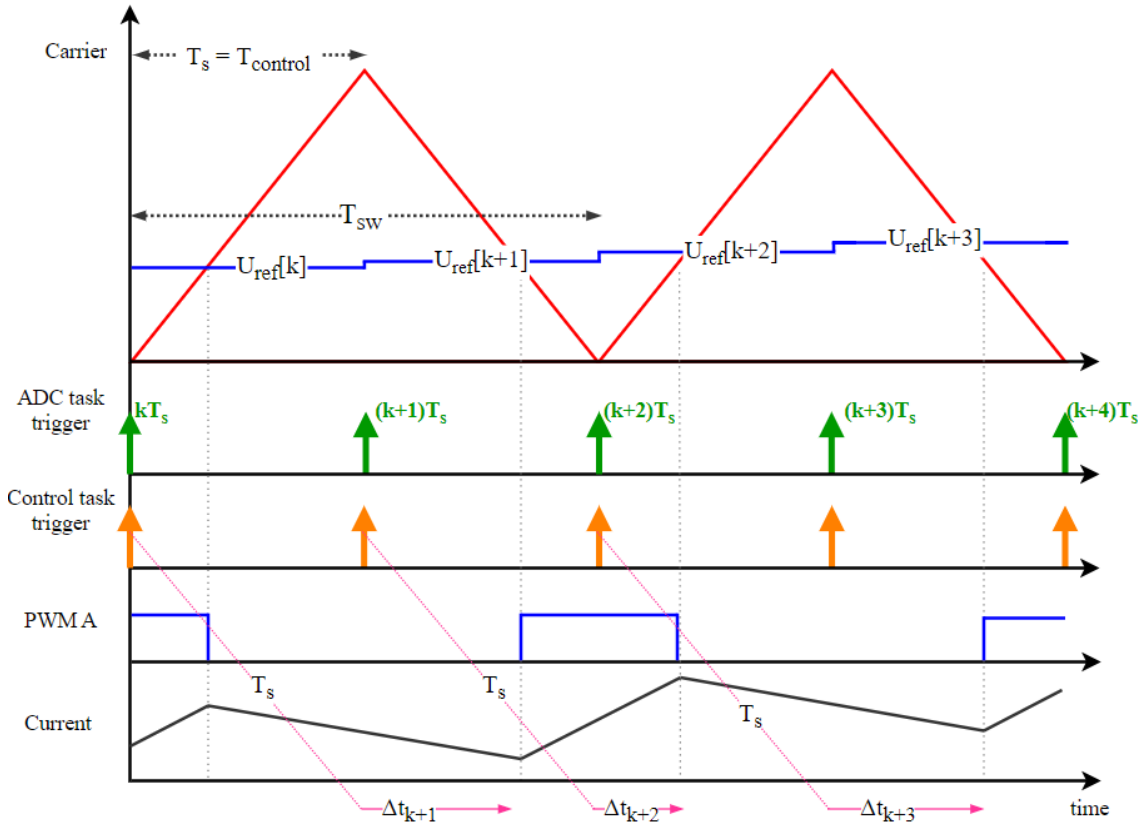
2.1.5 Επιλογή εύρους ζώνης

Για να ολοκληρώσουμε τη δομή του ελεκτή ρεύματος, πρέπει να ορίσουμε και τα κριτήρια επιλογής του εύρους ζώνης a_c που παρουσιάστηκε στην Εξ. 2.6. Καθώς ο ελεκτή μας υλοποιείται ψηφιακά, είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε τη χρονική διάρκεια κάθε διεργασίας την οποία εκτελεί. Ορίζοντας λοιπόν την καθυστέρηση που οφείλεται στο ψηφιακό έλεγχο, μπορούμε να προσεγγίσουμε και το κατάλληλο εύρος αποκλείοντας το ενδεχόμενο της αστάθειας [21], [22]. Αναφορά μας θα αποτελέσει το Σχήμα 2.6.

1. Κάθε διεργασία πρέπει να εκτελείται μέσα σε ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα. Η διακοπτική περίοδος $T_{sw} = 1/f_{sw}$. Αποτελεί συνήθως το χαρακτηριστικότερο μέγεθος για να ορίζουμε και τους υπόλοιπους σημαντικούς χρόνους. Η συχνότητα δειγματοληψίας των σημάτων του ρεύματος επιλέγεται ίση με $f_s = 2f_{sw} = 1/T_s$. Η τιμή της είναι πολλαπλάσια της συχνότητας του ρεύματος της μηχανής (μηχανή ΣΡ ή ΑΜ) και αποκλείεται να έχουμε φαινόμενο αλλοίωσης (aliasing). Τέλος, συγχρονίζουμε τη στιγμή της δειγματοληψίας στον μηδενισμό και στην κορυφή του κάθε τριγώνου στη διάρκεια T_{sw} . Τις στιγμές εκείνες δεν υπάρχει μετάβαση στους διακόπτες και έτσι το σύστημα μας έχει τα λιγότερα επίπεδα θορύβου, ιδίως κοινής κατεύθυνσης (common mode noise). Με αυτό το τρόπο, αποφεύγονται φίλτρα με συχνότητες αποκοπής κοντά στην συχνότητα της μηχανής που θα προσέφεραν επιπλέον καθυστέρηση και εξασθένιση.
2. Το διάστημα του υλοποιείται το στάδιο ADC και στη συνέχεια ο υπολογισμός της νέας τιμής αναφοράς $U_{ref}[k]$ επιλέγουμε να είναι $T_{control} = T_s$. Στα σύγχρονα συστήματα οδήγησης ο ελεκτή ρεύματος εκτελείται στο μικρότερο εφικτό χρόνο, ενώ άλλες λειτουργίες του μετατροπέα όπως προστασίες και διάγνωση σφαλμάτων εκτελούνται από δεύτερη μονάδα επεξεργαστή ώστε να μην επιβαρύνουν τον έλεγχο ρεύματος.
3. Όταν η νέα τιμή αναφοράς είναι διαθέσιμη, ακολουθεί το στάδιο της διαμόρφωσης PWM, που μπορεί να υλοποιηθεί με ένα timer. Η τιμή k μέχρι την οποία θα μετρήσει ο timer και θα αλλάξει η κατάσταση του διακόπτη (PWM A), εξαρτάται από τις παραμέτρους T_{sw} και $U_{ref}[k]$. Αποδεικνύεται, ότι η μέση καθυστέρηση από την στιγμή που εισάγεται η νέα τιμή αναφοράς στη μονάδα PWM μέχρι και την αλλαγή κατάστασης διακόπτη είναι $T_s/2$.

Συνθέτωντας όλα τα παραπάνω, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η καθυστέρηση που προκύπτει από την αλλαγή στην τιμή αναφοράς του ρεύματος i_{ref} ωστόσο αυτή η αλλαγή εμφανιστεί στο τύμπανο της μηχανής (όχι στις μεταβλητές κατάστασης $[i, w_r]$) είναι:

$$T_d = T_{control} + T_{PWM} = 1.5T_s \quad (2.10)$$



Σχήμα 2.6: Διεργασίες ψηφιακού ελεκτή στο χρόνο

Στο Σχ. 2.7, φαίνεται ο κλειστός βρόχος μαζί με την καθυστέρηση που προσφέρει ο ελεκτής, καθώς και τη ΣΜ $H(s)$ των αισθητήρων ρεύματος και των anti-aliasing φίλτρων τους όπου για τις συχνότητες της μηχανής έχει μοναδιαίο κέρδος. Η ΣΜ ανοικτού βρόχου G_{op} είναι ίση με:

$$G_{op} = C(s)G_e(s)e^{-sT_d} = \frac{a_c e^{-sT_d}}{s} \quad (2.11)$$

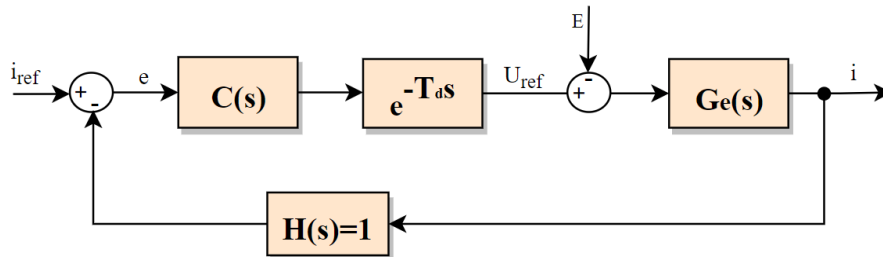
Εξετάζοντας την ευστάθεια του συστήματος από το κριτήριο Nyquist, η συχνότητα όπου $|G(jw_c)| = 1$ (crossover frequency) είναι $w_c = a_c$. Έτσι, με βάση το περιθώριο φάσης PM το οποίο επιλέγουμε να είναι 60° το εύρος ζώνης a_c θα ισούται με:

$$PM = \pi + G(ja_c) \Leftrightarrow \pi/3 = \pi/2 - a_c T_d = \pi/2 - 1.5a_c T_s \Leftrightarrow a_c < w_s/9 \quad (2.12)$$

Το τελευταίο κριτήριο της επιλογής a_c , είναι ο χρόνος ανόδου t_{rise} . Ως χρόνο ανόδου, ορίζουμε τον απαιτούμενο χρόνο που χρειάζεται η έξοδος ενός συστήματος να φτάσει στο 90% της τελικής

τιμής ξεκινώντας από το 10% αυτής. Για ένα σύστημα πρώτης τάξης το εύρος ζώνης a_c , συνδέεται με τον χρόνο ανόδου ως:

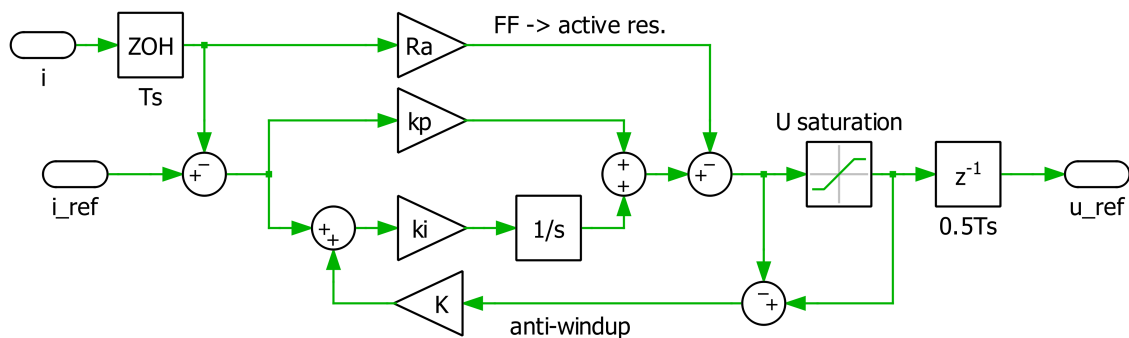
$$a_c t_{rise} = \ln(9) \quad (2.13)$$



Σχήμα 2.7: Σχηματικό διάγραμμα ελεκτή ρεύματος με καθυστέρηση του ελεκτή

2.1.6 Προσομοίωση ελεκτή ρεύματος

Με βάση όσα αναφέραμε, η δομή του πλήρους ελεκτή ρεύματος φαίνεται στο σχήμα 2.8. Επίσης, έχουμε συμπεριλάβει και την καθυστέρηση T_d μέσω του 'block zero order holder' κατά την δειγματοληψία του σήματος κατάστασης i και της μέσης καθυστέρησης λόγω PWM μέσω του z^{-1} .



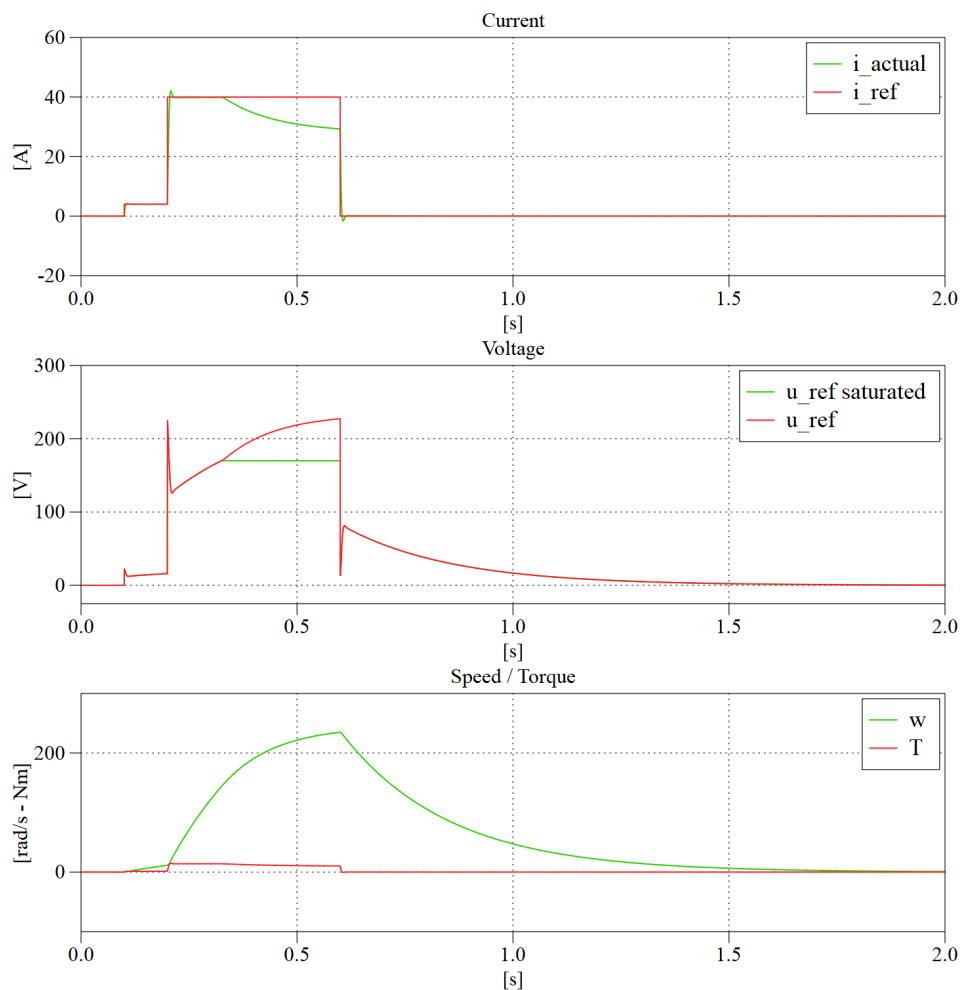
Σχήμα 2.8: Πλήρης ελεκτή ρεύματος

Στο Σχ. 2.9 παρουσιάζονται οι αποκρίσεις των μεγεθών του ρεύματος, της τάσης, της ταχύτητας και της ροπής για τον πλήρη ελεκτή ρεύματος. Οι παράμετροι της προσομοίωσης φαίνονται στον πίνακα 2.9. Στο διάγραμμα του ρεύματος τυμπάνου φαίνονται οι τιμές αναφοράς i_{ref} που θέτουμε και το ρεύμα της μηχανής. Το ρεύμα όπως επιθυμούμε ακολουθεί πάντα την τιμή αναφοράς με εξαίρεση το σημείο που θέσαμε την αναφορά στα 40A. Η τιμή των 40A είναι μεγαλύτερη από προδιαγραφές της μηχανής (18A), ωστόσο μέσω αυτής μπορούμε να δούμε τη δράση του κορεσμού και της τεχνικής anti-windup.

Παράμετρος	Τιμή
Μέγιστο βήμα προσομοίωσης	10 μs
Διακοπτική συχνότητα	$f_{sw} = 2 \text{ kHz}$
Περίοδος δειγματοληψίας	$T_s = 0.25 \text{ ms}$
Χρόνος ανόδου	$t_{rise} = 5 \text{ ms}$
Εύρος ζώνης	$a_c = 440 \text{ rad/s}$
Ενεργός αντίσταση	$R_a = 2.36 \text{ Ohm}$
k_p	5.36
k_i	2356

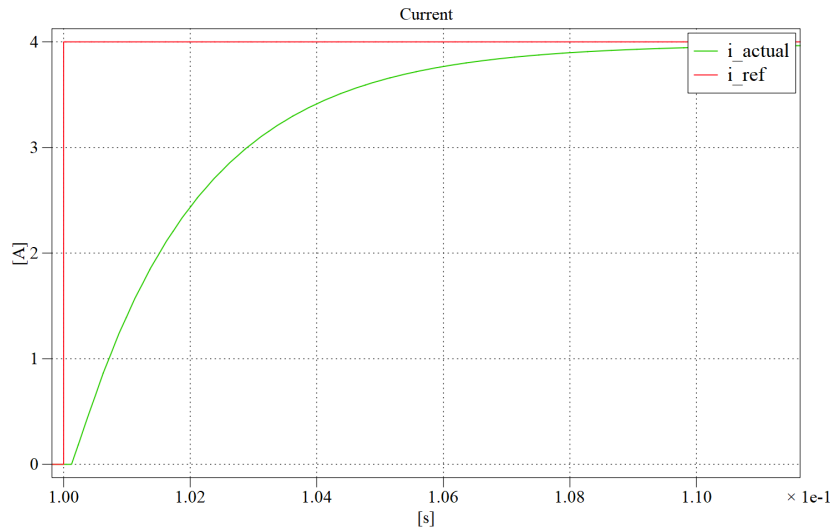
Πίνακας 2.4: Παράμετροι προσομοίωσης πλήρους ηλεκτή ρεύματος

Στο Σχ. 2.9, η τάση τυμπανου ξεπερνάει κατά πολύ την μέγιστη της μηχανής (170 V) ώστε να μπορεί να δημιουργήσει το ρεύμα έντασης 40 A. Φυσικά, το σχήμα κορεσμού δεν της επιτρέπει να αυξηθεί πάνω από τα 170 V, ενώ καθώς αυξάνεται η ταχύτητα και κατ' επέκταση η αντί-ΗΕΔ, η διαφορά δυναμικού μεταξύ μετατροπέα και μηχανής πλέον μειώνεται και η τιμή των 40 A δεν μπορεί πλέον να αναπτυχθεί.



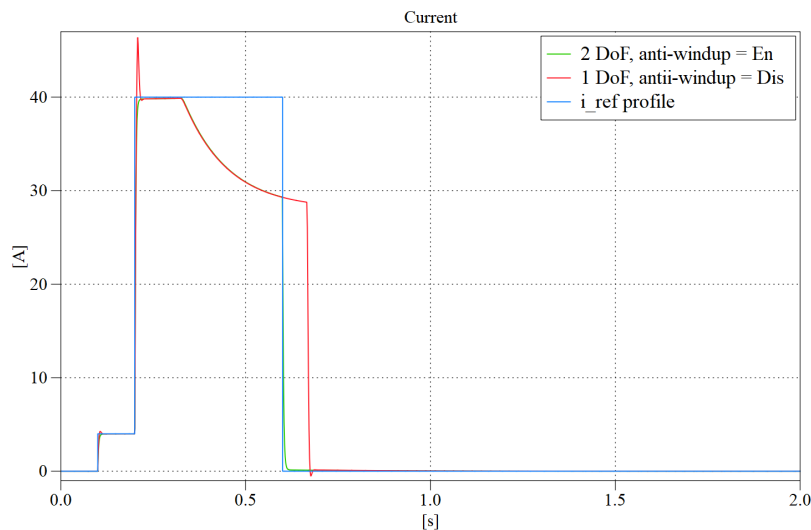
Σχήμα 2.9: Αποκρίσεις ηλεκτρικού και μηχανικού συστήματος με πλήρη ηλεκτή ρεύματος

Επίσης, στο Σχ. 2.10 φαίνεται η απόκριση του ρεύματος σε μικρότερη κλίμακα του χρόνου. Ο χρόνος ανόδου t_{rise} για την τιμή αναφοράς 4A είναι 5 ms, όπως και είχαμε θέσει.



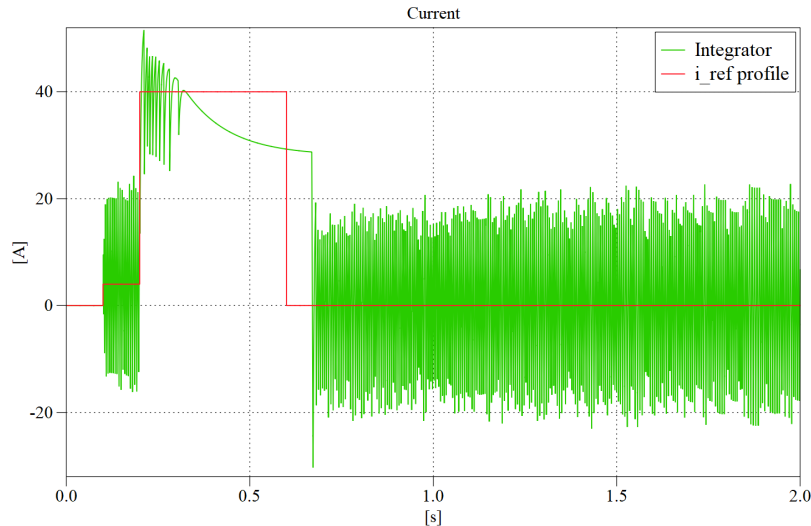
Σχήμα 2.10: Χρόνος ανόδου ρεύματος $t_{rise} = 5 \text{ ms}$

Στο Σχ. 2.11 μπορούμε να διακρίνουμε την λειτουργία του ελεκτή όπως παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.8. Όταν η ενεργός αντίσταση δεν συμμετέχει, κατά την αλλαγή στη τιμή αναφοράς εμφανίζεται σημαντική υπεραχόντιση. Επιπλέον, όταν το σχήμα anti-windup είναι απενεργοποιημένο και υπάρχει συσσώρευση σφάλματος κατά τον κορεσμό, το ρεύμα καθυστερεί να ακολουθήσει τη νέα αναφορά του 0A.



Σχήμα 2.11: Απόκριση ρεύματος χωρίς τη συμμετοχή ενεργούς αντίστασης και τεχνικής anti-windup

Τέλος, στο Σχ. 2.12 εξετάζεται η περίπτωση όπου το εύρος ζώνης a_c δεν σέβεται τη Εξ. 2.12. Έχουμε θέσει $a_c = w_s$ και οδηγούμαστε σε επαναλαμβανόμενες ταλαντώσεις. Έτσι, αποδεικνύεται πόσο σημαντικό είναι να λάβουμε σημαντικά υπόψιν όλες τις καθυστερήσεις που προκύπτουν μέσα σε ένα σύστημα ελέγχου.



Σχήμα 2.12: Απόκριση ρεύματος για εύρος ζώνης $a_c = w_s$

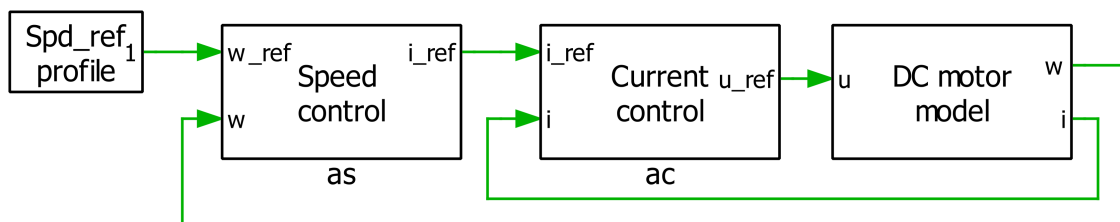
2.1.7 Έλεγχος ταχύτητας

Έχοντας δομήσει τον ελεκτή ρεύματος, πλέον έχουμε τη δυνατότητα να σχεδιάσουμε τον ελεκτή ταχύτητας της μηχανής. Η τιμή αναφοράς του θα είναι η ταχύτητα που επιθυμούμε να έχει η μηχανή w_{ref} και η έξοδος του θα είναι το ρεύμα αναφοράς i_{ref} για τον ελεκτή ρεύματος. Έτσι, θα ελέγχουμε την ταχύτητα μέσω της ροπής ($\tau = \psi i$) και το σύστημα μας θα αποτελείται από δύο εμφωλευμένους ελεκτές (cascode) (Σχ. 2.14).

Λόγω της σύνδεσης cascode πρέπει να προσέξουμε την επιλογή του εύρους ζώνης a_s . Ο εσωτερικός ελεκτή ρεύματος, πρέπει να είναι γρηγορότερος σε σύγκριση με τον εξωτερικό της ταχύτητας ώστε να μπορεί να ακολουθήσει αποτελεσματικά τις αναφορές του. Εμπειρικά, μπορούμε να ακολουθήσουμε τον κανόνα της Εξ. 2.14.

$$a_s \leq a_c/10$$

(2.14)



Σχήμα 2.13: Εμφωλευμένη σχεδίαση ελεκτή ταχύτητας

Για την εύρεση των κερδών του ελεκτή ταχύτητας θα κινηθούμε με τον ίδιο τρόπο που κάναμε και για το ρεύμα τυμπάνου. Η βασική εξίσωση του μηχανικού συστήματος περιγράφεται στην Εξ. 1.2. Την ροπή φορτίου τ_{load} , μπορούμε να την αντιμετωπίσουμε ως διαταραχή όπως κάναμε και για την αντί-ΗΕΔ E , χρησιμοποιώντας αντίστοιχα τον όρο της ενεργού απόσβεσης b_a για το μηχανικό σύστημα.

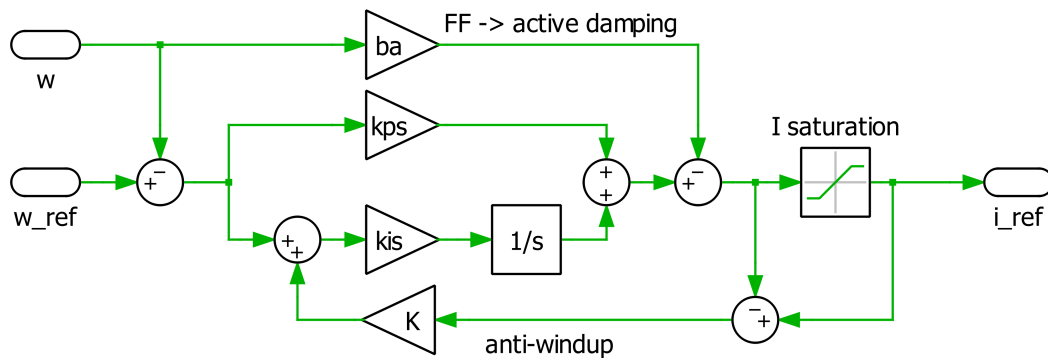
Κέρδος	Τιμή
k_{ps}	$a_s \hat{J} / \hat{\psi}$
k_{is}	$a_s^2 \hat{J} / \hat{\psi}$
b_a	$(a_s \hat{J} - \hat{B}) / \hat{\psi}$

Πίνακας 2.5: Κέρδη ελεκτή ταχύτητας

Ακόμη, η έξοδος του ελεκτή που είναι το ρεύμα αναφοράς i_{ref} , πρέπει να μην υπερβαίνει το μέγιστο ρεύμα της μηχανής. Λόγω του κόρου είναι απαραίτητο να υλοποιήσουμε και το σχήμα anti-windup (Εξ. 2.15).

$$I = k_{is} \int_0^t [(w_{ref} - w) + \frac{1}{k_{ps}} (\overline{i_{ref}} - i_{ref})] d\tau \quad (2.15)$$

Γενικότερα, ο κορεσμός του ρεύματος λειτουργεί ως μια επιπλέον προστασία της μηχανής στην περίπτωση υπερέντασης, ενώ μέσω της αλλαγής των ακραίων τιμών του (thresholds), μπορούμε να ελέγξουμε και την επιτάχυνση της μηχανής. Ο πλήρης ελεκτή ταχύτητας φαίνεται στο Σχ. 2.14.

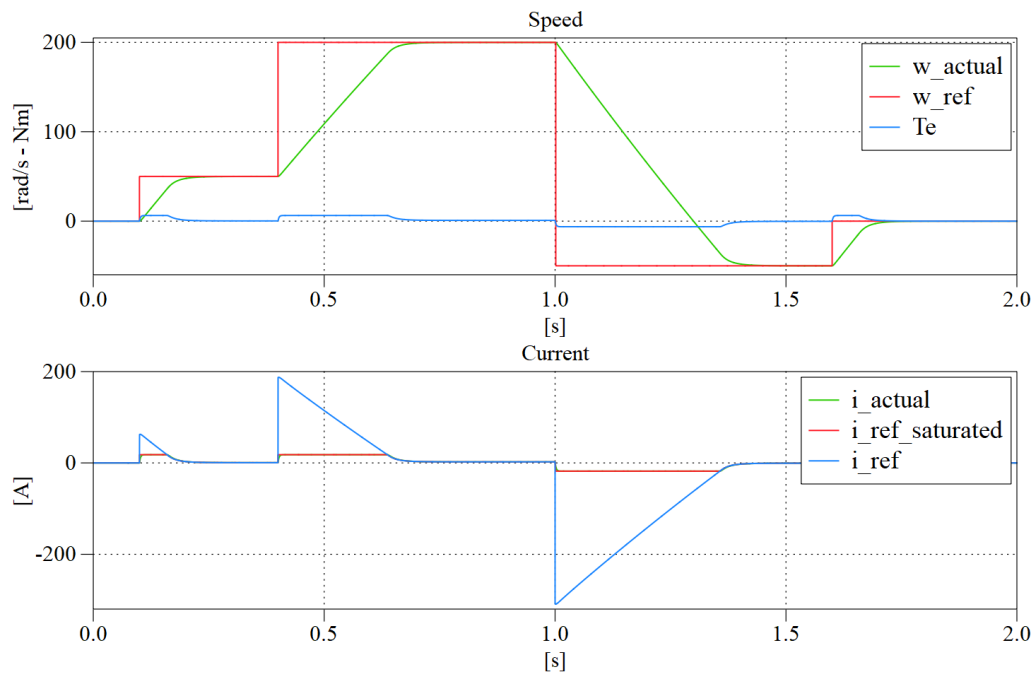


Σχήμα 2.14: Πλήρης ελεκτή ταχύτητας

2.1.8 Προσομοίωση ελεκτή ταχύτητας

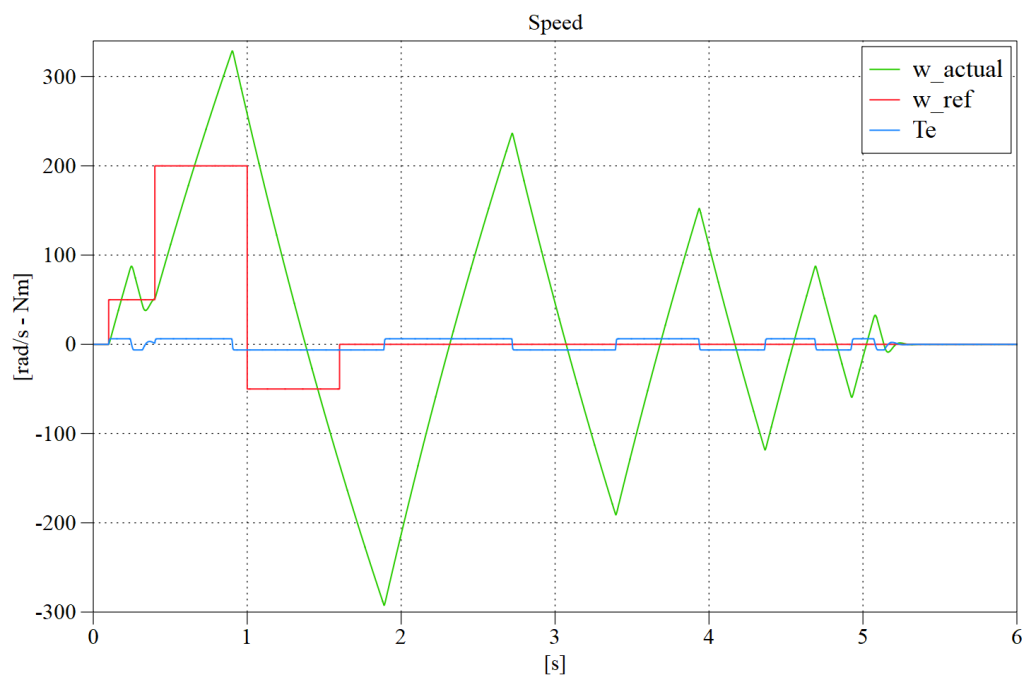
Για την προσομοίωση μας, θέτουμε ένα προφίλ ταχύτητας w_{ref} το οποίο περιλαμβάνει και αρνητικές τιμές.

- Όπως παρατηρούμε στο Σχ. 2.15, η ταχύτητα σε σύγκριση με το ρεύμα καθυστερεί να πάρει την τελική της τιμή λόγω των διαφορετικών σταθερών χρόνου των δύο συστημάτων. Επίσης, το ρεύμα σε κάθε μεταβολή της w_{ref} έρχεται σε κορεσμό στη μέγιστη ένταση της μηχανής των 18A, με τις τιμές αναφοράς του ρεύματος αν δεν υπήρχε ο κορεσμός να κατέστρεφαν το μετατροπέα ή την μηχανή ($> 200A$). Ακόμη, όταν θέτουμε την αναφορά σε ταχύτητα -50 rad/s η μηχανή επιβραδύνει και στη συνέχεια αλλάζει η φορά περιστροφής της, δηλαδή η ροπή (ρεύμα) γίνεται αρνητική. Μέχρι να αλλάξει φορά η περιστροφής της μηχανής, το γινόμενο ροπής και ταχύτητας είναι αρνητικό ($P = w_r \tau_e < 0$) και έχουμε ηλεκτρική πέδη.



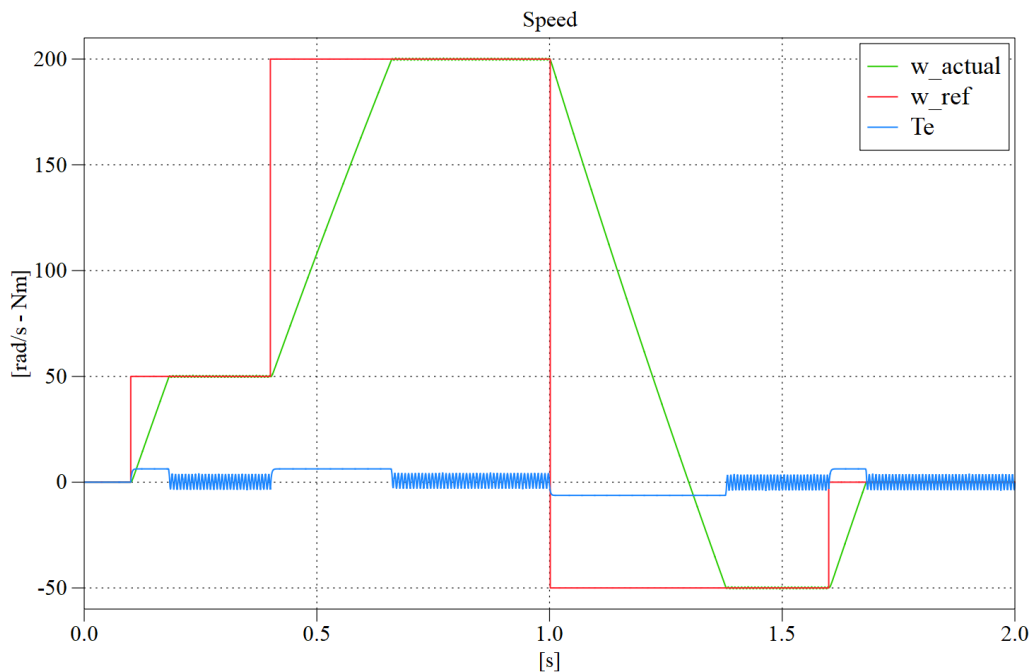
Σχήμα 2.15: Αποκρίσεις ταχύτητας, ροπής και ρεύματος σε έλεγχο ταχύτητας

- Στη συνέχεια, εξετάζουμε την περίπτωση της απόκριση της ταχύτητας χωρίς τη συμμετοχή της ενεργού απόσβεσης και του σχήματος anti-windup. Όπως φαίνεται στο Σχ. 2.16 η υπερακόντιση που έχουμε είναι πολλαπλάσια της τιμής αναφοράς ιδιαίτερα στην τιμή αναφοράς των -50 rad/s . Η καθυστέρηση είναι και αυτή σημαντική με αποτέλεσμα ο έλεγχος της ταχύτητας να καθίσταται αδύνατος.



Σχήμα 2.16: Αποκρίση ελέγχου ταχύτητας χωρίς τη συμμετοχή ενεργούς απόσβεσης και τεχνικής anti-windup

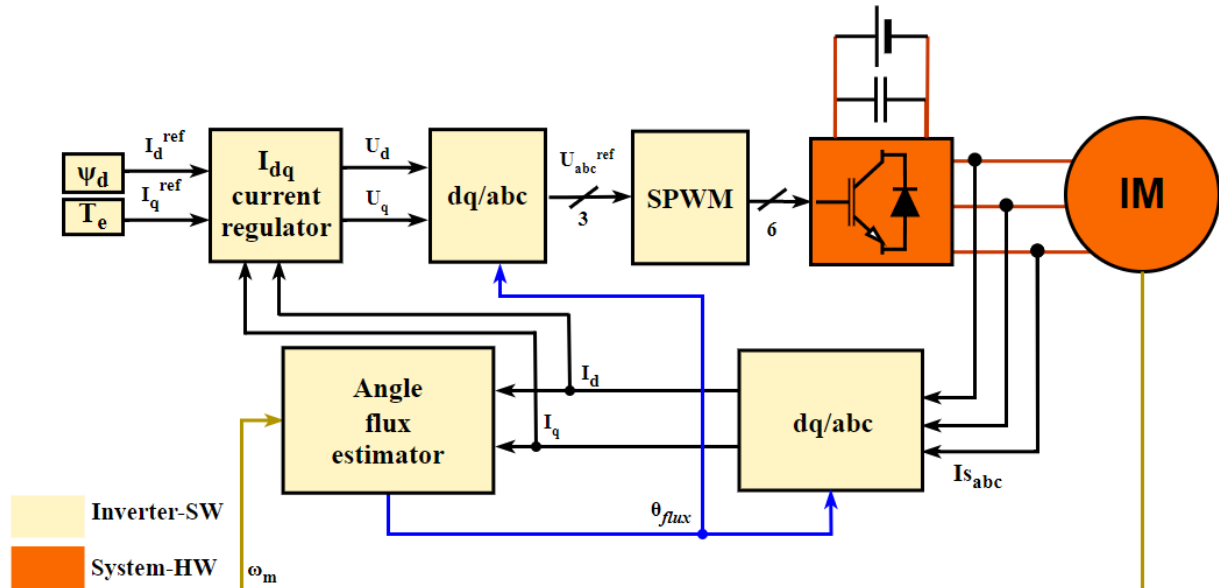
- Όπως φαίνεται στο Σχ. 2.17 εξετάζουμε την περίπτωση της απόκριση της ταχύτητας όταν το εύρος ζώνης $a_s = 2a_c$. Παρατηρούμε ότι ο ελεκτης μας εμφανίζει μεγάλες ταλαντώσεις στη ροπή, που προκύπτουν από τον ελεκτη του ρεύματος και μικρότερες στην ταχύτητα λόγω της αδράνειας J . Φυσικά, κάθε πιθανή ταλάντωση στην ροπή ή στην ταχύτητα για ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης δεν είναι επιθυμητή.



Σχήμα 2.17: Αποκρίση ελέγχου ταχύτητας με εύρος ζώνης $a_s = 2a_c$

2.2 Έλεγχος AM

Όπως έχουμε αναφέρει, στο κεφάλαιο 2 στην τεχνική του προσανατολισμένου πεδίου (FOC) [5] αντιμετωπίζουμε τη ηλεκτρομαγνητική ροπή και την ροή της μηχανής ανεξάρτητα. Αυτό, επιγχάνεται μέσω των ρευμάτων I_q και I_d αντίστοιχα.



Σχήμα 2.18: Αρχιτεκτονική ελέγχου FOC για AM

Στο Σχ. [2.18], φαίνονται τα βασικότερα μέρη της τεχνικής FOC, τα οποία αναλύονται συνοπτικά παρακάτω.

1. Η μηχανή IM οδηγείται από τον αντιστροφέα, ενώ το ρεύμα κάθε φάσης I_s^{abc} και η μηχανική ταχύτητα ω_m αποτελούν τις μεταβλητές ανάδρασης (*feedback*) για το σύστημα ελέγχου.
2. Για να έχουμε τέλειο προσανατολισμού πεδίου πρέπει να γνωρίζουμε τη γωνία της μαγνητικής ροής του δρομέα. Αυτό επιτυγχάνεται με το σχήμα του εκτιμητή ροής δρομέα (block Angle flux estimator).
3. Οι τιμές αναφοράς I_d^{ref} και I_q^{ref} εισέρχονται στο σχήμα I_{dq} current regulator και με τις αντίστοιχες μεταβλητές ανάδρασης, υπολογίζονται οι κατάλληλες τιμές U_d , U_q .
4. Στη συνέχεια, για να υλοποιηθεί το η τεχνική SPWM, πρέπει να μετασχηματίσουμε τις τιμές U_d , U_q στο πλαίσιο abc .
5. Τέλος, η έξοδος της SPWM θα παράγει τους 6 παλμούς για να οδηγηθούν οι πύλες των IGBTs.

2.2.1 Εκτιμητής ροής δρομέα

Σε μια σύγχρονη μηχανή όπου δεν έχουμε ολίσθηση η μηχανική γωνία του άξονα, ταυτίζεται με την γωνία της ροής του δρομέα. Στην περίπτωση μας, η γνώση μόνο της μηχανικής γωνίας δεν μας καλύπτει αφού πρέπει να γνωρίζουμε και την ολίσθηση ώστε να μπορούμε να υπολογίσουμε την συχνότητα w_1 .

Η συχνότητα w_1 είναι ίση με:

$$w_1 = w_r + w_2 \quad (2.16)$$

Θα υπολογίσουμε λοιπόν, την ποσότητα που πρέπει να ισούται η w_2 , ώστε να έχουμε τέλειο προσανατολισμό πεδίου χρησιμοποιώντας τη μέθοδο ευστάθειας Lyapunov.

Χωρίζοντας το πραγματικό και μιγαδικό μέρος από την εξ. 1.20 και εισάγωντας επίσης τη μεταβλητή $\widetilde{\psi}_d = \hat{\psi}_d - \psi_{ref}$ (ψ_{ref} σταθ.) ώστε να αναφερόμαστε με βάση την αρχή των αξόνων, θα έχουμε:

$$\dot{\psi} = f(\psi) \Rightarrow \begin{cases} \dot{\widetilde{\psi}}_d = -\frac{\hat{R}_R}{\hat{L}_M} \hat{\psi}_d + w_2 \hat{\psi}_q \\ \dot{\hat{\psi}}_q = \hat{R}_R i_q - \frac{\hat{R}_R}{\hat{L}_M} \hat{\psi}_q - w_2 (\widetilde{\psi}_d + \psi_{ref}) \end{cases} \quad (2.17)$$

Θεωρούμε την υποψήφια συνάρτηση Lyapunov ως:

$$V = \frac{1}{2} (\widetilde{\psi}_d^2 + \hat{\psi}_q^2) \quad (2.18)$$

Παραγωγίζοντας την εξ. 2.18 προκύπτει ότι:

$$\dot{V} = -\frac{\hat{R}_R}{\hat{L}_M} (\widetilde{\psi}_d^2 + \hat{\psi}_q^2) + (\hat{R}_R i_q - w_2 \psi_{ref}) \hat{\psi}_q \quad (2.19)$$

Σε αυτό το σημείο, αν επιλέξουμε τη συχνότητα w_2 να διέπεται από τη σχέση $w_2 = \frac{\hat{R}_R}{\psi_{ref}} i_q$ τελικά θα έχουμε:

$$\dot{V} = -\frac{\hat{R}_R}{\hat{L}_M} (\widetilde{\psi}_d^2 + \hat{\psi}_q^2) \leq 0 \quad (2.20)$$

Καθώς η συνάρτηση Lyapunov χαρακτηρίζεται από:

- V : θετικά ορισμένη
- $V(\psi) < 0$, $\forall \psi \neq 0$
- $V(0) = 0$

ικανοποιείται το κριτήριο της ολικά ασυμπτωτικής ευστάθειας (global asymptotic stability) [3], δηλαδή ανεξάρτητα της αρχικής συνθήκης η τροχιά του $\psi = [\widetilde{\psi}_d, \hat{\psi}_q]^T$ θα καταλήγει πάντα στο μοναδικό σημείο ισορροπίας $[0, 0]^T$, δηλαδή:

$$\begin{cases} \tilde{\psi}_d \rightarrow 0 \Rightarrow \hat{\psi}_d \rightarrow \psi_{ref} \\ \hat{\psi}_q \rightarrow 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

Η σχέση 2.25, ουσιαστικά μας δείχνει ότι για την επιλογή της συχνότητας w_2 που κάναμε, εξασφαλίζουμε και τον τέλειο προσανατολισμό πεδίου, δηλαδή η εκτιμητέα ροή στον άξονα q θα συγκλίνει στο μηδέν και η εκτιμητέα ροή στον άξονα d θα συγκλίνει στην τιμή αναφοράς που έχουμε θέσει. Η παραπάνω τεχνική που αναπτύξαμε, ονομάζεται **μοντέλο ρεύματος** [19] και φαίνεται στις Εξ. 2.22 - 2.24 και στο Σχ. 2.19

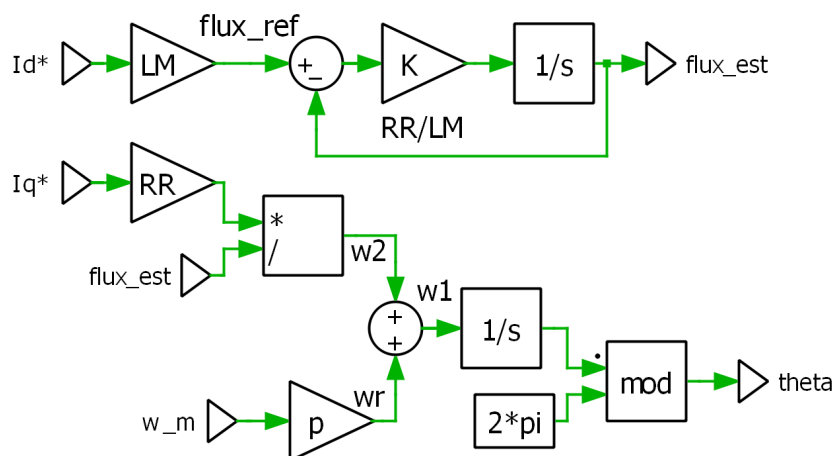
Μοντέλο ρεύματος

$$\frac{d\hat{\psi}_d}{dt} = \frac{\hat{R}_R}{\hat{L}_M}(\hat{\psi}_d - \psi_{ref}) \quad (2.22)$$

$$w_1 = n_p w_m + \frac{\hat{R}_R}{\psi_{ref}} i_q \quad (2.23)$$

$$\psi_{ref} = i_d \hat{L}_M \quad (2.24)$$

- Για να εξαλείψουμε την πιθανή ευαισθησία του μοντέλου μας σε θόρυβο λόγω των μετρήσεων των ρευμάτων, επιλέγουμε να χρησιμοποιήσουμε τα ρεύματα αναφοράς i_{dq}^{ref} και όχι τις πραγματικές μετρήσεις.
- Για να αποφύγουμε την υπερχείλιση (overflow) του καταχωρητή που αποθηκεύεται η τιμή της γωνίας στον μικροελεκτή, διαιρούμε με $mod(2\pi)$ ώστε η τιμή του καταχωρητή να μηδενίζεται κάθε φορά που ολοκληρώνεται μια περιστροφή.



Σχήμα 2.19: Μοντέλο ρεύματος

2.2.2 Έλεγχος ρευμάτων dq

Εφόσον, γνωρίζουμε πλέον τη συχνότητα ω_1 μπορούμε να εφαρμοσούμε τον μετασχηματισμό Park ώστε να έχουμε διαθέσιμα τα ρεύματα γραμμής στο πλαίσιο dq . Ο ελεκτης κάθε όρου θα δομηθεί με βάση τον ελεκτη ρεύματος τυμπάνου που υλοποιήσαμε για τη μηχανή ΣΡ. Επιπλέον, έχουν προστεθεί κάποια στοιχεία που αφορούν την συσχέτιση των δύο όρων i_{dq} .

- Όπως αναφέραμε στην Παρατ. 1.4.4 το σύστημα μας (plant), έχει τους όρους i_{dq} συζευγμένους. Για να πετύχουμε την αποσύζευξή τους (decoupling), πρέπει να αντιμετωπίσουμε αυτούς τους όρους ως διαταραχή που προέρχεται από το σύστημα μας. Έτσι, με την τεχνική feedforward στην έξοδο κάθε ελεκτη PI, απορρίπτουμε αυτές τις διαταραχές προσθέτοντας τους όρους $\omega_1 L_\sigma i_q$, $-\omega_1 L_\sigma i_d$ αντίστοιχα.
- Τα κατώφλια κορεσμού για τις τιμές u_{dq} πρέπει μεταξύ τους να συνδέονται. Για την τιμή του u_d , εφαρμόζουμε τη συνάρτηση κορεσμού με κατώφλι την τιμή $|V_s^{max}| = 230\sqrt{2}$ καθώς έχουμε p-p scaling
- Αν εφαρμόσουμε την ίδια λογική κορεσμού και για την τάση u_q , υπάρχει η πιθανότητα η τάση αναφοράς V_s να ξεπεράσει κατά πολύ τη $|V_s^{max}|$. Έτσι, το κατώφλι κορεσμού της τάσης u_q πρέπει να αλλάζει δυναμικά με την εκάστοτε τιμή u_q . Για να εκμεταλευτούμε λοιπόν όλο το εύρος της τάσης θα έχουμε:

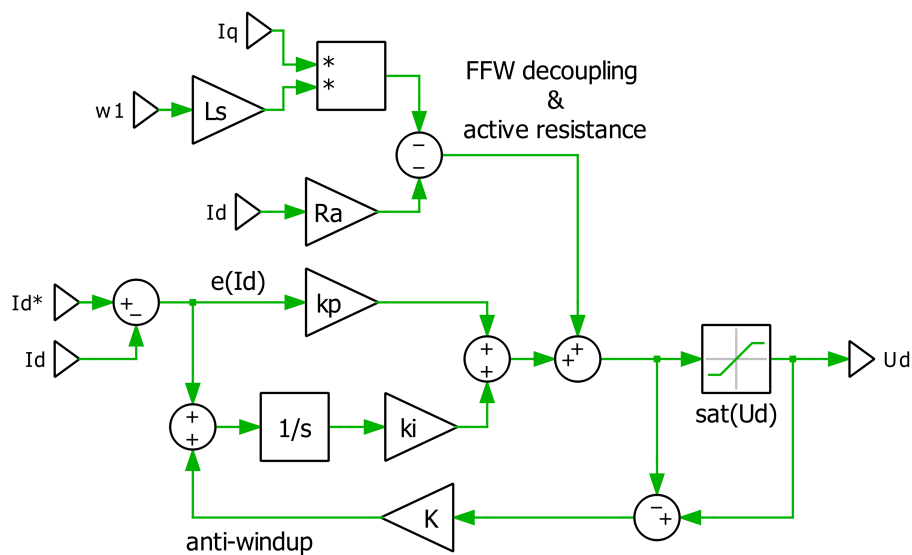
$$\begin{cases} \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq V_s^{max} \\ |u_d| \leq V_s^{max} \end{cases} \Rightarrow |u_q| \leq \sqrt{105800 - u_d^2} \quad (2.25)$$

- Για τις παραμέτρους των ελεκτών, βασιζόμαστε και πάλι στη μηχανή ΣΡ

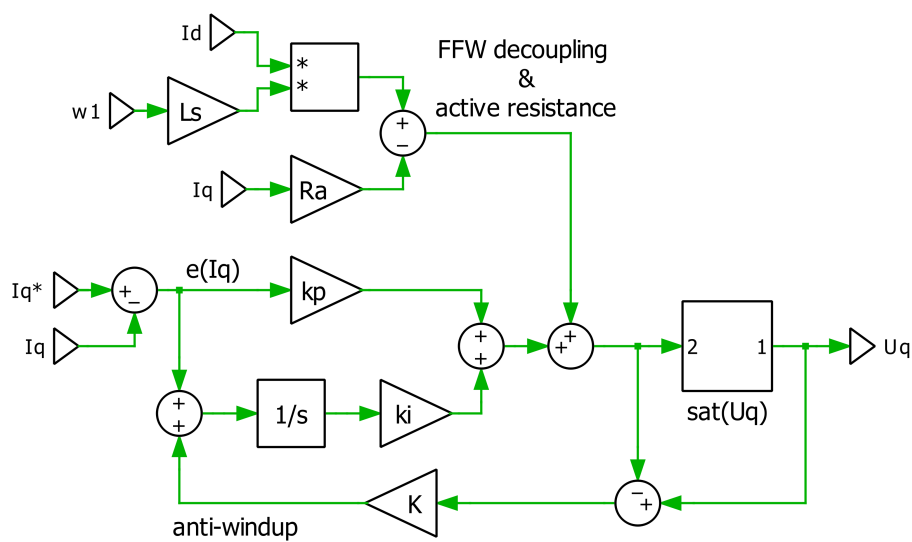
Κέρδος	Τιμή
k_p	$a_c \hat{L}_\sigma$
k_i	$a_c (R_a + \hat{R}_s + \hat{R}_r)$
R_a	$a_c \hat{L}_\sigma - \hat{R}_s - \hat{R}_r$

Πίνακας 2.6: Κέρδη ελεκτη ρεύματος

Τα σχήματα ελέγχου για κάθε όρο dq , λαμβάνοντας υπόψιν τα παραπάνω φαίνονται στο Σχ. 2.20 και 2.21 αντίστοιχα.



Σχήμα 2.20: Σχήμα ελέγχου i_q



Σχήμα 2.21: Σχήμα ελέγχου i_d

2.2.3 Προσομοίωση ηλεκτή ρεύματος

Οι παραμετροί της AM που θα γίνει η προσομοίωση και η πραγματοποίηση των δοκιμών, φαίνονται παρακάτω. Πρόκειται, για έναν τυπικό κινητήρα επαγωγής μικρής ισχύος σχεδιασμένο για σύνδεση στο δίκτυο, που συναντάται σε πολλές βιομηχανικές εφαρμογές.

Παράμετρος	Τιμή
P_n	1.47 kW
U_n^{ph}	230 V _{RMS}
I_n	3.6 A _{RMS}
w_{1n}	314 rad/s
n_p	2
R_s	5 Ohm
R_r	6.2 Ohm
L_{ls}	0.02 H
L_{lr}	0.02 H
L_m	0.388 H
N^n	1410 RPM
J	0.001 kgm ²

Πίνακας 2.7: Παράμετροι AM

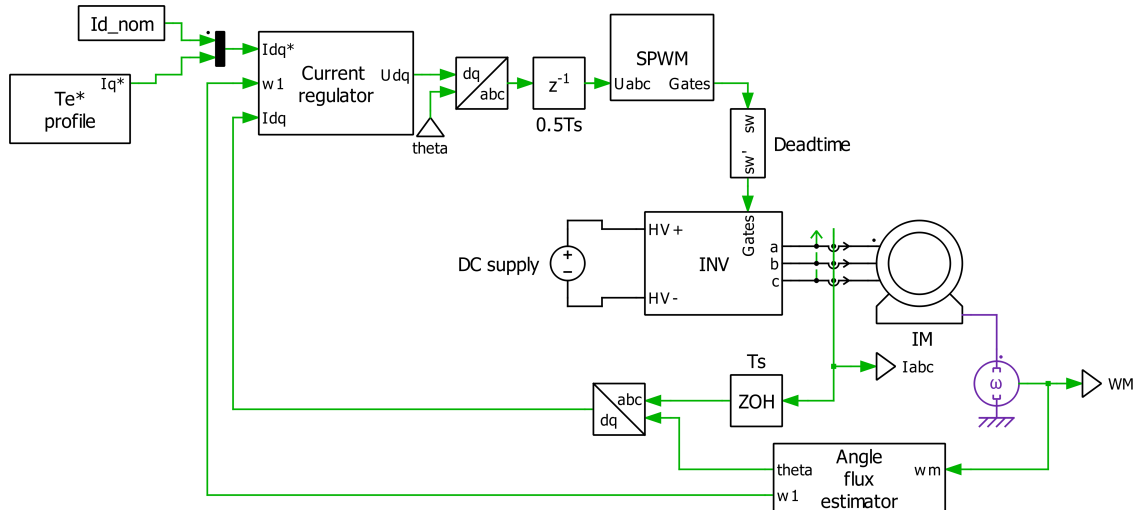
Αφού γνωρίζουμε πλέον τις παραμέτρους της μηχανής, από την παράγραφο 1.3.8 μπορούμε να υπολογίσουμε και τις επιπλέον προδιαγραφές της.

Μέγεθος	Τιμή
T_e^{max}	33 Nm
T_e^n	13 Nm
ψ_d^n	0.89 Vs
i_d^n	2.42 A
$B = T_e^n / w_m^n$	0.0912

Πίνακας 2.8: Επιπλέον προδιαγραφές AM

Το μοντέλο της προσομοίωσης φαίνεται στο Σχ. 2.22. Η τιμή του DC link για SPWM με πλάτος διαμόρφωσης $m_a = 1$, πρέπει να είναι $V_{DC} = 2\sqrt{2} \cdot 230 = 650$ V, έτσι ώστε η θεμελιώδης αρμονική της τάσης να ταυτίζεται με την ονομαστική φασική τάση της AM.

Ακόμη, έχουμε προσθέσει τα block της δειγματοληψίας και καθυστέρησης, ενώ έχουμε λάβει υπόψιν και τον απαραίτητο νεκτό χρόνο (deadtime) ($max. 2\mu s$) μεταξύ των διακοπών ώστε να είναι η προσομοίωση μας πιο ρεαλιστική. Το φορτίο της μηχανής είναι ανάλογο της ταχύτητας $T_{load} = Bw_m$ και το ρεύμα αναφοράς I_q δίνεται από ένα προφίλ αναφοράς μέσω της Εξ. 1.17. Οι παράμετροι της προσομοίωσης φαίνονται στο Πίνακα 2.9.

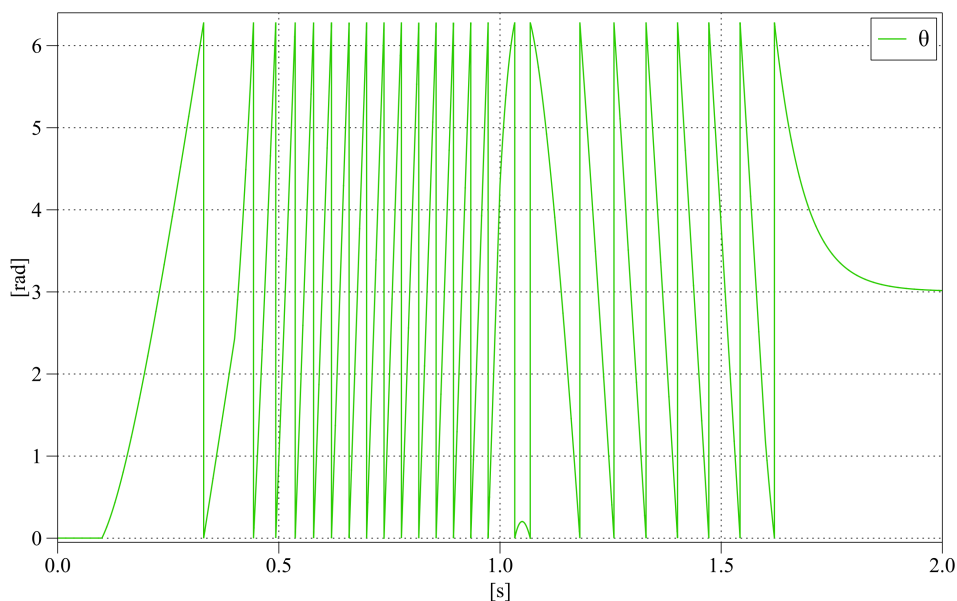


Σχήμα 2.22: Ελεκτή ροπής (ρεύματος) AM

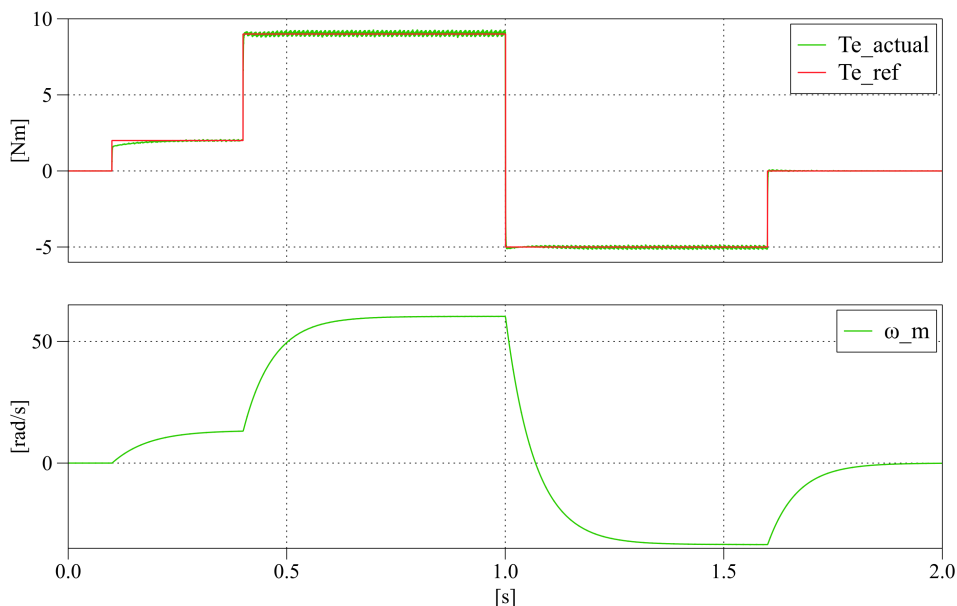
Παράμετρος	Τιμή
Μέγιστο βήμα προσομοίωσης	$1 \mu s$
Διακοπτική συχνότητα	$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$
Περίοδος δειγματοληψίας	$T_s = 50 \mu s$
Χρόνος ανόδου	$t_{rise} = 5 \text{ ms}$
Εύρος ζώνης	$a_c = 440 \text{ rad/s}$
Ενεργός αντίσταση	$R_a = 94.2 \text{ Ohm}$
k_p	105
k_i	$2.3 \cdot 10^5$

Πίνακας 2.9: Παράμετροι προσομοίωσης ελεκτή ρεύματος 2 DoF

- Όπως φαίνεται στο Σχ. 2.23, η γωνία θ που προέρχεται από τον εκτιμητή γωνίας έχει πλάτος 2π και η συχνότητα της είναι η ω_1 . Ακόμη, για την περιοχή όπου η μηχανή αλλάζει φορά, βλέπουμε να αλλάζει και η πλευρά μηδενισμού του μετρητή (counter) της γωνίας.

Σχήμα 2.23: Γωνία θ

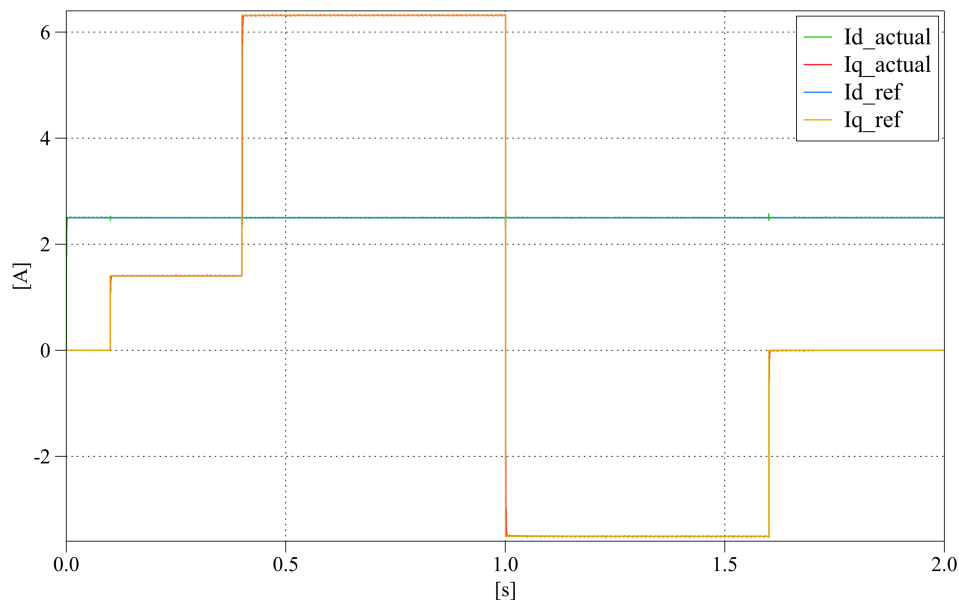
- Στο Σχ. 2.24 παρατηρούμε ότι η ροπή της μηχανής ακολουθεί με συνέπεια τις τιμές αναφοράς που θέτουμε. Η κυμάτωση (ripple) της ροπής που υπάρχει, οφείλεται λόγω των διακοπτικών φαινομένων. Η ταχύτητα, επίσης ακολουθεί ομαλά κάθε μεταβολή της ροπής όπως αναμέναμε.



Σχήμα 2.24: Απόκριση ροπής - ταχύτητας

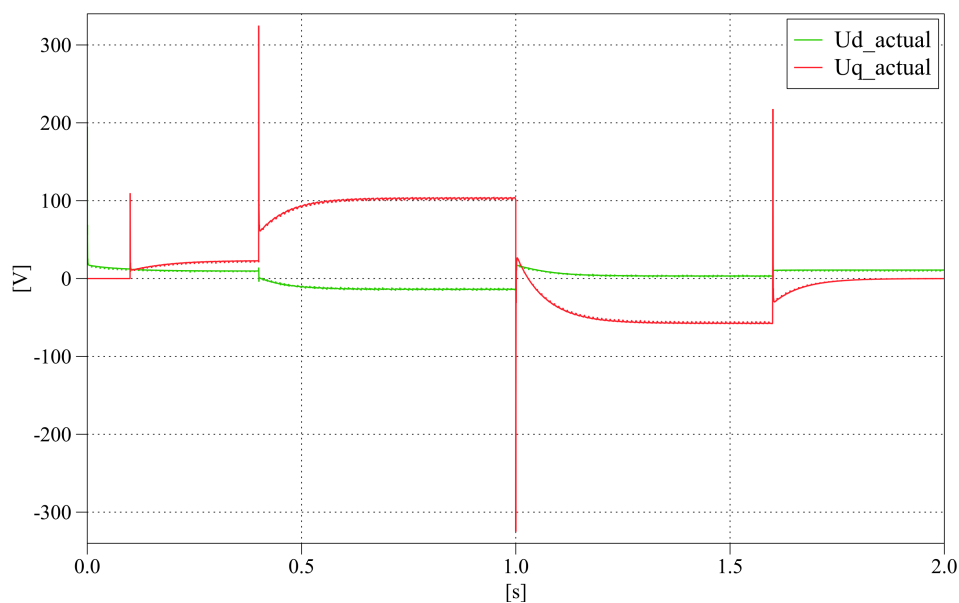
- Σχετικά με τις αποκρίσεις των ρευμάτων, στο Σχ. 2.25 βλέπουμε ότι σε κάθε μεταβολή της ροπής το ρεύμα I_d παραμένει σταθερό και ίσο με την ονομαστική τιμή που έχουμε θέσει. Το

ρεύμα I_q έχει ακριβώς την ίδια συμπεριφορά με την ροπή της μηχανής. Επίσης φαίνεται το αποτέλεσμα του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου, δηλαδή ο έλεγχος κάθε συνιστώσας ρεύματος ανεξάρτητα.



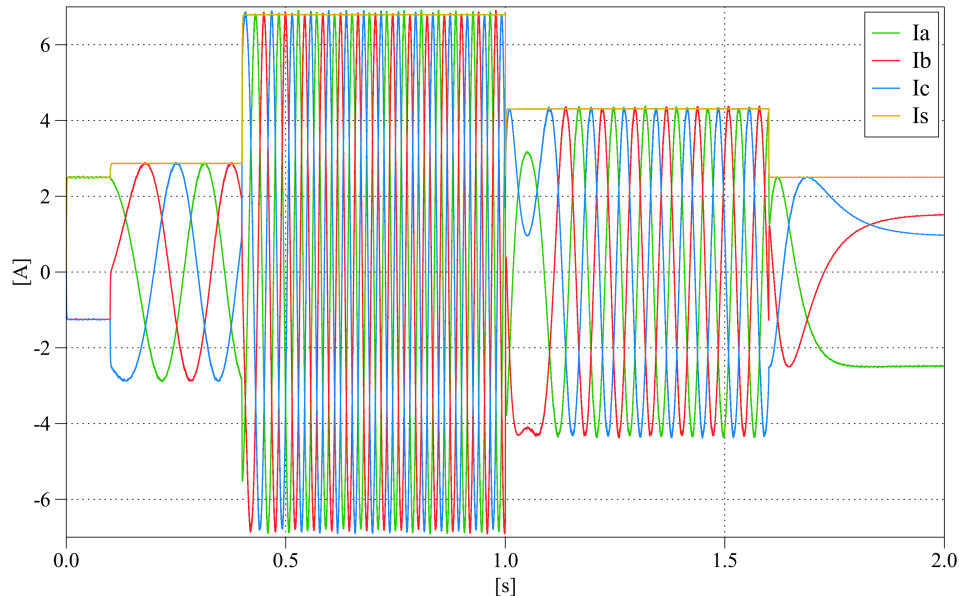
Σχήμα 2.25: Απόκριση ρευμάτων dq

- Για την απόκριση της τάσης U_d , παρατηρούμε στο Σχ. 2.26 ότι εμφανίζει μικρές μεταβολές με στόχο να κρατήσει την τιμή του ρεύματος I_d σε κάθε μεταβολή της ροπής. Αντίθετα, η τάση U_q , εμφανίζει, μεγάλο υπερακόντιση σε κάθε μεταβολή της τιμής αναφοράς με στόχο να δημιουργήσει γρήγορα το κατάλληλο ρεύμα I_q . Φυσικά, ποτέ δεν γίνεται υπέρβαση της τιμής κορεσμού.



Σχήμα 2.26: Απόκριση τάσεων dq

- Στο Σχ. 2.27 τα ρεύματα γραμμής I_{abc} , είναι πλήρως συμμετρικά και παρουσιάζουν καλή ημιτονοειδή συμπεριφορά. Η συχνότητα τους ω_1 , αυξάνεται όσο αυξάνεται και η ταχύτητα της μηχανής, ενώ όταν η μηχανή βρίσκεται σε πέδη (1-1.1 sec) βλέπουμε ότι μετατρέπονται σε σχεδόν σταθερές ποσότητες (Braking DC injection) [8]. Τέλος, αξίζει να παρατηρήσουμε και το μέτρο του ρεύματος $I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$ που βρίσκεται πάντα ως περιβάλλουσα (envelope curve) των ρευμάτων, αφού ο M/Σ dq γίνεται με κανονικοποίηση προς τη μέγιστη τιμή των ρευμάτων (p-p scaling). Η βαθμονόμηση αυτή, είναι αρκετά χρήσιμη όπως αναφέραμε για γρήγορη εξαγωγή συμπερασμάτων όταν τα ρεύματα γραμμής απεικονίζονται σε παλμογράφο.



Σχήμα 2.27: Απόκριση ρεύματων I_{abc}, I_s

2.2.4 Κυμάτωση ροπής

Η κυμάτωση ροπής (torque ripple) [25], είναι ένα σημαντικό μέγεθος στα συστήματα κίνησης. Αποτελεί κρίσιμη παράμετρο σχεδίασης και κατασκευής της μηχανής, ενώ επηρεάζεται και από τον μετατροπέα. Στην περίπτωση μας, μελετώντας τη κυμάτωση που προκαλείται από το μετατροπέα, το βασικό μέγεθος που την επηρεάζει είναι η διακοπτική συχνότητα.

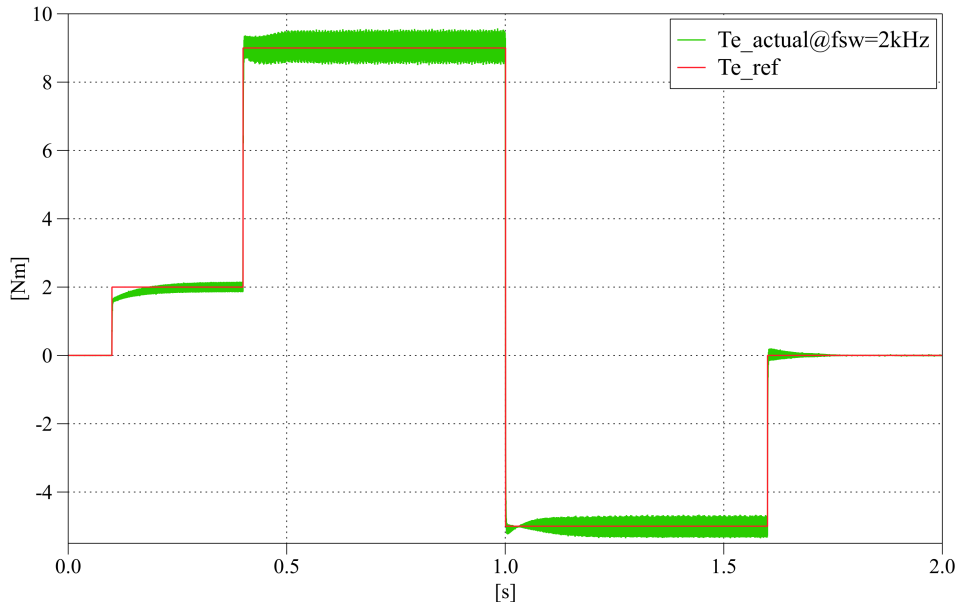
Όσο μεγαλύτερη είναι η διακοπτική συχνότητα τόσο τα ρεύματα της μηχανής και κατ' επέκταση η μαγνητική ροή της μηχανής έχουν μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο. Ο στόχος μας είναι να μειώσουμε την επίδραση των ροπών που δημιουργούνται από τις ανώτερες αρμονικές. Ενδεικτικά στο Σχ. 2.28 φαίνεται η ροπή της μηχανής για χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα $f_{sw} = 2 \text{ kHz}$. Όπως φαίνεται, μόνο με αυτή την αλλαγή η κυμάτωση έχει αυξηθεί αισθητά.

Για να αξιολογούμε την κυμάτωση ορίζεται η σχέση:

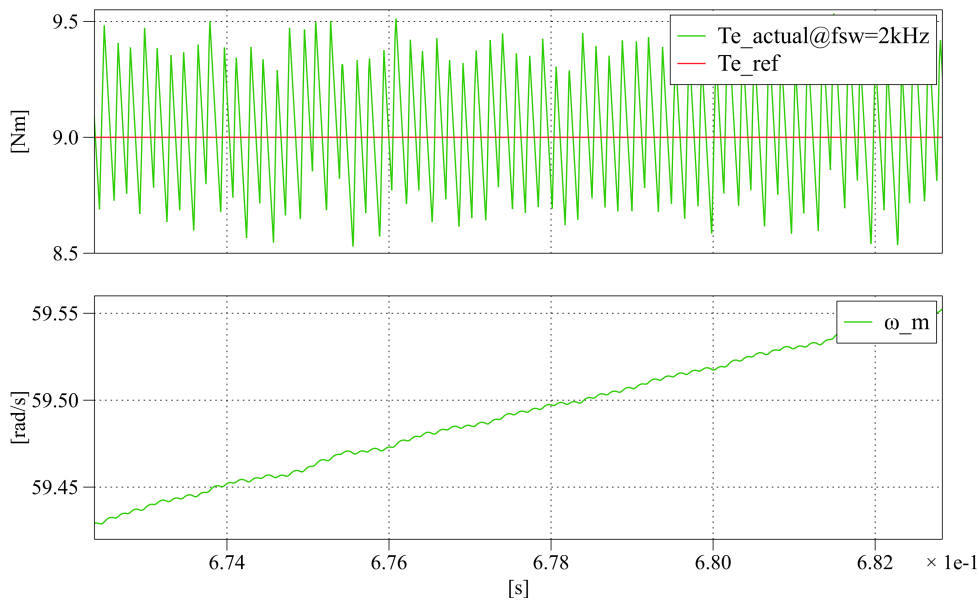
$$T_{ripple} \% = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{ref}} 100\% \quad (2.26)$$

Όπως φαίνεται από το Σχ. 2.29, η κυμάτωση για $f_{sw} = 2 \text{ kHz}$ είναι $(9.5 - 8.55)/9 = 10.5\%$. Σε ένα σύστημα κίνησης με επιβάτες, ένα τέτοιο ποσοστό θα μπορούσε να οδηγήσει σε ενόχληση, αφού ως αποδεκτό θεωρείται κάτω του 5% [4].

Επίσης, κυμάτωση στη ροπή που να προκαλείται από τον αντιστροφέα μπορούμε να δούμε λόγω λανθασμένης επιλογής χωρητικότητας του πυκνωτή στο DC link, αφού η κυμάτωση στην τάση εισόδου θα μεταφερθεί και στα ρεύματα εξόδου του μετατροπέα.



Σχήμα 2.28: Απόκριση ροπής για $f_{sw} = 2 \text{ kHz}$



Σχήμα 2.29: Μεγέθυνση διαγράμματος ροπής για $f_{sw} = 2 \text{ kHz}$ και αποτελεσμάτων ταλαντώσεων της ροπής στη μηχανική ταχύτητα.

Τέλος, κυμάτωση στη ροπή ή σημαντικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης μπορούμε να δούμε λόγω εσφαλμένου προσανατολισμού πεδίου σε έλεγχο FOC. Από το μοντέλο ρεύματος που αναπτύξαμε (Εξ. 2.22) έχουμε χρησιμοποιήσει τις παραμέτρους $\hat{R}_R$, $\hat{L}_M$ που είναι εκτιμήσεις για τις αντίστοιχες παραμέτρους της μηχανής. Για να λειτουργεί σωστά, το μοντέλο ρεύματος πρέπει να ισχύει η σχέση:

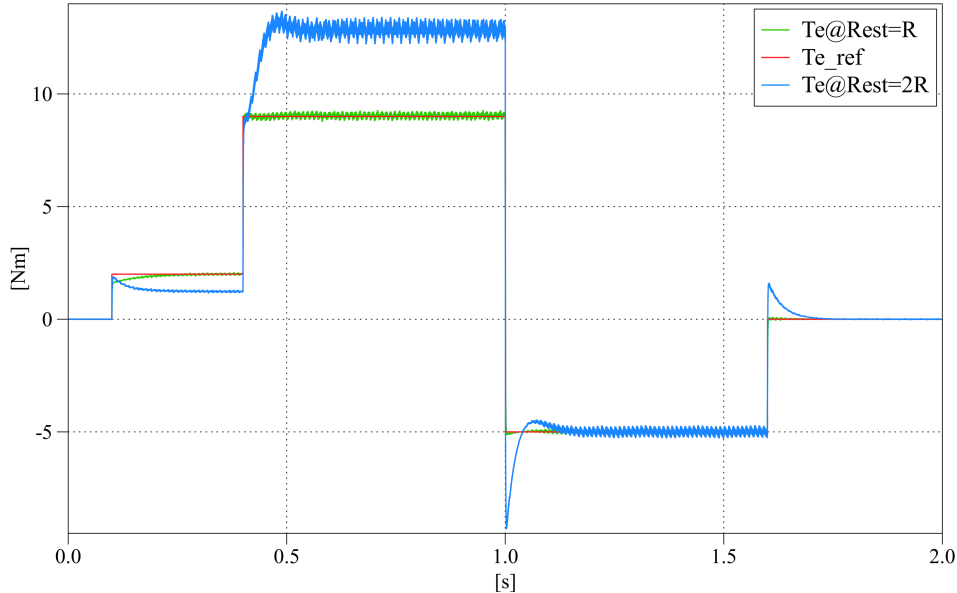
$$\frac{\hat{L}_M}{\hat{R}_R} = \frac{L_M}{R_R} \quad (2.27)$$

Σε διαφορετική περίπτωση η ροπή θα δίνεται από την Εξ. 2.28, εξαιτίας της οποίας χάνεται η γραμμικότητα μεταξύ $T_e - I_q$.

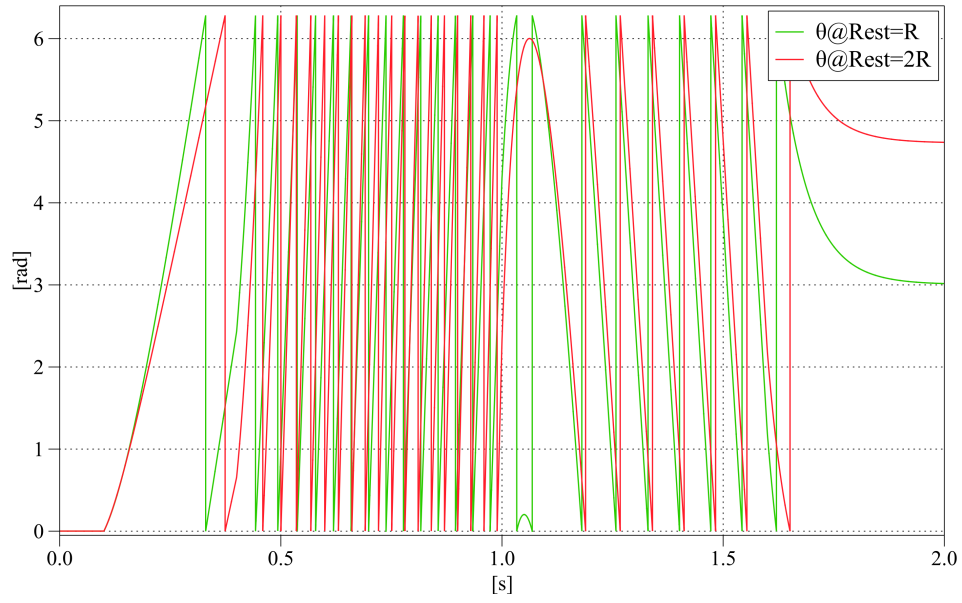
$$T_e = \frac{3n_p \hat{R}_R L_M^2 \psi_{ref} i_q}{2R_R \hat{L}_M^2} \frac{1 + \left(\frac{\hat{L}_M i_q}{\psi_{ref}} \right)^2}{1 + \left(\frac{\hat{R}_R L_M i_q}{R_R \psi_{ref}} \right)^2} \quad (2.28)$$

Η εσφαλμένη εκτίμηση των παραμέτρων R_s, R_r μπορεί να προκληθεί λόγω αύξησης της θερμοκρασίας κατά τη λειτουργία της μηχανής. Θα εξετάσουμε την περίπτωση όπου η αντίσταση στάτη και δρομέα διπλασιάζονται, δηλαδή: $R'_s = 2R_s$ και δρομέα $R'_r = 2R_r$ ενώ ο ελεγκτής λειτουργεί με τα αρχικοποιημένα μεγέθη $\hat{R}_s, \hat{R}_r$ και η διακοπτική συχνότητα είναι αρκετά υψηλή (10 kHz) ώστε να μην προκαλεί σημαντικές ταλαντώσεις.

Στο Σχ. 2.30 παρατηρούμε ότι έχει αυξηθεί σημαντικά και το σφάλμα μόνιμης κατάστασης αλλά και ότι έχει αυξηθεί η κυμάτωση. Στο Σχ. 2.31 φαίνεται ότι η γωνία θ (κόκκινη γραμμή) υστερεί από την σωστή γωνία (πράσινη), γεγονός που φανερώνει ότι με την αλλαγή της αντίστασης παύουμε να έχουμε τέλειο προσανατολισμό πεδίου. Αυτό, είναι και το βασικό μειονέκτημα του μοντέλου ρεύματος αλλά και γενικότερα του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου FOC, δηλαδή η ευαισθησία του σε αλλαγές των παραμέτρων του συστήματος (plant). Αξίζει να σημειωθεί, ότι έχουν αναπτυχθεί πολλές ενδιαφέρουσες τεχνικές για να αποκτηθεί ευρωστία του ελέγχου σε τέτοιες αλλαγές, ωστόσο η παράθεση τους δεν αποτελεί αντικείμενο αυτής της εργασίας.



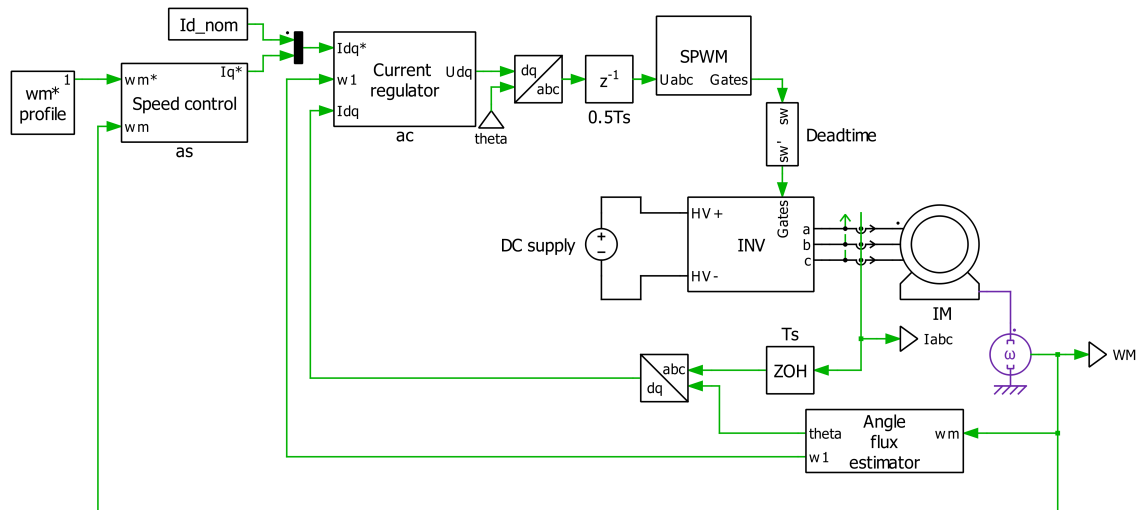
Σχήμα 2.30: Απόκριση ροπής για $R'_s = 2R_s, R'_r = 2R_r$



Σχήμα 2.31: Απόκριση γωνίας θ από μοντέλο ρεύματος για $R'_s = 2R_s, R'_r = 2R_r$

2.2.5 Ελεγκτής ταχύτητας

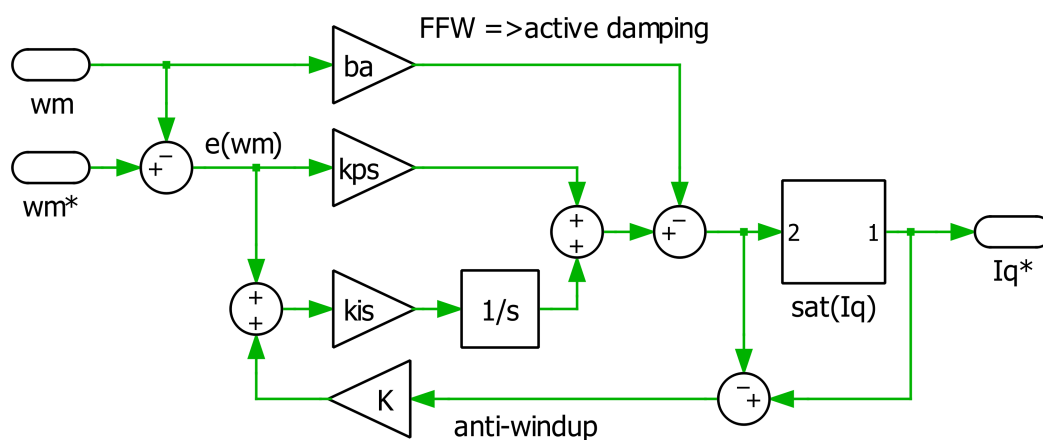
Ο ελεγκτής ταχύτητας για την ΑΜ θα δομηθεί στα πρότυπα του ελεγκτή ταχύτητας που αναπτύξαμε για την μηχανή ΣΡ στην Παραγ. 2.1.7. Η μαγνήτιση της μηχανής (ψ_d) θα παραμείνει ίδια και η έξοδος του ελεγκτή ταχύτητας θα τροφοδοτεί τον ελεγκτή ρεύματος με το ρεύμα αναφοράς I_q . Η δομή του συστήματος όπως υλοποιήθηκε στη προσομοίωση φαίνεται στο Σχ. 2.33



Σχήμα 2.32: Έλεγχος ταχύτητας AM

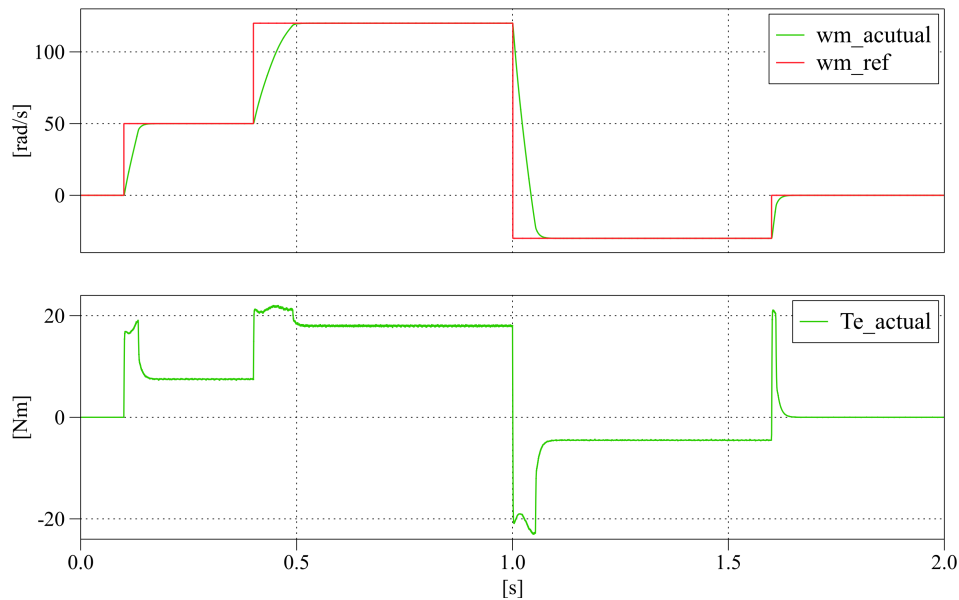
Το εύρος ζώνης καθώς και τα κέρδη του ελεκτηή, επιλέγονται με τον ίδιο τρόπο (Πινάκας 2.5). Για τον κορεσμό του ρεύματος I_d θα κινηθούμε με ανάλογο τρόπο όπως και για το κορεσμό της τάσης στους ελεκτηές ρεύματος. Δηλαδή η τιμή του κόρεσμού θα πρέπει να είναι συνάρτηση του ρεύματος I_d όπως φαίνεται στην Εξ. 2.29. Η τιμή I_{smax} , μπορεί να είναι για μερικά δευτερόλεπτα μεγαλύτερη από το πλάτους του ονομαστικού ρεύματος της μηχανής. Το σχήμα του ελεκτηή ταχύτητας φαίνεται στο Σχ. 2.33.

$$|I_q^*| \leq \sqrt{I_{smax}^2 - (I_d^*)^2} \quad (2.29)$$



Σχήμα 2.33: Ελεγκτής ταχύτητας

Όπως φαίνεται στο Σχ. 2.34, η αναφορά της ταχύτητας w^* παράγεται ως ένα συγκεκριμένο προφίλ. Επίσης, η απόκριση της δεν περιλαμβάνει υπεραχόντιση σε καμία μεταβολή της αναφοράς ενώ το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση είναι αμελητέο. Τέλος, η ροπή της μηχανής, δεν υπερβαίνει τη μέγιστη τιμή της. Για την συγκεκριμένη απόκριση, έχουμε θεωρήσει ως μέγιστο ρεύμα $I_{smax} = 10A$, δηλαδή σχεδόν το διπλάσιο πλάτος του ονομαστικού ρεύματος της μηχανής I_n .



Σχήμα 2.34: Απόκριση ταχύτητας

Κεφάλαιο 3

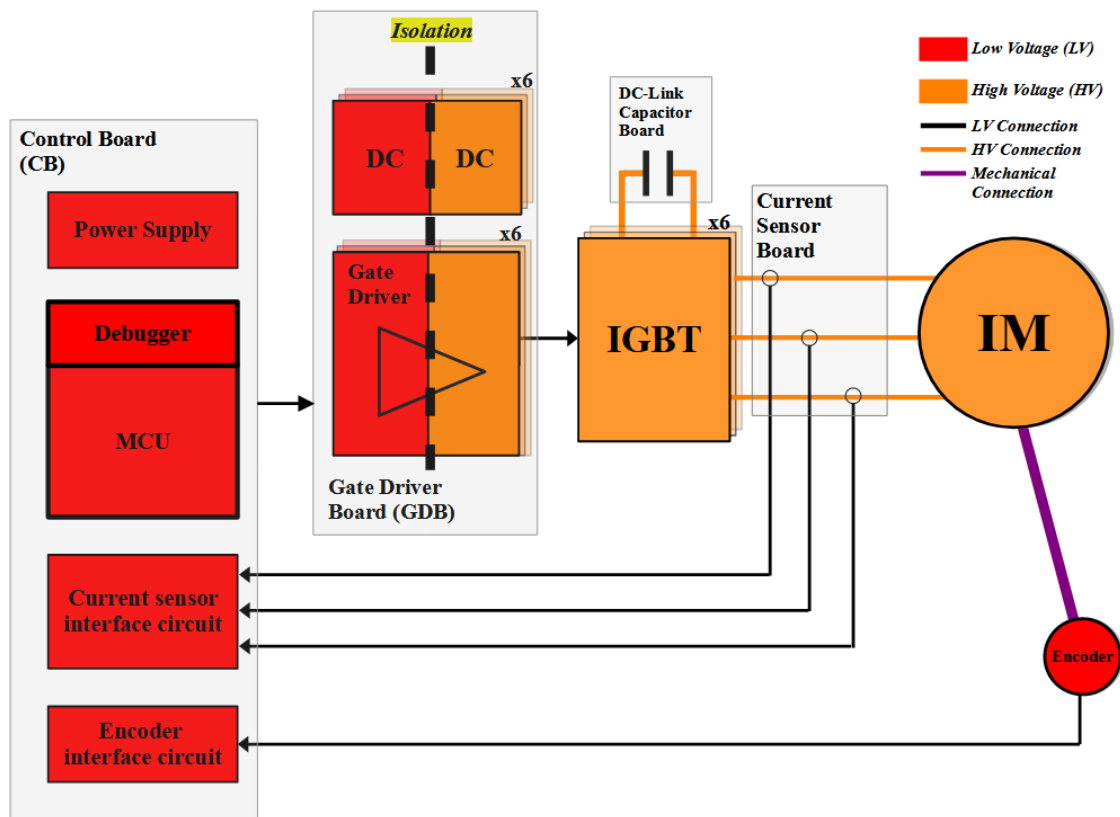
Σχεδίαση και Υλοποίηση Μετατροπέα

Μετά την παράθεση των απαραίτητων τεχνικών για τον έλεγχο της μηχανής ΣΡ και της ΑΜ, σε αυτό το κεφάλαιο θα αναφερθούμε στην υλοποίηση του πραγματικού συστήματος.

3.1 Αρχιτεκτονική

Στο Σχ. 3.1, φαίνεται η αρχιτεκτονική του συστήματος μας [30], όπως αποφασίστηκε κατά τη σχεδίαση του. Οι δομικές μονάδες που το αποτελούν είναι:

- **Control Board (CB):** Αφορά την κύρια πλακέτα ελέγχου, που περιλαμβάνει το σύστημα τροφοδοσίας, το μικροελεκτή (MCU) μαζί με τον προγραμματιστή του (debugger) και την online επικοινωνία με υπολογιστή. Επίσης, βρίσκονται τα κυκλώματα που διαμορφώνουν τα σήματα ανάδρασης από τους αισθητήρες ρεύματος και τον encoder ώστε η μηχανική ταχύτητα και η θέση του δρομέα να είναι σήματα κατάλληλα για ανάγνωση από το MCU.
- **Gate Driver Board (GDB):** Περιλαμβάνει 6 πανομοιότυπα κυκλώματα οδήγησης για κάθε πύλη από τα 6 IGBTs της τριφασικής γέφυρας συνοδευόμενα από 6 πανομοιότυπα τροφοδοτικά της HV πλευράς των gate drivers. Στο σημείο αυτό εξασφαλίζεται η γαλβανική απομόνωση μεταξύ HV και LV.
- **DC-Link Capacitor Board:** Περιλαμβάνει τη συστοιχία των πυκνωτών μεγάλης χωρητικότητας στην είσοδο του μετατροπέα.
- **IGBTs:** Αφορά τα 3 IGBT modules για τις 3 ημιγέφυρες τοποθετημένα σε αερόψυκτη ψύκτρα.
- **Current Sensor Board:** Η πλακέτα αυτή, περιλαμβάνει τους 3 αισθητήρες που χρησιμοποιούνται για την ανάγνωση των AC ρευμάτων της μηχανής.
- **Encoder:** Είναι ο αισθητήρας που συνδέεται μηχανικά στον άξονα της μηχανής και μέσω αυτού μπορούμε να υπολογίσουμε την ταχύτητα της.



Σχήμα 3.1: Αρχιτεκτονική συστήματος

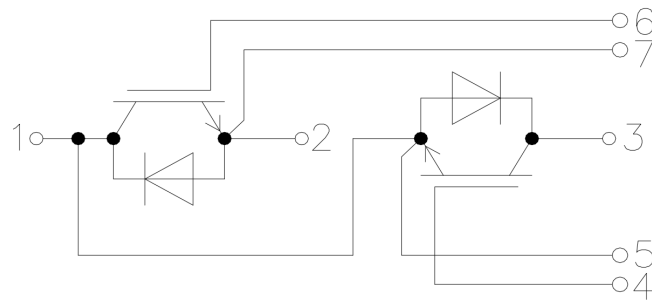
Έχοντας ως στόχο να κρατήσουμε το κόστος του μετατροπέα σε χαμηλά επίπεδα, χρησιμοποιήθηκαν υλικά που ήταν ήδη διαθέσιμα στο εργαστήριο. Στην συνέχεια λοιπόν, γίνεται μια συνοπτική παράθεση αυτών αλλά και των επιπλέον κυκλωμάτων που αναπτύχθηκαν για να συμβαδίζουν τα πρώτα με το σύστημα μας.

3.2 Ημιαγωγοί ισχύος

Οι ημιαγωγοί που χρησιμοποιήθηκαν είναι το μοντέλο **FF50R12RT4** [28] (Σχ. 3.2, 3.3) της εταιρείας Infineon. Κάθε power module αντιστοιχεί σε μια ημιγέφυρα. Το κάθε στοιχείο διαθέτει ενσωματωμένη αντι-παράλληλη διόδο και ακροδέκτη βοηθητικού εκπομπού (auxiliary emitter) για την έναυση και σβέση του. Επίσης, οι προδιαγραφές (Πίνακας 3.1) της τάσης αντοχής και του ρεύματος μας προσφέρουν μεγάλο περιθώριο μέχρι την καταστροφή τους σε καταστάσεις σφαλμάτων και σίγουρα ικανοποιούν την οδήγηση της μηχανή ΣΡ και της ΑΜ που θα πραγματοποιήσουμε. Τέλος, διαθέτουν γαλβανικά απομονωμένο base plate για την τοποθέτησή τους σε ψύκτρα.

Παράμετρος	Τιμή
V_{CE}^{max}	1200 V
I_C^{nom} / I_C^{max}	50 / 100 A
T_j^{max}	175 °C

Πίνακας 3.1: Βασικές προδιαγραφές FF50R12RT4



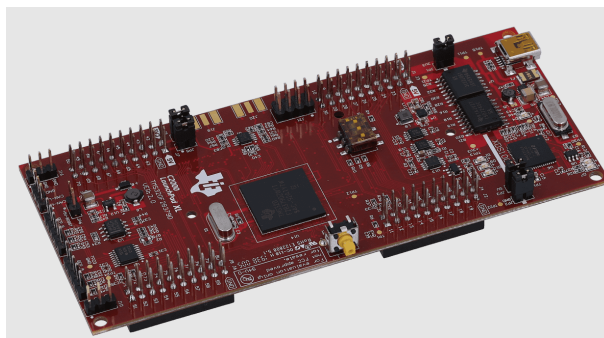
Σχήμα 3.2: Κύκλωμα FF50R12RT4



Σχήμα 3.3: Power module FF50R12RT4

3.3 Μικροελεκτής

Ο μικροελεκτής που χρησιμοποιήθηκε είναι ο **C2000 LAUNCHXL - F28379D** [30]. Πρόκειται για ένα development board το οποίο περιλαμβάνει τα απαραίτητα εξωτερικά κυκλώματα του MCU, όπως ρολόι, τροφοδοσίες, debugger κ.α. Επίσης, είναι κατάλληλος για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης καθώς διαθέτει συχνότητα ρολογιού 200 MHz, ADC module με ανάλυση (resolution) 16 ή 12, 2 περιφερειακά modules για encoder, CAN-Bus κ.α. Συνεπώς, από τη δική μας πλευρά φροντίσαμε για την σωστή προσαρμογή του πάνω στο Control board.



Σχήμα 3.4: C2000 LAUNCHXL - F28379D

Από την πλευρά του SW μεγάλο πλεονέκτημα αποτέλεσε η δυνατότητα του να προγραμματιστεί μέσω βιβλιοθηκών του Plexim. Έτσι, δεν καταναλώθηκε χρόνος για κάποια επιπλέον ανάπτυξη λογισμικού (SW), αφού αξιοποιήθηκαν τα ήδη διαθέσιμα blocks από την προσομοίωση με μικρές προσθήκες ή τροποποιήσεις.

3.4 Αισθητήρας ταχύτητας

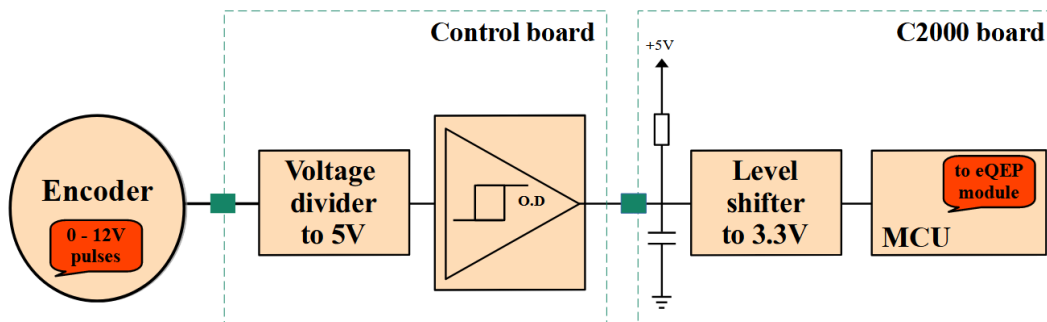
Ως αισθητήρα ταχύτητας, χρησιμοποιήσαμε τον incremental encoder **E50S880003N24** [29] (Σχ. 3.5). Ένας αισθητήρας αυτού του τύπου έχει τη δυνατότητα να ανιχνεύει τη μεταβολή της θέσης του άξονα που είναι τοποθετημένος, μέσω τριών σημάτων *A*, *B*, *Z* τετραγωνικής παλμοσειράς. Τα σήματα *A*, *B* έχουν διαφορά φάσης 90° και για το συγκεκριμένο αισθητήρα το καθένα παράγει 8000 παλμούς ανά περιστροφή. Είναι επίσης δύο, ώστε να είναι ανιχνεύσιμη η φορά περιστροφής της μηχανής. Το σήμα *Z* παράγει έναν παλμό μόλις ολοκληρωθεί μια περιστροφή.



Σχήμα 3.5: E50S880003N24 - Autonics

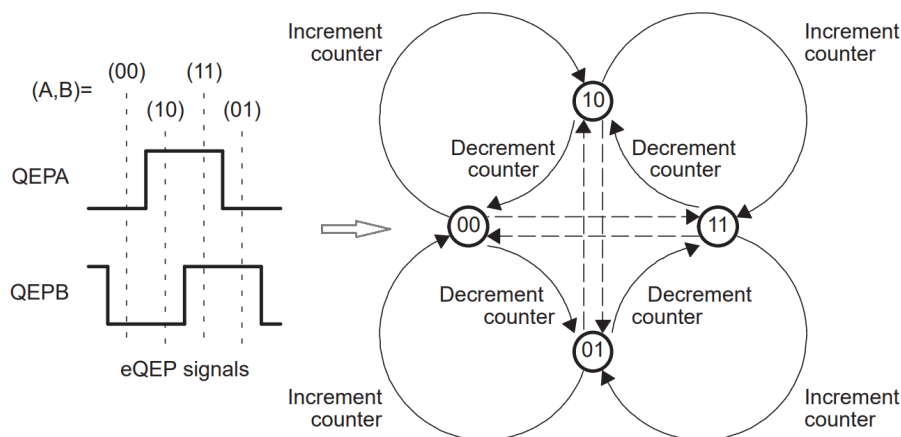
Για τη σωστή ανάγνωση των σημάτων, χρειάστηκε η σχεδίαση του κατάλληλου υλικού και λογισμικού.

- **Υλικό:** Ο στόχος μας είναι να οδηγήσουμε καταλλήλως τα 3 σήματα στο MCU. Η δομή του φαίνεται στο Σχ. 3.6 και η βασική λειτουργία του είναι να μετατρέψει τους παλμούς A, B, Z από το επίπεδο των $12V$ σε $3.3V$. Επίσης, μεσολαβεί και ένας schmitt trigger ώστε να περιορίσει το πιθανό jitter προερχόμενο από τον encoder λόγω ατελειών στη κατασκευή του. Τα σήματα καταλήγουν στο eQEP module, το οποίο είναι ένα περιφερειακό του MCU F28379D σχεδιασμένο να αποκωδικοποιεί τους παλμούς εισόδου, με τη χρήση κατάλληλου driver από το λογισμικό.



Σχήμα 3.6: Αρχιτεκτονική κυκλώματος ανάγνωσης σημάτων από encoder

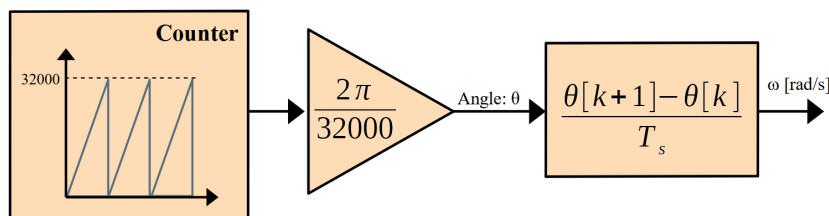
- **Λογισμικό:** Ο στόχος μας είναι να μετατρέψουμε αυτά τα σήματα στη φυσική τιμή της ταχύτητας. Στο Σχ. 3.7 φαίνεται η μηχανή κατάστασης που χρησιμοποιείται για την αποκωδικοποίηση των παλμών A, B . Για να εντοπίζουμε κάθε αλλαγή κατάστασης που συμβαίνει μεταξύ των 2 παλμών, εντός του eQEP module δημιουργείται ένα ρολόι $QCLK$ το οποίο εμφανίζει παλμούς σε κάθε θετική και αρνητική ακμή των σημάτων A, B , δηλαδή έχει τετραπλάσια συχνότητα. Ο μέτρητης (counter) που είναι η έξοδος της μηχανής κατάστασης (state machine) ανανεώνεται σε κάθε παλμό του ρολογιού $QCLK$, και σε κάθε παλμό Z μηδενίζεται.



Σχήμα 3.7: Αποκωδικοποιητής μηχανής καταστάσεων για A, B

Στην συνέχεια, καθώς έχουμε πλέον τη τιμή του counter διαθέσιμη, κανονικοποιούμε το πλάτος της κυματομορφής του στην τιμή 2π , ώστε να αναφέρεται σε γωνία. Τέλος, υ-

πολογίζουμε το ρυθμό μεταβολής της γωνίας εντός διαστήματος T_s , δηλαδή την ταχύτητα της μηχανής σε rad/s . Ιδιαίτερη προσοχή, χρειάζεται ο υπολογισμός της ταχύτητας όταν ο μετρητής μηδενίζεται αφού σε αυτό το σημείο η ταχύτητα θα απειριστεί. Η διαδικασία υπολογισμού φαίνεται στο Σχ. 3.8.



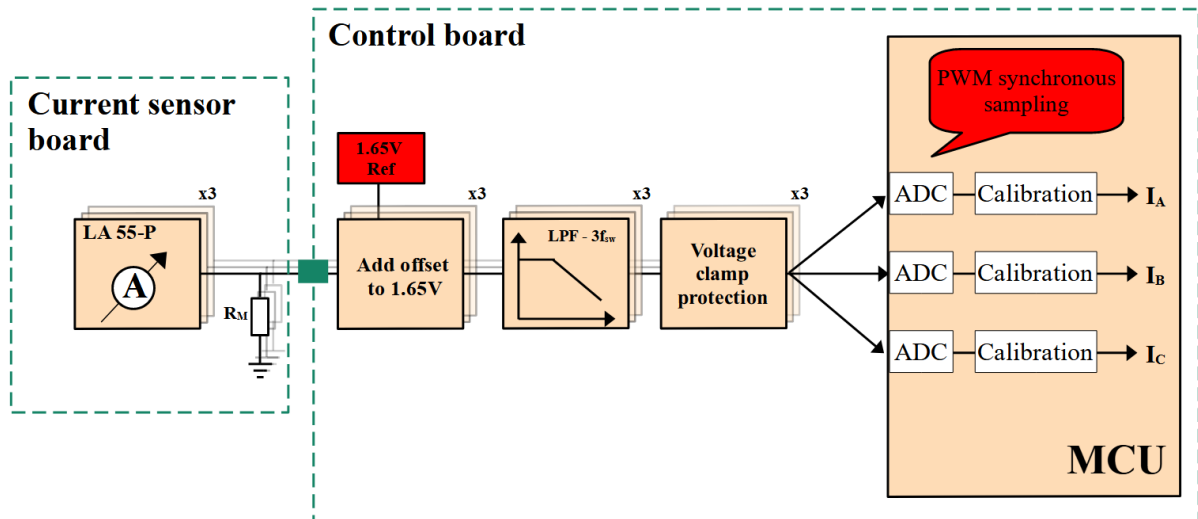
Σχήμα 3.8: Μετατροπή σήματος αποκωδικοποίησης σε ταχύτητα

3.5 Αισθητήρες ρεύματος

Ως αισθητήρα ρεύματος, χρησιμοποιήσαμε το μοντέλο **LA 55-P** [26] της εταιρείας LEM. Για να μετρήσουμε τα 3 ρεύματα γραμμής μπορούμε να κάνουμε χρήση μόνο δύο αισθητήρων και το ρεύμα της τρίτης γραμμής να υπολογιστεί από το νόμο ρευμάτων Kirchhoff στον ουδέτερο κόμβο της μηχανής ($I_A + I_B + I_C = 0$). Ωστόσο, αποφασίσαμε να έχουμε έναν αισθητήρα για κάθε φάση, ώστε ο μετατροπέας να έχει τη δυνατότητα μελλοντικά να ανιχνεύσει πιθανές ασυμετρίες. Ο συγκεκριμένος αισθητήρας επίσης εξασφαλίζει και τη γαλβανική απομόνωση μεταξύ των συστημάτων υψηλής και χαμηλής τάσης. Επιπλέον χαρακτηριστικά του φαίνονται στον Πίνακα 3.2, ενώ ο τρόπος ανάγνωσης των σημάτων φαίνεται στο Σχ. 3.9.

Παράμετρος	Τιμή
Τάση τροφοδοσίας	$\pm 12 V$
Ονομαστική μέτρηση RMS	50 A
Λόγος μετασχηματισμού	1 : 1000 A/A
Αντίσταση μέτρησης R_M	50 Ohm

Πίνακας 3.2: Βασικά χαρακτηριστικά LA 55-P



Σχήμα 3.9: Αρχιτεκτονική κυκλώματος ανάγνωσης σημάτων από αισθητήρα ρεύματος

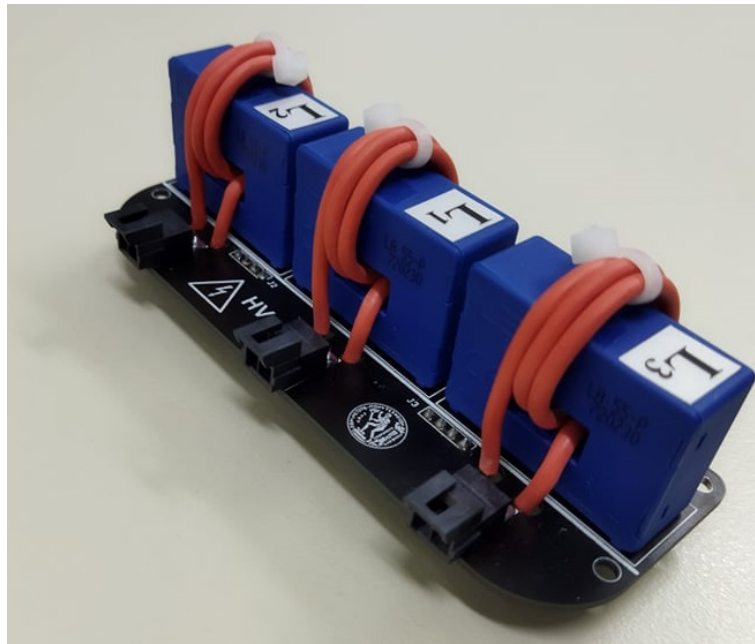
- **Υλικό:** Ο στόχος μας είναι να μεταφέρουμε καταλλήλως την τάση της αντίστασης R_M στα άκρα του MCU. Η τάση αυτή μπορεί να πάρει θετικές και αρνητικές τιμές ανάλογα με τη φορά του ρεύματος γραμμής με αναφορά το 0V. Η μέγιστη τιμή της είναι $IR = \frac{50\sqrt{2}}{1000} 50 = 3.53V$. Αυτή η τιμή, υπερβαίνει τα 3.3V που μπορεί λειτουργήσει ο ADC. Ωστόσο, στην εφαρμογή μας τα ρεύματα γραμμής έχουν πολύ μικρότερες τιμές και συνεπώς δεν απαιτείται η μείωση της τάσης. Το πρώτο στάδιο λοιπόν είναι να αλλάξουμε την αναφορά στη τιμή 1.65V, μέσω της τοπολογίας διαφορικού τελεστικού ενισχυτή ώστε ο MCU να μην διαβάσει αρνητικές τιμές.

Στη συνέχεια, μεσολαβεί ένα βαθυπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης με συχνότητα αποκοπής $f_c = 3f_{sw}$. Υπενθυμίζουμε, ότι κατά την ανάγνωση των ρευμάτων δεν πρέπει να προστεθεί καμία εξασθένιση πλάτους ή καθυστέρηση φάσης στο εύρος των ηλεκτρικών συχνοτήτων της μηχανής. Επίσης, η συνεχής συνιστώσα που έχουμε προσθέσει στο προηγούμενο στάδιο παραμένει ίδια. Ο ρόλος του φίλτρου είναι για να καταστείλει το περιεχόμενο υψίσυχνου θορύβου που προέρχεται από την τροφοδοσία των κυκλωμάτων ή από άλλες πηγές.

Τέλος, για να προστατέψουμε τον MCU από κάποιο σφάλμα υπέρτασης των εξωτερικών κυκλωμάτων, προσθέτουμε ένα κύκλωμα περιορισμού της τάσης με διόδους (diode clamp) που δεν επιτρέπει να εμφανιστούν τιμές εκτός του εύρους $[0, 3.3V]$.

- **Λογισμικό:** Ο στόχος μας είναι να διαβάσουμε τις τιμές εισόδου μέσω των ADC και να τις αποθηκεύσουμε στους κατάλληλους καταχωρητές (registers). Η δειγματοληψία πρέπει να γίνεται ταυτόχρονα και σύγχρονα με βάση το φέρον σήμα (Σχ. 2.6). Στη συνέχεια, μετατρέπουμε αυτές τις τιμές στη φυσική τιμή των AC ρευμάτων πειραματικής βαθμονόμησης.

Στο Σχ. 3.10 φαίνεται η ανεπτυγμένη πλακέτα των αισθητήρων ρεύματος. Έχουν πραγματοποιηθεί και τρεις επιπλέον περιελίξεις με σκοπό την καλύτερη ακρίβεια στα χαμηλά ρεύματα των μηχανών που θα οδηγήσουμε.

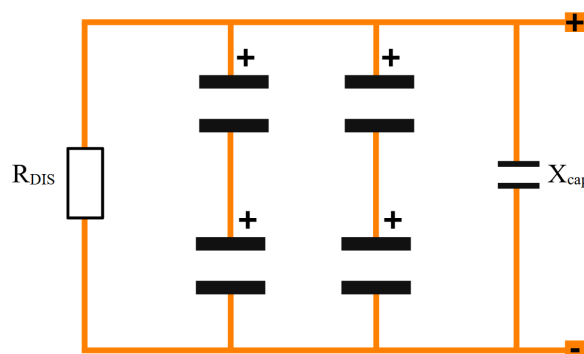


Σχήμα 3.10: Current sensor board

3.6 Πυκνωτής εισόδου

Η επιλογή της χωρητικότητας του πυκνωτή εισόδου, αποτελεί ένα σημαντικό κομμάτι της σχεδίασης ενός μετατροπέα όταν υπάρχουν οι απαιτήσεις του μικρού όγκου και βάρους στην εφαρμογή μας. Το βασικό κριτήριο που καθορίζει την επιλογή της χωρητικότητας είναι ο περιορισμός της κυμάτωσης της τάσης εισόδου, αφού μπορεί να οδηγήσει και σε κυμάτωση ροπής. Επιλέγοντας μια πολύ μεγάλη χωρητικότητα, μπορούμε να εξαλείψουμε την κυμάτωση, ωστόσο υπάρχει το πρόβλημα του μεγάλου όγκου και της ασφαλούς αποφόρτισης του πυκνωτή.

Για την τιμή της χωρητικότητας, επιλέξαμε τα $470\mu F$. Επίσης, έχει προστεθεί και ένας πυκνωτής τύπου X για φιλτράρισμα του διαφορικού θορύβου που προέρχεται από το δίκτυο καθώς και ένας κλάδος παθητικής εκφόρτισης των πυκνωτών (bleed resistor) για λόγους ασφάλειας, όταν ο μετατροπέας απενεργοποιηθεί (Σχ. 3.11). Η πλακέτα φαίνεται στο Σχ. 3.12



Σχήμα 3.11: Πυκνωτής DC link



Σχήμα 3.12: Πλακέτα πυκνωτή DC link

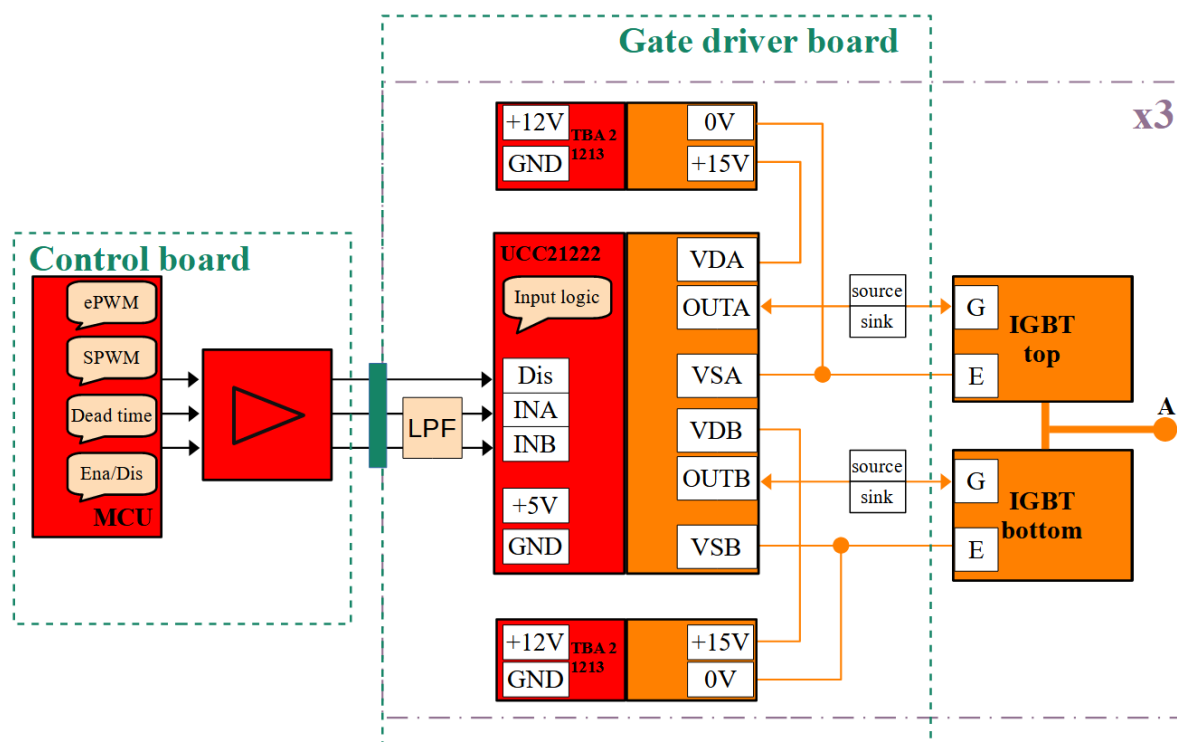
3.7 Κύκλωμα οδήγησης πύλης

Στην πλακέτα κυκλωμάτων οδήγησης πύλης (Gate driver board) ο στόχος μας είναι να οδηγήσουμε τις πύλες των IGBTs όσο γίνεται πιο αποτελεσματικά. Με τη λέξη ‘αποτελεσματικά’, εννοούμε να αποτυπώσουμε με ακρίβεια το duty cycle των παλμών που εξέρχονται από τον MCU, στους παλμούς που εμφανίζονται μεταξύ πύλης - εκπομπού (GE) για κάθε IGBT. Παράλληλα, να διατηρήσουμε τα επίπεδα EMI και τη θερμοκρασία των IGBTs χαμηλά, και να εξασφαλίσουμε την προστασία τους σε ηλεκτρικά σφάλματα. Συνεπώς, για κάθε μετατροπέα η σχεδίαση του κυκλώματος οδήγησης θεωρείται πολύ σημαντική.

- **Υλικό:** Λαμβάνοντας υπόψιν, τα κριτήρια σχεδίασης που αναφέραμε στην αρχή του κεφαλαίου καταλήξαμε στο ολοκληρωμένο κύκλωμα **UCC21222** [27] της εταιρείας Texas Instruments. Τα βασικά χαρακτηριστικά του φαίνονται στον Πίνακα 3.3 και το γενικό σχήμα της πλακέτες στο Σχ. 3.14.

Παράμετρος	Τιμή
Peak current source/sink	4/6 A
Isolation	3 kV _{RMS}
CMTI	100 V/ns
Programmable dead time	YES
Enable-Disable feature	YES
Half bridge gate driver	YES
Undervoltage lockout protection	YES

Πίνακας 3.3: Βασικά χαρακτηριστικά UCC21222



Σχήμα 3.13: Αρχιτεκτονική κυκλώματος οδήγησης πύλης

Καθώς οι παλμοί παράγονται από τον MCU και η μεταφορά τους στους Gate driver θα γινόταν μέσω καλωδίων, θεωρήσαμε χρήσιμο να τοποθετηθεί ένα ψηφιακό κύκλωμα buffer ώστε να εξασφαλιστεί ένα στάδιο απομόνωσης μεταξύ των δύο πλακετών και προστασίας του MCU. Στη συνέχεια, μεσολαβεί ένα βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής 100 MHz , για την αποκοπή υψίσυχνου θορύβου, λόγω ατελειών σχεδίασης του τυπωμένου κυκλώματος (PCB layout).

Για την οδήγηση των IGBTs, είναι απαραίτητη η παραγωγή τροφοδοσιών με αναφορά σε διαφορετικά επίπεδα τάσης floating. Επιλέξαμε λοιπόν τα μονοπολικά τροφοδοτικά **TBA 21213** της εταιρείας TRACO. Τα βασικά χαρακτηριστικά τους φαίνονται στον Πίνακα [3.4](#).

Παράμετρος	Τιμή
Τάση εισόδου	+12 V
Απομόνωση	1500 V _{DC}
Μονοπολική τάση εξόδου	+15 V
Ρεύμα εξόδου	130 mA
Κυμάτωση (μέση τιμή)	120 mV

Πίνακας 3.4: Βασικά χαρακτηριστικά ΤΒΑ 2 1213

Στην έξοδο του τροφοδοτικού είναι απαραίτητο να προσθέσουμε έναν πυκνωτή, ώστε να ελαχιστοποιήσουμε την κυμάτωση της τάσης των +15V καθώς το IGBT ανοιγοκλείνει. Το φορτίο που πρέπει να δώσουμε στην πύλη του, σύμφωνα με το φύλλο αναφοράς (datasheet) ώστε να φτάσουμε στην κατάσταση ON είναι $Q_G = 0.38\mu C$ για επίπεδα τάσης $\pm 15V$. Για αυτές τις συνθήκες η ενέργεια που πρέπει να παρέχει ο Gate driver σε μια διακοπτική περίοδο είναι:

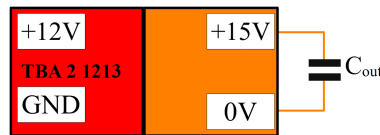
$$E_D = \frac{1}{2}Q_G V_G^{ON} + \frac{1}{2}Q_G |V_G^{OFF}| = 0.38 \cdot 10^{-6} \cdot 30 = 11.4 \mu J \quad (3.1)$$

Για να περιορίσουμε τη κυμάτωση στη τιμή των $100mV$ η χωρητικότητα του πυκνωτή θα πρέπει να είναι (Σχ. 3.14):

$$C_{out} = \frac{2E_D}{\Delta(V)^2} = \frac{2 \cdot 11.4 \cdot 10^{-6}}{15^2 - 14.9^2} \approx 8 \mu F \quad (3.2)$$

Αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε κεραμικό πυκνωτή των $22\mu F$. Ακόμη, η μέση ισχύς εξόδου του Gate driver θα είναι:

$$P_D = \frac{E_D}{T_{sw}} = E_D f_{sw} = 114mW \quad (3.3)$$

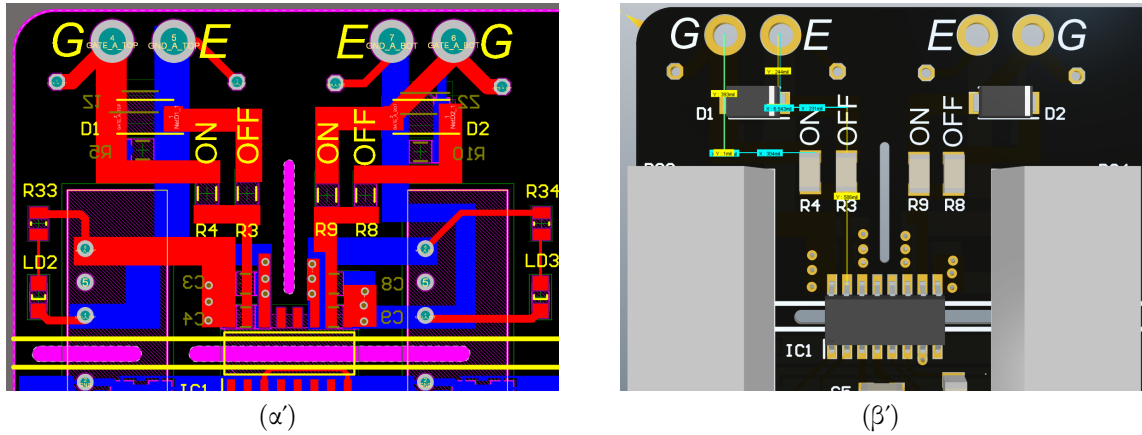


Σχήμα 3.14: TBA 2 1213 - C_{out}

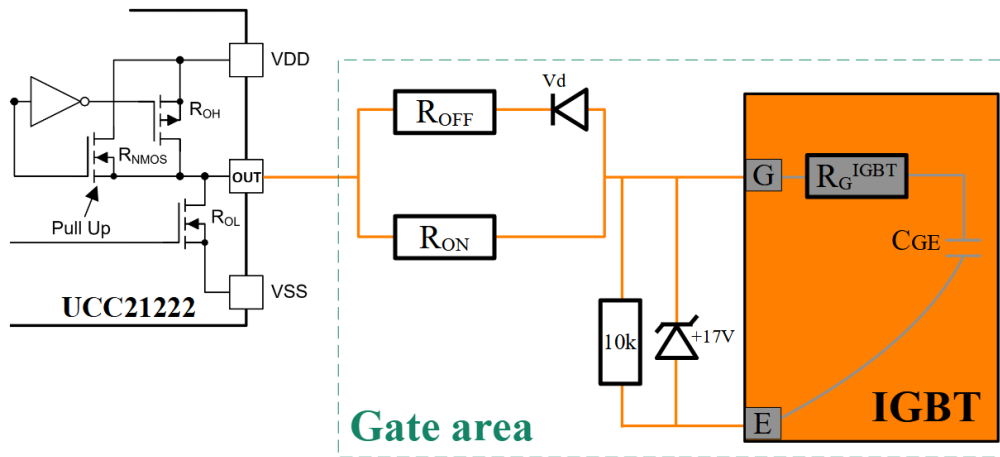
Τελευταίο βήμα, είναι ο προσδιορισμός της αντίστασης πύλης που πρέπει να τοποθετήσουμε. Η συγκεκριμένη αντίσταση λειτουργεί ως απόσβεση στο βρόχο πύλης-εκπομπού (gate area) που σχηματίζεται από τις παρασιτικές αυτεπαγωγές/χωρητικότητες και φυσικά την χωρητικότητα πύλης C_{GE} . Όσο πιο μεγάλη είναι η διακοπτική συχνότητα f_{sw} , τόσο ο ρόλος των παρασιτικών στοιχείων γίνεται πιο έντονος. Η σχεδίαση του τυπωμένου κυκλώματος στο περιοχή πύλης-εκπομπού είναι εξαιρετικά σημαντική και ο στόχος μας είναι να μειώσουμε όσο γίνεται το μήκος των αγωγών (traces) που βρίσκονται εντός αυτής. Οι σημαντικότερη παράγοντες που καθορίζουν αν η αντίσταση πύλης είναι ορθά επιλεγμένη είναι οι εξής:

1. Περιορισμός των ταλαντώσεων (ringing) λόγω των παρασιτικών αυτεπαγωγών και χωρητικότητων.
2. Περιορισμός των μεγάλων μεταβολών dV/dt , dI/dt και κατ' επέκταση του EMI εκπομπόμενου (radiative) και επαγόμενου (coupling).
3. Περιορισμός του ρεύματος εξόδου των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων οδήγησης ώστε να μην υπερβεί τις τιμές των προδιαγραφών του.
4. Περιορισμός των διακοπτικών απωλειών των IGBTs

Στο Σχ. 3.15 φαίνεται το κύκλωμα της περιοχής πύλης. Ο κλάδος που μας αφορά είναι οι αντιστάσεις R_{ON} , R_{OFF} . Η εκφόρτιση του πυκνωτή C_{GE} , δηλαδή η σβέση του IGBT θέλουμε να συμβαίνει γρηγορότερα από την έναυση. Έτσι, η αντίσταση εκφόρτισης είναι $R_{OFF} || R_{ON}$ ενώ στην έναυση η R_{ON} . Θα μπορούσαμε επίσης να χρησιμοποιήσουμε και αρνητική τροφοδοσία V_{SS} για ακόμη γρηγορότερη εκφόρτιση.



Σχήμα 3.16: Gate driver: Layout & 3D



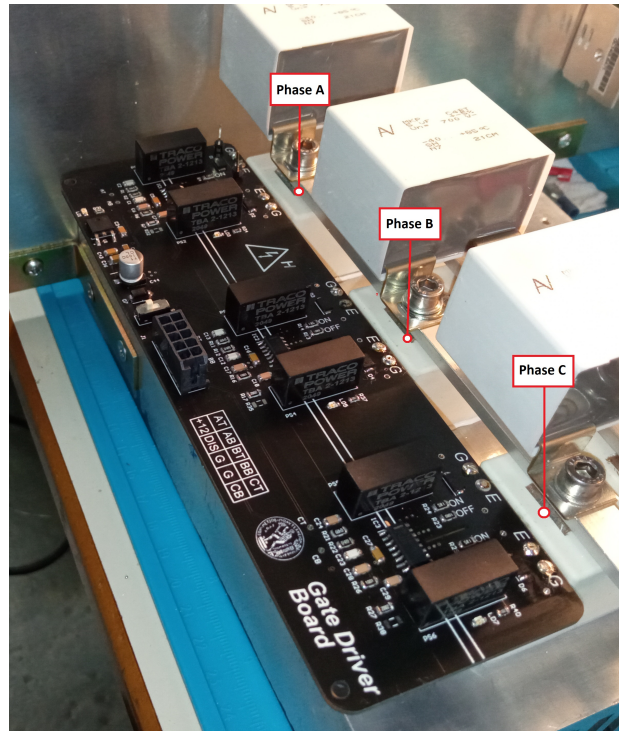
Σχήμα 3.15: Περιοχή πύλης

Ο τελικός προσδιορισμός της αντίστασης πύλης, γίνεται μέσω δοκιμών και μετρήσεων στην πραγματική πλακέτα. Στην περίπτωση μας, επιλέγουμε ως $R_{ON} = 5 \text{ Ohm}$ και $R_{OFF} = 10 \text{ Ohm}$ που είναι τυπικές τιμές τέτοιων αντιστάσεων. Επίσης μας ενδιαφέρει να τηρούνται τα όρια των ρευμάτων εξόδου του Gate driver, όπως φαίνεται στις Εξ. [3.4](#), [3.5](#).

$$I_{ON} = \frac{V_{DD}}{R_{NMOS} || R_{OH} + R_{ON} + R_G^{IGBT}} = \frac{15}{1.47 || 5 + 5 + 4} = 1.48A < 4A \quad (3.4)$$

$$I_{OFF} = \frac{V_{DD} - V_d}{R_{OL} + R_{ON} || R_{OFF} + R_G^{IGBT}} = \frac{15 - 0.41}{0.55 + 5 || 10 + 4} = 1.85A < 6A \quad (3.5)$$

Ακόμη, έχουμε τοποθετήσει μια αντίσταση ώστε να αποφορτιστεί ο πυκνωτής C_{GE} στην περίπτωση που σταματήσει η λειτουργία των κυκλωμάτων οδήγησης. Πάραλληλα υπάρχει και μια διάοδος zener ώστε να προστατέψει τη πύλη σε περίπτωση υπέρτασης. Στο Σχ. [3.16](#) φαίνεται η περιοχή της πύλης κατά τη σχεδίαση και στο Σχ. [3.17](#) η τελική πλακέτα τοποθετημένη στα IGBTs.

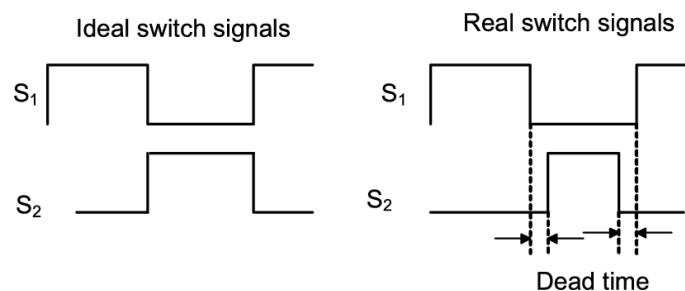


Σχήμα 3.17: Πλακέτα κυκλωμάτων οδήγησης πύλης τοποθετημένη στα IGBTs

- **Λογισμικό:** Από την πλευρά του λογισμικού γίνεται η παραγωγή των παλμών μέσω της διαμόρφωσης SPWM. Τα σήματα αναφοράς u_a, u_b, u_c από την έξοδο των ελεγκτών καθώς αντιστοιχούν σε φυσικές τιμές τάσεις, πρέπει να μεταφερθούν στην κλίμακα $[0,1]$ που είναι το πλάτος του φέροντος. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί, διαιρώντας με την τάση στα άκρα της πλευράς ΣΡ και προσθέτοντας μια σταθερά/μέση τιμή 0.5.

Επίσης, πρέπει να προστεθεί ο κατάλληλος νεκρός (Σχ. 3.18) χρόνος ώστε να αποφευχθεί το βραχυκύκλωμα κατά την εναλλαγή αγωγής εντός του κλάδου (shoot-through). Ο κατάλληλος νεκρός χρόνος που πρέπει να έχουμε δίνεται με βάση την καθυστέρηση έναυσης και σβέσης του IGBT και την καθυστέρηση προώθησης σήματος στο κύκλωμα οδήγησης (propagation delay) λόγω του gate driver. Φυσικά, έχοντας ένα μεγάλο νεκρό χρόνο, χάνεται ποσοστό του επιθυμητού εύρους παλμού που θέλουμε να έχουμε στην έξοδο. Αγνοώντας την καθυστέρηση που επιβάλλει ο gate driver θα έχουμε:

$$t_{dead} = t_{turn-off}^{max} - t_{turn-on}^{min} = 0.4\mu s - 0.13\mu s = 0.27\mu s \quad (3.6)$$

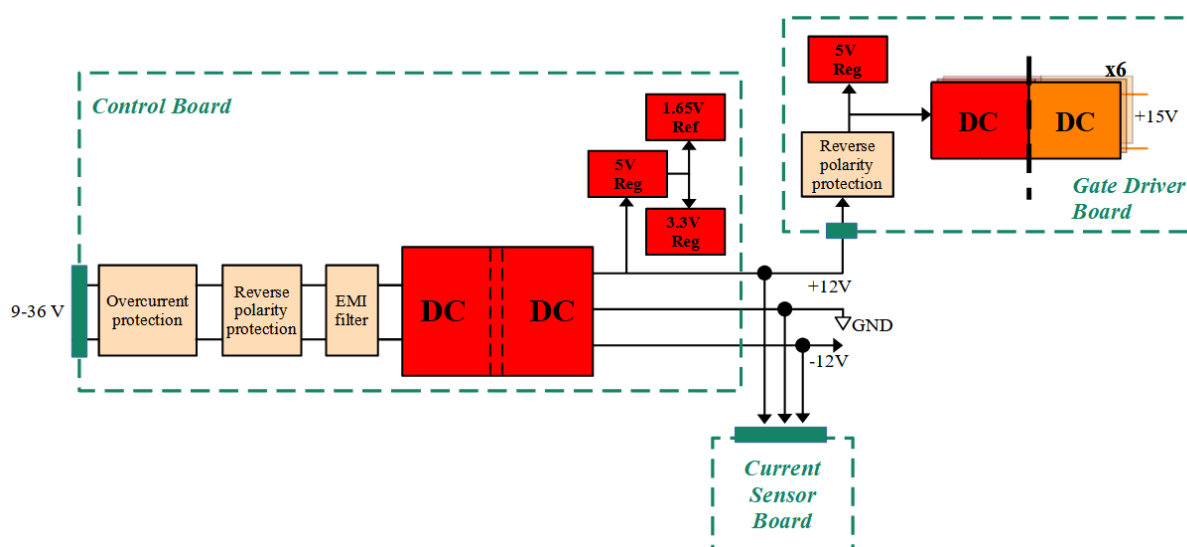


Σχήμα 3.18: PWM dead-time

Επίσης, έχουμε προσθέσει νεκρό χρόνο από τη πλευρά του υλικού στα κυκλώματα οδήγησης πύλης στα $0.2\mu s$. Τέλος, μέσω του MCU μπορούμε να απενεργοποιήσουμε/ενεργοποιήσουμε τα κυκλώματα οδήγησης. Η συγκεκριμένη λειτουργία είναι ιδιαίτερα χρήσιμη στην περίπτωση ανάπτυξης ενός συστήματος προστασίας μηχανής και του μετατροπέα μελλοντικά.

3.8 Παροχή τροφοδοσίας

Στο Σχ. 3.19 φαίνεται η αρχιτεκτονική που ακολουθήσαμε για το σύστημα τροφοδοσίας χαμηλής τάσης του μετατροπέα. Οι βασικές γραμμές τροφοδοσίας είναι $\pm 12V$ και δημιουργούνται στην πλακέτα ελέγχου. Οι γραμμές αυτές παράγονται από το γαλβανικά απομονωμένο τροφοδοτικό **TEN 8-2423**, το οποίο διαθέτει μεγάλο εύρος τάσης εισόδου. Ο λόγος που χρησιμοποιήθηκε και αρνητική τροφοδοσία οφείλεται στις προδιαγραφές των αισθητήρων ρεύματος. Επίσης, η γραμμή των $12V$ έχει ως φορτίο την πλακέτα κυκλωμάτων οδήγησης (Gate driver board) και τους regulators των $5V, 3.3V$ που τροφοδοτούν τα συμπληρωματικά κυκλώματα και τον MCU. Ακόμη, όπου πραγματοποιείται σύνδεση με καλώδιο έχουμε προσθέσει και κύκλωμα προστασίας ανάστροφης πόλωσης, ώστε να αποφύγουμε την καταστροφή τους σε περίπτωση λανθασμένης συνδεσμολογίας.



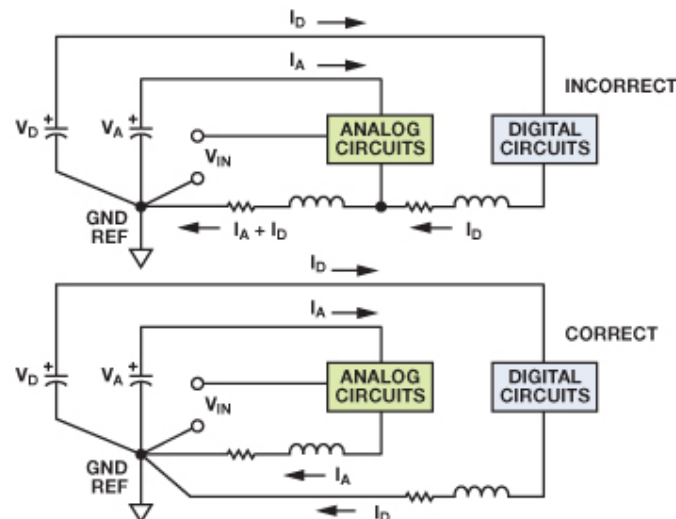
Σχήμα 3.19: Power supply - Top level

Σε μετατροπείς που απαιτούν υψηλά επίπεδα ασφάλειας (π.χ ηλεκτρικά αυτοκίνητα), η σχεδίαση του συστήματος τροφοδοσίας χαμηλής τάσης είναι από τα πιο σύνθετα μέρη σε επίπεδο υλικού. Ο βασικός λόγος είναι ότι πέρα της υψηλής απόδοσης/επίδοσης των τροφοδοτικών πρέπει να εξασφαλιστεί και η παρακολούθησή τους (monitoring), η διάγνωση σφαλμάτων, η αφύπνιση κάθε κυκλώματος συγχρονισμένα και η εφεδρεία τους.

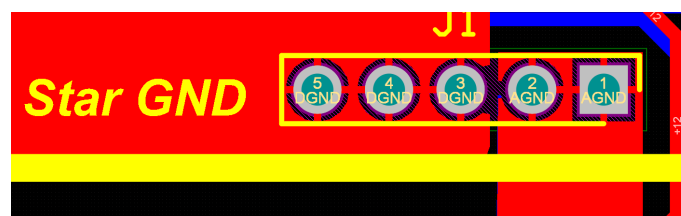
3.9 Γενικές οδηγίες σχεδίασης

Στη συνέχεια, αναφέρουμε κάποιες χρήσιμες οδηγίες από τη πλευρά του υλικού που χρησιμοποιήθηκαν κατά τη σχεδίαση μας, οι οποίες μπορούν να ακολουθηθούν σε ένα μεγάλο εύρος εφαρμογών των ηλεκτρονικών ισχύος και όχι μόνο.

1. Κατά τη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων, ιδιαίτερα σε μετρήσεις που προέρχονται από αισθητήρες και κατέχουν σημαντικό ρόλο στην επίδοση του συστήματος (π.χ current sensors) πρέπει να χρησιμοποιούμε αντιστάσεις ακριβείας αλλά και χαμηλής ευαισθησίας σε μεταβολές της θερμοκρασίας. Επίσης, η χρήση μικρών τιμών αντιστάσεων ($1 - 10\text{ k}\Omega$) συμβάλλει θετικά στη μείωση του θερμικού θορύβου ($\sqrt{4k_BTR}$) είναι θετική. Τέλος, συνίσταται και η χρήση SMD στοιχείων για μείωση των παρασιτικών αυτεπαγωγών.
2. Στη σχεδίαση κάθε κυκλώματος, ψηφιακού/αναλογικού είναι σημαντικό να εξασφαλιστεί η χαμηλή εμπέδηση για τα ρεύματα επιστροφής return path. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της δημιουργίας επιπέδου αναφοράς (ground plane) κατά τη σχεδίαση του τυπωμένου κυκλώματος. Για ένα σύστημα που αποτελείται από αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα τα μονοπάτια επιστροφής πρέπει να είναι ανεξάρτητα όπως φαίνεται στο Σχ. 3.20. Σε αντίθετη περίπτωση, η επιστροφή των ρευμάτων των ψηφιακών σημάτων μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσα από το μονοπάτι των αναλογικών σημάτων, οδηγώντας σε ανύψωση του δυναμικού αναφοράς και κατ' επέκταση σε λανθασμένες μετρήσεις. Συνεπώς, η ένωση του αναλογικού και ψηφιακού ground plane είναι απαραίτητο να γίνει σε ένα μοναδικό σημείο, που ονομάζεται αστέρας επιπέδου αναφοράς (ground star) [6], όπως φαίνεται στο Σχ. 3.21.



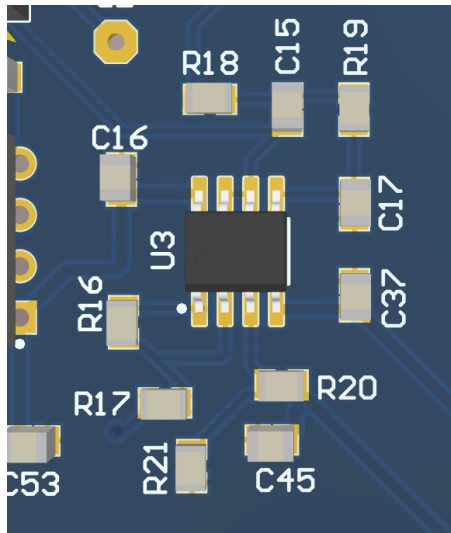
Σχήμα 3.20: Κλάδοι επιστροφής ρευμάτων σε σχεδίαση αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων



Σχήμα 3.21: Αστέρας επιπέδου αναφοράς

3. Σε κάθε ολοκληρωμένου κύκλωμα πρέπει να εξασφαλίζεται μια τροφοδοσία με όσο γίνεται λιγότερο θόρυβο που προέρχεται από ατέλειες της σχεδίασης του τυπωμένου κυκλώματος και του σημείου που δημιουργείται η αρχική τροφοδοσία. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω των πυκνωτών αποσύζευξης (decoupling) [7], όπου αποτελούν ένα μονοπάτι χαμηλής εμπέδησης για τον θόρυβο ο οποίος χαρακτηρίζεται από υψηλές συχνότητες. Ταυτόχρονα, επιθυμούμε

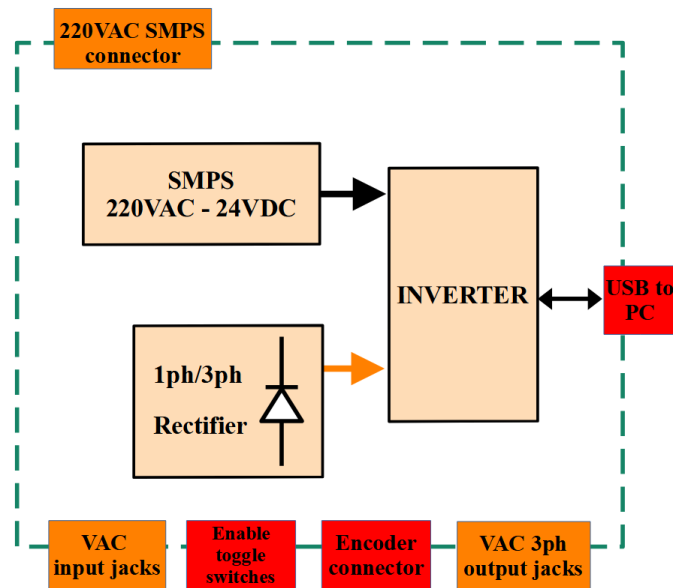
και μια πηγή ενέργειας με γρήγορη απόκριση κοντινότερα στο ολοκληρωμένου κύκλωμα σε περίπτωση που αυξηθεί η κατανάλωση του. Έτσι, ο πυκνωτής επιλέγεται στην τιμή των $100nF$ που μπορεί να καλύψει και τις δύο απαιτήσεις. Τέλος, φροντίζουμε να σχεδιάζουμε όσο γίνεται πυκνότερα γύρω από ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, μειώνοντας με αυτό το τρόπο το μήκος των αγωγών πετυχαίνοντας λιγότερη ευαισθησία σε θόρυβο (Σχ. ;;). Ενδεικτικό παράδειγμα αυτής της σχεδίασης φαίνεται στο Σχ. 3.22.



Σχήμα 3.22: Analog IC - C16, C37 decoupling capacitor

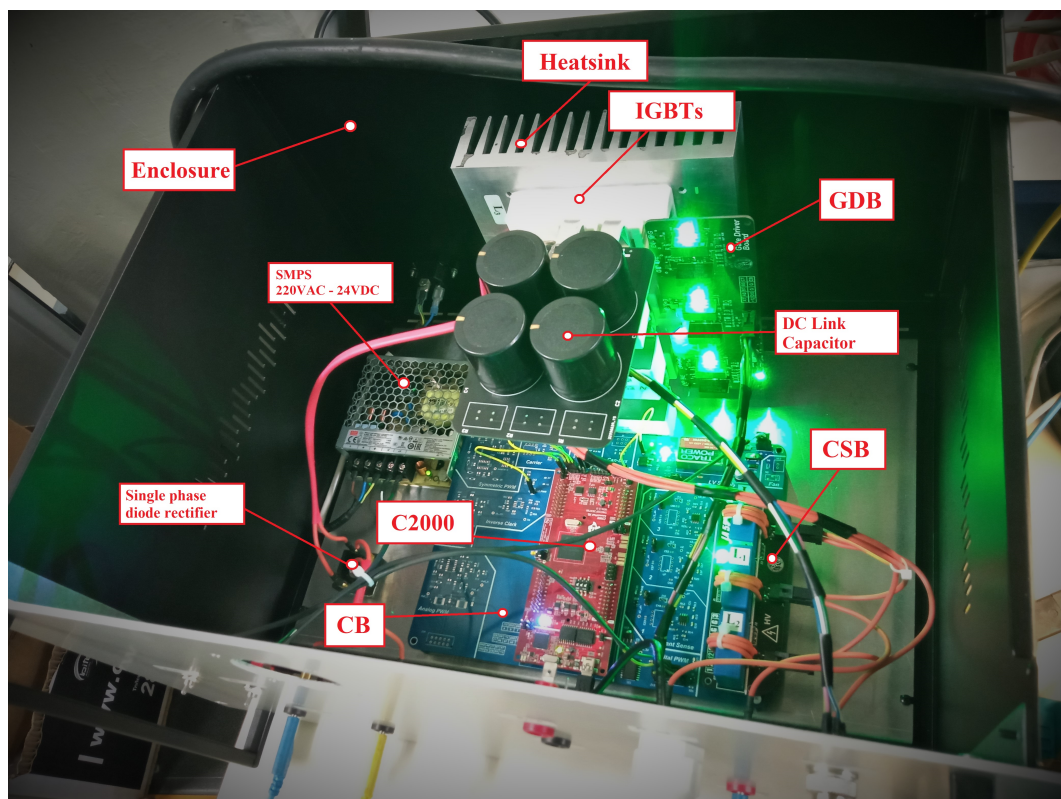
3.10 Τελική κατασκευή

Μετά την σχεδίαση και κατασκευή κάθε υποσυστήματος ακολούθησε ο έλεγχος (testing) σε κάθε κύκλωμα ανεξάρτητα ώστε να διαπιστωθεί η σωστή λειτουργία του. Στη συνέχεια, έγινε η τελική ένωση τους και η εσωτερική καλωδίωση. Η τοποθέτηση τους έγινε μέσα σε μεταλλικό κουτί, κυρίως για λόγους ασφάλειας και προστασίας, το οποίο προσφέρει και εύκολη μεταφορά. Στο Σχ. 3.23, παρατηρούμε το περιεχόμενο του μεταλλικού κουτιού και τις εξωτερικές συνδέσεις (interfaces) του. Τα στοιχεία που έχουν προστεθεί είναι ένα τροφοδοτικό ώστε να παρέχει τα $24VDC$ στο σύστημα χαμηλής τάσης του μετατροπέα καθώς και ένας ανορθωτής για την τροφοδοσία ΣΡ του κυκλώματος ισχύος. Επίσης, τοποθετήθηκαν διακόπτες για την ενεργοποίηση της πλακέτας ελέγχου και της πλακέτας των κυκλωμάτων οδήγησης πύλης.

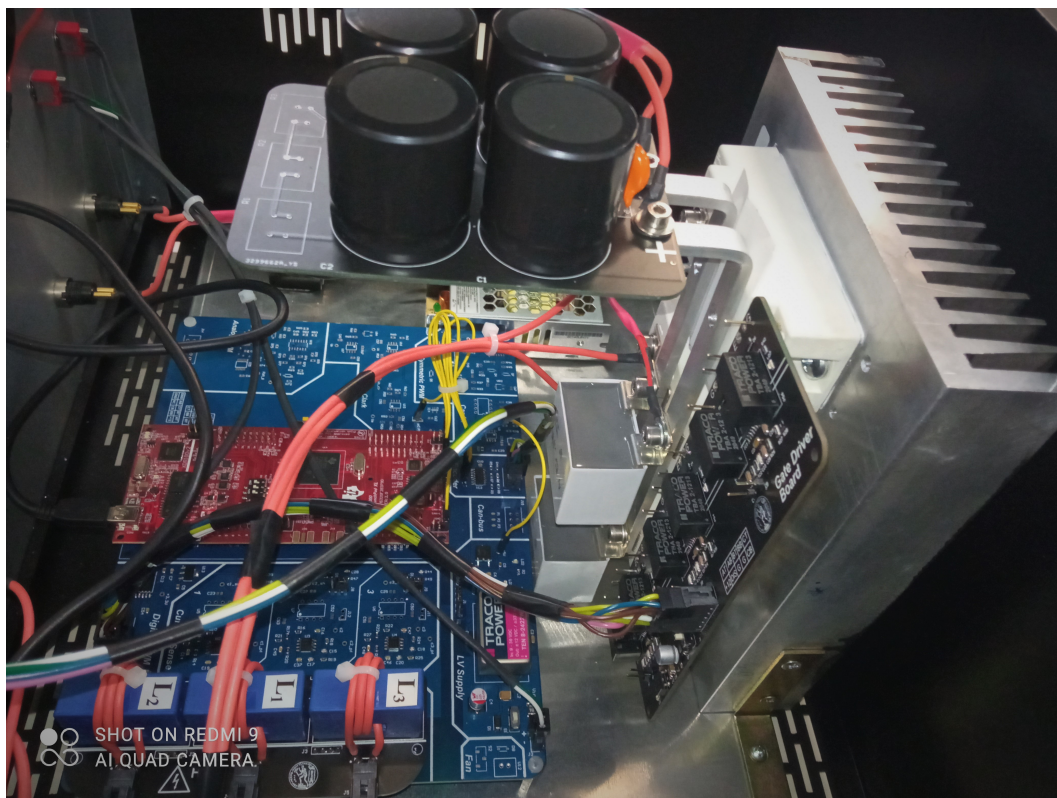


Σχήμα 3.23: Μετατροπέας - Διάγραμμα

Στο Σχ. 3.24, 3.25 φαίνεται ο μετατροπέας μετά την σύνθεση όλων των στοιχείων.



Σχήμα 3.24: Ολοκληρωμένος μετατροπέας σε λειτουργία

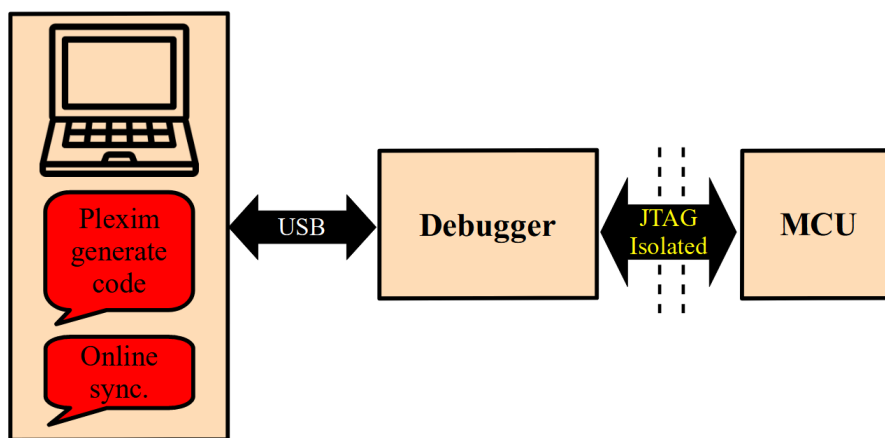


Σχήμα 3.25: Ολοκληρωμένος μετατροπέας - πλάγια όψη

Κεφάλαιο 4

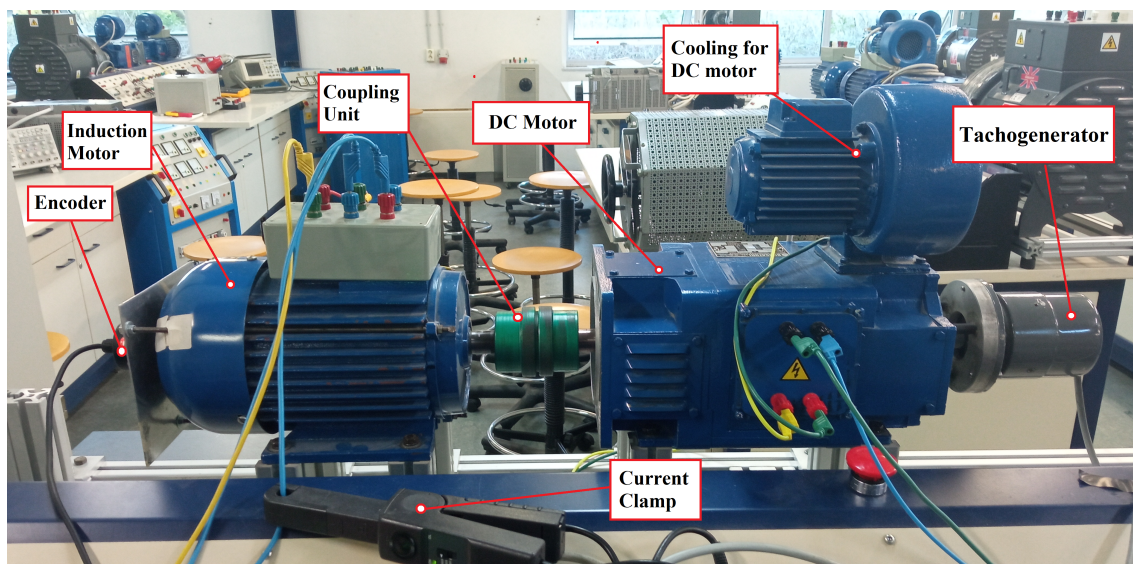
Αποτελέσματα Μετρήσεων

Μετά την ολοκλήρωση του μετατροπέα από τη πλευρά του υλικού, και κυκλώματος ισχύος ξεκινήσαμε να πραγματοποιούμε τις πρώτες δοκιμές σε επίπεδο συστήματος. Ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η επικοινωνία του μετατροπέα με τον Η/Υ φαίνεται στο Σχ. 4.1. Για λόγους προστασίας του Η/Υ υπάρχει γαλβανική απομόνωση. Όπως έχουμε αναφέρει, ο προγραμματισμός του MCU γίνεται μέσω Plexim. Επίσης, υπάρχει η δυνατότητα να γίνεται η επικοινωνία με τον MCU κατά τη λειτουργία του συστήματος (online). Το γεγονός αυτό αποτελεί μεγάλο πλεονέκτημα αφού, μπορούμε να αλλάζουμε τις διάφορες παραμέτρους του προγράμματος, τις αναφορές των συστημάτων ελέγχου όπως και να γνωρίζουμε τις τιμές των εσωτερικών παραμέτρων.

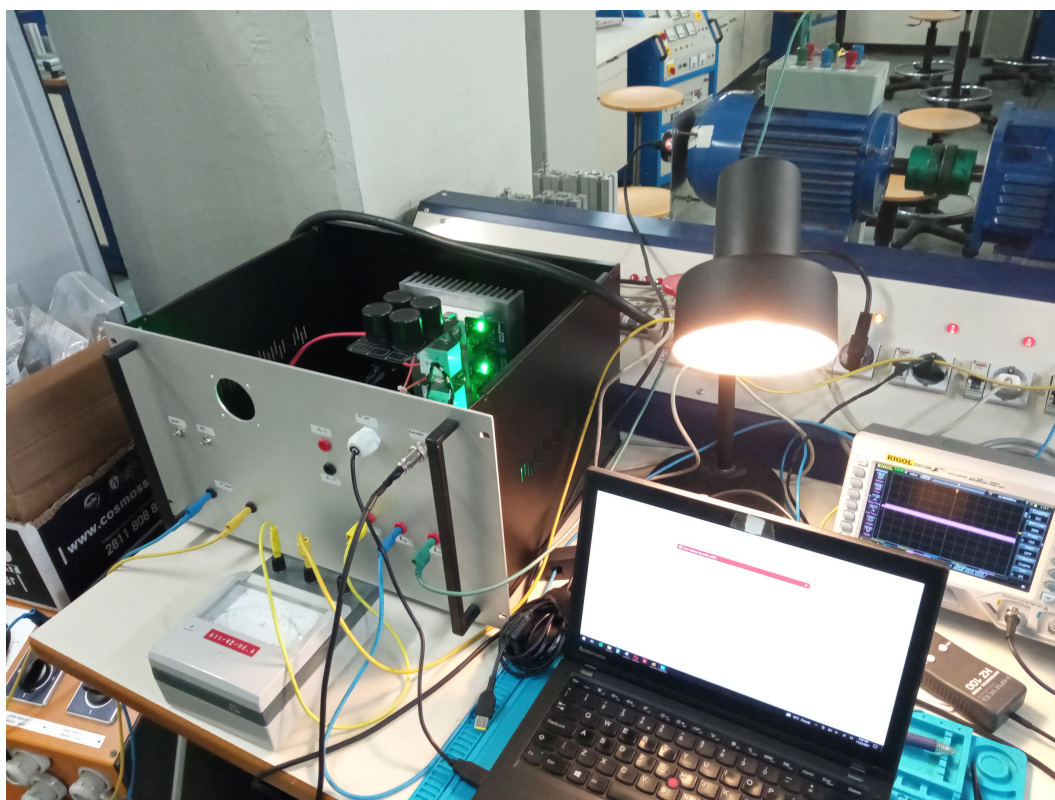


Σχήμα 4.1: Επικοινωνία μετατροπέα - Η/Υ

Ενδεικτικά, στο Σχ. 4.2, 4.3 δίνεται η διάταξη στην οποία πραγματοποιήσαμε τις μετρήσεις μας. Η μηχανή ΣΡ και η ΑΜ είναι μηχανικά συζευγμένες με τον κωδικοποιητή θέσης/ταχύτητας από τη μια πλευρά και μια ταχογεννήτρια από την άλλη για τη μέτρηση της ταχύτητας μέσω της τάσης στο παλμογράφο.



Σχήμα 4.2: Διάταξη μηχανής ΣΡ και ΑΜ που πραγματοποιήθηκαν οι μετρήσεις

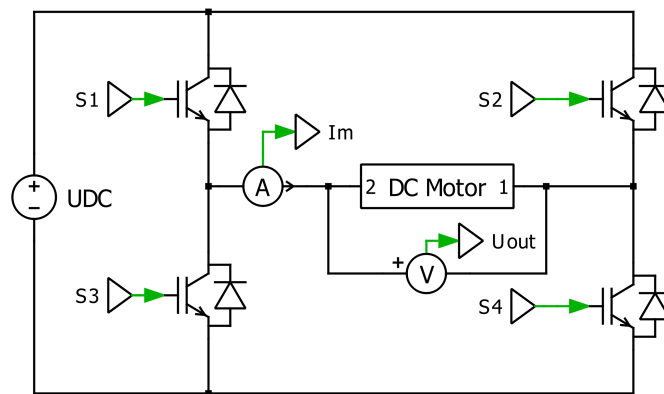


Σχήμα 4.3: Εργαστηριακός πάγκος με τον μετατροπέα

4.1 Μετρήσεις μηχανής ΣΡ

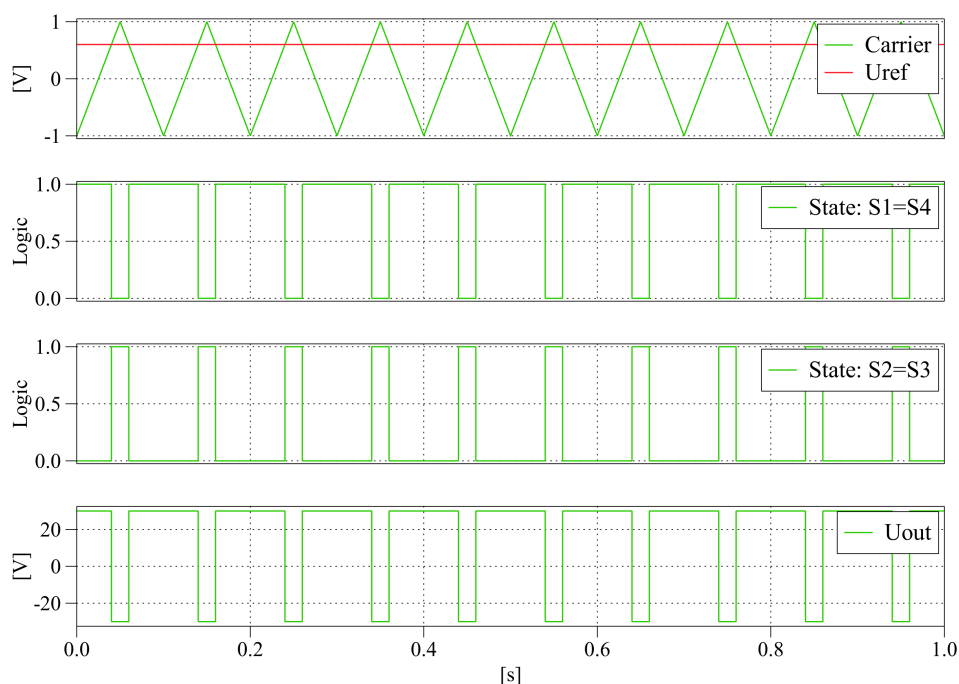
4.1.1 Διπολική διαμόρφωση

Όπως έχουμε αναφέρει πριν μεταβούμε στην ΑΜ προηγήθηκαν δοκιμές στη μηχανή ΣΡ για περισσότερη εξοικείωση με το μετατροπέα πλήρους γέφυρας. Χρησιμοποιήθηκαν οι 2 από τις 3 ημιγέφυρες ώστε να έχουμε ένα DC/DC μετατροπέα πλήρους γέφυρας. Παρακάτω, φαίνεται το κύλωμα ισχύος καθώς και τα μετρητικά όργανα που έχουμε τοποθετήσει.



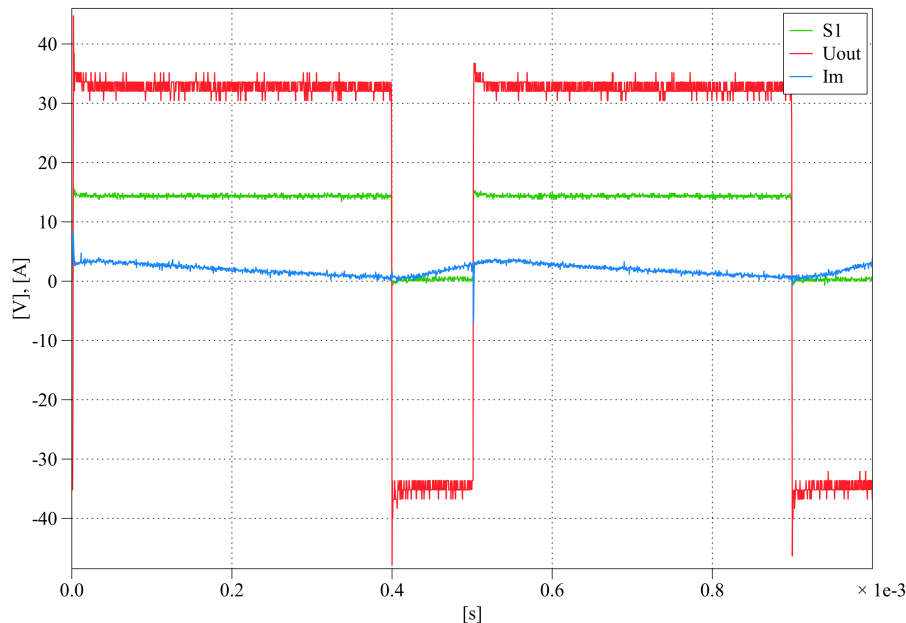
Σχήμα 4.4: Μηχανή ΣΡ συνδεδεμένη σε πλήρη DC/DC μετατροπέα πλήρους γέφυρας

Η παλμική διαμόρφωση που ακολουθήσαμε είναι διπολική (bipolar PWM). Δηλαδή, η τάση τυμπάνου του κινητήρα παίρνει θετικές και αρνητικές τιμές. Στην περίπτωση που το εύρος παλμού είναι ίδιο και για τα 2 επίπεδα τάσης, τότε ο δρομέας παραμένει ακίνητος. Στο Σχ. 4.5 φαίνεται ένα παράδειγμα υλοποίησης της διπολικής διαμόρφωσης με τάση αναφοράς 60% του πλάτος φέροντος και τάση εισόδου 30VDC.



Σχήμα 4.5: Απόκριση διπολικής διαμόρφωσης

Στο Σχ. 4.6, φαίνεται η μετρούμενη κατάσταση της μηχανής ΣΡ σε συνδυασμό με το ρεύμα τυμπάνου. Η διακοπτική συχνότητα είναι $2kHz$ και η τάση εισόδου $35VDC$. Το γράφημα, παρουσιάζει την ίδια συμπεριφορά με το Σχ. 4.5, που είναι ακόμη ένα δείγμα ότι ο μετατροπέας σε συνθήκες ανοιχτού βρόχου ανταποκρίνεται σε μεγάλο βαθμό όπως αναμέναμε. Το ρεύμα φαίνεται ανεστραμένο, λόγω ανεστραμένης σύνδεσης της αμπεροτσιμπίδας στη διάρκεια των μετρήσεων

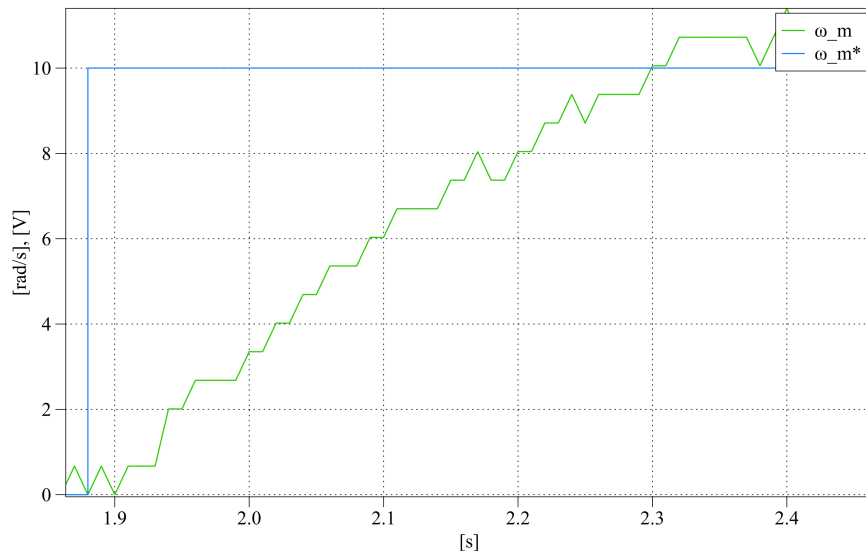


Σχήμα 4.6: Λειτουργία μηχανής ΣΡ σε διπολική διαμόρφωση

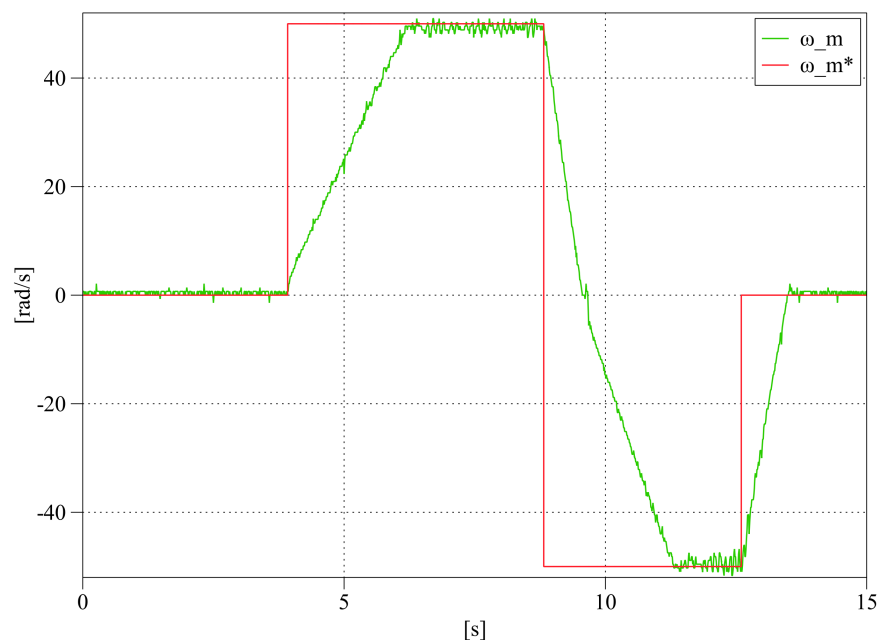
4.1.2 Έλεγχος ταχύτητας

Στη συνέχεια, αφού οι μετρήσεις της ταχύτητας και των ρευμάτων ήταν διαθέσιμες προχωρήσαμε στη δόμηση των ελεγκτών. Καθώς στον άξονα της μηχανής δεν είχαμε μηχανικό φορτίο μόνο με έλεγχο ρεύματος δεν θα μπορούσαμε να εξακριβώσουμε την ορθή λειτουργία του, αφού η μηχανή θα επιτάχυνε μέχρι να φτάσει στην ταχύτητα βάσης. Έτσι, υλοποιήσαμε και το βρόχο έλεγχου ταχύτητας.

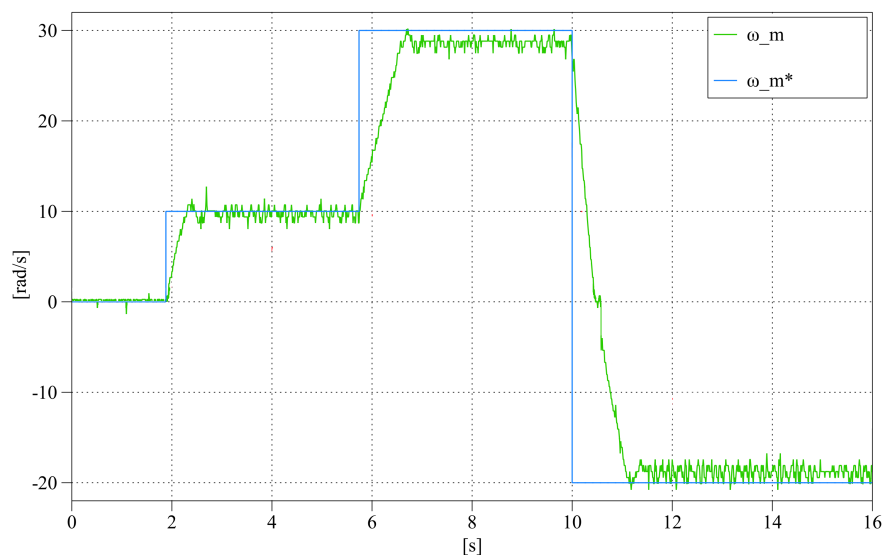
Ο χρόνος ανόδου για τη μεταβολή της ταχύτητας από 0 σε 10 rad/s φαίνεται στο Σχ. 4.7 και είναι σχεδόν $300ms$, ενώ η επιθυμητή τιμή ήταν στα $200ms$ και με βάση αυτή είχαν υπολογιστεί και τα κέρδη των ελεγκτών. Συνεπώς, μπορούμε να πούμε ότι ο ελεγκτής ταχύτητας και κατ' επέκταση του ρεύματος τυμπάνου της μηχανής ΣΡ λειτουργεί ικανοποιητικά.

Σχήμα 4.7: Χρόνος ανόδου t_{rise}

Η μετρήσεις που πήραμε έγιναν μέσω της ταχογεννήτριας η οποία στις 1000 ΣΑΛ έχει έξοδο 60V. Αυτό το σήμα τάσης, το έχουμε αναγάγει στο σήμα w_m [rad/s] και η αναφορά που θέσαμε είναι το w_m^* . Στο Σχ. 4.8, 4.9 φαίνεται τα προφίλ ταχύτητας που θέσαμε ως αναφορά και οι αντίστοιχες αποκρίσεις που λάβαμε. Παρατηρούμε, ότι η ταχύτητα δεν εμφανίζει σε καμία μεταβολή της σημαντική υπερακόντιση. Για το Σχ. 4.8 το σφάλμα μόνιμης κατάστασης είναι πολύ μικρό, ενώ στο Σχ. 4.9 είναι μεγαλύτερο λόγω της μη επαρκούς τάσης στην είσοδο του μετατροπέα.



Σχήμα 4.8: Απόκριση ταχύτητας μηχανής ΣΡ μέσω ελεκτη ταχύτητας - Α

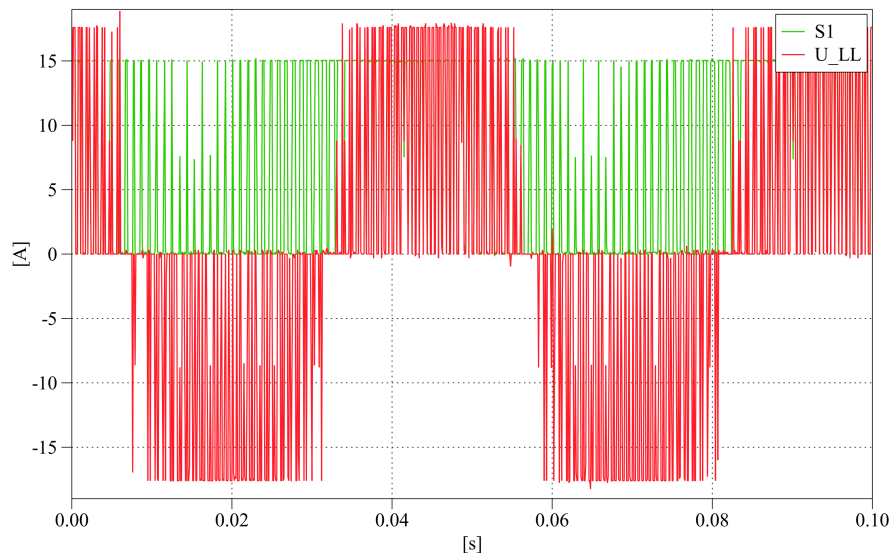


Σχήμα 4.9: Απόκριση ταχύτητας μηχανής ΣΡ μέσω ηλεκτή ταχύτητας - Β

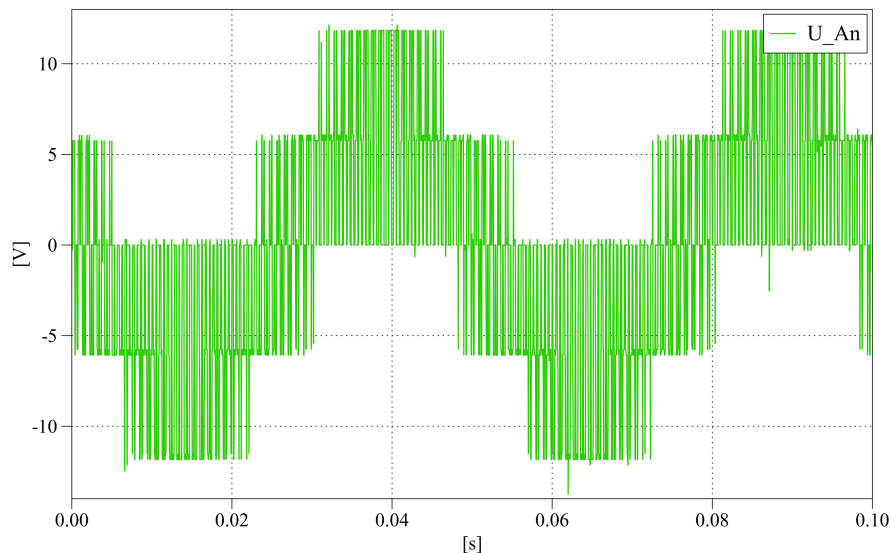
4.2 Μετρήσεις ΑΜ

4.2.1 Συνθήκες ανοικτού βρόχου

Οι πρώτες δοκιμές στην ΑΜ, πραγματοποιήθηκαν σε συνθήκες ανοικτού βρόχου με παλμοδότηση *SPWM* και μικρή *DC* τάση εισόδου (17 V). Έχοντας πρόσβαση σε κάθε άκρο των τυλιγμάτων της μηχανής, θέσαμε τη συνδεσμολογία της σε αστέρα. Οι αντίστοιχες κυματομορφές εξόδου του μετατροπέα φαίνονται στο Σχ. 4.10, 4.11.



Σχήμα 4.10: SPWM: Πολική τάση ΑΜ και παλμοί στο διακόπτη S_1



Σχήμα 4.11: SPWM: Φασική τάση ΑΜ με αναφορά στον ουδέτερο του αστέρα

4.2.2 Ρεύμα I_d

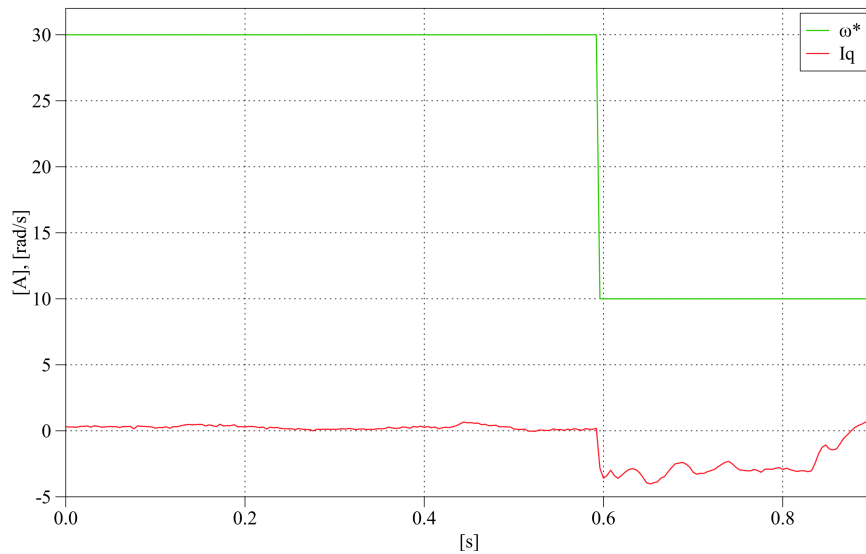
Οι δοκιμές μας συνεχίστηκαν με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου. Στο Σχ. 4.12 φαίνεται η μεταβολή του ρεύματος μαγνήτισης I_d από $0.8A$ σε $0.5A$. Ο χρόνος καθόδου (ταυτίζεται με τον χρόνο ανόδου αν η κυματομορφή έχει αντίθετο πρόσημο) είναι σχεδόν $15ms$ ενώ ο επιθυμητός με βάση τον οποίο είχαν επιλεγθεί τα κέρδη των ελεκτηή ήταν $10ms$. Επίσης, κατά τη μόνιμη κατάσταση, το ρεύμα I_d φαίνεται να έχει μέγιστο απόλυτο σφάλμα από την τιμή αναφοράς $0.1A$. Το τελευταίο, είναι ακόμη μια ένδειξη ότι ο ελεκτηή και ο μετατροπείας συνολικά λειτουργεί όπως αναμέναμε.



Σχήμα 4.12: Απόκριση ρεύματος I_d

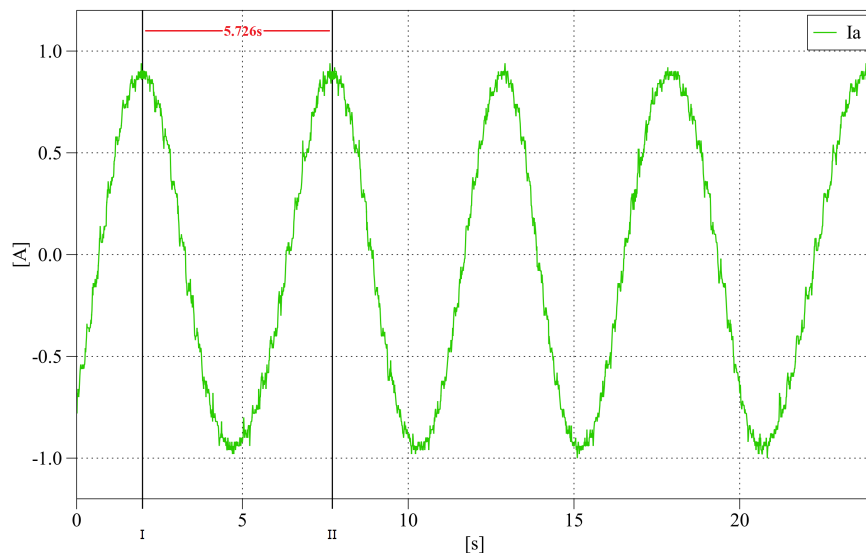
4.2.3 Έλεγχος ταχύτητας

Στο Σχ. 4.13 παρατηρούμε την μεταβολή του ρεύματος I_q κατά την αλλαγή της ταχύτητας αναφοράς από $30rad/s$ σε $10rad/s$, όταν πραγματοποιείται έλεγχος ταχύτητας. Καθώς η μηχανή είναι σε κενό φορτίο, η τιμή I_q είναι αρκετά μικρή και είναι όση απαιτείται για να αντισταθμιστούν οι μηχανικές τριβές και οι απώλειες ανεμισμού της ΑΜ. Έπειτα, το ρεύμα I_q οδηγείται σε αρνητικές τιμές ώστε η μηχανή να επιβραδύνει. Αφού, η ταχύτητα τίθεται στα $10rad/s$ το ρεύμα I_q επανέρχεται πάλι σε θετικές τιμές ώστε να διατηρηθεί η ίδια φορά περιστροφής.



Σχήμα 4.13: Απόκριση ρεύματος I_q σε βηματική μεταβολή αναφοράς της ταχύτητας

Στο Σχ. 4.14 παρατηρούμε την κυματομορφή του ρεύματος γραμμής I_a σε πολύ χαμηλή ταχύτητα αναφοράς. Πιο συγκεκριμένα, η ηλεκτρική συχνότητα της μηχανής είναι $f_1 = 1/5.726 = 0.17\text{Hz}$. Αν υποθέσουμε ότι η ολίσθηση είναι μηδενική καθώς η μηχανή βρίσκεται σε κενό φορτίο, τότε η ταχύτητα της θα είναι: $n = 60f_1/n_p = 5.1$ ΣΑΛ.

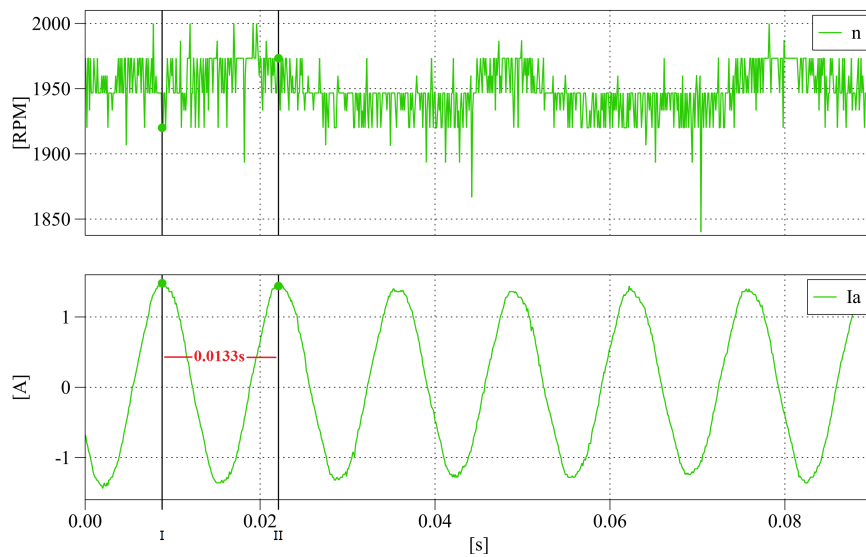


Σχήμα 4.14: Κυματομορφή ρεύματος γραμμής σε χαμηλή ταχύτητα

Αντίστοιχα, στο Σχ. 4.15 φαίνεται η κυματομορφή του ρεύματος σε πολύ υψηλές ταχύτητες (1950 ΣΑΛ). Παρόλο που η ονομαστική ταχύτητα είναι 1500 ΣΑΛ, διατηρώντας τη μαγνήτιση της μηχανής χαμηλότερα από την ονομαστική, η μηχανή βρίσκεται σε περιοχή εξασθένισης πεδίου. Για τη περιοχή αυτή, δεν είχε σχεδιαστεί κάποιος συγκεκριμένος ελεγκτής και η δοκιμή έγινε πειραματικά.

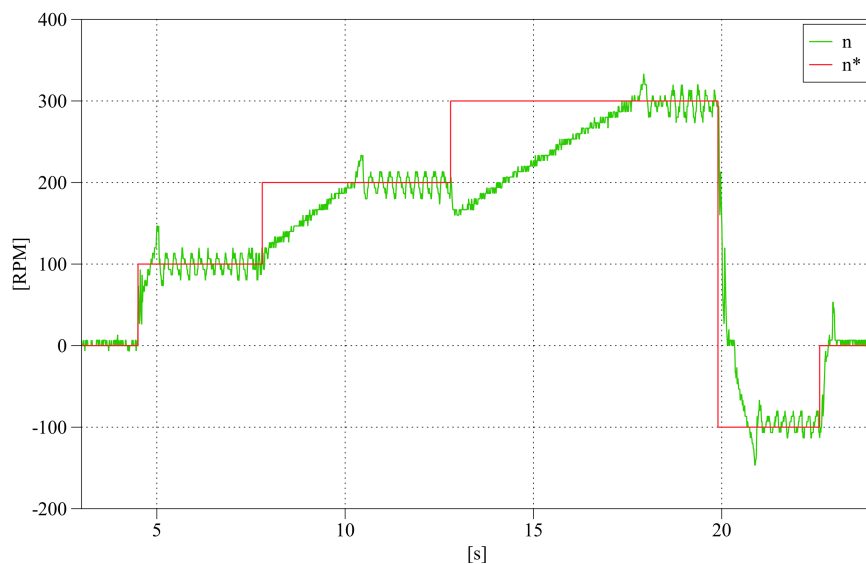
Από τις δύο παραπάνω κυματομορφές του ρεύματος, προκύπτει το συμπέρασμα ότι ο ελεγκτής έχει ευστατή συμπεριφορά ακόμη και σε ακραίες τιμές ταχύτητας. Είναι επίσης αντιληπτό, ότι αν η ΑΜ

ήταν συνδεδεμένη στο δίκτυο τέτοιες συνθήκες ταχύτητες δεν θα ήταν εφικτές.



Σχήμα 4.15: Κυματορφή ρεύματος γραμμής σε υψηλή ταχύτητα

Στο Σχ. 4.16 παρατηρούμε την απόκριση της ταχύτητας σε διάφορες βηματικές μεταβολές. Παρόλο, που η ταχύτητα φαίνεται να συγκλίνει στην αναφορά της είναι διακριτή μια ήπια κυμάτωση όπως και μια μικρή υπερύψωση. Επίσης, ο χρόνος ανόδου είναι διαφορετικός σε κάθε μεταβολή και αυτό οφείλεται λόγω των τιμών κορεσμού του ρεύματος I_q . Κατά τις δοκιμες, παρατηρήθηκε η ευαισθησία της ταχύτητας όσον αφορά την κυμάτωση της με το ρεύμα μαγνήτισης I_d . Φυσικά, η μαγνήτιση του πυρήνα επηρεάζει τη ροπή και κατ'επέκταση την ταχύτητα της ΑΜ, ωστόσο δεν ήταν κάτι που το εξετάσαμε σε λεπτομέρεια.



Σχήμα 4.16: Απόκριση ταχύτητας για διάφορες βηματικές μεταβολές

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα

Ανακεφαλαιώνοντας, στην παρούσα διπλωματική εργασία σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένας μετατροπέας ισχύος AC/DC ικανός να οδηγήσει πολλούς τύπους μηχανών. Ωστόσο, επιλέξαμε να επικεντρωθούμε στον έλεγχο διανυσματικού πεδίου (FOC) ασύγχρονης μηχανής. Παρουσιάστηκε ενδελεχώς η δομή των ελεγκτών, ο τρόπος επιλογής των βασικότερων παραμέτρων και τα σημεία που απαιτούν ιδιαίτερη προσοχή και χειρισμούς. Στη συνέχεια, έγινε παράθεση όλων των κυκλωμάτων και αισθητήρων για να υποστηρίξουν την τεχνική FOC. Δόθηκαν επίσης λεπτομέρειες σχεδίασης σε καθοριστικά κυκλώματα για τη λειτουργία του μετατροπέα όπως τα κυκλώματα οδήγησης πύλης. Ακόμη, σύντομη περιγραφή δόθηκε και για την υλοποίηση του λογισμικού στο μικροελεκτή, το οποίο αναπτύχθηκε μέσω του προγράμματος Plexim. Τέλος, παρουσιάστηκαν οι μετρήσεις που καταγράφηκαν κατά τις εργαστηριακές δοκιμές και ακολούθησαν οι σχετικές παρατηρήσεις και σχολιασμοί. Οι δοκιμές, συνοδεύτηκαν από τον έλεγχο της μηχανής συνεχούς ρεύματος που στόχο είχε την ομαλή μετάβαση στην ασύγχρονη μηχανή και την επιπλέον εξοικείωση με το μετατροπέα.

Από τις αποκρίσεις των ρευμάτων και των ταχυτήτων της μηχανής σε συνθήκες κλειστού βρόχου, μπορούμε να ισχυριστούμε ότι η λειτουργία του μετατροπέα ήταν ιδιαίτερα ικανοποιητική και εντός των αρχικών στόχων που είχαμε θέσει. Αυτό, υποδεικνύει ότι η σχεδίαση και επιλογή των στοιχείων σε επίπεδο υλικού αλλά και η ανάπτυξη του λογισμικού πραγματοποιήθηκαν με σωστό τρόπο. Τέλος, μεγάλο πλεονέκτημα αποτελεί και η εύκολη χρήση του μετατροπέα από μελλοντικούς φοιτητές. Το γεγονός αυτό, αυξάνει τις προσδοκίες μας για δοκιμές του μετατροπέα σε πιο περίτεχνες τεχνικές ελέγχου και εν τέλει την ουσιαστική συνεισφορά αυτή της διπλωματικής στο ερευνητικό και εκπαιδευτικό έργο του Ε.Μ.Π.

Κεφάλαιο 6

Προτάσεις για περαιτέρω ανάπτυξη και μελέτη

Στη συνέχεια, ακολουθούν ορισμένες προτάσεις για την βελτίωση του μετατροπέα αλλά και για επιπλέον δοκιμές που θα μπορούσαν να πραγματοποιηθούν σε επίπεδο συστήματος.

Βελτίωση μετατροπέα

1. Ένα βασικό πρόβλημα που είχε διαπιστωθεί κατά την περίοδο των δοκιμών ήταν η αύξηση της κυμάτωσης της DC τάσης εισόδου σε συνθήκες μεγαλύτερων AC ρευμάτων. Προτείνεται, η αύξηση της χωρητικότητας των πυκνωτών στην είσοδο ΣΡ, έπειτα από μια ολοκληρωμένη μελέτη, η οποία θα εξετάζει και τη χρήση της τεχνολογίας Film.
2. Μια σημαντική πληροφορία που δεν παρέχεται μέσω ανατροφοδότησης στο μικροελεκτή είναι το επίπεδο της DC τάσης εισόδου. Η τάση αυτή, είναι απαραίτητη για μελλοντική υλοποίηση της τεχνικής διαμόρφωσης με χωρικά διανύσματα (SVPWM) αλλά και για λόγους προστασίας υπέρτασης σε περίπτωση ηλεκτρικής πέδης. Προτείνεται λοιπόν, η σχεδίαση ενός κυκλώματος με τη χρήση απομονωμένου ενισχυτή ή κυκλώματος μετατροπής τάσης σε συχνότητα για την ανάγνωση της τάσης και ταυτόχρονα την εξασφάλιση γαλβανικής απομόνωσης. Για την περίπτωση αυτή, η κατάλληλη σχεδίαση και υλοποίηση ενός κύκλωματος ισχύος για ταχεία απόφορτιση του πυκνωτή (Load dump protection) θα προσέφερε ακόμη μεγαλύτερη προστασία.
3. Ένα ακόμη βασικό πρόβλημα που είχε διαπιστωθεί ήταν η απώλεια της επικοινωνίας του μικροελεκτή με τον Η/Υ σε επίπεδα τάσης μεγαλύτερα των 80VDC. Προτείνεται λοιπόν, η αντικατάσταση του USB με κάποιο πρωτόκολλο επικοινωνίας πιο εύρωστο σε common mode θόρυβο, όπως είναι το CAN-Bus.
4. Τέλος, συνίσταται η ανάπτυξη ενός αλγορίθμου στο λογισμικό σε περίπτωση υπερέντασης, που θα οδηγεί σε απενεργοποίηση των κυκλωμάτων οδήγησης μετά από σύγκριση των AC ρευμάτων με συγκεκριμένα κατώφλια, αναλόγως της εφαρμογής μας. Για ακόμη πιο γρήγορη προστασία της τάξης του 1 – 5 μsec πρέπει να γίνει σχεδίαση επιπλέον αναλογικού κυκλώματος.

Μελλοντικές δοκιμές

1. Ένα μεγάλο πλεονέκτημα για τον μετατροπέα θα ήταν η απεξάρτηση του από τον αισθητήρα ταχύτητας. Δυστυχώς, το μεγαλύτερο ποσοστό των μηχανών δεν είναι σχεδιασμένο για υποδοχή ενός κωδικοποιητή ταχύτητας. Επομένως, η ανάπτυξη ενός αλγορίθμου χωρίς αισθητήρες που θα κάνει εκτίμηση της αντί-ΗΕΔ θα ήταν πολύ χρήσιμη στην κατεύθυνση αυτή.
2. Η δοκιμή της μηχανής στη περιοχή εξασθένισης πεδίου, η τεχνική ελαχιστοποίησης απωλειών, η παραγωγή μέγιστης ροπής ανά μονάδα ρεύματος (MTPA), η τεχνική αντιστάθμισης ροπής (torque compensation) είναι επίσης δοκιμές που θα είχαν είχαν ιδιαίτερο ενδιαφέρον.
3. Τέλος υπάρχει η ανάγκη διασύνδεσης ενός μεταβλητού φορτίου στον άξονα της μηχανής και γενικότερα η κατασκευή μιας διάταξης δυναμομέτρησης. Μια ιδέα είναι η κατασκευή ενός επιπλέον μετατροπέα που θα έχει κοινό DC-link με τον πρώτο. Έτσι, μπορούμε να φέρουμε τη διάταξη των μηχανών σε οποιοδήποτε σημείο λειτουργίας επιθυμούμε και να αυξήσουμε την ισχύ. Από το δίκτυο θα χρειαζόμαστε μόνο την ισχύ για την αντιστάθμιση των απωλειών του συστήματος, καθώς η μηχανική ισχύς θα ανακυκλώνεται εντός του αυτού.

Βιβλιογραφία

- [1] L. Harnefors, M. Hinkkanen, O. Wallmark, "Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drivers"
- [2] Stefanos N. Manias, "Power Electronics and Motor Drive Systems", 2017
- [3] Hassan K. Khalil, "Nonlinear Systems", Third edition, Pearson edition, 2002
- [4] Christian Ruoff, "A closer look at torque ripple – minimizing its effects on electric machines" Charged, Electric vehicles magazine, September 22, 2015
- [5] Mathworks, "FOC architecture for an AC induction motor (ACIM)"
<https://www.mathworks.com/help/mcb/gs/implement-motor-speed-control-by-using-field-oriented-control-foc.html>
- [6] Hank Zumbahlen, Analog, "Staying Well Grounded"
<https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/staying-well-grounded.html>
- [7] Analog devices, "WHAT IS PROPER DECOUPLING AND WHY IS IT NECESSARY?"
<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-101.pdf>
- [8] Somers, Cedric et al. "Emergency DC injection braking system." 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT) (2015): 726-730.
- [9] Toru Masuzawa, Masahiro Osa, Martin Mapley, Chapter 11 - Motor design and impeller suspension, Editor(s): Shaun D. Gregory, Michael C. Stevens, John F. Fraser, Mechanical Circulatory and Respiratory Support, Academic Press, 2018, Pages 335-377,
- [10] Breesam, Waleed Kadhim, Ahmed Abdullah, Ali. (2016). Field Weakening Control of a Separately Excited DC Motor Using Neural Network Optimized by Social Spider Algorithm. Engineering. 08. 1-10. 10.4236/eng.2016.81001.
- [11] Shahnian, F., Sarhangzadeh, M., Sharifian, M.B., Hosseini, S.H. (2005). Induction motor characteristics and applications for DC electrified railway systems.
- [12] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "A General Analytical Method for Calculating Inverter DC-Link Current Harmonics," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 5, pp. 1851-1859, Sept.-oct. 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2027556.
- [13] Jih-Sheng Lai, H. Kouns and J. Bond, "A low-inductance DC bus capacitor for high power traction motor drive inverters," Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344), 2002, pp. 955-962 vol.2, doi: 10.1109/IAS.2002.1042673.

- [14] A. A. Mahapatra and S. Gopalakrishna, "Regenerative braking in induction motor drives in applications to Electric Vehicles," 2014 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science, 2014, pp. 1-5, doi: 10.1109/SCEECs.2014.6804425.
- [15] Soltani, H. Davari, Pooya Zare, Firuz Loh, Poh Chiang Blaabjerg, F.. (2017). Characterization of Input Current Interharmonics in Adjustable Speed Drives. IEEE Transactions on Power Electronics. PP. 10.1109/TPEL.2016.2644270.
- [16] "Induction motor parameters calculation"
<https://www.roboteq.com/applications/all-blogs/497-induction-motor-parameters-calculation>
- [17] Erfan Nozari, "Lecture 3: Stability, Controllability Observability", December 8, 2020
- [18] D. Seborg, T. Edgar, D. Mellichamp, "Process Dynamics and Control", Wiley, 1989
- [19] Sulaiman, Marizan Patakor, Fizatul Aini Ibrahim, Zulkiflie. (2013). DSP BASED IMPLEMENTATION OF FIELD ORIENTED CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES. International Journal of Research in Engineering and Technology 2319-1163. 02. 179-186. 10.15623/ijret.2013.0209027.
- [20] NXP EV Power Inverter Control Reference Platform:
<https://www.nxp.com/design/designs/ev-power-inverter-control-reference-platform:RDPWRINVERTER>
- [21] Tian, Hao Li, Yunwei Ryan Zhao, Qing. (2019). Multi-Rate Harmonic Compensation Control for Low Switching Frequency Converters: Scheme, Modeling, and Analysis. IEEE Transactions on Power Electronics. PP. 1-1. 10.1109/TPEL.2019.2933770.
- [22] F. Briz, D. Díaz-Reigosa, M. W. Degner, P. García and J. M. Guerrero, "Current sampling and measurement in PWM operated AC drives and power converters," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, 2010, pp. 2753-2760, doi: 10.1109/IPEC.2010.5543175.
- [23] O. Wallmark, "On control of permanent-magnet synchronous motors in hybrid-electric vehicle applications", Department of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Sweden 2004
- [24] Μ. Γκοζντάρης, Α. Κλαδάς, 'Ανάπτυξη εκτιμητή συστήματος διανυσματικού ελέγχου ασύγχρονου κινητήρα', ΕΜΠ, Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, Ιούλιος 2020
- [25] Π. Σύρπας, Ε. Τατάκης, 'Μελέτη και κατασκευή τριφασικού αντιστροφέα για ηλεκτρικό αγωνιστικό μονοθέσιο όχημα', Πανεπιστήμιο Πατρών, ΤΗΜΜΥ, 2019.
- [26] Current sensor LA 55-P datasheet:
https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_e.pdf
- [27] Gate driver UCC21222 datasheet:
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21222.pdf?ts=1653764966014ref_url
- [28] IGBT FF50R12RT4 datasheet:
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF50R12RT4-DS-v02_00-en_de.pdf?fileId=db3a304327b89750012805fb1a356147

[29] Encoder 50S880003N24 datasheet:

<https://www.autonics.com/model/A2500000233>

[30] MCU LAUNCHXL-F28379D Overview:

https://www.ti.com/lit/ug/sprui77c/sprui77c.pdf?ts=1653820682089ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Ftool%252FLAUNCHXL-F28379D

Παράρτημα Α΄

Ακρωνύμια και συντομογραφίες

DC Direct Current

AC Alternating Current

HV High Voltage

LV Low Voltage

HW Hardware

SW Software

eQEP enhanced Quadrature Encoder Pulse

MCU Micro-Controller Unit

ADC Analog to Digital Converter

PCB Printed Circuit Board

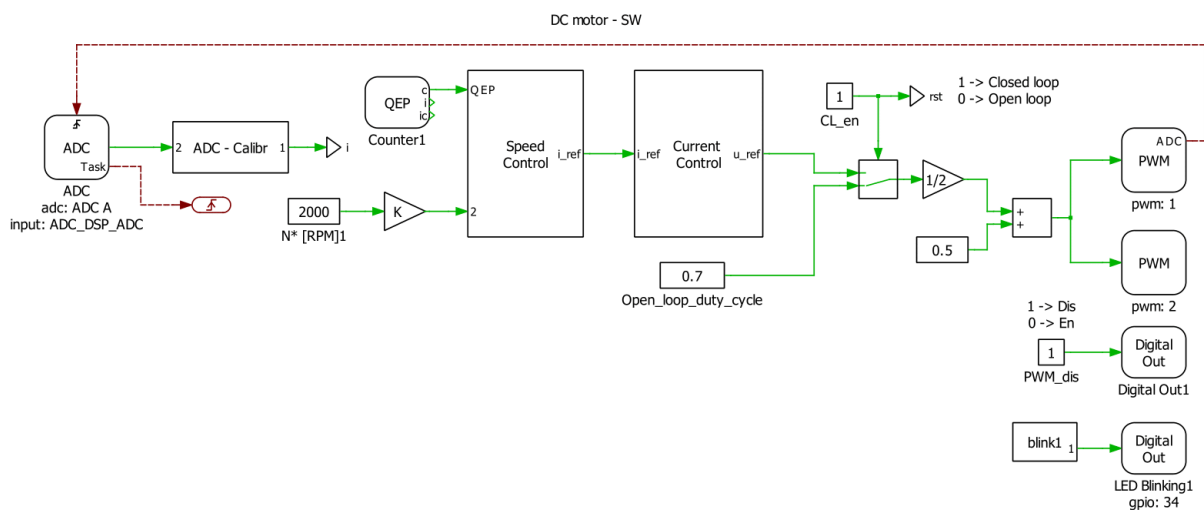
EMI Electro-Magnetic Interference

SMD Surface Mount Device

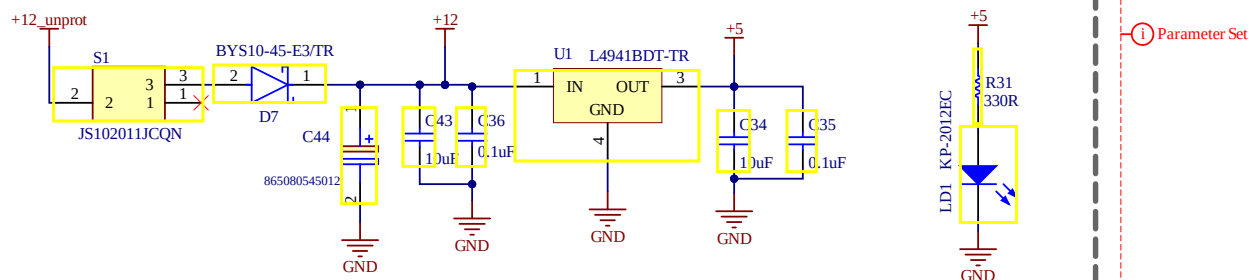
IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor

IC Integrated circuit

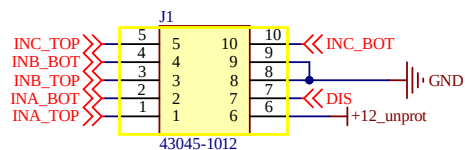
Λογισμικό Ples στο μικροελεκτή & Σχέδια κυκλωμάτων Altium



12V - 5V supply



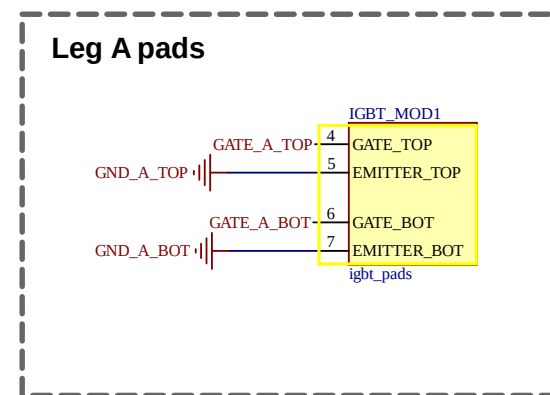
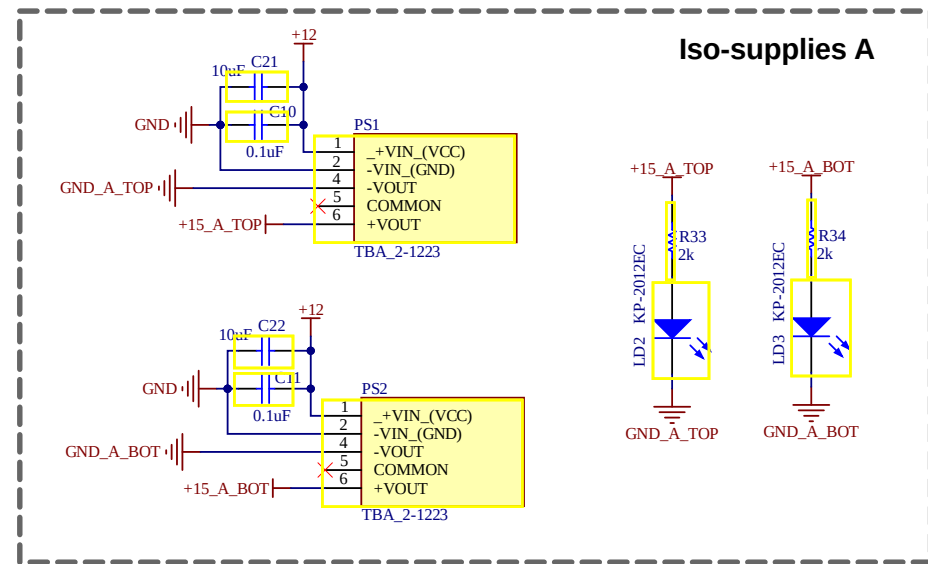
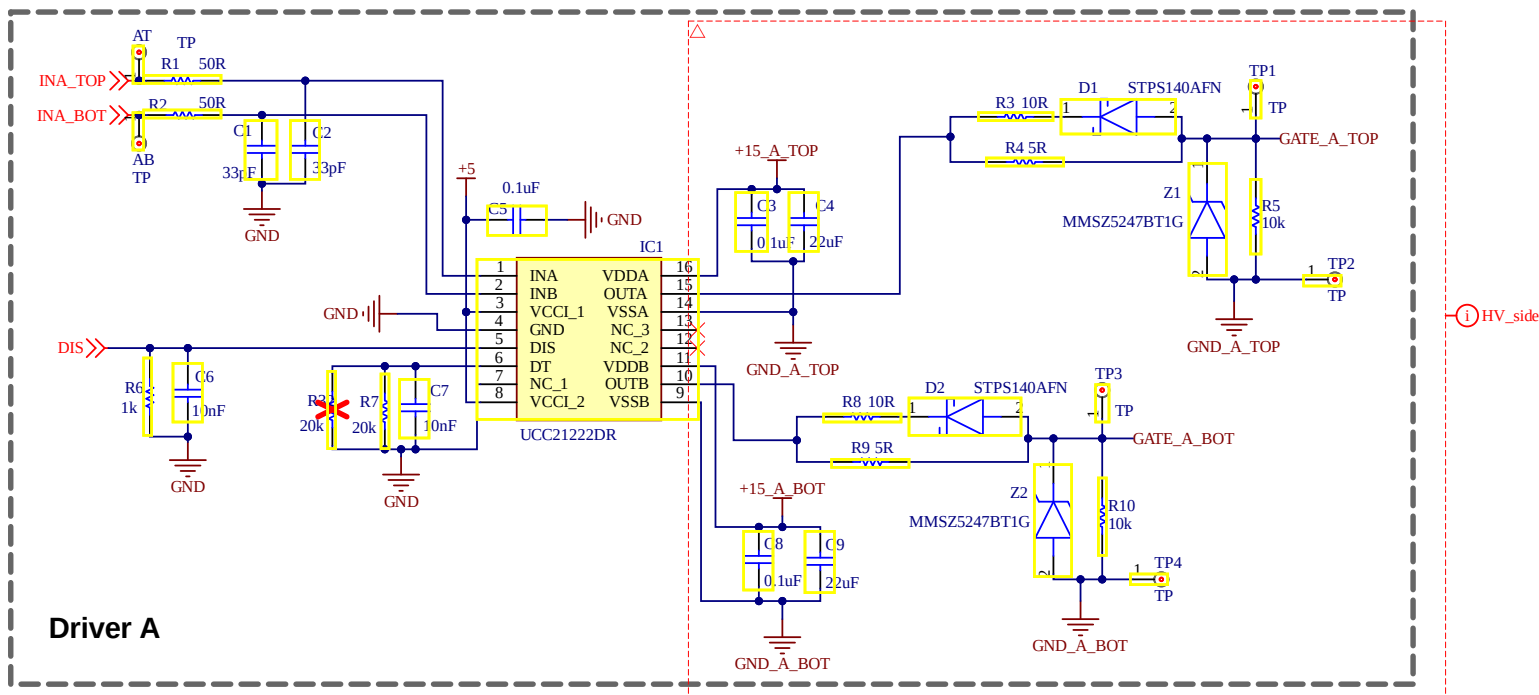
Connector



DIS
PWM_OFF
PWM_ON

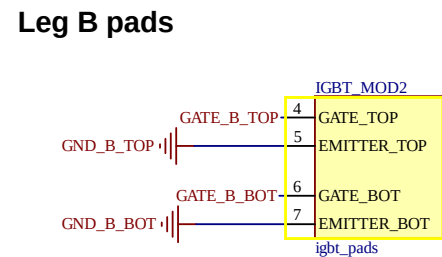
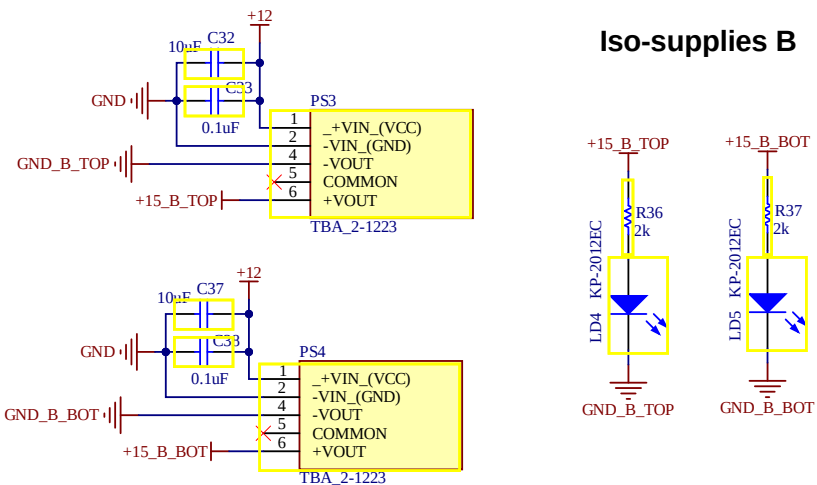
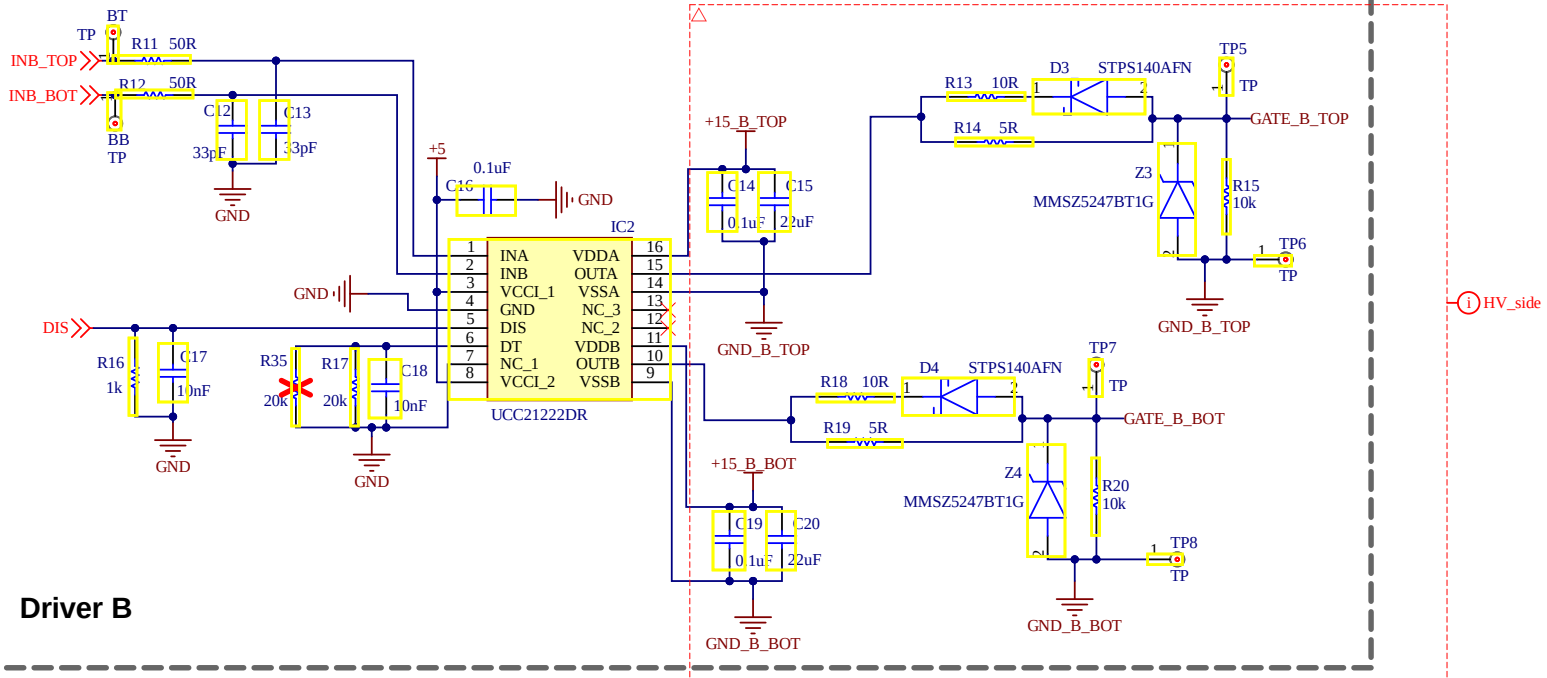
Title Connector - supply			* NTUA ECE EMPE LAB * *
Size: A4	Number:1	Revision:*	
Date: 5/19/2021	Time: 1:46:03 PM	Sheet* of *	
File: C:\Users\Vaggelis\Desktop\Thesis\Board_V2\Gate Driver\Connector-supply.SchDoc			





Title A - TOP/BOTTOM			* ECE NTUA EMPE LAB *
Size: A4	Number:1	Revision:*	
Date: 5/19/2021	Time: 1:46:03 PM	Sheet* of *	
File: C:\Users\Vaggelis\Desktop\Thesis\Board_V2\Gate Driver\Phase_A.SchDoc			





Title B - TOP/BOTTOM			* ECE NTUA EMPE LAB *
Size: A4	Number:1	Revision:*	
Date: 5/19/2021	Time: 1:46:04 PM	Sheet* of *	
File: C:\Users\Vaggelis\Desktop\Thesis\Board_V2\Gate Driver\Phase_B.SchDoc			

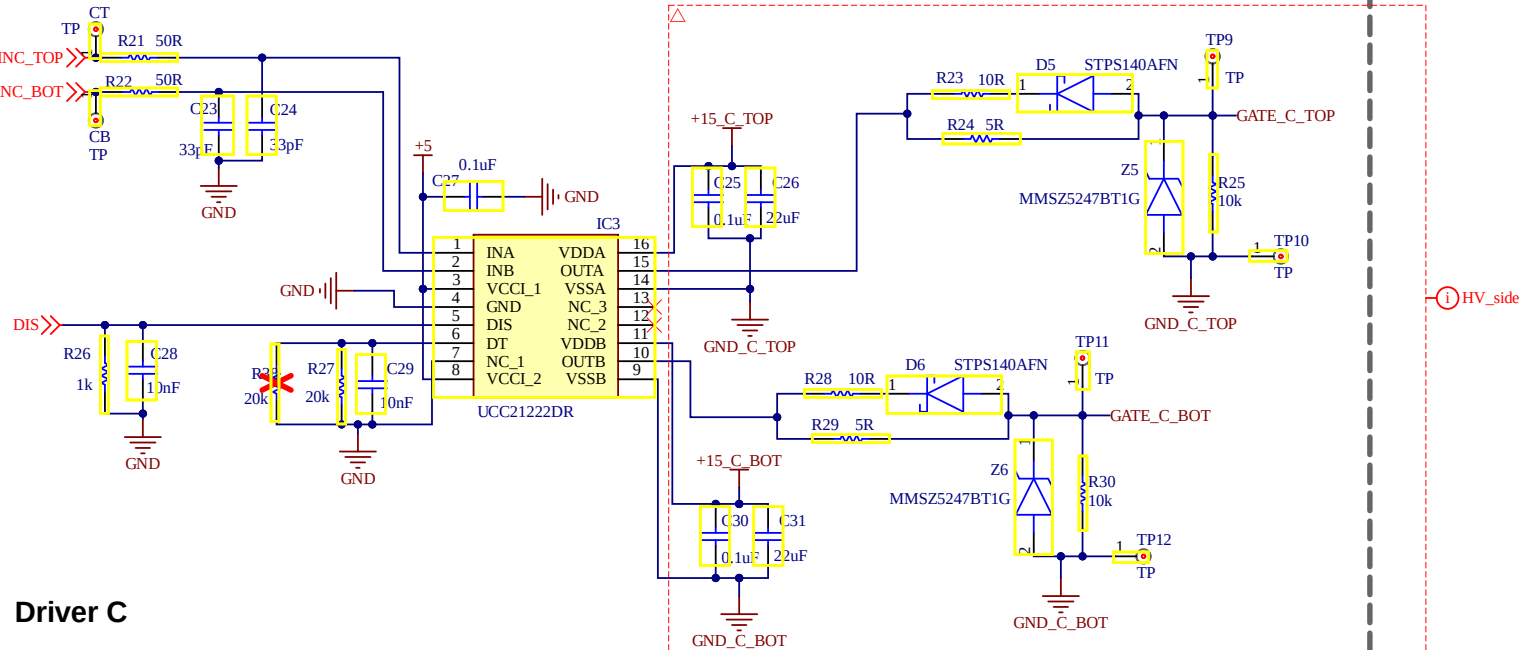


1

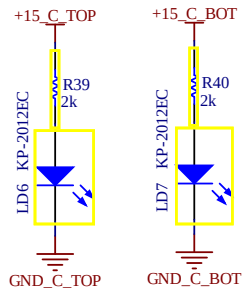
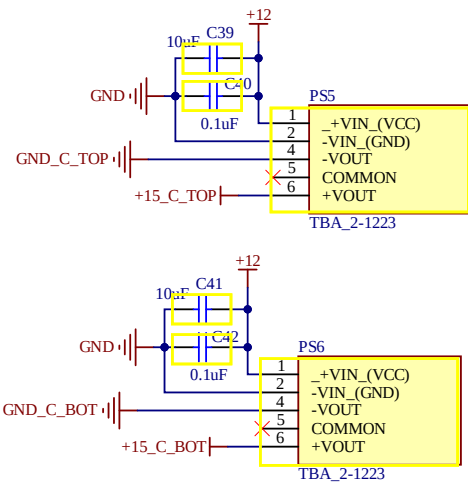
2

3

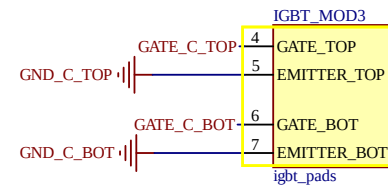
4



Iso-supplies C



Leg C pads



Title <i>C-TOP/BOTTOM</i>			* <i>ECE NTUA</i> <i>EMPE LAB</i> *
Size: <i>A4</i>	Number:1	Revision:*	
Date: <i>5/19/2021</i>	Time: <i>1:46:04 PM</i>	Sheet* of *	
File: C:\Users\Vaggelis\Desktop\Thesis\Board_V2\Gate Driver\Phase_C.SchDoc			



1

2

3

4

