



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ  
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

# ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΓΙΑ ΕΛΕΓΧΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ  
Ντούρος Δ. Ευάγγελος

Επιβλέπων: Κλαδάς Αντώνιος  
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2018





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ  
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

# ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΓΙΑ ΕΛΕΓΧΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ  
Ντούρος Δ. Ευάγγελος

Επιβλέπων: Κλαδάς Αντώνιος  
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή

.....  
Α. Κλαδάς  
Καθηγητής

.....  
Σ. Παπαθανασίου  
Καθηγητής

.....  
Α. Αντωνόπουλος  
Καθηγητής

Αθήνα, Οκτώβριος 2018





.....  
Ντούρος Ευάγγελος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π  
Copyright © Ντούρος Ευάγγελος, 2018

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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



## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους με βοήθησαν κατά τη διάρκειά της, συντελώντας καθοριστικά στην εκπόνησή της.

Ευχαριστώ θερμά τον καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου το θέμα αυτό, για την πολυεπίπεδη στήριξη και καθοδήγηση καθώς και για την άψογη συνεργασία για την περάτωση της εργασίας. Ιδιαίτερος ευχαριστώ τον υποψήφιο Διδάκτορα κ. Δημήτριο Ράπτη που με βοήθησε με μεγάλη προθυμία στην μοντελοποίηση του συστήματος και στην κατασκευή της συνολικής διάταξης.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, ο οποίος με την εμπειρία και τις γνώσεις του συνετέλεσε ουσιαστικά στην ολοκλήρωση της διάταξης του αντιστροφέα.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ την οικογένειά μου και τους φίλους μου των οποίων η στήριξη έπαιξε καταλυτικό ρόλο στην ολοκλήρωση της εργασίας αυτής.

# ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η ανάλυση, σχεδίαση και υλοποίηση ενός τριφασικού αντιστροφέα προορισμένου για την οδήγηση τριφασικού κινητήρα επαγωγής εναλλασσόμενου ρεύματος. Για τον σκοπό αυτόν αναφέρεται η σχετική θεωρία, περιγράφεται η σχεδιαστική πορεία που ακολουθήθηκε και χρησιμοποιείται λογισμικό προσομοίωσης για την πρόβλεψη των λειτουργικών χαρακτηριστικών του αντιστροφέα όταν τροφοδοτεί τον ηλεκτρικό κινητήρα επαγωγής.

Στην εργασία παρουσιάζεται, επίσης, σύντομη ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, η μαθηματική θεμελίωση της θεωρίας των μετασχηματισμών σε πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων για τις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος, μια μεθοδολογία μοντελοποίησης των μηχανών επαγωγής και, τέλος, ανάλυση των σημαντικότερων τεχνικών ελέγχου των τριφασικών αντιστροφέων πηγής τάσης.

## *Λέξεις κλειδιά*

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρική μηχανή επαγωγής, τριφασικός αντιστροφέας, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, βαθμωτός έλεγχος, έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, PCB

# ABSTRACT

The subject of this diploma thesis is the analysis, design and construction of a three-phase inverter, appropriate for driving a three phase asynchronous electrical machine. For this purpose, a presentation of the relevant theory is carried out, the design process followed is described and simulation software tools are used in order to predict the inverter's operation when supplying an induction motor.

In this thesis a short analysis of the electrical machine drive systems is presented, as well as the mathematical theory of transformation to a frame of reference of two vertical axes of ac machines parameters, a methodology of modeling induction machines and, finally, an analysis of the most important control techniques of three phase voltage-fed inverters.

## *Key words*

Electric drive systems, induction machine, three-phase inverter, sinusoidal pulse width modulation, scalar control, field oriented control, PCB

# Περιεχόμενα

## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

## ABSTRACT

<b>1</b>	<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b>	<b>1</b>
1.1	Σκοπός Διπλωματικής εργασίας . . . . .	1
1.2	Δομή Διπλωματικής εργασίας . . . . .	1
<b>2</b>	<b>ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ</b>	<b>8</b>
3.1	Τριφασική μηχανή επαγωγής . . . . .	8
3.1.1	Διαμόρφωση τριφασικής μηχανής επαγωγής . . . . .	8
3.1.2	Αρχή λειτουργίας μηχανής επαγωγής . . . . .	10
3.1.3	Ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης μηχανής επαγωγής . . . . .	10
3.1.4	Καμπύλη ροπής ταχύτητας μηχανής επαγωγής . . . . .	12
3.1.5	Δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε δύο κάθετους άξονες (d-q) . . . . .	15
3.2	Τριφασικός αντιστροφέας . . . . .	22
3.2.1	Διαμόρφωση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης . . . . .	22
3.2.2	Λειτουργία αντιστροφέα με τετραγωνικό παλμό τάσης . . . . .	23
3.2.3	Τεχνικές Διαμόρφωσης Ευρους Παλμών (Pulse Width Modulation-PWM)	27
3.3	Στρατηγικές έλεγχου μηχανής επαγωγής . . . . .	39
3.3.1	Βαθμωτός έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα (V/f) . . . . .	40
3.3.2	Διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (FOC) . . . . .	45
<b>4</b>	<b>ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ</b>	<b>49</b>

4.1	Επεξεργαστής . . . . .	49
4.2	Σύστημα ισχύος . . . . .	52
4.3	Σύστημα οδήγησης (Drive system) . . . . .	54
4.3.1	Σχεδίαση συστήματος οδήγησης . . . . .	55
4.3.2	Υλοποίηση συστήματος οδήγησης . . . . .	61
4.4	Κώδικας παραγωγής παλμών SPWM . . . . .	64
4.5	Μετρητικά Συστήματα . . . . .	72
4.5.1	Μέτρηση ρευματος . . . . .	73
4.5.2	Μέτρηση ταχύτητας . . . . .	78
4.6	Συμπεράσματα . . . . .	85
<b>5</b>	<b>ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ</b>	<b>88</b>
5.1	Μοντελοποίηση Κινητήρα . . . . .	88
5.2	Προσομοίωση λειτουργίας κινητήρα με χρήση αντιστροφέα, οδηγούμενου με SPWM παλμούς, σταθερής τάσης αναφοράς. . . . .	96
5.3	Προσομοίωση διανυσματικού ελέγχου . . . . .	101
<b>6</b>	<b>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</b>	<b>114</b>
6.1	Κυριότερα συμπεράσματα . . . . .	114
6.2	Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση . . . . .	115
	<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b>	<b>116</b>

# 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

## 1.1 Σκοπός Διπλωματικής εργασίας

Σκοπός της εργασίας είναι η κατασκευή ενός τριφασικού αντιστροφέα για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος. Κατα τη διάρκεια της εφαρμογής κατασκευάστηκε το υλικό μέρος του αντιστροφέα (hardware) αλλά και αναπτύχθηκε το αντίστοιχο λογισμικό (software) για την υλοποίηση της τεχνικής διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου.

## 1.2 Δομή Διπλωματικής εργασίας

Η εργασία παρουσιάζει αρχικά το θεωρητικό υπόβαθρο που απαιτείται για την υλοποίηση του συστήματος. Στη συνέχεια ακολουθεί η περιγραφή του κατασκευαστικού μέρους της εργασίας. Κατόπιν, παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του συστήματος και τα αποτελέσματα που προέκυψαν κατά την προσομοίωσή του καθώς και πειραματικές επιβεβαιώσεις της λειτουργίας του.

- *Δεύτερο κεφάλαιο*  
Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται αναφορά στα υποσυστήματα από τα οποία αποτελείται το συνολικό σύστημα ηλεκτρικής κίνησης και στις σημαντικότερες εφαρμογές της ηλεκτρικής κίνησης στη βιομηχανία.
- *Τρίτο κεφάλαιο*  
Στο τρίτο κεφάλαιο αναλύεται διεξοδικά η λειτουργία της κάθε συνιστώσας του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.
- *Τέταρτο κεφάλαιο*  
Σε αυτό το κεφάλαιο περιγράφεται η κατασκευή των επιμέρους υποσυστημάτων του αντιστροφέα και επιβεβαιώνεται η ορθή του λειτουργία μέσω πειραματικών διαδικασιών.
- *Πέμπτο κεφάλαιο*  
Στο πέμπτο κεφάλαιο αναλύεται η μοντελοποίηση του συνολικού συστήματος και προσομοιώνεται η λειτουργία του.
- *Έκτο κεφάλαιο*  
Το κεφάλαιο αυτό περιλαμβάνει τη σύνοψη των αποτελεσμάτων και συμπερασμάτων που εξήχθησαν από την εργασία.

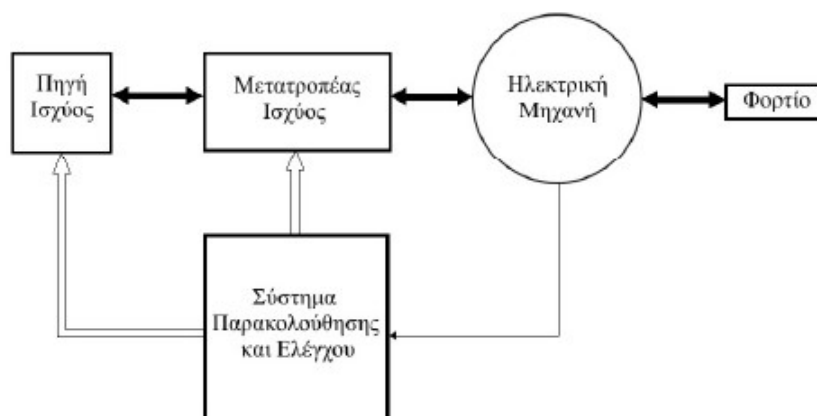


## 2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης αποτελούν ένα από τα σημαντικότερα και πλέον ενδιαφέροντα και χρήσιμα πεδία της επιστήμης του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και Μηχανικού Υπολογιστών, ενώ διαδραματίζουν κεφαλαιώδη ρόλο σε ένα ευρύτατο φάσμα εφαρμογών, από απλές στην καθημερινή ζωή μέχρι εφαρμογές στην επιστήμη και στην έρευνα.

Στη γενική τους μορφή συνιστούν ολοκληρωμένα ηλεκτρομηχανικά συστήματα που αποτελούνται από τις παρακάτω βαθμίδες:

- Πηγή ισχύος
- Μετατροπέας ισχύος
- Ηλεκτρική Μηχανή
- Φορτίο
- Σύστημα Παρακολούθησης και Ελέγχου

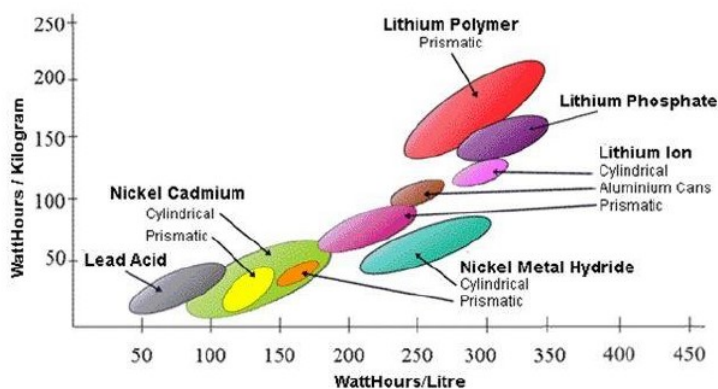


Σχήμα 2.1: Γενική μορφή συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

### Πηγή ισχύος

Η πηγή ισχύος μπορεί να είναι εναλλασσόμενη τάση που προέρχεται από το δίκτυο (ΔΕΗ), μονοφασική ή συμμετρική τριφασική. Αυτή η τάση παράγεται κατά μείζονα λόγο από τους θερμικούς σταθμούς παραγωγής και κατά ελάσσονα από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (λ.χ. αιολική, ηλιακή κ.α.). Εκτός από εναλλασσόμενη μπορεί να είναι και συνεχής. Αυτή θα προέρχεται από συσσωρευτές (μπαταρίες), φωτοβολταϊκές συστοιχίες, από ανορθωμένη εναλλασσόμενη τάση δικτύου κ.α. Η επιλογή της κατάλληλης πηγής ισχύος εξαρτάται κάθε φορά από την υλοποιούμενη εφαρμογή.

Τα τελευταία χρόνια με την αύξηση του ενδιαφέροντος στην ηλεκτροκίνηση και όχι μόνο, η έρευνα πάνω στις τεχνολογίες συσσωρευτών έχει ενταθεί, αν αναλογιστεί κανείς ότι αυτοί αποτελούν τη μεγαλύτερη τροχοπέδη των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης. Οι κύριες απαιτήσεις είναι να έχουν μεγάλη πυκνότητα ισχύος, δυνατότητα πολλών κύκλων φόρτισης-εκφόρτισης και δυνατότητα παροχής υψηλής ισχύος. Οι πιο αναπτυγμένες τεχνολογίες συσσωρευτών σήμερα είναι αυτές των ιόντων λιθίου (LiON) και μολύβδου οξέως.



Σχήμα 2.2: Πυκνότητα ενέργειας των πιο διαδεδομένων τύπων μπαταριών.

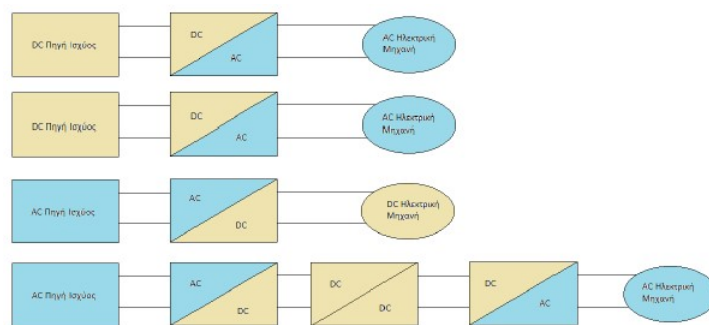
## Μετατροπέας ισχύος

Ο μετατροπέας ισχύος είναι μία διάταξη που παρεμβάλλεται μεταξύ πηγής ισχύος και ηλεκτρικής μηχανής. Σκοπός του είναι να καταστήσει δυνατή τη λειτουργία της μηχανής και να πετύχει τον έλεγχό της. Αυτό το επιτυγχάνει είτε αλλάζοντας τη μορφή και το μέγεθος της τάσης, είτε του ρεύματος εξόδου του. Θα βγάλει τάση ή ρεύμα ικανό να οδηγήσει τη μηχανή σύμφωνα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Οι πιο βασικές κατηγορίες μετατροπέων ισχύος είναι οι παρακάτω:

- *Μετατροπέας ισχύος DC-AC ή αντιστροφέας (Inverter)*  
Ο αντιστροφέας δέχεται ως είσοδο μία συνεχή τάση και τη μετατρέπει σε εναλλασσόμενη τριφασική ή μονοφασική.
- *Μετατροπέας ισχύος AC-DC ή ανορθωτής (Rectifier)*  
Ο ανορθωτής δέχεται ως είσοδο μία τριφασική ή μονοφασική εναλλασσόμενη τάση και τη μετατρέπει σε συνεχή.
- *Μετατροπέας ισχύος DC-DC (Buck-Boost Converter)*  
Αυτός ο μετατροπέας προσφέρει στην έξοδο υποβάθμιση ή αύξηση της συνεχούς τάσης εισόδου του.

Οι μετατροπείς αυτοί έχουν κατά βάσει διαφορετικές τοπολογίες, αλλά όλοι τους αποτελούνται από ημιαγώγιμα στοιχεία που λειτουργούν ως διακόπτες (δίοδοι, θυρίστορ ή ελεγχόμενοι διακόπτες).

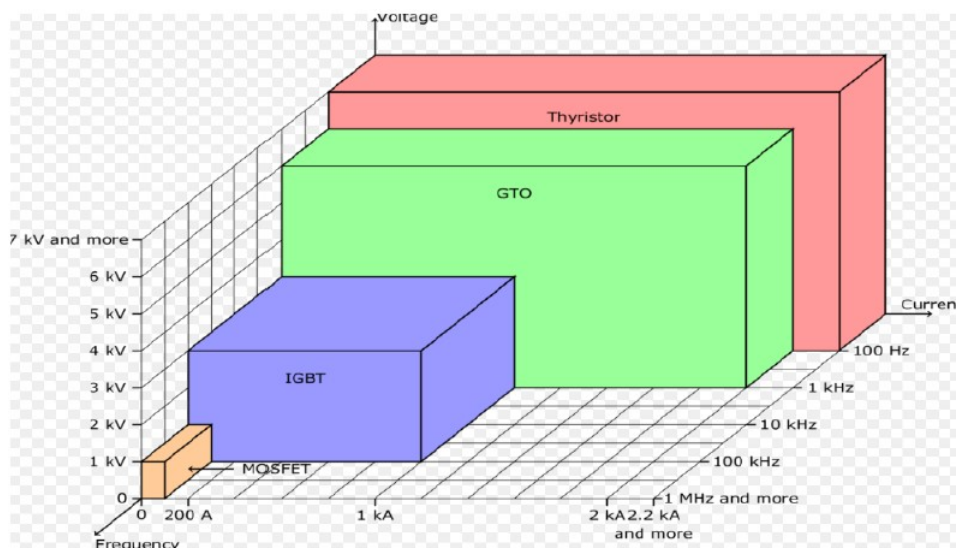
Οι διάφορες περιπτώσεις χρήσης μετατροπέων ισχύος φαίνονται παρακάτω.



Σχήμα 2.3: Διαφορετικές περιπτώσεις χρήσης μετατροπέων ισχύος.

Οι ελεγχόμενοι διακόπτες μπορεί να είναι πολλών τύπων, κάποιιοι από τους οποίους φαίνονται πιο κάτω:

- Διπολικά τρανζίστορ επαφής (*Bipolar Junction Transistors-BJTs*)
- Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου οξειδίου και αγωγού (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistors-MOSFETs*)
- Διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πόλη (*Insulated Gate Bipolar Transistors-IGBTs*)
- Θυρίστορ με σβέση μέσω πύλης (*Gate Turn Off Thyristors-GTOs*)



Σχήμα 2.4: Περιοχές ορθής λειτουργίας ημιαγωγικών στοιχείων.

Σύμφωνα, λοιπόν, με το είδος της εφαρμογής και τις απαιτήσεις της, επιλέγονται με βάση το παραπάνω σχήμα τα κατάλληλα ημιαγωγικά στοιχεία.

## Ηλεκτρική Μηχανή

Η ηλεκτρική μηχανή είναι το επόμενο κομμάτι του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και η λειτουργία της είναι η μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική ή το αντίστροφο. Υπάρχουν διάφοροι τύποι μηχανών με διαφορετικές ιδιότητες, πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα μεταξύ τους. Η βασική διάκριση γίνεται μεταξύ μηχανών εναλλασσόμενου (μονοφασικού ή τριφασικού) ή συνεχούς ρεύματος, ανάλογα, εάν η τάση τροφοδοσίας τους είναι εναλλασσόμενη ή συνεχής αντίστοιχα. Στη συνέχεια, η επόμενη μεγάλη κατηγοριοποίηση είναι, στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος, οι σύγχρονες μηχανές και οι μηχανές επαγωγής. Παρακάτω παρατίθενται τρεις από τις πιο βασικές ηλεκτρικές μηχανές.

- *Μηχανή συνεχούς ρεύματος (Direct current motor)*

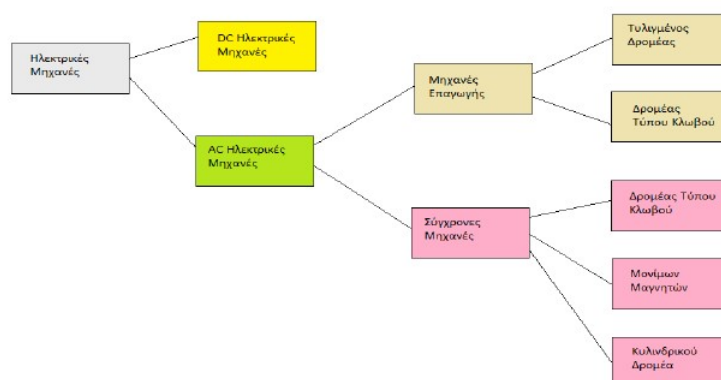
Στις μηχανές συνεχούς ρεύματος το πεδίο διέγερσης βρίσκεται στο στάτη, ενώ στο δρομέα βρίσκεται το πεδίο τυμπάνου. Γίνεται χρήση συλλεκτών και ψηκτρών προκειμένου να διατηρηθεί σταθερό το πεδίο στο τύμπανο. Ο έλεγχός τους είναι απλός και γίνεται με έλεγχο του συνεχούς ρεύματος διέγερσης και τυμπάνου. Αυτός ο λόγος τις είχε καταστήσει παλαιότερα αναντικατάστατες σε εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας, μέχρι πριν 30 χρόνια περίπου, όπου οι μηχανές επαγωγής άρχισαν να κερδίζουν έδαφος χάρη στις προηγμένες τεχνικές ελέγχου.

- *Σύγχρονη μηχανή (Permanent Magnet Synchronous motor)*

Πρόκειται για μία σύγχρονη μηχανή που αντί για τύλιγμα διέγερσης στο δρομέα έχει μόνιμους μαγνήτες που παράγουν το πεδίο. Έτσι λύνεται το πρόβλημα της μόνιμης τροφοδοσίας της μηχανής, αλλά και αποφεύγονται οι απώλειες χαλκού στο τύλιγμα του δρομέα. Είναι πολύ ανερχόμενη σε ερευνητικό επίπεδο και η χρήση της διευρύνεται συνεχώς στην ηλεκτροκίνηση λόγω της υψηλής απόδοσης και αξιοπιστίας της. Κάποια μειονεκτήματα είναι η σταθερή διέγερση και το μεγάλο κόστος των μαγνητών.

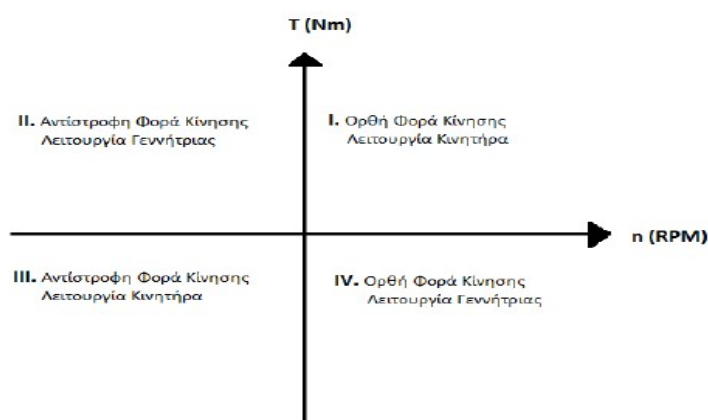
- *Μηχανή επαγωγής (Induction motor)*

Η συγκεκριμένη μηχανή αποτελεί την πλέον διαδεδομένη και στη βιομηχανία και στην ηλεκτροκίνηση. Ο λόγος είναι η χαμηλή πολυπλοκότητά της, το χαμηλό κόστος κατασκευής και συντήρησής της και η υψηλή της απόδοση. Το όνομα προκύπτει από την βασική αρχή λειτουργίας της που είναι η επαγωγή ρευμάτων από το στάτη στο δρομέα και δημιουργία του πεδίου διεγέρσεως κατ' αυτόν τον τρόπο.



Σχήμα 2.5: Κατηγοριοποίηση ηλεκτρικών μηχανών.

Όσον αφορά τη λειτουργία μιας μηχανής σε συναργασία με ένα μετατροπέα, είναι χρήσιμο σε αυτό το σημείο να αναλυθεί το παρακάτω. Ένα από τα βασικά στοιχεία του μετατροπέα, σε πολλές εφαρμογές, είναι να επιτρέπει την αμφίδρομη μεταφορά ισχύος, από και προς τη μηχανή, εφόσον οι συνθήκες το επιτρέπουν. Η λειτουργία αυτή παρουσιάζεται, παρακάτω, στο σχήμα 2.6, όπου η φορά περιστροφής σε σχέση με τη ροπή καθορίζουν τη λειτουργία της μηχανής. Πιο συγκεκριμένα, στο πρώτο τεταρτημόριο, όπου η ροπή και η φορά περιστροφής είναι θετικές, η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας και ο μετατροπέας ως αντιστροφέας δίνοντάς της ισχύ. Στο δεύτερο τεταρτημόριο, όπου η ροπή είναι θετική ενώ η φορά περιστροφής αρνητική, η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια και ο μετατροπέας ως ανορθωτής. Αυτή τη φορά η ισχύς ρέει από τη μηχανή προς την πηγή. Στο τρίτο τεταρτημόριο έχουμε αρνητική φορά περιστροφής αλλά και αρνητική ροπή, συνεπώς η λειτουργία εδώ είναι ίδια με του πρώτου τεταρτημορίου. Τέλος στο τέταρτο τεταρτημόριο, με την ίδια λογική, έχουμε λειτουργία ίδια με του δευτέρου.



**Σχήμα 2.6:** Οι τέσσερις λειτουργικές καταστάσεις μιας ηλεκτρικής μηχανής.

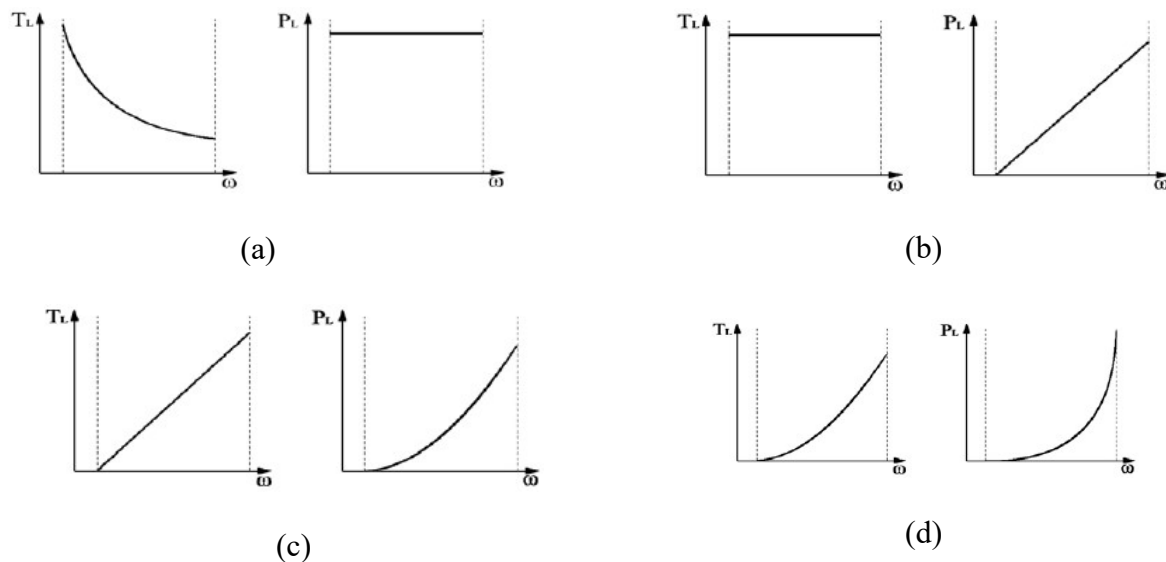
## Φορτίο

Το φορτίο είναι το πρωταρχικό στοιχείο του συστήματος και όλη η σχεδίαση γίνεται με βάση τις απαιτήσεις που αυτό θέτει στην κάθε εφαρμογή. Πρόκειται για ένα μηχανικό σύστημα συνδεδεμένο στον άξονα της μηχανής, το οποίο ανταλλάσσει με αυτήν ενέργεια (είτε λαμβάνει, εάν πρόκειται για κινητήρα, είτε δίνει, εάν πρόκειται για φορτίο). Ακολουθούν τέσσερις τυπικές περιπτώσεις φορτίων.

- **Φορτίο σταθερής ισχύος**  
Η ροπή του φορτίου  $T_L(\omega)$  είναι αντιστρόφως ανάλογη με την ταχύτητα. Η μηχανική ισχύς του φορτίου  $P_L(\omega)$  είναι σταθερή. Τέτοιου τύπου φορτία είναι οι εργαλειομηχανές.
- **Φορτίο σταθερής ροπής**  
Η ροπή του φορτίου  $T_L(\omega)$  είναι σταθερή, ενώ η μηχανική ισχύς  $P_L(\omega)$  είναι γραμμική συνάρτηση με την ταχύτητα  $\omega$ . Τέτοιου τύπου φορτία είναι οι ταινιόδρομοι.
- **Φορτίο γραμμικής ροπής**  
Η ροπή του φορτίου  $T_L(\omega)$  είναι γραμμική, ενώ η μηχανική ισχύς  $P_L(\omega)$  είναι παραβολική συνάρτηση με την ταχύτητα  $\omega$ . Τέτοιου τύπου φορτία είναι ορισμένοι ανεμιστήρες και φυγόκεντρες αντλίες ανάλογα το είδος φτερωτής τους.

- Φορτίο παραβολικής ροπής

Η ροπή του φορτίου  $T_L(\omega)$  είναι παραβολική, ενώ η μηχανική ισχύς  $P_L(\omega)$  είναι τρίτου βαθμού συνάρτηση με την ταχύτητα  $\omega$ . Τέτοιου τύπου φορτία είναι ορισμένοι άλλοι ανεμιστήρες και φυγόκεντρες αντλίες ανάλογα το είδος φτερωτής τους.



**Σχήμα 3.12:** Χαρακτηριστικές ροπής ταχύτητας και ισχύος-ταχύτητας τυπικών φορτίων:

- (a) Φορτίο σταθερής ισχύος      (b) Φορτίο σταθερής ροπής  
(c) Φορτίο γραμμικής ροπής      (d) Φορτίο παραβολικής ροπής

### Σύστημα Παρακολούθησης και Ελέγχου

Όπως φανερώνει και το όνομα πρόκειται για το υποσύστημα εκείνο, το οποίο παρακολουθεί τη λειτουργία του συνολικού συστήματος και αναλαμβάνει δράσεις που θα δώσουν στην έξοδο την επιθυμητή, κάθε φορά, απόκριση.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1, το σύστημα λαμβάνει δεδομένα από τη μηχανή μέσω κάποιων αισθητήρων και μετρητικών διατάξεων και τα ανατροφοδοτεί, μέσω του ελεγκτή, στην είσοδο. Πολλές φορές αναπτύσσονται μαθηματικά μοντέλα, οι εκτιμητές (estimators) ή παρατηρητές (observers), που επιτελούν τη λειτουργία των μετρητικών και των αισθητήρων, υπολογίζοντας τα άλλοτε μετρούμενα μεγέθη, και τους αντικαθιστούν. Έτσι αποφεύγεται η παραμόρφωση των μετρήσεων που μπορεί να οφείλεται σε διαταραχές του περιβάλλοντος και κάνουν τη διάταξη πιο αξιόπιστη.

Το σύστημα ελέγχου είναι εκείνο που λαμβάνει ως είσοδο την παρούσα και την επιθυμητή κατάσταση της ηλεκτρικής μηχανής και βάσει ενός αλγορίθμου δίνει κατάλληλες εντολές στο μετατροπέα ισχύος, ώστε η μηχανή να μεταβεί στην επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας. Όπως είναι αυτονόητο απαραίτητο στοιχείο του αποτελεί η μονάδα επεξεργασίας που είναι συνήθως κάποιος ψηφιακός επεξεργαστής (Digital Signal Processor-DSP).

## 3 ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

### 3.1 Τριφασική μηχανή επαγωγής

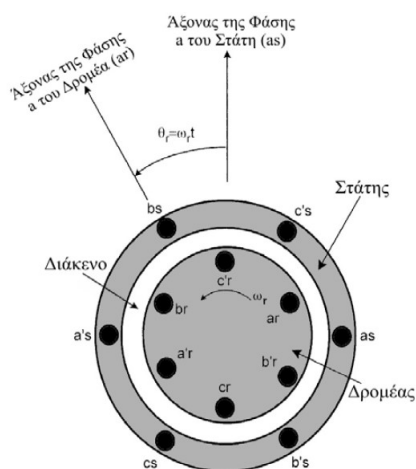
#### Εισαγωγή

Στα σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης οι μηχανές επαγωγής είναι οι συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες καλύπτοντας ένα πολύ ευρύ φάσμα εφαρμογών, με απαιτήσεις ισχύος απο κλάσματα του Watt μέχρι και MWatt. Αυτό οφείλεται στα πολλαπλά πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν, όπως μικρό βάρος και όγκο, αξιοπιστία και απόδοση καθώς και μεγάλη διάρκεια ζωής χωρίς ιδιαίτερες απαιτήσεις συντήρησης. Όλα αυτά σε συνδυασμό με τους, πολύ εξελιγμένους πλέον, μοντέρνους αντιστροφείς και τεχνικών ελέγχου τους, καθιστούν τις μηχανές επαγωγής πολύ ανταγωνιστικές στα διάφορα κινητήρια συστήματα. Το γεγονός αυτό βεβαίως, εντείνει και το ερευνητικό ενδιαφέρον για περαιτέρω βελτιστοποίηση τους.

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει μία παρουσίαση της διαμόρφωσης της μηχανής επαγωγής και ανάλυση της λειτουργίας της καθώς και θα αναπτυχθεί το ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης. Επίσης θα δοθεί το μαθηματικό υπόβαθρο για το μετασχηματισμό συντεταγμένων σε πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων (ευθύς-d και εγκάρσιος-q), ώστε να αναπτυχθεί το δυναμικό μοντέλο της. Η ανάλυση αυτή θα περιοριστεί μόνο στις τριφασικές μηχανές επαγωγής, καθώς το αντικείμενο της παρούσας εργασίας έχει να κάνει κυρίως με βιομηχανικές εφαρμογές και όχι οικιακές. Στο εξής, χάριν συντομίας, η τριφασική μηχανή επαγωγής θα αναφέρεται απλά ως μηχανή επαγωγής.

#### 3.1.1 Διαμόρφωση τριφασικής μηχανής επαγωγής

Μία μηχανή επαγωγής αποτελείται ουσιαστικά από ένα σταθερό μέρος, το στάτη και ένα στροφεόμενο μέρος, το δρομέα.



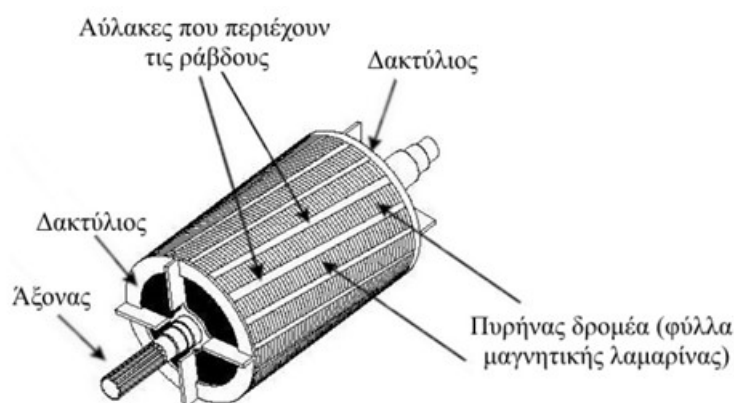
Σχήμα 3.1: Τυπική τριφασική μηχανή επαγωγής δύο πόλων.

Παραπάνω, στο σχημα 3.1, απεικονίζεται μία τυπική διπολική μηχανή επαγωγής (το μαγνητικό πεδίο που δημιουργεί εμφανίζει δύο αντίθετους μαγνητικούς πόλους). Αποτελείται από ένα κοίλο κυλινδρικό μέρος (στάτης) και από ένα συμπαγές κυλινδρικό μέρος (δρομέας), που περιστρέφεται μέσα στο στάτη. Στο στάτη φαίνονται τα τυλίγματα των τριών φάσεων ως συγκεντρωμένα πηνία, τα οποία μπορεί να συνδέονται σε συνδεσμολογία αστέρα ή τριγώνου. Στο δρομέα τα τυλίγματα είναι κατανομημένα ημιτονοειδώς στην επιφάνειά του μέσα σε ειδικές διαμορφώσεις της, τις αύλακες.

Υπάρχουν δύο είδη μηχανών επαγωγής, με βάση τη διαμόρφωση του δρομέα τους:

- *Βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού)*

Αποτελεί το απλούστερο τύλιγμα δρομέα μιας μηχανής επαγωγής. Αποτελείται από αριθμό ράβδων από αλουμίνιο ή χαλκό κατά τη διεύθυνση της γενέτειρας ή με κάποια λοξότητα, για αποφυγή ενίσχυσης αρμονικών χώρου στάτη και δρομέα, οι οποίες βραχυκυκλώνονται στα δύο άκρα με δακτύλιους ίδιου υλικού. Ο κλωβός αλουμινίου κατασκευάζεται με χύτευση ενώ ο κλωβός χαλκού συντίθεται από τις ράβδους. Τέλος υπάρχουν διάφορες κατασκευαστικές διαφοροποιήσεις του κλωβού (λ.χ. βαθέων αυλάκων, διπλού κλωβού κ.α.) που επιτυγχάνουν διαφορετικές λειτουργίες της μηχανής (λ.χ. αυξημένη ροπή εκκίνησης)



**Σχήμα 3.2:** Δρομέας μηχανής επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού).

- *Τυλιγμένου δρομέα*

Ο δρομέας σε αυτήν την περίπτωση αποτελείται από τριφασικά τυλίγματα που είναι παρόμοια με αυτά του στάτη.

Ο πυρήνας του στάτη και του δρομέα κατασκευάζονται από φύλλα μικρού πάχους γαλβανισμένης μαγνητικής λαμαρίνας ώστε να αποφεύγονται τα δινορεύματα. Τα τυλίγματα κατασκευάζονται κατά βάση από χαλκό και το διάκενο του κινητήρα είναι πρακτικά ομοιόμορφο.



### 3.1.2 Αρχή λειτουργίας μηχανής επαγωγής

Η αρχή λειτουργίας της μηχανής επαγωγής είναι η ακόλουθη. Το τύλιγμα του στάτη τροφοδοτείται από συμμετρική τριφασική πηγή τάσης, συχνότητας  $f$ , και διαρρέεται από συμμετρικά τριφασικά ρεύματα. Ως αποτέλεσμα επάγονται ρεύματα στο τύλιγμα του δρομέα συχνότητας ίσης με τη διαφορά ανάμεσα στη σύγχρονη ταχύτητα ( $\omega_s$ ) και την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα ( $\omega_r$ ). Αυτή η διαφορά ονομάζεται συχνότητα ολίσθησης ( $\omega_{sl}$ ). Συνεπώς το πεδίο που παράγεται, από τα εξ' επαγωγής ρεύματα στο δρομέα, στρέφεται με την ταχύτητα ολίσθησης ως προς το δρομέα, ενώ έχει ταχύτητα ίδια με αυτή του πεδίου του στάτη. Τα δύο πεδία παραμένουν λοιπόν ακίνητα μεταξύ τους και έχουμε τις κατάλληλες συνθήκες για παραγωγή σταθερής ροπής.

Το κύμα ΜΕΔ που παράγουν τα ρεύματα του στάτη στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα (σε στροφές ανα λεπτό-ΣΑΛ)

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

, όπου  $P$  οι πόλοι της μηχανής. Αντίστοιχα σε  $rad/sec$  η σύγχρονη ταχύτητα θα είναι

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{P/2}. \quad (3.2)$$

Αν ορίσουμε την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα  $n_r$ , ορίζουμε ένα νέο μέγεθος την ολίσθηση  $s$  ως εξής:

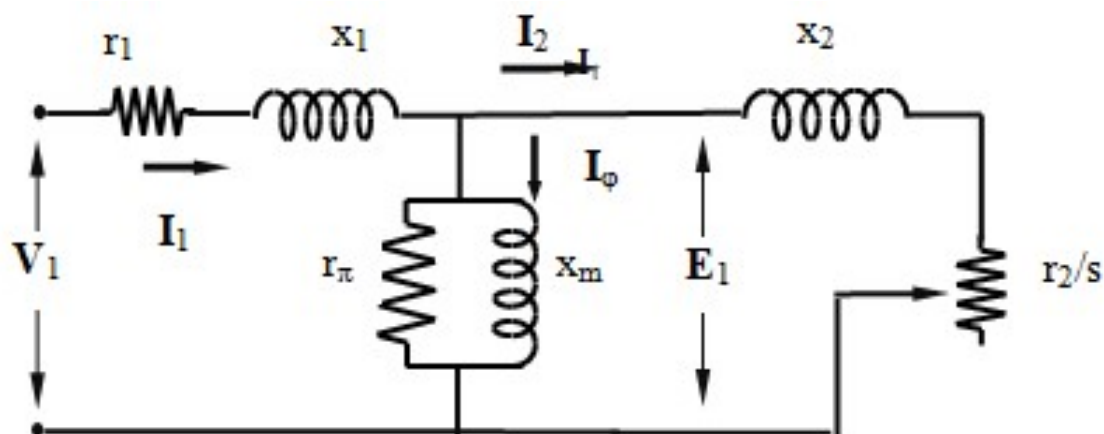
$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (3.3)$$

Όπως είναι φανερό η ολίσθηση είναι θετική για λειτουργία κινητήρα και αρνητική για λειτουργία γεννήτριας, ενώ τυπικές τιμές της είναι 0.01-0.05.

Όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω αναγκαία για την ανάπτυξη ροπής είναι η απόκλιση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα από τη σύγχρονη ταχύτητα. Συνεπώς με μία πρώτη ποιοτική ανάλυση κατανοεί κανείς το ρόλο του μεγέθους της ολίσθησης στην ανάπτυξη της ροπής της μηχανής. Οι μαγνητικοί πόλοι που έχουν δημιουργηθεί εξ' επαγωγής στο δρομέα ολισθαίνουν σε σχέση με αυτόν με την ίδια ολίσθηση ( $s$ ), παρακολουθώντας τους αντίστοιχους πόλους του στάτη. Η αιτία της ανάπτυξης της ροπής είναι η τάση του συστήματος να ελαχιστοποιήσει τη δυναμική του ενέργεια, πιο συγκεκριμένα όταν ευθυγραμμιστούν οι αντίθετοι μαγνητικοί πόλοι του στάτη και του δρομέα. Εάν κάποια ηλεκτρομηχανική διαταραχή εκτρέψει το δρομέα από αυτή τη θέση τότε θα επαναληφθεί η παραπάνω διαδικασία. Συνέπεια τούτου είναι η συνεχής περιστροφή και παραγωγή ροπής της μηχανής.

### 3.1.3 Ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης μηχανής επαγωγής

Για την ακριβή μελέτη της λειτουργίας της μηχανής επαγωγής θα πρέπει να βασιστούμε σε αρκετά περίπλοκα ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα. Για να αποφευχθεί αυτή η δυσκολία έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα τα οποία προσεγγίζουν τη λειτουργία της, στην εκάστοτε λειτουργική κατάσταση. Θα γίνει στη συνέχεια, λοιπόν, η παρουσίαση και η ανάλυση του συνεθέστερα χρησιμοποιούμενου μοντέλου, καθώς και των ισοδύναμων κυκλωμάτων, που περιγράφουν τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής επαγωγής.



**Σχήμα 3.3:** Ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα μηχανής επαγωγής με μεγέθη ανηγμένα στο στάτη, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (τύπου κλωβού).

Στον στάτη της μηχανής εφαρμόζεται τριφασική τάση  $V_1$  και ανάλογα αν τα τυλίγματα της είναι συνδεδεσολογημένα σε αστέρα ή τρίγωνο, η τάση αυτή είναι φασική ή πολική αντίστοιχα. Το ανά φάση τύλιγμα του στάτη παριστάνεται από μια ωμική αντίσταση  $r_1$  και μία επαγωγή  $L_1$ , αντίδρασης  $x_1$ . Η αντίσταση προσομοιώνει τις θερμικές απώλειες Joule στο τύλιγμα του στάτη ενώ η επαγωγή τη σκέδαση του μαγνητικού πεδίου του τυλίγματος του στάτη (ροή που παράγεται από το τύλιγμα αλλά εμπλέκει μόνο το ίδιο το τύλιγμα). Ονομάζεται αλλιώς και αυτεπαγωγή του τυλίγματος του στάτη (stator leakage inductance). Στη συνέχεια ακολουθεί, ο αποκαλούμενος, κλάδος μαγνήτισης. Πρόκειται για τον εγκάρσιο κλάδο ο οποίος διαρρέεται από το ρεύμα μαγνήτισης ( $I_\varphi$ ), που αποτελείται από δύο συνιστώσες: το ρεύμα απωλειών πυρήνα ( $I_c$ ) και το ρεύμα μαγνήτισης ( $I_m$ ). Το πρώτο διαρρέει την αντίσταση  $r_\pi$  και μοντελοποιεί τις θερμικές απώλειες του σιδηρομαγνητικού πυρήνα, λόγω συνεχούς επαναπροσανατολισμού των στοιχειωδών μαγνητικών διπόλων του μαγνητικού υλικού, και λόγω των δινορευμάτων. Το δεύτερο διαρρέει την επαγωγή  $L_m$ , αντίδρασης  $x_m$ , και μοντελοποιεί το μαγνητικό πεδίο εντός της μηχανής που εμπλέκει τα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα. Ονομάζεται αλλιώς αυτεπαγωγή τυλιγμάτων στάτη-δρομέα ή επαγωγή μαγνήτισης (magnetizing inductance). Εν συνεχεία, μέσω του πεδίου που έχει δημιουργηθεί εντός της μηχανής, περνά ενέργεια από το διακένο στο δρομέα, στον οποίο επάγονται τάσεις και κατά συνέπεια ρεύματα. Στο τελευταίο κομμάτι του κυκλώματος, λοιπόν, αναπαρίσταται ο δρομέας. Η επαγωγή  $L_2$  αντίδρασης  $x_2$ , αντιστοιχεί με την  $L_1$  στο στάτη, προσομοιώνει τη σκέδαση του μαγνητικού πεδίου του τυλίγματος του δρομέα και ονομάζεται αλλιώς και αυτεπαγωγή του τυλίγματος του δρομέα (rotor leakage inductance). Η αντίσταση  $\frac{r_2}{s}$  προσομοιώνει τις θερμικές απώλειες Joule στο τύλιγμα του δρομέα. Η αντίσταση αυτή δεν είναι σταθερή και εξαρτάται άμεσα (αντιστρόφως ανάλογα) με την ολίσθηση  $s$ . Το παραπάνω προκύπτει από την ανάλυση της μηχανής με τη λογική ενός περιστρεφόμενου μετασμηματιστή, με πρωτεύον το τύλιγμα του στάτη και δευτερεύον αυτό του δρομέα. Αυτή η ανάλυση οδηγεί στο τελικό ισοδύναμο κύκλωμα που παρατέθηκε στο σχήμα 3.3. Παρατηρούμε πως το ρεύμα του δρομέα εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το λόγο  $\frac{r_2}{s}$ , αφού για μικρές τιμές ολίσθησης ισχύει  $\frac{r_2}{s} > x_2$ . Αξίζει να σημειωθεί ότι οι θερμικές απώλειες του σιδηρομαγνητικού πυρήνα είναι σχετικά μικρές με συνέπεια να αμελείται η αντίσταση  $r_\pi$ .

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 3.3 φαίνεται ότι η ολική ισχύς που μεταφέρεται μέσω του διακένου αέρα από το στάτη στο δρομέα είναι (λαμβάνοντας υπόψη και τις τρεις φάσεις του κινητήρα)

$$P_{g1} = 3I_2^2 \frac{r_2}{s}. \quad (3.4)$$

Οι απώλειες χαλκού του δρομέα είναι

$$P_{cu2} = 3I_2^2 r_2 = sP_{g1}. \quad (3.5)$$

Κατά συνέπεια προκύπτει η παρακάτω σχέση για την εσωτερική ηλεκτρομαγνητική ισχύ της μηχανής:

$$P_e = 3I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s} = (1-s)P_{g1} \quad (3.6)$$

Η μηχανική ισχύς στον άξονα της μηχανής διαφέρει από την εσωτερική ηλεκτρομαγνητική της ισχύ κατά τις απώλειες περιστροφής, οι οποίες οφείλονται στις τριβές, τον ανεμισμό, τις απώλειες σιδήρου κτλ.

$$P_m = P_e - P_{loss}. \quad (3.7)$$

Η εσωτερική ηλεκτρομαγνητική ροπή προκύπτει από την αντίστοιχη ισχύ και την ταχύτητα περιστροφής ( $\omega_r$ ) ως εξής:

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{P_e}{(1-s)\omega_s} = \frac{P_{g1}}{\omega_s}. \quad (3.8)$$

Συναρτήσει του ρεύματος  $I_2$ , η ροπή αυτή γράφεται

$$T_e = \frac{3}{\omega_s} I_2^2 \frac{r_2}{s}. \quad (3.9)$$

Ο βαθμός απόδοσης της μηχανής είναι

$$n = \frac{P_m}{P_{in}} \quad (3.10)$$

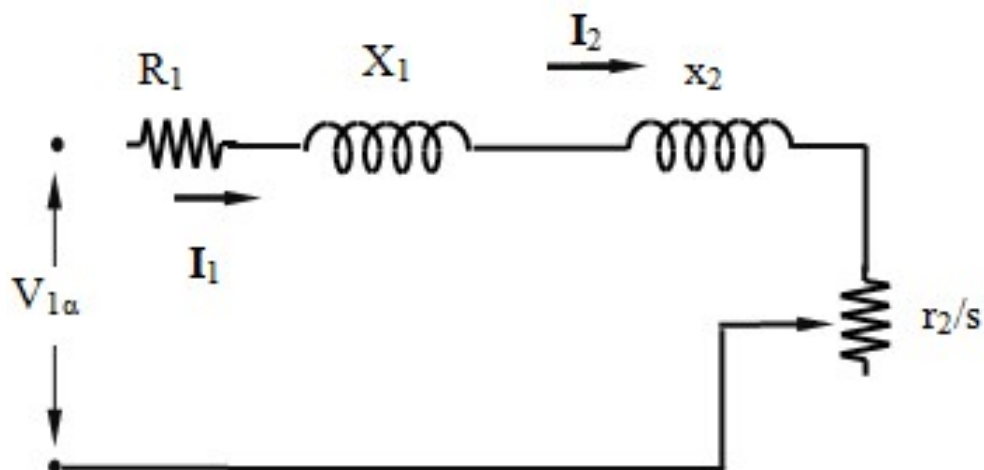
, όπου  $P_{in}$  είναι η τριφασική ισχύς εισόδου της μηχανής και θα είναι το άθροισμα των απωλειών του στάτη και της ισχύος στο διάκενο

$$P_{in} = 3V_1 I_1 \cos\varphi_1 = P_{g1} + 3I_1^2 r_1 \quad (3.11)$$

, όπου  $\cos(\varphi_1)$  ο συντελεστής ισχύος εισόδου της μηχανής.

### 3.1.4 Καμπύλη ροπής ταχύτητας μηχανής επαγωγής

Η καμπύλη ροπής ταχύτητας είναι από τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά μιας μηχανής και η γνώση της κρίνεται απαραίτητη για οποιαδήποτε περαιτέρω ανάλυσή της. Για την εξαγωγή της καμπύλης αυτής πρέπει πρώτα να παραχθεί το ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin της μηχανής, όπως φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4: Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής επαγωγής απλουστευμένο με το θεώρημα Thevenin.

Η τάση Thevenin  $V_{1a}$  είναι

$$V_{1a} = \frac{jx_{\varphi}}{r_1 + j(x_1 + x_{\varphi})} V_1 \quad (3.12)$$

και η ισοδύναμη αντίσταση

$$R_1 + jX_1 = \frac{jx_{\varphi}(r_1 + jx_1)}{r_1 + j(x_1 + x_{\varphi})}. \quad (3.13)$$

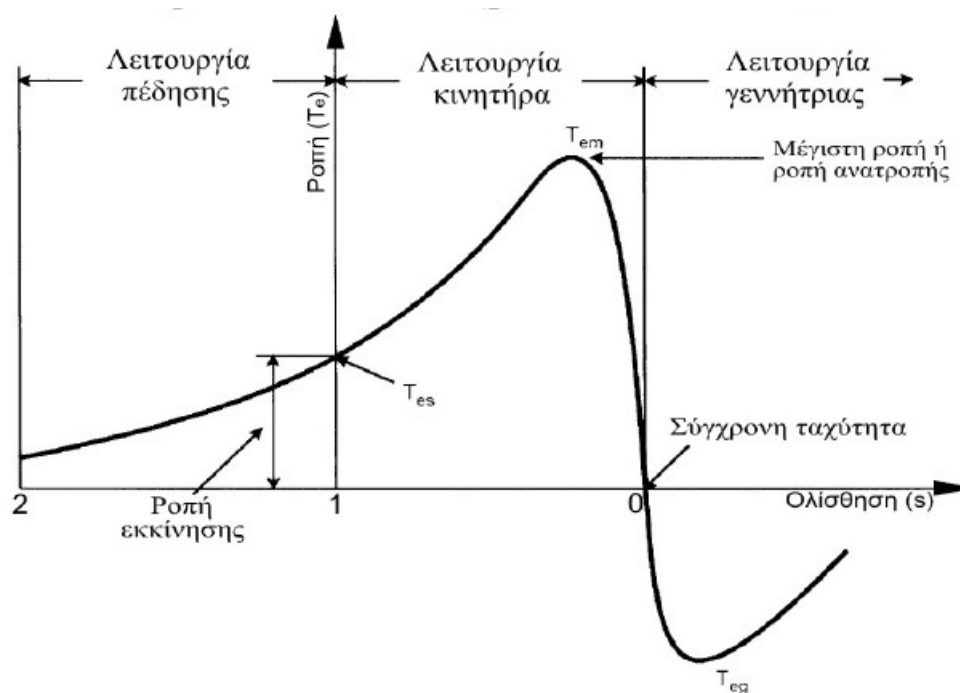
Με αυτόν τον τρόπο μετατράπηκε το προηγούμενο ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής επαγωγής σε ένα κύκλωμα σειράς και το ρεύμα στο δρομέα ( $I_2$ ) μπορεί τώρα να καθοριστεί ως εξής:

$$I_2^2 = \frac{V_{1a}^2}{(R_1 + \frac{r_2}{s})^2 + (X_1 + x_2)^2} \quad (3.14)$$

Από τις σχέσεις (3.9) και (3.14) προκύπτει:

$$T_e = \frac{1}{\omega_s} \frac{3V_{1a}^2 \frac{r_2}{s}}{(R_1 + \frac{r_2}{s})^2 + (X_1 + x_2)^2} \quad (3.15)$$

Η παραπάνω αναλυτική σχέση μεταξύ εσωτερικής ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e$  και ολίσθησης  $s$  (συνεπώς και της ταχύτητας περιστροφής  $n_r$ ) φαίνεται και γραφικά παρακάτω, στο σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5: Χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-ταχύτητας (ολίσθησης) μηχανής επαγωγής.

Στο διάγραμμα διακρίνονται τρεις περιοχές λειτουργίας της μηχανής επαγωγής ανάλογα με την ολίσθηση που εμφανίζει.

• *Λειτουργία κινητήρα*

Πρόκειται για την περιοχή λειτουργίας με ολίσθηση από 0 έως 1. Αρχικά η μηχανή είναι ακίνητη. Όταν τροφοδοτηθεί με τάση θα αναπτύξει ροπή εκκίνησης η οποία βρίσκεται από τη σχέση (3.15) για ολίσθηση  $s = 1$ :

$$T_{εκ} = \frac{1}{\omega_s} \frac{3V_{1a}^2 r_2}{(R_1 + r_2)^2 + (X_1 + x_2)^2} \tag{3.16}$$

Αν αυτή η ροπή είναι μεγαλύτερη από τη ροπή του φορτίου τότε η μηχανή θα αρχίσει να περιστρέφεται. Σε κάποιο σημείο, σε ολίσθηση

$$s_{maxT} = \frac{r_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + x_2)^2}} \tag{3.17}$$

, όπως φαίνεται και στο διάγραμμα, η μηχανή θα αναπτύξει τη μέγιστη ροπή της, η οποία ονομάζεται και ροπή ανατροπής. Από τη σχέση (3.15), για ολίσθηση  $s_{maxT}$  προκύπτει:

$$T_{max} = \frac{1}{\omega_s} \frac{(3/2)V_{1a}^2}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + x_2)^2}} \tag{3.18}$$

Από αυτό το σημείο μέχρι το σημείο λειτουργίας με ολίσθηση  $s = 0$ , η μηχανή βρίσκεται στην περιοχή ευσταθούς λειτουργίας της. Εκεί θα βρίσκεται και η ροπή ονομαστικής λειτουργίας, για τιμές ολίσθησης από 0.01 μέχρι 0.05 περίπου. Για ολίσθηση  $s = 0$ , όπως ήδη αναφέρθηκε, η μηχανή δεν παρουσιάζει ροπή.

- *Λειτουργία γεννήτριας*

Πρόκειται για την περιοχή λειτουργίας με ολίσθηση απο -1 έως 0. Εδώ ο δρομέας περιστρέφεται με μεγαλύτερη ταχύτητα από την ταχύτητα περιστροφής του πεδίου του στάτη και έτσι προκύπτει η αρνητική ολίσθηση. Η αντίσταση  $\frac{r_2}{s}$  γίνεται αρνητική και αποδίδει πλέον ισχύ στο στάτη. Στην ουσία δεν πρόκειται για αρνητική αντίσταση, καθώς η  $r_2$  είναι θετική, αλλά για αρνητικό λόγο  $\frac{r_2}{s}$ , καθώς η ολίσθηση ( $s$ ) είναι αρνητική. Αντίστοιχα με τη λειτουργία κινητήρα, η μηχανή εδώ θα παρουσιάσει την ελάχιστη ροπή της (μέγιστη αρνητική) σε ολίσθηση

$$s_{minT} = -\frac{r_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + x_2)^2}} \quad (3.19)$$

,η οποία θα είναι μεγαλύτερη κατ' απόλυτη τιμή από την αντίστοιχη για λειτουργία κινητήρα, για μη μηδενική ωμική αντίσταση στάτη. Από τη σχέση 3.15, για  $s_{minT}$  προκύπτει:

$$T_{min} = \frac{1}{\omega_s} \frac{-(3/2)V_{1a}^2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + x_2)^2} - R_1} \quad (3.20)$$

Για τιμές ολίσθησης από  $s_{minT}$  έως 0 η μηχανή βρίσκεται στην περιοχή ευσταθούς λειτουργίας. Τέλος, αρνητική ροπή σημαίνει πως εμφανίζει ροπή αντίθετη της ροπής του κινητήριου μηχανικού συστήματος και έτσι απορροφά ισχυ.

- *Λειτουργία πέδης*

Πρόκειται για την περιοχή λειτουργίας με ολίσθηση απο 1 έως 2. Αυτή η κατάσταση λειτουργίας μπορεί να προκύψει εάν αντίστραφεί ξαφνικά η φορά περιστροφής της μηχανής, λόγω αντιμετάθεσης δύο φάσεων ή λόγω κάποιου αντίθετα περιστρεφόμενου μεγάλου μηχανικού φορτίου. Όλη η ενέργεια που απορροφά η μηχανή μετατρέπεται σε θερμότητα εντός αυτής, οδηγώντας τη σε μείωση της διάρκειας ζωής της ή ακόμα και σε καταστροφή, Για αυτόν το λόγο θα πρέπει να χρησιμοποιείται με ιδιαίτερη προσοχή και σύνεση.

### 3.1.5 Δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε δύο κάθετους άξονες (d-q)

Στις προηγούμενες ενότητες αναλύθηκε η λειτουργία των μηχανών επαγωγής και εξήχθησε το μοντέλο μόνιμης κατάστασης λειτουργίας. Οι εξισώσεις όμως που οδήγησαν στην παραπάνω ανάλυση είναι διαφορικές με συντελεστές μεταβλητούς στο χρόνο, καθώς ο δρομέας της μηχανής περιστρέφεται. Για να μελετηθεί η συμπεριφορά της μηχανής σε μη μόνιμες καταστάσεις (λ.χ. εκκίνηση, επιβολή ροπής κ.α.) απαιτείται η αναλυτική τους επίλυση. Κάτι τέτοιο όμως είναι πολύ δύσκολο και χρονοβόρο. Για αυτόν τον λόγο συνήθως επιχειρείται μια απλοποίηση τους, μέσω κατάλληλων αλγεβρικών μετασχηματισμών, οι οποίοι τις μετατρέπουν σε συνήθεις διαφορικές εξισώσεις με σταθερούς στο χρόνο συντελεστές. Επίσης αυτοί οι αλγεβρικοί μετασχηματισμοί θα φέρουν τις εξισώσεις της μηχανής σε κατάλληλη μορφή για την εφαρμογή προηγμένων μεθόδων ελέγχου, όπως θα αναλυθεί σε παρακάτω ενότητα.

Από τα τέλη της δεκαετίας του 1920 έγινε το πρώτο βήμα στην ανάπτυξη του μετασχηματισμού σε δύο άξονες, από τον R.H. Park, ο οποίος αντικαθιστούσε τις τάσεις, τα ρεύματα και τις πεπλεγμένες ροές, που σχετίζονται με τα τυλίγματα του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής, με μεταβλητές, που σχετίζονται με φανταστικά τυλίγματα, που στρέφονται με το

δρομέα στη σύγχρονη ταχύτητα. Μετασημάτισε τις μεταβλητές του στάτη σε ένα στρεφόμενο, με τη σύγχρονη ταχύτητα, πλαίσιο αναφοράς. Με αυτόν τον μετασχηματισμό έδειξε ότι, όλες οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές που προκύπτουν από την ύπαρξη ηλεκτρικού κυκλώματος σε σχετική κίνηση και από ηλεκτρικά κυκλώματα με μεταβλητές μαγνητικές αντιδράσεις, μπορούν να εξαλειφθούν. Στη συνέχεια ο H.C. Stanley έδειξε ότι οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές στις εξισώσεις τάσεως μιας μηχανής επαγωγής, λόγω ηλεκτρικών κυκλωμάτων σε σχετική κίνηση μεταξύ τους, μπορούν να εξαλειφθούν μετασχηματίζοντας τις μεταβλητές του δρομέα σε μεταβλητές που σχετίζονται σε ένα στατό πλαίσιο αναφοράς πάνω στο στάτη. Ο G. Kron πρότεινε ένα μετασχηματισμό για τις μεταβλητές του στάτη και του δρομέα, σε ένα σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που κινείται μαζί με το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Ο D.S. Bereton πρότεινε ένα μετασχηματισμό των μεταβλητών του στάτη σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που βρίσκεται πάνω στο δρομέα. Τέλος, οι Krause και Thomas απέδειξαν ότι οι χρονομεταβλητές αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές μπορούν να εξαλειφθούν μετατρέποντας τις μεταβλητές του στάτη και του δρομέα σε ένα κοινό πλαίσιο αναφοράς που μπορεί να περιστρέφεται με οποιαδήποτε ταχύτητα (αυθαίρετο πλαίσιο αναφοράς).

### Μετασχηματισμοί Clarke και Park

Έστω ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα που βρίσκεται ακίνητο στο χώρο. Το σύστημα στην προσέγγιση αυτή είναι μαθηματικό ώστε να δωθούν οι μαθηματικές σχέσεις των μετασχηματισμών. Στη συνέχεια θα γίνει η εφαρμογή τους στις εξισώσεις της μηχανής επαγωγής, που είναι άλλωστε και το αντικείμενο ενδιαφέροντος.

#### 1. Clarke

Ο μετασχηματισμός Clarke μετασχηματίζει ένα τριφασικό σύστημα σε ένα στατό δύο κάθετων αξόνων.

Ο μετασχηματισμός αυτός εκφράζεται με τη μορφή πινάκων ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

,ενώ αντιστροφα:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

, εάν  $f_a + f_b + f_c = 0$ .

#### 2. Park

Ο μετασχηματισμός Park μετασχηματίζει ένα τριφασικό σύστημα σε σύστημα δύο κάθετων αξόνων που περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ .

Ο μετασχηματισμός αυτός εκφράζεται με τη μορφή πινάκων ως εξής:

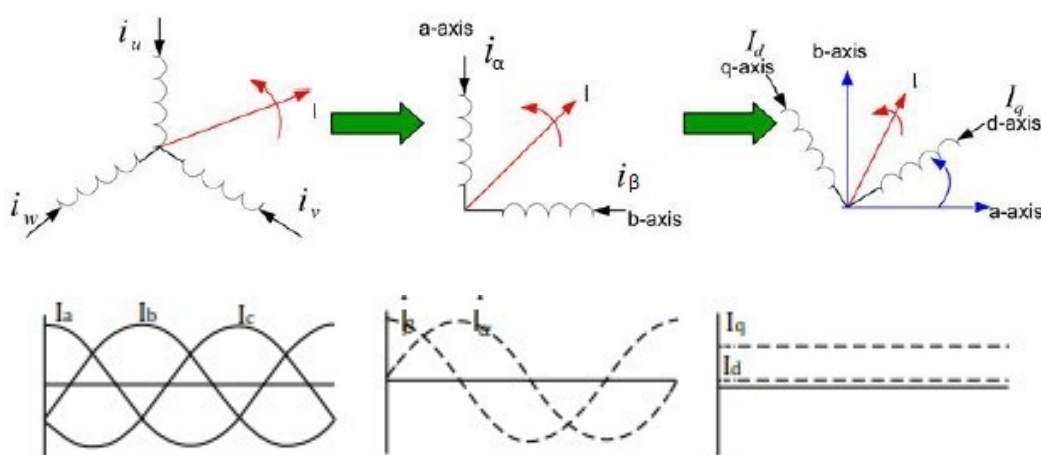
$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

,ενω αντίστροφα:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

, εάν  $f_a + f_b + f_c = 0$ .

Στα παραπάνω το  $f$  συμβολίζει κάποια μεταβλητή του τυλίγματος του στάτη και μπορεί να είναι είτε τάση, είτε ρεύμα, είτε μαγνητική ροή. Παρακάτω, στο σχήμα 3.6, παρατίθενται γραφικά οι μετασχηματισμοί για καλύτερη κατανόηση. Συγκεκριμένα, στο σχήμα φαίνονται οι μετασχηματισμοί των τριφασικών ρευμάτων μιας μηχανής επαγωγής σε στατό και στρεφόμενο διφασικό σύστημα κάθετων αξόνων. Στο σχήμα 3.6 φαίνεται, επίσης, η χρονική μεταβολή των ρευμάτων του κάθε μετασχηματισμού.



**Σχήμα 3.6:** Μετασχηματισμοί Clarke και Park ρευμάτων μηχανής επαγωγής.

Αξίζει να τονιστεί πως οι μεταβλητές της μηδενικής ακολουθίας δεν συνδέονται με τα διφασικά συστήματα και την απεικόνισή τους. Συνδέονται αλγεβρικά όμως με τις μεταβλητές των τριών φάσεων και είναι ανεξάρτητες της γωνίας  $\omega t$ . Είναι μηδενικές για συμμετρικά συστήματα γενικότερα, οπότε η χρησιμότητά τους εμφανίζεται σε τυχόντες ασυμμετρίες. Στο εξής, είναι πολύ πιθανό να παραλείπονται. Επίσης, είναι σημαντικό να μην υπάρξει σύγχυση των μεταβλητών  $f_a, f_b, f_c$  με φασιθέτες, καθώς πρόκειται για στιγμιαίες τιμές οι οποίες μπορεί να είναι οποιαδήποτε συνάρτηση του χρόνου. Τέλος, στη συνέχεια αυτής της εργασίας οι μεταβλητές  $f_\alpha, f_\beta$  μπορεί να αναφέρονται και ως  $f_d^s$  και  $f_q^s$  ενώ οι αντίστοιχες μεταβλητές του μετασχηματισμού Park θα αναφέρονται ως  $f_d^e, f_q^e$  ή απλά χωρίς καμία αλλαγή ως  $f_d$  και  $f_q$ . Σκοπός αυτού είναι να μη γίνεται διάκριση μεταξύ Clarke και Park, αλλά μεταξύ στατού ή περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς. Ένας άλλος λόγος είναι ότι ο μετασχηματισμός Clarke πρόκειται για μετασχηματισμό Park για  $\omega = 0$ , άρα δεν είναι διαφορετικός, αλλά υποπερίπτωσή του.



Οι μετασχηματισμοί των σχήματος 3.6 περιγράφονται μαθηματικά στις εξισώσεις που ακολουθούν.

- *Μετασχηματισμός τριφασικών ρευμάτων μηχανής επαγωγής σε στατό διφασικό σύστημα:*

$$i_d^s = \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}i_b - \frac{1}{3}i_c \quad (3.25a)$$

$$i_q^s = \frac{1}{\sqrt{3}}i_b - \frac{1}{\sqrt{3}}i_c \quad (3.25b)$$

$$i_0^s = \frac{1}{3}i_a + \frac{1}{3}i_b + \frac{1}{3}i_c = 0 \quad (3.25c)$$

- *Μετασχηματισμός τριφασικών ρευμάτων μηχανής επαγωγής σε διφασικό σύστημα που στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα  $\omega_e$ :*

$$i_d^e = \frac{2}{3}(\cos(\omega_e t)i_a + \cos(\omega_e t - 2\pi/3)i_b + \cos(\omega_e t + 2\pi/3)i_c) \quad (3.26a)$$

$$i_q^e = \frac{2}{3}(\sin(\omega_e t)i_a + \sin(\omega_e t - 2\pi/3)i_b + \sin(\omega_e t + 2\pi/3)i_c) \quad (3.26b)$$

$$i_0^e = \frac{2}{3}\left(\frac{1}{2}i_a + \frac{1}{2}i_b + \frac{1}{2}i_c\right) = 0 \quad (3.26c)$$

### Δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Kron)

Οι εξισώσεις που περιγράφουν την τάση στα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα φαίνονται παρακάτω:

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt}\Psi_{qs}^e + \omega_e \Psi_{ds}^e \quad (3.27a)$$

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt}\Psi_{ds}^e - \omega_e \Psi_{qs}^e \quad (3.27b)$$

$$V_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + \frac{d}{dt}\Psi_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r)\Psi_{dr}^e \quad (3.27c)$$

$$V_{dr}^e = R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt}\Psi_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r)\Psi_{qr}^e \quad (3.27d)$$

, όπου  $\Psi_{ds}^e$  και  $\Psi_{qs}^e$  η μαγνητική ροή του στάτη σε ευθύ και εγκάρσιο άξονα αντίστοιχα, ενώ  $\Psi_{dr}^e$  και  $\Psi_{qr}^e$  η μαγνητική ροή του δρομέα. Βέβαια τα τυλίγματα του δρομέα είναι βραχυκυκλωμένα, για μηχανή τύπου κλωβού, οπότε δεν αναπτύσσονται τάσεις. Δηλαδή  $V_{dr} = V_{qr} = 0$ . Έτσι οι εξισώσεις (3.27) γίνονται

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt}\Psi_{qs}^e + \omega_e \Psi_{ds}^e \quad (3.28a)$$

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt}\Psi_{ds}^e - \omega_e \Psi_{qs}^e \quad (3.28b)$$

$$0 = R_r i_{qr}^e + \frac{d}{dt} \Psi_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr}^e \quad (3.28c)$$

$$0 = R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \Psi_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr}^e \quad (3.28d)$$

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

$$\Psi_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (3.29a)$$

$$\Psi_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (3.29b)$$

$$\Psi_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (3.29c)$$

$$\Psi_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (3.29d)$$

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

Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι:

$$T_e = (i_{qs}^e \Psi_{dr}^e - i_{ds}^e \Psi_{qr}^e) \frac{3PL_m}{4L_r} \quad (3.30)$$

Η ταχύτητα περιστροφής προκύπτει από τη σχέση

$$T_e = T_L + \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J} (T_e - T_L) \Rightarrow \omega_r = \int \frac{P}{2J} (T_e - T_L) dt \quad (3.31)$$

, όπου  $J$  η ροπή αδράνειας της μηχανής.

### Δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε στατό πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Stanley)

Με αντικατάσταση του όρου  $\omega_e$  με μηδέν παίρνουμε τις εξισώσεις εκπεφραμμένες στο στατό πλαίσιο αναφοράς. Οι εξισώσεις που περιγράφουν την τάση στα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα φαίνονται παρακάτω:

$$V_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{qs}^s \quad (3.32a)$$

$$V_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{ds}^s \quad (3.32b)$$

$$0 = R_r i_{qr}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{qr}^s + \omega_r \Psi_{dr}^s \quad (3.32c)$$

$$0 = R_r i_{dr}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{dr}^s - \omega_r \Psi_{qr}^s \quad (3.32d)$$

, όπου  $\Psi_{ds}^s$  και  $\Psi_{qs}^s$  η μαγνητική ροή του στάτη σε ευθύ και εγκάρσιο άξονα αντίστοιχα, ενώ  $\Psi_{dr}^s$  και  $\Psi_{qr}^s$  η μαγνητική ροή του δρομέα. Οι εξισώσεις που περιγράφουν την μαγνητική ροή στα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα φαίνονται παρακάτω:

$$\Psi_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \tag{3.33a}$$

$$\Psi_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \tag{3.33b}$$

$$\Psi_{qr}^s = L_r i_{qr}^s + L_m i_{qs}^s \tag{3.33c}$$

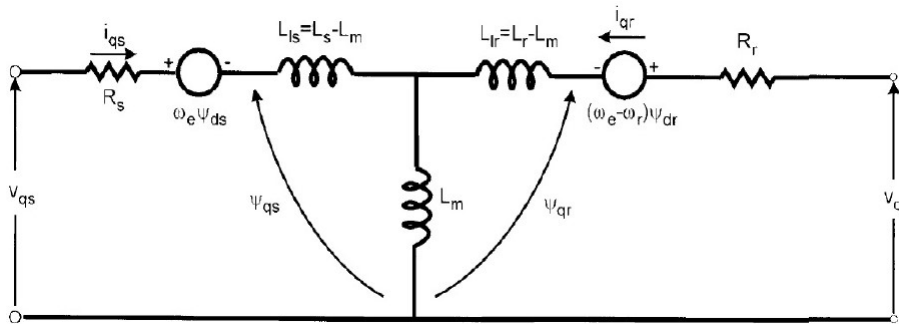
$$\Psi_{dr}^s = L_r i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s \tag{3.33d}$$

Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή θα είναι

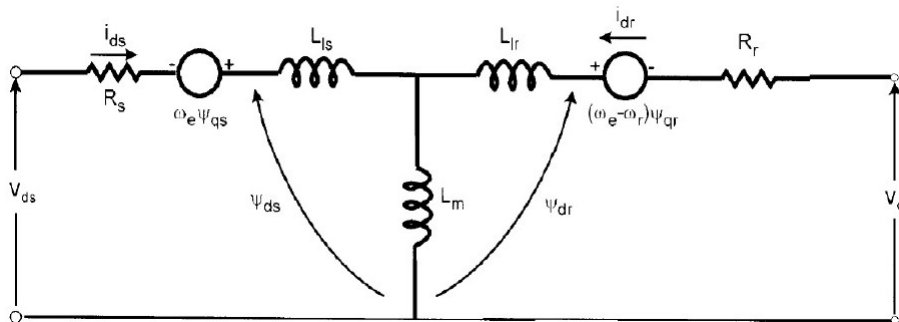
$$T_e = (i_{qs}^s \Psi_{dr}^s - i_{ds}^s \Psi_{qr}^s) \frac{3PL_m}{4L_r} \tag{3.34}$$

, ενώ η ταχύτητα θα είναι ξανά

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

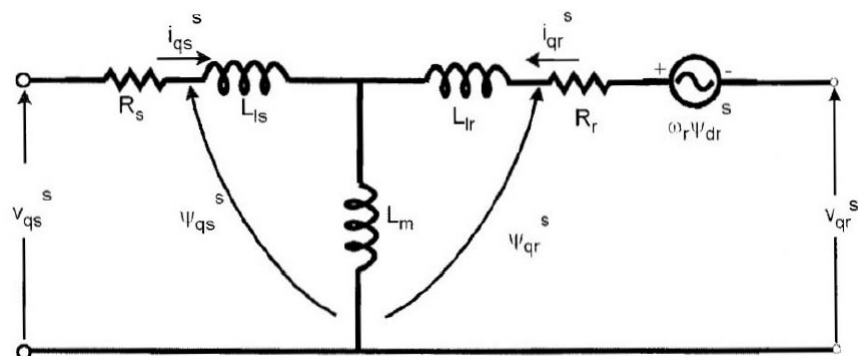


(a)

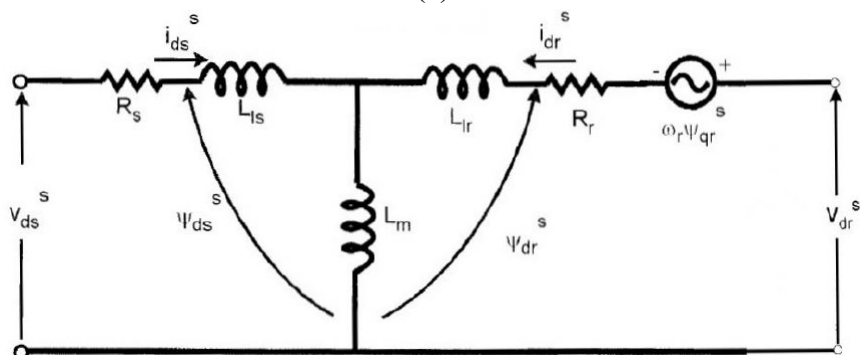


(b)

**Σχήμα 3.7:** Ισοδύναμο κύκλωμα δυναμικού μοντέλου μηχανής επαγωγής σε περιστρεφόμενο, κατά τη συγχρονη ταχύτητα, πλαίσιο αναφοράς.



(a)



(b)

**Σχήμα 3.8:** Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε στατό πλαίσιο αναφοράς.

Σημειώνεται ξανά ότι ο εκθέτης  $s$  στις μεταβλητές τάσεως, ρεύματος και μαγνητικής ροής υποδηλώνει ότι αναφέρονται στο στατό πλαίσιο αναφοράς, ενώ όπου απουσιάζει ή υπάρχει ο εκθέτης  $e$ , υπονοείται περιστρεφόμενο.

## 3.2 Τριφασικός αντιστροφέας

### Εισαγωγή

Η σύγχρονη τάση στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης επιτάσσει οι ηλεκτρικές μηχανές να οδηγούνται από τριφασικούς αντιστροφέας. Αυτό βέβαια αυξάνει πολύ το κόστος της συνολικής διάταξης, μιας και ο αντιστροφέας πολλές φορές είναι πιο ακριβός και από την ίδια τη μηχανή, αλλά τα οφέλη που συνεπάγονται της χρήσης του δικαιολογούν το κόστος και μάλιστα τον καθιστούν αναγκαίο, στα περισσότερα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Το σημαντικότερο, ίσως, πλεονέκτημα είναι ότι ο αντιστροφέας παρέχει τη δυνατότητα πιο εύκολου και αποτελεσματικού ελέγχου της μηχανής.

Πρόκειται για μία διάταξη μετατροπέα ισχύος, η οποία εμπίπτει στη γενικότερη κατηγορία των ηλεκτρονικών ισχύος. Επιτρέπει τη μετατροπή της συνεχούς τάσης ή το συνεχούς ρεύματος εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση ή ρεύμα, αντίστοιχα, με ρύθμιση πλάτους και συχνότητας της εξαγόμενης κυματομορφής. Αυτό είναι που επιτρέπει στον αντιστροφέα να παρέχει δυνατότητα υψηλής ακρίβειας ελέγχου και δε νοείται μοντέρνα εφαρμογή ελέγχου κινητήρα χωρίς τη χρήση του.

Οι αντιστροφέας διακρίνονται σε αντιστροφέας τροφοδοτούμενους από τάση (Voltage-Fed Inverters) και σε αντιστροφέας τροφοδοτούμενους από ρεύμα (Current-Fed Inverters).

- *Αντιστροφέας τροφοδοτούμενοι από τάση*

Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται σε αυτήν την κατηγορία παραμένουν πάντα ορθά πολωμένα, λόγω της τάσης της πηγής συνεχούς και μπορεί να είναι Gate Turn-off Thyristors (GTOs), Bipolar Junction Transistors (BJTs), Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs), Power Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Power MOSFETs) και Integrated Gate Commutated Thyristors (IGCTs), ενώ πάντοτε συνοδεύονται από μία δίοδο ελεύθερης διέλευσης που επιτρέπει την αντίθετη ροή ισχύος.

- *Αντιστροφέας τροφοδοτούμενοι από ρεύμα*

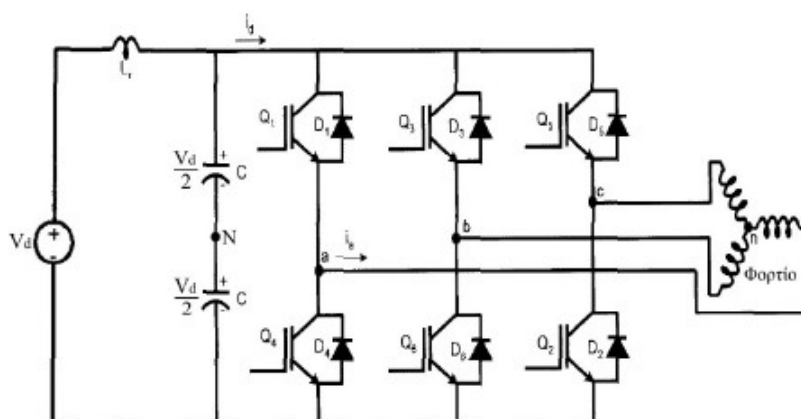
Τα ημιαγωγικά στοιχεία σε αυτούς τους αντιστροφέας θα πρέπει να αντέχουν σε ανάστροφη πόλωση και γι' αυτό χρησιμοποιούνται μόνο Thyristors, GTOs ή άλλα ημιαγωγικά στοιχεία σε σειρά με μία δίοδο ελεύθερης διέλευσης.

Στην πράξη οι αντιστροφέας που χρησιμοποιούνται κυρίως και παρουσιάζουν μεγαλύτερο ενδιαφέρον είναι οι τροφοδοτούμενοι από πηγή τάσης. Σε αυτήν την εργασία θα αναλυθεί και θα κατασκευαστεί ένας τέτοιος αντιστροφέας. Ειδικότερα σε αυτήν την ενότητα θα γίνει παρουσίαση και ανάλυση της τοπολογίας, της λειτουργίας και των κυριότερων τεχνικών ελέγχου αυτής της κατηγορίας των αντιστροφέων.

### 3.2.1 Διαμόρφωση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης

Υπάρχουν πολλές τοπολογίες αντιστροφέων που βρίσκουν εφαρμογή σε πλήθος διαφορετικών εφαρμογών. Η τυπική και απλούστερη είναι ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής

τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας που παράγει 6 επίπεδα (5 διακριτά) τάσης εξόδου στα άκρα του φορτίου.



**Σχήμα 3.9:** Τυπική τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας.

Όπως φαίνεται στο σχήμα πιο πάνω, ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από έξι ημιαγωγικούς διακόπτες ( $Q_1, Q_2, \dots, Q_6$ ) αντιπαράλληλα με τους οποίους συνδέονται δίοδοι ελεύθερης διέλευσης ( $D_1, D_2, \dots, D_6$ ). Οι διακόπτες αυτοί είναι τοποθετημένοι σε ζεύγη, που ονομάζονται ημιγέφυρες. Η τάση  $V_d$  αντιπροσωπεύει την τάση εισόδου, που είναι συνεχής και μπορεί να προέρχεται από συσσωρευτές, από φωτοβολταϊκά, από ανορθωμένη εναλλασσόμενη τάση κ.α. Στη συνέχεια υπάρχει ένας χωρητικός καταμεριστής για την παραγωγή του ουδέτερου κόμβου N, που χρησιμοποιείται για μέτρηση των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα πάνω στο φορτίο, όταν αυτό είναι συνδεδεμένο σε αστέρα. Ο κόμβος αυτός θα μπορούσε να είναι και νοητός. Στην έξοδο του αντιστροφέα λαμβάνεται τριφασική εναλλασσόμενη τάση (μία φάση από κάθε ημιγέφυρα) η μορφή της οποίας εξαρτάται από το πως άγουν οι διακόπτες. Η αγωγή τους επιτυγχάνεται με κατάλληλους παλμούς τροφοδότησης που προέρχονται από κάποιον επεξεργαστή. Τονίζεται πως είναι απαγορευτικό να άγουν ταυτόχρονα και τα δύο στοιχεία μιας ημιγέφυρας (λ.χ.  $Q_1, Q_4$ ), καθώς αυτό θα οδηγήσει σε βραχυκύκλωση της πηγής  $V_d$ .

### 3.2.2 Λειτουργία αντιστροφέα με τετραγωνικό παλμό τάσης

Σε αυτήν την λειτουργία του αντιστροφέα, όπως υποδηλώνει και η ονομασία, η φασική τάση εξόδου έχει τη μορφή τετραγωνικού παλμού. Αυτή η τάση, αν και εναλλασσόμενη, εκτός της επιθυμητής θελεμιώδους τάσης, έχει πλούσιο αρμονικό περιεχόμενο. Επομένως απλώς προσεγγίζει την επιθυμητή ημιτονοειδή έξοδο. Με ανάλυση Fourier οι φασικές τάσεις εξόδου θα είναι

$$V_{aN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[ \cos\omega t - \frac{1}{3}\cos 3\omega t + \frac{1}{5}\cos 5\omega t - \dots \right] \quad (3.35a)$$

$$V_{bN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[ \cos(\omega t - 2\pi/3) - \frac{1}{3}\cos 3(\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{5}\cos 5(\omega t - 2\pi/3) - \dots \right] \quad (3.35b)$$

$$V_{cN} = \frac{2V_d}{\pi} \left[ \cos(\omega t + 2\pi/3) - \frac{1}{3}\cos 3(\omega t + 2\pi/3) + \frac{1}{5}\cos 5(\omega t + 2\pi/3) - \dots \right]. \quad (3.35c)$$

Σημειώνεται ότι οι φασικές τάσεις αυτές αναφέρονται στον ουδέτερο κόμβο αναφοράς N. Στη συνέχεια φαίνονται οι πολικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα:

$$V_{ab} = V_{aN} - V_{bN} = \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[ \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{5}\cos 5\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{7}\cos 7\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \dots \right] \quad (3.36a)$$

$$V_{bc} = V_{bN} - V_{cN} = \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{5}\cos 5\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{7}\cos 7\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \dots \right] \quad (3.36b)$$

$$V_{ca} = V_{cN} - V_{aN} = \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[ \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{5}\cos 5\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{7}\cos 7\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + \dots \right] \quad (3.36c)$$

Παρατηρείται από τα παραπάνω πως, όπως αναμένονταν, η πολική τάση είναι κατά  $\sqrt{3}$  μεγαλύτερη της φασικής και προηγείται κατά  $\frac{\pi}{6}$  αυτής.

Παρακάτω, στο σχήμα 3.10, φαίνεται ένας αντιστροφέας, ο οποίος τροφοδοτεί ένα συμμετρικό τριφασικό φορτίο σε συνδεσμολογία αστέρα. Αρχικά τονίζεται η διαφορά του κόμβου n, ουδέτερος του φορτίου, και του κόμβου N, ουδέτερος του αντιστροφέα. Η φασική τάση, λοιπόν, στα άκρα του φορτίου βρίσκεται με εφαρμογή του νόμου τάσεων Kirchhoff:

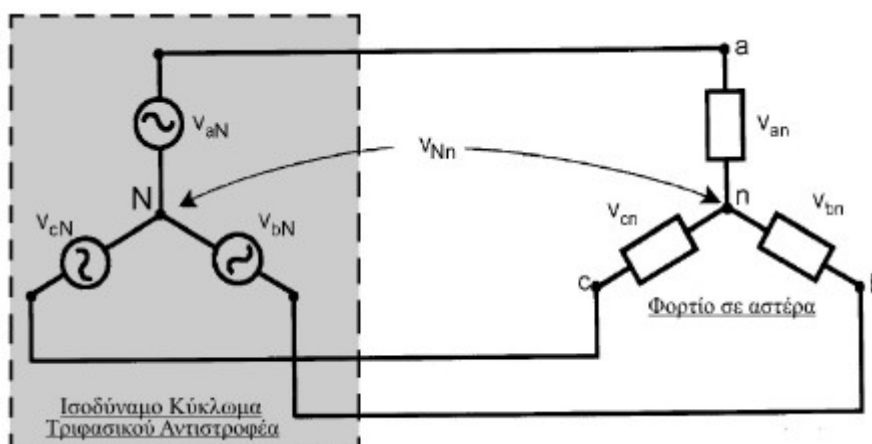
$$V_{aN} = V_{an} + V_{nN} \quad (3.37a)$$

$$V_{bN} = V_{bn} + V_{nN} \quad (3.37b)$$

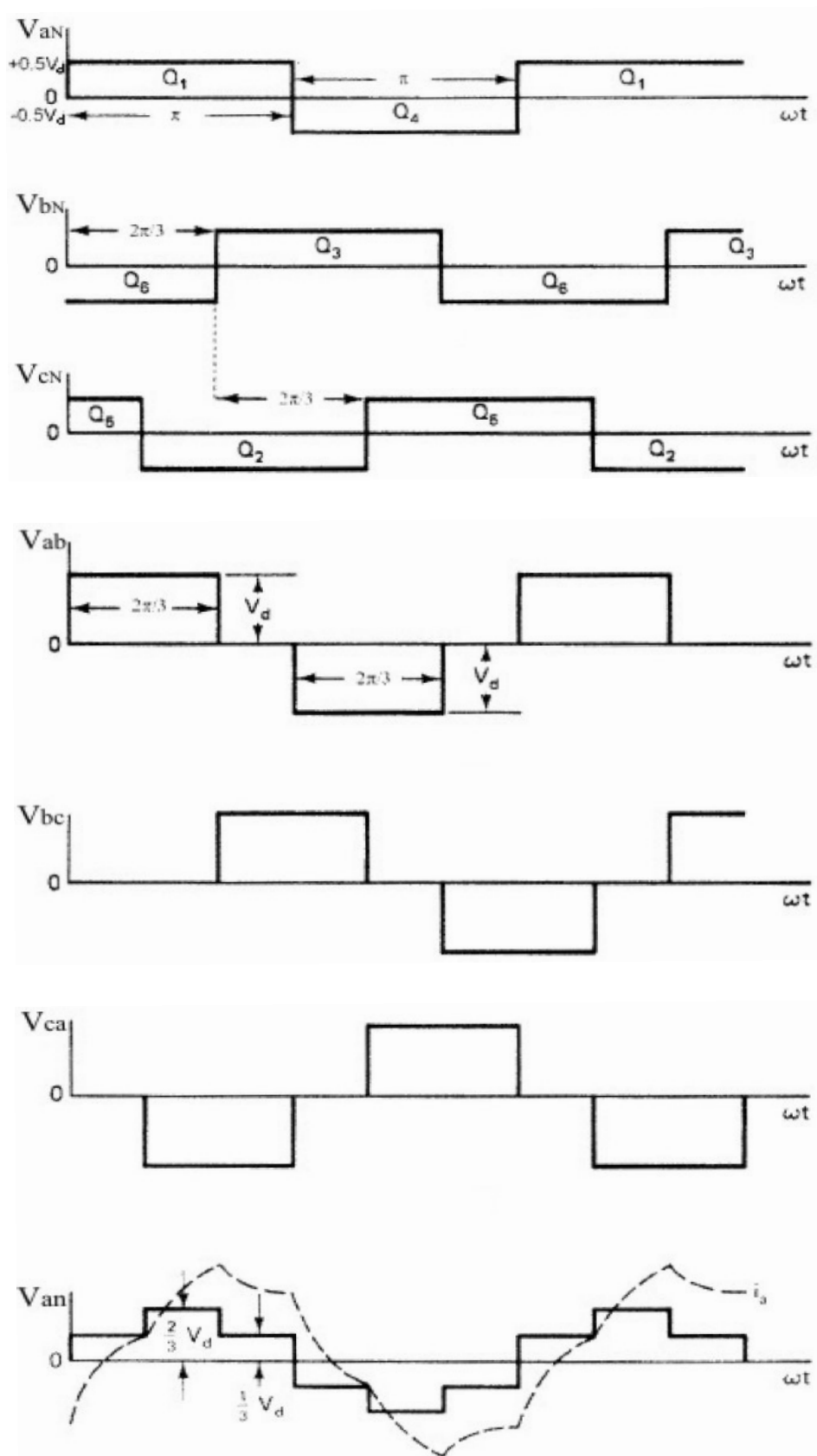
$$V_{cN} = V_{cn} + V_{nN} \quad (3.37c)$$

Με πρόσθεση των εξισώσεων αυτών και λαμβάνοντας υπόψη συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων ( $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ ) προκύπτει:

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 3V_{nN} \Rightarrow V_{nN} = \frac{1}{3}(V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}) \quad (3.38)$$



Σχήμα 3.10: Ισοδύναμο κυκλώμα συστήματος τριφασικού αντιστροφέα και φορτίου.



**Σχήμα 3.11:** Κυματομορφές εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως σε συνδεσμολογία γέφυρας για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης.



Αντικαθιστώντας την εξίσωση (3.38) στις εξισώσεις (3.37) προκύπτουν οι φασικές τάσεις του φορτίου:

$$V_{an} = \frac{2}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN} - \frac{1}{3}V_{cN} \quad (3.39a)$$

$$V_{bn} = \frac{2}{3}V_{bN} - \frac{1}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{cN} \quad (3.39b)$$

$$V_{cn} = \frac{2}{3}V_{cN} - \frac{1}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN} \quad (3.39c)$$

Η θεμελιώδης της τάσης στα άκρα του φορτίου παρουσιάζει διαφορά φάσης  $\frac{\pi}{6}$  σε σχέση με την τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Στο σχήμα 3.10 φαίνεται επίσης μια τυπική κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a, η οποία προκύπτει από την υπέρθεση όλων των αρμονικών ρεύματος. Για γραμμικό και συμμετρικό τριφασικό φορτίο, οι κυματομορφές ρεύματος θα είναι επίσης συμμετρικές.

Η λειτουργία του αντιστροφέα με τετραγωνικό παλμό τάσης είναι ιδιαίτερα απλή και έχει πολύ χαμηλές διακοπτικές απώλειες, όμως, όπως αναφέρθηκε ήδη, δεν αποτελεί μια πρακτική λύση καθώς εισάγει πολύ αρμονική παραμόρφωση στην τάση εξόδου, αρκετά πάνω από τα ανεκτά όρια. Συνεπώς η ύπαρξη και η αναλυση της συνίσταται μόνο για σκοπούς κατανόησης. Στην πράξη χρησιμοποιούνται οι τεχνικές Διαμόρφωσης Ευρους Παλμών (Pulse Width Modulation-PWM).

### 3.2.3 Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation-PWM)

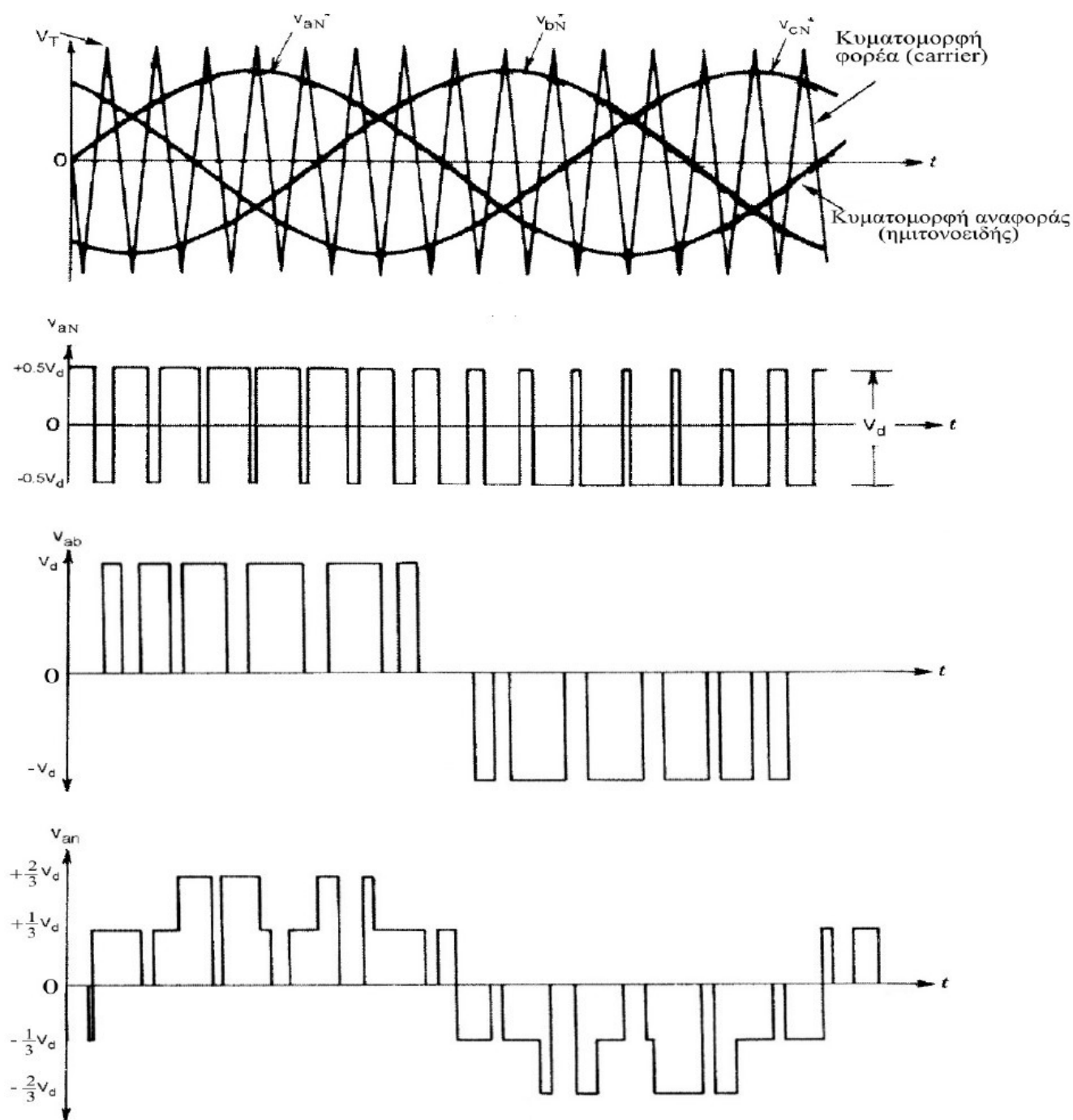
Η διαμόρφωση εύρους παλμών είναι μία από τις σημαντικότερες και πιο διαδεδομένες τεχνικές για την οδήγηση ενός αντιστροφέα. Πρόκειται για μία τεχνική χαμηλής πολυπλοκότητας, υψηλής επίδοσης, με δυνατότητα σταθερής διακοπτικής συχνότητας και ευκολίας στην υλοποίηση. Θεμελιώδης αρχή της λειτουργίας της αποτελεί η σύγκριση ενός σήματος αναφοράς με ένα φέρον, από την οποία προκύπτουν και οι παλμοί (μεταβλητού εύρους) που θα οδηγούν τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα. Κατ' αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται τάση εξόδου που πλησιάζει κατά το δυνατόν την επιθυμητή ημιτονοειδή τάση εξόδου. Στη βιβλιογραφία προτείνονται διάφορες τεχνικές (αλγόριθμοι) σύμφωνα με τις οποίες μπορεί να επιτευχθεί η ορθή διαμόρφωση του εύρους παλμών, οι σημαντικότερες από τις οποίες είναι:

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

Από αυτές, στη συνέχεια θα αναλυθούν, οι πιο αντιπροσωπευτικές και συχνά χρησιμοποιούμενες, SPWM, SVPWM και HBCCPWM.

#### 3.2.3.1 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM)

Η τεχνική αυτή είναι ιδιαίτερα δημοφιλής και κατά κόρον χρησιμοποιούμενη στη βιομηχανία. Η λειτουργία της περιγράφεται αναλυτικά στο σχήμα 3.12, παρακάτω.



**Σχήμα 3.12:** Κυματομορφές δημιουργίας των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα για λειτουργία με SPWM. Διαδοχικά φαίνονται οι συγκρινόμενες κυματομορφές, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα (φάση a), η πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα μεταξύ των φάσεων a και b και η φασική τάση στα άκρα του φορτίου (φάση a).

Στο σχήμα 3.12a φαίνεται μια τριγωνική κυματομορφή ( $V_T$ ) η οποία λέγεται φέρον σήμα, συχνότητας  $f_c$ , και τρεις ημιτονικές ( $V_{aN}^*$ ,  $V_{bN}^*$ ,  $V_{cN}^*$ ), οι οποίες λέγονται σήματα αναφοράς και συνιστούν ένα τριφασικό σύστημα, συχνότητας ίσης με της επιθυμητής θεμελιώδους τάσης εξόδου,  $f_r$ . Στα σημεία τομής των κυματομορφών  $V_T$  και  $V_{aN}^*$  θα είναι και τα σημεία μεταγωγής των διακοπών της πρώτης ημιγέφυρας. Συγκεκριμένα όταν  $V_{aN}^* > V_T$  τότε το

ημιαγωγικό στοιχείο Q1 δέχεται θετικό παλμό στην είσοδο και άγει, ενώ το Q4 μηδενικό και δεν άγει. Η τάση εξόδου της φάσης a του αντιστροφέα θα είναι  $V_{aN} = +\frac{V_d}{2}$ . Αντίθετα όταν  $V_{aN}^* < V_T$  το Q4 δέχεται θετικό παλμό και το Q1 μηδενικό, άρα  $V_{aN} = -\frac{V_d}{2}$ . Με αντίστοιχη λογική εξάγονται και οι κυματομορφές  $V_{bN}$  και  $V_{cN}$ . Τονίζεται ότι, στην πράξη, θα πρέπει να μεριμνάται, κατα τον προγραμματισμό του αντιστροφέα, το άνοιγμα του συμπληρωματικού ημιαγωγικού στοιχείου να καθυστερεί ελάχιστα του άλλου, ώστε να αποφευχθούν στιγμιαία βραχυκυκλώματα της πηγής. Οι πολικές τάσεις (σχήμα 3.12) προκύπτουν από τους τύπους:

$$V_{ab} = V_{aN} - V_{bN} \quad (3.40a)$$

$$V_{bc} = V_{bN} - V_{cN} \quad (3.40b)$$

$$V_{ca} = V_{cN} - V_{aN} \quad (3.40c)$$

Τέλος, στο ίδιο σχήμα, φαίνεται η φασική τάση στο φορτίο, η οποία θα είναι έξι επιπέδων (πέντε διακριτών) όπως αναλύθηκε στην προηγούμενη υποενότητα. Παρακάτω ορίζονται οι συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους και συχνότητας ως εξής:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{aN}^*}{\hat{V}_T} \quad (3.41)$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (3.42)$$

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

$$V_{aN} = 0.5m_a V_d \sin(2\pi f_r t + \varphi) + [\text{Ανώτερες αρμονικές σε Συχνότητα } (M \cdot 2\pi f_c \pm N \cdot 2\pi f_r)] \quad (3.43)$$

, όπου M, N ακέραιοι αριθμοί και  $\varphi$  η φασική μετατόπιση της εξόδου που προκύπτει από τη σχετική θέση του φορέα και της κυματομορφής αναφοράς της εκάστωτε φάσης. Παρατηρείται πως και αυτή η τεχνική ελέγχου του αντιστροφέα παρουσιάζει αρμονικό περιεχόμενο, αλλά σε αυτήν την περίπτωση το πλεονέκτημα είναι ότι αυτό εμφανίζεται στις συχνότητες  $(M \cdot 2\pi f_c \pm N \cdot 2\pi f_r)$ , ή χρησιμοποιώντας τον ορισμό του συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας, στις συχνότητες  $(M \cdot m_f \pm N)$ . Αυτό σημαίνει ότι οι συχνότητες στις οποίες βρίσκονται οι αρμονικές καθορίζονται από τη συχνότητα του φορέα  $f_c$  και κατά συνέπεια είναι ελέγξιμες. Οι ανώτερες αυτές αρμονικές στη φασική τάση εξόδου θα βρίσκονται γύρω από συχνότητες  $m_f, 2m_f, 3m_f$  κ.τ.λ., ενώ στην πολική τάση γύρω από  $2m_f, 4m_f, 6m_f$  κ.τ.λ.

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

$$\hat{V}_{aN,1} = \hat{V}_{bN,1} = \hat{V}_{cN,1} = \frac{V_d m_a}{2} \quad (3.44a)$$

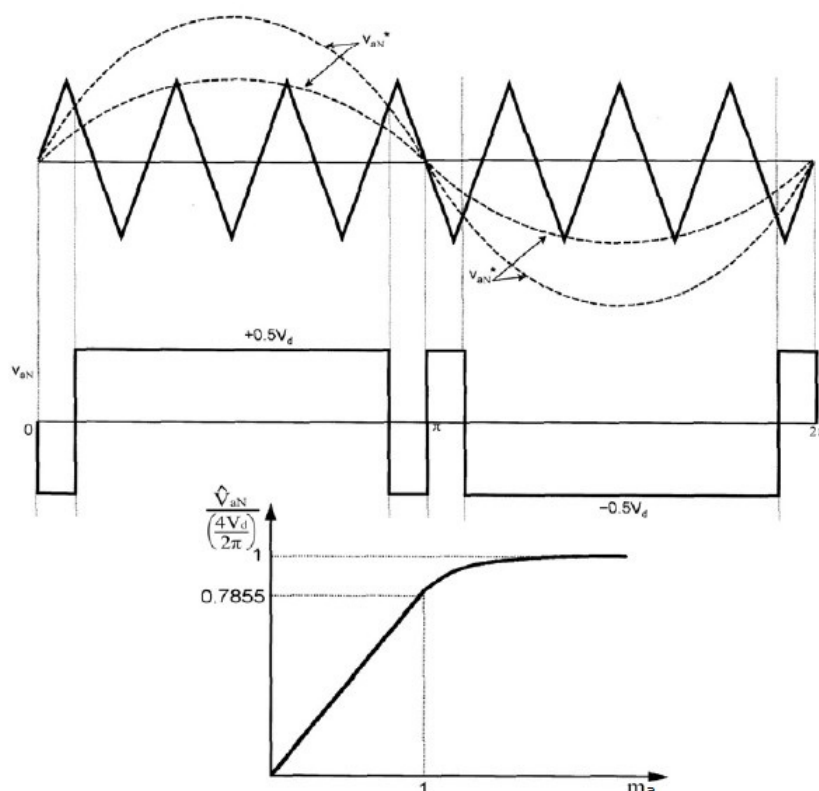
$$\hat{V}_{ab,1} = \hat{V}_{aN,1} - \hat{V}_{bN,1} = \hat{V}_{aN,1} - (\hat{V}_{aN,1}) = 2\hat{V}_{aN,1} = V_d m_a \quad (3.44b)$$

Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους μπορεί να μεταβάλλεται δίνοντας έτσι τη δυνατότητα ελέγχου του πλάτους της τάσεως εξόδου. Για  $m_a = 1$  προκύπτει η μέγιστη τιμή του πλάτους της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα,  $\hat{V}_{ab,1(max)} = V_d$ . Στην περίπτωση που υπερβεί τη μονάδα η τεχνική SPWM περνάει στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης που περιγράφεται γραφικά στο σχήμα 3.13. Οι αρνητικοί παλμοί στο κεντρικό τμήμα έχουν εξαλειφθεί, έχει χαθεί η γραμμικότητα λειτουργίας και η τάση εξόδου παρουσιάζει πιο έντονο αρμονικό περιεχόμενο. Σε αυτήν την λειτουργία η τάξη και το πλάτος της κυριαρχούσας ή δεσπόζουσας αρμονικής  $d$  της πολικής τάσης εξόδου θα είναι

$$d = 2m_f - 3 \quad (3.45)$$

$$\hat{V}_{ab,d} = 0.212V_d. \quad (3.46)$$

Με την περαιτέρω αύξηση του  $m_a$  η τάση εξόδου γίνεται τετραγωνικός παλμός.



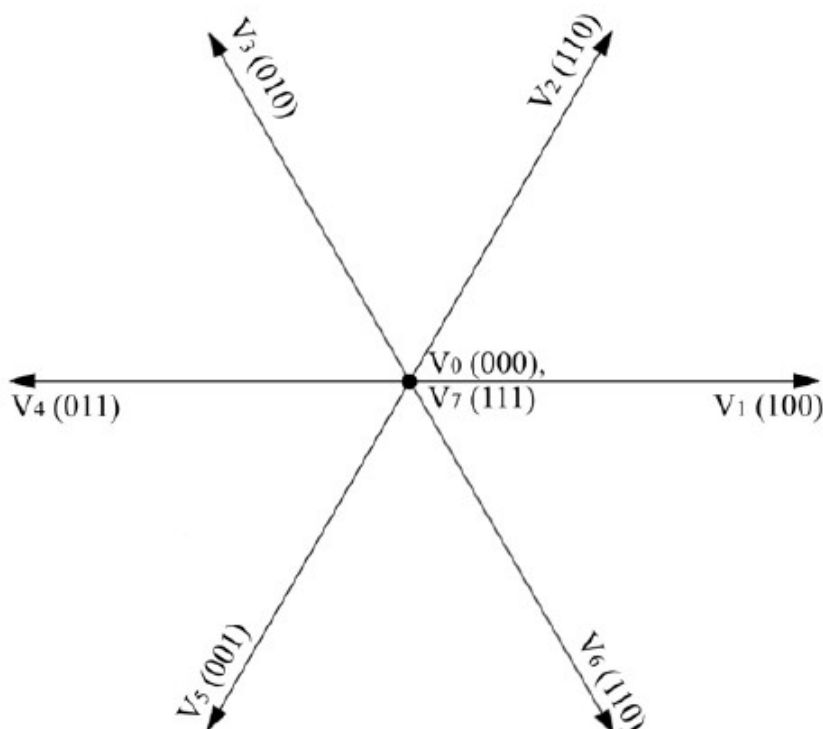
**Σχήμα 3.13:** Κυματομορφές λειτουργίας στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης και διάγραμμα συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους ως προς της τάσης εξόδου.

Τέλος αξίζει να σημειωθεί, πως συγκεκριμένα σε εφαρμογές όπου το φορτίο είναι κινητήρας συνήθως δε χρειάζεται φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα, καθώς η μεγάλη του επαγωγικότητα δρα ως φίλτρο και το ρεύμα τείνει να γίνει ημιτονικό. Επίσης, η συχνότητα φορέα διατηρείται συνήθως σταθερή για να μην δημιουργούνται προβλήματα αποσυγχρονισμού κατά τη σύγκριση των κυματομορφών και ανεπιθύμητα άλματα στην τάση. Είναι ακέραιος αριθμός, ώστε να εξασφαλίζεται ο συγχρονισμός, περιττός ώστε να μην υπάρχουν στο φάσμα άρτιες αρμονικές και πολλαπλάσιο του τρία καθώς το φορτίο θα διαθέτει απομονωμένο κόμβο που δεν θα επιτρέπει την κυκλοφορία ομοπολικών αρμονικών ρευμάτων (τρίτων και πολλαπλάσιων του τρία).

### 3.2.3.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών βάσει των χωρικών διανυσμάτων (SVPWM)

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών βάσει των χωρικών διανυσμάτων (SVPWM) είναι μία τεχνική που τα τελευταία χρόνια βρίσκει μεγάλη εφαρμογή κυρίως σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Ο λόγος διάδοσής της είναι ότι η ανάλυσή της με τα χωρικά διανύσματα κατάστασης ταιριάζει με τη θεωρία του διανυσματικού ελέγχου που θα αναλυθεί στην επόμενη ενότητα της παρούσας εργασίας. Παρουσιάζει υψηλή πολυπλοκότητα και φόρτο υπολογισμών, συνεπώς απαιτεί εργαλεία, υψηλότερης υπολογιστικής ισχύος σε σχέση με τις άλλες τεχνικές ελέγχου.

Για να αναλυθεί η τεχνική αυτή θα πρέπει πρώτα να αναλυθεί η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα με διανύσματα κατάστασης, που αποτελεί και τη βασική αρχή της τεχνικής. Ως γνωστόν, ο αντιστροφέας έχει τρία ζευγάρια ημιαγωγικών διακοπών. Τα στοιχεία της κάθε ημιγέφυρας δεν μπορούν να άγουν ούτε να είναι σε αποκοπή ταυτόχρονα. Αυτό έχει ως συνέπεια ο αντιστροφέας να έχει  $2^3 = 8$  διαφορετικούς συνδυασμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του. Επομένως υπάρχουν οκτώ διαφορετικά διανύσματα τάσης εξόδου, τα οποία φαίνονται στο σχήμα 3.14. Τα διανύσματα  $V_7$  και  $V_0$  είναι μηδενικά, αφού η τάση εξόδου του αντιστροφέα σε αυτές τις περιπτώσεις είναι μηδενική, και γι' αυτό παρουσιάζονται ως σημεία.



**Σχήμα 3.14:** Διανύσματα τάσης εξόδου τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.

Το παραπάνω σχήμα αναπαρίσταται και σε μορφή πίνακα παρακάτω, όπου φαίνονται οι φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, σε τριφασικό αλλά και διφασικό στατό σύστημα, για κάθε κατάσταση του.

AA	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_\alpha$	$V_\beta$
$\bar{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{V}_1$	0	0	1	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/\sqrt{3}$
$\bar{V}_2$	0	1	0	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$+V_d/\sqrt{3}$
$\bar{V}_3$	0	1	1	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	0
$\bar{V}_4$	1	0	0	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	0
$\bar{V}_5$	1	0	1	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d/\sqrt{3}$
$\bar{V}_6$	1	1	0	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d/\sqrt{3}$
$\bar{V}_7$	1	1	1	0	0	0	0	0

**Πίνακας 3.1:** Τάσεις σε τριφασικό και διφασικό πλαίσιο για κάθε διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα.

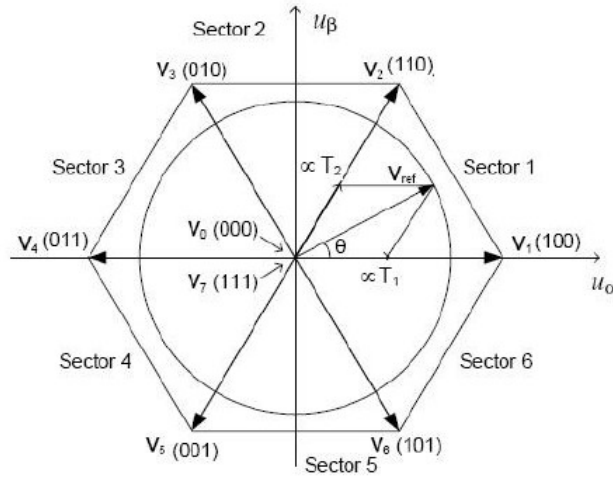
Το διάνυσμα κατάστασης προκύπτει ως εξής:

$$\bar{V} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_{an} + \alpha V_{bn} + \alpha^2 V_{cn}) \Rightarrow |\bar{V}_n| = \frac{2V_d}{3}, n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.47a)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) = \frac{\pi}{3} \quad (3.47b)$$

,όπου  $\alpha = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  και  $\alpha^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$  ερμηνεύονται ως τα μοναδιαία διανύσματα που βρίσκονται πάνω στους άξονες b και c αντιστοιχα.

Η γενική ιδέα της τεχνικής SVPWM είναι ότι προσπαθεί να υλοποιήσει ένα διάνυσμα τάσης αναφοράς ( $\bar{V}_{ref}$ ) στην έξοδο του αντιστροφέα χρησιμοποιώντας κάθε φορά τα δύο γειτονικά διανύσματα κατάστασης ανάλογα σε ποιον τομέα, από τους 6 που παράγουν τα διανύσματα κατάστασης, βρίσκεται. Αυτό το διάνυσμα αναφοράς είναι η επιθυμητή τάση εξόδου και είναι στρεφόμενο με την επιθυμητή ηλεκτρική συχνότητα. Έτσι υπολογίζει κάποιους χρόνους συμμετοχής του κάθε διανύσματος (ή συνδυασμού παλμών αγωγής) και με επαλληλία φτιάχνει το  $\bar{V}_{ref}$  στην έξοδο. Σημειώνεται ότι η διαδικασία αυτή γίνεται από κάποιον επεξεργαστή. Σε κάθε κύκλο του αυτός υπολογίζει διαφορετικούς χρόνους συμμετοχής, καθώς το διάνυσμα στρέφεται, και ο αντιστροφέας παράγει ένα στιγμιαίο διάνυσμα τάσης. Χάρη στην υψηλή συχνότητα των ρολογιών των επεξεργαστών αυτή η διακριτοποίηση της τάσεως δε γίνεται αντιληπτή.



**Σχήμα 3.15:** Διανύσματα κατάστασης αντιστροφέα, διάνυσμα αναφοράς, τομείς και χρόνοι συμμετοχής T1, T2.

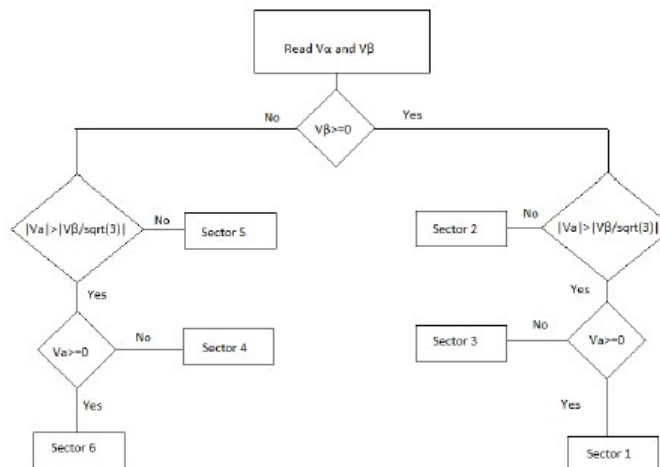
Στη συνέχεια περιγράφεται ο αλγόριθμος παραγωγής των παλμών που θα οδηγήσουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες. Αρχικά εισάγονται τα τρία σήματα αναφοράς  $v_a, v_b, v_c$  που αντιπροσωπεύουν την επιθυμητή τριφασική τάση εξόδου. Από αυτά παράγεται το διάνυσμα  $\overline{V}_{ref}$  ως εξής:

$$|\overline{V}_{ref}| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tag{3.48a}$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) = 2\pi f_{o,1}t \tag{3.48b}$$

, όπου  $v_\alpha$  και  $v_\beta$  ο μετασχηματισμός Clarke των  $v_a, v_b, v_c$  και  $f_{o,1}$  η θεμελιώδης συχνότητα της τάσης εξόδου.

Στη συνέχεια χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο που περιγράφεται με μορφή διαγράμματος ροής παρακάτω, βρίσκεται ο τομέας μέσα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς.



**Σχήμα 3.16:** Αλγόριθμος εύρεσης τομέα.



Από τη στιγμή που έχει βρεθεί ο τομέας στον οποίο είναι εκείνη τη στιγμή το διάνυσμα  $\bar{V}_{ref}$ , βρίσκονται εύκολα τα γειτονικά διανύσματα κατάστασης. Στο σχήμα 3.15, για παράδειγμα, φαίνεται ότι τα δύο διανύσματα κατάστασης που αντιστοιχούν στο  $\bar{V}_{ref}$  είναι τα  $\bar{V}_1(100)$  και  $\bar{V}_2(110)$ . Αυτά θα πρέπει να συνεισφέρουν με χρόνους  $T_1$  και  $T_2$  ώστε να παραχθεί το διάνυσμα της τάσης εξόδου.

Συνεχίζοντας, θα πρέπει να βρεθούν οι χρόνοι συμμετοχής  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_0$  (χρόνος συμμετοχής των μηδενικών διανυσμάτων). Σύμφωνα με το διανυσματικό εξάγωνο του σχήματος 3.15, ισχύει η εξής σχέση:

$$\bar{V}_{ref}T_s = (v_\alpha + jv_\beta)T_s = |\bar{V}_{ref}|(\cos\theta + jsin\theta)T_s = \bar{V}_1T_1 + \bar{V}_2T_2 \quad (3.49)$$

,όπου  $T_s = \frac{1}{f_s}$  η διακοπτική περίοδος. Χρησιμοποιώντας πάλι τη γεωμετρία των διανυσμάτων, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για τους χρόνους στον τομέα 1:

$$\left. \begin{aligned} \frac{|\bar{V}_1|T_1}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} &= \frac{|\bar{V}_{ref}|T_s}{\sin(\frac{2\pi}{3})} \\ \frac{|\bar{V}_2|T_2}{\sin\theta} &= \frac{|\bar{V}_{ref}|T_s}{\sin(\frac{2\pi}{3})} \end{aligned} \right\} = \begin{cases} T_1 = T_s \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_d} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = T_s \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_d} \sin\theta \end{cases} \quad (3.50)$$

(2.47a):  $|\bar{V}_n| = \frac{2V_d}{3}$

Τα μηδενικά διανύσματα χρησιμοποιούνται για να συμπληρωθεί η διακοπτική περίοδος, άρα

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \Rightarrow T_0 = T_s - T_s \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_d} [\sin(\frac{\pi}{3} - \theta) + \sin\theta]. \quad (3.51)$$

Γενικεύοντας τις παραπάνω σχέσεις για τομέα  $n$  έχουμε τους χρόνους συμμετοχής

$$T_1 = T_s \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_d} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta - \frac{n-1}{3}\pi) \quad (3.52a)$$

$$T_2 = T_s \frac{\sqrt{3}|\bar{V}_{ref}|}{V_d} \sin(\theta - \frac{n-1}{3}\pi). \quad (3.52b)$$

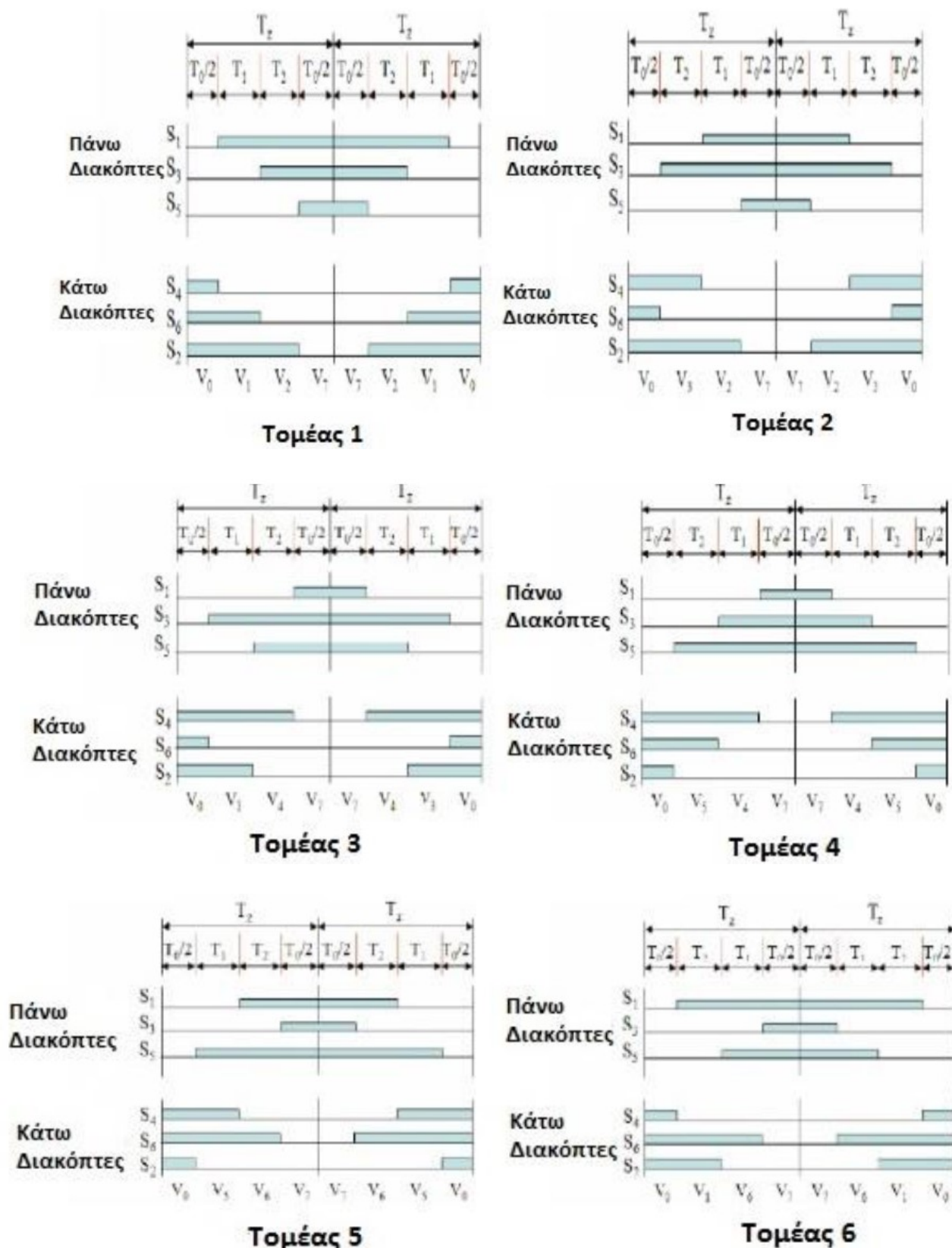
Εν συνεχεία θα βρεθούν οι χρόνοι παραμονής, των πάνω διακοπτικών στοιχείων,  $S_1, S_2, S_3$ . Οι χρόνοι παραμονής των κάτω θα είναι συμπληρωματικοί, όπως είναι αναμενόμενο. Ο αλγόριθμος, για να ελαχιστοποιήσει τις συνολικές μεταγωγές των διακοπών (άρα και των διακοπτικών απωλειών), θα χρησιμοποιήσει μία συγκεκριμένη ακολουθία σε κάθε τομέα που επιτυγχάνει το αποτέλεσμα με τις λιγότερες δυνατές μεταγωγές. Συγκεκριμένα στον τομέα 1 η ακολουθία των διανυσμάτων θα είναι  $\bar{V}_0 - \bar{V}_1 - \bar{V}_2 - \bar{V}_7 - \bar{V}_7 - \bar{V}_2 - \bar{V}_1 - \bar{V}_0$  για δύο περιόδους διαμόρφωσης  $T_z$ . Γενικεύοντας το παραπάνω, στους τομείς 1, 3, 5 η ακολουθία θα είναι

$$\bar{V}_0 - \bar{V}_n - \bar{V}_{n+1} - \bar{V}_7 - \bar{V}_7 - \bar{V}_{n+1} - \bar{V}_n - \bar{V}_0$$

και στους 2, 4, 6 θα είναι

$$\bar{V}_0 - \bar{V}_{n+1} - \bar{V}_n - \bar{V}_7 - \bar{V}_7 - \bar{V}_n - \bar{V}_{n+1} - \bar{V}_0$$

, όπου για  $n = 6, n + 1 = 1$ , διότι δεν υπάρχει έβδομος τομέας. Παρακάτω φαίνονται στο συμμετρικό πρότυπο παλμών 7 τμημάτων οι αλληλουχίες των διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα βάσει του τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς  $\bar{V}_{ref}$ .



Σχήμα 3.17: Αγωγή των ημιαγωγικών στοιχείων με ανάλογους χρόνους συμμετοχής για κάθε τομέα.

Με βάση τα προηγούμενα προκύπτει ο παρακάτω πίνακας με τους διακοπτικούς χρόνους κάθε τομέα.

ΤΟΜΕΑΣ	Χρόνοι παραμονής των πάνω διακοπών $S_1, S_3, S_5$	Χρόνοι παραμονής των κάτω διακοπών $S_4, S_6, S_2$
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

**Πίνακας 3.2:** Χρόνοι αγωγής των διακοπτικών στοιχείων ανάλογα με τον τομέα που βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς.

Έχοντας υπολογιστεί οι χρόνοι συμμετοχής κάθε διακοπτικού διανύσματος υπολογίζονται, τέλος, οι βαθμοί χρησιμοποίησης (duty cycles) των διακοπτικών στοιχείων σε κάθε τομέα, ώστε να φτιαχτούν οι παλμοί οδήγησης όλων των ημιαγωγικών διακοπών. Ενδεικτικά παρατίθενται οι βαθμοί χρησιμοποίησης για τον πρώτο τομέα:

$$d_{s_1} = \frac{T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}}, \quad d_{s_3} = \frac{T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}}, \quad d_{s_5} = \frac{\frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (3.53a)$$

$$d_{s_4} = \frac{\frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}}, \quad d_{s_6} = \frac{T_1 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}}, \quad d_{s_2} = \frac{T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (3.53b)$$

Στην τεχνική SVPWM, η μέγιστη δυνατή τιμή της τάσης εξόδου, χωρίς ο αντιστροφείας να περάσει στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης, ισούται με την ακτίνα του εγγεγραμμένου κύκλου στο κανονικό εξάγωνο και είναι

$$\hat{V}_{ref,max} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} = 0.577V_d. \quad (3.54)$$

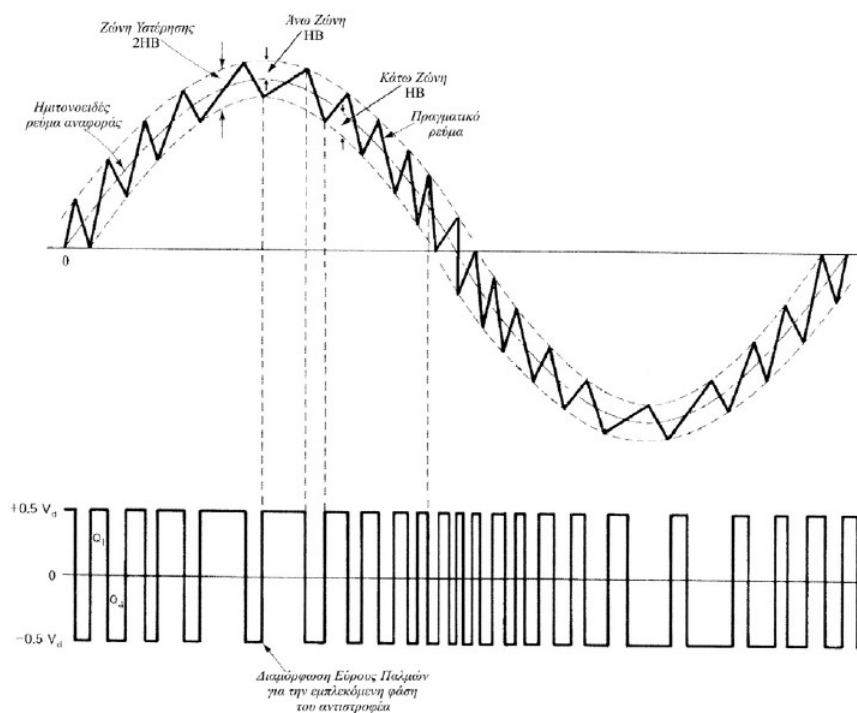
Παρατηρεί, δηλαδή, κανείς μία αύξηση 15.5% της γραμμικής περιοχής της τεχνικής αυτής σε σχέση με την τεχνική SPWM, όπου ισχύει  $\hat{V}_{ref,max} = 0.5V_d$ .

### 3.2.3.3 Διαμόρφωση εύρους παλμών για τον έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (HBCCPWM)

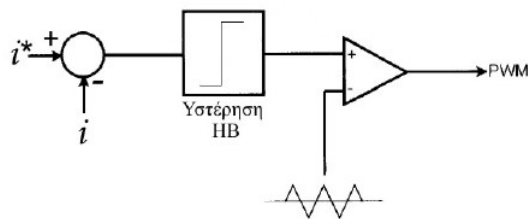
Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών, για τον έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης, στηρίζεται στον κατάλληλο έλεγχο των ημιαγωγικών διακοπών ώστε το ρεύμα να παραμένει εντός μίας προκαθορισμένης ζώνης υστέρησης (όριο σφάλματος) γύρω από την επιθυμητή του στιγμιαία τιμή.

Ο αλγόριθμος για την υλοποίηση αυτής της τεχνικής φαίνεται στο σχήμα 3.18. Αρχικά, θα πρέπει να εισαχθεί στο σύστημα ελέγχου η επιθυμητή κυματομορφή του ρεύματος και το εύρος της ζώνης υστέρησης. Ο αλγόριθμος παρακολουθεί το ρεύμα και όταν αυτό τείνει να ξεπεράσει το άνω όριο τότε στέλνει μηδενικό παλμό στο πάνω ημιαγωγικό στοιχείο της ημιγέφυρας, οδηγώντας το σε σβέση και θετικό στο κάτω, οδηγώντας το σε έναυση. Έτσι η τάση εξόδου του αντιστροφέα θα γίνει αρνητική ( $-\frac{V_d}{2}$ ) και το ρεύμα θα αρχίσει να μειώνεται. Στην αντίθετη περίπτωση που το ρεύμα τείνει να πέσει κάτω από το κάτω όριο τότε στέλνει θετικό παλμό στο πάνω ημιαγωγικό στοιχείο, οδηγώντας το σε έναυση και αρνητικό στο κάτω, οδηγώντας το σε σβέση. Έτσι η τάση εξόδου του αντιστροφέα θα γίνει θετική ( $\frac{V_d}{2}$ ) και το ρεύμα θα αρχίσει να αυξάνεται. Αυτός ο έλεγχος υλοποιείται για καθεμία από τις τρεις φάσεις ξεχωριστά.

Το κομμάτι του ελεγκτή απεικονίζεται στο σχήμα 3.19. Πρακτικά ο ελεγκτής σε αυτήν τη μέθοδο υπολογίζει το σφάλμα του ρεύματος και στη συνέχεια το περνά από έναν ελεγκτή υστέρησης, περιορίζοντάς το έτσι εντός της προκαθορισμένης ζώνης. Το προκύπτον σήμα αποτελεί την κυματομορφή αναφοράς που στη συνέχεια θα συγκριθεί με το φέρον, ώστε να προκύψουν οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών.



**Σχήμα 3.18:** Διαμόρφωση εύρους παλμών με την τεχνική του ελέγχου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.



**Σχήμα 3.19:** Ελεγκτής για τη διαμόρφωση εύρους παλμών με την τεχνική του ελέγχου ρεύματος εντός ζώνης υστέρησης.

Η τεχνική αυτή διακρίνεται για την απλότητά της, την ταχύτατη απόκριση και τον άμεσο περιορισμό του ρεύματος φορτίου. Είναι αρκετά συχνά χρησιμοποιούμενη για τους παραπάνω λόγους, όμως εμφανίζει κάποια μειονεκτήματα. Η κυμάτωση του ρεύματος και η διακοπτική συχνότητα εξαρτώνται από το εύρος της ζώνης υστέρησης, επομένως η διακοπτική συχνότητα PWM δεν είναι σταθερή και το αρμονικό περιεχόμενο και η κυμάτωση του ρεύματος δεν είναι βέλτιστα. Αυτό οφείλεται στις απότομες αλλαγές που υφίσταται το ρεύμα μόλις ξεπεράσει κάποιο όριο και αντιμετωπίζεται με επιλογή κατάλληλου εύρους ζώνης υστέρησης ή καλύτερα με υιοθέτηση ενός δυναμικού εύρους.

### 3.3 Στρατηγικές ελέγχου μηχανής επαγωγής

#### Εισαγωγή

Ο έλεγχος των συστημάτων οδήγησης μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος είναι, εν γένει, πιο πολύπλοκος από αυτόν των συστημάτων οδήγησης μηχανών συνεχούς ρεύματος, ενώ η πολυπλοκότητα αυξάνει, όσο αυξάνουν οι απαιτούμενες επιδόσεις της μηχανής. Η απαίτηση για μεταβλητή συχνότητα, τα πολύπλοκα δυναμικά χαρακτηριστικά των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος και η δυσκολία επεξεργασίας σημάτων ανάδρασης είναι μερικοί από τους λόγους αυτής της πολυπλοκότητας. Τις τελευταίες δεκαετίες οι μεθοδολογίες ελέγχου των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος βρίσκονται σε μεγάλη ανάπτυξη, αυξάνοντας έτσι την ανταγωνιστικότητά τους. Εκτός από τις κλασσικές μεθόδους ελέγχου, τα τελευταία χρόνια αναπτύσσονται τεχνικές που βασίζονται στον προβλεπτικό έλεγχο, στην ασαφή λογική, αλλά και στα νευρωνικά δίκτυα. Στην παρούσα ενότητα θα αναλυθούν οι κλασσικές μέθοδοι ελέγχου:

- *Βαθμωτός Έλεγχος (Scalar Control)*

Αυτή η τεχνική είναι από τις πλέον παραδοσιακές και λαμβάνει υπόψη μόνο τις σχέσεις της μηχανής στη μόνιμη κατάσταση. Τα μεγέθη που χρειάζονται σε αυτόν τον έλεγχο είναι η RMS τιμή της τάσης τροφοδοσίας του στάτη και η συχνότητά της. Η αρχή λειτουργίας είναι η αυξομείωση της τάσης και της συχνότητας τροφοδοσίας του στάτη με τρόπο τέτοιο, ώστε να διατηρείται σταθερός ο λόγος  $V/f$ . Η τεχνική αυτή δεν επιτυγχάνει υψηλές επιδόσεις αλλά βρίσκει εφαρμογή σε συστήματα όπου η ισχύς είναι χαμηλή και η απλότητά τους είναι πιο σημαντική της επίδοσής τους.

- *Διανυσματικός Έλεγχος Προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control, FOC)*

Ο έλεγχος αυτός είναι διαφορετικής φιλοσοφίας γιατί χρησιμοποιεί το δυναμικό μοντέλο της μηχανής και όχι το μοντέλο μόνιμης κατάστασης. Επιτυγχάνει την αποσύζευξη του ελέγχου ροπής και ροής και μπορεί να μεταβάλλει τη θέση των χωρικών διανυσμάτων τάσης, ρεύματος και μαγνητικής ροής εκτός από το μέτρο και τη συχνότητά τους. Δύο υποκατηγορίες του διανυσματικού ελέγχου αποτελούν ο άμεσος διανυσματικός έλεγχος (Direct Field Oriented Control, DFOC) και ο έμμεσος (Indirect Field Oriented Control, IFOC). Στην περίπτωση του πρώτου το βασικό μέγεθος της γωνίας ( $\theta_e$ ) του περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς ως προς το στατό, όπως θα δειχθεί πιο κάτω στην παρούσα εργασία, υπολογίζεται μέσω της ανατροφοδότησης της εξόδου, ενώ στην περίπτωση του δεύτερου υπολογίζεται κατευθείαν από την είσοδο.

Ο ελεγκτής Αναλόγου-Ολοκληρώματος-Παραγώγου (Proportional-Integral-Differencial (PID) Controller) είναι ο πιο γνωστός απλός και ευρέως διαδεδομένος ελεγκτής για γραμμικά χρονικά αμετάβλητα (Linear Time Invariant-LTI) συστήματα. Ο ελεγκτής αναλόγου (P) πολλαπλασιάζει το σφάλμα με μία κατάλληλη σταθερά (κέρδος  $K_P$ ), ώστε να δώσει γρήγορη απόκριση. Ο ελεγκτής ολοκληρώματος (I) ολοκληρώνει το σφάλμα και το πολλαπλασιάζει με μία κατάλληλη σταθερά (κέρδος  $K_I$ ), ώστε να μηδενίσει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης και να αποσβέσει τις ταλαντώσεις χαμηλής συχνότητας. Ο ελεγκτής παραγώγου (D) παραγωγίζει το σφάλμα και το πολλαπλασιάζει με μία κατάλληλη σταθερά (κέρδος  $K_D$ ), με αποτέλεσμα να εκτελεί μία πρόβλεψη του σφάλματος και να παράγει μία διόρθωση πριν αυτό γίνει

μεγάλο. Η συνολική έξοδος του ελεγκτή θα είναι η υπέρθεση των τριών αυτών όρων

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (3.55)$$

, όπου  $e(t)$  το σφάλμα που δίνεται σαν είσοδος στον ελεγκτή, και  $u(t)$  η έξοδος του. Στο πεδίο συχνότητας, όπου  $E(s)$  και  $U(s)$  οι μετασχηματισμοί Laplace των  $e(t)$  και  $u(t)$  αντίστοιχα, θα ισχύει

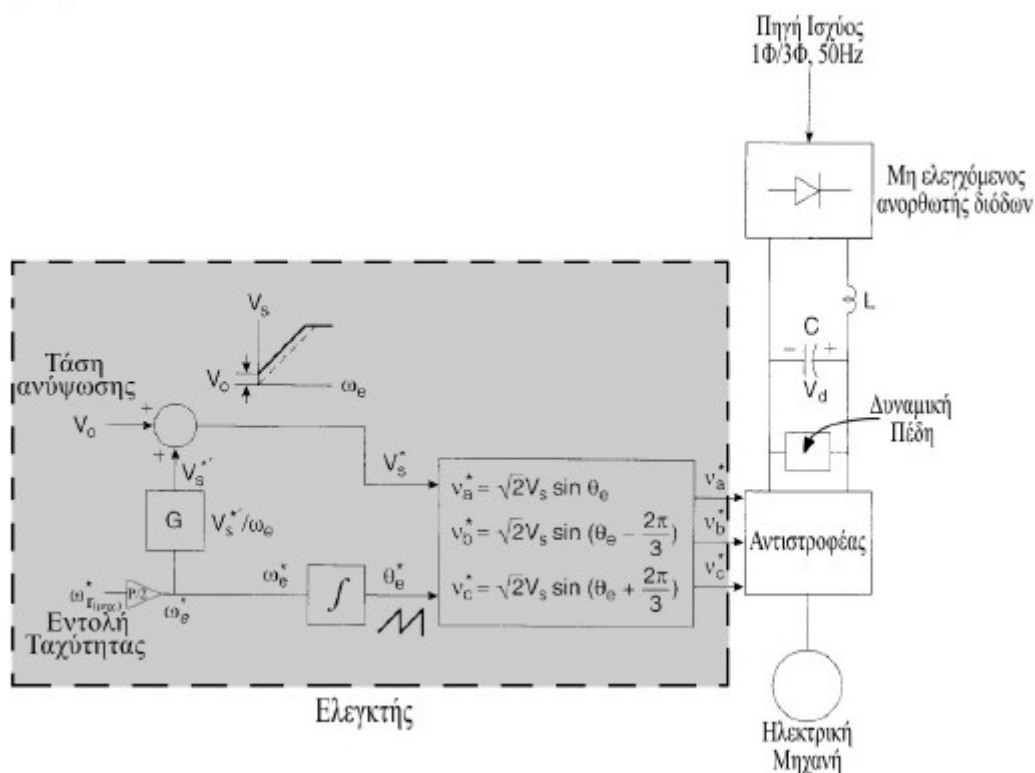
$$U(s) = E(s) \left( K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \right) \quad (3.56)$$

Η αύξηση του αναλογικού κέρδους  $K_P$  οδηγεί σε μία πιο γρήγορη απόκριση του συστήματος, όμως όσο αυξάνεται η ταχύτητα απόκρισης, αυξάνεται και η υπερύψωσή της. Η αύξηση του ολοκληρωτικού κέρδους  $K_I$  μηδενίζει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης, αλλά περαιτέρω αύξηση του, από τη σωστή τιμή, θα οδηγήσει το σύστημα σε ταλαντώσεις, φθίνουσες ή μη. Τέλος η υπέρβαση της σωστής τιμής του διαφορικού κέρδους  $K_D$  οδηγεί σε ενίσχυση των υψίσυχων ταλαντώσεων στη μόνιμη κατάσταση και μπορεί να οδηγήσει τους ενισχυτές του συστήματος ελέγχου σε κορεσμό. Η ρύθμιση, λοιπόν, αυτών των κερδών είναι η πιο σημαντική εργασία στη δημιουργία ενός συστήματος ελέγχου, ενώ διαφέρει από εφαρμογή σε εφαρμογή ανάλογα τις εκάστοτε απαιτήσεις. Εάν, για παράδειγμα, πρόκειται για ένα σύστημα στο οποίο απαιτείται ταχύτερη απόκριση θα πρέπει να αυξηθεί αρκετά το αναλογικό κέρδος και ας εμφανίζεται αρκετή υπερύψωση. Γενικά, θα πρέπει να βρίσκεται κάθε φορά η χρυσή τομή ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις της συγκεκριμένης εφαρμογής στο μέγιστο δυνατό βαθμό. Σε πολλές εφαρμογές δεν απαιτείται η ύπαρξη και των τριών ελεγκτών P, I και D, για παράδειγμα σε εφαρμογές ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών χρησιμοποιείται κατά κόρον ο ελεγκτής PI. Αντίστοιχα άλλες εφαρμογές μπορεί να χρησιμοποιούν P ή PD ελεγκτή. Τονίζεται ότι μπορεί το επιθυμητό σφάλμα, ενός σωστά ρυθμισμένου ελεγκτή, να τήνει στο μηδέν αλλά η έξοδος τότε δεν θα είναι μηδενική, παρά θα τροφοδοτεί το ελεγχόμενο σύστημα με το κατάλληλο σήμα ελέγχου. Τέλος, η έξοδος του ελεγκτή περιορίζεται συχνά με κάποιον περιοριστή (όριο) εντός ενός επιθυμητού εύρους τιμών.

### 3.3.1 Βαθμωτός έλεγχος με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα (V/f)

#### 3.3.1.1 Έλεγχος ανοιχτού βρόχου

Όπως ήδη αναφέρθηκε, η τεχνική αυτή απαιτεί σταθερό λόγο RMS τιμής της, εφαρμοζόμενης στο στάτη, τριφασικής τάσης προς τη συχνότητά της. Έτσι επιτυγχάνεται περίπου σταθερή μαγνητική ροή στο διάκενο που συνεπάγεται μέγιστη ροπή. Ονομάζεται βαθμωτός διότι μεταβάλλει μόνο το μέτρο της τάσης και της συχνότητας χωρίς να κάνει αποσύζευξη του ελέγχου ροπής και ροής. Παρακάτω φαίνεται ένα τυπικό σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που αποτελείται από την πηγή ισχύος (τριφασική ή μονοφασική), από έναν μη ελεγχόμενο ανορθωτή διόδων με κατάλληλο LC φίλτρο εξόδου, από μία δυναμική πέδη για τον κινητήρα, από έναν τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης σε συνδεσμολογία γέφυρας, από μία μηχανή επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα και από το σύστημα ελέγχου (στα αριστερά).



**Σχήμα 3.20:** Έλεγχος τριφασικής μηχανής επαγωγής με την τεχνική ελέγχου σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας και με χρήση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης, σε ανοιχτό βρόχο.

Η είσοδος του είναι η αναφορά της επιθυμητής συχνότητας του δρομέα της μηχανής ( $\omega_{r(\mu\eta\chi)}^*$ ). Από αυτήν υπολογίζεται η ηλεκτρική συχνότητα της επιθυμητής τάσης τροφοδοσίας ( $\omega_e^*$ ), η οποία είναι και η μεταβλητή ελέγχου, από τον τύπο

$$\omega_e^* = \frac{P}{2} \omega_{r(\mu\eta\chi)}^* = \frac{P}{2} (1 - s) \omega_e^* \quad (3.57)$$

,  $P$  ο αριθμός των πόλων της μηχανής και  $s$  η ολίσθησή της.

Επειδή όμως το σύστημα είναι ανοιχτού βρόχου, δεν υπάρχει πληροφόρηση για την πραγματική ταχύτητα της μηχανής άρα ούτε για την ολίσθηση και κατά συνέπεια θα αμελείται. Τονίζεται, όμως, πως η ταχύτητα του δρομέα θα διαφέρει πάντα λίγο, ανάλογα με την εκάστοτε ολίσθηση. Η επιθυμητή ηλεκτρική συχνότητα ( $\omega_e^*$ ), που υπολογίζεται κάθε φορά από τη σχέση (3.57), αφενός ολοκληρώνεται για να βρεθεί η στιγμιαία φάση της τάσης αναφοράς, για τη φάση  $a$ , αφετέρου χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση των πλατών των τάσεων αναφοράς με την τεχνική σταθερού λόγου V/f. Πιο συγκεκριμένα το πλάτος των τάσεων αναφοράς προκύπτει ως  $\sqrt{2}V_s^*$ , όπου

$$V_s^* = V_s^{*'} + V_o \quad (3.58)$$

Η τάση  $V_s^{*'}$  προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό της επιθυμητής ηλεκτρικής συχνότητας με το σταθερό λόγο του ελέγχου, έστω  $n$ , με

$$n = \frac{V_s^{*'}}{\omega_e^*} \Rightarrow V_s^{*' } = n\omega_e^* \quad (3.59)$$



Η τάση  $V_o$  λέγεται τάση ανυψωσης (Boost Voltage) και προστίθεται για να αντισταθμίσει τη μεγάλη πτώση τάσης που παρουσιάζει ο στάτης για μικρές τιμές της συχνότητας τροφοδοσίας. Η τιμή της επιλέγεται έτσι ώστε η ονομαστική μαγνητική ροή και η αντίστοιχη μέγιστη ροπή να εμφανίζονται από την εκκίνηση κιόλας. Η επίδρασή της γίνεται αμεληταία για μεγαλύτερες συχνότητες. Κατα τα παραπάνω δημιουργούνται οι τάσεις αναφοράς:

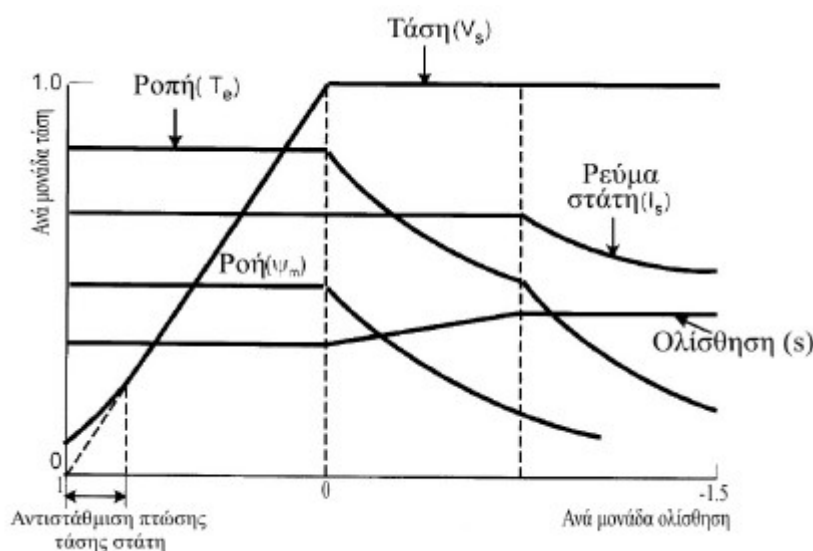
$$V_a^* = \sqrt{2}V_s^* \sin(\theta_e) \tag{3.60a}$$

$$V_b^* = \sqrt{2}V_s^* \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \tag{3.60b}$$

$$V_c^* = \sqrt{2}V_s^* \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \tag{3.60c}$$

Στη συνέχεια αυτές εφαρμόζονται στον ελεγκτή PWM, ο οποίος παράγει τους παλμούς που θα οδηγήσουν τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα, με τρόπο τέτοιο, ώστε, η μηχανή να ακολουθήσει την εντολή ταχύτητας που ζητήθηκε, σε ικανοποιητικό βαθμό, διατηρώντας παράλληλα τη μαγνητική ροή σχεδόν σταθερή και ίση με την ονομαστική.

Στο παρακάτω σχήμα περιγράφεται η λειτουργία της μηχανής σε διάφορες περιοχές με χρήση της συγκεκριμένης τεχνικής ελέγχου. Αρχικά η μηχανή είναι ακίνητη οπότε για να ξεκινήσει δίνεται η τάση ανύψωσης  $V_o$ . Στη συνέχεια, αυξάνεται η αναφορά ταχύτητας, άρα και η τάση μέσω του λόγου  $V/f = n$ . Όσο η μηχανή βρίσκεται στην περιοχή σταθερής ροπής η ταχύτητα θα αυξάνεται με μέγιστη και σταθερή ροπή. Εάν η αναφορά ταχύτητας υπερβεί κάποια συγκεκριμένη τιμή, η μηχανή θα περάσει στην περιοχή σταθερής ισχύος, όπου η τάση τροφοδοσίας έχει φτάσει σε κορεσμό αλλά η συχνότητα αυξάνεται, με συνέπεια να μη τηρείται ο όρος  $V/f = n$  και η μαγνητική ροή να μειώνεται (άρα και η ροπή). Γίνεται δηλαδή μία θυσία στη ροπή προκειμένου να επιτευχθούν μεγαλύτερες ταχύτητες περιστροφής της μηχανής.



**Σχήμα 3.21:** Χαρακτηριστικές μηχανής επαγωγής για μεταβλητό πλάτος και συχνότητα τάσης τροφοδοσίας.

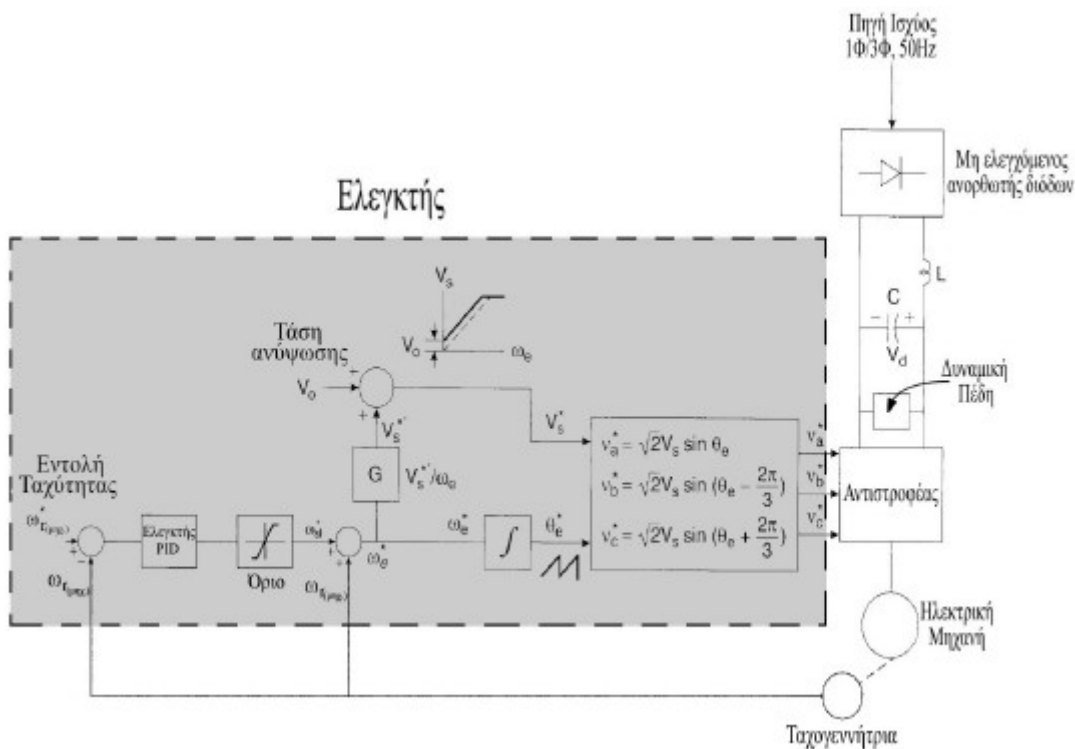
Συμπερασματικά, η τεχνική αυτή διακρίνεται για την απλότητά της, που οδηγεί σε ευκολία στη χρήση, για τη μειωμένη απαίτηση υπολογιστικής ισχύος και τη μειωμένη κατανάλωση. Παρουσιάζει όμως χαμηλή ακρίβεια ταχύτητας και προβλήματα στις μεταβατικές καταστάσεις καθώς μπορεί να οδηγήσει το σύστημα σε αστάθεια. Όπως έχει αναφερθεί ήδη η μεταβατική κατάσταση μιας μηχανής περιγράφεται μέσω της σχέσης (3.31):

$$J \frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L$$

Είναι φανερό πως δε γίνεται αποσύζευξη της σχέσης ροπής και ροής. Αυτό οδηγεί σε απώλεια τόσο σε ακρίβεια όσο και σε ταχύτητα απόκρισης της ηλεκτρικής ροπής, ενώ παρατηρείται πως οι αποκρίσεις ηλεκτρικής ροπής και μαγνητικής ροής είναι υποκρίσιμες ιδιαίτερα στις χαμηλές συχνότητες. Επίσης η συζευγμένη αυτή μορφή των εξισώσεων οδηγεί σε παρεκκλίσεις της μαγνητικής ροής, για μεταβολές της ηλεκτρικής ροπής, από την ονομαστική της τιμή. Για τους παραπάνω λόγους η τεχνική ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας ανοιχτού βρόχου χρησιμοποιείται σε εφαρμογές που λειτουργούν κυρίως στη μόνιμη κατάσταση και στις οποίες δεν απαιτείται ακρίβεια ελέγχου ταχύτητας, όπως ανεμιστήρες, αντλίες κ.α.

### 3.3.1.2 Έλεγχος κλειστού βρόχου

Μία παραλλαγή του ελέγχου με σταθερό λόγο τάσης προς συχνότητα ανοιχτού βρόχου είναι ο έλεγχος κλειστού βρόχου. Όπως υποδηλώνει και το όνομα η βασική αρχή του ελέγχου αυτού είναι η ανατροφοδότηση της εξόδου στην είσοδο, ώστε να είναι γνωστό το σφάλμα στην ταχύτητα και να γίνονται οι απαραίτητες ενέργειες ελέγχου για να μηδενιστεί.



**Σχήμα 3.22:** Έλεγχος τριφασικής μηχανής επαγωγής με την τεχνική ελέγχου σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα τροφοδοσίας και με χρήση τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης, σε κλειστό βρόχο.

Παραπάνω φαίνεται το διάγραμμα της συγκεκριμένης τεχνικής ελέγχου. Η μηχανική ταχύτητα περιστροφής της μηχανής μετατρέπεται σε σήμα ελέγχου μέσω μιας ταχογεννήτριας ή ενός κωδικοποιητή θέσης ή ταχύτητας και ανατροφοδοτείται στον ελεγκτή. Στη συνέχεια αυτή αφαιρείται από την ταχύτητα αναφοράς και προκύπτει το σφάλμα, το οποίο εν συνεχεία περνά από τον ελεγκτή.

Για να εφαρμοστεί βέβαια ο ελεγκτής PID το σύστημα θα πρέπει να είναι γραμμικό χρονικά αμετάβλητο και το μοντέλο της μηχανής δεν είναι. Με την τεχνική, όμως, σταθερού λόγου τάσης προς συχνότητα επιτυγχάνεται σχεδόν σταθερή μαγνητική ροή εντός της μηχανής. Αγνοώντας, επίσης, τη χρονική μεταβολή των παραμέτρων και την επίδραση της αντίστασης και της επαγωγής του στάτη, ισχύει η παρακάτω σχέση για την παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{1}{R_r} \psi_m^2 \omega_{sl} \quad (3.61)$$

, όπου  $P$  ο αριθμός των πόλων της μηχανής,  $R_r$  η αντίσταση του δρομέα,  $\psi_m$  η μαγνητική ροή διακένου και  $\omega_{sl}$  η συχνότητα ολίσθησης.

Από αυτήν την σχέση φαίνεται, πως με τις παραπάνω παραδοχές, η ροπή είναι ανάλογη της συχνότητας ολίσθησης, συνεπώς το σύστημα είναι γραμμικό και μπορεί να γίνει χρήση του PID ελεγκτή.

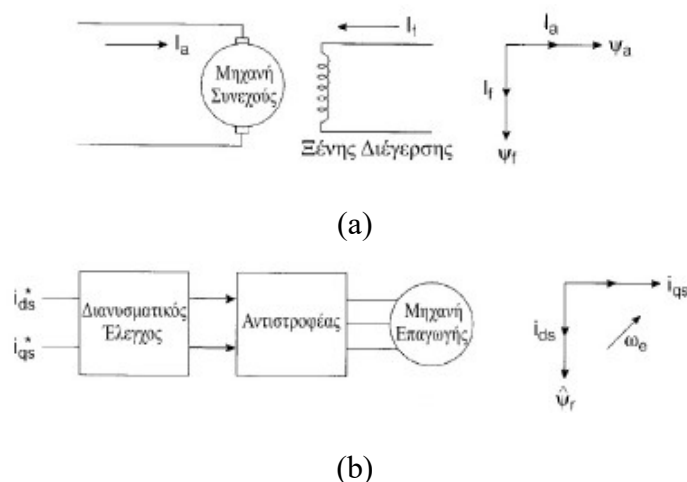
Επιστρέφοντας στο σχήμα 3.22, το σφάλμα ( $\omega_{r(\mu\eta\chi)}^* - \omega_{r(\mu\eta\chi)}$ ) περνά ως είσοδος στον ελεγκτή PID και στον περιοριστή, ενώ στην έξοδό του και αυτό που εξάγεται είναι ένα μέτρο της επιθυμητής συχνότητας ολίσθησης ( $\omega_{sl}^*$ ). Στο σήμα αυτό προστίθεται η πραγματική ταχύτητα της μηχανής και κατά συνέπεια το αποτέλεσμα αυτής της άθροισης είναι η επιθυμητή ηλεκτρική συχνότητα ( $\omega_e^*$ ) της τάσης με την οποία πρέπει να τροφοδοτηθεί, εν τέλει, η μηχανή.

Όταν δοθεί μία εντολή αλλαγής ταχύτητας η μηχανή θα επιταχύνει με ένα μέγιστο ρυθμό που ορίζεται από τον περιοριστή, και αντιστοιχεί σε κάποιο όριο της μηχανής σχετικά με τα ρεύματα του στάτη ή με την αναπτυσσόμενη ροπή. Όσο η ταχύτητα της μηχανής πλησιάζει την επιθυμητή, η επιθυμητή ολίσθηση σταθεροποιείται σε κάποια τιμή που ορίζει ένα σημείο λειτουργίας της μηχανής. Η ροπή που θα αντιστοιχεί σε αυτό το σημείο θα είναι ίση με τη ροπή του φορτίου, ενώ η πραγματική ταχύτητά της θα διαφέρει από την επιθυμητή κατά την ολίσθηση. Σε περίπτωση εντολής επιτάχυνσης η ολίσθηση λαμβάνει θετικές τιμές, ενώ σε περίπτωση επιβράδυνσης αρνητικές.

Η συμπεριφορά του συστήματος αυτού και η απόκρισή του είναι σαφώς ανώτερη από αυτή του ανοιχτού βρόχου, καθώς λαμβάνει υπόψη την πραγματική ταχύτητα περιστροφής και προσπαθεί να μηδενίσει το σφάλμα (εξαιρείται το σφάλμα ολίσθησης βέβαια). Παρ'όλ'αυτά πρόκειται για μία τεχνική που εφαρμόζει έλεγχο ροπής (ή ταχύτητας) αλλά όχι μαγνητικής ροής. Κατά συνέπεια οι μεταβολές στην τάση τροφοδοσίας προκαλούν παρέκκλιση της μαγνητικής ροής από την ονομαστική της τιμή, με αποτέλεσμα να επιφέρουν μεταβολή στην ευαισθησία της ροπής ως προς την ολίσθηση.

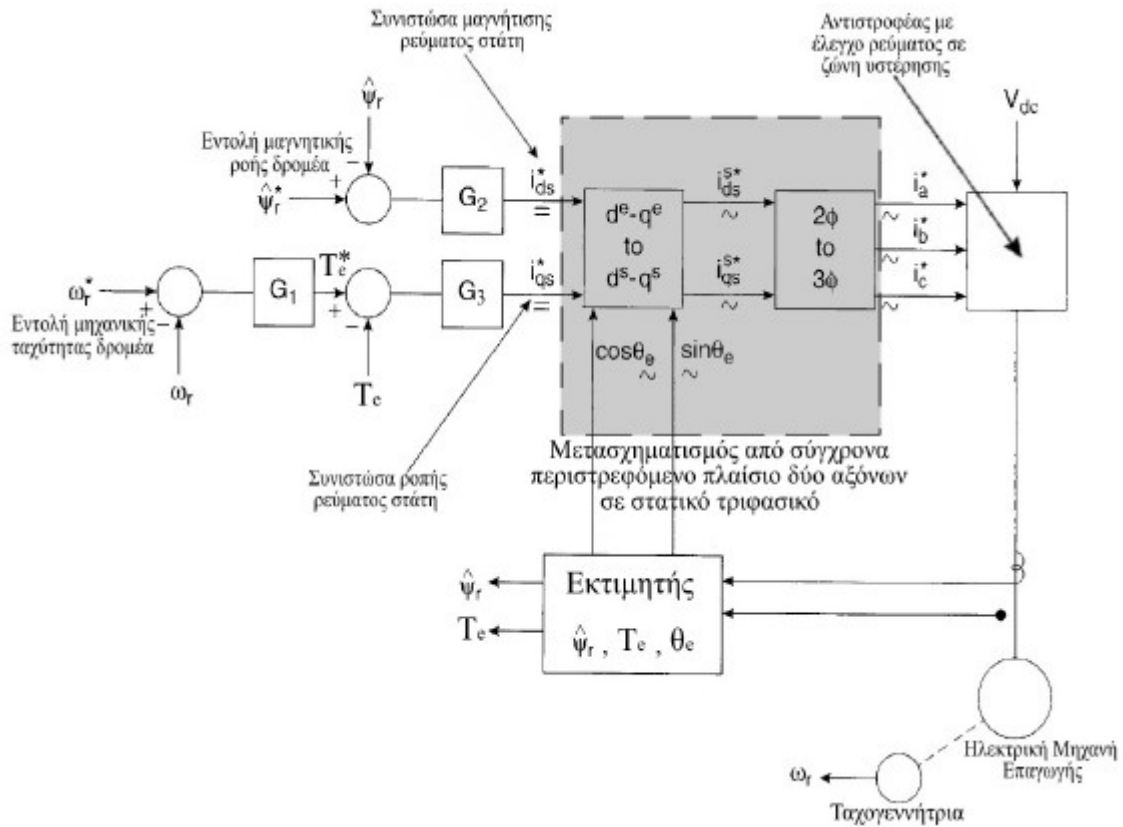
### 3.3.2 Διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (FOC)

Βασική αρχή αυτής της τεχνικής έλεγχου είναι η ανάλυση του δυναμικού μοντέλου της μηχανής σε στρεφόμενο, κατά τη σύγχρονη ταχύτητα, πλαίσιο αναφοράς. Επίσης θα πρέπει κατά την ανάλυση να προσανατολιστεί ο ευθύς άξονας  $d^e$  με τη μαγνητική ροή του δρομέα ( $\psi_r$ ), του στάτη ( $\psi_s$ ) ή του διακένου ( $\psi_m$ ). Η καθετότητα των ρευμάτων  $i_{ds}^e$  και  $i_{qs}^e$  συνεπάγεται και ανεξαρτησία μεταξύ τους, όπως ακριβώς σε μία μηχανή συνεχούς ρεύματος, τα ρεύματα  $I_f$  και  $I_a$  είναι ανεξάρτητα και συνεπάγεται ανεξάρτητος έλεγχος ροπής και μαγνητικής ροής. Κατ' αναλογία λοιπόν, βάσει της συγκεκριμένης ανάλυσης της μηχανής, επιτυγχάνεται αποσύζευξη των εξισώσεών της και κατά συνέπεια ανεξάρτητος έλεγχος ροπής και μαγνητικής ροής. Αυτή η αναλογία φαίνεται ξεκάθαρα, παρακάτω, στο σχήμα 3.23. Αξίζει, όμως, να τονιστεί πως στις περιπτώσεις προσανατολισμού με τη μαγνητική ροή του στάτη ή του διακένου δεν επιτυγχάνεται άμεση αποσύζευξη, παρά επιτυγχάνεται έμμεσα με την μετέπειτα αλγεβρική πρόσθεση των κατάλληλων όρων. Στην παρούσα εργασία εξετάζεται και αναλύεται η περίπτωση του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό σύμφωνα με τη μαγνητική ροή του δρομέα.



**Σχήμα 3.23:** (a) Μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης και διανυσματικό διάγραμμα. (b) Μηχανή επαγωγής με διανυσματικό έλεγχο προσανατολισμού πεδίου και διανυσματικό διάγραμμα.

Στο σχήμα 3.24, φαίνεται το γενικό διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου. Ο έλεγχος ξεκινάει με την ανατροφοδότηση του ελεγκτή με τα σήματα μηχανικής ταχύτητας και ρευμάτων του στάτη. Με βάση αυτά ένας εκτιμητής υπολογίζει το στιγμιαίο πλάτος της μαγνητικής ροής του δρομέα ( $\psi_r$ ), τη γωνία ( $\theta_e$ ) του περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς ( $d^e q^e$ ) ως προς το στατό ( $d^s q^s$ ) και την παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής. Οι τιμές του πλάτους της μαγνητικής ροής και της ταχύτητας συγκρίνονται με τις επιθυμητές (αναφοράς) και το προκύπτον σφάλμα περνά ως είσοδος στους PID ελεγκτές G2 και G1. Προαιρετικά μπορεί να εισαχθεί ένας έλεγχος ροπής μετά της ταχύτητας, ο οποίος θα προσφέρει μεγάλη ταχύτητα απόκρισης του συστήματος στις εντολές ταχύτητας. Σημειώνεται εδώ, πως είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν PID ελεγκτές καθώς με την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου οι εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής γίνονται γραμμικά ανεξάρτητες.



**Σχήμα 3.24:** Διάγραμμα άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου, ο οποίος περιλαμβάνει έλεγχο της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής σε κλειστό βρόχο

Στις εξόδους των G2 και G1 προκύπτουν τα επιθυμητά ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα, τα οποία αναφέρονται σε περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Στη συνέχεια μετασχηματίζονται σε στατό πλαίσιο αναφοράς και σε τριφασικό σύστημα, κατά σειρά, και δίνονται στον ελεγκτή ζώνης υστέρησης του αντιστροφέα. Αντίστοιχα θα μπορούσαν αυτά τα τριφασικά ρεύματα, με χρήση του μοντέλου μηχανής και της επιθυμητής ταχύτητας, να μετασχηματίζονται σε τριφασική τάση και να δίνονται ως αναφορά σε έναν ελεγκτή PWM.

Στη συνέχεια, στο σχήμα 3.25 παρακάτω, φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό του μαγνητικού πεδίου του δρομέα, από το οποίο εξάγονται και οι παρακάτω σχέσεις

$$\psi_{dr}^s = \hat{\psi}_r \cos(\theta_e) \tag{3.62a}$$

$$\psi_{qr}^s = \hat{\psi}_r \sin(\theta_e) \tag{3.62b}$$

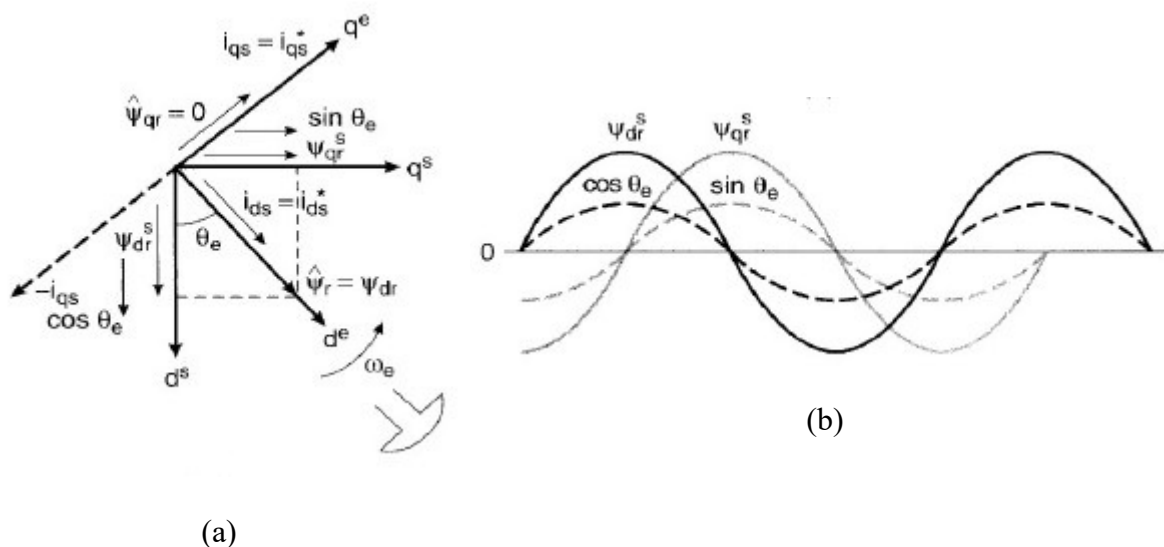
από τις οποίες προκύπτουν:

$$\cos(\theta_e) = \frac{\psi_{dr}^s}{\hat{\psi}_r} \tag{3.63a}$$

$$\sin(\theta_e) = \frac{\psi_{qr}^s}{\hat{\psi}_r} \tag{3.63b}$$

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{\psi_{dr}^s{}^2 + \psi_{qr}^s{}^2} \tag{3.63c}$$

Όπως θα φανεί και πιο κάτω αυτές οι εξισώσεις χρησιμοποιούνται από τον εκτιμητή. Επίσης από τις σχέσεις αυτές χαρακτηρίζεται άμεσα αυτός ο έλεγχος καθώς τα σήματα  $\cos(\theta_e)$  και  $\sin(\theta_e)$  υπολογίζονται άμεσα βάζει των σχέσεων αυτών από ανατροφοδότηση των διανυσμάτων της πραγματικής μαγνητικής ροής του δρομέα. Τα σήματα αυτά είναι που χρησιμοποιούνται κατά το μετασχηματισμό των ρευμάτων σε τριφασικό σύστημα



**Σχήμα 3.25:** (a) Διανυσματικό διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό του μαγνητικού πεδίου του δρομέα.  
(b) Διάγραμμα των σημάτων  $\cos(\theta_e)$  και  $\sin(\theta_e)$  του μετασχηματισμού μαζί με τη μαγνητική ροή του δρομέα ευθέως και εγκάρσιου άξονα σε στατό πλαίσιο αναφοράς.

### Εκτιμητής πλάτους μαγνητικής ροής δρομέα, γωνίας, και ροπής

Ο εκτιμητής αυτός δέχεται ως είσοδο τα τριφασικά ρεύματα της μηχανής και τη μηχανική της ταχύτητα.

Από τις σχέσεις (3.27c) και (3.29a) προκύπτει:

$$\frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} = -\frac{R_r \Psi_{qs}^s}{L_m} + \frac{R_r L_s i_{qs}^s}{L_m} + \Psi_{dr}^s \omega_r \quad (3.64)$$

,ενώ από τις σχέσεις (3.27d) και (3.29b) προκύπτει:

$$\frac{d\Psi_{dr}^s}{dt} = -\frac{R_r \Psi_{ds}^s}{L_m} + \frac{R_r L_s i_{ds}^s}{L_m} - \Psi_{qr}^s \omega_r \quad (3.65)$$

Από τις σχέσεις (3.64) και (3.65) υπολογίζονται τα  $\Psi_{qr}^s$  και  $\Psi_{dr}^s$  ώστε στη συνέχεια να υπολιστούν τα παρακάτω:

$$i_{qr}^s = \frac{\Psi_{qr}^s - L_m i_{qs}^s}{L_r} \quad (3.66)$$

$$i_{dr}^s = \frac{\Psi_{dr}^s - L_m i_{ds}^s}{L_r} \quad (3.67)$$

$$\Psi_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \quad (3.68)$$

$$\Psi_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \quad (3.69)$$

και εν τέλει υπολογίζονται οι έξοδοι του εκτιμητή:

$$T_e = \frac{3PL_m}{4L_r} (i_{qs}^s \Psi_{dr}^s - i_{ds}^s \Psi_{qr}^s) \quad (3.70)$$

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{\psi_{dr}^s{}^2 + \psi_{qr}^s{}^2} \quad (3.71)$$

$$\theta_e = \arctan\left(\frac{\Psi_{dr}^s}{\Psi_{qr}^s}\right) \quad (3.72)$$

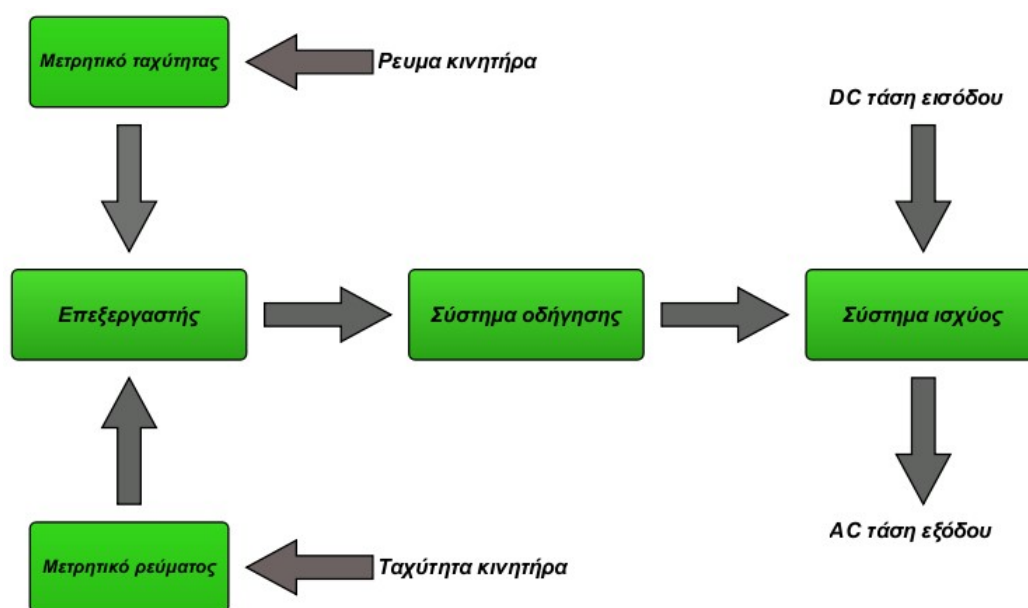
*Σημείωση:* Ο εκτιμητής χρησιμοποιεί το στατό πλαίσιο αναφοράς  $d^s q^s$

Συνοψίζοντας, ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου επιτυγχάνει έλεγχο ροπής μέσω της συνιστώσας  $i_{qs}^e$  και ανεξάρτητο έλεγχο ροής μέσω της συνιστώσας  $i_{ds}^e$ . Συνέπεια τούτου είναι ο έλεγχος ροπής (ή ταχύτητας) χωρίς να επηρεάζεται η μαγνητική ροή της μηχανής. Επιτυγχάνεται, λοιπόν, ταχύτητα απόκρισης και ακρίβεια αάλογη με αυτή μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Αξίζει όμως να σημειωθεί πως στην πράξη τέλεια αποσύζευξη των εξισώσεων δεν είναι δυνατό να επιτευχθεί, εξαιτίας της καθυστέρησης στην απόκριση του αντιστροφέα, της καθυστέρησης στην επεξεργασία και τους υπολογισμούς επί των σημάτων ανάδρασης, λόγω της μεταβολής της τιμής των παραμέτρων της μηχανής κατά τη λειτουργία της και τέλος λόγω των σφαλμάτων στους υπολογισμούς και της μείωσης, λόγω του θορύβου και της αρμονικής παραμόρφωσης στα σήματα ανατροφοδότησης. Επιπλέον ο έλεγχος της ταχύτητας είναι δυνατός και στα τέσσερα τεταρτημόρια του πεδίου ηλεκτρικής ροπής-ταχύτητας. Είναι, τέλος, δυνατός ο έλεγχος της μηχανής και στην περιοχή σταθερής ισχύος αρκεί να προβλεφθεί κατάλληλος προγραμματισμός ώστε η μαγνητική ροή να μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με την ταχύτητα για ταχύτητες μεγαλύτερες της σύγχρονης (Field Weakening).

## 4 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

### Εισαγωγή

Αφού αναλύθηκε όλο το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο, σε αυτό το κεφάλαιο θα περιγραφεί η σχεδίαση και η κατασκευή του συστήματος του αντιστροφέα. Παρουσιάζεται ο επεξεργαστής που χρησιμοποιήθηκε και αναλύεται η κατασκευαστική πορεία του συστήματος ισχύος, στη συνέχεια η σχεδίαση και η υλοποίηση του συστήματος οδήγησης (drivers) και τέλος η κατασκευή και η ρύθμιση των μετρητικών συστημάτων.



Σχήμα 4.1: Σύστημα αντιστροφέα με τα επιμέρους υποσυστήματά του.

### 4.1 Επεξεργαστής

Σε κάθε σύστημα ηλεκτρονικών ισχύος ο επεξεργαστής κατέχει σημαντικότατο ρόλο καθώς αποτελεί τη μονάδα λογικών διεργασιών του συστήματος. Συγκεκριμένα σε έναν αντιστροφέα, ο επεξεργαστής, έχει διπλό ρόλο. Αρχικά καθιστά δυνατό το διάβασμα διαφόρων μεγεθών, λ.χ. ρεύμα κινητήρα, ταχύτητα περιστροφής, μέσω σημάτων από αισθητήρες. Στη συνέχεια, με αυτά τα δεδομένα παράγει τους παλμούς οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων, ώστε να οδηγήσει τον κινητήρα σε μία επιθυμητή κατάσταση, λ.χ. επιτάχυνση, αύξηση ροπής.

Ο επεξεργαστής που χρησιμοποιήθηκε είναι ο TMS320F2837xD Dual-Core Delfino της εταιρίας Texas Instruments.





(a)



(b)



(c)

**Σχήμα 4.2:** (a) Πλακέτα επεξεργαστή TMS320F2837xD της εταιρίας Texas Instruments.  
(b) Κάρτα ελέγχου (Controlcard R4.1).  
(c) Πλακέτα επεξεργαστή στην κάρτα ελέγχου.

Κάποια βασικά χαρακτηριστικά του συγκεκριμένου επεξεργαστή είναι τα παρακάτω:

- 800 MIPS
- 2×CPU, 2×coprocessor
- 200 MHz system clock
- 1 MB Flash memory
- 204 kB SRAM
- 32 bits

Στην επόμενη σελίδα φαίνονται οι διάφορες έξοδοι του επεξεργαστή στην κάρτα ελέγχου.

Σχήμα 4.3: Έξοδοι επεξεργαστή στην κάρτα ελέγχου.

Date:		cCARD Pinout:		F28377D (180pin)		HSEC Pinout:	
04-Mar-15						2.11	
HSEC pin	MCU pin	Most compatible use - HSEC cCARD standard	Most compatible use - HSEC cCARD standard	MCU pin	HSEC pin		
1	GPIO-71 **	JTAG-EMU1	JTAG-EMU0	GPIO-70 **	2		
3	TMS	JTAG-TMS	JTAG-TRSTn	TRSTn	4		
5	TCK	JTAG-TCK	JTAG-TDO	TDO	6		
7	GND		JTAG-TDI	TDI	8		
9	ADC-A0_DAC	ADC1 (and/or DACA)	GND		10		
11	ADC-A1_DAC	ADC1 (and/or DACB)	ADC2	ADC-B0	12		
13		Rsvd	ADC2	ADC-B1	14		
15	ADC-A2_COMP+	ADC1 (and/or CMPIN+)	Rsvd		16		
17	ADC-A3	ADC1	ADC2	ADC-B2_COMP+	18		
19	GND		ADC2	ADC-B3	20		
21	ADC-A4_COMP+	ADC1 (and/or CMPIN+)	GND		22		
23	ADC-A5	ADC1	ADC2	ADC-B4_COMP+	24		
25	ADCIN14_COMP+	ADC (and/or CMPIN+)	ADC2	ADC-B5	26		
27	ADCIN15	ADC	ADC	ADC-D0_COMP+	28		
29		Rsvd	ADC	ADC-D1	30		
31	ADC-C2_COMP+	ADC	Rsvd		32		
33	ADC-C3	ADC	ADC	ADC-D2_COMP+	34		
35	GND		ADC	ADC-D3	36		
37	ADC-C4	ADC	GND		38		
39	ADC-C5	ADC	ADC	ADC-D4	40		
41		Rsv	ADC	ADC-D5	42		
43		A-GND (VREFLO on certain MCU)	Rsv		44		
45	All VREFHIs *	Rsv (VREFHI on certain MCU)	GND		46		
47	GND		SVD		48		
49	GPIO-00	PWM1A	PWM3A	GPIO-04	50		
51	GPIO-01	PWM1B	PWM3B	GPIO-05	52		
53	GPIO-02	PWM2A	PWM4A	GPIO-06	54		
55	GPIO-03	PWM2B	PWM4B	GPIO-07	56		
57	GPIO-08	PWM5A	PWM7A or TZ1	GPIO-12	58		
59	GPIO-09	PWM5B	PWM7B or TZ2	GPIO-13	60		
61	GPIO-10	PWM6A	PWM8A or TZ3	GPIO-14	62		
63	GPIO-11	PWM6B	PWM8B or TZ4	GPIO-15	64		
65	GND		Reserved (12V0?)		66		
67	GPIO-16	SPISOMOA	QEP1A (McBSP-MDXA)	GPIO-20	68		
69	GPIO-17	SPISOMIA	QEP1B (McBSP-MDRA)	GPIO-21	70		
71	GPIO-18	SPICLKA	QEP1S (McBSP-MFSXA)	GPIO-22	72		
73	GPIO-19	SPISTEA	QEP1I (McBSP-MCLKXA)	GPIO-23	74		
75	GPIO-24	CAP1 or SPISOMOB	SCIRXA/UARTTXA	GPIO-28	76		
77	GPIO-25	CAP2 or SPISOMIB	SCITXA/UARTTXA	GPIO-29	78		
79	GPIO-26	CAP3 or SPICLKB	CANRXA	GPIO-30	80		
81	GPIO-27	CAP4 or SPISTEB	CANTXA	GPIO-31	82		
83	GND		SVD		84		
85	GPIO-32	J2CSDAA	GPIO	GPIO-34	86		
87	GPIO-33	J2CSCLA	GPIO	GPIO-39	88		
89	GPIO-40	GPIO	GPIO	GPIO-44	90		
91	GPIO-41	GPIO	GPIO	GPIO-45	92		
93	GPIO-42 ***	GPIO	GPIO	GPIO-46 ***	94		
95	GPIO-43 ***	GPIO	GPIO	GPIO-47 ***	96		
97	GND		SVD		98		
99	GPIO-48	GPIO	QEP2A or GPIO	GPIO-54	100		
101	GPIO-49	GPIO	QEP2B or GPIO	GPIO-55	102		
103	GPIO-50	GPIO	QEP2S or GPIO	GPIO-56	104		
105	GPIO-51	GPIO	QEP2I or GPIO	GPIO-57	106		
107	GPIO-52	GPIO	GPIO (McBSP-MCLKRA)	GPIO-58	108		
109	GPIO-53	GPIO	GPIO (McBSP-MFSRA)	GPIO-59	110		
111	GND		SVD		112		
113		Rsv	Rsv		114		
115		Rsv	Rsv		116		
117		Rsv	Rsv		118		
119		Rsv	Device Reset (Active low)	XRSn	120		
121	GPIO-35	GPIO	GPIO	GPIO-36	122		
123	GPIO-37	GPIO	GPIO	GPIO-38	124		
125	GPIO-60	GPIO	GPIO	GPIO-61	126		
127	GPIO-62	GPIO	GPIO	GPIO-63	128		
129	GPIO-64	GPIO	GPIO	GPIO-65	130		
131	GPIO-66	GPIO	GPIO	GPIO-67	132		
133	GPIO-68	GPIO	GPIO	GPIO-69	134		
135	GND		Reserved (12V0?)		136		
137	GPIO-70	GPIO	GPIO	GPIO-71	138		
139	GPIO-72	GPIO	GPIO	GPIO-73	140		
141	GPIO-74	GPIO	GPIO	GPIO-75	142		
143	GPIO-76	GPIO	GPIO	GPIO-77	144		
145	GPIO-78	GPIO	GPIO	GPIO-79	146		
147	GPIO-80	GPIO	GPIO	GPIO-81	148		
149	GPIO-82	GPIO	GPIO	GPIO-83	150		
151	GPIO-84	GPIO	GPIO	GPIO-85	152		
153	GPIO-86	GPIO	GPIO	GPIO-87	154		
155	GPIO-88	GPIO	GPIO	GPIO-89	156		
157	GND		SVD		158		
159	GPIO-90	GPIO	GPIO	GPIO-91	160		
161	GPIO-92	GPIO	GPIO	GPIO-93	162		
163	GPIO-94	GPIO	GPIO	GPIO-133	164		
165	GPIO-120 ***	GPIO	GPIO	GPIO-121 ***	166		
167	GPIO-161	GPIO	GPIO	GPIO-162	168		
169	GPIO-163	GPIO	GPIO	GPIO-164	170		
171		Rsv	Rsv		172		
173		Rsv	Rsv		174		
175		Rsv	Rsv		176		
177		Rsv	Rsv		178		
179	GND		Reserved (12V0?)		180		
			SVD				

\* Switches may be altered to connect this HSEC pin to the MCU's VREFHI inputs  
 \*\* 0ohm resistors can be removed in order to tie GPIO-70 and 71 to EMU0 and EMU1  
 \*\*\* Can be dedicated to on-card USB or brought through the connector via jumpers on the cCARD

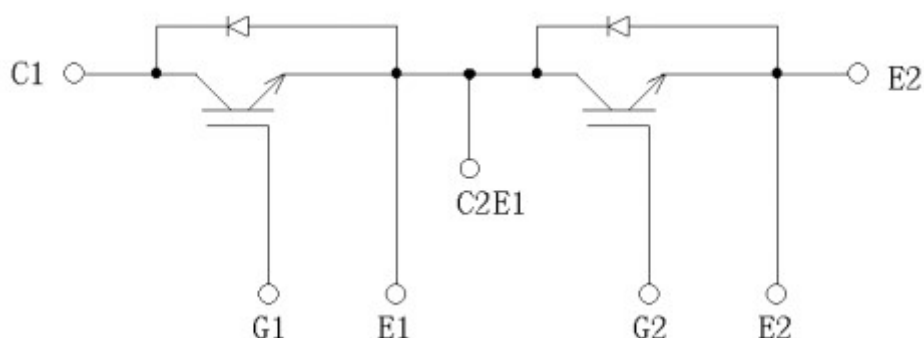
## 4.2 Σύστημα ισχύος

Το σύστημα ισχύος πρόκειται για το κύριο υποσύστημα του συνολικού συστήματος του αντιστροφέα και αποτελείται, στην ουσία, από την πλήρη γέφυρα. Το ημιαγωγικό στοιχείο που επιλέχθηκε για αυτήν την υλοποίηση είναι τύπου ημιγέφυρας που αποτελείται από τα δύο συμπληρωματικά στοιχεία. Συγκεκριμένα πρόκειται για το 2MBI100TA-060-50 της εταιρίας Fuji Electric Device Technology το οποίο αποτελείται από δύο IGBTs με αντιπαράλληλες διόδους όπως φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 4.5. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά του είναι τα παρακάτω:

- Μέγιστη τάση Συλλέκτη-Εκπομπού (Collector(*C*)-Emitter(*E*))  $V_{CE}^{max} = 600V$ .
- Μέγιστη τάση Πύλης-Εκπομπού (Gate(*G*)-Emitter(*E*))  $V_{GE}^{max} = \pm 20V$ .
- Μέγιστο ρεύμα συλλέκτη (Collector)  $I_C^{max} = 100A$ .
- Τάση απομόνωσης  $V_{isolation} = 2500V$ .



Σχήμα 4.4: Ημιγέφυρα 2MBI100TA-060-50 της εταιρίας Fuji Electric Device Technology.

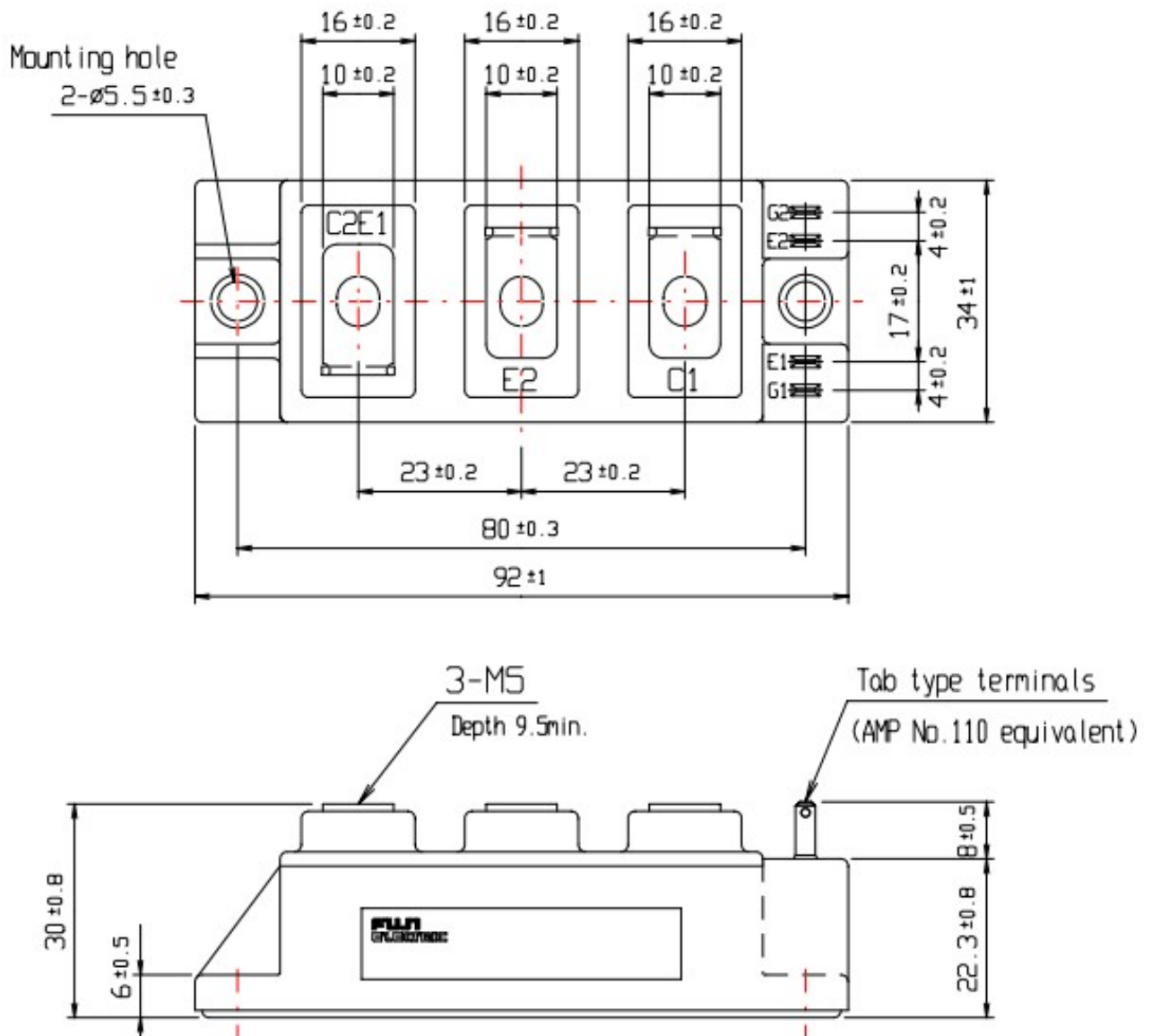


Σχήμα 4.5: Ισοδύναμο κύκλωμα ημιγέφυρας 2MBI100TA-060-50.

Ο λόγος που επιλέχθηκε ημιαγωγικό στοιχείο με μεγάλα εύρη συνεχούς τάσης στην είσοδο και ρεύματος λειτουργίας είναι ο αντιστροφέας να καλύπτει με τη σειρά του ένα μεγάλο εύρος

εφαρμογών, με μηχανές διαφορετικής ονομαστικής ισχύος. Επίσης όπως θα φανεί σε παρακάτω κεφάλαιο ο αντιστροφέας αυτός καλύπτει τις προδιαγραφές των μηχανών 2hp του εργαστηρίου, μία εκ των οποίων χρησιμοποιήθηκε ως κινητήρας για την παρούσα εργασία.

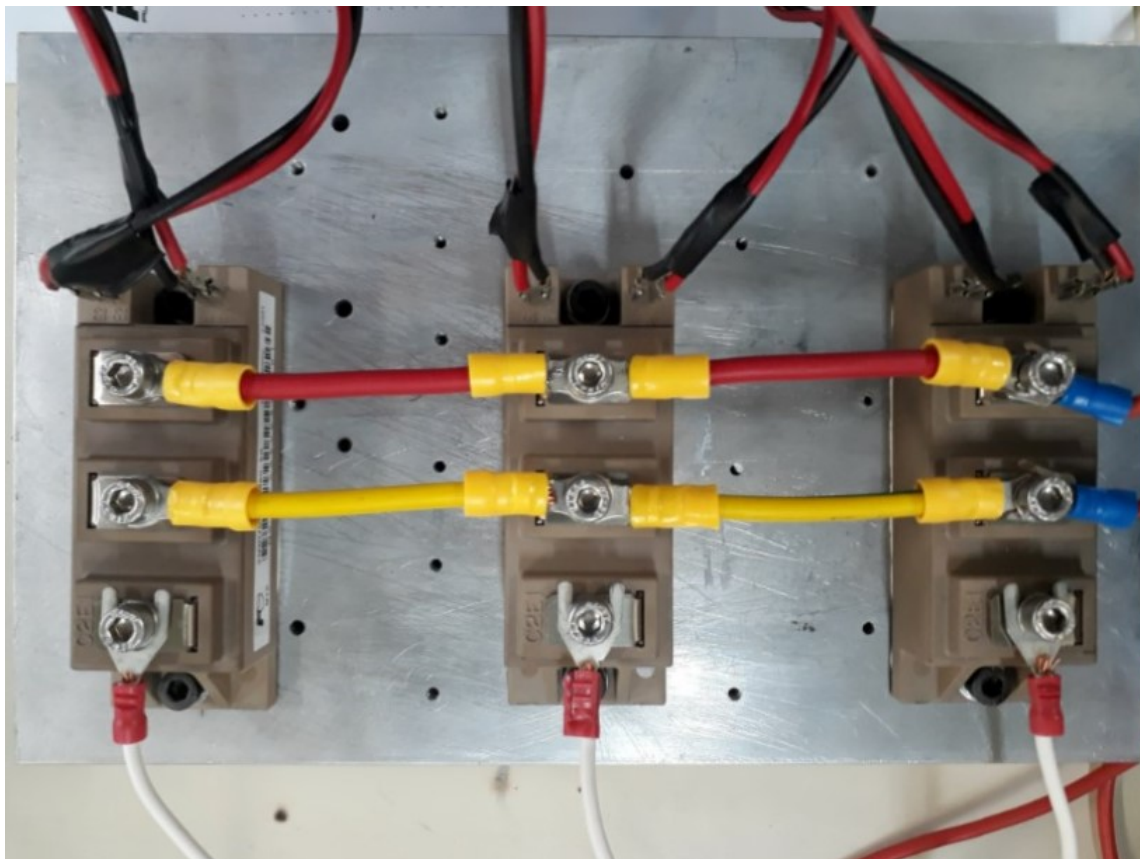
Παρακάτω, στο σχήμα 4.6, περιγράφεται η γεωμετρία της ημιγέφυρας, όπου στο δεξί μέρος φαίνονται, με σειρά από επάνω προς τα κάτω, οι υποδοχές όπου εφαρμόζεται το σήμα οδήγησης του δεύτερου IGBT ( $G2 - E2$ ) και οι υποδοχές για το σήμα οδήγησης του πρώτου ( $G1 - E1$ ). Ανάμεσά τους εφαρμόζεται μία εκ των δύο βιδών στήριξης. Στη συνέχεια, προς τα αριστερά, φαίνονται ο συλλέκτης του πρώτου ( $C1$ ), ο εκπομπός του δεύτερου ( $E2$ ) και ο κοινός κόμβος του συλλέκτη του δεύτερου IGBT ( $C2$ ) και του εκπομπού του πρώτου ( $E1$ ). Στο τέλος αριστερά εφαρμόζεται η δεύτερη βίδα στήριξης.



Σχήμα 4.6: Γεωμετρικά χαρακτηριστικά ημιγέφυρας 2MBI100TA-060-50.

Βάση της συνολικής κατασκευής, που απεικονίζεται στο σχήμα 4.7, αποτελεί μία ψύκτρα αλουμινίου, πάνω στην οποία στερεώνονται οι τρεις ημιγέφυρες. Στη συνέχεια οι εκπομποί

των επάνω IGBTs (αυτά που θα συνδέονται με τον θετική τάση) βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους (κόκκινα καλώδια), όπως και οι συλλέκτες των κάτω (κίτρινα καλώδια), σχηματίζοντας έτσι την πλήρη γέφυρα του αντιστροφέα. Οι παλμοί έρχονται από προηγούμενη βαθμίδα (θα αναλυθεί σε επόμενη ενότητα) μέσω των μαυροκόκκινων καλωδίων. Τέλος, φαίνεται με άσπρα καλώδια, η τριφασική έξοδος του αντιστροφέα προς τη μηχανή.



Σχήμα 4.7: Σύστημα ισχύος τριφασικού αντιστροφέα.

### 4.3 Σύστημα οδήγησης (Drive system)

#### Εισαγωγή

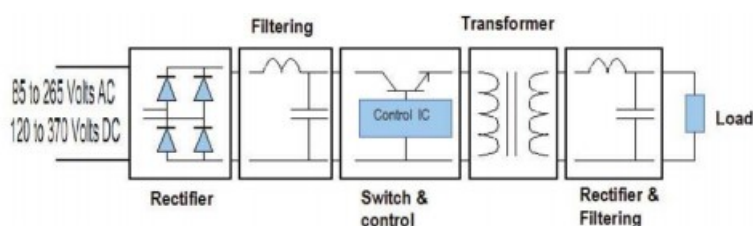
Το σύστημα οδήγησης πρόκειται για ένα άλλο υποσύστημα του αντιστροφέα και παρεμβάλλεται μεταξύ επεξεργαστή και συστήματος ισχύος. Στην είσοδό του έρχονται οι παλμοί εξόδου του επεξεργαστή και στην έξοδο βγαίνει τάση ίδιας κυματομορφής με της εισόδου, αλλά ενισχυμένη. Επίσης η έξοδος είναι σε θέση να τροφοδοτεί το σύστημα ισχύος με ρεύματα της τάξης των *Ampere*. Αυτό είναι που καθιστά το σύστημα οδήγησης απαραίτητο, αφού τα ρεύματα εξόδου των επεξεργαστών είναι της τάξης των *μAmpere* και δεν μπορούν να οδηγήσουν τα IGBTs, καθώς δεν μπορούν να φορτίσουν τις πύλες τους.

### 4.3.1 Σχεδίαση συστήματος οδήγησης

Ξεκινώντας από την τροφοδοσία της συνολικής πλακέτας του συστήματος οδήγησης, χρησιμοποιήθηκε ο μετασχηματιστής 7.5 Watt AC-DC 220-15V Switch Power Supply της εταιρίας Myrra. Στη συνέχεια θα φανεί, πως για επιμέρους ανάγκες τροφοδοσίας υποτμημάτων της πλακέτας, χρησιμοποιήθηκαν τα τροφοδοτικά TMA 1505S και TMA 1515S της TRACO POWER τα οποία δέχονται στην είσοδό τους τάση 15V και τη μετατρέπουν σε 5V ή 15V αντίστοιχα. Προφανώς στην περίπτωση του δεύτερου η ανάγκη δεν είναι η παραγωγή των 15V αλλά η απομόνωση γης.



(a)



(b)

**Σχήμα 4.8:** (a) Μετασχηματιστής 7.5 Watt AC-DC 220-15V Switch Power Supply της εταιρίας Myrra. (b) Εσωτερικό σχηματικό διάγραμμα.

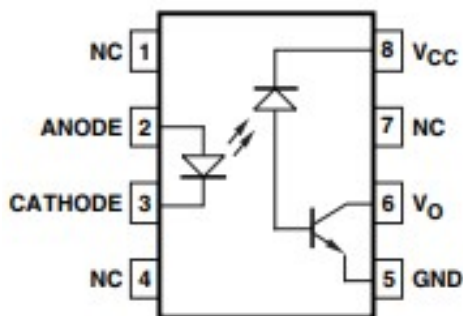


**Σχήμα 4.9:** Τροφοδοτικό TMA 1505 της εταιρίας TRACO POWER.

Εν συνεχεία, είναι κρίσιμο να τονιστεί η ανάγκη ηλεκτρικής απομόνωσης των σημάτων του επεξεργαστή και των πιο ισχυρών σημάτων της εξόδου του συστήματος οδήγησης. Για αυτόν το λόγο χρησιμοποιήθηκαν τα στοιχεία optocouplers HCPL-4504-300E της εταιρίας AVAGO. Στην ουσία πρόκειται για οπτική μεταφορά του σήματος, όπως φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 4.10, επιτυγχάνοντας έτσι ηλεκτρική απομόνωση από το υπόλοιπο κύκλωμα. Τα βασικά χαρακτηριστικά που θα χρειαστούν για την υλοποίηση του κυκλώματος για τον optocoupler είναι τα παρακάτω:



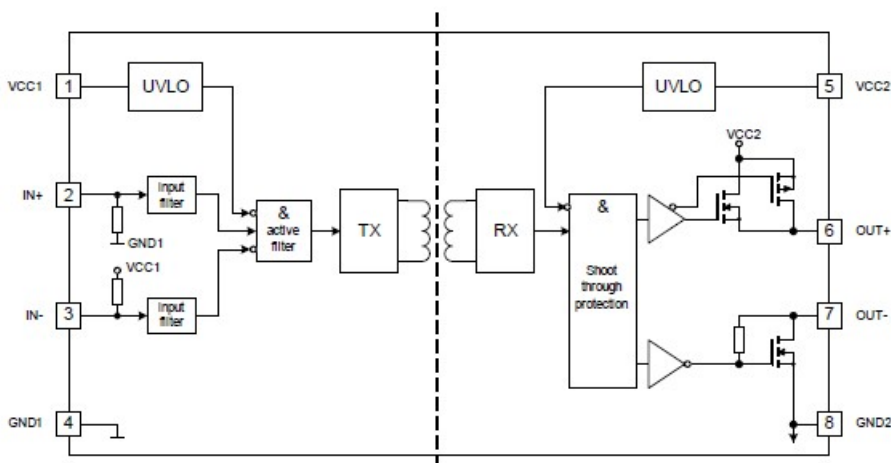
- Μέγιστο στιγμιαίο ρεύμα εισόδου  $I_F^{peak,max} = 50mA$ , μέγιστο μέσο ρεύμα εισόδου  $I_F^{av,max} = 25mA$ .
- Μέγιστο στιγμιαίο ρεύμα εξόδου  $I_O^{peak,max} = 8mA$ , μέγιστο μέσο ρεύμα εξόδου  $I_O^{av,max} = 16mA$ .
- Τάση τροφοδοσίας έως  $V_{cc} = 30V$ .



Σχήμα 4.10: Optocoupler HCPL-4504-300E της εταιρίας AVAGO.

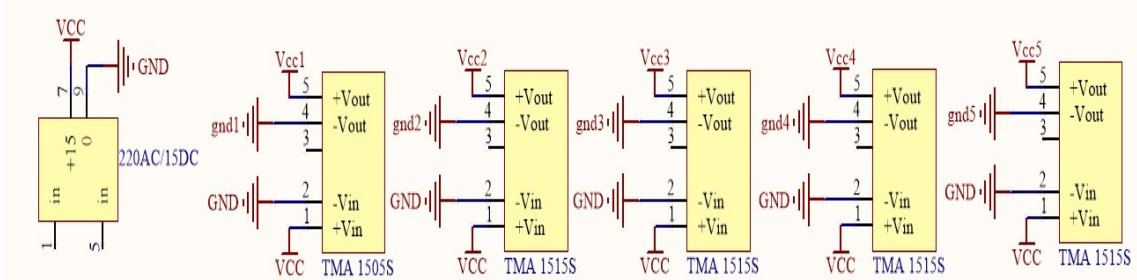
Κλείνοντας, από σκοπιά υλικών, χρησιμοποιήθηκαν οι drivers 1EDIO5IO12AF της εταιρίας Infineon, τα βασικά χαρακτηριστικά των οποίων είναι:

- Μέγιστο ρεύμα εξόδου στο OUT- pin  $I_{OUT-}^{peak,max} = 0.9A$
- Μέγιστο ρεύμα εξόδου στο OUT+ pin  $I_{OUT+}^{peak,max} = 1.3A$
- Μέγιστη τάση τροφοδοσίας στην πλευρά σήματος  $V_{cc1} = 18V$
- Μέγιστη τάση τροφοδοσίας στην πλευρά ισχύος  $V_{cc2} = 40V$



Σχήμα 4.11: Driver 1EDIO5IO12AF της εταιρίας Infineon.

Ξεκινώντας από τις τροφοδοσίες, όπως ήδη αναφέρθηκε, το τροφοδοτικό 220-15 θα παρέχει συνεχή τάση  $V_{cc} = 15V$  στο σύστημα. Εν συνεχεία, θα υπάρχει ένα τροφοδοτικό 15-05, το TMA 1505S, το οποίο θα παρέχει τροφοδοσία  $V_{cc1} = 5V$  στους έξι optocouplers και στους έξι drivers από την πλευρά χαμηλής ισχύος. Τέλος, τρία τροφοδοτικά 15-15, τα TMA 1515S, θα παρέχουν τροφοδοσία  $V_{cc2} = V_{cc3} = V_{cc4} = 15V$  στην πλευρά υψηλής ισχύος των τριών drivers, οι οποίοι στέλνουν σήματα στα επάνω διακοπτικά των τριών ημιγεφυρών του συστήματος ισχύος, ο ρόλος των οποίων είναι η απομόνωση της κάθε γης, ενώ άλλο ένα 15-15 θα τροφοδοτεί με  $V_{cc5} = 15V$  την πλευρά υψηλής ισχύος των άλλων τριών drivers, οι οποίοι με τη σειρά τους θα στέλνουν σήματα στα κάτω διακοπτικά των ημιγεφυρών. Ο γενικός κανόνας για το διαχωρισμό της κάθε γης είναι ότι η γη του επεξεργαστή θα πρέπει να είναι διαφορετική από τη γη της πλευράς ισχύος των drivers. Αυτό είναι προϋπόθεση για τη σωστή λειτουργία του, καθώς αυτά τα υψηλότερης ισχύος σήματα μπορούν να δημιουργήσουν σημαντική παραμόρφωση στα ευαίσθητα σήματα του επεξεργαστή. Τα τρία κάτω ημιαγωγικά ούτως η άλλως έχουν τους εκπομπούς τους σε κοινό κόμβο, οπότε αρκεί η χρήση ενός, μόνο, τροφοδοτικού 15-15, ενώ για τους παλμούς των τριών πάνω ημιαγωγικών υπάρχει ανάγκη χρήσης ενός τροφοδοτικού 15-15 έκαστως, καθώς οι εκπομποί τους δεν βρίσκονται σε κοινό κόμβο. Λεπτομερής περιγραφή για το κύκλωμα θα ακολουθήσει πιο κάτω, ενώ στο σχήμα 4.12 φαίνεται το σχέδιο των τροφοδοτικών του συστήματος οδήγησης καθώς και τα διάφορα επίπεδα τάσης και διαφορετικών γαιών που αυτά δημιουργούν.



**Σχήμα 4.12:** Τροφοδοτικά του συστήματος οδήγησης.

Η γενική ιδέα της λειτουργίας του συστήματος οδήγησης είναι ότι τα έξι σήματα οδήγησης (τρία για τα επάνω διακοπτικά των ημιγεφυρών και τρία συμπληρωματικά τους για τα κάτω) που έρχονται από τον επεξεργαστή θα απομονωθούν ηλεκτρικά μέσω των optocouplers και, εν συνεχεία, θα ενισχυθούν σε τάση και ισχύ ώστε να τροφοδοτήσουν τις ημιγέφυρες.

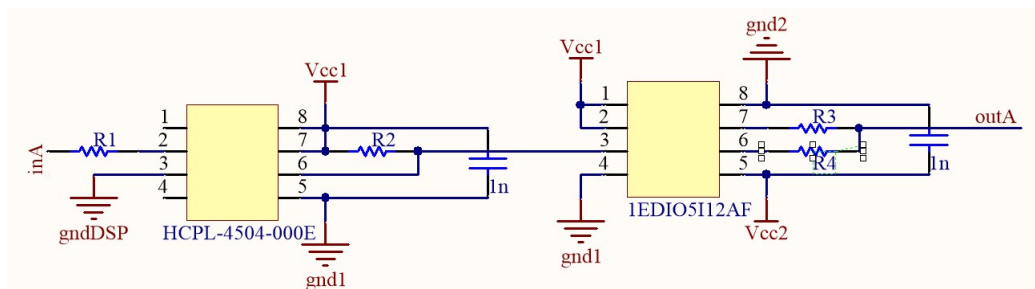
Στο σχήμα 4.13, φαίνεται το σχέδιο για ένα σήμα, εκ των έξι που προορίζονται για οδήγηση των ημιαγωγικών στοιχείων της κάθε ημιγέφυρας. Η συγκεκριμένη μορφή του κυκλώματος είναι η προτεινόμενη από τα datasheets των στοιχείων. Με βάση τα επιτρεπτά ρεύματα εισόδου και εξόδου των optocouplers και τις δυνατές τροφοδοσίες επιλέχθηκαν:

- $R_1 = 120\Omega \Rightarrow I_F^{peak} = 27.5mA < I_F^{peak,max}$
- $R_2 = 22k\Omega \Rightarrow I_O^{peak} = 222\mu A < I_O^{peak,max}$
- $V_{cc1} = 5V$



Επίσης, με βάση τα επιτρεπτά ρεύματα εξόδου των drivers και τις δυνατές τροφοδοσίες επιλέχθηκαν:

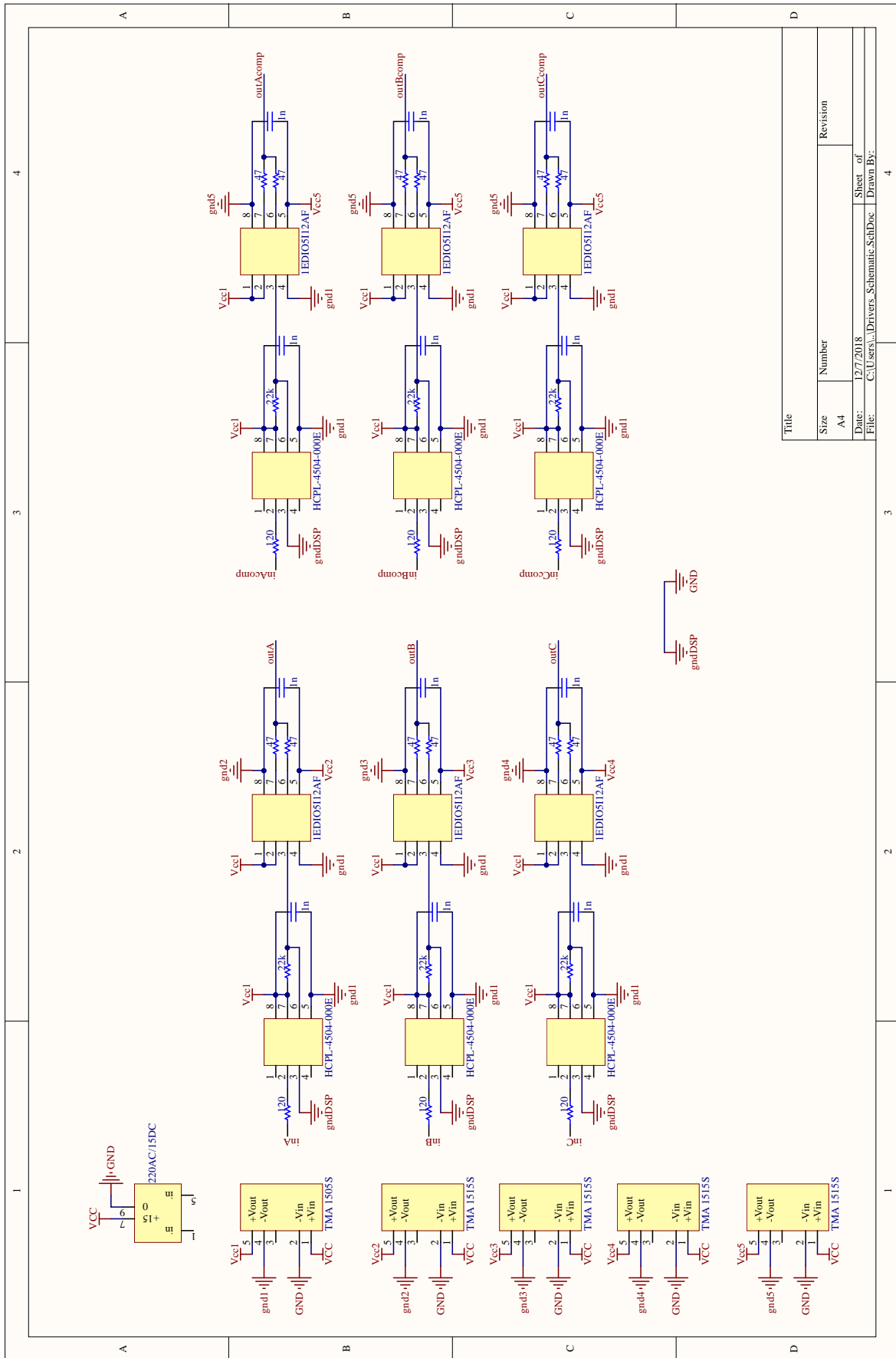
- $R_3 = 47\Omega \Rightarrow I_{OUT+}^{peak} = 319mA < I_{OUT+}^{peak,max}$
- $R_4 = 47\Omega \Rightarrow I_{OUT-}^{peak} = 319mA < I_{OUT-}^{peak,max}$
- $V_{cc1} = 5V, V_{cc2} = 15V$



**Σχήμα 4.13:** Απομόνωση και ενίσχυση σήματος από επεξεργαστή προς ημιαγωγικά στοιχεία.

Αφού αναλύθηκε η λειτουργία των δύο παραπάνω υποκυκλωμάτων του συστήματος οδήγησης, παρατίθεται στην επόμενη σελίδα, στο σχήμα 4.14, το συνολικό κύκλωμα της πλακέτας το οποίο εξάγεται με προφανή τρόπο. Αξίζει να τονιστεί πως τα GND και gndDSP ταυτίζονται, λόγω της σχεδίασης του μετρητικού ταχύτητας και θα εξηγηθεί παρακάτω στην υποενότητα 4.5.2. Αυτή η ταύτιση δεν δημιουργεί κάποιο πρόβλημα.

Σχήμα 4.14: Κύκλωμα συστήματος οδήγησης.



Αφού αναλύθηκε και σχεδιάστηκε το κύκλωμα του συστήματος οδήγησης, επόμενο βήμα είναι να σχεδιαστεί η πραγματική τοπολογία της πλακέτας μέσω PCB σχεδίασης. Χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα Altium. Παρακάτω, στο σχήμα 4.16, φαίνεται το τελικό σχέδιο της πλακέτας, μέσα στο οποίο φαίνονται με κόκκινο χρώμα οι αγωγιμοί δρόμοι του επάνω επιπέδου (επάνω μέρος της πλακέτας) και με μπλέ οι αγωγιμοί δρόμοι του κάτω επιπέδου (κάτω μέρος της πλακέτας). Η είσοδος των παλμων του επεξεργαστή γίνεται απο το βύσμα στο κάτω μέρος της, όπου αναγράφεται το *PWM*. Αριστερά του βρίσκεται το βύσμα εισόδου της εναλλοσσομένης τάσης των 220V. Στην πάνω μεριά, στο βύσμα που αναγράφεται το *HighI* είναι η έξοδος του σήματος για το πάνω ημιαγωγικό της πρώτης ημιγέφυρας, ενώ στο βύσμα που αναγράφεται το *LowI* είναι η έξοδος του σήματος για το κάτω ημιαγωγικό της πρώτης ημιγέφυρας. Τα άλλα δύο ζευγάρια βυσμάτων, ακολουθώντας την ίδια λογική θα είναι τα σήματα για τη δεύτερη και την τρίτη ημιγέφυρα αντίστοιχα.

Προκειμένου η πλακέτα να έχει λειτουργία που να πλησιάζει τη θεωρητική είναι απαραίτητη η τήρηση κάποιων τεχνικών σχεδίασης πλακετών τυπωμένου κυκλώματος. Παρακάτω αναλύονται τρεις από τις κυριότερες τεχνικές που ακολουθήθηκαν και παρουσιάζονται σχετικές εικόνες.

- *Στρώση μεγάλων επιπέδων χαλκού κοινού κόμβου*

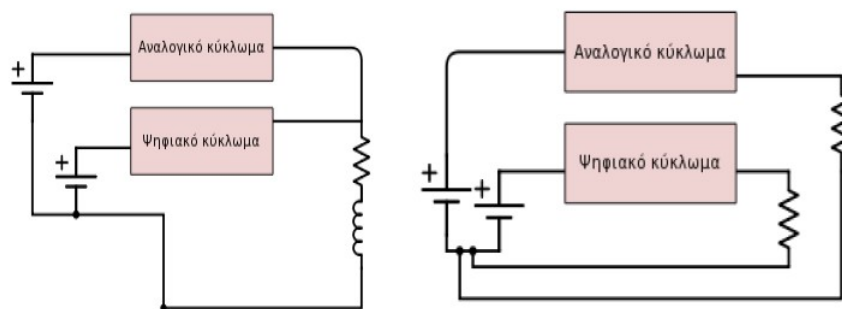
Στη βιβλιογραφία αναφέρονται αρκετά οφέλη που συνεπάγονται της χρήσης μεγάλων επιπέδων γείωσης κάτω από τα ηλεκτρονικά στοιχεία και σε όλο το μήκος της πλακέτας. Το σημαντικότερο, ίσως, πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής, σε μία πλακέτα μικτών σημάτων (αναλογικών και ψηφιακών) είναι η παγίωση ενός κοινού κόμβου γης σε σταθερό δυναμικό σε όλη την επιφάνεια της πλακέτας. Αυτή η συνθήκη είναι απαραίτητη για την ευσταθή και αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος.

- *Τεχνολογία SMT (Surface-Mount Technology)- Ελαχιστοποίηση αποστάσεων*

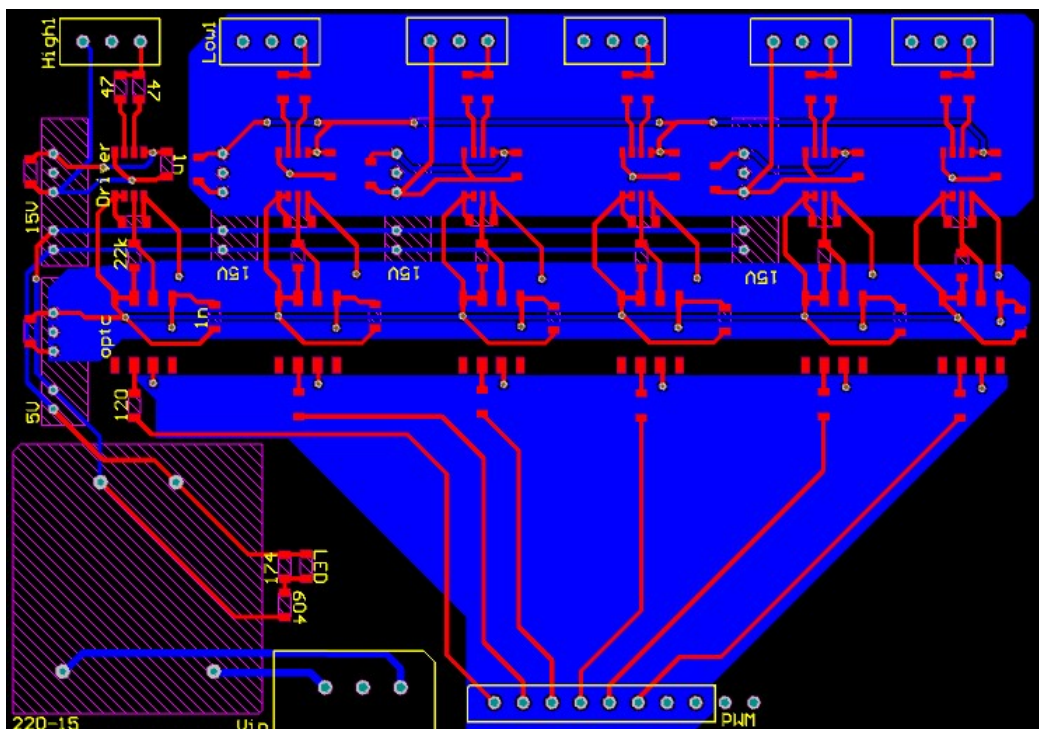
Οι μικρές αποστάσεις που μπορούν να επιτευχθούν σε μία πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος τεχνολογίας SMT είναι ένας παράγοντας που συμβάλει στην καλή ποιότητα σήματος. Αυτό επιβεβαιώνεται και θεωρητικά με τους νόμους που αφορούν την αναλογία μεταξύ μήκους αγωγού και αντίστασης (ή αυτεπαγωγής).

- *Διαφοροποίηση αναλογικής και ψηφιακής γης*

Αυτή η τεχνική βρίσκει εφαρμογή σε πλακέτες μικτού σήματος και στην ουσία πρόκειται για τη διαφοροποίηση των αναλογικών και ψηφιακών σημάτων όταν αυτά κατευθύνονται προς γη. Τα υψίσυχνα ψηφιακά σήματα μπορούν να δημιουργήσουν μη αμελητέα πτώση τάσεως καθώς οδεύουν προς γη και αν αναλογικά σήματα βρεθούν στην ίδια διαδρομή θα δημιουργηθούν αρνητικές συνέπειες για την ευστάθειά και την επίδοσή τους.



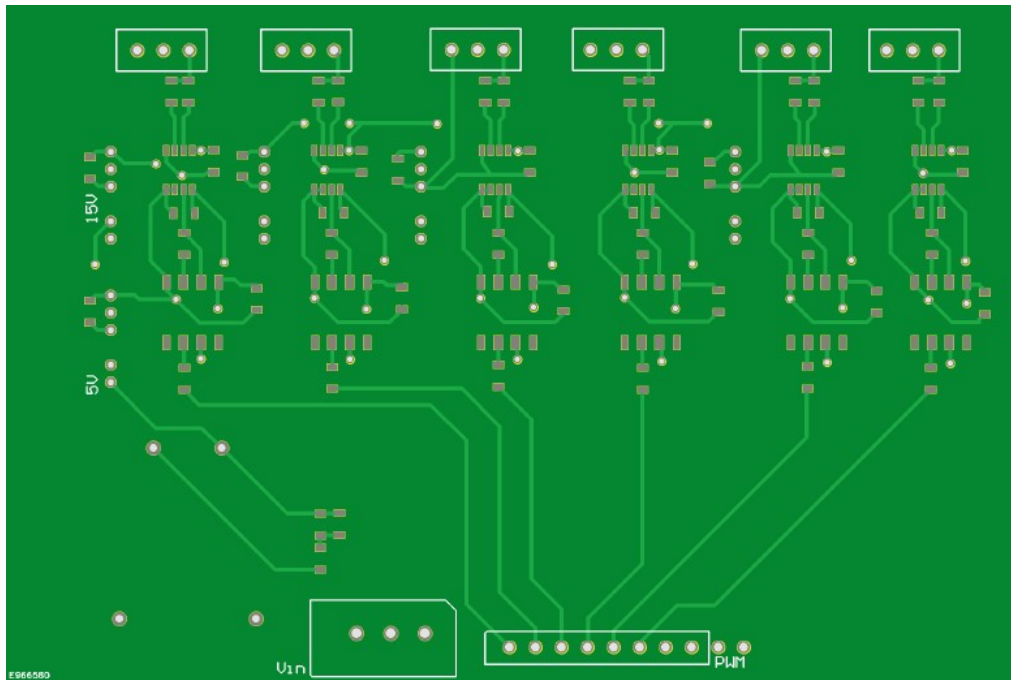
**Σχήμα 4.15:** Ψηφιακά και αναλογικά σήματα διαρρέουν κοινό τμήμα αγωγού γείωσης (αριστερά). Διαφοροποίηση των γαιών με σύνδεσή τους όσο το δυνατόν κοντύτερα στην αρνητική τροφοδοσία (δεξιά).



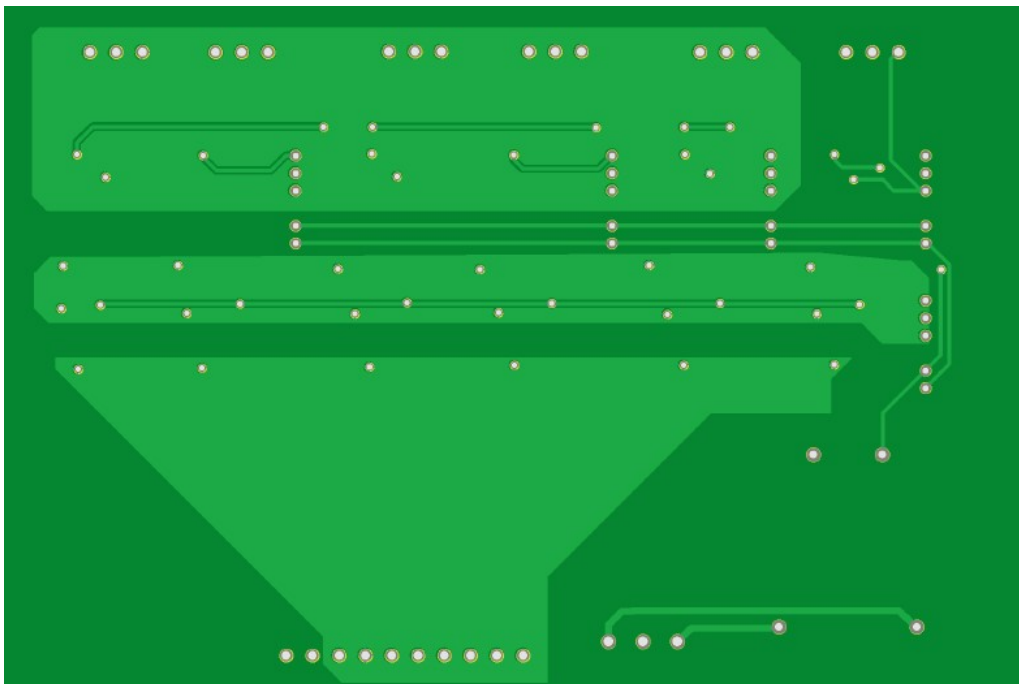
**Σχήμα 4.16:** Σχέδιο της πλακέτας του συστήματος οδήγησης στο Altium.

### 4.3.2 Υλοποίηση συστήματος οδήγησης

Επόμενο βήμα είναι το τύπωμα της σχεδιαθείσας πλακέτας. Στο σχήμα 4.17 βλέπουμε την τυπωμένη πλακέτα και στις δύο όψεις.



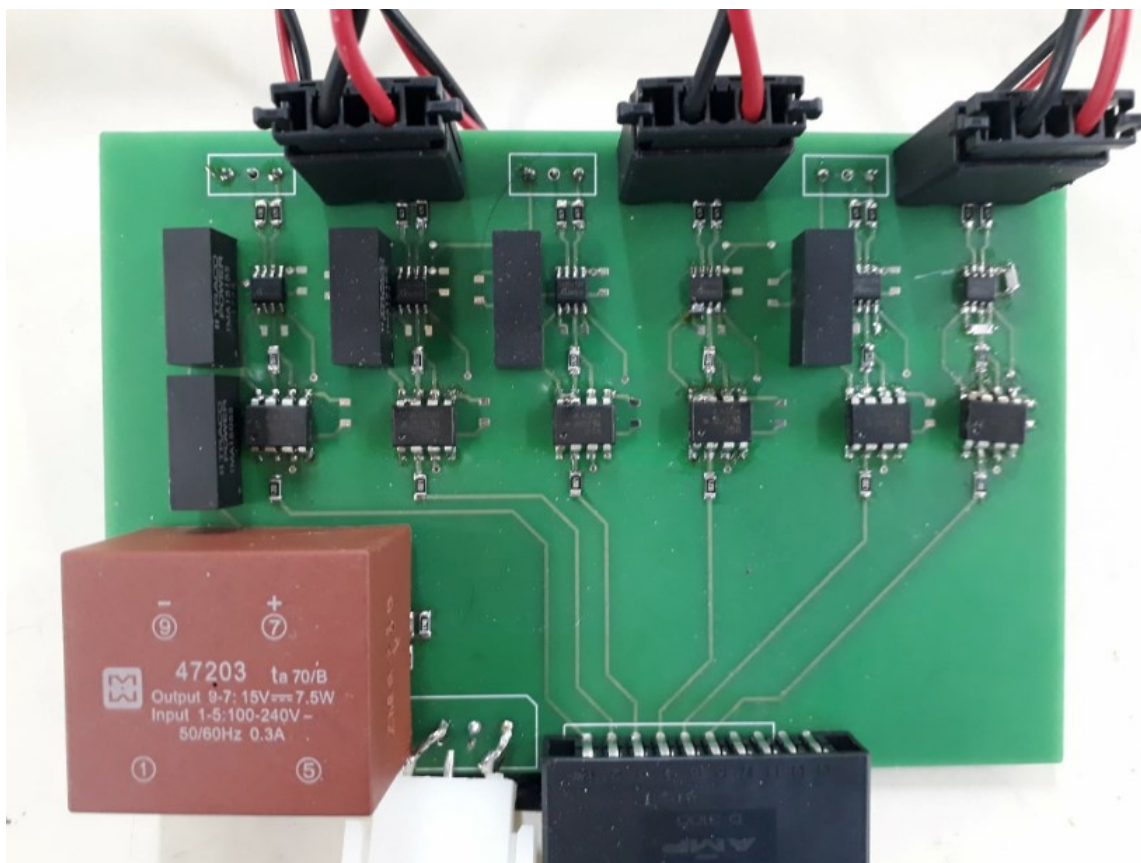
(a)



(b)

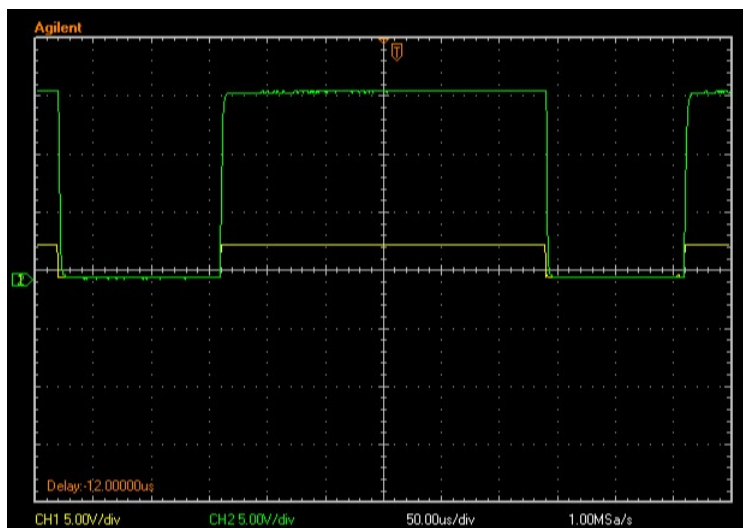
**Σχήμα 4.17:** Εμπρός και πίσω όψη της πλακέτας του συστήματος οδήγησης.

Αφού κολλήθηκαν όλα τα στοιχεία, η πλακέτα του συστήματος οδήγησης φτάνει στην τελική και λειτουργική της κατάσταση, όπως φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 4.18.

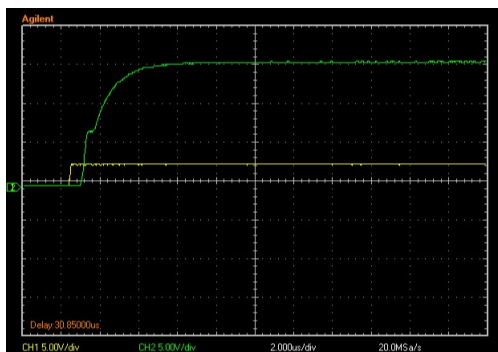


Σχήμα 4.18: Πλακέτα συστήματος οδήγησης.

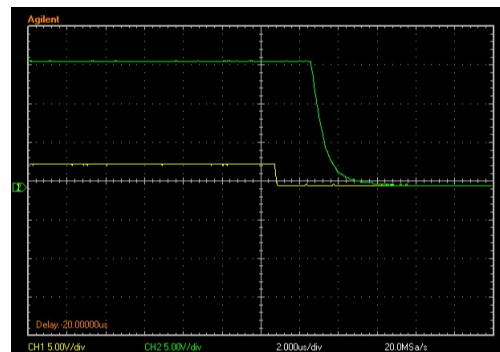
Για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας της, εφαρμόστηκαν τετραγωνικά σήματα στην είσοδό της, από τον επεξεργαστή, και εξετάστηκε η έξοδος. Παρακάτω, στο σχήμα 4.19, φαίνεται με κίτρινο χρώμα ο τετραγωνικός παλμός στην είσοδο πλάτους  $3.3V$ , ενώ με πράσινο χρώμα φαίνεται η κυματομορφή της εξόδου. Παρατηρείται ότι είναι πλάτους  $15V$  και ίδιας μορφής (με μία αναμενόμενη μικρή καθυστέρηση στην άνοδο και στην κάθοδο) με της εισόδου. Εξάγεται έτσι το συμπέρασμα της ορθής λειτουργίας της πλακέτας. Συγκεκριμένα μεγενθύνοντας μπορεί να υπολογιστεί με ακρίβεια αυτή η καθυστέρηση, όπως φαίνεται στα σχήματα 4.20. Η καθυστέρηση για τον συγκεκριμένο παλμό συχνότητας  $f = 12.5kHz$  ( $T = 80\mu s$ ) είναι στην άνοδο  $\tau_r = 4\mu s$  και στην κάθοδο  $\tau_f = 6\mu s$ . Αξίζει να σημειωθεί πως η διακοπτική συχνότητα που θα χρησιμοποιηθεί παρακάτω στην εργασία θα είναι αρκετά μικρότερη των  $12.5kHz$ .



Σχήμα 4.19: Παλμοί εισόδου και εξόδου της πλακέτας του συστήματος οδήγησης.



(a)



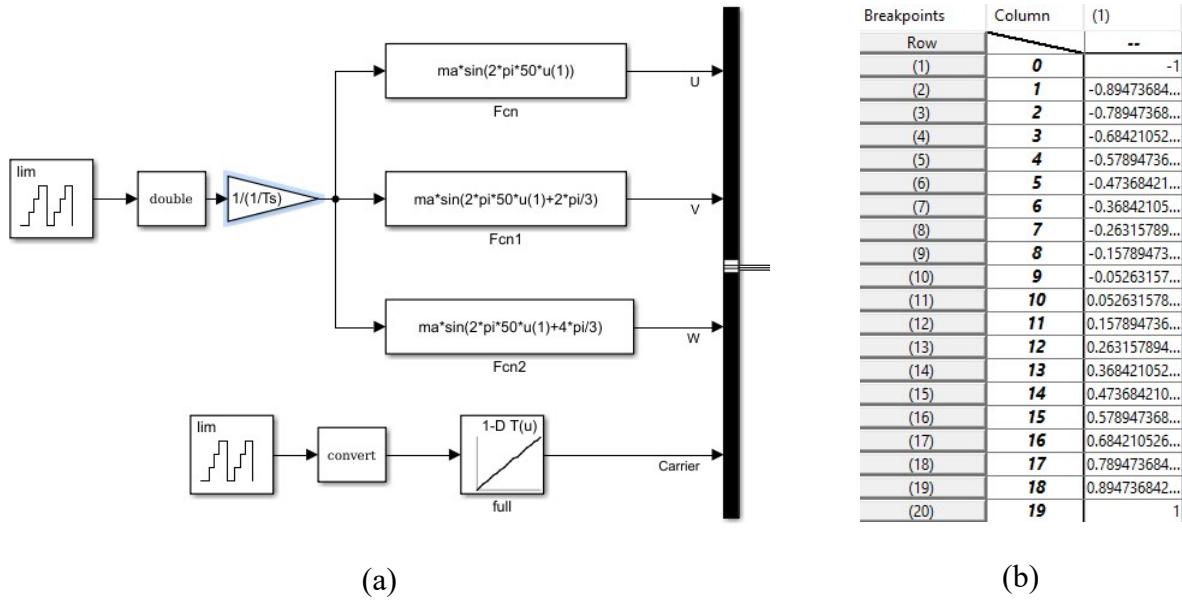
(b)

Σχήμα 4.20: (a), (b) Μεγέθυνση ανόδου και καθόδου αντίστοιχα.

#### 4.4 Κώδικας παραγωγής παλμών SPWM

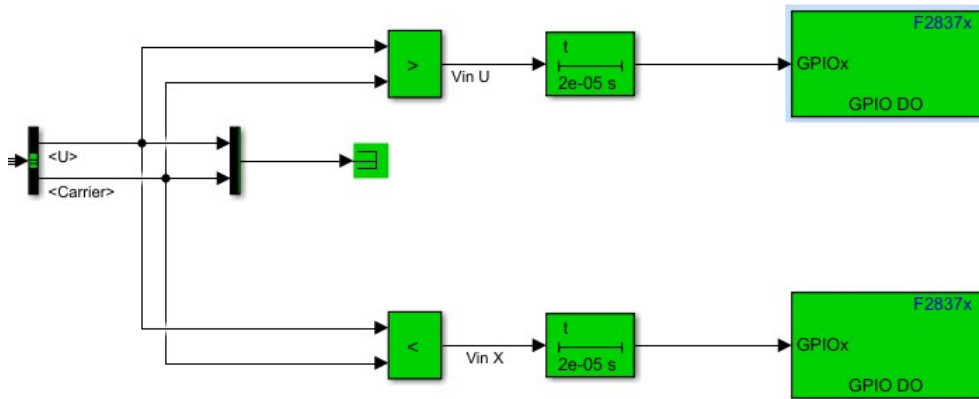
Επόμενο βήμα αποτελεί η ανάπτυξη του κώδικα ώστε ο επεξεργαστής να παράγει τους παλμούς που θα οδηγήσουν τις ημιγέφυρες, συγκεκριμένα παλμούς με την τεχνική SPWM. Ο κώδικας αυτός φαίνεται στο σχήμα 4.23 μαζί με τις αρχικοποιήσεις των μεταβλητών του. Πιο αναλυτικά, στο πρώτο του στάδιο, σχήμα 4.21, ο κώδικας φτιάχνει τη μεταβλητή του χρόνου μέσω ενός μετρητή που αυξάνει την τιμή του κατά ένα σε κάθε νέο κύκλο του προγράμματος, χρονικής διάρκειας  $T_s$ . Ύστερα το πολλαπλασιάζει με το  $T_s$ , ώστε να προκύψει ο κανονικός, διακριτός, χρόνος. Στη συνέχεια μέσω των τριών συναρτήσεων παράγει τα τρία σήματα αναφοράς  $U, V, W$ . Από κάτω φαίνεται η παραγωγή του τριγωνικού φέροντος μέσω ενός Lookup table του οποίου τα ζεύγη τιμών φαίνονται στο ίδιο σχήμα. Ο συντελεστής διαμόρφωσης μπαίνει σε αυτές τις εξισώσεις ως μεταβλητή, που εδώ αρχικοποιείται με  $m_a = 0.95$ , όπως φαίνεται στο σχήμα 4.23.





Σχήμα 4.21: (a) Κώδικας παραγωγής σημάτων αναφοράς και φέροντος σήματος. (b) Lookup table.

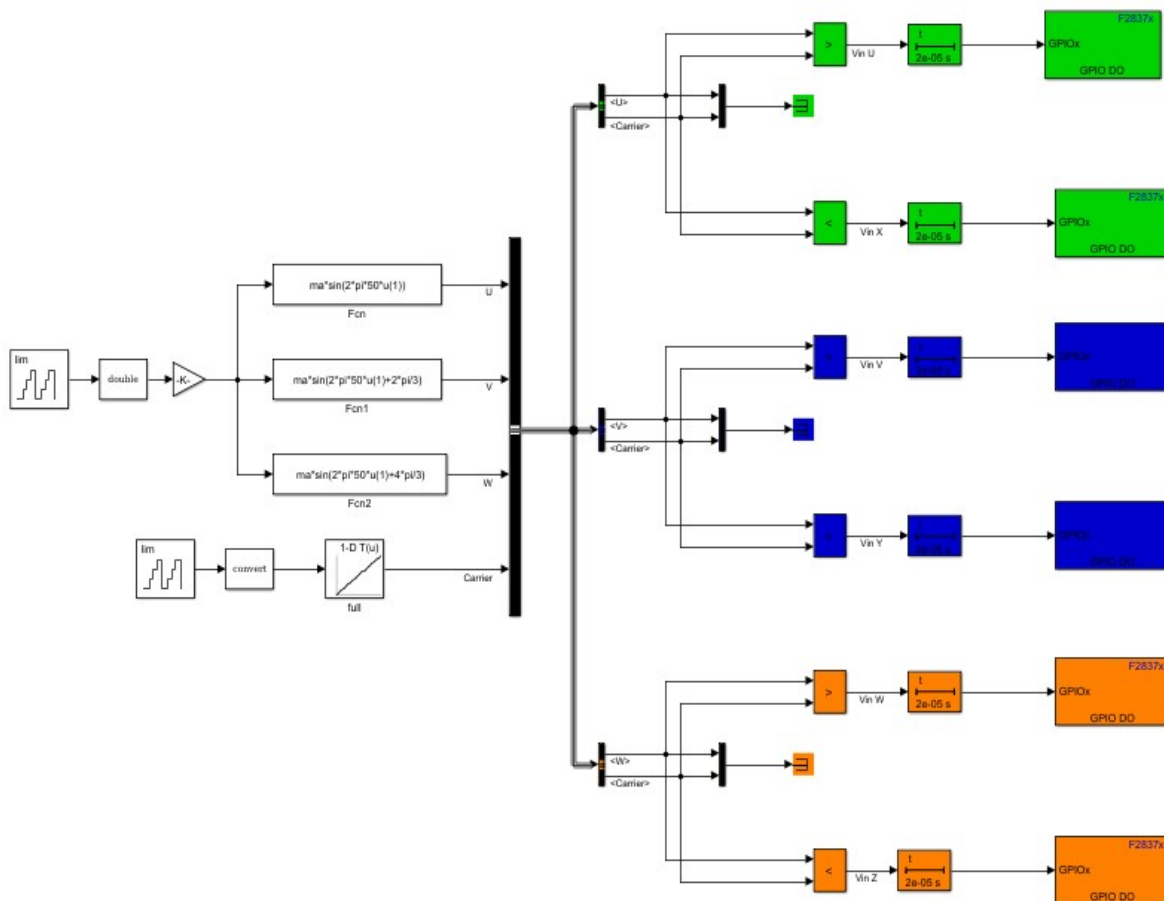
Στη συνέχεια το κομμάτι του κώδικα, που φαίνεται στο σχήμα 4.22, κάνει τις συγκρίσεις της τεχνικής SPWM και παράγει τις δύο συμπληρωματικές παλμοσειρές που θα οδηγήσουν την πρώτη ημιγέφυρα. Σημαντικό είναι να τονιστεί η σημασία του κομματιού εκείνου του κώδικα που εισάγει μια χρονική καθυστέρηση  $T_{on-delay}$  σε κάθε παλμό με σκοπό την αποφυγή βραχυκυκλώματος της ημιγέφυρας.



Σχήμα 4.22: Παραγωγή παλμών SPWM με χρονική καθυστέρηση.

Με την ίδια λογική παράγονται τα σήματα και για τις άλλες δύο ημιγέφυρες. Έτσι ολοκληρώνεται ο κώδικας για την παραγωγή των παλμών SPWM και φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 4.23.



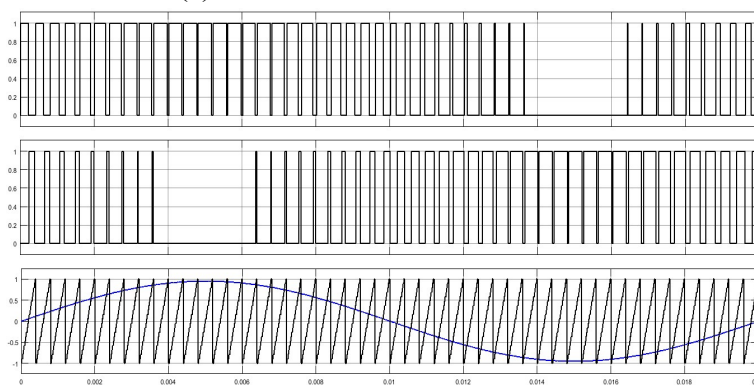


(a)

```

clc
clear all;
ma=0.95;
fc=2500;
Tc=1/fc;
Ton_delay=1/(50000);
Ts=1/(50000);
    
```

(b)



(c)

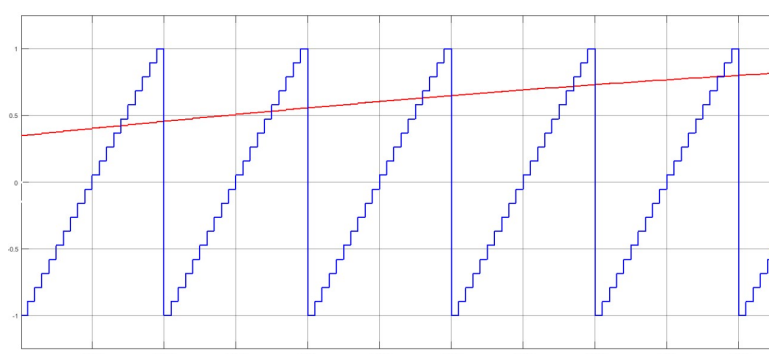
**Σχήμα 4.23:** (a) Παραγωγή SPWM παλμών.  
 (b) Αρχικοποίηση μεταβλητών.  
 (c) Συμπληρωματικοί παλμοί SPWM στην έξοδο του επεξεργαστή και απεικόνιση φέροντος σήματος και αναφοράς.

Παρατηρείται ότι κάποιοι παλμοί αποκόπτονται εντελώς από την έξοδο. Αυτό συμβαίνει διότι αυτοί οι παλμοί έχουν χρονική διάρκεια μικρότερη από την καθυστέρηση των  $20\mu s$  που τους επιβάλλεται.

Εδώ αξίζει να αναφερθεί ο λόγος επιλογής των συγκεκριμένων αρχικοποιήσεων. Ο χρόνος  $T_s = 20\mu s$  είναι η περίοδος του ρολογιού του επεξεργαστή και μεταφράζεται σε συχνότητα  $f_s = 50kHz$ . Πειραματικά βρέθηκε ότι είναι η μεγαλύτερη συχνότητα την οποία μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε στον συγκεκριμένο επεξεργαστή χωρίς να προκύψουν αλλοιώσεις στην εξοδό του. Η καθυστέρηση των παλμών θα επιφέρει μείωση της RMS τιμής της θεμελιώδους τάσεως εξόδου του αντιστροφέα, συνεπώς επιδιώχθηκε η μικρότερη δυνατή τιμή της, δηλαδή χρόνος ενός κύκλου του ρολογιού του επεξεργαστή  $T_{on-delay} = T_s = 20\mu s$ . Ο χρόνος  $T_c$  αρχικά πρέπει να είναι πολλαπλάσιο του χρόνου  $T_s$  και συγκεκριμένα συνδέεται με αυτόν με τη σχέση

$$T_c = \alpha T_s \quad (4.1)$$

, όπου σύμφωνα με την βιβλιογραφία, εμπειρικά προκύπτει  $\alpha \geq 20$ . Επιλέχθηκε  $\alpha = 20$ . Αυτό φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.

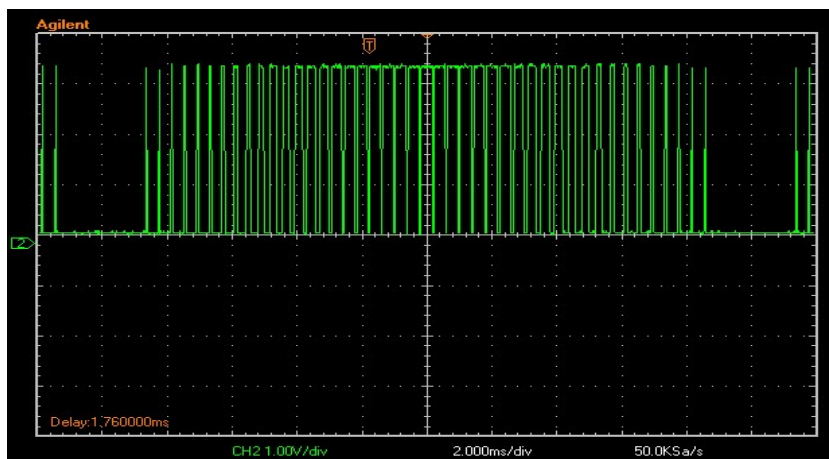


**Σχήμα 4.24:** Φέρον σήμα (μπλε) και σήμα αναφοράς (κόκκινο).

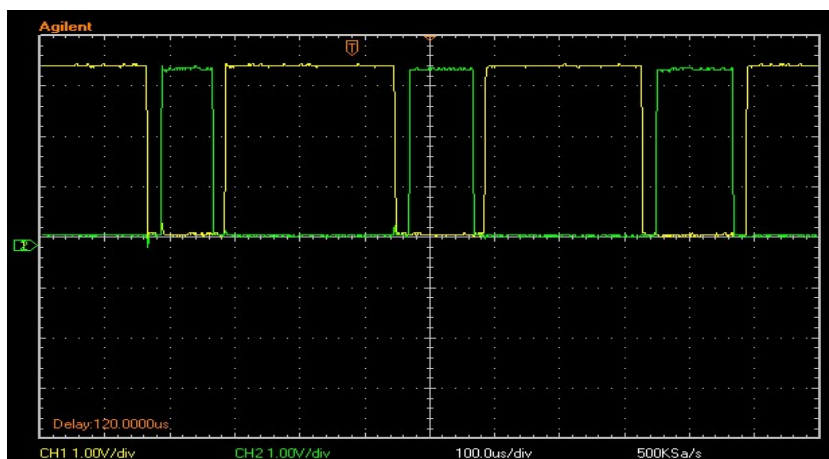
Αφού προσομοιώθηκε ο κώδικας, στη συνέχεια πρέπει να ελεγχθεί στην πραγματικότητα. Τα έξι σήματα επιλέχθηκε να εξαχθούν στα pin της κάρτας ελέγχου, όπως φαίνεται παρακάτω, για τη μελέτη τους:

- outA → GPIO-35 (pin 121)
- outAcomp → GPIO-37 (pin 123)
- outB → GPIO-60 (pin 125)
- outBcomp → GPIO-62 (pin 127)
- outC → GPIO-64 (pin 129)
- outCcomp → GPIO-66 (pin 131)

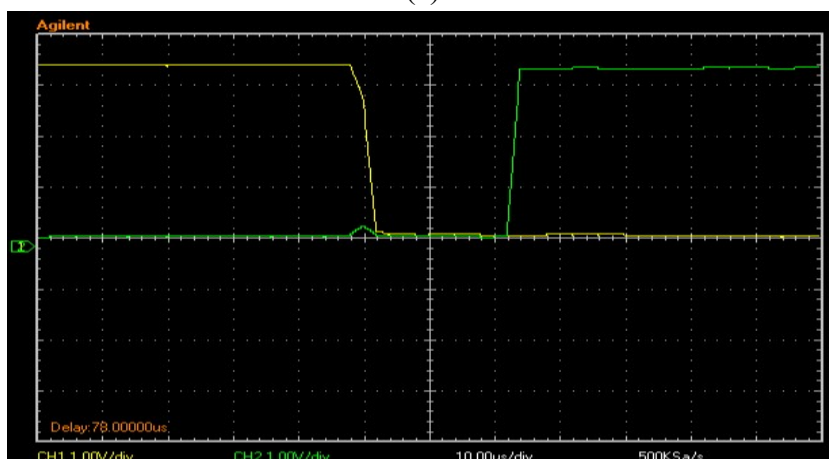
Με τον παλμογράφο εξάγεται το παρακάτω αποτέλεσμα, του σχήματος 4.25, που όπως φαίνεται είναι το επιθυμητό. Μπορεί, επίσης, κανείς να διακρίνει την επίπτωση της καθυστέρησης, που εισήχθησε από τον κώδικα. Στο σχήμα 4.26, διακρίνεται η καθυστέρηση των συμπληρωματικών σημάτων κατά  $20\mu s$ .



Σχήμα 4.25: Παλμοί SPWM στην έξοδο του επεξεργαστή.



(a)



(b)

Σχήμα 4.26: (a) Συμπληρωματικά σήματα τεχνικής SPWM από την έξοδο του επεξεργαστή. (b) Μεγέθυνση.

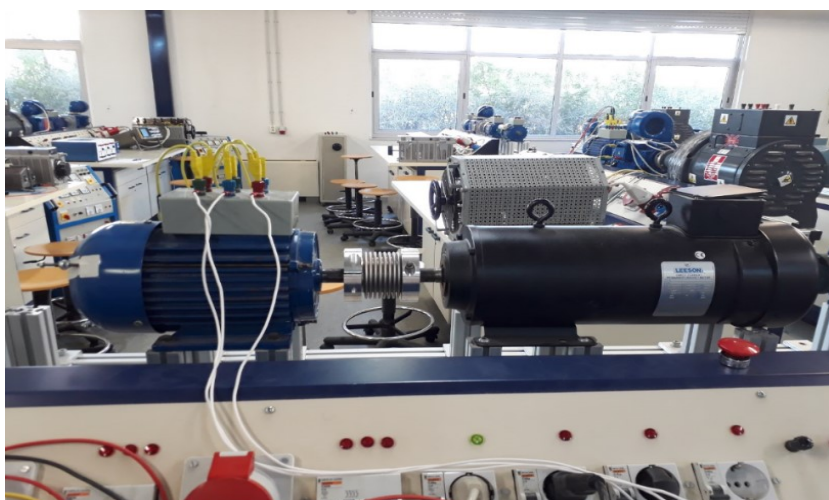
Στο σημείο αυτό, αφού έχει ολοκληρωθεί το σύστημα ισχύος και οδήγησης του αντιστροφέα είναι σκόπιμο να γίνει η δοκιμή αυτών των δύο μαζί. Να εξεταστεί δηλαδή, εάν η έξοδος του συστήματος ισχύος, όταν αυτό τροφοδοτείται απο συνεχή τάση στην είσοδο και από τους κατάλληλους παλμούς στις ημιγέφυρες, είναι η επιθυμητή βάσει όσων αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 3.

Ο πάγκος για το συγκεκριμένο πείραμα αποτελείται από το σύστημα ισχύος και οδήγησης, κάτω δεξιά, τον επεξεργαστή, στα αριστερά τους, τον κινητήρα πάνω αριστερά, το φορτίο, τον παλμογράφο και τον υπολογιστή για καταγραφή των μετρήσεων και τέλος από τον αυτομετασχηματιστή και τον ανορθωτή που παράγουν μεταβλητής τιμής DC τάση.

Ο κινητήρας είναι μία τριφασική μηχανή επαγωγής ονομαστικής ισχύος  $2HP$  και ονομαστικής τάσης τροφοδοσίας  $230V$ , συνδεσμολογημένη σε τρίγωνο. Ως φορτίο, επιλέγεται γεννήτρια συνεχούς ρεύματος που τροφοδοτεί αντίσταση.



**Σχήμα 4.27:** Πάγκος εργασίας για την επιβεβαίωση λειτουργίας του συστήματος ισχύος.



**Σχήμα 4.28:** Τριφασικός κινητήρας επαγωγής  $2HP$  και γεννήτρια συνεχούς ρεύματος.



Σχήμα 4.29: Αυτομετασχηματιστής και ανορθωτής.

Σύμφωνα με τον τύπο (3.44b) ισχύει

$$V_{ab}^{rms} = V_d m_a / \sqrt{2} \Rightarrow V_d = \sqrt{2} V_{ab}^{rms} / m_a$$

, συνεπώς για να επιτευχθεί  $V_{ab}^{rms} = 230V$ , δεδομένου  $m_a = 0.95$ , πρέπει  $V_d = 338V$ .

Τροφοδοτείται, λοιπόν, ο αντιστροφέας με αυτήν την τάση. Στο σχήμα 4.30 φαίνονται η πολική τάση εξόδου του και το ρεύμα του κινητήρα για φορτίο  $1kW$ . Η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος είναι 2.6%. Η RMS τιμή της θεμελιώδους, όμως, είναι  $212V$ , δηλαδή μικρότερη της αναμενόμενης τιμής των  $230V$ . Αυτό είναι αναμενόμενο, δεδομένης της καθυστέρησης που επιβαλεται στους παλμούς SPWM.

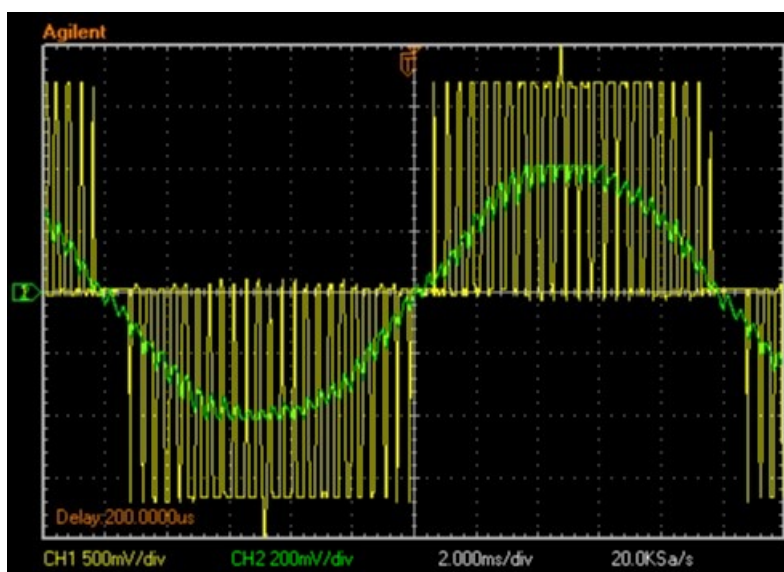
Στη συνέχεια, δίνονται διαφορετικές τάσεις  $V_d$  στον αντιστροφέα και μετράται η  $V_{ab}^{rms}$  ώστε να εξαχθεί κάποιο συμπέρασμα για το εν λόγω φαινόμενο. Στον παρακάτω πίνακα καταγράφονται αυτές οι μετρήσεις, καθώς και ο λόγος τους με την αναμενόμενη τιμή.

$V_d(V)$	$V_{ab,expected}^{rms}(V)$	$V_{ab,real}^{rms}(V)$	$\frac{V_{ab,expected}^{rms}}{V_{ab,real}^{rms}}$
100	68	61	1.11
150	102	90	1.13
200	136	118	1.15
250	170	150	1.13
300	204	184	1.11
338	230	212	1.10
378	251	230	1.10

MO=1.118

Πίνακας 4.1: Συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα, αναμενόμενη και πραγματική RMS τιμή θεμελιώδους τάσεως εξόδου και μεταξύ τους σχέση (Πείραμα).





**Σχήμα 4.30:** Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα και ρεύμα κινητήρα.

*Σημείωση:* Η κλίμακα του probe τάσης  $\times 200$  και της αμπεροτσιμπήδας  $100\text{mV}/\text{A}$ .

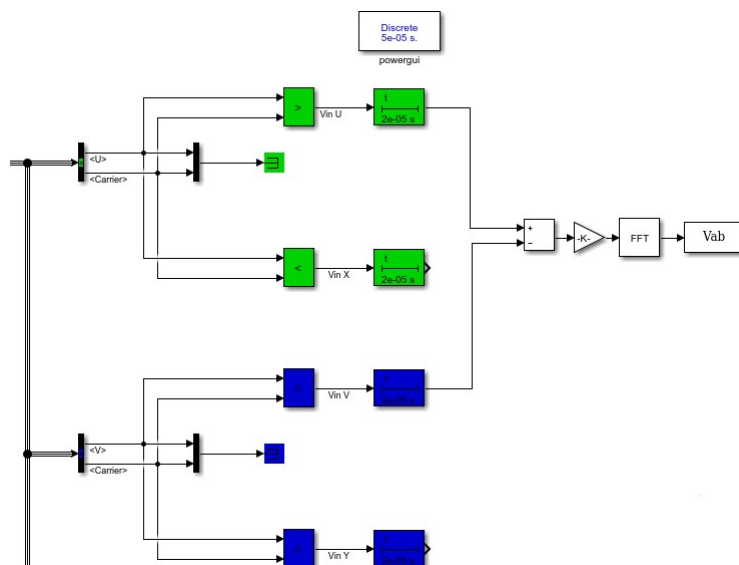
Για να επιβεβαιωθεί η εξήγηση που δόθηκε σχετικά με τα παραπάνω, προσομοιώθηκε η λειτουργία του ήδη υλοποιημένου κώδικα παραγωγής παλμών με τεχνική SPWM. Η πολική τάση όπως φαίνεται στο σχήμα 4.31 εξετάζεται ως προς το αρμονικό της περιεχόμενο με ανάλυση Fourier. Στον πίνακα που ακολουθεί καταγράφονται οι μεταβλητές του πίνακα 4.1, μέσω της προσομοίωσης.

$V_d(V)$	$V_{ab,expected}^{rms}(V)$	$V_{ab,sim}^{rms}(V)$	$\frac{V_{ab,expected}^{rms}}{V_{ab,sim}^{rms}}$
100	68	62	1.10
150	102	91	1.12
200	136	120	1.13
250	170	152	1.12
300	204	185	1.10
338	230	213	1.08
378	251	232	1.08
			MO=1.104

**Πίνακας 4.2:** Συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα, αναμενόμενη και πραγματική RMS τιμή θεμελιώδους τάσεως εξόδου και μεταξύ τους σχέση (Προσομοίωση).

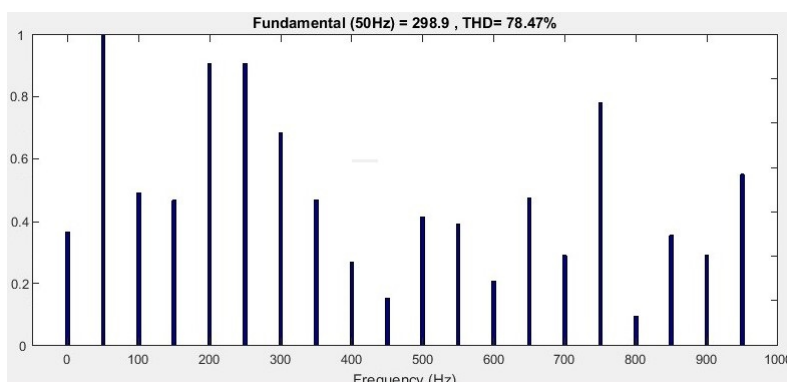
Είναι ξεκάθαρο πως το φαινόμενο επαναλαμβάνεται και στην προσομοίωση με απόκριση πολύ κοντά στην πραγματική. Αυτό επιβεβαιώνει τον ισχυρισμό πως η RMS τιμή της θεμελιώδους τάσεως εξόδου του αντιστροφέα είναι μειωμένη σε σχέση με την αναμενόμενη, με λόγο

$$K = 1.118$$



**Σχήμα 4.31:** Διερεύνηση της επίπτωσης της καθυστέρησης  $T_{on-delay}$  στην RMS τιμή της θεμελιώδους τάσεως εξόδου του αντιστροφέα

Ενδεικτικά, στο παρακάτω σχήμα παρατίθεται το αρμονικό περιεχόμενο της τάσεως εξόδου του αντιστροφέα για συνεχή τάση εισόδου  $V_d = 338V$ . Η θεμελιώδης έχει πλάτος  $299V$  που συνεπάγεται RMS τιμή  $213V$  και όχι  $230V$ , όπως θα έπρεπε.



**Σχήμα 4.32:** Ανάλυση Foyrier της τάσεως εξόδου του αντιστροφέα για συνεχή τάση εισόδου  $338V$ .

## 4.5 Μετρητικά Συστήματα

Όπως συζητήθηκε στο κεφάλαιο 3 οι διάφορες τεχνικές ελέγχου στηρίζονται στην ανατροφοδότηση της εισόδου με το ρεύμα του κινητήρα και την ταχύτητά του. Για την μέτρηση αυτών θα πρέπει να φτιαχτεί κατάλληλο υλικό (hardware) και να αναπτυχθεί κατάλληλο λογισμικό (software) που να επιτελούν αυτήν τη λειτουργία.

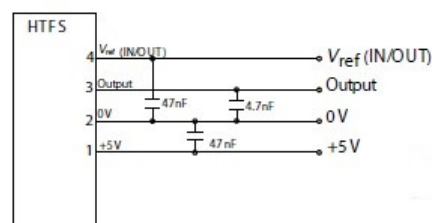
### 4.5.1 Μέτρηση ρεύματος

Για τη μέτρηση του ρεύματος του κινητήρα χρησιμοποιήθηκε το στοιχείο Current transducer HTFS 200-P/SP2 της εταιρίας LEM του οποίου η λειτουργία βασίζεται στο φαινόμενο Hall. Κάποια βασικά χαρακτηριστικά του είναι τα παρακάτω.

- Τροφοδοσία  $U_c = 5V$ .
- Χαμηλή κατανάλωση.
- Θερμοκρασιακό εύρος λειτουργίας.  $T_A = -40^\circ C.. + 105^\circ C$ .
- Ονομαστικό μετρούμενο ρεύμα  $I_{pn} = 200A$ .
- Εύρος μετρούμενου ρεύματος  $I_p = \pm 300A$ .



(a)



(b)

**Σχήμα 4.33:** (a) Current transducer HTFS 200-P/SP2 της εταιρίας LEM.  
(b) Ηλεκτρικό κύκλωμα συνδέσεων.

Συγκεκριμένα, επειδή τα πιθανά ρεύματα των κινητήρων που θα ικανοποιεί ο υλοποιούμενος αντιστροφέας θα είναι τάξης μεγέθους μικρότερα από το ονομαστικό μετρούμενο  $I_{pn}$ , αποφασίστηκε πως θα χρησιμοποιηθούν περισσότερες από μία σπείρες καλωδίου που θα περνά προς μέτρηση μέσα από τα μετρητικά LEM. Αυτό εξ' άλλου έχει ως συνέπεια και τη μεγαλύτερη ακρίβεια μέτρησης. Ύστερα διαιρώντας το μετρούμενο ρεύμα με το συγκεκριμένο αριθμό σπειρών υπολογίζει κανείς το πραγματικό ρεύμα του κινητήρα. Μετά, από μετρήσεις στον κινητήρα 2HP του εργαστηρίου, επιλέχθηκε ο αριθμός των σπειρών να είναι είκοσι.

Η τάση στην έξοδο του LEM εκφράζεται από τη σχέση

$$V_{out} = V_{ref} \pm (1.25I_p \times \text{σπείρες}/I_{pn}) \quad (4.2)$$

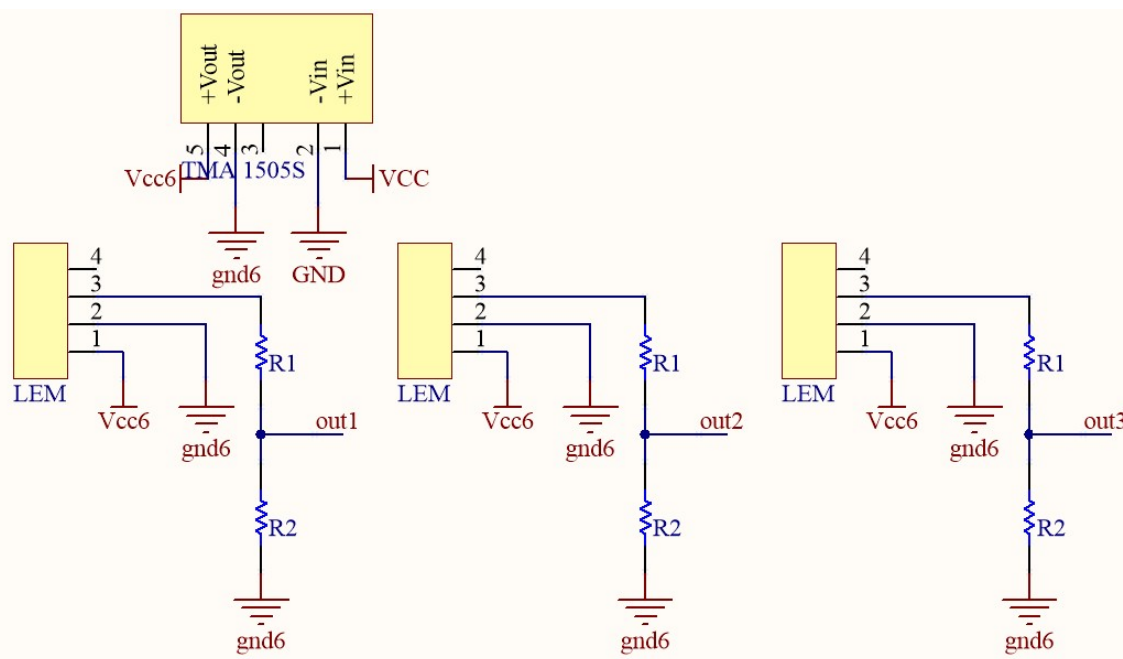
, όπου  $V_{ref} = 1/2U_c \pm 0.025V$ , σπείρες=20,  $I_{pn} = 200A$  και  $U_c = 5V$ .

Εν γένει, η έξοδος θα είναι ίδιας μορφής με το ρεύμα, πολλαπλασιασμένο επί τον σταθερό συντελεστή  $1.25 \times \text{σπείρες}/I_{pn}$  και μετατοπισμένο κατακόρυφα κατά  $V_{ref}$ . Αυτό καθιστά το



σύστημα γραμμικό, πράγμα το οποίο θα φανεί ιδιαίτερα χρήσιμο όταν θα κατασκευαστεί ο κώδικας.

Παρακάτω, φαίνεται το ηλεκτρικό κύκλωμα για την κατασκευή του μετρητικού συστήματος ρευμάτων, το οποίο αποτελεί το συνολικό υλικό (hardware) του μετρητικού συστήματος των τριών ρευμάτων του κινητήρα, ενώ πιο κάτω, στο σχήμα 4.35, φαίνεται η υλοποίησή του σε διάτρητη πλακέτα. Η έξοδος  $V_{out}$  κάθε αισθητήριου ρεύματος θα λαμβάνεται μεταξύ του pin 3 και της γης (gnd6). Οι τάσεις εξόδου, όπως προκύπτουν από την σχέση 4.2, μπορεί να είναι κ μεγαλύτερες από το όριο ανοχής του επεξεργαστή (3.3V). Για αυτό τον λόγο χρησιμοποιείται ένας διαιρέτης τάσης με τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$ .



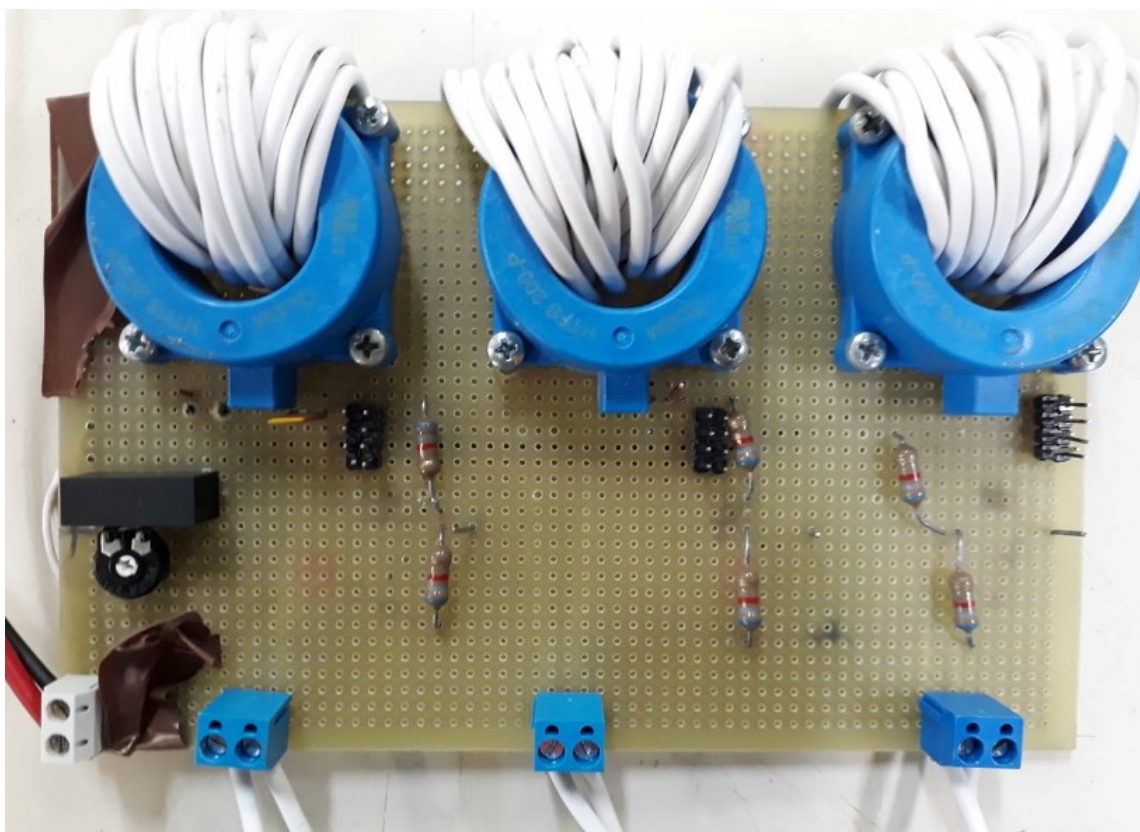
Σχήμα 4.34: Ηλεκτρικό κύκλωμα του μετρητικού συστήματος ρευμάτων.

Επιλέγεται ο διαιρέτης αυτός να ρίχνει την τάση στο μισό, με τιμές αντιστάσεων:

- $R_1 = 3.3k\Omega$ .
- $R_2 = 3.3k\Omega$ .

Έτσι, με χρήση της σχέσης 4.2, εξάγεται πως, για μέγιστη έξοδο του διαιρέτη στα 3.3V, το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα του κινητήρα θα είναι:

$$I_p^{max} = 32.8A \quad \text{ή} \quad I_{rms}^{max} = 23.4A$$



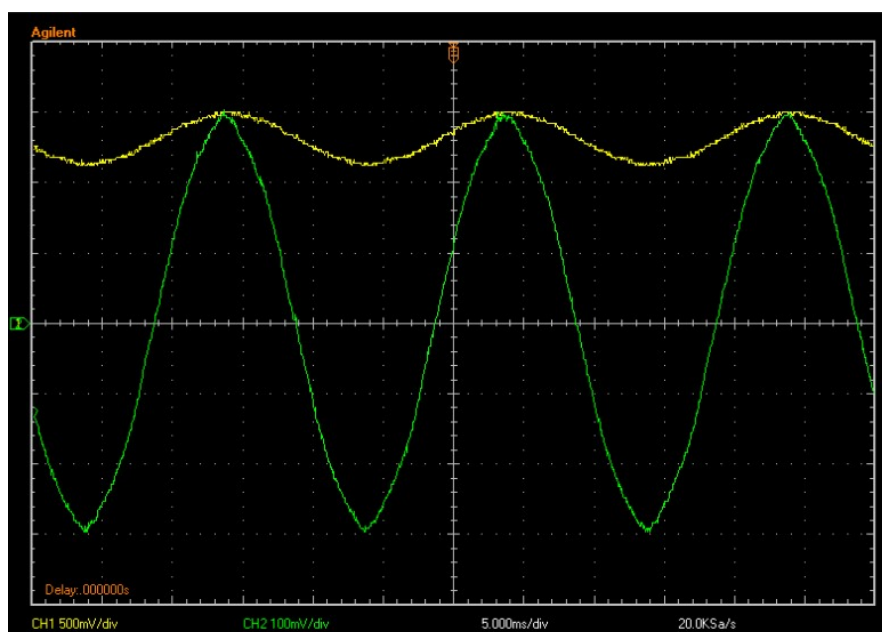
**Σχήμα 4.35:** Πλακέτα μετρητικού συστήματος ρευμάτων.

Στη συνέχεια εξετάζεται η λειτουργία της πλακέτας. Για αυτόν τον σκοπό διεξήχθησε το πείραμα που περιγράφεται στη συνέχεια και φαίνεται στο σχήμα 4.36. Ως φορτίο επιλέχθηκαν οι τρεις αντιστάσεις που φαίνονται στο κάτω δεξί μέρος της εικόνας και η τιμή της καθεμίας επιλέχθηκε στα  $33\Omega$ . Η συγκεκριμένες αντιστάσεις είναι μεγάλης ισχύος και επιτρέπουν ρεύματα έως και  $4A$  rms τιμής. Βάζοντας και τις τρεις παράλληλα επιτυγχάνεται τιμή αντίστασης  $11\Omega$  και ρεύματα έως  $12A$  rms τιμής. Αριστερά φαίνεται ο παλμογράφος, ο οποίος επικοινωνεί με τον υπολογιστή για την καταγραφή των αποτελεσμάτων, ενώ δίπλα του βρίσκεται αυτομετασχηματιστής με τον οποίο τροφοδοτείται το φορτίο με μεταβαλλόμενη εναλλασσόμενη τάση. Η πλακέτα παρεμβάλεται εν σειρά μεταξύ φορτίου και πηγής και μετράει το ρεύμα, όπως και η αμπεροτσιμπήδα η οποία φαίνεται δίπλα της. Σκοπός είναι να ελέγξουμε την ορθότητα της λειτουργίας του συστήματος, συγκρίνοντας την έξοδό της με τη μέτρηση της αμπεροτσιμπήδας.



**Σχήμα 4.36:** Πειραματική επιβεβαίωση της λειτουργίας του μετρητικού συστήματος ρευμάτων.

Αρχικά εξετάζεται η απόκριση της πλακέτας για κάποια τιμή ρεύματος. Τυχαία επιλέχθηκε ρεύμα πλάτους  $3A$ , το οποίο φαίνεται με πράσινο χρώμα στο σχήμα 4.37 (Η κλίμακα της αμπεροτσιμπίδας είναι  $100mV/A$ ). Με κίτρινο χρώμα φαίνεται η τάση στην έξοδο της πλακέτας η οποία αφενός έχει ίδια μορφή με το ρεύμα εισόδου με μία αναμενόμενη, βέβαια, DC συνιστώσα, και αφετέρου είναι σε φάση με αυτό. Συμπεραίνεται λοιπόν η ορθή της λειτουργία.



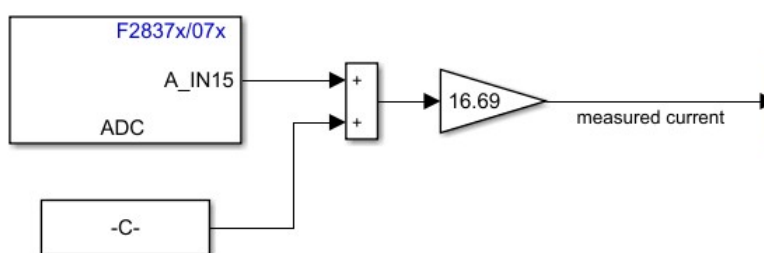
**Σχήμα 4.37:** Μετρούμενο ρεύμα με αμπεροτσιμπίδα (πράσινο) και με την πλακέτα του μετρητικού συστήματος ρευμάτων (κίτρινο).

Σε αυτό το σημείο, το επόμενο βήμα είναι να περαστεί αυτό το σήμα τάσης στον επεξεργαστή και να γίνουν οι απαραίτητοι υπολογισμοί σε αυτόν ώστε να μεταφραστεί αυτό σε πραγματικό ρεύμα. Αυτό που χρειάζεται στην ουσία, είναι να βρεθεί ο συντελεστής με τον οποίο πρέπει να πολλαπλασιάζεται κάθε τιμή τάσης για να αντιστοιχιστεί σε τιμή πραγματικού ρεύματος (scalling). Καθώς το σύστημα είναι γραμμικό αρκούν μερικές μετρήσεις τάσης-ρεύματος ώστε να βρεθεί ο κατάλληλος συντελεστής. Αυτές οι μετρήσεις παρατίθενται στον πίνακα 4.2, παρακάτω.

I amplitude (A)	V amplitude (V)	Gain
0.5	0.035	14.28571429
1	0.06	16.66666667
1.5	0.085	17.64705882
2	0.12	16.66666667
3	0.175	17.14285714
4	0.23	17.39130435
6	0.35	17.14285714
8	0.48	16.66666667
10	0.6	16.66666667
15	0.9	16.66666667
		MO=16.69431251

**Πίνακας 4.2:** Μετρήσεις τάσης εξόδου-ρεύματος εισόδου της πλακέτας.

Βρίσκεται, λοιπόν, πως ο μέσος όρος των μετρούμενων συντελεστών είναι  $K_c = 16.69431251$ . Ο κώδικας (software) για την υλοποίηση του scalling φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 4.38. Στο πρώτο του στάδιο, διαβάζει το σήμα εισόδου και αφαιρεί από αυτό την DC συνιστώσα της τάσης, ενώ εν συνεχεία πολλαπλασιάζει το σήμα με τον συντελεστή  $K$ , δημιουργώντας έτσι τη σωστή στιγμιαία τιμή του ρεύματος μέσα στον επεξεργαστή.

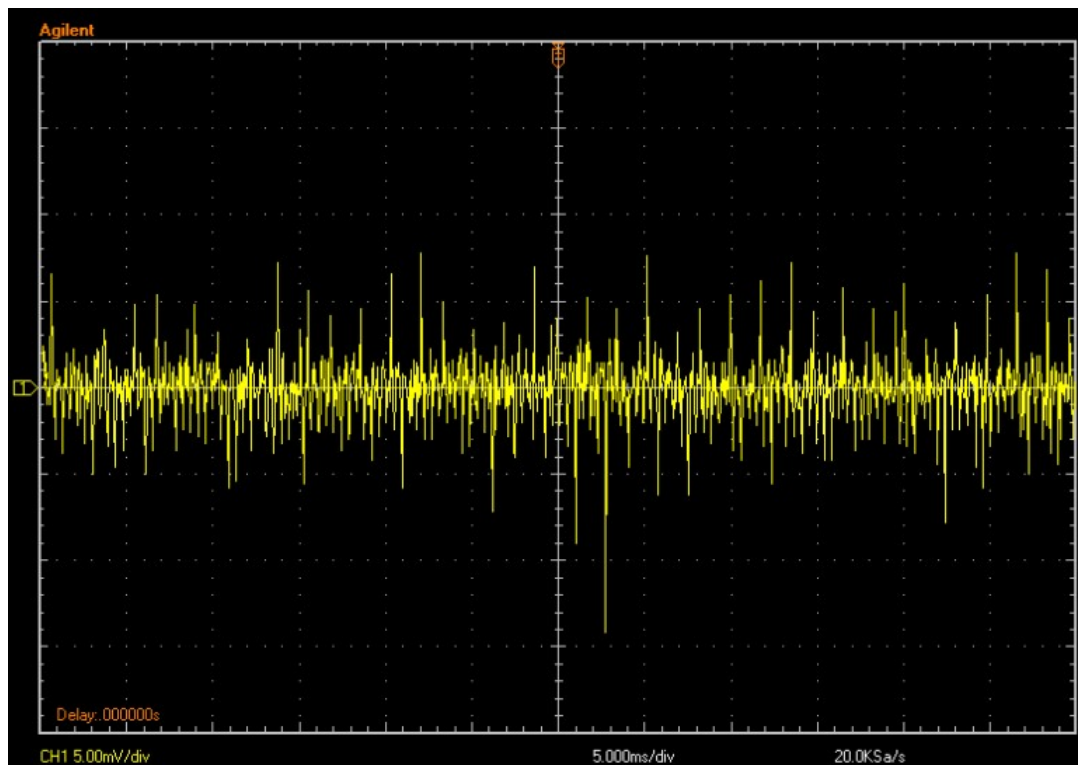


**Σχήμα 4.38:** Κώδικας για το μετρητικό σύστημα ρευμάτων.

Τέλος, μιας και γίνεται λόγος για μετρητικό ρεύματος, θα πρέπει να μετρηθεί και να εκτιμηθεί ο μόνιμος θόρυβος στην τάση εξόδου των LEMs, ο οποίος και προέρχεται από την τροφοδοσία της πλακέτας. Συγκεκριμένα, προέρχεται από το τροφοδοτικό 220-15. Εκεί έγινε χρήση ενός κεραμικού πυκνωτή  $100nF$  ο οποίος περιόρισε, εν τέλει, στον ελάχιστο δυνατό βαθμό το θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός φαίνεται στο σχήμα 4.39 και είναι μεγέθους  $4 - 5mV$  peak to peak τάσης. Εάν συγκρίνει κανείς το μέγεθος αυτό με κάποιες από τις μετρήσεις του



πίνακα 4.2, παραπάνω, συμπεραίνει πως δεν αποτελεί καποια σημαντική αλλοίωση του σήματος και άρα δε θα λαμβάνεται υπόψη. Δεν έχει νόημα να βρεθεί σφάλμα μέτρησης ρεύματος λόγω των αποκλίσεων των κερδών, του πίνακα 4.2, από το κέρδος  $K_c$  αφενός γιατί αυτό είναι της τάξεως του προηγούμενου σφάλματος, άρα ασήμαντο, και αφετέρου διότι πρόκειται για ένα σφάλμα μέτρησης των οργάνων.



Σχήμα 4.39: Θόρυβος της πλακέτας του μετρητικού συτήματος ρευμάτων.

#### 4.5.2 Μέτρηση ταχύτητας

Για τη μέτρηση της ταχύτητας χρησιμοποιούνται ειδικοί αισθητήρες θέσης και ταχύτητας, οι encoders. Η λειτουργία τους στηρίζεται σε ένα δίσκο ο οποίος έχει συγκεκριμένο αριθμό οπών στην περιφέρειά του και στρέφεται μαζί με τον άξονα. Ένα οπτικό αισθητήριο δίνει θετικούς παλμούς κάθε φορά που μία οπή περνάει μπροστά του, παράγοντας έτσι μία παλμοσειρά, της οποίας η συχνότητα συνδέεται άμεσα με τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής. Συγκεκριμένα, στην παρούσα εργασία, χρησιμοποιήθηκε ο encoder E50S8 της εταιρίας Autonics. Πρόκειται για έναν encoder υψηλής ακρίβειας καθώς διαθέτει 8000 οπές. Η τροφοδοσία του είναι στα 15V και διαθέτει τρεις εξόδους (quadrature encoder). Οι δύο πρώτες (QA, QB) είναι ίδιες παλμοσειρές με τη δεύτερη να έπεται κατα φάση  $\pi/2$  όταν ο άξονας στρέφεται σύμφωνα με τη φορά του ρολογιού και προηγείται κατα φάση  $\pi/2$  όταν ο άξονας στρέφεται αντίθετα με τη φορά του ρολογιού. Αυτές οι δύο περιπτώσεις αποτελούν κριτήριο για να αποφανθεί κανείς τι είδους περιφορά συντελείται. Η τρίτη έξοδος (QZ) δίνει ένα παλμό κάθε μία πλήρη περιστροφή του άξονα και χρησιμεύει ως αναφορά για την εύρεση της απόλυτης θέσης του άξονα.



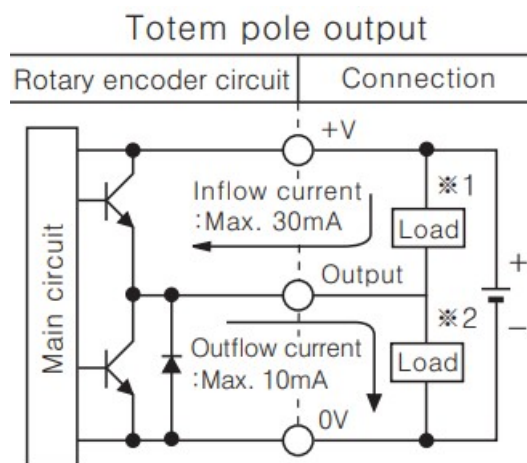
Σχήμα 4.40: (a) Encoder E50S8 της εταιρίας Autronics.  
(b) Έξοδοι του encoder.

Για την παραγωγή, όμως, των τριών αυτών εξόδων απαιτείται και η υλοποίηση του απαραίτητου hardware. Σύμφωνα με το datasheet του encoder χρειάζεται να υλοποιηθεί η τοπολογία του σχήματος 4.41 για κάθε έξοδο. Όπως φαίνεται το ρεύμα εισόδου, Inflow current,  $I_{in}$  και το ρεύμα εξόδου, Outflow current,  $I_{out}$  έχουν τους εξής περιορισμούς:

- $I_{in}^{max} = 30mA$
- $I_{out}^{max} = 10mA$

Οπότε, η επιλογή των αντιστάσεων  $R_{load1}$  και  $R_{load2}$  θα πρέπει να ικανοποιούν τις παρακάτω συνθήκες, δεδομένου πως η τροφοδοσία είναι στα 15V.

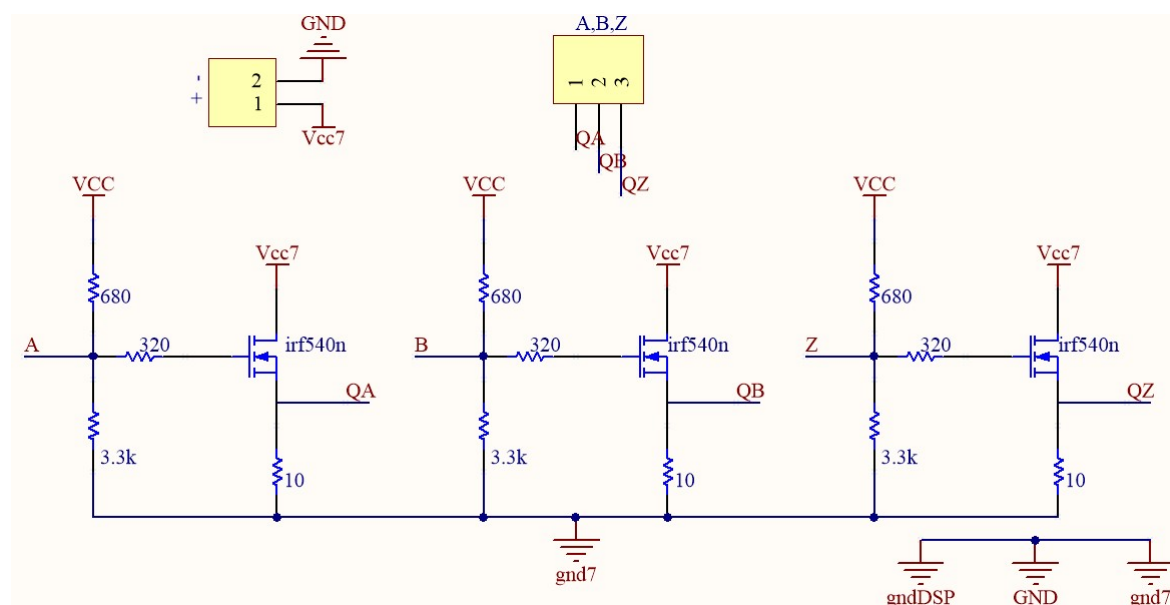
- $R_{load1} > 500\Omega$
- $R_{load2} > 1.5k\Omega$



Σχήμα 4.41: Κύκλωμα για την έξοδο του encoder.

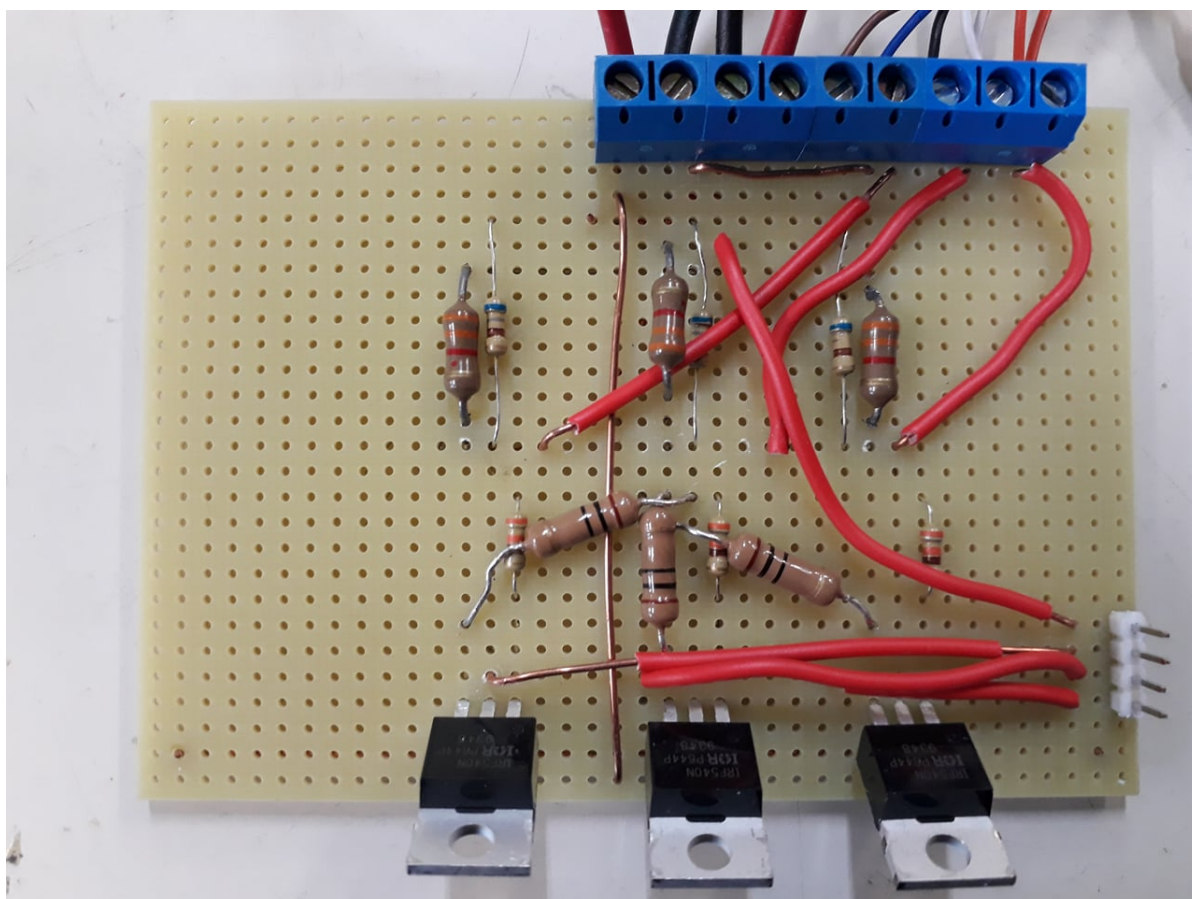
Κάνοντας τα παραπάνω, είναι σε κατάσταση ο encoder να δίνει παλμούς 15V, οι οποίοι όμως δεν αποτελούν επιτρεπόμενη τάση εισόδου στον επεξεργαστή και θα πρέπει να πέσουν στα 3.3V τουλάχιστον. Η υλοποίηση αυτή φαίνεται, παρακάτω, στο σχήμα 4.42, στο οποίο απεικονίζεται το τελικό συνολικό κύκλωμα.

Ειδικότερα, έγινε χρήση των mosfets irf540n της εταιρίας International Rectifier. Επιλέχθηκε αυτό το ημιαγωγικό στοιχείο κυρίως λόγω της καλής συμπεριφοράς του σε αρκετά υψηλής λειτουργία. Εκτός από αυτό, βέβαια, τα επίπεδα επιτρεπτών τάσεων ταίριαζαν με αυτά του συστήματος έως αυτό το σημείο. Οι παλμοί, λοιπόν, των 15V οδηγούνται μέσω των αντιστάσεων  $R_g$  στις πύλες (gates) των mosfets. Οι υποδοχές (drains) τους είναι συνδεδεμένες στην τροφοδοσία των 15V, ενώ οι πηγές (sources) τους γειώνονται μέσω των αντιστάσεων  $R_s$ .



Σχήμα 4.42: Κύκλωμα μετρητικού συστήματος ταχύτητας.

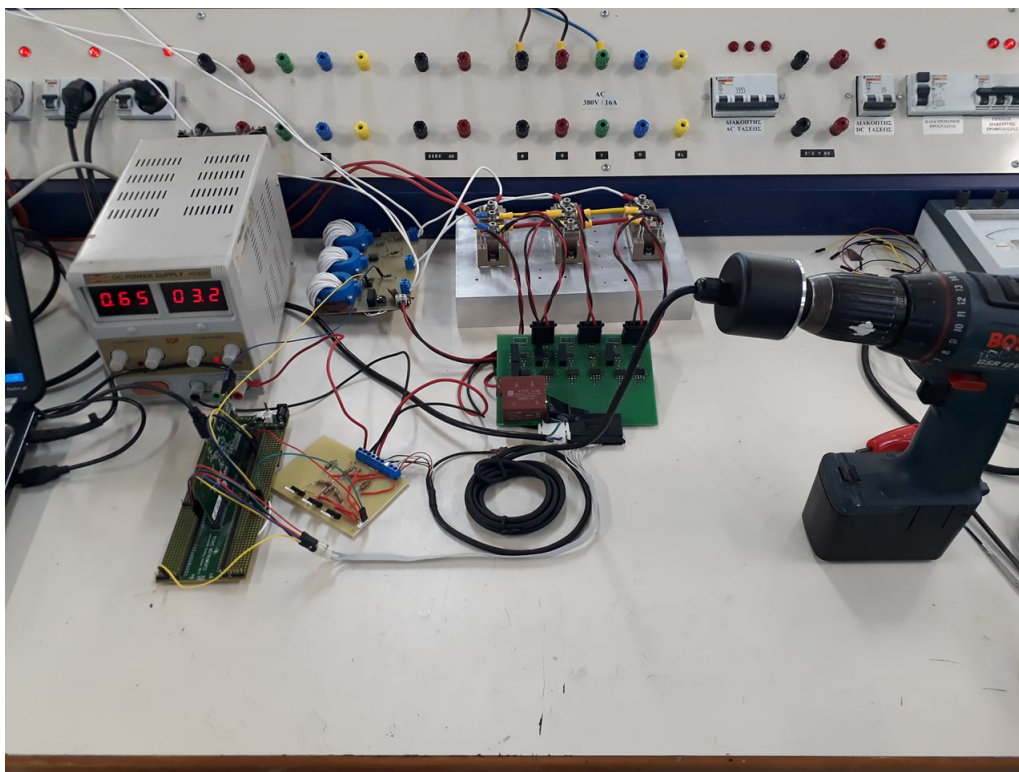
Αρχικά επιλέχθηκαν οι  $R_{load1} = 680\Omega$  και  $R_{load2} = 3.3k\Omega$ . Στη συνέχεια επιλέχθηκαν  $R_g = 320\Omega$  και  $R_s = 10\Omega$  μετά από δοκιμές διαφόρων ζευγών. Οι συγκεκριμένες τιμές πετυχαίνουν καλό χρόνο ανόδου και καθόδου του παλμού και καλή ποιότητα, χωρίς υπερυψώσεις ή βυθίσεις του παλμού στις μεταβάσεις. Αξίζει, εδώ, να τονιστεί πως η γη των QA, QB, QC θα είναι το gnd7, όμως δεδομένου ότι τα σήματα θα μπαίνουν στον επεξεργαστή, η γη αυτή θα ταυτίζεται με του επεξεργαστή (gndDSP). Επίσης, για να οδηγηθεί σωστά το σήμα στις πύλες (gates) των irf540n θα πρέπει, όπως φαίνεται και από το κύκλωμα η γη της τροφοδοσίας των 15V (GND) και των 3.3V (gnd7) να ταυτίζονται. Εν τέλει αφού έγινε η επιλογή των κατάλληλων αντιστάσεων κατασκευάστηκε η πλακέτα, η οποία φαίνεται παρακάτω.



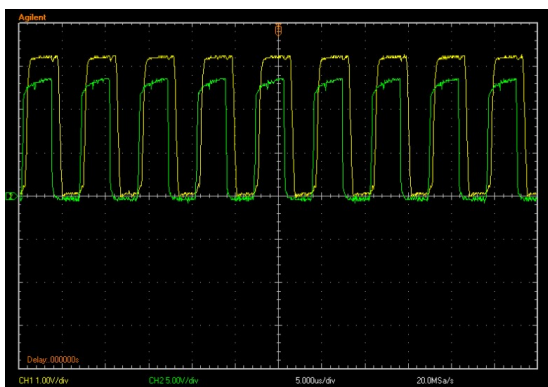
Σχήμα 4.43: Πλακέτα μετρητικού συστήματος ταχύτητας.

Η απόκρισή της φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 4.45. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιώντας ένα ηλεκτρικό δράπανο, ο άξονας του encoder στράφηκε στις 1125ΣΑΛ, το οποίο μεταφράζεται σε συχνότητα παλμών  $f = 150kHz$  και σε περίοδο  $T = 6.7\mu s$ . Με πράσινο χρώμα φαίνονται οι παλμοί των 15V που έρχονται από την έξοδο του encoder, ενώ με κίτρινο οι παλμοί των 3.3V που είναι η τελική έξοδος της πλακέτας προς τον επεξεργαστή. Παρατηρείται μία καθυστέρηση στην απόκριση του irf540n κατά  $T_{rise}^{delay} = 0.5\mu s$  στην εκκίνηση της ανύψωσης του παλμού και  $T_{fall}^{delay} = 1\mu s$  στην εκκίνηση της σβέσης του. Η συγκεκριμένες καθυστερήσεις είναι σταθερές καθ' όλο το μήκος της παλμοσειράς πράγμα το οποίο τις καθιστά αδιάφορες, καθώς η συχνότητα δεν αλλάζει. Τέλος υπάρχει μία καθυστέρηση στην άνοδο και στην κάθοδο του παλμού  $T_{rise} = 0.2\mu s$  και  $T_{fall} = 0.5\mu s$  αντίστοιχα που είναι συγκριτικά πολύ μικρές και δεν αλλοιώνουν τη μορφή του παλμού. Αξίζει να τονιστεί πως αυτή η μορφή των παλμών, με τις συγκεκριμένες καθυστερήσεις είναι για τη συγκεκριμένη ταχύτητα δρομέα. Σε μεγαλύτερες ταχύτητες το αποτέλεσμα θα είναι σίγουρα χειρότερο, επειδή όμως οι ταχύτητες του τετραπολικού κινητήρα επαγωγής 2HP της πειραματικής διαδικασίας είναι αρκετά κοντά σε αυτήν, το αποτέλεσμα δεν θα προκαλεί κάποιο πρόβλημα.

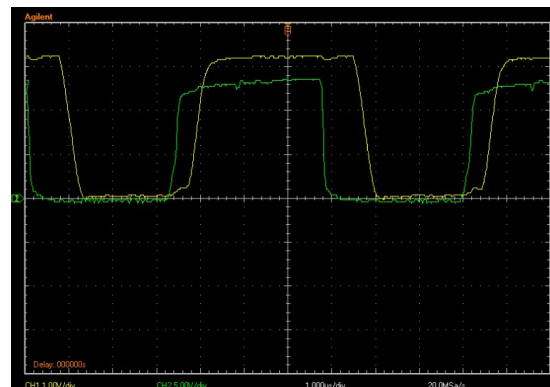




Σχήμα 4.44: Πειραματική επιβεβαίωση ορθής λειτουργίας του encoder



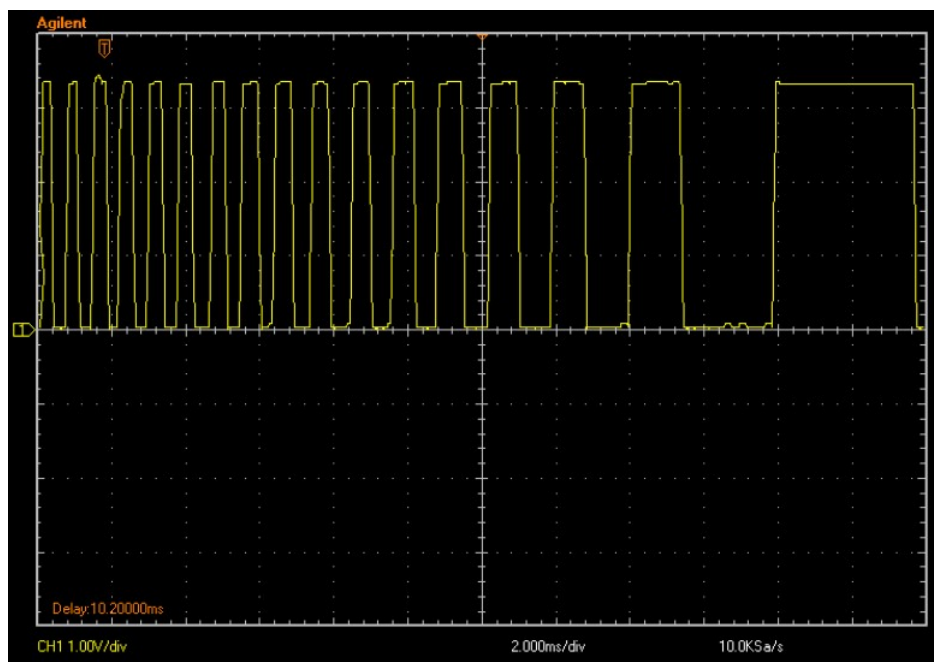
(a)



(b)

Σχήμα 4.45: (a) Έξοδος του encoder (πράσινο) και της πλακέτας (κίτρινο).  
(b) Μεγέθυνση.

Για καλύτερη κατανόηση της εξάρτησης συχνότητας και ταχύτητας περιστροφής, παρατίθεται, παρακάτω, μία επιβράδυνση του άξονα του encoder με εμφανή επίπτωση στη συχνότητα των παραγόμενων παλμών.



Σχήμα 4.46: Επιβράδυνση του δρομέα του encoder.

Αφού κατασκευάστηκε η πλακέτα και εξετάστηκε η ορθή λειτουργία της, το επόμενο βήμα είναι η δημιουργία του κώδικα και το πέρασμα των σημάτων στον επεξεργαστή. Σύμφωνα με το datasheet της Texas Instruments για τον επεξεργαστή, εάν η υλοποιούμενη εφαρμογή δεν χρειάζεται τη φορά περιστροφής και την αναγνώριση της ακριβούς θέσεως του δρομέα είναι αρκετό να περαστεί στον επεξεργαστή μόνο η έξοδος QA, δηλαδή η μία εκ των δύο παλμοσειρών. Σε αντίθετη περίπτωση πρέπει να περαστούν και τα σήματα QB, QZ στον επεξεργαστή. Σύμφωνα με το διαγραμμα της κάρτας ελέγχου που παρατέθηκε στο σχήμα 4.3, οι έξοδοι της πλακέτας οδηγούνται στον επεξεργαστή ως εξής:

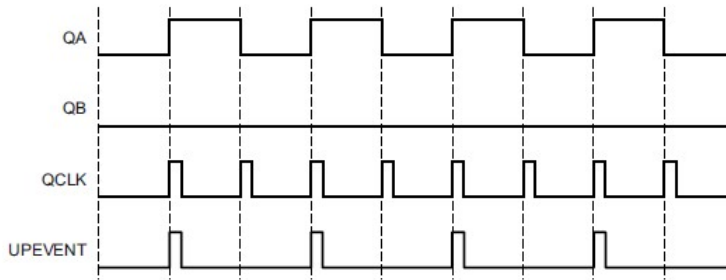
- Έξοδος QA → QEP1A (pin 68)
- Έξοδος QB → QEP1B (pin 70)
- Έξοδος QZ → QEP1I (pin 74)

Στην περίπτωση της συγκεκριμένης εφαρμογής, δεδομένου πως θα χρειαστεί μόνο η ταχύτητα περιστροφής, απλά θα περαστεί η έξοδος QA στο QEP1A (pin 68), ενώ τα QEP1B (pin 70), QEP1S (pin 72) και QEP1I (pin 74) θα γειωθούν. Η γη της πλακέτας θα πρέπει επίσης να συνδεθεί με τη γη του επεξεργαστή.

Η λογική του κώδικα είναι σχετικά απλή και αναλύεται, σύμφωνα με το datasheet του επεξεργαστή, σε δύο περιπτώσεις, την αργή και τη γρήγορη ταχύτητα περιστροφής. Το περιβάλλον Simulink για την επεξεργασία σημάτων από encoders διαθέτει το block eQEP από το οποίο θα χρησιμοποιηθούν οι έξοδοι, *qpscnt* και *qcprd*.

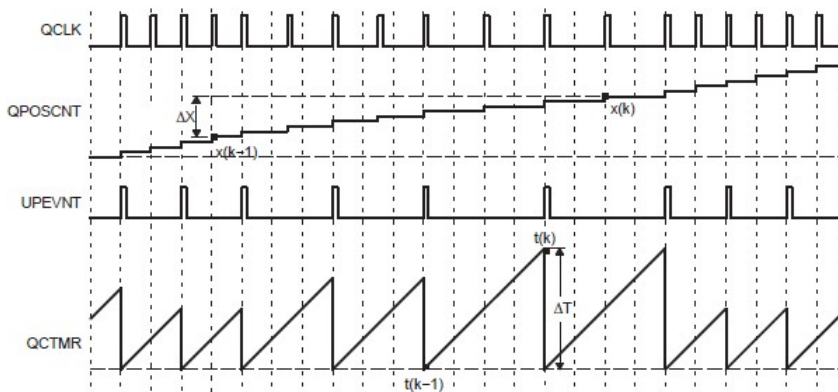
- Ως γρήγορη, εννοείται ταχύτητα περιστροφής πάνω από 1000ΣΑΛ. Σε αυτήν την περίπτωση θα χρησιμοποιηθεί η έξοδος *qpscnt*. Πρόκειται για έναν μετρητή των

παλμών QCLK όπως φαίνεται στο σχήμα 4.47. Συγκεκριμένα ο encoder βγάζει δύο τέτοιους παλμούς σε κάθε περίοδο του σήματος της εξόδου QA. Ο κώδικας που αναπτύχθηκε για την εύρεση της ταχύτητας μέσω της εξόδου "qposcnt" αρχικά βρίσκει τον αριθμό των μετρήσεων μέσα σε ένα κύκλο του προγράμματος  $T_s$ . Στη συνέχεια διαιρεί με τον αριθμό των παλμών QCLK ανα πλήρη περιστροφή, ο οποίος θα είναι δύο φορές ο αριθμός των οπών. Έτσι βρίσκει τον αριθμό περιστροφών μέσα σε ένα κύκλο του προγράμματος, οπότε διαιρώντας με  $T_s$  βρίσκει την ταχύτητα σε στροφές ανα δευτερολεπτο. Τέλος πολλαπλασιάζοντας με 60 βρίσκεται η ταχύτητα σε ΣΑΛ του άξονα του encoder.

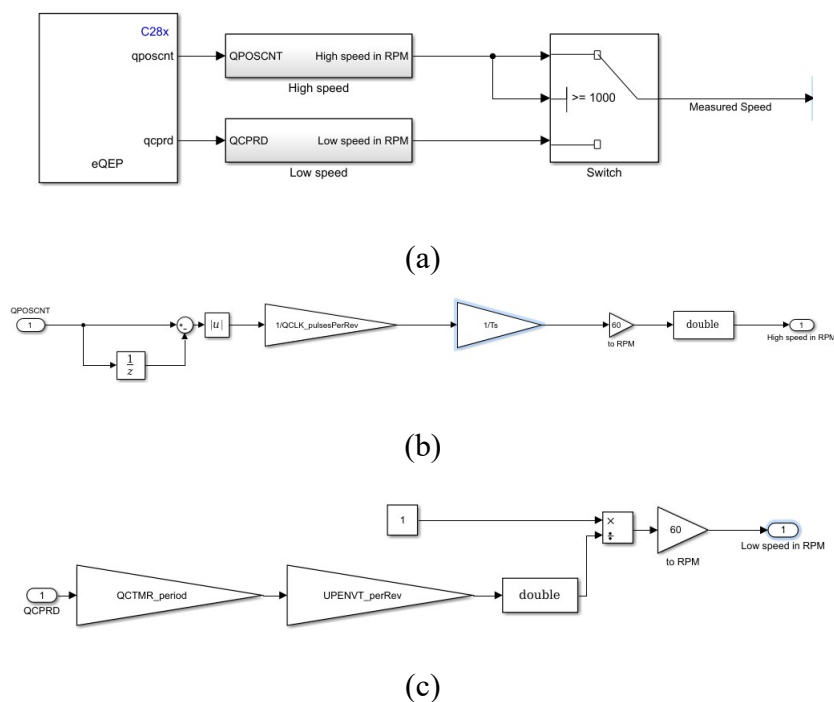


Σχήμα 4.47: Σήματα QA, AB, QCLK, UPEVENT.

- Ταχύτητες κάτω από 1000 ΣΑΛ θεωρούνται αργές και εδώ ο προτεινόμενος κώδικας διαφοροποιείται. Στην έξοδο *qcpnd* περνάει κάθε φορά η τιμή του καταχωρητή *qctmr* που πρόκειται για την τιμή ενός μετρητή χρόνου. Ανάλογα με το *prescale* που επιλέξαμε βρίσκεται η μεταβλητή της περιόδου του ρολογιού αυτού του μετρητή (εδώ η περίοδος του επιλέγεται 128 φορές μεγαλύτερη του ρολογιού του επεξεργαστή). Έτσι πολλαπλασιάζοντας την τιμή του μετρητή με αυτή τη μεταβλητή βρίσκεται ο απόλυτος χρόνος, που πρόκειται στην ουσία για το χρόνο μεταξύ δύο οπών. Πολλαπλασιάζοντας στη συνέχεια με τον αριθμό των παλμών UPEVNT ανα πλήρη περιστροφή, δηλαδή με τον αριθμό των οπών, βρίσκεται ο χρόνος που χρειάζεται για να γίνει αυτή η πλήρης περιστροφή. Έχοντας αυτόν τον χρόνο βρίσκεται η ταχύτητα σε στροφές ανα δευτερόλεπτο με προφανή τρόπο και στη συνέχεια πολλαπλασιάζοντας με 60 βρίσκεται η ταχύτητα σε ΣΑΛ.



Σχήμα 4.48: Σήματα QCLK, QPOSCNT, UPEVNT, QCTMR.



```

Ts=0.0001;

QCTMR_prescaler=128;
UPENVT_prescaler=2;

numHoles=8000;
SYSCLK_freq=200e6;
SYSCLKOUT=1/SYSCLK_freq;
QCLK_pulsesPerRev=2*numHoles;
UPENVT_perRev=QCLK_pulsesPerRev/UPENVT_prescaler;
QCTMR_period=SYSCLKOUT*QCTMR_prescaler;

```

(d)

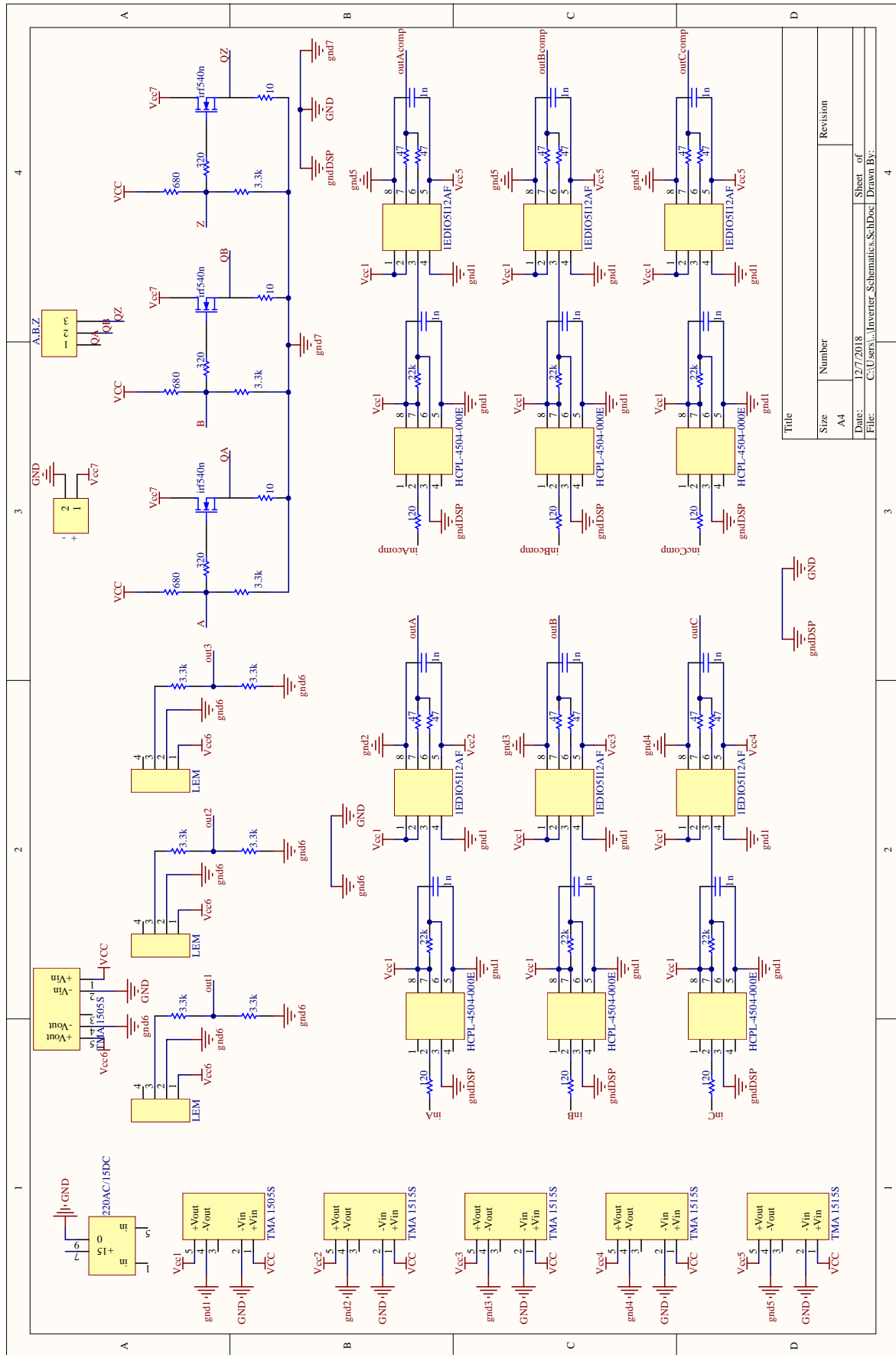
**Σχήμα 4.49:** (a) Κώδικας για μέτρηση ταχύτητας.  
 (b) Κώδικας του block *High speed*.  
 (c) Κώδικα του block *Low speed*.  
 (d) Αρχικοποιήσεις μεταβλητών.

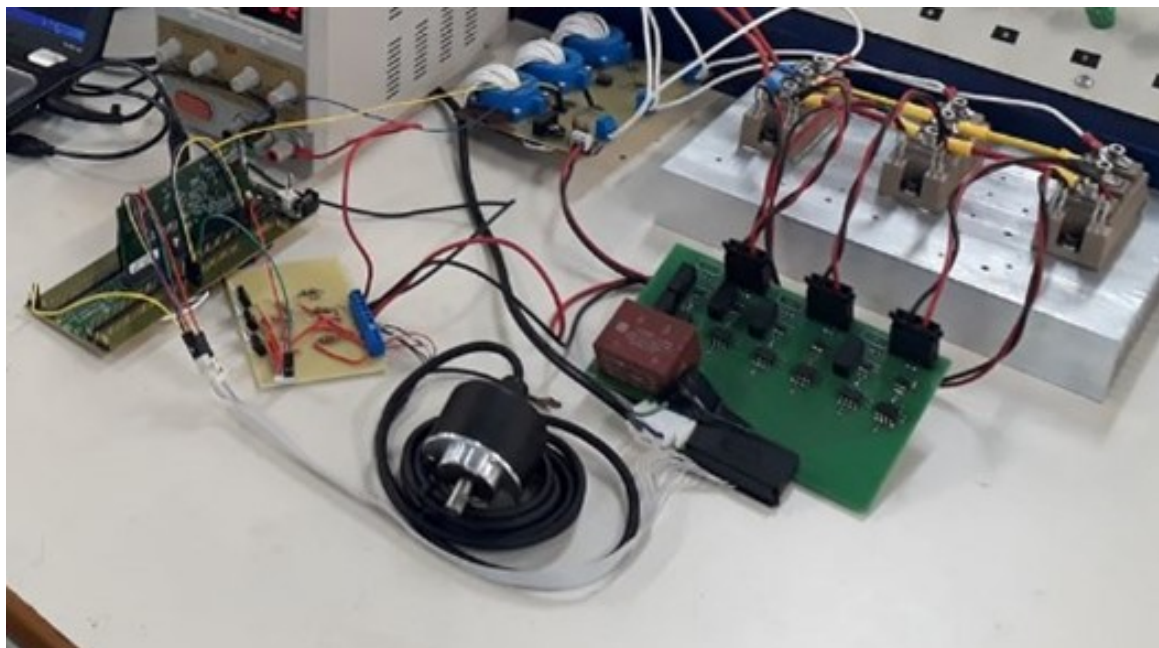
## 4.6 Συμπεράσματα

Παρακάτω στα σχήματα 4.50 και 4.51 φαίνονται το τελικό κύκλωμα του αντιστροφέα και η υλοποίησή του, αντίστοιχα, ενώ ακολουθούν τα κύρια χαρακτηριστικά του αντιστροφέα.

- Μέγιστη DC τάση εισόδου 600V.
- Μέγιστη RMS τιμή φασικού ρεύματος εξόδου κάθε φάσης 70A.
- Μέγιστη RMS τιμή φασικού ρεύματος εξόδου χωρίς αλλαγή του διαιρέτη τάσης του μετρητικού συστήματος ρευμάτων. ( $R_1 = R_2 = 3.3k\Omega$ ) 23.4A.

Σχήμα 4.50: Συνολικό κύκλωμα αντιστροφέα.





**Σχήμα 4.51:** Συνολικό σύστημα αντιστροφέα.

$V_d(V)$	$V_{ab,expected}^{rms}(V)$	$V_{ab,sim}^{rms}(V)$	$V_{ab,real}^{rms}(V)$
100	68	61	62
150	102	90	91
200	136	118	120
250	170	150	152
300	204	184	185
338	230	212	213
378	251	230	230

**Πίνακας 4.2:** Συνεχής τάση εισόδου του αντιστροφέα, αναμενόμενη και πραγματική RMS τιμή θεμελιώδους τάσεως εξόδου και μεταξύ τους σχέση (Προσομοίωση).



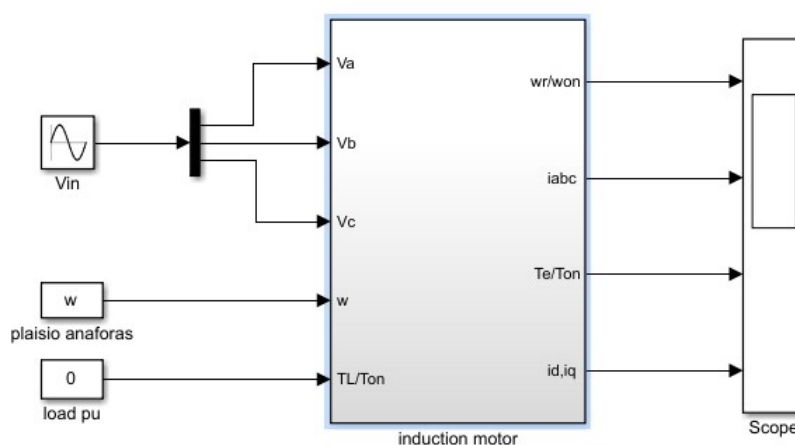
## 5 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

### Εισαγωγή

Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι να προσομοιωθεί το σύστημα αντιστροφεία-μηχανής για να προβλεφθούν τα βασικά λειτουργικά χαρακτηριστικά του. Για τους σκοπούς των προσομοιώσεων αυτών χρησιμοποιείται το λογισμικό Matlab/Simulink. Αρχικά παράγεται το μοντέλο μεταβατικής κατάστασης λειτουργίας του κινητήρα και στη συνέχεια μοντελοποιείται η παραγωγή παλμών με την τεχνική SPWM. Τέλος προσομοιώνεται η λειτουργία του κινητήρα, σε διάφορες μεταβάσεις, όταν σε αυτόν εφαρμόζεται διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου.

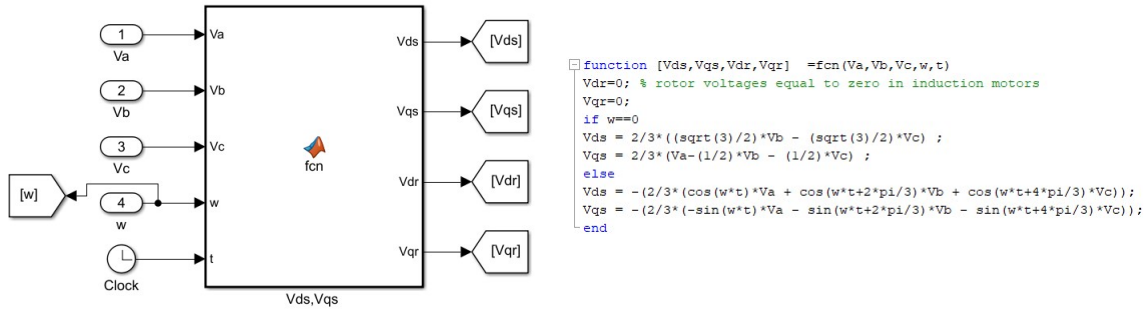
### 5.1 Μοντελοποίηση Κινητήρα

Το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής θα σχεδιαστεί με βάση την ανάλυση που προηγήθηκε στο κεφάλαιο 3.



Σχήμα 5.1: Προσομοίωση λειτουργίας κινητήρα στο περιβάλλον. Matlab/Simulink

Παρακάτω, ακολουθεί η λεπτομερής εσωτερική ανάλυση του block *induction motor* και αποτελεί το πλήρες δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής. Το συνολικό μοντέλο φαίνεται πιο κάτω, στο σχήμα 5.8. Στο σχήμα 5.2, γίνεται ο μετασχηματισμός του τριφασικού συστήματος τάσεων σε διφασικό που στρέφεται με ταχύτητα  $\omega$ . Όπως έχει ήδη αναφερθεί, αυτή η ταχύτητα μπορεί να είναι αυθαίρετη, όμως τα συνηθέστερα χρησιμοποιούμενα πλαίσια αναφοράς είναι το στατό και το σύγχρονα στρεφόμενο. Στα πλαίσια της συγκεκριμένης εργασίας χρησιμοποιείται το στατό πλαίσιο αναφοράς. Στον αλγόριθμο του σχήματος 5.2.b χρησιμοποιείται για την περίπτωση του στατού πλαισίου αναφοράς ( $\omega = 0$ ) ο μετασχηματισμός Clarke, ενώ για στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ( $\omega \neq 0$ ), ο Park.



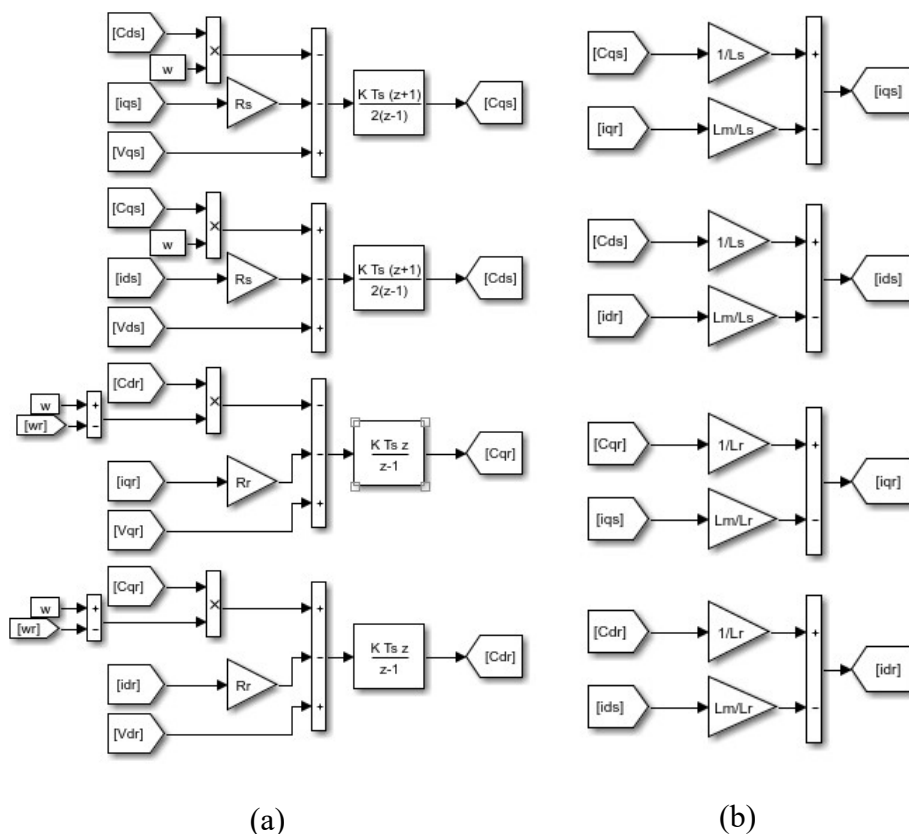
**Σχήμα 5.2:** Μετασχηματισμός τριφασικού συστήματος τάσεων (abc) σε διφασικό (dq) που στρέφεται με ταχύτητα  $\omega$ .

Στη συνέχεια είναι χρήσιμο να παρατεθούν οι εξισώσεις του δυναμικού μοντέλου του κινητήρα επαγωγής ώστε να ακολουθήσει η σχεδιάσή του. Οι εξισώσεις (5.1) αναφέρονται στον υπολογισμό της μαγνητικής ροής του στάτη και του δρομέα στο διφασικό στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, ενώ οι εξισώσεις (5.2) στον υπολογισμό των ρευμάτων στάτη και δρομέα στο ίδιο πλαίσιο. Η υλοποίηση των εξισώσεων (5.1) φαίνονται στον κώδικα του σχήματος 5.3.a, ενώ των (5.2) στο σχήμα 5.3.b.

$$\left. \begin{aligned}
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega \Psi_{ds} \\
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega \Psi_{qs} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega - \omega_r) \Psi_{dr} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega - \omega_r) \Psi_{qr}
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \Psi_{qs} &= V_{qs} - R_s i_{qs} - \omega \Psi_{ds} \\
 \frac{d}{dt} \Psi_{ds} &= V_{ds} - R_s i_{ds} - \omega \Psi_{qs} \\
 \frac{d}{dt} \Psi_{qr} &= -R_r i_{qr} - (\omega - \omega_r) \Psi_{dr} \\
 \frac{d}{dt} \Psi_{dr} &= -R_r i_{dr} + (\omega - \omega_r) \Psi_{qr}
 \end{aligned} \right. \quad (5.1)$$

$$\left. \begin{aligned}
 \Psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\
 \Psi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\
 \Psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\
 \Psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds}
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned}
 i_{qs} &= \frac{1}{L_s} \Psi_{qs} - \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \\
 i_{ds} &= \frac{1}{L_s} \Psi_{ds} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \\
 i_{qr} &= \frac{1}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \\
 i_{dr} &= \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}
 \end{aligned} \right. \quad (5.2)$$

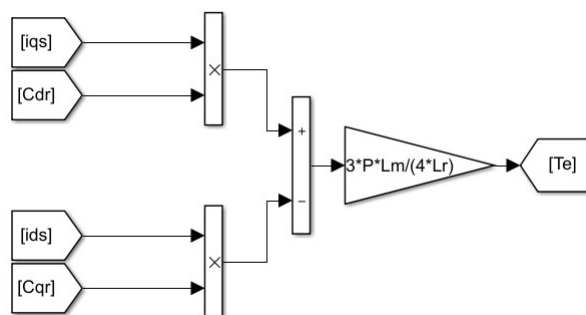




**Σχήμα 5.3:** (a) Υπολογισμός μαγνητικών ροών στάτη και δρομέα.  
 (b) Υπολογισμός ρευμάτων στάτη και δρομέα.

Όπως αναφέρθηκε ήδη στο κεφάλαιο 3, η παραγόμενη εσωτερική ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα επαγωγής εκφράζεται από την παρακάτω σχέση, η οποία υλοποιείται με τον κώδικα του σχήματος 5.4.

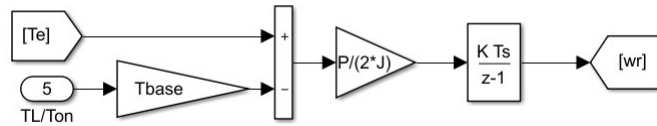
$$T_e = (i_{qs} \Psi_{dr} - i_{ds} \Psi_{qr}) \frac{3PL_m}{4L_r}$$



**Σχήμα 5.4:** Υπολογισμός εσωτερικής ηλεκτρομαγνητικής ροπής.

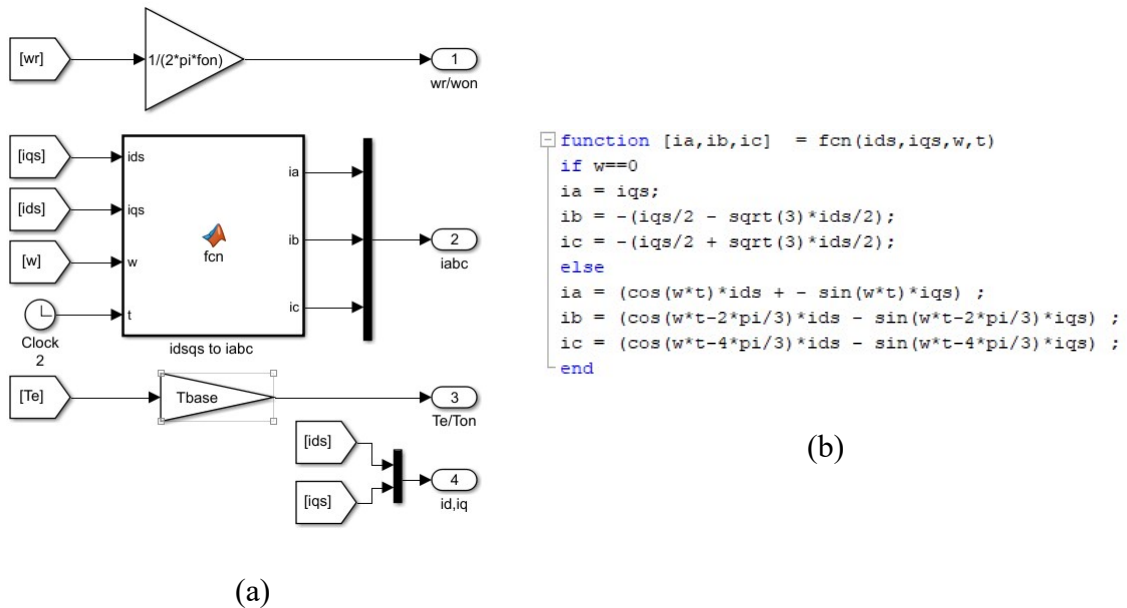
Τέλος, παρακάτω φαίνεται, η υλοποίηση, με την ίδια λογική, του κώδικα για τον υπολογισμό της γωνιακής ταχύτητας του δρομέα του κινητήρα επαγωγής.

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

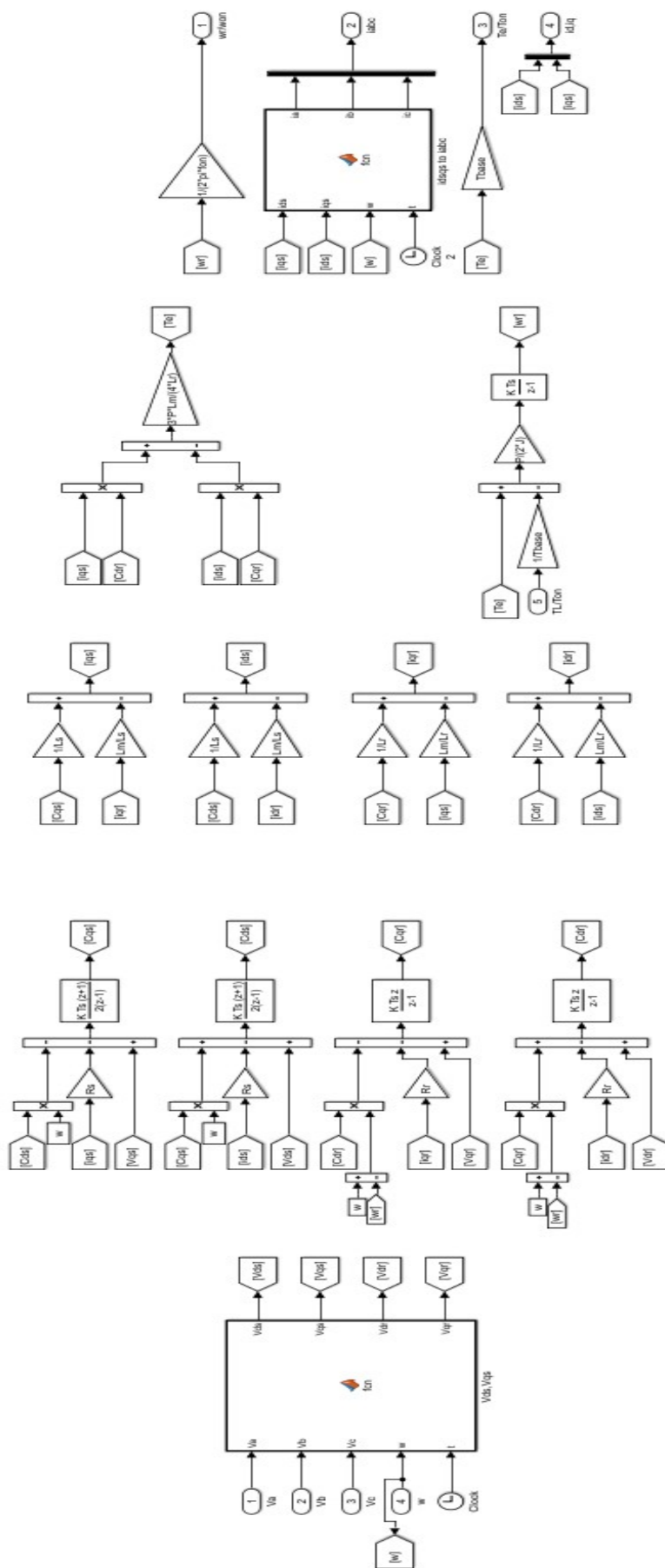


Σχήμα 5.5: Υπολογισμός γωνιακής ταχύτητας δρομέα.

Τελευταίο κομμάτι του συνολικού μοντέλου αποτελεί η υλοποίηση των εξόδων του, όπως φαίνεται παρακάτω, δηλαδή της ταχύτητας του δρομέα, της παραγόμενης ροπής και των ρευμάτων του στάτη σε τριφασικό και διφασικό στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

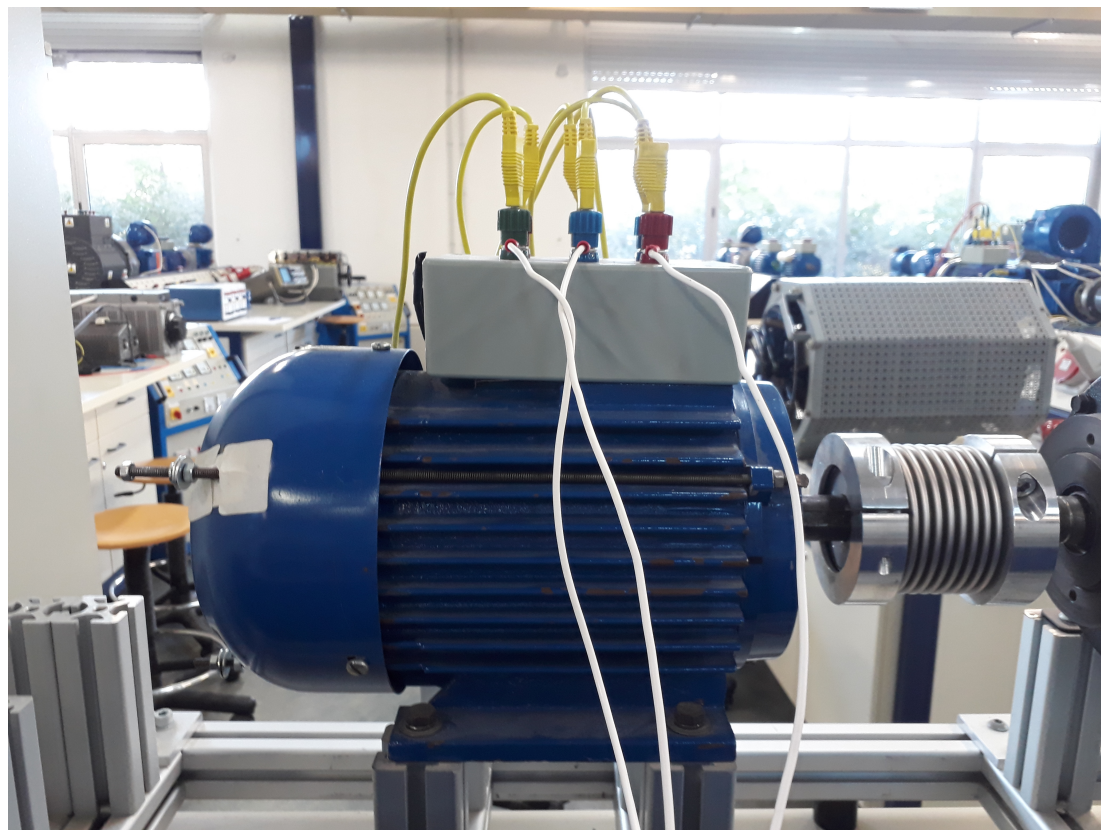


Σχήμα 5.6: Μετασχηματισμός διφασικού συστήματος τάσεων σε τριφασικό και εξόδοι του block induction motor.



Σχήμα 5.7: Συνολικό μοντέλο κινητήρα επαγωγής στο περιβάλλον Matlab/Simulink.

Ο κινητήρας που χρησιμοποιείται στην παρούσα εργασία είναι ένας από τους κινητήρες  $2HP$  του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος, του οποίου οι παράμετροι έχουν υπολογιστεί στα πλαίσια άλλης διπλωματικής εργασίας και παρατίθενται στον πίνακα 5.1, παρακάτω. Από αυτές τις παραμέτρους φτιάχνεται το μέρος του κώδικα για την αρχικοποίηση των μεταβλητών του μοντέλου του κινητήρα, το οποίο φαίνεται στο σχήμα 5.9.



Σχήμα 5.8: Κινητήρας  $2HP$  εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος.

Ονομαστική ισχύς $S_n$	$2HP$
Ονομαστική rms φασική τάση $V_n^{rms}$	$230V$
Ονομαστική συχνότητα $f_n$	$50Hz$
Ζεύγη πόλων $P$	$2$
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος στάτη $R_s$	$5\Omega$
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη $R_r$	$3.61\Omega$
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως φασικού τυλίγματος στάτη $L_{ls}$	$0.0091H$
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως φασικού τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη $L_{lr}$	$0.02H$
Αυτεπαγωγή μαγνητίσεως ανηγμένη στο στάτη $L_m$	$0.2091H$
Ροπή αδράνειας δρομέα ( $J$ )	$0.001Kg \cdot m^2$
Συντελεστής τριβής ( $F$ )	$0N \cdot m \cdot s$ (αμελητέος)

Πίνακας 5.1: Παράμετροι κινητήρων  $2HP$  του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος

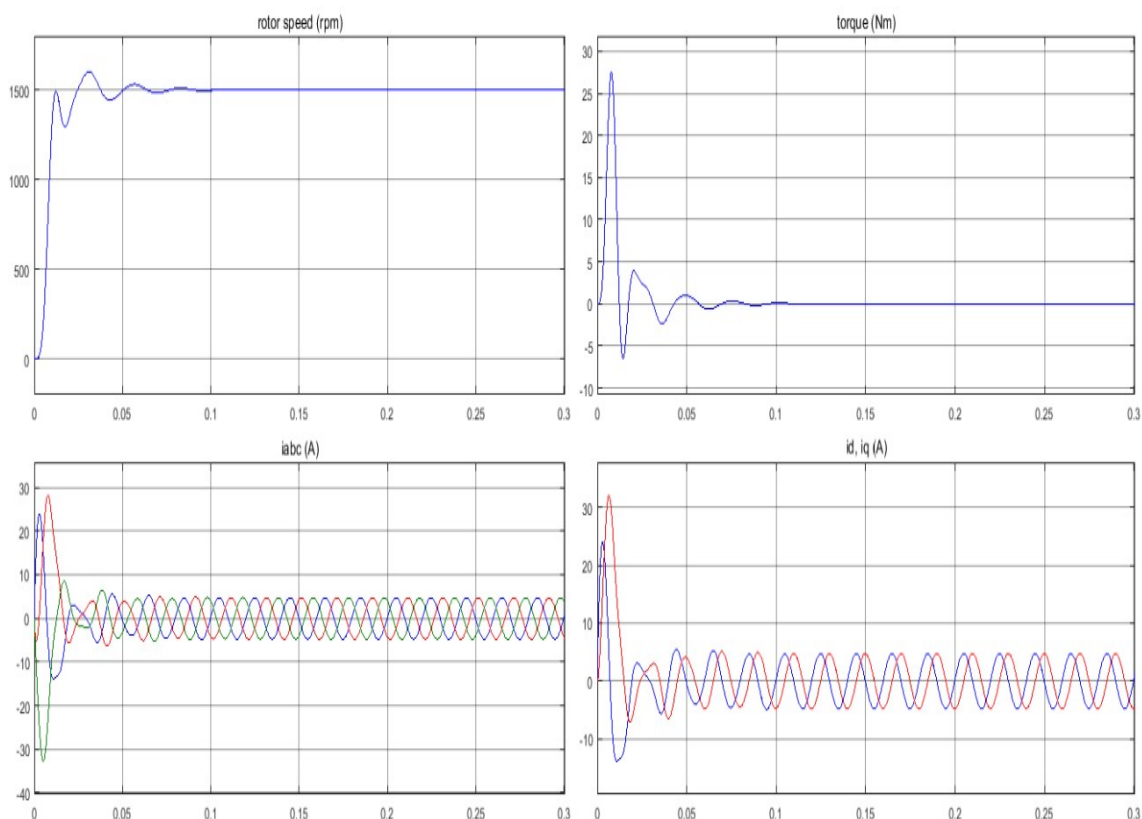
```

clc;
clear all;
% onomastika mixanis
Son=2*749.699; fon=50; Von=230;
%Motor Constant
P=2*2; % 2*Pair of poles
J=0.001;
H=J*((2*pi*fon)^2)/(2*Son);
F=0;
Rs=5; Rr=3.61; Lm=0.2091; Lls=0.0091; Llr=Lls;
Ls=Lls+Lm;
Lr=Llr+Lm;
Tbase=(4*pi*fon)/(Son*P);
Ts=1/500000;
% plaisio anaforas
w=0;

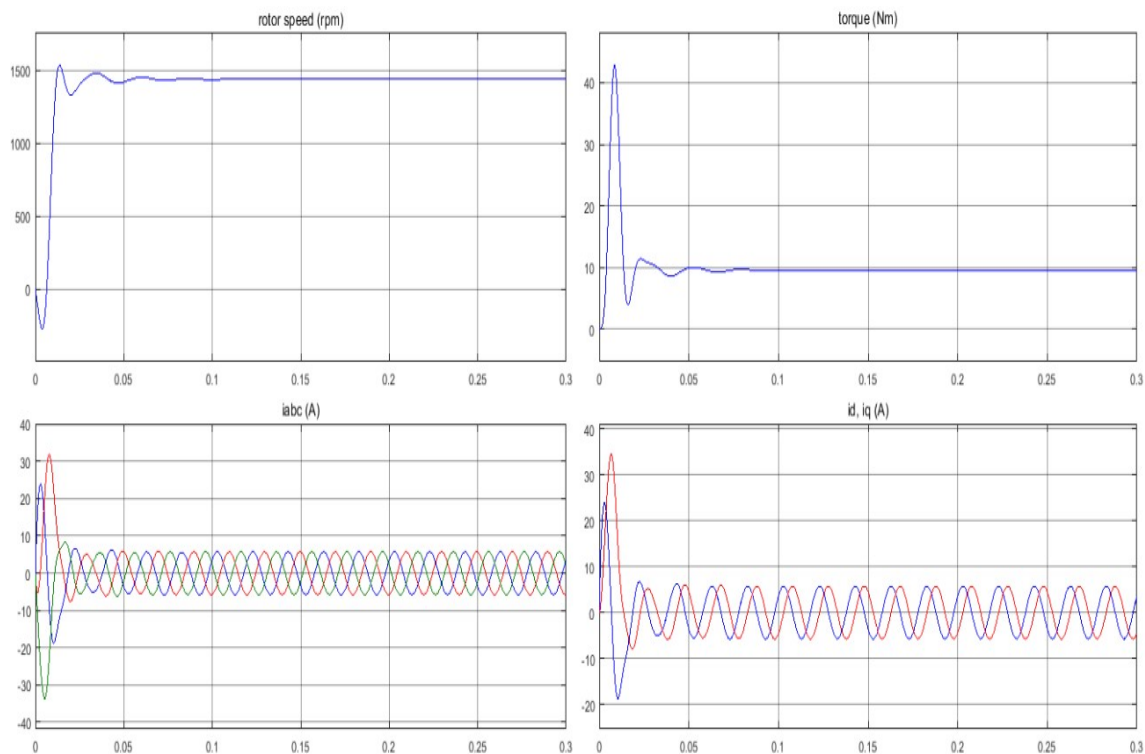
```

**Σχήμα 5.9:** Αρχικοποιήσεις των παραμέτρων του μοντέλου του κινητήρα επαγωγής 2HP.

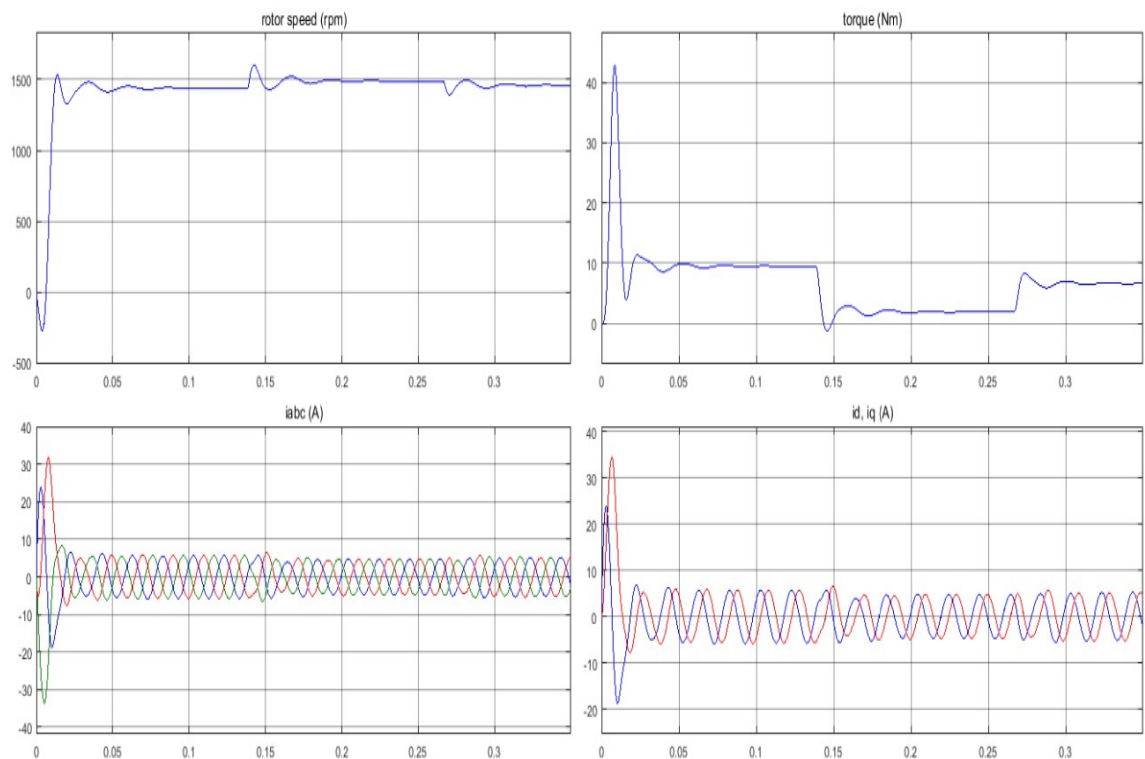
Με τη ολοκλήρωση του μοντέλου του κινητήρα εξάγονται οι κυματομορφές και συμπεράσματα της λειτουργίας του θεωρώντας ιδανική πηγή τάσης με ονομαστική τροφοδοσία. Παρακάτω, στα σχήματα 5.10 και 5.11, φαίνονται οι κυματομορφές ταχύτητας, ροπής και ρευμάτων σε εκκινήσεις του κινητήρα με ονομαστική τροφοδοσία, με μηδενικό και ονομαστικό φορτίο αντίστοιχα. Στο σχήμα 5.12 φαίνονται, οι κυματομορφές των ίδιων μεγεθών σε διάφορες εναλλαγές του φορτίου.



**Σχήμα 5.10:** Λειτουργία κινητήρα με σταθερή ονομαστική τροφοδοσία, χωρίς φορτίο.



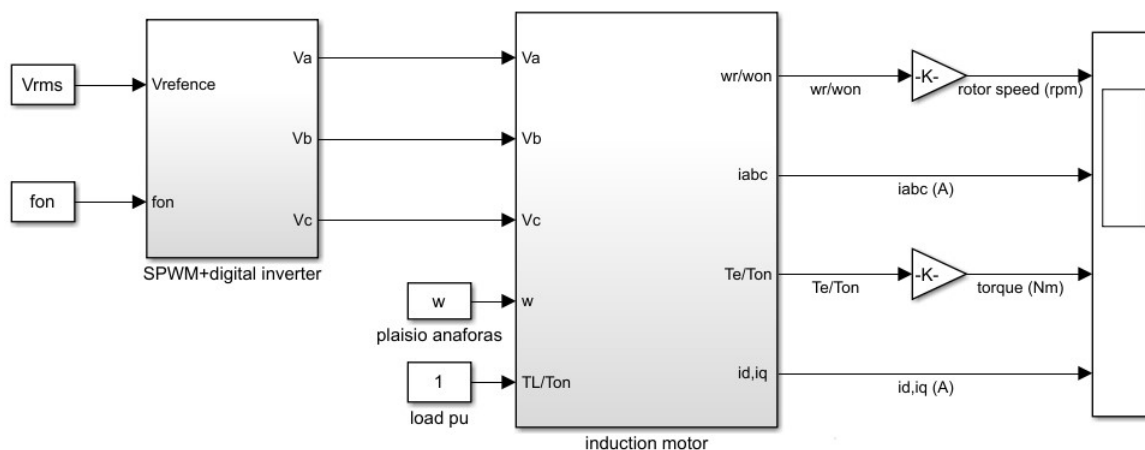
Σχήμα 5.11: Λειτουργία κινητήρα με σταθερή ονομαστική τροφοδοσία, με ονομαστικό φορτίο.



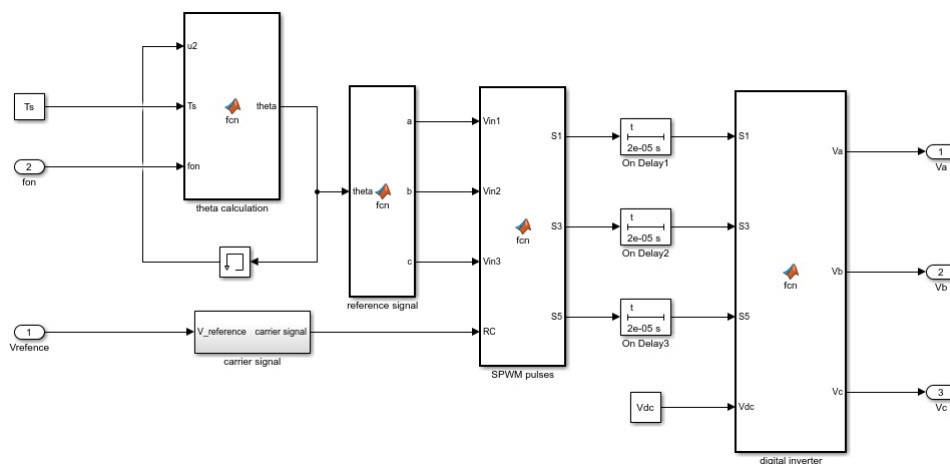
Σχήμα 5.12: Λειτουργία κινητήρα με σταθερή ονομαστική τροφοδοσία, με εναλλαγές φορτίου.

### 5.2 Προσομοίωση λειτουργίας κινητήρα με χρήση αντιστροφέα, οδηγούμενου με SPWM παλμούς, σταθερής τάσης αναφοράς.

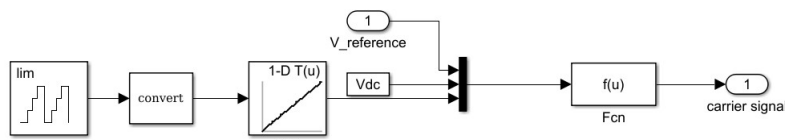
Έχοντας ολοκληρώσει το μοντέλο του κινητήρα, σε αυτό το σημείο θα μοντελοποιηθεί η λειτουργία του αντιστροφέα σε συνεργασία με το παραπάνω μοντέλο του κινητήρα. Πιο συγκεκριμένα στο μοντέλο που θα αναπτυχθεί, παράγονται οι παλμοί με την τεχνική SPWM, οι οποίοι θα οδηγούν τον αντιστροφέα και αυτός με τη σειρά του τον κινητήρα.



(a)



(b)



(c)

**Σχήμα 5.13:** (a) Σύστημα αντιστροφέα-κινητήρα στο περιβάλλον Matlab/Simulink. (b) Το μοντέλο του block *SPWM+digital inverter*. (c) Το μοντέλο του block *carrier signal*.



```
function theta = fcn(u2,Ts,fon)
theta = u2+2*pi*fon*Ts;

function [a,b,c] = fcn(theta)
a=sin(theta);
b=sin(theta+2*pi/3);
c=sin(theta+4*pi/3);
```

(a)

(b)

```
function [S1,S3,S5] = fcn(Vin1,Vin2,Vin3,RC)
S1=0; S3=0; S5=0;
if Vin1>RC
    S1=1;
end
if Vin2>RC
    S3=1;
end
if Vin3>RC
    S5=1;
end

function [Va,Vb,Vc] = fcn(Vin1,Vin2,Vin3,RC,Vdc)
S1=0; S3=0; S5=0;
if Vin1>RC
    S1=2;
end
if Vin2>RC
    S3=2;
end
if Vin3>RC
    S5=2;
end
Va=(S1-1)*(Vdc/2);
Vb=(S3-1)*(Vdc/2);
Vc=(S5-1)*(Vdc/2);
```

(c)

(d)

```
clc;
clear all;
% onomastika mixanis
Son=2*749.699; fon=50; Von=230;
%Motor Constant
P=2*2; % 2*Pair of poles
J=0.001;
H=J*((2*pi*fon)^2)/(2*Son);
F=0;
Rs=5; Rr=3.61; Lm=0.2091; Lls=0.0091; Llr=Lls;
Ls=Lls+Lm;
Lr=Llr+Lm;
Tbase=(4*pi*fon)/(Son*P);

Ts=1/500000;
fc=2500; % διακοπτική συχνότητα
Tc=1/fc;
Ton_delay=1/50000; % καθυστέρηση παλμών
Vrms=230;
ma=0.8;
Vdc=2*Vrms/ma;
f=50;
% plaisio anaforas
w=0;
```

(e)

**Σχήμα 5.14:** (a) Αλγόριθμος του block *theta calculation*.  
 (b) Αλγόριθμος του block *reference signal*.  
 (c) Αλγόριθμος του block *SPWM pulses*.  
 (d) Αλγόριθμος του block *digital inverter*.

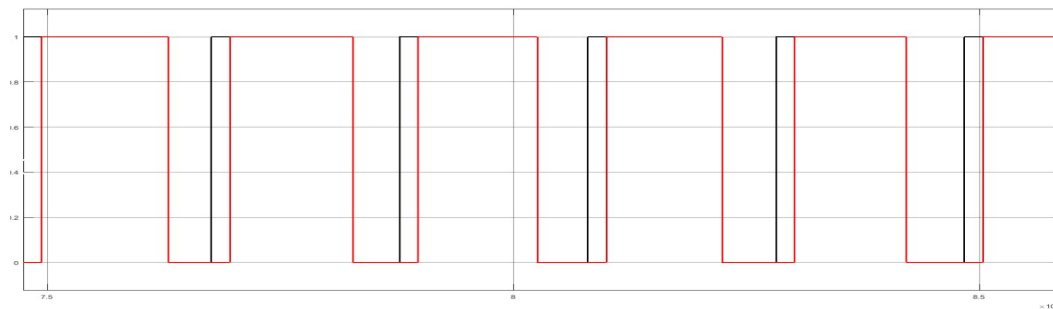
Στο σχήμα 5.13.a, φαίνεται στα αριστερά το block *SPWM+digital inverter*, όπου πρόκειται για την παραγωγή των παλμών με τεχνική SPWM και την υλοποίηση του αντιστροφέα. Στα δεξιά φαίνεται το μοντέλο του κινητήρα που αναπτύχθηκε.

Στο σχήμα 5.13.b, φαίνεται το εσωτερικό του block *SPWM+digital inverter*. Το πρώτο block, από αριστερά (*theta calculation*), πρόκειται στην ουσία για τη συνάρτηση του σχήματος 5.14.a και υπολογίζει τη γωνία  $\theta$  του ημιτόνου αναφοράς. Το δεύτερο block (*reference signal*), συνάρτηση σχήματος 5.14.b, κατασκευάζει τα τρία ημίτονα αναφοράς. Συνεχίζοντας,

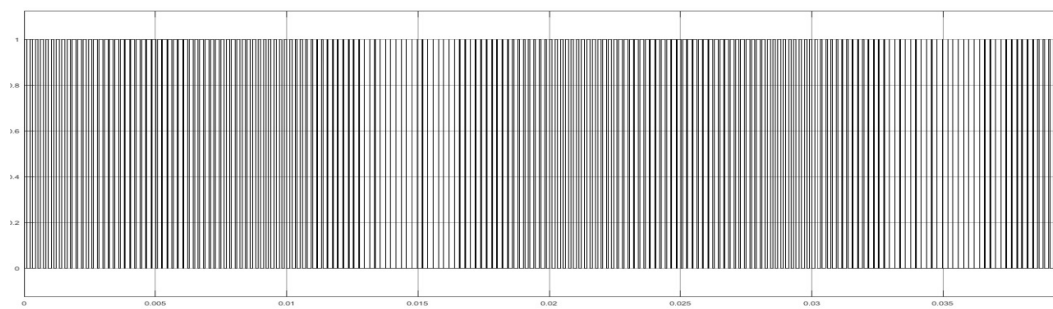


το επόμενο block (*SPWM pulses*), συνάρτηση σχήματος 5.14.c, παράγει τους παλμούς SPWM. Στη συνέχεια αυτοί δέχονται μία καθυστέρηση  $T_{on-delay}$  και οδηγούνται στο block *digital inverter*, συνάρτηση σχήματος 5.14.d, όπου υλοποιείται η τάση εξόδου του αντιστροφέα.

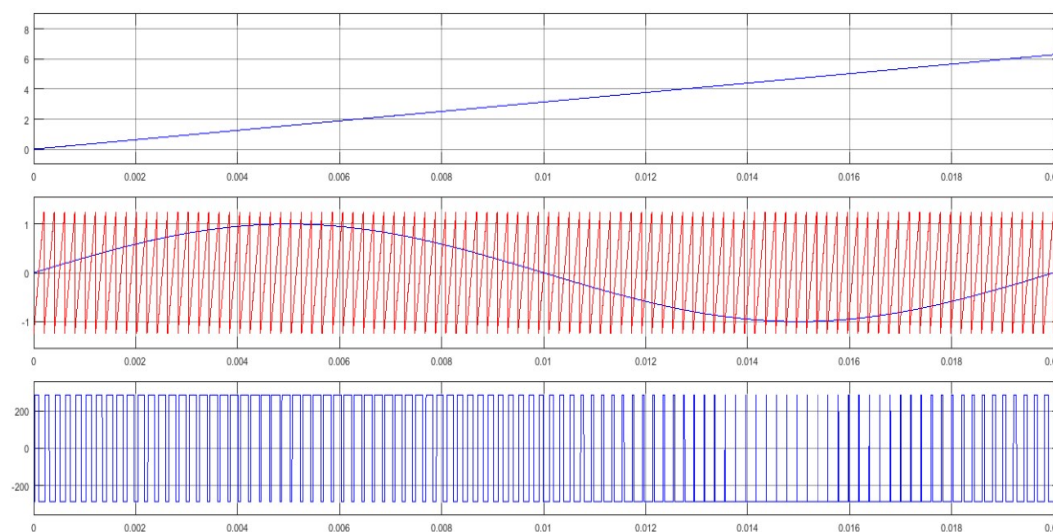
Το φέρον σήμα υλοποιείται στο block *carrier signal*, του οποίου το εσωτερικό φαίνεται στο σχήμα 5.13.c. Τέλος, στο σχήμα 5.14.e, φαίνεται η αρχικοποίηση του συνολικού μοντέλου.



Σχήμα 5.15: Παλμοί SPWM με καθυστέρηση.



Σχήμα 5.16: Παλμοί SPWM.



Σχήμα 5.17: Γωνία  $\theta$ , σύγκριση φέροντος και αναφοράς και παραγωγή παλμών.

Στη συνέχεια εξετάζεται η επίπτωση του συντελεστή διαμόρφωσης  $m_a$  στην αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος του κινητήρα.

$m_a$	THDi ρεύματος (%)
0.2	10.50
0.3	9.62
0.4	8.72
0.5	7.85
0.6	7.02
0.7	6.20
0.8	5.40
0.9	7.51
1	13.70

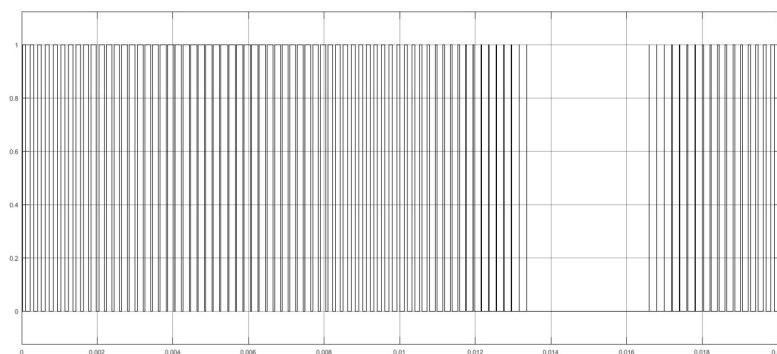
**Πίνακας 5.2:** Αρμονική παραμόρφωση φασικού ρεύματος κινητήρα για διάφορες τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης  $m_a$ .

Παρατηρείται πως για  $m_a = 0.8$  επιτυγχάνεται ο μικρότερος βαθμός αρμονικής παραμόρφωσης του φασικού ρεύματος του κινητήρα. Στην ουσία όσο μικρότερος είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η κύρια αρμονική του συνιστώσα, ως ποσοστό επί της θεμελιώδους. Κατα συνέπεια, σύμφωνα με τον ορισμό του συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης, που φαίνεται παρακάτω, ο THDi του φασικού ρεύματος του κινητήρα θα είναι μεγάλος. Όπως είναι αναμενόμενο, από τα παραπάνω, όσο μεγαλώνει το  $m_a$ , τόσο θα μικραίνει ο THDi.

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_{o,2}^2 + I_{o,3}^2 + I_{o,4}^2 + \dots}}{I_{o,1}} \quad (5.3)$$

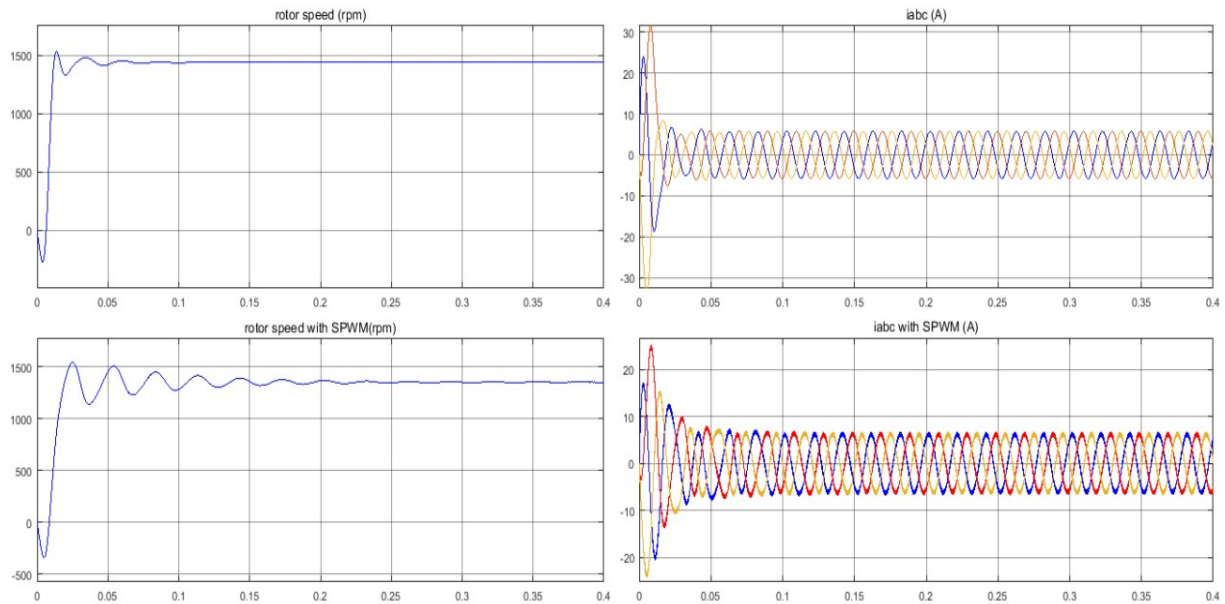
,όπου  $I_{o,1}$  η rms τιμή της θεμελιώδους του ρεύματος και  $I_{o,n}$  της αρμονικής τάξης  $n$ .

Παρ' όλ' αυτά, λόγω της καθυστέρησης  $T_{on-delay}$  που έχει επιβληθεί στους παλμούς της τεχνικής SPWM για λόγους ασφαλείας, για τιμές  $m_a$  μεγαλύτερες του 0.8, οι παλμοί έχουν μικρότερη διάρκεια από την διάρκεια της καθυστέρησης, με συνέπεια να αποκόπτονται πλήρως. Αυτό έχει ως συνέπεια την μεγάλη αύξηση της αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος.

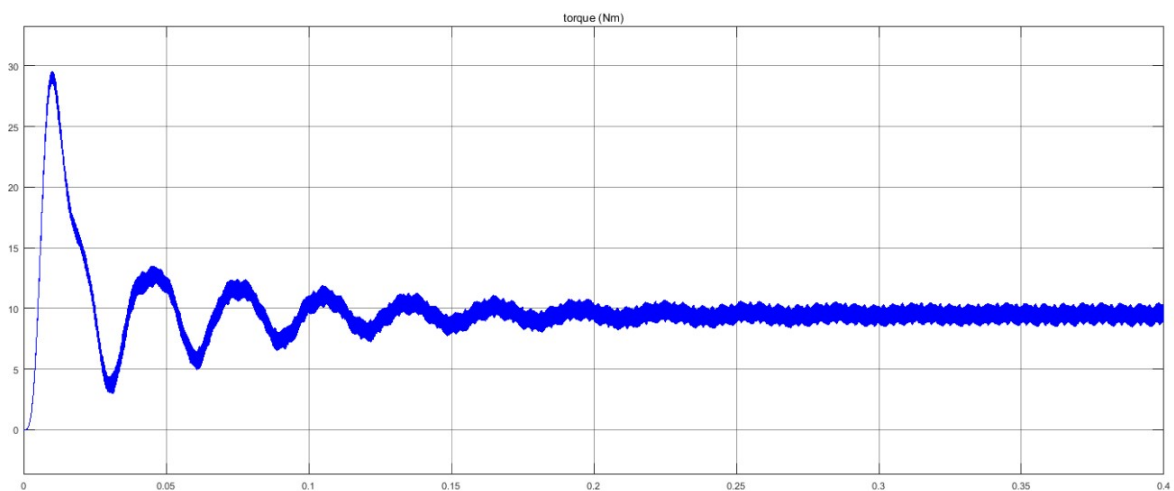


**Σχήμα 5.19:** Παλμοί SPWM με  $m_a = 0.9$ .

Στο σχήμα 5.20, παρακάτω, φαίνεται η ταχύτητα και το τριφασικό ρεύμα του κινητήρα σε εκκίνηση με ονομαστικό φορτίο, οδηγούμενου από ιδανική πηγή και από αντιστροφέα με τεχνική SPWM. Παρατηρείται, στη δεύτερη περίπτωση, ρεύμα μεγαλύτερου αρμονικού περιεχομένου το οποίο έχει επίπτωση στην ταχύτητα του κινητήρα αλλά και στη ροπή, όπως φαίνεται παρακάτω, στο σχήμα 5.21. Συγκεκριμένα η ταχύτητα παρουσιάζει μία μεγαλύτερη ταλάντωση μέχρι να σταθεροποιηθεί στην τελική της τιμή. Η ροπή παρουσιάζει μία υψίσυχη ταλάντωση (ripple), αντίστοιχη της υψίσυχης παραμόρφωσης του ρεύματος.



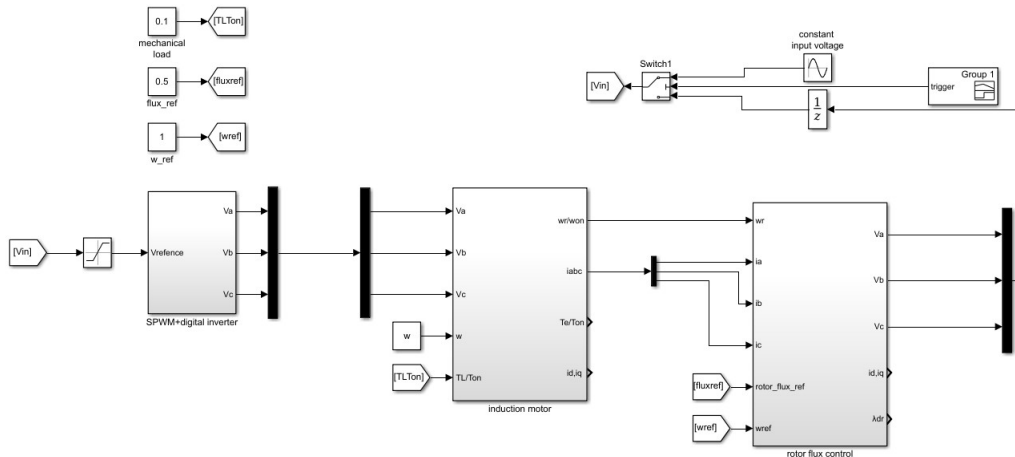
**Σχήμα 5.20:** Ταχύτητα και ρεύμα κινητήρα με τάση δικτύου και αντιστροφέα οδηγούμενου με SPWM.



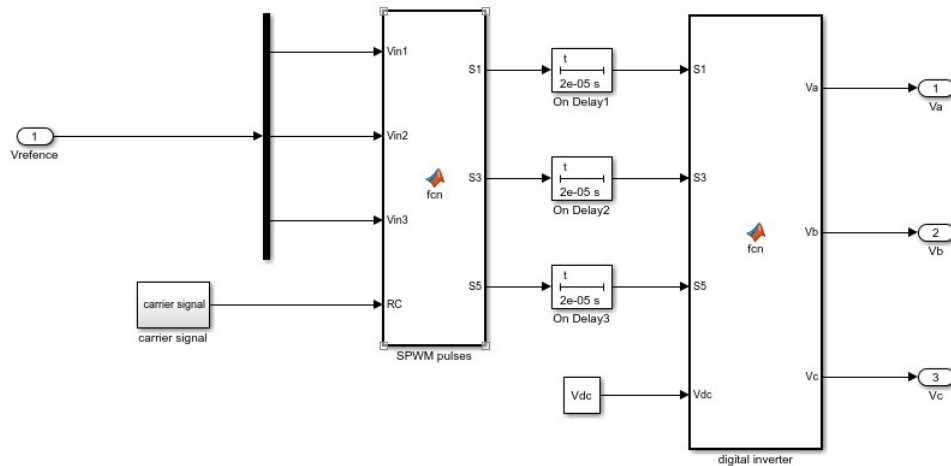
**Σχήμα 5.21:** Ροπή κινητήρα για λειτουργία με αντιστροφέα οδηγούμενου με SPWM.

### 5.3 Προσομοίωση διανυσματικού ελέγχου

Σε αυτό το σημείο στο σύστημα αντιστροφέα-κινητήρα θα εφαρμοστεί άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό του πεδίου του δρομέα ώστε να προσομοιωθεί η απόκρισή του. Όπως αναλύθηκε και στη θεωρία, πρόκειται για μία πολύ ακριβή τεχνική έλεγχου και κατα κόρον χρησιμοποιούμενη σε παρόμοιες εφαρμογές. Είναι χρήσιμο, λοιπόν, να μελετηθεί η απόκριση του ελέγχου αυτού. Στα επόμενα σχήματα ακολουθεί η ανάπτυξη του μοντέλου προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab/Simulink.



Σχήμα 5.22: Προσομοίωση διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου στο περιβάλλον Matlab/Simulink.



Σχήμα 5.23: Εσωτερικό του block *SPWM+digital inverter*.

Παρακάτω, στο σχήμα 5.24, φαίνεται ο κώδικας του block *rotor flux control*, το οποίο επιτελεί τον έλεγχο του συστήματος. Συγκεκριμένα αποτελείται από δύο μέρη:

- **Υπολογισμος της μαγνητικής ροής του δρομέα(μέτρο και γωνία), d και q συνιστώσων ρεύματος στάτη και ηλεκτρικής συχνότητας.**

Χρησιμοποιείται ο εκτιμητής ρευμάτων ο οποίος αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 3. Οι υπολογισμοί του φαίνονται παρακάτω. Αρχικά υπολογίζονται οι d,q συνιστώσες των ρευμάτων δρομέα και στάτη, από τις εξισώσεις 5.2, ενώ εν συνεχεία οι συνιστώσες d,q της μαγνητικής ροής του δρομέα, από τις εξισώσεις 5.1, καθώς και η ροπή του κινητήρα. Εν τέλει, υπολογίζεται η γωνία του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα  $p_r$ .

$$i_{qs} = \frac{1}{L_s} \Psi_{qs} - \frac{L_m}{L_s} i_{qr}$$

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} \Psi_{ds} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr}$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{qr} = -R_r i_{qr} - (\omega - \omega_r) \Psi_{dr}$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{dr} = -R_r i_{dr} + (\omega - \omega_r) \Psi_{qr}$$

$$T_e = (i_{qs} \Psi_{dr} - i_{ds} \Psi_{qr}) \frac{3PL_m}{4L_r}$$

$$p_r = \arctan \frac{\Psi_{dr}}{\Psi_{qr}}$$

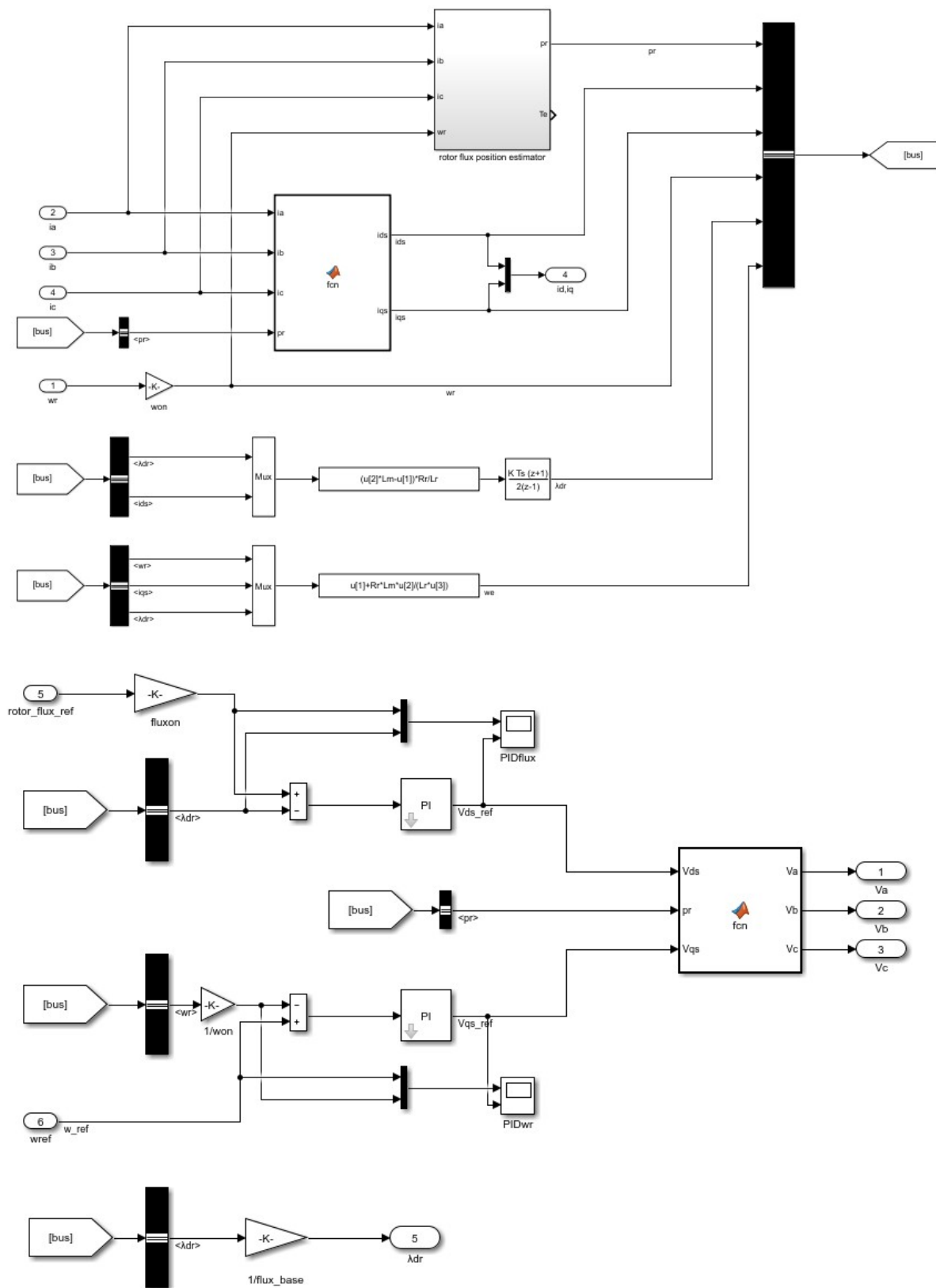
Εκτίμηση μέτρου μαγνητικής ροής και ταχύτητας δρομέα.

$$\frac{d}{dt} \lambda_{dr} = \frac{d}{dt} \Psi_{dr} = (L_m i_{ds} - \Psi_{dr}) \frac{R_r}{L_r}$$

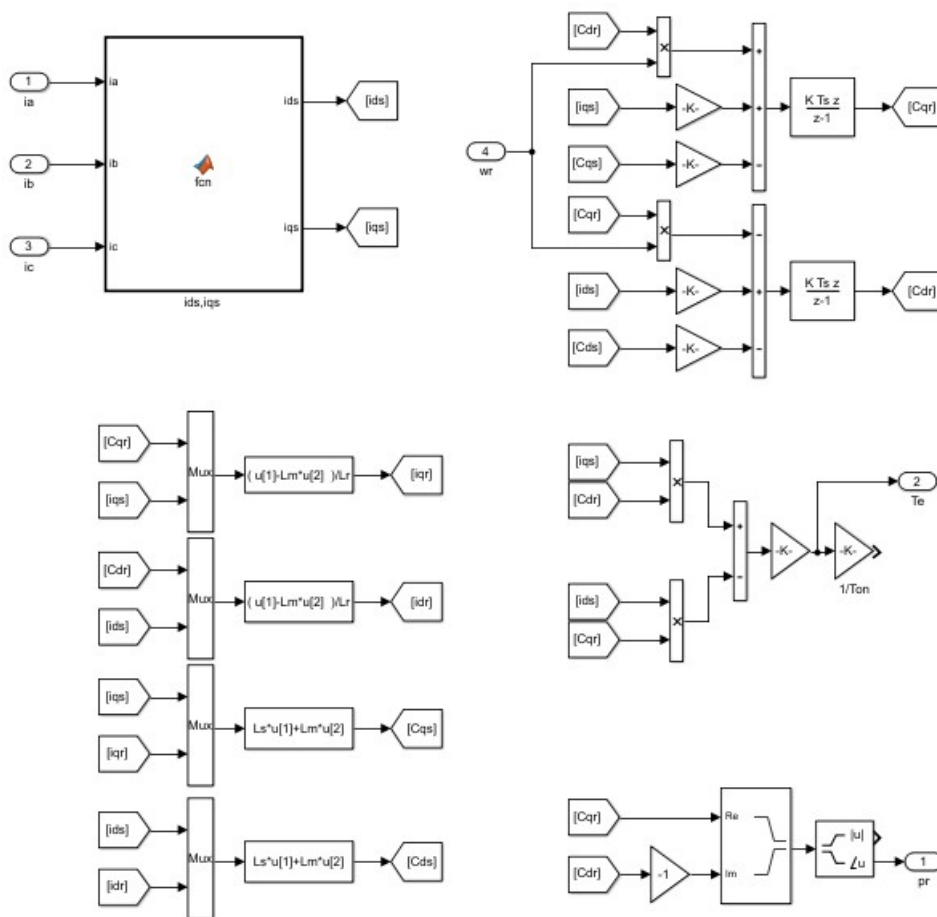
$$\omega_e = \omega_r + \frac{R_r L_m i_{qs}}{L_r \Psi_{dr}}$$

- **Έλεγχος της ταχύτητας του δρομέα και της μαγνητικής του ροής**

Πρόκειται για το δεύτερο μισό του σχήματος 5.24 όπου οι υπολογισμένες τιμές της μαγνητικής ροής και της ταχύτητας του δρομέα συγκρίνονται με τις επιθυμητές τιμές. Το προκύπτον σφάλμα δίνεται ως είσοδος στον ελεγκτές PI, των οποίων η έξοδος είναι η d και η q συνιστώσες αντίστοιχα της τάσης αναφοράς που δίνεται στον αντιστροφέα.



Σχήμα 5.24: Εσωτερικό του block *rotor flux control*.



Σχήμα 5.25: Εσωτερικό του block rotor flux position estimator.

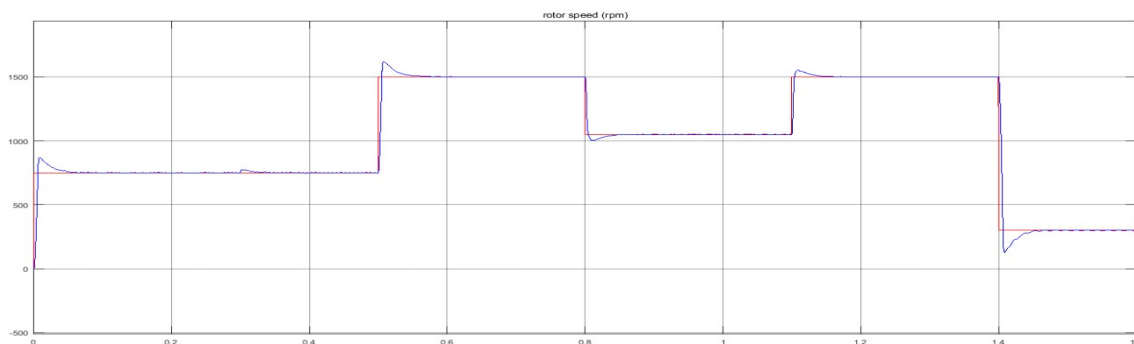
Η μεταβολή στην οποία θα υποβληθεί το σύστημα αποτελείται από τις παρακάτω 6 μεταβατικές καταστάσεις:

- *Μεταβατικό 1:* (t=0 sec) Εκκίνηση σε ταχύτητα 750 ΣΑΛ και πλήρες φορτίο, 9.5 Nm.
- *Μεταβατικό 2:* (t=0.3 sec) Βηματική μείωση φορτίου στο μισό του ονομαστικού.
- *Μεταβατικό 3:* (t=0.5 sec) Άυξηση της ταχύτητας στην ονομαστική της τιμή, 1500 ΣΑΛ.
- *Μεταβατικό 4:* (t=0.8 sec) Μείωση της ταχύτητας στις 1050 ΣΑΛ.
- *Μεταβατικό 5:* (t=1.1 sec) Αύξηση της ταχύτητας στην ονομαστική της τιμή με ταυτόχρονη βηματική μείωση της ροπής στα 1.9 Nm.
- *Μεταβατικό 6:* (t=1.4 sec) Μείωση της ταχύτητας στις 300 ΣΑΛ.

Ύστερα από δοκιμές επιλέχθηκαν τα παρακάτω κέρδη για τους ελεγκτές μαγνητικής ροής και ταχύτητας αντίστοιχα:

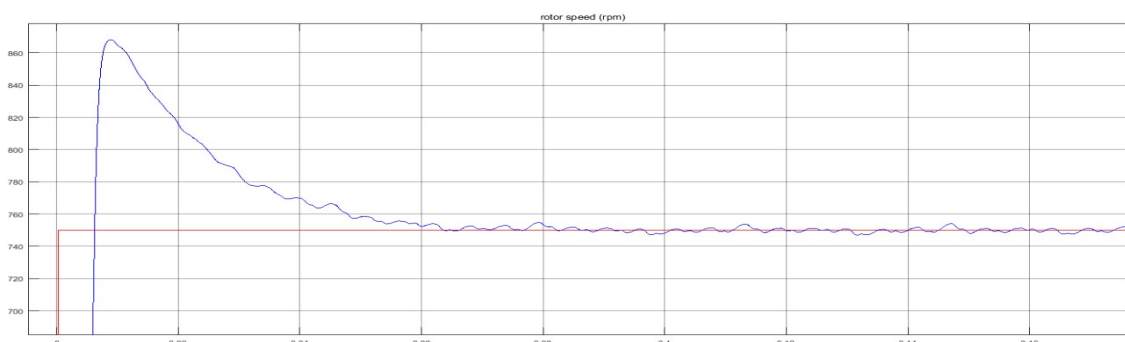
$$K_p = 0, K_i = 100 \text{ και } K_p = 150, K_i = 10000$$

Η συνολική απόκριση της ταχύτητας του κινητήρα φαίνεται στο σχήμα 5.26, ενώ στα επόμενα σχήματα φαίνονται σε μεγέθυνση και τα 6 μεταβατικά.



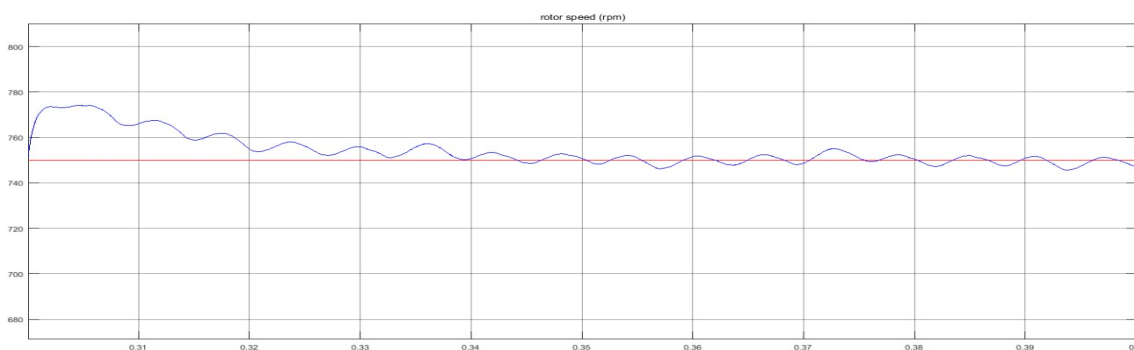
**Σχήμα 5.26:** Αναφορά ταχύτητας (κόκκινο) και ταχύτητα κινητήρα (μπλε).

Στην εκκίνηση παρατηρείται υπέρψωση ταχύτητας έως 868 ΣΑΛ, ενώ η μόνιμη κατάσταση επιτυγχάνεται σε χρόνο 0.1sec με κυμάτωση ταχύτητας  $\pm 3$  ΣΑΛ.



**Σχήμα 5.27:** Αναφορά ταχύτητας (κόκκινο) και ταχύτητα κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 1.

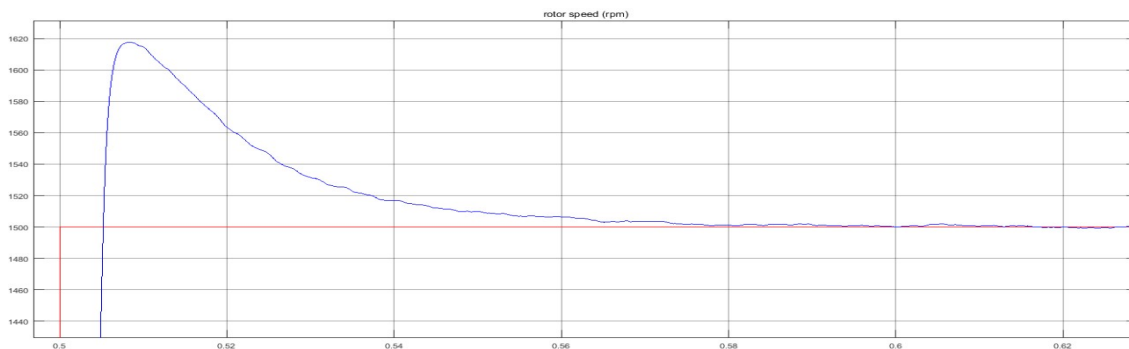
Στο δεύτερο μεταβατικό παρατηρείται υπέρψωση ταχύτητας έως 774 ΣΑΛ., ενώ η μόνιμη κατάσταση επιτυγχάνεται σε χρόνο 0.05sec με κυμάτωση ταχύτητας  $\pm 3$  ΣΑΛ.



**Σχήμα 5.28:** Αναφορά ταχύτητας (κόκκινο) και ταχύτητα κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 2.

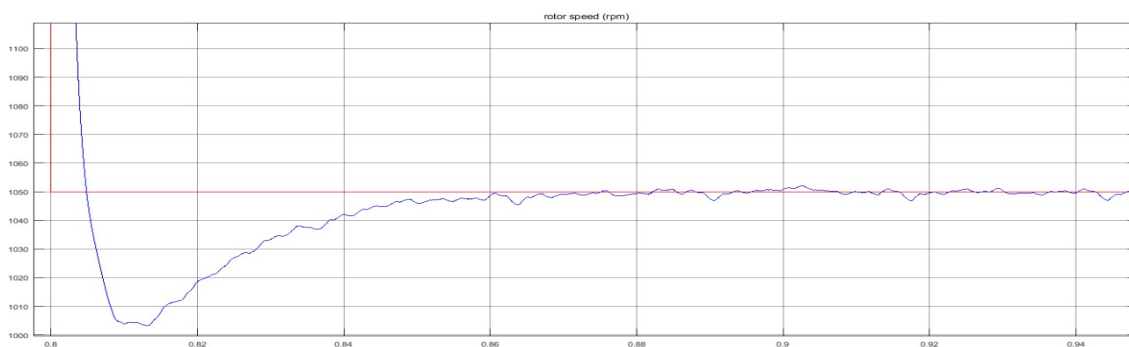


Στο τρίτο μεταβατικό παρατηρείται υπερύψωση ταχύτητας έως 1618 ΣΑΛ, ενώ η μόνιμη κατάσταση επιτυγχάνεται σε χρόνο 0.12sec με κυμάτωση ταχύτητας  $\pm 1$  ΣΑΛ.



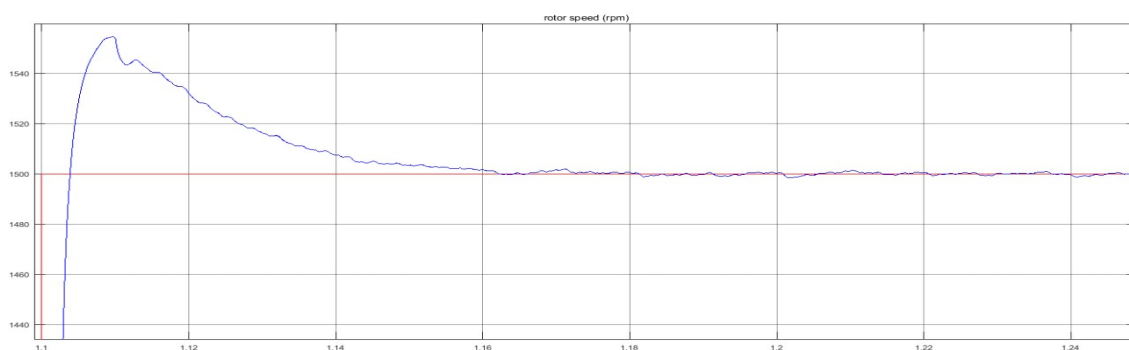
Σχήμα 5.29: Αναφορά ταχύτητας (κόκκινο) και ταχύτητα κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 3.

Στο τέταρτο μεταβατικό παρατηρείται βύθιση ταχύτητας έως 1005 ΣΑΛ., ενώ η μόνιμη κατάσταση επιτυγχάνεται σε χρόνο 0.1sec με κυμάτωση ταχύτητας  $\pm 2$  ΣΑΛ.



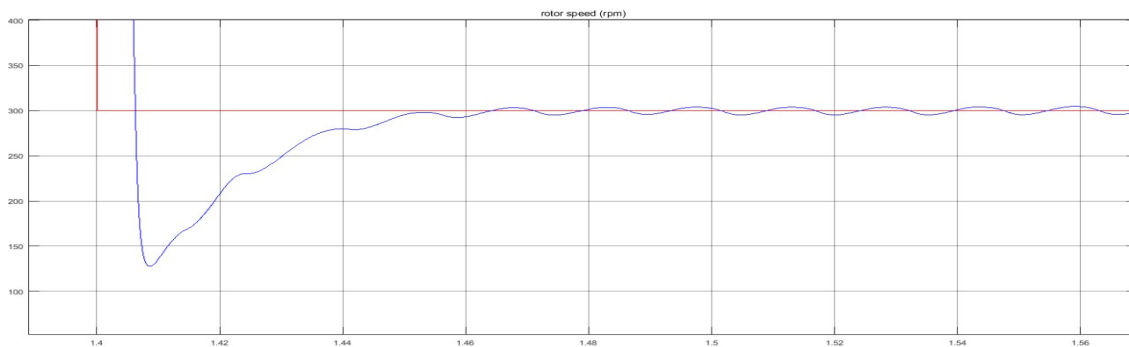
Σχήμα 5.30: Αναφορά ταχύτητας (κόκκινο) και ταχύτητα κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 4.

Στο πέμπτο μεταβατικό παρατηρείται υπερύψωση ταχύτητας έως 1554 ΣΑΛ, ενώ η μόνιμη κατάσταση επιτυγχάνεται σε χρόνο 0.1sec με κυμάτωση ταχύτητας  $\pm 1$  ΣΑΛ.



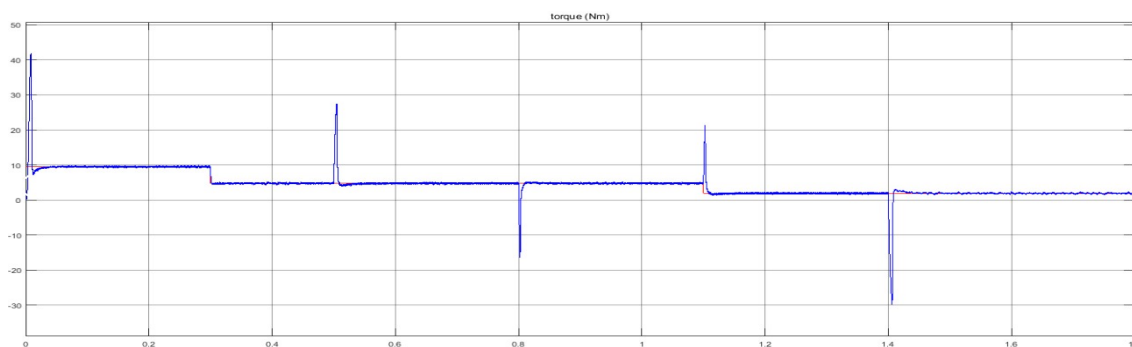
Σχήμα 5.31: Αναφορά ταχύτητας (κόκκινο) και ταχύτητα κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 5.

Στο έκτο μεταβατικό παρατηρείται βύθιση ταχύτητας έως 127 ΣΑΛ, ενώ η μόνιμη κατάσταση επιτυγχάνεται σε χρόνο 0.08sec με κυμάτωση ταχύτητας  $\pm 4$  ΣΑΛ.



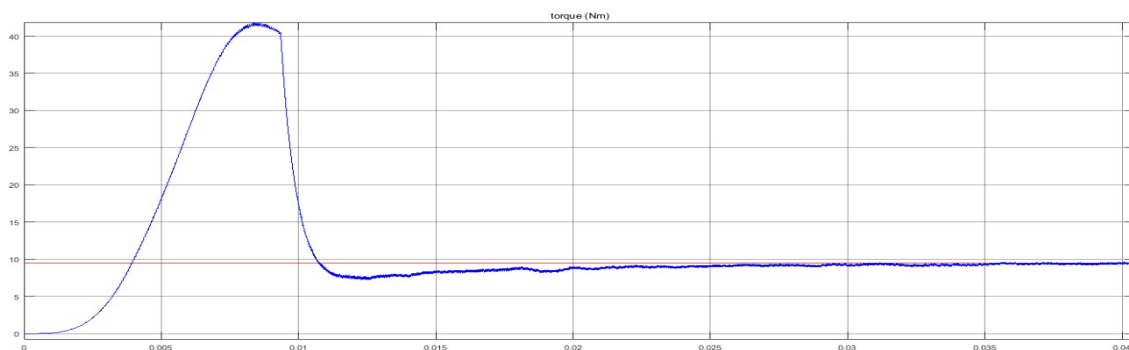
**Σχήμα 5.32:** Αναφορά ταχύτητας (κόκκινο) και ταχύτητα κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 6.

Η συνολική απόκριση της ροπής του κινητήρα φαίνεται στο σχήμα 5.33, ενώ στα επόμενα σχήματα φαίνονται σε μεγέθυνση και τα 6 μεταβατικά.



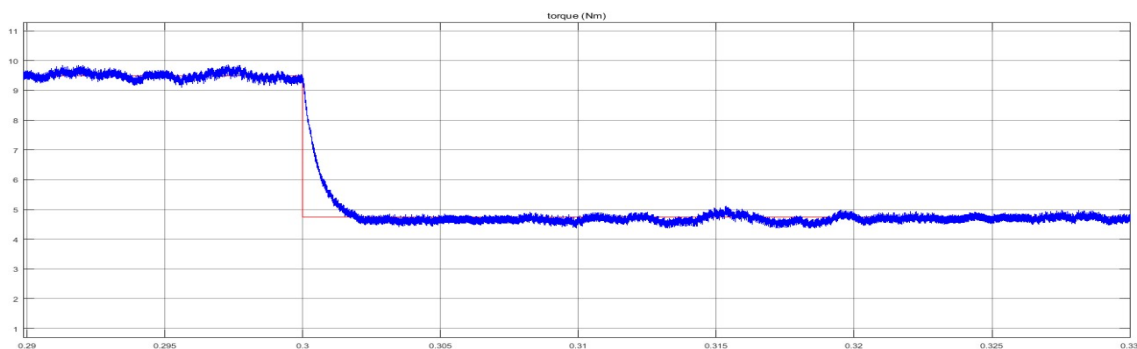
**Σχήμα 5.33:** Αντιροπή φορτίου (κόκκινο) και ροπή κινητήρα (μπλε).

Στην εκκίνηση παρατηρείται ότι η ροπή είναι αρκετά υψηλή, σχεδόν  $42Nm$ . Στη μόνιμη κατάσταση η κυμάτωση ροπής είναι  $\pm 0.35Nm$ .



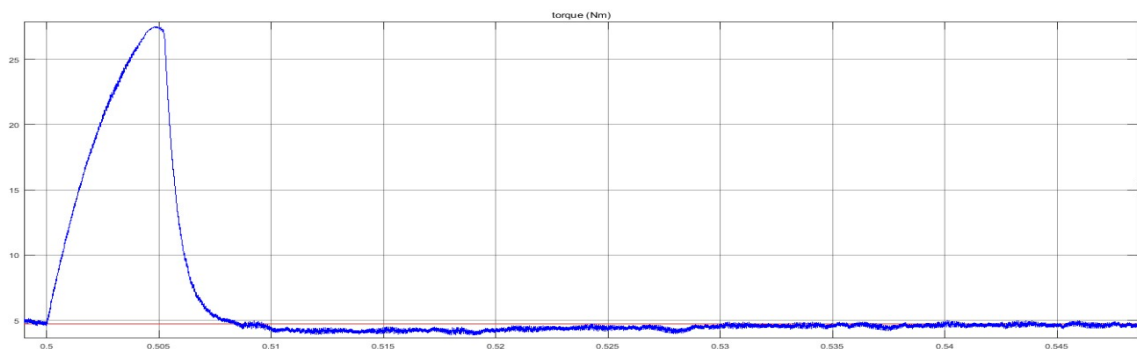
**Σχήμα 5.34:** Αντιροπή φορτίου (κόκκινο) και ροπή κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 1.

Στο δεύτερο μεταβατικό, όπου η αντιροπή του φορτίου μειώνεται στο μισό της ονομαστικής, δεν παρατηρείται κάποια βύθιση της ροπής του κινητήρα, περαιτέρω του  $4.47Nm$ . Στη μόνιμη κατάσταση η κυμάτωση ροπής είναι  $\pm 0.35Nm$ .



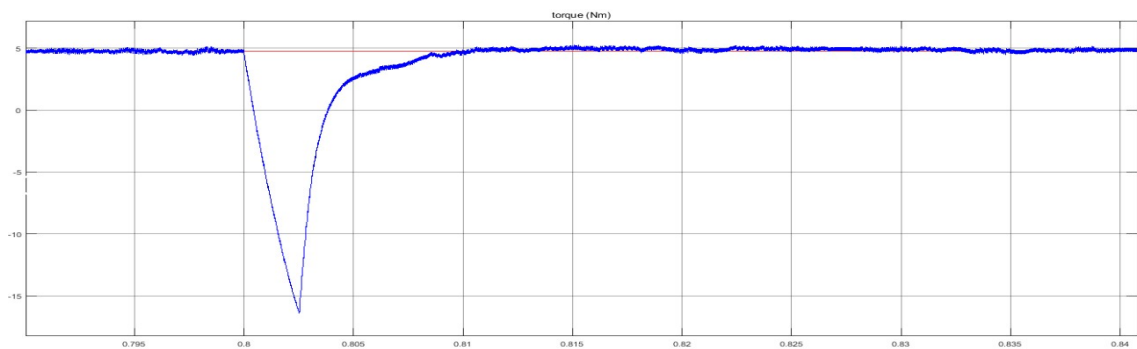
Σχήμα 5.35: Αντιροπή φορτίου (κόκκινο) και ροπή κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 2.

Στο τρίτο μεταβατικό παρατηρείται υπερύψωση ροπής έως  $27.5Nm$ . Στη μόνιμη κατάσταση η κυμάτωση ροπής είναι  $\pm 0.35Nm$ .



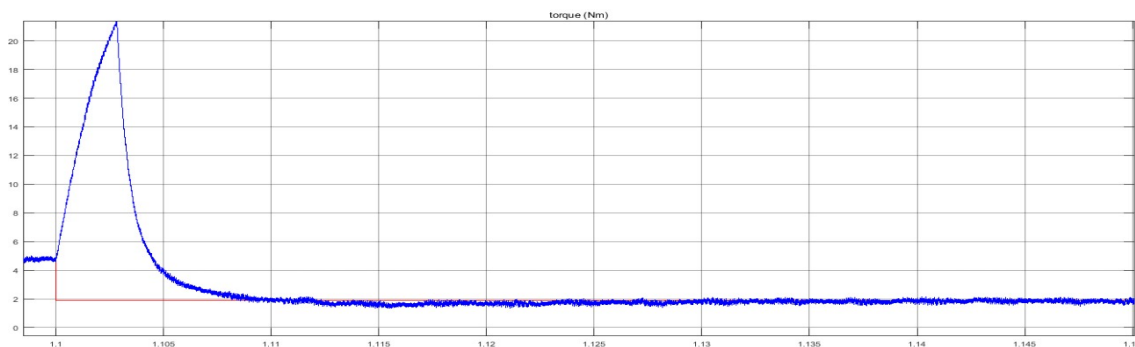
Σχήμα 5.36: Αντιροπή φορτίου (κόκκινο) και ροπής κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 3.

Στο τέταρτο μεταβατικό παρατηρείται μία βύθιση ροπής κατά  $24.47Nm$ . Στη μόνιμη κατάσταση η κυμάτωση ροπής είναι  $\pm 0.35Nm$ .



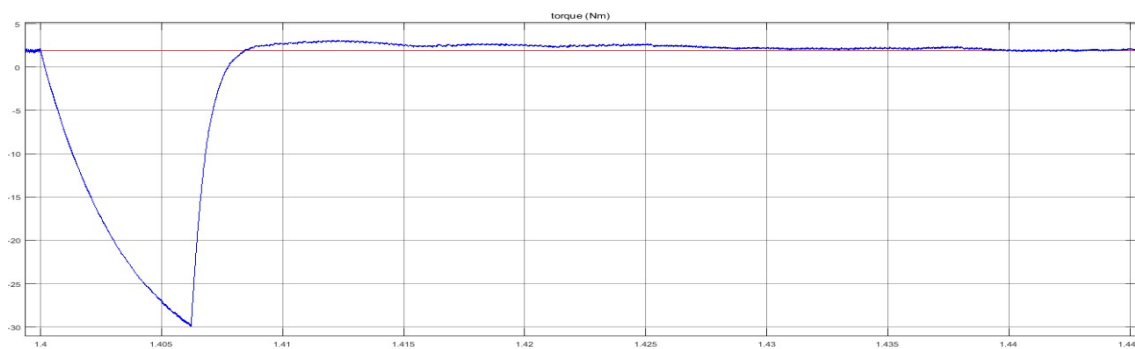
Σχήμα 5.37: Αντιροπή φορτίου (κόκκινο) και ροπή κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 4.

Στο πέμπτο μεταβατικό παρατηρείται υπερύψωση ροπής έως  $21.4Nm$ . Στη μόνιμη κατάσταση η κυμάτωση ροπής είναι  $\pm 0.35Nm$ .



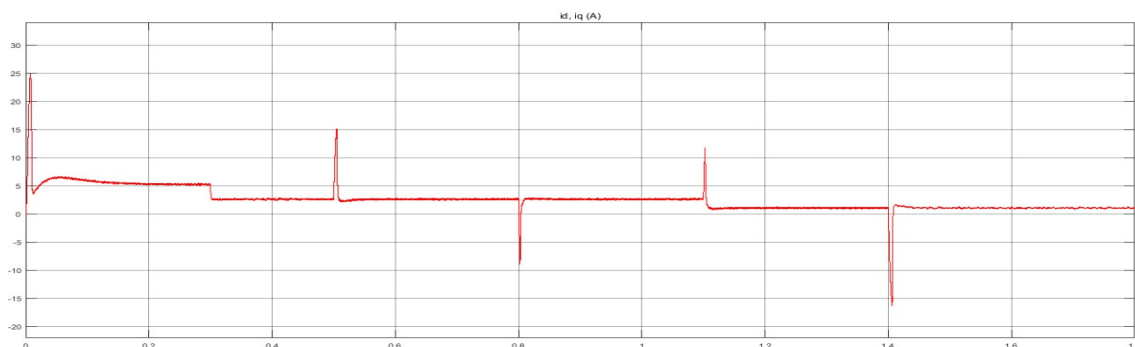
Σχήμα 5.38: Αντιροπή φορτίου (κόκκινο) και ροπή κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 5.

Στο έκτο μεταβατικό παρατηρείται μία βύθιση ροπής κατά  $35Nm$ . Στη μόνιμη κατάσταση η κυμάτωση ροπής είναι  $\pm 0.5Nm$ .



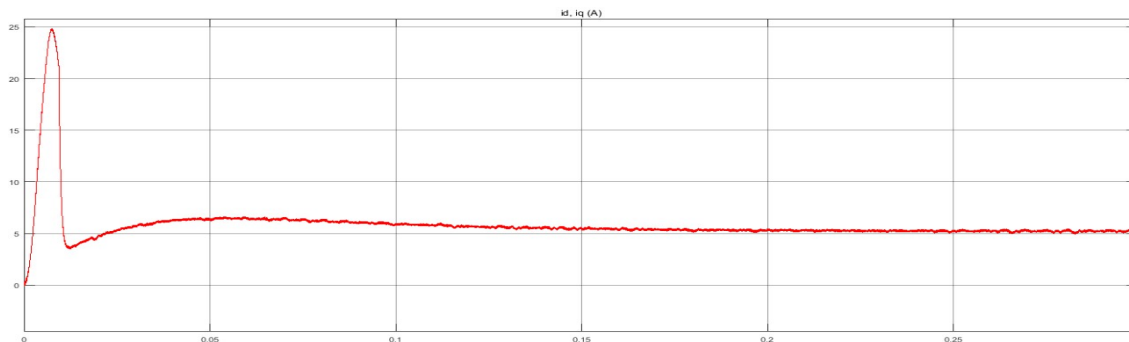
Σχήμα 5.39: Αντιροπή φορτίου (κόκκινο) και ροπή κινητήρα (μπλε)-Μεταβατικό 6.

Τα ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα του κινητήρα φαίνονται στο σχήμα 5.40, ενώ στα επόμενα σχήματα φαίνονται σε μεγέθυνση και τα 6 μεταβατικά. Όπως αναμένονταν, το ρεύμα κάθετου άξονα έχει ίδια μορφή με τη ροπή, ενώ το ρεύμα ορθού άξονα διατηρείται πρακτικά σταθερό.



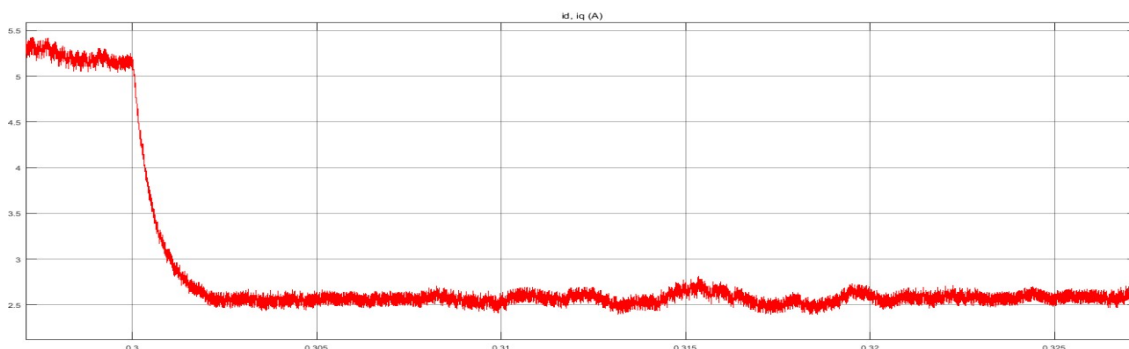
Σχήμα 5.40: Ρεύμα ευθέως άξονα (μπλε) και κάθετου άξονα (κόκκινο) του κινητήρα.

Στην εκκίνηση παρατηρείται ότι το ρεύμα είναι αρκετά υψηλό, σχεδόν  $25A$ . Στη μόνιμη κατάσταση η τιμή του είναι  $5.3A$  και η κυμάτωσή του είναι  $\pm 0.2$ .



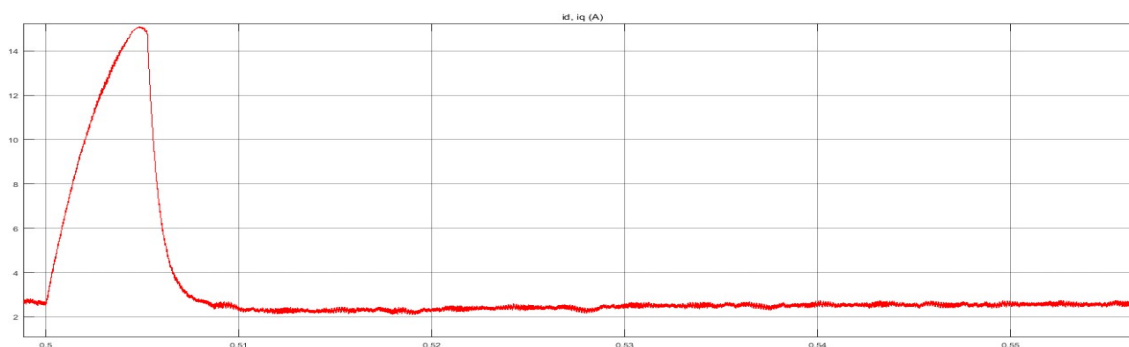
**Σχήμα 5.41:** Ρεύμα κάθετου άξονα-Μεταβατικό 1

Στο δεύτερο μεταβατικό το ρεύμα του κινητήρα πέφτει στα  $2.5A$  περίπου. Στη μόνιμη κατάσταση η τιμή του είναι  $2.6A$  και η κυμάτωσή του είναι  $\pm 0.2A$ .



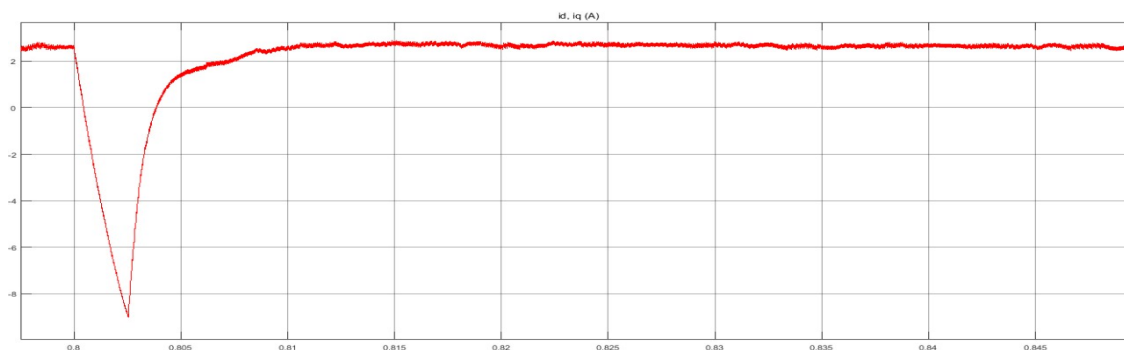
**Σχήμα 5.42:** Ρεύμα κάθετου άξονα-Μεταβατικό 2.

Στο τρίτο μεταβατικό παρατηρείται υπερύψωση του ρεύματος έως  $15A$ . Στη μόνιμη κατάσταση η τιμή του είναι  $2.6A$  και η κυμάτωσή του είναι  $\pm 0.2$ .



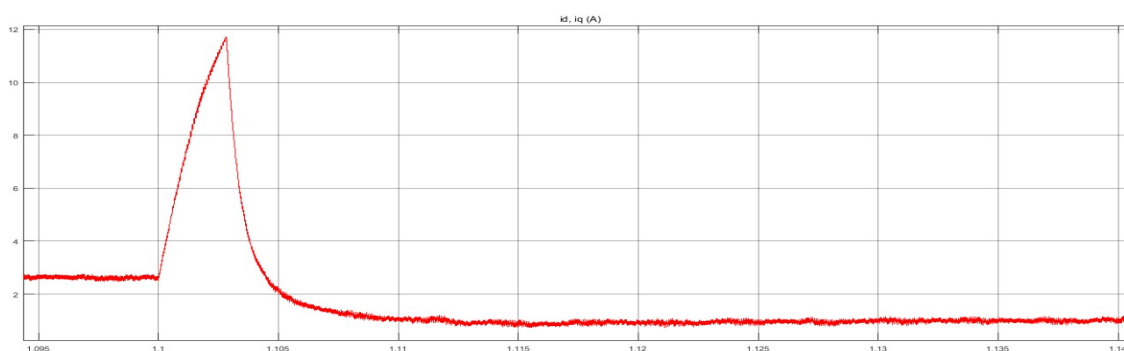
**Σχήμα 5.43:** Ρεύμα κάθετου άξονα-Μεταβατικό 3.

Στο τέταρτο μεταβατικό παρατηρείται μία βύθιση του ρεύματος κατά  $11.5A$ . Στη μόνιμη κατάσταση η τιμή του είναι  $2.6A$  και η κυμάτωσή του είναι  $\pm 0.2$ .



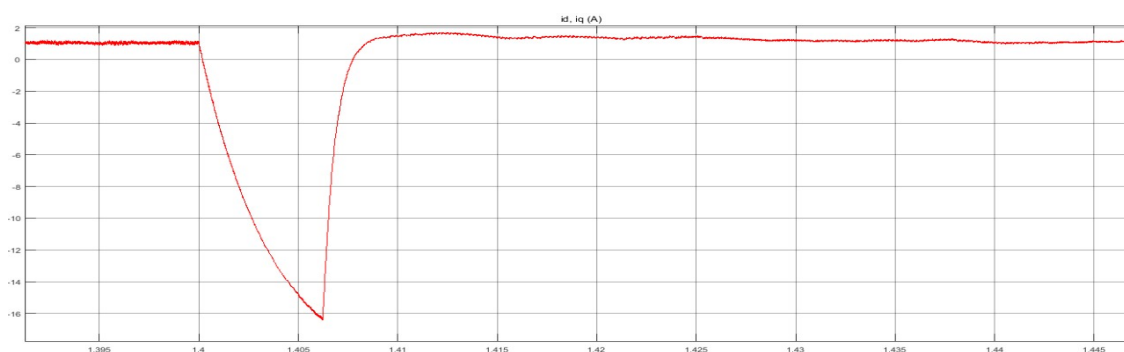
Σχήμα 5.44: Ρεύμα κάθετου άξονα-Μεταβατικό 4.

Στο πέμπτο μεταβατικό παρατηρείται υπερύψωση του ρεύματος έως  $11.7A$ . Στη μόνιμη κατάσταση η τιμή του είναι  $1.1A$  και η κυμάτωσή του είναι  $\pm 0.2$ .



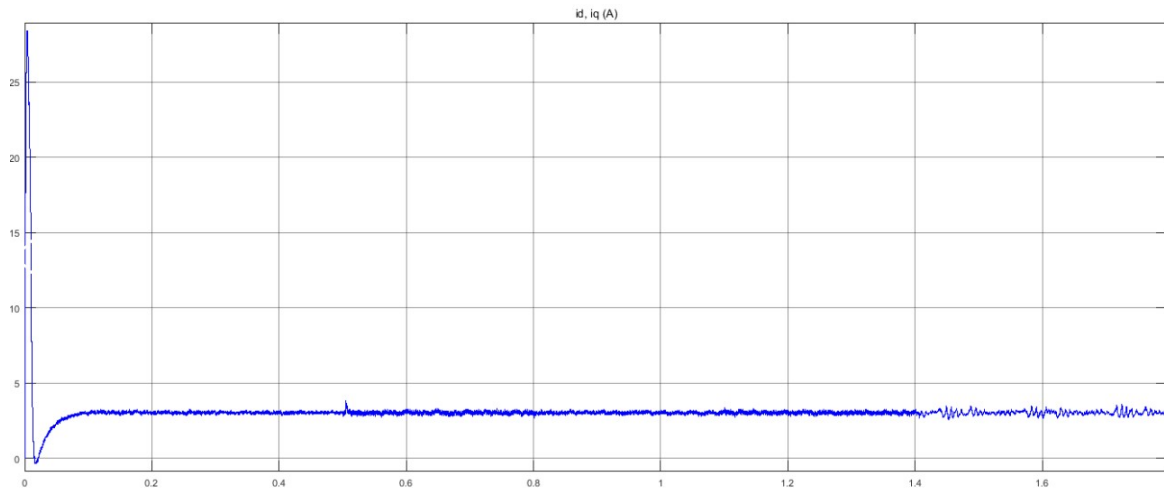
Σχήμα 5.45: Ρεύμα κάθετου άξονα-Μεταβατικό 5.

Στο έκτο μεταβατικό παρατηρείται μία βύθιση ρεύματος κατά  $17.5A$ . Στη μόνιμη κατάσταση η τιμή του είναι  $1.1A$  και η κυμάτωσή του είναι  $\pm 0.7$ .



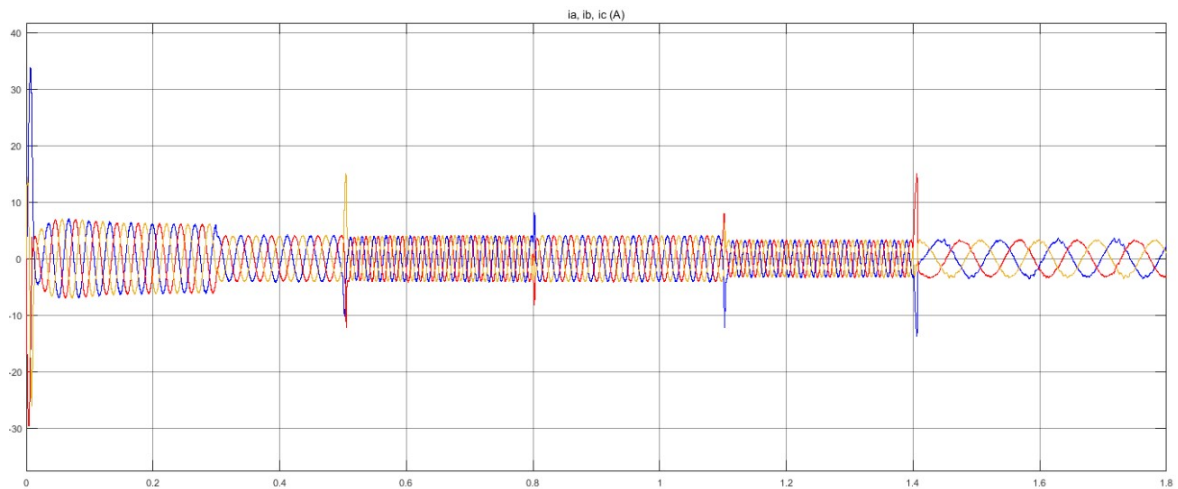
Σχήμα 5.46: Ρεύμα κάθετου άξονα-Μεταβατικό 6.

Το ρεύμα ορθού άξονα, όπως αναμένονταν, διατηρείται σταθερό καθ' όλη τη διάρκεια των μεταβατικών. Στα πρώτα 5 μεταβατικά η κυμάτωσή του είναι  $\pm 0.2A$ , ενώ μετά το τελευταίο  $\pm 0.35A$ .



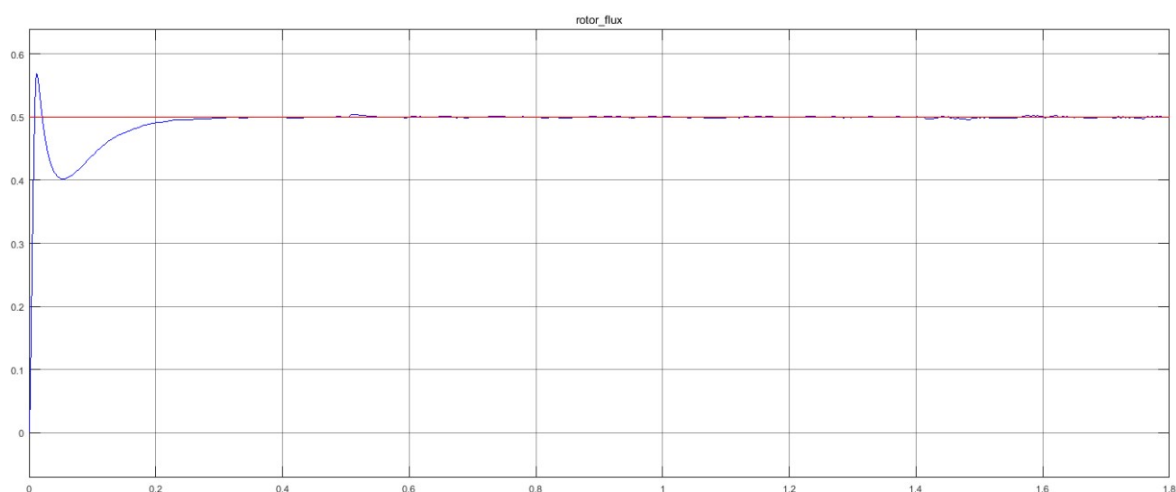
Σχήμα 5.47: Ρεύμα ορθού άξονα.

Παρακάτω, φαίνονται και οι τρεις φάσεις του ρεύματος του κινητήρα. Παρατηρείται η εξάρτηση της ροπής με το πλάτος των ρευμάτων και η ταχύτητα με τη συχνότητά τους.



Σχήμα 5.48: Τριφασικό ρεύμα κινητήρα.

Η μαγνητική ροή του δρομέα διατηρείται σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια του φαινομένου, όπως άλλωστε ήταν και το ζητούμενο του συγκεκριμένου ελέγχου. Η τιμή αναφοράς επιλέχθηκε στο μισό της ονομαστικής.



**Σχήμα 5.49:** Αναφορά μαγνητικής ροής δρομέα (κόκκινο) και μαγνητική ροή δρομέα (μπλε).

Μεταβατικά	Υπερύψωση	Χρόνος αποκατάστασης (sec)
<b>1ο Μεταβατικό</b>	15.7%	0.1
<b>2ο Μεταβατικό</b>	0.8%	0.05
<b>3ο Μεταβατικό</b>	7.8%	0.12
<b>4ο Μεταβατικό</b>	-4.2%	0.1
<b>5ο Μεταβατικό</b>	3.6%	0.1
<b>6ο Μεταβατικό</b>	-57.7%	0.08

**Πίνακας 5.3:** Υπερύψωση και χρόνος αποκατάστασης ταχύτητας.

Μόνιμη κατάσταση	$N_m$ (ΣΑΛ)	$I_q$ (A)	$I_d$ (A)	$T_m$ (Nm)
<b>1ο Μεταβατικό</b>	$\pm 3$	$\pm 0.2$	$\pm 0.2$	$\pm 0.35$
<b>2ο Μεταβατικό</b>	$\pm 3$	$\pm 0.2$	$\pm 0.2$	$\pm 0.35$
<b>3ο Μεταβατικό</b>	$\pm 1$	$\pm 0.2$	$\pm 0.2$	$\pm 0.35$
<b>4ο Μεταβατικό</b>	$\pm 2$	$\pm 0.2$	$\pm 0.2$	$\pm 0.35$
<b>5ο Μεταβατικό</b>	$\pm 1$	$\pm 0.2$	$\pm 0.2$	$\pm 0.35$
<b>6ο Μεταβατικό</b>	$\pm 4$	$\pm 0.7$	$\pm 0.35$	$\pm 0.5$

**Πίνακας 5.3:** Κυμάτωση ρευμάτων, ταχύτητας και ροπής στη μόνιμη κατάσταση.

Παρατηρείται πως με τη συγκεκριμένη επιλογή των κερδών των δύο ελεγκτών, επιτεύχθηκε πολύ γρήγορος χρόνος απόκρισης της ταχύτητας και μικρή ταλάντωση μόνιμης κατάστασης. Η ταχύτητα κάνει μία υπερύψωση 15.7% στην εκκίνηση και αργότερα η μέγιστη υπερύψωση που παρατηρήθηκε για κάποιο μεταβατικό είναι 7.8%. Η ταλάντωση της ταχύτητας στη μόνιμη κατάσταση δεν ξεπερνά τις  $\pm 4$  ΣΑΛ, το ρεύμα εγκάρσιου άξονα τα  $\pm 0.7A$ , το ρεύμα ορθού άξονα τα  $\pm 0.35A$  και η ροπή τα  $\pm 0.5Nm$ . Η δυσμενέστερη περίπτωση εμφανίζεται στη λειτουργία του κινητήρα με χαμηλή ταχύτητα και χαμηλό φορτίο, όπου και εμφανίζονται οι μεγαλύτερες ταλαντώσεις.



## 6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Κύριος στόχος της παρούσας εργασίας ήταν να σχεδιαστεί και να υλοποιηθεί ένας τριφασικός αντιστροφέας με σκοπό να οδηγεί τριφασικό κινητήρα επαγωγής. Δευτερεύων στόχος ήταν να προσομοιωθεί η λειτουργία του συστήματος αντιστροφέα και κινητήρα 2HP του εργαστηρίου ώστε να εξεταστεί η απόκρισή του σε τροφοδοσία από τον αντιστροφέα.

Σε ένα πρώτο βήμα, παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο για την σχεδίαση και υλοποίηση του αντιστροφέα καθώς και για την ανάπτυξη του μοντέλου προσομοίωσης. Ξεκινώντας, αναλύεται ο σκοπός και η δομή της εργασίας αυτής. Στη συνέχεια, επιχειρείται ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης. Αναλύεται, επίσης, λεπτομερώς η λειτουργία των μηχανών επαγωγής καθώς και των τριφασικών αντιστροφών. Αναπτύσσονται οι κυριότερες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών όπως η ημιτονοειδής (SPWM) και η τεχνική χωρικών διανυσμάτων (SVPWM). Στο τελευταίο μέρος αυτού του κεφαλαίου περιγράφονται οι διάφορες τεχνικές έλεγχου των ηλεκτρικών μηχανών.

Σε ένα επόμενο βήμα περιγράφεται η σχεδίαση και η κατασκευή των επιμέρους υποσυστημάτων του αντιστροφέα, ξεκινώντας από τον επεξεργαστή και το σύστημα ισχύος και συνεχίζοντας με το σύστημα οδήγησης και τα μετρητικά υποσυστήματα. Επίσης αναπτύσσεται ο κώδικας παραγωγής παλμών με την τεχνική SPWM, και επιβεβαιώνεται η ορθή λειτουργία του συστήματος.

Στη συνέχεια αναλύεται η μοντελοποίηση και η προσομοίωση του συνολικού συστήματος. Αρχικά, μοντελοποιούνται ο κινητήρας επαγωγής, ο αντιστροφέας και η τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών. Εν συνεχεία, αναπτύσσεται ο διανυσματικός έλεγχος και προσομοιώνεται η λειτουργία του συστήματος με την εφαρμογή του.

### 6.1 Κυριότερα συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας έχουν ως εξής:

- Κατασκευάστηκε τριφασικός αντιστροφέας μέγιστης συνεχούς τάσης 600 V και μέγιστης RMS τιμής φασικού ρεύματος εξόδου 70A. Επίσης εξετάστηκε η ορθή λειτουργία του.
- Υλοποιήθηκε ο κώδικας, μέσω του περιβάλλοντος Matlab/Simulink, για τα μετρητικά του ρεύματος και της ταχύτητας. Επίσης υλοποιήθηκε ο κώδικας για την παραγωγή παλμών με την τεχνική SPWM με νεκρό χρόνο (dead-time).
- Μοντελοποιήθηκε και προσομοιώθηκε διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου σε μηχανή επαγωγής 2HP του εργαστηρίου, ενώ παράλληλα βρέθηκαν τα κατάλληλα κέρδη των ελεγκτών για γρήγορη απόκριση στα μεταβατικά και μικρές ταλαντώσεις στη μόνιμη κατάσταση. Το συγκεκριμένο μοντέλο με ελάχιστες διαφοροποιήσεις μπορεί να εκτελεσθεί μελλοντικά από τον επεξεργαστή για την πειραματική επιβεβαίωση των προσομοιωμένων αποτελεσμάτων.

## 6.2 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

Μερικά σημεία που προτείνονται για περαιτέρω διερεύνηση και θα ήταν ενδιαφέρον να μελετηθούν στο μέλλον είναι:

- Κατασκευή μίας ενιαίας πλακέτας για τον επεξεργαστή, το σύστημα οδήγησης και τα μετρητικά συστήματα. Κατασκευή, επίσης, ενός συνολικού συστήματος αντιστροφέα που θα περιλαμβάνει την προαναφερθείσα πλακέτα και το σύστημα ισχύος και θα παρουσιάζεται σε εμπορική μορφή μαζί με τις προδιαγραφές δεδομένων του (datasheet).
- Πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης του διανυσματικού ελέγχου που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 5.

---

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] S.J. Chapman, «Ηλεκτρικές μηχανές», Εκδόσεις Τζιόλα, 2014.
- [2] Σ.Ν. Μανίας, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007.
- [3] Κ. Βουρνάς, Γ. Κονταξής, «Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας», Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 2010.
- [4] Chee-Mun Ong, «Dynamic Simulation of Electric Machinery», Prentice Hall PTR, 1998.
- [5] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, «Dynamic Simulation of Electric Machinery», 1998.
- [6] Peter Vas, «Sensorless Vector and Direct Torque Control», Oxford University Press, 1998.
- [7] Δημήτριος Σ. Ράπτης, «Ανάλυση Λειτουργίας Ασύγχρονου Κινητήρα Τροφοδοτούμενο από Μετατροπέα», Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2004.
- [8] Δημήτριος Τσιάκος, «Διανυσματικός Έλεγχος Διπολικής Σύγχρονης Μηχανής Μονίμων Μαγνητών Υψηλής Ταχύτητας», Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2018.
- [9] Ευάγγελος Μ. Τσαμπούρης, «Έλεγχος Κινητήρων επαγωγής με Κριτήρια Ελαχιστοποίησης Απωλειών», Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2008.
- [10] Ιάκωβος Στ. Μανωλάς, «Συγκριτική Μελέτη Τεχνικών Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών Επαγωγής», Διπλωματική εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2006.
- [11] Αλέξανδρος Αλεξάνδρου, «Συγκριτική Διερεύνηση Τεχνικών Ρύθμισης Μαγνητικής Ροής Δρομέα Ελεγχόμενου Ασύγχρονου Τριφασικού Κινητήρα Για Την Ελαχιστοποίηση Των Απωλειών», Διπλωματική Εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2011.
- [12] Νικόλαος Αποστολόπουλος, «Έλεγχος Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών Για Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων», Διπλωματική Εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2012.
- [13] Στέφανος Μακρυσόπουλος, «Τεχνικές Προβλεπτικού Ελέγχου Για Την Οδήγηση Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών Σε Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης, Με Κριτήριο Τον Περιορισμό Των Επιδράσεων Εξωτερικών Διαταραχών Και Σφαλμάτων Μέτρησης», Διπλωματική Εργασία ΕΜΠ, Αθήνα 2017.